

Meißner-Oszillator zum Experimentieren

Reinhard Noll, DF1RN

Alexander Meißner (1883 - 1958) entwickelte 1913 aus der Elektronenröhre durch Rückkopplung einen Hochfrequenzgenerator. Bild 1 zeigt die in seiner Patentschrift angegebene Schaltung [1]. Die Elektronenröhre wird in [1] als Kathodenstrahlrelais bezeichnet. Im ersten Absatz der Patentschrift heißt es: "Die vorliegende Erfindung betrifft eine Einrichtung zur Erzeugung elektrischer Schwingungen, die darauf beruht, daß ein oder mehrere Schwingungskreise mit einem elektrischen Relais, dessen die Relaiswirkung ausübendes Mittel aus Kathodenstrahlen oder einem ionisierenden Gas oder dergleichen besteht, so verbunden wird, daß die in den Schwingungskreisen durch irgendwelche Stöße oder andere Mittel hervorgerufenen Anfangsschwingungen dem Relais zugeführt werden und die von diesem verstärkten Ströme wieder auf die Schwingungskreise einwirken, wodurch die Amplitude der Eigenschwingung der Kreise erhöht wird." Die Schaltungsteile 11, 12, 13 beziehen sich auf die Verwendung einer Maschine - eines Stromgenerators - statt einer Batterie.

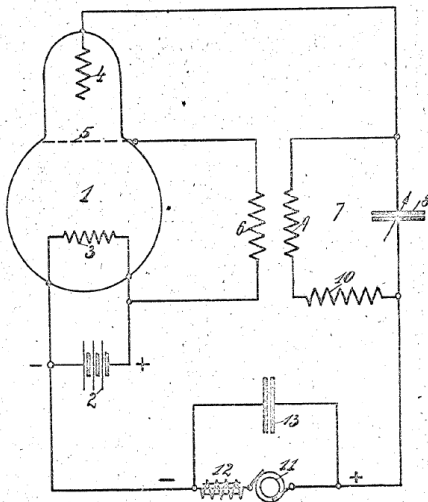


Bild 1: Schaltung aus der Patentschrift von Meißner [1]. In der Schrift sind folgende Erläuterungen zu den Ziffern aufgeführt: 1 Kathodenstrahlrelais, 2 Batterie, 3 Kathode, 4 Anode, 5 Hilfelektrode, 6 Kopplungsspule, 7 Schwingkreis, 8 Kondensator; 9, 10 Spulen; 11 Stromquelle (im Falle der Verwendung einer Maschine zur Speisung des Entladungsrohrs 1), 12 Drosselspule, 13 Kapazität

In aktuellen Physikbüchern für weiterführende Schulen wird der Meißner-Oszillator als Erstes im Zusammenhang mit ungedämpften Schwingungen eingeführt [2]. Da mein jüngster Sohn gerade dieses Thema in der Stufe Q1 in Angriff nimmt, war das für mich ein Anstoß, einen möglichst einfachen Meißner-Oszillator aufzubauen, mit dem grundlegende Experimente durchgeführt werden können.

Ausgehend von einem Vorschlag aus [3] zeigt Bild 2 die nach einigen Vorversuchen schließlich aufgebaute Schaltung für die Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen im Bereich von 760 kHz bis 18.8 MHz. Der Schwingkreiskondensator C1 ist steckbar ausgeführt, so dass in einfacher Weise verschiedene Kondensatoren oder Kombinationen von Kondensatoren eingesetzt werden können. Die Stellung des Trimmers P1 bestimmt den Grad der Rückkopplung auf die Basis des Transistors. Über Koppelkondensatoren, C4 oder C5, wird das HF-Signal vom Parallelschwingkreis abgegriffen und z.B. mit einem Oszilloskop oder Spektrumanalysator (beide mit einem Eingangswiderstand von 50 Ohm) sowie einem Frequenzzähler gemessen.

Für den Übertrager habe ich einen Eisenpulver-Ringkern des Typs T 50-2 (Fa. Amidon, A_L -Wert $49 \mu\text{H}/(100 \text{ Wdg.})^2$) verwendet und auf diesen bifilar 14 Windungen eines Kupferlackdrahts gewickelt. Rechnerisch sollte dies eine Induktivität von $0.96 \mu\text{H}$ für jede Wicklung ergeben. Die Messung mit dem vektoriiellen Netzwerkanalysator VNWA von SDR-Kits ergibt $0.91 \mu\text{H}$ (bei 2.9 MHz gemessen, das liegt deutlich unter der Eigenresonanz von 35.9 MHz). Bild 3 zeigt das Messergebnis des Netzwerkanalysators VNWA [4], aufgetragen ist als rote Kurve die Induktivität (S11, L--) und in grün der Betrag der Impedanz (S11, |Z|) im Frequenzbereich von 0.05 bis 50 MHz. Bei 35.9 MHz tritt die Eigenresonanz der Induktivität auf.

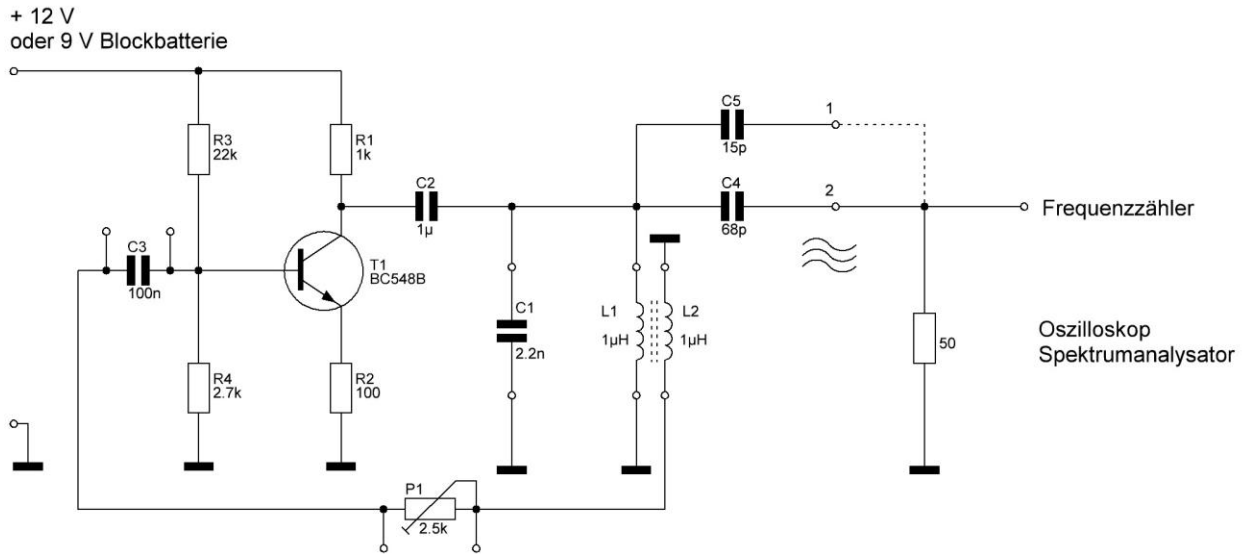


Bild 2: Schaltung des aufgebauten Meißner-Oszillators. Beispielhaft ist für C1 eine Kapazität von 2.2 nF eingezeichnet. Die kleinen offenen Kreise bei C1, L1, L2, P1 und C3 symbolisieren Buchsen. In die Buchsen für C1 werden verschiedene Kondensatoren eingesteckt (siehe Bild 4) oder auch ein Drehkondensator angeschlossen (siehe Bild 13)

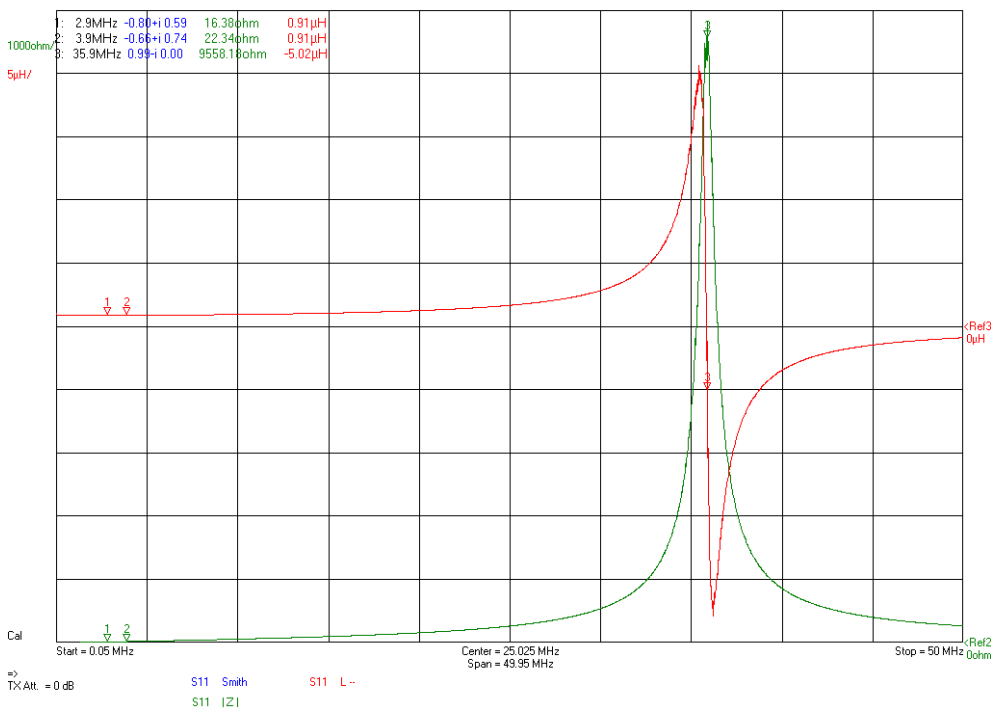


Bild 3: Messung der Induktivität L1 des Übertragers mit dem VNWA im Frequenzbereich von 0.05 MHz bis 50 MHz (rote Kurve). Die Marker 1 und 2 bei 2.9 MHz und 3.9 MHz zeigen jeweils eine Induktivität von 0.91 μH. Bei Marker 3 tritt die Eigenresonanz der Induktivität auf

Bild 4 zeigt den Satz von Kondensatoren zur Bildung von C1, von links nach rechts tragen diese die Bezeichnungen: 220 G (Styroxflex), 102K, 222, 0.005, 0.01 μF, 0.02 μF (2 Stk., einer auf Rückseite mit Punkt markiert), 473Z. Die Kapazität dieser Kondensatoren habe ich mit dem VNWA bei einer Frequenz von 200 kHz gemessen. Tabelle 1 zeigt das Ergebnis, z.T. treten erhebliche Abweichungen von den nominellen Werten auf.

Die für den Parallelschwingkreis wirksame Kapazität setzt sich aus verschiedenen Teilkomponenten zusammen:

$$C_1' = C_1 + C_k + C_p, \quad (1)$$

mit C_1 der auf dem Steckplatz gebildeten Kapazität (gemessene Kapazitätswerte nach Tabl. 1), C_k der Koppelkapazität, das ist entweder C_4 oder C_5 in Bild 2, sowie einer zunächst unbekanntnen parasitären Kapazität C_p . Ohne einen Kondensator C_1 und mit dem Abgriff 1 ($C_5 = 15$ pF) sollte die höchste Frequenz erreichbar sein. Die Messung dafür ergibt 18.803 MHz. Mit der Thomsonschen Schwingungsformel

$$f_r^h = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_5}} \quad (2)$$

wäre jedoch eine höchste Resonanzfrequenz von 43.08 MHz zu erwarten. Auch für $C_1 \neq 0$ resultieren Abweichungen zwischen gemessener Frequenz f_m und der berechneten, wenn in (1) $C_p = 0$ gesetzt wird. Wir betrachten die relativen Frequenzabweichungen und definieren:

$$\Delta f / f_m = (f_r - f_m) / f_m, \quad (3)$$

wobei f_r die berechnete Resonanzfrequenz ist. Sie ergibt sich mit (1) aus:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_1 + C_k + C_p)}}. \quad (4)$$

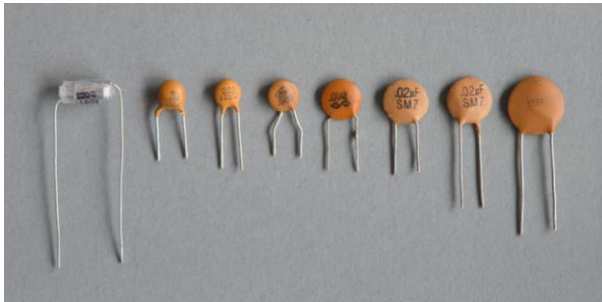


Bild 4: Satz von Kondensatoren mit denen die Schwingkreiskapazität C_1 , vgl. Bild 2, gebildet wird

In Bild 5 ist die relative Frequenzabweichung nach (3) einmal für den Fall $C_p = 0$ und einmal für $C_p = 67.7$ pF aufgetragen. Wird keine parasitäre Kapazität angenommen, so nehmen die relativen Frequenzabweichungen mit kleiner werdender Schwingkreiskapazität immer weiter zu. Den Wert von C_p habe ich so gewählt, dass der Mittelwert des Betrags der relativen Frequenzabweichungen $\langle |\Delta f / f_m| \rangle$ im Bereich von 760 kHz bis 18.8 MHz minimal wird. Mit dem angegebenen C_p -Wert von 67.7 pF resultiert eine mittlere prozentuale Abweichung von 1.32 %, siehe Kurve mit kreisförmigen Datenpunkten in Bild 5. Mit der so gewählten parasitären Kapazität C_p stimmen Rechnung und Messung in einem weiten Frequenzbereich gut miteinander überein.

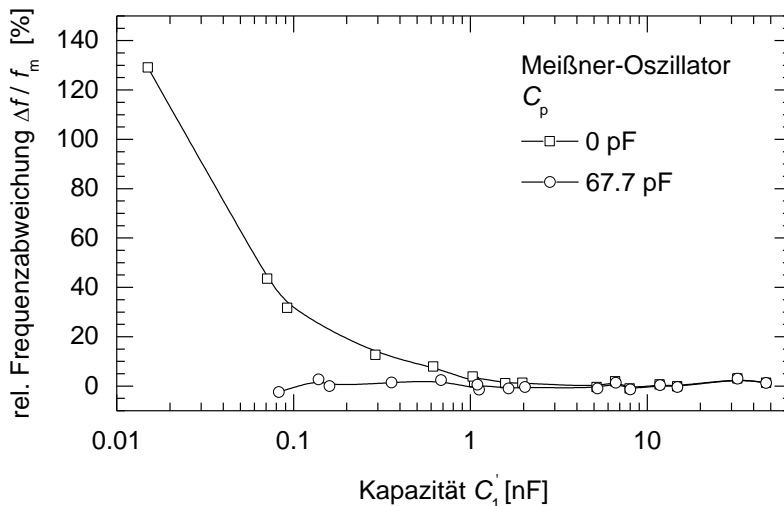


Bild 5: Relative Frequenzabweichung zwischen berechneter Resonanzfrequenz f_r und gemessener Frequenz f_m als Funktion von C_1' für die Fälle $C_p = 0$ (quadrate Datenpunkte) und $C_p = 67.7$ pF (kreisförmige Datenpunkte)

Tabl. 1: Gemessene Kapazitäten der in Bild 4 gezeigten Kondensatoren

Bezeichnung	gemessene Kapazität C_1 [nF]
220 G	0.220
102K	0.96
222	1.9
0.005	5.11
0.01 μ F	7.9
0.02 μ F, kurze Anschlussleitungen	14.7
0.02 μ F, lange Anschlussleitungen	11.7
473Z	32.3

Bild 6 zeigt die gemessenen Frequenzen als Funktion der Kapazität C_1' und Bild 7 die gleichen Daten in doppellogarithmischer Darstellung. In Bild 7 liegen die Datenpunkte recht gut auf einer Geraden (das Bestimmtheitsmaß der in blau gezeigten Anpasskurve beträgt $R^2 = 0.9997$). Die ermittelte Steigung ist $m = -0.498$ und kommt damit dem theoretischen Wert von -0.5 , wie er aufgrund der Thomson-Formel zu erwarten wäre, recht nahe. Nach (4) ist die Resonanzfrequenz umgekehrt proportional zur Wurzel aus C_1' : $f_r \propto \frac{1}{\sqrt{C_1'}}$ und daraus

folgt in in logarithmischer Darstellung:

$$\log f_r \propto -\frac{1}{2} \log C_1', \tag{5}$$

also eine Geradengleichung mit der Steigung -0.5 .

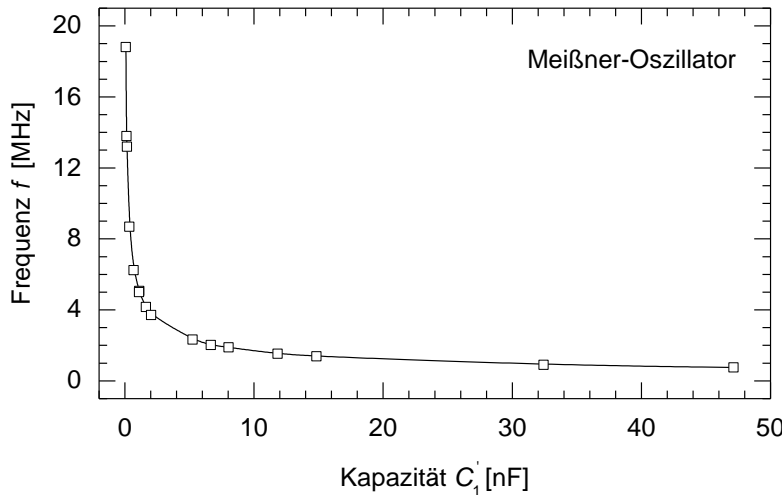


Bild 6: Gemessene Frequenz f_m des Meißner-Oszillators für verschiedene Kapazitäten C_1'

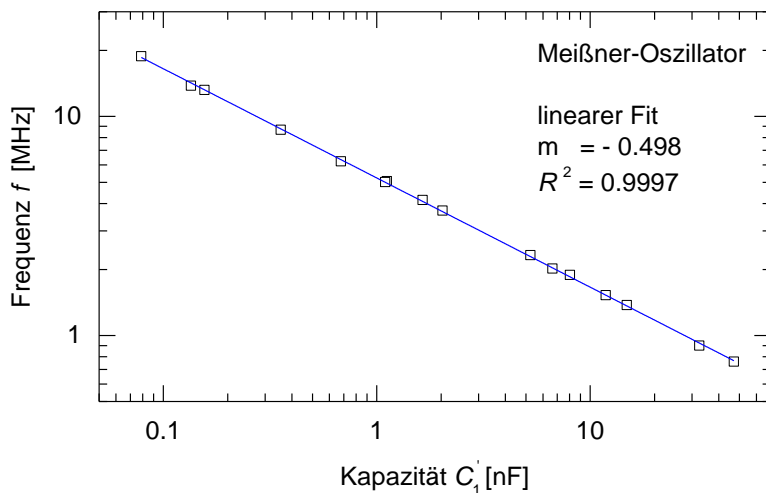


Bild 7: Der Datensatz von Bild 6 in doppellogarithmischer Darstellung

Mit einem Spektrumanalysator von Hewlett Packard habe ich untersucht, wie das Verhältnis von zweiter zu erster Harmonischer der erzeugten HF-Oszillationen aussieht [5]. Bild 8 zeigt ein Beispiel für $C_1 = 220$ pF, Abgriff 2, Versorgungsspannung 12 V.

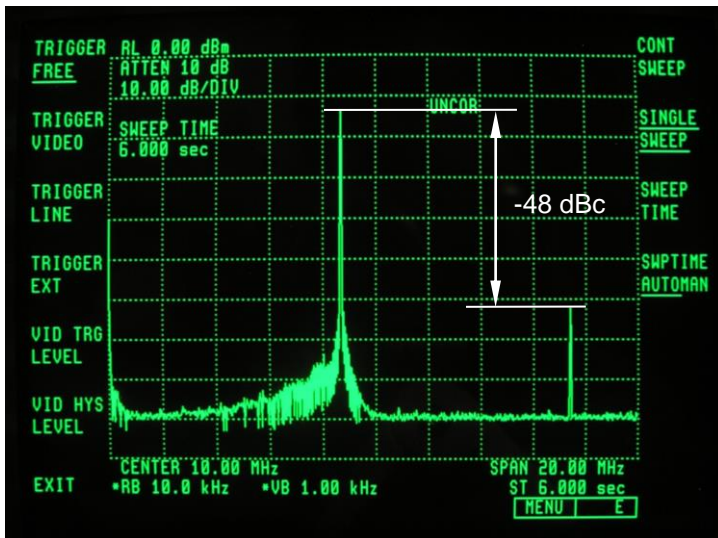


Bild 8: Spektrum des Meißner-Oszillators für $C_1 = 220 \text{ pF}$ im Frequenzbereich von 0 bis 20 MHz (center frequency 10.00 MHz, span 20.00 MHz, resolution bandwidth 10.0 kHz, video bandwidth 1.00 kHz). Bei 8.7 MHz ist die Grundschiwingung zu sehen und bei 17.4 MHz die zweite Harmonische. Der Pegel der zweiten Harmonischen liegt ca. -48 dBc unter dem der Grundschiwingung

Die Rückkopplung habe ich ausgehend von der Maximalstellung von P1 bei $2.5 \text{ k}\Omega$ etwas vermindert, bis gerade die Schwingung stabil einsetzt (Überprüfung mit Oszilloskop). Bild 8 zeigt für diesen Fall eine zweite Harmonische, deren Pegel um ca. -48 dBc unter dem der Grundschiwingung liegt. Wird P1 schrittweise vermindert, so wird der Abstand zur zweiten Harmonischen immer kleiner. In Bild 9 ist die Pegeldifferenz zwischen Grundschiwingung und zweiter Harmonischer in dBc als Funktion des Werts des Potentiometers P1 aufgetragen (quadratische Datenpunkte, $C_1' = 220 \text{ pF} + 71 \text{ pF} + 67.7 \text{ pF} \approx 359 \text{ pF}$; die gemessene Kapazität von C4 beträgt 71 pF). Für eine möglichst oberwellenfreie Oszillation ist also der Rückkoppelwiderstand hinreichend groß zu wählen. Bei Betrieb mit 9 V sind die Abstände zur zweiten Harmonischen deutlich geringer (im betrachteten Fall von $C_1 = 220 \text{ pF}$ beträgt dieser -35 dBc).

Eine analoge Messreihe für $C_1' = 0 + 15 \text{ pF} + 67.7 \text{ pF} \approx 83 \text{ pF}$, Abgriff 1, 12 V, zeigen die mit offenen Kreisen dargestellten Datenpunkte in Bild 9. Mit kleiner werdendem Rückkoppelwiderstand nimmt die Pegeldifferenz rapide ab.

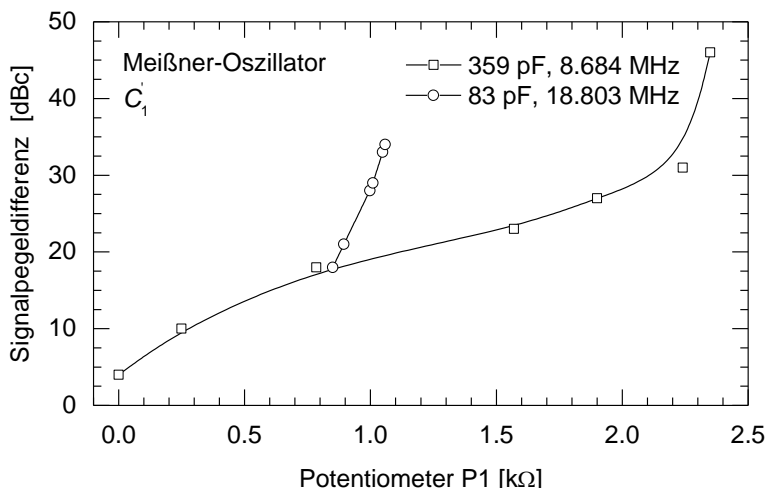


Bild 9: Signalpegeldifferenz zwischen Grundschiwingung und zweiter Harmonischer für die Grundschiwingungen bei 8.7 und 18.8 MHz als Funktion des Rückkoppelwiderstands P1

Im Fußbereich der Grundschiwingung ist in Bild 8 das Phasenrauschen des Oszillators zu erkennen, das ich näher untersucht habe. Bild 10 zeigt die Messung des Phasenrauschens des Meißner-Oszillators für die höchste erzeugte Frequenz bei ca. 18.8 MHz ($C_1 = 0$, Abgriff 1, vgl. Bild 2). Die Auflösungsbandbreite (RB) des Spektrumanalysators ist jetzt auf 1 kHz eingestellt. Der dargestellte Frequenzausschnitt hat eine Breite von 500 kHz (span, entspricht 50 kHz/div). In einem

Abstand von $\Delta f = 50$ kHz von der Trägerschwingung sinkt das Signalniveau relativ zum Maximum auf -65 dBc ab.

Zunächst ist diese Seitenbandrauschleistung auf ein Leistungsäquivalent in 1 Hz Bandbreite bei ideal rechteckförmiger Filtercharakteristik zu normieren [6]. Bei Messfiltern mit gaußförmiger Charakteristik, die in verschiedenen Spektrumanalysatoren verwendet werden, unterscheidet sich die 3 dB Bandbreite von einem ideal rechteckförmigen Filter ca. um den Faktor 1.2:

$$B_{\text{Rechteck}} = 1.2 B_{\text{Gauß}}$$

Von den -65 dBc sind daher abzuziehen: $-10 \log(1.2 \cdot 1000) = -30.8$ dB.

Darüberhinaus ist ein Korrekturwert von +2.5 dB hinzuzuzählen [7] (H. Nussbaum gibt einen ähnlichen Wert von +3 dB an [8]). Damit folgt für das Phasenrauschen: -65 dBc (Messwert aus Bild 10) -30.8 dB (Umrechnung von 1 kHz auf 1 Hz Bandbreite und Berücksichtigung einer Rechteckcharakteristik statt einer Gaußfunktion) +2.5 dB (Korrekturwert wegen Hüllkurvendetektor und logarithmischem ZF-Verstärker) = -93.3 dBc.

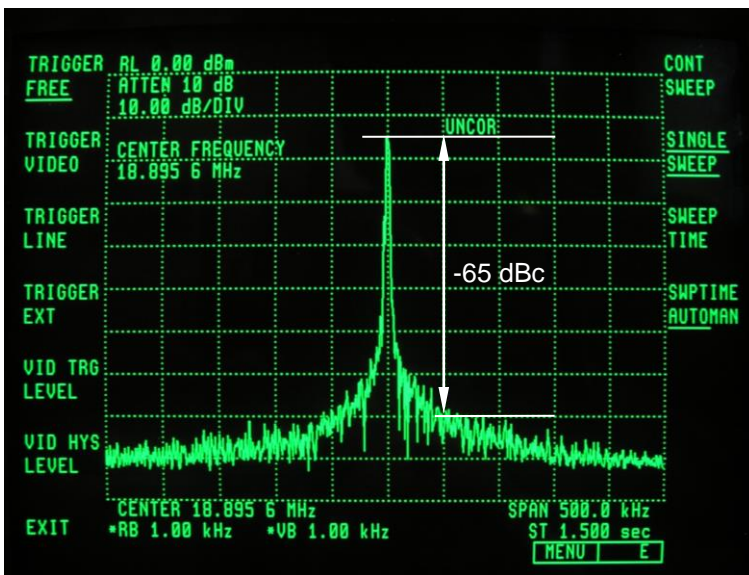


Bild 10: Phasenrauschen des Meißner-Oszillators gemessen mit dem Spektrumanalysator [5]. Betrachtet wird hier das Rauschen in einem Abstand von 50 kHz vom Träger

Zum Vergleich habe ich das Phasenrauschens des Generators DDS 20 G gemessen und diesen auf die gleiche Grundfrequenz eingestellt, siehe Bild 11 [9]. Abgelesen wird eine Pegeldifferenz von -80 dBc. Umgerechnet auf 1 Hz Bandbreite resultiert daraus: -80 dBc - 30.8 dB + 2.5 dB = -108.3 dBc. Das ist nochmal deutlich besser als der aufgebaute Meißner-Oszillator.

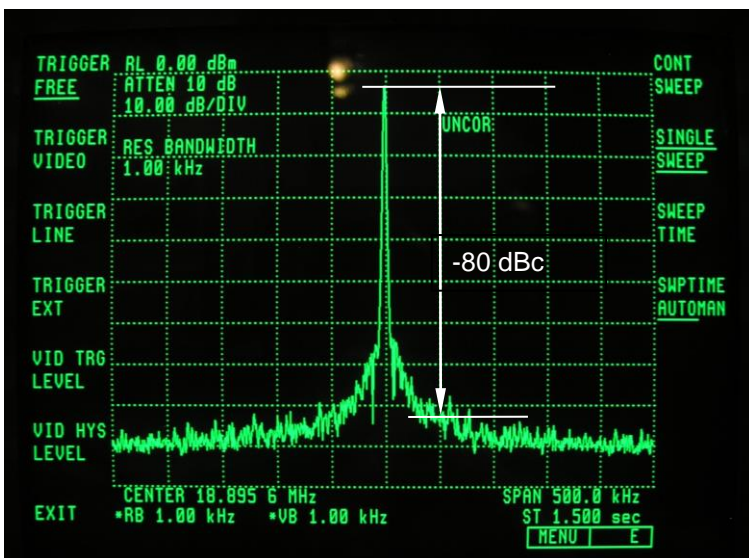


Bild 11: Phasenrauschen des DDS 20 G

Bild 12 zeigt die zu der Schaltung von Bild 2 entworfene Lochrasterplatte mit der Bestückungs- und Lötseite. Die Anschlüsse für die Spannungsversorgung und die HF-Ausgänge sind auf Lötstäbe geführt, so können auf einfache Weise mit 1-mm-Lötösen steckbare Kabelverbindungen hergestellt werden.

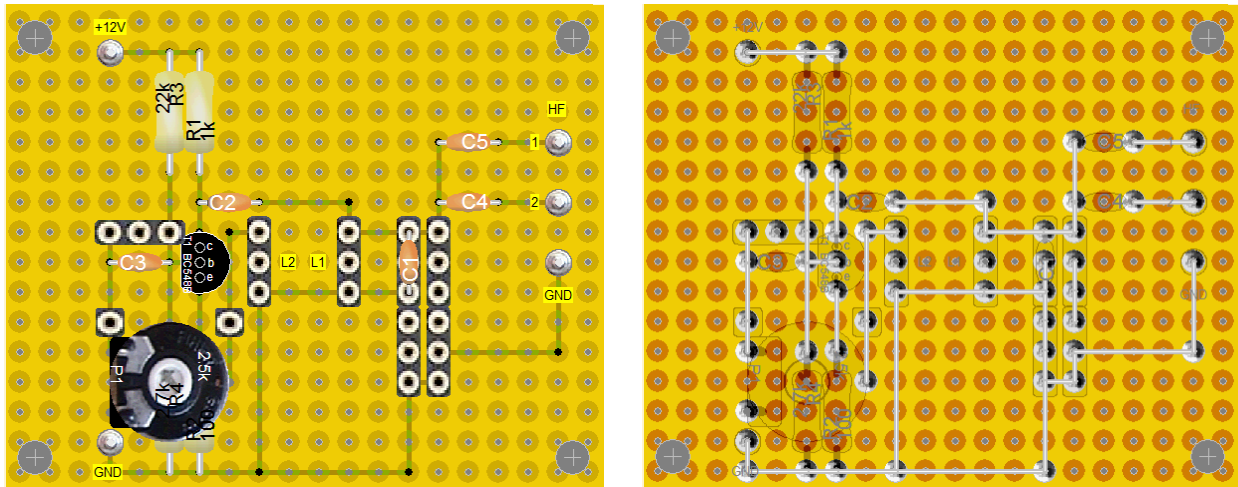


Bild 12: Lochrasterplatte für den Meißner-Oszillator, links Bestückungsseite, rechts Lötseite in der Durchsicht-Darstellung; Abmessungen 51 x 41 mm². Mit Buchsenleisten sind Steckplätze für die Bauteile L1, L2 sowie insbesondere die Schwingkreiskapazität C1 vorgesehen. Die zwei nebeneinanderliegenden Buchsenleisten mit jeweils sechs Buchsen ermöglichen die Parallel- und Serienschaltung verschiedener Einzelkapazitäten, um so verschiedene Werte für C1 zu bilden

Damit der Meißner-Oszillator auch noch mit einem Drehkondensator getestet werden kann, wird die Platine auf ein Holzbrett montiert, siehe Bild 13. Bild 14 zeigt die Ansicht von vorne.

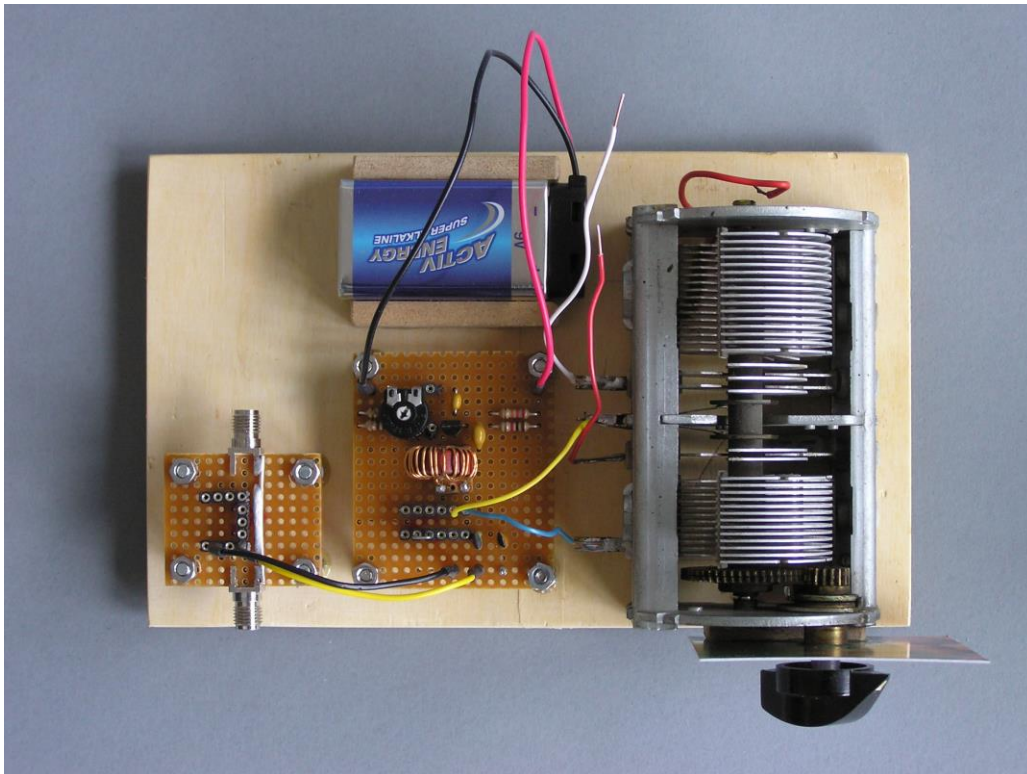


Bild 13: In der Mitte ist die Lochrasterplatte mit dem Meißner-Oszillator montiert, links ein kleines Testboard mit SMA-Anschlüssen und rechts ein Drehkondensator. Im Bild wird über steckbare Kabel der Abgriff 2 mit dem Innenleiter der SMA-f Buchse verbunden (gelbes Kabel) und die Masse (GND) mit dem Außenleiter (schwarzes Kabel)

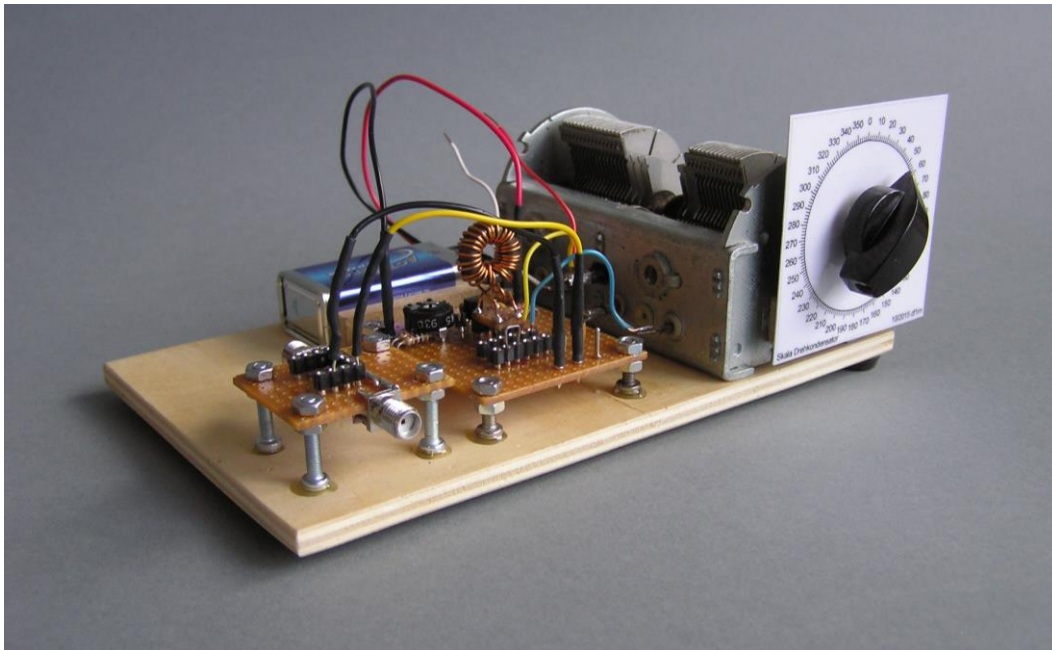


Bild 14: Ansicht von vorne. Am Gehäuse des Drehkondensators ist eine 360°-Skala angebracht

Die Kapazitätswerte des Luftdrehkondensators habe ich wieder mit dem VNWA gemessen. Bild 15 zeigt die gemessene Kapazität als Funktion des Drehwinkels von 0 bis 545° (quadratische Datenpunkte). Die gleichen Daten sind auf der rechten Ordinate als \sqrt{C} aufgetragen. Daraus resultiert ein näherungsweise linearer Verlauf über dem Drehwinkel (durchgezogene Kurve in Bild 15). Die Größe \sqrt{C} ist bei gegebener Induktivität proportional zur Wellenlänge: $\sqrt{C} \propto \lambda$. Die Rotorplatten haben also näherungsweise einen sogenannten wellenlinearen Plattenschnitt.

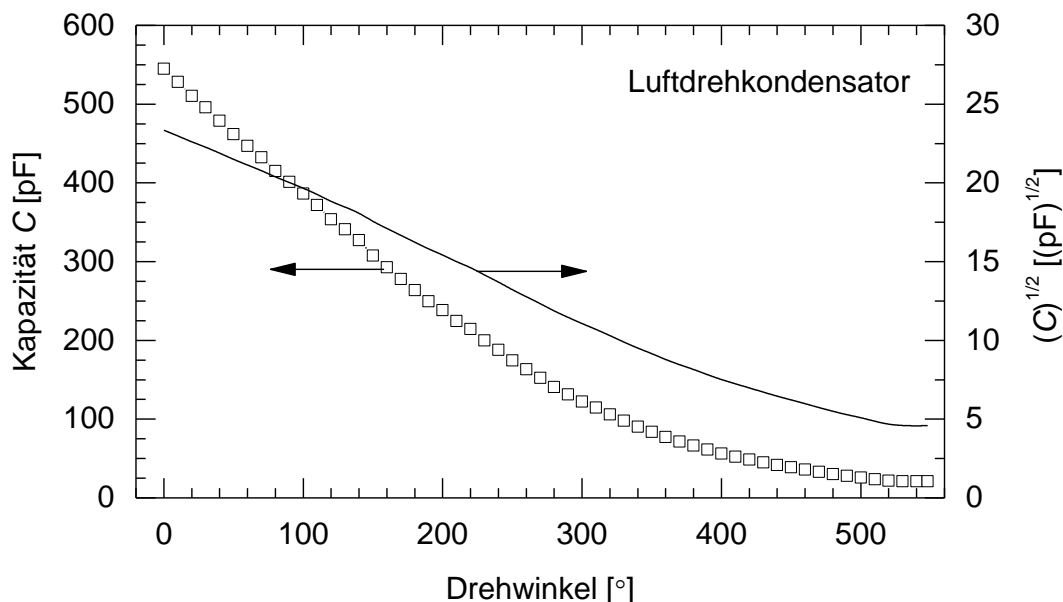


Bild 15: Kapazität des Luftdrehkondensators als Funktion des Drehwinkels

Mit dem gezeigten Aufbau steht ein experimenteller Meißner-Oszillator bereit, den unser Jüngster demnächst im Physikunterricht vorführen kann.

30.11.2015, Reinhard, DF1RN

Anhang 1

Technische Daten des Meißner-Oszillators

KenngroÙe	Daten	Bemerkungen
Spannungsversorgung	12 V Netzteil oder 9 V Blockbatterie	bei 12 V grÙoÙerer Abstand zur 2. Harmonischen
Stromverbrauch	3,4 mA	für 9 V Versorgung, bei 14,5 MHz
Frequenzbereich	760 kHz bis 18.8 MHz	für verschiedene C1; Abgriff 1, 2
Signalamplituden u_{ss}	40 - 550 mV	abhängig von der Einstellung von P1, an 50 Ω
Abstand zur 2. Harmonischen	-48 dBc	Bild 8
Phasenrauschen	-93.3 dBc	Abstand zum Träger $\Delta f = 50$ kHz, Bild 10
mittlere Abweichung zwischen gemessener und berechneter Frequenz	1,32 %	im Bereich 760 kHz bis 18.8 MHz
Abmessungen der Lochrasterplatine des Meißner-Oszillators	51 x 41 mm ²	Bild 12
Luftdrehkondensator	21 pF - 545 pF	Bild 15
Abmessungen Grundplatte	165 x 101 mm ²	Bild 13

Literatur

- [1] Patentschrift Nr. 291604, Einrichtung zur Erzeugung elektronischer Schwingungen, Anmeldung 10.4.1913, Erteilung 23.6.1919, Reichspatentamt
- [2] J. Grehn, J. Krause, *Metzler Physik*, Schroedel, 4. Aufl., 2009, ISBN 978-3-507-10710-6
- [3] <http://www.electronicdeveloper.de/SinusMeissner.aspx>
- [4] Netzwerkanalysator VNWA 2.6, v2, SDR-Kits, 13312/01-1573. Kalibrierung: SOL, Steckboard mit zwei SMA-f Buchsen, S = Drahtbrücke, L = bedrahteter 50 Ohm Widerstand; Sweep Settings: 0.05 MHz - 50 MHz, 3000 Punkte, Integrationszeit pro Messpunkt 1.33 ms
- [5] HP 70 000 System mit IF Section 70 902A, Local Oscillator 70 900A, RF Section 70 904A
- [6] Messung des Phasenrauschens von Oszillatoren, Versuch Nr. 805, Institut für Hochfrequenztechnik, TU Hamburg-Harburg, Mai 2013.
- [7] Weiterhin ist nach [6] zu berücksichtigen, dass bei einem analogen Spektrumanalysator das Signal hinter dem logarithmischen ZF-Verstärker mit einem Hüllkurvendetektor gemessen wird, das typischerweise 1.05 dB unter dem echten Effektivwert liegt. Zudem neigt der logarithmische Verstärker dazu, Rauschspitzen weniger zu verstärken. Insgesamt resultiert daraus eine Korrektur von +2.5 dB.
- [8] H. Nussbaum, *HF-Messungen für den Funkamateurler*, Teil 3, Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden, 2006, S. 114
- [9] DDS 20 G, ELV Elektronik AG, Leer, Vers. 6.2, 2008, direct digital synthesis