

---

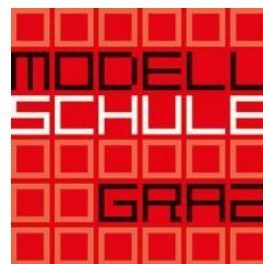
# **ENTWURF UND KONSTRUKTION EINER MUSIKSPIELENDE TESLASPULE**

---

**Vorwissenschaftliche Arbeit**

**Vorwissenschaftliche Arbeit verfasst von  
Nikolaus Juch  
8. Klasse**

**Betreuer: DI Dr. Andreas Gumbsch**  
In Kooperation mit:



**Februar 2020  
Modellschule Graz  
Fröbelgasse 28, 8020 Graz**

## Abstract

---

Diese vorwissenschaftliche Arbeit beschreibt ausgehend von theoretischen Grundlagen überblicksmäßig die Entwicklung einer musikspielenden bzw. sprechenden Teslaspule.

Nach einem, im Wesentlichen auf Literaturrecherchen basierenden, Überblick über diverse unterschiedliche Varianten von Teslaspulen sowie einer Erklärung des grundlegenden Prinzips wird näher auf ausgesuchte technische Aspekte diverser bereits bekannter elektronischer Schaltungen und deren Integration in ein eigenes System eingegangen.

Ferner wird näher auf den mechanischen Aufbau, die Dimensionierung sowie die Funktionsweise des praktisch konstruierten Demonstrators eingegangen, wobei diese Ausführungen vom Aufbau der Primär- und Sekundärwicklung, über das Tuning und das Funktionsprinzip der Audiowiedergabe bis hin zur elektromagnetischen Verträglichkeit sowie zu sicherheitstechnischen Überlegungen während des Betriebs reichen. Hierbei sind sehr viele eigens experimentell ermittelte Daten sowie Experten-Knowhow vom Institut für Elektronik und dem Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen der TU Graz eingeflossen.

Es folgt eine kurze Zusammenstellung der bisherigen Auftritte und Vorführungen der erfolgreich entwickelten sprechenden Teslaspule.

Fazit: Bei vordergründig einfach erscheinenden Projekten zeigt sich die Komplexität oft erst im Detail. So wurde auch die Ansteuerung der „IFE-Teslaspule“ bereits fünf Mal überarbeitet und optimiert, um einen reibungslosen Betrieb zu gewährleisten.

## Vorwort

Als ich in der 3. Klasse mit 13 Jahren dank eines Tipps meines Vaters eine Bewerbung für das Arbeitsweltprojekt unserer Schule an Prof. Deutschmann schickte, schrieb mir dieser noch am selben Abend zurück und bot mir an, dass ich ja auch schon einmal vor dem Projekt vorbeischauchen könne. Ich wurde am Institut als Schüler außerordentlich freundlich aufgenommen und darf seither praktisch jederzeit vorbeischauchen, wenn ich fachliche Hilfe benötige.

An dieser Stelle möchte ich mich zuerst ganz herzlich bei Herrn Univ.-Prof. Dr. techn. Bernd Deutschmann, dem gesamten Team des Instituts für Elektronik der TU Graz, der Schulleitung und meinen Lehrerinnen und Lehrern der Modellschule Graz sowie meinen Eltern bedanken, die es mir gemeinsam ermöglicht haben, einen großen Teil meiner Freizeit sowie zum Besuch von Lehrveranstaltungen auch immer wieder Schulzeit an der TU Graz und am Institut für Elektronik (IFE) zu verbringen. So war es mir auch möglich, im Rahmen meines außerordentlichen Studiums an meinem Bachelorprojekt, der „IFE-Teslaspule“, zu arbeiten.

Ganz besonders dankbar bin ich Herrn Univ.-Prof. Dr. Bernd Deutschmann, Herrn Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr. Klaus Krischan (Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen) sowie Herrn Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr. Gunter Winkler (ebenfalls vom Institut für Elektronik), dafür, dass sie mich, oft sogar in deren Freizeit, unglaublich tatkräftig bei der Umsetzung des Projekts der sprechenden IFE-Teslaspule unterstützt haben und immer als extrem kompetente Ansprechpersonen für mich da sind. Viele der in dieser Arbeit enthaltenen Informationen entstammen persönlichen Gesprächen mit eben genannten Experten oder wurden eigens am IFE experimentell ermittelt.

Abschließend möchte ich mich auch sehr herzlich bei meinem Betreuungslehrer, Herrn Dipl.-Ing Dr. Andreas Gumbsch, für die engagierte Unterstützung bei der Umsetzung dieser vorwissenschaftlichen Arbeit bedanken. Aufgrund des Umfangs des Projekts sowie den für das Verständnis erforderlichen Grundlagen war es nötig, in dieser Arbeit mehr als die üblichen 60 000 Zeichen zu verwenden, um der Leserin oder dem Leser das Thema näherzubringen.

# Inhaltsverzeichnis

<b>ABSTRACT .....</b>	<b>2</b>
<b>VORWORT .....</b>	<b>3</b>
<b>1 EINLEITUNG .....</b>	<b>6</b>
1.1 ZIELSETZUNG UND INHALT.....	6
1.2 GESCHICHTE.....	7
<b>2 FUNKTION UND AUFBAU EINER TESLASPULE .....</b>	<b>8</b>
2.1 SPARK GAP TESLA COIL - SGTC.....	8
2.1.1 Sekundärspule .....	9
2.1.2 Primärspule.....	9
2.1.3 Kopfelektrode .....	10
2.1.4 Aufbau .....	11
2.1.5 Beschaltung und grundlegendes Funktionsprinzip.....	12
2.1.6 Das Prinzip der Resonanz.....	13
2.2 SOLID STATE TESLA COIL - SSTC.....	14
2.2.1 Umsetzung der hochfrequenten Wechselstromquelle .....	14
2.2.1.1 Halbbrücke .....	15
2.2.1.2 H-Brücke .....	17
2.3 DUAL-RESONANT SOLID-STATE TESLA COIL - DRSSTC.....	18
<b>3 VORLAGEN UND ÜBERLEGUNGEN BEIM ENTWURF DER IFE-TESLASPULE .....</b>	<b>19</b>
3.1 STROMVERSORGUNG.....	19
3.2 GATE-ANSTEUERUNG.....	19
3.3 FEEDBACKZWEIG.....	20
3.3.1 Antenne.....	21
3.3.2 Primärseitiger Stromwandler.....	21
3.3.3 Sekundärseitiger Stromwandler .....	22
3.4 INTERRUPT-BETRIEB .....	23
3.4.1 Synchronisieren des Interrupt-Signals .....	25
3.4.2 Interrupter.....	25
<b>4 MECHANISCHER ENTWURF UND DIMENSIONIERUNG DER IFE-TESLASPULE .....</b>	<b>27</b>
4.1 SEKUNDÄRSEITE.....	27
4.1.1 Sekundärwicklung .....	27
4.1.2 Top-Load.....	29
4.1.3 Berechnen der Resonanzfrequenz $f_{r,sek}$ .....	30
4.2 PRIMÄRSEITE.....	31
4.2.1 Primärwicklung.....	31
4.2.2 Primärkondensator.....	32



4.3	ERMITTLUNG DER RESONANZFREQUENZ UND TUNING .....	33
4.3.1	Erste Methode .....	33
4.3.2	Zweite Methode .....	34
4.3.3	Abstimmen des Primärkreises .....	35
4.4	AUFBAU DER ANSTEUERUNG DER IFE-TESLASPULE .....	37
4.4.1	Hauptplatine.....	38
4.4.2	Treiberplatine.....	41
4.4.3	Kühlung der Leistungstransistoren .....	42
4.4.4	Elektromagnetische Verträglichkeit - EMV.....	44
<b>5</b>	<b>FUNKTIONEN UND WIEDERGABE VON MELODIEN.....</b>	<b>46</b>
5.1	SCHALTVORGÄNGE .....	46
5.2	WIEDERGABE VON MELODIEN .....	48
5.3	SCHUTZFUNKTIONEN UND VORAUSSETZUNGEN FÜR EINEN SICHEREN BETRIEB .....	48
5.3.1	Schutzfunktionen.....	49
5.3.1.1	Safe-State .....	49
5.3.1.2	Normaler Betriebszustand .....	50
5.3.1.3	Fehlerzustand.....	50
5.3.2	Personenschutz.....	50
<b>6</b>	<b>AUFTRITTE UND AUSZEICHNUNGEN .....</b>	<b>52</b>
6.1	LANGE NACHT DER FORSCHUNG 2018 .....	52
6.2	SCIENCE SLAM 2019 .....	52
6.3	INTERSPEECH 2019.....	52
6.4	BUCHPRÄSENTATION NIKOLA-TESLA-HALLE .....	53
6.5	FUTUREING AWARD 2019 .....	53
6.6	BALLBIERANSTICH BALL DER TECHNIK 2020 .....	53
6.7	BALL DER TECHNIK 2020 .....	54
<b>7</b>	<b>FAZIT UND AUSBLICK .....</b>	<b>55</b>
<b>8</b>	<b>ABKÜRZUNGS- UND BEGRIFFSVERZEICHNIS .....</b>	<b>56</b>
<b>9</b>	<b>FORMELZEICHEN-VERZEICHNIS .....</b>	<b>56</b>
<b>10</b>	<b>LITERATURVERZEICHNIS .....</b>	<b>57</b>
<b>11</b>	<b>ABBILDUNGSVERZEICHNIS.....</b>	<b>58</b>
<b>12</b>	<b>SCHALTPLÄNE .....</b>	<b>59</b>
12.1	SCHALTPLAN ONETESLA, DRSSTC .....	59
12.2	SCHALTPLAN DANIEL EINDHOVEN, SSTC .....	60
12.3	SCHALTPLAN D. EINDHOVEN, INTERRUPTER.....	61

# 1 Einleitung

Im Rahmen meiner Tätigkeit am Institut für Elektronik der TU Graz kam ich gemeinsam mit Professor Bernd Deutschmann auf die Idee, eine Teslaspule zu bauen. Bei einer Teslaspule handelt es sich um einen von Nikola Tesla entwickelten hochfrequenten Hochspannungs-Generator, mit dessen Hilfe aus einer kleinen Eingangsspannung Blitze generiert werden können. Wenn diese Blitze an der Teslaspule entstehen, erzeugen diese eine Schallwelle, mithilfe welcher bei geschickter Modulation Töne oder Klänge wiedergegeben werden können. Eine solche Teslaspule mit Blitzentladungen ist in Abb. 1 zu sehen:



Abb. 1: Die IFE-Teslaspule beim Ball der Technik mit Entladungen an der Top-Load, © 2020 alumniTUGraz 1887

Die so genannte IFE-Teslaspule sollte jedoch nicht nur, wie bereits viele andere Teslaspulen, mithilfe von MIDI-Files<sup>1</sup> Melodien über Blitze wiedergeben können, sondern Dank einer ausgeklügelten Ansteuerung auch in der Lage sein, jedes beliebige Lied und auch Sprachaufnahmen über ein normales 3,5mm-Klinkensystem wiederzugeben. Des Weiteren sollte die Teslaspule sowohl für die Analyse unterschiedlicher Leistungstransistoren und Gate-Treiber-Bausteine, als auch für didaktische Zwecke einsetzbar sein, um als anschaulicher Leistungselektronikdemonstrator schon junge Schülerinnen und Schüler für den spannenden Bereich der Elektronik faszinieren zu können.

## 1.1 Zielsetzung und Inhalt

Ziel dieser vorwissenschaftlichen Arbeit ist es, die theoretischen Grundlagen in der vorhandenen Fachliteratur zu recherchieren, um anschließend auf diesem Fundament ausgewählte technische Aspekte der am IFE der TU Graz durchgeführten praktischen Arbeit zu erläutern.

---

<sup>1</sup> MIDI steht für „Musical Instrument Digital Interface“

Es wird schwerpunktmäßig das Grundprinzip der Funktion und die Wiedergabe von Melodien erläutert. Details zur Sprachwiedergabe werden im Rahmen meiner Bachelorarbeit erläutert werden, da diese viele spezifische technische Vorkenntnisse erfordern und die Beschreibung all dieser, den üblichen Rahmen einer vorwissenschaftlichen Arbeit sprengen würde. Außerdem ist es aufgrund patentrechtlicher Überlegungen derzeit noch nicht möglich, genauere Informationen über das verwendete Ansteuerungsprinzip, bzw. konkrete Schaltpläne, zu veröffentlichen.

## **1.2 Geschichte**

Die Teslaspule (manchmal auch Tesla-Transformator genannt) wurde um 1900 von Nikola Tesla erfunden. Das Ziel Nikola Teslas war es, mithilfe dieser Apparatur über weite Strecken eine kabellose Signal- bzw. Energieübertragung zu ermöglichen. Aufschluss darüber geben seine beiden US-Patente: „Apparatus for transmission of electrical energy“ [1] und „Apparatus for transmitting electrical energy“ [2]. Mithilfe von Teslatriansformatoren mit gigantischer Sendeleistung wollte Tesla kabellose „freie Energie“ zur Verfügung stellen. Sein größter geplanter Sender, der sogenannte „Wardenclyffe Tower“, wurde jedoch aufgrund fehlender Finanzierung nie fertiggestellt.

Heute werden Teslaspulen meist nur noch zu Unterhaltungszwecken oder in seltenen Fällen auch für diverse Versuche im Zusammenhang mit Blitzentladungen verwendet.

## 2 Funktion und Aufbau einer Teslaspule

Es gibt unterschiedliche Arten von Teslaspulen, welche zwar auf demselben Prinzip basieren, sich aber grundlegend in der Ansteuerung unterscheiden. Da der Aufbau sowie das Grundprinzip von Teslaspulen immer gleich bleiben, werde ich diese und die einzelnen Komponenten wie Primärspule, Sekundärspule, Top-Load und Primärkondensator nur im Kapitel über SGTCs (Spark Gap Tesla Coils), die einfachste Form einer Teslaspule, genauer erklären und in den anschließenden Kapiteln über SSTCs (Solid State Tesla Coils) und DRSSTCs (Dual Resonant Solid State Tesla Coils) nur noch die Unterschiede in der Ansteuerung erläutern.

In Abb. 2 ist der Aufbau einer üblichen Teslaspule zu sehen. Diese besteht aus der Primärspule, der Sekundärspule und der Kopfelektrode (Top-Load). Die Eigenschaften der einzelnen Bauelemente werden in den folgenden Kapiteln näher beschrieben.

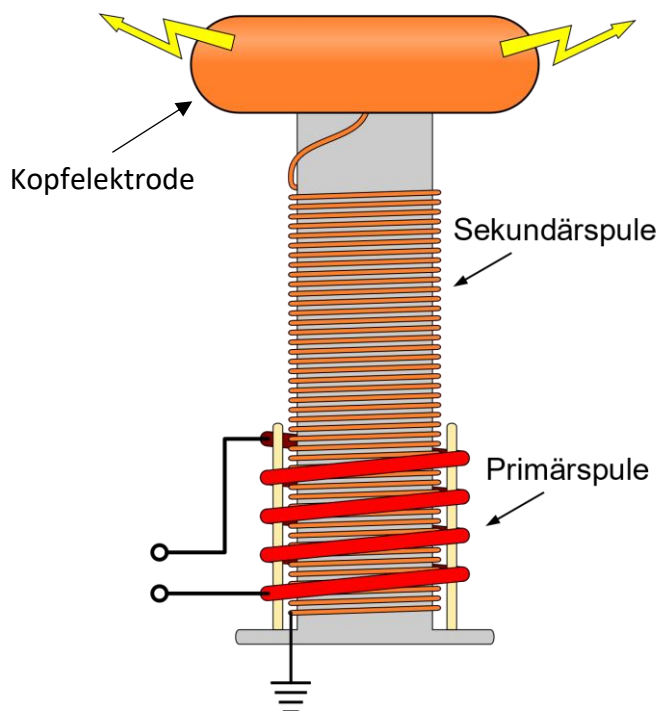


Abb. 2: Aufbau eines Tesla Transformators, Grafik von Biezl @ commons.wikimedia.org [11]

### 2.1 Spark Gap Tesla Coil - SGTC

Bei einer SGTC (Spark Gap Tesla Coil) handelt es sich um die einfachste (ursprüngliche) Form der Teslaspule. Sie wurde, 1891 von Nikola Tesla erfunden und ist die einfachste (und damals einzig mögliche) Methode, einen Tesla-Transformator anzusteuern. Den Namen verdankt sie ihrer Ansteuerungsmethode, welche auf einer Funkenstrecke (engl. „spark gap“) beruht.



### 2.1.1 Sekundärspule

Die Sekundärspule oder auch Sekundärwicklung ist eine längliche Luftspule. Sie besteht aus dünnem Kupferlackdraht, welcher mehrere tausend Mal auf ein Rohr gewickelt wird. Das untere Ende dieser Spule wird möglichst sicher mit Ground (Erdanschluss/PE) verbunden, um ein Bezugspotenzial zur Umgebung herzustellen. Das obere Ende wird mit der Top-Load (Kopfelektrode) verbunden. Als Spulenkörper werden meist Polokalrohre (Kanalrohre) verwendet. Diese haben den großen Vorteil, dass sie in jedem Baumarkt zu finden, günstig in der Anschaffung und einfach in der Handhabung sind.

Wird nun der Kupferlackdraht in einer Schicht auf dieses Rohr gewickelt, entsteht eine Spule, deren Induktivität sich mit folgender Formel berechnen lässt:

$$L = \mu \cdot A \cdot \frac{N^2}{h} = \mu \cdot N^2 \frac{\pi d^2}{4h} \quad [3, \text{p. 111}]$$

Setzt man für  $\mu$  die Permeabilität von Luft, für  $N$  die Anzahl an Windungen, für  $A$  die Fläche bzw. für  $d$  den Durchmesser der Spule und für  $h$  die Länge bzw. Höhe ein, erhält man  $L$ , die Induktivität der Spule in Henry. Die Induktivität der Sekundärspule ist in Kombination mit den im Schwingkreis auftretenden Kapazitäten ausschlaggebend für die Resonanzfrequenz, bei welcher die Teslaspuhle in weiterer Folge schwingt.

Da die Sekundärwicklung selbst eine recht große Oberfläche aufweist, ergibt sich eine Eigenkapazität ( $C_{\text{Eigen}}$ ), welche von vielen Faktoren, wie der Höhe  $h$  der Spule, der Dielektrizitätskonstante ( $\epsilon$ ) und der Wandstärke des Spulenkörpers abhängt. Vereinfacht lässt sich  $C_{\text{Eigen}}$  [in pF] jedoch mit folgender Formel aus dem Spulendurchmesser  $d$  [in cm] sowie einer Konstante  $K$ , welche vom Höhen- Durchmesser-Verhältnis abhängig ist und einer Tabelle entnommen werden kann, berechnen:

$$C_{\text{Eigen}} = K \cdot d \quad [4, \text{p. 43}]$$

$h/d$	5	4,5	4	3,5	3	2,5	2	1,5	1
$K$	0,81	0,77	0,72	0,67	0,61	0,56	0,5	0,47	0,46

Tabelle 1: Werte der Konstante  $K$  zur Ermittlung der Eigenkapazität  $C_{\text{Eigen}}$  [4, p. 43]

### 2.1.2 Primärspule

Die Primärspule, auch Primärwicklung genannt, besteht im Gegensatz zur Sekundärwicklung nicht aus vielen Windungen eines sehr dünnen Drahts, sondern nur aus wenigen Windungen eines sehr dicken Drahts.



Da bei Frequenzen im Bereich von 200-300 kHz schon der sogenannte Skin-Effekt<sup>2</sup> eine Rolle spielen kann, empfiehlt es sich, als Leiter für die Primärwicklung eine HF-Litze oder sogar ein Kupferrohr zu verwenden.

Die Primärwicklung liegt in unmittelbarer Nähe zur hochspannungführenden Sekundärwicklung. Sie muss so konzipiert werden, dass es nicht zu Überschlügen zwischen dem Sekundär- und dem Primärkreis kommen kann. Es gibt zwei Möglichkeiten, die Primärwicklung vor Überschlügen zu schützen: Da die Spannung gegen den Massebezugspunkt in der Sekundärwicklung in Richtung Top-Load zunimmt, kann man hohe Spannungen gegenüber der Primärwicklung vermeiden, indem man die Primärwicklung möglichst flach am unteren Ende der Sekundärspule aufwickelt. Um eine etwas bessere magnetische Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule herzustellen, kann man die Primärwicklung auch kegelförmig mit nach oben hin zunehmendem Durchmesser auslegen (siehe Abb. 3). So wird mit steigender Spannung zwischen Primärwicklung und Sekundärwicklung auch der Isolationsabstand größer, was die Gefahr eines Überschlags wesentlich verringert.



Abb. 3: Kegelförmige Primärwicklung, konstruiert und gerendert mit Fusion 360

Als zusätzlicher Schutz vor eventuell doch auftretenden Überschlügen kann über der obersten Windung ein offen ausgeführter Schutzring angebracht werden. Dieser wird mit dem Erdanschluss verbunden und dient so als eine Art Blitzableiter.

### 2.1.3 Kopfelektrode

Auf der Oberseite der Sekundärspule befindet sich, wie in Abschnitt 2.1.1 erwähnt, eine Kopfelektrode (Top-Load). Die Top-Load ist mit der obersten Windung verbunden und bildet mit der Umgebung einen Kondensator. Hierbei kann die Kopfelektrode als die eine Platte und die Umgebung als die zweite Platte eines Kondensators gesehen werden.

---

<sup>2</sup> Skin Effekt: Bei hochfrequenten Signalen fließt der Strom nur mehr an der Oberfläche des Leiters. So wird der effektive Leiterquerschnitt verringert, was zu erhöhten Verlusten führen kann.

Die Kopfelektrode kann als Metalltorus oder als Metallkugel realisiert werden. Hierbei ist der Torus gegenüber der Kugel zu bevorzugen, da aufgrund seiner größeren Oberfläche und somit auch größeren Kapazität mit demselben Durchmesser wesentlich längere Blitze entstehen können. [4, p. 41]

Da die „Fläche der Umgebung“ nicht klar definiert ist, kann man die Kapazität der Top-Load nicht mit der üblichen Formel für Plattenkondensatoren berechnen. Als gute Annäherung kann jedoch folgende Formel verwendet werden:

$$C_t = 0,5568 \left( 1,2781 - \frac{d}{D} \right) \sqrt{\pi d(D - d)} \quad [4, p. 43]$$

Dabei sind  $C_t$  die Kapazität der Torus-Elektrode in pF,  $d$  der Rohr- und  $D$  der Außendurchmesser des Torus in cm.

Die Kapazität einer kugelförmigen Kopfelektrode lässt sich mithilfe folgender Formel berechnen:

$$C_K = \frac{R}{0,9} \quad [4, p. 44]$$

Dabei sind  $C_K$  die Kapazität der Kugel-Elektrode in pF und  $R$  der Kugeldurchmesser in cm.

An der Top-Load wird eine Spitze, der sogenannte Breakout-Point, angebracht, um so an dieser Stelle hohe elektrische Feldstärken hervorzurufen und damit elektrische Überschläge zu ermöglichen. Bei diesem Effekt handelt es sich um die sogenannte Spitzenwirkung.

#### 2.1.4 Aufbau

Die Sekundärwicklung der Teslaspule wird, wie in Abb. 2 ersichtlich, konzentrisch zur Primärspule positioniert. Das untere Ende dieser wird, wie bereits erwähnt, mit Masse und das obere Ende mit der Top-Load verbunden.

In dieser Konfiguration bildet die Teslaspule einen  $\lambda/4$ -Dipol, bei dem das untere Ende auf Massepotenzial gehalten wird. Am oberen Ende bzw. an der Top-Load entsteht ein Spannungsbauch, wodurch an dieser die maximale, nur durch die Güte des Schwingkreises begrenzte Spannung auftritt. Es besteht auch die Möglichkeit, keines der beiden Enden mit Masse zu verbinden, um so einen  $\lambda/2$ -Dipol zu bilden. Die Primärwicklung wird in diesem Fall in der Mitte der Sekundärwicklung platziert während an den beiden Enden jeweils eine eigene Top-Load angebracht wird. An den Enden treten in diesem Fall zueinander invertierte Spannungsbäuche auf, was dann zwischen den beiden Top-Loads sehr hohe Spannungen zu Folge hat [4, p. 36]

Da es sich bei der Top-Load um einen geschlossenen Torus handelt, ist es wichtig, diesen etwa einen halben bis dreiviertel Rohrdurchmesser der Sekundärspule über der letzten Windung zu positionieren. Wird der Torus zu nahe an der Sekundärspule angebracht, wirkt dieser wie eine Kurzschlusswicklung. Dies führt zu unnötigen Verlusten und somit zu einer Verringerung der Effizienz der Teslaspule. Ist es nicht möglich, den Torus in einem angemessenen Sicherheitsabstand über der Sekundärspule anzubringen, kann auch auf einen offen ausgeführten Torus als Top-Load zurückgegriffen werden. Ähnliches gilt auch für das untere Ende der Teslaspule. Befindet sich, wie in meinem Fall, die Ansteuerungselektronik in einem Metallgehäuse unter der Teslaspule, ist an dieser Stelle ebenfalls zu beachten, dass ein ausreichender Sicherheitsabstand zwischen Primär- sowie Sekundärspule und dem Metallgehäuse eingehalten wird.

Da mithilfe der Primärspule recht starke hochfrequente Magnetfelder erzeugt werden, welche ähnlich wie bei einem Induktionsherd in leitfähigen Materialien einen Wirbelstrom induzieren und diese durch die so entstehenden Verluste sehr stark erwärmen können, ist es zu empfehlen, sämtliche mechanischen Verbindungen in der Nähe der Primärwicklung mit nicht leitfähigen Schrauben z.B. aus Nylon, oder mit Klebstoffen auszuführen.

### 2.1.5 Beschaltung und grundlegendes Funktionsprinzip

In Abb. 4 ist das Prinzip-Schaltbild einer SGTC dargestellt. Ein Hochspannungsnetzteil ( $U_{in}$ ) lädt den Primärkondensator  $C_{PRIM}$  auf. Nach einer gewissen Zeit ist die Spannung hoch genug, um einen Überschlag an der Funkenstrecke zu verursachen. So wird der Stromkreis über die Primärwicklung ( $L_{PRIM}$ ) geschlossen. Die Primärseite bildet so einen Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz durch die Größe von  $C_{prim}$  sowie den Abstand der Elektroden und der dadurch variablen Durchbruchsspannung in der Funkenstrecke justiert werden kann.

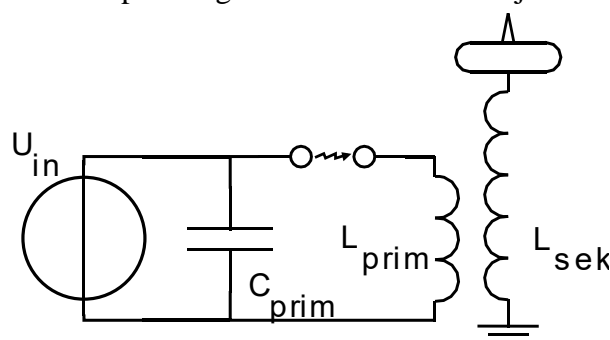


Abb. 4: Prinzip-Schaltbild einer SGTC, gezeichnet in Inkscape

Durch die lose elektromagnetische Kopplung zwischen der Primärwicklung ( $L_{PRIM}$ ) und der Sekundärwicklung ( $L_{SEK}$ ) wird nun ähnlich wie bei einem gewöhnlichen Transformator eine hohe Spannung in  $L_{SEK}$  induziert. Ein wichtiges Merkmal der Teslaspule ist, dass diese hohe Spannung an der Top-Load nicht nur aufgrund des Windungsverhältnisses zwischen Primär-



und Sekundärspule zustande kommt: Da es sich bei der Sekundärspule in Verbindung mit der Top-Load um einen Serienschwingkreis handelt, in dem sich die Blindwiderstände von Spule und Kondensator aufheben, wird der Strom einzig und allein durch den parasitären ohmschen Widerstand der Schaltung begrenzt. Durch die dadurch auftretenden hohen Ströme in der Schaltung treten an Kondensator und Spule – und somit an der Top-Load der Teslaspule – hohe Spannungsspitzen auf. [5] Diese Spannung ist dann hoch genug, um mit der in Abschnitt 2.1.3 beschriebenen Spitzenwirkung an der an der Top-Load angebrachten Kopfelektrode zu Entladungen zu führen. Dazu kommt noch, dass der Primär- und Sekundärschwingkreis in Resonanz betrieben werden. Das Prinzip der Resonanz wird im folgenden Abschnitt näher beschrieben:

### 2.1.6 Das Prinzip der Resonanz

Bei Teslaspulen handelt es sich um sogenannte resonante Transformatoren. Diese bestehen im Wesentlichen aus zwei miteinander gekoppelten Schwingkreisen, welche in ihrer Resonanzfrequenz ( $f_r$ ) möglichst genau aufeinander abgestimmt werden.

Der eine Schwingkreis ist im Fall einer Teslaspule der Serienschwingkreis bestehend aus der Sekundärspule in Kombination mit  $C_t$  (der Kapazität der Kopfelektrode) und  $C_{Eigen}$  (der Kapazität des Spulenkörpers). Die Resonanzfrequenz ergibt sich aus der Formel

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [6, \text{p. 92}]$$

$$f_{r,sek} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sek}(C_t + C_{eigen})}}$$

Die Resonanzfrequenz der Sekundärspule ist durch ihren physikalischen Aufbau festgelegt und kann im Nachhinein nur noch durch Veränderung der Top-Load variiert werden.

Die Resonanzfrequenz des Primärschwingkreises kann jedoch im Falle der SGTC durch den Wert des verwendeten Primärkondensators, den Abstand zwischen den Elektroden der Funkenstrecke sowie durch Variieren der Anschlussposition an der meist unisoliert ausgeführten Primärwicklung und der dadurch herbeigeführten Veränderung der Induktivität justiert werden. Wie eine Teslaspule am besten „getuned“ wird, wird in Kapitel 4.3 näher erläutert.

Das Resonanzprinzip kann, mithilfe zweier, durch eine Gummischnur schwach gekoppelter Pendel, veranschaulicht werden. Wenn beide dieselbe Resonanzfrequenz haben, wird das eine Pendel das andere immer genau zum richtigen Zeitpunkt ein wenig beschleunigen, sodass



langsam aber sicher eine immer größer werdende Auslenkung des zweiten Pendels auftritt. Sind die Resonanzfrequenzen jedoch nicht gleich, wird das zweite Pendel zwar noch immer von Zeit zu Zeit beschleunigt, jedoch hin und wieder auch abgebremst, das zweite Pendel wird so nie die größtmögliche Amplitude erreichen.

Bei der Teslaspule kommt noch hinzu, dass sich im Serienschwingkreis die Blindwiderstände der Spule und des Kondensators gegenseitig aufheben, wodurch beim Betreiben mit der Resonanzfrequenz wesentlich höhere Ströme auftreten können, und nicht unnötig Ladungen umgeladen werden müssen.

## 2.2 Solid State Tesla Coil - SSTC

Eine SSTC (Solid State Tesla Coil) ist mechanisch genau gleich aufgebaut wie eine SGTC. Der wesentliche Unterschied liegt in der Ansteuerung. Wie in Abb. 5 zu sehen, befindet sich anders als bei der SGTC, primärseitig kein Schwingkreis mehr, dieser wird durch eine hochfrequente

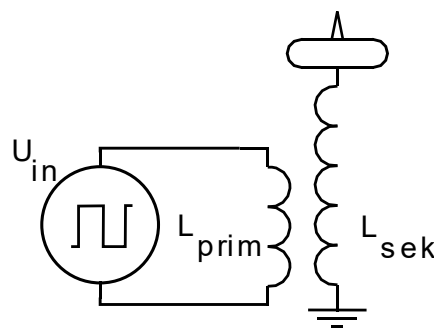


Abb. 5: SSTC mit  $U_{in}$  als hochfrequente Wechselstromquelle, gezeichnet in Inkscape

Wechselstromquelle ersetzt, deren Frequenz wiederum an die Resonanzfrequenz  $f_r$  des Sekundärschwingkreises angepasst wird. Wie diese Anpassung vorgenommen wird, wird in Kapitel 4.3 näher erläutert.

### 2.2.1 Umsetzung der hochfrequenten Wechselstromquelle

Für das Erzeugen der benötigten hochfrequenten Wechselspannung werden in der Praxis meist MOSFETs (metal oxide semiconductor field effect transistors) oder IGBTs (insulated gate bipolar transistors) verwendet <sup>3</sup>. Um mithilfe dieser Bausteine eine Wechselspannung mit variabler Frequenz erzeugen zu können, wird meist eine der folgenden Topologien verwendet. Man unterscheidet im Wesentlichen zwischen sogenannten Halbbrückenschaltungen und H-Brücken-Schaltungen.

<sup>3</sup> Bei MOSFETs und IGBTs handelt es sich um leistungselektronische Bauelemente, eine detaillierte Funktionsbeschreibung dieser würde den Rahmen dieser VWA sprengen. Vereinfacht können sie als elektronische Schalter gesehen werden.

### 2.2.1.1 Halbbrücke

Eine Halbbrücke besteht im Wesentlichen aus 2 steuerbaren Schaltern, in Abb. 3 sind diese als MOSFETs ( $T_1$  und  $T_2$ ) dargestellt.

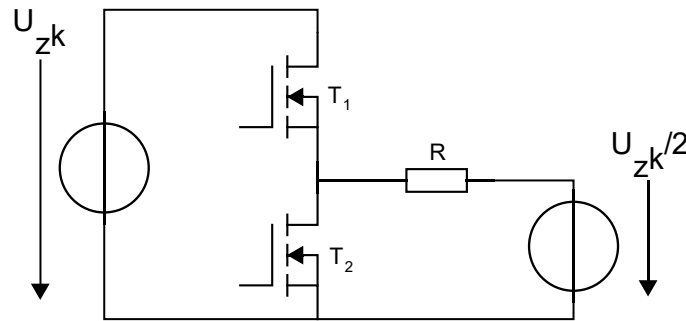


Abb. 6: Prinzipschaltbild einer Halbbrückenschaltung, gezeichnet in Inkscape

$T_1$  wird üblicherweise als „Highside-“ und  $T_2$  als „Lowside-“ Transistor/Schalter bezeichnet. Die beiden Schalter bilden eine Serienschaltung, über welche die Zwischenkreisspannung ( $U_{zk}$ ) angelegt wird. Die zu treibende Last (Widerstand  $R$  in Abb. 6) wird einerseits mit dem Knotenpunkt zwischen  $T_1$  und  $T_2$  und andererseits mit der halben Zwischenkreisspannung  $\frac{U_{zk}}{2}$  verbunden. Diese halbe Zwischenkreisspannung wird meist mithilfe eines kapazitiven Spannungsteilers erzeugt.

Um nun einen Wechselstrom durch die Last  $R$  fließen zu lassen, werden  $T_1$  und  $T_2$  abwechselnd ein- und ausgeschaltet, was jedes Mal die Stromrichtung durch den Widerstand  $R$  umdreht. Die Stromverläufe sind in Abb. 7 und Abb. 8 eingezeichnet.

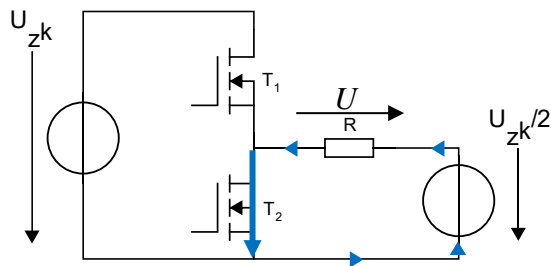


Abb. 7: Schaltzustand 1  $\rightarrow T_1 = \text{aus}$  und  $T_2 = \text{ein}$

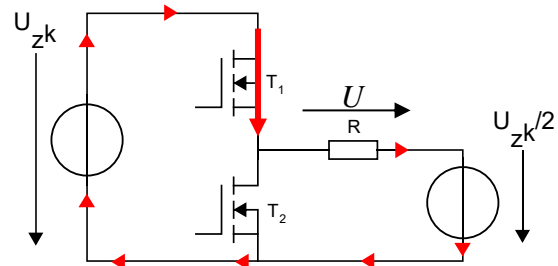


Abb. 8: Schaltzustand 2  $\rightarrow T_1 = \text{ein}$  und  $T_2 = \text{aus}$

Wenn man nun für beide Fälle die Maschengleichungen  $M_1$  und  $M_2$  aufstellt, sieht man, dass die Spannung an der Last  $R$  abhängig vom aktuellen Schaltzustand entweder  $+\frac{U_{zk}}{2}$  oder  $-\frac{U_{zk}}{2}$  annimmt.

$$\begin{aligned}
 M_1: \quad & U_R + \frac{U_{zk}}{2} = 0 \rightarrow U_R = -\frac{U_{zk}}{2} \\
 M_2: \quad & -U_{zk} + U_R + \frac{U_{zk}}{2} = 0 \rightarrow U_R = U_{zk} - \frac{U_{zk}}{2} = \frac{U_{zk}}{2}
 \end{aligned}$$

Beim Ansteuern der Leistungstransistoren muss darauf geachtet werden, dass diese zu keinem Zeitpunkt gleichzeitig eingeschaltet werden. Das würde zu einem Kurzschluss der Zwischenkreisversorgung führen, was angesichts der in einer Teslaspule zur Verfügung stehenden Leistungen zu einer katastrophalen Zerstörung der Halbleiter-Bauelemente führen würde.

Es kann auch passieren, dass die Transistoren zwar nicht gleichzeitig eingeschaltet sind, aber der zuvor eingeschaltete zwar nicht mehr komplett durchgeschaltet ist, sich jedoch noch immer in einem recht niederohmigen Zustand befindet. Wenn nun der andere Transistor einschaltet, führt dies zu Querströmen, welche im niederohmigen Transistor unnötige Verluste hervorrufen.

Um genau das zu verhindern, steuert man Halbbrücken nach dem Motto „break before make“ an. Das bedeutet, anstatt die Transistoren einfach gegengleich zu schalten, wird zwischen dem Ausschalten des einen und dem Einschalten des anderen Transistors eine kurze Verriegelungszeit eingeführt. So wird sichergestellt, dass der zuvor eingeschaltete Transistor auch sicher wieder komplett aus ist, bevor umgeschaltet wird. In Abb. 9 sieht man das, an den Treiber, angelegte Steuersignal für High- und Lowside (Trace 1,2) und das, vom Treiber erzeugte, Steuersignal für die Transistoren (Trace 3,4).

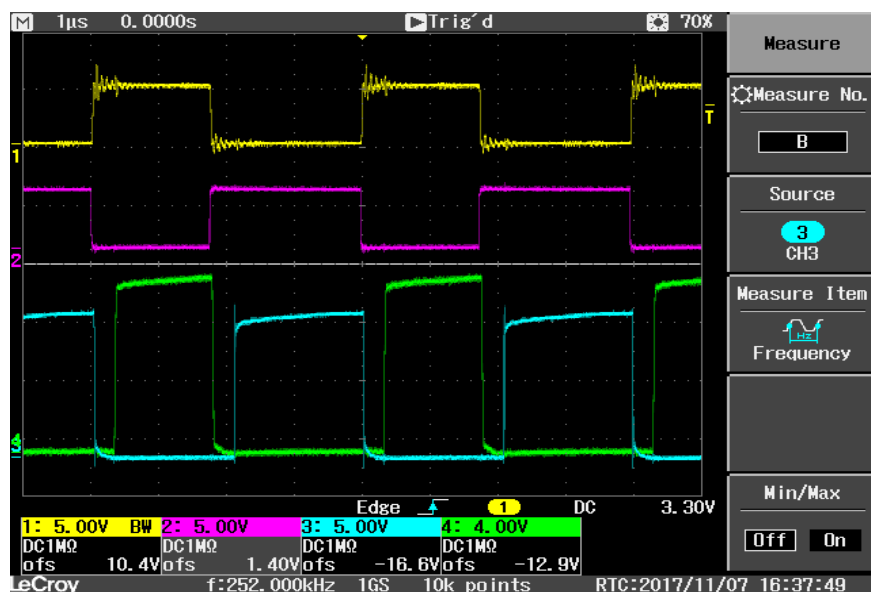


Abb. 9: Verriegelungszeit eines Gate Treibers in der Praxis, eigene Aufnahme

Anders als das Steuersignal weist dieses nun zwischen dem Umschalten immer kurze Pausen von etwa 320 ns auf.



### 2.2.1.2 H-Brücke

Eine H-Brücke, wie in Abb. 10 dargestellt, ist prinzipiell eine doppelte Halbbrücke. Anstelle der halben Zwischenkreisspannung wird die andere Seite der Last mit einer weiteren Halbbrücke verbunden.

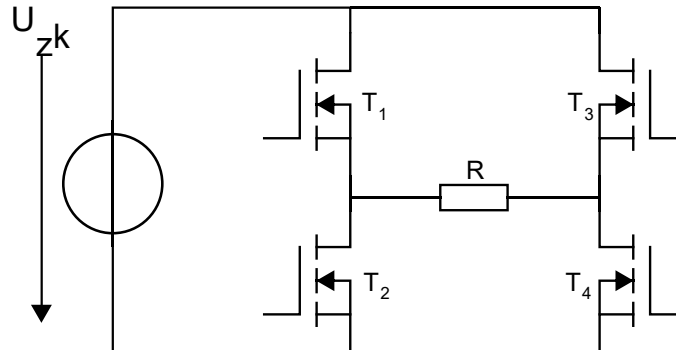


Abb. 10: H-Brückenschaltung, gezeichnet in Inkscape

Schalten nun  $T_1$  und  $T_4$  ein, liegt an unserer Last ( $R$ ) anders als bei der Halbbrücke nicht nur die halbe, sondern die volle Zwischenkreisspannung an. Dies erhöht bei einer rein resistiven Last die umgesetzte Leistung um das Dreifache und verdoppelt den erreichbaren Maximalstrom in ohmsch-induktiven Lasten, wie diese bei einer Teslaspule auftreten. Auch werden mithilfe der H-Brücke die Verluste in den, in Halbbrücken verwendeten, Spannungsteilern vermieden. All diese Vorteile machen dies zur bevorzugten Schaltung für möglichst leistungsstarke Teslaspulen. Bei der IFE-Teslaspule fiel die Entscheidung trotzdem auf eine Halbbrücke, da die Nachteile bei kleinen Teslaspulen nicht sonderlich ins Gewicht fallen und dafür nur die Hälfte der Bauteile benötigt wird. Für zukünftige, größere, Teslaspulen wird jedoch sehr wahrscheinlich eine H-Brücke eingesetzt werden.

Genau wie bei Halbbrücken wird auch bei H-Brücken mithilfe von Verriegelungszeiten dafür gesorgt, dass sich  $T_1$  und  $T_2$  sowie  $T_3$  und  $T_4$  niemals gleichzeitig in einem leitenden Zustand befinden.

## 2.3 Dual-Resonant Solid-State Tesla Coil - DRSSTC

Nun kommen wir zu der Teslaspule, welche ich in die Praxis umgesetzt habe, um damit Musik und Sprache wiederzugeben. Es handelt sich dabei um eine DRSSTC (**D**ual **R**esonant **S**olid **S**tate **T**eslacoil). Eine DRSSTC kann als eine Kombination aus SGTC und SSTC gesehen werden.

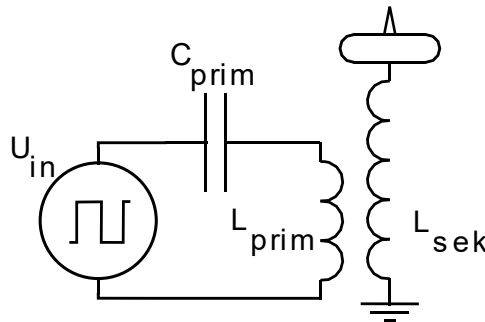


Abb. 11: Prinzip-Schaltbild einer DRSSTC, gezeichnet in Inkscape

Bei einer DRSSTC wird zwischen der hochfrequenten Wechselstromquelle und der Primärwicklung noch ein Primärkondensator ( $C_{prim}$ ) eingefügt. Dieser Kondensator bildet mit der Primärwicklung ähnlich wie die Sekundärwicklung mit der Top-Load einen Serienschwingkreis.

Dank diesem primärseitigen Serienschwingkreis, bei dem sich im Resonanzbetrieb die Blindwiderstände der Spule und des Kondensators, wie bereits in Abschnitt 2.1.5 erklärt, aufheben, können mit derselben Ansteuerung wie bei SSTCs wesentlich höhere Ströme im Primärkreis erzielt werden. So können im Vergleich zu SSTCs bei praktisch gleicher Baugröße deutlich größere Blitze an der Top-Load erzielt werden.

Um einen optimalen Output an Blitzen zu erzielen, ist es wichtig, die Resonanzfrequenz der Primär- und Sekundärseite möglichst genau aneinander anzupassen und diese dann mithilfe der Wechselstromquelle auch bei dieser Frequenz anzusteuern.

Die Frequenz des Primärschwingkreises  $f_{r,prim}$  berechnet sich ähnlich wie die des Sekundärschwingkreises in Abschnitt 2.1.6 mithilfe folgender Formel aus  $L_{prim}$  und  $C_{prim}$ :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [6, \text{p. 92}]$$
$$f_{r,prim} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{prim}C_{prim}}}$$

Beim sogenannten „Tuning“ wird die Resonanzfrequenz der beiden Schwingkreise mithilfe von unterschiedlichen Messaufbauten ermittelt und angepasst - mehr dazu in Kapitel 4.3.

### 3 Vorlagen und Überlegungen beim Entwurf der IFE-Teslapule

In der ersten Designphase der IFE-Teslapule galt es, sich über bisher bestehende Topologien zu informieren. Nach einer ausführlichen Internetrecherche stellten sich besonders die Topologien von „oneTesla“, einem amerikanischen Studententeam vom MIT [7], welches eine MIDI-modulierte DRSSTC konzipierte, sowie der mechanische Aufbau und Teile des Feedbackzweigs von Daniel Eindhoven von megavolt.nl [8] als hilfreich heraus.

#### 3.1 Stromversorgung

Die Hauptstromversorgung der beiden Entwürfe ist recht simpel ausgeführt und besteht aus einem Vollbrückengleichrichter, der über eine Schmelzsicherung mit dem 230 V-Netzanschluss verbunden wird. Dazu kommen noch große Stützkondensatoren, damit die Versorgungsspannung auch bei hohen Stromspitzen, wie sie beim Schalten der Halbbrücke auftreten, nicht einbricht. Diese gleichgerichtete Netzspannung (etwa 330V) wird mit der Halbbrücke sowie einem mit Kondensatoren gebildeten Spannungsteiler verbunden, um die für Halbbrücken benötigte halbe Versorgungsspannung zu generieren. Parallel zu den verwendeten Kondensatoren werden hochohmige Widerstände geschaltet, um diese nach dem Ausschalten der Teslapule möglichst rasch wieder zu entladen, und dadurch etwaige Stromschläge zu verhindern.

#### 3.2 Gate-Ansteuerung

Beide dieser Entwürfe verwenden sogenannte Gate<sup>4</sup> Drive Transformers (GDTs) für das Ansteuern der Leistungstransistoren in einer Halbbrücke. Hierfür wird, wie im Schaltplan in Kapitel 12.2 und in Abb. 12 zu sehen ist, ein Transformator eingesetzt, welcher primärseitig eine Steuerwicklung und sekundärseitig 2 Ausgangswicklungen aufweist.

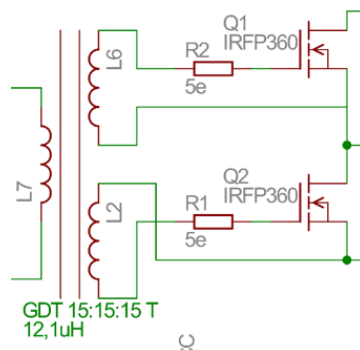


Abb. 12: Gate Drive Transformer zur Ansteuerung einer Halbbrücke, Ausschnitt aus Abb. 43 [8]

<sup>4</sup> Der zum Ansteuern des Transistors verwendete Anschluss wird bei IGBTs und MOSFETs „Gate“ genannt.

Diese sind so ausgekreuzt, dass die beiden Transistoren immer gegengleiche Signale zum Ansteuern bekommen. So wird auf einfache Art und Weise verhindert, dass beide Transistoren gleichzeitig einschalten können.

Um jedoch zu verhindern, dass sich ein Transistor noch in einem leitenden Zustand befindet, wenn der zweite einschaltet, kann mit einem wie in Abb. 13 gezeigten Dioden-Netzwerk am Gate der Transistoren dafür gesorgt werden, dass beide Transistoren schneller aus- als einschalten. So wird die Gate-Kapazität des Transistors beim Einschalten, wenn die Diode sperrt, über  $R_2$  geladen und beim Ausschalten, wenn die Diode leitet, über  $R_2$  und  $R_1$  parallel – und somit schneller – entladen.

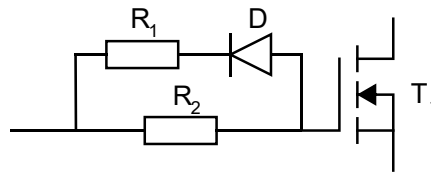


Abb. 13: Dioden Netzwerk am Gate eines Transistors, gezeichnet in Inkscape

In der IFE-Teslaspule wird aus diversen Gründen, wie u.a. der Option einer Verriegelungszeit, ein fertiger Gate-Treiber IC der Marke Texas Instruments verwendet.

### 3.3 Feedbackzweig

Um eine Teslaspule genau mit ihrer Resonanzfrequenz zu betreiben, gibt es unterschiedliche Möglichkeiten: Man könnte zum Beispiel einfach einen diskreten Oszillator mit einem Timer-IC<sup>5</sup> aufbauen, dessen Frequenz dann genau auf die gemessene Resonanzfrequenz der Primär- oder Sekundärseite eingestellt wird. Dabei gibt es allerdings ein grundlegendes Problem: Wenn die Teslaspule in einer anderen Umgebung aufgestellt wird, oder sich während des Betriebs jemand an die Top-Load annähert, wird die Kapazität dieser und somit auch die Resonanzfrequenz beeinflusst. Wenn die Halbbrücke und somit die Teslaspule nun mit einer fixen Frequenz betrieben wird, arbeitet sie nicht mehr im Resonanzbetrieb, was unter anderem die Blitzlänge deutlich verringern kann.

Um also auch bei variablen Umgebungsbedingungen einen optimalen Betrieb zu ermöglichen, ist es nötig, die Resonanzfrequenz des Schwingkreises kontinuierlich zu ermitteln, um mithilfe dieses Signals dann die Halbbrücke zu betreiben. Dies kann auf unterschiedlichen Wegen erreicht werden:

<sup>5</sup> IC steht für „Integrierter Schaltkreis“

### 3.3.1 Antenne

Besonders bei kleinen Teslaspulen, wie z.B. der Mini TS von oneTesla, sind Antennen eine beliebte, einfache Möglichkeit, die Resonanzfrequenz aufzugreifen. Dazu wird einfach in der Nähe der Teslaspule eine Antenne aufgestellt, welche problemlos die hochfrequenten elektromagnetischen Wechselfelder auffängt [7]. Man erhält so ein gepulstes<sup>6</sup> sinusförmiges Signal. Dieses wird mithilfe von Komparatoren oder Schmitt-Trigger-Logikgattern in ein rechteckförmiges Signal konvertiert, welches dann zum Ansteuern der Halbbrücke verwendet werden kann.

### 3.3.2 Primärseitiger Stromwandler

Eine zuverlässigere Methode zur Ermittlung der Resonanzfrequenz der Primärseite sind sogenannte Stromwandler oder auch „Stromtrafos“. Diese werden oft zur quantitativen kontaktlosen Messung von hohen Wechselströmen verwendet. Sie sind in unterschiedlichen Übersetzungsverhältnissen erhältlich und bestehen meist aus mehreren sekundären Windungen, durch die der stromführende Leiter (die Primärwindung) durchgeführt wird. Die Anzahl der Windungen bestimmt dann auch das Übersetzungsverhältnis des Stromwandlers.

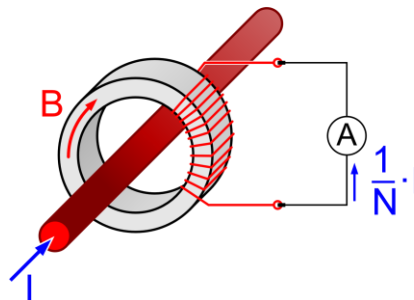


Abb. 14: Schematischer Aufbau eines Stromwandlers, Grafik von Biezl @ commons.wikimedia.org [12]

Nun kann die Zuleitung der Primärwicklung durch den Stromwandler durchgeführt werden, um den Strom im resonanten Betrieb zu messen. An den Ausgang des Stromwandlers wird nun ein sogenannter Bürde-Widerstand angeschlossen, an dem dann nach dem Ohmschen Gesetz ein Spannungsabfall gemessen werden kann, der proportional zum Strom durch Primär- oder Sekundärwicklung ist. Aus diesem Signal wird nun wieder, wie in Abschnitt 3.3.1 kurz beschrieben, ein Rechtecksignal generiert, welches zum Ansteuern der Halbbrücke verwendet werden kann.

Mit dieser Methode wird die Resonanzfrequenz des Primärschwingkreises als Feedback benutzt. So kann dieser ideal betrieben und unnötige Verluste in den Leistungshalbleitern

<sup>6</sup> Da Teslaspulen meist nicht kontinuierlich sondern gepulst betrieben werden, ist auch das empfangene Feedback-Signal gepulst. Siehe Kapitel 3.4

vermieden werden. Sind jedoch Primär- und Sekundärschwingkreis nicht gut aufeinander abgestimmt, wird der Sekundärkreis nicht genau bei seiner Resonanzfrequenz betrieben, was zu kürzeren Blitzen oder im Fall einer Audiomodulation auch zu einem undeutlichen Klang führt.

Beim Einsetzen von primärseitigen Stromwandlern ist zu beachten, dass bei falscher Dimensionierung der Bürde sehr hohe Spannungen an dieser auftreten können. Um die Eingangsschaltung zu schützen, ist es ratsam, Klemmdioden zu GND und zur Versorgungsspannung (VCC) einzubauen, welche die Spannung dann auf ca. 0,7 V über VCC bzw. ca. -0,7 V begrenzen.

### **3.3.3 Sekundärseitiger Stromwandler**

Um das gegen Ende von Abschnitt 3.3.2 erwähnte Problem zu umgehen, kann solch ein Stromwandler wie im Schaltungsentwurf von D. Eindhoven [8] statt in den Primärkreis auch in den Sekundärkreis implementiert werden. Hierzu wird einfach der Erdanschluss am unteren Ende der Sekundärwicklung durch den Stromwandler geführt. Die Verarbeitung des Signals geschieht anschließend gleich wie in Abschnitt 3.3.2.

Nun wird der Sekundärkreis immer genau mit seiner Resonanzfrequenz betrieben. Die Blitzleistung bleibt so auch bei minimalen Veränderungen der Kapazität der Top-Load weitgehend konstant. Allerdings wird der Primärkreis nun nicht mehr optimal betrieben, was primärseitig zu einer Belastung der Leistungstransistoren führen kann.

Ein „ideales Feedback“, bei dem beide Schwingkreise genau bei ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden, gibt es nicht. Die Teslaspule muss also so gebaut werden, dass die Resonanzfrequenzen von Primär- und Sekundärkreis möglichst genau übereinstimmen.

Um beide Feedbackzweige testen zu können, wurde die IFE-Teslaspule so gebaut, dass die Möglichkeit besteht, mithilfe einer Steckbrücke zwischen Primär- und Sekundärfeedback zu wechseln.

### 3.4 Interrupt-Betrieb

Um die Leistungstransistoren zu schonen und auch wirklich Blitze und keine Plasmaflamme zu erzeugen, werden Teslaspulen meist gepulst betrieben. In Schaltplan 12.2 wird dies ganz einfach umgesetzt. Abb. 15 zeigt den Steuerteil der SSTC von D. Eindhoven, welcher auch schon teils in der Erklärung der Gate-Ansteuerung in Kapitel 3.2 gezeigt wurde.

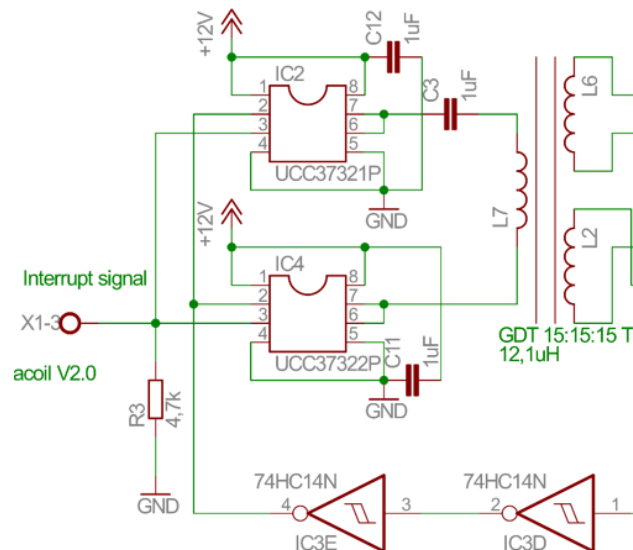


Abb. 15: Umsetzung des gepulsten Betriebs, Ausschnitt aus Abb. 43 [8]

Bei den beiden „UCC3732x“ ICs, welche im Schaltplan mit IC2 und IC4 gekennzeichnet sind, handelt es sich um Treiber-ICs. Die Aufgabe dieser ist, das Signal vom Input (Pin 2) mit mehr Leistung am Output (Pin 7,6) zu schalten und so den GDT (siehe Kapitel 3.2) zu treiben. Dies geschieht allerdings nur, wenn der Enable-Pin (Pin 3) ebenfalls aktiviert ist. So kann mithilfe dieses Enable-Pins bei einem kontinuierlich anliegenden Feedback-Signal am Input (Pin 2) das Ausgangssignal gepulst werden. Dieses sogenannte Interrupt-Signal kann nun z.B. mit einem externen Frequenzgenerator generiert werden, um mit der Teslaspule unterschiedliche Frequenzen abzuspielen. Diese Tatsache wird beim Wiedergeben von Musik mithilfe der Blitze eine große Rolle spielen.

Da die Teslaspule mit ihrer Resonanzfrequenz immer nur in kurzen Bursts<sup>7</sup>, deren Länge durch die Pulsweite des Interrupt-Signals definiert ist, betrieben wird, wird dieser Betriebsmodus auch Burst-Modus genannt. Die Burstlänge wird so definiert, dass das Tastverhältnis<sup>8</sup> in etwa zwischen 10 und 30 % liegt, um die Leistungstransistoren nicht zu überlasten.

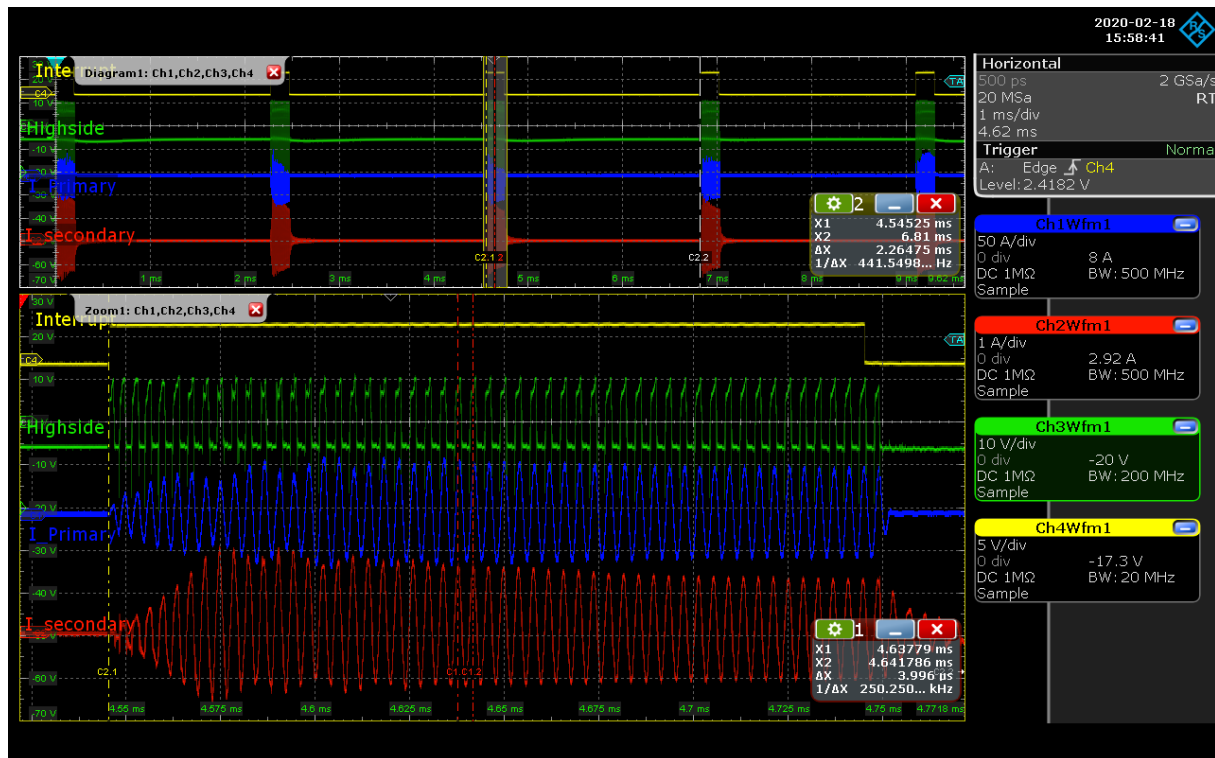


Abb. 16: 440 Hz Bursts mit 200  $\mu$ s Länge, eigene Aufnahme

In Abb. 16 sind das Interrupt-Signal, die Steuerspannung des Gates des Highside-Transistors sowie der Strom durch Primär- und Sekundärkreis der IFE-Teslaspule abgebildet. In „Diagram1“ ist ein Zeitausschnitt von etwa 10 ms zu sehen, in welchem mit einer Frequenz von 440 Hz Bursts auftreten. Im Diagramm „Zoom1“ wird einer dieser 200  $\mu$ s langen Bursts genauer betrachtet. Anhand der mit den Cursors durchgeführten Messungen lässt sich die Burstfrequenz mit 440 Hz, sowie die Resonanzfrequenz der Teslaspule mit etwa 250 kHz bestätigen.

<sup>7</sup> Ein Burst ist ein Puls aus mehreren höherfrequenten Schwingungen.

<sup>8</sup> Das Tastverhältnis oder auch „duty-cycle“ beschreibt das Verhältnis zwischen Einschaltzeit und Periodendauer eines logischen Signals.



### 3.4.1 Synchronisieren des Interrupt-Signals

Im Entwurf von oneTesla wurde, wie in Schaltplan 12.1 zu sehen ist, noch eine weitere Funktion eingefügt, welche das vergleichbar langsame Interrupt-Signal mit den Flanken des wesentlich schnelleren Feedback-Signals synchronisiert, um bei noch nachschwingendem Strom im Primärkreis nicht asynchron auszuschalten und somit die Transistoren zu schonen [9, p. 14]. Dies wird mit einem D-Flipflop erreicht. In Abb. 17 sieht man diesen zur Synchronisierung verwendeten Schaltungsteil. Der  $D$  Input des Flip-Flops wird permanent mit 5V verbunden. Dadurch wird jedes Mal, wenn eine positive Flanke des Feedback-Signals am Clock Input ( $CLK$ ) anliegt, der Output ( $Q$ ) logisch „high“ und der Invertierende Ausgang ( $\bar{Q}$ ), welcher für den Enable-Input der Treiberbausteine verwendet wird, „low“ geschaltet.

Das Interrupt-Signal wird mithilfe von  $IC1A$  invertiert und mit dem invertierten Clear ( $CLR$ ) Eingang des Flip-Flops verbunden.

Daraus folgt: Wenn das Interrupt-Signal high ist, wird das D Flip-Flop zurückgesetzt,  $Q$  ist „low“ und  $\bar{Q}$  ist „high“, die Transistoren schalten im Takt des Feedback-Signals. Wenn das Interrupt-Signal wieder „low“ ist, wird erst bei der nächsten steigenden Flanke des Feedback-Signals der Schaltvorgang beendet.

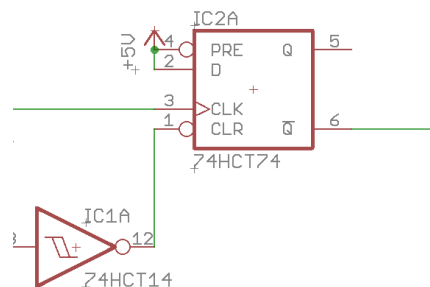


Abb. 17: Schaltung zur Synchronisierung des Interrupt-Signals, Ausschnitt aus Abb. 42 [7]

Eine etwas erweiterte Version dieser Synchronisierungsschaltung wurde auch in der IFE-Teslapule verbaut.

### 3.4.2 Interrupter

Das beschriebene Interrupt-Signal wird mit einem sogenannten Interrupter erzeugt. Im Wesentlichen handelt es sich dabei um einen Frequenzgenerator, welcher bei einer gewünschten Frequenz kurze Pulse mit einer manuell variablen Pulsbreite erzeugt.

OneTesla verwendet hierzu einen Microcontroller, dies gibt ihnen die Möglichkeit, mit recht wenig Aufwand durch kontinuierliches Variieren der verwendeten Frequenz Melodien abzuspielen bzw. auch mit festen Frequenzen einfach nur Blitze zu erzeugen.



D. Eindhoven verwendet hierzu eine einfache Schaltung mit Vorverstärker für ein Musiksinal, einem Komparator zum Erfassen der Frequenz und einem Überspannungsdetektor als visuelle Hilfe für das Anpassen der Verstärkung des Vorverstärkers.

Um den Interrupter mit der Teslaspule zu verbinden, verwendet D. Eindhoven einfach ein normales Kabel. Um den Benutzer des Interrupters in einem Fehlerfall trotzdem vor potenziell gefährlichen Stromschlägen zu schützen, wurde im Interrupter ein Optokoppler<sup>9</sup> eingebaut, welcher die Teslaspule und den Interrupter galvanisch trennt.

OneTesla verwendet als galvanische Trennung zwischen Interrupter und Teslaspule einen Lichtwellenleiter aus Plastik, welcher am Interrupter in einen Faseroptik-Sender und an der Teslaspule in einen Faseroptik-Empfänger gesteckt und verschraubt wird. So können auch Überschlüsse auf die Datenleitung zur Teslaspule ausgeschlossen werden.

---

<sup>9</sup> Ein Optokoppler besteht aus einer Leuchtdiode und einer Fotodiode oder einem Fototransistor. Die beiden Bauelemente sind elektrisch voneinander isoliert - Die Datenübertragung findet daher rein optisch statt.



## 4 Mechanischer Entwurf und Dimensionierung der IFE-Teslaspule

Beim Bau einer Teslaspule ist es wichtig, schon von Beginn an auf die korrekte Dimensionierung der Teslaspule zu achten. Die Resonanzfrequenzen der Primär- und Sekundärseite werden schon anfangs berechnet und möglichst exakt aufeinander abgestimmt. Dies ist aufgrund von mechanischen Toleranzen zwar nicht ganz exakt möglich, hilft jedoch die anfänglichen Frequenzunterschiede auf ein Minimum zu begrenzen.

### 4.1 Sekundärseite

Die Sekundärseite meiner Teslaspule besteht aus der auf ein Kunststoffrohr gewickelten Sekundärwicklung und einem bereits fertig erworbenen Aluminiumtorus als Top-Load.

Beim Entwurf der Sekundärseite ist darauf zu achten, mit der Länge des in der Sekundärwicklung verwendeten Drahtes wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben, möglichst nahe an ein Viertel der Resonanzwellenlänge zu gelangen, um als  $\lambda/4$ -Dipol zu agieren und den Spannungsbauch an der Top-Load nutzen zu können.

#### 4.1.1 Sekundärwicklung

Für die Sekundärseite meiner Teslaspule wurde ein 25 cm langes Kanalrohr mit 75 mm Durchmesser verwendet. Darauf wurden mithilfe einer Wickelmaschine etwa 1400 Windungen eines 0,15 mm dicken Kupferlackdrahts gewickelt. Daraus ergibt sich eine Spulenhöhe von 210 mm.

Um wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben keine Kurzschlusswicklung zu bilden, wurde der Sockel der Top-Load, welcher aus einer soliden rundgedrehten Aluplatte besteht, etwa 40 mm über der letzten Windung angebracht. Und fest mit dem Plastikrohr verklebt. Das obere Ende des

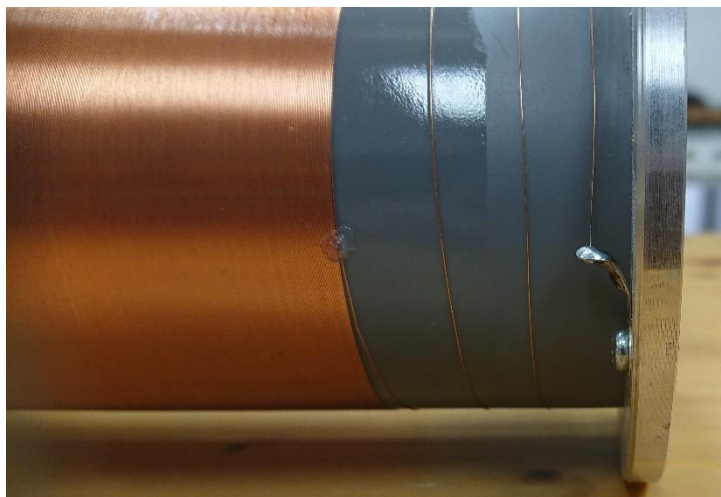


Abb. 18: Oberes Ende der Sekundärwicklung, eigene Aufnahme

Drahtes der Sekundärwicklung wird wie in Abb. 18 ersichtlich in einem steilen Winkel an die Aluplatte geführt, wo es mithilfe einer angeschraubten Lötöse befestigt ist.

Zum Berechnen der Kenngrößen der Sekundärwicklung werden die in Abschnitt 2.1.1 erläuterten Formeln verwendet. Die Induktivität berechnet sich aus dem Durchmesser, der Länge bzw. Höhe und der Anzahl der Windungen. Setzt man diese in die entsprechende Formel ein, erhält man eine

$$L = \mu N^2 \frac{\pi d^2}{4l}$$

$$L = \mu \cdot 1400^2 \frac{\pi \cdot 0,075^2}{4 \cdot 0,21} = 51,815 \text{ mH}$$

theoretische Induktivität von etwa 60 mH. Die Induktivität wurde anschließend empirisch mithilfe einer RCL-Messbrücke<sup>10</sup> ermittelt. Diese Messung ergab 56,4 mH.

Die Eigenkapazität der Sekundärwicklung berechnet sich mithilfe der bereits in Abschnitt 2.1.1 erwähnten Formel. Das Höhen-Durchmesser-Verhältnis der Sekundärwicklung liegt mit 210 mm Höhe und 75 mm Durchmesser bei 2,8.

$$h/d = \frac{210}{75} = 2,8$$

Die Konstante  $K$  für die Berechnung der Eigenkapazität liegt nach linearer Interpolation der Werte in Tabelle 1 in etwa bei 0,585.  $C_{\text{eigen}}$  beträgt demnach etwa 5 pF.

$$C_{\text{Eigen}} = K \cdot d = 0,585 \cdot 7,5 = 4,3875 \text{ pF} \quad [4, \text{ p. 43}]$$

---

<sup>10</sup> Bei RCL-Messbrücken handelt es sich um ein Messgerät zur Bestimmung von Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten.

#### 4.1.2 Top-Load

Für die Top-Load fiel die Entscheidung auf den in Abb. 19 abgebildeten gedrehten Aluminiumtorus mit 200 mm Durchmesser und 50 mm Rohrdurchmesser, welcher fertig bei eBay bestellt wurde.



Abb. 19: Aluminium Torus mit Breakout-Point, eigene Aufnahme

In der Mitte des Torus wurde ein ebenfalls aus Aluminium gedrehter Kegel mit eingeschnittenem M5-Gewinde angebracht, um die Verwendung unterschiedlicher Breakout-Points zuzulassen und so die durch unterschiedliche Geometrien verursachten Effekte zu erforschen.

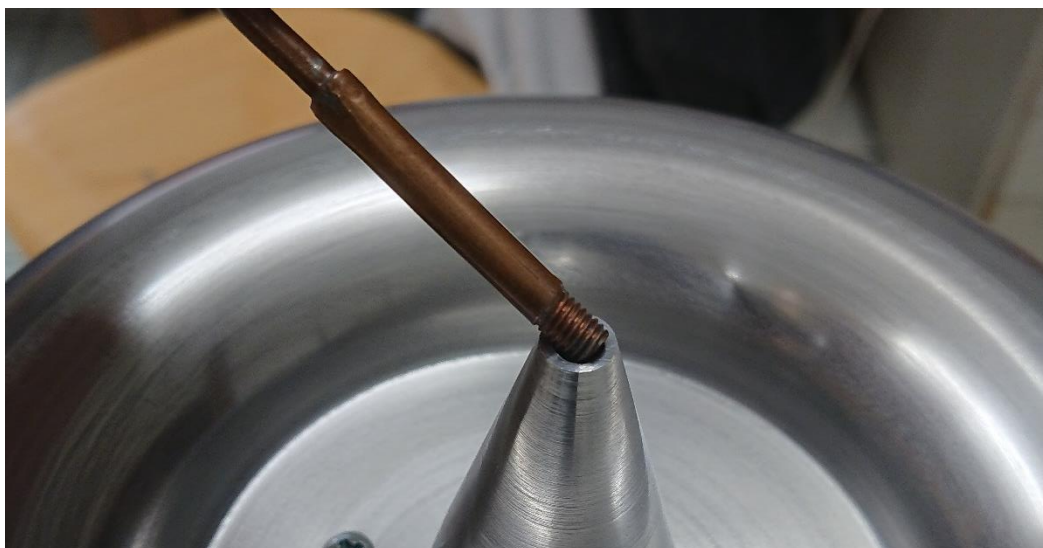


Abb. 20: Wechselbarer Breakout-Point, eigene Aufnahme

Die Kapazität der Top-Load kann wie in Abschnitt 2.1.3 beschrieben mit folgender Formel berechnet werden und beläuft sich auf etwa 8,8 pF.

$$C_t = 0,5568 \left( 1,2781 - \frac{d}{D} \right) \sqrt{\pi d(D-d)} \rightarrow [4, \text{p. 43}]$$

$$C_t = 0,5568 \left( 1,2781 - \frac{5}{20} \right) \sqrt{\pi \cdot 5(20-5)} = 8,787 \text{ pF}$$

Anders als bei der Induktivität der Sekundärwicklung kann dieser Wert aufgrund der nicht konkret definierten Umgebungsbedingungen nur schwer nachgemessen werden und wird einfach als gute Näherung angesehen.

#### 4.1.3 Berechnen der Resonanzfrequenz $f_{r,sek}$

Die Resonanzfrequenz der Sekundärseite lässt sich mithilfe folgender Formel aus der Eigenkapazität  $C_{eigen}$  der Kapazität der Kopfelektrode  $C_t$  und der Induktivität der Sekundärwicklung berechnen.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow [6, \text{p. 92}]$$

$$f_{r,sek} = \frac{1}{2\pi\sqrt{51,815 \text{ mH} \cdot (8,787 \text{ pF} + 4,3875 \text{ pF})}} = 192,63 \text{ kHz}$$

$$f_{r,sek} = \frac{1}{2\pi\sqrt{56,4 \text{ mH} \cdot (8,787 \text{ pF} + 4,3875 \text{ pF})}} = 184,67 \text{ kHz}$$

Diese Rechnung kann zum Vergleich einmal nur mit den berechneten Kenngrößen und einmal mit den berechneten Kapazitäten und der gemessenen Induktivität durchgeführt werden. Da das Messergebnis erfahrungsgemäß dem tatsächlichen Wert näher ist als der berechnete Wert, wird zum Weiterrechnen und Vergleichen 184,67 kHz als Resonanzfrequenz gewählt.

## 4.2 Primärseite

Die Primärseite meiner Teslaspule besteht aus der konischen Primärwicklung und einem fertig erworbenen Folienkondensator, welche gemeinsam den Primär-Schwingkreis bilden.

### 4.2.1 Primärwicklung

Bei der im Rendering in Abschnitt 2.1.2 und in Abb. 21 sichtbaren Primärwicklung handelt es sich um eine aus 5 mm starken Kupferrohr gebogene konische Luftspule. Der Durchmesser nimmt nach oben hin in einem Winkel von  $30^\circ$  zu, um mithilfe des so vergrößerten Sicherheitsabstands zur Sekundärwicklung mögliche Überschläge zwischen Primär- und Sekundärwicklung zu vermeiden. Um das Kupferrohr in Form zu halten, wurden auf der CNC-Fräse Halter aus Kunststoff (POM-C), im Bild in Weiß zu sehen, sowie Klemmen aus Pertinax<sup>11</sup> ausgefräst. Die Kunststoffhalter wurden mit Schrauben an einem Kunststoffsockel befestigt, welcher wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben dazu dient, eine Kurzschlusswindung durch das Gehäuse zu vermeiden.



Abb. 21: Die Primärwicklung während dem Konstruktionsprozesses, eigene Aufnahme

Für eine robuste elektrische Verbindung sorgen zwei 3 mm starke Kupferflachprofile, welche an das verwendete Kupferrohr geklemmt werden und im Gehäuse mit Kabeln kontaktiert werden können. Da sich die Induktivität einer konischen Spule nur schwer berechnen lässt, wurde im Vorfeld aus Hartschaumplatten ein Kegel mit den geplanten Abmessungen angefertigt. Auf diesen wurde eine Spule aus Draht gewickelt, um anschließend mithilfe der

<sup>11</sup> Bei Pertinax handelt es sich um einen Hartpapier Verbundwerkstoff, welcher gerne zur Fertigung von diversen Isolatoren verwendet wird.



bereits verwendeten LCR-Messbrücke im in Abb. 22 sichtbaren Messaufbau einen Richtwert für die Induktivität der fertigen Spule zu erhalten.

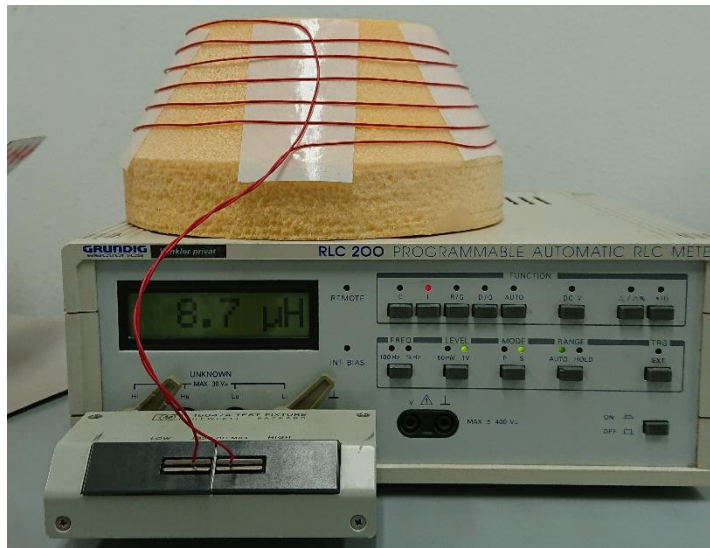


Abb. 22: Messaufbau zur Ermittlung der Primärinduktivität, eigene Aufnahme

Die anschließend bei der vollendeten Primärspule gemessene Induktivität belief sich ziemlich genau auf 9 µH.

#### 4.2.2 Primärkondensator

Aus der bekannten Resonanzfrequenz der Sekundärseite und der Induktivität der Primärwicklung kann in weiterer Folge auch der theoretische Wert des Primärkondensators ausgerechnet werden.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow [6, p. 92]$$

$$180,32 \cdot 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{9 \cdot 10^{-6} \cdot C_{prim}}} \rightarrow$$

$$C_{prim} = \frac{(2\pi \cdot 180,32 \cdot 10^3)^{-2}}{9 \cdot 10^{-6}} \approx 86,6 \text{ nF}$$

In meinem Entwurf ist die Primärkapazität jene Größe, welche im Prozess des Tunings variiert wird, um die Resonanzfrequenz der Primärseite optimal an jene der Sekundärseite anzupassen. Der Prozess des Tunings und was bei der tatsächlichen Berechnung des Primärkondensators zu beachten ist, wird in Kapitel 4.3 näher erklärt.



Als Primärkondensator wird ein im Handel erhältlicher Hochspannungs-Folienkondensator eingesetzt, welcher eine möglichst niedrige parasitäre Induktivität<sup>12</sup> und hohe Spannungsfestigkeit aufweist sowie hohe Pulsströme zulässt.

### **4.3 Ermittlung der Resonanzfrequenz und Tuning**

Wie bereits mehrfach erwähnt, ist es von großer Bedeutung, den Primär- und Sekundärschwingkreis der Teslaspule möglichst genau aufeinander abzustimmen. Im Fall der IFE-Teslaspule wird dies durch Anpassen der Primärkapazität erreicht. Um diese Anpassung vornehmen zu können, muss zunächst die Resonanzfrequenz des Sekundärschwingkreises bekannt sein.

Um von diversen Ungenauigkeiten bei der Berechnung der Resonanzfrequenz unabhängig zu sein, wurde die Resonanzfrequenz der Sekundärseite nochmals mithilfe eines Messaufbaus ermittelt. Hierfür gibt es unterschiedliche Herangehensweisen. Im Rahmen dieser Arbeit werde ich zwei der gängigen Methoden näher erläutern.

Allgemein ist zu beachten, dass die Resonanzfrequenz in beiden Fällen im Ruhezustand bestimmt wird. Da sich die Kapazität der Top-Load im laufenden Betrieb durch die dort auftretenden Entladungen erhöht, liegt die Resonanzfrequenz im Betrieb etwa 15 % niedriger als im Ruhezustand. Dies muss bei der Berechnung der Primärkapazität mit einbezogen werden [10, p. 7].

#### **4.3.1 Erste Methode**

Bei dieser Methode wird die Sekundärseite frei und fern von jeglichen metallischen Objekten aufgestellt. Der Erdanschluss wird mit einem Funktionsgenerator verbunden, wobei dessen Masse-Anschluss offen gelassen wird. Nun wird in etwa einem Meter Entfernung ein Oszilloskop-Tastkopf befestigt, dessen Masseclip ebenfalls offen bleibt, aber über den PE-Leiter im Stromnetz mit dem Masseanschluss des Funktionsgenerators verbunden bleibt.

---

<sup>12</sup> Parasitäre Induktivitäten oder Widerstände sind ungewünschte, konstruktionsbedingte Induktivitäten bzw. Widerstände.

Mithilfe des Funktionsgenerators wird ein Sinussignal im Bereich der bereits berechneten Resonanzfrequenz der Teslaspule erzeugt. Mittels kapazitiver Kopplung zwischen der Top-Load und dem Tastkopf kann nun mithilfe eines Oszilloskops ein Signal aufgefasst werden, dessen Amplitude sich in Abhängigkeit zur eingestellten Frequenz ändert. Erreicht die Amplitude bei einer gewissen Frequenz ein Maximum, handelt es sich dabei um die gemessene Resonanzfrequenz. [4, p. 71]

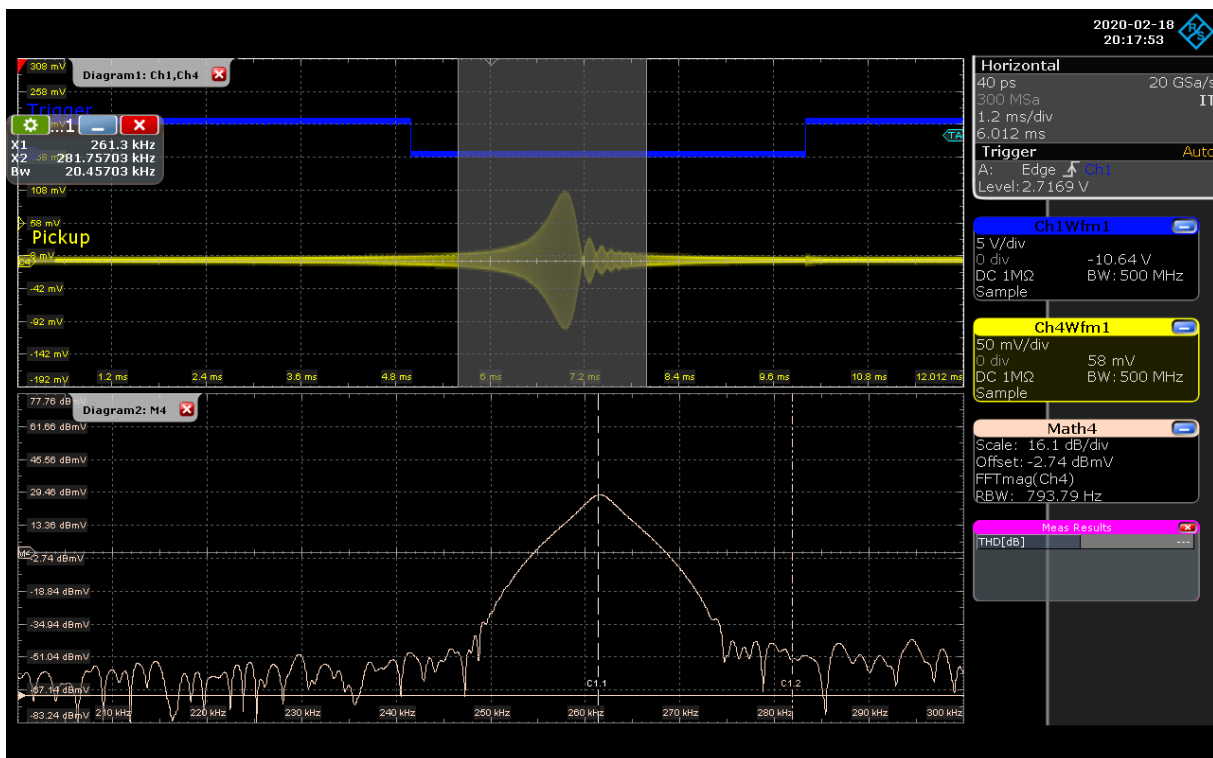


Abb. 23: Frequenz-Sweep bei freistehender Spule mit FFT-Funktion zur Ermittlung der Resonanzfrequenz, eigene Aufnahme

Für die Bestimmung der Resonanzfrequenz der IFE-Teslaspule wurde der Funktionsgenerator so konfiguriert, dass dieser in 10 ms einen Frequenz-Sweep zwischen 150 und 300 kHz ausführt. Im „Diagram1“ in Abb. 23 ist deutlich sichtbar, dass die Amplitude des aufgefassten Signals bei einer bestimmten Frequenz ein Maximum erreicht. Mithilfe der FFT-Funktion<sup>13</sup> des Oszilloskops wurde anschließend im Frequenzspektrum („Diagram2“) am höchsten Peak die Resonanzfrequenz von etwa 260 kHz abgelesen.

#### 4.3.2 Zweite Methode

Anders als bei der ersten Methode wird hier die Sekundärwicklung wie üblich innerhalb der Primärwicklung platziert. Der Funktionsgenerator wird an die Primärwicklung angeschlossen

<sup>13</sup> FFT steht für „Fast Fourier Transformation“ diese Funktion errechnet mittels Fouriertransformation ein Frequenzspektrum für ein Signal aus der Zeitdomäne.

und führt ebenfalls einen Frequenz-Sweep von 180-300 kHz durch. Ansonsten bleibt der Versuchsaufbau aus Abschnitt 4.3.1 bestehen. [4, p. 72]

Nach Durchführung dieser Messung ergibt sich das in Abb. 24 - „Diagram2“ abgebildete Frequenzspektrum. Anhand des auftretenden Peaks lässt sich in diesem Fall eine Resonanzfrequenz von 255 kHz ablesen.

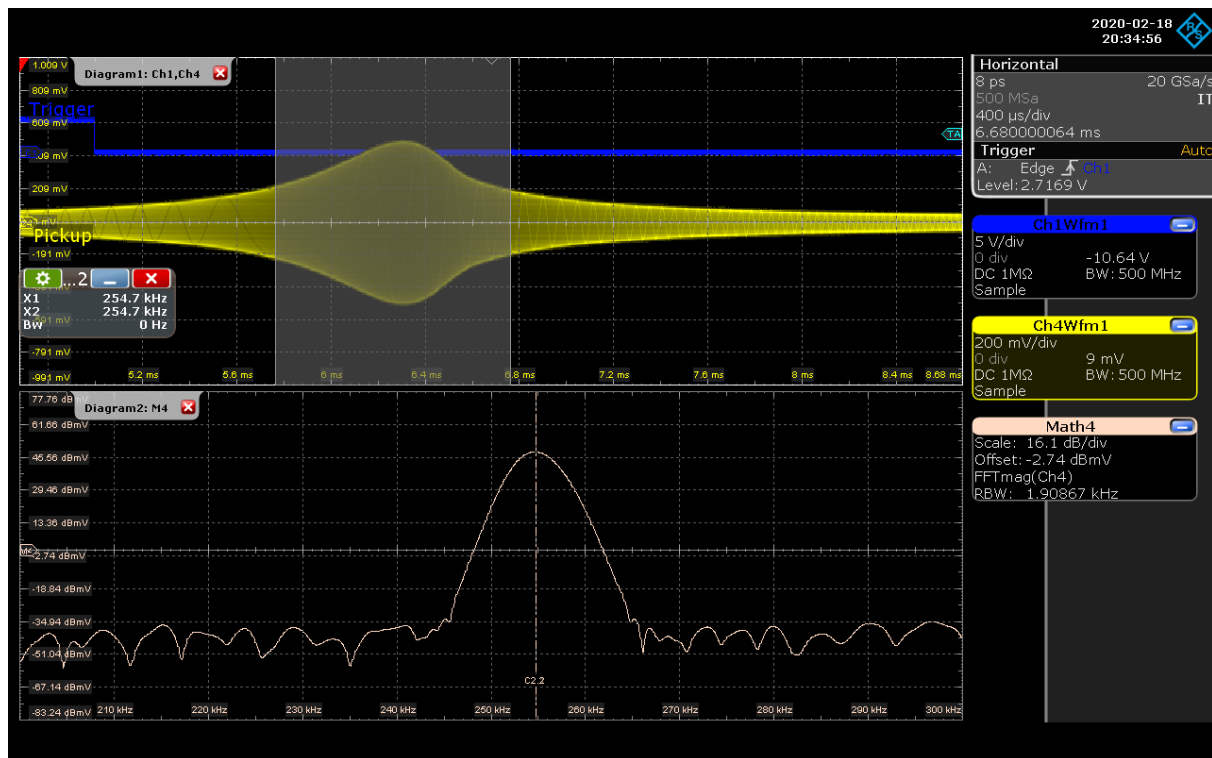


Abb. 24: Frequenz-Sweep bei Anregung per Primärwicklung mit FFT-Funktion zur Ermittlung der Resonanzfrequenz, eigene Aufnahme

Diese Abweichung vom Ergebnis der ersten Methode um etwa 2 % ist nicht weiter verwunderlich, da sich die Sekundärwicklung dieses Mal in der Nähe der einseitig geerdeten Primärwicklung befindet, was die Eigenkapazität  $C_{eigen}$  erhöht und so die Resonanzfrequenz senkt.

### 4.3.3 Abstimmen des Primärkreises

Nach erfolgreicher Charakterisierung der Sekundärseite kann recht einfach mithilfe der bekannten Resonanzfrequenz und der ebenfalls gemessenen Induktivität der Primärwicklung, der Primärkondensator berechnet werden. Abgesehen vom zusätzlichen Korrekturfaktor zur Anpassung der Resonanzfrequenz an die im Betrieb höhere Eigenkapazität, kann dabei gleich wie in Abschnitt 4.2.2 vorgegangen werden.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow [6, p. 92]$$

$$0,85 \cdot 255 \cdot 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{9 \cdot 10^{-6} \cdot C_{prim}}} \rightarrow$$

$$C_{prim} = \frac{(2\pi \cdot 216,75 \cdot 10^3)^{-2}}{9 \cdot 10^{-6}} \approx 59,9 \text{ nF}$$

Der nächste im Handel erhältliche Hochspannungskondensator hat einen Wert von 68 nF, wodurch sich in Kombination mit der verwendeten Primärwicklung eine tatsächliche Resonanzfrequenz von 203,44 kHz ergibt. Angesichts der großen Varianz der Eigenkapazität in Abhängigkeit von der Größe der Entladungen handelt es sich hierbei um eine akzeptable Annäherung.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{9 \cdot 10^{-6} \cdot 68 \cdot 10^{-9}}} = 203,44 \text{ kHz} \quad [6, \text{ p. 92}]$$

Um die Resonanzfrequenz der Primärseite noch genauer an die der Sekundärseite anzupassen, könnte der Abgriff der Primärwicklung variabel gestaltet werden, sodass durch Variieren des Abgriffpunkts die Induktivität dieser verändert werden kann, womit die Frequenz des Primärschwingkreises nochmals genauer eingestellt werden könnte.

Da im Fall der IFE-Teslaspule jedoch die Größe der Entladungen im Betrieb recht stark variiert und sich so die Resonanzfrequenz der Sekundärseite kontinuierlich ändert, ist fraglich, inwiefern sich eine exakte Anpassung der Resonanzfrequenzen im Ruhezustand lohnt.

#### 4.4 Aufbau der Ansteuerung der IFE-Teslaspule

Bei meiner Teslaspule befindet sich die zur Ansteuerung benötigte, teils sensible, Elektronik in einem eigens dafür konstruierten Aluminiumgehäuse. So wird der Großteil der durch die Sekundärwicklung emittierten Störungen abgeschirmt. Dadurch werden Fehlfunktionen der



Abb. 25: Meine Teslaspule, in fertigem Gehäuse mit alter Primärwicklung, eigene Aufnahme

Elektronik, insbesondere der Schutzschaltungen, vermieden. Auf dieses Aluminiumgehäuse wurde, wie in Abb. 25 sichtbar, der Tesla-Transformator selbst positioniert. Natürlich befindet sich dieser, wie bereits mehrmals erwähnt, auf einem etwa 7 cm hohen Sockel, um

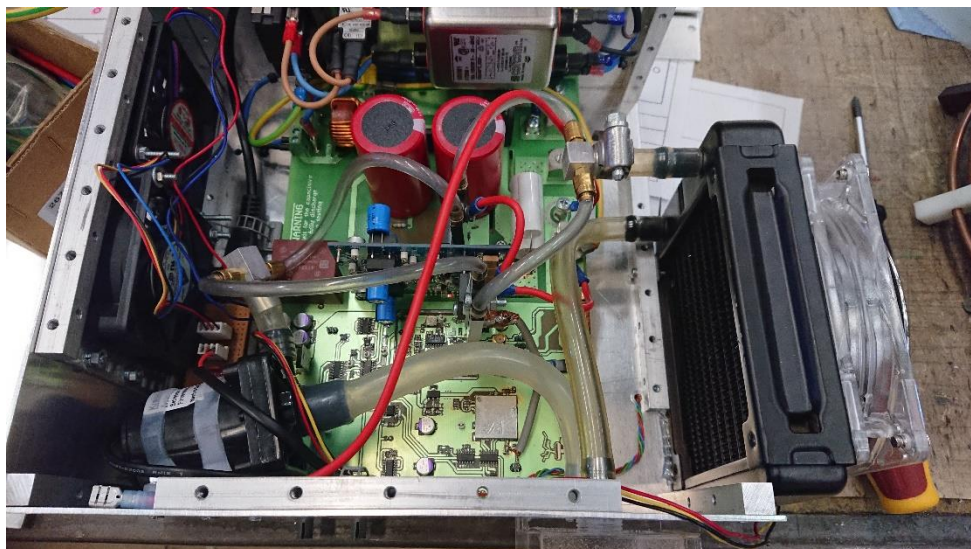


Abb. 26: Interner Aufbau der Teslaspule, eigene Aufnahme



hochfrequente Wirbelströme in der Aluplatte und die daraus resultierenden Verluste zu minimieren. Die gesamte elektronische Ansteuerung im Alugehäuse ist in Abb. 26 abgebildet.

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, soll die Möglichkeit bestehen, recht schnell unterschiedliche Leistungstransistoren und Gate Treiber zu testen. Um dies zu ermöglichen, besteht die Ansteuerung der Teslaspule im Wesentlichen aus zwei getrennten Komponenten, der Hauptplatine und der Treiberplatine. Diese wurden eigens für das Projekt entworfen, bei einem Leiterplattenhersteller gefertigt und anschließend eigenhändig am Institut für Elektronik bestückt, in Betrieb genommen und evaluiert. Der gesamte Aufbau der Ansteuerungselektronik ist in Abb. 26 abgebildet.

#### 4.4.1 Hauptplatine

Auf der grünen, in Abb. 27 abgebildeten Hauptplatine befinden sich sämtliche Schaltungen zur Signalverarbeitung, Schutzeinrichtungen, die Feedbackzweige sowie die Stromversorgung.

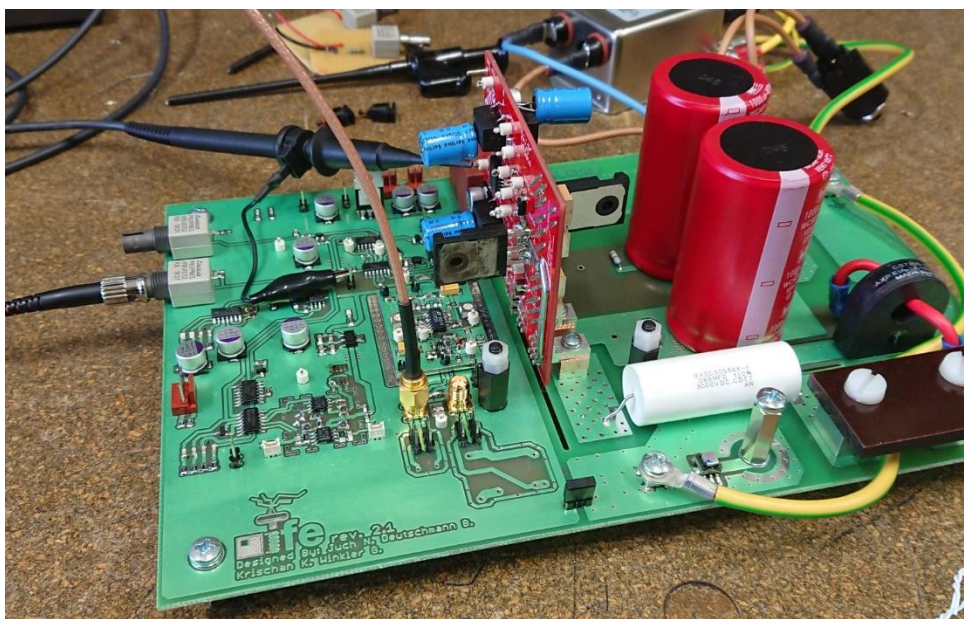


Abb. 27: Ansteuerung der Teslaspule ohne Kühlkörper während einer Probemessung, eigene Aufnahme

Die Hauptplatine wird in zwei Bereiche getrennt. Sie besteht aus einem Hoch- und einem Niederspannungsteil. Die Treiberplatine, auf welche im nächsten Kapitel noch genauer eingegangen wird, sitzt genau mittig zwischen den beiden Bereichen. Sie wird von der Niederspannungsseite aus mit Steuersignalen und von der Hochspannungsseite mit der benötigten Zwischenkreisspannung versorgt. Der Ausgang der Halbbrücke wird ebenfalls auf der Hochspannungsseite mit dem Primärkondensator verbunden. Um sichere Messungen

während des Betriebs zu ermöglichen, wurde darauf geachtet, zwischen den beiden Bereichen immer eine minimale Kriechstrecke von 8 mm einzuhalten<sup>14</sup>.

Bei den beiden roten Elektrolytkondensatoren handelt es sich um die Stützkondensatoren (1000  $\mu$ F, 400 V) für das Aufrechterhalten einer möglichst konstanten Zwischenkreisspannung und das Erzeugen der halben Zwischenkreisspannung als Gegenpol zur Halbbrücke. Um auch bei hochfrequenten Stromspitzen wirksam zu sein, wurden parallel zu diesen jeweils ein 1  $\mu$ F CeraLink Keramikkondensator der Firma TDK Epcos verlötet. Diese zeichnen sich durch einen sehr niedrigen ESR<sup>15</sup>, sowie eine sehr hohe Energiedichte aus. Ein weiterer Vorteil der CeraLink Kondensatoren ist, dass anders als bei herkömmlichen Kondensatoren die Kapazität nicht mit zunehmender Spannung ab-, sondern zunimmt. So hat ein 1  $\mu$ F CeraLink Kondensator seine maximale Kapazität von 1  $\mu$ F bei einer nominellen Betriebsspannung von 500 V.

Auf der Hauptplatine ist in der derzeitigen Ausbaustufe zu Testzwecken sowohl die Verwendung von Primär-, als auch Sekundärfeedback vorgesehen. Für das Primärfeedback wird der schwarze Stromwandler mit dem roten durchgeführten Draht verwendet (in Abb. 27 ganz rechts zu sehen). Für das Sekundärfeedback sorgt ein kleiner aufgelöteter Stromwandler, welcher sich zwischen dem metallenen Distanzbolzen und dem Massekabel auf der Vorderseite der Platine befindet. Das untere Ende der Sekundärwicklung wird mithilfe eines Kabels mit diesem Distanzbolzen verbunden. So fließt der Strom über den Stromwandler zum Massekabel. Die Sekundärseiten der beiden Stromwandler werden geschirmt zur Niederspannungsseite geführt, wo sie dann an den dort verlöteten Bürden einen Spannungsabfall verursachen. Mithilfe eines Jumpers kann selektiert werden, welches Feedback verwendet wird.

---

<sup>14</sup> 8mm Kriechstrecke ist der vorgeschriebene Sicherheitsabstand zwischen berührbaren und Netzspannung führenden Leitern.

<sup>15</sup> ESR steht für „Equivalent Series Resistance“. Hierbei handelt es sich um den Wert des parasitären seriellen Widerstands eines Kondensators, welcher Verluste hervorruft und das schnelle Umladen beeinträchtigt.

Um die Schaltzeitpunkte der Leistungstransistoren ganz genau einstellen zu können, wird zum Generieren des Feedback-Signals für die Halbbrücke ein, in Abb. 28 abgebildetes, eigens konstruiertes und austauschbares Komparatormodul mit Vorverstärker und mehreren zwischengeschalteten Verzögerungsstufen zwischengeschaltet. So kann sichergestellt werden, dass die Transistoren immer möglichst nahe am Stromnulldurchgang schalten und unnötige Verluste während des Schaltvorgangs vermieden werden.

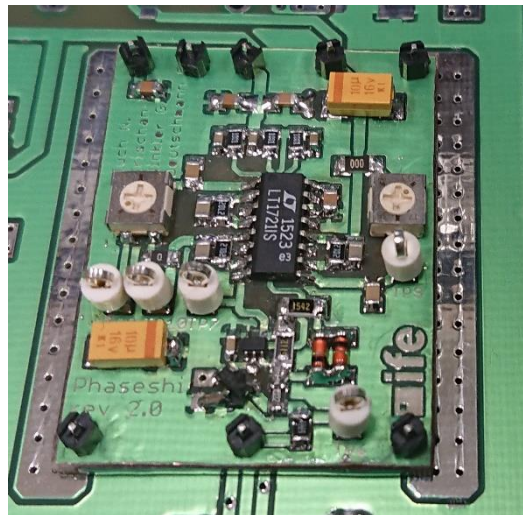


Abb. 28: Komparatormodul zur Verschiebung der Schaltzeitpunkte, eigene Aufnahme

Der weiße Primärkondensator wird mit einem Anschluss direkt mit dem Ausgang der Halbbrücke und mit dem anderen Anschluss mit dem Pressfit-Schraubterminal für die Primärwicklung verbunden. Der zweite Pressfit-Terminal wird über das bereits erwähnte rote Kabel durch den primärseitigen Stromwandler mit dem Knotenpunkt zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren (der halben Zwischenkreisspannung) verbunden.

Auf der linken Seite der Platine befinden sich die beiden Wellenoptik-Empfänger, wobei einer zum Empfangen des Interrupt-Signals und der andere als Reset-Input für die Sicherheitsschaltung verwendet wird. Außerdem sind 2 LED-Bargraph-Anzeigen eingebaut, welche den Nutzer über aktuelle Fehlerzustände bzw. die aktuelle Interrupt-Amplitude informieren. Für eine noch bessere Zustandsanzeige gibt es neben RGB LEDs auf der Unterseite der Platine die Möglichkeit, einen LED-Streifen anzuschließen, welcher dann zustandsabhängig rot, grün oder blau leuchtet. Das Sicherheitssystem sowie die unterschiedlichen Zustände der Teslaspule werden im Kapitel 5.3 näher erläutert.



#### 4.4.2 Treiberplatine

Die gesamte Leistungselektronik, bestehend aus isoliertem Halbbrückentreiber, DC-DC Convertern<sup>16</sup> sowie Leistungstransistoren mit zugehöriger Gate-Beschaltung, sind auf eine Tochterplatine (rote Platine in Abb. 25, sowie Abb. 29 und Abb. 30) ausgelagert. Diese wird im rechten Winkel auf die Hauptplatine aufgesetzt und kann so recht schnell ausgetauscht werden.

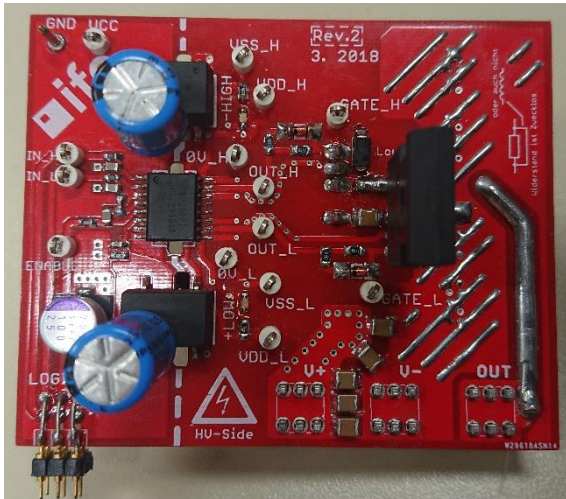


Abb. 29: Treiberplatine Vorderseite, eigene Aufnahme

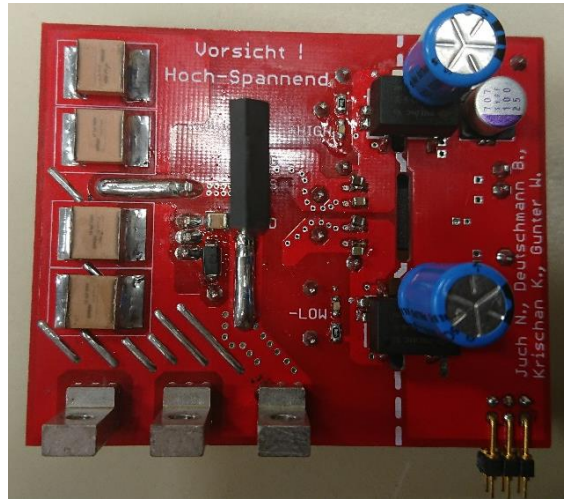


Abb. 30: Treiberplatine Rückseite, eigene Aufnahme

Die digitalen Anschlüsse für Stromversorgung und Steuersignale werden mit einer 6-poligen rechtwinkligen Stiftleiste in zugehörige Federkontakte auf der Hauptplatine eingesteckt und die Leistungsanschlüsse für positive/negative Versorgung sowie der Ausgang der Halbbrücke werden mithilfe der in Abb. 31 abgebildeten 90° Pressfit-Starkstromverbinder<sup>17</sup> verschraubt, um eine sowohl mechanisch stabile, als auch niederohmige Verbindung zwischen den beiden Platinen herzustellen.

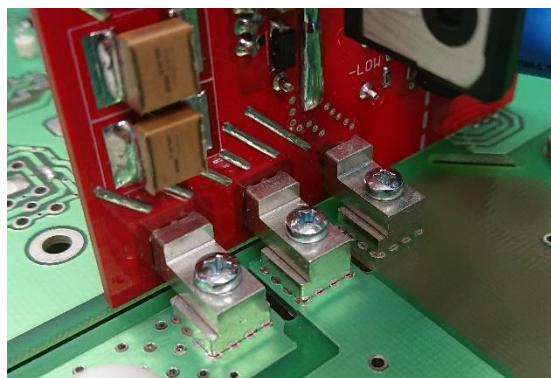


Abb. 31: Verschraubte 90° Pressfit-Verbindung zwischen Treiberkarte und Hochspannungsteil der Hauptplatine, eigene Aufnahme

<sup>16</sup> Der isolierte Halbbrückentreiber sowie die isolierten DC-DC Converter dienen zur galvanischen Trennung zwischen Hoch- und Niederspannungsteil der Ansteuerung.

<sup>17</sup> Bei Pressfit-Verbindungen werden die Bauteilebeine in die etwas kleineren, beschichteten Löcher auf der Platine eingepresst. So entsteht eine niederohmige Kaltverschweißung zwischen Bauteil und Leiterplatte.

Um die Leiterschleife auf der Treiberplatine möglichst klein zu halten, wurden die beiden Transistoren jeweils auf der gegenüberliegenden Seite angebracht. Zudem werden die Zuleitungen für die Versorgungsspannung flächig auf Ober- und Unterseite der Platine zugeführt. So können parasitäre Induktivitäten und die damit auftretenden Störemissionen minimiert werden. Des Weiteren wurden auf der Treiberplatine vier von den im vorigen Kapitel beschriebenen CeraLink Kondensatoren aufgelötet. Diese dienen der zusätzlichen Stabilisierung der Versorgungsspannung, indem sie dank ihrer niedrigen Impedanz bei Stromänderungen sehr schnell umgeladen werden können.

Eine weitere Besonderheit der Treiberplatine sind die Spannungen zum Ansteuern der Gates. So wird das Gate des Transistors zum Einschalten auf +12V aufgeladen und zum Ausschalten wieder auf -5V entladen. Damit kann sichergestellt werden, dass die Transistoren im Fall von auf das Gate überkoppelnden Störungen auch wirklich ausgeschaltet bleiben.

Zum jetzigen Zeitpunkt wurden zwei unterschiedliche Treiberkarten entworfen. Diese unterscheiden sich lediglich durch die verwendeten Transistoren. Die rote Treiberkarte verwendet eine der neuesten CoolMOS Generationen des österreichischen Halbleiterherstellers Infineon, während die zweite Version mit dem altbewährten IGBT „FGA60N65SMD“ der Marke Fairchild Semiconductors bestückt ist. In der Praxis stellte sich heraus, dass die IGBTs gegenüber den CoolMOS Transistoren aufgrund ihrer besseren Bodydiode zu bevorzugen sind.

#### **4.4.3 Kühlung der Leistungstransistoren**

Die Verlustleistung, die an den Leistungstransistoren in Form von Wärme abgeführt werden muss, setzt sich aus zwei Teilen zusammen: einerseits aus den Verlusten im eingeschalteten Zustand, welche sich aus dem Spannungsabfall am Transistor, dem Vorwärtsstrom sowie dem verwendeten Tastverhältnis berechnen lassen; andererseits aus den Schaltverlusten, welche aufgrund des erhöhten Widerstands beim Ein- bzw. Ausschalten wesentlich zu den Gesamtverlusten beitragen.

Um die Verluste generell auf ein Minimum zu reduzieren, wird mithilfe der Komparatorschaltung im Feedbackzweig der Schaltzeitpunkt der Transistoren möglichst nahe an den Stromnulldurchgang im Primärkreis gebracht. So muss der Transistor während des hochohmigen Schaltvorgangs nur einen geringen Strom leiten, was die Schaltverluste deutlich reduziert. Die Schaltzeitpunkte wurden händisch justiert und sind in Abb. 32 auf einem Oszilloskop abgebildet.

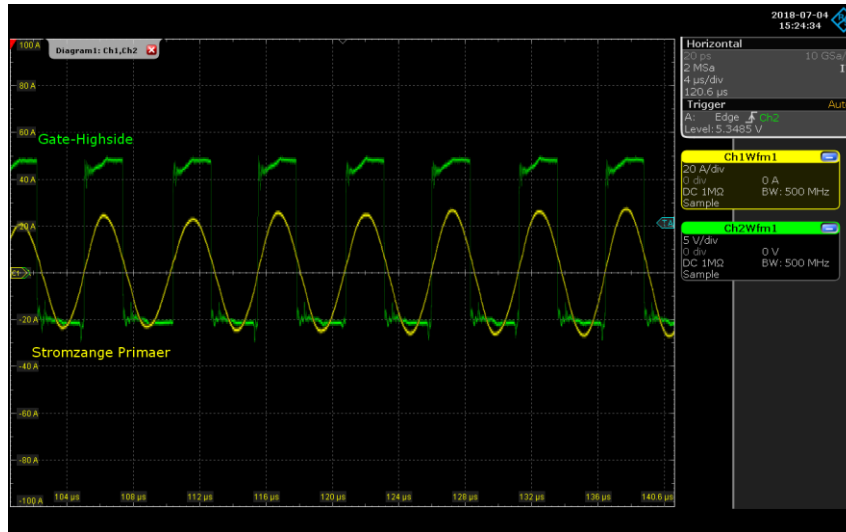


Abb. 32: Schaltzeitpunkte des Highside-Transistors, eigene Aufnahme

In Abb. 33 erkennt man, dass für das Anbringen von Kühlkörpern an die Transistoren recht lange Aluminiumblöcke notwendig sind. Diese verschlechtern den thermischen Widerstand des

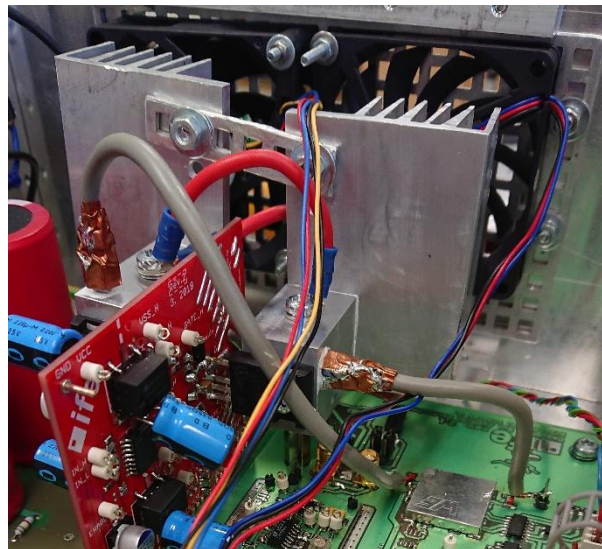


Abb. 33: Die ursprünglich verbaute suboptimale Luftkühlung, eigene Aufnahme

Kühlkörpern und tragen stark zur Reduktion der Kühlleistung bei. Da die Teslaspule bei diversen Präsentationen allerdings oft mehrere Minuten am Stück laufen muss, was eine gute Kühlung voraussetzt, wurde zum Abführen der Verlustleistung eine Wasserkühlung mit jeweils einem Wasserblock pro Transistor, einem Ausgleichsbehälter, einer Pumpe und einem

Aluminiumradiator verbaut. So können die Kühlblöcke direkt an den jeweiligen Transistor geschraubt werden, um einen idealen Wärmefluss zu gewährleisten. Diese Wasserkühlung ist in Abb. 34 zu sehen.

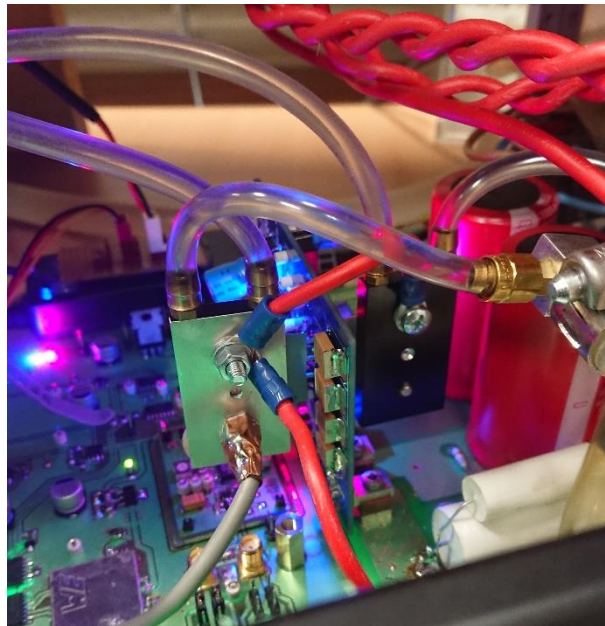


Abb. 34: Wasserkühlung der Transistoren, eigene Aufnahme

Aus sicherheits- sowie EMV<sup>18</sup>-technischen Gründen wurden sowohl die Luftkühlkörper als auch die Wasserkühlblöcke geerdet.

#### 4.4.4 Elektromagnetische Verträglichkeit - EMV

Eine Teslapule erzeugt aufgrund ihres Aufbaus an sich eine große Menge an Störemissionen. Man unterscheidet zwischen gestrahlten und leitungsgeführten Störemissionen, wobei die gestrahlten Störemissionen hauptsächlich von der Sekundärseite der Teslapule ausgehen, welche bewusst als  $\lambda/4$  Dipol konzipiert wurde. Gegen diese durch die Entladungen entstehenden Störemissionen kann nichts unternommen werden, da dies den Betrieb der Teslapule beeinträchtigen würde. Um jedoch trotzdem umliegende elektronische Geräte (wie zum Beispiel Smartphones oder aber auch gegebenenfalls implantierte elektronische Geräte) vor Störemissionen zu schützen, kann die Teslapule in einem „Faradayschen Käfig“ positioniert werden. Die Problematik mit implantierbaren elektronischen Geräten wie Herzschrittmachern wird in Abschnitt 5.3.2 genauer erläutert.

Die leitungsgeführten Störungen können jedoch durch ein gut überlegtes Design oder auch durch diverse Filter reduziert werden. In der IFE-Teslapule wurden zwei sogenannte Netzfilter implementiert. Einer befindet sich direkt auf der Hauptplatine und besteht aus einer

---

<sup>18</sup> EMV steht für Elektromagnetische Verträglichkeit und beschäftigt sich mit der Reduktion von Störemissionen, sowie dem Entwurf von störungsempfindlichen Schaltungen und Systemen.

stromkompensierenden Drossel, in Kombination mit einem X- und zwei Y-Kondensatoren. Zusätzlich wurde ein fertiger Netzfilter der Marke TE Connectivity<sup>19</sup> verbaut.

---

<sup>19</sup> Der eingesetzte Netzfilter, welcher uns vom Hersteller zur Verfügung gestellt wurde, besteht ebenfalls aus einer stromkompensierenden Drossel mit X und Y Kondensatoren sowie einem weiteren Paar Drosseln zur Unterdrückung differentieller Störgrößen.



## 5 Funktionen und Wiedergabe von Melodien

Die IFE-Teslaspule funktioniert, wie bereits in Kapitel 3.4 erklärt, nach dem Interrupt-Prinzip. Jedes Mal, wenn ein kurzer Puls vom Interrupter zur Teslaspule gesendet wird, fängt die Teslaspule für die Dauer dieses Pulses zu schwingen an, was einen kurzen Blitz an der Top-Load zufolge hat.

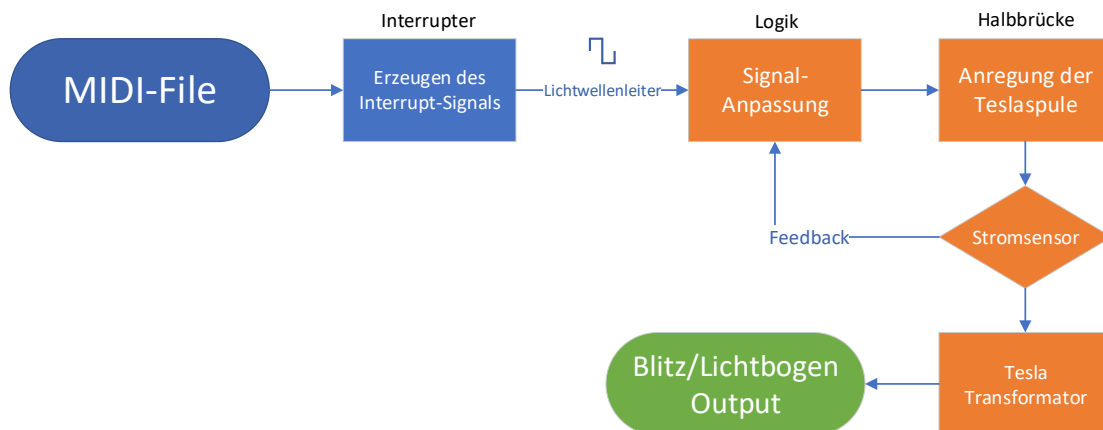


Abb. 35: Blockschaltbild der IFE-Teslaspule, gezeichnet in Microsoft Visio

In Abb. 35 sieht man das Blockschaltbild der IFE-Teslaspule. Der blaue Teil zeigt den in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen Interrupter. Beim Abspielen von Melodien kann hier ein Mikrocontroller verwendet werden, welcher ein MIDI-File als Input nimmt, um, aus diesem kurze Pulse mit konstanter Pulsbreite und variabler Frequenz zu generieren. Der Interrupter ist mithilfe eines Glasfaser-Netzwerkkabels mit der in Abb. 35 orangen Steuerelektronik der Teslaspule verbunden, das Glasfaserkabel sorgt für ausreichende elektrische Isolation, sodass der Interrupter ohne sicherheitstechnische Bedenken berührt werden kann. Die Elektronik der Teslaspule pulst nun, wie bereits in Kapitel 3.4 erklärt, die Resonanzfrequenz der Teslaspule mit der übertragenen Pulsbreite und Frequenz. Während solch eines Bursts wird die Halbbrücke mit der Resonanzfrequenz der Teslaspule angeregt und treibt so den Primärschwingkreis. So wird auch der Sekundärschwingkreis angeregt und es kommt zu einer Entladung an der Top-Load.

### 5.1 Schaltvorgänge

Die Treiberkarte der Teslaspule hat drei digitale Steuereingänge: jeweils einen Input für High- und Lowside-Transistor sowie einen Enable-Pin. Die High- und Lowside-Anschlüsse werden vom Treiber auf die isolierte Treiberseite weitergeschaltet, sind jedoch mit dem Enable-Pin mit einem logischen Und verknüpft.



Liegt kein Steuersignal an, ist einer der beiden Treiberinputs immer aktiv. Solange jedoch kein Enable-Signal anliegt, bleiben beide Transistoren ausgeschaltet. Mittels einer Lötbrücke auf der Hauptplatine kann festgelegt werden, ob es sich bei dem aktiven Input um den des High- oder Lowside-Transistors handelt. Der Enable-Input der Treiberkarte wird über diverse Sicherheitsschaltungen und der in Abschnitt 3.4.1 angesprochenen Synchronisierungsschaltung mit dem Interrupt-Anschluss der Teslaspule verbunden.

Erreicht ein Puls des Interrupters die Teslaspule, wird die Halbbrücke „enabled“ und der standardmäßig aktive Transistor schaltet ein. Dies regt den Primär- und Sekundärschwingkreis an, sodass diese zu schwingen beginnen, was wiederum zu einem Strom führt, welcher abhängig vom verwendeten Feedbackzweig mit dem Primär- oder Sekundärstromwandler gemessen wird. beim Nulldurchgang dieser Schwingung schaltet die Komparatorplatine um und der andere Transistor schaltet ein – die Transistoren schalten mit der Resonanzfrequenz alternierend weiter, bis das Interrupt- bzw. Enable-Signal wieder auf „low“ wechselt.

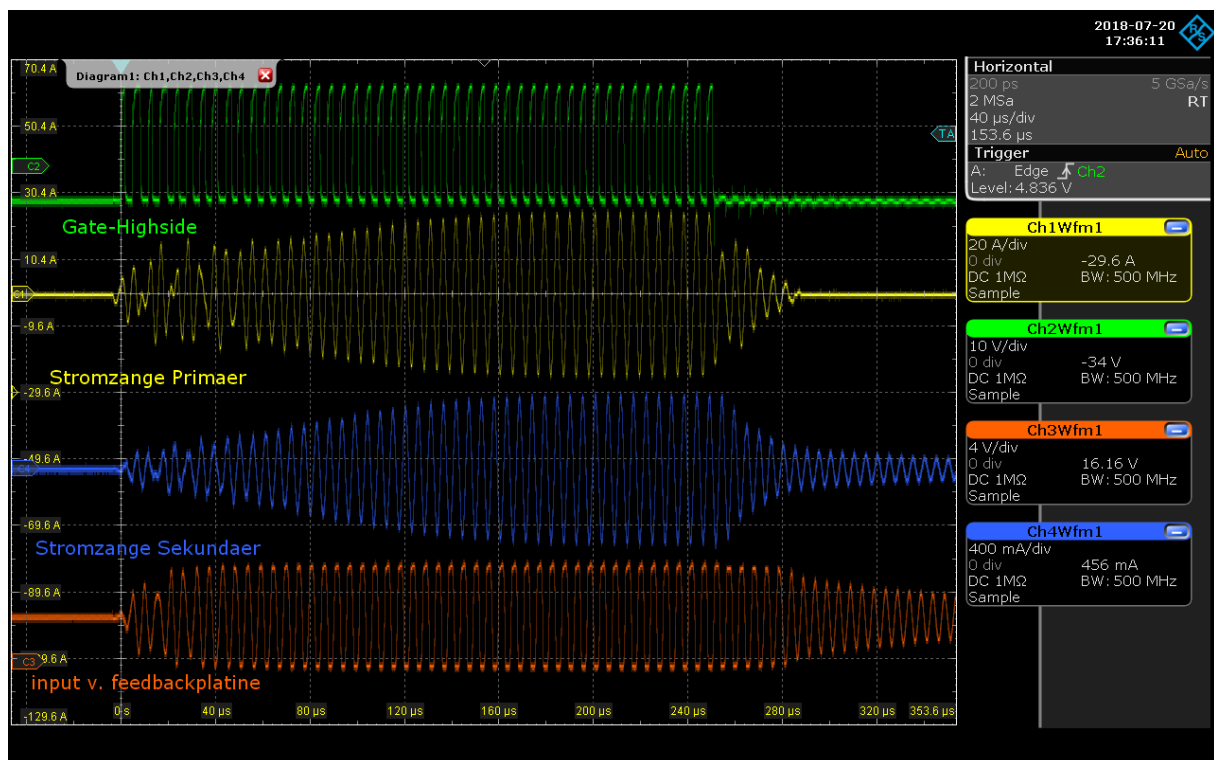


Abb. 36: Gate-Spannung des Highside-Transistors, Primär- sowie Sekundärstrom und das gemessene Feedbacksignal während eines Bursts, eigene Aufnahme

In Abb. 36 sind alle wesentlichen Signale während eines Bursts abgebildet. Während die Halbbrücke aktiv ist und den Primärschwingkreis anregt, nimmt die Amplitude des Primär-, sowie Sekundärstroms zu und erreicht nach einer Weile ein Maximum. Sobald der Schwingkreis (ab etwas über 240  $\mu$ S) nicht mehr angeregt wird, schwingen die Schwingkreise aus und die Amplitude des Stroms nimmt langsam ab.

## 5.2 Wiedergabe von Melodien

Jeder Burst erzeugt am Breakout-Point der Teslaspule eine Entladung, welche als Knacken wahrgenommen wird. Wird dieses Knacken nun oft schnell hintereinander erzeugt, nehmen wir einen Ton wahr. Die Frequenz dieses Tons ergibt sich aus der Frequenz der Bursts und somit der Frequenz des Interrupt-Signals. Wird vom Interrupter z.B. ein 440 Hz Signal generiert, hören wir den Kammerton a<sup>1</sup>.

Mit dieser Methode können durch Variieren der Frequenz des Interrupters recht einfach und sehr gut, diverse Melodien wiedergegeben werden. Um jedoch auch komplexere Klänge oder menschliche Sprache wiedergeben zu können, bedarf es einer anderen Form der Modulation, deren Beschreibung den Rahmen dieser vorwissenschaftlichen Arbeit sprengen würde, aber von interessierten LeserInnen in naher Zukunft in meiner Bachelorarbeit nachgelesen werden kann.

## 5.3 Schutzfunktionen und Voraussetzungen für einen sicheren Betrieb

Um einen sicheren Betrieb der Teslaspule zu ermöglichen, ist es nötig, einige Sicherheitsfunktionen zu implementieren. Die Teslaspule ist mit unterschiedlichen Schutzschaltungen ausgestattet, welche in einem Fehlerfall auslösen und ein zentrales Flipflop triggern, wodurch die Teslaspule deaktiviert wird. So wird sichergestellt, dass die Teslaspule auch nach einem kurzen Fehler noch deaktiviert bleibt und nicht sofort wieder ohne Vorwarnung anfängt, Blitze zu generieren. Von den Schutzfunktionen unabhängig muss der oder die Bedienende der Teslaspule einige Sicherheitsmaßnahmen treffen, um weder sich noch andere Personen in der unmittelbaren Umgebung zu gefährden.



### 5.3.1 Schutzfunktionen

Zu den Sicherheitsschaltungen der IFE-Teslapule zählen zwei Übertemperatursensoren für High- und Lowside-Kühlkörper, sowie ein Schutz vor zu langen Pulsen am Audio-Input. In Abb. 37 sind die beiden ICs K2 und K3 zu sehen, wobei K3 die Temperatur an den beiden Kühlkörpern überwacht und K2 einen Fehler auslöst, sollte die Verbindung zu einem der beiden Temperaturfühler unterbrochen werden. Als zusätzlicher Schutz vor elektromagnetischen Störungen kann, neben den frequenzkompensierenden Kondensatoren, an den umliegenden Goldkontakten eine Weißblechkappe als Schirm aufgelötet werden.

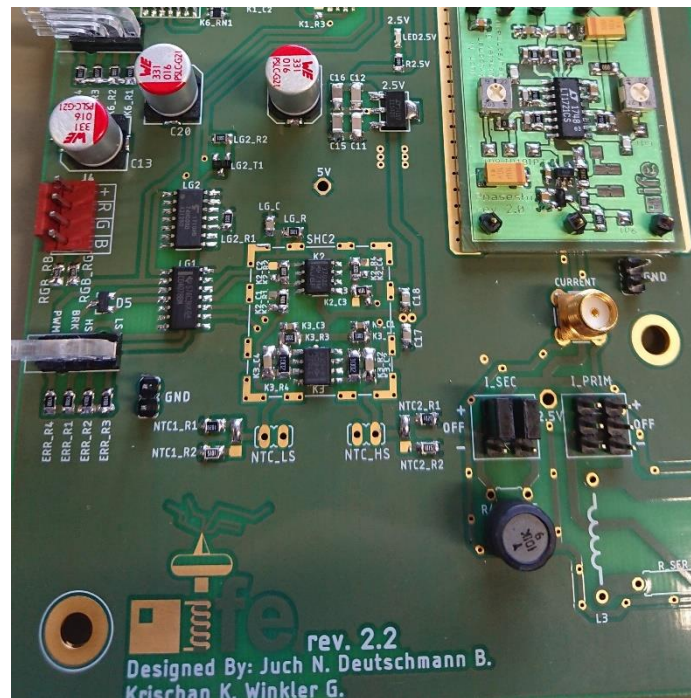


Abb. 37: Ausschnitt der Hauptplatine, eigene Aufnahme

Diese Schutzschaltungen sind in erster Linie dafür bestimmt, eine Zerstörung der Ansteuerung zu verhindern. Um Bedienende nach Ende eines Fehlers nicht unvorbereitet mit Blitzen zu überraschen, wurden in der IFE-Teslapule die drei Betriebszustände: „Safe-State“, „Normaler Betriebsmodus“ und „Fehlerzustand“ implementiert, welche mithilfe eines RGB LED-Streifens auf der Unterseite des Gehäuses angezeigt werden.

#### 5.3.1.1 Safe-State

Unmittelbar nach dem Einschalten befindet sich die Teslapule aus Sicherheitsgründen im Safe-State. In diesem Zustand wird mithilfe logischer Schaltungselemente das Einschalten der Halbbrücke verhindert. So können an der Top-Load keine Blitze entstehen und es geht keine Gefahr von plötzlichen Überschlägen aus. Eine grüne Beleuchtung durch die angebrachten LED-Streifen signalisiert, dass sich die Teslapule im Safe-State befindet.

Durch ein separates optisches „ARM“-Signal kann die Teslaspule aus sicherer Entfernung wieder in den normal Betriebszustand zurückgesetzt werden.

#### **5.3.1.2 Normaler Betriebszustand**

Der normale Betriebszustand wird durch ein blaues Leuchten signalisiert. In diesem Zustand ist die Teslaspule komplett funktionstüchtig und erzeugt, sobald ein Audiosignal angelegt wird, Blitze.

Ab Rev. 2.2 der Teslaspule gibt es auch die Möglichkeit, mithilfe des „ARM“-Inputs die Teslaspule in den Safe-State zu versetzen. Dieser hat so auch die Funktion eines Not-Aus-Schalters.

#### **5.3.1.3 Fehlerzustand**

Sobald von den Sicherheitssystemen ein Fehler detektiert wird, löst dies intern ein Schutzflipflop aus, welches die Teslaspule in den Safe-State versetzt. Solange der Fehler besteht, kann die Teslaspule nicht wieder in den Operational-Mode zurückgesetzt werden. In dieser Zeit befindet sie sich im Fehlerzustand und wird Rot beleuchtet.

### **5.3.2 Personenschutz**

Wie bereits erwähnt sind die Schutzschaltungen der IFE-Teslaspule hauptsächlich für den Schutz der Ansteuerungselektronik ausgelegt. Von einer Teslaspule gehen jedoch auch einige Gefahren für Personen im näheren Umfeld aus.

Um Personen in der näheren Umgebung der Teslaspule zu schützen, müssen mehrere Gefahrenquellen beachtet werden. Nähert man sich der Top-Load, besteht die Gefahr von Überschlägen auf den menschlichen Körper, welche zwar aufgrund der hohen Frequenz eher äußere Verbrennungen verursachen, jedoch unter Umständen auch die Funktion der Herzmuskulatur beeinträchtigen könnten und so zu einem medizinischen Notfall führen würden. Die Gefahr von Überschlägen besteht jedoch nur, wenn sich die Teslaspule im normalen Betriebszustand befindet und Blitze erzeugt.

Die Primärwicklung hingegen ist andauernd mit 150 V Gleichspannung in Bezug auf Erde verbunden. Selbst wenn sich die Teslaspule im Safe-State befindet, kann eine Berührung der Primärwicklung aufgrund der verfügbaren Leistung aus den Stützkondensatoren und dem Stromnetz zu einem fatalen Stromschlag kommen.

Für Personen, welche aktive medizinische Geräte mit sich führen, geht, wie in Abschnitt 4.4.4 bereits angesprochen, eine zusätzliche Gefahr von den abgestrahlten Störemissionen der Sekundärseite aus. Diese könnten eine Fehlfunktion bei Geräten wie Herzschrittmachern



auslösen, was den Patientinnen und Patienten unter ungünstigen Umständen in Lebensgefahr bringen könnte.

Um dennoch einen sicheren Betrieb der Teslaspule zu ermöglichen, wird die Teslaspule neben den nötigen Warnhinweisen in einem, in Abb. 38 sichtbaren, geerdeten faradayschen Käfig positioniert. Dieser schützt einerseits vor Überschlügen auf umstehende Personen und dem Berühren der Primärwicklung. Er hat aber auch noch die zusätzliche Funktion, den Großteil der gestrahlten Störemissionen abzuschirmen, was (wie in Abschnitt 4.4.4 bereits angesprochen) unter anderem auch umliegende aktive medizinische Geräte vor Störeinflüssen schützt.

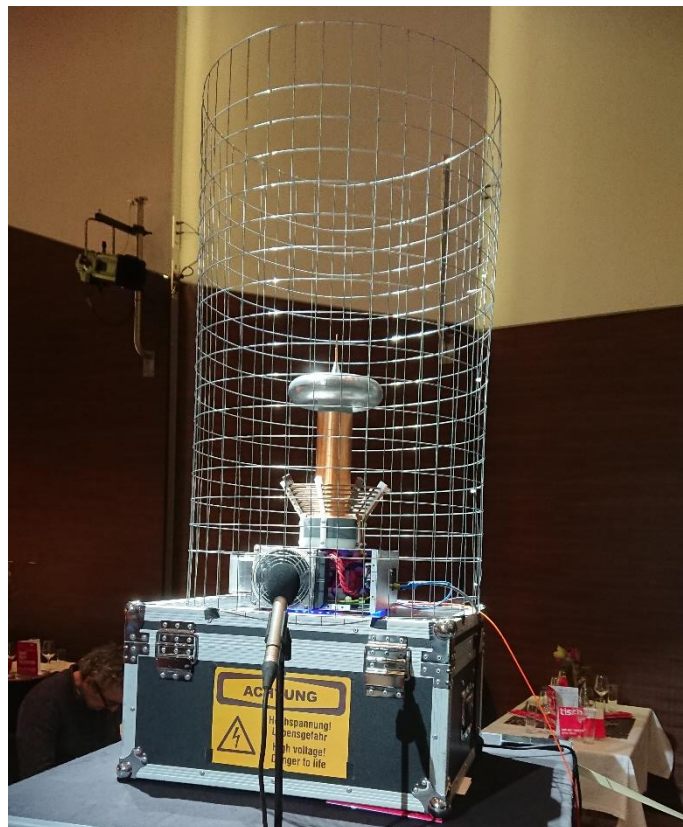


Abb. 38: Die IFE-Teslaspule am Ball der Technik, eigene Aufnahme

Da sich bis jetzt leider keine Möglichkeit ergeben hat, die gestrahlten Emissionen der Teslaspule mit Käfig zu messen, und die Einflüsse dieser auf medizinische Geräte nicht abgeschätzt werden können, muss vor jedem Auftritt darauf hingewiesen werden, dass potenziell eine Gefahr besteht, und Personen mit derartigen Implantaten einen sicheren Abstand zur Teslaspule einhalten müssen.

## 6 Auftritte und Auszeichnungen

Wie bereits in der Einleitung beschrieben, ist es eines der Ziele dieses Projekts, einen Leistungselektronik-Demonstrator zu konstruieren, um nicht zuletzt auch Schülerinnen und Schüler für Elektronik zu begeistern. Um dies zu erzielen, wurde die IFE-Teslaspule bereits bei unterschiedlichen Events der Öffentlichkeit vorgeführt.

### 6.1 Lange Nacht der Forschung 2018

Bei der Langen Nacht der Forschung am 13.4.2018 wurde die Teslaspule am Stand des Instituts für Elektronik ausgestellt und in regelmäßigen Abständen vorgeführt und erklärt.

### 6.2 Science Slam 2019

Am 27.5.2019 durfte ich gemeinsam mit Univ.-Prof. Dr. Bernd Deutschmann und der damaligen Teamassistentin des Instituts, Edith Lanz, beim steirischen Science Slam in einem kurzen Sketch die Funktion einer Teslaspule und eines Schwingkreises erklären. Die Aufzeichnung dieses Auftritts kann unter folgendem Link abgerufen werden:

<https://www.youtube.com/watch?v=11qPgFYSecY>



Abb. 39: Die IFE-Teslaspule beim Science Slam 2019, ©Lunghammer - TU Graz

### 6.3 Interspeech 2019

Die IFE-Teslaspule durfte in einem kurzen Videoclip zur Abendveranstaltung der Interspeech 2019 einladen, wo sie alle 15 Minuten in einer Nebenhalle des Nikola-Tesla-Labors der TU Graz präsentiert wurde. Die Einladung zur Abendveranstaltung kann unter folgendem Link aufgerufen werden:

<https://www.youtube.com/watch?v=MCEZib2-WpA>

## 6.4 Buchpräsentation Nikola-Tesla-Halle

Am 4.6.2019 wurde die IFE-Teslaspule im Rahmen der Buchpräsentation des Buches „Tesla



*Abb. 40: Die IFE-Teslaspule bei einer Buchpräsentation in der Nikola Tesla Halle der TU Graz, ©Lunghammer - TU Graz*

Nikola(us) und die Technik in Graz“ in der Nikola-Tesla-Halle präsentiert, wo sie eine kurze Showeinlage lieferte.

## 6.5 FutureING Award 2019

Am 27.6.2019 wurde mir für das Projekt „IFE-Teslaspule“ von Elektronikpraxis und RS Components der Hauptpreis des FutureING Award 2019 verliehen.

## 6.6 Ballbieranstich Ball der Technik 2020

Beim Ballbieranstich des Balls der Technik am 11.11.2019 hielt die Teslaspule eine kurze Präsentation über sich selbst und ihre bisherigen Auftritte. Anschließend lud sie zum Ball der Technik 2020 ein. Eine Aufzeichnung dieser Präsentation kann unter folgendem Link gefunden werden:

<https://www.youtube.com/watch?v=Gvy6IV0PhKM&t=136s>



## 6.7 Ball der Technik 2020

Am 31.1.2020 wurde die Teslaspule beim Ball der Technik 2020 präsentiert. Zu Beginn begrüßte sie in einem 8-minütigen Dialog mit dem ORF Moderator Werner Ranacher die VIP Gäste und den Rektor der TU Graz. Um 23 Uhr half uns der Elektrotechnikstudent und DJ Thomas Obereder, die Teslaspule in eine einzigartige Showeinlage zu integrieren.



Abb. 41: Die IFE-Teslaspule Beim Ball der Technik 2020, © 2020 alumniTUGraz 1887

## 7 Fazit und Ausblick

Nach der erfolgreichen Konstruktion einer musikspielenden Teslaspule steht fest, dass es durchaus möglich ist, mit den heute verfügbaren Möglichkeiten Musik bzw. auch Sprache über eine Teslaspule wiederzugeben.

Es kommt allerdings, wie so oft, auf kleine Details an, welche ausschlaggebend für eine erfolgreiche Umsetzung eines solchen Projekts sind. Diese Details waren auch die Ursache für unzählige, teils bis spät in den Abend andauernde, Versuche im Labor, welche sehr oft zu einer konstruktiven Lösung von diversen Problemen führten. So kommt es, dass es sich bei der zurzeit verwendeten Ansteuerung „rev. 2.2“ bereits um die 5. überarbeitete Version handelt.

In der Endausbaustufe soll ein komplettes System aus zwei Teslaspulen für eine linke und eine rechte Tonspur, sowie einer etwas größeren Teslaspule als Subwoofer zusammengestellt werden um einen maximalen Showeffekt und eine möglichst gute Audioqualität zu erzielen.

Des Weiteren könnten mehrere kleinere Teslaspulen an diverse Museen, oder auch Schulen verliehen oder verkauft werden, um wie bereits in der Einleitung beschrieben, schon früh Schülerinnen und Schülern einen spannenden Einblick in die Welt der Elektronik zu ermöglichen.

## 8 Abkürzungs- und Begriffsverzeichnis

---

CLK .....	Clock
DRSSTC .....	Dual-Resonant Solid-State Teslacoil
EMV .....	Elektromagnetische Verträglichkeit
GDT .....	Gate Drive Transformer
IGBT .....	Insulated gate bipolar transistor
MIDI .....	Musical Instrument Digital interface
MOSFET .....	Metalloxidhalbleiterfeldeffekttransistor
SGTC .....	Spark Gap Teslacoil
SSTC .....	Solid State Teslacoil
Top Load .....	Kopfelektrode
VCC .....	Positive Versorgungsspannung

## 9 Formelzeichen-Verzeichnis

---

$C_{Eigen}$ .....	Eigenkapazität der Sekundärspule
$C_k$ .....	Kapazität einer Kugelelektrode
$C_{prim}$ .....	Primär-Kondensator
$C_t$ .....	Kapazität einer Torus Elektrode
$f_r$ .....	Resonanzfrequenz
$I_f$ .....	Vorwärtsstrom
$P_{on}$ .....	Leistung im eingeschalteten Zustand
$U_f$ .....	Vorwärtsspannung
$U_{zk}$ .....	Zwischenkreisspannung
$\varepsilon$ .....	Dielektrizitätskonstante
$\lambda$ .....	Wellenlänge



## 10 Literaturverzeichnis

---

- [1] N. Tesla, „apparatus for transmission of electrical energy“. USA Patent US649621A, 19 Februar 1900.
- [2] N. Tesla, „apparatus for transmitting electrical energy“. USA Patent US1119732A, 18 Januar 1902.
- [3] L. Stiny, Grundwissen Elektrotechnik und Elektronik 7. Auflage, Springer, 2018.
- [4] R. Stacher, *Diplomarbeit DER TESLA TRANSFORMATOR*, Institut für Hochspannungstechnik Graz, 1999.
- [5] W. Bengfort, „ET-Tutorials.de,“ [Online]. Available: <https://et-tutorials.de/8707/spannungserhöhung-im-reihenschwingkreis/>. [Zugriff am 28 Dezember 2019].
- [6] H. Hartl, E. Krasser, P. Söser und G. Winkler, Elektronische Schaltungstechnik 2. Auflage, Pearson, 2019.
- [7] B. Wang, M. Dupont und A. Spencer, „oneTesla,“ [Online]. Available: [www.onetesla.com](http://www.onetesla.com). [Zugriff am 5 Januar 2019].
- [8] D. Eindhoven, „megavolts.nl,“ [Online]. Available: <http://www.megavolts.nl>. [Zugriff am 29 Dezember 2019].
- [9] H. Baumgartner und B. Wang, „Musical 10” Coil User Manual,“ oneTesla, 2014.
- [10] S. Gustavson, „Tuning your oneTesla,“ 19 November 2013. [Online]. Available: [http://weber.itn.liu.se/~stegu/onetesla/onetesla\\_tuning\\_guide\\_draft.pdf](http://weber.itn.liu.se/~stegu/onetesla/onetesla_tuning_guide_draft.pdf). [Zugriff am 18 Januar 2020].
- [11] Biezl@commons.wikimedia.org, „Teslatrafo-aufbau.svg,“ 23 Dezember 2008. [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?title=File:Teslatrafo-aufbau.svg&oldid=213936000>. [Zugriff am 1 Januar 2020].
- [12] Biezl@commons.wikimedia.org, „Stromwandler Zeichnung.svg,“ 15 April 2009. [Online]. Available: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Stromwandler\\_Zeichnung.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Stromwandler_Zeichnung.svg). [Zugriff am 15 Januar 2020].

# 11 Abbildungsverzeichnis

ABB. 1: DIE IFE-TESLASPULE BEIM BALL DER TECHNIK MIT ENTLADUNGEN AN DER TOP-LOAD, © 2020 ALUMNI TUGRAZ 1887.....	6
ABB. 2: AUFBAU EINES TESLA TRANSFORMATORS, GRAFIK VON BIEZL @ COMMONS.WIKIMEDIA.ORG [11] .....	8
ABB. 3: KEGELFÖRMIGE PRIMÄRWICKLUNG, KONSTRUIERT UND GERENDERT MIT FUSION 360 .....	10
ABB. 4: PRINZIP-SCHALTBILD EINER SGTC, GEZEICHNET IN INKSCAPE .....	12
ABB. 5: SSTC MIT $U_{IN}$ ALS HOCHFREQUENTE WECHSELSTROMQUELLE, GEZEICHNET IN INKSCAPE.....	14
ABB. 6: PRINZIPIAL-SCHALTBILD EINER HALBBRÜCKENSCHALTUNG, GEZEICHNET IN INKSCAPE.....	15
ABB. 7: SCHALTZUSTAND 1 $\rightarrow$ T1 = AUS UND T2 = EIN .....	15
ABB. 8: SCHALTZUSTAND 2 $\rightarrow$ T1 = EIN UND T2 = AUS .....	15
ABB. 9: VERRIEGELUNGSZEIT EINES GATE TREIBERS IN DER PRAXIS, EIGENE AUFNAHME.....	16
ABB. 10: H-BRÜCKENSCHALTUNG, GEZEICHNET IN INKSCAPE .....	17
ABB. 11: PRINZIP-SCHALTBILD EINER DRSSTC, GEZEICHNET IN INKSCAPE.....	18
ABB. 12: GATE DRIVE TRANSFORMER ZUR ANSTEUERUNG EINER HALBBRÜCKE, AUSSCHNITT AUS ABB. 43 [8]..	19
ABB. 13: DIODEN NETZWERK AM GATE EINES TRANSISTORS, GEZEICHNET IN INKSCAPE.....	20
ABB. 14: SCHEMATISCHER AUFBAU EINES STROMWANDLERS, GRAFIK VON BIEZL @ COMMONS.WIKIMEDIA.ORG [12].....	21
ABB. 15: UMSETZUNG DES GEPULSTEN BETRIEBS, AUSSCHNITT AUS ABB. 43 [8] .....	23
ABB. 16: 440 HZ BURSTS MIT 200 $\mu$ S LÄNGE, EIGENE AUFNAHME.....	24
ABB. 17: SCHALTUNG ZUR SYNCHRONISIERUNG DES INTERRUPT-SIGNALS, AUSSCHNITT AUS ABB. 42 [7].....	25
ABB. 18: OBERES ENDE DER SEKUNDÄRWICKLUNG, EIGENE AUFNAHME.....	27
ABB. 19: ALUMINIUM TORUS MIT BREAKOUT-POINT, EIGENE AUFNAHME.....	29
ABB. 20: WECHSELBARER BREAKOUT-POINT, EIGENE AUFNAHME .....	29
ABB. 21: DIE PRIMÄRWICKLUNG WÄHREND DEM KONSTRUKTIONSPROZESSES, EIGENE AUFNAHME .....	31
ABB. 22: MESSAUFBAU ZUR ERMITTLUNG DER PRIMÄRINDUKTIVITÄT, EIGENE AUFNAHME.....	32
ABB. 23: FREQUENZ-SWEEP BEI FREISTEHENDER SPULE MIT FFT-FUNKTION ZUR ERMITTLUNG DER RESONANZFREQUENZ, EIGENE AUFNAHME .....	34
ABB. 24: FREQUENZ-SWEEP BEI ANREGUNG PER PRIMÄRWICKLUNG MIT FFT-FUNKTION ZUR ERMITTLUNG DER RESONANZFREQUENZ, EIGENE AUFNAHME .....	35
ABB. 25: MEINE TESLASPULE, IN FERTIGEM GEHÄUSE MIT ALTER PRIMÄRWICKLUNG, EIGENE AUFNAHME .....	37
ABB. 26: INTERNER AUFBAU DER TESLASPULE, EIGENE AUFNAHME.....	37
ABB. 27: ANSTEUERUNG DER TESLASPULE OHNE KÜHLKÖRPER WÄHREND EINER PROBEMESSUNG, EIGENE AUFNAHME .....	38
ABB. 28: KOMPARATORMODUL ZUR VERSCHIEBUNG DER SCHALTZEITPUNKTE, EIGENE AUFNAHME .....	40
ABB. 29: TREIBERPLATINE VORDERSEITE, EIGENE AUFNAHME .....	41
ABB. 30: TREIBERPLATINE RÜCKSEITE, EIGENE AUFNAHME .....	41
ABB. 31: VERSCHRAUBTE 90° PRESSFITVERBINDUNG ZWISCHEN TREIBERKARTE UND HOCHSPANNUNGSTEIL DER HAUPTPLATINE, EIGENE AUFNAHME.....	41
ABB. 32: SCHALTZEITPUNKTE DES HIGH-SIDE-TRANSISTORS, EIGENE AUFNAHME.....	43
ABB. 33: DIE URSPRÜNGLICH VERBAUTE SUBOPTIMALE LUFTKÜHLUNG, EIGENE AUFNAHME .....	43
ABB. 34: WASSERKÜHLUNG DER TRANSISTOREN, EIGENE AUFNAHME.....	44
ABB. 35: BLOCKSCHALTBILD DER IFE-TESLASPULE, GEZEICHNET IN MICROSOFT VISIO .....	46
ABB. 36: GATE-SPANNUNG DES HIGH-SIDE-TRANSISTORS, PRIMÄR- SOWIE SEKUNDÄRSTROM UND DAS GEMESSENE FEEDBACKSIGNAL WÄHREND EINES BURSTS, EIGENE AUFNAHME .....	47
ABB. 37: AUSSCHNITT DER HAUPTPLATINE, EIGENE AUFNAHME .....	49
ABB. 38: DIE IFE-TESLASPULE AM BALL DER TECHNIK, EIGENE AUFNAHME .....	51
ABB. 39: DIE IFE-TESLASPULE BEIM SCIENCE SLAM 2019, ©LUNGHAMMER - TU GRAZ .....	52
ABB. 40: DIE IFE-TESLASPULE BEI EINER BUCHPRÄSENTATION IN DER NIKOLA TESLA HALLE DER TU GRAZ, ©LUNGHAMMER - TU GRAZ.....	53
ABB. 41: DIE IFE-TESLASPULE BEIM BALL DER TECHNIK 2020, © 2020 ALUMNI TUGRAZ 1887 .....	54
ABB. 42: SCHALTPLAN EINER DRSSTC, ONE TESLA, [5].....	59
ABB. 43: SCHALTPLAN EINER SSTC VON DANIEL EINDHOVEN [8]. .....	60
ABB. 44: SCHALTPLAN DES AUDIO INTERRUPTER, DANIEL EINDHOVEN [8] .....	61

## 12 Schaltpläne

### 12.1 Schaltplan oneTesla, DRSSTC

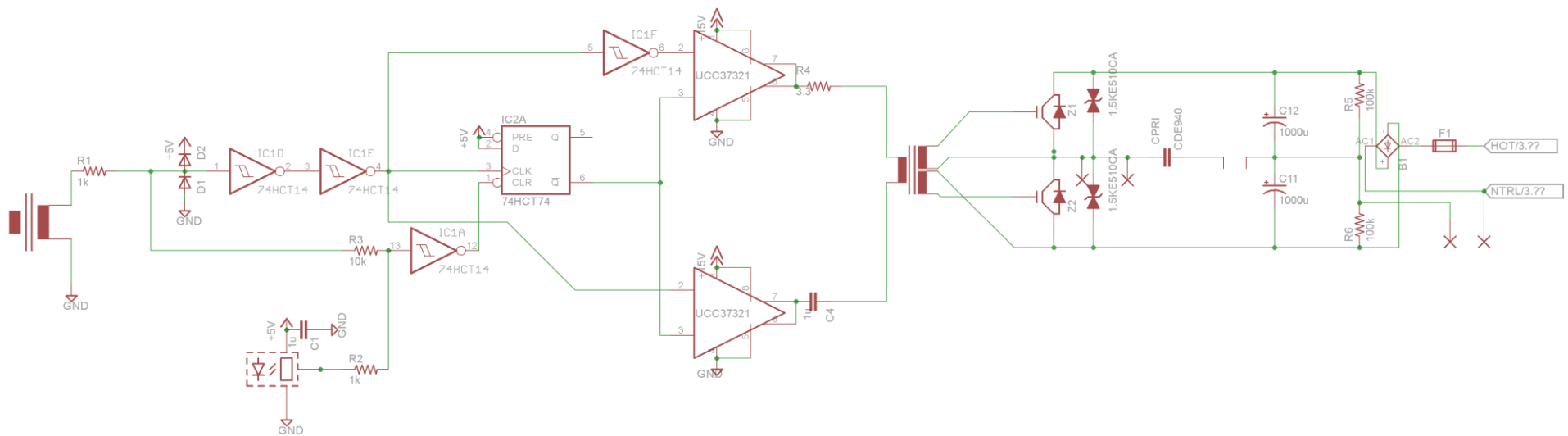
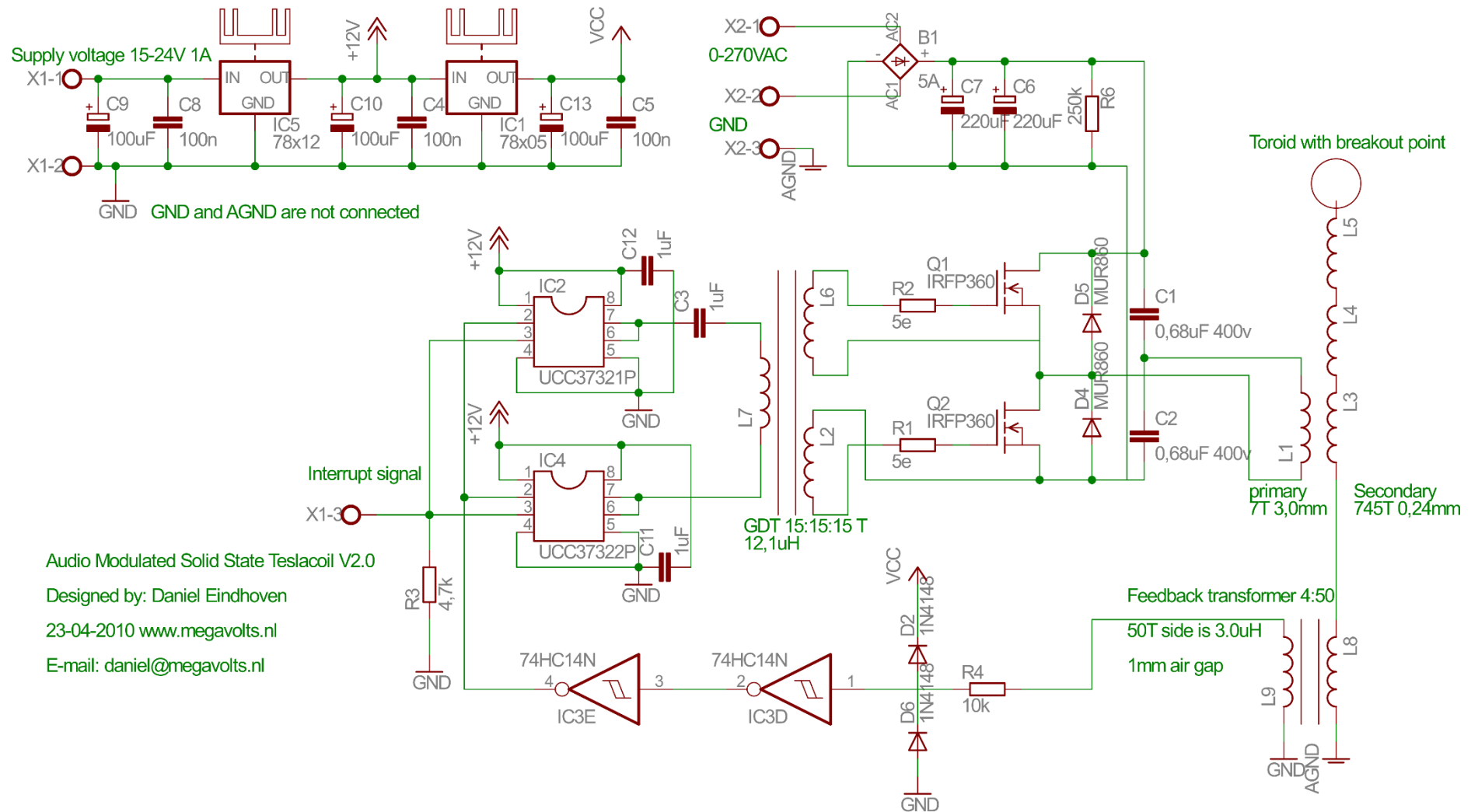


Abb. 42: Schaltplan einer DRSSTC, oneTesla, [5]

## 12.2 Schaltplan Daniel Eindhoven, SSTC



Audio Modulated Solid State Tesla Coil V2.0  
 Designed by: Daniel Eindhoven  
 23-04-2010 [www.megavolts.nl](http://www.megavolts.nl)  
 E-mail: [daniel@megavolts.nl](mailto:daniel@megavolts.nl)

Abb. 43: Schaltplan einer SSTC von Daniel Eindhoven [8].

## 12.3 Schaltplan D. Eindhoven, Interrupter

Teslacoil audio modulator (interrupter) circuit

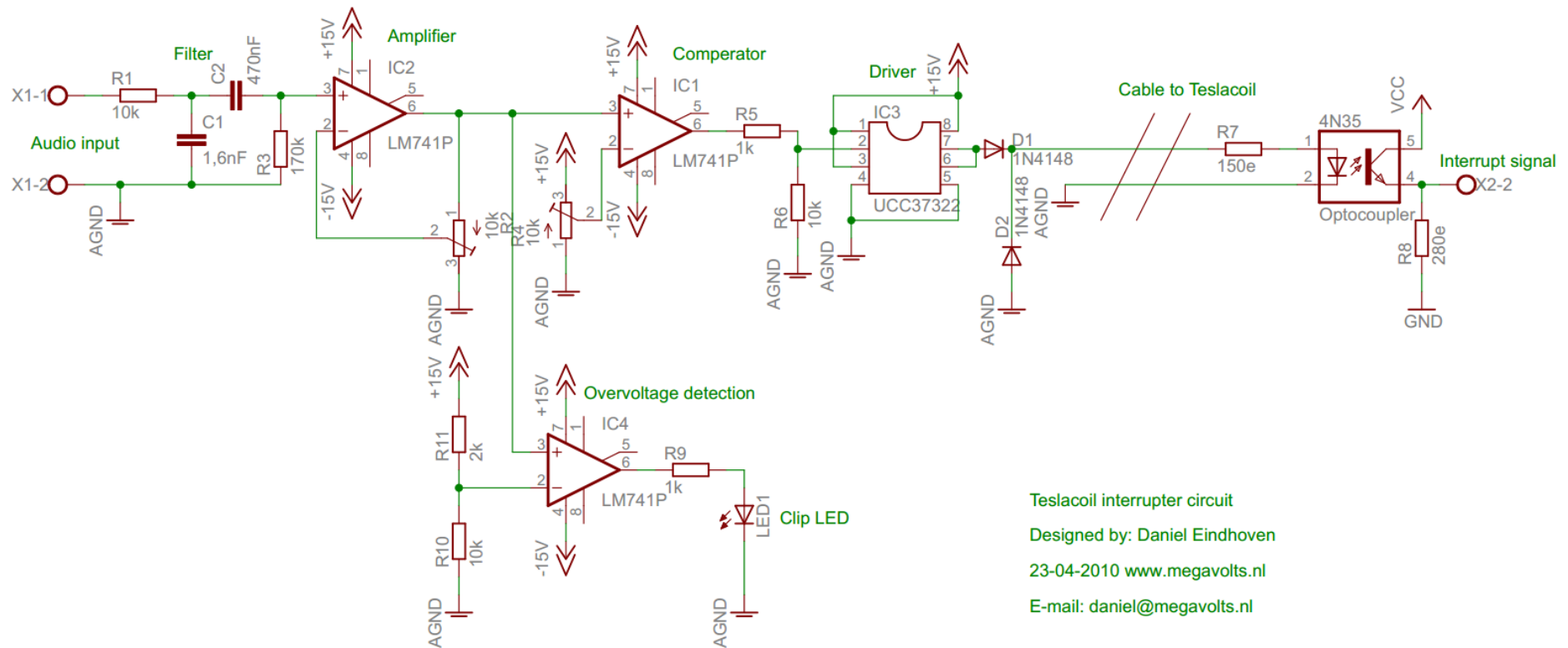


Abb. 44: Schaltplan des Audio Interrupter, Daniel Eindhoven [8]

