

磁気共鳴による非接触給電を電源とした SiC ショットキーバリアダイオード整流器の動作検証

学生員 日下 佳祐 学生員 宮脇 慧 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Experimental Evaluation of a SiC Schottky Barrier Rectifier with a Magnetic Resonant Coupling for Contactless Power Transfer as a Power Supply

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

This paper describes the characteristics of a SiC schottky barrier rectifier with a magnetic resonant coupling (MRC) for contactless power transfer as a power supply. The MRC enables a contactless power transfer at middle range with high efficiency. The MRC for contactless power transfer is achieved at 13.56MHz. Then, it is important that the power converter can operate high frequency at high efficiency. The characteristics of SiC diode rectifier is demonstrated in this paper. As a result, the output DC voltage of 106 V is obtained at 82V input peak voltage. Then the maximum efficiency from RF power supply to DC output is 66.5 %. In addition, load characteristics are mentioned when the circuit parameters in the rectifier are changed.

キーワード：非接触給電, 磁気共鳴, WiTricity, 電力伝送, 整流器

Keywords : Contactless power transfer, Magnetic resonance, WiTricity, Power transfer, Rectifier

1. はじめに

近年、非接触での電力伝送が盛んに研究されている。非接触での大電力伝送が実用化された場合、電気コードを必要としない電気機器を実用化することが可能となる。一例として電気自動車へ非接触で給電できれば、電気自動車に搭載するバッテリーの小容量化が図られ、自動車の軽量化に繋がる。これは自動車の燃費向上だけでなく、バッテリーに用いられる貴金属の省資源化も期待できる。また、現在一部で実用化されている電気自動車のように、充電の際にプラグを自動車へ接続する必要がなくなり、利用者の利便性が改善される。

一方、電磁界共鳴を用いた電力伝送方式が近年注目を浴びている⁽¹⁾。この方式では距離 1m 程度の中距離において効率 90 %以上であり、電磁誘導やマイクロ波などの方式と比較して高効率であるという特徴を持つ。また、コイルの位置ずれ特性においても電磁誘導方式よりも優れており、位置ずれを起こしても、高効率な電力伝送が可能である⁽²⁾。本方式は電磁波を放射しない非放射型であり、電磁界の結合によって電力伝送を行う⁽³⁾。今後、磁気共鳴を用いた非接触給電は ISM 帯 (Industry Science Medical band) である 13.56 MHz での実用化が期待されており、高周波の電力変換技術の発展が必要とされている。なお、本方式の受信側コイルに生じる電圧の周波数は電源周波数と同一であるため、受信側における高周波整流回路が必要となる。

これまで、磁気共鳴を用いた非接触給電に関する研究は

コイルの特性について研究するものが主であった。一部、負荷側に整流器を接続し、総合効率 60 %を達成したとの報告もあるが、詳細は明らかにされていない⁽⁴⁾。特に、磁気共鳴は数 MHz の高周波であるから、高速スイッチングが求められる。そこで、スイッチング素子に着目すると、高速スイッチングやパワー密度の向上といった要求に応えるため従来の Si デバイスに代わり、SiC を用いたスイッチング素子が近年注目されている。SiC ショットキーバリアダイオード (以下、SiC-SBD) は、現状の Si ダイオードと比較して、リカバリ電流とダイオードのスイッチング損失を大幅に減少できる期待がある⁽⁵⁾。

そこで、本論文では SiC-SBD を用いた単相ブリッジ整流器ならびに、磁気共鳴による非接触給電システムを検討し、その特性を明らかにする。さらに、電源に非接触給電システムを用いた場合の整流器動作について、整流器の DC リンクコンデンサ及び負荷抵抗に着目し、検証を行ったので報告する。

2. 実験システムの構成

〈2・1〉 機器構成

図 1 に磁気共鳴を用いた非接触給電システムの概略図を示す。ファンクションジェネレータから出力された正弦波信号は RF 電源により設定された電力となるよう増幅された後、入力コイルへ出力される。RF 電源内部はパワーアンプで構成されており、電流を増幅することで 0 W から 500 W まで任意の電力を出力可能である。

本実験では非接触給電用コイルを4素子で構成する。入力コイルと出力コイル、送信コイルと受信コイルはそれぞれ同一の構成であり、入力コイルと出力コイルをまとめて励振コイル、送信コイルと受信コイルをまとめて共振コイルと呼ぶ。表1に励振コイルの仕様を示す。同様に、表2に共振コイルの仕様を示す。共振コイルはギャップ長 g だけ離して、同軸上に設置した。

〈2・2〉等価回路パラメータの決定

図2に磁気共鳴システムの等価回路を示す。前節で述べたコイルは非放射性的なアンテナとしての働きを持ち、電気回路的にはLC直列共振回路とみなせるため、電気回路による等価回路で示される⁽⁶⁾。本論文では、作製したコイルの周波数特性及び設計値から等価回路のパラメータを決定した。以下に導出方法の詳細を述べる。

初めに送信コイル及び受信コイルのインダクタンスを理論式から導出する。本コイルは空芯の有限長円筒ソレノイドであるので、自己インダクタンスは(1)式から得られる。

$$L = K4\pi^2 \left(\frac{\pi D^2}{4} \right) l \times 10^{-7} = K\pi^2 n^2 D^2 l \times 10^{-7} \text{ [H]} \dots\dots\dots (1)$$

ここで K は長岡係数、 n は単位長さ当たりの巻数、 D はソレノイドの直径、 l はソレノイド長である。今回、表2に示すパラメータのコイルを作製し、送信コイル及び受信コイルのインダクタンス $L=19.26 \mu\text{H}$ が得られた。参考までに周波数 5 MHz において LCR メータを用いて測定した結果は、送信コイル $L=18.33 \mu\text{H}$ 、受信コイル $L=17.63 \mu\text{H}$ である。なお、LCR メータの測定の際の周波数は LCR メータの最大周波数の制約によるものである。

続いて、共振コイルの自己共振周波数 f_0 を決定する。本実験ではギャップ長 g を 0.40 m として実験を行う。電磁界共鳴を用いた非接触給電方式ではギャップ長 g が短い領域において、共振周波数が f_1 と f_2 の2つ現れることが知られている⁽²⁾。反対に、次第にギャップを大きくしていくと、共振周波数が重なり1つとなる。この時の周波数が自己共振周波数 f_0 である。この特性を利用して、スペクトラムアナライザを入力コイルと出力コイルに接続し、コイルの周波数特性を取得した。ギャップ長を 1.2 m 程度まで大きくしたとき、共振周波数は1つとなり、自己共振周波数 f_0 は 13.27 MHz であった。

次に、共振周波数 f_1 及び f_2 を求める。共振周波数はギャップ長により変化することから、実際の実験で用いるギャップ長 0.40 m において測定する。図3にスペクトラムアナライザを用いて測定した共振コイルの周波数特性を示す。共振点が2つ現れており、ギャップ長 0.40 m においてはそれぞれ $f_1=13.08 \text{ MHz}$ 、 $f_2=13.51 \text{ MHz}$ である。

以上で得た自己インダクタンス L 及び自己共振周波数 f_0 から、コイルが持つキャパシタンス C 及び、相互インダクタンス L_m を導出する。等価回路が直列共振で与えられることから、共振条件より(2)式でキャパシタンスが得られる。本実験においては $C=7.47 \text{ pF}$ と推定される。

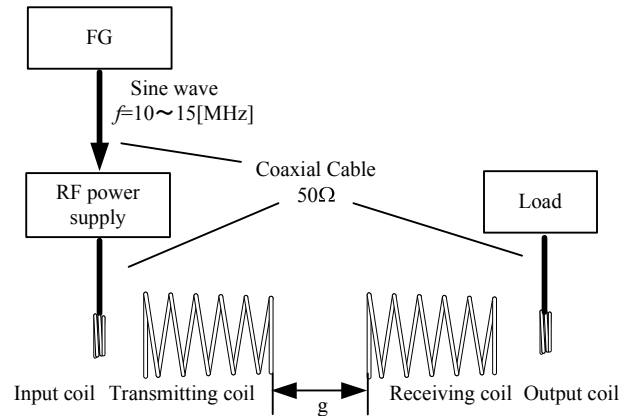


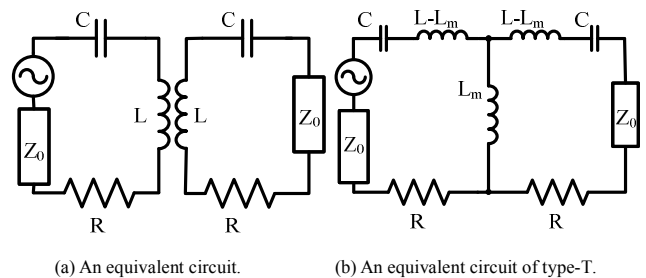
図1 磁気共鳴による非接触給電システム
Fig. 1. The system of magnetic resonant for contactless power supply.

表1 励振コイルの仕様

Number of turn	1 [turn]
Material	Magnet wire φ2.3[mm]
Radius	0.10 [m]

表2 共振コイルの仕様

Number of turn	5.25 [turn]
Material	Magnet wire φ2.3[mm]
Radius	0.21 [m]
Total length	0.092 [m]



(a) An equivalent circuit. (b) An equivalent circuit of type-T.
図2 磁気共鳴の等価回路

Fig. 2. The equivalent circuit of magnetic resonant coupling.

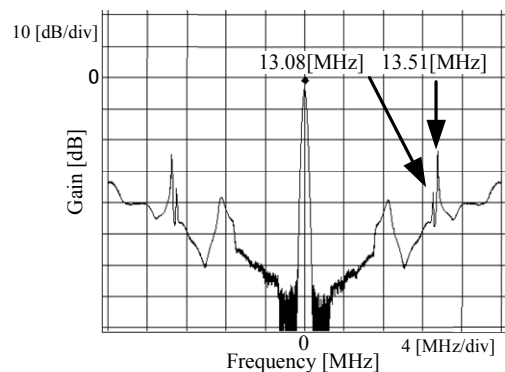


図3 周波数特性

Fig. 3. The frequency characteristic.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]} \dots\dots\dots(2)$$

また、共振条件が $L+L_m$ と C 、 $L-L_m$ と C により決定することから、(3)式を用いることで相互インダクタンス L_m が得られる。

$$k_m = \frac{L_m}{L} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \dots\dots\dots(3)$$

これより、本研究により作製した共振コイルの相互インダクタンス L_m は $0.63 \mu\text{H}$ と推定した。

導出した等価回路において、出力コイルに抵抗を接続した場合についてシミュレーションを行い、実験結果との比較を行った。シミュレーションの際、負荷抵抗値は LCR メータを用いて測定した結果である 123Ω とした。また、高周波特性を再現するため、抵抗に直列に寄生インダクタンス $24.6 \mu\text{F}$ 、抵抗とインダクタンスに並列に寄生キャパシタンス 40.1pF を挿入した。なお、寄生インダクタンス及び寄生キャパシタンスの容量は LCR メータの測定により得られた結果である。

〈2・3〉 整流器の構成

図 4 に SiC-SBD を用いた整流器の回路図を示す。整流器の回路構成はダイオードブリッジ回路とし、整流器の入力に磁気共鳴受信コイルを直接接続する。なお、負荷として無誘導性抵抗、DC リンクコンデンサとしてフィルムコンデンサを用いた。本実験で用いたダイオードは素子耐圧 600V 、順方向定格電流 4A 、順方向電圧降下 0.77V の SiC-SBD である。本実験においては周波数約 13MHz での高速スイッチングが求められるため、SiC-SBD を使用した。

3. 実験結果

出力コイルに整流器を接続し、実機による実験を行った。図 5 に実験結果による入出力波形を示す。実験条件は電源周波数 13.14MHz 、無誘導性抵抗負荷 170Ω 、DC リンクコンデンサ容量 $56.4 \mu\text{F}$ 、RF 電源出力は 100W とした。入力コイルに入力された交流電圧は直流に変換され、平均電圧 106.4V が出力された。負荷抵抗の消費電力が 66.5W であることから、RF 電源出力からみた伝送・変換を含めた総合効率は 66.5% であることが確認された。なお、発生した損失のうち 10% にあたる 10W の電力が反射電力として RF 電源において観測されている。図 6 に負荷抵抗を変更した場合の効率変化を示す。

入出力コイル電圧に着目すると、入力コイル電圧及び出力コイル電圧には歪みが生じている。この理由として、測定用プローブを挿入したことによる反射の影響が挙げられる。高周波信号に対してプローブを挿入した場合、挿入したプローブの配線長により反射が生じ、電圧歪みの原因となる。整流器の入力である出力コイル電圧波形のピーク値が出力電圧値に達していないことから、出力コイル電圧波形に歪みが生じていると考えている。

図 7 に整流器に接続された抵抗を変えた場合の、定在波比 SWR (Standing Wave Ratio) の推移を示す。SWR は(4)式

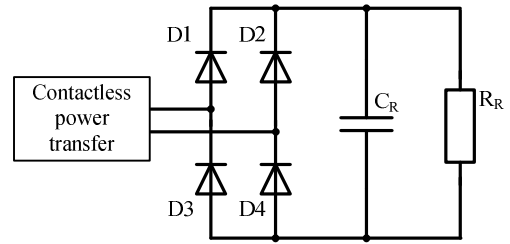


図 4 SiC-SBD 整流器

Fig. 4. SiC-SBD rectifier.

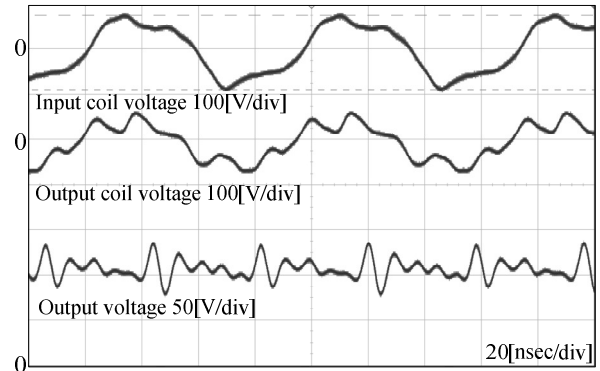


図 5 実験波形

Fig. 5. Experimental waveforms.

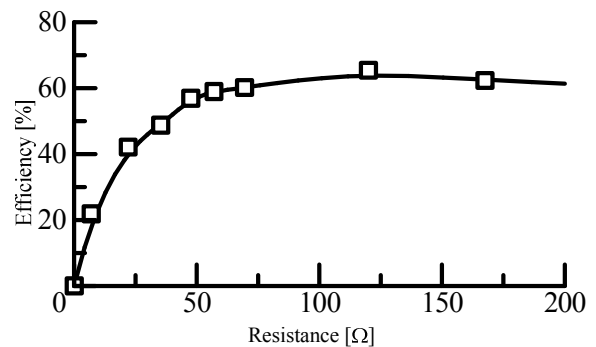


図 6 負荷抵抗値に対する効率変化

Fig. 6. The relationship between resistance and efficiency.

で定義され、反射がない時には 1 となる。なお、実験条件は電源周波数 13.14MHz 、DC リンクコンデンサ容量 $9.4 \mu\text{F}$ 、RF 電源出力 100W とした。ここで、 P_F は RF 電源出力である進行電力、 P_R は反射電力である。

$$SWR = \frac{P_F + P_R}{P_F - P_R} \dots\dots\dots(4)$$

SWR は負荷抵抗が 35Ω の時最小の 1 となり、ほぼ反射が無い状態となっている。本実験では 50Ω で整合を取っているため、負荷の整合が取れた場合に SWR が最小となる。図 6 において負荷抵抗値は公称値を用いており、実際には高周波電圧リプルの影響で実際の抵抗値との差異が生じている。

図 8 に整流器に接続された抵抗を変えた場合の、整流器出力電圧を示す。出力電圧は負荷抵抗に対し対数関数状に増加している。これは、RF 電源が電力一定制御(出力 100W) であるためである。このとき、抵抗値を変化させると、対

数で出力電圧は変化する。

図 9 に負荷抵抗値に対する出力コイル電圧を示す。出力電圧は負荷抵抗の増加に伴って増加する傾向がある。電圧は高周波であるため、オシロスコープのピーク値測定機能で簡易的に測定した。負荷抵抗に応じて、電圧は対数で変化することが確認された。図 9 にシミュレーションにより求めた電圧をプロットする。これらは実験値と重なり、等価回路パラメータの妥当性が確認できる。

図 10 に DC リンクコンデンサの容量を変えた場合の、出力電圧リップルを示す。コンデンサ容量を 9.4 μF から 56.4 μF まで増加させた場合においても、出力電圧リップルに変化は現れず、ほぼ一定である。また、負荷抵抗を増加させた場合には電圧リップルが減少するものの、電圧リップルは 50 %以上を示しており、大きなリップルを含んでいることが分かる。このことから、本回路では等価直列インダクタンス(ESL)の影響により、DC リンクコンデンサの容量を単に増しても電圧リップルは低減できないことが明らかになった。

4. まとめ

本論文では、磁気共鳴による非接触給電システムを電源とし、SiC-SBD ブリッジ整流器の動作検証を行った。磁気共鳴システムにより、100 W の電力を 0.40 m 無線伝送した後、整流器により整流を行い、負荷抵抗 170 Ω に対して直流電圧 106.4 V を取得した。これより、RF 電源出力から整流器出力までの伝送及び変換を含めた効率が 66.5 %であることを確認した。また、整流器に接続された負荷抵抗値により整合が乱れ、反射波電力が増加することを実験により明らかにした。今後は本研究を元に、より高効率、低電圧リップルな非接触給電向け整流器の研究を行う予定である。

文 献

- (1) A.Kurs , A.Karalis , R.Moffatt , J.D.Joannopoulos , P.Fisher , M.Soljačić : "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, pp.83-86 (2007)
- (2) 居村岳広, 内田利之, 堀洋一: 「近傍界用磁界アンテナの共振を利用した高効率電力伝送の解析と実験—基本特性と位置ずれ特性—」, 平成 20 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集 II, 2-62, pp.539-542 (2008)
- (3) 居村岳広, 堀洋一: 「電磁界共振結合による伝送技術」, 電学誌, Vol.129, No.7, pp.414-417 (2009)
- (4) ソニー株式会社ニュースリリース: 「磁界共振型を使った高効率な「ワイヤレス給電システム」を開発」 (2009)
- (5) 高尾和人, 八尾勉, 荒井和雄: 「SiC ショットキーバリアダイオードの高 di/dt スイッチング特性」, 電学論 D, Vol.124, No.9, pp.917-923 (2004)
- (6) 居村岳広, 内田利之, 堀洋一: 「非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈」, 電気学会自動車研究会.VT09-007, pp.35-40 (2009)

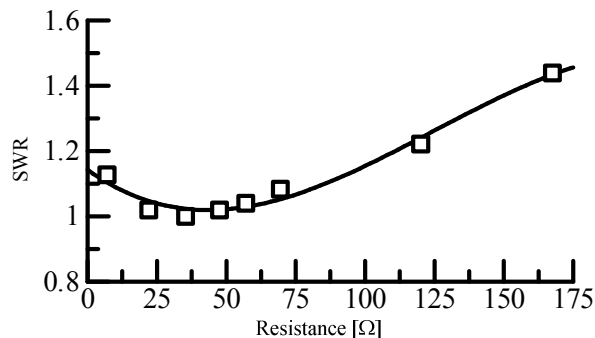


図 7 負荷抵抗値に対する SWR
Fig. 7. The relationship between resistance and SWR.

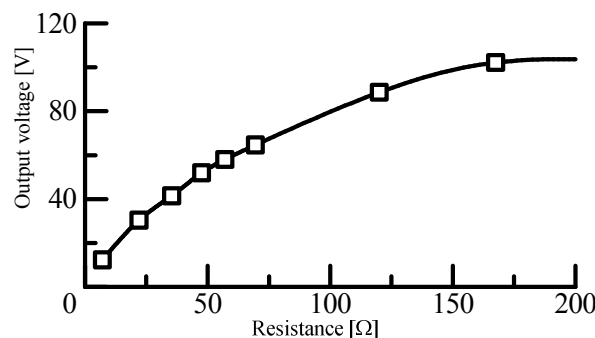


図 8 負荷抵抗値に対する整流器出力電圧
Fig. 8. The relationship between resistance and output voltage.

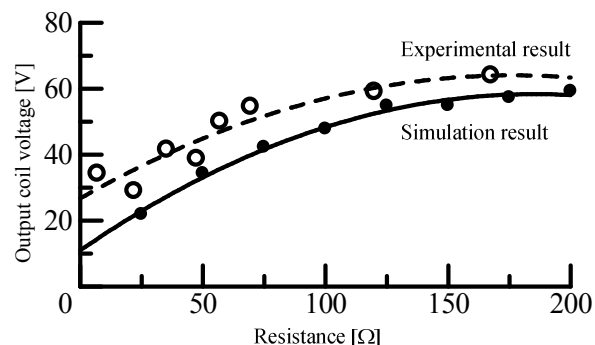


図 9 負荷抵抗値に対する出力コイル電圧
Fig. 9. The relationship between resistance and output coil voltage.

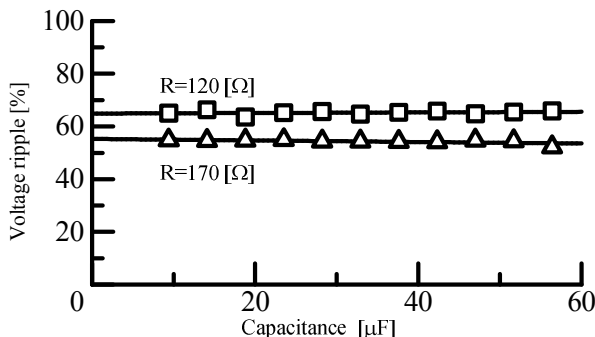


図 10 DC リンクコンデンサ容量に対する出力電圧リップル
Fig. 10. The relationship between DC link capacitance and output voltage ripple.