

# Berechnungen zum internen Antennen-Tuning eines ATMEL SigmaX ATA583x

Dieter Brozio

Phone: +49 (0) 2051-272-6381

dieter.brozio@huf-group.com

Dipl.-Ing. Dieter Brozio

Huf Hülsbeck und Fürst GmbH & Co. KG, Velbert

Erstellt mit L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X und B<sub>I</sub>B<sub>T</sub>E<sub>X</sub>

23. November 2015

Internet Version

## Abstract

This article describes detailed how to calculate step-by-step a matching network developed for a small loop antenna inside a key-fob with an Atmel RF chip SigmaX ATA583x using the internal automatic antenna tuner. It will be calculated the complex impedance of real and imaginary values, the tuning range of the automatic tuner, the value of the internal antenna tuning capacitor and some further quality factors like reflection coefficient, VSWR, mismatch loss and return loss.

**Keywords:** ATA5831, ATA5832, ATA5833, complex, impedance, imaginary, loop antenna, matching, mismatch, network, real, resonance, SigmaX, Smith-Chart, standing wave ratio, tuning-range

## Motivation

Die folgenden Berechnungen entstanden aufgrund einer Kundenforderung<sup>1</sup> und des Artikels [Wag13], in welchem universell aber nur überschlagsmässig einige Elemente des Antennenkreises einer Loop-Antenne berechnet wurden. Dies war der Startschuss dies nun endlich für die in diesem Projekt verwendete Beschaltung durchzuführen, um letztlich den Entwicklungsaufwand und das erzielte Ergebnis zu optimieren. Es sollte jedoch bewusst der Einsatz jeglicher Simulationstools vermieden werden um ähnlich wie in [LF79] die gesamte Schaltung klassisch per Hand durchzurechnen.

Ein weiteres wichtiges Ziel war, den funktionalen Zusammenhang hinreichend genau zu beschreiben, um so u.a. auch der Toleranzberechnung eine Grundlage zu liefern. Das Lastenheft sorgte für den übergeordneten Rahmen.

---

<sup>1</sup>Die Forderung lautete, dass die gesamte Dimensionierung der Schaltung berechnet werden solle. Die Aussage "Dimensionierung beruht auf Erfahrung" sei inakzeptabel.

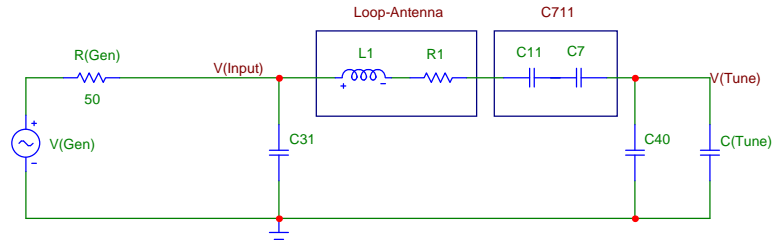


Abbildung 1: Ersatzschaltbild des Antennenkreises

## 1 Einleitung

Die Familie der HF-Chips SigmaX der Typen ATA5831, ATA5832 und ATA5833 von Atmel [ATM13] enthält einen integrierten Antennentuner. Die Funktionsweise dieses Antennentuners ist es eine im inneren enthaltene Kapazitätsbank variabel im Antennenkreis als Stellglied zu verwenden. Da der HF-Chip für kleine Loop-Antennen entwickelt wurde, können somit Veränderungen im Umweltbereich der Antenne, welche zu einer Resonanz- oder Impedanzverstimmung führen, kompensiert werden.

Da eine Optimierung auf beide Komponenten gleichzeitig sehr schwierig wäre, konzentriert man sich in der Praxis lediglich meist auf eine Resonanzoptimierung und belässt die Impedanz so wie sie ist.

## 2 Ersatzschaltbild

Das Ersatzschaltbild wurde auf die notwendigen Bauelemente reduziert. Auch vorhandene Oberwellenfilter wurden hier nicht berücksichtigt. Die im Antennenkreis in Abbildung 1 verwendeten Bauteile haben somit die folgende Bedeutung:

- Antenneninduktivität  $L_1$
- Summenwiderstand bestehend aus Strahlungs- und Verlustwiderstand  $R_1$
- Interne Antennentunerkapazität des SigmaX  $C_{Tune}$
- Kapazitäten zur Anpassung  $C_{31}$ ,  $C_{711}$  und  $C_{40}$

Wie aus dem Ersatzschaltbild hervorgeht, wird hier ausschließlich mit einer 50 Ω Speisung gearbeitet.

## 3 Komplexe Impedanz

### 3.1 Problemstellung

Gesucht wird die allgemeine Gleichung zur Berechnung der komplexen Impedanz des Antennenkreises.

### 3.2 Berechnung

#### 3.2.1 Berechnung ohmscher Anteil

Die prinzipielle Beschaltung des Antennenkreises kann folgendermaßen beschrieben werden.

$$\bar{Z} \equiv X_{C31} || [R = X_L = [X_{C7} = X_{C11}] = (X_{C40} || X_{C_{Tune}})] \quad (3.1)$$

Aus (3.1) kann dann eine vollständige Gleichung mit den elektrotechnischen Größen hergeleitet werden.

$$\bar{Z} = \frac{-j \frac{1}{\omega C_{31}} \left[ R + j\omega L - j \frac{1}{j\omega C_{711}} - j \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]}{R + j \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]} \quad (3.2)$$

Gleichung (3.2) wird nun ausmultipliziert und der Zähler wird nach realen und imaginären Größen sortiert.

$$\bar{Z} = \frac{\left[ \frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] - j \left[ \frac{R}{\omega C_{31}} \right]}{[R] + j \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]} \quad (3.3)$$

In Gleichung (3.4) ist noch einmal zur Übersicht das Ergebnis einer konjugiert komplexen Erweiterung in allgemeiner Form beschrieben.

$$\bar{Z} = \frac{a + jb}{c + jd} = \frac{ac + bd + j(cb - ad)}{c^2 + d^2} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + j \frac{cb - ad}{c^2 + d^2} \quad (3.4)$$

In (3.3) lässt sich dieselbe Anordnung wie in (3.4) linksseitig erkennen, d.h. man kann nun die Auflösung der konjugiert komplexen Erweiterung ohne Zwischenrechnung anwenden und die einzelnen Terme aus (3.3) entsprechend dem Ergebnis aus (3.4) rechtsseitig einsetzen.

Es ergibt sich nun die endgültige Gleichung zur Berechnung der komplexen Impedanz des Antennenkreises. Aufgrund der Länge der Gleichung wurde der Ausdruck für die komplexe Größe Z in ihren Real- und Imaginärteilen formuliert, d.h. es gilt:

$$\bar{Z} = Re\{\bar{Z}\} + jIm\{\bar{Z}\} \quad (3.5)$$

Die Einzeltermine für Real- und Imaginärteil lauten nun vollständig:

SYMBOLIK:  
=: Reihe  
||: Parallel

$$Re\{\bar{Z}\} = \frac{R \left[ \frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] - \frac{R}{\omega C_{31}} \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]}{[R]^2 + \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]^2} \quad (3.6)$$

$$Im\{\bar{Z}\} = \frac{\frac{R^2}{\omega C_{31}} - \left[ \frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]}{[R]^2 + \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]^2} \quad (3.7)$$

### 3.2.2 Berechnung Phasenanteil

Die Berechnung der Phasenverschiebung Phi  $\varphi$  errechnet sich bei Widerständen in Parallelschaltung folgendermaßen.

$$\tan\varphi = \frac{B}{G} = \frac{Im\{\bar{Y}\}}{Re\{\bar{Y}\}} = \frac{\frac{1}{Im\{\bar{Z}\}}}{\frac{1}{Re\{\bar{Z}\}}} = \frac{Re\{\bar{Z}\}}{Im\{\bar{Z}\}} \quad (3.8)$$

Daraus ergibt sich dann der Winkel  $\varphi$  zu folgender Gleichung.

$$\varphi = \arctan \left( \frac{Re\{\bar{Z}\}}{Im\{\bar{Z}\}} \right) \quad (3.9)$$

Manchmal ist es vorteilhafter die errechneten Werte in Winkelgraden anstatt in Radianten zu verwenden. In diesem Fall multipliziert man zur Umrechnung den Radiantenanteil mit einem vollen Kreisumfang von  $2\pi$  im Verhältnis zum vollen  $360^\circ$  Umlaufwinkel.

$$\varphi[^\circ] = \varphi[rad] \cdot \frac{360^\circ}{2\pi} = \varphi[rad] \cdot \frac{180^\circ}{\pi} \quad (3.10)$$

### 3.3 Beurteilung Antenne ohne Antennentuner

Bevor man den automatischen Antennentuner beurteilt, ist es empfehlenswert den Antennenkreis erst mal auf seine normalen Resonanzbedingungen zu untersuchen.

Auf den nachfolgenden Diagrammen werden ohne weitere Erläuterungen einige Eckdaten des Schwingkreises in Abhängigkeit von der Frequenz gezeigt. Diese beschreiben den statischen Fall, d.h. die natürliche Resonanz des Kreises über die Frequenz mit einem konstanten Wert des Tuning-Kondensators von  $C_{Tune} = 7,0$  pF. Mit diesem konstanten Wert wurde der Antennenschwingkreis auch abgeglichen.

In den Abbildungen 2 bis 5 auf Seite 5 werden jeweils die folgenden Diagramme in Abhängigkeit der Frequenz  $f$  dargestellt<sup>2</sup>:

<sup>2</sup>Die Berechnung einiger dieser Werte in den Diagrammen wird in Kapitel 7 ff ab Seite 19 später genauer beschrieben.

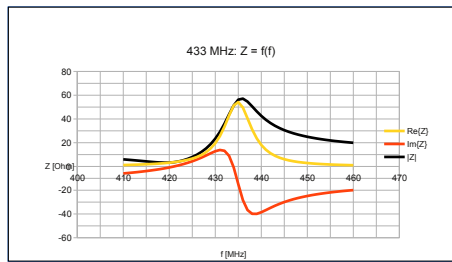


Abbildung 2: Impedanz Z

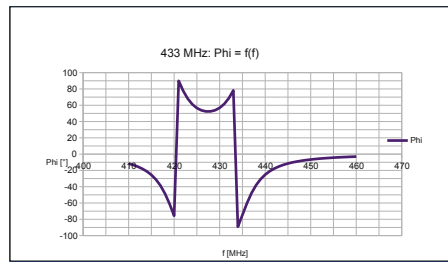


Abbildung 3: Phasengang Phi

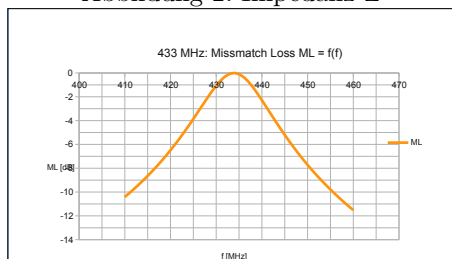


Abbildung 4: Fehlanpassung

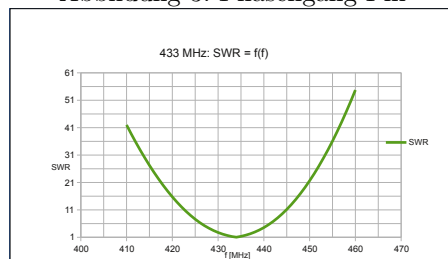


Abbildung 5: VSWR

- Impedanz  $Z$  in Ohm
- Phasengang  $\varphi$  in Grad
- Fehlanpassungsverlust in dB
- und das VSWR.

### 3.4 Diagramm

Betrachtet man den Impedanzverlauf der realen, imaginären und absoluten Impedanz in Abhängigkeit von  $C_{Tune}$ , so ergibt sich exemplarisch für eine 433 MHz Antenne das in Abbildung 6 auf Seite 6 gezeigte Diagramm.

### 3.5 Zusammenfassung

Die komplexe Impedanz des Antennenkreises wurde vollständig berechnet und somit funktional in Real- und Imaginärteil beschrieben. Im Diagramm lassen sich qualitativer und quantitativer Zusammenhang der Abhängigkeit vom Tuning-Kondensator  $C_{Tune}$  ablesen.

## 4 Ziehbereich des Antennentuners

### 4.1 Problemstellung

Gesucht wird die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz  $f$  des Antennenkreises vom Wert des Ziehkondensators  $C_{Tune}$  des automatischen Antennentuners des SigmaX. Normalerweise hat  $C_{Tune}$  einen typischen Wert, der zwischen dem laut Datenblatt [ATM13] angegebenen minimalen und maximalen Wert liegt. Die

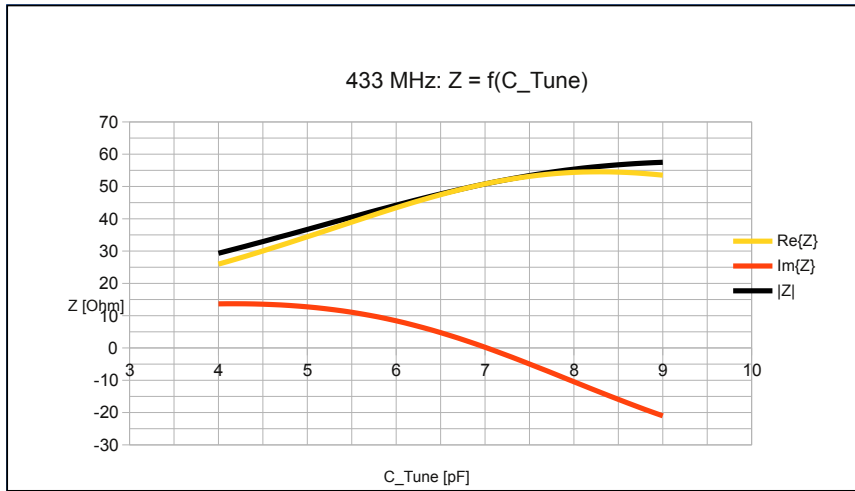


Abbildung 6: Impedanzverläufe in Abhängigkeit von  $C_{Tune}$  einer 433 MHz Loop

Fragestellung hier ist, wie lauten die beiden Resonanzfrequenzen des Antennenkreises wenn einmal der minimale und einmal der maximale Wert von  $C_{Tune}$  in diese Gleichung eingesetzt wird? Im Falle einer für den typischen Wert von  $C_{Tune}$  optimal eingestellten Resonanzfrequenz erhält man somit den maximal möglichen Ziehbereich des Antennentuners.

## 4.2 Berechnung

Betrachtet man ein übliches Smith-Chart eines abgestimmten Antennenkreises, dann erkennt man, dass bei Resonanz der imaginäre Anteil idealtypisch Null ist, d.h. sämtliche imaginären Größen heben sich gegeneinander auf und es verbleibt im Smith-Chart nur noch der reine Wirkwiderstand.

Hieraus leitet sich die weitere Vorgehensweise für eine Berechnung der Resonanzfrequenz ab. Es wird der Imaginärteil zu Null gesetzt, während der Realteil nicht weiter betrachtet wird.

Der in Abbildung 7 auf Seite 7 grafisch gezeigte Nulldurchgang im Smith-Chart wird dann in (3.5) bzw. (3.7) mathematisch zu Null gesetzt und es ergibt sich folgender Lösungswegansatz:

$$Im\{\bar{Z}\} = 0 \quad (4.1)$$

$$0 = \frac{\frac{R^2}{\omega C_{31}} - \left[ \frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{31} C_{40+C_{Tune}}} \right] \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega C_{40+C_{Tune}}} \right]}{[R]^2 + \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega C_{40+C_{Tune}}} \right]^2} \quad (4.2)$$

Da (4.2) eine Nullgleichung ist kann somit hier der Nenner entfallen.

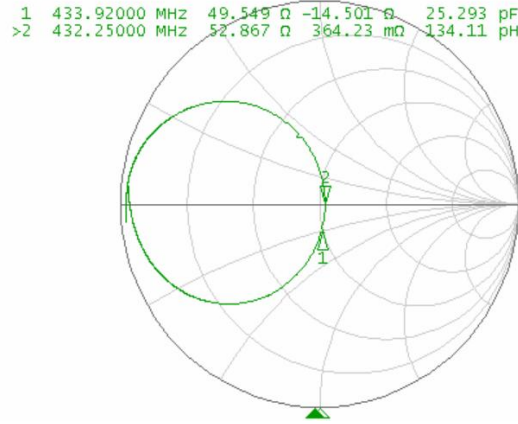


Abbildung 7: Smith-Chart einer Antenne mit minimaler Fehlanpassung

$$0 = \left[ \frac{R^2}{\omega C_{31}} \right] - \left[ \frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} \frac{1}{\omega^2 C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \cdot \left[ \omega L - \frac{1}{\omega C_{31}} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \quad (4.3)$$

Durch ausmultiplizieren von (4.3) ergibt sich dann:

$$0 = \frac{R^2}{\omega C_{31}} + \frac{\omega L^2}{C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{31}^2} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{711} C_{31}^2} + \frac{1}{\omega^3 C_{711}^2 C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{711} C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} - \frac{L}{\omega C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \frac{1}{\omega^3 C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \frac{1}{\omega^3 C_{31} C_{711}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \frac{1}{\omega^3 C_{31}} \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \quad (4.4)$$

Zusammenfassung und Faktorisierung von (4.4) ergibt dann:

$$0 = \omega \left[ \frac{L^2}{C_{31}} \right] + \frac{1}{\omega} \left[ \frac{R^2}{C_{31}} - \frac{L}{C_{31}^2} - 2 \frac{L}{C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} - 2 \frac{L}{C_{711} C_{31}} \right] + \frac{1}{\omega^3} \left[ \frac{1}{C_{711} C_{31}^2} + \frac{1}{C_{711}^2 C_{31}} + 2 \frac{1}{C_{711} C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \frac{1}{C_{31}} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \frac{1}{C_{31}} \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \right] \quad (4.5)$$

Durch entsprechende Multiplikation wird Gleichung (4.5) nun nach der Kreisfrequenz Omega in der 4. Potenz freigestellt:

$$0 = \omega^4 + \omega^2 \left[ \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{L C_{31}} - \frac{2}{L C_{711}} - \frac{2}{L} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] + \frac{1}{L^2} \left[ \frac{1}{C_{711} C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2} + \left( \frac{2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{31}} \right) \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \right] \quad (4.6)$$

Gleichung (4.6) beschreibt nun vollständig die Normalform, welche sich mit einer biquadratischen bzw. quartischen Lösungsgleichung (pq-Formel) auflösen lässt.

Es ist zu sehen, dass die Kreisfrequenz  $\Omega$  nur in der 4. und 2. Potenz vorkommt. Da keine 3. Potenz von  $\Omega$  vorhanden ist, kann hier der vereinfachte Lösungsweg durch Substitution in eine quadratische Gleichung angewendet werden.



$$0 = \omega^4 + \omega^2 \left[ \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{LC_{31}} - \frac{2}{LC_{711}} - \frac{2}{L} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] + \frac{1}{L^2} \left[ \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2} + \left( \frac{2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{31}} \right) \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \right] \quad (4.7)$$

Mit Hilfe der quadratischen Lösungsgleichung

$$0 = x^2 + px + q \implies x_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{p}{2}\right)^2 - q} \quad (4.8)$$

wird dann aus (4.7) letztlich die Lösungsgleichung für Omega.

$$\pm \sqrt{\left( \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{LC_{31}} - \frac{2}{LC_{711}} - \frac{2}{L} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 - \frac{1}{L^2} \left[ \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2} + \left( \frac{2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{31}} \right) \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \right]} \quad (4.9)$$

Umgestellt nach der Frequenz f ergibt dich dann final folgende Lösung:

$$f_{1,2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{-\frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{LC_{31}} - \frac{2}{LC_{711}} - \frac{2}{L} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \pm \sqrt{\left( \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{LC_{31}} - \frac{2}{LC_{711}} - \frac{2}{L} \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 - \frac{1}{L^2} \left[ \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2} + \left( \frac{2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{31}} \right) \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} + \left( \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right)^2 \right]}} \quad (4.10)$$

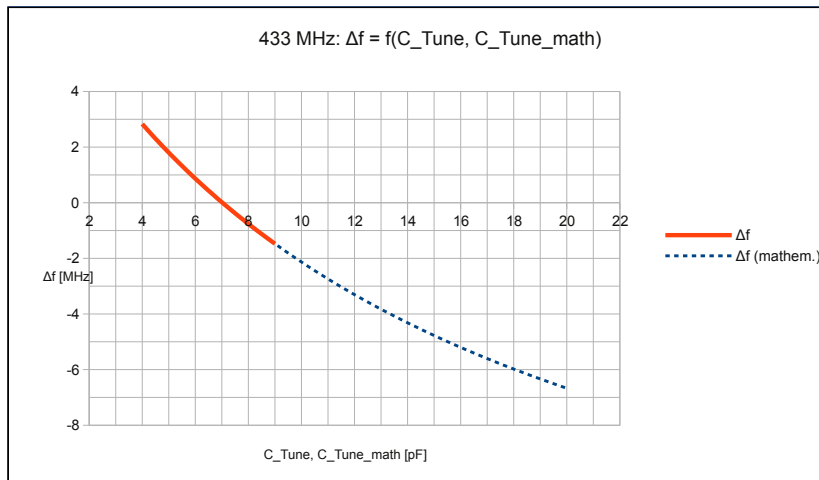


Abbildung 8: Ziehbereich  $\Delta f$  in Abhängigkeit von  $C_{Tune}$  einer 433 MHz Loop

### 4.3 Diagramm

Im Diagramm der Abbildung [8] ist der jeweilige Ziehbereich  $\Delta f$  des Antennentuners abzulesen, d.h. die Fähigkeit bei steigender Kapazität von  $C_{Tune}$  die Resonanzfrequenz um einen bestimmten Wert in Megahertz tiefer zu ziehen<sup>3</sup>, bzw. proportional auch umgekehrt. Positive Werte von  $\Delta f$  stellen ein Ziehen zu höheren Frequenzen dar und negative Werte zu tieferen Frequenzen.

Weiterhin ist gestrichelt der Bereich zu erkennen, welcher bei Kapazitäten von  $C_{Tune}$  von größer 9 pF und kleiner 20 pF aus mathematischer Sicht theoretisch erreichbar wäre.

### 4.4 Zusammenfassung

Gleichung (4.10) beschreibt vollständig die Berechnung der Resonanzfrequenz des Antennenkreises. Physikalisch korrekt ist lediglich der additive Teil der quadratischen Gleichung. Die zweite Lösung der Subtraktion führt zwar mathematisch zu einem korrekten Resultat, welches jedoch in der elektrotechnischen Praxis keinem sinnvollen Ergebnis entspricht.

### 4.5 Praktische Anwendung

Gleichung (4.10) ist insofern wichtig, da sie den Zusammenhang der Frequenz  $f$  in Abhängigkeit vom Wert  $C_{Tune}$  des internen Antennentuners beschreibt, d.h., ist der Antennenkreis bei bekanntem  $C_{Tune}$  optimal auf die ebenfalls bekannte Sollfrequenz abgestimmt, so kann mit Hilfe dieser Gleichung der jeweils positive und negative Ziehbereich  $\Delta f$  des Antennentuners berechnet werden, indem der Minimal- und Maximalwert<sup>4</sup> von 4 pF bzw. 9 pF des Ziehkondensators  $C_{Tune}$

<sup>3</sup>Die Antenne wurde auf den Wert von  $C_{Tune} = 7,0$  pF berechnet, d.h. genau hier liegt die Resonanzfrequenz von 433,92 MHz.

<sup>4</sup>Minimal- und Maximalwert wurden dem Manual [ATM13] entnommen. Es handelt sich hier um die beiden Kapazitätswerte, welche der Antennentuner-kondensator software-gesteuert einnehmen kann.

jeweils in diese Gleichung eingesetzt wird. Beide Werte bestimmen jeweils somit im Falle des automatischen Tunings die maximale bzw. minimale Resonanzfrequenz des Antennenkreises<sup>5</sup>.

Sollte bei korrekt abgestimmter Antenne der Ziehbereich des Tuning Kondensators zu groß oder zu klein sein, dann müssen die Kondensatoren bestehend aus  $C_{40}$ ,  $C_{711}$  und unter Berücksichtigung von  $C_{Tune}$  so verändert werden, dass sich deren Gesamtkapazität nicht verändert. Dabei ist  $C_{40}$  als eine Art Shunt-Kapazität des Tuners anzusehen.

## 5 Interne Antennentunerkapazität

### 5.1 Problemstellung

Gesucht wird der Berechnungsgleichung für den Kapazitätswert  $C_{Tune}$  des automatischen Antennentuners des Sigma-X.

### 5.2 Berechnung

Mathematisch wird hier exakt derselbe Ansatz gewählt wie im vorherigen Kapitel, d.h. aus einer Nullgleichung wird mit Hilfe der quadratischen Lösungsgleichung der gesuchte Wert errechnet. In diesem Fall ist dies die Größe  $C_{Tune}$ , d.h. die Kapazität des internen Antennentuners.

Aus z.B. (4.4) auf Seite 7 wird dann  $\frac{1}{C_{40}+C_{Tune}}$  und  $\left[\frac{1}{C_{40}+C_{Tune}}\right]^2$  ausgeklammert.

$$0 = \left( \frac{R^2}{\omega C_{31}} + \frac{\omega L^2}{C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{31}^2} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{711} C_{31}^2} + \frac{1}{\omega^3 C_{711} C_{31}} \right) + \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \left( \frac{2}{\omega^3 C_{711} C_{31}} - \frac{2L}{\omega C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{31}^2} \right) + \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]^2 \left( \frac{1}{\omega^3 C_{31}} \right) \quad (5.1)$$

Und durch freistellen von  $\left[\frac{1}{C_{40}+C_{Tune}}\right]^2$  aus (5.1) ergibt sich:

---

<sup>5</sup>Korrekterweise muss hier gesagt werden, dass externe Umwelteinflüsse den Antennenkreis verstimmen. Der Ziehbereich des Antennentuners sorgt somit dafür, dass ein verstimmter Kreis wieder auf seine ursprüngliche Sollfrequenz zurückgezogen wird.

Ein z.B. in Richtung oberer Frequenzbereich verstimmter Kreis würde somit durch einen größeren  $C_{Tune}$  Kondensator von seiner IST-Frequenz wieder nach UNTEN auf seine SOLL-Frequenz gezogen. In der Berechnungsgleichung wäre dies der Fall der Abweichung von der SOLL-Frequenz nach UNTEN auf seine IST-Frequenz.

Zwischen beiden Situationen mag es tatsächlich minimale Unterschiede geben, welche hier allerdings nicht berücksichtigt wurden. Die Berechnung des Antennenkreises erfolgte der Einfachheit halber nur allein, d.h. er wurde ohne externe ihn beeinflussende Kapazitäten berechnet.

$$\begin{aligned}
0 = (\omega^3 C_{31}) & \left( \frac{R^2}{\omega C_{31}} + \frac{\omega L^2}{C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{31}^2} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} - \frac{L}{\omega C_{711} C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{711} C_{31}^2} + \frac{1}{\omega^3 C_{711}^2 C_{31}} \right) \\
& + \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] (\omega^3 C_{31}) \left( \frac{2}{\omega^3 C_{711} C_{31}} - \frac{2L}{\omega C_{31}} + \frac{1}{\omega^3 C_{31}^2} \right) \\
& + \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]^2 \tag{5.2}
\end{aligned}$$

Nach der Vereinfachung erhält man die gewünschte Nullgleichung.

$$\begin{aligned}
0 = \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right]^2 + \left[ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right] & \left( \frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}} \right) + \\
R^2 \omega^2 + \omega^4 L^2 - \frac{\omega^2 L}{C_{31}} - \frac{2L\omega^2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{711} C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2} & \tag{5.3}
\end{aligned}$$

Aus der Nullgleichung wird nun mit Hilfe der pq-Formel direkt die Lösungsgleichung geschrieben:

$$\{x_{1,2}\} = \left\{ \frac{1}{C_{40} + C_{Tune}} \right\}_{1,2} = -\frac{\left(\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}\right)}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}}{2}\right)^2 - \left(R^2\omega^2 + \omega^4 L^2 - \frac{\omega^2 L}{C_{31}} - \frac{2L\omega^2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2}\right)} \quad (5.4)$$

$$\{C_{40} + C_{Tune}\}_{1,2} = \frac{1}{-\frac{\left(\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}\right)}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}}{2}\right)^2 - \left(R^2\omega^2 + \omega^4 L^2 - \frac{\omega^2 L}{C_{31}} - \frac{2L\omega^2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2}\right)}} \quad (5.5)$$

$$\{C_{Tune}\}_{1,2} = \frac{1}{-\frac{\left(\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}\right)}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\frac{2}{C_{711}} - 2\omega^2 L + \frac{1}{C_{31}}}{2}\right)^2 - \left(R^2\omega^2 + \omega^4 L^2 - \frac{\omega^2 L}{C_{31}} - \frac{2L\omega^2}{C_{711}} + \frac{1}{C_{711}C_{31}} + \frac{1}{C_{711}^2}\right)}} - C_{40} \quad (5.6)$$

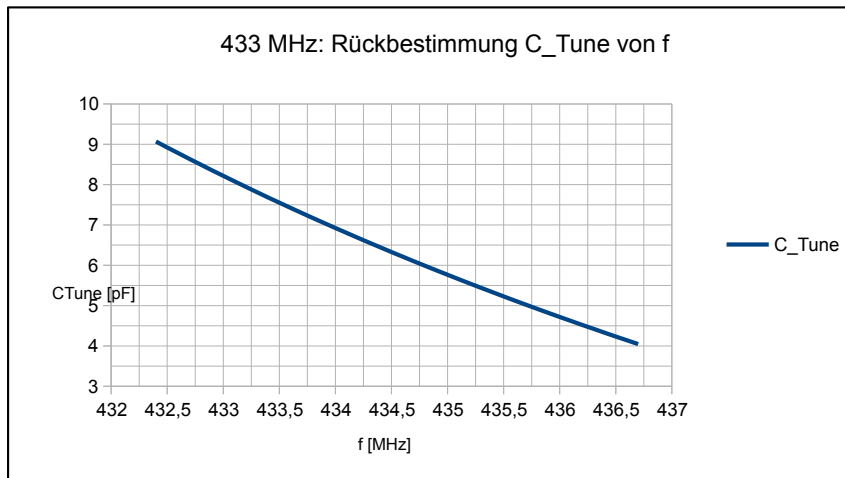


Abbildung 9: Indirekte Rückbestimmung von  $C_{Tune}$  an einer 433 MHz Loop

### 5.3 Diagramm

Das Diagramm in Abbildung 9 beschreibt den umgekehrten Fall zu Abbildung 8 auf Seite 10. War eine Antenne ursprünglich optimal auf ihre Resonanzfrequenz 433,92 MHz abgestimmt so hatte  $C_{Tune}$  einen Wert von 7,0 pF. Unter Verstimmung der Resonanz und durch Ermittlung der nun vorliegenden neuen Antennenresonanzfrequenz kann direkt aus dem Diagramm der Wert des Tuning-Kondensators abgelesen werden.

### 5.4 Zusammenfassung

Die Berechnung erfolgte prinzipiell genauso wie diejenige im vorigen Kapitel. Mit Hilfe von (5.4) kann der Wert des Tuning-Kondensators  $C_{Tune}$  bestimmt werden.

### 5.5 Praktische Anwendung

Wurde der Antennenkreis bereits bei bekannten  $C_{Tune}$  optimal auf seine Sollfrequenz abgeglichen und liegt nun die vom Resonanzfall abweichende Frequenz vor, so ist es mit Gleichung (5.4) rechnerisch möglich den aktuell vorliegenden Wert von  $C_{Tune}$  zu ermitteln. Dadurch sind Rückschlüsse möglich, ob der Antennenkreis bereits am oberen oder unteren Anschlag verstimmt ist oder ob er noch im nominalen Stellbereich des Antennentuners liegt.

Anmerkung: Da die Messung der tatsächlichen Resonanzfrequenz des Antennenkreises relativ schwierig ist, so ist diese Berechnungsgleichung (im Augenblick) nur für einen eher hypothetischen Anwendungsfall<sup>6</sup> geeignet.

<sup>6</sup>Der SigmaX ist ein SW-gesteuertes System. Demzufolge lässt sich der Wert der internen Kapazität mit Hilfe der SW einfacher und genauer auslesen.

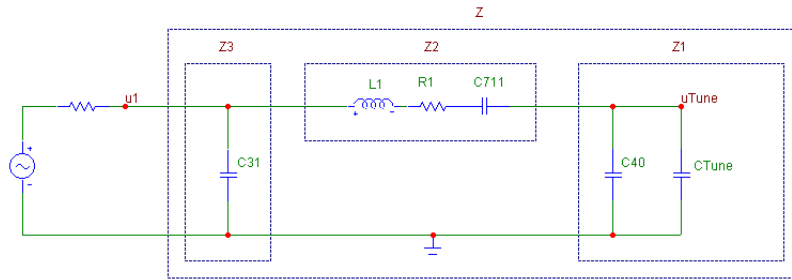


Abbildung 10: Spannungsabfall  $u_{Tune}$  an  $C_{Tune}$  mit Hilfsimpedanzen

## 6 Spannungsabfall am Tuning-Kondensator

### 6.1 Problemstellung

Laut Datenblatt des SigmaX dürfen am Anschluss ANT\_TUNE und somit am inneren Kondensator  $C_{Tune}$  keine Spannungen größer 3 Volt abfallen. Da die vom Baustein SigmaX gelieferte Leistung bzw. Spannung am  $50 \Omega$  Übergabepunkt bekannt ist, gilt es somit die komplexe abfallende Spannung  $u_{Tune}$  am Kondensator  $C_{Tune}$  wie in Bild 10 auf Seite 15 gezeigt auszurechnen.

### 6.2 Berechnung

Die Spannung  $u_{Tune}$  berechnet sich durch den dort durchfließenden Strom multipliziert mit der Parallelschaltung der Impedanz des Kondensators  $C_{Tune}$  und  $C_{40}$ :

$$u_{Tune} = (i - i_{C31}) Z_1 = \left( i - \frac{u}{Z_3} Z_1 \right) \quad (6.1)$$

Den in (6.1) genannten Gesamtstrom berechnet man durch die anliegende Spannung geteilt durch die Klemmenimpedanz.

$$i = \frac{u}{Z} \quad (6.2)$$

Die Klemmenimpedanz ist hier die gesamte Impedanz:

$$Z = \frac{Z_3 (Z_1 Z_2)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} = \frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (6.3)$$

Mit Hilfe von (6.3) kann nun der Gesamtstrom berechnet werden:

$$i = \frac{u}{Z} = \frac{u}{\frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} = u \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (6.4)$$

Der gesuchte Spannungsabfall  $u_{Tune}$  berechnet sich folgendermaßen:

$$u_{Tune} = (i - i_{C31}) Z_1 = \left( i - \frac{u}{Z_3} \right) Z_1 = \left[ u \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} - \frac{u}{Z_3} \right] Z_1 \quad (6.5)$$

Ausmultiplizieren:

$$u_{Tune} = u \left[ \frac{Z_1^2 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3}{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} - \frac{Z_1}{Z_3} \right] \quad (6.6)$$

Hier werden nun die elektrotechnischen Größen der einzelnen Bauelemente eingesetzt:

$$u_{Tune} = u \left[ \frac{\frac{(-j) \cdot (-j)}{\omega^2 (C_{40} + C_{Tune})^2} + \frac{-j}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} (j\omega L + R + \frac{-j}{\omega C_{711}}) + \frac{-j}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} \frac{-j}{\omega C_{31}} - \frac{\frac{-j}{\omega (C_{40} + C_{Tune})}}{\frac{-j}{\omega C_{31}}} \right] \quad (6.7)$$

Auflösen aller Vorzeichen und  $j^2$ , ausklammern eines Einzelterms:

$$u_{Tune} = u \left[ \frac{1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} \frac{\frac{-1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} - j(j\omega L + R + \frac{-j}{\omega C_{711}}) + \frac{j^2}{\omega C_{31}}}{(\frac{j^2}{\omega^2 C_{31} (C_{40} + C_{Tune})}) + (j\omega L + R + \frac{-j}{\omega C_{711}})(\frac{-j}{\omega C_{31}})} - \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \quad (6.8)$$

Klammern auflösen:

$$u_{Tune} = u \left[ \frac{1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} \frac{\frac{-1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} + \omega L - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega C_{31}} - jR}{\frac{L}{C_{31}} - \frac{1}{\omega^2 C_{31} (C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega^2 C_{711} C_{31}} - j \frac{R}{\omega C_{31}}} - \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} \right] \quad (6.9)$$

Hier erfolgt eine Gruppierung. Es ist auffällig, dass Zähler und Nenner mit einer einzelnen Abweichung ähnlich aussehen.

$$u_{Tune} = u \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} \left[ \frac{\omega L - \frac{1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} - \frac{1}{\omega C_{31}} - jR}{\omega L - \frac{1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} - jR} - 1 \right] \quad (6.10)$$

Dadurch, dass Zähler und Nenner ähnlich aussehen wird der Bruch für die konjugiert komplexe Erweiterung durch eine Hilfsvariable ersetzt. Dies vereinfacht die spätere konjugiert komplexe Erweiterung ein wenig.

Es erfolgt hier die Definition der Hilfsvariablen  $N_{repl}$ :

$$X_{repl} = \omega L - \frac{1}{\omega (C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} \quad (6.11)$$

$$u_{Tune} = u \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} \left[ \frac{X_{repl} - \frac{1}{\omega C_{31}} - jR}{X_{repl} - jR} - 1 \right] = u \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} [N_{repl} - 1] \quad (6.12)$$

In dieser Nebenrechnung mit  $N_{repl}$  wird der Bruch konjugiert komplex erweitert und aufgelöst.

$$N_{repl} = \frac{(X_{repl} - \frac{1}{\omega C_{31}}) - jR}{X_{repl} - jR} = \frac{(X_{repl} - \frac{1}{\omega C_{31}})X_{repl} + R^2}{X_{repl}^2 + R^2} + j \frac{-RX_{repl} + (X_{repl} - \frac{1}{\omega C_{31}})R}{X_{repl}^2 + R^2} \quad (6.13)$$



$$N_{repl} = \frac{X_{repl}^2 - \frac{X_{repl}}{\omega C_{31}} + R^2}{X_{repl}^2 + R^2} + j \frac{-RX_{repl} + RX_{repl} - \frac{R}{\omega C_{31}}}{X_{repl}^2 + R^2} \quad (6.14)$$

$$N_{repl} = 1 - \frac{1}{\omega C_{31}} \left( \frac{X_{repl}}{X_{repl}^2 + R^2} - j \frac{R}{X_{repl}^2 + R^2} \right) \quad (6.15)$$

(6.15) wird nun in (6.12) eingesetzt:

$$u_{Tune} = u \frac{C_{31}}{C_{40} + C_{Tune}} \left[ 1 - \frac{1}{\omega C_{31}} \left( \frac{X_{repl}}{X_{repl}^2 + R^2} - j \frac{R}{X_{repl}^2 + R^2} \right) - 1 \right] \quad (6.16)$$

Dieser Ausdruck wird vereinfacht zu:

$$u_{Tune} = -u \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} \left[ \frac{X_{repl}}{X_{repl}^2 + R^2} - j \frac{R}{X_{repl}^2 + R^2} \right] \quad (6.17)$$

Hier werden nun abschließend wieder die originalen Werte für  $X_{repl}$  zurück eingesetzt:

$$u_{Tune} = -u \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} \cdot \left[ \frac{\omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}}}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} \right)^2 + R^2} - j \frac{R}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} \right)^2 + R^2} \right] \quad (6.18)$$

Der Übersicht halber werden hier der Real- und Imaginärteil in zwei Einzel-terme aufgespalten.

$$\boxed{Re\{u_{Tune}\} = -u \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} \cdot \frac{\omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}}}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} \right)^2 + R^2}} \quad (6.19)$$

$$\boxed{Im\{u_{Tune}\} = u \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} \cdot \frac{R}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega(C_{40} + C_{Tune})} - \frac{1}{\omega C_{711}} \right)^2 + R^2}} \quad (6.20)$$

Durch quadratische Addition kann dann der Betrag errechnet werden.

$$\boxed{|u_{Tune}| = \sqrt{Re^2\{u_{Tune}\} + Im^2\{u_{Tune}\}}} \quad (6.21)$$

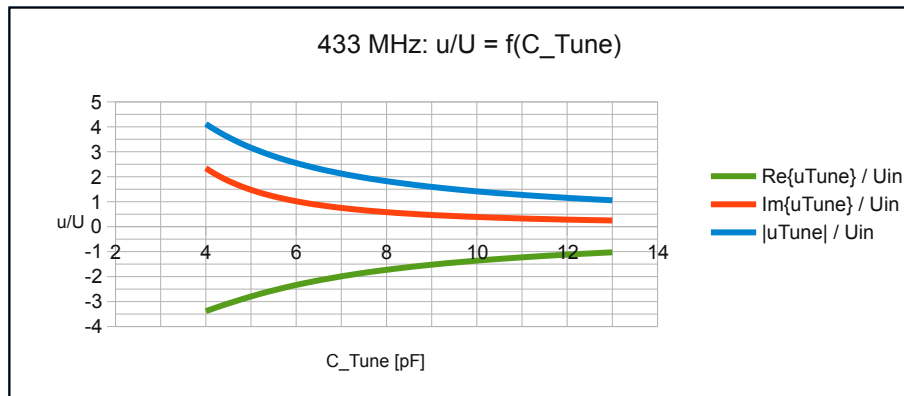


Abbildung 11: (Normierter) Spannungsabfall am Tuning-Kondensator

### 6.3 Diagramm

Ein auf seiner Sollfrequenz bei  $C_{Tune} = 7,0$  pF abgestimmter Antennenschwingkreis weist einen Spannungsverlauf laut Abbildung 11 auf. Es ist erkennbar, dass anhand des Spannungsabfalls keinerlei Resonanzeffekte beobachtet werden können.

Weiterhin sichtbar ist auch der Spannungsanstieg zu kleineren Werten von  $C_{Tune}$ . Erwartungsgemäß bilden sich hier höhere Spannungsabfälle, welche man quantitativ dem Diagramm in Abbildung 11 entnehmen kann. Da das Diagramm normiert ist, müssen die jeweiligen tatsächlichen Spannungen entsprechend der Eingangsspannung selbst errechnet werden.

### 6.4 Vergleich Messung und Berechnung

Ein bei einem Muster gemessener Wert der am 50 Ohm Eingang anliegenden Sendeleistung von 7,407 dBm (entspricht:  $|u_{PP}| = 1,48 V_{SS}$ ) wurde mit einem niederkapazitiven Oszilloskope<sup>7</sup> am Punkt  $C_{Tune}$  eine Spannung von  $|u_{PP}| = 1,28 V_{SS}$  gemessen.

Vergleicht man diesen Praxiswert mit dem Wert der theoretischen Berechnung, so erhält man hier bei einem aus der Tabelle abgelesenen Faktor von 1,2718 nun eine Spannung von  $|u_{PP}| = 1,48 V_{SS} \times 1,2718 = 1,88 V_{SS}$ . Berücksichtigt man ferner, dass die Praxismessung den Schwingkreis maßgeblich negativ beeinflusst, so könnte hier die theoretische Berechnung die eventuell bessere Methode<sup>8</sup> zur Bestimmung der Spannung an  $C_{Tune}$  sein.

Spannung  u	am 50 Ohm Speisepunkt	am Tuning-Cap
Gemessen	1,48 $V_{SS}$	1,28 $V_{SS}$
Errechnet	1,45 $V_{SS}$	1,88 $V_{SS}$

<sup>7</sup>Tastkopf Agilent Active Probe N2796A,  $f_g=2$  GHz,  $R_{in}=1$  MOhm,  $C_{in}=1,0$  pF

<sup>8</sup>Diese Aussage ist eine Vermutung aus der Praxis.

## 6.5 Zusammenfassung

Die in den Gleichungen (6.19) bis (6.21) errechnete Spannung in  $V_{ss}$  sollte laut [ATM13] und [Wag13] nicht den Betrag von 3 Volt überschreiten. Da die interne Kapazität  $C_{Tune}$  des ATMEL ATA583x durch Halbleiter zu- und abschaltbar ist, könnten ansonsten nichtlineare Effekte auftreten, welche sich in verstärkter Ober- oder Nebenwellenausstrahlung bemerkbar machen würden.

Dies führte dann zu dem kuriosen Effekt, dass diese Oberwellen nicht am Verstärkerausgang (bzw. HF-Schalterausgang SPDT\_OUT) aufträten, sondern vom Pin ANT\_TUNE kommend abgestrahlt würden. Ein klassischer Versuch die Oberwellendämpfung mit z.B. einem schärferen PI-Filter hinter dem Verstärker in den Griff zu bekommen, wäre zum Scheitern verurteilt.

## 6.6 Praktische Anwendung

Die mathematische Berechnung ist eine Möglichkeit die Spannung an  $C_{Tune}$  zu bestimmen. Eine andere Methode wäre natürlich die normale Messung mit einem hochohmigen und kapazitätsarmen Oszilloskop oder ähnlichem Messgerät.

Die Methode per Messung hat jedoch hier ihre Tücken, da bereits das in die Nähe bringen der Meßspitze in Richtung einer HF-strahlenden Antenne, den gesamten Antennenkreis und somit auch die Spannung  $u_{Tune}$  verändert. Bei galvanischem Kontakt werden diese Phänomene noch ausgeprägter. Bereits die Berührung der Masseleitung der Messspitze mit dem Ground der Schaltung verschiebt die Masseverhältnisse schon beträchtlich. Das übrige tun dann noch dazu bei: Die kapazitive Belastung des Messkopfes, die räumliche Nähe einer die Messspitze festhaltenden Hand usw. usf.

Ergo: Der Autor ist der Meinung, dass bei einer normalen Spannungsmessung hier durch die o.g. Effekte die Summe aller Messfehler so groß wird, dass sich die Messung im Sinne eines einigermaßen genauen Ergebnisses erst gar nicht lohnt.

Hier könnte der rein mathematische Weg eventuell die bessere Methode sein. Sind alle Bauelemente bekannt, dann benötigt man lediglich als alleinige Messgröße die Eingangsspannung bzw. Eingangsleistung. Da beide Größen an einem  $50\ \Omega$  Übergangspunkt anstehen, können diese Werte in der Praxis sehr genau gemessen werden.

## 7 Fehlanpassung

Die folgenden Berechnungen aus [MG92] sind weder für den SigmaX noch für das hier verwendete Anpaßnetzwerk spezifisch. Jedoch runden sie die vorausgegangen Gleichungen hinsichtlich einer Qualitätsbeurteilung der Schaltung ergänzend ab. Zumindest das VSWR und der Fehlanpassungsverlust sind in der Praxis häufig vorkommende Größen.

### 7.1 Problemstellung

Fehlanpassung entsteht, wenn der Real- oder/und Blindwiderstand der Last nicht identisch dem der Quelle ist. Da im Falle des SigmaX der Quellwiderstand rein Real mit  $R_Q = 50\ \Omega$  und  $X_Q = 0$  genau beschrieben ist, muss nun nur noch die Abhängigkeit der Fehlanpassung vom Lastwiderstand  $R_L$  und  $X_L$  berechnet

werden. Als Lastwiderstand wird hier die errechnete Impedanz aus (3.5) auf Seite 3 herangezogen.

## 7.2 Berechnung

Der Reflektionskoeffizient Gamma  $\Gamma$  ist in [SS09] folgendermaßen definiert:

$$\Gamma = \frac{\overline{Z}_L - \overline{Z}_Q}{\overline{Z}_L + \overline{Z}_Q} \quad (7.1)$$

Zu beachten ist hier, dass  $\Gamma$  eine komplexe Größe ist. Jedes  $\overline{Z}$  in (7.1) muss demnach sinngemäß nach (3.5) behandelt werden. Erst *nach* der gesamten Berechnung des Bruchs darf  $\Gamma$  in die nicht-komplexe Größe  $\rho$  umgewandelt werden.

$$\Gamma = \frac{R_L + jX_L - R_Q - jX_Q}{R_L + jX_L + R_Q + jX_Q} = \frac{(R_L - R_Q) + j(X_L - X_Q)}{(R_L + R_Q) + j(X_L + X_Q)} \quad (7.2)$$

Die konjugiert komplexe Erweiterung ergibt dann:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{(R_L - R_Q)(R_L + R_Q) + (X_L - X_Q)(X_L + X_Q)}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \\ &+ j \frac{(R_L + R_Q)(X_L - X_Q) - (R_L - R_Q)(X_L + X_Q)}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \end{aligned} \quad (7.3)$$

Die Klammern werden nun ausmultipliziert:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{R_L^2 - R_Q R_L + R_L R_Q - R_Q^2 + X_L^2 - X_Q X_L + X_L X_Q - X_Q^2}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \\ + j &\frac{R_L X_L + R_Q X_L - R_L X_Q - R_Q X_Q - R_L X_L + R_Q X_L - R_L X_Q + R_Q X_Q}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Nach dem Wegstreichen einiger Terme ist die Endform gefunden:

$$\Gamma = \frac{R_L^2 - R_Q^2 + X_L^2 - X_Q^2}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} + j \frac{2(R_Q X_L - R_L X_Q)}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \quad (7.5)$$

Der Betrag von Gamma  $\Gamma$  ist in [Nib98] und [LF79] als Rho  $\rho$  definiert:

$$\rho = |\Gamma| \quad (7.6)$$

Durch Einsetzen von (7.5) in (7.6) ergibt sich nun Rho  $\rho$  zu:

$$\rho = \sqrt{\left[ \frac{R_L^2 - R_Q^2 + X_L^2 - X_Q^2}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \right]^2 + \left[ \frac{2(R_Q X_L - R_L X_Q)}{(R_L + R_Q)^2 + (X_L + X_Q)^2} \right]^2} \quad (7.7)$$

Anschließend kann dann mit  $\rho$  das folgendermaßen definierte VSWR ausgerechnet werden:

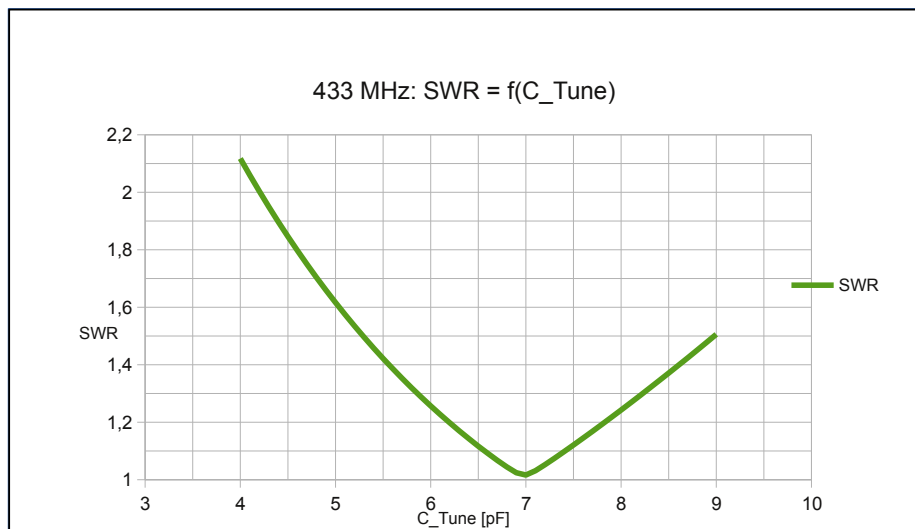


Abbildung 12: SWR in Abhängigkeit des Tuning-Kondensators

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (7.8)$$

Der Fehlanpassungsverlust in dB (Mismatch Loss, ML) ist definiert als:

$$ML = 10dB \cdot \log_{10} (1 - \rho^2) \quad (7.9)$$

Der Rückwärtsverlust in dB (Return Loss, RL) ist definiert als:

$$RL = 20dB \cdot \log_{10} (\rho) \quad (7.10)$$

### 7.3 Diagramm

Bezogen auf den SigmaX von Atmel ist der Verlauf des Stehwellenverhältnisses, der Fehlanpassungsverlust ML und der Rückwärtsverlust RL in Abbildung 12 und 13 dargestellt auf Seite 21 dargestellt.

Der Variationsbereich des SWR-Verlaufs bzw. der des Fehlanpassungsverlauf ist dabei in direkter Abhängigkeit zum Tuningbereich zu sehen. Große Tuning-Bereiche haben hier natürlich größere Abweichungen als kleinere Variationsbereiche der Tuning-Kapazität  $C_{Tune}$ .

### 7.4 Zusammenfassung

Bei bekannter Impedanz können nun folgende Größen berechnet werden:

- der Reflektionsfaktor  $\Gamma$  bzw.  $\rho$
- das Stehwellenverhältnis VSWR
- die Fehlanpassung (Mismatch Loss) ML in Dezibel

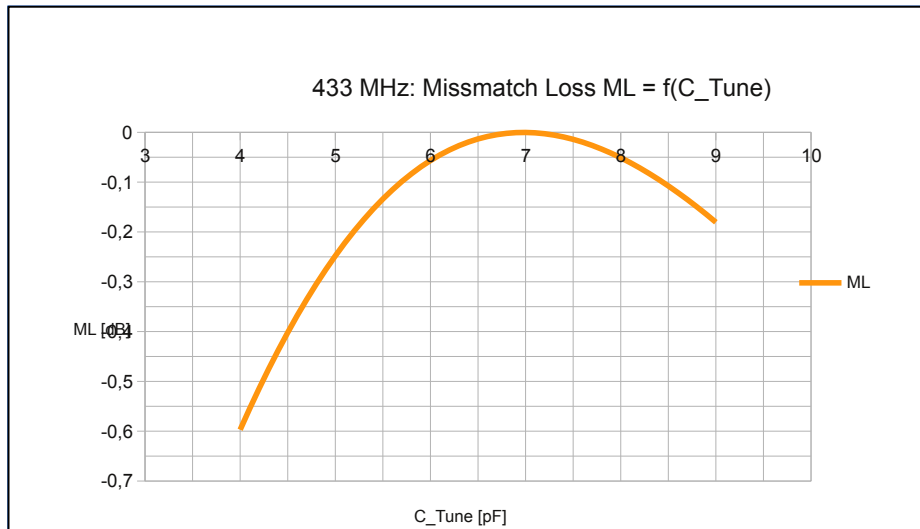


Abbildung 13: Missmatch Loss in Abhängigkeit des Tuning-Kondensators

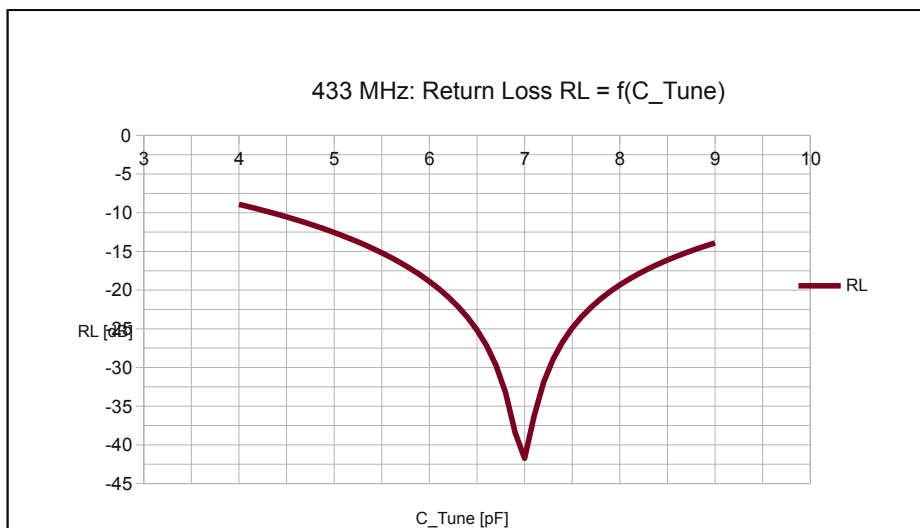


Abbildung 14: Return Loss in Abhängigkeit des Tuning-Kondensators

- der Rückwärtsverlust (Return Loss) RL in Dezibel

Auf eine weitere Vereinfachung der Gleichungen hinsichtlich  $\overline{Z_Q} = R_Q + jX_Q = 50\Omega + j0\Omega$  wird hier verzichtet, da in der Praxis sämtliche Werte in einem universellen Excel-Makro berechnet würden und eine Verkleinerung der Gleichungen somit nicht weiter sinnvoll erschien.

## 7.5 Praktische Anwendung

Quantitativ sinnvoll erscheinen hier insbesondere der Fehlanpassungsverlust ML in Dezibel und das Stehwellenverhältnis VSWR, da man bei diesen Kenngrößen z.B. NIO/IO Werte definieren kann.

Der Return Loss RL ist eher qualitativ zur schnellen messtechnischen Beurteilung einer Resonanz gut zu verwenden. Am Netzwerkanalysator erkennt man in diesem Messmodus schnell erwünschte und unerwünschte Resonanzen.

## References

- [ATM13] ATMEL. *ATA5831 ATA5832 ATA5833 UHF ASK/FSK Transceiver User Manual*. ATMEL, 1.x edition, 10 2013. User Manual.
- [LF79] Detlef Lechner and Peter Finck. *Kurzwellensender*. Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1. edition, 1979.
- [MG92] H. Meinke and F. W. Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik - Band 1 Grundlagen*, volume 1. Springer Verlag, 5. edition, 1992.
- [Nib98] Ferdinand Nibler. *Hochfrequenzschaltungstechnik*. expert verlag, 3. edition, 1998.
- [SS09] Spectrum-Software. Calculating vswr, return loss, reflection coefficient, and mismatch loss. <http://www.spectrum-soft.com/news/fall2009/vswr.shtm>, 2009.
- [Wag13] Sascha Wagner. How to achieve high performance in low cost key-fob applications. *ATMEL Automotive Compilation Vol. 10*, 10(11), 2013.