Ein Konverter für den Empfang bis 6 GHz mit einem DVB-T-Stick

von Gunthard Kraus, DG8GB

1. Vorstudien

Die bisher ausgetüftelten Empfänger aus Gainblocks für 2 m, 70 cm und 23 cm (Siehe das Literaturverzeichnis) laufen ohne Probleme und machen Spass. Aber schon für das 13 cm – Band (= 2375 MHz) muss man sich etwas Anderes einfallen lassen, da die SDR-Sticks bei 1700 MHz aufhören. Da bleibt nur die Entwicklung eines Konverters nach dem aktuellsten Stand der Technik, um bis 13 cm und deutlich darüber hinaus vorzustoßen. Also war die erste Stufe eine ausführliche Internet-Recherche, denn es sollte ja bei 1300 MHz noch lange nicht Schluss sein:

a) Welcher der bereits vorhandenen Empfänger soll als Nachsetzer dienen und welche Ausgangs-ZF des Konverters ist deshalb zu wählen?

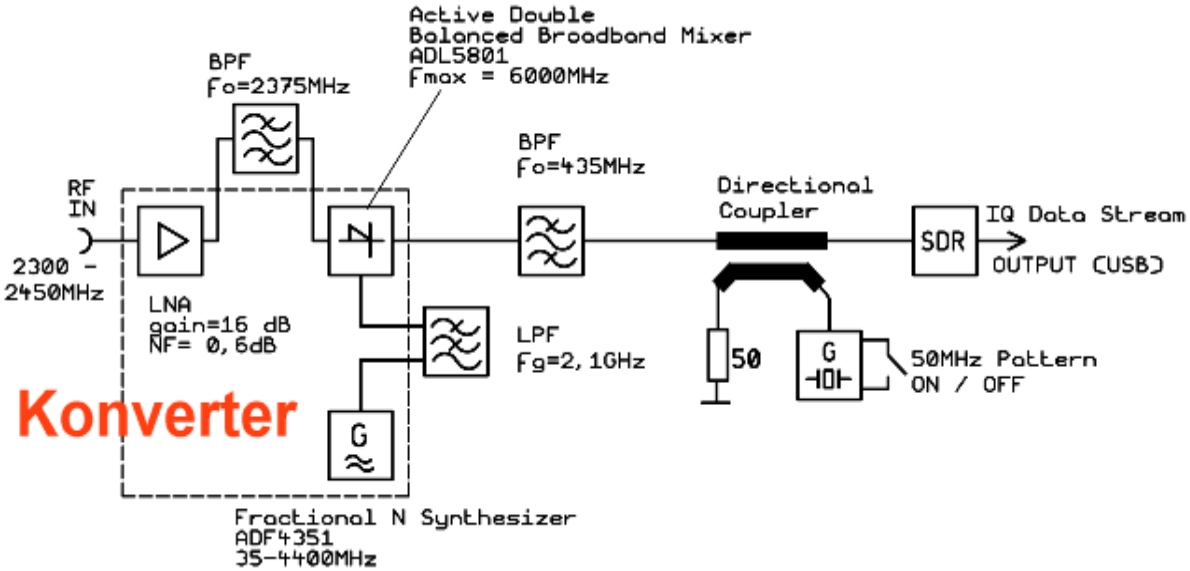
b) Welcher Umsetz-Oszillator ist dazu erforderlich und welchen Frequenzbereich soll er überstreichen? Läßt er sich über USB fernsteuern? Gibt es dazu passende gute Evaluation Boards, die viel Entwicklungsarbeit sparen? Welche höchste Ausgangsfrequenz ist nötig? Muss sein Ausgangssignal vor dem Einsatz beim Mischer noch gefiltert werden?

c) Welcher Down-Converter soll verwendet werden? Gibt es bereits ein fertiges Board, das für die Zusammenarbeit mit der Oszillatorplatine vorgesehen ist? Und bis zu welcher höchsten Frequenz läßt sich dieser Mischer betreiben?

d) Welche Filter sind nötig und müssen noch zusätzlich entwickelt werden?

2. Das erste Projekt: 13cm Empfang

Die Summe der Überlegungen und der Internet – Suche für die komplette Empfangsmaschine sieht so aus:



a) Als Ausgangs-Zwischenfrequenz des Konverters wird das 70 cm -Band gewählt, die ausgegebene Mittenfrequenz beträgt f_{IF} = 435 MHz. Auf den Mischerausgang folgt der aus dem 70cm- Projekt vorhandene Bandpass, der einen Bereich mit der Breite b = 10 MHz (= also von 430 bis 440 MHz) durchläßt.

b) Der erforderliche Umsetz-Oszillator soll tiefer als das Eingangssignal schwingen, denn dann liegt die Spiegelfrequenz bei noch tieferen Frequenzen und dort weist der Eingangsbandpass eine immer höhere Sperrdämpfung auf. Für den Empfang des 13 cm – Bandes (2300 bis 2450 MHz) bedeutet das eine Mittenfrequenz des Eingangsfilters von 2375 MHz und einen Abstimmbereich des Oszillators von **1865 bis 2015 MHz**.

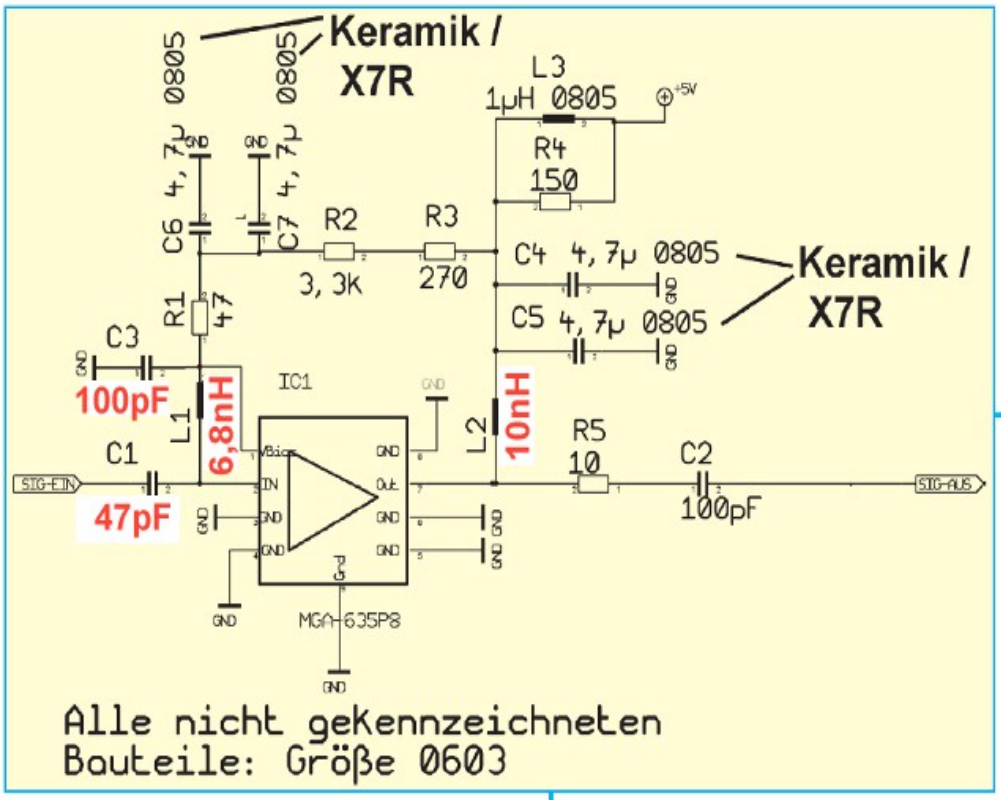
Von der Firma Analog Devices kommt ein **Evaluation Board mit den Fraktional-N Synthesizerchip „ADF4351**“ zum Einsatz, bei dem eine Frequenz zwischen 50 MHz und 4400 MHz über USB eingestellt werden kann. Für die Frequenzeinstellung reicht das billigste und kleinste externe Notebook. Allerdings MUSS auf den Synthesizer ein Filter (hier: ein 2,1 GHz – Tiefpass) folgen, denn Fractional N – Synthesizer

sind vom Prinzip her nicht immer für extremste Oberwellen- und Nebenwellenarmut berühmt. Sonst produziert man sich im Mischer noch zusätzlich einen ganzen Wald von neuen Störlinien.

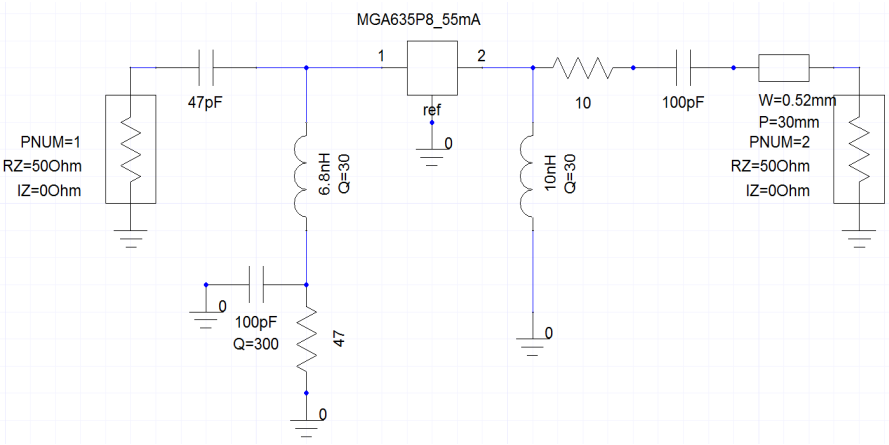
d) Passend dazu gibt es von Analog Devices ein „**Mixer- und Downconverter-Board**“ mit dem **ADL5801**, das direkt mit der vorigen Synthesizer-Platine verbunden wird und RF-Eingangssignale bis zu 6 GHz akzeptiert. Würde man nun die ebenfalls schon vorhandene Empfängerversion mit f_{Mitte} = 1270 MHz als Nachsetzer verwenden, so könnte man mit fosz = 4,4 GHz theoretisch eine maximale Eingangsfrequenz des Konverters von (4,4 + 1,27) GHz = 5,67 GHz realisieren. Und würde man den DVB-T-Stick bei 1,8 GHz betreiben, dann käme man bis 6,2 GHz und damit bequem an die immer aktueller werdenden 5,8 GHz heran. Oder man benützt einen bereits von früheren Projekten her vorhandenen Bandpass für die GPS-Frequenz von 1575 MHz, kombiniert mit einer Umsetzoszillator-Frequenz von 4,225 GHz und empfängt so ebenfalls 5,8 GHz.

Der Konverter selbst wird in einem Druckguss-Aluminiumgehäuse (Lieferant: Reichelt Elektronik) untergebracht, wobei sich der Eingangs-Bandpass sowie ein Tiefpaß (für die Filterung des Oszillatorsignals) außerhalb dieses Gehäuses befinden und über SMA-Kabel die nötige Verbindungen zur Schaltung erhalten.. So ist eine Umstellung auf andere Frequenzbereiche leicht möglich.
Der rauscharme Vorverstärker befindet sich ebenfalls innerhalb des Aluminiumgehäuses. Er läßt sich nach Lösen der SMA-Steckverbindung am Eingang und Ausgang leicht herausnehmen und bei Bedarf gegen eine andere Version für den neuen gewünschten Frequenzbereich austauschen.

3. Der rauscharme Vorverstärker (LNA) für 2375 MHz

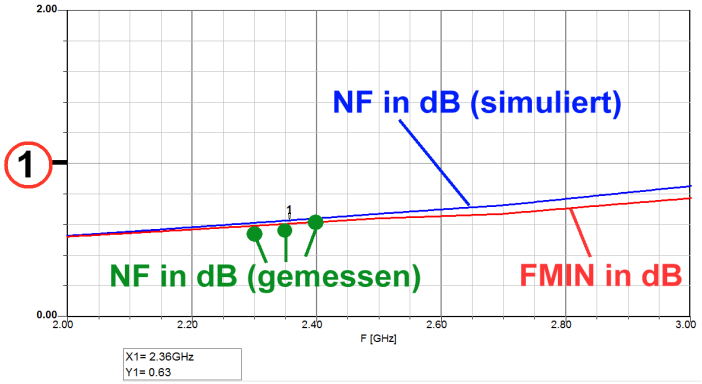


Es wird dieselbe Grundschaltung mit dem MMIC „MGA-635 P8“ von Agilent-Avago wie bei allen bisher entwickelten Versionen für 145 / 435 / 1275 MHz eingesetzt. Nun bewegen wir uns aber zum ersten Mal in dem vom Hersteller vorgesehen Anwendungs-Frequenzbereich und deshalb stehen in Form des Datenblattes und einer Application Note für die verwendete Schaltung auch Messergebnisse zur Verfügung. Trotzdem wurde noch am Stromlaufplan herumgetüftelt und im nebenstehenden Bild ist das Endergebnis mit den Änderungen gegenüber dem Agilent-Vorschlag zu sehen.

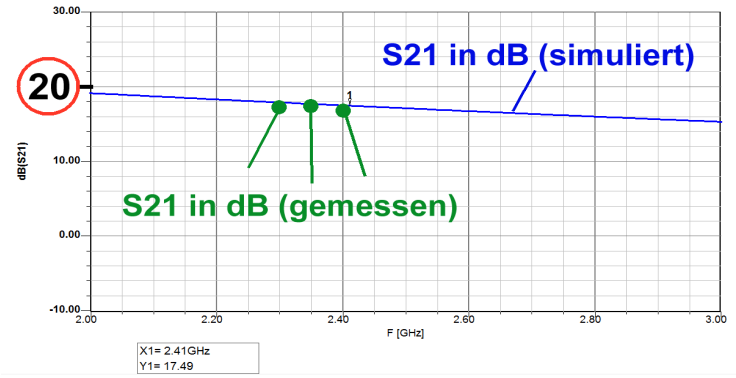


Die bei der Simulation mit dem Ansoft Designer SV benützte Schaltung arbeitet mit den praktischen Gütewerten der Spulen und Kondensatoren im HF-Teil.

Damit wurden die folgenden Parameter im Bereich von 2300....2400 MHz ermittelt.

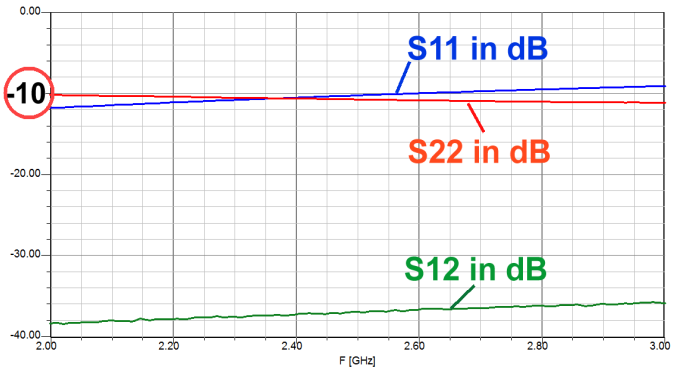


Da interessiert nun brennend die erreichte Noise Figure und mit einem Wert von **NF = ca. 0,6 dB** kann man hoch zufrieden sein!

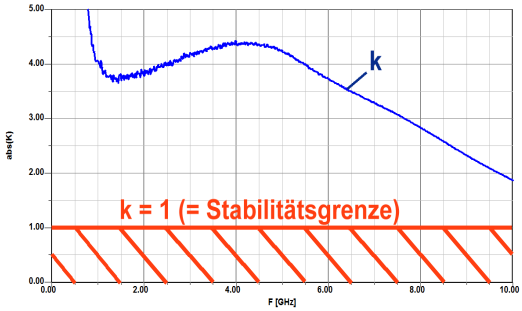


S21 beträgt knapp 1**7 dB**

S11 und S22 liegen im Bereich von -10 dB bei 2,3...2,4 GHz



…..und die **Stabilität** macht keine Sorge bis zu 10 GHz



4. Der Eingangs-Bandpass für 2375MHz

4.1. Anforderungen und Pflichtenheft

Das 13 cm – Band ist zwischen 2300 und 2450 MHz angeordnet, wobei je nach Region bestimmte kleine Einschränkungen zu finden sind. Oberhalb von 2450 MHz haben wir sowieso den WLAN-Bereich der PCs und Noteooks...also wurde der Durchlaßbereich des Bandpasses auf 2270....2480 MHz bei einer Mittenfrequenz von 2375 MHz festgelegt, um bei den Nachbarn etwas schnuppern zu können.
Er wird als Microstrip-Version mit gekoppelten Leitungen für Z = 50 Ω entworfen und sollte eine geringe Dämpfung im Durchlassbereich, kombiniert mit einer hohen Sperrdämpfung, aufweisen. Beim Filtergrad N = 3 ist der Anstieg der Sperrdämpfung mit der Frequenz aber noch etwas dürftig und so wurde **N =auf „5“ erhöht**. Damit gilt für ihn folgendes Pflichtenheft:

Tschebyschef-Typ	
Welligkeit („Ripple“)	**0,3 dB**
Filtergrad	**N = 5**
Bandbreite	**b = 210 MHz**
Untere Grenzfrequenz	**fp1 = 2,27 GHz**
Obere Grenzfrequenz	**fp2 = 2,48 GHz**
Mittenfrequenz	**fo = 2,375 GHz**

Verwendet wird das heute meist übliche Leiterplattenmaterial „**Rogers RO4350B**“ mit folgenden Daten:

Substrat-Dicke	**h = 0,76 mm**
Dielektrizitätskostante	**Er = 3,66**
Beidseitig Kupfer	**t = 35 µm**
Oberflächenrauhigkeit	**ca. 2 µm**
Verlustfaktor	**tand = ca. 0,0031 bei 2,5 GHz**

Die Platinengröße beträgt 30 mm x 50 mm und für das verwendete Gehäuse gilt noch „**cover height“ = 13 mm** (= Abstand zwischen Abschirmdeckel und Platine).

4.2. Bandpass-Filterentwurf mit dem Ansoft Designer SV

4.2.1 Die Feedline mit Z = 50 Ω.

Damit fangen wir an, denn die Filterschaltung wird in einem gefrästen Aluminiumgehäuse untergebracht und benötigt Zuleitungen zu den SMA-Buchsen für den Eingang bzw. Ausgang. Da im Ansoft Designer ein hervorragender Leitungscalculator integriert ist, sollte man ihn nutzen und das geht so:

a) Man startet den Designer und wählt „**Insert Circuit Design**.

b) Nun baut man sich eine simple Schaltung auf, die aus einer simplen **Microstrip-Leitung zwischen zwei Ports** besteht und klickt mit der rechten Maustaste auf das Schaltzeichen der Leitung.

c) Dort findet man den Leitungscalculator „TRL“, in den man die obigen Werkstoffdaten und den Wunsch nach einem Wellenwiderstand von Z = 50 Ω und z. B. einer elektrische Länge eigener Wahl bei f = 2 GHz eingibt. Das Programm antwortet sofort mit der Information: **nötige Leitungsbreite = 1,62 mm**.

4.2.2, Die Filter-Entwicklung

Jetzt brauchen wir „Insert Filter Design“ (unter „Project) und darin wählen wir die **„Edge coupled Chebyshev Microstrip“** Version. Mit den obigen Filter- und Werkstoffdaten haben wir den Grundentwurf schon geschafft. Er sieht so aus:

Erstes und sechstes Leitungspaar:	**Länge**	**19,5 mm**
	Breite	**0,6545 mm**
	Abstand	**0,4389 mm**
Zweites und füntes Leitungspaar:	**Länge**	**19,29 mm**
	Breite	**0,7566 mm**
	Abstand	**1,1 mm**

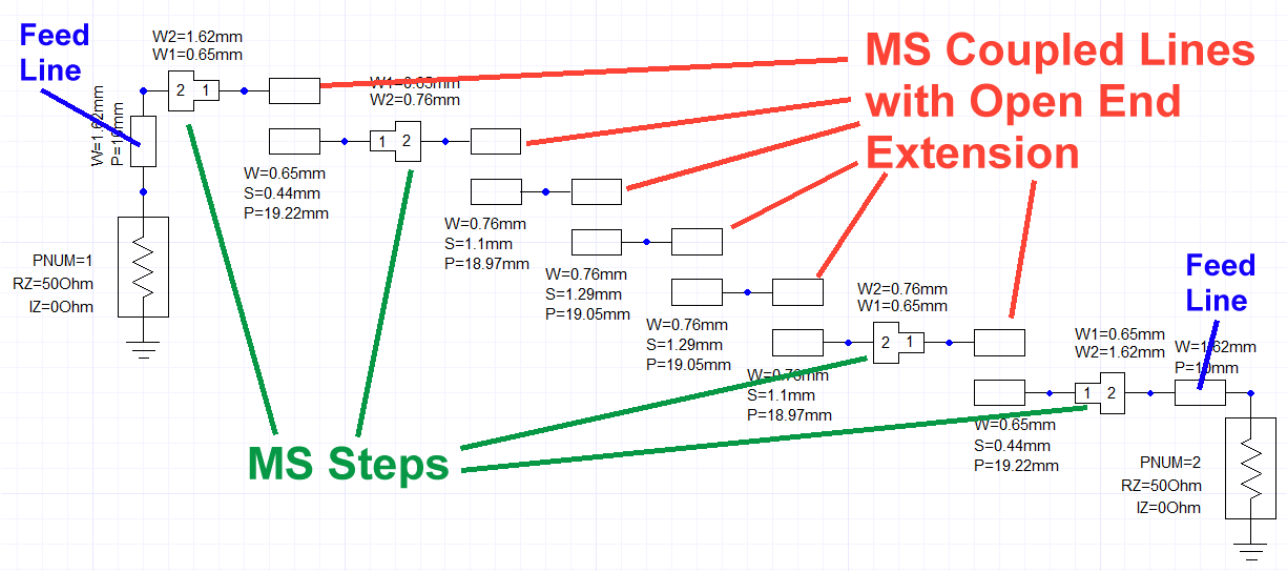
Drittes und viertes Leitungspaar:

Länge	**19,27 mm**
Breite	**0,7636 mm**
Abstand	**1,285 mm**

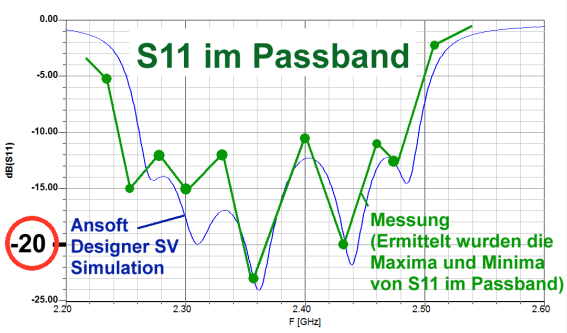
Allerdings ist das nur der Auftakt zu einem dicken Paket an Arbeit, denn wir müssen nun jede gekoppelte Leitung in der Schaltung durch die Version

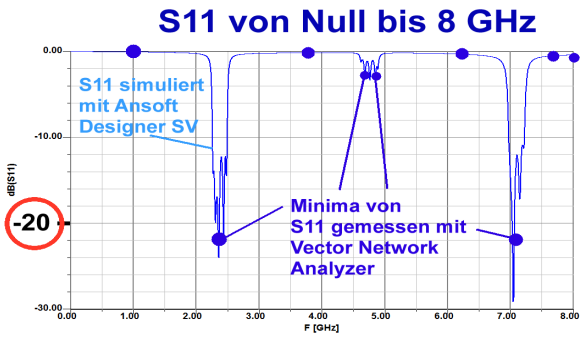
MS Coupled Lines with Open Ends, Symmetric

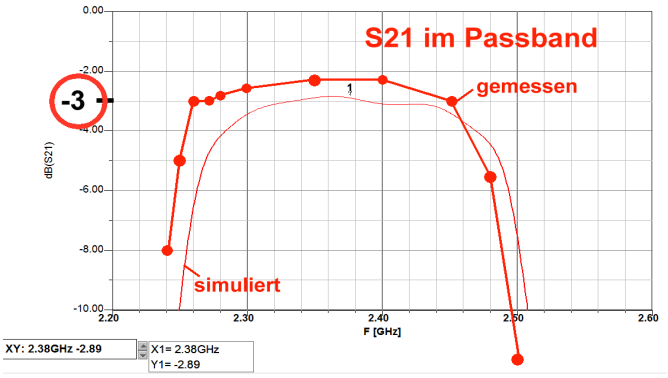
ersetzen, um die „**Open End Extension**“ zu berücksichtigen. Außerdem werden zwischen Leitungen mit unterschiedlicher Breite noch „**Microstrip Steps**“ eingefügt. Wir brauchen nur vier davon, denn die vier mittleren Leitungspaare weisen dieselbe Breite von 0,76 mm auf. Und die Feedline mit einer Breite von 1,62 mm für Z = 50 Ω darf natürlich auch nicht fehlen. Dann geht die Arbeit so richtig los, denn **durch die Berücksichtigung der Open End Extension UND der Steps erhalten wir eine Verschiebung der Filterkurve zu tiefen Frequenzen hin UND eine Verschlechterung von S11 bzw. S21 – das müssen wir von Hand korrigieren.** So entsteht folgendes Schaltbild mit den korrekten Leitungslängen:

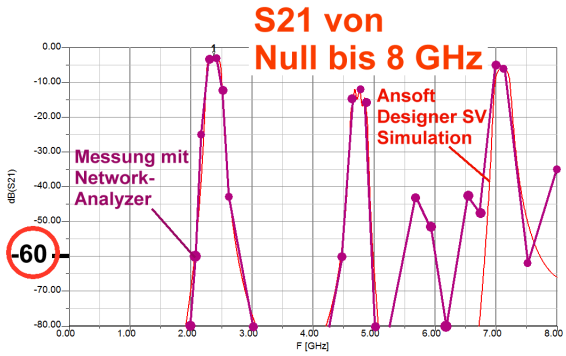


Nun folgen noch die Messergebnisse im Vergleich zum Entwurf







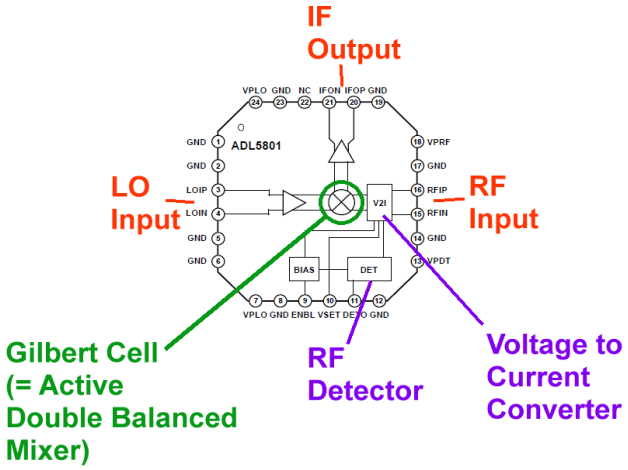


Dabei ist die Durchgangsdämpfung in der Mitte des Passbandes (f = 2,38 GHz) unter 3 db gesunken. Eine leichte Verschiebung der Filterkurve um 20 MHz nach oben könnte man noch vornehmen. (Dieses Layout wurde nun in eine Leiterplatte aus Rogers RO4350B mit 0,76 mm Dicke und den Abemssungen 30mm x 50mm umgesetzt. Allerdings sind die Leiterbahnen anschließend mit „Anreibe-Versilberung“ behandelt und auf die Innenseite des Deckels wurde leitender Schaumstoff geklebt, um Gehäuseresonanzen bzw. Hohlleitereffekte bei Frequenzen ab ca. 6 GHz zu dämpfen. Die führen nämlich zu starken Einbrüchen der Sperrdämpfung).

5. Der aktive Breitband-Mixer ADL5801

5.1.Einführung

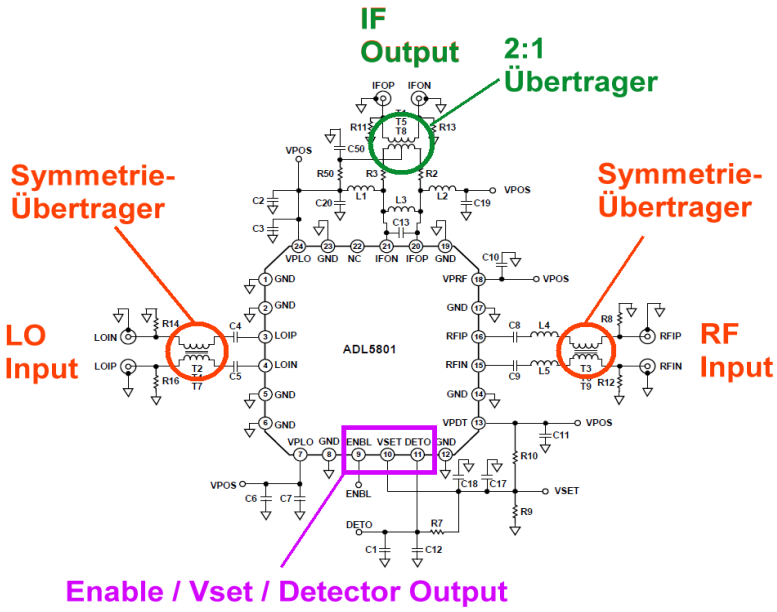
Dazu sehen wir uns dieses Bild näher an. Es handelt sich hier nicht nur um eine einfache „Gilbert Cell“ (= active double balanced mixer), sondern um eine recht aufwendige Maschine, die wegen der verwendeten SiGe-Technologie bis 6 GHz arbeitet.



Wir finden beim LO-Eingang einen integrierten Verstärker, um mit kleinerem Oszillatorpegel auszukommen. Beim IF-Ausgang gibt es ebenfalls einen eingebauten Verstärker mit einer Gain von von ca. +7,8 dB. Dadurch wird die Umsetzdämpfung kompensiert.
Aber der RF-Eingang ist raffinierter aufgebaut: Auf Wunsch läßt sich mit einem Detektor die zugeführte RF-Signalamplitude überwachen und bei höheren Pegeln wird automatisch der Ruhestrom im Mixer erhöht. Das steigert den IP3 – Punkt und führt so zu einer deutlich verbesserten Linearität. Und wenn der hohe Eingangspegel wieder zurückgeht, wird auch der Ruhestrom wieder vermindert. Das kommt nicht nur der Stromaufnahme zugute, sondern verbessert auch die SSB-Rauschzahl.

5.2. Das Evaluation Board

Das gibt es von Analog Devices für ca. 120 $. Die darin markierten Details ksind nicht schwer zu verstehen.

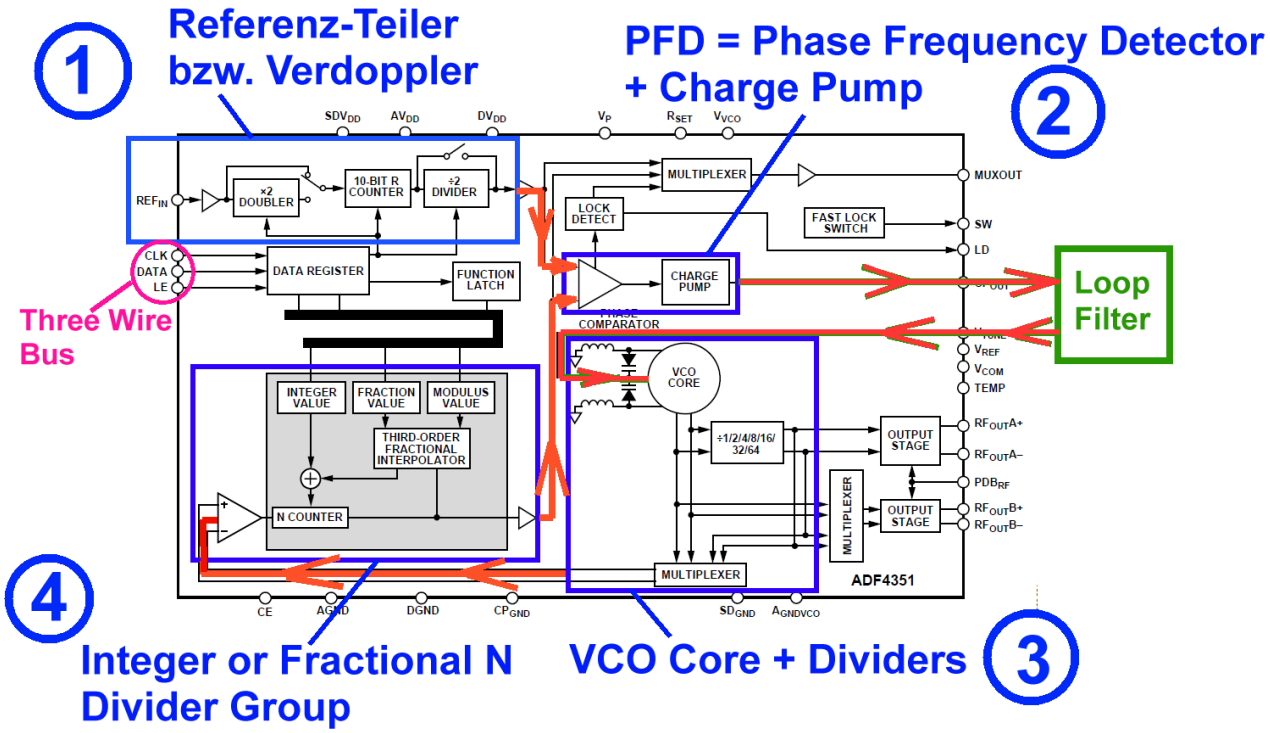


Der LO-Eingang und der RF-Eingang sind mit Symmetrie-Übertragern versehen, während beim IF-Ausgang die Impedanz durch einen 2:1-Übertrager auf 50 Ω gebracht wird.

Für den „normalen“ Betrieb als Downconverter wird der EVAL-Pin auf HIGH gelegt, um die erwähnte automatische Ruhestrom-Erhöhung im Mixer bei starken Eingangssignalen abzuschalten. Zusätzlich wird R7 entfernt, der die Detektor-Ausgangsspannung an den BIAS-Schaltkreis weitergibt. Die Arbeitspunkt-Einstellung erfolgt dann allein durch die Steuerspannung VSET und einen zusätzlichen Widerstand (R10 = 560 Ω) in Richtung der Betriebsspannung, der noch vom Anwender auf der Platine eingelötet werden muss. Das ergibt einen Wert von VSET= 3,8 V, den auch das Datenblatt für einen solchen Fall empfiehlt und für den darin viele Messkurven aufgeführt sind. Allerdings benötigt der Baustein nun einen Ruhestrom von 125 mA.....
Die Gesamtverstärkung des Mixers beträgt etwa Null dB (….folglich ist die theoretische Umsetzdämpfung eines passiven Ringmodulators von ca. 6 dB kompensiert). Der IP3-Punkt liegt – je nach Betriebsfrequenz und gewähltem Ruhestrom – zwischen + 17 und +30 dBm.

6. Der PLL-Umsetz-Oszillator

Er kommt ebenfalls als fertiges Evaluation Board von Analog Devices, arbeitet mit modernster Technik und kostet ca. 150 $. Deshalb müssen wir zuerst einen Blick auf sein „Functional Diagram“ werfen. Darin sind die erforderlichen Baugruppen durch blaue Rahmen hervorgehoben. Zusammen mit den roten Verbindungsleitungen lässt sich nun die PLL-Grundschaltung schnell erkennen:



(1)
Beim an Pin **„REF$_{IN}$“ angelieferten Quarzoszillatorsignal mit 25 MHz** wird die Frequenz mit einem programmierbaren 10 Bit – Teiler reduziert. Zusätzlich ist noch eine Verdopplung oder Halbierung möglich. Das Ganze wird über einen Dreileiter-Bus entsprechend der gewünschten Synthesizer-Ausgangsfrequenz gesteuert.

(2)
Die gewählte Referenzfrequenz speist einen „**Frequenz- und Phasenvergleich“ (= PFD = Phase Frequency Detector),** der mit einer „Ladungspumpe“ (Charge Pump) verbunden ist. Damit wird die erforderliche Nachstimmspannung für den VCO erzeugt – sie muss allerdings vorher noch das externe Loop Filter durchlaufen. Das begrenzt nicht nur den Fang-, Nachstimm- und Haltebereich, sondern versperrt auch den überlagerten HF-Resten den Weg zur VCO-Nachstimmung.

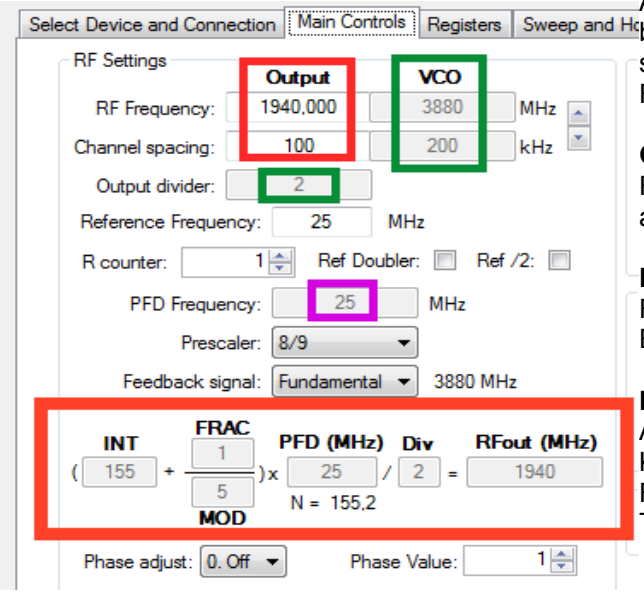
(3)
Der verwendete **VCO** überstreicht einen Frequenzbereich von 2200 MHz bis 4400 MHz. Aber nicht mit einer einzigen Schaltung, sondern es wird zwischen drei verschiedenen VCO's umgeschaltet. Sie liefern folgende Frequenzbereiche (die sich zusätzlich etwas überlappen):

Oszilllator 1:	**2200 bis 2900 MHz**
Oszillator 2:	**2900 bis 3700 MHz**
Oszillator 3:	**3700 bis 4400 MHz**

Auf den „Oscillator Core“ folgt erneut ein umschaltbarer Frequenzteiler (1/2/4/8/15/32/64), der die Endstufe für den Ausgang „A“ speist. Ein weiterer Ausgang „B“ ermöglicht über einen Multiplexer den Zugriff auf die volle oder die geteilte VCO-Frequenz. Außerdem wird natürlich die „Teilermaschine“ mit dem Oszillatorsignal versorgt-

(4)
Diese Teilermaschine ist der wildeste Teil der ganzen Anordnung, denn darin steckt das Know How! Hier finden wir die Hardware für die Integer-Teilung (= Teilung durch ganze Zahlen) und die darauf folgende **„Fractional – N – Teilung“**. **Die ermöglicht gebrochene Teilerverhältnisse und dadurch eine (fast beliebig) kleine Schrittweite bei der Abstimmung trotz recht hoher Vergleichsfrequenz**. So vermeidet sie die bei der reinen Integer-Teilung prinzipiell unvermeidbare lange Einstell- und Ausregelzeit bei kleinen Schrittweiten (wegen der nötigen niedrigen Vergleichsfrequenz) und sorgt für kleines Seitenbandrauschen.

Allerdings müüsen alle vorhandenen Teiler und Register vom Anwender bei jedem Frequenzwechsel neu eingestellt werden – das ist wirklich eine Viecherei und treibt Einem beim Gedanken, das alles in „C“ für einen Microcontroller selbst programmieren zu müssen, fast den Angstschweiß auf die Stirn... Deshalb hat Analog Devices ein passendes kostenloses Programm „ADF435XSoftware“ zur einfachen Bedienung über den PC-Bildschirm und den USB-Bus bereitgestellt. Dadurch wird die Sache sehr einfach und man braucht sich um das Signal, das schließlich die PLL-Schleife schließt und den Phase Frequency Detector speist, keine weiteren Gedanlen mehr zu machen. Zum Einstellen der Frequenz reicht ein kleines Notebook mit USB-Anschluss.
Sehen wir uns die Deails an einem Beispiel etwas genauer an.
Der Konverter soll die Mittenfrequenz des 13 cm – Bandes (= **2375 MHz**) auf **435 MHz** umsetzen und benötigt dazu eine Oszillatorfrequenz von **1940 MHz.**
Dazu wird das ADF435XSoftware – Programm gestartet, die Verbindung zum Synthesizer-Evaluation-Board hergestellt und die Karteikarte „**Sweep and Hop**“ ausgewählt. Bei „**Frequency Hopping**“ wird nun eine Ausgangsfrequenz „A“ von 1940 MHz eingestellt, zusätzlich soll zwischen der um 100 kHz höheren Frequenz „B“ mit 1940,1 kHz hin und hergesprungen werden. Mit der Start- Taste beginnt der Hopping-Vorgang und man braucht nur im richtigen Augenblick auf die Stopp-Taste zu drücken, um eine konstante Ausgangsfrequenz von 1940 MHz zu erhalten.



Auf der „Main Controls“ - Karte finden wir alle beteiligten Register und ihre erforderlichen Inhalte. Da sehen wir uns mal nur den Teil mit der Frequenzerzeugung genauer an

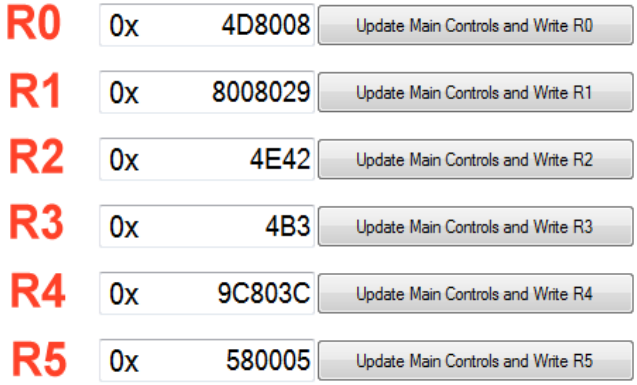
Grün markiert ist die gerade verwendete VCO-Frequenz von **3880 MHz** sowie eine Teilung durch 2 am Ende des gesamten Vorganges.

Pink ist die PFD (= Phase Frequency Detector) – Frequenz. Sie beträgt **25 MHz** und das ergibt kurze Einstell - und Ausregelzeiten.

Rot eingerahmt finden wir oben die gewünschte Ausgangsfrequenz von **1940 MHz** sowie den Kanalabstand („Channel spacing“) und unten die Formel zur Bestimmung des erforderlichen Teilungsfaktors.

Man verwendet den **Integer- Faktor 155** und addiert dazu den **Fractional N – Faktor „1 / 5“**. Dann wird folglich durch **155,2** geteilt. Sobald man diesen Wert mit der PFD-Frequenz von 25 MHz multipliziert und das Gesamtergebnis durch 2 teilt, ergibt sich die gewünschte Ausgangsfrequenz von 1940 MHz.

Nun wollen wir das Spiel für die Frequenz „B“ mit 1940,1 MHz wiederholen. Da wird lediglich der Fraktional-N-Faktor auf „26 / 125“geändert und eine Kontrolle mit dem Taschenrechner ergibt tatsächlich die geforderten 1940,1 MHz.
(Eine weitere Information: der abgegebene Ausgangspegel liegt zwischen -4 und +5 dBm, er kann über Register 4 programmiert wrden)

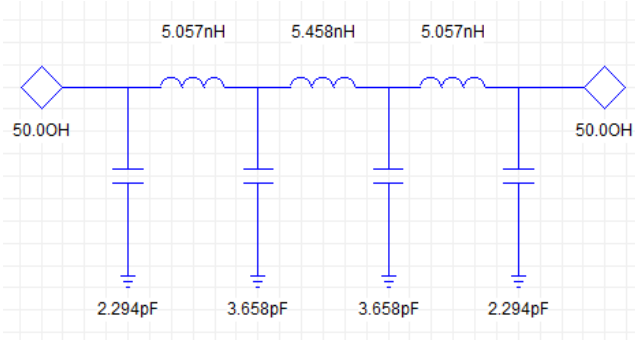


Zum Abschluß dieses Kapitels und aus Respekt vor den Software Programmierern bei Analog Devices folgt noch ein Bild mit den Registern, die für eine Ausgangsfrequenz von 1940 MHZ beschrieben werden müssen. Das sind **Register R0, R1, R4 und R5 mit 32 Bit Länge** sowie **Register R2 und R3 mit 16 Bit**. Das gäbe viel Schweiss, wenn man das bei jedem Frequenzwechsel für einen 8 Bit oder 16 Bit Microcontroller oder einen Raspberry Pi selbst programmeren sollte....und man muß ja zuvor stets noch die Mathematik bemühen, um sowohl den nötigen Integer-Teilerfaktor wie auch den Fraktional – N – Wert zu bestimmen. Glücklicherweise erfolgt die **eigentliche Abstimmung nur über R0 / R1 / R2 und R4**, die anderen Register steuern die vielen Optionen, die es da so gibt.

7. Der Oszillator-Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 2,1 GHz

Wenn der Abstimmbereich des Synthesizers von 1865 bis 2015 MHz reicht, dann MUSS auf den Synthesizer ein Filter (hier: ein 2,1 GHz – Tiefpass) folgen, denn man muss am Oszillatorausgang immer mit irgendwelchen Neben- oder Oberwellen rechnen. Sonst produziert man sich im Mischer noch zusätzlich einen ganzen Wald von neuen Störlinien.
Das erfordert eine möglichst geringe Durchgangsdämpfung bis 2015 MHz, um die Amplitude des Oszillatorsignals zum Betrieb des Mixers möglichst konstant zu halten. Andererseits soll die Sperrdämpfung nicht nur rasant ansteigen, sondern auch einen möglichst hohen Wert erreichen. Dazu ist ein hoher Filtergrad nötig, aber nur so vermindern wir die Bildung der eben erwähnten Störlinien. Passend zum vorhandenen Abschirmgehäuse sieht das Pflichtenheft so aus:

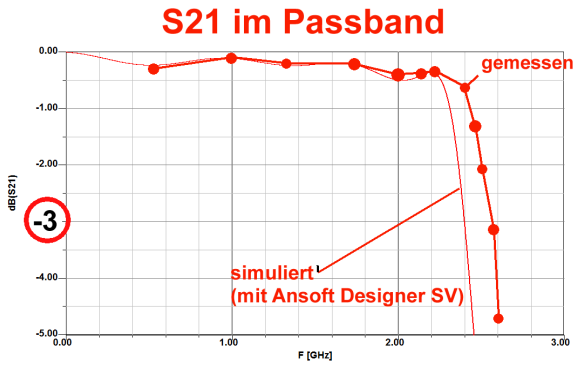
Tschebyschef-Tiefpass
Ripple = 0,3 dB
Filtergrad N = 7
Grenzfrequenz = 2.1 GHz



Wieder erfolgt der Entwurf mit dem Filtercalculator des Ansoft Designer SV und das ist die von ihm vorgeschlagene Schaltung. Die darin enthaltenen **Kondensatoren** verwirklichen wir durch (möglichst quadratische) **Microstrip-Leitungsstücke, die deutlich breiter als die 50 Ω-Feedline sind**. Die **Induktivitäten** dagegen werden durch (im Vergleich zur Feedline) **extrem dünne Leitungsstücke** realisiert.
Für beide Bauteile gilt aber, **dass die Leitungslängen deutlich unter einem Viertel der Wellenlänge bleiben müssen** – damit ist natürlich die elektrische Wellenlänge auf der Leiterplatte gemeint. Denn sonst überwiegen die Leitungseigenschaften und es ist zunächst vorbei mit der schönen Sperrdämpfung. (Zur Information: die Daten einer 50 Ω-Leitung mit einer elektrischen Länge von 45 Grad auf unserer Leiterplatte aus RO4350B sind: **Breite = 1,62 mm / Länge = 10,6 mm**)

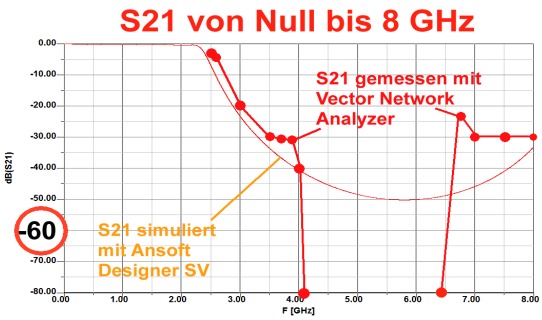
Sehen wir uns mal die Entwurfsprozedur des ersten Kondensators mit 2,294 pF an. Da starten wir mit einer ganz einfachen Simulation, in der wir diesen Kondensator an einen Microwave Port anschließen und uns im Bereich von 2....2,5 GHz den Parameter S11 simulieren lassen.Das Ergebnis wird im Smithchart dargestellt und ein Marker genau auf 2,1 GHz gesetzt. Es lautet dort: **S11 =1 / -113.07 Grad.**
Nun wird der Kondensator durch ein **leerlaufendes quadratisches Leitungsstück mit 6 mm Breite** ersetzt und die Simulation wiederholt. Bei einer **Länge von 6,78 mm** stimmt ihr S11 mit dem des echten Kondensators überein. Die Prozedur wird dann für den zweiten Kondensator mit **3,658 pF** wiederholt. Dort sollte man die Leitungsbreite erhöhen und kommt dann zu **8 mm x 8 mm.**

Dann geht es an die Induktivitäten und wir nehmen dieselbe Prozedur für **L1 = 5,057 nH** vor. Wir erhalten ein **S11 = 1 / +73,7 Grad bei 2100 MHz.** Dann wird die Induktivität durch **eine am Ende kurzgeschlossene Microstrip-Leitung mit einer Breite von 0,3 mm** ersetzt. Ihre Länge wird solange variiert, bis man den gleichen Wert für S11 erhält und das ist bei **L = 7,8 mm** der Fall.
Jetzt ist der Rest für **L2 = 5,458 nH** nur noch Routine und dafür benötigen wir bei 8 mm Breite eine Länge von **8,29 mm**.
Damit können wir wir die komplette Simulationsschaltung zusammenstellen. Aber wir dürfen nicht vergessen, Links und Rechts eine Feedline mit Z = 50 Ω (Breite = 1,62 mm) anzubringen und zwischen allen Leitungsstücken mit unterschiedlichen Breiten **Steps** anzuordnen.

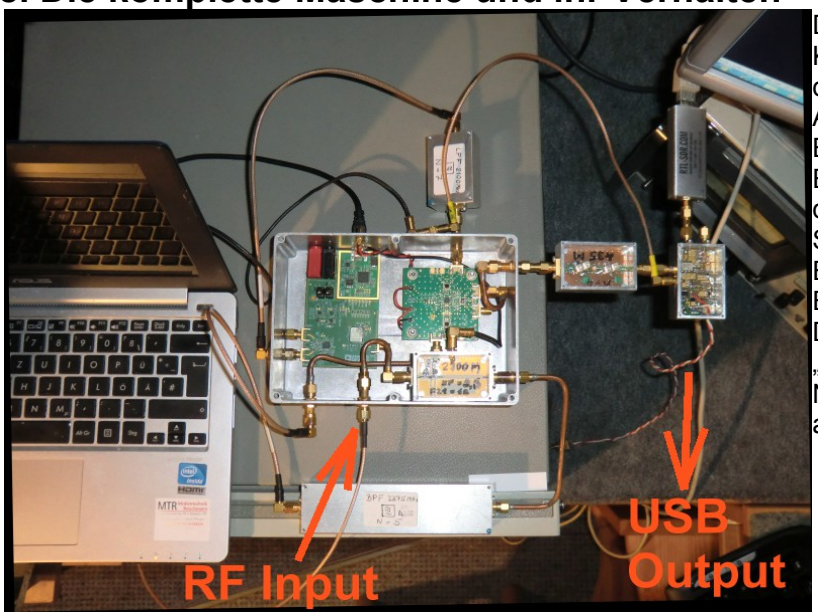


Durch die Steps wird sich die Grenzfrequenz zu tiefen Frequenzen hin verschieben, auch das Ripple nimmt meist zu. Also wartet eine mühsame Korrekturarbeit bei den Längen der Leitungsstücke auf uns und wir landen schließlich beim diesem erfreulichen Passband-Ergebnis.

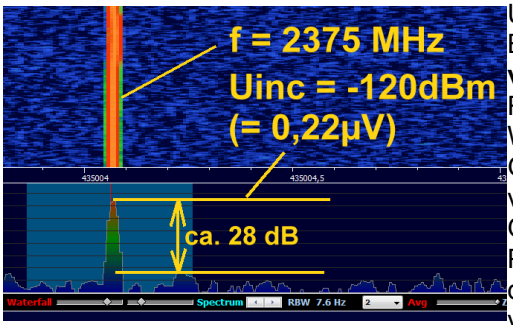
Zum Abschluss noch ein Bild des Sperrbereiches (= große Überraschung) und des Bausteins (Platinengröße: 30 mm x 50 mm) samt Abschirmdeckel und Dämpfungsmaterial.



8. Die komplette Maschine und ihr Verhalten



Da sind natürlich rund um den Konverter die beiden Filter dazugekommen und am Mixer-Ausgang folgt der 435 MHz – Bandpass.
Er speist den Calibrator-Baustein, von dem geht es zum DVB-TStick „RTL-SDR.COM“.
Ein Desktop-PC wertet das Empfangssignal in Form des USB-IQ-Datenstroms mit dem Programm „HDSDR“ aus, ein kleines älteres Notebook stimmt den PLL-Synthesizer ab.



Und als Abschluss folgt noch der Ausschnitt aus dem HDSDR-Bildschirm (mit Spektrum und Wasserfall) für einen **Senderpegel von -120 dBm (= 0,22 µV)**. Da kommen wir auf einen Signal / Rauschabstand von ca. 28 dB.
Wenn man sich dann noch genau anschaut, wie es mit der Genauigkeit der Frequenzabstimmung aussieht, kann man vollends zufrieden sein. Es sind schließlich jede Menge Oszillatoren mit ihren Toleranzen im Spiel (= Signalgenerator / PLL-Umsetzozillator / DVB-T-Stick / Programm HDSDR, das auf dem Taktoszillator des PC's basiert...) und so geht die Umsetzung von 2375,000 MHz auf 435,004 MHz laut Bildschirm in Ordnung.
Dabei wurde der in der Kette eingebaute Kalibratorbaustein noch gar nicht eingesetzt.

Literatur
(...alles in meiner Homepage „www.gunthard-kraus.de“ unter der Rubrik „Meine Veröffentlichungen in der Zeitschrift UKW-Berichte“ zu finden)

Heft 4-2012: „**Entwicklung einer Vorstufe für 1 bis 1,7 GHz mit NF = 0,4 dB**“
Heft 2-2013: „**Ein rauscharmer Vorverstärker mit NF = 0,4 dB für das 70cm - Band**“
Heft 4-2013: „**Ein rauscharmer Vorverstärker mit NF = 0,35 dB für das 2m - Band**“
Heft 1-2015: „**Das Programm HDSDR zum Betrieb von DVDB-T-Sticks als Messempfänger und SDRs**“
Heft 4-2016: **„Empfängerbau mit Gainblocks. Beispiel: 2 m Empfänger“**
Heft 1-2017: **„Empfängerbau mit Gainblocks. Beispiel: 70 cm-Empfänger“**
Heft 2-2017: **„Empfängerbau mit Gainblocks. Beispiel: 23 cm Empfänger“**