

---

Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
Fakultät Technik und Informatik  
Department Informatik

# Energieübertragung induktiv gekoppelter RFID Transponder

Hausarbeit

Wahlpflichtmodul: RFID-Technik  
Betreuer: Prof. Dr. Fohl

Schwensen, Lars Christian  
Matrikel-Nr.: 2124933  
Fachsemester 6

---

25. Mai 2015

---

## Zusammenfassung

*Eine Grundlegende Eigenschaft von RFID-Systemen ist die kontaktlose Energieübertragung. Im Rahmen dieser Hausarbeit wird die induktive Kopplung in ihrer Funktionalität und Effektivität untersucht um sich der Frage zu widmen welchen Einfluss die Dimensionierung der Antennen auf die Energieübertragung hat.*

## INHALTSVERZEICHNIS

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>RFID</b>	<b>3</b>
2.1	Frequenzen . . . . .	3
2.1.1	Langwellen-Frequenzen . . . . .	4
2.1.2	ISM-Frequenzen . . . . .	4
2.1.3	SRD-Frequenzen . . . . .	4
<b>3</b>	<b>Induktive Kopplung</b>	<b>4</b>
3.1	Magnetische Feldstärke . . . . .	4
3.2	Magnetische Flussdichte . . . . .	7
3.3	Antennendesign . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Resonanzkreis</b>	<b>10</b>
4.1	Kondensator . . . . .	11
4.2	Spule . . . . .	14
4.3	Reihenresonanzkreis . . . . .	16
<b>5</b>	<b>Anwendungsbeispiel</b>	<b>19</b>
<b>6</b>	<b>Fazit</b>	<b>20</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>21</b>

## 1. EINLEITUNG

Sich der Nutzung von RFID zu entziehen ist in der heutigen Zeit nahezu unmöglich. In vielen Situationen werden wir mit dieser Technik konfrontiert und wissen oftmals gar nicht, dass Diese dahinter steckt. Bei dem Einen ist es das Auto, welches sich ganz bequem per Knopfdruck aus der Ferne verriegeln lässt, bei dem Anderen ist es der Diebstahlschutz von den Schuhen welcher uns erinnert die Ware noch eben zu bezahlen. Zwei von unzähligen Beispielen wie sie in Bauform, Sicherheitsaspekten und Produktionskosten nicht unterschiedlicher sein können, aber dennoch der gleichen Technologie, nämlich der RFID, angehören.

## 2. RFID

RFID steht für Radio Frequency Identification und beschreibt eine Technologie der kontaktlosen Übertragung von Informationen. Die beiden grundlegenden Komponenten eines RFID-Systems sind ein Lesegerät und ein Transponder. Das Lesegerät, oftmals stationär eingesetzt, wartet darauf dass ein Transponder in das Lesegebiet eintritt. Ist dies der Fall beginnen das Lesegerät und der Transponder zu kommunizieren. Der Transponder selbst kann die unterschiedlichsten Bauformen annehmen und ist dadurch sehr variabel für viele Gebiete einsetzbar. Kleinste Bauformen finden sich unter Anderem in der Tieridentifikation wieder, wo der Transponder die Form eines kleinen Röhrchens von wenigen Millimetern Umfang und Länge annimmt und so fast komplett unbemerkt Platz unter der Haut des Tieres findet. Üblich sind auch Transponder in Form einer Scheckkarte nach ISO/IEC 7810, sodass diese in jede übliche Brieftasche passen und so ein weites Feld an Einsatzgebieten wie elektronische Fahrkarten, Mitarbeiterausweise oder Konzerttickets einnehmen. Neben der Bauform klassifiziert noch die maximale Lesereichweite ein RFID-System. Diese Eigenschaft ist stark davon abhängig ob es sich um ein aktives oder ein passives Transpondersystem handelt. Aktive Transponder benötigen eine eigene Energiequelle um zum Leben erweckt zu werden. Dies ermöglicht in der Regel eine sehr hohe Reichweite, bedeutet aber auch eine größere Bauform des Transponders. Passive Transponder hingegen beziehen die Energie komplett von dem Lesegerät. Die mögliche Distanz zu dem Lesegerät ist dadurch sehr begrenzt und kann von wenigen Zentimetern bis hin zu ein paar Metern reichen. Erreichbare Datenraten sind hauptsächlich abhängig von der verwendeten Funkfrequenz des RFID-Systems<sup>1</sup>.

### 2.1. Frequenzen

Eine Anlage zu betreiben, welche elektromagnetische Wellen abstrahlt, unterliegt gewissen Richtlinien. Deshalb ist es nicht ohne Weiteres möglich im Betrieb eines RFID-Systems eine beliebige Frequenz zu verwenden, da die Rechtevergabe der Frequenzen dem jeweiligen Staat bzw. durch Zusammenschlüsse geschaffene Organisationen obliegt. In Europa beispielsweise koordiniert die Zuteilung der Frequenzen fast aller europäischer Länder die CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) bzw. die daraus entstandene Organisation ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Möchte man ein RFID-System innerhalb erlaubter Richtlinien betreiben, bieten sich Langwellen-, ISM- und SRD-Frequenzen an<sup>2</sup>.

---

<sup>1</sup>Finkenzeller, Klaus: RFID Handbuch. 5. Auflage: Carl Hanser Verlag München, S. 23 f.

<sup>2</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 173 ff.

### 2.1.1 Langwellen-Frequenzen

Die Langwellen-Frequenzen im Bereich von 9 bis 135KHz stehen tendenziell für die Verwendung mit einem RFID-System zur Verfügung. Da dieser Bereich allerdings auch von anderen Diensten, wie der Schiffsnavigation oder dem Zeitzeichenfunkdienst, verwendet wird, dürfen bestimmte Frequenzen nur mit einer geringeren maximalen Feldstärke betrieben werden. Ein Beispiel hierfür ist die Frequenz 77,5KHz. Über Diese empfangen Funkuhren innerhalb Mitteleuropa die Information zur aktuellen Uhrzeit<sup>3</sup>. In RFID-Systemen findet die Frequenz 125KHz häufig Verwendung und wird unter Anderem in der Fernverriegelung von Autos eingesetzt.

### 2.1.2 ISM-Frequenzen

ISM-Frequenzen (Industrial Scientific and Medical) sind international gebührenfrei verfügbare Frequenzen. Beispiele Hierfür sind unter Anderem 13,56MHz, welche eine häufige Verwendung für RFID-Systeme findet und 2,45GHz welche unter Anderem auch als WLAN-Frequenz und in einem Mikrowellenherd eingesetzt wird.

### 2.1.3 SRD-Frequenzen

SRD-Frequenzen (Short Range devices) sind für den professionellen und privaten Einsatz im Bereich Kurzstreckenfunk vorgesehen. Ein Vertreter der SRD-Frequenzen ist 868MHz, welche häufig im Bereich von Funkgesteuerten Steckdosen eingesetzt wird.

## 3. INDUKTIVE KOPPLUNG

Die induktive Kopplung ist eine Art der kontaktlosen Energieübertragung welche sich hauptsächlich in der Anwendung in der Übertragung mit Langwellen und Kurzwellen wiederfindet<sup>4</sup>. Eine induktive Kopplung zweier Spulen liegt dann vor, wenn das sich ändernde Magnetfeld der einen Spule in der anderen Spule eine Spannung induziert<sup>5</sup>. Abhängig ist dieses Magnetfeld vom Stromfluss im Leiter und wird als magnetische Feldstärke  $\mathbf{H}$  bezeichnet.

### 3.1. Magnetische Feldstärke

Die magnetische Feldstärke  $\mathbf{H}$  an einem bestimmten Punkt  $\mathbf{p}$  ausgehend von einem Leiter  $\mathbf{L}$  lässt sich für verschiedene Leiterformen rechnerisch ermitteln. In allgemeiner Form gilt, das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke  $\mathbf{H}$  längs einer geschlossenen Kurve ist gleich der Summe der Stromstärken der eingeschlossenen Ströme<sup>6</sup>.

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (1)$$

---

<sup>3</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 175

<sup>4</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 69

<sup>5</sup>Stiny, Leonard: Grundwissen Elektrotechnik. 5. Auflage: Franzis Verlag GmbH, S. 100

<sup>6</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 70

Für einen geraden Zylindrischen Leiter (Abbildung 1) gilt, dass die Feldstärke entlang einer kreisförmigen Feldlinie im Abstand  $r$  konstant ist und

$$\oint d\vec{s} = 2\pi \cdot r \quad (2)$$

aufgrund der Zylindrizität. Wird der Leiter also von einem konstanten Strom  $I$  durchflossen, so gilt

$$H = \frac{I}{2\pi \cdot r} \quad (3)$$

Auf Höhe des Leiters ist die Feldstärke  $H$  somit ausschließlich vom Abstand  $r$  abhängig. Schwieriger ist die Betrachtung eines zylindrischen Leiters wenn dieser nicht einer Geraden entspricht. Die Feldstärke  $d\vec{H}$  an einem Punkt  $p$ , ausgehend von einem Leiterstück  $d\vec{l}$ , wie in Abbildung 2 dargestellt, lässt sich mithilfe des Gesetz von Biot und Savart ermitteln.

$$d\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \cdot \frac{d\vec{l} \times \vec{p}}{p^3} \quad (4)$$

Die resultierende Feldstärke  $\vec{H}_p$ , ausgehend vom gesamten Leiter  $L$ , errechnet sich durch integrieren dieser Teilergebnisse.

$$\vec{H}_p = \frac{I}{4\pi} \cdot \int_L \frac{d\vec{l} \times \vec{p}}{p^3} \quad (5)$$

Nimmt der Leiter  $L$  die Form einer Spule mit  $N$  Windungen an, so gilt

$$\vec{H}_p = \frac{N \cdot I}{4\pi} \cdot \oint_L \frac{d\vec{l} \times \vec{p}}{p^3} \quad (6)$$

im Folgenden soll die Feldstärke  $H$  ausgehend von der Spule ausschließlich auf der Mittelachse der Spule mit einem Abstand  $x > 0$  betrachtet werden (Abbildung 3), so dass gilt

$$p = \begin{pmatrix} x \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

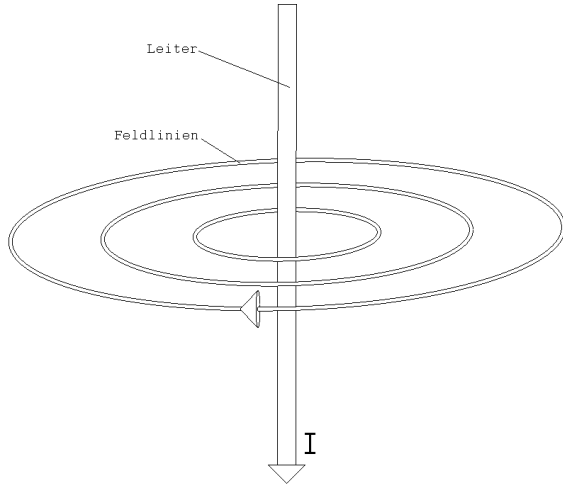


Abbildung 1: Feldlinien eines geraden Leiters

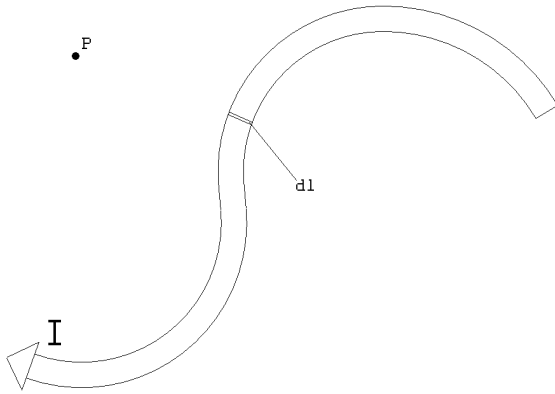


Abbildung 2: gebogener Leiter

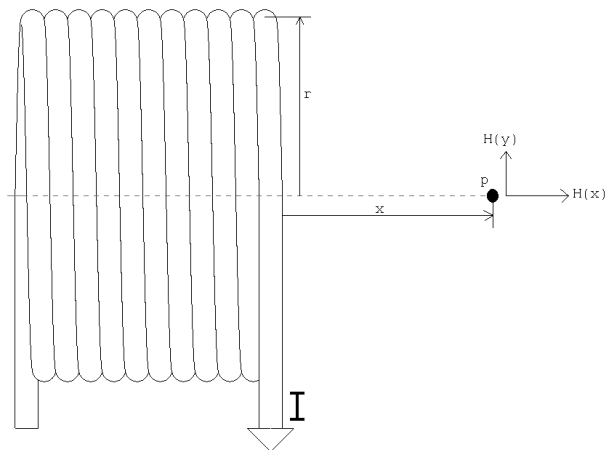


Abbildung 3: Spule

Unter dieser Bedingung sind die folgenden drei Eigenschaften erfüllt:

1.  $d\vec{l}$  und  $\vec{p}$  stehen orthogonal zueinander. Das Kreuzprodukt ist definiert als

$$|d\vec{l} \times \vec{p}| = |d\vec{l}| \cdot |\vec{p}| \cdot \sin(\alpha) \quad (8)$$

Da  $\sin(90) = 1$  ist, gilt somit

$$|d\vec{l} \times \vec{p}| = dl \cdot p \quad (9)$$

2. Aufgrund der Konzentrität kompensieren sich die vektoriellen Anteile der Feldstärke  $\mathbf{H}$  mit Ausnahme der x-Anteile aus. Berücksichtigen lässt sich dies durch multiplizieren mit

$$\cos(\beta) = \frac{r}{p} \quad (10)$$

3. Der Satz des Pythagoras erlaubt es  $p$  mithilfe des Spulenradius  $r$  und dem Abstand  $x$  zu berechnen.

$$p = \sqrt{r^2 + x^2} \quad (11)$$

Auf die Gleichung (6) angewendet bedeutet dies

$$H_x = \frac{N \cdot I}{4\pi} \cdot \frac{r}{\sqrt{(r^2 + x^2)}} \oint_L \frac{dl \cdot \sqrt{(r^2 + x^2)}}{\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad (12)$$

und gekürzt

$$H_x = \frac{N \cdot I}{4\pi} \cdot \frac{r}{\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \oint_L dl \quad (13)$$

Da für das Umlaufintegral einer Spule gilt

$$\oint_L dl = 2\pi \cdot r \quad (14)$$

lautet abschließend die Gleichung zur Berechnung der Feldstärke  $H_x$  auf der Mittelachse der Spule

$$H_x = \frac{N \cdot I \cdot r^2}{2 \cdot \sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad (15)$$

Als Einheit ergibt sich für die magnetische Feldstärke  $\mathbf{H}$

$$[H] = \frac{A}{m} \quad (16)$$

### 3.2. Magnetische Flussdichte

Der Einfluss von Materie auf das magnetische Feld wird durch die magnetische Flussdichte  $\mathbf{B}$  beschrieben. Diese lässt sich durch die Gleichung

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (17)$$

ermitteln, wobei die Permeabilität  $\mu$  die magnetische Leitfähigkeit der zu durchdringenden Materie definiert. Genauer gesagt definiert die Permeabilität  $\mu$  die magnetische Leitfähigkeit im Vergleich zu Vakuum nach der Gleichung

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (18)$$

Die Feldkonstante  $\mu_0$  ist ein experimentell ermittelter Wert.

$$\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (19)$$

Die Permeabilitätszahl  $\mu_r$  ist einheitslos und abhängig von der Materie. Die Permeabilitätszahl von Luft ist  $\approx 1$ . Als Einheit ergibt sich für die magnetische Flussdichte  $\mathbf{B}$

$$[\mathbf{B}] = \text{T} = \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \quad (20)$$

### 3.3. Antennendesign

Wie eingangs erwähnt, induziert eine Spule  $L_2$  eine Spannung  $\mathbf{U}_{ind}$  sobald diese sich im Magnetfeld einer anderen Spule  $L_1$  befindet. Eine qualitative Aussage dieser Verkopplung lässt sich über die Kopplung  $K$  nach

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (21)$$

in Abhängigkeit von der jeweiligen Induktivität  $\mathbf{L}$  der Spulen und der Gegeninduktivität  $\mathbf{M}$  dieser Spulen treffen<sup>7</sup>. Als physikalische Größe drückt die Induktivität  $\mathbf{L}$  aus, wie groß die Fähigkeit einer Spule ist, eine Induktionsspannung  $\mathbf{U}_{ind}$  zu erzeugen<sup>8</sup> und lässt sich nach folgender Gleichung berechnen.

$$L = \mu \cdot A \cdot \frac{N^2}{l} \quad (22)$$

Unter der Bedingung dass der Durchmesser  $d_{leiter}$  des verwendeten Leiters sehr klein gegenüber dem Durchmesser  $d_{spule}$  ist, sodass gilt

$$\frac{d_{leiter}}{d_{spule}} < 0.001 \quad (23)$$

<sup>7</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 78

<sup>8</sup>Stiny: Grundwissen Elektrotechnik, S. 100

verweist Finkenzeller auf die Näherungsformel

$$L = \mu \cdot N^2 \cdot r_{spule} \cdot \left(2 \cdot \frac{r_{spule}}{d_{leiter}}\right) \quad (24)$$

zur Berechnung der Induktivität  $L^9$ . Als Einheit erhält die Induktivität  $L$

$$[L] = H = \frac{Vs}{A} \quad (25)$$

Die Gegeninduktivität  $M$  beschreibt die Eigenschaft der Spannungsinduzierung einer Spule im Magnetfeld einer anderen Spule nach der Gleichung

$$M = \frac{\mu \cdot H \cdot N_2 \cdot A_2}{I} \quad (26)$$

Die Fläche  $A_2$  beschreibt die Fläche der Spule  $L_2$ , die orthogonal von den Feldlinien des Magnetfeldes durchdrungen wird. Unter der Bedingung, dass  $A_1 \geq A_2$  und der Konzentrität von  $L_1$  und  $L_2$ , gilt

$$A_2 = \pi \cdot r_2^2 \quad (27)$$

und die Gleichung (6)

$$H_x = \frac{N \cdot I \cdot r^2}{2 \cdot \sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad (28)$$

aus dem Kapitel 3.1, sodass für die Gegeninduktivität  $M$  gekürzt gilt

$$M = \frac{\mu \cdot \pi \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2}{2 \cdot \sqrt{(r_1^2 + x^2)^3}} \quad (29)$$

Ein induktiv gekoppeltes System ist also von einer Vielzahl an Parametern abhängig. Wird für einen speziellen Anwendungsfall ein System geplant, ist es zunächst einmal sinnvoll sich der festen Parameter bewusst zu werden. So ist der Distanzbereich  $x$ , in dem das System zuverlässig funktionieren muss, oftmals spezifiziert. Auch haben sich für die Form der Transponder gewisse Formate etabliert, sodass die Spule  $L_2$  in der Regel fest vorgegeben ist. Damit bleibt letztendlich nur die Spule  $L_1$  des Lesegerätes als Möglichkeit der Einflussnahme. Wie muss die Antenne des Lesegerätes also dimensioniert werden um eine möglichst hohe Kopplung zu erreichen? Ist eine größere Antenne immer besser? Aufschluss darüber soll ein rechnerischer Versuch geben. Gegeben sei eine Transponderspule  $L_2$  mit einem Radius  $r_2 = 2cm$  und einer Länge  $l_2 = 1cm$ . Ermittelt werden soll die Kopplung  $K$  in einem Abstand von  $0cm < x \leq 20cm$  bei drei verschiedenen Spulenradien  $r_1 = 2cm, 4cm$  und  $6cm$  der Lesegerätspule  $L_1$ . Die Länge  $l_1 = 5cm$  der Spule  $L_1$  sei ebenfalls konstant!

<sup>9</sup>Finkenzeller: RFID Handbuch, S. 76



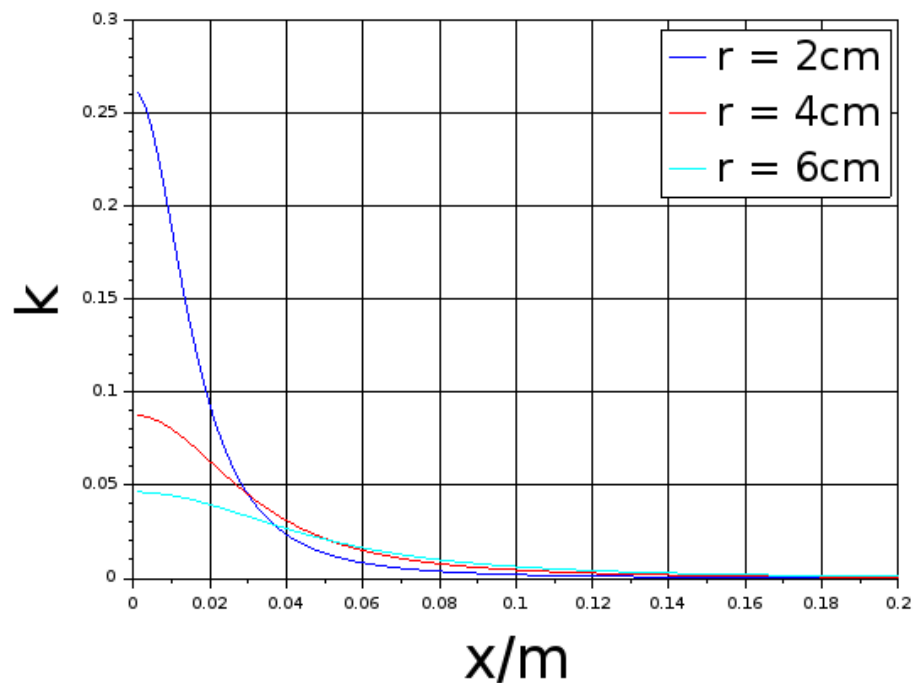


Abbildung 4: Rechnerisch ermittelte Kopplung versch. Spulenradien

Deutlich ist in Abbildung 4 erkennbar, dass eine kleine Lesegerätantenne bei sehr geringen Abständen im Vergleich zu den größeren Antennen eine wesentlich höhere Kopplung ermöglicht, aber auch mit zunehmender Distanz erheblich schneller abfällt. Ideal ist ein Spulenradius  $r_1$  offensichtlich genau dann, wenn gilt

$$r_1 \approx x \quad (30)$$

Auch ist eine möglichst große Antenne nicht immer die beste Wahl. Der Vorteil einer größeren Antenne liegt darin, dass die Kopplung mit steigender Distanz weniger stark abfällt. Wird also von einem System erwartet, dass es sowohl bei geringen als auch bei höheren Distanzen zuverlässig arbeitet, ist eine größere Antenne von Vorteil. Zu dem gleichen Ergebnis sind Gerhard Schalk und Renke Bienert in ihrem Buch "RFID MIFARE und kontaktlose Smartcards angewandt" in einem ähnlichen Test gekommen. Schalk und Bienert haben ermittelt welcher Spulenradius für feste Distanzen ideal ist<sup>10</sup>. Mitunter kann die Kopplung  $K$  sehr klein sein. Daraus folgt verhältnismäßig kleine induzierte Spannung  $U_{ind}$  an der Spule  $L_2$ . Um dem Transponder IC dennoch eine ausreichend hohe Spannung zur Verfügung zu stellen beinhaltet die Transponderschaltung einen Resonanzkreis.

<sup>10</sup>Vgl. Schalk, Gerhard und Bienert, Renke: RFID MIFARE und kontaktlose Smartcards angewandt. 1. Auflage: Elektor-Verlag, S. 81

#### 4. RESONANZKREIS

Resonanzkreise lassen sich generell in Reihenresonanzkreise (Abbildung 5) und Parallelresonanzkreise (Abbildung 6) einteilen. Parallelresonanzkreise weisen die Eigenschaft auf, dass die Spannung an allen Stellen der Schaltung gleich und der Strom jeweils abhängig von den Bauelementen an der Messstelle ist. In einem Reihenresonanzkreis hingegen fließt an allen Stellen der gleiche Strom. Die Spannung an den Bauelementen variiert abhängig von der Dimensionierung jener. Diese Eigenschaften machen den Parallelresonanzkreis an dieser Stelle uninteressant. Deshalb wird Dieser in diesem Dokument nicht weiter Thematisiert und im Folgendem ist mit einem Resonanzkreis immer ein Reihenresonanzkreis gemeint. Ein Resonanzkreis ist, wie der Name vermuten lässt, ein schwingfähiges System. Um zu verstehen wie diese Schwingungen zustande kommen, ist es sinnvoll sich zunächst einmal mit den beiden wichtigsten Bauelementen eines Resonanzkreises, nämlich dem Kondensator **C** und der Spule **L**, zu befassen<sup>11</sup>.

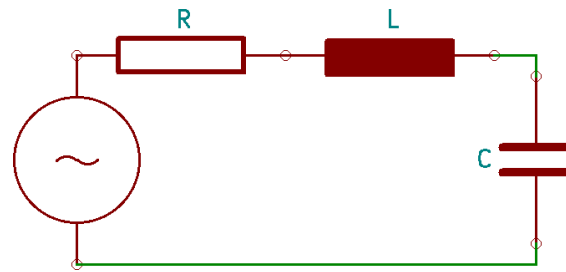


Abbildung 5: Reihenresonanzkreis

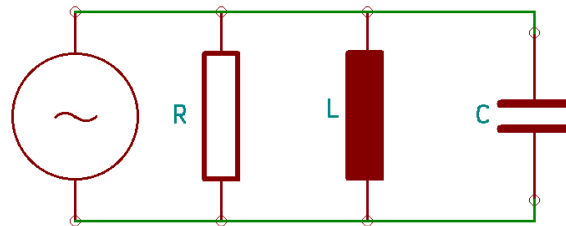


Abbildung 6: Parallelresonanzkreis

<sup>11</sup>Hagmann, Gerd: Grundlagen der Elektrotechnik. 16. Auflage: AULA-Verlag GmbH, S. 296 ff.

#### 4.1. Kondensator

Wird ein Kondensator, wie in Abbildung 7 dargestellt, durch eine Betriebsspannung  $U$  geladen, so ergibt sich ein Ladestrom von

$$I_c = \frac{U - U_c}{R_i} \quad (31)$$

$R_i$  stellt hierbei den Innenwiderstand der Spannungsquelle dar und begrenzt den maximalen Ladestrom  $I_c$ . Während des Ladevorgangs gleicht sich  $U_c$  der Betriebsspannung  $U$  an. Bezogen auf die Gleichung (31) bedeutet dies, dass der Ladestrom  $I_c$  bei  $U_c = 0$  seinen Maximum hat und mit Angleichen von  $U_c$  an  $U$  kontinuierlich kleiner wird. Es besteht also eine zeitliche Verzögerung zwischen  $I_{cMax}$  und  $u_{cMax}$ . Man sagt auch **am Kondensator eilt der Strom der Spannung voraus!** Die Zeit, die ein Kondensator benötigt, bis  $U_c \approx U$  ist, ist abhängig von der Kapazität  $C$  des Kondensators und dem Widerstand  $R_i$ . Rechnerisch darstellen lässt sich der zeitliche Verlauf über die Zeitkonstante  $\tau$  nach folgender Gleichung.

$$\tau_c = R_i \cdot C \quad (32)$$

Generell gilt, dass ein anfangs komplett entladener Kondensator nach Ablauf eines  $\tau$  auf 63% der Betriebsspannung  $U$  geladen und der Ladestrom  $I_c$  auf 37% von  $I_{cMax}$  abgefallen ist. Nach Ablauf eines weiteren  $\tau$  ist  $U_c$  nochmals um 63% der Differenz zwischen  $U$  und  $U_c$  angestiegen und  $I_c$  auf 37% des letzten  $I_c$  abgefallen. Dies führt sich mit jedem Ablauf weiterer  $\tau$  fort, sodass erkennbar wird, dass ein Ladestatus von 100% nie erreicht wird. Nach Ablauf von  $5\tau$  gilt ein Kondensator mit 99,3% praktisch als voll aufgeladen<sup>12</sup> und es ergibt sich eine Ladekurve nach dem folgenden Beispiel.

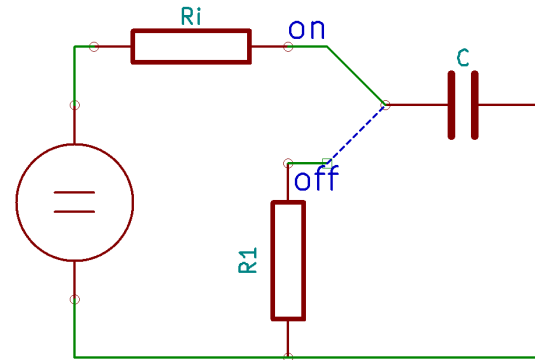


Abbildung 7: RC-Schaltung, Kondensator laden

<sup>12</sup>Stiny: Grundwissen Elektrotechnik, S. 141 f.

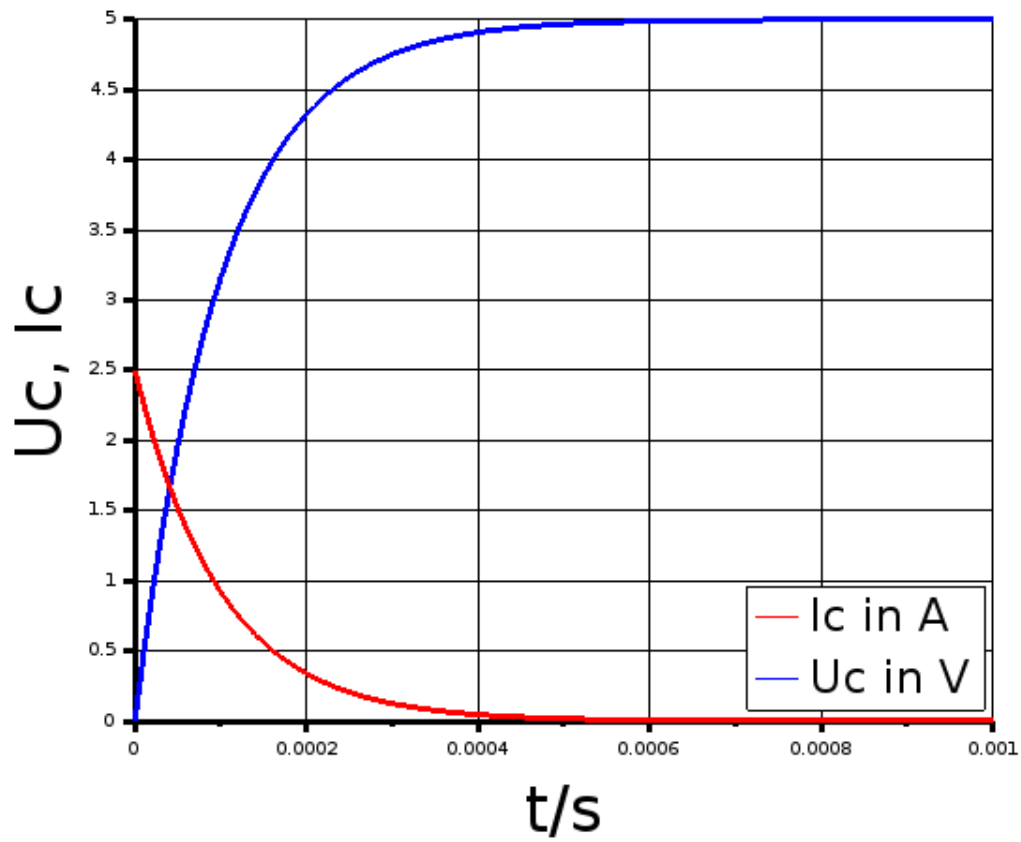


Abbildung 8:  $R=20\Omega$ ,  $C=50\mu\text{F}$ , Kondensator laden

Wird ein vollständig geladener Kondensator über einen Widerstand  $R_1$  entladen (Abbildung 9), so ändert sich die Richtung des Stroms  $I_c$ .

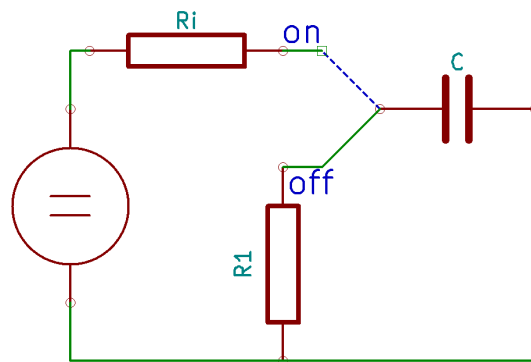


Abbildung 9: RC-Schaltung, Kondensator entladen

Auch beim Entladen eines Kondensators spielt die Zeitkonstante  $\tau$  eine wichtige Rolle. Der Entladevorgang ist nach  $5\tau$  abgeschlossen. Der während des Entladens fließende Strom lässt sich über das Ohmsche Gesetz

$$I_c = -\frac{U_c}{R_1} \quad (33)$$

ermitteln, sodass sich eine Entladekurve nach folgendem Beispiel ergibt.

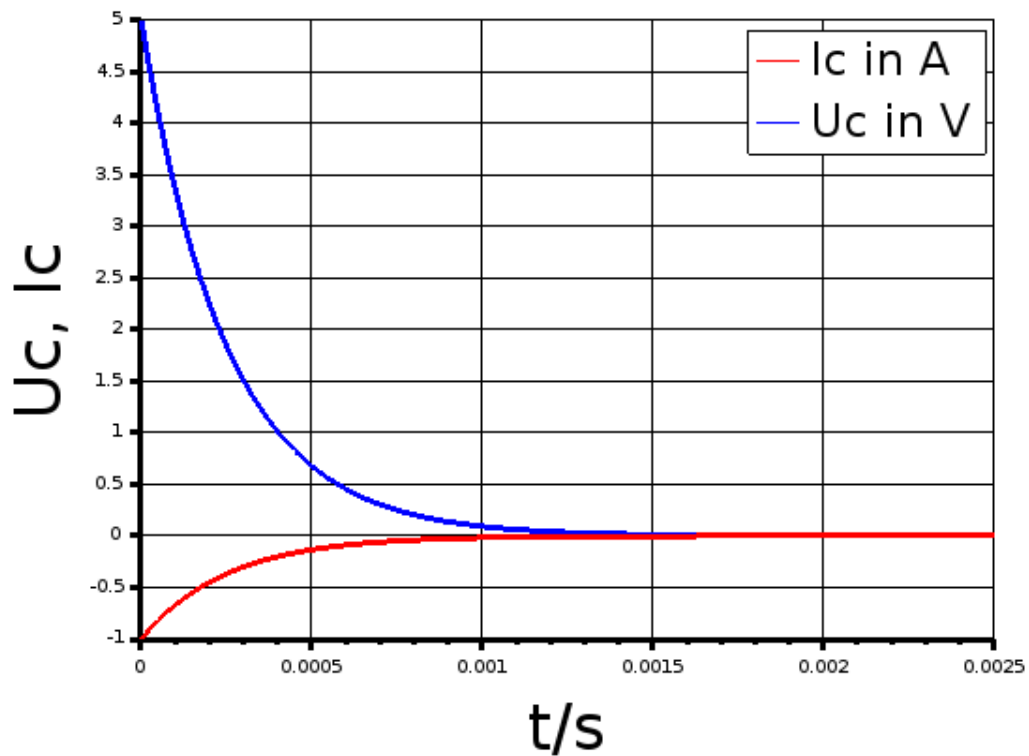


Abbildung 10:  $R=50\Omega$ ,  $C=50\mu F$ , Kondensator entladen

## 4.2. Spule

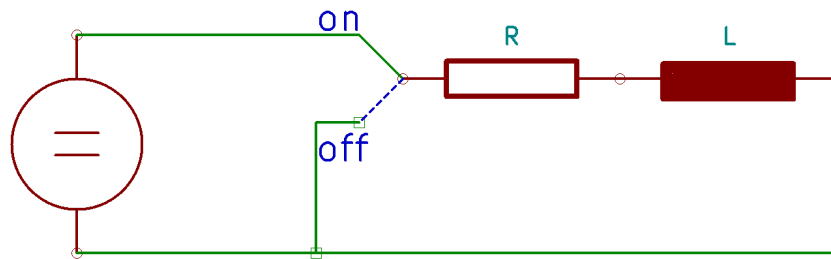


Abbildung 11: RL-Schaltung, eingeschaltet

Wird eine Betriebsspannung  $U$  an eine Spule  $L$  angelegt (Abbildung 11), so beginnt durch die Spule ein Strom  $I$  zu fließen, welcher ein magnetisches Feld erzeugt. Dieses magnetische Feld wiederum induziert in der Spule eine Spannung  $U_l$ , welche der Betriebsspannung  $U$  entgegen wirkt. Diese selbstinduzierte Spannung beeinflusst den Stromfluss  $I_l$  nach folgender Gleichung.

$$I_l = \frac{U - U_l}{R} \quad (34)$$

Zum Zeitpunkt des Einschaltens ( $t=0$ ) gilt

$$U_l = U \quad (35)$$

sodass  $I_l = 0$ . Man sagt auch **an einer Spule eilt der Strom der Spannung nach!** Für die Zeitkonstante  $\tau$  einer Spule gilt

$$\tau_l = \frac{L}{R} \quad (36)$$

Nach Ablauf eines  $\tau$  erreicht der Strom  $I_l$  in der Spule etwa 63% des Gesamtstroms und nach  $5\tau$  erreicht dieser 99,3%. Ab diesem Zeitpunkt wird der Einschaltvorgang in der Regel als abgeschlossen angesehen<sup>13</sup>. Visuell dargestellt ergibt sich für den Einschaltvorgang einer Spule ein Diagramm nach folgendem Beispiel.

<sup>13</sup>Stiny: Grundwissen Elektrotechnik, S. 147 f.

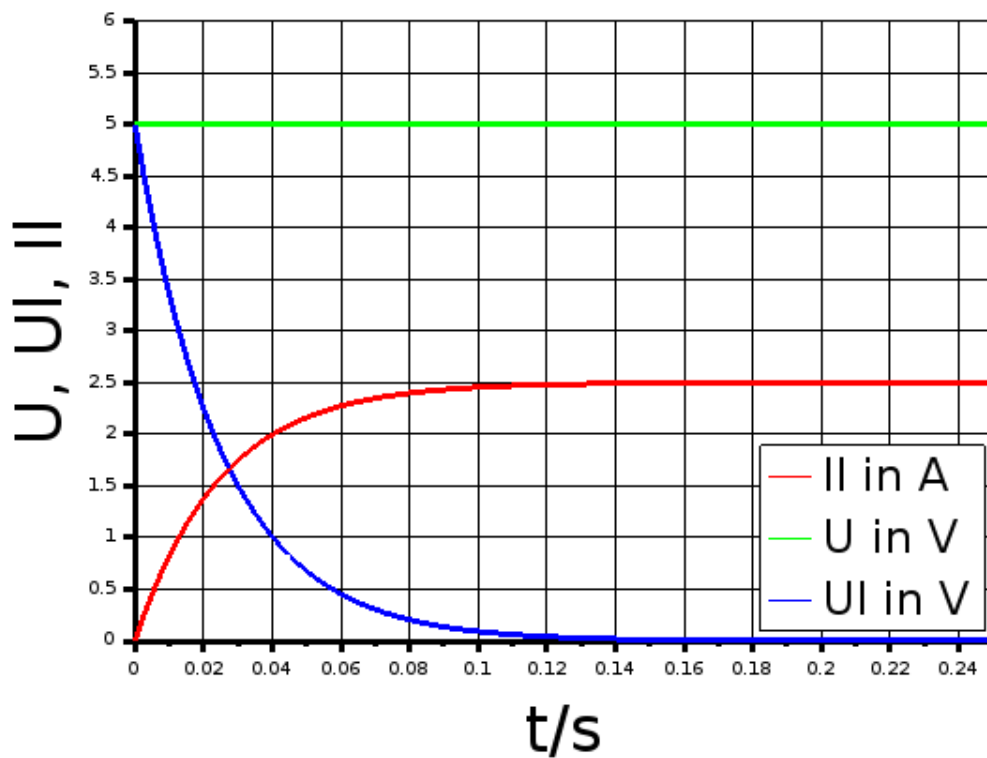


Abbildung 12:  $U=5V$ ,  $R=2\Omega$ ,  $L=50mH$ , Einschaltvorgang einer Spule

Wird die Spannungsquelle abgeschaltet (Abbildung 13) hält das magnetische Feld der Spule nach der Gleichung

$$W_l = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (37)$$

eine Menge an Energie, welche eine Induktionsspannung  $U_l$  in Richtung der Betriebsspannung  $U$  erzeugt.

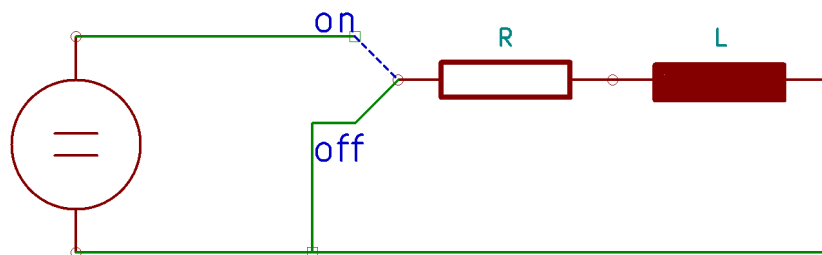


Abbildung 13: RL-Schaltung, ausgeschaltet

Diese hält den Stromfluss auch nach Abschalten der Betriebsspannung  $U$  aufrecht, wodurch sich ein Diagramm nach folgendem Beispiel ergibt.

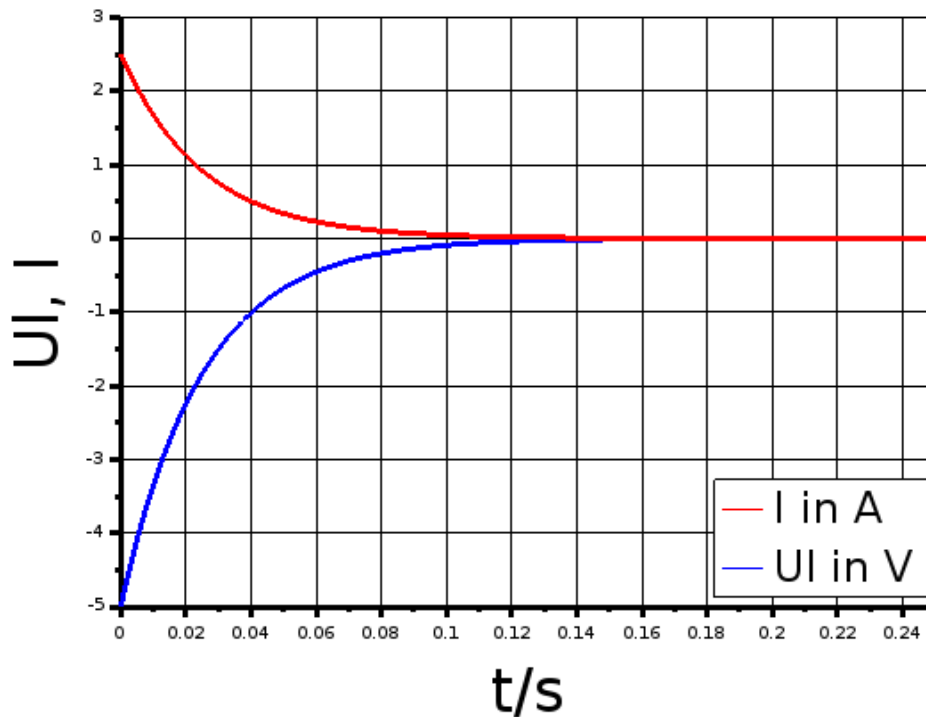


Abbildung 14:  $U=0V$ ,  $R=2\Omega$ ,  $L=50mH$ , Abschaltvorgang einer Spule

### 4.3. Reihenresonanzkreis

Gegeben sei eine Schaltung bestehend aus einem geladenen Kondensator  $C$ , einer Spule  $L$  und frei von Widerständen. (Abbildung 15) Der Kondensator entlädt sich über die Spule. Wie in Kapitel 4.2 erläutert, wirkt die induzierte Spannung  $U_I$  der Betriebsspannung, also der Kondensatorspannung  $U_C$ , entgegen. Nach  $5\tau$  ist sowohl der Einschaltvorgang der Spule abgeschlossen als auch der Kondensator komplett entladen. Da  $U_I = 0$  ist, hat der Strom seinen Maximum erreicht. Die im Magnetfeld der Spule gespeicherte Energie  $W_I$  treibt diesen Strom weiter und lädt den Kondensator in entgegengesetzter Richtung auf.

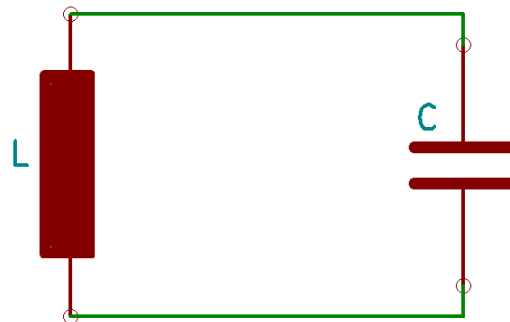


Abbildung 15: Idealer Resonanzkreis



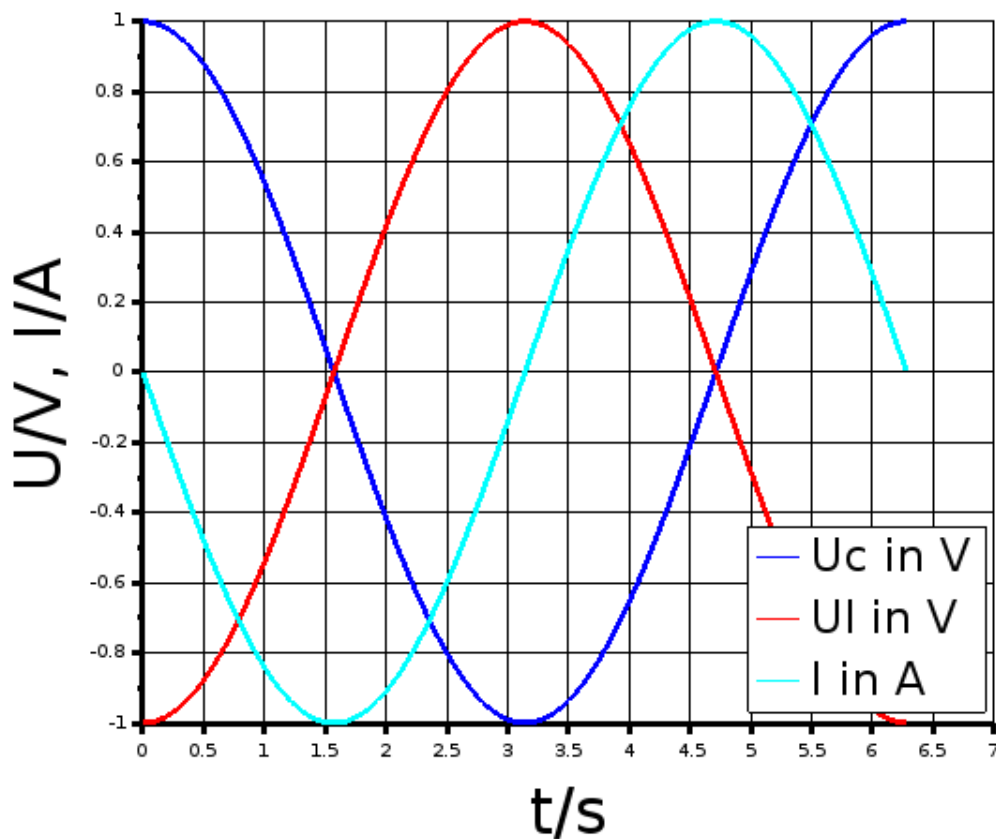


Abbildung 16: Spannungs- und Stromverlauf eines idealen Resonanzkreises

Ist  $W_l = 0$ , entlädt sich der Kondensator wieder über die Spule. In Betrachtung der Annahme, diese Schaltung sei frei von Widerständen, schwingt die im System enthaltene Energie unendlich lange weiter und es ergibt sich ein Strom- und Spannungsverlauf wie in Abbildung 16 dargestellt<sup>14</sup>. Eine widerstandsfreie Schaltung ist in der Realität aber nicht möglich. Ein Wirkwiderstand  $R$  stellt die Summe aller reellen Widerstände der Schaltung dar. Dieser Widerstand hat zur Folge, dass die Schwingung gedämpft wird, also nach und nach abklingt. Das Beispiel soll nun um eine Wechselspannungsquelle  $U$  erweitert werden! (Abbildung 17)

<sup>14</sup>Stiny: Grundwissen Elektrotechnik, S. 287 f.

Die Spannungsquelle wirkt dem Abklingen der Schwingung entgegen indem Diese dem System mit der Frequenz  $f$  kontinuierlich neue Energie zuführt. Neben den reellen Widerständen beeinflussen Blindwiderstände die Schwingung. Zusammengefasst spricht man von der Impedanz  $Z$ . Diese wird als komplexe Zahl dargestellt, wobei die reellen Widerstände den Realteil und die Blindwiderstände den Imaginärteil darstellen.

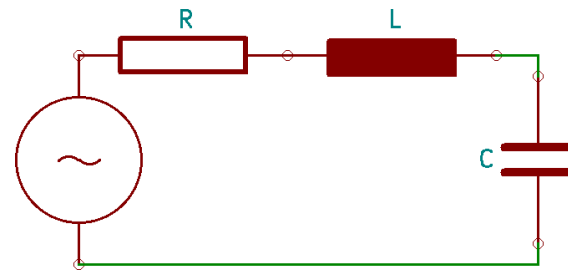


Abbildung 17: Reihenresonanzkreis

$$Z = R + j \cdot \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (38)$$

Der daraus resultierende Scheinwiderstand lässt sich aus dem Betrag der Impedanz ermitteln.

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (39)$$

Diese Gleichung zeigt deutlich, dass der Scheinwiderstand abhängig von der Dimensionierung des Kondensators  $C$  und der Spule  $L$  ist. Wählt man einen Kondensators  $C$  und eine Spule  $L$  so, dass gilt

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (40)$$

bedeutet dies für die Gleichung (39)

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (0)^2} = \sqrt{R^2} = R \quad (41)$$

Die Blindwiderstände heben sich gegenseitig auf, sodass der Scheinwiderstand ausschließlich aus dem Realteil besteht und somit als reell betrachtet werden kann.

Wie Anfangs erwähnt weist der Reihenresonanzkreis die Eigenschaft auf, dass die Spannung an den Bauelementen abhängig von der Dimensionierung ist. Genauer gesagt kann die Spannung an der Spule und am Kondensator um ein Vielfaches höher sein als die Betriebsspannung  $U$ . Ausdrücken lässt sich dies über die Güte  $Q$  nach

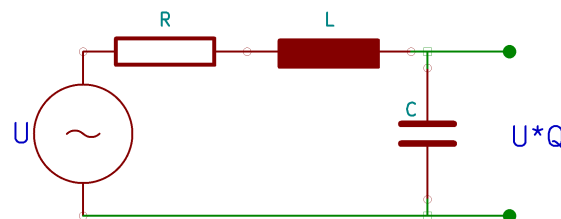


Abbildung 18: Resonanzkreis als Spannungsteiler

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega RC} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (42)$$

Je höher die Güte  $Q$ , desto höher ist die Spannung  $U_L$  und  $U_C$  im Verhältnis zur Betriebsspannung  $U$ . Um sich dies zu Nutze zu machen wird die Schaltung, durch das Abgreifen der Spannung parallel zum Kondensator, als Spannungsteiler genutzt. (Abbildung 18)

## 5. ANWENDUNGSBEISPIEL

Die gewonnenen Kenntnisse sollen nun in einem typischen Anwendungsszenario betrachtet werden. Eine Eingangstür erhält ein Schloss welches sich mit einem RFID Transponder entriegeln lässt. Die Spule  $L_2$  des Transponders hat einen Radius von  $r_2 = 1\text{cm}$  und  $N_2 = 100$  Windungen. Die Spule  $L_1$  des Lesegerätes ist im Schloss verbaut, hat einen Radius  $r_1 = 2\text{cm}$  und  $N_1 = 150$  Windungen. Es soll gewährleistet sein dass der Transponder in einem Abstand von  $x \leq 5\text{cm}$  ausreichend mit Energie versorgt wird. Die Betriebsspannung der Spule  $L_1$  beträgt  $U_1 = 6\text{V}$  mit einer Frequenz  $f = 125\text{KHz}$ . Außerdem sei der Innenwiderstand des Lesegerätes  $R_1 = 400\Omega$ . Die induzierte Spannung  $U_{ind}$  lässt sich mit dem Transpondermodell nach der Gleichung

$$U_{ind} = \omega \cdot M \cdot I \quad (43)$$

berechnen<sup>15</sup>. Das Transformatorenmodell (Abbildung 19) interpretiert das Lesegerät und den Transponder als einen lose gekoppelten Transformator.

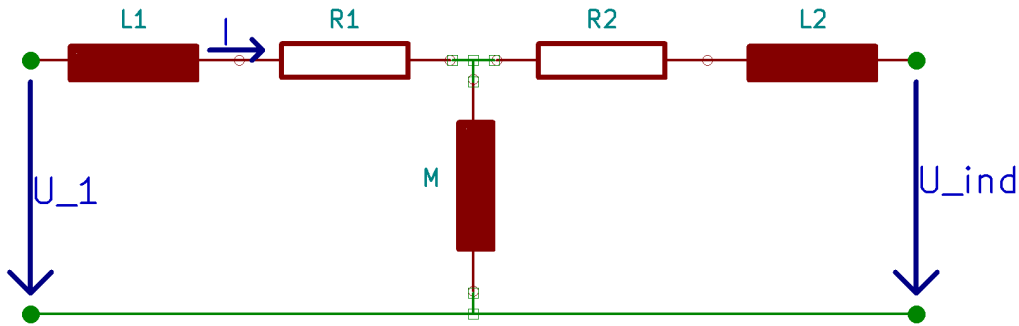


Abbildung 19: Transformatorenmodell gekoppelter Spulen

Die Kreisfrequenz  $\omega$  berechnet sich nach

$$\omega = 2\pi \cdot f \quad (44)$$

Für die Gegeninduktivität  $M$  wird die Gleichung (29), also

$$M = \frac{\mu \cdot \pi \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2}{2 \cdot \sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad (45)$$

eingesetzt, und der Strom  $I$  berechnet sich nach

$$I = \frac{U_1}{R_1} \quad (46)$$

In einem Abstand von  $x = 5\text{cm}$  induziert die Spule  $L_2$  des Transponders somit eine Spannung von

$$U_{ind} = \frac{\pi \cdot f \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2}{\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \cdot I = 0,089\text{V} \quad (47)$$

<sup>15</sup>Schalk und Bienert: RFID MIFARE und kontaktlose Smartcards angewandt, S. 78

Das IC im Transponder (Abbildung 20) sei für eine gleichgerichtete Spannung von  $U_{IC} \approx 1V$  ausgelegt. Inklusive des Spannungsverlust an der Gleichrichtungsdiode **D** wird also eine Spannung  $U_2 \approx 1,7V$  benötigt. Um diese zu erreichen muss der Resonanzkreis eine Güte von  $Q \approx 20$  aufweisen. Die Bedingungen zur Dimensionierung von der Spule  $L_{res}$  und dem Kondensator  $C_{res}$  des Resonanzkreises sind somit

$$\omega L_{res} - \frac{1}{\omega C_{res}} = 0 \quad (48)$$

um die Blindwiderstände auszukompensieren und

$$Q = 20 = \frac{\omega L_{res}}{R_{res}} \quad (49)$$

für die geforderte Güte. Sei angenommen, dass der reelle Widerstand  $R_{res} = 100\Omega$  ist, dann errechnet sich für die Spule  $L_{res} = 2,54mH$ . Die Gleichung (48) nach  $C_{res}$  umgestellt und das Ergebnis für  $L_{res}$  eingesetzt, ergibt eine Kapazität von  $C_{res} = 638,24pF$ .

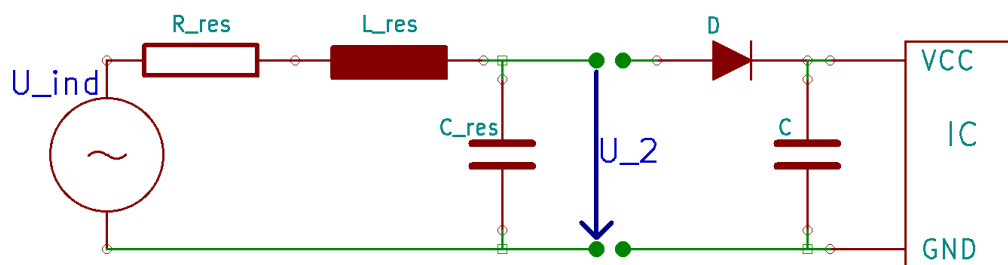


Abbildung 20: Vereinfachte Schaltung eines Transponders

## 6. FAZIT

Induktiv gekoppelte RFID-Systeme sind leicht und kostengünstig realisierbar. Außerdem sind winzige Bauformen möglich. Zu Berücksichtigen ist natürlich, dass die Reichweite besonders bei passiven Systemen stark eingeschränkt ist. Sind keine hohen Reichweiten erforderlich, so bietet sich diese Form der Energieübertragung an.

## LITERATUR

- [1] Hagmann, Gerd: Grundlagen der Elektrotechnik. 16. Auflage: AULA-Verlag GmbH, 2013
- [2] Stiny, Leonard: Grundwissen Elektrotechnik. 5. Auflage: Franzis Verlag GmbH, 2009
- [3] Finkenzeller, Klaus: RFID Handbuch. 5. Auflage: Carl Hanser Verlag München, 2008
- [4] Schalk, Gerhard und Bienert, Renke: RFID MIFARE und kontaktlose Smartcards angewandt. 1. Auflage: Elektor-Verlag, 2011