

# **Magnetic Loop Antenna: Berechnung, Simulation, Ersatzschaltbild, Messung und verbessertes Verständnis der Funktionsweise**

Klaus Solbach, DK3BA, klaus.solbach@uni-due.de

Hochfrequenztechnik, Fachgebiet DSV, Universität Duisburg-Essen

## **I. Einführung**

Nach dem Umzug in eine Eigentumswohnung im zweiten Stockwerk gab es für mich als Funkamateurler zunächst keine Antennenmöglichkeit. Ein Langdraht für die Kurzwellenbänder quer über die Straße vor dem Haus wurde erfolgreich ausprobiert, musste aber gleich wieder abgebaut werden, da die Nutzung des öffentlichen Raums ohne weiteres nicht zulässig ist. Da die Wohnung einen zweiten, kleinen Balkon hat, kam als Alternative eine *Magnetic Loop Antenna* (MLA) in Frage. Nach einigen Vorversuchen mit verschiedenen Größen und Formen wurde das bewährte Design nach Ch. Käferlein, DK5CZ ausgewählt: Aus 22 mm starkem Kupferrohr wurde ein Ring (*loop*) von 1,7 m Durchmesser gebogen und die offenen Enden an einen motorgetriebenen *Butterfly* Drehkondensator (modifizierter Bausatz von TA1LSX) angeschlossen. Im Bild 1 sieht man die Antenne mit Mastbefestigungen vor dem Balkongeländer; der Drehkondensator sitzt wettergeschützt in einem Stück HT-Rohr und am unteren Ende sieht man eine Koppel-Loop zur Anpassung an die Koax-Leitung zum Transceiver im Shack.



**Bild 1:** MLA auf dem Balkon

Im Bild kann man eine große Leiterschleife erkennen, die bei Speisung aus einem Hochfrequenz-Sender ein starkes Magnetfeld in seiner nächsten Umgebung bildet – daher der Name *Magnetic Loop* – Antenne; im Gegensatz dazu dominiert im reaktiven Nahfeld von gestreckten Draht-Dipolen das elektrische Feld. Seit den 1970er Jahren gibt es Dimensionierungs-Formeln für die MLA. In der CQ DL erschienen als erste 1983 die Veröffentlichungen von DL2FA /1,2/ mit eigenen Formeln, während gleichzeitig die Entwicklung und Produktion der „Abstimmbare Magnetische Antenne“ (AMA) durch DK5CZ verzeichnet wurde. Am weitesten verbreitet sind die Formeln von W5QJR, die im ARRL Antenna Handbook 15th Edition /3/ erstmalig übernommen wurden; diese oder ähnliche Formeln wurden später vielfach verwendet und in vielen Beiträgen wiederholt, siehe die Literaturverzeichnisse mit deutschsprachigen Beiträgen in /4/ und internationalen Beiträgen in /5,6/. Bei der Dimensionierung meiner Antennen habe ich allerdings weitgehend mit der Electro-Magnetic (EM)-Simulation auf Basis von EZNEC+ gearbeitet und, wo möglich, die entsprechenden Ergebnisse mit Werten aus den Formeln verglichen. Mit Hilfe der Simulation konnte das Verständnis der Funktionsweise und der Charakteristik der MLA verbessert werden. So konnte ein vollständiges Ersatzschaltbild der MLA mit Koppel-Leiterschleife erstellt werden und insbesondere auffällige Abweichungen von den theoretischen Bandbreiten der realisierten Antenne modelliert werden.

In diesem Beitrag wird zunächst kurz das Grundkonzept der MLA erklärt und die wesentlichen Entwurfs-Parameter für eine MLA mit 1,7 m Durchmesser aus den Formeln und aus der EM-Simulation für eine Antenne im freien Raum berechnet und gegenübergestellt. In der Simulation wird eine Koppel-Leiterschleife eingefügt und dazu ein Ersatzschaltbild abgeleitet, welches auch die Koppel-Leiterschleife mit einbezieht. Danach werden die theoretischen Vorhersagen, insbesondere des

Verlaufs der Antennen-Impedanz bzw. des Reflexionsfaktors, den Messungen an der realisierten MLA gegenübergestellt. Hierbei werden wichtige Erkenntnisse bzgl. der verschiedenen Begriffe von Bandbreite und der Leistungsverluste der MLA in realer Umgebung gewonnen.

## II. Das Theoretische Konzept der MLA

Das Grundkonzept der *Magnetic Loop* Antenne im freien Raum lässt sich mit Bild 2 beschreiben: Eine Leiterschleife mit der Induktivität  $L$  wird durch einen Kondensator der Kapazität  $C$  in Resonanz bei der Frequenz  $f_{res}$  gebracht. Der Strom in diesem Resonanzkreis wird begrenzt durch einen Serien-Widerstand  $R$ . Auf den ersten Blick setzt sich dieser Widerstand zusammen aus dem Verlust-Widerstand  $R_L$  von Leiterschleife und Kondensator und einem Strahlungs-Widerstand  $R_R$ , der die abgestrahlte Leistung der Leiterschleife repräsentiert.

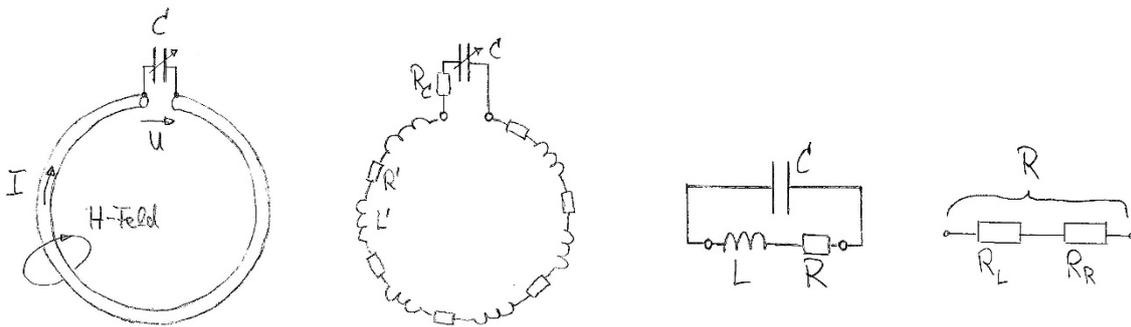


Bild 2 Die MLA-Leiterschleife im freien Raum mit Kondensator-Abstimmung und entsprechende Ersatzschaltbilder

Näher betrachtet sieht man: Die Leiterschleife der MLA wird mit Kondensator-Abstimmung auf Resonanz gebracht. Dabei fließt ein Strom  $I$  durch den Leiter und erzeugt dabei ein magnetisches Feld  $H$  um den Leiter. Die gespeicherte magnetische Energie lässt sich durch verteilte Induktivitäten repräsentieren, mit der Dimension  $H/m$ . Der Wechselstrom-Widerstand des Leiters ist durch den Skin-Effekt deutlich erhöht gegenüber dem Gleichstromwiderstand des Leiters. Dieser Widerstand entlang der Leiterschleife wird durch verteilte Widerstände (Dimension  $\Omega/m$ ) in Reihe mit den ebenfalls verteilten Induktivitäten (Dimension  $H/m$ ) repräsentiert. Im vereinfachten Ersatzschaltbild werden beide durch eine konzentrierte Induktivität  $L$  und einen konzentrierten Verlustwiderstand  $R_L$  repräsentiert; dabei stammt ein weiterer Teil des Verlustwiderstandes aus dem angeschlossenen Kondensator, der in der Praxis nicht völlig verlustfrei ist und dessen Verluste durch einen Reihen-Widerstand beschrieben werden können, bekannt als *Equivalent Series Resistance* (ESR). Es gibt allerdings auch noch eine verteilte Parallel-Kapazität zwischen dem linken und rechten Teil der Leiterschleife – diese liegt bei wenigen pF und wird im Weiteren vernachlässigt. Im Ergebnis sehen wir die MLA als einen einfachen RLC-Schwingkreis, der neben seiner Resonanzfrequenz und Blindwiderständen durch einen „Ohm’schen“ Widerstand bestimmt ist; im Gegensatz zu Schwingkreisen in Filter- oder Oszillatorschaltungen repräsentiert nur ein Teil des Widerstands die Umsetzung von Strömen in der Leiterschleife („Spule“) und dem Kondensator in Wärme, da ein zweiter Anteil die Umsetzung in abgestrahlte Leistung (im Fernfeld) repräsentiert. Diese beiden Anteile des resultierenden Widerstands tauchen auch bei jeder anderen Drahtantenne auf. Ihr Verhältnis bestimmt den Wirkungsgrad der Antenne, da nur eine Antenne ohne Verluste 100% der Sendeleistung auch abstrahlt. Bei einer MLA mit Umfang viel kleiner als eine Viertel Wellenlänge ist der unerwünschte Verlustwiderstand typisch viel größer als der erwünschte Strahlungswiderstand, womit der Wirkungsgrad viel kleiner als 100% wird.

Für alle Elemente des Ersatzschaltbildes sind aus /3/ bewährte Berechnungsformeln bekannt und diese werden hier nach Umrechnung auf metrische Masse wiedergegeben:

- (a) Für die Induktivität einer Leiterschleife mit Umfang  $U$  und Leiter-Durchmesser  $d$  in cm gilt

$$L[\mu H] = 6,2 \cdot 10^{-4} \cdot U \cdot \left[ 7,353 \log\left(\frac{2,55 \cdot U}{d}\right) - 6,386 \right]$$

- (b) Für den Verlustwiderstand pro cm eines Kupferleiters mit Durchmesser  $d$  in cm gilt bei der Frequenz  $f$  in Hz

$$R_L[\Omega/\text{cm}] = 8,3 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\sqrt{f}}{d}$$

- (c) Für den Strahlungswiderstand  $R_R$  einer Leiterschleife mit der Fläche  $A$  in  $\text{m}^2$  gilt bei der Wellenlänge  $\lambda$  in m

$$R_R[\Omega] = 3,12 \cdot 10^4 \cdot \left(\frac{A}{\lambda^2}\right)^2$$

- (d) Der Wirkungsgrad der Antenne ergibt sich aus dem Verlustwiderstand und dem Strahlungswiderstand als

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_L}$$

- (e) Die Eigengüte  $Q$  eines RLC Serien-Resonanzkreises ergibt sich allgemein aus dem Verhältnis des Blindwiderstandes  $X_L$  der Induktivität (oder  $X_C$  der Kapazität) bei der Resonanzfrequenz  $f_{res}$  und dem Serien-Widerstand  $R$  und sie bestimmt die sogen. -3dB-Bandbreite  $\Delta f$  des Resonators (der Abstand der Frequenzen, bei denen der Blindwiderstand gleich groß wie der Serien-Widerstand ist)

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi f_{res} \cdot L}{R} = \frac{f_{res}}{\Delta f}$$

- (f) Bei der Resonanzfrequenz sind der kapazitive Blindwiderstand  $X_C$  betragsmäßig gleich dem induktiven Blindwiderstand  $X_L$

$$|X_C| = \frac{1}{2\pi f_{res} \cdot C} = 2\pi f_{res} \cdot L = X_L$$

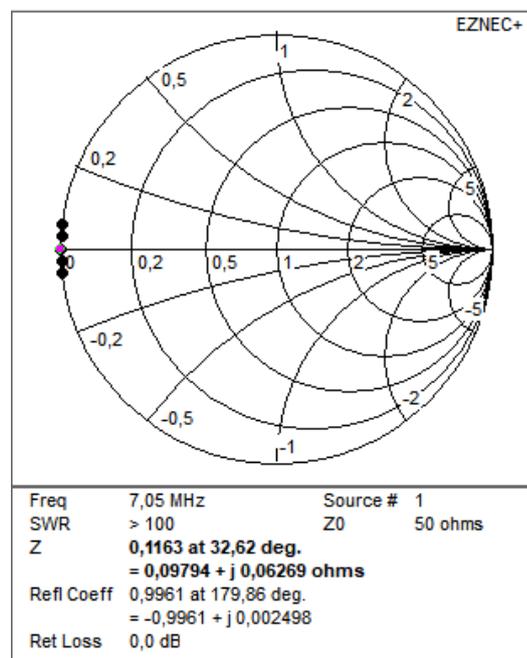
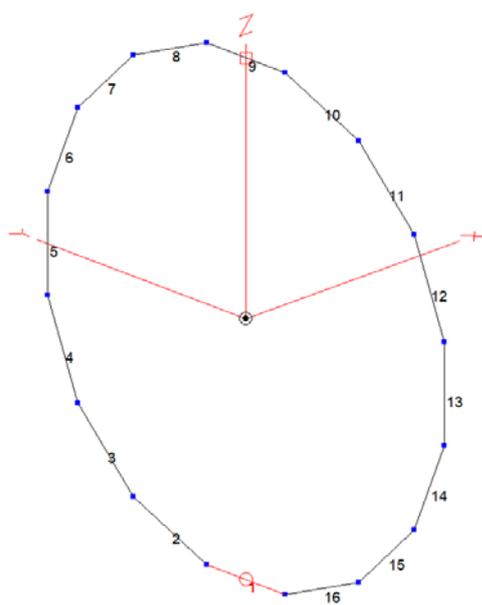
Daraus ergibt sich die Resonanzfrequenz abhängig von der Wurzel aus dem Produkt von Induktivität und Kapazität

$$2\pi f_{res} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Im Gegensatz zu den 1970er Jahren stehen dem Funkamateur mit den Abkömmlingen des *Numeric Electromagnetic Code* (NEC) schon lange Simulatoren zur Verfügung, die Ströme auf elektrischen Leitern zuverlässig berechnen können und insbesondere für die schnelle Berechnung von „Draht-Antennen“ geeignet sind. Meine MLA-Simulationen wurden mit EZNEC+ v.6.0.3 durchgeführt, dank der Entwicklungsarbeit von W7EL, der die letzte Upgrade-Version nun kostenlos zum Download zur Verfügung stellt /7/.

Die im Bild 1 gezeigte MLA wurde zunächst als geschlossene Leiter-Schleife ohne Kondensator (und ohne Ankopplungs-Loop) modelliert. Eine Stromquelle als Anregung sitzt in dem unteren Leiter-

segment; EZNEC berechnet die Impedanz an dessen Klemmen wie erwartet als Widerstand  $R$  in Reihe mit einem induktiven Blindwiderstand  $X_L$  als  $Z = (0,122 + j220) \Omega$ . Dieser Blindwiderstand soll durch einen Kondensator in dem oberen Leitersegment kompensiert werden, so dass die Impedanz an den Klemmen nur noch den Widerstand  $R$  enthält. Man kann die dafür nötige Kapazität mit der Resonanz-Bedingung aus dem induktiven Blindwiderstand berechnen oder durch Probieren bestimmen. Bild 3 zeigt die Leiterschleife mit Quelle und Kondensator sowie das Smith Chart (SC) als Berechnungsergebnis für eine gewählte Kapazität von 103 pF. Man sieht das Verhalten einer Serien-Resonanz bei 7,05 MHz, wo der Reflexionsfaktor nahe dem Kurzschlusspunkt liegt und die Impedanz ein (fast) reiner Widerstand ist. Dieser Widerstand enthält sowohl den Verlust-Anteil  $R_L$  auf Grund des berechneten Wechselstrom-Widerstandes der Leiterschleife aus Kupferrohr als auch den Strahlungswiderstand  $R_R$  auf Grund der berechneten abgestrahlten Leistung. Um den reinen Strahlungswiderstand zu erhalten, stellt man die Leiterverluste (wire loss) auf *zero* anstatt *copper* und wiederholt den Simulationslauf.



**Bild 3** Die Leiter der MLA mit Quelle in *wire 1* unten und Kondensator in *wire 9* oben und der Reflexionsfaktor im Smith Chart als Simulationsergebnis.

Mit diesen Ergebnissen des Simulators kann man die weiteren Größen bestimmen und einen Vergleich anstellen mit den Ergebnissen, die sich aus den Formeln ergeben, siehe Tabelle 1. Man erkennt, dass die Simulation befriedigende Übereinstimmung mit den Formel-Ergebnissen liefert (sogar ohne Berücksichtigung einer Parallel-Kapazität der Leiterschleife), man darf der Simulation also trauen und damit weiterarbeiten.

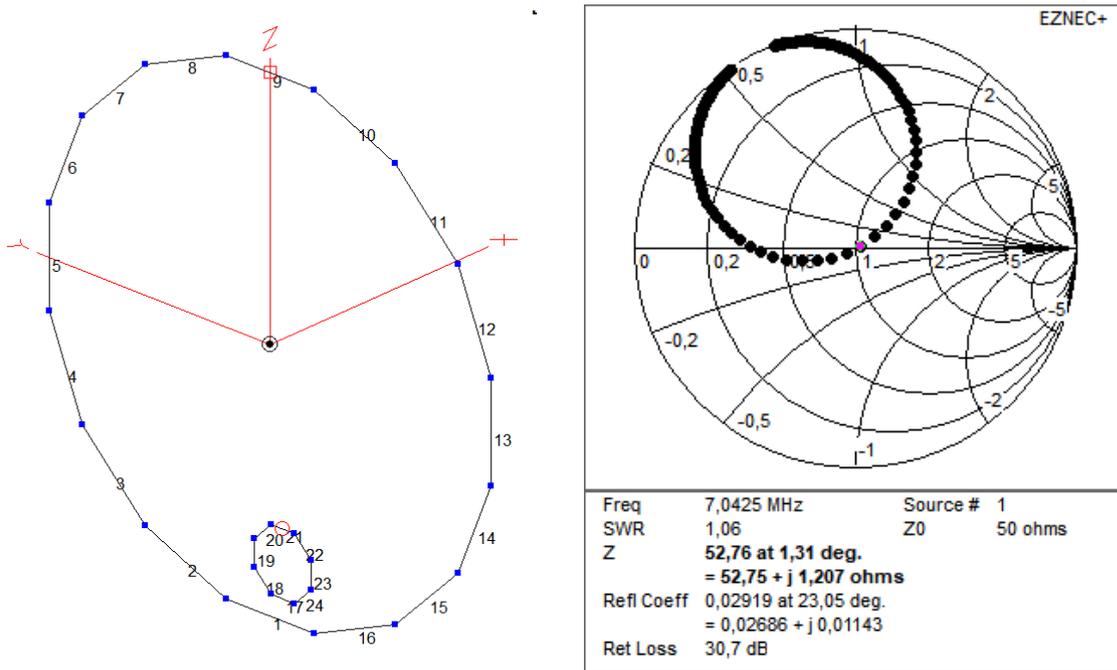
	L	C	$R_L$	$R_R$	$\eta$	Q	$\Delta f$
Formeln	4,65 $\mu\text{H}$	109 pF	0,0531 $\Omega$	0,0493 $\Omega$	-3,16 dB	2011	3,5 kHz
EZNEC	4,96 $\mu\text{H}$	103 pF	0,0494 $\Omega$	0,0485 $\Omega$	-3,05 dB	2238	3,14 kHz

**Tabelle 1** Berechnete Daten der MLA mit  $U = 531$  cm und  $d = 2,2$  cm für 7,05 MHz.

Wie man sieht, ergibt die Speisung der MLA durch Auftrennung der Leiterschleife einen Serien-Schwingkreis mit sehr niedrigen Widerstandswert, der weit entfernt von einer Anpassung an den üblichen Wellenwiderstand ist. Statt der direkten Einspeisung wird in den meisten Antennen-

Realisierungen eine induktive Kopplung der großen Loop durch eine kleinere Leiterschleife verwendet, so wie auch in der Antenne in Bild 1, wo der abgeschirmte Innenleiter eines Koaxialkabels die Koppelschleife bildet.

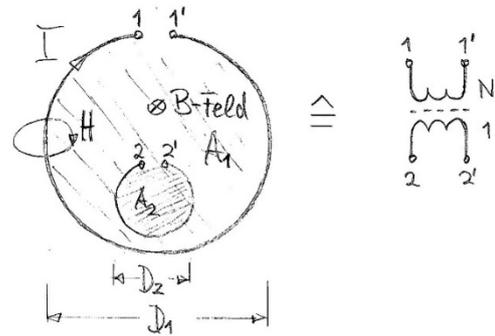
Ein entsprechendes Model in EZNEC zeigt Bild 4: Die Leiterschleife liegt knapp über dem unteren Segment der großen Schleife (*wire 1*) und wird als Kupferleiter mit 2,6 mm Durchmesser modelliert. In diese Leiterschleife wird die Stromquelle eingeführt, so dass die Impedanz und der Reflexionsfaktor an diesen Klemmen berechnet werden kann. Durch Probieren kann ein Durchmesser der Koppel-Schleife gefunden werden, der zu einer Anpassung an eine 50  $\Omega$  – Speiseleitung führt. In Bild 4 wird die entsprechende Leiterkonfiguration gezeigt und ein Smith Chart als Simulationsergebnis.



**Bild 4** Leiterkonfiguration der MLA mit Einspeisung im unteren Leitersegment einer Koppelschleife mit 23,3 cm Durchmesser und ein Smith Chart zur Darstellung der berechneten Antennenimpedanz über den Frequenzbereich 7,01 bis 7,07 MHz.

Der Reflexionsfaktor verläuft jetzt in einem Kreis, der bei 7,0425 MHz den Anpassungspunkt berührt und der auf der gegenüber liegenden Seite um einen induktiven Blindwiderstand verschoben ist. Die Resonator-Bandbreite  $\Delta f$  von etwa 3,5 kHz wird zwischen den Frequenzen gemessen, bei denen das VSWR bei 2,62 liegt – diese Frequenzen entsprechen der -3 dB-Bandbreite des RLC - Schwingkreises. Um den gezeigten Verlauf der Antennen-Impedanz durch ein erweitertes Ersatzschaltbild der MLA repräsentieren zu können, muss zunächst die Verkopplung der Leiterschleifen modelliert werden:

In erster Näherung kann die Verkopplung der Leiterschleifen als ein verlustloser Transformator verstanden werden, wie in Bild 5 dargestellt: Ein Strom durch die große Leiterschleife erzeugt ein magnetisches Feld  $H$  und damit über die Schleifenfläche  $A_1$  einen Fluss der magnetischen Induktion  $B$ . Ein kleiner Teil dieses magnetischen Flusses durchdringt auch die viel kleinere Koppel-Schleife und induziert entsprechend der Fläche  $A_2$  an deren Klemmen 2 – 2' eine entsprechend kleinere Spannung als die an den Klemmen 1 – 1'. Obwohl wir es nur mit zwei Leiterschleifen mit je einer Windung zu tun haben, kann damit ein induktiver Transformator angenommen werden mit einem Windungsverhältnis  $1:N$  mit  $N \gg 1$ .

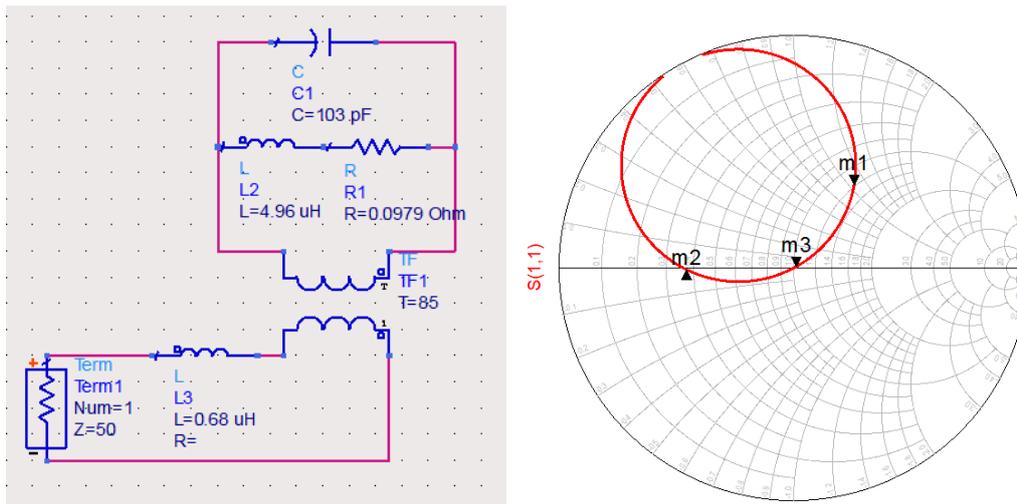


**Bild 5** Ersatzschaltung der Kopplung zwischen großer Leiterschleife und der Koppel-Schleife.

Im erweiterten Ersatzschaltbild der MLA, Bild 6, wird die induktive Kopplung der Leiterschleifen dementsprechend durch einen verlustlosen Übertrager repräsentiert, der den RLC-Schwingkreis auf der Seite der großen Windungszahl anschließt, und zwar so, dass der Schwingkreis jetzt als Parallel-RLC-Resonator erscheint. An den Eingangsklemmen der Koppel-Schleife erscheint dementsprechend auch ein Parallel-Schwingkreis und zu dessen Impedanz liegt die Induktivität  $L_c$  der Koppel-Schleife in Reihe. Diese Induktivität kann entweder aus dem an der Verschiebung im Smith Chart abzulesenden Blindwiderstand berechnet werden oder mit Hilfe der Formel für die Schleifen-Induktivität als etwa  $0,68 \mu\text{H}$  bestimmt werden. Das Übertrager-Windungsverhältnis  $1:N$  kann näherungsweise aus dem Flächenverhältnis der Leiterschleifen berechnet werden als

$$N \approx \frac{A_1(\text{große Schleife})}{A_2(\text{Koppelschleife})} = \frac{D_1^2}{D_2^2} = \frac{1,7^2}{0,233^2} = 53$$

Allerdings wird  $N$  wegen der inhomogenen Feldstärkeverteilungen in den Leiterschleifen unterschätzt, der richtige Wert kann aber mit Hilfe eines Schaltungs-Simulators durch Probieren gefunden werden; im gegenwärtigen Fall ist  $N = 85$  zu setzen für perfekte Anpassung. In Bild 5 ist ebenfalls die mit einem Schaltungssimulator (ich verwende das *Advanced Design System, ADS*) berechnete Impedanz gezeigt. Im Smith Chart verläuft der Reflexionsfaktor wie bei der Antennen-Simulation mit EZNEC in Bild 4. Die im Smith Chart eingetragenen Marker m1 und m2 bei  $\text{VSWR} \approx 2,6$  weisen einen Frequenzabstand von etwa  $3,2 \text{ kHz}$  auf, etwas niedriger als die Resonator-Bandbreite in der Antennen-Simulation.

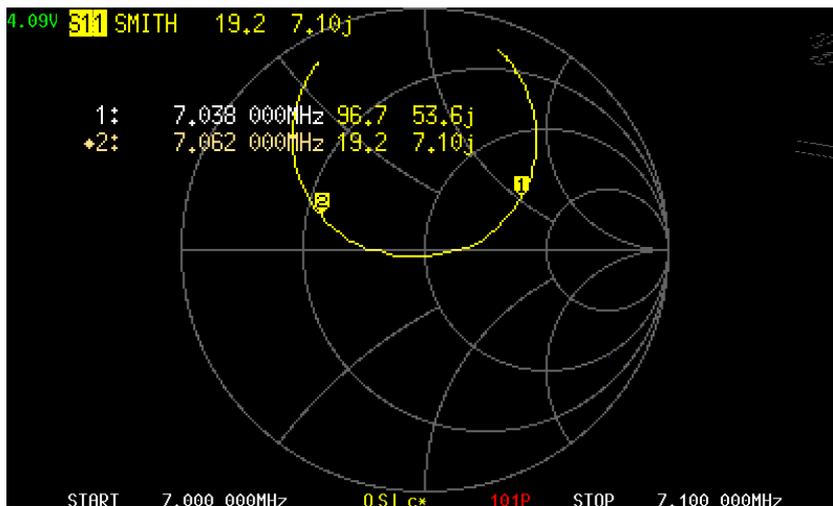


**Bild 6** Ersatzschaltbild der MLA mit Koppel-Schleife zur Anpassung an 50 Ω und Smith Chart als Ergebnis der Simulation in ADS.

### III. Messungen und Erkenntnisse daraus

Die untersuchte Antenne ist, wie Bild 1 zeigt, nicht im „freien Raum“, sondern auf einem kleinen Balkon im zweiten von drei Stockwerken an dem metallischen Geländer befestigt und steht mit ihrem Mittelpunkt nur 1,7 m entfernt von der Hauswand. Insofern müssen Abweichungen der Antenneneigenschaften von den theoretischen Daten erwartet werden, insbesondere bei den Verlusten und dem Strahlungsdiagramm. Dazu kommt, dass zur Anpassung an die 50 Ω – Leitung im 40 m -Band eine deutlich größere Koppel-Schleife nötig war als in der Simulation, mit einer Länge von 100 cm statt 71 cm.

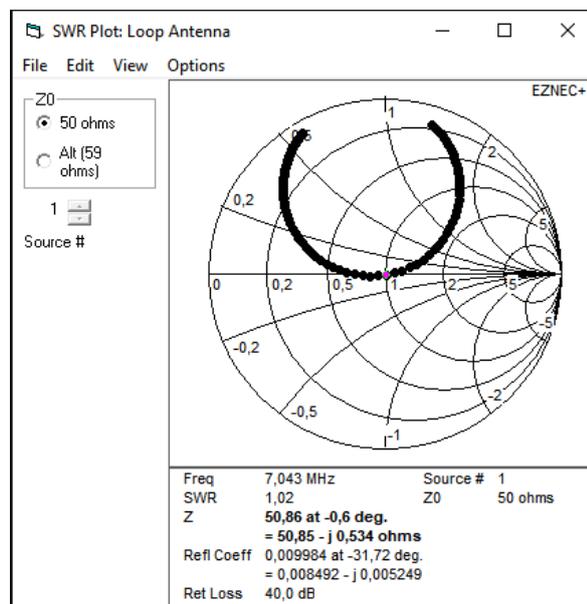
Die wichtigste Messung, die die MLA kennzeichnet, ist der Reflexionsfaktor an den Klemmen der Koppelschleife. Die volle Information wird nur mit einem Vector Network Analyzer (VNA) erfasst, so dass ein Vergleich mit den theoretischen Ergebnissen möglich ist. Meine Messung mit einem NanoVNA-F.V2 zeigt Bild 7. Man erkennt hier zunächst genau den aus der Simulation bekannten kreisförmigen Verlauf des Reflexionsfaktors eines Parallel-Resonanzkreises. Allerdings ist dessen Bandbreite offenbar sehr viel höher als aus der Simulation erwartet: Der Abstand der beiden Marker bei einem VSWR von etwa 2,6 ist hier 24 kHz anstatt der 3,5 kHz im EZNEC Simulationsmodell. Innerhalb der Sweep-Bandbreite von 100 kHz schließt sich der Reflexionsfaktor-Kreis nicht vollständig, so dass die Verschiebung des Start- und Endpunktes des Kreises abgeschätzt werden muss. Diese Verschiebung entspricht etwa einer Induktivität von  $L_c \approx 1 \mu\text{H}$ , passend zu der verwendeten Länge der Koppel-Schleife.



**Bild 7** Reflexionsfaktor der aufgebauten MLA von 7,0 bis 7,1 MHz im Display des NanoVNA-F.

Wie ist die stark vergrößerte Bandbreite zu erklären? Zumindest eine Modifikation des Simulationsmodells ist einfach gefunden, die diese Bandbreite auch beim Simulationsmodell ergibt: Wir ergänzen den Verlustwiderstand um einen Wert von etwa  $0,6 \Omega$ , müssen zur Anpassung die Koppel-Schleife vergrößern und erhalten damit in Bild 8 eine gute Annäherung durch das Simulationsergebnis.

**Bild 8** Smith Chart des Simulationsmodells der MLA mit vergrößerter Koppel-Schleife und Zusatz-Widerstand von  $0,6 \Omega$



Zum Vergleich der Bandbreite mit der von anderen gleich großen Antennen kann die üblicherweise gemessene Bandbreite beim  $VSWR = 2,0$  herangezogen werden. Die eigene Antenne liegt mit  $\Delta f = 17$  kHz deutlich schlechter als die in einem früheren Datenblatt /8/ der bewährten AMA 82 (Konstruktion nach DK5CZ, Hersteller: Fa. WiMo) genannte Bandbreite von 12 kHz, für die allerdings auch ein Zusatzwiderstand von etwa  $0,4 \Omega$  angesetzt werden muss. Andere Angaben aus Selbstbau-Projekten von gleich großen MLA liegen nicht vor. Jedoch können Angaben von gemessenen Bandbreiten für kleinere MLA Projekte „nachgerechnet“ werden, wobei sich ähnlich große Abweichungen von den theoretisch erwarteten Bandbreiten ergeben. Z.B. zeigt Frank Dörenberg in /5/ eine MLA mit 1 m Durchmesser, für die er 10 kHz Bandbreite misst, die aber in der Simulation ohne Zusatzwiderstand nur auf etwa 3 kHz kommt; um die gemessene Bandbreite zu erzielen, müsste in der Simulation ein Zusatzwiderstand von  $0,2 \Omega$  eingesetzt werden. In /9/ untersuchen Alan Boswell und Kollegen ebenfalls eine 1 m – MLA und kommen auf ähnliche Bandbreite, wofür sie einen Zusatzwiderstand von  $0,25 \Omega$  verantwortlich machen. Eine AMA82 mit  $0,8$  m Durchmesser müsste einen Zusatzwiderstand von  $0,11 \Omega$  aufweisen, um auf die in /8/ als empirischer Mittelwert angegebene Bandbreite von 10 kHz zu kommen.

Als Gründe für die Erhöhung der Bandbreite, also die Dämpfung des Antennen-Resonators kommen zwei Bereiche in Frage: Einerseits ist in dem Modell der MLA bisher der Verlust-Widerstand des

Kondensators noch nicht berücksichtigt. Selbst Drehkondensatoren mit Luft-Dielektrikum weisen Wechselstrom-Widerstände auf den Leitern und Verluste durch Übergangswiderstände in den Verbindungskontakten zur Leiterschleife und in den Kontakten innerhalb der Plattenpakete des Kondensators auf. Dazu kommen noch dielektrische Dämpfungsverluste in den Isoliermaterialien, die den Rotor und die statischen Plattenpakete zusammenhalten. Gute Kondensatoren können Güten von mehreren Tausend erzielen, aber selbst bei einer praktisch erreichbaren Güte von 2000 bliebe ein Verlustwiderstand (ESR) von  $0,11 \Omega$  in Reihe zu unserem  $103 \text{ pF}$  Kondensator mit einem Blindwiderstand von  $225 \Omega$ . Der in der MLA eingebaute Drehkondensator, Bild 9, wurde zur Abschätzung der Kondensator-Güte durch einen keramischen bedrahteten Hochspannungs-Kondensator ersetzt, der sogar eine um  $1 \text{ kHz}$  geringere Bandbreite der Antenne ergab. Das bedeutet, dass der Drehkondensator vermutlich eher eine Güte von 1000 aufweist und mit einem Verlustwiderstand um die  $0,2 \Omega$  erheblich zu der Dämpfung des Antennen-Resonators beiträgt.

**Bild 9** Der Drehkondensator (oben) der MLA mit Antriebs-Motoren (unten)



Einen ebenfalls großen Einfluss auf die Güte der MLA Resonanz kann aber auch die Interaktion der Antennen-Nahfelder mit der unmittelbaren Umgebung der Antenne ausüben. Die reaktiven Nahfelder einer Antenne im freien Raum speichern magn. und elektr. Energie verlustfrei in einem Volumen um die Antenne, welches bei elektrisch kleinen Antennen etwa durch einen Radius von  $\lambda/2\pi$  begrenzt ist, bei einer Wellenlänge von etwa  $40 \text{ m}$  also ein Radius von etwa  $6 \text{ m}$ . Wird in diesen Raum um die Antenne Material eingebracht, können darin Ströme oder Verschiebungsströme induziert werden, die der gespeicherten Energie Leistung entziehen und bzgl. der Leistungsbilanz genauso wirken wie ein zusätzlicher Widerstand in dem Antennen-Schwingkreis.

Mit Blick auf den Strahlungswiderstand  $R_R$  zeigt sich z.B., dass ein Aufbau der MLA nah über einer elektrisch leitenden Fläche eine Erhöhung bis zum Doppelten bedeuten kann, da die Reflexion an der „Spiegelfläche“ das Strahlungsdiagramm erheblich verändert und die wirksame Antennenfläche scheinbar vergrößert. Allerdings ist der Aufbau über dem realen Erdboden doch eher von Nachteil, da der Erdboden kein perfekter Leiter ist, der verhindern würde, dass Felder in den leitfähigen Boden eindringen können. Stattdessen induzieren die elektr. und magn. Nahfelder der großen Leiterschleife Ströme im Boden unterhalb der MLA, die den Boden ähnlich wie ein Mikrowellenherd erwärmen, so dass ein Teil der Sendeleistung dort verloren geht – im Modell repräsentiert durch eine in der Praxis erhebliche Erhöhung des Verlustwiderstandes, wenn die MLA dicht über dem Boden steht. In einem Aufbau unserer MLA mit Unterkante ca.  $0,8 \text{ m}$  über dem Boden einer Wiese vor dem Haus brachte etwa dieselbe Antennen-Bandbreite, also auch dieselben Zusatzverluste wie der Aufbau am Balkon. Eine Simulation mit EZNEC zeigt, dass die Nahfelder der MLA zwar mit der Entfernung vom Mittelpunkt der großen Leiterschleife steil abnehmen, aber erst ab etwa  $6 \text{ m}$  Höhe der MLA über dem Boden kommt die Erhöhung des Verlustwiderstandes herunter bis in der Größenordnung des

Strahlungswiderstandes. Die große Bedeutung der möglichen Leistungsverluste im Boden unter der MLA für die Bandbreite der Antenne und ihren Wirkungsgrad wurde bereits in verschiedenen Beiträgen untersucht. Insbesondere zeigt Owen Duffy in /10/ durch Simulation quantitativ den Einfluss der Höhe der MLA auf den Zusatzwiderstand, der er *equivalent ground loss resistance* nennt.

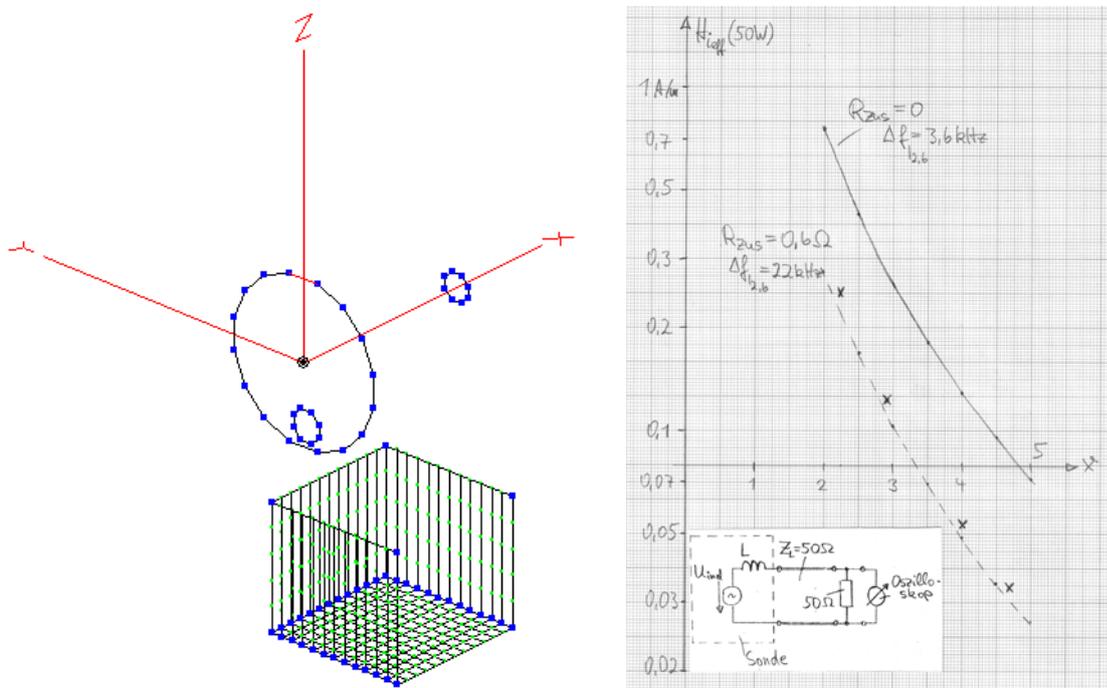
Die Situation unserer MLA am Balkon wird allerdings dominiert von den verzinkten Stahlstäben des Geländers und der Trägerstruktur aus Stahl, wo hauptsächlich von dem magnetischen Nahfeld der Antenne Leiterströme angeregt werden. In der Simulation wurden diese Leiterstrukturen und zusätzlich metallische Rahmen der Fenster und die Stahl-Armierung der Betondecken des Hauses als untereinander verbundene Leiterstäbe mitmodelliert. Allerdings kann in EZNEC+ keine unterschiedliche Leitfähigkeit für verschiedene Leiter verwendet werden, so dass diese Leiterstrukturen als Kupfer-Leiter modelliert werden. Zum Vergleich wurde diese Konfiguration ebenfalls mit EZNEC Pro 2+ simuliert, wo die zusätzlichen Leiterstäbe mit niedrigerer Leitfähigkeit definiert werden konnten. Ein deutlicher Unterschied in der Bandbreite hat sich dadurch nicht ergeben, da die induzierten Ströme in den Leitern nur bis zu 50 mA betragen bei einem Strom in der großen Leiterschleife der MLA von etwa 8 A; dieses Verhältnis ist wichtig, weil die in Verlustwärme umgesetzte Leistung in den Leitern sogar mit dem Quadrat des Leiterstroms abfällt. Auch nach versuchsweise Einfügung von 1  $\Omega$ -Widerständen in den Leitern mit den höchsten Stromstärken war keine Bandbreiten-Vergrößerung erkennbar. Daraus kann geschlossen werden, dass Leiterstrukturen in der Nähe einer MLA nicht unbedingt zu erheblicher Bedämpfung der Antenne führen müssen, es sei denn, die Leiter bilden Resonanz-Strukturen, wie z.B. eine Dipol-Antenne mit Abschlusswiderstand, in denen hohe Stromstärken angeregt werden können und entsprechend hohe Verlustleistungen erzeugt werden. Aus der Simulation der MLA am Balkon ist auch nicht zu erkennen, dass die metallischen Leiterstrukturen das Fernfeld-Strahlungsdiagramm gegenüber einer MLA im freien Raum erheblich verändern würde. Dies deckt sich auch mit der Erfahrung im praktischen Betrieb der Antenne, wo für Europa-Verbindungen eine gute rund-um-Strahlungscharakteristik gefunden wird. Einen erheblichen Einfluss auf den Strahlungswiderstand der MLA kann daher die Nähe der Antenne zum Gebäude kaum haben.

Mit diesem Ergebnis bleibt für den dämpfenden Einfluss der Umgebung der Antenne noch die Interaktion der Nahfelder der Antenne mit dem Gebäude. Da das Nahfeld noch sehr hohe Feldstärken aufweist bis in einige Meter Entfernung, können insbesondere die elektrischen Felder sogen. dielektrische Verluste (Erwärmung durch Verschiebungsströme) in der nahen Hauswand, den Betondecken und nahen Innenwänden und Wohnungseinrichtungen verursachen. Diese Verluste können leider nicht mit EZNEC simuliert werden, da ausschließlich Leiterstrukturen dargestellt werden können. Ein Hinweis auf die dämpfenden Eigenschaften des Gebäudes ergab sich bereits bei dem Versuchsbetrieb der MLA im Shack: Auch innerhalb der Wohnung war eine Resonanzabstimmung der MLA möglich, allerdings war die Bandbreite fast doppelt so groß wie nach der Montage der Antenne außen am Balkon. Ein mehrfach durchgeführter Vergleich der Empfangs-Feldstärken des Sendesignals der MLA an einer Web-SDR Station ergab aus dem Zimmer heraus mindestens eine S-Stufe weniger Signal als bei Sendungen vom Balkon aus.

Es bleibt aber zu überprüfen, am besten durch ein Experiment, ob die gemessene Anpassungsbandbreite tatsächlich mit einem Zusatz-Widerstand im Antennen-Resonator zusammenpasst. In diesem Fall müsste bei Speisung mit einer gegebenen Sendeleistung auch der Strom in der großen Leiterschleife deutlich kleiner sein als im Fall der MLA ohne Zusatz-Widerstand. Eine Messung ohne Belastung und Verfälschung des Antennen-Resonators ist die Bestimmung der magnetischen Feldstärke  $H$  durch eine Sonde in einigen Meter Abstand im Nahfeld wie in Bild 10 skizziert: Die Messung wird mit einer abgeschirmten Leiterschleife von  $D = 14$  cm Durchmesser und Fläche  $A = \pi \frac{D^2}{4}$  durchgeführt in der durch den magnetischen Fluss  $\phi = B \cdot A = \mu_0 \cdot H \cdot A$  der MLA nach dem

Induktionsgesetz eine Spannung  $U_{ind} = \omega \mu_0 H \cdot A$  induziert wird. Diese Spannung wird über eine Koaxialleitung an ein Oszilloskop mit  $50 \Omega$  Eingangswiderstand übertragen. Dabei muss ein Spannungsabfall auf Grund der Induktivität der Leiterschleife berücksichtigt werden und ebenso die Dämpfung der Leitung. Die Leiterschleife muss parallel zur großen Leiterschleife der MLA ausgerichtet werden und exakt in der x-Achse der Anordnung positioniert werden. Auch, wenn eine abgeschirmte Leiterschleife verwendet wird, gibt es wegen Unsymmetrien im Aufbau dennoch eine Einkopplung des starken von der MLA erzeugten y-gerichteten E-Feldes, so dass zur Kompensation eine zweite Messung gemacht werden muss mit einer  $180^\circ$ -Drehung der Sonde um ihre Achse und Mittelung der beiden Messwerte. Das Ergebnis der Messungen ist ebenfalls in Bild 10 zu sehen: Mit einer Sendeleistung von  $50 \text{ W}$  wurden vier Messwerte zwischen etwa  $2$  und  $5 \text{ m}$  Entfernung aufgenommen und in das Diagramm eingetragen. Zum Vergleich wurden ebenfalls die erwarteten Verläufe der magnetischen Feldstärke als Funktion der Entfernung von der MLA für das Simulationsmodell mit einem Zusatz-Widerstand von  $R_{zus} = 0,6 \Omega$  eingezeichnet; dabei ist eine befriedigende Übereinstimmung zu erkennen, die Annahme des Zusatzwiderstandes ist also plausibel. Viel höhere Feldstärken wären zu erwarten, wenn die MLA ohne einen Zusatz-Widerstand realisiert wäre, wie aus dem ebenfalls für diesen Fall eingezeichneten Verlauf für  $R_{zus} = 0$  zu sehen ist.

Für das Simulationsmodell berechnet EZNEC auch die Effektiv-Stromstärke in der großen Leiterschleife. Ohne Zusatzwiderstand ergäbe sich etwa  $20 \text{ A}$  und mit  $R_{zus} = 0,6 \Omega$  nur etwa  $8 \text{ A}$ . Aus dem Produkt von Stromstärke und Blindwiderstand des Kondensators (hier etwa  $230 \Omega$ ) ergibt sich die Effektiv-Spannung am Kondensator, also „nur“ etwa  $1840 \text{ V}$  ( $2600 \text{ V}$  – Spitzenwert) in der realen Situation statt dem 2,5-fachen Wert. Der Plattenabstand des Drehkondensators von  $1,5 \text{ mm}$  war damit völlig ausreichend dimensioniert.



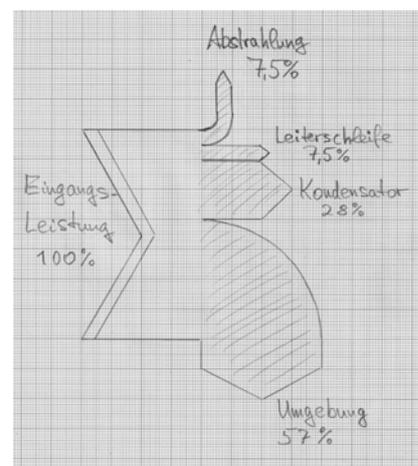
**Bild 10** Modell der MLA vor dem Balkon und Messsonde in  $2 \text{ m}$  Entfernung auf der x-Achse sowie Simulations- und Messergebnisse der magnetischen Feldstärke bei Speisung mit  $50 \text{ W}$

Aus dem Verlauf der Messwerte kann bei dieser Gelegenheit auch der Sicherheitsabstand in der x-Achse ausgelesen werden: Bei dem gültigen Personenschutz-Grenzwert von etwa  $0,1 \text{ A/m}$  ergibt sich

etwa 3,1 m Sicherheitsabstand für eine Sendeleistung von 50 W (und 100 W, wenn in der Standort-Anzeige an die BNetzA der Faktor  $F_B = 0,5$  gesetzt wird für SSB und CW Betrieb). Dieses Ergebnis für den Sicherheitsabstand passt gut zu den Messergebnissen einer früheren Veröffentlichung /11/, in der ebenfalls eine 1,7 m - MLA untersucht wurde. In Bild 9 kann man sehen, dass sich aus der Simulation unserer Antenne ohne Zusatzwiderstand ein wesentlich größerer Sicherheitsabstand von etwa 4,4 m ergeben würde. Die Dämpfung der Antenne durch Verluste im Kondensator und in der nahen Umgebung sorgen also nicht nur dafür, dass ein größerer Teil der Sendeleistung als Wärme verloren geht sondern auch dafür, dass der Strom in der Leiterschleife bei Resonanz bei weitem nicht die Höhe erreicht, die ohne die Zusatzverluste erreicht würde; mit geringerem Strom fallen dann auch die Feldstärken proportional ab und damit reduziert sich der einzuhaltende Sicherheitsabstand zur Antenne (allerdings nicht proportional).

Geht man davon aus, dass der Zusatzwiderstand in der MLA im Wesentlichen auf Grund von Verlusten in den Übergangswiderständen zum Kondensator, im Kondensator selbst und durch Leistungsentzug aus den Nahfeldern der Antenne entstehen, wirkt sich der Zusatzwiderstand auch auf den Wirkungsgrad der MLA aus, da diese verlorenen Leistungsanteile nicht zur Fernfeld-Leistung beitragen. In der Simulation mit EZNEC+ wird der Wirkungsgrad durch

**Bild 11** Darstellung der Leistungsaufteilung der MLA



den „Average Gain“ berechnet; bei verlustloser Antenne ist dieser Wert 1 bzw. 0 dB. In der untersuchten Antenne fällt der Wirkungsgrad von 0,45 ( $R_{zus} = 0$ ) auf 0,075 ( $R_{zus} = 0,6 \Omega$ ), entsprechend von -3,5 dB auf -11,3 dB. Das bedeutet, die tatsächlich abgestrahlte Leistung fällt von 45% der Senderausgangsleistung wegen des Zusatzwiderstandes auf nur 7,5% und die Empfangspegel würden damit um etwa 1,5 S-Stufen niedriger ausfallen. Bild 11 zeigt die gesamte Aufteilung der Sendeleistung auf die Verluste und die Abstrahlung.

Zur Bestimmung des tatsächlichen Wirkungsgrades der MLA ist also die gemessene Bandbreite der MLA ausschlaggebend, ohne dass klar sein muss, wo im Antennensystem die Zusatzverluste stecken: Aus der Bandbreite  $\Delta f$  (bei  $VSWR=2,62$ ) und der Arbeitsfrequenz kann zunächst die tatsächliche Eigen Güte  $Q$  bestimmt werden. Aus dem Durchmesser der großen Leiterschleife kann sowohl die Induktivität  $L$  und der induktive Blindwiderstand  $X_L$  berechnet werden wie auch der Strahlungswiderstand  $R_R$ . Aus der Güte und dem Blindwiderstand ergibt sich dann der tatsächliche Widerstand  $R = (R_R + R_L)$  im Resonanzkreis und damit kann  $\eta$  direkt aus Formel (d) bestimmt werden. Ohne selbst rechnen zu müssen, kann man den *Calculator* von Owen Duffy /12/ benutzen, der diesen Rechenweg geht.

Der Verlust von Antennen-Gewinn durch Verschlechterung des Wirkungsgrades ist natürlich eine schlechte Nachricht, allerdings trifft dieser Verlust auch auf den Empfang des besonders hohen Stör-Rauschens aus unserem Wohnhaus zu („Elektro-Smog“), so dass das Signal – zu – Rauschleistungs – Verhältnis (S/N) im normalen Empfangsbetrieb nicht leidet, da weitab – Signale und lokales Stör-rauschen gleich stark gedämpft werden. Eine weiterer positiver Nebeneffekt ist, wie oben dargestellt, die Reduzierung des Personenschutz-Sicherheitsabstands, was gerade bei der Montage der Antenne nahe am Haus hilfreich ist.

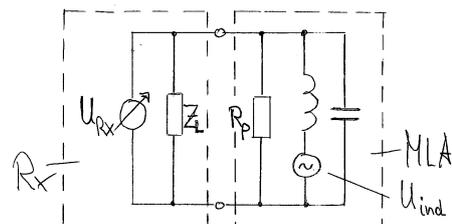
#### IV. Verwirrung bei den „Bandbreiten“

Die wichtigste Rolle bei der Charakterisierung der MLA hat bis hierher die „Bandbreite“ der Antenne gespielt. Zunächst wurde die sogen. -3 dB – Bandbreite  $\Delta f$  verwendet, die aus der Beschreibung von RLC-Resonanzkreisen stammt und dem Quotienten von Resonanzfrequenz und Resonator-Eigengüte entspricht. Bei der -3 dB – Bandbreite  $\Delta f$  fällt der Betrag der Impedanz eines Parallel-Schwingkreises um den Faktor  $1/\sqrt{2}$ , also um 3 dB. Die Resonator-Güte wiederum ist das Verhältnis vom Blindwiderstand der Induktivität oder der Kapazität bei der Resonanzfrequenz und dem Verlustwiderstand im Kreis. Wird ein Resonator z.B. durch einen Übertrager an die Generator-Impedanz angepasst, steigt das Stehwellenverhältnis zu den Grenzen der Bandbreite hin auf  $VSWR = 2,62$  und der Reflexionsfaktor auf 0,447. Die gebräuchlichere Definition der Bandbreite verwendet die Frequenzen, bei denen  $VSWR = 2,0$  ist; diese Bandbreite ist um den Faktor  $1/\sqrt{2}$  kleiner als die -3 dB-Bandbreite. Beide Definitionen der Bandbreite beziehen sich ausschließlich auf die Impedanz der Antenne, bezogen auf die Generator-Impedanz (meist 50  $\Omega$ ). Dementsprechend werden diese Bandbreiten mit einem Richtkoppler, Stehwellen-Messgerät oder Vector Network Analyzer (VNA) gemessen.

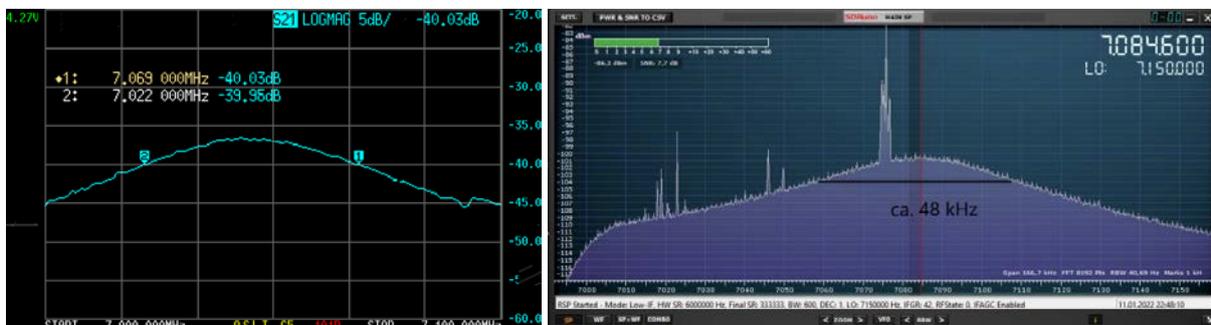
Es gibt aber noch eine zweite Bandbreite im Betrieb einer Antenne, wenn die angepasste Antenne an einem Empfänger arbeitet. Eine auf der Antenne einfallende Welle eines entfernten Senders induziert in der Antenne eine Spannung  $U_{ind}$ , so dass die Antenne in diesem Fall als Generator wirkt. Bei Anpassung gibt die Antenne die maximal mögliche Leistung des empfangenen Signals an den Empfänger ab, der dann die entsprechende Empfangs-Spannung  $U_{Rx}$  misst und anzeigt. In Bild 12 ist ein Ersatzschaltbild dieser Situation gezeichnet. Die Antennen-Impedanz an den Klemmen der Koppelschleife wird als Parallelschwingkreis mit einem Parallel-Widerstand von  $R_p = 50 \Omega$  und einer Spannungsquelle in Reihe mit der Induktivität dargestellt und der Empfänger lediglich durch seine Eingangs-Impedanz, dem Wellenwiderstand der Leitung, von  $R = Z_L = 50 \Omega$ . Vereinfacht dargestellt kann der Empfänger als Spannungsmesser aufgefasst werden, der die Empfangs-Spannung  $U_{Rx}$  an seinem Eingang misst. Man erkennt, dass jetzt die beiden gleichen Widerstände parallelgeschaltet sind, wodurch die Bedämpfung des Antennen-Schwingkreises durch den Empfänger-Eingangswiderstand verdoppelt wird; bei Filterschaltungen spricht man in diesem Zusammenhang von „kritischer Kopplung“. Die resultierende Güte des Antennen-Schwingkreises wird „Güte unter Last“  $Q_L$  genannt und ist nur halb so groß wie die Eigengüte  $Q$  der Antenne. Dies ist der Grund, warum in der Berechnung der Güte  $Q_L$  des Schwingkreises entsprechend der Formel (e) der Widerstand verdoppelt wird:  $Q_L = \frac{X_L}{2R}$ . Diesen Quotienten findet man in /4/ und vielen folgenden Beiträgen, sowie auch die Berechnung der „Bandbreite“ auf dieser Basis, ohne zu erwähnen, dass die Eigengüte  $Q$  der Antenne doppelt so hoch und die Anpassungsbandbreite  $\Delta f$  nur halb so groß anzusetzen ist.

Bei der aus  $Q_L$  folgenden doppelt großen Bandbreite  $2\Delta f$  steigt das Stehwellenverhältnis der Antenne auf  $VSWR = 5,83$  und der Reflexionsfaktor auf  $1/\sqrt{2}$  oder -3 dB. Das bedeutet, dass die Antenne bei diesen Frequenzen im Sendebetrieb die halbe Sendeleistung reflektiert. Im Empfangsfall fällt zugleich die empfangene Leistung ebenfalls um 3 dB ab, was leicht zu zeigen ist, z.B. mit einer Transmissions-Messung mit dem

**Bild 12** Vereinfachtes Ersatzschaltbild für den Empfang eines Signals mit der MLA



VNA oder mit dem Empfang eines breiten Rausch-Spektrums durch einen SDR-Empfänger. In Bild 13 ist das Ergebnis einer Zwei-Tor VNA-Messung zu sehen, bei der mit einer schwach angekoppelten kleinen Sonde das Sendesignal des VNA (Tor 1) in der Nähe der MLA abgestrahlt wird und das von der MLA empfangene Signal in das zweite Tor des VNA gespeist wird, welches hier als angepasster Empfänger arbeitet. Die Antenne ist etwa auf 7,05 MHz abgestimmt, wo die Transmission maximal ist, und die -3 dB – Frequenzen in der Transmissions-Charakteristik liegen etwa 47 kHz auseinander; diese Bandbreite ist also gut doppelt so groß wie die gemessene Anpassungsbandbreite der MLA. Ein ähnliches Ergebnis bekommen wir mit dem Empfang eines breiten Rausch-Spektrums aus einem Rauschgenerator, das wiederum von der Sonde in die MLA eingestrahlt wird und mit einem SDR-Empfänger aufgenommen wird. Dabei muss mit einem vorgeschalteten Dämpfungsglied dafür gesorgt werden, dass der Empfänger auch wirklich einen Eingangswiderstand von 50  $\Omega$  bietet. In Bild 13 sieht man ebenfalls das Ergebnis dieser Messung bei Abstimmung der Antenne auf etwa 7,085 MHz, wo der Empfangspegel maximal ist. Einige starke Empfangssignale liegen noch über dem Rauschsignal, insbesondere die der digitalen Betriebsarten bei 7,074 MHz. Der Abstand der Frequenzen, bei denen der Empfangspegel des Rauschsignals um 3 dB abgefallen ist, liegt bei etwa 48 kHz, also ebenso etwas mehr als eine Verdopplung der Anpassungs-Bandbreite der MLA.



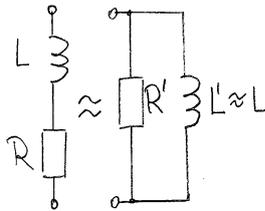
**Bild 13** Transmissions-Messung (S21) der MLA mit dem VNA und empfangenes Rausch-Spektrum einer „Noise Source“ an einem „SDR Play“-Empfänger.

## V. Was noch erklärungsbedürftig ist

Die MLA kann durch Verstellung des Kondensators über einen großen Frequenzbereich verstimmt werden, wesentlich abhängig von dem realisierbaren Kapazitätsbereich. In vielen MLA-Bauprojekten können in einer MLA zwei Oktaven überstrichen werden, z.B. 3,5 MHz bis 14 MHz. Allerdings gehört zur optimalen Impedanz-Anpassung eine „Feinabstimmung“ durch Verformung der Koppelschleife; z.B. wird das Übertrager-Verhältnis  $N$  mit einer kleineren Schleifen-Fläche (gestauchte Kreisform) vergrößert aber mit einer Verbiegung der Koppelschleife näher an die große Leiterschleife verkleinert. Danach bleibt über den gesamten Frequenzbereich eine akzeptable Anpassung erhalten ohne, dass die Koppel-Schleife für jedes Band geändert werden müsste.

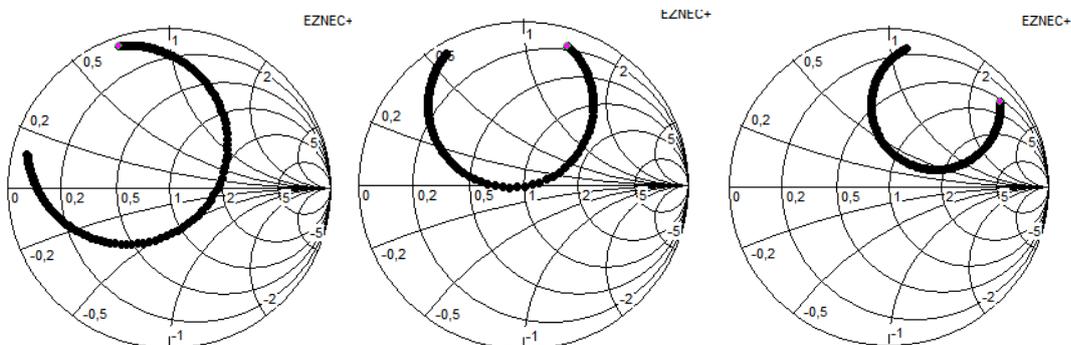
Das ist aber höchst erstaunlich angesichts der Frequenzabhängigkeit der Widerstände. Der Strahlungswiderstand der großen Leiterschleife steigt mit der vierten Potenz der Frequenz und der Wechselstromwiderstand der Leiterschleife mit der Wurzel der Frequenz. Ohne den Zusatz-Widerstand in unserer MLA zu betrachten, würde der Widerstand  $R$  über das 1:4 Frequenzverhältnis (3,5 MHz/14 MHz) von etwa 0,04  $\Omega$  bis auf 0,8  $\Omega$  steigen, also im Verhältnis von 1:20. An den Klemmen der Koppelschleife erscheint aber ein Widerstand mit wesentlich geringerer Frequenzabhängigkeit, vor allem, weil der Widerstand  $R$  in Reihe mit der Induktivität  $L$  der großen Leiterschleife liegt: Bei jeder gegebenen Frequenz kann diese Reihenschaltung, wie in Bild 14 gezeigt, in eine äquivalente Parallelschaltung umgewandelt werden, wodurch ein Parallelwiderstand  $R'$  erscheint, der abhängt

vom Quadrat des Blindwiderstandes der Spule:  $R' \approx \frac{(\omega L)^2}{R}$ . Man sieht, dass der Parallelwiderstandswert im Gegensatz zum Serienwiderstand in engen Grenzen bleibt, da der Zähler mit dem Quadrat der Frequenz um den Faktor 16 steigt, während der Nenner um den Faktor 20 steigt; damit muss auch die Widerstandstransformation der Koppelschleife nicht geändert werden. Diese Umwandlung in einen Parallel-Widerstand ist der Grund warum der ursprüngliche Serien-RLC-Schwingkreis aus Sicht des Übertragers als Parallel-RLC-Schwingkreis erscheint, der lediglich durch den Übertrager in der Impedanz von hunderten k $\Omega$  auf 50  $\Omega$  heruntertransformiert wird.



**Bild 14** Äquivalente Umwandlung einer Serien-Schaltung in eine Parallel-Schaltung für kleine Widerstandswerte  $R$

An den Klemmen der Koppelschleife ist deshalb die Impedanz eines Parallel-Schwingkreises zu messen, der in Reihe geschaltet ist mit der Induktivität der Koppelschleife. Im Smith Chart des Reflexionsfaktors gehört der Kreisverlauf zum Parallel-Schwingkreis, während der Blindwiderstand der Induktivität diesen Kreis entlang des Außenkreises des SC mit zunehmender Frequenz immer weiter im Uhrzeigersinn dreht. Dabei wird der Durchmesser der Ortskurve des Reflexionsfaktors immer kleiner, obwohl der Realteil (der Widerstandswert) der Antennenimpedanz ungefähr gleichbleibt. Man erkennt dieses Muster in Bild 15, wo die mit realistischen Zusatzwiderständen berechneten Verläufe der MLA für 3,5 MHz, 7 MHz und 14 MHz nebeneinandergestellt sind. Die Koppelschleife ist offensichtlich optimal für das 40 m-Band eingestellt (kritische Kopplung), sodass die Kopplung im 80 m-Band überkritisch und im 20 m-Band unterkritisch erscheint, jedoch das VSWR unter 1,65 bleibt. Um die Wirkung der Induktivität der Koppelschleife möglichst gering zu halten, sollte ein möglichst großer Leiterquerschnitt verwendet werden und die Koppelschleife nah an die große Leiterschleife gelegt werden, um damit die benötigte Länge der Koppelschleife bzw. deren Induktivität zu minimieren. Wenn im oberen Frequenzband die Wirkung der Serien-Induktivität der Koppelschleife überhandnimmt, kann auch eine Serienkapazität in der Speiseleitung helfen, die Fehlanpassung in diesem Frequenzbereich zu reduzieren indem die Ortskurve des Reflexionsfaktors ein Stück zurückgedreht wird; allerdings muss die Serien-Kapazität vorsichtig dimensioniert werden, da sie auch bei den unteren Frequenzbändern die Ortskurven dreht und zwar um ein Mehrfaches weiter als bei dem oberen Frequenzband (der kapazitive Blindwiderstand steigt umgekehrt zur Frequenz). Ein anderer wirkungsvoller Weg ist die Verwendung einer Anpassungs-Schaltung aus einer kurzen Leitung und einer Serien-Induktivität direkt am Fußpunkt der Antenne.



**Bild 15** Simulierte Reflexionsfaktor-Verläufe im 80 m-Band (links), 40 m-Band (Mitte) und 20 m-Band (rechts) der MLA mit realistisch angenommenen Zusatzwiderständen.

## Referenzen

- /1/ Hans Würtz, „DX-Antennen mit spiegelnden Flächen“, Teil 12, cq-DL 2/1983, pp. 64 – 67.
- /2/ Hans Würtz, „DX-Antennen mit spiegelnden Flächen“, cq-DL 4/1983, pp. 170 – 171.
- /3/ Rothammels Antennen Buch, Kapitel „Magnetische Antennen“, DARC Verlag
- /4/ The American Radio Relay League (1988): “Small High Efficiency Loop Antennas for Transmitting”. The ARRL A Handbook, 15<sup>th</sup> Edition, pp. 5 – 11 bis 5 – 17.
- /5/ Spannende Berichte über Entwurf und Herstellung von MLAs sowie eine große Sammlung von Referenzen bzgl. MLA sind zu finden auf der Web-Page von Frank Dörenberg, N4SPP (Stand 4. Febr. 2022): [https://www.nonstopsystems.com/radio/frank\\_radio\\_antenna\\_magloop-small.htm](https://www.nonstopsystems.com/radio/frank_radio_antenna_magloop-small.htm)
- /6/ Theoretische und praktische Beiträge zur Konstruktion und Bewertung von MLAs sowie eine Liste der wenigen wissenschaftlichen Veröffentlichungen zur MLA sind zu finden auf der Web-Page von Steve Yates, AA5TB (Stand 4. Febr. 2022): <http://www.aa5tb.com/loop.html>
- /7/ (Stand 15. Febr. 2022): <https://eznec.com>
- /8/ (Stand 15. Febr. 2022): <https://docplayer.org/47738314-Abstimmbare-magnetische-antennen.html>
- /9/ Alan Boswell et al., “Performance of a small loop antenna in the 3 – 10 MHz band”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 47, no. 2, April 2005, p. 51 – 56
- /10/ Owen Duffy, “Small transmitting loop – ground loss relationship to radiation resistance”, in (Stand 4. Febr. 2022) <https://owenduffy.net/blog/?p=4888>
- /11/ Th. Moliere, DL7AV, “Feldstärkemessungen an einer magnetischen Antenne“, cq DL 4/99, pp.316-317
- /12/ Owen Duffy, “Calculate small transmitting loop gain from bandwidth measurement”, in (Stand 4. Febr. 2022) <https://owenduffy.net/calc/SmallTransmittingLoopBw2Gain.htm>