



Gunthard Kraus, DG 8 GB

## Praxisprojekt: Quarzfilter-Recycling

Wer kennt sie nicht mehr - die unförmigen Metall Dosen der Quarzfilter (Bild 1)? Viele Jahrzehnte sah man diese professionellen hochohmigen Bausteine auf den Leiterplatten von Empfänger-ZF-Teilen oder SSB-Aufbereitungen im Sendeteil von Transceivern. Eingebettet zwischen Transistorstufen oder den ersten

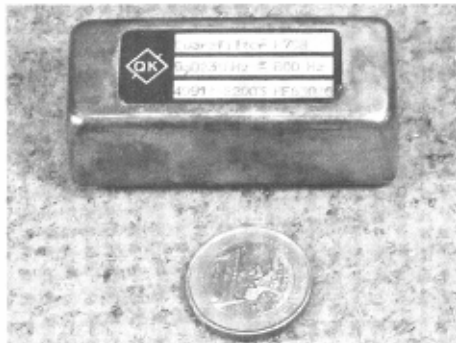


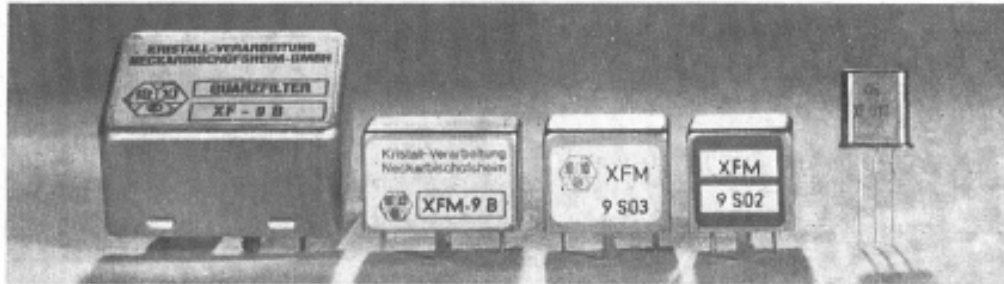
Bild 1: Diese Sorte Filter ist gemeint...

Integrierten Schaltungen bildeten sie unverzichtbare und hochwirksame, aber auch teure Baugruppen und waren ein Markenzeichen für hochwertige Entwicklungen. Heute verstecken sie sich nur noch in Nostalgiegeräten oder - noch schlimmer! - sie liegen unbeachtet in den Leiterplatten-Ramschkisten auf Funkflohmärkten. Die ehemals versilberten Gehäuse sind fleckig und unansehnlich. Jedoch denkt niemand daran, dass die Gehäuse luftdicht verschlossen sind, in Glas eingeschmolzene Zuleitungen (wie bei Röhren) das Vakuum oder die Stickstofffüllung sichern und so selbst nach Jahrzehnten die vorzüglichen elektrischen Daten des Neuzustandes von damals gelten müßten. Diese Quarzfilter kosten heute praktisch nichts mehr und interessieren selbst Tüftler nicht sonderlich.

Nachfolgend werden Überlegungen angestellt, wo man heute diese Quarzfilter wieder sinnvoll einsetzen kann und es werden entsprechende Lösungsansätze angeboten.



## Unsere GROSSEN sind klein geworden !



Bauform 1 15 14 13 17

DISKRET-FILTER	Anwendg.	mit Typ	MONOLITHFILTER				
			mit Induktanztransformation Abschluß	Bauform	ohne Induktanztransformation Typ	mit Induktanztransformation Abschluß	
XF-9A	SSB	XFM-9A	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S01	1.8 kΩ    3 pF	13
XF-9B	SSB	XFM-9B	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S02	1.8 kΩ    3 pF	14
XF-9C	AM	XFM-9C	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S03	2.7 kΩ    2 pF	14
XF-9D	AM	XFM-9D	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S04	3.3 kΩ    2 pF	14
XF-9E	FM	XFM-9E	1.2 kΩ    30 pF	15	XFM-9S05	8.2 kΩ    0 pF	14
XF-9B01	USB	XFM-9B01	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S06	1.8 kΩ    3 pF	14
XF-9B02	OSB	XFM-9B02	500 Ω    30 pF	15	XFM-9S07	1.8 kΩ    3 pF	14
XF-9B10*	SSB	—	—	—	XFM-9S08	1.8 kΩ    3 pF	15

\* Neu: 10 poliges SSB-Filter; Shape Faktor 60 dB : 6 dB 1.5

Dual (monolithisch, Zweipol)

**XF-910**; Bandbreite 15 kHz,  $R_T = 6 \text{ k}\Omega$ , Bauform 17

Dual-Paar (Vierpol)

**XF-920**; Bandbreite 15 kHz,  $R_T = 6 \text{ k}\Omega$ , Bauform 2 x 17

**DISKRIMINATOR-DUALS** (siehe UKW-BERICHTE, Heft 3/1978, Seite 168)

für NBFM **XF-909**

Höckerabstand 28 kHz

für FSK/RTTY **XF-919**

Höckerabstand 2 kHz

**CW-Filter** – nach wie vor diskret aufgebaut:

Typ	6-dB-Bandbreite	Aufbau	Shape-Faktor	Abschluß	Bauform
XF-9M	500 Hz	4 Pol	60 dB : 6 dB 4	500 Ω    30 pF	12
XF-9NB	500 Hz	8 Pol	60 dB : 6 dB 2	500 Ω    30 pF	11
XF-9P*	250 Hz	8 Pol	60 dB : 6 dB 2	500 Ω    30 pF	11

\* Neu !

**KRISTALLVERARBEITUNG NECKARBISCHOFSSHEIM GMBH**

D-6924 Neckarbischofsheim · Postfach 61 · Tel. 07263 / 6301



Bild 2: „Gewußt wo!“ - Man muss sich nur zu helfen wissen, wenn es keine Original-Unterlagen mehr gibt; Anzeige von KVG auf der Rückseite der 80er-Jahre UKW-Berichte



## 1. Technische Daten solcher Filter

Die Fragen, die einem da in den Sinn kommen, lauten deshalb:

- Wie sehen die Original-Datenblätter mit den technischen Daten aus, die offensichtlich einen erneuten Einsatz in modernen Schaltungen erschweren oder verhindern und
- Welcher Aufwand ist erforderlich, um daraus interessante 50  $\Omega$ -Bausteine für moderne Anwendungen zu machen?

Wer langjähriger Abonnent der UKW-Berichte ist, hat da beispielsweise keine Probleme: vor mehr als 20 Jahren zierte die Daueranzeige eines bekannten Quarzfilter-Herstellers die Rückseite jeder Ausgabe (**Bild 2**) und damit ist dies die beste Informationsquelle.

Daraus kann man entnehmen:

Quarzfilter im Frequenzbereich von einigen MHz bis ca. 40 MHz wurden vor 20 Jahren zwischen Innen- und Abschlußwiderständen betrieben, die irgendwo zwischen 500 Ohm und 3 kOhm lagen. Außerdem mußten beim Filter-Eingang und -Ausgang immer zusätzliche Parallelkapazitäten (bis zu 30 pF) gegen Masse angebracht werden.

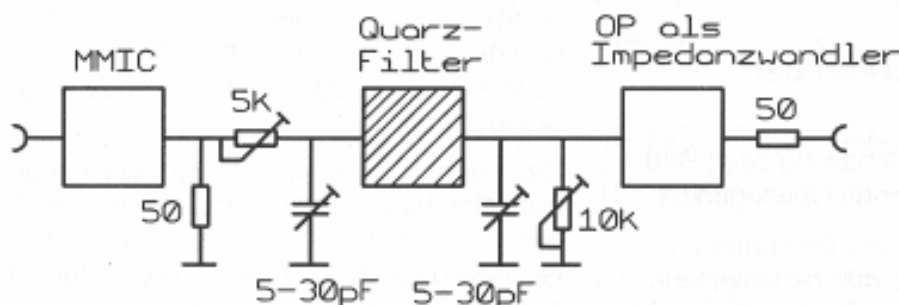
Der genaue Widerstands- bzw. -Kapazitätswert stand leider nur im Datenblatt und muss heute bei der zu entwickelnden Schaltung einstellbar sein, um wieder die vorgeschriebene Durchlasskurve zu erhalten.

## 2. Schaltungskonzept

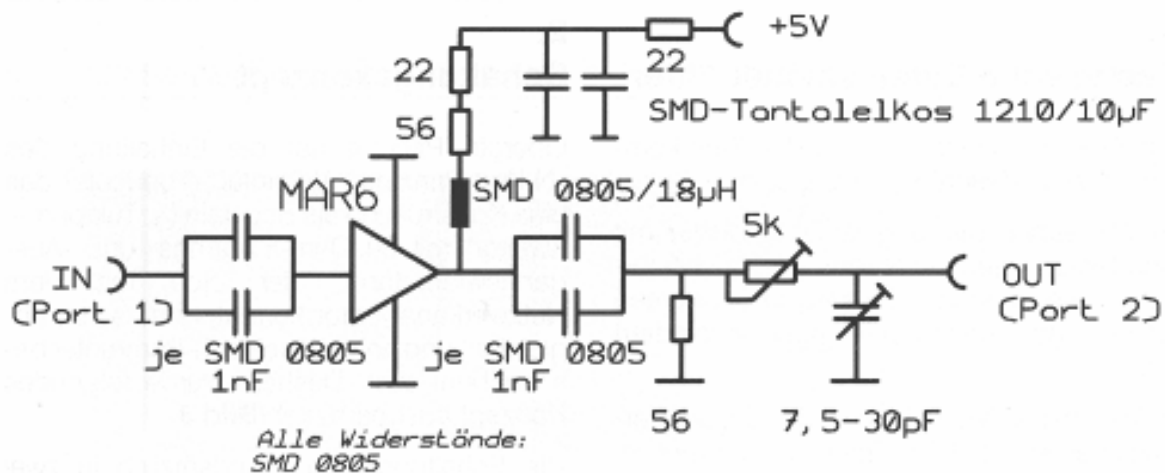
Oberste Priorität hat die Einhaltung des „N-Port-Prinzips“. Vereinfacht bedeutet das eine Konstruktion als Baustein (= Twoport = Zweitor) mit 50 Ohm-Eingangs- und -Ausgangswiderstand, der sich mit dem Netzwerkanalysator korrekt vermessen, abgleichen und anhand seiner S-Parameter beschreiben lässt. Deshalb wurde folgendes Konzept ausgearbeitet (**Bild 3**):

Die Schaltung wird grundsätzlich in zwei Baugruppen auf zwei getrennte kleine Platinen aufgeteilt. Jede hat die Abmessungen von 30 mm x 30 mm und besteht aus 1,52 mm dickem FR4-Material (Epoxy).

Eine Eingangsstufe mit einem modernen Breitband-MMIC (z.B. MAR6) ergibt den geforderten Eingangswiderstand von 50 Ohm im Frequenzbereich zwischen 3 und 100 MHz. Ihr Innenwiderstand am Ausgang der Endstufe beträgt ebenfalls 50  $\Omega$ , weshalb sie auf der Platine korrekt mit diesem Widerstand abgeschlossen wird. Damit stellt sie eine „Grundverstärkung“ von etwa 20 dB bereit. Da das nachfolgende Quarzfilter einen Quellwiderstand von wenigstens 500  $\Omega$  sehen möchte, kann er unter Zwischenschaltung eines SMD-Einstellpotis von 5 k $\Omega$  direkt mit dem 50 Ohm-Abschlusswiderstand des MAR6 verbunden werden, ohne dessen korrekten Abschluss zu sehr zu stören. Direkt am Filtereingang sitzt ein kleiner SMD-



**Bild 3:**  
So werden historische und moderne Technik zu einem hochwertigen Zweitor kombiniert



**Bild 4: Die Schaltung der Eingangsstufe. Ganz wichtig ist hierbei auch die sorgfältige Siebung der Betriebsspannung**

Trimmkondensator mit einem Einstellbereich von 5 bis 30 pF.

Auf der zweiten Platine folgt hinter dem Quarzfilter zunächst, als korrekter Filterabschluss, wieder eine Parallelschaltung aus Einstellpoti und Trimmkondensator. Das Ausgangssignal wird einem breitbandigen OP vom Typ OPA355 zugeführt. Er ist als nichtinvertierender Verstärker mit  $V = 1$  ausgelegt und weist einen hohen Eingangswiderstand, aber den für einen N-Port geforderten Innenwiderstand von  $50 \Omega$  am Ausgang auf.

Man erreicht damit eine Gesamtverstärkung der Anordnung von etwa

$$20 \text{ dB} - 6 \text{ dB (Filteranpassung)} - 6 \text{ dB (Anpassung am Ausgang)} = 8 \text{ dB}$$

von der noch die Grunddämpfung des Filters abzuziehen ist.

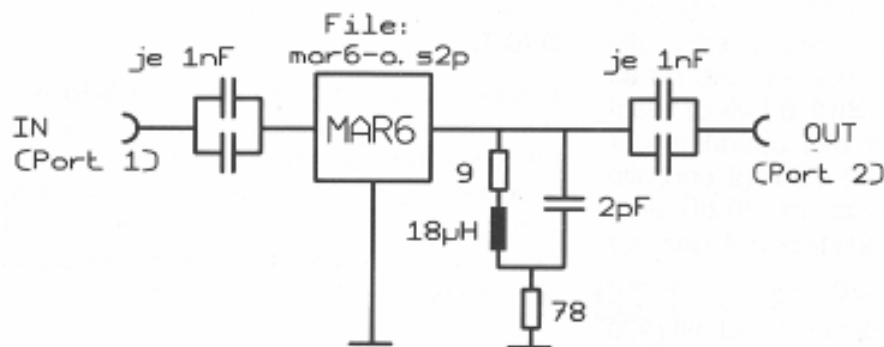
## 2.1. Schaltungsentwurf der Eingangsstufe

Die fertigerwickelte Schaltung zeigt **Bild 4**; dahinter stecken folgende Überlegungen:

Die Stromaufnahme des Breitband-MMICs (MAR6) liegt bei ca. 15 mA, bei etwa 3,5 V.

Zwischen IC-Ausgang und Versorgungsspannung ist eine Induktivität eingefügt, deren Blindwiderstand bei der gewünschten niedrigsten Betriebsfrequenz wenigstens  $3x$  größer sein muss als der Abschlusswiderstand von  $50 \Omega$ , sonst fällt dort die Verstärkung schon zu stark ab. Rechnet man das nach, kommt man bei 3 MHz und einem Blindwiderstand von  $150 \Omega$  auf  $8 \mu\text{H}$ . Dieser Wert wurde verdoppelt und der erhältliche Normwert ( $18 \mu\text{H}$ ) gewählt, um den Verstärkungsabfall bei 3 MHz kleiner zu halten. In Reihe zur Induktivität wird stets ein Strombegrenzungswiderstand empfohlen. Bei einer Versorgungsspannung von 5 V muss an ihm bei 15 mA eine Spannung von 1,5 V abfallen, um den Baustein mit den empfohlenen 3,5 V zu speisen und dazu gehört ein Gesamt-Widerstandswert von  $100 \Omega$ . Davon entfallen 22 Ohm auf die Siebung der Betriebsspannung (in Verbindung mit den beiden Tantalelkos) und die restlichen 78 Ohm sind in Form von  $56 \Omega + 22 \Omega$  in Reihe zur Drosselspule angeordnet.

Die Koppelkondensatoren zur Gleichspannungstrennung am Ein- und Ausgang bestehen jeweils aus einer Parallelschaltung zweier SMD-Bauteile, um die Gesamt-Eigeninduktivität zu halbieren - eine wichtige Ge-



**Bild 5:**  
Eine recht einfache Übung: mit dieser HF-Ersatzschaltung ließe sich mit PUFF das Verhalten im Bereich bis zu einigen GHz darstellen

wohnheit der Schaltungsentwickler im Gigahertz-Bereich! Über den 50 Ohm-Abschluss, sowie den Einstellwiderstand samt Trimmkondensator für die Filteranpassung wurde bereits vorstehend gesprochen.

## 2.2. Simulation der Eingangsstufe

Aus diesen Vorgaben wurde das Simulationsschaltbild (**Bild 5**) erstellt, wobei die

SMD-Drossel mit  $18\mu\text{H}$  laut Datenblatt einen Drahtwiderstand von  $9\Omega$  besitzt, sowie (zur Nachbildung der Eigenresonanz von ca. 25 MHz) mit einem Parallelkondensator von  $2\text{pF}$  versehen wurde. Jetzt kommt der „Mikrowellen-Taschenrechner“ (= PUFF) zum Einsatz. Aus dem Internet holt man das S-Parameter-File und kopiert es in den PUFF-Ordner. Doch die erste Simulation lieferte völlig unsinnige Ergebnisse und die

```

!MAR-6SM, MINICIRCUITS LAB
!S2P File: Measurements: s11, s21, s12, s22:
!TESTED WITH -30 dBm INPUT POWER, 16 mA BIASING CURRENT, device voltage = 3.5V
!TESTING TEMPERATURE: ROOM TEMPERATURE
!TESTED ON 7/6/2004
# MHZ S dB R 50
45 -28.99 -174.43 22.14 173.65 -24.61 -5.16 -26.26 -95.52
50 -35.32 30.98 22.01 172.72 -27.09 -15.47 -29.32 -132.81
55 -31.61 124.68 22.05 172.44 -24.56 -8.76 -33.91 -25.12
60 -27.09 150.78 21.93 171.12 -25.35 13.48 -28.46 -141.45
65 -37.89 -101.17 22 171.97 -25.58 -8.39 -39.15 135.07
70 -28.02 170.74 22.02 170.24 -23.2 -11.82 -29.55 60.69
75 -37.58 168.39 22.15 169.53 -24.87 3.51 -36.73 27.28
80 -30.54 120.34 22.05 169.68 -24.9 -7.65 -32.66 -130.75
85 -29.21 146.33 21.95 168.55 -24.26 1.83 -41.33 -77.68
90 -32.15 -172.38 22.05 167.65 -24.84 -3.28 -42.65 176.38
95 -35.73 139.52 21.96 167.62 -23.84 4.14 -49.97 9.88
100 -28.63 132 22.03 166.64 -24.59 -7.91 -36.26 -107.36
    
```

S11     S21     S12     S22  
 in dB     in dB     in dB     in dB

**Bild 6:** Darauf muss man erst kommen: Die S-Parameter-Angaben in „dB“ werden von PUFF nicht erkannt und deshalb ist das Simulationsergebnis unbrauchbar



Fehlersuche offenbarte schnell den Grund: im S-Parameter-File-Minircuits sind alle „Magnitudes“ in dB angegeben und da ist PUFF natürlich hilflos (**Bild 6**)! Zwar sieht man darin schon, dass S21 überall in der Größenordnung von +22 dB liegt und alle anderen Parameter besser als -20 dB sind, doch für die PUFF-Simulation hilft das nur wenig.

Also rechnet man zähneknirschend mit Hilfe des Taschenrechners die dB-Werte für den Bereich bis 100 MHz in Faktoren um und schreibt damit ein völlig neues S-Parameter-File. Die Werte für die Frequenzen unterhalb von 45 MHz werden (aus Erfahrung heraus) grob geschätzt. Dieses nun für die PUFF-Simulation brauchbare File zeigt **Tabelle 1**, es wird unter dem Namen „mar6-a.S2P“ im PUFF-Ordner gespeichert. Das neue Simulationsergebnis für die vorliegende Schaltung

im Bereich von 0 bis 100 MHz sieht man in **Bild 7**.

Interessant ist noch ein Blick auf **Bild 8**, in dem man einen auf 0 bis 10 MHz verkleinerten Sweepbereich sehr schön sieht, dass bei 3 MHz beinahe schon die volle Verstärkung von +22 dB erreicht wird, aber auch die anderen Parameter bereits Werte kleiner als -20 dB aufweisen.

### 2.3. Messungen an der fertigen Platine

Die Schaltung wurde auf einer „Normplatine“ aus FR4-Material (Dicke = 1,52 mm) mit den Maßen 30 mm x 30 mm in SMD- und Streifenleitungstechnik realisiert (**Bild 9**). Damit ist gemeint, dass die Platinenunterseite als durchgehende Masse ausgeführt ist und die

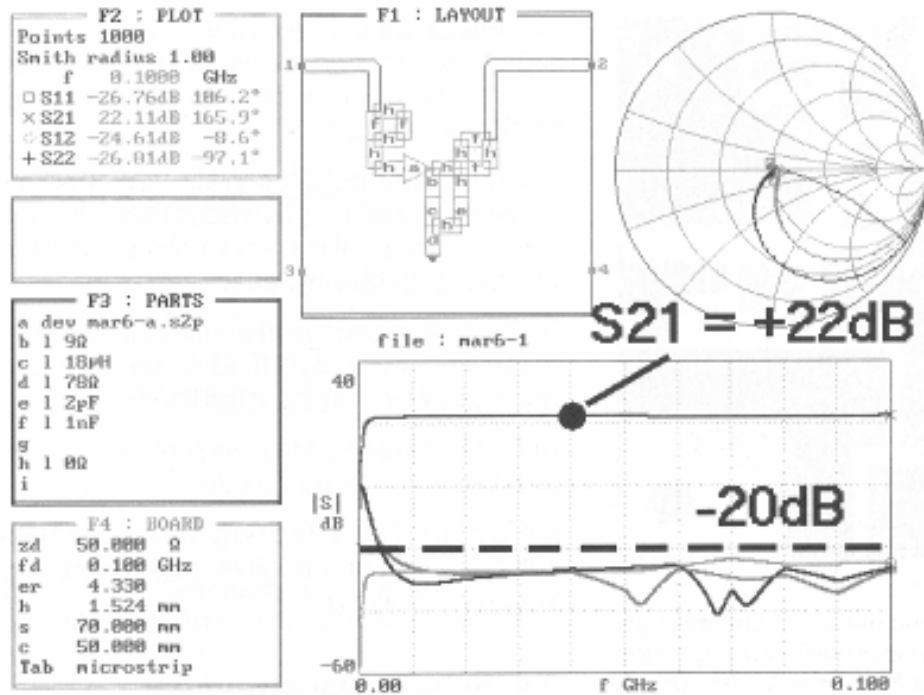
```
!MAR-6SM, MINICIRCUITS LAB
!S2P File: Measurements: S11, S21, S12, S22:

!TESTED WITH -30 dBm INPUT POWER, 16 mA BIASING CURRENT,
  Device Voltage = 3.5V
!TESTING TEMPERATURE: ROOM TEMPERATURE
!TESTED ON 7/6/2004

! Translated to linear Values by Gunthard Kraus
! File-Name: mar6-a.s2p

# ghz s ma r 50
0 0.04 0 12.79 180 0.044 0 0.005 -90
0.01 0.04 5 12.79 178 0.044 0 0.01 -90
0.02 0.04 10 12.79 176 0.044 0 0.02 -90
0.03 0.04 15 12.79 174 0.044 0 0.025 -90
0.04 0.04 20 12.79 173 0.044 -10 0.03 -90
0.05 0.017 30.98 12.96 172.72 0.044 -15.47 0.034 -132.81
0.06 0.044 150.78 12.48 171.12 0.054 13.48 0.0377 -141.45
0.07 0.04 170.74 12.61 170.24 0.069 -11.82 0.033 60.69
0.08 0.0297 120.34 12.59 169.68 0.0568 -7.65 0.0232 -130.75
0.09 0.0247 -172.38 12.66 167.65 0.057 -3.28 0.007 176.38
0.1 0.037 132 12.79 166.64 0.059 -7.91 0.015 -107.36
```

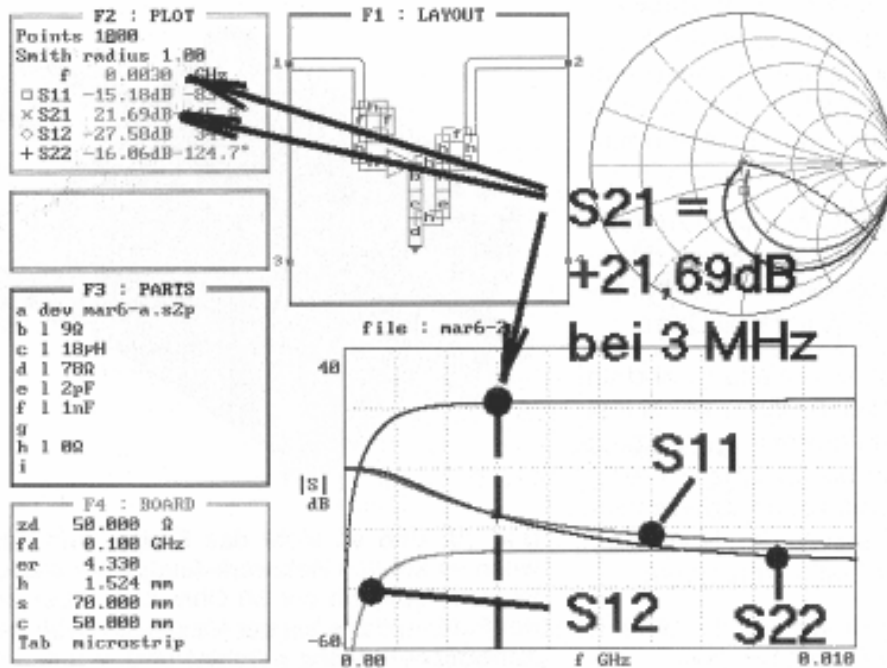
**Tabelle 1: Liste der S-Parameter, wie sie für "PUFF" benötigt werden**



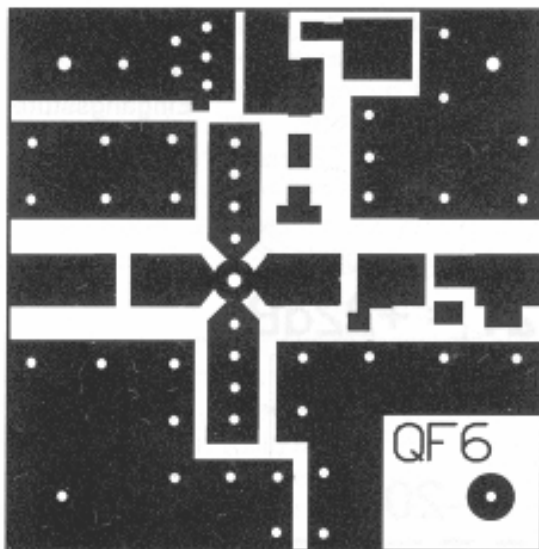
**Bild 7:**  
 So kann man sich die ideale Eingangsstufe vorstellen!

einzelnen Masseflächen der Oberseite über versilberte Hohlnieten mit dieser Unterseite verbunden sind. Die Eingangs- bzw. Aus-

gangsleitung weisen je einen Wellenwiderstand von 50 Ω auf. Auf dem Foto in **Bild 10**



**Bild 8:**  
 Hier kann man nochmals die Überlegungen und Maßnahmen zum Thema „Untere Grenzfrequenz von mindesten 3 MHz!“ kontrollieren



**Bild 9: Die FR4-Platine mit den Abmessungen 30 mm x 30 mm ist ansprechend klein geraten. Die größte Arbeit in Form der vielen Durchkontaktierungen wartet natürlich noch auf den Entwickler (nicht maßstäblich!)**

(= erste Versuchsplatine) ist zusätzlich gut zu erkennen, dass

a) für die Messung der S-Parameter der Abschlusswiderstand auf der Platine zunächst weggelassen wurde, da er ja durch den Netzwerk-Analysator gebildet wird. Ebenso fehlen in diesem Stadium noch die beiden Bauteile (Einstellwiderstand und Trimmkondensator) für die spätere Filteranpassung.

b) Die Verbindung vom IC-Ausgang zur Ausgangsbuchse bildet deshalb ein kurzfristig für diesen Zweck eingelöteter SMD-Widerstand der Baugröße 0805 mit Null Ohm.

c) Ein- und Ausgang der Schaltung sind an SMA-Buchsen angeschlossen, die selbst wieder auf kleine Kupferwinkel geschraubt sind. Damit lässt sich bis 10 GHz ein reflexionsarmer Übergang von den runden Innenleitern der SMA-Buchsen zu den Mikrostreifen-Leitungen auf der Platine realisieren.

Als Stromversorgung kann in der Kellerwerkstatt ein ehemaliges PC-Netzteil dienen, das

vier Festspannungen (+5 V / -5 V / +12 V / -12 V) bei kleinen Gehäuseabmessungen bietet, bei einer maximalen Ausgangsleistung von über 200 W.

Doch nun hat der Messplatz (hp8407A als Analyser, hp8601 als Sweeeposzillator für den Bereich von 10 kHz bis 110 MHz) das Wort und das Ergebnis lautet:

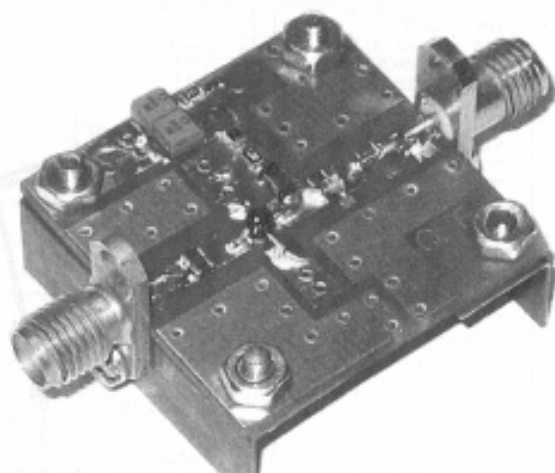
a) S21 (und damit die Verstärkung) ist im Bereich von 3 MHz bis 110 MHz konstant und hat einen Wert von ca. 21 dB.

b) Erst unterhalb 2 MHz beginnt ein deutlich sichtbarer Verstärkungsabfall.

Mit diesem Simulationsergebnis kann man zufrieden sein und beginnt sogleich mit der zweiten Schaltung.

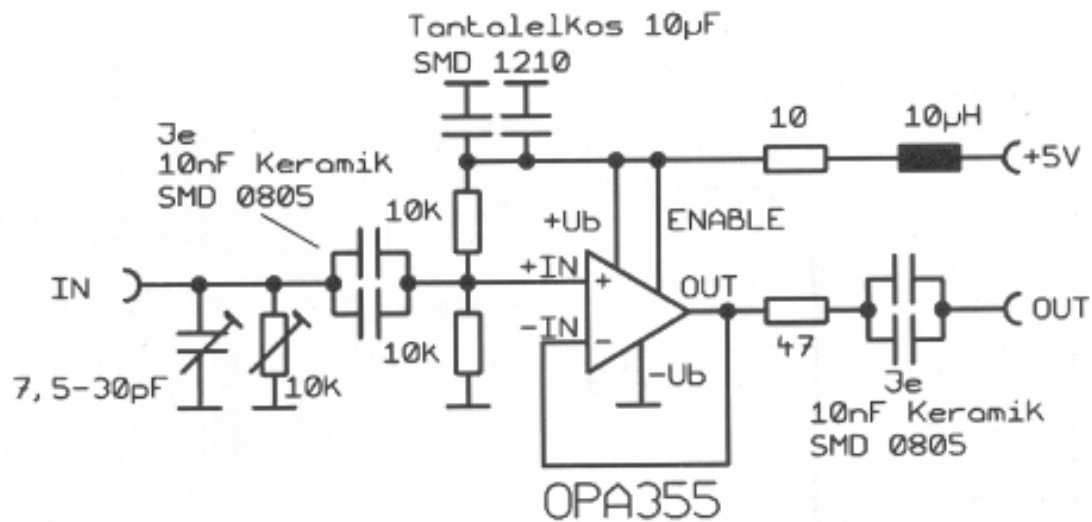
## 2.4. Schaltungsentwurf der Ausgangsstufe

Wegen des geforderten hochohmigen Eingangs kann hier kein Mikrowellen-MMIC für 50  $\Omega$ -Systeme eingesetzt werden - diesmal ist einer der schnellen modernen Opera-



**Bild 10: Und so sieht das Endprodukt aus, wenn es auf den Netzwerk-Analysator wartet. Es fehlt lediglich der 50 Ohm-Abschluss auf der Platine, da er bei der Messung durch den Analysator-Eingang gebildet wird**



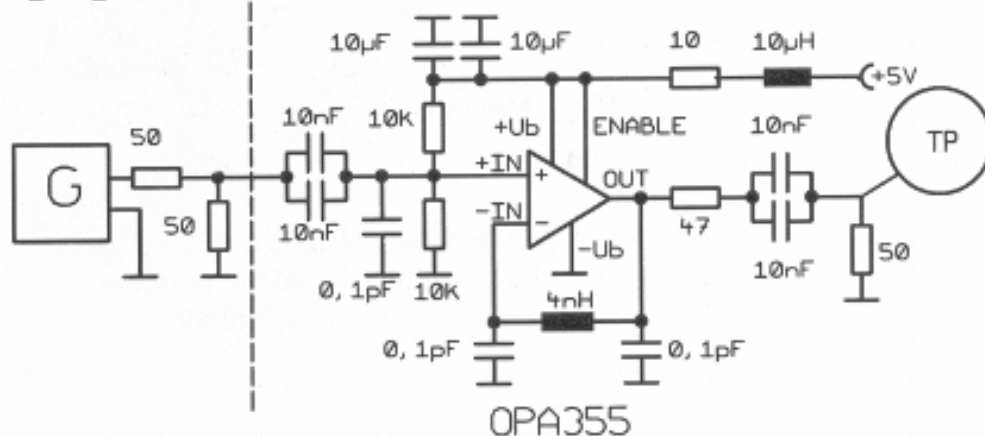


**Bild 11:** Die Schaltung der Endstufe ist da schon etwas aufwendiger. Schade, dass es keine hochohmigen MMICs für solche Zwecke gibt!

tionsverstärker nötig. Der vorgesehene Typ "OPA355" weist ein Verstärkungs-Bandbreitenprodukt von 200 MHz auf, was beim vorgesehenen Verwendungszweck für Frequenzen bis weit über 50 MHz reicht.

Der komplette Stromlaufplan dieser Ausgangsschaltung ist in **Bild 11** zu sehen. Es handelt sich um die bekannte Schaltung des nichtinvertierenden Verstärkers mit voller Gegenkopplung des Ausgangssignals auf den invertierenden Eingang (ergibt Verstärkung

Eingangsstufe



**Bild 12:** Diese Schaltung wurde für die PSPICE-Simulation zur Ermittlung der grundsätzlichen Schaltungseigenschaften zusammengestellt

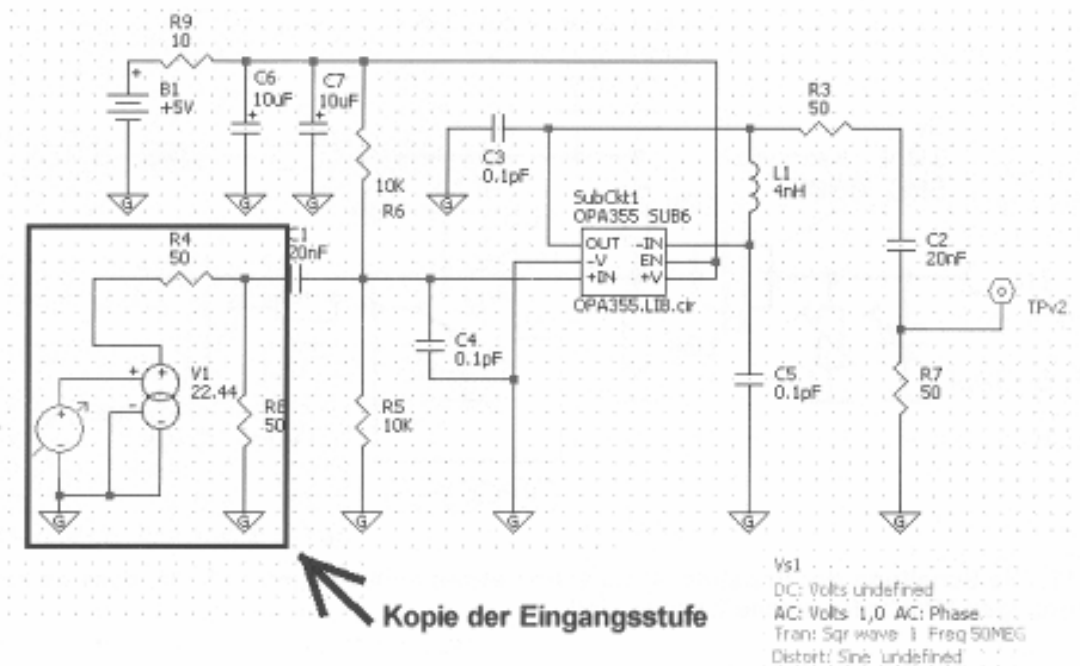


Bild 13: Und so wird die Schaltung aus Bild 12 in die doch etwas beengte Zeichenfläche der kostenlosen 5SPICE-Testversion gezwängt. Zum Ersatz der Eingangsstufe: Siehe Text!

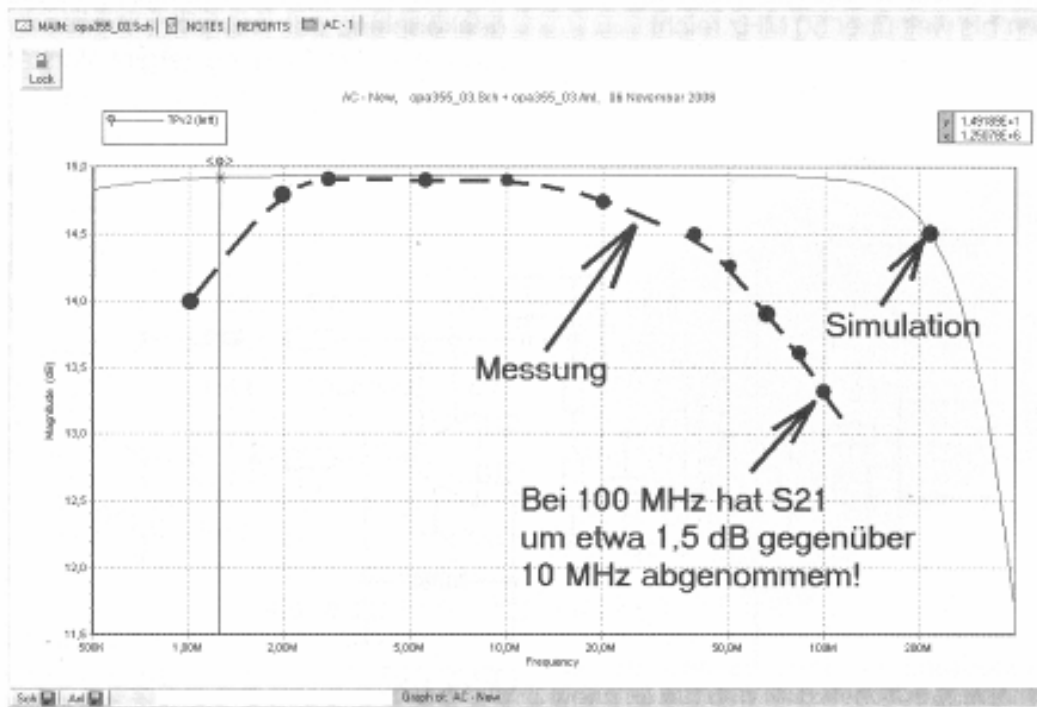
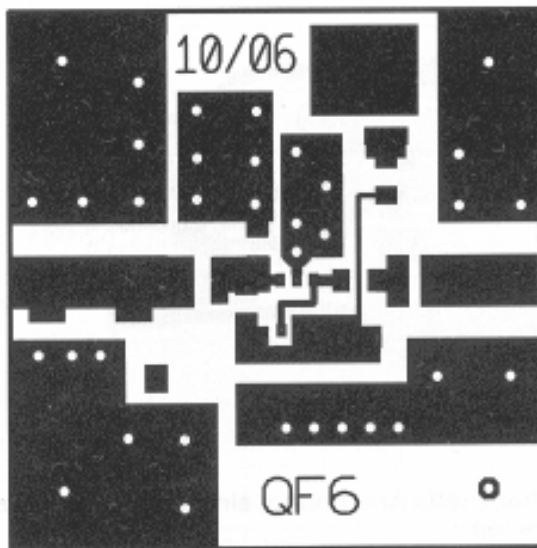


Bild 14: Bis 50 MHz verhält sich die Anordnung exakt so, wie man es erwartet hat; selbst mit den Daten für 100 MHz könnte man leben...



**Bild 15: Die Endstufen-Platine: wieder FR4-Material mit 1,52 mm Dicke, wieder eine Größe von 30 mm x 30 mm (nicht maßstäblich!)**

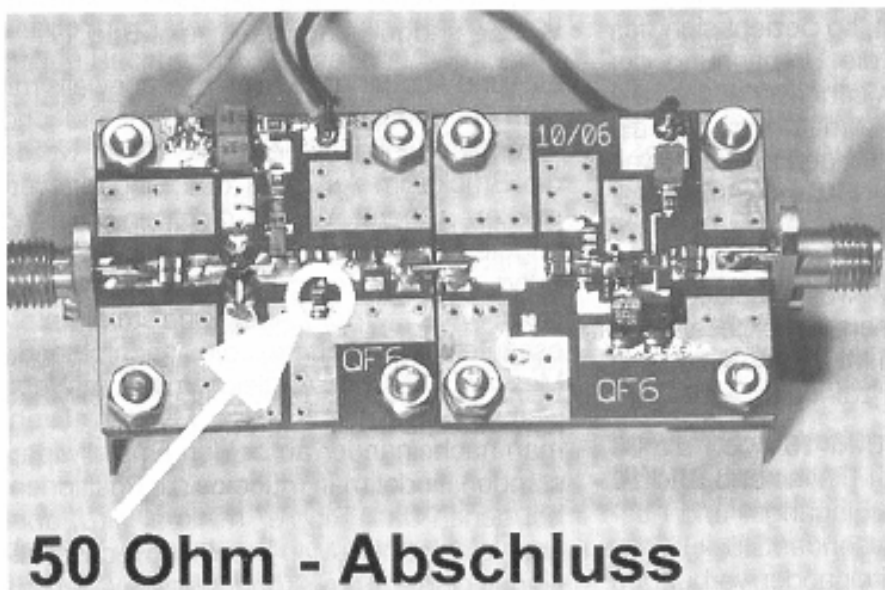
= 1). Da jedoch nur mit einer Versorgungsspannung (laut Datenblatt von höchstens +5 V) gearbeitet wird, muss mit Hilfe eines Spannungsteilers am nichtinvertierenden Eingang

die mittlere Ausgangsgleichspannung auf +2,5 V eingestellt werden.

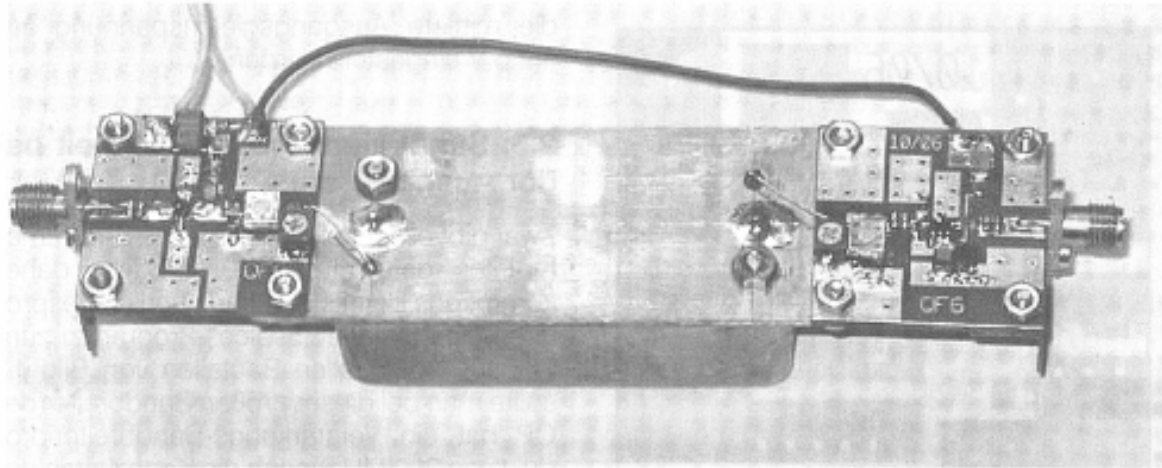
## 2.5. Simulation und Wirklichkeit bei der Ausgangsstufe

Zwar gibt es für solche OPs keine S-Parameter-Files, dafür aber SPICE-Modelle, daher kommt das bereits in [1] ausführlich besprochene kostenlose „5spice“-Programm zum Einsatz. Außer allen Bauteilen von Bild 11 sollte man bei dieser großen Bandbreite (der OP hat ein Verstärkungs-Bandbreitenprodukt von 200 MHz) noch die Kapazitäten der SMD-Pads für die beim Verstärkungsvorgang beteiligten Anschlussbeine des ICs mit je 0,1 pF, sowie die Induktivität der Rückführung vom Ausgangspin des OPs zum invertierenden Eingang (ca. 4 nH für etwa 4 mm Leitungslänge) in die Simulation einbeziehen. Damit gelangt man zu **Bild 12** und man kann anschließend in **Bild 13** bewundern, wie eine solche aufwendige Schaltung in die begrenzte Arbeitsfläche der kostenlosen 5spice-Testversion eingepasst wird.

Wer Bild 12 und 13 genau vergleicht, sieht auch, wie die Eingangsstufe mit ihrer kon-



**Bild 16: Ein- und Ausgangsstufe für den Probelauf direkt zusammenschaltet. Der Pfeil zeigt auf den hier notwendigen und eingelöteten Abschlusswiderstand der Eingangsstufe**



**Bild 17: Darauf hat man lange warten müssen: Die komplette Anordnung, einschließlich Quarzfilter ist nun für die Messung mit dem Analysator bereit**

stanten Verstärkung von (gemessenen) 21 dB in die Simulation einbezogen wurde:

Der Generator aus Bild 12 wurde durch eine „Spannungsgesteuerte Spannungsquelle“ mit einem zu 21 dB gehörenden Übertragungsfaktor von 22,44 ersetzt. Wie bei der wirklichen Eingangsstufe besitzt sie einen Innenwiderstand von 50 Ohm und wird mit einem 50 Ohm-Widerstand gegen Masse abgeschlossen.

Wird nun die Ausgangsspannung als „Magnitude in dB“ simuliert, so bezieht sich das Programm dabei auf die Urspannung der Quelle. Wegen der Zwischenschaltung der „Ersatz-Eingangsstufe“ erhält man deshalb als Simulationsergebnis genau das, was eine Messung mit dem Netzwerk-Analysator als „S21“ anzeigen würde. Diese Behauptung kann in **Bild 14** kontrolliert und direkt verglichen werden, in wie weit Simulation und Messung übereinstimmen. Im vorgesehenen Frequenzbereich von 3 MHz bis ca. 50 MHz kann man damit sicher zufrieden sein.

Zum Abschluss zeigt **Bild 15** noch die 30 mm x 30 mm große FR4-Platine und **Bild 16** informiert darüber, wie Eingangs- und Ausgangsstufe über ein passendes Stück Leiterplatte zur Messung miteinander verbunden

wurden. Gut zu sehen und deutlich gekennzeichnet ist der bereits erwähnte und neu eingelötete 50 Ohm-Abschlusswiderstand der Eingangsstufe.

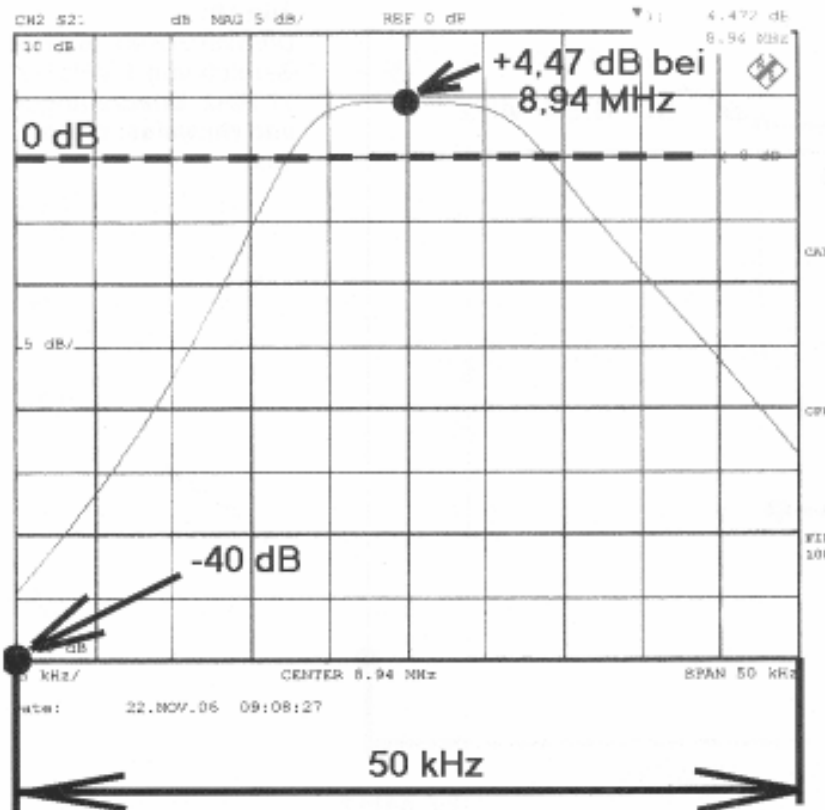
---

### 3. Die Stunde der Wahrheit

---

Nun kann beruhigt an die Fertigstellung der Testanordnung herangegangen werden. Wie sie endgültig aussieht, zeigt **Bild 17**.

Ein- und Ausgangsstufe sind jetzt jeweils mit dem erforderlichen Einstellwiderstand und Trimmkondensator bestückt; dafür wurde die Brücke im Ausgang des Eingangsverstärkers entfernt. Wieder dient ein passend angefertigtes Stück Leiterplatte zur Verbindung der drei Baugruppen (Eingangsverstärker / Quarzfilter / Auskoppelstufe). Interessanterweise dauerte die nachfolgende Messung und der Abgleich mit dem Netzwerk-Analysator nur einige Minuten. Dreht man nacheinander an beiden Einstellwiderständen, findet man mühelos die Positionen, bei denen das „Ripple“ minimal wird, aber noch sichtbar ist. Man korrigiert wechselseitig mit beiden Trimmkondensator weiter, bis



**Bild 18:**  
Das tut gut:  
Kontrollmessungen  
mit einem modernen  
Profi-Analysator liefern  
dieselbe schöne  
Durchlasskurve wie die  
eigenen Messungen

nach kurzer Zeit die erhoffte korrekte Durchlasskurve auf dem Schirm erscheint.

Für die Gesamtverstärkung der Anordnung wurde in vorstehenden Kapiteln bereits folgende Rechnung aufgemacht:

$$\begin{aligned} &+21 \text{ dB Verstärkung} - 6 \text{ dB (Filteranpassung)} - 6 \text{ dB (Anpassung am Ausgang)} \\ &= +9 \text{ dB} \end{aligned}$$

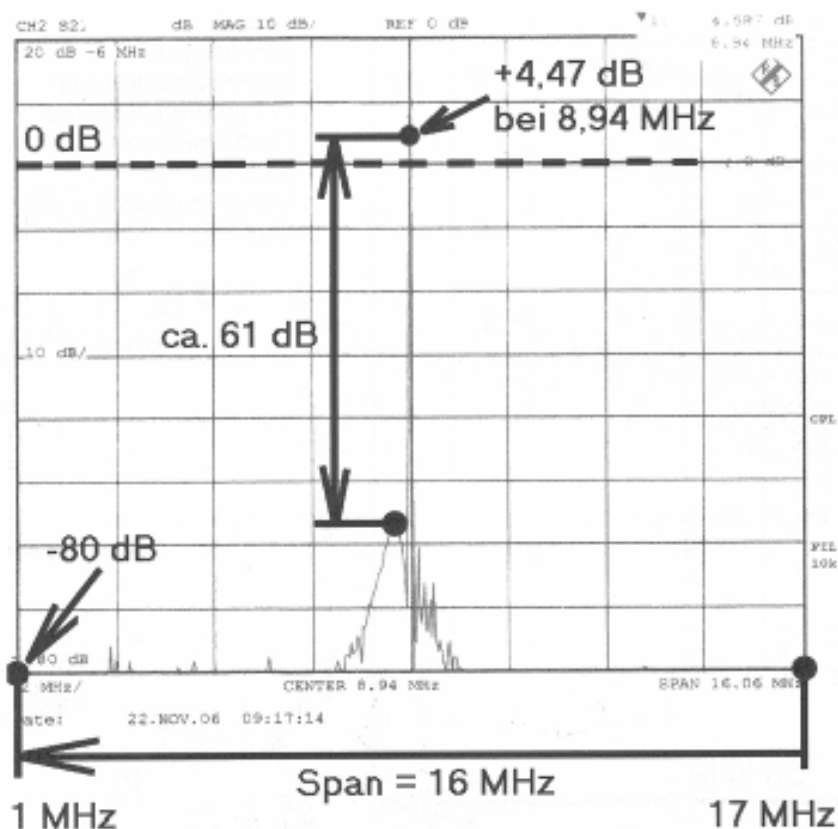
Das gilt natürlich nur, wenn das Quarzfilter im Durchlassbereich Null dB Durchgangsdämpfung aufweist - eine etwas unrealistische Annahme! Die Messung ergab nämlich eine „Restverstärkung“ von nur ca. +5 dB bei der Mittenfrequenz von 8,94 MHz und damit liegt die Grunddämpfung des Filters folglich bei etwa 4 dB.

Eine Kontrolle der „Weitabselektion“ zeigte, dass im gesamten Bereich von 1 MHz bis 100 MHz die Sperrdämpfung besser war, als

der Messumfang des doch etwas betagten Messplatzes (rund 60 dB). Aber mindestens 60 dB sind trotzdem für das Alter des Filters und als Bestätigung der eigenen Ideen eine feine Sache.

Glücklicherweise fand sich diesmal wieder jemand bereit, alle Ergebnisse mit einem professionellen Netzwerk-Analysator nachzumessen. Die auf minimale Welligkeit abgegliche Durchlasskurve zeigt nun **Bild 18** mit - Siehe da! - einer maximalen Verstärkung von exakt +4,47 dB! Wer zusätzlich die 3 dB-Bandbreite aus dieser Kurve bestimmt, der landet bei 15 kHz, und genau das steht auf dem Typenschild des Filters.

Zum Thema „Weitabselektion“ gibt es noch **Bild 19**. Sehr schön lässt sich hier erahnen, dass im Datenblatt des Filters folgender Satz gestanden haben muss:

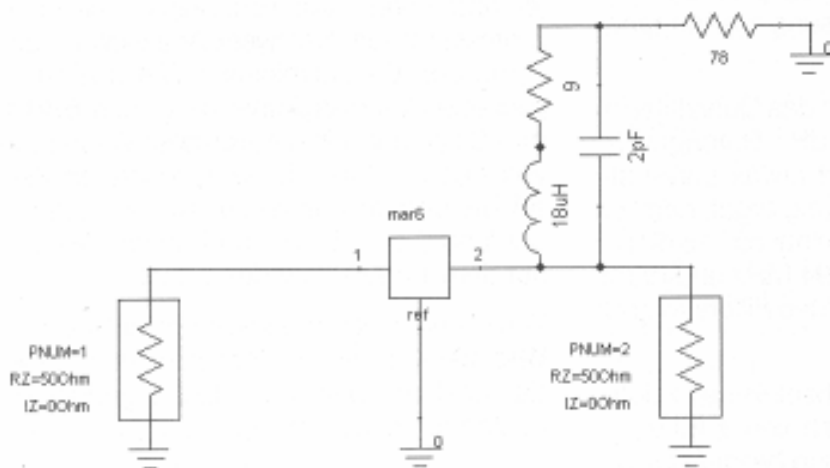


**Bild 19:**  
Die Weitabselektion im Bereich von 1 MHz bis 17 MHz. Erläuterungen und Hinweise: siehe Text

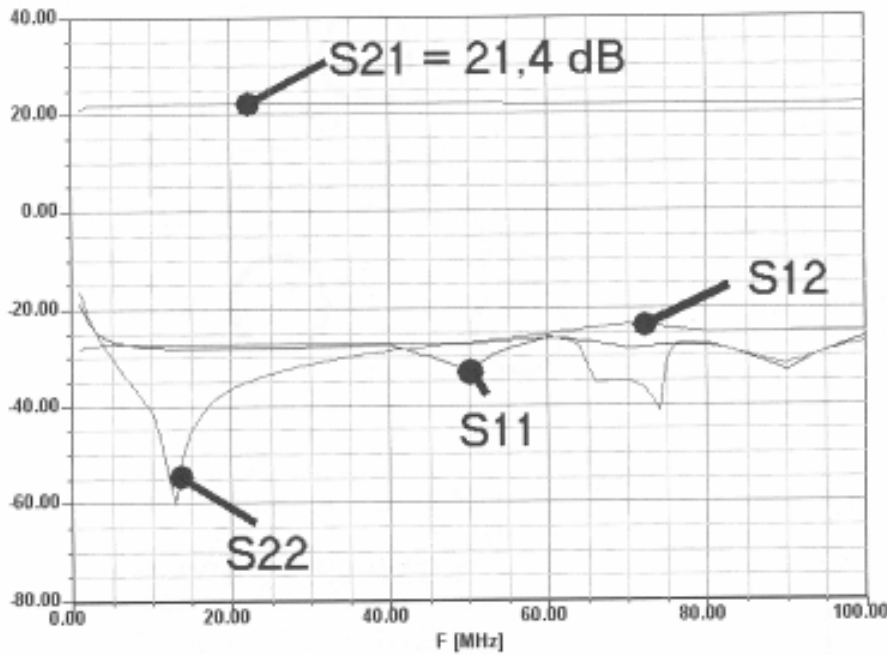
„Im Sperrbereich beträgt die Dämpfung mindestens 60 dB“ und genau das wurde hier wieder erreicht und gemessen.

### 3.1. Wie steht es mit der Schwingneigung?

Die modernen Möglichkeiten der Schaltungssimulation erübrigen eigentlich die Fra-



**Bild 20:**  
So wird die Eingangsstufe in den Editor des Ansoft Designers SV eingegeben



**Bild 21:**  
Diese S-Parameter kennt man schon: sie stimmen vollständig mit der PUFF-Simulation in Bild 7 überein

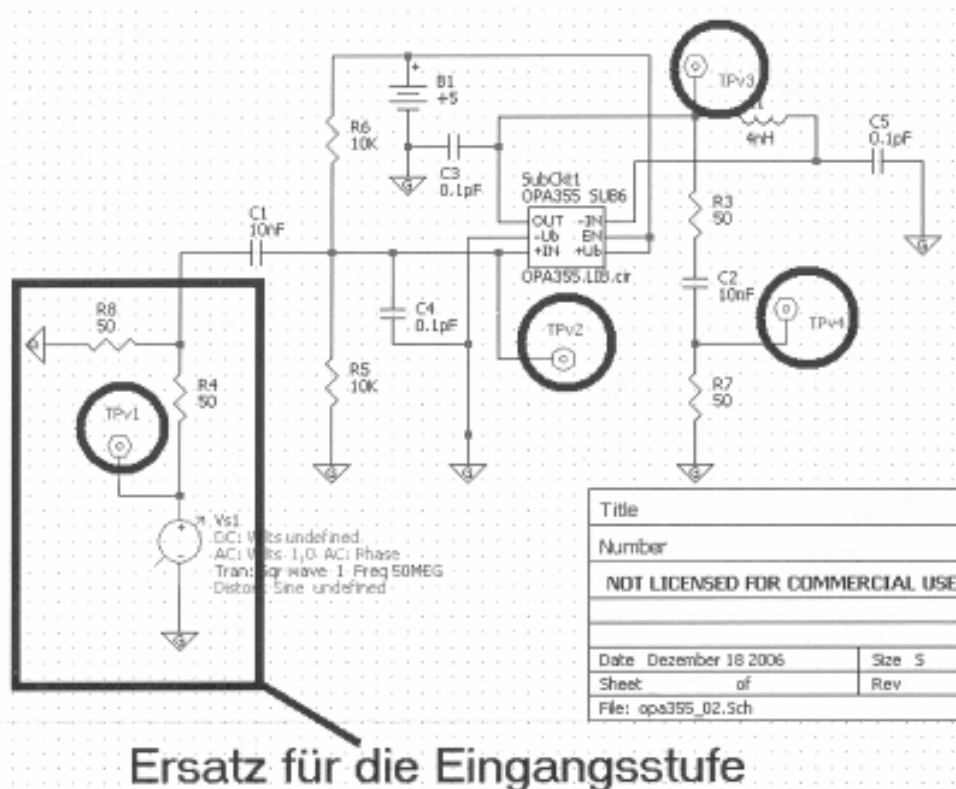
ge „Wird die Schaltung überhaupt funktionieren?“. Noch schöner jedoch ist die Tatsache, dass sich die Frage nach der Schwingneigung erübrigt, da dieses Problem gleich bei der Simulation mit beantwortet werden kann. Nachfolgend wird die Schwingneigung für dieses Projekt mal etwas genauer betrachtet.

### 3.1.1. Stabilitätskontrolle bei der Eingangsstufe

Dazu musste etwas nachgeholt werden, was bisher (...mit PUFF geht es halt schneller...) unterblieben war: ein ANSOFT Designer SV-Projekt für den MAR6-Verstärker anzulegen.



**Bild 22:**  
Das ist das Ziel des betriebenen Aufwandes: die Information über den Verlauf des Stabilitätsfaktors „k“. Aber: alles prima



**Bild 23:** Mit dieser Testschaltung holt man sich die Spannungsverläufe an allen wichtigen Punkten der Schaltung bei einer Ansteuerung mit einem 50 MHz-Rechteck auf den Schirm

Die Simulationsschaltung selbst wurde direkt aus PUFF übernommen und ist nochmals in **Bild 20** als ANSOFT-Edition zu sehen. Die S-Parameter-Simulation (**Bild 21**) bringt keinerlei Überraschungen, denn die Ergebnisse stimmen mit denen von PUFF vollständig überein (bitte dazu etwas zurückblättern und Bild 7 zum Vergleich heranziehen!). Den gesuchten Stabilitätsfaktor „k“ stellt **Bild 22** dar, der für absolute Stabilität im betrachteten Frequenzbereich überall größer als 1 sein muss. Das ist der Fall und damit kann man sich die Ausgangsstufe vornehmen.

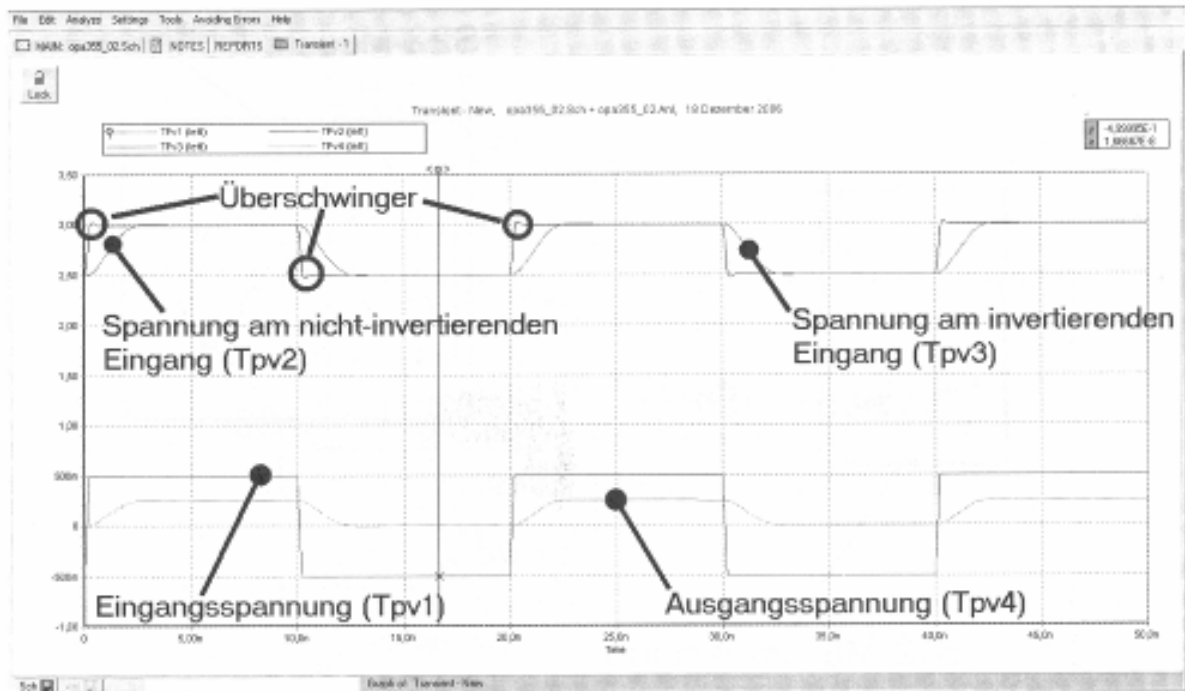
### 3.1.2. Stabilitätskontrolle bei der Ausgangsstufe

Hier wird es schon etwas schwieriger, denn man hat es mit einer PSPICE-Simulation zu tun und arbeitet folglich im Zeitbereich (also

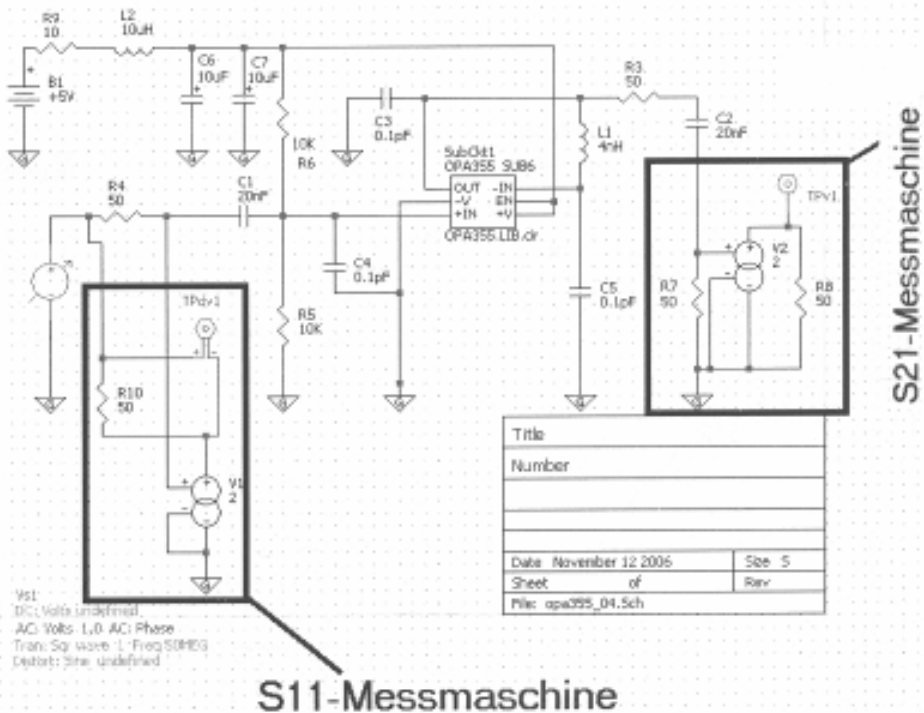
in der time domain). Bevor man größere Geschütze auffährt, sollte man einen kleinen Blick über den Zaun um die HF-Technik werfen. Da gibt es nämlich in der Regelungstechnik einige Möglichkeiten, denn dort sind bei großen Maschinen und Anlagen das Messen von Frequenzgängen und das Ableiten geeigneter Stabilitätskriterien manchmal doch etwas mühsam und aufwendig. Man prüft schneller z. B. mit einem „Stoß“ (= Impuls) oder „Sprung“ am Eingang die gesamte Anordnung und schaut sich dann die Reaktion des Systems an. Eine gefährliche Schwingneigung verrät sich sofort durch das am Ausgang zu beobachtende „Überschwingen“ samt deutlich sichtbarem langsamem Ausklingen mit der „Eigenfrequenz des Systems“.

Also probiert man dies einfach mit der Endstufe und speist ihren Eingang mit einem





**Bild 24: Am angesteuerten Eingang des OPs gibt es Grund zu massivem Misstrauen!**



**Bild 25: Deshalb werden alte Bekannte aufgeföhren: zuerst die S11- und die S21-Messmaschine**

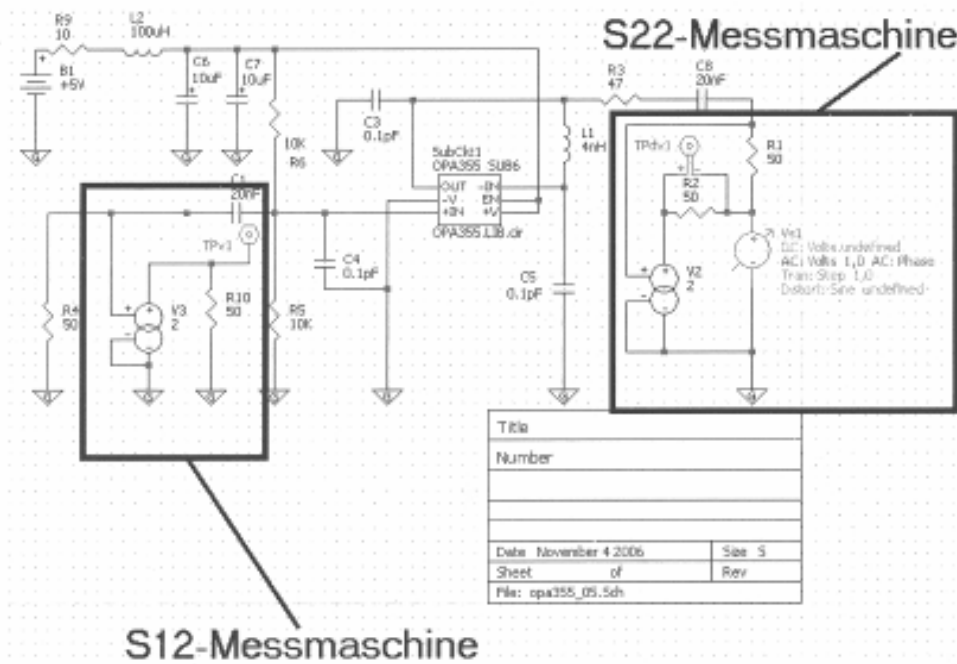


Bild 26: ...und zur Sicherheit auch die S12- sowie die S22-Messmaschine

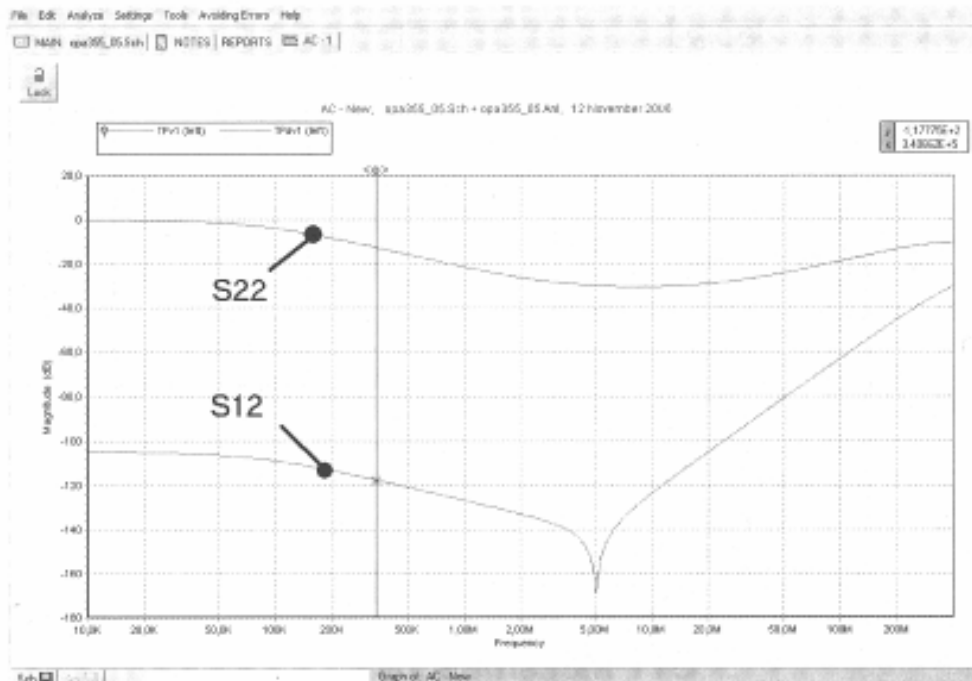
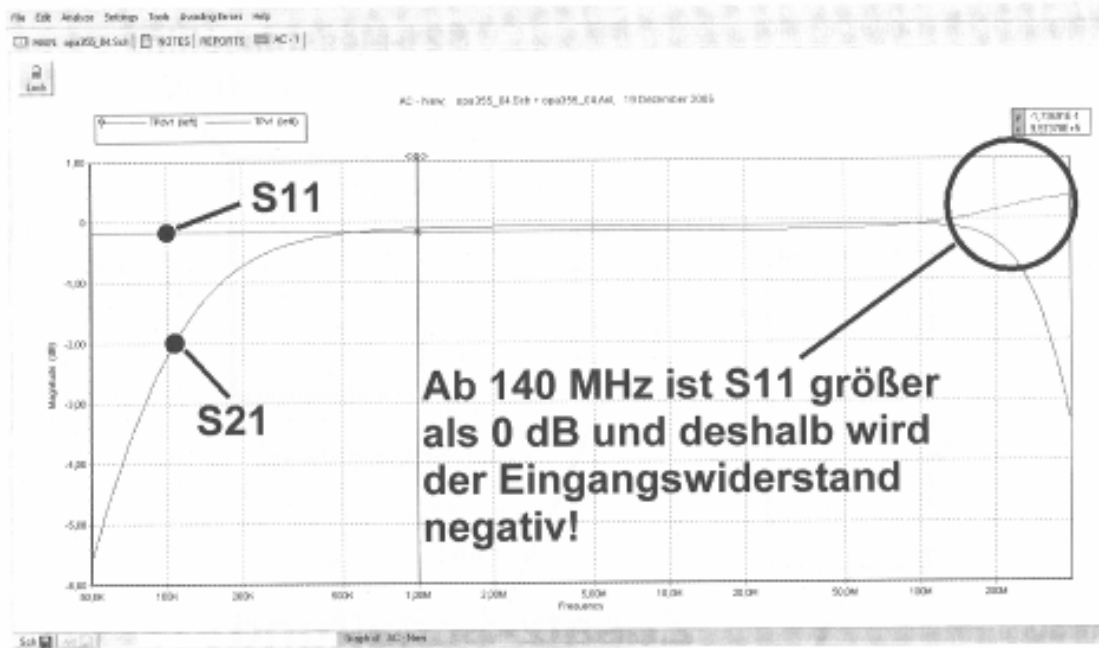


Bild 27: Bei S22 und S21 kann man gleich Entwarnung geben



**Bild 28:** Der Grund für den Überschwinger der Spannung am nichtinvertierenden Eingang ist ein Eingangswiderstand, der oberhalb von 100 MHz negativ wird!

symmetrischen Rechtecksignal der Frequenz  $f = 50$  MHz. Die dazu verwendete PSICE-Schaltung ist in **Bild 23** mit 4 Testpunkten (Generatorausgang / Nichtinvertierender Eingang des OPs / Invertierender Eingang des OPs / Ausgang des OPs) zu sehen. Die Ansteuerung durch die Vorstufe wurde durch eine Spannungsquelle mit nachfolgendem Spannungsteiler aus zwei  $50 \Omega$ -Widerständen nachgebildet. Das zugehörige Simulationsergebnis stellt **Bild 24** dar.

Sehr schön ist dort zuerkennen, dass ausge-rechnet die Spannung an dem nichtinvertierenden Eingang einen solchen Überschwinger aufweist und deshalb muss man der Sache weiter nachgehen. Das ist zwar etwas aufwendig, aber in [2] kann man ausführlich nachlesen, wie man aus einer PSPICE-Simulation die zugehörigen S-Parameter der Schaltung gewinnen kann. Den erforderlichen Schaltungsaufwand zeigt **Bild 25** für die Bestimmung von S11 und S21, **Bild 26** den für S22 und S12. Die ermittelten Verläufe von S12 und S22 in **Bild 27** sind ohne Auffäl-

igkeiten und deshalb kann man sie gleich beiseite legen. Aber in **Bild 28** findet man Unschönes: S11 wird ab 140 MHz größer als Null dB und das ergibt einen *negativen Eingangswiderstand in diesem Bereich!*

Nachdem man das herausgefunden hat, ist die Abhilfe nicht mehr sonderlich schwierig: man sorgt dafür, dass sich ab 100 MHz langsam ein reeller Zusatzwiderstand dem Eingang parallel schaltet und damit den negativen Eingangswiderstand kompensiert. Die simple Lösung zeigt **Bild 29**: ein Widerstand von ca.  $220 \Omega$  in Reihe mit einem Kondensator von  $1 \text{ pF}$  reichen als Korrektur und **Bild 30** zeigt den durchschlagenden Erfolg dieser Maßnahme.

Unschön ist natürlich, dass man sich nun nochmals über das Platinenlayout der Endstufe machen muss, um beide Teile möglichst nahe am invertierenden Eingang mit möglichst kurzen Verbindungsleitungen unterzubringen...

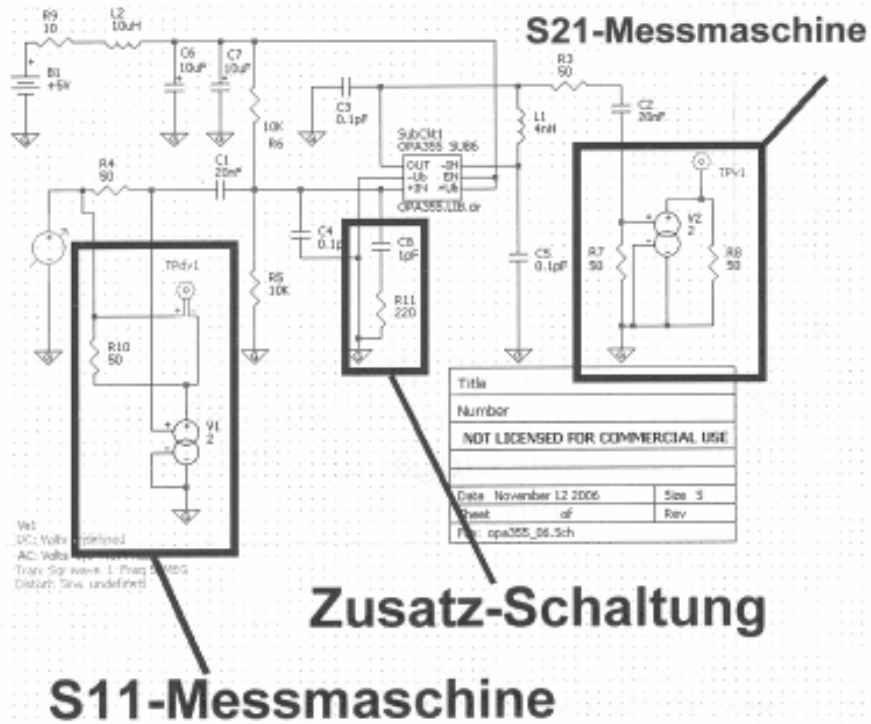


Bild 29: Glücklicherweise lässt sich dieser Effekt auf einfache Weise beseitigen und mit der Schaltung von Bild 25 der Erfolg kontrollieren

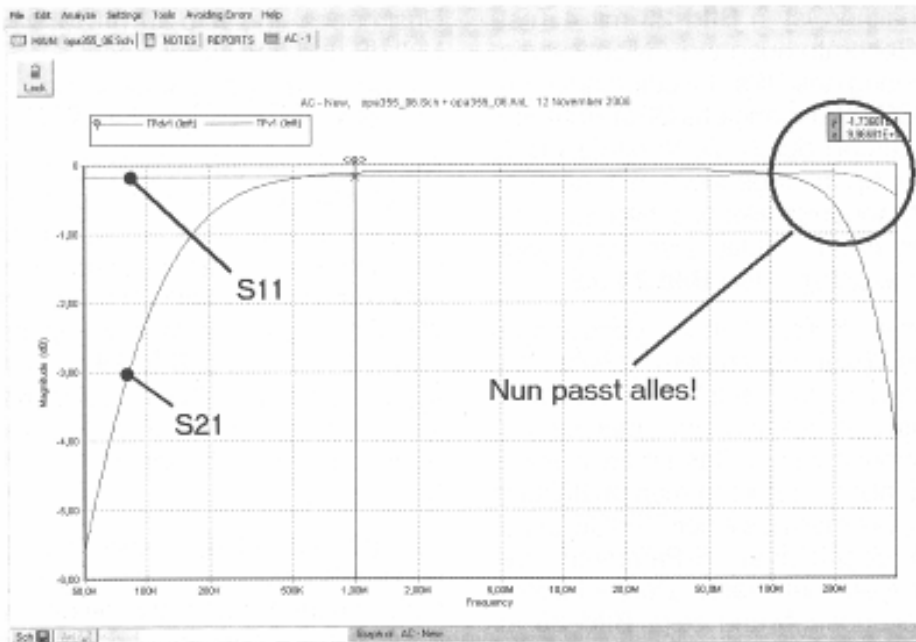


Bild 30: Nun wird nichts mehr negativ und mit der minimalen Unebenheit von S11 im kritischen Frequenzbereich kann man gut leben



#### 4. Schlussbemerkung

Dank moderner Bauteile und moderner CAD-Programme konnte dem betagten Quarzfilter so zu einem neuen Leben verholfen werden. Das Endergebnis braucht sich nicht zu verstecken. Und die Sache mit der Schwingneigung forderte doch etwas die eigenen grauen Zellen. Jetzt kann man sich beruhigt Gedanken über eine geeignete Anwendung machen oder die Baugruppe zunächst einfach in die persönliche Sammlung an „Baugruppen und Modulen für besondere Ideen oder schnelle Tüfteleien“ einreihen.

Viel Spaß mit solchen Eigenprojekten wünscht Ihnen der Autor.

#### 5. Literatur:

[1] Gunthard Kraus, DG8GB: „Schaltungssimulation mit PSPICE“. UKW-Berichte Ausgabe 2/2005, Seite 93 - 108

[2] Gunthard Kraus, DG8GB: „Bestimmung der S-Parameter bei PSPICE-Simulationen“. UKW-Berichte Ausgabe 4/2005, Seite 223 bis 235

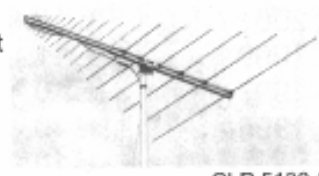
ANZEIGE

## LOGARITHMISCH-PERIODISCHE ANTENNEN



CLP 5130-3

- 3 Bereiche zur Auswahl
- solide mechanisch gearbeitet
- gute HF-Eigenschaften
- rostfreie Materialien
- N-Buchse / 50 Ω
- horizontal polarisiert



CLP 5130-2

Technische Daten:	CLP-5130-1V2A	CLP-5130-2V2A	CLP-5130-3V2A
Frequenzbereich	50 - 1300 MHz	105 - 1300 MHz	90 - 220 MHz
Gewinn	10 - 12 dBi	11 - 13 dBi	12 - 13 dBi
Vor/Rückverhältnis	15 dB	15 dB	15 dB
Impedanz	50 Ω	50 Ω	50 Ω
VSWR	< 2:1 typ 1,5 :1	< 2:1 typ 1,5:1	< 2:1 typ 1,5:1
Sendeleistung max.	500 W PEP	500 W PEP	500 W PEP
Anschlußnorm	N-Buchse	N-Buchse	N-Buchse
Polarisation	horizontal	horizontal	horizontal
Elemente	25	20	12
Länge	2,00 m	1,40 m	1,70 m
Breite	3,00 m	1,40 m	1,60 m
Gewicht	5,1 kg	3,1 kg	3,55 kg
Windlast	264 N bei 140 km/h		
Mastdurchmesser	38 - 50 mm	38 - 50 mm	38 - 50 mm
Art.Nr.:	90101	90102	90103




**UKW Berichte**  
 Telecommunications

Fachversand für Funkzubehör  
 Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf  
 Tel. 09133-77980, Fax 09133-779833  
 Email: info@ukwberichte.com  
 www.ukw-berichte.de