



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen, Teil 10

Fortsetzung aus Heft 2 / 98: Entwicklung eines 2 GHz - Oszillators

13. Überarbeitung des Schaltungsentwurfs

Seit der letzten Fortsetzung ist einige Zeit vergangen, in der es auch notwendig war, sich in neue Softwarepakete einzuarbeiten [1]. Die in der letzten Fortsetzung entworfene Oszillatorschaltung war nach dem Aufbau nur mühsam bis 1,7 GHz zum Schwingen zu bringen und verweigerte darüber den Dienst. Umfangreiche Simulationen und Messungen wurden durchgeführt um die Ursachen zu ergründen.

13.1. Der Transistor BFR92

Eine Tatsache stellte sich sehr schnell heraus: Zusatzbuchstaben hinter der Transistorbezeichnung bedeuten unglaubliche Unterschiede bei den S-Parametern von Hersteller zu Hersteller. Deshalb wurde auf den modernen, noch in Produktion befindlichen Typ

„BFR92P“ der Firma Siemens umgestellt, die ein riesiges Paket an S-Parameter-Files für ihre Halbleiter im Internet bereitstellt. Es war nun kein Problem mehr, für den Arbeitspunkt „4 V / 10 mA“ die passende „S2P“-Datei herunterzuladen, da nach Kollektorstrom (in Schritten von 1 mA steigend) und Kollektorspannung (in Schritten von 1 V steigend) geordnet wurde. Das für die folgende Arbeit verwendete File sieht dann im Original so aus (Tabelle 1):

(Hinweis: die Werte für „Null Hertz“ wurden abgeschätzt und von Hand nachgetragen, da PUFF sonst einen Fehler meldet, wenn die Simulation bei Null begonnen wird).

```
! SIEMENS Small Signal Semiconductors
! BFR92P
! Si NPN RF Bipolar Junction Transistor in
SOT23
! VCE = 4 V IC = 10 mA
! Common Emitter S-Parameters:
May 1996
# GHz S MA R 50
```



f [GHz]	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
0.00	0.716	0	23	180	0	90	1	0
0.010	0.7158	-5.0	22.883	175.8	0.0022	85.2	0.9840	-2.2
0.020	0.7068	-9.8	22.641	171.6	0.0048	84.0	0.9756	-4.6
0.050	0.6847	-24.1	21.791	160.6	0.0124	78.8	0.9433	-11.2
0.100	0.6308	-45.1	19.271	144.3	0.0221	71.0	0.8515	-19.5
0.150	0.5134	-62.3	16.401	131.0	0.0298	65.3	0.7581	-24.7
0.200	0.4474	-76.5	14.016	121.9	0.0356	62.9	0.6906	-27.2
0.250	0.3992	-88.9	12.039	114.4	0.0402	62.0	0.6199	-28.5
0.300	0.3444	-99.3	10.482	109.0	0.0450	62.3	0.5780	-28.8
0.400	0.2906	-115.9	8.269	101.1	0.0540	62.3	0.5229	-28.4
0.500	0.2581	-131.0	6.764	94.2	0.0630	63.7	0.4801	-28.1
0.600	0.2396	-142.6	5.739	89.2	0.0722	64.4	0.4639	-27.5
0.700	0.2239	-154.2	4.986	84.4	0.0815	65.0	0.4504	-27.5
0.800	0.2223	-163.9	4.384	80.4	0.0912	64.8	0.4405	-28.0
0.900	0.2152	-172.1	3.923	76.6	0.1011	64.8	0.4321	-28.7
1.000	0.2172	-178.7	3.584	73.4	0.1102	64.6	0.4244	-29.5
1.100	0.2222	-172.2	3.281	70.1	0.1204	64.4	0.4194	-30.8
1.200	0.2273	-165.9	3.045	66.8	0.1301	64.1	0.4113	-31.5
1.300	0.2274	-160.3	2.821	64.0	0.1404	63.3	0.4067	-32.8
1.400	0.2318	-154.4	2.627	61.7	0.1494	62.8	0.4023	-34.1
1.500	0.2357	-151.0	2.486	58.9	0.1594	62.0	0.3976	-35.7
1.600	0.2513	-145.5	2.330	55.9	0.1695	61.2	0.3935	-37.1
1.700	0.2560	-140.8	2.214	52.8	0.1792	60.5	0.3886	-38.6
1.800	0.2663	-136.1	2.125	50.9	0.1890	59.5	0.3826	-40.4
1.900	0.2791	-134.3	2.039	48.3	0.1987	58.6	0.3767	-42.4
2.000	0.2838	-130.6	1.935	45.7	0.2089	57.8	0.3708	-44.1
2.200	0.3025	-124.4	1.784	41.1	0.2289	55.7	0.3584	-46.4
2.400	0.3260	-118.1	1.663	36.0	0.2487	53.6	0.3424	-52.8
2.600	0.3530	-113.2	1.570	31.2	0.2686	51.4	0.3258	-57.6
2.800	0.3742	-108.8	1.473	27.1	0.2883	49.1	0.3083	-62.7
3.000	0.4003	-105.3	1.403	22.5	0.3079	46.7	0.2914	-68.9
3.500	0.4617	-96.7	1.236	13.3	0.3539	40.4	0.2438	-88.5
4.000	0.5198	-89.4	1.105	4.1	0.3994	34.2	0.2151	-115.5
4.500	0.5713	-83.2	1.007	-3.8	0.4430	27.5	0.2102	-146.2
5.000	0.6123	-77.4	0.916	-12.1	0.4799	20.4	0.2334	-174.0
5.500	0.6586	-71.3	0.803	-19.3	0.4958	12.6	0.2400	-159.3
6.000	0.6582	-66.2	0.772	-22.2	0.5416	8.6	0.3341	-154.1

© SIEMENS AG Semiconductor Group, Munich

Tab. 1: S2P-Datei für den Transistor BFR92P

13.2. Berücksichtigung der Footprint-Kapazitäten

Trotz der raumsparenden SMD-Gehäuseform hat jedes Bauteil zwei kleine Kapazitäten von beiden „Anschlüssen“ gegen Masse. Diese Kapazitäten wirken sich bei einem Oszillator mehr aus als bei einer Verstärkerschaltung. Deshalb ist es erforderlich, sich zunächst einen Überblick über die Größenordnung dieser Zusatzkapazitäten zu verschaffen. Natürlich könnte man das auch mit einem Taschenrechner und den bekannten Formeln für einen Plattenkondensator berechnen, aber es gibt auch einen schöneren Weg:

1. Schritt:

Mit Hilfe eines Leiterplatten-CAD-Programms ermittelt man die genaue Länge und Breite

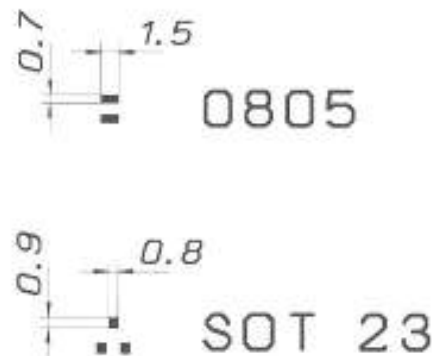


Bild 1: Maße der Löt-Pads für SMD-Bauteile der Größe 0805 und SOT 23

der Löt-Pads für die SMD-Bauformen „0805“ (= Kondensatoren, Widerstände) und „SOT23“ (Transistor BFR92P). Bild 1 zeigt das Ergebnis.

2. Schritt

Jeder dieser kleinen Löt-Pads kann als Streifenleitung aufgefaßt werden, bei der die Leitungsbreite genau der Breite eines Footprints entspricht. Also ruft man „PUFF“ auf und beginnt mit dem Löt-Pad der Größe „0805“. Hierfür gilt eine Breite von 1,5 mm und eine Länge von 0,7 mm. Dies trägt man im Feld F3 zunächst als Microstrip-Line „tl 50Ω“ mit einer Länge von 0,7 mm ein und variiert solange den Wellenwiderstand, bis sich (nach der Eingabe des Gleichheitszeichens zur Anzeige der Leitungsdaten) die korrekte Breite von 1,5 mm eingestellt hat. Dazu ist (bei $\epsilon = 4,3$ und einem Verlustfaktor $lt = 0,02$ für $f = 2$ GHz beim Material FR4) ein Wellenwiderstand von $Z = 71,9 \Omega$ nötig (Siehe Bild 2).

3. Schritt

Im Feld F1 wird dieses Leitungsstück (Microstrip mit $Z = 71,9 \Omega$ und Länge 0,7 mm) plziert. Ein Ende wird mit Port 1 verbunden, das andere läuft leer. Man plottet nun für den Frequenzbereich 0 bis 2 GHz den Verlauf für S11, stellt dann im Feld F2 den Cursor auf S11 und drückt das Gleichheitszeichen. Im Dialogfenster erscheinen sofort der Wirk- und

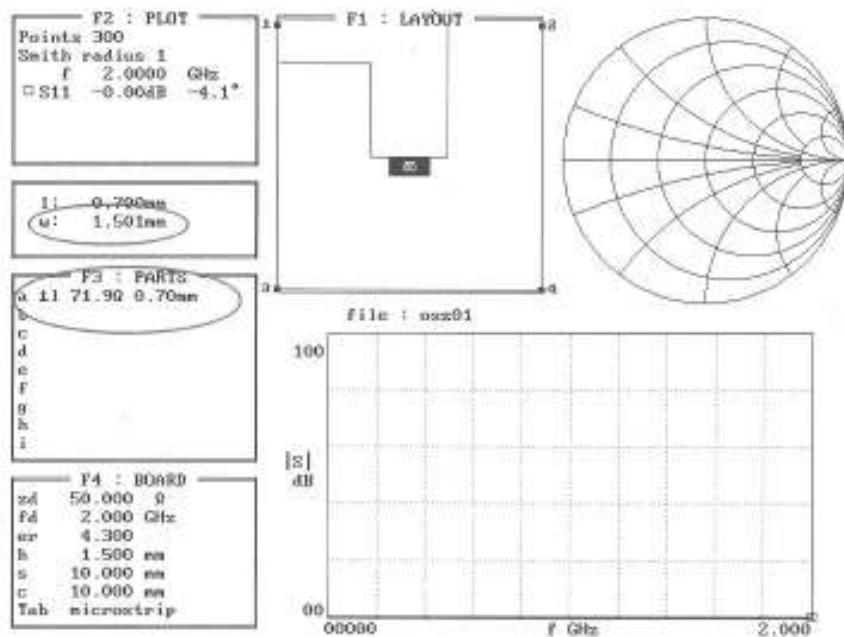


Bild 2:
Bestimmung der
"Ersatz-Streifen-
leitung" für ein
0805-Pad

Blindanteil von S11 für die vorgewählte Designfrequenz $f = 2$ GHz, aber auch die „Ersatzbauteile“. Schaltet man nun noch mit der Tabulatortaste auf „Leitwertdiagramm“ um, kann man für den „0805“-Lötflack eine Parallelkapazität von 0,058 pF ablesen (**Bild 3**).

4. Schritt

Leider ist es damit noch nicht getan, denn der „Feldlinienüberstand“ an den Leitungsenden muß noch berücksichtigt und die sogenannte „Open-End-Extension“ ermittelt werden. Dazu benötigt man wieder das zu-

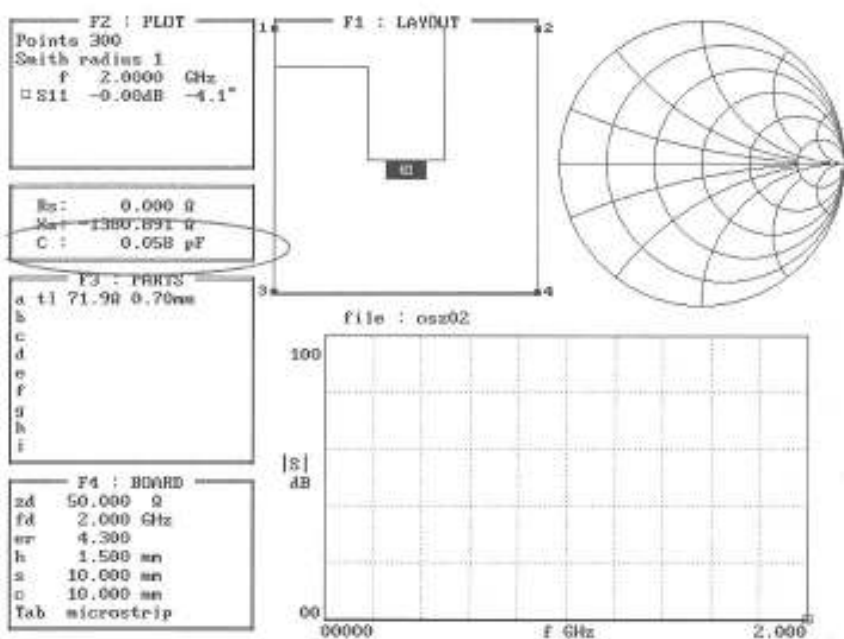


Bild 3:
Kapazität eines
0805-Pads ohne
Open-End-Extension

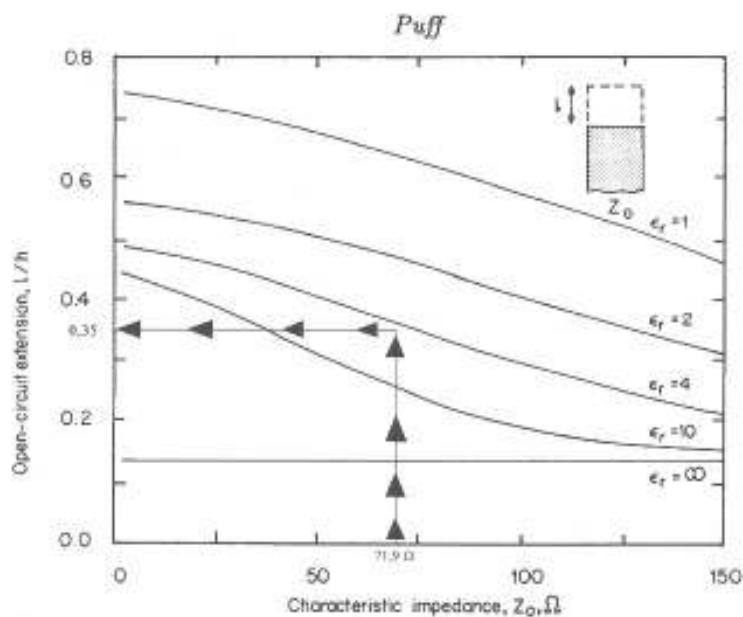


Bild 4:
Ermittlung der
Open-End-Extension
für eine 0805-Pad-
Kapazität (Dicke der
Leiterplatte: 1,5 mm,
 $\epsilon_r = 4,3$)

gehörige Diagramm von Seite 38 aus dem PUFF-Handbuch (**Bild 4**) und entnimmt daraus für die Leitung mit $71,9 \Omega$ bzw. $\epsilon = 4,3$ die erforderliche Korrektur von $l/h = 0,35$. Bei einer Platinendicke von 1,5 mm erhält man damit eine Leitungsverlängerung von 0,525 mm.

5. Schritt

Jetzt heißt es genau aufzupassen, denn nun müssen mehrere Fälle unterschieden werden:

a) Stößt an dieses Bauteil mit der Größe 0805 ein weiteres Bauteil mit denselben Maßen, dann gilt diese Open-End-Verlängerung nur einmal (nämlich unter dem Bauteil, sozusagen „nach innen“).

b) Fährt man dagegen von diesem Bauteil-Pad mit einer extrem dünnen Leitung weiter, hat man den Grenzfall der „zweiseitigen Verlängerung“ vor liegen (da die Feldlinien nun an beiden Enden des Bauteils „überstehen“).

c) Sobald die Verbindungsleitung zum nächsten Bauteil dicker wird, liegt man sowieso zwischen der einseitigen und der zweiseitigen Verlängerung.

Wiederholt man also den 3. Schritt für die beiden Streifenleitungslängen

$0,7 \text{ mm} + 0,525 \text{ mm} = 1,225 \text{ mm}$ bzw.

$0,7 \text{ mm} + 2 \times 0,525 \text{ mm} = 1,75 \text{ mm}$

so erhält man die Gesamtkapazitäten von ca. 0,1 pF bei einseitiger Verlängerung und ca. 0,145 pF bei zweiseitiger Verlängerung.

6. Schritt

Alle oben genannten Schritte müssen nun ebenfalls für das „SOT23-Pad“ durchgeführt werden. Bei einer Leiterbreite von 0,8 mm gehört dazu ein Streifenleitungs-Wellenwiderstand von $94,3 \Omega$. Die Open-End-Verkürzung sinkt auf $l/h = 0,3$, also auf etwa 0,45 mm. Bei „einseitiger Verlängerung“ erhält man hierbei eine Kapazität von 0,083 pF, bei „zweiseitiger Verlängerung“ sind es 0,111 pF. Damit lassen sich nun für jeden Schaltungsknoten bzw. Bauteilanschluß innerhalb der Oszillatorschaltung die zusätzlich wirksamen Pad-Kapazitäten abschätzen und in die Simulation einbeziehen.

13.3. Wichtige Schaltungsdetails

Der Ruhestrom des Transistors soll 10 mA betragen und in üblicher Weise mit Basis-

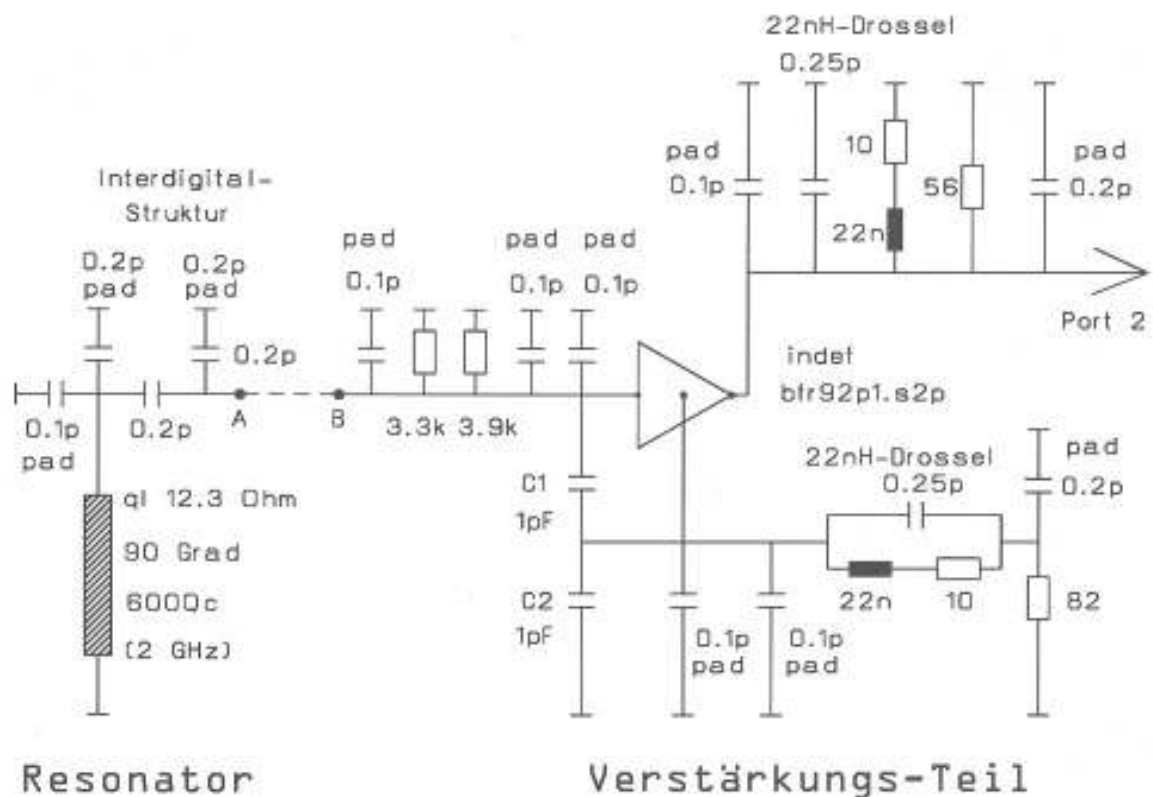


Bild 5: Wechselstrom-Schaltbild des Oszillators für die Simulation mit PUFF

spannungsteiler sowie Emitterwiderstand eingestellt bzw. stabilisiert werden. Dabei muß man berücksichtigen, daß der Spannungsteiler möglichst hochohmig gewählt wird, da er eine zusätzliche Bedämpfung darstellt.

Die beiden Teilerwiderstände haben für einen gewählten Ruhestrom von 10 mA die Werte 3,3 k Ω bzw. 3,9 k Ω . Sie werden im Wechselstromschaltbild als Parallelschaltung von der Basis nach Masse eingetragen.

Der Kondensator C2 vom Emitter nach Masse sollte möglichst wenig vom Emitterwiderstand merken, da sonst der gewünschte Effekt (S11 größer als 1 und damit negativer Eingangswiderstand zur Verstärkung) abgeschwächt oder total zunichte gemacht wird. Zum vorgesehenen Widerstand mit 82 Ω wird deshalb eine kleine SMD-HF-Drossel mit 22 nH

in Reihe geschaltet. Entsprechend der Güteangabe des Herstellers ($Q = 50$) wird hier ein Reihen-Verlustwiderstand von ca. 10 Ω vorgesehen; ihre Eigenresonanz berücksichtigt man durch eine Parallelkapazität von ca. 0,25 pF zur Reihenschaltung aus Induktivität und Verlustwiderstand.

Die Ausgangsspannung des Oszillators wird zur breitbandigen Anpassung über ein 3 dB-Dämpfungsglied am Kollektor abgenommen. Der durch den Kollektorwiderstand von 56 Ω verursachte Gleichspannungsabfall wird durch Parallelschaltung einer 22 nH-Drosselspule zum Widerstand kompensiert.

13.4. Wechselstrom-Schaltbild für die Simulation mit PUFF

Nun werden die noch fehlenden Teile für die Simulation zusammengetragen.

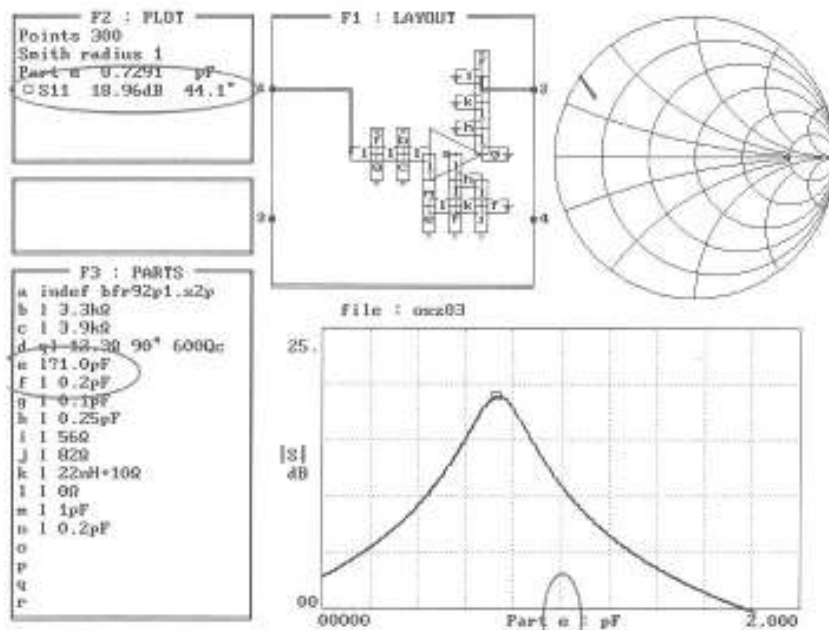


Bild 6:
Bestimmung des optimalen Wertes für den Kondensator C1

Beim Keramikresonator wurden die neuesten Unterlagen der Firma Siemens aus dem Internet herangezogen. Für den gewählten Resonatortyp mit einem Querschnitt von $6 \times 6 \text{ mm}^2$ und $\epsilon = 38$ liegt die Güte bei $Q = 600$ und wird vor allem durch die ohmschen Verluste der Silberbeschichtung und den Skin-Effekt begrenzt. Man betrachtet also den Resonator als am Ende kurzgeschlossene, verlustbehaftete Transmission Line (= „quality line“) und nimmt folgenden Daten in die PUFF-Bauteilliste F3 auf:

$$q1 \ 12.3\Omega \ 90^\circ \ 600Qc$$

Zur Ankopplung des Resonators an die Transistorschaltung dient ein Interdigitalkondensator, der die Betriebsgüte und damit die Rauscheigenschaften des Oszillators verschlechtert, falls er zu groß gewählt wird. Sein Wert wird (siehe auch letzte Fortsetzung) irgendwo in der Nähe von 0.2 pF liegen.

Bei dieser Lösung darf man nicht übersehen, daß sich durch die Interdigitalstruktur zusätzliche Parallelkapazitäten gegen Masse ergeben. Sie hängen sehr von der Platinendicke und der wirksamen Dielektrizitätskonstante des Leiterplattenmaterials ab. Für diesen

Entwurf wird einfach von einem Kapazitätswert in der Größenordnung der geforderten Koppelkapazität (0.2 pF) auf jeder Seite ausgegangen.

Bei den beiden Kondensatoren C1 und C2 des kapazitiven Spannungsteilers wird für den ersten Entwurf der vorgesehene Wert von je 1 pF verwendet. Im nächsten Kapitel soll dann aber ihr Einfluß untersucht und die Schaltung optimiert werden.

So kommt man unter Berücksichtigung aller besprochenen Details zu einem sehr aufwendigen Gebilde für die Simulation mit PUFF (Siehe **Bild 5**). Die darin eingetragene gestrichelte Linie zwischen den Punkten A und B trennt gedanklich den Resonatorteil mit Ankoppelkapazität vom aktiven Schaltungsteil, der den für die Dauerschwingung erforderlichen negativen Eingangswiderstand (zur Verstärkung = „Entdämpfung“) produziert. Auf diese Weise kann man nun verschiedene Bauteilwerte der Transistorschaltung mit dem „Component Sweep“ von PUFF variieren und ihren Einfluß auf den Faktor S11 der Schaltung (also bei Punkt „B“) bestimmen.

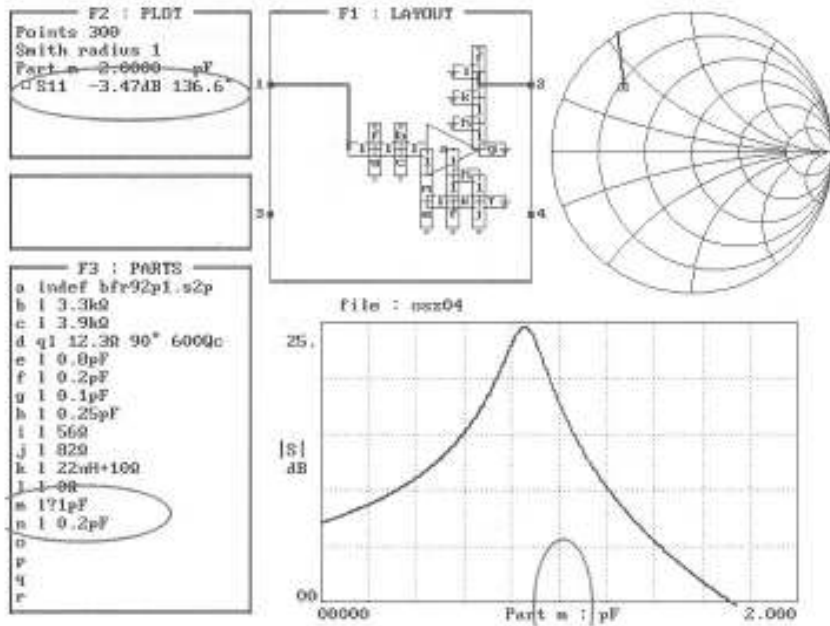


Bild 7:
 Bestimmung des optimalen Wertes für den Kondensator C1

13.5. Festlegung von C1 und C2

Mit Hilfe von PUFF, samt seinem „Component Sweep“, werden nacheinander die optimalen Werte der beiden Kondensatoren

ermittelt. „Optimal“ bedeutet, daß man versucht, die Eingangsreflektion S11 bei $f = 2$ GHz auf den höchsten (positiven) Wert zu bringen. Dazu geht man wie folgt vor:

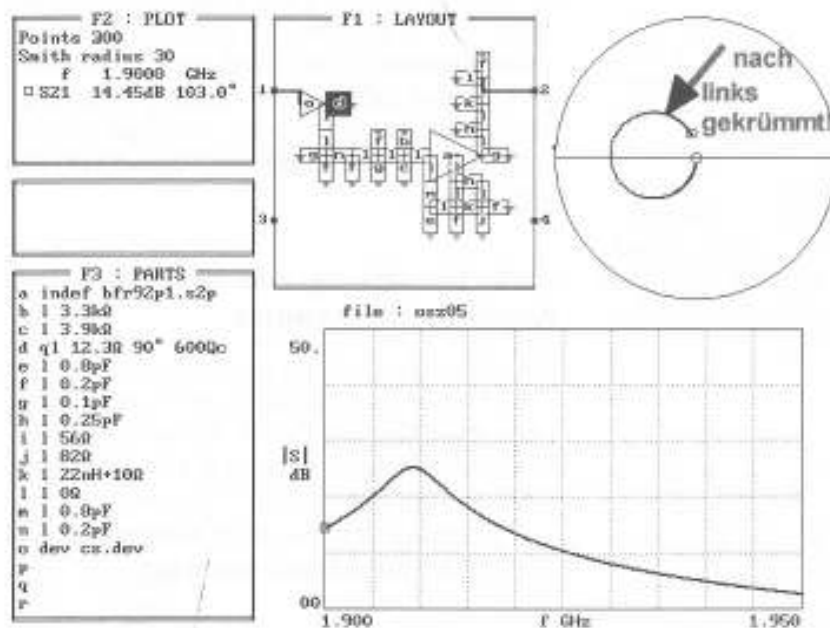


Bild 8:
 Erster Simulationsdurchlauf für die vorgegebene Schaltung

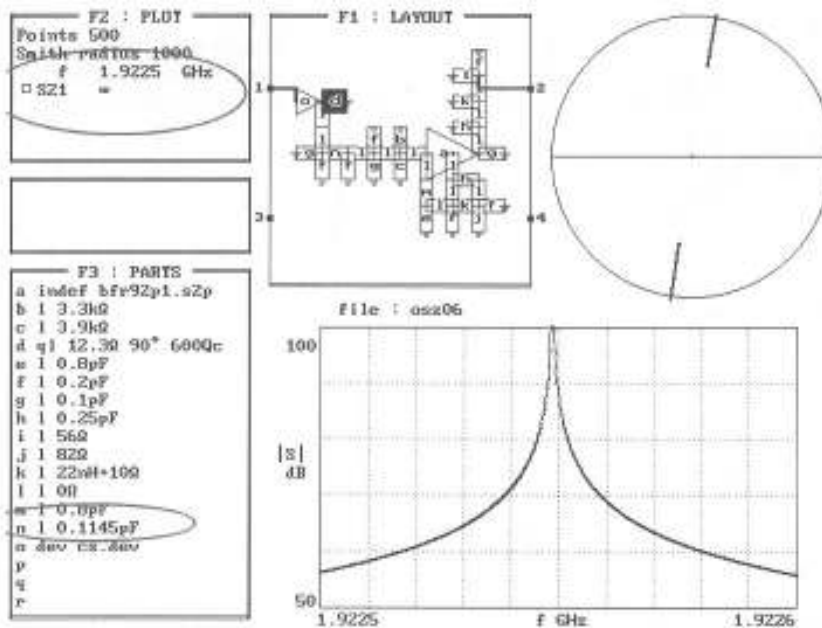


Bild 9:
Ermittlung des
Einsatzpunktes der
Schwingung durch
Verändern des
Koppelkondensators
bei Resonator

1. Schritt:

Zuerst gibt man in Liste F3 die erforderlichen Bauteile nur für die Verstärkungsschaltung ab Punkt B" (= rechts der in Bild 5 eingetragenen Trennlinie) ein und erstellt in Feld F1 die entsprechende Simulationsschaltung.

2. Schritt:

Ebenfalls unter F3 setzt man beim Kondensator C2 (= Bauteil „e“) vor den eigentlichen Bauteilwert mit 1 pF ein Fragezeichen. Die übrigen Einstellungen wie „Designfrequenz 2 GHz, Platinendicke = 1,5 mm, $\epsilon = 4.3$, Kupferdicke = metal thickness mt = 0,035 mm, Verlustfaktor = loss tangent = 0,02“ sind hoffentlich noch im File enthalten. Notfalls das benützte File mit einem Texteditor aufrufen und die Einträge kontrollieren!

3. Schritt:

Nach Drücken von F2 ändert man zunächst an der waagerechten Achse des unteren Diagrammes („rectangular plot“) die Achsenteilung für den „gesweepeten Kondensator C2“ in 0 bis 2 pF.

4. Schritt:

Startet man den Plot-Vorgang (**Bild 6**), so erkennt man sehr schön, daß man für C2 = 0,8 pF ein Maximum bei S11 erhält. Diesen Wert setzt man in der Liste F3 beim Bauteil „e“ ein, nachdem man das Fragezeichen wieder entfernt hat.

Dafür wird nun in F3 der Wert beim Kondensator C1 (= Bauteil „m“) mit dem Fragezeichen versehen; das Ergebnis des Plot-Vorgangs zeigt **Bild 7**. Sehr schön ist darin zu sehen, daß der Wert von C1 = 0,8 pF (wie bei C2) genau paßt und den Höchstwert von S11 produziert.

13.6. Ermittlung des erforderlichen Koppelkondensators

Zunächst komplettiert man die Schaltung in Feld F1 um den Resonatorteil einschließlich Interdigital-Struktur samt Pad-Kapazitäten. Es fehlt aber noch die schon bekannte Konstantstromquelle „cs.dev“. Sie wird von Port 1 angesteuert und speist ihr Ausgangssignal direkt am Resonatoranschluß ein.

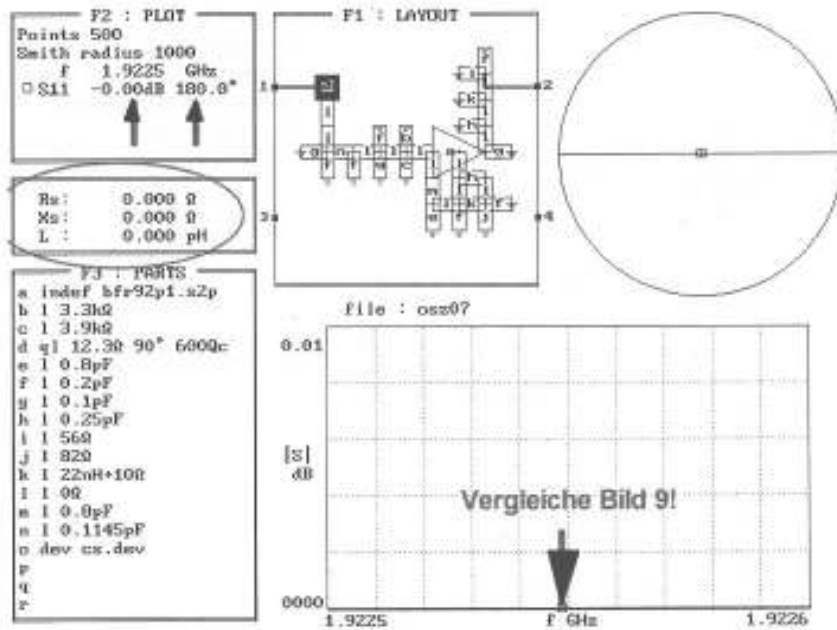


Bild 10:
Kontrolle des
Einsatzpunktes der
Schwingung über
die "konventionelle
Methode"

Stellt man nun den Radius des Smith-Charts auf 30 und plottet die Vorwärtsverstärkung S21 im Bereich zwischen 1,8 und 2 GHz (**Bild 8**), so braucht man sich nur noch anzusehen, in welche Richtung der S21-Kreis im Smith-Chart gekrümmt ist:

Eine Krümmung nach links bedeutet, daß man den Punkt des Schwingungs-Einsatzes bereits erreicht und sogar überschritten hat. Der Resonator wird folglich durch den „negativen Widerstandsüberschuß“ bereits wieder bedämpft und S21 hat deshalb abgenommen. Dagegen hilft nur eine Verkleinerung des Koppelkondensators.

Eine Krümmung nach rechts heißt, daß der negative Eingangswiderstand der Transistor-schaltung noch nicht ausreicht, um die Verluste zu decken. Also schwingt der Oszillator noch nicht und man muß den Koppelkondensator vergrößern.

Genau im Einsatzpunkt der Schwingung erhält man eine unendlich große Verstärkung S21 - diesen Punkt muß man mit Hilfe von PUFF suchen.

Wie man aus Bild 8 und der Krümmung des Smith-Charts nach links ersehen kann,

schwingt der Oszillator längst und die An-kopplung muß vermindert werden. **Bild 9** zeigt die erforderlichen Änderungen beim Koppelkondensator (= Bauteil „n“), um genau den gesuchten Einsatzpunkt mit $S_{21} > 100$ dB zu treffen.

Anmerkung:

Wer dieser unkonventionellen Methode mit PUFF 2.1 nicht recht traut, kann auf folgende, bereits in den vorherigen Fortsetzungen beschriebene „konventionelle“ Weise das Ergebnis überprüfen:

Man löse die Masseverbindung am Resonator, verbinde das dadurch zugänglich gewordene untere Resonatorenende mit Port 1 und lasse sich für die Umgebung der Resonanzfrequenz die Eingangsreflektion S11 mit hoher Auflösung plotten. Dort wo S11 exakt Null ist und die Phase von „-180 Grad“ auf „+180 Grad“ wechselt, liegt der Einsatzpunkt der Schwingung. Bei sehr genauer Durchführung dieser „Kontroll-Simulation“ erhält man erfreulicherweise genau denselben Frequenzwert wie bei der neuen Methode (Siehe **Bild 10**).

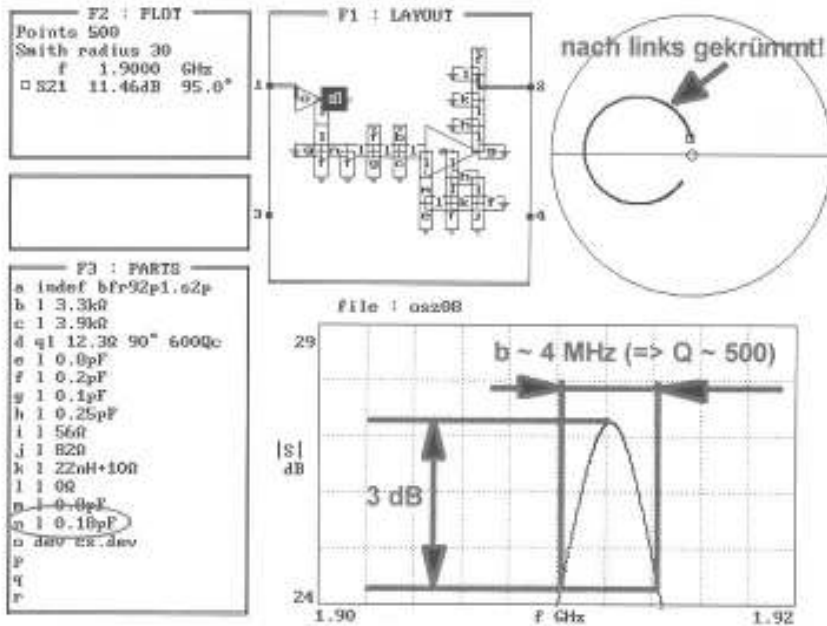


Bild 11:
Festlegung der
Koppelkapazität für
eine "Betriebsgüte"
von $Q \geq 500$

Wie bereits angesprochen, ist es nicht sehr sinnvoll, diesen Betriebszustand zu wählen. Die kleinste Streuung oder Alterung führt zum Abreißen der Schwingung oder verhindert das Anschwingen. Man stellt deshalb die Mitkopplung stärker als nötig ein und sorgt dann erst durch eine passende Amplituden-Stabilisierung für ein Anwachsen der Oszillatorspannung und dann für eine Abnahme der

Verstärkung mit zunehmender Amplitude bis zum Erreichen eines stabilen, maximalen Ausgangspegels unter allen möglichen Betriebszuständen.

Dies läßt sich dadurch erreichen, daß man die Kopplung so fest macht, bis sich durch den „negativen Widerstands-Überschuß“ eine Güte der Schaltung von etwa $Q = 500$

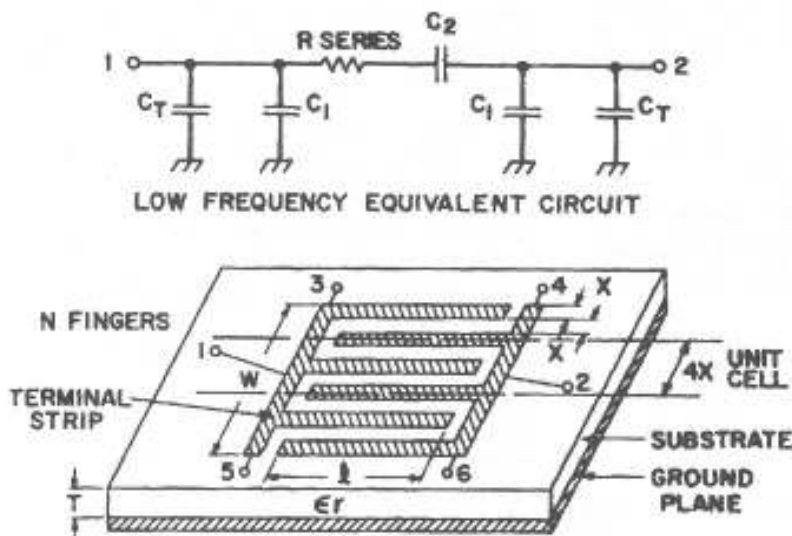


Bild 12:
Geometrie der für den
Entwurf verwendeten
Interdigital-Struktur

Die VARIAN VTR 6201 A 2 ist eine Leistungswanderfeldröhre für linearen Betrieb im Frequenzbereich von 2 - 7 GHz und 200 Watt Ausgangsleistung bei 20 mW Eingangsleistung. Aufgrund ihrer Breitbandigkeit ist die Röhre für die 3 Amateurbänder 13 cm, 9 cm und 6 cm gleichermaßen geeignet. Für die Stromversorgung sind nur 3 Spannungen notwendig: Heizung = 6,3 V / 2,1 A; Collector = 2750 V / 400 mA; Helix = 4400 V / 10 mA. Anschlußstecker: HF-Eingang = SMA-Buchse, HF-Ausgang = LC-Buchse. Der LC-Stecker für den Ausgang wird mitgeliefert. Aufgrund der hohen Ausgangsleistung von 200 Watt ist die Röhre auch ideal für EME-Anwendungen. Wegen der Breitbandigkeit und der hohen Verstärkung eignet sich die Röhre auch zum Einsatz bei FM-TV zwischen 2 und 7 GHz. Die Röhren sind gebraucht und funktionsgeprüft. Die lieferbare Anzahl ist begrenzt.

200 Watt HF von 2-7 Ghz



VARIAN VTR - 6201 A 2

Exportpreis (ohne MwSt): 1.600,- DM
Preis im Inland und EU (mit 16 % MwSt): 1.856,- DM

AEG-Wanderfeldröhre, 8-18 GHz / 20 Watt, bei 10,4 GHz = 50 W HF, Verstärkung 43 dB Preis: 1.600,- DM / 1.856,- DM

Für Spezialisten: 5 GHz - TWT-Verstärker, Ausgangsleistung: 1 KW bei 30 dB Verstärkung Preis: auf Anfrage

Weiter handeln wir mit neuwertigen gebrauchten Meßgeräten aller namhaften Hersteller, unterhalten ein umfangreiches Lager und verkaufen an jedem 1. Samstag im Monat von 11 - 15 Uhr alte Meßgeräte ab Stapel zu Billigpreisen!

M B M T MESSTECHNIK GMBH CARL-ZEISS-STRASSE 5 D - 27211 BASSUM / GERMANY
TELEFON: 49 - (0) 42 41 - 93 20 - 20 oder - 21 TELEFAX: 49 - (0) 42 41 - 93 20 - 30

bis 1000 einstellt. Man erkennt das leicht im „rectangular plot“-Diagramm daran, daß die S₂₁-Kurve nach der bekannten Güte / Bandbreitenformel eine 3 dB-Bandbreite von ca. 2 bis 4 MHz aufweist.

Bild 11 stellt schließlich diesen Betriebsfall dar. Daraus entnimmt man eine erforderliche Koppelkapazität von maximal 0,18 pF, die als Interdigitalkondensator realisiert wird. Daß dabei die Schwingfrequenz, durch die diversen zusätzlichen Kapazitäten in der Schaltung, tiefer als die Eigenresonanz des Resonators liegen muß, wurde bereits früher erwähnt.

Die Simulation läßt schon ahnen, daß man wohl nicht wesentlich über 1910 MHz kommen wird.

13.7. Dimensionierung eines Interdigitalkondensators

Da an anderer Stelle zu diesem Thema noch ausführlicher zu berichten ist [2], folgt hier

nur eine kurze Zusammenfassung des Entwurfsablaufes.

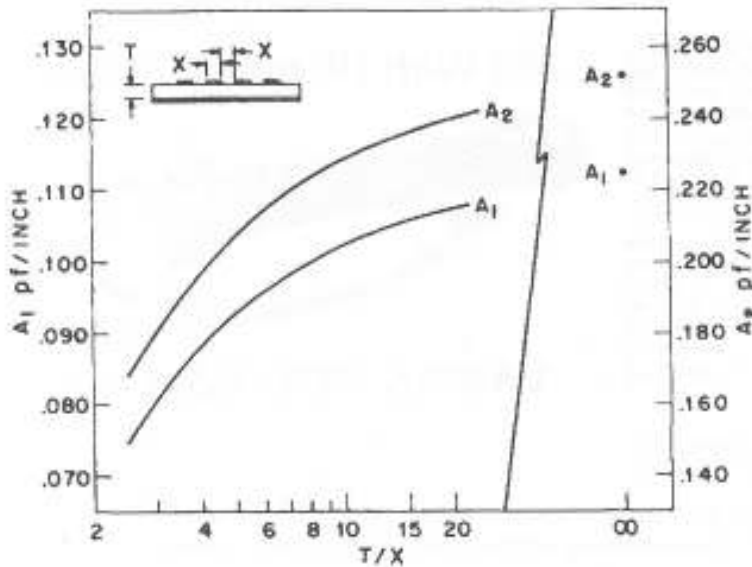
Die wichtigsten Grundlagen findet man im Artikel von Gary D. Alley [3]. Er benützt die in **Bild 12** dargestellte Fingerstruktur, bei der sowohl die Fingerbreite wie auch der Fingerabstand mit „X“ bezeichnet werden und gleich groß sind. Für die Koppelkapazität (in pF) gilt dann folgender Zusammenhang mit der Fingerlänge:

$$C_{\text{koppel}} = \frac{L^2}{W} \times (\epsilon_r + 1) \times [(N-3) \times A_1 + A_2]$$

Wobei gilt:

- L = Fingerlänge in inch
- W = Breite der Anordnung in inch
- N = Anzahl der Finger
- ϵ_r = Dielektrizitätskonstante der Platine

A₁ und A₂ sind zwei Größen, die vom Verhältnis der Platinendicke (T) zum erwähnten Fingerabstand (X) abhängen. Ihre Werte kön-



Effect of substrate thickness on C_2 .

Bild 13:
Bestimmung der Größen A_1 und A_2 für $X = 0,254$ und eine Platinendicke $T = 1,5$ mm, also $T/X = 5,9$

nen für das benützte Verhältnis T/X aus Bild 13 entnommen werden.

Damit läßt sich der Interdigitalkondensator mit 0,18 pF folgendermaßen entwerfen:

1.Schritt:

Als Vorgabe wählt man z.B. eine Struktur mit 6 Fingern und einer Fingerbreite bzw. Fingerabstand $X = 0,01$ inch = 0,25 mm. Das ergibt eine Breite W der Anordnung von:
 $W = 11 \times 0,01$ inch = 0,11 inch = 2,79 mm.

Die Dielektrizitätskonstante des FR 4-Materials beträgt bei $f = 2$ GHz erfahrungsgemäß nur noch $\epsilon = 4,3$.

2. Schritt:

Bei einer Platinendicke $T = 1,5$ mm und einem Abstand $X = 0,254$ mm ergibt sich ein Verhältnis

$$\frac{T}{X} = \frac{1,5\text{mm}}{0,254\text{mm}} = 5,9.$$

Aus **Bild 13** entnimmt man dazu die Werte A_1 ca. 0,095 und A_2 ca. 0,22.

3. Schritt:

Damit kann man sich mit obiger Formel eine kleine Übersichtstabelle für Fingerlängen zwischen 0,04 inch (= ca. 1 mm) und 0,12 inch (= ca. 3 mm) mit einer Schrittweite von 0,02 inch (= ca. 0,5 mm) berechnen:

Fingerlänge in inch	0,04	0,06	0,08	0,1	0,12
Fingerlänge in mm	1,016	1,524	2,032	2,54	3,048
Koppelkapazität in pF	0,0426	0,098	0,17	0,27	0,38

Der Rest ist kein Problem, denn mit der Fingerlänge von 0,08 inch (also etwa 2 mm) ist man fast bei $C = 0,18$ pF angelangt.

13.8. Stromlaufplan und Platinen-Layout

Aus der vorhergehenden Fortsetzung des Artikels übernimmt man die Stromversorgung mittels Festspannungsregler und die aufwendigen Siebungen. Die vollständige Schaltung ist in **Bild 14** dargestellt. **Bild 15** zeigt die fertig bestückte Platine im gefrästen Alugehäuse mit SMA-Ausgangsbuchse und Breitbandfilter für die Betriebsspannung. Der

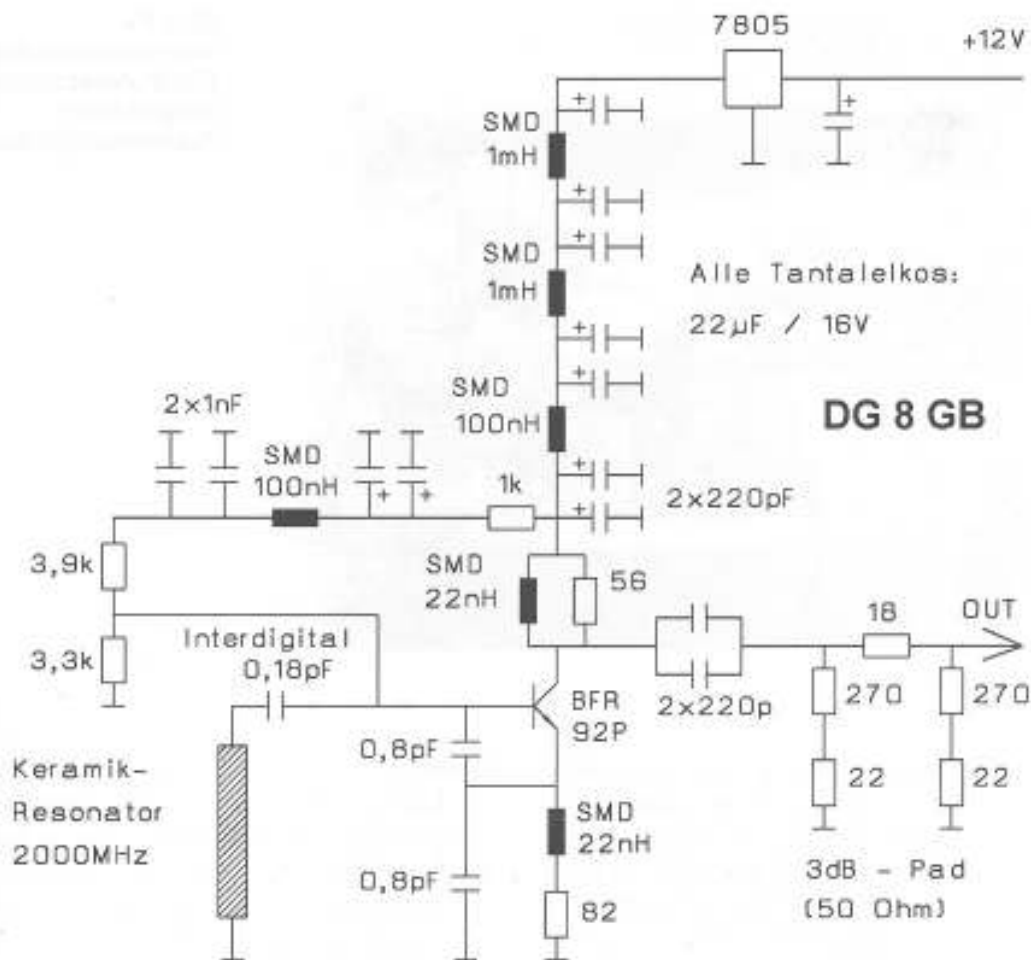


Bild 14: Stromlaufplan der aufgebauten und untersuchten Oszillatorschaltung

Interdigitalkondensator, der Keramikresonator, die Siebung mit Tantalelkos und das Dämpfungsglied am Ausgang sind darauf gut zu erkennen.

13.9. Meßergebnisse

Mit einem Frequenzzähler (hp 5245) wurde die Ausgangsfrequenz zu $f = 1,896540$ GHz bestimmt. Bei einer 24 Stunden-Messung wurde eine Frequenzänderung um maximal 200 kHz beobachtet. Die Frequenzänderung ist in den ersten 5 bis 10 Minuten am stärksten; Abhilfe könnte ein temperaturgeregelter Ofen schaffen.

Die Anordnung ist durch das gefräste Alugehäuse und den 3 mm dicken Deckel mit „Leit-

silberdichtung“ mechanisch sehr stabil und deshalb die Empfindlichkeit gegen Mikrofonie sehr gering: mechanische Erschütterungen, z.B. mit einem Schraubendreher, lassen die Frequenz maximal um einige kHz wegspringen und anschließend wieder genau zum alten Wert zurückkehren.

Auch der Einsatz eines Festspannungsreglers zur Stabilisierung der Versorgungsspannung zahlt sich aus: erhöht man die angelegte Versorgungsspannung um 1 V, ändert sich die Frequenz lediglich um ca. 5 kHz.

Der gemessene Absolutwert der Schwingfrequenz liegt jedoch deutlich tiefer als die Voraussage der Simulation. Vermutlich sind z.B. die Interdigitalkapazität oder die Schaltkapa-

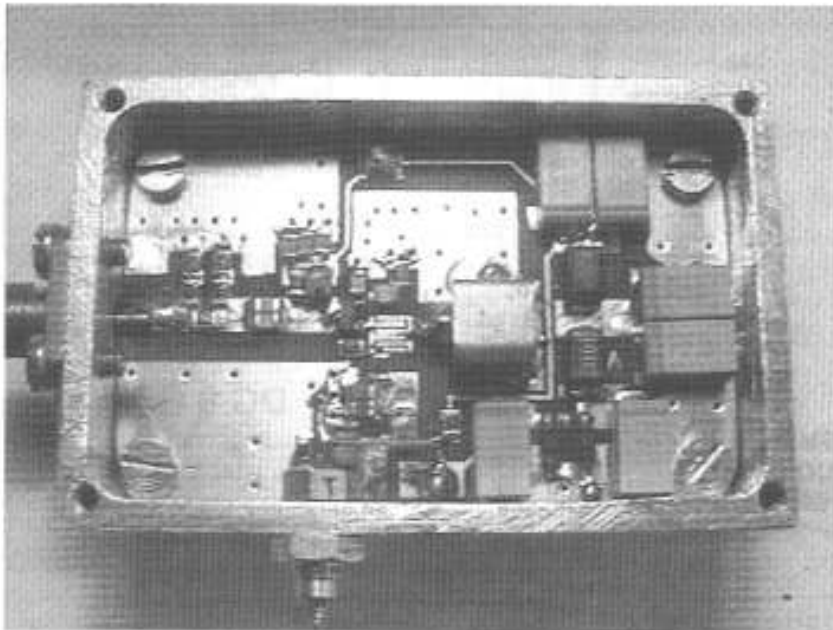


Bild 15:
Musteraufbau der
Oszillatorschaltung
im gefrästen
Aluminiumgehäuse

zitäten doch etwas größer als angenommen. Wahrscheinlich ist aber die Amplitudenstabilisierung mit ihrer Großsignal-Aussteuerung bis hin zur stabilen Ausgangsamplitude (und den daraus folgenden Parameteränderungen beim Transistor) noch mehr an dieser Abweichung beteiligt.

Die Bestimmung der Ausgangsleistung mit einem hp-Powermeter 432A ergibt einen Pegel von -1 dBm an 50 Ohm.

Weiterhin wurde der Oberwellenabstand mit einem Spektrumanalyzer gemessen. Bezogen auf die Amplitude der Grundwelle ergeben sich folgende Dämpfungswerte:

- für die doppelte Frequenz: $a = 18$ dB
- für die dreifache Frequenz: $a = 18$ dB
- für die vierfache Frequenz: $a = 25$ dB
- für die fünffache Frequenz: $a = 14$ dB.

Weiterhin wurde mit dem Spektrumanalyzer nach folgendem System das Seitenbandrauschen untersucht:

1. Schritt:

Hinter eine kalibrierte Rauschquelle (Rhode & Schwarz SKTU, Rauschzahl: 0 bis 30 dB im

Bereich 10 MHz bis 1 GHz) wurde zunächst ein MMIC-Verstärker mit einer Verstärkung von 25 dB und einer Rauschzahl von weniger als 2 dB geschaltet. Diese Kombination wurde dann an den Spektrumanalyzer angeschlossen, am Rauschsender auf $F = 30$ dB gedreht und bei $f = 100$ MHz geprüft, ob am Analyzer bei einer Meßbandbreite von $f = 1$ kHz ein Absolut-Pegel von etwa -89 dBm zu messen war. Dabei wurde das „Videofilter“ des Analyzers eingeschaltet und auf $b = 10$ Hz gestellt, um eine Anzeige mit wenig Amplitudenschwankungen und wenig überlagertem Rauschen zu erhalten. Wegen der dadurch erforderlichen extrem langsamen Ablenkgeschwindigkeit wurde im Speicherbetrieb gearbeitet. Die Absoluteichung des Analyzers wurde mit seinem eingebauten Kalibrierszillator vorgenommen, der vorher jedoch mit dem Powermeter kontrolliert wurde.

(Man erhält diesen theoretischen Pegelwert, wenn man zum „Grundrauschen von 50 Ohm bei Raumtemperatur“ von -174 dBm für 1 kHz Bandbreite die eingestellte Rauschzahl von 30 dB sowie die Verstärkung von 25 dB addiert. Wenn die Meßbandbreite des Analyzers von 1 kHz einigermaßen mit der „Rausch-

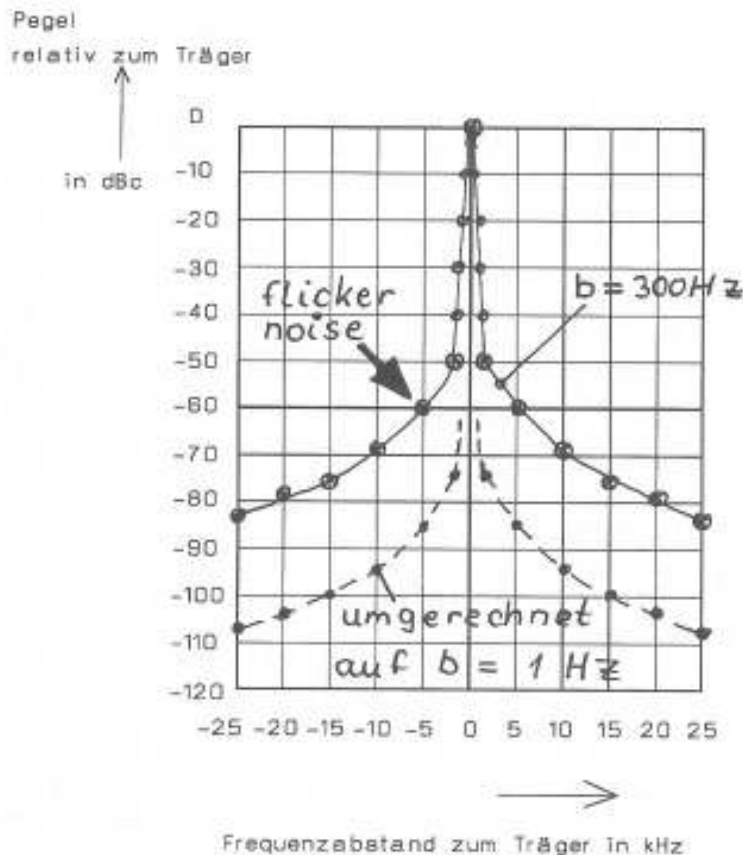


Bild 16:
Rauschverhalten der
Oszillatorschaltung

bandbreite“ übereinstimmt, muß man nochmals 30 dB wegen der um den Faktor 1000 höheren Bandbreite gegenüber 1 Hz addieren und kommt so auf -89 dBm. Vorausgesetzt der Analyzer selbst liefert nicht allzu viel Eigenrauschen dazu und die Eigenrauschzahl des MMIC-Bausteines geht nicht mehr wesentlich ein.

2. Schritt:

Nacheinander werden die übrigen verfügbaren Meßbandbreiten des Spektrum-Analyzers eingeschaltet und kontrolliert, ob sich die Anzeige exakt so verändert, wie es dem geänderten Bandbreitenverhältnis entspricht.

3. Schritt:

Im Bereich 1800 bis 2000 MHz wurde nun zuerst die Analyzeranzeige nochmals mit Hilfe

eines Meßsenders (hier reicht sogar der hp-Wobbler 8690 mit einem passenden BWO-Einschub), einem präzisen Powermeter und einem 12 GHz-Präzisions-Koaxial-Relais [4] absolut geeicht.

4. Schritt:

So erhält man im Speicherbetrieb die absolute Energieverteilung in der Umgebung der Grundwelle (= bei 1,9 GHz) bei folgenden Einstellungen des Analyzers und kann die Ergebnisse in **Bild 16** übernehmen:

Meßbandbreite $b = 300 \text{ Hz}$
scan width = 5 kHz pro division
sweep speed = 5 Sekunden pro division.

Gestrichelt ist dazu noch die auf 1 Hz Bandbreite umgerechnete (= also gegenüber der Meßbandbreite $b = 300 \text{ Hz}$ um 24,8 dB niedrigere) Kurve eingetragen, die die gewünschten Informationen in Form der üblichen



„dBc/1Hz“ - Angabe (= dB below carrier für 1 Hz Bandbreite) liefert.

Sehr schön sind an der Meßkurve die in jedem entsprechenden Fachaufsatz (vgl. [5]) vorausgesagten, verschiedenen Bereiche mit unterschiedlicher „Steigung“ der Rauschseitenbänder zu erkennen:

a) In der engsten Umgebung des Trägers (hier: bis etwa 1,5 kHz neben der Trägerfrequenz) sinkt die Rauschleistung sehr steil ab - ungefähr mit einem „Gefälle“ von -50 dBc/1 Hz pro 1 kHz Frequenzabweichung. Hier zeigt sich letztlich, wie hoch die Betriebsgüte des Resonators bzw. die durch den Entwurf erreichte „Phasensteilheit der Schwingbedingung“ geworden ist und hier geht natürlich auch direkt die gewählte Größe der Ankopplung über den Interdigitalkondensator ein.

b) Anschließend folgt der Bereich des „flicker noise“ beim verwendeten Transistor, der durch Gegenkopplung und Schaltungsvariation beeinflusst und verkleinert werden kann. Da gibt es noch ein weites Feld für begeisterte Entwickler!

c) Schließlich geht das Ganze bei größerer Frequenzablage in einen breitbandigen „Rauschsockel“ über, der von rauschenden Bauteilen der Arbeitspunktstabilisierung oder Resonatorverlusten, dem Breitbandrauschen des Transistors, dem überlagerten Rauschanteil bei der Stromversorgung etc. herrührt.

Einen Hinweis zur Einteilung „Gut / Schlecht“ der Ergebnisse liefern die Angaben zu käuflichen VCO-Bausteinen für diesen Frequenzbereich. Schaut man sich die entsprechenden Unterlagen an, so findet man Werte um -100 dBc / 1 Hz bei einer Ablage von 10 kHz. Wir schaffen aber dort im ersten Durchgang laut Bild 16 etwa -95 dBc / 1 Hz bei 10 kHz Abweichung. Man kann das Ergebnis salopp als „für den Anfang ganz brauchbar“ bezeichnen.

Doch zum Abschluß noch eine bittere Pille:

SIEMENS liefert Keramikresonatoren nur noch nach Kundenwunsch mit einer Min-

destmenge von 1000 Stück für Experimente etwas zu teuer!

Alternativ weicht man auf die bereits erwähnten neuen Leiterplattenwerkstoffe der Firma Rogers aus. Diese Leiterplatten haben die gleichen mechanischen Eigenschaften und Stabilitäten wie FR4-Glasfasermaterial: sie lassen sich also bohren, fräsen und vernünftig festschrauben. Aber selbst bei 10 GHz ist ihre Güte noch weit höher als die üblicher 2 GHz-Keramikresonatoren. Da bietet es sich geradezu an, die frequenzbestimmende $\lambda/4$ -Leitung als Leiterbahn auszuführen und die Mühe mit den Open-End-Verlängerungen beim Entwurf auf sich zu nehmen.

13.10. Literaturverzeichnis

[1] Gunthard Kraus, DG8GB und Andreas Zimmermann, DG3SAZ: PUFF-Einsteigerprojekt: Rauscharmer Vorverstärker 137 MHz bzw. 145 MHz. Artikelserie in drei Teilen (einschließlich Einarbeitung in den ARD Radio Designer). UKW-Berichte ab Heft 4/1998

[2] Siehe Teil 3 des eben unter [1] aufgeführten Artikels „PUFF - Einsteigerprojekt: Rauscharmer Vorverstärker.....“

[3] Gary D. Alley: „Interdigital Capacitors an Their Application to Lumped-Element Microwave Circuits.“

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT, NO.12, December 1970, Seite 1028;

[4] Gunthard Kraus, DG8GB: „Design und Realisierung von Microwellenschaltungen, Teil 3“. UKW-Berichten 4/1995. Bild 24 auf Seite 246.

[5] Dr. Ulrich L. Rhode: „Design of Low-Phase-Noise Oscillators“. QEX, Oktober 1994, Seite 6. Abgelegt in der „ARD-Homepage“ der ARRL im INTERNET.