



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Moderner Entwurf von Patch-Antennen, Teil 2

5. Meßergebnisse der SONNET- und PUFF-Simulationen im Vergleich

Nun kommt die bange Frage nach der Genauigkeit der diversen Entwürfe. Dazu wurde zunächst nochmals die Simulation mit PUFF wiederholt - allerdings nun mit 82 mm Länge bei der 50 Ω -Zuleitung, denn dieser Wert ergab sich bei SONNET, als man dort bis ganz zur Hohlleiterwand heranfahren mußte.

Bild 27 zeigt das Ergebnis: die Verläufe der Simulationen mit PUFF und SONNET sind identisch bis auf die Umgebung der Resonanz. Mit PUFF wurde ja solange optimiert, bis die perfekte Anpassung erreicht werden konnte, während SONNET behauptet, daß ein minimaler Reflexionsfaktor von knapp 10 % zu erwarten sei.

Umso spannender waren deshalb die Messungen mit dem vektoriellen Network-Analyzer (hp 8410 mit S-Parameter-Testset hp 8745A, Sweeper hp 8690 und Polar-Display), um den Verlauf von S11 im Frequenz-

bereich von 1500 bis 2000MHz zu bestimmen. **Bild 28** zeigt das Schirmbild-Photo mit der Polardarstellung von S11. Es lohnt sich, einige Details näher anzusehen, denn mit diesen Erkenntnissen kann sicher mancher Fehler vermieden werden:

a) Der minimal zu erkennende Reflexionsfaktor im Schirmbildfoto beträgt ca. 2 % (= kleinster Abstand der Kurve vom Zentrum). Das wäre ein fantastisches Ergebnis - aber bei späteren Kontrollmessungen waren es dann immer etwa ca. 7 bis 8 %. Es dauerte eine ganze Weile bis klar wurde warum:

Der Fotograf ist zum Erstellen dieser Makroaufnahme des Bildschirms fast in den Meßaufbau gekrochen und war dabei mit dem Bauch in die Nähe der Antenne gekommen. Die von seinem Körper reflektierte Energie wurde von der Antenne wieder aufgenommen und überlagerte sich der eigentlich gesuchten, rücklaufenden Welle, mit der im Network-Analyzer der Reflexionsfaktor bestimmt wird. Zufällig paßte die Phase so, daß eine hervorragende Anpassung vorgetäuscht wurde.

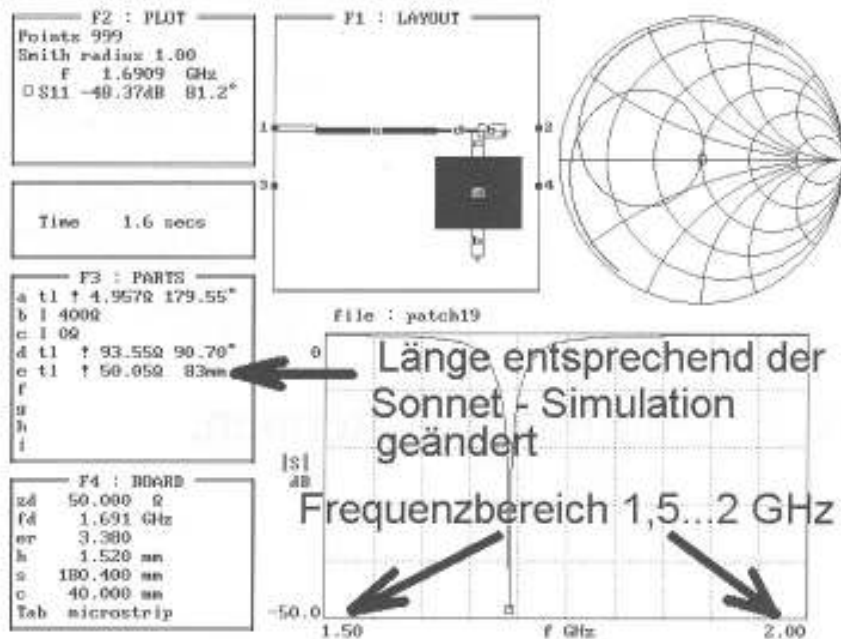


Bild 27:
Geänderte Simulation
mit PUFF

Ein zufällig anwesender Mikrowellen-Antennenentwickler lächelte nur schallend über diese Erkenntnis und zeigte dem Autor dann, wie dieser Effekt in der Laborpraxis genutzt werden kann. Nähert man langsam seine rechte Hand der Patchantenne und beobachtet dabei den Bildschirm, muß der Resonanzpunkt wie ein Propeller um den Schirm-Mittelpunkt herumkreisen. Ist dies der Fall, dann strahlt die Antenne tatsächlich im gewünschten Frequenzbereich und die Resonanzabstimmung samt Anpassung ist in Ordnung.

b) Der tatsächlich erreichte Reflexionsfaktor der eigentlichen Antenne einschließlich der Transformationsleitung liegt aber nicht bei 7 bis 8 %, sondern eher bei 5 bis 6 %, denn der Network-Analyzer registriert leider auch alle zusätzlich auftretenden Stoßstellen der praktischen Schaltung wie z.B. den Microstrip- SMA-Übergang auf der Platine bzw. das zwischen Analyzer und Antennenplatine geschaltete Semirigid-Kabel mit seinen beiden SMA-Verbindungen samt dem SMA/APC 7- Adapter am Analyzereingang.

c) Die auf der Leiterplatte aufgebrachte 50 Ω -Mikrostreifen-Anschlußleitung ist in Wirk-

lichkeit elektrisch wesentlich kürzer als der in der SONNET-Simulation verwendete Wert (weniger als 40 mm gegenüber mehr als 80 mm bei SONNET). Das führt zu zwei wichtigen Unterschieden beim Analyzer-Schirmbild gegenüber der Simulation:

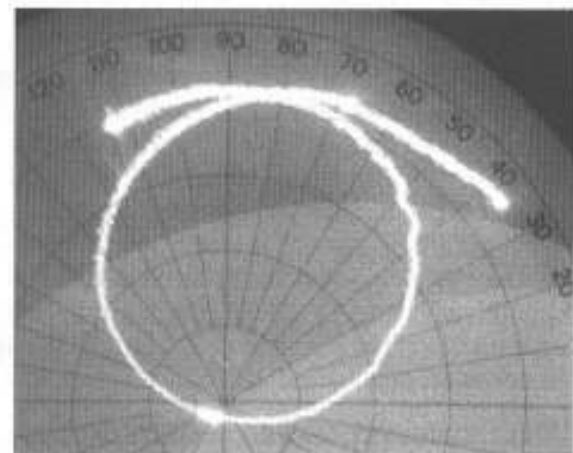


Bild 28: S11-Bildschirmfoto des Network-Analyzers für den Bereich 1,5 bis 2 GHz; die helle Marke markiert 1690 MHz

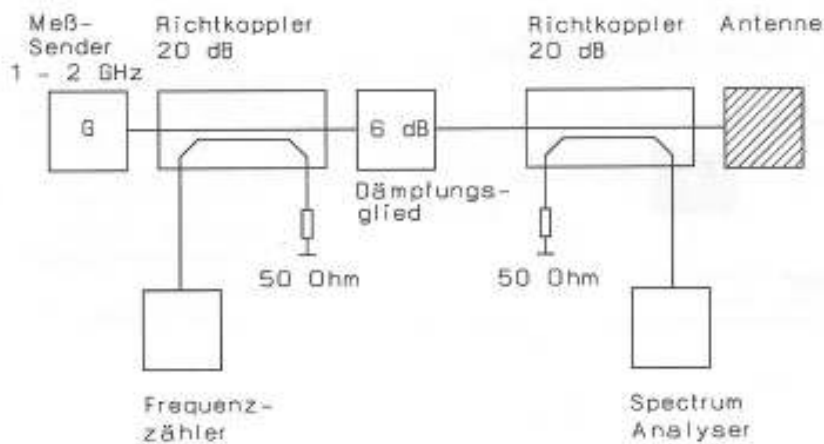


Bild 29:
Meßaufbau zur
präzisen Bestimmung
der Resonanz-
frequenz, wenn keine
hochmodernen auto-
matischen Meßplätze
zur Verfügung stehen

Erstens erscheint der Kurvenzug bei der größeren Zuleitungslänge (= SONNET-Simulation) zusätzlich im Uhrzeigersinn gedreht.

Zweitens bewirkt die zusätzliche Leitungslänge in der SONNET-Darstellung stärkere

Phasenverschiebungen mit zunehmender Frequenz. Kurven mit größerer Zuleitungslänge werden dadurch bei gleichem Sweep-Range „über einen größeren Winkelbereich des Smith-Diagrammes auseinandergezogen“. Im direkten Vergleich der Bilder 26 und 28 ist dieser Effekt sehr gut zu erkennen.

Nun weist die beim Network-Analyzer benutzte Reflexionsmeßbrücke eine Möglichkeit zur Bezugsebenenverschiebung und damit zur Kompensation eben dieser Effekte auf. Diese Option wurde benützt, um folgende Meßbedingung zu schaffen:

Der gemessene Reflexionsverlauf gilt für den Eingang (= Beginn der Teflon-Innenisolation) der an die Platine angelöteten SMA-Anschlußbuchse als Bezugsebene!

Allerdings blieb immer noch eine kleine Unruhe: die Reflexionsmessungen erwiesen sich zwar bei Kontrollen mit kalibrierten Fehlabschlüssen trotz der schon etwas betagten Meßgeräte als sehr genau. ABER: wie läßt sich ganz exakt und mit hoher Genauigkeit (jedoch mit Meßgeräten der vorletzten Gene-

ration!) die Resonanzfrequenz und damit auch die korrekte Patchlänge überprüfen?

Hierfür wurde umgebaut und eine neue Meßanordnung nach **Bild 29** zusammengestellt. Das Prinzip ist recht einfach: über den Ausgangs-Richtkoppler wird der von der Antenne reflektierte Wellenanteil ermittelt, wobei der Spektrumanalyser hier nur als hochempfindliches, selektives Voltmeter dient. Die Speisefrequenz wird über einen weiteren Richtkoppler und einen Frequenzzähler exakt gemessen. Und nun wird einfach in der Umgebung von 1690 MHz die Generatorfrequenz langsam von Hand verändert, dabei die Anzeige des Analyzers beobachtet und nach dem Minimum der Reflexion gesucht. Dieses Minimum lag genau bei einer Frequenz von 1686,6 MHz.

Obiger Entwurf mit PUFF bzw. PATCH16 war also auf Anhieb sehr genau und es ist bei der Resonanzfrequenz nur noch wenig Nacharbeit notwendig.

Die Resonanzfrequenz-Berechnung von SONNET liegt zwar etwas zu hoch, aber beim genauen Studium des Handbuches fand sich der Hinweis, daß mit einem Fehler von 1 % (= das wären bis zu 17 MHz!) gerechnet werden muß. Außerdem hängt man beim Zeichnen der Struktur an der gewählten Zellengröße von 0,503 mm als kleinster „Schrittweite“

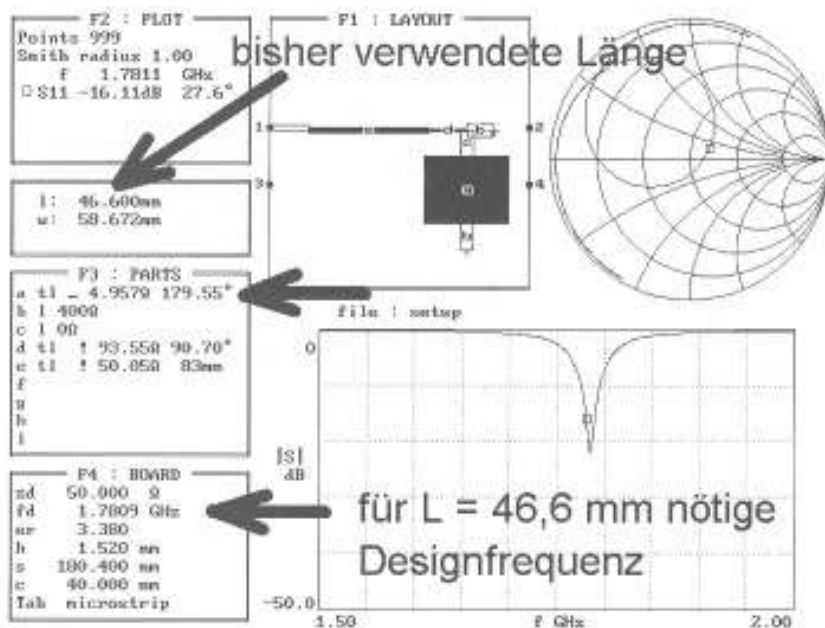


Bild 30:
So wird mit PUFF anhand der Meßergebnisse die neue erforderliche Patchlänge bestimmt; im ersten Schritt sucht man die zur verwendeten Länge gehörende Designfrequenz

und trifft deshalb die theoretisch nötige Länge $L = 46,6$ mm nicht ganz genau. Dadurch handelt man sich eine weitere Unsicherheit ein. Dafür stimmt die simulierte Reflexionsdämpfung ganz gut mit der Messung überein.

Ein solches Gesamtergebnis ist doch sehr befriedigend und zeigt, daß sich die investierte Mühe lohnt.

Hier folgen noch kurz die erforderlichen Maßnahmen für die Fertigung der Patchantenne.

Teil 1: Korrektur der Resonanzfrequenz des Patches

Dazu ruft man das letzte PUFF-File von Bild 18 nochmals auf und kopiert es in ein neues File (z.B. als „setup.puf“ speichern). In der Eingabezeile für die $4,997 \Omega$ -Mikrostreifenleitung, die das Patch bildet, entfernt man das Ausrufezeichen und erhöht in Feld F4 solange die Designfrequenz, bis man bei der bisher benutzten Patchlänge von 46,6 mm angekommen ist. Den Cursor in F3 wieder auf der „Patchzeile“ stehen lassen und dann das

Gleichheitszeichen eintippen - **Bild 30** zeigt diesen Fall.

Der Rest ist relativ einfach: der gültige Wert der Designfrequenz in F4 wird einfach um genau diejenige Abweichung von 4,4 MHz erhöht, die die Messungen ergeben haben. Wechselt man zurück in F3, dann liefert das Gleichheitszeichen im Dialogfeld die neue, erforderliche Patchlänge ($L = 46,48$ mm), siehe **Bild 31**.

Teil 2: Korrektur der Anpassung

Hier muß man sich für einen von zwei möglichen Wegen entscheiden:

a) Man läßt die Patchabmessungen, abgesehen von der vorhin besprochenen winzigen Längen- bzw. Resonanzkorrektur unverändert und realisiert die korrekte Anpassung durch geänderte Abmessungen bei der Transformationsleitung.

b) Man läßt die Anpaßschaltung unverändert und sorgt durch Veränderung der Patchbreite für korrekte Anpassung.

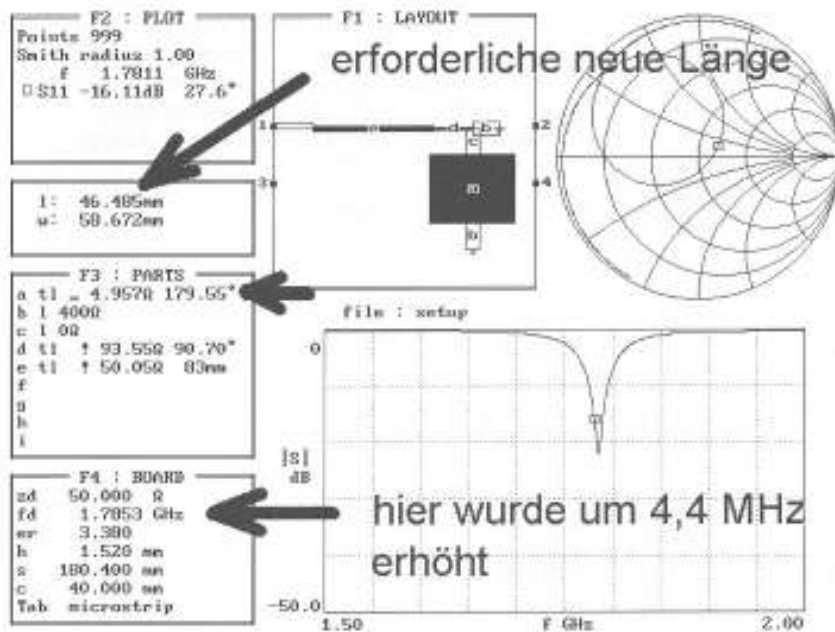


Bild 31:
Im zweiten Schritt wird die Designfrequenz um den beobachteten Frequenzfehler erhöht und anschließend in bekannter Weise die neue Länge ausgegeben

Der Weg nach a) ist bequemer und schneller. Wenn man davon ausgeht, daß nur noch etwa 6 % Reflexionsfaktor beseitigt werden müssen, läßt man sich die letzte PUFF-Simu-

lation auf den Schirm (es war Bild 18). In F3 erhöht man solange den an den Patchkanten angeschlossenen Widerstand, bis ein $|S_{11}|$ von ca. -24,5 dB angezeigt wird; dies ent-

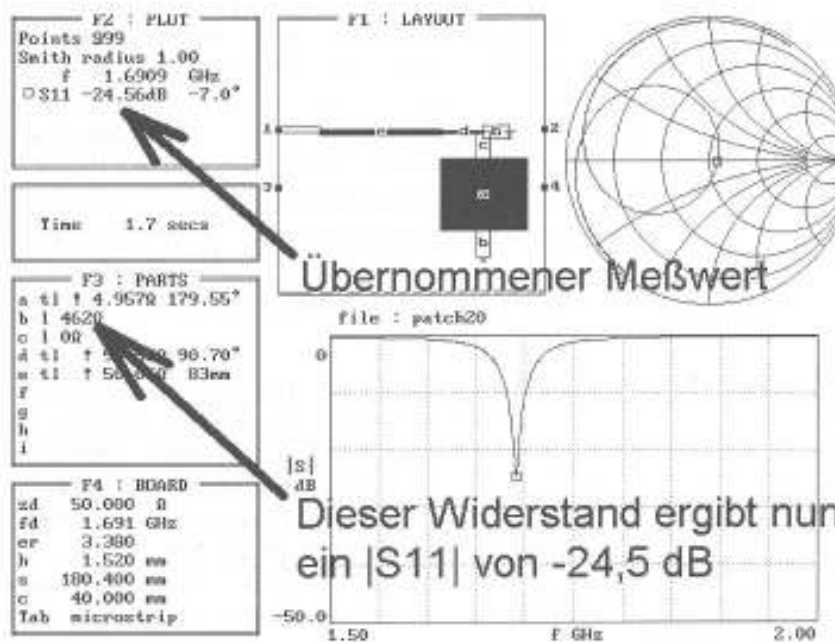


Bild 32:
Zur Korrektur der Anpassung ermittelt man zuerst den für $|S_{11}| = -24,5$ dB an den strahlenden Patchkanten anzuschließenden Widerstand zu je 462 Ohm

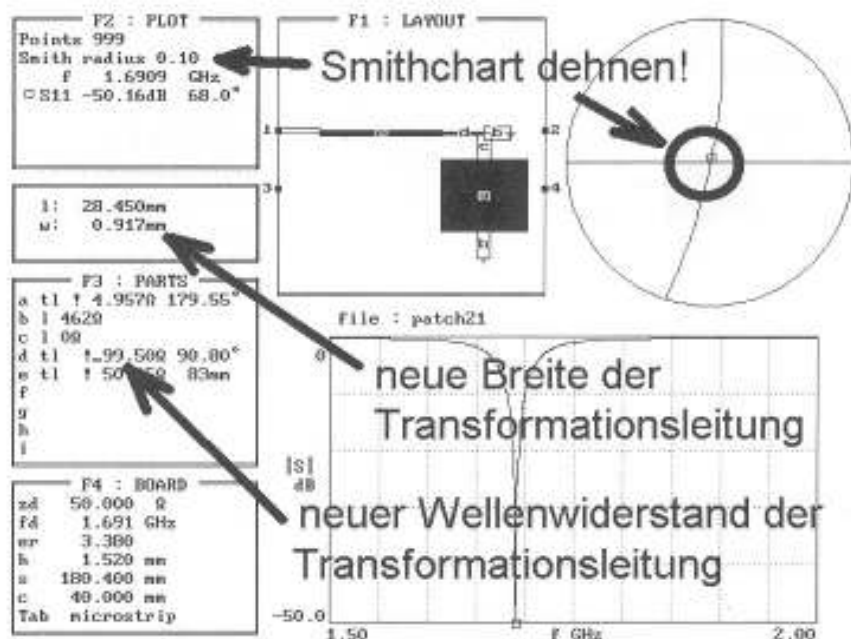


Bild 33:
Neue komplette
Antennenschaltung
mit korrigierter
Transformations-
leitung

spricht dem gemessenen Reflexionsfaktor von $r = 6\%$. Diesen Fall (der sozusagen die Networkanalyzer-Anzeige nachbildet) zeigt **Bild 32** und nun korrigiert man einfach den Wellenwiderstand der Transformationsleitung solange, bis erneut korrekte Anpassung und ein $|S_{11}|$ von mindestens -40 dB erreicht ist (**Bild 33**). Anschließend läßt man sich die geänderten mechanischen Maße der Transformationsleitung ausgeben, führt die "Open-End-Korrektur" durch und erstellt nochmals ein neues Layout mit allen erforderlichen Änderungen.

6. Die Stromverteilung in der Antennenschaltung

Hat man vor dem Start der SONNET-Analyse die Option „Make emvu file“ aktiviert, kann man nun über den entsprechenden Startmenü-Button „View Current“ und „Browse for file“ nach der Datei „patch_01.jxy“ suchen:

Sie steckt im Ordner „projects“ und enthält alle Informationen über die Stromverteilung bzw. Strömdichten der Antennenstruktur. Nach dem Aufruf wird sie sofort in eine sehr interessante grafische Darstellung eingebunden (**Bild 34**). Durch Drücken der markierten Knöpfe kann man die verschiedenen Frequenzwerte aufrufen und anhand der Farbskala am linken Bildrand sehr genau sehen, wo große oder kleine Ströme in der Schaltung fließen. Stellt man den Cursor auf eine bestimmte Stelle der Antennenanordnung erhält man nach einem Klick auf die linke Maustaste nicht nur die Koordinaten, sondern auch den dort gerade herrschenden Wert der Strömdichte am unteren Bildrand eingeblendet.

Interessiert man sich genauer für die Stromverteilung an kritischen Schaltungspunkten wie Verzweigungen, Stoßstellen zwischen verschieden dicken Microstrips, Patchkanten usw., so zoomt man diesen Bereich in bekannter Weise heraus (= Button mit der „+“-Lupe). Natürlich setzt die „Zellstruktur“ der Simulation hier Grenzen bei der exakten Wie-

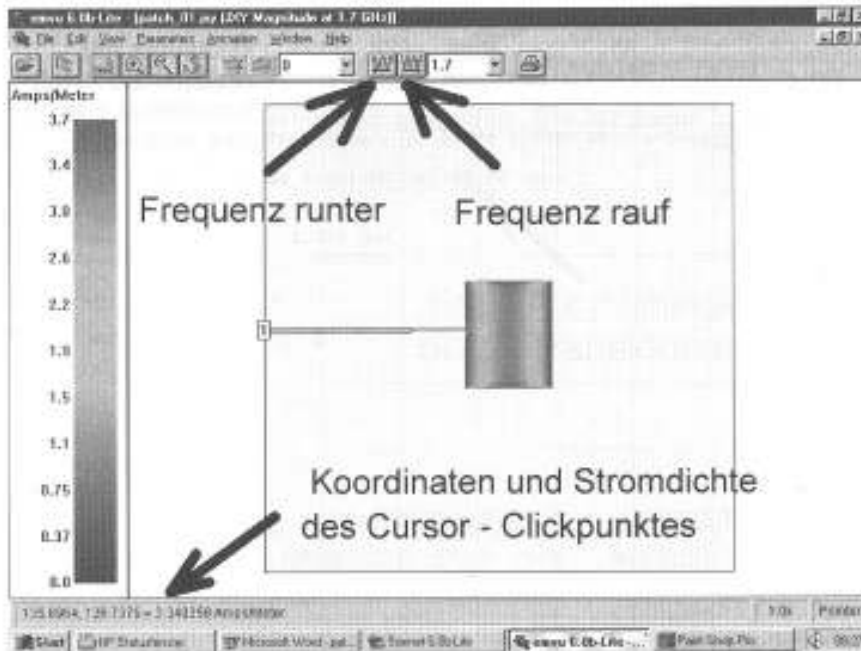


Bild 34:
Simulation der Stromverteilung in der kompletten Antennenschaltung mit SONNET. Dargestellt sind die Verhältnisse bei der Resonanzfrequenz

dergabe, aber man sieht doch schnell, wo kein Strom fließt (das gibt zusätzliche bzw. unnötige Kapazität an dieser Stelle) oder

sehr hohe Stöme auftreten (bei sehr schmalen Leiterbahnstrukturen entstehen höhere Verluste).

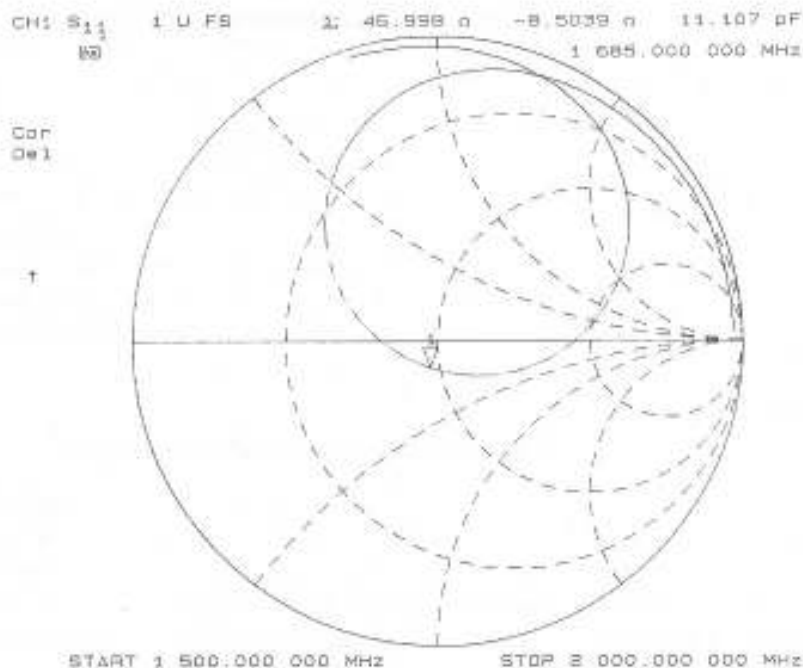


Bild 35:
Meßdaten des Patch-Antennenmusters.

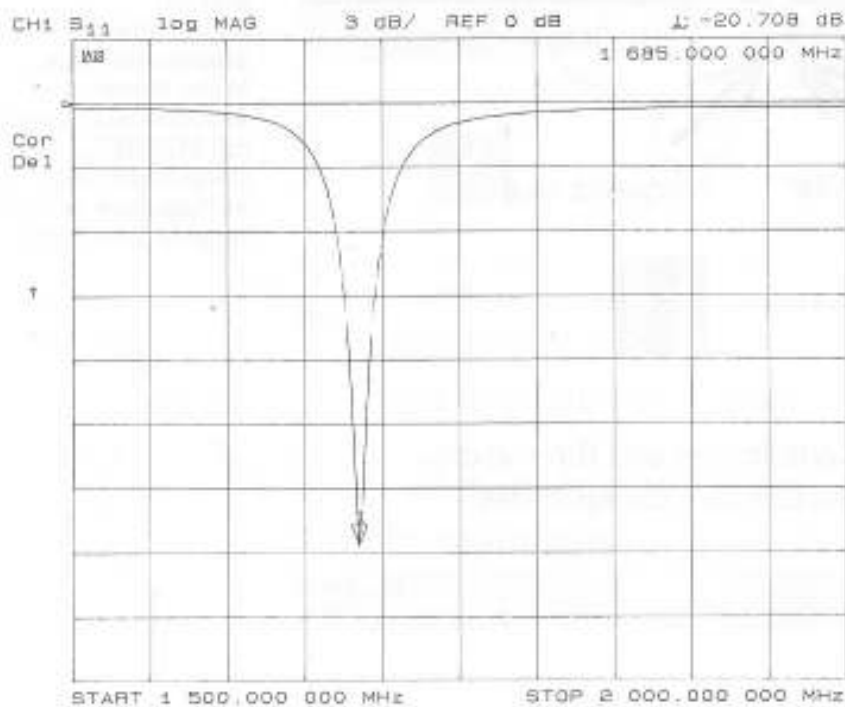


Bild 36:
Meßkurve der
realisierten Patch-
Antenne aus Teil 1
des Artikels

Im SONNET-Tutorial findet man eine sehr genaue Anleitung, wie man die Einzelergebnisse für die verschiedenen Frequenzen zu einer „Animation“ zusammenspannen und sich als Film vorführen lassen kann. Außer der Darstellung der Frequenzabhängigkeit der Stromdichten ist aber noch eine weitere Option vorhanden: Man kann den Wert der Frequenz konstant lassen und eine „zeitliche“ Animation ausführen. Dabei wird die Phasenlage der an Port 1 angelegten Spannung stufenweise geändert und man kann sich die Phasenverschiebung von Null bis 360 Grad, z.B. in 36 Schritten vorführen lassen. Sehr schön ist dann zu sehen, was man als „Stehwellen“ kennt; es ist wirklich eindrucksvoll zu sehen, wie sie sich bilden und wo sie auftreten.

Besonders lehrreich sind die Vorgänge auf der Speiseleitung, wenn man sich erst die korrekte Anpassung bei Resonanz betrachtet und anschließend von dieser Frequenz abgeht.

7. Zweiter Entwurf: Quadratisches Patch mit Koaxialspeisung

Nachdem die Streifenleitungs-Version auf Anhieb gut funktionierte, soll nun auf die $\lambda/4$ -Transformationsleitung und auf die 50 Ω -Speiseleitung verzichtet werden, dies ermöglicht geringere Antennen-Abmessungen. Die Speisung der Antenne erfolgt nun „von unten“ mit einem Semirigid-Kabel wobei das Patch selbst als Transformationsleitung zur Anpassung genutzt wird.

7.1. Ermittlung der Patch-Daten

Hierzu wird wieder das Programm „Patch16“ gestartet und diesmal im Hauptmenü die Taste „A“ (für „Autodesign“) gedrückt. Damit wird eine quadratische Patchantenne mit der gewünschten Koaxialspeisung entworfen. Nun aber erst ein paar Vorüberlegungen:



```

The Resonant Frequency is 1.694 GHz
Qo is 66.9

The Edge Radiation Resistance is 298.28 ohms
Zc of Quarter-wave transformer is 122.1 ohms
Approx. width of the Quarter-wave transformer is 0.021 inches
Length of Quarter-wave transformer is 1.124 inches at the Resonant Freq.

Input Resistance at probe location is 49.72 ohms

The 2:1 VSWR Bandwidth is 1.2%
Upper Frequency Limit = 1.704 GHz
Lower Frequency Limit = 1.684 GHz

Directive Gain = 6.5 dBi

Press 'ENTER' to continue: █
    
```

Strahlungswiderstand

Erreichte Anpassung durch Transformation

Bild 37:
Ergebnis des Autodesign-Entwurfes für 1698 MHz für 20 MHz Bandbreite.

Markiert sind die gute Anpassung und der Gesamt-Strahlungswiderstand von 300 Ω

a) "Patch" fragt zuerst nach der Designfrequenz. Gemäß den Meßergebnissen des letzten Kapitels benötigt man jedoch eine korrigierte Patchlänge von 46,48 mm = 1,83 Zoll für eine tatsächliche Resonanzfrequenz von 1691 MHz. Die ausgegebenen Simulationsergebnisse von "Patch16" lieferten aber eine zu tiefe Resonanzfrequenz. Also beginnt man bei der ersten Eingabe gleich mit einer etwas höheren Frequenz (z.B. "1,695 GHz"), um kürzere Antennenabmessungen zu erhalten.

b) Anschließend möchte das Programm die gewünschte Bandbreite wissen. Hier sollte man sich den Satz aus Kapitel 3.1. in Erinnerung rufen: "...eine dünnere Platine ergibt eine kleinere Bandbreite der Antenne...").

Das führt sogleich zu einem etwas ungewohnten Weg:

Entsprechend der eingetippten Bandbreite und den Werkstoffdaten ($\epsilon_r = 3,38$ / Verlustfaktor = 0,001) wird das Programm nämlich die dazugehörige Platinendicke berechnen!

Also gibt man eine bestimmte Bandbreite (z. B. $b = 30$ MHz) vor und läßt die zugehörigen Antennen- und Platinendaten bestimmen. Dann drückt man im Hauptmenü die Taste "e" und überprüft, ob man bereits bei den gewünschten Werten

Patchlänge = Patchbreite = 1,83 Zoll
und Platinendicke = 0,06 Zoll

angelangt ist.

```

These are the design parameters:
Length (L) = 1.83 inches
Width (W) = 1.83 inches
Height (H) = 6.041024E-02 inches
Dielectric Constant (D) = 3.38
Loss Tangent (T) = .001
Feedpoint Distance (F) = .6700109 inches

Do you wish to edit any value (Y/N): █
    
```

Patchlänge

Patchbreite

Platinendicke

Abstand des Feedpoints von der strahlenden Patchkante

Bild 38:
So gibt das Programm die Patchdaten (=Länge, Breite, Speisepunkt-Abstand), sowie die Platinendicke beim Druck auf die Taste "e" des Hauptmenüs aus; leider alles in Zoll!

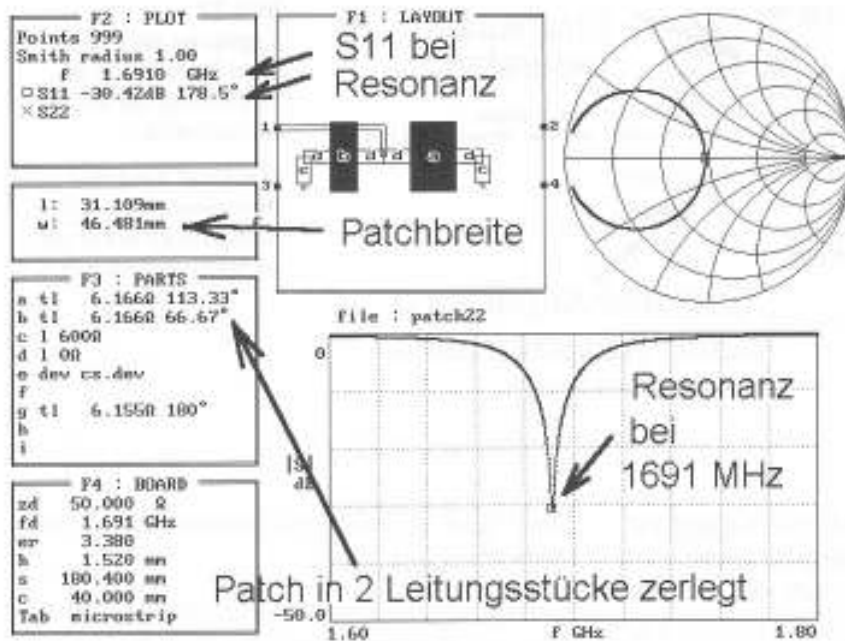


Bild 39:
Darstellung der
Simulation mit "PUFF"
für S11 im Frequenz-
bereich 1,5 bis 2,0
GHz mit Werten
von "Patch16"

Da das im ersten Durchgang sicher noch nicht der Fall ist, werden nun diese Autodesign-Entwurfsschritte mit anderer Resonanzfrequenz und anderer Bandbreite solange wiederholt, bis die geforderten Abmessungen erreicht werden.

Das Endergebnis sei gleich verraten: man braucht eine Resonanzfrequenz von 1,698 GHz und eine Bandbreite von 20 MHz, um auf die oben geforderten Patchmaße und die richtige Platinendicke zu kommen.

Damit erhält man die in **Bild 37** aufgelisteten Antenneneigenschaften; die dazugehörigen mechanischen Maße und Daten können aus **Bild 38** entnommen werden. Nach der Umrechnung von Zoll in Millimeter ergeben sich daraus eine Länge L von 46,48 mm, eine Breite W von 46,48 mm, ein Abstand des Speisepunktes von der strahlenden Patchkante zu 17,02 mm.

Nun ist es durchaus sinnvoll, mit 'PUFF' zu prüfen, wie genau dieser Entwurf übereinstimmt und wie man ggf. wieder durch realistische Modellierung etwas verbessern kann.

Schritt 1:

Zuerst bestimmt man mit 'PUFF' (Siehe Teil 1) den Wellenwiderstand für eine 46,48 mm breite Mikro-Streifenleitung zu 6,166 Ohm.

Schritt 2:

Zur Länge $L = 46,48$ mm muß nun auf jeder Seite die "Open-End-Extension" addiert werden, hierzu wirft man einen Blick auf Bild 19 in Teil 1. Zum Wellenwiderstand $Z = 6,166$ Ohm gehört eine Korrektur von 50 % der Platindicke von 1,52 mm, also 0,76 mm. Die so entstandene Gesamtlänge beträgt $(46,48 \text{ mm} + 2 \times 0,76 \text{ mm}) = 48 \text{ mm}$ und sie stellt gleichzeitig eine elektrische Länge von 180 Grad dar.

Schritt 3:

Der Speisepunkt lag 17,02 mm von der strahlenden Patchkante entfernt. Addiert man wieder die Open-End-Extension von 0,76 mm, erhält man 17,78 mm.

Mit einer einfachen Dreisatzrechnung erhält man dafür eine elektrische Länge von 66,67 Grad (wenn man diese 17,78 mm ins Verhält-

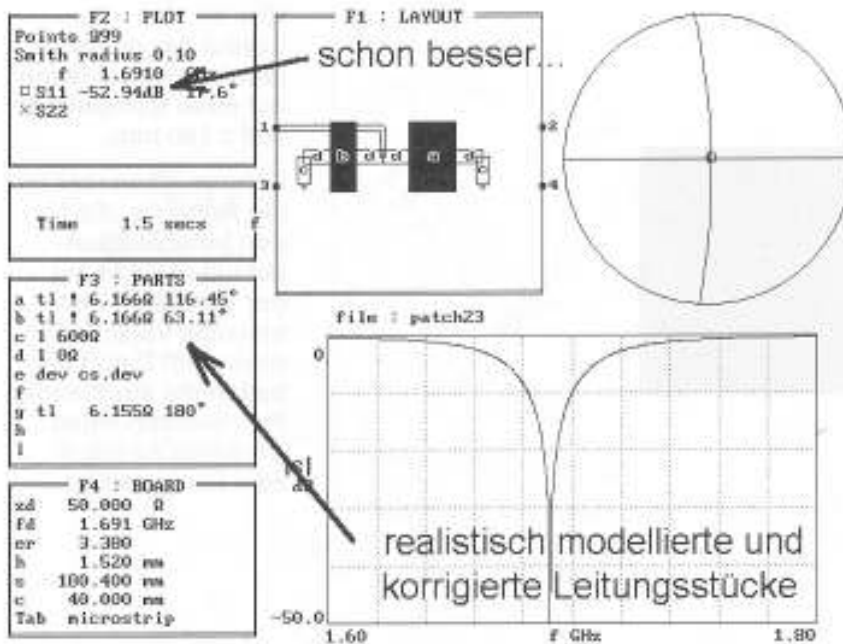


Bild 40: Der mit "PUFF" nachbearbeitete Entwurf mit einem noch besseren Wert für S11 bei Resonanz; allerdings sind erst wieder die Open-End-Korrekturen durchzuführen, bevor man die mechanischen Abmessungen erhält

nis zu den 48 mm setzt, die 180 Grad darstellen).

Schritt 4:

Nun setzt man in "PUFF" die Antenne aus zwei idealen MikroStreifenleitung zusammen, deren elektrische Längen 66,67 Grad bzw. (180 - 66,67) Grad = 113,33 Grad betragen müssen. Am linken bzw. rechten Ende wird der vom Programm "Patch16" errechnete Strahlungswiderstand von je 600 Ohm angeschlossen und der Verbindungspunkt in der Mitte der beiden Leitungsstücke führt zu Port 1. Startet man nun die Simulation, erhält man einen Wert von S11 (und damit einer Reflektionsdämpfung) von ca. -30 dB genau bei 1691 MHz (siehe **Bild 39**).

Schritt 5:

Zur realistischen Modellierung setzt man zu jedem in F3 aufgeführten Leitungsstück das bekannte Ausrufezeichen. Wiederholt man dann die Simulation, stellt man fest, daß außer der Anpassung auch die Resonanzabstimmung schlechter geworden ist. Also variiert man die Einzellängen der beiden Lei-

tungsstücke solange, bis alles optimiert ist und man eine Darstellung entsprechend **Bild 40** auf dem Bildschirm erhält.

Dazu bitte auch einen kleineren Frequenzbereich und einen kleineren Smithchart-Radius wählen!

Schritt 6:

Nach Löschen des Ausrufezeichens und der Eingabe des Gleichheitszeichens bekommt man bei jedem Leitungsstück die mechanische Länge angezeigt. Folgende Werte müssen sich ergeben:

- kurzes Stück: L = 17,324 mm
- langes Stück: L = 31,966 mm

Schritt 7:

Die Summe dieser beiden Längen beträgt L = 17,324 mm + 31,966 mm = 49,29 mm. Vergleicht man das mit der von "Patch16" errechneten und in Schritt 3 "Open-End-" korrigierten Gesamtlänge von 48 mm, dann ist eine rechnerische Verkürzung der "PUFF"-Maße auf 97,38 % erforderlich (damit die tatsächlich aufgebaute Antenne stimmt).

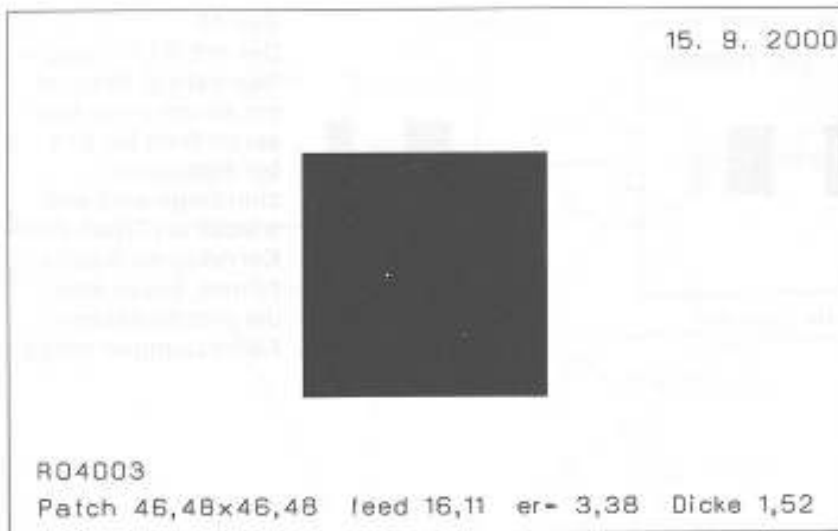


Bild 41:
Layout der realisierten Versuchsantenne auf einer Europakarte 100 x 160 mm.

Schwer erkennbar ist die Bohrung, die für den Innenleiteranschluß in Richtung der schmalen Platinnenseite verschoben sein muß! Damit erhalten die strahlenden Patchkanten einen größeren Abstand zum Platinenrand

Dasselbe gilt für den Speisepunkt. Also muß man auch den von 'PUFF' ausgegebenen "kurzen" Längenwert von 17,324 mm um diesen Faktor verkleinern und erhält dann 16,87 mm. Jetzt braucht man davon nur noch die Open-End-Extension von 0,76 mm abziehen und kommt so zur neuen Lage des Speisepunktes mit $(16,87 \text{ mm} - 0,76 \text{ mm}) = 16,11 \text{ mm}$, gemessen von der strahlenden Kante der Antenne in Richtung Zentrum.

Mit diesen mechanischen Daten
Patchlänge = 46,48 mm
Patchbreite = 46,48 mm
Speisepunkt-Abstand = 16,11 mm von der Patchkante

wechselt man schließlich in das Layout-Programm; das Ergebnis zeigt **Bild 41**. Bei dem gewählten Europakarten-Format der Platine (= 160 mm x 100 mm) wurde dabei der Speisepunkt parallel zur längeren Platinnenseite aus der Patchmitte verschoben, um bei den beiden strahlenden Kanten einen größeren Abstand zum Platinenrand zu erhalten. Der Bohrungsdurchmesser für den Anschluß des Mittelleiters der Speiseleitung beträgt 0,6 mm.

Nach dieser Vorlage wurde ein Muster der Antenne gefertigt und mit einem etwa 7 cm

Tabelle 1:

X = Frequenz in MHz
Y = |Betrag des Reflektionsfaktors|
Z = zugehöriger Phasenwinkel in Grad

X	Y	Z
1500	1	151
1600	1	142
1630	0,98	135,5
1640	0,97	131
1650	0,92	127,5
1660	0,89	120
1670	0,8	110
1680	0,62	97
1685	0,5	85
1691	0,28	68
1697	AAA!	-45
1700	0,15	-100
1710	0,51	-140
1720	0,73	-157
1730	0,85	-170
1740	0,9	-177
1750	0,92	177
1800	0,98	165
1900	1	156
2000	1	153

AAA! = Minimum

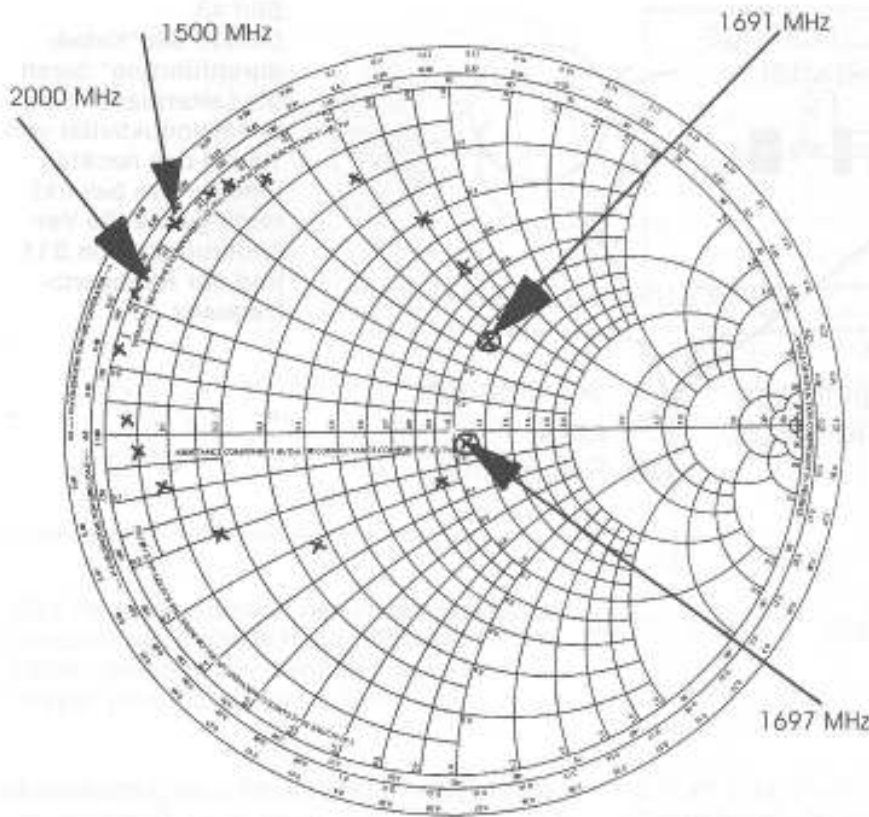


Bild 42: Gemessener Verlauf von S11 der Versuchsantenne im Bereich 1,5 bis 2 GHz. Die Kurve erscheint gegenüber der Simulation gedreht, außerdem stimmen die Resonanzfrequenz und die Anpassung nicht - siehe Text!

langen Stück Semirigid-Kabel samt SMA-Stecker versehen.

Bild 42 zeigt wieder den Verlauf von S11, wie er im Bereich von 1,5 bis 2 GHz mit dem Network-Analyzer hp 8410 ermittelt wurde. Es wurde jedoch zuerst eine Bezugsebenen-Verschiebung (durch Ausmessen eines weiteren, gleich langen, am Ende leerlaufenden Semirigid-Kabelstückes mit aufgeschraubter SMA-Buchse) vorgenommen, so daß die Messung genau für die Lötstelle Patch / Innenleiter gilt. Der Bereich von 1,5 bis 2 GHz wurde durch 20 Meßpunkte erfasst, wobei in der Umgebung der Resonanz die Schrittweite verkleinert wurde. Die Meßwerte sind **Tabelle 1** zu entnehmen.

Auf Anhieb wurde hier ein minimaler Reflektionsfaktor von nur ca. 7 % erreicht. Vergleicht man das Ergebnis sowohl mit der eben durchgeführten Simulation als auch mit

den Meßergebnissen der Version "Microstrip-Feeding" aus Teil 1, so fallen mehrere Abweichungen auf:

- a) weil bei dieser neuen Antennenversion die beiden Mikro-Streifenleitungen (= Transformation + Zuleitung) mit ihren relativ großen elektrischen Länge wegfallen, fehlt beim "Coaxial-Feeding" das "Auseinanderziehen des Schirmbildes zu einer Schleife durch die frequenzabhängigen Phasendrehungen der Leitungen". Deshalb erhält man keine schöne Schleife mehr (wie bei "Microstrip-Feeding"), sondern nur noch einen nicht mal vollständig geschlossenen Kreis.
- b) Gegenüber der Simulation erscheint die S11-Kurve im Smith-Diagramm gedreht - es sieht zunächst so aus, als ob man noch irgendwo ein Stück Leitung in der Schaltung hätte, das man bisher übersehen hat.

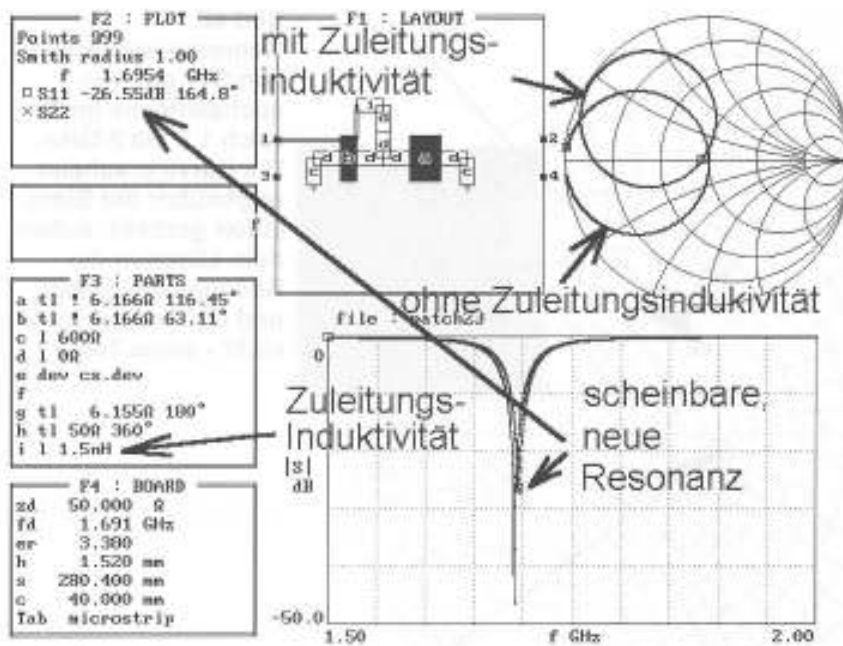


Bild 43: Einfluß der "Kabeldurchführung" durch die Leiterplatte. Eine Zusatzinduktivität von 1,5 nH des nackten Innenleiters bewirkt recht genau die Veränderungen von S11 und der Resonanzfrequenz

c) Auch mit der Resonanzfrequenz muß etwas passiert sein, denn die Frequenzmarke für 1691 MHz liegt eindeutig nicht mehr in der Nähe des Reflektionsminimums! Der neue Minimalwert für die Reflektionsdämpfung beträgt jetzt -23 dB bei 1697 MHz

Also muß man nach dem Grund suchen, warum aus der Abweichung von -4 MHz beim "Microstrip-Feeding" (Siehe Teil 1) plötzlich +6 MHz werden, wenn lediglich die Art der Speisung verändert wird.

Schließlich wurde bei der entscheidenden Patchlänge nur eine behutsame Korrektur vorgenommen, um genau die geforderten 1691 MHz zu treffen - und nun liegt man plötzlich um eine größere Differenz in entgegengesetzter Richtung daneben!

Die Ursache liegt nicht in einer falschen Resonatorlänge, sondern in der Zuführung der Speiseleitung von unten. Dabei fährt man mit dem Innenleiter durch den Querschnitt des Platinenmaterials, um nach oben zum Patch zu kommen. Da hierbei der Aussenleiter fehlt, handelt man sich automatisch eine Störstelle ein; der nackte Innenleiter innerhalb der Platindicke wirkt nämlich wie eine Induktivität.

Dieser Effekt führt sowohl zum gemessenen Anpassungs- wie auch zum Resonanzabstimmungs-Fehler und sorgt für die "Drehung" der Kurve im Smithchart. Da man bei dünnen Drähten grob mit einer Induktivität von etwa 1 nH pro Millimeter Länge rechnen kann, lohnt sich eine kurze Untersuchung mit "PUFF", um diesen Einfluß abzuschätzen. Übrigens warnt "Patch16" bei zu groß ge-

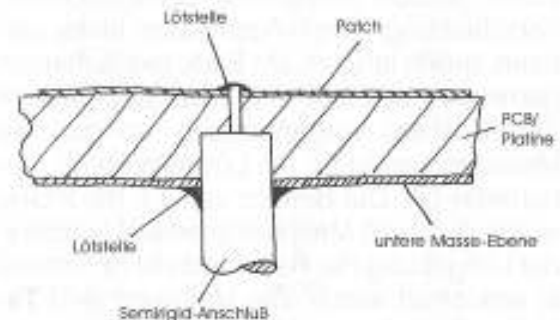
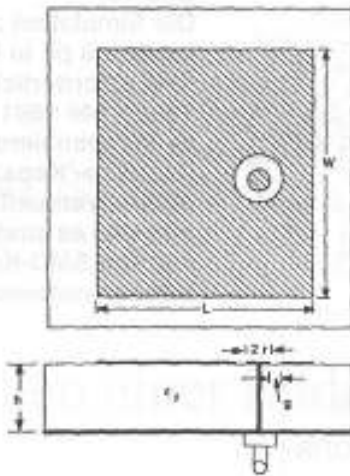


Bild 44: Mechanisch etwas aufwendig, aber elektrisch sehr wirkungsvoll: vertieft eingesetztes Semirigid-Anschlußkabel zur Reduzierung der störenden Zusatzinduktivität



Configuration for inductive reactive compensation for the back-fed probe feed

Bild 45: Kompensation der Zusatzinduktivität durch einen zusätzlich eingebrachten kapazitiven Reihenwiderstand in Form eines "Gaps" (nach [3] in Teil 1, Seite 104)

wählter Platinendicke ausdrücklich vor diesem Problem! In **Bild 41** ist die entsprechende Simulation dargestellt, wobei eine Zuleitungsinduktivität von 1,5 nH angenommen wurde. Sehr gut sind darin die zusätzlichen Phasendrehungen durch die Induktivität sowie die Resonanzfrequenz- und Anpassungsfehler im Vergleich zur idealen Speisung zu erkennen.

Für dieses Problem gibt es drei verschiedene Lösungsansätze:

1) Man wählt ein dünneres Platinenmaterial und reduziert so die "Kabelstrecke ohne Aussenleiter".

2) Man verwendet als Zuleitung ein Semirigid-Kabel mit massivem Kupferrohr als Aussenleiter. Dann senkt man mit einem speziellen Sacklochbohrer oder Zapfensenker - dessen Durchmesser dem Aussendurchmesser des Kabels entspricht - die Platine von unten her etwa bis auf halbe Platinendicke an. Durch dieses "vertieft eingesetzte Kabel" verkürzt man deutlich die "Kabelstrecke ohne Aussenleiter" (**Bild 42**).

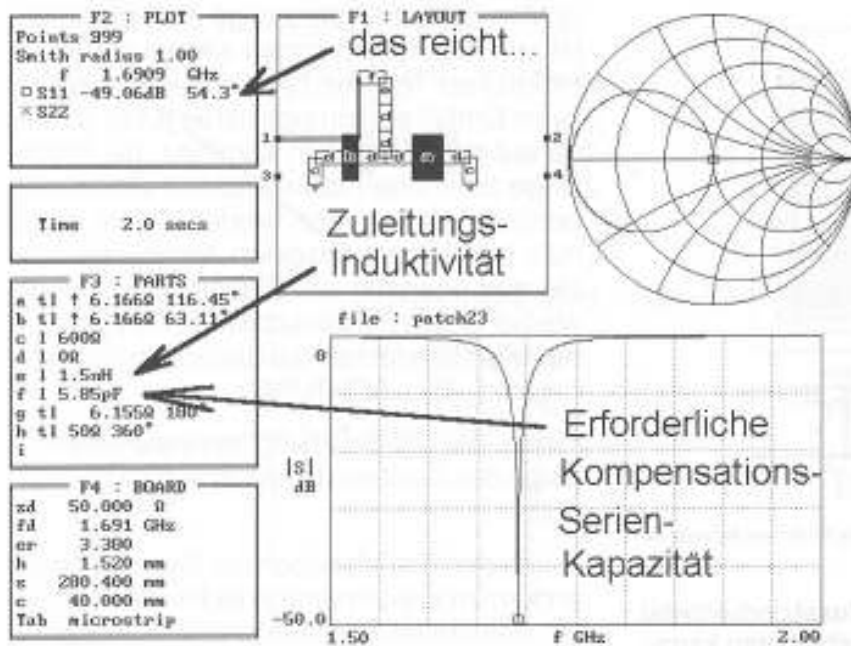
3) Man betrachtet die leidige Zusatzinduktivität und ihre Auswirkungen einfach als unvermeidlichen Teil des Systems und versucht, ihren Einfluß zu kompensieren. Man könnte da auf den Gedanken kommen, die Patchlänge zu erhöhen, denn dadurch sinkt die Eigenresonanzfrequenz wieder. Damit erhält man bei der gewünschten Arbeitsfrequenz, die nun oberhalb der Eigenresonanz liegt, wie bei jedem Parallelschwingkreis einen kapazitiven Blindanteil, der die Induktivität kompensiert. Aber ACHTUNG.

Dieser Weg ist ein Irrweg, denn die Strahlerlänge des Patches darf nicht angetastet werden.

Durch den Betrieb neben der Eigenresonanz entfernt man sich nämlich leider vom optimalen Betriebsfall und Antennenwirkungsgrad. (Hierzu sollte man sich das Einführungskapitel vor Augen führen und speziell die Bemerkung über die "Feldlinien, die wie Rasierpinselborsten aussehen").

Für optimale Abstrahlung ist man eben genau auf die exakten 180 Grad Phasenunterschied zwischen den Spannungen an beiden Patchkanten angewiesen, wenn die Felder bei den beiden "Slots" wirklich gleichphasig sein sollen. Und diese Bedingung ist bei einer Verstimmung - sprich: verkürzten Strahlerlänge - nicht mehr erfüllt, selbst wenn man damit die Anpassung bei 1691 MHz wieder perfekt hinkriegt.

Der einzig zulässige Weg ist, diesen unerwünschten induktiven Reihenwiderstand durch eine Art Serienkapazität zu kompensieren und die Antenne in ihren Abmessungen dabei nicht zu verändern. Das könnte z.B. ein kleiner SMD-Kondensator sein - aber wohin soll man ihn auf der Platine setzen? Meist löst man dieses Problem durch einen "GAP", also einen ringförmigen Luftspalt zwischen der Lötstelle des Kabelinnenleiters und der restlichen Patchfläche (**Bild 43** aus [3] von Teil 1, Seite 104). Interessant wird es jedoch, wenn man mit einer weiteren Simulation mit "PUFF" die Größe der erforderlichen Reihenkapazität bestimmt (**Bild 44**): es sind immerhin fast 6 pF! Da muß man beim

**Bild 46:**

Die Simulation zeigt es: fast 6 pF in Reihe sind erforderlich, um 1,5 nH bei 1691 MHz zu kompensieren. Die "Gap"-Kapazität reicht eventuell nicht aus und es sind zusätzlich SMD-Kondensatoren notwendig

Luftspalt schon erheblich tüfteln, um diesen Kapazitätswert zu erreichen ohne gleichzeitig größere, unnötige Parallelkapazitäten an den Luftspalt-Kanten gegen Masse zu erzeugen.

In der Praxis sieht man dann so raffinierte Lösungen wie: über den Luftspalt gelötete kleine SMD-Kondensatoren - allerdings möglichst in Richtung der strahlenden Patchkanten, denn nur in dieser Richtung fließt bei linearer Polarisierung der Strom! Oder man baut Antennen aus metallisierter Keramik oder metallisiertem Kunststoff, bei denen durch einen kleinen runden "Schornstein" am Speisepunkt gleich dieser SMD-Kondensator mit in die Antenne integriert ist.

X.

Literaturverzeichnis zu Teil 2

[1]: Friedrich Krug: „Mikrostreifenleitungs-Antennen“. UKW-Berichte, Ausgabe 2/1985, Seiten 113-121

[2]: John D. Kraus: „Antennas“. Second Edition 1988. McGrawhill International Editions, ISBN 0-07-100482-3.

[3]: P. Barthia / K.V. S. Rao / R. S. Tomar: „Millimeter - Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas“. Artech House Boston and London. ISBN 0-89006-333-8

[4]: Fa. Mauritz GmbH & Co.,
Postfach 10 43 06, D-20030 Hamburg

[5]: <http://www.rfglobalnet.com> oder über die Suchmaschine „<http://www.fireball.de>“ unter „alle Sprachen“. Dann bitte „pcaad21.zip“ bzw. „patch16.zip“ suchen lassen.

[6]: John D. Kraus, „Antennas“, Seite 746 unten

[7]: Artikelreihe "Design und Realisierung von Mikrowellen-Schaltungen mit PUFF", Guntard Kraus, DG8GB, UKW-Berichte ab Ausgabe 2/1995 (z.B. 1/99)

Link zum Artikel:
<http://www.sonnetusa.com>