



Zeitschrift für
Nachrichten- und
Hochfrequenztechnik
HF-, VHF-, UHF-, SHF-Funk

J 21 956 F

UKWberichte

38. Jahrgang

1. Quartal

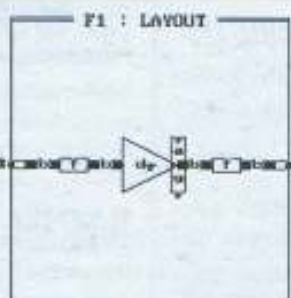
Heft 1/1996

DM 9,50

Gunthard Kraus,
DG 8 GB:
MMIC-Verstärker
Simulation mit PUFF

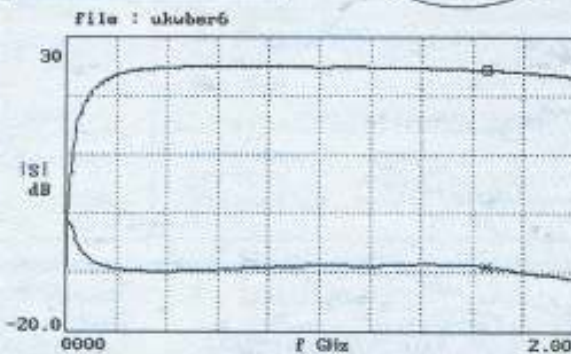


```
F2 : PLOT
Points 100
Smith radius 1
F 1.6566 GHz
□ S21 24.42dB 35.7°
× S11 -9.14dB -47.9°
```



```
F3 : PARTS
a l 47nl+130
b t1! 50.50n 45°
c t1!141n 3em
d indef ina03104.dev
e l 0.8nh
f l100pF+1n+1.5nh
g l 0.46pF
h
i
```

```
F4 : BOARD
zd 50.000 Ω
Fd 1.656 GHz
er 4.300
h 1.500 mm
s 100.000 mm
c 0.100 mm
Tab microstrip
```





Gunthard Kraus, DG 8 GB

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen

Teil 4

7. MMIC-Verstärker

7.1. Vorüberlegungen

An zwei Stellen unseres Anwendungsprojektes "METEOSAT-Konverter" ist eine Verstärkung von wenigstens 20 dB bei gleichzeitig erträglichem Eigenrauschen erforderlich:

a. Direkt hinter dem im Teil 3 unter 6.2. besprochenen "Low-Noise-Vorverstärker" zur deutlichen Anhebung des Signalpegels vor dem folgenden 1700 MHz-Bandpaß und gleichzeitig um die Dämpfung des passiven Mischers auszugleichen.

b. Hinter dem Mischer bzw. dem nachgeschalteten ZF-Tiefpaß um genügend Signalpegel für eine längere Koaxialkabel-Verbindung vom Konverter (nahe der Antenne) zur Auswerteschaltung im Gebäude zu haben.

Hier bietet sich der Einsatz eines "Universal-Verstärker-Bausteins" der 50-Ohm-Technik an; für diesen Zweck werden MMICs (Microwave Monolithic Integrated Circuits) in verschiedensten Ausführungen und mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen angeboten.

Beim Sichten einschlägiger Literatur mit Anwendungsschaltungen fiel die Wahl schließlich, aufgrund der aktuellen Preis- und Liefersituation auf den Typ INA 03184 von Avantek/HP.

Im Datenblatt findet man für diesen MMIC folgende Angaben: Verstärkung 25 dB im Bereich bis knapp 2 GHz bei Rauschzahlen von etwa 3 dB.

Die S-Parameter findet man übrigens auf der zu PUFF lieferbaren AVANTEK-Datendiskette.

Hier ist es lediglich erforderlich, die "Touchstone-Datei" (INA03184.S2P) ins PUFF-Format zu konvertieren (ergibt dann INA03184.dev) - wie schon erwähnt, wird das dazu erforderliche Konvertierungsprogramm auf der PUFF-Diskette mitgeliefert.

Es darf aber nicht vergessen werden, die Werte für die Frequenz "Null Hertz" abzuschätzen und mittels Textverarbeitung in der *.dev - Datei nachzutragen!

7.2. Schaltungsentwurf und Simulation

Der Entwurf einer Mikrowellen-Verstärkerschaltung ist, glaubt man den Aussagen mancher Halbleiter-Hersteller, ein Kinderspiel und wird an Leichtigkeit und Betriebsicherheit nur noch vom Entwurf einer Netz-

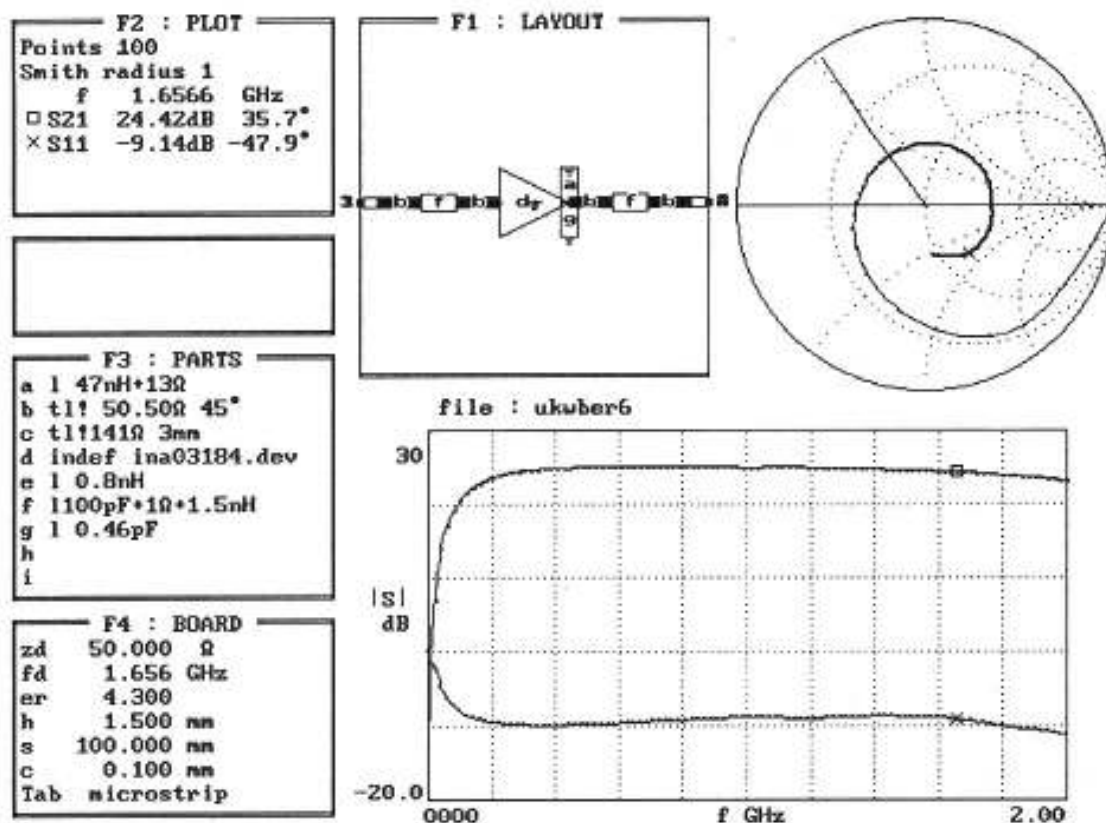


Bild 25: Idealer MMIC-Verstärker mit INA 03185

teilschaltung mit Einweggleichrichter über-
 troffen.

Ein- und Ausgangspins werden lediglich
 über 50 Ω-Streifenleitungen angeschlossen, in
 die noch die nötigen Gleichspannungs-Trenn-
 kondensatoren in SMD-Bauform eingefügt
 werden. Die Versorgungs-Gleichspannung
 wird über eine 47 nH-SMD-Drossel zuge-
 führt.

Arbeitet man bei der Simulation mit den glei-
 chen Ersatzschaltungen für Drossel und
 Kondensatoren wie beim Low-Noise-Pre-
 amplifier, so erhält man eine wunderbar ebe-
 ne Verstärkungskurve zwischen 1 und 2 GHz
 mit einem Höchstwert von ca. 27 dB. Die
 Simulation des MMIC-Verstärkers ist in **Bild**
25 dargestellt.

In Wirklichkeit wird die aufgebaute Schal-
 tung jedoch zunächst mit $f = 1,4$ GHz schwin-
 gen und auch mit bekannten "Beruhigungs-
 maßnahmen" z.B. mit leitendem Schaum-
 stoff usw. fast nicht zu bedämpfen sein.

Setzt man hier nun die beim Entwurf des
 LNA erworbenen Erfahrungen ein und testet
 mit PUFF den Einfluß der "Masse-Durch-
 kontaktierungen", kommt man ganz schön
 ins Staunen:

Bereits eine Gesamtinduktivität von 0,3 nH,
 angesetzt für die Durchkontaktierung der
 beiden Masseflächen des ICs zur unteren
 Massefläche reicht aus, daß der Eingangs-
 Reflektionsfaktor im Frequenzbereich um
 1,4 GHz deutlich größer als 0 dB wird (**Bild**
26 zeigt die Verhältnisse für 0,5 nH).

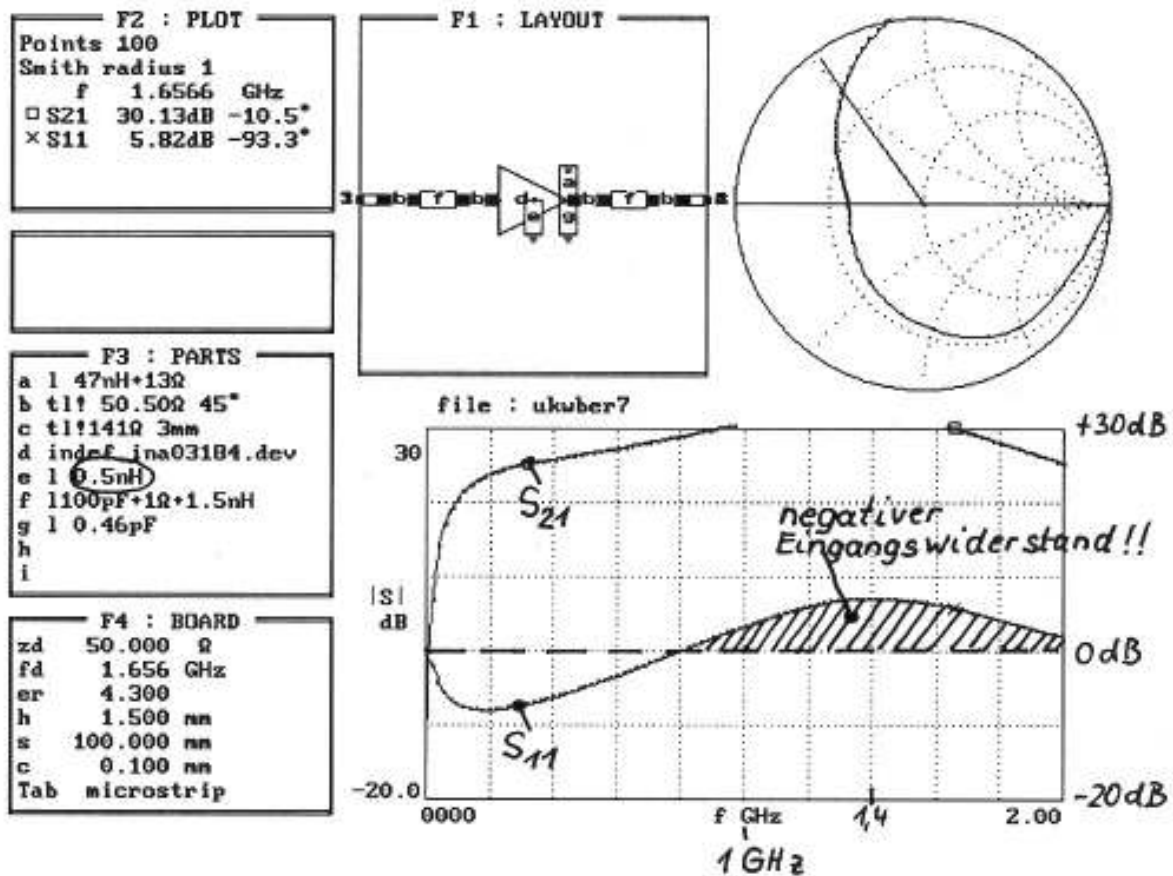


Bild 26: Simulation mit PUFF: MMIC-Verstärker mit $L = 0,5 \text{ nH}$ im Erdungszweig

Die Schaltung weist dann einen negativen Eingangswiderstand auf und kann in diesem Falle nicht anders als schwingen!

Man muß nun also mit allen Mitteln erreichen, daß diese Induktivität kleiner wird; wie das geht, ist in Bild 27 dargestellt.

a. In die Platine wird ein Loch mit dem Ausendurchmesser des MMIC-Gehäuses gebohrt.

b. Die oberen Masseflächen werden im Layout nun keilförmig bis direkt an das Gehäuse des MMIC herangeführt.

c. Mit den Durchkontaktierungen wird so knapp wie möglich am Gehäuse begonnen, es wurden 5 Bohrungen auf jeder Seite vorgesehen.

Daß außerdem wieder die Sache mit den getrennten Masseflächen für Eingang, Erdung und Ausgang beherzigt wurde, ist wohl gut im Bild zu erkennen (nur: die vielen 0,8mm-Nieten mit einer extra dafür angeschafften "Uhrmacher-Triebniet-Maschine" zu setzen, das ist wirklich eine Viecherei!).

Die Aus- und Eingangs-Streifenleitungen mit 50 Ohm erfordern besondere Beachtung: Sie sollten "keilförmig angespitzt" und so bis auf die Breite der IC-Anschlußfahnen vermindert werden; dadurch werden Zusatzinduktivitäten und Stoßstellen vermieden.

Die schon bekannte 47 nH-Drossel für die Zuführung der Betriebsspannung ist auch wieder vorhanden, ebenso wie ihre Zuleitung mit 6 mm Länge sowie ihre Gesamt-

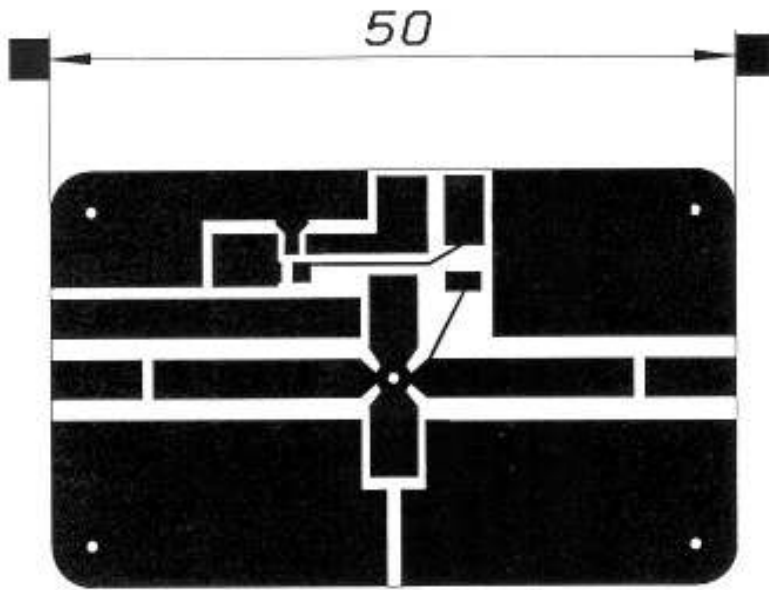


Bild 27:
Layout des MMIC-
Verstärkers für 1,7 GHz

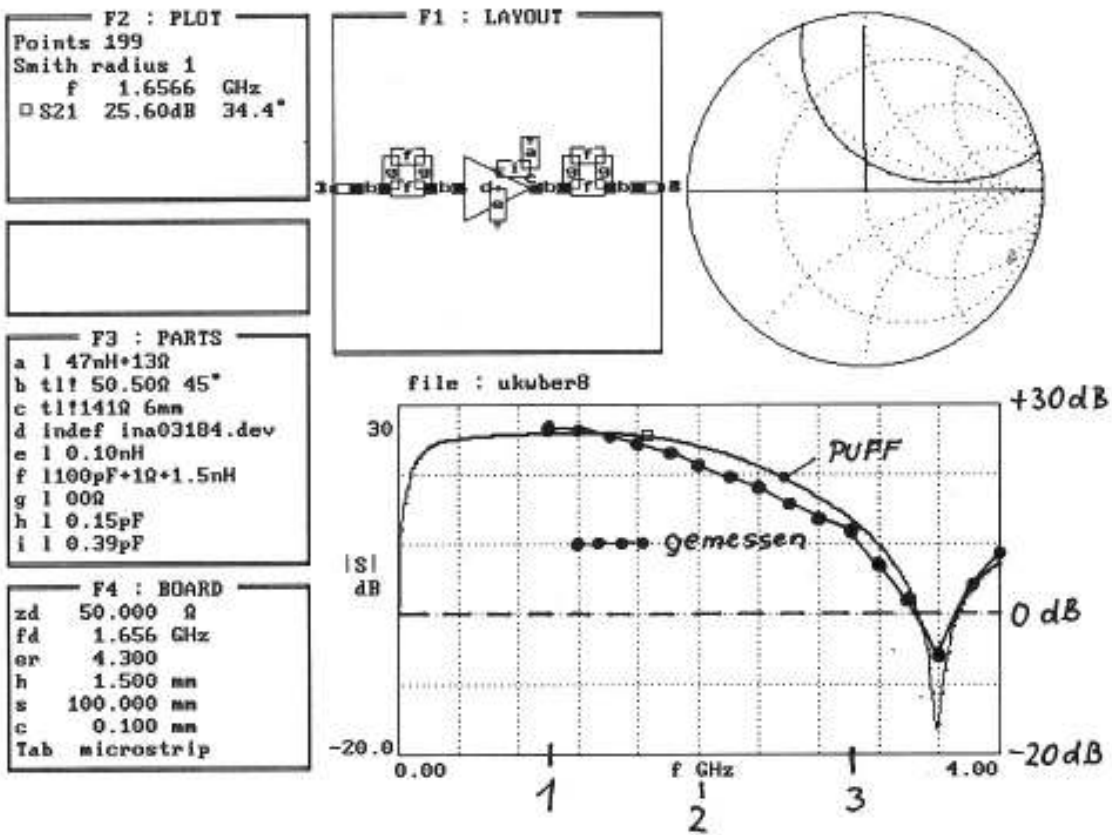


Bild 28: Simulation des fertig aufgebauten MMIC-Verstärkers, Bereich 0 bis 4 GHz

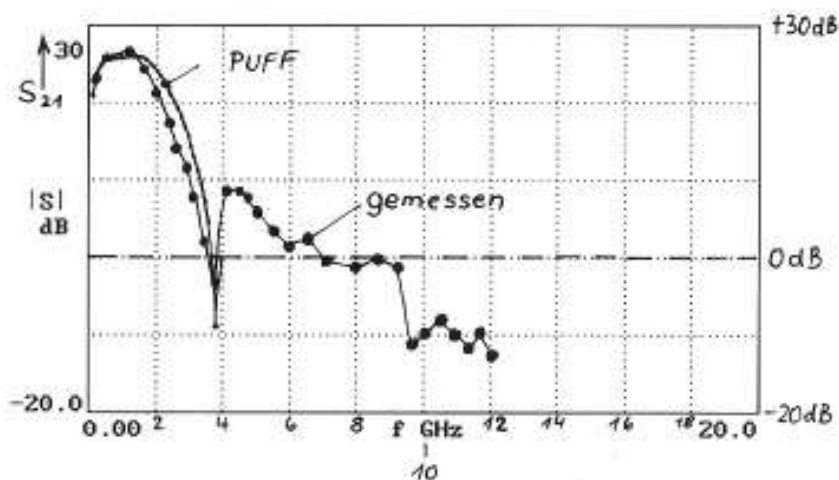


Bild 29:
MMIC-Verstärker:
Verstärkungsver-
lauf $|S_{21}|$ von 0
bis 12 GHz

Einbau-Kapazität mit 0,46 pF und die Verluste von 13 Ohm im Ersatzschaltbild.

Die Koppelkondensatoren in den Ein- und Ausgangsleitungen sind, wie gewohnt, als zwei parallelgeschaltete 0805-NP0-Typen mit 100 pF ausgeführt. Das füllt einerseits genau die Breite der Streifenleitungen aus und vermindert so die Reflektionen, andererseits halbiert man die Gesamtinduktivität von 1,5 nH und den Reihenverlustwiderstand von 1 Ohm beim Einzelbauteil.

Das Gesamtergebnis der Simulation einschließlich der Meßergebnisse bis 4 GHz ist in Bild 28 dargestellt. Allerdings wurde gleich nach der Messung eine Anpassung der Simulation an die Wirklichkeit vorgenommen:

Der Verstärkungseinbruch bei 3,6 GHz kommt nämlich durch die 6 mm lange Streifenleitung und die 47 nH-Drossel mit dem (angenommenen) 0,46 pF-Kondensator zustande! Hier wird an den Verstärkerausgang offensichtlich ein Kurzschluß transformiert und man muß die 0,46 pF auf 0,39 pF vermindern, damit die PUFF-Simulation dieselbe Resonanzfrequenz liefert. Daß das Minimum an der tatsächlich aufgebauten Schaltung nicht so tief ist wie in der Vor-

hersage, hat einen ganz einfachen Grund: die Verluste von FR4-Material steigen bekanntlich ab 1,5 bis 2 GHz immer steiler an und man simuliert hier stets mit einem konstanten Verlustfaktor von 0,015. Dadurch ist die angenommene Güte zu hoch und die Wirklichkeit weicht vom PUFF-Ergebnis ab.

Wer ein genaueres Ergebnis haben möchte, müßte erst für diese Frequenz den gültigen Verlustfaktor ausmessen und dann nur für einen eng begrenzten Frequenzbereich simulieren, für den dieser ermittelte Faktor annähernd konstant ist.

Aus demselben Grund ist wohl auch die gemessene Verstärkung im Bereich von 1,5 bis 3,4 GHz immer etwas niedriger als der theoretische Verlauf, da - wegen der schlechteren Güte - wie bei jedem Schwingkreis die Resonanzkurve dieses "Schwingkreises" flacher und breiter sein muß.

Noch eine kleine Sache:

Die S-Parameter des INA 03184 werden vom Hersteller nur bis zu einer maximalen Frequenz von 4 GHz angegeben. Gibt man aber z. B. aus Versehen eine obere Plotgrenze von 10 GHz ein, ertönt beim Überschreiten der 4 GHz-Grenze plötzlich ein Piepsen, das im Normalfall einen Fehler am

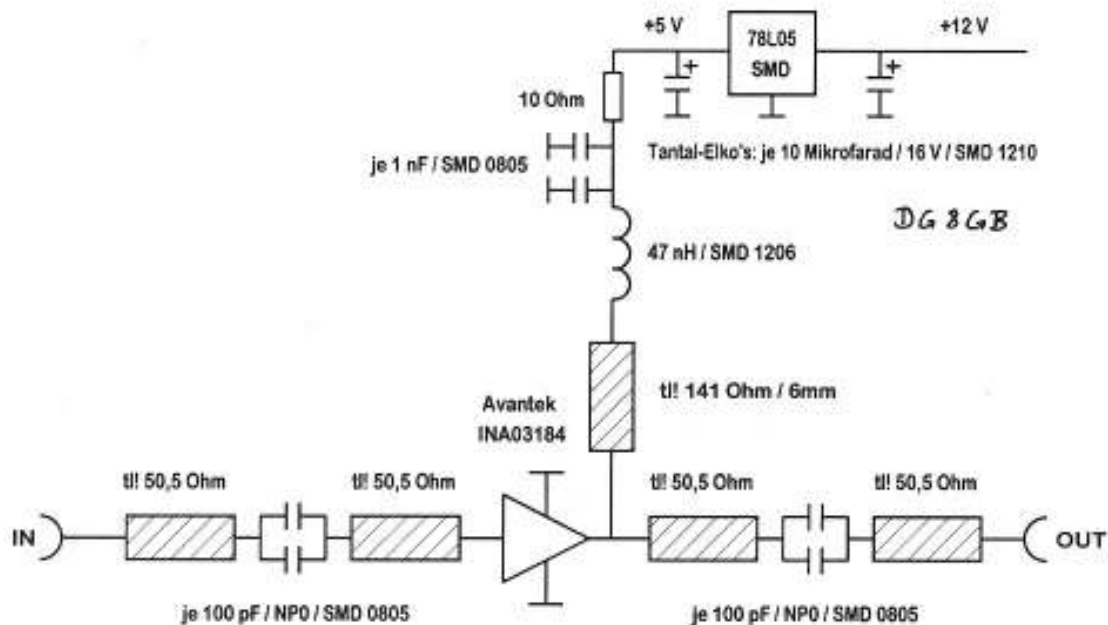


Bild 30: Schaltbild des MMIC-Verstärkers für PUFF aufbereitet

Rechner akustisch anzeigt. Das Programm ist aber nicht abgestürzt, sondern arbeitet piepsend bis zur höchsten angegebenen Frequenz weiter und man braucht nur zu warten, bis der Rechner wieder ruhig wird.

Das mit einem Network-Analyzer (HP 8410A) erarbeitete Diagramm (Bild 29) zeigt

das Simulationsverhalten der Schaltung bis 12 GHz.

In Bild 30 folgt schließlich der zum Layout gehörende Stromlaufplan, der sicher keine Probleme bei der Analyse bietet.

Wird fortgesetzt.

Anzeige

LOW COST - YIG-OSZILLATOREN ab DM 665,-

zzgl.MWST und Versandkosten - ab Lager verfügbar

Frequenzbereich von 1...4,3 2...8,3 8...18 GHz

Ausgangsleistung:	+ 13 dBm min.	Abstimmspule:	28 Ohm
Rauschen bei 10 KHz:	- 90 dBc typ.	Temperaturbereich:	- 30° C ... + 60° C
Breitbandrauschen:	(20 MHz) -165 dBc/Hz	Speisespannung:	+ 15V/ -5 V ca. 8 VA
Steilheit der Abstimmspule:	20 MHz/mA typ.	Abmessungen:	45/39/mm Gewicht 350g

COMES Electronic Systeme GmbH

Erlenweg 64 - 83109 Großkarolinenfeld - GERMANY

Techn.Informations Service Tel.: 0171/5230242

Tel.: 08031/59552 Fax: 08031/59552