

Balun

Bericht hf1

Windisch, 27. Dezember 2018



Hochschule	Hochschule für Technik - FHNW
Studiengang	Elektro- und Informationstechnik
Autor	Adrian Annaheim und Alexander Stutz
Betreuer	Peter Niklaus
Version	1.0

Zusammenfassung

Das Abstract ist eine Art Zusammenfassung des ganzen Dokuments. Es gibt einen Einblick in die Aufgabenstellung, wie diese umgesetzt wurde und welches Ergebnis erreicht wurde. Aus diesem Grund wird das Abstract immer ganz am Schluss der Arbeit verfasst. Es besteht aus einem zusammengehörenden Absatz und umfasst ungefähr 10 bis 20 Zeilen. Formeln, Referenzen oder andere Unterbrechungen haben im Text nichts zu suchen. Direkt unter dem Abstract folgt eine Liste von drei bis vier Stichworten/Keywords. Diese werden in alphabetischer Reihenfolge aufgelistet und beschreiben das Themengebiet der Arbeit.

Keywords: Anleitung, LaTeX, Thesis, Vorlage

Inhaltsverzeichnis

1	Problemstellung	1
2	Grundlagen	3
3	Dimensionierung des Baluns	4
3.1	Ersatzschaltung	4
3.2	Die Kernfrage	6
3.3	Windungszahl	7
4	Evaluierung	9
5	Erkenntnisse	10
6	Schlusswort	11

1 Problemstellung

In der HF-Technik kommt es sehr oft zur Situation, in welcher zwei Komponenten miteinander verbunden werden. Dieses auf den ersten Blick simple Vorhaben, kann einige Probleme bereiten. Haben die Komponenten unterschiedliche Impedanzen, spricht man von Fehlanpassung und es treten unerwünschte Reflexionen in der Leitung auf. Diese führen zu Verlusten und Verzerrungen des Signals. In diesem Bericht wird nun folgende Ausgangslage genauer betrachtet:

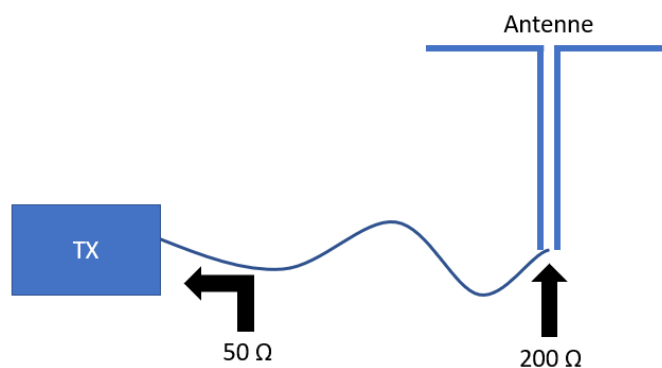


Abbildung 1.1: Ausgangslage Quelle an Antenne

Eine 50Ω -Quelle wird an eine 200Ω -Dipol-Antenne angeschlossen. Schliesst man die Antenne direkt an die Quelle wie in Abbildung 1.1, kommt es zur Fehlanpassung und den erwähnten Effekten. Die Impedanzanpassung ist jedoch nicht die einzige Herausforderung dieser Konstellation.

Weil nur die wenigsten Dipol-Antennen symmetrisch sind, fließen Gleichtakt-Ausgleichsströme auf dem Aussenmantel der Leitung. Dadurch strahlt die Leitung ab und empfängt Störungen. Um diesen Sachverhalt genauer zu verstehen, betrachten wir zuerst eine ideale Dipol-Antenne.

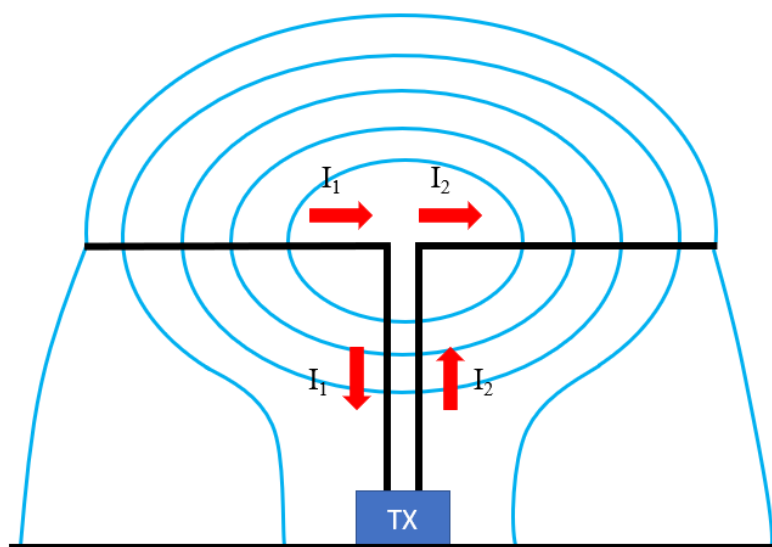


Abbildung 1.2: Ströme und Felder bei einer idealen Dipol-Antenne

Sind beide Dipoläste exakt symmetrisch, sind die Impedanzen der einzelnen Äste gleich. Damit gilt für die Ströme $I_1 = -I_2$. Sind die Ströme im Kabel Betragsgleich und entgegengesetzt, heben sich die Felder auf und die Leitung strahlt nicht ab.

2 Grundlagen

3 Dimensionierung des Baluns

Wie im Abschnitt ?? ersichtlich ist, hat ein Strombalun einige Vorteile gegenüber dem Spannungsbalun. Da vor allem die Anforderungen an den Kern kleiner sind und damit die Dimensionierung vereinfacht wird, haben wir uns für einen Strombalun entschieden. Da beim klassischen Strombalun keine Impedanzanpassung geschieht, diese jedoch für unsere Anwendung gewünscht wird, verwenden wir einen Guanella-Balun. Der Guanella-Balun ist ein Spezialfall, bei dem mehrere klassische Strombaluns zusammengeschaltet werden, so dass das Impedanzverhältnis von Ein-zu Ausgang der folgenden Formel entspricht: Dabei entspricht n der Anzahl klassischer Balunstufen.

$$\frac{Z_{out}}{Z_{in}} = n^2 \quad n \in \mathbb{N} \quad (3.1)$$

Um unsere 200Ω -Dipol-Antenne an das 50Ω -Koaxialkabel anzupassen benötigen wir dementsprechend einen Guanella-Balun mit zwei Stufen. Daraus resultiert ein Impedanzverhältnis von $1 : 4$.

3.1 Ersatzschaltung

Bei nachfolgender Betrachtung beschränken wir uns auf den klassischen Strombalun. Damit werden die Berechnungen (wie z.B. die Resonanzfrequenz) stark vereinfacht und können später auf den Guanella-Balun übertragen werden. In Abbildungen 3.1 ist das Ersatzschaltbild einer realen Spule ersichtlich. Dies besteht aus einer idealen Induktivität L , aus zwei Widerständen, welche die Magnetisierungs- (R_{fe}) und Kupferverluste (R_{cu}) modellieren und einer parallelen Kapazität C_p für die Kapazität zwischen den einzelnen Windungen.

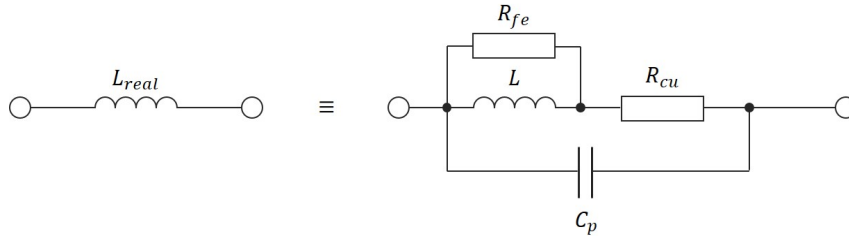


Abbildung 3.1: Ersatzschaltung einer realen Spule

Die Abbildung 3.2 zeigt den einfachen Strombalun. Die Induktivitäten können seriell betrachtet werden, was die nachfolgenden Berechnungen vereinfacht. Bei der Dimensionierung des Baluns, wird der Lastwiderstand R_L vernachlässigt und nur die Impedanz des Baluns ($2 \cdot L'$ in Serie) untersucht. Ist diese Impedanz viel grösser als der Lastwiderstand ($\gg 200\Omega$), so sperrt der Balun, was für Gleichtaktströme gewünscht wird. Ist die Impedanz kleiner als der Lastwiderstand ($\ll 200\Omega$), so wird das Signal durchgelassen. Dies wird im Gegentaktmodus angestrebt.

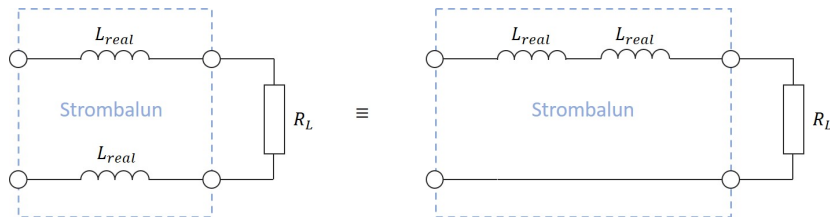


Abbildung 3.2: Einfacher Strombalun

Um das Verhalten eines Baluns zu beschreiben, macht es Sinn, zwischen Gleich- und Gegentaktmodi zu unterscheiden. Wir versuchen nun unseren Balun so zu dimensionieren, damit er bei der gewählten Arbeitsfrequenz von 20 MHz im Gleichtaktmodus sperrt, und im Gegentaktmodus leitet. Können wir dies gewährleisten, haben wir keine störenden Mantelwellen auf dem Koaxialkabel.

Gegentaktbetrieb

In Abbildung 3.3 ist ein vereinfachtes Ersatzschaltbild für den Gegentaktbetrieb ersichtlich. Dies hat Gültigkeit unter der Annahme, dass sich die Felder der beiden Spulen komplett aufheben. In diesem Fall kann man die Spulen als Kurzschluss und die Magnetisierungsverluste als Unterbruch betrachten. Weil der Kupferwiderstand viel kleiner als der Lastwiderstand ist und somit gilt: $R_{cu} \ll R_L$, passieren Gegentaktströme praktisch ungehindert den Balun.

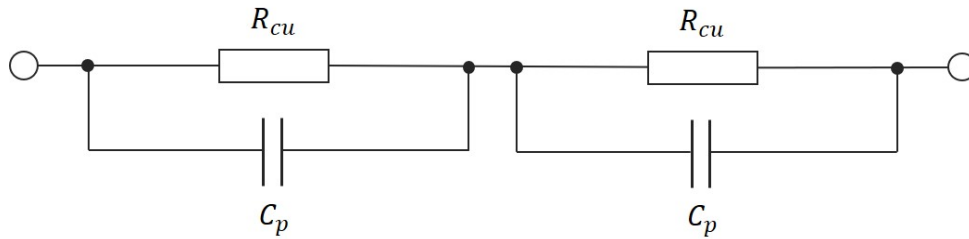


Abbildung 3.3: Situation im Gegentaktbetrieb

Gleichtaktbetrieb

In Abbildung 3.4 ist ein vereinfachtes Ersatzschaltbild für den Gleichtaktbetrieb dargestellt. In diesem Fall kann der Kupferwiderstand vernachlässigt werden. Die beiden Parallelschwingkreise, welche in Serie geschaltet sind, können zu einem einzelnen Parallelschwingkreis zusammengefasst werden. Da unser Ziel darin besteht, eine möglichst hohe Impedanz zu erreichen, wird dieser der Balun so dimensioniert, dass die Resonanzfrequenz im Arbeitspunkt zu liegen kommt. Aus den Grundformeln des Parallelschwingkreises, lassen sich folgende Formeln für den Balun ableiten.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_p}} \quad (3.2)$$

$$Q = 2 \cdot R_{FE} \cdot \sqrt{\frac{C_p}{4 \cdot L}} \quad (3.3)$$

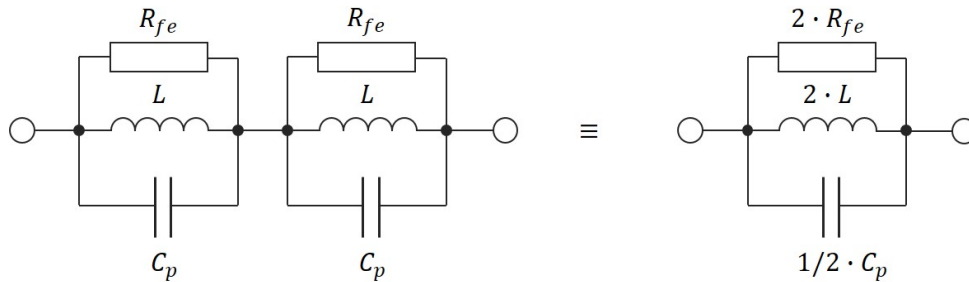


Abbildung 3.4: Situation im Gleichtaktbetrieb

3.2 Die Kernfrage

Damit sich die Felder im Gegentaktmodus aufheben, muss ein Kern mit hoher Permeabilität verwendet werden. Dadurch wird ein höherer Kopplungsfaktor zwischen den Spulen ermöglicht und gleichzeitig kann eine höhere Induktivität bei gleicher Windungszahl erreicht werden. In der Formel 3.3 ist ersichtlich, dass die Güte des Schwingkreises umgekehrt proportional zu den Magnetisierungsverlusten R_{FE} bei der Resonanzfrequenz ist. Verwendet man einen Kern mit hohen Magnetisierungsverlusten, wird der Balun breitbandiger, sperrt jedoch unerwünschte Mantelwellen weniger. Verwendet man einen Kern mit wenigen Verlusten, ist das Gegenteil der Fall. Für unsere Anwendung ist kein breitbandiger Balun gefordert, aber um das Wickeln der Spulen zu vereinfachen, verwenden wir einen eher breitbandigen Kern. Dies gibt uns einen Spielraum bei der Realisierung. Deshalb verwenden wir anstelle eines Eisenkerns einen Ferritkern. (Ersterer ermöglicht eine hohe Güte, bei geringer Bandbreite.)

Wir haben mit folgenden Kriterien nach einem Ferrit gesucht:

- Form: Toroid
- Material: Ferrit
- Permeabilität: möglichst hoch bei 20MHz und wenn möglich konstant

Weil der Werkstoff 4C65 gemäss Abbildung 3.5 bei 20MHz die höchste Permeabilität aufweist und diese auch ziemlich konstant ist, fiel die Wahl auf diesen Werkstoff.

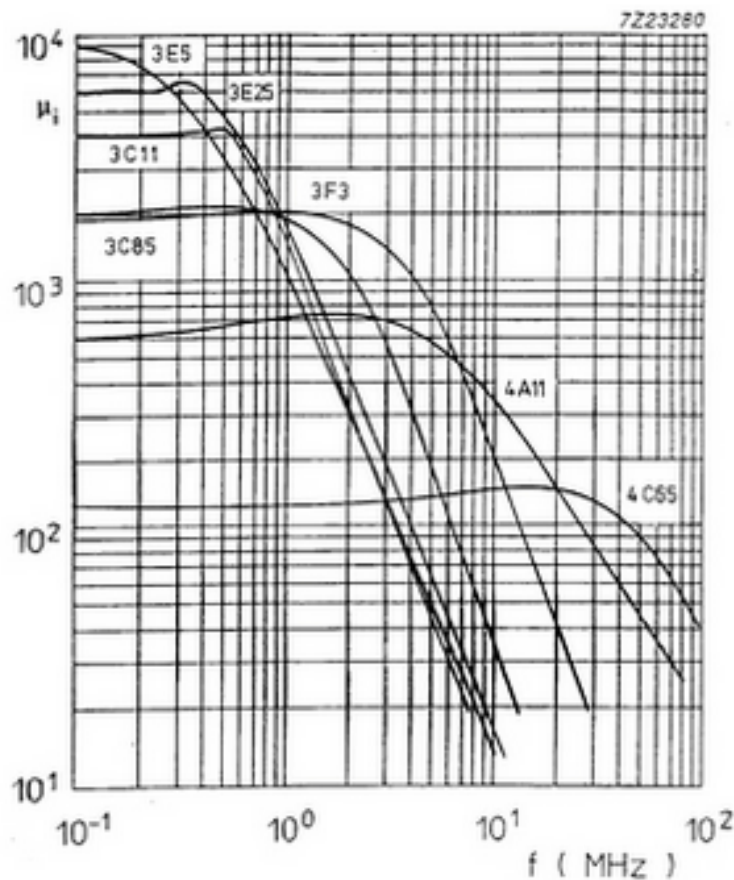


Abbildung 3.5: Permeabilität in Abhängigkeit der Frequenz verschiedener Werkstoffe

3.3 Windungszahl

Da der Kern nun bestimmt ist, gilt es die Windungszahl zu bestimmen. Mit der Anzahl Windungen soll die Resonanzfrequenz auf unsere Arbeitsfrequenz abgestimmt werden. Wie bereits erwähnt, ist die Resonanzfrequenz folgendermassen definiert:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_p}} \quad (3.4)$$

Die Induktivität einer Toroidspule kann mit folgender Formel berechnet werden. Dabei ist N die Windungszahl, b die Höhe des Toroids, r_2 der Aussendurchmesser und r_1 der Innendurchmesser des Toroids.

$$L_{Toroid} = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot b}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (3.5)$$

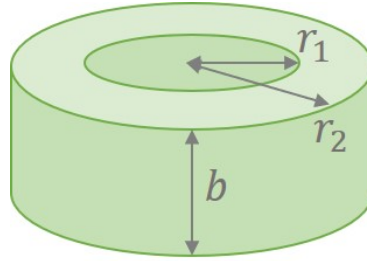


Abbildung 3.6: Geometrie Toroid

Für die Eigenkapazität C_p der Spule gibt es keine Eindeutige Formel. Wir haben deshalb versucht, diese mit starken Vereinfachungen zu berechnen. Dabei haben wir die runden Oberfläche zweier verdrehter Drähte als Plattenkondensatoren approximiert. Mit dem Korrekturfaktor K_1 wird der Drahtdurchmesser auf die Plattenoberfläche abgebildet. Weil zwei Drähte nicht ideal aneinanderliegen, ist der Plattenabstand grösser als $2 \cdot d_I$. Um dem gerecht zu werden, wurde der Korrekturfaktor K_2 eingeführt. Die dabei entstandene Formel ist nachfolgen ersichtlich. Dabei ist b wieder die Höhe des Toroids, N die Windungszahl, r_{cu} der Drahtradius und d_I die Isolationsdicke.

$$C_{Toroid} = \varepsilon \cdot 2\pi \cdot b \cdot N \cdot \frac{r_{cu} \cdot K_1}{d_I \cdot 2 \cdot K_2} \quad (3.6)$$

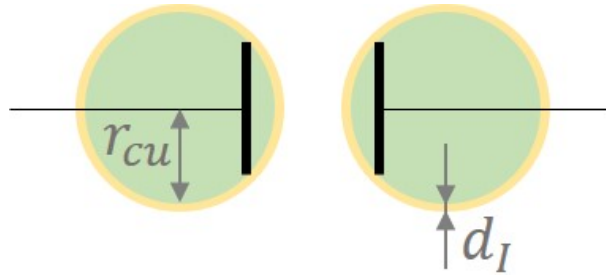


Abbildung 3.7: Vereinfachte Kapazität zweier benachbarter Windungen

Substituiert man 3.6 und 3.5 in Formel 3.4 und löst nach der Windungszahl N auf, erhält man schliesslich folgende Formel:

$$N = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot d_I \cdot K_2}{\omega_0^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot b^2 \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \cdot K_1 \cdot r_{cu}}} \quad (3.7)$$

Variable	Wert	Typ
ω_0	$2\pi \cdot 20MHz$	Aufgabenstellung
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} N/A^2$	Konstante
ε_0	$8.854 \cdot 10^{-12} As/Vm$	Konstante
d_I	$50 \mu m$	Datenblatt
μ_r	150	Datenblatt
ε_r	2.2	Datenblatt
b	$5.3 mm$	Datenblatt
r_{cu}	$250 \mu m$	Datenblatt
r_1	$13.1 mm$	Datenblatt
r_2	$23.7 mm$	Datenblatt
K_1	1.5	Geschätzt
K_2	3	Geschätzt

Eingesetzt in Formel 3.7 resultiert eine Windungszahl N von: 9.39 Windungen.

3.4 Draht oder Litze?

Grundsätzlich wäre für beste Resultate Litze zu verwenden, um den Skin-Effekt zu minimieren. Dafür müsste spezielle HF-Litze verwendet werden. Bei dieser müssten die Leiter zueinander isoliert sein und im Mittel über den Querschnitt gleich verteilt sein. Da auch mit dem Skin-Effekt der Kupferwiderstand im Gleichtaktmodus vernachlässigt werden kann und im Gegentaktmodus bei hohen Frequenzen C_p dominiert, können wir hier Draht verwenden.

4 Evaluierung

5 Erkenntnisse

6 Schlusswort