

Teil 1: Messen von R-L-C mit dem NanoVNA

Teil 2: Messen von Bauteilen und HF-Trafos.
„Proof of Concept“ an einer EFHW mit Messung.



**Tech-Talk plus Workshop –
FACW e.V. Und DARC OV Weinheim, A20**

„R – L – C und HF-Transformatoren messen mit dem NanoVNA“

Günter Fred Mandel, DL4ZAO

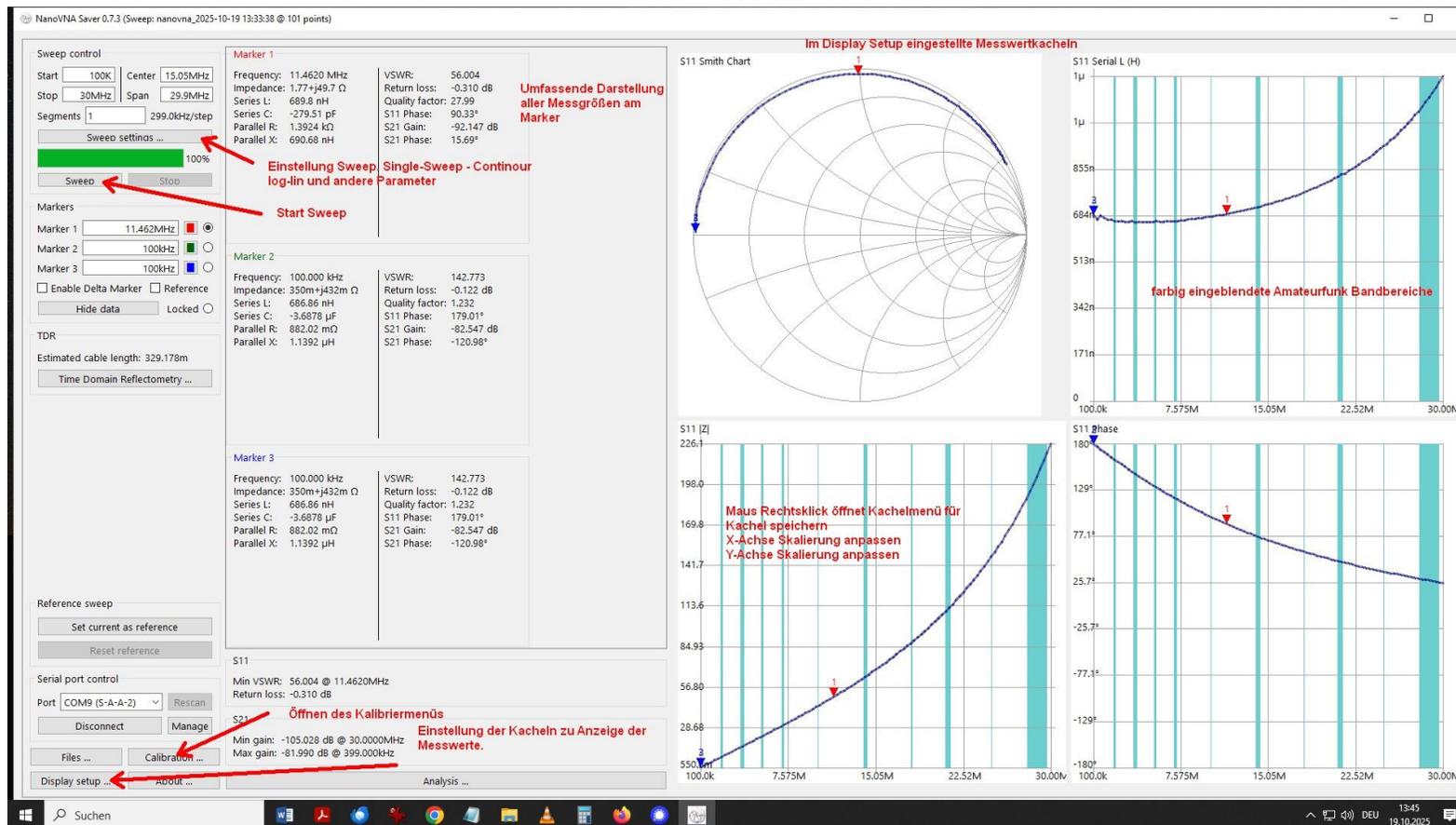
**Grundlagen, Eigenschaften von realen Bauelementen
Widerständen, Induktivitäten, Kondensatoren, Ferrit-Trafos**

**Praxis – Selbstbau eines EFHW Impedanztrafo 1 : 49
R-L-C Impedanz Messungen mit dem NanoVNA + Saver**

- Fallstricke bei der Messung
- komfortabel messen mit dem NanoVNA Saver
- wickeln und messen von Ferrit-Ringkern Trafos $Z = 1 : 49$
- Trafo Anpassung von Antennen
- Feldtest - SWR Messung einer Endfed mit dem Anpasstrafo

NanoVNA Saver

Ein Tool zum Bedienen des NanoVNA am PC und zum Speichern der Messwerte als Touchstone-Dateien (S1P, S2P). Zum Sweepen von Frequenzbereichen in Segmenten von mehr als 101 Datenpunkten. Zur Kalibrierung und zum übersichtlichen Anzeigen und Analysieren der resultierenden Mess-Daten.



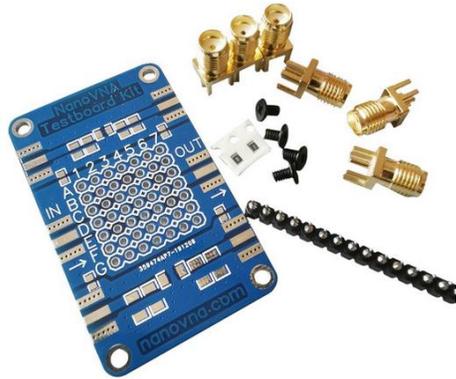
<https://github.com/NanoVNA-Saver/nanovna-saver>



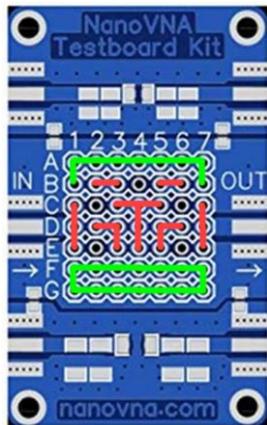
Fallstricke bei der Messung mit dem NanoVNA und Gründe, warum man damit manchmal Mist misst:

- Limits der NanoVNA-Hardware (Rauschen, Portimpedanz, Richtschärfe)
- Limits der Software und des Setups (Anzahl der Messpunkte, Frequenzbereich, Auflösung)
- fehlende oder fehlerhafte Kalibrierung
- Einflüsse des Messaufbaus (parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten, Einstrahlung)
- ungeeignete oder zu lange Koaxialkabel
- Adapter, Steckverbinder, Kontakte
- Ungenügende Kenntnisse über die realen Eigenschaften einer zu messenden Komponente
- Bedienung des VNA und Plausibilität der Messergebnisse

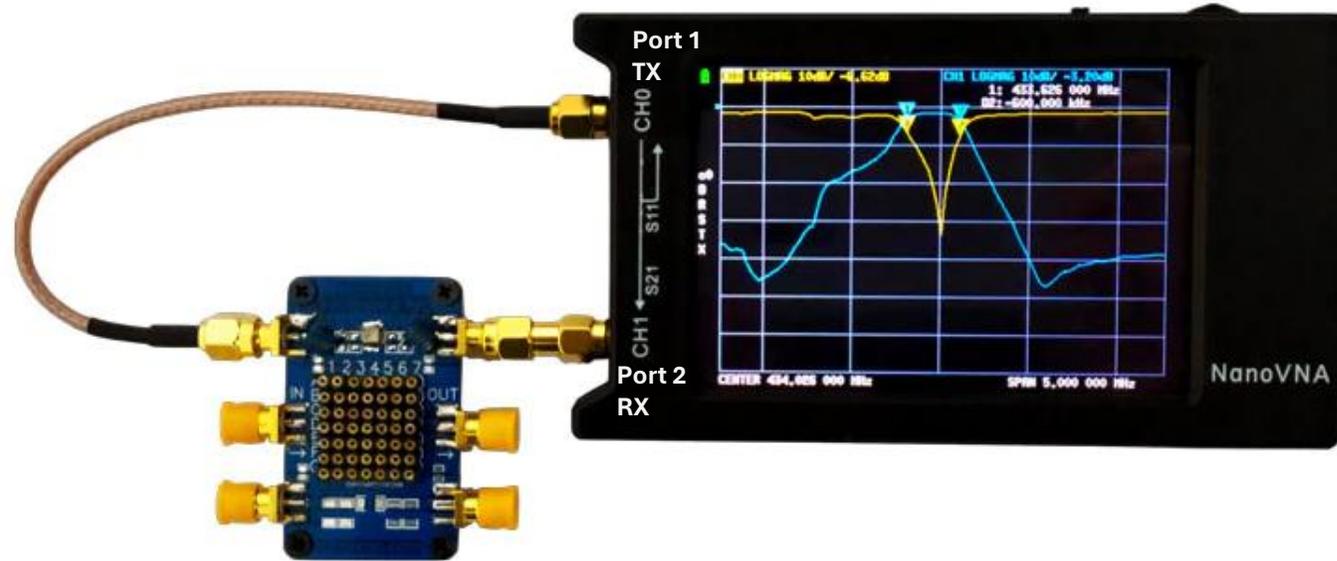
Testadapter für Bauteilmessungen



Adapter-Kit auf Online Plattformen um 7 €



Fixe Leiterbahn-Verbindungen des Adapters



BNC zu Schraubklemmen Adapter

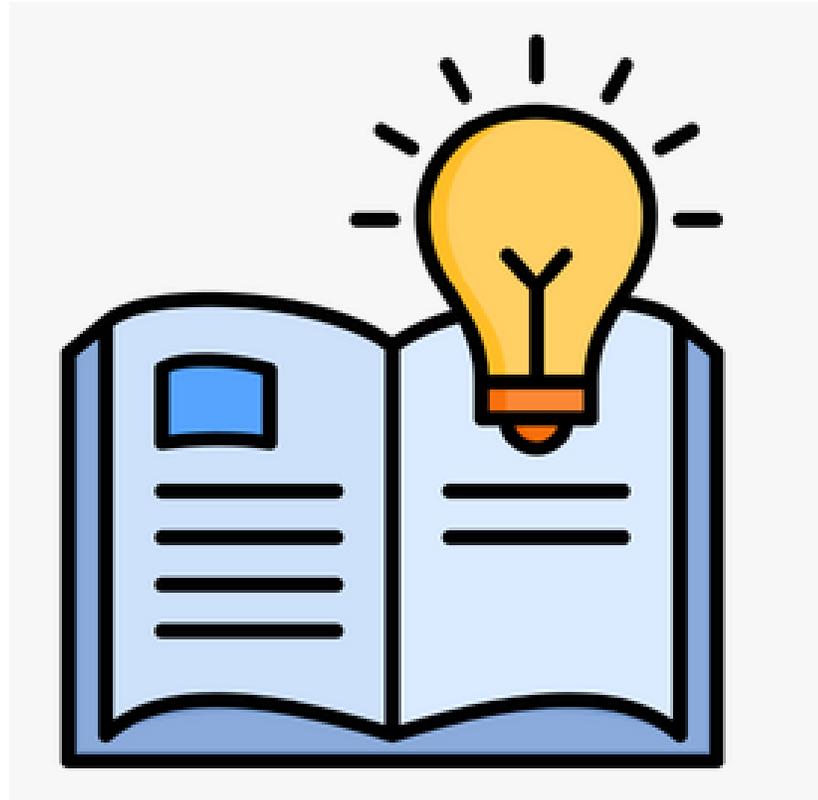


BNC-Bananenstecker Adapter mit Querloch zum Klemmen



Für Perfektionisten: Drehmomentschlüssel für SMA Steckverbinder; empfohlenes Drehmoment 0,5 Nm.

Noch kurz etwas Grundlagenwissen auffrischen



Wie war das noch mal mit der Impedanz Z ?



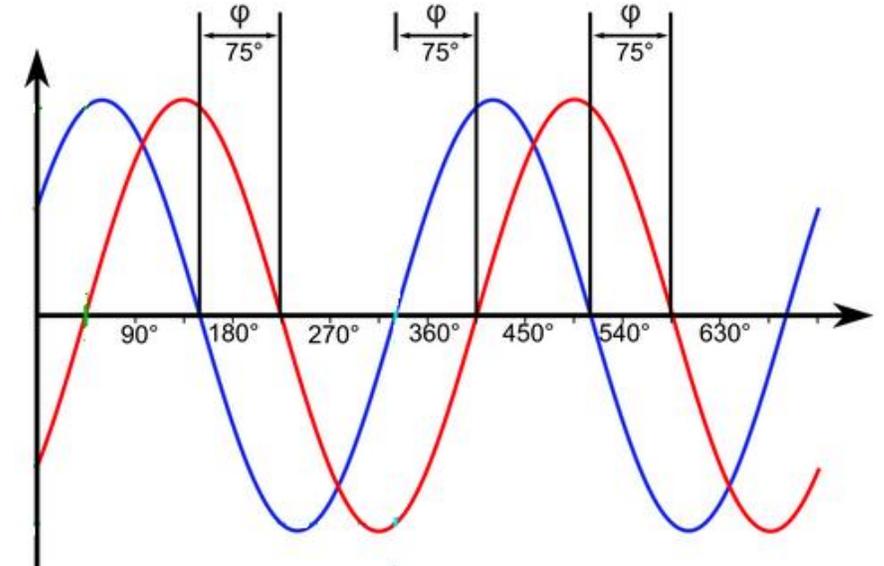
Bei Wechselstrom treten Wirk- und Blindwiderstände oft kombiniert auf – man nennt diese Kombination Impedanz.

- Wirkwiderstände R setzen Energie um: $P = U \times I$
- Blindwiderstände X speichern Energie vorübergehend, und geben sie wieder ab: $P = U \times I = 0$ (im Mittel)

So setzt sich zum Beispiel der Fußpunktwiderstand einer Antenne aus zwei unabhängigen Werten zusammen, dem Wirkwiderstand R, der strahlt, und dem Blindwiderstand X.

Spannungen und Ströme an einer Impedanz weisen zueinander eine zeitliche Verschiebung, einen „Phasenwinkel“ auf.

Bei einem reinen Wirkwiderstand beträgt die Phasenverschiebung 0° ; Strom und Spannung sind „in Phase“. Bei einem reinen Blindwiderstand besteht zwischen Strom und Spannung eine Phasenverschiebung von $\pm 90^\circ$.



Der Strom ist Bezugsgröße für die Phasenverschiebung:
Wenn φ größer als 0 ist, dann eilt die Spannung dem Strom voraus (induktiv).
Wenn φ kleiner als 0 ist, dann eilt der Strom der Spannung voraus (kapazitiv).

[Leifi Applet Strom-Spannung Phasenverschiebung](#)

Impedanz $Z = \text{Wirkwiderstand} + \text{Blindwiderstand}$

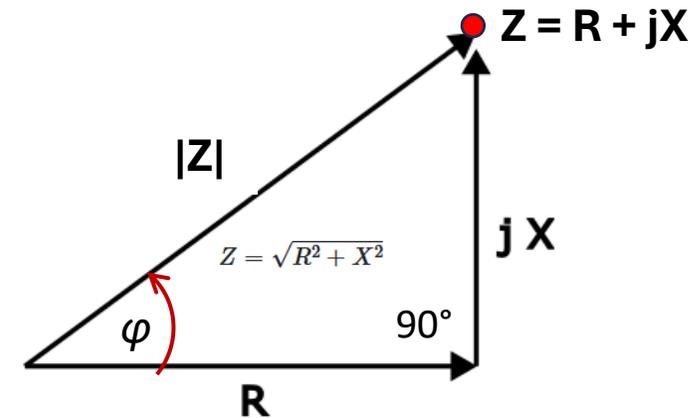


Die **Impedanz Z** (deutsch: Scheinwiderstand) in Ω ist der elektrische Widerstand im Wechselstromkreis, sie setzt sich aus einem realen Wirkwiderstand (R), und einem induktiven Blindwiderstand (X_L) und/oder einem kapazitiven Blind-Widerstand (X_C) zusammen. $Z = R + jX$

Blindwiderstände (Reaktanzen) X_L und X_C kennzeichnet man durch ein vorgestelltes j („j“ steht für imaginär).

Eine Zahl, die aus einem Realteil und einem Imaginärteil besteht, ist eine **komplexe Zahl**.

Die Impedanz wird in der Elektrotechnik oft geometrisch als Vektor (Zeiger) mit der Länge Z und dem Phasenwinkel φ dargestellt. (Polardarstellung)



Die Impedanz Z berechnet sich mit Hilfe des Satzes des Pythagoras:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Der Winkel φ in Grad lässt sich über den Tangens berechnen:

$$\arctan\left(\frac{X}{R}\right)$$

Polardarstellung:

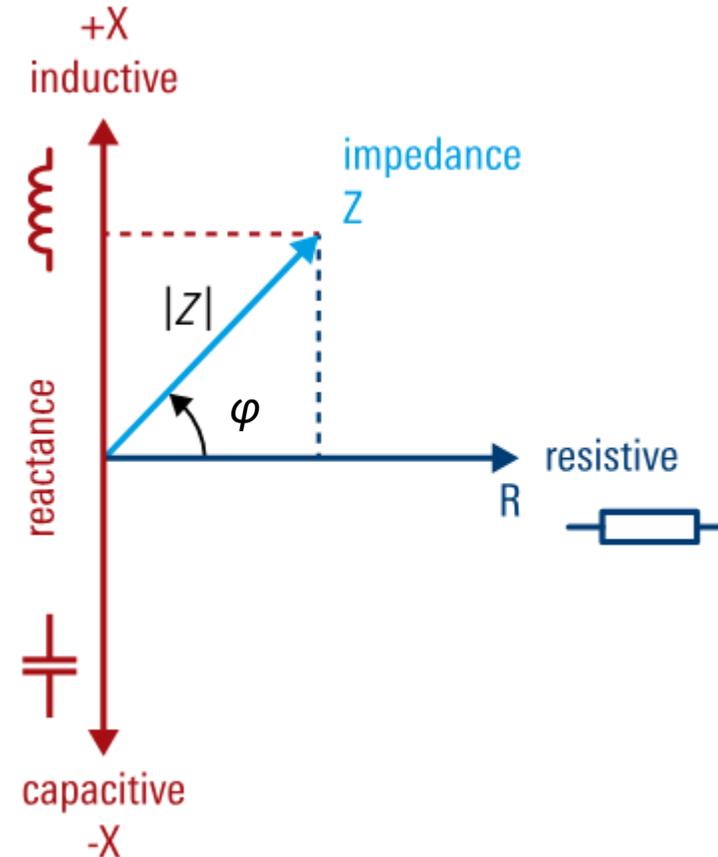
Die Länge des Zeigers Z der Impedanz $Z = R + jX$ ist der „Betrag der Impedanz“ $|Z|$ in Ω . Der Betrag von $|Z|$ zusammen mit dem Phasenwinkel φ ist der Impedanz-Vektor

Impedanz Z als vektorielle Größe – Betrag + Winkel



Die Messung des Vektors Z einer komplexen Impedanz $R + jX$ erfordert die Messung von Betrag und Phasenwinkel bei einer bestimmten Frequenz.

Ein Vektor-Netzwerk-Analyzer (VNA) ermittelt die Reflexions- und Transmissions-Eigenschaften von HF-Netzwerken frequenzabhängig nach Betrag und Phase.

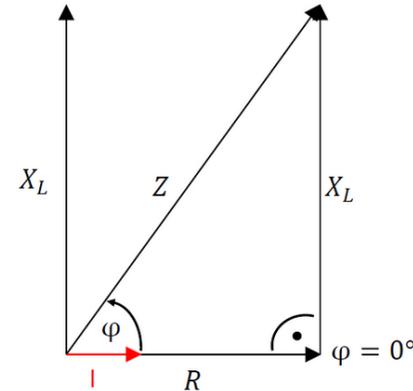
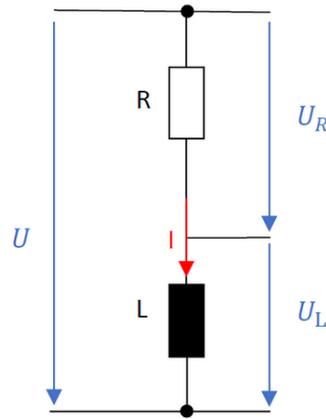


Ohmsche (reelle) Widerstandswerte werden im Impedanz-Diagramm auf der horizontalen Achse angetragen. Je nachdem ob der Blindwiderstand (Reaktanz) induktiv oder kapazitiv ist, zeigt der Zeiger des Blindwiderstandes jX rechtwinklig um 90° nach oben oder unten. Der Phasenwinkel φ stellt die Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom im Stromkreis dar.

Beispiele von Impedanzen

Beispiel einer Impedanz Z gebildet aus der Reihenschaltung aus einem Widerstand R und einer Spule mit dem induktiven Blindwiderstand X_L

$$Z = R + jX_L$$



Spannungs- und Widerstands-dreieck

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$$

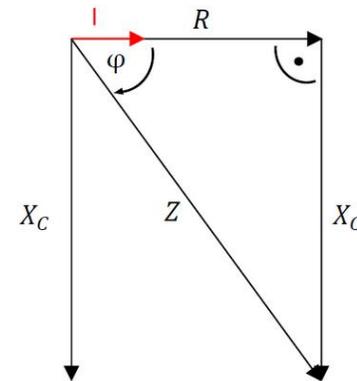
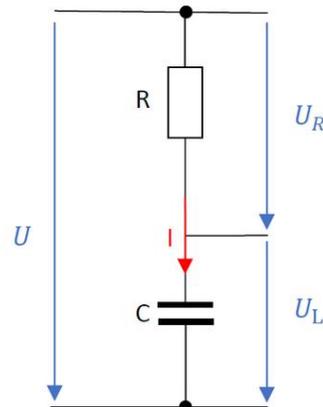
$$\tan\varphi = \frac{U_L}{U_R}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$\tan\varphi = \frac{X_L}{R}$$

Beispiel einer Impedanz Z gebildet aus der Reihenschaltung aus einem Widerstand R und einem Kondensator mit dem Blindwiderstand $-X_C$

$$Z = R + jX_C \quad (\text{wobei der Wert von } X_C \text{ negativ ist})$$



Spannungs- und Widerstands-dreieck

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$$

$$U = Z \cdot I$$

$$U_R = R \cdot I$$

$$U_C = X_C \cdot I$$

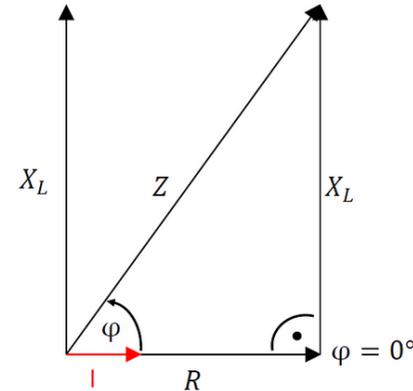
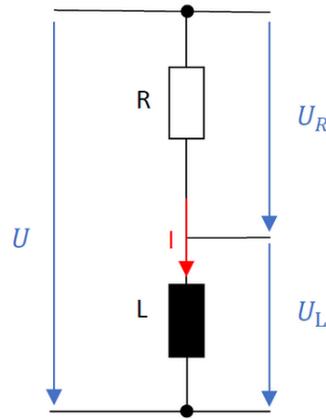
$$Z \cdot I = \sqrt{(R \cdot I)^2 + (X_C \cdot I)^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Beispiele von Impedanzen

Beispiel einer Impedanz Z gebildet aus der Reihenschaltung aus einem Widerstand R und einer Spule mit dem induktiven Blindwiderstand X_L

$$Z = R + jX_L$$



Spannungs- und Widerstands-dreieck

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$$

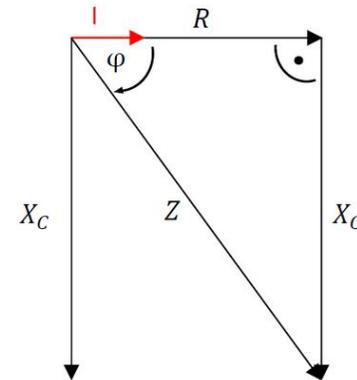
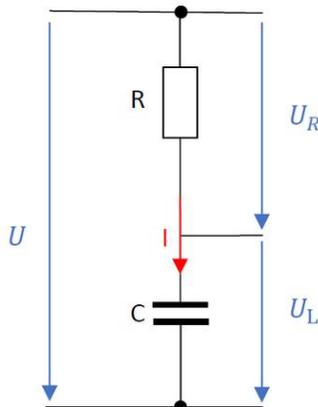
$$\tan\varphi = \frac{U_L}{U_R}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$\tan\varphi = \frac{X_L}{R}$$

Beispiel einer Impedanz Z gebildet aus der Reihenschaltung aus einem Widerstand R und einem Kondensator mit dem Blindwiderstand $-X_C$

$$Z = R + jX_C \quad (\text{wobei der Wert von } X_C \text{ negativ ist})$$



Spannungs- und Widerstands-dreieck

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$$

$$U = Z \cdot I$$

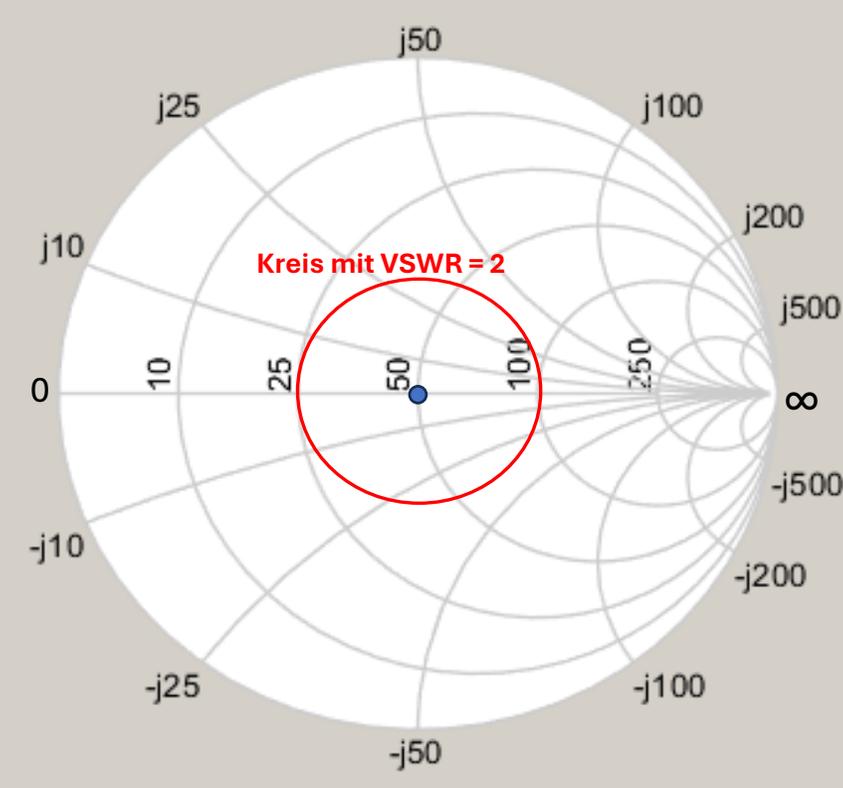
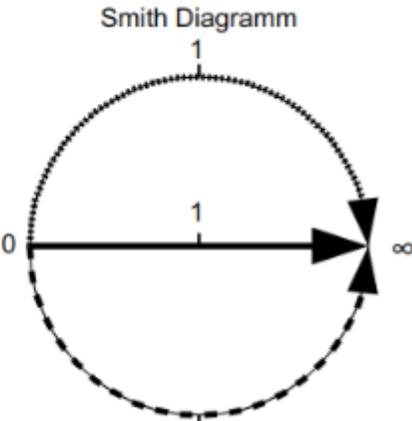
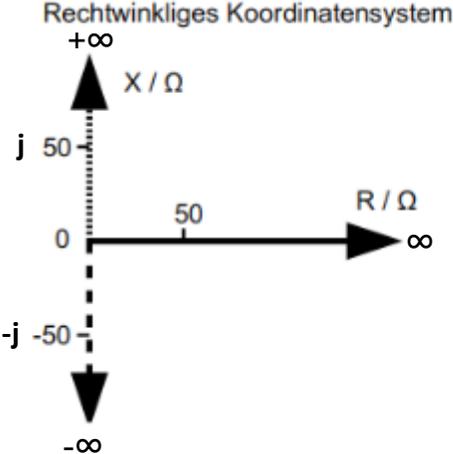
$$U_R = R \cdot I$$

$$U_C = X_C \cdot I$$

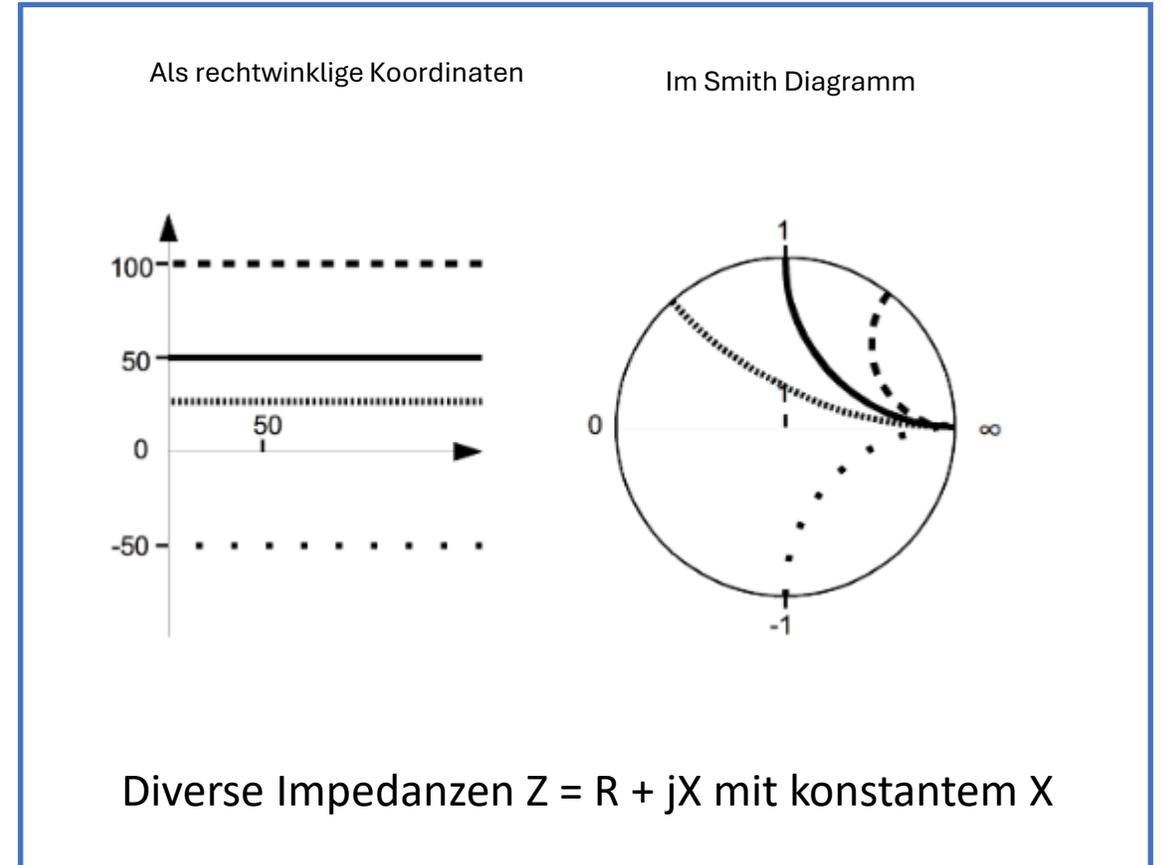
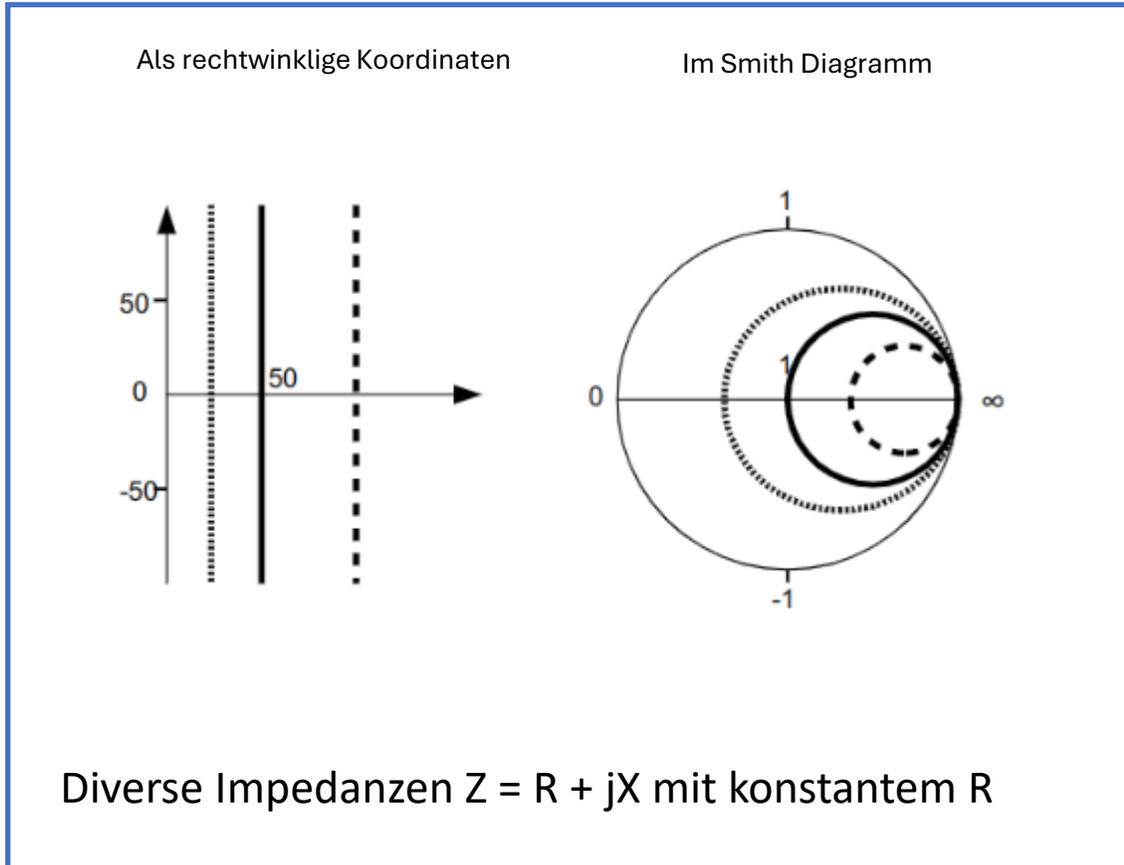
$$Z \cdot I = \sqrt{(R \cdot I)^2 + (X_C \cdot I)^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Smith Diagramm



Impedanzen im Smith Diagramm



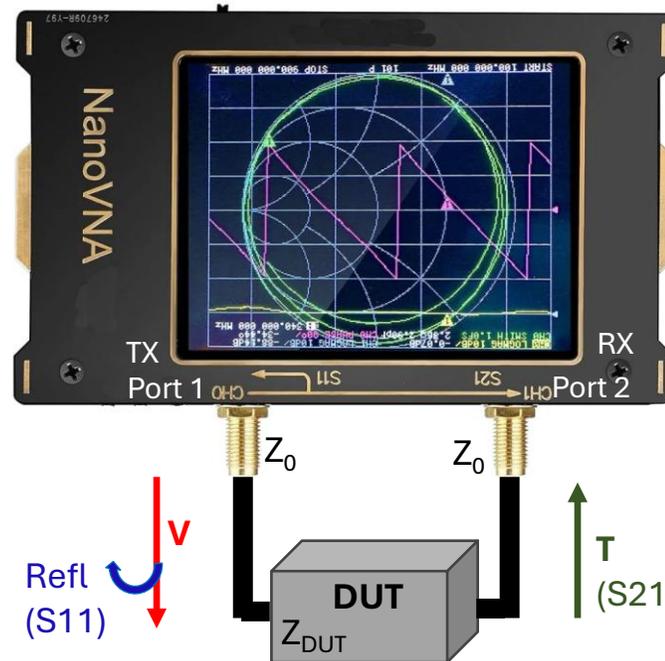
VNA messen S-Parameter

Der TX-Ausgang Port 1 mit einer System-Impedanz Z_0 (50 Ω) sendet als Stimulus eine **Vorlaufende** (incident) Welle von bekannter Frequenz und Amplitude zum Messobjekt (DUT).

Vom DUT wird bei Fehlanpassung ($Z_{DUT} \neq Z_0$) ein Teil als **rücklaufende Welle Refl** vom Port (1) reflektiert und detektiert. Die reflektierte Welle hat - abhängig von der Fehlanpassung - eine Größen- und eine Phasendifferenz zur vorlaufenden Welle **V**.

Der Messwert ist als S-Parameter:
S11 - Eingangs-Reflexionsfaktor Γ (Gamma)

$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

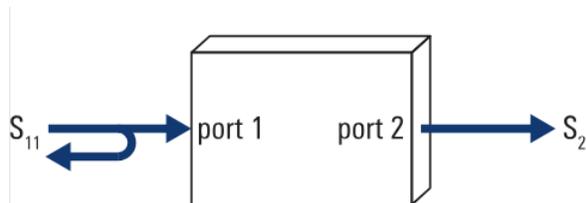


Der RX Port 2 hat eine Eingangs-impedanz Z_0 (50 Ω).

Der Wert für die **Transmission T** (Übertragung) ergibt sich aus dem Verhältnis von Betrag und Phasendifferenz zwischen dem resultierenden Signal **T** am RX Port im Verhältnis zum Stimulus-Referenz Signal **V**.

Der Messwert ist als S-Parameter:
S21 - Vorwärts-Transmissionsfaktor

$$S_{21} = \frac{2Z}{Z_0 + 2Z}$$

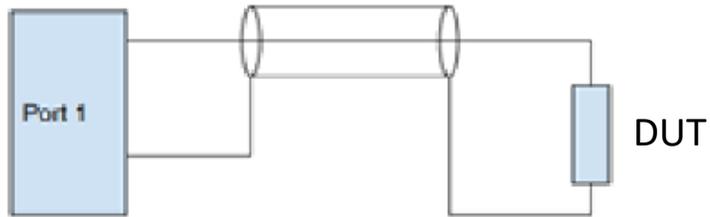


Wenn die Energie durch Tor 1 eintritt und aus Tor 1 austritt, heißt der entsprechende S-Parameter S11.

Wenn die Energie durch Tor 1 eintritt und aus Tor 2 austritt, heißt der entsprechende S-Parameter S21.

S-Parameter enthalten Betrag und Phasenwinkel und sind komplexe Zahlen (real und imaginär Teil)

VNA Konfigurationen für die Impedanzmessung

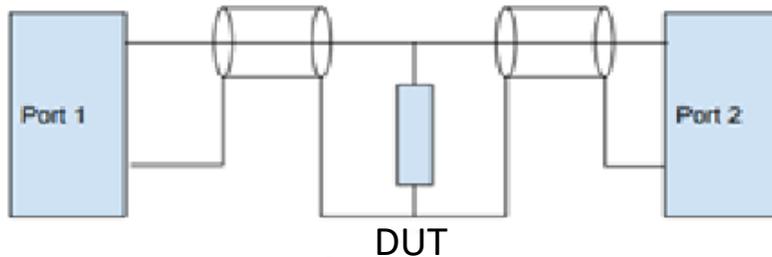


Shunt Measurement

One-Port Messung
nur S11

$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

$$Z = \frac{Z_0(1 + S_{11})}{1 - S_{11}}$$

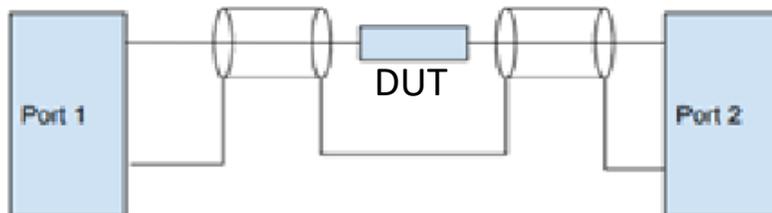


Shunt-Thru Measurement

2-Port Messung
S11 und S21

$$S_{21} = \frac{2Z}{Z_0 + 2Z}$$

$$Z = \frac{Z_0 \cdot S_{21}}{2(1 - S_{21})}$$



Series Measurement

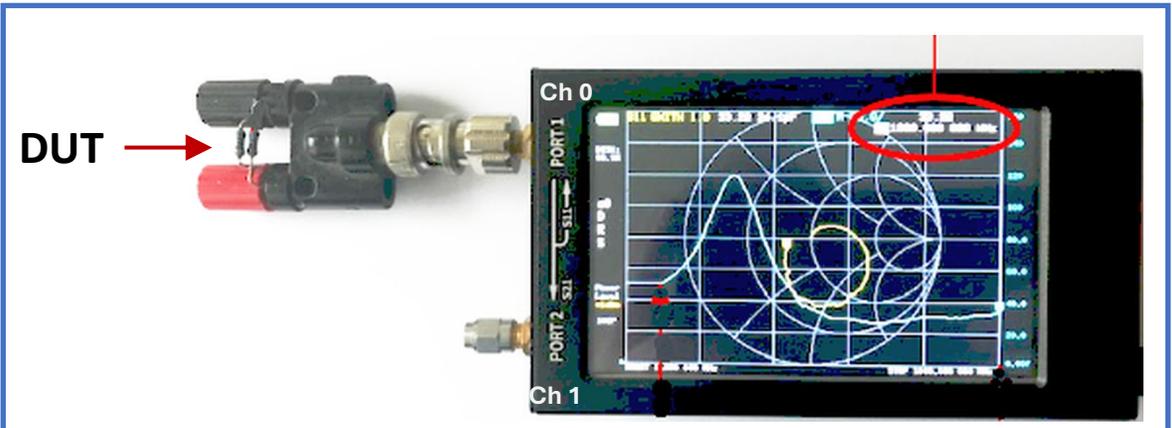
2-Port Messung
S11 und S21

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z}$$

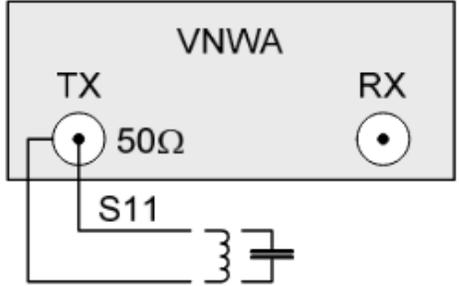
$$Z = \frac{2(Z_0 - S_{21})}{S_{21}}$$

*S-Parameter können in Impedanz-Parameter umgerechnet werden.
 Z_0 ist die Systemimpedanz (50 Ω)
 Z ist die zu messende Impedanz*

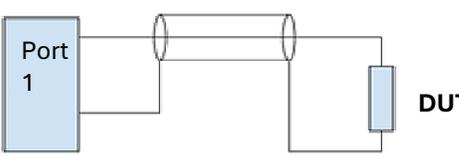
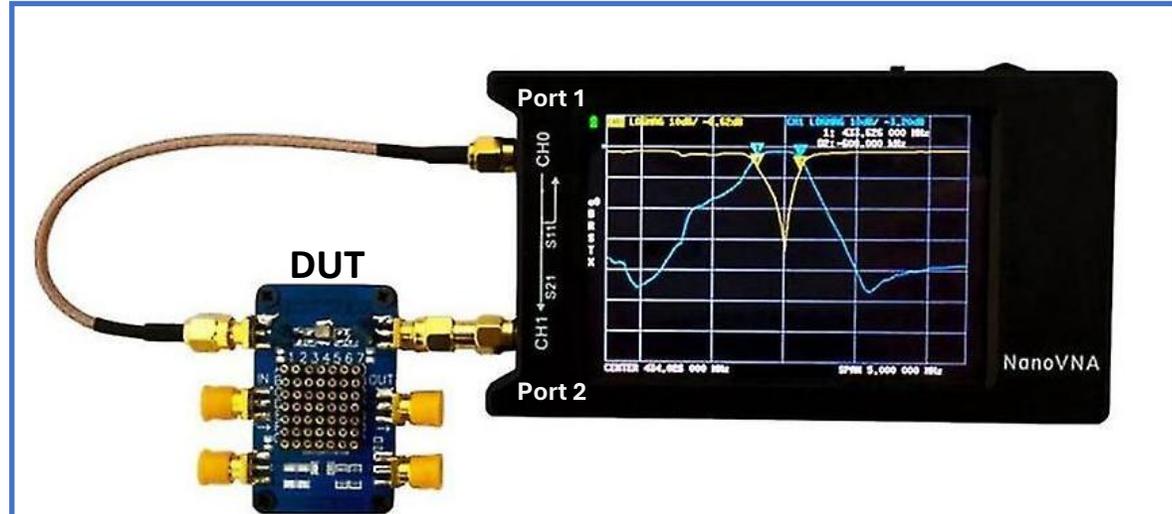
Shunt Messung (s11) – Serien-Messung (s11, s21)



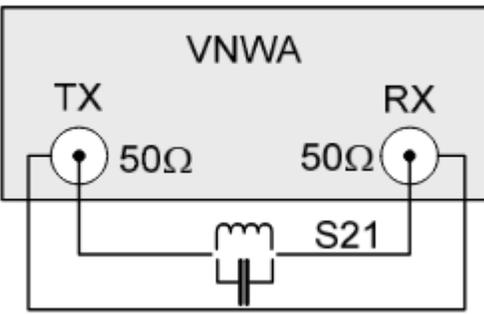
one-Port Messung



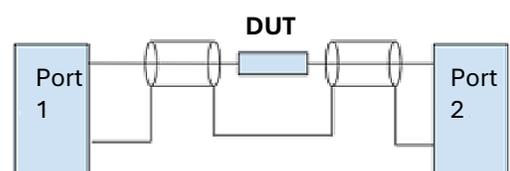
Shunt Konfig. nur Reflexion (s11)
DUT zwischen Port 1 und Masse

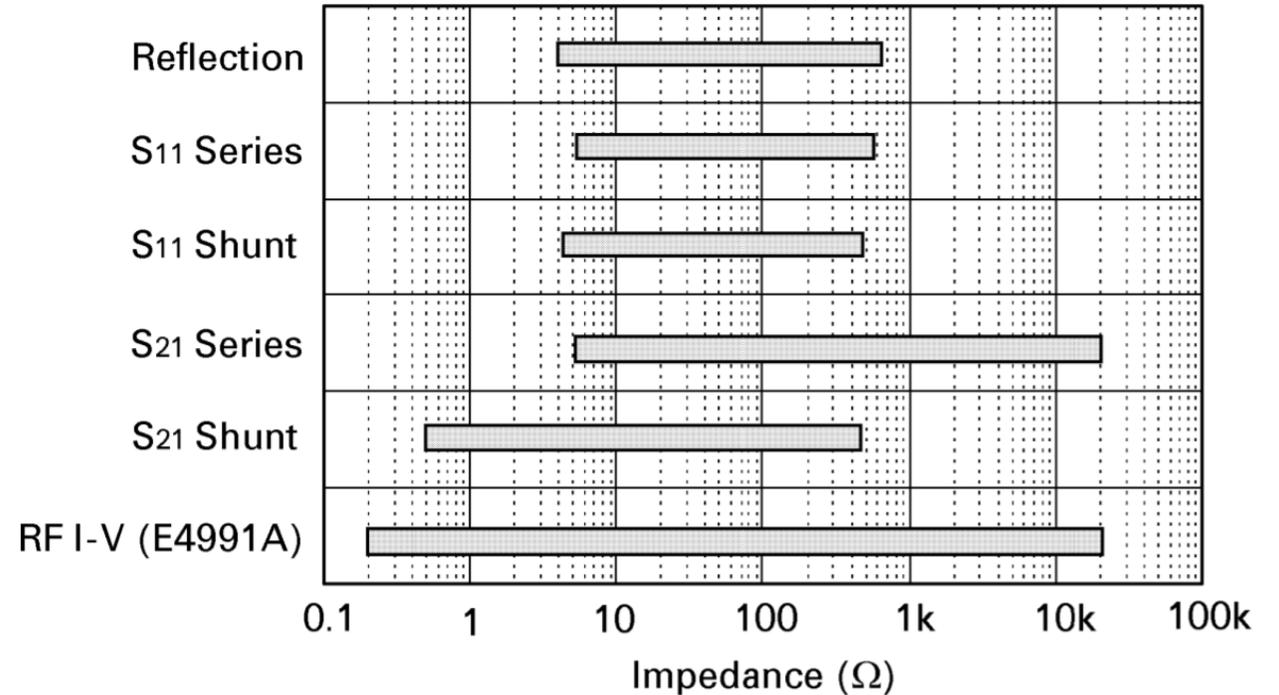
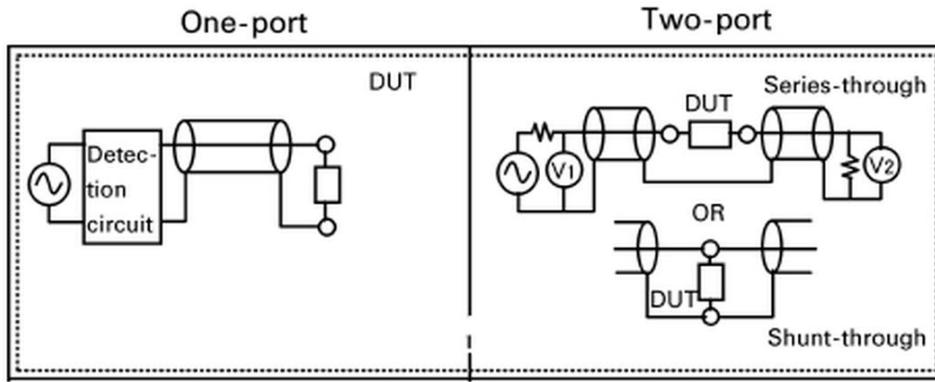
two-Port Messung



Serien - Konfig.
Transmission (s21)
und Reflexion (s11)
DUT in Serie zwischen Port 1
(TX) und Port 2 (RX)



Welche Mess-Methode für welchen Impedanzbereich



Quelle: "Advanced impedance measurement capability of the RF I-V method compared to the network analysis Method"
Agilent Application Note AN1369-2

RF I-V ist eine HF-Strom-Spannungs Messmethode, wie sie in dedizierten HF-Impedanzanalytoren (E4991A) verwendet wird. Der E4991A bietet eine hohe Genauigkeit über einen weiten Impedanzbereich von Milliohm ($m\Omega$) bis Megaohm ($M\Omega$)

Der scheinbare Widerspruch zwischen Theorie und Praxis R – L – C im wirklichen Leben

..bei Wechselstrom ist alles ein wenig „komplexer“

Wenn die Spule zum Kondensator mutiert und Widerstand zwecklos ist.

ideale Bauelemente R – L – C aus dem Lehrbuch



Symbole:



USA ANSI



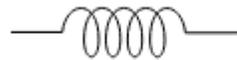
IEC 60617



IEC 60617
internationale Norm



DIN veraltet



USA ANSI



R (Widerstand): Begrenzt den Stromfluss, dissipiert Energie in Wärme. Strom „I“ und Spannung „U“ sind „in Phase“.

Formelzeichen: R
Einheit Widerstand: Ω [Ohm]
 $R = U / I$

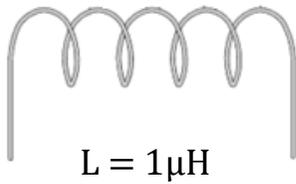
L (Induktivität/Spule): Speichert Energie in einem Magnetfeld. Die Spannung eilt dem Strom um 90° voraus.

Formelzeichen: L
Einheit Induktivität: H [Henry]

C (Kapazität/Kondensator): Speichert Energie in einem elektrischen Feld. Die Spannung eilt dem Strom um 90° hinterher.

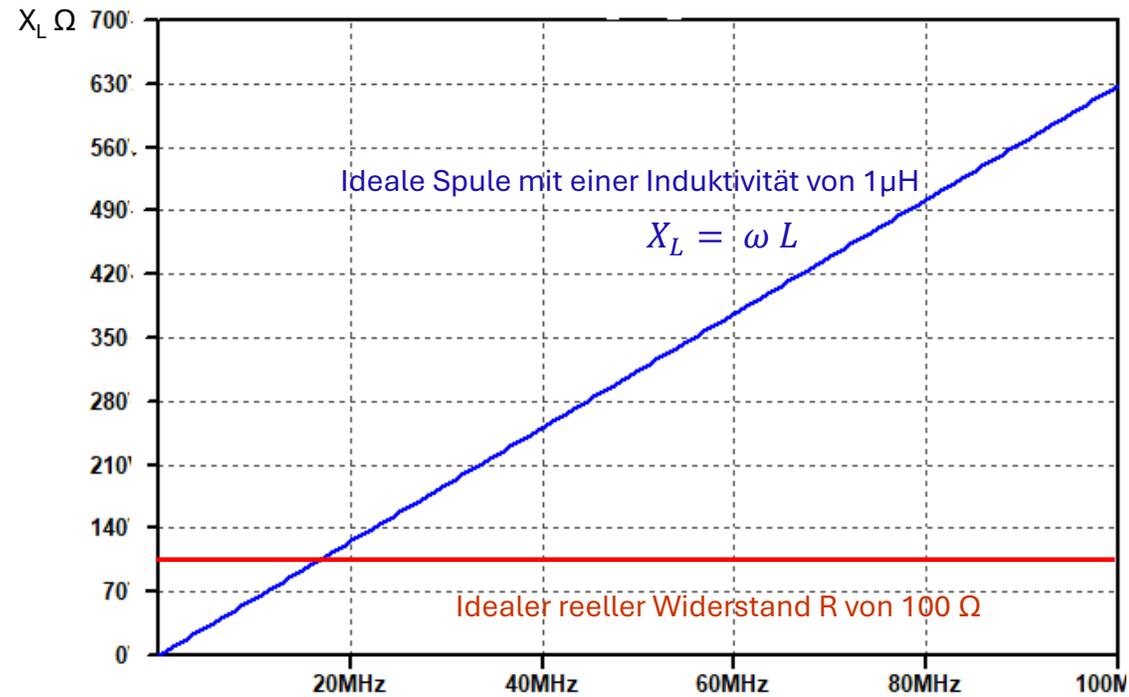
Formelzeichen: C
Einheit Kapazität: F [Farad]

Induktiver Widerstand X_L einer idealen Spule



$$X_L = \underbrace{2 \times \pi \times f}_{\omega} \times L$$

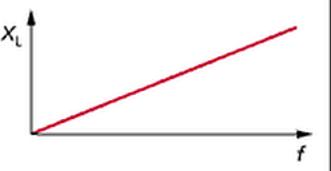
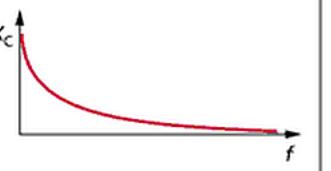
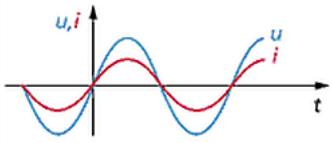
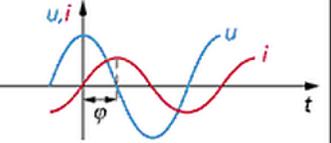
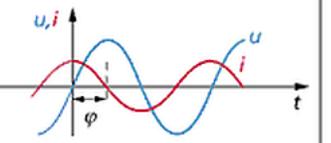
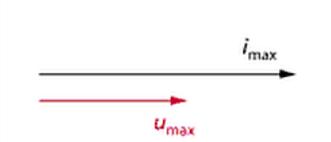
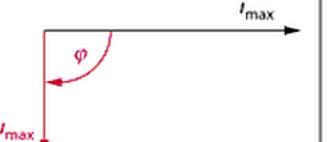
$$X_L = \omega L$$



$R = 100\ \Omega$



Wechselstromwiderstand von idealen R – L - C

ohmscher Widerstand	induktiver Widerstand	kapazitiver Widerstand
$R = \frac{U}{I}$	$X_L = \frac{U}{I}$ (R vernachlässigbar)	$X_C = \frac{U}{I}$
metallischer Leiter: $R = \rho \cdot \frac{l}{A}$ (bei $\vartheta = \text{konstant}$)	Spule: $X_L = \omega \cdot L$	Kondensator: $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$
 <p>R ist unabhängig von f.</p>	 <p>$X_L \sim f$</p>	 <p>$X_C \sim \frac{1}{f}$</p>
Zwischen Spannung und Stromstärke tritt <i>keine</i> Phasenverschiebung auf: $\varphi = 0$	Die Spannung eilt der Stromstärke um $\frac{\pi}{2}$ voraus: $\varphi = +\frac{\pi}{2}$ (+90°)	Die Stromstärke eilt der Spannung um $\frac{\pi}{2}$ voraus: $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ (-90°)
		
		

$$\omega = 2 \times \pi \times f$$

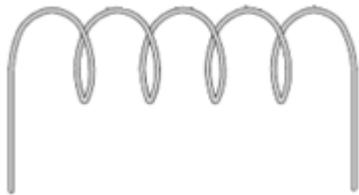
Die reale Spule

Scheinbarer Widerspruch zwischen Theorie und praktischer Realität, wenn Verluste und parasitäre Effekte der Bauelemente unberücksichtigt bleiben.

Besonders augenfällig wird dies bei Induktivitäten und induktiven Bauelementen, weil hier Wicklungskapazitäten, Spulengüte und Kern-Eigenschaften mit zunehmender Frequenz an Einfluss gewinnen.

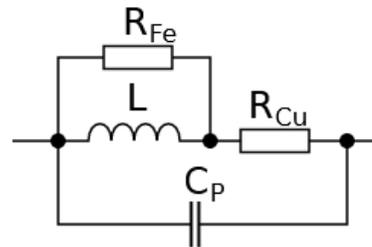
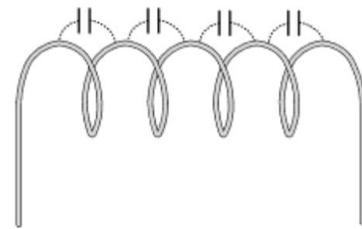


ideale Spule



$$X_L = \omega L$$

reale Spule



Ersatzschaltbild einer realen Spule

L ist die Induktivität der Spule

R_{Fe} ist der Verlustwiderstand im Ferrit/Eisenkern

R_{Cu} ist der Widerstand des Wicklungsdrahtes, (frequenzabhängig wegen Skin Effekt)

C_p ist die Eigenkapazität der Wicklung

Die Güte Q einer Spule ist das Verhältnis ihres induktiven Widerstandes zu ihrem Gesamt-Verlustwiderstand:

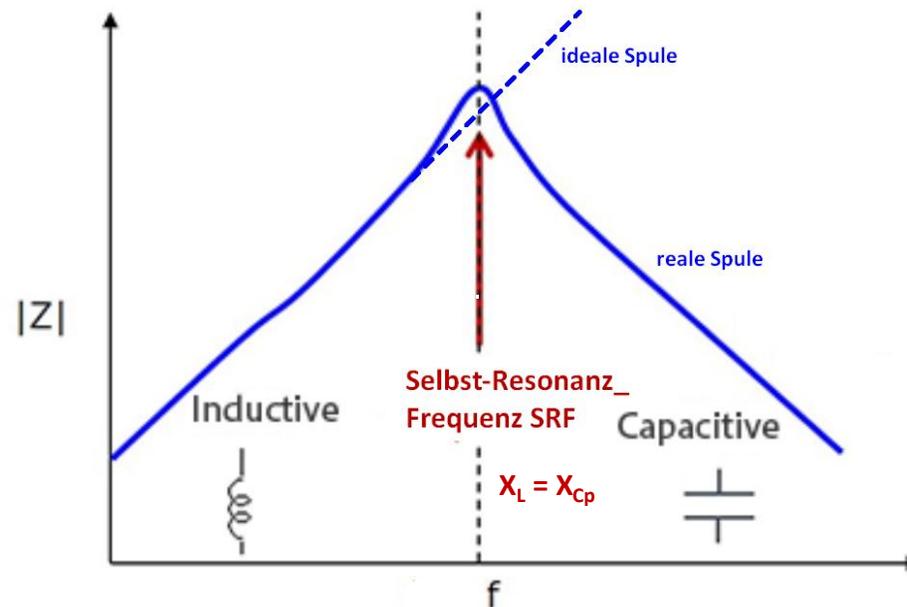
$$Q = \frac{X_L}{R_L}$$

Selbst-Resonanz Frequenz (SRF)

Die Induktivität einer Spule bildet mit ihrer Wicklungskapazität einen Schwingkreis. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises aus L und Cp (bei $X_L = X_{Cp}$) ist die SRF (Selbst-Resonanz-Frequenz) der Spule.

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_p}}$$

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_p}}$$



$$X_L = 2\pi f L$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_p}}$$

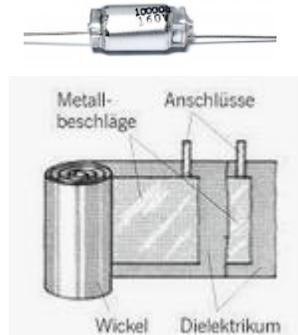
$$Q = \frac{X_L}{R_{Cu}}$$

Oberhalb der Selbst-Resonanzfrequenz wirkt die Spule nicht mehr als Induktivität, sondern als verlustbehaftete Kapazität. Die Wicklungskapazität überbrückt zunehmend die Induktivität.

Der reale Kondensator - SRF



Jeder Kondensator hat unerwünschte parasitäre Effekte, die die Nenn-Kapazität negativ beeinflussen. Insbesondere die parasitäre Induktivität L_{ESL} zusammen mit dem ohmschen Verlustwiderstand R_{ESR} ergibt einen komplexen frequenzabhängigen Scheinwiderstand Z . Die parasitären Effekte sind je nach Kondensatortyp und Bauform unterschiedlich stark ausgeprägt.



$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

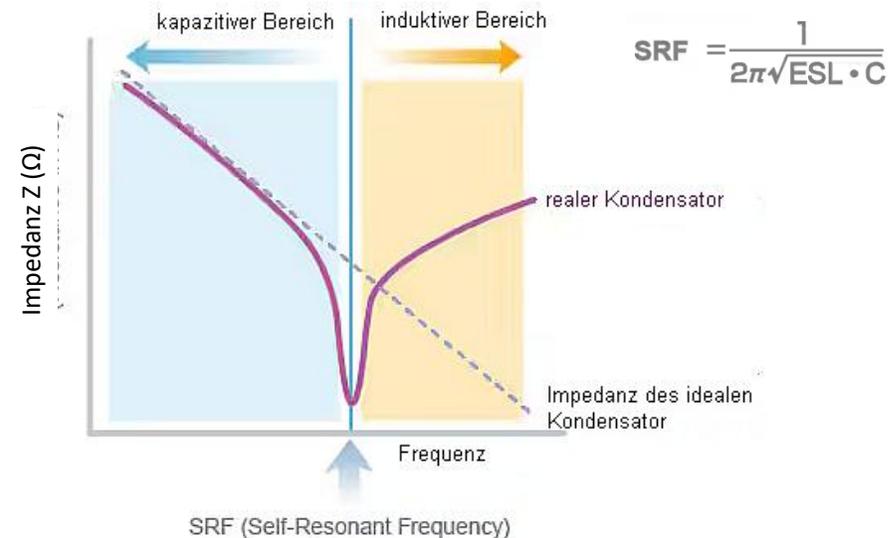
Ersatzschaltbild eines realen Kondensators

C ist die Kapazität des Kondensators

L_{ESL} (engl. Equivalent Series Inductivity L)
Induktivität von Anschlüssen und Kondensatorwickel

R_{ESR} (engl. Equivalent Series Resistance)
Widerstände von Anschlussdrähten, Kontakten, Plattenbelägen und der Dielektrischen Verluste sind im R_{ESR} zusammengefasst

Die Kapazität C eines Kondensators bildet mit seiner parasitären Induktivität L_{ESL} einen Serien-Schwingkreis. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises aus C und L_{ESL} ist die SRF (Selbst-Resonanz-Frequenz) des Kondensators. Oberhalb der Selbst-Resonanzfrequenz wirkt der Kondensator nur noch wie eine Induktivität.

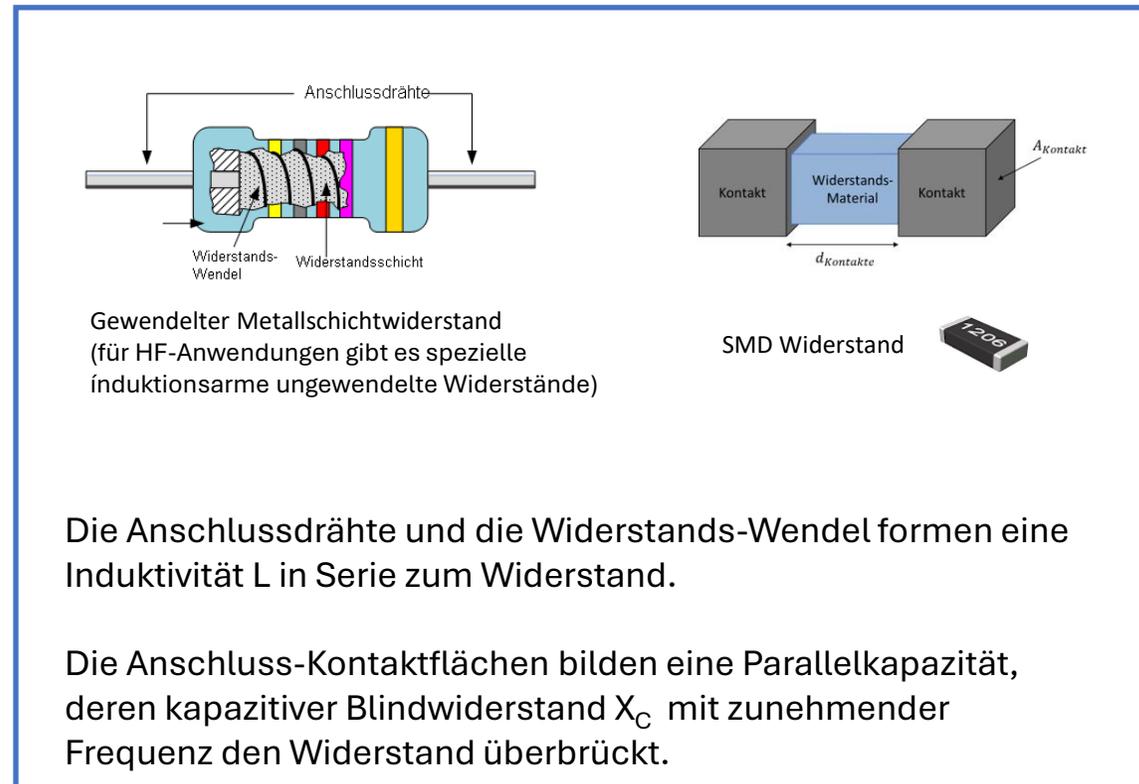
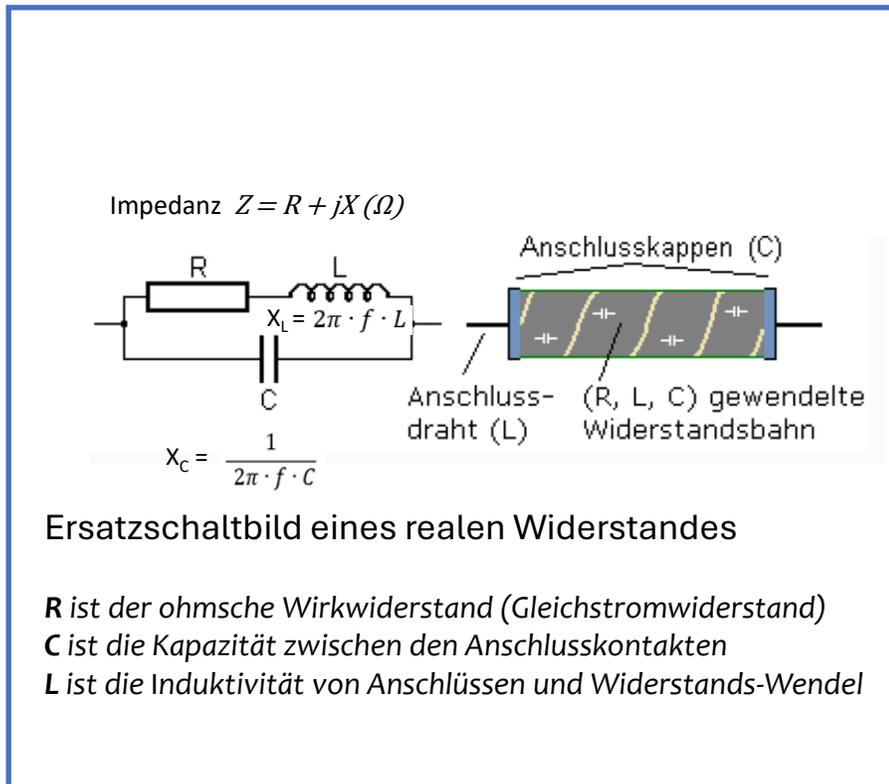


Die Impedanz in Ω bei der SRF ist reell und entspricht dem Verlustwiderstand R_{ESR}

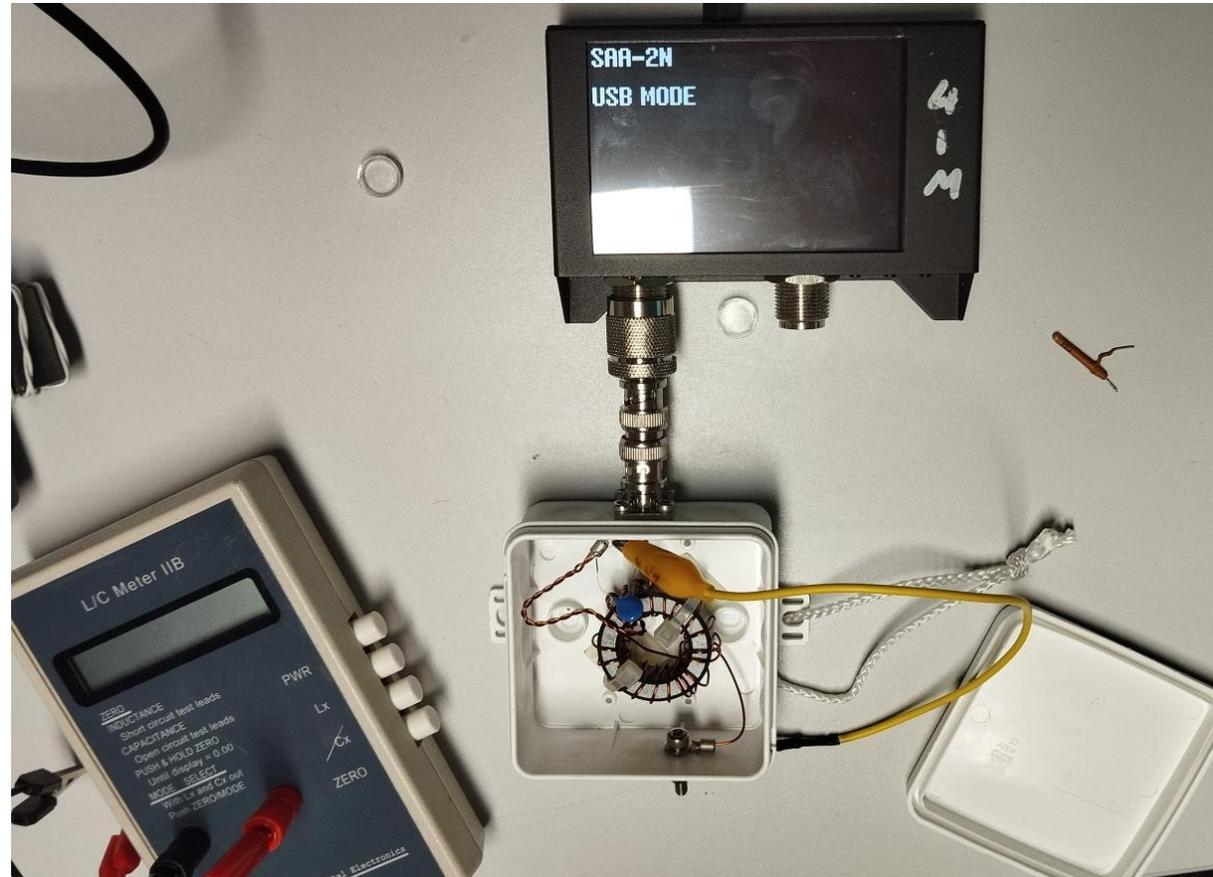
Der reale Widerstand



Auch ein ohmscher Widerstand als Bauelement zeigt an Wechselstrom bei hohen Frequenzen unerwünschte parasitäre Effekte, die den Widerstandswert beeinflussen. Der ohmsche Widerstand zusammen mit der parasitären Induktivität L und der Kapazität C ergibt einen komplexen frequenzabhängigen Scheinwiderstand Z (Impedanz).



praktische Übungen: R - L - C mit dem NanoVNA messen



Wat is ne Transformator?

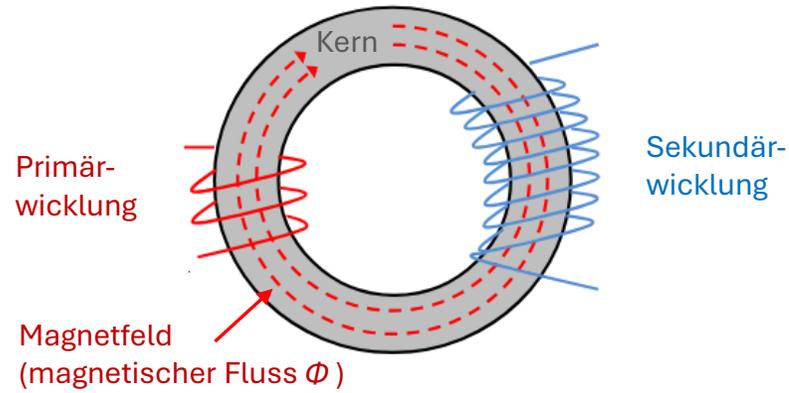


Da stelle mer uns mal janz dumm...

Begrifflichkeit: Transformator oder Übertrager ?

- Der Begriff Übertrager wird häufig für ein Bauelement zur »Übertragung« und Impedanz-Anpassung von Signalen verwendet.
- Ein Transformator wird üblicherweise im Zusammenhang mit der Übertragung von Energie, Spannung und Strom genannt.
- Beide Bauelemente sind » gekoppelte Induktivitäten « und gehorchen den gleichen physikalischen Gesetzmäßigkeiten.
- Deren Parameter und praktische Ausführung werden jedoch unterschiedlich optimiert. (z.B. Transformatoren für HF-Anwendungen)
- Im Folgenden wird daher nur der Begriff »**Transformator**« oder verkürzt »**Trafo**« verwendet.

Transformator Basics



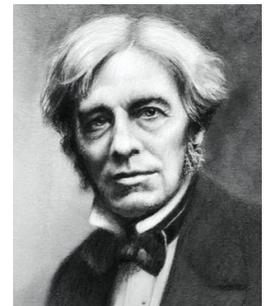
Ein Wechselstrom, der durch die Primärwicklung fließt, erzeugt im Trafokern ein Magnetfeld, das die Sekundärwicklung durchdringt und in ihr eine Spannung erzeugt. Das nennt man **Induktion**.



Schließt man eine Last an die Sekundärwicklung, fließt ein Wechselstrom, der durch die induzierte Spannung erzeugt wird.

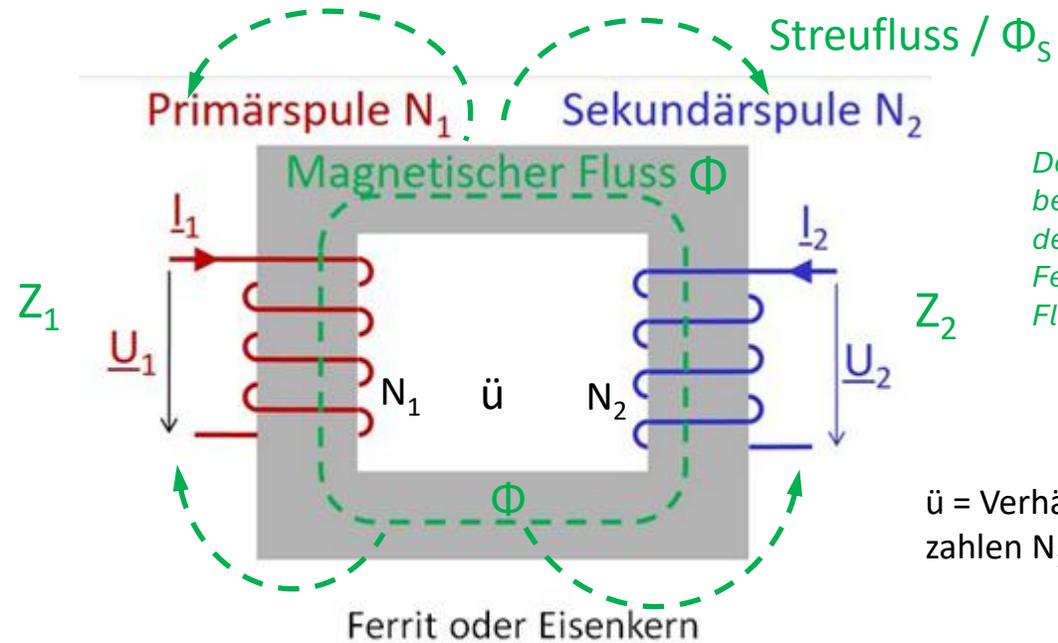
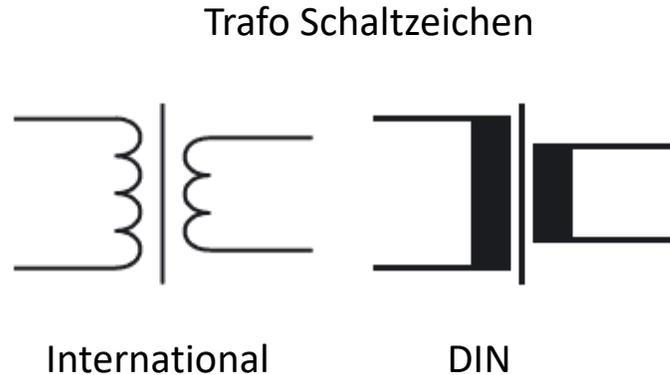
Transformatoren werden in der Funktechnik benutzt zur:

- Impedanzanpassung - Trafos transformieren Impedanzen
- Spannungs / Strom Übertragung – Trafos transformieren Spannungen und Ströme
- galvanischen Trennung zwischen Schaltkreisen
- Als Symmetrierglied (BalUn) an der Schnittstelle zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Schaltkreisen (Balanced-Unbalanced)



Michael Faraday

Funktionsprinzip des (idealen) Transformators



Der magnetische Fluss Φ bezeichnet die Gesamtzahl der magnetischen Feldlinien, die durch eine Fläche A treten.

\ddot{u} = Verhältnis der Windungszahlen N_1 und N_2 .

- Beim Trafo erfolgt die Energieübertragung von Wechselströmen über den magnetischen Fluss Φ (Phi), durch Induktion. Beim idealen Trafo werden alle Feldlinien der Primärspule von den Windungen der Sekundärspule umschlossen. Es existiert kein Streufloss.
- Beim idealen Trafo entspricht das Verhältnis der Spannungen U dem Verhältnis „ \ddot{u} “ der Windungszahlen
- Beim idealen Trafo verhalten sich die Ströme I umgekehrt zu den Windungszahlen der Wicklungen.
- Der ideale Trafo überträgt Impedanzen Z mit dem Quadrat des Windungsverhältnisses.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{u}$$

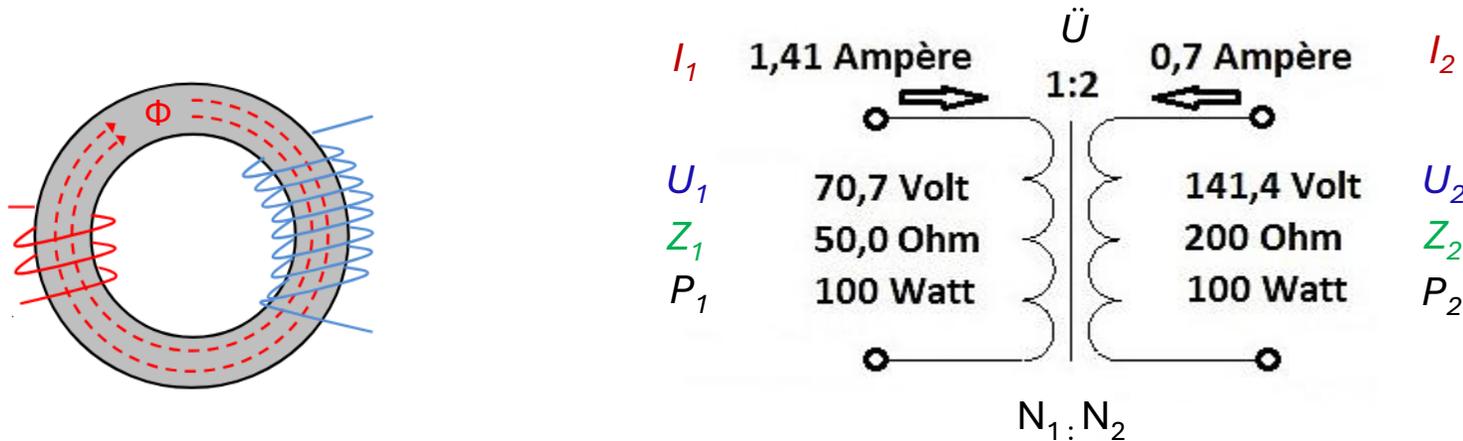
$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

$$\ddot{u}^2 = \frac{Z_1}{Z_2}$$

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Beispiel, HF-Trafo mit Windungsverhältnis 1 : 2

Sendeleistung $P = 100 \text{ W}$ an 50Ω

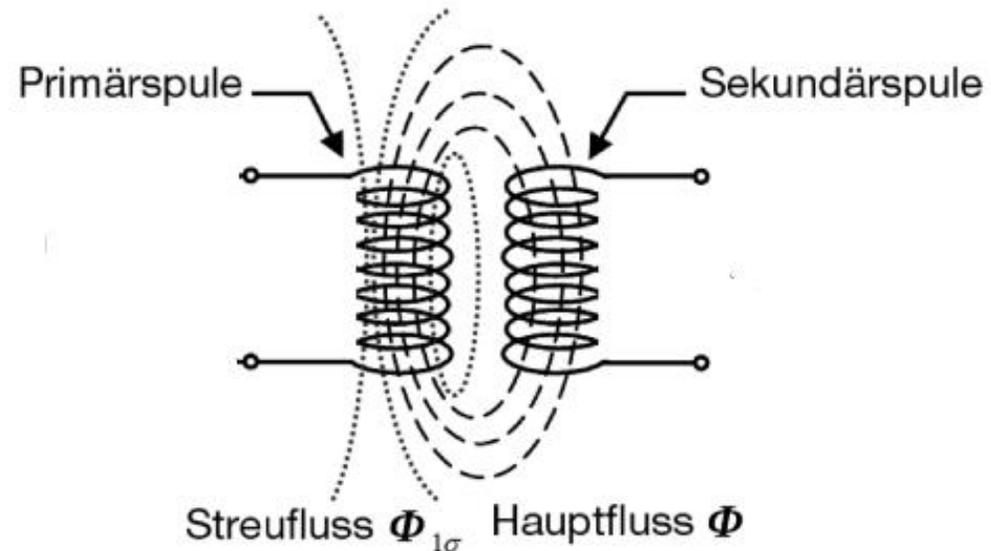


Bei einem Windungsverhältnis N_1 zu N_2 von 1:2 wird die Sekundär-Spannung verdoppelt und der Strom halbiert. Dies führt folglich zu einer Impedanz-Transformation von $Z = 1 : 4$.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \dot{U}$$

$$\dot{U} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

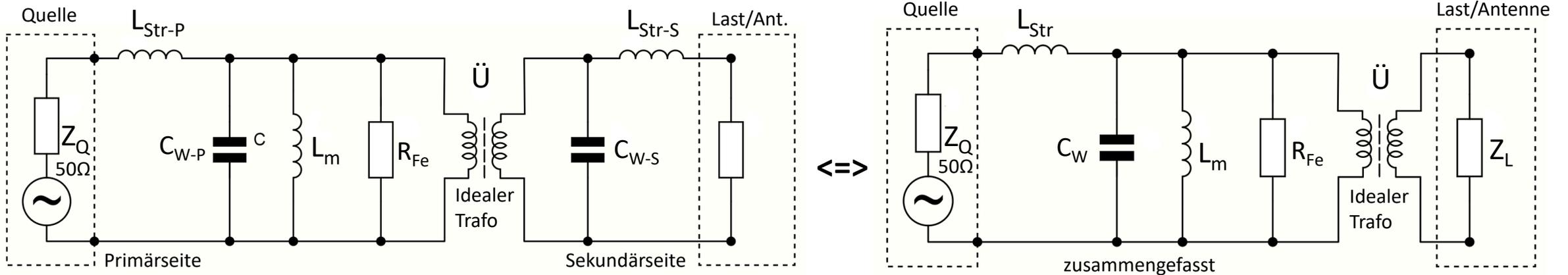
realer Transformator - Streuung



In einem realen Transformator durchsetzt nicht der gesamte von einer Wicklung hervorgerufene magnetische Fluss auch die andere Wicklung. Ein Teil verläuft durch den Raum drumherum, man nennt das **Streuung**.

Der **Koppelfaktor** „k“ zweier Spulen ist das Maß dafür, wie viel des magnetischen Flusses einer Spule von der zweiten Spule erfaßt wird. Der Wert bewegt sich zwischen $0 < k < 1$. Bei einem HF-Trafo auf einem Kern werden geringe Streuung und ein hoher Koppelfaktor angestrebt. Beim idealen Trafo ist $k=1$.

realer HF-Transformator - vereinfachtes Ersatzschaltbild



Im Ersatzschaltbild werden die für das reale Verhalten verantwortlichen Elemente durch Komponenten mit bekannten Eigenschaften nachgebildet. Die Übertragungs-Eigenschaften des idealen Trafo werden durch die realen Effekte ergänzt.

Z = Quell- bzw. Lastimpedanz ($R + jX$)

C_W = Wicklungskapazität (XC)

R_{Fe} = Verlustwiderstand im Ferritkern (Ω)

L_{Str} = Streuinduktivität (XL)

L_m = Magnetisierungsinduktivität, die im Trafo-Kern den magnetischen Fluss Φ erzeugt.

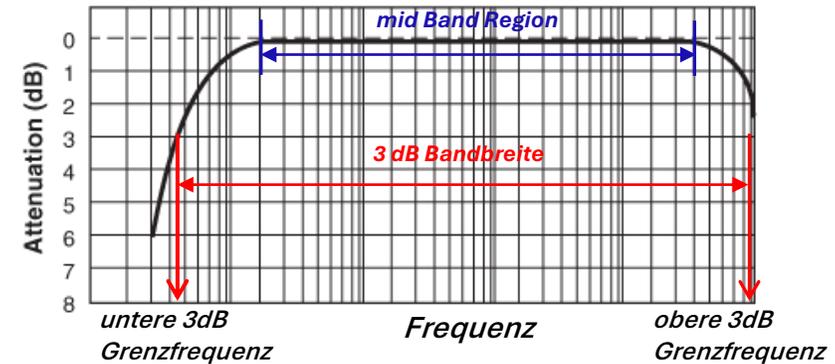
* Zur Vereinfachung wurde der Kupferwiderstand der Wicklungsdrähte im Ersatzschaltbild nicht berücksichtigt. Eine parasitäre Kapazität zwischen der Primär und der Sekundär-Wicklung bleibt ebenfalls unberücksichtigt.

- Wegen der Streuinduktivität, der Wicklungskapazität und den frequenz- und temperaturabhängigen Ferriteigenschaften hat ein realer Trafo eine untere und eine obere Grenzfrequenz. Dazwischen liegt seine Nutzbandbreite.
- Die Streuinduktivität L_{Str} bildet mit der Wicklungskapazität C_W und der Quellimpedanz Z_Q einen Tiefpass, der die obere Grenzfrequenz bildet.
- Die magnetischen Eigenschaften des Ferritmaterials (Permeabilität μ' und μ'') sind frequenzabhängig und beeinflussen die untere als auch die obere Grenzfrequenz.
- Die untere Grenzfrequenz wird durch die Primärinduktivität bestimmt.

Transformator - Nutzbandbreite

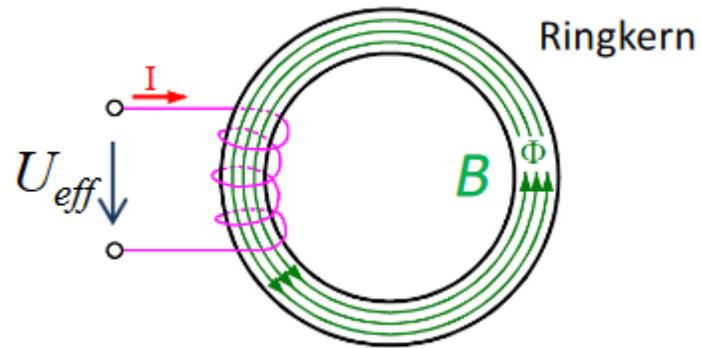
Ein Transformator zeigt in seinen Übertragungseigenschaften ein Bandpassverhalten mit einer oberen und unteren Grenzfrequenz.

In der mid-Band Region sind die Übertragungsverluste am geringsten. Das ist wichtig für einen HF-Trafo.



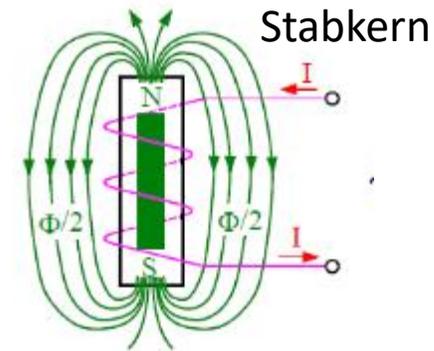
- Die Induktivität der Primärwicklung bestimmt die untere Grenzfrequenz. Ist sie bei der geforderten Frequenz zu klein, steigen bei tiefen Frequenzen die Verluste und das VSWR.
- Die 4-fach-Impedanz Daumenregel: Der induktive Widerstand X_L bei der tiefsten Nutzfrequenz f soll in einem 50Ω System bei etwa 200Ω liegen. Das entspricht einem L von ca. $9 \mu\text{H}$ für $3,5 \text{ MHz}$, oder $4,5 \mu\text{H}$ bei 7 MHz .
- Die Wicklungskapazität, der Koppelfaktor und die Kernverluste beeinflussen den Frequenzgang und bestimmen die obere Grenzfrequenz.
- Die Induktivität der Wicklung auf einem Ferrit-Ringkern hängt von der Windungszahl und der Permeabilität μ' des Ferritmaterials, sowie der Größe des Kerns ab. Als Kennwert für die Induktivität einer Wicklung auf einem bestimmten Kern dient dessen A_L Wert, er wird meist in nH / Wdg^2 angegeben. Er ist die Induktivität, die sich mit einer Windung ergibt.

Warum Ferrit Ringkerne für Breitband-Übertrager?



Beim Ringkern verlaufen die magnetischen Feldlinien nahezu vollständig im Inneren des Ferritkerns. Die Streuverluste sind gering.

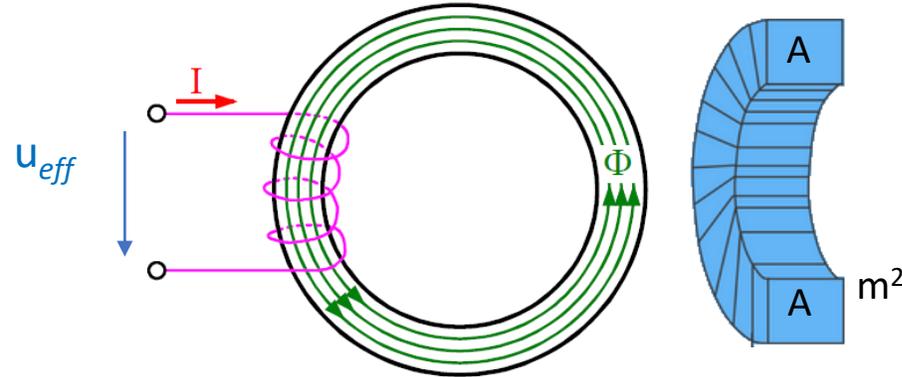
Der Koppelfaktor zwischen den Wicklungen eines Ferrit-Ringkern-Trafos ist hoch.



Beim Stabkern verlaufen die magnetischen Feldlinien zu einem Teil außerhalb des Ferritkerns durch die Luft. Die Streuverluste sind hoch.

Der Koppelfaktor zwischen den Wicklung auf einem Stabkern ist kleiner im Vergleich zum Ringkern

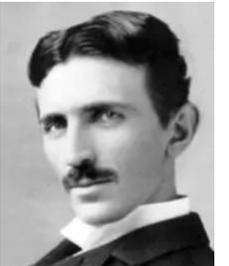
Magnetischer Fluss im Ferrit-Ringkern - Sättigung



$$B = \frac{U_{eff} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot A \cdot N}$$

B ist der Spitzenwert der magnetischen Flussdichte in Tesla
 U_{eff} ist die angelegte Spannung in Volt
 A ist die Querschnittsfläche des Kerns in m^2
 N ist die Anzahl der Windungen
 f steht für die Frequenz in Hz

Nicola
Tesla



- Wird die maximal zulässige Flussdichte eines Ferrits erreicht, gerät der Kern in die magnetische Sättigung. Die Permeabilität sinkt auf 1. Die höchste Flussdichte tritt bei niedrigen Frequenzen und wenigen Windungen auf.
- Bei Sättigung verliert ein Ferrit-Trafo seine magnetischen Eigenschaften. Der Trafo Wirkungsgrad sinkt rapide ab.
- Auf verlustbehafteten Ferritkernen und hin zu höheren Frequenzen ist der Temperaturanstieg durch Verlustwärme im Kern oft eher das Limit als die Sättigung

Eigenschaften von Ferriten

Ferrite sind keramische Sintermaterialien aus Eisen-Oxid (Fe_2O_4) und Zusätzen von anderen Metalloxiden, wie Nickel-Mangan- oder Zink-Oxiden. Ferrite gibt es in unterschiedlichen Formen, Zusammensetzungen und magnetischen Eigenschaften.

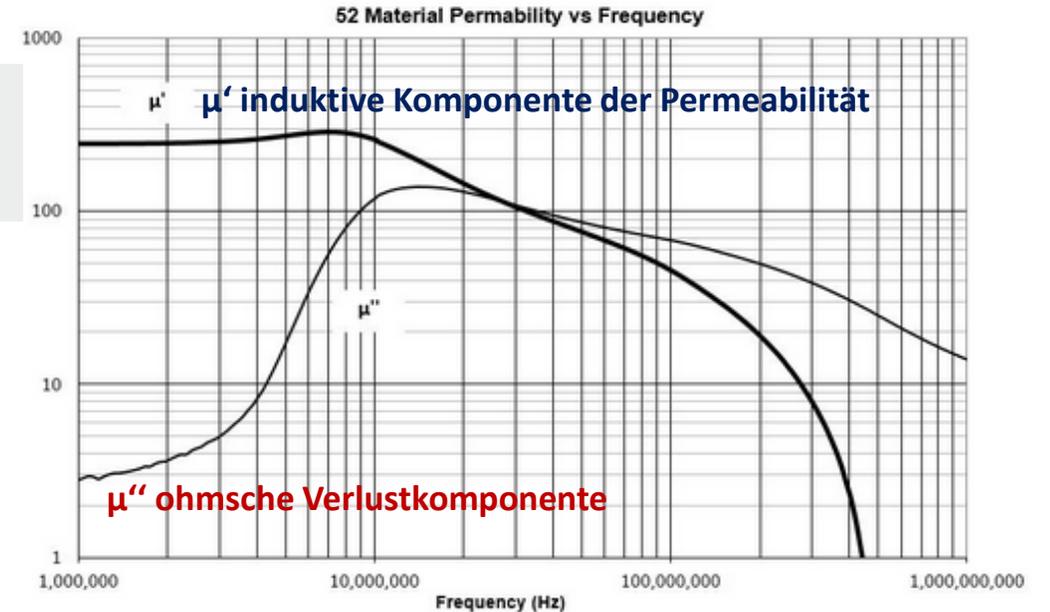
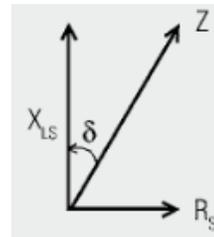
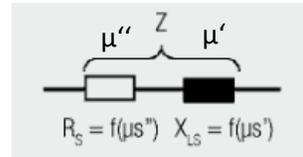
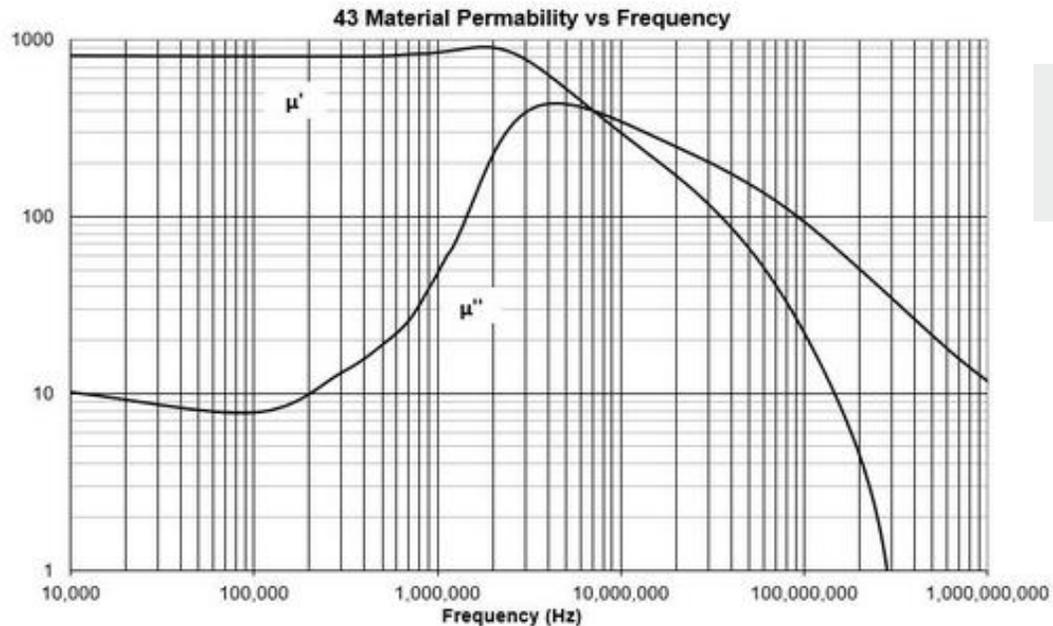
Ferrit Breitband-Trafos zur Leistungs-Anpassung haben einen maßgeblichen Einfluss auf den Wirkungsgrad eines Antennensystems. Die Auswahl des passenden Ferritkerns ist ein Kompromiss zwischen: Größe, Frequenzbereich, Wirkungsgrad und übertragbarer Leistung.



Was man über Ferrite wissen sollte:

- *Ferrite sind unlineare Materialien, ihre magnetischen Eigenschaften variieren u. a. mit der Frequenz, der Temperatur und dem magnetischen Fluss.*
- *Die Permeabilität eines Ferritmaterials ist komplex und setzt sich zusammen aus der induktiven Permeabilität (μ') und der ohmschen Verlustkomponente (μ''). Beide Werte sind nicht konstant, sondern variieren mit der Frequenz*
- *Die Permeabilität μ' und somit die Induktivität einer Wicklung sinkt ab einer bestimmten Frequenz, die Kern-Verluste μ'' steigen*
- *Verluste im Ferrit heizen den Kern auf. Beim Überschreiten der Curie Temperatur verliert ein Ferritmaterial seine magnetischen Eigenschaften, die Induktivität einer Wicklung sinkt rapide. Der Vorgang ist reversibel.*
- *Beim Erreichen der maximalen Flußdichte (Sättigung) verliert der Kern seine Permeabilität.*

Ferrit - komplexe Permeabilität μ' und μ''

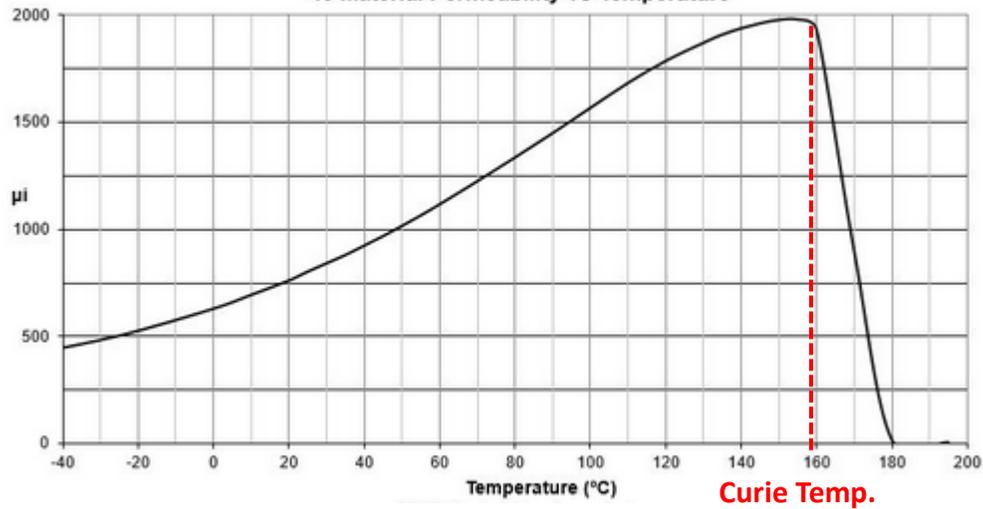


- Die Permeabilität von Ferriten ist komplex und setzt sich aus einem induktiven Anteil μ' und einem ohmschen Verlust-Anteil μ'' zusammen. μ' ist maßgeblich für die Induktivität einer Wicklung, μ'' ist verantwortlich für die Verluste im Ferrit-Kern.
- Die Permeabilität von Ferriten ist nicht konstant, sondern variiert mit der Frequenz, der Temperatur und der magn. Feldstärke H.

Temperaturabhängigkeit der Permeabilität - Curie Temperatur

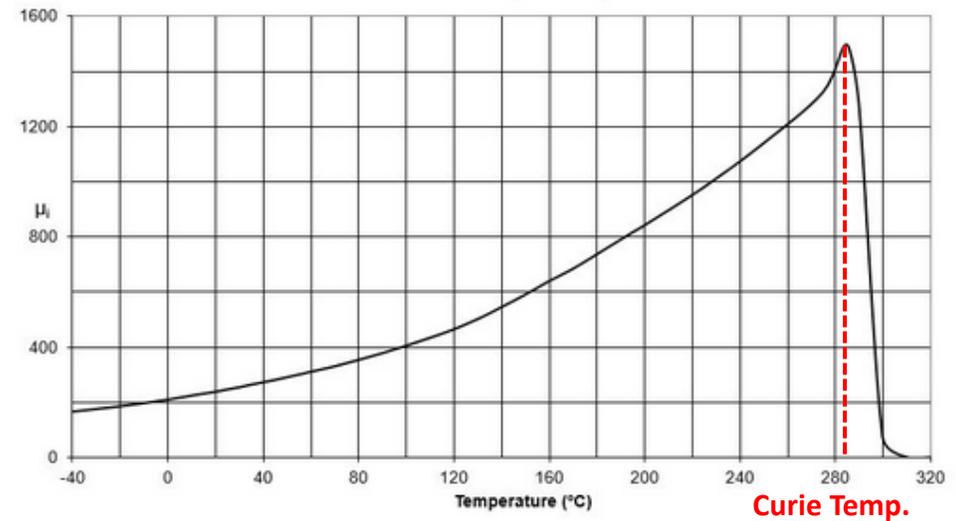
Fair-Rite NiZn Ferrit #43

43 Material Permeability vs Temperature

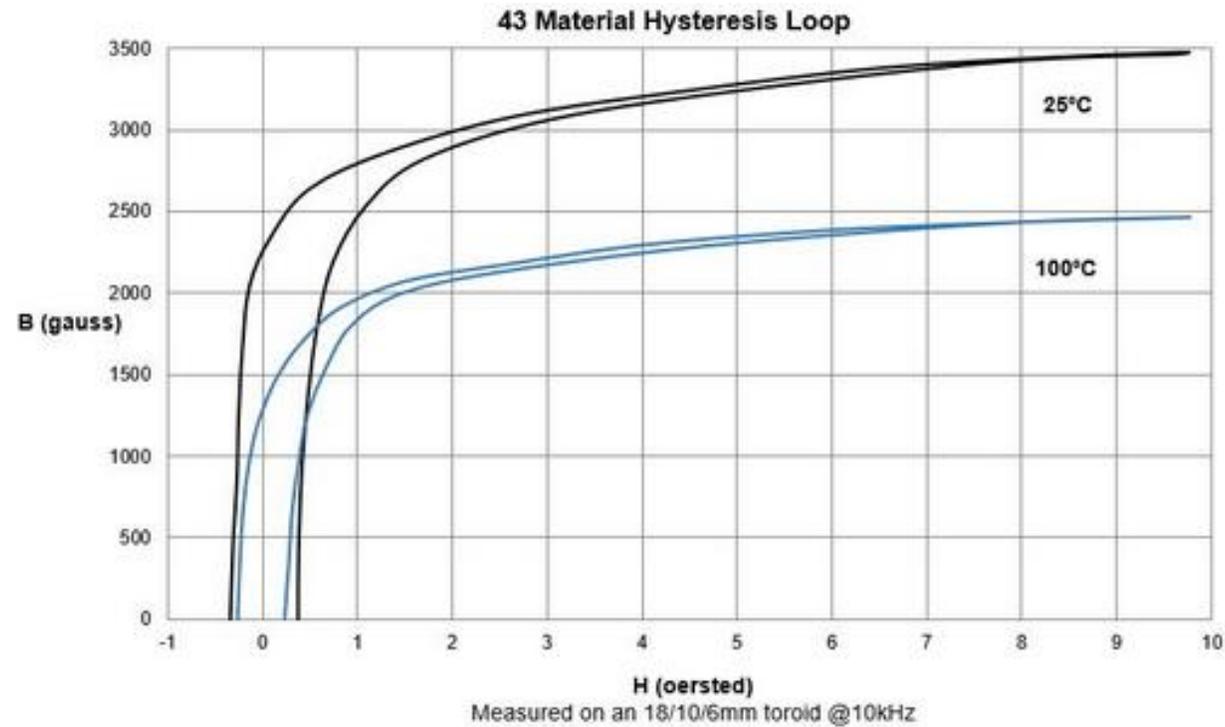


Fair-Rite NiZn Ferrit #52

52 Material Permeability vs Temperature



Hystereskurve



Eigenschaften gängiger Ferritmaterialien

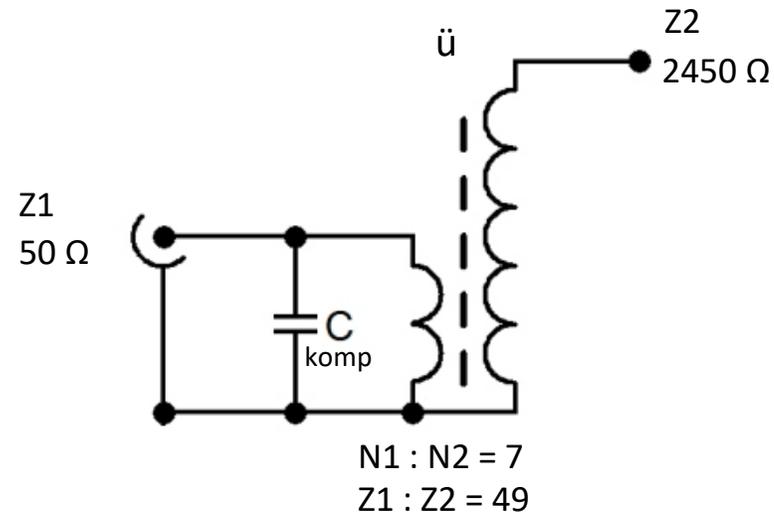
Ferrit-Material Mit Link zum Hersteller-Datenblatt		μ_i	Kernverluste	Curie Temp °C	Kommentar
TDK Siferrit N30	MgZn	4300	hoch	>130	RX Breitband XFMR VLF-KW, EMV
FairRite / Amidon* #73	MgZn	2500	hoch	>160	RX Breitband XFMR VLF-KW, EMV
FairRite / Amidon* #31	MgZn	1500	mittel/hoch	>130	Low band XFMR / CMC, EMV
FairRite / Amidon* #43	NiZn	800	moderat	>130	KW-Breitband XFMR / CMC
Wuerth 4W620 (DARC)	NiZn	620	moderat	>150	KW-Breitband XFMR / CMC
FairRite / Amidon* #52	NiZn	250	niedrig	>250	Hi-Band XFMR
Ferroxcube 4C65	NiZn	125	niedrig	>350	XFMR / CMC high bands
FairRite / Amidon #61	NiZn	125	niedrig	>300	XFMR / CMC high bands

Die Angaben für die Anfangspermeabilität und der AI Wert sind vom Hersteller meist bei einer Frequenz von 10 kHz ermittelt!

XFMR = HF-Transformator
 CMC = Gleichtaktdrossel, Choke Balun
 EMV = Störunterdrückung, RFI

* Amidon ist eine „fabless“ Vertriebsfirma die OEM Bauteile unter eigenem Brand vertreibt. Die Amidon Ferritkerne stammten bis 2020 von dem Hersteller Fair-Rite. Nach 2020 sind von Amidon offensichtlich auch Ferritringkerne des Herstellers National Magnetics vertrieben worden, die – obwohl die Nummern der Fair-Rite Ferritmischungen beibehalten wurde – teilweise abweichende magnetische Eigenschaften haben. Im Zweifelsfalle erscheint es angebracht, originale Fair-Rite Ferritwerkstoffe über die Distributoren zu beziehen.

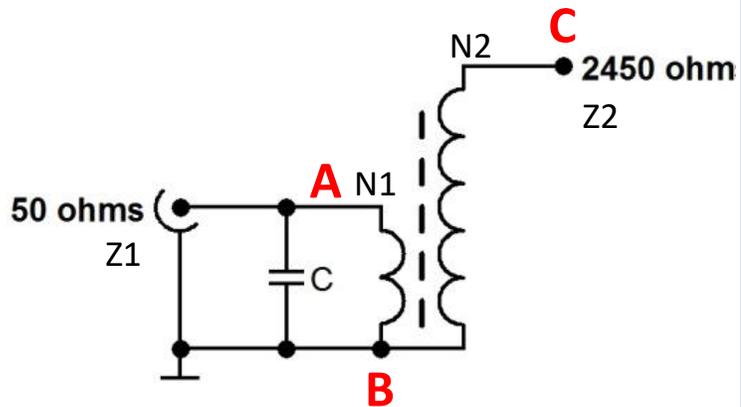
UnUn Impedanztransformator für EFHW



Die Impedanztransformation erfolgt quadratisch zum Verhältnis der Windungszahlen $N_1 : N_2$.

Verbreitet bei EFHW Antennen sind UnUn mit einem Impedanz- Übertragungsverhältnis von 1:49 oder 1:64, was einem Windungszahlen-Verhältnis von 1:7 bzw. 1:8 entspricht.

UnUn Impedanztrafo 1 : 49 - praktische Ausführung



Schaltbild Trafo

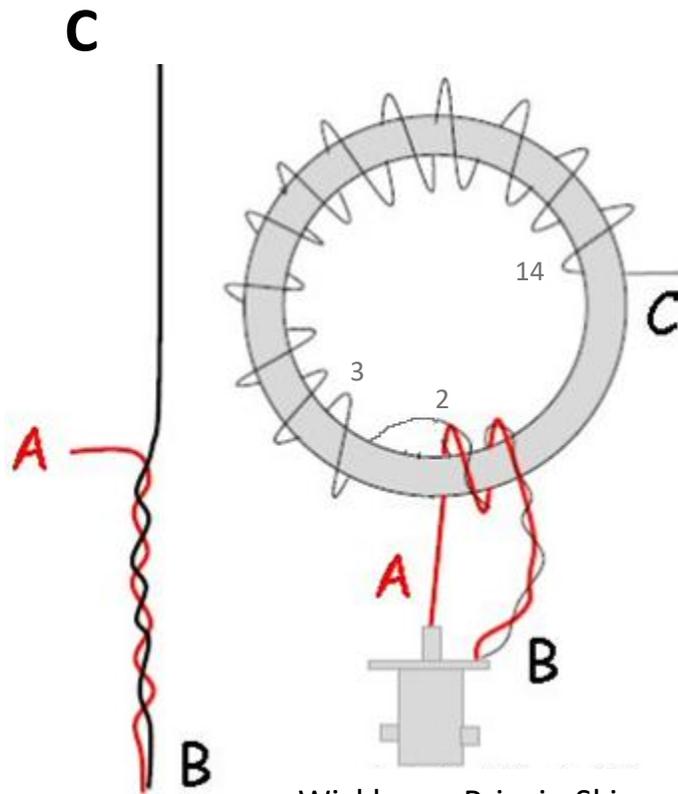
HF-Trafo:

1 : 7 Windungsverhältnis $N1/N2$

1 : 49 Impedanzverhältnis $Z1/Z2$

realisierbar mit:

2 : 14 oder 3 : 21 Windungen

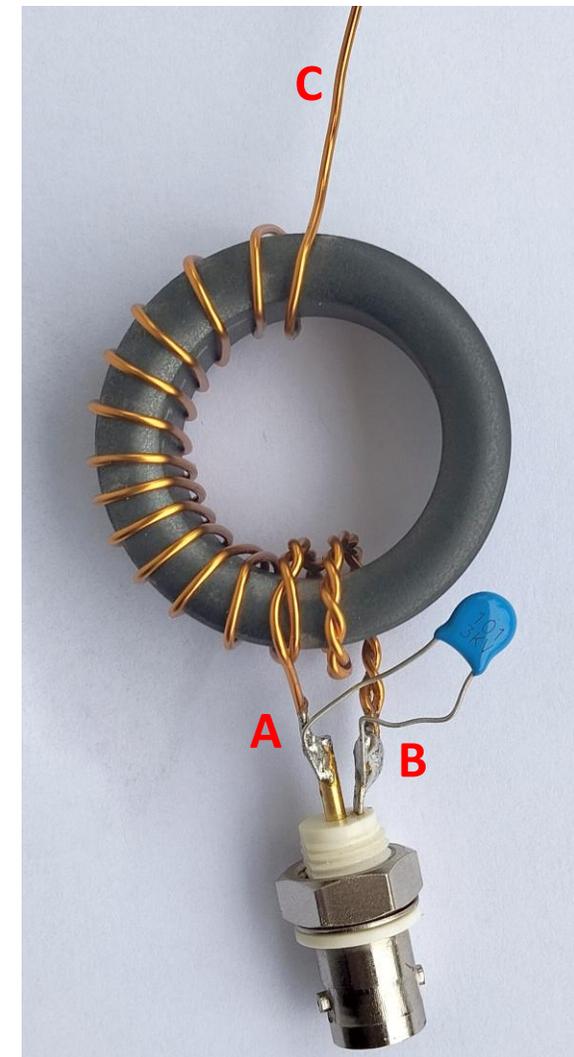


Wicklungs-Prinzip Skizze

In diesem Beispiel:

Primär: 2 Wdg. verdrillt.

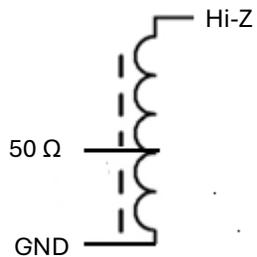
Sekundär: = 2 + 12 = 14 Wdg.



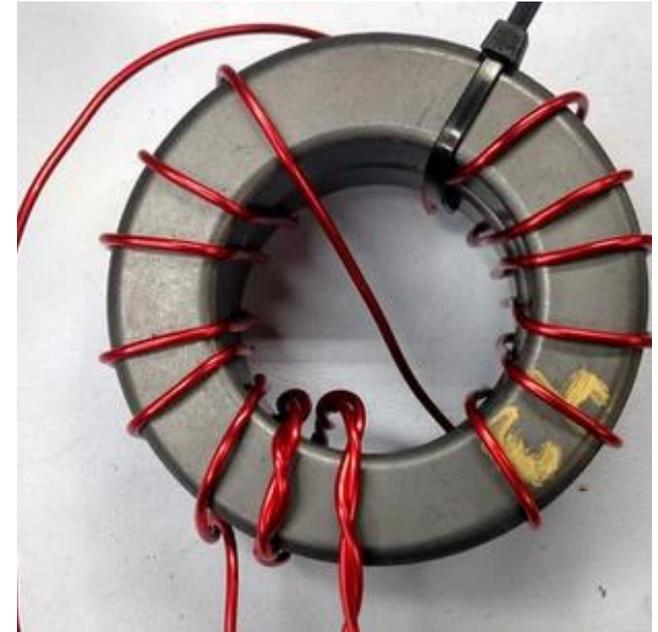
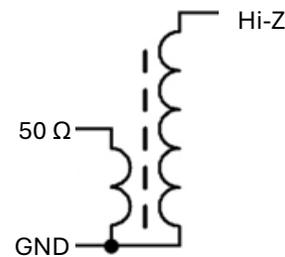
EFHW Trafo - Wicklungs-Varianten



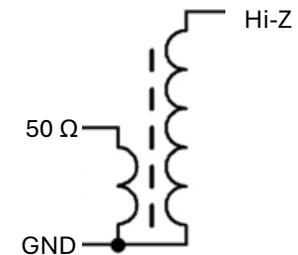
Durchgehende Wicklung als Autotrafo mit Anzapfung



Wicklung bifilar verdrillt, eng gewickelt - bester Koppelfaktor k



Wicklung bifilar verdrillt, verteilt gewickelt mit cross-over; k ist kleiner als bei enger Wicklung.



EFHW Impedanztrafo - Beispiele aus dem Web

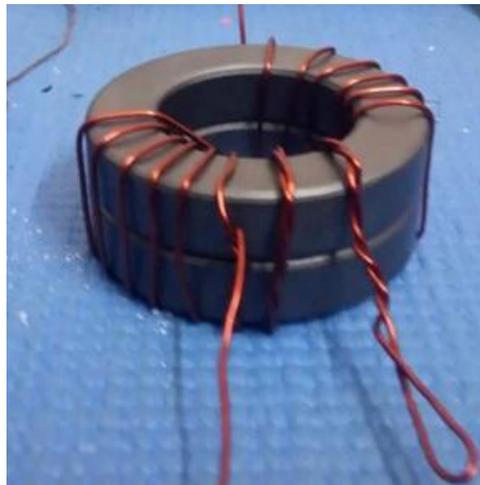
QRP UnUn



Box73 UnUn
100W ?

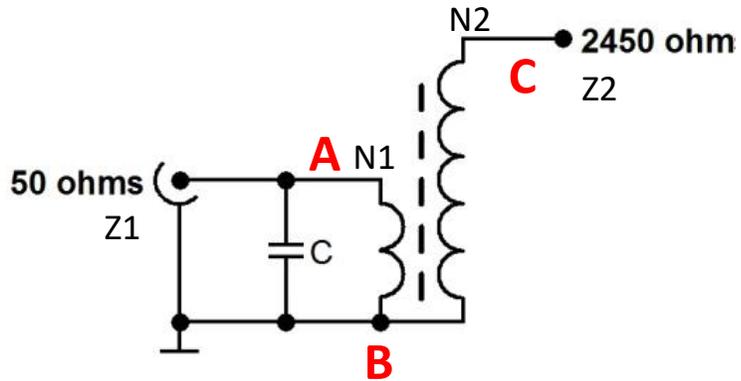


Bonito UnUn



[F5NPV](#)

Praxis: wir wickeln einen Impedanztrafo $Z = 1 : 49$



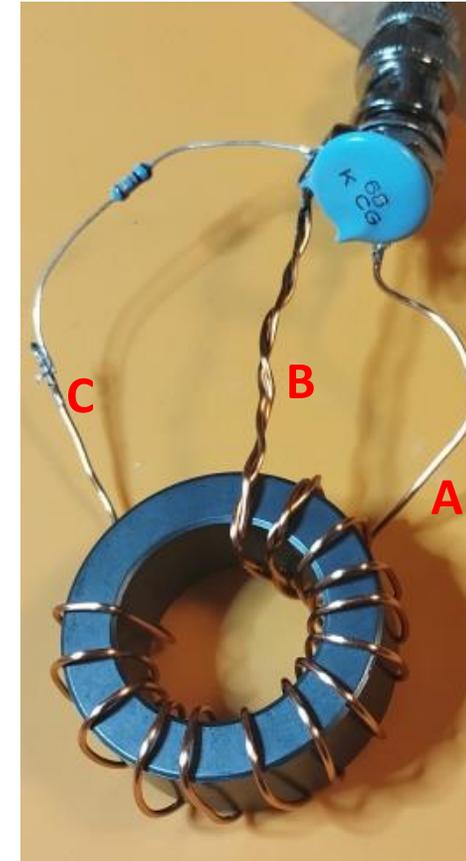
UnUn Impedanztrafo $Z = 1 : 49$
 Windungsverhältnis $N1 / N2 = 1 : 7$

realisiert mit 2 : 14 Windungen auf
 einem Ferrit-Ringkern FT140-43

Wir richten uns ein ca. 1m langes Stück Kupferlackdraht,
 $\varnothing = 0,85$ oder $0,75$ mm.

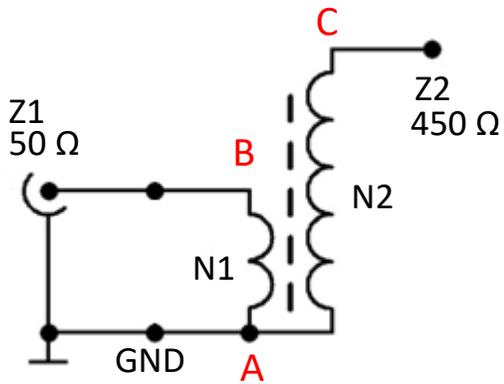
Erde/
 Koax-Schirm

B Ergibt untere 2 Windungen der Primär und der Sekundärwicklung
 | < --- Auf eine Länge von ca. 13 cm umfalten und verdrillen ---- > | der Sek. Wicklung **C**
 | < 5 cm > | **A**
 50 Ω In **Ant.**
 12 restliche Wdg. **Hi-Z**

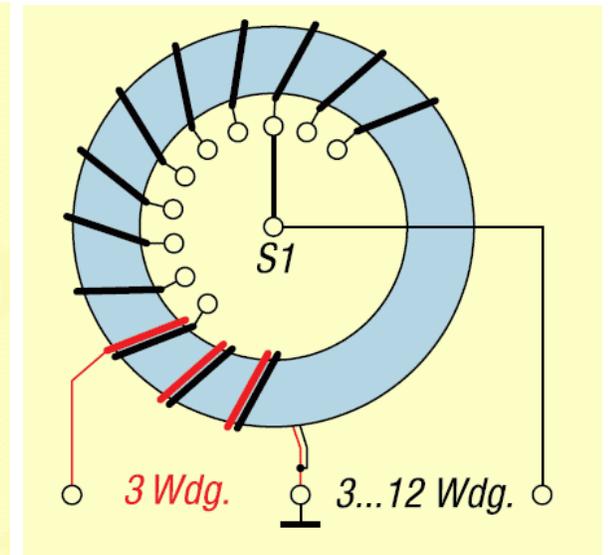
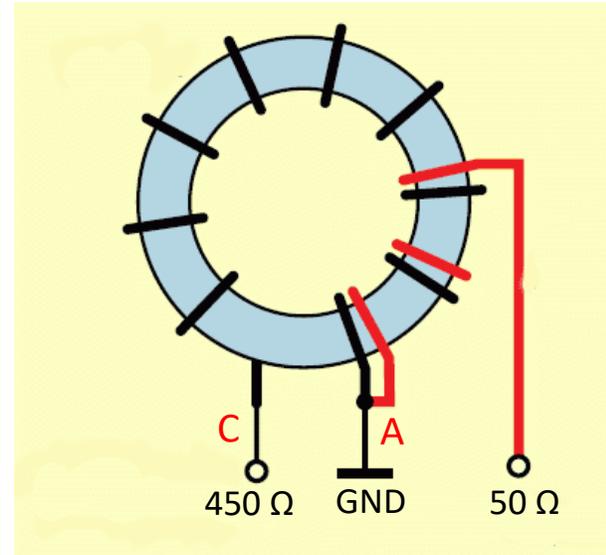
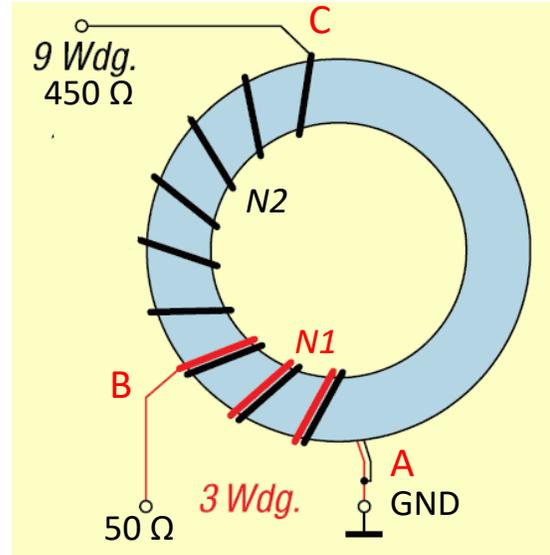


Bei einem Ringkern wirkt jede
 Drahtdurchführung durch die innere
 Öffnung als eine Windung. Man zählt
 die Windungen auf der Innenseite.

UnUn Impedanztrafo 1 : 9 (MTFT) konventionell

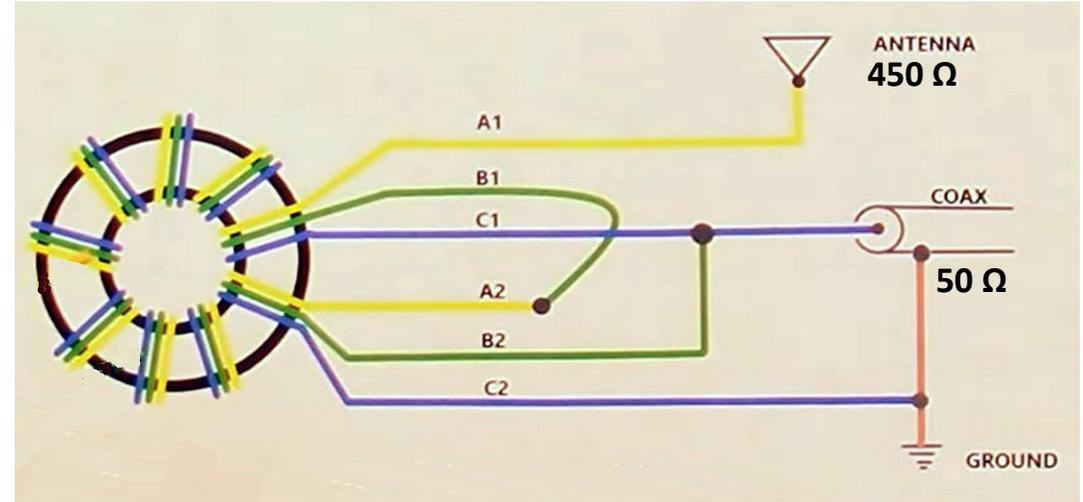
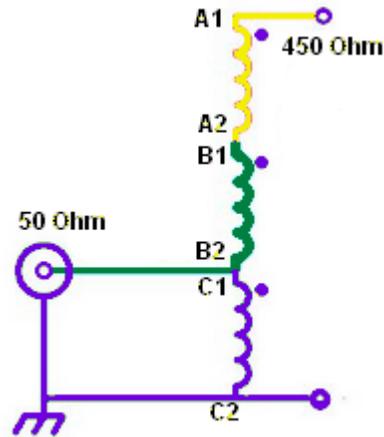
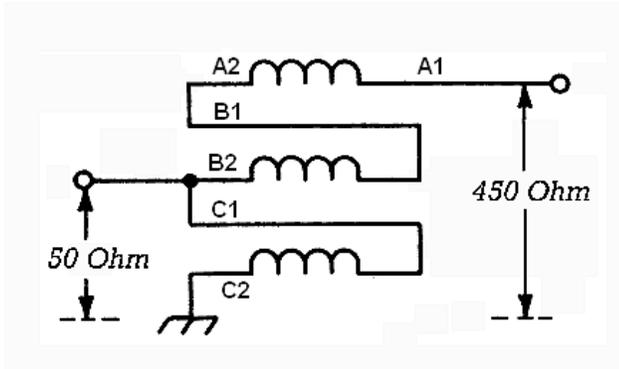


1 : 3 Windungsverhältnis N1 : N2
 1 : 9 Impedanzverhältnis Z1 : Z2



Ein MTFT (Magnetic Transformer For Transmitting), fälschlich oft „Magnetic Balun“ genannt, ist ein Breitband Impedanz-Transformator mit Übersetzungsverhältnis: $Z = 1 : 9$. Er setzt die Impedanz eines „beliebig“ (random) langen, nicht resonanten Strahlers so weit herunter, dass er von einem üblichen Antennentuner auf ein ausreichend gutes VSWR angepasst werden kann. Man wählt die Länge der Draht-Antenne am besten geschickt so, dass die Impedanz im Speisepunkt auf möglichst vielen Frequenzbändern angepasst werden kann. In der Praxis darf ein Draht also nicht beliebig lang sein, es gibt bevorzugte Längen, die für jeweilige Frequenzbereiche mit einem Tuner günstig angepasst werden können. [14]

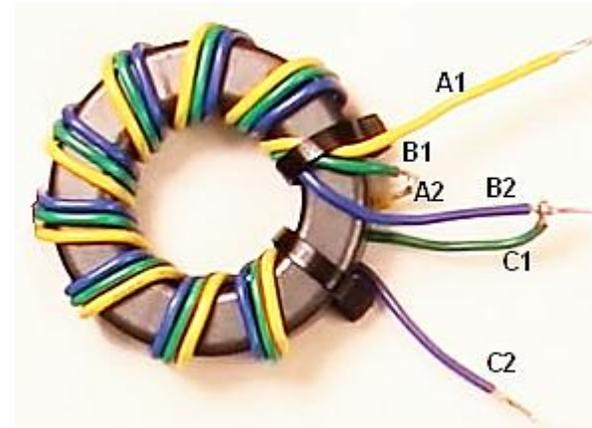
UnUn Impedanztrafo 1 : 9 trifilar als Leitungstrafo



Mit einer trifilaren (mit drei parallel geführte Drähten) Wicklung als Autotransformator erreicht man einen guten Koeffizienten und hohe Bandbreite. Bei hohen Frequenzen arbeitet der Trafo als „Leitungstrafo“. Die Wicklung ist als Hochfrequenzleitung ausgebildet. Für eine optimale Übertragungs-Bandbreite, soll der Wellenwiderstand der auf den Ringkern aufgewickelten Leitung das geometrische Mittel zwischen der Eingangs- und der Ausgangsimpedanz betragen:

$$Z_{\text{lopt}} = \sqrt{Z_1 * Z_2} = \sqrt{50 * 450} = 150 \Omega$$

Der Wellenwiderstand einer HF-Leitung wird durch das Verhältnis des Leiterabstandes zum Leiterdurchmesser bestimmt. Leitungstrafos sind verlustarm und für höhere Leistungen geeignet.



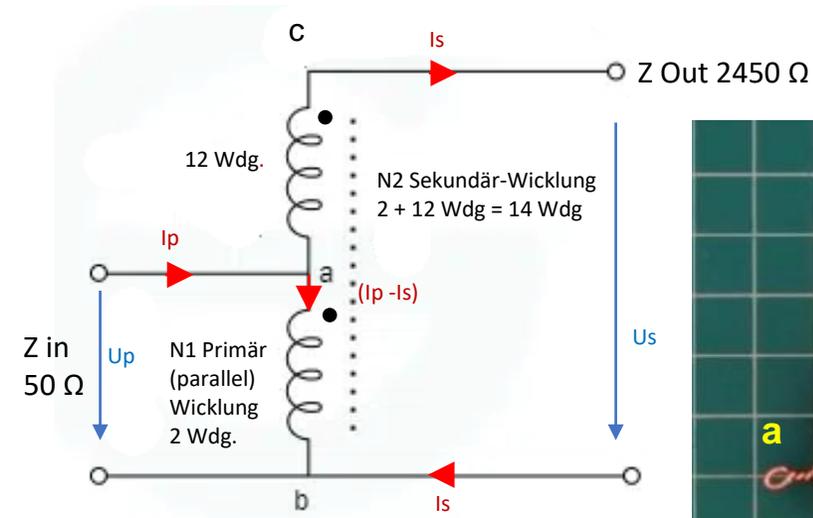
Das Prinzip des Autotransformators (Spartrafo)

Der Autotransformator oder Spartrafo hat eine durchgehende Wicklung mit mindestens einer oder mehreren Anzapfungen. Er kann als Aufwärts- oder Abwärts-Transformator verwendet werden. Insbesondere HF-Transformatoren werden häufig als Autotransformator ausgeführt.

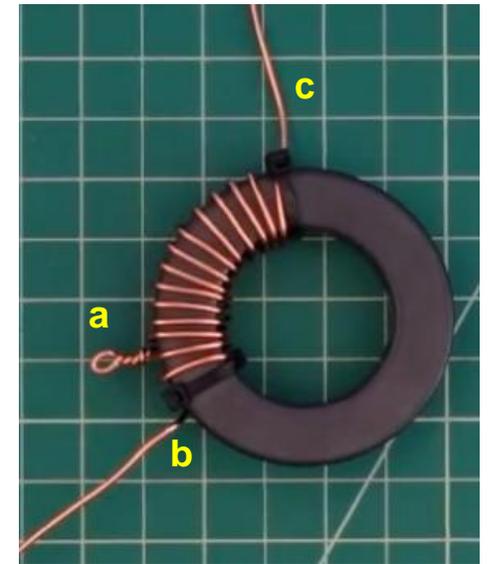
Die Primär- und Sekundärwicklung eines Autotransformators sind sowohl elektrisch (galvanisch) als auch magnetisch miteinander verbunden. Sie bilden eine Reihenschaltung mit gleichem Wicksinn. Der von beiden Stromkreisen gemeinsam genutzte Wicklungsteil wird Parallelwicklung genannt.

Besonderheiten beim Stromfluss durch den Autotransformator:

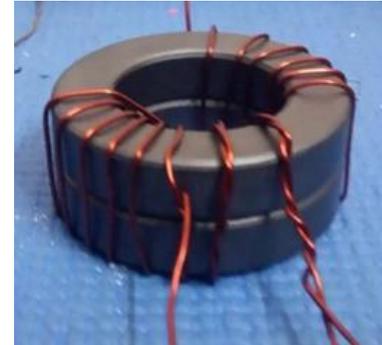
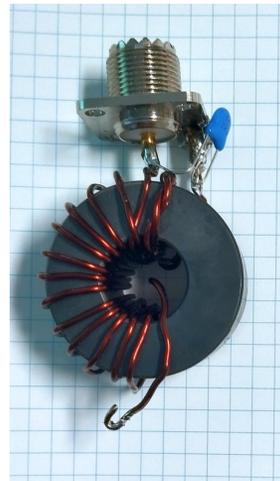
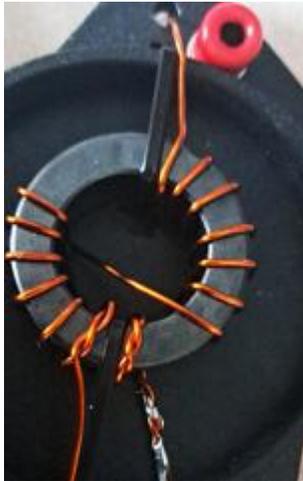
- *Der Strom im Sekundärkreis I_s fließt durch die gesamte Wicklung N_1 und N_2 .*
- *Der Strom im Primärkreis I_p teilt sich am Knotenpunkt a auf; ein Teil fließt von a nach c und durch die Last nach b . Und ein Teil fließt entgegengesetzt durch die Parallelwicklung von a nach b .*
- *Der Strom in der gemeinsamen Wicklung ist folglich die Differenz aus Primär- und Sekundärstrom ($\Delta I = I_p - I_s$).*



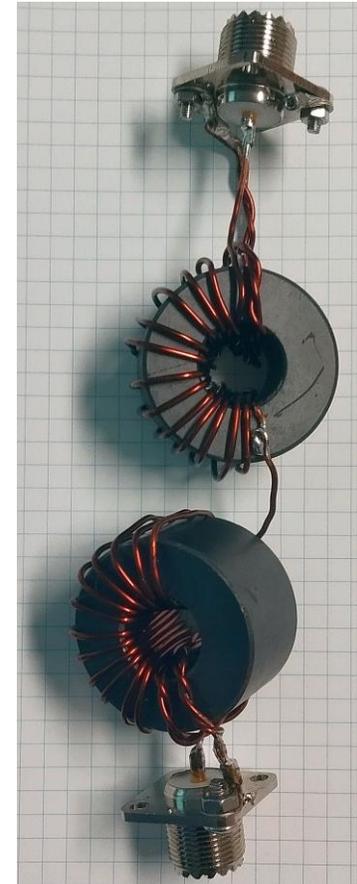
Beispiel Autotrafo $Z = 1 : 49$
 $1 : 7$ Windungsverhältnis N_1/N_2
 $1 : 49$ Impedanzverhältnis Z_1/Z_2



welche Trafowicklung ist für unseren Zweck optimal?



- Gestockte Kerne für höhere Leistung

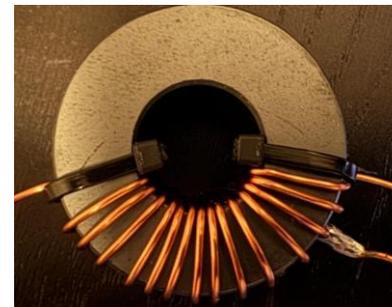


- Trafo-Verluste
Messung der Transmission S21 -
zwei Trafos – Back-to-Back

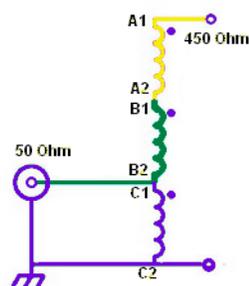
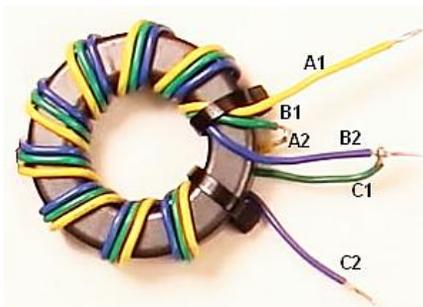
- $Z = 1 : 49 = 1 : 7$ Wdg.
- 2 : 14 Wdg versus 3 : 21 Wdg.

Crossover Wicklung, vorteilhaft oder nur chic? Vergleichsmessung:

- Crossover vs. durchgehende Wicklung
- Wicklung eng vs. verteilt

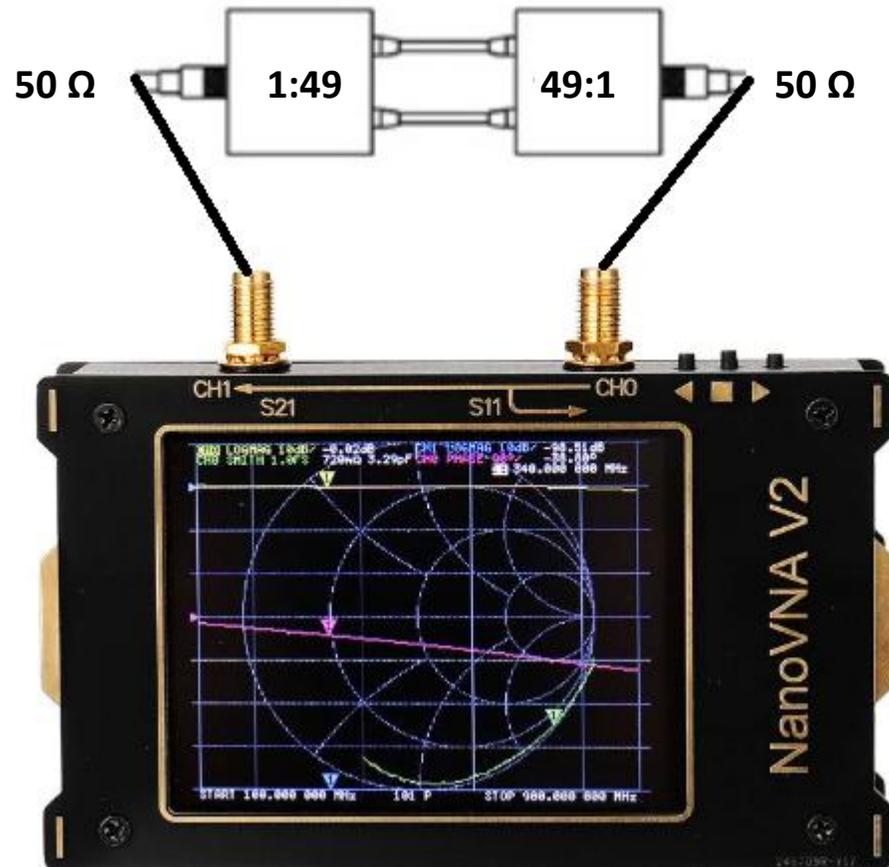


- 2 Wicklungen verdrillt vs.
- Autotrafo / Spartrafo mit Anzapf



$Z = 1 : 9$ MTFT
trifilarer Autotrafo

2-Port Messung Übertragung S21 (Methode 1)



Messung der Übertragungsdämpfung mit zwei identischen Trafos back-to-back.

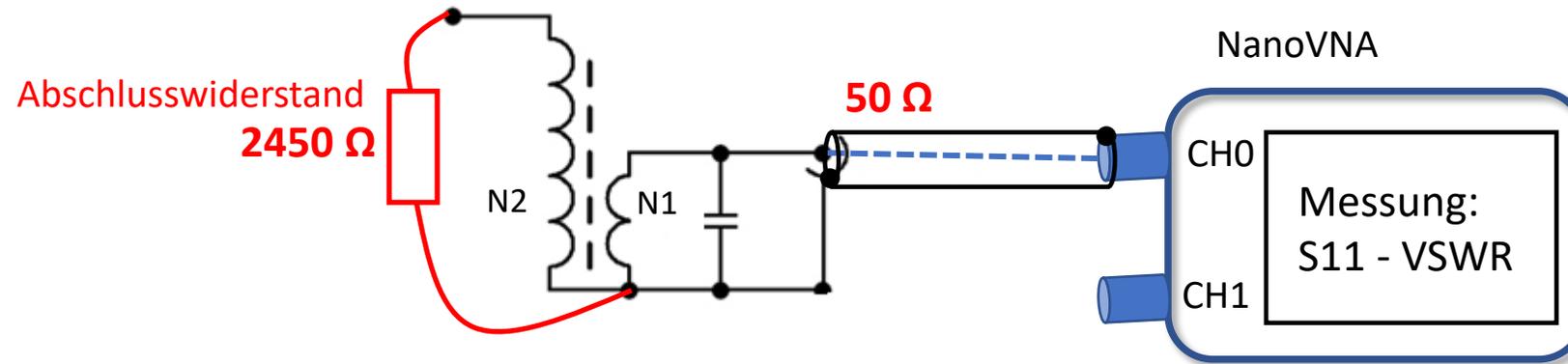
Die Messwerte für die Durchgangsdämpfung werden halbiert.

Die gemessene Durchgangsdämpfung setzt sich zusammen aus

- Anpassverlusten durch Reflexion (VSWR)
- Kernverlusten des Trafo

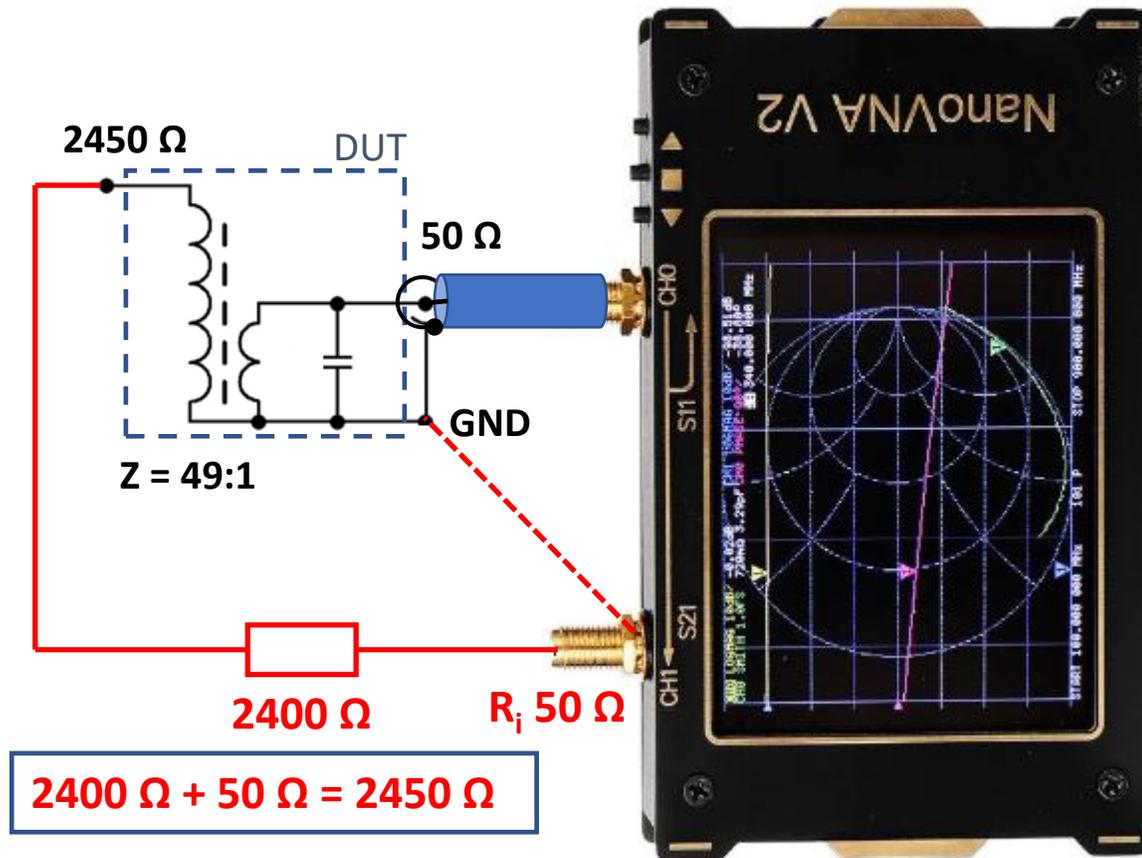
One-Port Messung S11, Anpassung / VSWR

7 : 1 Windungsverhältnis ü
49 : 1 Impedanztransformation



- Das gemessene VSWR über die Frequenz ist ein Maß für die Anpassung und die nutzbare Bandbreite.
- Eine S11 One-Port Messung ergibt keine verlässliche Aussage über die Einfügedämpfung und die Kern-Verluste des Trafos. Dazu ist eine 2-Port Messung der Übertragungseigenschaften, S21 erforderlich.

2-Port Messung Übertragung S21 (Methode 2)



- Der Widerstandswert von 2400 Ω in Summe mit dem Innenwiderstand R_i des VNA von 50 Ω ergibt die angepasste Abschlussimpedanz des UnUn
- Die Sekundär-Spannung des Transformators teilt sich im Verhältnis 49:1 zwischen Ergänzungs-Widerstand und R_i des VNA von 50 Ω auf. Die Messung der Transmission (S₂₁) muss um die Zusatzdämpfung von 16,9 dB korrigiert werden.

Messung des Koppelfaktors nach der open-short Methode

L-Messgerät
oder VNA



Messprinzip. Bei Messung von
HF-Trafos Mess-Anschlüsse
kürzestmöglich halten

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{\text{Kurzschluss}}}{L_{\text{offen}}}}$$

$$0 > k < 1$$

Messgerät an L1, L2 offen
Messgerät an L1, L2 kurzgeschlossen

Messgerät an L2, L1 offen
Messgerät an L2, L1 kurzgeschlossen

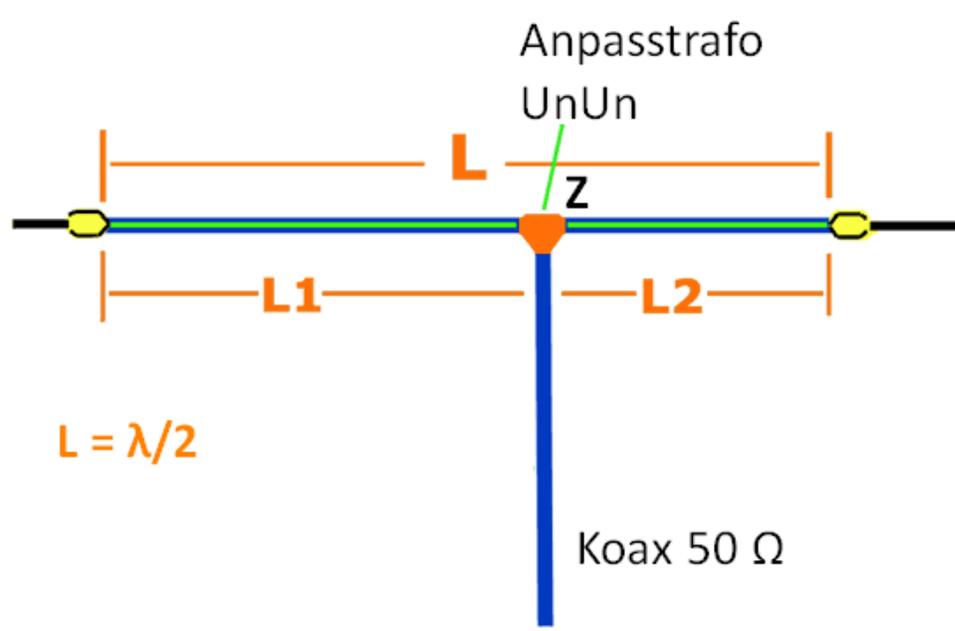
Der Koppelfaktor k zweier magnetisch gekoppelter Spulen ist das Maß dafür, welcher Anteil des magnetischen Flusses einer Spule durch die zweite Spule erfasst wird. Werden 100 % des Flusses der Primärwicklung von der Sekundärwicklung erfasst (idealer Trafo, keine Streuinduktivität), entspricht dies einem Koppelfaktor von $k = 1$.

Breitbandtrafo zur Anpassung von Antennen nutzen

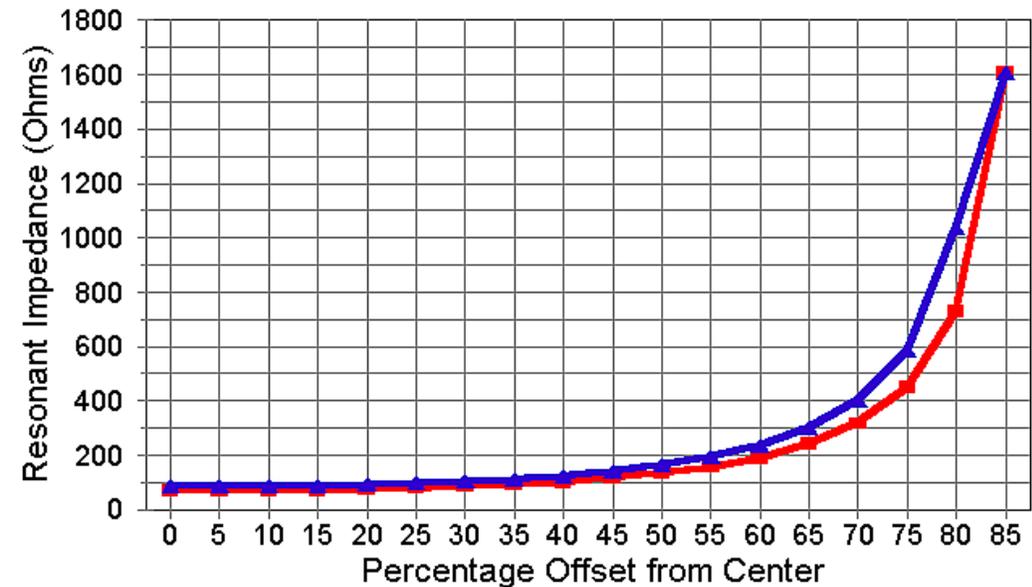


Off-Center-Fed $\lambda/2$ Dipol-Antennen

außermittig- oder end-gespeiste Dipole



1/2 Lambda Dipol 7 MHz
Impedanz Z vs. Off-Center Feed in %



— Höhe 20 m — Höhe 10 m

[Cebik, W4RNL](#)

Ein in der Mitte gespeister $\lambda/2$ Dipol hat je nach Montage-Höhe eine Speisepunktimpedanz Z von ca. 50 bis 72 + j Ω . Verschiebt man den Speisepunkt von der Mitte gegen das Dipolende, erhöht sich die Impedanz (Diagramm). Im Extremfall eines am Ende eingespeisten Dipols (End-Fed), beträgt die Impedanz mehr als 2000 Ω .

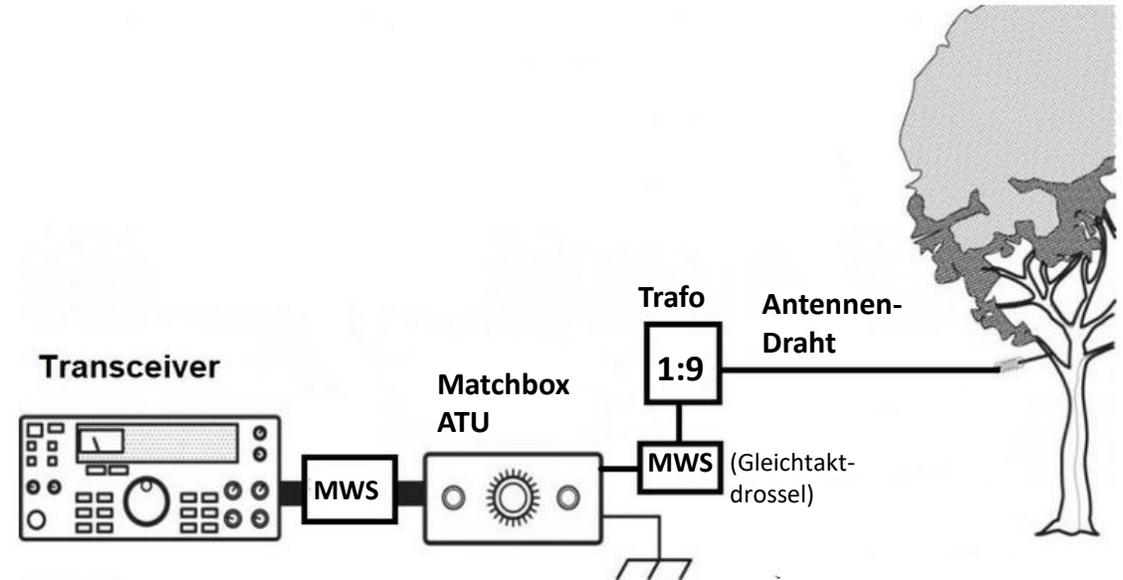
Endgespeiste „random length“ Drahtantenne

Im Gegensatz zum resonanten EFHW Dipol ist eine endgespeiste „beliebige-Länge-Drahtantenne“ (random length wire) in der Regel nicht in Resonanz.

Sie zeigt folglich eine frequenzabhängige komplexe Eingangsimpedanz, die sich aus einem ohmschen Widerstand R und einem kapazitiven oder induktiven Blindwiderstand X zusammensetzt ($Z = R + jX$).

Zur Anpassung an 50Ω setzt man mit einem UnUn-Trafo die frequenzabhängige Eingangs-Impedanz des Strahlers so weit herunter, dass er von einem gebräuchlichen Antennentuner auf ein ausreichend gutes VSWR angepasst werden kann.

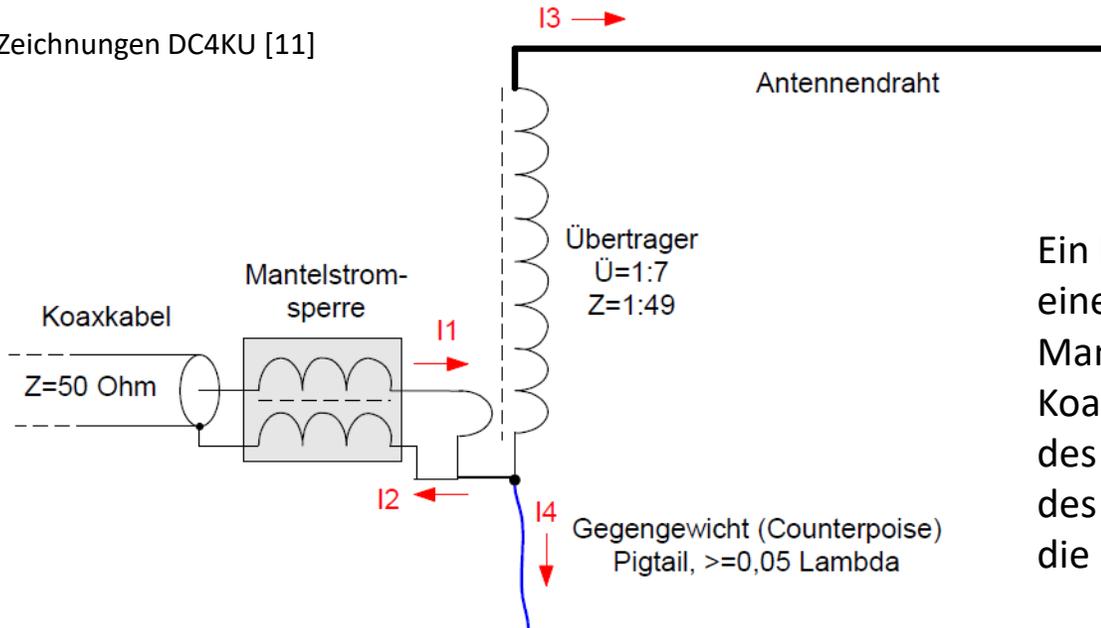
In der Praxis darf ein Draht nicht beliebig lang sein, es gibt bevorzugte Längen, die für jeweilige Frequenzbereiche mit einem Tuner günstig angepasst werden können. Man wählt die Länge des Strahlers so, dass die Impedanz im Speisepunkt auf möglichst vielen gewünschten Frequenzbändern angepasst werden kann. [14,15]



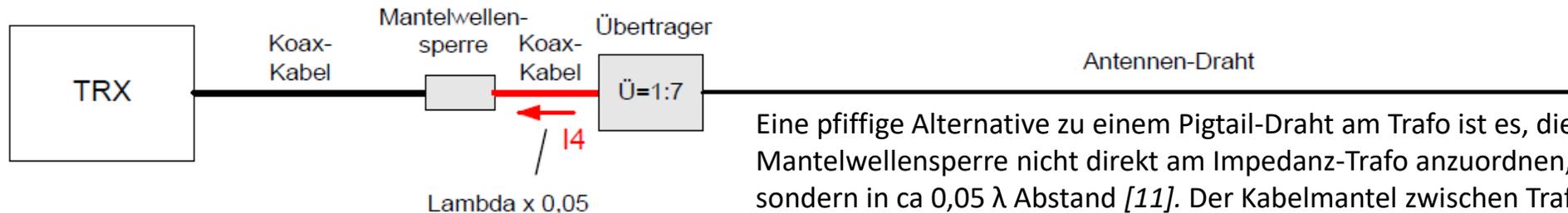
Wie bei allen unsymmetrischen Antennen ist teilweise mit beträchtlichen Mantelwellen (Gleichtaktströmen) zu rechnen, die mit Mantelwellen-Sperren (Strombalun, Gleichtaktdrossel) unterdrückt werden sollten.

End-Fed-Half-Wave (EFHW) mit Gegengewicht

Zeichnungen DC4KU [11]

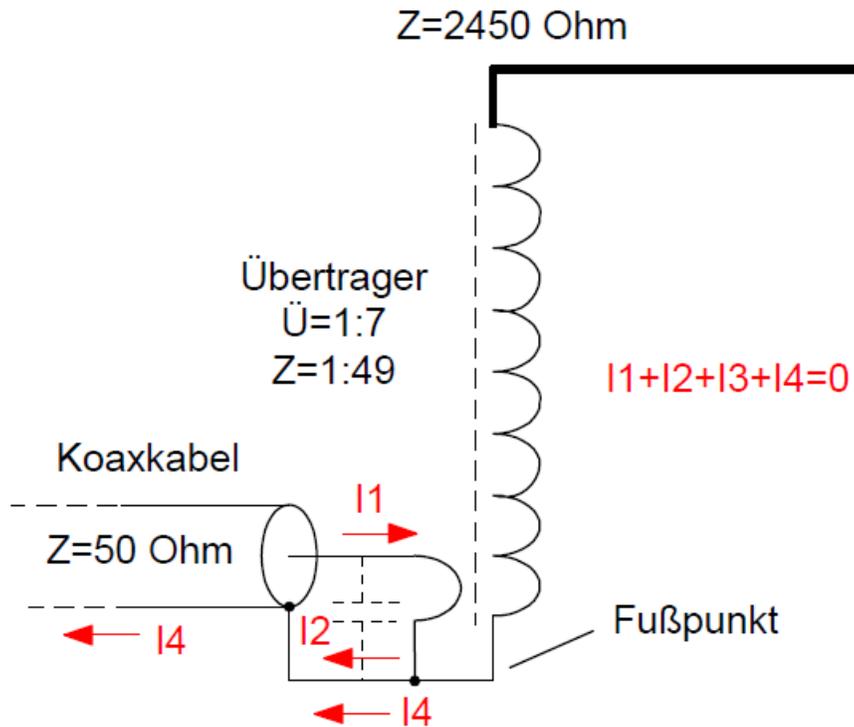


Ein kleiner Pigtail-Draht als Gegengewicht am Trafo in Verbindung mit einem Strombalun als Mantelwellensperre reduziert die Mantelwellenströme. Der Ausgleichsstrom I_4 fließt nicht mehr über den Koax-Mantel ab, sondern in den Pigtail, der dadurch strahlender Schenkel des Dipols wird. Elektrisch wirkt der Pigtail ähnlich wie eine Verschiebung des Speisepunktes vom Ende weiter hin zur Dipolmitte. Daumenregel für die Länge des Pigtail: 5 % der Wellenlänge [11], [12].



Eine pfiffige Alternative zu einem Pigtail-Draht am Trafo ist es, die Mantelwellensperre nicht direkt am Impedanz-Trafo anzuordnen, sondern in ca $0,05 \lambda$ Abstand [11]. Der Kabelmantel zwischen Trafo und MW-Sperre dient dann als Ersatz für das Pigtail Gegengewicht.

End-Fed-Half-Wave (EFHW) - Anpassung / Unsymmetrie

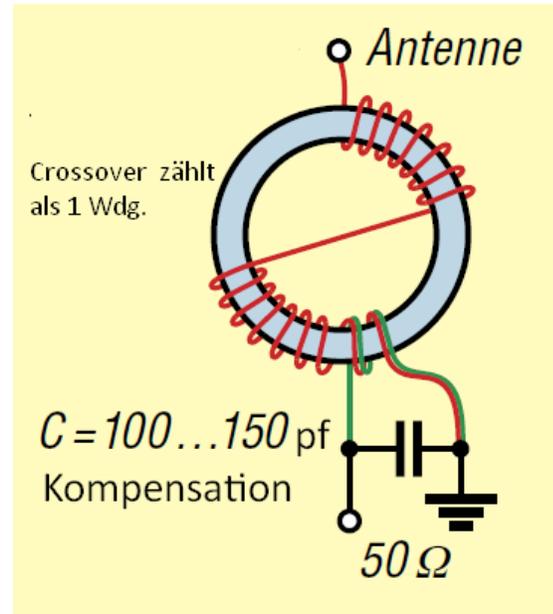
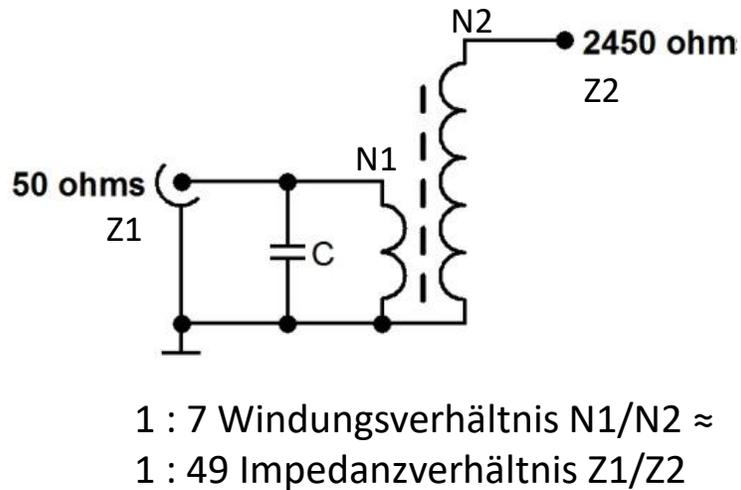


Zeichnung DC4KU [11]

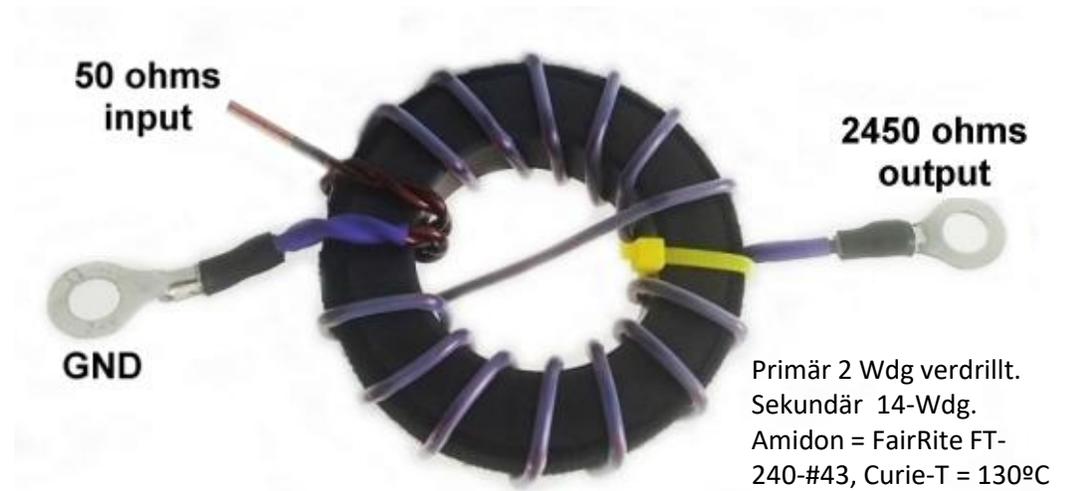
OCF und EFHW Dipole sind von ihrer Natur her unsymmetrische Antennen. Als Folge entstehen Gleichtakt-Ausgleichsströme gegen Erde, die über den äußeren Schirm des Koaxialkabels abfließen. (Mantelwellen). Das Koaxialkabel wird aktiver Teil der Antenne.

Die Gegentaktströme I_1 und I_2 im inneren des Koaxkabels teilen sich auf in den erwünschten Strom I_3 in den Strahler und den unerwünschten Mantelstrom I_4 . Der Koax-Mantel strahlt und empfängt als unerwünschte Zusatz-Antenne. Zur Reduzierung der Mantelwellen I_4 ist ein Strombalun / Gleichtaktdrossel als Mantelstromsperre im Kabelweg angeraten.

UnUn Impedanztrafo - praktische Ausführung I



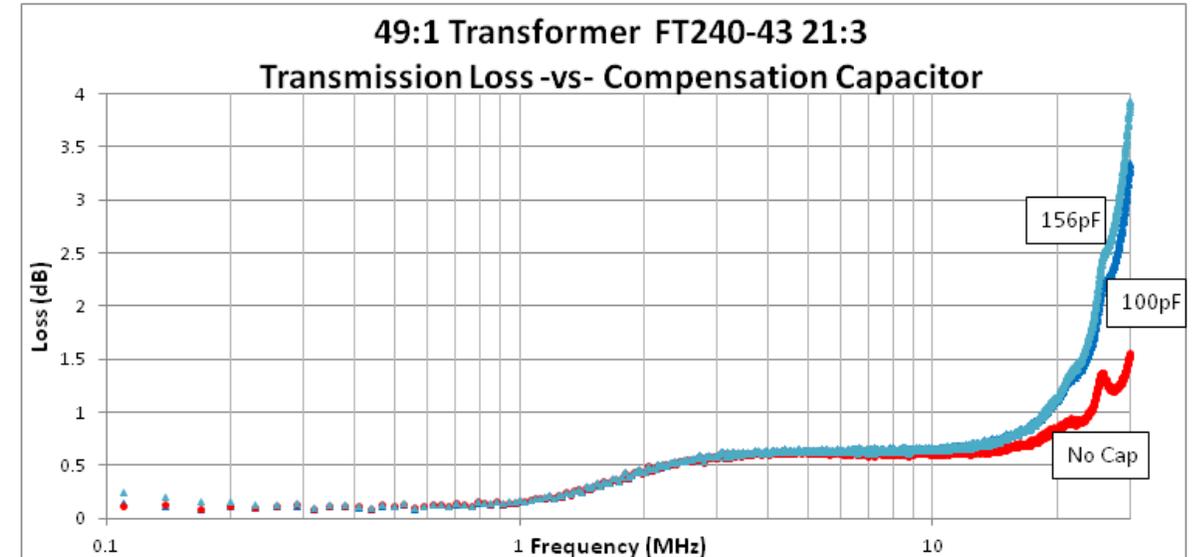
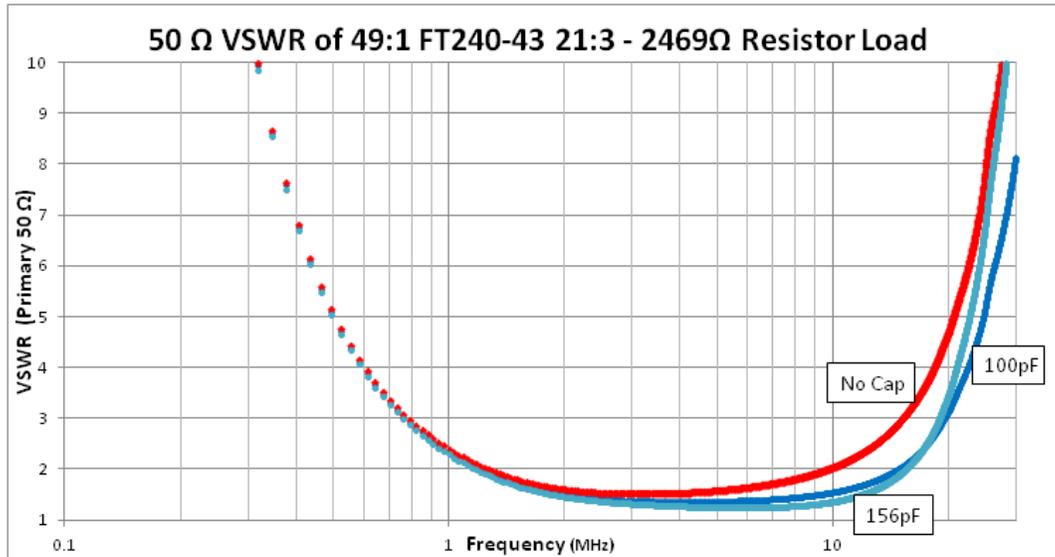
Bei der „Cross-over“ Wickeltechnik liegen bei großen Ringkernen Input und Output



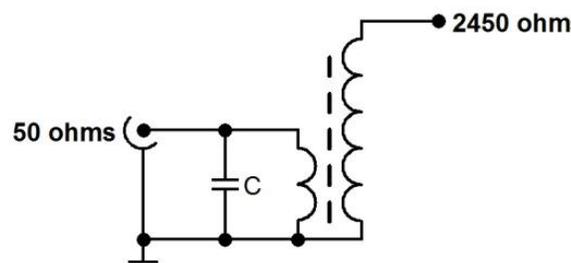
Ein optionaler Kondensator C von 100 bis 150 pF kompensiert die Streuinduktivität der Primärwicklung und verbessert die Bandbreite / VSWR des Trafos im oberen Frequenzbereich. Der Kondensator muss für hohe Ströme und je nach Sendeleistung auch für hohe Spannung ausgelegt sein.

Das Verdrillen der Primärwicklung mit der Sekundärwicklung wirkt sich positiv auf den Koppelfaktor bei höheren Frequenzen aus.

EFHW Tafo - Wirkung des primär-Kompensationskondensators



AF7FX [10]



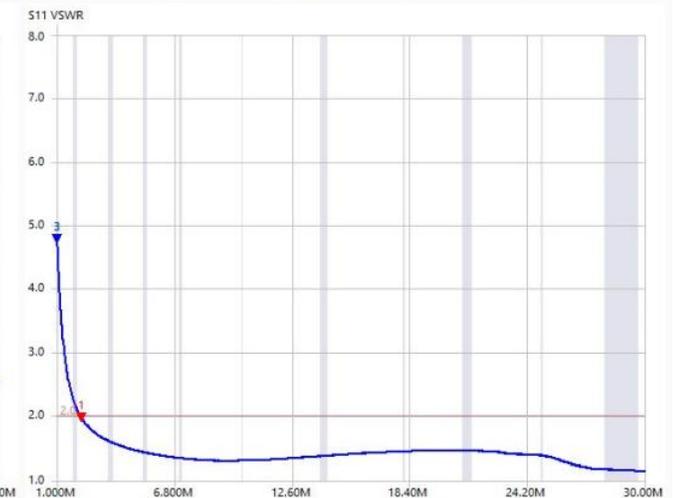
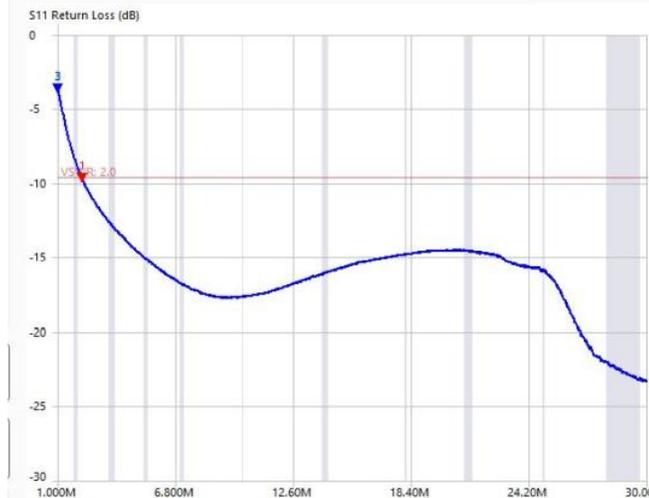
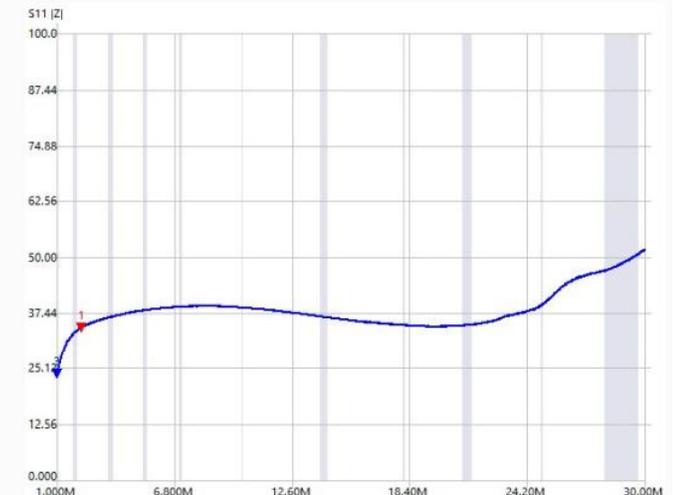
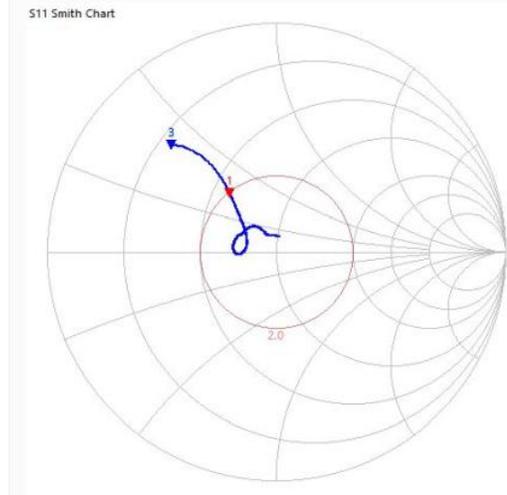
- Ein Kondensator C parallel zur 50 Ω Primärwicklung kompensiert die Streuinduktivität und verbessert das VSWR im oberen Nutzfrequenzbereich. Das wird erkauft durch eine steilere Flanke der oberen Grenzfrequenz.
- Der Kondensator muss für die dort auftretenden Maximalspannung bemessen sein und soll eine möglichst hohe Güte haben. (Keramik Class 1 oder Glimmer). Üblich sind Werte zwischen 80 und 200 pF.



**Beispiel und one-Port
S11 Messung
portabel-EFHW
Trafo auf Halter**

Kern: FT140-43
 \varnothing 35,6 mm, \varnothing i 23 mm, h 12,7 mm
 \ddot{u} 1 : 7
 Z_1/Z_2 : 1 : 49
 Wdg.: 2 : 14
 C_{comp} : 100 pF

Anmerkungen:
 Verdrillt, verteilte Wicklung.



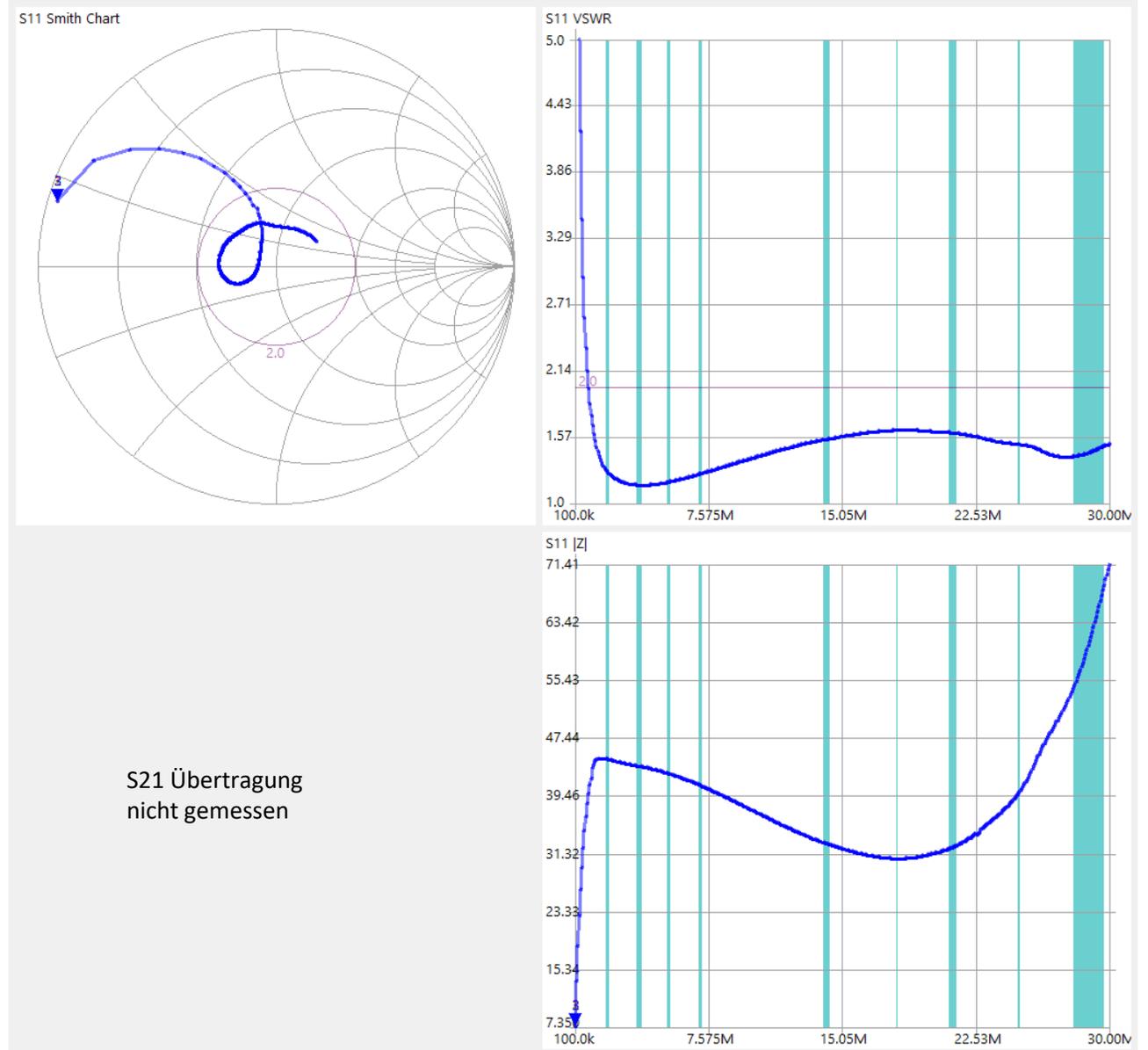
One-Port Messung S11, Trafo terminiert: 2450 Ohm

Beispiel und one-Port S11 Messung (gebaut von DK4BX)



Kern: FT140-43
 \varnothing 35,6 mm, \varnothing i 23 mm, h 12,7 mm
ü 1 : 7
Z1/Z2: 1 : 49
Wdg.: 3 : 21
C_{comp}: 100 pF

Anmerkungen:
Verdrillt, verteilte Wicklung mit crossover.
VSWR < 2 Bandbreite 160m – 10 m



One-Port Messung S11, Trafo terminiert: 2450 Ohm

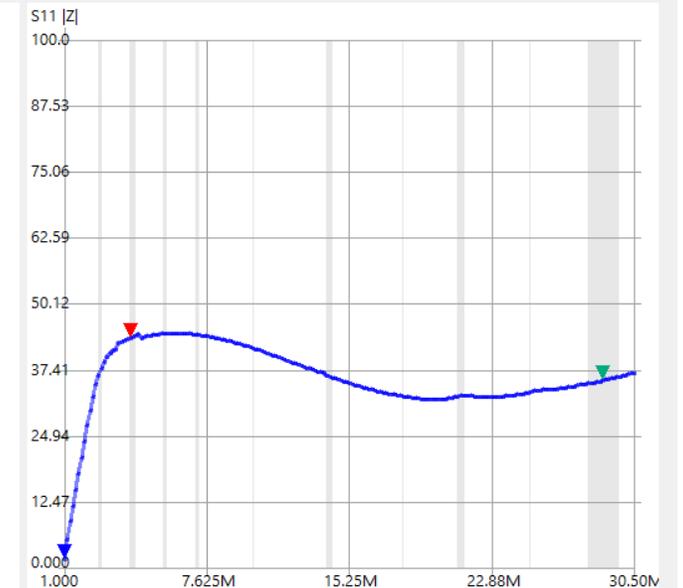
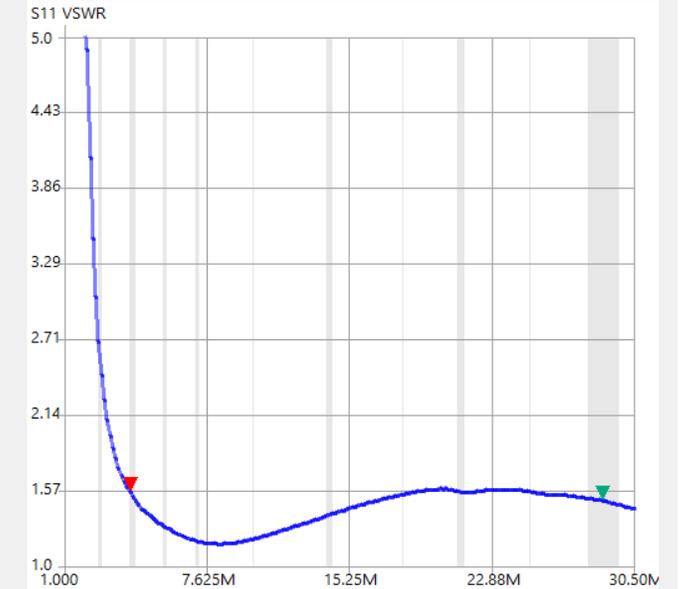
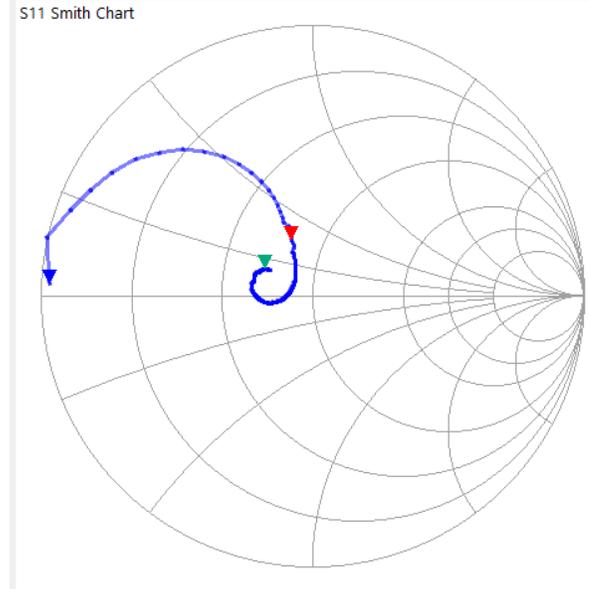
Beispiel und one-Port S11 Messung QRP Trafo für portable EFHW (gebaut von DD5VV)



Kern: FT140-43
ü 1 : 7
Z1/Z2: 1 : 49
Wdg.: 2 : 14
C_{comp}: ja

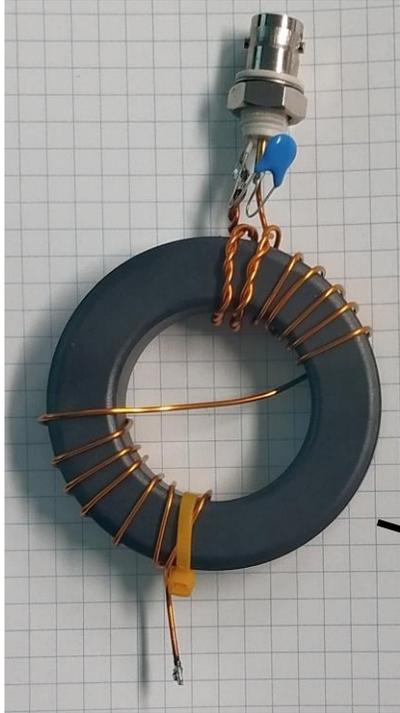
Anmerkungen:
Verdrillt, verteilte Wicklung mit crossover.
VSWR < 2 Bandbreite 80m – 10 m

[3D-Drucker-Datei für den Antennendraht-Wickelhalter](#)

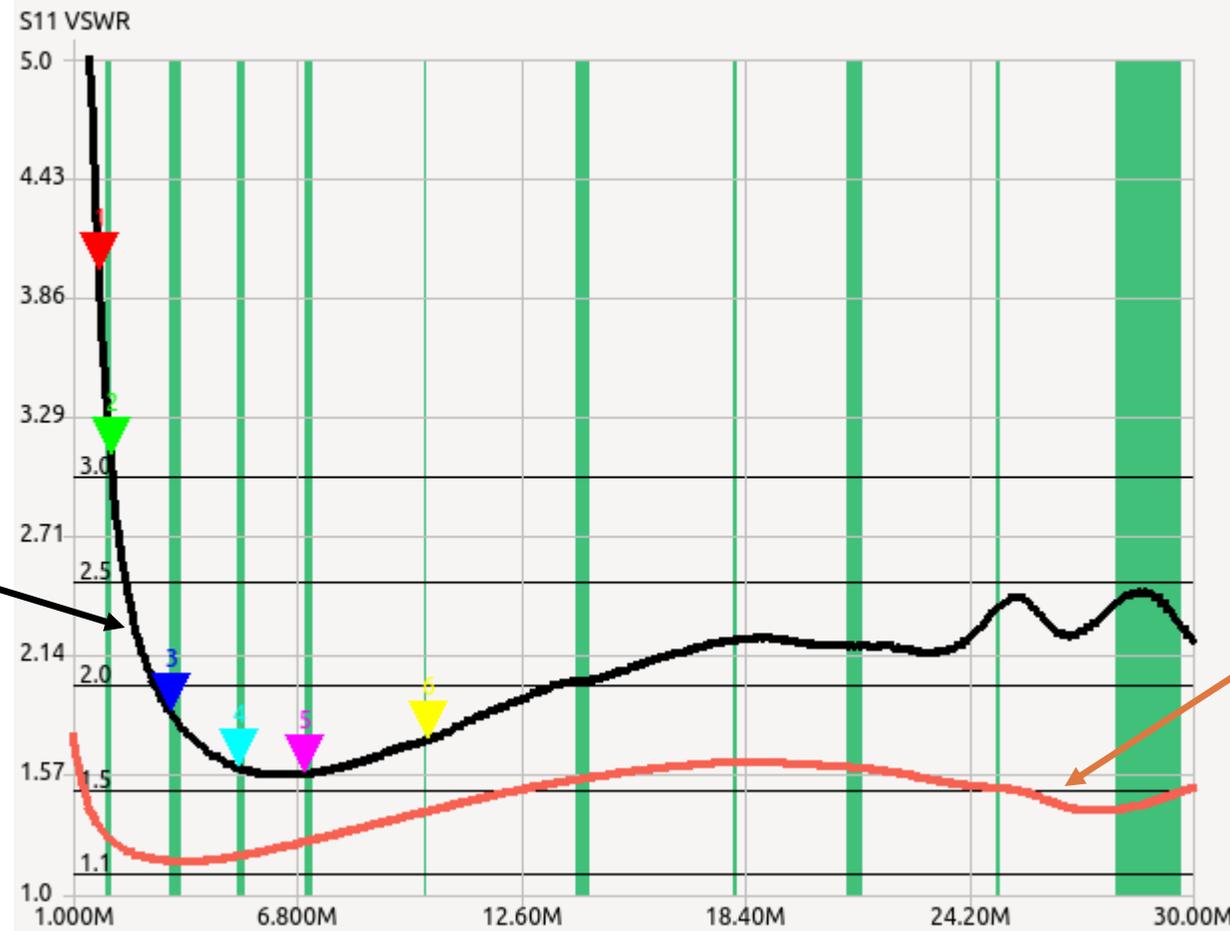


One-Port Messung S11, Trafo terminiert: 2450 Ohm

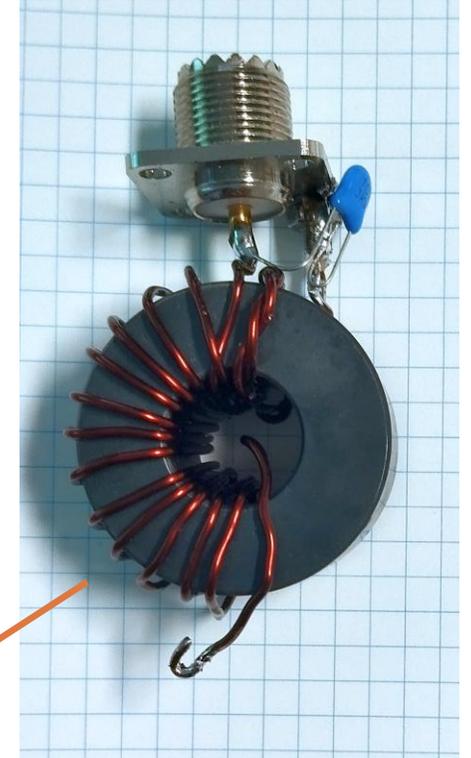
Beispiel: S11 Vergleich zweier 1 : 49 Trafo-Varianten



Amidon FT240-43
Ferritwerkstoff #43
Ø 61 mm, Øi 35,6 mm, h 12,7 mm
A = 158 mm²

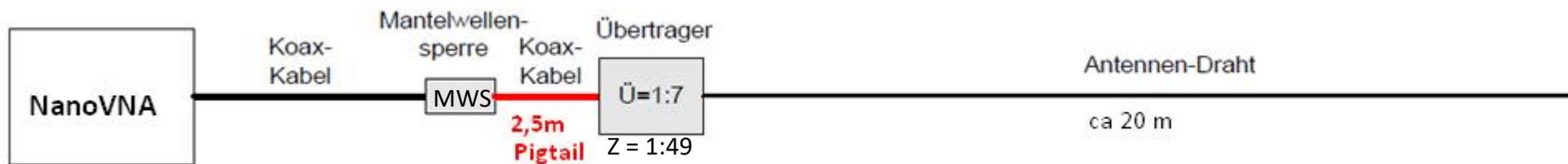


One-Port Messung S11, Trafo terminiert: 2450 Ohm

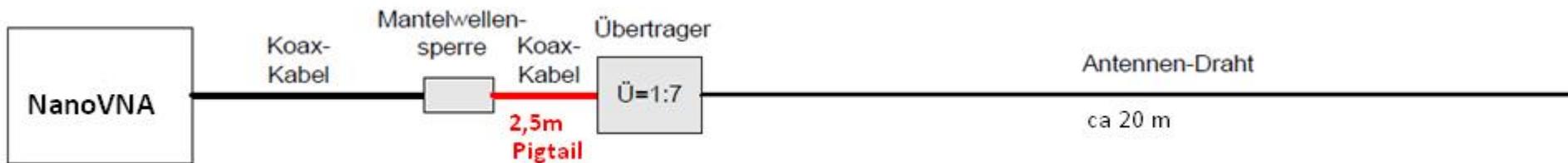
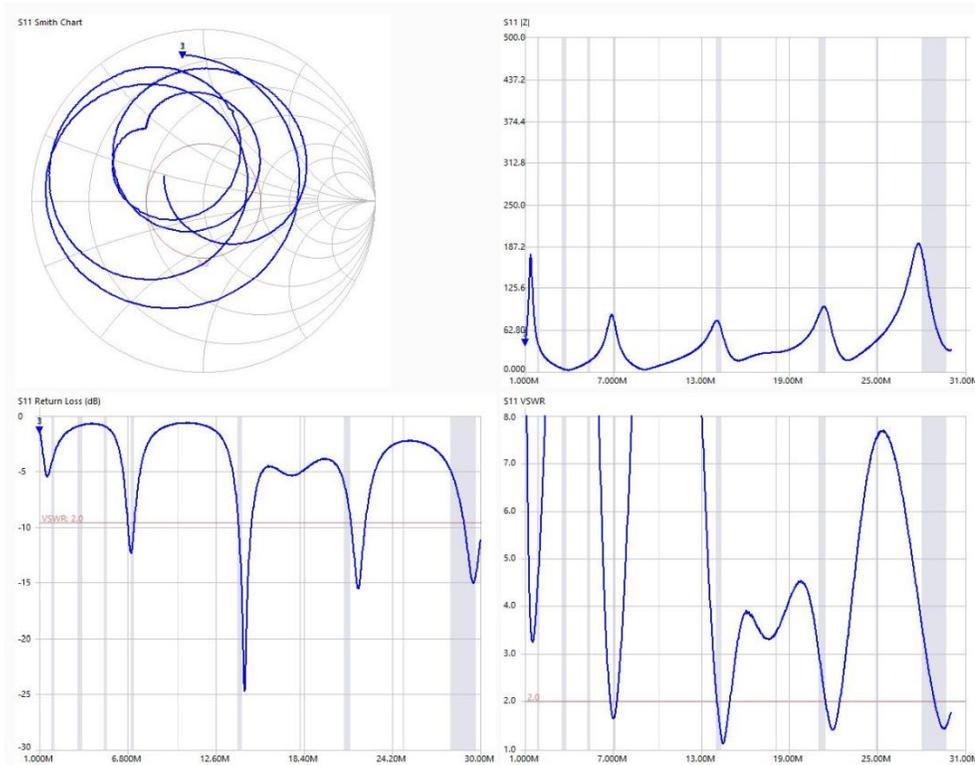


FairRite [Art. Nr.: 2643251002](#)
Ferritwerkstoff #43
Ø 39mm, Øi 17mm, h 22 mm
A = 242 mm²

Feldtest - Messen von Trafo an End-Fed Halfwave Draht



Feldtest – Messergebnis S11 – VSWR /Return Loss



Referenzen und weiterführende Quellen

- [1] Günter Fred Mandel, DL4ZAO, https://www.dl4zao.de/downloads/UnUn_Transformator_fuer_EFHW_Antennen.pdf
 - [2] Werner Schnorrenberg, DC4KU, [R-L-C Messungen mit dem NanoVNA](#),
 - [3] Georg Latzel, DL6GL / Norbert Kohns, DG1KPN, [LCQ Messungen mit dem VNA](#),
 - [4] Werner Schnorrenberg, DC4KU, „[Endgespeister Dipol mit Gegengewicht und Mantelwellensperre](#)“, Funkamateure 04/2019
 - [5] Günter Fred Mandel, DL4ZAO, „[Balun Workshop](#)“
 - [6] Fa. Würth, „[Trilogie der induktiven Bauelemente, Grundlagen \(pdf\)](#)“
 - [7] Martin Steyer, DK7ZB, „Praxiserprobte Übertrager für endgespeiste Antennen“ , Funkamateure 11/2023“
 - [8] Matti Hohtola, OH7SV „[The-challenging-Unun-Transformer for EFHW](#)“
 - [9] Gary Rondeau, AF7NX „[Performance of 49:1 Ferrite Core Transformers](#)“
 - [10] Ludger Schlotmann, DF1BT, „[QRP-UnUns 1:9](#)“
- Ergänzend zum Themenbereich endgespeiste Drahtantennen mit Anpass-Trafo:*
- [11] Werner Schnorrenberg, DC4KU, „[Endgespeister Dipol mit Gegengewicht und Mantelwellensperre](#)“, Funkamateure 04/2019
 - [12] Steve Yates, AA5TB, „[The Endfed Halfwave Antenna](#)“
 - [13] Uli Fromm, DL2LTO; „Endgespeiste resonante Halbwellenantenne“, http://www.dl2lto.de/sc/HB_EFHW.htm
 - [14] Arthur Wenzel, DL1AHW, „[Verlauf der Spannungen auf einem Draht](#)“ mit S/W Programm: „KWSinus04“ von DL2MAT
 - [15] Martin Meserve, K7MEM, „[The Not-So-Random Single Wire End-Fed](#)“ mit Online Längen-Rechner
 - [16] DG0KW – DL5SWB „Mini Ringkern Rechner“, <https://www.dl0hst.de/mini-ringkern-rechner.htm>

Anhang

Nützliches Werkzeug: der Mini-Ringkernrechner

Das nützliche Programm von Wilfried Burmester DL5SWB und DG0KW hilft bei der Berechnung von Induktivitäten (Spulen) und deren Windungszahl auf Eisenpulver Ringkernen, Ferrit Ringkernen und von Luftspulen. Dabei sind die Kenn-Daten gebräuchlicher Kerne als Datenbank im Programm hinterlegt. Dazu Tools zur Schwingkreisberechnung, AL Berechnung und Umrechnung Inch/m.

mini Ringkern-Rechner V1.3.3

Tools Sprache (Language) Maßeinheiten ?

Ferrit FT Eisenpulver T Ferroxcube SIFERRIT WE Ferrit unbekannte Kerne Luftspulen

FT-140 - 43

Frequenzbereiche in MHz

0.01 - 1 1 - 50 30 - 200

Resonanz Breitband Drossel

AL= 952,0 mH/1000 N²

Da 35,56 mm Di 22,86 mm h= 12,70 mm µi= 800

Windungszahl/Draht berechnen

Induktivität 40 µH => Windungszahl 6 max. D (Draht) 7,62 mm Drahtlänge 22,9 cm bei D (Draht) 0 mm

Anwendung

Arbeitsfrequenz 1,8 MHz XL 452,389 Ω Flux 0,0 mT max. Flux 11,2 mT

Spannung V Kernverluste mW/cm³ W Temperaturanstieg °C

Induktivität aus Windungszahl berechnen

N => H XL= Ω

Drucken Beenden

Download:

<https://www.dl0hst.de/mini-ringkern-rechner.htm>

Touchstone Dateiformat s1p, s2p

Eine Touchstone-Datei ist ein ASCII-Textformat zur standardisierten Speicherung und zum Austausch von Messdaten (S-Parametern) die z. B. in einem VNA erzeugt wurden und die von Simulations- oder Auswerte-Software gelesen werden kann. Diese Dateien haben die Dateiendung .sNp, wobei N die Anzahl der Ports des gemessenen Geräts darstellt. Als Messdaten gespeichert werden z. B. Frequenz, Betrag und Phase. Da ein NanoVNA nur in eine Richtung messen kann (S11, S21), werden beim Abspeichern als S2P Datei die Datenfelder der Rückwärtsrichtung mit Nullen aufgefüllt.

Wie eine Touchstone Datei aufgebaut ist:

1. Kommentare:

Zeilen, die mit einem Ausrufezeichen (!) beginnen, dienen als Kommentare und können Informationen zum Gerät oder der Messung enthalten.

2. Optionszeile:

Beginnt mit einem #-Symbol und beschreibt die Formatierung der Daten (z.B. Frequenz-Einheit, Datenformat wie Magnitude/Phase oder Real/Imag), gefolgt von einer Angabe der normierten Referenzimpedanz, beim NanoVNA: 50 Ohm

3. Datenzeilen:

Die gemessenen Daten, für jeden Messpunkt eine Zeile. Jede Zeile enthält einen Frequenzwert gefolgt von den zugehörigen S-Parameter-Werten (Beim NanoVNA sind das z.B. Frequenz, S11 (Realteil -+ Imaginärteil).

Öffnet man eine vom NanoVNA erstellte Touchstone S2P Datei mit einem Text-Editor, sieht das meist so aus.

```
! NanoVNA-App
```

```
! Date: 2025-09-04 20:16:47
```

```
! Start: 13,95MHz Stop: 15,05MHz Points: 400
```

```
! S-Parameter data: F S11 S21 S12 S22
```

```
# Hz S R I R 50
```

```
! Frequency S11_Real S11_Imag S21_Real S21_Imag S12_Real S12_Imag S22_Real S22_Imag
```

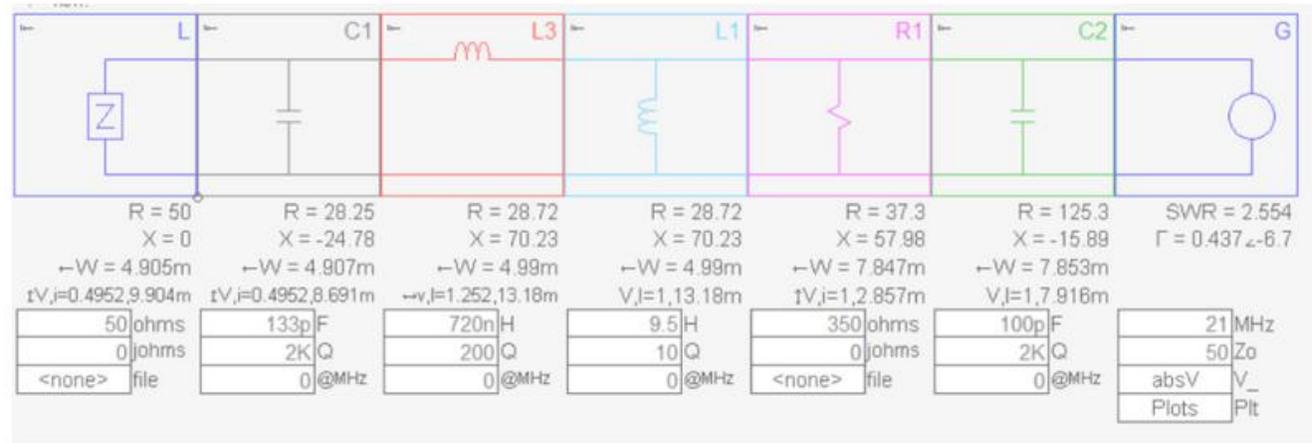
```
13950000 9,965109229e-01 -5,425642803e-02 -5,146339536e-04 5,009026825e-02 0,000000000e+00 0,000000000e+00 0,000000000e+00 0,000000000e+00
```

```
...
```

```
...
```

Mehr zum Touchstone Format. https://helpfiles.keysight.com/csg/N1930xB/Fi...File_Format.htm

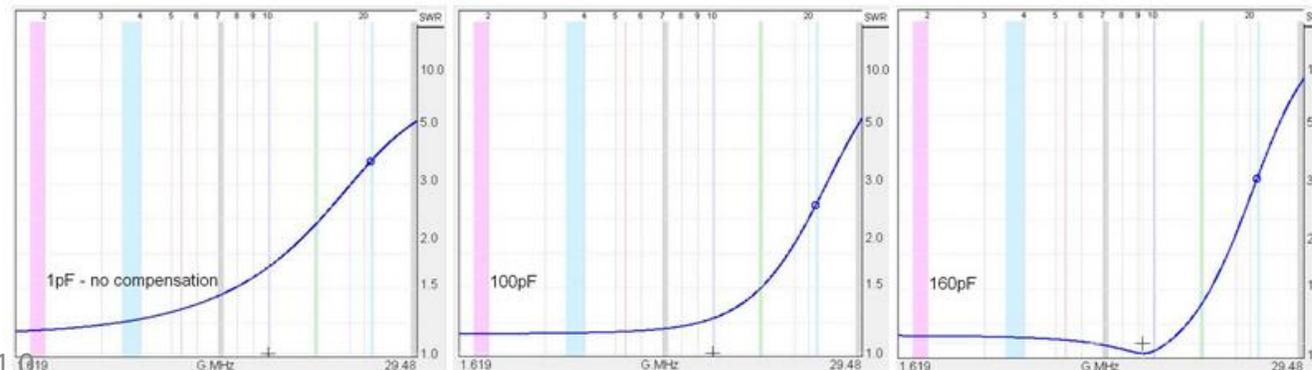
SIMNEC Simulation des Kompensations-C



[SimNEC \(AE6TY\)](#)
Interactive RF circuits
analysis software

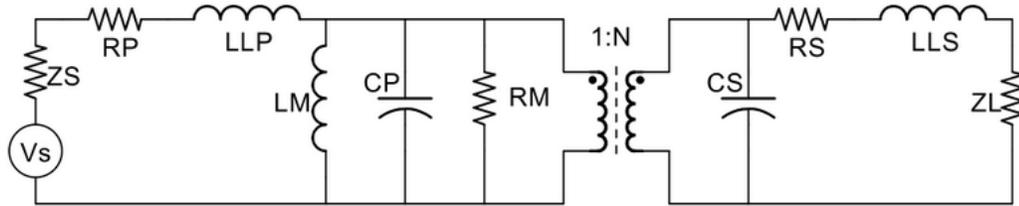
SIMNec kann S1P und S2P
Dateien vom NanoVNA Saver
einlesen.

The capacitor C2 on the generator-side is the compensation capacitance. (SimSmith works from the load on the left to the source on the right) For high frequencies L1, the magnetization inductance, can be ignored and we are left with a little pi network consisting of the winding capacitance, C1, the leakage inductance, L3, and the added compensation capacitor C2. The figure below shows the effect of adding capacitor C2.

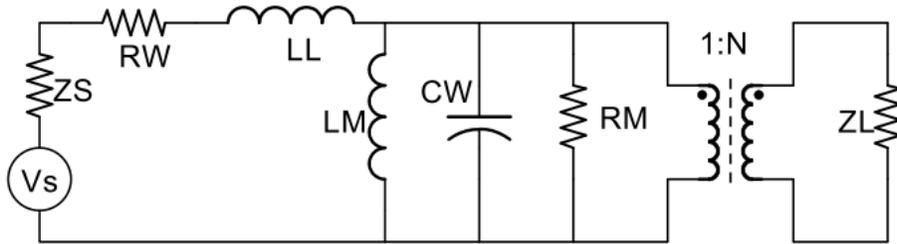


[Sim: AF7FX](#)

Ersatzschaltbild Transformation



Besides the ideal transformer, there are leakage inductances L_{LP} and L_{LS} that result from imperfect flux coupling. The winding resistance for the primary and secondary are R_P and R_S respectively. The magnetization inductance, L_M , is associated with filling the core with magnetic flux that is required for the ideal transformer action to take place. (Note that in the ideal transformer the amp-turns on the primary and secondary are exactly balanced so no net magnetic field would appear in the core.) Winding capacitance is modeled as C_P and C_S . The secondary-side parasitic elements can be transferred to the primary side of the transformer, with appropriate scaling by the turns ratio squared, they can be combined with the primary-side parasitics. In the simplified primary-referred model below, $C_W = C_P + N^2 C_S$; and approximately $R_W = R_P + R_S/N^2$ and $L_L = L_{LP} + L_{LS}/N^2$.



Core losses are lumped into R_M and represent eddy current or hysteresis magnetic losses. For high frequency broadband transformers, wound with only a few turns of wire on high permeability cores, the leakage inductance and the series resistance of the windings will be small compared to the magnetizing inductance and the source impedance, respectively, so we can ignore these terms.

The low frequency cutoff will be determined by the source impedance and the magnetizing inductance,

$$f_L = Z_s / 2\pi L_M.$$

The high frequency cutoff will be determined by the source impedance and the combined winding capacitance,

$$f_H = 1 / (2\pi Z_s C_W) \text{ or by the self resonance of the leakage inductance } L_L \text{ and the winding capacitance } C_W.$$

With appropriate tricks, we can measure some of the more important parasitic elements of a transformer using a Vector Network Analyzer. I have one of the ubiquitous NanoVNA instruments that I used to characterize various test transformers.