



(Bild: BMW)

Spulenverluste und Koppelfaktor in drahtlosen Ladesystemen:

# Transfer-Effizienz verbessern

**Induktive Ladesysteme für E-Autos transferieren Energie durch ein magnetisches Feld zwischen zwei Schwingkreisen. Die Topologie kann entweder eine Serien- oder eine Parallelschaltung einer großen Spule und etlichen Kondensatoren sein. Der Spulenwiderstand verursacht Übertragungsverluste, die die Resonanzfrequenz und den Wirkungsgrad beeinflussen. Der Artikel untersucht den Einfluss der Spulenverluste und des Koppelfaktors auf die Resonanzkreise von drahtlosen Ladesystemen.**

Von Dr. Christof Ziegler, Dr. Stefan Weber, Georg Heiland und Denis Kraus

därspule. Den restlichen Anteil bezeichnet man als Streufluss. Er trägt nicht zur Energieübertragung bei und erhöht den Anteil der Blindleistung und die Verluste im System. Aufgrund der niedrigen Kopplung mit einem typischen Koppelfaktor  $k = 0,1 \dots 0,3$  zwischen beiden Kreisen stellt der reaktive Blindanteil den Hauptanteil der Scheinleistung außerhalb des Resonanzpunktes dar. Befinden sich jedoch beide Schwingkreise in Resonanz, so wird der Blindanteil weitgehend kompensiert und es kommt zu einer effizienten Übertragung von Wirkleistung mit einem Wirkungsgrad von mehr als 90 Prozent [2].

Die drahtlose Energieübertragung (Wireless Power Transfer, WPT) gilt als eine der Schlüsseltechnologien, die durch die Vision eines komfortablen Ladevorgangs mittels einfachen Parkens über einer Bodenspule der Elektromobilität zum Durchbruch verhelfen soll [1]. Entsprechend hoch ist der Druck auf die Standardisierung von WPT-Systemen, um eine interoperable Realisierung für den Markt sicherzustellen. Einige Auto-

hersteller haben bereits zum Ende des Jahres 2017 erste WPT-Systeme angekündigt.

Den prinzipiellen Aufbau eines WPT-Systems zeigt Bild 1. Die Energie aus dem Versorgungsnetz wird in ein LF-Signal mit einer typischen Frequenz von 79 ... 90 kHz umgewandelt. Dieses Signal speist den primären Resonanzkreis, der üblicherweise am Boden installiert ist (Ground Assembly, GA). Am Fahrzeug befindet sich der sekundäre Resonanzkreis (Vehicle Assembly, VA). Die Energieübertragung erfolgt über den magnetischen Fluss, welcher beide Spulen durchströmt. Im nächsten Schritt wird das auf der Sekundärseite empfangene Signal gleichgerichtet und die Batterie geladen.

## Parameter eines WPT-Systems

Durch den offenen Aufbau besitzen WPT-Systeme eine Menge variabler Parameter, die den Koppelfaktor  $k$  zwischen den beiden Resonanzkreisen beeinflussen. Gleichfalls hat die Lastimpedanz  $R_L$  der Sekundärseite Einfluss auf die erreichbare Effizienz.

Die Entwürfe zu den Normen IEC 61980-3 [3] oder der SAE J2954 [4] definieren die vier in Tabelle 1 gezeigten Leistungsklassen und eine minimal geforderte Systemeffizienz. Die Systemeffizienz ist typischerweise als Verhältnis der DC-Leistung auf der Sekundärseite zur eingespeisten AC-Wirkleistung definiert. Im Fall einer optimalen Ausrichtung der Spulen zueinander, d.h. einem hohen Koppelfaktor von  $k > 0,3$ , sind Werte über 95 Prozent für die Systemeffizienz erreichbar.

Aufgrund der veränderlichen Positionierung des Fahrzeugs über der

Aufgrund des Luftspalts und der unterschiedlichen Spulengeometrie durchflutet nur ein Teil des von der Primärseite erzeugten magnetischen Flusses die Sekun-

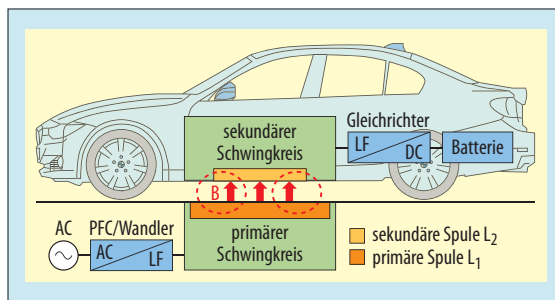


Bild 1. Prinzipieller Aufbau eines WPT-Systems zum Laden von Elektrofahrzeugen.

(Quelle: Epcos)

Bodenspule ist eine Toleranz des Systems bezüglich Fehlpositionierung notwendig. Neben dem seitlichen Versatz kann auch die Größe des vertikalen Spulenabstands, d.h. des Luftspalts je nach Beladung des jeweiligen Fahrzeugs, variieren. Die in den Normen definierten z-Abstandsklassen mit den entsprechenden Abständen und typischen Koppelfaktoren sind in **Tabelle 2** zusammengefasst.

Der sekundärseitige Ladestrom und die Ladespannung wurden in einem Beispiel für die drei Leistungsklassen WPT 1 bis WPT 3 berechnet und in **Bild 2** dargestellt. Der Lastwiderstand  $R_L$  ändert sich in Abhängigkeit von der Leistungsklasse zwischen 15 und 50 Ohm in dem betrachteten Spannungsbereich.

**Verluste in den WPT-Spulen**

Neben dem Koppelfaktor  $k$  beeinflussen die Verluste in den WPT-Spulen die Effizienz der Leistungsübertragung von der Primär- zur Sekundärseite. Gemäß [5] setzen sich die Verluste in der HF-Litze der WPT-Spulen aus zwei Hauptkomponenten zusammen:

$$P_{Litz} = P_{skineffect} + P_{proximity} \quad (1)$$

Der erste Teil der Gleichung  $P_{skineffect}$  entsteht durch den in der Leitung fließenden Wechselstrom. Die induzierten Wirbelströme verursachen eine inhomogene Verteilung der Stromdichte in der Leitung und verringern somit den effektiven Leiterquerschnitt. Der Drahtwiderstand steigt mit der Frequenz an. Bei 85 kHz beträgt die Skin-Tiefe eines Kupferdrahts etwa 230  $\mu\text{m}$ , d.h. der Durchmesser der Einzeladern in der HF-Litze sollte kleiner als 400  $\mu\text{m}$  sein. Der Einfluss des Skin-Effekts auf den Widerstand eines Massivdrahts und einer HF-Litze ist in **Bild 3** dargestellt (durchgezogene Linie).

Der Widerstand einer für WPT-Spulen gebräuchlichen HF-Litze liegt bei etwa 5  $\text{m}\Omega/\text{m}$  [6] [7]. Ausgehend von einer Drahtlänge von ca. 30 m für eine typische WPT-Spule, wie in den Anhängen in [3] und [4] aufgezeigt, liegt der errechnete Widerstand bei ca. 150  $\text{m}\Omega$ .

Aufgrund der Isolation der Einzeldrähte in der HF-Litze, ist der geometrische Querschnitt der Litze erheblich höher als der tatsächliche Leitungsquerschnitt. Das Verhältnis zwischen Lei-

	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
maximale Eingangsleistung	$P \leq 3,7 \text{ kVA}$	$P \leq 7,7 \text{ kVA}$	$P \leq 11,1 \text{ kVA}$	$P \leq 22 \text{ kVA}$
minimaler Zielwirkungsgrad	> 85 Prozent	> 85 Prozent	> 85 Prozent	t.b.d.

**Tabelle 1. Leistungsklassen und minimal geforderte Effizienz von WPT-Systemen.**

z-Abstandsklasse	Z1	Z2	Z3
vertikaler Spulenabstand in mm	100 bis 150	140 bis 210	170 bis 250
typ. Koppelfaktor	$k = 0,1 \dots 0,3$		

**Tabelle 2. WPT-Systemparameter z-Abstand und typischer Koppelfaktor  $k$ .**

tungsquerschnitt und der Querschnittsfläche der Isolation liegt bei der berechneten Litze bei Faktor 2. Bei niedrigen Frequenzen ist der Skin-Effekt vernachlässigbar, somit ist der errechnete Widerstand eines Massiv-Drahts halb so groß wie der Widerstand der HF-Litze. Wird nur der Skin-Effekt berücksichtigt, ist der Widerstand eines Massivdrahts ( $R \approx 210 \text{ m}\Omega$ ) bei 85 kHz nur um den Faktor 1,4 grösser als der Widerstand der Litze ( $R \approx 150 \text{ m}\Omega$ ) mit gleichem Gesamtdurchmesser.

Der zweite Teil der Gleichung berücksichtigt den Proximity-Effekt. Das Magnetfeld verursacht eine zusätzliche Verschiebung der Stromverteilung innerhalb der Leitung. Wie in Bild 3 (gestrichelte Linien) erkennbar ist, ist bei WPT-Spulen der Einfluss des externen Feldes auf den Widerstand der Hauptgrund für die Verwendung einer HF-Litze. Bei einer magnetischen Flussdichte von 2,6 mT steigt der Widerstand aufgrund des externen Proximity-Effekts auf einen Wert von 250  $\text{m}\Omega$  für die HF-Litze. Der Wert des massiven Volldrahts ist mit 2,3  $\Omega$  knapp neunmal so hoch wie bei der HF-Litze. Für die weitere Berechnung der WPT-Spulenverluste wurde im Folgenden ein Wert von 250  $\text{m}\Omega$  für die Verluste in den Spulenwindungen angesetzt.

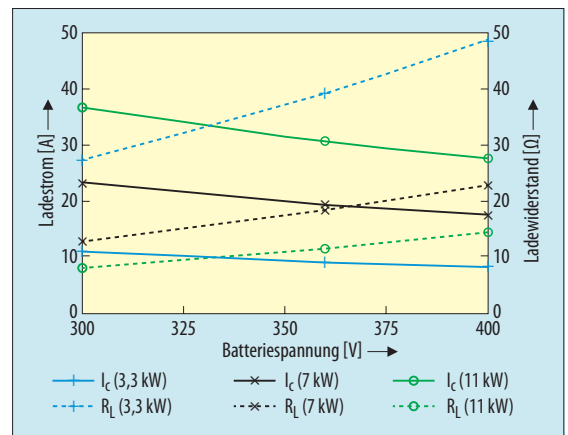
**WPT-Systeme als lose gekoppelter Transformator**

Mit Hilfe einer Schaltungssimulation wurde der Einfluss der vorgestellten Parameter eines WPT-Systems untersucht. Das verwendete Simulationsmodell ist in **Bild 4** dargestellt. Die Schaltung besteht aus den beiden Resonanzkreisen mit  $L_1$  und  $C_2$  für die Primärseite und  $L_2$  und  $C_2$  für die

Sekundärseite. Die Verluste in den WPT-Spulen wurden durch die Widerstände  $R_{S1}$  und  $R_{S2}$  berücksichtigt. Auf der Sekundärseite befindet sich der Lastwiderstand  $R_L$ , der die Batterie nachbildet. Der Einfluss der zusätzlichen Induktivitäten  $L_3$  und  $L_4$  als serielle Kompensationselemente wurde ebenfalls untersucht.

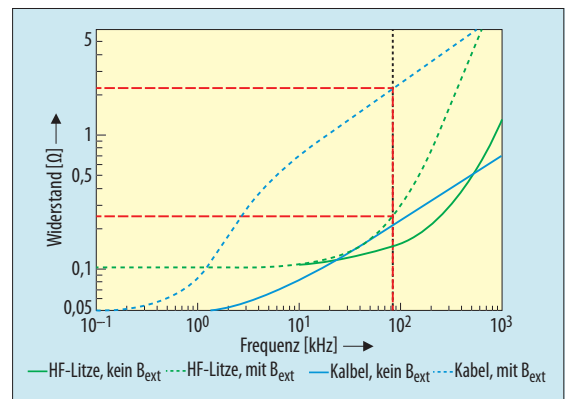
Als Vergleichsparameter wurde die Transfer-Effizienz  $n$  zwischen den beiden Resonanzkreisen definiert:

$$\text{Transfer-Effizienz } n = P_2 / P_1 \quad (2)$$



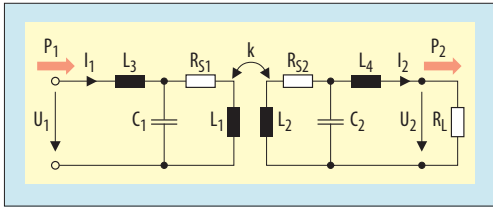
**Bild 2. Ladestrom und Lastwiderstand als Funktion der Ladeleistung und der Batteriespannung.**

(Quelle: Epcos)

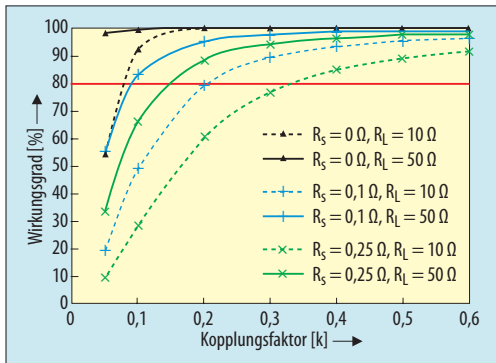


**Bild 3. Errechneter Widerstand einer HF-Litze und eines massiven Volldrahtes unter Berücksichtigung des Oberflächen- und des externen Proximity-Effekts  $B_{ext} = 2,6 \text{ mT}$ .**

(Quelle: Epcos)



**Bild 4. Simulationsmodell des WPT-Spulensystems mit lose gekoppeltem Transformator und seriellen Kompensationselementen.**  
(Quelle: Epos)



**Bild 5. Transfer-Effizienz als Funktion der Kopplungsfaktors k.**  
(Quelle: Epos)

Parameter	Wert	Parameter	Wert
L <sub>1</sub> (μH)	200	L <sub>2</sub> (μH)	200
C <sub>1</sub> (nF)	20	C <sub>2</sub> (nF)	20
R <sub>1</sub> (mΩ)	0 ... 250	R <sub>2</sub> (mΩ)	0 ... 150
Kompensation L <sub>3</sub> (μH)	0 ... 150	Kompensation L <sub>4</sub> (μH)	0 ... 150
HF-Litze primär (m)	25	HF-Litze sekundär (m)	15
Ladewiderstand R <sub>L</sub> (Ω)	10 ... 80	Kopplungsfaktor k	0,1 ... 0,6

**Tabelle 3. Übersicht der mit dem Simulationsmodell aus Abbildung 4 untersuchten Parameter.**

Die Transfer-Effizienz gibt direkt den Einfluss der jeweiligen Variablen auf die Leistungsübertragung an.

Die für die Berechnung verwendeten Parameter sind in der **Tabelle 3** zusammengefasst. Um die Komplexität des Modells zu reduzieren, wurden die Parameter der Primär- und der Sekundär-

spule als symmetrisch angenommen. Die Verluste im Inverter mit PFC oder im Gleichrichter, die für die Berechnung der Gesamteffizienz des WPT-Systems notwendig wären, wurden vernachlässigt.

**Einfluss auf die Effizienz**

Im ersten Schritt wurde der Einfluss der Spulenverluste R<sub>sv</sub> (v = 1, 2) in Abhängigkeit vom Kopplungsfaktor k berechnet. Die Ergebnisse sind in den Kurven in **Bild 5** für verschiedene Lastwiderstände R<sub>L</sub> = 10 Ω und R<sub>L</sub> = 50 Ω dargestellt. Die Kompensationselemente L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> wurden für die Berechnung entfernt.

Die Kurven der berechneten Effizienz zeigen einen deutlichen Einfluss der Spulenverluste auf die Effizienz. Diese wird mit abnehmender Kopplung und ansteigenden Verlusten kleiner. In den bisherigen Ausführungen wurde gezeigt, dass der typische Wert des Kopplungsfaktors k bei WPT-Systemen zwischen 0,1 und 0,3 liegt. Wie man sieht, beeinträchtigt auch die Höhe des Lastwiderstandes das Ergebnis. Bei hohen Spulenverlusten R<sub>sv</sub> und hohem Lastwiderstand R<sub>L</sub> beträgt die Transfer-Effizienz selbst bei guter Kopplung von k = 0,3 stets weniger als 80 Prozent.

Das Diagramm in **Bild 6** zeigt die berechnete Transfer-Effizienz als Funktion des Lastwiderstandes R<sub>L</sub> bei verschiedenen Kopplungsfaktoren und Verlustwiderständen. Im Fall von verlustfreien Spulen beeinflussen der Lastwiderstand R<sub>L</sub> und der Kopplungsfaktor k die Effizienz nur geringfügig. Sobald die Verlustwiderstände mit 0,25 Ω eingefügt werden, sinkt die Effizienz jedoch deutlich.

Während die Transfer-Effizienz bei mittlerer und guter Kopplung für die verschiedenen Lastwiderstände noch über 80 Prozent beträgt, lässt sich im

Fall einer schwachen Kopplung von k = 0,1 nur eine unbefriedigende Effizienz von weniger als 80 Prozent erwarten.

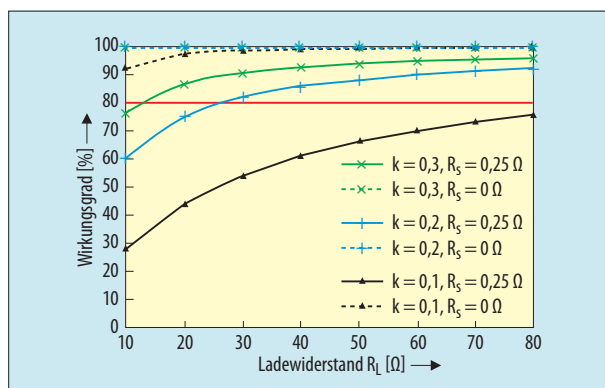
Die Spulenverluste zeigen also einen starken Einfluss auf die Transfer-Effizienz. Bei niedrigen Lastwiderständen R<sub>L</sub> und schwacher Kopplung k besitzen die Verluste einen wesentlichen Beitrag bei der Berechnung der Effizienz. Dieser Aspekt ist bei der Entwicklung und Dimensionierung der WPT-Spulen für die Serienproduktion zu berücksichtigen.

**Einfluss auf die Resonanzfrequenz**

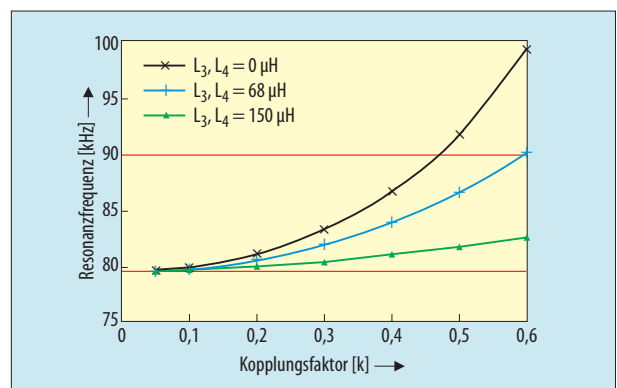
In einem weiteren Schritt wurde der Einfluss des Kopplungsfaktors k auf die Resonanzfrequenz f<sub>0</sub> untersucht. In **Bild 7** ist die Resonanzfrequenz als Funktion des Kopplungsfaktors k aufgetragen.

Ohne Kompensationsspulen L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> verändert sich die Resonanzfrequenz deutlich mit dem Kopplungsfaktor k, in dem berechneten Beispiel zwischen 79 und 100 kHz, und liegt somit außerhalb des für die WPT-Anwendungen vorgesehenen Frequenzintervalls von 79 bis 90 kHz. Zudem erhöht die große Frequenzänderung die Ansprüche an den Abstimmkreis im Inverter oder im Resonanzkreis, was zusätzlichen Aufwand und damit höhere Kosten bedeutet.

Wie **Bild 7** zeigt, reduziert sich die Frequenzänderung durch die Einführung der Serienkompensationselemente. Bei einem Wert von 150 μH für die beiden Induktivitäten L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> reduziert sich das Frequenzintervall auf 79 bis 83 kHz für einen weiten Bereich des Kopplungsfaktors k. Im Gegensatz zu den Verlusten in den WPT-Spulen L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> beeinflussen die Verluste in den Induktivitäten L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> die Effizienz nur geringfügig. Das liegt daran, dass die



**Bild 6. Berechnete Effizienz als Funktion des Lastwiderstandes R<sub>L</sub> bei verschiedenen Kopplungsfaktoren k und Spulenverlusten R<sub>s</sub>.**  
(Quelle: Epos)



**Bild 7. Resonanzfrequenz als Funktion des Kopplungsfaktors k.**  
(Quelle: Epos)

Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  Teil des Resonanzkreises sind und daher hohe Ströme bei Resonanz tragen. Weiterhin beeinflussen deren Verluste direkt die Güte des Resonanzkreises und damit die Transfer-Effizienz. Die Verluste in den Serieninduktivitäten  $L_3$  und  $L_4$  lassen sich als Serienschaltung von kleinen Widerständen in Reihe zur Impedanz der Quelle oder des Lastwiderstandes  $R_L$  beschreiben. Daher haben ihre Werte nur einen geringen Einfluss.

**Fazit**

In dieser Arbeit wurde der Einfluss der Verluste in den WPT-Spulen und des Koppelfaktors auf die Transfer-Effizienz untersucht. Für die Berechnungen kam das Ersatzmodell eines lose gekoppelten Transformators zum Einsatz, das die Kopplung der beiden Resonanzkreise beschreibt. Aufgrund der vielen Freiheitsgrade bei einem WPT-System gibt es einige Parameter, die als Variablen für die Berechnung angesetzt werden müssen. Die verwendeten Parameter wurden diskutiert und schließlich mit einem typischen Wertebereich als Eingabe für die Berechnung verwendet. Anhand der Ergebnisse zeigte sich, dass die Verluste in den WPT-Spulen einen deutlichen Einfluss auf die Transfer-Effizienz besitzen. Ebenso ist ein Einfluss der Lastimpedanz bei schwacher Kopplung und hohen Verlusten vorhanden. Die Verluste in den WPT-Spulen stellen somit ein wesentliches Kriterium für den Spulendesign bei der Produktion hoher Stückzahlen dar. Während sich für die Prototypen und geringe Musterstückzahlen qualitativ hochwertige HF-Litze verwenden lassen, wird der Preis der HF-Litze bei großen Stückzahlen ein wesentliches Kriterium bei der Materialauswahl.

Die Variation der Resonanzfrequenz lässt sich durch Einführung von seriellen Kompensationselementen reduzieren. Dieses Erkenntnis hat Einfluss auf die Entwicklung von WPT-Systemen, da sich mit Hilfe der Serienkompensation die Anforderungen an die Anpassungsschaltung im Inverter oder im Resonanzkreis reduzieren lassen. Die geringere Komplexität trägt somit ebenfalls zur Kostenreduktion bei. eck



**Dr. Christof Ziegler**

studierte Elektrotechnik mit Schwerpunkt Hochfrequenztechnik und Kommunikationstechnik an der Universität Erlangen. Nach seiner Promotion im Jahr 2003 entwickelte er

Funk- und Kommunikationssysteme für den Automobilbereich. Seit 2015 ist Dr. Ziegler im EMV-Labor der Firma Epos in Regensburg tätig und unterstützt die Entwicklung und Charakterisierung von Komponenten für drahtlose Ladesysteme. Als Mitglied des Gremiums GAK 353.0.1 „Berührungsloses Laden von Elektrofahrzeugen“ in der DKE gestaltet er die Normung zu diesem Thema.

[christof.ziegler@epcos.com](mailto:christof.ziegler@epcos.com)

**Literatur**

- [1] IEC 619801-1: „Electric vehicle Wireless Power Transfer Systems (WPT) - Part 1: General requirements“, IEC-Dokument Version 69/370/FDI, 2016.
- [2] Siqi Li, Chungting Chris Mi: „Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications“, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 3, p. 1204 - 1208, März 2015.
- [3] IEC 619801-3: „Electric vehicle Wireless Power Transfer Systems (WPT) - Part 3: Specific Requirements for Magnetic Field Wireless Power Systems“, IEC-Dokument Version 69/383A/CD, 2016.
- [4] SAE J2954: „Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In / Electric Vehicles and Automated Charging and Alignment Methodology“, SAE Recommended Practice, Proposed Draft, Stand Dezember 2016.
- [5] Albach M.: „Die Verluste von Luftspulen“, ECPE Cluster Schulung - Induktivi-



**Dr. Stefan Weber**

studierte Elektrotechnik in Ilmenau und promovierte auf dem Gebiet der EMV in der Leistungselektronik. Er gestaltet seit 2007 die internationale Normung zur Sicherheit von

EMV-Bauelementen mit und ist Obmann des Gremiums K623 in der DKE. Dr. Weber ist Autor zahlreicher Veröffentlichungen zu den Themen EMV und passive Bauelemente in leistungselektronischen Anwendungen. Seit 2012 leitet er die Abteilung „Development and Application“ der Business Group Magnetics bei Epos in München.

[stefan.weber@epcos.com](mailto:stefan.weber@epcos.com)

**Georg Heiland**

ist bei Finepower tätig.

[g.heiland@finepower.com](mailto:g.heiland@finepower.com)

**Denis Kraus**

ist wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Technischen Universität München.

[denis.kraus@tum.de](mailto:denis.kraus@tum.de)

täten in der Leistungselektronik, Seiten 35 - 60, 23. - 24. Juli 2013.

- [6] Pack Feindrähte: „Technische Daten - Rupalit Hochfrequenzlitzen“, [http://www.pack-feindraehete.de/de/technische\\_daten/litzentabelle.html](http://www.pack-feindraehete.de/de/technische_daten/litzentabelle.html), aufgerufen: Februar 2017:
- [7] IEC EN 60317-11:2000: „Specifications for Particular Types of Winding Wires, Part 11: Bunched solderable Polyurethane Enamelled Round Copper Wires, Class 130, with Silk Covering“, IEC-standard, 2000.

Elektronik **pinboard**

**CESYS**  
**BEAST BOARD**

ARTIX-7™ FPGA BOARD mit USB 3.0 Interface + UDK3 Development kit

[WWW.CESYS.COM](http://WWW.CESYS.COM)

Anzeigen

**Embedded Linux**  
Beratung - Schulung - Entwicklung

Linux Portierung - Web - AJAX - Qt - Echtzeit

[www.pengutronix.de](http://www.pengutronix.de)  
+49 (5121) 20 69 17 - 0

**Pengutronix**