

NF-Doppelton-Generator mit Wien-Robinson-Brücke

SSB-Sender, Intermodulations-Messungen

Der Wien-Robinson-Oszillator, auch als RC-Generator oder Tongenerator bekannt, dient der Erzeugung von harmonischen Schwingungen im Bereich von etwa 10Hz bis 1MHz. Aktives Bauelement ist ein Operationsverstärker (OPV) und das frequenzbestimmende Rückkopplungsnetzwerk, die Wien-Robinson-Brücke. Zur Signalerzeugung benötigt der Wien-Oszillator keine Induktivität. Bei guter Dimensionierung erreicht man sehr niedrige Klirrfaktorwerte und eine gute Frequenzstabilität.

Zum Testen von SSB-Sendern benötigt man ein möglichst sauberes und verzerrungsarmes Sinussignale. Mit Hilfe von zwei NF-Signalen, die beide in den Mikrofoneingang des SSB-Senders eingespeist werden, kann die Intermodulation, d.h. die Linearität von SSB-Sendern überprüft werden. Dabei sollten die Signale des Doppeltons möglichst klirrfrei sein, damit die Analyse eindeutig ist.

Wien-Robinson-Oszillator

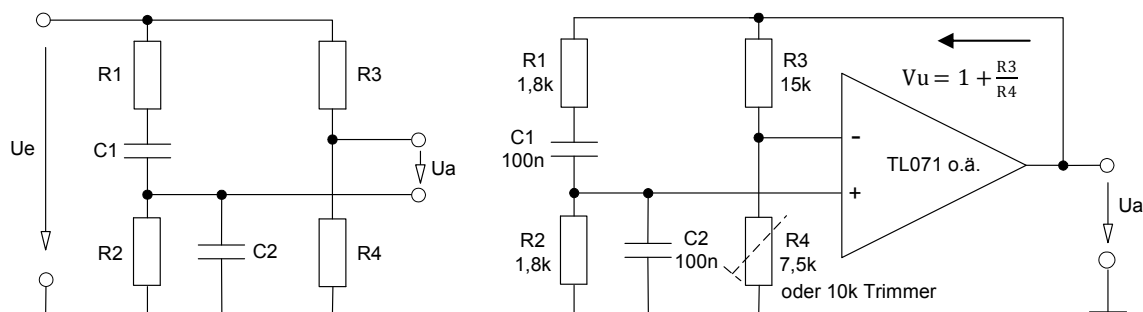


Bild 1: Wien-Robinson-Brücke (links) und Wien-Robinson-Oszillator mit OPV (rechts)

Bild 1 zeigt die Schaltung einer Wien-Robinson-Brücke (links) und eines Wien-Robinson-Oszillators (rechts). Die Brücke enthält auf der einen Seite die Reihenschaltung (C_1, R_1) und die Parallelschaltung (C_2, R_2) eines Widerstandes und eines Kondensators und auf der gegenüber liegenden Seite die Widerstände R_3 und R_4 . Die Widerstände von R_3 und R_4 stehen im Verhältnis $R_3/R_4 = 2$ und bewirken eine Verstärkung von

$$V_u = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3$$

und heben damit den Verlust der Wien-Brücke (RC-Glieder) von $1/3$ wieder auf. Wird $C_1=C_2$ und $R_1=R_2$ gewählt, befindet sich die Brücke im Gleichgewicht. Bei Resonanz

$$f_r = \frac{1}{2\pi * RC} \text{ mit } R = R_1, R_2 \text{ und } C = C_1, C_2$$

ist die Differenzspannung am Brückenausgang $U_a=0V$ und die Phasendrehung beträgt 0° , die Brücke ist in sich abgeglichen. Um den Wien-Robinson-Oszillator mit Hilfe des OPV's zum Schwingen zu bringen, muß die Brücke etwas verstimmt werden, die Verstärkung des OPV's muß größer als 3 sein. Die Verstimmung erreicht man durch Änderung der Brückenwiderstände, R_3 (vergrößern) oder R_4 (verkleinern). Im Beispiel wird R_4 als Trimmer ausgelegt und sein Widerstand versuchsweise kleiner oder größer als $R_3/2$ eingestellt.

Je nach Einstellung von R4, treten drei mögliche Zustände auf:

a) Bei $V_u < 3$ ($R_4 > R_3/2$) bis hin zu $V_u = 3$ ($R_4 = R_3/2$) reicht die Rückkopplung nicht aus und der Oszillator schwingt nicht an.

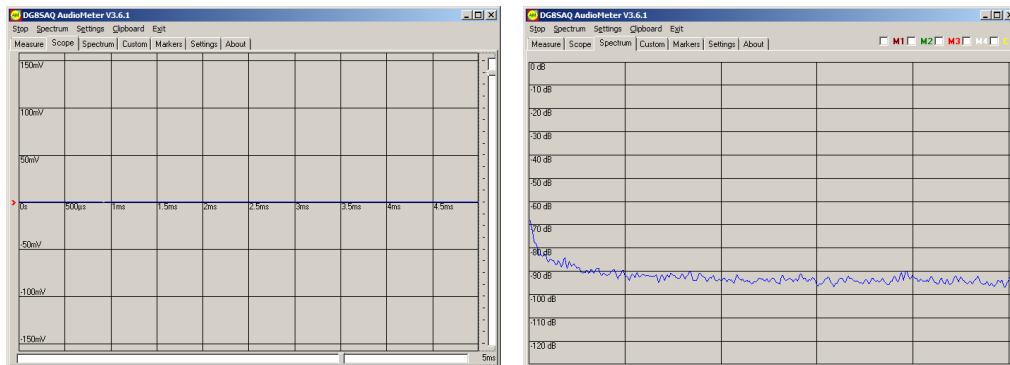


Bild 2: $V_u \leq 3$. Der Oszillator schwingt nicht, Zeitbereich (links) und Frequenzbereich (rechts)

b) Bei $V_u > 3$ ($R_4 < R_3/2$) schwingt der Oszillator sofort an und sein Ausgangssignal (U_a) geht in Begrenzung. Der Wien-Oszillator erzeugt ein geklipptes Sinussignal (Rechtecksignal) mit sehr hohem Klirrfaktor. Als Sinusgenerator ist der Oszillator in dieser Form leider nicht zu gebrauchen.

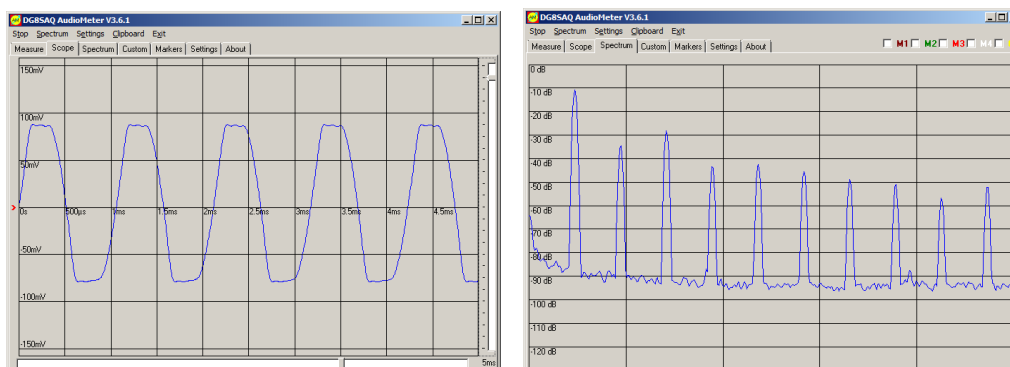


Bild 3: $V_u > 3$, Oszillator geht in Begrenzung, Zeitbereich (links) und Frequenzbereich (rechts)

c) Erst wenn R4 auf einen Wert von minimal kleiner als $R_3/2$ eingestellt wird und die Verstärkung dadurch minimal größer als Faktor 3 wird (z.B. $V_u = 3,05$), liefert der Wien-Oszillator ein sauberes Sinussignal. R4 muß demnach so gewählt werden, dass gilt

$$R_4 = R_3 / (2 + \epsilon)$$

Dabei sollte ϵ größer als Null und kleiner als 1 sein. Je kleiner ϵ gewählt wird, umso größer wird die Güte des Oszillators.

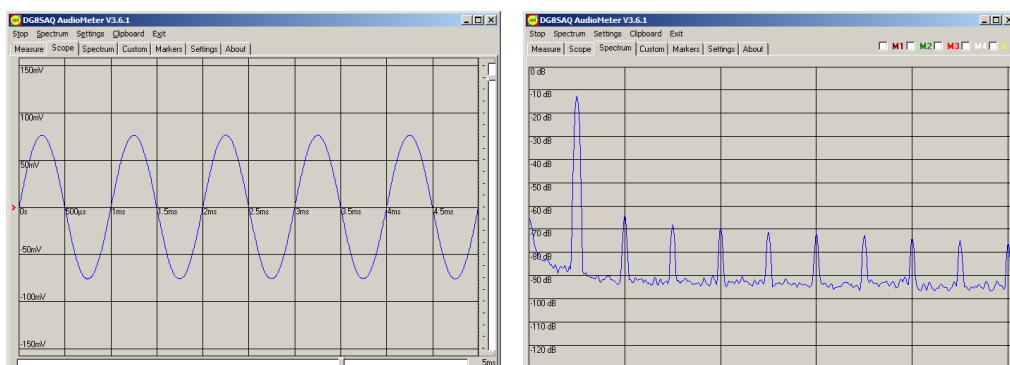


Bild 4: $V_u \sim 3,05$. Der Oszillator erzeugt ein klirrfreies Sinussignal bei $f_0 = 1\text{kHz}$, $K < 0,1\%$

Die Einstellung des Rückkopplungswiderstands R4 auf eine Verstärkung von minimal größer als 3 (Bild 4) ist schwierig und instabil, denn schon geringe Unterschiede von einigen Ohm (+/- 3..5 Ohm) entscheiden über die Qualität des Ausgangssignals. Selbst wenn eine gute Einstellung mit Hilfe des Trimmers gelingen sollte, driftet der Oszillator schon nach einiger Zeit wieder in Begrenzung oder die Schwingung reißt ab.

Daraus folgt: Die Amplitude des Wien-Robinson-Oszillators muß geregelt werden!

Regelung des Wien-Robinson-Oszillators

Zur Regelung der Amplitude gibt es mehrere Möglichkeiten. Wer in Google nach "Wien-Brücken-Oszillator" sucht, findet dort eine ganze Reihe von Schaltungsvorschlägen über nichtlineare Regler, wie z.B. mit Hilfe von Dioden, FET's und zusätzlichen OPV's. Alle diese Regelstufen arbeiten nach dem gleichen Prinzip: Sie messen die Amplitude am Ausgang des Oszillators, richten das Signal gleich und leiten es als Regelsignal zum invertierten Eingang des OPV's zurück. Die meisten der Schaltungen habe ich ausprobiert, sie funktionieren alle, aber der resultierende Klirrfaktor war nie kleiner als 0,1%. Außerdem bedeutet ein zusätzlicher Regelkreis einen höheren Schaltungsaufwand mit zusätzlichen Bauteilen, was ich vermeiden wollte. Deswegen habe ich solche Schaltungen nicht weiter verfolgt.

Die Beste und Einfachste Lösung zur Regelung eines "Wien-Robinson-Oszillators", besteht in der Verwendung einer simplen "Glühlampe" als nichtlineares Regelglied, eben so, wie es schon William Hewlett 1939 in der Garage von David Packard in Palo Alto mit seinem Wien-Bridge-Oszillator "HP 200A" gemacht hat, allerdings noch mit Röhren, denn damals gab es noch keine OPV's!

Der anschließende Verkauf des sehr klirrfarmen NF-Oszillators an Studios und Rundfunkanstalten war offensichtlich so erfolgreich, dass daraus später das Unternehmen "Hewlett-Packard" entstand.

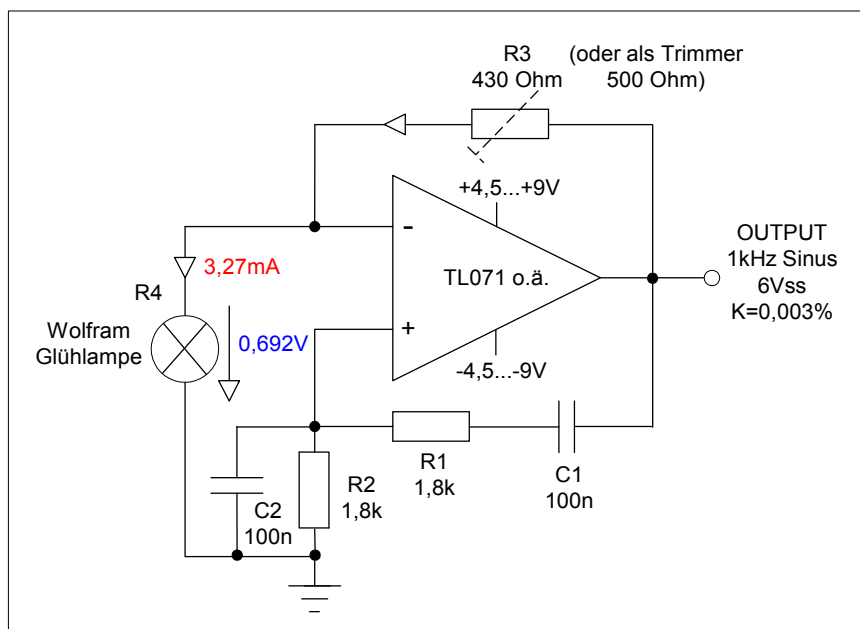


Bild 5: Wien-Oszillator mit Regelung durch eine Miniatur-Glühlampe, Gesamtklirrfaktor 0,003%!

Wie in Bild 5 zu erkennen, wird anstelle des Brückenwiderstands R4 eine einfache **Glühlampe** verwendet. Die Glühlampe wirkt in der Rückkopplung als langsam regelnder "PTC-Widerstand". Bei großer (kleiner) Amplitude wird die Glühlampe wärmer (kälter), dadurch steigt (fällt) ihr Widerstand, folglich wird die Verstärkung kleiner (größer) und stabilisiert sich auf einen konstanten Wert.

Das Ergebnis dieser einfachen aber wirkungsvollen Regelung über den Wolframdraht einer Glühlampe ist überzeugend (Bild 6 und 7), der Gesamtklirrfaktor des NF-Oszillators beträgt nur noch 0,003%! Bei Verwendung von 1% Widerständen und Kondensatoren zusammen mit einem rauscharmen OPV können sogar 0,001% (100dBc) erreicht werden. In meiner Schaltung verwende ich nur einen einfachen TL072 aus der Bastelkiste und alle Widerstände und Kondensatoren haben 5% Toleranz. Durch diese Ungenauigkeit liegt die Resonanzfrequenz meines Oszillators - wie in Bild 6 und Bild 7 zu erkennen - auch nicht bei dem berechneten Wert von $f_r = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = 885\text{Hz}$, sondern bei ziemlich genau 1000Hz.

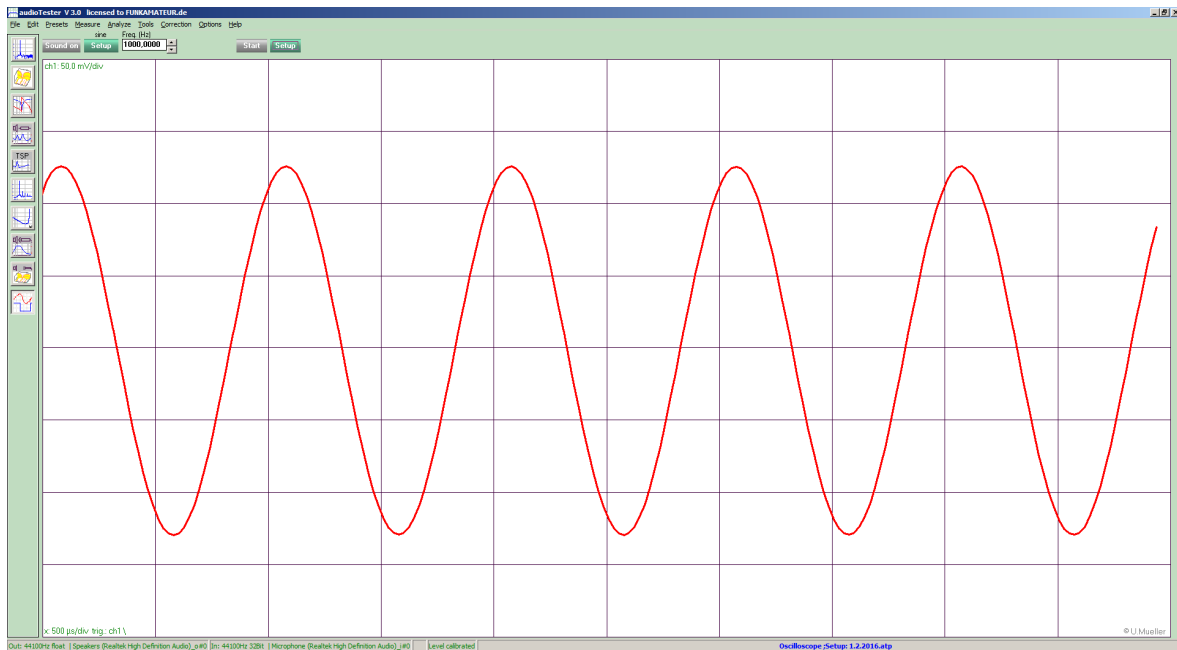


Bild 6: Extrem sauberes 1kHz-Sinussignal im Zeitbereich

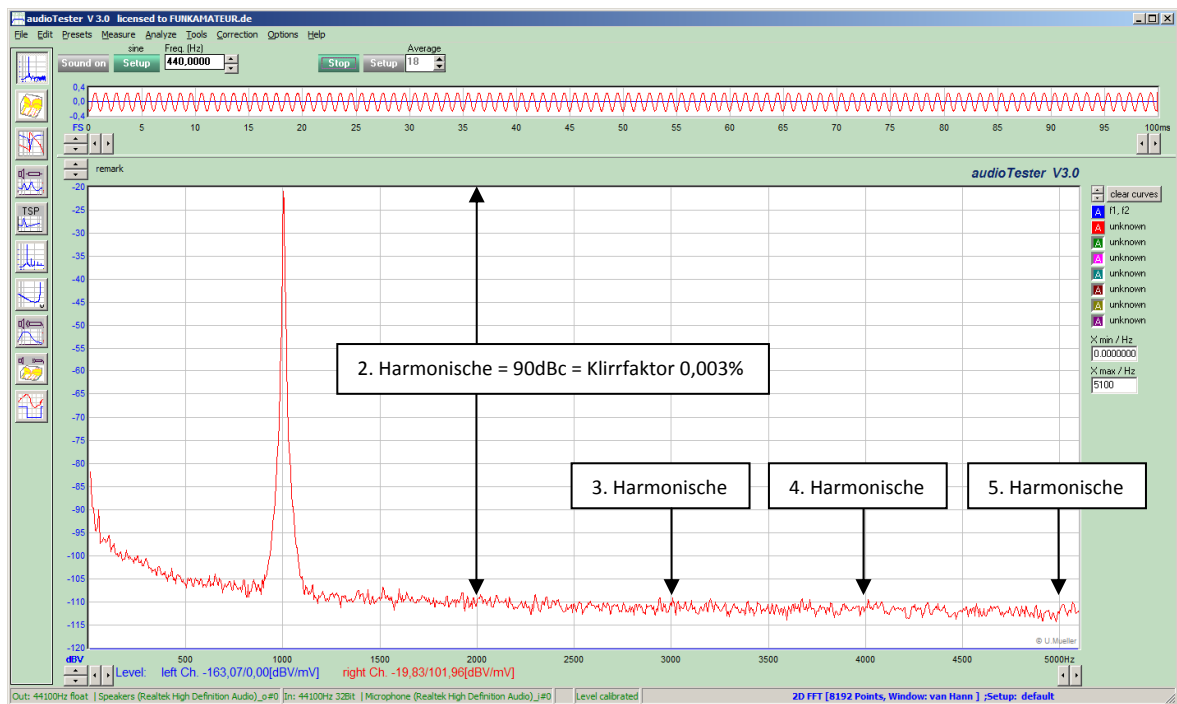


Bild 7: FFT-Analyse 0...5kHz, alle Oberwellen des 1kHz-Signals sind um 90dB unterdrückt, K = 0,003!

Wie funktioniert die Lampen-Regelung?

Die Funktion des geregelten Wien-Oszillators steht und fällt mit Verwendung der geeigneten Lampe. Leider gibt es hierzu in der Fachliteratur (Internet) oft keine oder falsche Informationen. Vielleicht ist das auch der Grund, warum der Wien-Brücken-Oszillator mit einer Lampe als Regelglied so selten richtig beschrieben und verwendet wird. Bild 8 zeigt den aufgenommenen Widerstandsverlauf einer Miniatur-Signallampe von 24V/20mA. Die Lampe hat einen (mit dem Ohmmeter) gemessenen Kaltwiderstand (R_L) von 130 Ohm und einem Warmwiderstand von 1,2kOhm, d.h. bei 24V fließt ein Strom von 20mA, entsprechend 0,48W. Zwischen diesen beiden Messpunkten liegt eine nichtlineare Widerstandskurve.

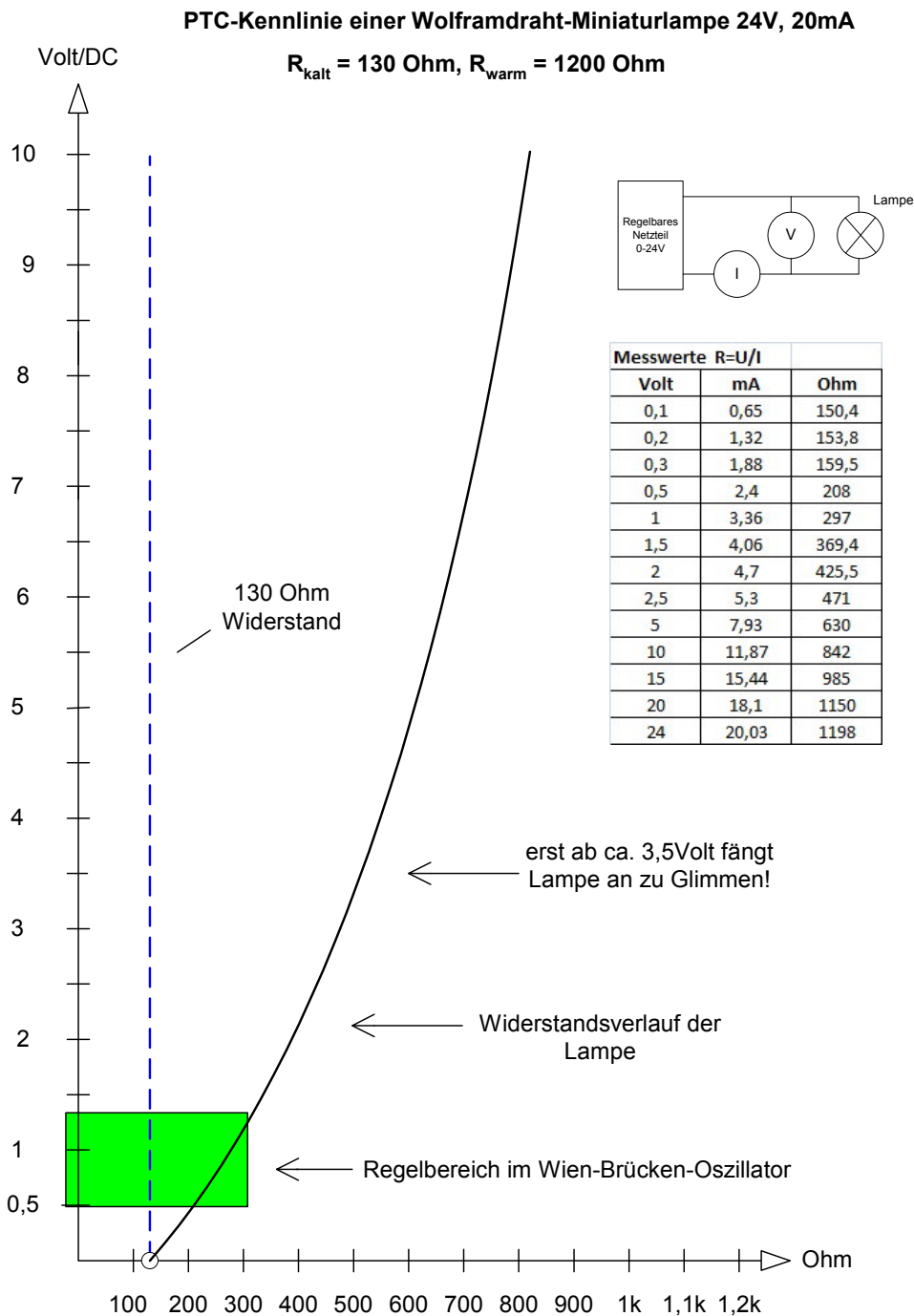


Bild 8: Widerstandsverlauf eine Glühbirne 24V, 20mA (R_L) mit Wolframdraht (PTC-Widerstand)

Der uns interessierende Bereich liegt im unteren Teil der Kurve, bei geringer Spannung. Wie aus Schaltplan in Bild 5 zu erkennen, fällt an der Lampe eine Spannung von $0,69V_{eff}$ ab, bei einem Strom von $3,27mA$. Demnach besitzt die Lampe in Betrieb einen momentanen Warmwiderstand von $R_4 = U/I = 0,692V/3,27mA = ca. 212\Omega$. Der Rückkopplungswiderstand R_3 muß also auf $2 \times R_4 = 424\Omega$ eingestellt werden, gewählt wurde ein Festwiderstand von 430Ω ($100\Omega + 330\Omega$). Daraus resultiert eine Verstärkung von $V_u = 1+R_3/R_4 = 3,028$. Die Schwingbedingung von $V_u > 3$ wird demnach erfüllt.

Beim Einschalten des Oszillators wirkt zunächst der Kaltwiderstand der Lampe, die Spannungsverstärkung beträgt $V_u = 430\Omega/130\Omega = 3,3$ und der Oszillator schwingt sicher an. Im ersten Moment erscheint das Ausgangssignal am Oszilloskop als ein Rechtecksignal, welches sich dann, innerhalb von ca. 1 Sekunde nach Erwärmung des Wolframdrahtes, zu einem saubereren Sinussignal verwandelt, vergleichbar mit einem Schwingkreis hoher Güte. Aufgrund der verkleinerten Rückkopplung (von $3,3$ kalt $\rightarrow 3,028$ warm), verkleinert sich auch die Signalamplitude etwas. Anschließend hält der regelnde Wolframdraht der Lampe die Amplitude und Kurvenform des Oszillators absolut konstant. Fließt ein höherer Strom durch die Lampe, erhöht sich ihr Widerstand wie umgekehrt. Selbst wenn die Stromversorgung des OPV's von $\pm 6V$ auf bis zu $\pm 15V$ erhöht wird, ändert sich die Amplitude nicht. Das Sinus-Ausgangssignal U_a erreicht einen konstanten Spannungspegel von $6V_{ss}$.

Die Dimensionierung des Rückkopplungswiderstands R_3 ist etwas kritisch, denn er beeinflusst die Schwingfähigkeit, Amplitude und den Klirrfaktor. Sein Wert sollte zunächst mit Hilfe eines Trimmers mit Stellbereich $\pm 25\%$ getestet werden und anschließend durch einen Festwiderstand ersetzt werden. R_3 entspricht einem Wert von ungefähr

$$R_3 \sim \frac{R_{lampe}}{2} \quad \text{mit } R_{lampe} = \text{Heißwiderstand}$$

Im Beispiel ist der berechnete Wert von $R_3 = 1200\Omega/2 = 600\Omega$. Der geringste Klirrfaktor stellte sich bei meinem Aufbau bei einem Widerstandwert von $R_3 = 430...470\Omega$ ein.

Welche Lampen können verwendet werden?

Geeignet sind alle Miniatur-Signallampen mit Wolframdraht im Spannungsbereich von $24..60$ Volt mit einer Leistung von max. $0,5W$. Der Kaltwiderstand sollte $> = 120\Omega$ sein, so dass der Stromfluß, den der OPV aufbringen muß, gering bleibt. Völlig ungeeignet sind z.B. $6V$ - oder $12V$ -Taschenlampen- oder Fahrrad-Birnchen!

Es stimmt nicht, dass das Lämpchen im Betrieb glimmen soll, wie in der Literatur manchmal behauptet wird! Wir nutzen nur den PTC-Widerstand des Wolframdrahts zwischen $0,5...1,5V$ und bei dieser Spannung glimmt oder leuchtet noch keine $24V$ - oder $36V$ -Lampe!

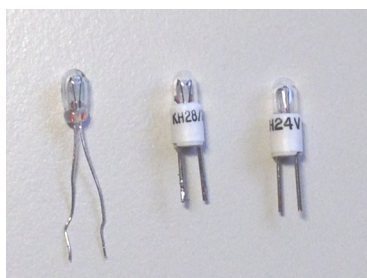


Bild 9: Verschieden Miniatur-Lämpchen, die alle für die Regelung nutzbar sind

Vorteile des Wien-Brücken-Oszillators mit Lampen-PTC-Regelung:

- einfache und kostengünstige Schaltung mit nur wenigen Bauteilen (Kosten ca. € 10,-)
- extrem niedriger Klirrfaktor von <math><0,01\%</math>, ohne TP-Filter!
- hohe Amplitudenstabilität, keine Frequenzdrift
- Regelung funktioniert unabhängig von der Frequenz
- frei wählbarer Frequenzbereich 10Hz-100kHz (abhängig vom OPV bis in den MHz-Bereich)
- mit digitalen Schaltkreisen ist diese Qualität nur mit hohem Schaltungsaufwand möglich!

Nachteile:

- im Zeitbereich ist in den Spitzen des Sinussignals eine minimale Amplitudenregelung erkennbar

NF-Doppelton-Generator für SSB-Sender "Inband-Intermodulationsmessung"

Der beschriebene Wien-Brücken-Oszillator eignet sich hervorragend für Intermodulationsmessungen an SSB-Sendern und aufgrund seines geringen Klirrfaktors insbesondere für Messungen der "Inband-Intermodulation". Bild 10 zeigt die Zusammenschaltung zweier einstellbarer Generatoren mit $f_1 = 1075\text{Hz}$ und $f_2 = 1500\text{Hz}$ zu einem Doppelton-Generator und Bild 11 das Spektrum am Signalausgang.

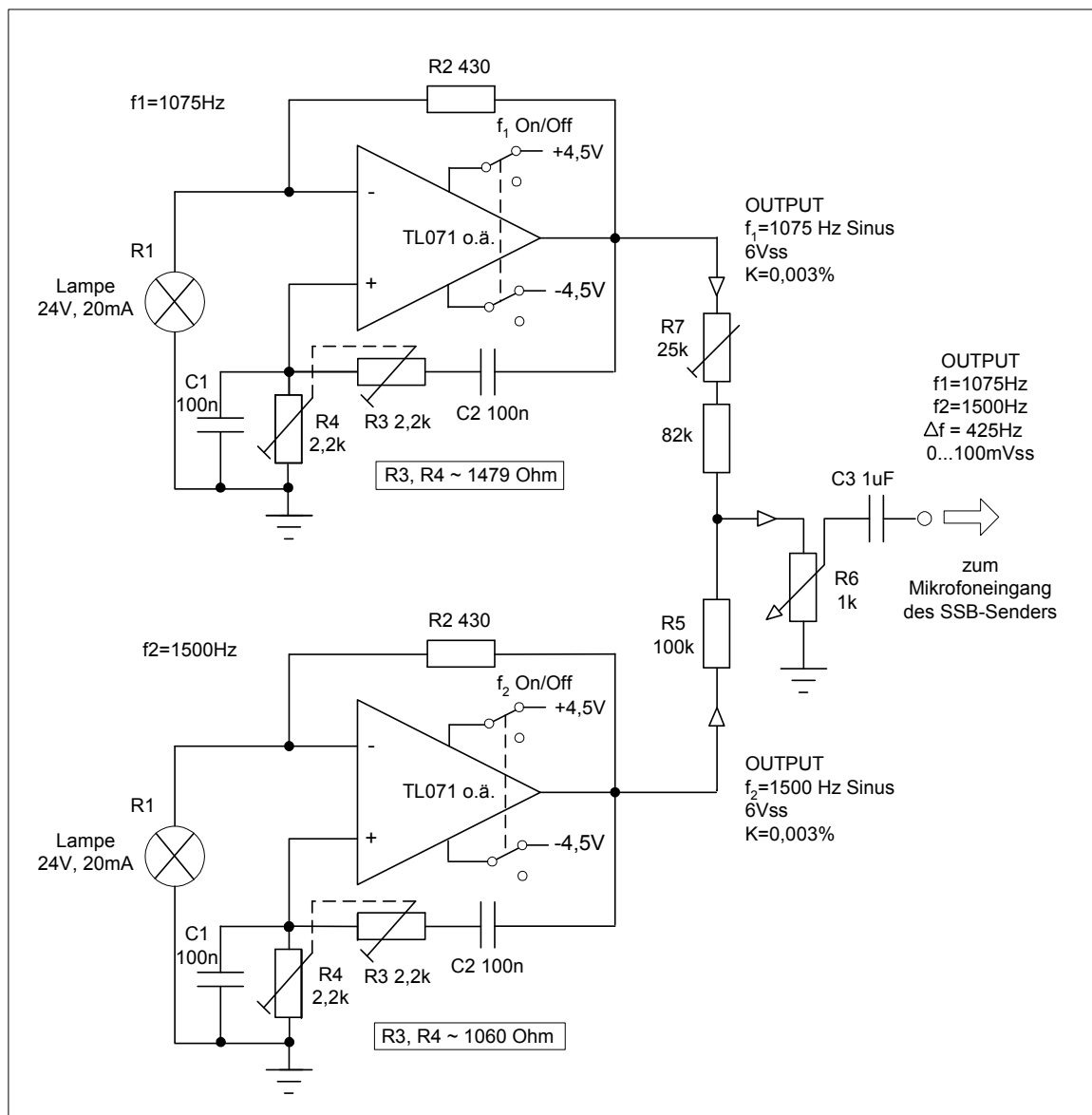


Bild 10: Schaltplan meines NF-Doppelton-Generators mit Wien-Robinson-Brücken, $f_1=1075\text{Hz}$, $f_2= 1500\text{Hz}$

Beide Frequenzen sollten mittig innerhalb der Bandbreite des SSB-Filters liegen und der Frequenzabstand der Töne so gering sein, dass die im Sender entstehenden IM-Produkte 3. und 5. Ordnung noch mit in die Übertragungsbandbreite des Seitenbandfilters (300...2700Hz) passen. Nur auf diese Weise ist es möglich, auch die Verzerrungen des Mikrofonverstärkers und des 1. Mixers bei der Messung mit zu erfassen.

Die Frequenzeinstellung der Töne erfolgt über Wahl der Widerstände R1 und R2 und berechnet sich nach der Formel

$$R = \frac{1}{2\pi * f_r * C} , \text{ mit } R = R1, R2 \text{ (Tandem - Poti) und } C = C1, C2 \text{ (100nF)}$$

und kann von einigen Hz bis über 10kHz frei gewählt werden.

Aufgrund der Bauteiltoleranzen von R und C, ist die genaue Frequenzeinstellung etwas schwierig. Zur Lösung des Problems verwenden wir anstelle der Festwiderstände R1 und R2 aus Bild 5 ein 2,2 KOhm Stereo-Potentiometer (Bild 10), womit sich die Frequenzen dann einfacher einstellen lassen. Der Festfrequenzoszillator wird damit zu einem einstellbaren NF-Oszillator.

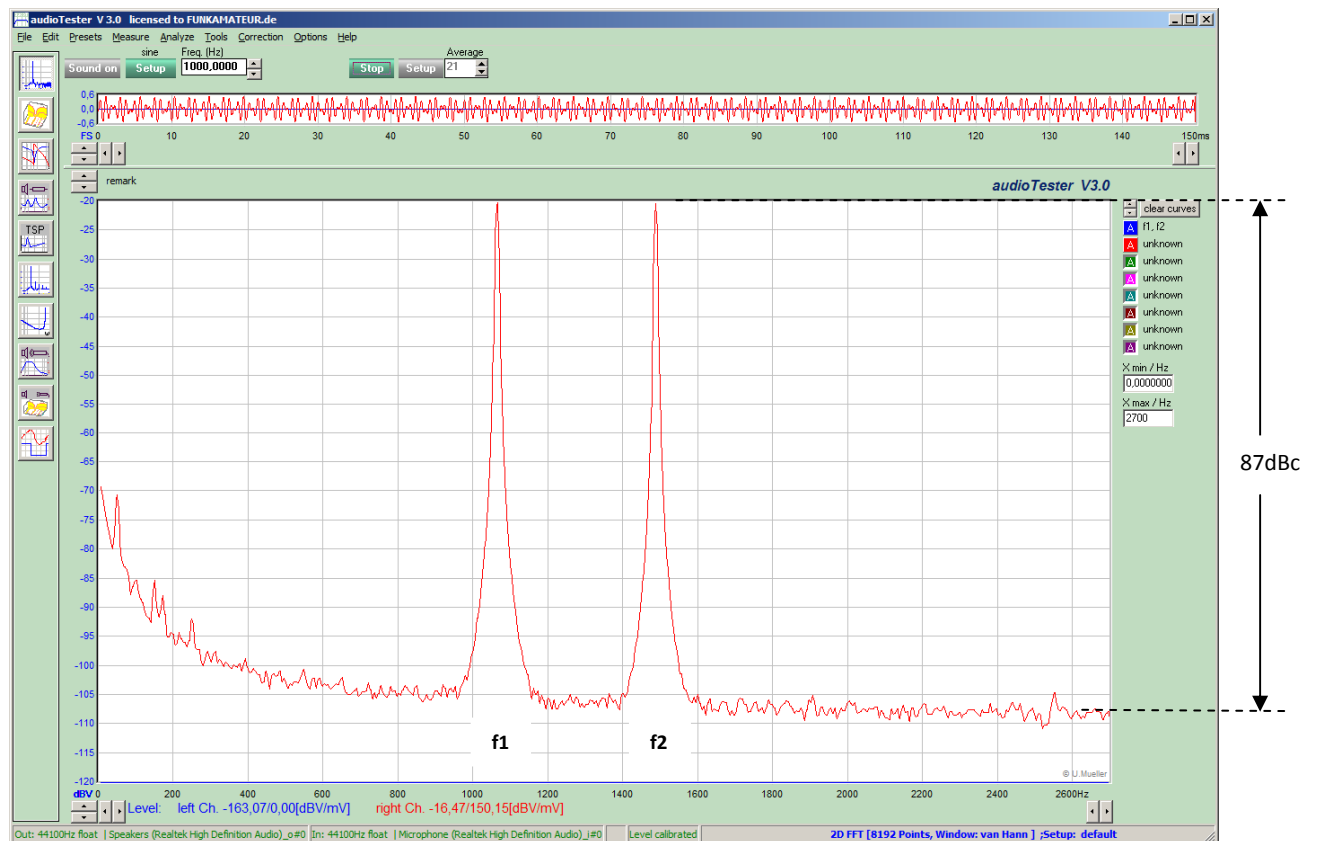


Bild 11: Spektrum des NF-Doppelton-Generators mit f1=1075Hz und f2=1500Hz, Frequenzbereich 0-2700Hz

Bild 11 zeigt das Spektrum des NF-Doppelton-Generators im Bereich von 0...2700Hz. Beide Signaltöne (Spektrallinien f1 und f2) liegen etwa in der Mitte der Bandbreite eines SSB-Filters, zwischen 300-2700Hz. Die sichtbare Unterdrückung von Oberwellen und Intermodulationsprodukten beträgt > 85dB! Bild 12 zeigt das Spektrum bis 7kHz. Weder Oberwellen noch Nebenwellen sind erkennbar.

Damit ist dieser Doppelton-Generator für Intermodulations-Messungen an SSB-Sendern bestens geeignet.

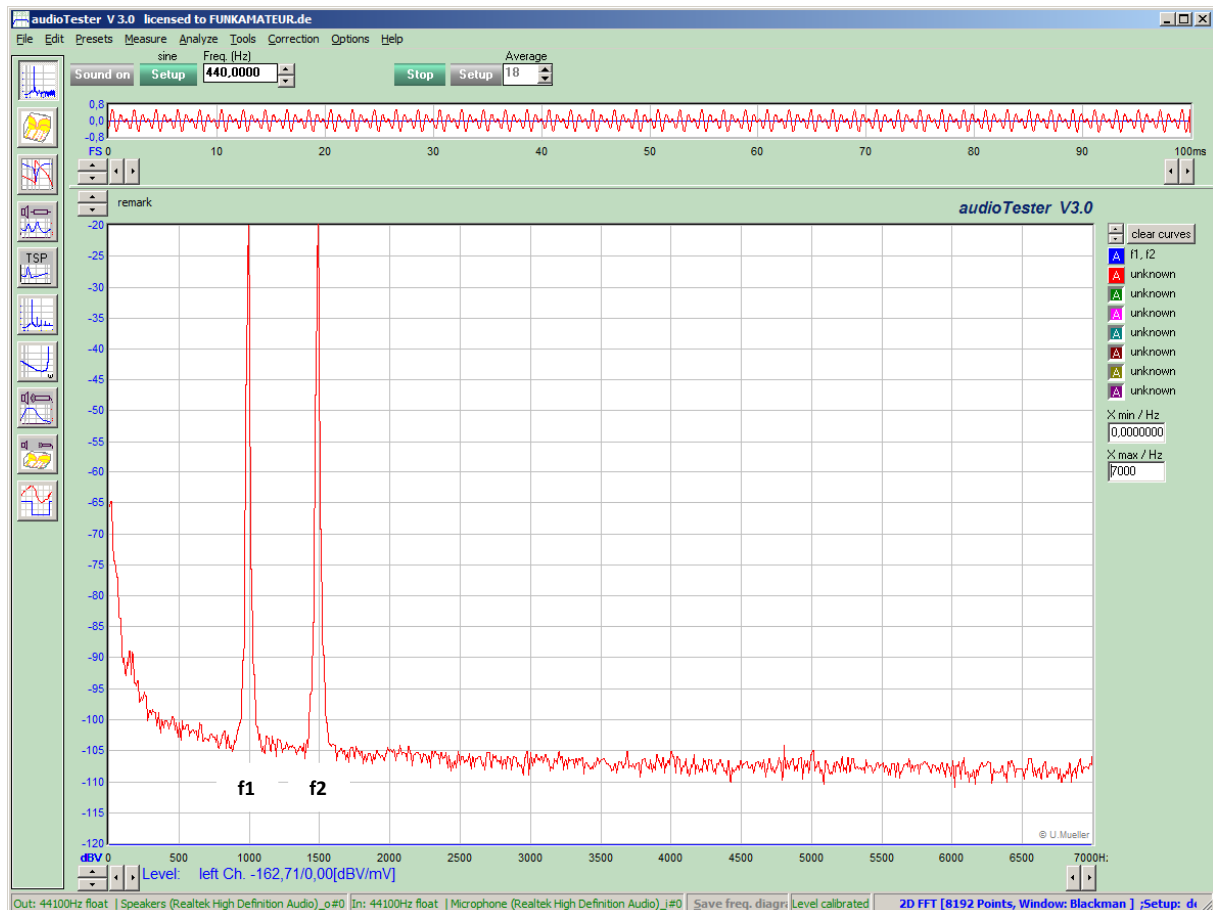


Bild 12: Auch weitab..., außer den Signalen f1 und f2 sind weder Nebenwellen noch Oberwellen sichtbar!

Messung der "Inband-Intermodulation" eines SSB-Senders

Zur Messung der Intermodulation eines SSB-Senders verbinden wir den Ausgang des NF-Doppelton-Generators mit dem Mikrofoneingang des SSB-Senders. Mit dem Lautstärkeregler R6 stellen wir die Doppeltonspannung (Mikrofonspannung) so ein, dass der verwendete SSB-Sender seinen zugelassenen PEP-Wert erreicht. Im Beispiel verwende ich eine 10 Watt-Endstufe auf 7.1MHz.

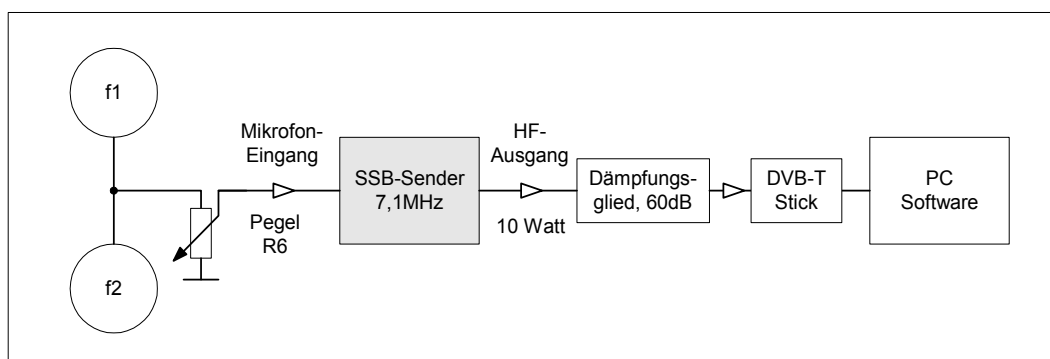


Bild 13: Messaufbau SSB-Sender Intermodulationsmessung

Klirrfaktormessung der Modulation

Zunächst messen wir den Modulationsklirrfaktor des Senders. Dazu leiten wir nur einen Ton in den Mikrofoneingang und stimmen die Amplitude auf den PEP-Wert des Senders ab. Hierbei muß die

Frequenz des Einzeltons so gelegt werden, dass seine erste Oberwelle noch mit in die Übertragungsbandbreite des SSB-Filters passt, also z.B. auf 1000Hz wie in Bild 14.

Die erste Oberwelle (k_1) bei 2 kHz liegt ca. 45 dB unterhalb des Nutzsignals, d.h. der entstehende Klirrfaktor des Sender-Modulationssignals beträgt bei voller Leistung <1%, ein noch passabler Wert. Da die Oberwelle unseres Testsignals um 90dB unterdrückt ist, ist dieser Messwert korrekt.

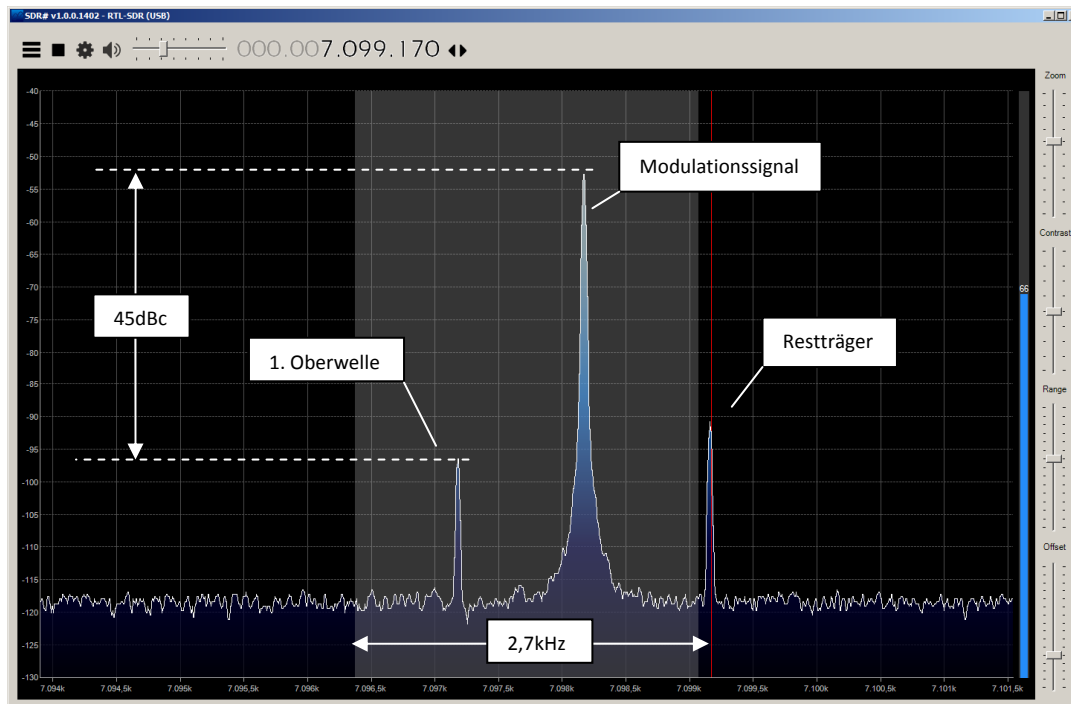


Bild 14: Klirrfaktormessung des SSB-Modulationssignals von 1kHz bei 7,1MHz (SSB, USB)

Intermodulationsmessung des Senders

Anschließend messen wir die Intermodulation des SSB-Senders, im Beispiel bei 7,1MHz. Dazu legen wir beide Töne an den Mikrofoneingang des Senders und erhöhen den NF-Pegel so weit, bis die entsprechende PEP-Leistung des Senders erreicht wird, im Beispiel auf 10 Watt PEP.

Messergebnis:

Die am Stärksten auftretenden Störsignale sind die IM_3 -Signale mit 35dB (41dB bezogen auf PEP) Abstand zu den Nutzsignalen (Bild 15). Sie verursachen einen Modulationsklirrfaktor (d.h. eine akustische Verzerrung des demodulierten Signals in einem SSB-Empfänger) von ca. 1% und die Nachbarkanäle werden noch nicht gestört.

Bei der Wahl der beiden Tonfrequenzen gibt es zwei grundsätzliche Möglichkeiten:

Die Töne sind harmonisch oder nicht-harmonisch zueinander. Harmonisch bedeutet z.B. 1000Hz und 1500Hz und nicht-harmonisch z.B. 1075Hz und 1500Hz. Je nach Wahl, sind die Unterschiede der spektralen Darstellung ganz erheblich, wie nachfolgend gezeigt werden soll.

Im ersten Test (Bild 15) verwenden wir "**harmonische Tonfrequenzen**" von **1000Hz und 1500Hz**. Der IM_3 -Abstand des Doppeltonsignals beträgt 35dB, bezogen auf PEP=41dB. Das Spektrum sieht sauber und klar aus, trotzdem gibt es die tatsächlich auftretenden Intermodulationsprodukte nicht wieder!

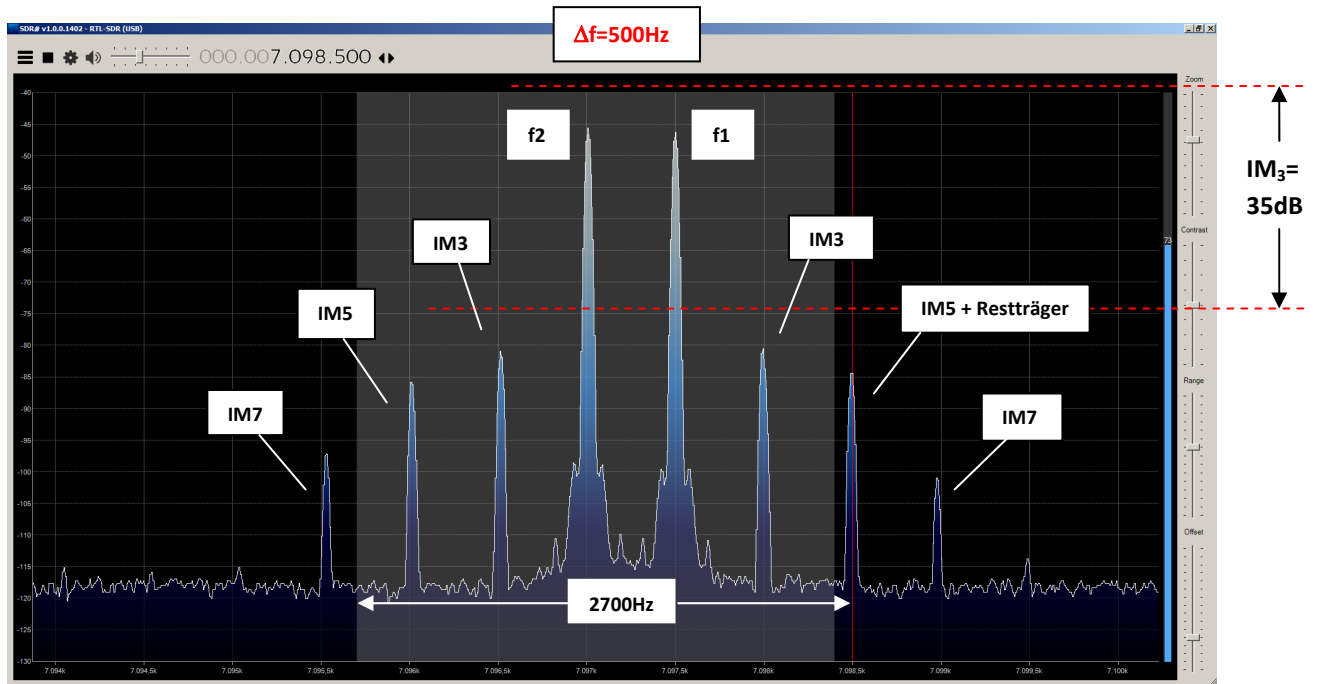


Bild 15: Spektrum mit harmonischen NF-Signalen, $\Delta f = 500\text{Hz}$, $f = 7,1\text{MHz}$, $P = 10\text{Watt}$, (falsch)

Im zweiten Test (Bild 16) verwenden wir "nicht-harmonische Tonfrequenzen" von 1075Hz und 1500Hz. Erst jetzt werden die Ober- und Nebenwellen der NF-Modulationssignale $2 \times f_1$, $f_2 - f_1$ und $f_1 + f_2$ im Spektrum sichtbar. Man erkennt, dass z.B. die IM_5 -Produkte in Wirklichkeit viel kleiner sind, als bei der Messung mit harmonischen Frequenzen (Bild 15), wo sie von den größeren Linien des $f_1 + f_2$ Signals (links) und des Restträgers (rechts) abgedeckt werden. Dies beweist, dass eine genaue Intermodulationsmessung nur mit "nicht-harmonischen Modulationssignalen" fehlerfrei möglich ist.

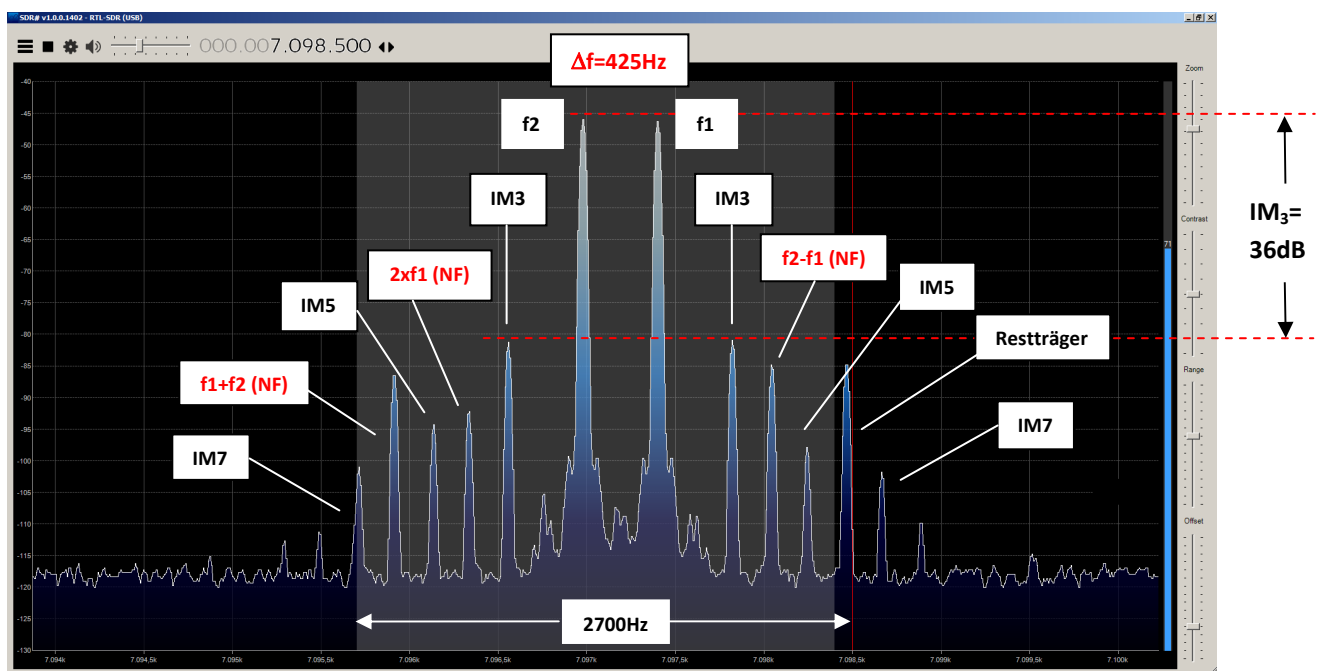


Bild 16: Spektrum mit nicht harmonischen-Signalen, $\Delta f = 425\text{Hz}$, $f = 7,1\text{MHz}$, $P = 10\text{Watt}$, (richtig)

Bei starker Übersteuerung des Senders, im Beispiel auf 18Watt PEP, entsteht ein Spektrum nach Bild 17. Hierbei ist es unerheblich, ob mit harmonischen oder nicht-harmonischen Signalen gemessen wird. Alle IM-Störprodukte wachsen stark an und der IM_3 -Abstand beträgt nur noch 12dB, welches einer NF-Verzerrung des demodulierten Signals von >25% entspricht! Weitere Spektrallinien entstehen in den Nachbarkanälen und überschreiten die zulässige SSB-Kanalbandbreite. Wäre das Signal mit Sprache moduliert, würde sich das demodulierte Signal hart und verzerrt anhören und die OM's auf den Nachbarkanälen hätten auch keine Freude damit.

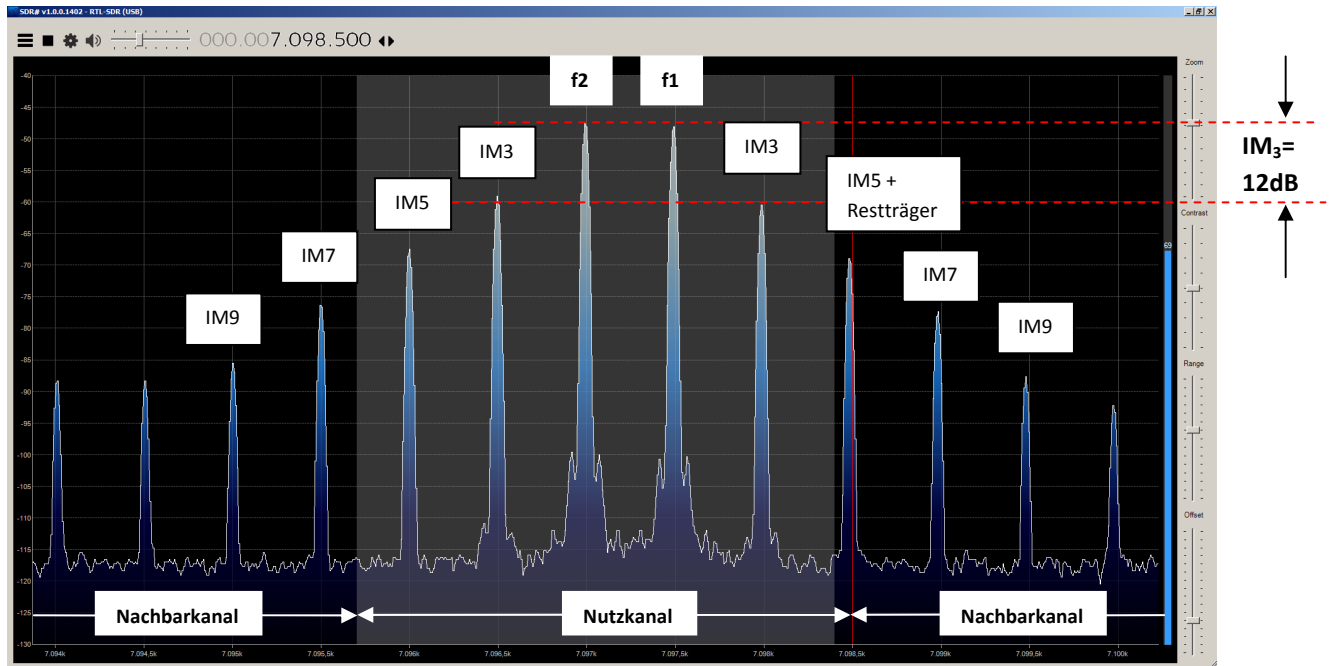


Bild 17: Stark übersteuerter SSB-Sender mit $f_1=1000\text{Hz}$ und $f_2=1500\text{Hz}$, $f=7,1\text{MHz}$, $P=18\text{Watt}$

Anmerkung:

Das Besondere der "In-Band IM-Messung" ist, dass sich die entstehenden IM_3 -, IM_5 -Störprodukte des Transceivers noch innerhalb der Auflösungsbandbreite des SSB-Einseitenband-Filters befinden. Die im Spektrum ebenfalls sichtbaren Linien f_1+f_2 , f_2-f_1 und $2f_1$ (Bild 16) sind niederfrequente Störprodukte (Oberwellen), die im Mikrofonverstärker oder 1. Mischer entstehen, aber nicht in der Endstufe des Senders. Eventuelle Fehler im Mikrofonverstärker (Kompressionen) und im 1. Mischer (Übersteuerung) können deswegen nur mit dicht zusammen liegenden, nicht-harmonischen Testsignalen ungefiltert mit übertragen und zur Anzeige gebracht werden.

Bedeutet: Nur eine "Inband-Intermodulationsmessung" zeigt die tatsächlichen Verzerrungen eines SSB-Transverters innerhalb seiner Übertragungsbandbreite an.

Stromversorgung des Doppeltongenerators

Die OPV's benötigen eine symmetrische Spannungsversorgung. Am einfachsten realisiert man das mit zwei 9-Volt Blockbatterien (Bild 18, links). Wenn man mit nur einer einzelnen Batterie oder einem externen Netzteil arbeiten möchte, dann muß aus der Spannungsquelle eine symmetrische Spannungsversorgung mit virtueller Masse erzeugt werden (Bild 18, Mitte und rechts). Bei Anschluß eines Netzteils muss die Spannung gut gesiebt sein, damit sich keine Rauschanteile auf die Meßsignale übertragen. Ich empfehle die Verwendung von einer- oder zwei 9V-Batterien.

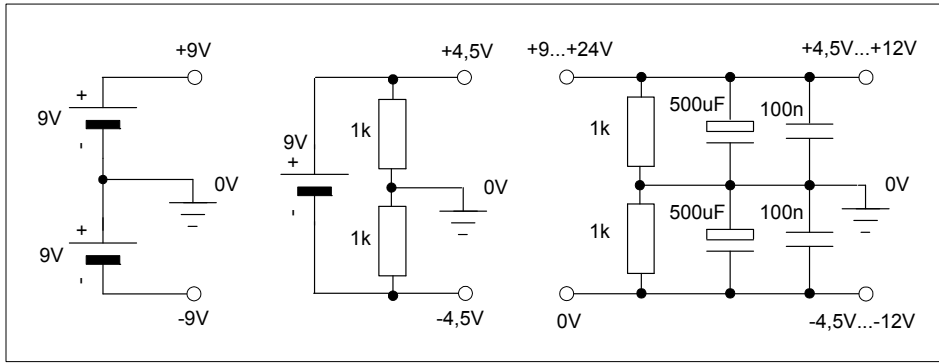


Bild 18: Stromversorgung mit zwei 9V-Batterien (links) oder künstlich erzeugter, symmetrischer Spannung (Mitte, rechts)

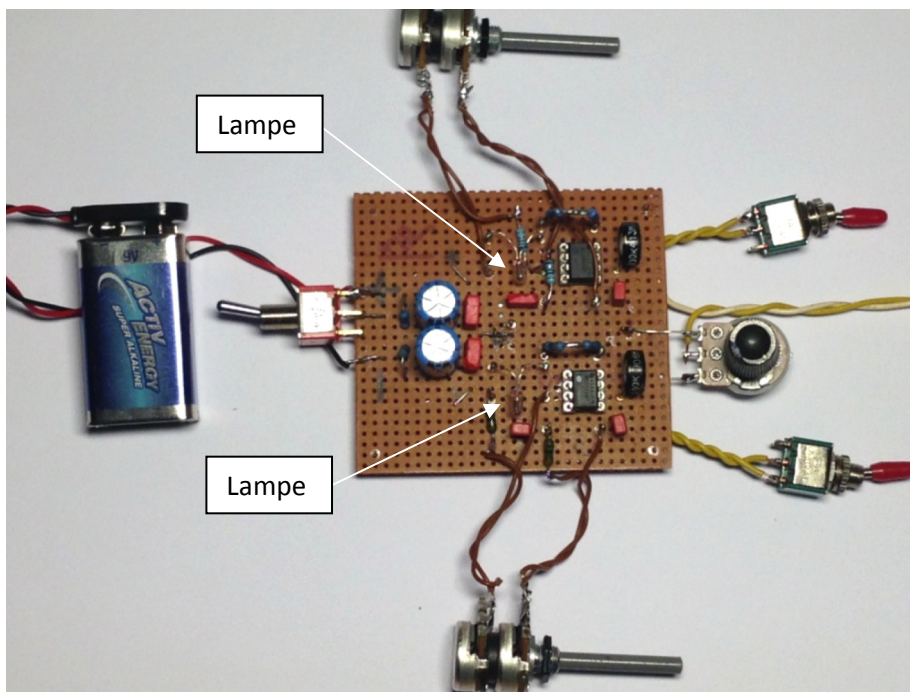


Bild 19: Testaufbau des abstimmbaren Wien-Brücken 2-Ton-Generators

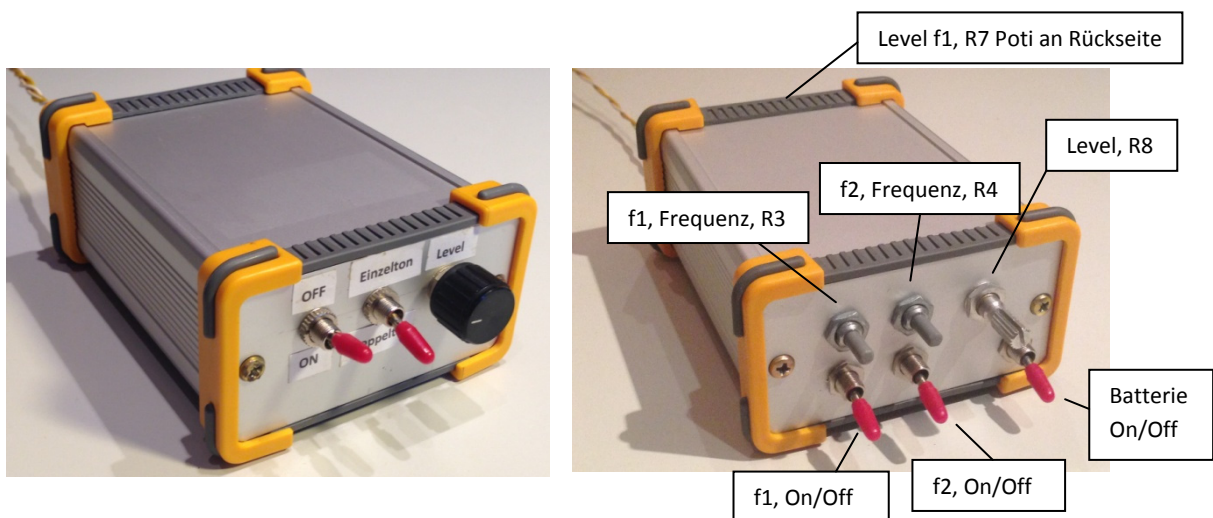


Bild 20: Versuchsaufbauten von 2-Ton-Generatoren in Gehäusen mit interner 9V-Batterie

Verwendete Messtechnik/Software

Zur Messung des NF-Klirrfaktors verwende ich die Audio-Karte meines Notebooks (Win 7) zusammen mit der Software "Audiotester V3.0" oder der kostenfreien Software "AudioMeter". Beide Programme analysieren das Signal im Zeit und Frequenzbereich (s. Bilder 2, 3, 4, 6, 7, 11, 12). Das HF-Ausgangssignal des SSB-Senders messe ich mit einem SDR-Receiver DX-Patrol und der kostenfreien Software "SDR-Sharp" (s. Bilder 14, 15, 16, 17).

Fazit: Teure Messgeräte, wie ein Spektrumanalysator, FFT-Analysator oder Oszilloskop (DSO) sind also nicht mehr erforderlich! Alle Messungen am 2-Ton-Generator können mit Hilfe eines simplen PC/Notebooks und kostenfreier Software erledigt werden und kein Funkamateurl muß heute noch sagen "Ich kann mein Signal nicht messen, mir fehlen die teuren Messgeräte".

Abgleich der Generatoren

Der Abgleich des 2-Ton Generators ist sehr einfach. Bild 21 zeigt die Schaltung des Generators mit seinen Abstimmeelementen und das daraus resultierende FFT-Spektrum am Ausgang. Im Zeitbereich entstehen Signale gemäß Bild 22, ein NF-Doppelton-Signal (links) und ein 1-Ton-Signal (rechts).

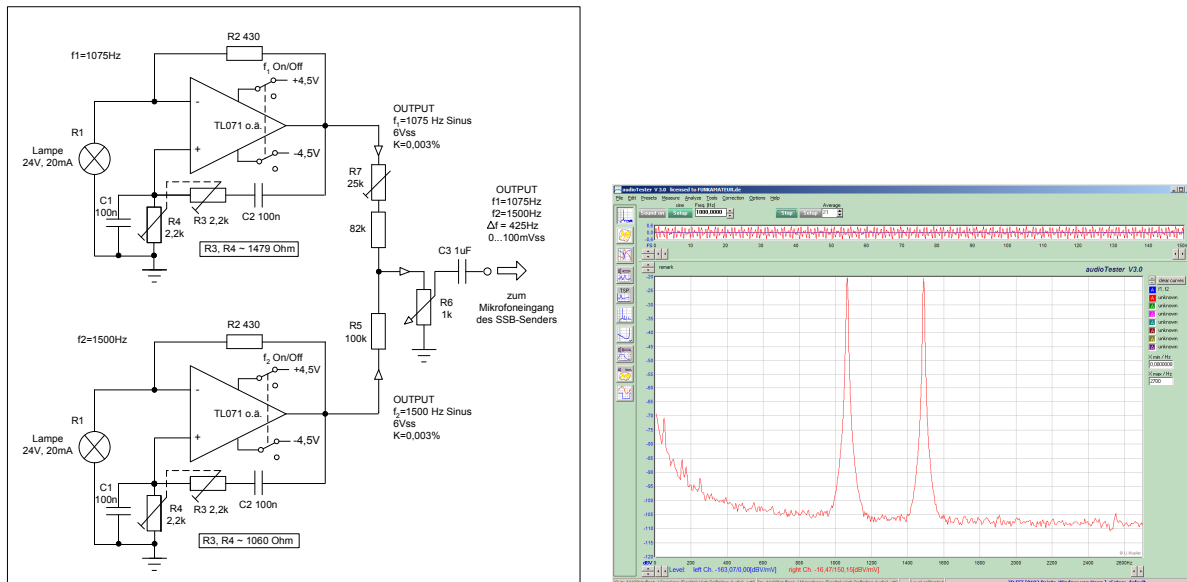


Bild 21: NF 2-Ton-Generator und Spektrum mit Signalen bei 1075Hz und 1500Hz (FFT-Analyse)

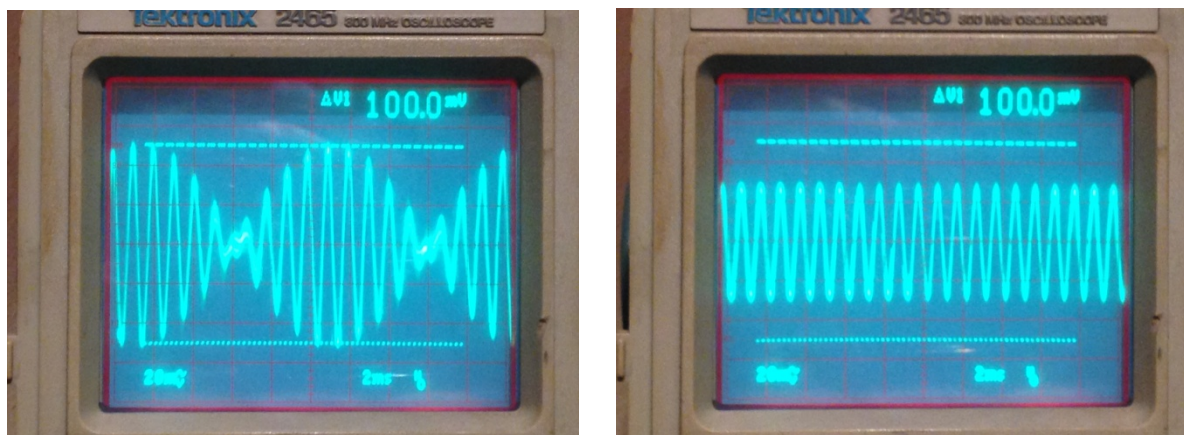


Bild 22: NF-Signale im Zeitbereich, links: 2-Ton-Signal (Schwebung) und rechts: 1-Ton-Signal am Oszilloskop

Zunächst stellt man die Frequenzen auf z.B. $f_1=1075\text{Hz}$ und $f_2=1500\text{Hz}$ und prüft den Klirrfaktor und damit die Funktion der Regelung beider Oszillatoren. Anschließend gleicht man die Ausgangspegel beider NF-Signale mit Hilfe von R7 auf gleiche Spannungen ab. Der genaue Abgleich auf gleiche Pegel kann jedoch erst während der 2-Ton-Prüfung eines SSB-Senders oder einer PA stattfinden (Bild 15 bis 17), weil die beiden Signale durch die Welligkeit des SSB-Seitenbandfilters unterschiedlich gedämpft werden. R7 sollte deswegen als Abstimm-Poti ausgelegt sein. Zur genauen PegelEinstellung beider Signale im HF-Bereich eignet sich die FFT-Analyse eines SDRSharp oder SDRPlay ganz ausgezeichnet.

Appendix

Leistung eines Sinus-Doppeltonsignals (SSB-Signal)

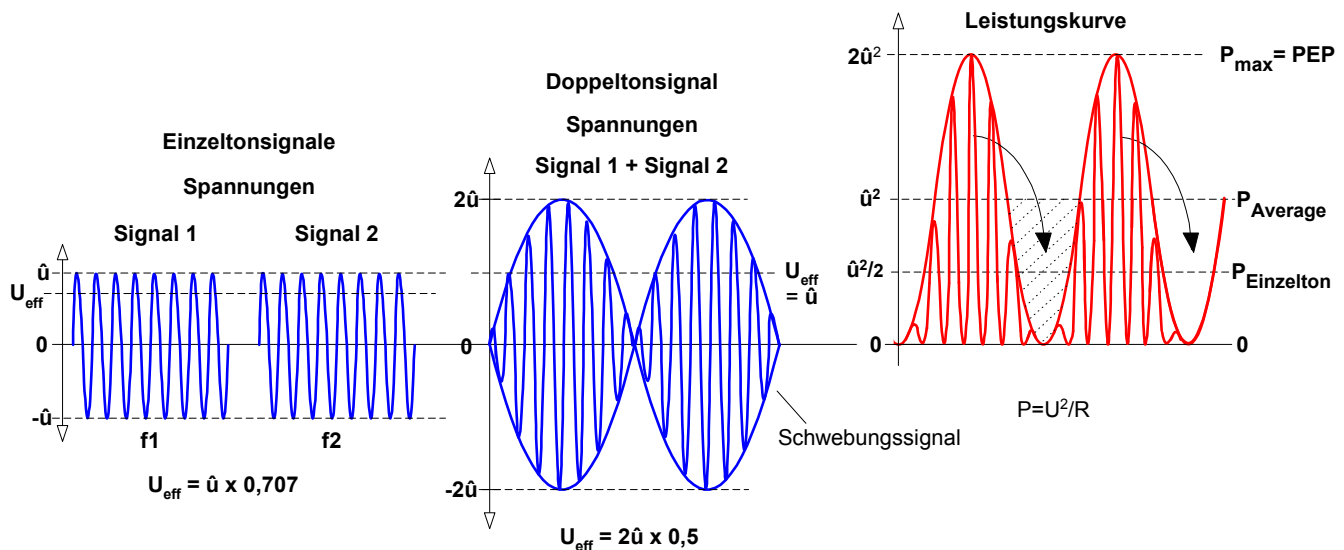


Bild 1: Einzelsignale f_1 und f_2 , Summensignal f_1+f_2 und Leistungskurve, $\hat{u}_{\text{Signal1}} = \hat{u}_{\text{Signal2}} = \hat{u}$
 Modulationsfrequenzen z.B.: $f_1=1000\text{Hz}$, $f_2=870\text{Hz}$, $f_{\text{Schwebung}}=130\text{Hz}$

Gemessene Spannungen am Ausgang des SSB-Senders:

- max. Spannung der Einzelsignale: $\hat{u}_{\text{Signal1}} = \hat{u}_{\text{Signal2}} = \hat{u} = 15,8\text{V}$
 - max. Spannung des Doppeltonsignals: $\hat{u}_{\text{Signal1}} + \hat{u}_{\text{Signal2}} = 2\hat{u} = 31,6\text{V}$
- daraus berechnet sich: max. Leistung (PEP) des Doppeltonsignals: $2\hat{u}^2/R$

Ermittlung der Spitzenleistungen aus der Leistungskurve (rot):

$$\text{PEP} = \frac{2\hat{u}^2}{R} = \frac{2 * (15,8\text{V}^2)}{50\Omega} = 10 \text{ Watt}$$

Ermittlung der durchschnittlichen Leistung aus der Leistungskurve (rot):

$$P = P_{avg} = \frac{\hat{u}^2}{R} = \frac{15,8V^2}{50\Omega} = 5 \text{ Watt} \quad (\text{mittlere Leistung, Average Power, avg})$$

Ermittlung der durchschnittlichen Leistung aus den Spannungskurven der Einzeltonsignale (blau):

$$P = P_{avg} = P_{S1} + P_{S2} = \frac{(\hat{u}_{S1} * 0,707)^2}{R} + \frac{(\hat{u}_{S2} * 0,707)^2}{R} = \frac{2 * (15,8V * 0,707)^2}{50\Omega} = 5 \text{ Watt}$$

Ermittlung der Einzeltonleistungen aus der Leistungskurve (rot):

$$P_{\text{Einzelton}} = \frac{1/2 * \hat{u}^2}{R} = \frac{1/2 * (15,8V^2)}{50\Omega} = 2,5 \text{ Watt}$$

Effektivspannung (RMS) des Doppeltonsignals:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{P_{\text{avg}} * R} = \sqrt{5\text{Watt} * 50\Omega} = 15,8 \text{ Volt}$$

$$U_{\text{eff}} = \hat{u} = 15,8 \text{ Volt}$$

Die Effektivspannung (U_{eff}) des Doppeltonsignals entspricht der Spitzenspannung (\hat{u}) der Einzeltonsignale.

Leistung eines Sinus-Einzeltonsignals (CW-Signal)

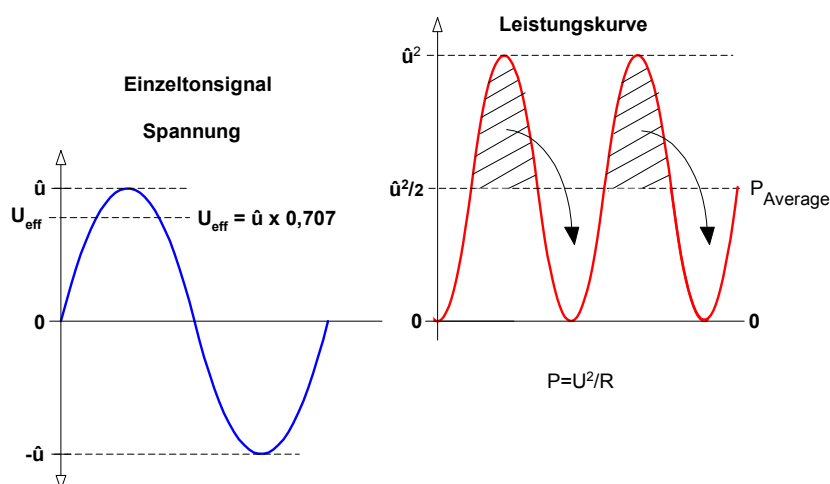


Bild 2: Einzelsignal und Leistungskurve

Modulation $f = \text{z.B. } 1000\text{Hz}$

Gemessene Spannung am Ausgang des SSB-Senders:

$$\hat{u} = 15,8V$$

Ermittlung der Leistung aus der Leistungskurve (rot):

$$P_{\text{Einzelton}} = P_{\text{avg}} = \text{PEP} = \frac{1/2 \hat{u}^2}{R} = \frac{1/2 * (15,8V^2)}{50\Omega} = 2,5 \text{ Watt}$$

Ermittlung der Leistung aus der Spannungskurve (blau):

$$P_{\text{Einzelton}} = P_{\text{avg}} = \text{PEP} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} = \frac{11,174V^2}{50\Omega} = 2,5 \text{ Watt}$$

mit $U_{\text{eff}} = \hat{u}/\sqrt{2} = \hat{u} * 0,707 = 11,17V$

Die Effektivspannung (U_{eff}) des Einzeltonsignals entspricht der Spitzenspannung (\hat{u}) des Einzeltonsignals, dividiert durch Wurzel 2.

Werner Schnorrenberg

DC4KU

29.02.2016

Rev.: 03.03.2016, 11.03.2016, 27.04.2016, 03.12.2016, 20.12.2016

Literatur:

(1) **LINEAR TECHNOLOGY, Bridge Circuits**

<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an05f.pdf>

<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an43f.pdf>

(2) **TEXAS INSTRUMENTS, Sine-Wave Oscillator**

<http://www.ti.com/lit/an/sloa060/sloa060.pdf>

(3) **Sinewave Oscillators, Rod Elliod**

<http://sound.westhost.com/articles/sinewave.htm>

<http://sound.westhost.com/project22.htm>

(4) **Oszillatoren, G. Krucker**

<http://www.krucker.ch/skripten-uebungen/AnSys/ELA6-Osz.pdf>

(5) **Wien-Robinson-Generator, Elektroniktutor**

http://elektroniktutor.de/signalkunde/wien_osz.html

(6) **In-Band IM3-Messungen am Beispiel des IC7800, CQ-DL 8/2005, Seite 544-548**

https://dc4ku.darc.de/Inband_Intermodulation.pdf

<http://www.ab4oj.com/test/imdtest/main.html>

(7) **NF-Doppelton-Generator für IM₃-Messungen an SSB-Sendern**

<https://dc4ku.darc.de/NF-Doppelton-Generator.pdf>

- (8) **Intermodulationsmessungen an HF-Sendern und HF-Endstufen**
https://dc4ku.darc.de/Intermodulationsmessung_an_HF-Sendern.pdf

- (9) **Messung kritischer Spezifikationen eines Empfängers**
https://dc4ku.darc.de/Messung_kritischer_Spezifikationen.pdf