

# Adaptive Elektronik zur effizienten drahtlosen Energieversorgung biomedizinischer Implantate

*Sebastian Stöcklin, Adnan Yousaf, Leonhard Reindl*

*Lehrstuhl für Elektrische Mess- und Prüfverfahren, Institut für Mikrosystemtechnik (IMTEK),  
Universität Freiburg, Georges-Köhler-Allee 106, 79110 Freiburg*

## Zusammenfassung

Verfahren der induktiven Energieübertragung haben in der Versorgung biomedizinischer Implantate einen großen Stellenwert eingenommen. Dennoch hängen Effizienz und Zuverlässigkeit eines solchen Systems stark von der gegenseitigen Kopplung der Spulen als auch von der Lastimpedanz der Implantateinheit ab. Um die Herausforderung zeitabhängiger Spulenausrichtung und Lastwechsel aufgrund verschiedener Implantataktivitäten zu überwinden, präsentiert diese Veröffentlichung Konzepte adaptiver und programmierbarer Elektronik, welche zur Laufzeit eine dynamische Impedanzanpassung des Spulensystems an die aktuellen Last- und Kopplungsgegebenheiten vornimmt und daher die Systemeffizienz optimieren kann. Die implantatseitige Elektronik zeigt hierbei eine geringe Leistungsaufnahme von 20  $\mu\text{W}$  bei kleinem Footprint von 60  $\text{mm}^2$  bei Realisierung in diskreter Schaltungstechnik.

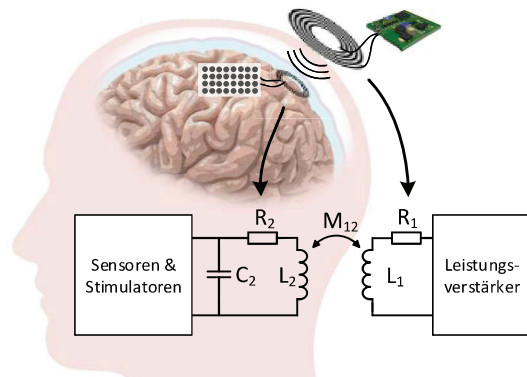
**Keywords:** Induktive Energieübertragung, Biomedizinische Implantate, Effizienzoptimierung, Maximum Efficiency Point Tracking, Klasse-E-Verstärker

## Einleitung

Das Design biomedizinischer elektrischer Implantate stellt große Anforderungen an die Zuverlässigkeit und Effizienz der Energieversorgung. Verfahren drahtloser, induktiver Energieübertragung haben sich hierbei bewährt, da sie eine hohe Zuverlässigkeit bei hohen einzubringenden Energiemengen aufweisen. Gleichmaßen erlauben sie den Einsatz in Systemen, in welchen eine Implantation von Batterien aus Gründen der Lebensdauer oder des verfügbaren Raums ausscheidet [1].

Die induktive Energieübertragung basiert analog zu Abbildung 1 auf der Kopplung zweier Spulen im Nahfeld: Hierbei wird ein Wechselstrom in eine extrakorporale Spule (Primärspule) eingespeist, der durch das entstehende Magnetfeld eine Spannung in einer Implantatpule (Sekundärspule) induziert. Diese Spannung wird schließlich zur Versorgung des Implantats genutzt.

Beispielhaft können in diesem Zusammenhang Cochlea-Implantate, aber auch Systeme in der Neuro-Medizin angeführt werden: Implantate zur Umsetzung von Brain-Computer-Interfaces oder zur Detektion von Krankheitsmanifestationen im Bereich von Parkinson oder Epilepsie werden im Bereich der Schädeldecke implantiert und müssen hierfür hochgradig miniaturisiert sein. Weiterhin erfordern die Schaltungen, die die elektrischen Impulse von Neuronen an bis zu 100 verschiedenen Stellen gleichzeitig messen, Leistungsaufnahmen im Bereich von



*Abb. 1: Prinzip eines induktiven Energieübertragungssystems zur Versorgung biomedizinischer Implantate, hier im Anwendungsfall eines neuronalen Implantats.*

10 bis 100 mW, die drahtlos zur Verfügung zu stellen sind. Dies erfordert eine hohe Energieübertragungseffizienz, da batteriebetriebene Energiesender ebenfalls kompakt sein sollten und daher energielimitiert sind. Erschwerend kommt hinzu, dass die Spulenkopplung bei der Implantation tief im Gewebe nicht als definiert angenommen werden kann und auch die elektrische Last aufgrund dynamischer Mess- und Stimulationsprozesse zeitlich nicht konstant ist. Diese beiden variablen Größen, die Spulenkopplung sowie der durch das Implantat dargestellte Lastwiderstand, führen – wie im nächsten

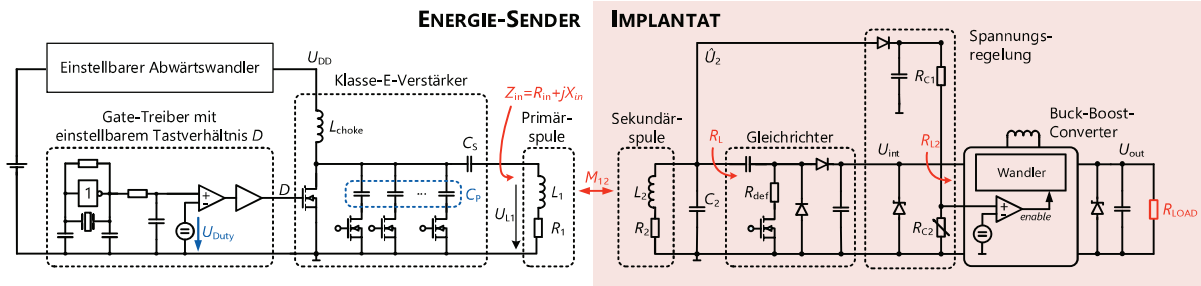


Abb. 2: Schaltungstechnische Darstellung der vorgeschlagenen induktiven Energieschnittstelle unter Verwendung programmierbarer Ananalogschaltungen. Der Energiesender umfasst einen adaptiven Klasse-E-Verstärker zur dynamischen Anpassung an die Eingangsimpedanz der Primärspule, während sekundärseitig ein eingangsgeregelter Schaltwandler durch Emulation der optimalen Last den Wirkungsgrad des Spulensystems unabhängig von aktueller Lastimpedanz und Spulenkopplung optimiert.

Abschnitt gezeigt werden wird – zu einer beachtlichen Reduktion der Übertragungseffizienz, sofern sie vom Nominalwert abweichen. Während zahlreiche vorausgehende Publikationen die Optimierung der Übertragungsspulen adressieren [1] [2] [3], gilt es anzumerken, dass dies zwar eine notwendige, aber keine hinreichende Maßnahme zur Optimierung der Energieübertragungseffizienz darstellt. Gegenstand dieses Beitrags ist es daher, schaltungstechnische Konzepte zu einer dynamischen Optimierung der induktiven Übertragungsstrecke darzustellen, die unter jeglicher Situation die Effizienz maximieren.

### Grundlagen der Effizienzoptimierung

Zunächst gilt es, die Geometrien der Übertragungsspulen bezüglich des Wirkungsgrads zu optimieren. Für ein Spulensystem aus Primärspule 1 (mit Induktivität  $L_1$  und Verlustwiderstand  $R_1$ ) und Sekundärspule 2 (mit Induktivität  $L_2$  und Verlustwiderstand  $R_2$ ), die über die Gegeninduktivität  $M_{12}$  gemäß

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{s_1} \int_{s_2} \frac{d\vec{s}_1 \cdot d\vec{s}_2}{r_{12}} \quad (1)$$

gekoppelt sind ( $\Phi_{12}$  ist hierbei der magnetische Fluss durch Spule 2,  $I_1$  der Strom durch Spule 1), ist die maximale Effizienz gegeben durch:

$$\eta_{Link,opt} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_1 \cdot R_2}}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_1 \cdot R_2}}\right)^2} \quad (2)$$

Es gilt daher festzuhalten, dass die Spulengeometrien unter Maximierung des Arguments  $(\omega M_{12})/(R_1 R_2)$  die höchstmögliche Effizienz bieten können. Optimierungsgrößen im Falle von Planarspulen sind dabei Leiterbahnbreite und -abstand, sowie Zahl der Windungen. Weitere

Ausführungen hierzu sind beispielsweise in [3] gegeben. Als Betriebsfrequenz eignet sich im biomedizinischen Bereich das ISM-Band bei 13.56 MHz als Kompromiss aus geringer Gewebserwärmung durch elektromagnetische Felder und hoher Effizienz bei kleinen Spulenabmessungen [3].

Im Kontext dieser Arbeit gilt es zu beachten, dass die in Gleichung (2) gegebene Effizienz für jede gegebene Gegeninduktivität  $M_{12}$  (d.h. jeden gegebenen Spulenabstand) nur für genau einen Lastwiderstand am Ausgang erfüllt wird. Für eine parallelresonante Sekundärspule gilt hierbei:

$$R_{L,opt} = \frac{R_1 R_2^2 + \omega^2 L_2^2 R_1 + \omega^2 M_{12}^2 R_2}{\sqrt{R_1^2 R_2^2 + \omega^2 M_{12}^2 R_1 R_2}} \quad (3)$$

Der Lastwiderstand  $R_L$  im Betrieb entspricht hierbei nicht notwendigerweise dem optimalen Wert nach (3) und kann zusätzlich zeitabhängig sein, was den Wirkungsgrad des Spulensystems stark verringert.

Gleichermaßen bedingt eine Variation von  $M_{12}$  und  $R_L$  auch die Eingangsimpedanz der Primärspule, gegeben durch:

$$Z_{in} = j\omega L_1 + R_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{R_2 + R_L/(j\omega R_L C_2 + 1)} \quad (4)$$

Diese Impedanz stellt die Lastimpedanz des primärseitigen Leistungsverstärkers dar; entsprechende Änderungen, erneut bedingt durch Änderungen in Spulenkopplung und Stromaufnahme der Sekundärseite, spiegeln sich somit auch unmittelbar in einer Degradation der Effizienz des Leistungsverstärkers wieder, der auf eine Nominalimpedanz abgestimmt ist.

### Dynamische Impedanzanpassung I: Primärseite Leistungsverstärker

Im Hinblick auf die energetische Speisung der Primärspule bei Betriebsfrequenzen im MHz-Bereich eignen sich Klasse-E-Verstärker in besonderem Maße. Diese Verstärkertopologie

vermeidet das gleichzeitige Auftreten einer Drain-Spannung und eines Drain-Stroms im Schalttransistor, sodass die Verlustleistung im Transistor reduziert und in der Praxis Drain-Effizienzen  $> 90\%$  (AC-Wirkleistung zu DC-Leistung) erzielt werden können [1]. Erreicht wird dieser Betriebsmodus durch die korrekte Wahl des Tastverhältnisses der Drain-Spannung  $D$ , des Parallelkondensators  $C_P$  sowie der Impedanz aus Kondensator  $C_S$ , der Primärspule  $L_1$  und deren Verlustwiderstand  $R_1$  (vgl. Energie-Sender in Abb. 1). Entsprechende Drain-Spannungen und -ströme sowie die Effizienzdegradation bei Abweichung des Realteils vom Nominalwert  $R_{nom}$  sind in Abbildung 3b aufgezeigt.

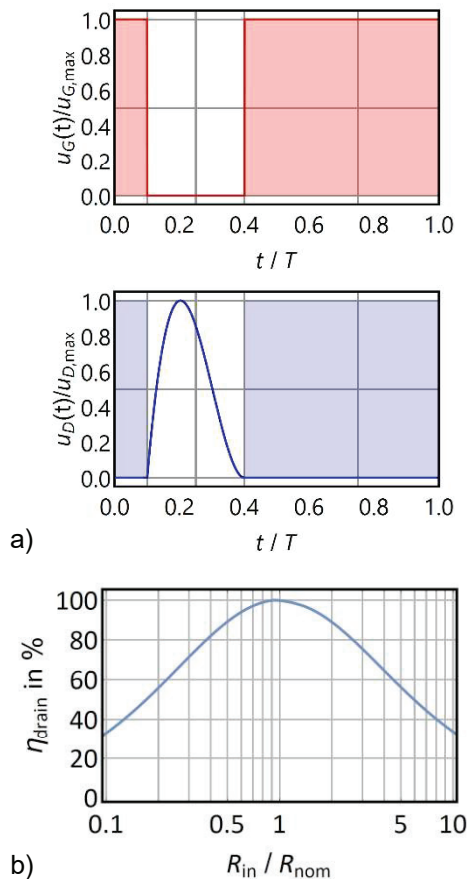


Abb. 3: a) Typische Kurven der Gate-Spannung  $u_G$  sowie der Drain-Spannung  $u_D$  eines Klasse-E-Verstärkers. Die farbig hinterlegten Bereiche zeigen die Zeit, in welcher der Transistor leitfähig ist. b) Degradation der Drain-Effizienz eines Klasse-E-Verstärkers bei Abweichung des Realteils der Lastimpedanz  $R_{in}$  vom Designziel  $R_{nom}$ , auf das der Verstärker ausgelegt wurde.

Eine Möglichkeit, die Verringerung des Wirkungsgrades bei Änderung von  $R_{in}$  zu vermeiden, ist es, die Größen  $D$  und  $C_P$  per Software konfigurierbar zu machen und im Betrieb so

nachzuführen, dass der Klasse-E-Betriebsmodus beibehalten wird.

Schaltungstechnisch kann dies realisiert werden, indem das Tastverhältnis  $D$  über eine Komparatorschaltung unter Vorgabe einer Referenzspannung  $U_{Duty}$  eingestellt, während die Parallelkapazität  $C_P$  mithilfe eines binär gewichteten Kondensator-Arrays definiert werden kann. Mathematische Hintergründe sind [4] zu entnehmen. Eine Messung der Eingangsimpedanz erfolgt unter Ausnutzung einer Charakteristik der Klasse-E-Topologie über die Verhältnisbildung von Spulenspannung  $U_{L1}$  und DC-Versorgungsspannung  $U_{DD}$ ; das Verhältnis ist hierbei eine bijektive Funktion des Realteils der Eingangsimpedanz.

### Dynamische Impedanzanpassung II: Sekundärseitige Lastemulation

Auf der Sekundärseite sollte zur optimalen Effizienzausnutzung des Systems stets die resistive Last nach Gleichung (3) anliegen. Wird die primärseitige Amplitude der Spulenspannung auf einen festen, dem Implantat bekannten Wert geregelt, so lassen sich daraus zwei Informationen gewinnen:

1. Unter Einbringen einer definierten Last  $R_{def}$  kann durch Messung der Spulenspannungsamplitude  $\hat{U}_2$  auf Implantatseite die einzige Unbekannte der Übertragungsfunktion, die Gegeninduktivität  $M_{12}$ , ermittelt werden.
2. Unter Kenntnis der primärseitigen Spannung und der Gegeninduktivität kann unter Zuhilfenahme von Gleichung (3) die Spannung  $\hat{U}_2$  berechnet werden, die über der optimalen Last anliegen würde. Wird durch ein entsprechendes Lastelement auf diese Spannung geregelt, so entspricht dies der Emulation der optimalen Last und daher der Maximierung des Wirkungsgrades des Spulensystems.

Das Lastelement kann hierbei erneut durch konfigurierbare Elektronik abgebildet werden. Hierzu eignen sich eingangsgeregelte Schaltwandler, wie sie z.B. in Applikationen des Energy Harvesting zum Maximum Power Point Tracking eingesetzt werden. Die konzipierte Schaltung besteht aus einer Schaltwandlerstufe, die im Vergleich zum Eingang sowohl höhere als auch niedrigere Ausgangsspannungen generieren kann; unter Berücksichtigung der Energieerhaltung dieses Buck-Boost-Converters ist daher eine beliebige Impedanz-Transformation des Lastelements  $R_{LOAD}$  auf  $R_{L2}$  möglich (vgl. Abbildung 2):

$$R_{L2} = R_{LOAD} \cdot \eta_{DC/DC} \cdot \left( \frac{U_{out}}{U_{int}} \right)^2 \quad (5)$$

Jene Impedanz  $R_{L2}$  wird schließlich über das Gleichrichterelement in eine AC-Impedanz  $R_L$  umgewandelt. Unter Wahl eines geeigneten Transformationsverhältnisses des Buck-Boost-Converters nach Gleichung (5) ist daher das

Einstellen der optimalen Impedanz  $R_L$  prinzipiell möglich. Dies wird, wie vorausgehend erwähnt, inhärent über die Regelung der Sekundärspulenspannung vorgenommen, deren Schaltungsprinzip in Abbildung 2 aufgezeigt ist:

Parallel zur eigentlichen Gleichrichtung wird hierbei die Spannungsamplitude über einen unbelasteten Einweggleichrichter (Diode  $D_3$ ) bereitgestellt und über den Spannungsteiler  $R_{C1}$ - $R_{C2}$  einem Zweipunktregler zugeführt. Dieser erreicht daher durch periodisches Aktivieren des Schaltwandlers eine Regelung von  $\hat{U}_2$  auf

$$\hat{U}_2 = U_{ref} \cdot \left( \frac{R_{C1}}{R_{C2}} + 1 \right) + U_{D3} \quad (6)$$

Durch Variation des Widerstands  $R_{C2}$  kann daher die Spulenspannung festgelegt und somit die Schaltungseffizienz optimiert werden.

### Implementierung

Zur Verifikation der primär- und sekundärseitigen Konzepte wurden diese in diskreter Schaltungstechnik implementiert. Wesentliche Designparameter werden durch die Ausgestaltung der Übertragungsspulen bedingt, deren Parameter in Tabelle 1 aufgelistet sind.

Tab. 1: Parameter der verwendeten Übertragungsspulen.

Spule	Parameter	Wert
Primärspule	Durchmesser	30 mm
	Windungszahl	7
	Leiterbahnbreite	1.00 mm
	Induktivität	1210 nH
	AC-Widerstand	1.6 $\Omega$
Sekundärspule	Durchmesser	10 mm
	Windungszahl	3
	Leiterbahnbreite	0.35 mm
	Induktivität	113 nH
	AC-Widerstand	0.3 $\Omega$

Der primärseitige Leistungsverstärker ist mittels eines Standard-NMOS-Schalttransistors von Typ NXP PMZB300XN sowie einer Coilcraft CS1812CS 3.3 $\mu$ H-Drosselspule realisiert. Die Kapazität  $C_S$  wird zu 133 pF errechnet, während die dynamischen Parameter in Abhängigkeit des Realteils der Eingangsimpedanz in Abbildung 4 aufgezeigt sind. Durch eine Mikroprozessor-basierte Steuerung kann eine Messung von  $R_{in}$  durchgeführt werden; diese generiert anschließend die notwendigen Steuersignale für das Kondensatorarray sowie  $U_{Duty}$ .

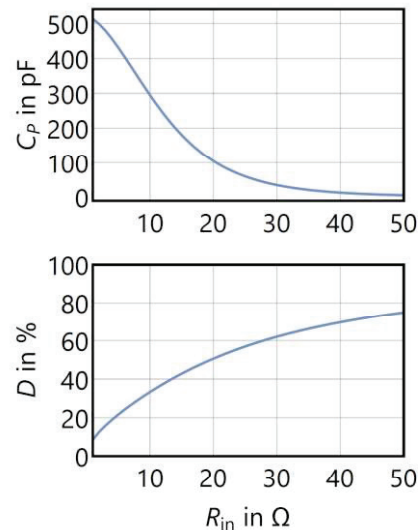


Abb. 4: Dynamisch zu konfigurierende Parameter des entworfenen Klasse-E-Verstärkers für verschiedene Lastszenarien.

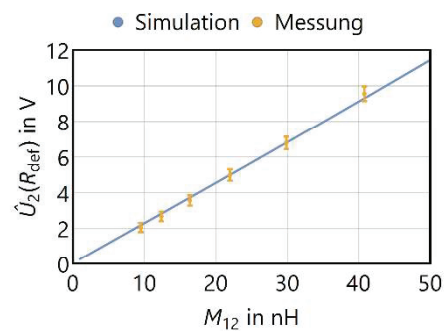


Abb. 5: Kalibrierkurve zur Schätzung der Gegeninduktivität durch Spannungsmessung über definierter Last  $R_{def}$ .

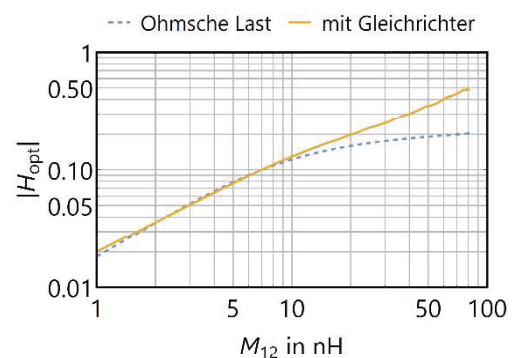


Abb. 6: Spannungsübertragungsfunktion für maximale Effizienz als Funktion der Gegeninduktivität. Die leistungsabhängige Impedanztransformation des Gleichrichters muss hierbei im Vergleich zu einer rein ohmschen AC-Last berücksichtigt werden.



Die wesentlichen Elemente der sekundärseitigen Empfängerschaltung sind die Kapazität  $C_2$  zur Erzeugung einer Parallelresonanz, ein Greinacher-Spannungsdoppler (bestehend aus zwei BAT754-Schottky-Dioden) sowie der Efficiency-Point-Tracking-Schaltung aus Abbildung 2. Als Buck-Boost-Converter kommt ein Linear LTC3129-IC zum Einsatz, welches den Betrieb mit nur einer Spule ermöglicht. Zur Regelung der Eingangsspannung wird der zum Maximum-Power-Point-Tracking integrierte Komparator des ICs verwendet, der Widerstand  $R_{C2}$  ist gleichermaßen durch ein Widerstands-Array realisiert. Das Erden des Feedback-Pins erlaubt ein dauerhaftes Aktivieren der Eingangs-Spannungsregelung.

Die zur Messung der Gegeninduktivität notwendige, definierte Last  $R_{def} = 100 \Omega$  ist per Transistor zuschaltbar; der Zusammenhang der Ausgangsspannung des Gleichrichters  $D_3$  und  $M_{12}$  ist für das Spulensystem aus Tabelle 1 in Abbildung 5 gegeben.

Die optimale Sekundärspulenspannung kann mit der Spannungsübertragungsfunktion  $|H_{opt}|$  als

$$\hat{U}_{2,opt} = \hat{U}_{L1} \cdot |H_{opt}(M_{12})| \quad (7)$$

angegeben werden, wobei  $|H_{opt}|$  für das gegebene Spulendesign nach Abbildung 6 zu wählen ist.

Durch alternierendes Messen von  $M_{12}$  und setzen von  $\hat{U}_{L2,opt}$  (bei bekanntem  $\hat{U}_{L1}$ ) kann daher eine Effizienzoptimierung von Spulensystem und Gleichrichter erreicht werden. Dies wird analog zur Primärseite von einem Low-Power-ARM-Mikrocontroller durchgeführt.

Die realisierten Prototypen beider Schaltungen sind in Abbildung 7 dargestellt.

## Ergebnisse

Unter Verwendung des adaptiven Klasse-E-Verstärkers kann die DC-zu-AC-Wandlungseffizienz über einen breiten Bereich der Eingangsimpedanz auf über 80 % gehalten werden (vgl. Abbildung 8). Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Impedanz  $R_{max}:R_{min} = 40:1$  übersteigt dabei den aktuellen Stand der Wissenschaft von 10:1 (vgl. [5]) deutlich. Somit können alle Konfigurationen mit Spulenabständen von 5 bis 30 mm unter Verwendung typischer Lastwiderstände verlustarm betrieben werden. Gleichermaßen ist eine Leistungsregelung über Variation der Versorgungsspannung  $U_{DD}$  mit einer maximalen Ausgangsleistung von  $P_{max} = 500 \text{ mW}$  möglich.

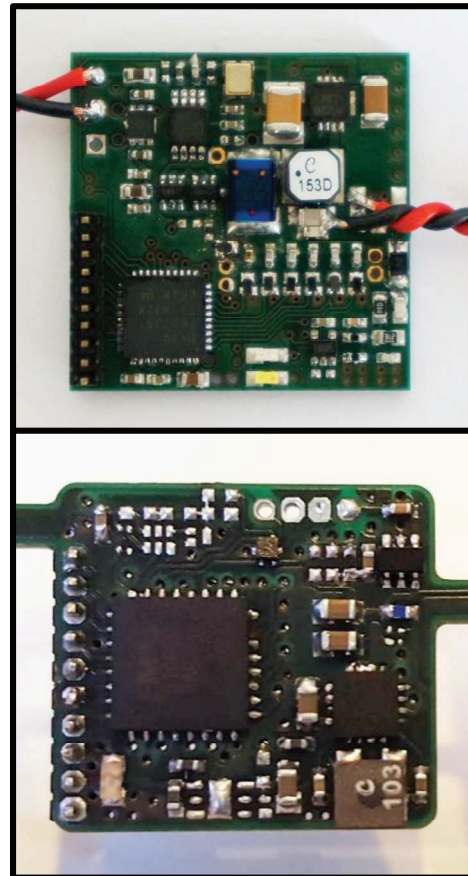


Abb. 7: Implementierung des Klasse-E-Verstärkers (oben, PCB-Größe 25 mm x 25 mm) sowie Prototyp der MEPT-Schaltung (unten, 16 mm x 16 mm) in diskreter Schaltungstechnik.

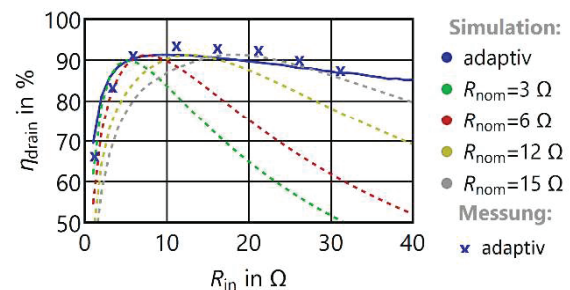


Abb. 8: Effizienz des adaptiven Klasse-E-Verstärkers in Simulation und Messung im Vergleich zu nicht-adaptiven Verstärkern.

Zur Verifizierung des zweiten Funktionsprinzips, der Emulation des optimalen Lastwiderstands, wurde das Spulensystem für zwei verschiedene Abstände (10 mm bei  $U_{L1} = 20$  V und 20 mm bei  $U_{L1} = 40$  V) hinsichtlich übertragener Leistung und Systemeffizienz (inklusive primärseitigem Verstärker, Gleichrichter und Buck-Boost-Converter) in Simulation und Messung untersucht. Zur theoretischen Untersuchung wurde eine Harmonic Balance-Simulation mittels Keysight Advanced Design System 2015 durchgeführt. Hierbei wurden die Dioden mittels SPICE-Modell abgebildet, für weitere Schaltungsblöcke wurden folgende konstante Effizienzwerte gewählt:  $\eta_{DC/DC} = 80\%$ ,  $\eta_{classE} = 80\%$  und  $\eta_{MEPT} = 85\%$ . Zur Messung werden die im vorigen Kapitel vorgestellten Prototypen bezüglich ihrer DC-Eingangsspannungen und -ströme vermessen, um die Zielgrößen der Ausgangsleistung  $P_{load}$  und der Systemeffizienz  $\eta_{system}$  zu ermitteln. Als variabler Parameter dient die Regelspannung der Sekundärspule. Die Resultate von Simulation und Messung sind in den Abbildungen 9 und 10 dargelegt. Es ist ersichtlich, dass die Messwerte hinsichtlich grundlegender Kurvenform und Optimalwert der Spannung  $\hat{U}_2$  in hohem Maße übereinstimmen, was die Anwendbarkeit des Efficiency Trackings über Spannungsregelung bestätigt.

Sowohl der Eigenverbrauch der MEPT-Schaltung (ca. 20  $\mu$ W in Phasen der Regelung, 500  $\mu$ W in Phasen der Gegeninduktivitätsmessung) als auch die kompakte Baugröße der DC-DC-Wandler-Schaltung (60 mm<sup>2</sup> doppelseitig bestückte PCB-Fläche für die reine MEPT-Schaltung) erlauben einen Einsatz in biomedizinischen Anwendungsfeldern, aber gleichermaßen auch in drahtlos aufladbaren IoT-Devices. Diese Kenngrößen übertreffen durch relative Einfachheit des Funktionsprinzips vergleichbare Konzepte (siehe u.a. [6]) daher in genannten Größen deutlich.

### Fazit

Durch Kombination beider Methoden und zeitlich alternierender, automatisierter Konfiguration von Leistungsverstärker und sekundärseitiger Impedanzanpassung kann die Effizienzmaximierung der kompletten induktiven Übertragungsstrecke dauerhaft und ohne das Einbringen vordefinierter Information zu Lastwiderstand und Spulenkopplung ermöglicht und daher ein zuverlässiger Betrieb implantierter Sensoren sichergestellt werden.

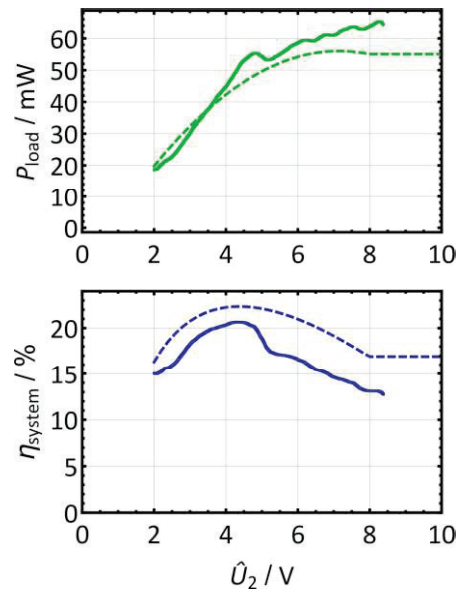


Abb. 9: Ausgangsleistung und Systemeffizienz für das Komplettsystem aus primärseitigem Energiesender, miniaturisiertem Spulensystem, Gleichrichter und DC/DC-Wandler für einen Spulenabstand von 10 mm bei einer Primärspulenspannung von 40 V.

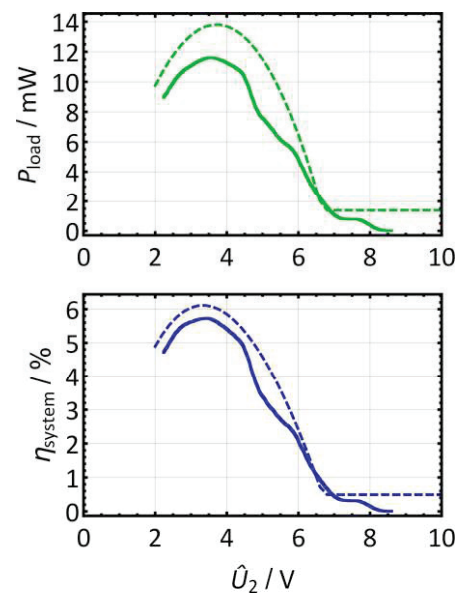


Abb. 10: Ausgangsleistung und Systemeffizienz für das Komplettsystem aus primärseitigem Energiesender, miniaturisiertem Spulensystem, Gleichrichter und DC/DC-Wandler für einen Spulenabstand von 20 mm bei einer Primärspulenspannung von 20 V.

## Danksagung

Diese Arbeit wurde durch das Stipendienprogramm „Dezentrale Nachhaltige Energiesysteme“ der Landesgraduiertenförderung Baden-Württemberg unterstützt.

## Literatur

- [1] K. Schuylenbergh und R. Puers, Inductive Powering. Basic Theory and Application to Biomedical Systems, Springer Science, 1st ed. (2009).
- [2] U. Jow, M. Ghovanloo, Proceedings of the 31st Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 6387–6390 (2009); doi: 10.1109/TBCAS.2009.2025366
- [3] S. Stoecklin, T. Volk, A. Yousaf, L. Reindl, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. PP, no. 99, 1-11 (2015); doi: 10.1109/TIM.2015.2482278
- [4] S. Stoecklin, T. Volk, A. Yousaf, L. Reindl, 37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 3193-3196 (2015); doi: 10.1109/EMBC.2015.7319071
- [5] L. Roslaniec et al., IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, 3200-3214 (2015); doi: 10.1109/TPEL.2014.2331494
- [6] M. Fu et al, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 7, 3952-3963 (2015); doi: 10.1109/TPEL.2014.2347071