

Labor für Nachrichtentechnik an der Dualen
Hochschule Baden Württemberg in
Friedrichshafen

=====

Entwurf und Untersuchung einer WLAN-Patchantenne mit linearer Polarisation ($f = 2,45 \text{ GHz}$)

Autor:

Gunthard Kraus, DG8GB, Oberstudienrat i. R.
Gastdozent an der Dualen Hochschule Baden Württemberg

Email: mail@gunthard-kraus.de

Homepage: www.gunthard-kraus.de

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 „Schmalband-Antennen“ und deshalb „**Offene Schwingkreise**“. 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, in 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. fünf, aber spätestens ab zehn 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 abstrahlte 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 „**λ**“ ist natürlich die Wellenlänge gemeint, bei der die Berechnung erfolgen soll und die lässt sich über die Lichtgeschwindigkeit und die Sendefrequenz errechnen.

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

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

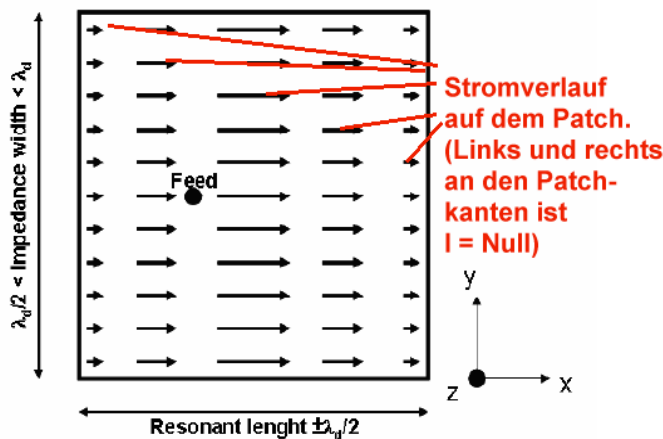
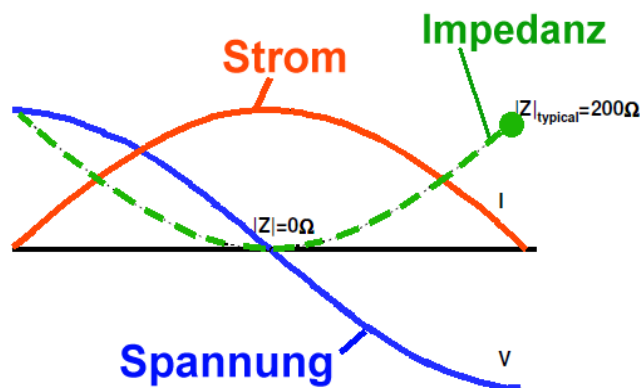


Figure 2: Current distribution on the patch surface



Speist man diese Leitung am Eingang (= **linke senkrechte Patchkante**) 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.

und man betrachtet den Patch deshalb als **leer laufende Microstrip-Leitung**.

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 200Ω als Gesamtwiderstand eingetragen). Also sind es an jeder Patchkante 400Ω , denn die **beiden Lastwiderstände sind von der Leistungsaufnahme her 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 50Ω 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.

Moderner Stand des Entwurfs ist 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) kann dazu ein Tutorial in Deutsch oder Englisch heruntergeladen werden, in dem der komplette praktische Entwurf einer Patchantenne für 5,8 GHz 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:

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“

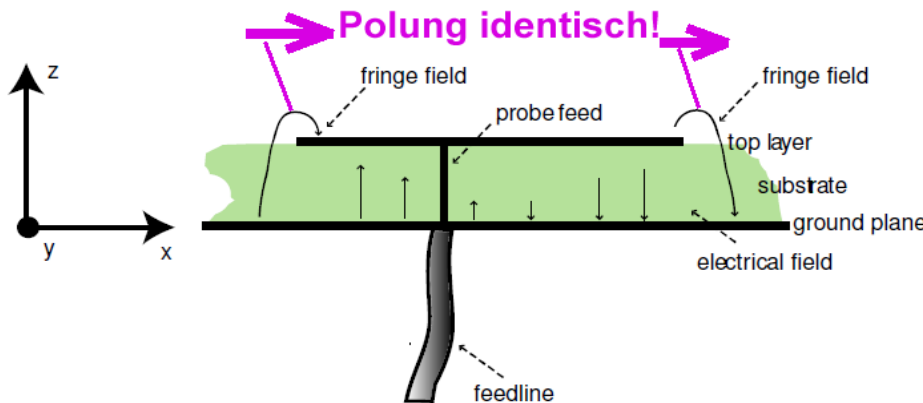


Figure 1: Cross section of a patch antenna in its basic form

(...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 (...oder nach unten, wie in diesem Bild).

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 im Smith-Diagramm, die bei Resonanz genau durch den Mittelpunkt des Diagramms laufen sollte. Das wäre dann exakt ein reeller Eingangswiderstand von 50Ω . Läuft die Kurve am Mittelpunkt vorbei, dann ergibt der geringste Kurvenabstand zu ihm den minimalen Eingangs-Reflektionsfaktor 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 leicht, 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 (Dämpfung meist zwischen 30 und 40 dB). Dieser Pegelunterschied in dB zwischen dem „Optimalen Empfang“ und dem schwachen Signal bei 90 Grad Verdrehung stellt die „Kreuzpolarisation“ dar.

c) Horizontales Richtdiagramm

Dazu werden Sende- und Empfangsantenne parallel zueinander ausgerichtet. Dann muss die Empfangsantenne „im Kreis um sich selbst gedreht“ und der Pegelunterschied zur Hauptempfangsrichtung (in dB) ermittelt werden.

Für die Ermittlung des vertikalen Richtdiagramms wäre ein Hubschrauber praktisch.

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 **dB** angegeben.

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

und ihr Wert wird natürlich um diese **2,15 dB 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: **bei einem solchen einfachen Patch liegt der Gewinn bei etwa 6,5 dBi**.

4. Entwurf einer WLAN-Patchantenne für lineare Polarisation

4.1. Patch-Dimensionierung mit qucsstudio

Wer die vorigen Einführungskapitel genau gelesen hat, der weiß, dass die **elektrische Länge der als Antenne verwendeten Microstrip-Leitung „L“ = 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 die als Standard verwendete RO4003-Platine (Dicke = 32 mil = 0,813 mm, $\epsilon_r = 3,55$). Die Sendefrequenz ist 2450 MHz.

1. Schritt

Wir starten qucsstudio und legen ein neues Projekt „Patchantenne“ an. Das anschließend sich automatisch öffnende Arbeitsblatt speichern wir als „patch_01“.

2. Schritt

Unter „Werkzeuge“ finden wir „Leitungsberechnung“ und stellen darin „Mikrostreifen-Leitung“ ein. In der linken Liste werden zunächst alle erforderlichen Platinendaten eingetragen:

Platinendicke = 32mil = 0,813 mm / $\epsilon_r = 3,55$ / TAND = 0,002 / Kupferdicke = 35 μm / Rauigkeit = 2,5 μm

QucsStudio Transmission Line Calculator 2.2.1

Typ der Übertragungsleitung: Mikrostreifen-Leitung

Substrat-Parameter:

Er	3.55	NA
TanD	0.002	NA
Resistivity	1.72e-08	NA
H	0.813	mm
H_t	13	mm
T	0.035	mm
Rough	2.5	μm
Mur	1	NA
MurC	1	NA

Komponenten-Parameter:

Frequency	2.45	GHz
-----------	------	-----

physikalische Parameter:

W	30.6966	mm
L	33.1471	mm

elektrische Parameter:

Z0	5	Ohm
Ang_L	180	Deg

Ergebnisse berechnen:

ErEff: 3.40688
ohmsche Verluste: 0.0419847 dB
dielektrische Verluste: 0.0265501 dB
Strahlungsverluste: 0.0214451 dB
Skin-Tiefe: 0.00133353 mm
Moden: quasi-TEM

Werte sind konsistent.

Die Betriebsfrequenz ist **2,45 GHz** und dort wünschen wir uns eine elektrische Leitungslänge von **180 Grad**. Der Patch soll quadratisch sein und deshalb gilt „**Länge = Breite**“. Die Erfahrung zeigt, dass eine so breite Leitung einen Wellenwiderstand in der Größenordnung von **ca. 5 Ω** aufweisen wird. Also tragen wir diese Werte in das rechte untere (und grün markierte) Feld ein. Ein Klick auf „**Synthesieren**“ liefert uns im oberen grünen Feld die Werte

L = 33,15 mm und W = 30,7 mm

3. Schritt

physikalische Parameter

W 33.1012 mm

L 33.1013 mm

0 NA

0 NA

Analysieren Synthetisieren

elektrische Parameter

Z0 4.659 Ohm

Ang_L 180 Deg

0 NA

Jetzt wird abwechselnd die Breite etwas verändert und dann auf „Synthetisieren“ geklickt, bis Patch-Länge und Patch-Breite für eine elektrische Länge von 180 Grad identisch sind.

Das ist bei $L = W = 33,1$ mm der Fall

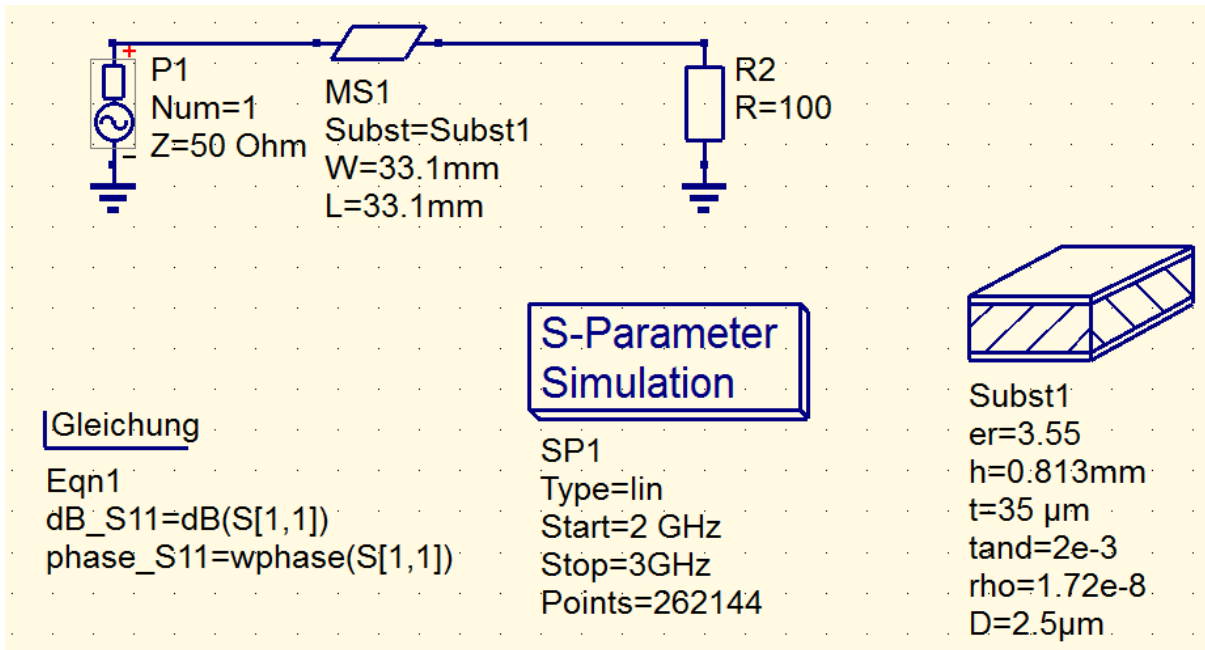
und dazu gehört $Z = 4,659 \Omega$.

4. Schritt:

Nun testen wir dieses Ergebnis mit einer besonderen Eigenschaft dieses Leitungsstücks, dessen elektrische Länge genau eine halbe Wellenlänge beträgt:

Schließt man diese Leitung mit einem bestimmten Widerstand ab, dann erscheint nur exakt bei dieser Frequenz der Abschlusswiderstand als Eingangs-Impedanz – ohne irgendwelchen Blindanteile und Phasenverschiebungen!

Wählen wir einen Wert von 100Ω als Abschluss:



Erläuterung:

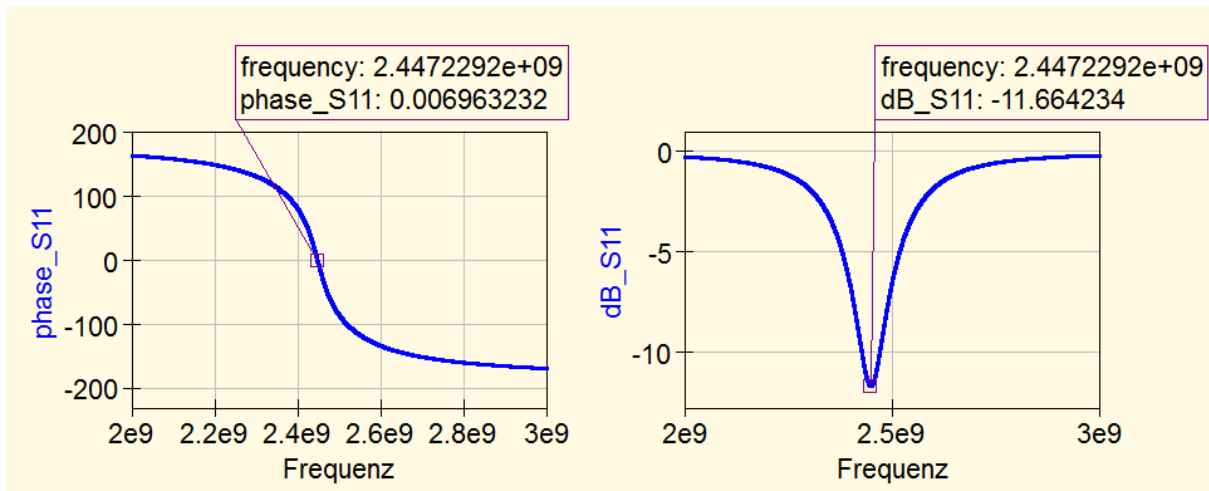
a) Die Microstrip-Leitung weist eine mechanische Länge von 33,1 mm und eine mechanische Breite von 33,1mm auf (...sie findet sich unter „Komponenten / Übertragungsleitungen / Mikrostreifen-Leitung“).

b) Die Substrat-Parameter hatten wir vorhin schon beim Leitungscalculator verwendet und deshalb kopieren wir diese Aufstellung in unser Projekt.

c) Wir formulieren die Gleichungen für Betrag und Phase von S11.

d) Wir simulieren linear von 2....3 GHz mit 262 144 Punkten.

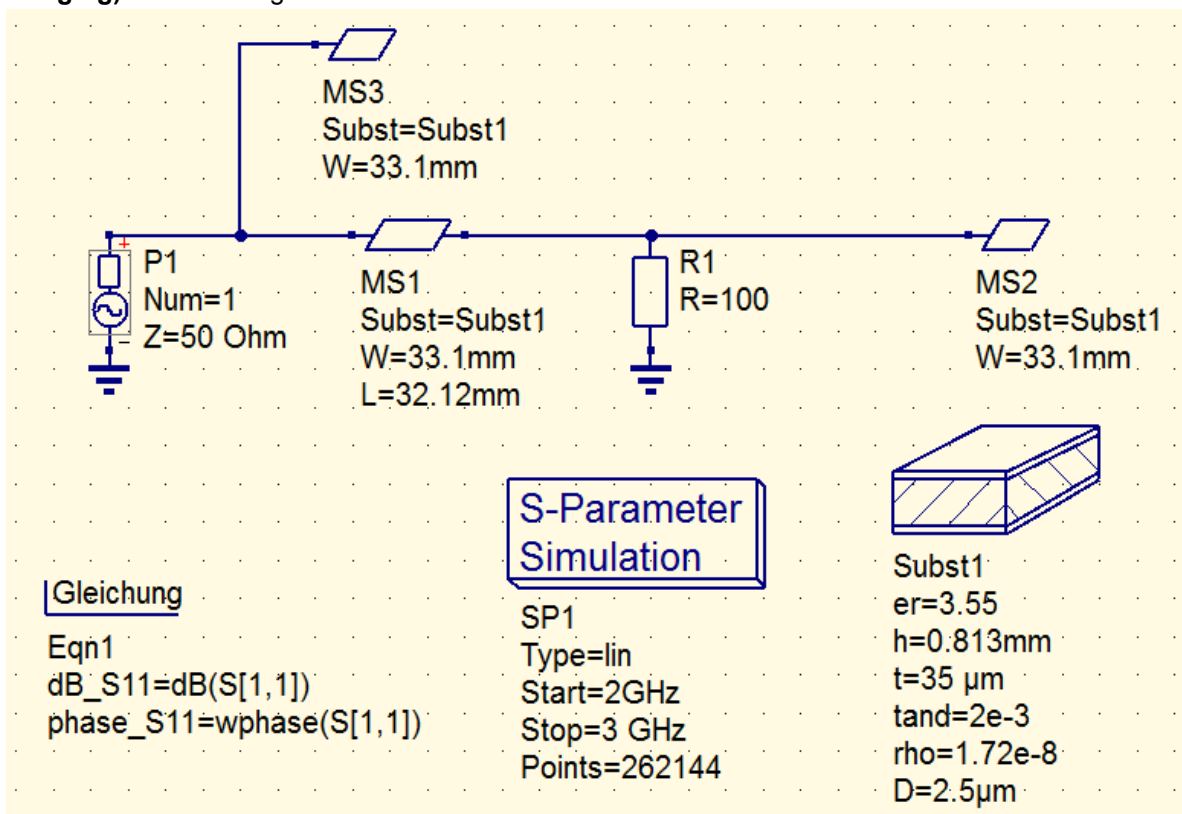
Das Ergebnis sieht so aus:



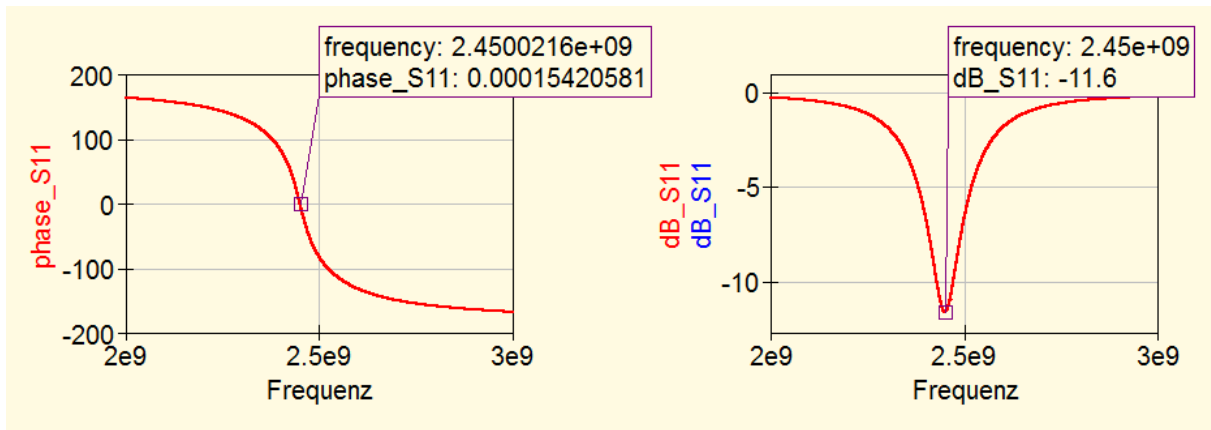
Die Frequenz für den „Nulldurchgang der Phase“ liegt nur knapp 3 MHz neben 2,45 GHz und das ist eine Abweichung von etwa 0,1%. Da wollen wir ganz zufrieden sein....

5. Schritt:

Nun folgt eine wichtige Sache, denn wir müssen noch die Sache mit den „überstehenden Feldlinien“ (= **Fringing**) berücksichtigen.



Dieses „Überstehen“ können wir durch ein Bauteil „**Mikrostreifen-Leitung Leerlauf**“ aus dem Komponenten-Vorrat „**Übertragungsleitungen**“ an jedem Ende des Leitungsstückes berücksichtigen. Anschließend wird die Leitung solange verkürzt und erneut simuliert, bis wir wieder **den Nulldurchgang der Phase exakt bei 2,45 GHz sehen:**



Die neuen Daten für die Leitung und damit für die Patchantenne lauten damit:

Breite = 33,1 mm
Länge = 32,12 mm

Wenn man jedoch den Strahlungswiderstand der Antenne wissen will -- da muss „qucsstudio“ passen! Das ist dagegen ein leichter Fall für das kostenlose **Sonnet Lite**, denn dort muss man nur alle Verluste (im Leiterwerkstoff und im Dielektrikum und im Metall) auf Null setzen und nochmals simulieren. Was dann als Eingangswiderstand bei Resonanz übrig bleibt, muss der Strahlungswiderstand sein und das Ergebnis lautet:

An der Patchkante messen wir $R = 457 \Omega$

Jetzt muss man noch wissen, dass diese 457Ω die **Parallelschaltung von zwei gleich großen Einzelwiderständen mit je 914Ω** sind, denn wir haben zwei strahlende Schlitze vor uns und zwischen beiden Schlitzen befindet sich eine Lambda-Halbe-Leitung, die den Abschlusswiderstand nicht transformiert.

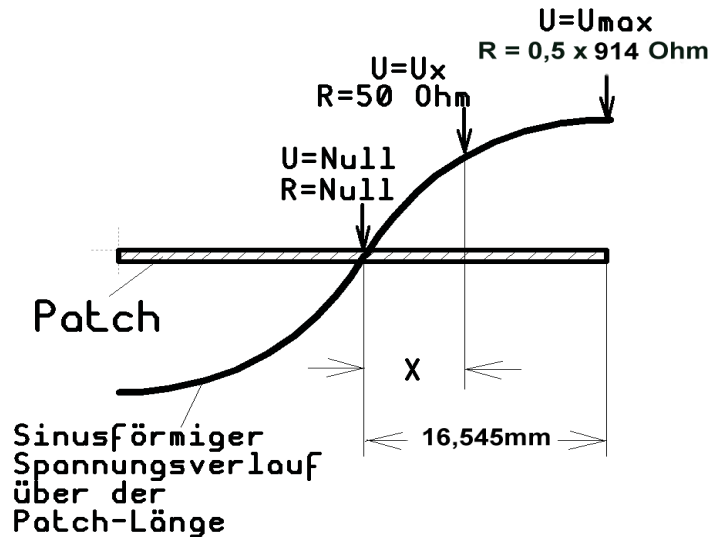
Also wirken an jeder Patchkante 914Ω

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

4.2. Anpassung der Antenne an 50 Ω

Da haben wir prinzipiell zwei Möglichkeiten:

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



Wir wollen uns die Lösung b) vornehmen und die Antenne von der Unterseite her speisen.

Sehen wir uns dazu erst das benützte Anpassungsprinzip an und dazu gab es folgendes hübsches Bildchen zum Thema „Strom / Spannung / Impedanz“ bei einer Patchantenne“ im Grundlagen-Kapitel:

Wer genau hinsieht, der erkennt:

- In **Patchmitte** ist die Spannung = Null, aber der Strom hat ein Maximum. Also haben wir hier die Impedanz „**Null Ohm**“.
- An jeder **strahlenden Patchkante** ist der Strom sehr klein, aber die Spannung hat dort ihr Maximum. Folglich ist an jedem

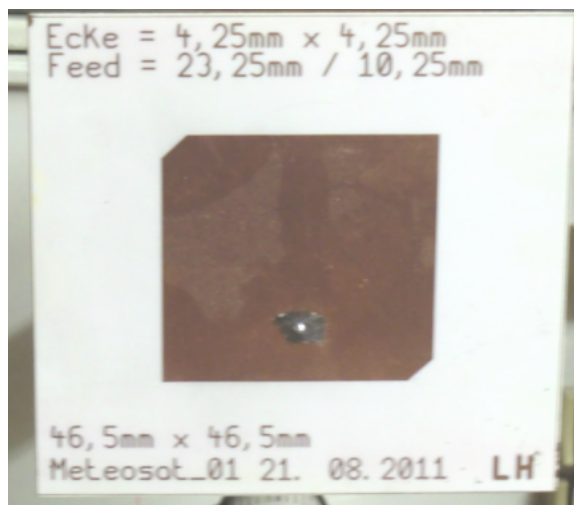
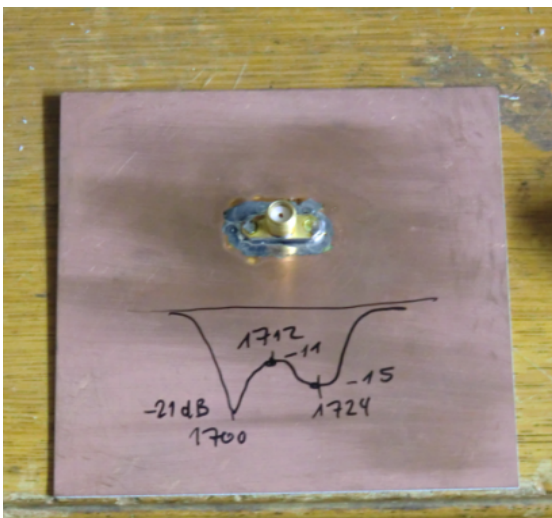
Patchende die **Eingangs-Impedanz hoch** ... bei einer idealen Antenne ist es die Parallelschaltung der beiden Strahlungswiderstände, also

$$0,5 \times 914 \Omega = 457 \Omega.$$

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.

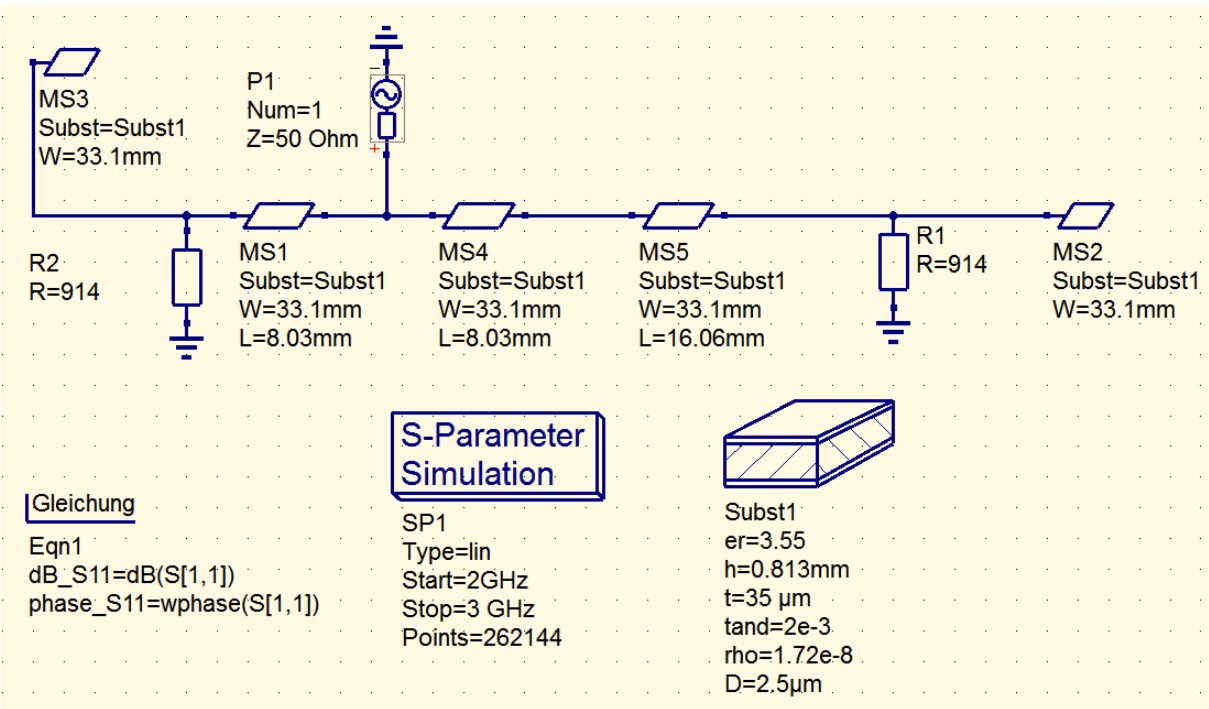


Diesen Feedpoint wollen wir nun in einer qucsstudio- Simulation finden.

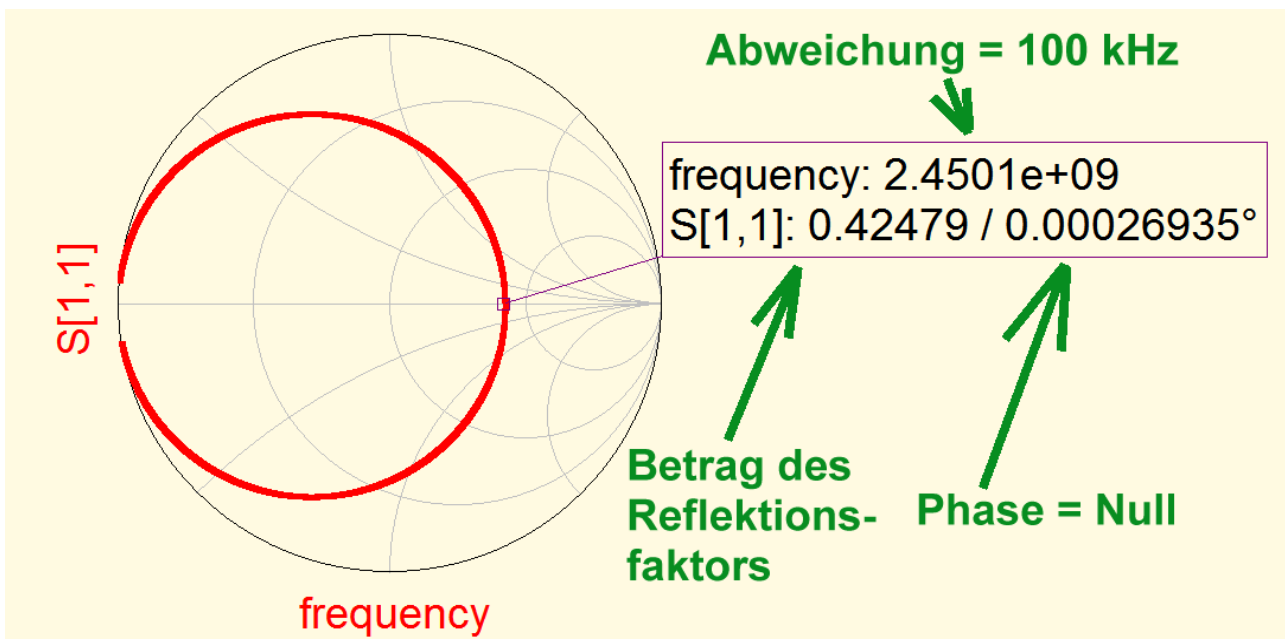
Wir teilen dazu die Antenne in der Mitte (bei Impedanz Null Ohm) und erhalten zwei gleich lange Leitungsstücke mit derselben Breite von 33,1 mm sowie identischen Längen (bei Berücksichtigung der Open End Extension = Fringing) mit

$32,12 \text{ mm} / 2 = 16,06 \text{ mm}.$

Die linke Hälfte (von der Patchmitte bis zur linken Patchkante) wird nochmals in der Mitte geteilt und an diesen Feedpoint wird Port 1 angeschlossen.
Das gibt zwei weitere Teilstücke mit je $16,06 \text{ mm} / 2 = 8,03 \text{ mm}.$



Das S11-Ergebnis stellen wir im Smithchart dar und markieren die Resonanz (...= den Punkt, bei dem die Blindanteile verschwinden).



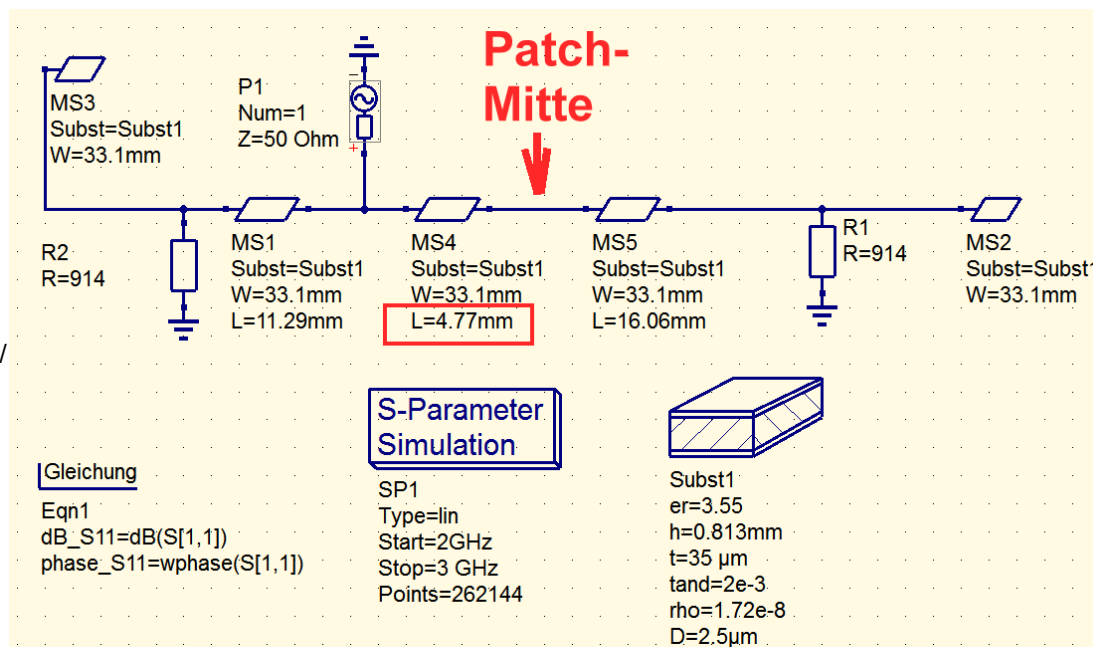
Perfekte Anpassung hätten wir, wenn der rote Kreis genau durch den Diagramm-Mittelpunkt verlaufen würde, aber:

man sieht, dass der **Eingangswiderstand Z_{in} noch viel zu groß ist** und wir das „Übersetzungsverhältnis des Leitungstransformators“ ändern müssen.

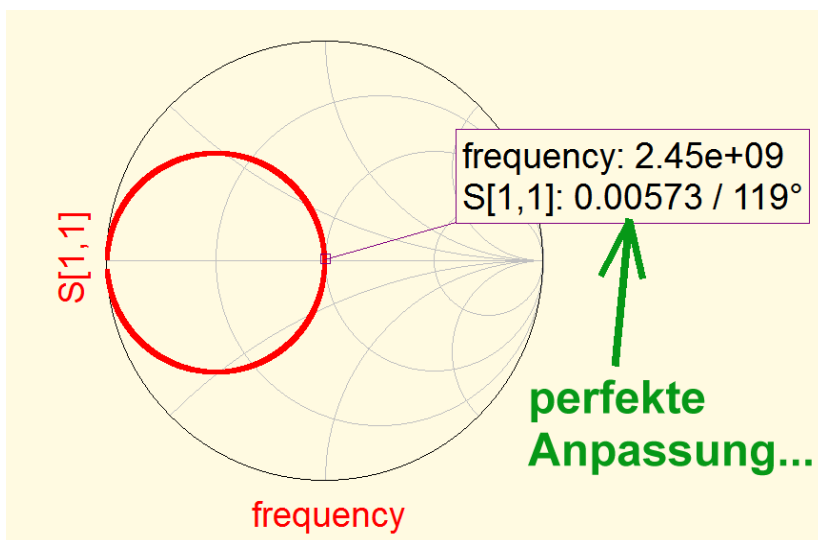
Dabei gelten folgende Spielregeln:

a) Verläuft die Kurve **rechts** vom Smithchart-Mittelpunkt, dann ist der Eingangswiderstand an Port 1 **zu hoch**. Dann muss das **mittlere Leitungsstück verkleinert und das linke vergrößert werden**, aber die Summe dieser beiden Längen muss weiterhin 16,06 mm betragen (= halbe Patchlänge).

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 dieser beiden Längen muss weiterhin 16,06 mm betragen (= halbe Patchlänge).



So sieht das Endergebnis aus und mit einem Abstand des Feedpoints von **4,77mm** (gemessen von der Patchmitte nach links) sind wir am Ziel.



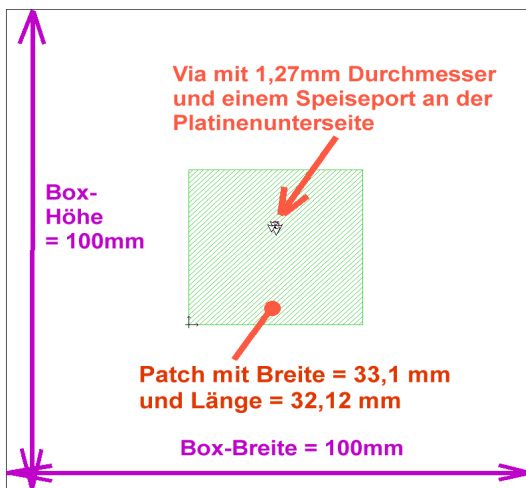
Dazu gehören nun folgende Daten für den Platinentwurf:

Breite = 33,1mm

Länge = 32,12mm

Feedpoint = 4,77mm links von der elektrischen Mitte der Patchlänge.

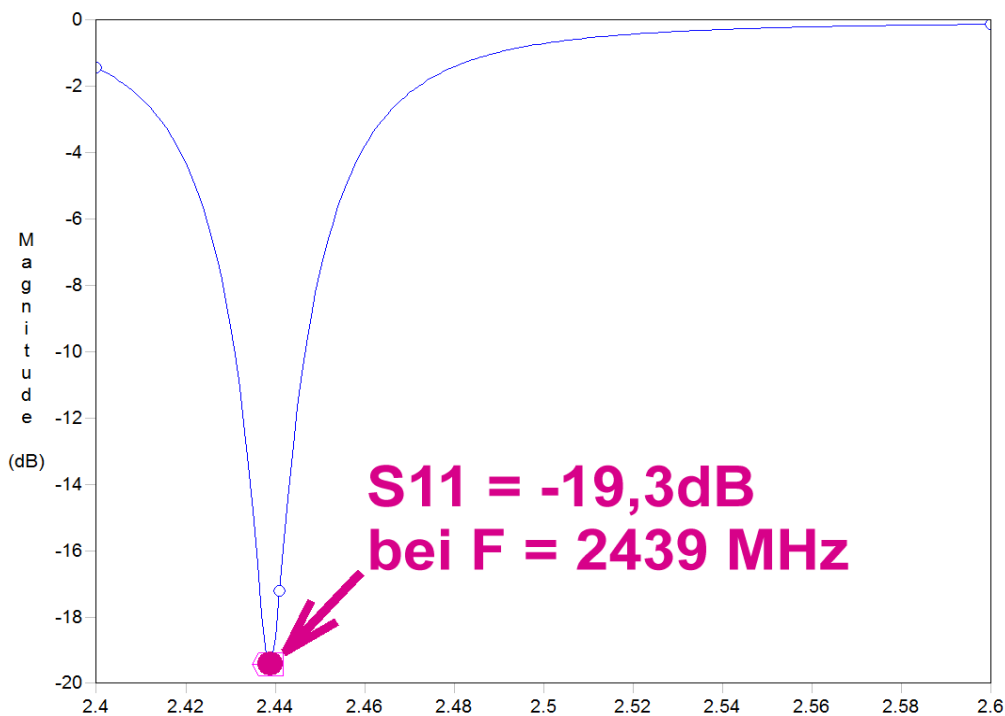
Vom RECHTEN RAND aus gemessen ist das $(32,12\text{mm} / 2) + 4,77\text{mm} = 20,83\text{mm}$



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 SMA-Buchse** -- er wird als „Via mit 1,27mm Durchmesser“ berücksichtigt!

Das Ergebnis ist höchst erfreulich:

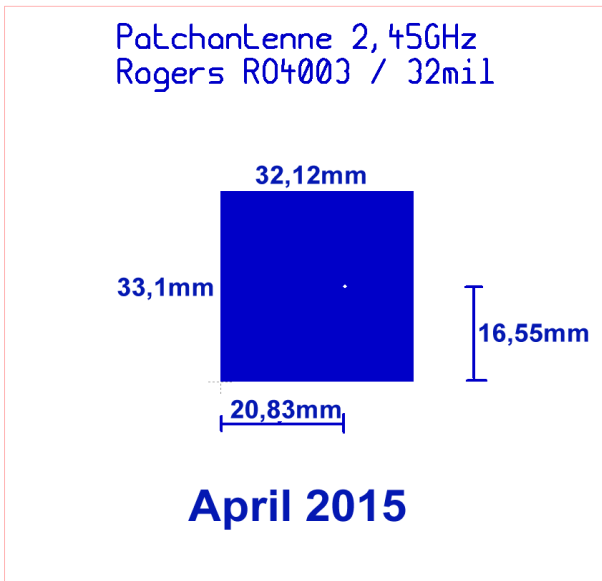
Das Via stellt eine Induktivität dar und **erniedrigt deshalb die Resonanzfrequenz**. So liegt sie nun bei 2439 statt bei 2450 MHz, aber die **Magnitude von S11 beträgt bereits knapp -20dB**.



Das passt doch gut zu unserer Arbeit und zu den Überlegungen – und viel genauer kriegt man es mit der Simulation alleine nicht hin.

Deshalb ist es Zeit für einen ersten Prototypen und entsprechende Kontrollmessungen.

Dieses File des Platinen-CAD-Programms geht nun an den Platinenmacher (...viele von ihnen wünschen sich jedoch gleich einen „Gerber-Plot“, mit dem die Belichtungsmaschine gefüttert wird).



Die Außenmaße der Platine betragen

100mm x 100mm

(um damit dem Patch eine unendlich große Massefläche vorzutauschen)

Messergebnis bei diesem Prototyp:

**Resonanz bei 2443MHz,
S11 besser als -30dB.**

Na also..