高周波非接触給電に適用する

入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバータの実機検証

学生員 日下 佳祐 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of an Input Impedance Matched AC-DC Converter for a EV Charger in High-frequency Wireless Power Transfer

Keisuke Kusaka, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper provides the experimental verifications of the AC-DC converter for an electrical vehicle (EV) battery charger which an input impedance is matched to a characteristic impedance of a transmission line. In a high-frequency wireless power transfer system such as magnetic resonant coupling (MRC), the input impedance of the AC-DC converter should be matched to the characteristic impedance of the transmission line in order to suppress the reflected power. This paper presents the fundamental characteristics of the AC-DC converter. The experimental result shows that the input impedance of the AC-DC converter enables the conversion from 13.56 MHz AC to DC with 29.6+*j*0.51 Ω of input impedance. Thus the reflection coefficient is suppressed up to 13.6 points compared to conventional capacitor input-type diode bridge rectifier. Suppressed reflection coefficient is expected reducing the reflection loss of the wireless power transfer system.

キーワード: 非接触給電,磁界共振結合,インピーダンス整合,AC-DC コンバータ,電気自動車 Keywords: contactless power transfer, magnetic resonant coupling, impedance matching, AC-DC converter, electrical vehicle.

1. はじめに

近年,磁界共振結合を用いた非接触給電が盛んに研究されている⁽¹⁾。本方式は他の非接触給電方式と比較して,中距離伝送において高効率であるという特徴がある⁽²⁾。

本方式において、電力伝送に用いる伝送コイルの大きさ は伝送周波数に依存し、伝送周波数が高くなるほど伝送コ イルは小型となる。本論文では電気自動車(以下、「EV」)へ の電力伝送を検討しているため、伝送コイルが車載可能な 大きさとなる伝送周波数として ISM 帯(Industry Science Medical Band)である 13.56 MHz を想定している。従って、 受電側において EV バッテリへの充電を行うためには、高周 波の交流から直流への電力変換を行う必要がある。そのた め、非接触給電システムの受電側には高周波動作する整流 回路とチョッパ回路等からなるバッテリ充電回路が接続さ れる。

しかしながら、高周波ではインピーダンスの不整合によ り反射電力が発生し、損失となるため、バッテリ充電回路 のインピーダンス整合を図らなければならない。著者らは これまで、受電側にコンデンサ入力形ダイオードブリッジ 整流回路(以下、「CI-DBR」)を適用した場合の高周波非接触 給電システムの特性について検討を行ってきた⁽³⁾。しかしな がら、CI-DBR を用いた場合には入力電流が制御できないた め,整流器入力部でインピーダンス不整合による反射電力 が発生する。反射電力は負荷で消費されずに損失となり, さらに,反射により生じる整流器入力電圧の高調波成分に より,伝送効率が低下する。

本論文では、反射による非接触給電システムの効率低下 を防ぐため、高周波スイッチングを用いずに入力インピー ダンス整合が可能な AC-DC コンバータを提案し、実機によ る動作検証を行う。まず始めに、入力インピーダンス整合 が要求する仕様について明確化を行う。その後、提案回路 についてシミュレーションと実機による動作検証を行い、 本回路において入力インピーダンスの不整合による反射電 力を抑制可能であることを示す。

2. AC-DC 変換器の入力インピーダンス整合

一般に,高周波を取り扱う場合,信号源から伝送線路, 負荷までを一定のインピーダンスで整合する。本論文では 最も一般的な 50 Ωで整合を図る。非接触給電システムを EV のバッテリ充電に適用する場合,非接触給電システムの受 電側において,高周波の交流から直流に変換する必要があ るため,AC-DC コンバータが受電側に接続される。そのた め,反射を抑制するためにはバッテリを含めた AC-DC コン バータの入力インピーダンスを 50 Ωとしなければならな い。また,整合をとる基準となる伝送線路の特性インピー ダンスは一般に虚数成分を持たないため、特性インピーダ ンスが 50 Ωと表記されている場合には、実際の特性インピ ーダンスは 50+j0 Ωを示すこととなる⁽⁴⁾。従って、入力イン ピーダンス整合を図る場合、回路の入力電圧と電流は下記 の条件を満たさなければならない。

• (1) $V_{in}/I_{in} = 50 \ \Omega$

(2)入力力率 1(cos θ=1)

ここで, *V_{in}* は AC-DC コンバータの基本波入力電圧, *I_{in}* は入力電流である。上記の条件を満たすため,力率改善回路(PFC 回路)により入力電流を制御する方法が挙げられる が,現在一般的な PFC 回路は入力電流を制御するために PWM 制御を用いるため⁽⁵⁾,入力周波数が高い場合には実現 困難である。そこで,高周波非接触給電システムでは高周 波スイッチングを用いずに入力インピーダンス整合可能な AC-DC コンバータが要求される。

3. 入力インピーダンス整合形 AC-DC 変換器

<3.1> 回路構成

図1に提案する入力インピーダンス整合形 AC-DC コンバ ータを示す。提案回路は、文献[6]にて提案されている共振 形整流器の後段に電圧制御用の双方向昇圧チョッパを接続 した構成をとる。共振形整流器は、インダクタとコンデン サ間の共振を用いることで受動素子のみで PFC 動作を実現 する。文献[6]では、共振形整流器を商用周波数において駆 動し, PFC 動作を実現している。しかし, 本回路構成にお いて入力周波数が低い場合, 共振要素であるインダクタと コンデンサの容量が大きくなる。さらに、共振によりコン デンサには高電圧が印加されることとなるため、高耐圧大 容量のコンデンサとして等価直列抵抗の大きい電解コンデ ンサを適用せざるを得ない。これにより,回路で生じる損 失が大きく,変換効率が低い⁽⁶⁾。本論文では,文献[6]の回路 を 13.56 MHz で動作させることで、等価直列抵抗の小さい 積層セラミックコンデンサを共振コンデンサとして適用可 能となるため、回路の小型化と高効率化が可能となる。

また,文献[6]中では共振形整流器に抵抗負荷を直接接続 しているため,負荷によって入力インピーダンスが変動す るという問題が指摘されている。そこで本論文では,双方 向昇圧チョッパにより共振形整流器の出力電圧を制御する ことで共振形整流器の動作点を固定し,負荷電圧によらず に入力インピーダンス整合を実現する。チョッパは共振形 整流器の出力電圧を一定とするよう動作するため,入力周 波数に対してスイッチング周波数を低く設定できる。した がって,本論文では入力周波数 13.56 MHz に対して,スイ ッチング周波数 100 kHz で駆動する。なお,整流器出力電圧 は電源周波数の 2 次調波を含むため,電解コンデンサに対 して並列に,低寄生インダクタンスである積層セラミック チップコンデンサを接続することで,高周波における平滑 特性を改善する。

実際の非接触給電システムに適用する場合, AC-DC コン バータの入力は非接触給電の受電側コイルに, 出力は EV に 搭載されるバッテリに接続されることとなるが、本論文で は簡単化のため電源として出力インピーダンス 50 Ωをもつ 高周波電源および、バッテリの模擬として直流安定化電源 で構成する。なお、共振形整流器の整流素子は高周波動作 が求められるため、SiC-SBDを用いる。

<3.2> 双方向昇圧チョッパの制御

図 2 に双方向昇圧チョッパの制御ブロック図を示す。こ こで L_{ch}はインダクタ L₂のインダクタンス, C_{ch}はコンデン サ C₁及び C₂のキャパシタンス, T_{ic}は電流制御系の積分時 間, T_{iv}は電圧制御系の積分時間である。双方向昇圧チョッ パは整流器出力電圧 v_{ch}を一定電圧に制御することで,共振 形整流器の動作点を固定し,入力インピーダンス整合を図 る。提案回路において,双方向昇圧チョッパは電源周波数 成分に応答する必要がないため,制御系は PI 制御からなる 固有角周波数 4000 rad/s の電流制御系,400 rad/s の電圧制御 系で構成する。これにより,提案回路は高速応答及び,高 周波スイッチングを必要とせず,安価な制御器で構成する ことが可能である。なお,本制御系において,共振形整流 器から流れこむ電流 i_{rec}は外乱として扱う。

<3.3> AC-DC コンバータのパラメータ設計

図3にインダクタンスLとキャパシタンスCからなる共振周波数fを一定とした場合の、入力インピーダンスのシミュレーション結果を示す。後段に双方向昇圧チョッパが接続された共振形整流器の入力インピーダンスは、インダクタL1のインダクタンスL、コンデンサC1、C2のキャパシタンスC及び、整流器出力電圧v_{ch}により決定される。ここでは、1kVAの非接触電力伝送システムを想定し、入力電圧実効値223V、整流器出力電圧を500Vとしてシミュレーションを行った。図3(a)より、共振周波数fを一定とした場合、インダクタンスに比例して入力インピーダンスが増加する。一方、図3(b)に着目すると、インダクタンスを小さく設



図 2 制御ブロック図 Fig. 2. Control block diagram for S₁ and S₂ in AC-DC converter.

計した場合には、共振周波数によらず高入力力率を示すものの、インダクタンスの増加と共に入力力率は徐々に低下する。さらに、実装を考えた場合、回路の配線インダクタンスの影響が無視可能なよう、インダクタンスを設計しなければならない。以上の条件を満たすパラメータとして本論文では、共振周波数 *f* = 13.59 MHz を用いて、インダクタンスを *L* = 0.95 μH、キャパシタンスを *C* = 0.14 nF として、以降のシミュレーション及び実験を行う。

4. シミュレーション結果

図 4 に AC-DC コンバータのシミュレーション結果を示 す。シミュレーションは1kWの電力伝送システムを想定し、 入力電圧実効値を 223 V として検証を行った。整流器出力電 圧 vch 及び, チョッパ電流 ich から, PI 制御により正常に双方 向昇圧チョッパが制御されていることが確認できる。さら に, 整流器出力電圧が一定電圧に制御されているため, 共 振形整流器の入力電流が正弦波状となっており,力率1を 達成していることが確認できる。ここで,入力電圧は223V, 入力電流は 4.29 A であることから,入力インピーダンスの 絶対値IŻ,,,は51.9Ωとなる。以上より、本バッテリ充電回路 の入力インピーダンスは 51.9+j0 Ωとなる。同軸ケーブルの 特性インピーダンスは 50+j0 Ωであるので, 1.9 Ωの誤差を含 むが、反射係数に換算すると反射係数はΓ=1.8%となる。従 来の CI-DBR を用いた場合, 反射係数は負荷により変動する ものの 11.6~22.2%であることから⁽³⁾,本回路の適用により 反射係数を最大 20.4 ポイント低減可能である。

5. 実験結果

回路動作の検証を行うため、実機による検証を行った。 表1に実験で使用した回路素子のパラメータを示す。素子 選定の都合から、共振コンデンサのキャパシタンスを C=140 pF から 150 pF に変更した。また、インダクタ L₂は電磁鋼 板コアを用いて自作した。なお、簡単のため実験では双方 向昇圧チョッパをオープンループにて駆動した。また、直 流安定化電源と抵抗を並列接続し、バッテリを模擬した。

図5に提案するAC-DCコンバータの動作波形を示す。動 作波形より,入力電流はシミュレーションと同様の傾向が 見られ,若干のひずみを有するものの正弦波状となってい ることが確認できる。また,整流器出力電圧 v_{ch},出力電圧 V_Bともに直流となっていることから,提案回路を用いるこ とで高周波スイッチングを用いずに高周波の交流から直流 への変換が可能である。

図 6 に入力電圧,電流波形の高調波解析結果を示す。実験波形について詳細を検討するため,入力電圧及び電流波形に対して高調波解析を行った。なお,ここでは 13.56 MHzの時の電圧,電流値を基準に基準化を行っている。また,オシロスコープのサンプリング周波数は 1.25 GHz である。ただし,使用したプローブの周波数帯域の制限により,7次以降の高調波成分については参考値である。入力電流の高調波は 20 次まで-20 dB 以下に抑制されており,13.56 MHz



図 4 AC-DC コンバータの動作波形シミュレーション Fig. 4. Operation waveforms of AC-DC converter by simulation.

表 1	回路パラメータ			
Table 1. Parameters	of the circuit components for the			
experimental setup				

enperimental betap.					
Items		Manufactures	Model number	Value	
MOSFET	S_1, S_2	Vishay	IRFB11N50APBF	500 V, 11 A	
Diode	D_1 - D_4	Cree	C3D08060A	300 V, 6 A	
Inductor	L	TDK	VLF10040T-1R5N8R9 (Remodeled)	950 nH	
	L ₂	-	-	2.3 mH	
Capacitor	C ₁ , C ₂	TDK	C3216C0G2J151JT	150 pF	
	C ₃	TDK	CKG57NX7R2J474M	470 nF (in parallel)	
	C_4	nichicon	UPW2V221MRD	220 μF (in parallel)	
	C ₅	BHC Components	ALS30A221DB450	220 µF	

を基本波として 20 次までの総合ひずみ率(以下,「THD」) は,入力電流 THD は 11.2%(参考値)であった。

基本波における電圧,電流値に着目すると,高調波解析 結果より入力電圧が19.8 V,入力電流が0.67 A であるため, 入力インピーダンスの実部|Z_{in}|は29.6 Ωである。また,入力 電圧と電流の位相差が φ-4.1 deg であることから,提案回路 の入力インピーダンスは29.6+j0.51 Ωとなる。設計値50+j0 Ωに対して,虚部については良好な結果が得られたものの, 実部については大きな誤差を有する事となった。これは, ダイオードの寄生容量により,等価的な共振コンデンサの 容量に誤差が生じたためである (シミュレーションにて寄 生容量を模擬したところ,同様の結果が得られている)。

図7にCI-DBRと提案回路をそれぞれ用いた場合の反射係 数の測定値を示す。反射係数は進行波電力に対して、イン ピーダンスの不整合が原因で反射される電力の割合を示 し、反射係数が小さいほど、反射による損失が低減できる。 なお、CI-DBR では負荷により反射係数が異なるため、25、 33.3, 50, 100 Ωの抵抗負荷を接続した場合について測定を行 った。また、整流素子として定格電圧 600 V,定格電流 4A の SiC ショットキーバリアダイオードを用いた。

提案回路を用いた場合,高周波電源の進行波電力35Wに 対して反射電力が3Wであることから,電力ベースの反射係 数は8.6%となる。図6より,提案回路はCI-DBRに比較し て軽負荷,重負荷の両者において反射係数を低減可能であ り,特に25Ω時と比較すると最大13.6ポイント低減できる。 なお、ダイオードの寄生容量により入力インピーダンスに 誤差が生じているため、ダイオードの寄生容量を考慮して 素子選定を行うことでさらなる反射係数の低減が可能であ る。

6. まとめ

本論文では、高周波非接触給電システムの受電側に適用 可能な AC-DC コンバータの実機検証を行った。実験結果よ り、提案回路を用いることで入力インピーダンスを整合し た状態で、13.56 MHz の交流から直流への変換が可能である ことを明らかにした。この時、AC-DC コンバータの入力イ ンピーダンスは 29.6+j0.51 Ωとなり、設計値 50+j0 Ωに対し て誤差を有するものの、従来の CI-DBR を用いた場合と比較 して反射係数を最大 13.6 ポイント低減可能であることを示 した。今後は、ダイオードの寄生容量を考慮した設計法を 明確化し、さらなる反射係数の低減を図る予定である。

なお,本研究の一部は,平成24~27年度日本学術振興会 科学研究費補助金基盤研究(B)の援助により行われたもの で,関係者各位に謝意を表す。

文 献

- (1) 居村岳広、岡部浩之、内田利之、堀洋一:「共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送」、電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83 (2010)
- (2) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić:



Fig. 7. Comparison of reflection coefficient between CI-DBR and proposed AC-DC converter.

"Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, pp.83-86 (2007)

- (3) K. Kusaka, J. Itoh, "Experimental Verification of rectifiers with SiC/GaN for Wireless Power Transfer Using a Magnetic Resonance Coupling," The 9th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, No. 380, pp. 1094-1099 (2011)
- (4) 広畑敦:「高周波技術センスアップ101」, CQ 出版株式会社 (2003)
- (5) 山本 真義, 堀井 浩幸:「トランスリンク方式単相インターリーブ PFC コンバータ」, 電学論 D, Vol. 130, No. 6, pp. 828-829 (2010)
- (6) 松井景樹、山本勇、関爾東、長谷川勝、安藤健志、上田玄、森秀樹:
 「商用周波の共振で直流高電圧を発生する単相整流回路」、電学論
 D, Vol. 127, No. 4, pp. 368-374 (2007)