



Zeitschrift für
Nachrichten- und
Hochfrequenztechnik
HF-, VHF-, UHF-, SHF-Funk

B 21 956

UKWberichte

40. Jahrgang

3. Quartal

Heft 3/2000

DM 10,-

Gunthard Kraus, DG 8 GB

Moderner Entwurf von Patch-Antennen





Gunthard Kraus, DG 8 GB

Moderner Entwurf von Patch-Antennen, Teil 1

Ständig kommen neue Geräte für die moderne drahtlose Kommunikation auf den Markt. Eine interessante Gemeinsamkeit haben all diese unterschiedlichen Geräte: eine kleine, ja oft unsichtbare Antenne - in vielen Fällen ist es eine Patch-Antenne.

1. Vorbemerkung

Die Entwicklung moderner Kommunikationstechnik führt zu immer kleineren Geräten - man sehe sich einmal die neuesten Handy- und GPS-Empfänger-Generationen an! Entsprechend unscheinbarer werden auch die verwendeten Antennen; ab 1 GHz haben die Patch-Antennen hierbei ihre Marktposition in der Zwischenzeit deutlich verbessert.

Mit Hilfe moderner Entwurfswerkzeuge und der heutigen Leiterplattentechnik sind sie auch für interessierte Funkamateure relativ leicht und genau zu realisieren; dieser Artikel soll Hilfestellung für den sicheren Weg zum Erfolg geben.

Vor allem soll hier die Phantasie der Entwickler angeregt werden: zwar ist diese Antennenform wegen der teilweise recht zarten Leiterbahnstrukturen nicht für große Sendeleistungen geeignet, doch hält sie geringe Leistungen von ein paar Watt aus. Aber dafür können komplette Antennengruppen mit rauscharmen Verstärkerbauteilen zu sehr interessanten aktiven Empfangsantennen zusammengestellt werden - hier ist in Zukunft wohl noch einiges zu erwarten.

2. Grundlagen

Am Anfang eines neuen Projektes steht üblicherweise die Literatur-Recherche. Die Pflichtlektüre ist hier z.B. der Aufsatz „Mikrostreifenleitungs-Antennen“ von Friedrich Krug aus [1]. (Leider wurden im Artikel z.T. die Bruchstriche in den Formeln vergessen.)

Weiterhin sehr hilfreich sind das Standardwerk „Antennas“ von John D. Kraus [2] sowie das Buch „Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas“ [3].

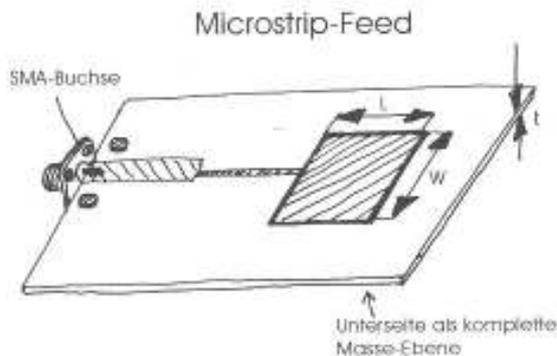


Bild 1a: "Microstrip-Feed" eines rechteckigen Patches mit Bemaßungsangaben

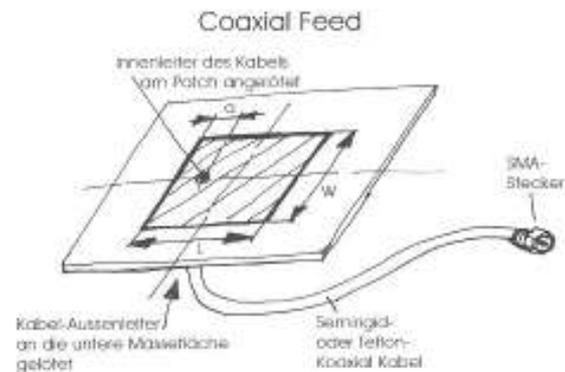


Bild 1b: "Coaxial-Feed" eines rechteckigen Patches mit Definition der Bemaßung

2.1. Festlegung des Modells

Zuerst sollen die theoretischen Grundlagen der Patch-Antennen beim hier verwendeten „Streifenleitungs-Modell“ unter die Lupe genommen und die hierfür wichtige „erste Resonanz“ gedanklich untersucht werden. Hierbei wird mit einigen Vereinfachungen gearbeitet, die jedoch für diesen Betriebsfall das Verständnis und den Entwurf sehr erleichtern.

Wer jedoch einen Einsatz bei Frequenzen oberhalb von 10 GHz plant, der muß etwas mehr Aufwand treiben und zu den modernen, teureren 3D-EM-Simulationsprogrammen wie Sonnet, Microwave-Office, XFDTD usw. greifen. Der Umgang mit einem solchen (in der LIGHT-Version meist kostenlosen!) Programm wird hier auch als Kontrollsimulation des erarbeiteten Entwurfs und zum Vergleich mit den Meßwerten beschrieben. Freuen Sie sich also schon auf die im Projekt erarbeiteten verschiedenen Lösungen anhand unterschiedlicher Software - es wird sicher interessant!

2.2. Form und Speisung

Bei der Patch-Antenne handelt es sich in der einfachsten Form um eine beidseitig kaschierte Leiterplatte, bei der die Unterseite

eine durchgehende Massefläche bildet. Auf der Oberseite wird beim Ätzen nur ein kleines Rechteck (= Patch) stengelassen, wobei meist noch eine Mikro-Streifenleitung zur Speisung an die Mitte einer Kante dieses Rechtecks führt (= Microstrip-Feed).

Rutscht man mit dem Anschlußpunkt nach innen in Richtung des Patch-Zentrums, kann man nur noch mit einem Koaxialkabel speisen, das senkrecht von unten auftritt. Sein Abschirmgeflecht wird mit der unteren Massefläche verlötet, während der Innenleiter durch eine passende Bohrung bis zum Patch weitergeführt und dort angeschlossen wird (= „Coaxial-Feed“). Zusätzlich läßt sich durch eine Verschiebung des Anschlußpunktes auf der Verbindungslinie von Mitte Außenkante zum Zentrum des Patches der Eingangswiderstand verändern und so gleich die korrekte Impedanzanpassung vornehmen. In **Bild 1** sind beide Versionen skizziert und zusätzlich noch angegeben:

a) Die Länge L des Patches ist bei „Microstrip-Feeding“ immer parallel zur Speiseleitung zu denken und zu messen. Sie bestimmt die Resonanzfrequenz der Antenne und muß $L = \lambda/2$ betragen. Bei „Coaxial-Feeding“ ist es diejenige Kante, die parallel zur erwähnten Verbindungslinie „Mitte Außenkante zum Patch-Zentrum“ verläuft.

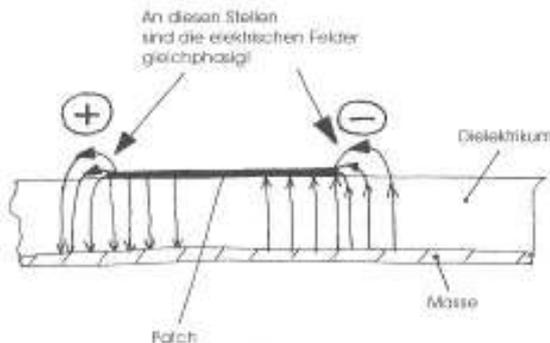


Bild 2: Abstrahlung an einer Patch-Antenne; die Patch-Kanten wirken bei Resonanz wie zwei parallel arbeitende, gleichphasig gespeiste Schlitzantennen

b) Die Polarisation der Antenne (gleichbedeutend mit der Richtung der elektrischen Feldlinien bei der abgestrahlten Welle) ist parallel zu dieser Länge L des Patches und damit auch zur Speiseleitung bei „Microstrip-Feeding“ bzw. zur erwähnten Mittellinie bei „Coaxial-Feeding“.

c) Die Breite W (= „width“) bestimmt den Strahlungswiderstand der Antenne, beeinflusst dagegen die Resonanzfrequenz nur wenig.

Doch jetzt zur wohl interessantesten Frage: Wie wird so ein Metallplättchen plötzlich zur Antenne? Betrachtet man in **Bild 2** das Patch als Mikro-Streifenleitung mit einer elektrischen Länge $L = \lambda/2$, so beträgt der Phasenunterschied zwischen den Spannungen am linken und am rechten Ende genau 180 Grad. Nun muß man noch daran denken, daß die zugehörigen elektrischen Feldlinien nicht exakt am Leitungsende aufhören, sondern z.T. wie die Haare eines senkrecht aufgestellten Rasierpinsels darüber hinaus und in die Luft oberhalb der Patch-Kante hineinreichen. Dieser Effekt wurde bereits als „OPEN-END-EXTENSION“ bzw. „Fringing“ in [7] beschrieben; man muß deshalb beim Layout-Entwurf von Streifenleitungen die me-

chanische Leitungslänge kürzer als erforderlich auslegen.

Nun kommt es erstaunlicherweise genau auf diese „strubbeligen Borsten“ bei den Feldlinien an! Kennzeichnet man in bekannter Weise für einen bestimmten Augenblick der Speisespannung die Richtung dieser Feldlinien mit Pfeilen, stellt man plötzlich folgendes fest. An den beiden gekennzeichneten Stellen verlaufen diese Feldlinien und damit auch die „Antennenströme“ gleichphasig, obwohl die zugehörigen Spannungen an den beiden Patch-Kanten gegenphasig sind!

Wenn man nun noch berücksichtigt, daß die Substratdicke „ t “ (= „Thickness“) stets sehr klein gegenüber der Wellenlänge gewählt wird - üblich sind maximal 1 bis 2 % -, dann verhalten sich die linke sowie die rechte Patch-Kante plötzlich wie zwei gleichphasig gespeiste Schlitzantennen. Damit man aber keine unangenehmen Überraschungen bzw. Abweichungen erlebt, sollten die Abmessungen der Massegrundfläche mindestens eine Wellenlänge oder mehr betragen.

Eine wichtige Eigenschaft dieser Anordnung ist: sobald man von der Resonanzfrequenz abweicht, ist die Bedingung „180°-Phasenunterschied zwischen den Spannungen an den beiden Kanten w “ sehr schnell nicht mehr erfüllt und die Abstrahlung geht zurück.

Eine Patch-Antenne ist also eine sehr schmalbandige Anordnung, wie alles, was in Resonanz betrieben wird.

Beim Entwurf mit einem modernen Design-Programm kann man direkt die gewünschte Bandbreite eingeben oder sich errechnen lassen. Man sollte jedoch berücksichtigen, daß die Platinendaten, wie Dicke, Dielektrizitätskonstante, usw. hier einen wesentlichen Einfluß ausüben.

Bei einer Schlitzantenne ist sowieso vieles anders als z.B. bei einem Dipol. E- und H-Feld sind gegenüber dem Dipol in der Richtung vertauscht, die E-Polarisation bildet einen Kreis bzw. hier einen Halbkreis wegen der rückseitigen Massefläche, dafür ergibt

Microstrip-Feed

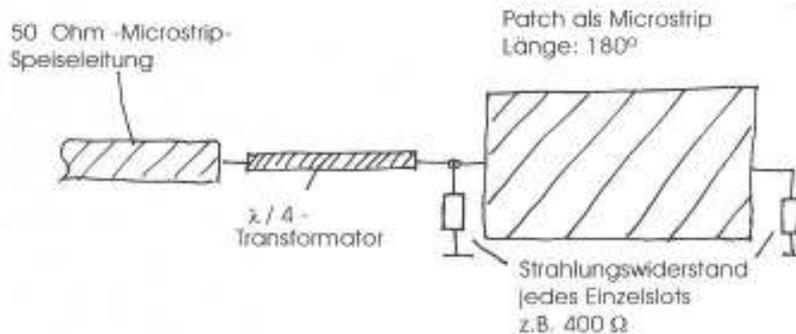


Bild 3a:
Ersatzschaltbild für „Microstrip-Feed“ zur späteren Analyse mit „PUFF“

Coaxial - Feed

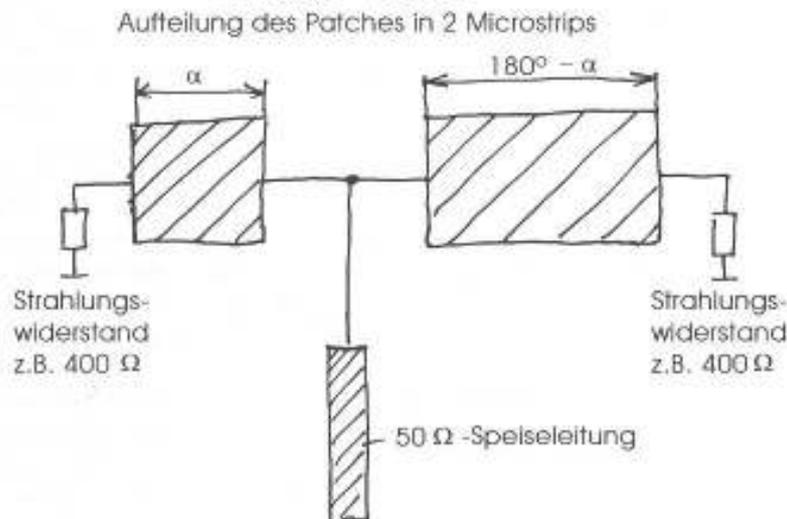


Bild 3b: Ersatzschaltbild für „Coaxial-Feed“ mit Widerstandstransformation; an beiden strahlenden Kanten des Patches sind die Strahlungswiderstände zu denken und in die Schaltung einzutragen

sich beim H-Feld plötzlich die bekannte „Acht“ und mit der rückseitigen Massefläche nur ein Vollkreis als Hälfte dieser Acht. Die Stromverteilung ist nicht mehr sinusförmig wie beim Dipol, sondern konstant. Speziell die Literaturangabe [2] widmet den „Slot-Antennas“ ein eigenes, sehr ausführliches Kapitel und bezieht sich im Patch-Antennen-Kapitel ausdrücklich auf diese Eigenschaften der „Slots“.

2.3. Das Ersatzschaltbild

Das elektrische Ersatzschaltbild für die Umgebung der Resonanzfrequenz (dies wird

später für die Untersuchungen mit „PUFF“ benötigt) ist relativ einfach: beim „Microstrip-Feed“ ist es eine Mikro-Streifenleitung mit einer elektrischen Länge von 180° und dem Strahlungswiderstand des Schlitzes an jedem Ende. Beim „Coaxial-Feed“ sind es zwei Leitungsstücke, die in der Mitte verbunden sind und an den beiden äußeren Enden jeweils mit dem Strahlungswiderstand der Schlitzantenne abgeschlossen werden. Ihre elektrischen Längen sind - entsprechend dem gewählten Speisepunkt - ungleich, müssen aber in der Summe wieder 180° ergeben (siehe **Bild 3**). Die Breite w der Leitung ist in der Praxis oft größer als die Länge



L , dadurch sinkt ihr Wellenwiderstand bei Frequenzen bis 10 GHz auf Werte unter 10 bis 15 Ω .

Man sollte noch wissen, daß der Strahlungswiderstand jedes einzelnen Schlitzes bei einem quadratischen Patch meist irgendwo zwischen 400 und 600 Ω liegt. Macht man den Patch „breiter als lang“, kommt man unter 400 Ω . Da beide Widerstände an der „Speisekante“ parallelgeschaltet erscheinen (es handelt sich ja um eine $\lambda/2$ -Leitung, an deren Eingang ein Abschlußwiderstand theoretisch wieder mit seinem Originalwert erscheint) bekommt man bei Speisung an der Mitte einer Außenkante stets einen Gesamt-Eingangswiderstand von wenigstens 200 Ω . Dieser Wert muß dann noch an 50 Ω angepaßt werden.

2.4. Materialwahl

Beim Platinenmaterial sollte man die richtige Wahl treffen und nicht unnötig sparen. Der bewährte Glasfaser-Epoxy-Werkstoff FR 4 läßt sich zwar bis 2 GHz und mehr einsetzen, jedoch sinkt ab 1 GHz seine Dielektrizitätskonstante stetig ab z.B. von 4,8 bei 1 GHz auf 4,3 bei 1,7 GHz. Die Verluste nehmen zu, wobei der Verlustfaktor bei 1,7 GHz etwa 0,02 gegenüber 0,015 bei 1 GHz beträgt. Wegen der recht hohen Strahlungswiderstände der „Slots“ bekommt man diese Platinenverluste schnell zu spüren. Für einen preisgünstigen Aufbau der Antenne kann natürlich auch FR 4 verwendet werden, nur sollte damit nicht unbedingt ein extrem rauscharmer Verstärker gespeist werden. Jedes Zehntel dB zusätzlicher Dämpfung am Eingang eines Empfängers erhöht bekanntlich genau um den gleichen Betrag die Rauschzahl des Systems.

Die neuen Werkstoffe RO... des bekannten RT-Duroid-Herstellers ROGERS sind hier ideal. Sie weisen bis über 10 GHz hinaus nur unwesentlich schlechtere elektrische Daten als Teflon-Platinen auf, haben dafür aber die guten mechanischen Eigenschaften des Glasfasergewebes und können gebohrt, geschraubt, genietet, gestanzt, gesägt und einfach geätzt bzw. durchkontaktiert werden;

reines Teflon-Material ist dagegen flexibel wie Kaugummi und für eine solche Antenne weniger geeignet. Zudem sind die RO-Werkstoffe preiswerter als Teflon. Beim deutschen Importeur kann man dazu ausführliche Informationen anfordern [4].

Soviel zu den Grundlagen; weitergehende Informationen findet man in [1]. Dort sind die unterschiedlichen Anwendungen und Bauformen z.B. horizontale und vertikale sowie zirkulare Polarisation, Circular Patches, Antennengruppen etc. sehr schön beschrieben.

3. Erstes Projekt

3.1. Geforderte Eigenschaften

Beim Entwurf neuer, komplexer Gebilde sollte man nicht gleich an ein sehr aufwendiges Endprodukt herangehen, sondern sich zunächst ein Gespür für die Genauigkeit der Entwurfswerkzeuge und der Fertigungsmöglichkeiten verschaffen.

Deshalb wurde als erstes Projekt ein einzelnes Patch mit folgenden Eigenschaften geplant:

Resonanzfrequenz: $f_r = 1691$ MHz
(Meteosat-Empfang)

Microstrip-Feeding,

Eingangswiderstand an der Patchkante:
 $0,5 \times$ Strahlungswiderstand eines einzelnen Slots = 200 Ω

Anpassung an 50 Ω : über eine $\lambda/4$ -Streifenleitung zur Transformation;
Zuführung der Speisespannung über eine SMA-Buchse und eine 50 Ω -Streifenleitung bis zur Transformationsleitung;

Einsatz von Platinenmaterial „RO4003“ mit einer Dielektrizitätskonstante von $\epsilon = 3,38$, Platinendicke = 1,52 mm, Platinengröße 100 x 160 mm (Europakarte).

Zur besseren Verdeutlichung zeigt **Bild 4** das Layout des nach diesen Vorgaben gefertigten

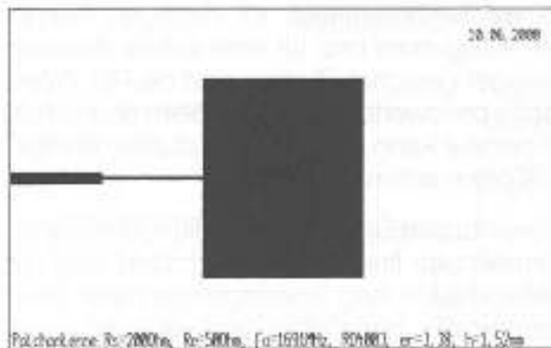


Bild 4: Layout der Muster-Patch-Antenne; aufgebaut auf RO4003-Material; links wird eine SMA-Flanschbuchse befestigt, deren Innenleiter direkt auf die Streifenleitung gelötet wird

tigten Prototyps der doppelseitig kaschierten Leiterplatte.

Bevor nun der eigentliche Antennen-Entwurf beginnt, soll aus der Literaturangabe [3], Seite 40, eine Zusammenfassung der wichtigsten Regeln für einen erfolgreichen Patch-Antennen-Entwurf zitiert werden:

1. Beim „Coaxial-Feed“ beeinflusst eine Verschiebung des Speisepunktes auf der erwähnten „Verbindungsline von Kantenmitte zur Patchmitte“ nur die Eingangsimpedanz,

2. Höhere Werte der Dielektrizitätskonstante beim Platinenmaterial ergeben eine größere Bandbreite.

3. Höhere Werte der Dielektrizitätskonstante ergeben leider auch einen schlechteren Wirkungsgrad bei der Abstrahlung, also einen schlechteren Antennen-Wirkungsgrad.

4. Die Breite w des Patches ist direkt maßgebend für den Strahlungswiderstand und damit für die Eingangsimpedanz, beeinflusst die Resonanzfrequenz dagegen fast nicht.

5. Eine einzelne Patch-Antenne hat nur dann die oben erwähnten einfachen Richtdiagramme (Halbkreis / halbe Acht), wenn das Platinenmaterial sehr dünn gewählt wird.

Als Richtwert möge die Angabe: „Platine möglichst nicht dicker als 1 bis 2 % der Wellenlänge“ gelten.

Damit ist sie wegen der damit verbundenen großen Öffnungswinkel zunächst keine gute Richtantenne. Sobald man jedoch die Platine viel dicker als die Empfehlung wählt, treten plötzlich Nullstellen im Strahlungsdiagramm auf, die durch zusätzliche „surface-wave modes“ verursacht werden.

Für die Platinendicke gilt außerdem: Eine dünnere Platine ergibt eine höhere Güte und damit eine kleinere Bandbreite der Antenne.

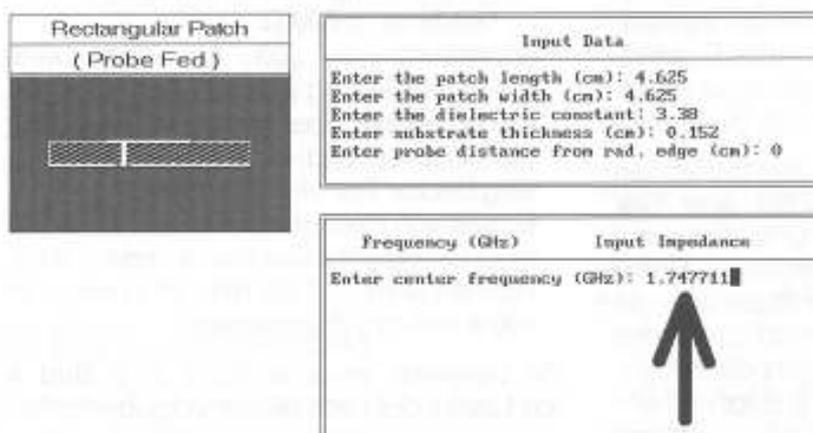


Bild 5: Erstes Ergebnis beim Entwurf mit "PCAAD21": die Resonanzfrequenz beträgt 1,747711 GHz

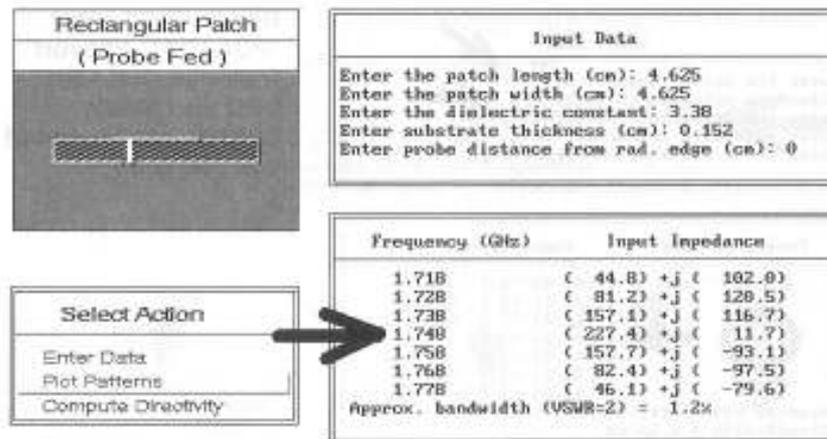


Bild 6: Nach <Enter> erscheint die Übersichtstabelle: Eingangsimpedanz in Abhängigkeit von der Frequenz; bei Resonanz ist der Blindanteil relativ klein

6. Der Antennengewinn eines einzelnen Patches ist recht gering - der typische erreichbare Wert liegt bei 6 bis 6.5 dBi.

7. Die Entwurfs- und Berechnungsmethoden in diesem Artikel (und damit auch die zunächst eingesetzten Programme) basieren auf einem „empirischen Modell“ und sind deshalb nicht allgemeingültig. Für höhere Frequenzen und zur Analyse des Antennenverhaltens in einem breiten Frequenzbereich ist der Einsatz moderner EM-Simulatoren unverzichtbar.

3.2. Ermittlung der erforderlichen Patch-Abmessungen (Microstrip-Feed)

Dazu sind zwei Programme gut geeignet: „pcaad21“ und „patch16“. Man findet sie entweder direkt in einer passenden Internet-Adresse [5] oder auf der CD „Fundstelle Internet 2000“ (Vertrieb über den Leserservice der UKW-Berichte) oder über einen Hinweis in der Homepage der UKW-Berichte.

A) Entwurf mit „pcaad21“

Die Bedienung ist sehr anwenderfreundlich und nach dem Aufruf des passenden Menüs wird man gleich nach der Patch-Länge gefragt. Man könnte hier versuchsweise einen beliebigen Wert eingeben und sehen, was dabei herauskommt.

Wesentlich erfolgversprechender ist es jedoch, zuerst nach folgender Beziehung mit dem Taschenrechner den ungefähren Längenwert (= halbe elektrische Wellenlänge) auszurechnen und mit diesem Wert zu arbeiten:

$$L = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon}} = \frac{3 \cdot 10^{11} \text{ mm}}{\text{sec} \cdot 2 \cdot 1691 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot \sqrt{3,38}} = 4625 \text{ mm}$$

Für die Breite des Patches nimmt man einfach den gleichen Wert von 46,25 mm und sieht sich später das Ergebnis an. Nach Eingabe der Dielektrizitätskonstante ($\epsilon = 3,38$) und der Platinendicke (0,152 cm) wird man nach dem Abstand des Speisepunktes von der Kante w gefragt. Da hier mit „Microstrip-Feed“ gearbeitet werden soll, gibt man als Antwort „0“ ein und drückt <ENTER>. Damit erhält man einen Bildschirmaufbau wie **Bild 5**, in dem man als Resonanzfrequenz den Wert 1,74771 GHz ablesen kann. Ohne sich jetzt schon weiter Gedanken um eventuelle Abweichungen zu machen drückt man nochmals <ENTER>; damit wird zusätzlich der Impedanzverlauf in der Umgebung der Resonanzfrequenz entsprechend **Bild 6** ausgegeben.

Man sieht hier, daß der Strahlungswiderstand mit 227 Ω bei der berechneten Resonanzfrequenz noch zu hoch ist, den kleinen Blindanteil von $j11 \Omega$ kann man getrost ignorieren. Also wiederholt man die Prozedur

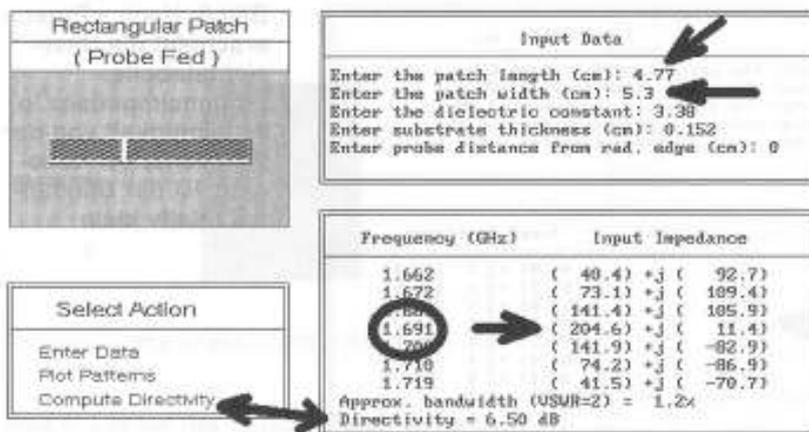


Bild 7: Optimierter "PCAAD21"-Entwurf Resonanz bei 1691 MHz und einem Strahlungswiderstand von 200 Ohm

nach Aktivieren von „ENTER DATA“ im linken Menü nochmals mit größerer Breite w und anderer Länge L solange, bis man einen Strahlungswiderstand von etwa 200Ω bei einer Resonanzfrequenz von 1691 MHz erreicht.

In **Bild 7** ist das Endergebnis der Bemühungen zu finden; über den Menüpunkt „plot data“ erhält man die Richtdiagramme. Die „Directivity“ wird auf Wunsch mit etwa 6,5 dB ausgewiesen; sie stellt das Verhältnis der maximalen, in eine bestimmte Richtung abgestrahlten Leistung zum Mittelwert dar. Wissenschaftlich korrekt ausgedrückt ist sie das Verhältnis von Maximalwert zu Mittelwert beim Poyntingschen Vektor. Sie stimmt mit der üblichen „dBi“-Gewinnangabe überein, denn beim Kugelstrahler als Referenz gibt es keine Vorzugsrichtung und damit weist er eine „Directivity“ bzw. einen Gewinn von Null dB auf.

Allerdings ist bei den Angaben in Bild 7 zu beachten, daß die angegebene Strahlerlänge von 47,7 mm als gesamte elektrische Länge zu denken ist und deshalb noch um die bekannte „open end extension“ der Mikro-Streifenleitungen zu kürzen ist. Bei solch breiten Leitungen ist das, wie man später sehen wird, an jeder Seite etwa die halbe Platinendicke, deshalb müssen insgesamt rund 1,5 mm abgezogen werden.

B) Entwurf mit „patch16“

Nach dem Programmstart kann man Informationen zur Bedienung aufrufen oder gleich zum ersten Menü (**Bild 8**) gehen und die Taste „d“ drücken, um die Patch-Daten einzugeben. Leider müssen die Eingaben in Zoll eingegeben werden. Außerdem muß man beachten, daß bei diesem Programm die Strahlerlänge bereits in der „open-end-korrigierten“ Form ausgegeben wird - so wie sie auch im Layout verwendet wird!

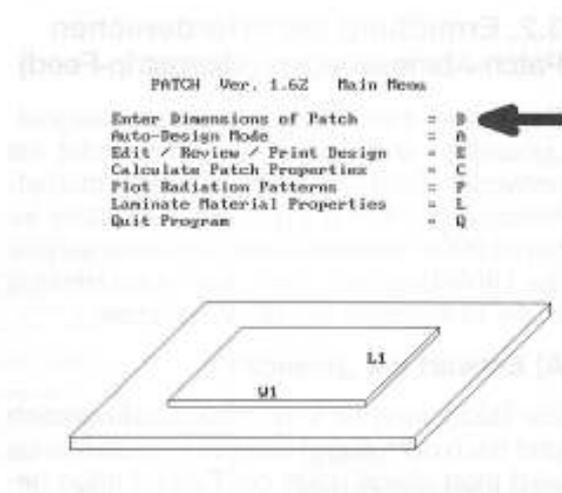


Bild 8: Hauptmenü des Programmes "Patch16". Über die Taste „d“ wird der eigentliche Antennenentwurf gestartet.

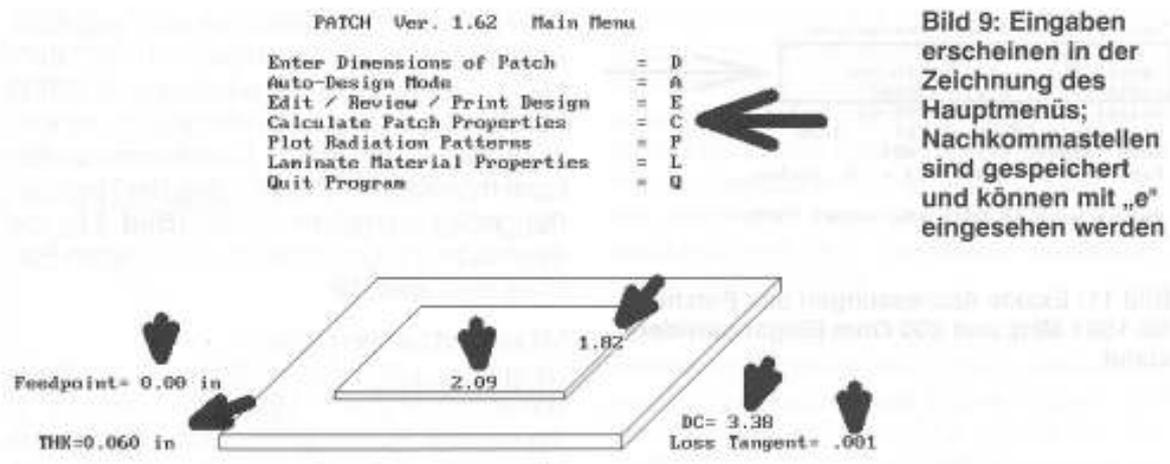


Bild 9: Eingaben erscheinen in der Zeichnung des Hauptmenüs; Nachkommastellen sind gespeichert und können mit „e“ eingesehen werden

Folgende Werte kann man aus dem vorherigen Entwurf übernehmen:

- Korrigierte Patchlänge $L = (47,7 - 1,5) \text{ mm} = 46,2 \text{ mm}$ entspricht 1,819 Zoll;
- Patchbreite $w = 53 \text{ mm}$ entspricht 2,0866 Zoll;
- Platindicke $t = 1,52 \text{ mm}$ entspricht 0,06 Zoll;
- Dielektrizitätskonstante $\epsilon = 3,38$;
- Speisepunkts-Abstand (probe distance from radiating edge) = 0;
- Verlustfaktor (loss tangent) von RO4003 bei 2 GHz = 0,001.

Hat man sich durch die Eingabe-Prozedur gearbeitet, empfängt einen wieder derselbe Bildschirm (**Bild 9**) mit der Skizze des Pat-

ches wie zu Beginn - diesmal aber mit den eingetragenen Daten zur Kontrolle. Diese sind im Bild zwar gerundet, aber für die Rechnung korrekt mit allen Nachkommastellen gespeichert. Drückt man nun „c“ (= calculate patch properties), bekommt man alle interessierenden Daten zu sehen (**Bild 10**).

Nehmen wir die Ergebnisse doch etwas genauer unter die Lupe:

a) Mit der von „pcaad21“ angegebenen und „open-end-korrigierten“ Strahlerlänge erhält man in „patch16“ eine Resonanzfrequenz von 1706 MHz statt 1691 MHz. Welches Programm hat nun wirklich recht?

Der Vergleich mit dem realisierten Prototyp zeigt, daß eine mit „patch16“ bestimmte

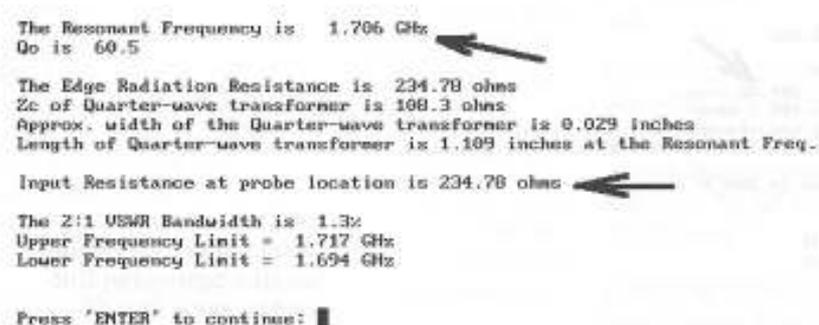


Bild 10: Mit „c“ werden alle Patch-Daten berechnet: Bandbreite, Güte, unterer und oberer Grenzfrequenz bzw. der erford. „Quarter-Wave-Transformer“ angezeigt; die beiden Pfeile zeigen die Resonanzfrequenz und den Eingangswiderstand an der Patch-Kante w



These are the design parameters:

```
Length (L) = 1.835 inches
Width (W) = 2.31 inches
Height (H) = 5.999999E-02 inches
Dielectric Constant (D) = 3.38
Loss Tangent (T) = .001
Feedpoint Distance (F) = 0 inches
```

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

Bild 11: Exakte Abmessungen des Patches für 1691 MHz und 200 Ohm Eingangswiderstand

Strahlerlänge näher am Meßwert liegt, weil hier nicht nur die „open-end-Korrektur“ automatisch vorgenommen wird, sondern auch die Modellierung etwas genauer ist.

b) Der Strahlungswiderstand beträgt 235 Ω und ist damit um etwa 15 % höher als die „pcaad21“-Angabe mit 200 Ω . Auch hier ist der „patch16“-Voraussage mehr zu trauen.

c) Die Daten des erforderlichen $\lambda/4$ -Anpaßtransformators für 50 Ω werden freundlicherweise ebenfalls gleich mit zur Verfügung gestellt.

d) Zusätzlich erhält man die Güte $Q = 60,5$ sowie die 2:1-SWR-Bandbreite mit der Angabe „1,3 %“, außerdem die zugehörige untere und obere Grenzfrequenz (1707 und 1694 MHz) im Ausdruck.

Aufgrund der Frequenzabweichung wiederholt man den Entwurf nochmal und variiert dabei die Länge L solange, bis sich exakt

1691 MHz als Resonanzfrequenz ergeben. Anschließend verändert man noch die Patchbreite, bis der Strahlungswiderstand 200 Ω beträgt. Die exakten Abmessungen und Entwurfsdaten mit allen Nachkommastellen kann man sich als Tabelle über die Taste „e“ (für „edit“) ausgeben lassen (**Bild 11**); die elektrischen Eigenschaften des fertigen Patches zeigt **Bild 12**.

Mit den erhaltenen Werten:

Länge $L = 1,835$ Zoll = 46,6 mm und Breite von $w = 2,31$ Zoll = 58,67 mm kann man in die nächste Runde gehen. Dort ruft man das Mikrowellen-CAD-Programm „PUFF“ auf, um die nötige Anpaßschaltung zu entwerfen.

3.3. Anpassung der Antenne an 50 Ω

Vor dem Start von „PUFF“ wird das File „setup.puf“ mit einem Texteditor bearbeitet und muß dann folgende Einträge aufweisen:

```
zd 50.000 Ohms {normalizing impedance. 0<zd}
fd 1.691 GHz {design frequency. 0<fd}
er 3.380 {dielectric constant. er>0}
h 1.520 mm {dielectric thickness. h>0}
s 200.400 mm
    {circuit-board side length. s>0}
c 19.000 mm
    {connector separation. c>=0}
r 0.010 mm {circuit resolution, r>0, use
Um for micrometers}
a 0.000 mm {artwork width correction.}
mt 0.035 mm {metal thickness, use Um
for micrometers.}
```

```
The Resonant Frequency is 1.692 GHz
Qo is 57.2
The Edge Radiation Resistance is 200.38 ohms
Zc of Quarter-wave transformer is 100.1 ohms
Approx. width of the Quarter-wave transformer is 0.836 inches
Length of Quarter-wave transformer is 1.113 inches at the Resonant Freq.
Input Resistance at probe location is 200.38 ohms
The 2:1 VSWR Bandwidth is 1.4%
Upper Frequency Limit = 1.704 GHz
Lower Frequency Limit = 1.680 GHz
Press 'ENTER' to continue: █
```

Bild 12: Elektrische Eigenschaften des optimalen Entwurfes nach Bild 11

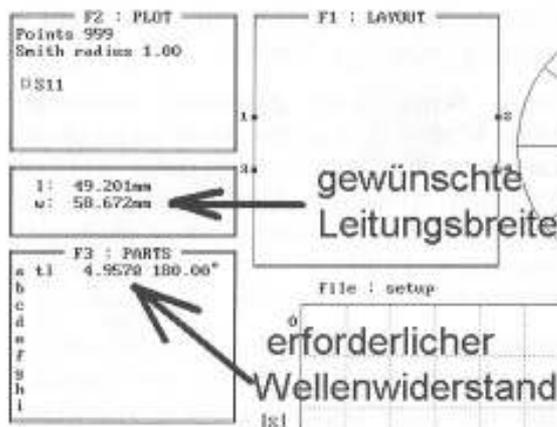


Bild 13: Mit „PUFF“ läßt sich über die Leiterbreite von 58,67 mm (=2,31 Zoll) der erforderliche Wellenwiderstand des „Patches als Microstrip“ zu 4,957 Ohm bestimmen

```
sr 2.000 Um {metal surface roughness,
use Um for micrometers.}
lt 1.0E-0003 {dielectric loss tangent.}
cd 5.7E+0007 {conductivity of metal in
mhos/meter.}
```

Anschließend startet man „PUFF“ und bestimmt zuerst die Ersatzdaten der Mikro-Streifenleitung des Patches. Dazu erstellt man in Feld F3 eine Mikro-Streifenleitung mit $Z = 10 \Omega$ und einer elektrischen Länge von 180 Grad. Sobald sich der Cursor noch in dieser Eingabezeile von F3 befindet und das Gleichheitszeichen eingetippt wird, erscheinen im Dialogfenster die zugehörigen mechanischen Abmessungen in Form der Länge L und der Breite w . Man variiert nun den Wellenwiderstand Z solange, bis genau die geforderte Breite $w = 58,67$ mm erreicht ist. **Bild 13** zeigt diesen Zustand und den dafür gültigen Z -Wert von 4,957 Ω .

Die Ermittlung der korrekten Länge wird etwas umfangreicher. Man muß nämlich mit der „exakten Modellierung“ arbeiten und da hat „PUFF“ eine Eigenheit, die nur kurz im Handbuch erwähnt wird - und bei Nichtbeachtung ergeben sich spürbare Fehler.

Sobald man hinter die „t!“-Angabe im Feld F3 zusätzlich ein Ausrufezeichen setzt, wird bekanntlich eine exakte Analyse der Leitung durchgeführt und auch die Frequenzabhängigkeit der Daten sehr genau modelliert. Gibt man nun wieder in F3 das Gleichheitszeichen ein, erscheinen der tatsächliche Wellenwiderstand und die tatsächliche elektrische Länge im Dialogfeld.

Aber: Diese beiden Angaben gelten nur für Gleichstrom und es gibt zunächst kein Kommando und auch keine Funktionstaste, mit der diese Werte direkt bei der geforderten Designfrequenz (hier: 1691 MHz) sichtbar gemacht werden können - was wegen ihrer Frequenzabhängigkeit wahrlich wichtig wäre!

Also muß man sich selbst helfen und einfach ein Layout erstellen, bei dem diese Leitung an einem Ende kurzgeschlossen und am anderen Ende an Port 1 angeschlossen wird. Plottet man nun S11 in einem engen Bereich um die Designfrequenz 1691 MHz herum - und mit möglichst hoher Auflösung von 500 bzw. 1000 Punkten -, braucht man nur noch mit den Tasten <Page UP> bzw. <Page DOWN> die Kurve abzufahren und genau die Phase von S11 zu beobachten: sobald sie von „- 180 Grad“ auf „+ 180 Grad“ umspringt, hat man die Serien-Resonanzfrequenz gefunden, bei der die elektrische Länge exakt eine halbe Wellenlänge beträgt. Also braucht man nur noch etwas mit der Längenangabe in der entsprechenden F3-Zeile zu experimentieren und neu zu plotten, bis dieses „Umspringen“ genau bei 1691 MHz erfolgt. Damit erhält man endgültig eine korrekte, mit allen Verlusten und Frequenzabhängigkeiten modellierte Mikro-Streifenleitung mit $L = 180$ Grad bei 1691 MHz (**Bild 14**).

Wer nun nochmals das Ausrufezeichen in der Angabe „t! 4.957W 179.530 “ löscht und das Gleichheitszeichen eingibt, der erhält die zugehörigen mechanischen Abmessungen mit $w = 58,67$ mm und einer Länge von $L = 49,07$ mm.

Zieht man von L die „open end extension“ mit etwa einer Platinendicke ab, bliebe immer

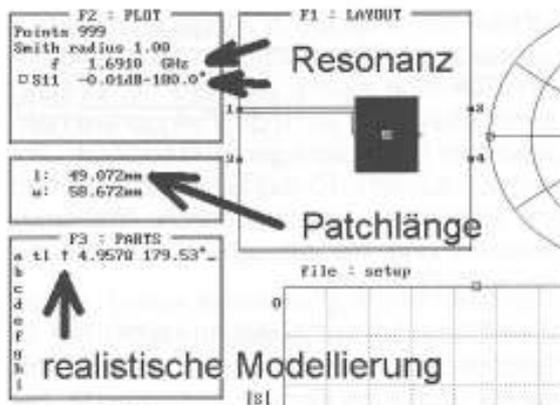


Bild 14: Mit „PUFF“ wird über einen Umweg („eine am Ende kurzgeschlossene L/2-Leitung wirkt bei Resonanz als Serienschwingkreis...“) die tatsächlich erforderliche mechanische Länge des Patches ermittelt

noch eine im Layout zu verwirklichende Patchlänge von ca. $49,1 - 1,5 = 47,6$ mm übrig. Das ist eine beträchtliche Abweichung gegenüber der Simulation mit „patch16“ von 46,6 mm (siehe oben) und man sucht verzweifelt nach der Fehlerursache.

Erst das Literaturstudium [6] bringt Licht in dieses Dunkel:

Diese Abweichung zwischen Streifenleitungs-Modell und echter Antenne ist physikalisch bedingt und der Preis dafür, daß man mit einem so simplen Modell gearbeitet hat. Also verläßt man sich hier nicht auf die Ergebnisse von „PUFF“, sondern übernimmt später den Wert von „patch16“ ins Layout.

Versieht man dieses realistische und verlustbehaftete Modell des Patches an beiden Enden mit dem geplanten Strahlungswiderstand des einzelnen Slots von 400Ω und startet einen neuen Plot, so zeigt sich, daß zuerst für korrekte Resonanz bei 1691 MHz noch eine leichte Längenkorrektur erforderlich ist. Mit Hilfe der Tabulatortaste sollte man das Smithchart vorher auf „Leitwert-Darstellung“ schalten, damit die Eingangsimpedanz als Parallelschaltung angezeigt werden kann. Das geschieht, indem man nach dem Plot im Feld F2 den Cursor auf S11 stellt und wieder das Gleichheitszeichen eintippt. Im Dialogfeld erhält man daraufhin den Gesamtwiderstand des Patches einschließlich Leitungs- und Transformationsverlusten zu $170,4 \Omega$. Diesen Wert muß man anschließend mit einer Transformationsleitung auf 50Ω

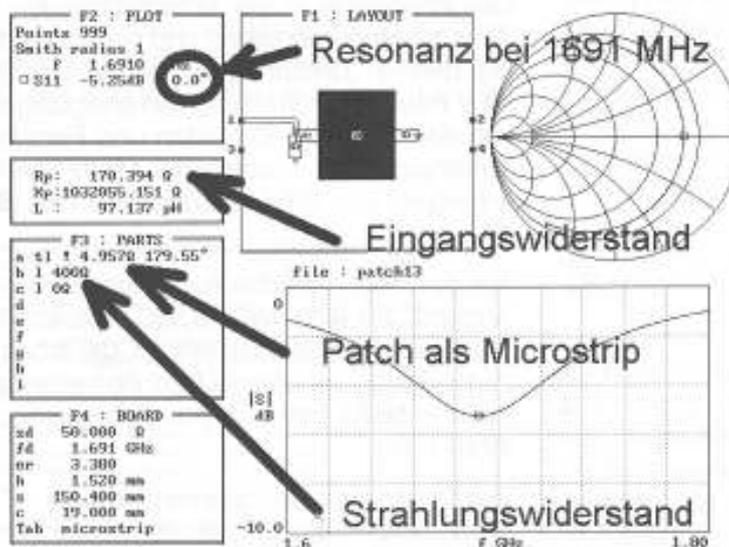


Bild 15: Simulation des Patches als realistische, verlustbehaftete Mikro-Streifenleitung und an den Patchkanten angeschlossenen Strahlungswiderständen der Slots; der Eingangswiderstand beträgt wegen der Verluste nur noch etwa 170 Ohm

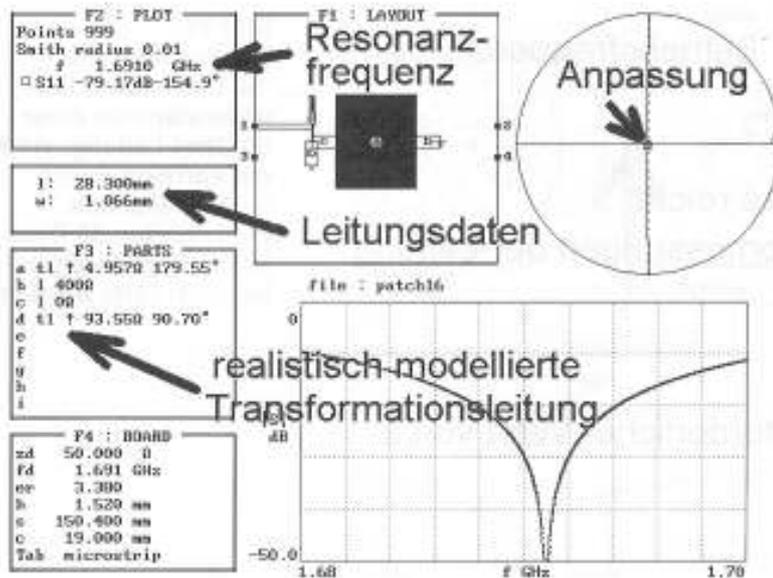


Bild 16:
Eine vorgeschaltete Transformationsleitung bringt den Eingangswiderstand bei 1691 MHz genau auf 50 Ohm

bringen (**Bild 15**). Der dazu erforderliche Wellenwiderstand ist:

$$Z = \sqrt{50\Omega \cdot 170,4\Omega} = 92,3\Omega$$

Man kann sich das Leben etwas leichter machen und in F3 zunächst eine solche Leitung durch die Zeile

tl 1 92.3 90° vorsehen.

Schaltet man dieses Bauteil nun zwischen Patch und Port 1, sollte man theoretisch bei 1691 MHz eine perfekte Anpassung haben und folglich genau im Mittelpunkt des Smith-Diagrammes landen. Da das zunächst nicht ganz exakt der Fall ist (= denn auch die Daten dieser Leitung sind selbst wieder frequenzabhängig...), verändert man solange die Transformationsleitungslänge und ihren Wellenwiderstand, bis dieser Punkt paßt. Natürlich zoomt man sich dazu die Umgebung des Mittelpunktes im Smithchart stark heraus und gibt dazu einen entsprechend kleinen Radius (hier: $r = 0,01$) ein.

Bild 16 zeigt den Endzustand samt den dazu erforderlichen mechanischen Abmessungen der Transformationsleitung.

Nun fehlt nur noch eine 50 Ω -Mikro-Streifenleitung mit z.B. $L = 90^\circ$ als Verbindung zur

SMA-Buchse. Wegen der schon erwähnten Frequenzabhängigkeiten bei den Leitungsdaten weicht ihr Wellenwiderstand bei 1691 MHz leider wieder von 50 Ω ab, selbst wenn man (über das Ausrufezeichen in der entsprechenden Eingabezeile) korrekt modelliert und bei DC diesen Wert hinkommt. Also hilft man sich durch eine weitere, zusätzliche Simulation:

Man schließt ein solches 50 Ω -Mikro-Streifenleitungsstück einfach mit einem 50 Ω -Widerstand ab und plottet S11 im Bereich 1600 bis 1800 MHz. Im verlustfreien Idealfall würde immer Anpassung herrschen, aber das bleibt nicht so, weil Z mit der Frequenz variiert. Folglich ändert man ganz behutsam den Eingabewert für den Wellenwert in F3 solange, bis man bei 1691 MHz mindestens einen Wert für S11 von -50 dB erreicht; **Bild 17** zeigt das Ergebnis. Nun ist die Fertigstellung der ersten Antenne nicht mehr weit. Man ergänzt die bisherige Schaltung von Patch und Transformationsleitung um diese 50 Ω -Zuleitung zu Port 1 und startet anschließend die Simulation. **Bild 18** zeigt, daß keine weiteren Korrekturen nötig sind und alles zusammenpaßt.

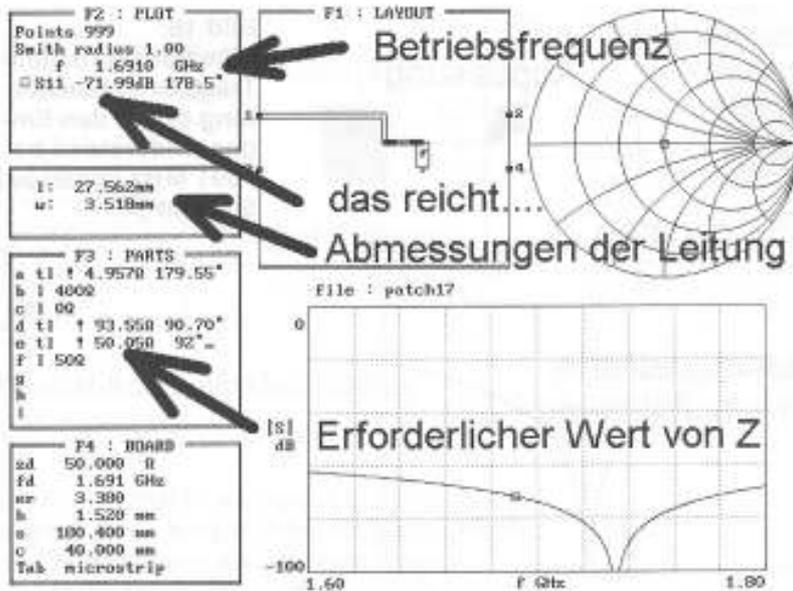


Bild 17:
Mit der Methode:
"50 Ohm-Abschluß-
widerstand an einer
50 Ohm-Leitung" wird
die korrekte Breite
einer realistisch
modellierten 50 Ohm-
Mikro-Streifenleitung
bei 1691 MHz bestimmt

Sobald man in den entsprechenden Zeilen von F3 die Ausrufezeichen entfernt, liefert das Gleichheitszeichen endgültig alle Längen bzw. Breiten der einzelnen Mikro-Streifenleitungen. Nun erstellt man sich eine Tabelle für den Layoutentwurf wie folgt:

Patch: Breite $w = 58,67 \text{ mm}$ / Länge $L = 46,6 \text{ mm}$ (= patch16 - Wert!)

Transformationsleitung: Breite $w = 1,066 \text{ mm}$ / Länge $L = 28,3 \text{ mm}$ (unkorrigiert)

50 Ω -Zuleitung: Breite $w = 3,518 \text{ mm}$ / Länge je nach Bedarf im Layout.

Als letzte Aktion werden noch die erforderlichen „open-end-Korrekturen“ bei der mittleren Leitung durchgeführt; dazu braucht man das bekannte Diagramm aus dem „PUFF“-Handbuch (**Bild 19**). Für das Patch mit $Z = 4,955 \Omega$ und $\epsilon = 3,38$ kann man dort eine Verlängerung von etwa 0,51 (= 51 % der Platinendicke = 0,78 mm) herauslesen. Da die Breite der Transformationsleitung mit etwa 1 mm gegenüber der Patchbreite von 58,67 mm recht gering ist, muß man diese 0,78 mm voll berücksichtigen und den $\lambda/4$ -Transformator entsprechend länger wählen.

Auf der 50 Ω -Anschlußseite sieht es etwas anders aus. Für 50 Ω und $\epsilon = 3,38$ liefert das

Bild 18 eine Verlängerung von etwa 0,44 = 44 % der Platinendicke = 0,67 mm. Da sich jedoch die aufeinanderstoßenden Leiterbreiten nicht mehr so stark wie vorhin unterscheiden, fällt die tatsächliche Verlängerung schwächer aus und kann nach der Formel (7.3), Seite 36 des „PUFF“-Handbuchs leicht berechnet werden:

$$L_{\text{kor}} = L \cdot \left(1 - \frac{w1}{w2}\right) =$$

$$= 0,67 \text{ mm} \cdot \left(1 - \frac{1,066 \text{ mm}}{3,518 \text{ mm}}\right) = 0,47 \text{ mm}$$

Also benötigt diese Seite der Transformationsleitung nur eine Verlängerung von 0,47 mm und nun kann die Gesamtlänge bestimmt werden:

$$L_{\text{ges}} = 28,3 \text{ mm} + 0,78 \text{ mm} + 0,47 \text{ mm} = 29,55 \text{ mm}$$

Bevor man das Layout-CAD-Programm startet, sollte man in einer Skizze gemäß **Bild 20** die endgültigen Maße festhalten.

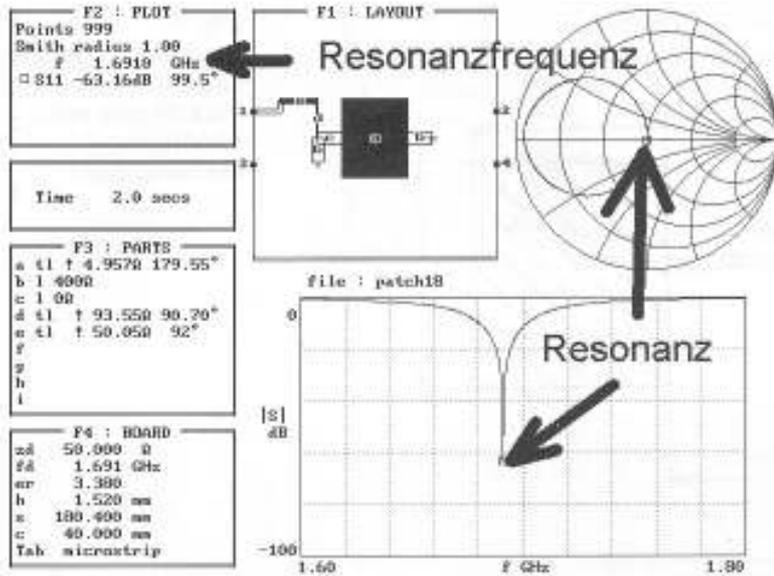


Bild 18: Simulation der vollständig modellierten Antennenschaltung mit Resonanz und korrekter Anpassung bei 1691 MHz

4. Simulation der fertigen Antennenstruktur mit SONNET LITE

4.1. Schaltungs-Simulatoren

HF-Schaltungsentwickler haben es heute leichter, aber auch schwerer als früher. Die

theoretischen Grundlagen für die exakte Simulation aktiver und passiver Schaltungen bis über 100 GHz sind sehr genau bekannt und in leistungsfähige Programme umgesetzt. So gibt es fast keine Ausrede mehr, wenn irgendein Entwurf nicht so funktioniert, wie gedacht.

Obwohl die Grenzen fließend sind, kann man diese Programme in verschiedene Gruppen einteilen. Es gibt:

a) *Lineare Simulatoren* im Frequenzbereich, die sich um keine krummen Kennlinien oder keine Sättigung usw. kümmern. Ein solcher Vertreter ist „PUFF“ das mit den (als konstant angenommenen) S-Parametern arbeitet; ein weiterer Vertreter dieser Gruppe wäre z.B. „Touchstone“. Damit lassen sich beliebige aktive und passive Strukturen untersuchen - die Ergebnisse sind so genau wie die zur Berechnung benutzten S-Parameter und das zusammengestellte Wechselstromschaltbild einschließlich der unerwünschten „Nebeneffekte“ (wie Schaltkapazitäten oder Eigeninduktivitäten und Eigenkapazitäten der Bauteile usw.).

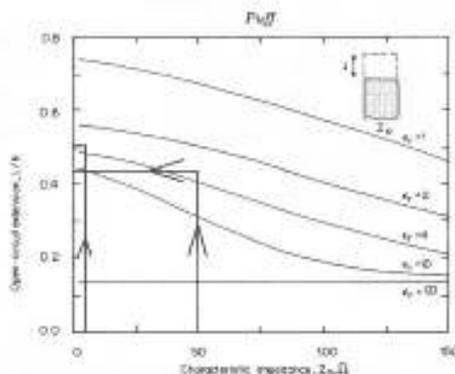


Figure 7.2 The open-circuit and correction in microstrip, plotted from (7.2). The network length correction in a parts list should be negative.

Bild 19: Bestimmung der "Open-end-Verkürzung" für die Speiseleitung (50 Ohm) und die "Patch-Mikro-Streifenleitung (ca. 5 Ohm)

Übrigens, der „ARRL-Radio-Designer“ (ARD), der an dieser Stelle schon öfters erwähnt und verwendet wurde, arbeitet mit den Y-Para-

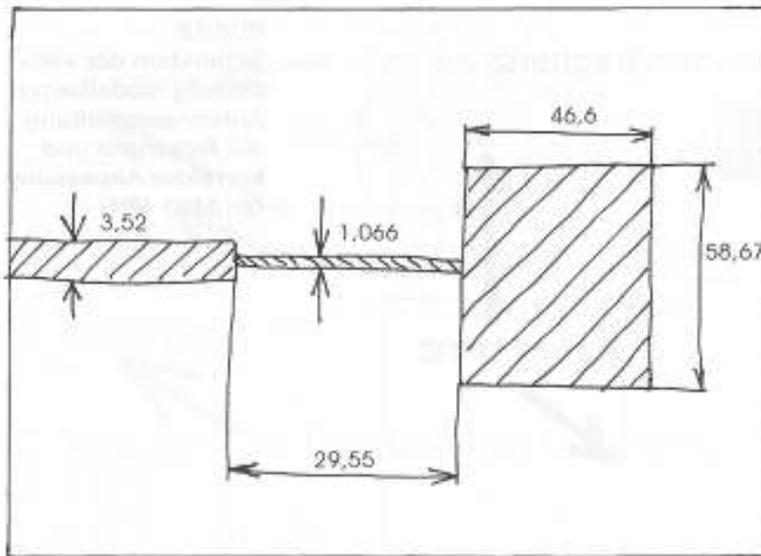


Bild 20:
Ein Muß vor jedem
Layout-Entwurf:
eine Skizze mit
sämtlichen
Maßangaben!

metern und rechnet erst am Ende in S-Parameter um.

b) Diese Schaltungen wurden zusätzlich um einen Programmteil ergänzt, der auch *nichtlineare Simulationen* ermöglicht. Damit kann man nun z.B. das Großsignalverhalten eines Verstärkers oder das Ausgangssignal eines Oszillators oder dessen Rauschseitenbänder ermitteln. Die verlässlichste und exakteste Voraussage liefert hierbei der „Harmonic balanced Simulator“.

c) Es gibt parallel dazu *nichtlineare Simulatoren*, die nicht von den Frequenzabhängigkeiten, sondern vom *zeitlichen Verlauf* der Spannungen und Ströme in der Schaltung ausgehen - sie arbeiten also im „Zeitbereich“ oder in der „time domain“. Die Frequenzgänge werden dann anschließend aus dem zeitlichen Verhalten durch FFT (= Fast Fourier Transformation) berechnet. Für diese Programmgruppe stellt wohl „PSPICE“ den bekanntesten Vertreter dar.

d) Für die Untersuchung passiver Strukturen, wie Leitungen, Koppler, Antennen, gibt es noch eine weitere Möglichkeit.

Man versucht, die Strom- und Spannungsverteilungen sowie den *Verlauf* der zugehörigen *elektrischen und magnetischen Felder*

direkt zu berechnen und so alle interessierenden Werte der Schaltung zu bestimmen (daher der Name „Electro-Magnetic-Simulator = EM-Simulator“). Dazu gibt es verschiedene Ansätze und Methoden, die aber alle auf dasselbe Problem hinauslaufen: es sind, (wegen der vielen, vielen Integrale und Matrizenberechnungen...) dazu gigantische Rechenleistungen erforderlich. Man merkt bzw. würdigt die fortschreitende PC-Entwicklung gar nicht mehr, die das überhaupt erst für den „Hausgebrauch“ nutzbar macht.

Eines ist für diese Programme typisch: man muß vorher die zu untersuchende Struktur in lauter kleine, aber gleiche „Dominosteine“, üblicherweise „Zellen“ genannt, unterteilen. Deren gegenseitige Wechselwirkungen werden zuerst analysiert und dann zum Gesamtverhalten zusammengefaßt.

4.2. SONNET

SONNET ist z.B. solch ein EM-Simulator, der nach der „Momenten-Methode“ arbeitet und zusätzlich von der bekannten und berechenbaren Feldverteilung in einer rechteckigen „Box“ aus geht. Macht man die Abmessungen der Box immer größer und größer und ersetzt zum Schluß den Deckel durch „free

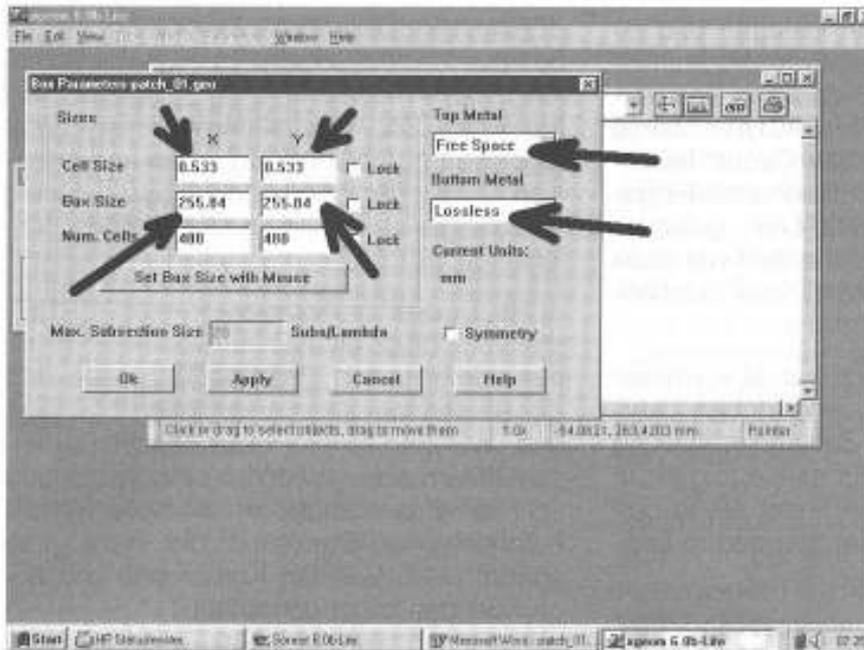


Bild 21:
Erforderliche BOX-Einstellungen (Zellen- und Box-Abmessungen, Deckel, Boden...) für die Simulation mit SONNET

space", kommt man auch bei diesem Programm plötzlich über einen Hohlraum (oder Hohlleiter) schließlich zur Simulation des echten „Freiraumverhaltens“.

Außer einer hohen Qualität ihres Produktes muß man der Firma SONNET eine geradezu geniale Marktstrategie bescheinigen. Man kann sich nämlich in bekannter Weise die kostenlose LITE-Demoversion aus dem Internet herunterladen, die nicht zeitlich, sondern in der Leistungsfähigkeit begrenzt ist. Außer einigen Begrenzungen, die bei Anwendungen wie dieser nicht sehr schmerzen (z.B. Begrenzung auf zwei Ebenen, also doppelseitig kaschierte Platinen) ist es speziell die Limitierung des nutzbaren Arbeitsspeichers auf maximal 1 Megabyte, die Analysen größerer eigener Projekte verhindert. Und hier setzt nun die erwähnte Marktstrategie an: wer mehr vorhat, füllt hier einen (kostenlosen) Lizenzierungsantrag aus und mailt an die Firma. Innerhalb von 24 Stunden erhält er als Antwort eine Erhöhung seines maximal verwendbaren Arbeitsspeichers auf 16 MB - sie gilt allerdings nur für den gerade benutzten Rechner. Damit lassen sich bereits interessante Projekte bearbeiten, wie z.B. die Pat-

chantenne oder Koppler usw. Ein weiterer Pluspunkt ist das „User-Forum“, hier findet man die Fragen oder Probleme, sowie eingehenden Ratschläge und Hilfestellungen anderer Anwender, von denen man sicher profitieren kann.

Diese kostenlose Lizenz kann auch jederzeit zusätzlich für weitere Rechner beantragt werden. Außer dem kompletten Handbuch mit über 500 Seiten wird auch ein wirklich gut gemachtes und hilfreiches Einsteiger-Tutorial mitgeliefert.

Auch lohnt ein regelmäßiger Blick in die Homepage, denn dort gibt es nicht nur die übliche FAQ-Seiten, sondern es tauchen stetig neue, nützliche und hilfreiche Zusatzprogramme auf, z. B. zur 3D-Darstellung der eingegebenen Struktur oder zur Ausgabe von S-Parameter-Files im korrekten Touchstone-Format nach der Simulation.

4.3. Simulation der Patchantenne mit „SONNET-LITE“

Nachdem das Programm samt Startbutton (aber mit 16 Megabyte - Lizenz!) korrekt in-



stalliert wurde, kann man loslegen und es empfängt uns nur eine relativ kleine Startleiste auf dem WINDOWS-Bildschirm. Darin aktiviert man zuerst „EDIT CIRCUIT“, damit man an den Menüpunkt „New Circuit“ herankommt. Damit ist man im Geometrie-Eingabeprogramm „xgeom 6.0b-Lite“ gelandet und sieht sowohl das Zeichenfeld wie auch die Buttons für die erforderlichen Zeichenwerkzeuge vor sich.

Am Anfang müssen jedoch erst die korrekten „Rahmenbedingungen“ eingegeben werden. Deshalb folgt eine Zusammenstellung der wichtigsten Regeln für eine erfolgreiche Antennensimulation (man findet sie in den Kapiteln 3 bzw. 15 des mitgelieferten Online-Handbuches):

a) Die Länge und Breite der einzelnen „Zelle“ sollte nicht größer als $1/20$ der Wellenlänge sein, sonst leidet die Genauigkeit der Voraussage. Eine weitere Verkleinerung ist zwar zulässig, aber nicht immer sinnvoll, denn dadurch steigen der benötigte Speicherplatz und die Rechenzeit gehörig an.

SONNET modelliert bekanntlich eine „Box“ (= letztlich nichts anders als eine rechteckige Blechschachtel). Sie wird für die Antennen-Simulation zu einem Hohlleiter umfunktionierte, der „oben offen ist“, mit dem „freien Raum“ abgeschlossen wird und so eine Abstrahlung ermöglicht.

Nun gelten aber für diesen Hohlleiter bestimmte Spielregeln:

b) Damit man mit der „unteren Hohlleiter-Grenzfrequenz“ (= cutoff-frequency) nicht in Konflikt kommt - darunter ist bekanntlich in einem Hohlleiter keine Wellenausbreitung möglich - , sollte man für die BOX- Abmessungen (Länge und Breite) wenigstens etwa 1 bis 2 Wellenlängen wählen.

c) Die strahlenden Kanten der Antenne sollten ebenfalls den Hohlleiterwänden nicht zu nahe kommen und folglich von ihnen einen Mindestabstand von 1 bis 3 Wellenlängen aufweisen, um irgendwelche unangenehme Verkopplungen oder Reflexionen zu vermeiden.

d) Auch der „Deckel“ der Box benötigt einen bestimmten Mindestabstand von der Schaltung, damit man nicht in die Streufelder von am Ende offenen Leitungsstücken gerät (Stichworte: „fringing“ und „open end extension“...). Bei der Patchantenne wird dafür ein Erfahrungswert von etwa einer halben Wellenlänge als optimal empfohlen.

e) Als „Deckel“ (= Top metal) bietet SONNET drei Vorschläge an, nämlich „lossless“ (= einen idealen Leiter), „freespace“ (= das sind die berühmten 377Ω des freien Raumes) und „WG load“ (= korrekter Abschlußwiderstand für den gewählten Hohlleiterquerschnitt). Das Handbuch empfiehlt für die Patchantennen-Simulation die Wahl „free space“ als bewährten Kompromiß und begründet das folgendermaßen:

Da bei der zu untersuchenden Struktur verschiedene „Modes“ bei den Feldern vorhanden sein können, müßte für einen korrekten Abschluß der TE - Modes ein größerer Widerstand als 377Ω , für die TM - Modes dagegen ein kleinerer Widerstand als 377Ω gewählt werden. Also ist „free space“ einfach ein vernünftiger Kompromiß, wobei gleichzeitig noch die Energieabgabe als Strahlung in den freien Raum korrekt modelliert wird.

f) Für den Boden der Box (=Unterseite der Platine) läßt man die Grundeinstellung „ideal und verlustloser metallischer Leiter“ stehen.

Nun sind noch einige Einstellungen notwendig. In der Leiste am oberen Bildrand wählt man „Parameters“ und darin „Units“. Dort wählt man „mm“.

Jetzt benötigt man nochmals dasselbe Menü „Parameters“, aber nun die Einstellungen für die BOX (siehe **Bild 21**). Bei den Zellenabmessungen sollte man möglichst unter $1/20$ der Wellenlänge bleiben, das wären bei 1700 MHz ca. $1/20$ von 90 mm — also würden 4,5 mm genügen.

Hier kann man ruhig mal etwas großzügig sein und die Hälfte der Breite der Transformationsleitung, also 50 % von 1,066 mm = 0,533 mm für die Länge und die Breite der

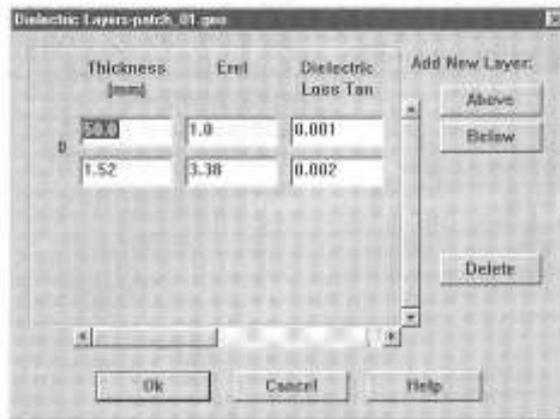


Bild 22: Eingabe der Platinendaten und des "Luftpolsters" darüber mit 50 mm Höhe

Zelle nehmen. Damit stimmt nachher die Breite der $\lambda/4$ -Leitung ganz exakt und man kann beim Patch bzw. bei der Zuleitung einigermaßen genau modellieren. Allerdings erkaufte man sich diese „Großzügigkeit“ mit einem enormen Zuwachs an Rechenzeit.

Bei den obigen Abmessungen des Hohlleiters bleiben die vier Wände immer wenigstens eine Wellenlänge von der Antennenstruktur entfernt. Man kann noch 10 % Reserve dazuschlagen und dann einfach etwa die Zweierpotenz 256 mm wählen; das ist allerdings nicht kritisch. Nun wird noch kontrolliert, ob beim „Top metal“ und beim „Bottom metal“ die richtigen Einstellungen (free space bzw. lossless) vorgenommen wurden und dann alles mit OK gespeichert.

Dann wiederholt man die Prozedur und ruft erneut „Parameters“ auf, aber diesmal benötigt man „Dielectric Layers“ (**Bild 22**). In der unteren Zeile werden die Substratdaten des Roger RO4003-Materials laut Datenblatt eingetragen, darüber befindet sich der „Luft-raum“ mit einer Dicke von 50 mm (= ca. eine halbe Wellenlänge). Der Verlustfaktor von 0,001 für diese Luftblase rührt von einer Empfehlung im Handbuch her, die zu genaueren Ergebnissen führen soll.

Nun endlich kann man die Antennenstruktur zeichnen (siehe **Bild 23**). Aus der Toolbox

holt man das Werkzeug „Zeichne ein Rechteck“, klickt mit der linken Maustaste dorthin, wo die linke obere Ecke des Patches sein soll und zieht in bekannter Weise bei gedrückter Maustaste solange, bis das Patch die gewünschten Abmessungen hat; eine direkte Eingabe der Abmessungen und Positionen über die Tastatur ist ebenfalls möglich - siehe Manual. Ganz genau wird das nicht der Fall sein, weil das Rechteck nur stufenweise in „Zelleneinheiten“ vergrößert werden kann. Sitzt die Antenne nicht genau in der Mitte des Hohlleiters, läßt sich das sehr einfach beheben: man klickt mit der linken Maustaste in die Rechteckfläche und „markiert“ sie auf diese Weise. Eine so markierte Struktur läßt sich nun, bei gedrückter linker Maustaste, durch „Rollen der Maus“ auf dem Bildschirm verschieben.

Auf dieselbe Weise zeichnet man nun die Transformationsleitung: erst auf den Werkzeugbutton klicken, dann die Leitung als Rechteck zeichnen, anschließend markieren und schließlich positionieren. Und derselbe Vorgang ist schließlich noch für die 50 Ω -Mikrostreifen-Leitung erforderlich, wobei man allerdings beachten muß:

In der LITE-Version muß diese Zuleitung bis zum „Sidewall“, also bis zur Hohlleiterwand geführt werden, weil nur dort der Eingangsport für die Erregung der Struktur bzw. zur Analyse des Verhaltens angeschlossen werden kann!

Also schließt man eben den Port 1 an dieser Stelle an: erst den zugehörigen Werkzeugbutton für „ADD PORT“ drücken, dann mit der Maus an der gewünschten Stelle klicken: schon ist die Verbindung fertig.

Bevor man weiterarbeitet, sollte man erst einmal speichern. Das geht in bekannter WINDOWS-Weise über „File“ und „Save as...“. Bitte aber unbedingt dazu in das Verzeichnis - Project - wechseln und nur dort z.B. unter dem Namen „patch_01.geo“ das File ablegen!

Jetzt wird es spannend, denn im gleichen Hauptmenü „File“ findet man die Zeile „Ana-

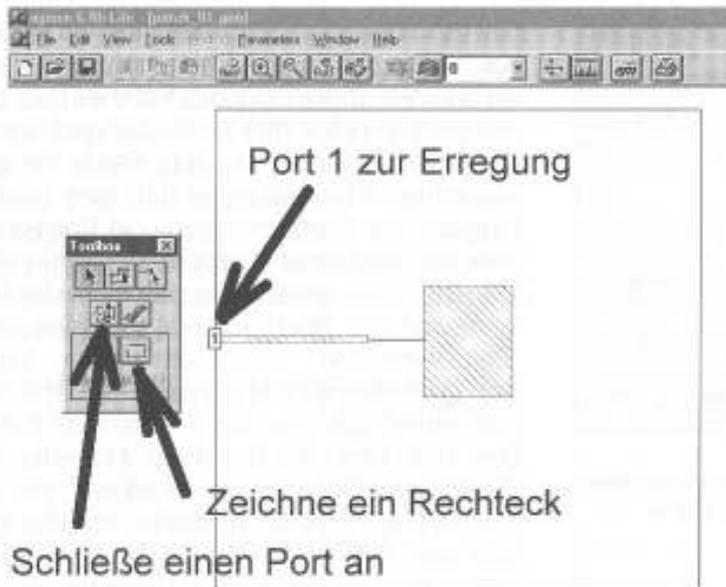


Bild 23:
So sieht die
Antennen-Struktur
einschließlich
speisendem Port 1
auf dem Bildschirm
aus

lyze". Damit öffnet man das Menü mit den Eingabeparametern für die Simulation und kann gemäß **Bild 24** die Startfrequenz, die Stoppfrequenz und die Schrittweite vorgeben. Auch das Häkchen für die Aufforderung „make emvu file“ sollten man noch setzen, denn damit kann man hinterher die Stromverteilung auf der Antenne und den Leitungen darstellen lassen. Noch ein letzter Blick zur Kontrolle, ob auch das richtige Projekt bearbeitet wird und dann „RUN“ drücken. Das Programm ist so umsichtig programmiert, daß es den genauen Bedarf an Arbeitsspeicher meldet, der kleiner als 16 Megabyte sein muß - sonst wird sofort automatisch abgebrochen. Der Start der Simulation mit den gewünschten Einstellungen (Frequenzbereich 1,6 bis 2 GHz) beschäftigt einen Pentium-PC nun für etwa zwei Stunden,

Irgendwann erscheint dann auf dem Bildschirm die Meldung „job finished“ und ein Druck auf den Button „Open Graph“ in der linken unteren Ecke läßt sofort S11 als „rectangular plot“ (= kartesische Darstellung) erscheinen, wie man es von PUFF her kennt. Allerdings ist die grobe Stufung der Anzeige ärgerlich. Für eine feinere Stufung kann man sich die Simulation wiederholen lassen, näm-

lich für den Bereich 1690 bis 1710 MHz in Schritten von 2 MHz. SONNET schreibt die Ergebnisse aller weiteren Simulationen einfach als Anhang zum ersten Ergebnis-File (hier: patch_01.d) und weist auf die erfolgte merkwürdige Aktion mit einem entsprechenden Kommentar als „warning“ hin, wenn man sich das Gesamtergebnis schließlich anzeigen läßt. Diesen Hinweis kann man getrost ignorieren und weitermachen. Dann benimmt sich SONNET folgsam wie ein Hund und präsentiert schließlich **Bild 25**.

Bevor man an die Auswertung gehen kann, klickt man mit der linken Maustaste zweimal irgendwo genau auf den Kurvenzug von S11. Als Antwort wird ein kleines Menüfenster eingeblendet und man kann - siehe PUFF! - mit Hilfe der Cursortasten einen Wert nach dem anderen auflisten und die Kurve abfahren, wobei der gültige Wert im Diagramm durch ein kleines Rechteck gekennzeichnet wird. Das Ergebnis sieht sehr erfreulich aus, denn die Resonanzfrequenz liegt laut SONNET bei 1698 MHz und die Reflexionsdämpfung (= magnitude of S11) ist gerade etwas größer als 20 dB. Offensichtlich waren die Optimierungen in den vorigen Kapiteln nicht umsonst!

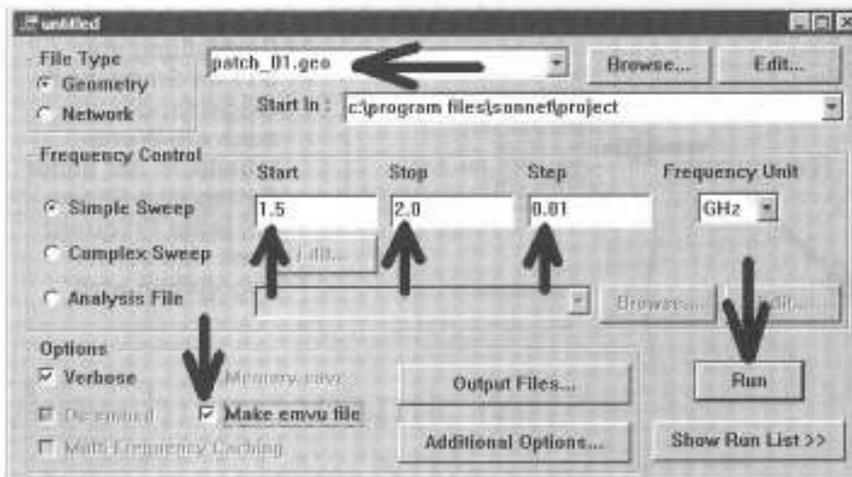


Bild 24: Menü zur Eingabe der Simulationsparameter wie Startfrequenz, Stoppfrequenz und Schrittweite; bitte das Häkchen im Feld "make emvu file" nicht vergessen!

Es bleibt jedoch Frage, wo das zugehörige Smith-Diagramm zu finden ist? Schaut man sich dazu nochmals Bild 25 an, so findet man ganz klein in der linken oberen Ecke ein kleines Pfeilchen bei „File“. Dort drückt man und ruft anschließend im Untermenü nacheinander „OPEN“ und „Smith...“ auf. Weiter muß erst das Ergebnis-Data-File der bisherigen

Simulation (patch_01.d) geöffnet und wieder zusätzlich durch den schon bekannten Doppelklick auf den roten Kurvenzug im Diagramm das Datenfenster auf den Schirm geholt werden. Gegebenenfalls muß noch das „alte“ Fenster der kartesischen Darstellung geschlossen werden. In **Bild 26** ist dies zu sehen: der Cursor steht gerade genau auf

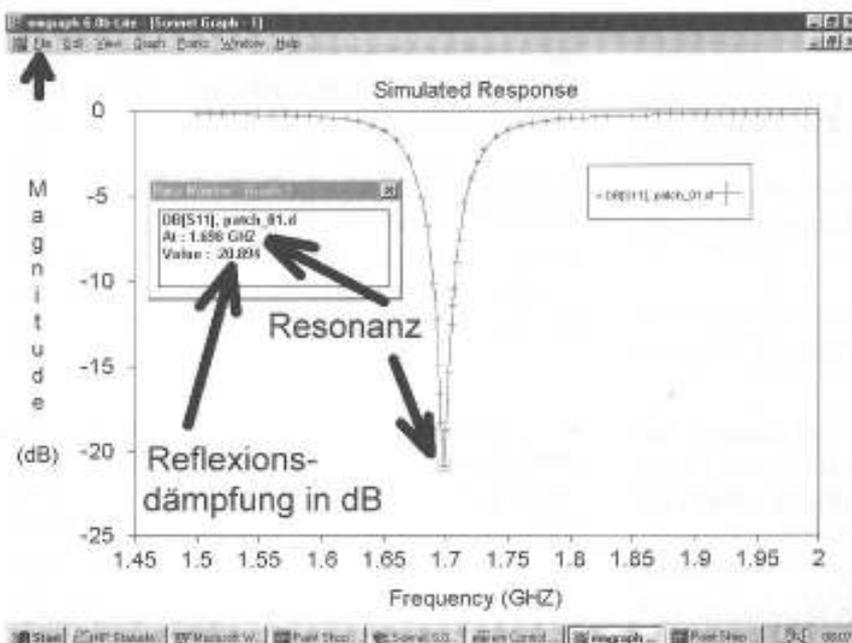


Bild 25: Simulationsergebnis für S11 in kartesischer Darstellung mit eingeblendeter Wertetabelle für 1,5 bis 2 GHz

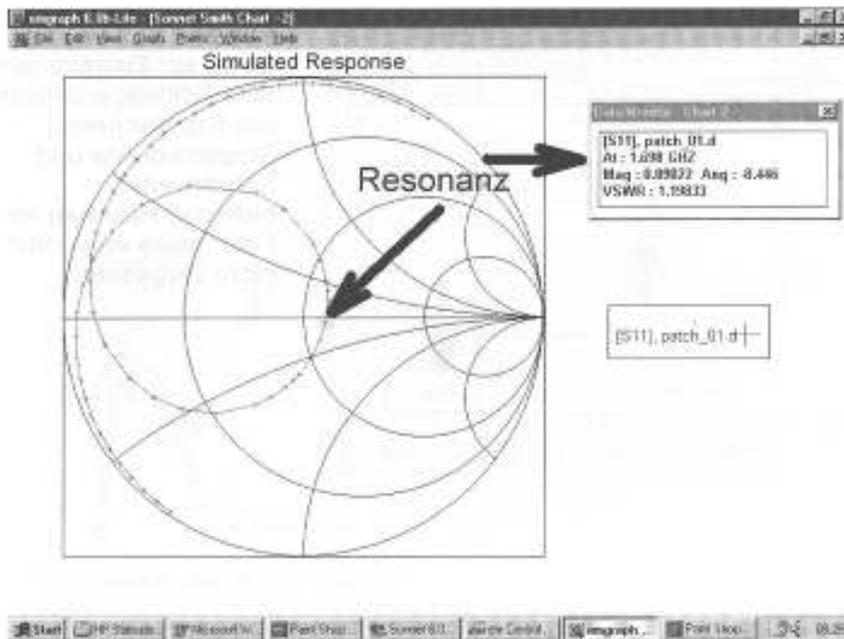


Bild 26:
Darstellung von S11 im Smithchart; eingeblendet ist auch die Wertetabelle, in der außer Betrag und Phase bei jeder Frequenz auch das VSWR angegeben wird

dem Resonanzpunkt, freundlicherweise werden aber nicht nur die zugehörige Frequenz sowie Amplitude und Phase von S11, sondern auch noch das VSWR angezeigt.

Wird fortgesetzt.

X. Literaturverzeichnis zu Teil 1

[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", Günthard Kraus, DG8GB, UKW-Berichte ab Ausgabe 2/1995 (z.B. 1/99)

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