

# Low Noise Preamp for 1.3 GHz

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Glücksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50

**Abstract:** For EME on 1296 MHz very low noise operation of the RX is essential because of the low sky temperature. The design uses noiseless feedback in the source for unconditional stability, fixed tuning and the AVANTEK ATF10135 GaAs-FET. It provides very low noise figure ( $< 0.5$  dB), good return loss in the input and moderate gain (15 dB). Highpass gain characteristic provides suppression of TV-transmitter signals. The valuable application of Microwave-CAD-Software (SUPER-COMPACT PC) is demonstrated.

**Kurzfassung:** Für 1.3GHz EME bringen sehr rauscharme Vorverstärker eine niedrige Systemtemperatur, da der Anteil von der Antenne wegen des niedrigen Rauschpegel am Himmel gering ist. Der LNA benutzt einen AVANTEK ATF10135 GaAs-FET in einer Gegenkopplungsschaltung. Diese sorgt für absolute Stabilität ( $K > 1$ ), gute Rückflußdämpfung im Eingang und eine sehr niedrige Rauschzahl von  $< 0,5$  dB. Ein integriertes 3-poliges Hochpassfilter sorgt für hohe Unterdrückung von Signalen aus dem FS-Bereich IV/V und dem 70 cm Band. Die Schaltung wurde mit Hilfe von SUPER-COMPACT PC entworfen und optimiert.

## 1. L-Band LNA's with source feedback

Using GaAs-FET's for low frequency applications in L-Band without special circuit design for enhanced stability allows only for low stability factors. For example one of the first designs for a 23 cm LNA from DJ8QL ([1]) whilst having good noise figure has a rather poor stability factor<sup>1</sup> ( $K \sim 0.3$ ). Figure 1 shows the design. A load VSWR greater than 1.75 raises the real part of input impedance to negative values already. The best noise figures measured for this circuit are about 0.5 dB ([2]). Other developers try to swamp the output with resistive loading for better stability.

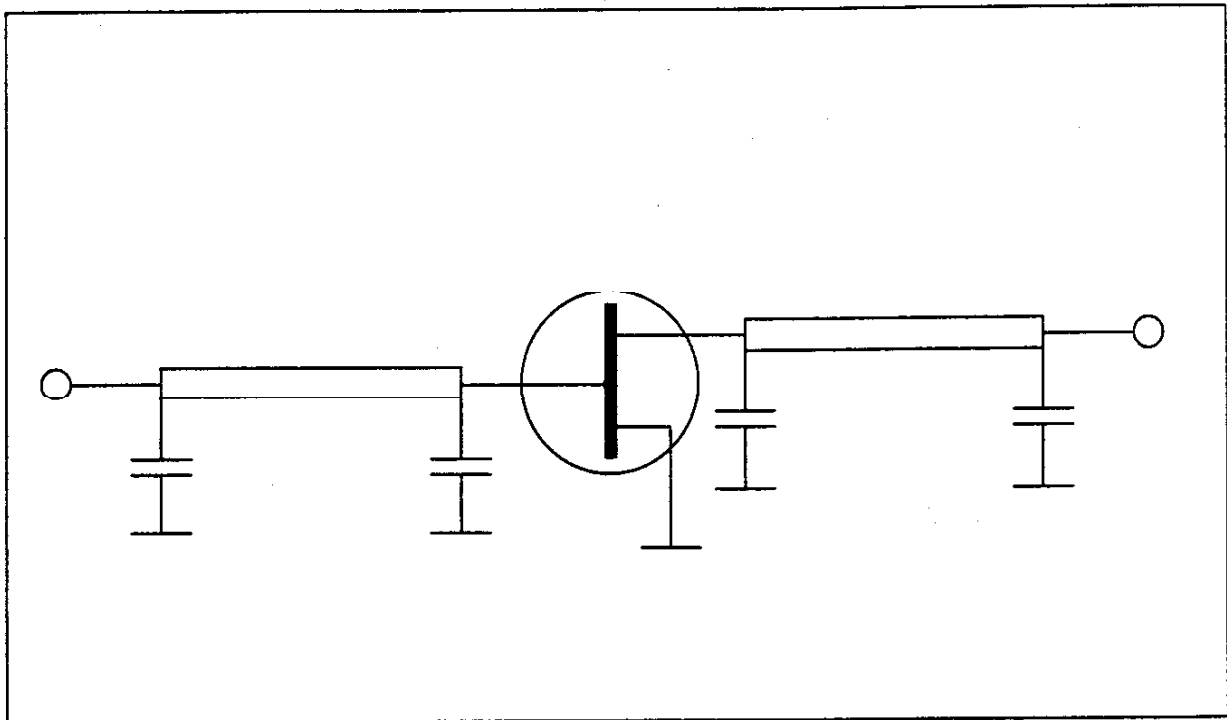
New ideas came from the radio astronomers. By using inductive feedback in the source they produced L-Band amplifiers with very good noise figure (0.67 dB at room temperature), stability factor  $K > 1$  and good input match ( $RL < -15$  dB). In fact those amplifiers have been designed for cooled operation where they achieve a noise figure of only 0.19 dB ([3]). Improved versions ([4]) have 0.13 dB noise figure.

The effect of a source inductivity is the increase of stability factor ( $K > 1$ ) and a change of noise match into the direction of gain match. Therefore two problems of GaAs-FET operation on low frequencies, i.e. poor stability and poor input match have been solved by this method. Noise figure does not increase with this type of reactive feedback.

DC8UG has first adopted this idea in Europe in 1985. His amplifier has been measured by DL1BU ([3]), who found values of 1 dB for noise figure and 10 db for gain.

---

1 Look for concept of stability factor in Appendix A



Bild/Figure 1: Simple GaAs-FET amplifier for 23 cm

A disadvantage of the noiseless feedback method (inductive source feedback) is a decrease of the stability factor above 7 GHz. In fact too high values of inductance may cause an impedance inverter on 10 GHz, i.e. a circuit which provides a negative value for the real part of the input impedance. That is very useful for an oscillator circuit but not for a LNA. The difficulty of a good design lies in a well balanced tradeoff between stability on both 1.3 GHz and 10 GHz and how to provide additional means to assure unconditional stability in the full range of frequencies, i.e. from 100 MHz to 12 GHz.

Al Ward has described a LNA for 23 cm in ([5]). This design was developed with the aid of TOUCHSTONE CAD-Software. He got 0.5 dB noise figure at a gain of 14.5 dB and 8.5 dB return loss in the input. The main disadvantage of his circuit is the broadband gain characteristic which does not help to suppress signals from TV-Band or the 70 cm amateur band.

However it has been learned, that the ATF10135 is very well suited to this type of feedback circuit because the real part of the optimum source impedance for minimum noise figure is near  $50\Omega$ . Therefore a simple series-L serves for optimum noise figure matching.

## 1. LNA's für das L-Band mit Gegenkopplung

Die Verwendung von GaS-FET's in L-Band LNA's bringt erhebliche Probleme mit der Stabilität. Das Design von DJ8QL ([1], Bild 1)) mit PI-Anpaßnetzwerken im Ein- und Ausgang hat nur einen K-Faktor<sup>1</sup> von 0,3. Schon bei einem VSWR der Last von nur 1,75 wird der Realteil der Eingangsimpedanz negativ. Damit sind Selbsterregung bei Last- und Quellimpedanzen, die verschieden von  $50\Omega$  sind, fast zwangsläufig. Die besten Rauschzahlen, die für diese Schaltung gemessen worden sind, liegen bei 0,5 dB ([2]). Andere Schaltungen verwenden als Drainbeschaltung Widerstände, um Stabilität zu erreichen.

<sup>1</sup> Das Konzept des K-Faktors wird in Anhang A erklärt

Andere Wege wurden in der Radioastronomie beschritten, wo rauscharme Verstärker für das L-Band benötigt werden, die stabil sind ( $K > 1$ ) und gute Eingangsanpassung haben. Die erste Veröffentlichung stammt von 1980 ([3]), die einen gekühlten LNA mit GaAs-FET's beschreibt, der in der Source mit einer induktiven Gegenkopplung ausgestattet ist. Bei Raumtemperatur (290 K) werden eine Rauschtemperatur von 48 K (NF = 0.67 dB) erreicht bei einer Anpassung von besser als 15 dB Rückflußdämpfung. Bei Kühlung auf 20 K beträgt die Rauschtemperatur nur noch 13 K (NF = 0.19 dB). Der Effekt der Sourceinduktivität besteht in einer Erhöhung des K-Faktors von 0,2 auf ca. 1,1 und in einer Veränderung der Rauschanpassung in Richtung Leistungsanpassung. Damit wurden zwei Probleme von GaAs-FET Verstärkern bei niedrigen Frequenzen - nämlich schlechte Stabilität und schlechte Anpassung - ohne Erhöhung der Rauschzahl gelöst. Eine verbesserte Version ([4]) erreichte sogar 9 K (NF = 0.13 dB) bei Kühlung auf 4.2 K.

DC8UG hat diese Idee als erster aufgegriffen und einen derartigen Verstärker gebaut, der von DL1BU ([3]) 1985 gemessen wurde. Die Werte waren 10 dB Verstärkung bei einer Rauschzahl von 1 dB.

Der Nachteil der Methode besteht darin, daß durch die Induktivität bei höheren Frequenzen ( $> 7$  GHz) der K-Faktor wieder kleiner als 1 wird und diese Verstärker dann leicht bei ca. 9 - 11 GHz schwingen. Nur eine sorgfältige Bemessung der Gegenkopplung und andere, zusätzliche Maßnahmen, können die Stabilität für alle Frequenzen sichern. Die optimale Bemessung der Schaltelemente wird am besten durch den Einsatz von CAD-Software erreicht. Al Ward, WB5LUA, hat in ([5]) einen derartigen Verstärker beschrieben, der mit der TOUCHSTONE CAD-Software entwickelt wurde. Die Meßwerte betragen 0,5 dB Rauschzahl bei 14,5 dB Verstärkung und 8,5 dB Rückflußdämpfung im Eingang.

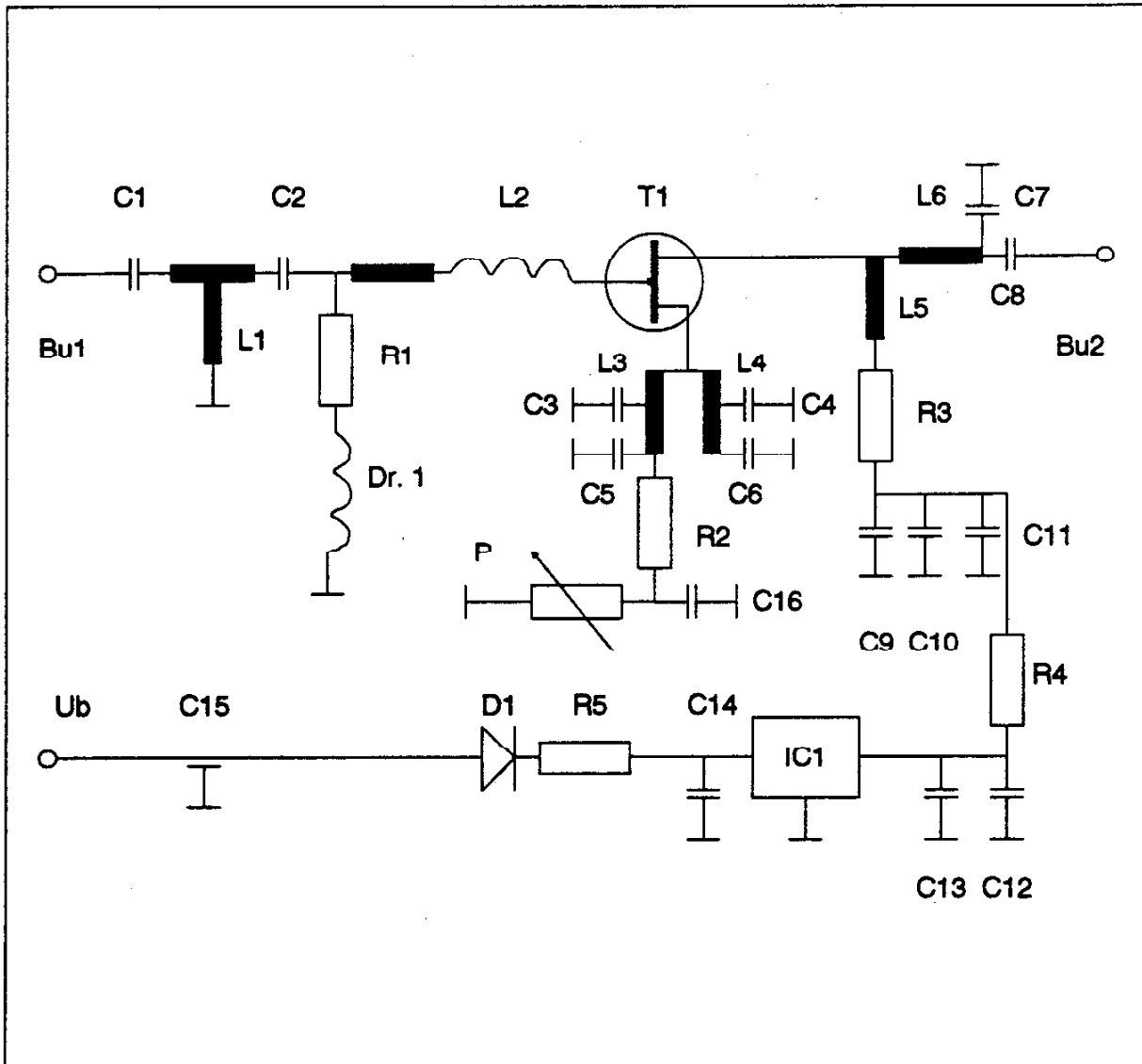
Der AVANTEK ATF10135 ist für solche Schaltungen besonders geeignet, da der Realteil der optimalen Quellimpedanz für minimale Rauschzahl bei 1.3 GHz schon in der Nähe von  $50\Omega$  liegt. Man kann daher mit einer einfachen Serieninduktivität auf minimale Rauschzahl anpassen.

## 2. Description of a feedback L-Band LNA

### 2.1 Requirements

The following features have been found to be useful for an amateur L-band amplifier, which should be perform well in front ends of EME and small signal stations:

- Device ATF10135/36
- Frequency range 1150 - 1350 MHz
- Low noise figure at room temperature  $< 0.5$  dB (35 K), typically 0.4 dB (28 K)
- 3-pole high pass filter in input circuit for suppression of TV-band and 432 MHz amateur band
- Noise impedance matching by means of series coil
- Gain  $> 14$  dB, typ. 15 dB
- Input return loss  $> 6$  dB
- Unconditional stable ( $K > 1$ ) from 100 MHz to 12 GHz
- Reliable construction on teflon-glass PCB



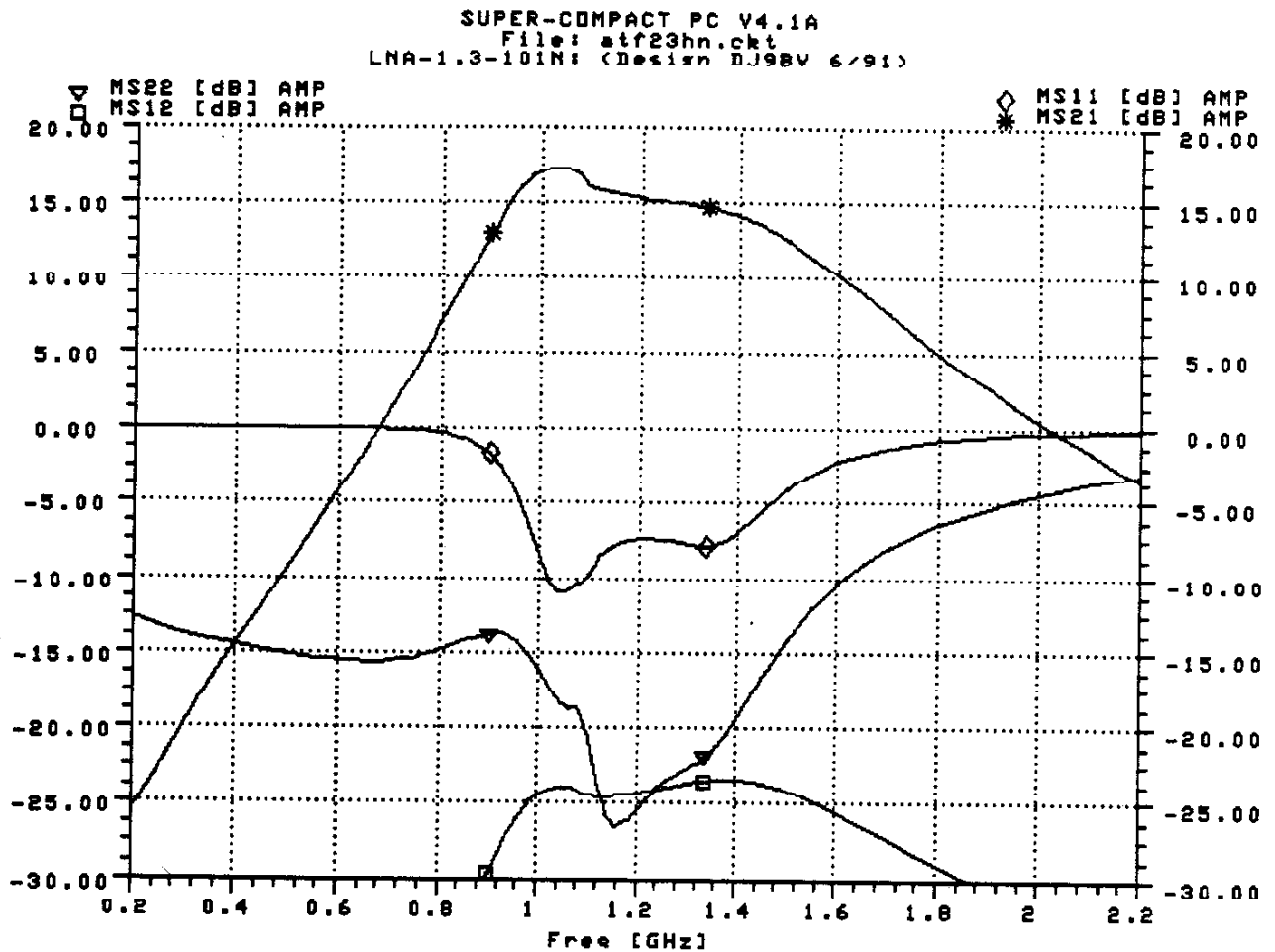
Bild/Figure 2: Circuit Diagram LNA-1.3-101N

## 2. Beschreibung eines LNA für das L-Band in Gegenkopplungstechnik

### 2.1 Anforderungen

Mit Hilfe der CAD-Software SUPERCOMPACT wurde ein LNA für 1,3 GHz (LNA-1.3-101N) entwickelt, der folgende Eigenschaften aufweist:

- Transistor ATF10135/36
- Frequenzbereich 1150 - 1350 MHz
- Niedrige Rauschzahl < 0,5 dB(35 K), typisch 0,4 dB (28 K)
- 3-Poliges Tiefpassfilter im Eingang für gute Unterdrückung der FS-Frequenzen und von 70 cm Signalen
- Einfache Rauschanpassung durch Serienspule im Eingang

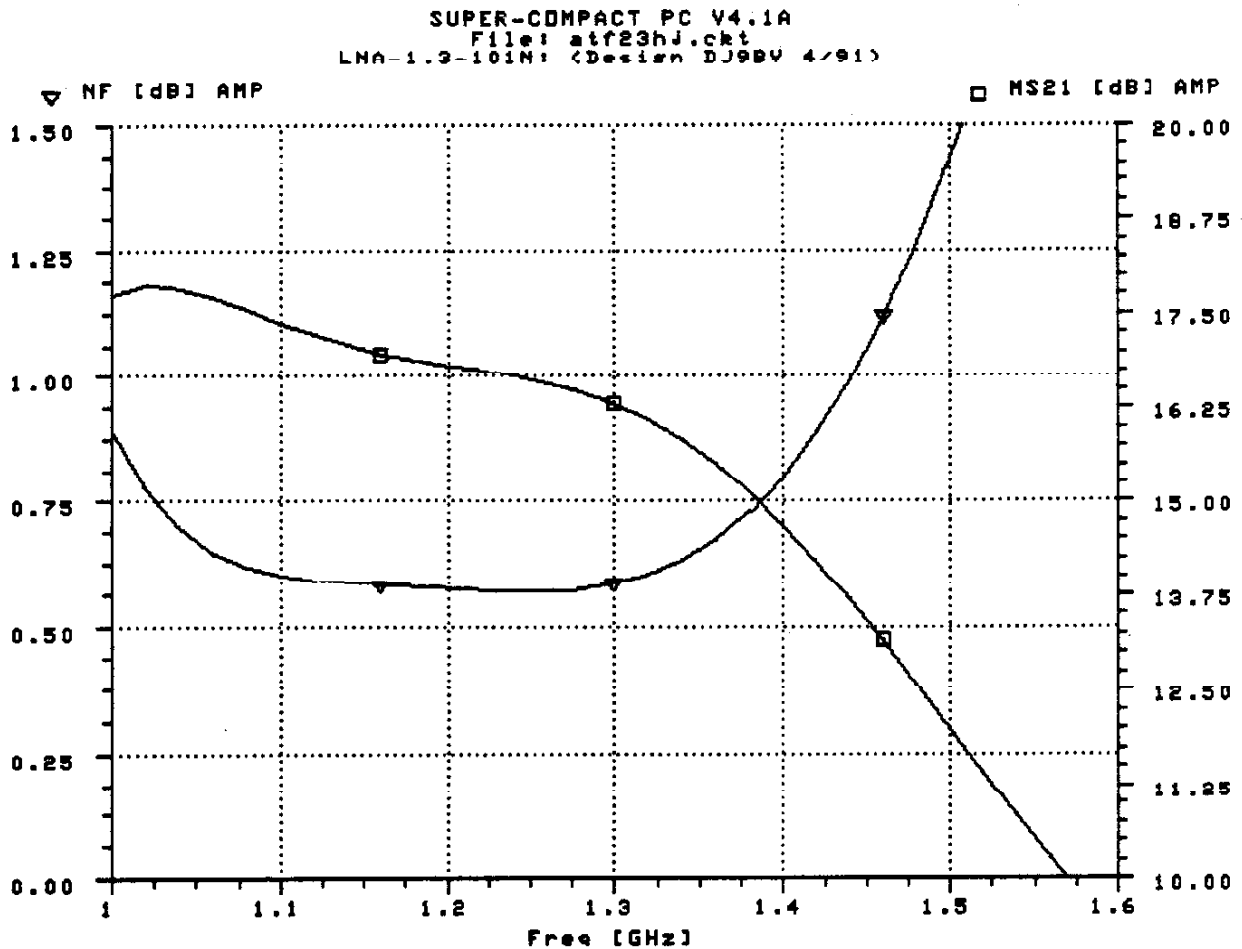


Bild/Figure 3: Simulation of S-Parameters by SUPERCOMPACT

- Verstärkung > 14 dB, typisch 15 dB
- Eingangsanpassung > 6 dB Rückflußdämpfung
- Absolut stabil ( $K > 1$ ) von 100 MHz bis 12 GHz
- Reproduzierbare Konstruktion auf Teflon-Leiterplatte

## 2.1 Circuit Description

Figure 2 displays the circuit diagram. C1, C2 and printed stub L1 compromise the 3-pole butterworth high pass filter with a crossover frequency of 1000 MHz. R1 and Dr. 1 are for ground return of the gate. L2 serves as a noise impedance matching element. The inductive feedback is realized by striplines L3, L4 and the series parasitic inductance of chip capacitors C5 and C6. C3 and C4 are series resonant on 9 GHz

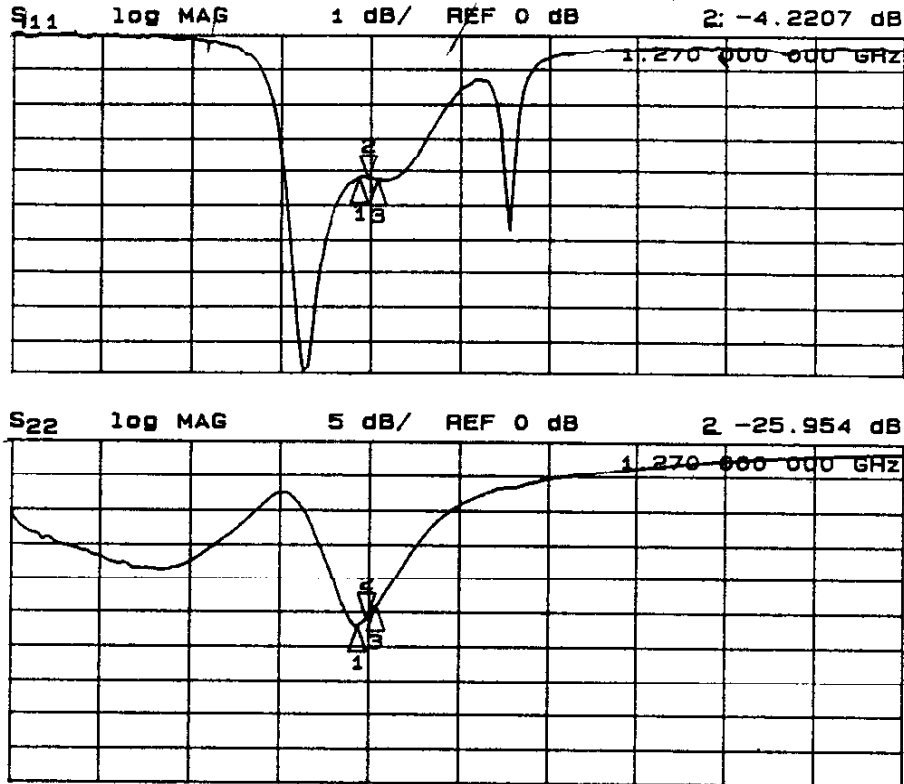


Bild/Figure 4: Simulation of noise figure and K-factor

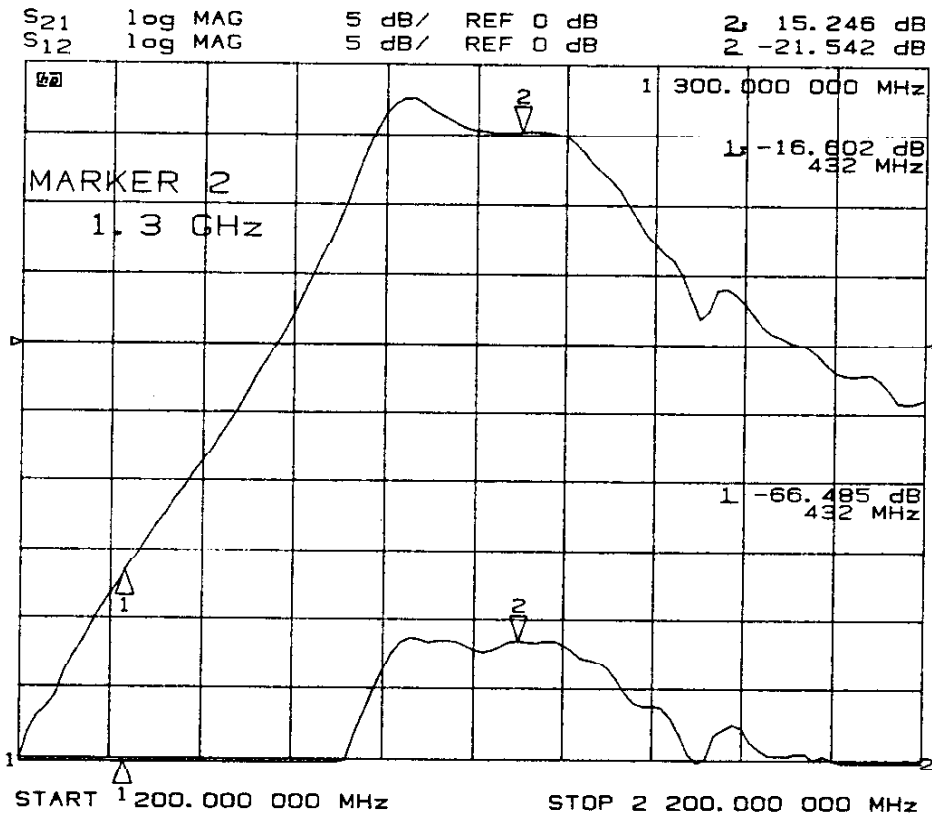
for effectively grounding the source in this frequency range. L5 and R3 terminate the drain for low frequencies. L5 and C7 provide a broadband output match between 1100 and 1350 MHz.

## 2.1 Schaltung

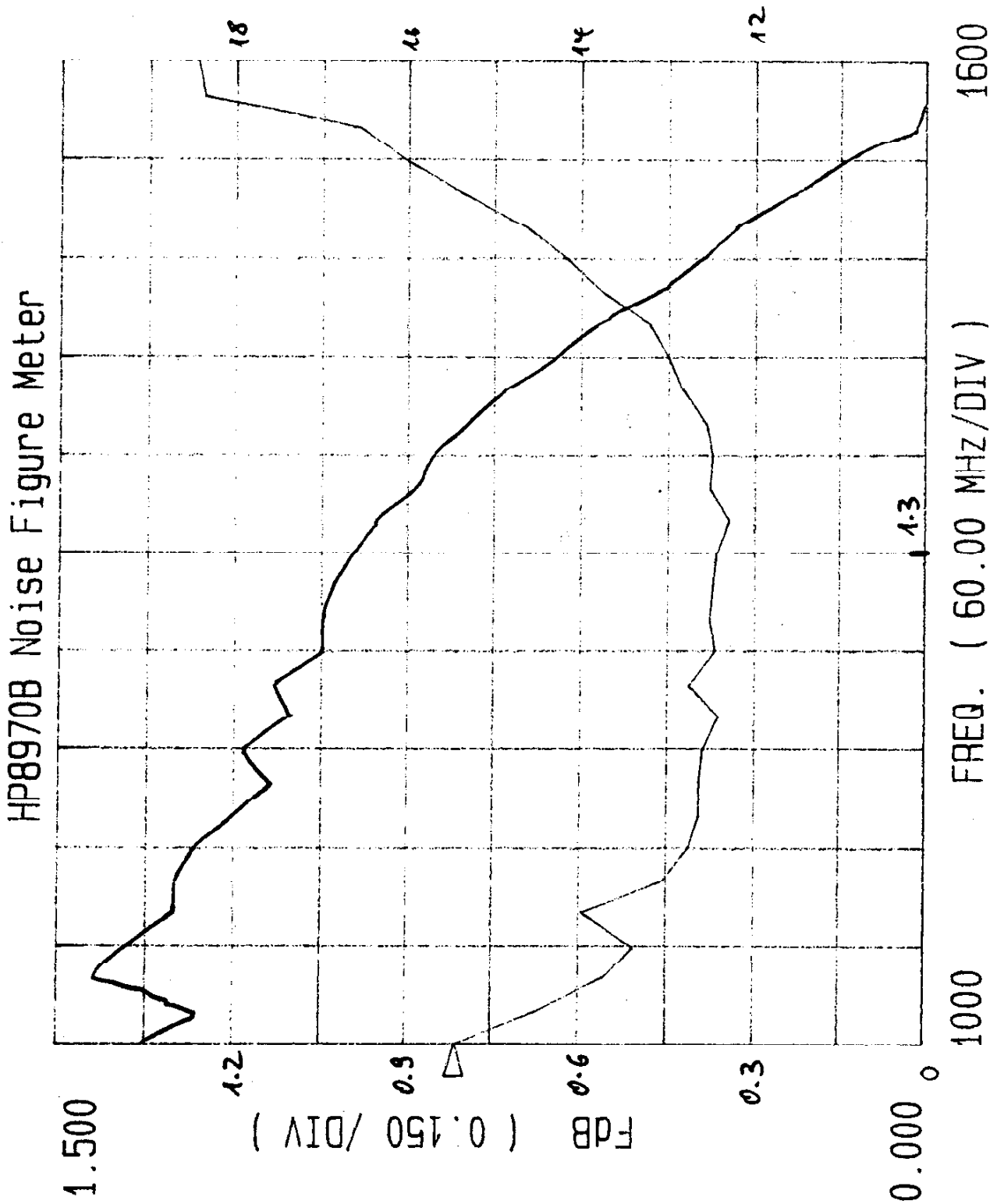
Die Schaltung ist in Bild 2 zu sehen. C1, C2 und L1 bilden das dreipolige Hochpassfilter. Die Dämpfung beträgt 18 dB/Oktave bei einer Eckfrequenz von 1000 MHz. R1 und Dr. 1 bilden die Gleichspannungsrückführung für das Gate. L2 dient zur Anpassung auf minimale Rauschzahl. L3 und L4 sind Induktivitäten zur Gegenkopplung und werden durch die Source-Anschlüsse des FET realisiert. C5 und C6 bilden eine verlustarme HF-Erdung. Die Serieninduktivitäten dieser Kondensatoren bilden ca. 50 % der gesamten Induktivität zur Gegenkopplung. C3 und C4 dienen zur Erdung der Source oberhalb von 7 GHz. L5 und



Bild/Figure 5: S11 and S22 of LNA-101N



Bild/Figure 6: S21 and S12 for LNA-101N



Bild/Figure 7: Noise Figure of LNA-101N



R3 bilden eine Belastung des Drain-Kreises, die für tiefe Frequenzen praktisch gleich R3 ist. L6 und C7 bilden ein fest abgestimmtes Anpaßglied für 23 cm.

## 2.2 Simulation

SUPERCOMPACT was used to optimize the circuit design and to simulate the expected performance. Especially valuable was the capability of SC to look at the goodness of noise match: the user can display  $\Gamma_g$  for the whole circuit. Also the problem of low K-factor at 10 GHz was solved with SC after having the idea to introduce some series resonance circuit into the source circuit. Figure 3 displays the simulated S-parameters and figure 4 gives an impression of the predicted noise figure and K-factor.

## 2.2 Simulation

Die Simulation der elektrischen Werte erfolgte durch die CAD-Software SUPERCOMPACT (SC-PC) und wird in Bild 3 (S-Parameter) und Bild 4 (Rauschzahl und Stabilitätsfaktor K) gezeigt. SC wurde erfolgreich benutzt, um den Prototyp zu optimieren und die zu erwartenden Leistungswerte festzustellen.

## 2.3 Results

Figures 5, 6 and 7 display the results measured on a typical LNA. Graphs 5 and 6 show the magnitudes of the S-parameters versus frequency. Noise figure in the range from 1000 to 1600 MHz has been measured with a HP8970B PANFI and HP346A noise source. Figure 7 shows the broad minimum below a value of 0.5 dB from 1100 to 1400 MHz together with the 0.36 db minimum noise figure on 1300 MHz

## 2.3 Meßwerte

Die Meßwerte zeigen die Bilder 5, 6 und 7. In Bild 5 sind S11 und S22 zu sehen. S21 und S12 erkennt man in Bild 6. Die Rauschzahl im Bereich von 1000 bis 1600 MHz, die mit einem HP8970B mittels einer HP346A Rauschquelle aufgenommen wurde, zeigt Bild 7.

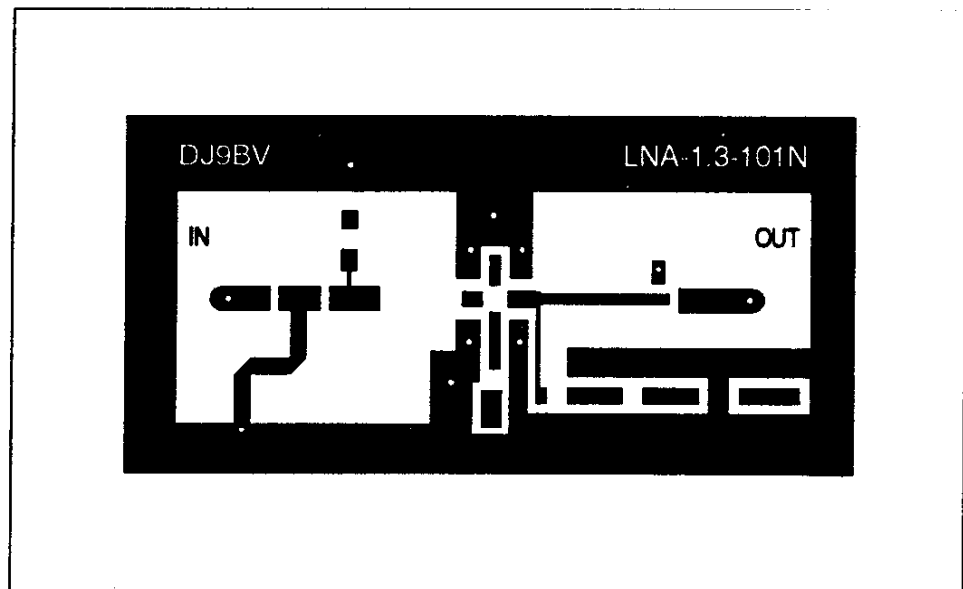


Bild 8: Layout LNA-1.3-101N

## 2.4 Construction

The LNA can be seen in figures 9 and 10. The teflon PCB (Figure 8) has the dimensions 35x72 mm and is soldered into a standard tinned box

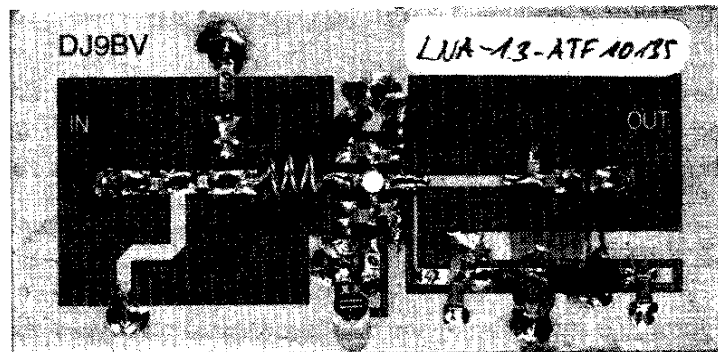
of 35x74x30 mm. Special N-connectors without flange are soldered directly to the back side of the PCB. The inner conductor has to be soldered to the 50 ohms striplines in input and output. The other parts are SMD-parts except the 5 V regulator.

After connecting supply voltage (10...20V) bias is adjusted by means of pot P. The correct bias condition corresponds to 2.8V DC on C11. Then a drain current of 24 mA at an effective drain voltage of 1.1 V is established.

Even without any tuning the LNA has an initial noise figure only 0.2 dB worse than its optimum. With help of a PANFI tuning is very simple by squeezing the coil L2 with a plastic tool until the noise figure displayed is a minimum.

## 2.4 Konstruktion

Den fertigen Aufbau zeigt die Bilder 9 und 10. Die Teflonplatine (Bild 8) mit den Maßen 35 x 72 mm wird in ein Weißblechgehäuse 35x74x30 mm eingebaut. Die N-Buchsen werden direkt auf die Platine aufgelötet, nachdem der Teflonisolator mit dem Messer entfernt wurde. Alle anderen Bauelemente werden in SMD-Technik auf die Platine aufgebracht.

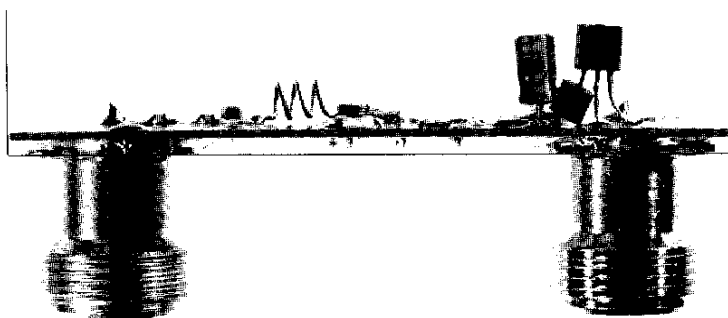


Bild/Figure 9: Prototype of LNA-1.3-101N/Top View

Zur Inbetriebnahme wird Spannung (10...20V) angelegt und die Spannung an C11 mittels P auf 2.8 V eingeregelt. Dann betragen der Strom ca. 24 mA und die effektive Drainspannung ca. 1,1V.

Bereits ohne Abstimmung hat der Verstärker eine Rauschzahl, die nie mehr als 0,2 dB vom Bestwert lag. Die Abstimmung auf Rauschminimum am PANFI ist denkbar einfach. Mit einem Streichholz oder einem Plastikstift wird die Eingangsspule solange verbogen, bis die Rauschzahl minimal ist.

## 2.5 Remarks



Bild/Figure 10: LNA-1.3-101N/Side View

Several prototypes (8) have been built. Measurements of forward gain indicate a typical value of 15 dB with a range of 14 to 16 dB. Noise figure seems to be 0.4 dB typical with a range of 0.36 to 0.45 dB. The noise figure is about 0.15 dB lower than indicated by simulation. This may be an artefact because of limited ENR-accuracy of the noise source (+/- 0.23 dB) or a real feature caused by the spe-

cial bias of 24mA/1.1V, which lowers noise figure.

The LNA can easily modified for 1.7 GHz (METEOSAT) by changing L2 to 12 nH (2 turns only) and C7 to 0.82 pF. Gain is about 13 dB and noise figure around 0.5 dB.

## 2.5 Erfahrungen

Es wurden mehrere Prototypen (8) gebaut. Die Nachbauerfahrungen sind sehr positiv. Die Rauschanpassung ist extrem breitbandig, wie die Meßwerte in Bild 6 zeigen. Die gemessenen Rauschzahlen liegen zwischen 0,36 und 0,45 dB. Damit ist ein typischer Wert von 0,4 dB erreichbar. Vergleicht man die Meßwerte mit der Simulation, fällt auf, daß die gemessenen Werte besser als die Simulation sind. Das mag an der Eichung der Rauschquelle liegen, die ja nur mit +/- 0,23 dB spezifiziert ist oder aber daran, daß der ATF10135 besser als seine publizierten Daten ist.

Der LNA kann leicht für 1,7 GHz (METEOSAT) modifiziert werden. Die Spule L2 wird auf 12 nH reduziert (2 Wdg.) und C7 wird auf 0,82 pF geändert. Die Verstärkung ist dann breitbandig 13 dB von 1300 - 1800 MHz und die Rauschzahl ist 0,5 dB auf 1700 MHz, ist aber wegen der höherfrequenten Abstimmung von L2 auf 1300 MHz nur noch ca. 0,8 dB.

## 5. References

- |   |  |
|---|--|
| [1] Franz Eichhorn, DJ8QL                     | "23 Preamplifier with MGF1400". DUBUS 3/1980, pp.132-133   |
| [2] R. Bertelsmeier, DJ9BV                    | "Noise Figure Measurement results 3 rd Intl EME Conference in Thorn, Netherlands, DUBUS 4/1988, pp. 4 -7       |
| [3] D.R. Williams, W. Lum, S. Weinreb         | "L-Band Cryogenically Cooled GaAsFET Amplifier", Microwave Journal, Vol. 23, No. 10, pp.73-76, Oct 1980        |
| [4] S. Weinreb, D.L. Fenstermacher, R. Harris | "Ultra-Low-Noise 1.2 - 1.7 GHz Cooled GaAs-FET Amplifiers", IEE Trans. MTT-30, No. 6, June 1982, pp. 849 - 853 |
| [5] Al Ward, WB5LUA                           | "Low-Noise VHF and L-Band GaAs FET Amplifiers", Rf Design Feb 1989, pp. 38 - 45                                |
| [6] Günter Schwarzbeck, DL1BU                 | "Rauscharme Vorverstärker für das 23 cm Band", CQ-DL, 11/1985, S. 624 - 630                                    |

## Acknowledgements/Danksagung

I have to thank Mr. Eichel from TSS for letting the SUPERCOMPACT-Software. This software proved to be very valuable in the design especially for investigating the problem of broadband stability of this LNA.

Axel, DF1XB, convinced me to integrate the highpass-filter and built the first prototypes. Chris, DF9CY, helped with the first measurements on noise figure. Jacques, PE1KXH, measured the S-Parameters of the prototypes.

Herrn Eichel von TSS sei gedankt für die Überlassung der SUPERCOMPACT-Software, die sich als unschätzbare Hilfe bei der Dimensionierung der Schaltung erwiesen hat. Anders wäre wohl die Problematik der Instabilität auf 10 GHz nicht zu lösen gewesen.

Axel, DF1XB, hat die Idee des integrierten Hochpass-Filters eingebracht und die Platinen und ersten Prototypen gebaut. Christoph, DF9CY, führte die Kontrollmessung der Rauschzahlen der Prototypen durch.. Jacques, PE1KXH, hat die ersten S-Parameter Messungen der Prototypen durchgeführt.

## 6. Parts/Bezugsquellen

PCB's and kits can be ordered from/Die Leiterplatten können bezogen werden bei: Rainer Jäger, DC3XY, Breslauerstr. 4, W-2086 Ellerau, Tel.(++49)(0)410673430

Teile-Nummer/Part.-No	Art/Sort	Wert/Value	Hersteller/Manufacturer	Herst.-Bez./Manuf.-No.
C1,C2	Chip-C	2,1 pF	TA	500 CHA 2R1 CGL
C3,4	Chip-C	1 pF	TA	500 CHA 1R0 CGL
C5,6	Chip-C	1000 pF	TA	101 S41 L 101 KP
C7	SMD-C	1,2 pF	Sie	0805
C8	SMD-C	100 pF	Sie	0805
C9	SMD-C	18 pF	Sie	0805
C10,12,16	SMD-C	1000 pF	Sie	1206
C13	SMD-Elko	2,2 uF/16V	Sie	
C14	SMD-C	0,1 uF/100V	Sie	2220
C15	Duko	1 nF	Sie	
Dr. 1	SMD-Drussel	0,47 uH	Sie	SIMID01/B82412-A3471-M
L2	Spule 20 nH	3 Wdg. 0.6 mm CuAg; 10 mm lang; 3 mm Dorn	Eigenbau	
T	GaAs-FET	ATF10135/36	Av	ATF10135/36
IC1	Regler 5V	78L05A	Mo	MC78L05A
D1	Si-Diode	1N4007	Mo	
P	SMD-Poti	100 Ohm	Vi	4312
R1	SMD-R	100 Ohm	Sie	1206
R2	SMD-R	10 Ohm	Sie	1206
R3	SMD-R	47 Ohm	Sie	1206
R4	SMD-R	91 Ohm	Sie	1206
R5	SMD-R	33 Ohm	Sie	1206
Bu1,2	Koax-Buchse	N		
PCB	Teflon PCB, Taconix TLX	35 x 72 mm, 0.79 mm, Er=2.55	DC3XY	LNA-1.3-101N
G	Gehäuse, Weißblech	35x74x30 mm		

### Abkürzungen:

TA: Tekelec Airtronic  
 Sie: Siemens  
 Mo: Motorola  
 Vi: Vitrohm  
 Av: Avantek

## Appendix A/Anhang A

An important feature of an active circuit, for example a LNA, is its stability. In simple words stability means the following:

**Def.:** A linear twoport is unconditional stable, if for any combination of possible load and source impedances, neither the input nor the output impedance will have a negative real part. Only load and source circuits with positive real part of impedance are allowed.

The meaning is, that this unconditional stable twopole (LNA) is **guaranteed not to oscillate** for any combination of passive load and source impedances. As a consequence these unconditional stable circuits can be cascaded in any arbitrary number.

If a twoport is not unconditional stable it's always possible to find a combination of load and source impedances to make it oscillating. According to Murpy's law: "What can oscillate will oscillate!". By the way most amateur style LNA's especially the variety of GaAs-FET amplifiers are not unconditional stable. This is also true for many commercial LNA's which are sold for amateur purpose. But for reliable and smooth system operation it is desirable to have low noise **and** unconditional stable amplifiers. This target may not be easy to achieve especially when using microwave GaAs-FETs on low frequencies.

The type of stability can be expressed in terms of S-Parameters. These can be measured and therefore the type of stability can be determined by measurement of a LNA on a network analyzer. S-Parameters are defined as properties of waves in a 50 ohms system:

- $S_{11}$ : Input reflection coefficient
- $S_{12}$ : Reverse transmission coefficient
- $S_{21}$ : Forward transmission coefficient
- $S_{22}$ : Output reflection coefficient

In terms of S-Parameters, which can be determined by measurement, the concept of stability can be expressed as:

$$[1] \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + D^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad \text{with } D = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$$

**Def.:** A linear twoport is unconditional stable, if  $K > 1$  and  $D < 1$

The reason for instability is the feedback from output to input. Its magnitude is described by  $S_{12}$ . The effect of feedback is to change the input and output impedances of the twoport. If  $S_{12}$  is large enough the impedances can be changed so much that there are negative real parts of it. This is the condition of getting potentially unstable, because it means that input or output reflect more power than being absorbed.

Anyway the concept of K-factor allows designers to determine the feature of unconditional stability very easy by measurement of the S-Parameters. For further reading look at:

Hewlett Packard, "S-Parameter Design", Palo Alto, CA, 1973

W. Alan Davis, "Microwave Semiconductor Circuit Design", Van Nostrand, New York 1984

Amateurs usually don't have network analyzers readily at hand. To determine the stability properties of their amplifiers, simple test are sufficient to prove instability:

1. Put 50 ohms loads on both input and output of your LNA and measure DC-current.
2. Remove input load (Open input). If current changes, the amplifier oscillates and is unstable.
3. If step 2 does not show instability remove output load (Open output). If current changes, the amplifier oscillates and is unstable.

If the current does not change during step 2 and 3 you have a good chance that amplifier behaves well with more common loads. But this is not a proof for stability, because as with all tests you can only prove the presence of instability but not its absence. On the other hand if the amplifier proves to be unstable, you can be very sure about this and should remove this unreliable piece of equipment from your system.

**Deutsch:** Eine wichtige Eigenschaft von aktiven Zweipolen, speziell LNA's, ist die Stabilität. Darunter versteht man die Sicherheit gegen Selbsterregung:

**Def.:** Ein linearer Zweipol ist absolut stabil, wenn bei jeder möglichen Kombination von Quellimpedanz und Lastimpedanz weder die resultierende Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz des Zweipols einen negativen Realteil bekommt. Als Quelle und Last kommen nur passive Zweipole in Frage. Bei ihnen ist der Realteil der Impedanz immer positiv.

Das bedeutet, daß ein **absolut stabiler** Zweipol **nicht schwingen kann**, egal welche Kombination von Quell-/Lastimpedanz an seinen Ein- bzw. Ausgang angelegt wird. Darum können absolut stabile Zweipole auch in beliebiger Anzahl kaskadiert werden.

Andererseits kann man für einen Zweipol, der nicht absolut stabil ist, immer eine Kombination von Quell-/Lastimpedanz finden, bei der er mit Sicherheit in Selbsterregung kommt. Nach Murphy gilt: "Was schwingen kann, wird schwingen!".

Leider sind viele LNA's, die von Amateuren konstruiert oder von Firmen für Amateurartikel vertrieben werden, nicht absolut stabil. Wenn es auch auf tiefen Frequenzen beim Einsatz von Mikrowellen GaAs-FET's, die selbst inhärent instabil sind, nicht einfach ist, absolut stabile LNA's zu bauen, ist es dennoch im Interesse eines zuverlässigen Gesamtsystems sehr wünschenswert, rauscharme und absolut stabile LNA's zu haben.

Absolute Stabilität kann man in Form von S-Parametern ausdrücken, die auf einem Netzwerkanalysator für jeden LNA gemessen werden können. Die S-Parameter beschreiben die Reflexions- und Übertragungskoeffizienten eines Zweipols in einem 50 Ohm System, das mit einer HF-Leistung gespeist wird. Nach Gleichung [1] (s.o.) wird ein K-Faktor definiert.

**Nun gilt:** Ein linearer Zweipol ist absolut stabil, wenn  $K > 1$  und  $D < 1$  ist.

Weitere Hinweise findet man in der angegebenen Literatur. Die Ursache für Instabilität liegt in der Rückwirkung, die durch  $S_{12}$  beschrieben wird. Ist sie groß genug, wird der Realteil der Eingangs- oder Ausgangsimpedanz negativ, was bedeutet, daß mehr HF-Leistung reflektiert als eingespeist wird. Deswegen kann das System oszillieren. Für Amateurzwecke kann man auch ohne Netzwerkanalysator mit der folgenden Prozedur feststellen, ob ein LNA instabil ist:

1. Ein- und Ausgang des LNA mit 50 Ohm abschließen und Gleichstromaufnahme messen.
2. Eingangslast abziehen (Leerlauf). Ändert sich der Strom, ist der LNA instabil.
3. Bleibt der Strom bei Schritt 2. konstant, Ausgangslast abziehen (Leerlauf). Ändert sich der Strom, ist der Verstärker instabil.

Falls sich der Strom bei Schritt 2. und 3. nicht ändert, hat man eine gute Chance, daß der LNA bei normalen Impedanzen nicht schwingt. Es bedeutet aber keinesfalls, daß der LNA absolut stabil ( $K > 1$ ) ist, da man mit diesem Test nur das **Vorhandensein** einer Instabilität, aber nicht das Gegenteil beweisen kann. Reagiert aber der LNA bei Stufe 2. oder 3. mit Instabilität, ist man absolut sicher, daß  $K < 1$  ist. In diesem Fall sollte man den betreffenden LNA aus seinem System entfernen, da er unzuverlässig ist.