

# EXTRA-2

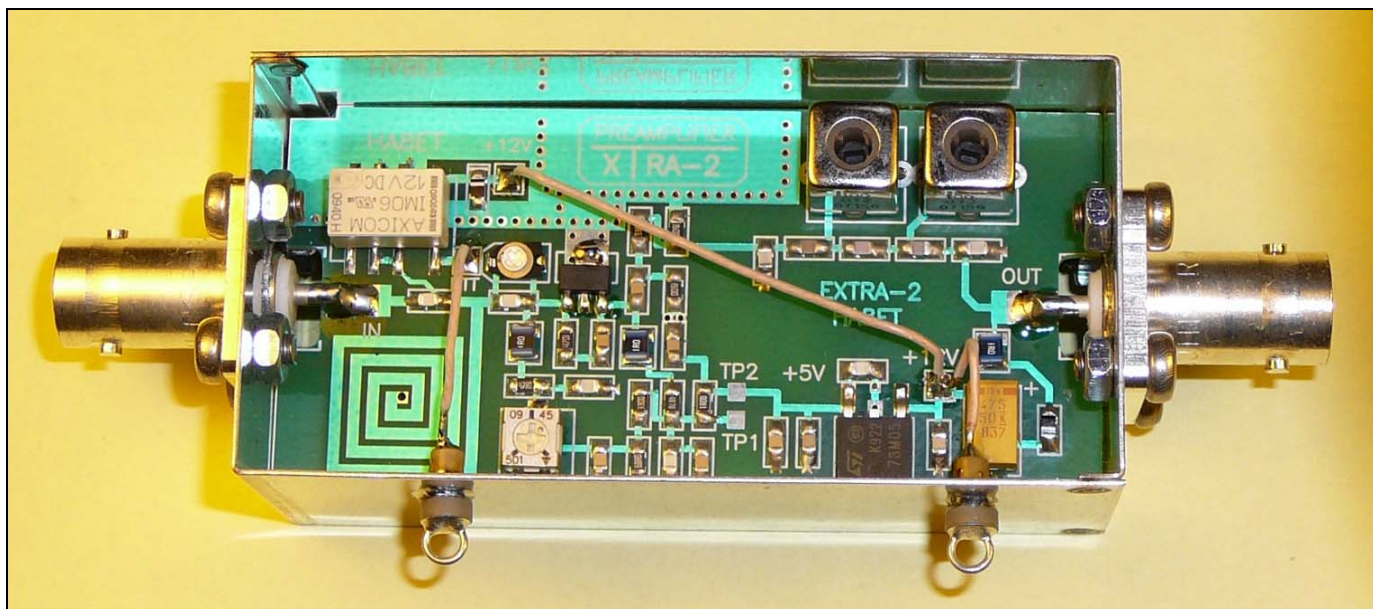
## 144 MHz Contest Preamp

by Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET - HA8ET@freemail.hu

### Introduction

The large number of extremely high signal levels at VHF contests causes bigger and bigger problems nowadays. Low noise figure is easy to achieve with modern devices, so the primary design requirement is the strong signal performance (IMD characteristics). Transistor selection is the first and most important step in an LNA design. You can find a very interesting review about devices with high dynamic range in [1] but unfortunately the most promising one, the ATF-53189 by Avago Technologies, is not included. The main data for this GaAs FET can be found in Table 1 [2].

The preamplifier described here was produced to replace circuits built with ATF-54143 pHEMT FET [3]. The ATF-54143 is very sensitive to static voltages and TX power, and although the noise figure is good, the device is not unconditionally stable. This can cause many problems in the case of a nearby broadcasting or cellular base station.



### Technical data

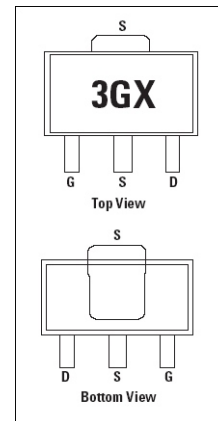
Frequency range:..... 144 -146 MHz  
Input/Output impedance:... 50  $\Omega$   
Gain:..... > 19.5 dB  
Noise Figure..... < 0.8 dB  
-1 dB Bandwidth:..... 3.65 MHz  
-3 dB Bandwidth:..... 5.81 MHz  
S11:..... -14.3 dB @ 144MHz  
Supply voltage:..... +12...15V/140mA  
Powered through antenna feed line, or separately  
IP3:..... > 22 dBm  
+40 dBm IP3 GaAs FET (ATF-53189)  
Excellent broadcast rejection  
Unconditionally stable  
Acceptable sensitivity to ESD  
Connectors:..... BNC or N female  
Dimensions (box):..... 74 x 37 x 30 mm

## Design

Avago Technologies' ATF-53189 is a high linearity, medium power, low noise E-pHEMT FET in a low cost surface mount SOT89 package. Packaging of the ATF-53189 can be seen in **Figure 1**. The package has two source leads with large surface areas for efficient heat dissipation and low-inductance RF grounding. The enhancement mode technology provides superior performance while allowing a DC grounded source amplifier with a single polarity power supply to be easily designed and built. The enhancement mode PHEMT requires about +0.6V bias potential between the gate and source ( $V_{GS}$ ) for the target drain current,  $I_{DS}$ .

Modern design methods require that the ATF-53189 pHEMT should be analysed with a simulator and then followed by measurements. The most favourable DC setup ( $U_{DS} = 4$  V and  $I_D = 135$  mA) results in a significant heat dissipation, which the SOT-89 package can provide by soldering to the groundplane. However, this means that source feedback is not applicable, even though it could provide the best matching and stability factor.

The S parameters of the chosen FET between 50  $\Omega$  ports can be seen in **Figure 2**. The input and output matching is clearly not adequate, especially the input return loss (S11). **Figure 3** shows the stability factor, K. When K is greater than unity, the circuit will be unconditionally stable for any combinations of source and load impedance. It can be stated that in the examined frequency range the ATF-53189 **cannot be used** directly between 50  $\Omega$  ports. The source inductance of the SOT-89 package is so low that no improvement can be obtained by that method.



**Fig. 1**

**ATF-53189 Absolute Maximum Ratings**

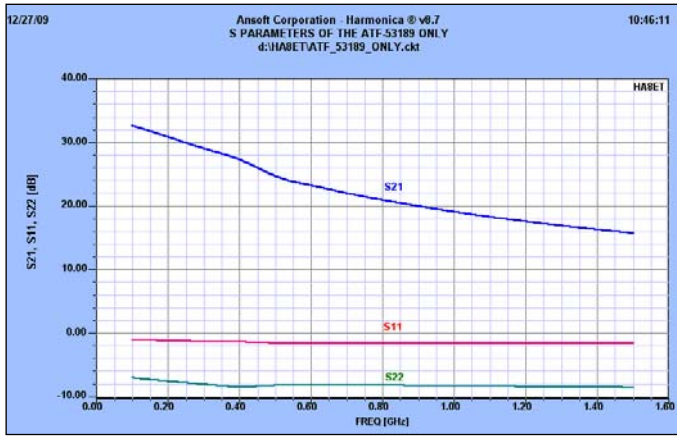
Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
$V_{ds}$	Drain–Source Voltage	V	7
$V_{gs}$	Gate –Source Voltage	V	-5 to 1.0
$V_{gd}$	Gate Drain Voltage	V	-5 to 1.0
$I_{ds}$	Drain Current	mA	300
$I_{gs}$	Gate Current	mA	20
$P_{diss}$	Total Power Dissipation	W	1.0
$P_{in\ max.}$	RF Input Power	dBm	+24
$T_{ch}$	Channel Temperature	$^{\circ}$ C	150
$T_{stq}$	Storage Temperature	$^{\circ}$ C	-65 to 150

### ATF-53189 Electrical Specifications

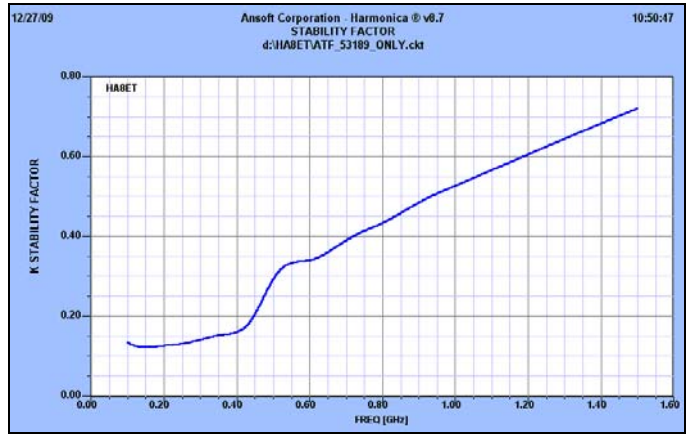
$T_A = 25^{\circ}$ C, DC bias for RF parameters is  $V_{ds} = 4.0$ V and  $I_{ds} = 135$  mA unless otherwise specified.

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
$V_{gs}$	Operational Gate Voltage $V_{ds} = 4.0$ V, $I_{ds} = 135$ mA	V	—	0.65	—
$V_{th}$	Threshold Voltage $V_{ds} = 4.0$ V, $I_{ds} = 8$ mA	V	—	0.30	—
$I_{ds}$	Drain to Source Current $V_{ds} = 4.0$ V, $V_{gs} = 0$ V	$\mu$ A	—	3.70	—
$G_m$	Transconductance $V_{ds} = 4.0$ V, $G_m = \Delta I_{ds} / \Delta V_{gs}$ ; $\Delta V_{gs} = V_{gs1} - V_{gs2}$ $V_{gs1} = 0.6$ V, $V_{gs2} = 0.55$ V	mmho	—	650	—
$I_{gss}$	Gate Leakage Current $V_{ds} = 0$ V, $V_{gs} = -4$ V	$\mu$ A	-10.0	-0.34	—
NF	Noise Figure $f = 2$ GHz $f = 900$ MHz	dB dB	— —	0.85 0.80	— —
G	Gain <sup>[1]</sup> $f = 2$ GHz $f = 900$ MHz	dB dB	14.0 —	15.5 17.2	17.0 —
OIP3	Output 3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point <sup>[1]</sup> $f = 2$ GHz $f = 900$ MHz	dBm dBm	36.0 —	40.0 42.0	— —
P1dB	Output 1dB Compressed <sup>[1]</sup> $f = 2$ GHz $f = 900$ MHz	dBm dBm	— —	23.0 21.7	— —

**Table 1**



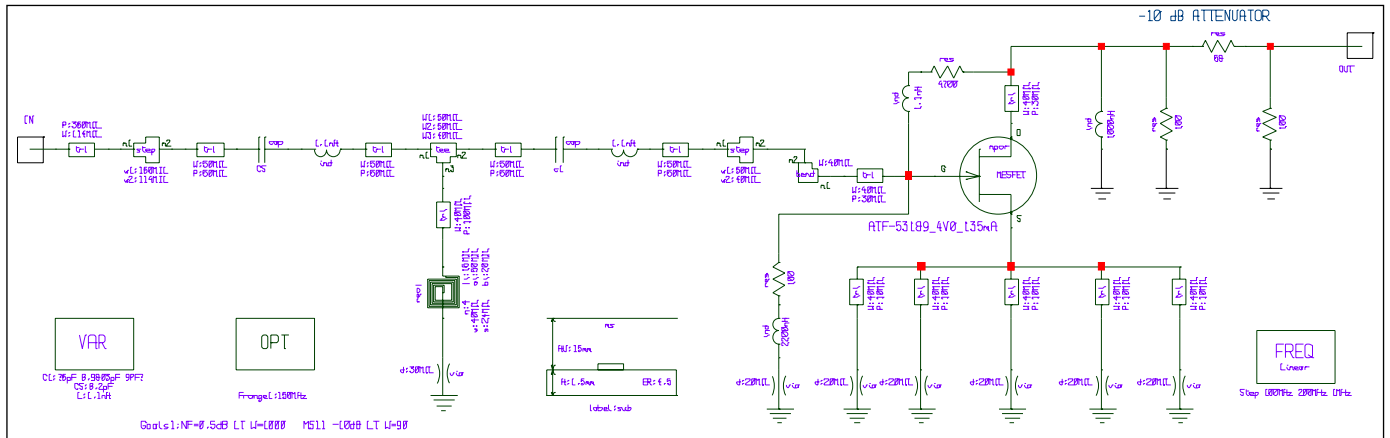
**Fig. 2 S parameters**



**Fig. 3 K factor**

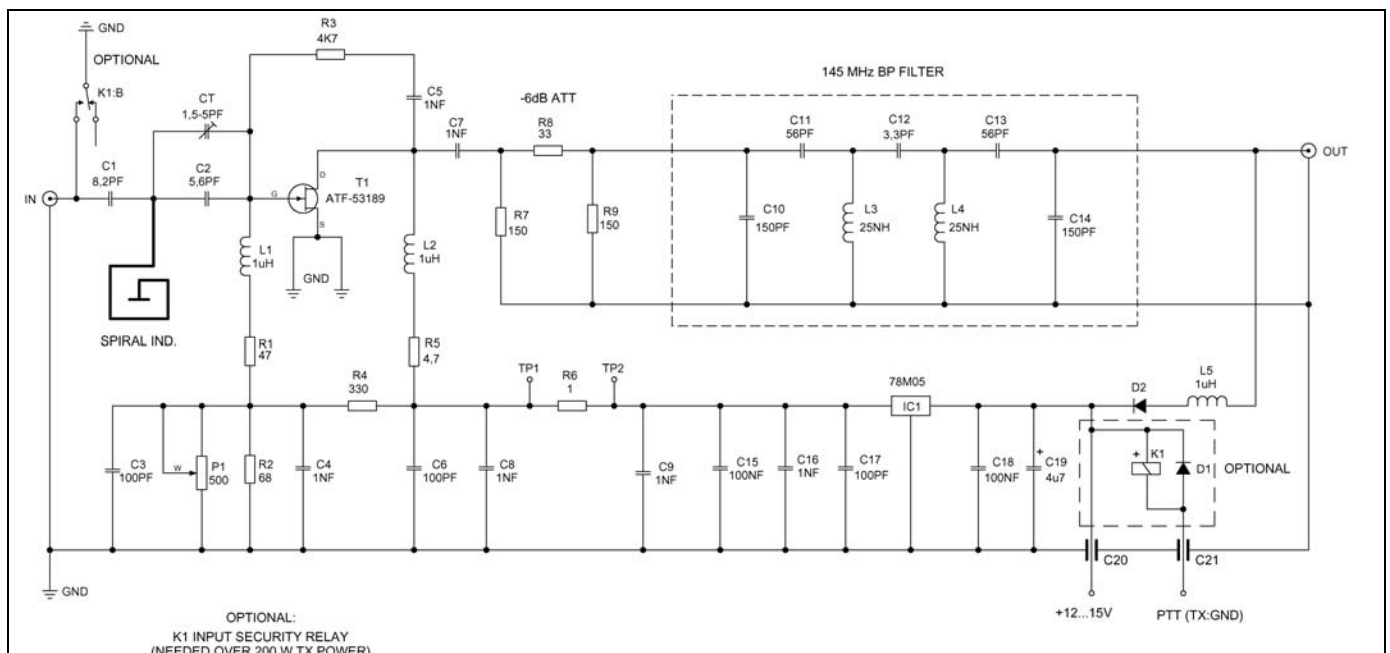
Voltage feedback from drain to gate (**Figure 4**) is another way to improve the K stability factor, and this type of feedback need not cause a significant increase in noise figure. The gain of the FET at 145 MHz is approximately 29 dB, which proves to be too high. The amplification can be reduced to 23 dB with a 6 dB attenuator at the output of the preamp, and this attenuator further increases the K stability factor. It can be changed to 10dB if needed.

The detailed circuit diagram can be found in **Figure 5**. A bandpass filter was added at the output, which improves the out-of-band selectivity. The FM broadcast rejection is better than -60 dB at 100 MHz. The insertion loss of the filter further reduces the unnecessarily high gain to 20 dB.

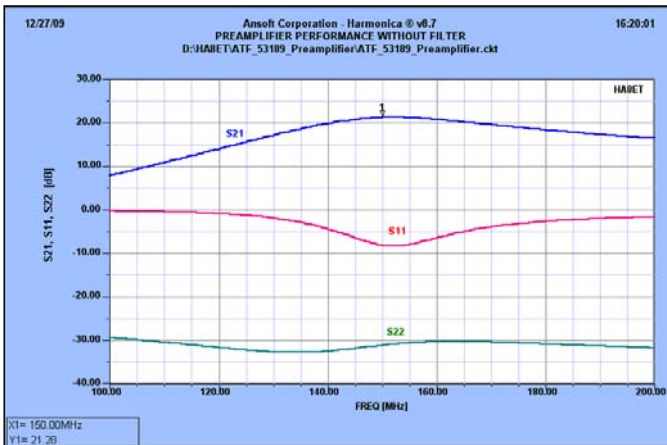


**Fig. 4 (above) Simulation**

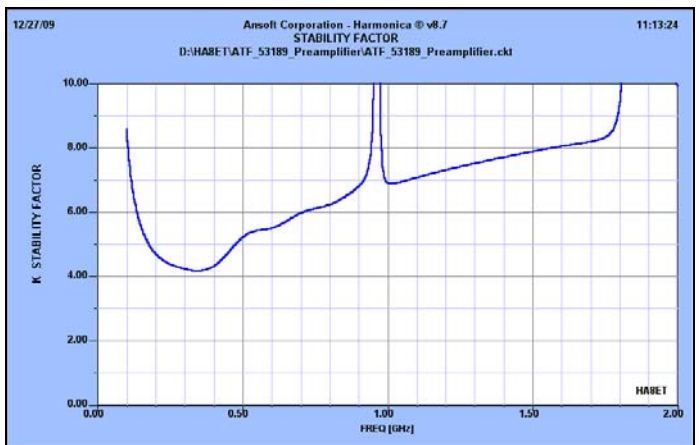
**Fig. 5 (below) Practical circuit diagram**



The simulated S parameters of the preamplifier without the band pass filter can be seen in **Figure 6**. **Figure 7** shows the stability factor and **Figure 8** shows the noise figure.



**Fig. 6 S parameter without BP filter**



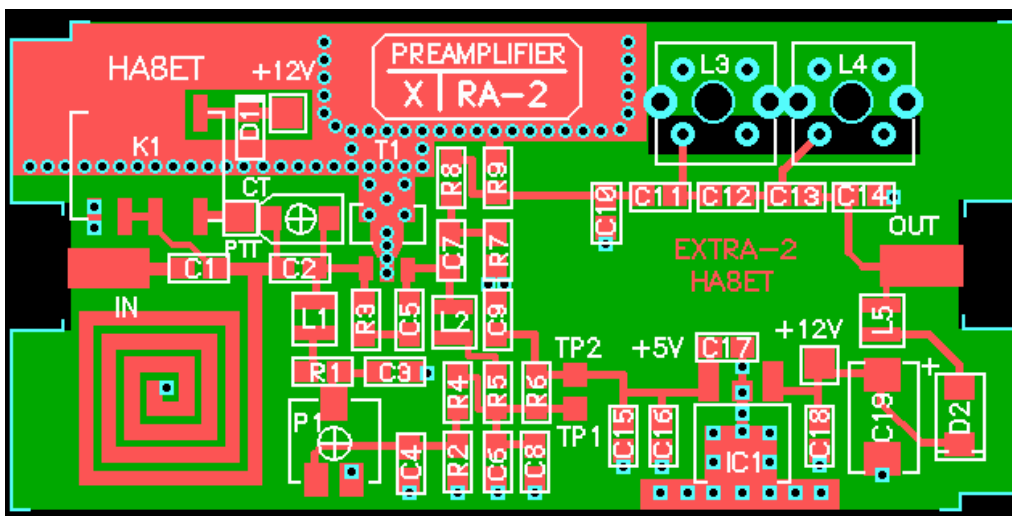
**Fig. 7 K factor**



**Fig. 8 Noise figure**

The losses of the input matching circuit are estimated values, so some differences are possible in the practical measurements. The input circuit consists of a 'T' match with suitable low loss microwave capacitors and spiral inductor. The K1 security relay needs to be built in if TX power is higher than 200 W. If you connect ground potential onto the PTT connector, the K1 relay will short-circuit the inputs and this increases the isolation from the TX power by 28 dB. The circuit layout of the built prototype can be seen in **Figure 9**.

## Construction



**Fig. 9 Layout**

The professionally made PCBs are 1.5mm, FR4, double sided with plated through holes. The boards are solder resist coated and silk screened to show component designations. I recommend soldering the SMD components with a hot air soldering tool (**Figure 10**). The bottom side of the PCB must be soldered to the walls of the box at several places: IC1, the spiral inductor, the band pass filters and the two BNC sockets.



Fig. 10 Hot air soldering

## Adjustments

Connect +12...15 V to the amplifier (observe DC polarity!) and adjust the potentiometer for the needed 135 mA drain current (135 mV can be measured between the TP1 and TP2 test points). Then tune the L3 L4 TOKO inductors to the maximum signal from a beacon. For minimum NF, the CT capacitor at the input should be set to a position 20 degrees from maximum as shown in **Figure 11**. The preamplifier does not need further adjustments.

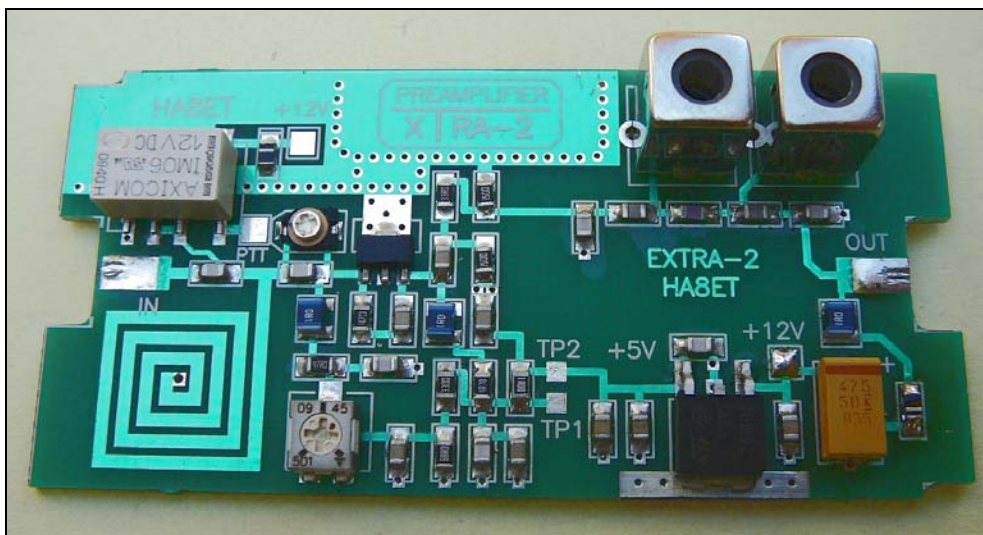
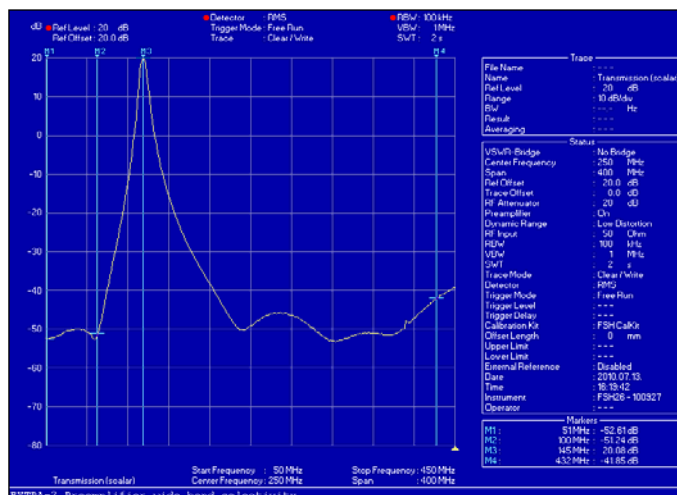


Fig. 11 Completed PCB

## Measurements



The wide-band selectivity of the preamplifier can be seen in **Figure 12** and the detailed results are summarised in **Table 2**. You can see the complete list of figures of the measurement diagrams below.

Frequency [MHz]	Rejection data [dB]
51	-72.7
100	-71.3
145	0.0
432	-62.0

Reference frequency: 145 MHz G=20.10 dB

Table 2

## Parts list

Reference	Value	Package	Distributor	Type	Manuf.
CT	1.5-5 pF	SMD	Partminer	CTZ3E-05A-W-PF	AVX
C1 (Microwave!)	8.2 pF	0805	Partminer	08052U8R2CAT2A	AVX
C2 (Microwave!)	5.6 pF	0805	Partminer	08052U5R6CAT2A	AVX
C3, C6, C17	100 pF COG	0805	Farnell	C0805C101J5GAC	Kemet
C4, C5, C7, C8, C9, C16	1nF X7R	0805	Farnell	08055C102KAT2A	AVX
C10, C14	150 pF COG	0805	Farnell	C0805C151J5GAC	Kemet
C11, C13	56 pF COG	0805	Farnell	C0805C560J5GAC	Kemet
C12	3.3 pF COG	0805	Farnell	ERB21B5C2E3R3B	Murata
C15, C18	100 nF X7R	0805	Farnell	08055C104JAT2A	AVX
C19	4.7 uF/50 V	7343	Farnell	T495X475K050AT	Kemet
C20, C21 (Feed-through)	1 nF	-	Gigatechnik	BUBQ5-00	Stelco
L1, L2, L5	1000 nH	1008	TME	CW1008-1000	Ferrocote
L3, L4	24 nH	-	BEC	100072	TOKO
R1	47	0805	Farnell		
R2	68	0805	Farnell		
R3	4k7	0805	Farnell		
R4	330	0805	Farnell		
R5	4.7	0805	Farnell		
R6, R10	1	0805	Farnell		
R7, R9	150	0805	Farnell		
R8	33	0805	Farnell		
D1	-	0805	Farnell	1N4148 SMD	
D2	-	DO214A	Farnell	FR1M	Semicon
T1	-	SOT-89	Farnell	ATF-53189	Avago
IC1	-	D-PAK	Farnell	78M05CDT	STM
P1	500	SMD	Farnell	TS53YJ500R	Vishay
K1	-	SMD	Farnell	IM06GR	Tyco
Box (Drilled, labelled)	-	-	-	37 X 74 X 30 mm	HA8ET
Connectors	BNC Female *	-	Farnell	1-1337446-0	Tyco
PCB	-	-	HA8ET	71,5 X 34,5 mm	HA8ET

\* Also available with N-female (Amphenol: N6051E1-0004NT3G-50)

## Literature

1. Henning-Christoph, DK5LV: Design of 2m and 70cm Receiver front-ends with high sensitivity and high dynamic range using GSM devices. *DUBUS* 4/2007 p.47
2. ATF-53189 Datasheet. Avago Technologies ([www.avagotech.com](http://www.avagotech.com))
3. Peter Hoefsloot, PA3BIY: A very high dynamic range LNA for 144 MHz. *DUBUS* 1/2002 pp.6

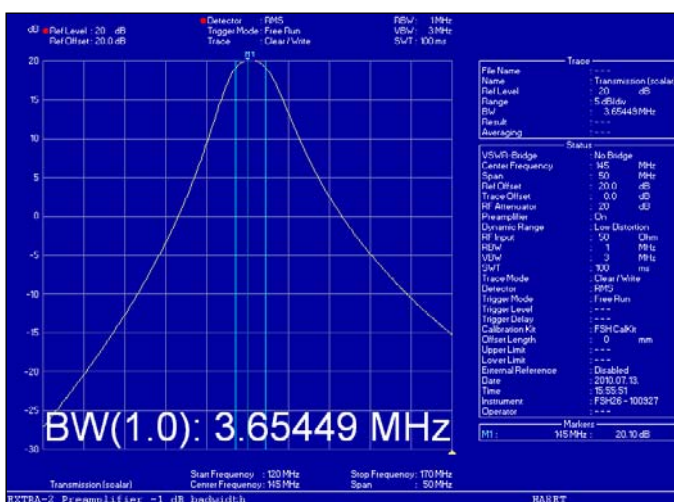


Fig. 13 1 dB bandwidth



Fig. 14 3 dB bandwidth

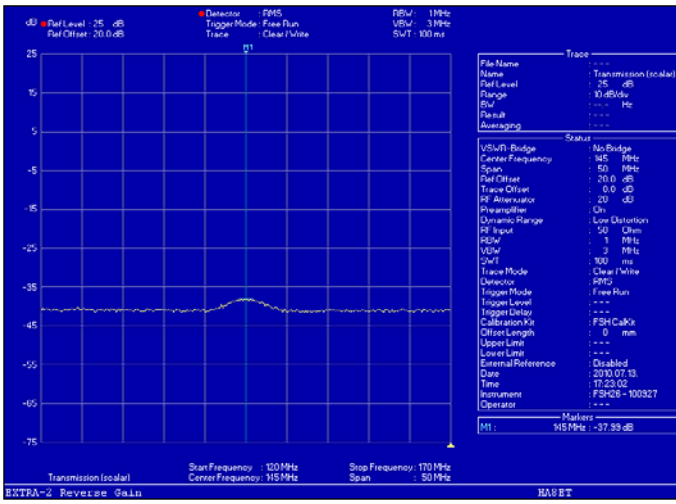


Fig. 15 Reverse Gain

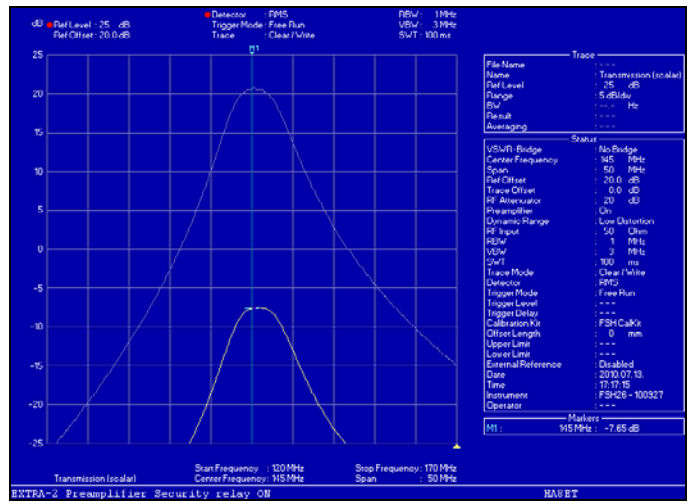


Fig. 16 Isolation increase with security relay (+28 dB)

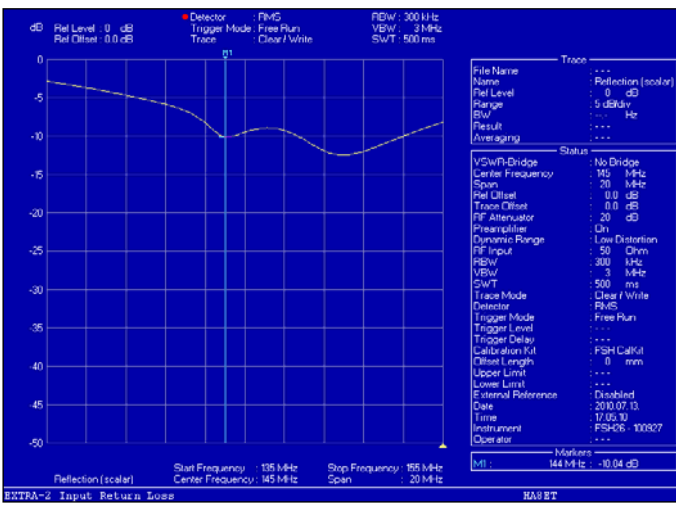


Fig. 17 Input Return Loss

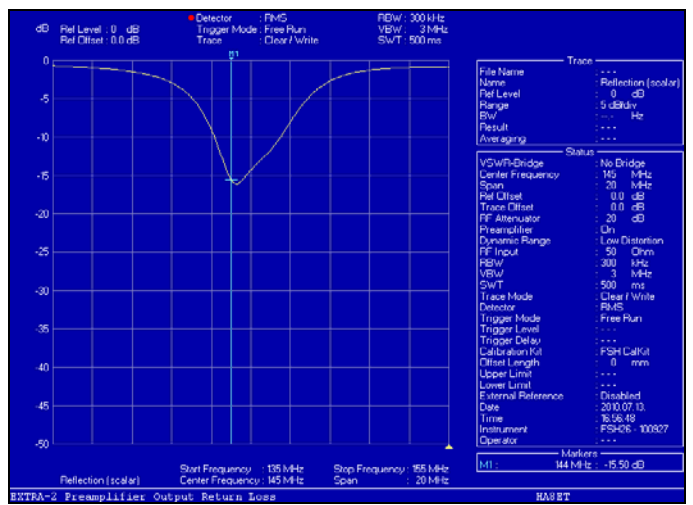


Fig. 18 Output Return Loss

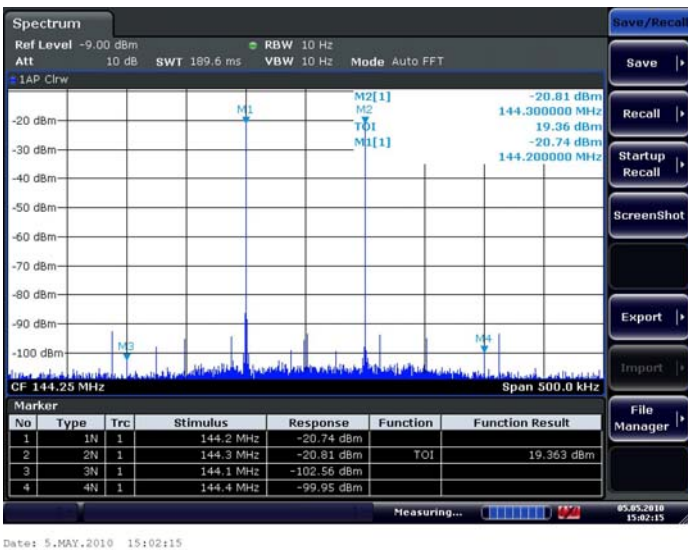


Fig. 19 First prototype TOI -Id=100 mA (Tnx HA3KZ!)

Analyzer  
 RF Att: 0.00 dB RBW: 1 MHz Range: 30.00 dB  
 Ref Lvl: -63.00 dBm VBW: 100 Hz Ref Lvl auto: ON

Measurement  
 2nd stage corr: ON Mode: Direct ENR: MSC\_SOLID\_STATE.enr

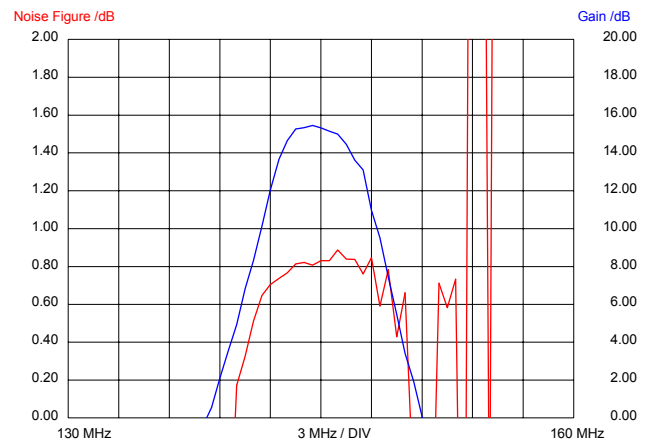
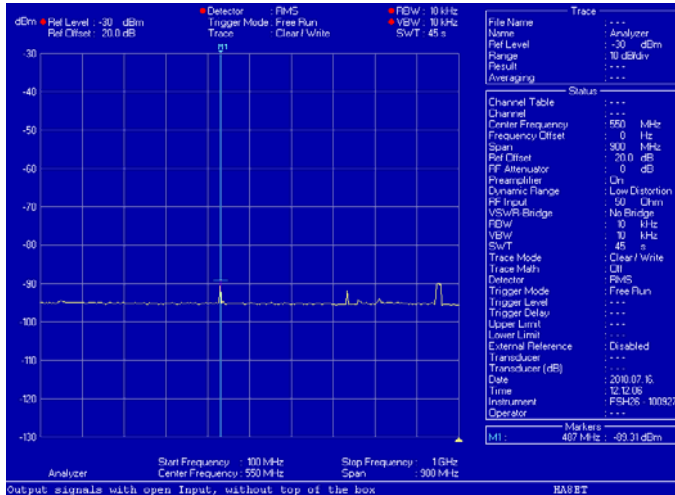


Fig. 20 Noise figure of first prototype, G = 16 dB (Tnx HA3KZ!)

## Results

Several contest stations used the recently built 20 prototypes with good results during the IARU VHF contest in 2010. I have stocked components for 100 preamplifiers for HAMS who wish to build or use this EXTRA-2 Contest Preamplifier. The Kit or the completed and tested preamps can be ordered at HA8ET@freemail.hu. Further photos and measurement diagrams can be found on [www.HA8ET.hu](http://www.HA8ET.hu)  
*I wish great success for all users!*



**Fig. 21** Output signal with open input, without top of the box (local signals are visible)



**Fig. 22** Output signal with open input (between 100 MHz and 6 GHz), box covered



**Fig. 23** Completed preamp



# EXTRA-2

## 144 MHz Contest Vorverstärker

von Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET - HA8ET@freemail.hu

### Einleitung

Die große Zahl von Stationen mit extrem lauten Signalen in VHF-Kontesten verursacht heutzutage zunehmend Probleme. Deshalb ist die primäre Anforderung an einen Vorverstärker (zumindest für terrestrischen Betrieb) nicht länger die niedrige Rauschzahl, sondern das Verhalten gegenüber starken Signalen (IMD-Charakteristik). Die Wahl des Transistors ist der erste und wichtigste Schritt beim Design eines Vorverstärkers. In [1] findet man eine interessante Abhandlung über Transistoren mit hohem Dynamikbereich. Leider ist dort aber der vielversprechendste Transistor, nämlich der ATF-53189 von AVAGO, nicht aufgeführt. Die wichtigsten Daten dieses GaAs-FE-Transistors sind in Tabelle I wiedergegeben [2]. Aufgrund seiner guten Daten, sollte der ATF-53189 pHEMT mit einer Simulation und dann durch Messungen analysiert werden. Der hier vorgestellte Vorverstärker wurde entwickelt, um Vorverstärker mit dem ATF-54143 pHEMT FET [3] zu ersetzen. Der ATF-54143 pHEMT ist sehr empfindlich gegen statische Spannungen und Sendeleistung. Obwohl die Rauschzahl sehr niedrig ist, ist dieser Transistor nicht bedingungslos stabil. Dies kann viele Probleme verursachen, wenn sich z.B. eine kommerzieller Sender oder eine Mobilfunkbasisstation in der Nähe befindet.

### Technische Daten und Eigenschaften

Frequenzbereich:..... 144-146 MHz  
Input/Output Impedanz:..... 50  $\Omega$   
Gain:..... >19,5 dB  
Noise Figure..... <0,8 dB  
-1 dB Bandbreite:..... 3,65 MHz  
-3 dB Bandbreite:..... 5,81 MHz  
S11:..... -14,3 dB @ 144MHz  
Stromversorgung:..... +12...15V/140mA  
IP3:..... > 22 dBm  
+40 dBm IP3 GaAs FET (ATF-53189)  
Exzellente Unterdrückung von Rundfunksignalen  
Bedingungslos stabil  
Geringe Empfindlichkeit gegen statische Spannungen (ESD)  
Stromversorgung über das Antennenkabel oder separat  
Anschlußnorm:..... BNC or N weiblich  
Gehäuseabmessungen:..... 74 x 37 x 30 mm

### Konstruktion

Der ATF-53189 von Avago Technologies ist ein hochlinear arbeitender, rauscharmer E-pHEMT FET für den mittleren Leistungsbereich in einem günstigen SOT89 Gehäuse. Das Gehäuse hat 2 großflächige Source-Anschlüsse für gute Wärmeableitung und niedriginduktive HF-Erdung.

Die „enhancement mode“ Technologie bietet überlegene Leistungsdaten und ermöglicht einen DC-geerdeten Source-Verstärker mit einer Einzelspannungsquelle, die leicht entwickelt und gebaut werden kann. Der „enhancement mode“ PHEMT benötigt ein Potential  $V_{GS}$  von etwa +0.6V zwischen Gate und Source, für den erwünschten Drain-Strom  $I_{DS}$ .

Das Gehäuse des gewählten ATF-53189 GaAs FET ist in Abb. 1 zu sehen. Die günstigste Konfiguration ( $U_{DS} = 4 \text{ V}$  und  $I_D = 135 \text{ mA}$ ) erzeugt eine beträchtliche Verlustwärme. Die hervorzuhebenden Eigenschaften des gut lötbaren Gehäuses sind die Source-Anschlüsse mit niedriger Induktivität und exzellenter Wärmeableitung.

Aufgrund des SOT-89 Gehäuses ist eine Source-Rückkopplung nicht anwendbar, obwohl diese die beste Anpassung und einen K-Faktor von  $>1$  liefern könnte.

Die S-Parameter des gewählten FET zwischen den 50-Ohm-Ports ist in Abb. 2 zu sehen. Die Anpassung ist nicht angemessen. Speziell der Eingangs-Returnloss (S11) ist nicht akzeptabel. Abb. 3 zeigt den

Stabilitätsfaktor. Wenn dieser K-Faktor größer Eins ist, wird die Schaltung bedingungslos stabil für jegliche Kombination von Quell- und Lastimpedanz sein. Man kann feststellen, dass der ATF-53189 im untersuchten Frequenzbereich **nicht** direkt zwischen 50-Ohm-Ports verwendet werden kann. Die Source-Induktivität des SOT-89-Gehäuses ist so niedrig, dass damit keinerlei Verbesserung erzielt werden kann.

**ATF-53189 Maximal zulässige Werte**

Symbol	Parameter	Einheit	Absolutes Maximum
$V_{ds}$	Drain-Source Spannung	V	7
$V_{gs}$	Gate -Source Spannung	V	-5 to 1.0
$V_{gd}$	Gate Drain Spannung	V	-5 to 1.0
$I_{ds}$	Drain Strom	mA	300
$I_{gs}$	Gate Stromt	mA	20
$P_{diss}$	Totale Verlusleistung	W	1.0
$P_{in\ max.}$	HF Eingangsleistung	dBm	+24
$T_{ch}$	Kanal-Temperatur	°C	150
$T_{stg}$	Storage Temperatur	°C	-65 to 150

**Tabelle I**

**Abb. 2 S-Parameter**

**Abb. 3 K-Faktor**

Die hier verwendete Spannungsrückkopplung (Abb. 4) verbessert auch den K-Faktor. Sie verursacht keine signifikante Verschlechterung der Rauschzahl. Die Verstärkung des FET bei 145 MHz liegt bei ungefähr 29dB, was zu hoch sein wird. Die Verstärkung kann mit einem 6dB-Abschwächer von 29 auf 23dB am Ausgang des Vorverstärkers reduziert werden. Dies kann bei Bedarf auch auf -10dB geändert werden.

**Abb. 4 ATF 53189 144MHz Preamplifier HA8ET**

Der Abschwächer verbessert den K-Faktor noch weiter. Ein Bandpass-Filter findet sich am Ausgang des Vorverstärkers, was die Außerband-Selektivität verbessert. Die Einfügedämpfung des Filters reduziert die unnötig hohe Verstärkung weiter herab auf 20dB. Die Unterdrückung von Rundfunksignalen bei 100 MHz ist größer als 60dB. Das detaillierte Schaltbild ist in Abb. 5 zu sehen.

**Abb. 5 Schaltbild**

Die simulierten S-Parameter des Vorverstärkers ohne das Bandpassfilter sind in Abb. 6 zu sehen. Abb. 7 zeigt den Stabilitätsfaktor und Abb. 8 die Rauschzahl.

**Abb. 6 S-Parameter ohne Bandpassfilter**

**Abb. 7 K-Faktor**

Die Verluste für das Eingangsanpassnetzwerk sind geschätzte Werte, so dass sich Abweichungen zu den gemessenen Werten ergeben können. Der Eingangskreis besteht aus einer „T“-Anpassung mit passenden verlustarmen Mikrowellenkondensatoren und einer gedruckten Spule. Das Sicherheitsrelais K1 muss eingebaut werden, wenn die Sendeleistung höher als 200 Watt ist. Wenn man Masse an den PTT-Kontakt anlegt, schließt das Relais K1 die Eingänge kurz. Damit kann die Isolation des Koaxialrelais bei TX um 28dB verbessert werden. Das Layout des aufgebauten Prototyps ist in Abb. 9 zu sehen.

**Abb. 8 Rauschzahl**

**Abb. 9 Layout**

## Anpassungen

Die (professionellen) PCBs sind aus 1.5mm FR4, doppelseitig und durchkontaktiert. Sie sind lötresistent beschichtet und mit den Bezeichnungen der Komponenten, wie R1, C1 etc. bedruckt. Ich empfehle die SMD-Komponenten mit einer Heißluftpistole aufzulöten (Abb. 10). Die PCB muß auf der Unterseite an die Gehäusewand im Bereich von IC1, der gedruckten Spule, dem Bandpassfilter und den beiden BNC-Buchsen angelötet werden. Danach werden 12 bis 15 V angelegt und der benötigte Drain-Strom von 135mA wird mir dem Poti eingestellt. Zwischen den Testpunkten TP1 und TP2 können dann 135mV gemessen werden.

Dann wird mit den TOKO-Induktivitäten L3 und L4 auf maximale Signalstärke an einem Bakensignal abgeglichen. Der Trimmer-Kondensator CT am Eingang wird auf maximalen Wert gestellt. Die Kapazität

muss dann auf einen Wert reduziert werden, der sich ergibt, wenn Ursprungs-Position und die zu erreichende Position einen Winkel von 20 Grad bilden. Hier liegt das Rauschminimum. Der Vorverstärker braucht keinen weiteren Abgleich. Abb. 11 zeigt die betriebsbereite PCB.

**Abb. 10 Löten mit Heißluft**

**Abb. 11 Fertige PCB**

**Messdiagramme**

Die Breitbandselektivität des Vorverstärkers ist in Abb. 12 zu sehen. Die Resultate sind in Tabelle II zusammengefasst. Unten folgen die Abbildungen sämtlicher weiterer Messungen.

Frequenz [MHz]	Unterdrückung [dB]
51	72,7
100	71,3
145	0
432	61,95

Referenzfrequenz: 145 MHz, G=20,10 dB

**Tabelle II**

**Stückliste**

Siehe engl. Text oben.

**Literatur**

4. Henning-Christoph, DK5LV: Design of 2m and 70cm Receiver front-ends with high sensitivity and high dynamic range using GSM devices. DUBUS 4/2007 pp.47
5. ATF-53189 Datasheet AVAGO
6. Peter Hoefsloot, PA3BIY: A very high dynamic range LNA for 144 MHz. DUBUS 1/2002 pp.6

**Abb. 13 1 dB Bandbreite**

**Abb. 14 3 dB Bandbreite**

**Abb. 15 Reverse Gain**

**Abb. 16 Isolationsanstieg  
mittels Sicherheitsrelais (+27,7 dB)**

**Abb. 17 Input Returnloss**

**Abb. 18 Output Returnloss**

**Abb. 19 Erster Prototyp TOI -Id=100 mA  
(Tnx HA3KZ!)**

**Abb. 20 Rauschzahl des 1. Prototyps  
G = 16 dB (Tnx HA3KZ!)**

**Abb. 21 Ausgangssignal mit offenem Eingang,  
Deckel offen (lokale Signale sind sichtbar)**

**Abb. 22 Ausgangssignal mit offenem Eingang  
(zwischen 100 MHz und 6 GHz), Deckel zu**

Diverse Konteststationen haben 20 aufgebaute Prototypen mit guten Ergebnissen im IARU VHF Kontest im Herbst 2010 eingesetzt. Ich habe Komponenten und PCBs für 100 Vorverstärker vorrätig für Fukamateure, die den EXTRA-2 Vorverstärker bauen und benutzen möchten. Ein Bausatz oder auch fertig aufgebaute und getestete Vorverstärker sind erhältlich. Kontakt: HA8ET@freemail.hu. Weitere Fotos und Diagramm gibt es im Internet unter [www.HA8ET.hu](http://www.HA8ET.hu). Ich wünsche allen Anwendern viel Erfolg.

**Abb. 23 Der fertige Vorverstärker im Gehäuse**

**Alle Abbildungen: Siehe im englischen Text oberhalb!**