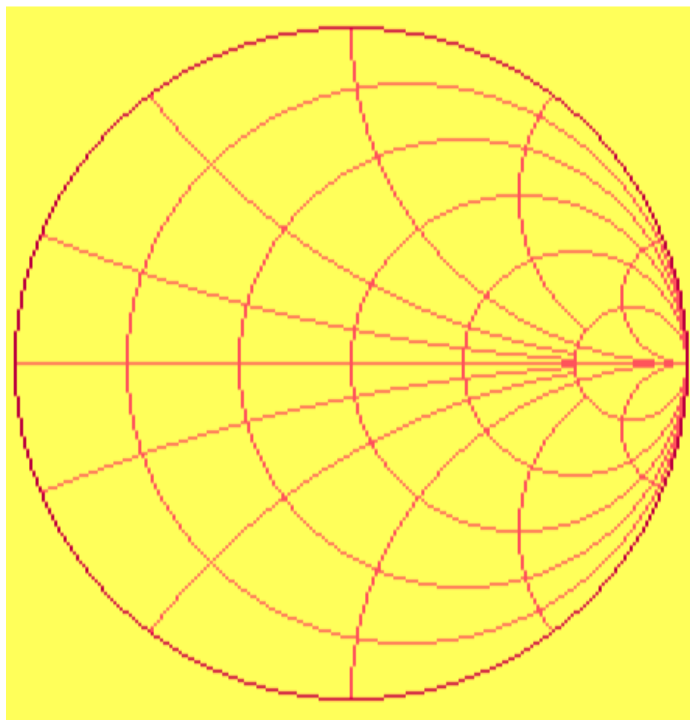


# Microwave- CAD mit PUFF21 unter Windows 7



**Tutorial für  
Neu-Einsteiger  
und Projekt-  
sammlung für  
erfahrene  
Benutzer**

**Version  
1.1**

Autor: **Gunthard Kraus**  
Email: [mail@gunthard-kraus.de](mailto:mail@gunthard-kraus.de)  
Homepage: [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)

**17. März 2013**

Inhaltsverzeichnis	Seite
<b>1. Einführung</b>	4
<b>2. Installation</b>	5
<b>3. Erstes Beispiel (ohne Leiterplatte): Entwurf eines 100MHz-Tiefpasses</b>	8
<b>3.1. Schaltungsentwurf mit dem DOS-Filterprogramm „fds.exe“</b>	8
<b>3.2. Simulation der Tiefpassschaltung mit PUFF</b>	10
<b>3.3. Simulation des Tiefpasses mit Verlusten (<math>Q_L = 75</math>)</b>	14
<b>4. Einstieg in die Simulation von Schaltungen auf Leiterplatten</b>	16
<b>4.1. Einige Worte zu den Platinenwerkstoffen</b>	16
<b>4.2. Wie komme ich zu einer möglichst perfekten 50Ω-Microstrip-Leitung?</b>	17
<b>4.3. Anpassung des Strahlungswiderstandes einer GPS-Antenne mit einer idealen <math>\lambda/4</math>-Leitung</b>	21
<b>4.4. Anpassung des Strahlungswiderstandes einer GPS-Antenne mit einer realistisch modellierten <math>\lambda/4</math>-Leitung</b>	23
<b>5. Richtiger Umgang in PUFF mit Twoports</b>	25
<b>5.1. Das S-Parameter-File (*.s2p) und die Streu-Parameter</b>	25
<b>5.2. Ein Verstärker mit INA 03184 bei 1575MHz</b>	27
5.2.1. Arbeiten mit den S-Parametern unter PUFF	27
5.2.2. Verbesserung von S22 bei der simulierten Schaltung mit INA 03184	28
5.2.3. Verbesserung von S11 bei der simulierten Schaltung mit INA 03184	30
5.2.4. Wichtige Tipps für den erfolgreichen Entwurf der Leiterplatte bis 10 GHz	31
5.2.5. Eine häufige Ursache für das Schwingen von MMIC-Verstärkern	33
5.2.6. Wie sieht für diesen Verstärker die Platine und die komplette Schaltung aus?	33
5.2.7. Die Stunde der Wahrheit: Untersuchung eines Prototyps mit dem Vektoriellen Network-Analyzer	38
<b>5.3. Device-File, S2P-File und Puff-File: Unterschiede und Umwandlung</b>	40
<b>5.4. Entwurf des Verstärkers mit einem neuen MMIC (MGA86576) einschließlich Rauschanpassung</b>	42
5.4.1. Stabilitätstest	42
5.4.2. Verbesserung der Ausgangs-Reflektion S22	43
5.4.3. Rauschanpassung am Eingang	44
5.4.4. Schmale gegen breite Leitung -- die Sache mit der Open End Extension	49
5.4.5. Die praktische Schaltung	52
5.4.6. Die Platine	53
5.4.7. Anpassung durch eine Parallelschaltung	55

<b>6. Entwurf einer WLAN-Patchantenne als Oneport-Beispiel</b>	57
<b>6.1. Zuerst etwas Antennen-Grundlagen</b>	57
<b>6.2. Grundlagen der Patchantennen</b>	58
<b>6.3. Messung der verschiedenen Antenneneigenschaften</b>	60
<b>6.4. Entwurf einer WLAN-Patchantenne für lineare Polarisation</b>	62
6.4.1. Patch-Dimensionierung mit PUFF	62
6.4.2. Anpassung der Antenne an 50Ω	66
6.4.2.1. Anpassung mit Lambda – Viertel – Leitung	66
6.4.2.2. Speisung über einen Coaxial Feed an der Unterseite der Platine -- <b>Mathematische Lösung</b>	69
6.4.2.3. Speisung über einen Coaxial Feed an der Unterseite der Platine -- <b>PUFF-Lösung</b>	72
6.4.3. Bestimmung der Power-Bandbreite	74
<b>6.5 Eine breitere Antenne für größere Bandbreite</b>	76
<b>7. Der Wilkinson-Divider</b>	79
<b>7.1. Aufgabe und Aufbau</b>	79
<b>7.2. Beispiel: ein Wilkinson-Divider für f = 2450MHz</b>	79
<b>7.3. Probleme bei der Umsetzung in ein Layout</b>	81
<b>8. Ein „Edge Coupled Microstrip Bandpass Filter“</b>	85
<b>8.1. Was steckt dahinter?</b>	85
<b>8.2. Spielereien mit dem Musterbandpass „BPF_MSTR.PUF“</b>	85
<b>8.3. Ruck-Zuck: Umstellung des Bandpasses auf eine Mittenfrequenz von 2450MHz</b>	89
<b>8.4. Zur Abschreckung: FR4 als Platinenmaterial</b>	90
<b>9. Entwicklung eines Microstrip-Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 1750MHz</b>	92
<b>9.1. Wie immer: zuerst der Schaltungsentwurf mit dem Filtercalculator</b>	92
<b>9.2. Leitungsstücke als Ersatz für diskrete Bauelemente</b>	93
9.2.1. Dimensionierung der „Induktivitäten“	93
9.2.2. Dimensionierung der „Kondensatoren“	95
<b>9.3. Erster Test der Gesamtschaltung</b>	97
<b>9.4. Fertigstellung der Schaltung für ein Layout</b>	103
<b>10. HF-Oszillatoren in PUFF</b>	105
<b>10.1. Grundlagen der Schwingungserzeugung von Sinussignalen</b>	105
<b>10.2. Übliche Entwurfsverfahren bei HF- und Mikrowellen-Oszillatoren</b>	105
<b>10.3. Entwurf der kompletten Einheit „Oszillatorschaltung“ mit PUFF</b>	108
<b>10.4. Analyse einer praktischen Oszillatorschaltung</b>	109
<b>Anhang 1:</b>	
<b>Alphabetischer Stichwortkatalog der wichtigsten Bedienkommandos für PUFF (Version 2.1) unter Windows 7</b>	114
<b>Anhang 2:</b>	
<b>Überblick über wichtige und mitgelieferte PUFF – Device – Files</b>	121

## 1. Einführung

PUFF ist ein HF- und Mikrowellen-CAD-Programm, das unter DOS entwickelt wurde und selbst unter Windows 7 immer noch interessant ist. Es arbeitet in der „Frequency Domain“ (= im Frequenzbereich) und berechnet die S-Parameter einer Schaltung, enthält aber auch einen Microstrip-Calculator, einen einfachen Bauteilsweep zur Optimierung und die Möglichkeit der Ausgabe von Sprung- und Impulsantwort. **Wegen seiner einfachen und schnellen Bedienung, aber auch wegen der hohen Genauigkeit seiner Berechnungen wurde es oft als „HF-Taschenrechner“ eingestuft.**

Es kommt in Form einer CD, auf der sich neben den erforderlichen **Installationsfiles** und der **Installationsanleitung** noch viele wichtige und nützliche Dinge befinden, wie:

- a) ein Zusatzprogramm zur Darstellung eines Parameters als „**Bode-Diagramm**“ (= bode plot = getrennte Darstellung von Amplitude und Phase)
- b) eine **große private Sammlung von S-Parameter-Files** aus dem Internet
- c) das kostenlose **Grafikprogramm „Irfan View“** zum Ausdrucken des Bildschirms und der Ergebnisse
- d) eine Zusammenstellung nützlicher **Device-Files** (wie: Stromquelle, Spannungsquelle, Voltmeter, Differenzverstärker, Emitterfolger usw.), die einfach in PUFF eingebunden werden können, falls sie dort nicht schon integriert sind
- e) eine Sammlung von **Veröffentlichungen** (= **Artikel mit dem Einsatz von PUFF**) des Autors in der Zeitschrift „UKW-Berichte“
- f) einer **pdf-Version des originalen englischen PUFF-Handbuches**
- g) einem neu zusammengestellten **alphabetischen Stichwortkatalog der wichtigsten Bedienkommandos unter Windows 7**
- h) und schließlich dieses **Tutorial**.

**Vom günstigen Preis wollen wir gar nicht reden, denn das kann sich Jeder leisten.** (Vertrieb über die Zeitschrift „UKW-Berichte“, homepage: [www.ukw-berichte.de](http://www.ukw-berichte.de)).

### Was kann PUFF nicht?

- keine Umschaltmöglichkeit auf eine logarithmische Frequenzachse beim Ergebnisdiagramm
- keine Rauschsimulation und Stabilitätsberechnung
- kein direkter Komfort der Windowsprogramme (mit past, copy....usw.) -- die Bildbearbeitung aber prima und problemlos über die Bearbeitung eines Screenshots mit dem auf der CD beigefügten Grafik - Programm
- keine Maus.....**alles läuft über Tastaturkommandos und Pfeiltasten**
- keine automatische Berücksichtigen von Open End Extensions bei Microstrip-Leitungen oder die Korrekturmöglichkeiten bei T-Verzweigungen oder das automatische Mitering beim Abknicken von Leitungen. **Dazu gibt es aber im mitgelieferten Original-Handbuch leicht anzuwendende Diagramme zur nötigen Korrektur im späteren Layout-Entwurf**
- keine ungeheure Mengen an Bauteilmodellen und Möglichkeiten, die moderne Microwave CAD – Programme (z. B. Ansoft Designer oder ADS usw.) bieten.
- keine ausgefeilten Optimierungsmöglichkeiten, sondern nur ein einfacher Bauteil-Sweep

**Auch die Datei-Organisation beim Speichern oder Aufrufen von Dateien lässt zu wünschen übrig, aber so war das halt unter DOS. Und bitte aufpassen: wie in alten Zeiten sind beim Abspeichern des eigenen Entwurfs nur Dateinamen mit maximal 8 Zeichen erlaubt.**

## 2. Installation

Neben den beiden nötigen Zusatzprogrammen „**dosbox.exe**“ und „**dosshell.exe**“ ist auf der CD auch eine **ausführliche Installationsanweisung enthalten** und damit wird das Alles recht einfach. Wer sich daran hält und die Installation damit durchführt, hat in zwei Minuten alles am Laufen und **kann dieses Kapitel überspringen**.

Wer jedoch noch PUFF aus früheren Zeiten in der Schublade hat, der gehe so vor:

### 1. Schritt

Man lege (falls nicht mehr vorhanden) auf der Festplatte des eigenen Rechners im Verzeichnis „Program Files“ einen **neuen Ordner mit dem Namen „PUFF“** an. In diesen neuen Ordner werden anschließend alle zu PUFF gehörenden und auf der Diskette bzw. der CD enthaltenen Dateien hineinkopiert.

### 2. Schritt

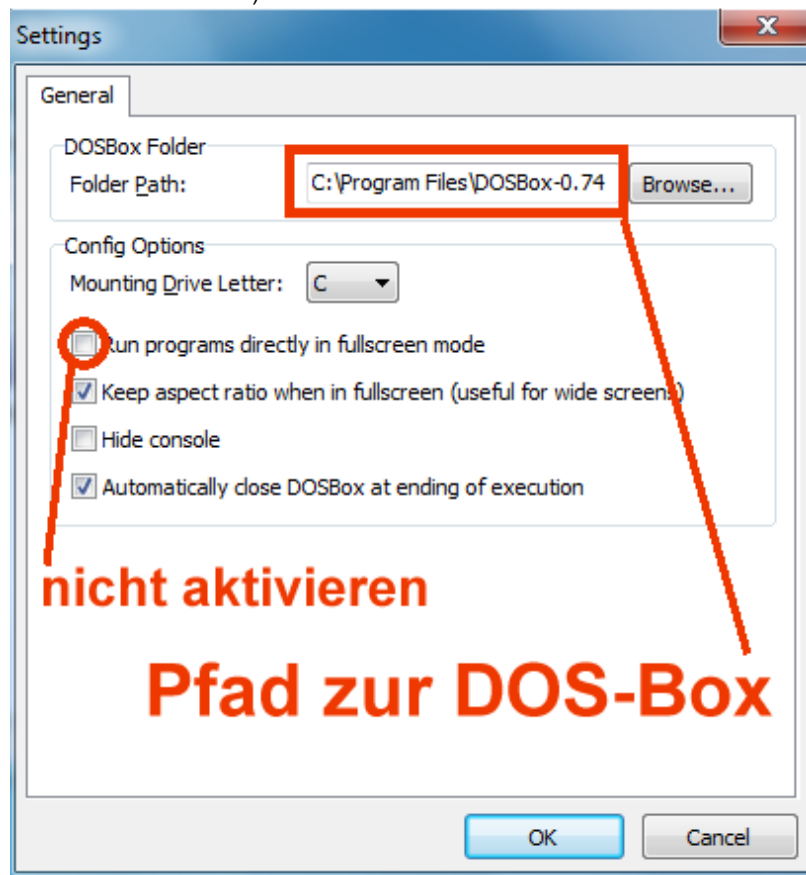
Aus dem Internet holt man sich das Programm „**dosbox.exe**“ und startet seine Installation. **Dadurch wird auf dem Windows 7 – Rechner eine „DOS-Box“ installiert, die DOS-Programme ausführen kann.**

### 3. Schritt

Diese Prozedur wird für das Programm „**dosshell.exe**“ wiederholt und damit eine **Bedienoberfläche für die DOS-Box** installiert.

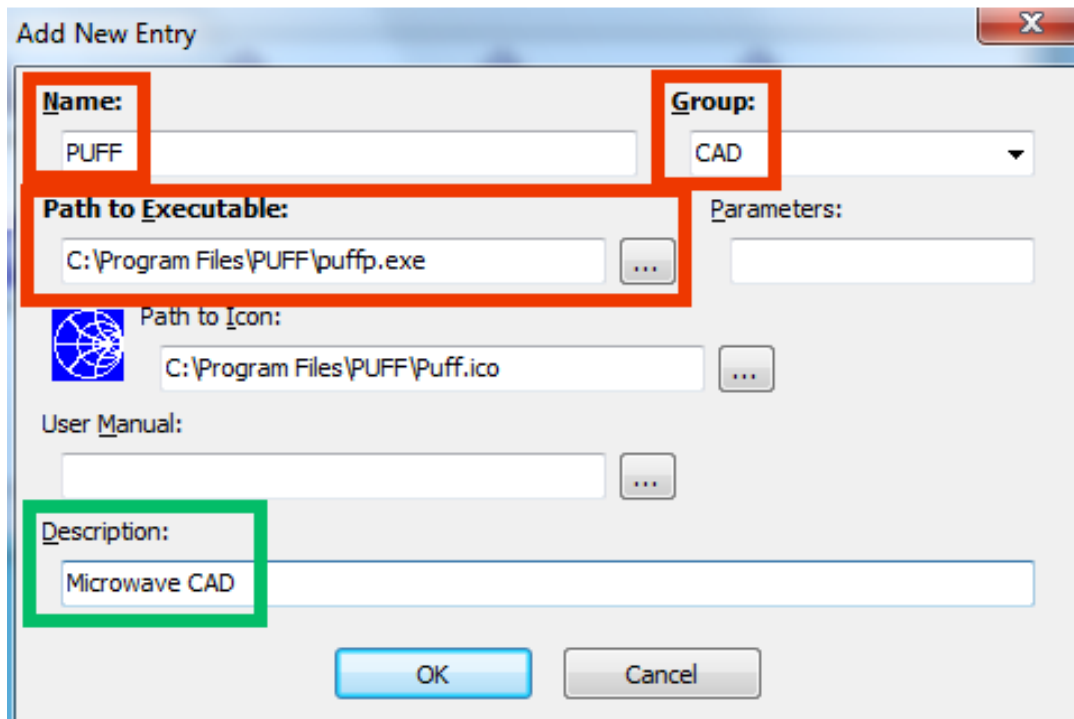
### 4. Schritt

Nun muss die **DOS-Box mit der DOS-Shell** verknüpft werden. Dazu wird die DOS-Shell durch Anklicken des zugehörigen Icons auf dem Windows-Bildschirm gestartet, „**Settings**“ aufgerufen und dann nach dem folgenden Bild der Pfad zur DOS-Box auf dem eigenen Rechner eingerichtet. (...Auf den Vollbild-Modus kann man am Anfang verzichten, außerdem kann man leicht mit **< ALT + Enter >** hin- und herschalten).



## 5. Schritt:

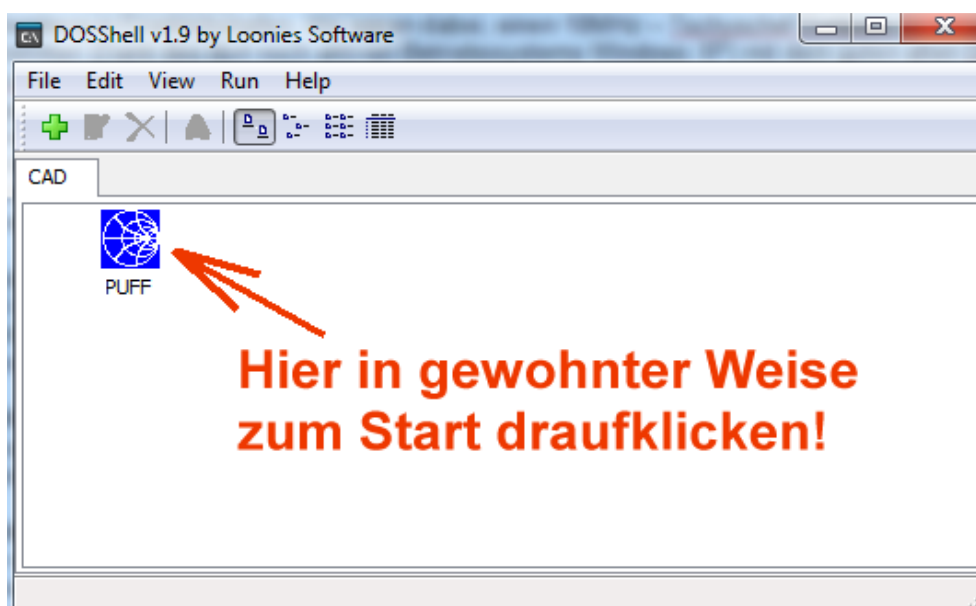
Wieder wird zuerst das **DOS-Shell-Programm neu gestartet, aber dann auf „Edit“ geklickt**. Darin brauchen wir „Add new entry“ und haben anschließend diese Eingabemaske vor uns.



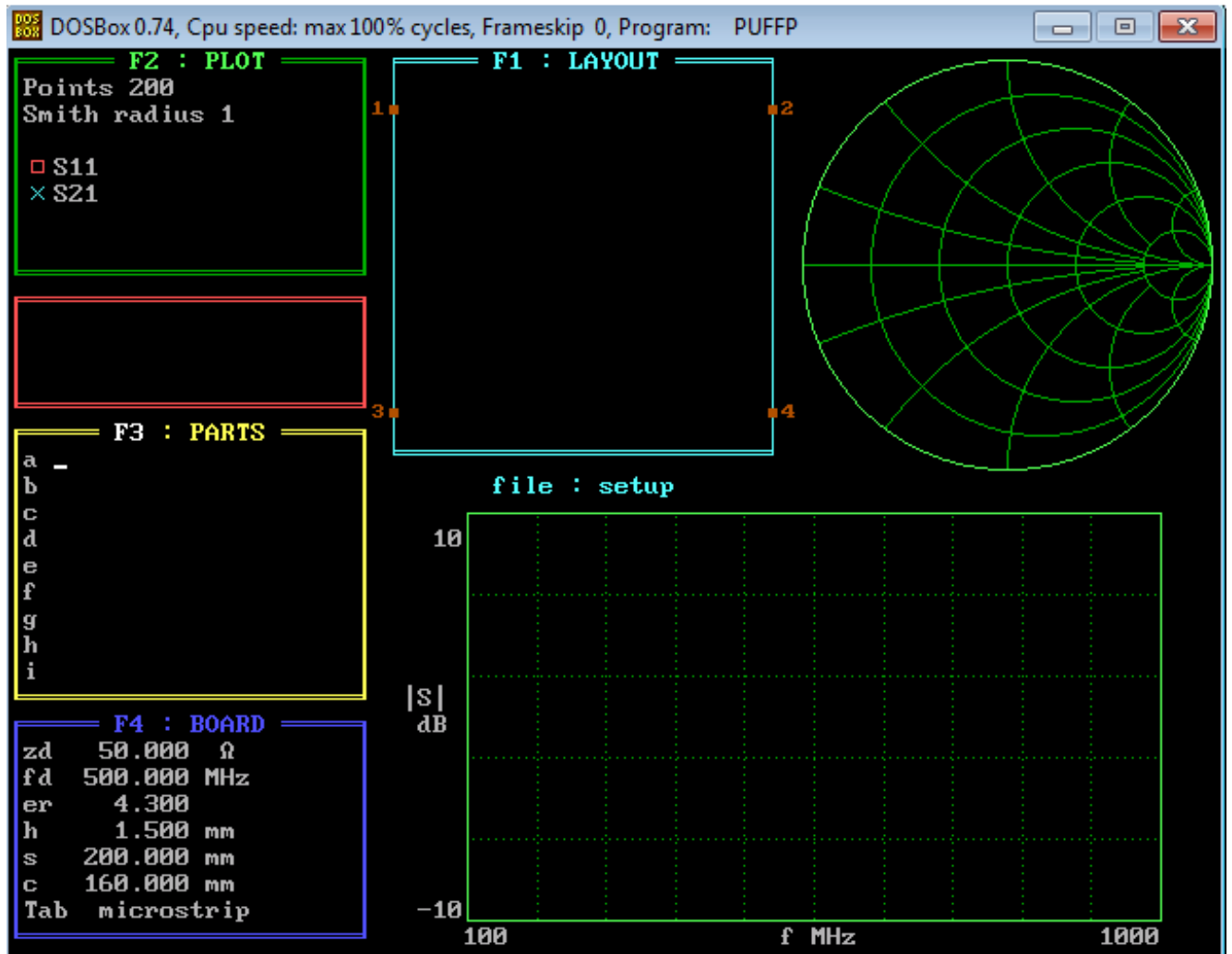
Die rot markierten Einträge **MÜSSEN vorhanden sein**, sonst läuft die Sache überhaupt nicht (= **Name / Gruppe / Pfad zum Exe-File**). Die übrigen Dinge sind Optionen (...es steht z. B. im PUFF21-Datei-Vorrat auf der „PUFF for Windows 7 – CD“ ein hübsches kleines Smithchart als Icon für PUFF zur Verfügung -- das nehmen wir!) und das grün markierte Feld dient mehr zur eigenen Information.

## 6. Schritt

Wir sind schon soweit! Wer jetzt die DOS-Shell startet und auf das markierte PUFF-Icon klickt, der bekommt anschließend genau das zu sehen, was er sehen will.....



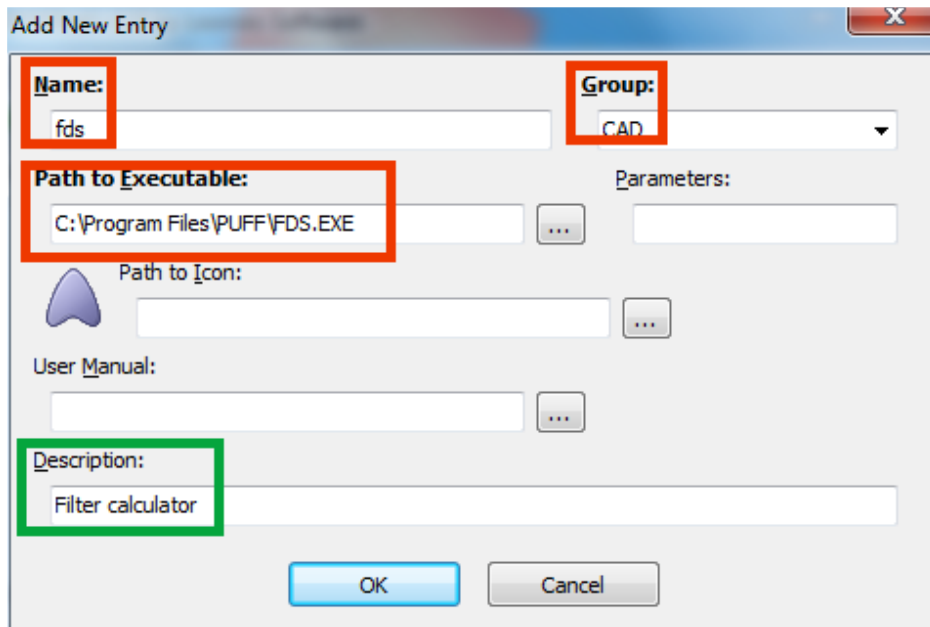
....nämlich (nach einer Bestätigung des Vorspannes mit <Return>) den PUFF-Startbildschirm:



### 3. Erstes Beispiel (ohne Leiterplatte): Entwurf eines 100MHz-Tiefpasses

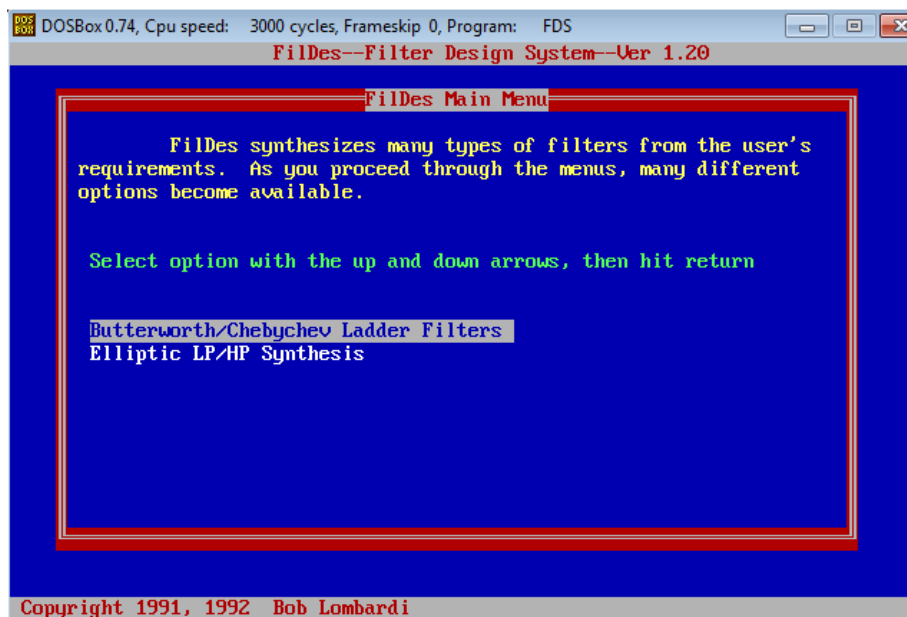
#### 3.1. Schaltungsentwurf mit dem DOS-Filterprogramm „fds.exe“

Auch dieses Programm findet sich auf der „PUFF-for Windows7“-CD und es wird **einfach in unseren PUFF-Ordner auf der Festplatte hineinkopiert**. Anschließend startet man die DOS-Shell und wählt dort „**Edit / Add new entry**“. In bekannter Weise wird nun dieses Programm eingebunden und das folgende Bild des DOS-Shell-Menüs zeigt alle nötigen Einträge.



#### Wichtig:

Wer das Programm oder die „PUFF for Windows7-CD“ nicht besitzt, der gehe in meine Homepage ([www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)), denn dort gibt es extra einen neuen PUFF-Ordner und darin die Download-Möglichkeit.



Nach dem Start der DOS-Shell und des Programms sehen wir diese Maske vor uns und wählen die **Zeile zum Entwurf eines Tschebyschef-Filters** aus. Bitte mit OK bestätigen.

Gleich mal austesten: Mit **< ALT + Eingabe >** kann man auf den Großbildschirm umschalten -- und mit demselben Kommando wieder zurück zur Fensterdarstellung kommen.

**Empfehlung:** wenn möglich, ab jetzt stets die Großbild-Darstellung wählen.



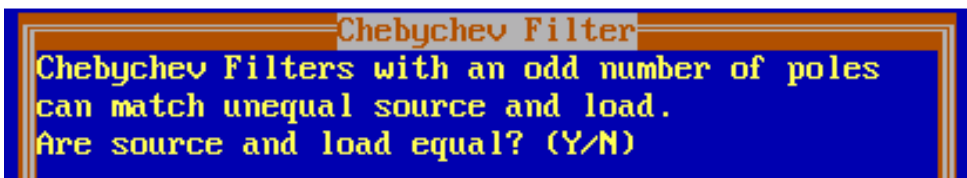


Jetzt entscheiden wir uns für einen **Tiefpass (LowPass)**...

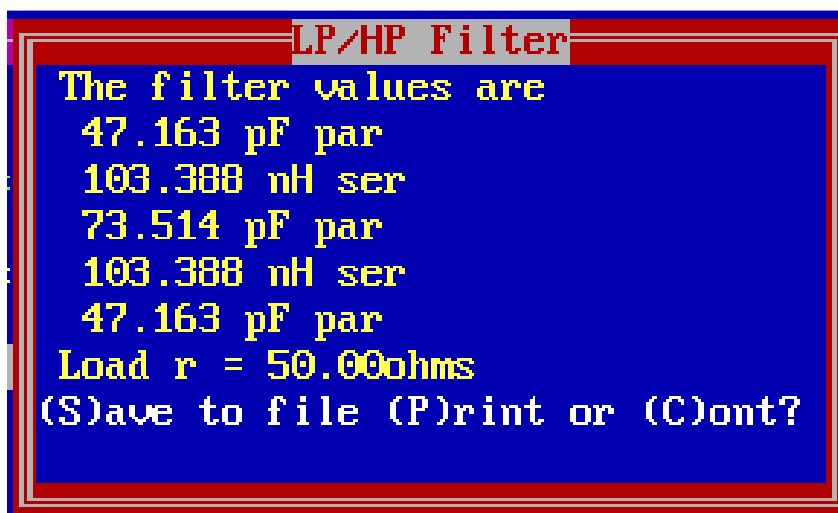


..und füllen die Felder sehr sorgfältig aus, um einen **Tiefpass mit 100MHz Ripple-Grenzfrequenz, einem maximalen Ripple von 0,3dB sowie 5 Polen (= 5 Bauteile)** zu erhalten. Der Systemwiderstand sei **50Ω**.

Abgeschlossen wird mit „y“ für **Yes**.



Diese Frage müssen wir natürlich auch noch mit „**Yes**“ beantworten....



...und damit haben wir es schon geschafft!

(Übrigens: die Filterschaltung ist wegen der ungeraden Polzahl und der identischen Widerstände an Ein- und Ausgang symmetrisch!).

Diese Bauteilwerte sollten wir auf **eine Stelle nach dem Komma runden** und kurz notieren oder als Bildschirmfoto ausdrucken. Dann kann man das Programm verlassen und PUFF starten.

### 3.2. Simulation der Tiefpassschaltung mit PUFF

Zuerst drücken wir die Taste **F4**, um an die Grundeinstellungen (= Board) heranzukommen. Hier sind sie für unser erstes Projekt (Dazu bewegt man sich mit den Pfeiltasten rauf oder runter und nimmt in betroffenen Zeilen die nötigen Änderungen vor).



Es gilt:

zd = Systemwiderstand = 50Ω

fd = Design frequency = 100MHz

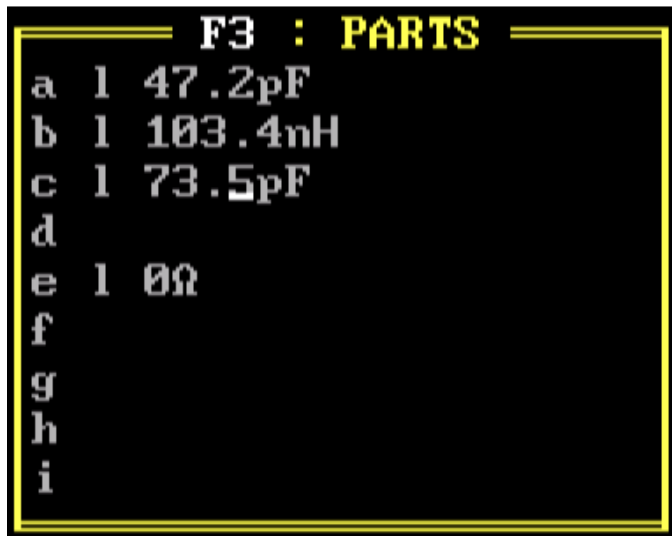
er = Dielektrizitätskonstante = 4,33 für das bekannte FR4-Material

h = Platinendicke = 1,52mm bei diesen tiefen Frequenzen gewählt

s = Platinenlänge = 100mm

c = 60mm = connector separation = Abstand der Eingangs- und Ausgangsbuchsen im Layout

Über die **Tabulatortaste** sorgen wir dafür, dass „**Microstrip**“-Leitungen eingesetzt werden.

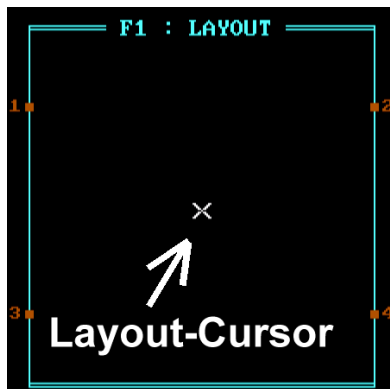


Nun drücken wir **F3**, um die verwendeten Bauteile in die „**Part List**“ einzutragen. Jede Zeile beginnt mit dem **Buchstaben „l“** für „**lumped**“ (= diskretes Bauteil).

In den ersten drei Zeilen stehen die beiden Kondensatoren und die verwendete Induktivität. **Bitte kein Komma, sondern einen Punkt bei der Dezimaleingabe verwenden!!**

Dann kommt noch etwas Wichtiges für die praktische Arbeit dazu: eine **Kurzschlussbrücke**, um die Verdrahtungsarbeit im Layout zu erleichtern! Das sollte man **IMMER** gleich vorsehen...für alle Fälle...

**Wichtig: das Ohm-Zeichen (Ω) erzeugt man mit <Alt o>**



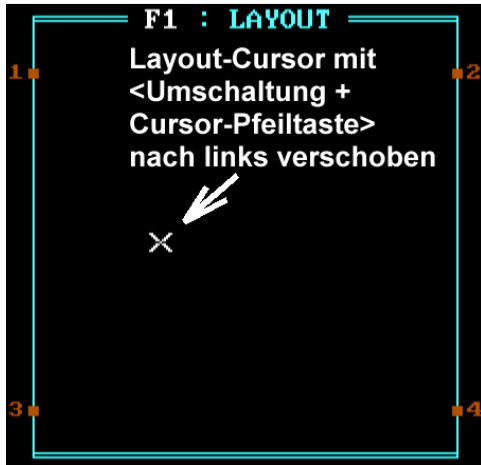
Jetzt wird die Taste **F1** gedrückt und dadurch in das **Layout-Window** gewechselt.

In der Mitte taucht dort jetzt der „**Layout-Cursor**“ auf und dort wird der Anfang unserer Schaltung sein.

**Achtung:** Sofern sich in diesem Fenster noch eine „**alte**“ Schaltung befindet, kann sie mit

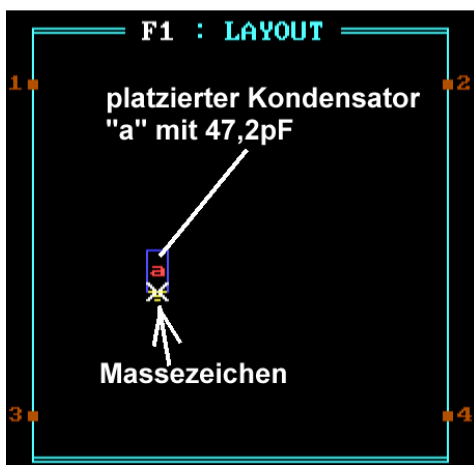
**<CTRL e>**

komplett gelöscht werden.



Mit der Tastenkombination aus „**Umschaltung**“ und einer **Pfeiltaste** können wir diesen Layout-Cursor im Fenster herum schieben. Um etwas Platz für unsere Schaltung zu gewinnen, bewegen wir ihn etwa so weit nach links, wie es das nebenstehende Bild zeigt.

Nun drücken wir den Buchstaben „a“ auf der Tastatur und haben dadurch alles für die Platzierung von Bauteil „a“ vorbereitet.



Jetzt wird es ganz einfach:

Die „**Cursor-Down-Taste**“ platziert sofort unseren Kondensator mit 47,2pF als Bauteil „a“.

Gibt man nun das **Gleichheitszeichen (=)** ein, dann wird automatisch das **untere Ende des Kondensators mit Masse verbunden, denn dort steht gerade der Cursor!**

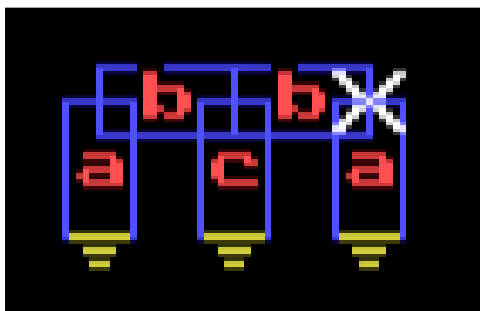
Jetzt drückt man einmal die „**Cursor-Up-Taste**“ und befindet sich wieder am Startpunkt.

(Info: nur solange man den Cursor mit dem Pfeiltasten **auf bereits verlegten Bauteilen** bewegt, passiert nichts **Neues**. **Gerät man daneben, dann wird ein Bauteil neu verlegt**).

Da wollen wir aber gleich üben, wie man ein solches falsch verlegtes oder überflüssiges Bauteil wieder **entfernt**:

**Einfach den Cursor an den Anfang dieses Bauteils fahren und dann mit <Umschaltung + Cursortaste in Richtung des verlegten Bauteils> das Bauteil löschen.**

Bitte üben und Teil „a“ samt Masse löschen. Anschließend „a“ nochmals platzieren und erden!



Aber nun müssen wir zu diesem Bild kommen und das geht so weiter:

- a) Layout-Cursor auf das **obere Ende vom linken Teil „a“** fahren.
- b) **Taste „b“** für die Spule drücken.
- c) Mit der „**Cursor-Rechts-Taste**“ wird Teil b verlegt.

d) **Taste „c“** drücken

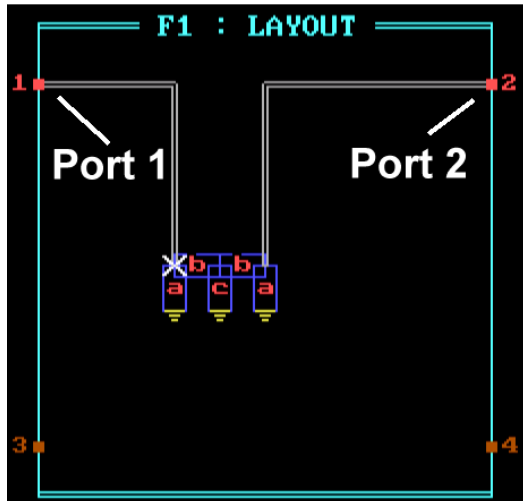
e) Mit der „**Cursor-Down**-Taste“ wird **Teil c** platziert und hinterher (mit **< =>**) am unteren Ende die **Masseverbindung** angebracht.

f) Mit der „**Cursor-Up**-Taste“ wieder zum **Verbindungspunkt von b und c** fahren.

g) **Taste „b“** und anschließend „**Cursor-Rechts**“ drücken.

h) Nochmals auf „**a**“ umschalten, „**Cursor-Down**“ drücken und anschließend mit dem Gleichheitszeichen das untere Ende des ganz rechten Kondensators **erden**.

i) Mit „**Cursor-Up**“ wieder nach oben fahren. Nun sollten wir am **Ausgang der Schaltung** angekommen sein.

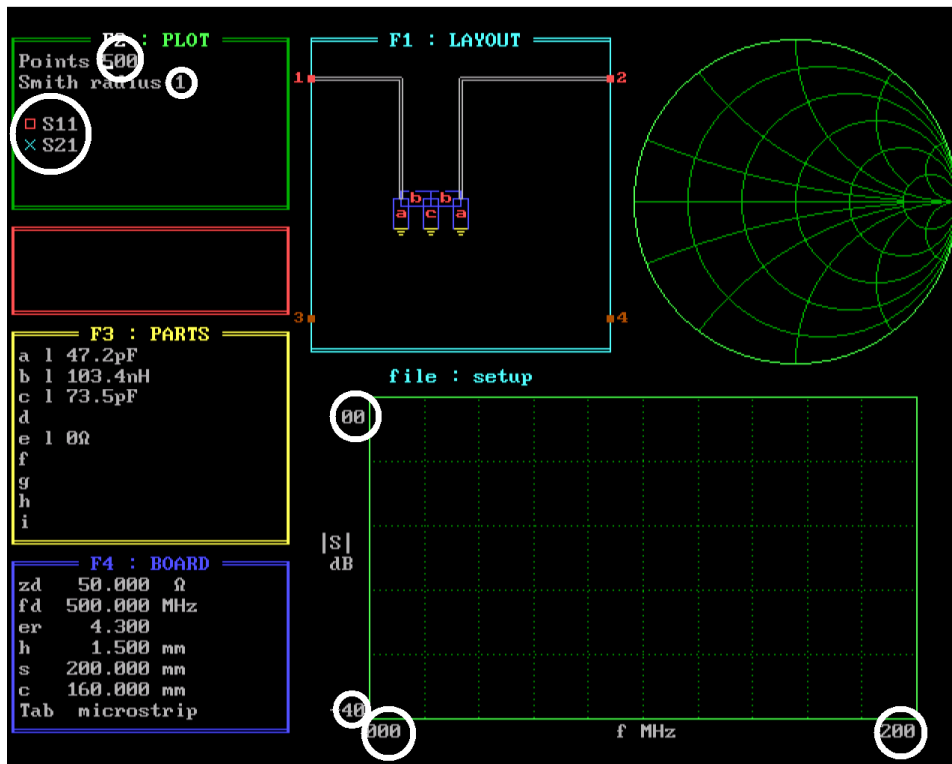


Drückt man nun „**2**“, dann wird **automatisch Port 2** dort **angeschlossen**.

Fährt man nun den Cursor (mit „**Cursor-Left**“) auf den **Eingang der Schaltung** und drückt „**1**“, dann wird die Schaltung von **Port 1** gespeist.

Fertig -- und mit etwas Übung dauernd das deutlich weniger als eine Minute....

Aber nun wird es spannend, denn mit der **Taste F2** kommen wir zur eigentlichen Simulation. Da muss man sich erst mal mit „**Cursor-Up**“ (oder „**Cursor-Down**“) durch die mit Kreisen gekennzeichneten Einstellungen hangeln und ggf. korrigieren. Das ist (beginnend mit links oben und im Uhrzeigersinn):



a) die Wahl der beiden **S - Parameter S11** und **S21**

b) **Smith Radius = 1**

c) **500 Simulationspunkte**

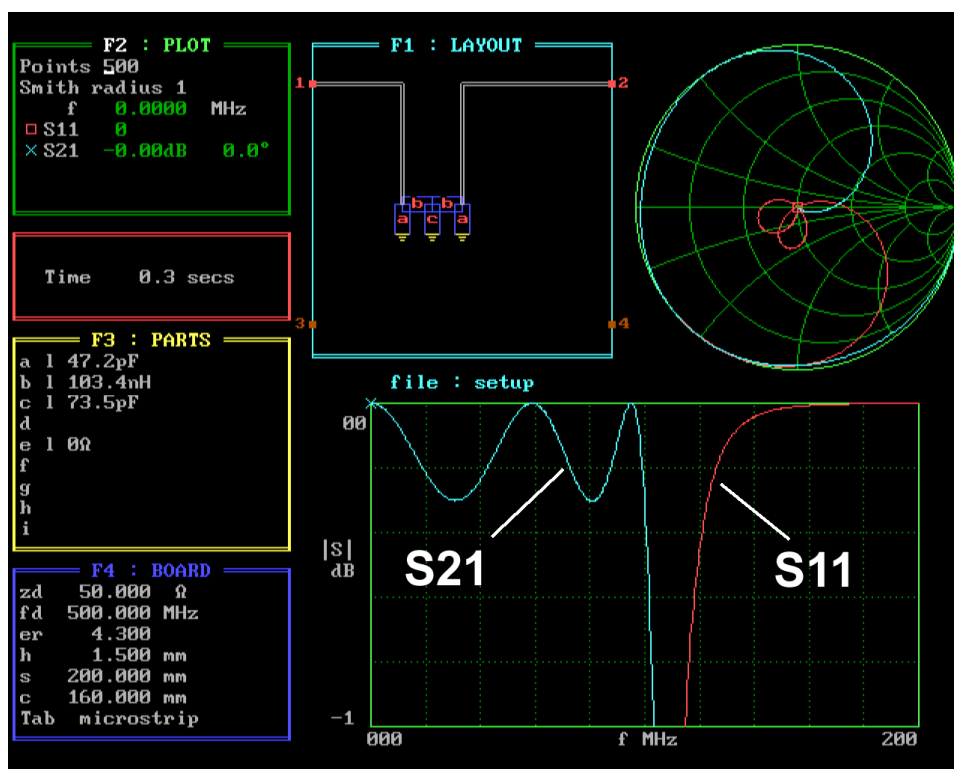
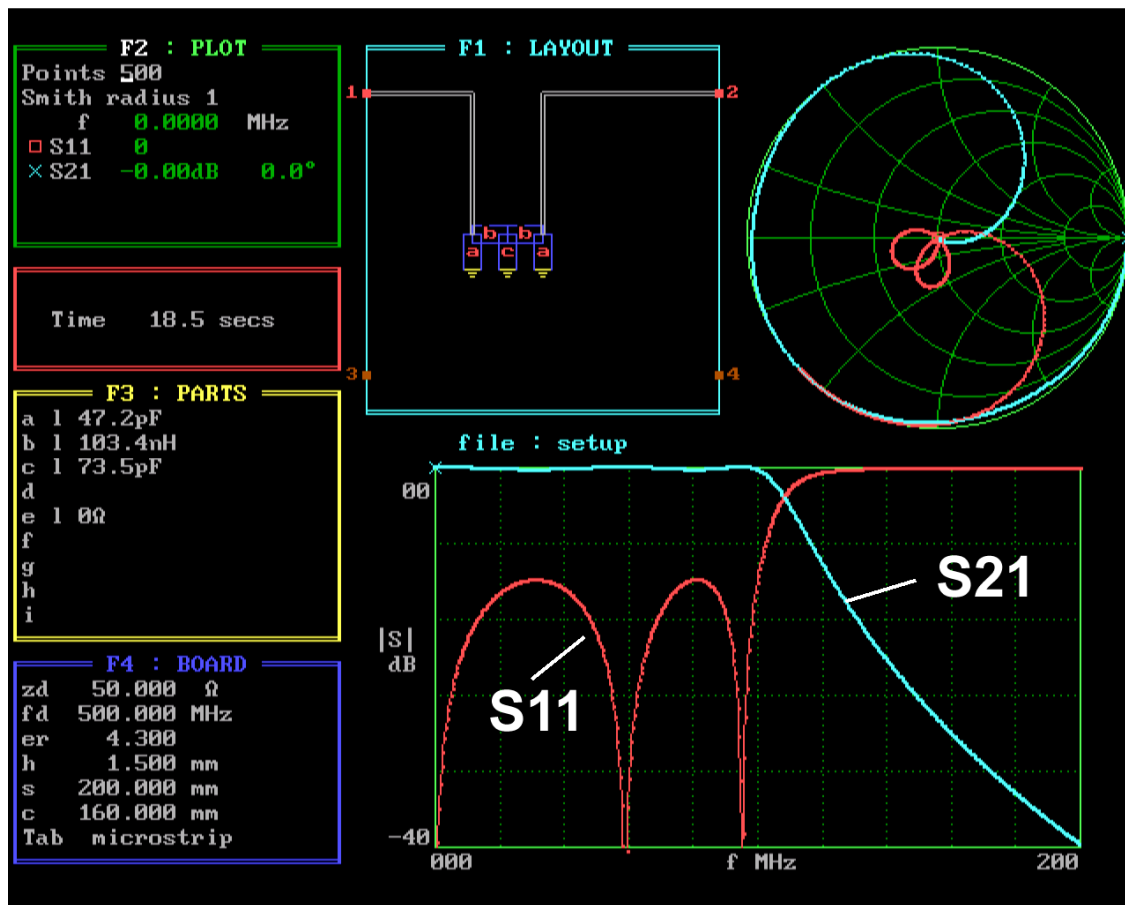
d) **Stoppfrequenz = 200MHz**

e) **Startfrequenz = Null**

f) **Minimaler angezeigter Amplitudenwert = -40dB**

g) **Maximal Wert = 0dB**

Wer das geschafft hat, darf <p> (für „plot“) drücken und dem Rechner bei der Arbeit zusehen. Dauert halt so seine Zeit. Wem es sehr eilt, der drücke ab jetzt <q> (für „quick“), denn dann wird erst alles berechnet und hinterher angezeigt. Geht viel schneller! Und das ist der Lohn:



Wer den Minimalwert der senkrechten Achse beim unteren Diagramm auf „-1dB“ umstellt und nochmals mit <q> plottet, sieht sogar die **Tschebyschef-Wellen**“ mit 0,3dB bei S21.

Gewonnen!

### 3.3. Simulation des Tiefpasses mit Verlusten ( $Q_L = 75$ )

In der Praxis verhalten sich Kondensatoren fast ideal (= Verluste dürfen vernachlässigt werden), aber die **Spulen sind und bleiben Sorgenkinder**. Da ist schon ein erheblicher konstruktiver Aufwand nötig, um die Spulengüte deutlich über  $Q = 100$  zu bringen...

Nehmen wir mal an, dass wir eine Spule mit  $L = 103,4\text{nH}$  und einer Güte von  $Q = 75$  bei  $100\text{MHz}$  vor uns haben (...für den Praktiker: das wäre z. B. ein Neosid-Filter mit quadratischem Abschirmbecher  $10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ . Findet sich im Internet....). Wie wirken sich nun die dadurch auftretenden Verluste auf die Filterkurven aus?

Da brauchen wir zuerst den zugehörigen **Ersatz-Reihenwiderstand** und das geht so:

$$Q_{\text{Serie}} = \frac{X_L}{R_{\text{Serie}}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R_{\text{Serie}}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 100\text{MHz} \cdot 103,4\text{nH}}{R_{\text{Serie}}}$$

daraus folgt:

$$R_{\text{Serie}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 100\text{MHz} \cdot 103,4\text{nH}}{Q_{\text{Serie}}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 100\text{MHz} \cdot 103,4\text{nH}}{75} = 0,87\Omega$$

Jetzt geht es in PUFF weiter:

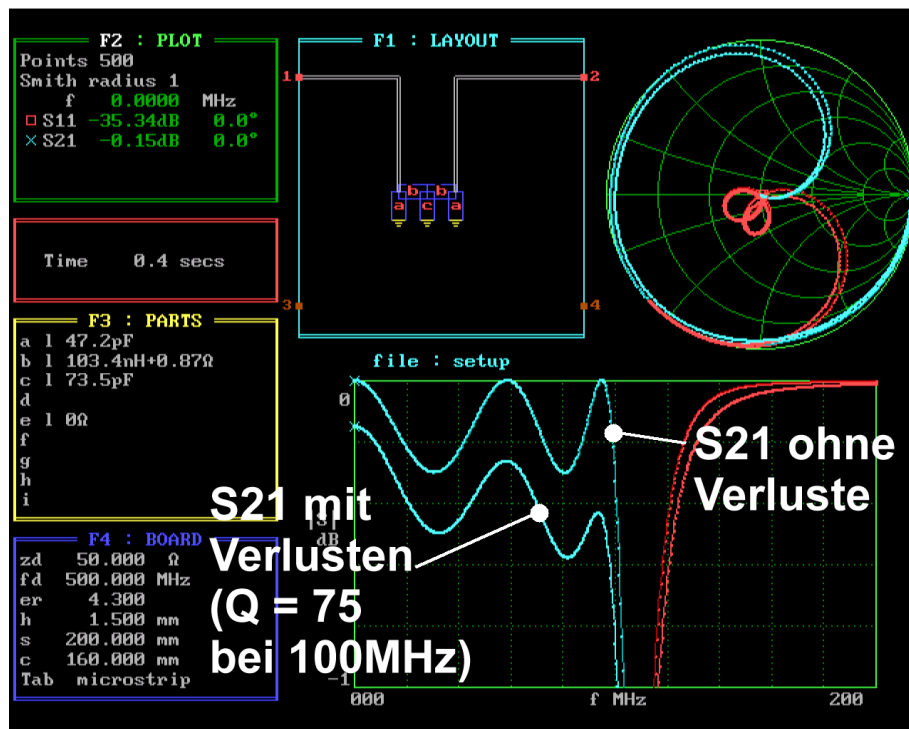
#### 1. Schritt:

Wir plotten (unter F2) nochmals das vorige Beispiel ohne Verluste mit einer senkrechten Achsenteilung von  $0 \dots -1\text{dB}$ .



#### 2.Schritt:

Dann drücken wir „F3“, fahren in die Zeile für die Induktivität und ergänzen den Induktivitätswert um den Reihenwiderstand.



#### 3.Schritt:

Wir wechseln mit **F2** wieder zur Simulation zurück, drücken jedoch nun

**<Ctrl p>**

oder

**<Ctrl q>**

Dadurch werden der alte Verlauf (= ideal) und die neue Berechnung (für  $Q = 75$ ) **gleichzeitig** dargestellt und man erkennt sehr schön die bekannte und mit steigender Frequenz zunehmende „Grunddämpfung“ eines solchen Filters mit Verlusten.

Merken wir uns also als Ergebnis der letzten Simulation folgende „Plot-Kommandos“ für die weitere Arbeit:

Mit **< p >** wird **jeder Punkt einzeln berechnet** und in den Diagrammen angezeigt. Geht natürlich länger, aber man kann sehr schön die Entstehung der Kurve bewundern.

Ist man mit dem Verlauf bereits während des Plots nicht zufrieden, dann drückt man **< h >** für „Halt“. Damit wird abgebrochen.

Soll der **vorige Kurvenverlauf** zum Vergleich mit eingeblendet werden, dann ist **<CTRL p>** das richtige Kommando.

Soll das **ganz schnell** gehen, dann braucht man dazu **< q >**, denn damit wird erst komplett berechnet und hinterher angezeigt.

Und wenn man zusätzlich **den vorherigen Verlauf** sehen will, dann gilt **< CTRL q >**

...und natürlich muss jetzt ohne Nachdenken sofort klar sein:

**Unter F1 erstellen wir die Schaltung bzw. das Layout.**

**Unter F2 wird simuliert, berechnet und angezeigt.**

**Unter F3 finden sich alle eingesetzten Bauteile.**

**Unter F4 müssen die Grundeinstellungen (wie Systemwiderstand, Designfrequenz, Platinendaten usw.) rein.**

## 4. Einstieg in die Simulation von Schaltungen auf Leiterplatten

### 4.1. Einige Worte zu den Platinenwerkstoffen

Sehr oft ist es in der HF-Technik nötig, Signale auf einer Leiterbahn mit einem bestimmten Wellenwiderstand (meist:  $50\Omega$ ) zu führen oder einen **Widerstand „anzupassen“**. Das bedeutet, seinen Widerstandswert (der vom Systemwiderstand  $Z = 50\Omega$  abweicht) bei einer bestimmten Frequenz oder sogar in einem bestimmten Frequenzband) auf  $50\Omega$  zu transformieren und das kann mit diskreten Schaltungen geschehen (Name: „Anpassungs-Netzwerk“). Aber bei Frequenzen ab 1GHz greift man lieber zu Schaltungen mit HF-Leitungen, die diese Aufgabe ausführen. Und auf einer Platine bietet sich dazu eine „**Microstrip-Line**“ geradezu an. Sie besteht aus einer Leiterbahn auf der Oberseite der Platine -- **deren Breite den Wellenwiderstand festlegt!** -- und einer durchgehenden Massefläche auf der Platinenunterseite.

Dazu **eine Informationen zur Wahl des passenden Platinenwerkstoffes** und einer erfolgreichen Simulation solcher Microstrip-Leitungen:

Bis **1GHz** kann man **unbesorgt „FR4“-Material verwenden**. Es ist billig und besteht aus Glasfasergewebe, das mit Epoxydharz getränkt ist. Es ist stabil, lässt sich mechanisch gut bearbeiten und seine Güte liegt bei 1GHz noch etwa bei  $Q = 100$ . Allerdings sinkt die Güte mit steigender Frequenz schnell ab (bei 1,5GHz haben wir noch etwa  $Q = 40$ ), und was schlimmer ist:

**Ab ca. 1,5GHz vermindert sich auch schnell die Dielektrizitätskonstante „ $\epsilon_r$ “ (vorher: ca. 4,33 -- aber je nach Hersteller etwas streuend), während die Verluste immer stärker ansteigen und damit die Güte  $Q$  weiter sinkt. Deshalb wird die Simulation ab diesem Bereich immer schwieriger und die Anwendungen beschränken sich auf weniger hochwertige Ansprüche in einem engen Frequenzbereich.**

Trotzdem folgen hier noch die typischen Platinendaten beim Einsatz bis max. 1,5 GHz:

**Platinendicke = 1,52mm / Kupferschichtdicke =  $35\mu\text{m}$  / Oberflächenrauigkeit =  $2\mu\text{m}$  / Dielektrizitätskonstante ca. 4,33 / Verlustfaktor  $\tan\delta$  ca. 0,01 für 1GHz und ca. 0,025 für 1,5GHz.**

Für **gehobene Ansprüche** greift fast Jeder zum Material „**RO4003**“ der Firma **Rogers** (Importeur für Deutschland: **Mauritz in Hamburg**). Es besteht aus Keramikpulver in verlustarmen Polymeren, ist mechanisch ähnlich stabil wie FR4, lässt sich ebenso gut bearbeiten und nicht allzu teuer. **Seine elektrischen Daten sind bis 10GHz vorzüglich** und die typische Platinendicke bis zu 1GHz ist meist 0,8...1,5mm, darüber bis zu einigen Gigahertz 32mil = 0,813mm. Geht es dagegen bis 10GHz, dann hat sich eine Platinendicke um 10mil = 0,254 mm eingebürgert (...um unerwünschte Modi der Signalausbreitung auf der Leitung zu vermeiden).

Die für die Simulation wichtigen Daten neben der Platinendicke sind:

**Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r = 3,55$  / Verlustfaktor  $\tan\delta = 0,0027$  für 10GHz bzw. 0,0021 für 2,5GHz bzw. 0,001 für 1GHz und darunter / Kupferschichtdicke bis zu einigen GHz =  $35\mu\text{m}$ , darüber meist  $17\mu\text{m}$  / Oberflächenrauigkeit =  $2\mu\text{m}$**

#### Hinweis:

Von diesem vorzüglichen RO4003-Material gibt es die Variante **RO4350B**. Sie kommt modernen Forderungen entgegen und ist „flammhemmend“ (= nicht brennbar). Durch die nötigen Zusatzstoffe ändert sich die Dielektrizitätskonstante etwas, aber auch die Verluste werden höher.

Es gilt:

**$\epsilon_r$  steigt leicht (= von 3,55 beim RO4003 auf 3,66 beim RO4350B).**

**Und hier der Verlustfaktor  $\tan\delta = \text{It} = \text{loss tangent}$ :**

**bei 10GHz gilt:  $\text{It} = 0,0027$  für RO4003 und  $0,0037$  für RO4350.**

**Bei 2,5GHz findet man dagegen:  $\text{It} = 0,0021$  für RO4003 bzw.  $0,0031$  für RO4350B**



## 4.2. Einstieg: wie komme ich zu einer möglichst perfekten 50Ω-Microstrip-Leitung?

Da gehen wir zuerst von einer Leiterplatte aus RO4003 aus, die folgende Daten aufweist:

**Platinendicke  $h = 0,813\text{mm}$  / Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r = 3,55$  / Verlustfaktor  $\text{lt} = 0,002$  bei  $1700\text{MHz}$  / Kupferauflage =  $35\mu\text{m}$  / Oberflächenrauigkeit =  $2\mu\text{m}$**

Wir wollen versuchen, eine perfekte Leitung mit einer **Länge von 30mm** bei der GPS-Frequenz ( $1575\text{MHz}$ ) zu realisieren

### 1. Schritt:

Wir starten zuerst einen geeigneten Texteditor (z. B. notepad) und laden das „**setup.puf**“-File aus dem PUFF Ordner. Dann können wir dort in den markierten Zeilen die Daten unserer Platine überprüfen bzw. nachtragen, nämlich

den Systemwiderstand	<b>zd = 50Ω</b>
die Design Frequenz	<b>fd = 1575MHz</b>
die Dielektrizitätskonstante	<b>er = 3,55</b>
die Platinendicke	<b>h = 0,813mm</b>
die Dicke der Kupferschicht	<b>mt = 35μm</b>
die Oberflächenrauigkeit	<b>sr = 2μm</b>
den Verlustfaktor	<b>lt = 0,002</b>

**So muss das „setup.puf“-File dann aussehen:**

```
\b{oard} { .puf file for PUFF, version 2.1}
d      0      {display: 0 VGA or PUFF chooses, 1 EGA}
o      1      {artwork output format: 0 dot-matrix, 1 LaserJet, 2 HPGL file}
t      0      {type: 0 for microstrip, 1 for stripline, 2 for Manhattan}

zd  50.000 ohms {normalizing impedance. 0<zd}
fd  1575 MHz   {design frequency. 0<fd}
er   3.55     {dielectric constant. er>0}
h   0.813 mm  {dielectric thickness. h>0}
s  100.000 mm {circuit-board side length. s>0}
c   30.000 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.}
sr  2.000 Um  {metal surface roughness, use Um for micrometers.}
lt  2.0E-0003 {dielectric loss tangent.}
cd  5.8E+0007 {conductivity of metal in mhos/meter.}

p   5.000     {photographic reduction ratio. p<=203.2mm/s}
m   0.600     {mitering fraction. 0<=m<1}

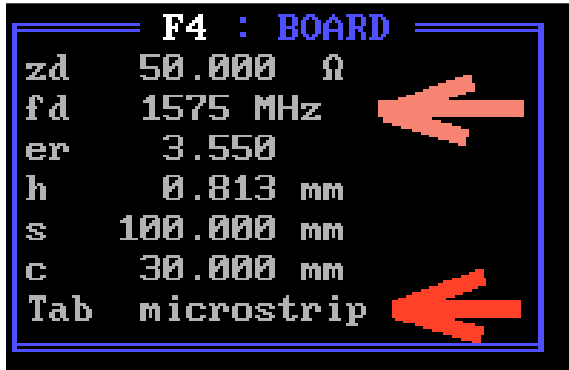
\k{ev for plot window}
```

### Hinweis:

**Für die Platinenlänge und –breite wurde ein Wert  $s = 100\text{mm}$  vorgesehen, für den Connectorabstand dagegen  $c = 30\text{mm}$ . Aber das können wir jederzeit im Feld F4 des PUFF-Bildschirmes korrigieren.**

**Achtung:**

**Das neue „setup.puf“-File muss nun unbedingt im PUFF-Programmordner gespeichert werden**  
-- aber da gab es schon mal Probleme mit einer **Zugriffsverweigerung unter Windows**: Der Grund dafür ist meist sehr einfach: durch das Kopieren der Dateien auf die PUFF / Windows7-CD bei der Herstellung und beim Anwender herunter von der CD werden meist alle Dateien automatisch von Windows mit einem **Schreibschutz** versehen. Also gilt es, die „Eigenschaft“ von setup.puf aufzurufen und darin den **Schreibschutz zu entfernen**.....erst dann kann die neue Setup-Datei ordnungsgemäß abgelegt werden.



**2. Schritt:**

PUFF wird gestartet und dann kontrolliert man vorsichtshalber die Übernahme der neuen Einträge in Feld F4. **PUFF hat sich nämlich das Leben leichter gemacht und die Designfrequenz von 1575MHz einfach als „1,6 Exp 3“ dargestellt. Das ist aber zu ungenau für uns. Also drücken wir F4, fahren in diese Zeile und schreiben die exakten 1575MHz rein. Außerdem prüfen wir, ob die letzte Zeile auf „microstrip“ eingestellt ist (...lässt sich mit der Tabulatortaste umschalten!)**



**3. Schritt:**

Wir drücken die Taste F3, gehen in die Zeile „a“ und geben dort unsere Microstrip-Line als

**t1 50Ω 30mm**

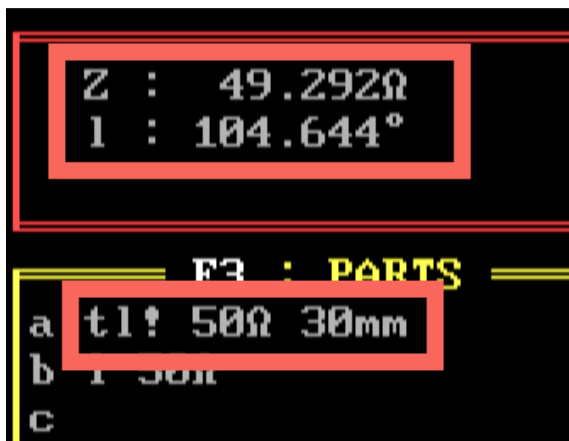
ein.

„t1“ steht natürlich für Transmission Line und das Ohm-Zeichen können wir mit **< ALT + o >** einfügen.

Hinweis:

Anstelle der Längenangabe in mm ist auch die Eingabe der elektrischen Länge in Grad möglich. Dazu dient die Tastenkombination **< ALT + d >**.

**Mit dem Gleichheitszeichen < = > wurden im obigen Bild die mechanischen Leitungsdaten im Dialogfeld angezeigt. Bitte dieses Verfahren gut im Gedächtnis speichern, denn wir werden es noch oft brauchen...**



**4. Schritt:**

Die Transmission Line wurde gerade ideal modelliert, aber für einen Leiterplattenentwurf benötigen wir die „**realistische Modellierung**“ (= **advanced modelling**) mit allen **Schikanen und Dreckeffekten**. Dazu setzen wir hinter „t1“ **einfach ein Ausrufezeichen und geben anschließend das Gleichheitszeichen < = > ein.**

Die ausgelöste Analyse zeigt, dass bereits bei DC der Wellenwiderstand um etwa 0,7Ω zu gering ist.

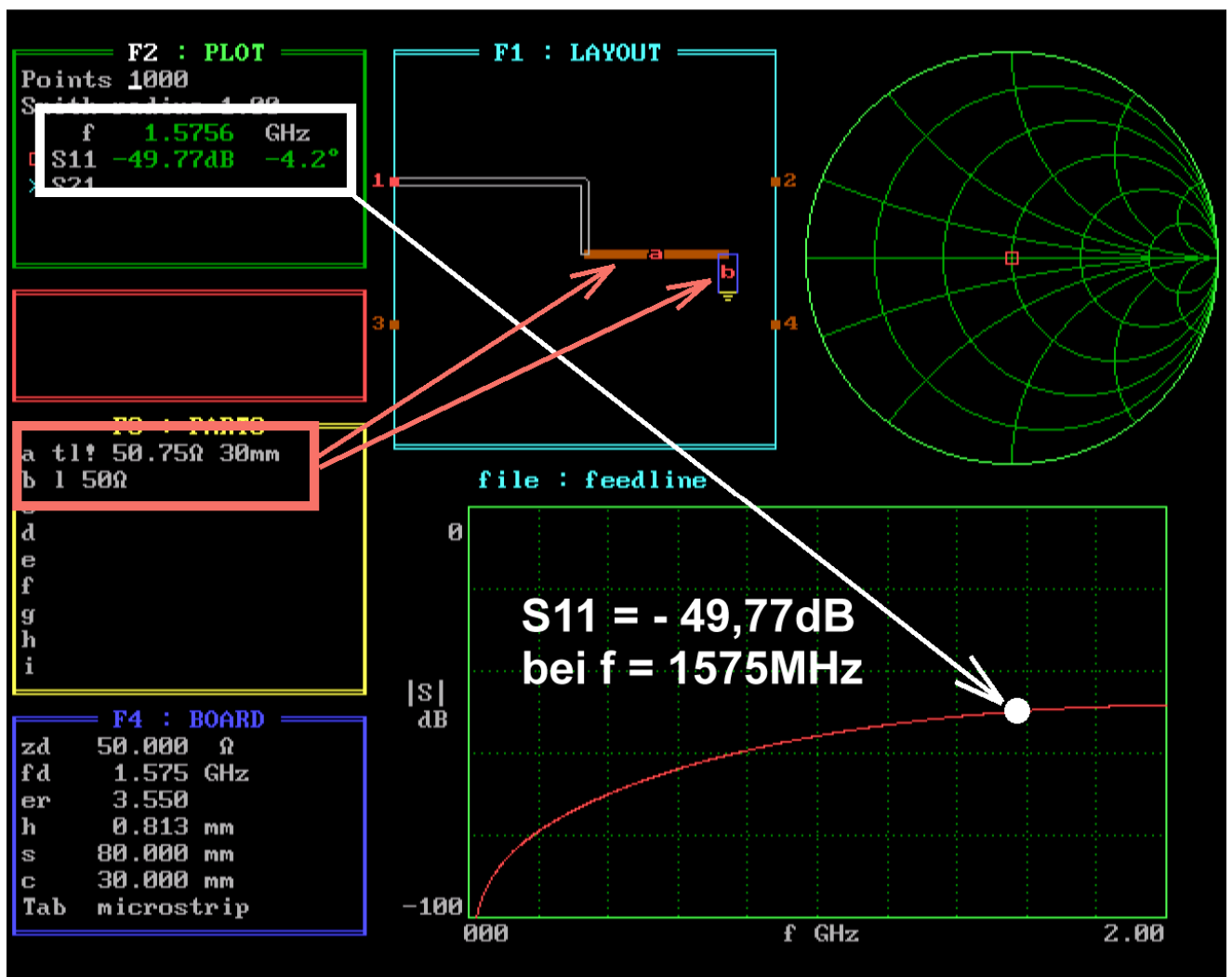
Also gehen wir in unsere Zeile „a“ in F3, erhöhen dort den Widerstandswert auf 50,7Ω und drücken erneut das Gleichheitszeichen.



Das wäre dann der Endzustand vom 4. Schritt, mit dem wir nun eine kleine Simulation durchführen.

Wir wechseln nun in das Feld F1 und platzieren die Leitung als Teil „a“. Am rechten Ende schließen wir sie mit einem 50Ω-Widerstand (= Teil b) ab und verbinden den Leitungsanfang mit Port 1.

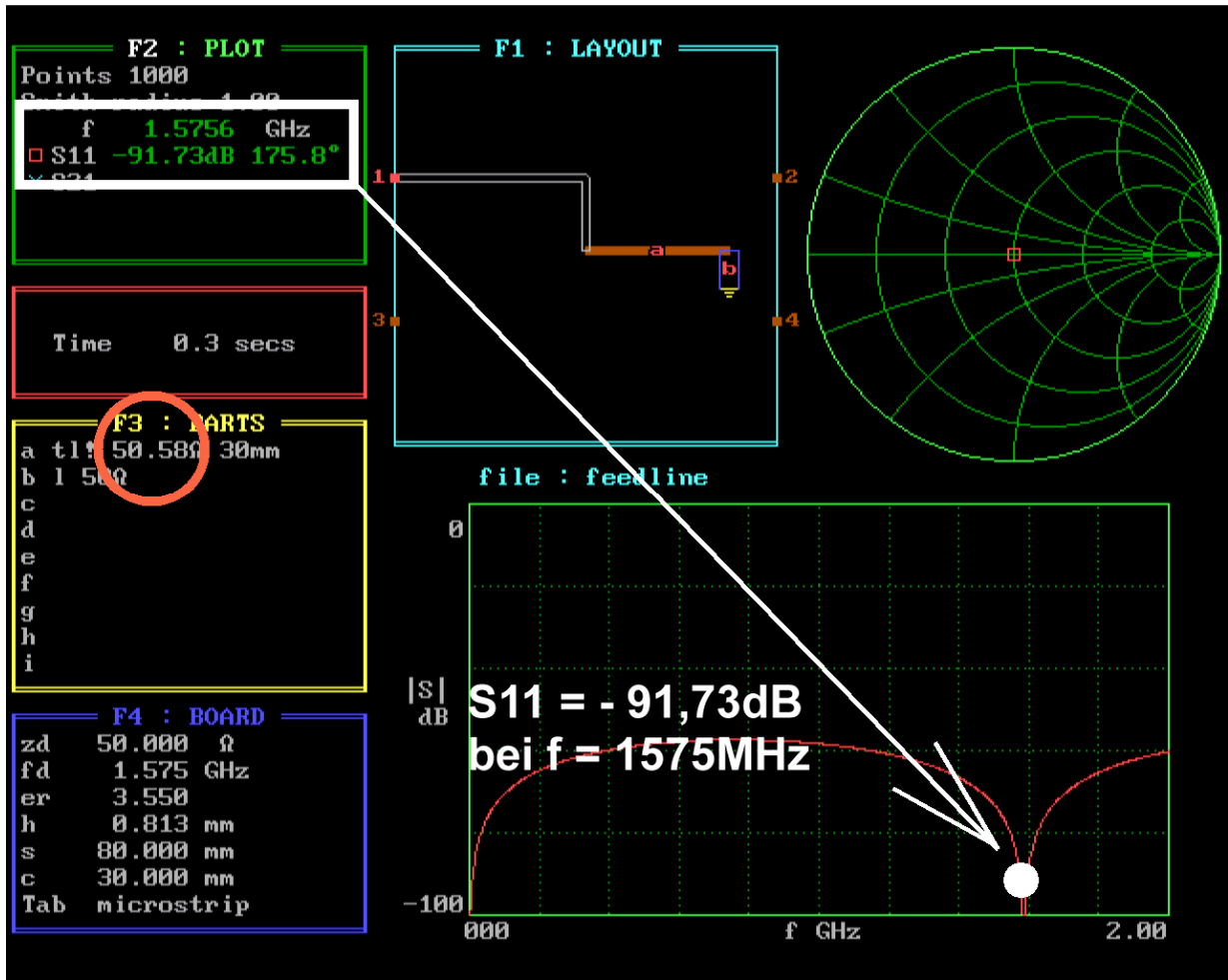
In F2 stellen wir zuerst einen Frequenzbereich von 0...2GHz ein und plotten mit **mit < q >**. Dann ist im Diagramm der Verlauf von S11 zu sehen:



#### Achtung:

Da gibt es noch Verbesserungsmöglichkeiten, denn der S11-Verlauf besitzt Nullstellen, die sich durch Verminderung des Wellenwiderstandes um 0,1...0,2Ω sehr schön auf 1575MHz legen lassen.

Bitte ausprobieren! (Die Lösung folgt auf dem nächsten Blatt).



...und wer die dafür gültigen mechanischen Leitungsdaten wissen will, der geht in F3, löscht das Ausrufezeichen hinter „t!“ und gibt < = > ein:



Das wär's...

### 4.3. Anpassung des Strahlungswiderstandes einer GPS-Antenne mit einer idealen $\lambda / 4$ -Leitung

Bei der **Betriebsfrequenz von 1575MHz** sollte eine GPS-Antenne „in Resonanz“ sein, und sie benimmt sich dann wie ein Parallelschwingkreis, bei dem dort die Blindanteile verschwinden. Dann hat sie den höchsten Wirkungsgrad bei der Abstrahlung und zeigt als Eingangswiderstand den „**Strahlungswiderstand**“ (= radiation resistance). **Der sei 250Ω** und wir wollen mal die Anpassung eines solchen Widerstandes an 50Ω mit einer Microstrip-Leitung (= matching line) üben. Dazu sind folgende Daten vorgegeben:

<b>Strahlungswiderstand der Antenne =</b>	<b>250Ω bei f = 1575MHz</b>
<b>Platine: RO4003 mit einer Dicke von 32mil =</b>	<b>0,813mm</b>

#### 1. Schritt

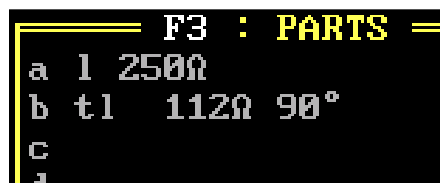
Zuerst geht es an die Bauteil-Einträge in Feld F3. Beim Strahlungswiderstand ist es einfach (250Ω), aber für den erforderlichen **Wellenwiderstand der  $\lambda / 4$  -Leitung** gilt folgender Zusammenhang:

$$Z^2 = R_{\text{Eingang}} \cdot R_{\text{Ausgang}} = 50\Omega \cdot 250\Omega$$

also muss Z einen Wert von

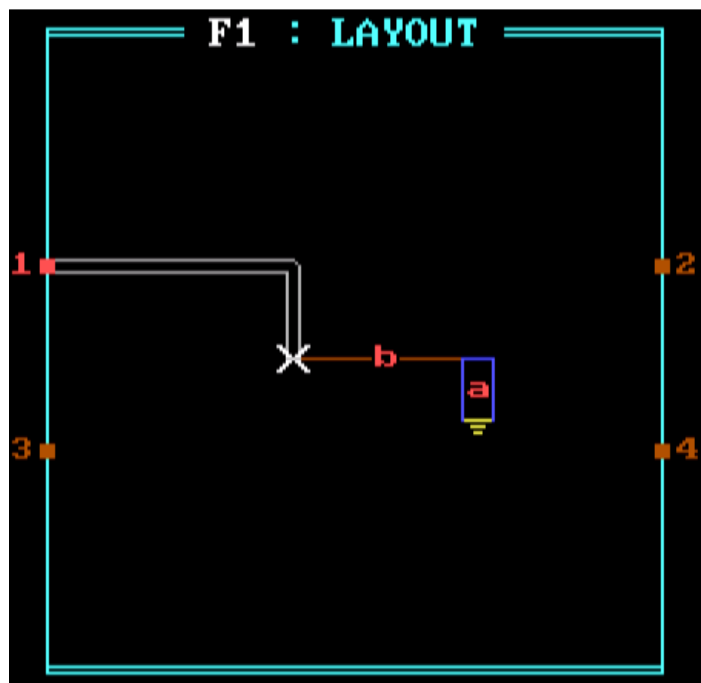
$$Z = \sqrt{50\Omega \cdot 250\Omega} = 111,8\Omega \approx 112\Omega$$

aufweisen.



Das muss folglich nun in F3 rein.

Übrigens...wissen Sie noch, dass man mit **<Alt o>** das **Ohm-Zeichen** setzt, aber die **Grad-Angabe** mit **<Alt d>** vornimmt?



#### 2. Schritt

Jetzt ist das Feld F1 und das Zeichnen der Schaltung dran. Fangen wir mit „b“, also der Leitung, an und verlegen sie **nach rechts**. Am Ende der Leitung wird auf „a“ umgeschaltet, „nach unten gefahren“ und der **Strahlungswiderstand angebracht**. Sein unteres **Ende wird geerdet** und schließlich kehrt man zum Eingang der Leitung zurück. **Dort erfolgt mit „1“ der Anschluss von Port 1.**

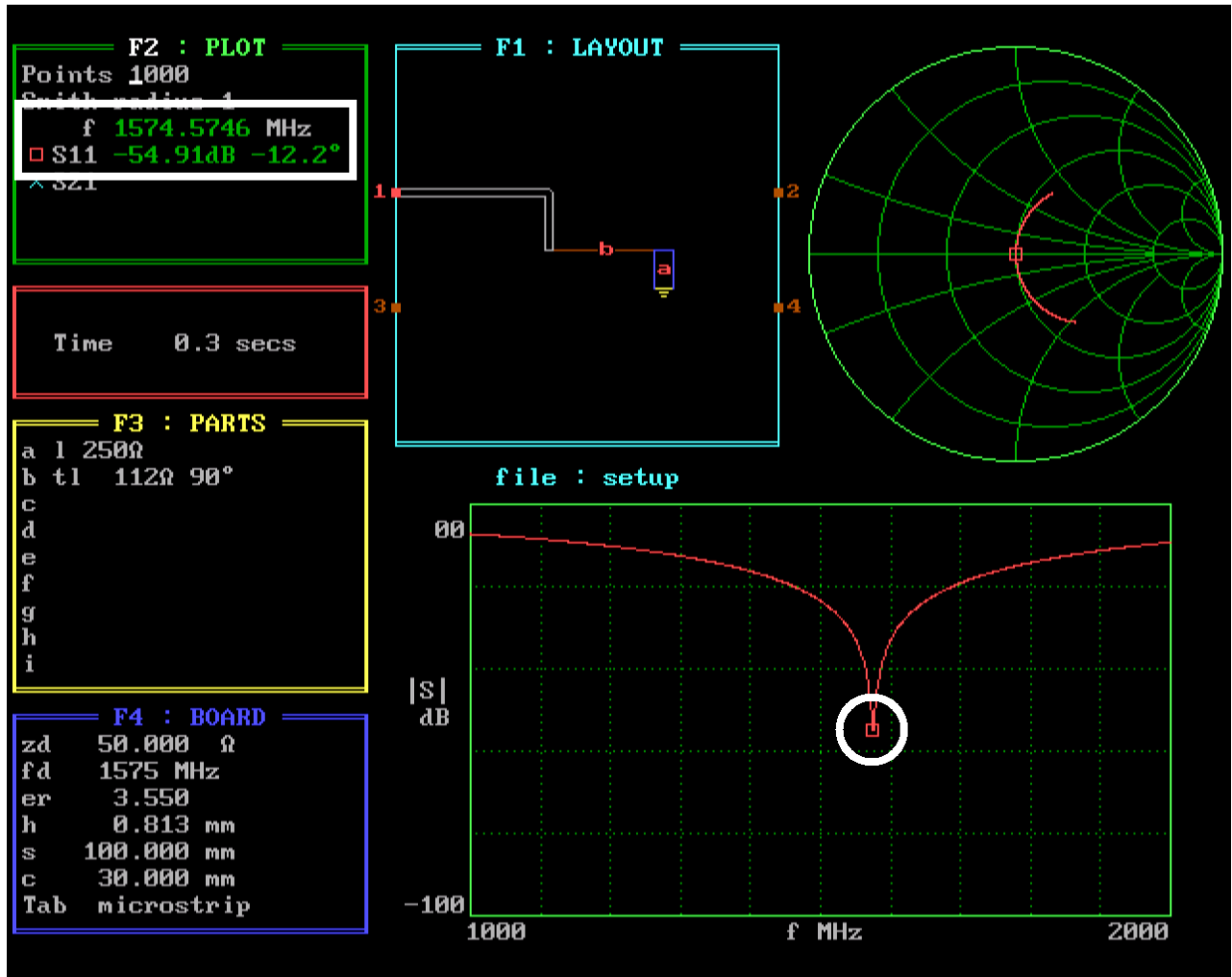
### 5. Schritt:

Wir drücken F2, wählen **1000 Plotpunkte**, einen **Frequenzbereich von 1000MHz bis 2000MHz** und einen **Amplitudenbereich von 0.....-100dB** bei der Darstellung von S11.

Wenn das erledigt ist, wird je nach Wunsch entweder

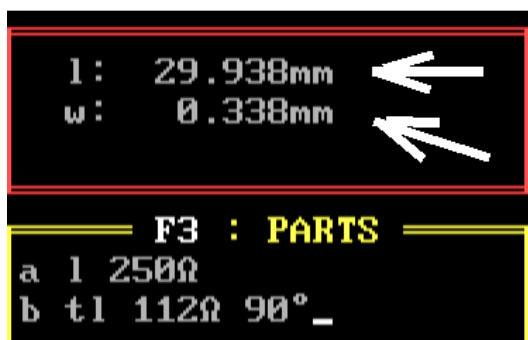
< p > oder < q >

gedrückt. Das sollte der Lohn sein:



Wir sehen, dass S11 bei 1575MHz nun fast -55dB beträgt -- das ist mehr als genug!

**Allerdings gilt das wieder nur für eine ideale Leitung, bei der keinerlei Verluste oder Schmutzeffekte (wie z. B. Dispersion) bei der Simulation berücksichtigt wurden.**



Wir wollen nun die Abmessungen der Microstrip-Leitung wissen und gehen dazu in **Feld F3**. Stellt man dann den Cursor auf die Zeile „b“ mit der Leitung und drückt das **Gleichheitszeichen**

< = > ,

dann werden die Leitungsdaten für unseren gewählten Platinenwerkstoff im „Dialogfeld“ eingeblendet.

(„l“ steht für „length“ = Länge = 29,94mm, „w“ steht für „width“ = Breite = 0,34mm).

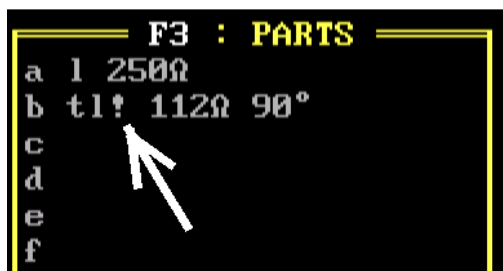
Bitte beachten:

- a) das sind aber nur die „elektrischen Werte“ einer idealen Leitung und
- b) das hat mit der Praxis noch nicht viel zu tun, denn es sind keinerlei „Schmutzeffekte“ berücksichtigt. Deshalb werden wir gleich anschließend den Entwurf, jetzt aber mit einer „realistisch modellierten Leitung“, wiederholen....

Also drücken wir nochmals **F2**, speichern unser File mit **< CTRL s >**, schalten PUFF aus und machen eine verdiente Pause.

#### 4.4. Anpassung des Strahlungswiderstandes einer GPS-Antenne mit einer realistisch modellierten $\lambda/4$ -Leitung

Wir starten PUFF neu und korrigieren gleich mal in **F4** die Designfrequenz exakt auf **1575MHz** (...beim Neustart macht sich PUFF hier das Leben leicht und schreibt 1600MHz rein)



Die Umschaltung auf eine „reale Leitung“ (= advanced modelling) ist ja sehr einfach: im Feld **F3** auf die Zeile mit der Leitung fahren und hinter „t1“ ein Ausrufezeichen einfügen!

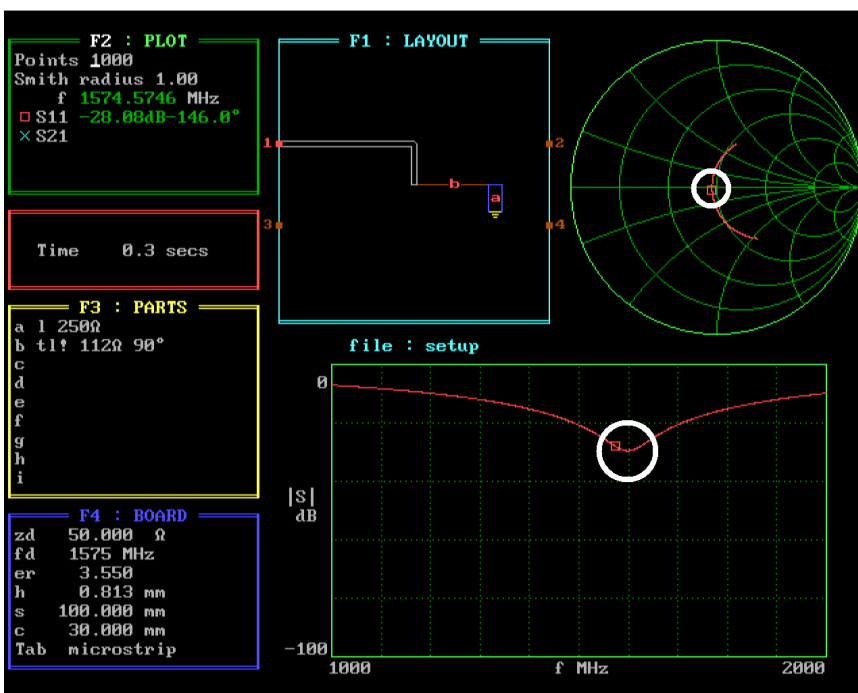
(Hinweis:

Die Taste „Einfügen“ funktioniert auch hier problemlos und wenn der Platz hinter „t1“ zu knapp ist, schaltet man auf diese Funktion um. Hinterher reicht ein Klick auf die

**< Einf >**-Taste, um in den normalen Schreibmodus zurückzukehren.)

Dann wird vorsichtshalber nochmals kontrolliert und ggf. korrigiert

- a) Steht die **Designfrequenz** in **F4** wirklich **genau auf 1575MHz**? Sonst: sofort korrigieren.
- b) Sind ein Frequenzbereich von **1000MHz bis 2000MHz** und 1000 Punkte beim Plot gewählt?
- c) Ist an der **senkrechten Achse** des Plot-Diagramms ein Bereich von **0....-100dB** vorgesehen?
- c) Beträgt der **Smith-Radius** wirklich „1“?



Wenn ja, dann auf zu **F2** und

**< q >**

gedrückt.

So sieht das Ergebnis aus.

a) die Anpassung hat sich **verschlechtert**, weil die **S11-Kurve im Smithchart nun links vom Mittelpunkt verläuft** (= **Wellenwiderstand der Leitung zu niedrig**)

b) Das **Minimum** der Reflektion hat sich zu **höheren Frequenzen** hin verschoben, **weil die Leitung nun zu kurz ist**.

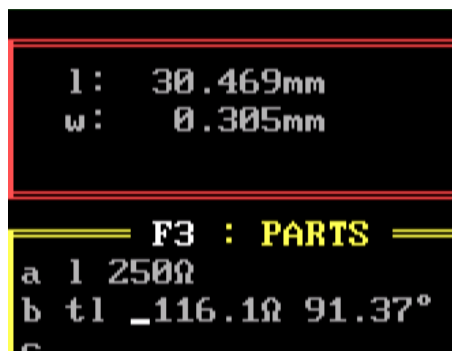
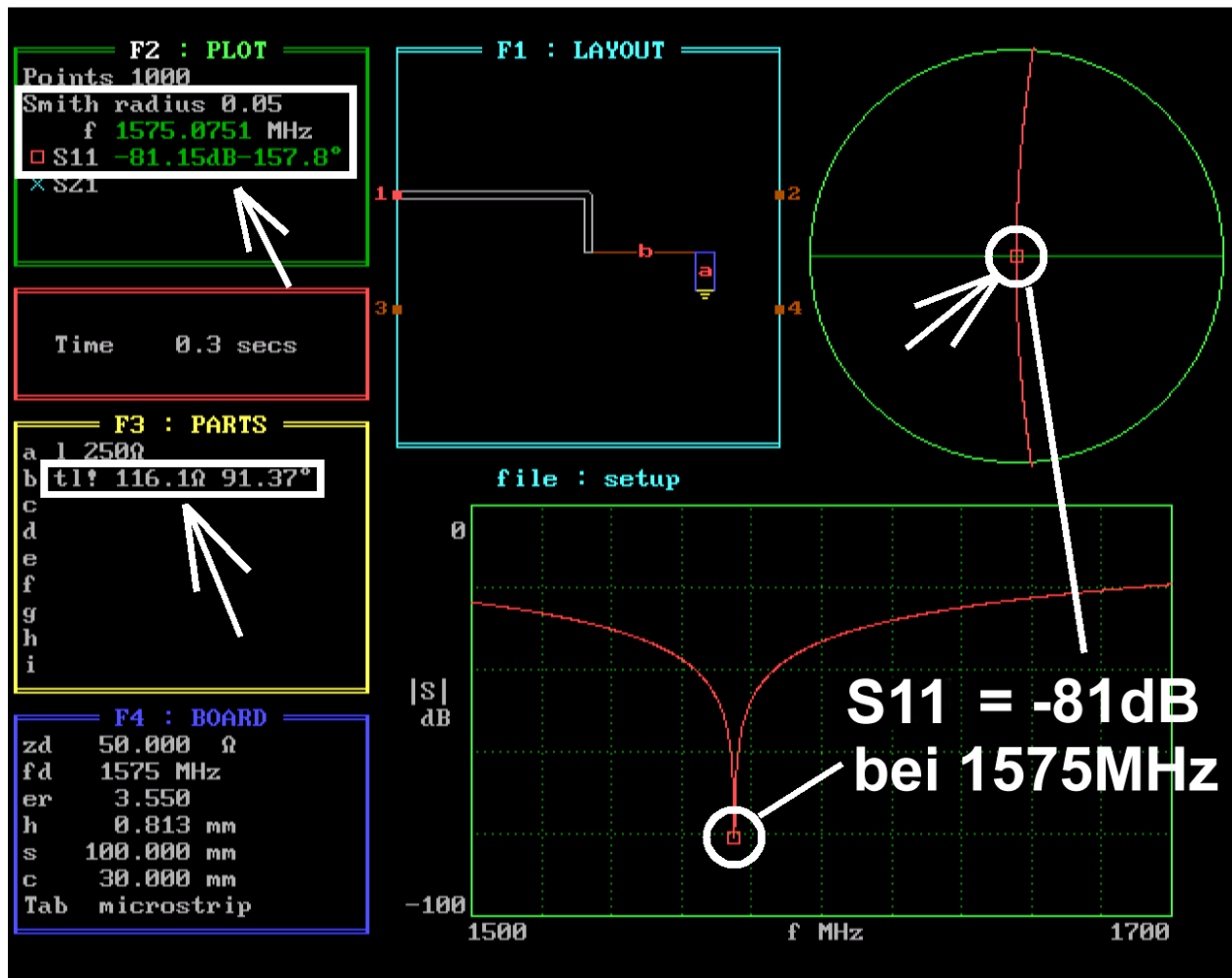
Also beginnen wir ein Spiel, das so abläuft:

a) Erst die **elektrische Länge** der Leitung in **kleinen Schritten verlängern** und **jedes Mal mit  $\langle q \rangle$  prüfen**, bis das Reflektionsminimum (= Schnittpunkt der S11-Kurve mit der horizontalen Smith-Diagrammchse) wieder etwa bei 1575MHz liegt.

a) Dann den **Wellenwiderstand** in F3 um einen **kleinen Wert erhöhen** und die Auswirkung in F2 mit  **$\langle q \rangle$  prüfen**. Das wird solange wiederholt, bis man die kleinste Reflektion erzielt (= Kurve läuft genau durch den Mittelpunkt des Smithcharts).

Der „Feinabgleich“ erfolgt schließlich bei einem verminderten Frequenzbereich (1500MHz bis 1700MHz) und einem verminderten Smith-Radius mit  $r = 0,05$ . Macht aber richtig Spaß....

So sieht das mit **tl! 116.1 $\Omega$  91.37 $^\circ$**  aus:



Nun interessieren natürlich die **endgültigen mechanischen Abmessungen der Transformationsleitung**, wenn eine Platine entworfen werden soll. Dazu wechselt man nach F3, geht in die Zeile der Leitung, **löscht das Ausrufezeichen hinter tl** und gibt das **Gleichheitszeichen** ein.

Da haben wir es schon: mit einer **Länge von 30,47mm** und einer **Breite von 0,31mm** der Leitung liegen wir richtig (...bitte stets die dritte Stelle nach dem Komma runden, denn viel genauer können Platinenmacher auch nicht arbeiten...)



## 5. Richtiger Umgang in PUFF mit Twoports

### 5.1. Das S-Parameter-File (\*.s2p) und die Streu-Parameter

Alle Bausteine mit einem Eingang und einem Ausgang sind „Twoports“, während es sich bei einer Antenne, einer Diode, einem Widerstand usw. um „Oneports“ handelt. Ihre Eigenschaften werden durch die **Scattering-Parameter** (= Streu-Parameter) beschrieben und deshalb gibt es für jeden Twoport eine „S2P“-Datei (...und für Antennen und ähnliche Gebilde eine „S1P“-Datei).

**Sehen wir uns das einmal bei einem typischen Twoport, nämlich einem Verstärker, an.**

Dazu wird zuerst der Eingang (= Port 1) des Bausteins an einen Signalgenerator mit dem Innenwiderstand  $Z = 50\Omega$  über ein Kabel mit  $Z = 50\Omega$  angeschlossen, wobei der Baustein-Ausgang einfach mit  $Z = 50\Omega$  abgeschlossen wird. Somit speist die „Hinlaufende Welle“= „Incident Wave“ (mit der Amplitude  $U_{\text{incident}} = U_0 / 2$ ) den Baustein-Eingang und **verursacht bei fehlerhafter Anpassung eine „Reflektierte Welle = Reflected Wave“ -- also ein Echo**. Die Leistungen beider Signale werden ins Verhältnis gesetzt, das Ergebnis als „Eingang-Reflektion **S11**“ bezeichnet und das Ganze in dB ausgedrückt.

(Diese Bezeichnung **S11** ist eigentlich eine Abkürzung und bedeutet

**S** = „Scattering Parameter = Streu-Parameter

**1** = am Eingang 1, also an Port 1 wird das reflektierte Signal gemessen

**1** = zum Eingang 1, also zu Port 1 wird das Generatorsignal mit der Amplitude  $U_{\text{incident}} = U_0/2$  geschickt.)

$$S_{11} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\text{reflected}}}{P_{\text{incident}}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{\left(\frac{U_{\text{reflected}}^2}{Z}\right)}{\left(\frac{U_{\text{incident}}^2}{Z}\right)}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{U_{\text{reflected}}^2}{U_{\text{incident}}^2}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{\text{reflected}}}{U_{\text{incident}}}\right)$$

in dB.

Kurz und prägnant:

**S11 = Eingang-Reflektion = input reflection = informiert über die Abweichung des Eingangswiderstandes von den geforderten 50Ω (...im Idealfall möglichst nahe bei Null und das ergibt einen hohen negativen dB-Wert)**

Bei „Oneport“-Bausteinen (wie z. B. Antennen oder Widerständen oder Dioden oder Kondensatoren etc.) ist das der **einzige messbare S-Parameter**. Bei einem „Twoport“ (= Verstärker, Filter, Attenuator etc.) gibt es aber noch einen **Ausgang (= Port 2)** und die Hinlaufende Welle erzeugt auch dort ein Signal. Also definiert man einen weiteren S-Parameter **S21** und tauft ihn „**Forward Transmission**“.

**S21 bedeutet: „S-Parameter mit der Bezeichnung Forward Transmission“.**

**Er gibt die Leistungsverstärkung des Bausteins in dB an, wobei die Ausgangsleistung am Abschlusswiderstand von Port 2 gemessen und ins Verhältnis zur Hinlaufenden Welle an Port 1 gesetzt wird. Er soll deshalb z. B. bei Verstärkern nicht unter 1 = Null dB sinken.**

Dann wird die ganze Sache umgedreht und der Generator samt Kabel an den Ausgang (Port 2) angeschlossen. Der Eingang (Port 1) wird nun mit dem Systemwiderstand  $Z = 50\Omega$  abgeschlossen, dann wird gemessen. Damit erhält man zwei weitere Parameter:

**S22 = Ausgangs-Reflektion = output reflection = informiert über die Abweichung des Innenwiderstandes von den geforderten 50Ω. (...im Idealfall möglichst bei Null und das ergibt einen hohen negativen dB-Wert)**

**S12 = Rückwärts-Transmission = reverse transmission = informiert über die Rückwirkungen vom Ausgang zurück zum Eingang (...und sollte z. B. bei Verstärkern ebenfalls möglichst Null und damit ein hoher negativer dB-Wert sein)**

Wir sehen uns dazu mal das **S-Parameter-File** „a03184ia.s2p“ für den bekannten MMIC-Verstärkerbaustein **INA-03184** aus dem PUFF-Ordner mit einem Texteditor an (...mit dem werden wir nämlich gleich arbeiten...) und lernen dabei gleich das „**Touchstone-Format**“ für diese Files kennen:

```

!   INA-03184   S PARAMETERS
!   Id = 10 mA   LAST UPDATED 07-22-92

# ghz S ma r 50
0      .32.....180      19.2  0      0.14  0      0.55  0
0.05   .32  179      19.14 -3      .014  3      .55  0
0.10   .32  176      19.05 -7      .014  4      .57  -3
0.20   .32  172      19.05 -14     .014  6      .55  -5
0.40   .32  165      18.78 -29     .014  10     .53  -11
0.60   .32  158      18.71 -43     .015  11     .51  -14
0.80   .32  151      18.53 -57     .015  13     .51  -17
1.00   .32  144      18.18 -72     .016  21     .50  -20
1.20   .30  135      18.27 -86     .016  25     .50  -23
1.40   .31  126      18.10 -102    .017  30     .49  -29
1.60   .30  117      17.92 -117    .018  38     .48  -34
1.80   .26  102      17.49 -135    .019  44     .45  -41
2.00   .22  92       16.62 -153    .020  49     .40  -50
2.50   .09  91       12.88 168     .021  57     .26  -48
3.00   .14  160      8.79  134     .023  65     .22  -33
3.50   .24  151      5.92  108     .025  69     .26  -33
4.00   .29  139      4.18  87      .029  81     .28  -43

```

Da gilt:

a) alles, was mit einem Ausrufezeichen beginnt, ist ein **Kommentar** und wird für die Berechnung ignoriert.

b) Die Zeile, die mit dem „**Gartenzaun**“ (= #) beginnt, enthält die Information über die **Frequenz und ihre Einheit (hier: GHz)**. Dann zeigt ein „**S**“, dass es sich um die **Scattering-Parameter** in der Reihenfolge

**S11 S21 S12 S22**

handelt.

c) „**ma**“ sagt, dass jeder Wert in der Form „**magnitude + angle**“ (= Betrag + Phasenwinkel) aufgeführt ist.

d) Und die letzten beiden Hinweise (r 50) liefern die Information, dass der Systemwiderstand ein **reeller Widerstand mit 50Ω** ist.

**Grundsätzlich gilt jedoch noch: Vorsicht!**

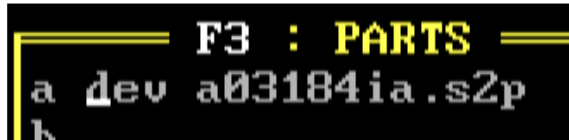
PUFF rechnet nur mit Touchstone-Files korrekt, in denen **die Magnitude als linearer Wert eingetragen ist. Leider gibt es immer mehr moderne File-Versionen, bei denen die Bauteil-Hersteller die „dB-Angabe“ gewählt haben.** Moderne CAD-Programme mit ihren horrenden Preisen akzeptieren das, aber bei PUFF ist das halt noch nicht so..... Schlimmstenfalls muss man sich selbst ein neues S2P-File erstellen und **darin ALLE dB-Angaben mit dem Taschenrechner in lineare Magnitude-Werte umrechnen.**

## 5.2. Ein Verstärker mit INA 03184 bei 1575MHz

### 5.2.1. Arbeiten mit den S-Parametern unter PUFF

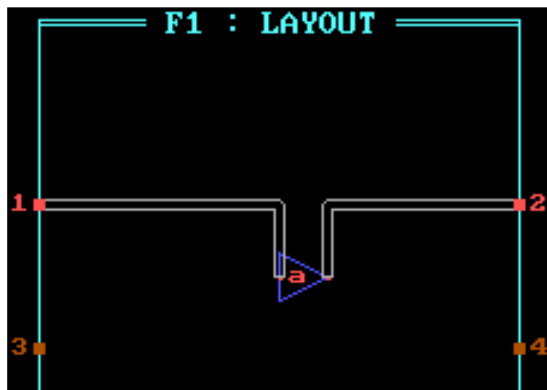
Das S-Parameter-File des bekannten und preisgünstigen MMIC's „INA 03184“ wird im PUFF-Ordner mitgeliefert und wir wollen mal die „Standardschaltung“ eines solchen Breitbandverstärkers untersuchen. Beginnen wir mit der Simulation **der INA 03184-S-Parameter**.

Dazu starten wir PUFF und löschen alle Schaltungen in Feld F1 mit <CTRL e>.



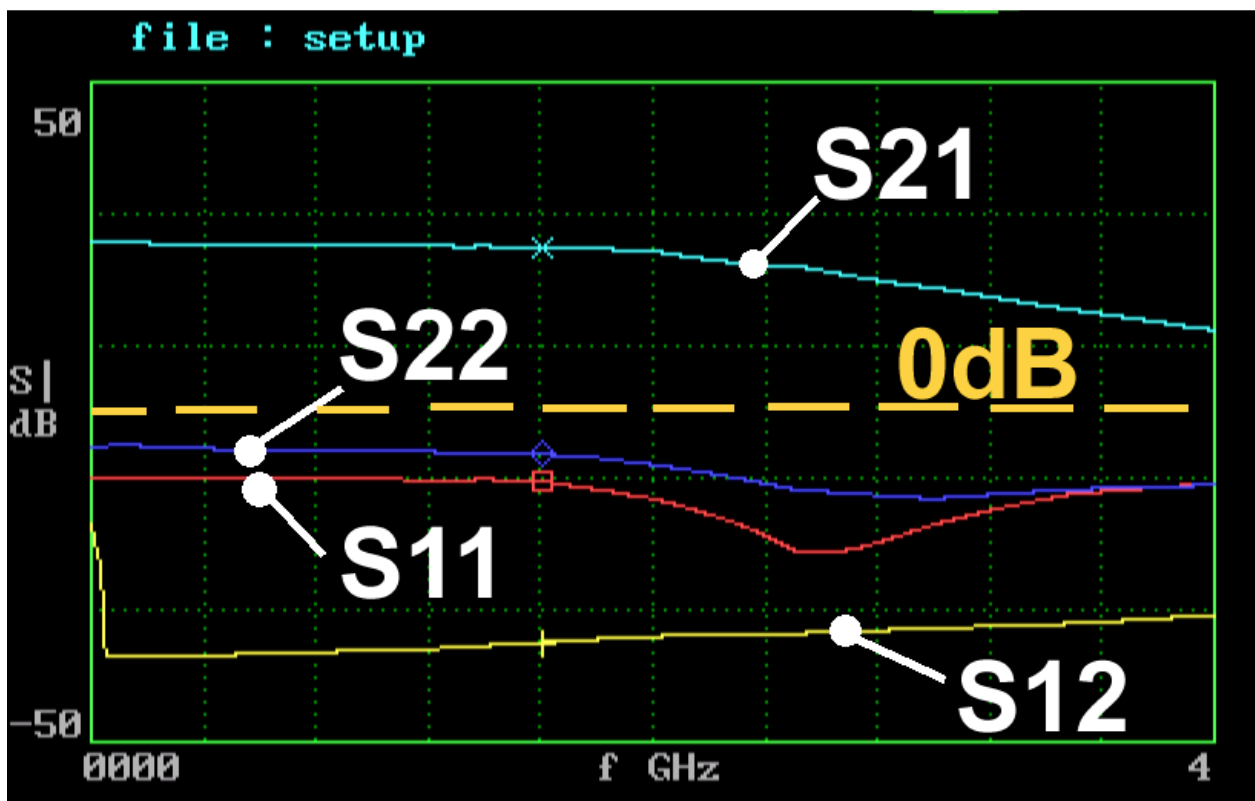
In der Bauteilliste F3 tragen wir in einer leeren Zeile ein (...„dev“ steht für „device“...)

**dev a03184ia.s2p**



Nun wird in Feld F1 gewechselt, auf < a > geklickt und mit der Cursor-Rechts-Pfeiltaste der Baustein verlegt. Der Ausgang wird mit Port 2, der Eingang dagegen mit Port 1 verbunden.

Dann schalten wir auf **Feld F2** und stellen an der **waagrechten Achse des Plotdiagramms einen Frequenzbereich von 0...4GHz**, an der **senkrechten Achse dagegen einen Amplitudenbereich von +50.....-50dB** ein. Mit < q > wird die Berechnung gestartet und sie ergibt folgendes Ergebnis:



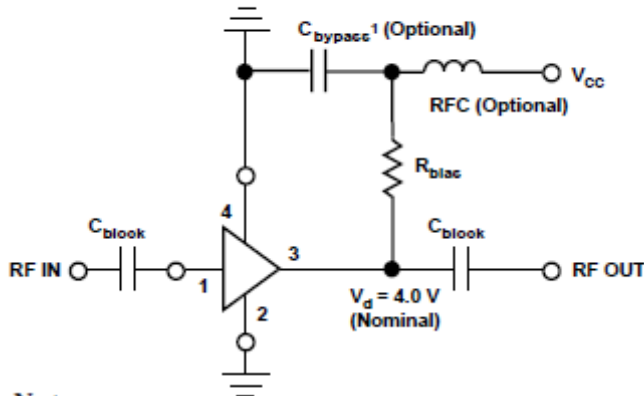
S21 liegt bis knapp 2GHz bei ca. 22,5 dB und sinkt schließlich bei 4GHz auf etwa 12dB ab.

S22 ist schlechter als S11

S12 ist beruhigen klein

## 5.2.2. Verbesserung von S22 bei der simulierten Schaltung mit INA 03184

### Typical Biasing Configuration



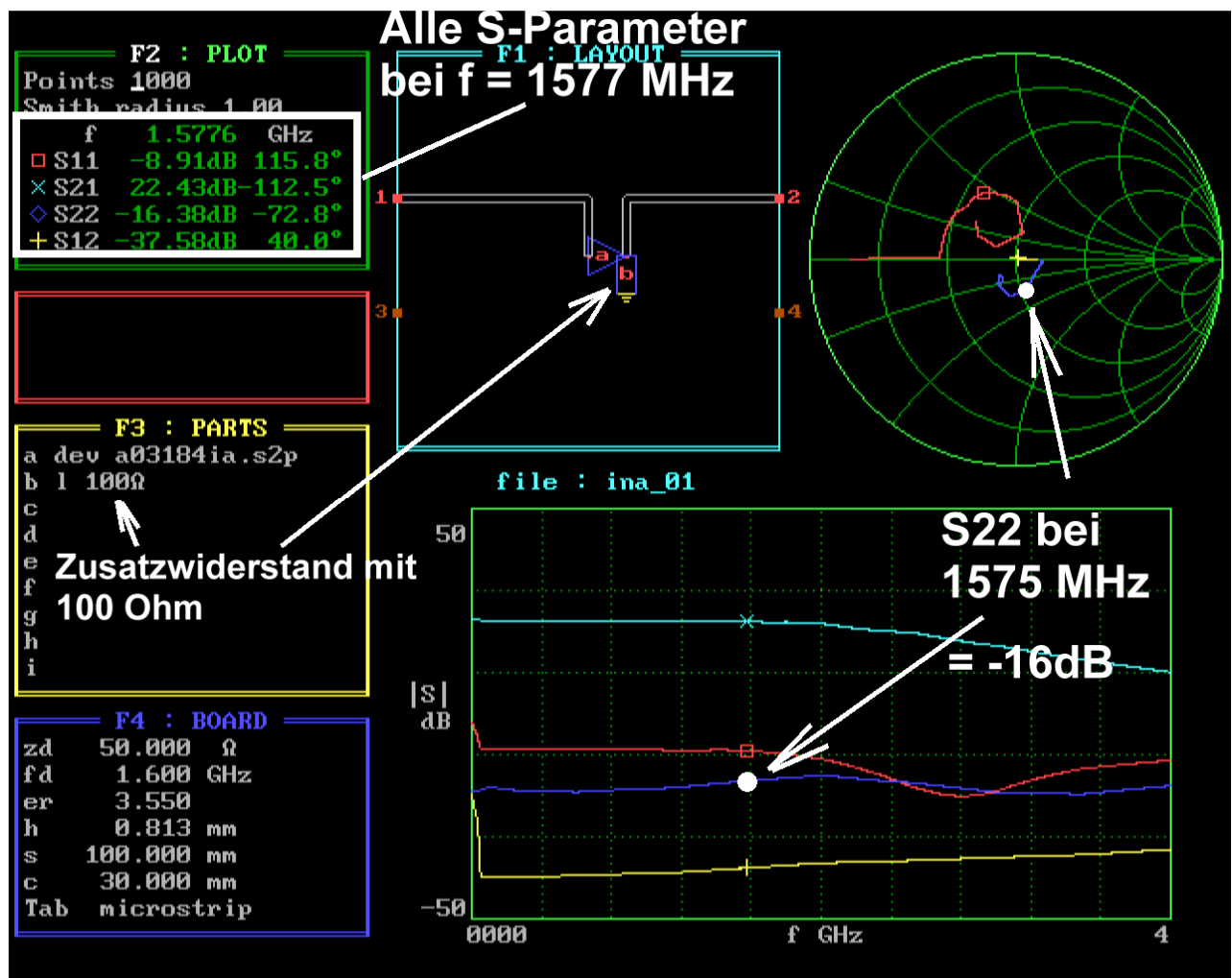
#### Note:

1. VSWR can be improved by bypassing a 100–120  $\Omega$  bias resistor directly to ground. See AN-S012: Low Noise Amplifiers.

Das schlechte Abschneiden von S22 sollte man sich im Smithchart etwas genauer ansehen, denn da lässt sich evt. (durch eine andere Beschaltung laut nebenstehendem Datenblatt-Auszug) etwas ändern.

Also schalten wir in Feld F1 vom **Ausgang des Verstärkers noch einen Widerstand mit 100 $\Omega$  gegen Masse** und bereiten das vorher in Feld F3 vor.

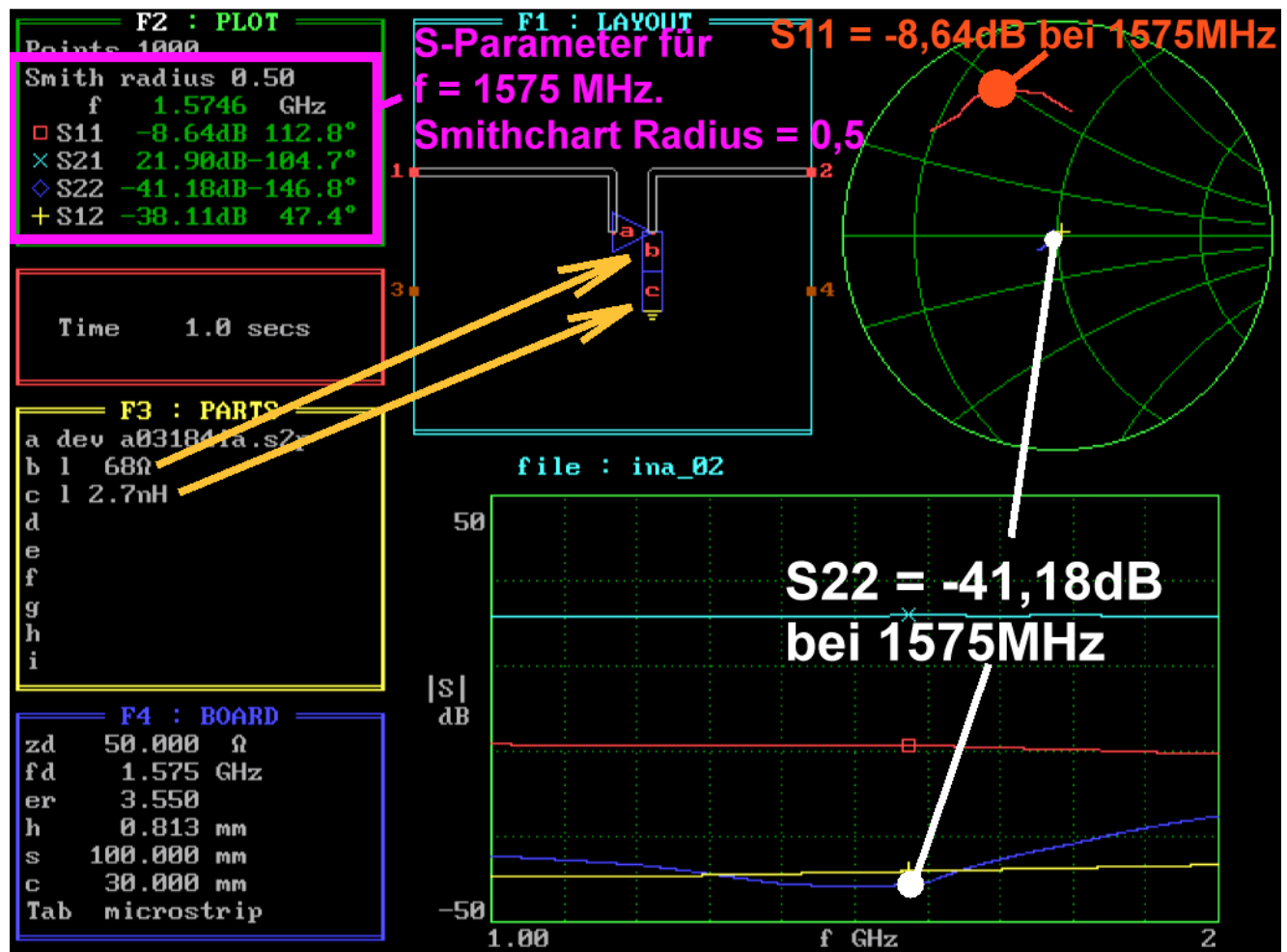
Nach der Simulation fahren wir (mit **< Bild rauf > oder < Bild runter >**) auf die vorgesehene Betriebsfrequenz von 1575MHz und sehen uns das Ergebnis genauer an.



Das sieht nun schon etwas freundlicher aus und wenn man es übertreiben will (und keinen Breitbandbetrieb braucht!), kann man auch noch den verbleibenden **kapazitiven Blindanteil** bei 1575MHz laut Smithchart durch eine **Zusatzinduktivität** kompensieren.

Aber vorher sollte man endlich mal das PUFF-File mit **< CTRL S >** im Feld F2 unter einem passenden Namen abspeichern. (Hier ist es „ina\_01“, die Endung „\*.puf“ wird automatisch angehängt).

So sieht das erfreuliche Endergebnis aus:



Dazu wurden folgende Maßnahmen ergriffen:

- Beim **Widerstand** am Ausgang gegen Masse wurde eine kleine **SMD-Spule in Reihe** geschaltet.
- Der **Smith-Radius** wurde auf **0,5** eingestellt
- Der **Frequenzbereich** wurde auf **1.....2 GHz** eingegrenzt
- Dann wurden der **Widerstand** und die **Induktivität** solange verändert (und jedes Mal mit **< q >** die Simulation wiederholt), bis man bei **1575MHz** möglichst nahe an den **Mittelpunkt des Smithcharts** herangekommen ist.

**Achtung: dabei muss nach jedem Simulationsdurchlauf ein Blick auf die aktuelle Frequenz geworfen und notfalls schnell mit < Bild hoch > bzw. < Bild runter > wieder auf ca. 1575MHz nachgestellt werden!**

Das Endergebnis lautete: mit einem **Widerstand** von **68Ω** und einer **Induktivität** von **2,7nH** sieht es optimal aus...

### 5.2.3. Verbesserung von S11 bei der simulierten Schaltung mit INA 03184

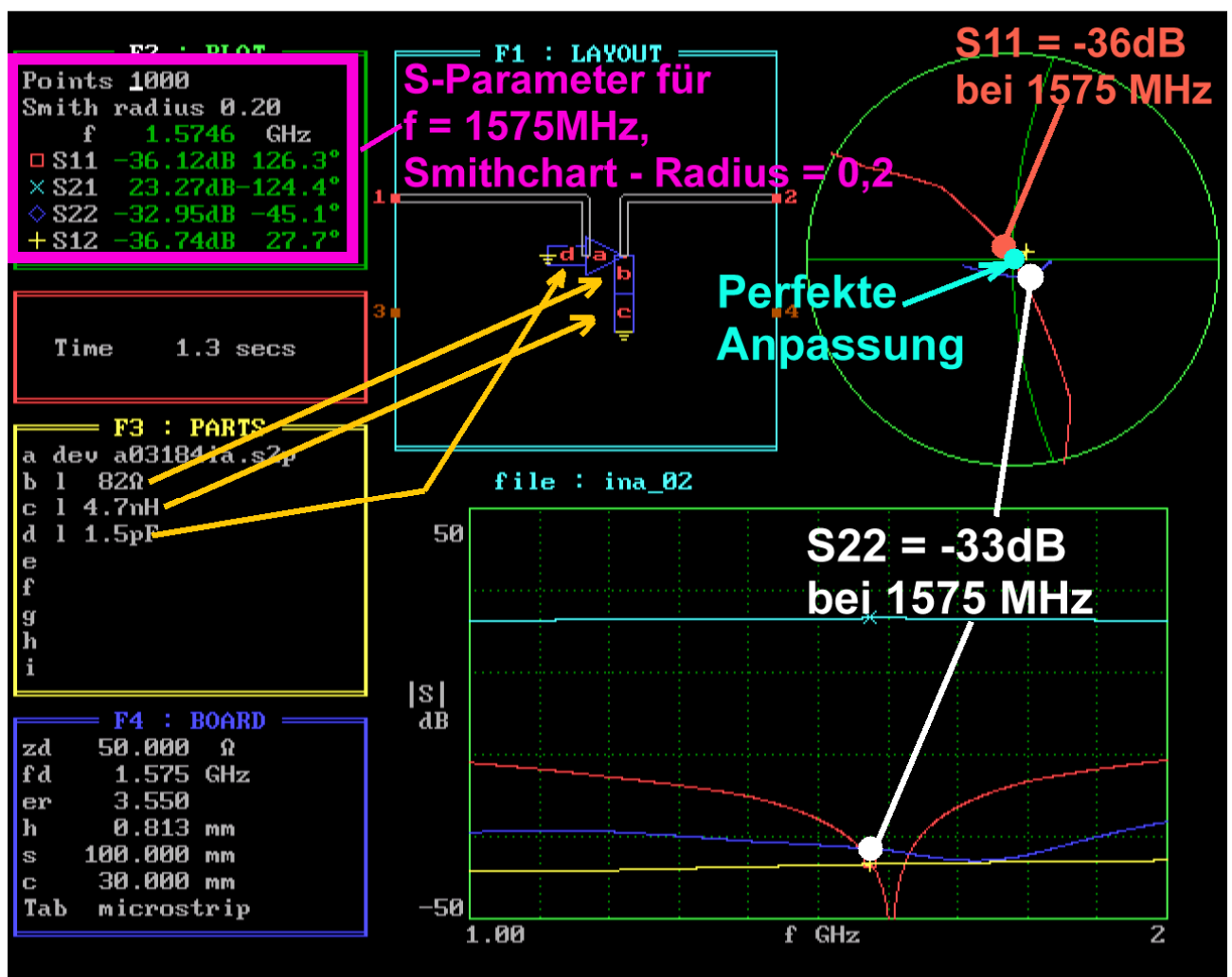
Wer einen Blick auf S11 (speziell im Smithchart) wirft, der registriert dort bei 1575 MHz einen **induktiven Blindanteil** und kommt gleich auf die Idee, **den durch einen kleinen Kondensator gegen Masse auch hier zu kompensieren**. Das optimierte Ergebnis mit **C = 1,5pF** sieht dann so aus (und wurde gleich mit `< CTRL s >` als „ina\_02.puf“ abgespeichert).

Wer sich wundert, warum das Reflektions-Minimum nicht gleich exakt auf 1575 MHz gelegt wurde:

**Man muss den Einsatz von Bauteilen (R oder C) aus der Normreihe E12 vorsehen, denn andere Werte bekommt man schlecht oder gar nicht!**

Außerdem zeigte sich, dass **S22 auch auf diese Änderung reagiert und deshalb das RC-Glied am Ausgang nochmals leicht geändert werden muss**. Für dieses Bild gelten dort die Werte

$$R = 82\Omega / L = 4,7nH$$



## 5.2.4. Wichtige Tipps für den erfolgreichen Entwurf der Leiterplatte bis 10 GHz

Es gibt nichts Schlimmeres als einen Verstärker, der zum Schwingen neigt. Bei solchen Entwicklungen müssen wir deshalb auf etliche Dinge beim Entwurf achten, aber:

**Wenn man die Hinweise beherzigt, benehmen sich plötzlich solche GHz-Schaltungen gutmütig wie ein 50Hz-Netzteil!**

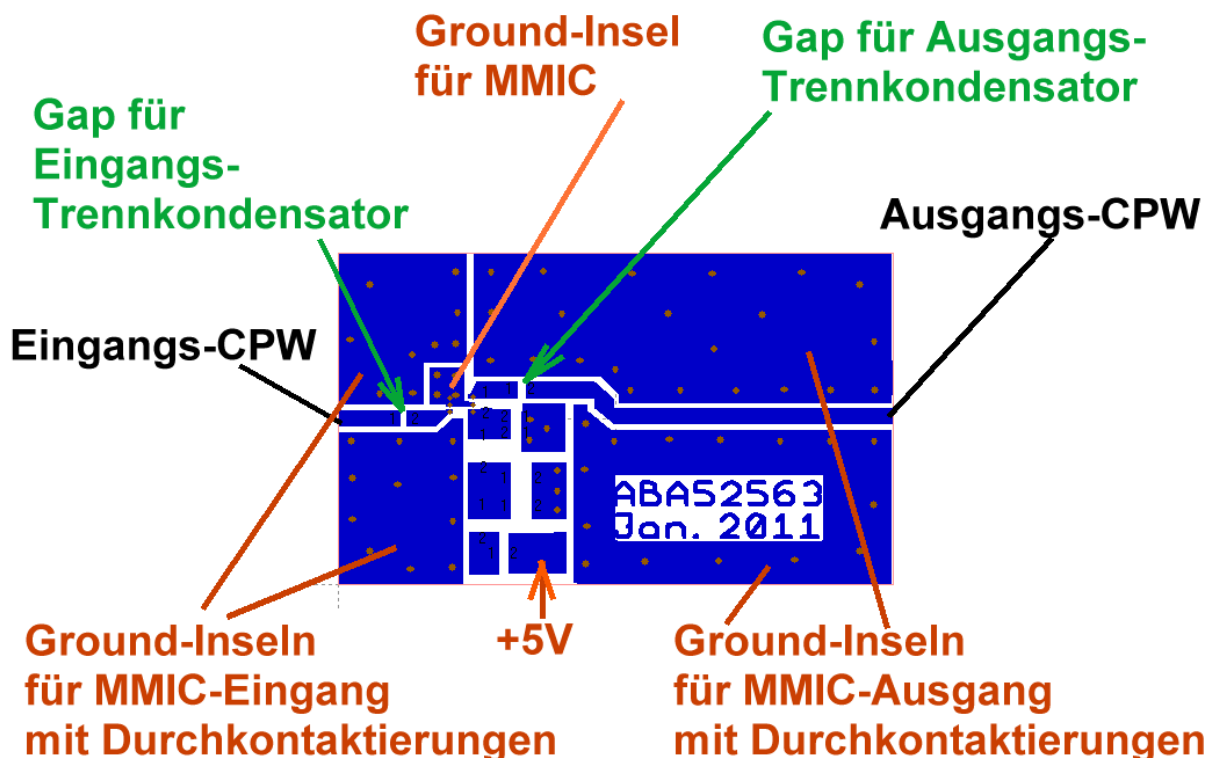
a) Die **Leiterplattendicke** muss mit **steigender Frequenz abnehmen**, um die Entstehung unerwünschter „Modes“ bei den Signalen auf ihren Leitungen zu verhindern. Eine Dicke von 0,813mm = 32mil ist für den Betrieb bis zu einigen GHz üblich, während bei Schaltungen bis und um 10GHz allgemein nur noch mit 0,25mm-Platinen (10mil) gearbeitet wird.

b) Die **Unterseite** der Leiterplatte ist **IMMER durchgehend mit einer Kupferschicht** bedeckt.

c) Beim **Platinenwerkstoff** haben wir es schon mal erwähnt: FR4 hat für hochwertige Ansprüche oberhalb von 1GHz nichts mehr zu suchen (Grund: Verluste steigen rapide,  $\epsilon_r$  nimmt ab). **Der preisgünstige und sehr hochwertige Standard-Werkstoff bis 10 GHz heißt „Rogers RO4003“** bzw. als flammhemmende Version „Rogers RO4350B“ (Lieferant: Mauritz in Hamburg).

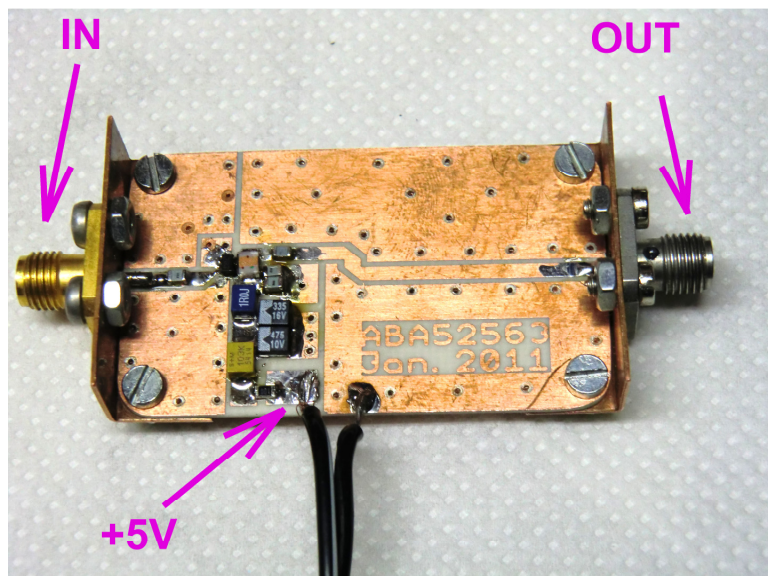
c) **Signalführende Leitungen** dürfen nur noch als „**Microstrip-Lines**“ ausgeführt werden. Da hat es sich bewährt, **links und rechts von der Leiterbahn eine zusätzliche Masseschicht mitzuführen**, um Einstreuungen und Verkopplungen zu reduzieren. Der Leitungscalculator in PUFF hat diese „Einbettung“ nicht vorgesehen, aber **ab einer „Luftspaltbreite“ (= gap) von etwa der Leiterbahnbreite auf jeder Seite können bereits die PUFF-Ergebnisse übernommen** werden. Macht man dagegen den „Gap“ enger, dann handelt es sich um einen „Grounded Coplanar Waveguide“ und der kann mit dem Transmission Line Calculator im Programm „Ansoft Designer SV“ ganz exakt dimensioniert werden. Diese Software gibt es kostenlos (samt einem Tutorial) in der Homepage des Autors ([www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)).

d) Für notwendige HF-Erdungspunkte in einer Schaltung gilt die eiserne Regel der „**Sternpunkt-Erdung über durchkontaktierte Masse-Inseln mit strikter gegenseitiger Trennung**“. Dieses Beispiel für einen Verstärker mit einem ABA52563 sagt alles:



Die vielen erforderlichen und parallel geschalteten **Durchkontaktierungen** bei jeder Ground-Insel sorgen dafür, dass die Insel auf der Oberseite möglichst induktionsarm mit der unendlich großen idealen Massefläche auf der Unterseite verbunden wird. Jede Durchkontaktierung stellt nämlich eine **kleine Induktivität** dar (...**bei unserer gewählten Platinendicke von 32mil = 0,813mm sind es je nach Via-Durchmesser etwa 0,3...1nH pro Durchkontaktierung**) und das kann in der Schaltung bösen Ärger verursachen. Aber je mehr solcher Induktivitäten parallel geschaltet werden, desto kleiner wird als Ergebnis der Parallelschaltung die Gesamtinduktivität. Die Durchkontaktierungen erledigt natürlich jeder Platinenhersteller, aber das kostet Geld. **Deshalb verwendet man bei den Leiterplatten mit der Dicke von 0,813 mm auch versilberte Hohlknoten mit einem Außendurchmesser von 0,8mm.**

e) Beim Testen der fertig bestückten Platine hat sich folgender Aufbau hervorragend bis 10 GHz sehr bewährt:

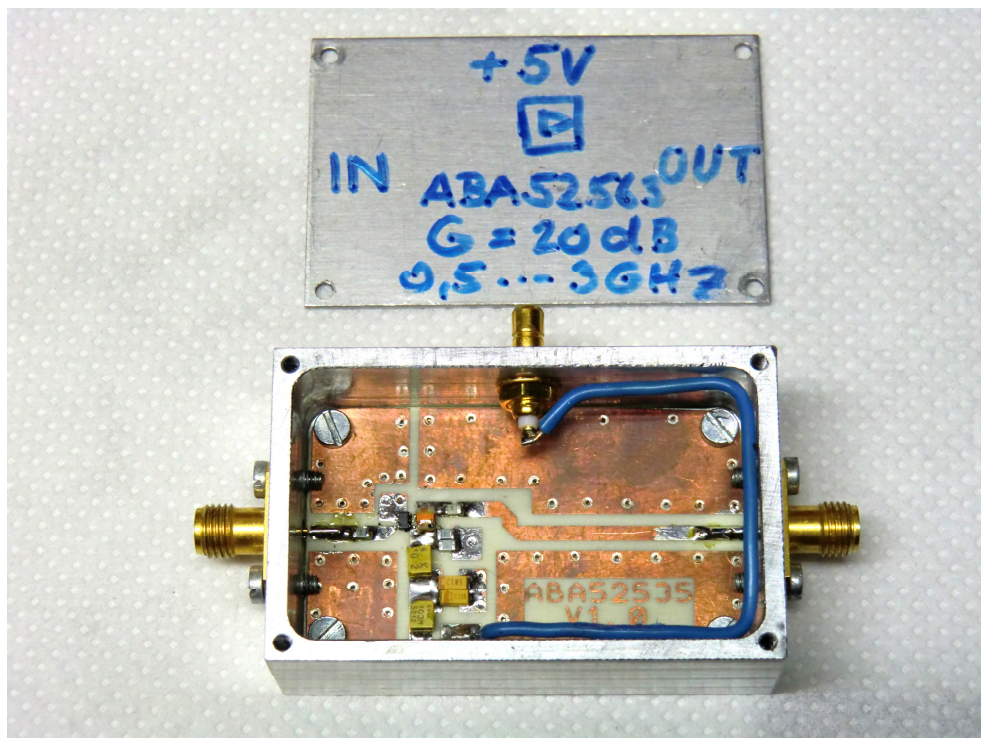


Zwei Kupferblechwinkel tragen die üblichen SMA-Buchsen für das Eingangs- und das Ausgangssignal. Deren Innenleiter liegt direkt auf der zugehörigen Microstrip-Leitung auf und kann dort angelötet werden.

Um den Übergang vom runden Innenleiter zur flachen Leiterbahn reflektionsärmer zu gestalten, kann man den runden Innenleiter noch mit der Feile unter 45 Grad anschrägen (...aber Vorsicht: das Biest bricht blitzschnell....)

Dieses Bild zeigt auch schön die Durchkontaktierungen mit Hohlknoten und lässt die Mühe ahnen, die dahinter steckt....

f) Das ist das endgültige Ziel: der Baustein im Gehäuse mit Abschirmdeckel. Die Betriebsspannung von +5V wird über eine SMB-Buchse zugeführt.





## 5.2.5. Eine häufige Ursache für das Schwingen von MMIC-Verstärkern

Das ist interessanterweise die **Erdung des MMIC-Bausteines** über zwei Masse-Inseln und ihre Durchkontaktierungen zur Platinenunterseite. Wir schauen uns das mal in einer PUFF-Simulation an.

### 1. Schritt:

Wir laden das File (beim Autor: „ina\_03.puf“) der letzten Simulation mit den Korrekturen bei S11 und S22. Jetzt müssen wir beim **S-Parameter-File von „n-Port“ auf „(n+1)-Port“ umstellen**, um an den Erdungspunkt beim INA 03184 selbst heranzukommen. Das erfordert einen geänderten Eintrag in F3 beim MMIC-Baustein. Er muss nun lauten:

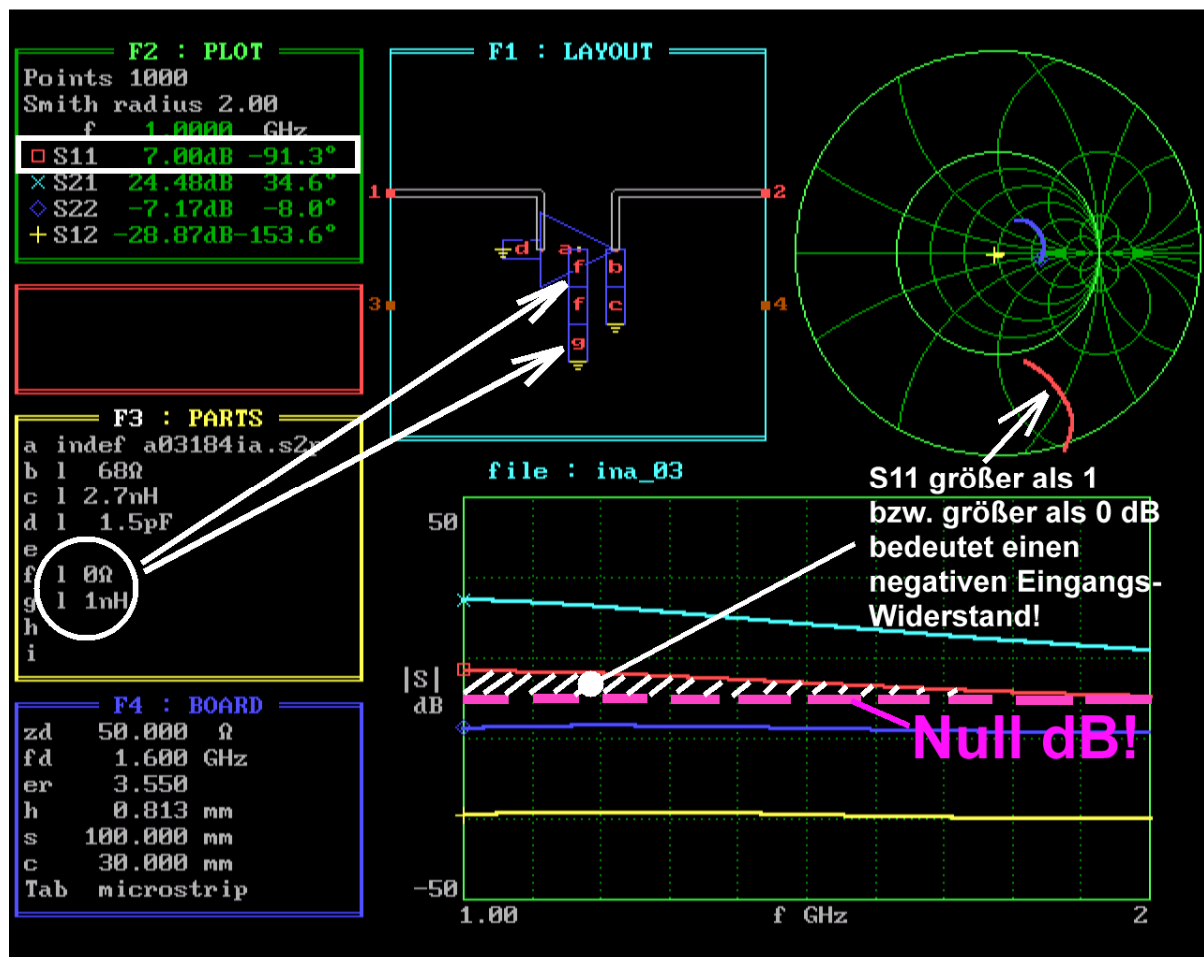
```
indef a03184ia.s2p
```

### 2. Schritt:

Für die **Durchkontaktierungen** sehen wir zum Test eine **Induktivität von 1nH** durch einen Eintrag

```
lumped 1nH      oder      l 1nH
```

in F3 vor, bauen das Teil bei F1 in die Schaltung ein und stellen den **Smith-Radius auf „2“**. Dann wird mit **< q >** geplottet und man erhält diesen Bildschirm:



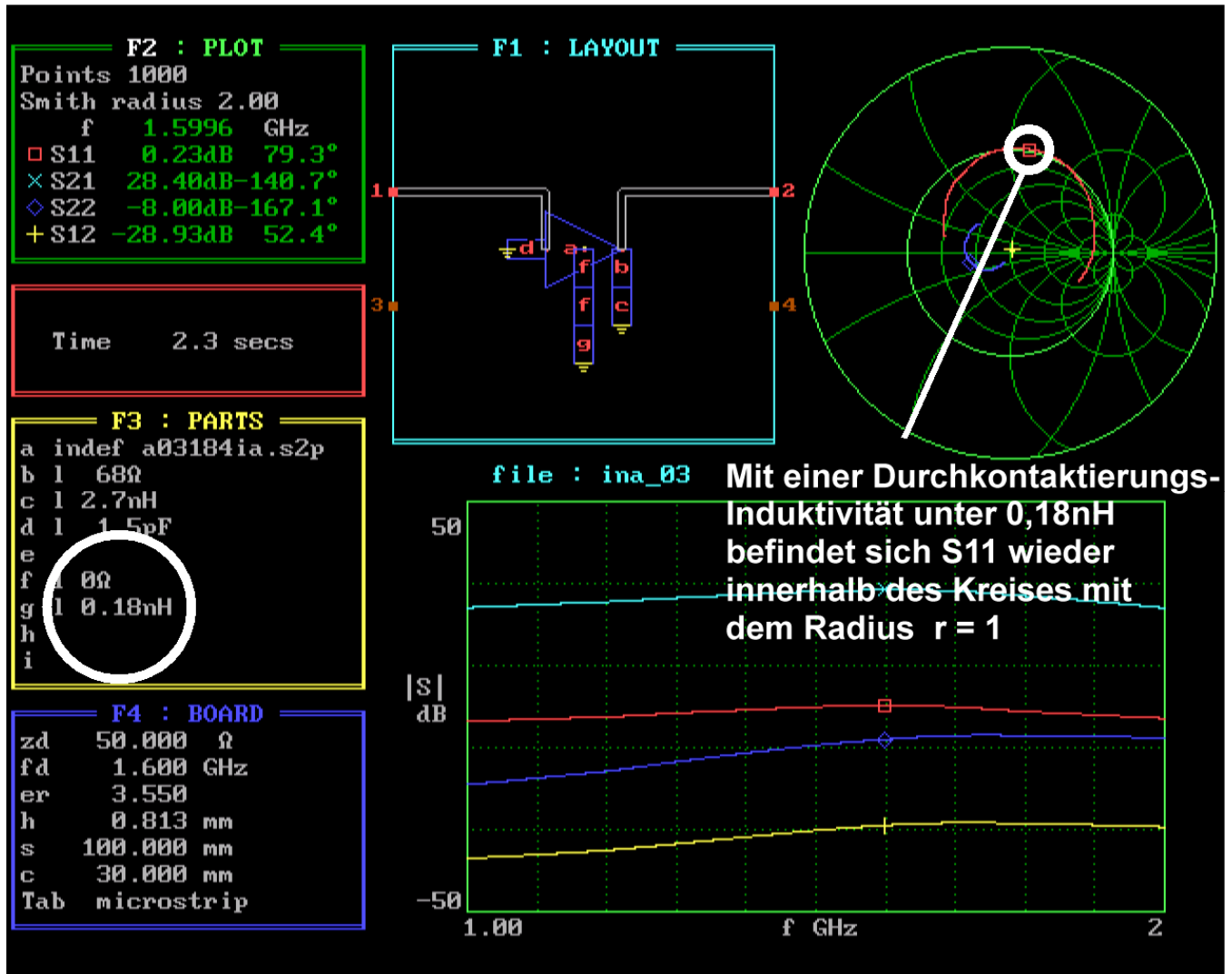
Die Folgen sind schlimm, denn im Bereich bis 2 GHz ist nun der **Eingangswiderstand negativ** (= S11 größer als 1 bzw. größer als 0dB). Das führt fast automatisch dazu, dass die Schaltung schwingt.

**Deshalb haben die MMICs auch zwei herausgeführte Massefährnchen, um diese Erdung über die Durchkontaktierungen möglichst perfekt zu machen. Und deshalb sollte man lieber 10 Durchkontaktierungen mehr als eine zu wenig setzen.....**

**Aufgabe:**

Vermindern Sie nun die Induktivität der Durchkontaktierung solange, bis  $S_{11}$  unter 1 (= auf weniger als 0dB) sinkt und damit die Schwinggefahr beseitigt ist. Stellen Sie dazu den Smith-Radius auf  $r = 2$ .

Lösung:

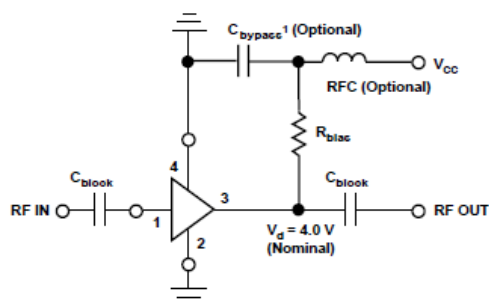


## 5.2.6 Wie sieht für diesen Verstärker die Platine und die komplette Schaltung aus?

Bei der Schaltung samt Platine für die Serienfertigung müssen folgende Dinge hinzugefügt oder erledigt werden:

- DC-Trennkondensatoren am Eingang und Ausgang
- Eine **Versorgung mit +5V** mit ausreichender und breitbandiger **Siebung**
- Microstrip-Leitungen mit  $Z = 50\Omega$  an Eingang und Ausgang**. Dabei sollen diese Leitungen links und rechts mit Masse-Abschirmungen in ausreichendem Abstand versehen werden
- Überlegt gesetzte **Masse-Inseln** (zur Begrenzung der Schwinggefahr) mit genügend Durchkontaktierungen.

### Typical Biasing Configuration



#### Note:

- VSWR can be improved by bypassing a 100–120  $\Omega$  bias resistor directly to ground. See AN-S012: Low Noise Amplifiers.

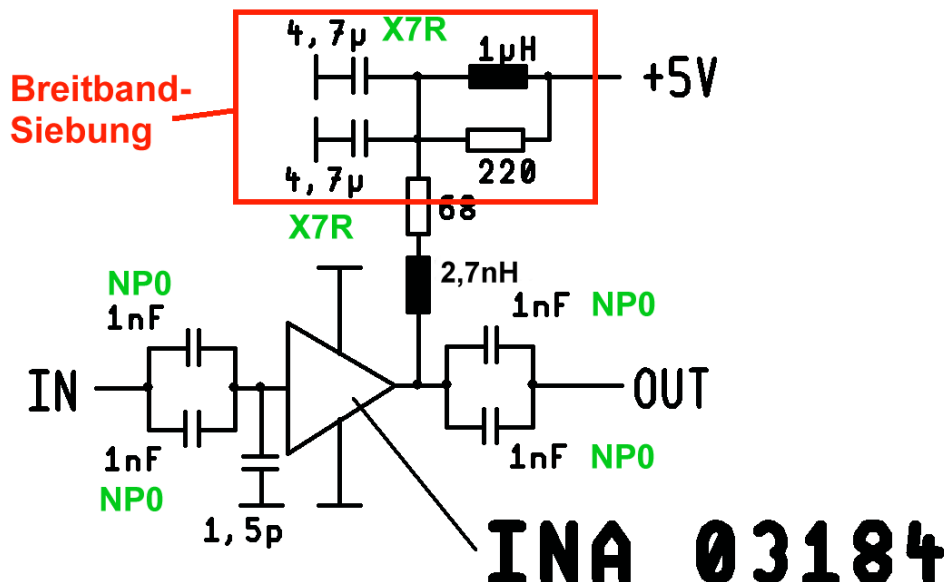
Bei der Schaltung selbst halten wir uns an die in Kapitel 5.2.2. angegebene **Grundschiung aus dem Datenblatt** und ergänzen sie um diese Erkenntnisse:

Widerstände und Kondensatoren haben die Größe **0603**.

Bei den **Koppel- und Erdungskondensatoren werden stets 2 Stück in Parallelschaltung** eingesetzt. Dadurch halbieren sich deren Verlustwiderstände und Eigeninduktivitäten

Die erforderlichen **Induktivitäten** werden (um etwas höhere Güte zu erzielen) als „**0805-Versionen**“ bestückt

### Schaltung:



Alle Widerstände und Kondensatoren:  
Größe 0603

Induktivitäten: Größe 0805

Für den Platinenentwurf brauchen wir noch einige zusätzliche Informationen:

a) Platinenwerkstoff: Rogers **RO4003 mit 0,813mm** (= 32mil) Dicke, beidseitig kupferkaschiert

b) **Platinengröße: 30mm x 50mm mit 4 Befestigungsbohrungen** (für M2,5 – Schrauben). Jedes Bohrungszenrum ist 3mm vom nächsten Platinenrand entfernt

c) Die beiden **Microstrip-Leitungen werden „links und rechts von Masse eingerahmt“**, aber der **Luftspalt sollte etwa der Leiterbahnbreite entsprechen**. Damit gelten noch die Ergebnisse des **PUFF-Leitungscalculators**.

d) Zur Bestimmung der mechanischen Daten bei den beiden Microstrip-Lines startet man schnell eine PUFF-Simulation. Da der **MMIC ein kleines Scheibchen mit ca. 2,5 mm Durchmesser darstellt und vier Anschlussfahnen mit je 0,6mm Breite aufweist**, machen wir jede **Leitung nur 23mm lang** und setzen den INA03184 in die Mitte der Platine.

Doch jetzt zu PUFF und dem File „**ina\_02**“ mit dem **letzten Stand der Reflektions-Verbesserungen bei S11 und S22**. Darin werden erst in F3 die **Microstrip-Leitung mit einem Ausrufezeichen** sowie eine **Kurzschlussbrücke** eingetragen. Jetzt kann man die Schaltung in F1 nach folgendem Vorbild ändern und um die beiden Lines ergänzen.

**F2 : PLOT**

Points 1000  
Smith radius 0.10  
f 1.5756 GHz

□ S11	-31.11dB	-59.0°
× S21	22.47dB	90.6°
◇ S22	-24.38dB	54.4°
+ S12	-37.54dB	-117.2°

**F1 : LAYOUT**

Microstrip-Lines

file : ina\_lay

50

**F3 : PARTS**

a	dev	a03184ia.s2p
b	1	68Ω
c	1	2.7nH
d	1	1.5pF
e	t1!	50.0Ω 23mm
f		
g	1	0Ω

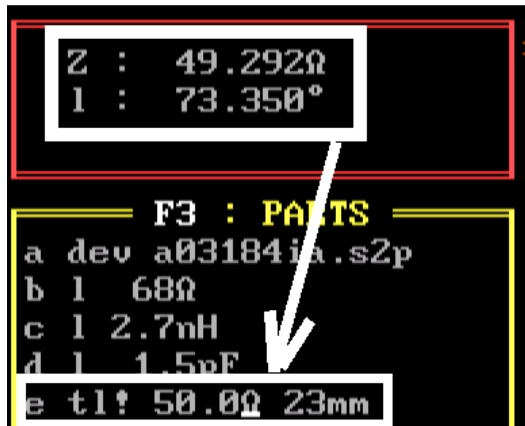
**Hinweis:**

**Wissen Sie noch, wie das mit der Löscherei ging?**

Ein **Portanschluss in der Schaltung** lässt sich mit der Eingabe von **< Umschaltung + Portnummer >** an der Anschlussstelle wieder beseitigen.

Und bei verlegten Bauteilen braucht man **<ALT + Cursortaste in Bauteilrichtung >**, wenn man sich am Anfang des Teils befindet

Ist man plötzlich durch irgendeinen Grund mit dem Cursor „**in's Freie**“ geraten, dann kann man mit **<CTRL n>** wieder den **nächsten Knoten in der Schaltung anspringen**.



Doch jetzt wieder zurück zur Microstrip-Line.

Fährt man im Feld F3 auf die Zeile mit der Leitung und tippt das Gleichheitszeichen ein, dann erhält man wegen des Ausrufezeichens die **realistische Modellierung**.

Man sieht, dass der **Wellenwiderstand in Wirklichkeit um etwa 0,7Ω zu klein ist**.

Also ändert man die entsprechende Zeile in F3 zur Korrektur einfach auf

**t1! 50.7Ω 23mm**



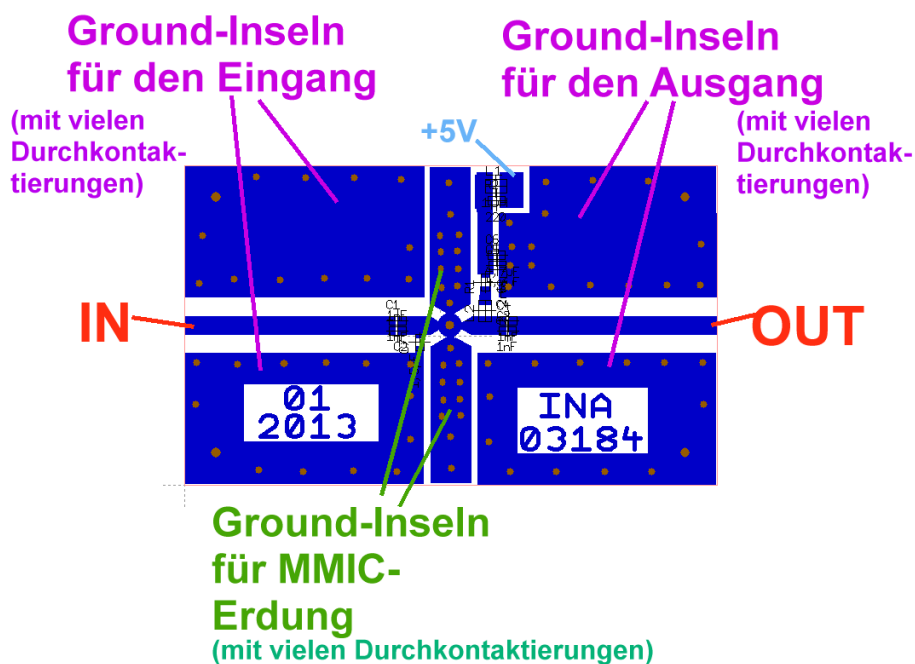
Man bleibt in dieser Zeile, **löscht kurz das Ausrufezeichen** und **tippt wieder das Gleichheitszeichen** ein.

Da finden wir jetzt die erforderliche korrekte **Leiterbahnbreite von 1,78mm** für unseren ausgewählten und angegebenen Platinenwerkstoff.

**Bitte aber jetzt das Ausrufezeichen gleich wieder eintragen!**

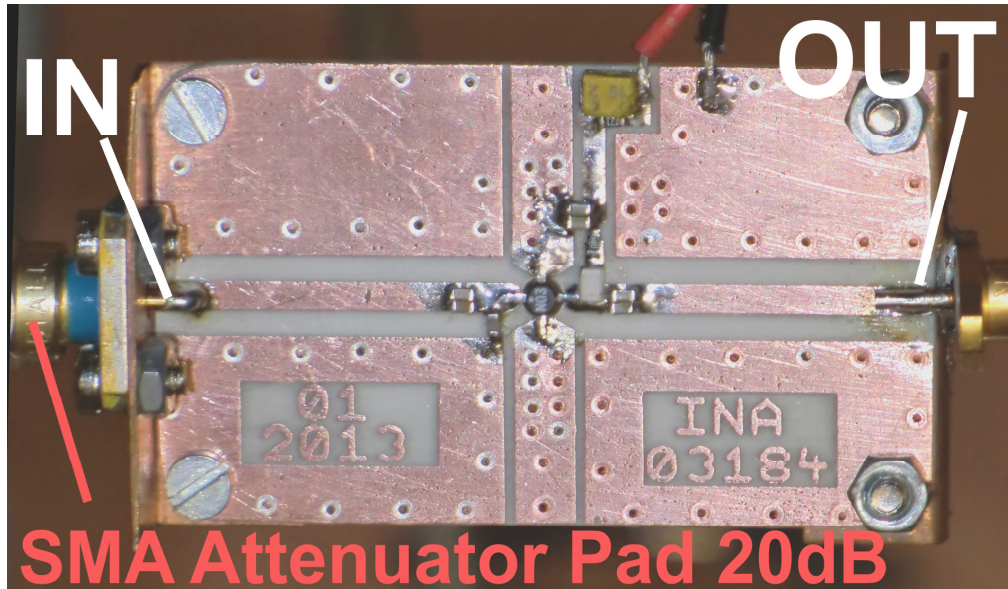
Dann kann man in F2 nochmals simulieren -- aber das Ergebnis ist (abgesehen von einer zusätzlichen Phasenverschiebung durch die beiden neuen Leitungen) dasselbe wie vorher.

Und so sieht die für die Fertigung freigegebene Platine aus (...für den MMIC wird zur Bestückung ein Loch mit einem Durchmesser von 2,7mm in die gut zu erkennende Mitte der Leiterplatte gebohrt, damit er flach aufliegt und die Beinchen angelötet werden können)



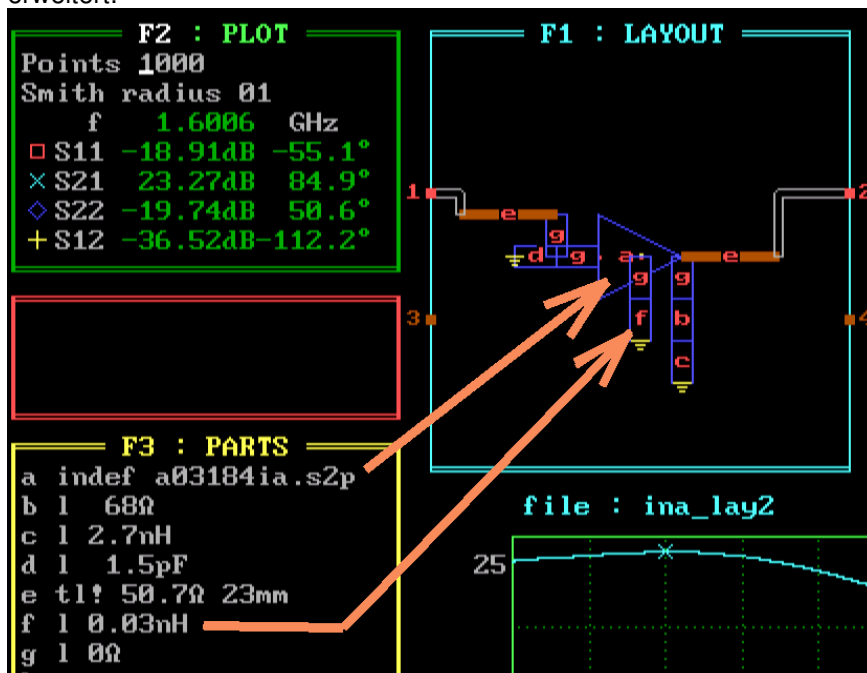
## 5.2.7. Die Stunde der Wahrheit: Untersuchung eines Prototyps mit dem Vektoriellen Network-Analyzer

Die Simulation ist schon eine tolle Sache, aber so richtig rund wird das erst mit einem Prototyp zur Kontrolle der Simulationsergebnisse. Also wurde eine Platine geätzt, mit über 100 Hohlknoten (Durchmesser: 0,8mm) durchkontaktiert, bestückt und dann dem Vektoriellen Network-Analyzer (= hp 8410 mit Sweeper hp8690 und S-Parameter-Testset hp8745 bzw. hp8746) zum Test übergeben.



Alle Details können dem obenstehenden Bild entnommen werden, das den Verstärker im Testaufbau (= zwei Kupferblechwinkel mit SMA-Buchsen) zeigt.

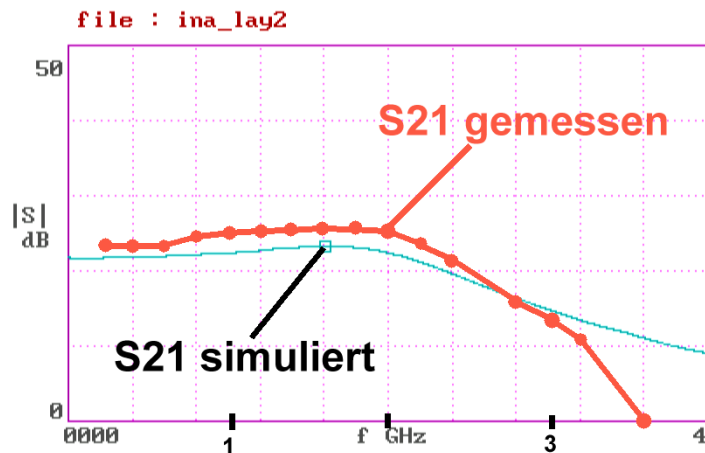
Nach der Messung zeigte sich, dass doch noch ein Einfluss der Durchkontaktierungs-Induktivitäten in der Schaltung wirksam ist und die Messergebnisse gegenüber der idealen Simulation abweichen. Also wurde das PUFF Simulationsschaltbild entsprechend verändert und erweitert:



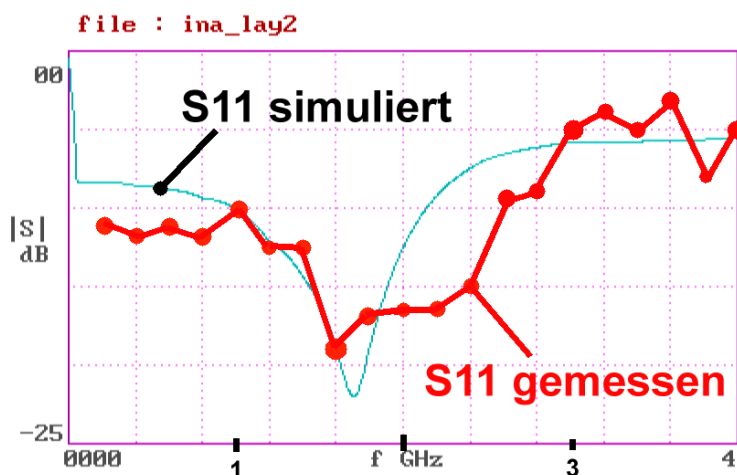
Beim MMIC wurde deshalb in der F3 part list von einem „N-Port“ auf einen „(N + 1)“ – Port umgestellt und vom nun zugänglichen Erdungspunkt eine Induktivität von 0,03 nH nach Masse eingebaut.

Das ergab nun eine bessere Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung, wobei **vor Beginn der Messung ein SMA-Dämpfungsglied mit 20dB zwischen den Analyzerport 1 und den Verstärker-Eingang geschaltet wurde** -- sonst tritt sofort Übersteuerung und Begrenzung auf.

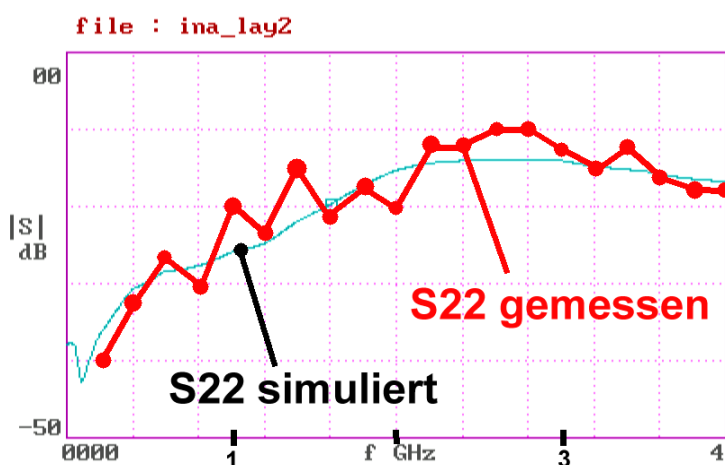
Fangen wir mit **S21** an:



Dann geht es mit **S11** weiter:



Und dann kommt noch **S22**:



**S12** liegt durchgehend unter -40 dB und damit kann man im angegebenen Frequenzbereich (...empfohlen ist: f = 0...2,5 GHz) mit den Ergebnissen zufrieden sein.

### 5.3. Device-File, S2P-File und Puff-File: Unterschiede und Umwandlung

#### a) Device-File und S2P-File

Unsere Baustein-Eigenschaften haben wir eben durch die S-Parameter in Form eines **S2P-Files** beschrieben und unserem Programm mitgeteilt. PUFF akzeptiert jedoch eine **zweite Art von Eingabe-File** im Feld F3, nämlich das **Device-File**. Es wird besonders für Zusatzbausteine oder selbst verfasste Bauteile (wie Stromquelle, Differenzverstärker, Operationsverstärker, Voltmeter, Emitterfolger etc.) verwendet und ein solches File trägt die Endung „\*.dev“.

**Die Informationen in Form der S-Parameter müssen aber in beiden Files identisch sein, denn sie werden immer als S-Parameter abgelegt. Deshalb lässt sich ein Device-File leicht aus einem S2P-File gewinnen -- und umgekehrt. Man braucht dazu nur einen einfachen Text-Editor!**

Wir wollen das mal an unserem INA 03184 üben. So sah sein Touchstone – (= S2p-) File aus:

```

!   INA-03184   S PARAMETERS
!   Id = 10 mA  LAST UPDATED 07-22-92

# ghz S ma r 50
0      .32.....180      19.2  0      0.14  0      0.55  0
0.05   .32  179      19.14 -3      .014  3      .55  0
0.10   .32  176      19.05 -7      .014  4      .57  -3
0.20   .32  172      19.05 -14     .014  6      .55  -5
0.40   .32  165      18.78 -29     .014  10     .53  -11
0.60   .32  158      18.71 -43     .015  11     .51  -14
0.80   .32  151      18.53 -57     .015  13     .51  -17
1.00   .32  144      18.18 -72     .016  21     .50  -20
1.20   .30  135      18.27 -86     .016  25     .50  -23
1.40   .31  126      18.10 -102    .017  30     .49  -29
1.60   .30  117      17.92 -117    .018  38     .48  -34
1.80   .26  102      17.49 -135    .019  44     .45  -41
2.00   .22  92       16.62 -153    .020  49     .40  -50
2.50   .09  91       12.88 168     .021  57     .26  -48
3.00   .14  160      8.79  134     .023  65     .22  -33
3.50   .24  151      5.92  108     .025  69     .26  -33
4.00   .29  139      4.18  87      .029  81     .28  -43
    
```

Da muss lediglich der „Vorspann“ vor der Liste herausgelöscht und durch folgende Eingaben ersetzt werden, um das Device-File „03184.dev“ zu erhalten:

```

{ file: 03184.dev}
{ S-Parameters for INA 03184}
{ Id = 10mA, Z = 50 Ohm}

f      s11      s21      s12      s22

0      .32.....180      19.2  0      0.14  0      0.55  0
0.05   .32  179      19.14 -3      .014  3      .55  0
0.10   .32  176      19.05 -7      .014  4      .57  -3
0.20   .32  172      19.05 -14     .014  6      .55  -5
0.40   .32  165      18.78 -29     .014  10     .53  -11

usw.
    
```

Man sieht, dass beim **Device-File** lediglich die **Kommentare nun in geschweiften Klammern stehen** und dass die Zeile

# ghz S ma r 50

**komplett entfällt.** Dafür ist die Angabe



f s11 s21 s12 s22

erforderlich. Das war es schon -- und bei der **Umwandlung eines "\*.dev" - Files in ein "\*.S2P" - File verfährt man einfach umkehrt.**

#### b) Das PUFF-File

Hier gilt Ähnliches: es muss nach der Simulation und nach dem Abspeichern ebenfalls **alle S-Parameter** enthalten -- aber zusätzlich noch alle Eingangsinformationen (= Designfrequenz, Leiterplatten-Daten, Schaltungslayout usw.). **Also muss man nur diesen Datenteil heraus holen, in ein leeres Textfile kopieren, dann (je nach gewünschtem Ergebnis-File) den passenden Vorspann dazuschreiben und ein „\*s2p“ oder ein „\*.dev“ – File abspeichern.**

**Aber Vorsicht: im PUFF File folgt nach dem S-Parameter-Datenblock noch ein Nachspann, den wir nicht brauchen und weglassen müssen!**

Sehen wir uns das beim File „ina\_02.puf“ aus unserem Beispiel an, wie das geht. Es sieht nach dem Öffnen mit dem Editor so aus:

```
\b{oard} {.puf file for PUFF, version 2.1d}
d 0 {display: 0 VGA or PUFF chooses, 1 EGA}
o 1 {artwork output format: 0 dot-matrix, 1 LaserJet, 2 HPGL file}
t 0 {type: 0 for microstrip, 1 for stripline, 2 for Manhattan}
zd 50.000 Ohms {normalizing impedance. 0<zd}

usw.

.....
at Part p }
{Blank at Part q }
{Blank at Part r }
\s{parameters}
f S11 S21 S22 S12
1.00000 0.26212 151.3 12.62569 -74.9 4.2E-0002 -161.2 1.1E-0002 18.1
1.00100 0.26171 151.3 12.62548 -75.0 4.2E-0002 -161.2 1.1E-0002 18.1
1.00200 0.26131 151.2 12.62529 -75.1 4.2E-0002 -161.3 1.1E-0002 18.1
usw.

.....
1.99800 0.25901 -78.5 12.40196 -170.4 0.12532 -178.3 1.5E-0002 31.3
1.99900 0.25963 -78.6 12.40104 -170.6 0.12548 -178.3 1.5E-0002 31.3
2.00000 0.26024 -78.6 12.40015 -170.7 0.12564 -178.4 1.5E-0002 31.3
\c{ircuit}
205 2 right
50 2 2

usw.

.....
100 1 d
203 5 left
61 5 =
```

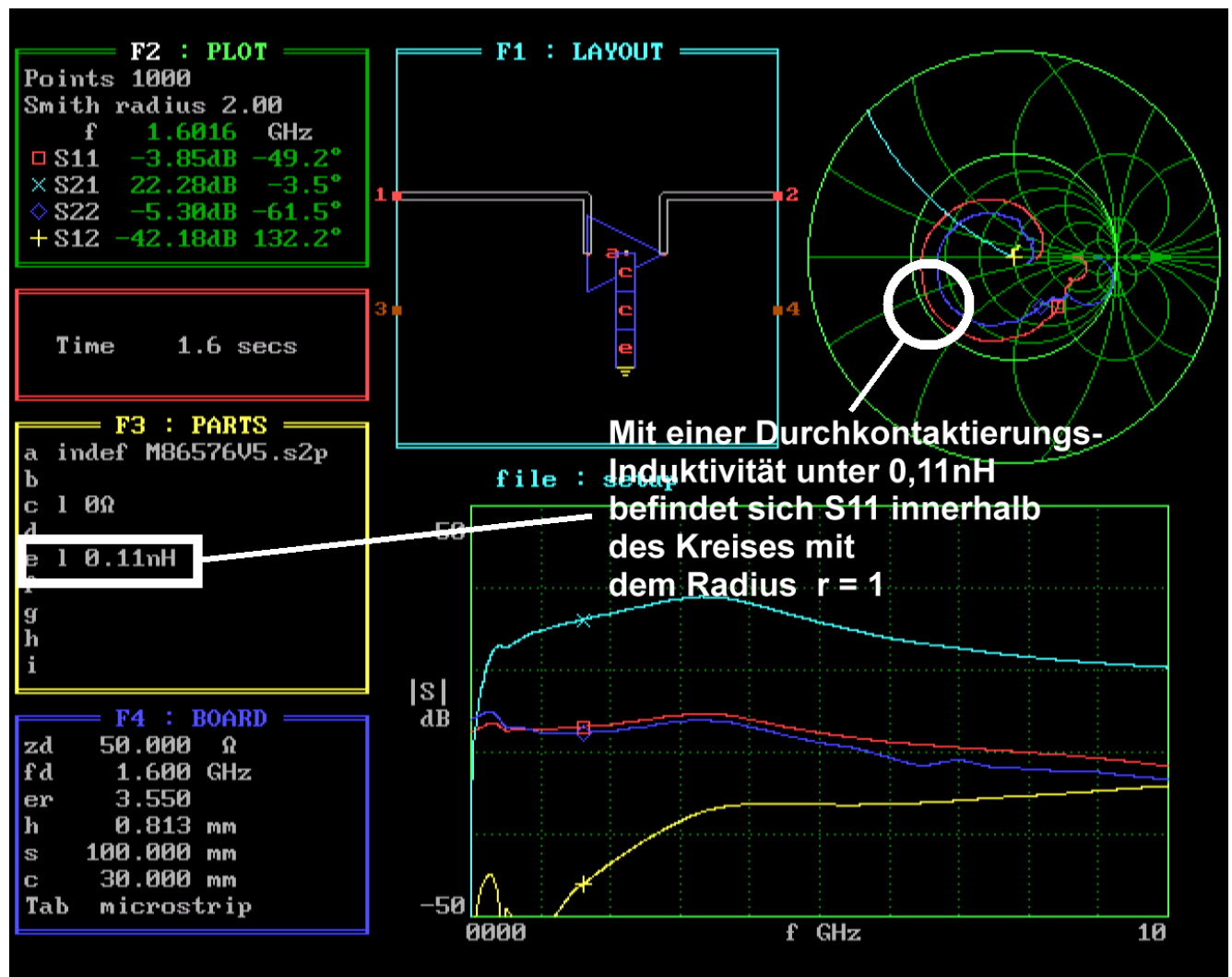
**Der S-Parameter-Datensatz (= rot markiert) ist nun gut zu erkennen und kann nach dem Herauskopieren als Kern eines neuen Device- oder S2P-Files für andere Zwecke dienen.**

## 5.4. Entwurf des Verstärkers mit einem neuen MMIC einschließlich Rauschanpassung

### 5.4.1. Stabilitätstest

Wir wollen uns etwas steigern und einen anderen MMIC (**MGA86576**) einsetzen, bei dem wir den Eingang für minimales Rauschen anpassen können.

Sehen wir uns zuerst seine S-Parameter aus der Datei „**M86576V5.s2p**“ bis 10GHz und (und bei einer Versorgung mit +5V) in Puff an. Dabei prüfen wir auch gleich wieder den Einfluss der Durchkontaktierung bei der Erdung des MMIC's wie im vorigen Beispiel:



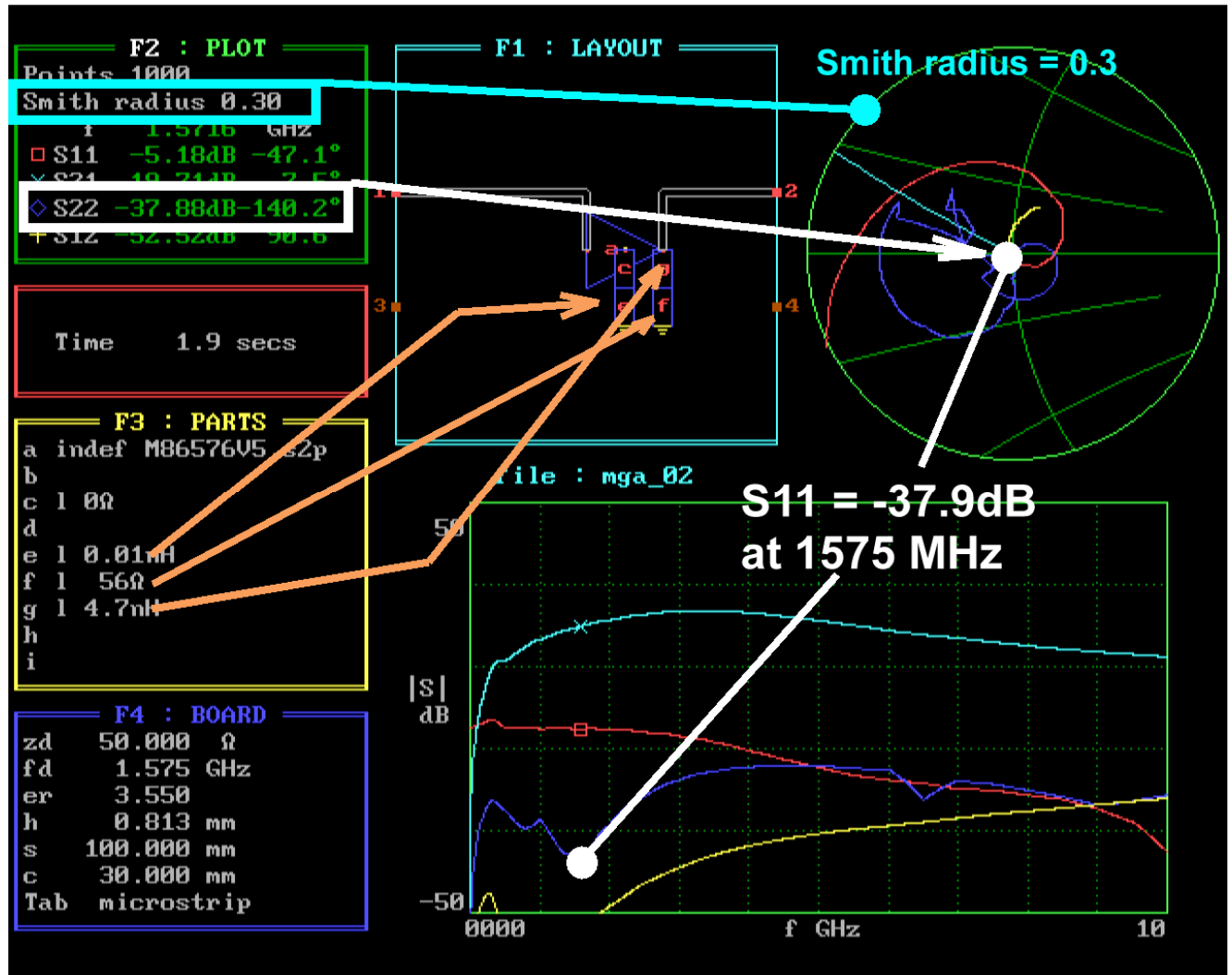
Dieser Baustein ist wegen seiner höheren Grenzfrequenz noch sensibler und wird bereits bei einer Durchkontaktierungs-Induktivität ab 0,11nH instabil. Deshalb: **noch mehr „Vias“ vorsehen!**

**Bei mehr als 10 Vias können wir nun von einer „Restinduktivität = 0,01nH“ ausgehen und nehmen auch diesen Wert in die nächste Simulation mit.**

## 5.4.2. Verbesserung der Ausgangs-Reflektion S22

Da empfiehlt das Datenblatt einen Widerstand zwischen  $10\Omega$  und  $200\Omega$  mit einer zusätzlichen kleinen Induktivität (oder einem sehr schmalen und deshalb hochohmigen Microstrip-Leitungsstück) in Reihe als Arbeitswiderstand.

Diese Reihenschaltung (...hier sind es  **$56\Omega$  in Reihe mit  $4,7nH$** ) liegt in der Simulation parallel vom Ausgang nach Masse und das führt zu diesem Ergebnis:



Dadurch ist S22 auf etwa -38dB gesunken, aber auch die Verstärkung S21 gibt um ca. 3dB nach.

### 5.4.3. Rauschanpassung am Eingang

Das ist beim ausgewählten MGA86576 möglich, denn in seinem S2P-File werden auch Rauschparameter mitgeliefert. So sieht die zugehörige Datei „M86576v5.s2p“ aus:

```

!   MGA-86576 S AND NOISE PARAMETERS
!   Vd = 5 V   LAST UPDATED 06-27-94

# ghz s ma r 50

!FREQ      S11          S21          S12          S22
0.0        0.57  0          0          0          0.8  0
0.5        0.57 -21        5.99  46        0.005 -15        0.62 -35
1.0        0.55 -30        9.72  17        0.003  11        0.49 -47
1.5        0.54 -44        12.15 -7         0.003  58        0.43 -57
2.0        0.52 -59        13.84 -31        0.004  85        0.39 -68
2.5        0.48 -77        14.98 -54        0.007  96        0.36 -79
3.0        0.43 -96        15.56 -77        0.010 100        0.33 -92
3.5        0.37 -116       15.28 -100       0.014  99        0.29 -105
4.0        0.30 -137       14.49 -122       0.018  95        0.25 -118
4.5        0.24 -159       13.18 -142       0.022  92        0.21 -130
5.0        0.19 178        11.82 -160       0.026  89        0.19 -139
5.5        0.14 151        10.54 -177       0.030  85        0.14 -151
6.0        0.12 129        9.14  166        0.033  81        0.17 -151
6.5        0.10 111        8.08  156        0.037  82        0.14 -116
7.0        0.08  91        7.48  142        0.042  76        0.08 -158
7.5        0.08  75        6.64  129        0.047  72        0.11 -153
8.0        0.07  64        5.99  118        0.051  69        0.09 -151
8.5        0.06  48        5.45  107        0.056  65        0.09 -146
9.0        0.04  31        5.03  96         0.062  62        0.09 -140
9.5        0.02  18        4.66  86         0.068  58        0.11 -143
10.0       0.01  93        4.33  76         0.074  53        0.11 -154

!NOISE PARAMETERS
!FREQ  FMIN      MAG      ANG      RN/50
1.0    2.1       0.56    27       0.43
1.5    1.6       0.54    31       0.40
2.5    1.5       0.47    40       0.36
4.0    1.6       0.38    54       0.32
6.0    1.8       0.28    77       0.28
8.0    2.1       0.22   107       0.25

```

Schauen wir uns erst mal die „Verschlüsselung“ dieser Rauschparameter anhand der Zeile für 1,5GHz an:

```

!FREQ  FMIN      MAG      ANG      RN/50
....
1.5    1.6       0.54    31       0.40
...

```

Das ist so zu lesen:

**Bei f = 1,5 GHz kann man eine minimale Rauschzahl von 1,6 dB erreichen, wenn der Eingang des MMIC's beim „Blick zurück in Richtung Signalquelle“ einen Reflektionsfaktor von 0,54 / 31° sieht.**

(Dabei gilt ein Verhältnis  $RN/50 = 0,4$  vom „Effektiven Rauschwiderstand RN“ zum Systemwiderstand  $Z = 50\Omega$ ).

Da empfiehlt sich sehr, **selbst ein kleines S1P-File mit den Generatordaten anzulegen** und damit in die Simulation zu gehen -- dann kann man sich nämlich besser Gedanken über ein geeignetes Anpassungsnetzwerk machen. Dazu kopiert man einfach den Abschnitt mit den Rauschdaten in ein Textfile, löscht alles Unnötige, schreibt den nötigen Touchstone-Vorspann und speichert es unter einem passenden Namen (**Vorsicht: mit maximal 8 Zeichen -- wegen DOS**) z. B. als

### noiseMGA.s1p“

im PUFF Ordner ab. So muss „noiseMGA.s1p“ aussehen, wenn die Spalten für FMIN und RN/50 entfernt wurden:

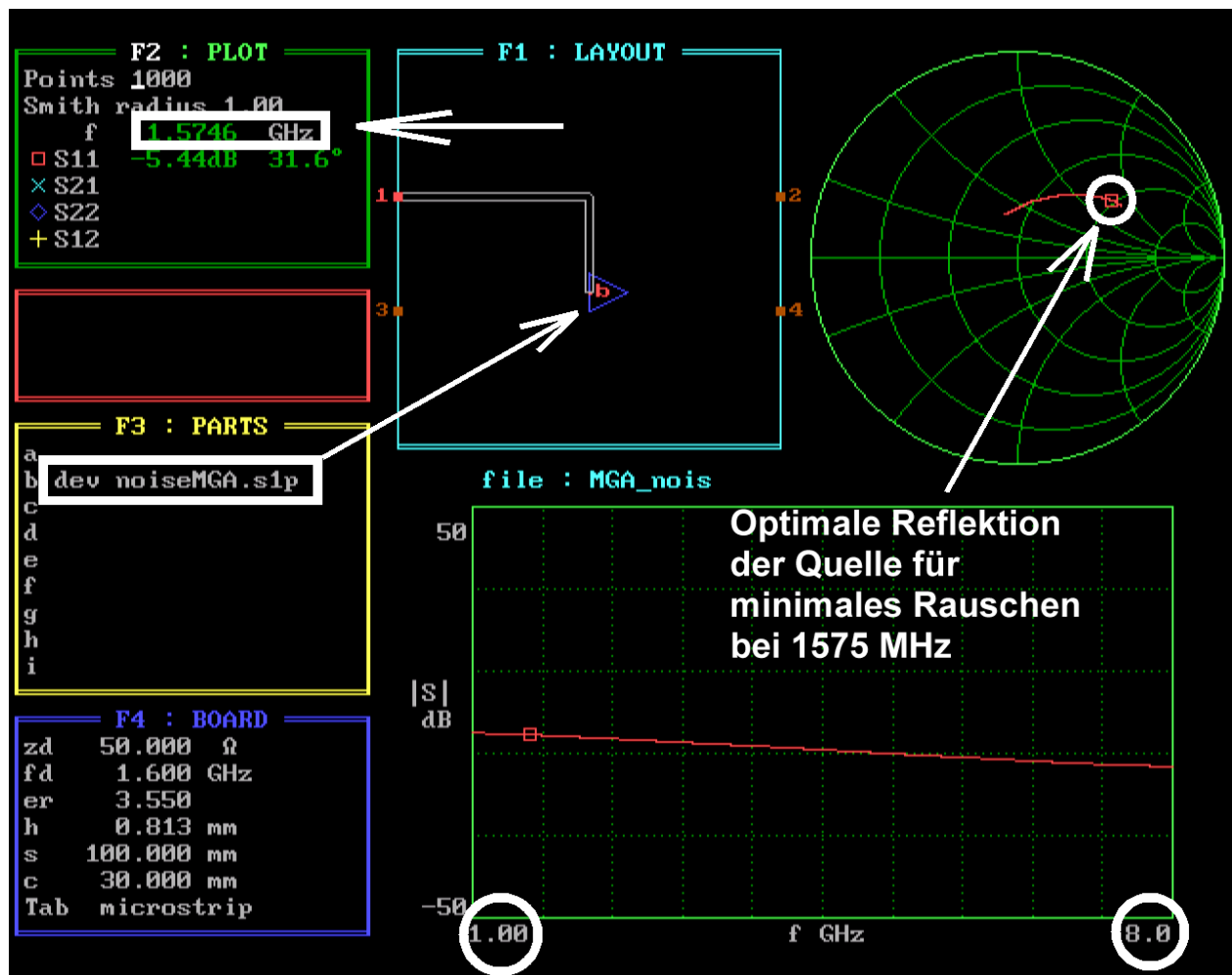
**! MGA-86576 noise matching**

**! Vd = 5V**

**# ghz s ma r 50**

<b>! FREQ</b>	<b>S11</b>	
<b>1.0</b>	<b>0.56</b>	<b>27</b>
<b>1.5</b>	<b>0.54</b>	<b>31</b>
<b>2.5</b>	<b>0.47</b>	<b>40</b>
<b>4.0</b>	<b>0.38</b>	<b>54</b>
<b>6.0</b>	<b>0.28</b>	<b>77</b>
<b>8.0</b>	<b>0.22</b>	<b>107</b>

Dieses File wird nun in PUFF untersucht und man erhält folgenden Bildschirm:



Beschreibung des Vorgehens:

### 1. Schritt:

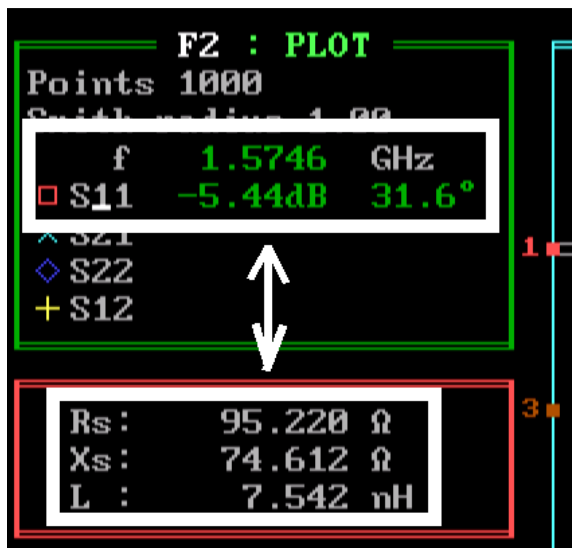
Das File „noiseMGA.s1p“ wird in Feld F3 eingetragen und in Feld F1 als Bauteil „b“ verlegt. Dessen Eingang wird an Port 1 angeschlossen.

### 2. Schritt:

Entsprechend den Einträgen in diesem File darf (unter F2) nur ein **Frequenzbereich von 1...8 GHz** gewählt werden (sonst: Fehlermeldung). Und dazu wird kontrolliert, ob der **Smith-Radius auf  $r = 1$**  steht.

### 3. Schritt:

Nun wird mit **1000 Punkten** und  $\langle q \rangle$  geplottet. Dann sieht man im Smithchart genau, wohin man vom Mittelpunkt ( $Z = 50\Omega$ ) aus bei der Frequenz  $f = 1575$  MHz gelangen muss.



### 4. Schritt:

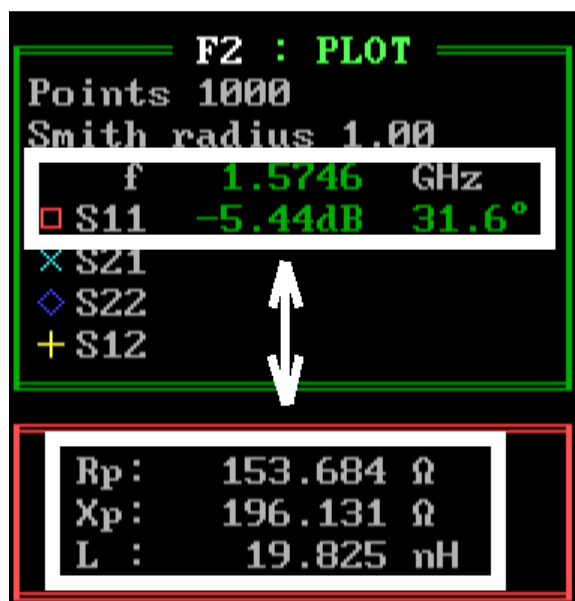
Dazu stellt man erst die **Frequenz** möglichst genau auf **1575MHz** und anschließend den **Cursor** auf die Zeile für **S11**.

Gibt man nun das Gleichheitszeichen ein, so erscheint im Dialogfeld in Form einer Reihenschaltung exakt **der Wirkwiderstand und der Blindanteil, die zum markierten S11-Punkt im Smithchart gehören**.

Als Zugabe erhält man noch den **genauen Wert der zugehörigen Spule bzw. des zugehörigen Kondensators**.

Für unsere Schaltung heißt das:

**Transformiert man bei 1575 MHz den Generatorwiderstand von  $50\Omega$  auf  $95,22\Omega$  und fügt in die Leitung zum Verstärkereingang noch eine kleine Induktivität von  $7,5\text{nH}$  ein, dann erhält man das kleinste Eigenrauschen der Schaltung bei dieser Frequenz!**



Aber PUFF kann noch mehr: das Ganze können wir auch als **Parallelschaltung deuten** und schalten dazu mit dem **Tabulator** auf „**Leitwert-Darstellung**“ beim Smithchart (= Smithchart wird gespiegelt -- Punkt für „Unendlich“ liegt nun links). Dann muss der **Cursor** auf die Zeile mit **S11** gestellt und das Gleichheitszeichen eingetippt werden (Bitte die Frequenz von 1575 MHz erst nochmals kontrollieren und ggf. nachstellen):

Jetzt haben wir folgende Transformationsaufgabe vor uns

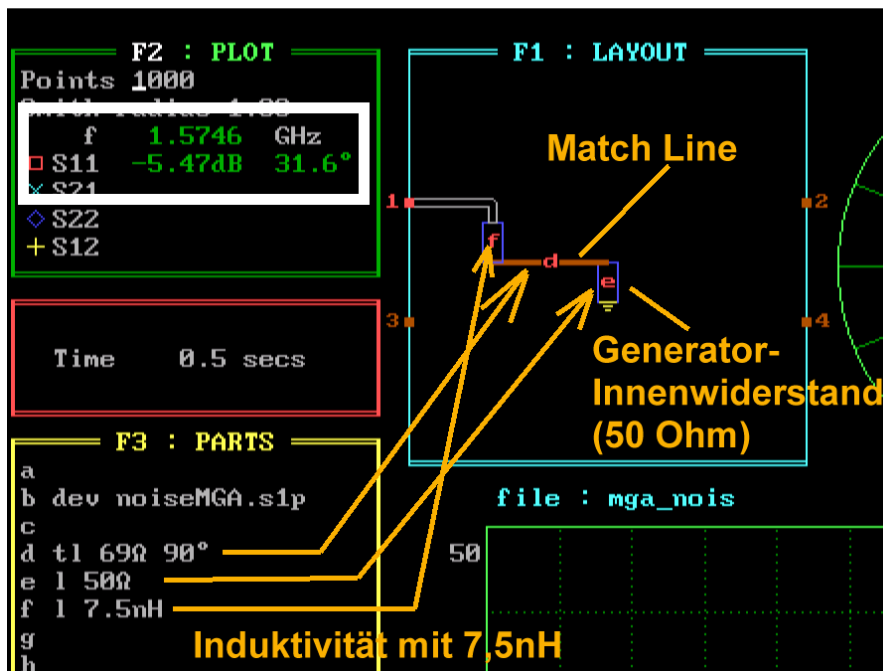
**Bringe den Generatorwiderstand bei 1575MHz von  $50\Omega$  auf einen Wert von  $153,7\Omega$ , dem eine Induktivität von  $19,8\text{nH}$  parallel geschaltet wird.**

Machen wir uns das Leben leichter und wählen die Version mit der **Reihenschaltung**. Dazu transformieren wir erst (mit einer Lambda-Viertel-Leitung) bei **1575MHz den Widerstand von 50Ω auf 95,22Ω**. Der erforderliche Wellenwiderstand der Microstrip-Leitung beträgt dann

$$Z = \sqrt{R_{EIN} \cdot R_{AUS}} = \sqrt{50\Omega \cdot 95,22\Omega} = 69\Omega$$

und der zugehörige Eintrag im PUFF-Feld F3 lautet natürlich

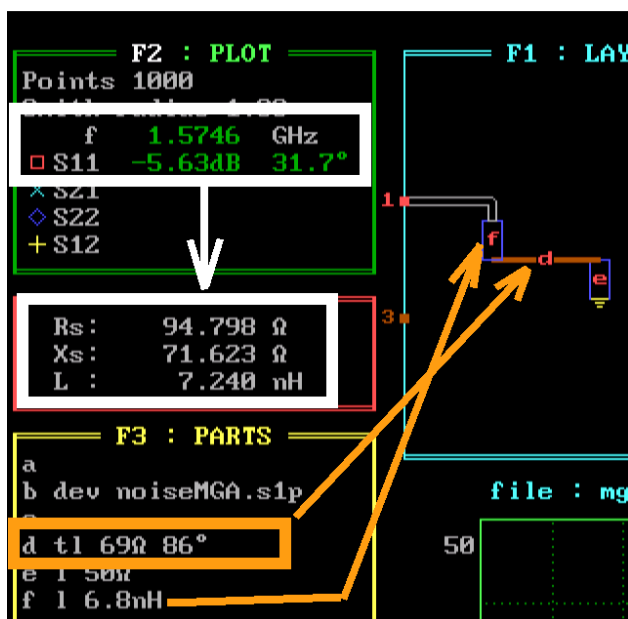
**tl 69Ω 90**



Testen wir das doch vorsichtshalber aus und addieren dazu noch die erforderliche Induktivität.

Das Ergebnis ist natürlich perfekt -- man braucht nur den Wert von S11 und die Frequenz zu kontrollieren:

**S11 = -5,47dB / 31,6° bei f = 1575 MHz.**



Aber in der Praxis gibt es ein Problem: **7,5nH sind nicht als Normwert aus der Reihe E12 zu bekommen**. Da muss man zu **6,8nH** greifen und außerdem ist es dann erforderlich, die **Länge der Transformationsleitung etwas zu kürzen**. Nur so kommt man zu einem erträglich Kompromiss.

Bitte genau hinsehen:

Die Leitung wurde auf **86 Grad** gekürzt, die Induktivität auf **6,8nH** vermindert. (Unterstes Feld F3).

Als Folge erhält man im **obersten Feld F3** einen Wert von **-5,63dB / 31,7°** für S11, der nicht allzu sehr vom Ideal abweicht. **Aber bitte die Frequenz genau prüfen und ggf. wieder auf 1575 MHz nachstellen...**

Und wenn man wieder in **F2** den Cursor auf **S11** stellt und das Gleichheitszeichen eintippt, dann kann man die **Werte der „Ersatzbauteile für die Serienschaltung“** mit den Forderungen auf der vorigen Seite vergleichen (mittleres Fenster).



Es bleibt nur noch das Problem, die bisher ideale Leitung realistisch zu modellieren und da muss deshalb **das Ausrufezeichen hinter „tl.“** in F3 rein.

Stellt man den Cursor jetzt auf die Zeile mit der Leitung und gibt das Gleichheitszeichen ein, dann zeigt sich:

Am Wellenwiderstand (gefordert: 69Ω) fehlen rund 1,5Ω und an der Länge (gefordert: 86 Grad) fehlen etwa 1,2 Grad.

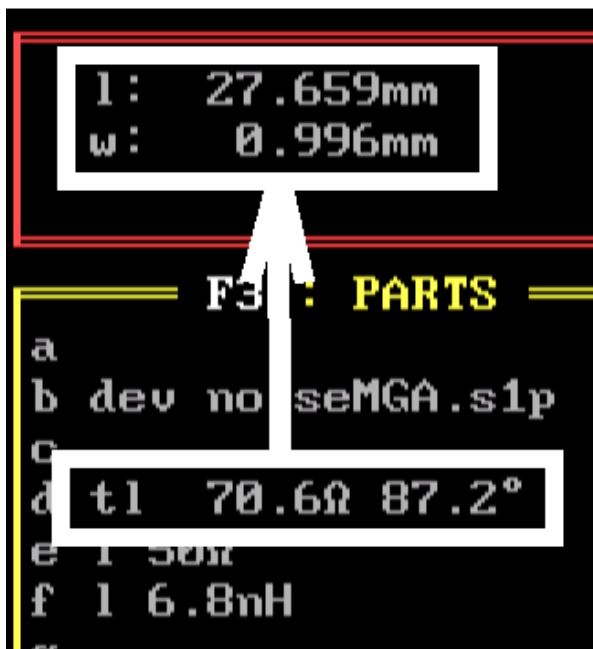
Also erhöht man einfach die Werte in F3 um diese Beträge, prüft und korrigiert evt. nochmals usw. Zum Schluss landet man beim nebenstehenden Ergebnis. **Aber bitte die Frequenz immer genau prüfen und ggf. wieder auf 1575 MHz nachstellen...**

Bleibt nur noch die Frage, welche **mechanischen Abmessungen** diese Anpassungsleitung auf der Platine haben muss. Aber das hatten wir ja schon:

**in F3 gehen / in die Zeile mit der Leitung wechseln / Ausrufezeichen löschen / Gleichheitszeichen eingeben.**

Schon kommen die Länge und die Breite. Aber immer daran denken:

**Die Frequenz vorher genau prüfen und ggf. wieder auf 1575 MHz nachstellen...**



Also:

**27,66mm Länge und 1mm Breite sind angesagt....**



#### 5.4.4. Schmale gegen breite Leitung -- die Sache mit der Open End Extension

Sobald ein Ende einer Microstrip-Leitung „in der Luft hängt“, gibt es dort einen interessanten Effekt: da die elektrischen Feldlinien noch ein Stück über das offene Ende hinausreichen, zählt dieses Stück -- obwohl man es nicht sieht! -- zusätzlich zur Leitungslänge. Dieser Effekt trägt den Namen „Open End Extension“ und dafür gibt es im PUFF-Handbuch ein hübsches Diagramm zur Korrektur der Leitungslänge im Layout (...denn um diesen Betrag muss die mechanische Leitungslänge auf der Platine gekürzt werden, wenn man weiterhin dieselbe elektrische Länge wünscht).

Interessant wird es jedoch, wenn eine schmale und eine breite Leitung zusammenstoßen -- und genau das brauchen wir bei unserem Verstärker: dort, wo der INPUT-Anschluss auf die Leiterplatte gelötet wird, muss es mit einer 50Ω-Leitung in die Schaltung gehen. Und dann, nach so etwa 10mm Länge, folgt die realistische Lambda – Viertel – Transformationsleitung mit 70,6Ω und 87,2° (ergibt eine Länge von 27,66mm und eine Breite von 1mm Breite, siehe voriges Kapitel).

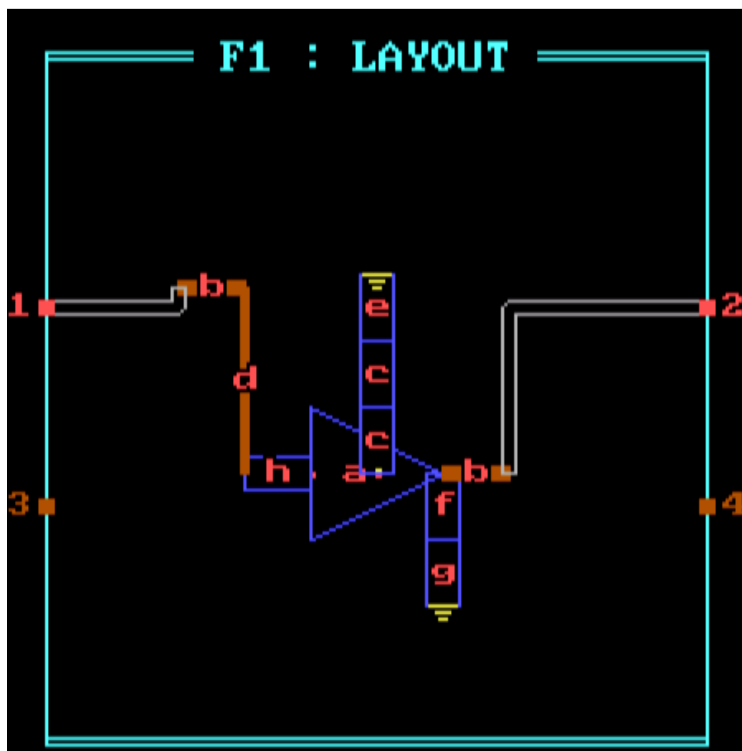
Da gibt es zwar weniger „Überstand“ bei der breiteren Leitung mit 50Ω, aber **derjenige Teil der kurzen Leitung, der nun „im Schatten“ liegt, fehlt an Leitungslänge dieser kurzen Leitung und muss ausdrücklich am Ende drangehängt werden.**

Auch da gibt es im Handbuch die erforderliche Korrekturformel für dieses Meeting. Und wir wollen das nun alles durchziehen.

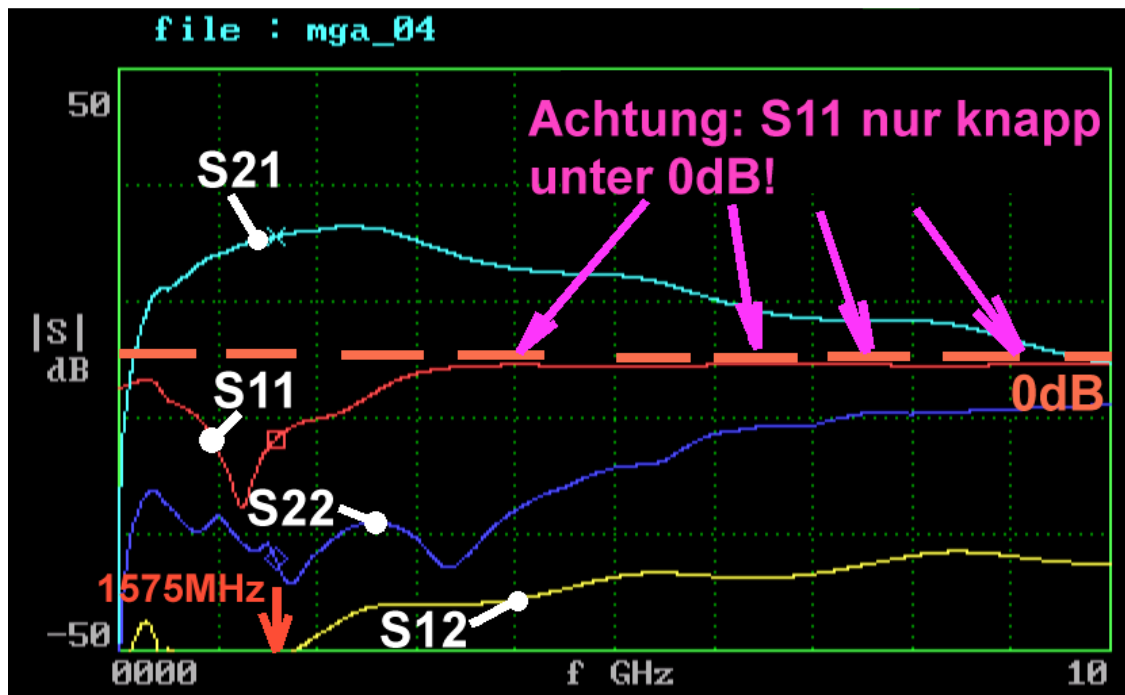
```
===== F3 : PARTS =====
a indef M86576V5.s2p
b t1 50Ω 10mm
c 1 0Ω
d t1! 70.6Ω 87.2°
e 1 0.01nH
f 1 56Ω
g 1 4.7nH
h 1 6.8nH
```

##### 1. Schritt:

Wir erstellen in PUFF zuerst die komplette nötige Bauteilliste in F3 und wechseln dann zu Feld F1. Dort wird ein neues Layout für den kompletten Verstärker erstellt und dabei auch am Ausgang eine Microstrip-Leitung mit 50Ω und 10mm Länge bis zur OUTPUT-Buchse vorgesehen:



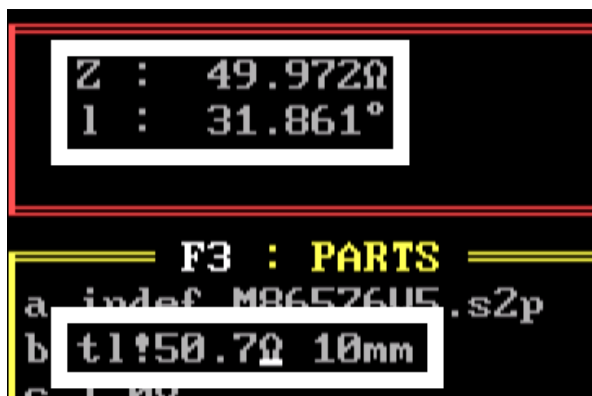
Bitte mal alle Bauteile im Layout identifizieren und dann in F2 über < q > die Simulation starten.



Das Ergebnis zeigt einen leichten „Peak“ von  $S_{21} = 25\text{dB}$  bei ca. 2,5GHz.

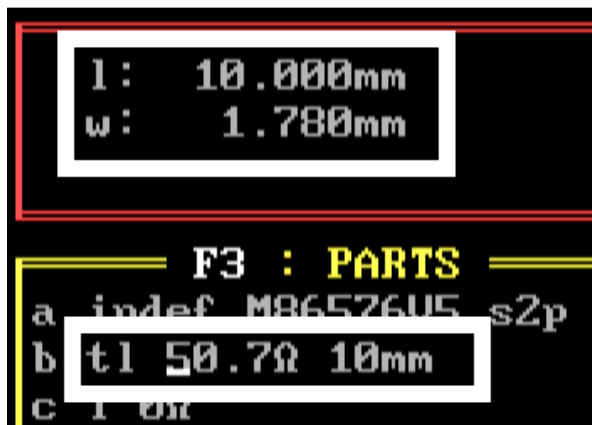
$S_{11}$  verläuft an einigen Stellen nur knapp unter 0dB (= ca. -0,7dB). Das kann u. U. Ärger geben....

$S_{22}$  wurde ja schon vorher optimiert und liegt deshalb im Bereich zwischen 1,5GHz und 2,5GHz weit unter -20dB.



## 2. Schritt:

Nun müssen noch die Daten der beiden 50Ω-Leitungen ermittelt werden. Also setzen wir erst in **Feld F3** hinter „t!“ in Zeile „b“ das **Ausrufezeichen** und lassen uns über das Gleichheitszeichen den tatsächlichen Wellenwiderstand der Leitung ausgeben. **Es läuft auf eine Korrektur um +0,7Ω** heraus, um wieder auf die geforderten 50Ω zu kommen. (Siehe dieses Bild).



Wird das **Ausrufezeichen gelöscht** und **erneut das Gleichheitszeichen eingegeben**, dann kennen wir endlich die **Leiterbreite**:

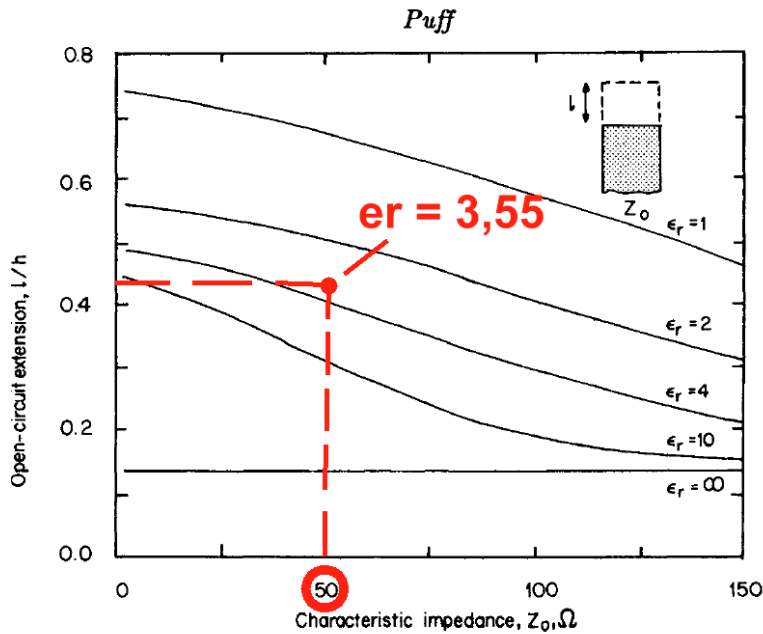
**w = 1,78 mm**

für echte 50Ω beim Wellenwiderstand.

Da brauchen wir nun die passende Seite 38 aus dem PUFF-Handbuch, um für diesen Wellenwiderstand sowie eine Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r = 3,55$  die „Open End Extension“ zu bestimmen.

### 3. Schritt:

38



Dieses Diagramm liefert die nötige Information:

**Open End Extension = 44% der Platinendicke**

für die 50Ω-Leitung

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

### 4. Schritt:

Im PUFF-Handbuch (Seite 35) findet sich die Korrekturformel für das Zusammentreffen einer breiten mit einer schmalen Leitung:

$$\frac{l_{\text{schmal}}}{\text{Platinendicke}} = \frac{l_{\text{breit}}}{\text{Platinendicke}} \cdot \left(1 - \frac{\text{schmale\_Linienbreite}}{\text{breite\_Linienbreite}}\right) = 0,45 \cdot \left(1 - \frac{1\text{mm}}{1,78\text{mm}}\right) = 0,2$$

Bei einer Platinendicke von 0,813mm beträgt deshalb die Längskorrektur:

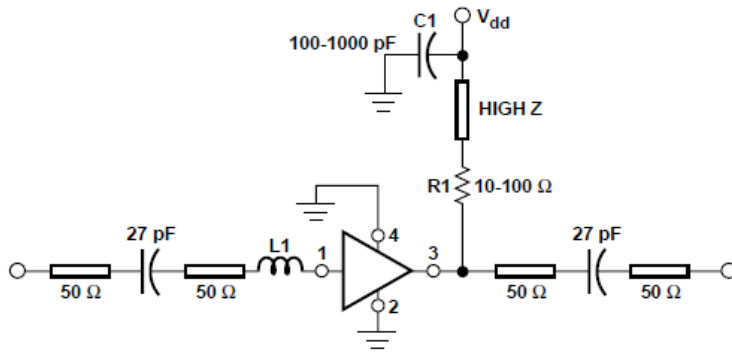
$$l_{\text{schmal}} = 0,2 \cdot 0,813\text{mm} = 0,16\text{mm}$$

Um diesen Wert von 0,16mm muss die schmale Leitung verlängert werden.

Somit wird im Layout für diese 70,7Ω-Leitung eine Breite von 1mm und eine Länge von 27,66mm + 0.16mm = 27,82mm vorgesehen.

Und die Feed-Lines mit ihren 50Ω müssen mit einer Breite von 1,78mm ausgeführt sein.

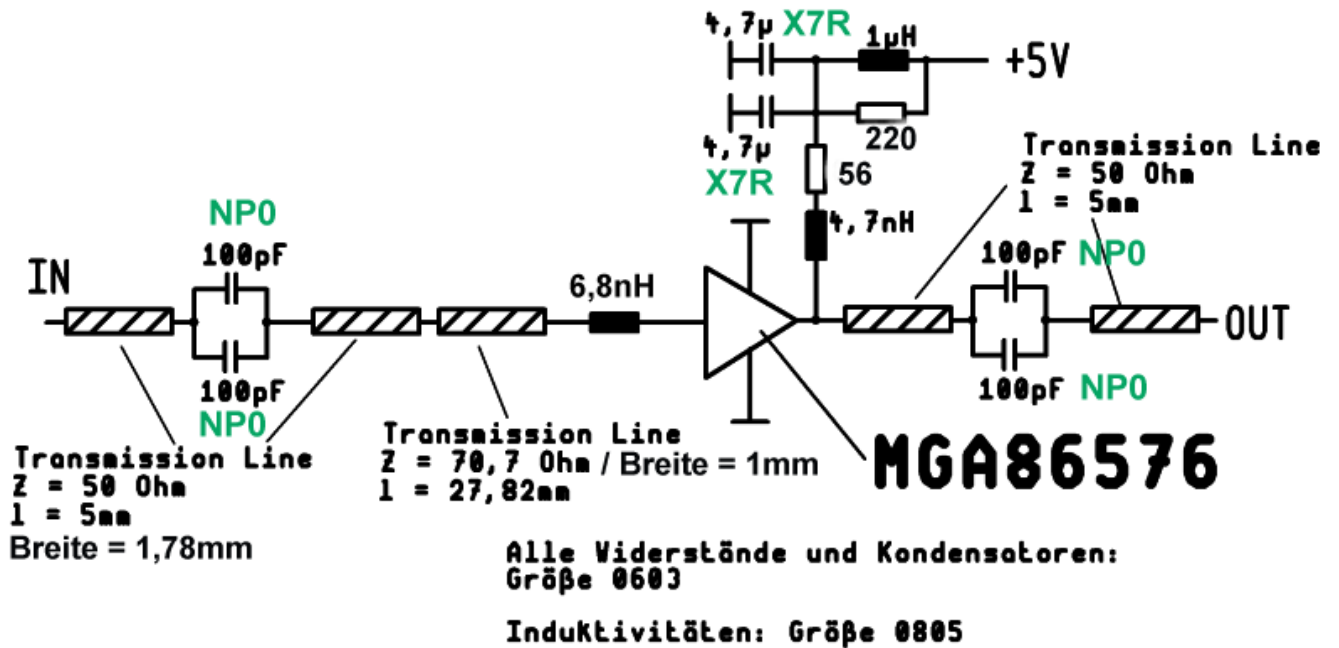
### 5.4.5. Die praktische Schaltung



Da hilft ein Blick auf das Vorbild im Datenblatt.

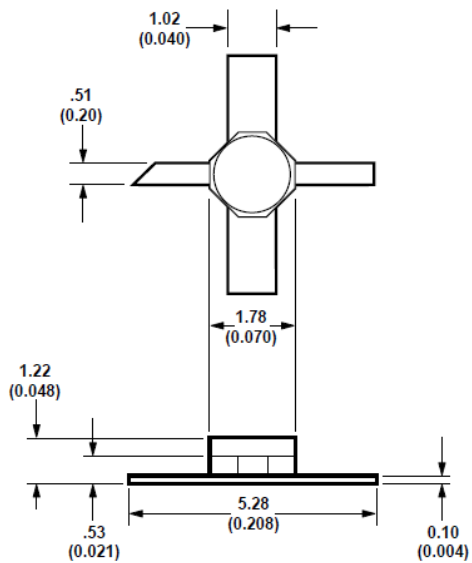
Figure 8. Demonstration Amplifier Schematic.

Und das ist der eigene Entwurf entsprechend den Überlegungen und Simulationen in den vorigen Kapiteln:



## 5.4.6. Die Platine

### Package Dimensions 76 Package



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Zuerst die **Platinenabmessungen**: **30mm x 50mm**

Dann der **Platinenwerkstoff**: **Rogers RO4003**  
mit **32mil = 0,813mm Dicke**

**Beidseitig mit Kupfer (35µm Dicke) kaschiert**

**4 Befestigungsbohrungen für M2,5 im Abstand = 3mm**  
von den beiden Platinenkanten

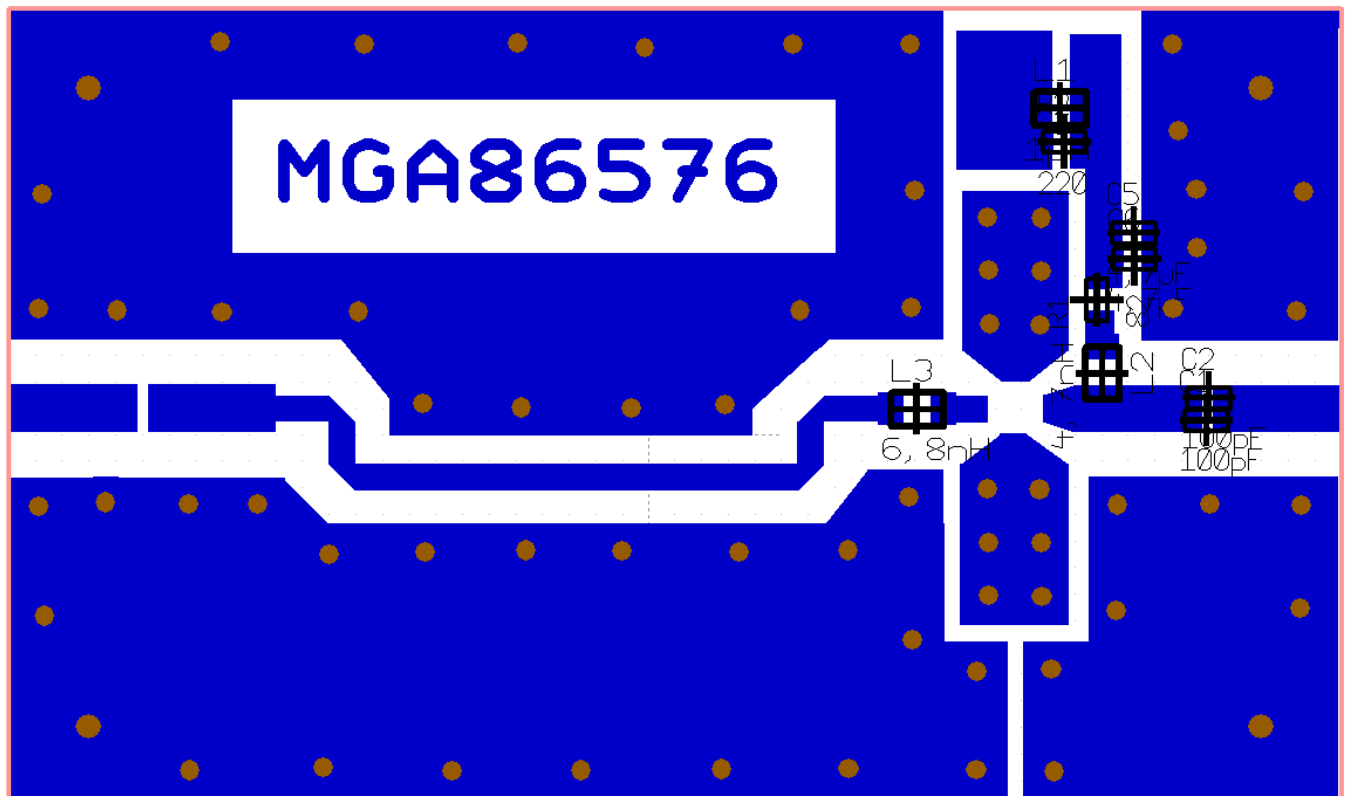
Die **Microstrip-Leitungsdaten** lauten:

a) **50Ω-Leitung: 1,78mm Breite / 5mm Länge**

b) **70,7Ω-Leitung: 1mm Breite / 27,82mm Länge**

Zuletzt braucht man (Siehe links!) das **Aussehen und die Maße** des MMICs „MGA86576“. Dieser Baustein kann direkt flach auf die Leiterplatte aufgelegt und festgelötet werden.

Hier ist der Entwurf und er braucht nur wenig Erläuterung. Links ist der Eingang, rechts der Ausgang und oben rechts müssen +5V zugeführt werden. Die Lambda-Viertel-Leitung ist gut zu erkennen, aber da sind natürlich viele Schweißtropfen nötig, bis man durch Abknicken genau die erforderliche Länge von 27,82mm hingekriegt hat. Zu den „abgeschnittenen Ecken“ folgt gleich noch eine Erklärung.





Wenn man sich in Gedanken den Stromweg durch die abgelenkte Transformationsleitung überlegt, dann dürfte dieses Bild der Wahrheit recht nahe kommen:

Der Strom „**biegt um die Ecken**“ und **denkt gar nicht mehr daran, die (jetzt abgeschnittenen) Ecken voll auszufüllen**. Also hängt an der Strombahn bei jeder Ecke ein Gebilde, das aus

**Oben : leitender Fläche**

**Mitte: Isoliermaterial**

**Unten: wieder leitender Fläche**

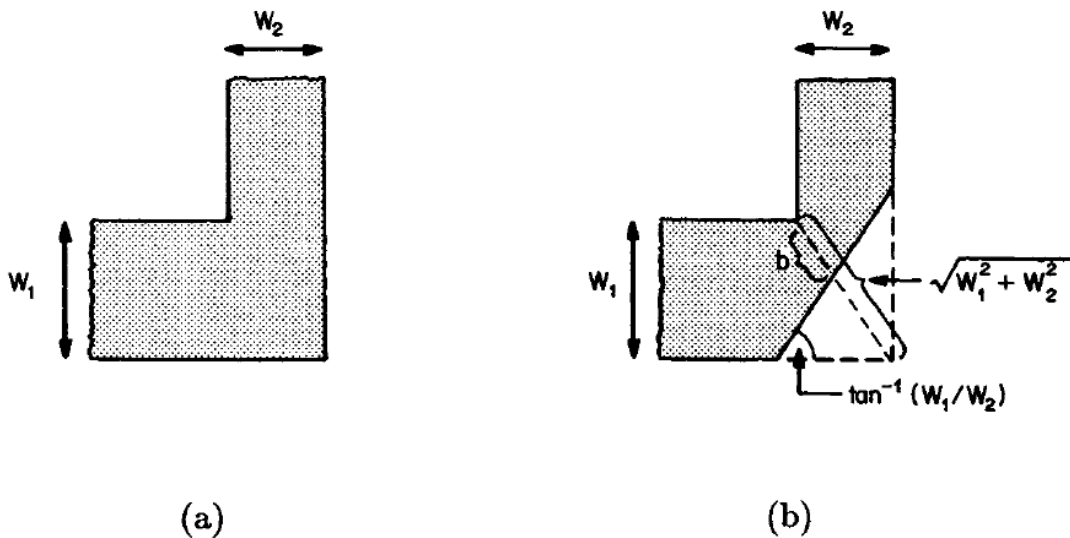
besteht -- und das ist ein unerwünschter **Kondensator!**

Er wird mit diesem Abschneiden (= **Mitering**) entfernt.

Auch das PUFF- Handbuch geht darauf (Siehe Seite 36) genauer ein und gibt die erforderlichen praktischen Hinweise:

36

*Puff*



**Figure 7.1** Mitering a right-angle bend.

## 5.4.7. Anpassung durch eine Parallelschaltung

In Kapitel 5.4.3. stand folgender Satz für eine solche Lösung:

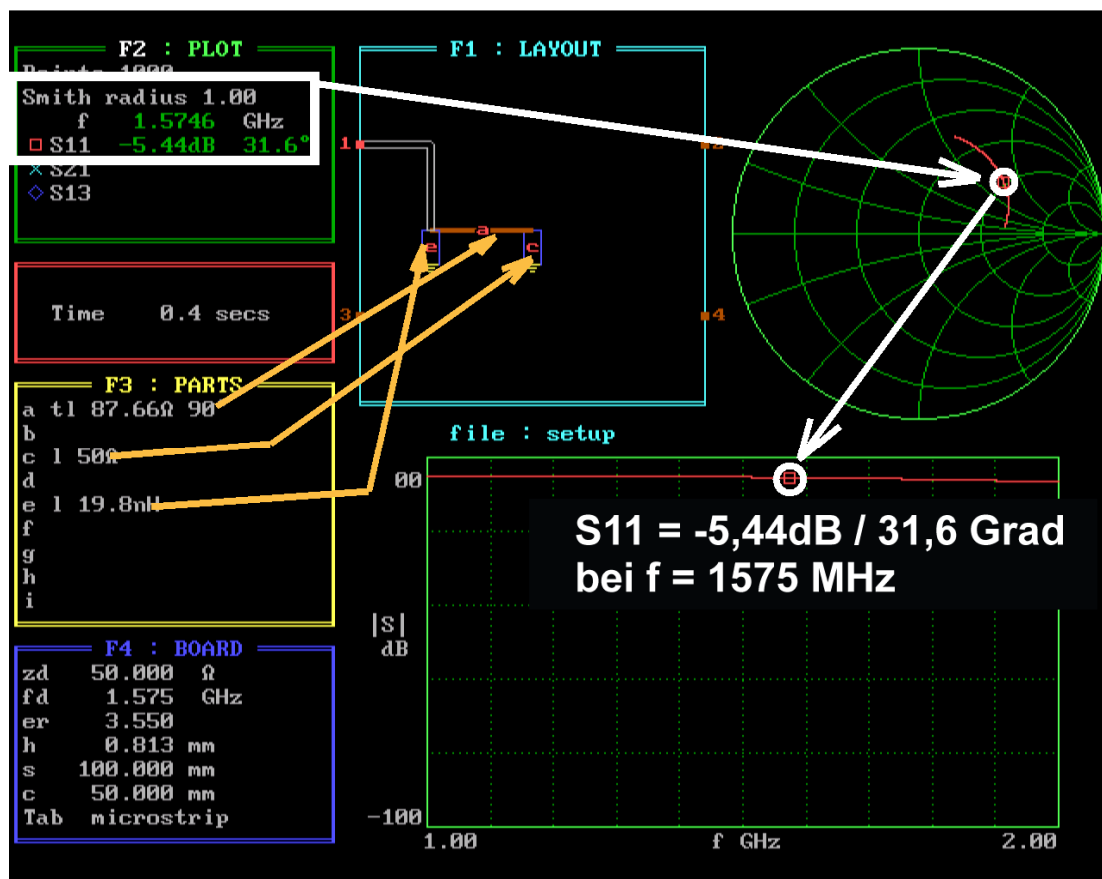
**Bringe den Generatorwiderstand bei 1575MHz von 50Ω auf einen Wert von 153,7Ω, dem eine Induktivität von 19,8nH parallel geschaltet wird.**

Das wollen wir durch eine PUFF-Simulation nachprüfen und brauchen zuerst den Wellenwiderstand der Lambda-Viertel Transformationsleitung:

$$Z = \sqrt{50\Omega \cdot 153.7\Omega} = 87.66\Omega$$

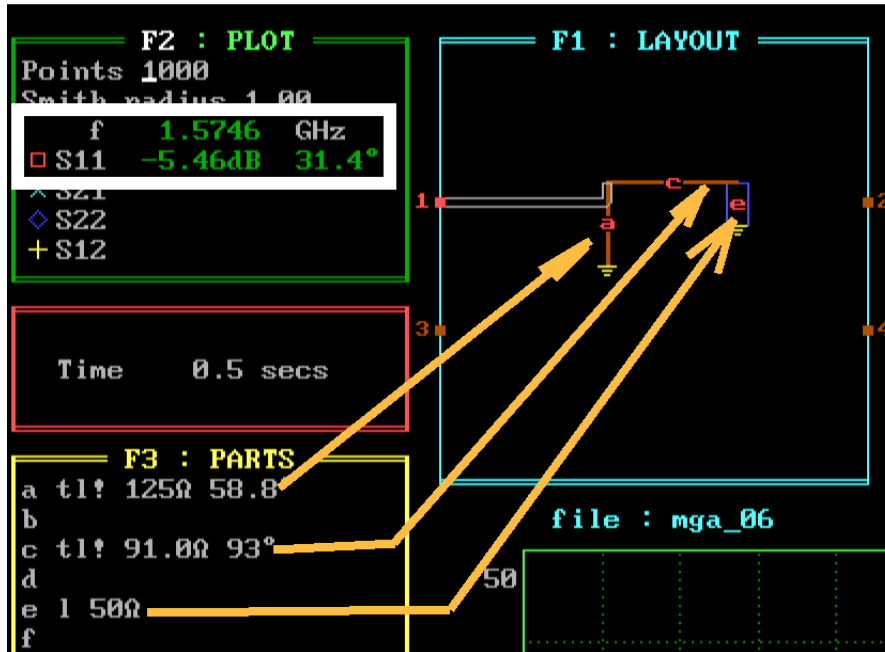
Die Schaltung im PUFF-Layout beginnt deshalb mit einem 50Ω-Widerstand (= Innenwiderstand der Signalquelle) und der wird mit der Match Line auf 153.7Ω bei 1575MHz transformiert. Dem Eingang der Leitung wird eine Induktivität mit 19,8nH parallelgeschaltet und diese Anordnung ergibt den geforderten S11-Wert von

$$S11 = -5,44\text{dB} / 31,6^\circ$$



Für den Entwurf der praktischen Schaltung müssen wir aber

- die Transformationsleitung **realistisch modellieren (= advanced modeling)**
- bei der Spule den **nächsten Normwert von 22nH verwenden und ein realistisches Modell mit Eigenkapazität und Serienwiderstand entwerfen ODER**
- die Spule durch ein **am Ende kurzgeschlossenes Leitungsstück mit möglichst geringer Breite (= Z größer als 100Ω) und einer elektrischen Länge unter 90 Grad bei 1575 MHz** ersetzen. Dann benimmt sich diese Leitung wie eine Induktivität.



So sieht die Schaltung nach der Erstellung und einigem Aufwand an Tüftlei bei den Bauteildaten aus.

Die Leitungsdaten lauten dann für die

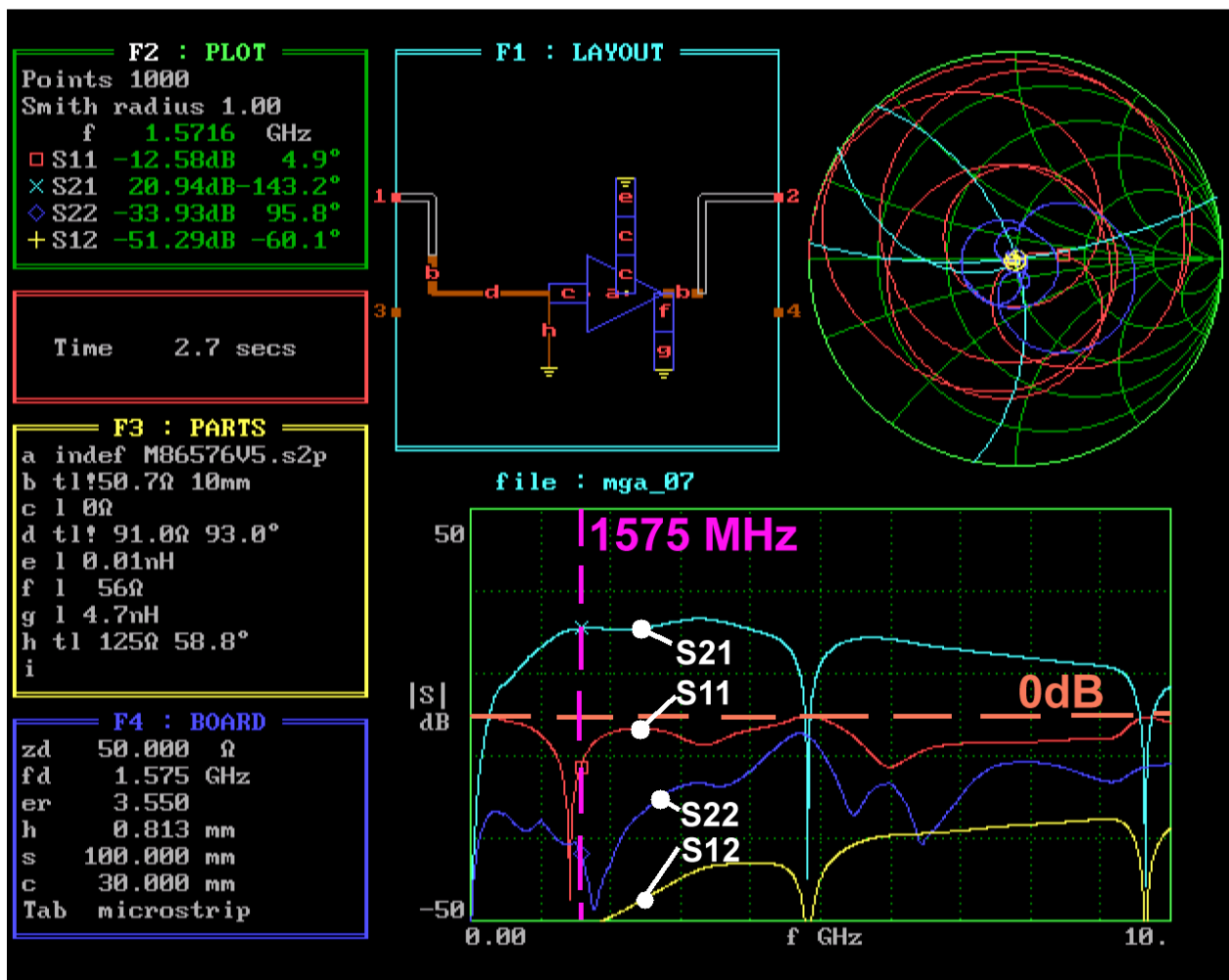
Transformationsleitung:

**Länge = 19,74mm /  
 Breite = 0,24mm**

und für die „Induktivität“:

**Länge = 30.49mm /  
 Breite = 0,58mm**

Damit wird **S11 = -5,46dB / 31,4°** bei 1575MHz erreicht und das sollte reichen.



Es gibt nur noch einen „S11-Peak“ mit -0,7dB bei 4,8GHz, aber dafür weist dort die Verstärkung S21 ein „Loch“ mit -40dB auf. Also keine große Schwinggefahr...



## 6. Entwurf einer WLAN-Patchantenne als Oneport-Beispiel

### 6.1. Zuerst etwas Antennen-Grundlagen

Eine Antenne soll elektrische Energie in Form von elektromagnetischen Feldern, die in einer Leitung (= z. B. zwischen 2 Drähten) geführt werden, an den freien Raum übergeben (= Freiraum-Welle). Der freie Raum kann dabei z. B. als Hohlleiter betrachtet werden und weist einen Wellenwiderstand von  $120\pi = 377\Omega$  auf.

Da hierbei Wirkleistung von der Antenne wegtransportiert wird, müssen Elektrisches Feld (entspricht der Spannung  $U$ ) und Magnetisches Feld (entspricht dem Strom  $I$ ) räumlich zusammen auftreten, also in Phase sein (das vektorielle Produkt ergibt dann den Poyntingschen Vektor für die abgestrahlte Leistung pro Flächeneinheit). Dabei stehen aber die elektrischen und magnetischen Feldlinien immer senkrecht aufeinander.

Diese dauernde Energie-Abgabe an den freien Raum muss man natürlich am Antenneneingang in Form eines dort auftretenden Lastwiderstandes, nämlich dem **Strahlungswiderstand** (radiation resistance) merken, der dann von der angelegten Spannungsquelle gespeist werden muss.

Dieser Strahlungswiderstand hängt von der Antennenkonstruktion, dem Durchmesser der Antennenstäbe, der Länge der Antennendrähte, der Speisefrequenz, dem Einfluss der Umgebung usw. ab. Da muss man dann in der Fachliteratur nachlesen....

Viele Antennen sind im Prinzip „Offene Schwingkreise“ und das bedeutet:

- Sie weisen eine **Resonanzfrequenz auf, bei der alle Blindanteile verschwinden**. Es bleibt dort eine Mischung an Ohm'schen Widerständen übrig, nämlich der Strahlungswiderstand (Siehe oben) sowie die Verluste im Antennenwerkstoff, der Speiseleitung, im Erdboden usw.
- Weicht man mit der Speisefrequenz von der Resonanzfrequenz ab, dann treten -- wie bei jedem Schwingkreis! -- immer stärkere kapazitive bzw. induktive Blindanteile auf.
- Der Aufbau einer Antenne als „Offener Schwingkreis“ bedeutet, dass wir in der engen Umgebung der Antenne (= **Nahfeld**) sehr starke elektrische und magnetische Felder finden. Die sind aber (...wie sich das für Blindelemente gehört...) um 90 Grad gegen den Wirkstrom phasenverschoben und speichern nur Blindleistung. Aber sie können wegen der zugehörigen hohen Feldstärken gefährlich für Organismen werden! Diese Felder klingen mit der dritten Potenz des Abstands zur Antenne ab.
- Ab ca. 5, aber spätestens ab 10 Wellenlängen Abstand zur Antenne befinden wir uns garantiert im Fernfeld**. Hier transportieren die Felder nur noch Wirkleistung von der Antenne weg, müssen **also räumlich phasengleich** sein. Wie erwähnt, stehen elektrische und magnetische Feldlinien an jeder Stelle im Raum immer senkrecht aufeinander. **Diese Felder nehmen linear mit (1 / Abstand zur Antenne)** ab und damit erzielen wir die große Reichweite der Funkwellen!

Da sich die abgestrahlte Energie beim Wegwandern von der Sendeantenne dauernd auf immer größere Raumwinkel verteilt, nimmt auf der Empfangsseite die Energie pro Flächeneinheit nach der „**Friis-Beziehung**“ ab. Das ergibt die berühmte **Formel für die Freiraumdämpfung**. Sie lautet, wenn man die Gewinne von Sende- und Empfangsantenne einbezieht:

$$P_{\text{Empfang}} = P_{\text{Sender}} \cdot G_{\text{Sendeantenne}} \cdot G_{\text{Empfangsantenne}} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right)^2$$

„d“ ist dabei der Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne. Mit „ $\lambda$ “ ist natürlich die Wellenlänge gemeint, bei der die Berechnung erfolgen soll und die lässt sich über die Lichtgeschwindigkeit und die Sendefrequenz errechnen.

## 6.2. Grundlagen der Patchantennen

Sie bestehen aus einem Stück Leiterplattenmaterial (= „PCB“) das beidseitig mit Kupfer kaschiert ist. Die Unterseite bildet eine durchgehende Massefläche und auf der Oberseite der Platine finden wir in der einfachsten Form ein Quadrat oder Rechteck aus Kupfer (= „Patch“). Dabei muss die Platine für eine korrekte Arbeitsweise deutlich größer sein als der Patch (Richtwert für den Überstand: wenigstens 3.... 5 mal Platinendicke -- und noch mehr ist noch besser.

Dieser Patch wird nun so ausgelegt, dass er eine elektrische Länge von etwa  $\lambda/2$  aufweist. Der genauere Wert ist etwa

$$\text{Strahlerlänge} = 0,49 \times (\lambda / 2)$$

und man betrachtet ihn als leer laufende Microstrip-Leitung.

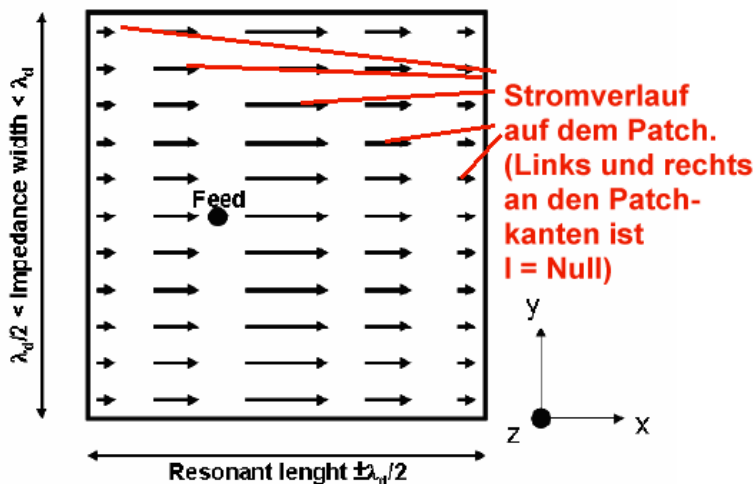
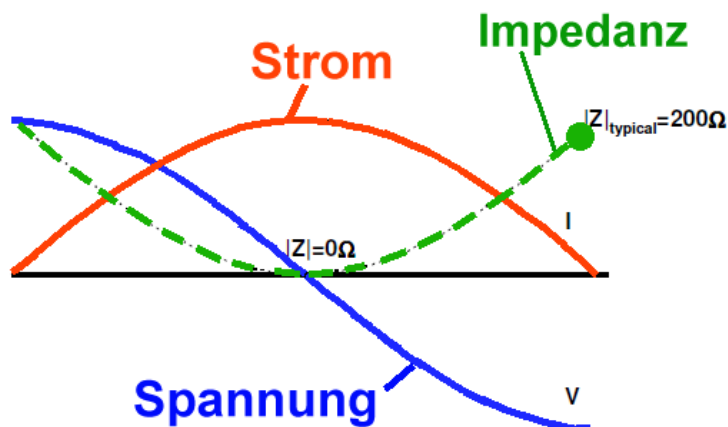


Figure 2: Current distribution on the patch surface



parallel zu denken).

Genau in Patchmitte geht die Spannung durch Null und damit ist dort der Eingangswiderstand auch Null. Also gibt es irgendwo zwischen der Mitte und der Patchkante einen Punkt, bei dem der Eingangswiderstand genau  $50\Omega$  betragen wird -- das ist der markierte „Feed point“.

**Die Patchbreite (= Leitungsbreite) beeinflusst bei dieser Bauweise die Eigenresonanzfrequenz nur wenig. Man geht in der Praxis dabei immer vom quadratischen Patch aus und dann gilt: wird sie erhöht (= der Patch breiter als länger gemacht), dann steigt die Bandbreite und der Strahlungswiderstand wird kleiner.**

Der Entwurf solcher Antennen erfolgt in der Praxis stets mit passender Software.

Speist man diese Leitung am Eingang mit einem Sinussignal, dessen Frequenz genau der Resonanzfrequenz entspricht, dann erhält man die nebenstehende Strom- und Spannungsverteilung.

Am Leitungsende ist die Spannung gleich groß, aber gegenphasig ( $\lambda/2$  bedeutet nämlich 180 Grad Phasenverschiebung). Genau in Patchmitte ist die Spannung Null.

Beim Strom ist es umgekehrt: bei einer reinen verlustlosen Leitung ist er am Leitungsanfang und am Leitungsende Null, hat aber in Leitungsmitte sein Maximum (Siehe Bild)

Zur Repräsentation der Abstrahlung müssen wir uns am Leitungsanfang sowie am Leitungsende noch je einen gleich großen Strahlungswiderstand denken (im Diagramm sind typisch  $200\Omega$  eingetragen. Also sind es an jeder Patchkante  $400\Omega$ , denn die beiden Lastwiderstände sind von der Leistungsaufnahme her

Moderner Stand des Entwurfs ist dagegen der Einsatz eines „**EM-Simulators für Flächenstrukturen**“ und der bekannteste Vertreter ist hier „**SONNET**“. Für den Privatanwender gibt es dazu im Internet eine äußerst leistungsfähige und kostenlose LITE-Version dieses Programms, die sich großer weltweiter Beliebtheit erfreut.

**Aus der Homepage des Autors ([www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)) kann dazu ein Tutorial in Deutsch oder Englisch heruntergeladen werden, in dem der komplette praktische Entwurf einer Patchantenne für 5,8GHz im Detail beschrieben ist.**

Eine Frage wurde allerdings bisher nicht beantwortet:

**Weshalb und wie strahlt ein solcher Kupferfleck überhaupt?**

Und dazu brauchen wir das nächste Bild:

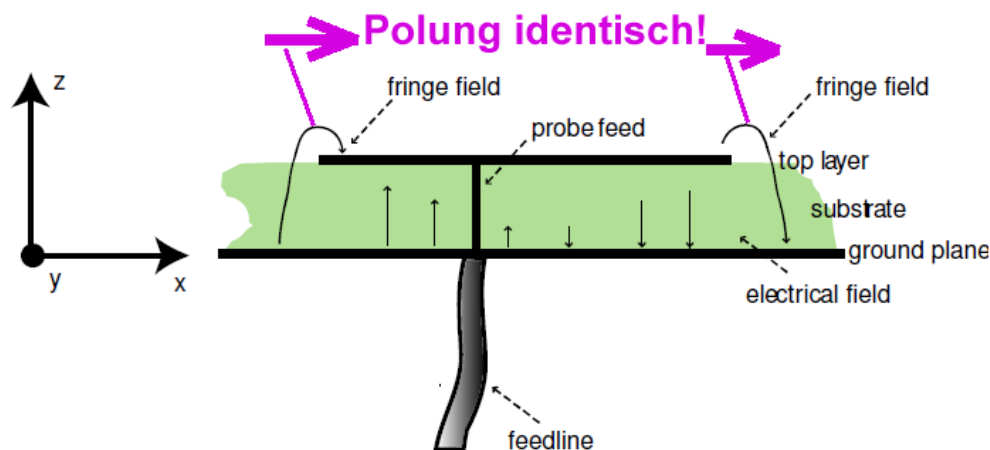


Figure 1: Cross section of a patch antenna in its basic form

Wer genau hinschaut, der sieht die an jeder Patchkante überstehenden **elektrischen Streufelder** (= fringe fields) und da steckt die Lösung! An der linken und rechten Patchkante ist die Spannung ja gegenphasig (Siehe das Bild auf der vorhergehenden Seite), aber interessanterweise zeigen dort die Feldlinien auf beiden Seiten in dieselbe Richtung und **sind deshalb gleichphasig!**

**Damit wirken diese beiden Patchkanten mit ihren Streufeldern als zwei parallel geschaltete „Schlitzstrahler“**

(...ein Schlitzstrahler ist der „Komplementärtyp“ zu einem Antennenstab. Bei dem haben wir einen Draht und als Umgebung die Luft. Beim Schlitzstrahler ist das genau vertauscht: der Antennenstab wird durch Luft ersetzt und anstelle der umgebenden Luft haben wir nun Kupferflächen. Dadurch vertauschen sich auch die Richtungen von elektrischem und magnetischem Feld).

Damit ist die Frage der **Polarisation des ausgestrahlten elektrischen Feldes** gleich mit beantwortet, denn die entspricht natürlich exakt den beiden violetten Pfeilen im obigen Bild....

Und wenn die Metallisierung der Platinenunterseite genügend gegenüber dem Patch übersteht, dann wirkt sie als Abschirmung und verhindert die Abstrahlung „nach rückwärts“ (...im obigen Bild wird die Antenne also nur nach oben strahlen).

Das Richtdiagramm einer einfachen Dipolantenne ist die berühmte „liegende Acht“. Bei der Patchantenne fehlt dann einfach eine Hälfte dieser Acht und man erhält einen einfachen Kreis ohne Abstrahlung nach rückwärts.

### 6.3. Messung der verschiedenen Antenneneigenschaften

#### a) Resonanzfrequenz, Impedanzverlauf und Strahlungswiderstand

Das erledigt man am besten mit dem Vektoriellen Network-Analyser, an den man die Antenne anschließt. Der Impedanzverlauf bildet eine kreisförmige Schleife, die bei Resonanz genau durch den Mittelpunkt des Smith-Diagrammes laufen sollte. Das wäre dann exakt ein reeller Eingangswiderstand von  $50\Omega$ .

Läuft die Kurve am Mittelpunkt vorbei, dann ergibt der geringste Kurvenabstand zu ihm den Eingangswiderstandsreflektionsfaktor bei Resonanz. Über ihn kann dann der Eingangswiderstand berechnet werden.

#### Vorsicht:

Patchantennen haben beim Impedanzverlauf mehr als eine Resonanzstelle, aber nur eine, bei der wirklich abgestrahlt wird! Sie ist leicht zu bestimmen, denn erstens liegt sie dort, wo die Patchlänge genau einer halben Wellenlänge der speisenden Frequenz entspricht. Zweitens kann man bei dieser Frequenz sehr leicht die wirksame Abstrahlung prüfen, indem man die Handfläche auf die Antenne zu- und wieder wegbewegt. Durch das von der Hand reflektierte und empfangene (und sich bei Bewegung dauernd in der Phase verändernde Signal) schlägt die Anzeige des Network-Analyzers wilde Wellen.

#### b) Kreuzpolarisation

Zu dieser Messung verwendet man zwei völlig identische Antennen. Eine wird an einen Messsender angeschlossen, die andere speist einen Spektrum-Analysator als Empfänger. Nun werden beide Antennen genau aufeinander ausgerichtet und gesendet. Lockert man nun die SMA-Steckverbindung am Empfänger etwas, so lässt sich diese Antenne verdrehen. Bei 90 Grad Verdrehung der Antenne sollte kein Empfang mehr möglich sein, aber ein schwaches Signal wird in der Praxis trotzdem empfangen. Der Pegelunterschied in dB zwischen dem „Optimalen Empfang“ und dem schwachen Signal bei 90 Grad Verdrehung stellt die „Kreuzpolarisation“ dar.

#### c) Horizontales oder vertikales Richtdiagramm

Dazu muss die Empfangsantenne „im Kreis um sich selbst gedreht“ und der Pegelunterschied zur Hauptempfangsrichtung (in dB) ermittelt.

Verdreht man nun beide Antennen um 90 Grad und wiederholt die Prozedur, dann erhält man statt des horizontalen Richtdiagramms das vertikale Diagramm

#### d) Antennengewinn

Diese Eigenschaft bestimmter Antennen beschreibt die „Richtwirkung“, also die Konzentration der abgestrahlten Energie auf bestimmte Richtungen (und natürlich die Verminderung oder sogar Unterdrückung der Abstrahlung in andere Richtungen. Dabei vergleicht man z. B. die gerade empfangene Energie mit derjenigen Leistung, die ein „Isotroper Kugelstrahler“ liefern würde (...bei dem in alle Raumwinkel und Richtungen gleiche Leistung gesendet bzw. beim Empfang erhalten wird). Dieser Pegelunterschied wird als Antennengewinn bezeichnet und in

**dBi**

angegeben.

Manchmal bezieht man sich auch auf den einfachen Dipol, der aber gegenüber dem Isotropen Kugelstrahler schon wieder 2,15dB Gewinn besitzt in Folge seiner Richtwirkung (Richtdiagramm = „Liegende Acht“). Diese Gewinnangabe erfolgt dann in

**dBd**

und ihr Wert wird natürlich um diese 2,15dB niedriger sein als der dBi-Wert.

Der Gewinn unserer Patchantenne lässt sich nun mit Hilfe der am Anfang erwähnten „Friis“-Beziehung über einen recht einfachen Versuchsaufbau bestimmen:

Man arbeitet mit zwei identischen Antennen, wobei die eine sendet und die andere empfängt. Diese beiden Antennen werden in einem Abstand „d“ voneinander aufgestellt und sorgfältig aufeinander ausgerichtet, der bereits dem Betrieb im Fernfeld entspricht (also mehr als 10 Wellenlängen =  $10 \times \lambda$  beträgt). Sendet man nun mit einem genau bekannten Pegel, dann gilt für den an der Empfangsantenne messbaren Pegel folgende Beziehung:

$$P_{\text{Empfang}} = P_{\text{Sender}} \cdot G_{\text{Sendeantenne}} \cdot G_{\text{Empfangsantenne}} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right)^2$$

Wenn nun die Gewinne von Sende- und Empfangsantenne gleich sind (...weil man identische Antennen verwendet..) und man auf die logarithmische Darstellung in dB (mit den Leistungsangaben in dBm) umsteigt, wird das Ganze recht einfach:

$$G_{\text{Antenne}} = \frac{\text{Empfangspegel} - \text{Senderpegel} - 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d}\right)}{2} \quad \text{in dB}$$

Deshalb als abschließender Hinweis für eigene Messungen: **für einen solchen einfachen Patch liegt der Gewinn bei etwa 6,5dBi.**

## 6.4. Entwurf einer WLAN-Patchantenne für lineare Polarisation

### 6.4.1. Patch-Dimensionierung mit PUFF

Wer die vorigen Einführungskapitel genau gelesen hat, der weiß, dass die **elektrische Länge der als Antenne verwendeten Microstrip-Leitung ca. 180 Grad betragen muss**. Die **Patchbreite** bestimmt dabei die Eingangsimpedanz, die Güte und damit die Bandbreite (...**breiterer Patch gibt niedrigeren Strahlungswiderstand und damit kleinere Güte und damit größere Bandbreite**). Wir nehmen uns jedoch zum Einstieg einen **quadratischen Patch** vor.

Gegeben sei wieder unsere bekannte RO4003-Platine (Dicke = 32mil = 0,813mm,  $\epsilon_r = 3,55$ )  
Die Sendefrequenz ist 2450MHz.

#### 1. Schritt:

Wir starten PUFF und wechseln im **Setup-File in das Feld F4**, um die neue Designfrequenz von 2,45GHz einzutragen. Die übrigen Werkstoffdaten ( **$\epsilon_r = 3,55$  / Platinendicke  $H = 0,813\text{mm}$** ) sollten noch unverändert drinstehen.

#### 2. Schritt:

Wir löschen alles in **Feld F1** mit **< CTRL e >** und ebenso in **Feld F3 alle Bauteileinträge**.

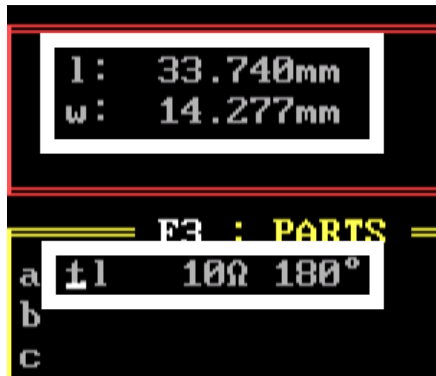
#### 3. Schritt:

In Feld F2 brauchen wir einen **Smith-Radius von  $r = 1$**  und der Frequenzbereich unseres Plot-Diagramms wird auf **2,4.....2,6GHz** eingestellt

#### 4. Schritt:

Wir geben in Feld F3 eine Microstrip-Transmission-Line ein und starten einfach mal mit  **$Z = 10\Omega / 180$  Grad**. Dazu ist folgender Eintrag nötig:

**tl 10 $\Omega$  180°**



#### 4. Schritt:

Wir stellen den Cursor auf diesen Eintrag und rufen das Gleichheitszeichen auf. Dann erscheinen die mechanischen Werte dieser Leitung und man sieht:

Der Wellenwiderstand ist noch **viel zu hoch**, denn nur bei einem **wesentlich niedrigen Wellenwiderstand** werden Patchbreite „w“ und Patchlänge „l“ identisch sein.

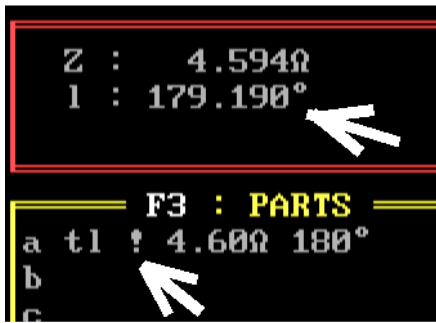
Also verkleinern wir den Wellenwiderstand solange und prüfen dauernd mit dem Gleichheitszeichen nach, bis beide Werte gleich sind.



So können wir das erst mal lassen. Aber nun fehlt noch etwas Wichtiges, nämlich

**die realistische Modellierung (advanced modeling) mit allen frequenzabhängigen Veränderungen der Verluste, des Wellenwiderstandes, der elektrischen Wellenlänge...usw..**

Deshalb setzen wir hinter „tl“ **das berühmte Ausrufezeichen** und schauen uns die Folgen nach der Eingabe des Gleichheitszeichens an.



So sieht das Ergebnis aus und da muss **zuerst die elektrische Länge wieder auf 180 Grad gebracht werden.**

Leider gelten diese Daten nur für sehr tiefe Frequenzen und sind frequenzabhängig. Deshalb ist zusätzlicher Aufwand nötig.

### 5. Schritt:

Dazu baut man sich eine kleine Schaltung, in der diese **Leitung mit einem Widerstand abgeschlossen** ist (Wert: einige Hundert Ohm, hier wurden **300Ω** gewählt).

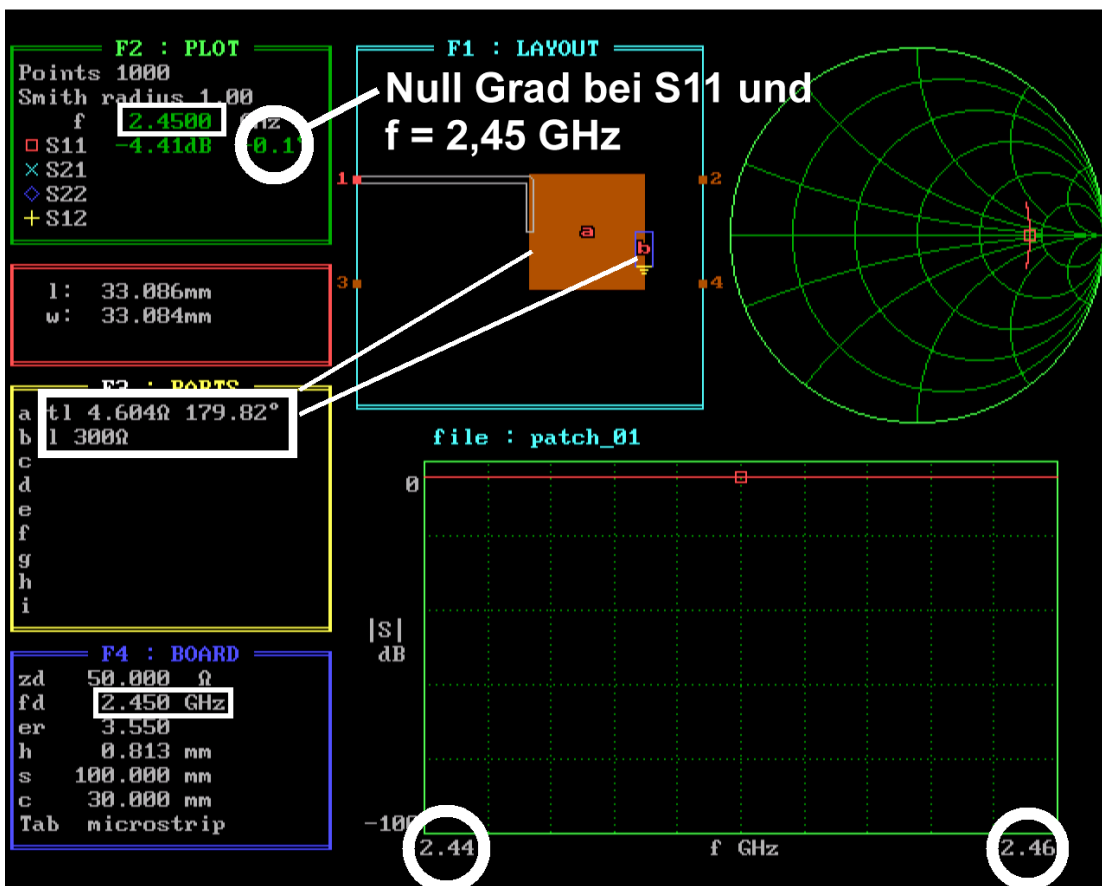
Der Eingang der Leitung kommt an Port 1, um S11 zu simulieren.

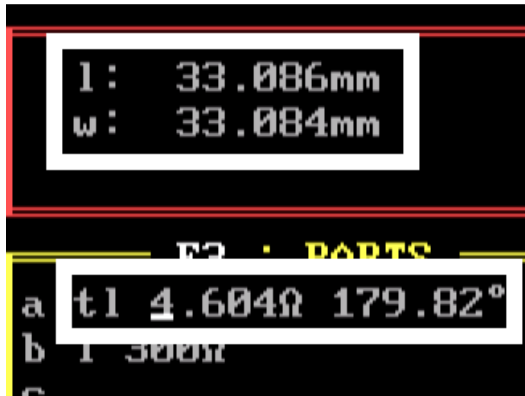
Der Frequenzbereich beim Ergebnisdiagramm muss 2,44...2,46 GHz und der Smith-Radius  $r = 1$  betragen. Wir brauchen 1000 Punkte für die Simulation (...mehr geht leider nicht...)

Jetzt ist es ganz einfach:

**Wir haben eine Leitung mit  $l = \lambda / 2$  vor uns und deren Eingangswiderstand entspricht im Idealfall exakt dem Abschlusswiderstand -- es dürfen bei einem reellen Abschluss der Leitung keine Blindanteile auftreten. Falls ja: dann hat die elektrische Länge keine 180 Grad und man ändert in Feld F3 solange den Eintrag der Leitungslänge (in Grad), bis ein Phasenwinkel von Null Grad bei S11 und 2,45GHz angezeigt wird.**

**Dann prüft man nach Entfernung des Ausrufezeichens über das Gleichheitszeichen nach, ob Länge und Breite identisch sind. Wenn die Breite noch nicht stimmt, wird einfach der Wellenwiderstand der Leitung in winzigen Schritten korrigiert und kontrolliert. Geht einfacher, als es sich anhört und das ist das Ziel:**





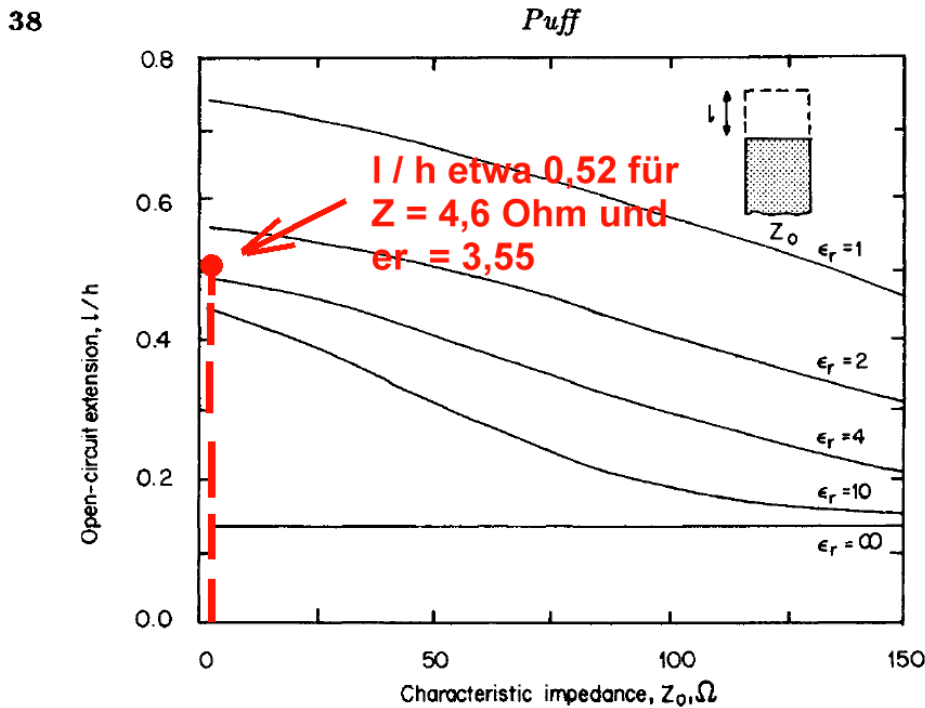
**6. Schritt:**

Zu den elektrischen Daten der Leitung gehören natürlich auch mechanische Abmessungen, und die interessieren uns. Also wird in F3 das Ausrufezeichen hinter „l“ gelöscht und das Gleichheitszeichen eingetippt. Damit sind wir am Ziel:

Länge und Breite des Patches müssen etwa 33,08 mm betragen.

**7. Schritt:**

Auch die unvermeidliche Längenkorrektur (der „Open End Extension“) bleibt uns nicht erspart und man muss im bekannten Diagramm aus dem PUFF-Handbuch bei  $Z = 4,6\Omega$  und  $\epsilon_r = 3,55$  die Längenverkürzung bestimmen.



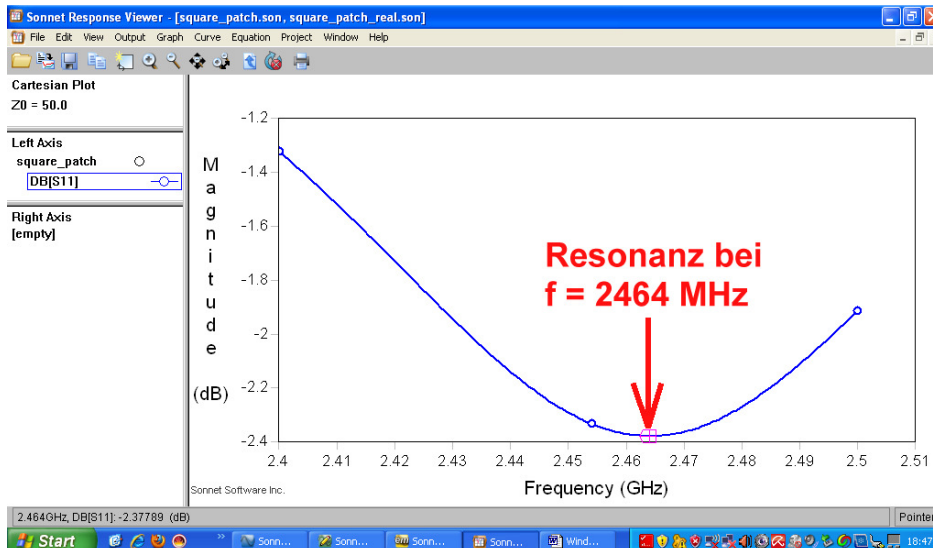
**Figure 7.2** The open-circuit end correction in microstrip, plotted from (7.2). The artwork length correction in a parts list should be *negative*.

Das Ergebnis „ $l/h = 0,52$ “ ergibt bei einer Platinendicke von 0,813mm eine erforderliche Verkürzung von etwa **0,42mm** an jeder Kante. Damit reduziert sich die Patchlänge auf

**33,08mm - 2 x 0,42mm = 32,24mm**

Als Zugabe folgt noch eine **Prüfung mit dem kostenlosen EM-Simulator „Sonnet Lite“ aus dem Internet**. Ein deutsches und englisches Sonnet-Tutorial, in dem auch ein Patchantennen-Entwurf enthalten ist, gibt es in der Homepage des Autors: [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de).

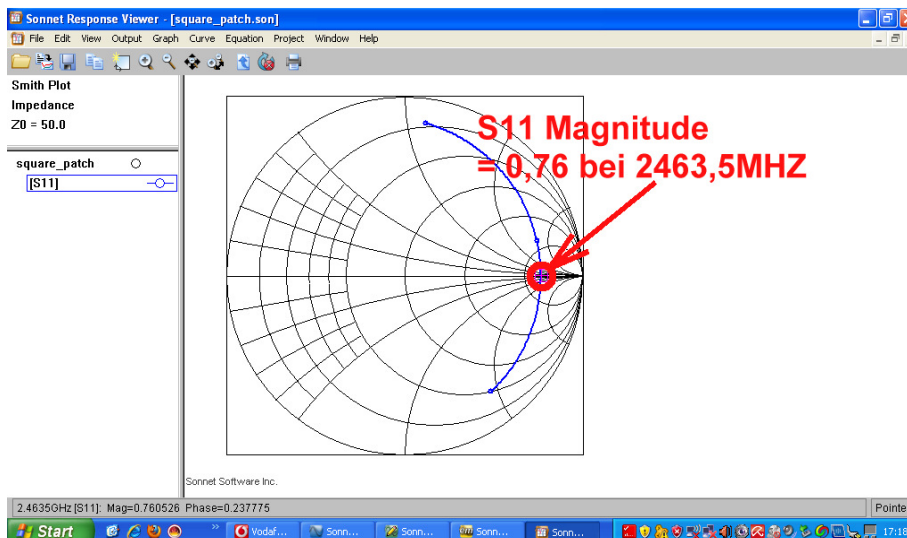




Man kann da nur sagen:

Gar nicht so übel, denn eine Abweichung von 14MHz ist gerade so etwa 0,5%....

Wenn man jedoch den **Strahlungswiderstand** der Antenne wissen will -- da muss PUFF passen! Das ist dagegen ein leichter Fall für das kostenlose Sonnet Lite, denn dort



**muss man nur alle Verluste (im Leiterwerkstoff und im Dielektrikum) auf Null setzen und nochmals simulieren. Was dann als Eingangswiderstand bei Resonanz übrig bleibt, muss der Strahlungswiderstand sein und**

**das Smithchart zeigt das sehr schön.**

Mit einer **S11-Magnitude von 0,76** bei 2463,5MHz kann man nun leicht den an der Patchkante wirkenden Strahlungswiderstand berechnen, denn die Magnitude entspricht dem Reflektionsfaktor „r“.

$$R_{\text{radiation}} = Z \cdot \frac{1+r}{1-r} = 50\Omega \cdot \frac{1+0,76}{1-0,76} = 50\Omega \cdot \frac{1,76}{0,24} = 367\Omega$$

Jetzt muss man noch wissen, dass diese 367Ω die **Parallelschaltung von zwei gleich großen Einzelwiderständen mit je 734Ω** sind, denn wir haben zwei strahlende Schlitze vor uns und zwischen beiden Schlitzen befindet sich eine Lambda-Halbe-Leitung, die den Abschlusswiderstand nicht transformiert.

**Also wirken an jeder Patchkante 734Ω**

...und die müssen wir zusammen mit den Verlusten des Patches irgendwie an 50Ω anpassen....

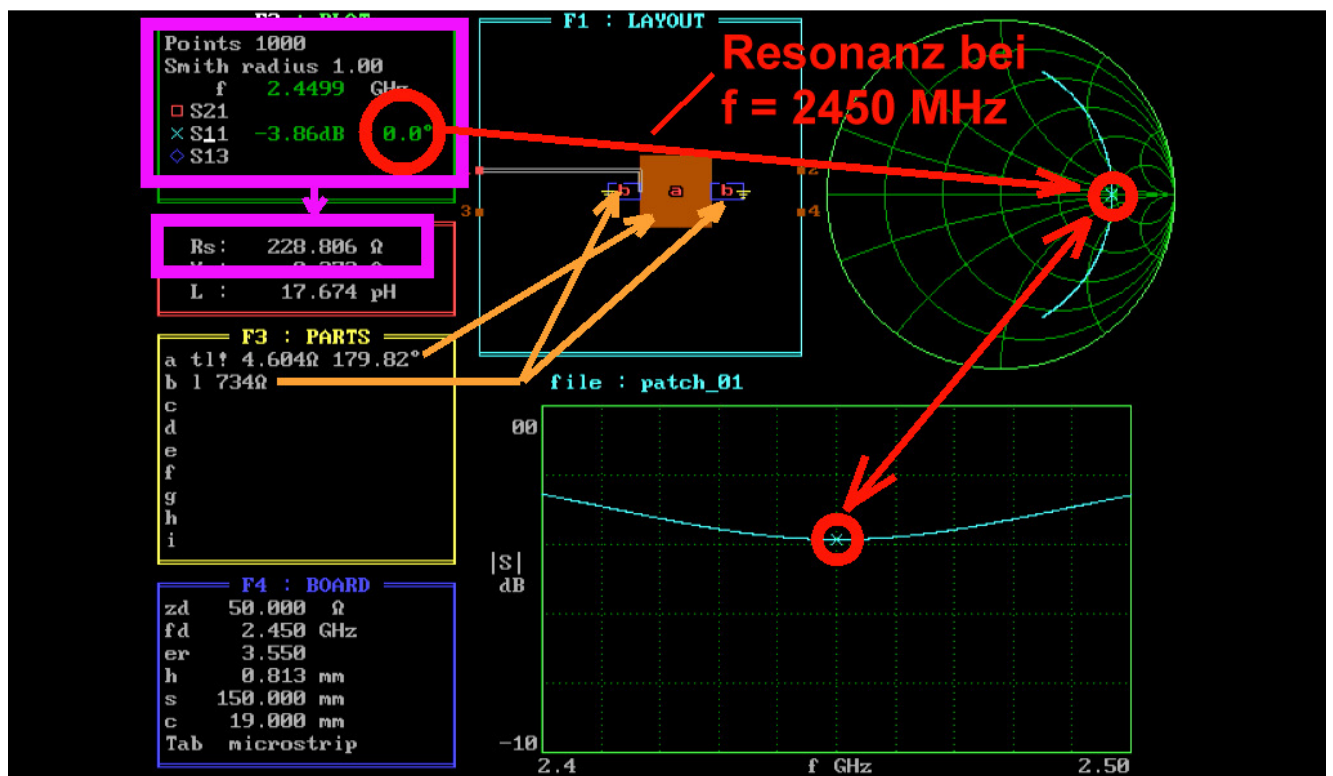
## 6.4.2. Anpassung der Antenne an 50Ω

Da haben wir prinzipiell zwei Möglichkeiten:

- Anpassung mit **einer Lambda – Viertel – Transformationsleitung** und
- Speisung mit einem „**Coaxial Feed**“ von der Platinen-Unterseite her.

### 6.4.2.1. Anpassung mit Lambda – Viertel – Leitung

Fangen wir mit dieser Methode an, denn die kennen wir schon aus Kapitel 4 / Beispiel 2. Dazu brauchen wir aber den Gesamt-Eingangswiderstand des Patches mit den Strahlungswiderständen von **734Ω an jeder strahlenden Kante**. Eine neue Puff-Simulation mit den Leitungsdaten aus dem letzten Kapitel liefert uns diese Information:



Bitte genau hinsehen:

- Die **Strahlungswiderstände von je 734Ω** sind an den strahlenden Patchkanten angebracht.
- Durch das **Ausrufezeichen hinter „t!“ in F3** in der Zeile für die Microstrip-Leitung (...die den Patch darstellt = **t! 4.604Ω 179.82°**) werden auch alle **Verluste des Platinenmaterials in die Simulation einbezogen**.
- Wir sind genau bei der Resonanzfrequenz der Antenne, denn der **Phasenwinkel bei S11 beträgt Null Grad**.
- Führt man nun nach der Simulation **in F2** mit dem Cursor auf die **Zeile für S11** und gibt das **Gleichheitszeichen** ein, so erhält man den **wirksamen Eingangswiderstand bei 2,45GHz zu**

$$R_{IN} = 228.8\Omega$$

Der Wellenwiderstand der Transformationsleitung berechnet sich damit zu

$$Z = \sqrt{50\Omega \cdot 228,8\Omega} = 107\Omega$$

Der erfahrene Experte fängt da gleich an, die Sterne zu runzeln, denn **solch hohe Wellenwiderstände (= mehr als 100Ω) bedeuten bei dünnen Platinen gleich extrem schmale Leiterbreiten der zugehörigen Microstrips.**

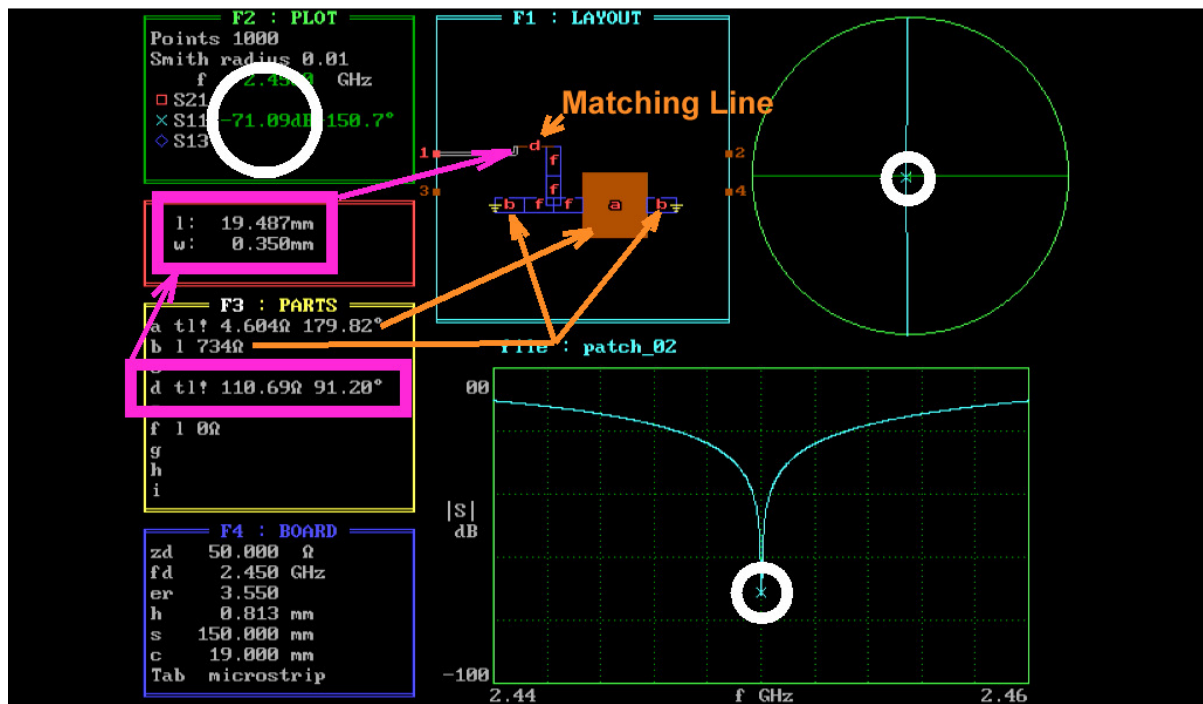


Prüfen wir das einfach nach, schreiben in Feld F3 eine neue Zeile für die Anpassungsleitung mit den Startwerten

**t1 ! 107Ω 90°**

rein und tüfteln in bekannter Weise (= Wert in der Zeile verändern, dann mit dem Gleichheitszeichen prüfen) solange, bis wir bei den geforderten Daten von **107Ω und 90°** gelandet sind.

Das ist bei diesem Ergebnis der Fall -- und das ist dann der Ernstfall (mit einem Smith-Radius von 0,01):



Mit leichten Korrekturen von Wellenwiderstand und Leitungslänge der Transformationsleitung ( $Z = 110,69\Omega$  / Länge = 91,2 Grad) erzielt man **S11 = -71dB bei f = 2,45GHz.**

Die Abmessungen der Transformationsleitung sind dann:

**Länge = 19,49mm / Breite = 0,35mm**

Dabei gilt:

Erstens muss der **Platinenmacher sehr genau arbeiten** - die Genauigkeitsforderung liegt bei **0,01mm**.

Zweitens ist eine solche **dünne Leiterbahn nicht für höhere Sendeleistungen geeignet**.

Drittens müssen wir in Kapitel 6.4.1. / Schritt 6 zurückblättern, denn da hatten wir die Sache mit der **Open End Extension**.

**Um den dort ermittelten Wert von 0,42mm müssen wir unsere Transformationsleitung verlängern, denn genau dieses Stück „liegt im Schatten des Patches“ und ist bei der Transformationsleitung unwirksam! (Die Patchlänge ist dabei um 2 x 0,42mm gekürzt)**

So kommen wir zu den Layout-Daten der Transformationsleitung:

**Länge = 19,49mm + 0,42mm = 19,91mm**

**Breite = 0,35mm**

Und der Patch auf der Platine hat die Maße:

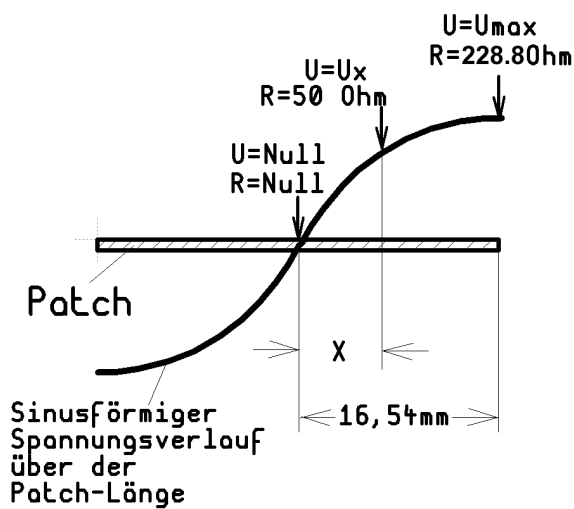
**Länge = 33,08mm – 2x0,42mm = 32,24mm**

**Breite = 33,08mm**

Damit haben wir Möglichkeit a) zur Anpassung abgeschlossen.

### 6.4.2.2. Speisung über einen Coaxial Feed an der Unterseite der Platine -- Mathematische Lösung

Die Möglichkeit b) mit dem **Coaxial Feed** geht von einem **völlig anderen Gedanken** aus und dazu müssen wir in **Kapitel 6.2.** (Grundlagen der Patchantennen) nachsehen. Da gab es folgendes hübsches Bildchen zum Thema „Strom / Spannung / Impedanz“ bei einer Patchantenne“:



Wer genau hinsieht, der erkennt:

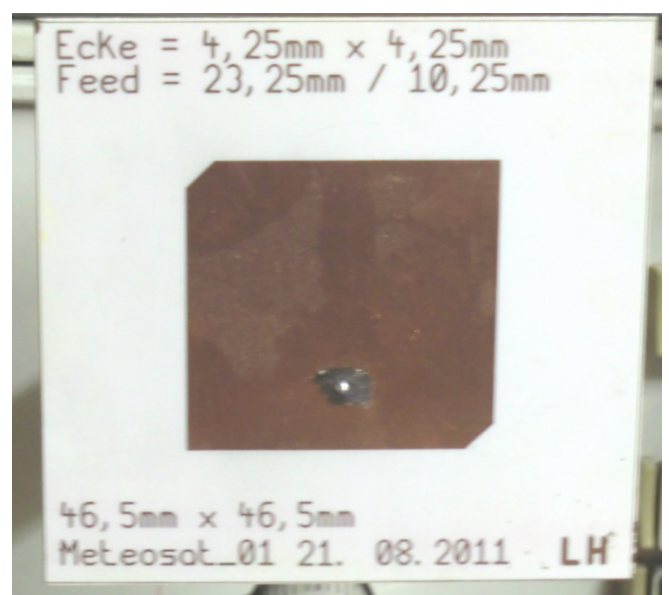
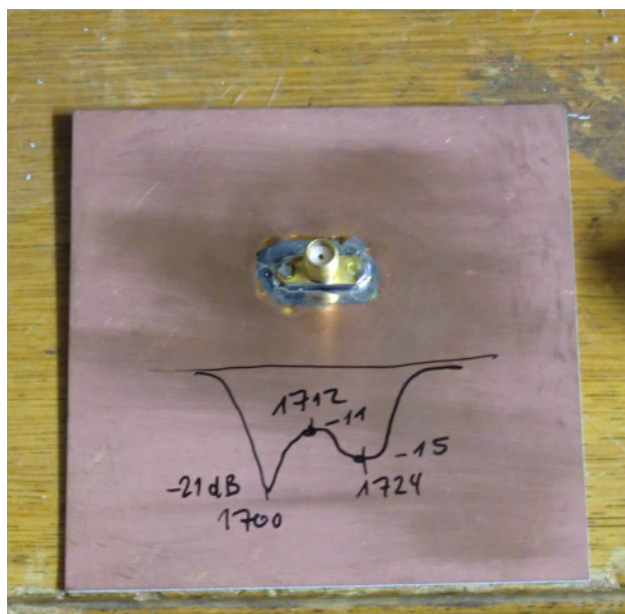
a) In **Patchmitte** ist die Spannung = Null, aber der Strom hat ein Maximum. Also haben wir hier die Impedanz „**Null Ohm**“.

b) An der **strahlenden Patchkante** ist der Strom sehr klein, aber die Spannung hat dort ihr Maximum. Folglich ist an dieser Stelle die **Eingangs-Impedanz hoch** (...bei unserer Antenne waren es ca. **228,8Ω** als **Eingangswiderstand**).

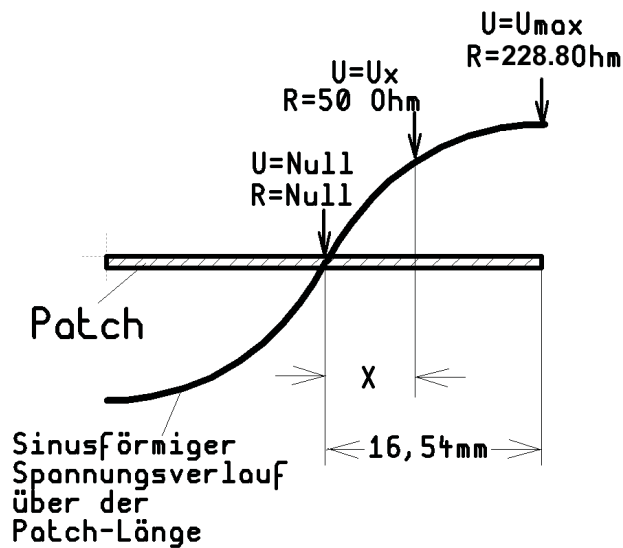
**Logischerweise muss es dann zwischen diesen beiden Punkten eine Stelle geben, die eine Eingangs-Impedanz von exakt 50Ω besitzt!**

Wenn wir dort ein winziges Loch bohren und diesen Punkt („von unten her“) mit dem Innenleiter einer SMA-Buchse verbinden, dann haben wir es geschafft. **Diese SMA-Buchse wird dann auf die kupferkaschierte Unterseite der Patchantenne aufgelötet.**

Die beiden folgenden Bilder einer für Meteosat-Empfang entwickelten Antenne sollen zeigen, wie das genau gemeint ist.



Zur genauen Ermittlung des „**Feedpoints**“ brauchen wir das Bild auf der nächsten Seite:



Eine solche Leitung wirkt gleichzeitig als **Transformator** und da sollten wir uns daran erinnern, dass sich bei ihm die **Widerstände quadratisch mit den Spannungen ändern**.

Also gilt

$$\left(\frac{U_x}{U_{MAX}}\right)^2 = \frac{50\Omega}{228,8\Omega}$$

oder:

$$\frac{U_x}{U_{MAX}} = \sqrt{\frac{50\Omega}{228,8\Omega}} = 0,4675..$$

Dann nützen wir den sinusförmigen Spannungsverlauf und schreiben:

$$\frac{U_{MAX} \cdot \sin\left[\left(\frac{X}{16,54mm}\right) \cdot 90^\circ\right]}{U_{MAX}} = 0,4675... = \sin\left[\left(\frac{X}{16,54mm}\right) \cdot 90^\circ\right]$$

Da gibt es in der Mathematik die „**Arcus Sinus Funktion**“ und mit der holen wir uns (z. B. über den Taschenrechner mit seiner  $\sin^{-1}$  - Taste) den zugehörigen Winkel. Er **beträgt 27,87°** und wir können schreiben

$$\frac{X}{16,54mm} = \frac{27,87^\circ}{90^\circ}$$

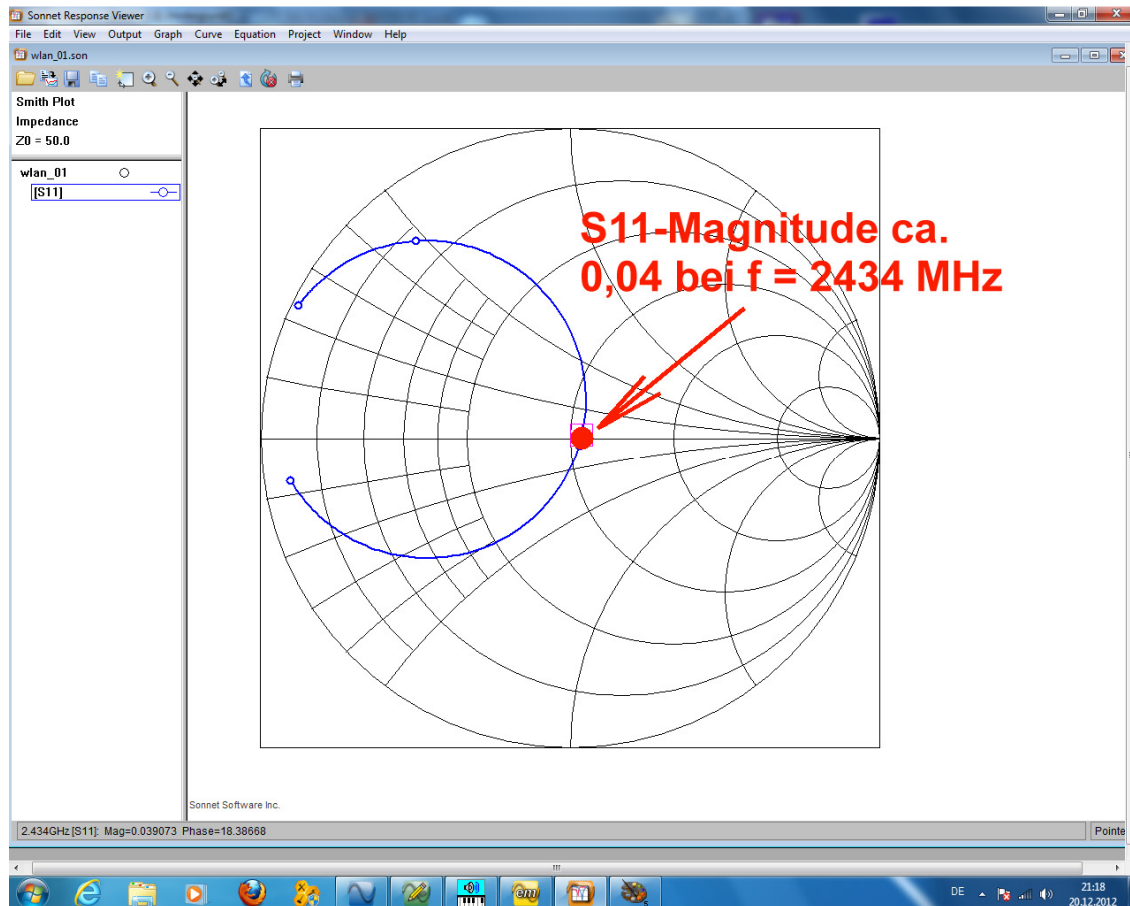
Also brauchen wir eine Bohrung in der Entfernung

$$X = 16,54mm \cdot \frac{27,87^\circ}{90^\circ} = 5,12mm$$

vom **Patch-Mittelpunkt in Richtung der strahlenden Patchkante**.

Man möchte ja nun schon wissen, ob das alles so stimmt und so sein kann. Der exakteste Weg dazu ist natürlich die Herstellung und Vermessung eines Prototyps --- aber das ist auch der teuerste und aufwendigste, und er kann dauern.

Also wurde nochmals die kostenlose EM-Software „**Sonnet Lite**“ aus dem Internet angeworfen und die komplette Antenne mit allen Verlusten simuliert. Einschließlich des Innenleiters der auf der Unterseite angelöteten SMA-Buchse, der als „**Via mit 0,8mm Durchmesser**“ berücksichtigt wurde. Das Ergebnis ist schon faszinierend und höchst erfreulich:



Das Via stellt ja eine Induktivität dar und **erniedrigt deshalb die Resonanzfrequenz**. So liegt sie nun bei 2434 statt bei 2450 MHz, aber die **Magnitude von S11 (= Reflektionsfaktor r) beträgt nur 4%** und das passt doch hervorragend zu unserer PUFF-Arbeit und zu den Überlegungen. Und damit ist es langsam Zeit für einen Prototyp.

Aber: wer bekommt da keine Lust, zusätzlich auch **Sonnet Lite** zu installieren?.... Das kostenlose Tutorial dazu gibt es unter [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de) .....

### 6.4.2.3. Speisung über einen Coaxial Feed an der Unterseite der Platine -- PUFF-Lösung

**Das eben erhaltene Ergebnis wollen wir gleich mit PUFF nachkontrollieren und das geht so:**

Wir **teilen** zunächst einmal gedanklich die Antenne **in der Mitte** (bei Impedanz Null Ohm) und erhalten **zwei gleich lange Leitungsstücke mit derselben Breite** (und damit auch mit demselben Wellenwiderstand von  $4,604\Omega$  -- Siehe Kapitel 6.4.1) sowie identischen Längen von  $33,08\text{mm} / 2 = 16,54\text{mm}$ .

Die **linke Hälfte (von der Patchmitte bis zur linken Patchkante)** wird genau am vorgesehenen **Feedpoint nochmals geteilt** und an diesen Feedpoint **wird Port 1 angeschlossen**.

Das **kurze Stück von der Patchmitte bis zum Feedpoint** erhält zunächst exakt die Länge, wie sie sich im Teil „a)“ als mathematische Lösung ergeben hat, **nämlich 5,12mm**.

Das **restliche Stück vom Feedpoint bis zur linken Patchkante** wird dann  $16,54\text{mm} - 5,12\text{mm} = 11,42\text{mm}$  lang.

**Und jetzt geht es los!**

Die Schaltung im folgenden Bild ist leicht zu durchschauen, denn die drei **Leitungsstücke werden durch „Kurzschlussbrücken“** miteinander verbunden.

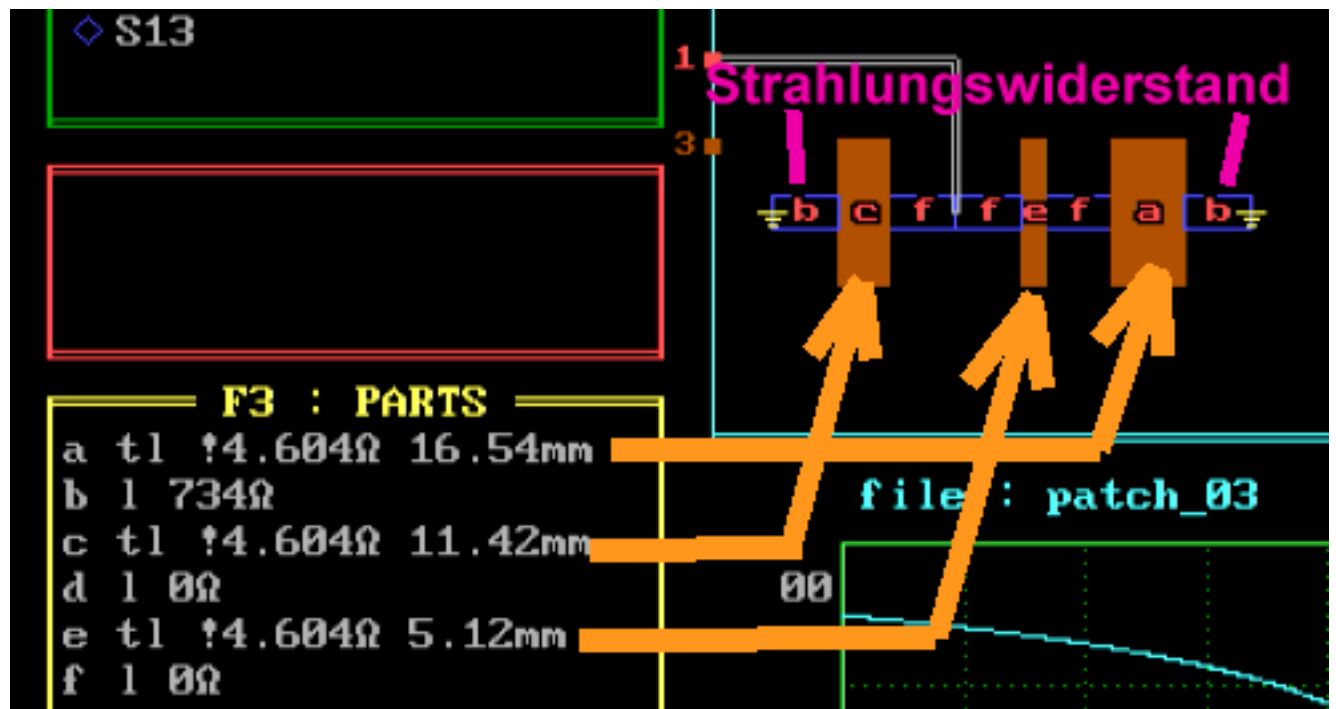
An den **äußersten Patchkanten** ist jeweils der **Strahlungswiderstand mit  $734\Omega$**  angeschlossen.

**Port 1 führt zur Verbindung zwischen linkem und mittlerem Leitungsstück.**

Der Frequenzbereich ist auf **2,44...2,46 GHz eingegrenzt**.

Der **Smithchart-Radius wurde auf 0,02 verkleinert**.

Die in Feld F4 eingestellte Designfrequenz  $f_d$  beträgt **2,45 GHz**





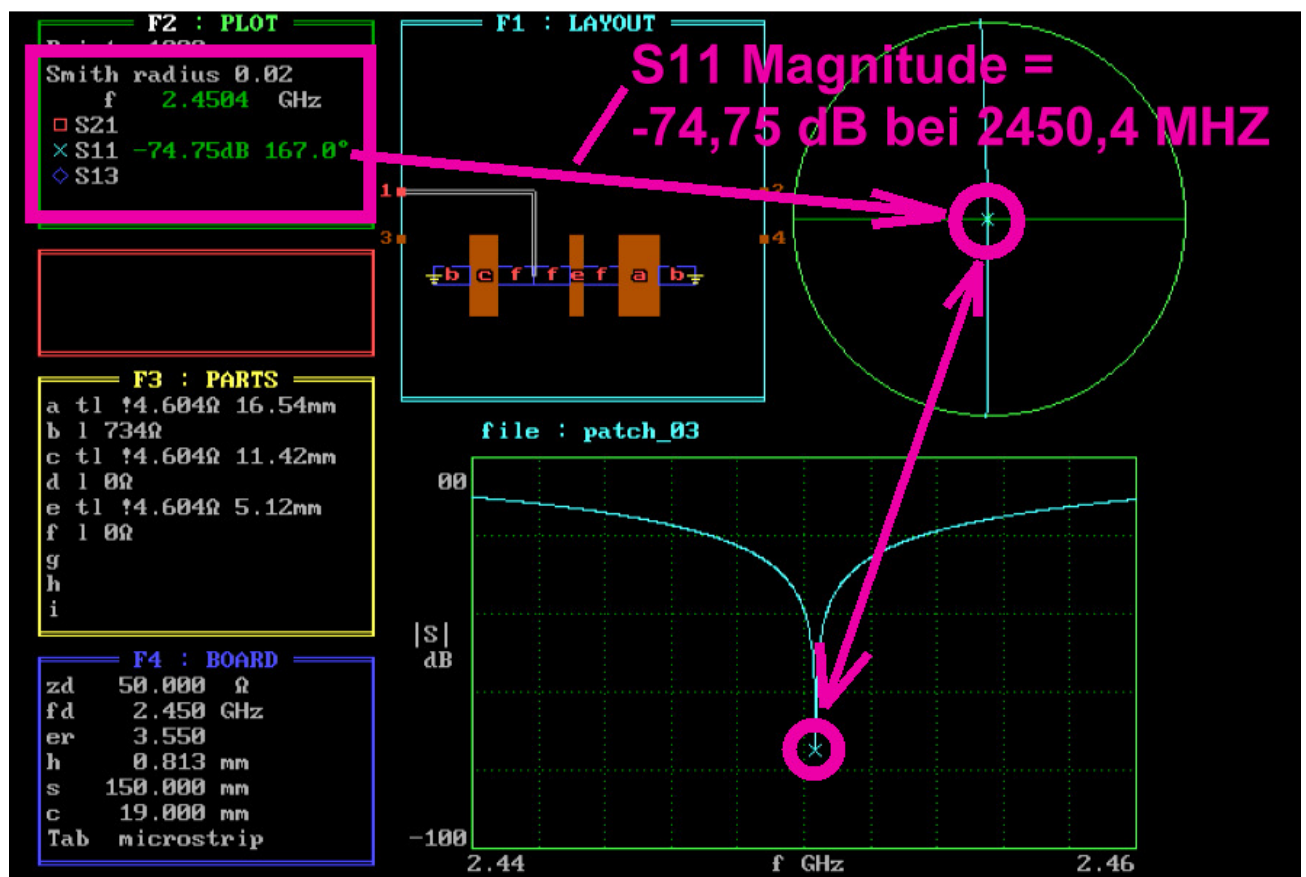
Nun folgen noch einige Tipps für die Optimierungsarbeit:

a) Mit zunehmender Verbesserung der Anpassung sollte man den Smithchart – Radius immer weiter verkleinern, um genau den Verlauf der S11-Kurve analysieren zu können.

b) Verläuft die Kurve **links** vom Smithchart-Mittelpunkt, dann ist der Eingangswiderstand an Port 1 **zu klein**. Dann muss das **mittlere Leitungsstück vergrößert und das linke verkleinert werden**, aber die Summe beider Längen muss weiterhin 33,08mm betragen.

b) Verläuft die Kurve **rechts** vom Smithchart-Mittelpunkt, dann ist der Eingangswiderstand an Port 1 **zu groß**. Dann muss das **mittlere Leitungsstück verkleinert und das linke vergrößert werden**, aber die Summe beider Längen muss weiterhin 33,08mm betragen.

So sieht das Endergebnis aus:



Und nun kommt das Ergebnis der Mühen. Es ist vortrefflich, denn

a) die Resonanzfrequenz stimmt fast genau überein (2450,4 statt 2450 MHz).

b) Der Wert von S11 ist mit -74,75 dB nicht mehr verbesserungsfähig.

(Wer im vorigen Kapitel bei der mathematischen Lösung nachsieht, der findet dort einen Abstand von 5,1mm vom Feedpoint zur Patchmitte. Da kann man nicht meckern...)

### 6.4.3. Bestimmung der Power-Bandbreite

Das ist schwieriger, denn da muss man die S-Parameter heranziehen und in **Leistungen** denken. Die hinlaufende und die rücklaufende Welle werden zwar als Spannungen angegeben, aber in Wirklichkeit sind es Wirkleistungen, die entweder von der Quelle zum Verbraucher laufen (= Incident Wave) oder vom Verbraucher-Eingangsport zurück in Richtung Quelle geschickt werden, wenn die Anpassung nicht stimmt (= Reflected Wave). Lediglich zur besseren Anschaulichkeit werden aus diesen Leistungen die Quadratwurzeln gezogen. So kommt man auf Ausdrücke, die Spannungswerte enthalten!

Wenn man jetzt nach **den Bandgrenzen fragt, bei denen „die von der Antenne abgestrahlte Leistung um 30% zurückgegangen ist“**, muss man zunächst davon ausgehen, dass bei der Resonanz die Reflektion (S11) sehr klein ist und deshalb nahezu keine Leistung zur Quelle zurückläuft. Also haben wir dort eine Abstrahlung von 100% der zugeführten Leistung.

Dann kann man für den Fall der (wegen zunehmender Fehlanpassung am Antenneneingang) um 30% zurückgegangenen abgestrahlten Leistung schreiben:

$$\frac{P_{\text{reflected}}}{P_{\text{incident}}} = \left( \frac{U_{\text{reflected}}}{U_{\text{incident}}} \right)^2 = 0,3 = r^2$$

So erhält man „r“ (= Magnitude von S11) zu  $r = \sqrt{0,3} = 0,55$

**Man fährt deshalb mit dem Cursor auf der S11-Kurve der Antenne entlang, bis ein S11-Wert von 0,55 (= -5,19dB) angezeigt wird und liest die zugehörige Frequenz ab. Das macht man für steigende und für sinkende Frequenz und bildet hinterher die Frequenzdifferenz. Sie ist dann tatsächlich „die Bandbreite, innerhalb der die abgestrahlte Leistung um maximal 30% abnimmt“.**

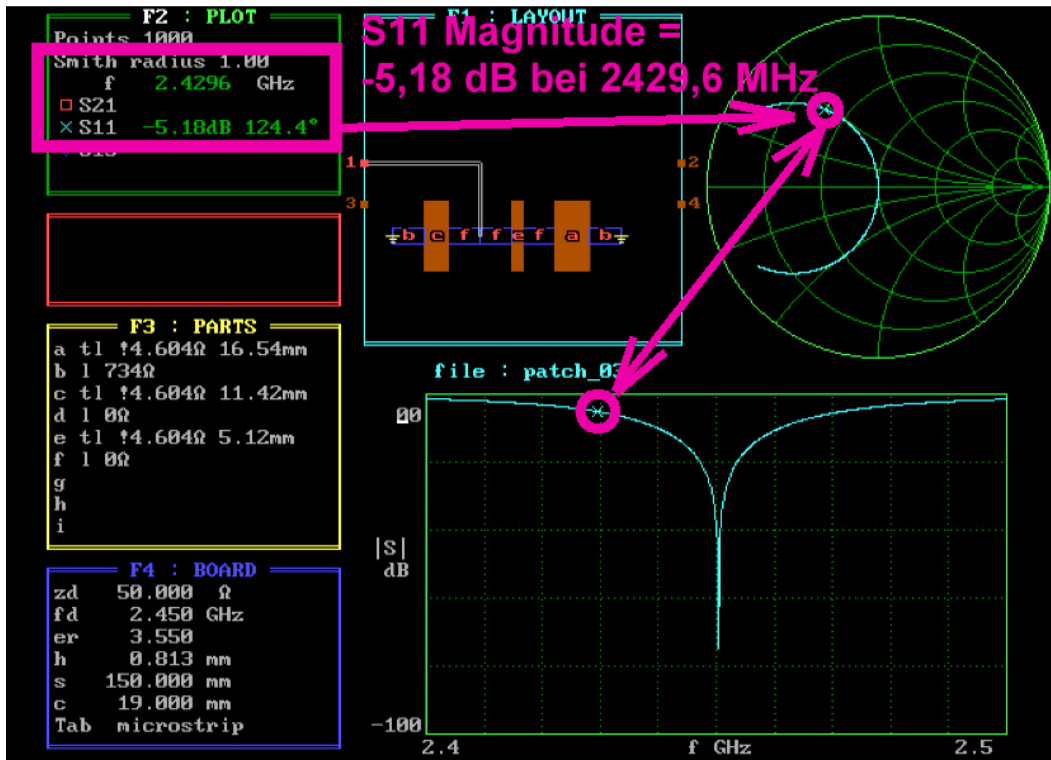
Als **ersten Schritt wandeln wir den S11-Magnitude-Wert von 0,55 in einen dB-Wert um** -- denn diese Darstellung benützt PUFF für seine S-Parameter. Das ergibt:

$$\text{„S11 in dB“} = 20 \times \log r = 20 \times \log 0,55 = \mathbf{-5.19 \text{ dB}}$$

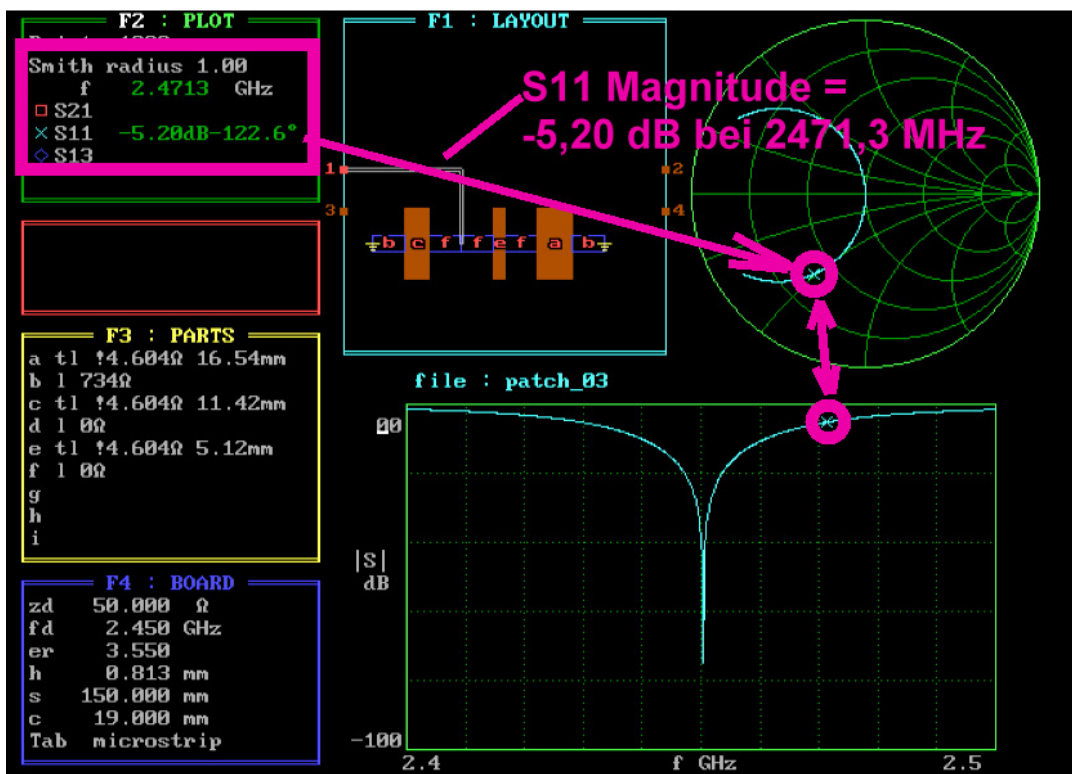
Dann holen wir nochmals das vorhin eingesetzte PUFF-File mit der Anpassung des Patches über einen Coaxial Feed von der Unterseite der Platine her (...Na, hoffentlich haben Sie es korrekt gespeichert...) und stellen unter F2 den **Smithchart-Radius auf r = 1**. **Außerdem brauchen wir eine Frequenzachse beim Plot-Diagramm von 2,4 bis 2,5 GHz..**

Jetzt wird simuliert und anschließend mit der **< Bild runter > - Taste** die bei der Ergebniskurve **markierte Frequenz solange vermindert, bis S11 = -5,19 dB** (...es reichen auch -5,2dB...) angezeigt wird.

So sieht das für abnehmende Frequenz aus:



Und das ergibt sich bei steigender Frequenz:

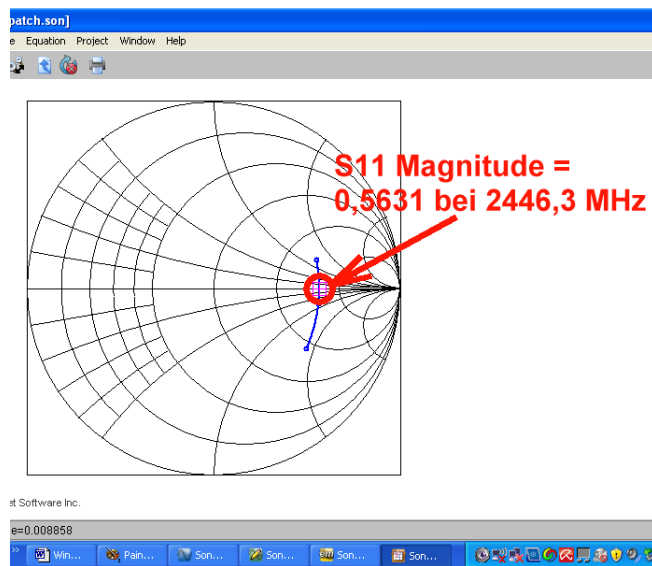


Damit errechnet sich die Bandbreite für einen Leistungsabfall um weniger als 30% zu

$$2471,3 \text{ MHz} - 2429,6 \text{ MHz} = 41,7 \text{ MHz}$$

## 6.5. Eine breitere Antenne für größere Bandbreite

Das WLAN-Band reicht von 2420 bis 2480 MHz und deshalb ist die Bandbreite von 40MHz der entworfenen Antenne etwas knapp. **Also erhöhen wir mal die Breite der Antenne auf 50mm und lassen die elektrische Länge von 33,08mm unverändert.**



Um den Strahlungswiderstand dieses Gebildes zu ermitteln, brauchen wir wieder den kostenlosen EM-Simulator „SONNET LITE“.

Er wird mit dem Patch gefüttert, bei dem die Open End-Extensions von je etwa 0,42mm bereits subtrahiert sind (...ergibt ca. 50mm x 32,24 mm bei der Fläche) und die **Simulation der Eingangsreflektion S11 ohne Metall- oder dielektrische Verluste** liefert dieses Bild.

Daraus können wir wieder den Strahlungswiderstand nach der bekannten Beziehung berechnen:

$$R_{\text{Radiation}} = 50\Omega \cdot \frac{1 + 0,5631}{1 - 0,5631} = 178,9\Omega$$

Damit gehen wir in die PUFF-Simulation und bringen an unserem Patch (= Microstrip-Leitung mit 50mm Breite und 180 Grad elektrischer Länge) jeweils den **doppelten Widerstandswert von 357,8Ω an jeder strahlenden Patchkante an.**

Wir **teilen wieder** zunächst einmal die Antenne **gedanklich in der Mitte** (bei Impedanz Null Ohm) und erhalten **zwei gleich lange Leitungsstücke mit derselben Breite** (und damit auch mit demselben Wellenwiderstand von 4,604Ω -- Siehe Kapitel 6.4.1) sowie identischen Längen von **33,08mm / 2 = 16,54mm.**

Die **linke Hälfte (von der Patchmitte bis zur linken Patchkante)** wird genau am vorgesehenen **Feedpoint nochmals geteilt** und an diesen Feedpoint **Port 1 angeschlossen.**

Das **kurze Stück von der Patchmitte bis zum Feedpoint** erhält zum **Start** exakt die Länge wie beim quadratischen Patch, **nämlich 5,12mm**

Das **restliche Stück vom Feedpoint bis zur linken Patchkante** wird dann **16,54mm – 5,12mm = 11,42mm lang.**

### Und jetzt geht es los!

Die drei **Leitungsstücke** werden durch „Kurzschlussbrücken“ miteinander verbunden.

An den **äußersten Patchkanten** ist jeweils der **Strahlungswiderstand mit 357,8Ω** angeschlossen.

**Port 1** führt zur **Verbindung zwischen linkem und mittlerem Leitungsstück.**

Der Frequenzbereich ist auf **2,44...2,46 GHz** eingegrenzt.

Der **Smithchart-Radius** wird zuerst auf **r = 1** eingestellt und mit zunehmender **Verbesserung** bis auf **0,01** verkleinert.

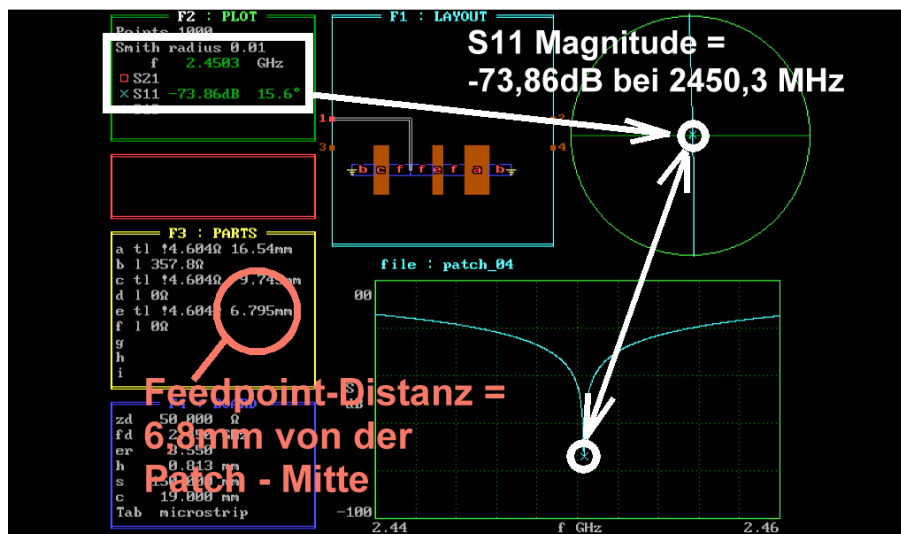
Die in Feld F4 eingestellte Designfrequenz  $f_d$  beträgt **2,45 GHz.**

**Und nun beginnt das alte Spiel: simulieren / Anpassung prüfen / eines der beiden linken Leitungsstücke verlängern und dann das zweite linke Leitungsstück um denselben Betrag kürzen, damit die Summe weiterhin 16,54mm beträgt / simulieren / Anpassung prüfen.... Und immer daran denken:**

a) Mit zunehmender Verbesserung der Anpassung sollte man den Smithchart – Radius immer weiter verkleinern, um genau den Verlauf der S11-Kurve analysieren zu können.

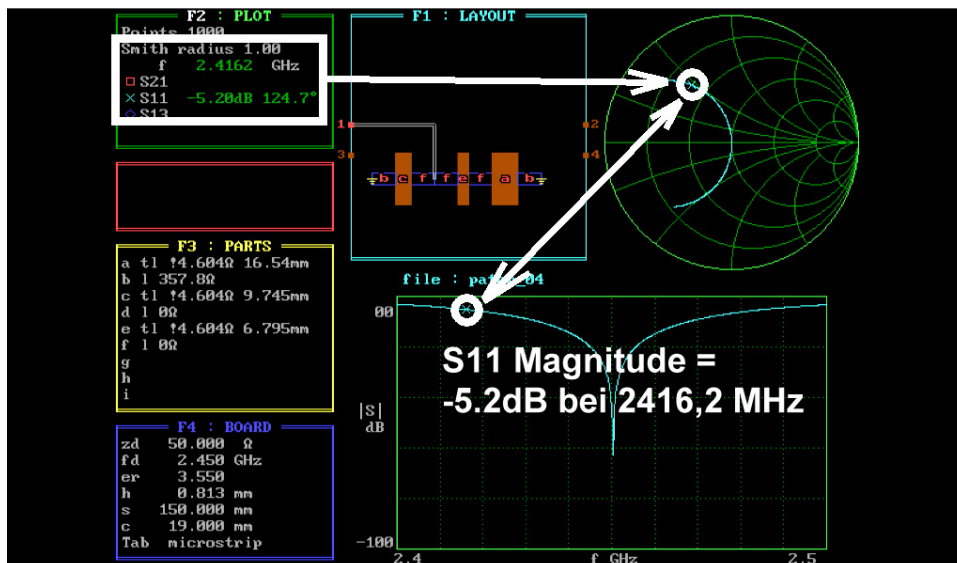
b) Verläuft die Kurve **links** vom Smithchart-Mittelpunkt, dann ist der Eingangswiderstand an Port 1 **zu klein**. Dann muss das **mittlere Leitungsstück vergrößert** und das **linke verkleinert** werden, aber die Summe beider Längen muss weiterhin 33,08mm betragen.

b) Verläuft die Kurve **rechts** vom Smithchart-Mittelpunkt, dann ist der Eingangswiderstand an Port 1 **zu groß**. Dann muss das **mittlere Leitungsstück verkleinert** und das **linke vergrößert** werden, aber die Summe beider Längen muss weiterhin 33,08mm betragen.



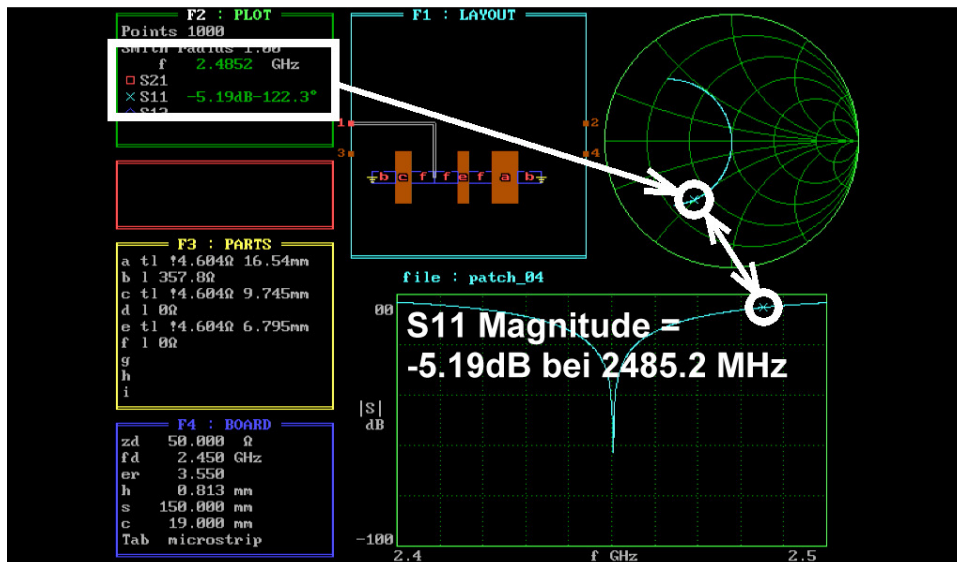
Aus der F3 - Teilleiste können wir nun entnehmen, dass der Feedpoint etwa 6,8 mm links von der Patchmitte liegt und dort die SMA-Buchse angeschlossen werden muss.

Nun interessieren natürlich noch die beiden Grenzfrequenzen für ein Absinken der abgestrahlten Leistung um 30%, denn dazu gehört ein S11 von – 5,2dB.



Dieses Bild für die untere Grenzfrequenz kennen wir ja schon im Prinzip und es liefert uns den Wert

**f = 2416,2 MHz**



Und wenn die obere Grenzfrequenz **f = 2485,2 MHz**

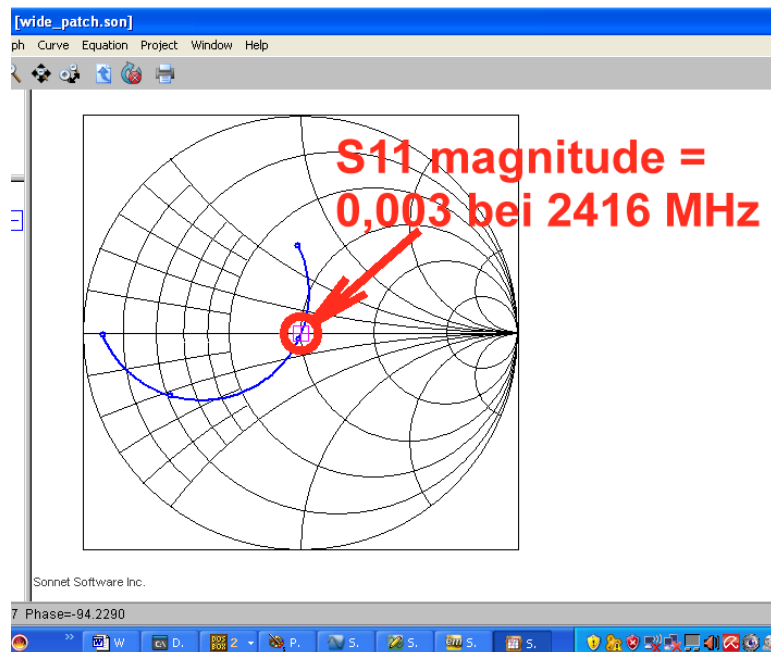
beträgt, dann weist diese Antenne eine

## Power-Bandbreite von 2485,2MHz – 2416,2MHz = 69MHz

auf. Das reicht für das WLAN – Band.

Man möchte ja nun schon wissen, ob das alles so stimmt und sein kann. Der exakteste Weg dazu ist natürlich die Herstellung und Vermessung eines Prototyps --- aber das ist auch der teuerste und aufwendigste, und er kann dauern.

Also wurde nochmals die kostenlose EM-Software „**Sonnet Lite**“ aus dem Internet angeworfen und die komplette Antenne mit allen Verlusten simuliert. Einschließlich des Innenleiters der auf der Unterseite angelöteten SMA-Buchse, der als „**Via mit 0,8mm Durchmesser**“ berücksichtigt wurde. Das Ergebnis ist schon faszinierend und höchst erfreulich:



**Das Via stellt eine Induktivität dar und erniedrigt deshalb die Resonanzfrequenz.** So liegt sie nun bei 2416 statt bei 2450 MHz, aber die **Magnitude von S11 (= Reflektionsfaktor r) beträgt nur 0,003 und das bedeutet perfekte Anpassung.** Also wird es langsam Zeit für einen Prototyp.

Aber da kommt nochmals dieselbe Frage:

Wer bekommt da keine Lust, zusätzlich auch **Sonnet Lite** zu installieren? Das kostenlose Programm gibt es im Internet unter <http://www.sonnetsoftware.com/products/lite/> und man sollte sich gleich nach der Installation registrieren lassen. Dann wird als Belohnung der Registrierung die maximale Größe des belegten

Arbeitsspeichers von 1 MB auf 32 MB erhöht (und damit wurden auch die hier aufgeführten Sonnet-Beispiele simuliert).

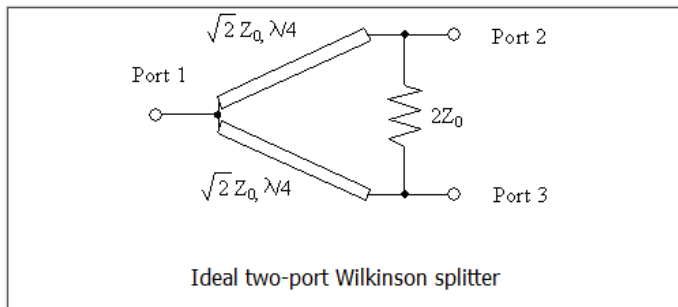
Und ein kostenloses Sonnet Lite - Tutorial gibt es unter [www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)

## 7. Der Wilkinson-Divider

### 7.1. Aufgabe und Aufbau

Der Wilkinson-Divider splittet das Eingangssignal in zwei gleichgroße und phasengleiche Anteile auf. Das geschieht mit HF-Leitungen und deshalb weist er im Idealfall (außer den 3dB wegen der Leistungsteilung) keine weiteren Zusatzverluste als evt. Leitungsdämpfungen auf.

Seine wichtigste Zusatzeigenschaft ist **aber die komplette Isolation der beiden Ausgangsports voneinander. Zwar alles nur in einem engen Frequenzbereich** -- aber immerhin...



Im Internet (z. B. in Wikipedia) findet man dieses Bild mit der Prinzipschaltung und das lässt sich natürlich leicht in PUFF aufbauen und testen. Auch die Werte der erforderlichen Bauteile sind aus dieser Skizze gut zu entnehmen. Wir brauchen für ein 50Ω-System:

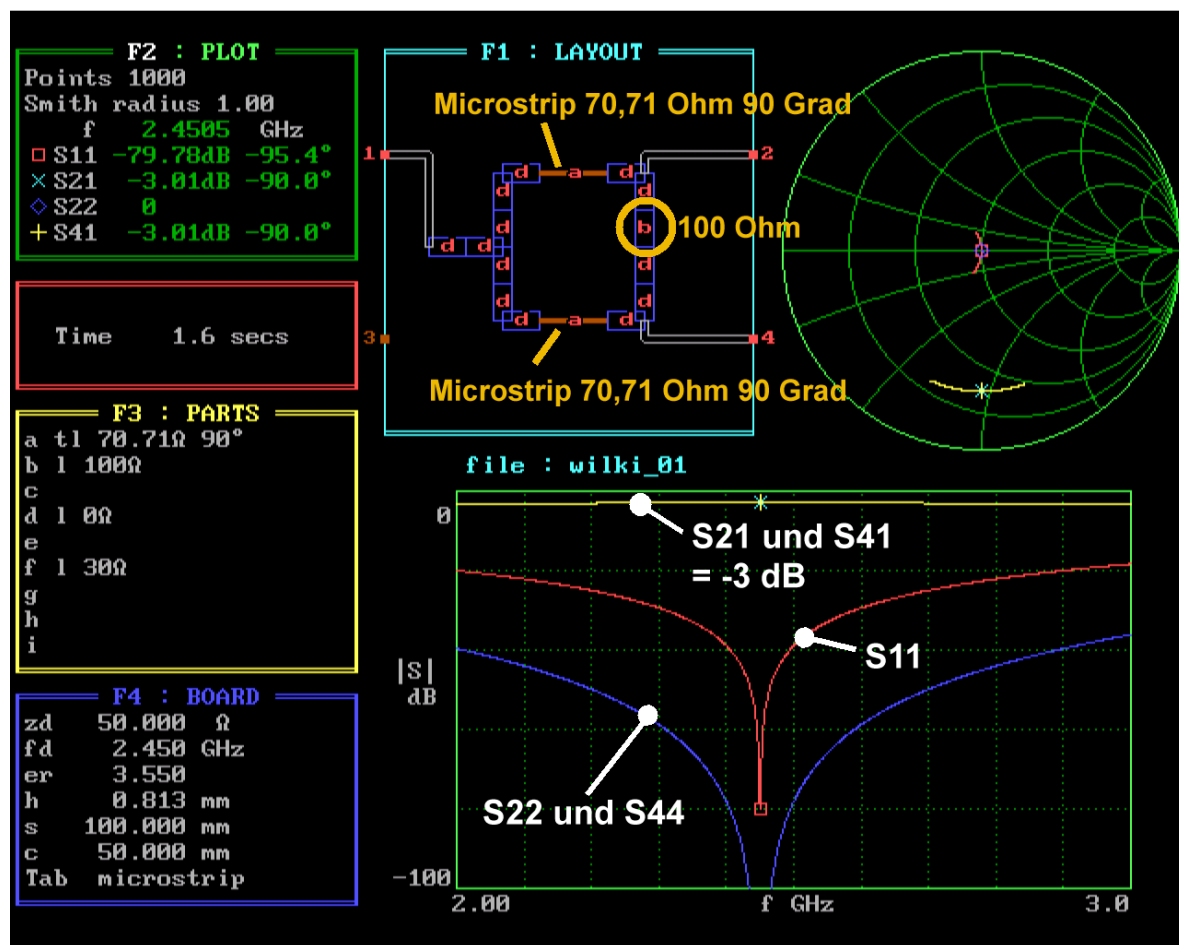
a) **Zwei HF-Leitungen (meist: Microstrips)** mit einem Wellenwiderstand von

$Z = \sqrt{2} \cdot 50\Omega = 70,71\Omega$  und einer elektrischen Länge von  $90^\circ$  bei der Mittenfrequenz und

b) einen **Widerstand** mit  $2 \times Z = 2 \times 50\Omega = 100\Omega$

### 7.2. Beispiel: ein Wilkinson-Divider für $f = 2450\text{MHz}$

Wir verwenden unser übliches Substrat (Rogers RO4003 / 32mil = 0,813mm dick / 35μm Kupfer / 2μm Oberflächenrauigkeit) und wählen eine Designfrequenz von 2450 MHz (= WLAN-Band).



Das obige Bild zeigt die Simulation der idealen Schaltung und man erkennt gut folgende Eigenschaften:

a) Die Dämpfung des Signal vom Eingang „1“ zu den beiden Ausgängen „2“ und „4“ beträgt, wie gefordert, 3dB

b) Der Eingang und beide Ausgänge sind exakt bei 2450MHz reflektionsfrei (S11 = fast -80dB, S22 und S44 kleiner als -100dB).

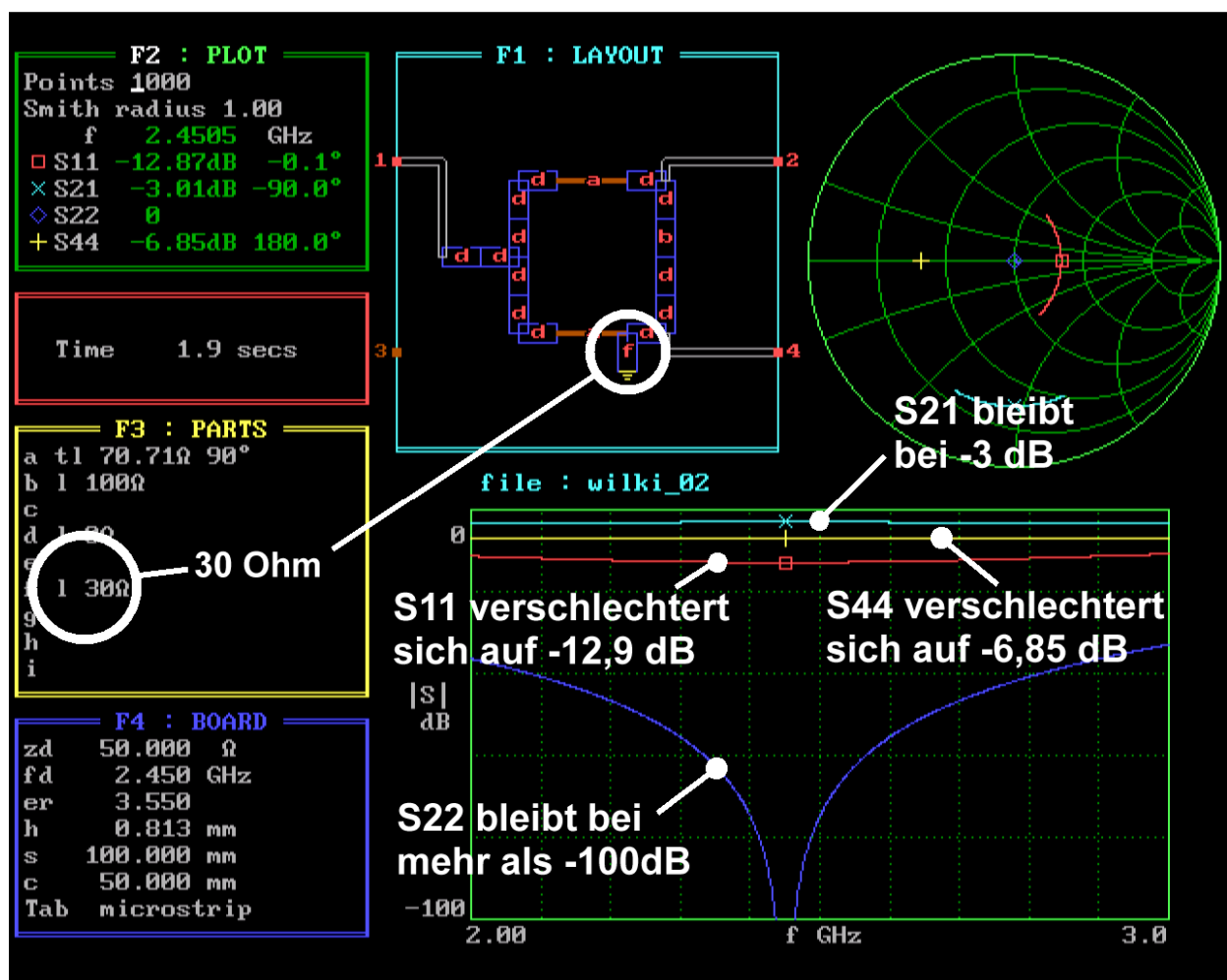
**Aufgabe:**

Simulieren Sie zur Abwechslung auch mal die „Verkopplungen der beiden Ausgänge untereinander“ = die S-Parameter S42 und S24.

Ergebnis: beide Parameter liegen fast genau beim Wert von S11, also bei etwa -80dB.

Jetzt wird es interessant:

Wir belasten einen Ausgang (z. B. Port 4) mit einem zusätzlichen Widerstand von 30Ω und prüfen, welche Parameter sich dadurch ändern:



Folgen:

a) Am Port 2 ändern sich die Eigenschaften nicht -- S21 und S22 bleiben bei ihren alten Werten.

b) S11 wird wegen des Fehlabschlusses an Port 4 nun schlechter, ebenso wie S44.

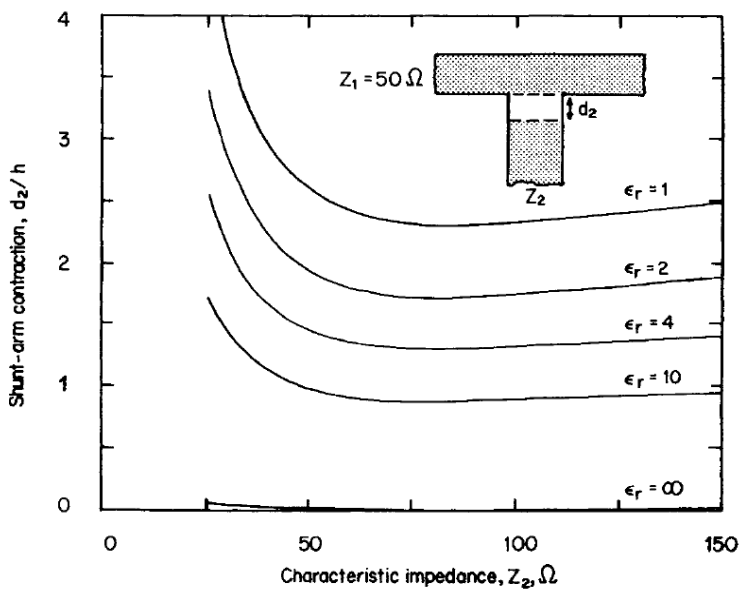
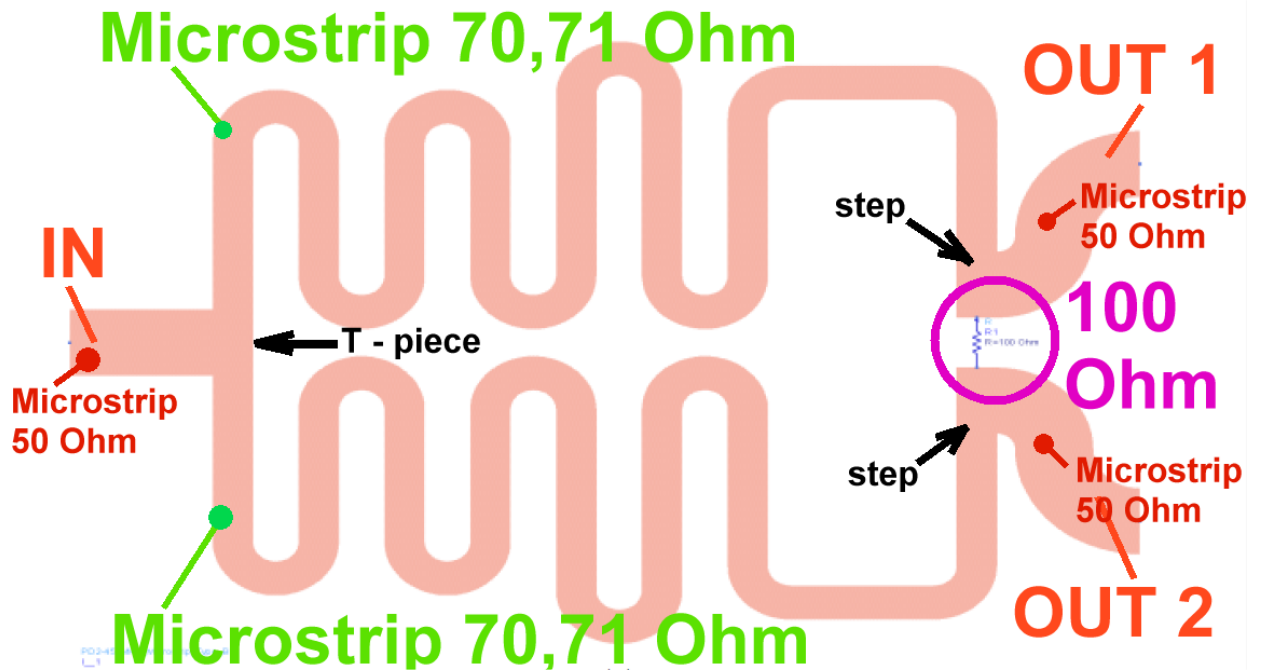


### 7.3. Probleme bei der Umsetzung in ein Layout

Dazu soll uns folgendes Bild aus einer Veröffentlichung im Internet weiterhelfen

(Quelle: International Journal of Engineering & Technology Vol:12 No:06, December 2012: "Design and Implementation of 2-Way Wilkinson Power Divider at Intermediate Frequency 456MHz using FR4 Substrate"):

Darin sind alle in der Praxis auftretenden Designprobleme eingetragen:



a) Beim **Eingang** verzweigt sich eine 50Ω-Microstrip-Line in zwei 70,71Ω-Microstrips. Diese „T-Verzweigung“ muss sorgfältig korrigiert werden, da auch hier der Strom, „wenn er um die Ecke biegt“, nicht die komplette Leiterbahnbreite ausfüllt. **Auch für diese Korrektur gibt es ein hübsches Diagramm im PUFF-Handbuch (Seite 36).**

Figure 7.3 The shortening of the shunt arm of a microstrip tee, given by (7.4). The length correction for the shunt arm should be *positive*.

b) Bei jedem Ausgangsport haben wir den **Übergang von 70,71Ω auf 50Ω**. Aber diesmal stoßen die beiden **Leitungen rechtwinklig aufeinander**...

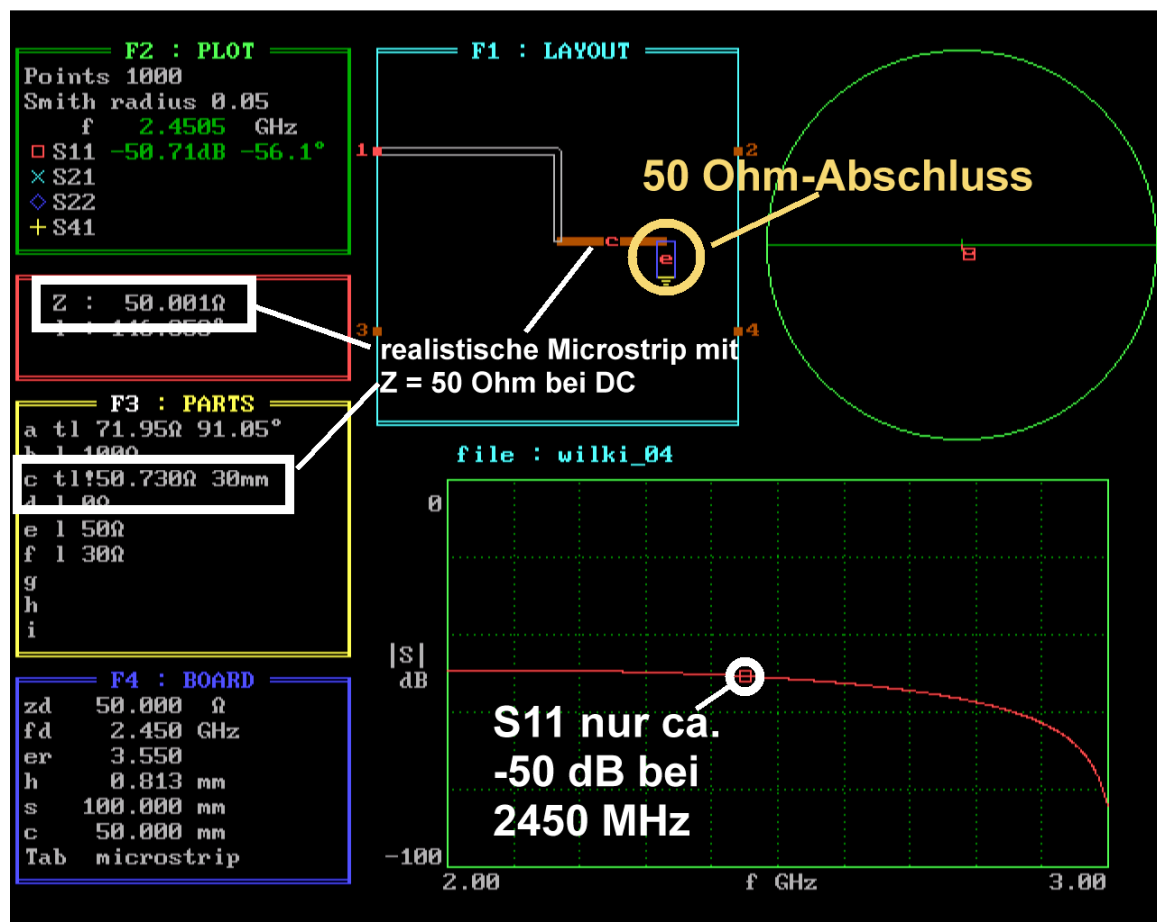
c) Jede der beiden Transformationsleitungen mit einer **elektrischen Länge von 90 Grad** hat bei tieferen Frequenzen eine **beträchtliche mechanische Länge**. Da muss man dann unter Umständen plötzlich einen „Gartenschlauch“ oder eine „Ringelnatter“ verlegen, um mit der **Platinenlänge auszukommen** (...im Normalfall reicht es, einen Kreis aus den beiden Leitungen zu formen).

d) Und die beiden Leitungen müssen **so geschickt auf der Platine verlegt werden, dass der 100Ω-Widerstand** am Ende noch problemlos angeordnet werden kann.

Um mit PUFF möglichst viele Probleme vorab zu lösen, geht man in mehreren Schritten vor.

### 1. Schritt:

Man sieht für den Eingang sowie die beiden Ausgänge 50Ω-Microstrip-Leitungen vor, deren Wellenwiderstände möglichst exakt für diese Frequenz (mit der „advanced modelling Funktion“) auf diesen Wert gebracht werden. Dazu erstellt man sich folgende Testschaltung zur Optimierung:

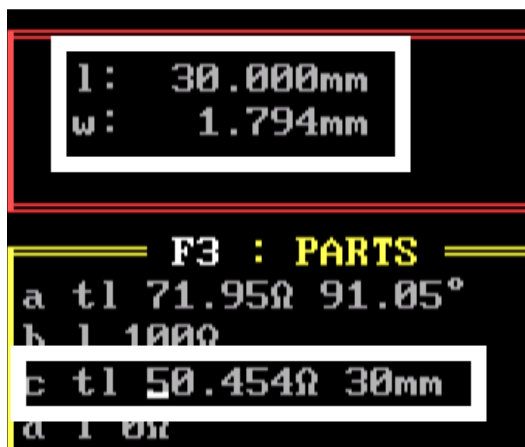
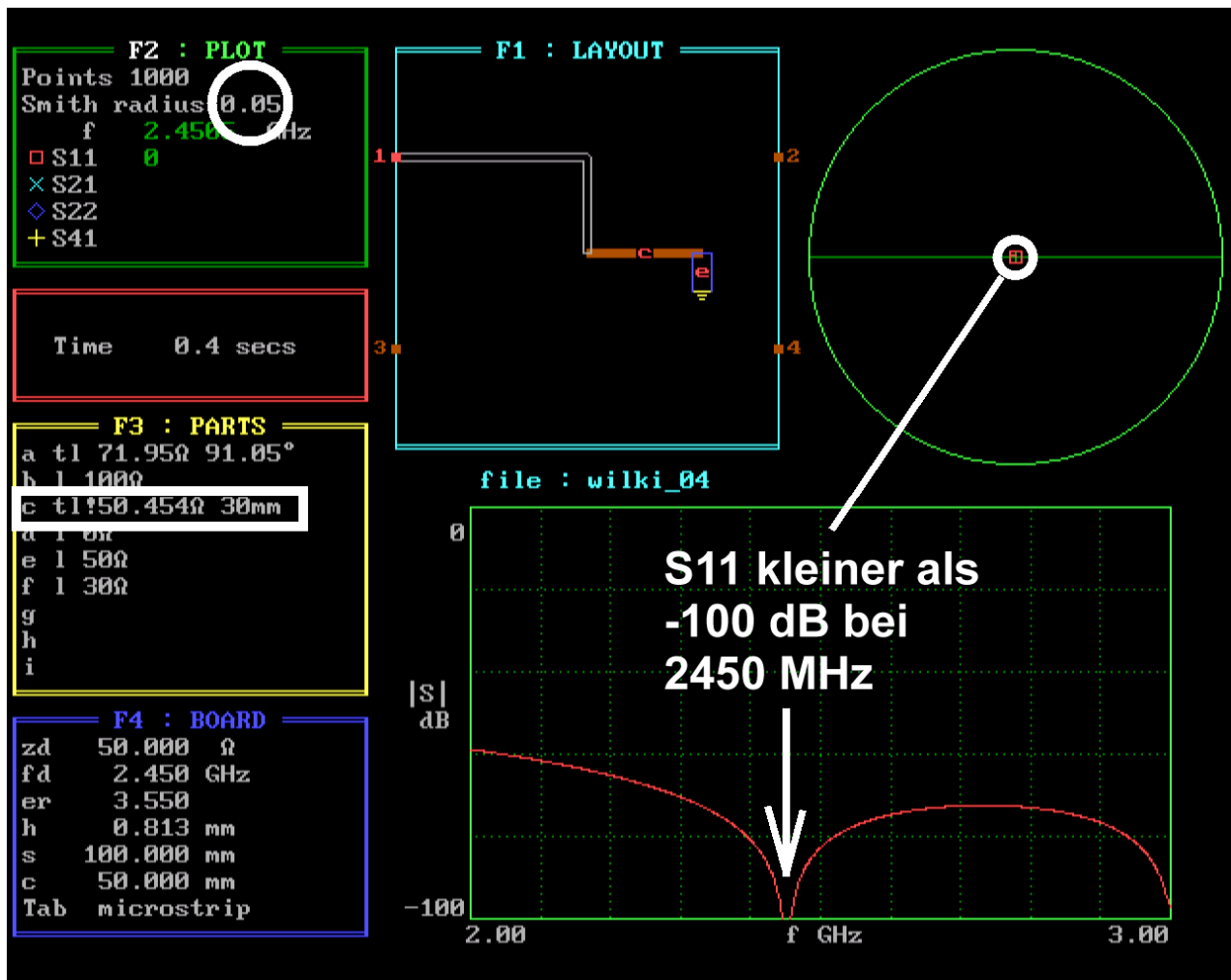


Man schließt ein solches Leitungsstück (gewählte Länge = 30mm) mit den korrekten 50Ω ab und simuliert S11 von 2,4 bis 2,5GHz. Setzt man nun in F3 das schon bekannte Ausrufezeichen hinter „t1“ und drückt das Gleichheitszeichen, dann sieht man im Dialogfenster sehr schön die noch verbleibende Abweichung von 50Ω. Die wird beseitigt und in F2 nochmals simuliert -- sie ergibt das obige Bild. Wie erwartet, zeigt die **realistische Modellierung genau die bekannte Frequenzabhängigkeit des Wellenwiderstandes und da hilft nur: tüfteln...**

**Wenn man jedoch genau auf den S11-Verlauf schaut, dann erkennt man nämlich bei 3GHz eine „Nullstelle“ und die lässt sich durch winzige Veränderung des Wellenwiderstands-Wertes in F3 genau auf 2,45GHz legen!**

Dazu sollte man auch den Smith-Radius auf  $r = 0,05$  verkleinern.

So sieht das Ziel aus:



Der letzte Schritt ist die Ermittlung der erforderlichen Leiterbahn-Breite im Layout und sie lautet:

$$w = 1,79\text{mm}$$

(Werte auf der dritten Stelle nach dem Komma müssen wir auf- oder abrunden, denn da stößt der Platinenmacher an seine Grenze)

Und dasselbe Spiel treiben wir bei den beiden Transformationsleitungen.

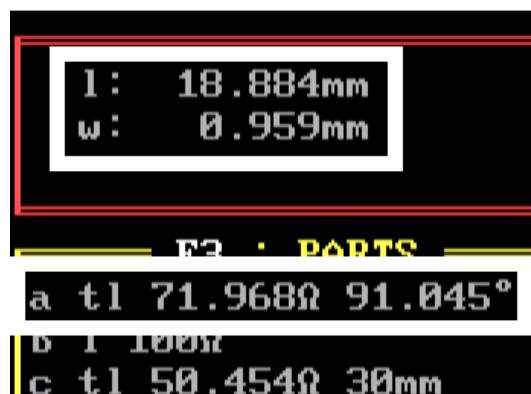
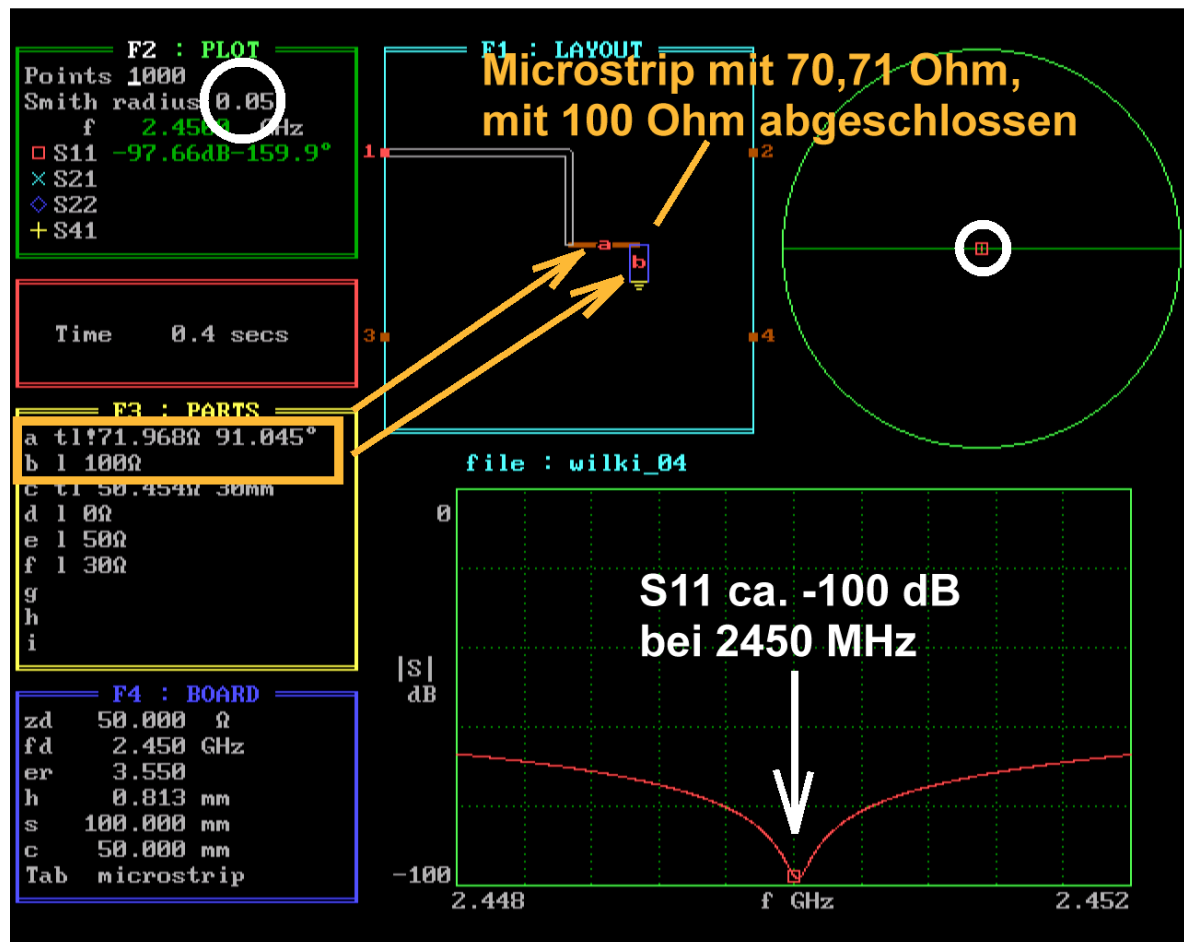
## 2. Schritt:

Die beiden anderen Microstrips stellen **Transformationsleitungen** dar, die einen Widerstand von **100Ω auf 50Ω bringen sollen**. Also bauen wir uns exakt eine solche Schaltung auf und wiederholen das Spiel (mit realistischer Modellierung) solange, bis wir wieder die **kleinste Reflektion bei 2450MHz** erhalten.

### Achtung:

Diesmal ist aber die Leitungslänge ebenfalls zu optimieren, denn wir brauchen genau 90 Grad bei 2,45GHz...

**Dazu sollte man sich mit fortschreitender Verbesserung den dargestellten Frequenzbereich immer mehr eingrenzen. Im Endzustand waren es nur noch +2MHz um 2450MHz herum.**



Besser geht es nicht mehr und deshalb folgen nun die Daten:

Es ist bei jeder Leitung eine

**Länge von 18,88mm und eine Breite von 0,96mm**

im Layout erforderlich.

Jetzt sollte man ein Layout erstellen und die erste Musterplatine fertigen, denn an den Leiterbreiten wird sich nichts mehr ändern. Nur die „discontinuities“ beim Zusammentreffen der unterschiedlichen Leiterbreiten werden noch Längskorrekturen erforderlich machen.

## 8. Ein „Edge Coupled Microstrip Bandpass Filter“

### 8.1. Was steckt dahinter?

Diese Filterschaltung verwendet **„gekoppelte Leitungspaare“** mit einer elektrischen Länge von ca. 90 Grad, die in Reihe geschaltet werden. Damit lassen sich Bandpass-Filter verwirklichen. Der Entwurf und die Dimensionierung solcher Schaltungen erfordert jedoch einen beträchtlichen Aufwand -- und da sollte man sich nach Möglichkeit das Leben leichter machen. Deshalb stehen uns grundsätzlich drei Wege zur Verfügung:

a) Wer sehen möchte, wie aufwendig der direkte Entwurf ist, der gehe auf die PUFF-CD, wechsele in den Ordner **„PUFF\_Tutorial\_und\_Informationen\_Deutsch“** und darin in **„PUFF\_UKW\_Berichte\_Artikel\_Kraus“**. Darin gibt es einen vollständigen Scan der Artikelreihe **„Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen mit PUFF“**. In **„part\_05“** ist diese **komplette Entwurfsprozedur bis ins letzte Detail beschrieben**.

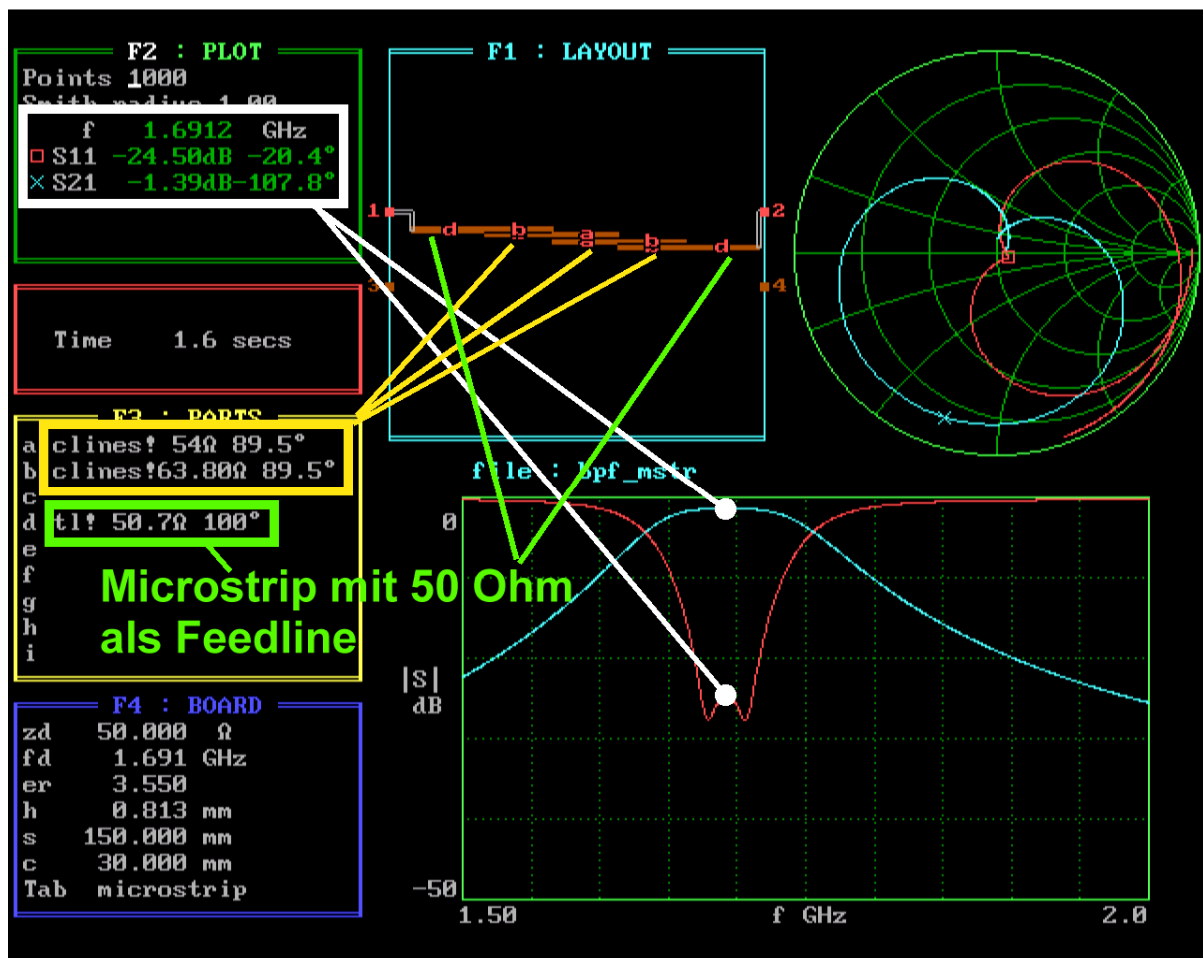
Aber das wollen wir uns wirklich ersparen, denn das ist (süddeutsch formuliert!) eine Viecherei....

b) Auf der PUFF-CD wird im Ordner **„Installationsfiles“** auch ein fertig entwickelter **Microstrip-Bandpass für 1691MHz (= Meteosat – „Automatic Picture Transmission“ – Frequenz)** mitgeliefert. Den wollen wir uns laden, ansehen und für andere Frequenzen umfunktionieren. Auch ein anderes Platinenmaterial soll dabei probeweise (und zur Demonstration) zum Einsatz kommen.

c) Und am Ende versuchen wir, die Entwicklungsprozedur nach a) durch **Fundsachen aus dem Internet** wesentlich zu erleichtern und abzukürzen.

### 8.2. Spielereien mit dem Musterbandpass „BPF\_MSTR.PUF“

Der wird gleich mal geladen, dann auf F2 geschaltet und mit **< q >** simuliert:



Werfen wir zuerst einen Blick in **Feld F4**:

Wir arbeiten mit Rogers RO4003-Material, das die folgenden Daten besitzt:

**Dicke = 32mil = 0,813mm / Kupferauflage = beidseitig 35µm / Oberflächenrauigkeit = 2µm / Dielektrizitätskonstante = 3,55 / Verlustfaktor = loss tangent = lt = 0,002**

Die Schaltung beginnt mit einer 50Ω-Speiseleitung (= feedline) und darauf folgt das Leitungspaar „a“ mit einem „EVEN“-Widerstand von 54Ω. Normalerweise ist in dieser Zeile noch die Angabe des ODD-Widerstandes nötig. Wird sie weggelassen, dann berechnet PUFF den zugehörigen „ODD“-Widerstand automatisch über die Formel

$$Z^2 = Z_{\text{EVEN}} \cdot Z_{\text{ODD}} = (50\Omega)^2$$

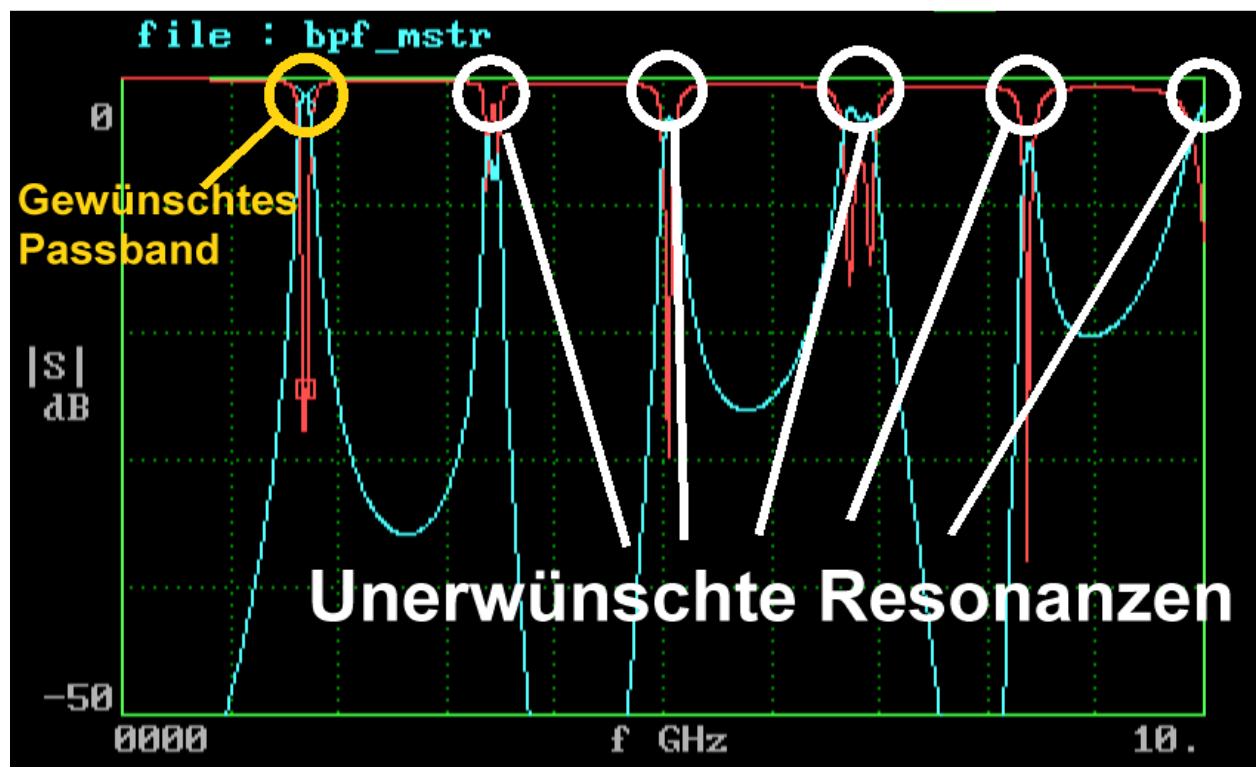
Die elektrische Länge der Leitungspaare beträgt immer ca. 90 Grad.

In der Mitte befindet sich ein gekoppeltes Leitungspaar mit dem **EVEN-Widerstand von 63,8Ω** und ebenfalls etwa 90 Grad als elektrischer Länge.

Dann wiederholt sich das Ganze: nochmals die gekoppelte Leitung „a“ mit  $R_{\text{EVEN}} = 54\Omega$  und eine zweite Feedline -- fertig ist die Schaltung!

Sieht man nun die simulierten Daten an, dann kann man sehr zufrieden sein: in der Mitte des Durchlassbereichs ( $f = 1691 \text{ MHz}$ ) haben wir eine **Durchgangsdämpfung von 1,4dB** ( $S_{21} = -1,39\text{dB}$ ) und die Eingangsreflektion liegt bei **-25dB** (exakt:  $S_{11} = -24,51\text{dB}$ ).

Doch an eine unangenehme Sache muss man stets denken (und sie tritt bei allen Filterschaltungen auf, die mit Leitungsstücken arbeiten!). Man kommt erst drauf, wenn man z. B. **bis 10GHz simuliert**:



**Sobald man die Frequenz erhöht, gibt es regelmäßige Resonanzstellen (= Vielfache von Lambda / Viertel auf der Leitungslänge), bei denen nicht mehr gefiltert, sondern schlicht und einfach durchgelassen wird.**

**Muss man wissen!**

Jetzt kommt das bekannte Spiel mit dem Ausrufezeichen und dem Gleichheitszeichen in F3 zur Bestimmung der elektrischen und mechanischen Leitungsdaten.

Fangen wir mit den **Zuleitungen** (= feedlines) an.

Stellt man den Cursor in die **Zeile „d“**, solange das Ausrufezeichen vorhanden ist und drücken „=“, dann erhalten wir die Anzeige:

$$Z = 49,97\Omega \quad L = 98,898^\circ$$

Entfernt man das Gleichheitszeichen und drückt wieder „=“, dann sieht man die nötigen Abmessungen mit

$$L = 29,37\text{mm} \quad W = 1,78\text{mm}$$

Das erste Leitungspaar „a“ ergibt mit dem Ausrufezeichen

$$Z_{\text{EVEN}} = 51,95\Omega \quad Z_{\text{ODD}} = 44,356\Omega \quad L = 89,028^\circ$$

Und ohne Ausrufezeichen:

$$L = \text{length} = 26,336\text{mm} \quad W = \text{width} = 1,869\text{mm} \quad s = \text{separation} = 1,256\text{mm}$$

Und beim Leitungspaar „b“ findet man

$$Z_{\text{EVEN}} = 62,978\Omega \quad Z_{\text{ODD}} = 36,381\Omega \quad L = 88,959^\circ$$

Das ergibt die mechanischen Leitungsdaten

$$L = \text{length} = 26,783\text{mm} \quad W = \text{width} = 1,659\text{mm} \quad s = \text{separation} = 0,20\text{mm}$$

Kommen wir nun zum **Platinen-Layout**.

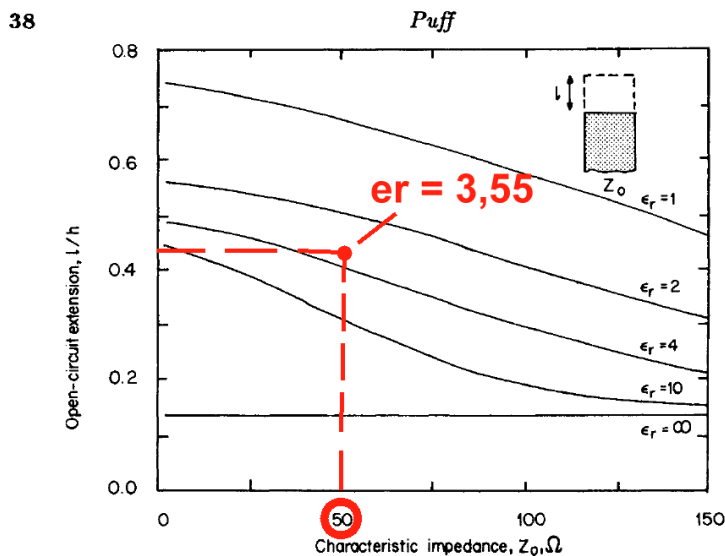


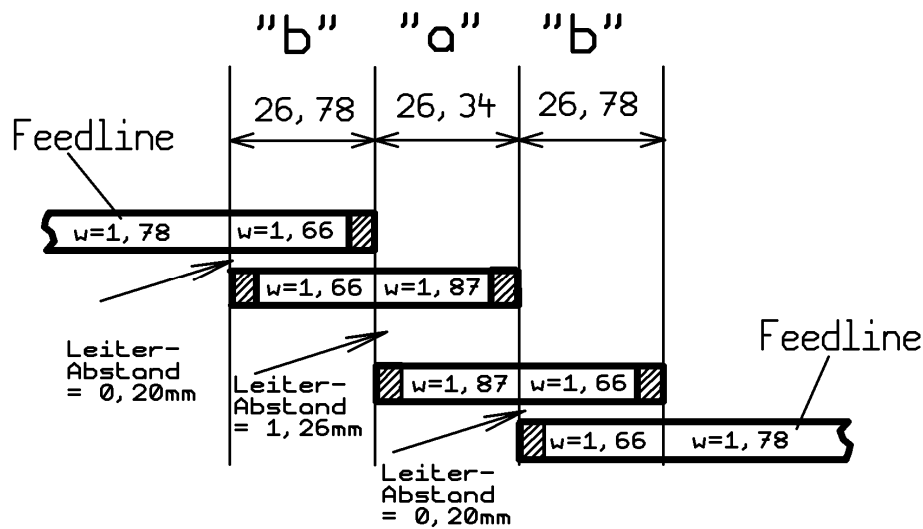
Figure 7.2 The open-circuit end correction in microstrip, plotted from (7.2). The artwork length correction in a parts list should be *negative*.

obigen Diagramm korrigieren. Der Wellenwiderstand der Einzelleitungen liegt bei 50Ω und das ergibt  $L / h = 0,43$ . Also beträgt die Verkürzung bei 0,813mm Platinendicke:  $L = 0,43 \times 0,813\text{mm} = 0,35\text{mm}$ .

Da gilt es natürlich wieder, die Sache mit den „Open End Extensions“ zu berücksichtigen. Im Bild auf der nächsten Seite sind diese Extensions als schraffierte Flächen markiert und um sie müssen die betreffenden Leitungsstücke gekürzt werden.

**Die Leiterbreiten differieren aber nur um 0,1mm, also lohnt es sich nicht, beim Zusammentreffen von solchen Leiterbahnen auch noch die schon bekannte Korrektur „schmale gegen breite Leitung“**

**vorzunehmen.** Wir müssen folglich ausschließlich die „offenen Enden“ nach dem



Schraffierte Flächen:  
 Open End - Verkürzung von  
 $0,43 \times$  Platinendicke  
 $= 0,35\text{mm}$

So sieht grundsätzlich das praktische Layout aus und damit lässt sich leicht mit einem modernen und sogar kostenlosen Platinen-CAD-Programm der Entwurf durchführen.

Ein Tipp: beim Autor ist seit Jahren „Target“ als kostenlose Testversion für solche HF-Platinenentwürfe im Einsatz und in seiner Homepage gibt es natürlich wieder ein kostenloses Target-Tutorial.

Adresse:

[www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)

Zur Demonstration und Information folgt noch ein bereits vor Jahren erstelltes Layout für eine ähnliche Filterschaltung. Übrigens: die zugehörige Veröffentlichung findet sich ebenfalls auf der PUFF-CD und ihre Fundstelle ist in Kapitel 8.1. unter „a)“ genau angegeben.

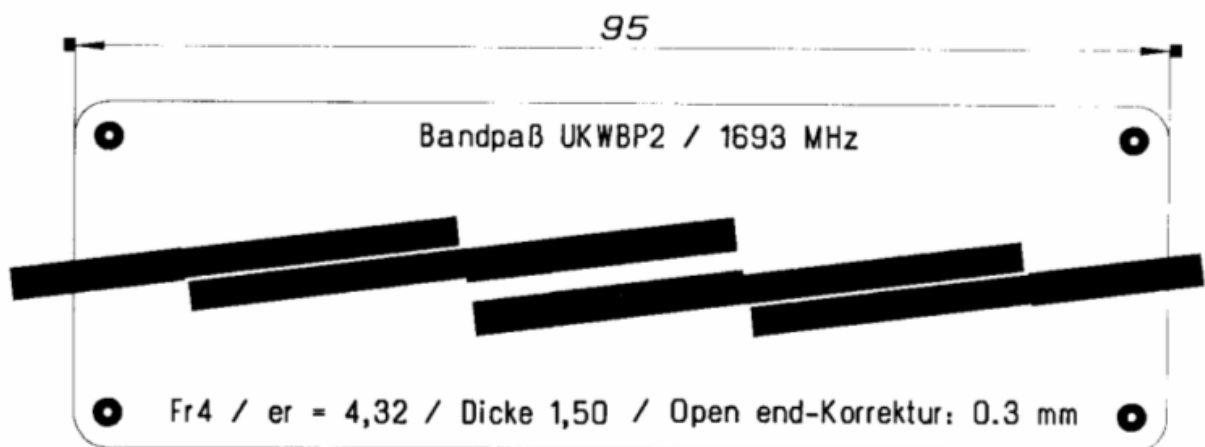
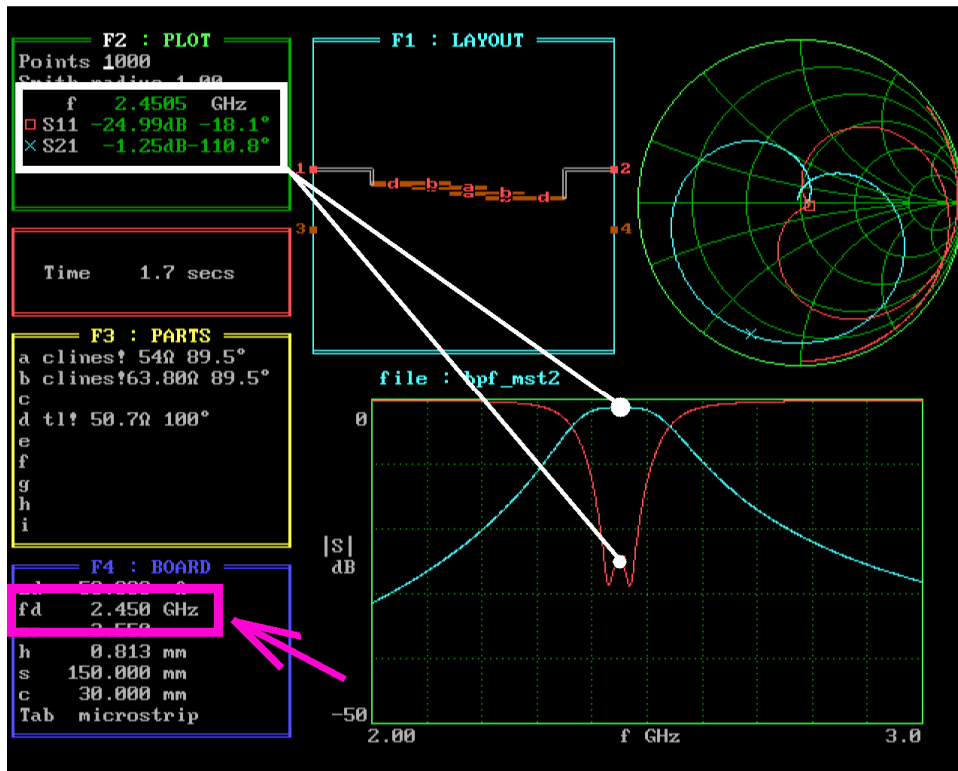


Bild 35: Fertiges Platinen-Layout des Bandpasses



### 8.3. Ruck-Zuck: Umstellung des Bandpasses auf eine Mittenfrequenz von 2450MHz



Erst speichern wir unsere Bandpass-Schaltung unter einem neuen Namen. Hier ist es

**bpf\_mst2**

Dann geben wir in Feld F4 die **neue Mittenfrequenz mit 2450 MHz** ein und drücken „F2“ sowie **< q >**, um die Simulation zu starten.

Das Ergebnis ist (wie erwartet) sehr erfreulich und erfüllt genau die Forderungen.

In bekannter Weise holt man sich in **F3** nach dem Löschen der Ausrufezeichen mit **< = >** die einzelnen **neuen Leitungsabmessungen**.

Sie lauten für Leitungspaar a):

**L = length = 18,177mm    W = width = 1,869mm    s = separation = 1,256mm**

Und für das Leitungspaar b):

**L = length = 18,486mm    W = width = 1,659mm    s = separation = 0,20mm**

Um die Sache mit dem Layout und den “Open End Extensions” muss man sich natürlich noch selbst kümmern, aber das hatten wir ja gerade im vorhergehenden Kapitel...

## 8.4. Zur Abschreckung: FR4 als Platinenmaterial

Es klang in diesem Tutorial ja schon einige Male an:

**FR4 (=Glasgewebe, mit Epoxidharz getränkt) sollte ab 1,5GHz wegen seiner stark ansteigenden Verluste und der zunehmend frequenzabhängigen Dielektrizitätskonstante nicht mehr für hochwertige und verlustarme Schaltungen eingesetzt werden.**

Sehen wir uns das im Vergleich zu unserem ersten Bandpass (bpf\_mstr.puf) aus Kapitel 8.2. an.

```
F4 : BOARD
zd  50.000  Ω
fd  1.691  GHz
er  4.320
h   1.520  mm
s   150.000 mm
c   30.000 mm
Tab microstrip
```

### 1. Schritt:

Wir laden nochmals den Muster-Bandpass „bpf\_mstr.puf“, gehen in **Feld F4 und tragen die neuen Platinendaten (Dielektrizitätskonstante = 4,32 / Platinendicke = 1,52mm)** ein. Auch die Designfrequenz mit 1691MHz wird kontrolliert.

Dann wird auf F2 geschaltet und **einmal mit < q > geplottet**, um anschließend das File als **„bpf\_mst3.puf“ zu speichern. Anschließend wird PUFF geschlossen** (..geht leider nicht anders...)

### 2. Schritt:

Mit einem Texteditor (z. B. notepad) wird dieses File „bpf\_mst3.puf“ aus dem PUFF-Ordner (...der findet sich in den „Programmen“) geholt und geöffnet.

```
\b{oard} { .puf file for PUFF, version 2.1d}
d      0      {display: 0 VGA or PUFF chooses, 1 EGA}
o      1      {artwork output format: 0 dot-matrix, 1 LaserJet, 2 HPGL file}
t      0      {type: 0 for microstrip, 1 for stripline, 2 for Manhattan}
zd     50.000 Ohms {normalizing impedance. 0<zd}
fd     1.691 GHz  {design frequency. 0<fd}
er     4.320     {dielectric constant. er>0}
h      1.520 mm  {dielectric thickness. h>0}
s      150.000 mm {circuit-board side length. s>0}
c      30.000 mm {connector separation. c>=0}
r      0.010 mm  {circuit resolution, r>0, use Um for micrometers}
mt     0.035 mm  {metal thickness, use Um for micrometers.}
sr     2.000 Um  {metal surface roughness, use Um for micrometers.}
lt     2.0E-0002 {dielectric loss tangent.}
cd     5.8E+0007 {conductivity of metal in mhos/meter.}
p      3.000     {photographic reduction ratio. p<=205.2mm/s}
m      0.600     {mitering fraction. 0<=m<1}
```

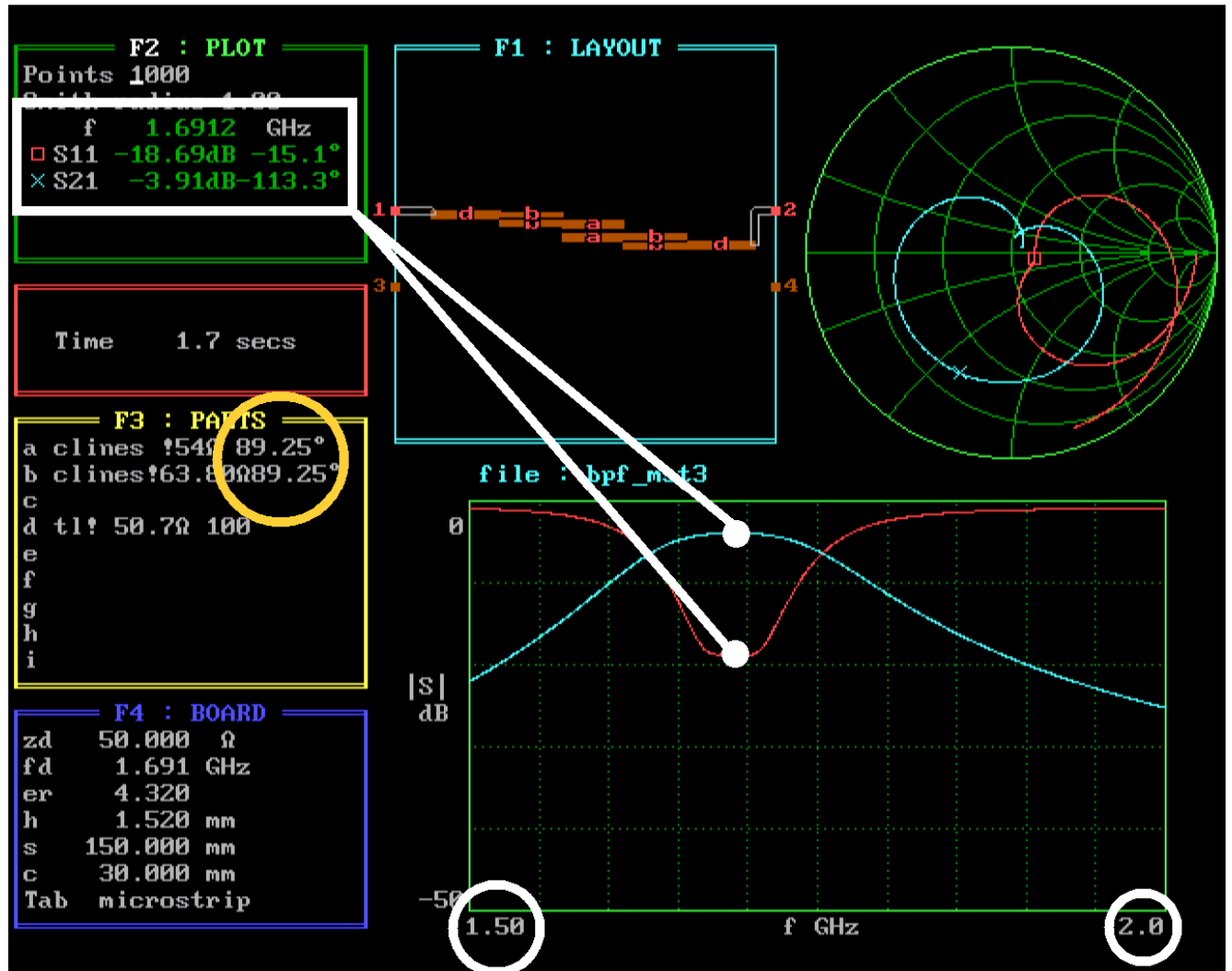
In den Einstellungen am Anfang des Files nehmen wir uns den Teil mit den Platinen- und Werkstoffdaten vor. Bitte genau prüfen und ggf. **korrigieren**:

- a) **mt = Dicke der Kupferschicht** muss auf **35µm** stehen
- b) die **Oberflächenrauigkeit sr** weist einen Wert von **2µm** auf
- c) der **Verlustfaktor lt von FR4** beträgt bei **1,5GHz** nur noch **0,02** und das entspricht einer Güte  $Q = 50$
- d) ....die **Leitfähigkeit cd** des Kupfers sollte immer noch **58 000 000 Siemens / Meter** sein.

Dieses File wird wieder im PUFF - Programmordner gespeichert. **Und jetzt müssen wir unser PUFF-Programm sowie „bpf\_mst3.puf“ neu starten, damit die geänderten Werte übernommen werden.**

### 3. Schritt:

Die Simulation wird nun für einen **Frequenzbereich von 1,5....2 GHz** durchgeführt und da zeigt sich, dass die Durchlasskurve ganz leicht zu tieferen Frequenzen hin verschoben ist. Das korrigieren wir gleich durch eine **Verkürzung der gekoppelten Leitungspaare um je 0,25 Grad** in F3 und erhalten damit folgendes Ergebnis:



Die bitterste Pille beim Einsatz von FR4 ist die auf **fast 4dB angestiegene Dämpfung im Passband** (...bei RO4003 waren es etwa 1,3dB). Mit den anderen Veränderungen könnte man gut leben....

Zum Abschluss wieder die mechanischen Leitungsdaten:

Sie lauten für Leitungspaar a):

**L = length = 24,242mm    W = width = 3,043mm    s = separation = 2,231mm**

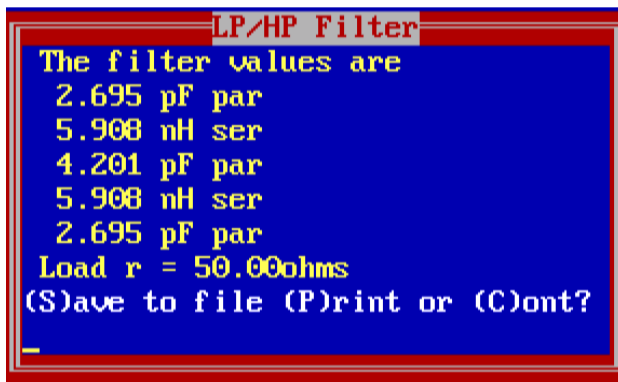
Und für Leitungspaar b):

**L = length = 24.666mm    W = width = 2,708mm    s = separation = 0,40mm**

## 9. Entwicklung eines Microstrip-Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 1750MHz

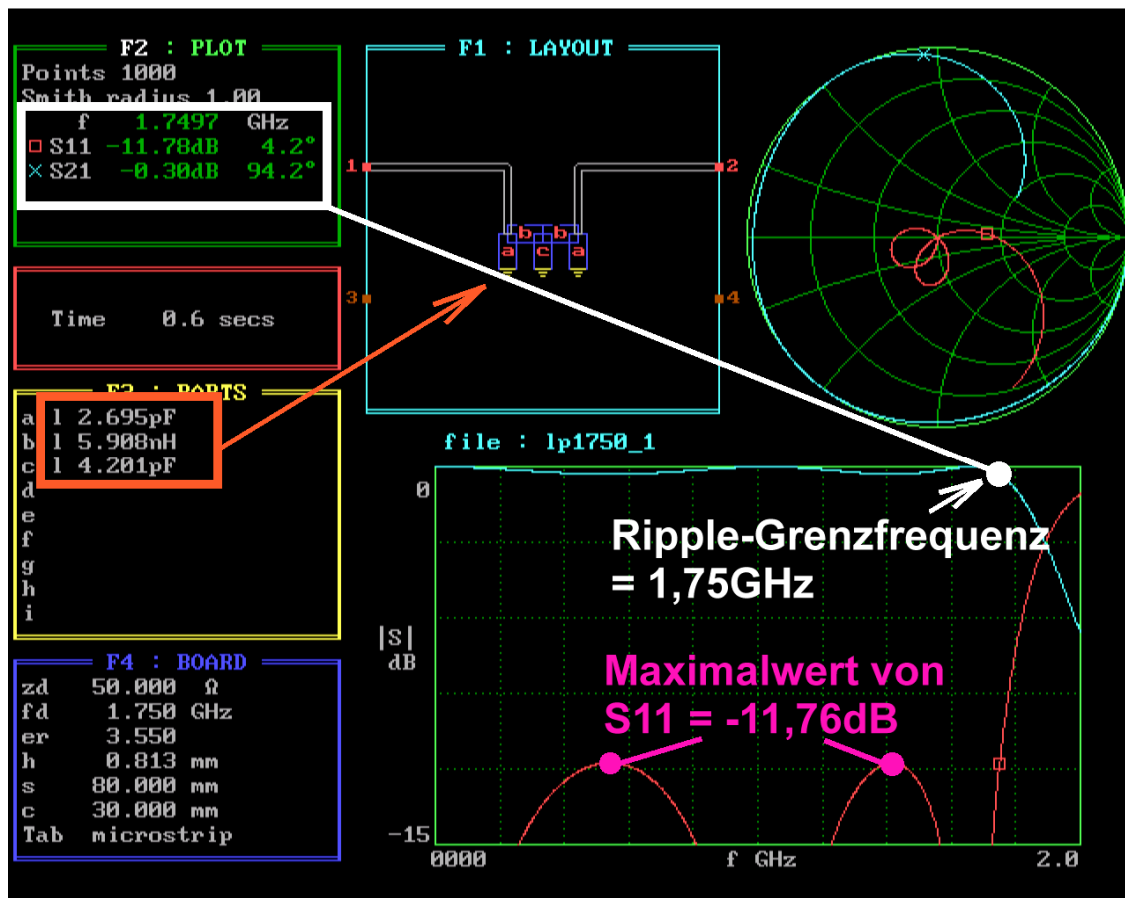
Wer sich mit Meteosat-Empfang beschäftigt und daran herumtüftelt, der braucht irgendwann Filterschaltungen für den Frequenzbereich um 1700MHz. Deshalb wollen wir uns mit dem Entwurf eines Tiefpasses mit einer **Ripple-Grenzfrequenz von 1750MHz** befassen, wobei eine **Tschebyschef-Ausführung mit einem Passband-Ripple von 0,3dB und einem Filtergrad mit  $n = 5$**  entstehen soll. Da in diesem Frequenzbereich die erforderlichen Bauteilwerte der Spulen und Kondensatoren schon sehr klein werden, sollte man keine diskreten Bauteile mehr einsetzen. Sowohl die Spulen wie auch die Kondensatoren lassen sich durch Microstrip-Leitungsstücke ersetzen -- und das wollen wir uns genauer ansehen.

### 9.1. Wie immer: zuerst der Schaltungsentwurf mit dem Filtercalculator



Da schauen wir zurück in Kapitel 3, um den Umgang mit „fds.exe“ wieder zu üben. Man wird ja sehr schön durch ein Menü geführt, gibt die obigen Daten ein und beantwortet alle Fragen. Dann sollte man dieses Ergebnis erhalten.

Man sollte sich nun noch selbst die Freude machen und die ausgegebenen Werte in einer PUFF-Simulation überprüfen:



Das sieht sehr gut aus und wir können uns Gedanken um den Ersatz der diskreten Bauteile durch Leitungsstücke machen.

## 9.2. Leitungsstücke als Ersatz für diskrete Bauelemente

Da sollten wir zunächst die Spielregeln für eine befriedigende Entwurfsarbeit kennen:

a) die **Längen der Leitungsstücke** sollten nicht in Millimetern, sondern als „**elektrische Länge in Grad**“ im Feld F3 eingegeben werden. Da tut man sich bei der Einhaltung der nachfolgenden Kriterien leichter.

b) **Kondensatoren** werden durch **kurze Leitungsstücke mit sehr niedrigem Wellenwiderstand** verwirklicht, deshalb muss ihre **Breite deutlich größer sein als die der 50Ω – Feedline**.

c) **Induktivitäten** erhält man mit **kurzen Leitungen, die einen sehr hohen Wellenwiderstand aufweisen** und deshalb **viel schmaler sind als die 50Ω – Feedline**. Es gilt: je schmaler, desto höher die Induktivität bei gleicher Länge.

Da gibt es aber eine Untergrenze bei der Breite, die vor allem durch den Platinenmacher gesetzt wird: wenigstens **0,2...0,25mm** sollten es schon sein. Außerdem sind so hauchdünne Leiterbahnen bei Senderschaltungen mit größeren Leistungen stark gefährdet....

d) **Bitte aufpassen: das gilt nur dann, wenn die elektrische Länge dieser Leitungen wirklich sehr kurz ist, denn mit steigender elektrischer Länge werden aus den Kondensatoren und Induktivitäten wieder HF-Leitungen mit ihren speziellen und bekannten Eigenschaften.**

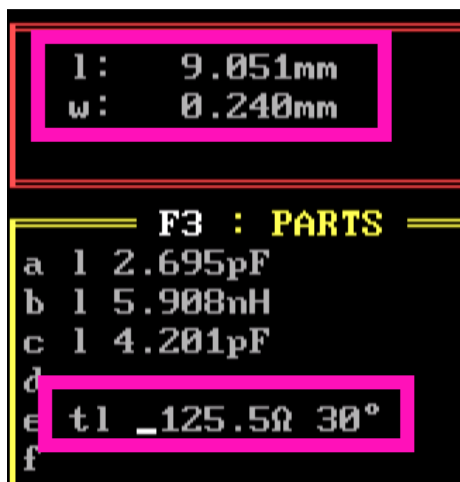
**Als Tipp: Kurze Leitungsstücke dürfen nur dann als Kondensatoren oder als Induktivitäten betrachtet werden, wenn ihre elektrische Länge viel kleiner ist als ein Viertel der Wellenlänge.**

Die Praxis zeigt, dass man sich ab ca. **35 Grad** dieser Schmerzgrenze nähert.

**Man muss dabei immer bedenken, dass die elektrische Länge mit steigender Frequenz zunimmt, da ja die mechanischen Leitungslängen durch das Platinenlayout festgelegt wurden!**

Andererseits sollte man speziell bei den „Kondensatoren“ (...die viel Fläche brauchen) möglichst **nicht wesentlich unter eine elektrische Länge von 8 Grad** gehen, sonst kämpft man plötzlich mit neuen Effekten (...die Open End Extension ist ja stets im Spiel und kann da plötzlich die meiste Leitungslänge auffressen...).

### 9.2.1. Dimensionierung der „Induktivitäten“



Da fängt man mit einem Wellenwiderstand zwischen 100 und 130Ω an und testet, ob die zugehörige Leiterbreite noch nicht unter 0,2 mm gesunken ist (...sonst protestiert der Platinenmacher...). Als elektrische Länge sieht man etwa 30 Grad bei der Grenzfrequenz vor.

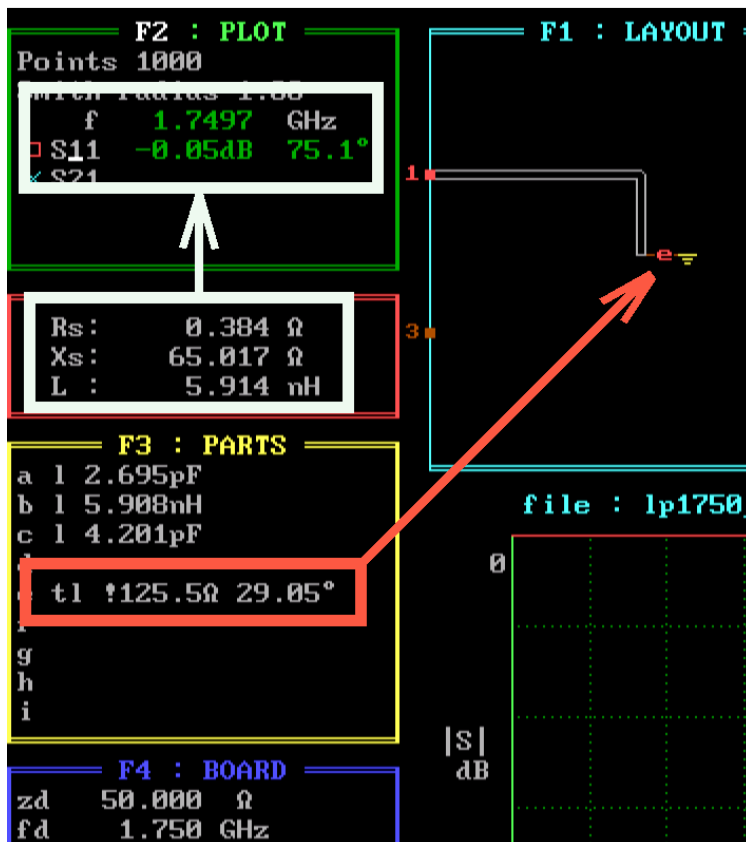
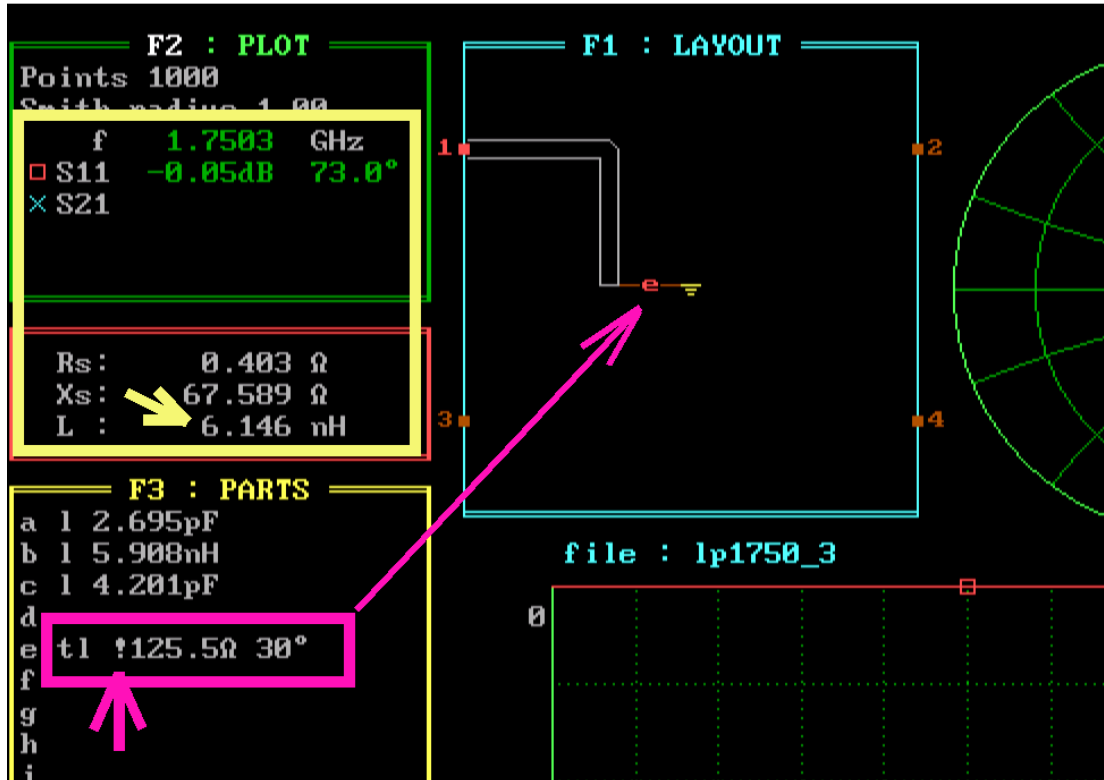
#### Beispiel:

Mit einem **Wellenwiderstand von 125,5Ω** erhält man (ohne Ausrufezeichen hinter „t“) eine **Leiterbreite w = 0,24mm**.

Eine **elektrische Länge von 30 Grad** ergibt bei **1750MHz** (...bitte diesen Wert als „fd“ in Feld F4 eintippen...) eine **Leitungslänge von 9,051mm**.

Das sollte man gleich austesten und dazu brauchen wir nur dieses Leitungsstück in Feld F1 auf unserer Platine anordnen.

Das rechte Ende wird geerdet, das linke Ende an Port 1 angeschlossen -- so nutzen wir die bekannte Tatsache aus, dass sich **eine am Ende kurzgeschlossene Leitung mit einer Länge unterhalb von Lambda / 4 als Induktivität benimmt**. Dann wird hinter „t1“ wieder das Ausrufezeichen eingefügt und von 1,5....2GHz simuliert:



Jetzt kommt der Trick:  
 Man fährt den Cursor in Feld F2 auf die Zeile mit S11 und prüft, ob man sich möglichst genau auf 1750MHz befindet. Dann drückt das Gleichheitszeichen  $\leq = >$  und sofort werden die Ersatzbauteile der Eingangsimpedanz bei dieser Frequenz eingeblendet. Wir erhalten **eine Induktivität von 6,15nH** und wir brauchen 5,91nH. Also können wir das Ergebnis gleich durch **Verkürzung der Leitung um den Faktor**

$$5,91 / 6,15 = 0,96$$

optimieren.

Die zugehörigen physikalischen Leitungsdaten erhält man wieder nach Löschung des Ausrufezeichens hinter „t1“ in F3 und der Eingabe des Gleichheitszeichens. Sie lauten:

**Länge = 8,765mm**  
**Breite = 0.24mm**

Wer sich für die Güte dieser „Ersatzspule“ interessiert, macht folgende Rechnung auf:

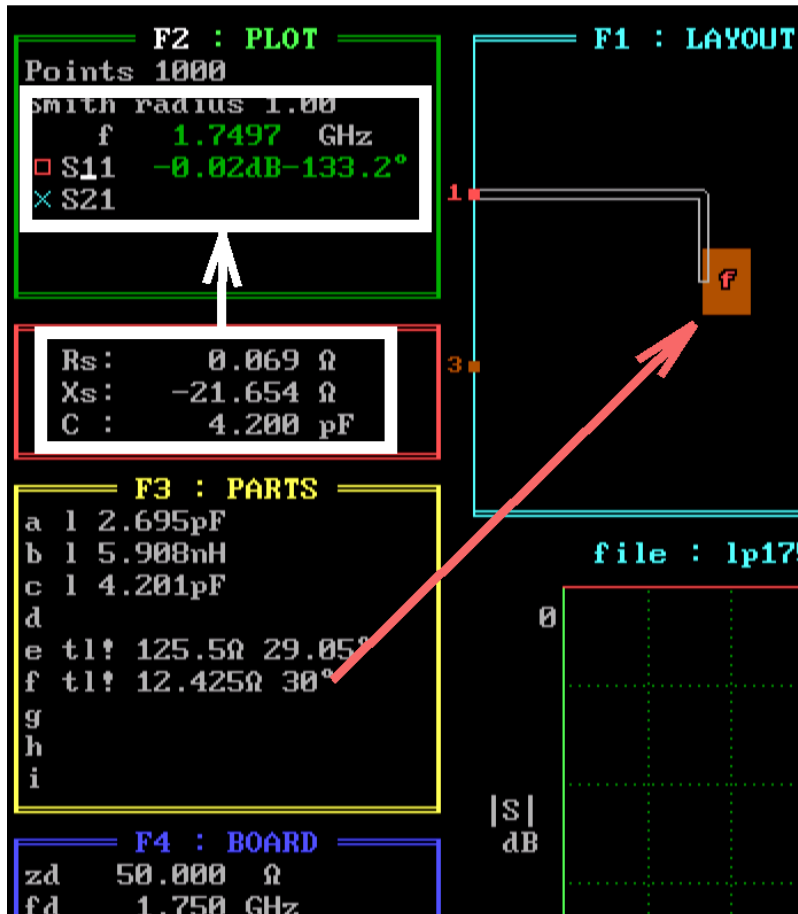
$$Q = \frac{65,017\Omega}{0,384\Omega} = 170$$

Gar nicht schlecht....

### 9.2.2. Dimensionierung der „Kondensatoren“

Auch hier gehen wir nach demselben Rezept vor, sehen in der F3-Liste eine weitere Leitung vor und legen zuerst die elektrische Länge auf 30 Grad fest. Anschließend verändern wir den Wellenwiderstand solange, bis wir für diese Leitung eine Kapazität von 4,2pF erhalten. Ein Tipp: **das gibt einen Wellenwiderstand irgendwo zwischen 10Ω und 15Ω.**

**Achtung:**  
Für ein kapazitives Verhalten muss ein solches Leitungsstück wieder kürzer als  $\lambda / 4$  sein und in der Simulation am Ende leer laufen!



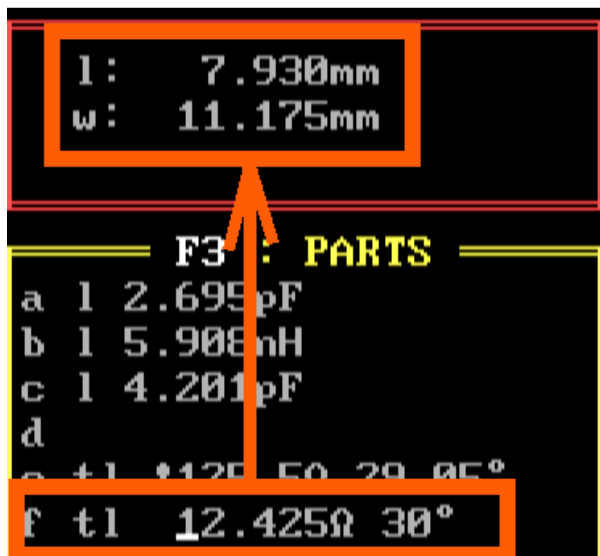
Führt man diese Prozedur für den **größeren Kondensator mit 4,2pF** durch, dann sieht das Ergebnis so aus:

$$C = 4,2\text{pF}$$

Also sind elektrische Werte von

**Z = 12,425Ω**  
und eine elektrische Länge von 30 Grad nötig.

Die Abmessungen der Leitung erhalten wir wieder nach Löschung des Ausrufezeichens und Eingabe des Gleichheitszeichens in der Zeile für die Leitung (part list in F3).



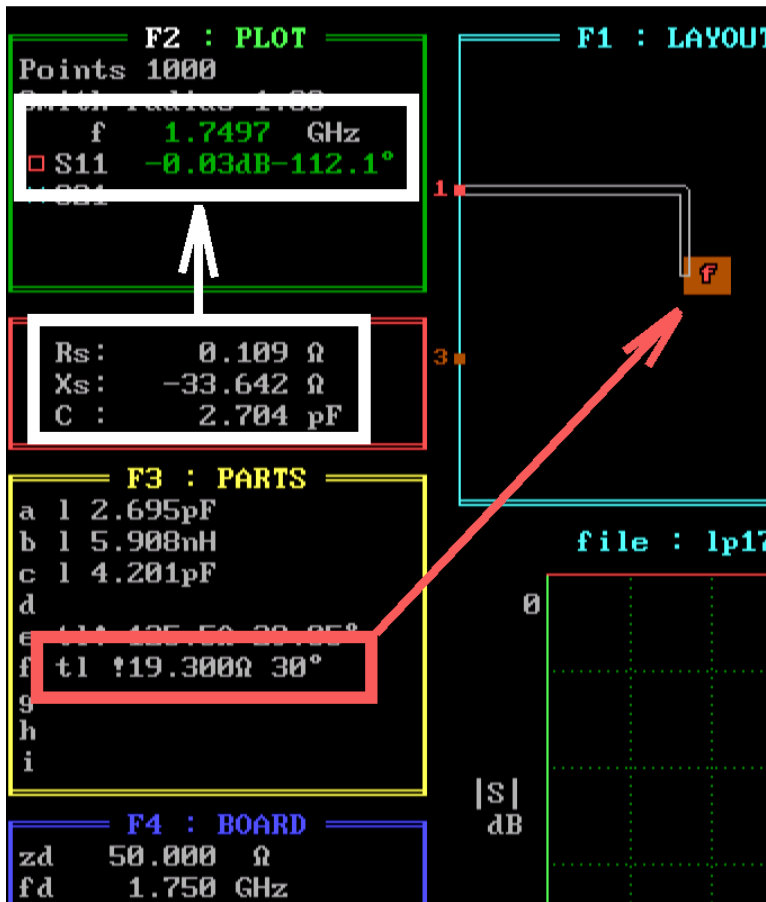
Man erhält

**eine Länge von 7,93mm**  
und eine Breite von 11,18mm.

Die Güte beträgt:

$$Q = \frac{21,654\Omega}{0,069\Omega} = 314$$

Und nun dasselbe nochmal für den kleine Kondensator mit 2,7pF. Dazu wird die Impedanz vergrößert und deshalb die Leiterbreite verkleinert. Die elektrische Länge lassen wir auf 30 Grad.

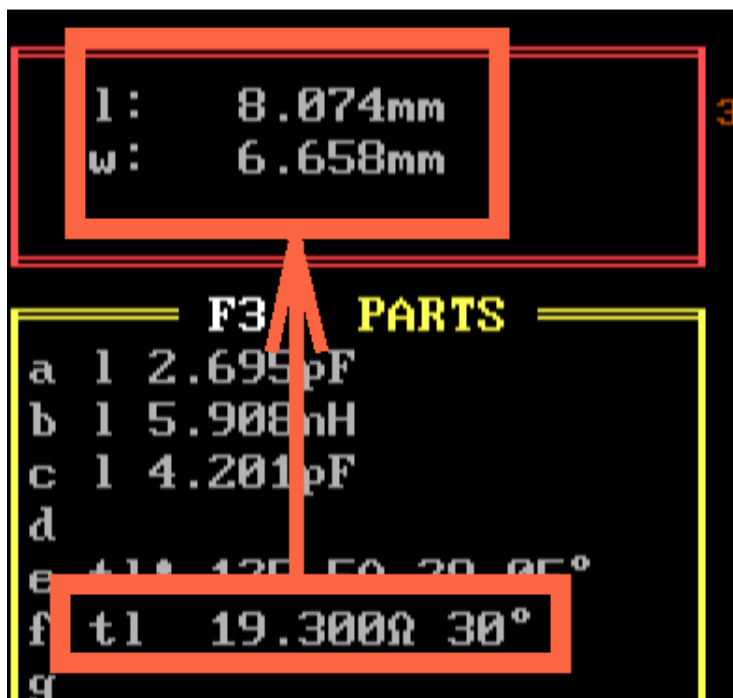


Mit einem Wellenwiderstand von 19,3Ω erhalten wir bei 1750MHz und 30 Grad elektrischer Länge eine Eingangskapazität von etwa

**2,7pF**

bei einer Güte von

$$Q = \frac{33,642\Omega}{0,109\Omega} = 309$$



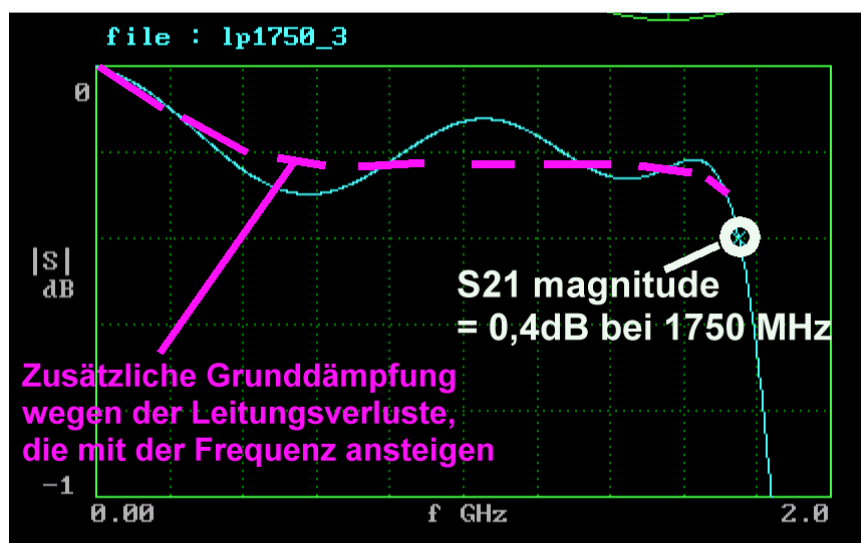
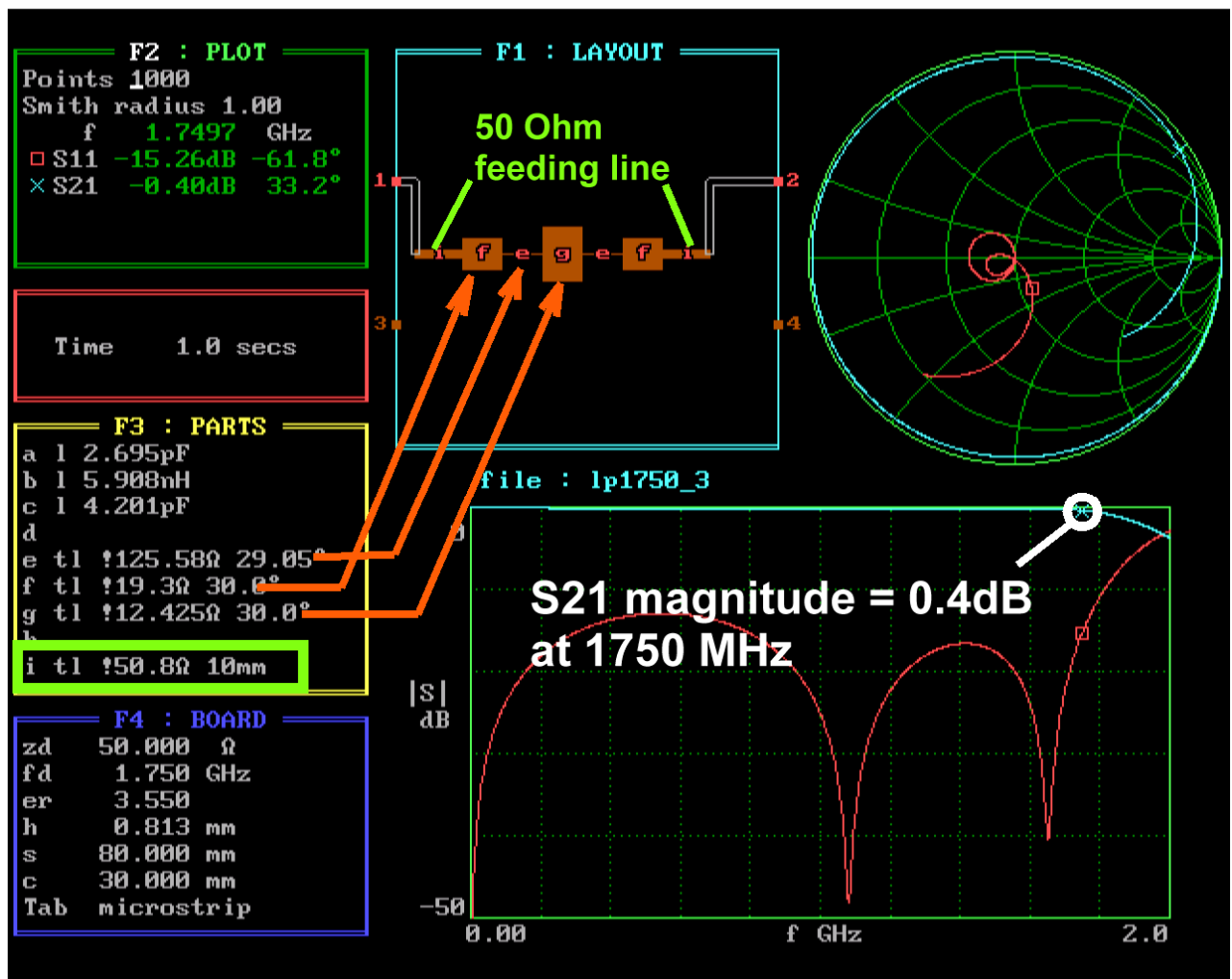
Die mechanischen Abmessungen der Leitungen sind

**Länge = 8,07mm**

**Breite = 6,66mm**



### 9.3. Erster Test der Gesamtschaltung



Das Ergebnis ist sehr erfreulich, aber wenn die S21 – Kurve aufgedehnt wird, sieht man deutlich die Grunddämpfung der Leitungsstücke, die mit der Frequenz zunimmt. Überlagert auf ihr ist die „Tscheyschef-Ripple-Kurve“.

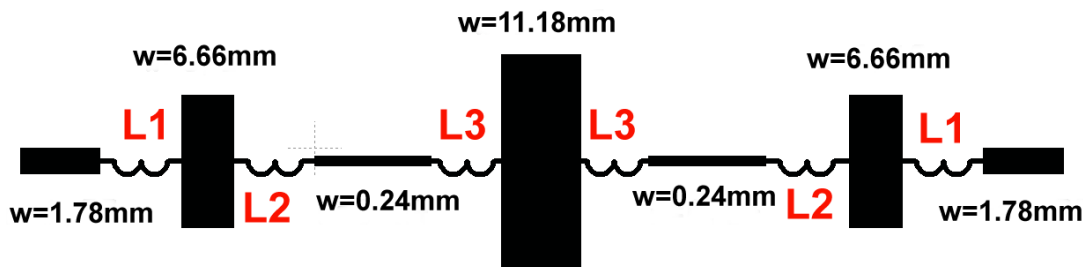
Mit dem Verlauf könnte man zufrieden sein, wenn es da nicht noch einen **Effekt gäbe, der uns großen Ärger macht:**

**Jeder abrupte Wechsel von einer schmalen zu einer breiten Leitung (und umgekehrt) erzeugt dort zusätzlich eine „Störstelle“:**

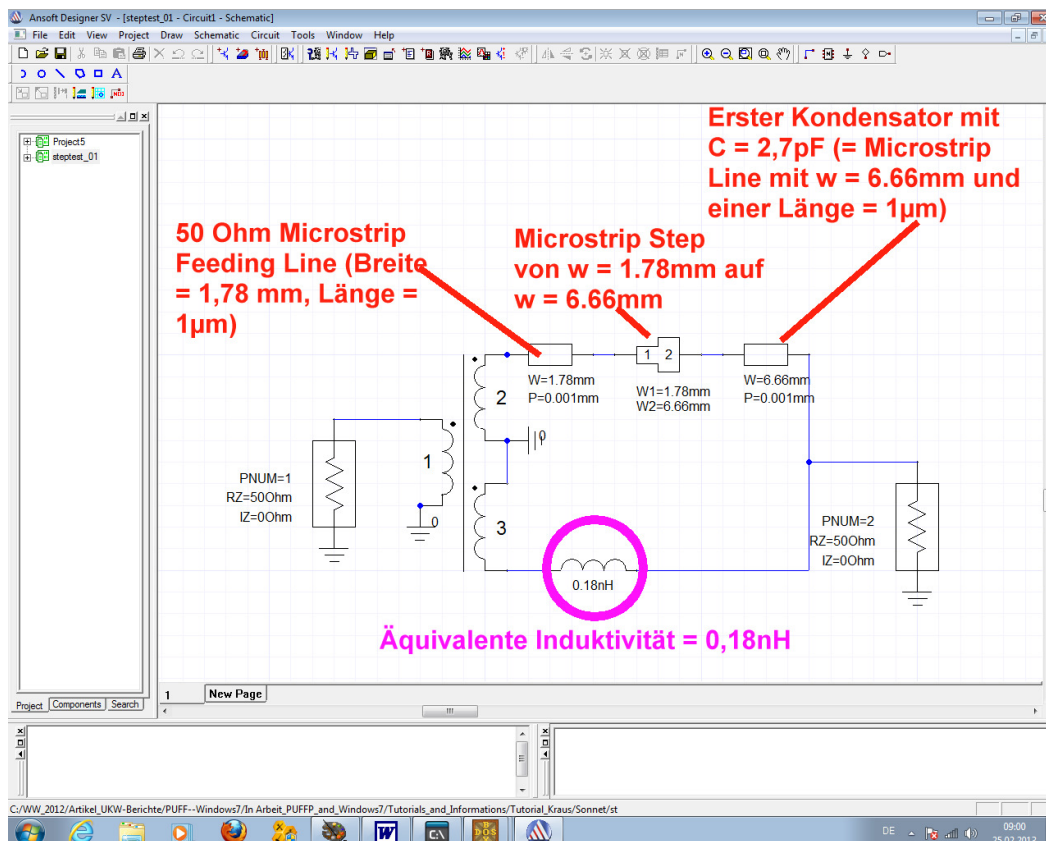
a) Der Strom, der vorher das breite Leitungsstück ausfüllte, wird nun „zusammengequetscht und drängt sich in die schmale Leitung“. Das ergibt eine **zusätzliche Induktivität**.

b) Der Rest der breiten Leitung vor der Störstelle, der nun nicht mehr vom Strom durchflossen wird, wirkt als **Zusatzkapazität**.

Vor allem der Effekt a) verschiebt massiv die Grenzfrequenz nach unten und das kann bei unserem Filter bis zu 200MHz ausmachen!



Die Berechnung dieser Störinduktivitäten ist sehr kompliziert und da machen wir uns das Leben leichter. In meiner Homepage ([www.gunthard-kraus.de](http://www.gunthard-kraus.de)) gibt es nämlich die Downloadmöglichkeit für den „Ansoft Designer SV“ = eine begrenzte Studentenversion der sehr teuren und hervorragenden Mikrowellen-CAD-Software „Ansoft Designer“ mit Hunderten von Modellen für Teile, Leitungen, Hohlleiter.....Zum Glück ist der komplette lineare Simulation freigegeben. Ansoft hat jedoch diese Software aus dem Internet genommen, aber mir erlaubt, sie für Studenten und Amateure und Leser der Zeitschrift „UKW-Berichte“ weiterhin zur Verfügung zu stellen. In meiner Homepage gibt es dazu ein Einarbeitungs-Tutorial. Wer also möchte, kann sich mit diesem Programm vertraut machen -- aber es steht natürlich eine Stufe über PUFF und ist entsprechend aufwendiger zu bedienen. Hier kürzen wir den Weg ab und es folgt die Ansoft Designer Simulation zur Bestimmung der Störinduktivitäten:

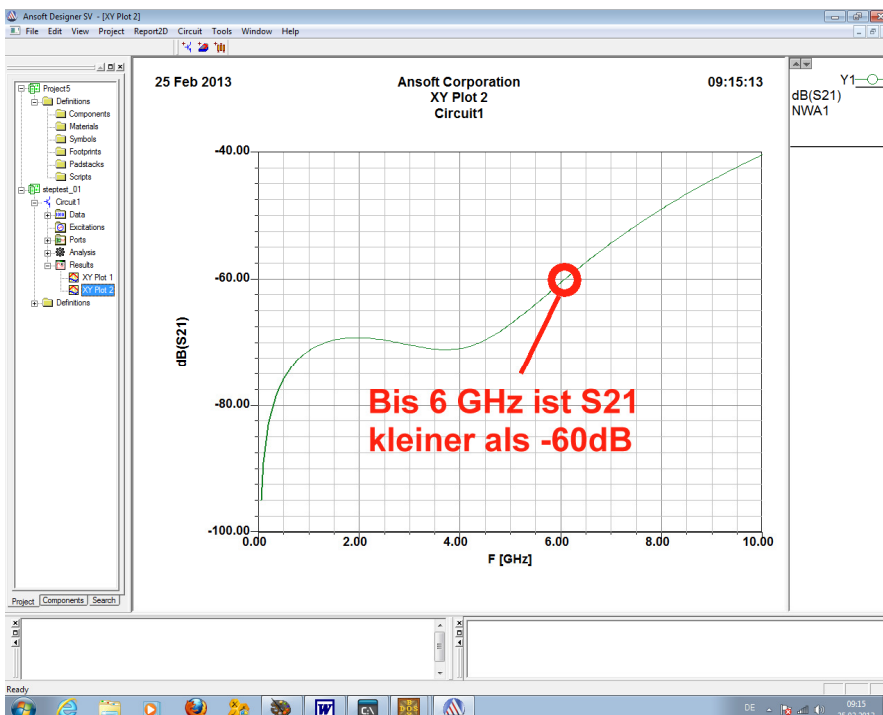
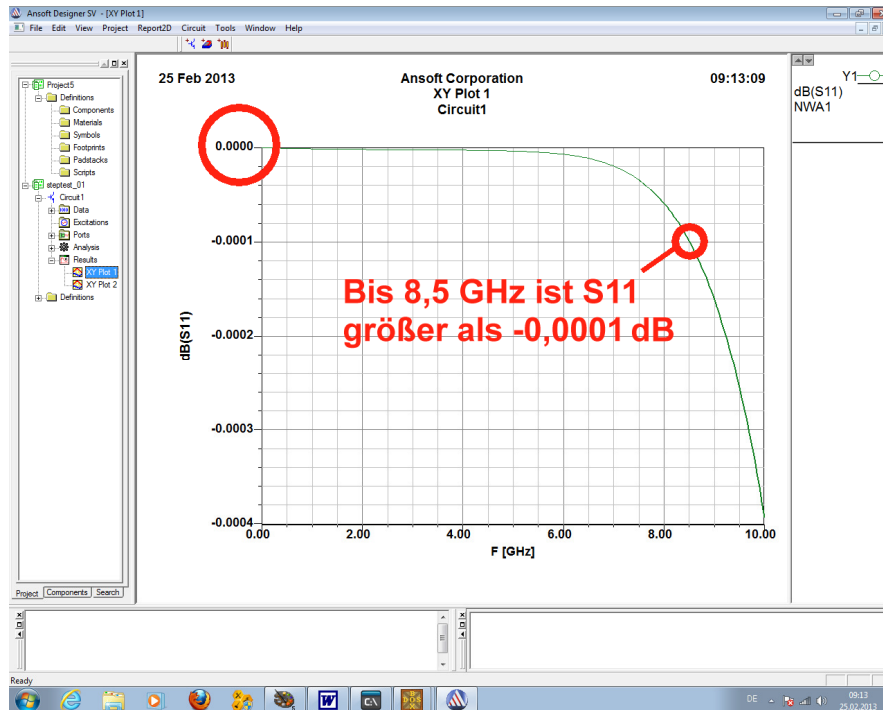


Es handelt sich um die speziell in Quarzfiltern eingesetzte Halbbrückenschaltung. Im oberen Zweig sehen wir den „Step“ von 1,78mm auf 6,66mm zwischen den zugehörigen beiden Leitungsstücken, die nur 1µm lang sind und deshalb keine Rolle spielen. Im unteren Zweig ist die „Störinduktivität“ eingebaut und das Ganze wird von Port 1 über einen Transformator gespeist. Sobald die Impedanzen in beiden Zweigen völlig identisch sind, ist die Brücke abgeglichen und bei Port 2 kommt kein Signal mehr an. **Für Port 1 hat die Gesamtschaltung in diesem Fall**

a)  $S_{21} = \text{Null}$  (..das entspricht einem unendlich großen negativen dB-Wert) und

b)  $S_{11} = 1$  (= Totalreflektion. Das ergibt  $S_{11} = 0\text{dB}$ )

Und das ist genau bei  $L = 0,18\text{nH}$  der Fall. Hier der Beweis:



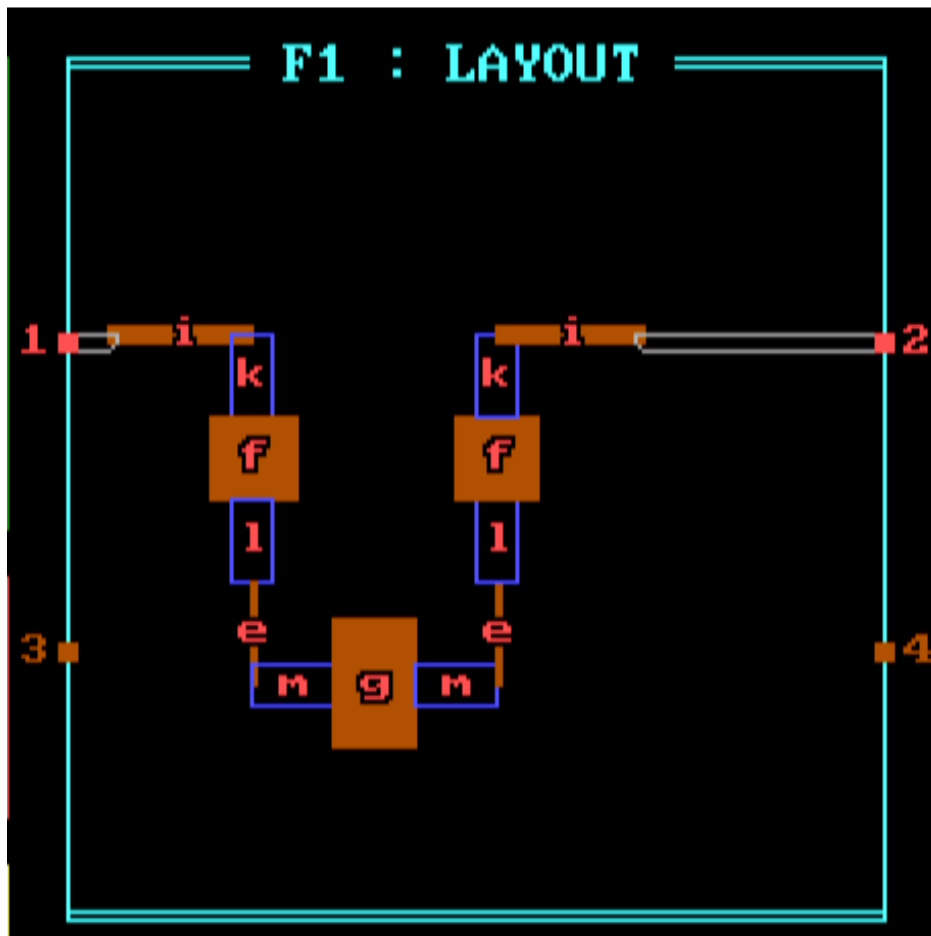
Führt man diese Simulation auch für die anderen Stoßstellen aus, dann erhält man

a) für den Step von 6,66mm auf 0,24mm:  $L_2 = 0,5nH$

b) für den Step von 0,24mm auf 11,18mm:  $L_3 = 0,6nH$

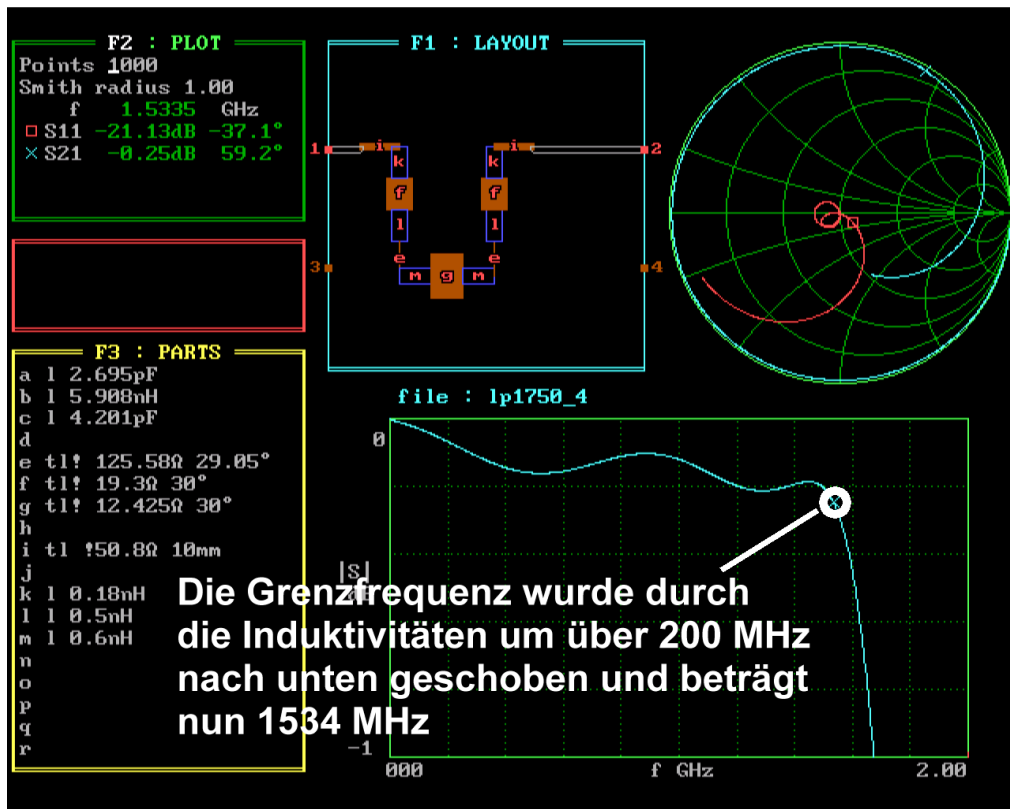
```
F3 : PARTS
a 1 2.695pF
b 1 5.908pF
c 1 4.201pF
d
e t1† 125.58Ω 29.05°
f t1† 19.3Ω 30°
g t1† 12.425Ω 30°
h
i t1† 50.8Ω 10mm
j
k 1 0.18nH
l 1 0.5nH
m 1 0.6nH
n
```

Also kann es jetzt mit PUFF in Feld F3 weitergehen und wir wechseln in Feld F3. Durch einen Druck auf die Tabulatortaste können wir die Bauteil-Vorratsliste erweitern und unsere Zusatzinduktivitäten auflisten.

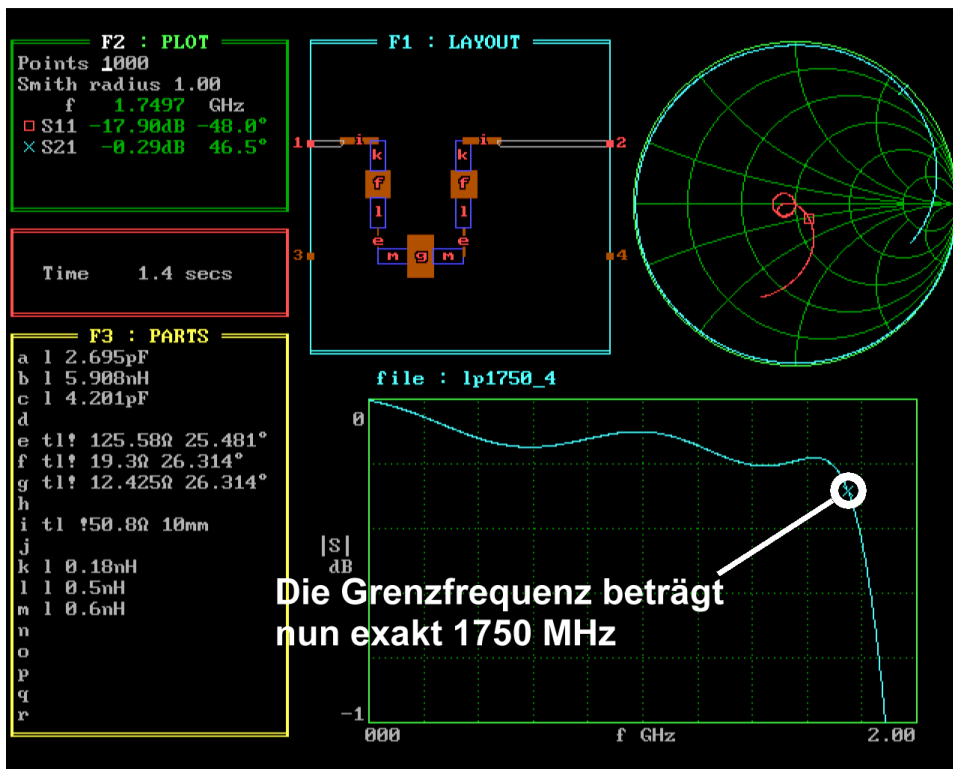


Dann wird **F1** und **< CTRL + e >** gedrückt, um die alte Schaltung zu löschen und eine neue zu zeichnen, in der diese Induktivitäten enthalten sind. So oder so ähnlich wird sie aussehen:

Das Simulationsergebnis bietet eine unangenehme Überraschung wegen dieser Induktivitäten:



Also verkürzen wir alle Leitungsstücke um denselben Faktor ( $1534\text{MHz} / 1750\text{MHz} = 0.877$ ) und sehen uns das Ergebnis an, ob noch etwas Feinarbeit nötig ist.



**Achtung: An den Leiterbreiten darf dabei nicht gerührt werden, da sich sonst die Werte der „Stör-Induktivitäten“ verändern!**

Aber: alles prima...

## Resultat:

Teil "e":

Elektrische Daten:

$Z = 125.58\Omega / 25.481 \text{ Grad}$

Physikalische Daten:

Länge = 7.69mm    Breite = 0.24mm

Teil "f":

Elektrische Daten:

$Z = 19.3\Omega / 26.314 \text{ Grad}$

Physikalische Daten:

Länge = 7.08mm    Breite = 6.66mm

Teil "g":

Elektrische Daten:

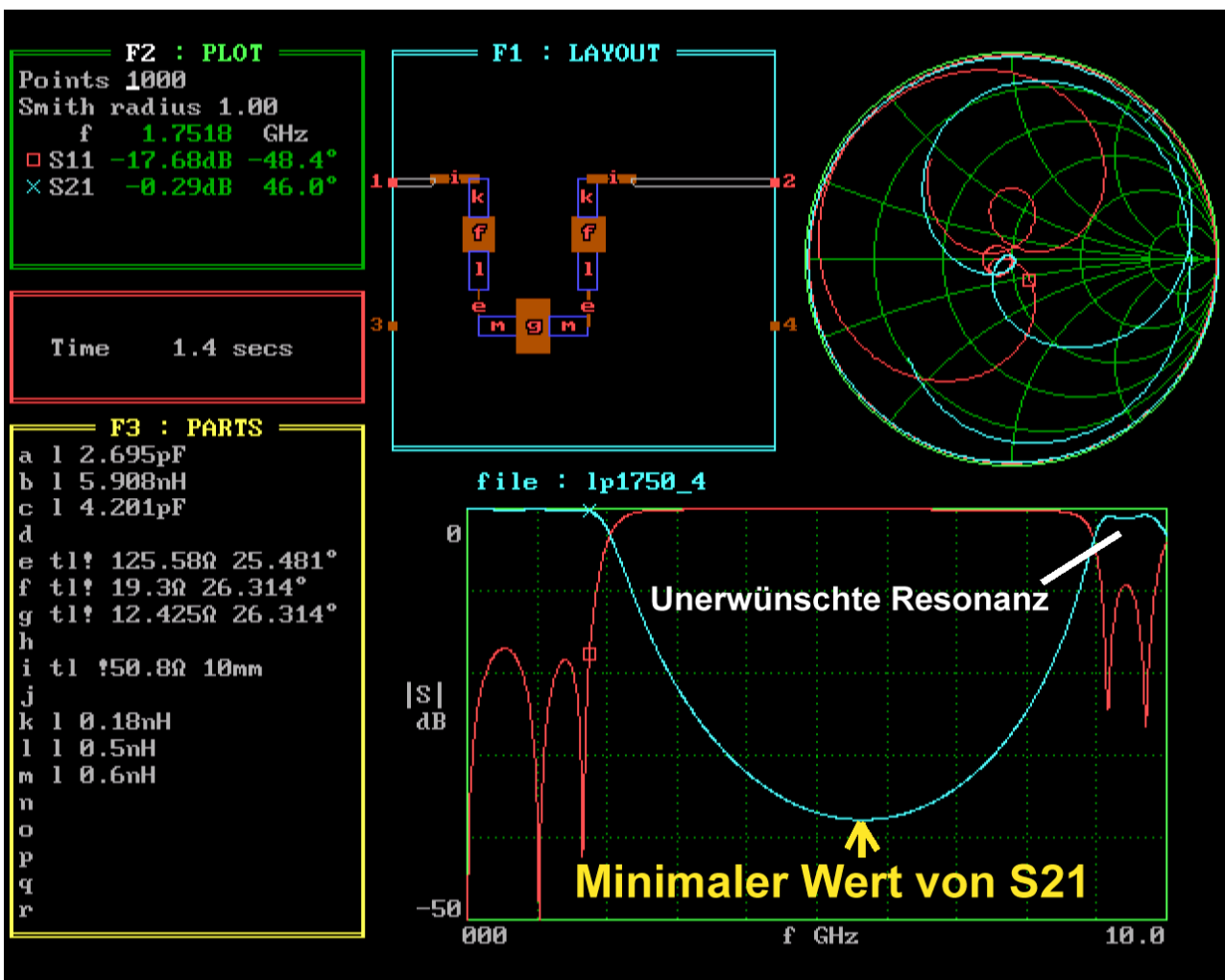
$Z = 12.425\Omega / 26.314 \text{ Grad}$

Physikalische Daten:

Länge = 6.96mm    Breite = 11.18mm

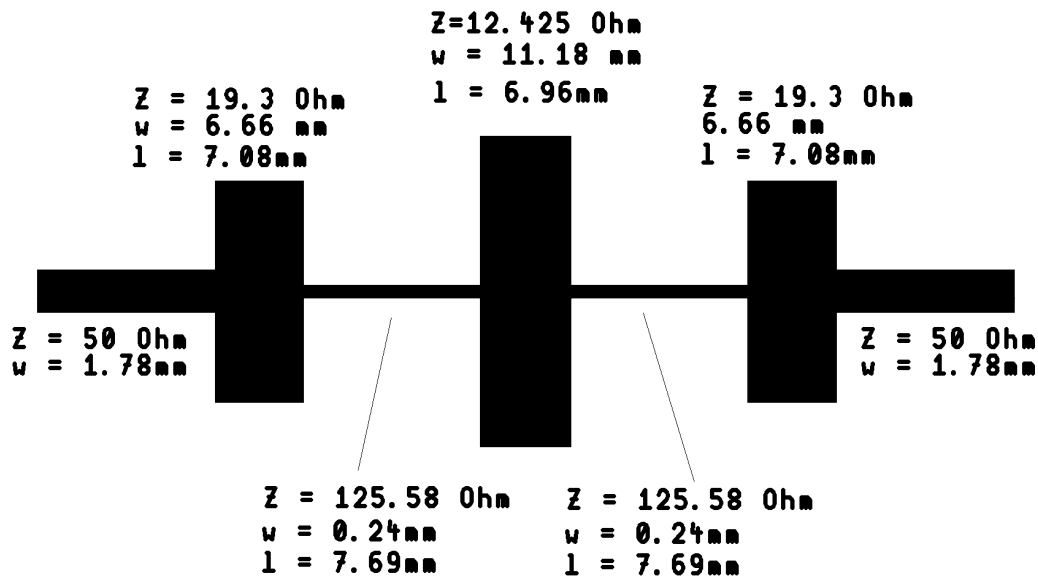
...doch an eine Sache muss man immer denken und die sieht man sofort, wenn man bis 10GHz simuliert:

**Bei Filtern aus Leitungsstücken steigt die Sperrdämpfung nur bis zu einem bestimmten Höchstwert an. Steigert man die Frequenz weiter, so geht die Dämpfung wieder bis auf nahezu Null zurück!**



## 9.4. Fertigstellung der Schaltung für ein Layout

Nachdem wir glücklich die Stossstellen berücksichtigt haben, bleibt uns nur noch die Arbeit mit den Open End Extensions. Um den Überblick nicht zu verlieren, sollte man sich erst eine kleine Handskizze machen und dort die nun schon bekannten Daten eintragen, nachdem man sie aus PUFF herausgeholt hat:



38

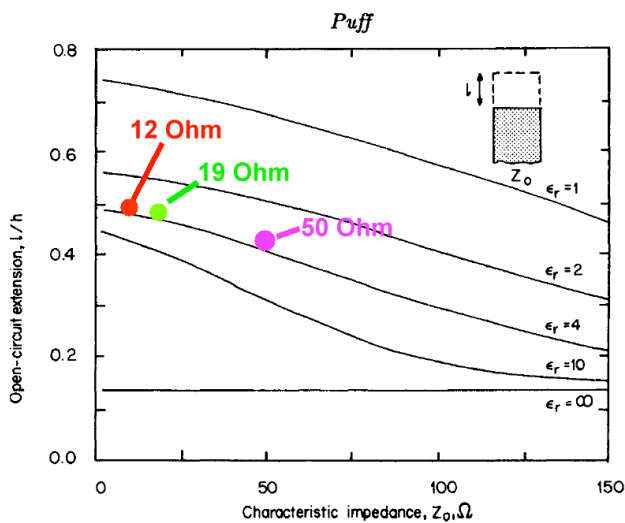


Figure 7.2 The open-circuit end correction in microstrip, plotted from (7.2). The artwork length correction in a parts list should be *negative*.

Der dicke „Kondensator“ mit  $Z = 12 \text{ Ohm}$  und  $5,9 \text{ pF}$  in der Mitte bringt es auf etwa 49,5% der Platinendicke, also

$$0,495 \times 0,813 \text{ mm} = 0,40 \text{ mm}$$

Jetzt kann man sich für jede Stossstelle die erforderliche Verkürzung der breiteren Leitung nach der Formel

$$\text{Verkürzung} = \text{Extension} \cdot \left( 1 - \frac{W_2}{W_1} \right)$$

ausrechnen. ( $W_2$  ist dabei die kleinere und  $W_1$  die größere Leitungsbreite).

Dieses Diagramm kennen wir bereits gut und wir holen uns daraus die Werte der Open End Extensions.

Bei den beiden „äußeren Kondensatoren“ mit  $Z = 19 \text{ Ohm}$  und  $2,7 \text{ pF}$  ist es etwa 49% der Platinendicke, also

$$0,49 \times 0,813 \text{ mm} = 0,40 \text{ mm}$$

Fangen wir links am Eingang nach der 50Ω – Feedline an:

$$\Delta l = 0,40\text{mm} \cdot \left(1 - \frac{1,78\text{mm}}{6,66\text{mm}}\right) = 0,29\text{mm}$$

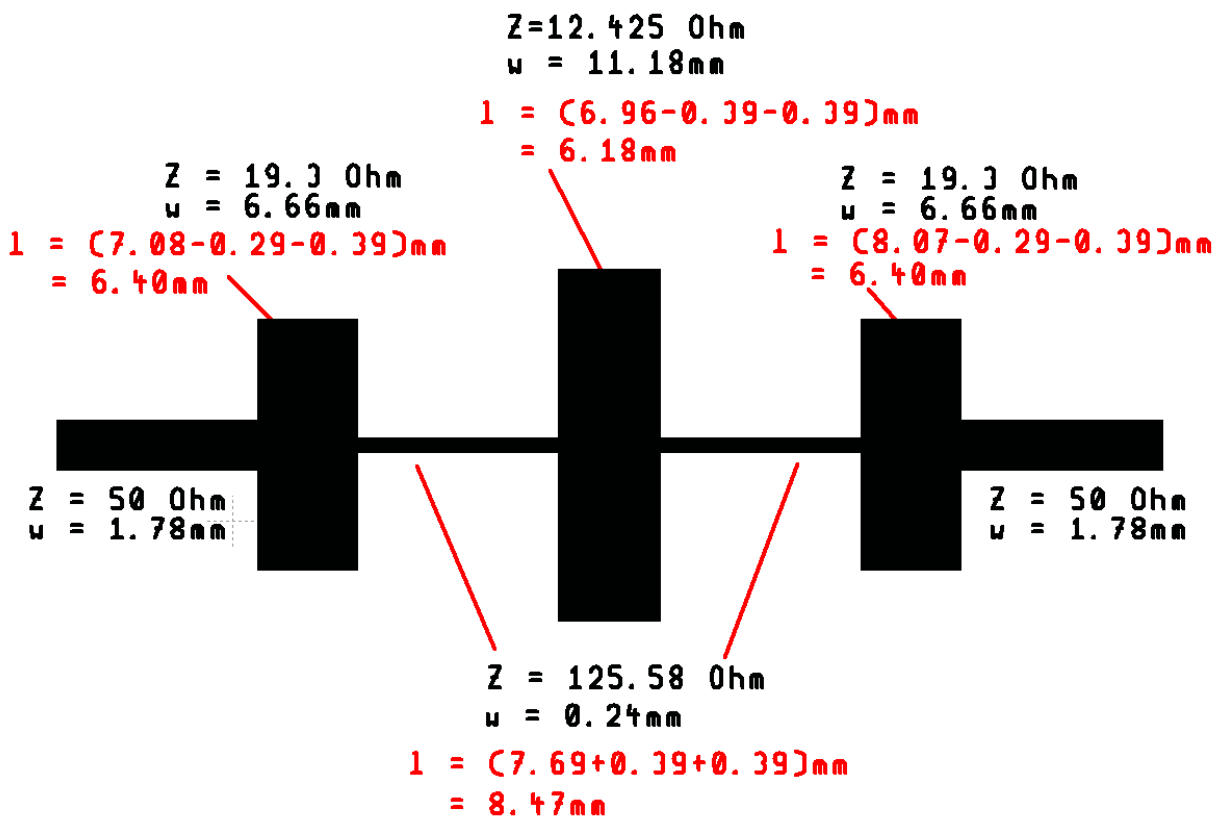
Dann kommt auf der rechten Seite des ersten Kondensators die schmale „Induktivität“:

$$\Delta l = 0,40\text{mm} \cdot \left(1 - \frac{0,24\text{mm}}{6,66\text{mm}}\right) = 0,39\text{mm}$$

Jetzt trifft die schmale „Induktivität“ auf den fetten Kondensator in der Mitte:

$$\Delta l = 0,40\text{mm} \cdot \left(1 - \frac{0,24\text{mm}}{11,18\text{mm}}\right) = 0,39\text{mm}$$

Wenn wir das an allen Stellen des Layouts berücksichtigen, erhalten wir den ersten Prototypen:

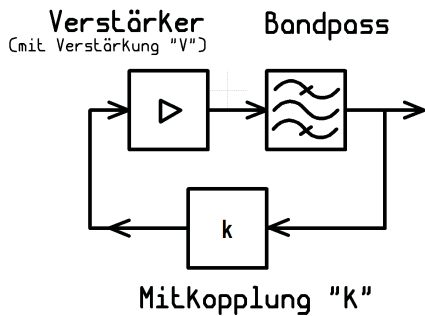




## 10. HF-Oszillatoren in PUFF

### 10.1. Grundlagen der Schwingungserzeugung von Sinussignalen

In der HF- und Mikrowellentechnik sind Oszillatoren als Signalquellen für Sinussignale unentbehrlich und ihr Entwurf ist ein eigenes, spezielles Gebiet. Auch existieren mehrere Entwurfsverfahren mit unterschiedlichen Ausgangspunkten und es gibt entsprechende Literatur dazu. Sehen wir uns aber zuerst das Prinzip an:



Das ist die „klassische Methode“, denn sie geht von einem „mitgekoppelten Verstärker“ aus, bei dem dauernd mehr als genug vom verstärkten und gleichphasigen Ausgangssignal zum Verstärkereingang zurückgeführt wird, damit sich „die Schwingung selbst am Leben hält“. Diese Maschine startet sich selbst durch das Eigenrauschen des Verstärkers und der Bandpass sorgt dafür, dass dieser Vorgang nur bei einer einzigen Frequenz erfolgen kann. Die Amplitude der Ausgangsspannung wird jedoch dauernd zunehmen und muss durch eine „Begrenzung“ stabilisiert werden.

Diese „Schwingbedingung“ kann man auch so ausdrücken:

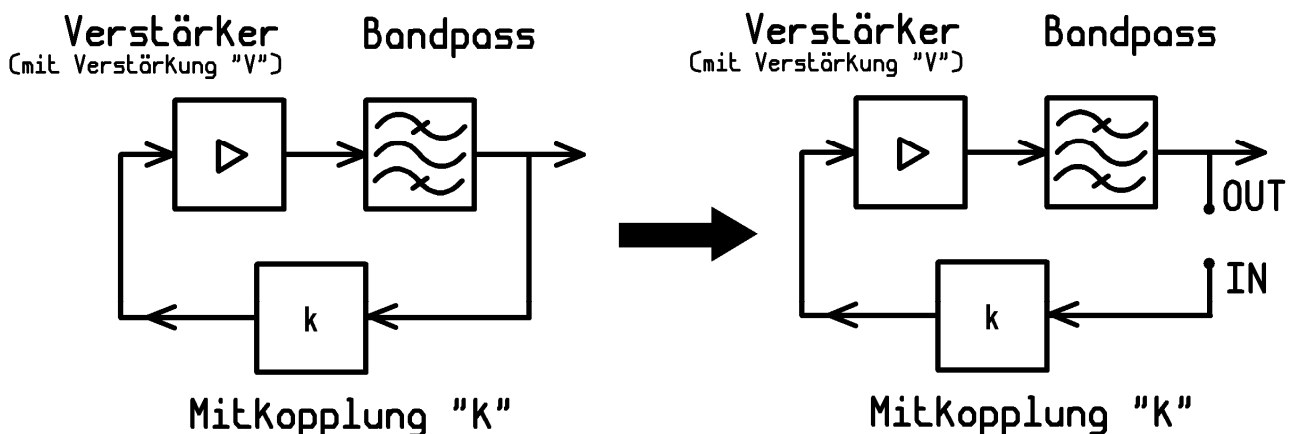
$$k \geq \frac{1}{V}$$

(Hinweis: das ist ja irgendwie logisch, denn z. B. bei zehnfacher Verstärkung muss wenigstens ein Zehntel der Ausgangsspannung wieder am Eingang ankommen, damit sich das Ganze am Leben hält).

### 10.2. Übliche Entwurfsverfahren bei HF- und Mikrowellen-Oszillatoren

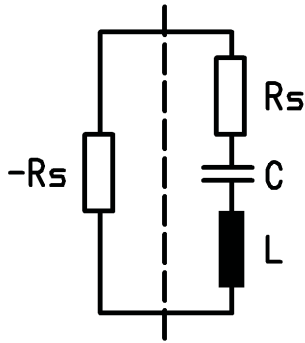
#### A) Entwurf über die Schleifenverstärkung (Open Loop Gain)

Dazu trennt man die Schleife an einer Stelle (...meist am Ausgang in Richtung Mitkopplung) auf, speist bei „IN“ das Signal eines Messgenerators ein und misst die „Open – Loop – Verstärkung“ bei „OUT“. Sie muss mindestens „1“ betragen, wenn eine Dauerschwingung entstehen soll:



Diese Methode ist für das Arbeiten mit PUFF als S-Parameter-Programm nicht so gut geeignet. Deshalb sehen wir uns mal die Methode an, die auch im PUFF – Handbuch beschrieben wird.

## B) Prinzip des negativen Widerstandes (= One-Port Oscillator)



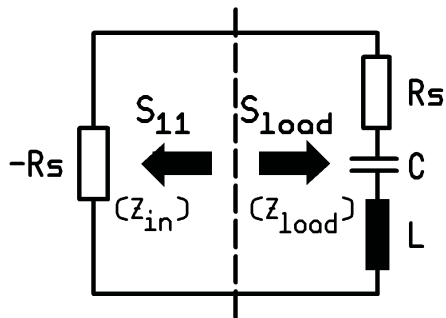
Der Grundgedanke ist recht einfach:

Ein LC-Schwingkreis (= Bandpass am Verstärkerausgang im vorigen Bild) enthält immer **Verluste**, die durch den **Serien-Verlustwiderstand Rs** berücksichtigt werden.

In der nebenstehenden Schaltung wurde nun dem Schwingkreis ein **negativer Widerstand „-Rs“** zugeschaltet, (der durch den **Eingangswiderstand der angeschlossenen Verstärkerschaltung oder ein Bauteil mit negativem Widerstand -- z. B. einer Tunnelodiode oder Gunndiode etc. -- gebildet wird**). Dann gilt:

**Wurde der Schwingkreis erregt (= „angestoßen“), dann entsteht eine Dauerschwingung, wenn beide Widerstände sich gerade exakt aufheben.**

**Ist der negative Widerstand größer als der Verlustwiderstand Rs des Kreises, dann erhält man eine Ausgangsspannung, die pausenlos ansteigt und dann irgendwann begrenzt werden muss. Genau dieser Vorgang muss nach dem Einschalten eines solchen Oszillators ablaufen!**



Richtig interessant wird es jetzt, wenn man nun mit den S-Parametern dieser beiden Schaltungsteile arbeitet (...dann bieten sich Möglichkeiten für den PUFF-Einsatz!).

Da sieht man, dass **bei Resonanz** des Kreises nur  $R_s$  in ihm übrig bleibt und dass für  $Z_{in}$  der linken Seite gilt:

$$Z_{in} = -R_s$$

Berechnet man nun  $S_{11}$  für den linken Schaltungsteil (= negativer Widerstand), dann gilt:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{-R_s - Z_0}{-R_s + Z_0} = \frac{R_s + Z_0}{R_s + Z_0} = \frac{1}{S_{load}}$$

(Diese Beziehung findet sich auch im PUFF Handbuch auf den Seiten 44 – 46. Sie ist sehr ausführlich im Buch „Microwave Engineering“ von David Pozar abgeleitet).

**Bei einer Dauerschwingung (= „eingeschwungener Zustand“) muss also gelten:**

$$S_{11} = \frac{1}{S_{load}}$$

**während für den Start des Oszillators (= „Anschwingen“) der Wert von  $S_{11}$  größer sein muss als  $1 / S_{load}$**

Für die Arbeit mit PUFF ergibt das recht interessante Möglichkeiten:

a) Zuerst muss man den **Kehrwert der „Last-Reflektion  $S_{load}$ “** mit dem Taschenrechner bilden. Das ist recht einfach, wenn man bei  $S_{load}$  den Betrag und die Phase (= magnitude and phase) kennt. Durch das **Invertieren kehrt sich beim Phasenwinkel einfach das Vorzeichen um, während man beim Betrag mit dem Taschenrechner den Kehrwert bildet**. Beide Ergebnisse können nun in ein selbst geschriebenes S-Parameter-File mit dem Namen „Sload.s1p“ eingetragen werden. Eine Puff Simulation zeigt dann die genaue Lage des Punktes im Smithchart und da muss man aber gleich aufpassen:

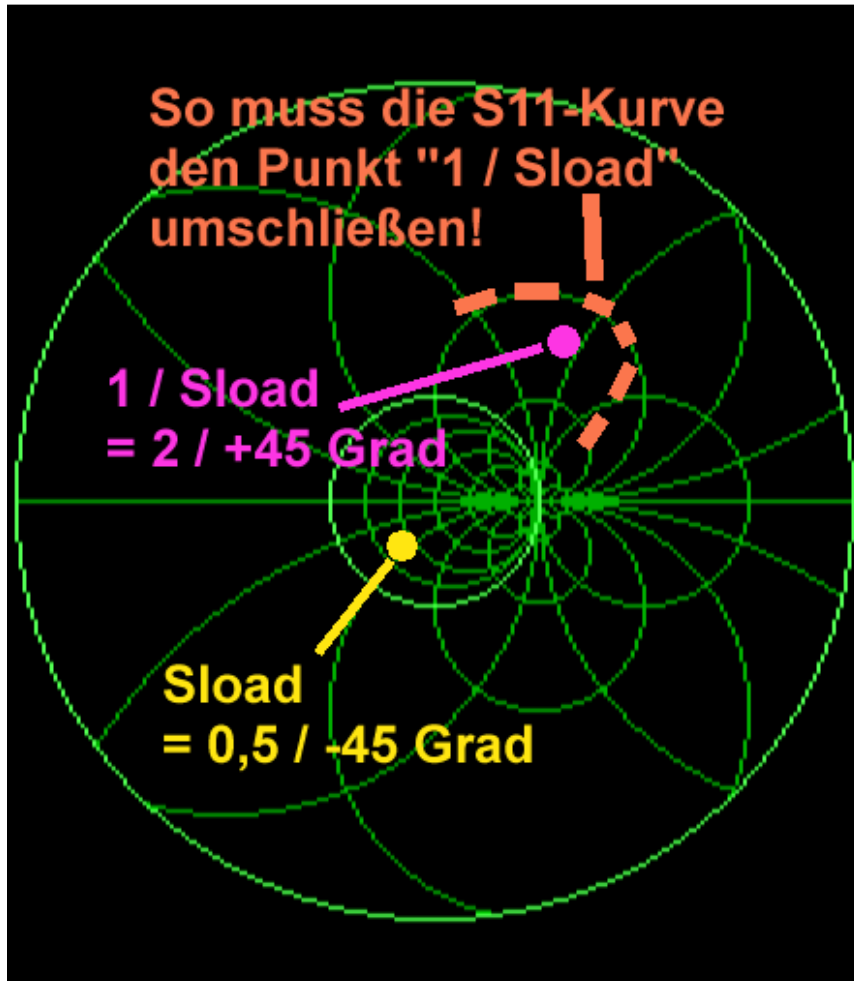
Die „**Magnitude**“ ist nun größer als „1“ (...schließlich wollen wir einen negativen Widerstand bestimmen und da ist das so....) und deshalb muss man einen **Smith-Radius wählen, der deutlich größer als 1 ist.**

Dann gilt:

**Die Schaltung wird nur dann schwingen, wenn der Betrag von S11 (= magnitude) größer ist als der Punkt „1 / Sload“**

oder anders ausgedrückt:

**Die S11-Kurve muss den Punkt „1 / Sload“ von außen umschließen, damit die Schaltung schwingen kann.**



Sehen wir uns das an einem Beispiel an.

Die Last weise den S-Parameter  $S_{load} = 0,5 / -45 \text{ Grad}$  auf.

Dann wird  $1 / S_{load} = 2 / +45 \text{ Grad}$ .

(Folglich muss nun der Radius des Smith-Diagramms vergrößert werden. Hier wurde  $r = 4$  gewählt).

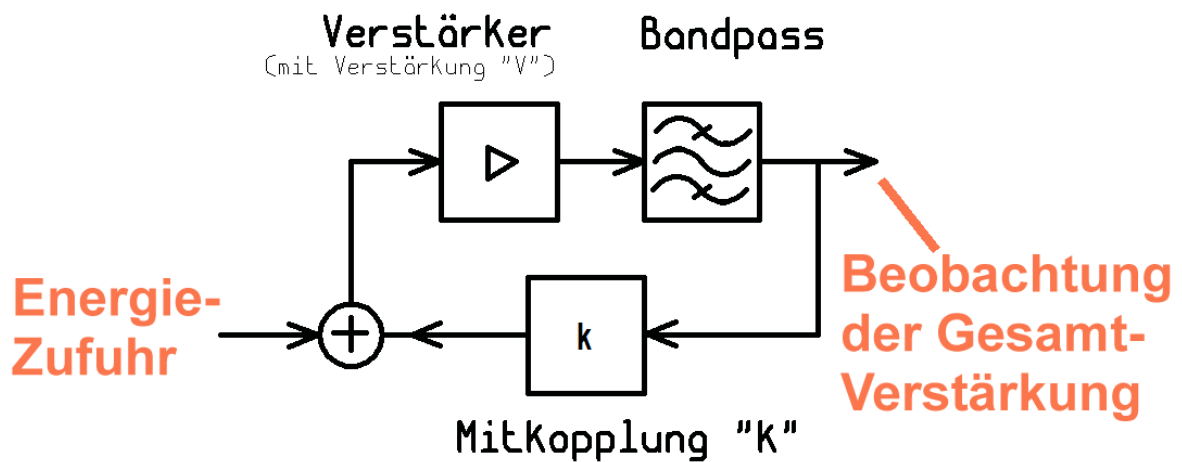
**Die S11-Kurve muss dann zum „Anschwingen des Oszillators“ eine größere Magnitude aufweisen und den Punkt „1 / Sload“ umschließen.**

**Diese Methode ist nun gar nicht so schlecht für die Arbeit mit PUFF.**

Aber beim Durchdenken weiterer Möglichkeiten ist dem Autor ein Weg eingefallen, der noch präzisere Daten für die Dimensionierung der praktischen Schaltung und tiefere Einblicke in die Vorgänge liefert.

### 10.3. Entwurf der kompletten Einheit „Oszillatorschaltung“ mit PUFF

Dazu gehen wir von einer anderen Seite an die Sache heran und sehen uns dieses Bild an:



Der Grundgedanke ist die Einfügung einer Addierschaltung am Verstärkereingang, über die der Schaltung extern Energie zugeführt wird. Gleichzeitig beobachtet man am Ausgang die Signalamplitude und damit die Gesamtverstärkung.

**Sobald man nun den Mitkopplungsfaktor „k“ erhöht, steigt die Stufenverstärkung und erreicht genau beim Schwingungseinsatz den Wert „Unendlich“.**

Dieser Wert für k lässt sich leicht mit PUFF bestimmen. Allerdings muss man sehr auf folgende Details achten:

a) Macht man die **Kopplung stärker als nötig**, dann sinkt die Verstärkung scheinbar wieder - aber das ist eine Täuschung! **Im Smithchart wechselt nun nämlich die Krümmung der Verstärkungskurve S<sub>21</sub> von „Uhrzeigersinn“ auf „Gegen-Uhrzeigersinn“ und das bedeutet dann eine Energie-Abgabe der Schaltung!**

b) Nur bei der Verstärkung „Unendlich“ (= Einsatzpunkt der Oszillation“ haben wir auch eine Kreisgüte, die unendlich groß ist. **Sobald man nämlich „zuviel negativen Widerstand produziert“, bleibt ein Teil davon übrig, der nicht mehr zur Aufhebung der Kreisverluste erforderlich ist.**

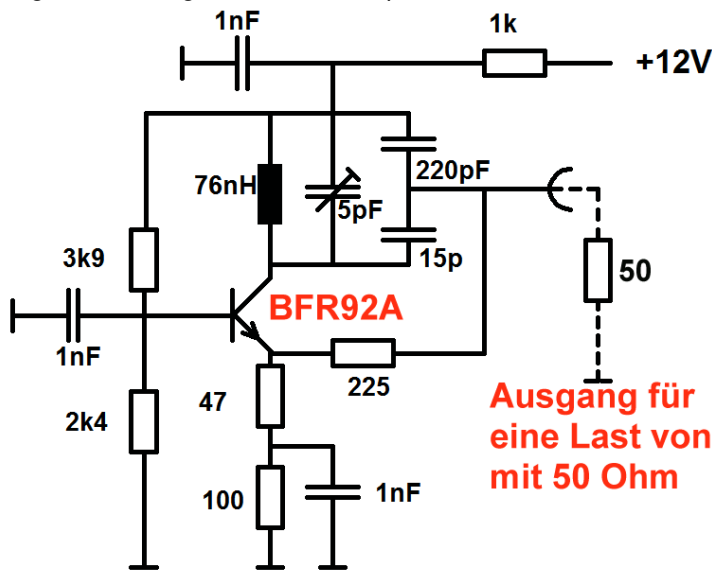
**Dieser übrig gebliebene negative Teilwiderstand bedämpft den verwendeten Schwingkreis erneut und verschlechtert die Kreisgüte -- man merkt das an einem Anstieg des Seitenbandrauschens bei der praktischen Schaltung und in der Simulation an einer Verbreiterung der Resonanzkurve. (Unglaublich ....ist aber so!).**

Nun noch die Beantwortung der Fragen, wie diese **Energiezufuhr und die Kontrolle der Verstärkung** über die Ausgangsspannung geschehen soll, ohne dass die Schaltung verfälscht wird:

- a) **Zur Energiezufuhr setzt man eine Konstantstromquelle „cs.dev“ mit unendlich großem Innenwiderstand ein und**
- b) **für die Beobachtung des Ausgangssignals dient ein Voltmeter „vm.dev“ mit unendlich hohem Eingangswiderstand.**

## 10.4. Analyse einer praktischen Oszillatorschaltung

Gegeben sei folgender Stromlaufplan:



Da stellen wir uns nacheinander folgende Aufgaben:

a) Zeichnen Sie das zugehörige und für die PUFF- Simulation geeignete Wechselstrom-Schaltbild und **beschreiben Sie die verwendete Schaltung.**

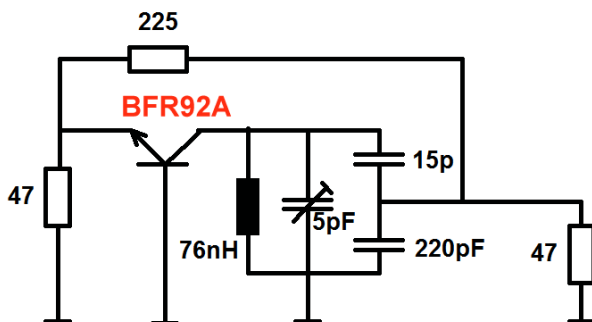
b) Ergänzen Sie die Schaltung um einen Parallel-Verlustwiderstand der Spule von  $6350\Omega$ . Simulieren Sie die Schaltung mit PUFF und stellen Sie fest, auf **welcher Frequenz sie schwingt.**

c) Der Oszillator soll in 2m-Band-Konverter die Mittenfrequenz von  $145\text{MHz}$  auf  $10,7\text{MHz}$  umsetzen und unterhalb der der Eingangsfrequenz

schwingen. **Berechnen Sie die genaue Schwingfrequenz und verändern Sie den Trimmkondensator** so lange, bis Sie diesen Wert erreicht haben. Welche Kapazität muss der Trimmkondensator dann aufweisen?

d) Ermitteln Sie die **aktuelle „Betriebsgüte und Bandbreite“ des Schwingkreises** sowie den **„negativen Innenwiderstand der Transistorschaltung“**, durch den der Schwingkreis entdämpft wurde.

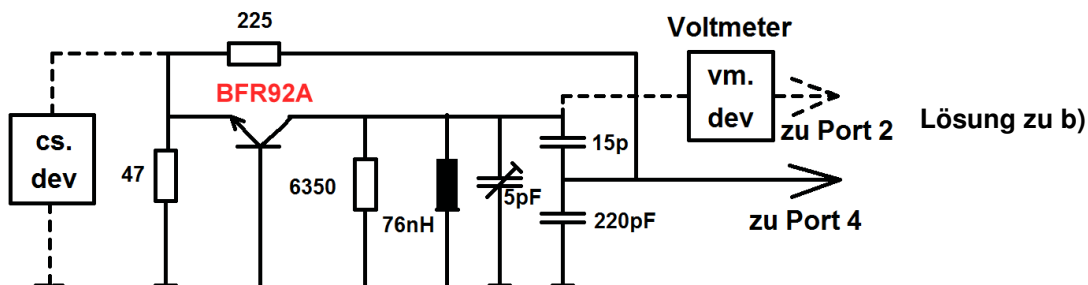
Lösung zu a):



Der BFR92A arbeitet in Basisschaltung als mitgekoppelter Verstärker. Bei der Basisschaltung sind Eingangs- und Ausgangsspannung gleichphasig, deshalb kann das Mitkoppelnetzwerk ohne Probleme direkt am Ausgang angeschlossen werden.

Die **Mitkopplung erfolgt über den Spannungsteiler  $47\Omega / 225\Omega$**  und wird von der Spannung am  $220\text{pF}$  – Kondensator gespeist.

Analysiert man die Spannung mit LTspice, so findet man einen **Arbeitspunkt des Transistors von  $U_{ce} = 5\text{V}$  und  $I_c = 5\text{mA}$ .**



Konstantstrom-Quelle (von Port 1 gespeist)

Lösung zu b)

```

F3 : PARTS
a indef BFR92A.s2p
b dev cs.dev
c dev vm.dev
d l 0Ω
e l 76nH
f l 15pF
g l 220pF
h l 5pF
i l 47Ω
j l 225Ω
k l 6350Ω

```

So muss die Bauteilliste in Feld F3 für die Erstellung der Schaltung aussehen.

Erläuterung:

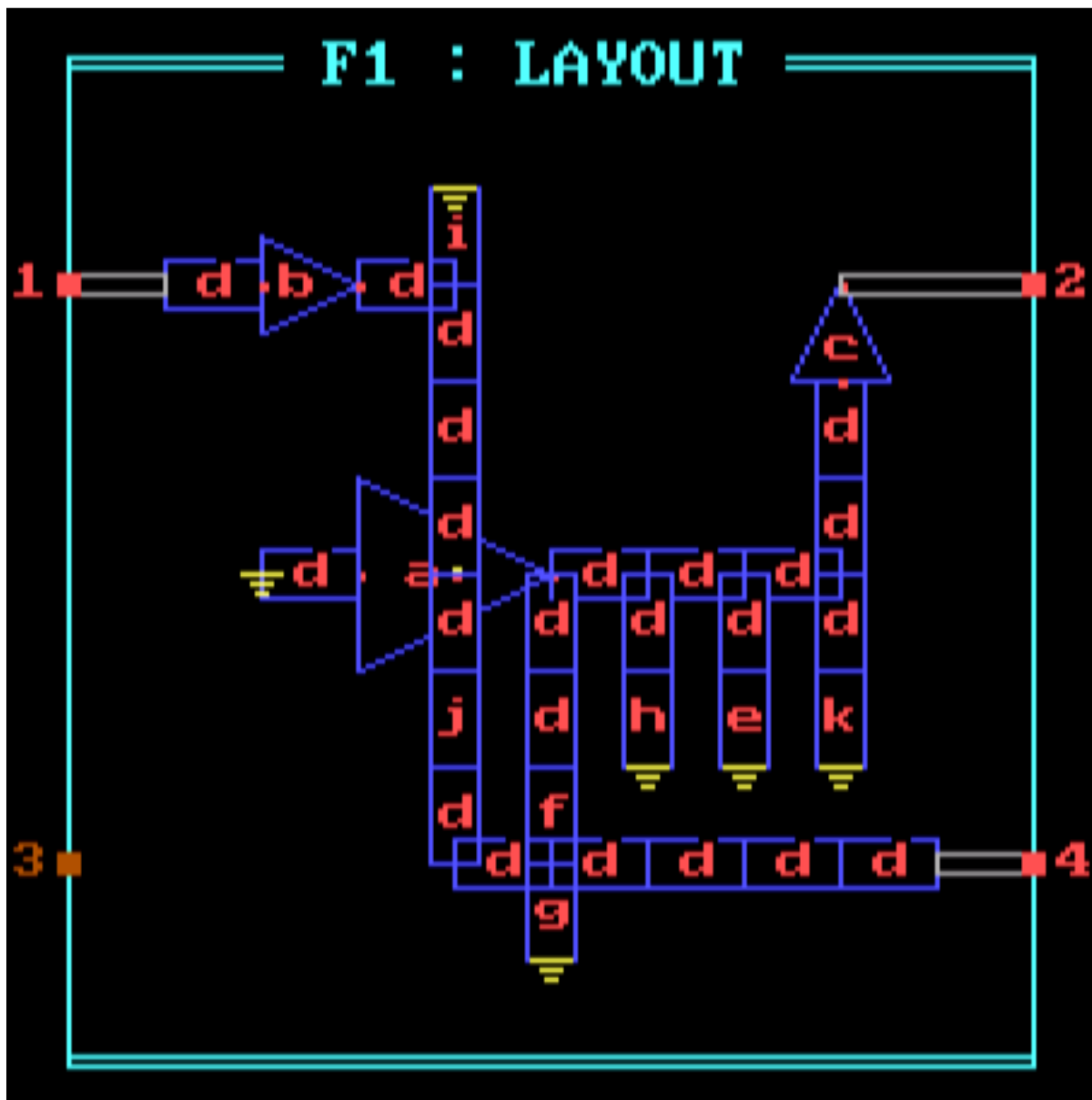
Das S-Parameter-File für den BFR92A im Arbeitspunkt  $U_{ce} = 5V / I_c = 5mA$  ist im PUFF – File – Ordner bereits enthalten.

Aber es muss durch „indef“ eine **Umwandlung von einem N-Port in einen (N + 1) – Port** vorgenommen werden. Dadurch wird der Emitteranschluss zugänglich, den wir für eine **Basisschaltung** brauchen. Die Anschlussfolge beim Schaltzeichen ist dann von links her:

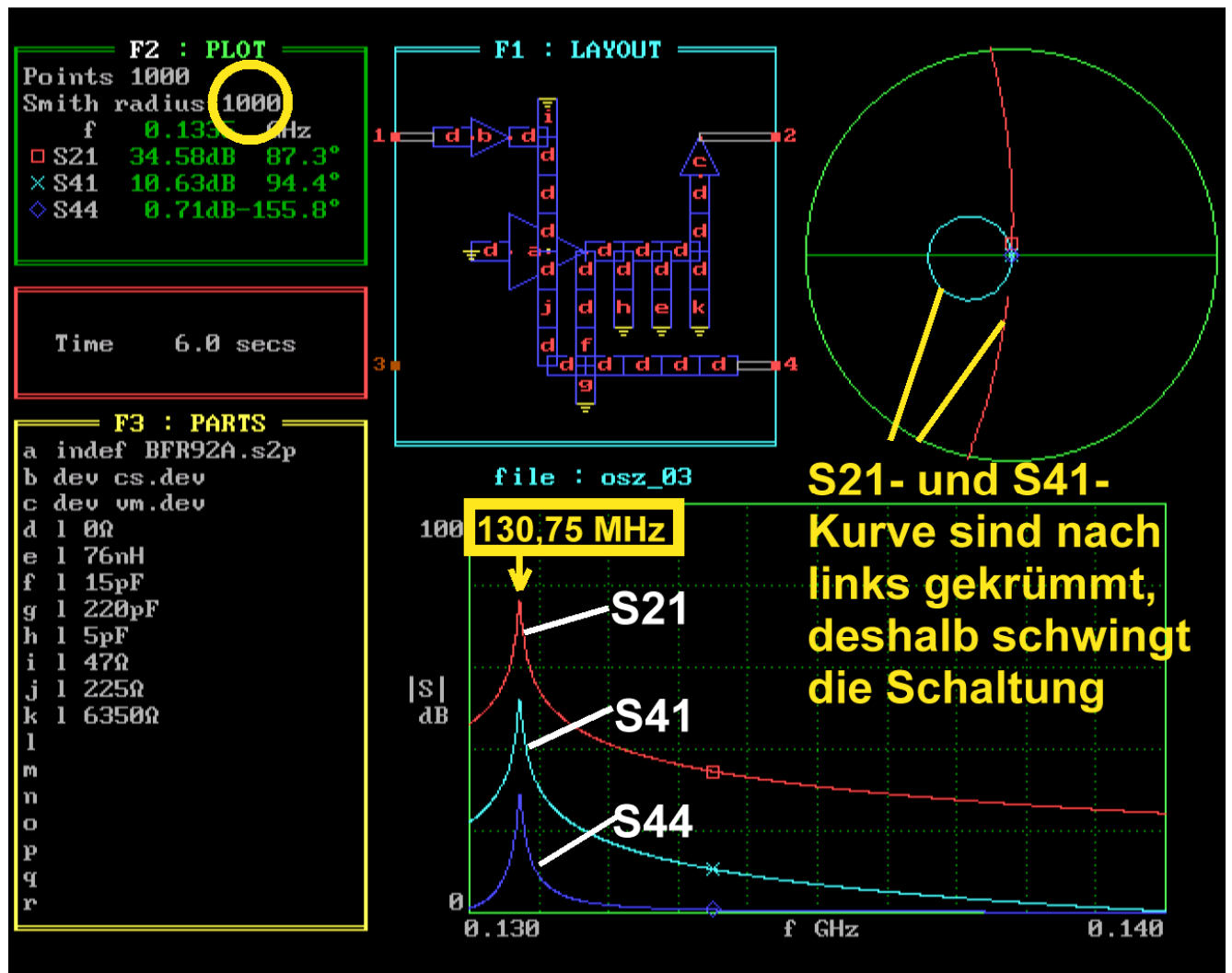
**Basis / Emitter / Kollektor**

„cs.dev“ stellt die Konstantstromquelle, „vm.dev“ das Voltmeter dar.

Bitte nun diese Musterschaltung mit der Bauteilliste vergleichen und anschließend einen Sweep von 130....140 MHz starten.



Dann sollte man folgendes Bild als Ergebnis bekommen:



Auswertung:

Als Smithchart-Radius ist  $r = 1000$  gewählt.

Simuliert werden 1000 Punkte.

Der erforderliche Frequenzbereich beträgt 130...140 MHz.

An der vertikalen Achse des Diagramms ist ein Bereich von 0...+100dB erforderlich.

Die Kurven für S21 und S41 sind nach links gekrümmt. Das ergibt eine Dauerschwingung.

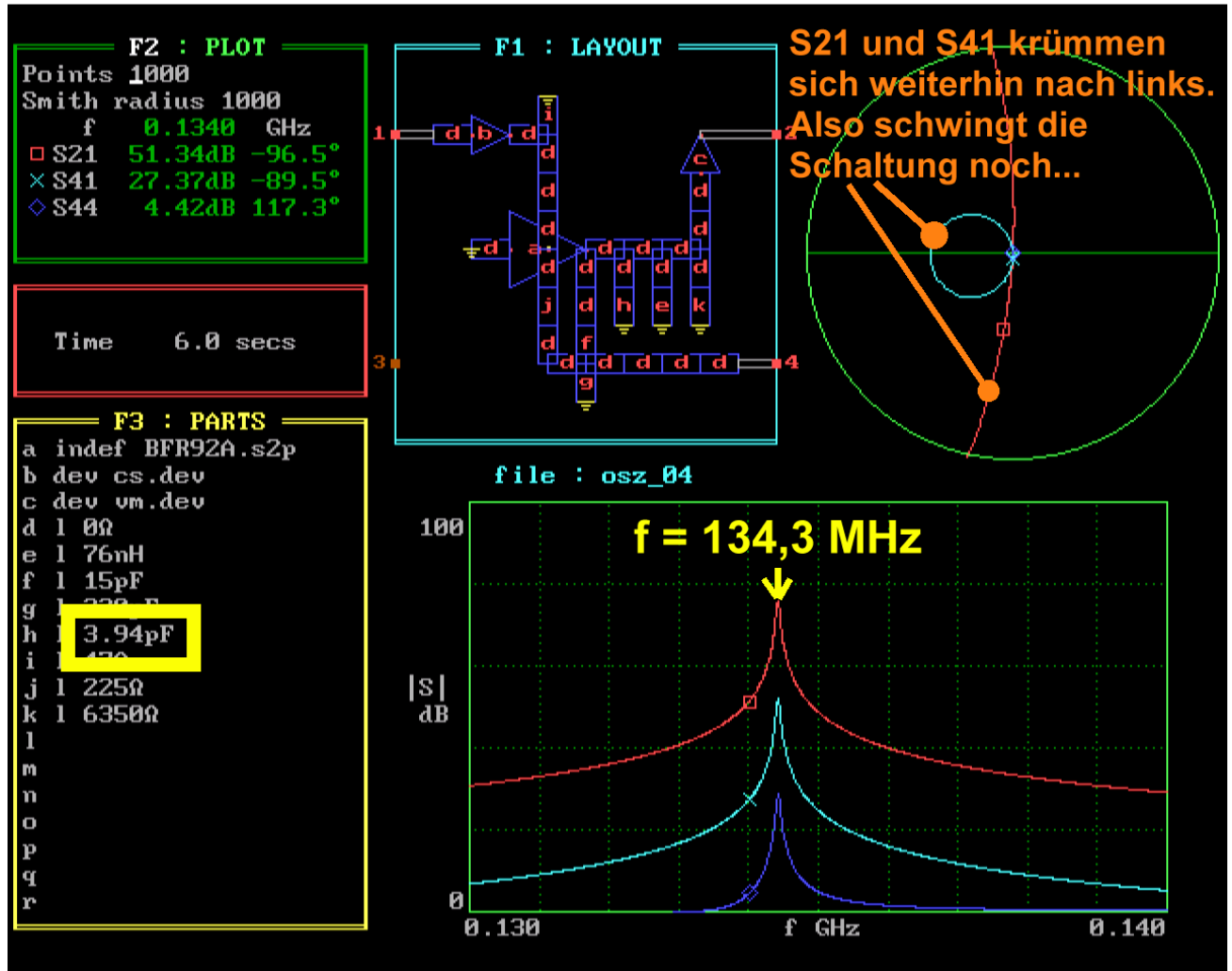
**Die S44 – Kurve liegt im Schwingbereich oberhalb von 1. Dazu gehört ein negativer Innenwiderstand.**

Den höchsten Wert für S21 und S42 findet man bei der Schwingfrequenz von  $f = 130,75$  MHz.

Zu c)  
Die erforderliche Oszillatorfrequenz beträgt

$$f_{\text{osc}} = f_{\text{IN}} - 10,7\text{MHz} = 145\text{MHz} - 10,7\text{MHz} = 134,3\text{MHz}$$

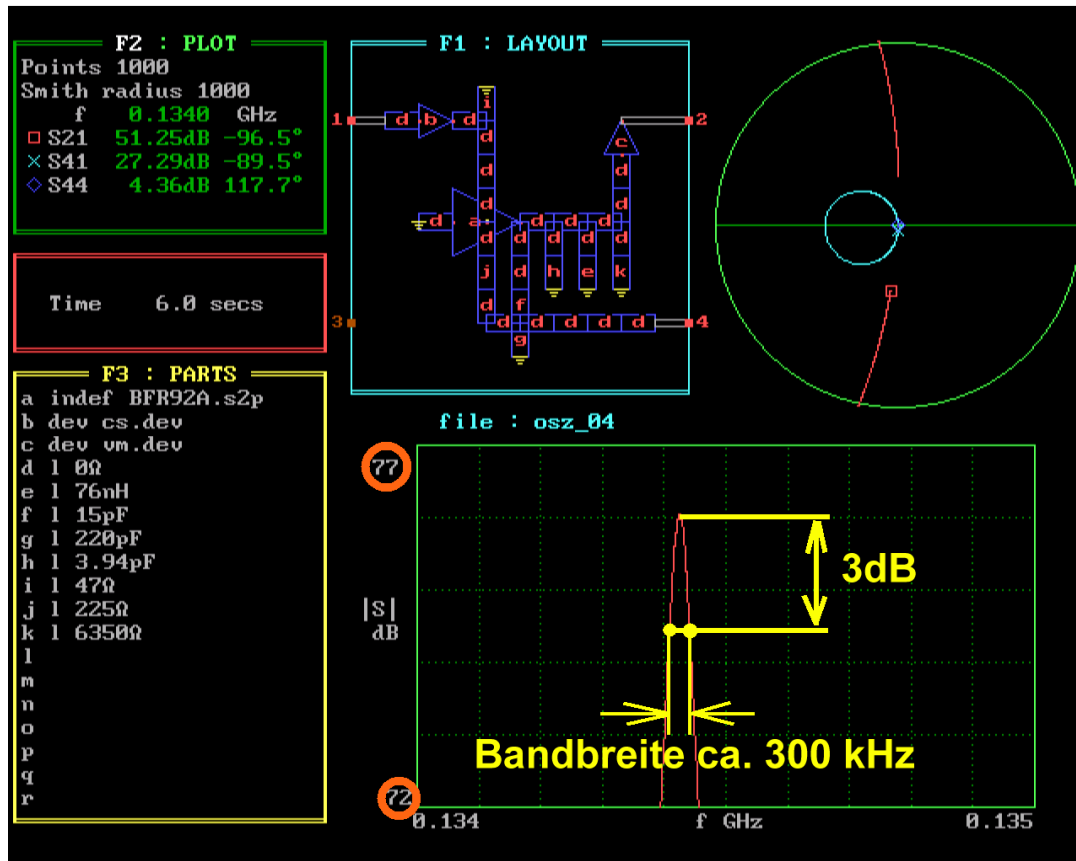
Dazu muss das Bauteil „h“, also der Trimmkondensator, auf 3,94pF verkleinert werden.





Zu d)

Da müssen wir nochmals simulieren und dafür sorgen, dass wir nur genau die „Spitze“ der S21-Kurve im Diagramm sehen und dass dabei (wegen der vorgegebenen Skalenteilung) ein Amplitudenumfang von 5dB dargestellt wird. Ebenso wird der dargestellte Frequenzbereich auf 134...135 MHz reduziert:



Bei einer „Mittenfrequenz“ von 134,3MHz und einer Bandbreite von  $b = 300\text{kHz}$  erhält man eine Betriebsgüte von

$$Q = \frac{134,3\text{MHz}}{0,3\text{MHz}} = 448$$

Obwohl die Schaltung schwingt, wird der Schwingkreis bekanntlich durch den nun negativen Innenwiderstand der Transistorschaltung „bedämpft“. Oder besser gesagt: seine Güte verschlechtert sich dadurch und die Bandbreite der S21-Kurve steigt. Man kann den wirksamen negativen Parallel-Wirkwiderstand berechnen zu

$$R_p = -Q \cdot X_L = -448 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 134,3\text{MHz} \cdot 76\text{nH} = -28730\Omega$$

Bei diesem Beispiel steigt die Güte von  $Q = 100$  (= Leerlaufgüte der Spule, ergab den Parallelwiderstand von  $6350\Omega$  im Simulationsschaltbild) auf 448 -- also um den Faktor 4,48. **Im Buch „Microwave Engineering“ von David Pozar wird empfohlen, nur einen Faktor „3“ zu wählen, um keine Probleme mit Bauteilstreuungen zu bekommen. Also müsste man die Mitkopplung entsprechend verstärken.**

Die Kreisgüte würde dann  $Q = 300$  betragen und die Bandbreite auf

$$b = \frac{134,3\text{MHz}}{300} = 448\text{kHz}$$

ansteigen.

## Anhang 1:

### Alphabetischer Stichwortkatalog der wichtigsten Bedienkommandos für PUFF (Version 2.1) unter Windows 7

**Hinweis: Bei den angegebenen Tastenkombinationen gelten natürlich NICHT die spitzen Klammern, sondern nur der Klammerinhalt!**

Stichwort	Befehle / Tastenkombinationen
<b>Abmessungen</b> von Bauteilen oder Leitungen anzeigen lassen	Ins <b>Feld F3</b> wechseln, den Cursor auf die entsprechende Bauteilzeile fahren und < = > drücken. Die Daten erscheinen dann im Dialogfenster (= „message box“)
<b>Abstand der Portanschlüsse</b> bei der Platine in Feld F1 ändern	Ins <b>Feld F4</b> wechseln, dann unter Menüpunkt „c“ den neuen Abstand eintippen
<b>Ausdrucken des Bildschirmes</b>	Mit <print screen> eine Kopie des Windows-Bildschirmes anfertigen. Dann ein Grafikprogramm (mitgeliefert: Irfan-View) starten und dort diese Kopie einlesen. Anschließend entweder den PUFF-Ergebnisschirm ausschneiden und als Grafik (Vorschlag: TIFF-Datei) speichern. Diese Grafik kann anschließend in WORD eingebunden und ausgedruckt werden. Oder: gleich den kompletten gespeicherten Windows-Bildschirm ausdrucken.
<b>Bauteil platzieren (im Layout F1)</b>	Ins <b>Feld F1</b> wechseln und den <b>Cursor mit den Pfeiltasten an die Anschlussstelle für das Bauteil manövrieren. Durch Eintippen des richtigen Buchstabens (zu sehen in der Bauteil-Liste des Feldes F3) das benötigte Teil selektieren. Dann durch Drücken der passenden Cursor-Richtungstaste das Bauteil platzieren.</b>
<b>Bauteil löschen (im Layout F1)</b>	Ins <b>Feld F1</b> wechseln, den <b>Cursor mit den Pfeiltasten auf den Anfang des Bauteils manövrieren und es mit der Tastenkombination &lt;shift + Cursor-Richtungstaste&gt; löschen.</b> (= Cursor muss sich dabei auf das Bauteil hinbewegen)
<b>Bauteil samt Wert eingeben (in Liste F3)</b>	Ins <b>Feld F3</b> wechseln, mit dem Cursor auf einen freien Platz der Liste fahren und eintippen: <b>“lumped.....” (es genügt auch der Anfangsbuchstabe „l“).</b>  Die Bauteile können einzeln oder als Reihen- oder als Parallelschaltung eingegeben werden. Als Einheiten sind bei Ohm'schen Widerständen entweder “Ω, kΩ usw.” oder auf den Systemwiderstand normierte Werte (“1z”, “0.3z” usw.) zulässig.  Blindelemente können dagegen direkt mit der korrekten Einheit (z. B. pF, μH) oder als imaginäre Widerstandswerte (“+j10”) oder als auf den Systemwiderstand normierte imaginäre Widerstandswerte (“-j5z”) angegeben werden. Beispiel für komplexe Reihenschaltung: “2+j4-j3z”
<b>Bauteil-Vorratsliste F3 erweitern</b>	Auf <b>F3</b> drücken, dann die <b>Tabulatortaste betätigen</b> (weil die Punkte a...h nicht ausreichen)

---

**Bildschirmgröße umschalten**

Mit **<Alt + Eingabe>** lässt sich unter Windows der PUFF-Bildschirm zwischen „**formatfüllend**“ und „**Fensterbetrieb**“ umschalten

---

**Component - Sweep**

Ein Bauteil aus der Bauteil-Liste kann in seinem Wert durch das Programm variiert werden, während die anderen Bauteile und die Frequenz konstant gehalten werden. So kann man eine Schaltung optimieren. Dazu muss man aber erst in das Feld **F3** gehen und vor den **Bauteile-Wert ein Fragezeichen setzen**.

Beispiel: lumped ?10pF  
oder tline 50 ?90<sup>0</sup>

Nach dem Wechsel ins Feld **F2** werden zuerst an der **waagrechten Achse des Frequenzgang-Diagramms die „Sweep-Grenzen“ für die Variation des Bauteils eingestellt, z. B.**

5pF.....15pF für einen Kondensator oder  
70<sup>0</sup>.....110<sup>0</sup> für die Transmission Line

Anschließend genügt ein Druck auf **< p> oder <q>** zum Start der Simulation

---

**Coupled lines (= gekoppelte Streifenleitungen) einsetzen**

Eingabe im Bauteilfeld **F3** mit **“clines”** oder nur **“cl”** für ideale Leitungen.

Darauf folgen die Werte von **“Even”** und **“Odd”-Widerstand**, falls der Wellenwiderstand der gekoppelten Leitungen vom Systemwiderstand abweicht. Anschließend muss noch die elektrische Länge angegeben werden.

**Stimmen die Wellenwiderstände von System und Koppelleitung überein, dann muss nur einer der beiden Widerstandswerte (egal, ob “Even” oder “Odd”) eingetragen werden.** PUFF berechnet dann den zweiten, fehlenden Wert über die Formel

$$Z^2 = Z_{\text{even}} \times Z_{\text{odd}}$$

und trägt ihn im \*.puf - File nach.

Achtung: sollen sämtliche Unvollkommenheiten und Schmutzeffekte bei der Berechnung berücksichtigt werden, dann schreibt man hinter „cl“ **noch ein Ausrufungszeichen**.

---

**Datei eines Entwurfes laden**

In **Feld F3** wechseln, **<CTRL + r>** und **Dateiname eingeben, dann <RETURN>**.

**(Achtung: die Datei muss die Extension \*.puf tragen und im PUFF-Ordner gespeichert sein.**

Die „\*.puf - Extension muss aber nicht unbedingt angegeben werden).

---

**Datei eines Entwurfes speichern**

In **Feld F2** wechseln, dann **<CTRL + s>**, gewünschten Dateinamen eintippen, schließlich **<RETURN>**

---

---

**Frequenz beim Betrachten der simulierten Ergebnisse in den Diagrammen ändern**

Einfach die **Page-up-** oder die **Page-Down-**Taste (= Bild rauf oder Bild runter Tasten) drücken.  
**Folge: auf den Kurven wandert ein Cursor und die aktuelle Frequenz erscheint im Dialogfenster**

---

**Grad-Zeichen (o) für Winkeleingabe bei Bauteilen (z. B. bei elektrischen Längen von Leitungsstücken**

<Alt d> (aber man muss sich in Feld F3 in der Zeile des gewünschten Bauteils befinden.  
Beispiel: tl 50Ω 90°

---

**Hilfe anfordern**

**Taste <F10> drücken**

---

**Impulsantwort auslösen**

< i > (wenn man sich in Feld F2 befindet)

---

**Manhattan-Einstellung (bei HF-Leitungen)**

Taste **F4** drücken, dann kann mit der Tabulatortaste zwischen Microstrip-, Stripline- und Manhattan-Eingabe umgeschaltet werden.

„**Manhattan**“ bedeutet, dass die in Feld F3 aufgeführten und dann in Feld 1 auf der Platine eingesetzten HF-Leitungen unabhängig von ihrer tatsächlichen Länge genau so kurz dargestellt werden wie diskrete Bauteile (= 10% der Platinenlänge. Das spart natürlich Länge und vermeidet die Meldung: „the part lies outside the board“. Aber das Ganze sieht anschließend so rechteckig und einförmig aus wie der Stadtplan von Manhattan.

---

**Mikro-Zeichen „μ“ (z. B. für Mikro-Henry)**

<Alt m> (wenn man sich in Feld F3 befindet).  
Beispiel für eine Induktivität mit 35μH („l“ steht bekanntlich für „lumped“, also diskretes Bauteil):

**l 35μH**

---

**Microstrip-Einstellung**

**Taste F4** drücken und mit dem Tabulator auf „**Microstrip**“ (bei HF-Leitungen) umschalten.  
„Microstrip“ bedeutet, dass der eingebaute Leitungscalculator eine HF-Leitung berechnet, bei der auf der Platinenoberseite eine schmale Leiterbahn und auf der Platinenunterseite eine unendlich große Massenfläche angebracht ist.

(Hinweis: der Eintrag im Feld F3 heißt z. B.:

**tl 50Ω 90°**

Stellt man nun den Cursor auf diese Zeile und drückt das **Gleichheitszeichen**, dann werden im Dialogfeld die zugehörigen **mechanischen Leitungsdaten** eingeblendet).

Achtung:

Möchte man eine „**realistische Modellierung**“ mit allen Schmutzeffekten (Dispersion, Dämpfung etc.) durchführen, dann **muss hinter „tl“ ein Ausrufungszeichen gesetzt werden!** (Siehe: „Microstrip-Line mit Dispersion und Dämpfung“)

Beispiel:

**tl! 50Ω 90°**

---

---

**Microstrip-Line mit Dispersion und Dämpfung untersuchen**

**tline!** (oder einfach **nur „t!“**) anstelle von „tl“ oder „tline“ eingeben.

Achtung: VOR dem Laden von PUFF muss dazu erst mit einem Texteditor das entsprechende File (bzw. bei Neubeginn das SETUP-File) aufgerufen werden. **Dann muss dort die Platinendicke, die Dicke der Cu-Schicht, die Oberflächenrauigkeit sowie der Verlustfaktor für die vorgesehene Entwurfsfrequenz eingetragen und gespeichert werden.**

Beispiel:

Werte bei FR 4 - Material für die Frequenz 1700 MHz  
 $\epsilon_r = 4.33$

loss tangent = 1.5 E-2

Platinendicke s = 1.5 mm

Leiterdicke = 0.035mm

Oberflächenrauigkeit = 0.002 mm

---

**Nächsten Knoten im Layout anspringen**

**<CTRL + n>** (wenn man sich in **Feld F1** befindet)

---

**Ohm-Zeichen („Ω“)**

**<Alt + o>** (wenn man sich in Feld F3 in der Zeile des gewünschten Widerstandes befindet)

---

**Löschen eines Bauteils im Layout**

Ins **Feld F1** wechseln, den Cursor mit den Pfeiltasten auf den **Anfang des Bauteils im Layout manövrieren und es mit der Tastenkombination < shift + Cursor-Richtungstaste > löschen. Die nötige Richtungstaste muss dann genau in Richtung des Bauteils weisen.**

---

**Löschen der Verbindung zwischen einem Portpin und der Schaltung im Layout**

In Feld **F1** mit dem Cursor genau an die Anschlussstelle des entsprechenden Portpins im Layout fahren. Dann die Umschalttaste drücken und die Nummer des Ports eingeben, zu dem die Verbindung aufgetrennt werden soll.

---

**Löschen der kompletten Schaltung im Layout**

Ins **Feld F1** wechseln, dann **<CTRL + e>** eingeben

---

**Masse-Verbindung im Layout anbringen**

Im Feld **F1** mit den Pfeiltasten an den gewünschten **Schaltungspunkt manövrieren und dort das Gleichheitszeichen „< = >“ drücken**

---

**PARALLEL-Zeichen für diskrete Bauteilkombinationen eingeben**

**<Alt + p>** (wenn man sich in Feld F3 und in der gewünschten Bauteilzeile befindet)

Beispiel:

lumped 50Ω||1nH||10pF

---

**Parallel-Ersatzschaltung für S11 oder S22 ausgeben lassen**

Ins Feld **F2** wechseln, die gewünschte Frequenz einstellen und prüfen, ob das **Smithchart auf „Leitwert“ (= „admittanz“)** eingestellt ist.

(Leicht daran zu erkennen, dass die **„kleinen Kreise um den „Unendlich-Punkt“ links im Diagramm liegen**).

Falls nicht, dann bitte mit der Tabulatortaste umschalten. Erst jetzt mit dem **Cursor auf S11 oder S22 fahren**.

Wird nun das **Gleichheitszeichen** eingetippt, dann zeigt das **Dialogfenster den Parallel-Wirkwiderstand, den Parallel-Blindwiderstand und die zum Blindwiderstand gehörige Parallel-Induktivität bzw. – Kapazität bei der eingestellten und angezeigten Frequenz.**

---

<b>Platine: Abstände der Portpins ändern</b>	Ins <b>Feld F4</b> wechseln, dann unter <b>Menüpunkt "c"</b> den neuen Wert eintippen
<b>Platine: Dicke ändern</b>	Ins <b>Feld F4</b> wechseln, dann unter <b>Menüpunkt "h"</b> den neuen Wert eintippen
<b>Platine: Dielektrizitätskonstante des Platinenwerkstoffes ändern</b>	Ins <b>Feld F4</b> wechseln, dann unter <b>Menüpunkt "er"</b> den neuen Wert eintippen
<b>Platine: Kupferschicht-Dicke (metal thickness) ändern</b>	Das „setup.puf“ – File <b>oder</b> das *.puf-File des speziellen Projektes mit einem Texteditor öffnen und in der Zeile „ <b>mt</b> “ den neuen Wert eintragen  Beispiel des Eintrags im Setup-File für <b>mt = 35µm</b> :  <b>mt 35Um</b> {metal thickness, use Um for micrometers}
<b>Platine: Länge ändern</b>	Ins <b>Feld F4</b> wechseln, dann unter <b>Menüpunkt "s"</b> den neuen Wert eintippen
<b>Platine: Oberflächenrauigkeit (surface roughness) der Leiterbahnen ändern</b>	Das „setup.puf“-File oder das „*.puf-File“ des speziellen Projektes mit einem Texteditor öffnen und in der Zeile der Kupferschicht bei „ <b>sr</b> “ den neuen Wert eintragen.  Beispiel für eine Rauigkeit von 2µm:  <b>Sr 2.000Um</b> {metal roughness, use Um for Micrometers}
<b>Platine: Masseverbindung bei einem Schaltungspunkt anbringen</b>	Eingabe <b>von &lt; = &gt;</b> (wenn man im Feld F1 ist)
<b>Platine: Verbindung zwischen der Schaltung und einem Port lösen</b>	Im Feld <b>F1</b> mit dem Cursor an die Anschlussstelle zum Portpin fahren. Dann die <b>Umschalttaste drücken und die Nummer des Ports eintippen.</b>
<b>Plotpunkte-Anzahl verändern</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln, mit Cursor auf " <b>points</b> " fahren und von Hand die Anzahl der Rechenschritte ( <b>max. 1000 bei unserer Protected Mode - Version</b> ) eingeben
<b>Plotvorgang (= Berechnung der Schaltung)</b>	Eingabe <b>von &lt; p &gt;</b> (wenn im Feld F2). Eingabe von <b>&lt; q &gt;</b> für „Quickplot“ (Ausgabe des Ergebnisses auf dem Bildschirm erfolgt erst nach Abschluss der Berechnung. Das verkürzt die Rechenzeit beträchtlich).
<b>Plotvorgang nach einer Änderung starten und zusätzlich den alten Verlauf darstellen</b>	Eingabe <b>&lt;CTRL p&gt;</b> (wenn im Feld F2) oder Eingabe von <b>&lt; CTRL q &gt;</b> für Quickplot (= Ausgabe auf dem Bildschirm erst nach abgeschlossener Berechnung)
<b>Portpin an Layout anschließen</b>	Ins <b>Feld F1</b> wechseln. Cursor an den entsprechenden Endpunkt der Schaltung fahren, dann die Nummer des Portpins eintippen, dann <b>&lt; RETURN &gt;</b>
<b>PUFF starten</b>	Windows 7 starten und dann die <b>DOSShell</b> aufrufen. Darin auf den PUFF-Icon klicken und so das Programm starten. <b>Geladen wird dann das „setup.puf“ - File</b>

<b>PUFF verlassen</b>	<b>Zweimal hintereinander &lt;ESC&gt;</b>
<b>Quickplot (= Ausgabe auf dem Bildschirm erst nach Abschluss der Berechnungen)</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln und <b>&lt; q &gt;</b> drücken. Drückt man dagegen <b>&lt;CTRL + q&gt;</b> , dann wird zusätzlich der vorherige Verlauf eingeblendet. (Quickplot verkürzt die Rechenzeit beträchtlich!)
<b>Reihen-Ersatzschaltung für S11 oder S22 ausgeben lassen</b>	Siehe unter <b>Serien-Ersatzschaltung</b>
<b>Serien-Ersatzschaltung für S11 oder S22 ausgeben lassen</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln, die gewünschte Frequenz wählen und prüfen, ob das Smithchart auf „ <b>Widerstand</b> “ (= „ <b>impedance</b> “) eingestellt ist. (Leicht daran zu erkennen, dass die „kleinen Kreise um den Unendlich-Punkt“ rechts im Diagramm liegen). Falls nicht, dann bitte mit der <b>Tabulatortaste</b> umschalten. Erst jetzt mit dem Cursor auf <b>S11 oder S22</b> fahren. Wird nun das <b>Gleichheitszeichen</b> eingetippt, dann zeigt das Dialogfenster den Serien-Wirkwiderstand, den Serien-Blindwiderstand und die zum Blindwiderstand gehörige Serien-Induktivität bzw. –Kapazität bei der eingestellten Frequenz.
<b>SMITH-Diagramm: Ausschnitt-Radius verändern</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln, mit Cursor auf " <b>Smith radius</b> " fahren, dann den gewünschten Radius eintippen (es sind Werte zwischen Null und Unendlich zulässig). <b>Werte kleiner als 1 ergeben eine "Ausschnitt-Vergrößerung"</b> .
<b>SMITH-Diagramm: " auf "groß" umschalten</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln, dann <b>&lt;Alt + s&gt;</b> . Zurückschalten ebenfalls wieder mit <b>&lt;Alt + s&gt;</b> . Hinweis: Mit <b>&lt;Alt + Return&gt;</b> kann außerdem der PUFF-Bildschirm zwischen „ <b>Formatfüllend</b> “ und „ <b>Fensterdarstellung</b> “ <b>hin- und hergeschaltet werden</b> .
<b>SMITH-Diagramm: ausdrucken</b>	Taste <b>&lt;PRINT SCREEN&gt;</b> drücken und den Screenshot damit in ein Bildbearbeitungsprogramm (mitgeliefert: Irfan View) einlesen. Dort kann dann ausgeschnitten, gespeichert oder ausgedruckt werden. Tipp: falls gewünscht, vorher mit <b>&lt; ALT + S &gt;</b> auf <b>Großbild-Darstellung des Smithcharts umschalten</b>
<b>SMITH-Diagramm: Frequenzmarken verschieben und somit die aktuelle Betriebsfrequenz ändern</b>	<b>Betätigung mit "page up" bzw. "page down"</b> .
<b>SMITH-Diagramm: Umschaltung von Widerstands- auf Leitwert-Darstellung</b>	In <b>Feld F2</b> gehen, dann die Tabulatortaste betätigen
<b>Sprungantwort auslösen</b>	<b>&lt; s &gt;</b> (wenn im <b>Feld F2</b> )
<b>Startfrequenz für den Plotvorgang und die Berechnung verändern</b>	Ins <b>Feld F2</b> wechseln und die Cursortaste (up oder down) solange betätigen, bis der <b>Cursor auf der Startfrequenz des unteren Diagramms (für den Frequenzgang) steht</b> . Neue Startfrequenz eintippen, dann neuen Plotvorgang mit <b>&lt; p &gt;</b> oder <b>&lt; q &gt;</b> starten.

---

**Stoppfrequenz für den Plotvorgang und die Berechnung verändern**

Ins Feld **F2** wechseln und die Cursortaste (up oder down) solange betätigen, bis der **Cursor auf der Stoppfrequenz** (= rechter Rand des unteren Diagramms für den Frequenzgang) steht.

**Neue Stoppfrequenz eintippen, dann neuen Plotvorgang mit <p> oder <q> starten**

---

**S-Parameter für Berechnung in der Liste hinzufügen**

Ins **Feld F2** wechseln, mit der Cursortaste „down“ im **Feld F2** nach unten bis zu einer freien Zeile in der Parameterliste fahren. Dann den **Buchstaben „S“** und den **Index für den gewünschten neuen Parameter eintippen (z. B. S13)**

---

**Stripline-Einstellung (bei HF-Leitungen)**

Taste **F4** drücken, dann kann mit der **Tabulatortaste** zwischen **Microstrip-, Stripline- und Manhattan-Eingabe umgeschaltet werden.**

**„Stripline“ bedeutet, dass oberhalb UND unterhalb der HF-Leiterbahn je ein Dielektrikum mit einer darauf folgenden Massefläche angeordnet ist.**

---



## Anhang 2:

### Überblick über wichtige und mitgelieferte PUFF – Device – Files

#### Information:

Um eines der folgenden Bauteile als “Device-File” in PUFF einzusetzen, müssen die zugehörigen 4 Zeilen des Teils aus der untenstehenden Liste in ein leeres Blatt kopiert werden. Dann wird dieses neue File mit der korrekten Endung „\*.dev“ im PUFF-Ordner gespeichert.

#### Beispiel: “cs.dev” für eine Stromquelle

---

```
{s-parameter device file for a current source}
{File Name: cs.dev}
s11 s21 s22
1 0 2 180 1 0
```

---

```
{s-parameter device file for a differential amplifier}
{File Name: da.dev}
s11 s22 s31 s32 s33
1 0 1 0 2 0 2 180 1 180
```

---

```
{s-parameter device file for a emitter follower stage}
{File Name: emfollower.dev}
s11 s21 s22
1 0 2 0 1 180
```

---

```
{s-parameter device file for an operational amplifier with differential inputs}
{File Name: op.dev}
s11 s22 s31 s32 s33
1 0 1 0 2E4 0 2E4 180 1 180
```

---

```
{s-parameter device file for a voltmeter with an internal source resistance = 50 Ohms}
{File Name: vm.dev}
s11 s21 s22
1 0 2 0 0 0
```

---

```
{s-parameter device file for a special voltmeter with an internal source resistance = zero}
{File Name: vm2.dev}
s11 s21 s22
1 0 2 0 1 180
```

---

```
{s-parameter device file for a voltage source}
{File Name: vs.dev}
s11 s21 s22
1 0 1 0 1 180
```

---