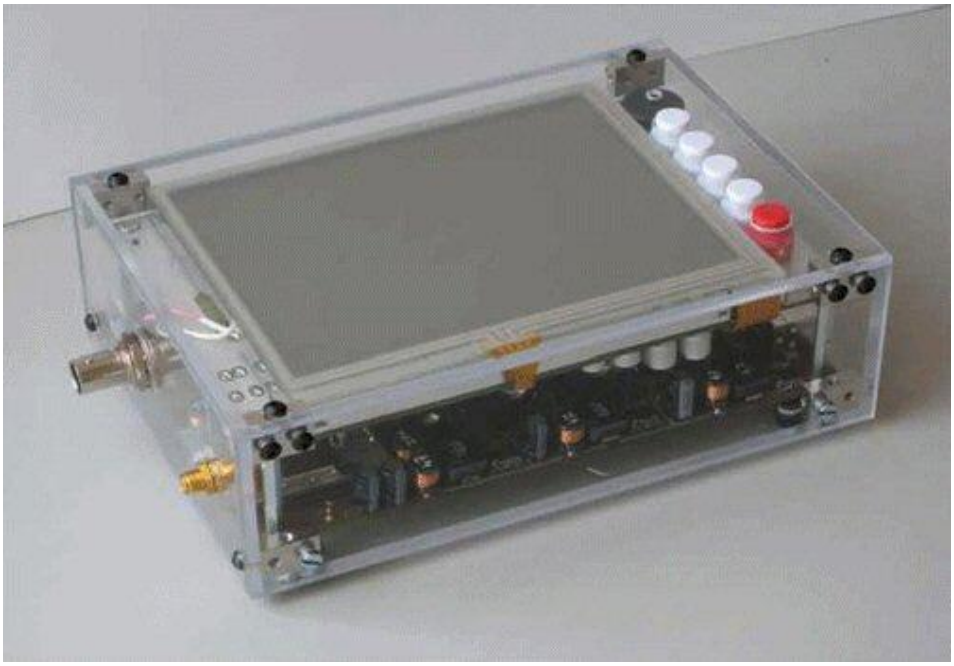
Messung von Antennenimpedanzen und deren Anpassung an 50 Ω

Name:	Norbert Graubner	E-Mail:	norbert.graubner@freenet.de
Berufliche Tätigkeit:	Entwicklungsingenieur für Leistungselektronik	Hobby:	Konstruktion kostengünstiger funktechnischer Geräte
Amateurfunk-Lizenz:	seit Juni 2005	Gegenstand des Vortrags:	Batteriebetriebenes Impedanz Messgerät mit Grafikanzeige
Rufzeichen:	DL1SNG		



Vector Antenna Analyzer FA-VA3, Mustergerät

Bei der Konstruktion und Optimierung von Antennen hilft die Kenntnis des Stehwellenverhältnisses nur sehr bedingt.

Eindeutige Aussagen macht erst die Messung der komplexen Impedanz, insbesondere deren Verlauf über der Frequenz.

DL1SNG entwickelte hierfür ein batteriebetriebenes, computerunabhängiges Messgerät mit Grafikdisplay, das mittlerweile in der dritten, überarbeiteten Auflage als Bausatz verfügbar ist.

In seinem Vortrag klärt er zunächst den Begriff der komplexen Impedanz sowie deren Bedeutung für die Konstruktion der Antenne, streift dabei die unterschiedlichen Darstellungsmöglichkeiten, u.a. das Smith-Diagramm, stellt dann seine Entwicklung vor, erklärt deren Messprinzip und zeigt schließlich anhand von Beispielen den praktischen Nutzen des Geräts.

Samstag, 23. Juni 2012, 10 Uhr, Halle A2, Raum 3

Kurz vor Beginn des Vortrags war der Raum bereits gefüllt. Es wurden noch viele Stühle aufgestellt, damit jeder einen Sitzplatz hatte. Interessiert verfolgten dann ca. 250 Funkamateure den sehr gut gehaltenen und praktisch orientierten Vortrag.

Der abschließende Beifall und die geführten Diskussionen bestätigten das große Interesse an diesem Thema.

Norbert, DL1SNG stellte freundlicherweise seine Vortragsunterlagen zur Verfügung und es entstand das hier zu lesende Script.

Eine Zustimmung zur Veröffentlichung liegt vor, dank an Norbert.

Guten Morgen, meine Damen und Herren, ich darf mich kurz vorstellen:

Mein Name ist Norbert Graubner, ich bin Ingenieur für Nachrichtentechnik und war etwa 35 Jahre lang als Schaltungsentwickler für Leistungselektronik tätig.

Meine Amateurfunklizenz habe ich im Juni 2005 erworben, das Rufzeichen lautet DL1SNG.

Am Amateurfunk gefällt mir vor allem die Möglichkeit, selber funktechnische Geräte konstruieren zu können, vor allem solche, die es in dieser Form noch nicht gibt oder von denen ich glaube, dass sie eigentlich viel kostengünstiger sein könnten.

Eine dieser Entwicklungen, nämlich ein batteriebetriebenes Impedanzmessgerät mit eigenem Display, den FA-VA3, will ich Ihnen heute vorstellen.

Jeder Funkamateur kann dieses Gerät erwerben und nachbauen. Denn es wird vom Leserservice des FUNKAMATEUR Verlags in Form eines weitgehend vorgefertigten Bausatzes zum Selbstkostenpreis vertrieben. Die allseits so gefürchteten SMD Lötarbeiten fallen dabei nicht an.

Um auch den Leuten etwas zu bieten, die nicht nur reine Anwender sind, sondern sich für die Funktion ihrer Geräte interessieren, habe ich meinen Vortrag in insgesamt 4 Abschnitte unterteilt, in denen sich Theorie und Praxis die Waage halten.

So werde ich im ersten Teil versuchen, den Begriff der Impedanz so einfach und knapp wie möglich zu erklären.

Im zweiten Abschnitt werde ich ein einfaches Verfahren zeigen, mit dem man eine unbekannte Impedanz messen kann.

Nach dieser theoretischen Vorbereitung werde ich im dritten Teil das Messgerät als solches vorstellen und im letzten Teil dieses Vortrags werde ich dann die Verwendung des Geräts anhand von praktischen Versuchen demonstrieren.

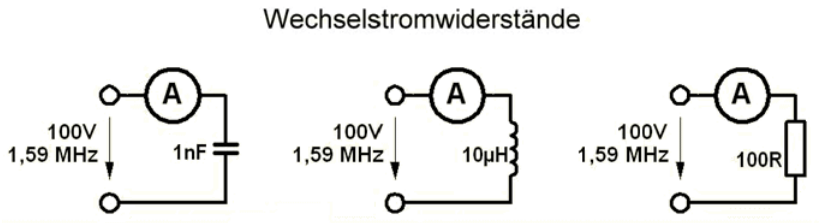
Dieser Vortrag wird inhaltlich also ziemlich dicht werden und ich werde zwischendurch auch ein paar Formeln zeigen. Wegen der Kürze der Zeit kann ich auf diese Formeln aber nicht im Einzelnen eingehen, sondern muss meist zielstrebig auf das Ergebnis zugreifen. Ich werde aber ganz zum Schluss noch einmal meine E-Mail-Adresse angeben und wer das nachvollziehen möchte, kann mir schreiben und um ein Skript dieses Vortrags nebst Folien bitten.

1. Der Impedanzbegriff

Beginnen wir mit dem Begriff der Impedanz.

Wir alle wissen, dass Spulen und Kondensatoren bei Wechselstrom einen ganz bestimmten Widerstand haben. Wenn ich z.B. eine sinusförmige Spannung von 100 V mit einer Frequenz von 1,59 MHz an einen Kondensator mit 1 nF anlege, fließt ein Strom von genau 1 A. Der Kondensator hat also bei 1,59 MHz einen Wechselstromwiderstand von 100 Ω.

Ähnlich sieht es bei Spulen aus. Nehmen wir eine Spule mit 10 µH und legen die gleiche Wechselspannung an.



Kondensator, Spule, Widerstand

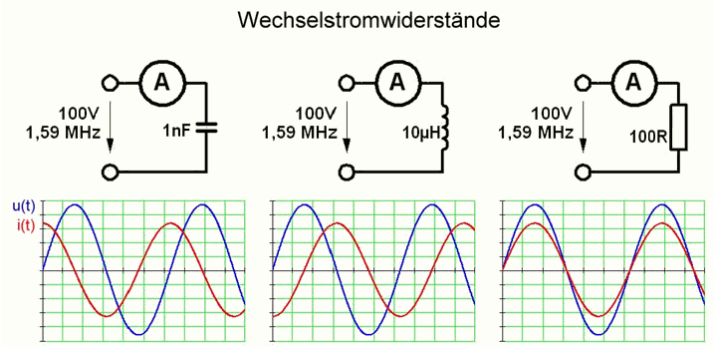
Dann fließt auch hier genau 1 A, d.h. auch diese Spule hat einen Wechselstromwiderstand von 100 Ω.

Und dann nehmen wir noch einen ohmschen Widerstand von 100 Ω. Hier wird natürlich ebenfalls ein Strom von 1 A fließen.

Aber wir werden diesen Widerstand wahrscheinlich schnell wieder abklemmen, denn im Gegensatz zum Kondensator oder zur Spule wird er glühend heiß. Komisch, denn Spannung und Strom sind doch in allen drei Fällen gleich!

Warum wird nur der Widerstand heiß?

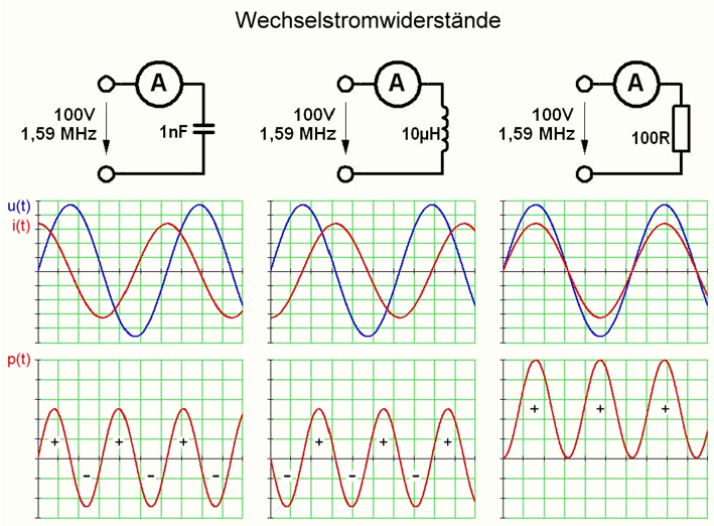
Bei Kondensatoren und Spulen gibt es, zumindest im eingeschwungenen Zustand, zwischen Strom und Spannung eine Phasenverschiebung von 90°.



Spannungs- und Stromverlauf

Bei der Spule eilt die Spannung dem Strom um 90° voraus und beim Kondensator um 90° nach.

Wenn wir nun rein gedanklich die Momentanwerte von Strom und Spannung miteinander multiplizieren, das ergibt ja bekanntlich Leistung, erkennen wir, warum nur der Widerstand warm wird.



Spannungs- und Stromverlauf mit den leistungskurven

Denn hier zeigen sich immer nur positive Energiepakete, sowohl in der positiven als auch in der negativen Halbwelle der Speisespannung. Das heißt, es fließt immer nur Energie in den Widerstand hinein. Da er die nirgendwo speichert, kann sie nur in Wärme umgesetzt werden.

Wegen dieser Wärmeleistung nennen wir ohmsche Widerstände auch Wirkwiderstände.

Hingegen zeigen sich bei Kondensator und Spule zwar auch ziemlich große Energiepakete, aber diese haben abwechselnd positive und negative Vorzeichen, das heißt, dass die Energie zwischen Bauteil und Stromquelle immer hin- und herpendelt. Die Leistung geht also nicht verloren und wird daher nicht in Wärme umgesetzt. Deshalb nennt man diese Art von Leistung auch Blindleistung und dementsprechend die Wechselstromwiderstände von Kapazitäten und Induktivitäten Blindwiderstände.

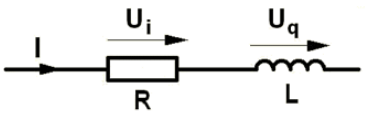
Als Symbol für den Wirkwiderstand kennen wir alle den Buchstaben R. Dementsprechend ordnen wir einem Blindwiderstand den Buchstaben X zu. Beide Widerstandsarten haben die Einheit Ω.

Manche Leute glauben nun, weil Blindleistung keine „echte“ Leistung ist, braucht man nicht damit zu rechnen, und demzufolge auch nicht mit Blindwiderständen.

Erst vor kurzem fand ich z.B. eine Veröffentlichung worin behauptet wurde, dass kurze Antennen niederohmig seien. Diese Aussage kann man auf den Bändern oft hören. Wenn das so wäre, müsste ja beim Anschluss einer kurzen Antenne, vielleicht nur ein kurzer Drahtstummel, sogleich ein riesiger Strom fließen. Wir wissen, dass er das nicht tut.

Tatsache ist, dass Blindwiderstände genauso „reale“ Widerstände sind wie Wirkwiderstände. Sie benehmen sich nur etwas anders. Man könnte auch sagen: Sie sind real, aber nicht reell!

Reihenschaltung von Wirk- und Blindwiderstand



Widerstand und Spule

Was es mit den Begriffen reell und dem Gegenteil, nämlich imaginär, auf sich hat, hören wir gleich.

Niemand hindert uns daran, Wirk- und Blindwiderstände miteinander zu kombinieren. Wir können sie z.B. in Reihe schalten.

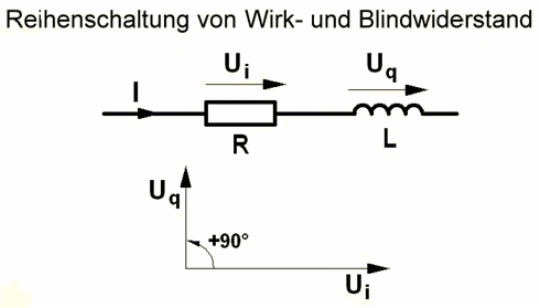
Aber was kommt dabei heraus?

Normalerweise addieren sich Widerstände bei einer Reihenschaltung.

Aber kann man auch Äpfel und Birnen addieren?

Wie soll man mit der unterschiedlichen Phasendrehung umgehen?

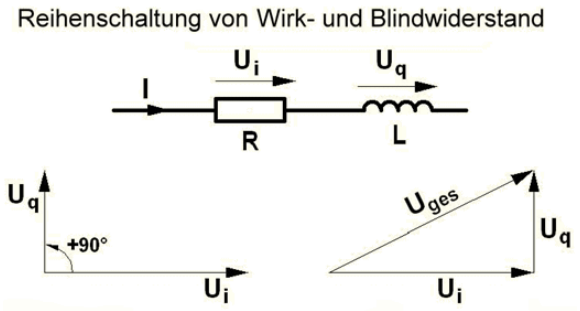
In der Elektrotechnik behilft man sich bei dieser Frage mit einem so genannten Zeiger. Die Länge dieses Zeigers soll die Größe des Widerstandes ausdrücken und die Richtung des Zeigers die Phasendrehung. Dabei hat man vereinbart, dass bei Null Grad Phasendrehung der Spannungszeiger genau nach rechts weisen soll. Eine Spannung, die genau in Phase zum Strom liegt, wollen wir `Ui` nennen.



Widerstand und Spule, Zeigerdiagramm 1

Jetzt hatten wir bei Spulen eine um 90° voreilende Spannung. Einer voreilenden Spannung hat man ein positives Vorzeichen zugeordnet. Und weil in der Mathematik die positive Drehrichtung nach links geht, müssen wir die Spannung über der Spule durch einen Zeiger ausdrücken, der gegenüber dem Null-Grad-Zeiger um 90° nach links gedreht ist. Also senkrecht nach oben. Und weil dieser Zeiger quer zum Zeiger für die Wirkspannung liegt, wollen wir ihn `Uq` nennen.

Aus dem Ohmschen Gesetz wissen wir, dass sich bei Reihenschaltungen von Widerständen die Spannungen addieren. Das tun sie natürlich auch dann, wenn wir einen Wirkwiderstand in Reihe mit einem Blindwiderstand schalten.



Widerstand und Spule, Zeigerdiagramm 2

Und wenn wir jetzt unsere Zeiger betrachten, wissen wir sofort, wie wir das zu verstehen haben:

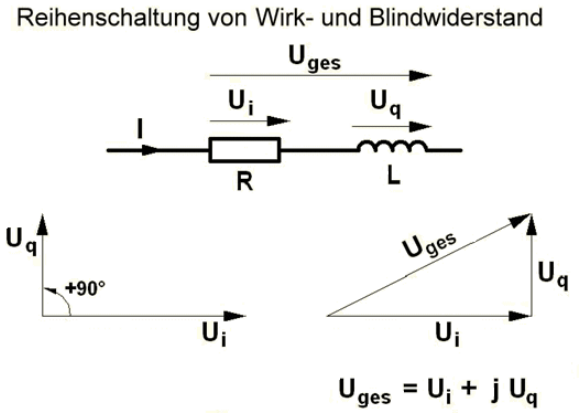
Wir müssen die beiden Zeiger, genau wie die beiden Widerstände, einfach nur aneinander anhängen, d.h. wir müssen sie vektoriell addieren! Man nennt das auch geometrische Addition.

Wir sehen sofort, was dabei heraus kommen muss:

Der Zeiger für die Gesamtspannung bekommt eine Länge, die keineswegs der arithmetischen Summe der beiden Einzelbeträge entspricht, sondern er ist kürzer.

Und wir erhalten auch eine bestimmte Richtung dieses Zeigers, die je nach Länge der Ursprungszeiger irgendwo zwischen 0° und 90° liegt.

Wir könnten uns nun mit Pythagoras und Trigonometrie herumplagen, um die Länge und Winkel dieses neuen Vektors auszurechnen, aber das müssen wir gar nicht. Denn in der Nachrichtentechnik bleibt man meistens einfach bei der Angabe der beiden Komponenten, die zur Bildung dieses Zeigers geführt haben. Allerdings mit der einen Ergänzung, dass der zugrunde liegende Blindanteil mit der Einheit der Imaginärzahlen `j` multipliziert wird.



Widerstand und Spule, Zeigerdiagramm 3

Dieser Faktor steht für die Phasendrehung von 90°. Die Gesamtspannung über den beiden Widerständen kann man also so beschreiben:

`Uges = Ui + j Uq`

wobei `Uq` je nach Bauteilart positiv oder negativ sein kann, d.h. bei einem Kondensator wäre `Uq` negativ.

Definition der Impedanz:

Wirkwiderstand (Definition):	$R = \frac{U_i}{I}$	gilt für jeden Zeitpunkt!
Blindwiderstand (Definition):	$X = \frac{U_q}{I}$	gilt nur für die Amplituden!
Ohmsches Gesetz gilt auch bei komplexen Spannungen:	$Z = \frac{U}{I}$	gilt für jeden Zeitpunkt!
z.B. hier mit der komplexen Spannung $\underline{U_{ges}}$:	$Z = \frac{\underline{U_{ges}}}{I}$	(1)
Zusammensetzung der komplexen Spannung U_{ges}:	$\underline{U_{ges}} = U_i + j \cdot U_q$	(2)
(2) in (1) eingesetzt:	$Z = \frac{U_i}{I} + j \cdot \frac{U_q}{I}$	(3)
mit Wirk- und Blindwiderstand:	$Z = R + j \cdot X$	

Nach dem ohmschen Gesetz handelt es sich beim Quotienten aus Spannung und Strom um einen Widerstand.

$R = U / I$

Rein mathematisch kann man auch komplexe Zahlen durcheinander dividieren. Natürlich wird das Ergebnis ebenfalls komplex sein, d.h. wenn wir eine komplexe Spannung durch einen Strom teilen, müssen wir bei dem zu erwartenden Widerstand mit einem komplexen Wert rechnen. Und weil das Symbol R explizit für Wirkwiderstände reserviert ist, nehmen wir für das Ergebnis einen neuen Buchstaben und schreiben:

$Z = \underline{U} / I$

Streng genommen müsste ich in dieser Gleichung auch den Strom I als Vektor einsetzen, aber weil wir bei unserer Messung dem Strom die Phase Null Grad zugeordnet hatten, darf man hier den skalaren Wert einsetzen. Das vereinfacht die Berechnung.
Jetzt hatten wir ja für den Spannungsvektor $\underline{Uges}$ die Gleichung

$\underline{Uges} = Ui + j\ Uq$

Wenn wir das in die Formel für Z einsetzen, erhalten wir:

$Z = Ui / I + j\ Uq / I$

Und weil nun mal die beiden in dieser Gleichung enthaltenen Quotienten nichts anders sind als die ursprünglichen Wirk- und Blindwiderstände R und X dürfen wir auch schreiben:

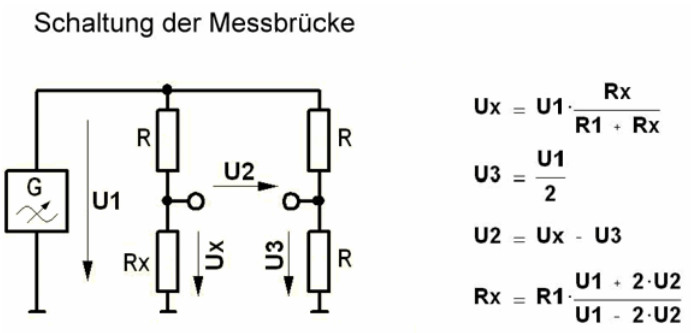
$Z = R + j\ X$

Genau das ist das Format für eine Impedanzangabe. Es ist eine komplexe Zahl, d.h. die Summe einer reellen Zahl mit einer imaginären Zahl. Aber diese Schreibweise soll uns bitte nicht weiter erschrecken.

Auf physikalischer Ebene denken wir uns diese Impedanz immer aufgeteilt in einen reinen Wirkwiderstand und einen reinen positiven oder negativen Blindwiderstand, und diese beiden Komponenten liegen stets in Reihe.

2. Messung komplexer Impedanzen

Nachdem wir jetzt alle wissen, was eine Impedanz ist, stellt sich im zweiten Teil dieses Vortrags die Frage, wie man eine solche Impedanz messen kann.



Meßschaltung 1

Da uns bei unseren Antennen die Impedanz immer bei einer bestimmten Frequenz interessiert, brauchen wir auf jeden Fall einen HF-Generator mit einstellbarer Frequenz. Und weil uns die zu messende Impedanz vor allem in der Nähe von 50 Ω interessiert, verwenden wir zur Messung eine Brückenschaltung, die bei 50 Ω am genauesten arbeitet. Dabei bildet die zu messende Impedanz den Ableitwiderstand in einem der beiden Brückenzweige.

Man kann sich diese Schaltung aufgeteilt denken in zwei einzelne normale Spannungsteiler. Die Formel für die Ausgangsspannung des linken Spannungsteilers lautet:

`Ux = U1 * Rx / (R1 + Rx)`

Und da die beiden Widerstände im rechten Brückenzweig genau gleich sein sollen, bekommen wir an diesem Punkt der Schaltung ganz einfach die halbe Brückenspeisespannung:

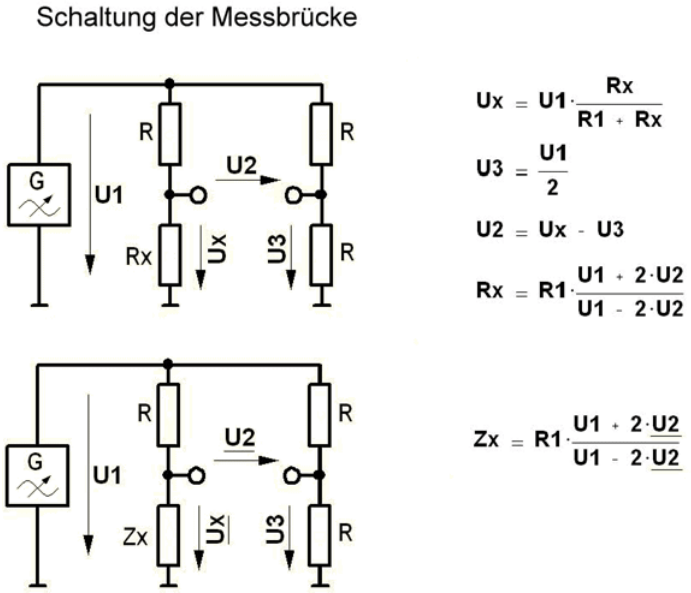
`U3 = U1 / 2`

Wenn wir nun die Spannung `U2` in der Brückendiagionalen haben wollen, müssen wir einfach nur die Differenz bilden:

`U2 = Ux – U3`

Wenn wir Ux und U3 einsetzen und dann die Formel nach Rx umstellen, erhalten wir:

`Rx = R1 · (U1 + 2 · U2) / (U1 – 2 · U2)`



Meßschaltung 2

Diese Formel gilt natürlich auch, wenn es sich bei `U1` und `U2` um Wechselspannungen handelt. Und sie gilt auch für komplexe Widerstände, also für Impedanzen! Wir müssen dann nur, wie vorhin, die Spannungen `U1` und `U2` ebenfalls komplex einsetzen. Also mit ihrem Wirk- und Blindanteil.

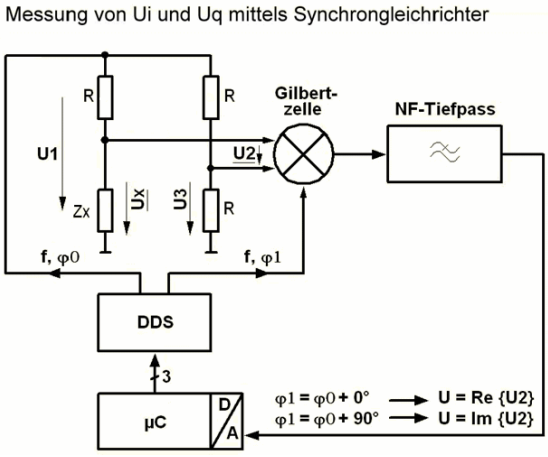
Weil es sich aber mit Gleichspannungen einfacher rechnet, sagen wir einfach, wir frieren die beiden Wechselspannungen genau in dem Moment ein, indem die Brückenspeisespannung `U1` gerade ihren positiven Scheitelwert hat. Dann brauchen wir nur noch die Wirk- und Blindkomponente der Messspannung $\underline{U2}$ und haben die gesuchte Impedanz.

Die Formel verändert sich dabei nur geringfügig:

`Zx = R1 * (U1 + 2 U2) / (U1 – 2 U2)`

Die Unterstreichung deutet an, dass diese Größe vektoriell einzusetzen ist, d.h. dieser Vektor besteht wie vorhin aus den Komponenten `Ui` und `Uq`.

Wir brauchen also eine Schaltung, mit deren Hilfe man die vektorielle Messspannung `U2` in einem beliebigen Moment einfrieren kann, so dass wir die Komponenten `Ui` und `Uq` als Gleichspannung messen und weiterverarbeiten können. Genau das macht ein Synchrongleichrichter.



Synchrongleichrichter

Wir können einen ganz normalen Double Balanced Mixer, also eine Gilbert-Zelle, als Synchrongleichrichter verwenden. Dazu muss man ihn nur mit einem Oszillator-Signal ansteuern, das dieselbe Frequenz und dieselbe Phase wie seine Eingangsspannung hat. Der normale Funkamateur würde sagen:

Das ist ein Direktmischer, da kommt die Zwischenfrequenz Null Hertz heraus! Und das stimmt auch, aber es ist noch mehr. Denn wenn man in einem Gedankenexperiment die Phase des Lokal-Oszillator-Signals langsam gegen das Eingangssignal verschiebt, erhält man am Ausgang des Mixers eine Gleichspannung, deren Höhe cosinusförmig mit der Phasendifferenz zusammenhängt. Und das ist genau das, was wir brauchen!

Denn wenn wir die Phase des Lokal-Oszillatorsignals nicht auf die Eingangsspannung des Mischers, sondern auf die Phase der Brückenspeisespannung `U1` beziehen, dann liefert der Mischer bei 0° Phasendifferenz genau denjenigen Amplitudenanteil aus `U2`, der **IN** Phase zur Brückenspeisespannung `U1` liegt. Das ist die Amplitude der Spannung **`Ui`**, also der **Realteil**. Und bei 90° Phasendifferenz liefert er den um 90° versetzten Anteil von `U2`. Das ist die Amplitude von **`Uq`**, d.h. der **Imaginärteil,** Fertig!

Wir brauchen also zwei Oszillatoren mit gleicher Frequenz, aber mit einstellbarer Phasendifferenz.

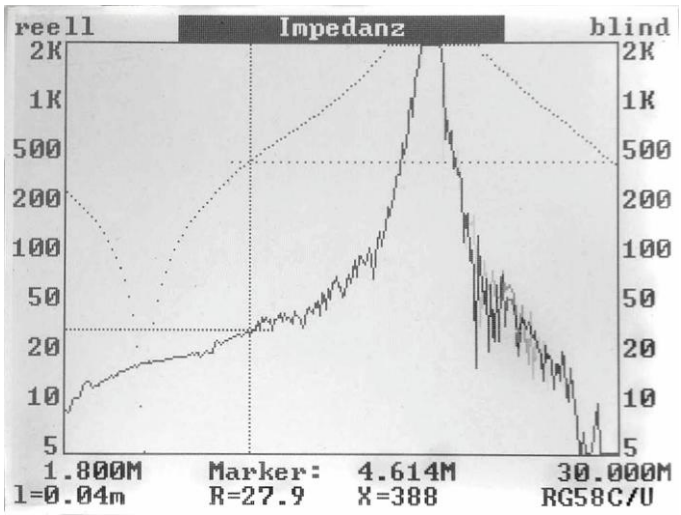
Der eine speist mit konstanter Phase die Messbrücke und der andere mit einer um 90° umschaltbaren Phase den Lokal-Oszillator-Eingang des Mischers. Das macht man zweckmäßigerweise mit einem digitalen DDS-Synthesizer-IC in Verbindung mit einem Mikrocontroller. Der übernimmt dann auch gleich die Steuerung und die Verarbeitung der anfallenden Messdaten.

Nun ist so eine Messung auf einer einzelnen Frequenz noch ziemlich langweilig.

Eine wirklich aussagefähige Darstellung, speziell bei Antennen, erhält man erst, wenn man sich den Verlauf der Impedanz über einem frei wählbaren Frequenzbereich in Form von Kurven betrachtet.

In Wahrheit muss man dazu den Frequenzbereich in eine endliche Anzahl konkreter Punkte unterteilen und diese einzelnen Punkte zu einer Kurve verbinden. Hier in diesem Gerät sind das genau 267 Messpunkte.

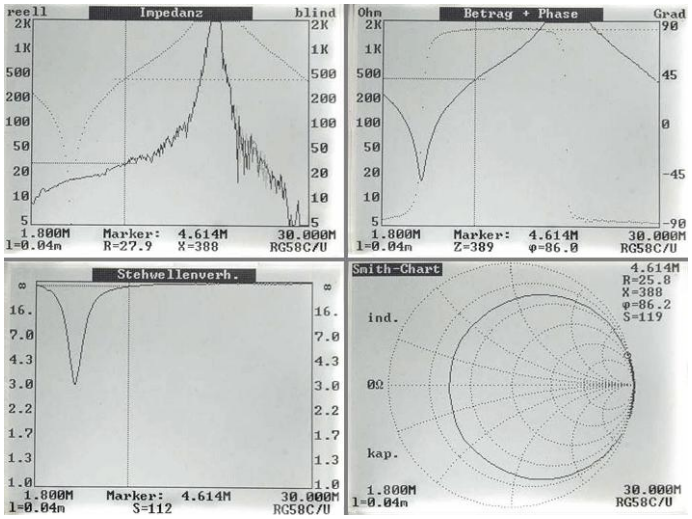
Diese Zahl ergab sich aus den für die Grafik verfügbaren Bildpunkten in x-Richtung. Wie das dann auf dem Display des Geräts aussieht, zeigt dieses Beispiel-Foto.



Als Messobjekt dient hier die Reihenschaltung einer Spule mit einem Kondensator von 200 pF. Man erkennt sehr schön die Serienresonanz bei etwa 2 MHz und eine Parallelresonanz bei etwa 10 MHz. Diese entsteht als Folge der Schaltkapazität der Spule.

Anzufügen wäre noch, dass man aus den Impedanzwerten auch weitere Daten ableiten kann, z.B. das, was ich vorhin Quälerei mit Pythagoras und Trigonometrie genannt hatte, nämlich den so genannten Scheinwiderstand mit Phasenwinkel.

Aber auch das von den Funkamateuren so geliebte Stehwellenverhältnis ist allein durch Rechnung ableitbar, und schließlich sogar das Smith-Diagramm. Es kommt also jeder auf seine Kosten.



Display Darstellungsarten

Die Impedanzwerte sind die Stammdaten, aus denen sich andere Darstellungsarten ableiten lassen.

Hier im Bild sehen Sie ein-und-dieselbe Messung in allen vier Darstellungsarten.

3. Vorstellung des Messgeräts

Nach soviel Theorie wird es Zeit für die Praxis. Deshalb möchte ich Ihnen im dritten Teil dieses Vortrags das Messgerät als solches vorstellen. Hier ist es!

Vector Antenna Analyzer

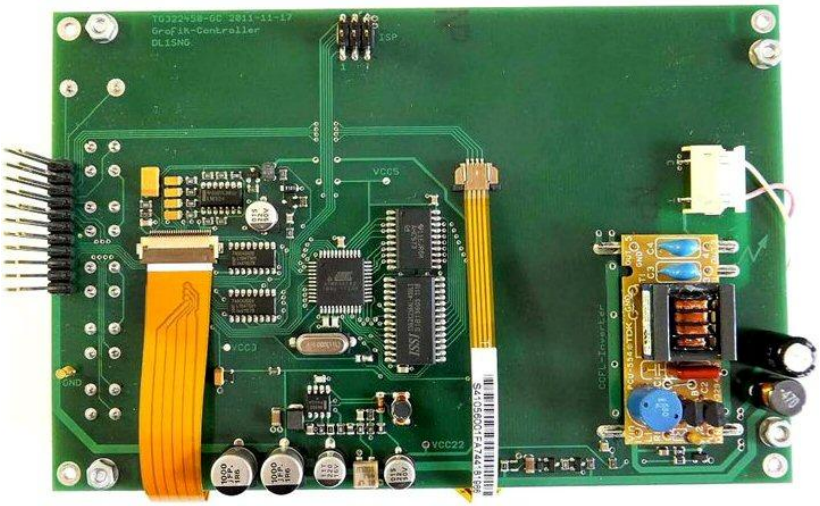
Damit es alle besser sehen können, habe ich weitere Fotos angefertigt, die ich jetzt über den Beamer schicke.

Seitenansicht

Wenn man die Gehäusehaube abbaut, werden zwei große Platinen sichtbar, Die obere Platine ist die Grafik- und Bedieneinheit. Darauf sehen Sie ein schönes, großes Grafik- Display, die Bedientasten und einen Piezo-Schallgeber.

Das Display hat eine Auflösung von 320 x 239 Pixel. Es ist schwarz-weiß und hat eine rein weiße, sehr helle und dimmbare CCFL-Beleuchtung. Dieses Grafikdisplay ermöglicht im Batteriebetrieb die völlig ungebundene Verwendung des Geräts, d.h. man braucht keine weiteren Hilfsmittel. Das gibt z.B. die Freiheit, bei Arbeiten an der Antenne auf dem Hausdach nicht auch noch das Notebook mitschleppen zu müssen.

Die dort gemessenen Kurven lassen sich jederzeit im Gerät permanent speichern und später wieder abrufen.

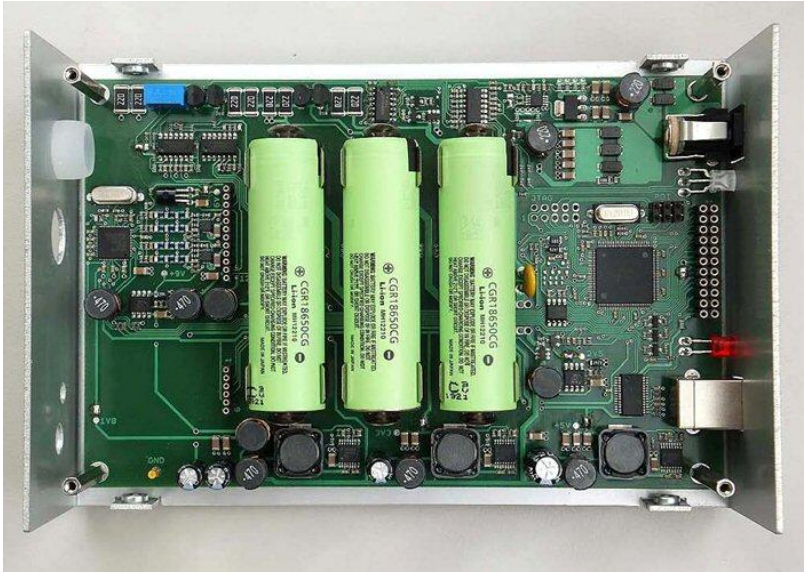


Grafik-Unterseie

Auf der Unterseite dieser Platine sitzt die zugehörige Elektronik. Hier findet man übrigens keinen speziellen Grafik-Controller, denn sowas gibt es leider nicht mehr, sondern einen Mikrocontroller mit externem Arbeitsspeicher. Diese beiden ICs übernehmen die Funktion des Grafikcontrollers.

Die einzelnen Hochsprachen-Grafikbefehle, also die Anweisungen für das Zeichnen und Schreiben von Punkten, Linien, Rechtecken, Kreisen und Texten auf bestimmten Koordinaten, werden über eine Asynchrone Serielle Schnittstelle entgegen genommen.

Hier rechts im Bild sieht man den Resonanzwandler für die Erzeugung der Hochspannung für die Leuchtröhre im Display. Diese Schaltung arbeitet bei 35 kHz und die Ausgangsspannung ist sinusförmig. Trotz der hohen Spannung von knapp 1000 Volt stört sie die Messungen in keinster Weise.

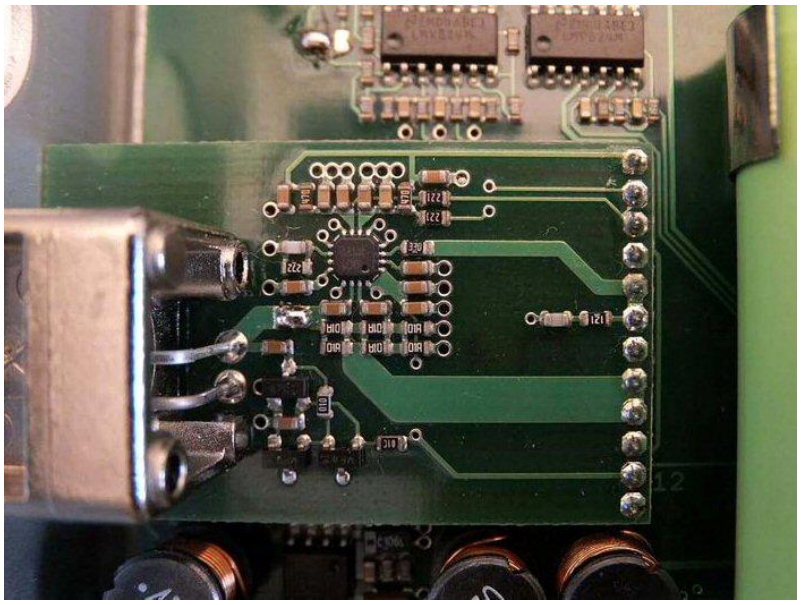


Hauptplatine

Hier sitzen im Wesentlichen der hundertfüßige SMD-Mikrocontroller mit seiner Peripherie, der zweikanalige DDS-IC mit nachfolgenden Tiefpassfiltern und die Stromversorgung.

Anstelle der im Vorgängermodell verwendeten Nickel-Metallhydrid- Akkus enthält dieses neue Gerät drei dicke Li-Ion-Zellen. Das spart Gewicht, die Selbstentladung ist viel geringer und das Aufladen ist nun in nur 1 ½ Stunden erledigt. Die Lade- und Überwachungselektronik befindet sich ebenfalls auf der Platine, z.B. links oben der Balancer und rechts oben der Schaltregler.

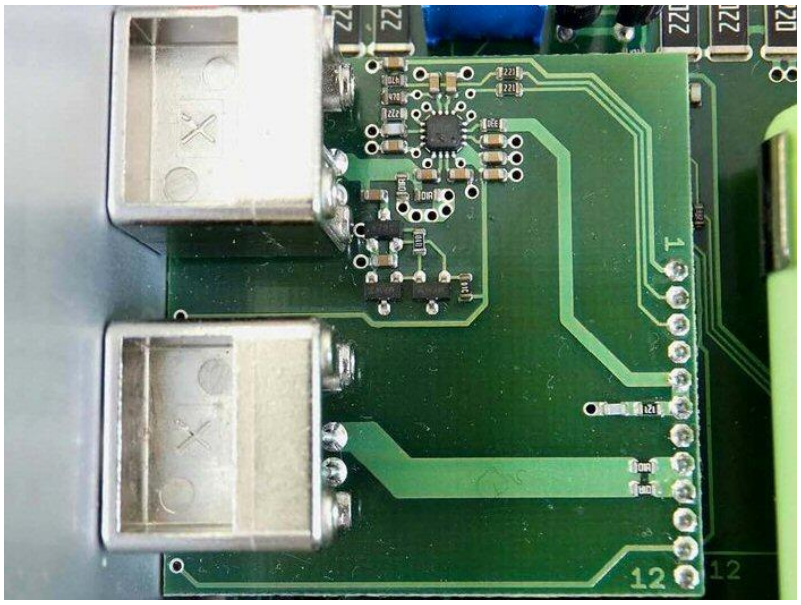
Im unteren Bereich der Platine sitzen weitere Schaltregler. Damit werden mit hohem Wirkungsgrad die auf der Platine benötigten Hilfsspannungen erzeugt.



Zweipol Modul

Hinter der linken Seitenwand sitzen zwei kleine Steckprints.

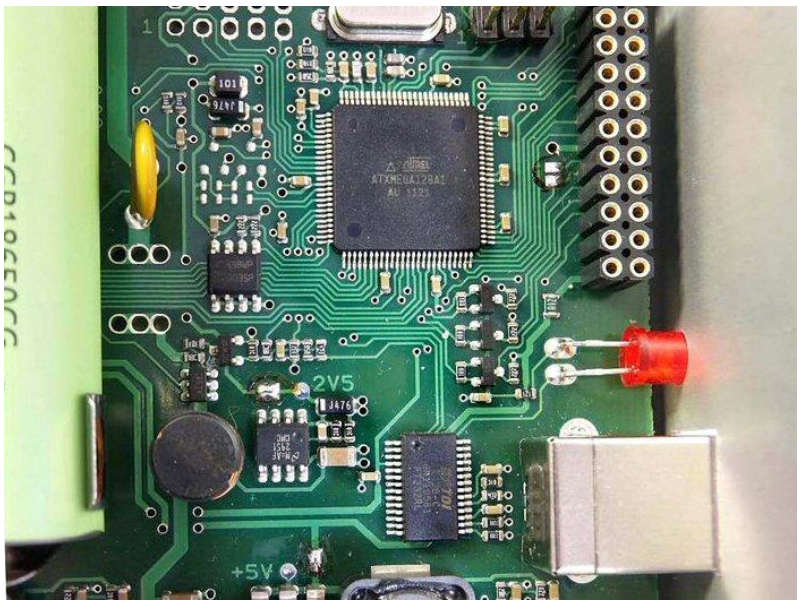
Hier im Bild das Impedanzmessmodul mit der ohmschen Messbrücke und dem Double Balanced Mixer. Diese Bauteile sitzen unmittelbar hinter der BNC-Buchse für den Anschluss des Messobjekts. Die Schaltung kennen wir ja schon.



Vierpol Modul

Anstelle dieses Impedanz-Messmoduls kann man auch ein Vierpol-Modul in die Fassung stecken. Damit kann man z.B. den Amplituden- und Phasengang von Filtern und Verstärkern messen.

Ich hoffe, dass wir am Ende dieses Vortrags noch etwas Zeit dafür haben.



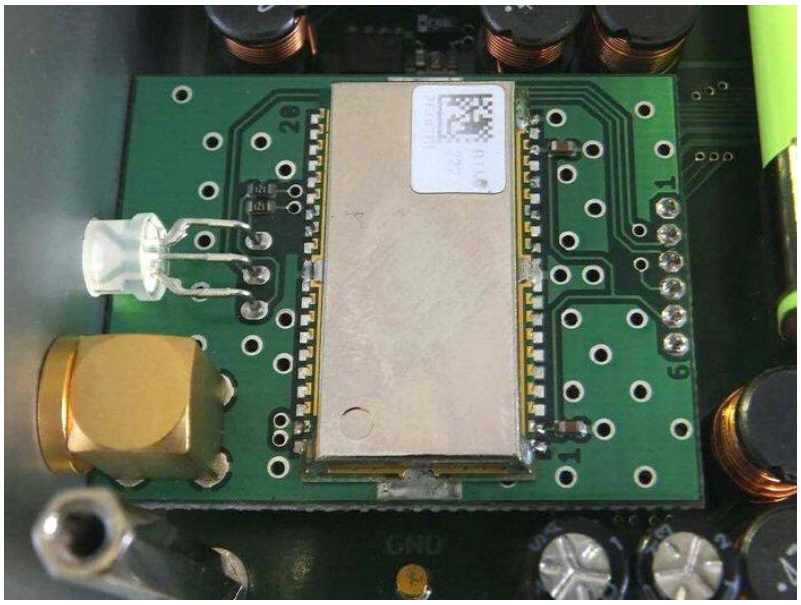
FT232RL nebst USB-Buchse

Wieder auf der rechten Seite der Platine sieht man unten den allseits bekannten FT232RL vor einer USB-Buchse. Hierüber kann man eine bidirektionale Kommunikation mit einem PC-Programm aufbauen.

Man kann nämlich das Gerät von einem PC aus steuern, sich die Kurven mit erweitertem Messbereich in Farbe ansehen und auf Festplatte speichern.

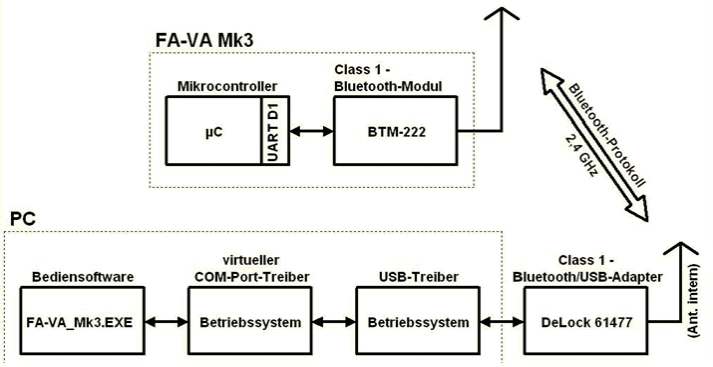
Wir werden das jetzt gleich tun.

Nachteilig sind dabei die Begrenzung der Kabellänge auf maximal 5 Meter. Nur wer mehr will, bräuchte alle 5 Meter einen Repeater, und man muss den Verlust der Erdfreiheit in Kauf nehmen.



Bluetooth-Modul

Um diesen Nachteil zu vermeiden, kann man die Platine um ein optional erhältliches Bluetooth- Modul erweitern. Auf diesem Modul sitzt ein industriell gefertigter Hybrid-IC, der auf der einen Seite an eine SMA-Buchse angeschlossen ist und auf der anderen an den Mikrocontroller.



Bluetooth-Blockschaltbild

Dieses Bluetooth-Modul überträgt die vom Mikrocontroller gesendeten Daten drahtlos zu einem ähnlich aufgebauten Modul an oder in einem PC. Auch der umgekehrte Weg ist möglich, d.h. Gerät und PC können miteinander kommunizieren.

Dabei müssen wir uns weder um eine Kanalbelegung noch um den genauen Ablauf kümmern, denn das wird alles durch das Bluetooth-Protokoll geregelt. Die Frequenz dieser Signale liegt bei 2,4 GHz. Auf freiem Feld habe ich eine Reichweite von 340 Metern gemessen. Das sollte für alle Fälle ausreichen.

Wozu das gut ist, kann man z.B. auf diesem Bild sehen. Aus Neugier hatte ich hier das Messgerät an der Spitze meines Kegelreusen-dipols angebracht und dann hochgeschoben.

Messgerät an der Mastspitze

Ich wollte wissen, was der Dipol ohne die 10 Meter lange Hühnerleiter für einen Impedanzverlauf hat. Weil das Gerät bei dieser Messung erdfrei sein musste, habe ich es mit einem dicken Styroporklotz gegen den Mast isoliert.

Hier noch ein Foto mit 10fach-Zoom.

Man sieht, dass ich es einfach mit breitem Klebeband fixiert habe.

Oben ist die Bluetooth-Antenne zu erkennen.

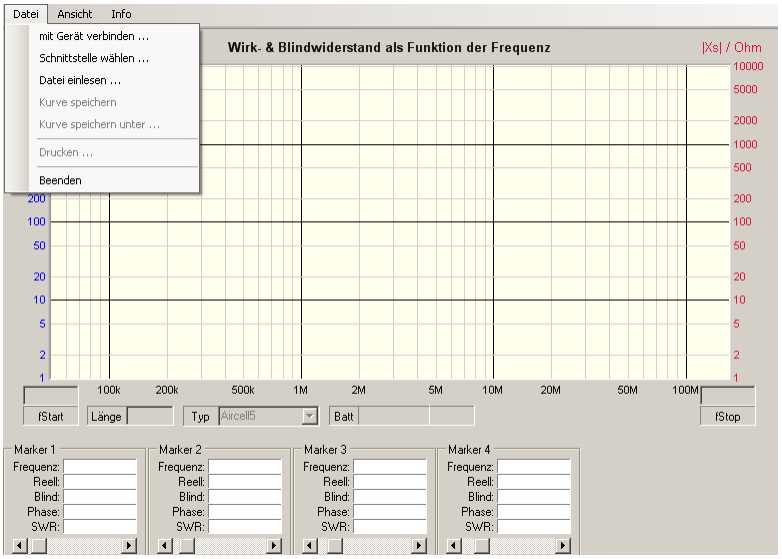
Tele Aufnahme

4. Praktische Anwendungen

Damit komme ich zum vierten Teil dieses Vortrags. Anhand praktischer Versuche will ich einige Beispiele für das Arbeiten mit dem Gerät zeigen.

Damit wir hier im Saal alle die Funktionen des Gerätes unmittelbar mitbekommen, werde ich jetzt das zugehörige PC-Programm starten, das Programmfenster auf den Beamer schalten und dann das Messgerät über die Bluetooth-Verbindung mit dem PC-Programm verbinden.

Hier ist schon mal das Programm.



Beispiel einer Programmoberfläche

Sie sehen, das Menü ist gar nicht kompliziert.

Ich klicke auf den Menüeintrag „Mit Gerät verbinden ...“. Weil sich das Programm den Namen der zuletzt benutzten seriellen Schnittstelle merkt, kommt die Verbindung relativ schnell zustande.

Sie haben vielleicht bemerkt, dass das Display am Gerät in dem Moment dunkel wurde als die Verbindung stand. Das spart Akkuladung.

Und es ist auch Absicht, dass das Messgerät nun nicht mehr auf irgendwelche Tastenbetätigungen reagiert, noch nicht einmal auf den Ausschalter. Es hängt jetzt vollkommen am PC-Programm.

Eine der in meinen Augen schönsten Anwendungen war das Optimieren einer Mobil-Antenne fürs Achtzig-Meter-Band durch meinen Funkfreund Wulf-Gerd Traving, Delta Lima 1 Foxtrott Alpha Charly, mithilfe dieses Messgeräts.

Obwohl die Antenne auf dem Dach seines Autos nur 2,20 m lang war, war er damit von Eutin aus (das liegt an der Ostsee) bei 100 Watt Sendeleistung deutschlandweit hervorragend zu hören, z.B. bei mir in der Nähe von Mainz mit S9 + 3dB!

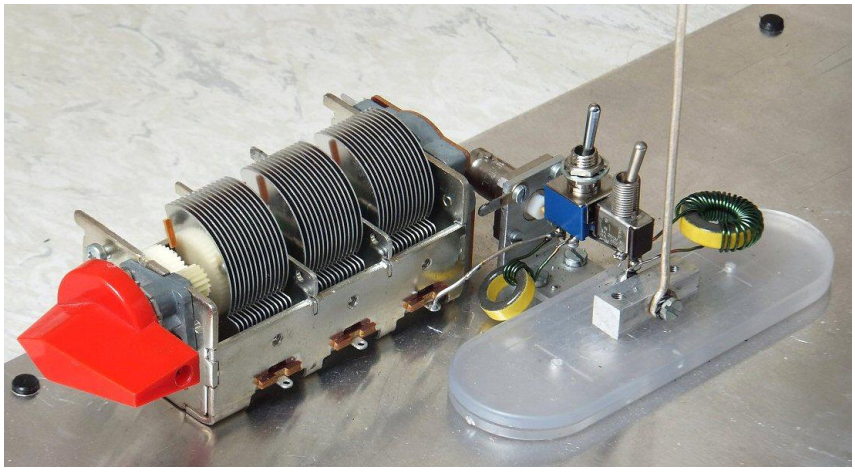
Hier im Bild sehen Sie ein Foto dieser Antenne.

Wulf-Gerds Mobilfunk-Antenne

Die herrliche Spule stammt übrigens von Andreas, Delta Lima 7 Romeo Uniform, der mit solch einer Antenne in den beiden letzten Jahren den ersten Platz im landesweiten 80 Meter-Mobilwettbewerb erreichte.

Leider konnte ich die Optimierungsarbeiten an dieser Antenne nur aus der Ferne verfolgen.

Aber hier habe ich als praktisches Beispiel einen ähnlichen Versuchsaufbau mitgebracht:



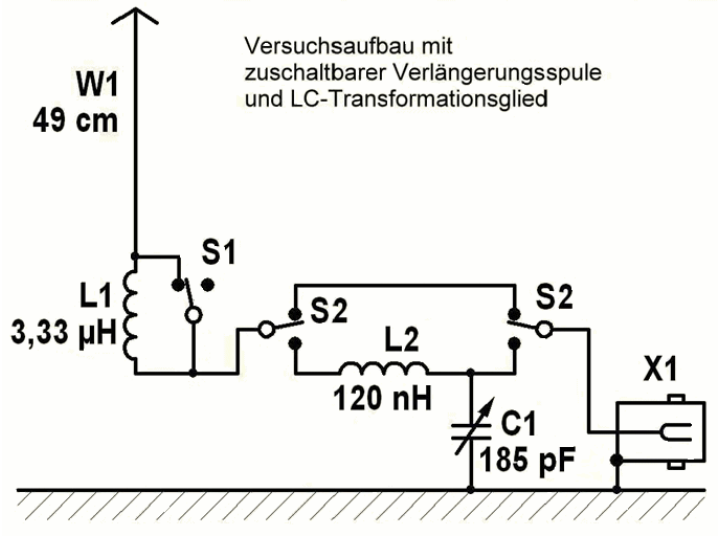
Versuchsaufbau

Es handelt sich um eine stark verkürzte Antenne mit Fußpunkt Verlängerungs-spule, also um ein Objekt, mit dem es Funkamateure oft zu tun haben.

Wir wollen nun versuchen, diese Antenne, obwohl sie extrem kurz ist, auf das 10 Meter-Band abzustimmen.

Mithilfe des FA-VA werden wir sehen, was sie dabei für Eigenschaften hat, unsere Schlüsse daraus ziehen und dann überlegen, wie man sie trotz der geringen Länge und des geringen Strahlungswiderstandes an 50 Ω anpassen kann.

Hier auf der Folie sehen Sie die Schaltung dieses Gebildes. Als Antenne habe ich einen genau 49 cm langen Draht verwendet, der isoliert über einem Leichtmetallblech montiert ist.

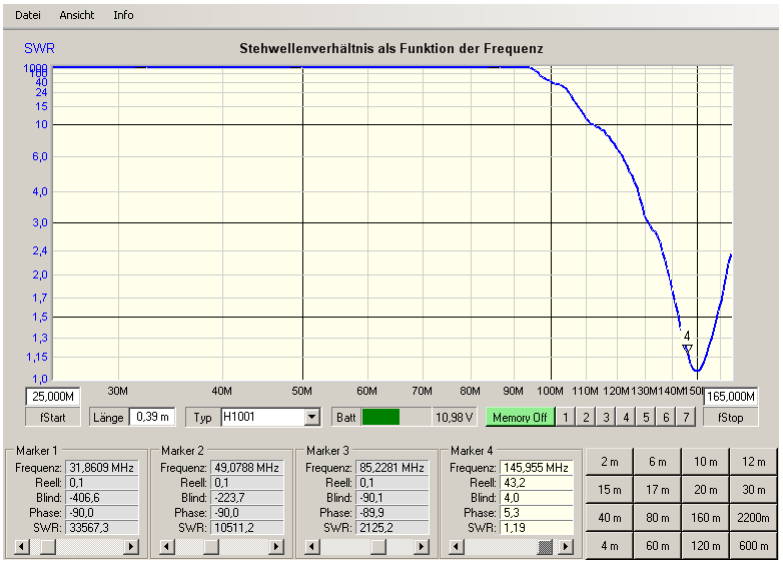


Schaltbild kurze Antenne

Im Fußpunkt sehen Sie die Verlängerungsspule, die man über einen Schalter kurzschließen kann und dahinter ein so genanntes L-Glied, bestehend aus einer Spule in Längsrichtung und einem Drehkondensator als Querkapazität.

Mithilfe eines zweiten Schalters kann ich auch dieses unwirksam machen. Zurzeit sind sowohl die Verlängerungsspule als auch das L-Glied überbrückt, also so wie gezeichnet.

Diesen Aufbau schließe ich jetzt an das Messgerät an.



Antenne unverlängert

Ich stelle zunächst eine relativ große Frequenzspanne ein, nämlich von 25 MHz bis 165 MHz und wähle die Darstellungsart Stehwellenverhältnis.

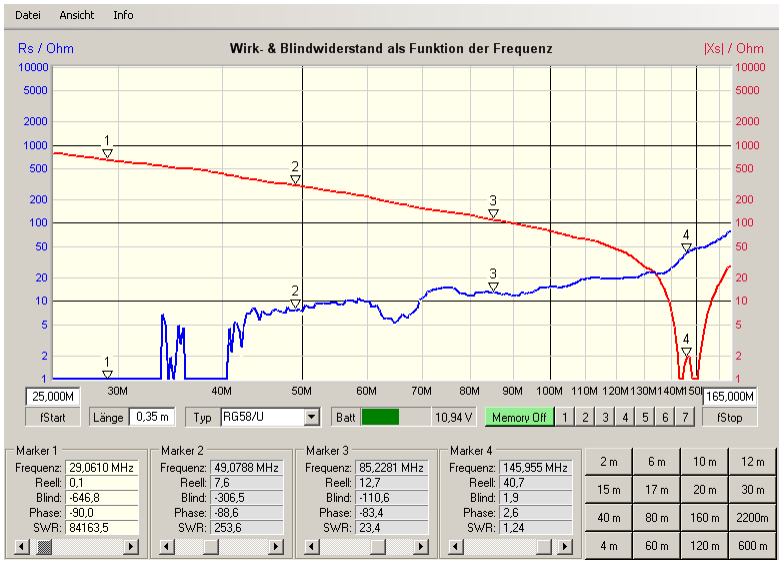
Was Sie sehen, überrascht nicht; es ist beinahe die ganz normale Kurve für eine Lambda Viertel Rundstrahlantenne.

Die Resonanz liegt ganz in der Nähe des 2 Meter- Bandes.

Wir wechseln zunächst in die Impedanz-Darstellung und überlegen uns, was man wohl bei der Verlängerungsspule für eine Induktivität braucht.

Die Mitte des 10 Meter Bandes liegt bei ungefähr 29 MHz.

Also schieben wir einen der vier Marker auf diese Frequenz und schauen uns die dort vorhandene Impedanz an.



Blindwiderstand 29 MHz

Dort wird ein Blindwiderstand von knapp -700 Ω, also kapazitiv, angezeigt.

Genau diesen Widerstand müssen wir jetzt kompensieren.

Das kann man machen, indem man ein Bauteil einfügt, das genau den gleichen Blindwiderstand hat, aber mit umgekehrtem Vorzeichen.

Wir brauchen also eine Spule.

Dazu werden wir jetzt ein klein wenig rechnen.

Berechnung der Verlängerungsspule:

Blindwiderstand von Induktivitäten: $X_L = \omega \cdot L$ **hierin ist** $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

omega eingesetzt: $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$

nach L umgestellt: $L = \dfrac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f}$

aktuelle Werte eingesetzt: $L = \dfrac{604\ \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 28{,}83\ \text{MHz}}$

Ergebnis: $L = 3{,}334\ \mu\text{H}$

gewählter Kern: **Amidon T68-6 (gelb) mit** $A_L = 4{,}7\ \text{nH}$

Windungszahl: $n = \sqrt{\dfrac{L}{A_L}}$

aktuelle Werte eingesetzt: $n = \sqrt{\dfrac{3{,}334 \cdot 10^{-6}}{4{,}7 \cdot 10^{-9}}}$

Ergebnis: $n = 26{,}6$

Die Formel für den Blindwiderstand von Spulen lautet

$XL = \omega * L$ hierin ist $\omega = 2 * \pi * f$

also gilt

$XL = 2 * \pi * f * L$

Wir formen nach L um, erhalten:

$L = XL / (2 * \pi * f)$

Wir setzen die Werte ein:

$L = 604 / (2 * \pi * 28{,}83 * 106)$

und erhalten

$L = 3{,}33\ \mu H$

Genau so eine Spule habe ich vorbereitet. Weil wir es hier ausnahmsweise nicht mit Leistung zu tun haben, kann man dafür locker einen kleinen Amidon-Eisenpulverringkern der Sorte T68-6 verwenden; die Sorte 6 ist gelb lackiert und geht bis 50 MHz. Der Kern hat einen ALWert von 4,7 nH. Wir rechnen die Windungszahl aus und erhalten:

$n = SQR\ (L / AL)$

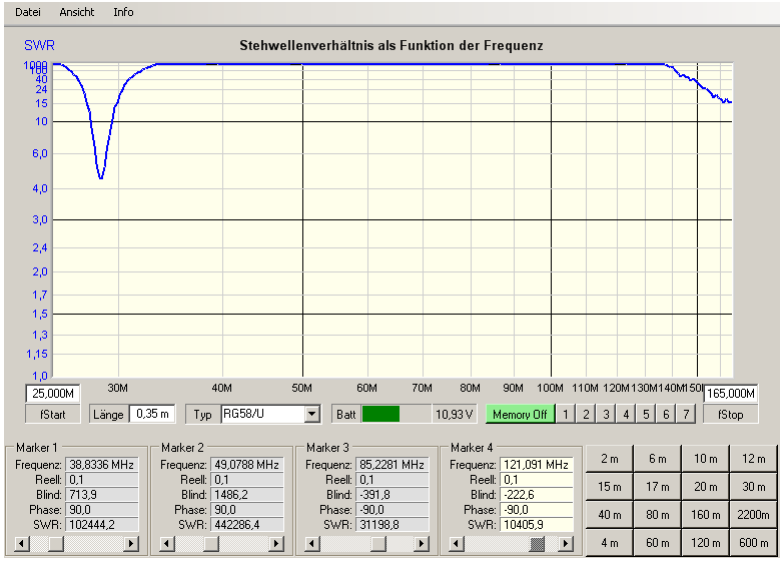
$n = SQR\ (3{,}33 * 10\text{-}6 / 4{,}7 * 10\text{-}9)$

$n = 26{,}6$

Ich habe 26 Windungen gewickelt.

Wir schauen uns an, was jetzt passiert. Dazu wechsele ich zurück in die Darstellungsart Stehwellenverhältnis und schalte die Verlängerungsspule ein.

Und siehe da, das Minimum des Stehwellenverhältnisses verschiebt sich wie erwartet mitten ins 10 Meter Band.



Antenne verlängert

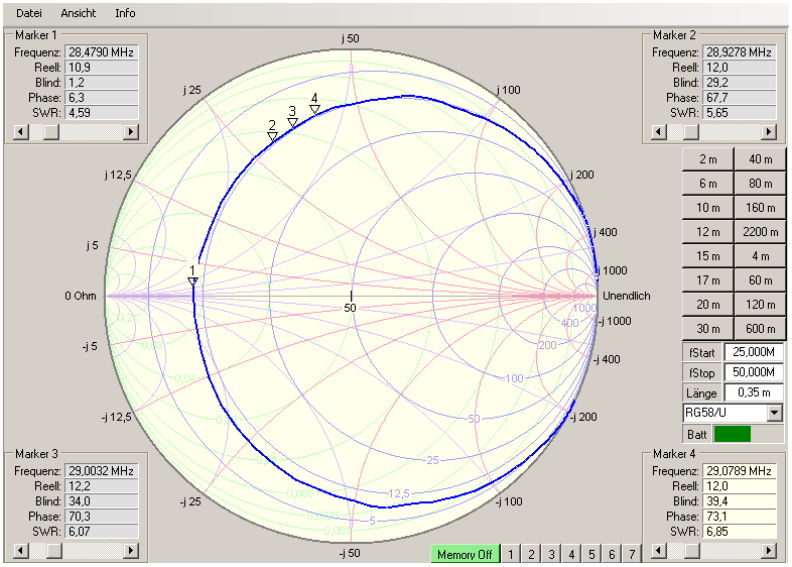
Was uns jetzt noch stört, ist das ziemlich schlechte Stehwellenverhältnis im Resonanzpunkt. Das ist ja kaum besser als 4,0. Damit kann man nicht arbeiten!

Wie kommt das?

Der normale Funkamateur fängt jetzt an zu spekulieren.

Mit diesem Messgerät geht es zielgerichteter und leichter.

Wir schalten jetzt erstmals ins Smith-Diagramm um, und entdecken eine ganz erstaunliche Kurve.



Antenne verlängert Smith-Diagramm

Es gibt nämlich überhaupt keine Frequenz, bei der die Impedanz auch nur annähernd 50 Ω reell betragen würde!

Stattdessen verläuft die Ortskurve annähernd parallel zum Kreis konstanten Wirkwiderstandes von 12,5 Ω.

Ich denke, dass jetzt jeder sofort sieht, wie vorteilhaft das Smith-Diagramm sein kann, und dass es sich lohnt, sich damit zu befassen.

Beim Stehwellenverhältnis konnten wir über die Ursache des schlechten Wertes nur spekulieren.

Bei einem schlechten Stehwellenverhältnis könnte die Ursache genauso gut in einem zu großen oder zu kleinen Blindwiderstand und ebenso gut in einem zu großen oder zu kleinen Wirkwiderstand, oder sogar in einer Kombination von beiden liegen.

Erst das Smith-Diagramm schafft Klarheit; in unserem Fall ist der Wirkwiderstand viel zu klein.

Strahlungswiderstand und Wirkungsgrad bei Verwendung von L1:

Strahlungswiderstand: $R_S = 40\ \Omega \cdot \left[1 - 1{,}32 \cdot \left(\frac{l_{ant}}{\lambda}\right)^2\right] \cdot \tan^2\left(\pi \cdot \frac{l_{ant}}{\lambda}\right)$

eingesetzt: $R_S = 40\ \Omega \cdot \left[1 - 1{,}32 \cdot \left(\frac{0{,}49}{10{,}24}\right)^2\right] \cdot \tan^2\left(\pi \cdot \frac{0{,}49}{10{,}24}\right)$

Ergebnis: $R_S = 0{,}915\ \Omega$

Wieso haben wir dann 13 Ohm gemessen ???

Spulengüte: $Q = \frac{X_L}{R_L}$

nach RL umgestellt: $R_L = \frac{X_L}{Q}$

bei Q = 50: $R_L = \frac{604\ \Omega}{50}$ $\qquad R_L = 12{,}1\ \Omega$

Wirkungsgrad bei Stromspeisung: $\eta = \frac{R_S}{R_{ges}}$ $\qquad \eta = 7{,}04\ \%$

Dämpfung: $a = 10 \cdot \log(\eta)$ $\qquad a = -11{,}5\ dB$

Wir könnten jetzt unmittelbar zur Frage der Anpassung übergehen.

Aber vorher sollten wir uns fragen, was dieses Messergebnis zu bedeuten hat. Fragen wir uns, was diese Antenne im 10-Meter-Band für einen Wirkungsgrad haben könnte!

Nach Gerd Janzens Buch „Kurze Antennen“ lautet die Formel für den Strahlungswiderstand einer kurzen Monopol-Antenne:

$$Rs = 40\ \Omega * (1 - 1{,}32\ (l / \lambda)2\ ) * \tan2\ (\pi * l / \lambda)$$

eingesetzt:

$$Rs = 40\ \Omega * (1 - 1{,}32 * (0{,}49 / 10{,}24)2\ ) * \tan2\ (\pi * 0{,}49 / 10{,}24)$$

und ausgerechnet:

$$Rs = 0{,}915\ \Omega$$

Was für ein erschreckend geringer Wert! Und außerdem hatten wir doch 12,5 Ω gemessen!

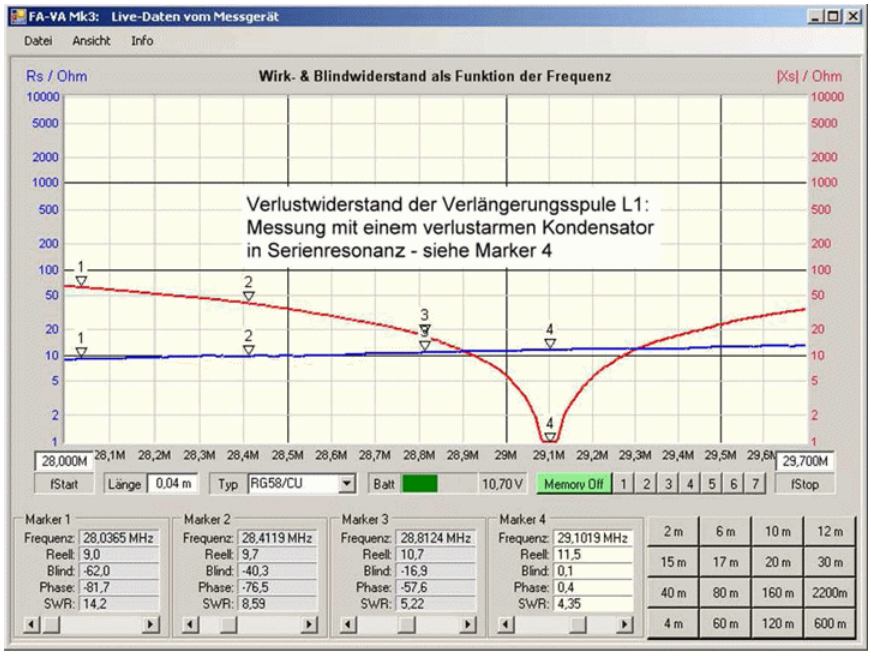
Manche werden jetzt sagen: „Wer misst, misst Mist!“ Aber in diesem Fall stimmt das nicht; wir haben keinen Mist gemessen, sondern nur eine ziemlich schlechte Antenne! Wir müssen nur nach der Quelle für die zusätzlichen 11,5 Ω suchen, die in dieser Messung aufgetaucht sind. Und ich sage auch gleich, wo die steckt, nämlich in der Verlängerungsspule!

Die Güte einer Spule drückt sich aus durch das Verhältnis von Blindwiderstand zu Wirkwiderstand.

$$Q = XL / RL$$

Bei einem Blindwiderstand von rund 600 Ω und einem Wirkwiderstand von 12 Ω ergibt sich für die Güte dieser Spule ein bei dieser Frequenz für einen guten Eisenpulver-Ringkern durchaus plausibler Wert von Q = 50.

Natürlich habe ich das nachgeprüft. Dazu habe ich die Spule ausgebaut und in Reihe mit einem kleinen, verlustarmen NP0-Kondensator an das Messgerät angeschlossen. Durch diese Reihenschaltung kann man den Blindanteil kompensieren und erhält in der Nähe des Nulldurchgangs ein besonders genaues Ergebnis für den Wirkwiderstand.



Messung des Spulen-Verlustwiderstandes

Und wie man hier sieht, kam ich bei 29 MHz auf 11,5 Ω, also eine Punktlandung!

Was bedeutet das für den Wirkungsgrad dieser Antenne?

Man kann sich den Strahlungswiderstand und den Verlustwiderstand in Reihe geschaltet vorstellen. Dann beträgt der Wirkungsgrad

$$\eta = Rs / Rges$$

$$\eta = 0{,}91 / 13$$

$$\eta = 7\ \text{Prozent.}$$

Das sind 11,5 dB, also fast 2 S-Stufen. Soviel nur zum Einfluss der Spulengüte.

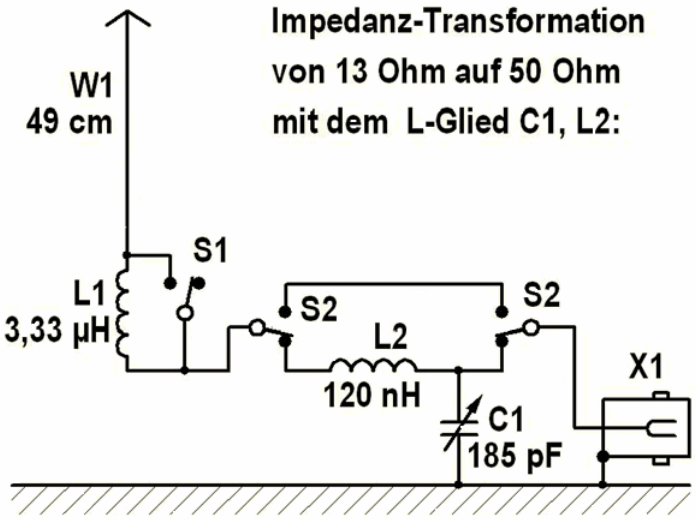
Kommen wir zurück zur Anpassfrage.

Wie können wir diese 13 Ω Wirkwiderstand möglichst effektiv auf 50 Ω hoch transformieren?

Ganz leicht möglich wäre ein 1:4 UnUn. Aber das geht nur in diesem Sonderfall, denn 50 Ω geteilt durch 4 gibt zufällig 12,5 Ω, also genau der Wert, den wir brauchen.

Diese Methode versagt aber, falls ein Wirkwiderstand zu transformieren wäre, der nicht zufällig gerade ein Viertel oder ein Neuntel von 50 Ω beträgt.

Das Schaltbild deutet es schon an:



Antennenschaltung mit umgelegten Schaltern

Man kann auch ganz einfach mit einem so genannten L-Glied transformieren, in diesem Fall ist das Spule L2 und der Kondensator C1. Und auch das lässt sich ganz einfach berechnen:

Transformation mit L-Gliedern:

Betriebsgüte: $Q_B = \sqrt{\frac{R_{Hi}}{R_{Lo}} - 1}$

eingesetzt: $Q_B = \sqrt{\frac{50}{13} - 1}$ $\qquad Q_B = 1{,}687$

Blindwiderstand des Längsgliedes: $X_{längs} = R_{Lo} \cdot Q_B$ $\qquad X_{längs} = 20{,}4\ \Omega$

Blindwiderstand des Quergliedes: $X_{quer} = \frac{R_{Hi}}{Q_B}$ $\qquad X_{quer} = 29{,}6\ \Omega$

=> Regel 1: Querglied immer auf der Seite mit der höheren Impedanz!
=> Regel 2: Schaltung des L-Gliedes als Hochpass oder Tiefpass möglich

Induktivität des Längsgliedes $L_{längs} = \frac{X_{längs}}{(2 \cdot \pi \cdot f)}$ $\qquad L_{längs} = 110{,}7 \cdot nH$

Kapazität des Quergliedes: $C_{quer} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{quer})}$ $\qquad C_{quer} = 183{,}3 \cdot pF$

Zunächst brauchen wir dazu die Betriebsgüte dieses Netzwerks. Diese beträgt:

```
QB = SQR (RH / RL - 1)
```

eingesetzt:

```
QB = SQR (50 / 13 - 1)
QB = 1,687
```

Dann beträgt der Blindwiderstand des Längsgliedes

```
XL = RL * QB
XL = 13 * 1,687

XL = 21,93 Ω
```

Und der Blindwiderstand des Quergliedes beträgt

```
XQ = RH / QB
XQ = 50 / 1,687
XQ = 29,637 Ω
```

Die Formel für die Induktivität der Längsspule kennen wir schon, sie lautet

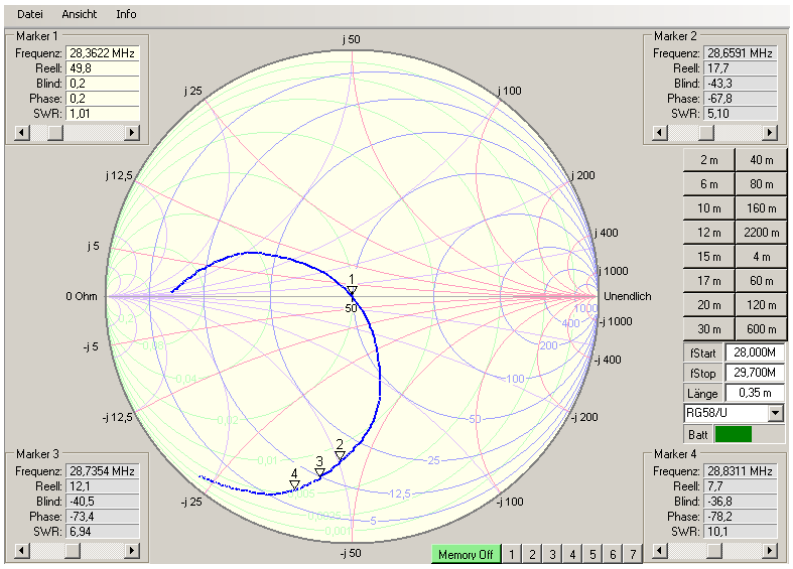
```
L = XL / (2 * π * f)
```

Bei 29 MHz ergibt das `L = 120 nH`

Und die Formel für die Querkapazität lautet

```
C = 1 / (2 * π * f * XQ)
C = 185 pF
```

Diesen Wert habe ich mit einem Mittelwellen-Drehkondensator realisiert.



LC transformiert

Jetzt werden Sie sich sicher fragen, was diese Rechnerei mit dem FA-VA3 zu tun haben soll. Aber wir werden das gleich sehen.

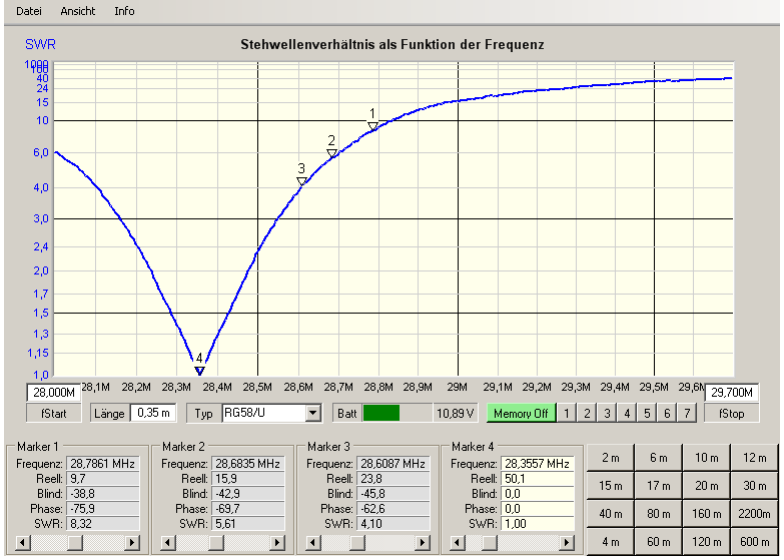
Um das Geschehen besser erkennen zu können, enge ich zunächst den Frequenzbereich der Messung auf das 10 Meter Band ein.

Das geht ganz einfach, indem ich hier auf den 10 Meter-Button klicke.

Und nun schalte ich das L-Glied dazu und vergrößere kontinuierlich die Querkapazität.

Dabei können Sie gerade im Smith-Diagramm sehr schön erkennen, wie sich diese anfänglich so große, sperrige Ortskurve langsam zusammen zieht und irgendwann genau durch den 50 Ω Punkt hindurch geht.

Ich stelle mal den Marker 4 auf diesen Punkt und schalte danach auf das Stehwellenverhältnis um.



SWR transformiert

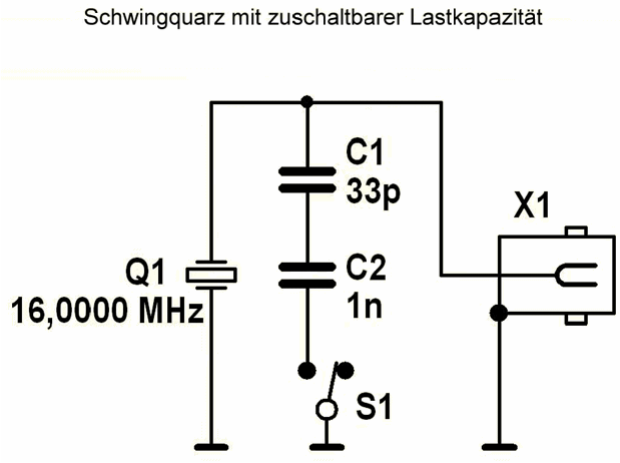
Und hier sehen Sie sofort, was wir in diesem Punkt für ein phantastisches Stehwellenverhältnis bekommen. Besser geht es nicht!

Und ich denke, dass hier jeder sofort erkennt, dass für die Einstellung dieses Querkondensators eine Darstellung im Smith-Diagramm haushoch überlegen ist, denn man erkennt sofort, ob sich der 50 Ω Punkt innerhalb oder außerhalb der Ortskurve befindet.

Natürlich wird es nur eine einzige Frequenz geben, die genau in diesen Punkt gelegt werden kann. Aber nur wenn die Ortskurve überhaupt hindurch läuft, hat man dafür überhaupt eine Chance.

Und nur ein Impedanzmessgerät versetzt einen dazu in die Lage. Dann ist es nämlich nur noch eine reine Abstimmsache, z.B. über die Länge der Antenne oder über die Induktivität der Verlängerungsspule um auch die genaue gewünschte Frequenz auf der Ortskurve in den Mittelpunkt zu legen. Das Transformationsverhältnis wird sich hierbei nur noch ganz geringfügig ändern.

Lassen Sie mich nach diesem klassischen Anwendungsbeispiel ein klein wenig abschweifen. Das Thema dieses Vortrags lautete u.a.: „Messung von Antennenimpedanzen“.



Quarzschaltung

Aber niemand zwingt uns, mit diesem schönen Messgerät immer nur die Impedanz von Antennen zu messen. Wir können genauso gut jedes andere beliebige passive Bauteil anschließen.

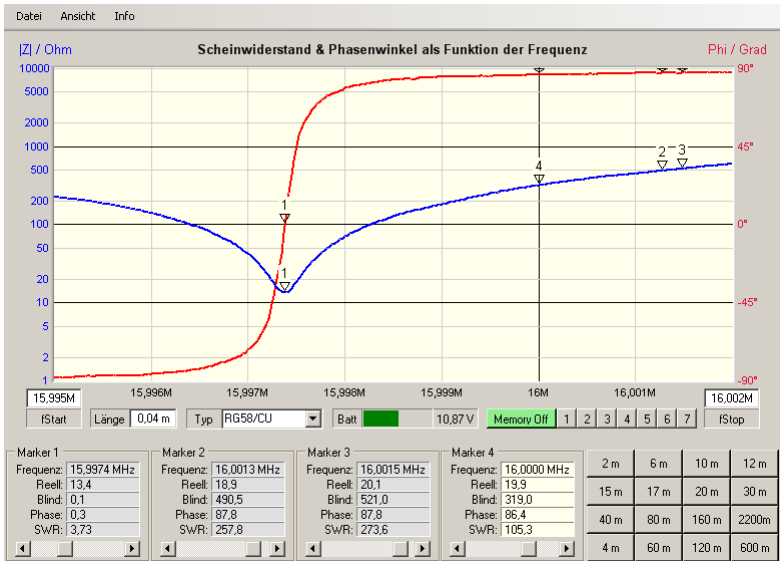
Zum Beispiel einen Schwingquarz.

Ich habe hier einen ganz normalen Grundschwingungs Computerquarz mit 16 MHz.

Ich sag jetzt mal dass mir die vorgesehene Lastkapazität nicht bekannt ist. Diesen Quarz schließe ich an das Messgerät an, stelle den Wobbelbereich auf 15,995 MHz bis 16,002 MHz und ich will sehen was dabei herauskommt.

Bei diesem Versuch kommt erstmals die Darstellungsart „Betrag + Phase“ zum Einsatz.

Wir sehen eine sehr schöne Kurve mit einem deutlichen Minimum bei 15,9973 MHz. Hier liegt die Serienresonanz des Quarzes. Dabei wird ein Wirkwiderstand von 13,5 Ω erreicht. Laut Datenblatt darf der Quarz maximal 35 Ω haben; in dieser Hinsicht ist dieses Exemplar also schon mal ziemlich gut.



Quarz ohne C-Last

Die Parallelresonanzstelle sehen wir hier nicht, weil wir zurzeit keine Lastkapazität angeschlossen haben.

Wir können aber ganz leicht ausrechnen, wie groß diese sein müsste.

Dazu müssen wir nur den Blindwiderstand des Quarzes bei genau 16,0000 MHz kennen.

Wir schieben den Marker 4 dorthin und lesen im zugehörigen Markerfenster: 335 Ω.

Also ein positiver Wert. Der Quarz benimmt sich tatsächlich wie es im Lehrbuch steht, nämlich wie eine ziemlich große Induktivität.

Wenn wir wollen, dass der Quarz auf dieser Frequenz seine Parallelresonanz hat, dann müssen wir einen Kondensator parallel schalten, der denselben Blindwiderstand hat wie der Quarz, nur negativ. Dann haben wir einen Parallel-Schwingkreis für genau diese Frequenz.

Lastkapazität von Quarzen

Blindwiderstand bei 16 MHz: $X_C = 315{,}6\ \Omega$

zugehörige Lastkapazität: $C_L = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C}$

eingesetzt: $C_L = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot 16 \cdot \mathrm{MHz} \cdot 315{,}6\ \Omega}$

Ergebnis: $C_L = 31{,}5 \cdot \mathrm{pF}$

Die Formel für die Kapazität als Funktion von Frequenz und Blindwiderstand kennen wir schon, sie lautet:

```
C = 1 / (2 * π * f * Xc)
```

eingesetzt ergibt sich:

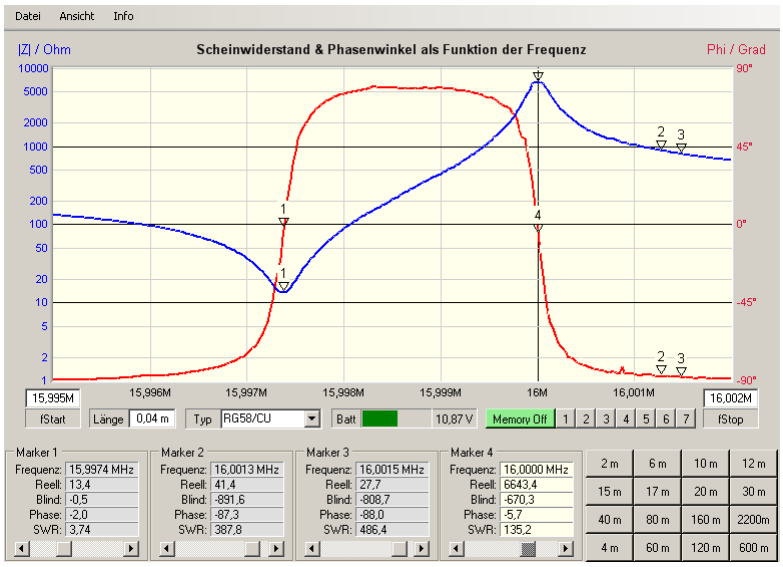
```
C = 1 / (2 * π * 16 * 106 * 315,6)

C = 31,5 pF
```

Es steht wohl außer Frage, dass der Quarz herstellerseitig für 32 pF vorgesehen ist.

Beobachten Sie, was passiert, wenn ich diese Kapazität parallel schalte.

Und tatsächlich, wir haben ziemlich genau bei 16,0001 MHz die gewünschte Parallelresonanz.



Quarz mit 32pF

Das liegt gut innerhalb der zulässigen Toleranz von ±30 ppm. Die Serienresonanz hat sich praktisch nicht verändert.

Natürlich kann eine solche Messung nicht genauer sein als das Messgerät.

Deshalb verfügt das Gerät über eine Möglichkeit, die interne Taktfrequenz per Software auf ein halbes ppm genau zu trimmen.

Damit habe ich Ihnen ein weiteres Beispiel aus der Praxis für die Anwendung dieses Messgeräts gezeigt.

Zum Schluss dieses Vortrags möchte ich noch kurz das **optionale Vierpolmodul** vorstellen.

Wie ich schon sagte, kann man das normale Impedanz-Steckmodul gegen ein Vierpol-Steckmodul austauschen, mit dem sich die Durchlasskurven und Phasengänge von Filtern und Verstärkern messen lassen. Allerdings ist dieser Austausch relativ zeitaufwändig und weil ich die letzten paar Minuten nicht mit Herumschrauben vertun will, habe ich heute ein zweites Gerät dabei, das bereits entsprechend vorbereitet ist.

Ich schalte das bisher benutzte Gerät aus und verbinde dieses zweite Gerät direkt über ein USB-Kabel mit dem PC.

Als Messobjekt habe ich hier ein zweikreisiges Bandfilter für das Zwei-Meter-Band mitgebracht. Der Chefredakteur der Zeitschrift FUNKAMATEUR, Werner Hegewald, Delta Lima 2 Romeo Delta, hat es einst selbst gebaut und mir zur Verfügung gestellt.

Dabei müssen wir gleich einen wichtigen Punkt beachten, nämlich die Länge der Anschlussleitungen bis zum Messobjekt. Wie der Name schon sagt, haben wir im Zwei-Meter-Band auf einer räumlichen Distanz von 2 Metern bereits in Luft eine Phasendrehung von satten 360° Hinzu kommt noch der Verkürzungsfaktor der Anschlussleitung.

Damit wir nicht die Phasendrehung der Leitung, sondern nur die des Messobjekts messen, müssen wir die geometrische Länge der Leitung in Metern (mit 1 cm Auflösung) und den Leitungstyp in das Messgerät eingeben.

Das Programm enthält eine fest einprogrammierte Tabelle für die Kenndaten aller handelsüblichen Leitungstypen, also auch den Verkürzungsfaktor, und errechnet daraus Dämpfung und Phasendrehung bei der aktuellen Messfrequenz.

Unsere Anschlussleitung besteht aus RG-58C/U und ist 39 cm lang.

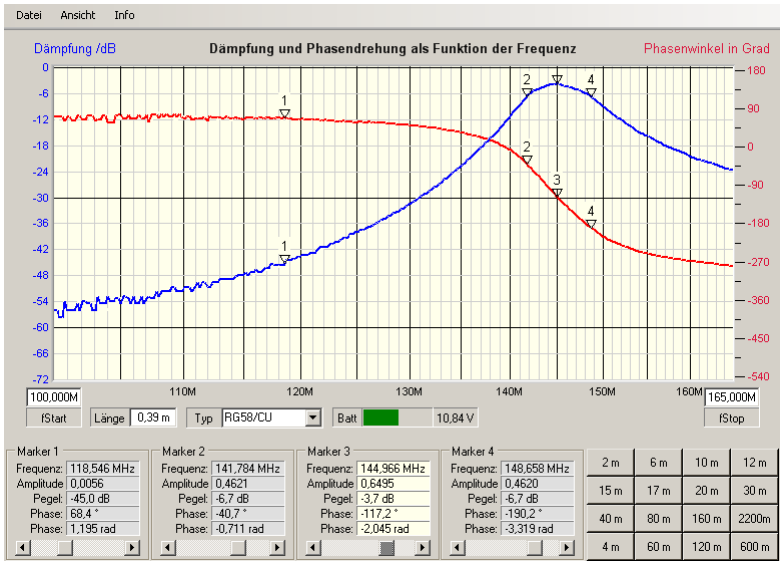
Das habe ich bereits eingegeben und ich schließe nun das Messobjekt an.

Wir können zwischen zwei Darstellungsarten wählen, nämlich linear und logarithmisch.

Eine Darstellung in Form eines Polardiagramms, ähnlich einer Smith-Chart, wäre zwar denkbar, ist aber nicht implementiert.

Bei einem Filter ist meist die logarithmische Darstellung zweckmäßig.

Wir wählen noch einen brauchbaren Frequenzbereich, z.B. 100 bis 165 MHz und erhalten sofort die Durchlasskurve des Filters und zusätzlich auch dessen Phasendrehung.

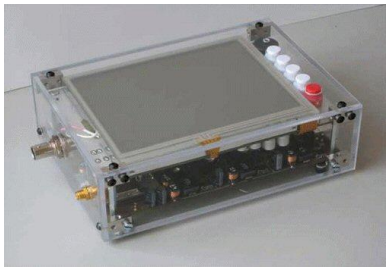


Vierpol logarithmisch

Die Skalierung der Phase ist dynamisch, d.h. sie passt sich insofern an, dass nach Möglichkeit immer der volle Phasenhub diagrammfüllend dargestellt wird. Allein aus Platzgründen auf der Skala des Displays im Messgerät ist dieser Bereich auf 20 π, also 3600° begrenzt.

Wenn ich jetzt ein wenig mit den Abstimmkondensatoren des Filters spiele, kann man sehr schön die jeweilige Durchlasskurve verfolgen und dieses wirklich optimal abgleichen.

Damit komme ich zum Schluss meines Vortrags. Ich hoffe, Ihnen einige interessante Informationen gegeben zu haben.



Für diejenigen, die das noch einmal in Ruhe nachlesen möchten, hier wie versprochen meine E-Mail-Adresse.

Name: Norbert Graubner
Rufzeichen: DL1SNG
E-Mail: norbert.graubner@freenet.de

Wenn Sie möchten, haben wir jetzt noch einige Minuten Zeit für Fragen. Wenn das nicht reichen sollte, können wir uns danach auch gerne hier auf der Ausstellung am Stand der Zeitschrift FUNKAMATEUR treffen, bitteschön!

Hinweis:

Im Verlauf der Aufarbeitung dieses Vortrags kam dankenswerterweise die Anregung, auf die beiden folgenden Bücher hinzuweisen.

Joachim Müller:

„Praxiseinstieg in die Vektorielle Netzwerkanalyse“ *ISBN 978-3-88976-159-0*

„Smith-Diagramm Einführung und Praxisleitfaden“ *ISBN 978-3-88976-155-2*

Hierin werden einfache Messungen an Bauelementen beschrieben, die leicht mit dem FA-VA3 nachvollzogen werden können. Auch der Umgang mit dem Smith-Diagramm wird in klaren, gut verständlichen Beispielen beschrieben.