

Abschlussbericht

zum Projekt

„Optimierung induktiver Ladeverfahren für Elektrofahrzeuge zur energieeffizienten Stützung des Versorgungsnetzes (Vehicle-to-Grid)“

Berichtszeitraum: 01.12.2013 bis 30.11.2015
Erstellt von: Dipl. Wirtsch.-Ing. Marinus Petersen
Datum: 27.01.2016

Der vorliegende Projektbericht für das Projekt „Optimierung induktiver Ladeverfahren für Elektrofahrzeuge zur energieeffizienten Stützung des Versorgungsnetzes (Vehicle-to-Grid)“ gibt eine Zusammenfassung über die in der gesamten Projektlaufzeit erzielten Ergebnisse. Im Einzelnen werden die Ergebnisse zu den folgenden Themen beschrieben:

- Vergleich von Übertragertopologien
- Grundlagen der wirkungsgradmaximalen Übertragerauslegung für Batterieanwendungen
- Übertrager mit mehreren Abgriffen zur Erhöhung der Energieeffizienz
- Vergleich verschiedener Methoden der Leistungsregelung
- Vergleich leistungselektronischer Topologien nach Bauleistung und Effizienz
- Betrachtung neuartiger Leistungshalbleiter (SiC) zur Erhöhung der Effizienz des Wechselrichters
- Experimentelle Untersuchungen mit Demonstratorfahrzeug

Dabei wird verdeutlicht, wie die betrachteten Maßnahmen zu einer Optimierung des Gesamtsystems führen und damit zu einem energieeffizienten Betrieb des induktiven Ladesystems beitragen. Es werden eine Zusammenfassung und eine Schlussfolgerung zu den Projektinhalten gegeben. Zudem wird auf die im Rahmen dieses Projektes erfolgten wissenschaftlichen Veröffentlichungen auf internationalen Konferenzen hingewiesen. Zuletzt ist ein Überblick über den vorgesehenen Zeitplan und die erledigten Arbeitspakete sowie die erfolgten Treffen mit den Industriepartnern dargestellt.

Inhalt des Abschlussberichtes

1. Einleitung
2. Ziele der Arbeit
3. Ergebnisse
 - 3.1 Qualitativer Vergleich von Übertragertopologien
 - 3.2 Analytische Untersuchungen des seriell-seriell kompensierten Übertragers
 - 3.2.1 Untersuchung des Wirkungsgrads
 - 3.2.2 Untersuchung der übertragbaren Leistung
 - 3.3 Erhöhung der Positionierungstoleranz und des Wirkungsgrads durch einen Multi-Tap-Transformator
 - 3.4 Vergleich von leistungselektronischen Topologien und Methoden der Leistungsregelung
 - 3.4.1 Leistungsregelung über den Wechselrichter
 - 3.4.2 Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller
 - 3.4.3 Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller
 - 3.4.4 Bauleistungsvergleich
 - 3.4.5 Wirkungsgradvergleich leistungselektronischer Topologien
 - 3.5 Experimentelle Untersuchung mit Flurförderfahrzeug
4. Zusammenfassung und Fazit
5. Zeitplan zur Abarbeitung
6. Veröffentlichungen
7. Industriekooperation

1. Einleitung

Induktive Ladesysteme stellen eine innovative und komfortable Methode der Aufladung von Hybrid- und Elektrofahrzeugen dar. Sie können maßgeblich dazu beitragen, die Akzeptanz von alternativ angetriebenen Fahrzeugen in der Bevölkerung zu erhöhen. Bisher verhindern vor allem die geringe Energieeffizienz der Systeme, die erforderliche Baugröße und das im Vergleich zu kabelgebundenen Lösungen geringe Entwicklungsniveau u.a. hinsichtlich Sicherheitsaspekten eine stärkere Marktverbreitung.

Mit der Entwicklung der Elektromobilität geht eine Umstrukturierung der Energieversorgung einher. An die Stelle der konventionellen Kraftwerke treten erneuerbare Energien (Windkraftanlagen, Solaranlagen, etc.), die zu einer zunehmenden Dezentralisierung der Energieerzeugung führen. Eine effektive und intelligente Energieversorgung (smart grid) stellt eine anspruchsvolle Aufgabe dar. Möglichkeiten zur Speicherung regenerativ erzeugter Energie gewinnen erheblich an Bedeutung.

2. Ziele der Arbeit

Das Ziel dieses Projekts ist die technische Weiterentwicklung induktiver Ladesysteme mit dem Fokus auf Vehicle-to-grid Anwendungen, die Elektrofahrzeuge als Speichereinheiten in das Versorgungsnetz integrieren. Dabei sollen verschiedene Optimierungsmethoden (neue Halbleitermaterialien wie SiC, Komponenten und Topologien) verfolgt werden, um das System so effizient wie möglich zu gestalten. Im Einzelnen sollen die folgenden Projektziele erreicht werden:

- Erforschung und Anwendung neuester Materialien, Topologien und Methoden für induktive Ladesysteme
- Erforschung und Optimierung bidirektionaler Topologien, um induktive Ladesysteme für Vehicle-to-grid Anwendungen nutzbar zu machen
- Bestimmung der optimalen Design-Parameter (Übertragertyp, Kerengeometrie) eines induktiven Ladesystems
- Realisierung eines effektiven Sensorsystems zur Überwachung des Luftspaltes
- Aufbau eines Demonstrators eines kompakten, hocheffizienten induktiven Ladesystems mit einem Gesamtwirkungsgrad deutlich größer als 90 % im Labor
- Testbetrieb (Ladung und NetZRückspeisung) an einem Demonstratorfahrzeug

3. Ergebnisse

Im Folgenden werden die Projektergebnisse zu den wesentlichen Bereichen dieses Projektes beschrieben. Entsprechend der oben genannten Projektziele wird auf die Übertragertopologien und die Kerngeometrie sowie die wirkungsgradoptimale Auslegung induktiver Ladesysteme eingegangen. Des Weiteren erfolgt eine Beschreibung der Ergebnisse zu den Untersuchungen von Topologien der Leistungselektronik, die in Vehicle-to-Grid-Anwendungen eingesetzt werden können, von Methoden der Leistungsregelung und von Leistungshalbleitern mit modernen Materialien wie SiC. Darüber hinaus wird das im Labor aufgebaute induktive Übertragungssystem für das Demonstratorfahrzeug beschrieben und die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen dargelegt.

Weitere Details zu den vorgestellten Untersuchungsergebnissen sind in den in Kap. 6 angegebenen eigenen Veröffentlichungen zu finden, die im Rahmen dieses Projektes entstanden sind. Zudem wird eine Dissertationsschrift zu den Untersuchungen verfasst und veröffentlicht.

3.1 Qualitativer Vergleich von Übertragertopologien

Der Übertrager eines induktiven Ladesystems bestimmt maßgeblich den Einsatzbereich, die übertragbare Leistung und den Wirkungsgrad des Gesamtsystems. In diesem ersten Abschnitt werden verschiedene Übertragertopologien beschrieben und verglichen.

Übertrager mit E- und Schalenkernen (Abb. 1a) besitzen primär- und sekundärseitig eine Wicklung, die den mittleren Schenkel umschließt. Sie sind aufgrund der relativ großen Bauhöhe und der geringen Toleranz gegenüber Positionierungsabweichungen jedoch nur für spezielle Anwendungen geeignet, in denen der Versatz minimal ist.

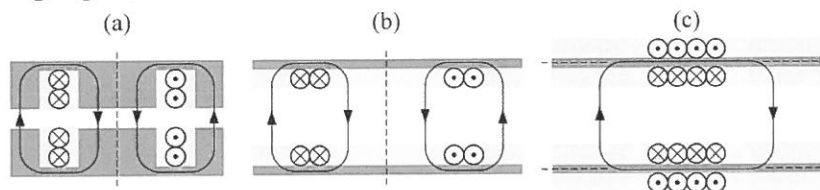


Abb. 1: Übertragertopologien in der Seitenansicht: E-Kern bzw. Schalenkern mit vertikaler Spulenachse (a), flach, einseitig gewickelter Kern mit vertikaler Spulenachse (b), doppelseitig gewickelter Kern mit horizontaler Spulenachse (c)

Flach gewickelte Übertragertopologien (Abb. 1b) sind in ihrem Aufbau abgeleitet von E-Kernen bzw. Schalenkernen. Im Gegensatz zu den E-Kernen ist die Wicklung jedoch flach auf die Kerne aufgelegt und dehnt sich bei zunehmender Windungszahl in horizontaler Richtung aus. Flach gewickelte Topologien werden in der Literatur detailliert untersucht und sind auch in der Praxis am weitesten verbreitet.

Doppelseitig gewickelte Übertragertopologien (Abb. 1c) besitzen getrennte Spulenachsen, die in horizontaler Richtung verlaufen. Die Bauhöhe der Spulen ist höher als bei flach gewickelten Übertragertopologien, da die Wicklung den Kern umschließt.

Neben flach und doppelseitig gewickelten Übertragertopologien gibt es weitere Topologien, die zumeist Kombinationen der beiden darstellen. Bei der Doppel-D-Topologie (DD-Topologie) werden im Unterschied zur flach gewickelten Topologie aus Abb. 2b zwei Spulenwicklungen mit unterschiedlichem Wicklungssinn nebeneinander auf dem Kernmaterial platziert, sodass eine geschlossene Kurve der Magnetfeldlinien entsteht, die beide Wicklungen durchdringt (Abb. 2a). Die Doppel-D-Quadratur-Topologie (DDQ-Topologie) stellt eine Erweiterung der DD-Topologie dar. Sie besitzt auf der Sekundärseite zwei weitere Wicklungen, die wie bei der doppelseitig gewickelten Topologie um das Kernmaterial herumgewickelt sind und eine horizontale Spulenachse besitzen. In Normalposition wird die flach gewickelte Spule maßgeblich vom Hauptfluss durchsetzt (Abb. 2b), während bei einem deutlichen Versatz hauptsächlich die doppelseitig gewickelte Spule (Quadraturspule) durchsetzt wird (Abb. 2c). Durch die Kombination beider Spulenarten ist es möglich, hohe Kopplungen sowohl in Normalposition als auch bei großem Versatz zu erzielen.

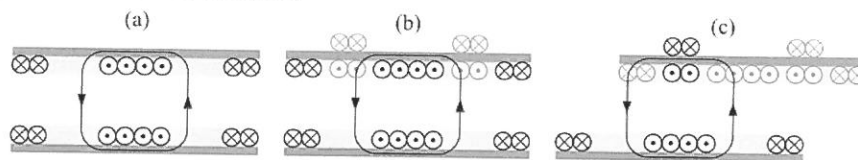


Abb. 2: Übertragertopologien in der Seitenansicht: DD-Topologie (a), DDQ-Topologie in Normalposition (b), DDQ-Topologie bei horizontalem Versatz (c)

Im Folgenden wird ein qualitativer Vergleich der beschriebenen Übertragergeometrien durchgeführt. Zum Vergleich der vorgestellten Topologien wird eine Bewertung hinsichtlich verschiedener Anforderungen vorgenommen. Für die Bewertung der Topologien wird eine Skala mit fünf Abstufungen gewählt: sehr gut (++), gut (+), mittelmäßig (o), schlecht (-), sehr schlecht (- -). Die Ergebnisse der Bewertung sind in Tab. 1 dargestellt.

Eigenschaft	E-Kern	flach gewickelt	doppelseitig gewickelt	DD	DDQ
Bauhöhe	--	++	o	++	o
Gewicht	--	o	+	o	-
Kopplung in Normalposition	++	+	o	+	+
Positionierungstoleranz	--	-	++	o	++
Komplexität / Kosten	o	+	o	o	-

Tab. 1: Bewertung der Übertragertopologien

Bei der Bewertung zeigt sich, dass der E-Kern in den meisten Belangen unterlegen ist und sich nur für Anwendungen eignet, in denen der Versatz vernachlässigbar klein ist. Die Wahl zwischen flach und doppelseitig gewickelten Übertragern entscheidet sich maßgeblich nach der erforderlichen Positionierungstoleranz. In Anwendungen, in denen ein großer Versatz auftritt, sind doppelseitig gewickelte Kerne die bessere Alternative. Flach gewickelte Kerne weisen hingegen eine höhere Kopplung bei Nullversatz oder bei kleinem Versatz auf. Nachteilig an doppelseitig gewickelten Kernen ist die höhere Komplexität des Aufbaus sowie die Tatsache, dass für den Kern eine Kühlung erforderlich sein kann.

Für die DD- und DDQ-Topologie lässt sich sagen, dass diese Topologien insbesondere dann geeignet sind, wenn die Anforderungen hinsichtlich der Kopplung besonders hoch sind oder im Umkehrschluss dann, wenn der zur Verfügung stehende Bauraum stark begrenzt ist. Die Komplexität beider Topologien ist generell höher als die der flach gewickelten Topologie.

3.2 Analytische Untersuchungen des seriell-seriell kompensierten Übertragers

In diesem Abschnitt sollen die Ergebnisse zur analytischen Untersuchung des seriell-seriell kompensierten Übertragers vorgestellt werden, die die Grundlage für eine optimale Auslegung des Gesamtsystems darstellen. Es wird zunächst auf den Wirkungsgrad und im Anschluss auf die übertragbare Leistung eingegangen.

3.2.1 Untersuchung des Wirkungsgrads

Die seriell-seriell (SS) kompensierte Übertragung lässt sich realisieren, indem auf der Primär- und Sekundärseite des Übertragers wie in Abb. 3 dargestellt die Kompensationskapazitäten C_1 und C_2 in Reihe geschaltet werden. In Abb. 3c ist das auf die Primärseite bezogene T-ESB dargestellt, auf Basis dessen eine Analyse des Wirkungsgrads erfolgt.

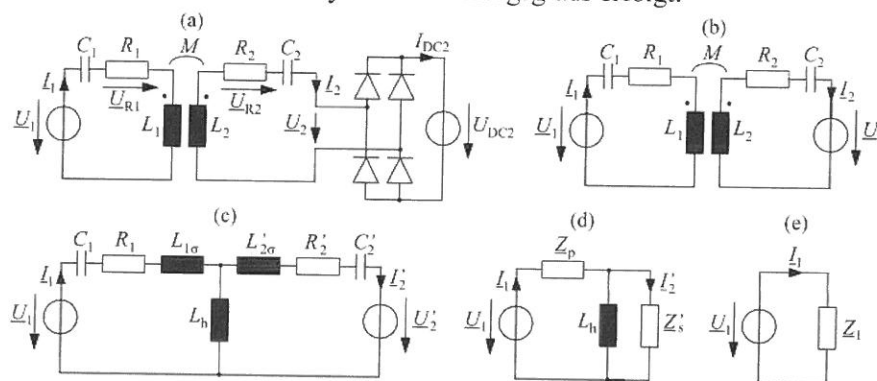


Abb. 3: Schaltbild des SS-kompensierten Übertragers mit Gleichrichter (a), reduziertes Schaltbild des Übertragers mit Sekundärspannung (b), auf die Primärseite bezogenes T-Ersatzschaltbild (c), vereinfachtes Schaltbild (d), vereinfachtes Schaltbild mit Eingangsimpedanz (e)

Der Wirkungsgrad ist wie folgt definiert:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\}}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}} = \frac{U_2 I_2}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}}$$

Eine umfangreiche Analyse der Schaltung aus Abb. 6c führt mit Hilfe von Umformungen und Vereinfachungen auf das folgende Ergebnis:

$$\eta = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\}}{\underbrace{R_0 n_0^2 + \operatorname{Re}\left\{i \frac{U_2}{I_2}\right\}}_{:=R_A} + \underbrace{\frac{R_0 n_0^2}{k^2} \left(\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega^2}\right)^2}_{:=R_B} + \underbrace{\frac{R_0}{(A_L k \omega_r)^2} \left(R_0 + \frac{\operatorname{Re}\{i \frac{U_2}{I_2}\}}{n_0^2}\right)^2}_{:=R_C}}$$

mit \ddot{u} : Windungszahlverhältnis, R_0 : Widerstandskonstante, n_0 : Windungszahlkonstante, k : Kopplung, ω : Frequenz, ω_r : Resonanzfrequenz, A_L : Induktivitätskonstante.

Anhand der Gleichung für den Wirkungsgrad ist zu erkennen, dass für eine vorgegebene Betriebsfrequenz $\omega^* = \omega$ der Wirkungsgrad maximal ist, falls $\omega_r = \omega^*$ gewählt wird, da dann $R_B = 0$ ist und der gesamte Bruch maximal wird. Die Systemauslegung sollte also so erfolgen, dass die Resonanzfrequenz ω_r der gewünschten Betriebsfrequenz ω^* entspricht. Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz gilt, dass der Wirkungsgrad umso größer ist, je größer $\omega_r = \omega^*$ ist, da ω_r im Nenner des Terms R_C steht und R_C Nenner des gesamten Ausdrucks ist.

Anhand der Gleichung für den Wirkungsgrad lässt sich erkennen, dass der Wirkungsgrad mit steigendem A_L -Wert größer wird, unabhängig davon, ob ein Betrieb in der Resonanzfrequenz oder jenseits davon erfolgt, da der A_L -Wert nur in R_C im Nenner eines Bruches vorkommt, der im Nenner des gesamten Ausdrucks steht. Das Ziel der Übertragerauslegung sollte also sein, einen möglichst hohen A_L -Wert zu erzielen. Dies kann maßgeblich durch die Verwendung einer größeren Menge an Kernmaterial erreicht werden. Eine Erhöhung des Spulenradius bewirkt zwar ebenso eine Erhöhung des A_L -Wertes, jedoch erhöhen sich gleichermaßen die Länge der Spulenwicklung und damit der Spulenwiderstand.

Ebenso wie für den A_L -Wert lässt sich auch für die Kopplung ein einfacher Zusammenhang mit dem Wirkungsgrad feststellen. Es lässt sich erkennen, dass der Wirkungsgrad mit steigendem k größer wird, unabhängig davon, ob ein Betrieb in der Resonanzfrequenz oder jenseits davon erfolgt.

Auf Basis der obigen Gleichung zum Wirkungsgrad lassen sich ohne weitere Annahmen keine Aussagen zum Windungszahlverhältnis treffen. Im Folgenden wird von einem Betrieb in der Resonanzfrequenz ausgegangen, da der Wirkungsgrad dann maximal ist. Es kann der folgende Ausdruck erhalten werden:

$$\eta(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r} = 1 - \frac{R_0(U_1^2 + \ddot{u}^2 U_2^2)}{U_1(R_0 U_1 + \ddot{u} A_L k \omega_r U_2)}$$

Durch eine Extremwertberechnung lässt sich das wirkungsgradmaximale Windungszahlverhältnis erhalten:

$$\ddot{u}_{\eta \max}|_{\omega=\omega_r} = \frac{U_1 \left(\sqrt{A_L^2 k^2 \omega_r^2 + R_0^2} - R_0 \right)}{A_L k \omega_r U_2}$$

$$\ddot{u}_{\eta \max}|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{G_U}$$

Eine wirkungsgradoptimale Übertragerauslegung kann demnach erreicht werden, wenn das Windungszahlverhältnis entsprechend dem Verhältnis aus der Primär- und Sekundärspannung der Übertragung gewählt wird. Durch Einsetzen des wirkungsgradmaximalen Windungszahlverhältnisses ergibt sich der resultierende maximale Wirkungsgrad:

$$\eta(\ddot{u}_{\eta\max})|_{\omega=\omega_r} = 1 - \frac{2R_0 \left(\sqrt{(A_L k \omega_r)^2 + R_0^2} - R_0 \right)}{(A_L k \omega_r)^2}$$

Es ist zu erkennen, dass der maximale Wirkungsgrad umso größer ist, je kleiner R_0 ist, da der Ausdruck in der Klammer stets positiv ist. Außerdem ist der maximale Wirkungsgrad umso größer, je größer das Produkt aus A_L , k und ω_r ist (aufgrund des quadratischen Terms im Nenner).

3.2.2 Untersuchung der übertragbaren Leistung

Die Ausgangsleistung eines induktiven Energieübertragungssystems ist ein weiterer zentraler Parameter, den es bei der Systemauslegung zu berücksichtigen gilt. Die Ein- und Ausgangsleistung können allgemein wie folgt bestimmt werden:

$$P_1 = \text{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}$$

$$P_2 = \text{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\} = U_2 I_2$$

Es ergibt sich ein Ausdruck der Form:

$$P_2 = f(U_1, U_2, \ddot{u}, n_0, R_0, A_L, k, \omega, \omega_r)$$

Aufgrund der Komplexität des Ausdrucks ist nur eine grafische Darstellung sinnvoll. In Abb. 4 ist die normierte Ausgangsleistung dazu über der Frequenz beispielhaft für verschiedene Kopplungen dargestellt. Die Güte des Resonanzkreises ist dabei so gewählt, dass das Bifurcation-Phänomen (Verzweigungs-Phänomen) auftritt, bei dem sich je ein Maximum unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz ausbildet.

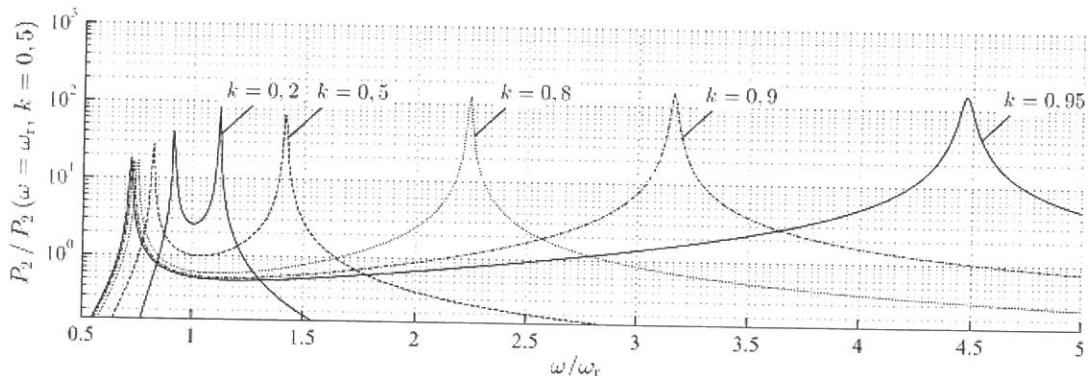


Abb. 4: Normierte Ausgangsleistung für verschiedene Kopplungen als Funktion der Frequenz mit $n_0 = 10$, $\ddot{u} = 1$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}$ H, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3}$ Ω , $f_r = 1 \cdot 10^5$ Hz, $U_2 = 100$ V

Es kann beobachtet werden, dass in der Resonanzfrequenz die Ausgangsleistung umso größer ist, je kleiner die Kopplung ist. Die Ausgangsleistung in den Bifurcation-Frequenzen ist generell deutlich höher als in der Resonanzfrequenz. Für kleine Kopplungen liegen die Ausgangsleistungsmaxima recht nah bei der Resonanzfrequenz, für hohe Kopplungen weit auseinander. Eine Erhöhung der Kopplung entspricht daher einer Entzerrung des Spektrums und eine Reduzierung der Kopplung einer Stauchung.

Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz lassen sich vereinfachte Ausdrücke für die Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Primär- und Sekundärspannung ableiten:

$$P_2(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r} = \frac{A_L k \omega_r U_1 U_2 - \ddot{u} R_0 U_2^2}{n_0^2 ((A_L k \omega_r)^2 + R_0^2)}$$

$$P_2(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_1 U_2}{n_0^2 A_L k \omega_r}$$

Wie zu erkennen, ist die Ausgangsleistung bei Annahme von $R_0 \ll A_L \cdot k \cdot \omega_r$ umgekehrt proportional zu n_0^2 . Für die Übertragerauslegung bedeutet dies, dass n_0 umso kleiner zu wählen ist, je größer die geforderte Nennleistung des Systems sein soll. Hinsichtlich des Windungszahlverhältnisses lässt sich erkennen, dass \ddot{u} lediglich in Termen mit R_0 vorkommt. Da R_0 typischer Weise sehr klein ist im Vergleich zu dem Produkt aus A_L , k und ω_r , ist der Einfluss von \ddot{u} auf die Ausgangsleistung vernachlässigbar. Als wichtiger Zusammenhang ist zu erkennen, dass eine Leistungsregelung sowohl über die Primär- als auch über die Sekundärspannung möglich ist. Bei Annahme von $R_0 \ll A_L \cdot k \cdot \omega_r$ kann der Zusammenhang zwischen der Ausgangsleistung und der Primär- bzw. Sekundärspannung auf einfache Weise durch eine Proportionalität beschrieben werden.

Eine weitergehende Untersuchung zu den Oberschwingungen ergibt, dass diese unter gewissen Umständen erheblich zur Leistungsübertragung beitragen können. Als kritisch sind insbesondere eine hohe Kopplung sowie Bifurcation zu beurteilen. Soll der Betrieb eines induktiven Ladesystems unter diesen kritischen Bedingungen möglich sein, sollten die Oberschwingungen in die Systemauslegung (Leistungselektronik, Filter etc.) mit einbezogen werden.

3.3 Erhöhung der Positionierungstoleranz und des Wirkungsgrads durch einen Multi-Tap-Transformator

Die Positionierungstoleranz ist ein wichtiger Parameter eines induktiven Ladesystems. Je kleiner die Positionierungstoleranz ist, desto genauer muss das Fahrzeug geparkt werden und desto höher ist der Aufwand für den Benutzer.

Um die Versatztoleranz induktiver Ladesysteme zu erhöhen, werden in der Literatur verschiedene Ansätze präsentiert. Ein Großteil der Veröffentlichungen entfällt auf die Optimierung der Übertragergeometrie (Kern- und Spulenanordnung). Abgesehen von einer Optimierung des Übertrageraufbaus kann die Kompensationstopologie variiert werden.

Im Folgenden wird eine Untersuchung von Übertragern mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite, der Sekundärseite bzw. auf beiden Seiten (im Folgenden auch als Multi-Tap-Transformatoren bezeichnet) durchgeführt. Im Gegensatz zu den in der Literatur vorgeschlagenen Methoden ist keine alternative Kompensationstopologie erforderlich. Der präsentierte Ansatz ist kompatibel mit der konventionellen SS-Topologie, die eine geringe Komplexität aufweist und für die Praxis die größte Relevanz besitzt. In Abb. 5a ist ein Übertrager mit m Abgriffen auf der Primär- und auf der Sekundärseite dargestellt.

Ein bestimmter Abgriff kann durch die Schalter S_i bzw. S'_j mit $i, j \in [1, 2, \dots, m]$ ausgewählt werden. Auf diese Weise können die Primär- und Sekundärwindungszahl angepasst werden. In Abb. 8b ist der Primärstrom als Funktion der Kopplung bei einem konventionellen Übertrager für ein vorgegebenes Intervall $[k_{\min}, k_{\max}]$ anhand der Kurve "m = 1" veranschaulicht. Wie zu erkennen, beträgt der Maximalwert des Primärstroms $I_{1,\max}$ ein Vielfaches des Nennwertes $I_{1,N} = I_1(k_{\max})$. Wird ein System mit zwei Abgriffen betrachtet ($m = 2$), so kann der Maximalwert des Primärstroms, wie in Abb. 8b dargestellt deutlich reduziert werden. Werden drei Abgriffe vorgesehen, so fällt die Reduzierung noch deutlicher aus.

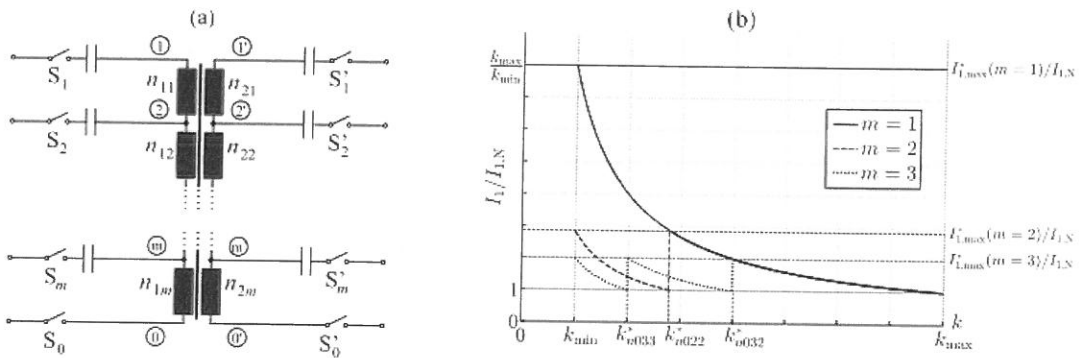


Abb. 5: Schaltbild eines resonanten Übertragers mit m schaltbaren Wicklungspaaren (a), normierter Primärstrom als Funktion der Kopplung für optimale Übertragerauslegung (Minimierung des Maximalwertes des Primärstroms) mit $m \in [1, 2, 3]$, $f = f_r$ (b)

Für den maximalen Primärstrom in Abhängigkeit der Anzahl der Abgriffe kann allgemein hergeleitet werden:

$$\frac{I_{1,\max}^*(m)}{I_{1,N}} = \frac{I_{1m1}(k_{\sigma 0m2})}{I_{1,N}} = \frac{k_{\max}}{k_{\sigma 0m2}^*} = \left(\frac{k_{\max}}{k_{\min}}\right)^{\frac{1}{m}}$$

Für den Wirkungsgrad, dargestellt in Abb. 6a, ergeben sich ebenfalls Vorteile. Da die Kurven recht dicht beieinander liegen, ist in Abb.6b die Differenz des Wirkungsgrades für $m = 1$ und $m = 2$ vom theoretischen Wirkungsgradmaximum bei vollkommen variabler Übertragerauslegung ($m \rightarrow \infty$) aufgetragen.

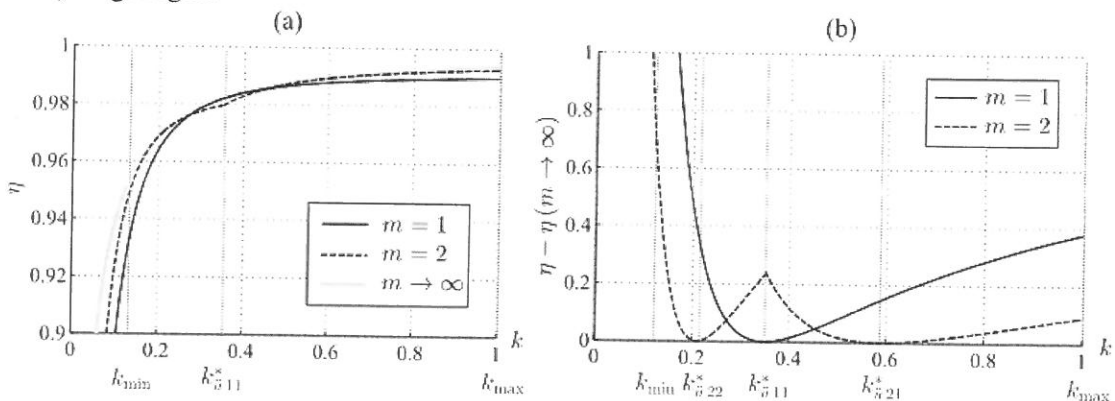


Abb. 6: Wirkungsgrad (a) und Abweichung des Wirkungsgrades vom theoretischen Maximum (b) als Funktion der Kopplung für eine unterschiedliche Anzahl von Abgriffen m mit $k_{\min} = 0,125$, $k_{\max} = 1$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}$ H, $f = f_r = 1 \cdot 10^5$ Hz, $R_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ Ω

Für den Fall des konventionellen Übertragers ($m = 1$) ergibt sich das Wirkungsgradmaximum bei dem Punkt $k_{ü11}^*$. Bei einem Übertrager mit zwei Abgriffen ergibt sich ein Wirkungsgradmaximum bei $k_{ü22}^*$ und ein weiteres bei $k_{ü21}^*$. Anhand des Verlaufs der Kurve für $m = 2$ ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad abgesehen von dem Bereich direkt um $k_{ü11}^*$ für $m = 2$ generell höher ist als für $m = 1$. Insbesondere bei Kopplungen nahe k_{\min} lässt sich bei derselben Kopplung ein deutlich höherer Wirkungsgrad erkennen, falls m größer ist.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass durch eine Übertragerauslegung mit mehreren Abgriffen auf der Primär- und Sekundärseite der Wirkungsgrad teils deutlich erhöht werden kann im Vergleich zu einem konventionellen Übertrager mit einem Abgriff. Zudem lässt sich der maximale Primärstrom stark reduzieren. Das Konzept kann sowohl in unidirektionalen Systemen wie auch in bidirektionalen Systemen in Vehicle-to-Grid-Anwendungen eingesetzt werden.

3.4 Vergleich von leistungselektronischen Topologien und Methoden der Leistungsregelung

In diesem Abschnitt erfolgt die Beschreibung der Ergebnisse zu der Untersuchung möglicher leistungselektronischer Topologien und Komponenten für induktive Ladesysteme mit konventionellen Übertragern und Multi-Tap-Übertragern. Darüber hinaus werden verschiedene Methoden der Leistungsregelung beschrieben und verglichen.

In Abb. 7 sind mögliche leistungselektronische Topologien für die Realisierung eines induktiven Ladesystems dargestellt. Die primärseitige Zwischenkreisspannung U_{DC1} wird von dem Wechselrichter in eine hochfrequente Wechselspannung umgeformt, wodurch eine effektive Leistungsübertragung von der Primär- zur Sekundärseite möglich wird. Auf der Sekundärseite erfolgt eine Gleichrichtung des Wechselstroms und eine Glättung der Spannung. Wird anstelle eines Diodengleichrichters in Abb. 7a, Abb. 7c und Abb. 7d ein aktiver Gleichrichter eingesetzt, kann ein Rückspeisebetrieb aus der Batterie erfolgen (Vehicle-to-Grid).

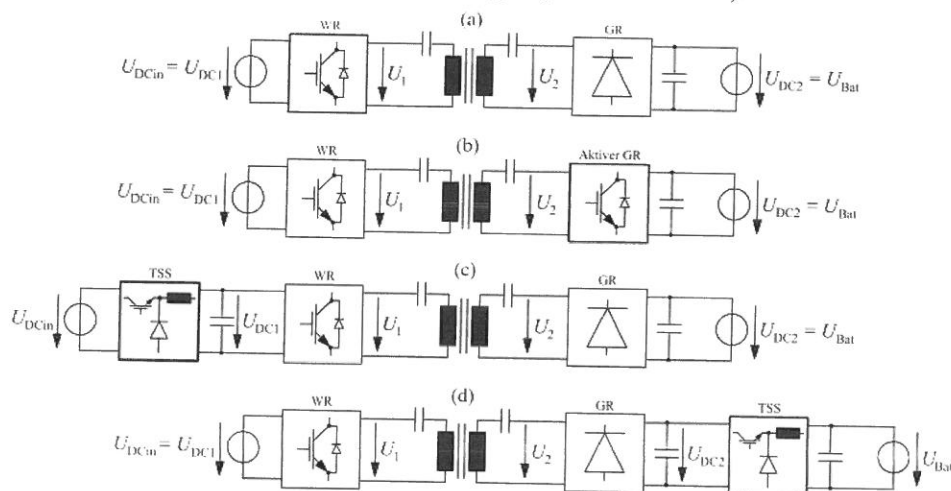


Abb. 7: Leistungselektronische Topologien eines induktiven Übertragungssystem: Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter (a), Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über einen aktiven Gleichrichter (b), Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller (c), Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller (d)

In der Konfiguration von Abb. 6.2a kann eine Regelung der Ausgangsleistung einerseits über den Tastgrad des Wechselrichters erfolgen, andererseits kann eine Frequenzregelung implementiert werden. Beide Varianten besitzen den Nachteil, dass harte Schaltvorgänge im Wechselrichter auftreten, die zu erhöhten Schaltverlusten und zu erhöhter Störaussendung führen.

In Abb. 6.2b ist eine weitere Topologie dargestellt, bei der anstelle der Diodenbrücke ein aktiver Gleichrichter auf der Sekundärseite verwendet wird. Auch bei dieser Variante treten harte Schaltvorgänge auf, da der aktive Gleichrichter mit vermindertem Tastgrad betrieben wird.

Um einen weichschaltenden Betrieb des Wechselrichters zu ermöglichen, kann zur Leistungsregelung ein Tiefsetzsteller auf der Primärseite verwendet werden, der die Eingangsspannung U_{DCin} von der Zwischenkreisspannung U_{DC1} entkoppelt (Abb. 6.2c). Über den Tastgrad a_{TSS1} wird die Zwischenkreisspannung U_{DC1} und damit die übertragene Leistung geregelt. Bei diesem Konzept kann der Wechselrichter in jedem Arbeitspunkt mit maximalem Tastgrad betrieben werden.

Ein weichschaltender Betrieb des Wechselrichters lässt sich ebenso realisieren, wenn ein Tiefsetzsteller auf der Sekundärseite platziert wird. Die Batteriespannung wird auf diese Weise von der sekundären Zwischenkreisspannung U_{DC2} entkoppelt. Über den Tastgrad des Tiefsetzstellers a_{TSS2} lässt sich U_{DC2} regeln und damit auch die Ladeleistung.

Um eine fundierte Entscheidung hinsichtlich der Kosten und der Effizienz treffen zu können, ist eine detaillierte Analyse der genannten Topologien erforderlich. In der Literatur sind dazu nur wenige Veröffentlichungen bekannt. Das Ziel der Untersuchungen im Rahmen des Projektes ist daher ein aussagekräftiger quantitativer Vergleich der leistungselektronischen Topologien mit unterschiedlichen Methoden der Leistungsregelung (primär- und sekundärseitig) und unterschiedlichen Leistungshalbleitern hinsichtlich der Kriterien Aufwand / Kosten und Wirkungsgrad. Dazu werden die grundlegenden Zusammenhänge der Leistungsregelung dargelegt, die Anforderungen an die Leistungshalbleiter abgeleitet und ein Vergleich der Leistungshalbleiter-Bauleistung durchgeführt.

3.4.1 Leistungsregelung über den Wechselrichter

Im Folgenden wird von einem Wechselrichter in Vollbrückenschaltung mit vier nicht rückwärts leitfähigen Ventilen V_{H1} , V_{L1} , V_{H2} und V_{L2} mit jeweils vier antiparallelen Dioden D_{H1} , D_{L1} , D_{H2} und D_{L2} ausgegangen (Abb. 8).

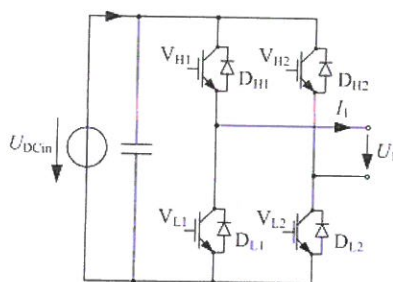


Abb. 8: Wechselrichter in Vollbrückenkonfiguration

Bei der Leistungsregelung werden die Einschalt Dauern der Ventile über die Steuerwinkel $\alpha_1 \dots \alpha_3 \in [0.. \pi]$ variiert (Tab. 2) und damit der Grundschwingungseffektivwert der hochfrequenten, blockförmigen Primärspannung U_1 verändert. Je nach Wahl von $\alpha_1 \dots \alpha_3$ lassen sich unterschiedliche Modulationsverfahren realisieren (Tab. 2, Abb. 9).

Verfahren	α_1	α_2	α_3	$^1U_1/U_{DCin}$	$^1\varphi_{U1}$
Asymmetric Duty-cycle Control (ADC)	α	α	0	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$
Phase Shift Control (PSC)	α	0	α	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$
Asymmetric Voltage Cancellation (AVC)	α	0	0	$\frac{\sqrt{10+6\cos(\alpha)}}{\pi\sqrt{2}}$	$\arctan\left(\frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}\right)$
Part Load Asymmetric Voltage Cancellation (AVC-PL)	α	0	π	$\frac{2}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$

Tab. 2: Modulationsverfahren für einen Wechselrichter in Vollbrückenkonfiguration, Grundschwingungseffektivwert der Primärspannung und Phasenwinkel der Grundschwingung

Es ist zu erkennen, dass das ADC- und das PSC-Verfahren denselben Zusammenhang zwischen dem Steuerwinkel und der Ausgangsspannung sowie dem Phasenwinkel der Grundschwingung aufweisen. Der maximale Wert der Ausgangsspannung wird bei $\alpha = 0^\circ$ erreicht und beträgt $4/(\pi\sqrt{2}) \cdot U_{DCin}$. Bei dem AVC-PL-Verfahren werden jeweils nur zwei Leistungshalbleiter geschaltet. Auf diese Weise ergibt sich die Funktionalität eines Halbbrückengleichrichters, mit dem lediglich eine Variation der Spannung U_1 zwischen 0 und $2/(\pi\sqrt{2}) \cdot U_{DCin}$ möglich ist. Mit dem Verfahren AVC lässt sich die Ausgangsspannung zwischen $2/(\pi\sqrt{2}) \cdot U_{DCin}$ und $4/(\pi\sqrt{2}) \cdot U_{DCin}$ variieren. Werden das AVC- und AVC-PL-Verfahren kombiniert, ergibt sich die volle Steuerbarkeit der Ausgangsspannung.

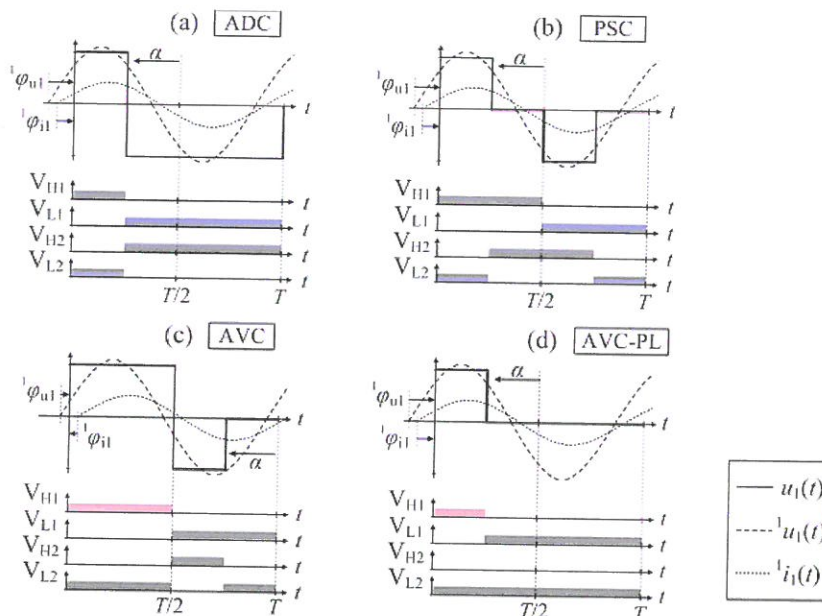


Abb. 9: Pulsmuster, resultierender Verlauf der rechteckförmigen Primärspannung, Grundschwingung der Primärspannung und des Primärstroms für die betrachteten Modulationsverfahren ADC (a), PSC (b), AVC (c) und AVC-PL (d)

Die Durchlassverluste in den Leistungshalbleitern werden maßgeblich durch die Leitzeiten der Ventile und antiparallelen Dioden bestimmt. Auf Basis der Pulsmuster der Modulationsverfahren aus Abb. 9 lassen sich die Leitzeiten während einer Schaltperiode ermitteln (Tab. 3). Aufgrund der Komplexität wird an dieser Stelle nur der für die Praxis wichtige Fall betrachtet, indem ein Betrieb in der Resonanzfrequenz erfolgt, d.h. es gilt $\Delta\varphi = 0$. In Abb. 10 sind die Leitzeiten als Funktion der normierten Grundschwingung der Primärspannung grafisch veranschaulicht, sodass ein direkter Vergleich zwischen den Verfahren möglich ist.

Verfahren	V_{H1}	D_{H1}	V_{H2}	D_{H2}	V_{L1}	D_{L1}	V_{L2}	D_{L2}
ADC	$\pi - \alpha$	0	π	α	π	α	$\pi - \alpha$	0
PSC	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$
AVC	$\pi - {}^1\varphi_{u1.AVC}$	${}^1\varphi_{u1.AVC}$	$\pi - \alpha$	0	$\pi - {}^1\varphi_{u1.AVC}$	${}^1\varphi_{u1.AVC}$	π	α
AVC-PL	$\pi - \alpha$	0	0	0	π	α	π	π

$${}^1\varphi_{u1.AVC} = \arctan\left(\frac{\sin(\alpha_{AVC})}{3 + \cos(\alpha_{AVC})}\right)$$

Tab. 3: Leitzeiten der Leistungshalbleiter-Ventile und antiparallelen Dioden des Wechselrichters für die betrachteten Modulationsverfahren mit $\Delta\varphi = 0$

Für das ADC-Verfahren ist in Abb. 10a zu erkennen, dass die Leitzeiten im Nennbetriebspunkt gleichmäßig auf alle vier Leistungshalbleiter aufgeteilt sind. Wird die Primärspannung reduziert, steigen die Leitzeiten von D_{L1} und D_{H2} in gleichem Maße an wie sich die Leitzeiten von V_{H1} und V_{L2} reduzieren. Folglich konzentrieren sich die Durchlassverluste bei geringer Ausgangsspannung auf den unteren linken und den oberen rechten Leistungshalbleiter. Die antiparallelen Dioden D_{H1} und D_{L2} leiten zu keiner Zeit den Strom, wie auch aus Tab. 3 ersichtlich.

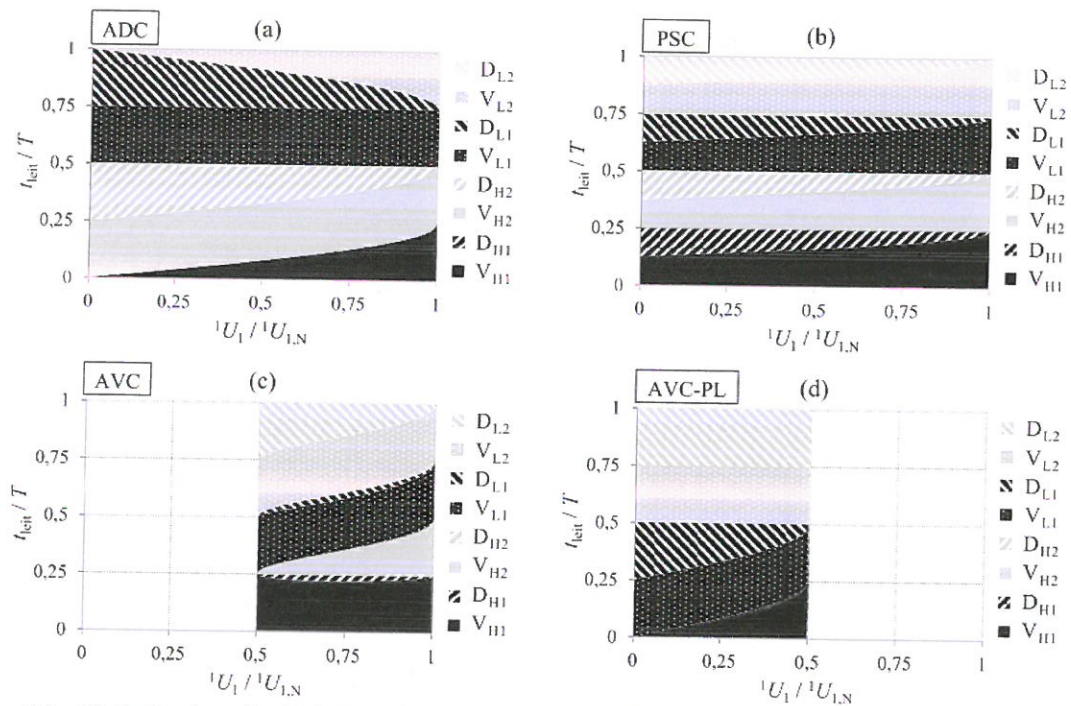


Abb. 10: Leitzeiten der Leistungshalbleiter für die Verfahren ADC (a), PSC (b), AVC (c) und AVC-PL (d) als Funktion der normierten Grundschwingung der Primärspannung für eine Phasendifferenz $\Delta\varphi = 0$

Bei Anwendung des PSC-Verfahrens lässt sich eine gleichmäßige Aufteilung der Leitzeiten auf die Ventile und antiparallelen Dioden beobachten. Mit einer Reduzierung der Ausgangsspannung gehen die Leitzeiten der Ventile kontinuierlich auf die jeweiligen antiparallelen Dioden über.

Das AVC-Verfahren führt ebenso wie das ADC-Verfahren zu einer asymmetrischen Belastung der Leistungshalbleiter. Bei einer Reduzierung der Spannung U_1 nimmt die Leitzeit von V_{H2} zu Lasten von D_{L2} ab. Die antiparallelen Dioden D_{H1} und D_{L1} weisen nur sehr kurze Leitbereiche auf, D_{H2} leitet zu keiner Zeit.

Bei dem AVC-PL-Verfahren leiten sowohl V_{L2} als auch D_{L2} konstant für die Hälfte der Periodendauer. Bei einer Reduzierung der Primärspannung nimmt die Leitzeit von V_{H1} zu Lasten von D_{L1} ab, sodass bei geringer Primärspannung fast ausschließlich die unteren Leistungshalbleiter Strom führen. Bei einer kombinierten Betrachtung des AVC- und AVC-PL-Verfahrens fällt auf, dass V_{H2} bzw. D_{H2} wenig bzw. gar keine Leitzeiten aufweisen, während die Leitzeiten von V_{L2} bzw. D_{L2} überdurchschnittlich groß sind. Dies legt eine entsprechende Auslegung der Leistungshalbleiter nahe.

Zur Beurteilung der erforderlichen Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter kann auf Basis der Pulsmuster aus Abb. 9 und der Leitzeiten aus Tab. 3 der Stromeffektivwert der Ventile und antiparallelen Dioden für die verschiedenen Modulationsverfahren bestimmt werden. Als Ergebnis geht hervor, dass das PSC-Verfahren die insgesamt größte Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter erfordert, gefolgt vom ADC-Verfahren. Die Verfahren AVC und AVC-PL für

sich erfordern die geringste Stromtragfähigkeit. Bei einer Kombination der dieser beiden Verfahren ist die erforderliche Stromtragfähigkeit auf dem Niveau des ADC-Verfahrens. Aus den Betrachtungen lässt sich schließen, dass das PSC-Verfahren eine leicht höhere Leistungshalbleiter-Dimensionierung erfordert als das ADC-Verfahren und die Kombination aus AVC und AVC-PL.

3.4.2 Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller

Bei einer Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller, wie in Abb. 7c dargestellt, wird die Eingangsgleichspannung U_{DCin} auf die Spannung U_{DC1} herabgesetzt, die den Wechselrichter speist. Mit dem Tastgrad a_{TSS1} des Tiefsetzstellers ergibt sich folgende Beziehung:

$$U_{DC1} = a_{TSS1} U_{DCin}$$

Die maximale Rückwärtsspannung der Ventile des Tiefsetzstellers entspricht im Idealfall der Spannung U_{DCin} , da der Tiefsetzsteller mit dem Eingangszwischenkreis verbunden ist. Für die Stromwelligkeit des Drosselstroms gilt mit T_s als der Schaltperiode und L_{TSS1} als der Induktivität des primärseitigen Tiefsetzstellers:

$$\Delta i_{L,TSS1} = \frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}}$$

Der Mittelwert des Drosselstroms im kontinuierlichen Betrieb entspricht dem Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers I_{DC1} und kann über die Eingangsleistung P_{DCin} respektive den Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung bestimmt werden, wenn der Tiefsetzsteller als verlustlos betrachtet wird:

$$\bar{i}_{L,TSS1} = I_{DC1} = \frac{I_{DCin}}{a_{TSS1}} = \frac{P_{DCin}}{a_{TSS1} U_{DCin}} = \frac{P_{Bat}}{a_{TSS1} \eta U_{DCin}} = \frac{P_{Bat,N}}{a_{TSS1,max} \eta U_{DCin}} \frac{k_{max}}{k}$$

Wie zu erkennen, ist der Mittelwert des Drosselstroms von dem Tastgrad bzw. der Ausgangsleistung unabhängig (angenommen der Übertragerwirkungsgrad ist konstant) und variiert im Betrieb nur, wenn die Kopplung variiert. Die Effektivwerte des Ventils und der Freilaufdiode lassen sich wie folgt bestimmen:

$$I_{V,TSS1} = \frac{\sqrt{3} a_{TSS1}}{6} \sqrt{\left(\frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}} \right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} P_{Bat,N}}{\eta a_{TSS1,max} k U_{DCin}} \right)^2}$$

$$I_{D,TSS1} = \frac{\sqrt{3} (1 - a_{TSS1})}{6} \sqrt{\left(\frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}} \right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} P_{Bat,N}}{\eta a_{TSS1,max} k U_{DCin}} \right)^2}$$

In Abb. 11 sind die normierten Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms des Tiefsetzstellers als Funktion des Tastgrads für verschiedene Kopplungswerte dargestellt.

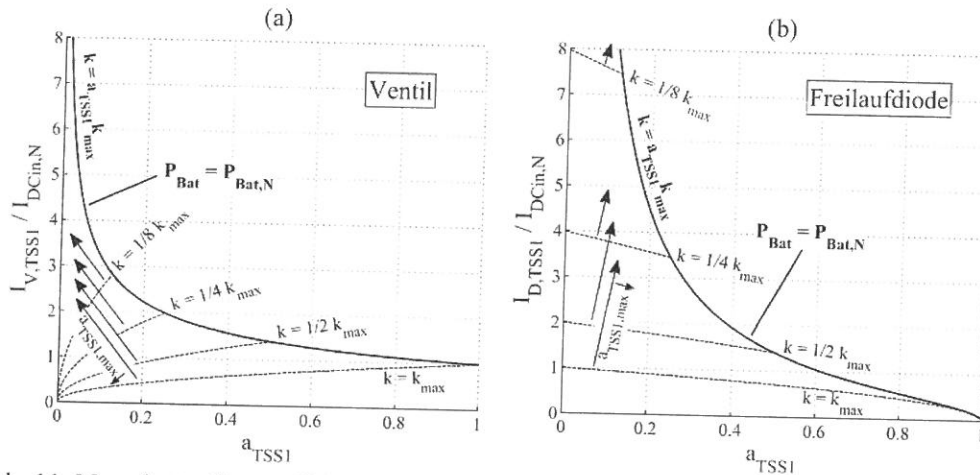


Abb. 11: Normierter Stromeffektivwert durch das Ventil (a), durch die Freilaufdiode (b) des Tiefsetzstellers für verschiedene Werte der Kopplung als Funktion des Tastgrads des primärseitigen Tiefsetzstellers mit $a_{TSS1,max} = 1$

In Abb. 11a lässt sich erkennen, dass der Strom durch das Ventil für eine gegebene Kopplung sein Maximum stets bei Nennleistung erreicht. Zudem lässt sich erkennen, dass der Maximalwert umso größer ist, je geringer die Kopplung ist. Der maximale Stromeffektivwert, der für die Dimensionierung der Leistungshalbleiter entscheidend ist, wird folglich bei $k = k_{min}$ und $a_{TSS1} = k_{min} / k_{max} \cdot a_{TSS1,max}$ erreicht.

Der Strom durch die Freilaufdiode erreicht ihr Maximum nicht bei Nennleistung, sondern bei dem kleinstmöglichen Tastgrad $a_{TSS1,min}$ (Abb. 11b), da der Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers I_{DC1} unabhängig vom Tastgrad ist und der Anteil des Stroms, der durch die Freilaufdiode fließt, mit kleiner werdendem Tastgrad $a_{TSS1,min}$ steigt. Der maximale Stromeffektivwert der Freilaufdiode wird demzufolge bei $a_{TSS1} = a_{TSS1,min}$ und minimaler Kopplung k_{min} erreicht.

3.4.3 Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller

Wird ein Tiefsetzsteller zur Leistungsregelung auf der Sekundärseite des Systems eingesetzt, so lässt sich die Batteriespannung U_{Bat} von der gleichgerichteten Sekundärspannung entkoppeln. Wird der Tiefsetzsteller mit dem Tastgrad a_{TSS2} angesteuert, ergibt sich bei Vernachlässigung der Oberschwingungen in der Sekundärspannung folgender Zusammenhang:

$$U_{Bat} = a_{TSS2} U_{DC2} = a_{TSS2} \frac{\pi \sqrt{2}}{4} U_2 \quad \text{bzw.} \quad U_2 = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{U_{Bat}}{a_{TSS2}}$$

mit U_{DC2} als der sekundärseitigen Zwischenkreisspannung. Hinsichtlich der Anforderungen der Leistungshalbleiter ergibt sich für den Tiefsetzsteller eine erforderliche Sperrspannung in Höhe des Wertes $U_{DC2,max} = U_{Bat,max} / a_{TSS2,min}$. Für den Mittelwert des Drosselstroms, der dem Batteriestrom I_{Bat} entspricht, ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\bar{i}_{L,TSS2} = I_{Bat} = \frac{P_{Bat}}{U_{Bat}} = \frac{k_{max}}{k} \frac{a_{TSS2,min}}{a_{TSS2}} \frac{P_{Bat,N}}{U_{Bat}}$$

Für die Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms folgt:

$$I_{V,TSS2} = \frac{\sqrt{3} a_{TSS2}}{6} \sqrt{\left(\frac{(1-a_{TSS2}) T_s U_{Bat}}{L_{TSS2}}\right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} a_{TSS2, min} P_{Bat, N}}{k a_{TSS2} U_{Bat}}\right)^2}$$

$$I_{D,TSS2} = \frac{\sqrt{3} (1-a_{TSS2})}{6} \sqrt{\left(\frac{(1-a_{TSS2}) T_s U_{Bat}}{L_{TSS2}}\right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} a_{TSS2, min} P_{Bat, N}}{k a_{TSS2} U_{Bat}}\right)^2}$$

In Abb. 12 sind die auf den Batterienennstrom normierten Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms als Funktion des Tastgrads für verschiedene Kopplungen grafisch veranschaulicht.

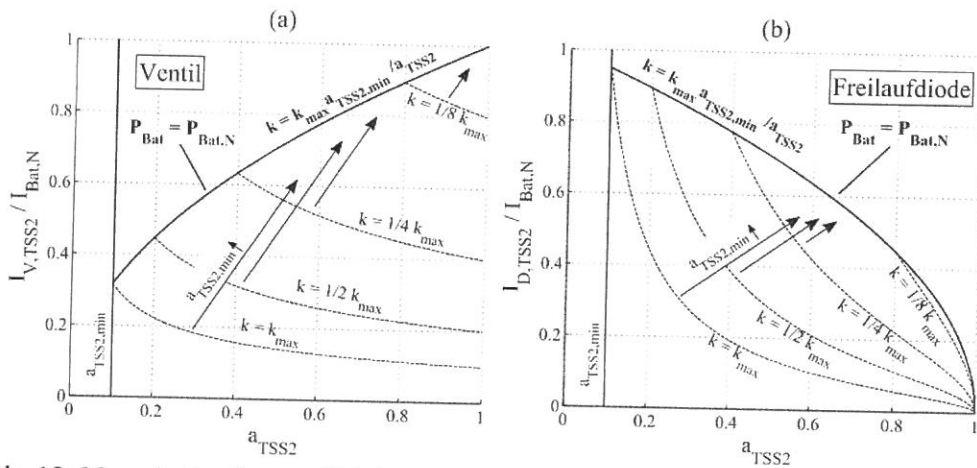


Abb. 12: Normierter Stromeffektivwert durch das obere Ventil (a), durch das untere Ventil (b) des Tiefsetzstellers für verschiedene Werte der Kopplung als Funktion des Tastgrads des sekundärseitigen Tiefsetzstellers mit $a_{TSS2, min} = 0,1$

In Abb. 12a ist zu erkennen, dass der Stromeffektivwert durch das Ventil für eine bestimmte Kopplung maximal wird, wenn der Tastgrad sein Minimum erreicht. Zwar wird die Leitdauer des Ventils mit abnehmendem Tastgrad geringer, jedoch steigt die Ladeleistung und damit der Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers mit abnehmendem Tastgrad an. An der Darstellung lässt sich erkennen, dass letzterer Effekt dominiert.

Für die Diode lässt sich erkennen, dass der maximale Stromeffektivwert bei gegebener Kopplung ebenfalls bei dem geringsten Tastgrad erreicht wird. Dies liegt daran, dass das untere Ventil prinzipbedingt umso stärker belastet wird, je kleiner der Tastgrad ist. Verstärkt wird dieser Effekt dadurch, dass die Ladeleistung und damit der Ausgangsstrom mit kleiner werdendem Tastgrad ansteigt.

3.4.4 Bauleistungsvergleich

In diesem Abschnitt erfolgt ein Vergleich der Topologie ohne Tiefsetzsteller mit der Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller und mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Das Vergleichskriterium ist die erforderliche Bauleistung P_B^* der betrachteten Topologien:

$$P_{B,V}^* = U_{Br}^* \cdot I_{V,max}^* \quad \text{bzw.} \quad P_{B,D}^* = U_{Br}^* \cdot I_{D,max}^*$$

mit U_{Br}^* als der erforderlichen Sperrspannung, $I_{V,max}^*$ als dem erforderlichen maximalen Ventilstrom und $I_{D,max}^*$ als dem erforderlichen maximalen Diodenstrom. Aus den vorangegangenen Untersuchungen kann die Bauleistung der leistungselektronischen Komponenten hergeleitet werden, dargestellt in Abb. 13.

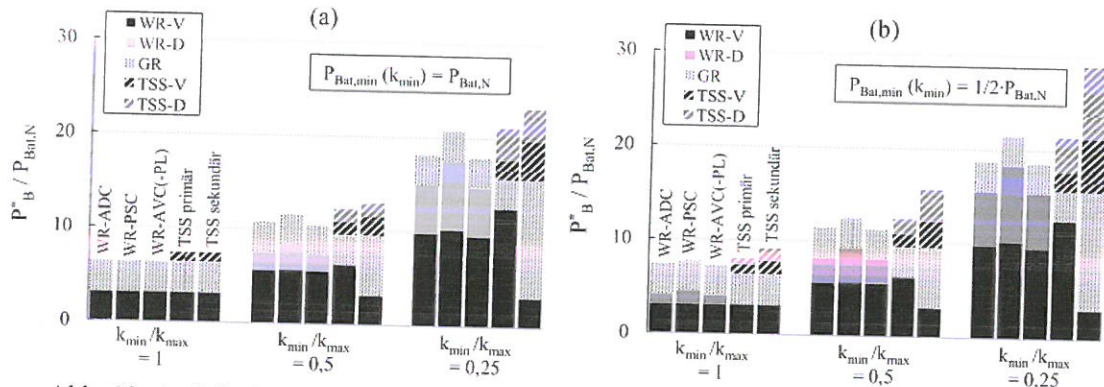


Abb. 13: Auf die Systemnennleistung normierte Bauleistung der leistungselektronischen Komponenten für die betrachteten Topologien für unterschiedliche Verhältnisse k_{min} / k_{max} bei Auslegung ohne Teillastbetrieb (a), bei Auslegung auf Teillastbetrieb mit halber Nennleistung (b)

In Abb. 13a und 13b lässt sich allgemein erkennen, dass die erforderliche Bauleistung signifikant steigt, wenn das Verhältnis k_{min}/k_{max} reduziert wird. Wie zu erkennen liegt dies bei den primärseitig geregelten Topologien zum Großteil an der steigenden Bauleistung für den Wechselrichter, bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller an der Bauleistung für den Gleichrichter, bedingt durch einen Anstieg des resonanten Stroms I_1 bzw. I_2 . Zudem steigt bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter die Bauleistung der Dioden im Wechselrichter an, da nach Abb. 10 ihre Leitauern zunehmen.

Bei einem Vergleich der betrachteten Modulationsverfahren ist zu beobachten, dass die Verfahren ADC und AVC-/AVC-PL eine etwas geringere Bauleistung als das PSC-Verfahren erfordern. Dies lässt sich zurückführen auf die Bauleistung der Freilaufdioden, die bei dem PSC-Verfahren generell größer ist. Dort sind nach Abb. 10 bei reduziertem Tastgrad alle vier Dioden am Stromfluss beteiligt, während bei dem ADC- bzw. AVC-/AVC-PL-Verfahren nur zwei bzw. drei Dioden bei idealer Betrachtung erforderlich sind. Wird ein Teillastbetrieb vorgesehen, so steigt die erforderliche Bauleistung bei den primärseitig geregelten Topologien nur marginal an, während bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller ein erheblicher Anstieg zu erkennen ist.

Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass eine Regelung über den Wechselrichter mit der geringsten Bauleistung zu realisieren und damit die günstigste Wahl ist, sofern das ADC- oder das AVC-/AVC-PL-Verfahren eingesetzt wird. Bei Verwendung eines primärseitigen Tiefsetzstellers liegt die erforderliche Bauleistung leicht darüber. Eine sekundärseitige Regelung weist den größten Bedarf an Bauleistung auf.

3.4.5 Wirkungsgradvergleich leistungselektronischer Topologien

In diesem Abschnitt erfolgt die Auslegung eines induktiven Ladesystems für das Demonstratorfahrzeug. Es erfolgt eine Realisierung der im letzten Abschnitt ausführlich beschriebenen leistungselektronischen Topologien (Topologie ohne Tiefsetzsteller, Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller). In einem weiteren Schritt werden umfangreiche simulative und experimentelle Untersuchungen des Wirkungsgrades durchgeführt.

Die dem Topologievergleich zu Grunde liegenden leistungselektronischen Schaltungen sind in Abb. 14 dargestellt. In jeder der Topologien wird der Wechselrichter entsprechend dem Stand der Technik in Vollbrückenschaltung realisiert. Auf der Sekundärseite wird ein passiver Diodengleichrichter eingesetzt, der ebenso als Vollbrückenschaltung ausgeführt wird. Für den primär- bzw. sekundärseitigen Tiefsetzsteller wird eine dreiphasige Topologie gewählt. In Tab. 4 ist die Auswahl der Leistungshalbleiter dargestellt. Die Auslegung des Übertragers erfolgt wirkungsgradoptimal entsprechend den Ausführungen in den obigen Abschnitten. In Abb. 15a und b ist der gefertigte Wechselrichter mit SiC-MOSFETs dargestellt. Der im Rahmen des Projektes ausgelegte und aufgebaute Übertrager mit flach gewickelter Spule ist in Abb. 15c dargestellt.

In Abb. 16 ist der experimentell ermittelte Wirkungsgrad bei der Ladung einer 48 V-Batterie für die betrachteten Topologien in Abhängigkeit der Ausgangsleistung grafisch veranschaulicht. In Tab. 5 sind die Werte der Wirkungsgrade bei einem Betrieb mit Nennleistung einander gegenüber gestellt.

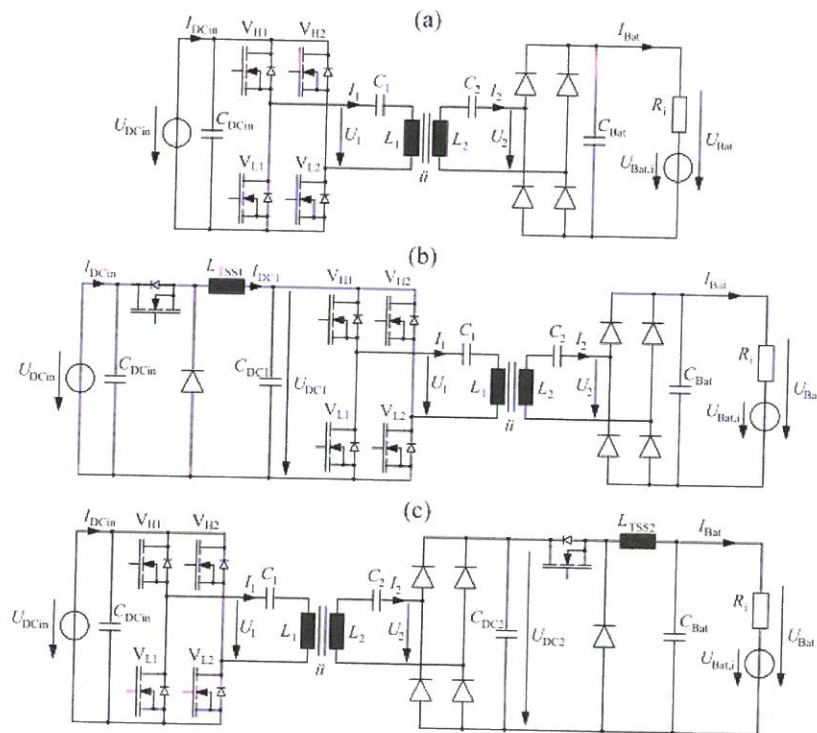


Abb. 14: Leistungselektronische Topologien für die Realisierung des induktiven Energieübertragungssystems: Topologie ohne TSS (a), Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller (b), Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller (c)

Topologie	Komponente	Typ	Herstellerbezeichnung	U_{Br} / V	I_{max} / A^*	P_B / kW	Anz. LHL
ohne TSS	WR (ADC, PSC)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	4
	WR- V_{H1} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	1
	WR- V_{L1} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	1
	WR- V_{H2} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0080120D	1200	24	28,8	1
	WR- V_{L2} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0025120D	1200	60	72,0	1
TSS primär	GR	Si-Diode	STPS40H100CW	100	2 x 20	2 x 2,0	4
	WR	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	4
	GR	Si-Diode	STPS40H100CW	100	2 x 20	2 x 2,0	4 x 3
	TSS-H	SJ-MOSFET	IPW65R095C7	650	15	9,75	3
TSS sekundär	TSS-L	SiC-Diode	IDW30G65C5	650	30	19,5	3
	WR	SiC-MOSFET	C2M0080120D	1200	40	28,8	4
	GR	Si-Diode	STPS60SM200C	200	2 x 30	2 x 6,0	4 x 4
	TSS (24 V-Batt.)	Si-MOSFET	IRFP4668PbF	200	92	18,4	3 x 2
	TSS (48 V-Batt.)	Si-MOSFET	IRFP4668PbF	200	92	18,4	3 x 2

Tab. 4: Auswahl der Leistungshalbleiter und Parameter für die experimentelle Untersuchung der Topologien im Labor; * $T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$

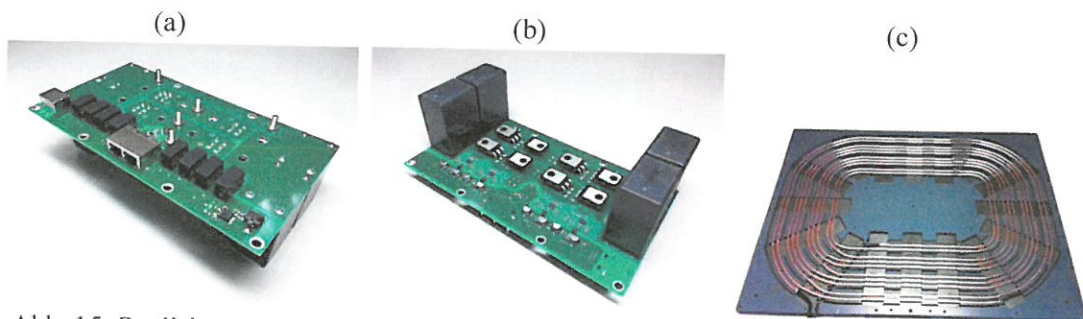


Abb. 15: Realisierung des Wechselrichters im Labor, Oberseite mit Treiber (a), Unterseite mit SiC-MOSFETs und Kapazitäten (b), Übertragerplatte mit Spulenwicklung (c)

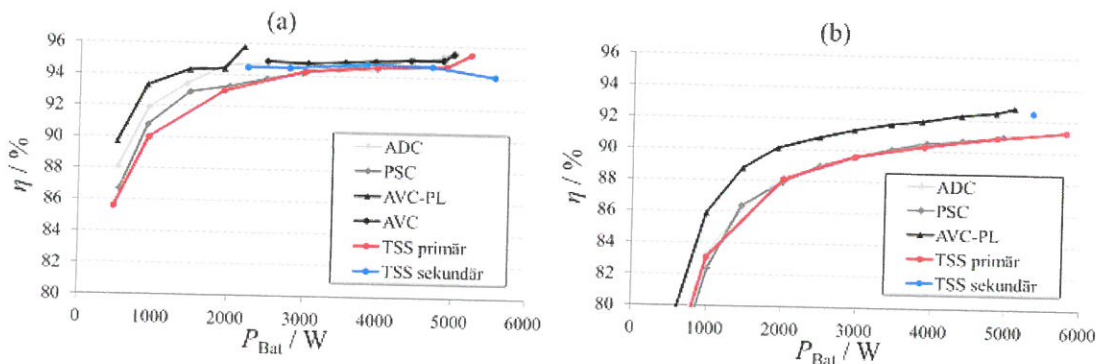


Abb. 16: Experimenteller Vergleich des Wirkungsgrads in Abhängigkeit der Ausgangsleistung für die betrachteten Topologien bei $k = 0,6$ (a) und bei $k = 0,3$ (b) mit $U_{DCin} = 400V$, $P_{Bat,N} \approx 5..5,5kW$, $U_{Bat,i} = 48V$, $f = f_r = 55 \text{ kHz}$

	Wechselrichter			TSS primär	TSS sekundär
	ADC	PSC	AVC-/AVC-PL	$U_{DC1,N} = 400\text{ V}$	$U_{DC2,N} = 133,3\text{ V}$
$k = 0,6$	95,6	95,6	95,5	95,5	94,5
$k = 0,3$	90,6*	91,0	92,8	90,9	92,5

Tab. 5: Experimentelle Ergebnisse: Wirkungsgrade der betrachteten Topologien in % bei Nennleistung

Wie in Abb. 16a für $k = 0,6$ sowie in Abb. 16b für $k = 0,3$ zu erkennen, lässt sich durch eine Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren in der überwiegenden Anzahl der Betriebspunkte der höchste Wirkungsgrad erzielen. Die Verfahren ADC und PSC erreichen in einigen wenigen Betriebspunkten denselben hohen Wirkungsgrad wie das AVC-/AVC-PL-Verfahren, sind jedoch meist unterlegen, insbesondere bei $k = 0,3$. Bei $k = 0,6$ und Nennleistung, bei der für alle Verfahren Vollaussteuerung vorliegt, ergibt sich für alle Verfahren ein annähernd identischer Wirkungsgrad von 95,5 - 95,6 %. Bei $k = 0,3$ erreicht das AVC-PL-Verfahren einen Wirkungsgrad von 92,8 % bei Nennleistung, während das ADC- und PSC-Verfahren nur auf Werte von etwa 91% kommen.

Eine Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller erzielt bei $k = 0,3$ vergleichbare Wirkungsgrade wie das ADC- und PSC-Verfahren (90,9 % bei Nennleistung), bei $k = 0,6$ ist der Wirkungsgrad abgesehen von hohen Ausgangsleistungen (95,5 % bei Nennleistung) in den meisten Betriebspunkten etwas niedriger. Bei einer Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller lässt sich die Leistung bei gegebener Systemauslegung im Teillastbereich nur begrenzt regeln. Bei $k = 0,6$ zeigt sich ein Wirkungsgrad, der im mittleren Leistungsbereich leicht höher und bei Nennleistung etwas geringer ist als bei der Variante mit primärseitigem Tiefsetzsteller (94,5 %). Bei $k = 0,3$ ist ausschließlich ein Betrieb mit Nennleistung möglich. Der Wirkungsgrad ist mit 92,5 % bei etwa 5 kW dabei nur geringfügig niedriger als bei dem AVC-PL-Verfahren.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass eine Topologie ohne Tiefsetzsteller in Kombination mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren den höchsten Wirkungsgrad erzielt. Folglich sollte diese Variante in einem induktiven Energieübertragungssystem zum Einsatz kommen. Wird auf der Sekundärseite ein aktiver Gleichrichter eingesetzt und dieser mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren betrieben, so kann ebenfalls ein effizienter Rückspeisebetrieb (Vehicle-to-Grid) erfolgen.

3.5 Experimentelle Untersuchung mit Flurförderfahrzeug

Zur Untersuchung des Betriebs mit einem Flurförderfahrzeug wird eine Auffahrrampe hergestellt, in die die Primärspule eingelassen wird (Abb. 17). Die Auffahrrampe erhält eine Positionierhilfe in Form einer Metallschiene, die den Versatz in Fahrtrichtung begrenzt (Abb. 17b). Des Weiteren werden Skalen zur Bestimmung der Positionierung in x- und y-Richtung angebracht. Die Sekundärspule wird am Fahrzeugunterboden montiert. Die sekundärseitige Leistungselektronik wird neben der Batterie angebracht (Abb. 17a). Zur Abschirmung des magnetischen Feldes in Richtung des Fahrzeugs wird eine Aluminiumplatte mit 2 mm Dicke und der Breite und Länge des Spulengehäuses (640 x 500 mm) auf der Rückseite der sekundärseitigen Übertragerplatte angebracht.

Für die Randbedingungen gelten dieselben Werte wie in den vorherigen Untersuchungen ohne Fahrzeug, d.h. $P_{\text{Bat,N}} = 6\text{kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400\text{V}$ und $U_{\text{Bat,i}} = 48\text{V}$. Es wird die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter für die Realisierung gewählt, da diese in den vorangegangenen Untersuchungen den höchsten Wirkungsgrad erzielte. Es wird dieselbe Konfiguration der Leistungshalbleiter verwendet wie zuvor (Tab. 4, Topologie ohne Tiefsetzsteller). Das Übertragungssystem wird auf einen Betrieb in der Resonanzfrequenz ausgelegt, die Werte für die Übertragerparameter sind in Tab. 5 gegeben.

n_1	n_2	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_2 / \mu\text{H}$	k	f_r / kHz	C_1 / nF	C_2 / nF
8	2(5p)	53,5..56,9	4,3..4,7	0,284..0,467	75	79,1	1008,0

Tab. 5: Parameter des resonanten Übertragers für die experimentelle Untersuchung des induktiven Ladesystems mit Flurförderfahrzeug mit $P_{\text{Bat,N}} = 6\text{kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400\text{V}$, $U_{\text{Bat,i}} = 48\text{V}$; Werte für die Übertragerinduktivitäten L_1 , L_2 und k abhängig von Versatz Δx , Δy

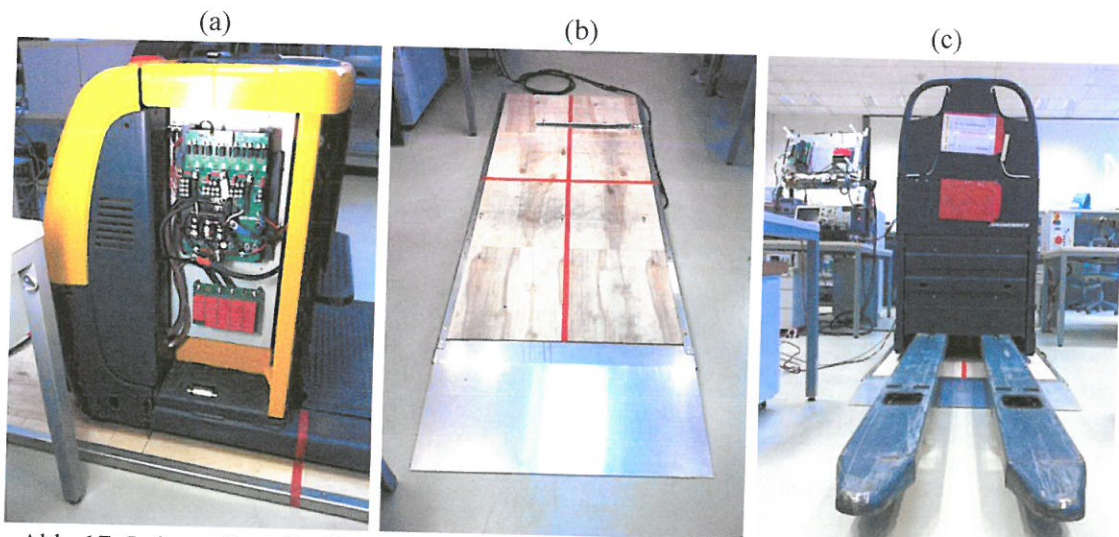


Abb. 17: Laboraufbau für die experimentelle Untersuchung: montierte Leistungselektronik am Flurförderfahrzeug Typ „ECE225“ von Jungheinrich (a), Auffahrrampe für Flurförderfahrzeug (b), Positionierung des Flurförderfahrzeugs auf der Rampe (c)

Es werden zwei Messreihen zum Ladebetrieb durchgeführt, bei denen das Fahrzeug zunächst optimal positioniert wird ($\Delta x = \Delta y = 0\text{mm}$ bzw. $k = 0,467$) und anschließend mit dem Maximalversatz ($\Delta x = 50\text{mm}$, $\Delta y = 100\text{mm}$ bzw. $k = 0,284$). Für beide Positionierungen werden Messwerte zum Wirkungsgrad von 0,5 kW bis zur Nennleistung von 6 kW aufgenommen. Analog dazu erfolgt eine thermische Simulation auf Basis der Laborparameter.

Der simulativ ermittelte Wirkungsgrad mit einem Eisenverlustwiderstand von 1,5 k Ω für die Kopplung $k = 0,467$ (Nullversatz) bzw. mit einem Eisenverlustwiderstand 0,5 k Ω für die Kopplung $k = 0,284$ (Maximalversatz) ist zusammen mit den Ergebnissen der Laboruntersuchung

in Abb. 18 dargestellt. Des Weiteren ist die Verlustaufteilung auf Basis der thermischen Simulation für $k = 0,467$ und $k = 0,284$ veranschaulicht.

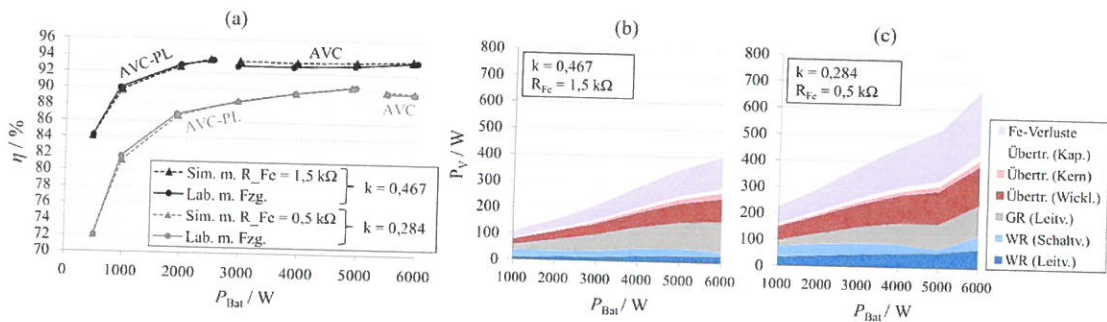


Abb. 18: Experimentelle Untersuchung mit Flurförderfahrzeug: Wirkungsgrad sowie Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation (mit $R_{Fe}(k = 0,467) = 1,5 \text{ k}\Omega$ bzw. $R_{Fe}(k = 0,284) = 0,5 \text{ k}\Omega$) nach Komponenten in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei Leistungsregelung über den Wechselrichter durch das AVC-AVC-PL-Verfahren bei optimaler Positionierung des Fahrzeugs ($\Delta x = \Delta y = 0$ bzw. $k = 0,467$) und bei maximalem Versatz ($\Delta x = 50 \text{ mm}$, $\Delta y = 100 \text{ mm}$ bzw. $k = 0,284$) mit $f = f_r$. Bei einem Vergleich der Ergebnisse für den Wirkungsgrad aus Abb. 18a mit Abb. 16 lässt sich erkennen, dass die Montage des Übertragers am Fahrzeug einen deutlichen Rückgang des Wirkungsgrades bewirkt. Die Nennleistung wird bei optimaler Positionierung mit einem Wirkungsgrad von 93,5 % und bei Maximalversatz mit einem Wirkungsgrad von 89,6 % übertragen. Damit liegen die Werte im Mittel um 2 bis 3 % niedriger als für einen isolierten Übertrager. Wie in Abb. 18b und c ersichtlich ist dieser Rückgang zum Großteil auf die Eisenverluste im Fahrzeugchassis zurückzuführen. Bei Maximalversatz stellen sie die größte Verlustkomponente dar. Die übrigen Komponenten des Systems sind davon nur so weit betroffen, als dass die Eisenverluste durch die primärseitigen Komponenten bereitgestellt werden müssen. Die maximale Eisenverlustleistung von 238 W bei $k = 0,284$ entspricht ca. 4 % der Nennleistung.

Hinsichtlich der Verlustaufteilung der übrigen Komponenten ergeben sich nur geringfügige Änderungen im Vergleich zu Abb. 16. Aufgrund der Tatsache, dass die Kopplungswerte bei der Untersuchung mit dem Fahrzeug im Vergleich zu der Untersuchung des isolierten Übertragers geringer ausfallen ($0,467$ zu $0,6$ bzw. $0,284$ zu $0,3$), sind die ohmschen Verluste in den Übertragerwicklungen generell etwas höher.

Als Ergänzung zu dem Betrieb des Ladesystems ist anzumerken, dass eine Magnetfeldsimulation mit dem Fahrzeugchassis für die Betriebspunkte aus Abb. 18 ergibt, dass die magnetischen Streufelder in den zugänglichen Bereichen neben dem Fahrzeug die Grenzwerte einhalten und somit unbedenklich sind. Des Weiteren konnte für einen Betrieb bei Nennleistung gezeigt werden, dass die Erwärmung metallischer Fremdkörper, die zwischen die Primär- und Sekundärspule geraten, unkritisch ist. Daher ist es nicht erforderlich, eine sensorbasierte Überwachung des Luftspaltes zwischen den Übertragerwindungen einzurichten.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Montage des induktiven Übertragungssystems an einem metallischen Fahrzeugunterboden eines Flurförderfahrzeugs zu einer Abnahme des Wirkungsgrades führt. Es erscheint daher sinnvoll, stärkere Abschirmmaßnahmen zu ergreifen, die beispielsweise aus einer großflächigen Abdeckung des Fahrzeugunterbodens durch eine Aluminiumplatte bestehen.

Nichtsdestotrotz ist ein Betrieb über den gesamten Leistungsbereich bis zur Nennleistung uneingeschränkt möglich. Mit mindestens 89,6 % liegt der Systemwirkungsgrad für Nennleistung sowohl bei minimaler als auch bei maximaler Kopplung über den Anforderungen. Damit ist der Wirkungsgrad zudem nur geringfügig niedriger als bei vergleichbaren Systemen, die zur kabelgebundenen Ladung von Niedervoltbatterien eingesetzt werden können.

4. Zusammenfassung und Fazit

In dem Projekt „Optimierung induktiver Ladeverfahren für Elektrofahrzeuge zur energieeffizienten Stützung des Versorgungsnetzes (Vehicle-to-Grid)“ werden aktuelle Methoden und Verfahren zur Auslegung und zum Betrieb des Übertragers und der leistungselektronischen Komponenten von induktiven Energieübertragungssystemen beschrieben und verglichen sowie neue Ansätze erarbeitet. Desweiteren werden praktische Untersuchungen anhand eines induktiven Ladesystems mit einer Nennleistung von 6 kW, das für den Einsatz in einem Flurförderfahrzeug mit Batteriespannungen von 24 und 48 V entwickelt wird, durchgeführt.

In den Untersuchungen kann hinsichtlich der Wahl einer leistungselektronischen Topologie gezeigt werden, dass eine Topologie bestehend aus Wechselrichter und Gleichrichter mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter die geringste Leistungshalbleiter-Bauleistung erfordert, sofern das ADC- oder AVC-/AVC-PL-Verfahren zum Einsatz kommt. Topologien mit primär- oder sekundärseitigem Tiefsetzsteller erfordern generell eine etwas höhere Bauleistung. In umfangreichen simulativen und experimentellen Untersuchungen kann gezeigt werden, dass ein Gesamtsystemwirkungsgrad von deutlich über 90 % erreicht werden kann, wenn moderne Leistungshalbleiter (z.B. SiC-MOSFETs im Wechselrichter) zum Einsatz kommen. Als weiteres Ergebnis kann festgestellt werden, dass eine Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren den höchsten Wirkungsgrad sowohl bei minimaler als auch maximaler Kopplung erzielt.




















Als Fazit dieser Arbeit lässt sich festhalten, dass induktive Ladesysteme für Elektrofahrzeuge bei ganzheitlicher optimaler Auslegung von Übertrager und Leistungselektronik sowie bei Implementierung eines geeigneten Verfahrens zur Leistungsregelung Wirkungsgrade deutlich über 90 % erreichen können. Dies gilt sowohl für einen Ladebetrieb als auch für einen Rückspeisebetrieb (Vehicle-to-Grid). Die Ziele dieses Projekts wurden damit erreicht.

Aus wissenschaftlicher Sicht tragen die Untersuchungen, die im Rahmen dieses Projektes erfolgen, zu einem Fortschritt der Forschung auf dem Gebiet der induktiven Energieübertragung bei. Aus praktischer Sicht können die Untersuchungen in diesem Projekt wesentlich dazu beitragen, dass induktive Ladesysteme künftig verstärkt in Elektrofahrzeugen Verbreitung finden und als mobile Speichereinheiten zur Stützung des Versorgungsnetzes genutzt werden können (Vehicle-to-Grid). Dadurch lässt sich die Abhängigkeit von fossilen Energieträgern reduzieren.

5. Zeitplan der Abarbeitung

Hinsichtlich des Zeitplans ist anzumerken, dass aufgrund des verschobenen (von der EKSH bestätigt) Projektstarts im 4. Quartal 2013 eine zeitliche Verschiebung der Arbeitspakete um 2 Quartale nach hinten erfolgt. Der folgende Zeitplan beinhaltet diese Verschiebung und gibt einen Überblick über abgeschlossene Arbeitspakete und solche die derzeit in Bearbeitung oder noch offen sind.

Die inhaltlichen und die terminlichen Ziele, unter der Berücksichtigung der kostenneutralen Verlängerung dieses Projektes, wurden erreicht. Es ist zu erkennen, dass mit Projektabschluss alle Arbeitspakete abgeschlossen wurden.

ARBEITSPAKETE  = abgeschlossen  = in Bearbeitung  = offen	1. Projektjahr (2013)				2. Projektjahr (2014)				3. Projektjahr (2015)			
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4
1. Voruntersuchung												
erweiterter Stand der Technik zu induktiven Ladesystemen, Abstimmung der Anforderungen, Lastenheft, Koordination												
Theoretische Untersuchungen, Recherchearbeit (SiC, bidirektionale Topologien, Kerogeometrien, Sensorsystem, Anforderungen Vehicle-to-grid)												
2. Simulation												
Erstellung von Simulationsmodellen für den elektrischen Teil des induktiven Ladens mittels Matlab/Simulink												
Untersuchung des Einsatzes von SiC (Effizienzsteigerungsmöglichkeiten, Schaltverhalten, etc.)												
Untersuchung neuer Topologien auf ihre Vor- und Nachteile und Effizienzsteigerungspotenziale												
Durchführung von Magnetfeldsimulationen mit 3D-FEM-Software zur Optimierung des Übertrageraufbaus hinsichtlich Effizienz und Baugröße												
3. Labortechnische Untersuchung												
Übertragung der simulativen Ergebnisse in die Praxis (geeignete Bauelemente, Geräte, Techniken etc.)												
Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme des Systems												
Implementierung des Lademanagements auf Mikroprozessor oder FPGA												

Aufbau eines geeigneten Teststands (Geräte, AVT)												
4. Aufbau eines Demonstrators												
Layout und Aufbau eines kompakten, voll funktionstüchtigen Gesamtsystems												
Inbetriebnahme des Gesamtsystems												
5. Praktische Erprobung												
Installation des entwickelten Systems in einem geeigneten Testfahrzeug												
Durchführung und Auswertung eines praxisnahen Testbetriebs an einem geeigneten Testfahrzeug												
Durchführung von Messungen zu Energieübertragung und IKT (Funktionsfähigkeit, Betriebsgrenzen, Effizienz, Objekterkennung, Lademanagement, etc.)												
6. Auswertung												
Aufbereitung und Bewertung der finalen Messergebnisse, Aussage zur Zielerreichung, Abschätzung des verbleibenden Optimierungspotenzials, Fazit												
SUMME Personenmonate nach Quartalen				1	2	3	3	3	4	3	6	1
SUMME GESAMT												26

6. Veröffentlichungen

Im Rahmen des Projektes erfolgten mehrere Veröffentlichungen auf nationalen und internationalen Konferenzen zur Leistungselektronik. Diese sind im Folgenden aufgelistet:

- [1] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Development of a 5 kW Inductive Power Transfer System Including Control Strategy for Electric Vehicles*, in PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2014
- [2] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Load dependent power control in series-series compensated electric vehicle inductive power transfer systems*, in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on, Seiten 1-10, Aug. 2014
- [3] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Design of a Highly Efficient Inductive Power Transfer (IPT) System for Low Voltage Applications*, in PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2015
- [4] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Investigation on power electronics topologies for inductive power transfer (IPT) systems in high power low voltage applications*, in Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, Seiten 1-10, Sept. 2015
- [5] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Multi-tap transformer topologies for improved tolerance against misalignment in inductive power transfer systems for electric vehicles*, in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, Seiten 1271-1278, Sept. 2015

Die Veröffentlichung [3] wurde mit dem PCIM EUROPE 2015 Young Engineer Award ausgezeichnet.

7. Industriekooperation

Im Rahmen dieses Projektes erfolgte eine intensive Zusammenarbeit zwischen dem Lehrstuhl für Leistungselektronik und den am Projekt beteiligten Industriepartnern:

- Jungheinrich AG, Norderstedt
- Kristronics GmbH, Harrislee
- ESW GmbH, Wedel

Dazu erfolgten regelmäßige Projekttreffen, die im Rahmen dieses Projektes stattfanden, auf denen die in Kap. 3 beschriebenen wissenschaftlichen Ergebnisse allen Industriepartnern, präsentiert und ausführlich diskutiert wurden sowie wo auch Anregungen der Industriepartner erfolgten. Teile der Ergebnisse wurden von den Industriepartnern mit in ihre Einschätzung von Sachverhalten und zum Teil in ihre Arbeit übernommen. Die Projekttreffen im Einzelnen sind in der folgenden Übersicht dargestellt.

Projekttreffen zur Industriekooperation mit Inhalt und Terminen

Datum	Ort	Teilnehmer Industrie	Thema
27.01.14	Lehrstuhl f. LE, CAU Kiel	Jungheinrich, Herr Taube Kristronics, Herr Molter Kristronics, Herr Ohm ESW, Herr Greißner ESW, Herr Solmecke	Auftaktmeeting
25.09.14 9.00 – 12.00	Lehrstuhl f. LE, CAU Kiel	Jungheinrich, Herr Wittig Jungheinrich, Herr Taube	Präsentation erste Ergebnisse, Abstimmung weiteres Vorgehen
27.11.14 14.00 – 18.00	Lehrstuhl f. LE, CAU Kiel	ESW, Herr Koch ESW, Herr Solmecke Jungheinrich, Herr Wittig Jungheinrich, Herr Taube Kristronics, Herr Molter	Präsentation Zwischenergebnisse
11.02.15 13.00 – 16.00	Jungheinrich AG, Norderstedt	Jungheinrich, Herr Wittig Jungheinrich, Herr Taube Jungheinrich, Herr Schröder Jungheinrich, Herr von Berg	Präsentation Teilergebnisse
05.03.15 10.00 – 13.00	Kristronics, Harrislee	Kristronics, Herr Molter Kristronics, Herr Hagge Kristronics, Herr Erber	Planung zur Fertigung des Wechselrichters
22.04.15 14.00 – 18.00	Lehrstuhl f. LE, CAU Kiel	ESW, Herr Beier ESW, Herr Solmecke Jungheinrich, Herr Wittig Kristronics, Herr Molter Kristronics, Herr Hagge	Präsentation Fertigung Wechselrichter und Modulation

22.07.15 14.00 - 16.00	Kristronics, Harrislee	Kristronics, Herr Wessel	Konkretisierung Fertigung des Wechselrichters
06.11.15 9.00 – 12.00	Lehrstuhl f. LE, CAU Kiel	ESW, Herr Beier ESW, Herr Solmecke Jungheinrich, Herr Wittig Jungheinrich, Herr Taube Kristronics, Herr Molter	Abschluss-Meeting, Präsentation finale Ergebnisse

Darüber hinaus wurden Einzelthemen zusammen mit den Kooperationsfirmen bearbeitet:

In Kooperation mit Jungheinrich erfolgte dabei die detaillierte Untersuchung eines industriellen induktiven Ladesystems mit einer Nennleistung von 3 kW, das Jungheinrich von der Firma Brose SEW bezogen und dem Lehrstuhl im Rahmen des Projektes überstellt hat. Bei den Untersuchungen zeigte sich, dass das Ladesystem der Firma Brose SEW, das nicht speziell auf die stationäre Ladung eines Flurförderfahrzeugs ausgelegt ist, die Anforderungen an die Effizienz mit einem Wirkungsgrad von deutlich unter 80 % nicht erfüllen kann. Es konnte geschlussfolgert werden, dass eine ganzheitliche, an die Bedürfnisse des Flurförderfahrzeugs angepasste Systemauslegung erfolgen muss, um hohe Wirkungsgrade zu erzielen. Die Untersuchungen waren ein guter Startpunkt für das Projekt.

In Kooperation mit Kristronics erfolgten die Auslegung und das Layouten der Schaltung eines Hochfrequenz-Wechselrichters mit einer Nennleistung von 6 kW für den Einsatz im induktiven Ladesystem nach industriellen Gesichtspunkten. Die hergestellten Leiterplatten wurden professionell bestückt und anschließend dem Lehrstuhl zur Verfügung gestellt. Am Lehrstuhl erfolgte die Montage der SiC-Leistungshalbleiter sowie die Montage der gesamten Leiterplatte auf einem Kühlkörper, der exakt ausgelegt wurde. Das Layout sowie der aufgebaute Wechselrichter sind in Abb. 19 dargestellt.

Nach erfolgter Inbetriebnahme wurden verschiedene Messungen im Labor des Lehrstuhls für Leistungselektronik durchgeführt und die einwandfreie Funktion des Betriebs nachgewiesen.

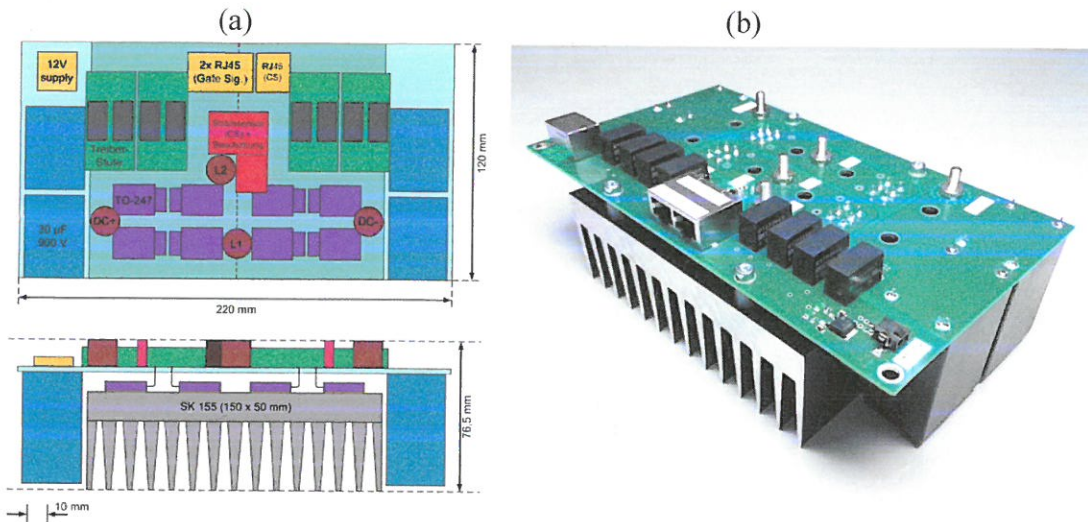


Abb. 19: Nach industriellen Gesichtspunkten in Kooperation mit Kristronics gefertigter Hochfrequenz-Wechselrichter mit einer Nennleistung von 6 kW; Layout (a), Aufbau (b)