



Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
Swiss Federal Institute of Technology Zurich

Laboratory of Electromagnetic Fields

Swiss Federal Institute of Technology Zürich
Gloriastrasse 35
CH-8092 Zürich

Prof. Dr. Jürg Leuthold

Tel. +41-44-633 80 10
Fax +41-44-632 11 98
leuthold@ethz.ch
www.ifh.ee.ethz.ch

Wireless Power Transfer für Elektrofahrzeuge

Eine Literaturstudie

Im Auftrag des Bundesamtes für Umwelt (BAFU)

Impressum

Auftraggeber:

Bundesamt für Umwelt (BAFU), Abt. Luftreinhaltung und NIS, CH-3003 Bern
Das BAFU ist ein Amt des Eidg. Departements für Umwelt, Verkehr, Energie und Kommunikation (UVEK).

Auftragnehmer:

Prof. Dr. Jürg Leuthold
Institut für Feldtheorie und Höchstfrequenztechnik
ETH Zürich
Gloriastr.35
8092 Zürich
T 044 633 80 10
F 044 632 11 98
leuthold@ethz.ch

Autoren:

Dr. Gregor Dürrenberger
Forschungsstiftung Mobilkommunikation, c/o ETH Zürich, Gloriastrasse 35, 8092 Zürich

Dr. Jürg Fröhlich
ETH Zürich, IFH, Gloriastr. 35, 8092 Zürich

Dr. Pascal Leuchtmann
ETH Zürich, IFH, Gloriastr. 35, 8092 Zürich

Begleitung BAFU: Dr. Andreas Siegenthaler

Hinweis: Diese Studie wurde im Auftrag des Bundesamtes für Umwelt (BAFU) verfasst. Für den Inhalt ist allein der Auftragnehmer verantwortlich.

Management Summary

In view of the many advantages it offers, wireless power transfer (WPT) will in all likelihood soon become the preferred method for the contact-free recharging of batteries in electric vehicles. The technological prerequisites already exist. The strong electromagnetic fields that are required for the transfer of energy have to be restricted to non-accessible locations beneath the vehicle. The field strengths in accessible areas in the vicinity of the vehicle have to comply with the ambient limit values specified in the Non-Ionising Radiation Ordinance. This requirement can be met if overall systems are optimised. If necessary, any precautionary limit levels for fixed WPT systems could be individually examined and/or specified by the relevant authority in accordance with Article 4, paragraph 2 of the cited Ordinance. At the international (IEC) and European (CENELEC) levels, a great deal of progress has been made with respect to the definition of standards, but these have not yet been finalised. Harmonisation between the IEC and the industry is also planned. Since all these activities are based on the applicable limit level recommendations of the International Commission for Non-Ionising Radiation Protection (ICNIRP), there is no urgent need for action on the part of the regulator. However, a close eye will have to be kept on the future development and introduction of systems with a higher output.

Zusammenfassung

Wireless Power Transfer (WPT) wird der vielen Vorteile wegen aller Voraussicht nach schon bald die Methode der Wahl zum kontaktlosen Aufladen der Akkus von Elektrofahrzeugen sein. Die technischen Lösungen sind vorhanden. Die zur Energieübertragung notwendigen starken elektromagnetischen Felder müssen auf nicht zugängliche Bereiche unter dem Fahrzeug eingegrenzt werden. Die Felder im zugänglichen Nahbereich der Fahrzeuge müssen die Immissionsgrenzwerte der NISV einhalten. Bei gut optimierten Gesamtsystemen kann dies sichergestellt werden. Eine allfällige vorsorgliche Emissionsbegrenzung für ortsfeste WPT-Systeme könnte von der Behörde im Einzelfall gemäss Art. 4 Abs. 2 der NISV geprüft und angeordnet werden. Auf internationaler (IEC) und europäischer Ebene (CENELEC) sind teilweise weit fortgeschrittene, aber noch nicht abgeschlossene Normierungsbestrebungen im Gang. Eine Harmonisierung zwischen IEC und Industrie ist ebenfalls vorgesehen. Da sich all diese Aktivitäten auf die gültigen ICNIRP Grenzwertempfehlungen stützen, gibt es keinen akuten Handlungsbedarf für den Regulierer. Allerdings muss die Entwicklung insbesondere im Hinblick auf später einzuführende Systeme höherer Leistung im Auge behalten werden.

Résumé

Les systèmes de transmission d'énergie sans fil comportent de nombreux avantages; il est donc probable qu'ils soient bientôt privilégiés pour recharger les batteries des véhicules électriques. Les solutions techniques pour cela existent déjà. Etant donné que ces systèmes produisent de forts champs électromagnétiques, il est impératif de limiter ces derniers à des zones non accessibles, sous les véhicules. Dans les zones accessibles à proximité des véhicules, les valeurs limites d'immissions de l'ORNI doivent être respectées. Le recours à un système global optimisé permet de garantir que ce soit le cas. S'agissant des systèmes fixes, une limitation éventuelle des émissions à titre préventif pourrait être examinée et ordonnée par les autorités en vertu de l'art. 4, al. 2, ORNI. Aux plans international (CEI) et européen (CENELEC), des efforts sont faits en vue de définir des normes; si les travaux en cours dans ce but ne sont pas terminés, ils ont toutefois déjà bien progressé. Une

harmonisation entre la CEI et l'industrie est également prévue. Vu que toutes ces activités se basent sur les recommandations de l'ICNIRP, il n'y a pas un besoin urgent de régulation. Cependant, il convient d'observer l'évolution de la situation, notamment en prévision de l'introduction de systèmes plus performants.

Inhalt

Wireless Power Transfer für Elektrofahrzeuge	1
Impressum	2
Management Summary.....	3
Zusammenfassung	3
Résumé	3
Abkürzungen	7
Modul 1: WPT – Wissenschaftlich-technischer Überblick.....	9
Allgemeines.....	9
Verhalten elektromagnetischer Felder	10
Vergleich zwischen IPT und MRC	12
Modul 2: WPT Systeme für Elektrofahrzeuge	14
Feldverteilung in der Umgebung von WPT-Systemen.....	17
Modul 3: NIS-Emissionen und Immissionen.....	19
Übersicht.....	19
Verordnung über den Schutz vor nichtionisierender Strahlung (NISV).....	19
ICNIRP Immissionsgrenzwerte für Magnetfelder im Bereich wenige kHz bis ca. 50 MHz.....	19
Emissionen von WPT Systemen	20
Fazit.....	22
Modul 4: NIS-Exposition der Bevölkerung durch WPT-Systeme für Fahrzeuge und Massnahmenbedarf	22
Übersicht.....	22
Expositionsrisiken.....	22
Produktespezifikation	22
Produktesicherheit.....	23
Diffusionsdynamik.....	23
Massnahmenbedarf	25
NISV.....	26
Andere Massnahmen	27
Modul 5: Regulatorische Situation - Internationale Normierung von WPT.....	27
Übersicht.....	27
Gerätebereich	28
Fahrzeugbereich.....	28
Standardisierung durch IEC.....	29
Standardisierungsprozess bei der IEC.....	29

Status der Normenreihe IEC 61980.....	29
Inhaltliches zur Normenreihe IEC 61980.....	30
IEC 61980-1	30
Generell:.....	30
Schutzkonzept im Committee Draft:	30
Messmethoden im Committee Draft:	31
Grenzwerte im Committee Draft:	32
IEC 61980-2	33
IEC 61980-3	33
IEC 61980-4	33
IEC 61980-5	33
Internationale Harmonisierung.....	34
Literatur	34
Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung	38
Spezialfall 1: Magnetische Kopplung mit zwei verlustfreien Luftspulen	40
Spezialfall 2: Rein magnetische Kopplung mit zwei realen Luftspulen.....	41
Kompakt gewickelte kreisförmige Spulen	43
Ohmsche Widerstände der Spulen.....	43
Gegeninduktivitäten der Spulen	44
Nötige Windungszahlen	46
Grösse der Spulenströme.....	47
Spezialfall 3: Magnetische Kopplung mit zwei Spulen in realer Umgebung.....	48
Figurenverzeichnis	51
Tabellenverzeichnis.....	53

Abkürzungen

A4WP	Alliance for Wireless Power
AC	Alternative Current (Wechselstrom)
AGW	Anlage Grenzwert
BAFU	Bundesamt für Umwelt
BaU	Szenario "Business-as-usual"
BEV	Battery electric vehicle
BFE	Bundesamt für Energie
CD	Committee Draft (IEC-Norm-Stadium)
CEI	Commission électrotechnique internationale
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DIN	Deutsche Industrienorm
DIS	Draft International Standard (IEC-Norm-Stadium)
EMF	Elektromagnetische Felder
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVU	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit
FCD	Final Committee Draft
FDIS	Final Draft International Standard (IEC-Norm-Stadium)
ICNIRP	International Committee for Non-Ionizing Radiation Protection
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGW	Immissionsgrenzwert
IPT	Inductive Power Transfer
IS	International Standard (IEC-Norm-Stadium)
LC	Loosely coupled
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

Wireless Power Transfer für Elektrofahrzeuge: Eine Literaturstudie

MRC	Magnetic Resonant Coupling
NFP	Nationales Förderprogramm
NIS	Nicht ionisierende Strahlung
NISV	Verordnung über nicht ionisierende Strahlung
NP	New Proposal (IEC-Norm-Stadium)
OKA	Orte mit kurzfristigem Aufenthalt
OLEV	OnLine Electric Vehicle
OMEN	Orte mit empfindlicher Nutzung
ORNI	Ordonnance sur la protection contre le rayonnement non ionisant (deutsch : NISV)
PHEV	Plug-in hybrid Electric Vehicle
PMA	Power Matters Alliance
PTU	Power Transmitting Unit
PRU	Power Receiving Unit
PWI	Preliminary Work Item (IEC-Norm-Stadium)
SAE	Society of Automotive Engineers
Stag	Szenario "Anhaltender Wirtschaftsabschwung"
TechS	Szenario "Technologiesprung"
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik
WD	Working Draft (IEC-Norm-Stadium)
WPC	Wireless Power Consortium
WPT	Wireless Power Transfer

Modul 1: WPT – Wissenschaftlich-technischer Überblick

Allgemeines

Elektrische Energie kann mit unterschiedlichen Methoden transportiert werden. Meistens sind dabei metallische Leiter im Einsatz, welche die Energie effizient vom Erzeuger zum Verbraucher führen können. Sind diese metallischen Leiter aus irgendeinem Grunde nicht erwünscht, kann die elektrische Energie auch drahtlos übermittelt werden (Wireless Power Transfer, WPT). Dann ist ein hoher Wirkungsgrad der Übertragung jedoch nur über relativ kleine Strecken realisierbar, weil elektrische Energie im freien Raum die Tendenz hat, in alle Richtungen auseinander zu laufen. Eine solche Anwendung ist das kontaktlose Laden der Akkus von Elektrofahrzeugen.

Grundsätzlich trägt bei jeglicher Art elektrischer Energieübertragung das elektromagnetische Feld die Energie. Dabei gilt: je stärker das Feld, desto grösser die Energiedichten. Genauer gilt für den Energiefluss die Formel von Poynting: $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$. Dabei bedeuten \mathbf{E} die elektrische Feldstärke (gemessen in V/m) und \mathbf{H} die magnetische Feldstärke (gemessen in A/m), woraus sich der Energiefluss \mathbf{S} in W/m² ergibt.

Bekanntlich sind an allen frei zugänglichen Orten die zulässigen Felder beschränkt. Bei drahtgebundener Übertragung dürfen die Feldstärken nahe bei den Drähten trotzdem fast beliebig gross gemacht werden, denn dieser Raum ist nicht zugänglich. Im Folgenden geht es nur um drahtlose Übertragung, wo die Felder im Luftraum zwingend eine gewisse Stärke haben müssen.

Im zugänglichen Luftraum kann mit der Formel von Poynting der maximale Energiefluss berechnet werden, indem einfach die zulässigen Maximalwerte für die Feldstärken eingesetzt werden. Daraus ergibt sich umgekehrt bei einer vorgegebenen Leistung P_{soll} eine minimal notwendige Fläche

$$F_{minimal} = \frac{P_{soll}}{|\mathbf{E}_{max} \times \mathbf{H}_{max}|}$$

Im Frequenzbereich von 3 ... 150 kHz gelten zum Beispiel die NISV-Immissionsgrenzwerte¹ $E_{max} = 87$ V/m und $H_{max} = 5$ A/m. Für die Übertragung von 10 kW Leistung sind dann mindestens 23 m² Querschnittsfläche nötig — es sei denn, der entsprechende Raum sei nicht zugänglich. Die so ermittelte minimale Fläche stellt ein absolutes Minimum dar. In realen Anordnungen ist es kaum möglich, sowohl die elektrische als auch die magnetische Feldstärke gleichzeitig und auf der ganzen Fläche im Maximum zu halten.

Diese einfache Überlegung zeigt, dass WPT im kW-Bereich kaum durch vollständig frei zugängliche Zonen hindurch realisierbar ist.

Unabhängig vom Übertragungsprinzip können bei einem WPT-System immer drei Teilsysteme unterschieden werden:

1. „Sender“ bzw. „Quelle“,

¹ Die ICNIRP-Referenzwerte von 2010 [37] im Frequenzbereich 3 kHz bis 10 MHz sind $E_{max} = 83$ V/m und $H_{max} = 21$ A/m. Mit diesen Werten resultiert zur Übertragung von 10 kW eine Minimalfläche von 5.7 m². Im Mikrowellenbereich (über 2 GHz) gelten $E_{max} = 61$ V/m und $H_{max} = 0.16$ A/m, und damit eine Minimalfläche von 1025 m².

2. „Übertragungsstrecke“
3. „Empfänger“ bzw. „Verbraucher“

Das Gesamtsystem ist dadurch ausgezeichnet, dass die Übertragungsstrecke luftgefüllt ist und dass Sender und Empfänger galvanisch vollkommen getrennt sind.

Weil elektrische Energieübertragung durch die Luft nur mit zeitlich variablen Feldern möglich ist, muss als Erstes die Frequenz der übertragenden Felder gewählt werden. In der Regel ist die Übertragungsfrequenz höher als jene der Quelle, die z.B. Gleichstrom (DC) oder Netzfrequenz (AC, 50 Hz) aufweist, und auch der Verbraucher ist oftmals nicht für die Übertragungsfrequenz ausgelegt. Daher enthalten Sender und Empfänger üblicherweise je ein entsprechendes AC-DC-Modul bzw. ein frequenzkonvertierendes AC-AC-Modul. Die Verfügbarkeit solcher Module mit hohem Wirkungsgrad bestimmt auch die Übertragungsfrequenz. Bei hohen Leistungen (ab 5 kW bis mehrere 100 kW) kommen in diesen Modulen eher IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistoren) zum Einsatz. Diese beschränken die Übertragungsfrequenz wegen der Schaltverluste nach oben auf etwa 20 kHz. Bei kleinen und mittleren Leistungen (< 5kW) werden MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistoren) eingesetzt, die auch höhere Frequenzen (bis einige MHz) zulassen. In den angegebenen Frequenz- und Leistungsbereichen ist der Wirkungsgrad der frequenzkonvertierenden Module allein sehr gut (bis 98 %). Da diese Module kompakt und streufeldarm gebaut werden können, sind sie für die Untersuchung der Felder in der Umgebung von WPT Anlagen von untergeordneter Bedeutung. Es genügt daher vorläufig, die Eigenschaften der energieübertragenden Felder zu untersuchen.

Verhalten elektromagnetischer Felder

Elektromagnetische Felder verhalten sich je nach Frequenz sehr unterschiedlich. Bei tieferen Frequenzen ist das Feldverhalten hauptsächlich durch die Geometrie der metallischen Leiter gegeben, Maximalwerte der Feldstärken treten grundsätzlich auf den Leiteroberflächen auf und die Felder klingen im freien Raum relativ rasch ab, wenn man sich von den Feldquellen entfernt. In diesem Fall bleibt die Energie in der Nähe der Feldquelle und es gibt keine eigentliche Abstrahlung im Sinne einer vollständigen Loslösung des Feldes von den Quellen. Bei höheren Frequenzen hingegen kann sich das Feld vollständig von den Quellen lösen und sich im freien Raum selbstständig ausbreiten. In diesem Fall klingen die Feldstärken viel langsamer ab, und in speziellen Fällen können dann sogar im freien Raum lokale Feldmaxima (Brennpunkte, „Hot spots“) auftreten.

Um „hohe“ und „tiefe“ Frequenzen quantitativ zu unterscheiden, benützt man die Wellenlänge $\lambda = c/f$, wobei $c = 300'000$ km/s die Lichtgeschwindigkeit und f die Frequenz in Hertz bedeuten. Solange die Wellenlänge gross ist verglichen mit den Abmessungen der Anlage, wird praktisch keine Energie abgestrahlt und die Felder verhalten sich nach den oben genannten Kriterien bei tiefen Frequenzen. Ob die Frequenz „hoch“ oder „tief“ ist, hängt also auch von den Abmessungen der Anlage ab. Zum Vergleich: Die Wellenlänge bei 30 MHz beträgt 10 m. Ist die Anlage wesentlich kleiner als 10 m, dann ist das räumliche Feldverhalten wie bei niedrigen Frequenzen: die maximalen Felder treten dann also immer nahe beim Sender oder beim Empfänger auf und der gesamte Raum rund um Sender und Empfänger — nicht nur der Raum dazwischen — ist dann felderfüllt.

Hat sich bei hohen Frequenzen die elektromagnetische Energie einmal im freien Raum verselbstständigt, ist sie nur schwer wieder einzufangen. Daher basieren die meisten WPT-Anlagen auf kleinen und mittleren Frequenzen, wo praktisch keine Energie in den freien Raum abgestrahlt

wird. In diese Kategorie gehören sowohl die induktive Kopplung (Inductive Power Transfer, IPT) als auch die magnetisch-resonante Kopplung (Magnetic Resonant Coupling, MRC). Nur bei Mikrowellen-basierten Systemen (Wellenlänge im 10-cm-Bereich, Frequenz grösser als 1000 MHz) wird die Energie abgestrahlt und meist gleichzeitig zu einem Strahl gebündelt oder mittels eines Linsensystems auf das Ziel fokussiert, sodass ein möglichst grosser Anteil der Energie konzentriert zum Empfänger gelangt. Das Problem unerwünschter echter Abstrahlung ist bei Mikrowellen-basierten Systemen deshalb besonders ausgeprägt, weil auch „nach hinten“ echte Abstrahlung passieren kann.

Bei einem Mikrowellen-basierten System müssen die Abmessungen der Anlagenteile gewisse Bedingungen einhalten. Erstens hat der „Strahl“ in jedem Fall die Dicke von einigen Wellenlängen, zweitens muss die Anlage zum Bilden des Strahles bzw. die Linse viele Wellenlängen gross sein und drittens muss die empfangende Anlage mindestens in der Grössenordnung der Wellenlänge sein. Scharf begrenzte Strahlen sind nicht realisierbar. Jeder „Strahl“ hat einen Randbereich von der Dicke weniger Wellenlängen, wo die Felder allmählich abklingen. Ist ein Strahl sehr lange, dann weitet er sich allmählich aus. Dieser Effekt beschränkt die Übertragungsdistanz, wenn ein hoher Wirkungsgrad gefordert ist. Im Hinblick darauf ist ausserdem zu beachten, dass sich ein dünner Strahl (wenige Wellenlängen Durchmesser) viel rascher ausweitet als ein dicker Strahl. Somit müssen auch die Felder neben dem eigentlichen Strahl beachtet werden.

Mikrowellenbasierte Systeme sind zwar auf der Übertragungstrecke selbst verlustarm, dafür treten sowohl beim Sender als auch beim Empfänger in den Frequenzkonversions-Modulen vergleichsweise hohe Verluste auf. Ausserdem gibt es, besonders bei grösseren Übertragungsdistanzen, auch unerwünschte Abstrahlung, sodass der Wirkungsgrad über alles beschränkt bleibt. Die Tabelle 1 zeigt einen Vergleich der unterschiedlichen Übertragungsprinzipien in Bezug auf Wirkungsgrad, Feldstärken und weiterer Parameter. Da die Erzeugung von Mikrowellen bei hohen Leistungen (>5 kW) relativ teuer ist und ausserdem vergleichsweise grosse Verluste sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite auftreten, werden IPT und MRC bei den im Mobilitätsbereich geforderten Leistungen bevorzugt. Daher sollen diese beiden Verfahren noch etwas genauer betrachtet werden.

Kriterium	Inductive Power Transfer (IPT)	Magnetic Resonance Coupling (MRC)	Microwaves (MW)
Wirkungsgrad Sender	hoch (>90%)	hoch (>90%)	gering (<70%)
Wirkungsgrad Übertragungsstrecke	Sehr hoch (>98%)	Sehr hoch (>98%)	hoch (>95%)
Wirkungsgrad Empfänger	hoch (>90%)	hoch (>90%)	gering (<70%)
Wirkungsgrad über alles	Hoch (>80% bei sehr kurzen Distanzen)	Hoch (>80% bei kurzen Distanzen)	Gering (<60%)
Streifelder beim Sender	mittel bis hoch	mittel bis hoch	gering bis mittel
Feldstärken in der Übertragungsstrecke	mittel bis hoch	hoch	hoch
Streifelder beim Empfänger	mittel bis hoch	mittel bis hoch	gering bis mittel
Erreichbare Übertragungsdistanz	Klein im Vergleich zu Sender/Empfänger, im 10-cm-Bereich	vergleichbar Sender/Empfänger, bis etwa 30cm	mittel (maximal wenige Meter)
Hardware Kosten	gering bis mittel	mittel	hoch

Tabelle 1: Vergleich der Übertragungsprinzipien IPT, MRC und MW bei Leistungen im Mobilitätsbereich (>100W)

Vergleich zwischen IPT und MRC

Diese zwei Verfahren beruhen beide auf dem Induktionsprinzip: eine primäre Spule („Sender“) erzeugt ein Magnetfeld, das bei der sekundären Spule („Empfänger“) eine Spannung induziert. Auf dem gleichen Prinzip beruhen auch der klassische Transformator sowie die induktive Kochplatte. Bei letzterer agiert der Boden des Kochtopfs als Sekundär-„Spule“. Anders als beim klassischen Transformator sind bei WPT die primäre und die sekundäre Spule räumlich durch die Übertragungsstrecke getrennt, wodurch die magnetische Kopplung zwischen beiden Spulen geringer ist als beim Transformator. Sobald im Sekundärkreis Strom fließt, überlagern sich die Magnetfelder des primären mit jenen des sekundären Stroms. All dies ist bei IPT und MRC, ja sogar beim klassischen Transformator und beim Induktionskochfeld genau gleich. Unterschiede zeigen sich aber in der Phasenlage der beiden Ströme. Die Ströme werden nämlich durch drei Einflüsse bestimmt: 1. durch die Quelle im Primärkreis, 2. durch die angeschlossene Last im Sekundärkreis und 3. durch den Grad der Kopplung beider Spulen. Kapazitäten zur Aufrechterhaltung allfälliger Resonanzen sind in dieser Aufzählung als Eigenschaft der Quelle bzw. der Last zu verstehen.

Beim Transformator sind die beiden Ströme im Normalbetrieb, (d. h., bei relativ kleinen Lastimpedanzen und damit grossen Strömen) wegen der sehr starken Kopplung fast in Antiphase

(180° Phasenverschiebung). Da zusätzlich beide Spulen praktisch am gleichen Ort sind, kompensieren sich die beiden Magnetfelder beinahe, ausserhalb der Wicklungen treten vergleichsweise geringe Streufelder auf.

Bei IPT ist lediglich die Kopplung kleiner als beim Transformator, die beiden Ströme sind aber immer noch näherungsweise in Antiphasen. Dadurch ergibt sich zwar eine teilweise Kompensation der Magnetfelder. Wegen der räumlichen Trennung ist aber das Magnetfeld des Primärstromes vor allem bei der Primärspule gross und jenes des Sekundärstromes bei der Sekundärspule. Sind die Spulen in hinreichender Distanz zueinander, ergibt die Überlagerung beider Felder einen Feldverlauf mit grösseren Werten im direkten Umfeld jeder Spule und einem Abfall in der Mitte der Übertragungsstrecke.

Bei MRC ist die magnetische Kopplung tendenziell noch etwas kleiner als bei IPT. Im Unterschied zu IPT wird hier durch eine schaltungstechnische Massnahme (Einfügen von Kapazitäten) im Sekundärkreis eine Resonanz erzeugt. Damit wird nicht nur der Sekundärstrom grösser, sondern es ändert sich zusätzlich die Phasenlage der beiden Ströme, so dass sie jetzt in Quadratur stehen (90° Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärstrom). Bei hinreichend separierten Spulen hat der Feldverlauf in der Überlagerung damit einen kleineren Abfall in der Mitte der Übertragungsstrecke, was letztlich einen grösseren Leistungstransfer ermöglicht. Eine Resonanz kann auch im Primärkreis vorgesehen sein. Diese vermag insbesondere die Leistungseinspeisung in das ganze System zu verbessern, ändert aber nichts an der erwähnten 90°-Phasenverschiebung.

Die Schwierigkeit dabei ist, dass die Resonanzen nicht nur vom genauen Wert der Betriebsfrequenz und von der geometrischen Gestaltung der Spulen abhängt, sondern zusätzlich auch vom Mass der Kopplung, d. h., von der genauen gegenseitigen Lage beider Spulen. Die Resonanz kann daher bei beweglichen Spulen verloren gehen, z. B. allein infolge einer geometrischen Verschiebung einer Spule.

Schliesslich ist zu beachten, dass die Resonanz den erreichbaren Wirkungsgrad nicht beliebig hoch treiben kann, weil die Verluste in den Spulen bei zunehmendem Strom steigen. Limitierend wirkt im Wesentlichen die im Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung erklärte Grösse G , definiert als Verhältnis zwischen „Koppelgrad“ und Spulenwiderständen, wobei der Koppelgrad neben einer geometrischen Konstante (Gegeninduktivität) die Frequenz im Quadrat enthält. Eine möglichst hohe Frequenz begünstigt somit den Leistungstransfer. Trotzdem beschränkt das bei vergrössertem Spulenabstand sehr rasche Absinken der Gegeninduktivität den maximal möglichen Wirkungsgrad. Diese Zusammenhänge sind im Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung im Detail erklärt. Eine obere Grenze für die Übertragungsfrequenz setzen wie bereits erwähnt die Wandler auf beiden Seiten.

Die Übertragungsdistanzen praktischer Systeme mit höheren Leistungen (>100 W) bewegen sich im Bereich von wenigen Millimetern bis wenigen 10 cm. Grössere Abstände gehen mit einem Abfall beim Wirkungsgrad einher. Die Figur 13 im Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung zeigt den Zusammenhang zwischen der Grösse G und dem maximal erreichbaren Wirkungsgrad, die Figur 16, Figur 18 und Figur 19 beschreiben den Verlauf der Gegeninduktivität in Funktion von geometrischen Faktoren.

Modul 2: WPT Systeme für Elektrofahrzeuge

WPT wird in ganz verschiedenen Leistungsklassen eingesetzt. Mikro-Power Anwendungen zur Speisung von Sensoren oder RFIDs übertragen einige μW , Low-Power Systeme wenige Watt, etwa zum Laden von Mobiltelefonen und ähnlichen Geräten oder auch zur Speisung von implantierten medizinischen Systemen, Kommunikations- und Sensorsystemen. Mid-Power Anwendungen (bis ca. 30 W) können zum Beispiel Laptops, luftige Designer-Lampen oder Putzroboter betreiben bzw. aufladen. In diesem Leistungsbereich stehen Wandler für höhere Übertragungsfrequenzen (z. B. 6.78 MHz) zur Verfügung, und es gibt auch Bestrebungen zur Normierung, damit die Steuerung der Energie- und Datenströme reibungslos läuft, wenn mehrere Quellen und Empfänger im gleichen Raum vorhanden sind [1].

Im Mobilitätsbereich geht es um High-Power Anwendungen (bis mehrere 100 kW Leistung zum Aufladen und/oder Betreiben von E-Mobilen und E-Bussen [2]). In dieser Leistungsklasse unterscheiden sich Systeme mit fahrenden Fahrzeugen (OnLine Electric Vehicle, OLEV) von jenen mit stehenden Fahrzeugen zwar nicht im grundsätzlichen Übertragungsprinzip (meist IPT oder MRC), wohl aber in der viel ausgedehnteren stehenden Infrastruktur im Falle von fahrenden Fahrzeugen sowie bei der erforderlichen Genauigkeit der Platzierung, die besonders bei MRC eine grosse Bedeutung hat [3], [4].

Bei OLEV-Systemen müsste die Quelle mit dem Fahrzeug „mitfahren“, was natürlich nur virtuell zu verstehen ist. Praktisch wird längs der Fahrbahn eine Kette von Einzelspulen aneinander gereiht, wobei immer nur jene in unmittelbarer Nähe des Fahrzeugs aktiv sind. Die zugehörige Steuerung und Sensorik ist im Falle vieler Fahrzeuge aufwändig [2].

Im Unterschied zum Linearmotor, der keine Frequenzkonversion braucht, sondern mit der niedrigen Frequenz der Quelle direkt arbeitet und wo die das Fahrzeug antreibenden Kräfte direkt auf die Spulen wirken, wird bei OLEV-Systemen „nur“ elektrische Energie mit wesentlich höherer Frequenz vom stehenden Spulensystem aufs Fahrzeug übertragen. Diese wird im Fahrzeug AC-AC- bzw. AC-DC-konvertiert und kann dann etwa einen Motor oder auch andere Verbraucher speisen.

Die auf IPT oder MRC beruhenden Systeme sind bereits ziemlich weit entwickelt und teilweise kommerziell erhältlich, vgl. die Liste Tabelle 2: Ausgewählte WPT-Anwendungen und Systeme Im Rahmen des vom Deutschen Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit geförderten FuE-Programms „Förderung von Forschung und Entwicklung im Bereich der Elektromobilität“ sind viele Grundlagen erarbeitet worden. So beschreibt etwa der Abschlussbericht zum Verbundvorhaben „Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen“ von Conductix-Wampfler und Daimler [5] eine umfassende Reihe von Einzelaspekten und geht auch auf Streufelder und Abschirmmassnahmen ein. Die grundsätzliche Machbarkeit von WPT ist auch in [6] gezeigt.

Ausser den Aufladestationen gibt es auch fest im Boden verlegte Systeme zur Versorgung von Hubstaplern und ähnlichen Kleinfahrzeugen in industrieller Umgebung sowie für schienengeführte Heber, Hängebahnen etc. In all diesen Anwendungen wird WPT als verschleiss- und funkenloser Ersatz für Schleifkontakte oder als bequeme Alternative zu Steckkontakten angepriesen. Die zu überbrückenden Strecken sind in diesen Fällen im 10-cm-Bereich oder darunter, die Leistungen kommerziell erhältlicher Systeme enden derzeit bei etwa 4 kW, höhere Leistungen sind angekündigt.

Daneben gibt es auf anderen Prinzipien bestehende Versuchsaufbauten, etwa mit Mikrowellenübertragung (Empfänger auf dem Dach des Fahrzeugs, [7]) oder der Via-Wheel Power Transfer [8]. Bei letzterem wird ein hochfrequenter Strom durch jene Kapazität geleitet, die sich aus dem elektrisch leitenden Teil des Rades eines Fahrzeugs und der (leitenden) Unterlage ergibt, wobei der Pneu-Gummi das Dielektrikum der Kapazität bildet. Dieses Konzept ist jedoch nicht im gleichen Sinn „Wireless“, weil die Energie in diesem Fall nicht durch die Kapazität fließt, sondern genau wie bei einer Drahtverbindung neben den Kapazitäten. Entsprechend hängen die Feldstärken wesentlich etwa vom Radstand und der Entfernung der beiden Räder ab.

Anwendung	Leistung	Wirk-grad	Dist	Freq	Verfahren	Ref
Low Power	wenige Watt	70..90%	Bis 30 cm	Bis 20 MHz	MRC	
Mid Power A4WP	<50 W			6.78 MHz		[1]
Midpower	<30 W	70..25%	10..20 cm	190..215 kHz	MRC	[9]
CouplCharger	1 kW	99%(simul, ohne Frequenz-konverter)	1..3 mm	20 kHz	MRC mit Ferrit	[10]
Via-Wheel PT	50 W		3 mm	50 MHz	Spez	[8]
Online electric vehical (OLEV)	10...400 kW	80..90%	11 cm	20 kHz	MRC	[2]
WiTricity-3300	bis 3.3 kW	90%	18 cm	145 kHz	MRC	www.witricity.com
Plugless Power	ca. 2 kW	90%	Ca. 15 cm		MRC	www.pluglesspower.com
Conductix	0.75 – 4 kW		Einige cm	15-20 kHz	IPT	www.conductix.com

Tabelle 2: Ausgewählte WPT-Anwendungen und Systeme

Name	Angebot	Land
WPT-System-Lieferanten		
Conductix-Wampfler	Mobile Elektrifizierung, Energie- und Datenübertragung	USA, weltweit
Evatran	Plugless Charging System (www.pluglesspower.com)	USA
HaloIPT	WiPower zusammen mit Qualcomm	USA, weltweit
Kaist	Universität	Südkorea
Momentum Dynamics	MRC Charging System (momentumdynamics.com)	USA
LG	Elektronik für Haushalt und Business	Südkorea
Qualcomm	WiPower	USA, weltweit
SEW	Getriebe, Motoren	Deutschland, weltweit
WiTricity	WPT Systeme von 0.5 W - 3.3 kW	USA
Infrastruktur Firmen		
Better Place	Elektrische Autos und Ladestationen (www.plugincars.com)	USA
NRG Energy	Elektrizitäts- und Energieversorgung (www.nrgenergy.com)	USA

Tabelle 3: Liste von Firmen, die im Rahmen der SAE (Society of Automobile Engineers) in die Standardisierungsdiskussionen involviert sind.

Feldverteilung in der Umgebung von WPT-Systemen

Allen auf dem Induktionsprinzip beruhenden WPT-Verfahren sind die folgenden Aspekte gemeinsam:

1. Es gibt zwei Spulen, die meist einigermassen parallel angeordnet sind.
2. Das Magnetfeld ist das dominante Feld und soll **zwischen den Spulen** prinzipiell nicht künstlich verkleinert werden, weil sonst kein Energiefluss mehr möglich ist.
3. Die Felder ausserhalb der Spulen und des Übertragungskanals können durch Anbringen von schirmenden Teilen verkleinert werden.
4. Die Felder ausserhalb des Übertragungskanals sind in einer praktischen Situation niemals grösser als das (hypothetische) Feld einer einzigen Spule im leeren Raum, denn alle Abschirmmassnahmen sowie die zweite Spule verringern das totale Magnetfeld (Regel von Lenz). Bei den resonanten MRC-Systemen ohne Abschirmungen entspricht der mit einer einzigen Spule berechnete Wert annähernd dem tatsächlichen Gesamtfeld.
5. Die Feldstärken sind in der unmittelbaren Umgebung der Spulen stark von deren Geometrie abhängig. Ab einer Entfernung von ca. einem halben Spulendurchmesser ist der Verlauf aber weitgehend unabhängig von der genauen Spulenform.

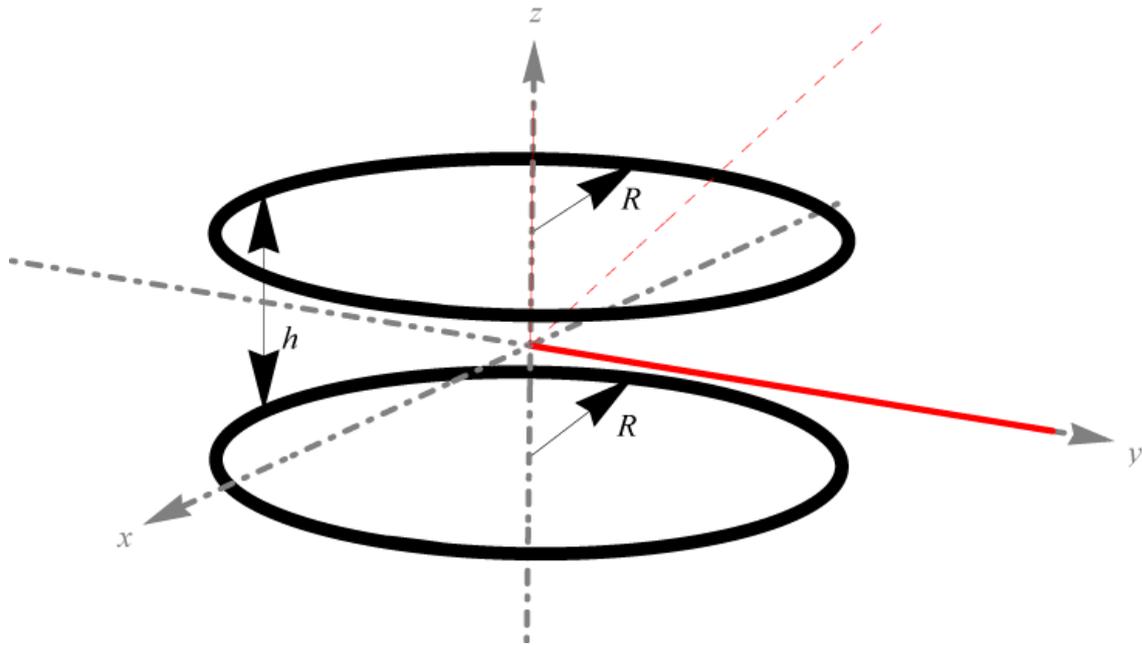
Obwohl die genaue Feldstärkeverteilung im Einzelfall nur durch eine Simulation oder durch Messungen ermittelt werden kann, ist das typische Verhalten der Felder anhand einer einfachen kreisförmigen Spule gut demonstrierbar. Das Magnetfeld ist grundsätzlich proportional zum Spulenstrom, wobei dieser zum einen von den Spulendurchmessern und der gegenseitigen Platzierung abhängt und zum andern mit der übertragenen Leistung ansteigt. Ausserdem spielt der angestrebte Wirkungsgrad eine Rolle. Im Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung“ sind die entsprechenden Zusammenhänge dargelegt. In Figur 2 sind die Feldstärkeverläufe für zwei exemplarische Fälle dargestellt:

1. Zwei kreisförmige Spulen mit 50 cm Durchmesser, konzentrisch angeordnet im gegenseitigen Abstand $h = 10$ cm (grüne Kurven)
2. Zwei kreisförmige Spulen mit 50 cm Durchmesser, konzentrisch angeordnet und einem gegenseitigen Abstand $h = 20$ cm (blaue Kurven)

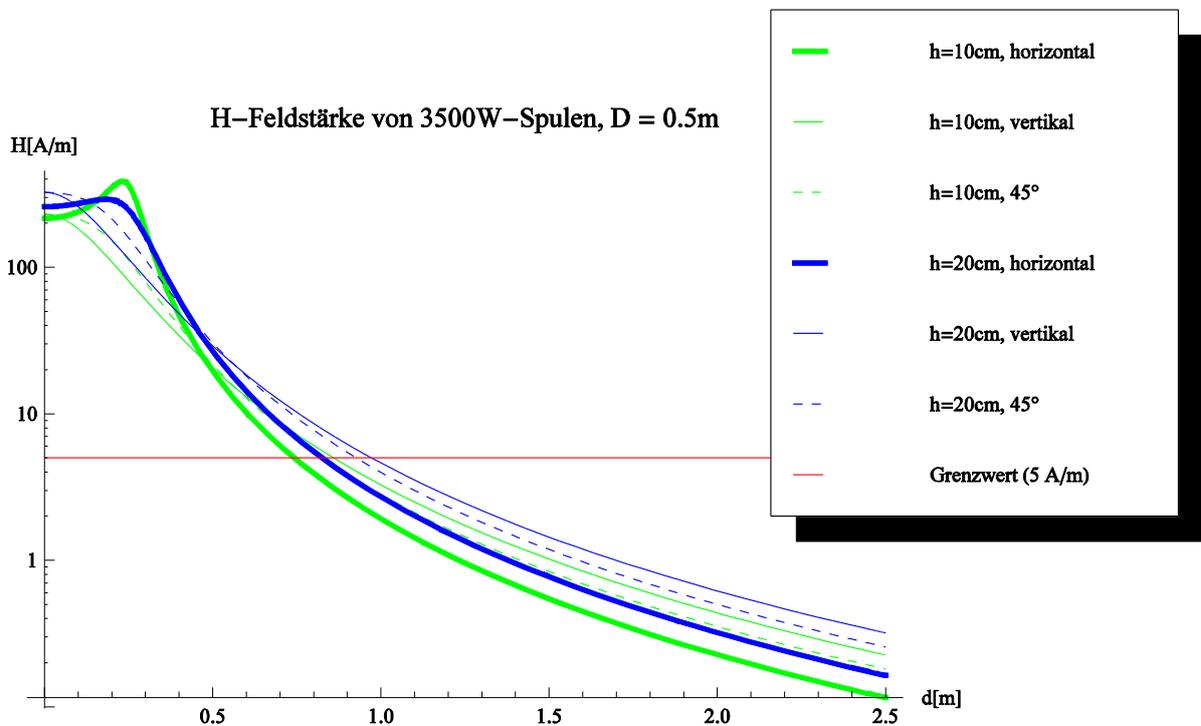
Der Feldstärkeverlauf im ganzen Raum ist natürlich rotationssymmetrisch. Basierend auf der in Figur 1 dargestellten geometrischen Situation der Spulenanordnung zeigt Figur 2 die zugehörigen Feldstärkeverläufe auf drei vom Mittelpunkt der Spulen ausgehenden Strahlen. Die beiden Fälle unterscheiden sich nur durch den Abstand der Spulen: Je kleiner dieser ist, umso kleiner ist auch das ungestörte Streufeld in grösseren Distanzen.

In Bezug auf die Grösse der Streufelder ist zu beachten, dass die in Figur 2 gezeigten Felder Maximalwerte darstellen. Je nachdem, welche Schirmmassnahmen getroffen werden, kann z. B. das Feld über der Spule (in einem Auto: in der Fahrerkabine) erheblich kleiner sein. Es ist aber klar, dass den Streufeldern auf jeden Fall Beachtung geschenkt werden muss.

Im Anhang sind einige weitere exemplarische Fälle diskutiert, insbesondere im Hinblick auf den Wirkungsgrad des optimierten Systems. Solange man die Übertragung im resonanten Zustand halten kann, sind die entsprechenden Streufelder vergleichbar, ausserhalb des resonanten Zustands sind die Streufelder bei guter Kopplung sogar kleiner, bei schlechter Kopplung wird dann aber der Wirkungsgrad erheblich kleiner.



Figur 1: Zwei kreisrunde Spulen mit Radius R sind konzentrisch übereinander (Distanz h) angeordnet. Die drei geraden roten Linien sind alle in der y - z -Ebene und entsprechen dem geometrischen Ort der in Figur 2 dargestellten Feldstärkeverläufe.



Figur 2: Die magnetische Feldstärke in der Umgebung von zwei zur Leistungsübertragung optimierten Spulen nimmt mit zunehmender Distanz d vom Spulenzentrum ab. Die Feldstärkeverläufe beziehen sich auf die drei roten Linien in Figur 1. Der Grenzwert (rote Linie) entspricht dem Immissionsgrenzwert gemäss NISV für den Frequenzbereich zwischen 800 Hz und 150 kHz.

Modul 3: NIS-Emissionen und Immissionen

Übersicht

Wie in den vorherigen zwei Modulen ausgeführt ist die Emission elektromagnetischer Felder von WPT Systemen primär im Streufeld ausserhalb des Spulensystems zu sehen. Diese Felder sind von der jeweiligen Realisierung und von verschiedenen Parametern wie die gewünschte Ladeleistung, die Übertragungsfrequenz, die Spulendurchmesser (Primär- und Sekundärspule), die Spulenformen und den verwendeten Materialien, dem Air Gap (Abstand zwischen den Spulen) und dem Spulenversatz und Spulenverkipfung (Primär- versus Sekundärspule) abhängig. Im Rahmen verschiedener Forschungsprojekte und in der Literatur sind diverse Realisierungen beschrieben und Messresultate dokumentiert. Daher wurde auf eigene Messungen an existierenden WPT Systemen verzichtet und die Untersuchungen auf die Analyse der vorhandenen Berichte und Literatur beschränkt [11], [12], [13], [6], [10], [5], [14], [15], [16], [17], [18]. Im Frequenzbereich in dem die WPT Systeme betrieben werden macht es wenig Sinn von Immissionen zu sprechen, da die Streufelder auf die unmittelbare Umgebung um die Anlagen beschränkt sind und nicht in die weitere Umgebung abgestrahlt werden. Ein Immissionsszenario findet dann statt, wenn sich eine Person oder ein Objekt im Streufeld befindet oder hineinbewegt. Daher spielt vor allem die entsprechende Installation und die dadurch mögliche Zugänglichkeit des Bereiches wo elektromagnetische Felder ausgebildet werden eine Rolle. Die zulässigen Immissionen elektromagnetischer Felder werden in der Schweiz durch die NISV geregelt.

Verordnung über den Schutz vor nichtionisierender Strahlung (NISV)

Die NISV soll Menschen vor schädlicher oder lästiger nichtionisierender Strahlung schützen. Sie regelt unter anderem die Begrenzung der Emissionen von elektrischen und magnetischen Feldern mit Frequenzen von 0 Hz bis 300 GHz (Strahlung), die beim Betrieb ortsfester Anlagen erzeugt werden. Eine vorsorgliche Emissionsbegrenzung von ortsfesten WPT-Anlagen ist in der NISV nicht enthalten. Die Verordnung gibt den Behörden die Möglichkeit, solche Emissionsbegrenzungen im Einzelfall gemäss Art. 4 Abs. 2 der NISV zu prüfen und anzuordnen. Die NISV regelt nicht die Emission von Geräten. Es ist aus unserer Sicht nicht eindeutig klar, welche WPT Systeme als Anlage zu verstehen sind und welche als Geräte, die nicht in der Zuständigkeit der NISV liegen. Diese Klärung ist dann notwendig, wenn der Gesetzgeber über eine allfällige Emissionsbegrenzung bestimmter WPT-Systeme nachdenken will.

Generell folgt die NISV den Empfehlungen der ICNIRP von 1998 [19]. Für eine detaillierte Ausführung der Argumente, der Bewertung der ICNIRP-Empfehlungen und eine Auflistung der Grenzwerte in den verschiedenen Frequenzbereichen sei auf die entsprechenden Berichte verwiesen [20], [21].

ICNIRP Immissionsgrenzwerte für Magnetfelder im Bereich wenige kHz bis ca. 50 MHz

Die bislang bekannten WPT Systeme arbeiten im Frequenzbereich von einigen kHz bis ca. 50 MHz. In diesem Bereich basieren die von der ICNIRP vorgeschlagenen Grenzwerte auf den im Gewebe induzierten elektrischen Feldern und auf entsprechend abgeleiteten Referenzwerten für die Felder am Ort einer Person ohne Anwesenheit der Person. Oberhalb 100 kHz müssen die radiofrequenzspezifischen Referenzwerte zusätzlich berücksichtigt werden. Diese basieren auf der im Gewebe deponierten Leistung und sind als spezifische Absorptionsrate (SAR) gegeben. Diese Grenzwerte basieren z. T. auf numerischen Simulationen und sind deshalb mit zusätzlichen

Unsicherheitsfaktoren beaufschlagt, um den anatomischen Unterschieden zwischen Personen, den Variationen der dielektrischen Parameter der verschiedenen Gewebearten, etc., Rechnung zu tragen. Die grundlegenden Grenzwerte wurden 1998 in Health Physics [19] veröffentlicht und per 2010 in einem entsprechenden Artikel für den Bereich von 1 Hz bis zu 100 kHz angepasst [22]. Der Hauptunterschied liegt in den verwendeten Modellen für die Repräsentation des Menschen. Für die Empfehlungen von 1998 wurde ein vereinfachtes geometrisches Objekt verwendet um den Menschen zu repräsentieren. Im Dokument 2010 wurden die entsprechenden Werte aus Simulationen ermittelt bei denen inhomogene anatomische Modelle eingesetzt wurden. Dies hat im Bereich unterhalb von 25 Hz zu einer Verschärfung der Grenzwerte für elektrische und einer Lockerung der Grenzwerte für magnetische Felder geführt. Für Frequenzen im Bereich 25 Hz bis 100 kHz wurden die Grenzwerte für elektrische Feldstärken nur unwesentlich verändert, für magnetische Flussdichten um einen Faktor 4 gelockert. Diese neuen Werte wurden nicht in die NISV übernommen. Schliesslich sei darauf hingewiesen, dass die von ICNIRP empfohlenen Grenzwerte bis 100 kHz von räumlich gleichmässigen Feldverteilungen ausgehen. Im Falle von Kopplungen im Nahfeldbereich sind diese Bedingungen nicht immer gegeben.

Emissionen von WPT Systemen

Wie in den ersten zwei Kapiteln ausgeführt erzeugen WPT Systeme im niederfrequenten Bereich vor allem magnetische Felder innerhalb des Gebietes der Spulen und in unmittelbarer Umgebung des Spulensystems. Die Feldstärke nimmt mit zunehmendem Abstand zu den Spulen schnell ab. Die jeweilige Feldverteilung und die erreichten Spitzenwerte sind von der konkreten Realisierung abhängig. Die relevanten Parameter dabei sind aber vor allen die Abmessungen der Spulen, des geführten Stroms und der Anzahl Windungen des verwendeten Spulensystems. Im Weiteren sollen anhand von verschiedenen publizierten Beispielmessungen die zu erwartenden Feldstärken solcher Anlagen dargestellt werden.

Der Abschlussbericht zum Verbundvorhaben "Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen" von Conductix-Wampfler und Daimler [5] beschreibt verschiedene Messaufbauten und eine Reihe von Einzelaspekten, die zur Optimierung von WPT Systemen angepasst werden können. Verschiedene Massnahmen wurden auf ihren Einfluss auf die gemessenen Streufelder in der Umgebung von Spulensystemen evaluiert.

In einem ersten Schritt wurde der Einfluss unterschiedlicher Spulengrössen eines 40 kHz Systems auf das Feld ausserhalb des Spulensystems mittels numerischer Simulationen untersucht. Dabei wurden quadratische Spulen in konstantem Abstand von 140 mm und von 600 bis zu 900 mm Seitenlänge betrachtet. Als Resultat wurde festgehalten, dass sich bei gleichem Primärstrom bei kleineren Spulen das Feld ausserhalb des Spulensystems reduziert. Um jedoch die gleiche Leistung übertragen zu können muss bei kleineren Spulen der Primärstrom angehoben werden. Somit erhöht sich die Flussdichte zwischen den Spulen und auch die Feldstärke ausserhalb des Spulensystems. Die Resultate wurden auf eine konstante übertragene Leistung von 3 kW normiert. Angegeben werden die in einem Abstand von 300 mm gemessenen Feldwerte, die aufgrund der Geometrie einer angenommenen Messsonde mit einem Durchmesser von 100 mm gemittelt sind. Die Werte bewegen sich zwischen 3 μT für 900 mm und 10 μT für 600 mm Seitenlänge. Als Referenzwerte wurde die magnetische Flussdichte von 6.25 μT bei 40 kHz gemäss der alten Empfehlung von ICNIRP von 1998 genommen. (Gemäss der neuen Richtlinie beträgt der Grenzwert in diesem Frequenzbereich 26.4 μT , also etwa viermal mehr.)

Bei einem 3 kW Spulensystem wurde der Einfluss vieler Einflussfaktoren auf das Magnetfeld untersucht, etwa verschiedene Abschirmungskonfigurationen, Verwendung verschiedener Materialien, Verschiebungen der Spulen zueinander und Veränderungen anderer Systemparametern. Als Fazit wurde die Machbarkeit einer effizienten Leistungsübertragung mittels WPT für Fahrzeuge demonstriert. Massnahmen und weitere Verbesserungsmöglichkeiten wurden aufgezeigt. Im Allgemeinen kann durch eine entsprechende Wahl der Systemkonfiguration die Einhaltung der empfohlenen Immissionsgrenzwerte erreicht werden.

In einem weiteren Abschlussbericht [6] im Rahmen des Verbundvorhabens wurden Vorschläge zur Standardisierung von WPT für die Elektrofahrzeuge vorgeschlagen. Diese werden in Modul 5 noch weiter ausgeführt. Als eines der Projektergebnisse wurde ein automatischer Positionierungsassistent für Elektro- und Hybridfahrzeuge vorgeschlagen und realisiert. Diese Vorrichtung würde ein Versatz zwischen den Spulen vermindern oder sogar ganz verhindern. Dadurch könnte das System weiter optimiert werden. Aufgrund der hohen Relevanz des heimischen Ladens haben sich die Projektteilnehmer auf den Leistungsbereich von 3.6 kW als einphasige Anschlussleistung (16 A, 230 V) gewählt. Die weiteren technischen Kernanforderungen waren das Erreichen einer hohen Energieübertragungseffizienz (>90 %), Einhalten von Personenschutzanforderungen in Bezug auf Magnetfelder (ICNIRP Empfehlungen), Einhalten aller relevanten infrastrukturseitigen sowie fahrzeugseitigen Vorschriften sowie das Erfüllen aller notwendigen Sicherheitsvoraussetzungen für einen Versuchsbetrieb mit Nichtexperten.

Im Rahmen des Projektes wurde nebst dem Positionierungsassistenten unter anderem auch das magnetische Streufeld des gesamten Spulenaufbaus mit numerischen Methoden simuliert. Bei der Spulenauslegung wurde als Randbedingung die Einhaltung des durch ICNIRP empfohlenen Grenzwerts einbezogen. Die Einhaltung dieses Grenzwerts im Abstand von 20 cm vom Spulensystem wurde beim endgültigen Spulenaufbau mit Magnetfeldsonden auch messtechnisch verifiziert. Störfestigkeitsmessungen wurden an einem vollausgebauten Serienfahrzeug durchgeführt und zeigten keine Einflüsse auf die Fahrzeugelektronik selbst bei ungünstigen Übertragungsbedingungen des WPT Systems (maximaler Spulenversatz, maximale Leistung).

In mehreren Publikationen wurde die Exposition von WPT Systemen und die dadurch im Gewebe erzeugten elektrischen Felder sowie die dadurch induzierte spezifische Absorptionsrate abgeschätzt [23], [24], [25], [26]. Dabei werden spezifische Konfigurationen auf ihren Einfluss auf den menschlichen Körper untersucht. Eine Publikation betrachtet spezifische Szenarien die bei Elektrofahrzeugen während des Aufladens auftreten [23]. Diese Resultate sollen als Grundlage für die weiteren Entscheidungen zur Art und Weise der verwendeten Methode für die Abnahmemessungen im Rahmen der Standardisierung dienen und werden im Moment in verschiedenen Gremien diskutiert. Die Grössen 'induziertes elektrisches Feld' und 'spezifische Absorptionsrate' können ausschliesslich numerisch bestimmt werden und sind daher vom jeweiligen Modell und der verwendeten numerischen Methode abhängig. Bislang sind nur numerische Modelle von Menschen verfügbar, die homogenisierte Geweberegionen aufweisen und denen die jeweiligen dielektrischen Eigenschaften zugeordnet werden. Im Frequenzbereich, in dem WPT Systeme betrieben werden sollen wird die Struktur der Gewebe zunehmend relevant und beeinflusst die resultierende Stromverteilung und die Verteilung der deponierten Leistung im Gewebe. Daher können die publizierten Resultate nur als Näherung gesehen werden. Für die Evaluation der Emission, respektive der Immission, sind daher die Referenzwerte die verlässlichere Zielgrösse.

Fazit

Die Feldstärke von WPT-Anwendungen wird durch das Zusammenspiel mehrerer Faktoren bestimmt. Dazu gehören die Ladeleistung, die Übertragungsfrequenz, die Spulendurchmesser, die Spulenformen und Materialien, der Air Gap (Abstand zwischen den Spulen) und der Spulenversatz (Primär- versus Sekundärspule). Durch entsprechende technische Vorgaben können diese Gesamtsysteme so optimiert werden, dass die Immissionen unterhalb der jeweiligen Grenzwerte bleiben. In jedem Fall sollten WPT Systeme durch entsprechende Abnahmemessungen auf ihre Verträglichkeit mit den geltenden Immissionsgrenzwerten geprüft werden.

Modul 4: NIS-Exposition der Bevölkerung durch WPT-Systeme für Fahrzeuge und Massnahmenbedarf

Übersicht

Weil die elektromagnetischen Felder von WPT-Anwendungen mit zunehmender Distanz von den Spulen schnell abnehmen, bewirken diese Felder primär lokale Expositionen; und weil die Ladestationen nur temporär, typischerweise täglich oder wenige Male über kürzere Zeiten pro Tag, zum Einsatz kommen, steht aus gesundheitlicher Sicht die Frage der Produktesicherheit (auch und gerade hinsichtlich EMF) und weniger die Frage nach der Belastung der Gesamtbevölkerung im Vordergrund.

Es muss gewährleistet werden, dass Personen, die sich im Umfeld von Elektrofahrzeugen befinden, die drahtlos aufgeladen werden, keinen übermässigen Expositionen ausgesetzt sind. Durch entsprechende technische Spezifikationen kann das weitestgehend erreicht werden. Deshalb kommt gegenwärtig den Normierungsaktivitäten die vermutlich grösste Bedeutung hinsichtlich der elektromagnetischen Umweltverträglichkeit (EMVU) und des Gesundheitsschutzes zu.

Die wichtigste Initiative zur Normierung von WPT-Anwendungen geschieht gegenwärtig in der IEC (siehe Kapitel 5). Nach dem internen Fahrplan der IEC sollten im kommenden Jahr die zentralen Parameter von WPT-Systemen für Personenfahrzeuge festgelegt sein. Kontaktloses Aufladen von Grossfahrzeugen, insbesondere Bussen, wird von der IEC in einem zweiten Schritt angegangen. Dieses Kapitel bezieht sich deshalb nur auf Ladestationen bis ca. 3.5 kW, wie sie in Garagen (in Privat- oder Geschäftshäusern) oder an ausgewählten öffentlichen Parkplätzen montiert werden können.

Expositionsrisiken

Die zwei zentralen Bereiche, die es hinsichtlich Expositionsrisiken zu beurteilen gilt sind einerseits die Produktespezifikationen, andererseits die Produktesicherheit. Erstere legen das/die möglichen Emissionsniveau/s der Stationen fest, letztere stellen sicher, dass die Stationen bestimmungsgemäss funktionieren damit unabsichtliche Fehlmanipulationen möglichst keine gesundheitlichen Gefährdungen, u. a. Expositionsrisiken, nach sich ziehen.

Produktespezifikation

Grundsätzlich können durch kluge technische Vorgaben die Emissionen an der Quelle niedrig gehalten und hinsichtlich EMVU und Gesundheitsschutz die geltenden ICNIRP-Grenzwerte (oder IEEE Normen) in den zugänglichen Zonen ausser- und innerhalb des Fahrzeuges erfüllt werden.

Die zuständige Arbeitsgruppe der IEC will denn auch die Standards so festlegen, dass die ICNIRP/IEEE-Empfehlungen nicht überschritten werden können. Allerdings bleibt hier zu berücksichtigen, dass die Immissionsgrenzwerte der NISV im Frequenzbereich von WPT-Systemen strenger sind als die neuen ICNIRP-Empfehlungen.

Wichtig ist auch, wie das Messprotokoll definiert sein wird. Die Lokalisation der Messpunkte für Produktabnahmemessungen wird entscheidend sein. Die zuständige Arbeitsgruppe der IEC will auch hier eine Lösung vorlegen, die hinsichtlich Gesundheitsschutz zuverlässig ist.

Produktesicherheit

Eine zentrale Rolle kommt der Befehls- und Steuerungskommunikation zu, welche sicherstellt, dass nur dann aufgeladen wird, bzw. Strom durch die Ladestation fließt, wenn das Fahrzeug „sur place“ ist und sich korrekt positioniert über der Anlage befindet. Hier können Einparkhilfen genutzt oder vorgeschrieben werden.

Sodann müssen auch eine ganze Reihe bestehender Vorschriften eingehalten bzw. im Standard entsprechend definiert werden, um die Sicherheit der Stationen zu garantieren. Hierzu zählen (Auflistung nicht vollständig): Schutz gegen elektrischen Schlag (direktes Berühren, Entladungen, Fehlerschutz), Ableit- und Berührungsströme, Erwärmung (Temperaturfestigkeit von Materialien, Oberflächentemperaturen), Feuerbeständigkeit, Kurzschlussfestigkeit, konstruktive Anforderungen (z. B. mechanische Last), Störfestigkeit (EMV). Im vorliegenden Entwurf der IEC zur Normierung von WPT-Systemen (IEC 61980) werden alle sicherheitsrelevanten Fragen aufgelistet. Sie werden allen bereits bestehenden technischen Normen und Vorschriften, die für WPT-Anwendungen relevant sind, entsprechen müssen.

Diffusionsdynamik

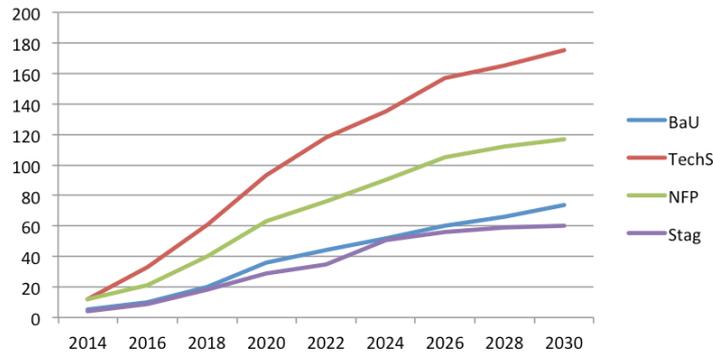
Für eine Risikoabschätzung benötigt man neben der Risikoidentifikation (das Gefährdungspotenzial, das von einem Gerät oder einer Anlage ausgeht, im engl. „hazard“ genannt), auch Informationen zur Exposition einer Person oder der Bevölkerung gegenüber dieser Technik. Die Exposition kann von verschiedenen Faktoren abhängen: der Verbreitung des Produkts (Diffusion), der Nutzungsintensität (Häufigkeit) und der Nutzungsart (Einsatzart, Handhabung). Die Risikoexposition aufgrund von Nutzungsintensität und Nutzungsart dürfte, wie oben geschildert, durch Normierung minimiert werden und den gültigen regulatorischen Vorgaben entsprechen.

Somit bleibt die Frage nach der Bedeutung möglicher Restrisiken. Hier spielt die Diffusion der Technik eine wichtige Rolle. Diese soll auf der Grundlage der Elektromobilitäts-Szenarien des Bundesamtes für Energie (BFE) grob abgeschätzt werden. Das BFE unterscheidet 4 Szenarien ([27], S.6):

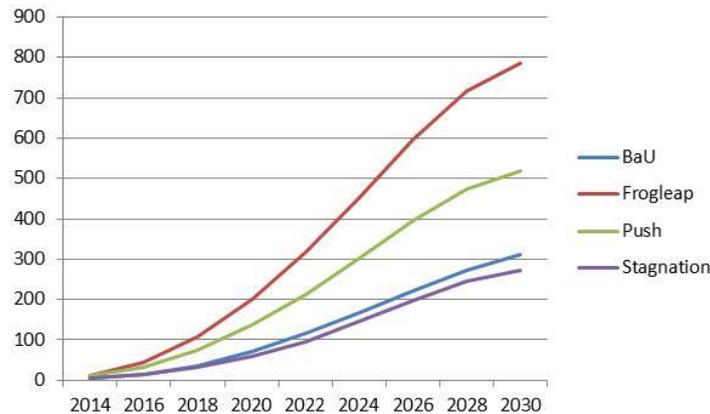
- Szenario 1 „Business-as-usual“ (BaU): Referenzszenario, Fortführung der aktuell bestehenden Politik
- Szenario 2 „Technologiesprung“ (TechS): Initiiert durch die finanziellen Mittel aus den Konjunkturförderungsprogrammen können die Batteriekosten ab 2015 massiv reduziert werden.
- Szenario 3 „Nationales Förderprogramm“ (NFP): Angelehnt an das zurzeit diskutierte Bonus-Modell erhalten Käufer von elektrisch angetriebenen Personenwagen einen Kaufzuschuss in der Höhe von 2000 CHF.

- Szenario 4 „Anhaltender Wirtschaftsabschwung“ (Stag): Eine anhaltende Stagnation der wirtschaftlichen Entwicklung führt zu tieferen Forschungsbudgets, entsprechend zu einer verzögerten Entwicklung in der Batterietechnologie und zu einer reduzierten Zahlungsbereitschaft für innovative Technologien seitens der Konsumenten.

In unserem Zusammenhang relevant sind die zwei Fahrzeugkategorien plug-in-Hybride (PHEV) und batteriebetriebene Elektrofahrzeuge (BEV), nicht relevant sind die Vollhybriden. Die Verkäufe der ersten zwei Fahrzeugkategorien werden wie in Figur 3 dargestellt angenommen. Der Gesamtbestand an Elektrofahrzeugen, die eine externe Stromzufuhr für das Aufladen der Batterie benötigen, entwickelt sich damit wie in Figur 4 dargestellt (Annahme: Fahrzeuglebensdauer von 10 Jahren).



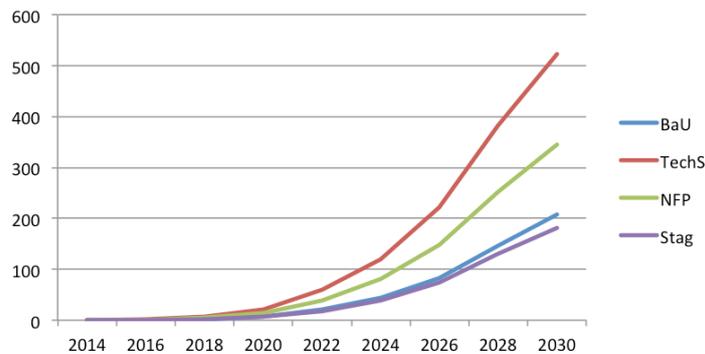
Figur 3: Neuzulassungen von PHEV und BEV (in Tausend; nach [27])



Figur 4: Entwicklung Fahrzeugbestand von PHEV und BEV (in Tausend; nach [27])

Selbstverständlich handelt es sich bei diesen Szenarien um sehr grobe Abschätzungen. Für ergänzende und alternative Szenarien und Entwicklungseinschätzungen siehe [28], [29], [30]. Die Zahlen dienen uns als Rahmendaten zur Abschätzung der Diffusion von WPT-Stationen. Dazu könnten unterschiedliche Szenarien erstellt und quantifiziert werden, etwa: WPT für Fahrzeugflotten (etwa Taxis, Shuttle Services, ausgewählte Mietwagen), für welche das Primärgerät an fixen Parkplätzen installiert und dadurch besser ausgelastet werden kann als im Falle privathäuslicher Nutzung. Es ist denkbar, dass der „Flotteneinsatz“ eine gewisse Schrittmacherfunktion in der Verbreitung der drahtlosen Ladetechnologie übernehmen könnte. Im Rahmen des vorliegenden Berichtes wollen wir nicht zu viel spekulieren und führen stattdessen nur eine sehr grobe Abschätzung durch:

Wir nehmen zunächst an, dass die Akzeptanz von WPT im Markt im Laufe der Zeit zunehmen wird und um das Jahr 2030 die Hälfte aller extern aufladbarer Elektrofahrzeuge von kabelbasierter auf induktive Technologie gewechselt haben. Sodann nehmen wir an, dass alle diese Fahrzeuge 2030 in der privaten Garage und am Arbeitsplatz aufgeladen werden können. Drittens nehmen wir an, dass die Ladestationen am Arbeits- bzw. öffentlichen Parkplatz dreimal besser ausgelastet sind als die Stationen in der heimischen Garage. Jede einzelne dieser Annahmen liesse sich, genau wie die Annahmen bei den unseren Abschätzungen zugrunde liegenden BFE-Szenarien, begründet auch anders treffen.



Figur 5: Entwicklung der Anzahl WPT-Systeme in Haushalten, bei Unternehmen und öffentlichen Parkplätzen (in Tausend; basierend auf [27])

Die groben Abschätzungen zeigen, dass bis ins Jahr 2030 einige hunderttausend WPT-Ladestationen für Elektrofahrzeuge in Betrieb sein könnten, allenfalls bis um eine halbe Million. Zwischen 5 und 15% aller Haushalte könnten damit im Jahr 2030 Zugriff auf WPT-Technologie besitzen. Bis 2020 dürften es einige Tausend bis ca. 10'000 EV-Fahrzeugbesitzer sein; WPT wird mittelfristig also maximal um 1 % aller Haushalte betreffen.

Massnahmenbedarf

Mögliche Expositionsrisiken können zuverlässig abgeschätzt werden, wenn die laufenden Normierungsvorhaben abgeschlossen und die technischen Spezifikationen und Sicherheitsbestimmungen von WPT-Stationen festgelegt sind. Wir gehen davon aus, dass die Normen hinsichtlich EMF auf die gültigen Grenzwertempfehlungen der ICNIRP zugeschnitten sein werden und sich deshalb längerfristig kein regulatorischer Handlungsbedarf ergeben sollte. Falls die Grenzwerte der NISV nicht den neuen ICNIRP-Empfehlungen für Felder unterhalb 100 kHz angepasst werden sollten, gilt es zu bedenken, dass normenkonforme Ladestationen die Immissionsgrenzwerte der NISV für die magnetische Flussdichte unter Umständen überschreiten können.

Es bleibt jedoch abzuwarten, wie die Normen umgesetzt werden und speziell, ob Geräte auf den Markt kommen, oder sich noch im Markt befinden, die der voraussichtlich massgebenden IEC-Norm hinsichtlich EMVU nicht entsprechen sollten. Diese Frage kann bei Bedarf mit vergleichsweise geringem Aufwand über punktuelle Orientierungsmessungen an mutmasslich kritischen Produkten beantwortet werden.

Konkret beurteilen wir die Situation hinsichtlich Massnahmenbedarf wie folgt:

NISV

Zunächst ist relevant, dass WPT-Systeme durch die NISV reguliert sind: sie müssen dort, wo sich Personen auch nur kurzfristig aufhalten können, die Immissionsgrenzwerte einhalten. Ein darüber hinaus gehender Regelungsbedarf im Rahmen der NISV ist aus unserer Sicht nicht nötig. Dies gilt insbesondere auch in Anbetracht der Höhe der Immissionsgrenzwerte der NISV im Vergleich zum ICNIRP-Referenzwert von 2010. Die Möglichkeit einer vorsorglichen Emissionsbegrenzung ist den Behörden gegeben. Welche WPT-Systeme allenfalls einer vorsorglichen Emissionsbegrenzung unterzogen werden sollen, könnte analog den Sendeanlagen über eine maximal zulässige Leistung und/oder über bauliche Kriterien definiert werden. Beispiel:

- Leistungskriterium: Stationen die unter 3.6 kW betrieben werden – typischerweise Stationen, wie sie voraussichtlich in privaten Garagen montiert werden können – könnten von der vorsorglichen Emissionsbegrenzung befreit werden.
- Bauliches Kriterium: Im Asphalt eingelassenes, überteertes oder anderweitig im Strassenkörper dauerhaft montiertes Primärgerät – typischerweise mit hohen Leistungen betrieben – könnten der vorsorglichen Emissionsbegrenzung unterstellt werden, nicht hingegen temporär montierte Geräte (die eine festgelegte maximale Leistung nicht überschreiten).

Hinsichtlich Ort der Immission: Gemäss Vollzugsempfehlungen des BAFU gehören Garagen zu den Orten mit kurzfristigem Aufenthalt (OKA), für welche die Immissionsgrenzwerte gelten. Aufgrund der begrenzten Abstrahlung von WPT-Anlagen kann man davon ausgehen, dass die Immissionswerte in OMEN vernachlässigbar tief sind.

Insgesamt gehen wir deshalb davon aus, dass WPT-Systeme die heute gültigen Immissionsgrenzwerte der NISV erfüllen müssen und eine vorsorgliche Emissionsbegrenzung nicht vorzusehen ist. Ein Regelungs- bzw. Klärungsbedarf besteht allerdings dann, wenn die technischen Normen die neuen ICNIRP-Referenzwerte vorschreiben. WPT-Systeme würden dann nicht automatisch die strengeren NISV-Immissionsgrenzwerte erfüllen. Falls der Gesetzgeber die NISV unverändert belässt, müssten alle WPT-Systeme, die unter die Verordnung fallen, vermessen und auf die NISV-Konformität hin geprüft werden.

Zuletzt: es bleibt die Publikation der IEC-Norm abzuwarten. Sie wird zeigen, mit welchen Immissionsniveaus bei WPT-Anlagen zu rechnen ist. Wir gehen davon aus, dass die gängigen internationalen Empfehlungen zum Schutz vor elektromagnetischen Feldern der Normierung zugrunde liegen und deshalb eingehalten werden. Das gilt insbesondere für Kleinanlagen bis 3.6 kW, die der Inhalt des gegenwärtig weit fortgeschrittenen IEC-Normenvorhabens sind. Die Situation bei grossen WPT-Stationen, wie sie typischerweise bei Bussen zum Einsatz kommen dürften und die mit grossen Leistungen (um 100 kW) betrieben werden, ist gegenwärtig nicht ausreichend gut abschätzbar. Falls die internationale Normierung hier nicht mit der technischen Entwicklung und Dynamik mithalten sollte, müsste die Situation produktspezifisch geprüft werden. Bei solchen Grosssystemen scheint uns eine periodische Beobachtung sowohl der Marktentwicklung als auch der Normenentwicklung als Massnahme seitens des BAFU angezeigt.

Andere Massnahmen

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt sehen wir keinen Bedarf für spezifische Massnahmen regulatorischer, technologischer, organisatorischer, verhaltens- oder informationsorientierter (Aufklärungskampagnen) Art. Allerdings sollte die Situation hinsichtlich der Differenzen zwischen den ICNIRP-Empfehlungen und den Immissionsgrenzwerten der NISV vorausschauend bedacht werden.

Im Hinblick auf die Zukunft messen wir dem bereits erwähnten beobachtenden Element die grösste Bedeutung auf der „Massnahmenseite“ zu. Die wichtigste Rolle spielt hier die Normierung. Darauf aufbauend könnten insbesondere WPT-Systeme für öffentliche Fahrzeuge (Busse) für die Beobachtung durch Behörden relevant werden und später auch der Pflicht zu Abnahmemessungen unterliegen. Unter Umständen gilt es dann, eine entsprechende Messempfehlung auszuarbeiten.

Grundsätzlich ist der Messaufwand vergleichbar mit Anlagen und Geräten mit ähnlichem Feldern, etwa Induktionskochfeldern. Da die Feldverteilungen bei WPT-Anlagen sehr starken räumlichen Variationen unterliegen, kommt dem Messort, d.h. der genauen Platzierung des Feldsensors eine grosse Bedeutung zu. Im gegenwärtig sich in Ausarbeitung befindlichen Standard wird dieses Thema intensiv diskutiert. Ein erster Vorschlag (siehe nächstes Kapitel) liegt vor, dürfte aber nicht der endgültige sein. In der Nähe der Spulen, also in der Regel unter dem Fahrzeug, werden die Felder nämlich rasch relativ gross – und umgekehrt mit zunehmender Distanz klein. Ausserdem müsste eine Abnahmemessung auch die Funktion des Ausschaltens des Speisestromes bei einer Fehlplatzierung des Fahrzeugs über der Primärspule beinhalten. Eine aktive Primärspule ohne Gegenspule kann nämlich grosse Felder im darüberliegenden Luftraum erzeugen. Daher sollte die Primärspule vom System automatisch erst dann eingeschaltet werden, wenn das Fahrzeug korrekt platziert ist. Im Interesse eines hohen Wirkungsgrades ist die Platzierung der beiden Spulen ohnehin von zentraler Bedeutung und dürfte von Herstellern im gesamten Systemaufbau entsprechend beachtet werden.

Modul 5: Regulatorische Situation - Internationale Normierung von WPT

Übersicht

Folgende Standardisierungs- bzw. Industriekonsortien sind im Bereich WPT besonders relevant:

	PMA	A4WP	WPC	IEC/CENELEC/VDE	SAE
Standard/Norm	Power 2.0	A4WP	Qi	61980	J2954
Anwendung	Geräte	Geräte	Geräte	Elektroautos	Elektroautos
Methode	induktiv	resonant	induktiv		
Status	kommerziell	in Vorbereitung	kommerziell	in Bearbeitung	in Bearbeitung
Frequenz	27.7 - 357 kHz	6.78 MHz (ISM Band)	100 - 205 kHz 80 - 300 kHz	120 - 190 kHz	85 - 145 kHz
Leistung	5 - 50 W	10 - 22 W	±5W bis 120W	3.3 - 3.6 kW	3.6/19.2 kW 150 kW (Bus)

Tabelle 4: Wichtige Standardisierungs- und Normierungsorganisationen für WPT.

Erklärungen. PMA: Power Matters Alliance; A4WP: Alliance for Wireless Power; WPC: Wireless Power Consortium; IEC: International Electrotechnical Commission; CENELEC: European Committee for Electrotechnical Standardization; VDE: Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik; SAE: Society of Automotive Engineers. Für Aktivitäten mit dem Status „in Bearbeitung“ sind die Angaben als provisorisch zu verstehen.

Gerätebereich

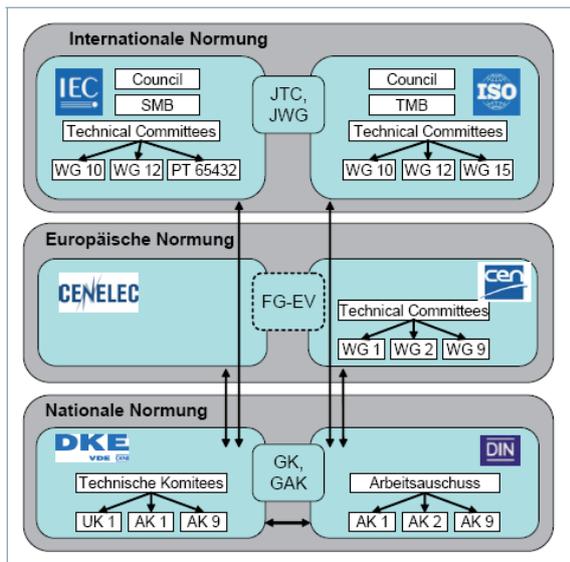
Im Gerätebereich ist unklar, ob sich ein Standard, und wenn ja welcher, durchsetzen wird, und ob alle Konsortien überleben werden. Es ist auch unklar, ob bzw. wie sich die technischen Spezifikationen in den kommenden Jahren ändern werden. Das Gebiet ist stark im Fluss, was ein detaillierter Blick auf die laufenden Standardisierungsaktivitäten zu resonanter Energieübertragung zeigt. Die IEC-Aktivitäten befinden sich noch auf Stufe Vorstadium.

Standards Development Organizations LC WPT Activities			
Name	Geography	Area of Interest	Status
GSC	Global	Technical Standards	GSC-16 Resolution on WPT
IEC TC 100 / TA15	Global	Technical Standards	Stage 0 Project
ISO/IEC JTC1	Global	Technical Standards	SC6 NWI + IEC TC 100 Liaison
CIK	Asia	Regulatory + Technical Stds	CCSA, ARIB, TTA coordination
CEA	USA	Technical Standards	CEA R6.3 WG1-WG5
ETSI	Europe	Regulatory	ETSI TC ERM
CCSA	China	Regulatory	TC9 WG1 (EMC), WG3 (RF)
BWF/ARIB	Japan	Regulatory + Technical Stds	Framework Agreed
TTA	Korea	Regulatory + Technical Stds	PG709

Tabelle 5: Standardisierungsprozesse zu resonanter Energieübertragung. Quelle: [31], S.4

Fahrzeugbereich

Im Bereich Elektroautos sind die Aktivitäten der IEC besonders relevant und teilweise weit fortgeschritten. Die internationale (IEC), die europäische (CENELEC) und die nationale Ebene (v.a. VDE) sind harmonisiert (Abbildung unten). Seitens Industrie beschäftigt sich die SAE mit dem Thema und ist ebenfalls an der Ausarbeitung von technischen Empfehlungen. Eine Harmonisierung zwischen der Industrie und der IEC ist vorgesehen. Die IEC ist im Prozess weiter fortgeschritten.



Figur 6: Harmonisierung zwischen wichtigen Normenorganisationen in Deutschland. (Quelle: [32], S.9)

Die durch die IEC vorbereitete Normenreihe IEC 61980 wird als paralleler Prozess (inhaltlich, zeitlich) auch von CENELEC verabschiedet werden. Parallel wird die Norm auch als DIN EN 61980 in Kraft gesetzt. Die ersten Arbeiten an der Normenreihe IEC 61980 (insbesondere Teil 1; siehe unten) basierten auf der deutschen Anwendungsregel VDE-AR-E 2122-4-2 (seit 2011 in Kraft). Im August

2013 publizierte die DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (www.dke.de) den Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1) [33].

Standardisierung durch IEC

Standardisierungsprozess bei der IEC

Der Standardisierungsprozess der IEC umfasst folgende Stadien:

Stadium	Kurzbeschreibung	Name	Acronym
Stage 0	Vorstadium	<i>Preliminary Work Item</i>	PWI
Stage 1	Vorschlag	<i>New Proposal (for a work item)</i>	NP
Stage 2	Vorbereitung	<i>Working Draft</i>	WD
Stage 3	Komiteephase	<i>Committee Draft</i>	CD
Stage 4	Abschlusskommentierung	<i>Committee Draft for Voting</i>	CDV
Stage 5	Schlussabstimmung	<i>Final Draft International Standard</i>	FDIS
Stage 6	Veröffentlichung	<i>International Standard</i>	IS
	Überprüfung	<i>Review</i>	
	Zurückziehung	<i>Withdrawal</i>	

Tabelle 6: Stadien des Standardisierungsprozesses

Status der Normenreihe IEC 61980

Die Norm soll aus 5 Teilen bestehen (IEC 61980-1 bis 61980-5)

Stand Herbst 2013:

- Teil 1 (General Requirements): Komiteephase (CD)
Der Committee Draft (CD) ist als Norm VDE 0122-10-1 seit August 2013 erhältlich. Er versteht sich als Entwurf um frühzeitig Stellungnahmen zu erhalten. Es ist davon auszugehen, dass der Committee Draft for Voting (CDV) von diesem Entwurf in einigen Punkten, etwa hinsichtlich EMC und EMVU abweichen wird.
- Teil 2 (Communication): Vorschlag (NP), fortgeschritten
- Teil 3 (magnetic field PT): Vorschlag (NP), fortgeschritten
- Teil 4 (electric field PT): Vorstadium (PWI)
- Teil 5 (microwave PT): Vorstadium (PWI)

Die Absicht der Arbeitsgruppe ist, die Teile 1-3 bis Quartal 3, 2014, als CDV in die Prüfung geben zu können.

Der Aufbau der Norm dürfte folgendermassen aussehen (Hauptkapitel): 1 Scope, 2 normative reference, 3 terms and definitions, 4 general, 5 ratings, 6 classifications, 7 interoperability, 8 general system requirements, 9 communications, 10 protection against electric shock, 11 specific requirements for WPT systems, 12 power cable assembly requirements, 13 constructional requirements, 14 strength of materials and parts, 15 test requirements, 16 electric magnetic compatibility, 17 emergency service disconnect, 18 marking and instructions, annex.

Es wird voraussichtlich drei Annexe (A, B, C) geben, einen für die EU, einen für die USA, einen für Japan.

Inhaltliches zur Normenreihe IEC 61980

IEC 61980-1

Seit August 2013 ist der Committee Draft (CD) als Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1) [33] erhältlich.

„Teil 1 der IEC 61980 gilt für Einrichtungen zur kontaktlosen Energieübertragung innerhalb und außerhalb von Elektrostraßenfahrzeugen an genormten Wechselspannungen (nach IEC 60038) bis 1000 V und Gleichspannungen bis 1500 V. Dieses Dokument behandelt allgemeine Anforderungen an kontaktlose Energieübertragungssysteme für Elektrofahrzeuge, einschließlich des allgemeinen Hintergrunds und Begriffen (zum Beispiel Effizienz, elektrische Sicherheit, EMC). Zukünftige Teile werden spezifische Anforderungen für die Kommunikation zwischen Elektro-Straßenfahrzeugen (EV) und kontaktlosen Energieübertragungssystemen sowie technologiespezifische Anforderungen für kontaktlose Energieübertragungssysteme mit magnetischen Feldern ("induktives Laden") beschreiben. Somit wird die Normenreihe IEC 61980 die Anforderungen an den Anwendungsfall 1 "Parken & Laden", der bedeutet, dass sich ein Fahrzeug während der Energieübertragung im Stillstand befindet. Anwendungsfall 2 "Fahren & Laden" stellt ein langfristiges Ziel dar und bedeutet, dass das Fahrzeug während der Energieübertragung fährt. Der Begriff Elektrostraßenfahrzeuge beschreibt in diesem Norm-Entwurf alle Straßenfahrzeuge einschließlich Plug-in-Hybrid-Elektrofahrzeuge, die ihre Gesamt- oder Teilenergie aus Fahrzeugbatterien beziehen und deren Energiespeicher durch Verbindung mit dem Stromversorgungsnetz aufgeladen werden kann. Die behandelten Aspekte umfassen Eigenschaften und Betriebsbedingungen der Stromversorgungseinrichtungen und der Kopplung mit dem Elektrofahrzeug. Dieser Norm-Entwurf schließt Anforderungen für elektromagnetische Verträglichkeit, elektrische Sicherheit, betriebliche Eigenschaften und funktionelle Eigenschaften ein. Der vorliegende Norm-Entwurf erfasst nicht alle mit der Wartung zusammenhängenden Sicherheitsaspekte. Dieser Norm-Entwurf gilt nicht für Oberleitungsomnibusse, Schienenfahrzeuge, Industrie-Transportfahrzeuge sowie Fahrzeuge, die vorwiegend nicht auf Straßen eingesetzt werden“

Quelle: <http://www.beuth.de/de/norm-entwurf/din-en-61980-1-vde-0122-10-1-2013-08/191261374> (leicht angepasst).

Generell:

Es ist die Absicht der Arbeitsgruppe, eine Norm zu entwickeln und zu verabschieden, nach der alle PWT-Systeme für Elektrofahrzeuge hinsichtlich EMC (technische Interferenzen) und EMVU (biologisch/gesundheitliche Auswirkungen) alle gültigen Richtlinien erfüllen werden.

Schutzkonzept im Committee Draft:

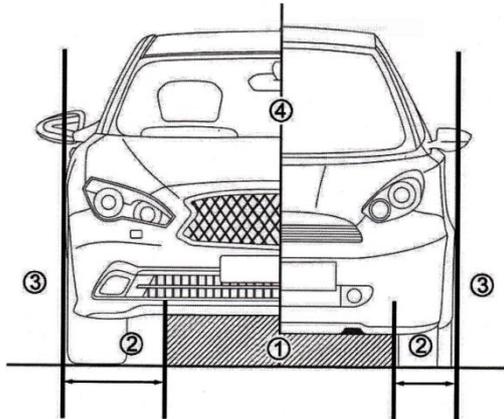
Es ist an dieser Stelle zu beachten, dass das im CD entwickelte und hier referierte Schutzkonzept im CDV in veränderter oder anderer Form Eingang finden kann. Der CD ist nur eine Momentaufnahme im Gesamtprozess.

Schutzziele definieren die verschiedenen Bedingungen, die zum Schutz von Personen, Tieren und Sachanlagen vor den Einflüssen von WPT unter den verschiedenen Expositionsszenarien erforderlich sind.

- Schutzziel 1: Schutz von Personen und Tieren gegenüber den negativen Auswirkungen von elektromagnetischen Feldern oder Wellen.
- Schutzziel 2: Schutz gegenüber indirekten Auswirkungen von elektromagnetischen Feldern oder Wellen, insbesondere bezüglich Erhitzung und Gefahr von Verbrennungen bei direkter Berührung, Entzündung und Brand.

Schutzbereiche sind definiert, um in Fahrzeugen und um Fahrzeuge herum Bereiche festzulegen, welche einheitliche Schutzziele erfüllen

- Schutzbereich 1: Betriebsbereich (Umriss PWT Primär- und Sekundärgerät)
- Schutzbereich 2: Übergangsbereich (1 zu 3)
- Schutzbereich 3: Öffentlicher Bereich
- Schutzbereich 4: Fahrzeuginnenraum



Figur 7: Schutzbereiche. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf [33]²

Schutzbereiche und –ziele bilden eine Matrix:

	Ziel 1	Ziel 2
Bereich 1	empfohlen	vorgeschrieben
Bereich 2	empfohlen	vorgeschrieben
Bereich 3	vorgeschrieben	vorgeschrieben
Bereich 4	vorgeschrieben	vorgeschrieben

Tabelle 7: Schutzbereiche und Ziele

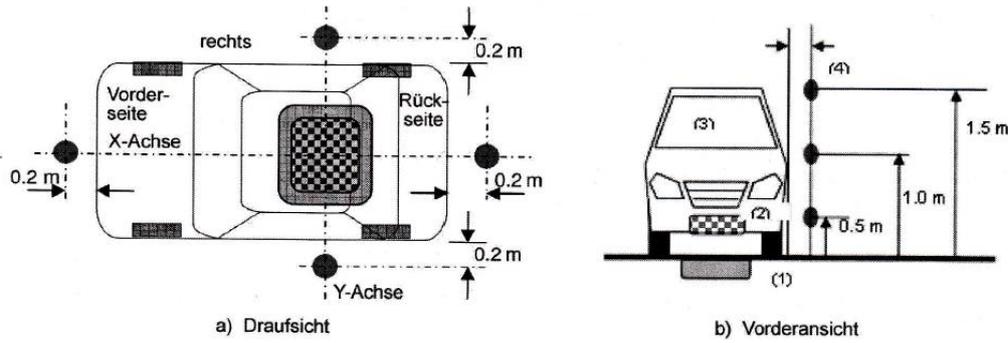
Messmethoden im Committee Draft:

Die Messverfahren werden die bestehenden Normen IEC 62311 (Bewertung von elektrischen und elektronischen Einrichtungen in Bezug auf Begrenzungen der Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern, 0 Hz – 300 GHz), IEC 62110 (Elektrische und magnetische Felder, die von Wechselstrom-Energieversorgungssystemen erzeugt werden – Messverfahren im Hinblick auf die Allgemeinbevölkerung) und IEC 62233 (Verfahren zur Messung der elektromagnetischen Felder von Haushaltsgeräten und ähnlichen Elektrogeräten im Hinblick auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern) erfüllen.

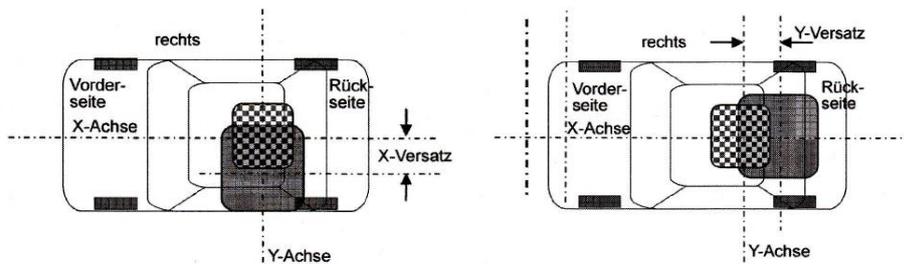
Im CD Kapitel 11.9 (Schutz gegen elektromagnetische Felder) werden Messpunkte festgelegt für die Bereiche 3 und 4. Für Aussenmessungen sowohl in der zentrierten Position des Fahrzeugs über der Ladestation als auch in dezentrierten Positionen (relevant für die Messpunktlokalisierung ist das Primärgerät). Innenmessungen sollen bei zentrierter Position erfolgen. Die Schutzbereiche 1 und 2 werden nicht als Expositionsgebiete betrachtet. Hier müssen die Grenzwerte für menschliche Expositionen nicht eingehalten sein. Hingegen müssen die Sicherheitsbestimmungen hinsichtlich Hitze, Feuer (gegenüber zufällig dort befindlicher Gegenstände wie Blätter, Benzin etc.) erfüllt werden.

Es ist zu beachten, dass die im CD entwickelte und hier referierte Messlogik, wie sie in den folgenden Abbildungen dargestellt ist, im CDV in veränderter oder anderer Form Eingang finden kann. Der CD ist nur eine Momentaufnahme im Gesamtprozess. Das ganze Kapitel 11.9 wird im März 2014 von der Arbeitsgruppe verhandelt.

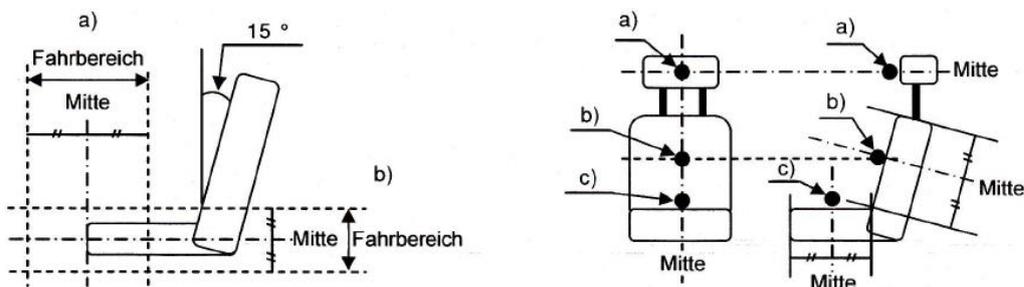
² für die angemeldete limitierte Auflage wiedergegeben mit Genehmigung 372.013 des DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und des VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V. Maßgebend für das Anwenden der Normen sind deren Fassungen mit dem neuesten Ausgabedatum, die bei der VDE VERLAG GMBH, Bismarckstr. 33, 10625 Berlin, www.vde-verlag.de erhältlich sind.



Figur 8: Messpunkte im Aussenraum. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf [33]³.



Figur 9: Versatz von Primär- und Sekundärgerät. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf [33]⁴



Figur 10: Messpunkte im Innenraum. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf [33]⁵

Grenzwerte im Committee Draft:

Es werden keine konkreten Grenzwerte vorgegeben. Diese sollen sich nach nationalen Vorgaben richten. Als Referenz dient die ICNIRP-Methodologie mit den Grenzwerten für die allg. Bevölkerung. Bei Überschreitung der Referenzwerte nach ICNIRP soll ein Check der Basisgrenzwerte erfolgen.

Die Norm soll gemäss Vorsitzendem der Arbeitsgruppe so ausgelegt sein, dass hinsichtlich EMF die ICNIRP-Grenzwertempfehlungen eingehalten sind.

Ähnlich äussert sie die deutsche Normungsroadmap Elektromobilität hinsichtlich der in den hier referierten IEC Normentwurf eingeflossenen Anwendungsregel VDE-AR-E 2122-4-2 (induktives Laden von Fahrzeugen im tiefen Leistungsbereich): „Das resonante Induktionsladen wird in der deutschen Anwendungsregel als berührungsloses Laden ohne kinematische Verstellmechanismen beschrieben und ist auf hohe Ergonomie und Barrierefreiheit ausgelegt, da keinerlei mechanische

³ Wie Fussnote 2

⁴ Wie Fussnote 2

⁵ Wie Fussnote 2

Bedienereingriffe erforderlich sind. Die auftretenden Feldstärken sind so niedrig gehalten, dass selbst bei einer mehrstündigen Ganzkörperexposition keine der derzeit weltweit anerkannten Grenzwertempfehlungen überschritten werden oder eine gesundheitliche Beeinträchtigung für Lebewesen besteht“ [32], S. 43.

Die entsprechenden Spezifikationen aus der Anwendungsregel VDE-AR-E 2122-4-2, die sich typischerweise auf Elektrozweiräder und Hybridfahrzeuge konzentriert und seit 2011 gültig ist, sind:

- Übertragungsleistung: 3.3 kW
- Frequenz: 140 kHz (-20 kHz / +50 kHz)
- Air Gap (5-17 cm)
- Max. Grösse: 1x1 m
- Effizienz: >90 % bei 13.5 cm air gap
- Positionstoleranz: 10 cm
- Support-System zur Positionierung
- Grenzwert für area 3 und 4 beträgt nach ICNIRP 6.25 μT^6 .

IEC 61980-2

Specific requirements for communication. Von der Schweiz eingebrachter Vorschlag. Austausch von Informationen zwischen Fahrzeug und Infrastruktur / Ladestation. Diese Teilnorm ist gut unterwegs, inhaltlich und zeitlich.

IEC 61980-3

Specific requirement for the magnetic field power transfer system. Von der Schweiz eingebrachter Vorschlag. Standard soll enthalten: technische Parameter für verschiedene IPT Systeme und für EMV. Ein zentraler Punkt wird hier die Konsensfindung hinsichtlich Frequenzen betreffen. In Diskussion sind zwei Frequenzfenster: 85 ± 5 und 140 ± 5 kHz, die mit den heute benutzten Frequenz (bis 30 kHz) nicht identisch sind. Die Norm basiert in wesentlichen Punkten auf der schon bestehenden Arbeit zur Anwendungsregel DKE 353.0.1 (Ende 2010 als Entwurf vorgelegt).

Die SAE hat inzwischen (Herbst 2013) die Frequenzfenster mit IEC harmonisiert.

IEC 61980-4

Specific requirements for the electric field power transfer systems. Under consideration.

IEC 61980-5

Specific requirements for the microwave power transfer. Under consideration.

⁶ Grenzwert aus der ICNIRP-Empfehlung von 1998.

Internationale Harmonisierung

Die Harmonisierung zwischen den verschiedenen Akteuren ist wichtig, um die Interoperabilität sicher zu stellen. Allerdings wird auch erkannt, dass aufgrund der technischen Entwicklung eine vorschnelle Normierung den Innovationsprozess hemmen könnte. Dazu steht etwa in der deutschen Normungsroadmap Elektromobilität: „Aktuell werden im Rahmen mehrerer Fördervorhaben grundlegende technische Rahmenbedingungen für das berührungslose Laden von Elektrofahrzeugen erarbeitet. Aus heutiger Sicht können erst mit den Ergebnissen dieser Projekte fundierte Normungsvorschläge ausgearbeitet werden. Die deutsche Position bezüglich des Normenprojektes IEC 61980-1 („Electric vehicle inductive charging systems“) ist zwischen den interessierten Kreisen abzustimmen. Eine kontinuierliche und aktive Beteiligung deutscher Experten auch auf internationaler Ebene ist anzustreben, um zu verhindern, dass vorzeitig technische Lösungen genormt werden, die den technischen Fortschritt hemmen und die Vielfalt guter Lösungen unnötig einengen. Die Arbeiten zum induktiven Laden sind in dem Projekt IEC 61980 zu bündeln. Konkurrierende oder überlappende Normungs- und Standardisierungsaktivitäten sind zu vermeiden“ [32], S. 59.

In diesem Sinne sind SAE und IEC bestrebt Dokumente vorzulegen, die möglichst gut aufeinander abgestimmt sind und in technischer Hinsicht zukunftsfähige WPT-Spezifikationen enthalten. Dabei sollen die bestehenden elektromagnetischen Grenzwerte zum Schutz der Gesundheit, wie sie etwa die ICNIRP empfehlen, eingehalten werden. Dabei sollen im Hinblick auf EMVU im Zweifelsfall die Grenzwerte als Vorgabe für die technische Normierung dienen.

Literatur

- [1] Ryan Tseng, Bill von Novak, Sumukh Shevde, and Kamil A. Grajski, «Introduction to the Alliance for Wireless Power Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [2] Seungyong Shin, Jaegue Shin, Boyune Song, Seokhwan Lee, Yangsu Kim, Guho Jung, and Seongjeub Jeon, «Wireless Power Transfer System for High Power Application and a Method of Segmentation,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [3] Olutola Jonah, Stavros V. Georgakopoulos, and Manos M. Tentzeris, «Orientation Insensitive Power Transfer by Magnetic Resonance for Mobile Devices,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy., 2013.
- [4] R. Bosshard, J. Mühlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, «Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils,» in *Proceedings of the 28th Applied Power Electronics Conference (APEC 2013)*, Long Beach, CA, USA, 2013.

- [5] Conductix/Wampfler, Daimler, «Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen, Abschlussbericht im Rahmen des FuE-Programms "Förderung von Forschung und Entwicklung im Bereich der Elektromobilität",» Weil am Rhein und Sindelfingen, 2011.
- [6] BMW AG, Siemens AG, «Kontaktloses Laden von batterieelektrischen Fahrzeugen, Abschlussbericht im Rahmen des FuE-Programms "Förderung von Forschung und Entwicklung im Bereich der Elektromobilität",» München, 2011.
- [7] Yuta Kubo, Naoki Shinohara, and Tomohiko Mitani, «Development of a kW Class Microwave Wireless Power Supply System to a Vehicle Roof,» in *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, Kyoto, Japan, 2012.
- [8] T. Ohira, «Via-Wheel Power Transfer to Vehicles in Motion,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [9] A. Costanzo, M. Doinigi, F. Mastri, and M. Mongiardo, «Rigorous modeling of mid-range wireless power transfer systems based on Royer oscillators,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [10] Chiuk Song, Hongseok Kim, Sunkyu Kong, Daniel H. Jung, In-Myoung Kim, Young-il Kim, Jonghoon Kim, and Joungho Kim, «Structure of Handheld Resonant Magnetic Coupling Charger (HH-RMCC) for Electric Vehicle considering Electromagnetic Field,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [11] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić, «Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,» *Science*, Bd. 317, Nr. 5834, pp. 83-86, July 2007.
- [12] A. P. Sample, D. A. Meyer, J. R. Smith, «Analysis, Experimental Results, and Range Adaption of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer,» *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Bd. 58, Nr. 2, February 2011.
- [13] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, S. C. Goldstein, «Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers,» *IEEE Trans. on Power Electronics*, Bd. 24, Nr. 7, July 2009.
- [14] Covic, G.A., Boys, J.T., «Inductive Power Transfer,» *Proceedings of the IEEE*, Bd. 101, Nr. 6, pp. 1276 - 1289, June 2013.
- [15] H. Jiang, P. Brazis Jr., M. Tabaddor, J. Bablo, «Safety Considerations of Wireless Charger For Electric Vehicles - A Review Paper,» in *IEEE Symposium on Product Compliance Engineering (ISPCE)*, Portland, USA, 2012.
- [16] Keishi Miwa, Hisamichi Mori, Nobuyoshi Kikuma, Hiroshi Hirayama, and Kunio Sakakibara, «A Consideration of Efficiency Improvement of Transmitting Coil Array in Wireless Power Transfer

- with Magnetically Coupled Resonance,» in *2013 IEEE Wireless Power Transfer*, Perugia, Italy, 2013.
- [17] S.-E. Hong, H.-D. Choi, J.-I. Mom, S.-M. Kim, «Evaluation Method of Electromagnetic Field Exposure Levels from Wireless Power Transfer System,» *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, Bd. 5, Nr. 3, June 2013.
- [18] Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng, and J. Lin, «Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Bd. 56, Nr. 5, p. 1801–1812, May 2009.
- [19] «ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300GHz),» *Health Physics*, Bd. 74, Nr. 4, pp. 494-522, 1998.
- [20] *Begrenzung der Immissionen von nichtionisierender Strahlung, Frequenzbereich 0 Hz bis 300 GHz*, Schriftenreihe Umwelt Nr. 302, Bundesamt für Umwelt, Wald und Landschaft (BUWAL), 1998.
- [21] *Erläuternder Bericht zur Verordnung über den Schutz vor nichtionisierender Strahlung (NISV)*, Bundesamt für Umwelt, Wald und Landschaft (BUWAL), 1999.
- [22] «ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz - 100kHz),» *Health Physics*, Bd. 99, Nr. 6, pp. 818-836, 2010.
- [23] I. Laakso, A. Hirata, «Evaluation of the induced electric field and compliance procedure for a wireless power transfer system in an electrical vehicle,» *Phys. Med. Biol.*, Bd. 58, pp. 7583-7593, 2013.
- [24] I. Laakso, S. Tsuchida, A. Hirata, Y. Kamimura, «Evaluation of SAR in a human body model due to wireless power transmission in the 10MHz band,» *Phys. Med. Biol.*, Bd. 57, pp. 4991-5002, 2012.
- [25] Christ, A., Douglas, M., J. M. Roman, E. B. Cooper, A. P. Sample, B. H. Waters, J. R. Smith, N. Kuster, «Evaluation of Wireless Resonant Power Transfer Systems With Human Electromagnetic Exposure Limits,» *IEEE Trans. on EMC*, Bd. 55, Nr. 2, April 2013.
- [26] Christ, A., Douglas, M., Nadakuduti, J., Kuster, N., «Assessing Human Exposure to Electromagnetic Fields From Wireless Power Transmission Systems,» *Proceedings of the IEEE*, Bd. 101, Nr. 6, pp. 1482 - 1493, June 2013.
- [27] BFE, «Faktenblatt zu elektrisch angetriebenen Personenwagen,» Bundesamt für Energie, Bern, 2010.
- [28] VSE, «Elektromobilität. Basiswissen-Dokument,» VSE, Aarau, 2012.
- [29] Galus, M., Georges, G. Waraich, R., «Abschlussbericht des Projekts ARTEMIS,» ETH Zürich, Zürich, 2013.

- [30] de Haan, P., Zah, R. , Chancen und Risiken der Elektromobilität in der Schweiz, Zürich: Verlag vdf, 2013.
- [31] Grajski, K.A. et al., «Loosely-Coupled Wireless Power Transfer: Physics, Circuits, Standards,» in *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems and Applications (IMWS)*, 2012.
- [32] «GGEMO (Gemeinsame Geschäftsstelle Elektromobilität der Bundesregierung) (2010): Die Deutsche Normungsroadmap. Elektromobilität, Version 1.,» Berlin, 2010.
- [33] VDE, «E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08. Kontaktlose Energieübertragungssysteme (WPT) für Elektrofahrzeuge – Teil 1: Allgemeine Anforderungen (IEC 69/236/CD:2012).,» VDE VERLAG GMBH, Berlin, 2012.
- [34] J. Kim, J. Kim, S. Kong, H. Kim, I.-S. Suh, N. P. Suh, D.-H. Cho, J. Kim, S. Ahn, «Coil Design and Shielding Methods for a Magnetic Resonant Wireless Power Transfer System,» *Proceedings of the IEEE*, Bd. 101, Nr. 6, pp. 1332 - 1342, June 2013.
- [35] Tagesanzeiger, «Brusa Wireless Charger mit 92% Wirkungsgrad,» 22 10 2013.
- [36] *Verordnung über den Schutz vor nichtionisierender Strahlung (NISV), Version Stand 1. Juli 2012*, 2012.
- [37] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, «Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz to 100 kHz),» International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), 2010.

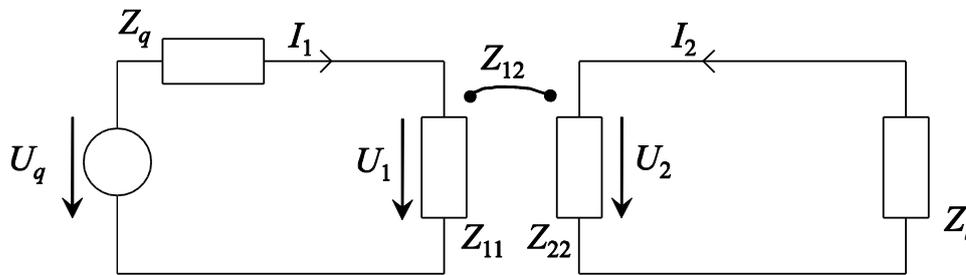
Anhang: Ersatzschaltung für induktive und resonante Kopplung

Um Energie von einer Quelle zu einer Last zu übertragen, gilt das generelle Ersatzschaltbild mit einer Quelle (U_q, Z_q) , einem Zwischenblock, beschrieben durch eine reziproke Z-Matrix und einer Last $Z_l = R_l + jX_l$. Dieses Ersatzschaltbild (vgl. Figur 11) gilt unter sehr allgemeinen Voraussetzungen. Erstens muss natürlich auf beiden Seiten ein Strom und eine Spannung identifizierbar sein. Dies ist mit üblichen Leitungen bis zu Frequenzen von über 100 GHz gegeben. Der Fokus dieser Arbeit liegt aber im Frequenzbereich bis zu einigen MHz. Zum Zweiten müssen alle Materialien im Bereich, wo Felder auftreten, linear sein.

Der Zustand auf beiden Seiten wird dann durch je ein Strom-Spannungspaar (U_1, I_1) bzw. (U_2, I_2) beschrieben. Diese Zustandsvariablen ergeben sich zu

$$U_1 = U_q \frac{Z_{12}^2 - Z_{11}(Z_{22} + Z_l)}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)}, \quad I_1 = U_q \frac{-(Z_{22} + Z_l)}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)}, \quad (1)$$

$$U_2 = U_q \frac{-Z_{12}Z_l}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)}, \quad I_2 = U_q \frac{Z_{12}}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)}. \quad (2)$$



Quelle
(Netzgerät mit Elektronik)

Last
(Motor/Akku mit Elektronik)

Figur 11: Allgemeines Ersatzschaltbild einer reziproken Übertragung. Die Eingangsleistung $P_1 = U_1 I_1^*$ und die Leistung an der Last $P_2 = -U_2 I_2^*$ werden zur Definition des Wirkungsgrades herangezogen. Optimierungspotentiale liegen sowohl bei den Übertragungsparametern Z_{ik} als auch bei der Lastimpedanz Z_l .

Daraus folgt die komplexe Eingangsleistung

$$P_1 = U_1 I_1^* = \frac{-|U_q|^2}{|Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)|^2} (Z_{12}^2 - Z_{11}(Z_{22} + Z_l)) (Z_{22}^* + Z_l^*), \quad (3)$$

und die komplexe Leistung an der Last lautet

$$P_2 = -U_2 I_2^* = \frac{|U_q|^2}{|Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_l)(Z_{11} + Z_q)|^2} |Z_{12}|^2 Z_l. \quad (4)$$

Das Verhältnis der Realteile beider Leistungen kann als Wirkungsgrad η der Übertragung verstanden werden. Es gilt

$$\eta = \frac{\Re P_2}{\Re P_1} = \frac{-|Z_{12}|^2 \Re Z_l}{\Re(Z_{12}^2(Z_{22}^* + Z_l^*)) - |Z_{22} + Z_l|^2 \Re Z_{11}}. \quad (5)$$

Man erkennt, dass zur Maximierung ausschliesslich die Parameter der Z-Matrix sowie die Lastimpedanz Z_l eine Rolle spielen. Der Imaginärteil von Z_{11} tritt nicht in Erscheinung und wird nur zur Anpassung der Quelle gebraucht. Schreiben wir alle komplexen Impedanzen mit separaten Real- und Imaginärteilen in der Form $Z_i = R_i + jX_i$, wobei der Index auch ein doppelter sein darf, dann folgt

$$\eta = \frac{(R_{12}^2 + X_{12}^2) R_l}{-(R_{22} + R_l)(R_{12}^2 - X_{12}^2) - 2R_{12}X_{12}(X_{22} + X_l) + ((R_{22} + R_l)^2 + (X_{22} + X_l)^2)R_{11}}. \quad (6)$$

Weil wir passive Materialien voraussetzen sind mit Ausnahme von R_{12} sämtliche Realteile positiv. Somit liefert die Nullstelle der Ableitung des Nenners nach X_l ein Maximum. Dieses ist erreicht für

$$-R_{12}X_{12} + (X_{22} + X_l)R_{11} = 0 \Rightarrow X_{l,\text{teilopt}} = \frac{R_{12}X_{12}}{R_{11}} - X_{22}. \quad (7)$$

Setzt man dies wiederum in die Wirkungsgradformel (6) ein, ergibt sich wesentlich einfacher

$$\eta_{\text{teilopt}} = \frac{(R_{12}^2 + X_{12}^2) R_l R_{11}}{(R_{11}(R_{22} + R_l) - R_{12}^2) \cdot (R_{11}(R_{22} + R_l) + X_{12}^2)}. \quad (8)$$

Man beachte, dass die Imaginärteile X_{22} und X_l nicht mehr auftreten. Der Wirkungsgrad η_{teilopt} kann bei fester Z-Matrix weiter optimiert werden. Nullsetzen der Ableitung nach R_l und Auflösung liefert

$$R_{l,\text{opt}} = \frac{\sqrt{R_{11}R_{22} - R_{12}^2} \sqrt{R_{11}R_{22} + X_{12}^2}}{R_{11}} = R_{22} \sqrt{(1 - \Gamma)(1 + G)}. \quad (9)$$

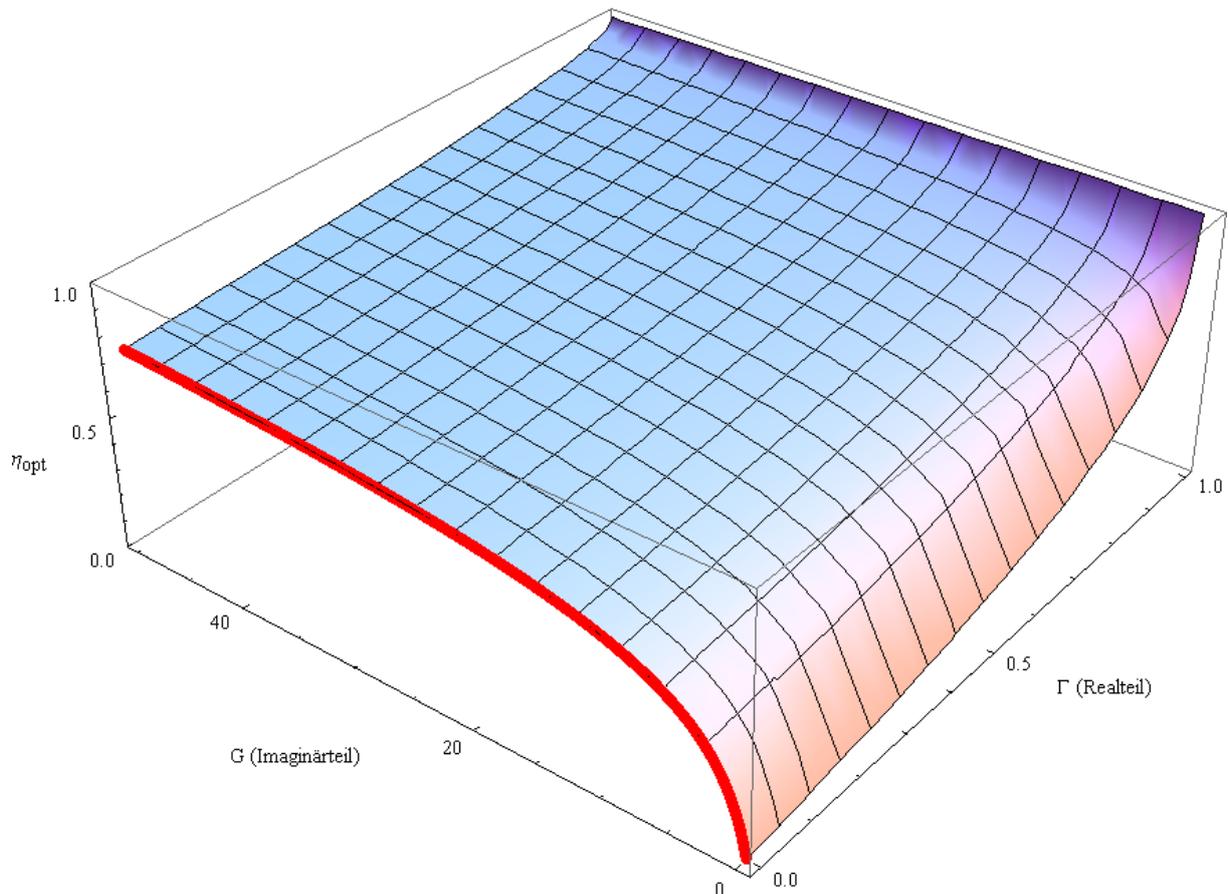
Im letzten Ausdruck haben wir durch das Produkt der Realteile $R_{11}R_{22}$ durchdividiert und die beiden normierten Grössen

$$0 \leq \Gamma = \frac{R_{12}^2}{R_{11}R_{22}} \leq 1, \quad G = \frac{X_{12}^2}{R_{11}R_{22}} \geq 0 \quad (10)$$

eingeführt, die den erreichbaren Wirkungsgrad massgeblich bestimmen. Setzt man nämlich (9) in (8) ein, ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \eta_{\text{opt}} &= \frac{2R_{11}R_{22} + X_{12}^2 - R_{12}^2 - 2\sqrt{(R_{11}R_{22} - R_{12}^2)(R_{11}R_{22} + X_{12}^2)}}{R_{12}^2 + X_{12}^2} \\
 &= 1 - 2 \frac{R_{12}^2 - R_{11}R_{22} + \sqrt{(R_{11}R_{22} - R_{12}^2)(R_{11}R_{22} + X_{12}^2)}}{R_{12}^2 + X_{12}^2} \quad (11) \\
 &= 1 - 2 \frac{\sqrt{(1-\Gamma)(1+G)} - (1-\Gamma)}{\Gamma + G}.
 \end{aligned}$$

Figur 12 zeigt den entsprechenden Verlauf.



Figur 12: Der erreichbare Wirkungsgrad hängt nur von den normierten Grössen G und Γ ab. Die beiden Grössen sind im Wesentlichen proportional zum Quadrat von Real- und Imaginärteil der Koppelgrösse Z_{12} . Die dicke rote Linie bezeichnet den Verlauf bei fehlendem Realteil von Z_{12} (rein induktive Kopplung).

Der Wert 1 für Γ (ein grosser Wert R_{12}) wird praktisch kaum erreicht und bedeutet eine sehr starke reelle Kopplung, d. h., eine galvanische Verbindung. Der Wirkungsgrad fällt sehr rasch und monoton ab, wenn Γ kleiner wird, z.B. bei $G = 0; \Gamma = 0.95 \Rightarrow \eta_{\text{opt}} \approx 63\%$. Hingegen lässt ein grosser Betrag des Imaginärteils (bzw. G) den optimalen Wirkungsgrad gegen eins gehen.

Um diese Formeln noch etwas besser zu verstehen, betrachten wir Spezialfälle.

Spezialfall 1: Magnetische Kopplung mit zwei verlustfreien Luftspulen

Es gilt dann $Z_{11} = j\omega L_1, Z_{22} = j\omega L_2, Z_{12} = j\omega M$ wobei die Induktivitäten L_1, L_2 sowie die Gegeninduktivität $|M| \leq \sqrt{L_1 L_2}$ positiv reell sind. Das Vorzeichen von $M \in \mathbb{R}$ bestimmt sich aus dem Wickelsinn. Dann wird natürlich selbst ohne Optimierung direkt aus (5)

$$\eta_{\text{spez1}} = \frac{(\omega M)^2 \Re Z_l}{(\omega M)^2 \Re Z_l} = 1, \quad (12)$$

denn dieses Modell lässt keinerlei Verluste zu.

Spezialfall 2: Rein magnetische Kopplung mit zwei realen Luftspulen

Zwei gekoppelte Luftspulen können durch komplexe Impedanzen mit einer reellen Gegeninduktivität beschrieben werden, $Z_{12} = j\omega M$ ist dann rein imaginär und $Z_{11} = R_1 + j\omega L_1$, $Z_{22} = R_2 + j\omega L_2$, wobei L_1, L_2 sowie $|M| \leq \sqrt{L_1 L_2}$ und auch R_1, R_2 positiv reell sind. Das Vorzeichen von $M \in \mathbb{R}$ bestimmt sich wiederum aus dem Wickelsinn bzw. der gegenseitigen Lage der Spulen. Der imaginäre Wert für Z_{12} (bzw. die reelle Gegeninduktivität M) ist praktisch nur möglich, wenn die beiden Drahtspulen klein sind im Vergleich zur Wellenlänge $\lambda = \frac{c}{f}$, wobei c die Lichtgeschwindigkeit und $f = \frac{\omega}{2\pi}$ die Frequenz bedeuten. Nun wird aus (6)

$$\eta_{\text{spez2}} = \frac{(\omega M)^2 R_l}{(\omega M)^2 (R_2 + R_l) + [(R_2 + R_l)^2 + (\omega L_2 + X_l)^2] R_1}. \quad (13)$$

Man sieht, dass das Vorzeichen der Gegeninduktivität für den Wirkungsgrad keine Rolle spielt. Teiloptimiert gemäss (7) gilt zunächst

$$X_{l,\text{teilopt}} = -\omega L_2, \quad (14)$$

was einer Resonanzbedingung auf der Lastseite entspricht. Diese „Resonanz bei der Last“ ist unabhängig vom Grad der Kopplung, kann allerdings den Wirkungsgrad nur dann signifikant beeinflussen, wenn der letzte Term im Nenner von (13) einen hinreichenden Beitrag liefert, wenn also etwa $L_2^2 R_1 > M^2 (R_2 + R_l)$ und $\omega L_2 > R_2 + R_l$ sind. Ist M klein (schwach gekoppelte Spulen), dann genügt die zweite Ungleichung allein. Der induktive Anteil auf der Lastseite muss also den reellen dominieren, damit aus der Resonanz überhaupt eine Wirkung zu Gunsten eines hohen Wirkungsgrades gezogen werden kann.

Bei Resonanz wird η_{spez2} einfacher:

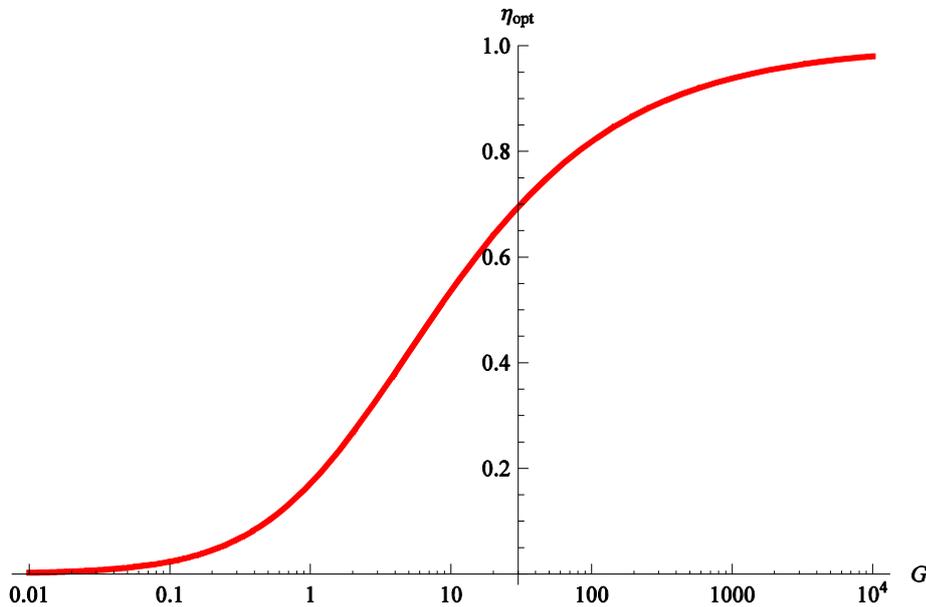
$$\eta_{\text{res}} = \frac{R_l}{R_2 + R_l + \left[\frac{R_2 + R_l}{\omega M} \right]^2 R_1}. \quad (15)$$

Der höchste Wirkungsgrad wird bei gegebenem Lastwiderstand R_l offenbar mit möglichst kleinen Spulenwiderständen R_1, R_2 sowie einem grossen Wert für ωM erzielt. Der optimale Lastwiderstand gemäss (9) und der dazugehörige Wirkungsgrad gemäss (11) werden nun

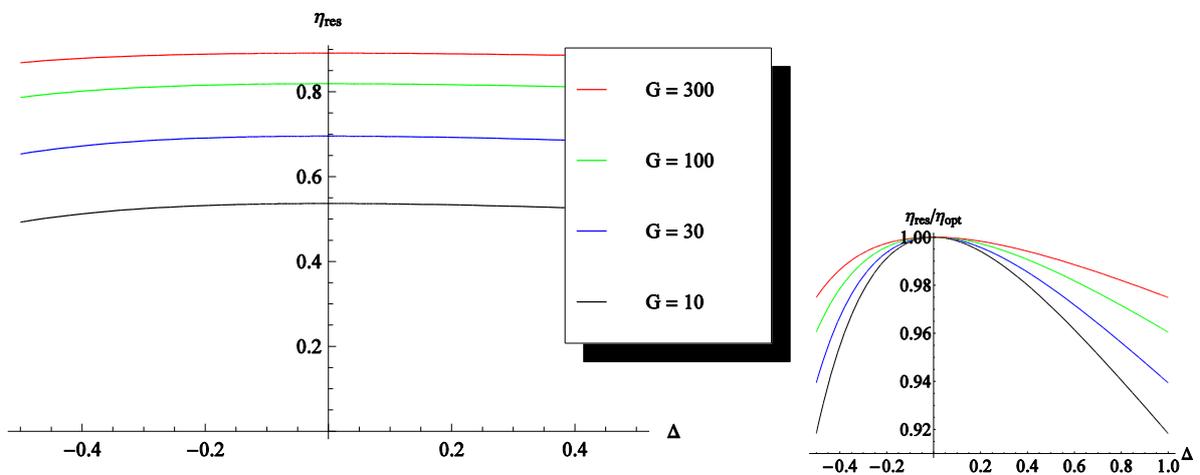
$$G = \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2}; R_{l,\text{opt}} = R_2 \sqrt{1 + G} \Rightarrow \eta_{\text{opt}} = 1 - \frac{2}{G} (\sqrt{1 + G} - 1). \quad (16)$$

Figur 13 zeigt den Verlauf $\eta_{opt}(G)$ auf logarithmischer Skala. Die 70 %-Marke wird bei $G \approx 31$ überschritten, die 90 %-Marke bei $G = 360$ und die 95 %-Marke bei $G = 1520$.

Soll der Wirkungsgrad optimal gehalten werden, muss der Lastwiderstand reguliert werden, wenn etwa die Gegeninduktivität M oder die Frequenz variieren sollten. Das zugehörige Optimum ist allerdings flach. Weicht etwa der Lastwiderstand um 50 % vom Sollwert $R_{l,opt}$ ab, fällt der Wirkungsgrad nur wenig. Figur 14 zeigt die Abweichungen in Funktion von $\Delta := \frac{R_l}{R_{l,opt}} - 1$ für verschiedene Werte von G . Das Optimum wird mit zunehmendem Wert von G immer flacher.



Figur 13: Der maximal erreichbare Wirkungsgrad η_{opt} einer Übertragung mit zwei Spulen hängt monoton von der Grösse $G = \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2}$ ab. Der Verlauf ist zunächst steil und wird dann trotz der logarithmischen Einteilung der horizontalen Skala immer flacher. Die rote Kurve in der allgemeinen Darstellung von Figur 12 ist identisch.



Figur 14: Der Wirkungsgrad ist nur schwach vom optimalen Lastwiderstand R_l abhängig. Weicht dieser um 50% vom optimalen Wert ab, dann ändert sich der Wirkungsgrad um weniger als 10% vom jeweiligen Maximalwert (kleine Figur rechts). Δ beschreibt die Abweichung vom Optimum: $R_l = R_{l,opt}(1 + \Delta)$.

Die Grösse G soll für einen guten Wirkungsgrad möglichst gross sein. Dann gilt auch

$$\eta_{\text{opt}} = 1 - \frac{2}{G}(\sqrt{1+G} - 1) \approx 1 - \frac{2}{\sqrt{G}} = 1 - \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{\omega|M|}. \quad (17)$$

Erwartungsgemäss sind im Hinblick auf Optimierungen also ein grosses Produkt $\omega|M|$ und kleine Spulenwiderstände R_1, R_2 gefragt.

Kompakt gewickelte kreisförmige Spulen

Um einen groben Überblick über das Verhalten zu bekommen, betrachten wir zunächst zwei je „kompakt gewickelte“⁷ Spulen mit Windungszahlen N_1 und N_2 . Es ist dann $R_1 = R'_1 N_1$ und $R_2 = R'_2 N_2$ sowie $L_1 = L'_1 N_1^2$, $L_2 = L'_2 N_2^2$ und $M = M' N_1 N_2$. Dabei sind die gestrichenen Grössen „pro Windung“ zu verstehen. G wächst also nur linear mit dem Produkt $N_1 N_2$ der Windungszahlen. Ausserdem nehmen die Drahtwiderstände bei steigender Frequenz wegen des Skin效ekts mit $\sqrt{\omega}$ zu. Damit gilt für hinreichend hohe Frequenzen auch $G(\omega) \sim \omega$. Der optimale Wirkungsgrad variiert unter diesen Voraussetzungen also nur mit $\sqrt{\omega N_1 N_2}$. Genauer gilt für zwei kompakt gewickelte Spulen

$$\eta_{\text{opt}} \approx 1 - \frac{2\sqrt{R'_1 R'_2}}{|M'|} \frac{1}{\omega\sqrt{N_1 N_2}}, \quad (18)$$

wobei die Widerstände pro Windung bei hohen Frequenzen proportional zu $\sqrt{\omega}$ sind. Die Grössen R'_1, R'_2 sind von der Spulengeometrie abhängig, ebenso M' . Letztere variiert im Fall von geometrisch nicht streng fixierten Spulen zusätzlich.

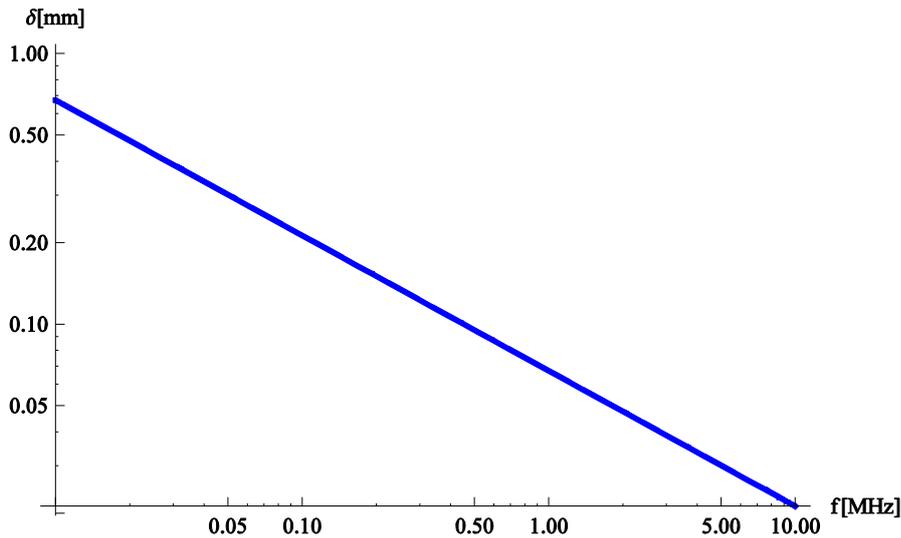
Ohmsche Widerstände der Spulen

Wir wollen die absoluten Werte der involvierten ohmschen Widerstände R'_1, R'_2 für eine Kupferdrahtschleife mit kreisrundem Drahtquerschnitt (Drahtdurchmesser d) und kreisrunder Schleife (Schleifendurchmesser $D \gg d$) anschauen. Bei niedrigen Frequenzen gilt der Gleichstromwiderstand $R'_{\text{Cu}=\}$, bei hohen Frequenzen wegen des Skin效ekts der Wechselstromwiderstand $R'_{\text{Cu}\sim}$:

$$R'_{\text{Cu}=\} = \frac{4D}{\sigma_{\text{Cu}} d^2} = 71.4[\text{n}\Omega\text{m}] \frac{D}{d^2}, \quad R'_{\text{Cu}\sim} = \frac{D}{\sigma_{\text{Cu}} d \delta} = 17.9[\text{n}\Omega\text{m}] \frac{D}{d\delta}. \quad (19)$$

Dabei bedeuten $\sigma_{\text{Cu}} = 5.6 \cdot 10^7 \left[\frac{1}{\Omega\text{m}} \right]$ die Leitfähigkeit von Kupfer und $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_{\text{Cu}}}}$ die frequenzabhängige Skintiefe (vgl. Figur 15). Daraus resultieren die in den Tabellen Tabelle 8 bzw. Tabelle 9 dargestellten Widerstände pro Windung.

⁷ d.h., der magnetische Fluss ist in allen Windungen einer Spule näherungsweise gleich.



Figur 15: Die Frequenzabhängigkeit der Skintiefe von Kupfer muss bei dicken Drähten und hohen Frequenzen berücksichtigt werden. In der Praxis kann diesem Effekt durch den Einsatz von Litzen weitgehend begegnet werden.

	$D = 20 \text{ cm}$	$D = 40 \text{ cm}$	$D = 60 \text{ cm}$	$D = 100 \text{ cm}$
$d = 0.5 \text{ mm}$	57.1	114.2	171.4	285.6
$d = 1 \text{ mm}$	14.3	28.6	42.8	71.4
$d = 2 \text{ mm}$	3.6	7.1	10.7	17.8

Tabelle 8: Gleichstromwiderstände $R'_{Cu} [\text{m}\Omega]$ für eine kreisrunde Kupferdrahtschleife (Drahtdurchmesser d , Schleifendurchmesser D).

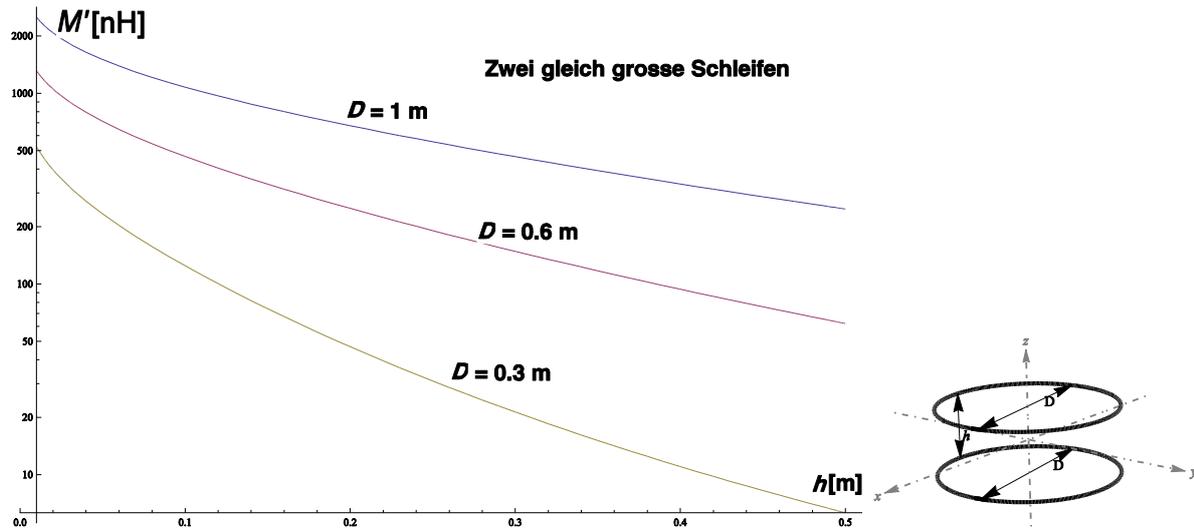
	$D = 20 \text{ cm}$	$D = 40 \text{ cm}$	$D = 60 \text{ cm}$	$D = 100 \text{ cm}$
$d = 0.5 \text{ mm}$	58.3	116.6	174.9	291.6
$d = 1 \text{ mm}$	29.2	58.3	87.5	145.8
$d = 2 \text{ mm}$	14.6	29.2	43.7	72.9

Tabelle 9: Hochfrequenzwiderstände $R'_{Cu\sim} [\text{m}\Omega]$ für eine kreisrunde Kupferdrahtschleife (Drahtdurchmesser d , Schleifendurchmesser D) bei $f = 300 \text{ kHz}$.

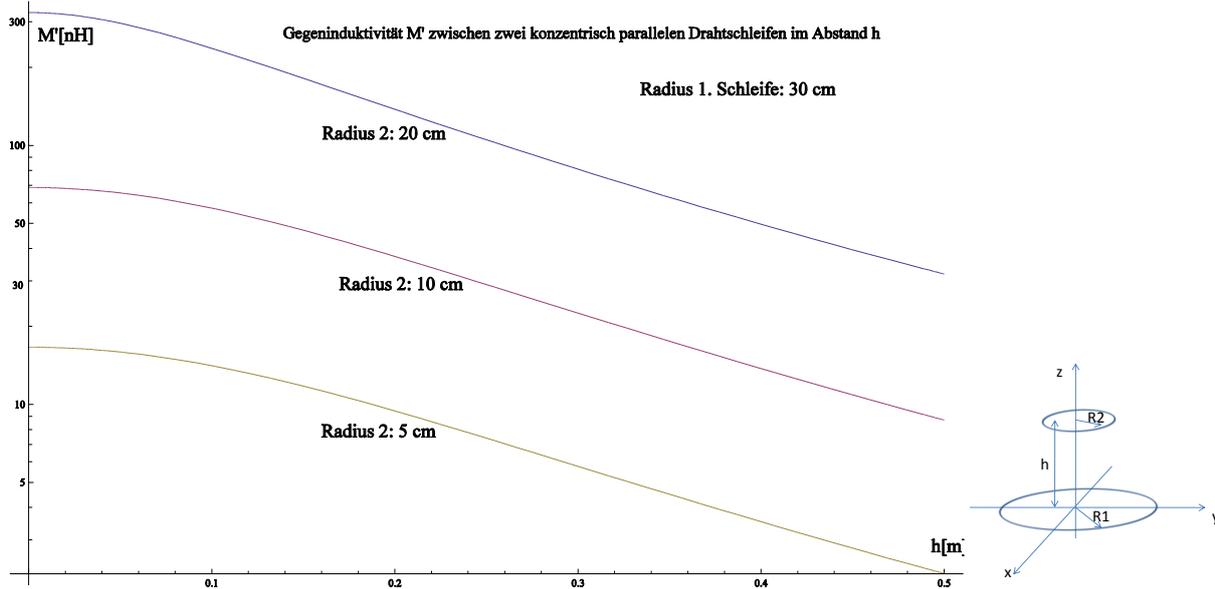
Gegeninduktivitäten der Spulen

Anders als die Widerstände, die bei gegebenen Spulen (bzw. Drahtlängen) fest sind, variiert die Gegeninduktivität zusätzlich mit der relativen Lage beider Spulen. Mit Ausnahme von kanonischen Beispielen ist der genaue Wert nur mit Feldsimulationsprogrammen zu bestimmen. Um die Größenordnung der zu erwartenden Werte abschätzen zu können, gehen wir von zwei kreisrunden Drahtschleifen mit je einer Windung in Luft aus, bestimmen also M' . Die mit Mathematica

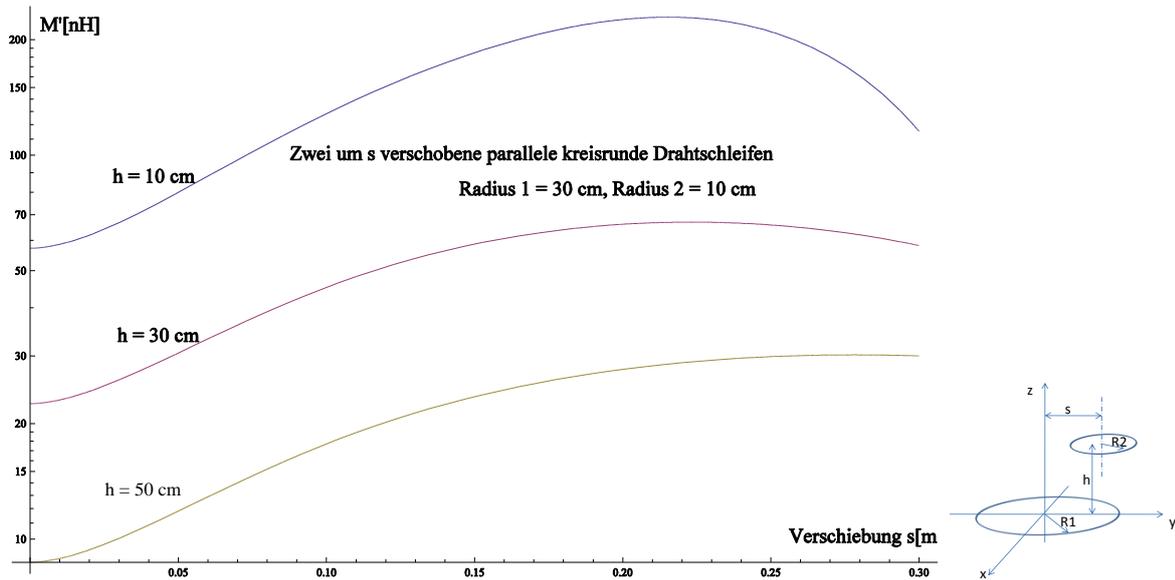
ermittelten Werte sind in den Figuren Figur 16ff für einige Beispiele dargestellt. Offensichtlich variiert die Gegeninduktivität je nach Distanz und Verschiebung der beiden Schleifen stark. Die Werte für zwei kompakt gewickelte Spulen mit den Windungszahlen N_1 bzw. N_2 ergeben sich durch einfache Multiplikation mit dem Produkt $N_1 N_2$.



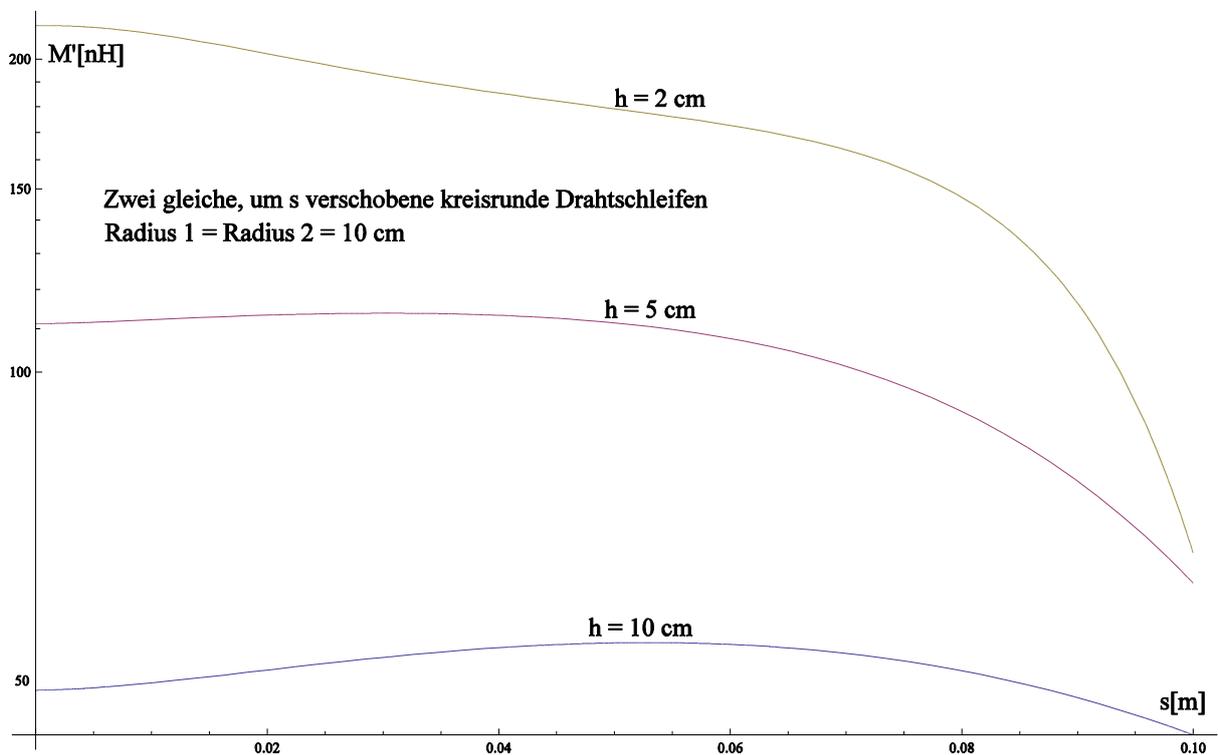
Figur 16: Die Gegeninduktivität in Funktion der relativen Lage zweier gleich grosser, kreisrunder Drahtschleifen kann beträchtlich variieren. Man beachte den logarithmischen Massstab der vertikalen Achse.



Figur 17: Wie in Figur 16, aber mit kleineren und unterschiedlich grossen Drahtschleifen.



Figur 18: Die Erhöhung der Gegeninduktivität bei seitlichem Verschieben ist besonders bei unterschiedlich grossen Drahtschleifen ausgeprägt. Vergleiche auch die Situation in Figur 19, wo es um zwei gleich grosse Schleifen geht.



Figur 19: Sind beide Schleifen gleich gross, ist der Versatz eher unkritisch, solange die seitliche Verschiebung unter dem Schleifenradius bleibt. Man beachte den logarithmischen Massstab der vertikalen Achse.

Nötige Windungszahlen

Für einen typischen grossen G -Wert seien etwa für zwei 1-Meter-Spulen: $R'_1 = R'_2 = 70 \text{ m}\Omega$ (aus der Tabelle 8) sowie $M' = 1 \text{ }\mu\text{H}$ (aus Figur 16 bei $h = 10 \text{ cm}$). Dann gilt

$$\sqrt{G} = \frac{M'}{\sqrt{R'_1 R'_2}} \omega \sqrt{N_1 N_2} \approx 9 \cdot 10^{-5} f \sqrt{N_1 N_2}. \quad (f \text{ in Hz}) \quad (20)$$

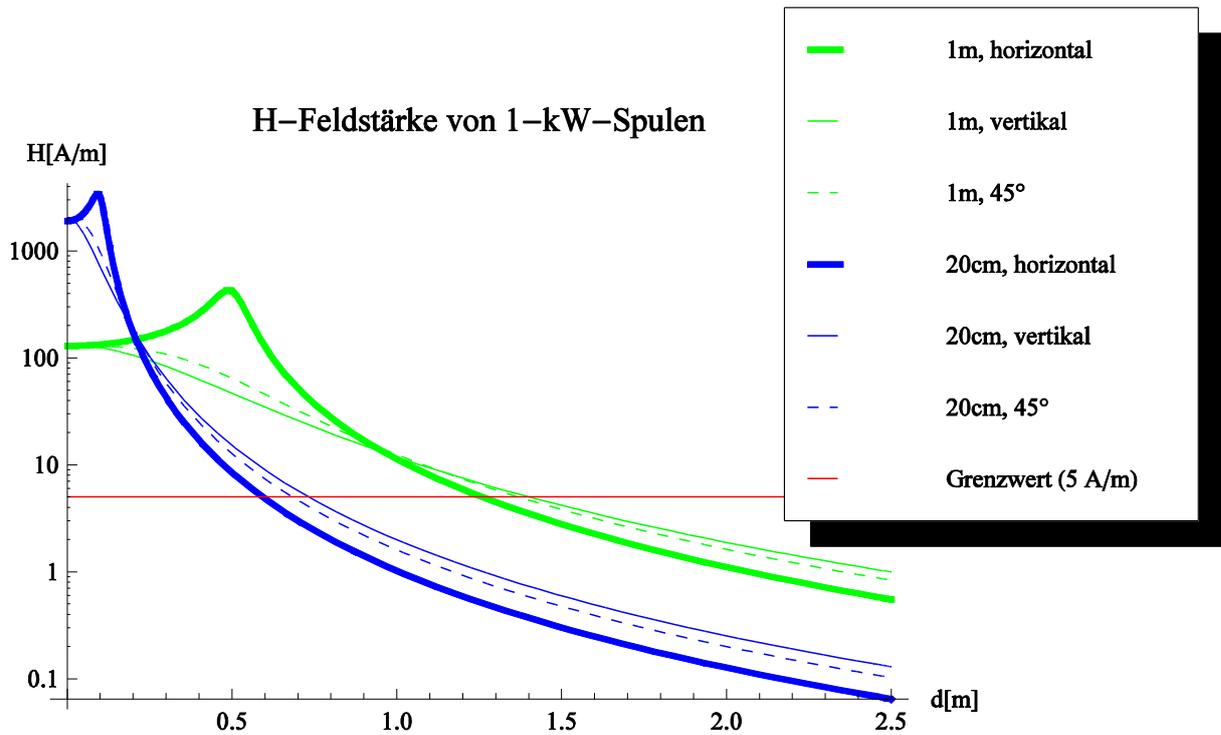
Für einen guten Wirkungsgrad ($\eta > 90\%$ bzw. $G > 360$) gilt somit in diesem Fall von zentrierten Spulen $f\sqrt{N_1N_2} > 2.2 \cdot 10^5$. Im Falle von zwei 20-cm-Spulen gilt: $R'_1 = R'_2 = 14 \text{ m}\Omega$ (aus der Tabelle 8) sowie $M' = 100 \text{ nH}$ (aus Figur 15 bei $h = 5 \text{ cm}$) und somit $f\sqrt{N_1N_2} > 4.5 \cdot 10^5$. Es ergeben sich also bei $f = 10 \text{ kHz}$ Windungszahlen in der Grössenordnung von 20 bis 40, bei höheren Frequenzen entsprechend weniger. Falls die Gegeninduktivität M' — etwa wegen einer Verschiebung der Spulen — abnimmt, muss das Produkt $f\sqrt{N_1N_2}$ im gleichen Mass zunehmen, wenn der Wirkungsgrad erhalten werden soll.

Grösse der Spulenströme

Im Hinblick auf magnetische Streufelder interessieren auch die beiden Ströme. Es gilt

$$I_2 = I_1 \frac{-Z_{12}}{Z_{22} + Z_l} = I_1 \frac{-j\omega M}{R_2 + R_l + j(\omega L_2 + X_l)} \xrightarrow{\text{Resonanz}} I_1 \frac{-j\omega M}{R_2 + R_l}. \quad (21)$$

Bei Resonanz gemäss (14) sind somit die beiden Spulenströme genau 90° phasenverschoben. Ausserdem sind die dabei fliessenden Ströme von der Leistung P_2 an der Last abhängig. Unter den gegebenen Voraussetzungen gilt $P_2 = I_2^2 R_l = I_2^2 R_2 \sqrt{1+G}$ und damit $I_2 = \sqrt{\frac{P_2}{R_2 \sqrt{1+G}}}$ sowie $I_1 = \frac{1+\sqrt{1+G}}{-j\sqrt{G}} \sqrt{\frac{P_2}{R_1 \sqrt{1+G}}}$, in den erwähnten beiden Beispielen für $P_2 = 1 \text{ kW}$ also $I_2 \approx 6 \text{ A}$ für die grossen Spulen und $I_2 \approx 9 \text{ A}$ für die kleinen Spulen. Weil der Primärstrom bei Resonanz gemäss (21) um 90° phasenverschoben ist zum Sekundärstrom, kann das maximale Streufeld von einer Spule separat berechnet werden. Die Feldstärken sind für die beiden erwähnten Beispiele in Figur 20 dargestellt.



Figur 20: Das Magnetfeld einer Spule nimmt mit zunehmender Distanz rasch ab. Dargestellt ist die Feldstärke auf radialen Strahlen aus dem Spulenzentrum (horizontal, 45° geneigt und vertikal, vgl. auch Figur 1). Die Spulenebene ist horizontal mit einem Spulendurchmesser von $D = 20\text{cm}$ bzw. $D = 1\text{m}$. Der Grenzwert ist der Immissionsgrenzwert gemäss NISV für den Frequenzbereich zwischen 800 Hz und 150 kHz. Bei höheren Leistungen sind die Werte mit $\sqrt{P[\text{kW}]}$ zu skalieren.

Spezialfall 3: Magnetische Kopplung mit zwei Spulen in realer Umgebung

In diesem Fall koppeln die Spulen nicht nur untereinander, sondern gleichzeitig in die Umgebung. Dabei können z.B. Wirbelströme erzeugt werden, oder es könnte Energie abgestrahlt werden. Die Modellierung mittels Ersatzschaltung ist natürlich stark von der konkreten Situation abhängig. Es können und müssen im allgemeinen Fall dann mehr als zwei Ströme eingeführt werden, die alle untereinander koppeln können. Trotzdem kann jedes zunächst kompliziertere Ersatzschaltbild wieder auf die Ersatzschaltung von Figur 11 reduziert werden. Anders als in den bereits besprochenen Spezialfall 1: Magnetische Kopplung mit zwei verlustfreien Luftspulen und Spezialfall 2: Rein magnetische Kopplung mit zwei realen Luftspulen wird das Koppellement Z_{12} der so reduzierten Schaltung dann nicht mehr rein imaginär ausfallen. Würde der Imaginärteil gleich bleiben, erhöhte sich der Wirkungsgrad mit Blick auf Figur 12. Es ist aber zu beachten, dass in der Praxis der Realteil nur auf Kosten des Imaginärteils erhöht werden kann.

Zur Erhellung der Zusammenhänge begnügen wir uns hier mit einem zusätzlichen dritten Kreis mit der Impedanz Z_{33} , in den sowohl der Primärstrom I_1 als auch der Sekundärstrom I_2 mit einer Gegeninduktivität M_{13} bzw. M_{23} einkoppeln können. In einem zunächst komplizierteren Ersatzschaltbild gelten: $Z_{ii} = R_i + j\omega L_i$, $Z_{ik} = j\omega M_{ik}$, wobei L_i sowie $|M_{ik}| \leq \sqrt{L_i L_k}$ und auch R_i positiv reell sind ($i, k \in \{1, 2, 3\}, i \neq k$). Die Vorzeichen bei M_{ik} bestimmen sich aus den

Relativpositionen und dem Wickelsinn der beteiligten Spulen. Dabei ist zu beachten, das diese Vorzeichen je nach Lage einer Spule wechseln können. Wir erhalten nach Elimination des Stromes im dritten Kreis und einer entsprechenden Reduktion des Gleichungssystems die äquivalenten (zur Unterscheidung mit einer Tilde versehenen) Elemente der neuen \tilde{Z} -Matrix

$$\tilde{Z}_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33}} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M_{13}^2}{Z_{33}} = \tilde{R}_{11} + j\tilde{X}_{11}, \quad (22)$$

$$\tilde{Z}_{12} = Z_{12} - \frac{Z_{13}Z_{23}}{Z_{33}} = j\omega M_{12} + \frac{\omega^2 M_{13}M_{23}}{Z_{33}} = \tilde{R}_{12} + j\tilde{X}_{12}, \quad (23)$$

$$\tilde{Z}_{22} = Z_{22} - \frac{Z_{23}^2}{Z_{33}} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2}{Z_{33}} = \tilde{R}_{22} + j\tilde{X}_{22}. \quad (24)$$

Die Formeln (1) bis (11) für $I_1, I_2, U_1, U_2, P_1, P_2$ und η gelten jetzt mit den Elementen von \tilde{Z} . Anders als in (14), wo der optimale Imaginärteil der Lastimpedanz nur von der Induktivität der zweiten Spule abhängt und somit unabhängig ist von der relativen Lage beider Spulen, gilt hier

$$X_{l,\text{teilopt}} = \frac{\tilde{R}_{12}\tilde{X}_{12}}{\tilde{R}_{11}} - \tilde{X}_{22} = -\omega L_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2 R_1 X_{33} + \omega^3 M_{12} M_{13} M_{23} R_{33}}{\omega^2 M_{13}^2 R_{33} + R_1 (R_{33}^2 + X_{33}^2)}. \quad (25)$$

Der optimale Imaginärteil der Last („Resonanz“) muss demnach auch bei relativen Verschiebungen der einzelnen Spulen nachgeregelt werden. Ob der Regelbedarf mit einer grossen Induktivität L_2 in Grenzen gehalten werden kann, ist nicht ganz klar, denn eine Vergrösserung von L_2 wird auch alle Gegeninduktivitäten mit einer 2 im Index vergrössern.

Falls der dritte Kreis aus ausgedehnten metallischen Körpern besteht, wird in vielen Fällen $R_{33} \gg X_{33}$ sowie

$$X_{l,\text{teilopt}} = -\omega \left(L_2 - \frac{\omega^2 M_{12} M_{13} M_{23}}{\omega^2 M_{13}^2 + R_{33} R_1} \right). \quad (26)$$

Auch wenn umgekehrt der dritte Kreis fast verlustlos ist ($R_{33} \ll X_{33}$) wird der optimale Imaginärteil der Lastimpedanz ebenfalls beeinträchtigt:

$$X_{l,\text{teilopt}} = -\omega \left(L_2 + \frac{\omega M_{23}^2}{X_{33}} \right). \quad (27)$$

Der Wirkungsgrad ist gemäss (11) bzw. Figur 12 eher unspektakulär von den Grössen G und Γ abhängig. Setzt man (22) bis (24) in (10) ein, dann folgt

$$\begin{aligned}
 \Gamma &= \frac{\omega^4 M_{13}^2 M_{23}^2 R_{33}^2}{(\omega^2 M_{13}^2 R_{33} + R_1(R_{33}^2 + X_{33}^2))(\omega^2 M_{23}^2 R_{33} + R_2(R_{33}^2 + X_{33}^2))} \\
 &= \frac{\omega^4 \left(\frac{M_{13} M_{23} R_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right)^2}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M_{13}^2 R_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right) \left(R_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2 R_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right)} \\
 &\xrightarrow{|X_{33}| \ll R_{33}} \frac{\omega^4 \left(\frac{M_{13} M_{23}}{R_{33}} \right)^2}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M_{13}^2}{R_{33}} \right) \left(R_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_{33}} \right)}
 \end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned}
 G &= \frac{(\omega^2 M_{13} M_{23} X_{33} - \omega M_{12}(R_{33}^2 + X_{33}^2))^2}{(\omega^2 M_{13}^2 R_{33} + R_1(R_{33}^2 + X_{33}^2))(\omega^2 M_{23}^2 R_{33} + R_2(R_{33}^2 + X_{33}^2))} \\
 &= \frac{\omega^2 \left(M_{12} - \frac{\omega M_{13} M_{23} X_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right)^2}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M_{13}^2 R_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right) \left(R_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2 R_{33}}{R_{33}^2 + X_{33}^2} \right)} \\
 &\xrightarrow{|X_{33}| \ll R_{33}} \frac{\omega^2 M_{12}^2}{\left(R_1 + \frac{\omega^2 M_{13}^2}{R_{33}} \right) \left(R_2 + \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_{33}} \right)}.
 \end{aligned} \tag{29}$$

Weil die Vorzeichen der Gegeninduktivitäten auch negativ sein können, ist eine allgemeine Aussage schwierig. Immerhin zeigt der letzte Ausdruck, dass in vielen Fällen im Vergleich zum Spezialfall 2 (wo $G = \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2}$, vgl. Gleichung (16)!) eine Verkleinerung von G zu erwarten ist, denn beide Faktoren im Nenner werden grösser, und der Zähler wird (unter Vorbehalt von $\text{sgn } X_{33}$) kleiner. Die letzten Ausdrücke in beiden Formeln repräsentieren den Fall mit induzierten Wirbelströmen in umgebenden Metallteilen. Die Abnahme von G im Vergleich zum Spezialfall 2: Rein magnetische Kopplung mit zwei realen Luftspulen ist dann offensichtlich.

Figurenverzeichnis

Figur 1: Zwei kreisrunde Spulen mit Radius R sind konzentrisch übereinander (Distanz h) angeordnet. Die drei geraden roten Linien sind alle in der y-z-Ebene und entsprechen dem geometrischen Ort der in Figur 2 dargestellten Feldstärkeverläufe.	18
Figur 2: Die magnetische Feldstärke in der Umgebung von zwei zur Leistungsübertragung optimierten Spulen nimmt mit zunehmender Distanz d vom Spulenzentrum ab. Die Feldstärkeverläufe beziehen sich auf die drei roten Linien in Figur 1. Der Grenzwert ist der Immissionsgrenzwert gemäss NISV für den Frequenzbereich zwischen 800 Hz und 150 kHz.	18
Figur 3: Neuzulassungen von PHEV und BEV (in Tausend; nach BFE, 2010)	24
Figur 4: Entwicklung Fahrzeugbestand von PHEV und BEV (in Tausend; nach BFE, 2010).....	24
Figur 5: Entwicklung der Anzahl WPT-Systeme in Haushalten, bei Unternehmen und öffentlichen Parkplätzen (in Tausend; basierend auf: BFE, 2010)	25
Figur 6: Harmonisierung zwischen wichtigen Normenorganisationen. Quelle: GGEMO, 2010; S.9)	28
Figur 7: Schutzbereiche. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08	31
Figur 8: Messpunkte im Aussenraum. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08.....	32
Figur 9: Versatz von Primär- und Sekundärgerät. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08	32
Figur 10: Messpunkte im Innenraum. Quelle: Bild aus Norm-Entwurf E DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08.....	32
Figur 11: Allgemeines Ersatzschaltbild einer reziproken Übertragung. Die Eingangsleistung $P_1 = -U_1 I_1^*$ und die Leistung an der Last $P_2 = -U_2 I_2^*$ werden zur Definition des Wirkungsgrades herangezogen. Optimierungspotentiale liegen sowohl bei den Übertragungsparametern Z_{ik} als auch bei der Lastimpedanz Z_L	38
Figur 12: Der erreichbare Wirkungsgrad hängt nur von den normierten Grössen G und T ab. Die beiden Grössen sind im Wesentlichen proportional zum Quadrat von Real- und Imaginärteil der Koppelgrösse Z_{12} . Die dicke rote Linie bezeichnet den Verlauf bei fehlendem Realteil von Z_{12} (rein induktive Kopplung).	40

Figur 13:

Der maximal erreichbare Wirkungsgrad η_{opt} einer Übertragung mit zwei Spulen hängt monoton von der Grösse $G = \omega^2 M^2 R_1 R_2$ ab. Der Verlauf ist zunächst steil und wird dann trotz der logarithmischen Einteilung der horizontalen Skala immer flacher. Die rote Kurve in der allgemeinen Darstellung von Figur 12 ist identisch. 42

Figur 14:

Der Wirkungsgrad ist nur schwach vom optimalen Lastwiderstand R_l abhängig. Weicht dieser um 50% vom optimalen Wert ab, dann ändert sich der Wirkungsgrad um weniger als 10% vom jeweiligen Maximalwert (kleine Figur rechts). Δ beschreibt die Abweichung vom Optimum: $R_l = R_{l,opt}(1 + \Delta)$ 42

Figur 15:

Die Frequenzabhängigkeit der Skintiefe von Kupfer muss bei dicken Drähten und hohen Frequenzen berücksichtigt werden. In der Praxis kann diesem Effekt durch den Einsatz von Litzen weitgehend begegnet werden. 44

Figur 16:

Die Gegeninduktivität in Funktion der relativen Lage zweier gleich grosser, kreisrunder Drahtschleifen kann beträchtlich variieren. Man beachte den logarithmischen Massstab der vertikalen Achse. 45

Figur 17:

Wie in Figur 16, aber mit kleineren und unterschiedlich grossen Drahtschleifen. 45

Figur 18:

Die Erhöhung der Gegeninduktivität bei seitlichem Verschieben ist besonders bei unterschiedlich grossen Drahtschleifen ausgeprägt. Vergleiche auch die Situation in Figur 19, wo es um zwei gleich grosse Schleifen geht. 46

Figur 19:

Sind beide Schleifen gleich gross, ist der Versatz eher unkritisch, solange die seitliche Verschiebung unter dem Schleifenradius bleibt. Man beachte den logarithmischen Massstab der vertikalen Achse. 46

Figur 20:

Das Magnetfeld einer Spule nimmt mit zunehmender Distanz rasch ab. Dargestellt ist die Feldstärke auf radialen Strahlen aus dem Spulenzentrum (horizontal, 45° geneigt und vertikal, vgl. auch Figur 1). Die Spulenebene ist horizontal mit einem Spulendurchmesser von $D = 20$ cm bzw. $D = 1$ m. Der Grenzwert ist der Immissionsgrenzwert gemäss NISV für den Frequenzbereich zwischen 800 Hz und 150 kHz. Bei höheren Leistungen sind die Werte mit P [kW] zu skalieren. 48

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1:	
Vergleich der Übertragungsprinzipien IPT, MRC und MW bei Leistungen im Mobilitätsbereich (>100W)	12
Tabelle 2:	
Ausgewählte WPT-Anwendungen und Systeme	15
Tabelle 3:	
Liste von Firmen, die im Rahmen der SAE (Society of Automobile Engineers) in die Standardisierungsdiskussionen involviert sind.	16
Tabelle 5:	
Wichtige Standardisierungs- und Normierungsorganisationen für WPT. Erklärungen. PMA: Power Matters Alliance; A4WP: Alliance for Wireless Power; WPC: Wireless Power Consortium; IEC: International Electrotechnical Commission; CENELEC: European Committee for Electrotechnical Standardization; VDE: Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik; SAE: Society of Automotive Engineers. Für Aktivitäten mit dem Status "in Bearbeitung" sind die Angaben als provisorisch zu verstehen.	27
Tabelle 6:	
Standardisierungsprozesse zu resonanter Energieübertragung. Quelle: Grajski et al, 2012, p.4	28
Tabelle 7:	
Stadien des Standardisierungsprozesses	29
Tabelle 8:	
Schutzbereiche und Ziele	31
Tabelle 9:	
Gleichstromwiderstände $R'_{Cu=}$ [mΩ] für eine kreisrunde Kupferdrahtschleife (Drahtdurchmesser d, Schleifendurchmesser D).	44
Tabelle 10:	
Hochfrequenzwiderstände $R'_{Cu\sim}$ [mΩ] für eine kreisrunde Kupferdrahtschleife (Drahtdurchmesser d, Schleifendurchmesser D) bei $f = 300$ kHz.	44