



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Erdung in HF- und Mikrowellenschaltungen

...ein Fall für PUFF

Bei jeder Schaltung mit aktiven Bauteilen steht man vor dem Problem, daß bestimmte Leitungen oder Schaltungsteile nicht zum reinen Wechselspannungskreis gehören. Durch passend gesetzte „Erdungspunkte“ kann man dafür sorgen, daß diese Teile nur noch Gleichstromaufgaben erfüllen. Und um diese Erdungspunkte geht es hier. In der Praxis sieht man alle möglichen Strukturen auf Platinen und fragt sich, welchen Vorteil diese Struktur bringen soll. Genau hier soll dieser Artikel ansetzen.

1. Begriffsdefinition "korrekte Erdung"

Zuerst soll für den Begriff „korrekte Erdung“ die nachfolgende Definition vereinbart werden:

Ein Schaltungspunkt oder eine Verbindungsleitung sei dann „korrekt geerdet“, wenn im betrachteten Frequenzbereich die Impedanz

$|Z|$ zwischen diesem Punkt und Masse kleiner als 5Ω ist.

Unter diesem, aus der Entwicklerpraxis stammenden Gesichtspunkt sollen nun die diversen üblichen Maßnahmen unter die Lupe genommen werden.

2. Der Erdungskondensator

Diese Maßnahme ist wohl die älteste der Elektronik. Theoretisch ist diese Methode prima, da ja der Wechselstromwiderstand eines Kondensators bekanntlich mit steigender Frequenz abnimmt und damit die Verbindung zur Masse nur noch besser werden kann.

2.1. Aluminium-Elkos

In der Praxis sieht es allerdings etwas anders aus. Bei sehr tiefen Frequenzen verwendet

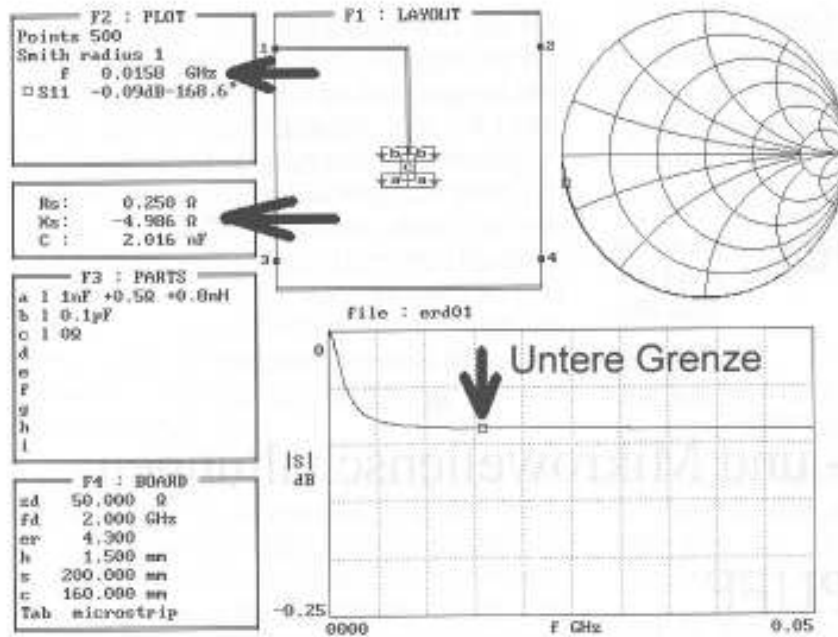


Bild 1:
Bestimmung der unteren Grenze für den Einsatz von 2 parallelgeschalteten 1 nF-SMD-Kondensatoren als Erdung

man gepolte Aluminium-Elkos, die jedoch einen mit der Frequenz ansteigenden Serienwiderstand und einen wegen der Eigeninduktivität ebenfalls ansteigenden Blindanteil des Scheinwiderstandes aufweisen. Außerdem wird offiziell nicht darüber gesprochen, daß die Qualität der Elkos schlechter geworden ist. Die mechanischen Abmessungen wurden laufend verkleinert, aber jeder Radio-Fernsehtechner bestätigt gerne, daß moderne Elkos z.B. in weit über 50 % der Reparaturen von TV-Geräten die Fehlerursache sind. Sie schlagen nicht mehr durch, sondern trocknen meist langsam aus, weil die Abdichtungen porös werden. Das ergibt leider, außer der Kapazitätsabnahme, die meist nicht so schlimm wäre, sehr schnell einen scharfen Anstieg des Serienwiderstandes - und das ist schlecht!

2.2. Tantal-Elkos

Wesentlich besser verhalten sich hier Tantal-Elkos. Aus Pulver gesintert, stellen sie grundsätzlich Halbleiter (also Dioden) dar, die im Sperrbereich betrieben werden. Ihre Vorteile sind die kleinen Abmessungen, der kleine Serienwiderstand (ca. 1 - 2 Ω) und die kleine

Eigeninduktivität von wenigen nH. Das ergibt ausgezeichnete Koppelkondensatoren bzw. Breitbanderdungen. Speziell bei Parallelschaltung mehrerer Exemplare decken sie einen Bereich von NF bis weit über 100 MHz ab.

Ihre negativen Eigenheiten seien nicht verschwiegen: wie jeder Halbleiter reagieren sie auf Überspannung bzw. Verpolung äußerst empfindlich. Im günstigsten Fall treten dann schlagartig Kurzschlüsse ein, im ungünstigsten Fall jedoch kaum vorhersagbare, teils temperaturabhängige, leichte oder starke Abnahmen des Isolationswiderstandes.

Eine Sache kommt noch hinzu, die oft mißachtet wird: Im Datenblatt steht sicher irgendwo, daß man Standard-Tantalelkos, im Interesse der Lebensdauer, keinen höheren Einschaltstromstoß als ca. 0,3 A zumuten sollte.

Der Grund dafür ist recht einfach: überschreitet man diesen Wert, kann es im Sintermaterial - bei dem sich ja kleine Körnchen berühren - an einzelnen Stellen kurzzeitig so heiß werden, daß dort eine „Anschmelzung“ und damit ein Kurzschluß entsteht.

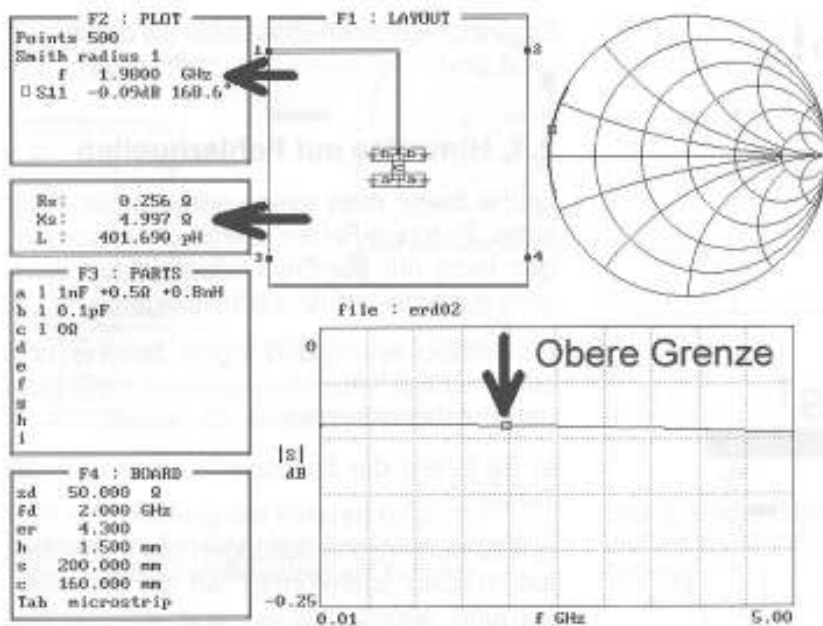


Bild 2:
Obere Grenze für
die Erdung aus zwei
parallelgeschalteten
1 nF-SMD-
Kondensatoren

Ob man die notwendige Strombegrenzung schon im Netzteil oder mit einem Vorwiderstand vornimmt, ist egal.

2.3. Keramikkondensatoren

Ab 100 MHz setzt man grundsätzlich nur noch Keramikkondensatoren ein. Ihre Güte genügt selbst in der billigsten Standardausführung allen Anforderungen bis zu 2 GHz.

Man sollte jedoch möglichst nur SMD-Lösungen anstreben, denn erst deren geringe Eigeninduktivität (< 1 nH) beseitigt die leidigen Eigenresonanzen der bedrahteten Exemplare. Besonders günstig dabei ist Parallelschaltung von mindestens zwei Kondensatoren, wodurch der ohmsche Widerstand und die Eigeninduktivität glatt halbiert werden.

Wie sich so eine Anordnung bei verschiedenen Frequenzen verhält, kann man mit PUFF zeigen. In der Simulation werden dazu vier Bauteile parallelgeschaltet:

- a) zwei SMD-Kondensatoren mit je
1 nF + 0,5 Ω Serienwiderstand
+ 0,8 nH Eigeninduktivität und

- b) zwei Kondensatoren mit je 0,1 pF,
die jeweils den SMD-Pad der Größe
„0805“ simulieren.

Es empfiehlt sich, bei solchen sehr breitbandigen Anordnungen und der auf 500 Punkte begrenzten Darstellung von PUFF die Analyse auf einen unteren und oberen Bereich aufzuteilen. **Bild 1** zeigt deshalb das Verhalten von 0 bis 50 MHz in Form des Reflektionsfaktors S11 dieser Parallelschaltung, der die Werte des Scheinwiderstandsverlaufes der Anordnung liefern wird.

Dazu fährt man mit „PAGE UP“ oder „PAGE DOWN“ auf eine bestimmte Frequenz, stellt den Cursor in Feld F2 auf „S11“ und gibt das Gleichheitszeichen „=“ auf der Tastatur ein.

Sofort erscheint im Dialogfenster der Wirk- und der Blindanteil des Eingangswiderstandes, zusätzlich wird das zugehörige „Ersatz-Blindbauteil“ als Induktivitäts- oder Kapazitätswert angegeben. Nun sucht man diejenige Frequenz, bei welcher der kapazitive Blindanteil dieser Anordnung den Wert von 5 Ω unterschreitet. Das ist laut Bild 1 bei 15,8 MHz der Fall.

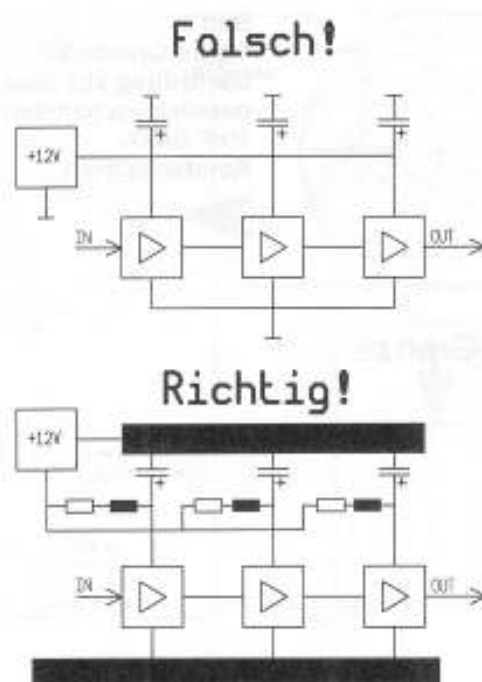


Bild 3: „Falsche“ und richtige Ausführung eines mehrstufigen Breitbandverstärkers

In einem zweiten Durchgang nimmt man den Bereich von 10 MHz bis 5 GHz und findet dort bei knapp 2 GHz einen Wert von 5Ω für den (nun induktiven) Blindanteil (**Bild 2**). Er bestimmt die Obergrenze des nutzbaren Frequenzbandes.

Wer wissen möchte, warum bei PUFF als untere Frequenzgrenze nicht gleich der Wert „Null“ genommen wurde, kann die Simulation mit diesem Wert wiederholen. Der auftretende Schönheitsfehler bei der Darstellung im Smith-Chart, bedingt durch die nun viel zu große Schrittweite bei sehr tiefen Frequenzen wird mit der vorgeschlagenen Einstellung vermieden.

Die Anordnung der parallelgeschalteten Keramikcondensatoren ist also wirkungsvoll und entsprechend beliebt. Für eine noch tiefere untere Frequenzgrenz ersetzt man die Keramik-SMD-Kondensatoren einfach durch eine Parallelschaltung mehrerer Tantal-Elkos, bei denen die Verlustwiderstände und

Eigeninduktivitäten etwa zwei- bis dreimal so groß sind.

2.4. Hinweise auf Fehlerquellen

Leider findet man einige schaltungstechnische „Erdungs-Fehler“ bei Stromversorgungen nicht nur bei Eigenbauprojekten, sondern auch bei Industrieschaltungen.

Als Beispiel sind in **Bild 3** eine „falsche“ und eine „richtige“ Ausführung eines mehrstufigen Breitbandverstärkers dargestellt:

a) Es fehlen die Schutzwiderstände für die Tantal-Elkos.

b) Die Versorgungsleitungen der Einzelstufen müssen „sternförmig“ an die Stromversorgung angeschlossen und voneinander entkoppelt werden. Mit Hilfe einer Drosselspule bzw. eines ohmschen Widerstandes realisiert man also anschließend in jeder Zuleitung mit dem Tantal-Elko einen LC- oder RC-Tiefpaß. Nur so kann man zuverlässig verhindern, daß nicht ein Teil des hohen Pegels der letzten Stufe zurück zum Eingangsteil gelangt und die Anordnung zum Schwingen bringt.

Die verwendete HF-Drossel darf jedoch keine zu hohe Güte haben, um Resonanzeffekte zu vermeiden. Hier ist es durchaus üblich ohmsche Widerstände in Reihe zu schalten. Das dämpft nicht nur, sondern verbessert speziell bei tieferen Frequenzen, wo der induktive Widerstand bekanntlich noch klein ist die Tiefpaßwirkung. Damit hat man gleichzeitig die Schutzwiderstände für die Tantal-Elkos.

c) Die direkt (= ohne Kondensator) an Masse gelegten Punkte innerhalb einer Verstärkerstufe dürfen nicht zur nächsten Stufe „weitergeschleift“ werden, sonst schafft man sich ein unnötiges Schwingrisiko.

Ideal und nahezu schwingsicher ist selbst bei tiefen Frequenzen eine Ausführung der Platine nach den Gesetzen der Mikrowellentechnik: zweiseitig kaschiert, dabei die Unterseite als komplette Erdungs- und Masse-Ebene. In der Skizze ist sie als ausgefülltes Rechteck

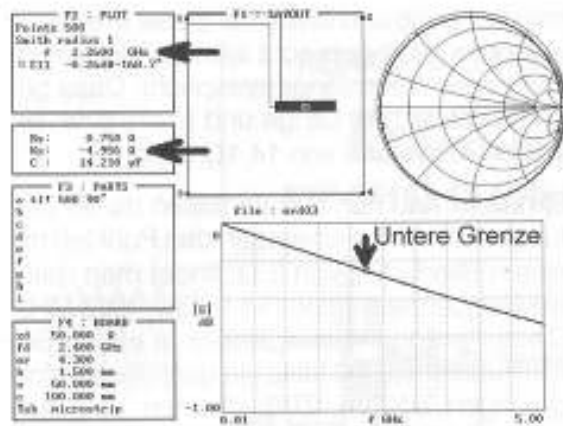


Bild 4: Ermittlung der unteren Grenzfrequenz beim Einsatz einer leerlaufenden 50 Ohm Mikro-Streifenleitung als Erdung

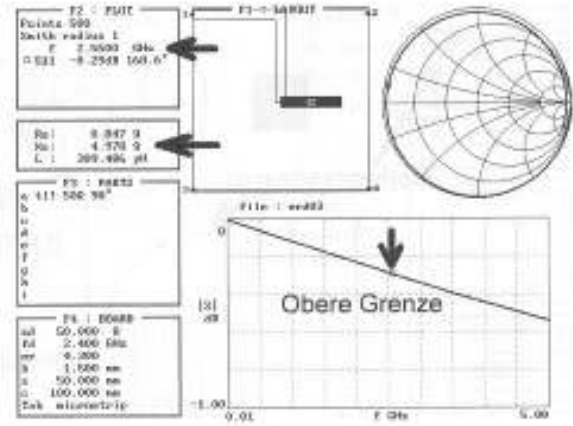


Bild 5: Obere Grenze beim Einsatz der leerlaufenden 50 Ohm Mikro-Streifenleitung als Erdung

dargestellt. Die direkten Erdungen erfolgen dann durch entsprechende „Durchkontaktierungen“, die man im Selbstbau in Form von Hohlrieten (versilbert, Durchmesser 0,8 mm) ausführen kann.

Die Siebwirkung solcher Drossel/Kondensator-Anordnungen bei verschiedenen Frequenzen kann man ebenfalls durch PUFF bestimmen lassen. Wie aufwendig das aber z.B. bei einem rauscharmen Oszillator werden kann, läßt sich in [1] nachlesen.

3. Erdung durch Mikrostreifen-Leitungen

Bei höheren Frequenzen, wenn diskrete Bauteile langsam versagen, greift man zu leerlaufenden Leitungsstücken als „Erder“. Es ist bekannt, daß eine solche Leitung bei $l = \lambda/4$ einen Kurzschluß darstellt.

Also nimmt man beispielsweise eine solche verlustbehaftete $\lambda/4$ -Leitung mit 50 Ω für 2,4 GHz und simuliert ihr Verhalten für eine Platinen aus Epoxy-Material FR4 mit den Daten:

Dicke 1,5 mm, $\epsilon_r = 4,3$ und Verlustfaktor $l_t = 0,02$.

Hier interessiert weniger das Verhalten bei Resonanz, denn dort bleibt bekanntlich nur der kleine Verlustwiderstand (etwa 0,8 Ω) übrig. Man verfährt mit „PAGE UP“ bzw. „PAGE DOWN“ den Cursor soweit, bis man bei S11 nach Eingabe des Gleichheitszeichens jeweils wieder einen induktiven bzw. kapazitiven Blindanteil von 5 Ω bekommt (Bilder 4 und 5). Dazu gehören die Frequenzen 2260 MHz und 2560 MHz – die Erdung wäre also nur in einem schmalen Bereich von 300 MHz Breite brauchbar. Deshalb wird diese Methode auch absichtlich nur für schmalbandige Anwendungen oder Oszillatoren angewandt.

Wesentlich besser und breitbandiger funktioniert es, wenn man das leerlaufende Leitungsstück soweit verändert, bis Länge und Breite gleich groß sind und ein Quadrat bilden. Macht man die Fläche dieses Quadrates zusätzlich genügend groß, verhält sich die Leitung, aufgrund des kleinen Wellenwiderstandes, schon bei recht tiefen Frequenzen (also bei $l < \lambda/4$) wie ein großer Kondensator mit entsprechend niedrigem Blindwiderstand.

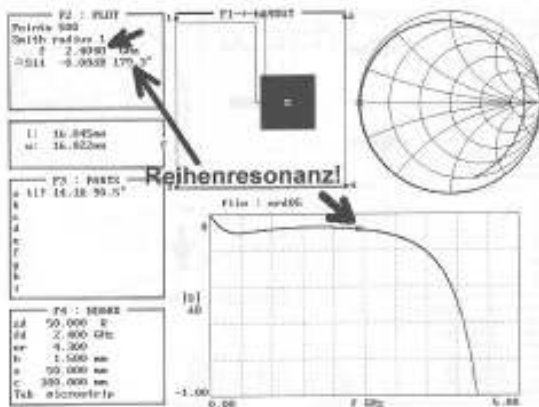


Bild 6: Einsatz eines quadratischen Pads mit einer Kantenlänge $l = \lambda/4$ als Erdung

Dann folgt bei Frequenzerhöhung die $\lambda/4$ -Resonanz mit dem Kurzschluß am Eingang. Erst oberhalb dieser Resonanz steigt der Blindanteil wegen des induktiven Verhaltens wieder an, aber bei einer niederohmigen Leitung ist ja auch die Induktivität recht niedrig. Das läßt einen recht breiten, brauchbaren Frequenzbereich erwarten, in dem der Scheinwiderstand genügend klein ist.

Dies kann man für 2400 MHz mit PUFF testen. Bei gleichen Platinendaten wie vorher

soll die Länge und Breite bei dieser Frequenz auf einen Wert gebracht werden, der einem Viertel der Wellenlänge entspricht. Dazu gehören ca. 16 mm Länge und Breite bzw. ein Wellenwiderstand von $14,1 \Omega$ (**Bild 6**).

Simuliert man nun das Verhalten dieser Leitung und sucht wieder nach den Punkten mit einem Blindanteil von 5Ω , findet man dafür die Frequenzwerte 2867 MHz bzw. 1973 MHz. Diese Anordnung würde also in einem Bereich von etwa 900 MHz die gestellten Anforderungen erfüllen. Zum direkten Vergleich wurden die Scheinwiderstandsverläufe $|Z| = f(\text{Frequenz})$ für beide Leitungsstücke in ein gemeinsames Diagramm eingetragen (**Bild 7**).

Die Überlegenheit des quadratischen Leitungsstückes bei Breitbandanwendungen ist hier nochmals gut zu sehen; leider ist es für die praktische Anwendung bei tiefen Frequenzen recht unförmig.

4.

Erdung durch Radial Line Stubs

Nun werden die geheimnisvollen Kreissegmente näher betrachtet, die man auf nahezu allen Mikrowellenschaltungen ab etwa 2 GHz

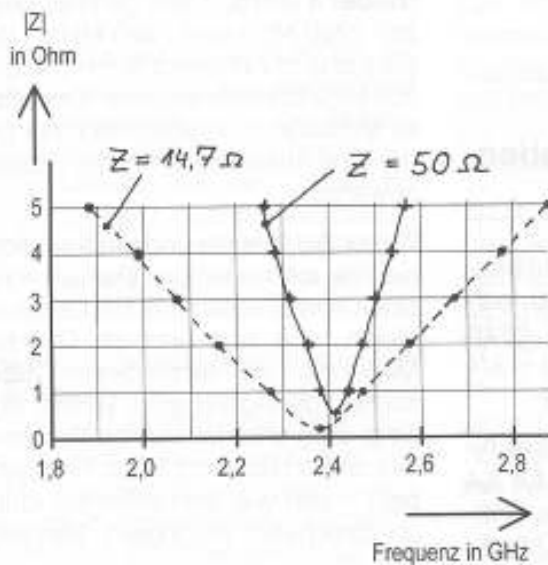


Bild 7: Scheinwiderstandsverlauf $|Z| = f(\text{Frequenz})$ für die beiden untersuchten Leitungsstücke

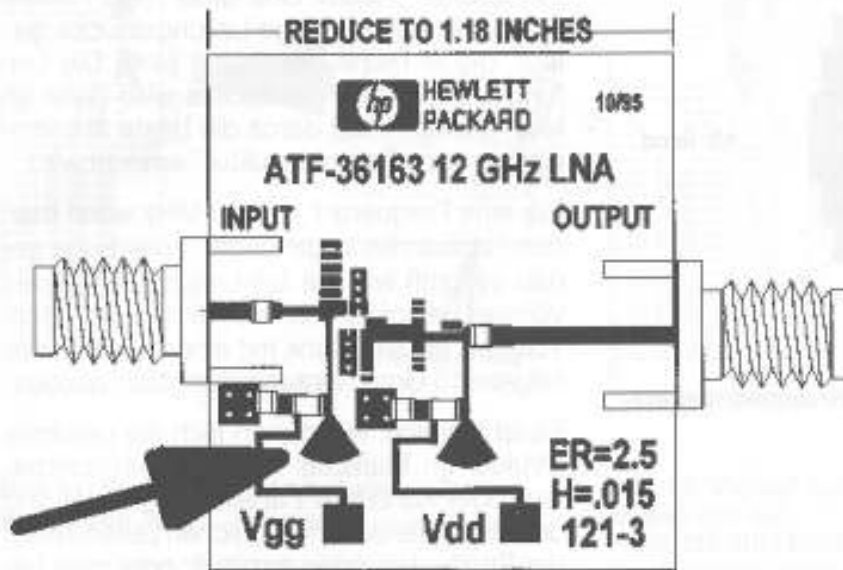


Bild 8:
Anwendungsbeispiel
für die Radial Line
Stubs (12 GHz LNA)

Figure 5. Component Layout for One Stage ATF-36163 LNA

findet. **Bild 8** zeigt ein solches Layout aus der hp-Application Note 1091. Wie arbeiten sie und welche Vorteile bieten sie?

Interessanterweise werden sie von fast allen Mikrowellen-Schaltungsentwicklern verwendet, obwohl es kaum Literatur darüber gibt. Erst eine Application Note von HP [2] aus dem INTERNET nennt sie beim korrekten Namen „Radial Line Stubs“ und nennt Literaturquellen [3], [4].

Allerdings zeigte sich sehr schnell, daß die dort angegebenen Berechnungsformeln sehr aufwendig und eher für die Anwendung auf Großrechnern zugeschnitten sind. In der HP-Note wird auch sehr präzise und einleuchtend die Anwendung beschrieben: „.....problems of location and parasitics of low impedance shunt stubs were solved by using fan-shaped open stubs with the narrow end connected to the main transmission line...“. Folglich kann man damit sehr exakt an einem räumlich begrenzten Punkt der Schaltung einen niederohmigen Widerstand einbringen - und genau das ist bei Erdungen erwünscht.

Hier fällt mir der Begriff des „Tapern“ ein, der in der Mikrowellen-Fachwelt in der Vergangenheit eine wichtige Methode für breitbandige Transformationen und Anpassungen bildete: es handelt sich hier um Leitungen oder Hohlleiter, die kontinuierlich ihre Abmessung und damit ihren Wellenwiderstand ändern, wobei sich der nutzbare Frequenzbereich durch diese Maßnahme deutlich vergrößert und die dazu erforderliche Leitungslänge verkürzt.

Vorab einige grundsätzliche Überlegungen:

a) Weil auch hier das Leitungsende leerläuft, muß sich folglich irgendwo die zugehörige „Reihenresonanz“ (erkenntlich am Phasenwinkel 180° bei S11) mit dem Kurzschluß am Eingang einstellen. Sehr vorteilhaft ist dabei die „messerscharfe Spitze“ der Struktur, womit sich äußerst exakt die Erdung an der gewünschten Stelle der Platine platzieren läßt.

b) Macht man den „Zentralwinkel“ sehr klein, ähnelt das Gebilde immer mehr einer „normalen“, jedoch schmalen und damit hochohmigen Microstrip-Line mit ihrer schmal-

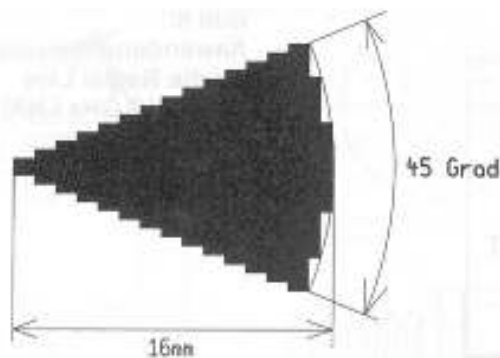


Bild 9: Aus 16 Elementen zusammengesetzter Radial Line Stub

bandigen Resonanz. Also muß eine Vergrößerung des Zentralwinkels das Gegenteil bewirken, nämlich Niederohmigkeit und Breitbandigkeit.

c) Und, falls die Funktion des „Taperns“ richtig beschrieben wurde, müßte die Anordnung sogar noch deutlich kürzer als eine „Standard- $\lambda/4$ -Leitung“ ausfallen!

Bei der Untersuchung mit PUFF wird nun ein kleiner Trick angewandt:

Ein solcher „Radial Line Stub“ wird in viele kurze, aber gleich lange Leitungsstücke zerlegt, die in Reihe geschaltet sind. Die Leitungsbreite jedes Teilstückes wird dann so klein gewählt, daß damit die beste Annäherung an die „Originalstruktur“ erreicht wird.

Für eine Frequenz $f = 2400$ MHz wählt man den Radius des zugehörigen Vollkreises genau so groß wie die $\lambda/4$ -Leitungslänge des vorigen Beispiels, also ca. 16 mm. Aus dem Vollkreis sei ein Stück mit einem Zentralwinkel von 45 Grad herausgeschnitten worden.

Es ist hilfreich, wenn man sich die gesamte Struktur im Maßstab 10:1 auf Millimeterpapier oder kariertem Papier aufzeichnet und dort die Maße der erforderlichen Leiterbreiten ermittelt; oder man berechnet sie einfach mit dem Taschenrechner.

Man arbeitet dabei mit insgesamt 16 Elementen (Achtung: im Feld F3 von PUFF kann man nur maximal 18 Bauteile auflisten!). Jedes Element hat eine Länge von 1 mm und man stuft die Breiten so ab, daß die beste Annäherung an den „idealen Stub“ erreicht wird (**Bild 9**). Für die Simulation kann man aus der Zeichnung die nachfolgenden Einzeldaten

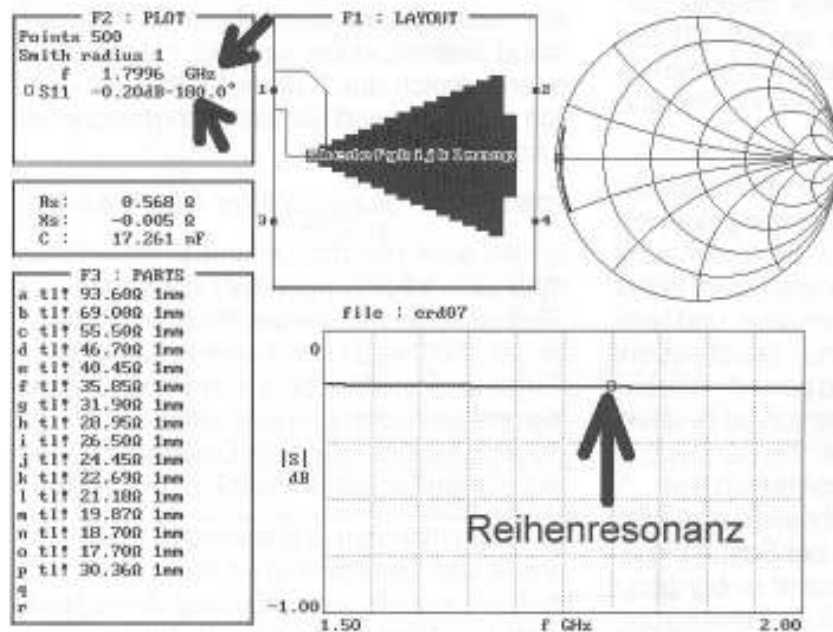


Bild 10:
Radial Line Stub mit
einem Zentralwinkel
von 45° :
Verlauf von S11
zwischen 1,5 und
2,5 GHz

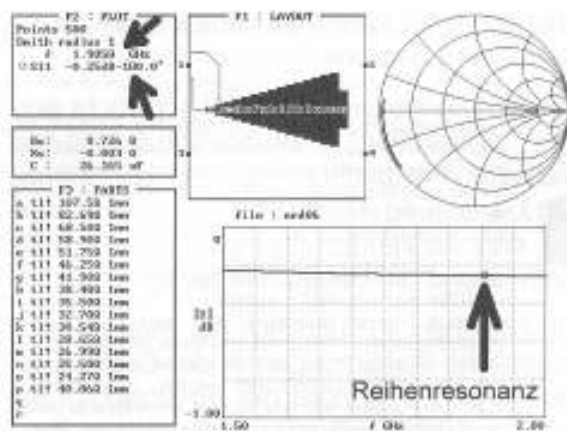


Bild 11: Verlauf von S11 bei einem Zentralwinkel von 30°

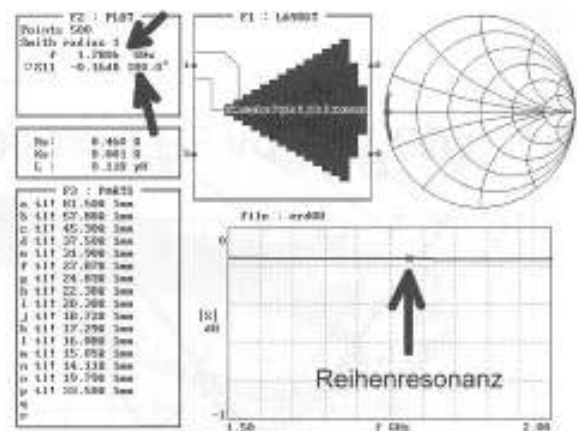


Bild 12: Verlauf von S11 bei einem Zentralwinkel von 60°

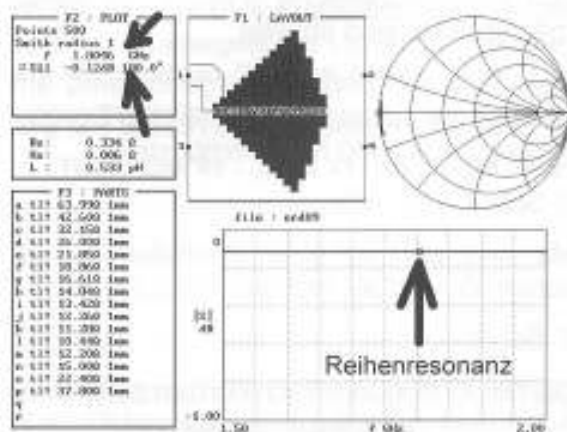


Bild 13: Radial Line Stub mit einem Zentralwinkel von 90°

der Leitungsstücke herausmessen bzw. mit Hilfe der Geometrieformeln berechnen. Die Nummerierung der Leitungsstücke beginnt

dabei links, also an der „Spitze“ des Kreis-sektors (**Tabelle 1**).

Nun kommt die größte Arbeit, denn man kann zwar die Längen der Microstrip-Leitungsstücke bei PUFF im Feld F3 direkt in mm angeben, aber nicht ihre mechanische Breite. Deshalb gibt man bei jedem der 16 Stücke zuerst irgendeinen Wellenwiderstand vor und variiert diesen solange, bis sich als Reaktion auf das eingetippte Gleichheitszeichen die gewünschte Leiterbreite einstellt. Anschließend setzt man in Feld F1 die Stub-Struktur zusammen und startet die Simulation für den Bereich 1,5 bis 2,5 GHz.

In **Bild 10** ist nicht nur die komplette Liste der Streifenleitungsstücke, samt ihren zugehörigen Wellenwiderständen im Feld F3 dargestellt, sondern es kann auch die „Resonanzfrequenz“ der Erdung (= Blindwiderstand gerade 0 Ω und deshalb ein Phasenwinkel

Leitungsstück Nr.:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Breite in mm	0,816	1,63	2,45	3,265	4,08	4,90	5,71	6,53	7,35	8,16	8,98	9,80	10,61	11,43	12,24	6,12
Länge in mm	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0

Tabelle 1:

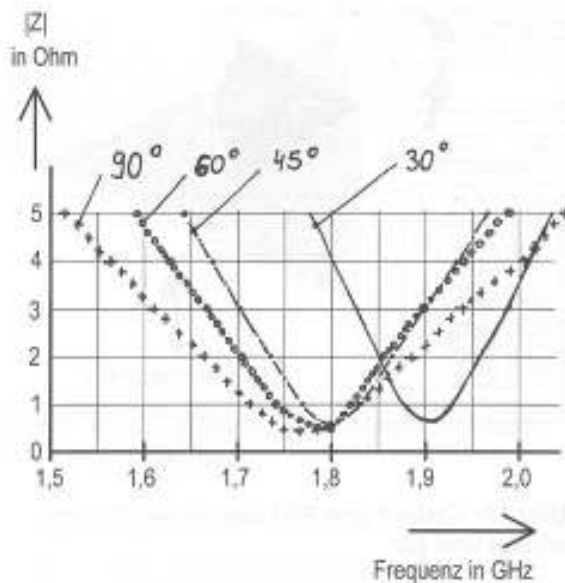


Bild 14: $|Z| = f(\text{Frequenz})$ für Radial Line Stubs mit den Zentralwinkeln 30/ 45/ 60 und 90°

von 180° bei S11) bei etwa 1,8 GHz abgelesen werden. Also erhält man für einen Zentralwinkel von 45° des Stubs eine mechanische Verkürzung der Anordnung gegenüber der „Standard- $\lambda/4$ -Leitung“ von immerhin ca. 25 %.

Interessehalber wurden die Berechnungen und Simulationen noch für die Zentralwinkel 30°, 60° und 90° wiederholt, um ein Gespür für die optimale Dimensionierung zu erhalten. Die **Bilder 11, 12, 13** zeigen nun sowohl die erforderlichen Wellenwiderstände der Leitungstücke bei den drei untersuchten Zentralwinkeln, wie auch die zugehörigen Simulationen mit den „Resonanzfrequenzen“, die sich nur unwesentlich unterscheiden.

Um die Eigenschaften der 4 untersuchten Stubversionen direkt miteinander vergleichen zu können, wurde mit Hilfe von PUFF ein Übersichtsdiagramm für den Scheinwiderstandsverlauf der vier verschiedenen Stub-Versionen im Frequenzbereich 1,5 bis 2 GHz erstellt (**Bild 14**). Sieht man sich dieses

Bild genau an, kann man daraus folgende Erkenntnisse gewinnen:

a) Beim Zentralwinkel von 30° schwächt sich der „Taper-Effekt“ schon deutlich ab und das Verhalten entspricht immer mehr der normalen $\lambda/4$ -Leitung. Man merkt es vor allem daran, daß die Verkürzung nicht mehr so wirksam ist und die Bandbreite abnimmt.

b) Zwischen 45° und 90° hat man nahezu identische Verkürzungen in der Größenordnung von 25 %, aber die „Breitbandigkeit“ steigt natürlich, wie vermutet, mit dem Zentralwinkel an.

Hinweise für die Praxis:

Man kann sich als Entwickler einen „Vorrat“ an solchen „Radial Stubs“ für die verschiedenen Frequenzbereiche anlegen, in denen man überwiegend arbeitet.

Das dazu erforderliche Vorgehen wird am Beispiel der schon bisher benutzten Designfrequenz von 2400 MHz demonstriert.

1. Schritt:

Man legt sich auf einen Zentralwinkel zwischen 45° und 90° fest und wählt z.B. 60°.

2. Schritt:

Die Designfrequenz kann nun um den Faktor 1,25 höher gewählt werden. Also gibt man in Feld F4 „3.0GHz“ ein.

3. Schritt:

Für das verwendete Platinenmaterial und die Frequenz von 3 GHz bestimmt man die erforderliche, mechanische Länge einer „Standard- $\lambda/4$ -Leitung“. Sie ergibt den Radius des Vollkreises, aus dem der Stub herausgeschnitten wird.

4. Schritt:

Nun skizziert man den Stub, ersetzt ihn durch maximal 18 in Reihe geschaltete Microstrip-Leitungstücke - siehe oben - und trägt diese Stücke im Feld F3 ein. Dann folgt der mühsame Weg der Bestimmung des passenden Wellenwiderstandes für jedes Leitungstück.



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

5. Schritt:

Im Feld F1 wird nun der Stub aus den einzelnen Leitungsstücken zusammengesetzt und anschließend die Simulation für S11 gestartet.

Achtung:

Man sollte sich nicht scheuen, zwei getrennte Simulationen, eine für einen Schmalbandbereich von 2 bis 3 GHz und eine weitere für einen Breitbandbereich von 0 bis 10 GHz vorzunehmen. So hat man später bei einer praktischen Anwendung die Möglichkeit, ihre Eigenschaften auch außerhalb des vorgesehenen Einsatzbereiches zu untersuchen und z.B. auf Schwingneigung zu kontrollieren. Hat man dabei nur die „Schmalbandversion“ des Stubs verwendet, so reagiert PUFF sofort mit einer entsprechenden Fehlermeldung darauf, falls der vorgegebene Frequenzbereich überschritten wird.

6. Schritt:

Nun schaltet man auf ein Textverarbeitungsprogramm um und druckt sich das eben produzierte „*.puf-File“ sowie irgendein vorhandenes Device-File eines FETs oder Transistors aus dem PUFF-Verzeichnis aus. Legt man die beiden Ausdrücke direkt nebeneinander, erkennt man, welche Teile des „Stub-Files“ geändert oder gelöscht werden müssen, um daraus ein Device-File zu machen.

Dieses so erstellte Device-File speichert man anschließend unter einem passenden Namen (mit Endung „*.dev“) in das PUFF-Verzeichnis; so steht es als Bauteil für zukünftige Aktionen zur Verfügung.

7. Schritt:

Möchte man sich allersdings mit einem anderen Frequenzbereich befassen, muß man



die ganze Prozedur mit den entsprechenden Daten wiederholen.

8. Schritt:

Wer wie ich, parallel zu PUFF, immer mehr den ARRL-Radio-Designer einsetzt, um die Rauschzahl, den Stabilitätsfaktor k oder einen Impedanzverlauf usw. zu bestimmen, hat noch eine etwas größere Arbeit vor sich. Man kann zwar die von PUFF erzeugte S-Parameter-Datei des Stubs in den Radio-Designer einbinden, aber die Vorarbeit ist etwas umfangreicher:

Es müssen nicht nur alle überflüssigen Teile des PUFF-Files gelöscht, sondern zusätzlich in jeder Zeile der aufgelisteten S-Parameter beim Frequenzwert die Einheit „GHZ“ nachgetragen werden. Die geänderte Datei wird anschließend in das gerade in Arbeit befindliche ARD-File hineinkopiert - siehe dazu [5].

[2] „Broadband Microstrip Mixer Design“. Application Note 976 der Firma Hewlett Packard. Im INTERNET zu finden unter: <http://www.hp.com/HP-COMP/rf>

[3] J.R. Vinding: „Radial Line Stubs as Elements in Strip Line Circuits“. Nerem Record, pp. 108-109, 1967.

[4] M.V. Schneider: „Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits“. Bell System Technical Journal, Vol. 48, No. 5, May - June 1969.

[5] Gunthard Kraus, DG8GB und Andreas Zimmermann, DG3SAZ: „Rauscharmer Vorverstärker für den NOAA-Wettersatellitenbereich 137 MHz, bzw. für das 2-m-Amateurfunkband 145 MHz / Teil 2“. UKW-Berichte 1/1999, Seite 37 ff.

5.

Literatur

[1] Gunthard Kraus, DG8GB: „Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen, Teil 9“, UKW-Berichte 2/1998, Seite 119 ff.

KENPRO DC-450 und DC-800

Horizontal-Rotoren für 12-V-Betriebsspannung

Robuste Horizontal-Rotoren mit 450°-Drehbereich, vielseitig einsetzbar als Steuergerät für 12-V-DC, Große runde Kompaßskala für leichte Ablesbarkeit. Ideal für Contest und Camping, Fieldday und Ferien-QTH

DC-450	450°-Drehbereich # 01005	722,-
DC-800	Leistungsrotor für 450° # 01007	935,-



Eberhard L. Smolka
Postfach 80 · D-91081 Baiersdorf
Telefon (0 91 33) 77 98-0, Fax 77 98-33
e-mail UKWBericht@AOL.COM