

ワイヤレス電力伝送における遠方への伝送効率の増大の研究

A research on the method to increase power transfer efficiency in a long distance
in wireless power transfer system

電気電子情報通信工学専攻 鈴木 統万
Toma Suzuki

1. 研究目的

近年、ワイヤレス電力伝送システムは交通系 IC カードやスマートフォンの充電器などに代表されるように実用化が進んでいる。将来的には心臓ペースメーカーへの給電といった医療分野への応用や電気自動車への給電も期待されている。しかし現在のワイヤレス電力伝送システムの技術では長距離における給電は難しく、スマートフォンのワイヤレス充電においては伝送可能距離の限界は 45mm 程度となっている。よって伝送可能距離の長距離化や伝送効率の高効率化によって、より利便性を高めていくことが課題となっている。本研究では伝送効率を高めるため回路全体の損失の小さい磁界共振方式を用いて検討を行う。さらにワイヤレス電力伝送の伝送効率を高めるための重要な要素であるコイルの Q 値に着目し、これを高める手法を提案する。この Q 値増大手法により磁界共振方式におけるワイヤレス電力伝送のさらなる長距離化の実現を検討する。

2. 磁界共振結合方式の解析

2.1 最大効率が得られる最適負荷

まず磁界共振結合方式について、解析を行い最大効率が得られる最適負荷の条件と効率の式を導出する。磁界共振結合方式の回路を図 2.1 に示す。この回路図から回路方程式を解き、伝送効率 η を導出すると

$$\eta = \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{1}{k^2 Q_1 Q_2 \left(1 + \frac{R_L}{R_2} \right)} \right\} \left(1 + \frac{R_2}{R_L} \right)} \quad (2.1)$$

となる。式より kQ 積が大きいほど、 η も高くなることからわかる。また、 R_2 と R_L の比も影響してくるため

$$\frac{d\eta}{dR_L} = 0 \quad (2.2)$$

$$R_L = \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} R_2 \quad (2.3)$$

となり η が最大になる最適負荷の条件が求まる。さらに式(2.3)を式(2.1)に代入し kQ 積のみで表される η の式を求めると、

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \right)^2} \quad (2.4)$$

となる。式より η は kQ 積にのみ依存し、 kQ 積が大きいほど η も高くなることからわかる。

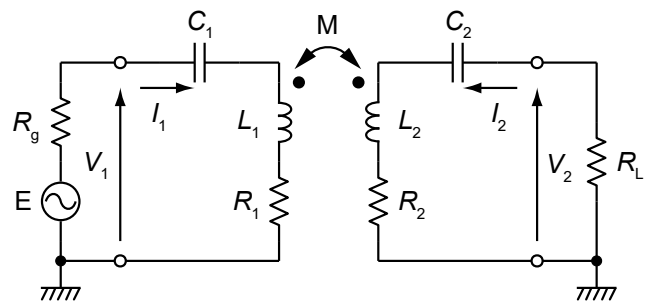


図 2.1 磁界共振結合方式の回路図

2.2 計算による検証

前節で求めた式(2.4)に基づき kQ 積を変化させたときの η の計算値を図 2.2 に示す。回路図は図 2.1 の通りである。図 2.2 から kQ 積が大きくなるほど効率 η も高くなっている。

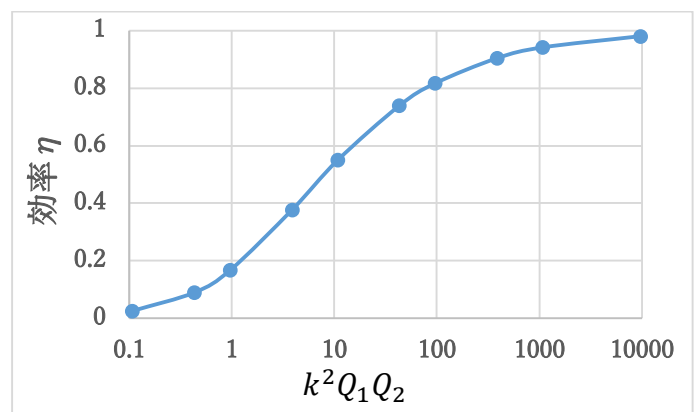


図 2.2 kQ 積と効率 η の関係

3. コイルの設定と各種パラメータの導出

3.1 実測値での各素子のパラメータの導出

図 3.1 の共振回路より各素子のパラメータを求めると表 3.1 のようになる。式(3.2)、式(3.4)、式(3.6)を用いて各パラメータに関する以下の表 3.1 を得る。また、送電用の共振回路と受電用の共振回路の 2 つが必要になるため各パラメータも受電用と送電用の 2 つを導出している。コイルは手で巻いているため 2 つとも全く同じパラメータにはならなかったが、ほぼ同じ値になっていることが分かる。

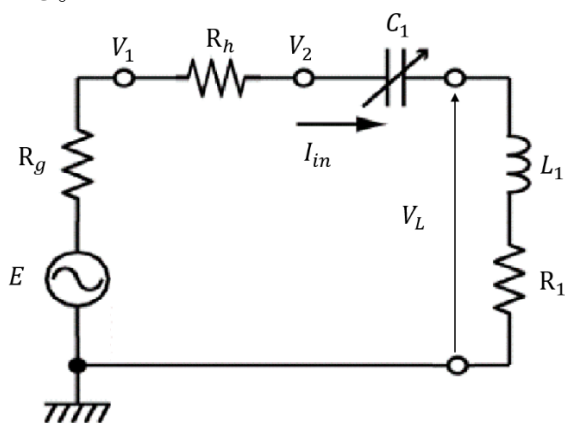


図 3.1 共振回路図

	送電側	受電側
Frequency f [MHz]	6.78	6.78
Input voltage E [V]	5.00	5.00
Coil inductance L [μ H]	5.86	5.87
Resonance capacitance C [pF]	94.0	94.1
Coil resistance R [Ω]	1.08	1.20

表 3.1 各素子のパラメータ

3.2 結合係数 k の測定

図 3.2 に結合係数 k を測定する回路を示す。オシロスコープを用いて距離 d を変えながら V_1 と V_2 を測定し k を導出する。結果は図 3.3 のようになった。グラフより、距離 d を離すほど結合係数 k も小さくなるのがわかる。また、図 2.2 より、 kQ 積が高いほど伝送効率も高くなっている。この 2 つのグラフから長距離での伝送、つまり結合係数 k が小さい状態での伝送で効率を高めるには Q 値を高める必要があるということが分かる。

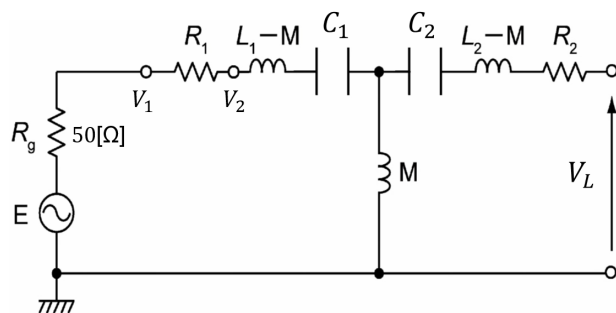


図 3.2 結合係数 k の測定

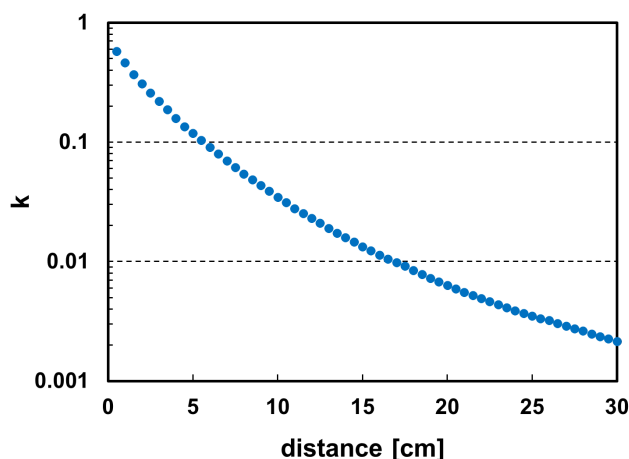


図 3.3 距離 d と結合係数 k の関係

4. Q 値増大手法

4.1 Q 値増大手法の原理

提案する高 Q インダクタ実現のための回路技術による Q 値増大手法について説明する。 Q 値を高めたいインダクタ L_1 にインダクタ L_f を結合させる。その等価回路を図4.1に示す。ただし一次側が Q 値を高めたいインダクタであるとする。結合インダクタの一次側に電流 I_1 を流し、帰還側に I_1 に対して振幅が A 倍で位相が θ 進んだ $I_f = AI_1 e^{j\theta}$ という電流を流す。一次側の電圧 V_1 は

$$V_1 = (j\omega L_1 + R_1)I_1 + j\omega M_f I_f \quad (4.1)$$

と表されることにより、一次側から見たインピーダンス Z は

$$\begin{aligned} Z &= \frac{V_1}{I_1} = (j\omega L_1 + R_1) + j\omega M_f \frac{I_f}{I_1} \\ &= (j\omega L_1 + R_1) + j\omega M_f A e^{j\theta} \\ &= (R_1 - \omega M_f A \sin \theta) + j\omega (L_1 + M_f A \cos \theta) \end{aligned} \quad (4.2)$$

となる。式(4.2)より、 $\theta=90$ 度であれば、 $\sin\theta=1$ 、 $\cos\theta=0$ となることにより虚部のリアクタンス分はそのままに、実部の値を元の R_1 から $(R_1 - \omega M A)$ に低減することが出来る。さらに $\omega M A = R_1$ となるように帰還側の電流の振幅を調整すると、実部が0になり理論上 Q 値を無限大にすることが出来る。

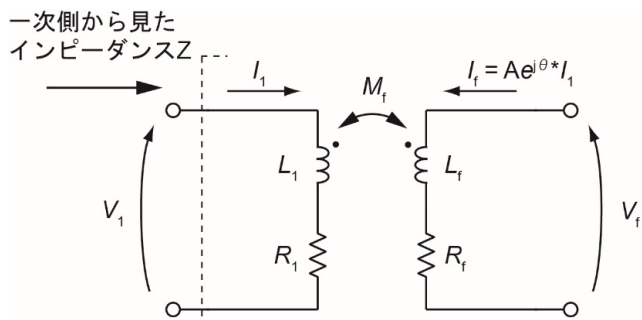


図4.1 結合インダクタ

4.2 帰還回路の設計

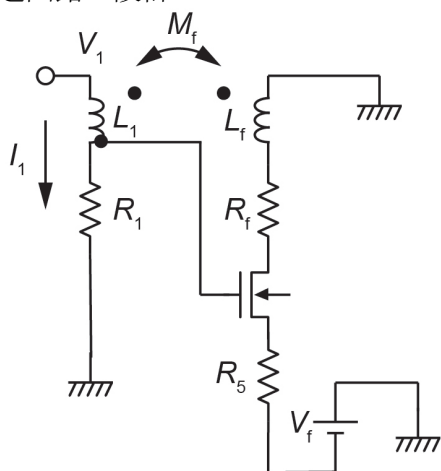


図4.2 NMOSトランジスタを用いた帰還回路

図4.2にMOSトランジスタを用いた帰還回路、図4.3に帰還回路動作時の各部の波形を示す。図4.3の $V(g)$ はトランジスタのゲート電圧、 $V(r2)$ は R_1 の両端の電圧、 $I(Lf)$ は L_f に流れる電流を示している。

以前までの設計ではトランジスタのゲートに入れる電圧を調整するために分圧抵抗を用いていたが、抵抗で無駄な電力を消費してしまうためコイルの途中から電圧を持ってくることで分圧抵抗のないよりシンプルな形に設計した。Q値増大手法を実現する上で帰還量、つまりトランジスタに流れるドレイン電流の量を調節できるようにする必要があるが、これは V_f の大きさを増減させることでトランジスタのソースの電圧を調節し、帰還量を操作できるように設計している。また、式(4.2)より位相差が90度であることが帰還回路を機能させるための重要な要素となっているが、トランジスタのゲート・ドレイン間の容量は帰還信号の位相をシフトさせてしまう。よって位相差が少なく歪みの少ない正弦波を出せるように出来るだけ寄生容量の小さいMOSトランジスタを選択した。図4.9を見ると $V(g)$ 、 $I(Lf)$ と $V(r2)$ の波形の位相が90度ずれており、正弦波が歪み無く綺麗に出ていることが分かる。また、トランジスタの R_{ds} が十分大き

いため L_1 、 L_2 から L_f への誘導電流は十分小さくなるため無視できる。

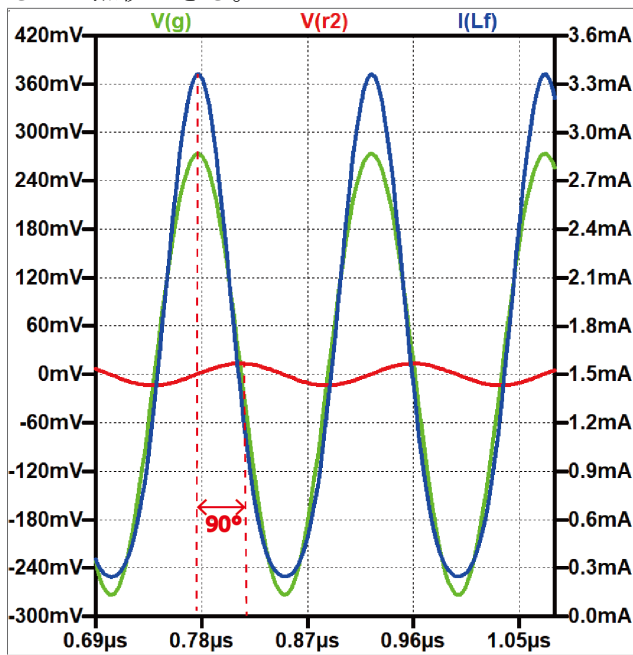


図4.3 帰還回路動作時の各部の波形

5. 帰還回路の受電コイルへの適用

5.1 実測とシミュレーションと計算による検証

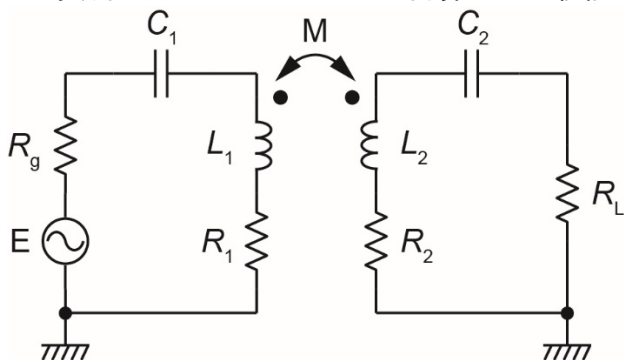


図5.1 帰還off時の実測・シミュレーション・理論計算の回路図

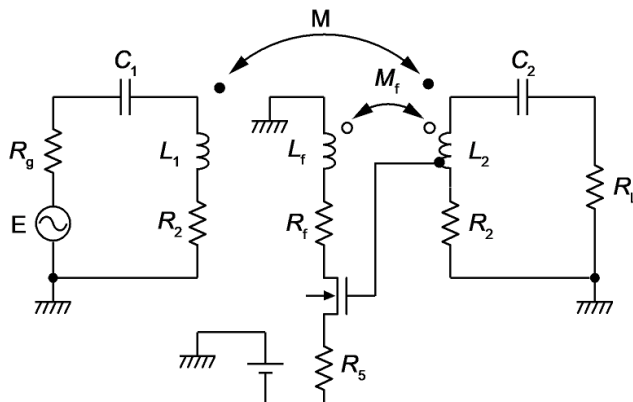


図5.2 帰還on時の実測・シミュレーションの回路図

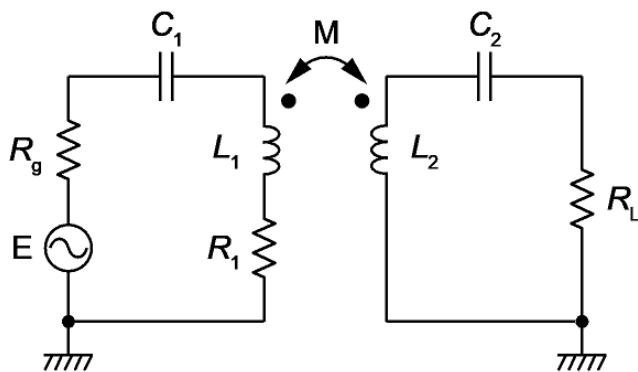


図5.3 帰還on時の理論計算の回路図

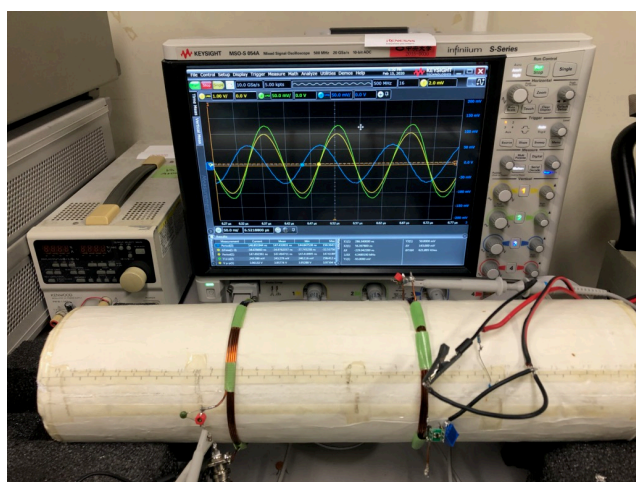


図5.4 帰還on時の実測風景

図5.1に帰還off時の実測・シミュレーション・理論計算の回路図、図5.2に帰還on時の実測・シミュレーションの回路図、図5.3に帰還on時の理論計算の回路図、図5.4に帰還on時の実測風景を示す。理論計算においては帰還回路が理想的に動作したと仮定し、 R_2 を排除した回路で伝送効率を計算した。実測・シミュレーションにおいては実際にトランジスタを用いた帰還回路を付加した回路で測定、シミュレーションを行った。また k は0.01、 R_L は0.333[Ω]、0.50[Ω]、1[Ω]、2[Ω]、3[Ω]、4[Ω]、5[Ω]の7つのポイントで測定を行った。図5.5にその結果を示す。

次に結合係数 k を変化させた場合の実測、シミュレーション、理論計算の比較のグラフを図5.6に示す。負荷抵抗 R_L は各結合係数における最適負荷に合わせて測定した。結合係数 $k=0.01$ （伝送距離 $d=17$ [cm]）のときの帰還回路を付加した場合と付加していない場合を比べると、伝送効率が約20%程度上昇していることが分かる。伝送効率約40%のときの帰還回路を付加した場合と付加していない場合を比べると、結合係数 k は0.006から0.003になっ

ているため伝送距離は6.5[cm]程度伸びていることが分かる。

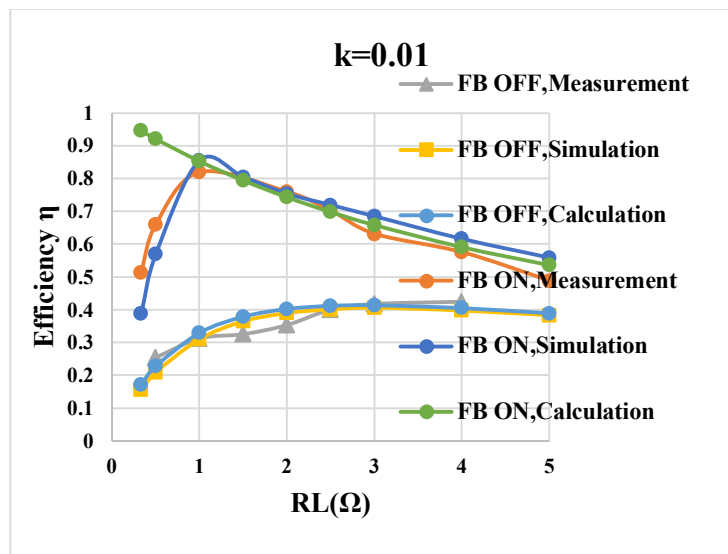


図5.5 $k=0.01$ における R_L を変化させたときの伝送効率の比較

6. 結論

本研究ではNMOSトランジスタを用いて Q 値を増大する帰還回路を提案した。その帰還回路を受電回路に適用することで伝送効率の20%程度の増加と伝送可能距離の6.5[cm]程度の長距離化を確認した。また帰還回路付加時において R_L は低くなると理論計算と実測・シミュレーションの間でギャップが生まれた。これは負荷抵抗 R_L が低くなることで直列共振回路の感度が高くなり、回路が発振しやすくなるため実測・シミュレーションにおいては帰還をかけすぎないように調整する必要があるからだと考えられる。さらに帰還回路を付加すると R_L が小さければ小さい程効率が高くなり、最適負荷が存在しなくなった。

7. 参考文献

- [1] 居村岳広, 電磁界共振結合方式による伝送技術, ワイヤレス・エネルギー伝送技術の最前線, エヌ・ティー・エス, pp:17-30, 2011.
- [2] Theerachet Soorapanth, S.Simon Wong, "A 0-dBIL 2140 ± 30 MHz Bandpass Filter Utilizing Q-Enhanced Spiral Inductors in Standard CMOS," IEEE Journal of Solid-
- [3] 新田信之, ワイヤレス電力伝送における Q 値増大手法を用いた高効率化及び受電回路を含めた最適負荷の研究, 中央大学, 2017.