

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen, Teil 8

12. Mikrowellen-Oszillatoren bis 10 GHz

12.1. Stand der Technik

Bei den Mikrowellen-Signalquellen hat sich ein großer Wandel vollzogen, der beispielsweise nicht nur am Äußeren von Meßgeräten erkennbar wird. Innerhalb weniger Jahre wurden komplette bewährte Labor- und Prüffeld-einrichtungen sozusagen über Nacht zu altem Eisen. Sie wurden verdrängt, da plötzlich die Fernsteuerung solcher Geräte durch den PC bzw. der Austausch von Daten und Ergebnissen zwischen verschiedenen Geräten über Bussysteme (IEC, IEEE, VME...) gefragt war.

Die Forderungen an Einstellgenauigkeit, Pegelkonstanz, Kurz- und Langzeitstabilität, spektrale Reinheit und der Wunsch nach geringerem Seitenbandrauschen sowie noch mehr Bedienungskomfort steigen deshalb stetig.

Die Halbleiterindustrie folgt selbstredend diesem Trend und überrascht laufend mit weiteren Verbesserungen bzw. neuen Entwicklungen.

An dieser Stelle folgt zunächst ein kleiner Überblick über den augenblicklichen Entwicklungsstand bei Mikrowellen-Signalquellen (ohne Anspruch auf Vollständigkeit), wobei sich eine Aufteilung in folgende zwei Hauptgruppen anbietet:

- 1) Signalquellen zur Erzeugung von Festfrequenzen ,
- 2) Oszillatoren deren Frequenz in Schritten bzw. stufenlos veränderbar ist.

12.1.1. Erzeugung von Festfrequenzen

Die historische Lösung ist die *Frequenzvervielfachung eines Quarzoszillatorsignals*.

Diese Lösung ist wahrlich nicht schlecht und kommt auch heute noch oft zum Einsatz. Ihre



Kehrseite ist der leider erforderliche hohe technische Aufwand in Form etlicher Vervielfacherstufen und vieler Filter. Aus fertigungstechnischen Gründen werden Quarze nur bis 150 (200) MHz geliefert, weshalb die Ausgangsfrequenz des Mutteroszillators nur bis zu diesem Bereich möglich ist.

Eine 10 GHz-Frequenzaufbereitung nach diesem Prinzip fällt daher sehr aufwendig aus, da man mit Verdreifachung bis Verfünffachung pro Stufe arbeiten und dazwischen sehr gründlich filtern muß.

Andere Konzepte erzeugen aus der Grundfrequenz einen *superschmalen, extrem steilflankigen Puls* mit entsprechendem *Oberwellenspektrum* (z.B. mit Step-Recovery-Dioden), das bequem bis 20 GHz reicht. Die Probleme treten beim Bau entsprechender Filter zur Aussiebung der gewünschten Oberwelle bzw. bei der Unterdrückung der unerwünschten Anteile auf. Von den Problemen der Störstrahlung bzw. ausreichender Abschirmung sei hier ganz abgesehen.

Eine moderne Entwicklung sind sogenannte *Keramik-Resonatoren* in Form eines innen und außen versilberten Keramikröhrchens hoher Güte. Ihre elektrische Länge beträgt 90 Grad, womit sie eine am Ende kurzgeschlossene Lamda-Viertel-Leitung darstellen. Sie bilden, elektrisch gesehen, einen hochohmigen Parallelschwingkreis und eignen sich daher vorzüglich für relativ einfach aufgebaute, aber trotzdem frequenzstabile Oszillatoren.

Natürlich kann diese Lösung auch durch *diskrete Leitungsstücke*, z.B. durch Semi-Rigid-Kabel mit hochwertiger Teflon-Innenisolation oder Microstrip-Leitungen auf der Leiterplatte, realisiert werden. Das Problem ist hier meist die geforderte mechanische Präzision bzw. Temperaturkonstanz, die eine Abgleichmöglichkeit und oft auch eine zusätzliche Temperaturstabilisierung notwendig machen. Außerdem gilt stets, daß geringes Seitenbandrauschen des Oszillatorsignals u.

a. nur mit einer hohen Güte des verwendeten Schwingkreises erreicht werden kann.

Etwas aus der Mode gekommen sind, bei tieferen GHz-Frequenzen, die Schaltungen mit echten *Hohlraum-Resonatoren (Cavity-Oszillatoren)*. So gut sie auch technisch waren und sind, so teuer ist der dazu erforderliche Aufwand an Präzisionsmechanik.

Ihr Prinzip ist jedoch nicht vergessen, denn es lebt in den *Dielektrischen Resonatoren* weiter, die bei Frequenzen ab einigen GHz schon jetzt das Rennen gemacht haben.

Sie sehen wie Tabletten aus und sind bei 1 GHz noch etwas unhandlich, groß und teuer. Für TV-Sat LNCs wird heute bei 12 GHz nichts anderes mehr eingesetzt. Selbst in der professionellen 24 GHz-Technik haben sie längst Einzug gehalten und ein Ende ist noch nicht abzusehen.

Dielektrische Resonatoren bestehen aus einer sehr verlustarmen dielektrischen Keramikmasse mit hoher Dielektrizitätskonstante (ϵ zwischen 30 und 80, Güte bis 10 000 bei 10 GHz). Diese sehr hohe Dielektrizitätskonstante bewirkt, daß an den Berührungsflächen zwischen Keramik und Luft eine starke Brechung auftritt und sich dadurch die Resonator-Außenfläche elektrisch ähnlich, wie die Innenwand eines Hohlraumresonators verhält.

Im Unterschied zum echten Cavity-Resonator reichen allerdings (wegen der sich im Innern ausbildenden „Moden-Art“ und weil das Metallgehäuse fehlt) die magnetischen Feldlinien deutlich bis in die nähere Umgebung dieser Pille. Das wird natürlich gleich zur Ankopplung an die vom FET oder Transistor kommende Streifenleitung ausgenutzt. Zudem ist eine begrenzte Abgleichmöglichkeit einfachster Art gegeben: man nähert z.B. lediglich eine Stahlschraube dieser Tablette, um dadurch das Magnetfeld des Resonators und so die Resonanzfrequenz zu beeinflussen. Diese Art des Abgleichs kann man an in fast jedem TV-SAT-LNC finden.

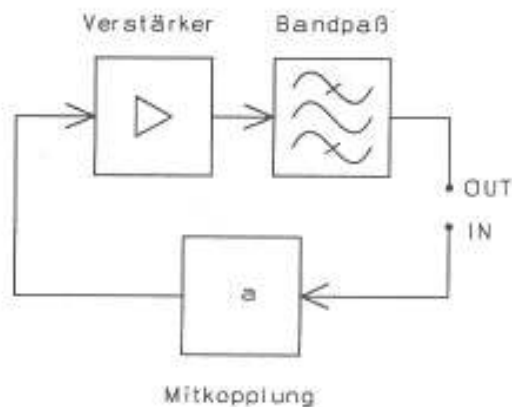


Bild 1: Oszillator nach dem Prinzip des mitgekoppelten Verstärkers

Es gibt noch weitere Möglichkeiten, man denke nur an das in jedem Mikrowellenherd eingebaute Magnetron, an GUNN- oder IMPATT-Dioden. Hier geben Datenblätter und Applikationen weitere Auskunft.

Auch Oszillatoren mit Hohlleiter-Konstruktionen findet man nur noch bevorzugt im Millimeterwellengebiet oder dort, wo es sehr schnell mit großer Leistung weiter gehen soll.

12.1.2. Oszillatoren mit veränderbarer Frequenz

Stand der Technik ist heute der Einsatz von Kapazitätsdioden als steuerbares Element in Kombination mit irgendeinem Resonator.

Egal ob es sich um ein Leitungsstück, ein Keramikröhrchen oder eine Schaltung aus Blindbauelementen handelt, es wird lediglich eine *Kapazitätsdiode* in die Schaltung eingefügt, um die Resonanzfrequenz verändern zu können.

Es gibt aber auch Lösungen, bei denen der Ruhestrom eines FETs oder Transistors bewußt verändert wird und auf diese Weise, wegen der sich ändernden Blindanteile des Verstärkerbauelementes, die Frequenz variiert oder eine FM- bzw. Phasenmodulation erfolgt.

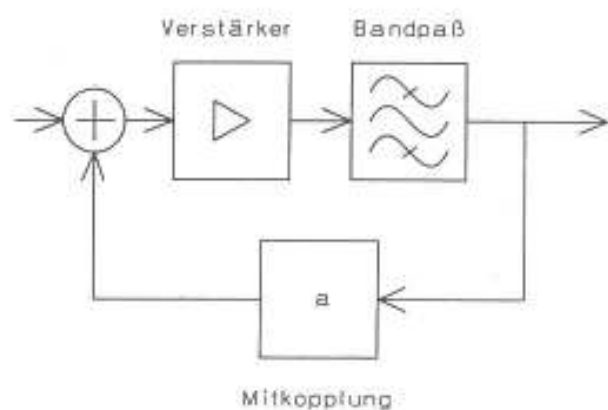


Bild 2: Oszillator, gedanklich aufgetrennt

Alle Handy-Schaltungen und SAT-Receiver benötigen einen solchen VCO, wobei er dort stets in einem Synthesizer mit Phasendetektor, Frequenzteilern und Fernsteuerung über irgendein Bussystem eingesetzt wird.

Dieses Prinzip läßt sich natürlich auch mit einer Frequenzvervielfachung kombinieren, wobei man dabei im Auge behalten muß, daß Unvollkommenheiten der Grundfrequenz, wie z.B. Stör-FM oder Phasenrauschen, leider um den Faktor der Vervielfachung verstärkt, am Ausgang auftreten.

Recht interessant sind auch Lösungen, bei denen die korrekte Phasenbedingung mittels Verzögerungsleitung erzielt wird: *Laufzeit-Oszillatoren*.

In [1] findet sich hierzu ein interessanter Grundlagenaufsatz; Applikationen zu diesem Thema wurden schon vor längerer Zeit veröffentlicht.

Eine Sonderstellung nehmen die *YIG-Oszillatoren* ein. Bei ihnen läßt sich die Schwingfrequenz durch einen relativ großen Steuerstrom (bis zu 500 mA) verändern, wobei dieser Gleichstrom zur Erzeugung eines veränderbaren Magnetfeldes rund um eine hochglanzpolierte kleine Kugel verwendet wird. Die Erläuterung der genauen Arbeitsweise ist in diversen Veröffentlichungen zu finden, z. B. [2].

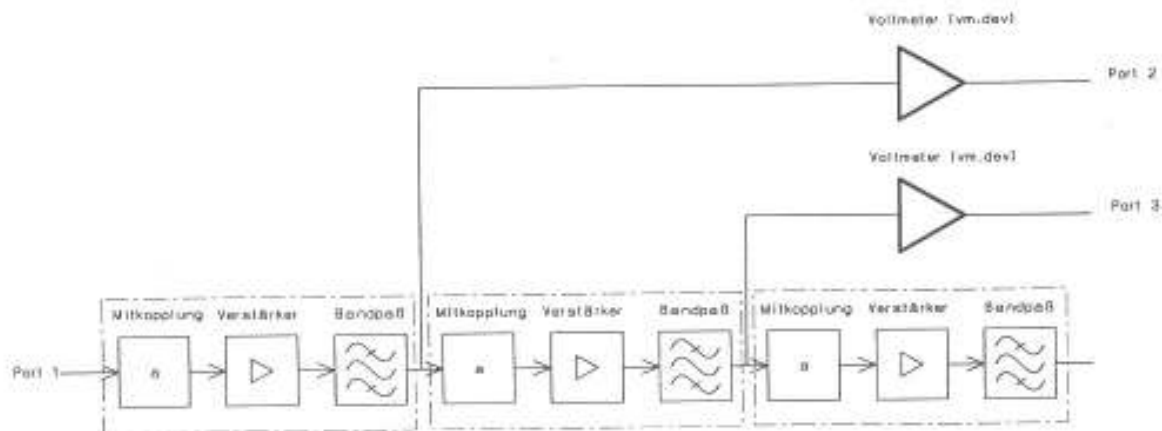


Bild 3: Blockdiagramm zur Simulation: Reihenschaltung dreier "Oszillator-Blöcke"

YIGs werden auch als abstimmbare Bandpässe, beispielsweise zur Vorselektion bei Empfängern oder Spectrum-Analysern, also als Tracking-Filter eingesetzt. Hierbei handelt es sich allerdings um fertig aufgebaute Filter mit entsprechend hohen Preisen.

Erwähnt seien hier nochmals *Cavity-Oszillatoren* und Oszillatoren, die mit irgendwelchen Leitungsstücken realisiert werden. Bei Ihnen wird die Grobabstimmung oft mechanisch, die Feinabstimmung aber schließlich mittels Abstimm-diode vorgenommen. Ihr Hauptvorteil ist und bleibt die große spektrale Reinheit und das geringe Seitenbandrauschen.

12.2. Entwurf von Oszillatoren mit PUFF

12.2.1. Entwurf eines Oszillators nach dem Prinzip des mitgekoppelten Verstärkers

Die Oszillator-Schaltung nach dem Prinzip des mitgekoppelten Verstärkers ist eine Säule der Funktechnik und dient in den meisten Lehrbüchern zur Erläuterung des klassischen Sinus-Oszillator-Prinzips.

Prinzipieller Aufbau:

a) Man nehme einen *Verstärker* und verbinde seinen Ausgang mit einem

b) *Bandpaß* oder *Schwingkreis*, damit ein *schmalbandiger, selektiver Verstärker* entsteht.

c) Dann führe man den Ausgang dieser Anordnung zu einem *Mitkoppelnetzwerk*, das eine *gleichphasige* Teilspannung über eine kleine Addierschaltung an den Eingang des Verstärkers schickt (**Bild 1**).

Speist man den anderen Eingang der Addierschaltung mit dem Signal eines externen Sinusgenerators, so wird dieser Generator dann überflüssig, wenn über die Mitkopplung mindestens exakt diese Generatorspannung "zurückkommt". Dies darf allerdings nur bei der vorgesehenen Schwingfrequenz der Fall sein.

Läßt man nun den Signalgenerator einfach weg, gilt bei Inbetriebnahme:

Die Schaltung wird sich dann aus dem Rauschen heraus selbst anregen und eine stetig anwachsende Dauerschwingung produzieren, wenn die beiden folgenden Bedingungen erfüllt sind:

1. Ringverstärkung dieser Anordnung > 1 (korrekte Amplitudenbedingung) und
2. Gesamt-Phasenverschiebung im Kreis $= 0^\circ$ bzw. $n \times 360^\circ$ (korrekte Phasenbedingung).

Hierin liegt aber auch die Gefahr: Sobald es mehrere Frequenzen gibt, bei denen diese „UND-Bedingung“ erfüllt wird, besteht immer



die Wahrscheinlichkeit des „Umspringens“ der Betriebsfrequenz. Dieses Übel, speziell bei Quarzoszillatoren, ist sicherlich hinlänglich bekannt.

Wünschenswert für eine hohe Frequenzstabilität und damit auch für geringes Seitenbandrauschen ist außerdem eine möglichst schnelle Änderung der Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang (= große Phasen-Steilheit) in der näheren Umgebung der Schwingfrequenz; dann ist nämlich die *korrekte Phasenbedingung* nur in einem *äußerst engen Frequenzbereich* erfüllt und die Schwingfrequenz kann nie allzu weit davon abweichen.

Wie läßt sich nun PUFF beim Oszillatordesign sinnvoll einsetzen?

Hier gibt es zwei Möglichkeiten:

12.2.2. Oszillator-Entwurf mit PUFF, Möglichkeit 1

Man trennt die Schaltung in Gedanken an einer passenden Stelle auf. Das kann beispielsweise am Ausgangspin des Verstärkers sein, an dem die Mitkopplung angeschlossen ist (**Bild 2**).

Legt man nun an den „Mitkopplungseingang“ ein Signal mit genau der Schwingfrequenz an, muß auf der anderen Seite der Trennstelle mindestens dieses Steuersignal phasen-gleich zurückkommen. Damit wäre obige UND-Verknüpfung erfüllt: Ringverstärkung gleich oder größer 1 UND Gesamtphasenverschiebung = Null Grad.

Natürlich ist es nun kein Problem, die „Ringverstärkung“ dieser Anordnung auf einen Wert > 1 , bzw. > 0 dB, bei gleichzeitiger Gesamtphasenverschiebung von Null Grad (bzw. $n \cdot 360^\circ$) zu bringen.

ABER:

Auf beiden Seiten der „Trennstelle“ muß man unbedingt den *korrekten Innen- bzw. Eingangswiderstand* der angrenzenden Schal-

tungstelle nachbilden, denn nur dann stimmt das Simulationsmodell mit der echten, nicht zerschnittenen Schaltung überein!

Deshalb betrachtet man diese neu entstandene Schaltung als „Block“ und schaltet drei solcher Blöcke in Reihe. Am Ein- und Ausgang des mittleren Blocks ordnet man jeweils ein Voltmeter (vm.dev) an und verbindet die Ausgänge dieser beiden Spannungsmesser mit Port 2 bzw. Port 3.

Wobbelt man nun mit PUFF diese Anordnung, muß man lediglich die Unterschiede zwischen diesen beiden Spannungsverläufen, ausgedrückt durch S21 und S31, betrachten (**Bild 3**).

Die Schaltung wird dann bei derjenigen Frequenz schwingen, wo S_{31} gleich oder größer S_{21} UND zugleich kein Phasenunterschied zwischen den beiden Parametern vorhanden ist.

In der Praxis zeigen sich allerdings sehr schnell die Grenzen infolge der oben aufgeführten Effekte. Es ist sicher nicht einfach, einen 100 MHz-Oszillator mit ausreichender Genauigkeit zu dimensionieren, bei deutlich höheren Frequenzen wird es noch schwieriger.

12.2.3. Oszillator-Entwurf mit PUFF, Möglichkeit 2

Wesentlich präzisere Ergebnisse bzw. eine bessere Übereinstimmung mit der Realität erreicht man, wenn man sich nochmals Bild 1 vornimmt und versucht die Möglichkeiten von PUFF 2.1 voll auszuschöpfen:

Hierbei gibt man die Oszillatorschaltung *ohne jegliche Auftrennung* in das Feld F1 ein. Die im Prinzipschaltbild enthaltene Addierschaltung am Verstärkereingang wird durch die in PUFF zur Verfügung stehende *Konstantstromquelle* (cs.dev) realisiert. Sie wird an Port 1 angeschlossen, während man direkt an der vorgesehenen Last ein Voltmeter (vm.dev) anbringt, dessen Ausgang mit Port 2 verbunden wird.

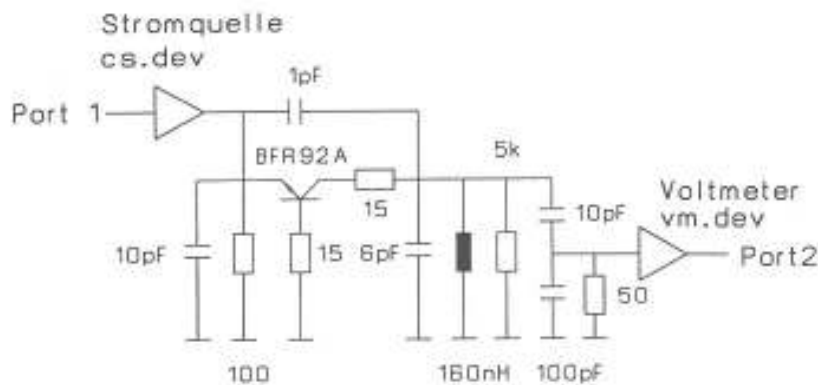


Bild 4:
Schaltbild des Simulationsmodells ohne Auftrennung, jedoch mit Stromquelle und Voltmeter

Dieses Verfahren wird am Entwurf eines 100 MHz-Oszillators demonstriert; **Bild 4** zeigt die prinzipielle Umsetzung dieser Gedanken.

Diese Anordnung kann man auf folgende Weise zum Schwingen bringen:

Man variiert die Mitkopplung solange, bis die Schwingbedingung erfüllt ist. Das ist sehr leicht daran zu erkennen, daß die Verstärkung dieser Anordnung, ausgedrückt durch S_{21} , plötzlich unendlich groß wird.

S_{21} erreicht dann im „Rectangular Plot“-Diagramm die 100 dB-Marke. Fährt man den Cursor auf den zugehörigen Frequenzwert, wird im Fenster F2 tatsächlich auch „∞“ als S_{21} -Amplitude angezeigt. Hierbei sind vermutlich noch kleine Korrekturen der Schwingfrequenz erforderlich. Das kann entweder beim Kreiskondensator oder bei der Kreisspule geschehen.

Allerdings erfordert der Entwurf mit PUFF sehr viel Sorgfalt, da die Bauteilwerte der Mitkopplung für korrekten Schwingeneinsatz bis auf die vierte Stelle nach dem Komma stimmen müssen!

Da es unmöglich ist, dies sofort richtig zu treffen, wird eine mögliche Vorgehensweise genau beschrieben. So kann man auch nach-

vollziehen, wie die, für den Start der Simulation vorgegebenen Angaben, in der Schaltung nach Bild 4, zustande kommen.

Vorgehensweise beim Oszillator-Entwurf mit PUFF 2.1:

1. Schritt:

Zuerst rechnet man die Bauteilwerte für den Schwingkreis aus, indem man von einem bewährten Blindwiderstand bei Spule und Kondensator (ca. 100 Ω bei 100 MHz) ausgeht. Die Leerlauf-Kreisgüte nimmt man der Einfachheit halber mit $Q = 50$ an. Die Anpassung der 50 Ω -Last an den Schwingkreis soll durch einen kapazitiven Spannungsteiler mit einem Übersetzungsverhältnis von ca. 1:10 geschehen.

Daraus errechnet sich eine Kreisinduktivität von 160 nH und eine gesamte Kreiskapazität von ca. 16 pF. Mit der Güte $Q = 50$ gehört dazu ein Resonanzwiderstand von 5 k Ω .

Wählt man die Bauteile des kapazitiven Spannungsteilers zu 10 pF und 100 pF, muß diesem Teiler zur Erzielung von $C_{\text{Ges}} = 16$ pF nur noch ein Festkondensator von etwa 6 pF parallelgeschaltet werden.

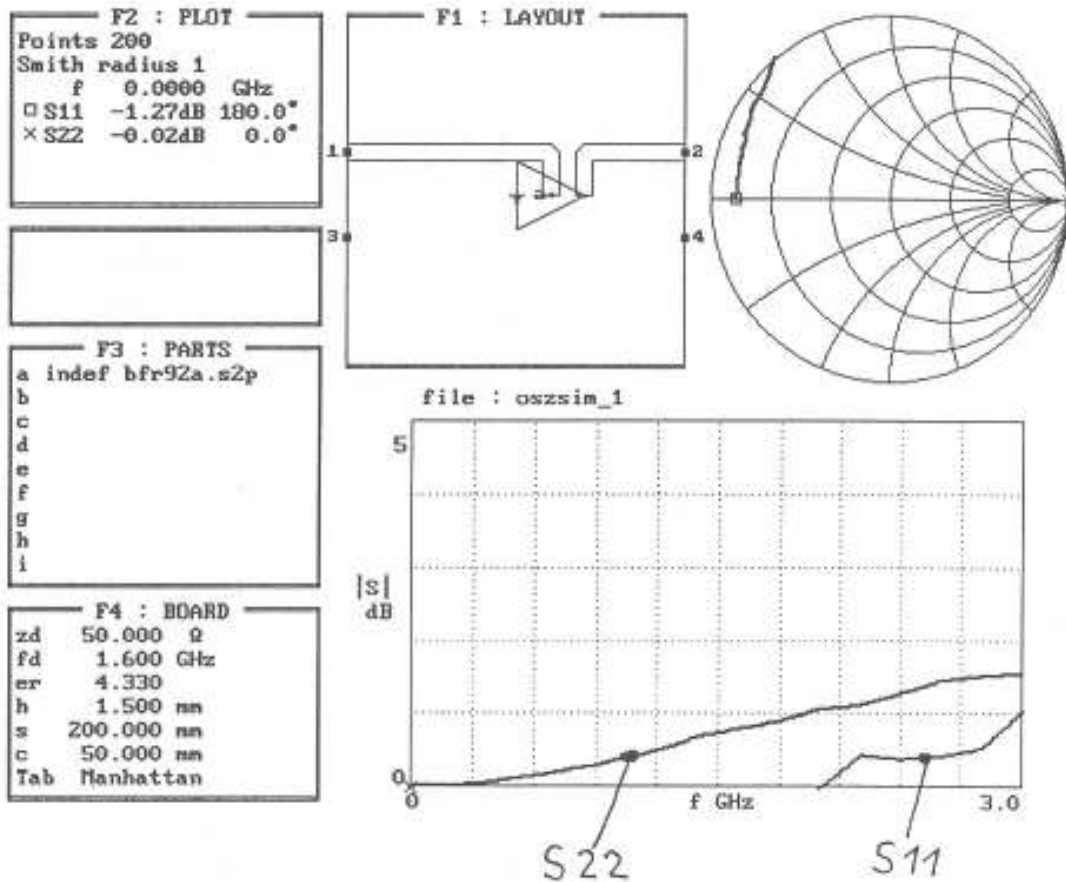


Bild 5: Betrieb des BFR 92A in Basisschaltung ergibt zunächst negative Ein- und Ausgangswiderstände

2. Schritt:

Die Mitkopplung wird hier ebenfalls als kapazitiver Spannungsteiler ausgebildet, wobei der untere Kondensator wieder ca. 10 mal größer ist als der obere. Für diesen oberen Kondensator legt man beispielsweise den Normwert 1 pF fest, womit sich für den unteren 10 pF ergibt. Der 100 Ω-Widerstand, parallel zum unteren Teilerkondensator, ist natürlich der Emitterwiderstand für die Arbeitspunktstabilisierung und die Stromgegenkopplung.

3. Schritt:

Nun werden für den Oszillatortransistor, hier ein BFR92A, die S-Parameter benötigt. Diese

sind als EESoft-Datei „BFR92A.S2P“ auf Diskette oder z.B. aus dem Internet erhältlich. Diese Datei muß manuell noch um die Werte für die Frequenz „Null Hertz“ (einfach Schätzwerte eintragen!) erweitert werden, damit die Simulation auch bei Null beginnen kann. PUFF kann diese Datei nun direkt lesen.

(Siehe Tabelle BFR92A am Ende des Artikels)

4. Schritt:

Jetzt ist noch ein kleines Problem zu lösen, denn der Transistor soll ja in Basisschaltung betrieben werden. Dazu wird dieses Bauteil in der Liste F3 als

indef bfr92a.s2p

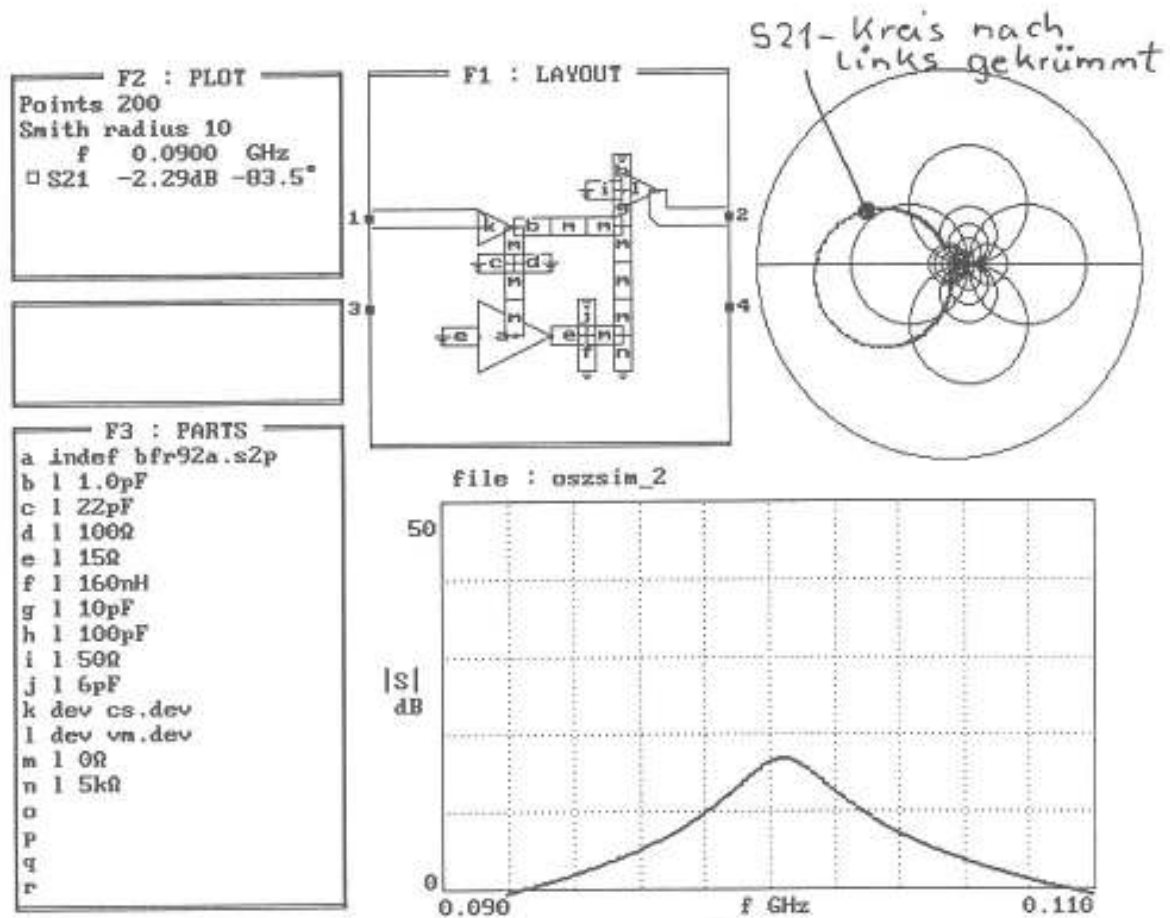


Bild 6: Simulation des ersten, theoretischen Entwurfs

eingetragen und man erhält auf diese Weise ein „Three Port Network“. Das wird benötigt, um an den Basisanschluß heranzukommen. Im Feld F1 werden nun der Emitter (= mittlerer Anschlußpunkt) mit Port 1, der Kollektor (= rechter Anschluß) mit Port 2, die Basis (= linker Anschluß) dagegen mit Masse verbunden und alle S-Parameter für den Frequenzbereich von 0 bis 3 GHz geplottet.

Wer nun mit dem Cursor sorgfältig die Kurvenpunkte abfährt, wird leider Bereiche finden, in denen S_{11} bzw. S_{22} größer als Null dB sind - folglich sind die zugehörigen Widerstände negativ! (Bild 5).

Da dies häufig zu unkontrollierten Eigenschwingungen führt, behebt man diese bekannte, leidige Sache durch je einen kleinen

Widerstand in der Basis- bzw. Kollektorleitung [12]. Eine Kontrolle mit PUFF zeigt, daß 15Ω bereits ausreichen, um die Grundschaltung stabil zu bekommen.

5. Schritt:

Nun stellt man den Smith-Radius im Feld F2 auf den Wert $r = 10$.

6. Schritt:

Jetzt kann man endlich die komplette Oszillatorschaltung samt Stromquelle (cs.dev) und Voltmeter (vm.dev) im Feld F1 zusammenstellen und dann S_{21} plotten, wobei man von der HF-Schaltung nach Bild 4 ausgeht. In Bild 6 ist das Ergebnis der ersten Simu-

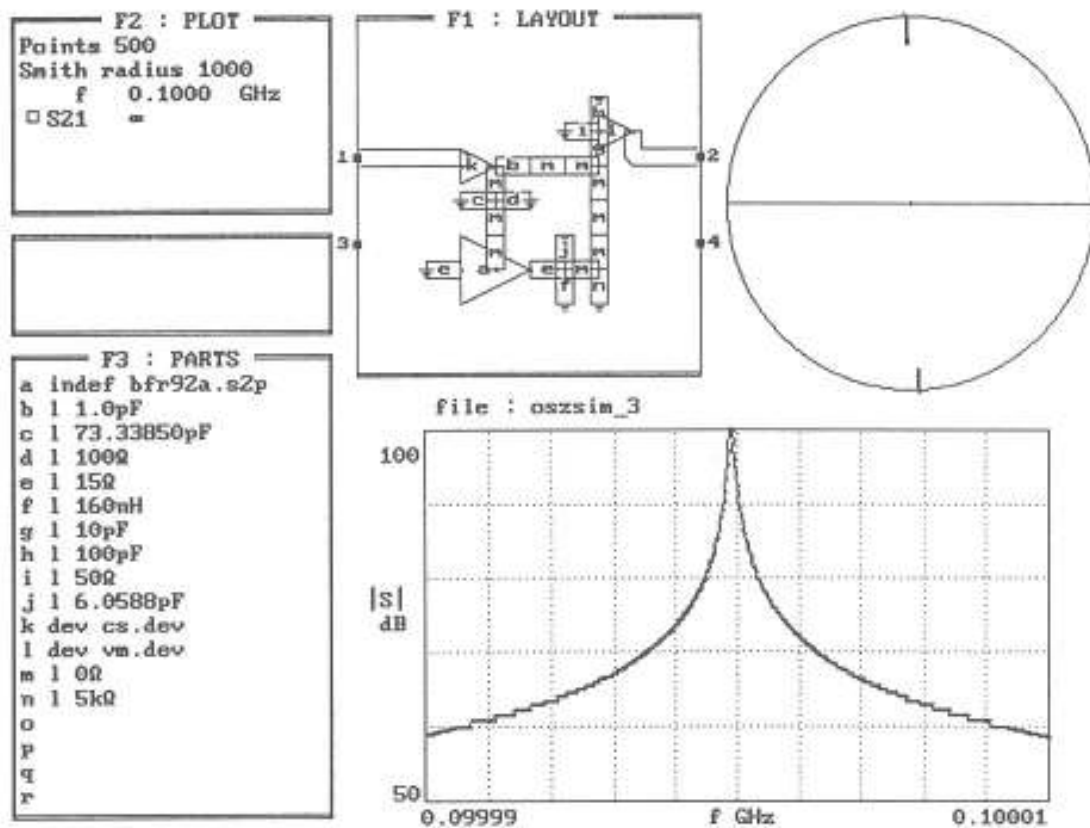


Bild 7: Simulation zum Zeitpunkt des Schwingungseinsatzes

lation für den Frequenzbereich von 90 bis 150 MHz zu sehen. Bei genauer Betrachtung fällt natürlich zuerst die zu geringe Verstärkung mit etwa 17 dB auf, was zwei verschiedene Ursachen haben kann:

a) Die *Mitkopplung* ist noch zu *schwach* und die Schaltung schwingt deshalb nicht. Dies würde man sofort daran erkennen, daß der Kreis für S_{21} im Smith-Diagramm rechts vom Diagramm-Mittelpunkt verläuft.

b) Erhöht man dagegen die Mitkopplung über den Schwingeninsatz (mit $S_{21} = \infty$) hinaus, entsteht eine Dauerschwingung mit stetig anwachsender Amplitude. Aber durch die nun auftretenden Bedämpfungen, bedingt durch die, in der Schwingschaltung entstehenden negativen Widerstände, sinkt die Verstärkung

sowie die Güte, was zu größerer Bandbreite und damit zu schlechteren Rauscheigenschaften führt.

Diesen Betriebsfall erkennt man daran, daß nun der S_{21} -Kreis im Smithdiagramm links vom Zentrum liegt.

Wie man unschwer erkennt, liegt der S_{21} -Kreis des ersten Entwurfs in Bild 6 tatsächlich links von der Mitte, weshalb die Mitkopplung abgeschwächt werden muß.

Man vergrößert hierzu im Spannungsteiler den unteren Kondensator z.B. um 5 pF. Bei erneuter Simulation sieht man sofort, daß dadurch die Verstärkung zugenommen hat. Vergrößert man den unteren Kondensator stufenweise weiter, so erreicht man schließlich den Wert „ $S_{21} = \infty$ “. Geht man über

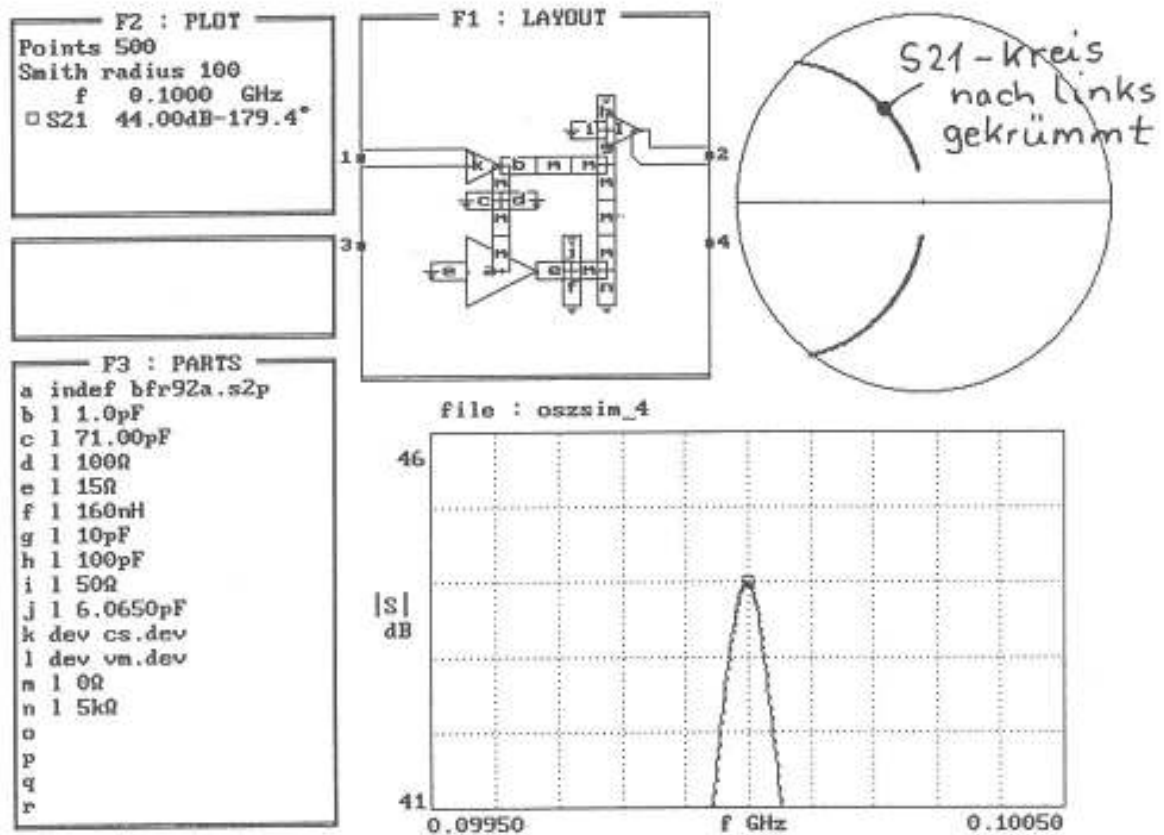


Bild 8: Festlegung der Betriebsgüte und Bandbreite

diesen Punkt hinaus, wird erstens S_{21} wieder abnehmen und zweitens der S_{21} -Kreis sich plötzlich nach rechts krümmen.

Bild 7 zeigt schließlich exakt die Simulation bei Schwingungsbeginn, wobei auch noch die Schwingfrequenz durch leichte Korrektur des Festkondensators im Schwingkreis auf den genauen Wert von 100 MHz gebracht wurde.

7. Schritt

Auf diese Weise ließ sich zwar der exakte Punkt für den Schwingungseinsatz ermitteln, es steht aber noch eine wichtige Entscheidung an:

Dieser „Punkt“ eignet sich nämlich noch nicht für die endgültige Schaltung, da noch drin-

gend Reserven für sicheres Anschwingen sowie gegen Temperatureinflüsse, Toleranzen und Exemplarstreuungen der Bauteile benötigen werden.

Man geht dabei so vor, daß man bewußt „zuviel Mitkopplung“ wählt; die Folge ist, daß sich der S_{21} -Kreis nach links krümmt. Durch diese Maßnahme sinken sowohl die Verstärkung als auch die Güte.

Also steigert man die Mitkopplung nur soweit, bis die Güte auf einen bestimmten Mindestwert abgesunken ist. Bei einer Leerlaufgüte des Kreises von $Q_0 = 50$ könnte das beispielsweise ein Wert von $Q = 500$ bis 1000 sein, was bei $f = 100$ MHz einer 3 dB-Bandbreite von 100 bis 200 kHz entspricht.

Der tatsächlich geltende Gütewert läßt sich in bekannter Weise über die Bandbreite der



Durchlaßkurve bestimmen. Man muß also nur beim „Rectangular-Plot-Diagramm“ an der waagrecht Achse z.B. den Bereich von 99,5 bis 100,5 MHz wählen und dann solange den unteren Kondensator des Mitkopplungs-Teilers (bei „linksgekrümmtem S₂₁-Kreis“) verändern, bis die „-3 dB-Punkte“ der Kurve durch die Frequenzpunkte 99,95 MHz bzw. 100,05 MHz laufen. **Bild 8** zeigt diesen Fall mit entsprechenden Bauteilewerten.

Denken Sie daran: Dieser Entwurf sorgt nur dafür, daß die Schaltung sicher anschwingt und die Oszillatorspannung selbständig „hochläuft“. Was hier noch fehlt ist eine geeignete Amplitudenbegrenzung und -Stabilisierung.

12.2.4. Oszillator-Entwurf über die S-Parameter

Diese „klassische Mikrowellen-Entwurfsmethode“ kümmert sich zunächst weder um die vom Entwickler ausgetüftelte Super-schaltung, noch darum, ob eine Röhre, ein FET oder ein Transistor in der Schaltung Anwendung findet. Sie sieht die Anordnung ausschließlich als TWO PORT NETWORK (= Zweiter), dessen Verhalten durch S-Parameter beschrieben wird. Zu diesem „Zweiter“ gehört im Normalfall am Eingang ein Generator (samt Anpaßnetzwerk M1) zur Ansteuerung und am Ausgang ein Netzwerk

M2 zur Anpassung des Lastwiderstandes (**Bild 9**).

Soll das Ganze einen Verstärker ergeben, darf die Anordnung natürlich nicht schwingen. Diese Tatsache wird üblicherweise durch den Stabilitätsfaktor

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

ausgedrückt, der bei einem stabilen Verstärker, unter allen Last- und Generatormöglichkeiten, stets größer als 1 sein muß. Soll also aus dem Verstärker ein Oszillator werden, sorgt man einfach dafür, daß bei der geplanten Schwingfrequenz der Faktor „k“ kleiner als 1 ist!

Als Oszillator benötigt die Schaltung auch keinen Generator zur Ansteuerung mehr, da schon die thermischen Rauschsignale der verwendeten Halbleiter oder der Widerstände zur Schwingungsanregung ausreichen. Das angeschlossene Eingangsnetzwerk kann dann z.B. den frequenzbestimmenden Schwingkreis oder einen Resonator enthalten, dessen Verluste durch einen negativen Eingangswiderstand des Verstärkerbauelementes „kompensiert“ werden. Hierbei ist es grundsätzlich gleichgültig, ob man eine Reihen- oder Parallelschaltung als Resonator bzw. Schwingkreis einsetzt.

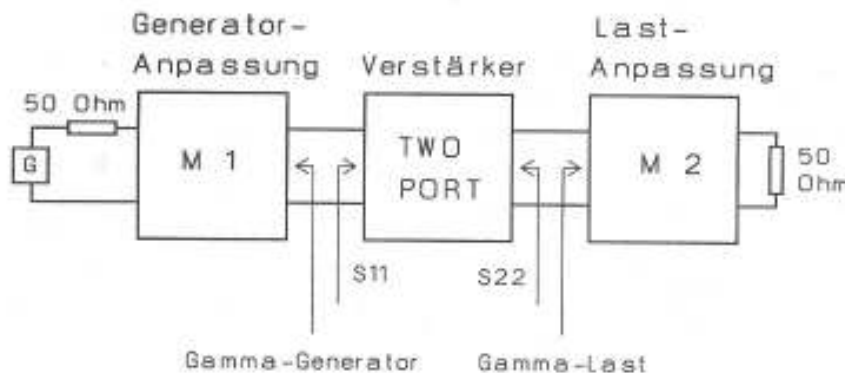


Bild 9: Blockschaltbild des Simulationsmodells mit "Zwei Port", Generator, Last sowie Ein- und Ausgangsanpassung



Diese „Kompensation“ ließe sich auch am Ausgang durch einen negativen Innenwiderstand der Verstärkerschaltung erzielen. Negative Widerstände bei einem Zweitor bedeuten aber immer, daß der zugehörige *S-Parameter größer als 1* sein muß!

Hier die drei Schwingbedingungen eines Oszillators, die man in der Fachliteratur und z.T. im entsprechenden Kapitel des PUFF-Handbuches finden kann:

$$k < 1$$

$$S_{11} = 1 / \Gamma_{\text{Generator}}$$

$$S_{22} = 1 / \Gamma_{\text{Last}}$$

Hierbei stellt $\Gamma_{\text{Generator}}$ (=Gamma-Generator) den komplexen Reflektionsfaktor des „Generatorteils M1“ dar, so wie ihn der Eingang des Verstärkers sieht. Entsprechend gilt natürlich, daß Γ_{Last} (=Gamma-Last) den Reflektionsfaktor des Anpassungsnetzwerkes M2 am Ausgang des Verstärkers bildet.

Die Beträge der Reflektionsfaktoren *passiver Netzwerke* können bekanntlich nur zwischen *Null und Eins* liegen. Also kann man daraus und aus den beiden obigen Formeln erneut erkennen, daß sich bei den beiden Parametern S_{11} bzw. S_{22} stets Werte zwischen *Eins und Unendlich* ergeben müssen. Und dazu gehören wiederum, wie schon erwähnt, negative Widerstandswerte; der Kreis schließt sich.

Noch ein Hinweis: Immer häufiger findet man auch in Datenblättern verschiedener Mikrowellen-Verstärkerbauteile bzw. bei den zugehörigen Testschaltungen diese Stabilitätsangaben. Man erkennt sie sofort an zusätzlich im Smith-Diagramm eingetragenen „Stabilitätskreisen“ bzw. „unstable regions“, die meist deutlich schraffiert und markiert sind. Die Mittelpunkte dieser Kreise liegen außerhalb des Smith-Diagrammes mit dem Radius 1. Das hat zwei Konsequenzen:

- Bei neuen Entwürfen muß man nun stets mit einem Smith-Chart-Radius > 1 arbeiten,

- Da PUFF den Faktor *k* leider nicht berechnen kann, benützt man eben, um die Schaltung zum Schwingen zu bringen, das Prinzip des negativen Eingangswiderstandes („ONE PORT DESIGN“).

Hier geht man, wie bereits oben ausgeführt, von einem resonanzfähigen Gebilde, z.B. einem Reihen- oder Parallelschwingkreis am Eingang des Verstärkers, als Inhalt des Netzwerkes M1 aus. Bekanntlich bewirken die in diesem Kreis enthaltenen Verluste, daß eine einmal angestoßene Schwingung, je nach Dämpfung, schneller oder langsamer abklingt und keine Dauerschwingung entstehen kann.

Das läßt sich ändern, indem man in diesen „bedämpften Schwingkreis“ einen negativen ohmschen Widerstand (bzw. negativen Leitwert) einbringt. Kompensiert er gerade exakt alle Verluste, wird die einmal angestoßene Schwingung nicht mehr gedämpft und man erhält die gewünschte Dauerschwingung (**Bild 10**).

Beim „Start“ (also beim Einschalten) muß man allerdings dafür sorgen, daß eine „Überkompensation“ vorliegt, d.h., daß der negative Widerstands- bzw. Leitwertanteil überwiegt. Nur dann wird sich die Schaltung aus den immer vorhandenen Rauschsignalen selbst anregen.

Aufgabe des Entwicklers ist es noch, dieses Anwachsen der Schwingung irgendwann durch eine „Amplitudenstabilisierung“ zu begrenzen und so für eine bestimmte maximale Ausgangsleistung zu sorgen.

Die praktische Realisierung von negativen Widerständen ist seit Anbeginn der Funktechnik bekannt, denn schon um den Ersten Weltkrieg herum sorgte auf diese Weise ein elektrischer Lichtbogen für HF-Leistungen bis 200 kW und mehr. Bei den Mikrowellen gab es zunächst die Tunnelioden, jetzt setzt man jedoch immer noch GUNN- und IMPATT-Dioden in entsprechenden Oszillatorschaltungen für Frequenzen oberhalb von 10 GHz ein.



Schwingkreis mit
Verlusten

Verstärker als
ONE PORT NETWORK

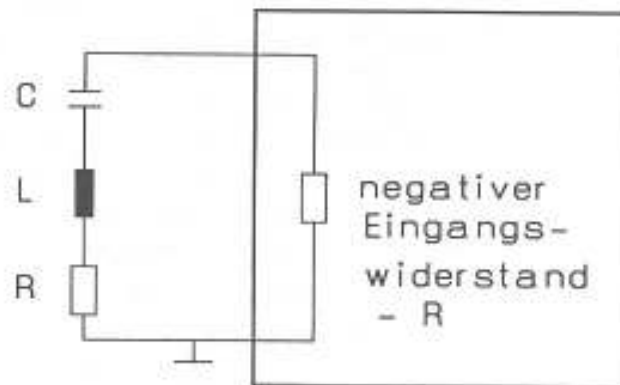


Bild 10:
Oszillator-Simulation
mit "One Port Network"

Mit Verstärkerbauteilen wie Bipolar-Transistoren, GaAs-FETs, HEMTs und damit aufgebauten MMICs geht es natürlich ebenfalls, denn bei passender Beschaltung zeigen sie bekanntlich einen negativen Eingangs- bzw. Ausgangswiderstand und meist sogar beides gleichzeitig! Das ist im Smith-Diagramm stets leicht zu erkennen, weil der entsprechende S-Parameter (S_{11} , S_{22}) dann >1 (= im „Rectangular Plot“ von PUFF: größer 0 dB) wird und beim Smith-Radius $r = 1$ über den Diagrammrand hinausgeht.

Welche Schaltungen damit praktisch möglich sind und wie der Ausgang mit seiner 50 Ohm-Last dabei angeschlossen werden kann, findet man recht gut in [4] und speziell in den beiden amerikanischen Werken [7 u.8].

Die Neuerungen der PUFF-Version 2.1 eignen sich ideal für dieses Entwurfsverfahren. So kann man jetzt für jeden Kurvenpunkt eines S-Parameters (S_{11} oder S_{22}) im Smith-Diagramm die zugehörigen Ersatz-Bauteilwerte, sprich den negativen Widerstand oder Leitwert, im Dialogfenster anzeigen lassen.

Allerdings sind dabei folgende Tatsachen in der Praxis zu beachten:

a) Außer dem negativen „Wirk-Widerstand“ weist ein solcher Ein- oder Ausgang *immer*

Blindanteile auf. Sie führen stets dazu, daß sich die tatsächliche Schwingfrequenz der Oszillatorschaltung wegen der dadurch bewirkten Verstimmung von der „Eigenresonanz“ des eingesetzten Schwingkreises oder Resonators unterscheiden wird; zum Glück hilft auch hier das PUFF-Simulationsergebnis weiter.

b) Mit dieser Methode (und mit dem Einsatz von PUFF) untersucht man stets nur die „Anschwingbedingung im Kleinsignalbetrieb“. Zur Ermittlung des Signalverlaufs nach dem Einschalten, der maximalen Ausgangsleistung, der spektralen Anteile im Ausgangssignal und des Seitenbandrauschens muß man weiterführende Fachliteratur (z.B. die beiden amerikanischen Bücher) oder noch „stärkere Geschütze“ in Form der früher erwähnten teuren Spezialprogramme (z.B. SUPERCOMPACT, HARMONICA, EXPLORER etc.) heranziehen.

Ein für den Entwickler besonders unangenehmer Effekt ist die Tatsache, daß sich die S-Parameter des verwendeten Verstärkerbauelementes mit zunehmender Aussteuerung verändern, sei es wegen der sich ändernden, spannungsabhängigen Kapazitäten oder wegen einer Veränderung des Ruhestromes durch die Aussteuerung. Beides führt im End-



effekt zu einer weiteren Abweichung der Schwingfrequenz vom Entwurfswert, die man mit PUFF nicht erfassen kann.

Wird fortgesetzt.

12.2.5. Weiterführende Literatur

Wer sich weiter in das Thema „Oszillator-Design“ einarbeiten möchte findet nachfolgend, zusätzlich zum unten aufgeführten Literaturverzeichnis, weitere Literaturstellen:

a) Zeitschriftenaufsatz von G. Lohninger; guter, leicht erfaßbarer Einstieg [3].

b) Das bekannte Werk von ZINKE-BRUNSWIG [4]. Es enthält ein umfangreiches Oszillator-Kapitel mit etlichen theoretischen und mathematischen Grundlagen. Dort kann man sich nicht nur über Entwurf von Mikrowellenoszillatoren, sondern z.B. auch über die nötige Technologie und alle Probleme bzw. Hintergründe bei Quarzen und Quarzoszillatoren informieren.

c) Das in englischer Sprache erschienene Standardwerk von VENDELIN, PAVIO und ROHDE mit dem Titel:

Design of Microwave Circuits, using linear and nonlinear techniques [5]. Es ist ein sehr fundiertes Buch zum Thema Entwurf von Mikrowellen-Halbleiterschaltungen; alleine ca. 100 Seiten sind dem Thema Oszillatoren gewidmet. Dabei wird nach unterschiedlichen Entwurfskriterien (geringes Seitenbandrauschen, hohe Ausgangsleistung usw.) vorgegangen. Ebenso ausführlich werden viele Varianten an Verstärker- und Mischerschaltungen behandelt und als Abrundung folgt ein Kapitel über den Einsatz von Mikrowellen - CAD-Software (Super-Compact).

Das ist insofern interessant, als es jetzt eine Amateurversion gibt, die über die ARRL unter dem Namen "ARRL Radio-Designer, kurz ARD" vertrieben wird.

Sie bietet gegenüber PUFF den Vorteil, daß damit auch Rauschzahlberechnungen sowie

Schaltungsoptimierungen vorgenommen werden können. (siehe auch [6]).

d) Von ähnlicher hoher Qualität und ebenso empfehlenswert ist das amerikanische Buch: Design of Microwave Transistor Amplifiers von Guillermo Gonzalez. Es behandelt speziell die Realisierung von Verstärkerschaltungen unter allen denkbaren Gesichtspunkten, enthält aber ebenfalls ein sehr umfangreiches Kapitel über den Entwurf von Oszillatoren [7].

e) Im INTERNET findet man unter der Adresse <http://www.arrl.org/ard>

innerhalb der Homepage der amerikanischen Funkamateure (ARRL) eine eigene Seite für den eben erwähnten AMATEUR RADIO-DESIGNER (= ARD). Sie enthält viele ARD-Anwendungen, die im QST-Magazin erschienen und frei verfügbar sind. Es lohnt sich, hier speziell den Artikel:

Designing Low-Phase-Noise Oscillators von Dr. U. L. Rhode

herunterzuladen, da er zuerst die theoretischen Grundlagen für rauscharme Oszillatoren analysiert und dann eine praktische Schaltung mit Super-Compact untersucht [8].

e) Wer sich für die Entwurfsprobleme bei Quarzoszillatoren und ihre Lösung mit einer anderen, bekannten, modernen Simulationssoftware (PSPICE) interessiert, dem sei ein Artikel im HF-Report empfohlen [9]. Er ist deshalb interessant, weil es PSPICE als WINDOWS-Testversion mit begrenzter Bauteil-Anzahl und reduzierter Bauteilbibliothek, aber sonst voller Leistungsfähigkeit kostenlos gibt [10].

f) Im PUFF-Handbuch ist ebenfalls ein Entwurfsbeispiel für einen 5 GHz-Oszillator mit GaAs-FET enthalten, allerdings ist die mitgelieferte Erläuterung etwas zu knapp, um die theoretischen Hintergründe genau verstehen zu können [11].

Sehr ausführliche und exakte Ableitungen des dort benützten Prinzips finden sich in den beiden eben aufgeführten, amerikanischen Büchern.



12.2.6. Literaturverzeichnis zum Teil 8

- [1] Prof. Gisbert Glasmachers,
Theorie und Praxis des Laufzeitoszillators,
UKW-Berichte 2/97, Seite 109 - 115.
- [2] Microwave Handbook, Volume 1,
by M. W. Dixon, ISBN 0 - 900612 - 89 - 4,
Kapitel 5.12.4.; (Buch lieferbar über den
Verlag UKW-Berichte, Baiersdorf)
- [3] Gerhard Löhniger: Oszillatordesign in der
Hochfrequenztechnik — Optimale Ausle-
gung mit Si- und GaAs-Transistoren, Zeitschrift
„ELEKTRONIK“, Heft 6/1995, Seite 70 - 84.
- [4] Zinke-Brunswig: Lehrbuch der Hoch-
frequenztechnik, Band 1 und Band 2.
Springer Verlag Berlin. ISBN - Nummern 3-
540-51421-X und 3-540-55084-4.
- [5] George Vendelin, Anthony Pavio, Ulrich L.
Rhode: Microwave Circuit Design, using
Linear and Nonlinear Techniques“,
John Wiley & Sons. ISBN - Nummer 0-471-
58060-0.
- [6] Dr.-Ing. Jochen Jirrmann:
ARRL Radio Designer und Super-Compact,
UKW-Berichte 3/97, Seite 137 - 152.
- [7] Guillermo Gonzalez: Microwave Transistor
Amplifiers - Analysis and Design,
Verlag Prentice Hall.
ISBN - Nummer 0-13-254335-4.
- [8] Ulrich L. Rhode:
Designing Low-Phase-Noise Oscillators,
Zuerst erschienen in „QEX, Oktober 1994,
Seite 3 -12,
Jetzt in der Homepage der ARRL abgelegt
unter der Seite „<http://www.arrl.org/ard>“.
- [9] Detlev Göhrig: Simulation von Quarz-
oszillatoren, Zeitschrift „HF-Report“ Mai / Juni
2/97, Seiten 42 - 46.
- [10] Kostenlose Test-CD „DESIGN LAB“ der
Firma HOSCHAR, Karlsruhe.
Enthält „PSPICE Analog + Digital“, „DESIGN-
CENTER“, „SCHEMATICS“, „PCB-BOARDS“
mit Autorouter usw.
- [11] Englisch Handbuch PUFF, V 2.0,
Seiten 44 und 48.
- [12] Application Note AN1131 der Firma
Hewlett Packard: „Low Noise Amplifiers for
320 and 850 MHz Using the AT-32063 Dual
Transistor“, Im INTERNET unter:
<http://www.hp.com>) zu finden.

PHILIPS SEMICONDUCTORS
1BFR92A, Si-NPN RF-Transistor in package SOT 23
V_{ce} = 5V, I_c = 10mA
Common Emitter S-Parameters
GHz S MA R 50

f	S11	ANG	S21	ANG	S12	ANG	S22	ANG
0	0.7	0	23	180	0.0	90	0.97	0
0.04	0.669	-16.6	23.024	164.2	0.008	79.9	0.97	-8.2
0.1	0.593	-39.2	19.631	145.4	0.02	72.1	0.873	-17.5
0.2	0.449	-67.6	14.753	125.9	0.031	66.7	0.716	-24.7
0.3	0.356	-86.7	11.181	113.9	0.043	66.2	0.62	-26.8
0.4	0.313	-99.2	8.899	106.3	0.052	68	0.562	-27.2
0.5	0.275	-113.9	7.512	99.9	0.06	67.4	0.531	-26.9
0.6	0.243	-120.1	6.336	95.7	0.07	69.7	0.512	-26.9
0.7	0.219	-127	5.513	92.2	0.078	71.3	0.499	-26.9
0.8	0.213	-139.5	4.868	88.8	0.089	72.4	0.494	-27
0.9	0.194	-144.7	4.319	85.8	0.089	72.5	0.488	-27.2
1.0	0.182	-156.2	3.953	82.4	0.106	73.1	0.479	-27.4
1.2	0.190	-163.4	3.339	77.5	0.125	73.5	0.472	-28.3
1.4	0.193	-175.5	2.945	72.4	0.144	73.3	0.465	-30.1
1.6	0.185	-179	2.626	69.3	0.163	73.6	0.466	-31.4
1.8	0.163	163.1	2.316	65	0.181	73.3	0.465	-32.8
2.0	0.179	156	2.174	61.7	0.2	72.6	0.462	-34
2.2	0.21	142.6	1.977	57.6	0.219	72.5	0.443	-35.4
2.4	0.216	144.8	1.857	54.6	0.24	71.1	0.429	-38.9
2.6	0.23	143.8	1.762	52.1	0.258	70.5	0.424	-42.4
2.8	0.213	136.1	1.657	49.3	0.279	70	0.427	-44.9
3.0	0.24	127.1	1.571	45.5	0.299	68.6	0.419	-46