

Bild 18:
So sieht der nutzbare Pegelbereich unter Einsatz einer zusätzlichen Abregelung von 35 dB aus (siehe Text)

Fortsetzung von Seite 147...

Doch wie geht es oberhalb des maximal verwendeten Eingangspegels weiter? Die Antwort lautet: nicht sehr gut, denn der dargestellte Amplitudenbereich des Spektrums reicht nicht über Null dB hinaus, um die auftretenden Veränderungen anzuzeigen und man kann dort nichts mehr erkennen. Zusätzlich beginnt oberhalb von -50 dBm unglaublich rasch und trotz der auf Minimum eingestellten RF-Gain die Übersteuerung mit einem Bildschirm voll zunehmender und ab -35 dBm unzähliger neuer Spektrallinien.

Damit kann man **Bild 18** als Hilfe für eigene zukünftige Arbeiten verwenden.

Eine Frage drängt sich auf, die leicht zu beantworten ist:

Wie verhält sich der Tuner bei anderen Frequenzen? Speziell, wenn es gegen 1700 MHz (= offizielle obere Grenze) oder gar über 2000 MHz geht?

Entsprechend dem Empfindlichkeitsverlauf über der Frequenz (siehe Bild 16)

braucht man die 145 MHz-Werte von Bild 18 bei einer anderen Frequenz nur um die Empfindlichkeitsdifferenz zu korrigieren. Dadurch verschiebt sich die Kurve im Diagramm nach rechts. Als Beweis soll **Bild 19** dienen, in dem das Tuner-Verhalten bei 2000 MHz dargestellt ist.

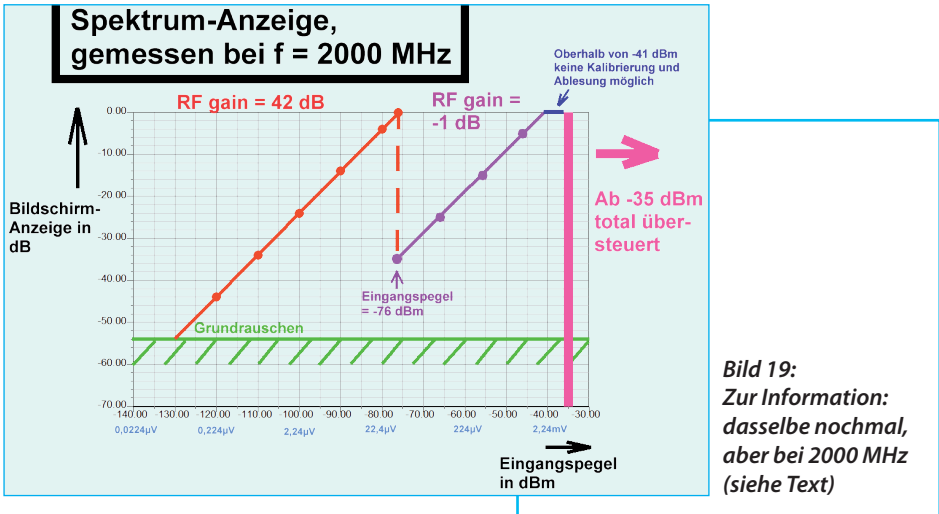
6.4. Die AGC

Das ist ein eigenes Problem, denn der Stick sollte von der Konzeption des Herstellers her nie als Spektrum-Analysator, sondern stets als geregelter HF-Empfänger für DVB-T, DAB usw. dienen. Deshalb muss man bei der Verwendung der AGC sehr aufpassen und die folgenden Fälle unterscheiden. Man bleibt bei einer Trägerfrequenz von 145 MHz.

Fall a)

Die RTL-AGC im „Configure“-Menü ist ausgeschaltet, die RF-Gain steht auf 42 dB, so gilt grundsätzlich:

Hat man die RF-Gain voll aufgedreht (Regler-Anzeige = 42 dB), ist die Tuner-



AGC wirkungslos und man beobachtet exakt das in Kapitel 6.3. beschriebene Verhalten des Sticks. Das Ein- oder Ausschalten der Tuner-AGC ist hier völlig egal. Allerdings reicht der zulässige und korrekt dargestellte Anzeigebereich nur bis zu einem Eingangspegel von -90 dBm. Erhöht man ihn über diesen Wert hinaus, beginnt bei etwa -70 dBm langsam und deutlich sichtbar die Übersteuerung des Tuners.

Fall b)

Die RTL-AGC im „Configure“ Menü wird eingeschaltet, die RF-Gain steht auf 42 dB, die Tuner-AGC bleibt ausgeschaltet.

Dadurch wird hinter dem Tuner eine „Zusatzverstärkung“ von ca. 15 dB aktiviert, die natürlich nicht nur den Nutzpegel, sondern auch das Rauschen auf dem Bildschirm anhebt. Deshalb wird die Aussteuergrenze von 0 dB im Spektrum bereits bei einem entsprechend kleineren Eingangspegel gegenüber Kapitel 6.3 erreicht (...also irgendwo zwischen -105 und -107 dBm).

Fall c)

Die RTL-AGC im „Configure“-Menü ist ausgeschaltet, die RF-Gain wird auf -1 dB zurückgedreht, die Tuner-AGC ist eingeschaltet

Jetzt wird es interessant, denn ohne Tuner-AGC ist bei einem Eingangspegel von -120 dBm das Nutzsignal völlig im Rauschen verschwunden (die Verstärkung wurde nämlich um ca. 35 dB reduziert und die Trägerspitze fand sich vorher bei etwa -30 dB auf dem Bildschirm. Eine Reduktion um 35 dB schiebt die Spitze nach unten auf ca. -65 dB und bei einem Grundrauschen von etwa -55 dB ist somit alles weg...).

Schaltet man nun die Tuner-AGC ein, wird es putzig: aus dem Rauschen taucht das AM-Signal sichtbar und hörbar wieder auf, seine Spitze liegt erneut etwa bei -30 dB auf dem Bildschirm!

Eine Vergrößerung des Eingangspegels um 30 dB auf -90 dBm lässt die Bildschirmanzeige des Trägers ebenfalls um 30 dB anwachsen. Damit ist man wieder

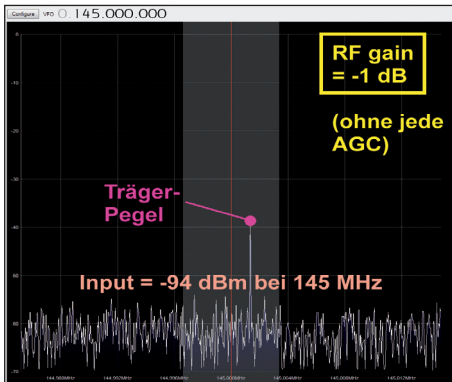


Bild 20: Bei diesem Anblick erschrickt man: Hat man voll abgeregelt (= 35 dB Verstärkungsreduktion), verschwindet ein Signal mit -94 dBm schon fast im Rauschen...

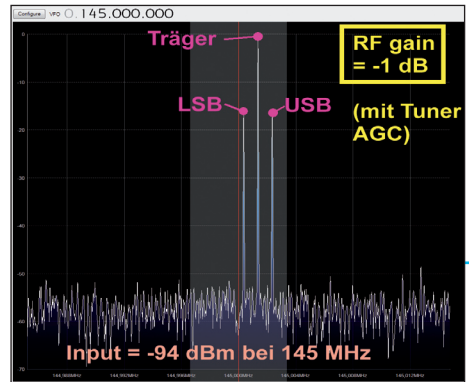


Bild 21: ...aber die vorzügliche Tuner-AGC korrigiert das perfekt!

an der Anzeigegrenze des Bildschirms (= Null dB) angelangt.

Hier liegt also ein anderes Entwicklerkonzept vor: normalerweise läuft ein Empfänger bei schwachen Antennensignalen mit voller Verstärkung und wird mit steigendem Eingangssignal zurückgeregelt. Beim E4000-Tuner werden dagegen im Tuner-AGC-Betrieb grundsätzlich erst mal 35 dB Dämpfung eingefügt und dann geprüft, wie viel man davon wegnehmen kann, um schwächere Signale noch sauber und rauschfrei zu empfangen. Dieses Konzept kommt der Übersteuerungsfestigkeit zugute.

Erhöht man das Eingangssignal weiter, erreicht man sehr schnell das Ende der Fahnenstange:

Bereits ab -80 dBm (ca. 22 μ V) machen sich langsam immer mehr aussteuerungsabhängige Störlinien neben dem Nutzsignal breit und bei Signalen größer als -70 dBm sieht man den Wald vor lauter Linien nicht mehr.

Fall d)

Die RTL-AGC im „Configure“-Menü wird zugeschaltet, die Tuner-AGC ist eingeschaltet, die RF-Gain ist auf -1 dB zurückgedreht

Nun passiert, was zu befürchten war: die „Grundverstärkung“ wird um ca. 15 dB angehoben. Es steigt nicht nur das Rauschen um diesen Wert an, sondern nun führen Pegel von -90 bis -100 dBm am Eingang bereits in die Übersteuerung und lösen teilweise „hysterische Reaktionen“ aus.

Drei Beispiel-Bilder sollen dieses Verhalten anschaulich demonstrieren. Das gezoomte Spektrum für einen Trägerpegel von -94 dBm bei 145 MHz ist in **Bild 20** zu sehen. Die Tuner-AGC und die RTL-AGC sind ausgeschaltet, die RF-Gain steht auf dem Minimalwert von -1 dB. Die Spitze des Trägerpegels befindet sich nur ca. 15 dB über dem Rauschen und deshalb sind die Seitenfrequenzen nicht mehr zu sehen (...sowie im Lautsprecher nur Rauschen zu hören).

In **Bild 21** wurde nun die Tuner-AGC zugeschaltet. Sehr schön ist daran die

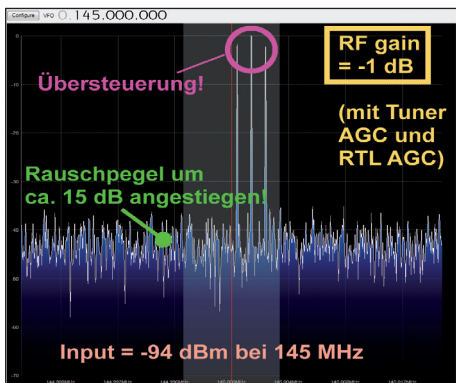


Bild 22: Die zusätzliche RTL-AGC darf nur sehr behutsam mit Überlegung und unter sorgfältiger Kontrolle des Spektrums eingesetzt werden (siehe Text)

saubere Schaltungsentwicklung und Ausregelung zu bewundern, denn die Trägerspitze erreicht jetzt gerade Null dB und der korrekte Abstand zum USB- und LSB-Signal ist mit ca. 16 dB gut zu erkennen. Auch der Signal-Rauschabstand ist prächtig. Schade, dass die Übersteuerung hier Grenzen bei der Anzeige setzt.

Was das Zuschalten von 15 dB Grundverstärkung in Form der RTL-AGC anrichtet sieht man in **Bild 22**: jetzt geht der Ärger mit der Übersteuerung los. Die Amplituden können nicht mehr korrekt ausgewertet werden und das Rauschen ist um 15 dB angestiegen.

6.5. Das AGC-Menü auf dem Bildschirm

Links auf dem Bildschirm und unterhalb der „Audio“-Einstellungen befindet sich ein zusätzliches AGC-Menü mit „Threshold / Decay / Slope“-Variation, das man gelegentlich selbst bei eingeschalt-

etem Lautsprecher mit einem empfangenen Signal austesten kann.

Das sind reine Software-Optionen, die erst NACH dem I-Q-Decoder wirksam sind und folglich keinerlei Einfluss auf die Tuner-Eigenschaften bzw. auf das dargestellte Spektrum haben. Deshalb bleiben die Messergebnisse der Kapitel 6.1 bis 6.5 unverändert gültig.

6.6. Temperaturempfindlichkeit und Streuungen

Natürlich wird es dem Tuner nach 1 bis 2 Stunden auch im Aluminiumgehäuse warm und das Gehäuse selbst kommt nach einem Tag Betrieb auf der „HAM-Radio“ auf ca. 45° Celsius. Das führt dazu, dass man im „Configure“-Menü eine Korrektur um maximal -3 ppm (...das sind bei 2000 MHz ca. = -6 kHz) vornehmen muss, damit sich die Frequenzanzeigen von „SDR#“ und Präzisions-Messender wieder decken. Außerdem erhält man im sehr heißen Zustand beim Spektrum um ca. 1 bis 2 dB niedrigere Linien-Amplituden.

Bei den Exemplar-Streuungen sieht es ähnlich aus. Serien-Exemplare desselben Stick-Typs unterscheiden sich in ihren Daten und Ergebnissen unter „SDR#“ um weniger als 1 dB.

7. Etwas Technik

7.1. Das Blockschaltbild

Das Innenleben (**Bild 23**) des Tuners stammt aus dem 60 Seiten starken Datenblatt des E4000 (= ohne Probleme im Internet zu finden). Es ist schon erstaunlich, was die Entwickler aus dem nicht allzu komplizierten Konzept her-

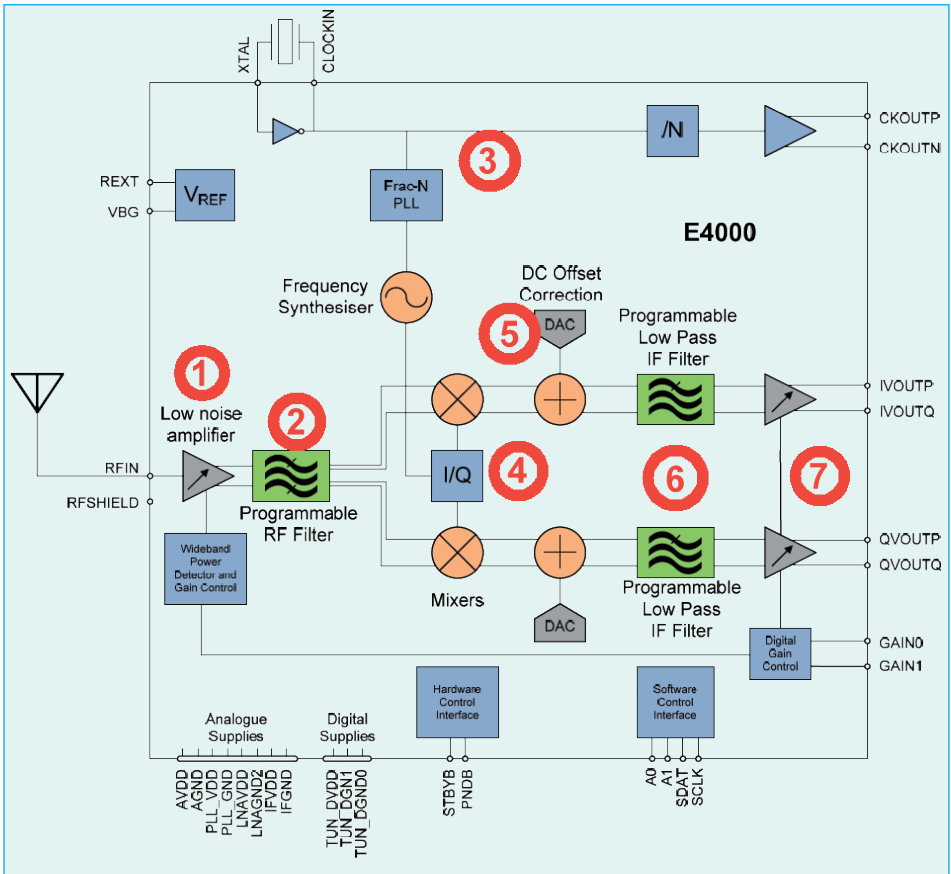


Bild 23: Das E4000-Tuner-Innenleben; zu den markierten Punkten: siehe Text

ausgeholt haben. Hier die Stufen im einzelnen:

1. Ein Tuner beginnt immer mit einer geordneten Vorstufe, hier als LNA = Low Noise Amplifier bezeichnet. Die Stufe muss nicht nur rauscharm, sondern auch übersteuerungsfest und in der Verstärkung (über RF-Gain) um 35 dB regelbar sein - das ist geglückt.
2. Das folgende Filter wird per Software in der Grenzfrequenz und der Charakteristik

an den gerade gewählten Frequenzbereich angepasst. Das sind natürlich die verschiedenen vorgesehenen DVB- und DAB-Empfangsmöglichkeiten...

3. Es handelt sich um einen „Direct Conversion Receiver“. Deshalb schwingt der Umsetzozillator exakt auf der Empfangsfrequenz (...oder nur ganz knapp versetzt). Wegen der geforderten hohen Auflösung bei der Schrittweite (bis hinunter zu 1 Hz) wird dazu ein „Fractional N-

Synthesizer“ eingesetzt. Es handelt sich um eine „wilde“ Konstruktion mit der man sich gelegentlich genauer befassen sollte - es ist wahrlich ein interessantes Gebiet. Hier soll folgende Information aus dem Original-E4000-Datenblatt reichen. Man kann daraus ersehen, auf welche Weise erst die VCO- und dann die LO-Frequenz über den I²C-Bus festgelegt werden:

„The divider and sigma delta values need to be set as per the formulae

$$f_{VCO} = f_{Oscillator} * (Z + X / Y) \quad (\text{equation 1})$$

and

$$f_{LO} = f_{VCO} / R \quad (\text{equation 2})$$

where $Y = 65536$ and $f_{Oscillator}$ is the crystal frequency (e.g. 26MHz). Values R , X , Y and Z are configurable using the tuner serial interface (by I²C-Bus control)“

4. Man nimmt hier eine „IQ“-Umsetzung vor. Das erfordert zwei getrennte Mischstufen und zwei Oszillatorsignale mit derselben Frequenz, aber mit 90 Grad Phasenunterschied. Was das bringt, wird in Kapitel 7.2. genauer betrachtet.

5. Durch die „Umsetzung auf die Differenzfrequenz Null Hertz“ erhält man exakt bei Frequenzgleichheit von Eingangssignal und Oszillatorsignal ein DC-Signal am Ausgang. Deshalb können hier Drifteffekte usw. in der Schaltung eine Signalkomponente vortäuschen, die in Wirklichkeit nicht vorhanden ist. Also ist eine „DC Offset Correction“ hinter jedem Mischer erforderlich.

6. Die hinter den Mischern folgenden Filter sind natürlich wieder entsprechend den Anforderungen des gewählten Empfangsbetriebs programmierbar.

7. Und bevor die IQ-Signale den Chip verlassen, werden sie nochmals in je einem AGC-Verstärker auf den vorgesehenen Pegel gebracht.

7.2. Die Geheimnisse der IQ-Signale

Das ist modernster Stand der Nachrichtentechnik, weshalb hier eine kurze und anschauliche Erläuterung als Abschluss folgen soll.

7.2.1. Reale, imaginäre und komplexe Signale

Alle elektrischen Signale, die man sehen (Beispiel: Oszilloskop) oder hören kann (siehe: Mikrofon und Lautsprecher), spielen sich in der Wirklichkeit ab und stellen deshalb „Reale Signale“ dar.

Signale, die man nur anhand ihrer Auswirkung erahnen oder nur indirekt auf Umwegen aufspüren kann, werden als „Imaginäre Signale“ bezeichnet.

Hat man es dagegen mit einer Mischung aus diesen beiden Größen zu tun, spricht man von „Komplexen Signalen“.

Diese Verhältnisse lassen sich in bekannter Weise für Sinus- und Cosinusignale mit still stehenden Zeigern (englisch: Phasors) in einem Achsenkreuz darstellen. Ein solcher Zeiger oder Phasor weist die beiden Eigenschaften „Zeigerlänge = Signal-Amplitude“ und „momentane Phasenlage in einem Bezugssystem“ auf. Er sieht also aus wie ein Uhrzeiger und steht fest, deshalb sieht man keinen zeitlichen Signal-Verlauf (...den würde man erst erhalten, wenn dazu das Achsenkreuz im Uhrzeigersinn mit der Signalfrequenz rotierte und man dabei den X-Anteil betrachten würde).

Die waagerechte Achse des Diagramms ist dabei real (= Wirklichkeit), die senkrechte Achse dagegen imaginär (= nur vorstellbar). Der Verlauf eines Oszillogramms



in einer Schaltung ist dann nichts anderes als der Realteil des dazugehörigen „komplexen Signals“. Dadurch kommt man zur Definition:

a. Rotiert ein solcher Zeiger = Phasor gegen den Uhrzeigersinn, weist das komplexe Signal nur „positive Frequenzen“ auf. Folglich rotieren Phasoren mit „negativer Frequenz“ im Uhrzeigersinn und ergeben für das komplexe Signal ein Spektrum, bei dem nur im negativen Frequenzbereich Spektrallinien zu finden sind.

b. Ein komplexes Signal ist nichts anderes als ein Phasor mit seiner Summe aus Realteil und Imaginärteil, wenn man die Rotation mit seiner Eigenfrequenz dazu nimmt.

Dies kann man in **Bild 24** am Beispiel einer so simplen und realen Sache wie dem 1 kHz-Ton aus einem Signalgenerator betrachten. Er besteht aus zwei gegensinnig rotierenden Zeigern = Phasoren mit gleicher Rotationsfrequenz von $f = 1$ kHz - aber mit Zeigerlängen, die jeweils nur die halbe Amplitude des gemessenen 1 kHz-Signals besitzen. Ist ja auch logisch, denn wenn beide Phasoren gerade in Richtung der waagerechten, realen Achse zeigen, muss man als Summe exakt den Spitzenwert des Generatorsignals erhalten.

Auch die mathematische Beschreibung ist nicht sehr schwierig, denn Dank Herrn Euler lässt sich das damit sehr anschaulich zeigen:

Der „positive Phasor“ wird durch den Ausdruck

$$U_{\text{positiv}} = U_{\text{positiv-max}} * e^{+j\omega t} = \\ = U_{\text{positiv-max}} * [\cos(\omega * t) + j * \sin(\omega * t)]$$

beschrieben. Und für den negativen Phasor gilt entsprechend:

$$U_{\text{negativ}} = U_{\text{negativ-max}} * e^{-j\omega t} =$$

$$= U_{\text{negativ-max}} * [\cos(\omega * t) - j * \sin(\omega * t)]$$

Addiert man die beiden Phasoren in vorliegendem Beispiel, heben sich die gegenphasigen imaginären Anteile heraus, während die beiden realen Teile als Summe die reale Cosinusschwingung mit der Maximal-Amplitude

$$U_{\text{gesamt-max}} = U_{\text{positiv-max}} + U_{\text{negativ-max}} = \\ = 2 * U_{\text{positiv-max}}$$

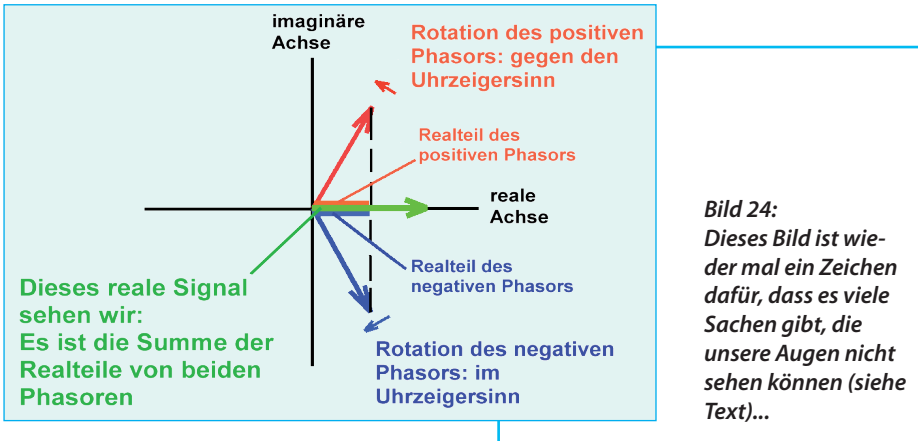
erzeugen, zu der die Frequenz $f = 1$ kHz gehört.

Das zugehörige Frequenzspektrum des realen Signals muss nun auch den negativen Bereich umfassen und dort findet sich der negative Phasor mit der Frequenz $f = -1$ kHz.

Wem das etwas merkwürdig oder unglaublich vorkommt, der erinnere sich daran, was in einem analogen HF-Mischer passiert, wenn in ihm zwei verschiedene reale Cosinussignale (z.B.: RF = 1 MHz, LO = 10 MHz, Amplituden jeweils = 1 V) miteinander multipliziert werden. Da findet man am Ausgang (sowohl im negativen wie auch positiven Frequenzbereich) symmetrisch zur LO-Frequenz nur das ehemalige HF-Signal, aufgeteilt in einen LSB- und einen USB-Anteil mit jeweils nochmals halbiertes Amplitude. Also ist durch die Multiplikation eine Frequenzverschiebung des Pärchens aus „positivem und negativem HF-Phasor“ zur LO-Frequenz als neuen Nullpunkt erfolgt und dadurch bekommt man auch plötzlich den geheimnisvollen negativen HF-Phasor als LSB-Signal sogar auf dem Bildschirm eines Spektrum-Analysators zu sehen.

Diese Verhältnisse zeigt anschaulich **Bild 25**, sowohl für den positiven wie auch für den negativen Frequenzbereich.

Für Leute mit Freude an komplexer Ma-



thematik sieht das so aus, wenn man zwei reale Cosinussignale (mit den Frequenzen f_1 und f_2) miteinander multipliziert: (Formel siehe unten...)

7.2.2. Analytic Pairs

Klingt sehr geheimnisvoll, ist es aber nicht. Im Normalfall hat man es ja nicht nur mit einer einzelnen Informationsfrequenz wie einem Sinuston zu tun, sondern man hört z.B. bei Musik eine Vielzahl von Einzelfrequenzen und deren Oberwellen, die dazu pausenlos ihre Werte ändern. Will man bei einem solchen Signal die Bandbreite halbieren, pickt man sich je nach Wunsch entweder nur den positiven oder negativen Frequenzbereich heraus - man geht also von einem realen Signal zu einem komplexen Signal über. Das geht so:

Das reale Ausgangssignal wird als „I“-Signal (= In Phase Signal) betrachtet und unverändert weiterverarbeitet.

Dieses reale „I“-Signal speist zusätzlich eine besondere Schaltung mit dem Namen „Hilbert Transformator“. An ihrem Ausgang findet man zwar dieselben Amplituden bei allen Spektralanteilen, aber bei jeder Spektrallinie und bei jeder Frequenz erfolgte eine Phasenverschiebung um 90 Grad! Dieses künstlich erzeugte Signal trägt den Namen „Q“=„Quadrature Signal“.

Arbeitet man mit Digitaler Signalverarbeitung wie bei vorliegendem SDR-Radio, hat man jetzt zwei digitale Datenströme „I“ und „Q“ am Ausgang zur Verfügung, die nun die beiden Anteile eines komplexen Signals darstellen:

$$U_{\text{complex}} = I + j * Q$$

$$\begin{aligned} (\cos\omega_1 t) \cdot (\cos\omega_2 t) &= \left[\frac{(e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t})}{2} \right] \cdot \left[\frac{(e^{j\omega_2 t} + e^{-j\omega_2 t})}{2} \right] = \\ &= \frac{[e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} + e^{-j(\omega_1 + \omega_2)t}] + [e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} + e^{-j(\omega_1 - \omega_2)t}]}{4} = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \end{aligned}$$

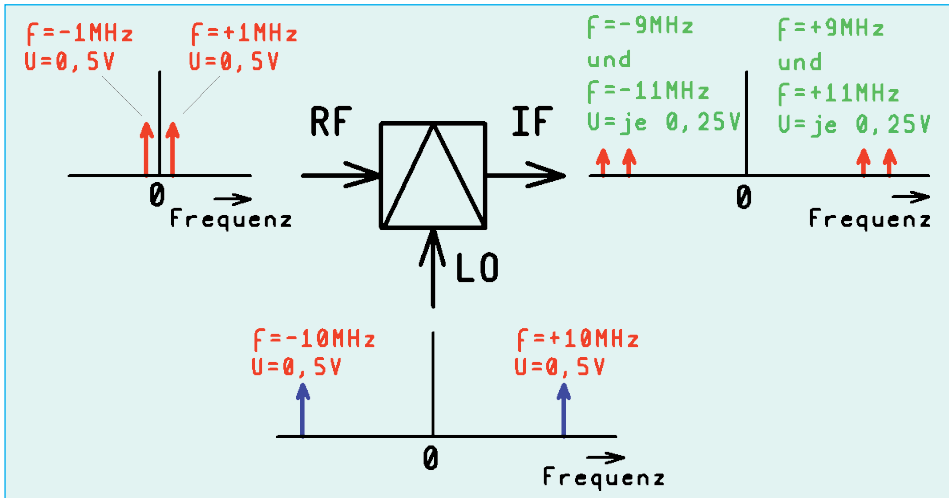


Bild 25: ... aber ein HF-Mischer weist diese „unsichtbaren Sachen“ plötzlich nach!

Das ist das berühmte „Analytic Pair“ und man findet jetzt - je nach Vorzeichen des Imaginärteils - entweder nur noch positive oder nur noch negative Frequenzen und damit nur die halbe belegte Bandbreite vor! (Oft wählt man eine um +90 Grad voreilende Phase, wodurch es nur positive Frequenzen gibt). Das kennt man z.B. als „SSB-Signal“.

Beim E4000-Tuner erfolgt die geforderte 90 Grad-Phasenverschiebung auf eine ganz simple Weise: man benützt zwei parallel geschaltete identische Mischer statt einem und speist diese Mischer mit zwei getrennten LO-Signalen. Diese weisen natürlich exakt dieselbe Frequenz auf, haben aber immer den geforderten Phasenunterschied von 90 Grad und geben diesen an die beiden erzeugten ZF-Signale weiter, was sehr schön in Bild 23 zu erkennen war. Beim „SDR#“-Bildschirm wird deshalb ganz am oberen linken Bildrand pausenlos die gerade gemessene „IQ Gain and Phase Imbalance“

eingblendet, was nichts anderes als die Abweichungen vom Idealzustand (= gleiche ZF-Amplituden und exakt 90 Grad Phasenunterschied) sind. Bitte dort mal genau hinsehen!

7.2.3. Was kann man mit einem Analytic Pair alles anfangen?

Wer gezielt nach dem Begriff: analytic pair, also zwei digitalen Datenströmen sucht, findet unzählige Applikationen.

Hier einige Beispiele aus dem Internet:

- Man kann damit einen Empfänger programmieren und z.B. die Spiegelfrequenz als „negativen Frequenzanteil“ unterdrücken. Das läuft unter dem Stichwort „Image Rejection“.
- Die Zeigerlängen und damit die Nutzsinal-Amplituden lassen sich wegen der Signal-Quadratur leicht über

den berühmten „Satz des Pythagoras“ errechnen:

$$U = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

Damit kann man nicht nur eine AGC, ein Breitband-Voltmeter oder eine RSSI-Anzeige betreiben, sondern es ist auch das offizielle Verfahren der Digitalen Signalprozessoren für die AM-Demodulation.

c. Für eine SSB-Demodulation multipliziert man das „Analytic Pair“ digital mit einem „komplexen Oszillator“ und filtert (ebenfalls digital) die Differenzfrequenz heraus. Der komplexe Oszillator „muss dabei auf dem verschobenen neuen Nullpunkt des SSB-Signals schwingen“. Man bildet folglich genau nach, wie jeder analoge Transceiver beim SSB-Empfang arbeitet.

d. Hat man ein ganzes Frequenzband zu empfangen oder scharf zu filtern, wird in einem ersten Schritt (nach dem Image Rejection Prinzip) dieses Band mit seiner Mitte genau auf die Frequenz „Null Hertz“ umgesetzt (...die negativen Frequenzanteile werden dabei unterdrückt, weshalb eine Hälfte des so umgesetzten Bandes ruhig in den negativen Bereich hineinragen darf). Zur Filterung benützt man einen Tiefpass, dessen Grenzfrequenz nur der halben Breite des gewünschten, umgesetzten Frequenzbandes entspricht, der aber den negativen Frequenzanteil bis zu „ $-f_{\text{grenz}}$ “ durchlässt. Das ermöglicht, wegen der tiefen Arbeitsfrequenz, steilere Filterflanken des Tiefpasses, benötigt nur die halbe Tiefpass-Bandbreite und man kann hinterher das so gefilterte Band wieder auf seine ursprüngliche Mittenfrequenz zurücksetzen. Das wird in der Praxis oft bei Sensoren eingesetzt, die Signale im MHz-Bereich abgeben. Mit Hilfe der digitalen Signalverarbeitung kann man dazu benötigte

analoge Schaltungen (Mischer, Filter usw.) mit ihren Schwächen durch nahezu ideale digitale Lösungen ersetzen.

d. Über die FFT (= Fast Fourier Transformation) lassen sich Frequenzspektren in Echtzeit und mit hoher Frequenzauflösung berechnen, wobei die Anzahl der gerade in einem „Paket“ verarbeiteten Samples den kleinsten Frequenzschritt im Diagramm festlegt. Die Grenze ziehen hier die maximale Samplefrequenz und die Rechenleistung des PCs oder DSPs und solche „Tricks“ wie Interpolation und Oversampling.

Usw. - weitere Anwendungen findet man im Internet. Aber schon anhand der Software „SDR#“ sieht man, was ein geschickter Programmierer alles aus den beiden Datenströmen herausholen kann.

8. Zusammenfassung

Eine völlig neue Welt tut sich bei einem solchen SDR-Einstieg auf und es gibt viel zu beachten, zu rätseln, zu tüfteln und zu fragen. Und natürlich läuft nicht alles auf Anhieb, oder der Rechner stürzt zwischendurch ab. Aber für viele Zwecke ist dieser Stick einfach perfekt. Nicht unbedingt als übersteuerungsfester Empfänger mit breitbandigem Eingang und einem sehr hohen IP3-Wert (... denn dafür war er nie gedacht und da hat er seine Grenzen - siehe die Messungen in [2]). Aber dafür ideal für die Verarbeitung und Demodulation bereits ausgesiebter und bandbegrenzter Signale wie z.B. Wettersatelliten-Bilder oder Flugfunksignale oder hinter Konvertern etc.

Wegen der enormen Eingangsempfindlichkeit und des großen Signal-Rauschabstandes bei so kleinen Eingangssignalen wie 0,2 μV bietet es sich einfach an, möglichst immer durch eine gute



Vorselektion die unerwünschten Effekte zu reduzieren - auch wenn das ein paar dB an Einfügungsdämpfung und damit auch an S- / R-Abstand kostet.

Im Stillen wartet man nach dem Erfolgserlebnis (= endlich läuft alles ...) schon auf die Weiterentwicklungen der Tuner-ICs und der kompletten Sticks. Wünschenswert wären z.B.:

- Keine Lücken mehr im Empfangsbereich
- Eine möglichst tiefe Startfrequenz beim Empfangsbereich. Am liebsten 1 kHz.
- Zwei AD-Wandler mit 16 Bit Auflösung statt der bisherigen 8 Bit zur Erhöhung des dargestellten Dynamikbereichs. Wer in Kapitel 4 zurückblättert, findet dort die Formel für den maximalen Signal - Rauschabstand in dB:

$$S/N = 1,76 + 6,02 \times (\text{Anzahl der Bits})$$
- Bei 8 Bit waren das etwa 50 dB, aber bei 16 Bit erhält man theoretische 97 dB...
- Und die maximale Samplefrequenz sollte natürlich gleich mit wachsen (... dazu eine Anmerkung: es gibt auch den Funcube-Dongle als Konkurrenten zu kaufen und der besitzt ebenfalls den E4000-Tuner, aber dafür zwei 16 Bit-Wandler. Aber eben nur mit einer maximalen Samplefrequenz von 96 kHz...).

- Eine höhere einstellbare obere Grenzfrequenz beim kompletten SDR-Empfänger (sagen wir mal: 5 GHz wären nicht schlecht).
- Noch mehr Groß-Signal-Festigkeit des Tuner-Eingangs und der Mischer wäre ideal. Und / oder eine zusätzliche Vorselektion, die möglichst mitläuft.

Mal sehen, wie lang es dauern wird, bis uns die Wirklichkeit einholt oder sogar überholt.

9. Literatur

[1] Dirk Müller, DB6FM: „Der RTL-SDR. Arbeiten mit dem USB-Stick, Teil 1“. UKW-Berichte, Heft 4/2012, S. 201 bis 212

[2] Dirk Müller, DB6FM: „Impressionen zum RTL-SDR, Teil 2“. UKW-Berichte, Heft 1 / 2013, S. 47 bis 60

[3] [www.UKW-Berichte.de/...](http://www.UKW-Berichte.de/)

[xx] <http://sdrsharp.com/downloads/sdr.install.zip>

[5] Im Internet: <http://www.rtlsdr.com/2012/04/rtlsdr-compatibility-list/>

[6] Im Internet: <http://sdr.osmocom.org/trac/wiki/rtl-sdr>



UKWberichte

Archiv-CDs:



je € 12.-

- zurückliegende Ausgaben der „UKW-Berichte“
- chronologisch sortiert
- durchsuchbares PDF
- auf Bildschirm vergrößerbar mit hoher Auflösung



UKWBerichte
Telecommunications

email:
info@ukwberichte.com
www.ukw-berichte.de

UKW-Berichte, Eberhard L. Smolka
 In der BÜg 11, 91330 Eggolsheim
 Tel. 09191-9795410; Fax -97954133