

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における kQ 積の簡易測定法

畑 勝裕^{†,††} 居村 岳広[†] 堀 洋一[†]

[†] 東京大学大学院工学系研究科 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

^{††} 日本学術振興会特別研究員 DC1 〒 102-0083 東京都千代田区麹町 5-3-1

E-mail: †hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-toyko.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

あらまし 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の効率特性は送受電コイルの結合係数 k および Q 値の積である kQ 積によって特徴づけられる。 kQ 積は送受電コイルの特性値によって与えられるため、測定するためには共振条件を満たすために接続された共振コンデンサを取り外さなければならず、煩雑な測定作業が必要であった。本研究ではシステム全体の入力インピーダンスに着目し、短絡負荷および開放負荷を利用することで、システム構成を変更することなく kQ 積を簡易的に測定する手法を提案する。本稿ではインピーダンスアナライザおよびオシロスコープを用いた2つの測定手法によって提案手法が汎用的に利用できることを示し、実験によって有効性を確認する。

キーワード ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, kQ 積, 入力インピーダンス, 短絡負荷, 開放負荷

Simplified Measuring Method of kQ Product for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling

Katsuhiko HATA^{†,††}, Takehiro IMURA[†], and Yoichi HORI[†]

[†] Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,
5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan

^{††} JSPS Research Fellow DC1, 5-3-1, Kojimachi, Chiyoda-ku, Tokyo, 102-0083, Japan

E-mail: †hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-toyko.ac.jp, hori@k.u-tokyo.ac.jp

Abstract An efficiency characteristics of wireless power transfer via magnetic resonance coupling is expressed by kQ product, which is given by coupling coefficient and quality factors of a transmitter and receiver. This paper focuses on the input impedance of the wireless power transfer system and proposes a simplified measuring method of kQ product based on the shorted load and the opened load without changing the system structure. The effectiveness of the proposed method was verified by experiments with an impedance analyzer and an oscilloscope.

Key words Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, kQ product, Input impedance, Shorted load, Opened load

1. はじめに

近年、ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は利便性や信頼性の向上のため、産業分野や運輸分野だけでなく、家庭用機器などの幅広い分野で応用が期待されている [1]–[3]。特に、磁界共振結合 [4] による WPT は数十 cm から数 m の伝送距離でも高効率で電力伝送でき、電磁誘導方式との統一理論 [5]、フィルタ理論による設計 [6]、 kQ 積による表現 [7], [8] などの理論が示されてきている。

磁界共振結合を用いた WPT における kQ 積は最大効率を与えるだけでなく [2], [7], [8]、制御手法にも利用されているが [9]、 kQ 積の測定には送受電コイルの特性値が必要となるため、共

振条件を満たすために接続される共振コンデンサを取り外さなければならず、煩雑な作業が必要である。

本研究では WPT システムの入力インピーダンスに着目し、システム構成を変更することなく、負荷を短絡あるいは開放することで簡易的に kQ 積を測定する手法を提案する。入力インピーダンスの測定にはインピーダンスアナライザおよびオシロスコープを用いた2つの手法を示し、いずれも WPT システムの効率特性を適切に評価できることを示す。

2. 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

2.1 S/S 方式の回路解析

本研究では S/S 方式の磁界共振結合を採用し、回路図を Fig.

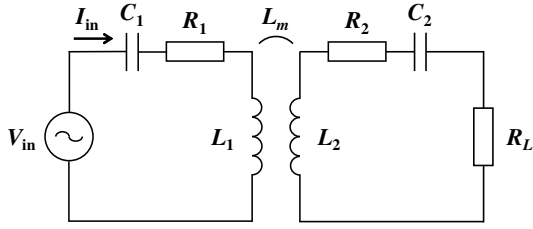


Fig. 1 Wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

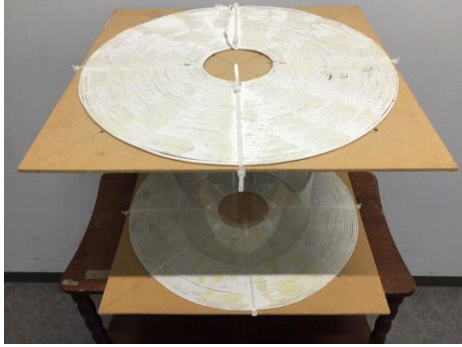


Fig. 2 Transmitter and receiver coils.

Tab. 1 Specifications of coils.

	Primary side	Secondary side
Resistance R_1, R_2	1.00 Ω	1.05 Ω
Inductance L_1, L_2	618 μH	619 μH
Capacitance C_1, C_2	4020 pF	3990 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Quality factor Q_1, Q_2	393	375
Mutual inductance L_m	77.9 μH (Gap: 200 mm) 37.7 μH (Gap: 300 mm)	
Coupling coefficient k	0.126 (Gap: 200 mm) 0.061 (Gap: 300 mm)	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

1に示す。送受電器は送受電コイルにそれぞれ直列に共振コンデンサを接続し、送受電器の共振角周波数および電源角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

を満たすように与える。ここで、 L_1, L_2 は送受電コイルの自己インダクタンス、 C_1, C_2 は各共振コンデンサの静電容量である。

このとき、WPTシステムの電力伝送効率 η は送受電コイルの内部抵抗 R_1, R_2 、送受電コイルの相互インダクタンス L_m 、負荷の抵抗値 R_L によって与えられ、

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (2)$$

で示される [10]。

2.2 最大効率と最適負荷

本研究で用いる送受電コイルを Fig. 2 に示し、これらのパラメータを Tab. 1 に示す。このとき、負荷抵抗 R_L に対する電力伝送効率 η は Fig. 3 に示す通りである。 η はある負荷抵抗値

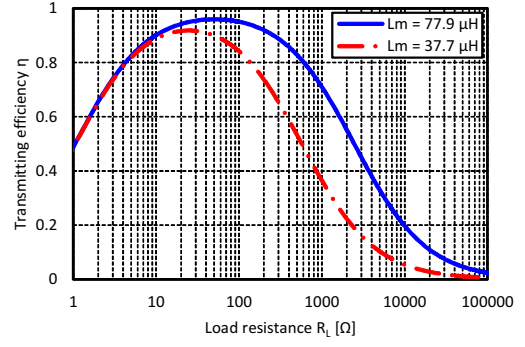


Fig. 3 Load resistance R_L vs. transmitting efficiency η .

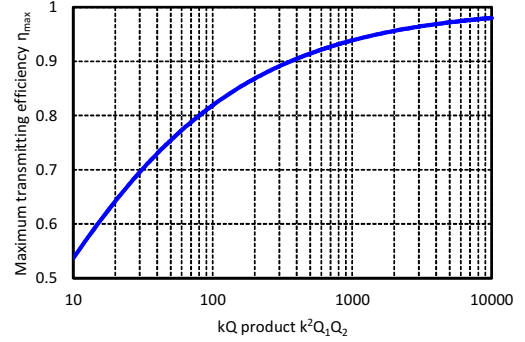


Fig. 4 kQ product $k^2 Q_1 Q_2$ vs. maximum transmitting efficiency η_{\max} .

R_{Lopt} で最大効率 η_{\max} が得られ、本稿ではこの抵抗値を示す負荷を最適負荷と定義する。

(2) 式から、最適負荷抵抗値 R_{Lopt} は

$$R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (3)$$

で与えられ、最大効率 η_{\max} は

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (4)$$

となる [2]。ここで、 k は送受電コイルの結合係数、 Q_1, Q_2 は送受電コイルの Q 値であり、これらは

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (5)$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 L_i}{R_i} \quad (i = 1, 2) \quad (6)$$

で表される。

各コイルの結合係数および Q 値で示される kQ 積 ($k^2 Q_1 Q_2$) に対する最大効率 η_{\max} は Fig. 4 に示す通りであり、 kQ 積は WPTシステムの効率特性をよく表しており、システム設計時における評価指標として有用といえる。

2.3 kQ 積の測定 (従来法)

従来は kQ 積を直接的に測定するのではなく、送受電コイルの物理的性質である結合係数 k および各コイルの Q 値 $Q_i (i = 1, 2)$ から計算する手法が一般的である。このとき、 k および Q_i は送受電コイルのパラメータであるため、各共振コンデンサを除いて測定する必要がある。

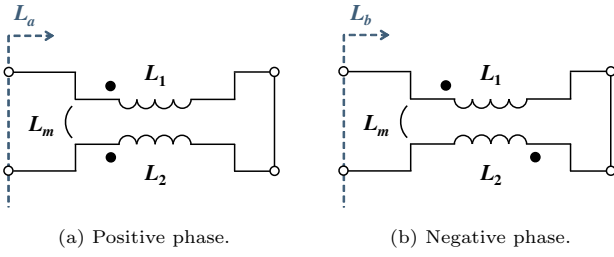


Fig. 5 Measuring method of mutual inductance L_m .

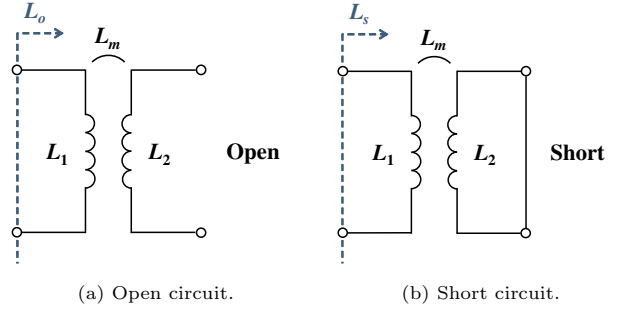


Fig. 6 Measuring method of coupling coefficient k .

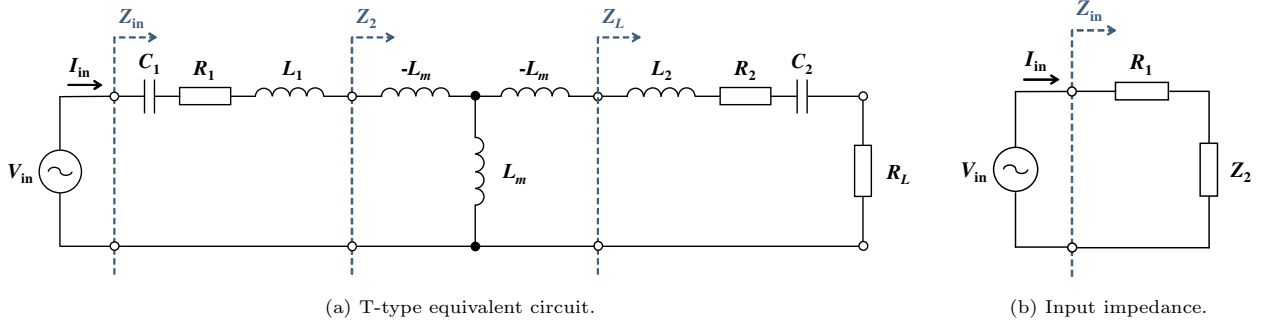


Fig. 7 Equivalent circuit of wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

k の測定手法は送受電コイルの相互インダクタンス L_m を測定し、(5) 式から求める手法および k を直接的に測定する手法の 2 通り存在する。

まず、 L_m の測定手法を Fig. 5 に示す。送受電コイルを直列かつ正相に接続したときのインダクタンス L_a および逆相に接続したときのインダクタンス L_b は

$$L_a = L_1 + L_2 + 2L_m \quad (7)$$

$$L_b = L_1 + L_2 - 2L_m \quad (8)$$

を満たすため、 L_m は

$$L_m = \frac{L_a - L_b}{4} \quad (9)$$

と求められる。このとき、(5) 式に基づいて k が計算できる

次に、 k を直接測定する手法を Fig. 6 に示す。送受電コイルの Q 値が大きく、各コイルの内部抵抗が十分小さいと仮定できるとき、受電コイルを開放した際の送電コイルから見たインダクタンス L_o および受電コイルを短絡した際の送電コイルから見たインダクタンス L_s は

$$L_o = L_1 \quad (10)$$

$$L_s = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \quad (11)$$

を満たす。このとき、 k は

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_s}{L_o}} \quad (12)$$

として求められる。

Q_i は送受電コイルのパラメータを事前に測定する必要があるが、システム設計時に共振周波数を適切に設計するため、経

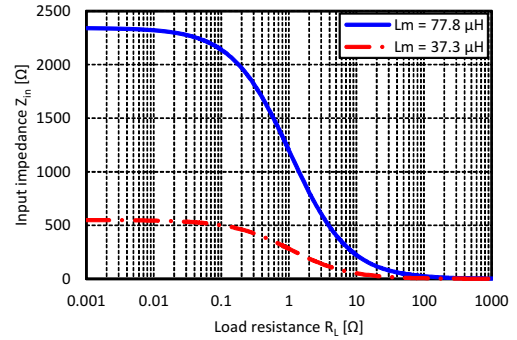


Fig. 8 Load resistance R_L vs. input impedance Z_{in} .

年変化などが無視できる場合には大きな問題とはならない。

しかし、 k は送受電コイルの位置関係によって変化し、また、測定するためには共振コンデンサを取り除く必要があるため、使用する度に測定が必要になると、作業性が問題となる。

3. システム全体の入力インピーダンス

本研究では k と Q_i を個別に測定するのではなく、WPT システムの入力インピーダンスに着目し、共振コンデンサを取り外すことなく、 kQ 積を直接測定する手法を提案する。

3.1 T 型等価回路と入力インピーダンス

まず、S/S 方式の磁界共振結合を用いた WPT システムの入力インピーダンスを求める。Fig. 1 に示した WPT システムは Fig. 7(a) の T 型等価回路で表せる [11]。このとき、送受電間の結合回路から見た負荷側のインピーダンス Z_L は

$$Z_L = R_2 + R_L \quad (13)$$

であり、結合回路を含めた負荷側のインピーダンス Z_2 は

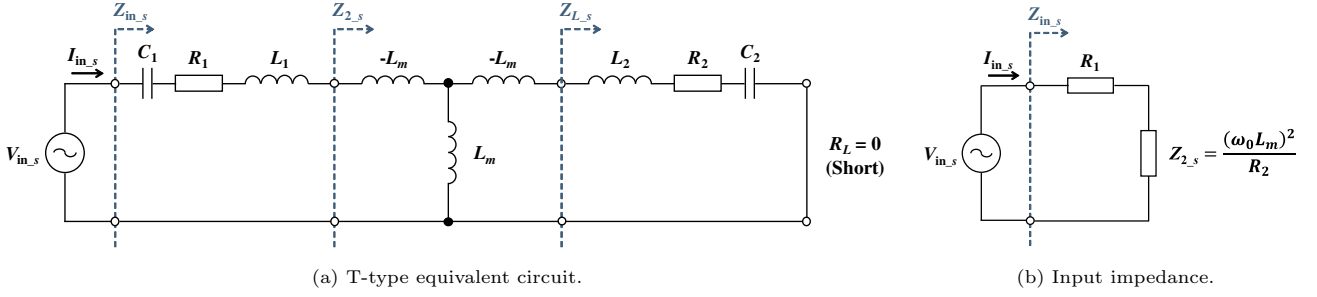


Fig. 9 Input impedance of wireless power transfer system with short circuit.

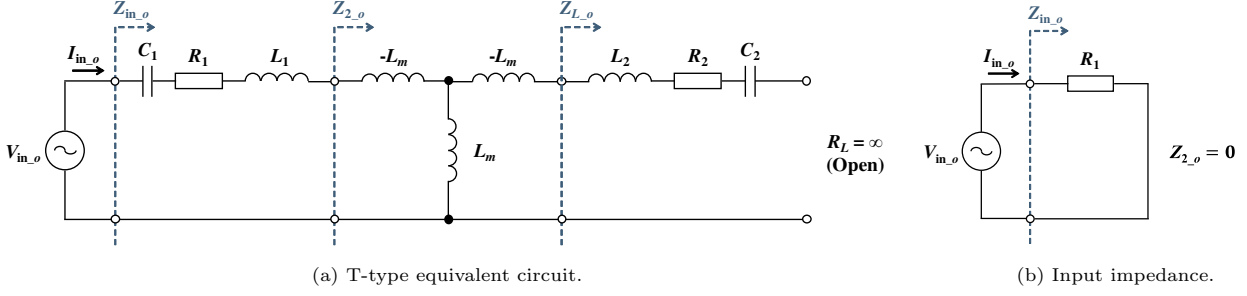


Fig. 10 Input impedance of wireless power transfer system with open circuit.

$$Z_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_L} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (14)$$

となる。従って、システム全体の入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_1 + Z_2 = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (15)$$

と表せる。

3.2 負荷に対する入力インピーダンスの変化

(15) 式より、 Z_{in} は負荷抵抗値 R_L によって変化する。Tab. 1 に示す送受電器のパラメータを用いた場合の R_L に対する Z_{in} を Fig. 8 に示す。これより、負荷が短絡あるいは開放される場合に Z_{in} はある値に収束することが確認できる。

本稿ではこれらの短絡負荷および開放負荷に着目し、システム構成を変更することなく、負荷の接続を変えるだけで kQ 積を測定できる手法を示す。

4. kQ 積の簡易測定法 (提案法)

4.1 短絡負荷における入力インピーダンス

Fig. 7(a) において負荷を短絡した回路を Fig. 9(a) に示す。 $R_L = 0$ であるため、送受電間の結合回路から見た負荷側のインピーダンス $Z_{L,s}$ は

$$Z_{L,s} = R_2 \quad (16)$$

であり、結合回路を含めた負荷側のインピーダンス $Z_{2,s}$ は

$$Z_{2,s} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{L,s}} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2} \quad (17)$$

となるため、システム全体の入力インピーダンス $Z_{in,s}$ は

$$Z_{in,s} = \frac{V_{in,s}}{I_{in,s}} = R_1 + Z_{2,s} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2} \quad (18)$$

と表せる。

このとき、(5), (6) 式に基づく kQ 積の定義と (18) 式の比較から、 kQ 積は

$$k^2 Q_1 Q_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} = \frac{Z_{in,s} - R_1}{R_1} \quad (19)$$

となり、短絡負荷における入力インピーダンス $Z_{in,s}$ および送電コイルの内部抵抗 R_1 から求められる。

ここで、 R_1 のパラメータ変動が無視できる場合、システム設計時に測定した R_1 を用いればよい。一方で、 R_1 が未知である場合であっても、システムを変更することなく測定できることが望ましい。本稿では R_1 を開放負荷における入力インピーダンス $Z_{in,o}$ から求める。

4.2 開放負荷における入力インピーダンス

Fig. 7(a) の負荷を開放した回路を Fig. 10(a) に示す。 $R_L = \infty$ であるため、送受電間の結合回路から見た負荷側のインピーダンス $Z_{L,o}$ は

$$Z_{L,o} = \infty \quad (20)$$

であり、結合回路を含めた負荷側のインピーダンス $Z_{2,o}$ は

$$Z_{2,o} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{L,o}} = 0 \quad (21)$$

となる。システム全体の入力インピーダンス $Z_{in,o}$ は

$$Z_{in,o} = \frac{V_{in,o}}{I_{in,o}} = R_1 + Z_{2,o} = R_1 \quad (22)$$

で表されるため、 $Z_{in,o}$ は R_1 に等しい。

従って、(19) 式および (22) 式から、 kQ 積は

$$k^2 Q_1 Q_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} = \frac{Z_{in,s} - Z_{in,o}}{Z_{in,o}} \quad (23)$$

と求められ、システム構成を変更することなく、負荷の接続を変更するだけで入力インピーダンスから簡易的に測定できる。

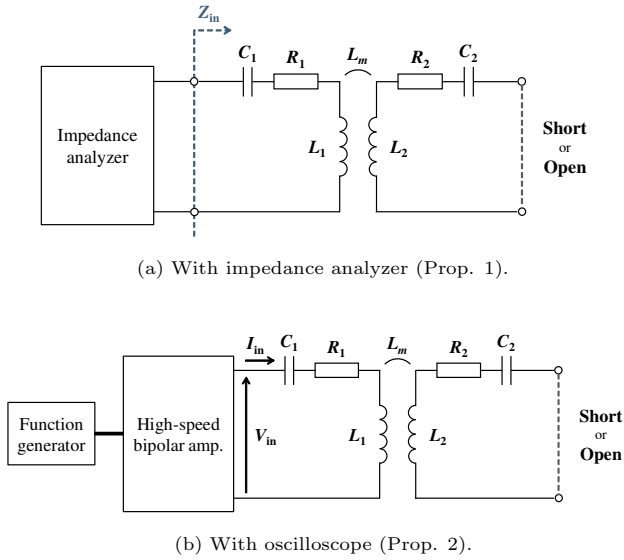


Fig. 11 Experimental setup for kQ product measurement.

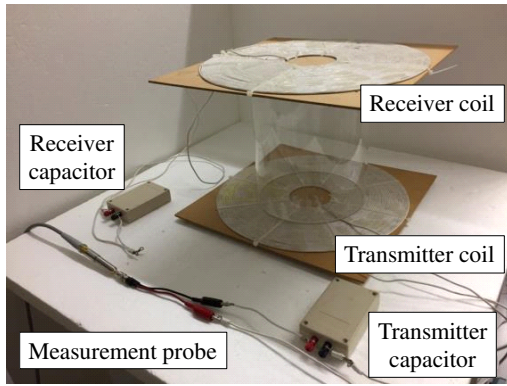


Fig. 12 Experimental overview.

5. 実験

5.1 実験条件

提案手法の有効性を検証するため, Tab. 1 に示した送受電コイルのパラメータから計算される kQ 積と WPT システムの入力インピーダンスを用いて測定した kQ 積を比較する. Tab. 1 のパラメータはインピーダンスアナライザ (E4990A, Keysight Technology) を用いて送受電コイルおよび共振コンデンサを個別に測定し, 伝送距離は 200 mm および 300 mm とした.

WPT システムにおける kQ 積の測定に用いた構成を Fig. 11 に示し, その様子を Fig. 12 に示す. 本稿では送受電器のパラメータ測定と同様にインピーダンスアナライザ (E4990A, Keysight Technology) を用いて入力インピーダンス Z_{in} を直接測定した手法 (Prop. 1) およびオシロスコープ (MSO3034, Tektronix) を用いて入力電圧 V_{in} と入力電流 I_{in} を測定し, これらの比から Z_{in} を計算した手法 (Prop. 2) を検討した.

インピーダンスアナライザを用いた手法では電力伝送を行わずに測定可能であるが, オシロスコープを用いた手法では電源機器が必要となる. 本研究ではファンクションジェネレータ (AFG3021B, Tektronix) を用いて送受電器の共振周波数と

Tab. 2 Experimental results of kQ product measurement (Gap: 200 mm).

	Calculation from Tab. 1	Impedance analyzer (Prop. 1)	Oscilloscope (Prop. 2)
$V_{in,s}$ [V]	-	-	20.0
$I_{in,s}$ [mA]	-	-	9.9
$Z_{in,s}$ [Ω]	-	2095	2020
$V_{in,o}$ [V]	-	-	1.00
$I_{in,o}$ [mA]	-	-	863
$Z_{in,o}$ [Ω]	-	1.00	1.16
$k^2 Q_1 Q_2$	2335	2094	1742
(error)	(-)	(-10.3 %)	(-25.4 %)
R_{Lopt} [Ω]	50.8	48.1	43.8
(error)	(-)	(-5.31 %)	(-13.8 %)
η_{max}	0.959	0.957	0.953
(error)	(-)	(-0.209 %)	(-0.626 %)

Tab. 3 Experimental results of kQ product measurement (Gap: 300 mm).

	Calculation from Tab. 1	Impedance analyzer (Prop. 1)	Oscilloscope (Prop. 2)
$V_{in,s}$ [V]	-	-	20.0
$I_{in,s}$ [mA]	-	-	41.3
$Z_{in,s}$ [Ω]	-	498	484
$V_{in,o}$ [V]	-	-	1.00
$I_{in,o}$ [mA]	-	-	850
$Z_{in,o}$ [Ω]	-	0.99	1.18
$k^2 Q_1 Q_2$	549	502	410
(error)	(-)	(-8.56 %)	(-25.3 %)
R_{Lopt} [Ω]	24.6	23.5	21.3
(error)	(-)	(-4.47 %)	(-13.4 %)
η_{max}	0.918	0.915	0.906
(error)	(-)	(-0.327 %)	(-1.31 %)

等しい正弦波電圧を出力し, 高速バイポーラ電源 (HSA4014, NF) を用いて増幅した. それぞれの手法で受電器を短絡および開放し, 直接測定した Z_{in} (Prop. 1) あるいは V_{in} と I_{in} の比 (Prop. 2) から (23) 式に基づいて kQ 積を測定した.

5.2 kQ 積の測定と最大効率および最適負荷の計算

kQ 積の測定結果を Tab. 2 および Tab. 3 に示す. Tab. 1 のパラメータに基づく kQ 積を真値として比較した場合, いずれの測定条件においても提案手法によって測定した kQ 積は大きな誤差が生じている. しかし, kQ 積は有用な性能指標である一方で, WPT システムで重要となるのは最大効率 η_{max} および最適負荷 R_{Lopt} である.

kQ 積の測定結果および (3) 式を用いて求めた R_{Lopt} は比較的誤差が小さくなっている. さらに, (4) 式によって与えられる η_{max} の計算結果はほぼ正確に WPT システムの性能を示しているため, 提案手法の有効性が確認できる.

しかし, Tab. 1 のパラメータは共振コンデンサを取り外して測定しているため, これらの接続による抵抗値の増加が考慮されていない. そのため, 本稿では WPT システムの効率性能を評価するため, 効率測定に基づく比較検討を行う.

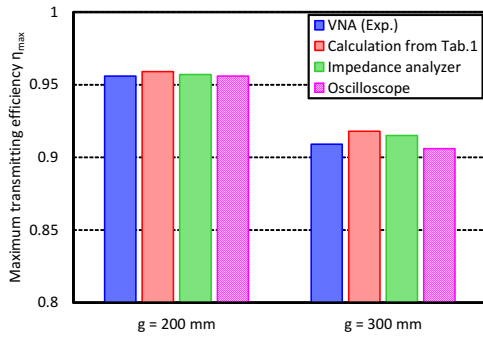


Fig. 13 Comparisons of maximum transmitting efficiency η_{\max} among measuring methods.

5.3 効率測定と最適負荷による効率最大化

効率測定にはベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer : VNA, E5061B, Keysight Technology) を使用し, 最大効率 η_{\max} の測定結果を Fig. 13 に示す. また, 前節で求めた最適負荷 R_{Lopt} を用いて効率最大化できることを確認するため, $R_L = R_{Lopt}$ としたときの伝送効率 η_{opt} と η_{\max} を比較し, これらの結果を Tab. 4 および Tab. 5 に示す.

Fig. 13 より, 伝送距離 $g = 200$ mm のときにはいずれの測定手法でも η_{\max} を適切に評価できているが, $g = 300$ mm の条件では Tab. 1 のパラメータを用いた従来法の結果が最も誤差が大きいことが確認できる. これは前述した通り, 共振コンデンサの接続による抵抗値が考慮されていないため, 実際の WPT システムよりも kQ 積が大きく測定されたことが原因である. 一方で, 提案手法では WPT システムの構成を変更する必要がなく, 実用に適した条件で測定できるため, より正確に評価できていると考えられる.

また, Tab. 4 および Tab. 5 より, kQ 積の測定値に基づいて計算された R_{Lopt} によって伝送効率はほぼすべての条件で最大化できている. 従って, kQ 積の測定誤差があった場合においても伝送効率の向上が期待でき, 提案手法による kQ 積の測定はきわめて有用といえる.

6. まとめ

本研究ではワイヤレス電力伝送システムの効率特性を表す kQ 積の測定法として, システム全体の入力インピーダンスに着目した簡易測定法を提案した. 本手法ではシステム構成を変更することなく, 負荷を短絡あるいは開放したときの入力インピーダンスから kQ 積が測定できることを示した. また, 本稿ではインピーダンスアナライザとオシロスコープを用いた手法を示し, いずれも効率特性を適切に評価できることを示した.

インピーダンスアナライザを用いた手法は入力インピーダンスを高精度に測定できる一方で, 比較的が高価な測定機器が必要となる. また, オシロスコープを用いた手法では比較的容易に測定できる一方で, 入力インピーダンスの違いによって入力電圧を適切に設定する必要がある. しかし, いずれの手法においても kQ 積の測定が可能であるため, 提案手法はより汎用的に利用できると考えられる.

Tab. 4 Experimental results of maximum transmitting efficiency η_{\max} and optimized transmitting efficiency η_{opt} with optimum load R_{Lopt} (Gap: 200 mm).

	VNA (Exp.)	Calculation from Tab. 1	Impedance analyzer (Prop. 1)	Oscilloscope (Prop. 2)
η_{\max}	0.956 (-)	0.959 (+0.003)	0.957 (+0.001)	0.956 (0.000)
η_{opt}	- (-)	0.956 (= η_{\max})	0.956 (= η_{\max})	0.956 (= η_{\max})

Tab. 5 Experimental results of maximum transmitting efficiency η_{\max} and optimized transmitting efficiency η_{opt} with optimum load R_{Lopt} (Gap: 300 mm).

	VNA (Exp.)	Calculation from Tab. 1	Impedance analyzer (Prop. 1)	Oscilloscope (Prop. 2)
η_{\max}	0.909 (-)	0.918 (+0.009)	0.915 (+0.006)	0.906 (-0.003)
η_{opt}	- (-)	0.909 (= η_{\max})	0.909 (= η_{\max})	0.908 ($\approx \eta_{\max}$)

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020, 15H02232, 16J06942 の助成を受けたものです.

文 献

- [1] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation application," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- [2] S. Li and C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- [3] 庄木裕樹:「ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み」, 信学技法, WPT2010-07, 2010, pp. 19–24.
- [4] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance," *Science Express on 7 June 2007*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.
- [5] 居村岳広・堀洋一:「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電学論 D, vol.135, no.6, pp.697–710, Jun. 2015.
- [6] 粟井郁雄:「磁気結合共振型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法」, 電学論 C, vol. 130, no. 12, pp. 2192–2197, 2010.
- [7] 遠井敬大・金子裕良・阿部茂:「非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現」, 電学論 D, vol. 132, no. 1, pp. 123–124, Jan. 2012.
- [8] T. Ohira, "What in the world is Q?," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 17, no.6, pp. 42–49, May 2016.
- [9] 畑勝裕・居村岳広・堀洋一:「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側における 2 つの一般化変数の同時推定に基づく最大効率制御」, 信学技報, WPT2016-30, 2016, pp.61–66.
- [10] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling," in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, 2012, pp. 1–5.
- [11] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一:「等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究」, 電学論 D, vol. 130, no. 1, pp. 84–92, 2010.