

# 6.78MHz 帯ワイヤレス電力伝送システムの受電側による 力率改善機構の抵抗負荷での検証

小室 虎祐\* 居村 岳広 (東京理科大学)

## A Study on Power Factor Compensation in Receiver Side of 6.78MHz Band Wireless Power Transfer System under Resistive Load

Kosuke Komuro\*, Takehiro Imura (Tokyo University of Science)

Being able to miniaturize components and transmit for a long distance, it is worth driving wireless power transfer system in the 6.78MHz band. However, when the rectifier is driven by such a high frequency, diodes included in the rectifier cause the reactance. This paper proposes the novel compensation method to deal with this phenomenon. Measuring the power consumption in load, the input voltage and current in the rectifier, the power factor is improved drastically without any complicated structure and high costs. Utilizing this method, power factor in the system was improved from 0.66 to 1.00 at the highest.

キーワード: ワイヤレス電力伝送, 高周波パワーエレクトロニクス, 力率, フルブリッジ整流器, 補償  
(Keywords, wireless power transfer, high frequency power electronics, power factor, full bridge rectifier, compensation)

### 1. はじめに

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送システムは、スマートフォンの充電システムにおいてすでに実用化されており、他にも自動車の走行中給電<sup>(1)</sup>や医療機器<sup>(2)</sup>といった様々な分野への応用が研究されている。これらのシステムは 85kHz~200kHz 付近で駆動されるが、最近では 6.78MHz や 13.56MHz などの MHz 帯で動作させる試みがある。駆動周波数を上昇させることで、部品の小型化や長距離伝送、複数給電<sup>(3)</sup>といった、kHz 帯では実現できなかったことが可能になる。これまでに MHz 機器用のインバータ<sup>(4)(5)(6)</sup>や整流器<sup>(7)(8)</sup>など、高効率なシステムを実現するための研究が盛んに行われている。

一方 MHz 帯では、回路設計上制約が多い。例えば、MHz 帯における電力伝送では、線路や素子に存在する寄生インダクタンスや寄生容量の影響が大きくなる。そのため、kHz 帯における電力伝送と回路の扱い方やシステムの設計方法が異なる。代表例として整流器を挙げる。整流器に使用されるダイオードは、逆バイアスがかかると PN 接合間で寄生容量が発生する。これまで、kHz 帯におけるパワーエレクトロニクスではほとんどその影響を受けることがなく、整流器での損失は純抵抗として扱われることが多かった。しかし MHz 帯では、寄生容量によるリアクタンスが無視できないほどの大きさになるため、システム全体の力率が低下する。

そのため、6.78MHz 帯ワイヤレス電力伝送を実用化するにあたり、力率改善の提案は必要不可欠である。

文献(9)では、6.78MHz のシステムにおいて、力率の低下具合を予めシミュレーションソフトで予測し、受電側コンデンサの値を適性値に決定する手法が提案されている。しかし、この方法では、周波数や想定される負荷、電圧に応じて、実装前に事前シミュレーションを行う手間があった。また、本手法ではコンデンサの値を逐次変化させていない。そのため、条件によっては力率が著しく低下する可能性もある。安定的な電力伝送が達成されることは理想であり、リアルタイムな力率改善は不可欠である。

本論文では、整流器で発生するリアクタンスをパラメータの実測値をもとに導出し、力率を改善する新たな手法を提案する。具体的には、直流電力計、電流センサ、電圧センサを用いることで、負荷で消費される電力および整流器に入力される電流、電圧を測定し、受電側コンデンサの値を最適値に定める。全ての処理は受電側回路で閉じているため、リアルタイムかつ高精度な力率改善が見込め、安価なシステムの実現が期待される。

### 2. 原理

#### <2・1> MHz 帯におけるワイヤレス電力伝送

図 1 に一般的なワイヤレス電力伝送システムの回路図を示す。送電側は送電コイル $L_p$ 、共振コンデンサ $C_p$ と電源 $V_1$ が

ら構成され、受電側は受電コイル $L_s$ 、補償コンデンサ $C_s$ 、整流用ダイオード $D_1 \sim D_4$ 、平滑コンデンサ $C_f$ 、負荷 $R_L$ から成る。

しかし、このシステムを6.78MHz等のMHz帯で動作させると、ダイオードにおける寄生容量が無視できなくなる。したがって、等価回路は図2のように描き換えられる。

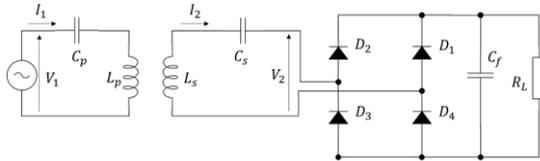


図1 kHz帯における一般的なWPTシステム

Fig. 1. Typical topology of the WPT system in kHz band

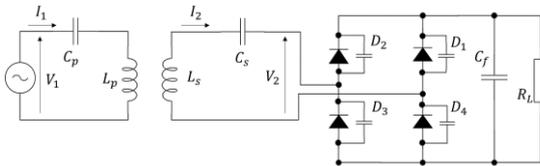


図2 MHz帯における電力伝送システムの等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit in MHz band

### 〈2・2〉整流器のモード

文献(9)にも述べられている通り、高周波における整流器には図3, 図4に示すような二つの動作モードがある。容量成分として働くダイオードの数が時間に伴って変化するため、整流器前の入力インピーダンスを $R_L$ の関数として表現することが困難であることが知られている。

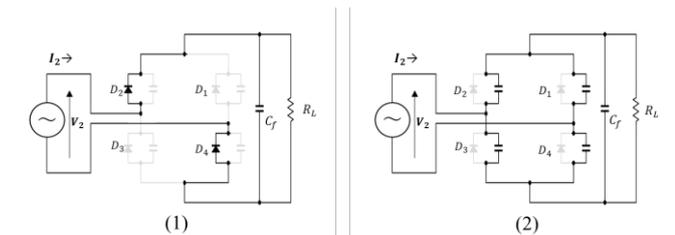


図3 (1) モード(a), (2) モード(b)

Fig. 3. (1) mode(a), (2) mode(b)

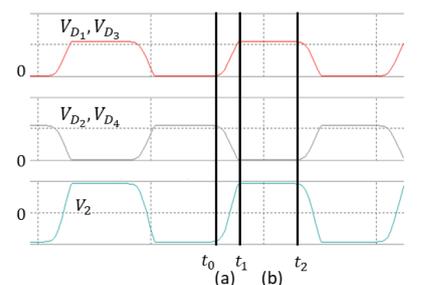


図4 整流器における電圧波形

Fig. 4. Voltage waveform in the rectifier

### 〈2・3〉提案手法の全体像

はじめに処理の流れを図5に示し、定性的に述べる。提案するシステムでは、簡素な構造を目指すため、すべて処理は受電側回路で完結させることを目的としている。はじめに、整流器に供給される電流と電圧の実効値、負荷における消費電力の測定を行う(Measurement Phase)。次にこれらのデータから、整流器に入力される皮相電力、ダイオードにおける消費有効電力を計算する(Calculation Phase I)。最後に、整流器で発生するリアクタンスを推定し、システム全体のインピーダンスの虚部が0になるよう受電側共振コンデンサ $C_2$ の最適値を定める(Calculation Phase II)。負荷が変動するたびにリアクタンス $X_{rec}$ は変化するため、これらの処理は循環して行われる必要がある。

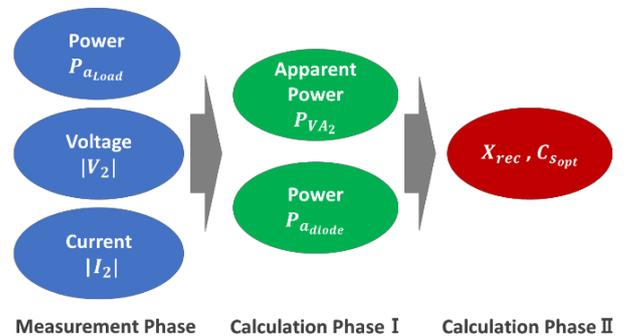


図5 処理の流れ

Fig. 5. Process flow

### 〈2・4〉受電側コンデンサの補償条件

MHz帯において、整流器以降を見込んだ等価インピーダンス $Z_{rec}$ は、入力される電圧や負荷に対して非線形的に変化し、負荷 $R_L$ などの関数として表すことが難しい。したがって、整流器の入力インピーダンス $Z_{rec}$ を

$$Z_{rec} = R_{rec} - jX_{rec} \quad (1)$$

と置いて議論する(図6)。ここで $X_{rec} > 0$ であり、(1)は整流器が容量性リアクタンスを持つことを表している。

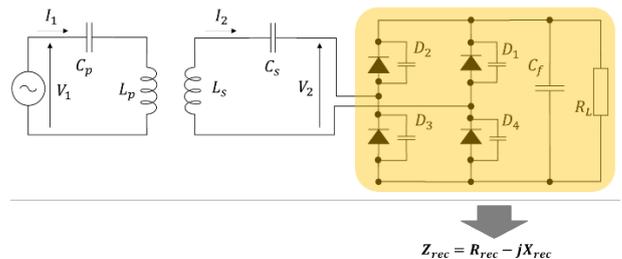


図6 整流器における等価入力インピーダンス

Fig. 6. Equivalent input impedance of the rectifier

### 〈2・5〉 力率 1 を達成する条件

図 7 に、整流器を等価交流インピーダンスとして書き換えた WPT システム全体の回路図を示す。システム全体の入力インピーダンスは、

$$Z_{in} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_{rec} + j\left(-X_{rec} + \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right)} \quad (2)$$

と書ける。ただし、 $L_m$  は  $L_1$  と  $L_2$  の相互インダクタンスとする。力率を 1 にするためには、

$$\text{Im}(Z_{in}) = 0 \quad (3)$$

を満たす必要がある。実用上、送電側の回路は極力シンプルな構成が求められる<sup>(10)</sup>。したがって、本論文では前提条件として、

$$j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} = 0 \quad (4)$$

を用いる。このとき、(3)式を満たすには、

$$-X_{rec} + \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} = 0 \quad (5)$$

である必要があるから、 $C_s$  の最適値を改めて  $C_{s,opt}$  と書き直すと、

$$C_{s,opt} = \frac{1}{\omega^2 L_s - \omega X_{rec}} \quad (6)$$

と求めることができる。

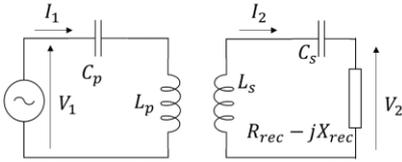


図 7 WPT システムの等価回路

Fig. 7. Equivalent circuit of WPT system

### 〈2・6〉 リアクタンス $X_{rec}$ の計測

(6)式から、 $X_{rec}$  の値がわかれば  $C_{s,opt}$  が定まることが明らかになった。ここでは、 $X_{rec}$  の計測方法を論ずる。リアクタンスを計算する際、位相から導出する方法と電力から導出する方法があるが、本論文では電力計算から導出した。位相を検出するには複雑な回路が必要なうえ、6.78MHz ほどの高い周波数では精度が落ちる可能性があるためである。

さて、リアクタンスは無効電力を消費する。したがって、整流器以降で消費される無効電力  $P_{r_2}$  を用いて表せば、

$$X_{rec} = \frac{P_{r_2}}{|I_2|^2} \quad (7)$$

と書ける。

無効電力を直接測定することは困難であるため、皮相電力と有効電力から導出する間接測定法を採用した。整流器に入力される皮相電力  $P_{VA_2}$ 、有効電力  $P_{a_2}$ 、無効電力  $P_{r_2}$  の関係式は、

$$P_{r_2} = \sqrt{P_{VA_2}^2 - P_{a_2}^2} = \sqrt{|V_2|^2 |I_2|^2 - P_{a_2}^2} \quad (8)$$

で表される。ここで、 $P_{VA_2}$  は  $|I_2|$  と  $|V_2|$  の積で表されるため簡単に求まる。

さて、 $P_{a_2}$  は主に負荷、ダイオード、伝送線路、平滑コンデンサの ESR 等で消費される。しかし、後者の 2 か所における消費電力は、前者に比べて極端に小さいため無視することができる。したがって、

$$P_{a_2} = P_{a_{diode}} + P_{a_{Load}} \quad (9)$$

と書ける。 $P_{a_{Load}}$  は直流電力計から読み取ることができるため、容易に計測できる。 $P_{a_{diode}}$  の推定方法は次項で記述する。

(7)~(10)式を総合すると、

$$X_{rec} = \frac{\sqrt{|V_2|^2 |I_2|^2 - (P_{a_{Load}} + P_{a_{diode}})^2}}{|I_2|^2} \quad (10)$$

が求まり、測定可能なパラメータからリアクタンスを推定することができる。

### 〈2・7〉 ダイオードにおける消費電力 $P_{a_{diode}}$ の推定

まず、ダイオードに流れる電流について考える。一つのダイオードに流れる電流波形 (シミュレーション) は図 8 のようになる。FFT にかけて、図 8 の波形は図 10 のようになり、半波整流波形 (図 9) の FFT 結果ときわめて類似している。

さて、コンデンサ  $C_s$  に流れ込んだ電流  $I_2$  はそのまま整流器へ流れていく。そのためダイオードに流れる電流は、順方向電圧がかかった場合のみほぼ  $I_2$  と同じような波形が再現される。一般的に正弦波と半波整流波の実効値は等しいことが知られている。したがって、 $|I_2|$  の値からダイオードに流れる電流の近似波形  $i_D$  (半波整流波形) を再現することが可能で、

$$i_D = \begin{cases} \sqrt{2} |I_2| \sin \omega t & (0 \leq t < \frac{T}{2}) \\ 0 & (\frac{T}{2} \leq t < T) \end{cases} \quad (11)$$

と書ける。

次に、消費される有効電力の導出方法について述べる。有効電力の定義は、

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (12)$$

である。しかし、電流波形や電圧波形を関数化することは難しいため、本論文では

$$p = \frac{1}{N} \sum v_n i_n \quad (13)$$

で表される。離散データから求める式を用いた。なお、 $i_n$  は  $i_D$  のサンプルデータであり、 $10^\circ \leq \omega t \leq 170^\circ$  なる点を  $10^\circ$  ごとに、計 17 個算出した。ただし、範囲は  $0 \leq t < \frac{T}{2}$  である。

ダイオードはそれぞれの電流—電圧特性を持っており、それはデータシートから知ることができる。したがって、 $i_n$ をデータシートと照らし合わせると $v_n$ が求まり、(13)式からダイオードにおける消費有効電力を求めることができる。なお、一度に電力を消費するダイオードは2つあるので、 $P_{adiode}$ は

$$P_{adiode} = \frac{2}{N} \sum v_n i_n \quad (14)$$

と表される。

本論文では、ROHM製のRB088T150NZを用いた。電流—電圧特性は図11に示す。



図8 ダイオードに流れる電流の波形 (シミュレーション)  
Fig. 8. waveform of the current in a diode (simulation)



図9 半波整流波形 (シミュレーション)  
Fig. 9. Waveform of the half-rectified wave (simulation)

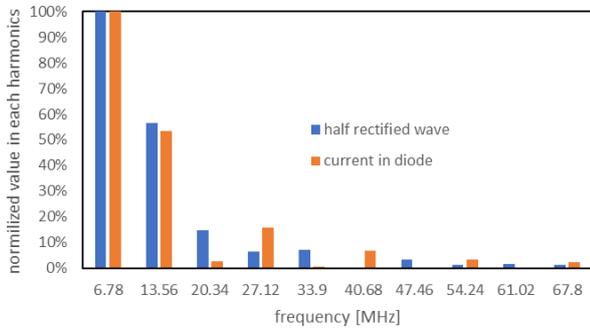


図10 ダイオードに流れる電流のFFT結果  
Fig. 10. Result of FFT (current in a diode)

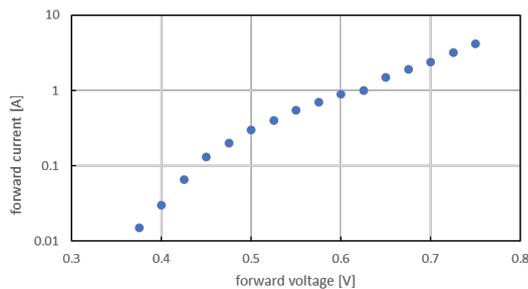


図11 ダイオードの電流電圧特性 (rb088t150nz)<sup>(11)</sup>  
Fig. 11. Specification of diode (rb088t150nz)<sup>(11)</sup>

### 3. 検証

#### 〈3・1〉手順

以下の①～⑤に示す手順に従い、実証を行った(図12, 図13)。各パラメータの設定値は表1に示す。

- ①  $|V_1|$ を5V,  $k = 0.3$ に設定し、オシロスコープで $|I_2|$ および $|V_2|$ を計測した。また、直流パワーメータを用いて、 $P_{aLoad}$ を計測した。
- ② ①で得られた $|I_2|$ を用いて、〈2・7〉に示された方法で $P_{adiode}$ を導出した。
- ③ ①, ②で得られた $|I_2|$ ,  $|V_2|$ ,  $P_{aLoad}$ ,  $P_{adiode}$ から、式(6), (10)を用いて $X_{rec}$ ,  $C_{sopt}$ を導出し、 $C_s$ を $C_{sopt}$ に設定した。
- ④  $R_L$ を70~145Ωの間で適宜変化させ、①～③の測定を繰り返し行った。
- ⑤  $|V_1| = 3V, 10V$ に変更し、①～④と同様な手順で測定した。

なお、本稿ではリアルタイム制御の実装までは行わず、コンデンサ $C_s$ の調節は図13のような基板上にあるジャンプスイッチを用いて、手動で行った。基板の回路図は図14に示す。

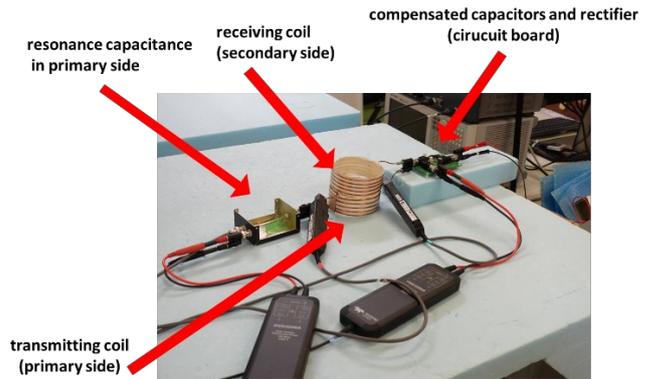


図12 実験の様子  
Fig. 12. View of experiment

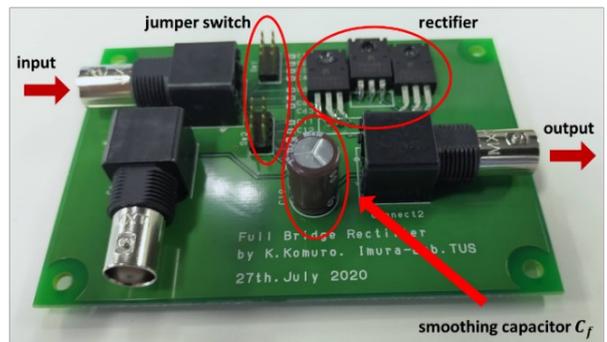


図13 受電側共振コンデンサと整流器を載せた基板の写真  
Fig. 13. Detailed figure of the circuit board

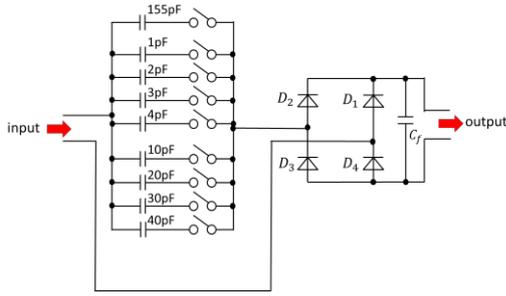


図 14 基板の回路図

Fig. 14. Circuit diagram of the circuit board

表 1 各パラメータの値

Table 1. Parameters

Parameters	Value
$V_1$ [V]	5
$C_p$ [pF]	185
$L_p$ [ $\mu$ H]	3.04
$C_s$ (before compensation) [pF]	176
$L_s$ [ $\mu$ H]	3.15
$k$	0.3
frequency [MHz]	6.78
$R_L$ [ $\Omega$ ]	70~145
$C_f$ [ $\mu$ F]	470

### 〈3・2〉リアクタンス $X_{rec}$ の考察

まず、各負荷に対するリアクタンス $X_{rec}$ の計測結果を図 15 に示す。負荷を増加させるとリアクタンスも増加し、同じ負荷においても、入力電圧 $|V_1|$ の上昇に伴ってリアクタンスも上昇することがわかる。特に、 $R_L = 130\Omega$ において、 $|V_1| = 3V$ 時と $|V_1| = 10V$ 時で、大きさに $7.5\Omega$ もの差が生じている。この結果から、シミュレーションでリアクタンスを予測しようとする、負荷や電圧を厳密に想定する必要があり、パラメータの実測に基づく力率改善が重要であることがわかる。

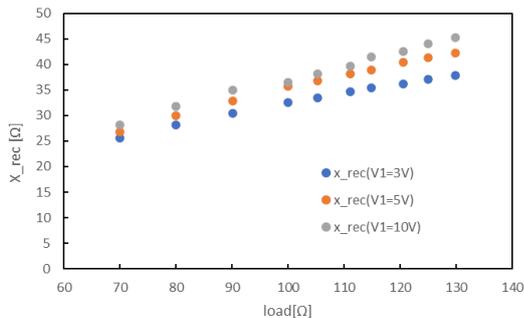


図 15 リアクタンス $X_{rec}$ の実験結果

Fig. 15. Experimental result of reactance  $X_{rec}$

### 〈3・3〉力率の考察

力率は定義に従い、

$$PF = \frac{P_{a1}}{|V_1||I_1|} \quad (15)$$

によって求めた。実験結果を図 16~図 18 に示す。図 16 ~ 図 18 はそれぞれ、送電側入力電圧の実効値 $|V_1|$ を 3V, 5V, 10Vに固定したときの、負荷の変化に対する力率の遷移を見ている。どの条件においても、力率の改善処理を行う前は、負荷値の上昇に伴って、力率が下降していることがわかる。一方、改善処理を施すと、力率は負荷値に関わらずほぼ一定値を取っており、概ね0.96以上まで改善することがわかる。また、入力電圧の変化によって、改善前の力率の値は大きく変動しないことがわかる。 $|V_1| = 5V$ において最大で0.659~1.00まで改善することができた。このときの波形を観察すると、改善処理を行う前の電流電圧波形は位相がずれているのに対し、改善後は波形が重なり合っていることが確認できる。(図 19, 図 20)。したがって、提案した手法は有効であることが示された。

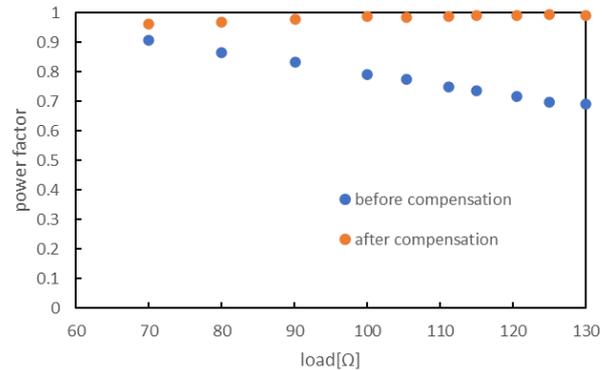


図 16 実験結果 ( $|V_1| = 3V$ ,  $k = 0.30$ 時)

Fig. 16. Experimental result ( $|V_1| = 3V$ ,  $k = 0.30$ )

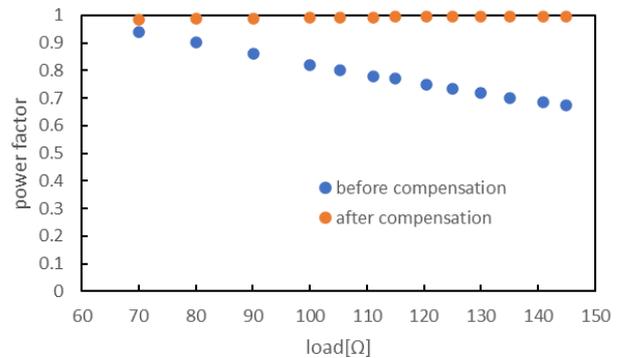


図 17 実験結果 ( $|V_1| = 5V$ ,  $k = 0.30$ 時)

Fig. 17. Experimental result ( $|V_1| = 5V$ ,  $k = 0.30$ )

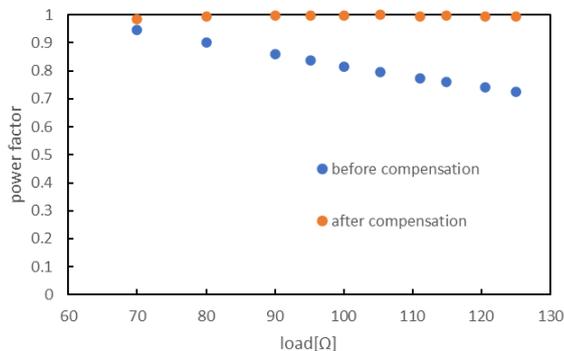


図 18 実験結果 ( $|V_1| = 10V$ ,  $k = 0.30$ 時)

Fig. 18. Experimental result ( $|V_1| = 10V$ ,  $k = 0.30$ )

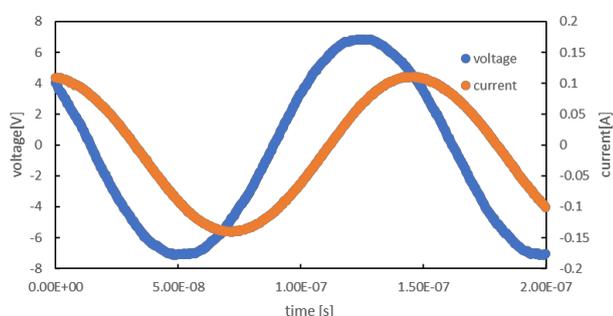


図 19 送電側電流, 電圧波形 ( $|V_1| = 5V$ ,  $R_L = 144.9\Omega$ , 改善処理前)

Fig. 19. Waveform of the input voltage and current in the primary side

( $|V_1| = 5V$ ,  $R_L = 144.9\Omega$ , before compensation)

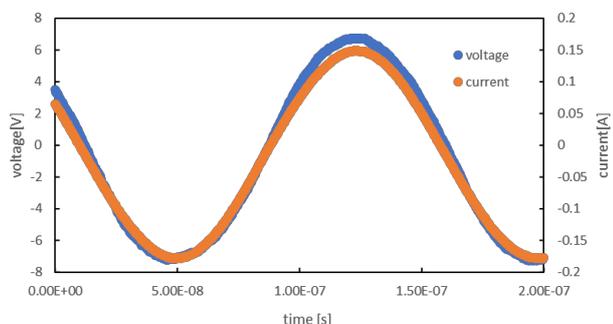


図 20 送電側電流, 電圧波形 ( $|V_1| = 5V$ ,  $R_L = 144.9\Omega$ , 改善処理後)

Fig. 20. Waveform of the input voltage and current in the primary side

( $|V_1| = 5V$ ,  $R_L = 144.9\Omega$ , after compensation)

#### 4. 結論

本論文では、6.78MHz 帯ワイヤレス電力伝送システムにおける力率改善の新たな手法を提案した。整流器に供給される電流、電圧の実効値および負荷で消費される電力を計測することで、整流器で発生するリアクタンスを計測し、受電側補償コンデンサの最適値を決定した。その結果、力率は最大で0.659~1.00と大幅に増加し、提案手法は力率改善に効果的であることが示された。

なお、本手法は周波数に関わらず使用できることが期待されており、今後は複数の周波数において実証実験を行う予定である。また、実用性を高めるため、受電側補償コンデンサの自動化や、定電圧負荷による検証も行っていく。

#### 謝辞

本研究は JSPS 科研費 17H04915 の助成を受けたものです。

#### 文献

- (1) C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi and C. T. Rim: "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10 pp. 6533-6545 (2016)
- (2) Yamagishi, K, Kirino, I, Takahashi, I, et al: "Tissue-adhesive wirelessly powered optoelectronic device for metronomic photodynamic cancer therapy", *Nature Biomedical Engineering*, vol. 3, pp.27-36 (2019)
- (3) J. Song, M. Liu and C. Ma: "Analysis and Design of a High-Efficiency 6.78-MHz Wireless Power Transfer System With Scalable Number of Receivers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8281-8291 (2020)
- (4) R. Miyahara, H. Sekiya and M. K. Kazimierczuk: "Novel Design Procedure for Class- $E$  Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12 pp. 3607-3616 (2010)
- (5) S. Aldhafer, D. C. Yates and P. D. Mitcheson: "Modeling and Analysis of Class EF and Class E/F Inverters with Series-Tuned Resonant Networks", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5 pp. 3415-3430 (2016)
- (6) H. Tebianian, Y. Salami, B. Jeyasurya and J. E. Quaioco: "A 13.56-MHz Full-Bridge Class-D ZVS Inverter With Dynamic Dead-Time Control for Wireless Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1487-1497 (2020)
- (7) J. Choi, S. Yeo, S. Park, J. Lee and G. Cho: "Resonant Regulating Rectifiers (3R) Operating for 6.78 MHz Resonant Wireless Power Transfer (RWPT)", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 12 pp. 2989-3001 (2013)
- (8) M. Liu, J. Song and C. Ma: "Active Class E Rectifier for DC Output Voltage Regulation in Megahertz Wireless Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5 pp. 3618-3628 (2020)
- (9) M. Fu, Z. Tang and C. Ma: "Analysis and Optimized Design of Compensation Capacitors for a Megahertz WPT System Using Full-Bridge Rectifier", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 1 pp. 95-104 (2019).
- (10) D. Kobayashi, T. Imura, Y. Hori: "Real-time Maximum Efficiency Control in Dynamic Wireless Power Transfer System", *IEEJ Trans. IA*, vol.136, no. 6, pp. 425-432 (2016) (in Japanese)  
小林 大太・居村 岳広・堀 洋一:「走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御」, 電学論D (産業応用部門誌), vol.136, no. 6, pp. 425-432 (2016)
- (11) ROHM, "RB088T150NZ Data Sheet,"  
[https://fscdn.rohm.com/jp/products/databook/datasheet/discrete/diode/schottky\\_barrier/rb088t150nz-j.pdf](https://fscdn.rohm.com/jp/products/databook/datasheet/discrete/diode/schottky_barrier/rb088t150nz-j.pdf) (2016)