

APPLICATION NOTE

ANP032 | Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

Andreas Nadler, Cem Som



1. EINLEITUNG

Seit der immer größer werdenden Verbreitung von Wireless Power Transfer in der Consumer Elektronik, wie z.B. Smartphone Ladestationen, richtet sich auch der Blick der Industrie- und Medizintechnik immer mehr auf diese Technologie und der daraus resultierenden Vorteile. Da auch die Kommunikationsschnittstellen immer mehr drahtlos mit WLAN, Bluetooth etc. werden, bietet es sich an, auch die Energieversorgung kontaktlos zu übertragen. Es können völlig neue Lösungswege beschritten werden, welche nicht nur die offensichtlichen technischen Vorteile bieten, sondern auch für das optische Design neue Möglichkeiten eröffnen. Gerade in Industriezweigen die mit harten Umgebungsbedingungen, scharfen Reinigungsmitteln, starker Verschmutzung und hoher mechanischer Belastung kämpfen müssen (z.B. ATEX, Medizin, Baumaschinen etc.) bietet diese Technologie neue Ansätze. Beispielsweise können teure und anfällige Schleifringe oder Kontakte ersetzt werden. Ein weiteres Einsatzgebiet sind auch Übertrager, welche besondere Anforderungen wie eine verstärkte / doppelte Isolation aufweisen müssen.

Ziel dieser Application Note ist es, dem Entwickler aufzuzeigen, dass es für eine kontaktlose Energieübertragung, für hundert Watt und mehr, durchaus einfach zu realisierende Lösungen im Bereich der

Schaltungstechnik gibt, welche auch ohne Software und Controller auskommen.

2. ZVS OSZILLATOR (GEGENTAKT RESONANZWANDLER)

Als taktgebende Schaltung wird in dieser Application Note ein klassischer Resonanzwandler verwendet.

Dieser Oszillator bietet gleich mehrere Vorteile

- Er schwingt selbstständig an und benötigt nur eine Gleichspannungsquelle
- Der Strom- und Spannungsverlauf ist fast sinusförmig
- Es werden keine aktiven Bauteile und keine Software benötigt
- Er ist skalierbar von kleiner bis großer Leistung (1 W – 200 W)
- Die MOSFETs schalten nahe dem Nulldurchgang
- Er ist skalierbar für viele verschiedene Spannungen/Ströme

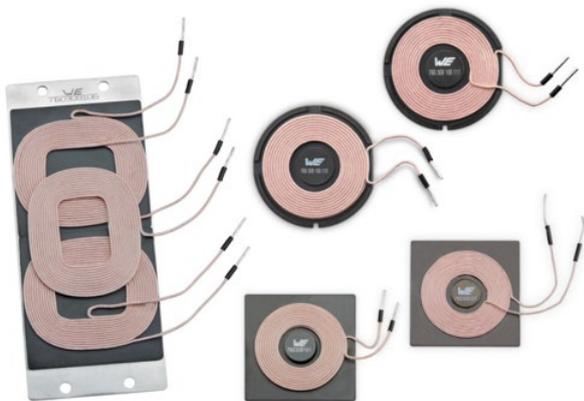


Abbildung 1: Wireless Power Spulen von Würth Elektronik.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

2.1 Grundschaltung / Prinzipschaltbild

Die hier gezeigte Grundschaltung ist die Senderseite inkl. Senderspule L_p . Die Empfängerseite kann mit der gleichen Grundschaltung aufgebaut werden (siehe Kapitel 3.1).

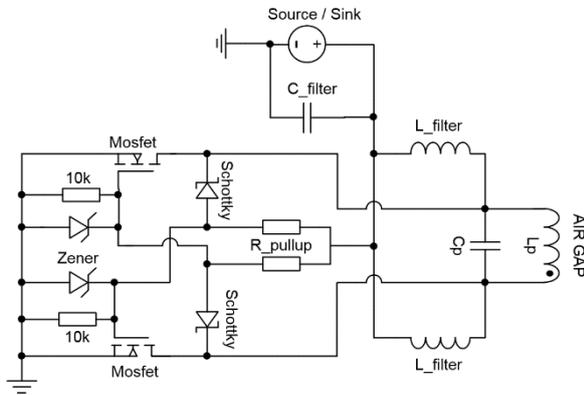


Abbildung 2: Grundschaltung Resonanzwandler.

2.2 Funktionsweise

Der Resonanzwandler arbeitet üblicherweise bei einer konstanten Arbeitsfrequenz, welche durch die Resonanzfrequenz des LC Parallelschwingkreises maßgeblich bestimmt wird. Sobald Gleichspannung an die Schaltung angelegt wird, beginnt diese von selbst zu schwingen. Dieses selbstständige Schwingen basiert auf winzigen Bauteiltoleranzen der MOSFETs. Einer der beiden MOSFETs wird in Sekundenbruchteilen etwas schneller leitend als der andere. Durch die Mitkopplung der beiden MOSFET Gates mit dem gegenüberliegenden Drain des anderen MOSFETs ergibt sich eine 180°-Phasenverschiebung. Somit werden die beiden MOSFETs stets gegenphasig angesteuert und können nie zeitgleich leitend sein. Die MOSFETs legen dann abwechselnd beide Enden des Parallelschwingkreises gegen Masse. Somit kann der Schwingkreis periodisch mit Energie nachgeladen werden.

Induktiver Blindwiderstand Induktivität:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (1)$$

Kapazitiver Blindwiderstand Kondensator:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (2)$$

Resonanzfrequenz idealer Schwingkreis:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (3)$$

Impedanz Parallelkreis:

$$Z_P = \frac{-jX_L \cdot X_C}{X_L - X_C} \quad (4)$$

Resonanzfrequenz real ohne Kopplungsfaktor:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R_{dc}^2}{L^2}} = f_0 \sqrt{1 - \frac{R_{dc}}{Z_p}} \quad (5)$$

Ein weiteres Merkmal dieser Schaltungstopologie ist, dass die Spannung immer nahe dem Nulldurchgang geschaltet wird, wodurch die Schaltverluste in den MOSFETs sehr gering ausfallen. Der Nachteil dieser Schaltungstopologie ist, dass die Leistungsaufnahme im Leerlauf auf Grund der zirkulierenden Blindströme im Schwingkreis verhältnismäßig hoch ist. Somit sollte man den Resonanzwandler idealerweise nie ohne Last betreiben. Zu beachten ist, dass sich die Frequenz des Schwingkreises mit dem Kopplungsfaktor zur Empfängerseite ändert. Das liegt an der reflektierten Impedanz der Empfängerseite, welche die Magnetisierungsinduktivität der Senderseite beeinflusst, da diese parallel dazu liegt. Bei abnehmendem Kopplungsfaktor steigt die Frequenz, da die Magnetisierungsinduktivität der Senderseite kleiner wird.

Die Grundschaltung von Abbildung 1 kann je nach Dimensionierung mit Spannungen von 3,3 V bis über 230 V laufen. Dabei muss ab Eingangsspannungen von 20 V auf den Berührungsschutz geachtet werden, da die Spannung im Resonanzkreis (um den Faktor π größer) hierbei schon über der SELV-Schwelle von 50 V_{AC} / 120 V_{DC} liegt.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

Der Wirkungsgrad der gesamten Wireless Power Transfer Schaltung kann in der Praxis 90 % überschreiten. Dies ist durchaus bemerkenswert, da dort die Kopplungsverluste über den Luftspalt schon mit eingerechnet sind und am Ausgang eine stabile Gleichspannung zur Verfügung steht. Der Wirkungsgrad in einem Bereich von 4-10 mm Luftspalt verändert sich zudem kaum. Der Großteil der Energie im Magnetfeld, welche sich nicht an in die Empfängerseite koppelt, wird in den „Tank-Kreis“ zurückgeführt. Maximal sind bis zu 18 mm Abstand je nach Applikation möglich, jedoch mit Abstrichen beim Kopplungsfaktor und der EMV.

Die Schaltung auf der Senderseite kann identisch für die Empfängerseite verwendet werden. Dort arbeitet der Resonanzwandler dann als Synchrongleichrichter. Dabei gilt zu beachten, dass die Resonanzfrequenz der Empfängerseite sehr nah an die der Senderseite angepasst werden soll. Somit wird u.a. ein maximaler „Saugkreis Effekt“ generiert. Durch die Parallelschaltung von C zu L verhält sich die Sekundärseite wie eine konstante Stromquelle für die Last. Dadurch lässt sich der Gesamtwirkungsgrad der Schaltung deutlich steigern. Zudem kompensiert der Kondensator die Streuinduktivität der WPC Spule. Da der Empfänger in dieser Kombination aber auch Energie zurückspeisen kann, müssen entsprechende Schaltungsmaßnahmen getroffen werden (z.B. ideale Diode von Linear an der Last).



Abbildung 3: Blau und Rot sind die Spannungen an der Sendespule. Gelb und grün sind die Gate Spannungen (Diese gemessenen Spannungskurven sind referenziert gegen Schaltungs-GND; $V_{in} = 20\text{ V}$; $P_{out} = 100\text{ W}$; optimierte Gate Ansteuerung, siehe Applikationsbeispiele).

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

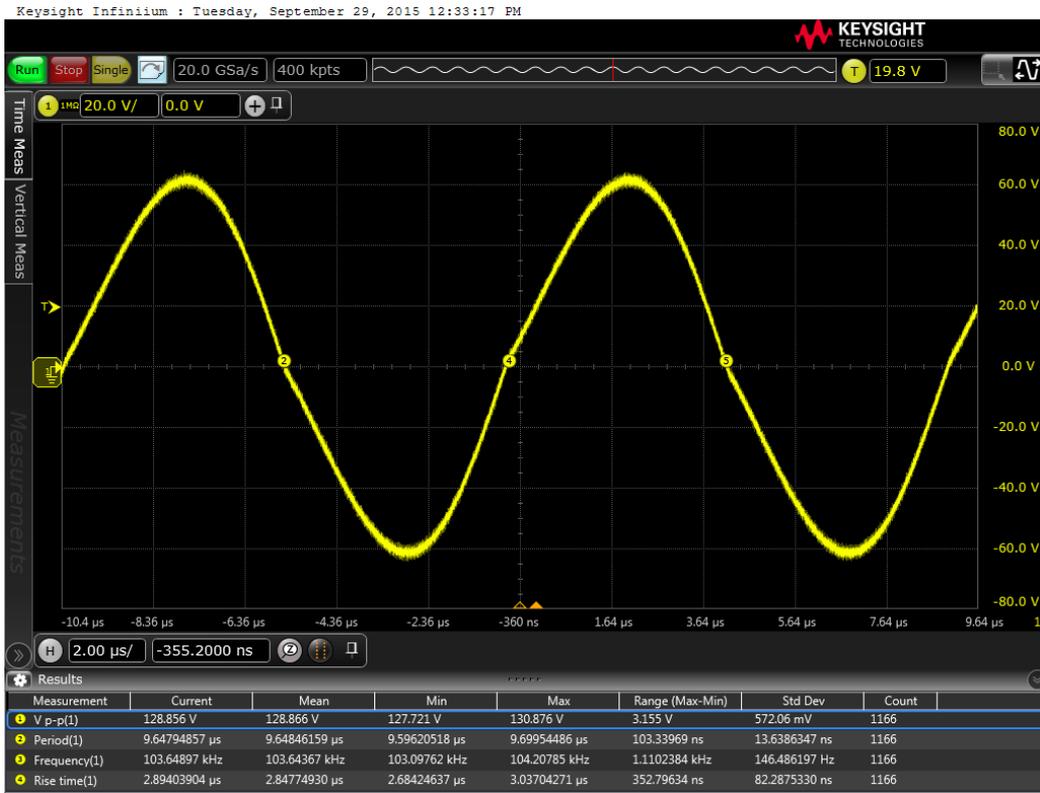


Abbildung 4: Spannung an der Sendespule (nicht referenziert gegen Schaltungs-GND; $V_{in} = 20 \text{ V} / P_{out} = 100 \text{ W}$)

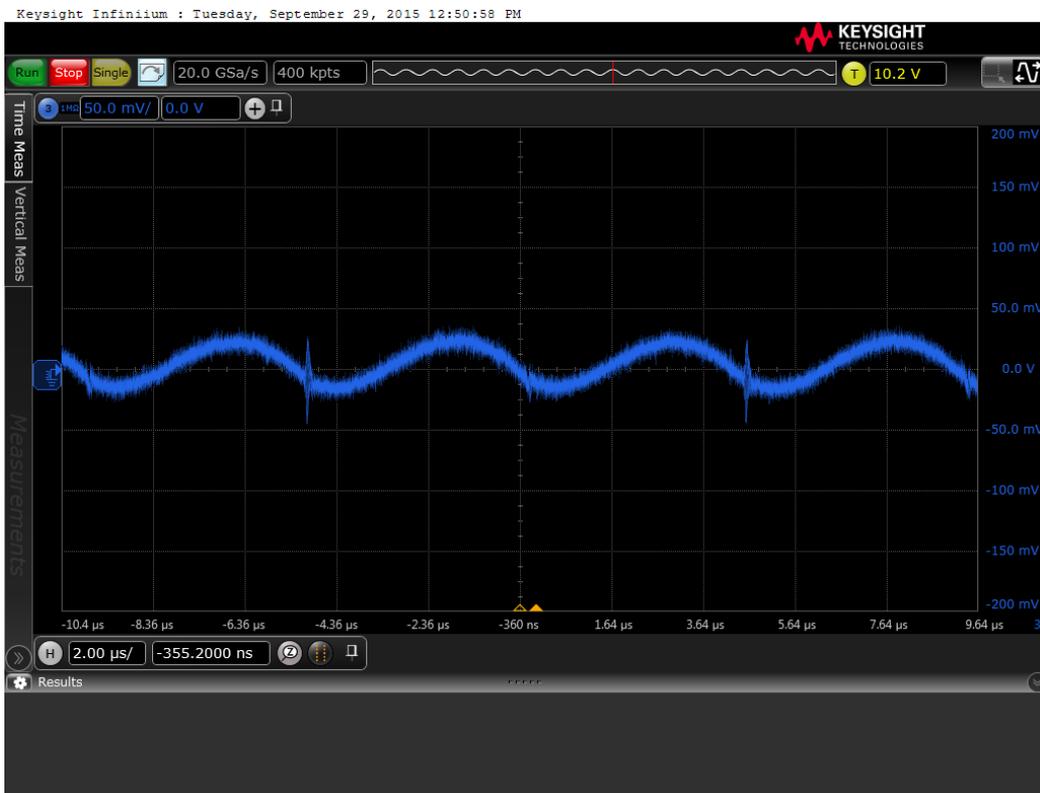


Abbildung 5: Reflektierter Spannungsrippel und Rauschen zur Versorgung am Eingang der Senderseite ($V_{in} = 20 \text{ V} / P_{out} = 100 \text{ W}$) → Verbesserung des Spannungsrippel durch zusätzlichen Einsatz von Polymer- & Keramikcondensatoren mit niedrigem ESR.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

Der Wirkungsgrad lässt sich steigern, indem man anstatt der Schottky-Dioden für die Gate Ansteuerung kleinere MOSFETs verwendet oder eine Bipolare Push-Pull Stufe einsetzt (siehe Applikationsbeispiele).

Für Versorgungsspannungen über 20 V kann für die sichere Gate Ansteuerung der MOSFETs z.B. ein kapazitiver Spannungsteiler verwendet werden oder ein DC/DC Konverter (wie die hocheffizienten und kompakten [Würth Elektronik Mag³C Power Module](#)) als Hilfsspannungsquelle (siehe Applikationsbeispiele Kapitel 3).

Ebenfalls kann auf der Empfängerseite anstatt eines Resonanzwandlers auch ein klassischer Brückengleichrichter verwendet werden. Der Vorteil ist eine höhere Ausgangsspannung, geringere Kosten sowie Platzersparnis. Der Wirkungsgrad wird sich aufgrund der Dioden-Verluste aber etwas verschlechtern.

Die Frequenz unter Last sollte 150 kHz in der Regel nicht übersteigen, da sonst die Verluste in den Sende / Empfängerspulen und Parallelkondensatoren zu groß werden. Zudem sind die Grenzwerte in der EMV unter 150 kHz höher (z.B. CISPR15 EN55015 9 kHz-30 MHz). In den bisherigen Tests hat sich der Frequenzbereich von 105 – 140 kHz als bester Kompromiss herauskristallisiert. Zudem bleibt man somit im sicheren Bereich in Bezug auf das aktuell zugelassene Frequenzband für induktive Leistungsübertragung (100 – 205 kHz).

Wenn das Endprodukt in mehreren Ländern auf den Markt gebracht wird, so sollten im Vorfeld die Vorschriften und zugelassenen Frequenzbänder je Land in Erfahrung gebracht werden, um frühzeitig in der Entwicklungsphase reagieren zu können.

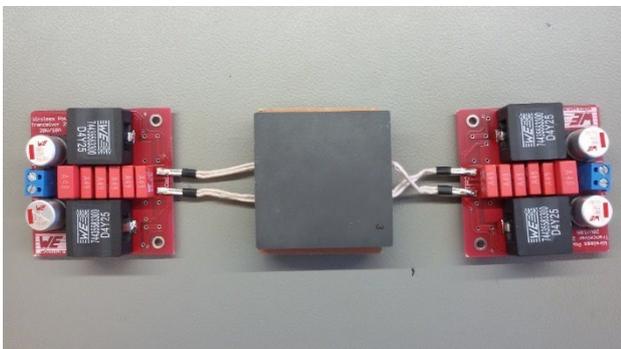


Abbildung 6: Vermessene Schaltung (V_{in} 20 V_{DC}; P_{out} = 100 W) bei 6,5 mm Luftspalt.



Abbildung 7: Vermessene Schaltung (V_{in} = 20 V_{DC}; P_{out} = 100 W) bei 6,5 mm Luftspalt.

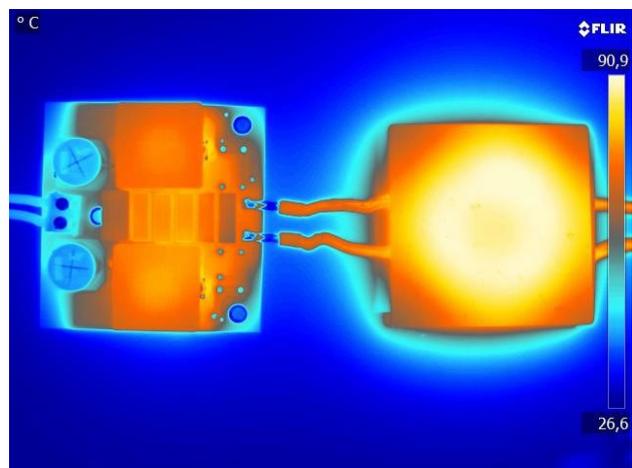


Abbildung 8: Erwärmung (Oberseite = Filter + Kondensatoren) der Schaltung / Spulen bei P_{out} = 100 W (V_{in} = 20 V).

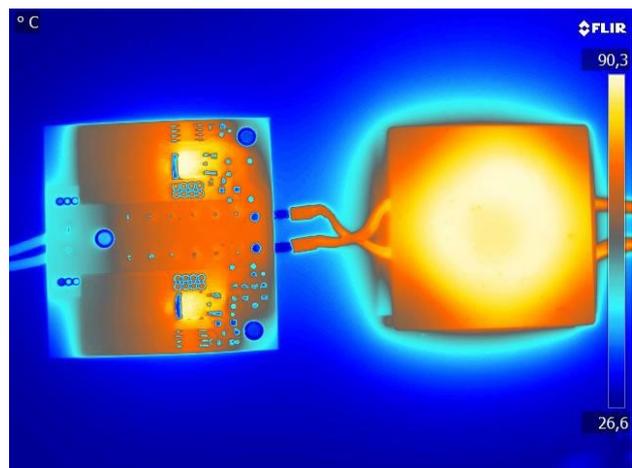


Abbildung 9: Erwärmung (Unterseite = MOSFETS + Gate Ansteuerung) der Schaltung / Spulen bei P_{out} = 100 W (V_{in} = 20 V).

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

2.2.1 EMV Verhalten von Wireless Power Übertragern

Da bei allen Wireless Power Applikationen Leistung übertragen wird, ist die Einhaltung der EMV-Grenzwerte nicht trivial. Die Herausforderung besteht darin, dass sich die Sende- und Empfängerspulen wie ein Übertrager mit schlechtem Kopplungsfaktor und sehr großem Luftspalt verhalten. Dadurch kommt es in der Umgebung der Spulen zu einem sehr starken elektromagnetischem Streufeld.

EMV-Messungen haben gezeigt, dass Störungen breitbandig im Spektrum der Grundwelle bis in den Frequenzbereich von 80 MHz auftreten können. Schafft man es, die Pegel in der Störspannungsmessung mit Reserve zum Grenzwert einzuhalten, so kann man meist davon ausgehen, dass man auch in der Störfeldstärke die Grenzwerte einhält. Allgemein lässt sich feststellen, dass die Grenzwerte z.B. bei EN55022 Class B eine nicht zu unterschätzende Hürde in der Entwicklung darstellen können.

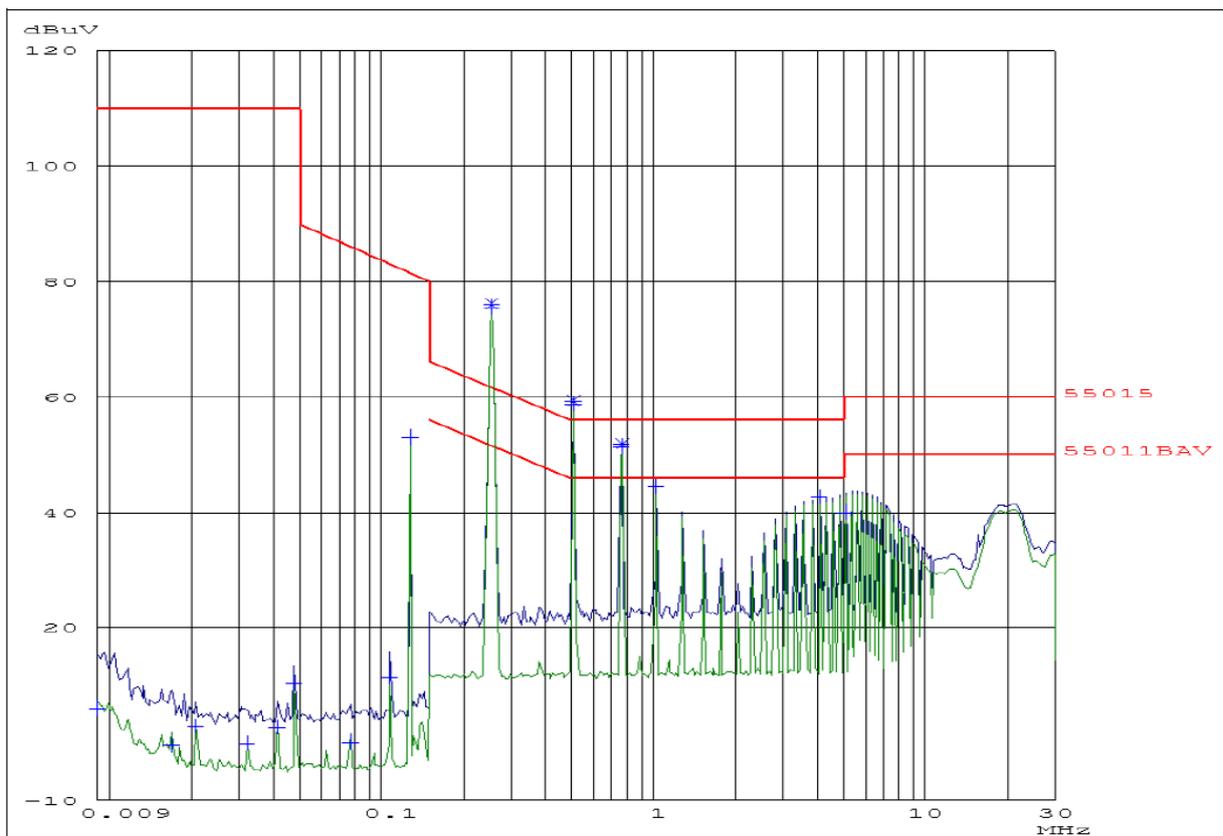


Abbildung 10: Beispiel für ein Spektrum in der Störspannungsmessung (9 kHz-30 MHz / Limit Class B).

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

Das H-Feld ($\frac{dI}{dt}$) kann Störströme in benachbarte Leitungspfade induktiv einkoppeln. Dagegen hilft meist ein größerer Abstand oder eine Ferritfolie wie die **WE-FSFS**.

Vor allem aber das E-Feld ($\frac{dV}{dt}$) koppelt sehr leicht kapazitiv gegen Erde aus. Dies lässt sich bei der Messung der Störspannung als auch bei der Störfeldstärke beobachten. Diesen Gleichtakt (Common Mode) Störern muss im niedrigen (kHz) als auch im höheren (MHz) Frequenzbereich entgegengewirkt werden.

Da bei WPC Applikationen das E-Feld (Streifeld) Hauptursache für Probleme in der EMV ist, müssen entsprechende Maßnahmen getroffen werden:

- Unter der WPC Spule (v.a. Sender) und der Schaltung sollte eine geschlitzte (kleinere Wirbelströme) Fläche aus Metall (z.B. Platine mit Kupfer) angeordnet sein. Diese muss über einen Kondensator (z.B. 1-100 nF / 2000 V **WE-CSMH**) an die Schaltungsmasse oder Gehäuse angeschlossen werden. Dadurch werden große Teile des E-Feldes zur Quelle kurzgeschlossen, und breiten sich nicht mehr über Erde aus.
- Die Sende- und Empfängerspulen sowie deren Ansteuerung mit ausreichend Metallschirmung und/oder Absorbermaterial (**WE-FAS** / **WE-FSFS**) abschotten
- Wenn es die Ableitströme zulassen, so können Y-Kondensatoren (2 x 4,7 nF max.) den Störpegel über ein weites Spektrum senken (**WE-CSSA**).
- Um Common Mode Störer im niedrigen Frequenzbereich (50 kHz – 5 MHz) zu filtern, kann man stromkompensierte Drosseln je nach Betriebsspannung und Strom aus den

folgenden Serien verwenden:

WE-CMB / **WE-CMBNC** / **WE-UCF** / **WE-SL** / **WE-FC**

- Um Common Mode Störer im höheren Frequenzbereich (5 MHz – 100 MHz) zu filtern, kann man Stromkompensierte Drosseln je nach Betriebsspannung und Strom aus den folgenden Serien verwenden:

WE-CMBNiZn / **WE-CMBNC** / **WE-SL5 HC** / **WE-SCC**

- Gegen Differential Mode (Gegentakt) können zusätzlich je nach Betriebsspannung auch noch Kondensatoren zwischen +/- L/N aus diesen Serien:

WE-FTXX / **WE-CSGP** geschaltet werden.

- Da in der gesamten Schaltung, je nach Applikation, sehr hohe AC Ströme fließen, ist ein kompaktes und niederinduktives Platinenlayout entscheidend für den Erfolg in der EMV. Man sollte die Bauteile der Leistungsstufe und des Schwingkreises örtlich sehr nah beieinander platzieren und mit großen Kupferflächen (Polygonen) niederinduktiv verbinden.

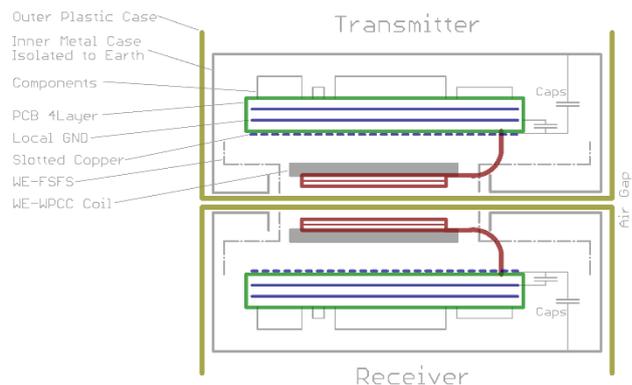


Abbildung 12: Example of a set-up where no Y capacitor to earth can be used due to the maximum permissible leakage currents (e.g. medical devices, hand-held devices, ATEX).

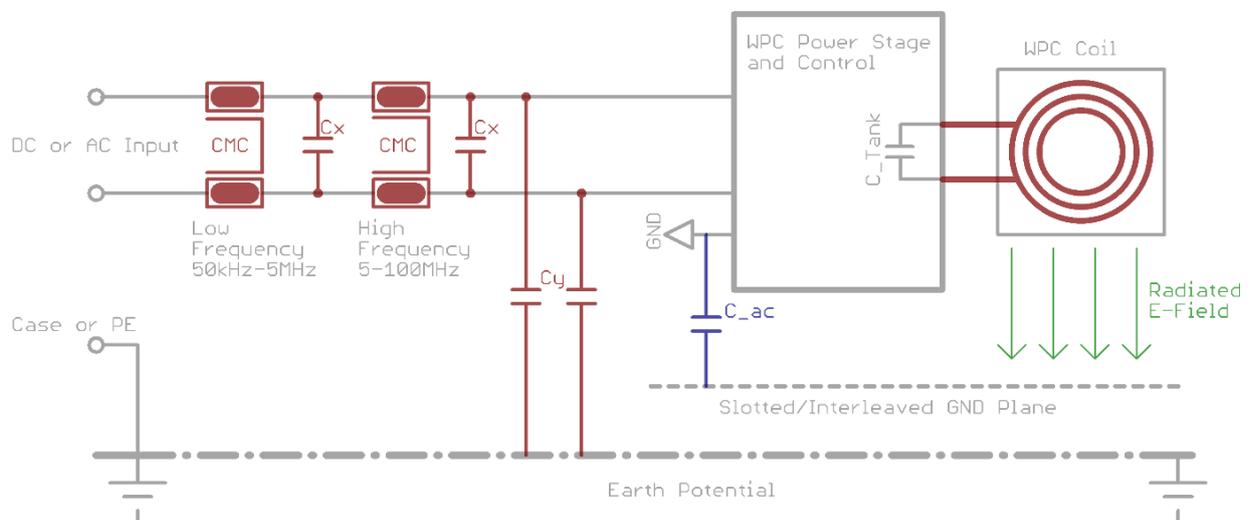


Abbildung 11: Measures for containment of common mode and differential mode interference sources.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

Allgemein wird empfohlen sich frühzeitig in der Entwicklung mit dem zuständigen EMV Labor kurz zu schließen, um entwicklungsbegleitende Messungen durchzuführen. Änderungen im seriennahen Zustand sind immer mit viel Geld und großem Aufwand verbunden.

2.2.2 Sender- und Empfängerspulen

Um die passende Wireless Power Transfer Spule zu finden sollten zuvor einige Aspekte bedacht werden:

- Wie groß wird der maximal zu erwartende Strom (Blind- & Nennstrom) in der Spule sein?
- Was ist meine maximal zulässige Baugröße (L/B/H)

Um eine ungewollte Sättigung oder Übertemperatur der Spulen zu vermeiden, sollte immer ein Sicherheitspuffer von 30 % eingeplant werden. Kommen mehrere Spulen in Frage, so sollten die mit der höchsten Induktivität verwendet werden, denn dadurch kann der Schwingkreiskondensator kleiner werden. Zudem senkt diese Maßnahme die auftretenden Blindströme im „Tank“. Kleinere Ströme im Schwingkreis führen zu einer geringeren Eigenerwärmung und zu einem besserem EMV Verhalten.

Maximaler Strom im „Tank“:

$$I_{\max} = U_{\text{in}} \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (6)$$

Die beste Kopplung wird erreicht, indem die Sender- und Empfängerspule die gleiche Baugröße haben, ein Größenverhältnis von 1:1 wird empfohlen. Die Bauteile der **WE-WPCC Familie** z.B. **760 308 102 142** (53mmx53mm), **760 308 100 143** (ø 50mm), **760 308 100 110** (ø 50mm), sind für hohe Leistungen speziell entwickelt worden. Diese Spulen können als Sender und Empfänger eingesetzt werden. Sie zeichnen sich durch sehr niedrige R_{dc} Werte, sehr hohe Gütewerte Q und einen sehr hohen Sättigungsstrom I_R aus.

2.2.3 Parallelkondensator

Da im Parallelschwingkreis hohe Ströme zirkulieren, ist nicht jede Kondensator-technologie für diese Aufgabe geeignet. Es kommen je nach Applikation nur drei verschiedene Typen zur Auswahl: MKP (z.B. **WE-FTXX**), NPO (z.B. **WE-CSGP**) oder FKP. Diese Typen haben aufgrund ihres niedrigen Verlustfaktors die Fähigkeit, hohe AC-Ströme zu tragen ohne sich zu stark zu erhitzen. Jedoch ist es nicht ungewöhnlich, je nach Leistung des Resonanzwandlers, mehrere Kondensatoren parallel zu schalten, um die Ströme und somit die Eigenerwärmung

aufzuteilen. Es sollte darauf geachtet werden, dass keiner der Kondensatoren wärmer als 85°C wird. Keramiken wie X7R oder X5R, und Folienkondensatoren wie MKS etc. sind u.a. aufgrund ihrer höheren Verlustfaktoren (v.a. dielektrische Verluste) nicht für Resonanzwandler geeignet. Aufgrund der Baugröße, Kosten und einem möglichst geringen Blindstrom im Resonanzkreis sollte die Kapazität so klein wie möglich gewählt werden. Limitierend sind hierbei die maximal zulässige Arbeitsfrequenz des Wandlers wie auch die Höhe der Sender- und Empfängerspuleninduktivität. Die Spannungsfestigkeit sollte mindestens $\pi \cdot V_{\text{in}}$ sein, plus 20 % Sicherheitsreserve. Zudem muss beachtet werden, dass die maximal zulässige $V_{AC,rms}$ Spannung für MKP Kondensatoren bei Frequenzen über 5kHz deutlich sinkt.

Verlustfaktor Kondensator in %:

$$DF = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot ESR_{\text{cap}} \cdot C \cdot 100 \quad (7)$$

2.2.4 Filterinduktivitäten

Die beiden Filter-Induktivitäten entkoppeln den Schwingkreis „AC“ mäßig von der Versorgung. Sie dienen somit gleichzeitig als konstante Stromquelle und Filterelement zugleich. Die Stromtragfähigkeit muss dem maximalen Nennstrom der Schaltung angepasst sein. Es muss auf jeden Fall eine klassische Speicherdrossel (z.B. **WE-HCI**; **WE-PD**; **WE-LHMI**) mit Luftspalt und hoher Güte verwendet werden. Deren Nenninduktivität sollte min. fünfmal größer sein als die Induktivität der WPC Spule um genug Energie in den Schwingkreis nachladen zu können. Ist die Ein / Ausgangsspannungs-Restwelligkeit noch zu groß, dann muss die Induktivität oder der Filterkondensator vergrößert werden bzw. dessen ESR kleiner werden. Um bei großen Strömen die AC und DC Verluste möglichst gering zu halten sind Flachdrahtdrosseln (**WE-HCF** / **WE-HCI**) von Vorteil. Da diese Drosseln ständig einen hohen AC-Strom in den Schwingkreis nachladen müssen, findet eine nicht zu vernachlässigende Erwärmung aufgrund der Hysterese- & Wirbelstromverluste im Kernmaterial statt. Die Höhe der benötigten Induktivität hängt unmittelbar von der Kapazität des Filterkondensators ab. Weitere Informationen siehe Kapitel 2.2.7.

Güte Induktivität:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{dc}} \quad (8)$$

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

2.2.5 MOSFET's

Die passende Auswahl der N-MOSFETs hängt in erster Linie von der Höhe der Versorgungsspannung ab. Ist diese z.B. nur 5 V, so muss für ein sicheres Durchsteuern der Gates ein Logik-Level Typ verwendet werden. Da die meisten Power MOSFETs eine maximale Gate-Spannung von +/- 20 V haben, müssen bei einer Versorgungsspannung von über 20 V_{DC} Maßnahmen zum Schutz der Gates getroffen werden. Das kann eine Zenerdiode gegen Masse sein, oder auch ein kapazitiver Spannungsteiler, welche die Gate-Spannung im optimalen Bereich hält. Es muss allerdings auch darauf geachtet werden, dass die Spannung am Gate nicht zu gering ist, sonst bleibt der Resonanzwandler im linearen Verstärkerbetrieb eines MOSFETs hängen und die Schaltung geht in einen Latch-Up. Dies führt meist zu einer Überhitzung eines der beiden MOSFETs. Als weiteres muss darauf geachtet werden, dass im Schwingkreis eine Spannungsüberhöhung stattfindet, welche um den Faktor π größer ist als die Versorgungsspannung. So müssen bei 20 V_{CC} die MOSFETs über 63 V Drain-Source-Spannung aushalten. In diesem Fall sollten 100 V_{DS} Typen verwendet werden. Der Wirkungsgrad der Schaltung hängt nicht unwesentlich davon ab, wie hoch der On-Widerstand (R_{d_son}) und Gateladung (Total Gate Charge) sind. Hierbei muss ein Kompromiss gefunden werden, da MOSFETs mit geringerem R_{d_son} i.d.R. eine höhere Total Gate Charge haben.

Charging / discharging current MOSFET gate:

$$I_{gate} = C_{gate} \cdot \frac{\Delta V_{gate}}{\Delta t_{sw}} \quad (9)$$

Losses Drain / Source transition:

$$P_v = I_d^2 \cdot R_{ds,on} \quad (10)$$

2.2.6 Dioden und Pullups

Da die MOSFETs relativ schnell umgeladen werden müssen, entstehen in Kombination mit der Gateladung / -entladung (Total Gate Charge) schnell Ströme im höheren Ampere-Bereich. Diese Lade- / Entladeströme müssen über die Pullup-Widerstände und die Dioden geleitet werden. Die dadurch entstehenden Verluste sind nicht vernachlässigbar. Daher müssen die maximal zulässige Verlustleistung (P_v) und Stromtragfähigkeit dieser Bauteile angepasst werden. Ebenso müssen die Dioden die gleiche Spannungsfestigkeit wie die MOSFETs aufweisen. Alternativ zu klassischen Dioden oder Schottkys können auch die Body-Dioden von MOSFETs

verwendet werden. Diese weisen je nach Typ ein vorteilhafteres Verhalten bei hoher Temperatur auf, welches meist im Datenblatt hinterlegt ist. Jedoch darf man auch nicht die Reverse Recovery Verluste unterschätzen und sollte diese mitberücksichtigen.

Verlustleistung Pullup / Diode:

$$P_v = (U_{diode} \cdot I) + (I^2 \cdot R_{pull-up}) \quad (11)$$

2.2.7 Ein- und Ausgangskondensator

Dieser Kondensator dient hauptsächlich, in Kombination mit den Speicherdrosseln, zur Filterung. Da die Schwingkreisfrequenzen unter 200 kHz liegen, muss die Kapazität der Kondensatoren entsprechend höher sein. Tests haben gezeigt, dass Werte zwischen 10 und 1000 μ F, je nach Applikation und verwendeter Speicherdrossel, zu erwarten sind. Die -6 dB Eckfrequenz, welche der LC-Filter bildet, sollte ca. 1/10 der Schwingkreisfrequenz betragen. Somit sind theoretisch 40 dB / Dec Dämpfung zu erwarten. Aufgrund von parasitären Bauteileffekten sollte man in der Praxis mit ca. 30 dB / Dec rechnen. Je nach verwendeter Filterspule kann ein durchaus hoher AC-Stromanteil dem Gleichstrom überlagert sein. Dies gilt es zu überprüfen und gegebenenfalls anstatt eines Aluminiumelektrolyt- einen Aluminiumpolymer-Kondensator zu wählen, welcher einen deutlich höheren AC-Strom verträgt. Zudem bieten Polymer- & Keramikkondensatoren die Möglichkeit, durch Ihren niedrigen ESR die Amplitude des reflektierten Spannungsrippels deutlich zu verkleinern. Ein kleinerer Spannungsripple hat geringere Störpegel bei der Störspannungsmessung in der EMV zur Folge. Das beste Ergebnis erhält man, indem eine Parallelschaltung aus Aluminium-Elektrolyt- und Polymer/Keramik-Kondensatoren verwendet werden (z.B.: [WCAP-PTHR](#) / [WCAP-PSLC](#)).

Eckfrequenz Ein/Ausgangfilter:

$$f_{-6dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (12)$$

Spannungsabfall über Kondensator:

$$U_{ripple} = ESR \cdot I_{AC} \quad (13)$$

2.3 Fallstricke beim Resonanzwandler

Bei dieser Schaltungstopologie müssen in der Praxis zwei Dinge besonders beachtet werden.

1. Die Stromversorgung des Senders im Einschaltmoment

Ist die Stromversorgung nicht in der Lage während des Einschwingens der Schaltung genug Strom zur Verfügung zu stellen, so kann es passieren, dass einer der beiden MOSFETs im linearen Verstärkerbetrieb hängen bleibt und die Eingangsspannung gegen Masse dauerhaft kurzschließt. Dies wird dazu führen, dass der MOSFET überhitzt und dauerhaft geschädigt ist. Zudem sollte darauf geachtet werden, dass der Eingangsfilterkondensator nicht überdimensioniert wird, wodurch dieser „Latch up“ Effekt gegebenenfalls noch verstärkt wird, da die Stromversorgung diesen noch zusätzlich aufladen muss.

Vermeiden lässt sich dieser Effekt in der Praxis z.B. indem die Kondensatoren und der Schwingkreis vor der restlichen Schaltung an die Betriebsspannung geschaltet werden. Danach kann man die Gates der MOSFETs z.B. über Optokoppler oder Transistoren dazu schalten. Auch können die Gates über eine separate Spannungsquelle (z.B. [Würth Elektronik Mag³C Power Module](#)) angesteuert werden, welche zeitlich versetzt zur Versorgung geschaltet wird.

2. Die reflektierte Impedanz der Empfängerseite auf die Senderseite

Bei großen Lastsprüngen auf der Empfängerseite oder sich plötzlich ändernden Koppelfaktoren der beiden Spulen kann es passieren, dass durch die reflektierte Impedanz die Magnetisierungsinduktivität der Senderseite teilweise kurzgeschlossen wird. Dies wiederum kann dazu führen, dass die Oszillation zusammenbricht und die Schaltung in einen „Latch up“ geht.

Kopplungsfaktor:

$$k = \frac{U_{\text{sec}}}{U_{\text{pri}} \cdot \pi} \cdot \frac{N_{\text{pri}}}{N_{\text{sec}}} = \frac{M}{\sqrt{L_{\text{pri}} \cdot L_{\text{sec}}}} \quad (14)$$

Gegeninduktivität:

$$M = k \sqrt{L_{\text{pri}} \cdot L_{\text{sec}}} \quad (15)$$

Dagegen hilft es, den Empfängerschwingkreis mit Hilfe eines anderen Parallelkondensators leicht in der Frequenz zu verstimmen (10 – 20 % höhere Frequenz als der Sender) oder im Primärkreis eine weitere Induktivität (Speicherdrossel), welche keine magnetische Kopplung mit dem Übertragungspfad hat, zur Sendespule parallel zu schalten. Diese Parallel-Induktivität muss kleiner oder gleich groß wie die Magnetisierungsinduktivität der Sendespule sein. Diese Parallelinduktivität speichert Energie während des ZVS (Zero Voltage Switching) Vorgangs und hilft somit bei einer ungünstigen Lasttransiente die Oszillation aufrecht zu erhalten.

Reflektierte Impedanz bei Parallelkompensation:

$$Z_{\text{re}} = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot M^2}{L_{\text{sec}}} \cdot \left(\frac{R_{\text{load}}}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{\text{sec}})} - j \right) \quad (16)$$

Resonanzkondensator Empfänger:

$$C_{\text{sec}} = \frac{1}{L_{\text{sec}} \cdot \sqrt{1 - k^2} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2} \quad (17)$$

Zusätzliche Kompensationskapazität Empfänger:

$$C_{\text{comp}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_{\text{pri}} \cdot \sqrt{1 - k^2}} \quad (18)$$

In der ersten Prototypenphase ist es wichtig, alle erdenklichen Lastsituationen - soweit möglich - auszutesten.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

2.4 Optimierung der WPC-Spulen Umgebung

Wenn die WPC-Spulen auf Metall befestigt werden, kann es zu Induktivitätsverlusten aufgrund von induzierten Wirbelströmen kommen, verursacht durch das magnetische Streufeld. Zudem kann sich das Metall (z.B. Kupfer auf PCBs) in der Nähe unzulässig erwärmen. Elektronische Schaltkreise können durch die starken magnetischen Streufelder ebenfalls unzulässig beeinflusst werden. Dieser Effekt wird umso stärker, je größer der Abstand der WPC Spulen zueinander wird.

Geeignete Maßnahmen sind die Vergrößerung des Abstandes zur PCB bzw. zum Metall, als auch die Verwendung von hochpermeabler Ferritfolie wie das **WE-FSFS**. Dadurch wird der magnetische Fluss gezielt geleitet und nicht in Wärme umgewandelt. Damit lassen sich zudem der Kopplungsfaktor und somit auch der Wirkungsgrad steigern. Die selbstklebenden sowie flexiblen Ferritfolien sind in mehreren Größen und Stärken erhältlich.



Permeability vs. Frequency:

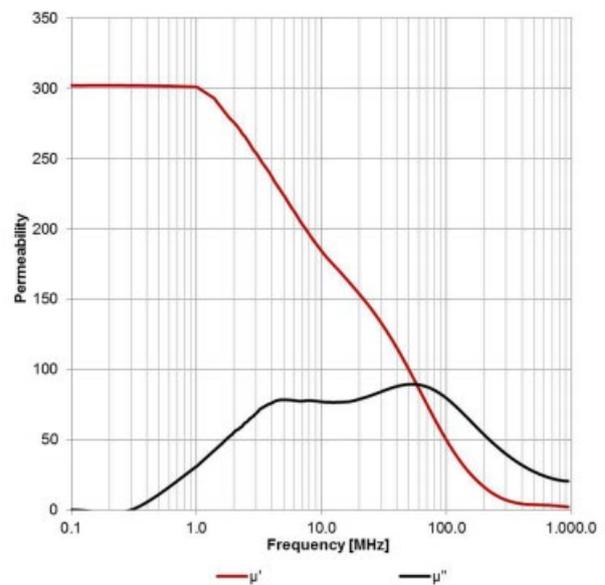


Abbildung 13: WE-FSFS Art.Nr. [374 006](#) (μ' ist Realanteil und μ'' ist Imaginäranteil / Verluste).

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3. APPLIKATIONSBEISPIELE

3.1 Einfache Empfängerschaltung

TVS Power Diode zum Schutz gegen transiente Überspannungen (Bidirektional; max. Betriebsspannung 60 V)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

$$U_a = (2 \cdot U_e \cdot \sqrt{2}) - (2 \cdot U_{diode}) \quad (19)$$

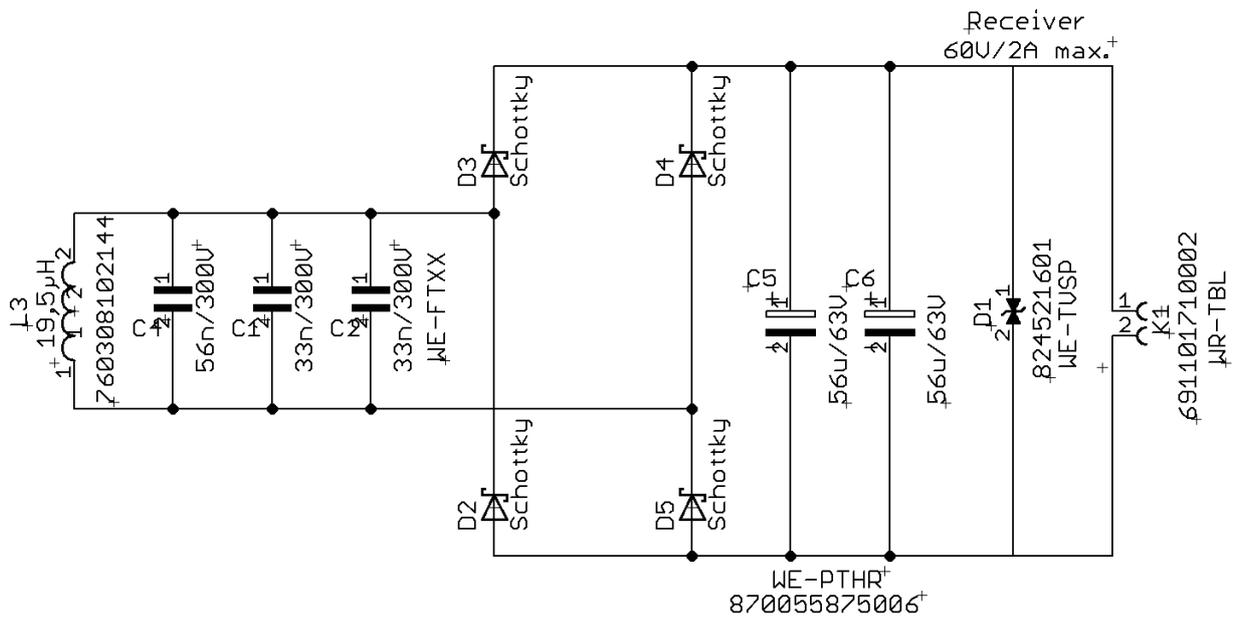


Abbildung 14: Brückengleichrichterschaltung mit Schottky Dioden und Rippelstromfeste Aluminium Polymer SMD Kondensatoren. Ausgangsleistung dieser Empfängerschaltung ca. 20 W je nach Kühlfläche.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.2 Standard Resonanzwandler (Sender und Empfänger) 10 W

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührungsschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

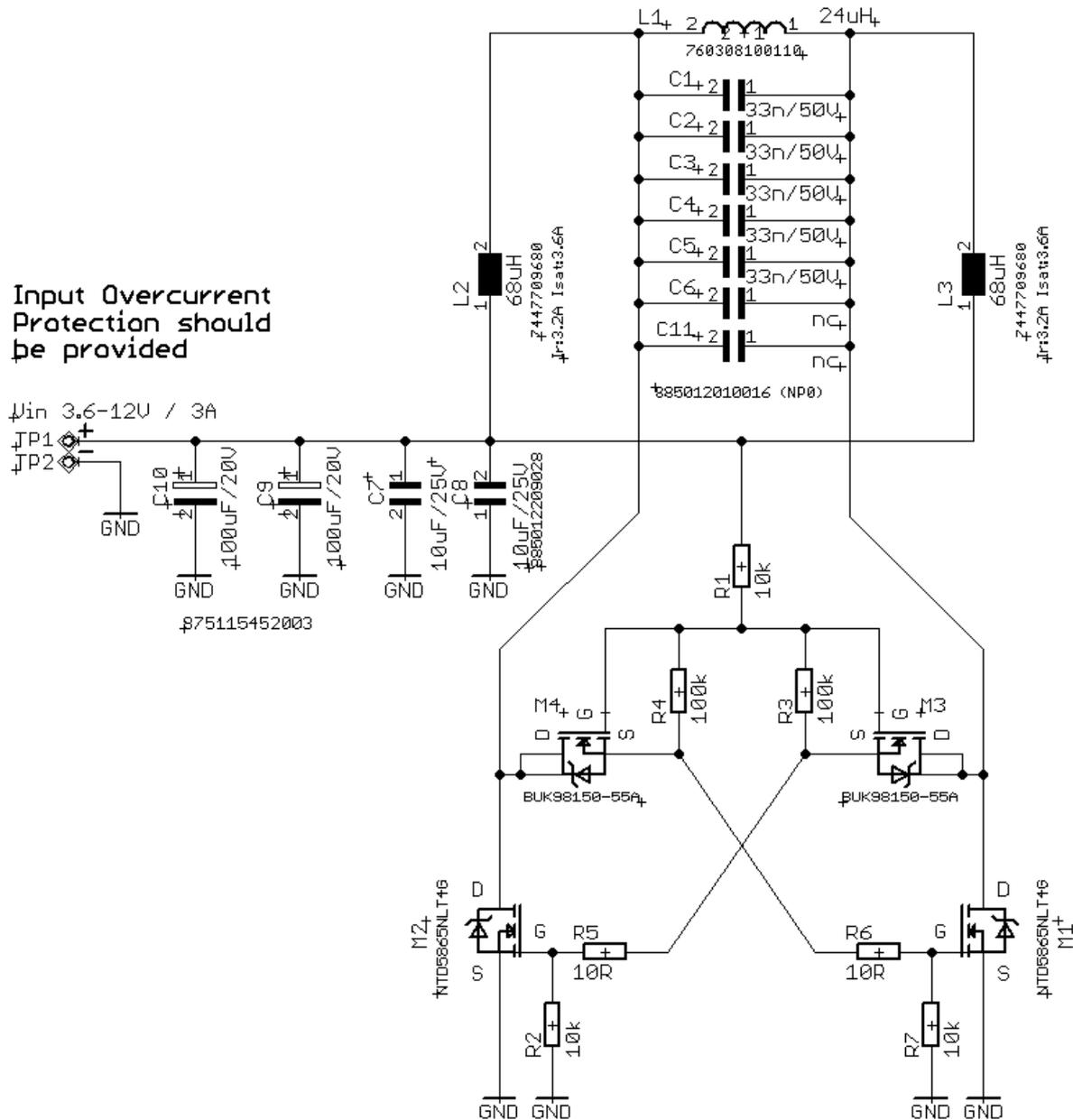


Abbildung 15: Beispiel für einfache Sender/Empfänger Resonanzwandler Schaltung für bis zu 10 W. Bei allen Sendern sollte eine Eingangsstrom Überwachung realisiert werden. Diese schützt die Power FET's vor thermischer Überlastung. Startet die Oszillation nicht ordnungsgemäß oder bricht im Betrieb zusammen, würde einer der Power FET's dauerhaft auf GND durchgesteuert und dadurch thermisch zerstört werden. Bei Versorgungsspannungen unter 9 V müssen Logic-Level FET's verwendet werden.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.3 Beispiel für eine modifizierte Empfängerschaltung (bis ca. 50 W)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührungsschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

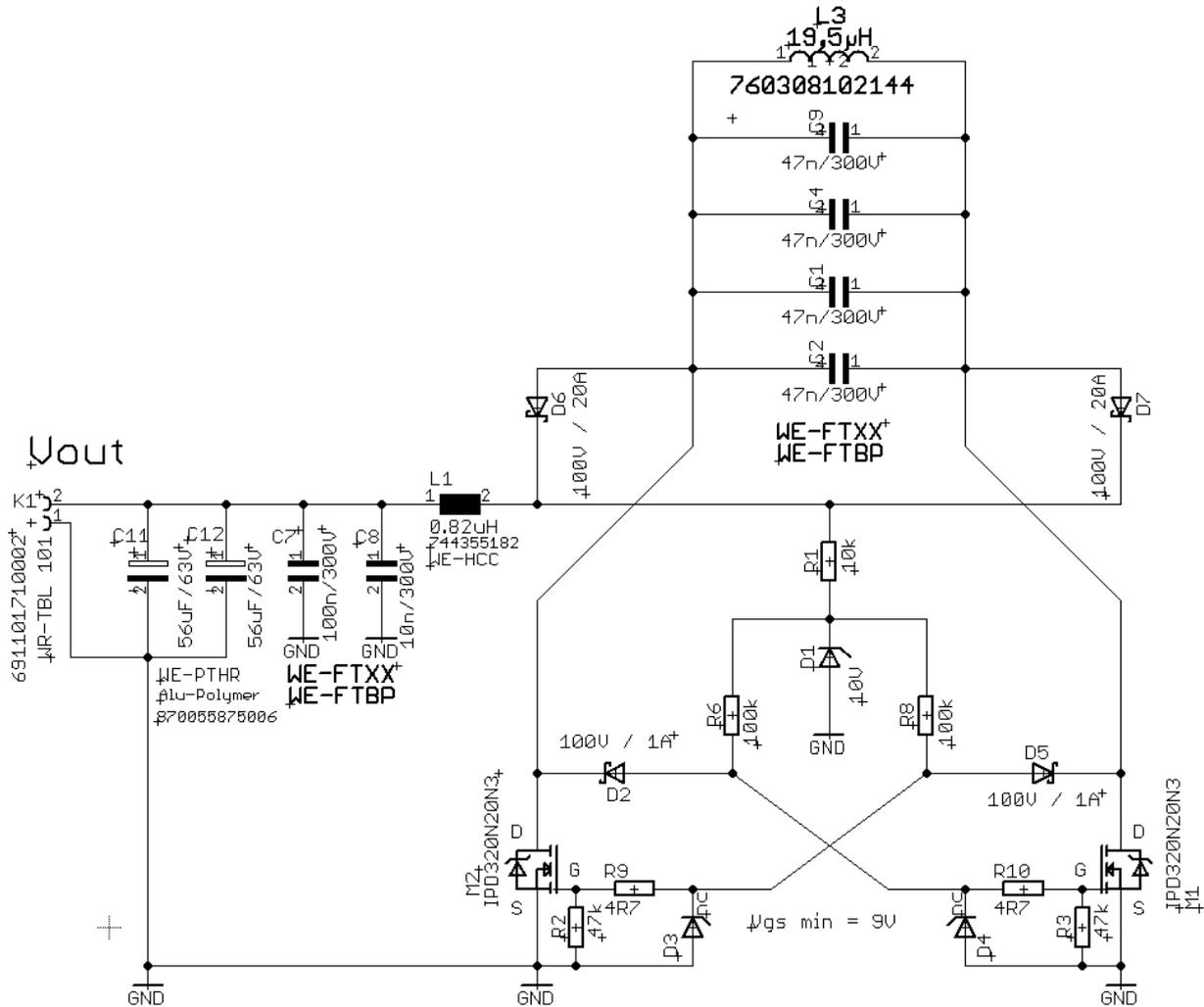


Abbildung 16: Ersetzen der Filter Induktivitäten durch Power Schottky Diode → Somit höhere Ausgangsspannung durch doppelte Gleichrichtung am Empfänger; Ausgangsfilter (C7 / C8 / L1) erforderlich; zur Speisung der Gates kann aus der hohen Gleichspannung nach L1 mit Hilfe eines LDO / Buck Konverters auch eine kleine Spannung generiert werden, wodurch sich der Spannungsteiler und Zehner Diode einsparen lässt. Diese Schaltung kann nur auf der Empfängerseite genutzt werden für bis zu 50 W. Wenn keine Logic-Level FET's verwendet werden, braucht man mindestens 9 V Gate-Source Spannung für ein sicheres Durchsteuern.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.4 Beispiel für Push-Pull Gate Ansteuerung (Sender und Empfänger bis ca. 100 W)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

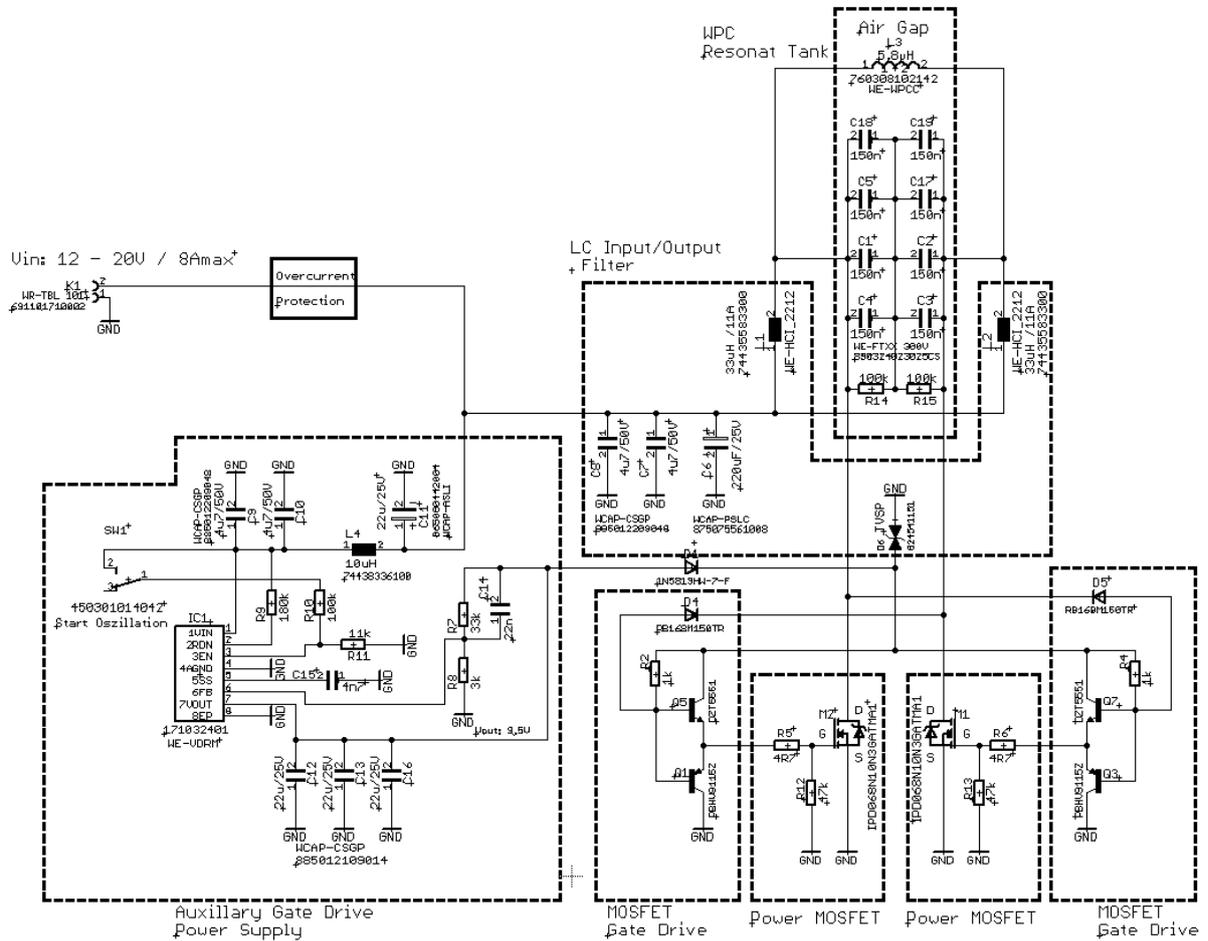


Abbildung 17: Ansteuerung der Power MOSFET Gates über Gegentakt-Transistorstufen → Push-Pull-Ansteuerung der Gates anstatt halbem Sinus; diese Schaltung kann auf der Sender-, als auch auf der Empfängerseite eingesetzt werden. Die 8 – 10 V Hilfsspannung kann man mit Hilfe eines LDO oder WE Power Modul (171 012 401) aus der Betriebsspannung erzeugen. Auf jeden Fall sollte eine Überstromabschaltung am Eingang verwendet werden. Startet die Oszillation nicht ordnungsgemäß oder bricht im Betrieb zusammen, würde einer der Power FET's dauerhaft auf GND durchgesteuert und dadurch thermisch zerstört werden. Bei Versorgungsspannungen unter 9 V müssen Logic-Level FET's verwendet werden.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.5 Beispiel für Push-Pull Gate Ansteuerung (Sender und Empfänger bis ca. 60 W)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührungsschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

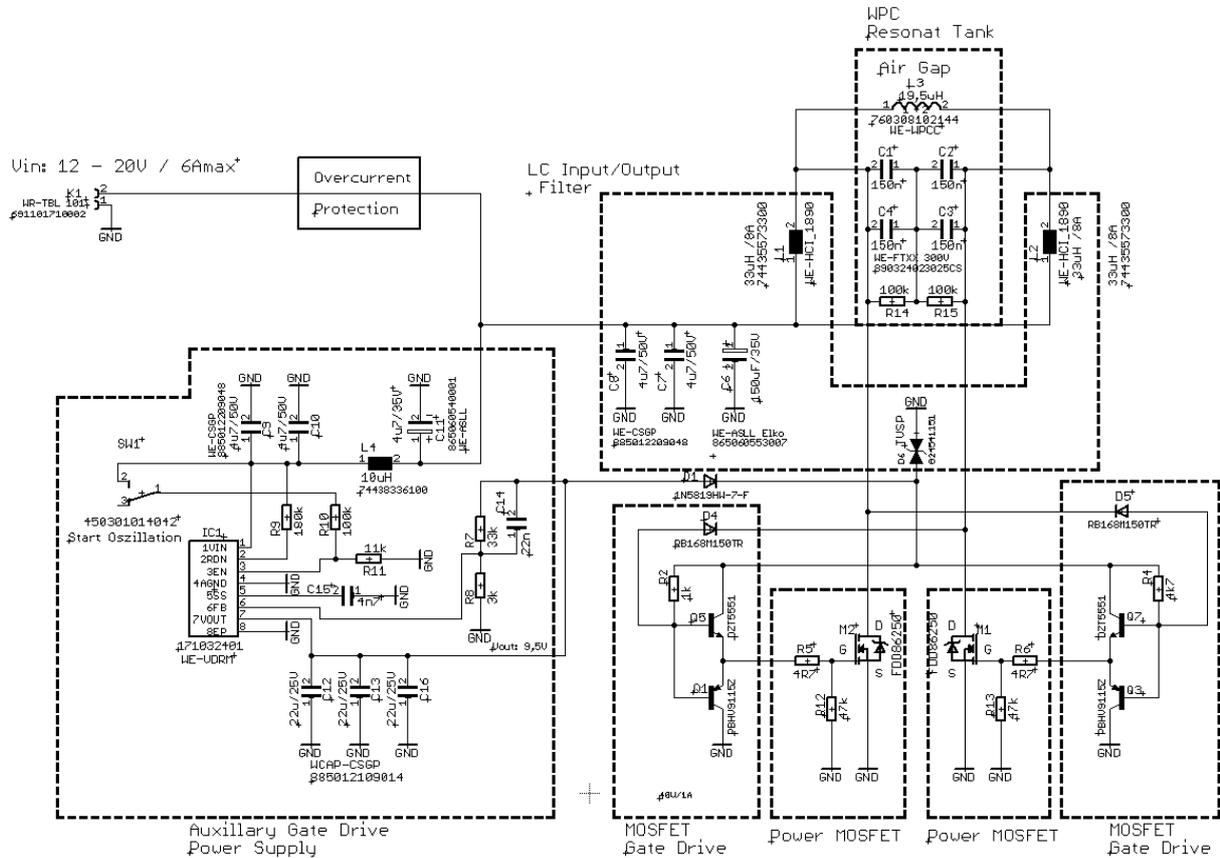


Abbildung 18: Ansteuerung der Power MOSFET Gates über Gegentakt-Transistorstufen → Push-Pull-Ansteuerung der Gates anstatt halbem Sinus; diese Schaltung kann auf der Sender-, als auch auf der Empfängerseite eingesetzt werden. Die 8 – 10 V Hilfsspannung kann man mit Hilfe eines LDO oder WE Power Modul (171.012.401) aus der Betriebsspannung erzeugen. Auf jeden Fall sollte eine Überstromabschaltung am Eingang verwendet werden. Startet die Oszillation nicht ordnungsgemäß oder bricht im Betrieb zusammen, würde einer der Power FET's dauerhaft auf GND durchgesteuert und dadurch thermisch zerstört werden. Bei Versorgungsspannungen unter 9 V müssen Logic-Level FET's verwendet werden.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.6 Beispiel für Push-Pull Gate Ansteuerung (Sender und Empfänger bis 30 W)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührungsschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

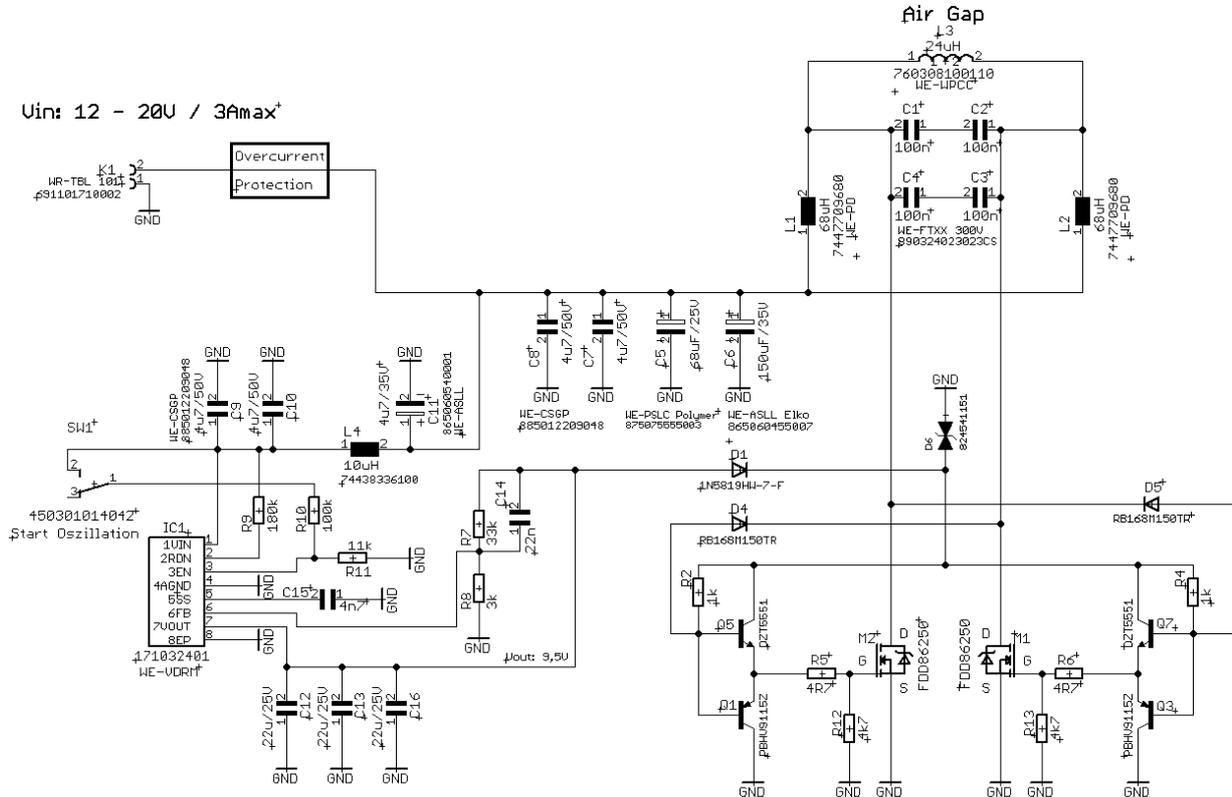


Abbildung 19: Ansteuerung der Power MOSFET Gates über Gegentakt-Transistorstufen → Push-Pull-Ansteuerung der Gates anstatt halbem Sinus; diese Schaltung kann auf der Sender-, als auch auf der Empfängerseite eingesetzt werden. Die 8 – 10 V Hilfsspannung kann man mit Hilfe eines LDO oder WE Power Modul (171.012.401) aus der Betriebsspannung erzeugen. Auf jeden Fall sollte eine Überstromabschaltung am Eingang verwendet werden. Startet die Oszillation nicht ordnungsgemäß oder bricht im Betrieb zusammen, würde einer der Power FET's dauerhaft auf GND durchgesteuert und dadurch thermisch zerstört werden. Bei Versorgungsspannungen unter 9 V müssen Logic-Level FET's verwendet werden.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.7 Applikation Doppelter Resonanzwandler (bis 20 V / 8 A max.)

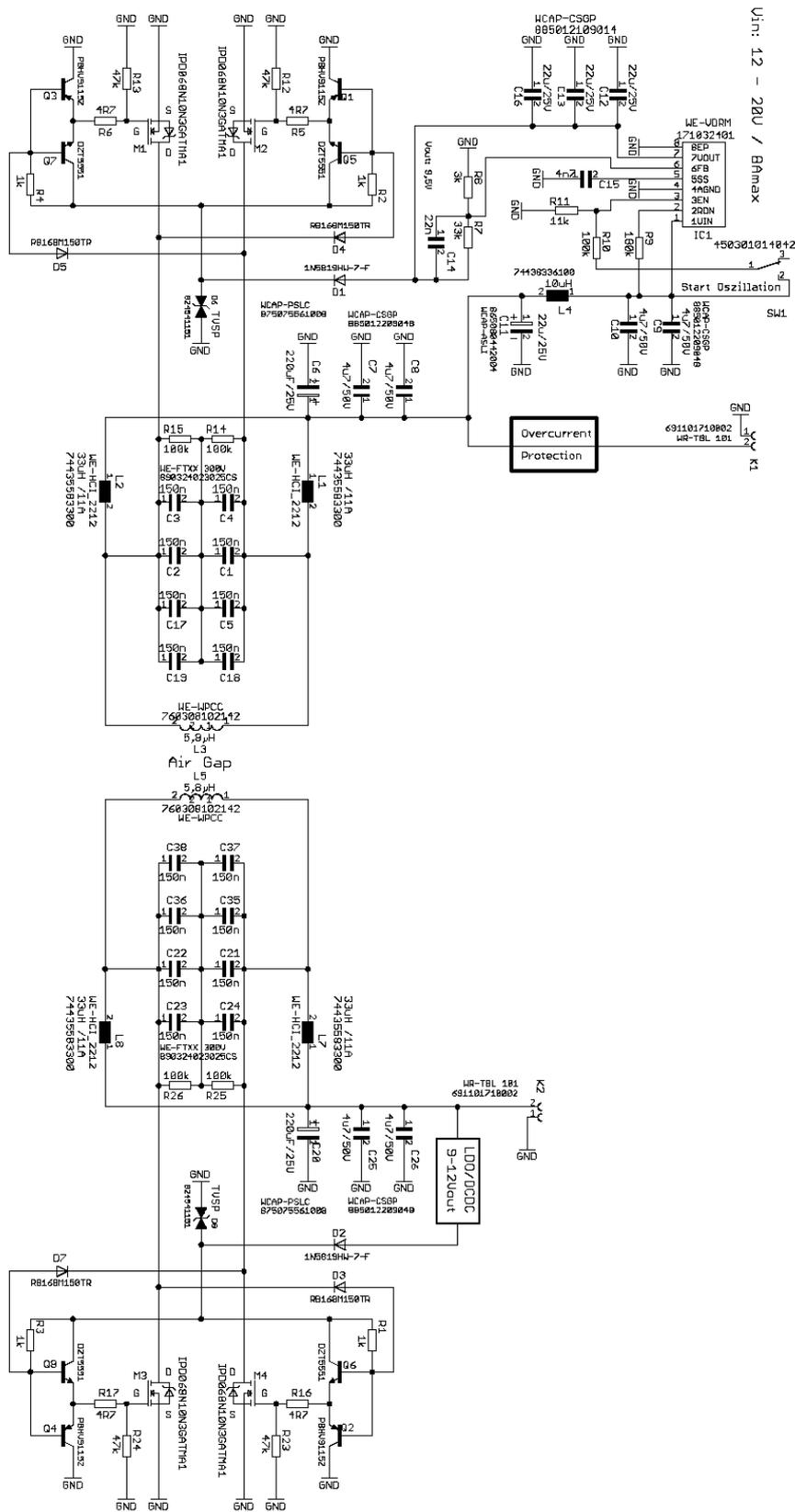


Abbildung 20: Sender und Empfänger für ca. 100 W.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

3.8 Applikation Resonanzwandler mit Mittelabgriff (bis ca. 30 W)

Achtung: Sicherheitsvorkehrungen und Berührungsschutz bei Spannungen über 50 V_{AC} / 120 V_{DC} beachten!

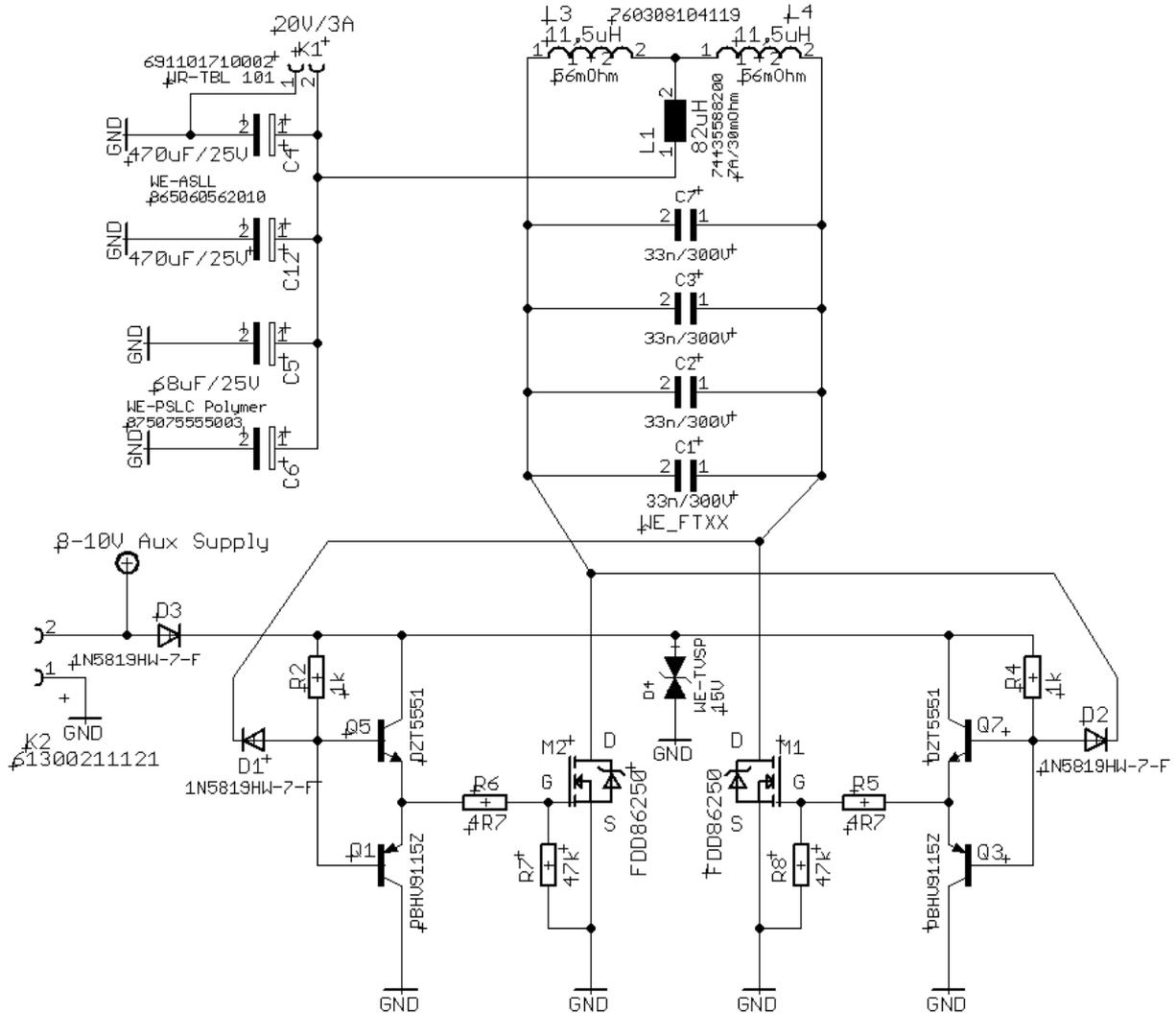


Abbildung 21: Resonance converter for coils with center tap. The advantage of the circuit is that you only need one filter coil. Due to the center tapping, the frequency is twice as high and the voltage swing is reduced. This allows smaller filter coils to be used. In addition, an array with two overlapping coils can be easily controlled. The 8 – 10 V auxiliary voltage can be generated from the operating voltage using an LDO or WE Magic Power Module ([171.012.401](#)).

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

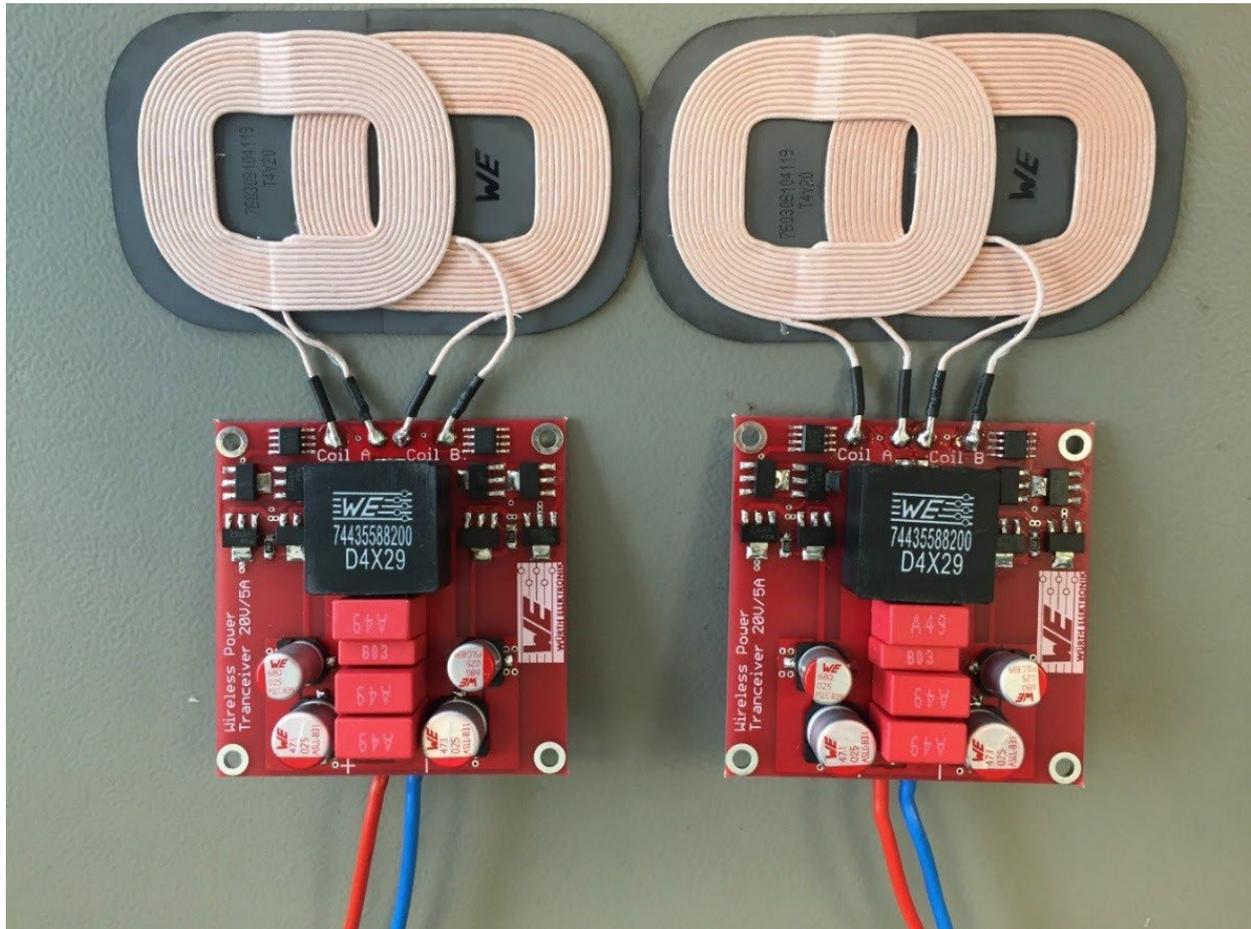


Abbildung 22: Aufbau Applikationsbeispiel Sender/Empfänger 3,9 für Spulenarray (760 308 104 119).

4. ZUSAMMENFASSUNG

Der Resonanzwandler kann sehr flexibel an die jeweiligen Anforderungen angepasst werden. Diese Schaltung stellt aktuell die effektivste Möglichkeit dar, Energie bis einige hundert Watt kontaktlos zu übertragen. Wenn die Anforderungen der Applikation bezüglich der Sicherheit, On-Off, Ladezustandserkennung etc. wachsen, so kann diese Schaltung als Basis dienen und beliebig durch den Hardwareentwickler erweitert werden. Auch kann eine klassische H-Brückenschaltung mit aktiver Regelung als Grundlage genommen werden anstatt der Resonanzwandler-Topologie. Es sollte auf jeden Fall schon frühzeitig mit den ersten Prototypen entwicklungsbegleitende EMV Messungen durchgeführt werden.

Entscheidend für einen hohen Wirkungsgrad, möglichst kompakte Bauform und gute EMV Eigenschaften sind, neben der taktgebenden Schaltung, vor allem die Sende- und Empfängerspulen. Würth Elektronik bietet neben dem breitesten Sortiment auch die Spulen mit dem höchsten Q-Faktor in der jeweiligen Bauform. Dadurch können hohe Induktivitätswerte erzielt werden und daraus resultierend kleine Bauformen für die Kondensatoren.

Zudem wird für höhere Leistungen ausschließlich HF-Litze (geringere AC-Verluste) und hochwertiges Ferritmaterial (hohe Permeabilität) verwendet. Dies bedeutet für das Endprodukt den maximalen Wirkungsgrad und bestmögliche EMV-Eigenschaften.

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

5. STÜCKLISTE FÜR APPLIKATIONSBEISPIEL VON DIGIKEY

Beschreibung	Bauform	Wert	Artikelnummer
WE-WPCC Sende- & Empfängerspule	53x53 mm	L = 5,8 μ H I _R = 18 A I _{SAT} = 30 A	760 308 102 142
	50 mm \varnothing	L = 6,0 μ H I _R = 12 A I _{SAT} = 24 A	760 308 100 143
WCAP-FTXX Resonanzkondensator	Pitch 10 mm	C = 100 nF / 310 V DF:0,1%	890 334 023 023 CS
WE-HCI Filterspule	2212	L = 33 μ H I _R = 11,5 A I _{SAT} = 15 A	744 355 833 00
Power MOSFET	DPAK	V _{DS} = 150 V I _D = 8 A R _{DS,on} = 22 m Ω	FDD86250
WCAP-PSLC // WCAP-ASLL Filterkondensator	V-Chip SMD	C = 68 μ F / 25 V //	875 075 555 003
		C = 470 μ F / 25 V	865 060 457 009
Universal MOSFET	MSOP8	V _{DS} = 150 V I _d = 3,5 A R _{DS,on} = 85 m Ω	SI4848DY
Gate Vorwiderstand	1206	4,7 – 10 Ω 0,5 W	
WE-TBL Terminal Block	5 mm Pitch	WR-TBL 101 (10 A max.)	691 102 710 002
Pull Up Widerstände	1206	10 k Ω – 100 k Ω	

APPLICATION NOTE

ANP032 | High Power Wireless Power Transfer für hohe Leistungen im industriellen Umfeld

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht.

Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten werden

hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfälle ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt.

Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS



Application Notes
www.we-online.com/appnotes



REDEXPERT Design Platform
www.we-online.com/redexpert



Toolbox
www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.com/products

KONTAKT INFORMATION



appnotes@we-online.com
Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 74638 Waldenburg Germany
www.we-online.com