



Gunthard Kraus, DG8GB

## Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen, Teil 9

**Der vorangegangene Teil 8 dieser Artikelreihe befaßte sich mit den Grundlagen von Mikrowellen-Oszillatoren bis 10 GHz. Der folgende Teil beschreibt den tatsächlichen Entwurf anhand eines Beispiels.**

### 12.3. Entwurfsbeispiel: 2 GHz-Oszillator mit Keramik-Resonator

#### 12.3.1. Anforderungsprofil

Zuerst werden die geforderten Eigenschaften der Schaltung zu einem Anforderungskatalog zusammengetragen:

- 1) Möglichst rauscharmes Ausgangssignal
- 2) Möglichst wenig Abgleicharbeit
- 3) Ausreichende Frequenzstabilität (ca.  $10^{-4}$  oder besser)
- 4) Möglichst wenig load pulling, also gute Entkopplung des Lastkreises vom Ausgang zur Vermeidung von Frequenzverwerfungen bei Laständerungen

5) Innerwiderstand am Ausgang =  $50 \Omega$ , um das Signal möglichst problemlos aus- bzw. an die nachfolgende Schaltung ankoppeln zu können.

#### 12.3.2. Überlegungen zu den einzelnen Punkten der Anforderungsliste

*Zu Punkt 1)* Vorüberlegungen für ein möglichst geringes Seitenbandrauschen des Ausgangssignals.

Zuerst werden systematisch alle Möglichkeiten durchgegangen, die das Seitenbandrauschen des Ausgangssignals beeinflussen können. Unter anderem stellten sich folgende Fragen:

a) Soll ein Transistor oder ein FET zum Einsatz kommen?

In Oszillatorschaltungen sollte, bei Frequenzen bis 4 GHz, der bipolare Transistor dem FET oder HEMT vorgezogen werden, da er bis dorthin im Rauschverhalten von Oszillatorschaltungen überlegen ist [1], [2]. Wählt man zusätzlich seine Transitfrequenz gerade dop-



pelt so hoch, wie die vorgesehene Betriebsfrequenz, hat man von dieser Seite her die Voraussetzungen für geringes Seitenbandrauschen erfüllt.

#### b) Stabilisierung der Schwingfrequenz

Als frequenzbestimmendes Element soll ein keramischer Koaxialresonator zum Einsatz kommen. Dieses Bauteil wirkt bei der spezifizierten Resonanzfrequenz wie eine am Ende kurzgeschlossene Lamda-Viertel-Leitung und damit als Parallelschwingkreis. Für die Simulation mit PUFF werden für den Koaxialresonator lediglich die Herstellerangaben [4] über Wellenwiderstand und Güte benötigt.

Der Koaxialresonator sollte so lose wie möglich an die Oszillatorschaltung angekoppelt werden, um seine hohe Leerlaufgüte zu erhalten und jegliche zusätzliche Bedämpfung zu vermeiden. Andererseits müssen noch gewisse Toleranzen z.B. durch Bauteilestreunungen, sowie bei unterschiedlichen Temperatur-Lastverhältnissen berücksichtigt werden.

Beim Entwurf mit PUFF sollte man folglich peinlichst darauf achten, daß der zur Entdämpfung und zum störungsfreien Betrieb erforderliche negative Widerstand bzw. Leitwert möglichst nicht um mehr als 20 bis 30 % größer ist, als die Summe der Verluste.

Der Grund ist, daß der nach der Kompensation verbleibende negative Restanteil auf den Resonator oder Oszillatorschwingkreis bekanntlich wie ein ganz normaler Verlustwiderstand wirkt. Dadurch verschlechtert sich wieder die Kreisgüte und als Folge erhöht sich leider das Seitenbandrauschen [4].

#### c) Vermeiden der Sättigung

Der Bereich der "Sättigung" eines Transistors ist jedem bekannt, der dieses Bauteil als Schalter, oder auch in einer Sendeendstufe im C-Betrieb einsetzen will.

Nur bei diesem Arbeitspunkt (großer Strom, gleichzeitig Restspannung möglichst Null Volt) erreicht man die geringste Verlustleistung bei großen geschalteten Leistungen und damit einen hohen Wirkungsgrad. Wer allerdings auf diese Weise bei einem Oszilla-

tor die Amplitudenstabilisierung und -begrenzung durchführt, wird sich wundern: bekanntlich stellt der Transistor in diesem Augenblick plötzlich einen extrem kleinen Widerstand dar, der den Resonator oder Schwingkreis enorm bedämpft.

Wie sich das auf die Güte und damit auf die Signalqualität auswirkt, wurde unter Punkt b) angesprochen.

Fazit: "Sättigung" hat dort ihren Platz, wo es um hohe Leistungen und hohen Wirkungsgrad geht. Das kann jederzeit auch eine Oszillatorschaltung sein!

Hier wird jedoch eine sanfte Abnahme der Ringverstärkung nach Erreichen der gewünschten Ausgangsamplitude gefordert. Kombiniert man dies mit möglichst wenig Überschußverstärkung, bleibt die Schaltung von dieser Maßnahme fast unberührt und liefert zusätzlich eine nahezu unverzerrte, sinusförmige Ausgangsspannung mit geringen Oberwellen [5]. Eine solche behutsame Abregelung kann z.B. bei Dual-Gate-MOSFETs durch Verringern der  $U_{G2}$ -Vorspannung erfolgen, wobei die dazu notwendige Steuerspannung aus der gleichgerichteten Oszillatorspannung gewonnen wird.

Auch Z-Dioden wurden schon eingesetzt, um ab einem bestimmten Maximalpegel bedämpfend zu wirken. Oft findet man auch zusätzliche Begrenzerdioden an der Basis oder am Gate 1 des betreffenden Transistors. Diese Methoden werden aber heutzutage verdächtig, das Seitenbandrauschen zu verschlechtern und sind deshalb umstritten [4].

Meist wird jedoch die Tatsache genützt, daß mit zunehmender Schwingamplitude der Augenblickswert des Kollektor- oder Drainstroms nicht unter Null sinken kann und dadurch die negative Halbwelle des Wechselstromanteils begrenzt wird. Durch diese Begrenzung sinkt der Grundwellenanteil im Ausgangssignal und die Verstärkung geht zurück. Da dazu gleichzeitig eine hohe Drain- oder Kollektorspannung gehört, wird jede Sättigung vermieden und die zusätzliche Bedämpfung des Resonators entfällt, was natür-



lich der Güte und damit einem geringen Seitenbandrauschen entgegenkommt.

#### d) Einsatz von Gegenkopplung

Jeder Transistor oder FET zeigt ein, bei tiefen Frequenzen zunehmendes Eigenrauschen ( $1/f$  - Rauschen usw.), dessen Existenz man sogar im Gigahertz-Bereich zu spüren bekommt. Es wirkt sich nämlich dort wie kleine Arbeitspunktverschiebungen aus, die wiederum über die sich dadurch ändernden Transistorparameter zu Phasen- oder Frequenzmodulationen führen.

Hier hilft eine kräftige Stromgegenkopplung, z. B. über einen Emitterwiderstand und über einen Zusatzwiderstand innerhalb der Mitkopplung weiter, um diesen Einfluß zu vermindern [2], [4].

#### e) Rauschfreie Betriebsspannung

Besondere Aufmerksamkeit sollte diesem Punkt gewidmet werden, wie an dieser Stelle schon mehrfach beschrieben wurde. Der kleinste Rauschanteil auf der Basis- oder Kollektorgleichspannung führt zu der vorstehend erwähnten winzigen Arbeitspunktverschiebung und damit zur Modulationen des Trägersignals.

In der Praxis bedeutet das, daß nicht nur eine gute und rauschfreie Stabilisierung der Betriebsspannung (z.B. mit rauscharmen Festspannungsreglern) erforderlich ist, meist lohnt sich noch eine zusätzliche Siebung durch herkömmliche LC-Glieder. Man sollte sich jedoch unbedingt die Mühe machen, das Frequenzverhalten dieser LC-Glieder mit PUFF zu untersuchen, damit man keine unliebsamen Überraschungen durch Eigenresonanz-Effekte erlebt.

#### Zu Punkt 2) Möglichst abgleichfrei:

Verwendet man die erwähnten Keramikresonatoren, so hilft nur eine sehr lose Ankopplung an die Schaltung, damit die Ausgangsfrequenz der Schaltung nicht allzusehr von der angegebenen Eigenresonanzfrequenz des Bauteils abweicht.

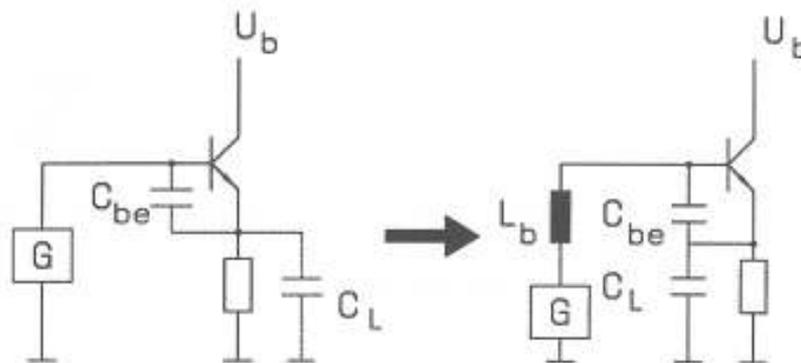
Übrigens: Die absolute Abgleichfreiheit ist in der Zwischenzeit bei allen Funktelefonen und Handys Stand der Technik. Ihre Platinen werden mit Automaten bestückt, anschließend lediglich auf Funktionen geprüft und dann in das Gehäuse eingebaut. Auf diesen Leiterplatten findet man normalerweise keinen einzigen Trimmer mehr.

Leider verbleibt trotzdem eine kleine Verschiebung der Schwingfrequenz zu tieferen Frequenzen hin, die nur schwer unter 1% zu bekommen ist. Resonator-Hersteller empfehlen daher das Nachgleichen bei hohen Genauigkeitsforderungen. Es handelt sich dabei um einen rein mechanischen Vorgang; hierbei wird an der Ankopplungsseite am Rand die Außen-Metallisierung des Resonators vorsichtig und unter dauernder Kontrolle, z.B. über einen Frequenzzähler, mit einem kleinen Fräsbohrer oder einem Zahnarztbohrer etwas abgeschliffen. Dadurch erhöht man die Eigenresonanzfrequenz [3]; wird dagegen am unteren Ende, der Kurzschluß-Seite, etwas von der Metallisierung entfernt, sinkt die Resonanzfrequenz. Auf diese Weise sind Änderungen von bis zu 20 % der Resonanzfrequenz zulässig, wobei ab 5 % leider auch die Güte zurückgeht.

#### Zu Punkt 3) Hohe Frequenzstabilität

Neben den Einflüssen der angeschlossenen Last, der Betriebsspannung, der Temperaturschwankungen und der Bauteilstreuungen kämpft man speziell mit der Qualität der Schwingkreise oder Resonatoren. Hat man jedoch die Regel der möglichst losen Ankopplung beherzigt, kann man sich durchaus den Datenblattwerten des Resonatorherstellers nähern. So geht auch der Einfluß der Verstärkerschaltung immer mehr zurück.

Eine unabdingbare Voraussetzung ist weiterhin, daß die Kombination von Platine und Gehäuse mechanisch äußerst stabil ist. Dies schließt ein, daß konsequenter Weise auch der Deckel des Abschirmgehäuses aus dickerem, als dem Standard-Material angefertigt wird! Falls dies nicht der Fall ist, kann man bei



**Bild 11:**  
Kapazitiv belastete  
Kollektorstufe als  
Colpitts-Oszillator

diesen hohen Frequenzen sehr schön bewundern, was man unter dem Begriff "Mikrofonie" versteht.

#### Zu Punkt 4) Vermeidung von LOAD PULLING

Als erste Maßnahme koppelt man das Signal am Kollektor aus, um den frequenzbestimmenden Resonator möglichst wenig zu beeinflussen. Außerdem geht man beim Entwurf mit PUFF von einer konstanten Last von  $50 \Omega$  aus und sorgt dafür, daß das unter allen Umständen, einschließlich eventueller Laständerungen stets so bleibt.

Wie z.B. bei YIG-Oszillatoren üblich, die in dieser Richtung recht sensibel sind, wird deshalb an den Oszillatorausgang für Meßzwecke und erste Versuche am Prototyp zuerst ein 3 dB-Dämpfungsglied geschaltet. So läßt sich die erste fertige Platine mit dem Frequenzzähler und dem Spectrum-Analyzer untersuchen.

Sinnvoller wäre es jedoch, hier gleich eine weitere Stufe, z.B. eine GaAs-Leistungsstufe mit einem MMIC (beispielsweise mit CGY 50) nachzuschalten, deren Verstärkung durch Verändern eines Gleichspannungspegels (über ein Trimpoti oder eine Fernsteuerung) verändert werden kann.

So ließe sich z.B. hinter dem folgenden Sieb-Tiefpaß (zur Oberwellenunterdrückung) die für einen Diodenringmischer erforderliche Oszillatorleistung von +7 dBm exakt einstellen.

#### 12.3.3. Die Schaltung des Oszillators

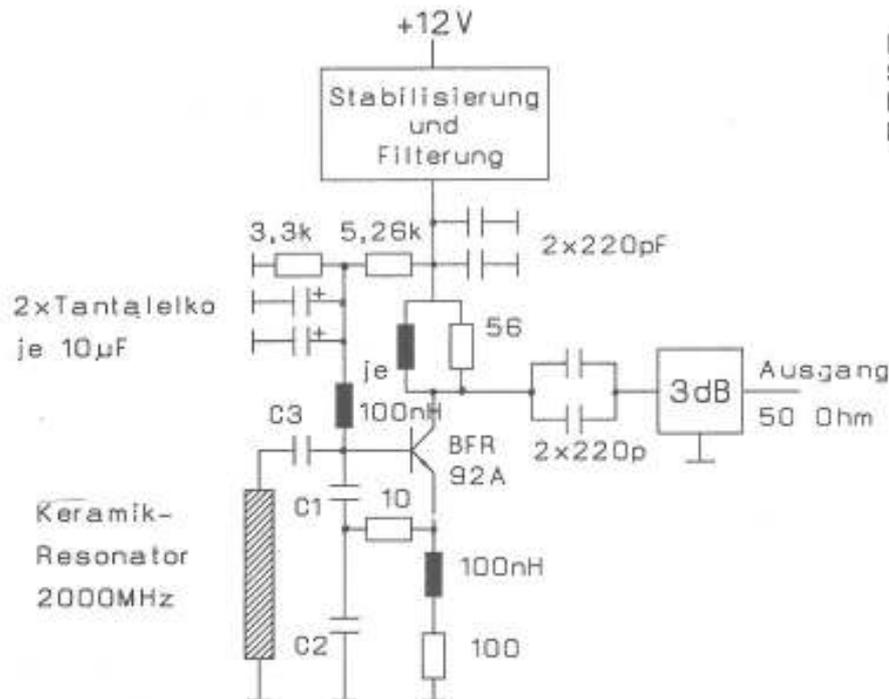
Jeder HF-Schaltungsentwickler weiß um die unangenehme Schwingneigung von Kollektorschaltungen, die am Emitter kapazitiv belastet werden und oft unkontrolliert schwingen. Sobald man jedoch, in Gedanken, die Schaltung um die Basis-Emitter-Kapazität und eventuell längere Leitungen im Basiskreis, sowie die unvermeidbaren Schaltkapazitäten ergänzt, ergibt sich plötzlich der Colpitts-Oszillator in Kollektorschaltung (**Bild 11**).

Er wird recht häufig im Frequenzbereich bis 2 GHz eingesetzt und an ihm läßt sich die Vorgehensweise beim Entwurf nach dem ONE-PORT-DESIGN sehr anschaulich darstellen.

Als Verstärkerbauteil wurde der preiswerte Transistor BFR92A im SMD-Gehäuse SOT32 ausgewählt. Bei 5 mA Ruhestrom hat er bereits eine Transitfrequenz von 3,2 GHz und als Maximum ca. 5 GHz bei 15 mA. Gewählt wurde ein Ruhestrom von 10 mA, da sich dort laut Datenblatt die minimale Eigenrauschzahl ergibt; die Transitfrequenz beträgt bei diesem Ruhestrom 4,5 GHz.

Der vorgesehene Stromlaufplan der Oszillatorschaltung ist in **Bild 12** gezeigt. Dazu folgen zunächst einige Erläuterungen.

In der zusätzlich eingezeichneten Baugruppe der Stromversorgung befinden sich die erwähnte Stabilisierung und die Siebung zur



**Bild 12:**  
Stromlaufplan der Oszillator-Schaltung mit  
Keramik-Resonator

Verminderung von Schwankungen und Rauschanteilen der Betriebsspannung.

Die beiden Widerstände des Basis-Spannungsteilers sind durch Zwischenschalten einer 100 nH-SMD-HF-Drossel aus den für HF wirksamen Schaltungsteilen herausgenommen; auf diese Weise können sie nicht mehr als zusätzliche Bedämpfung wirken. Die in ihnen entstehenden Rauschspannungen werden bereits bei tiefen Frequenzen durch einen Tantal-Elko kurzgeschlossen.

Die Kondensatoren, die zur HF-Kopplung und -Abblockung eingesetzt werden, sollten von höchster Qualität sein, damit deren Serieninduktivität und Verlustwiderstand möglichst gering ist. Zusätzlich sollten sie, wie schon öfters erwähnt, als Parallelschaltungen ausgeführt werden.

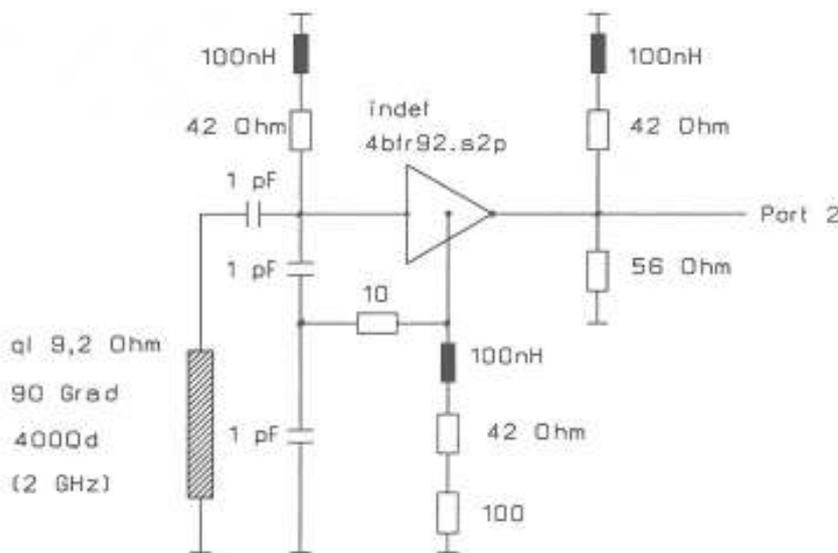
Auch zum Emitterwiderstand von 100 Ω liegt die erwähnte HF-Drossel in SMD-Bauform in Reihe. So kann der Emitterwiderstand bei der Betriebsfrequenz von 2000 MHz nicht bedämpfend wirken, ist aber sehr wohl bei tiefen Frequenzen, zur Verminderung des 1/f - Rauscheinflusses, als Gegenkopplung wirksam.

Die Verbindungsleitung zwischen dem Emitteranschluß und dem kapazitiven Spannungsteiler (Kondensatoren C1 und C2) bildet die eigentliche Mitkopplung, die für den negativen Eingangswiderstand sorgt. Hier wurde entsprechend den erwähnten Literaturempfehlungen (z.B. wie in [4] realisiert) noch ein weiterer Gegenkopplungswiderstand mit 10 Ω eingefügt, der ebenfalls das Seitenbandrauschen reduziert.

Bei den Kondensatoren C1, C2 und C3 wurde für den ersten Simulationsdurchgang wieder jeweils ein Blindwiderstand in der Größenordnung von 80 bis 100 Ω bei 2000 MHz gewählt; so kommt man zu den eingetragenen Werten von je 1 pF.

Der Keramikresonator (Best.Nr.: B69620 - G2007-A610) stammt aus dem SIEMENS-Mikrowellenprogramm, seine Eigenschaften und Daten sind in der entsprechenden Dokumentation entnommen [3].

Gewählt wurde die Version mit 6 x 6 mm<sup>2</sup> Querschnitt und der Eigenresonanzfrequenz von 2000 MHz. Bei  $\epsilon = 38$  beträgt die mechanische Länge 6,3 mm, die Güte ist mit " $>400$ "



**Bild 13:**  
HF-Schaltbild für die  
Simulation mit PUFF

angegeben. Der Resonator wird, wegen der Forderung nach geringer Verstimmung, bewußt nur über einen kleinen Kondensator C3, sehr lose an den Eingang des Transistors angekoppelt.

Der Kollektorwiderstand von  $56 \Omega$  wurde mit einer HF-Drossel überbrückt, um eine möglichst hohe Kollektor-Gleichspannung zu erreichen bzw. einen Gleichspannungsabfall an diesem Widerstand zu vermeiden. So kommt man bei der vorgesehenen niedrigen Versorgungsspannung von  $+5 \text{ V}$  wieder etwas weiter vom besonders krummen Teil der Kollektor-Basis-Kapazitätskennlinie weg und verringert deshalb die Verzerrungen.

Das ergibt schließlich die für eine Simulation mit PUFF geeignete HF-Schaltung nach **Bild 13**. Allerdings muß man zuvor noch die, in den entsprechenden Datenblättern zu findenden Gütewerte für Kondensatoren und HF-Drosseln in entsprechende Reihenwiderstände umsetzen.

Dafür erhält man folgende Werte:

a) Die  $100 \text{ nH}$ -Drossel ist entsprechend einer Güte von  $Q = 30$  bei  $2000 \text{ MHz}$  mit einem Reihenwiderstand von  $42 \Omega$  zu versehen.

b) Die Trenn- und Abblock-Kondensatoren mit  $220 \text{ pF}$  bestehen entweder aus dem Werk-

stoff COG oder NPO (leicht an der violetten Farbe zu erkennen). Für die Baugröße SMD 0805 ergeben sich aus den entsprechenden Hersteller-Diagrammen die Werte von  $0,5 \Omega$  für den Verlustwiderstand bzw.  $1 \text{ nH}$  für die Serieninduktivität.

c) Der Keramikresonator darf laut Datenblatt als "Transmission Line" mit  $Z = 9,2 \Omega$  und einer elektrischen Länge  $l = 90^\circ$  betrachtet werden. Da die Verluste, angegeben als "Güte  $>400$ ", durch das Dielektrikum verursacht werden, gibt man später in Feld F3 ein:

$$\text{ql } 9,2\Omega \ 90^\circ \ 400\text{Qd}$$

Vorsicht: Bitte nicht vergessen, im Feld F4 eine "DesignFrequency  $f_d = 2.0 \text{ GHz}$ " einzutragen, sonst stimmt die Resonanzfrequenz des Resonators nicht!

d) Das  $3 \text{ dB}$ -Dämpfungsglied am Ausgang läßt man für die Entwurfsarbeiten mit PUFF noch weg. Seine Bauteilwerte für  $Z = 50 \Omega$  werden aus Fach- bzw. Tabellenbüchern übernommen.

### 12.3.4. Erstes Entwurfsverfahren mit PUFF

Dies ist die am häufigsten in der Fachliteratur beschriebene Entwurfs- und Meßmethode.

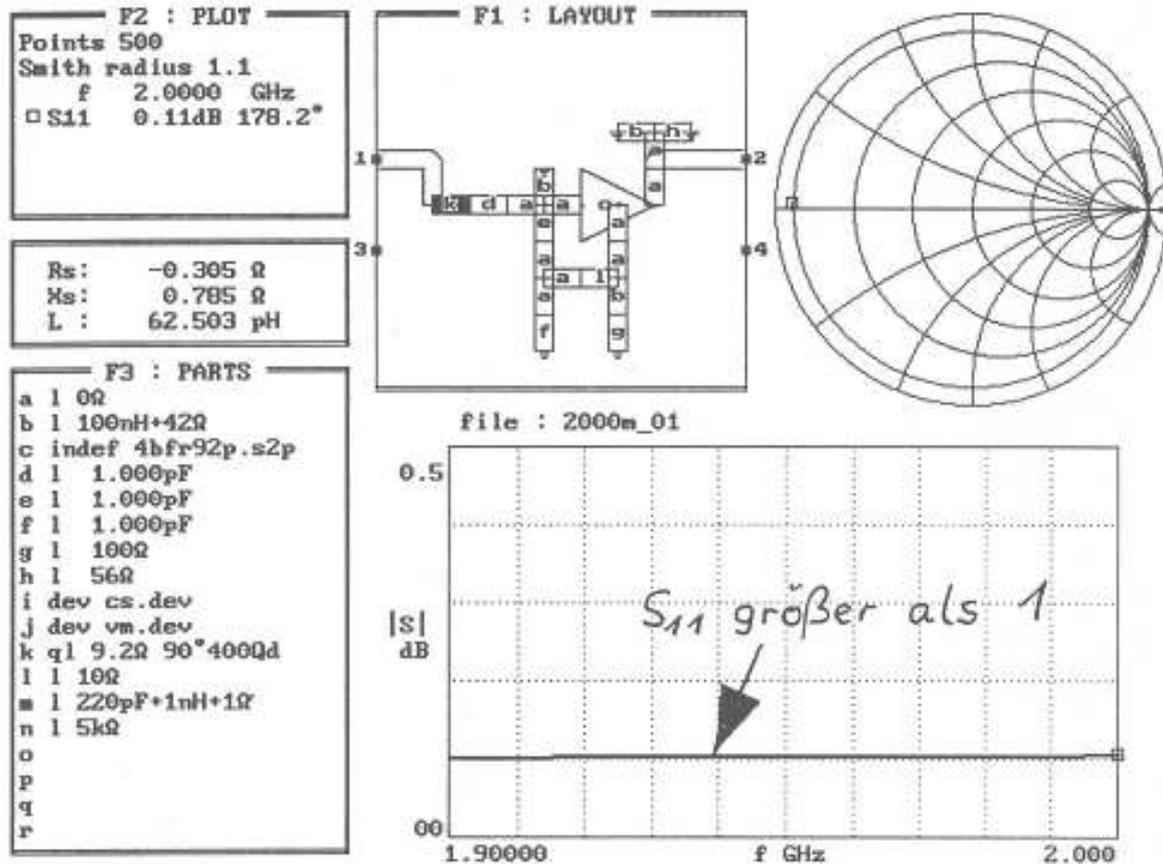


Bild 14: Ergebnis des ersten Simulations-Durchgangs

Hierbei trennt man die HF-Schaltung nach Bild 13 am Erdungspunkt des Schwingkreises bzw. Resonators auf und betrachtet das jetzt zugängliche, untere Ende dieses Bauteils als Eingang.

Nun plottet man den Eingangsreflektionsfaktor  $S_{11}$  mit PUFF. Befindet sich die fertige Schaltung auf dem Labortisch, schließt man an dieser Stelle einen Network-Analyzer an.

Nun gilt:

Die Schaltung kann überhaupt nur dann schwingen, wenn die Amplitude von  $S_{11}$  den Wert 1 erreicht bzw. überschreitet. Im Smith-Diagramm von PUFF mit dem Radius 1, bzw. am Network-Analyzer erkennt man das ja sehr gut, da die Kurve nun über den Diagrammrand hinausgeht. Bei  $S_{11}$  überwiegt also hier der negative Wirkanteil.

Da dies in einem sehr breiten Frequenzbereich der Fall ist, muß man zur genauen Bestimmung der Ausgangsfrequenz auch die Phasenverhältnisse untersuchen.

Bei der "Schwingfrequenz" verschwinden bekanntlich alle Blindanteile, folglich findet man die Oszillator-Ausgangsfrequenz genau dort, wo der Phasenwinkel von  $S_{11}$  exakt 180 Grad beträgt. Das sollte natürlich möglichst nahe der Eigenfrequenz des Keramik-Resonators der Fall sein.

Die Untersuchung läuft folgendermaßen ab:

1. Schritt: Die obige Schaltung wird im Feld F1 von PUFF eingegeben.

2. Schritt: Nun überprüft man, ob im Feld F4 tatsächlich die korrekte Entwurfs-Frequenz (design frequency  $f_d$  von 2.00 GHz) eingetra-

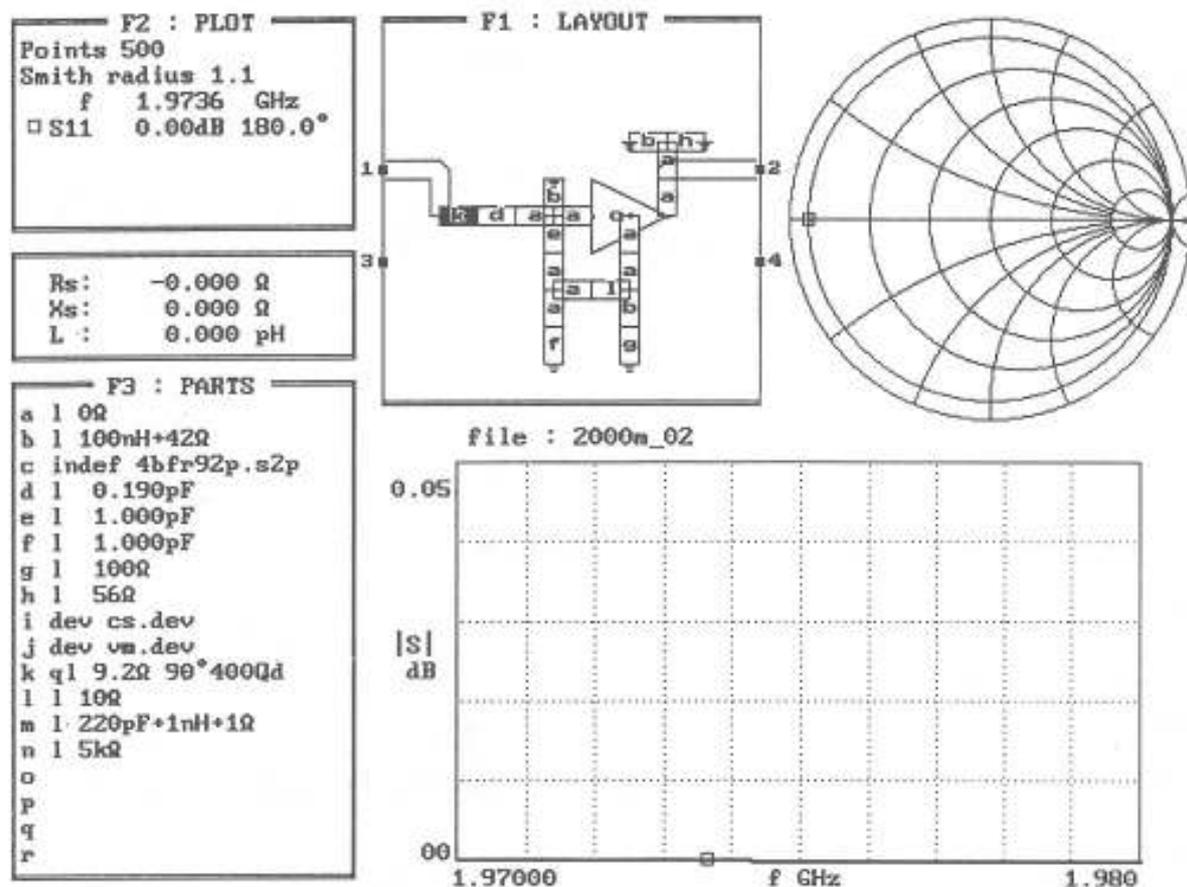


Bild 15: Einsatzpunkt der Schwingung, zu erkennen an  $|S_{11}|=0$  und  $\varphi = 180^\circ$

gen ist, damit die Resonatorlänge stimmt. Außerdem sollte man unbedingt mittels TAB-Taste von "Microstrip" auf "Manhattan" umschalten, da sonst der Resonator zu einem unförmigen, riesigen Gebilde im Feld F1 wird.

3. Schritt: Im Feld F2 wählt man den Smith-Radius zu "1.1" und sorgt dafür, daß nur  $S_{11}$  geplottet wird. Außerdem wird am "Rectangular Plot Diagramm" ein S-Wertebereich von 0 bis 0,5 dB an der senkrechten Achse und ein Frequenzbereich von 1,9 bis 2,0 GHz an der waagrechten Achse eingestellt.

4. Schritt: Nun wird der Plottvorgang gestartet und anschließend das Ergebnis (Bild 14) genau analysiert.

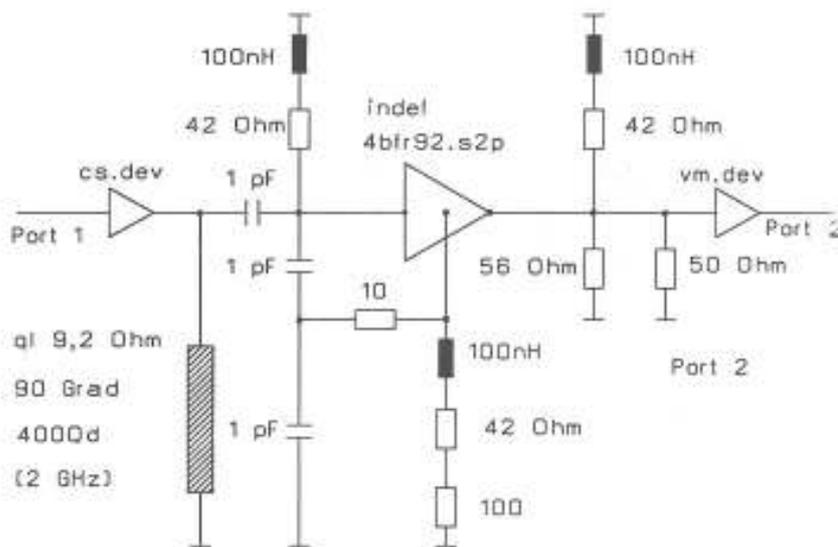
Für den ersten Durchgang sieht dies schon recht erfreulich aus, denn die  $S_{11}$ -Kurve verläuft bei +0,1 dB. Damit schwingt die Schal-

tung bereits; stellt man nun im Feld den Cursor auf  $S_{11}$  und drückt das Gleichheitszeichen, erhält man einen "negativen Überschuß-Wirkanteil" (= Serienwiderstand) von -0,305  $\Omega$  im Dialogfenster.

Als nächstes tastet man sich an den genauen Einsatzpunkt der Schwingung heran. Er liegt dort, wo der Wirkanteil von  $S_{11}$  exakt Null Ohm ist UND eine Phase von genau  $180^\circ$  angezeigt wird.

Dazu vermindert man stufenweise (z.B. in Schritten von 0,2 pF) den Wert des Kondensators C3 für die Resonator-Ankopplung solange, bis die Anzeige "0,000  $\Omega$ " beim Serienwiderstandsanteil von  $S_{11}$  erreicht ist.

Zur genauen Ermittlung der korrekten Phasenbedingung sollte man nacheinander bei der Frequenzachse im "Rectangular Plot Dia-



**Bild 16:**  
Simulationsschaltung  
für das zweite Entwurfs-  
verfahren

gram" den dargestellten Frequenzbereich immer kleiner wählen. Es geht hier darum, daß man beim Abfahren der Kurve mit PAGE UP oder PAGE DOWN möglichst exakt den Wechsellpunkt von  $-180^\circ$  auf  $+180^\circ$  trifft. Genau an dieser Stelle erhält man die Ausgangsfrequenz des Oszillators.

In **Bild 15** erkennt man, daß dazu C3 bis auf 0,19 pF verkleinert werden muß. Zudem schwingt die Schaltung in diesem Fall um ca. 23 MHz unterhalb der Eigenfrequenz des Resonators.

Zur endgültigen Dimensionierung bei einer bestimmten Betriebsgüte (z.B. zwischen  $Q = 500$  und  $1000$ ) eignet sich diese Entwurfsmethode nicht so gut. Hierfür müßte man den Resonator als Schwingkreis betrachten und den zu diesem Gütewert erforderlichen negativen Serienwiderstandsanteil von  $S_{11}$  berechnen. Dieser Wert muß dann, durch geeignete Variation von C1, direkt in der Schaltung erzeugt werden. Da dies sehr aufwendig erscheint, folgt deshalb hier die zweite Methode.

### 12.3.5. Zweites Entwurfsverfahren mit PUFF

Hier kommen die neuen Möglichkeiten der PUFF-Version 2.1 voll zum Einsatz: eine Kon-

stantstromquelle am Eingang und ein Voltmeter am Ausgang. Die Auftrennung der Masseverbindung am unteren Ende des Resonators entfällt.

Setzt man zusätzlich die Bauteilwerte von Bild 5 (=Einsatzpunkt der Schwingung) ein, erhält man die Gesamtschaltung gemäß **Bild 16** für die Eingabe in PUFF.

Falls beide Entwurfsmethoden gleichwertig wären, müßte man als Simulationsergebnis, wenn man wieder exakt den Einsatzpunkt der Schwingung trifft, eine Verstärkung  $S_{21}$  von über 100 dB beobachten können.

Das stimmt zunächst scheinbar überhaupt nicht (siehe **Bild 17**) und man wundert sich über die Abweichungen. Jedoch stellt man durch leichtes Verändern von C1 sehr schnell fest, daß die Schaltung bereits schwingt, denn eine Verkleinerung von C1, also eine losere Ankopplung, läßt die Verstärkung ansteigen. Folglich ist die Mitkopplung bereits zu stark, was sich in einem nach links gekrümmten  $S_{21}$ -Kreis im Smithchart ausdrückt.

Eine entsprechende Feinkorrektur von C3 (erforderlicher Unterschied  $-0,018$  pF) zeigt, daß sich die nach beiden Simulationsverfahren ermittelten Schwingfrequenzen im Einsatzpunkt nur um etwa 3 MHz unterscheiden. Die Abweichung zwischen den beiden Methoden liegt also unter 0,2 % (**Bild 18**).

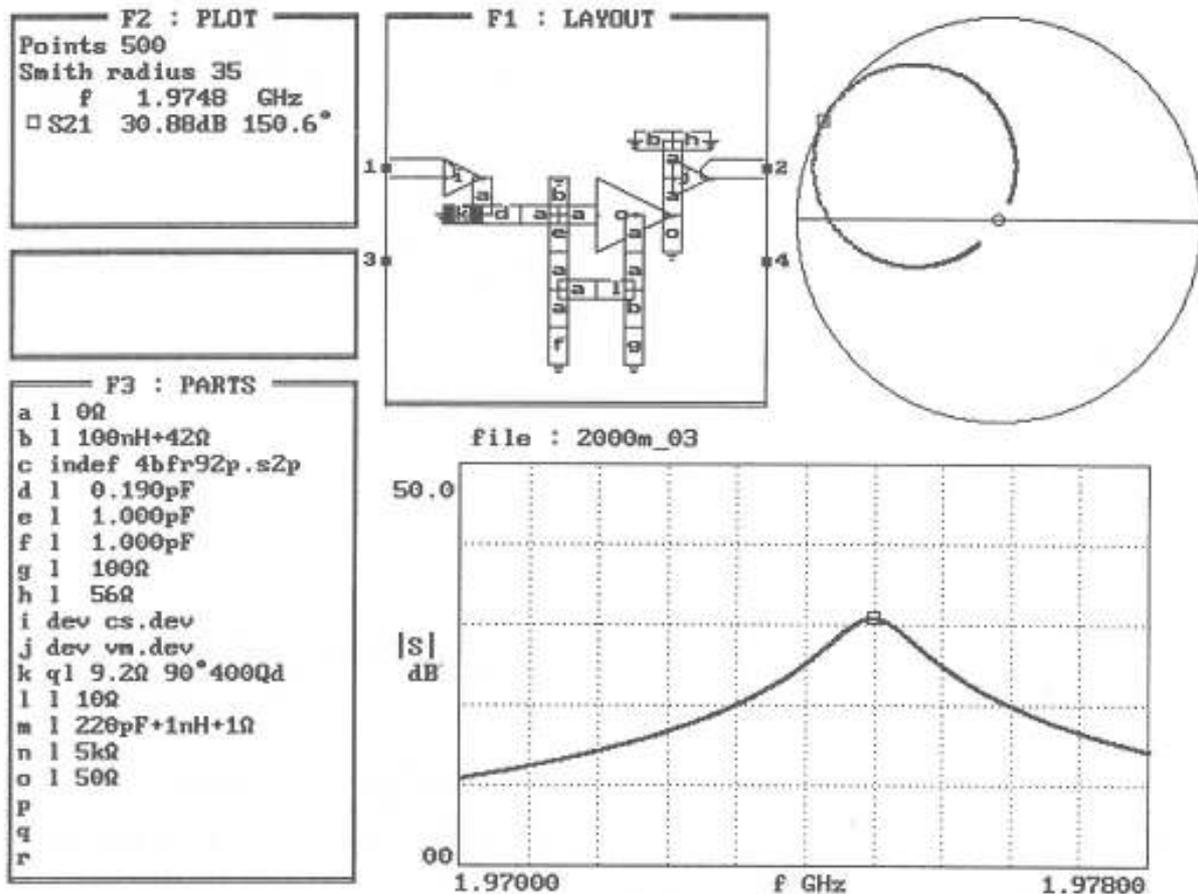


Bild 17: Erste Simulation mit den Werten nach der "Methode 1"

Eine Verkleinerung der Unterschiede zwischen beiden Methoden kann aber durch eine Steigerung der Rechengenauigkeit - also durch eine Erhöhung der Nachkommastellen bei der Simulation von  $S_{11}$  - erreicht werden.

Nun folgt der Schritt zu einer realisierbaren Schaltung. Dazu vergrößert man den Kondensator C1 solange, bis sich durch den negativen Eingangswiderstand eine Betriebsgüte von  $Q = 500$  bis  $1000$  einstellt. Dies erkennt man daran, daß die Verstärkung abnimmt und die Durchlaßkurve breiter wird; außerdem ist die  $S_{21}$ -Kurve weiterhin nach links gekrümmt.

**Bild 19** zeigt das Ergebnis nach einer erfolgreichen Variation mit dem Ziel, die 3 dB-Bandbreite auf ca. 2,5 MHz zu bringen, was etwa einem  $Q$  von 800 entspricht. Die Anordnung schwingt dabei auf 1,972 GHz, also 28 MHz unterhalb der Eigenfrequenz des Resonators.

Übrigens: Wer mit der "Methode 2" nach dem  $S_{21}$ -Maximum sucht, die Bauteile ständig verändert und irgendwann nicht mehr weiß, ob die Mitkopplung gerade zu hoch oder zu niedrig ist, (beides führt ja zur Verstärkungsabnahme) der kann sich folgendermaßen Klarheit verschaffen:

Man schaltet lediglich dem Resonator, in Feld F1, einen Bedämpfungswiderstand von etwa 5 bis 10 kΩ parallel und kontrolliert die Verstärkung  $S_{21}$ .

Sinkt sie ab, schwingt die Schaltung noch nicht. Steigt sie dagegen an, ist der Eingangswiderstand bereits negativ und der kurzzeitig zugeschaltete, hochohmige Bedämpfungswiderstand vermindert diesen "negativen Überschußanteil" etwas, weshalb Güte und Verstärkung ansteigen. So läßt sich auch im Smith-Chart die Krümmung des  $S_{21}$ -Kreises

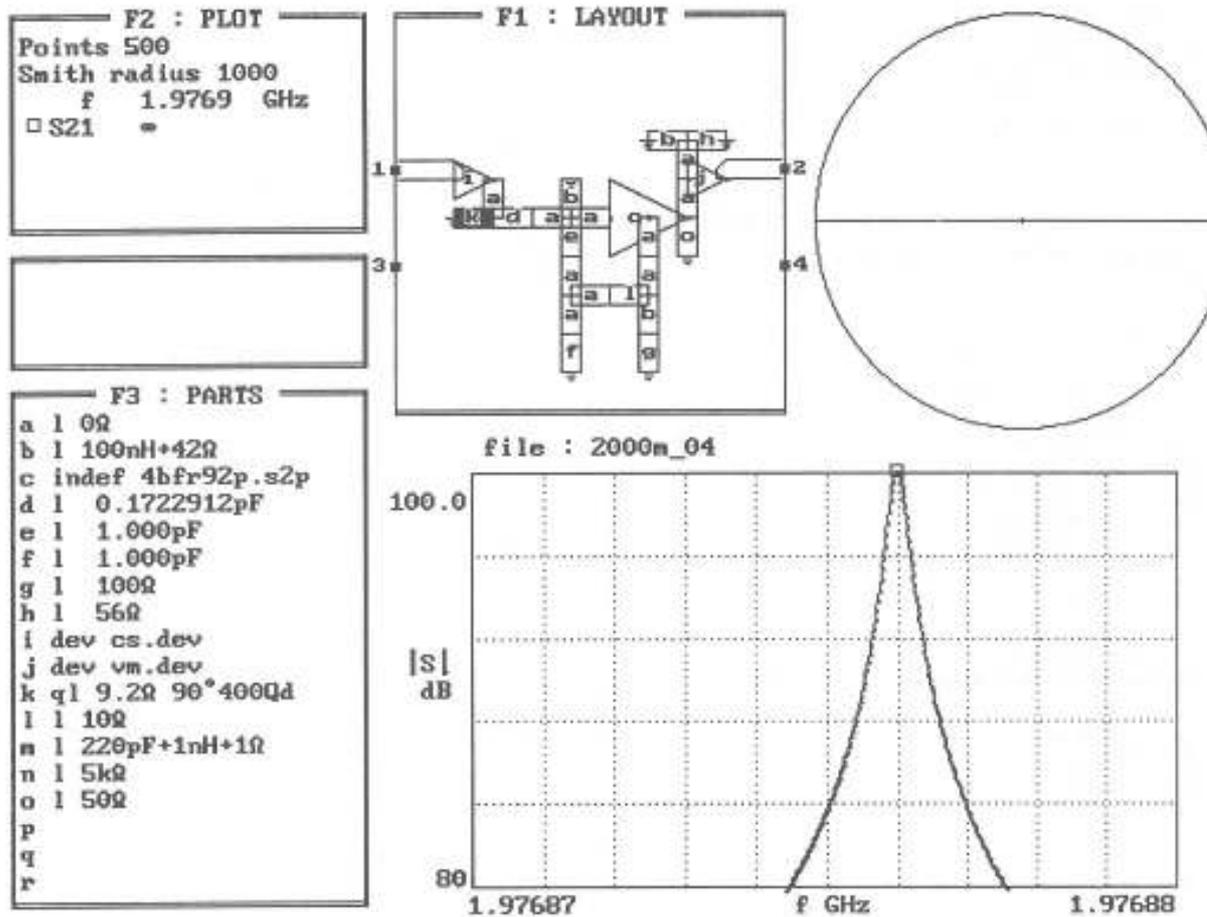


Bild 18: Simulation des Schwingungs-Einsatzes nach leichter Korrektur von C1

nach links oder rechts exakt den beiden unterschiedlichen Betriebszuständen, "zuviel oder zuwenig Mitkopplung", zuordnen. Der Smith-Radius ist dabei so groß einzustellen, daß man diese Krümmung gut erkennen kann; leider ist bei PUFF kein größerer Radius als 1000 möglich.

### 12.3.6. Die rauscharme Stromversorgung

Auf den bereits erwähnten, möglichst rauscharmen 5 V-Festspannungsregler sollte noch eine LC-Siebung folgen, mit der speziell im tiefen Frequenzbereich bis 200 kHz alle Rauschteile und sonstigen Störsignale gründlich unterdrückt werden.

Allerdings lohnt sich auch hier eine Simulation der Spannung direkt am Kollektor des Oszil-

latortransistors BFR92A mit PUFF, wobei man den Festspannungsregler als Eingangsspannungsquelle betrachtet.

Hier kann man unschöne Überraschungen erleben, wenn die Güte der verwendeten Siebdrosseln zu hoch ist und plötzlich die Rauschspannung am Transistor durch Resonanzeffekte der Drosseln größer wird als das Eingangssignal. Notfalls sind hier noch zusätzliche Serienwiderstände einzubauen, um diese unangenehme Erscheinung im NF-Bereich zu bedämpfen.

Die Schaltung nach **Bild 20** wird unter Verwendung folgender Bauteildaten simuliert:

a. Der Festspannungsregler wird als Spannungsquelle "vs.dev" mit einem Innenwiderstand von 1  $\Omega$  betrachtet, die über Port 1 gespeist wird.

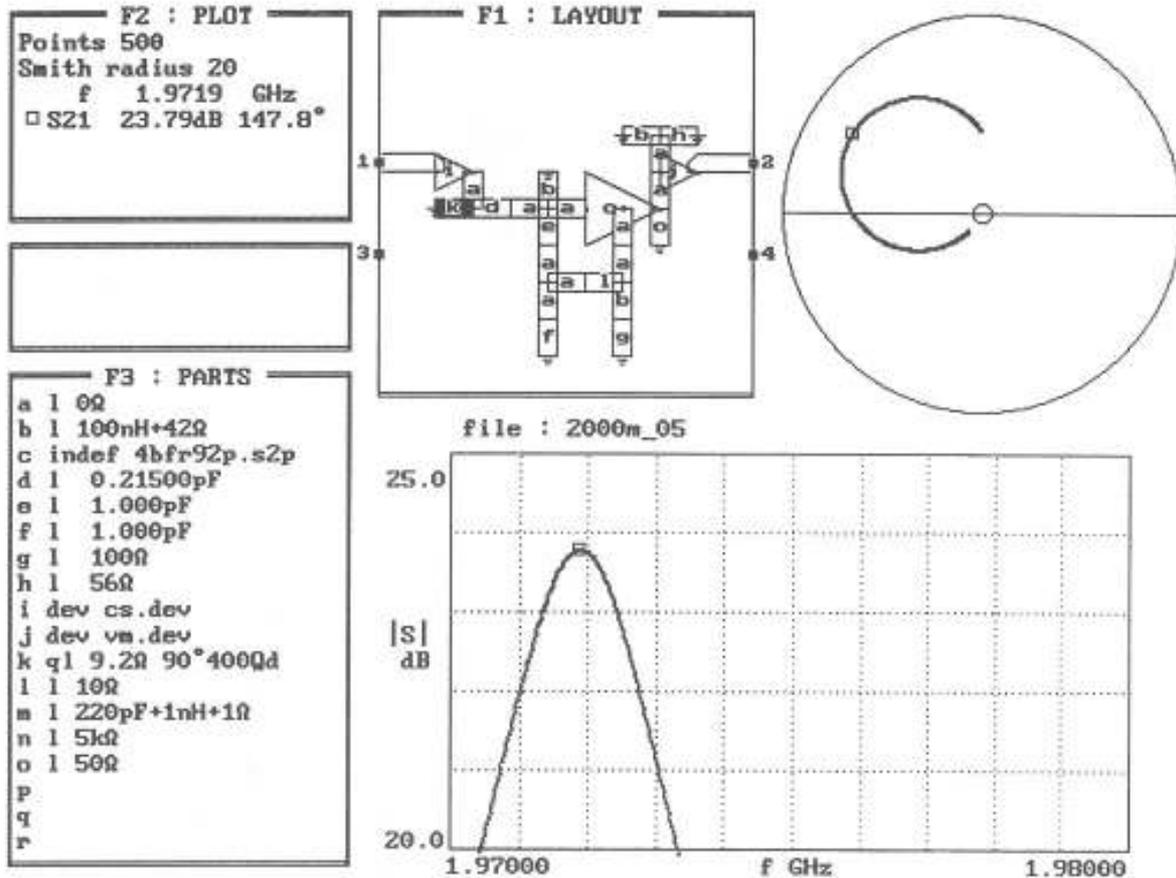


Bild 19: Simulation der endgültigen Schaltung mit  $Q=800$ , entsprechend einer 3 dB-Bandbreite von ca. 2,5 MHz

b. Die Tantal-Elkos mit 22  $\mu\text{F}$  weisen einen Serienwiderstand von ca. 2  $\Omega$  und eine Serienduktivität von ca. 2 nH auf.

c. Die SMD-Drosseln mit  $L = 1$  mH besitzen einen Kupferwiderstand von etwa 30  $\Omega$  und eine Eigen-Parallelkapazität von 5 pF.

d. Die kleine SMD-HF-Drossel mit 100 nH kann im interessierenden Frequenzbereich als ideal angesehen werden.

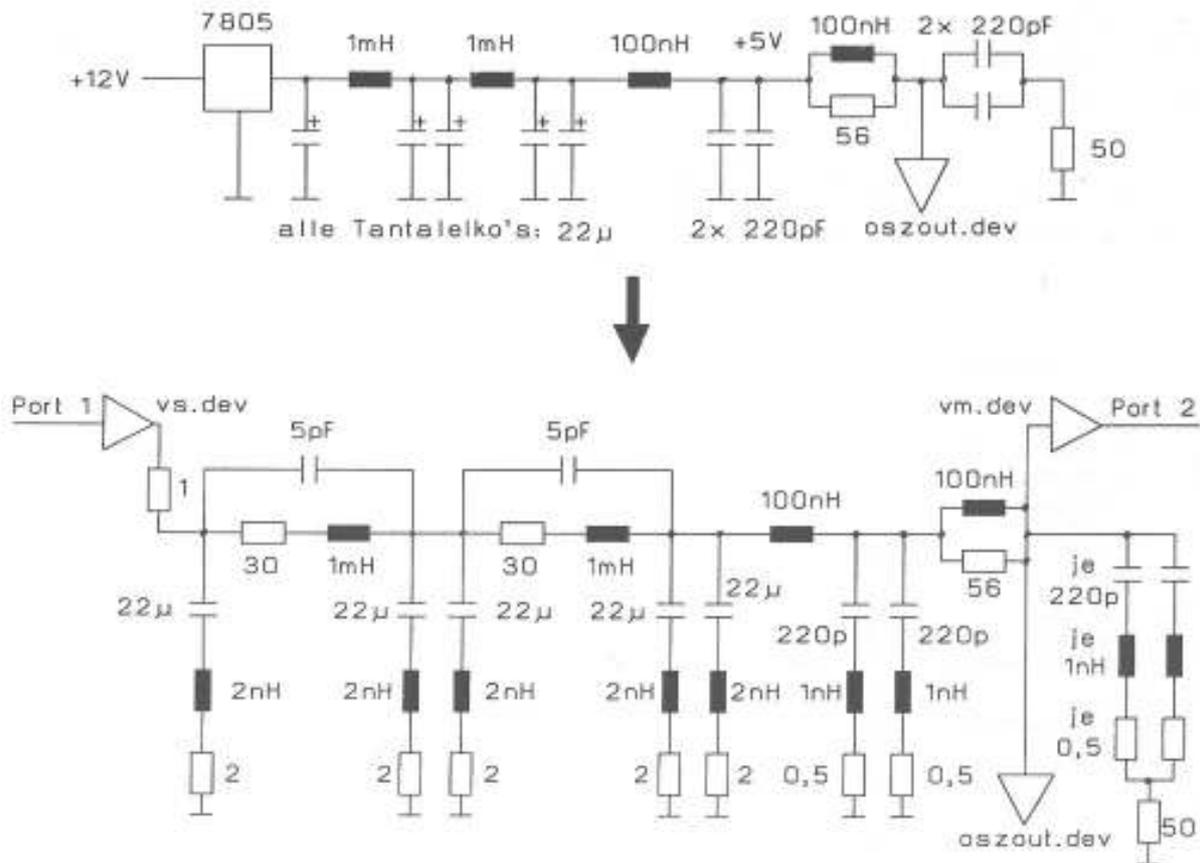
e. Für die HF-SMD-Kondensatoren mit 220 pF trägt man eine Eigeninduktivität von 1 nH und einen Serienwiderstand von 0,5  $\Omega$  in das Simulations Schaltbild von PUFF ein.

Etwas schwierig wird es noch bei der Berücksichtigung der Oszillatorschaltung, die ja ebenfalls im Simulationsmodell enthalten sein muß und an deren Ausgang (= Kollektor des

BFR92A) der Verlauf der Spannung bei breitbandiger Simulation gemessen werden soll. Da hierzu der Ausgangs-Impedanzverlauf über der Frequenz wichtig ist, kann man hier wie folgt vorgehen:

Man nimmt sich nochmals die Simulationschaltung von Bild 5 vor, entfernt darin die Stromquelle am Eingang, das Voltmeter am Ausgang, den Lastwiderstand von 50  $\Omega$ , der das 3 dB-Dämpfungsglied mit 50  $\Omega$ -Abschluß repräsentiert, und die Parallelschaltung von 100 nH mit 56  $\Omega$ .

Nun wird der Transistorausgang mit Port 1 verbunden und  $S_{11}$  im Frequenzbereich von 0 bis 2 GHz geplottet. Damit steht der gewünschte Impedanzverlauf zur Verfügung, allerdings in einer Form, die noch eine kräftige Überarbeitung erfordert (Bild 21).



**Bild 20: Untersuchung der Stabilisierung und Siebung der Betriebsspannung**

Hierzu wird dieses Projekt gespeichert, z.B. unter dem Namen "oszout". Man verläßt PUFF und lädt den Texteditor von DOS (= Aufruf mit edit). Mit Hilfe dieser Textverarbeitung löscht man aus der so entstandenen Datei *setup.puf* den "Vor- und Nachspann" der S-Parameter-Tabelle, die nur noch S<sub>11</sub> enthalten darf.

Dazu trägt man in der kompletten, verbleibenden Tabelle in jeder Zeile sechsmal eine "0" für die drei fehlenden S-Parameter S<sub>21</sub>, S<sub>12</sub> und S<sub>22</sub> ein.

Nach erfolgten Änderungen speichert man das Ergebnis (z. B. mit einem kleinen Kommentar in geschweiften Klammern) als Datei "oszout.dev" ab und kann es nun wie ein ".dev-Bauteil" in der Liste F3 bzw. der Simulationsschaltung nach Bild 10 einsetzen.

Als Hilfe und Demonstration hier noch der Anfang von "oszout.dev":

(2GHz-Oszillator-File, vom Ausgang her gesehen)  
(Name: oszout.dev)

f	S11	S21	S12	S22
0.00000	0.99877	-0.0	0 0	0 0
0.00401	0.99873	-0.1	0 0	0 0
0.00802	0.99872	-0.2	0 0	0 0
0.01202	0.99875	-0.2	0 0	0 0
0.01603	0.99881	-0.3	0 0	0 0
0.02004	0.99890	-0.4	0 0	0 0
0.02405	0.99902	-0.5	0 0	0 0

usw.

Interessant ist nun genau die Spannung am Kollektor des Transistors, weshalb dort ein Voltmeter (vm.dev) eingebaut und mit Port 2 verbunden wird.

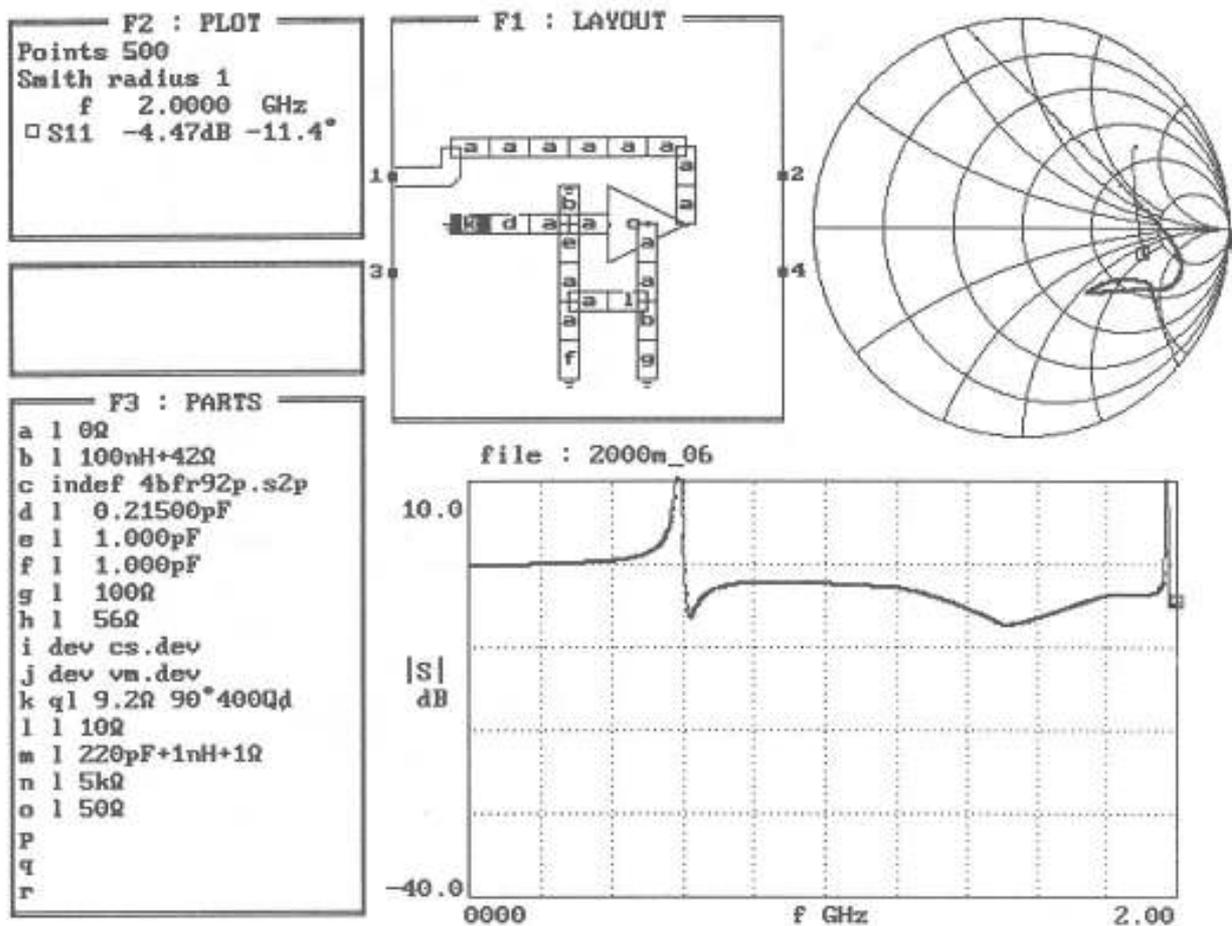


Bild 21: Erstellen einer „-.dev-Datei“ für den Ausgang der Oszillatorschaltung im Frequenzbereich 0 bis 2 GHz

Die Simulationsschaltung hat jetzt natürlich einen enormen Umfang erreicht, weshalb man unbedingt die Protected Mode Version "PUFFP" einsetzen sollte, die auf der neuen Diskette des PUFF-Updates mitgeliefert wird. Nur so kann man sicher sein, daß sich der Rechner nicht mit der Meldung "Circuit too big for PUFF" verabschiedet.

Das Simulationsergebnis für sehr tiefe Frequenzen, 0 bis 10 kHz, zeigt **Bild 22**, während in **Bild 23** das Breitbandverhalten bis 2 GHz dargestellt ist. Das Resultat ist sehr befriedigend, denn im gesamten Frequenzbereich wird eine Mindestdämpfung erreicht, die nie unter 50 dB absinkt.

Wer gerne mal bewußt Resonanzeffekte untersuchen möchte, braucht lediglich die Simulation ohne die Kupferwiderstände von

30 Ω bei den 1 mH-Drosseln im Frequenzbereich 0 bis 10 kHz zu wiederholen.

### 12.3.7. Einige Bemerkungen zur praktischen Ausführung der Platine

Beobachtet man aufmerksam den Einfluß des Koppelkondensators C1 bei der Simulation, stellt sich natürlich die Frage: Wie lassen sich so kleine Kapazitätswerte mit der gebotenen hohen Genauigkeit in einer Serienfertigung realisieren?

Die Lösung lautet beispielsweise: *Interdigital-Kondensatoren*. Es handelt sich hierbei um zwei kurze Leitungsstücke, die an ihren Enden wie Haarkämme aussehen und so ineinander geschoben werden, daß sich die Zinken nicht berühren (**Bild 24**). Das läßt sich natürlich nur

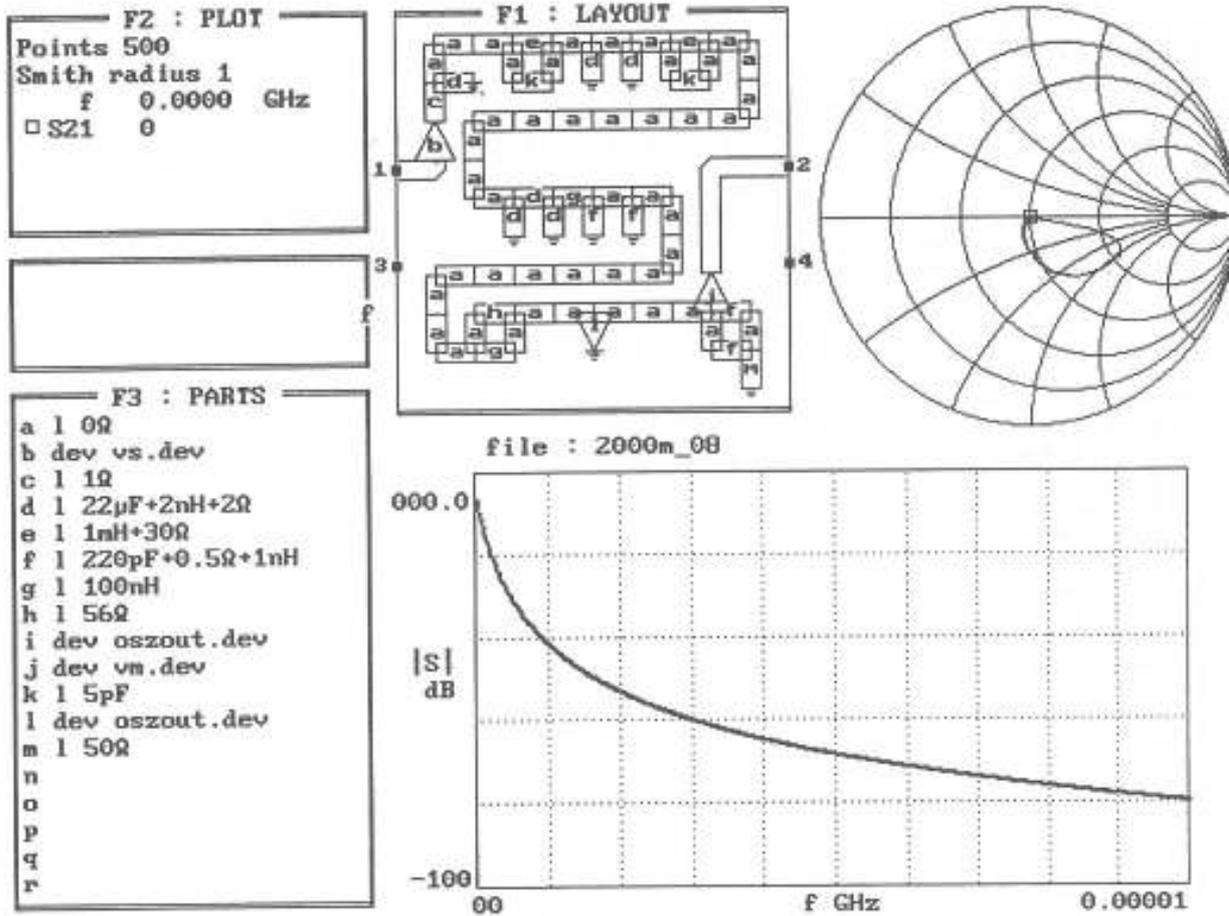


Bild 22: Simulation der Siebung im Frequenzbereich 0 bis 10 kHz

mit großer Sorgfalt als gedruckte Schaltung realisieren. Die erforderlichen Abstände müssen recht klein sein (ca. 0,2 mm), wenn man eine Kapazität von etwa 0,25 pF auf einer so kleinen Fläche (etwa SMD-Footprint) erzielen möchte.

Berechnungsunterlagen sind zu diesem Thema in der normalen Fachliteratur kaum zu finden, offensichtlich sind exakte Lösungen nur etwas für teure CAD-Programme.

Um eigene Untersuchungen anstellen zu können, wurde vom Autor, nach einer überschlägigen Berechnung, eine Kondensator-Testplatine angefertigt. Sie enthielt 32 solcher kleinen, parallelgeschalteten Einheiten. Aus der gemessenen Gesamtkapazität läßt sich dann leicht die Kapazität der Einzelzelle (Bild 24) berechnen. So konnte schließlich die Struktur

optimiert werden. Das ganze Gebilde hat am Schluß etwa die Abmessungen von 2 SMD-Bauteilen der Größe 1206.

(Für Anregungen und passende Literaturhinweise bin ich dankbar.)

Die Kondensatoren im HF-Teil der Schaltung sollten aus dem Werkstoff COG bzw. NP0 (z B. violette Farbe) sein, wie dies bereits vorstehend erwähnt wurde. Für den Frequenzbereich der beschriebenen Anwendung ist das eine preisgünstige Lösung; als Bauform wurde wieder die SMD-Größe 0805 gewählt.

Die 100 nH HF-Drosseln in SMD-Ausführung (Größe 1210) dürfen keine Gießharzummhüllung besitzen, da sonst die Eigenkapazität zu hoch und dadurch die Eigenresonanzfrequenz zu niedrig wäre.

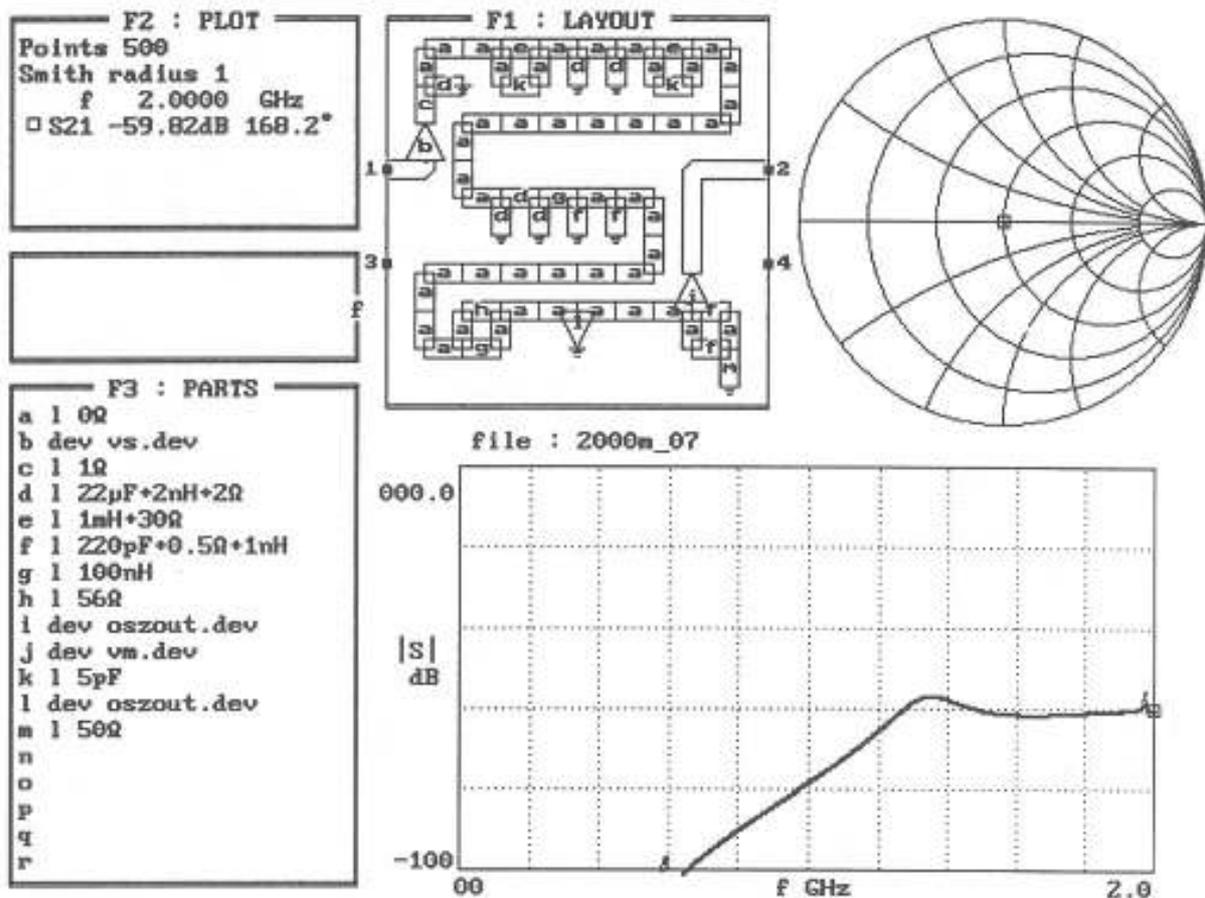


Bild 23: Verhalten der Siebung im Frequenzbereich 0 bis 2 GHz

Als Platinenmaterial sollte man möglichst kein RT-Duroid oder Ultralam usw. verwenden. Es handelt sich hierbei um Teflonausführungen, die sehr weich sind und sich unter Beanspruchung wenig erfreulich verhalten. Da sind auch die extrem geringen Verluste nicht mehr hilfreich, wenn sich der Oszillator deshalb verstimmt, weil sich die Platine sozusagen schon durch ihr Eigengewicht verformt.

Vom selben Hersteller gibt es inzwischen neue Materialien wie R0 4003 oder TMM-Substrate. Das sind Platinen mit ähnlich geringen Verlusten wie Teflon, aber so hoher Festigkeit, daß sie gesägt, gebohrt, genietet und wie Glasfasermaterial durchkontaktiert und angeschraubt werden können ohne sich dabei ständig zu verformen [7].

Die Platine selbst sollte so dick wie möglich

(hier: 1,5 mm) ausgeführt werden. Erstens senkt das die Zusatzkapazitäten gegen Masse, die durch die Footprints der Bauteile entstehen und den Oszillator verstimmen. Zweitens wird die Platine dadurch mechanisch stabiler. Wegen dieser Zusatzkapazitäten ist auch eine kleine Dielektrizitätskonstante (max. 4) des Platinenwerkstoffs von Vorteil.

Das Gehäuse sollte wieder eine aus Alu-Vollmaterial gefräste, dickwandige Version sein. Der Deckel wurde bewußt aus 3 mm dickem Aluminium gefertigt und dann mit einer "Flüssigdichtung" aus Leitsilber auf das Gehäuse geschraubt.

Die Betriebsspannung wurde über die bekannten Breitband-Durchführungsfilter (mit Einschraub-Gewinde) in die Schaltung geführt. Das Oszillatorsignal kann über eine



**Bild 24: Prinzip des Interdigital-Kondensators**

SMD-Buchse der Schaltung entnommen werden.

Wird fortgesetzt.

### Literaturverzeichnis zum Teil 9

[1] Gerhard Lohninger: Oszillatordesign in der Hochfrequenztechnik — Optimale Auslegung mit Si- und GaAs-Transistoren. Zeitschrift ELEKTRONIK, Heft 6/1995, Seiten 70 - 84

[2] G. Vendelin, A. Pavo, U. L. Rhode: Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques. John Wiley & Sons. ISBN - Nummer 0-471-58060-0

[4] Siemens Matsushita Components GmbH & Co, KG. Druckschrift Mikrowellen - Keramik/ Dielektrische Resonatoren, Keramische Koaxialresonatoren, Microwellenfilter. Auch im INTERNET in der Homepage der Firma Siemens unter <http://www.siemens.de> zu finden.

[5] Ulrich L. Rhode: Designing Low-Phase-Noise-Oscillators. Abgelegt in der Homepage der ARRL unter <http://www.arrl.org/ard>.

[6] Application Note der Firma COMPACT Software: Using Microwave Harmonica to Design and Simulate a Clapp Oscillator. Erhältlich bei der Firma TSS in Weißenhorn.

[7] Informationsdruckschriften und Datenblätter der Firma Mauritz in Hamburg

## Die starken Rotoren von CREATE



**Hochleistungs-Antennenrotoren mit Schneckengetriebe**

<b>RC5B-3</b>	<b>RC5A-X</b>	<b>RC5-X</b>	
Die soliden Horizontalrotoren von CREATE gibt es in drei verschiedenen Leistungsklassen. Sie sind für UKW-Antennen, UKW-Gruppen oder große KW-Beams geeignet. CREATE-Rotoren sind mit selbsthemmenden Schneckengetrieben aufgebaut und benötigen daher keine zusätzliche Bremse. Für komfortable Bedienung dieser Leistungs-Rotoren verfügt das Steuergerät über eine PRESET-Funktion zur Richtungsvorwahl, regelbare Geschwindigkeit und eine große runde 360°-Kompaßskala.			
<b>RC 5-1</b> Rotor mit var. Geschwindigkeit, ohne Preset ..... # 01046 <b>889,-</b> <b>RC 5-3</b> Rotor mit Preset und var. Geschwindigkeit ..... # 01011 <b>1049,-</b> <b>RC 5A-3</b> Leistungsrotor m. Preset/ var. Geschwindigkeit ..... # 01012 <b>1625,-</b> <b>RC 5A-3-P</b> wie RC-5A-3 mit Interface-Buchse ..... # 01013 <b>1715,-</b> <b>RC 5B-3</b> Hochleistungsrotor m. Preset/ var. Geschw. .... # 01009 <b>2295,-</b> <b>RC 5B-3-P</b> wie RC-5B-3 mit Interface-Buchse ..... # 01010 <b>2385,-</b>	CREATE-Elevationsrotoren <b>ERC-51</b> und <b>ERC-4A</b> auf Anfrage.		