Entwicklung eines Gainblock-Empfängers für 5,8 GHz mit SDR-Auswertung und GPS-Frequenzstabilisierung

Vortrag auf der UKW-Tagung 2019 von Gunthard Kraus, DG8GB

1. Wozu das Ganze?

Diese Frage lässt sich erst am Ende einer erfolgreichen Entwicklung beantworten, wenn man ehrlich zurückblickt. Es gibt da viele Antworten und die sehen z. B. so aus:

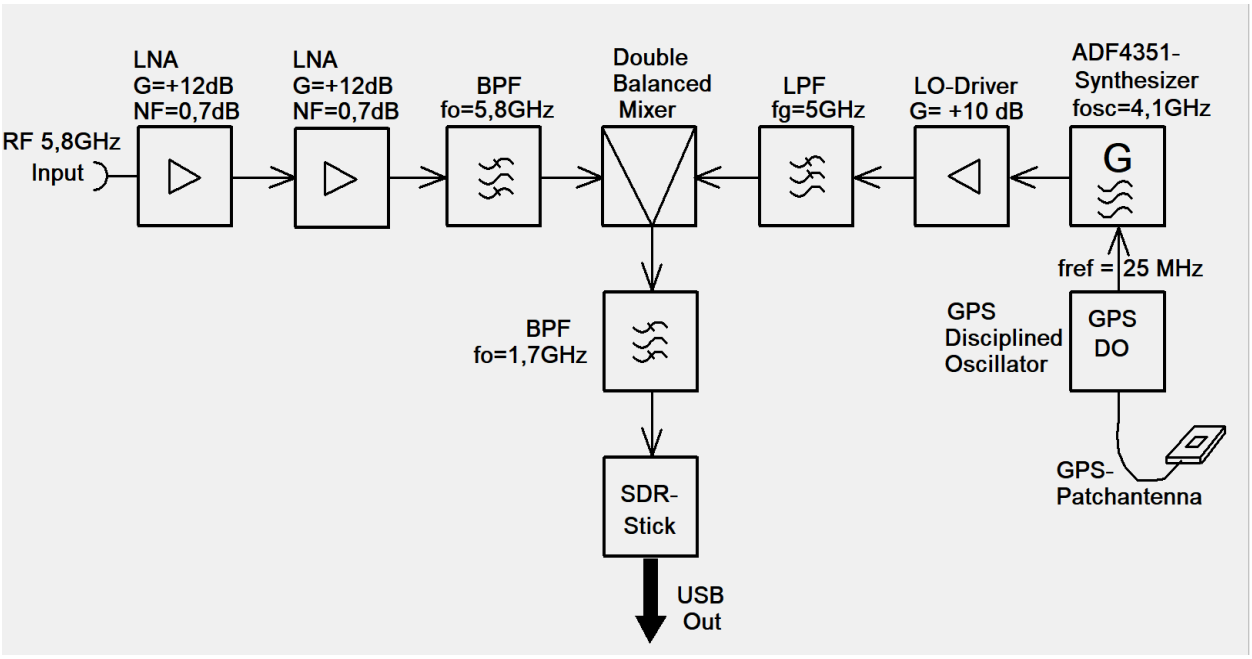
a) Man weiß nun um die Grenzen der Schaltungssimulation und des bisherigen eigenen Wissens bei so hohen Frequenzen. Aber man lernt pausenlos dazu.

b) Man kennt jetzt die Eigenschaften der eingesetzten Bauteile und Platinenwerkstoffe, speziell ihr Verhalten – und besonders beim FR4-Material. Aber dazu muss man sich dauernd Tricks zur Ermittlung einfallen lassen.

c) Jetzt weiß man, wer hochwertige, verlustarme, durchkontaktierte Leiterplatten für diese Frequenzen äußerst günstig fertigt.

d) Dauernd treten Fragen auf, die beantwortet sein wollen. Das fängt bei der Beschaffung passender Gehäuse oder Bauteile an, geht weiter zu eventuellen Änderungen im Gesamtkonzept (...irgendwas tut nicht so oder die Ausgangsleistung des Oszillators ist zu klein oder.die Frequenzen eines Filters liegen zu weit daneben...oder...oder...) und endet bei den nötigen Tüfteleien auf der Zielgeraden, wenn man das Optimum herauskitzeln möchte.
Kurz zusammengefasst: hinterher ist man nicht mehr derselbe HF-Mensch wie zu Beginn.

2. Der Übersichtsschaltplan des endgültigen Standes



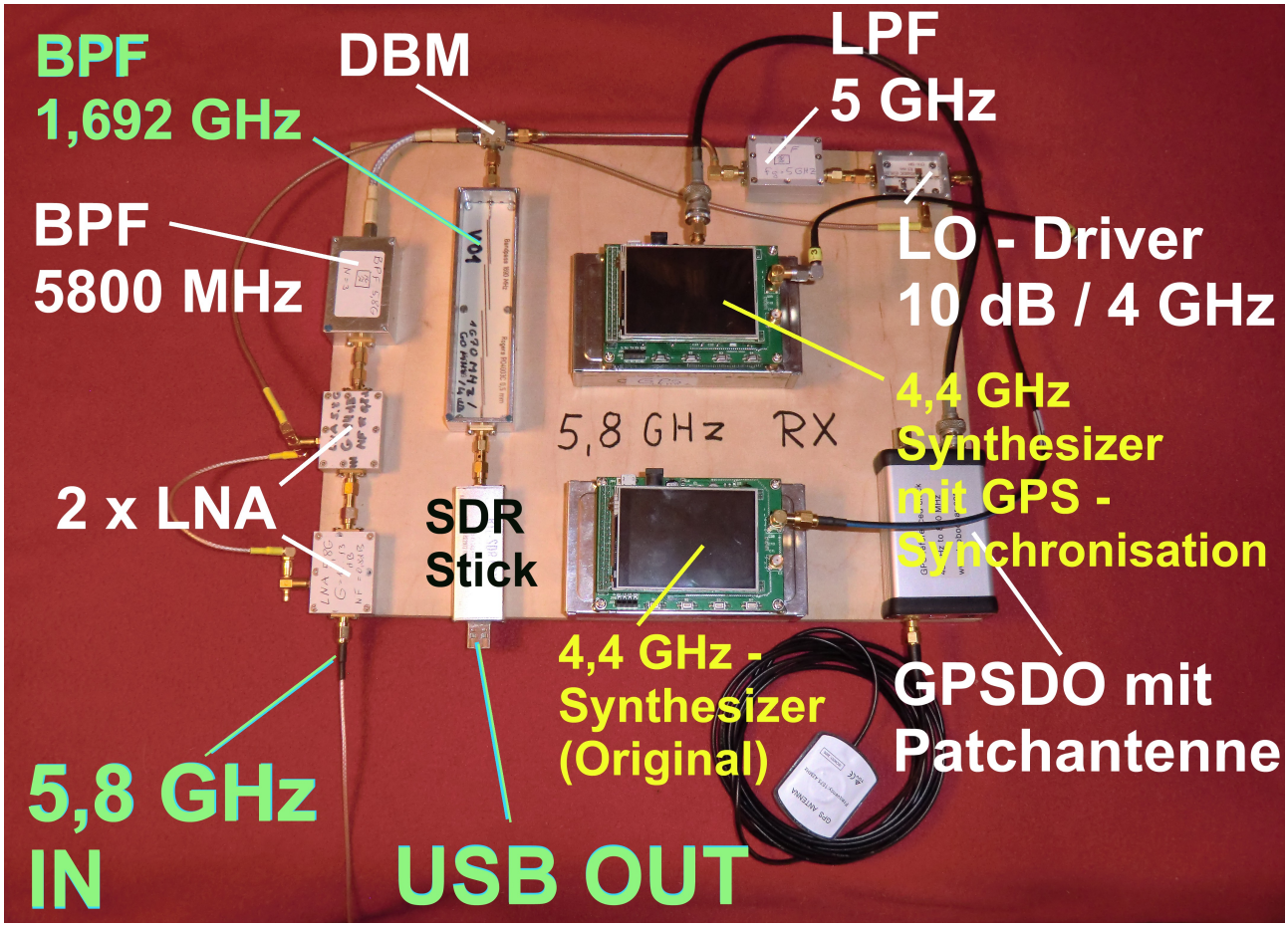
Das **Grundkonzept** ist gut zu erkennen:
Das Eingangssignal durchläuft zwei identische LNA-Stufen und einen Bandpass zum Aussieben des Eingangsbereiches um 5,8 GHz. Mit Hilfe eines Oszillatorsignals von 4,1 GHz wird es auf eine ZF von 1700 MHz umgesetzt. Diese ZF speist einen modernen DVB-T-Stick mit SMA-Eingang und dann geht es zum PC. Die Auswertung übernimmt dann z. B. das Programm „HDSDR“ oder der Konkurrent „SDR#“.

Beim Umsetzoszillator musste deutlich mehr Aufwand getrieben werden. Zunächst war nur das bei Ebay erhältliche chinesische Synthesizerboard mit ADF4351 und Touchscreen-Bedienung vorgesehen, das bis zu 4,4 GHz liefert. Allerdings zeigte sich sehr schnell, dass der Ausgangspegel bei dieser Frequenz schon unter Null dBm sinkt und das war dem Mischer einfach zu wenig. Also mußte noch ein zusätzlicher Zwischenverstärker mit ca. 10 dB nachgeschaltet werden. Jetzt war der Pegel genügend hoch und deshalb ist zwischen Mischer und LO-Driver noch ein 5 GHz-Tiefpass (mit etwa 0,6 dB Dämpfung) zur Unterdrückung der Oszillator-Oben- und Nebenwellen eingefügt (= zur Vermeidung unnötiger und unerwünschter Mischprodukte).
Damit funktionierte endlich die Maschine und die Empfindlichkeit war zufriedenstellend (= mehr als 20 dB Signal-Rauschabstand bei f = 5,8 GHz und Uinc = -120 dBm = 0,22µV mit nur einer LNA-Vorstufe). Aber die Frequenz der empfangenen Linie wanderte und hüpfte auf dem SDR-Bildschirm hin und her. Was ist da los?

Nun, eine einfache Kopfrechnung zeigte die Ursache:
Im Synthesizer sitzt ein „TCXO“ (= Temperature Compensated Crystal Oscillator) mit einer Stabilität von 0,5 ppm. Bei 4 GHz sind das aber schon 2000 Hz, die an Schwankungsbreite auftreten können. Und da das Schirmbild von HDSDR bei vollem Zoom sogar eine Teilung von 10 Hz (!) aufweist, ist es kein Wunder, wenn man jeden Hüpfer sieht und dadurch leicht frustriert ist.
Da ist es gut und wichtig, wenn Freunde und Diskussionspartner zu erreichen sind. Wieder mal gab Hardy Lau (DL1GLH) den richtigen Tipp:

Besorge Dir doch den „GPSDO“ von SDR-Kits, den es beim DARC zu kaufen gibt. Damit hast Du eine Taktquelle mit einer einstellbaren Frequenz zwischen ca. 0,5 MHz und 800 MHz und ersetze damit den TCXO Deines Synthesizers. Jetzt wird garantiert das Wandern deutlich (theoretisch bis zum Faktor 100) vermindert.

So war es auch. Aber über den erforderlichen Aufwand reden wir später und einen Eindruck davon liefert das Bild des fertigen Aufbaus;



3. Der Vorverstärker (LNA)

3.1. Das richtige Platinenmaterial

Natürlich ist so etwas wie Rogers RO4003C das Optimum und Maximum – aber die Kosten für die nötigen professionellen Leiterplatten sind leider zunächst auch ein Maximum, So wurde geprüft, ob auch das günstige FR4-Material für diesen Zweck mit irgend welchen Tricks brauchbar gemacht werden kann.

Wegweiser waren hier vor allem drei Application Notes aus dem Internet:

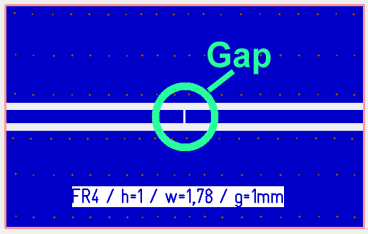
„Make a quick-turnaround PCB for RF parts“

„What PCB material do I need to use for RF?“

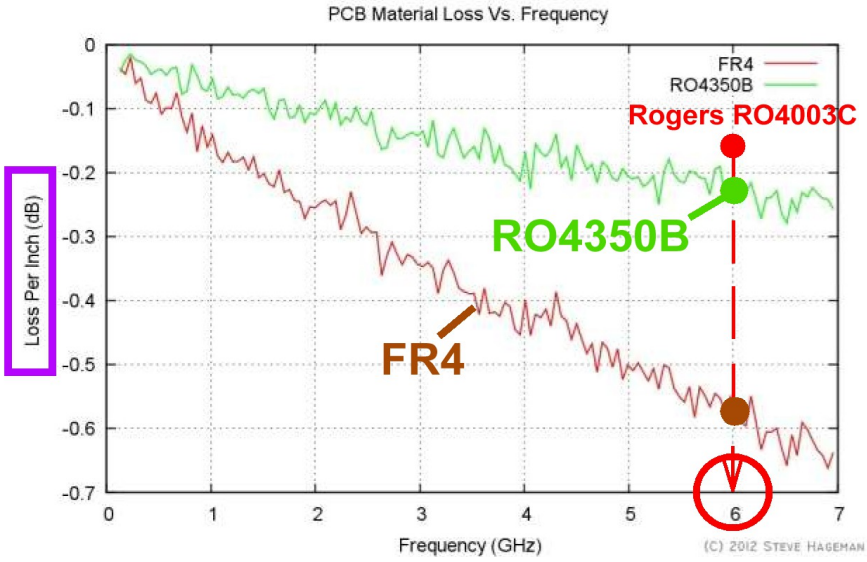
„Understanding When To Use FR-4 Or High Frequency Laminates“

sowie der Artikel „MMIC-Verstärker-Baugruppen auf universeller Leiterplatte“ von Bernd Kaa in den UKW-Berichten-

Beim genauen Durchlesen zeigte sich nämlich, dass das persönliche Vorurteil gegen FR4-Material (= hohe Dämpfung, Dielektrizitätskonstante frequenzabhängig, Temperaturabhängigkeit usw.) zwar berechtigt ist, dass man jedoch bei vollem Ausnützen seiner positiven Eigenschaften selbst bei 6 GHz für normale Anwendungen noch absolut brauchbare Entwürfe erhält.



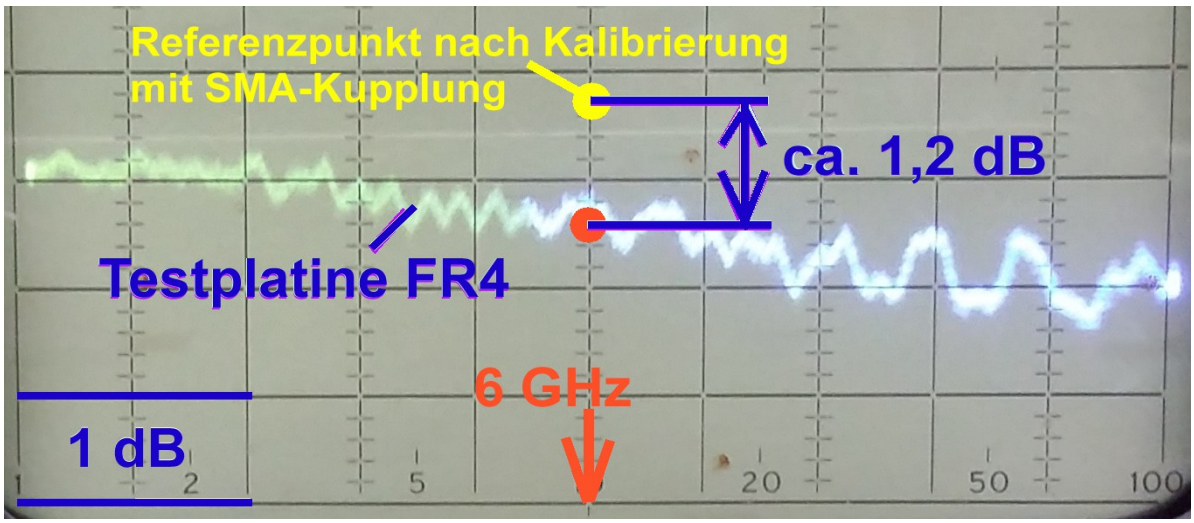
Also wurde besonders die **zweite Application Note (= „What PCB material do I need....“)** nach empfunden und ein Set von identischen Leiterplatten (30mm x 50mm) in Auftrag gegeben – jede aus einem anderen Werkstoff, aber immer nur mit einem einfachen Guided Coplanar Waverguide und viel Masse drauf, der links und rechts an SMA-Buchsen angelötet ist. „Identisch“ ist aber relativ, denn beim zweiten Satz wurde beim Mittelleiter eine winzige Unterbrechung (Gap) angebracht, um die Einfügungsdämpfung der später erforderlichen SMD-Koppel-Kondensatoren mit 3,3 pF (Werkstoff NP0 / Größe 0402 oder 0603) zu bestimmen. Hier folgen die Unterschiede, wobei die eigenen Messergebnisse bei FR4 und RO4350B mit dem Diagramm in der Application Note gut überein stimmen.



Die Messungen wurden mit dem guten alten Network-Analyzer hp8410 vorgenommen und liefen so ab:

a) Zuerst werden zwei SMA-Kabel an den Analyzer angeschlossen Sie werden durch eine SMA-Kupplung verbunden und dienen so als Messstrecke. Gesweept wird von 4 bis 8 GHz mit einer Auflösung von 1 dB / div und dann die genaue Dämpfung bei 6 GHz abgelesen.

b) Jetzt wird die Kupplung durch die Testplatine ersetzt und die **Einfügungsdämpfung bei 6 GHz zu ca. 1,2 dB ermittelt** (sehr hilfreich sind dabei sofortige Aufnahmen mit der Digitalkamera....).



3.2. Der 5,8 GHz-LNA

Die eigentliche Entwurfsprozedur des LNA sowie die vielen Irrwege (= einstufig / zweistufig mit PHEMTs / FR4 / RO4350B) überspringen wir, denn am Ende stand stets irgendwie der Frust: entweder zu wenig Verstärkung und / oder zu hohes Rauschen. Da war ein Neubeginn nötig und da sahen die Details so aus:

a) Bei **„micron20“ in Bulgarien** lassen sich **RO4003C-Platinen mit 0,5 mm Dicke** äußerst preisgünstig fertigen. Also ist ein Umstieg auf dieses Material angesagt.

b) Es wird ein **einstufiger Verstärker mit dem PHEMT „MGF4919“** (= preisgünstig, leicht beschaffbar und hoffnungsvolle Daten wie 12 dB Verstärkung und NF = 0,7 dB bei 5,8 GHz) entworfen und optimiert. Bei Bedarf werden einfach zwei Exemplare in Reihe geschaltet.

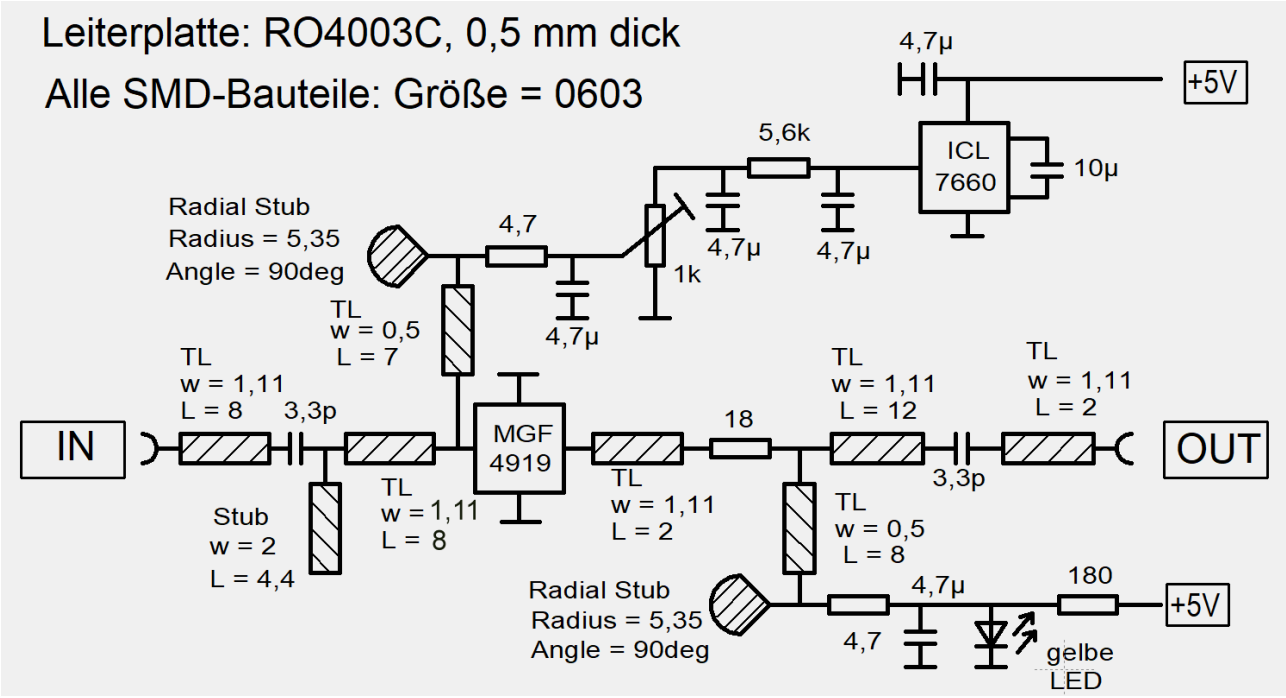
c) Als **Koppelkondensatoren** dienen **SMD-Versionen mit 3,6pF und der Größe 0603 aus dem Werkstoff NP0**. Ihre Dämpfung ergab sich nach der obigen Methode zu ca. **0,1 dB bei 5,8 GHz**.

d) Die Versorgung des PHEMT muß mit **U = +2 V** erfolgen. Dazu wird die zugeführte Betriebsspannung von +5V mit einer **gelben LED als Z-Diode stabilisiert**. Sie liefert exakt +2V.

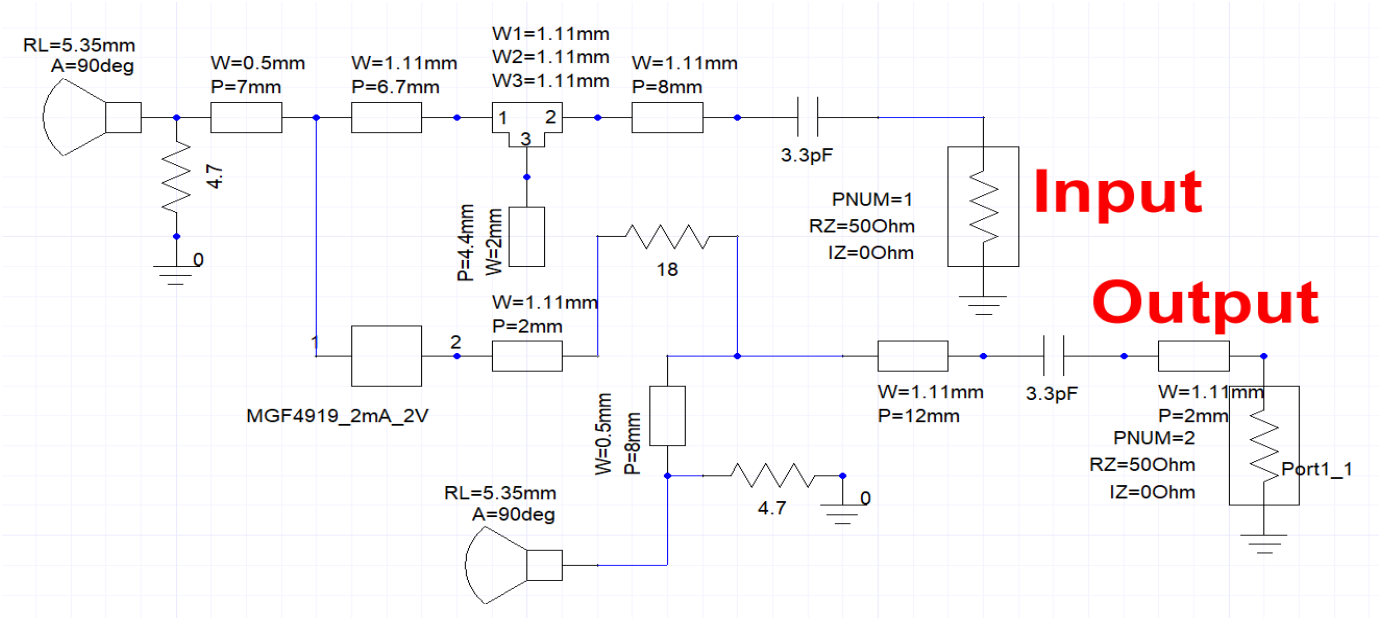
e) Die erforderliche **Gate-Vorspannung von -0.25V** erfordert den Einsatz des bekannten **Inverterbausteins ICL7660.** Seine Ausgangsspannung von -5V wird heruntergeteilt und ein Trimmpotentiometer ermöglicht die genaue Einstellung des Arbeitspunktes.

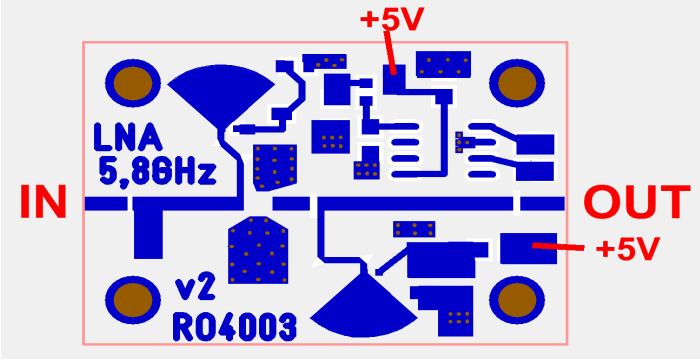
f) Dem PHEMT werden die **Gate-Vorspannung und die Drain-Gleichspannung über Lambda-Viertel-Microstrip-Leitungen zugeführt**, deren Enden über „**Radial Stubs**“ geerdet werden. Das sind Kreissegmente, die an ihrer Spitze bei dieser Frequenz einen Kurzschluss zeigen. Mit steigendem Zentriwinkel sinken zwar die Güte und der Eingangswiderstand, aber die brauchbare Bandbreite dieses Kurzschlusses nimmt zu. 90 Grad Zentriwinkel sind hier ein guter Kompromiss.

g) Zum Einsatz kommt ein **Aluminium-Druckgussgehäuse samt SMA-Buchsen,** das von einem bei Ebay erhältlichen chinesischen LNA mit einer Rauschzahl von 0,6 dB und 20 dB Verstärkung bis 2 GHz stammt (Preis ab 16 Euro). Die Versorgungsspannung von +5V wird über eine SMB-Buchse zugeführt.
Sehen wir uns nun einige Details an und beginnen mit dem Stromlaufplan:



Die Ansoft Designer SV - Simulationsschaltung sah zum Schluss so aus:





Das ist die Leiterplatte aus Rogers RO4003C mit 0,5 mm Dicke. Ihre Außenmaße sind 24 mm x 34 mm.
Die Simulation sagte eine Verstärkung von 13,5 dB bei 5,8 GHz voraus – gemessen wurden **zwischen 12 und 12,5 dB.**
Bei der Rauschzahl stand ein **simulierter Wert von NF = 0,7 dB** einem **Messwert von ca. 0,8....1 dB** bei 5,8 GHz gegenüber.

(Es wurden 2 Exemplare gefertigt, in ihre Gehäuse eingebaut und ausgemessen. So sieht man später deutlich, was eine zweite, in Reihe geschaltete Stufe noch verbessern kann)

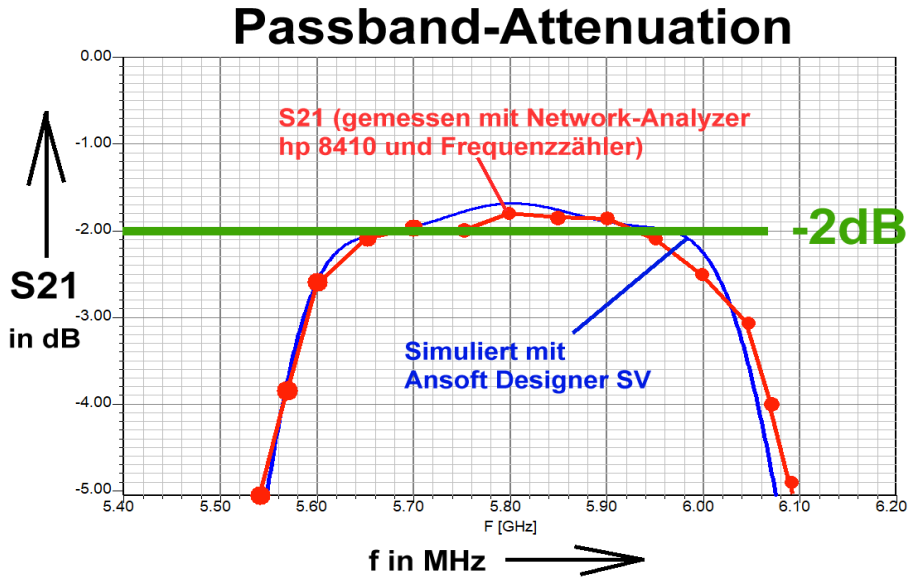
3.3. Die Microstrip-Bandpässe

Es waren erforderlich:

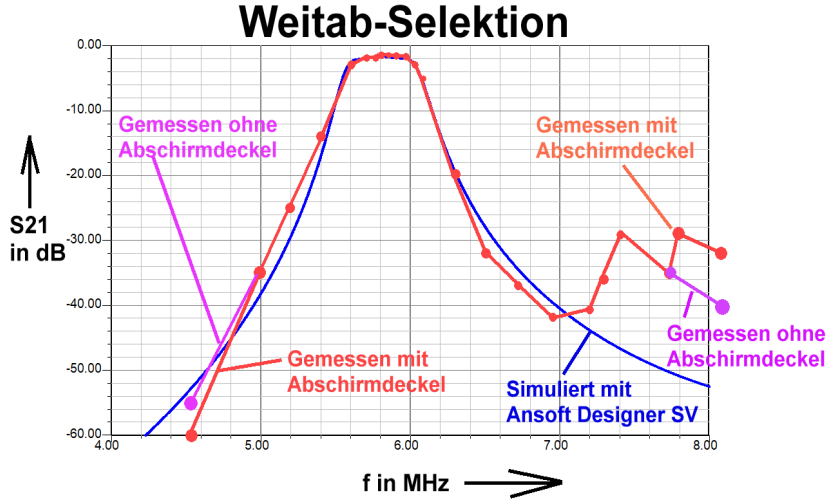
Ein Bandpass für 5,8 GHz (zwischen LNA und RF-Eingang des Mischers)
Ein Bandpass für 1692 MHz (am IF-Ausgang des Mischers

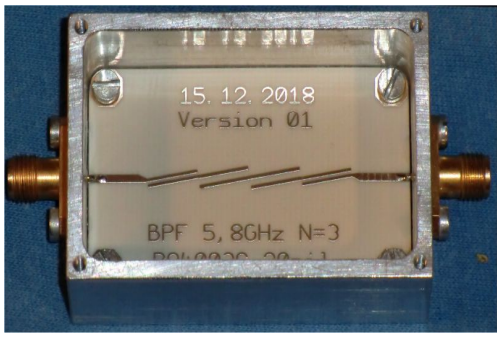
Alle wurden mit dem Filtercalculator des Ansoft Designer SV die Microstrip-Versionen für Platinen aus RO4003C (Dicke = 0,5 mm) und als Tschebyschef -Typen mit 0,3 dB Ripple und dem Filtergrad N = 3 entworfen. Die Fertigung erfolgte bei „micron20“ in Bulgarien und es dauerte 14 Tage nach der Email-Übermittlung der Gerber-Files bis zum Paket im Postkasten. Zusammenfassend lässt sich zur Messung sagen, dass die Mittenfrequenz der fertigen Bandpässe meist um bis zu 20 MHz gegenüber dem Ansoft-Entwurf differiert – egal ob bei tiefer oder hoher Mittenfrequenz.

Erstes Ergebnis-Beispiel: der Durchlassbereich des Bandpasses für 5,8 GHz:

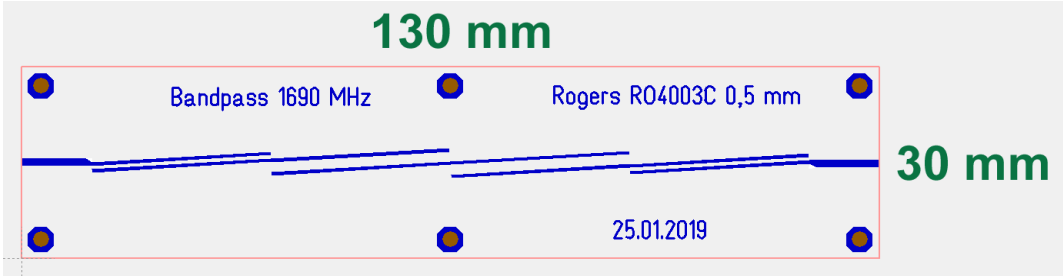


Und so sieht das fertige Ergebnis im gefrästen Aluminiumgehäuse und im Bereich von 4 bis 8,1 GHz aus (Platinenabmessungen: 30mm x 50mm):





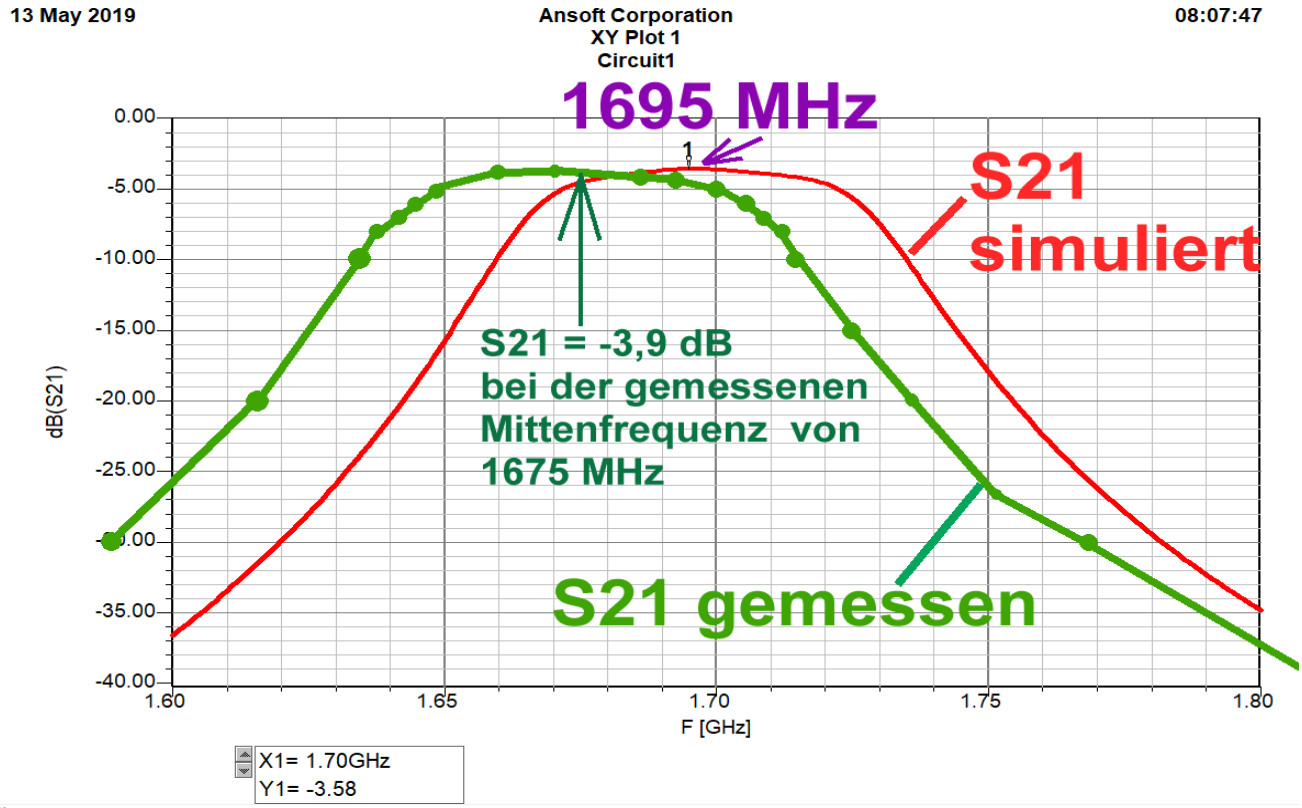
Zweites Ergebnis-Beispiel: der Bandpass für 1692 MHz.
Auch er wurde für N = 3 und mit einem Ripple von 0,3 dB mit dem Ansoft Designer SV für dasselbe Platinenmaterial entworfen. Das Platinenlayout entstand mit der kostenlosen Version von „Target“.



Beim Messergebnis finden wir wieder die Frequenzabweichung von ca. -20 MHz. Das erfordert zwar nochmals ein neues Layout (….das wurde erst mal verschoben, denn beim Empfänger stellt man einfach die dazu passende LO-Frequenz ein.....), aber die erforderliche Korrektur würde nur eine **Verkürzung der Längen bei den gekoppelten Leitungen um den Faktor**

1675 / 1695

bedeuten (...zeigt die Erfahrung mit bereits gebauten Filtern).



Übrigens:
Wer sich über die **komische Frequenz von 1692 MHz wundert**: der Bandpass ist gleichzeitig ein erster Schritt in die Zukunft und in das nächste Projekt. Es heißt:

Empfang des Highspeed-Datenstreams, der auf dieser Frequenz vom Wettersatelliten „Meteosat“ herunterkommt....

3.4. Mischer und LO-Signal-Erzeugung

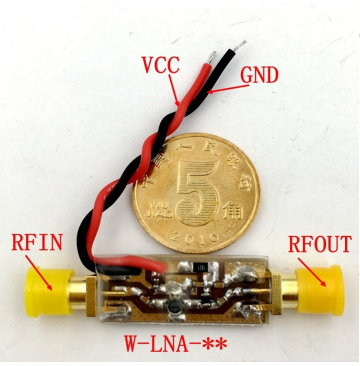
3.4.1. Der Mischer

Als Umsetzer dient ein **kommerzieller Double Balanced Mixer** (Watkins-Johnson / Merrimac, Typ MZ7407C), der bei Ebay ersteigert wurde. Hier seine Eigenschaften aus dem Datenblatt (Ausführung mit drei SMA-Buchsen):

- **LO 3.5 TO 18 GHz**
- **RF 6 TO 18 GHz**
- **IF DC TO 3 GHz**
- **LO DRIVE: +7 dBm (NOMINAL)**

Dazu noch die Info: **„Conversion loss from 6 bis 18 GHz: typ. 7 dB“**

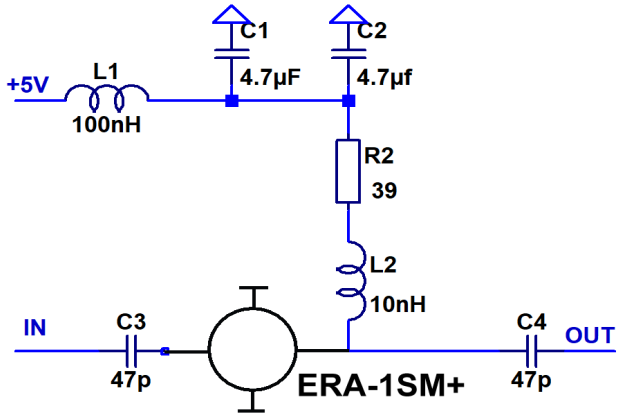
3.4.2. Der LO-Driver für f = 4,1 GHz

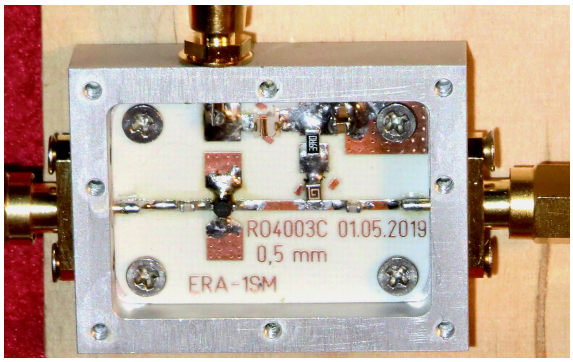


Sehr schnell zeigte sich, dass das chinesische Synthesizer-Board mit dem ADF4351 bei mehr als 4 GHz nur noch einen bescheidenen maximalen Ausgangspegel von **ca. -4....-5 dBm statt +5 dBm** für den DBM abgibt. Da ist natürlich kein Blumentopf mehr zu gewinnen und die Umsetzdämpfung (conversion loss) steigt brutal an. Also ist ein Nachverstärker erforderlich und auch da gibt es bei Ebay sehr hübsche und preisgünstige Teilchen noch unter 10 Euro, wenn man nach

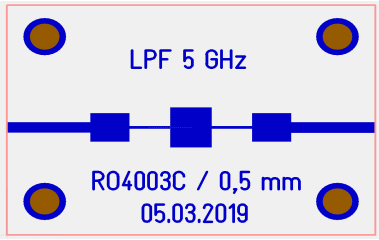
lna 4ghz era-1sm

sucht:
Die offene Bauweise bietet jedoch keinen Schutz gegen Einstrahlung UND EMV-Abstrahlung UND Zerstörung durch Berühren der Schaltung. Also wurde eine Leiterplatte für eines der vorhandenen gefrästen Alugehäuse mit Deckel (Quelle : ausgeschlachteter 0,6 dB - LNA aus China) entworfen, in Bulgarien gefertigt und dann bestückt. **Ergebnis der Ansoft - Designer- Simulation: S21 = +9,7 dB bei 4,1 GHz / gemessen wurden +10 dB.**





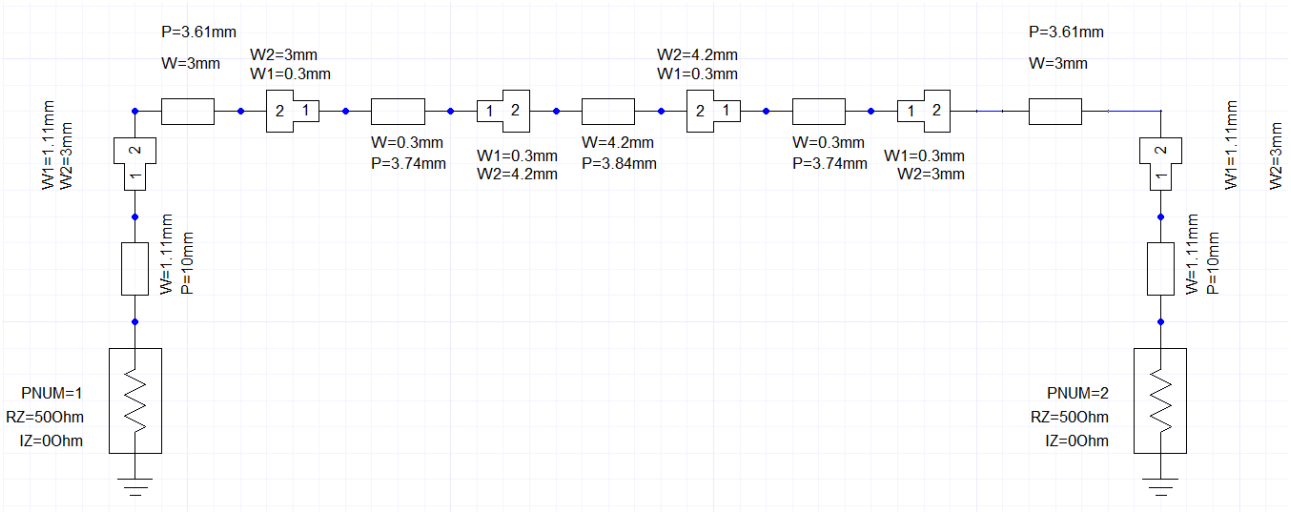
3.4.3. Der Tiefpass zwischen DBM und LO-Driver

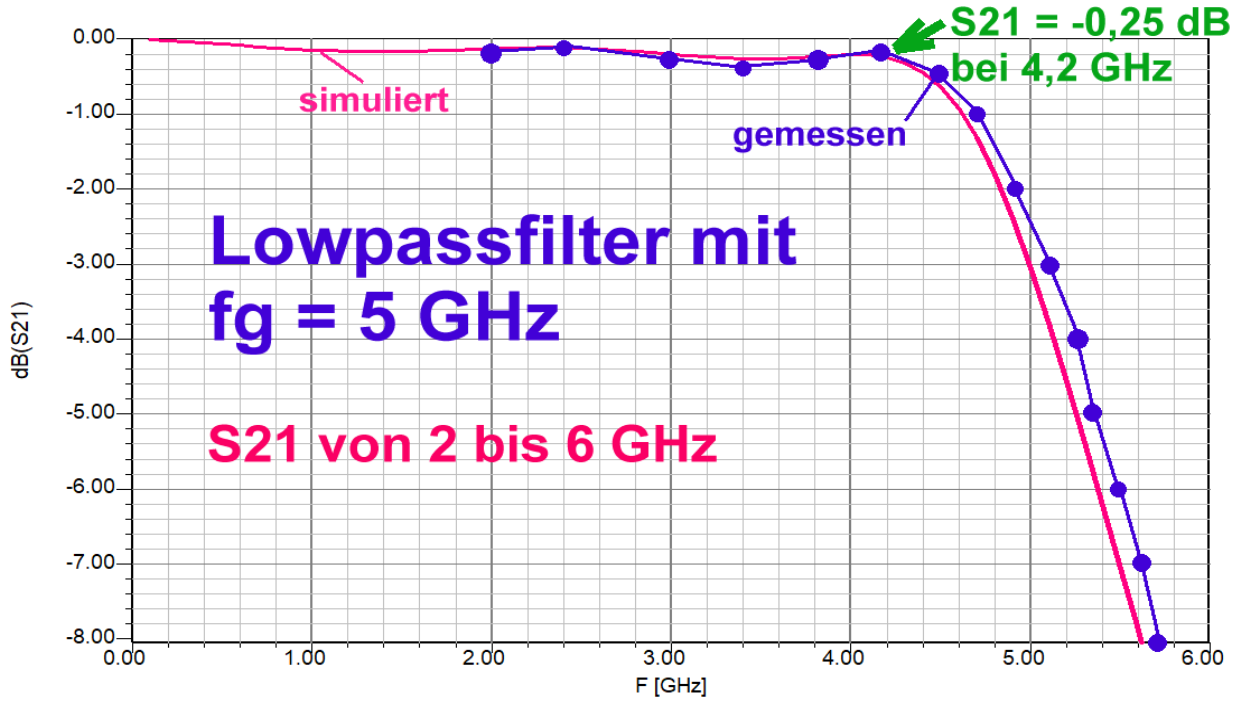


Er soll oberhalb von 5 GHz dämpfen, um die Zahl der unerwünschten Mischprodukte zu vermindern. Also muss wieder der Ansoft Designer SV mit seinem Filter Calculator ran. Er liefert eine LC-Version der Schaltung, die nun als Microstrip-Version realisiert wird.

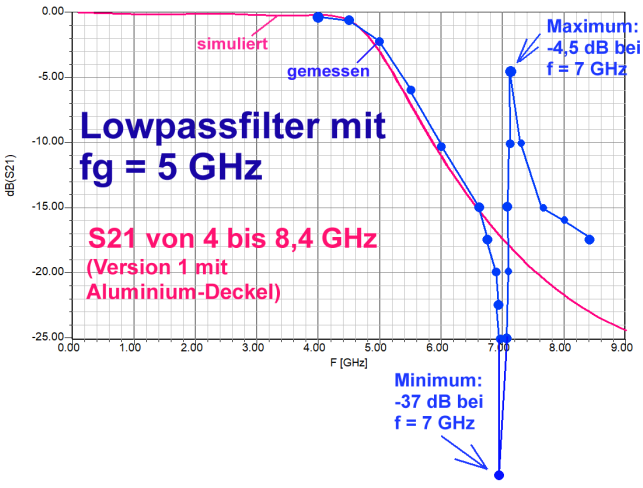
Extrem dünne Leitungen bilden die Induktivitäten, etwa quadratische Patches die Kapazitäten. Das ergibt einen Filtergrad von N = 5.

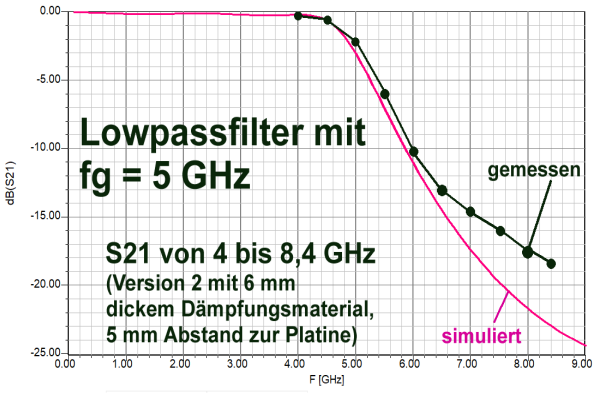
Auf der nächsten Seite folgt das Ansoft-Simulationsschaltbild.....



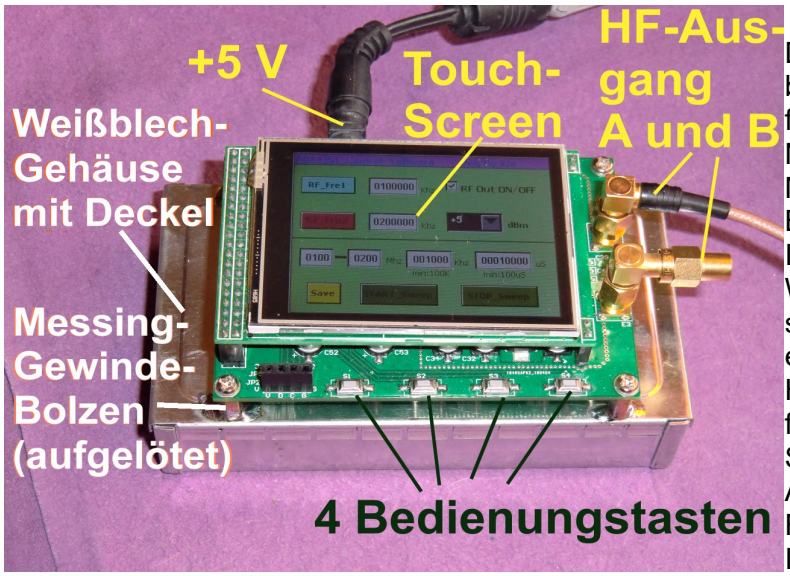


….und das Messergebnis. Leider stellten sich **zwischen 7 und 8 GHz Gehäuse-Resonanzen ein,** die durch eine dicke Lage von leitendem Schaumstoff oberhalb der Leiterplatte (= auf die Unterseite des Deckels geklebt) niedergerungen wurden.

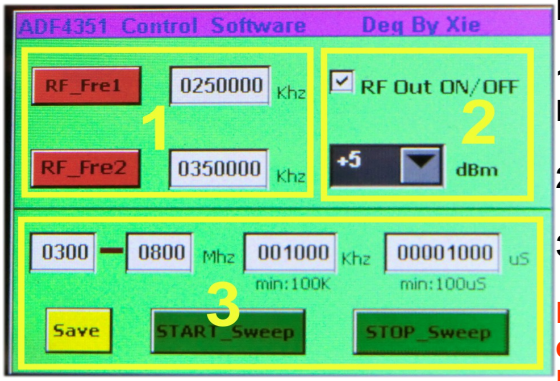




3.4.4. Der LO-Synthesizer mit GPS-Frequenzstabilisierung



Dieses Board mit dem ADF4351 ist bei Ebay für 70 bis 100 Euro zu finden.
Neben der Platine erhält man auch 4 Messing-Gewindebolzen samt Befestigungsschrauben.
Ich habe es auf einem käuflichen Weißblech-Gehäuse befestigt. So sind nicht nur die Bedienungs-elemente gut zugänglich. Auch die HF-Ausgänge A und B liegen schön frei und wenn man noch mit zwei SMA-Winkeladaptern arbeitet, ist das Aufschrauben von SMA-Kabeln eine Freude.
Im Weißblechgehäuse lassen sich wichtige Zubehörteile (Touchstift, SMA-Abschlusswiderstände, Kupplungen, Winkelstecker, kurze Messkabel, attenuator pads...) gut aufbewahren. Bedient wird sowohl über den Touchscreen wie auch über die 4 Tasten. Zur richtigen Bedienung des Touchscreens ist unbedingt ein Stift mit Gummikappe erforderlich.Mit den Fingern allein ist die Eingabe recht unsicher und einen Zwerg für diesen Zweck kann auch nicht Jeder züchten. Das Ding führt jeder Handyladen, die Beschaffung sollte also kein Problem sein. Manche Leute nehmen aber auch einfach einen Bleistift mit aufgesetztem Radiergummi....



Der Schirm ist in drei Bedienungsfelder aufgeteilt:

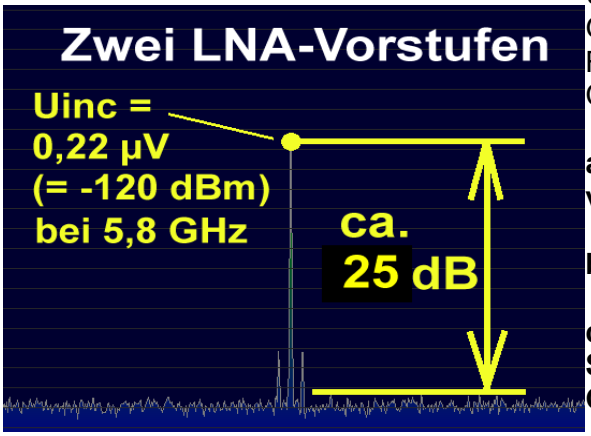
1 = Einstellung von zwei verschiedenen Festfrequenzen

2 = Ausgangspegel von +5 bis -4 dBm

3 = Sweep-Betrieb

Die Bedienung ist etwas raffiniert und deshalb gibt es dafür in meiner Homepage eine schöne Bedienungsanleitung...

Die **GPS-Frequenzstabilisierung** erfolgt durch Stilllegung des internen Taktoszillators (25 MHz) und Einspeisung eines **externen 25 MHz - Taktes mit GPS-Stabilität** über eine weitere SMA-Buchse an der Rückseite ADF4351-Boards. Der Takt kommt vom **Baustein „GPSDO“ (...**beim DARC für 230 Euro erhältlich). Diese Taktfrequenz lässt sich über USB und ein kleines PC-Menü **zwischen 450 Hz und 800 MHz einstellen**. Die Einstellung bleibt dann selbst ohne PC und Stromversorgung gespeichert.



Und zum Schluß folgt hier das erfreuliche Gesamtergebnis der Anzeige mit min. 25 dB Signal-Rauschabstand bei 0,22 µV Eingangsspannung (in CW). Allerdings erst nach folgenden Maßnahmen:

a) Alle SMA-Verbindungen mit dem vorgeschriebenen Drehmoment angezogen

b) Alle Abschirmdeckel mit Leitsilber abgedichtet

c) Jede einzelne Versorgungsleitung in der Schaltung mit Klappferriten gegen Gleichtaktstörungen versehen.