

UnUn Transformator für EFHW Antennen

- Funktion
- konstruktive Merkmale
- praktische Messungen

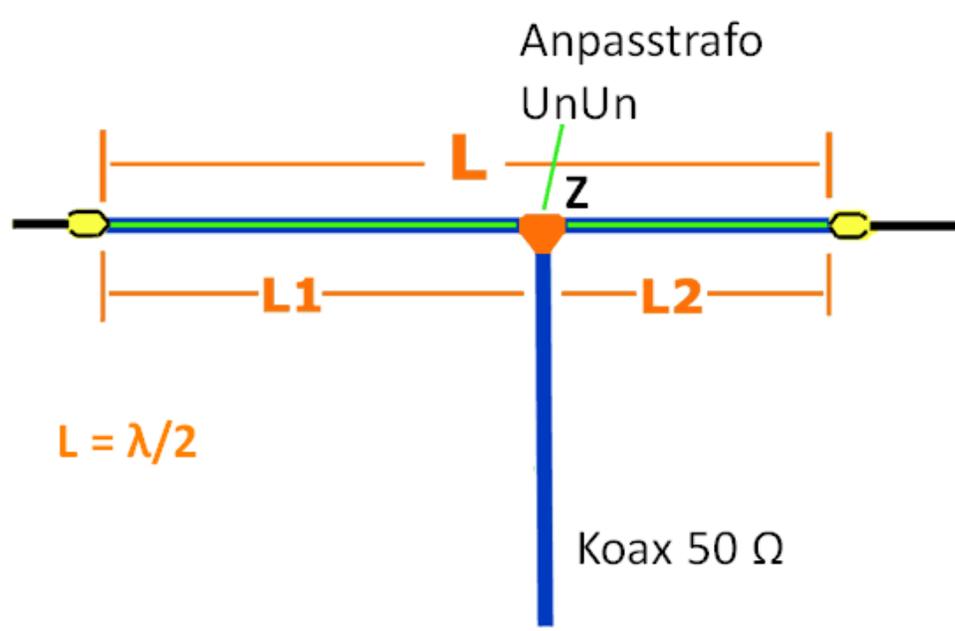


nichtkommerziell, nur für Lehr- und Ausbildungszwecke

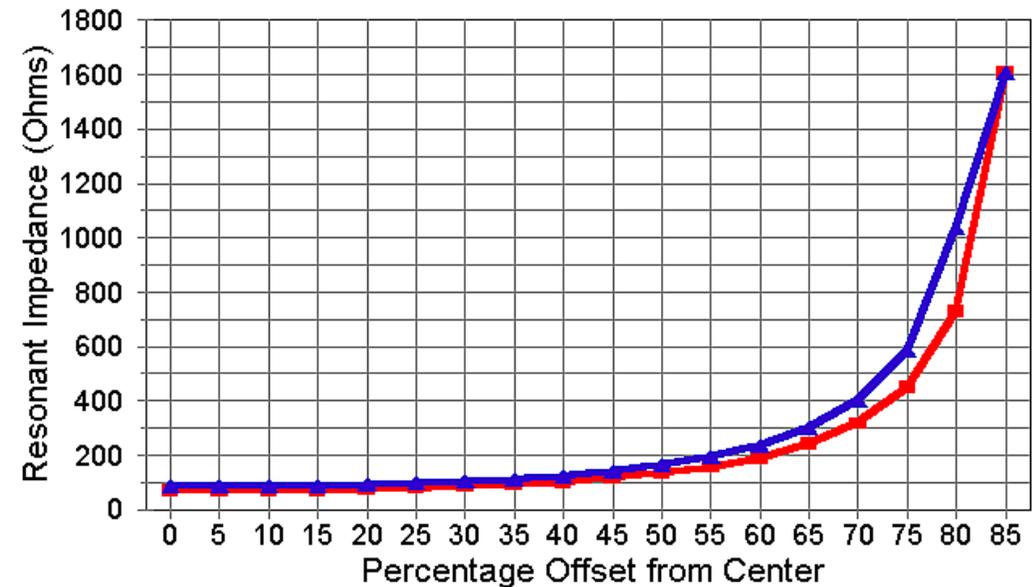
Guenter Fred Mandel, DL4ZAO
www.dl4zao.de

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 %

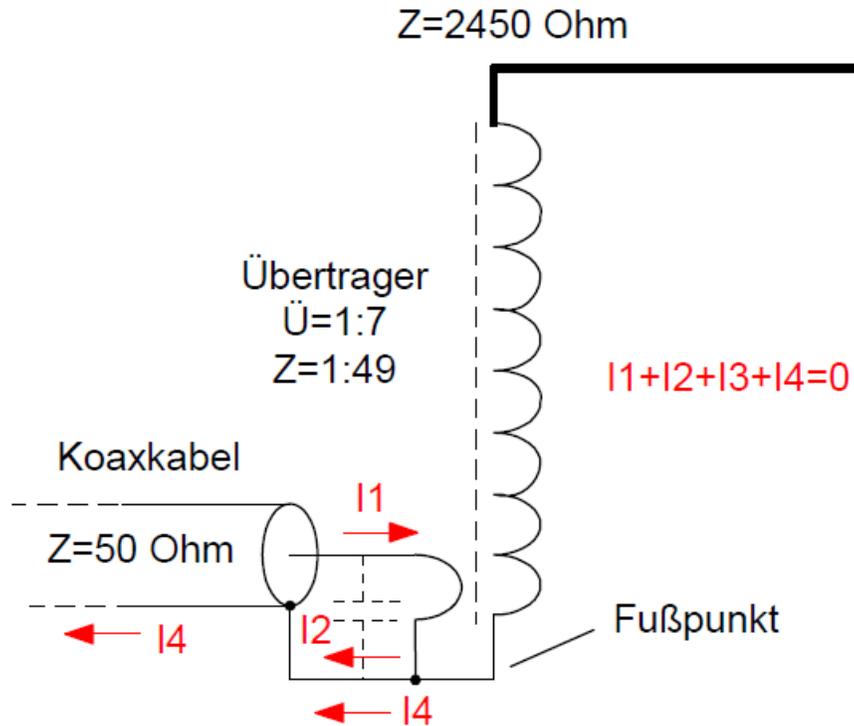


— Höhe 20 m — Höhe 10 m

[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 .

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



Zeichnung DC4KU [1]

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.

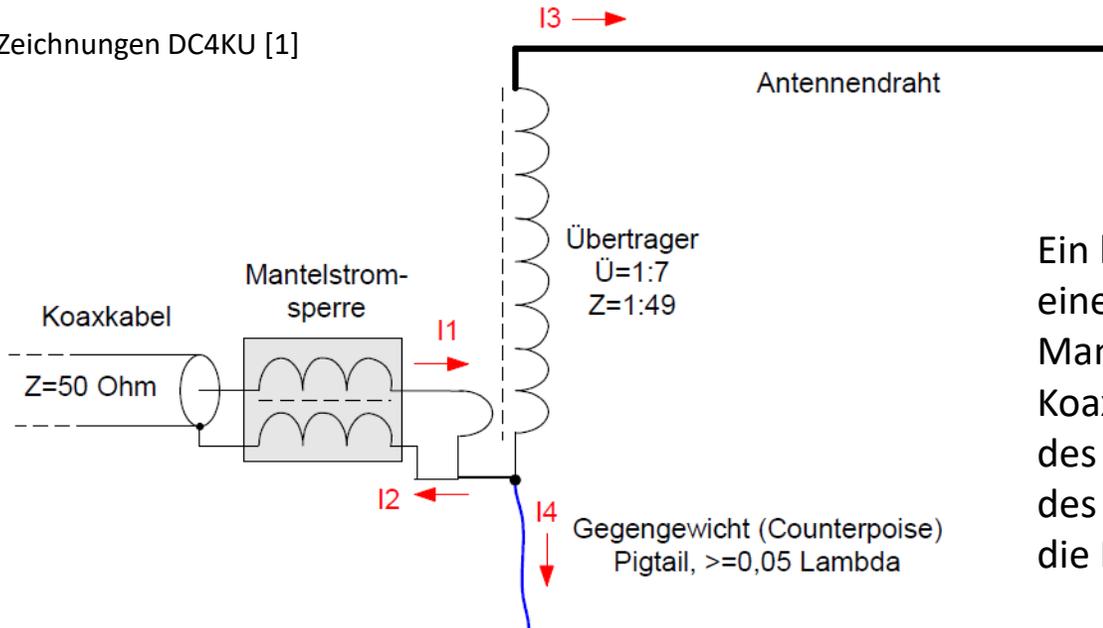
Die Gegentaktströme $I1$ und $I2$ im inneren des Koaxkabels teilen sich auf in den erwünschten Strom $I3$ in den Strahler und den unerwünschten Mantelstrom $I4$. Der Koax-Mantel strahlt und empfängt als unerwünschte Zusatz-Antenne. Zur Reduzierung der Mantelwellen $I4$ ist ein Strombalun / Gleichtaktdrossel als Mantelstromsperre im Kabelweg angeraten [4].

Zur Anpassung der Fußpunkt-Impedanz Z an ein 50Ω Koaxialkabel wird oft ein Breitband-Übertrager (HF-Trafo) mit einem Impedanz Übertragungsverhältnis von 1:49 oder 1:64 verwendet.

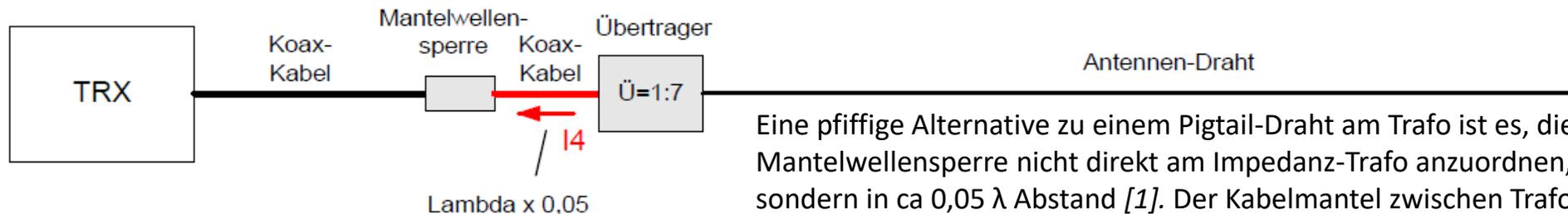
(Beispielhaft wird in diesem Paper von einem 1:49 Trafo ausgegangen)

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

Zeichnungen DC4KU [1]



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 [1], [2].



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 [1]. Der Kabelmantel zwischen Trafo und MW-Sperre dient dann als Ersatz für das Pigtail Gegengewicht.

UnUn Impedanztransformator für EFHW

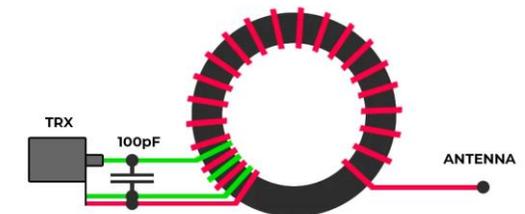
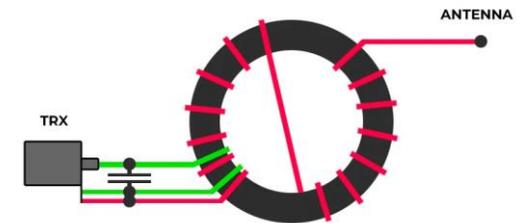
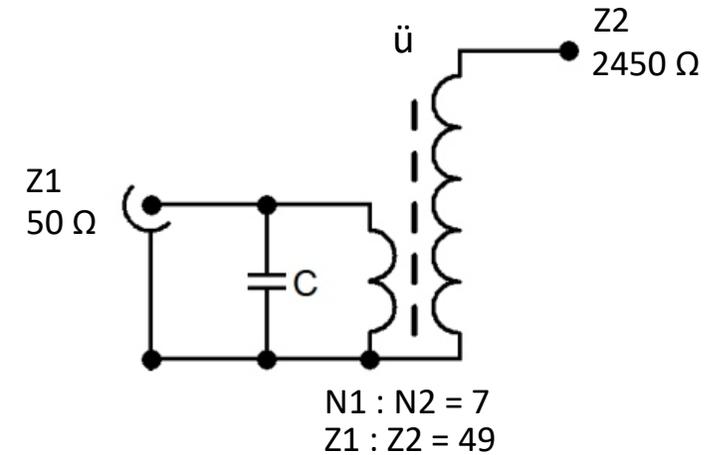
Der UnUn Impedanz-Trafo ist das Herz einer EFHW oder OCF Antenne

Er hat die Aufgabe, die charakteristische Impedanz des Koaxkabels, meist 50Ω , möglichst breitbandig auf die hohe Fußpunktimpedanz des Strahlers anzupassen.

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

Mit einem 1:49 Trafo wird z.B. die Kabelimpedanz von 50Ω auf eine Ausgangsimpedanz von 2450Ω transformiert. Beim 1:64 Trafo wären es 3200Ω . Die Impedanztransformation erfolgt quadratisch zum Verhältnis der Windungszahlen $N1 : N2$.

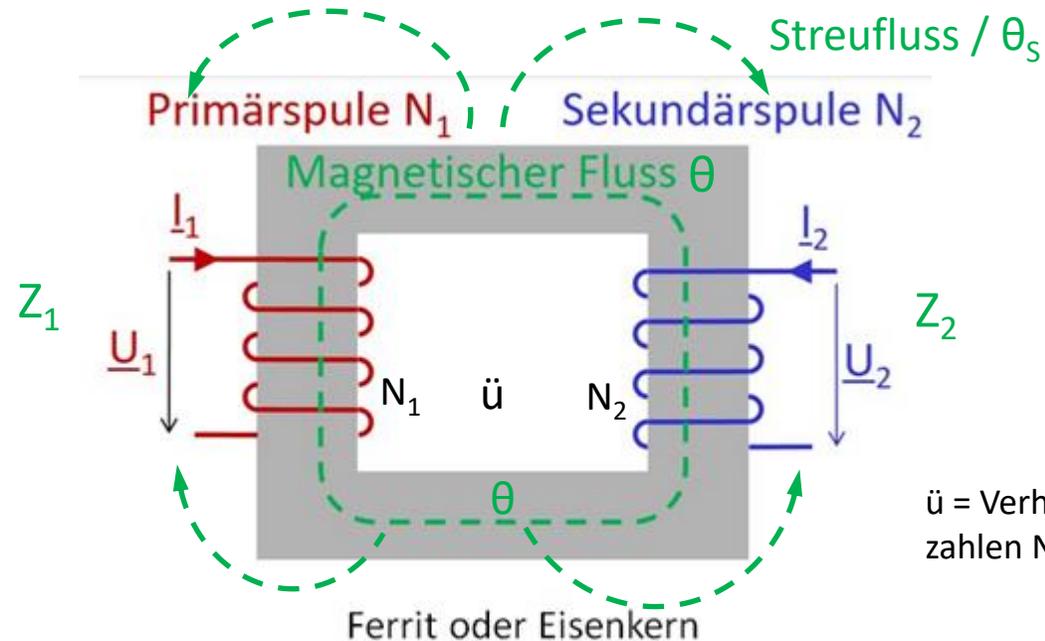
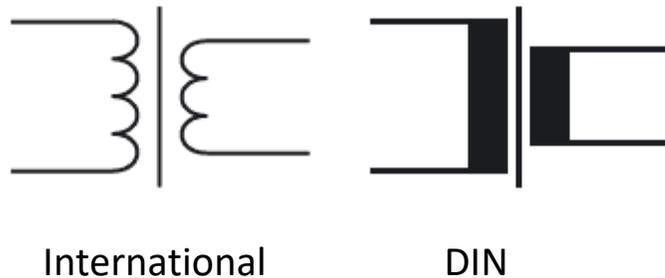
Mit einem gemeinsamen Massepunkt zwischen Primär- und Sekundärwicklung ist ein EFHW Trafo nicht galvanisch getrennt. Die Trafo-Wicklung kann dann als „Autotrafo“ durchgehend gewickelt werden.



Grafik: OH7SV

Funktionsprinzip des (idealen) Transformators

Trafo Schaltzeichen



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

- Beim Trafo erfolgt die Energieübertragung von Wechselströmen über den magnetischen Fluss durch Induktion. Beim idealen Trafo werden alle Feldlinien einer Spule von den Windungen der anderen Spule umschlossen. Es existiert kein Streufluss.
- 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.

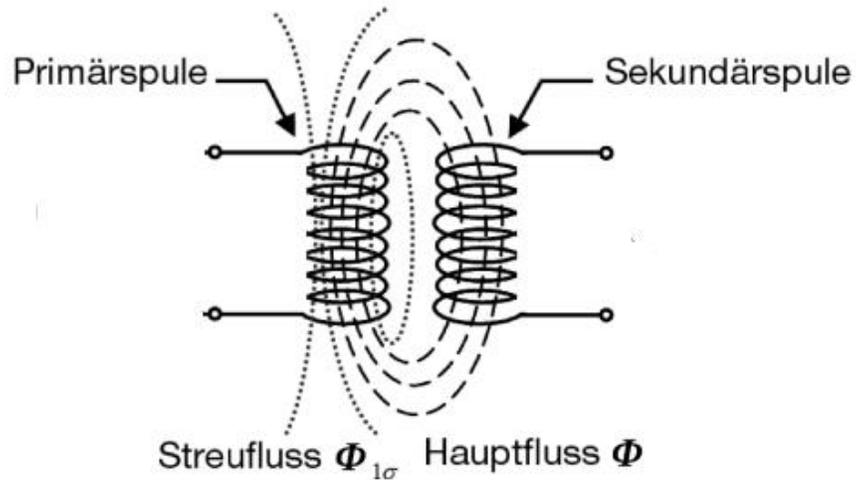
$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{u}$$

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

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

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

realer Transformator - Streuung

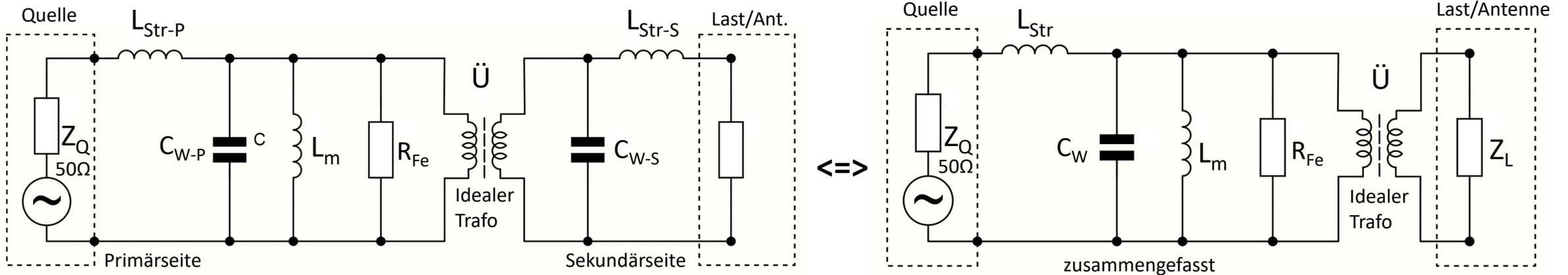


In einem realen Transformator durchsetzt nicht der gesamte von einer Wicklung hervorgerufene magnetische Fluss auch die andere Wicklung. Ein Teil verläuft drumherum, man nennt das **Streuung**.

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 $k=1$.

- Im Gegensatz zum idealen Trafo gibt es beim realen Trafo verschiedene Verlustquellen. Ein Teil der magnetischen Feldlinien wird nicht vollständig im Kern konzentriert durch beide Trafowicklungen geführt, sondern streut in den Außenbereich.
- Der Streufluss und damit der Koppelfaktor werden durch die Form und durch die magnetischen Eigenschaften des Ferritkerns und durch die Ausführung der Wicklung beeinflusst. Der Koppelfaktor wird kleiner als 1 und frequenzabhängig.
- Der Streufluss verursacht beim Trafo eine unerwünschte Streu-Induktivität, die zusammen mit der Wicklungskapazität die Bandbreite zu hohen Frequenzen begrenzt. Induktivität und Wicklungskapazität bilden eine Eigenresonanz aus.
- Der Koppelfaktor beeinflusst die Impedanz-Transformation. Ein hoher Koppelfaktor / geringe Streuung sind Voraussetzung für ein gutes VSWR über einen breiten Frequenzbereich.
- Neben dem Drahtwiderstand wirken die magnetischen Verluste in einem Ferritkern wie ein ohmscher Verlustwiderstand, der den Trafo-Wirkungsgrad vermindert und den Kern aufheizt. Diese Verluste im Kern sind vom Ferritmaterial und von der Frequenz abhängig.

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 Spule, die im Trafo-Kern den magnetischen Fluss 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 - Nutzbandsbreite

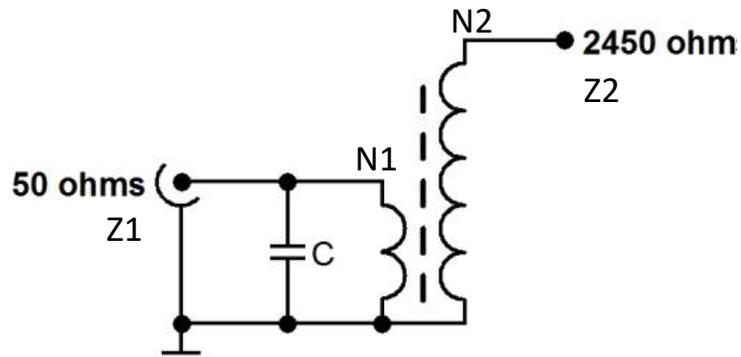
Ein Transformator zeigt in seinen Übertragungseigenschaften ein Bandpassverhalten mit einer oberen und unteren Grenzfrequenz. Die Bemessung der Primärinduktivität spielt eine maßgebliche Rolle. Die Induktivität einer Ferritkern-Spule steigt mit der Permeabilität μ' des Ferritmaterials und der Größe eines Kerns.

Primärinduktivität

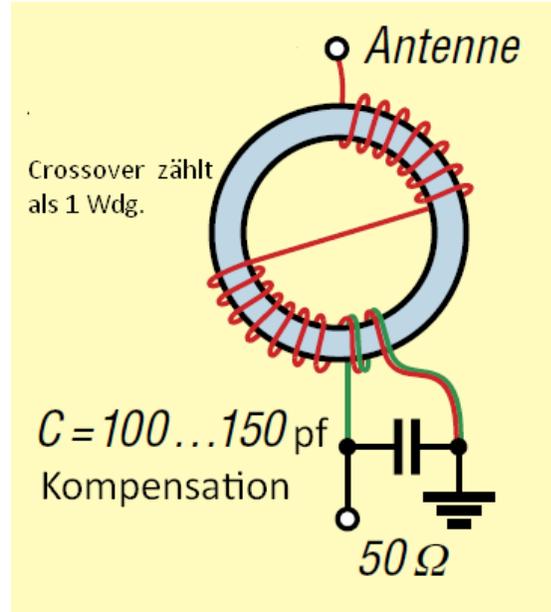
- Die Induktivität der Primärwicklung bestimmt die untere Grenzfrequenz. Ist sie bei der geforderten Frequenz zu klein, steigen wegen der Fehlanpassung die Verluste am unteren Nutzfrequenzbereich und das VSWR ist schlecht.
- Macht man die Primärinduktivität zu groß, schränkt das die Bandbreite im oberen Frequenzbereich ein. Das VSWR verschlechtert sich im oberen Frequenzbereich.
- 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 . ($X_L = 6.28 \cdot f \cdot L$).
- Die Induktivität der Wicklung auf einem Ferrit-Ringkern hängt von der Windungszahl, den Abmessungen des Kerns und der Permeabilität μ des Ferritmaterials ab. Sie ist frequenz- und temperaturabhängig.
- Ringkerne kann man stapeln um eine höhere Induktivität zu erreichen oder um mehr Leistung transformieren zu können. Zwei gleiche Ringkerne gestockt, ergeben bei gleicher Windungszahl etwa die doppelte Induktivität.

UnUn Impedanztrafo - praktische Ausführung I

Schaltbild eines typischen EFHW UnUn Autotrafo mit Kompensations-Kondensator C

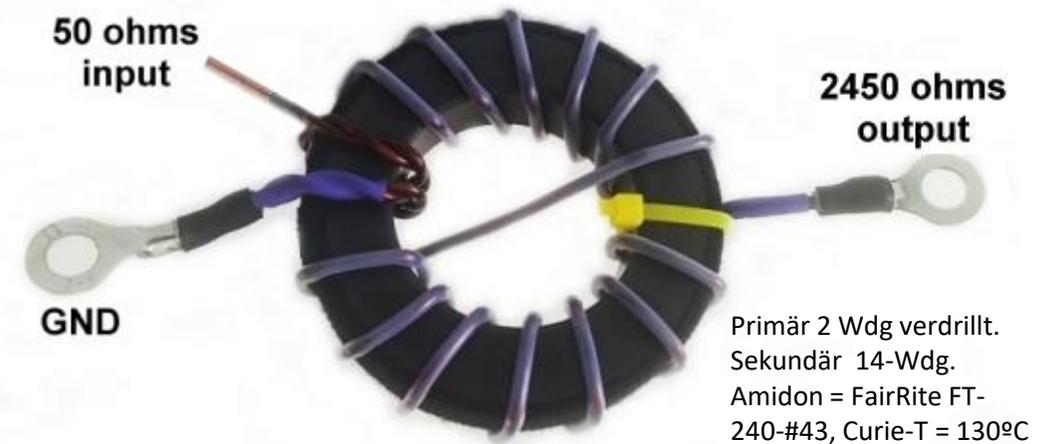


1 : 7 Windungsverhältnis $N1/N2 \approx$
1 : 49 Impedanzverhältnis $Z1/Z2$



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 Spannungen ausgelegt sein.

Bei der „Cross-over“ Wickeltechnik liegen bei großen Ringkernen Input und Output gegenüber und beeinflussen sich bei hohen Frequenzen weniger. Koppelfaktor und Wirkungsgrad werden dadurch allerdings etwas schlechter als bei engerer Wicklung ohne cross-over.



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

EFHW UnUn Impedanztrafo - praktische Ausführungen II

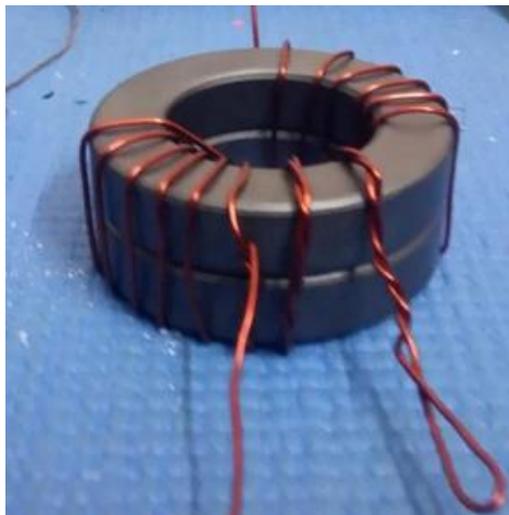


K1RF
Workhorse UNUN
2 Stk. FT240-43
84-88% efficient
85 W continuous,
212W CW.
340W SSB
Curie-T 130°C

Box73 UnUn
100W ?



QRP UnUn



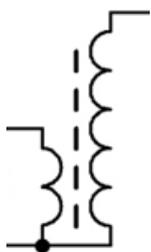
F5NPV



Bonito UnUn

Mehrere Kerne gestockt für höhere Leistung und Induktivität

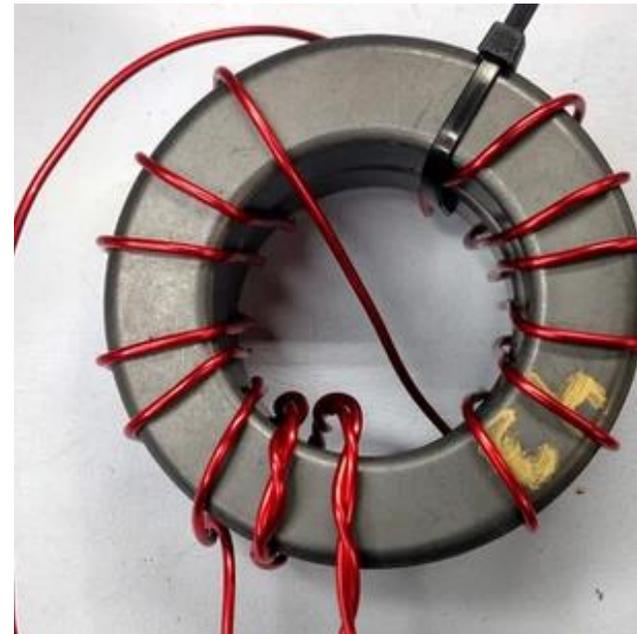
UnUn Autotrafo - konstruktive Merkmale



Standard Autotrafo, Wicklung mit Anzapfung, eng gewickelt.



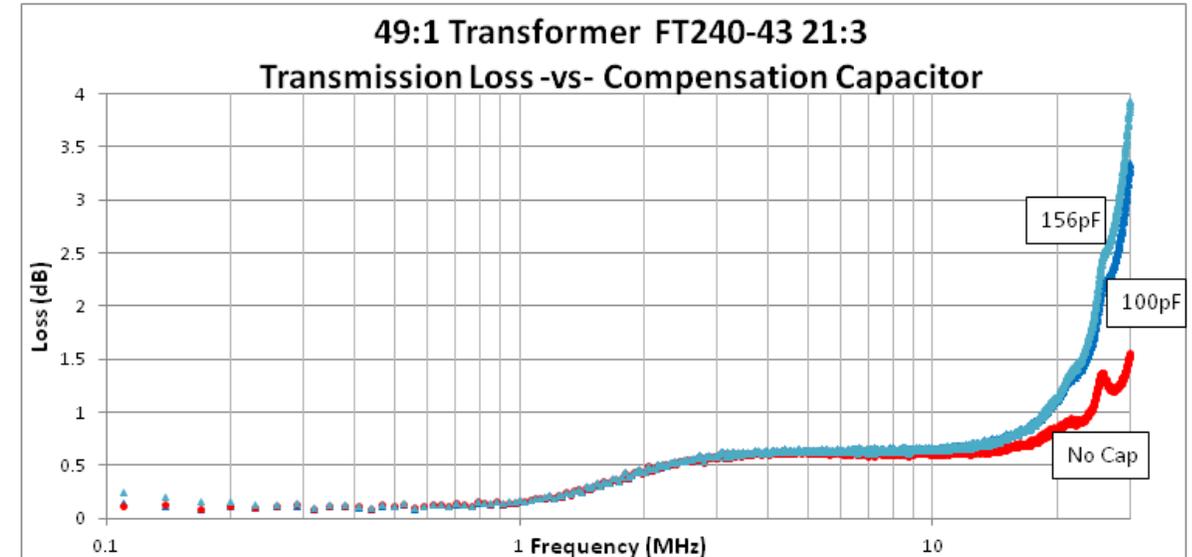
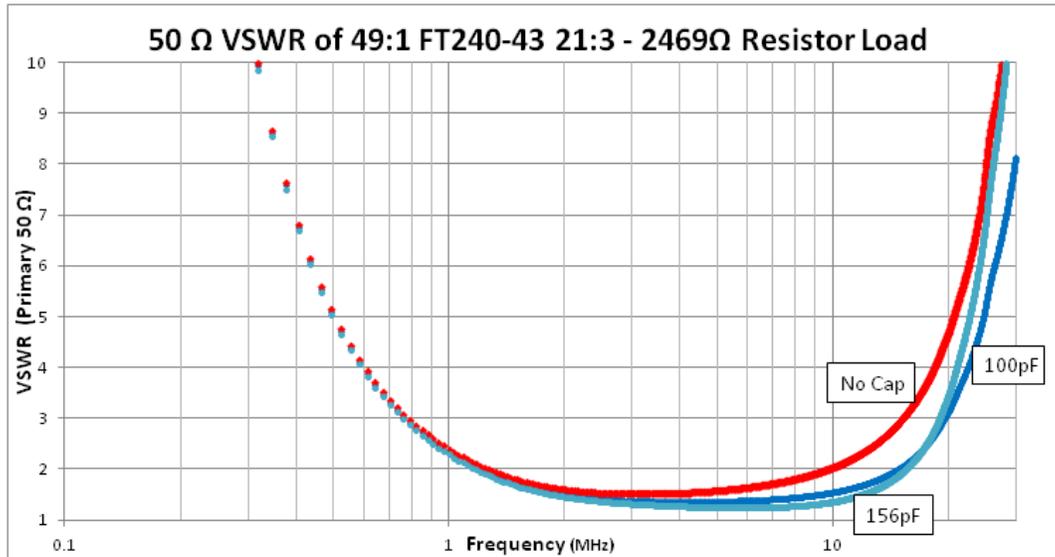
Wicklung bifilar verdrillt, eng gewickelt
- bester Koppelfaktor k



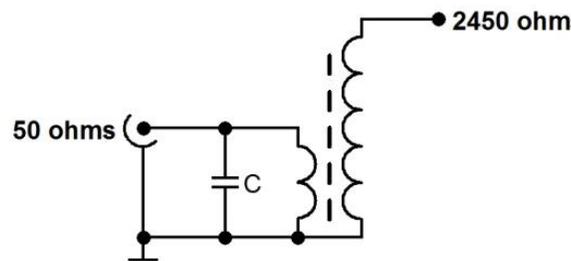
Wicklung bifilar verdrillt, verteilt gewickelt mit cross-over; k ist kleiner als bei enger Wicklung.

Die Induktivität der Trafospule hängt von der Windungszahl und von der Wickeltechnik, sowie von der (frequenzabhängigen) Permeabilität des Ferritmaterials und von den Abmessungen des Kerns ab. Die übertragbare Leistung ist durch den maximalen magnetischen Fluss (Datenblatt) und die Kernverluste begrenzt. Verluste im Ferrit heizen den Kern auf. Durch Stapeln von mehreren Kernen kann die übertragene Leistung und der magn. Fluss auf die Kerne verteilt werden. Zwei Kerne verdoppeln die Induktivität einer Wicklung, drei Kerne verdreifachen usw.

EFHW UnUn - der primär-Kompensationskondensator



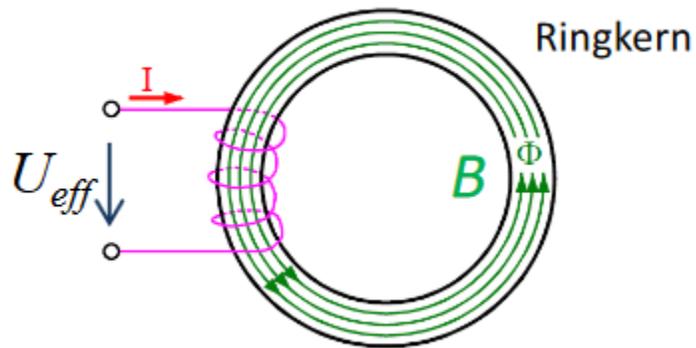
AF7FX [10]



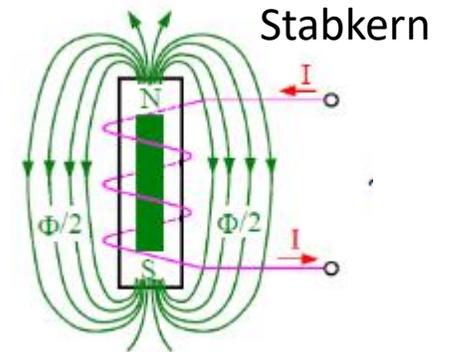
- Ein Kondensator C parallel zur 50 Ω Primärwicklung kompensiert die Streuinduktivität und verbessert das VSWR im oberen Nutzfrequenzbereich. Das wird erkauft durch eine steilere Flanke der oberen Grenzfrequenz.
- Der Kondensator muss für die dort auftretenden Maximalspannung bemessen sein und soll eine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

EFHW UnUn - Kernforschung

Der Anpass-Trafo einer EFHW ist maßgeblich für die effiziente Strahlung der Antenne. Die Auswahl des passenden Ferritkerns ist dabei immer ein Kompromiss zwischen: Frequenzbereich, Wirkungsgrad und übertragbarer Leistung. Ferrite sind keramische Sintermaterialien aus Eisen-Oxid (Fe_2O_4) und Zusätzen von anderen Metalloxiden. Am besten haben sich Ringkerne aus NiZn-Ferriten bewährt, die es mit unterschiedlichen Zusammensetzungen und magnetischen Eigenschaften gibt.



Ein Ferrit Ringkern ist besonders geeignet, weil die magnetischen Feldlinien der darauf gewickelten Spule im Inneren des Ferrittrings gebündelt verlaufen. Im Gegensatz zu einer Spule auf einem Stabkern hat eine Ringkernspule nur eine kleine Rest-Streuung der Feldlinien nach außen.

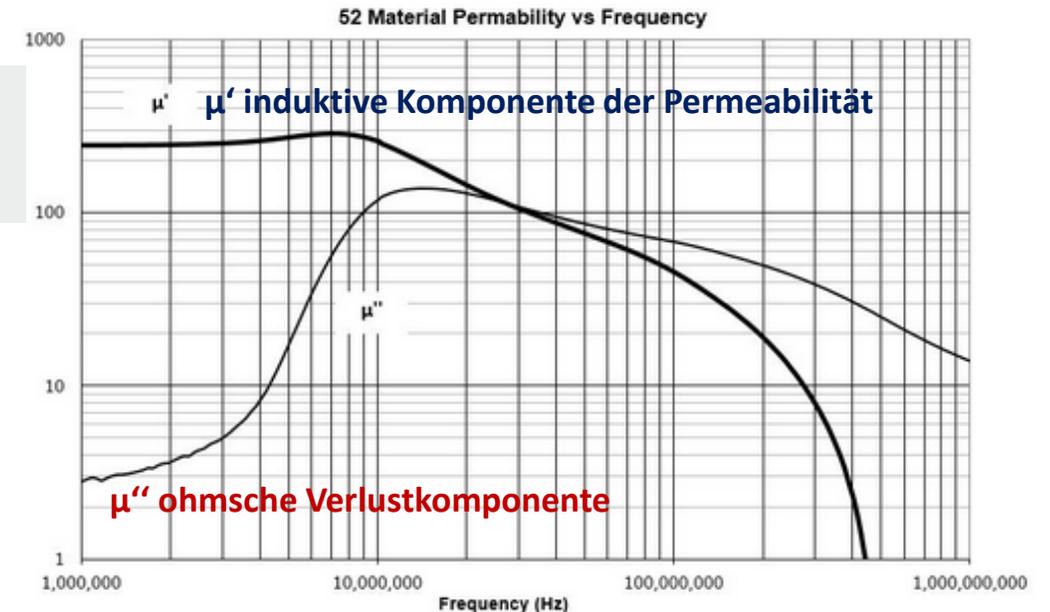
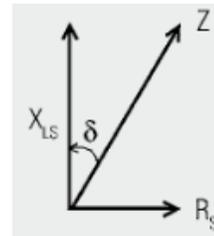
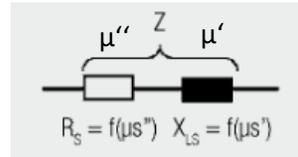
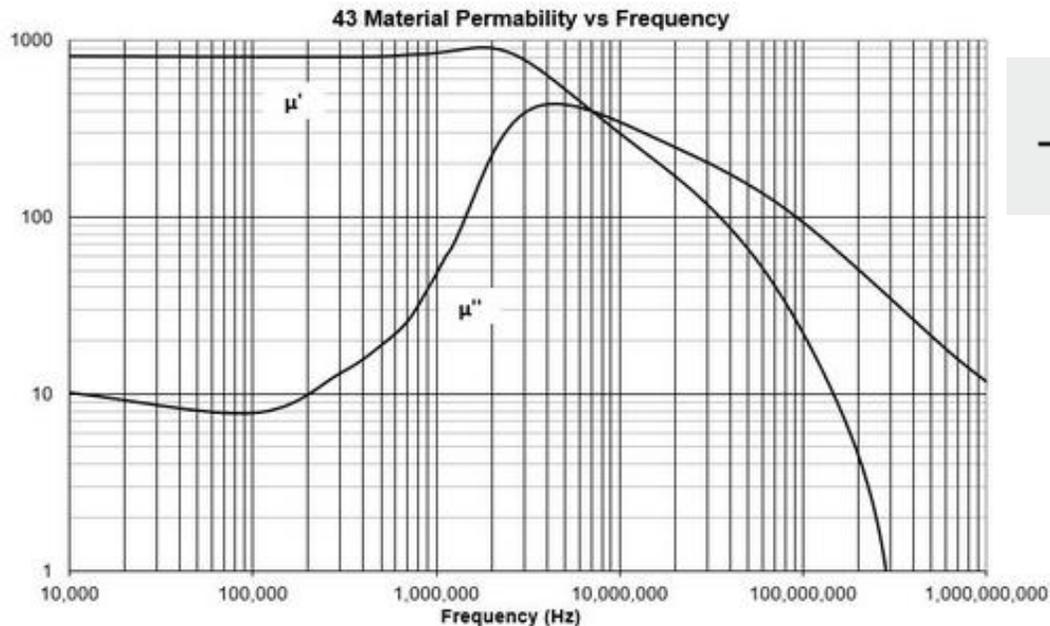


Was man über Ferrite wissen sollte:

- Ferrite sind unlineare Materialien, ihre Eigenschaften variieren u. a. mit der Frequenz und der Temperatur
- 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 mit zunehmender 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.

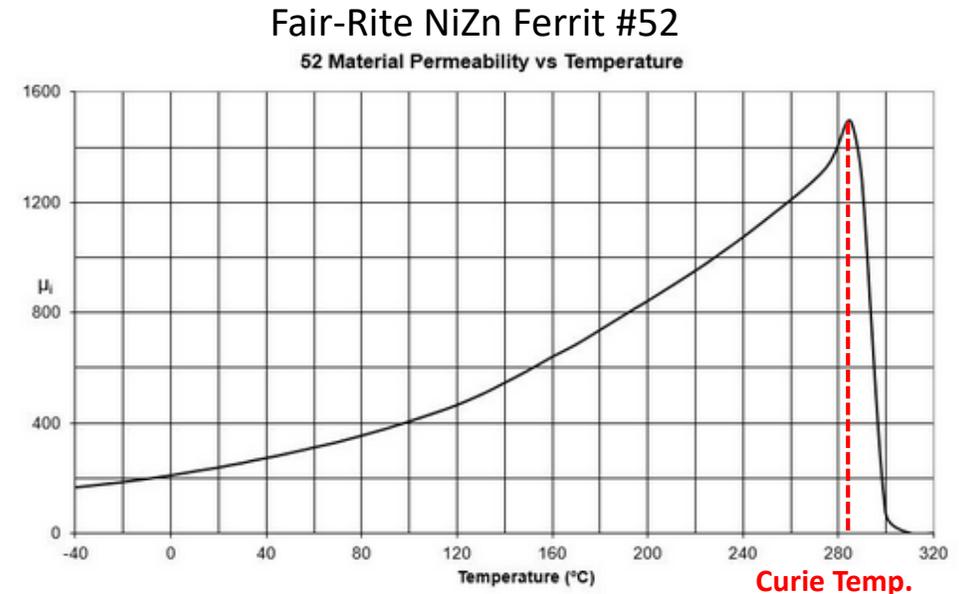
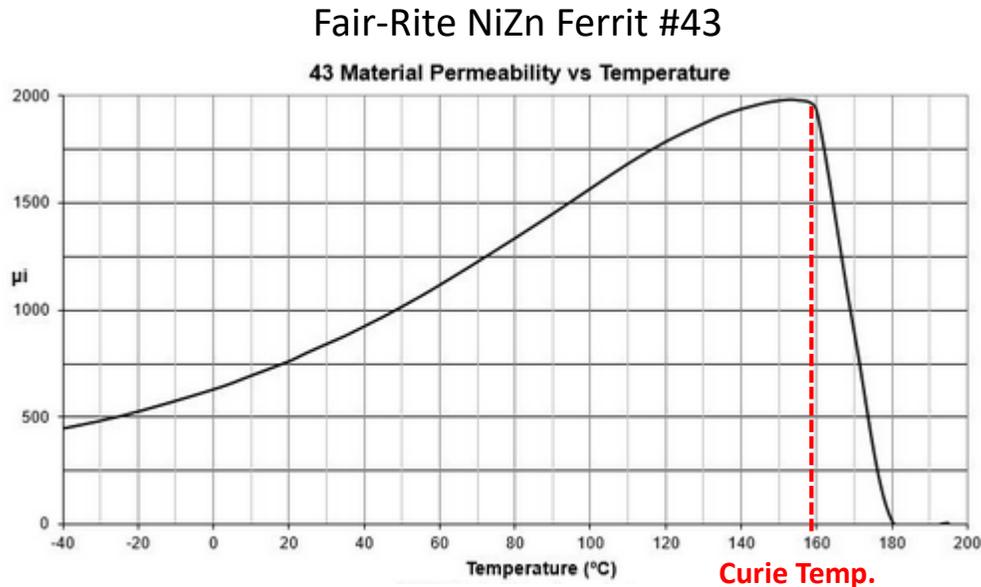
Ferrit - komplexe Permeabilität μ' und μ''

Der Faktor, um den die Induktion einer Spule durch Einbringen eines Stoffes verändert wird heißt relative Permeabilität μ . Sie ist ein Verhältnismaß für die magnetische Leitfähigkeit. Eisen und insbesondere Ferrite haben ein hohe Permeabilität, sie wirken als gute Leiter für die magnetischen Feldlinien. Die Permeabilität von Luft ist ca. 1. Ersetzt man z. B. in einer Spule die Luft durch ein Ferrit mit $\mu = 100$, ergibt die Spule die hundertfache Induktivität. Will man mit wenigen Windungen eine hohe Induktivität erreichen, wickelt man auf einen Kern mit hoher Permeabilität.



- 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 .

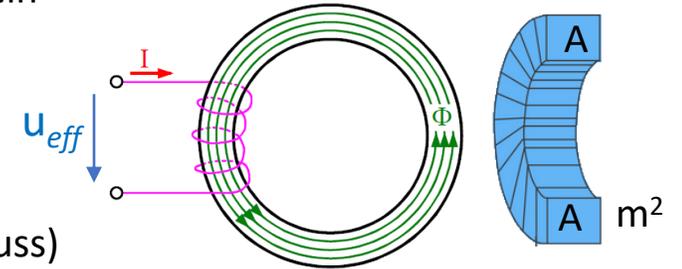
Temperaturabhängigkeit der Permeabilität - Curie Temperatur



- Die Permeabilität von Ferriten ist nicht konstant, sondern ist unter Anderem auch von der Temperatur abhängig. Kurz vor der „Curie-Temperatur“ erreicht die Permeabilität ein Maximum, gleichzeitig steigen die Kernverluste.
- Beim Erreichen der Curie-Temperatur verschwinden die magnetischen Eigenschaften eines Kerns. Die Permeabilität des Ferrit und damit auch die Induktivität einer Wicklung fallen rapide ab. Diese Temperatur darf daher im Betrieb nicht erreicht werden.
- Die Curie Temperatur ist eine spezifische Materialeigenschaft der unterschiedlichen Ferritwerkstoffe. Der Vorgang ist umkehrbar; beim Abkühlen kehren die ursprünglichen Eigenschaften des Ferritkerns wieder zurück.

Magnetischer Fluss im Ferrit-Ringkern - Sättigung

- Ein zu einer Spule auf einem Ferrit-Ringkern aufgewickelter Leiter erzeugt bei Stromfluss ein gleichmäßig verlaufendes magnetisches Feld im Innern des Kerns. Das Feld und seine Richtung wird durch gedachte Feldlinien veranschaulicht.
- Die Gesamtheit der Feldlinien im Kern ist der **magnetischen Fluss Φ** ($\Phi = 1 \text{ V} \cdot \text{s}$). Die Gesamtheit der Feldlinien, die durch die Querschnittsfläche A des Kerns dringt, wird als **magnetische Flussdichte B** bezeichnet. Die Einheit ist Tesla : $1 \text{ T} = 1 \text{ V} \cdot \text{s} / \text{m}^2$; (≈ 10000 Gauss)



- Die magnetische Flussdichte ist ein Maß für "die Stärke" eines magnetischen Feldes. B ist proportional zu Spannung und umgekehrt proportional zu Frequenz, Windungszahl und Querschnittsfläche des Kerns. Die Flussdichte bei Wechselstrom berechnet sich [5]:

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

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 Übertrager-Eigenschaften. Der Trafo Wirkungsgrad sinkt rapide ab.
- In den meisten Anwendungen für HF-Trafos ist ein Temperaturanstieg durch Verluste in Draht und Kern eher das Limit als die Sättigung; der Kern wird durch Verlustleistung bis zur Curie Temperatur erhitzt, bevor die Sättigung erreicht wird.

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

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.

Fair-Rite FT140-43 - 5943002701 (35.55 x 22.85 x 12.7)								
	45:1		45:1		45:1		45:1	
Band	14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	14/2 Turns close wound with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	21/3 Turns close spaced with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	28/4 Turns close spaced with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency
80	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	-0.56	87.90%
40	-1.67	69.09%	-1.39	72.61%	-0.715	84.82%	-0.675	85.61%
20	-1.57	69.66%	-1.1	77.62%	-0.75	84.14%	-1.06	78.34%
15	-1.6	69.18%	-0.93	80.72%	-0.99	79.62%	-1.7	67.61%
10	-1.7	67.61%	-0.87	81.85%	-1.56	69.82%	-6.9	20.42%

E2.34 +VAT + Shipping

Fair-Rite FT240-43 - 5943003801 (61 x 31.55 x 12.7)				
	45:1		45:1	
Band	14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	3 Stack 14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency
160				
80				
40	-1.245	75.08%	-0.52	88.72%
20	-1.06	78.34%	-0.55	88.10%
15	-0.69	81.47%	-0.525	88.61%
10	-0.84	82.41%	-0.575	87.60%
10	-1.04	78.70%	-0.765	83.85%
10			-1.78	66.37%

E8.77 +VAT + Shipping

Fair-Rite FT240-52 - ?????????? (61 x 31.55 x 12.7)			
	45:1		
Band	3 Stack 14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	
160			
80	-1.5	70.79%	
40	-0.49	85.33%	
20	-0.36	92.04%	
15	-0.61	86.90%	
10	-1.15	76.74%	
10	-3.35	46.24%	

Fair-Rite - 2643625002 (16.25 x 7.9 x 14.3)								
	45:1 QRP		45:1 QRP		45:1 QRP - 2 stacked cores		64:1 QRP	
Band	21/3 Turns close spaced with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	21/3 Turns close spaced crossover 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	16/2 Turns close spaced 100pf Cap (DB loss)	% efficiency
80	-0.42	90.78%	-0.965	80.08%	-0.31	93.11%	-1	79.43%
40	-0.415	90.89%	-0.84	82.41%	-0.63	86.50%	-0.845	82.32%
20	-0.49	89.33%	-0.95	80.35%	-1.71	67.45%	-0.825	82.70%
15	-0.53	88.51%	-1.135	77.00%	-3.83	41.40%	-0.85	82.22%
10	-0.48	85.54%	-1.11	77.45%	-8.19	15.17%	-0.745	84.24%

E0.74 +VAT + Shipping

Fair-Rite - 2643251002 (39.1 x 16.75 x 22.2)												
	45:1		45:1		45:1		56:1		45:1		45:1	
Band	21/3 Turns close spaced with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	14/2 Turns wide spaced crossover with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	14/2 Turns 7 turns close wound, 7 turns wide spaced, no crossover 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	15/2 Turns wide spaced with crossover 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	7/1 Turns wide spaced with crossover 100pf Cap (DB loss)	% efficiency	14/2 Turns close spaced with 100pf Cap (DB loss)	% efficiency
80	-0.23	94.84%	-0.46	89.95%	-0.47	89.74%	-0.46	89.85%	-1.72	67.30%	-0.49	85.33%
40	-0.24	94.62%	-0.505	89.02%	-0.6	87.10%	-0.47	89.74%	-1.43	71.94%	-0.48	85.54%
20	-0.31	93.11%	-0.67	85.70%	-0.97	79.98%	-0.57	87.70%	-1.3	74.15%	-0.54	86.31%
15	-1.115	77.36%	-0.69	85.31%	-1.11	77.45%	-0.59	87.30%	-1.4	72.44%	-0.58	87.50%
10	-6.3	23.44%	-0.65	86.10%	-0.97	78.98%	-0.66	85.50%	-1.34	73.45%	-0.505	85.02%

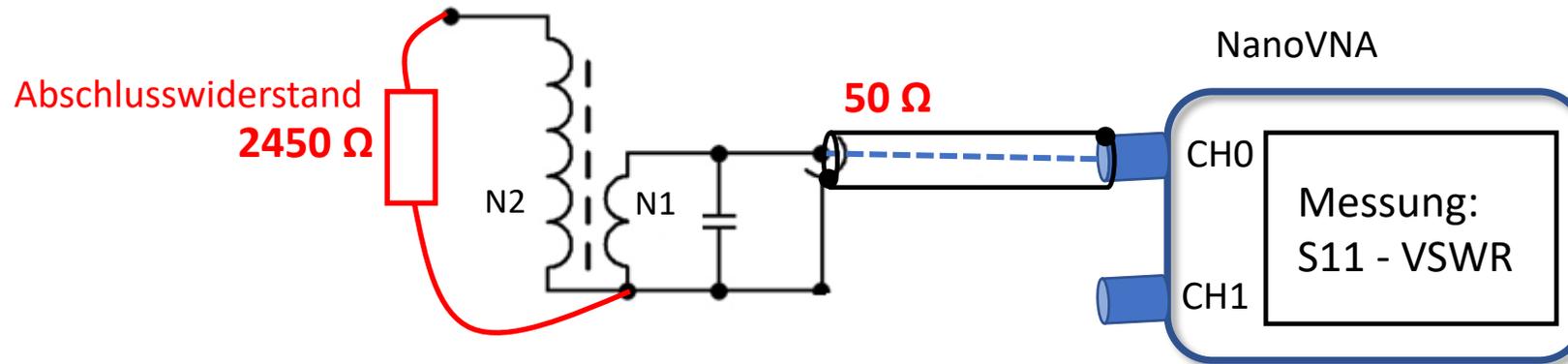
Wirkungsgrad-Vergleiche verschiedener EFHW Trafos mit gestapelten Kernen für TX-Pwr. $\geq 100W$ von [MMOOPX](#)

	Less than 75%
	75% or greater
	85% or greater

[Youtube: How efficient is the best 100w End Fed Half Wave Core when stacked for QRO?](#)

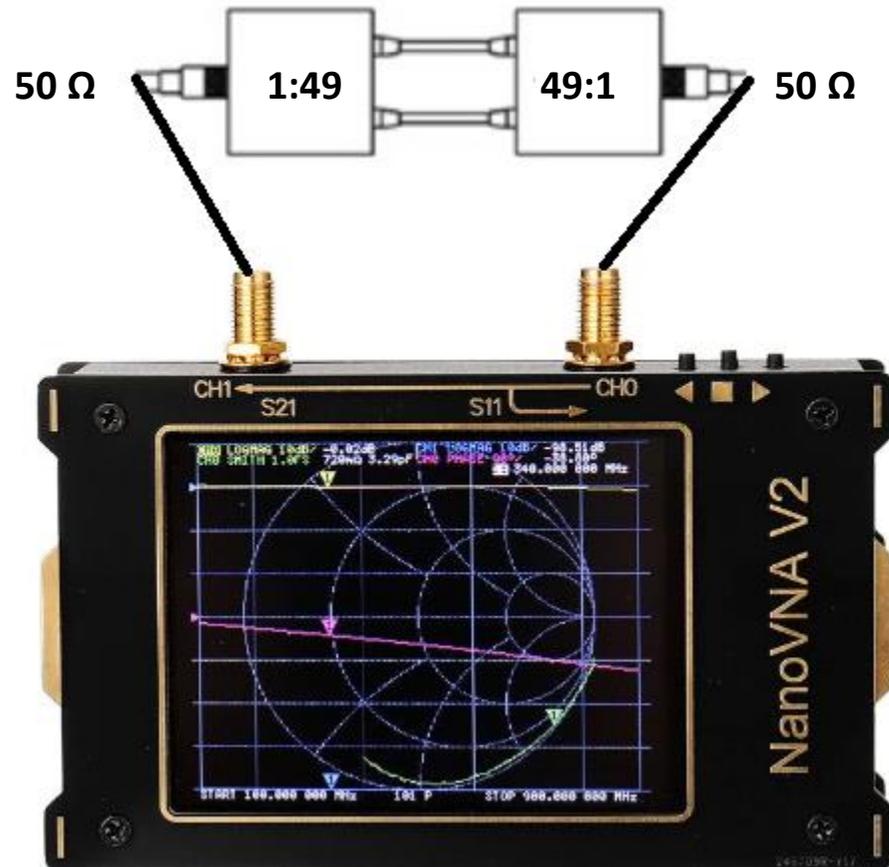
One-Port Messung S11, Anpassung / VSWR

7 : 1 Windungsverhältnis ü
49 : 1 Impedanztransformation



- Die 50 Ω Seite des UnUn wird mit Port 0 (TX) des NanoVNA verbunden
- Die Sekundär/Antennenseite des UnUn wird mit einem induktionsarmen 1% Widerstand zum gemeinsamen Massepunkt auf kurzem Wege abgeschlossen.
- Der Widerstandswert ist entsprechend der transformierten Sekundärimpedanz zu bemessen. Bei einem 1:7 Wdg. Trafo mit 1:49 Impedanztransformation wären das $50\ \Omega \cdot 49 = 2450\ \Omega$, bei anderen Transformationsverhältnissen der jeweils entsprechende Wert.
- 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 Verluste des Trafos. Dazu ist eine 2-Port Messung der Übertragungseigenschaften, S21 erforderlich.

2-Port Messung Übertragung S21 (Methode 1)



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

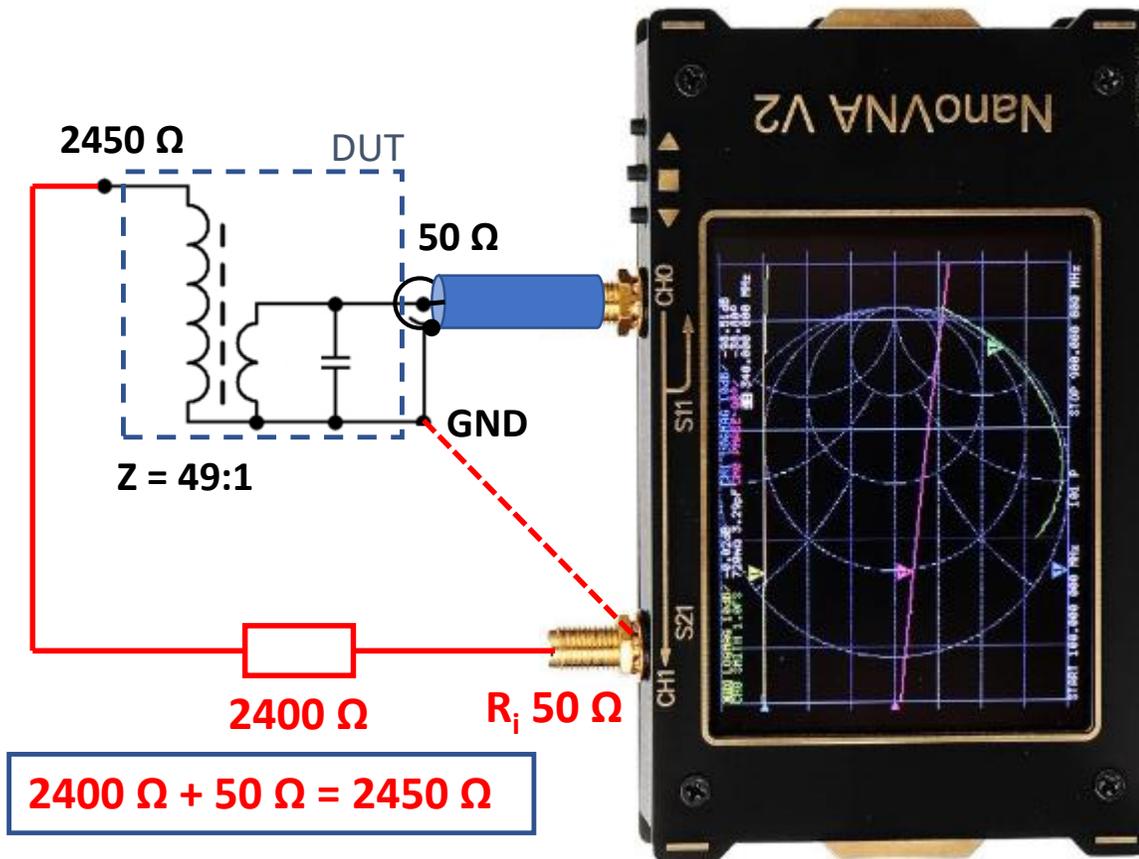
Die Messwerte für die Durchgangsdämpfung werden halbiert.

Die gemessene Durchgangsdämpfung setzt sich zusammen aus

- Anpassverlusten durch Reflexion (VSWR)
- Kernverlusten des Trafo

2-Port Messung Übertragung S21 (Methode 2)

Messung der Übertragungsdämpfung mit einem Ergänzungswiderstand, der den Innenwiderstand des VNA von $50\ \Omega$ auf die transformierte Sekundärimpedanz ergänzt. Die Zusatzdämpfung wird bei der Messung durch einen Korrekturfaktor berücksichtigt



- Die 50 Ω Seite des UnUn wird Koaxial mit Ch0 (TX) des VNA verbunden.
- Zwischen Ausgang des UnUn und dem Innenleiter von Ch 1 (RX) des VNA wird ein induktionsarmer 1 % Widerstand auf kurzem Wege eingefügt. Die Masseverbindung (gestrichelt) zwischen den Ports erfolgt normalerweise im Inneren des NanoVNA
- Der Widerstandswert in Summe mit dem Innenwiderstand R_i des VNA von 50 Ω ergibt die angepasste Abschlussimpedanz des UnUn
- Die gemessene Spannung teilt sich im Verhältnis 49:1 zwischen Ergänzungs-Widerstand und R_i des VNA von 50 Ω auf. Die Messung der Übertragungsdämpfung muss um diese Zusatzdämpfung (16,9 dB) korrigiert werden.
- Alternativ kann die Dämpfung in die „through“ Kalibrierung des VNA einbezogen werden.

Messung des Koppelfaktors nach der open-short Methode

Der Koppelfaktor k zweier magnetisch gekoppelter Spulen ist das Maß dafür, wie viel 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 $k = 1$.

Das Messprinzip ist einfach. Mit einem LCR-Meter wird die Induktivität der Primärseite bestimmt, während die Sekundärseite "offen" bleibt. In einer zweiten Messung wird die Sekundärseite kurzgeschlossen und die Induktivität nochmals gemessen.



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

$$0 > k < 1$$

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

Es empfiehlt sich, zur Kontrolle die gleiche Messung auf der Sekundärseite mit offener und kurzgeschlossener Primärseite durchzuführen und den Mittelwert aus beiden Messungen heranzuziehen. Da der Koppelfaktor frequenzabhängig ist, macht es unter Umständen Sinn, die Messung im Bereich der Nutzfrequenz (z. B. mit einem VNA) durchzuführen. Hinweis: um die Selbstresonanz-Frequenz der Spule und darüber ist die Messung verfälscht und nicht aussagekräftig.

Abschließende Überlegungen

- Der Selbstbau von EFHW Anpass-Transformatoren ist einfach, macht Spaß und spart Geld
- Mit einem preiswerten Nano-VNA können die wesentlichen Eigenschaften des Trafos gemessen werden
- Ein guter EFHW Transformator ist ein Kompromiss zwischen Bandbreite, Effizienz und geforderter TX-Leistung
- Einige Prozent Unterschied im Trafo-Wirkungsgrad wirken sich nicht merklich auf den S-Meter Ausschlag bei der Gegenstation aus, sind aber wegen der Verlustwärme ausschlaggebend für die nutzbare TX-Leistung/Betriebsart.
- Maßgeblich beim Trafokern ist die Verlustenergie bei der genutzten Betriebsart. Die ist bei FM/FSK viel höher als bei SSB.
- Breitbandige Trafos für kleine Leistungen sind einfacher realisierbar; Hi-Power Trafos sind eine Herausforderung.
- Hi-Power EFHW-Trafos von 1,8 MHz bis 30 MHz mit durchgängig gutem Wirkungsgrad auf einem Ferrit sind unrealistisch
- Sinnvoller erscheinen Trafos, die für untere, mittlere oder obere Bandsegmente optimal ausgelegt sind.
- Unter dem Aspekt der Bandbreite und der Effizienz verhält sich ein 1 : 49 Trafo günstiger als ein 1 : 64 Impedanztrafo

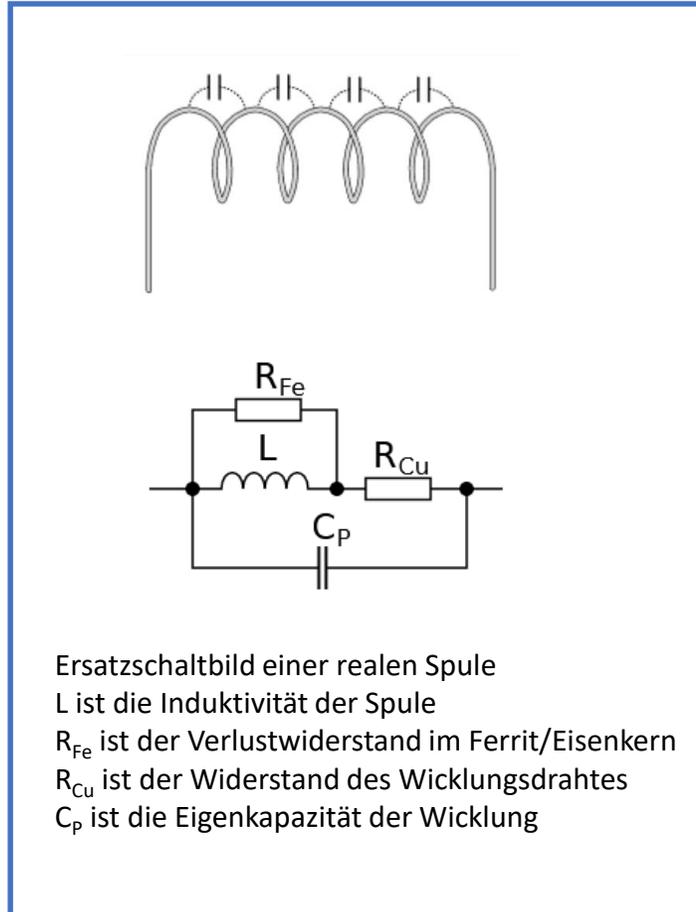
Es gibt kein Kochrezept für den „one fits all“ EFHW Trafo, darum:

bauen – messen - lernen

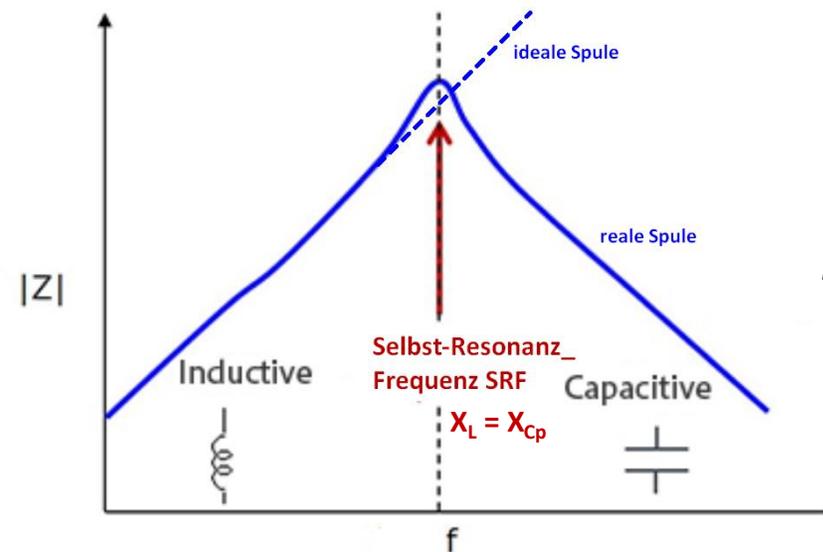
Quellen und Referenzen

- [1] Werner Schnorrenberg, DC4KU „[Endgespeister Dipol mit Gegengewicht und Mantelwellensperre](#)“, Funkamateure 04/2019
- [2] Steve Yates, AA5TB, „[The Endfed Halfwave Antenna](#)“
- [3] Steve Dick, K1RF, „[The Endfed Halfwave Antenna \(pdf\)](#) “
- [4] Günter Fred Mandel, DL4ZAO „[Balun Workshop](#)“
- [5] Würth, „[Trilogie der induktiven Bauelemente, Grundlagen \(pdf\)](#) “
- [6] Elektroniktutor „[Idealer Einphasentransformator](#)“
- [7] Gary Rondeau, AF7NX “[Performance of 49:1 Ferrite Core Transformers](#)”
- [8] Matti Hohtola, OH7SV „[The-challenging-Unun-Transformer for EFHW](#)“
- [9] Owen Duffy, VK1OD „[End Fed Half Wave matching transformer – model and measurement](#)”
- [10] Owen Duffy, VK1OD „[ferrite cored RF broadband transformers and leakage inductance](#) “
- [11] Werner Schnorrenberg, DC4KU „[NanoVNA](#)“
- [12] L.B. Cebik, W4RNL „[Antennas from the Ground up - Chapters 9 - 12](#)“
- [13] „[The VK1SV Toroid Flux density calculator](#)“
- [14] Owen Duffy, VK1OD „[Ferrite Core Permeability Calculator](#)“

reale Spule - Selbstresonanz Frequenz (SRF)



Parallel liegende Spulendrähte bilden kleine Kondensatoren, die zusammen die Eigenkapazität einer Spule bestimmen. Im Ersatzschaltbild liegt die parasitäre Kapazität parallel zur Induktivität der Spule und bildet mit ihr einen Parallelschwingkreis. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises (bei $X_L = X_{Cp}$) ist die SRF (Selbst-Resonanz-Frequenz) der Spule.



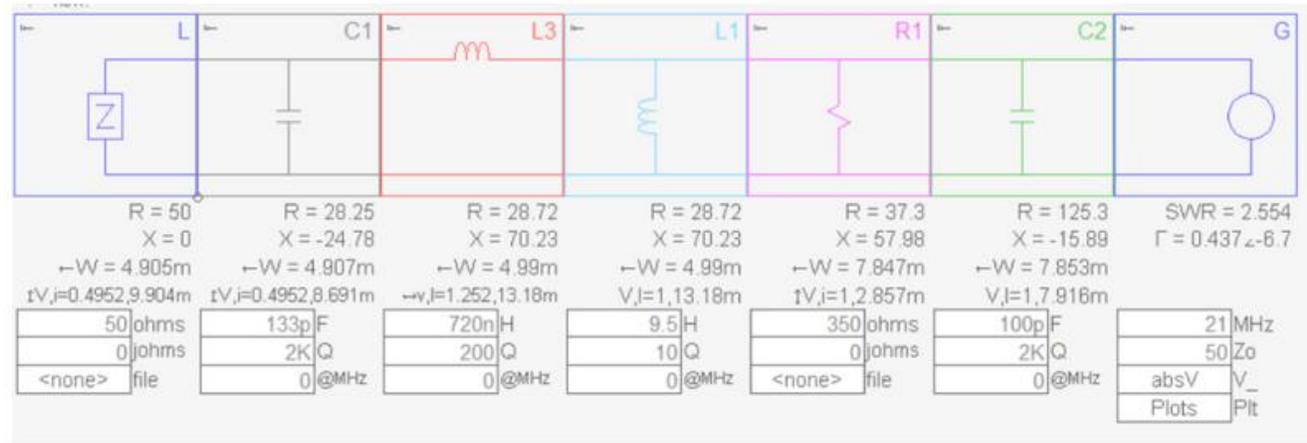
$$X_L = 2 \pi f L$$

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

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

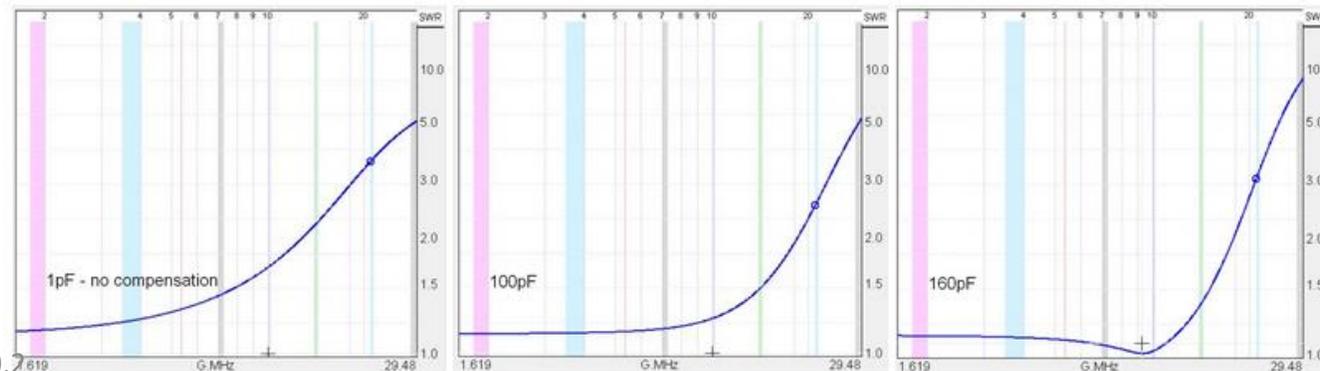
Oberhalb der Selbst-Resonanzfrequenz wirkt die Spule als verlustbehaftete Kapazität. Die Wicklungskapazität überbrückt zunehmend die Induktivität.

SIMNEC Simulation des Kompensations-C

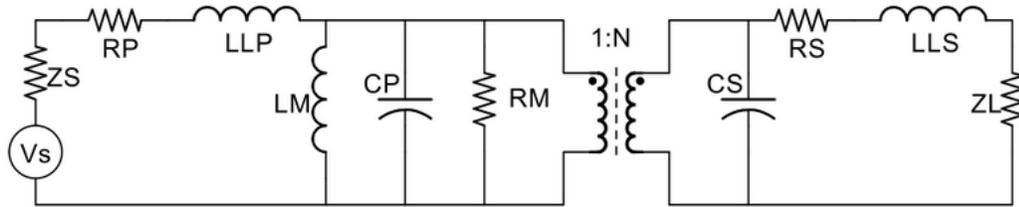


[SimNEC \(AE6TY\)](#)
Interactive RF circuits
analysis software

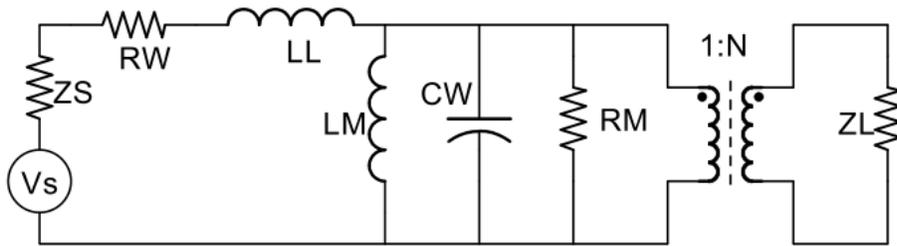
The capacitor C2 on the generator-side is the compensation capacitance. (SimSmith works from the load on the left to the source on the right) For high frequencies L1, the magnetization inductance, can be ignored and we are left with a little pi network consisting of the winding capacitance, C1, the leakage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



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,

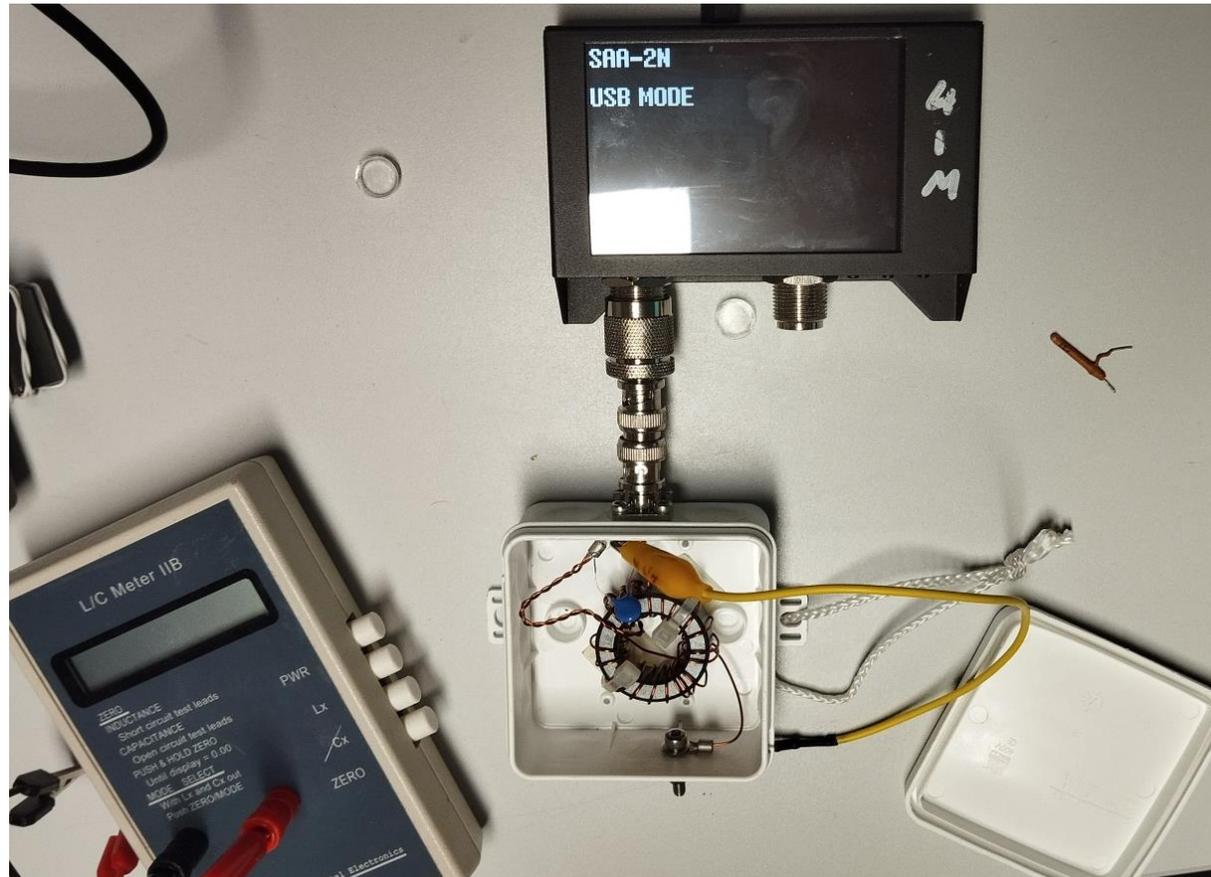
$$f_H = 1 / (2\pi Z_s C_W) \text{ or by the self resonance of the leakage inductance } L_L \text{ and the winding capacitance } C_W.$$

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.

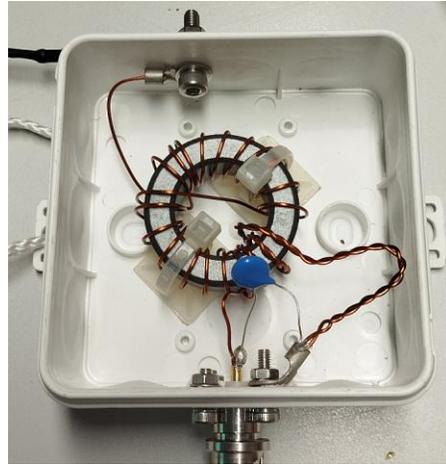


Anhang II - Messungen von Trafos

Hier werden die Bilder und Messergebnisse von im Workshop getesteten EFHW-Trafos dokumentiert
In Arbeit – under construction

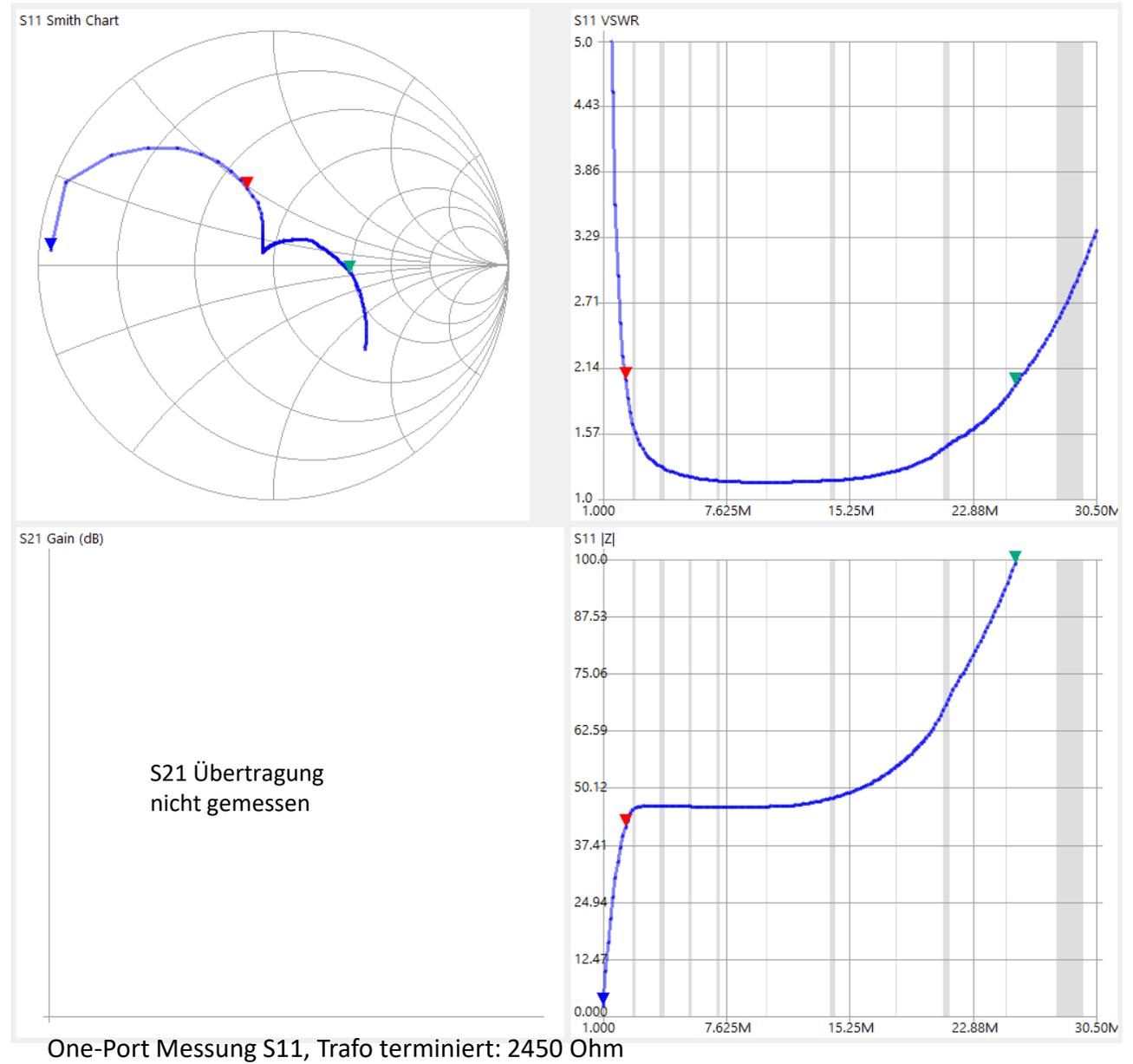


EFHW QRP Trafo DIY: DM4RCO



Kern: FT140-43
ü 1 : 7
Z1/Z2: 1 : 49
Wdg.: 3 : 21
C_{comp}: 100 pF

Anmerkungen:
Verteilte Wicklung mit crossover
VSWR < 2 Bandbreite 160 m – 15 m



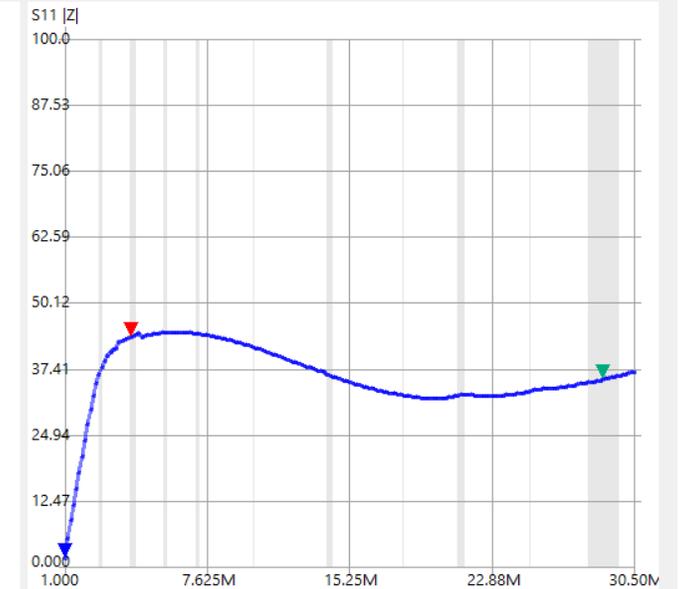
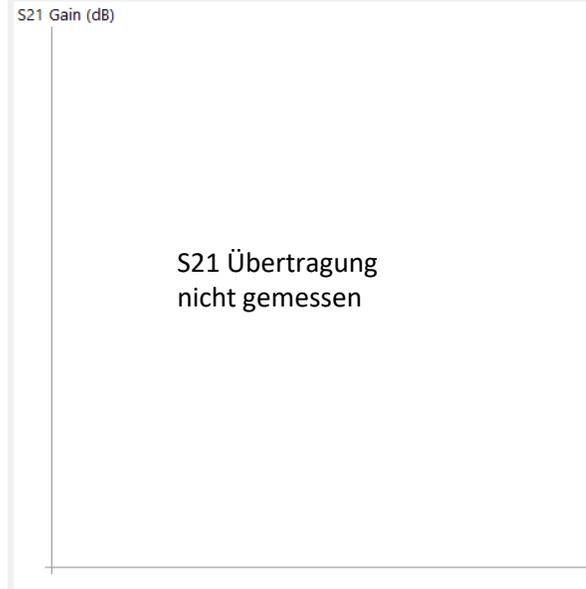
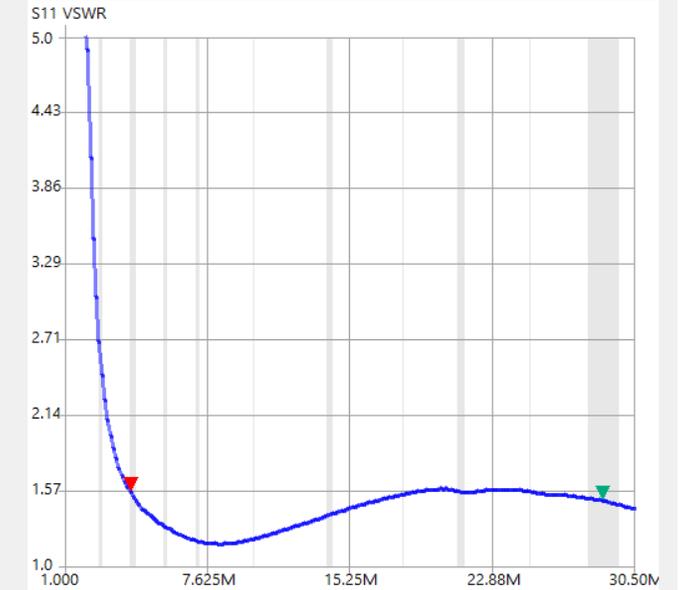
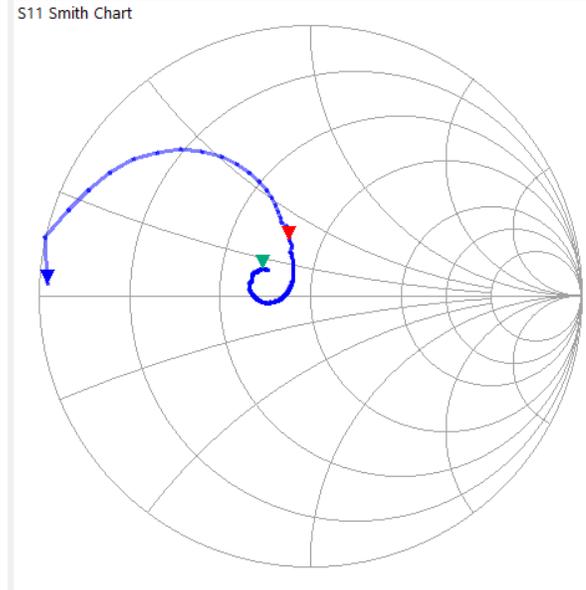
QRP Trafo für portable EFHW DD5VV



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