

共振を用いた磁界結合と電界結合のワイヤレス給電の統一理論からシステムまで

Unified Theory and Systems for Wireless Power Transfer with Magnetic and Electric Field Coupling Using Resonance

居村 岳広†
Takehiro IMURA†

† 東京理科大学 理工学部 電気電子情報工学科

概要

結合型のワイヤレス電力伝送について紹介する。結合型は磁界結合と電界結合がありかつ共振現象を利用した場合は磁界共振結合や電界共振結合と呼ばれる条件がある。この条件下では高効率かつ大電力を達成出来る。従来の電磁誘導型と磁界共振結合の差異、そして、磁界共振結合と電界共振結合の統一理論について述べる。更に、実際にどうさせるためには電源と負荷側の制御が必要になる。そこで、システムについても同様に紹介する。

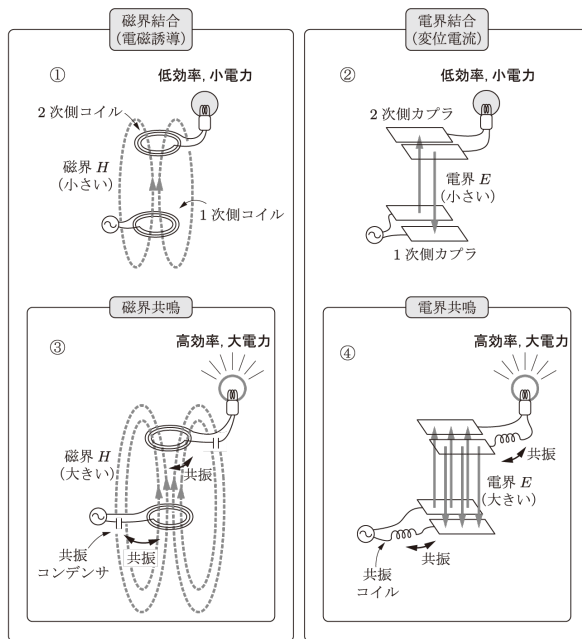


図 結合方式の分類

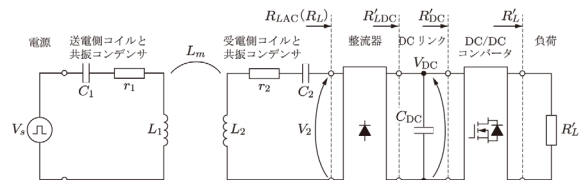


図 ワイヤレス電力伝送のシステム

Abstract

This paper introduces the coupled wireless power transfer. There are two types of coupling, magnetic field coupling and electric field coupling, and when the resonance phenomenon is used, there are conditions called magnetic resonance coupling and electric resonance coupling. Under these conditions, high efficiency and high power can be achieved. The differences between the conventional electromagnetic induction type and magnetic resonance coupling, and the unified theory of magnetic and electric field resonance coupling are described. In addition, it is necessary to control the power supply and the load in order to achieve the high efficiency and high power. Therefore, the system is introduced.

1. ワイヤレス電力伝送の分類

2007年に1mを超える大きなエアギャップにおいて、高効率かつ大電力でのワイヤレス電力伝送が可能であることが実証された。この技術は磁界共鳴(磁界共振結合)と呼ばれている。磁界共鳴(磁界共振結合)の発表以前は、コイル直径の1/10の距離へワイヤレス電力伝送できれば十分凄いと考えられていた。筆者らが行なった実験の様子を図1に示す。大きな伝送距離(エアギャップ)においても、問題なく動作し、かつ、位置ずれにも強いことがわかる。



(a) 真上 (b) 位置ずれ (c) 横
図1 磁界共鳴による電球点灯実験の様子

1.1. ワイヤレス電力伝送の分類

ワイヤレス電力伝送はいくつかの方式があるが、全てに共通することは、高周波の交流電流(AC)を使ってワイヤレスで電力伝送を行っている点である。大きく分けて二つのタイプがあり、結合(Coupling)タイプと放射(Radiation)タイプである。更に、結合タイプでは磁界もしくは電界に分けられ、放射タイプではマイクロ波(電磁波・電波)と、レーザー(光)がある。そのため、ワイヤレス電力伝送は4種類に分類される。一方で、注目度に応じて電磁誘導、磁界共鳴、電界結合、マイクロ波というグループで4方式といわれることもあるが、体系的にバランスに書くので、本稿では体系立った分類を行っている。

1.1.1. ワイヤレス電力伝送の詳細な分類[1], [2]

ワイヤレス電力伝送の分類を図2に示す。まず、大きく結合タイプと放射タイプにわかれる。結合タイプの分類を図3に、また分類図に対応したイメージ図を図4に示す。結合タイプは、結合が磁界Hか電界Eかによって、①磁界結合(電磁誘導)と②電界結合(変位電流)に分かれる。さらに、結合タイプにおける共振現象を踏まえると、合計四つに分類される。

①の磁界結合タイプは、一般的には電磁誘導のことである。②の電界結合タイプはその電界版である。さらに、電磁誘導の中でも共振コンデンサを入れてコイルと共振させ、かつ、送電側と受電側の共振周波数を同じにすることで、高効率かつ大電力、そして大エアギャップを達成させたもの、つまり、共振現象を上手に利用した物を③磁界共鳴(磁界共振結合)と呼んでいる。同様に、電界結合タイプは一般的には電界結合のことであるが、共振コイルをいれてコンデンサ(カプラ)と共振させ、共振現象を上

手に利用したものを④電界共鳴(電界共振結合)と呼んでいる。

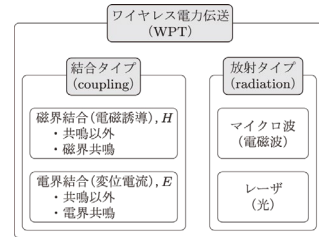


図2 ワイヤレス電力伝送の分類

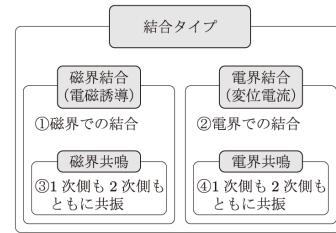


図3 結合タイプの分類

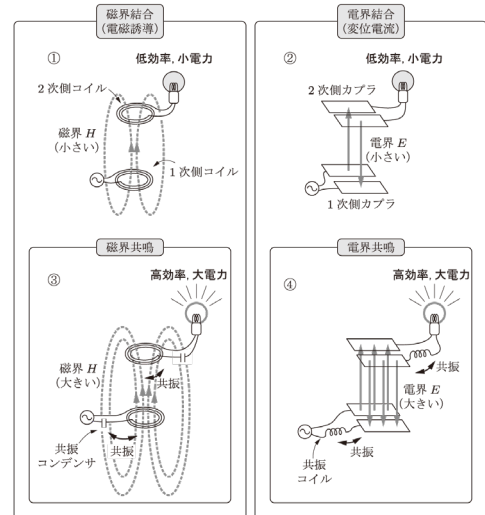
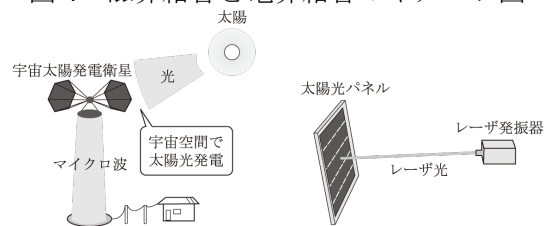


図4 磁界結合と電界結合のイメージ図



(a) マイクロ波方式 (b) レーザ方式
図5 放射タイプの2方式

1.1.2. ワイヤレス電力伝送の用語[1], [2]

ワイヤレス電力伝送は学術融合の見本のような領域であるが、それにより、いろいろなバックグラウンドをもつ人々がほぼ同時にワイヤレス電力伝送の領域に参入したために、用語に関しては、色々な言葉が同じ意味に対して使われている。例えば、結合部分だけでも、コイル、電極、アンテナ、共振器、カプラ、結合器などの呼ばれ方がある。

1.1.3. 動作周波数[1], [2]

周波数と分類について、図 6 に示す。2016 年 3 月 15 日の省令改正により、日本国内では電気自動車向けとして、85kHz 帯と一般に言われる 79~90kHz かつ 7.7kW 以下などが型式指定の対象に加わった。技術的な観点から考えると、波長と共振器サイズの関係性を波長で論じるか否かが重要となる (表 1)。

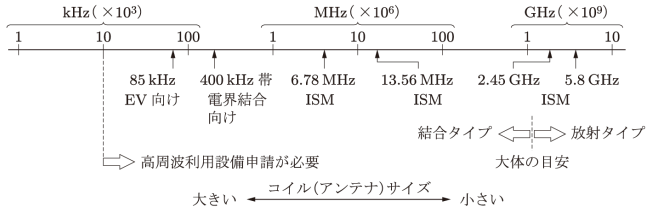


図 6 周波数とワイヤレス電力伝送の分類

表 1 周波数と波長

周波数	波長	周波数	波長
1 kHz	300 km	20 kHz	15 km
10 kHz	30 km	85 kHz	3.5 km
100 kHz	3 km	6.78 MHz	44.2 m
1 MHz	300 m	13.56 MHz	22.1 m
10 MHz	30 m	2.45 GHz	12.2 cm
100 MHz	3 m	5.8 GHz	5.2 cm
1 GHz	30 cm		
10 GHz	3 cm		

2. ワイヤレス電力伝送に関する基礎知識

2.1. 電磁気学と電気回路の基礎知識[1], [2]

ワイヤレス電力伝送に関わる電磁気学と電気回路の基礎知識としては、電磁気学の視点からは、電流から磁界が生じるアンペールの法則 (図 7)、ビオサバールの法則、ファラデーの電磁誘導 (図 8)、そして、回路からの視点としては、自己インダクタンス、相互インダクタンス、ノイマンの式 (式(1), 図 9) の理解が必要である[1], [2]

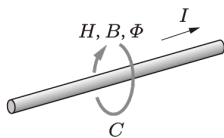


図 7. アンペールの法則 (右ねじの法則)

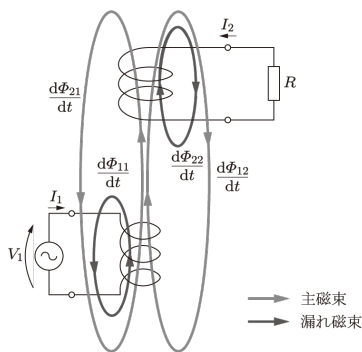


図 8. 電磁誘導と主磁束と漏れ磁束

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C1} \oint_{C2} \frac{dl_1 dl_2}{D} \quad (1)$$

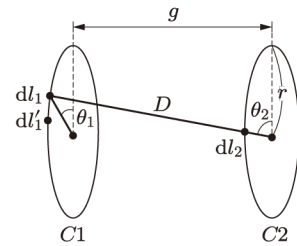


図 9. ノイマンの式との関係

2.2. 高周波の損失 (抵抗) [1], [2]

2.2.1. 銅損・表皮効果・近接効果

また、ワイヤレス電力伝送において、考えるべき損失は銅損 (表皮効果 (図 10) と近接効果 (図 11)) と鉄損 (渦電流損 (図 12), ヒステリシス損 (図 13)), 放射損 (図 14) である。



図 10. 表皮効果

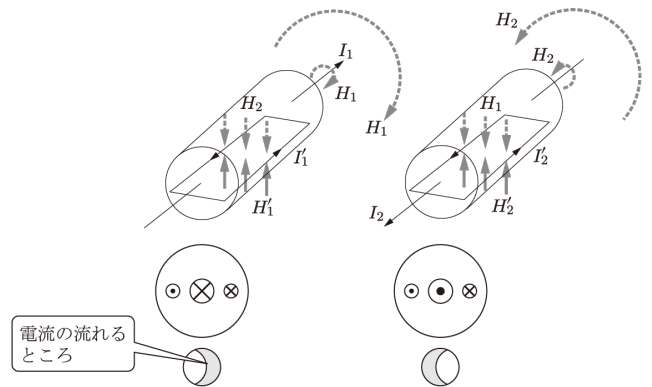


図 11. 近接効果

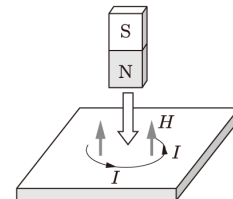


図 12. 渦電流の説明図

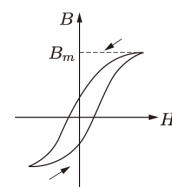


図 13. ヒステリシスループ

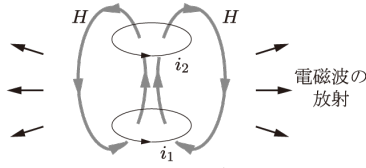


図 14. 放射損

2.3. 磁界共鳴の過渡現象[1], [2]

磁界共振時の回路図を図 15 に示す。この時の電圧電流波形を図 16 に示す。大きな電圧が印加されるので、注意が必要である。

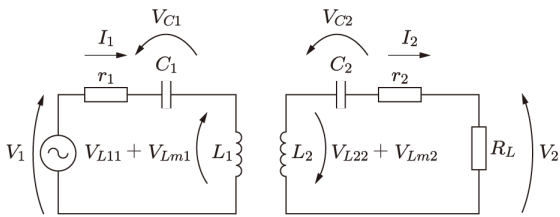


図 15. 磁界共鳴 (S-S) の回路図

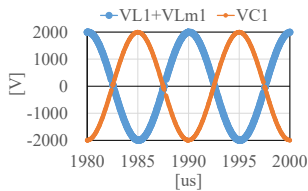


図 16. 磁界共鳴 (S-S) の波形

3. 磁界共鳴の基本回路 (S-S) [1], [2]

本章では、S-S 方式の磁界共鳴の式に関して述べる。

3.1. 等価回路の導出

等価回路においてコンデンサが送電側と受電側ともに直列 (Series) に接続された S-S 方式の等価回路を図 17 に示す。実際のコイルにおいては、コイル単独で LC 共振を起こせる自己共振型のオープンタイプと、コイルにコンデンサを接続して、LC 共振を起こさせる他励共振型のショートタイプの 2 つのタイプがあるが、等価回路としては同じ図 17 となる。キルヒホッフの電圧則を使い電流を求めるが Z 行列で計算するとコイルが複数になった時に拡張しやすい。

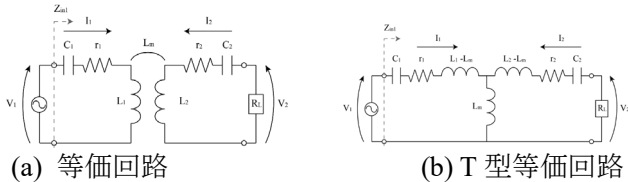


図 17. 磁界共振結合の等価回路(S-S 方式)

キルヒホッフの電圧則より、電圧は式(2)となる。

$$\begin{cases} V_1 = V_{L1} + V_{C1} + V_{r1} \\ V_2 = V_{L2} + V_{C2} + V_{r2} \end{cases} \quad (2)$$

電力伝送は実際に消費される有効電力で考えるので、電力計算をするときには、複素電力の実数部分のみなどの効率 η は式(3)となる。

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{\left\{ (r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\} r_1 + (\omega L_m)^2 (r_2 + R_L)} \quad (3)$$

行列計算を行うときに、負荷を除いた箇所のインピーダンスを Z で表すと式(4)となり、これを拡張することで複数コイルの一括計算も可能である。

$$[Z] = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega L_m \\ j\omega L_m & r_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

図 18 に効率と電力のグラフを示す。

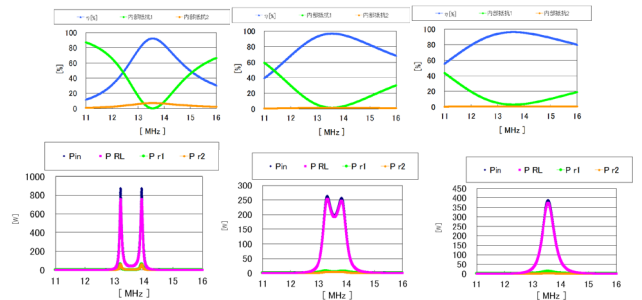


図 18. 効率と電力 (10Ω, 最適負荷 50Ω, 100Ω)

3.2. 共振周波数における A_V, A_I

入出力の電圧や電流の比がわかっていると回路設計に役立つことがある。特に S-S タイプにおいては、電圧比や電流比が 1 に近いときに最大効率になる特徴がある。電圧比を A_V 、電流比を A_I とする。 A_V は一次側と二次側の電圧の比であり式(5)となり、 A_I は一次側と二次側の電流の比であり式(6)となる。

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} \quad (5)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (6)$$

つまり、電圧増幅率も、電流増幅率も 1 にするとほぼ最大効率条件となる。そのため、 $V_1=V_2$ や $I_1=I_2$ にすると、ほぼ最大効率条件で電力伝送が可能となる。

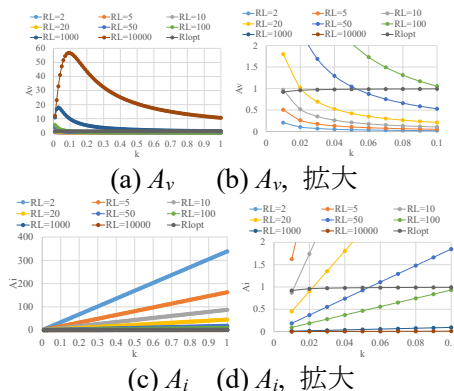


図 19 結合係数に対する A_V と A_I

3.2.1. kQ 表現

ワイヤレス電力伝送では、 kQ 積が直感的にわかりやすい指標として使われることがある。結合係数 k と Q 値だけで共振周波数における最大効率が算出できるからである。エアギャップが広がると結合係数 k は小さくなり 0 に近づくが、一方で、大きな Q 値を持ったエネルギーを保持する事が可能なコイルを使えば、高効率の電力伝送が出来るという事を意味している。

磁界共振結合の S-S 方式の効率式は式(7)なので、最大効率の kQ 表現の式(8)が得られる。

$$\eta = \frac{(\omega L_m)^2 R_L}{(r_2 + R_L)^2 r_1 + (\omega L_m)^2 r_2 + (\omega L_m)^2 R_L} \quad (7)$$

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right)^2} \quad (8)$$

グラフと表をそれぞれ図 20 と表 2 に示す。

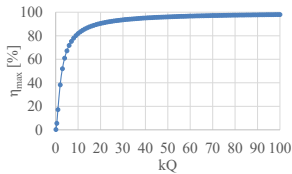


図 20. kQ と最大効率

表 2 kQ と最大効率 η_{\max}

kQ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
η_{\max} [%]	17.2	38.2	51.9	61.0	67.2	71.8	75.2	77.9	80.1	81.9
kQ	20	30	40	50	60	70	80	90	100	1000
η_{\max} [%]	90.5	93.6	95.1	96.1	96.7	97.2	97.5	97.8	98.0	99.8

3.3. コイル性能を考慮した最大効率

回路トポロジーとしては磁界共振結合の回路条件で最大効率が達成できるが、コイル特性を含め最大効率を実現させるには、コイルの周波数特性を含めて考える必要がある。つまり、周波数にコイルの Q 値が最大となるように、また、 k が最大となるように設計することが必要になる。図 21 に Q と最大効率 η_{\max} を示す。

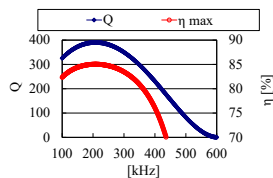


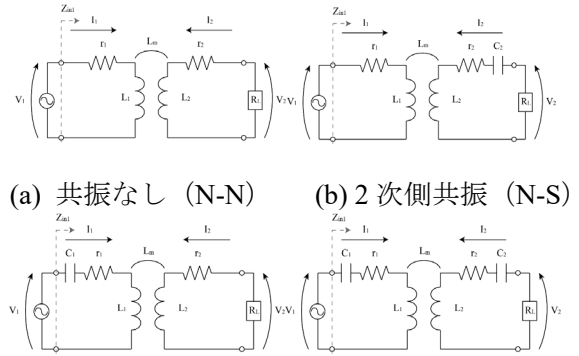
図 21. Q と最大効率 η_{\max}

4. 電磁誘導と磁界共鳴の比較[1], [2]

従来の電磁誘導からの遷移を示すことにより、1 次側共振周波数と 2 次側共振周波数を同じにした磁界共鳴が、大エアギャップや位置ずれ時に、高効率、大電力が達成できることを示す。

4.1. 4 つの回路 : N-N, S-N, N-S, S-S

比較対象の 5 つの回路を図 22 に示す。

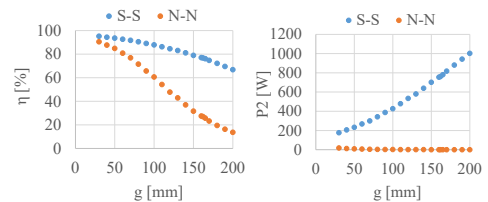


(a) 共振なし (N-N) (b) 2 次側共振 (N-S)

(c) 1 次側共振 (S-N) (d) 磁界共振結合 (S-S)

図 22. 比較する 4 つの回路構成

まず、どの程度、磁界共鳴 (S-S) と従来の電磁誘導 (N-N) で、効率と電力が異なるのかを図 23 に示す。

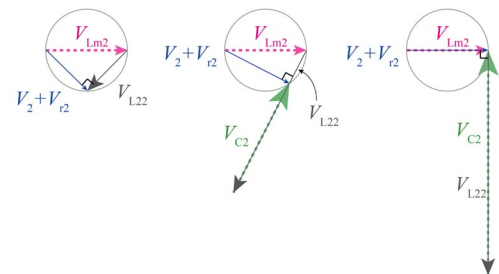


(a) 効率 (b) 電力

図 23. 磁界共鳴と従来の電磁誘導の比較

4.2. N-N と N-S の比較

C_2 挿入の影響を説明するためにその遷移を表した概形図を図 24 に示す。 L_2 と C_2 で共振した状態における計算結果の全体のフェーザ図を図 25 に、拡大図を図 26 に示す。 V_{Lm2} に対して I_2 の向きは一致し、2 次側の入力力率 $\cos \theta_{Z_{in2}}=1$ となり、高効率になる事が示されている。2 次側共振回路 N-S においては、高効率となるが、小電力である。



(a) C_2 なし (非共振) (b) C_2 追加 (非共振) (c) C_2 追加 (共振)

図 24. N-N から N-S への遷移

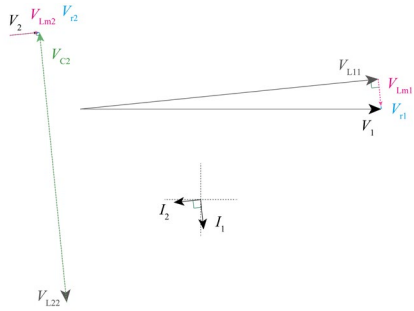
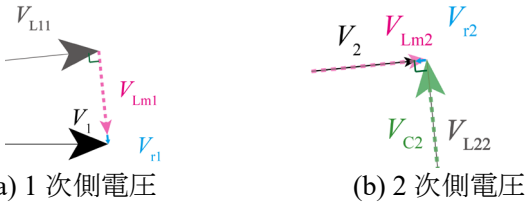


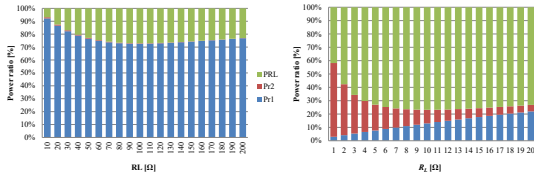
図 25. 2 次側共振回路の全体のフェーザ図 (N-S)



(a) 1 次側電圧

(b) 2 次側電圧

図 26. 2 次側共振回路のフェーザ図拡大 (N-S)



(a) N-N (b) N-S (S-S)

図 27. 負荷の最適化と損失の割合 (N-N vs. N-S)

4.3. 磁界共振結合 (S-S 方式)

磁界共振結合の S-S は 1 次側入力率 1 となり、2 次側入力インピーダンスが純抵抗となる。全体のフェーザ図を図 28 に、拡大図を図 29 に示す。フェーザ図からも V_{Lm2}/I_2 と $I_1 // V_1$ が確認でき、高効率かつ大電力となる。

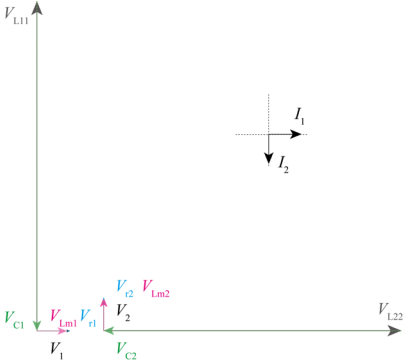


図 28. 2 次側共振回路の全体のフェーザ図 (S-S)

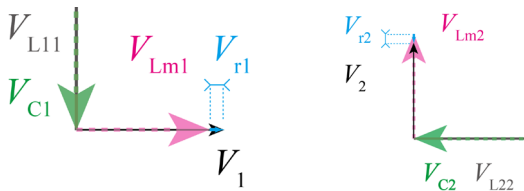


図 29. 2 次側共振回路のフェーザ図拡大 (S-S)

4.4. X_1 と X_2 軸での 4 方式の比較

N-N から S-S への推移を一括表示するとより見通しが良い。

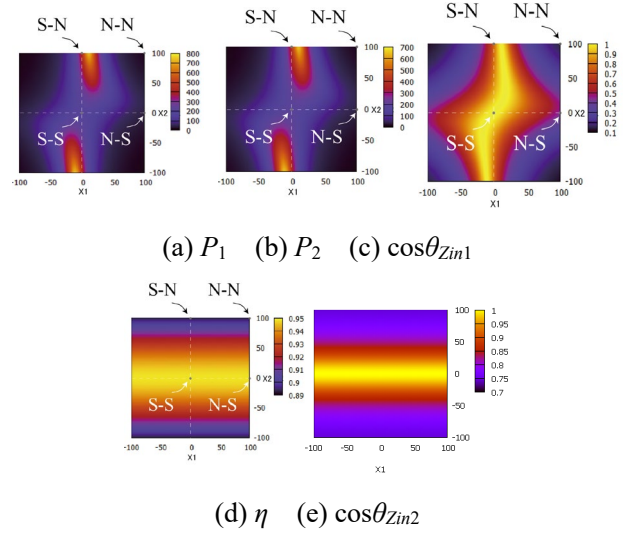


図 30 N-N から S-S への推移 ($k=0.5$)

また、結合が非常に強い $k=1$ の時には共振回路の使用事情が異なることもマップを使うと理解できる。

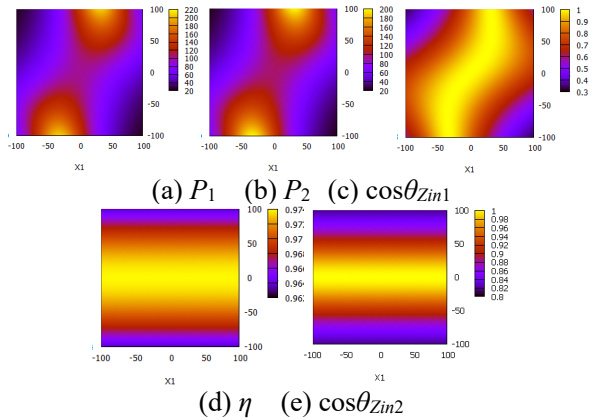


図 31. N-N から S-S への推移 ($k=1.0$)

5. 電界共鳴の基本特性 [2]

電界共鳴に関しては、変位電流 (図 32) の理解と π 型等価回路の理解が出来れば、電磁誘導と磁界共鳴の関係は、電界結合と電界共鳴の関係に等しく、双対の関係を成しているので、磁界を電界に置き換えることで、電界共鳴を理解することは容易に出来る。

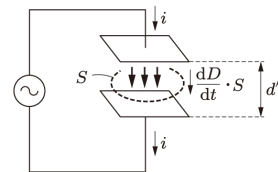
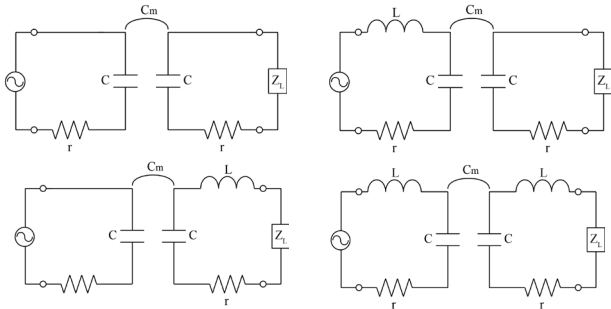


図 32 変位電流



(a) N-N (b) S-N (c) N-S (d) S-S
図 33 電界結合と電界共鳴

自己共振型の電界共鳴は、図 34 に示すメアンダライン共振器がある。

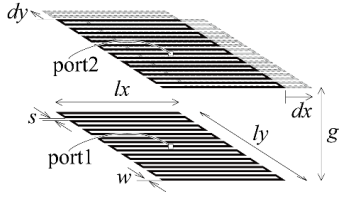


図 34 メアンダライン共振器のパラメータ

板状の電極板を使うときには外付けのコイルは必要になる (図 35)。

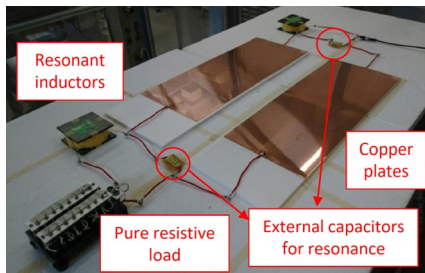
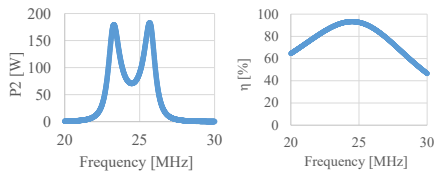


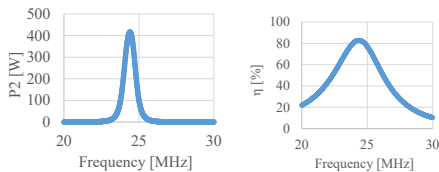
図 35. コイル外付けタイプの電界共振結合

5.1. エアギャップ特性

電界共鳴のエアギャップ特性を図 36 に示す。磁界共鳴の時同様に、エアギャップが近いときは受電電力がピークとなる共振周波数は 2 つとなり、エアギャップが大きくなるとピークが 1 つになる。



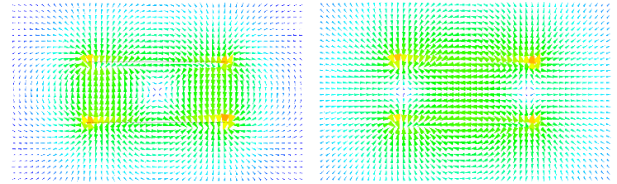
(a) $g=300\text{mm}$



(b) $g=500\text{mm}$

図 36 エアギャップ特性

共振器近傍での電磁界の振る舞いを示す。電界ベクトルを図 37 に示す。磁界結合と同様に電界結合においても、電気壁と磁気壁が確認出来る。



(a) 電気壁 f_e' (b) 磁気壁 f_m'
図 37 電界ベクトル

6. 磁界結合方式と電界結合方式の統一理論[2]

6.1. 共振条件の統一的設計法

共振設計法は、i)直並列 LC 共振に基づく設計法や ii)入出力率補償に基づく設計法、iii)ジャイレータ特性と理想変圧器特性に基づく設計等、様々な共振条件の設計法が採用されている。本章では「iii)ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法」を採用する。

6.2. ジャイレータ特性と理想変圧器特性に基づく設計法

ジャイレータ特性及び理想変圧器に基づく設計法とは、適切な共振条件により CUPF 特性に加え、CC 特性または CV 特性を達成し得る設計法である。電気回路の二端子対回路では、その回路網は以下の F パラメータによる回路方程式として表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A} & \dot{B} \\ \dot{C} & \dot{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

ジャイレータ特性

式(10)に示すように回路方程式において $\dot{A} = \dot{D} = 0$ が成り立つ回路網はジャイレータと呼ばれ、入力率 $\cos \theta_{in} = 1$ を達成する (図 38)。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jZ \\ \pm \frac{j}{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ \\ \frac{j}{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ \\ -\frac{1}{jZ} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jZ \\ -\frac{j}{Z} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jZ \\ \frac{1}{jZ} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$



(a) In IPT (b) In CPT

図 38. ジャイレータ回路例

理想変圧器特性

偶数个のジャイレータを従属接続する事で、回路網は $\hat{B} = \hat{C} = 0$ を満足し、入力力率 $\cos \theta_{in} = 1$ を達成する。

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm jZ' & 0 \\ 0 & \pm \frac{j}{Z'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

回路網が $\hat{B} = \hat{C} = 0$ を満たす場合に得られる CUPF 特性並びに CV 特性を併せて理想変圧器特性と呼ぶ。

6.3. 磁界共振結合方式 ~SS, SP, PS, PP~

6.3.1. 補償キャパシタ条件

各トポロジでは補償キャパシタの適切な設計により $\hat{A} = \hat{D} = 0$ を満たす事が可能であり、その時の C_1 及び C_2 は表 3 となる。

表 3 Compensation capacitor in IPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
C_1	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1(1-k^2)}$
C_2	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2(1-k^2)}$

6.3.2. 負荷変動時の送電特性

結合係数の大きさ毎の負荷変動時の送電特性は図 39 の様になる。

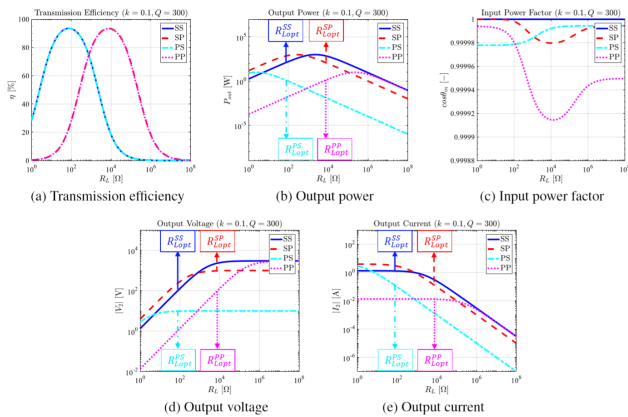


図 39. IPT ($k = 0.1$)

6.4. 電界共振結合方式 ~SS, SP, PS, PP~

6.4.1. 補償インダクタ条件の導出

各トポロジでは補償インダクタの適切な設計により $\hat{A} = \hat{D} = 0$ を満たす事が可能であり、その時の L_1 及び L_2 は表 4 となる。

表 4 Compensation inductor conditions in CPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
L_1	$\frac{1}{\omega^2 C_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1}$
L_2	$\frac{1}{\omega^2 C_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2}$

6.4.2. 負荷変動時の送電特性

結合係数の大きさ毎の負荷変動時の送電特性は図

40 の様になる。

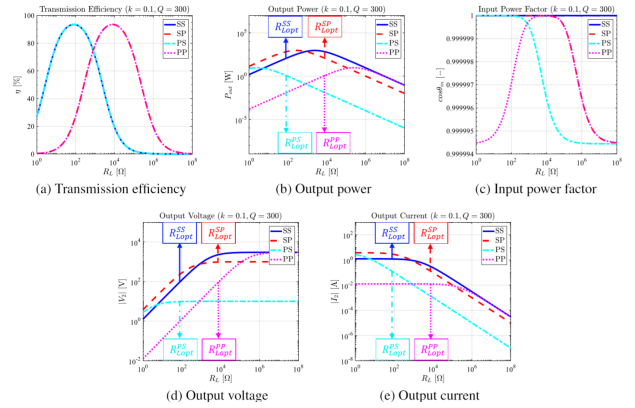


図 40. CPT ($k = 0.1$)

6.5. 磁界共振結合方式と電界共振結合方式の比較と統一理論[2]

送電効率式、最適負荷式、出力電力式を表 5 に示す。全ての補償トポロジ(SS, SP, PS, PP)において、IPT, CPT の両送電方式の送電特性を表す諸公式は全て同形となり、IPT と CPT を統一的に扱うことができる。

表 5 Formulas in IPT and CPT

In IPT and CPT	η_{max}	$R_{L,opt}$	$P_{out,max}$
SS topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} V_1 ^2$
SP topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} V_1 ^2$
PS topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} V_1 ^2$
PP topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} V_1 ^2$

7. 磁界共鳴のシステム[1], [2]

磁界共鳴は、大きなエアギャップにおいても高効率かつ大電力を達成できる回路トポロジー（回路構成）である。しかしながら、システムを考えるにあたっては、高効率と所望電力の両立を実現することが重要である。

7.1. 基本的なシステム構成

ワイヤレス電力伝送のシステムの基本構成の概念図を図 41 に示す。

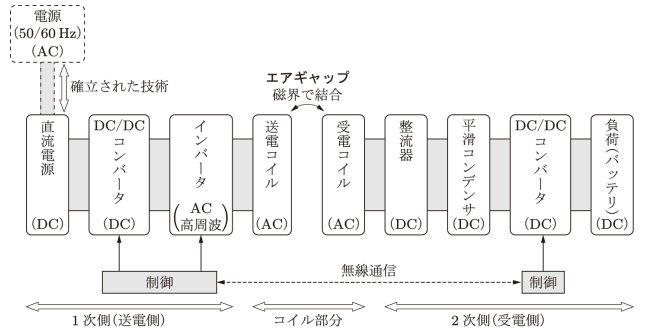


図 41 システムの基本構成の概念図

一般家庭の 50/60Hz の 100V の AC から考えると、AC(50/60Hz)→DC (直流電源) →DC/DC コンバータ (電圧可変) →AC (インバータ, 高周波生成, RF) →送受電コイル→DC (整流) →DC/DC コンバータ (インピーダンス変換) →負荷

となる。しかし、50/60Hz からの AC→DC は一般には確立された技術であるため、そこは省かれて説明されることが多い。RF (radio frequency) は高周波のことであり、GHz 帯以上の時に使われることが多い。

7.2. ワイヤレス電力伝送システムの概要

ワイヤレス給電の基本的なシステム構成を図 42 に示す。

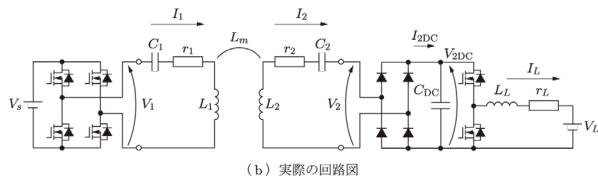
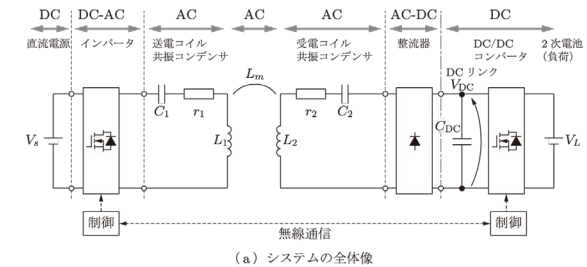


図 42 システムの基本構成

7.3. 抵抗負荷、定電圧負荷 (2 次電池)、定電力負荷 (モータ・電気機器)

負荷には、抵抗負荷、定電圧負荷 (2 次電池)、定電力負荷 (モータ・電気機器) などさまざまな種類がある。ワイヤレス電力伝送においては、負荷を考慮した設計が必要になる。抵抗負荷、定電圧負荷 (2 次電池)、定電力負荷を用いて、負荷特性を考慮したシステム作りが必要である。これらの動作点を一括で示せる図を図 43 に示す。

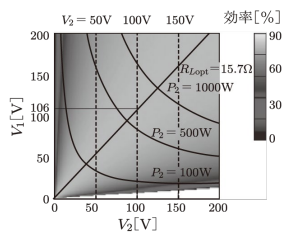


図 43 抵抗と電圧と定電力の効率一括表示マップ

7.4. インピーダンス追従制御による最大効率実現の概念

インピーダンス追従制御による最大効率の実現方法は、AC 側の等価負荷抵抗 (AC 等価負荷抵抗) のインピーダンスを常に最適化することで最大効率に

する方法である。簡易説明図を図 44 に、詳細な説明図を図 45 に示す。

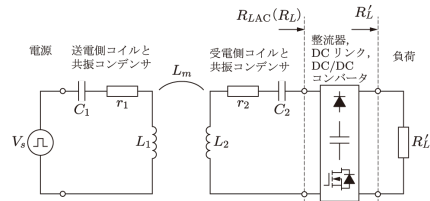


図 44 等価負荷抵抗とインピーダンス追従制御システムの簡易説明図

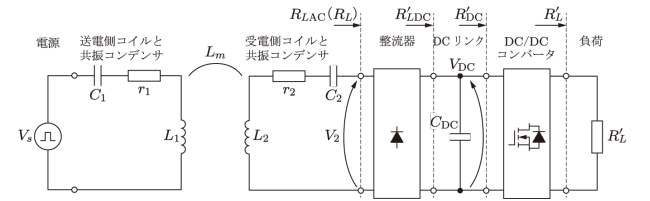


図 45 インピーダンス追従制御システムの詳細図

図 46 で示すように、エアギャップが変化し、 L_m が変動しても、AC 等価負荷抵抗が最大効率にできれば、最大効率を得られる。ただし、それぞれのエアギャップにおいて、1 次側の電圧が固定の場合 (大抵は固定である)、AC 等価負荷抵抗が一意に決まれば、受電電力も一意に決まる。等価負荷抵抗が 15.7Ω とときの受電電力は $559.4W$ になる。

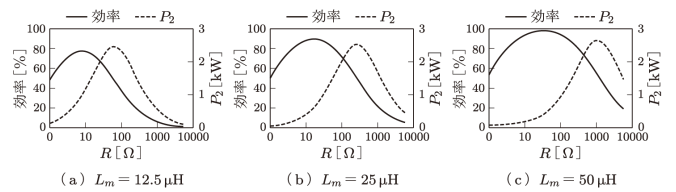


図 46 等価負荷抵抗と効率

7.5. 最大効率化制御のための予備知識

実際の回路においては、最大効率追従制御は整流後の DC 側に関わるので、整流器における AC/DC 変換での注意点を熟知しておく必要がある。AC と DC における電圧の変換式、整流器に抵抗やバッテリーが繋がったときの波形の取り扱い、高調波と基本波と電力伝送の関係、またバンドパスフィルタ特性などが必要である。本稿では紙面の都合上、矩形波駆動 + 整流器 + バッテリー (S-S) の波形についてのみ掲載する。

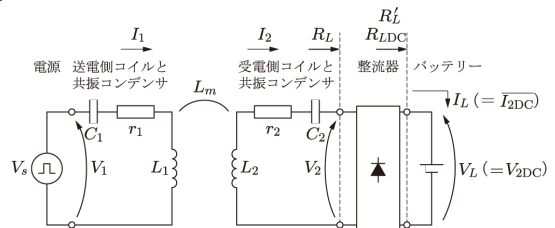


図 47 整流器 + 2 次バッテリー

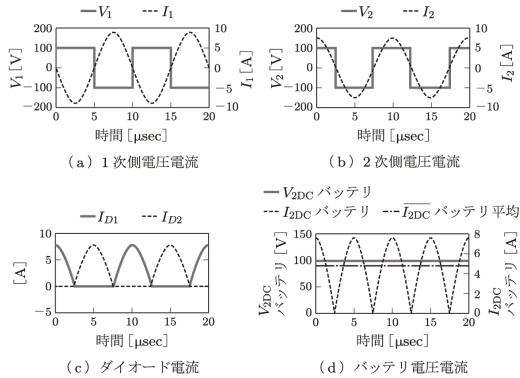


図 48 矩形波駆動における電圧と電流

7.5.1. DC/DC によるインピーダンス変換の概念

次に、メインのパワーエレクトロニクスを使ったインピーダンス変換である。インピーダンスを最適化する変換器の代表が DC/DC コンバータである (図 49)。通常、DC/DC コンバータは、電圧の変換という役割で使われる。

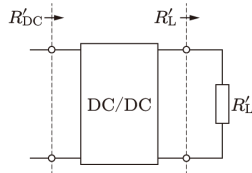


図 49 DC/DC によるインピーダンス変換

7.5.2. 降圧、昇圧、昇降圧チョップ

ここでは、DC/DC コンバータの種類を示す。大きく分けて 3 種類ある。電圧を下げるのみ可能な降圧チョップ、電圧を上げるのみ可能な昇圧チョップ、電圧を上げることも下げることも可能な昇降圧チョップの 3 種類である。ここでは双方向の昇降圧チョップを示す。(図 50)

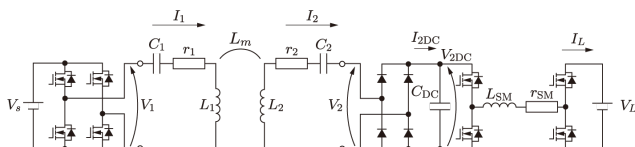


図 50 インピーダンス追従制御システムの DC-DC コンバータの回路図

7.6. インピーダンス最適化による最大効率追従制御の実現

実際の最大効率実現の方法について述べる。技術的に多岐にわたる説明を行うが、最大効率を決定する最適負荷は整流器前の AC 側の等価負荷抵抗 R_{AC} で決まるので、そこを最適負荷 R_{ACopt} にして最大効率 η_{max} を得るという大きな流れは変わらない。

7.6.1. 最大効率の簡易な設計

実際に最大効率を実現させるには、制御を行う必

要がある。そのため、制御からの観点で式を組み立てる必要がある。現代制御の知識が必要な部分ではあるが、制御のやり方は、様々な方法がある。

簡易な方法としては、図 51 に示すように、制御対象 (プラント) である DC/DC コンバータのところをブラックボックスとし、この部分をモデル化せずに試行錯誤で PID コントロールしても動作する。

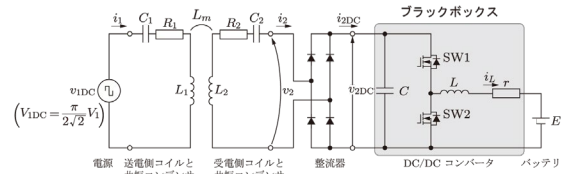


図 51 降圧チョップによる最大効率制御

PID コントローラは、下記の式 (14) で表される。

$$C_{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (14)$$

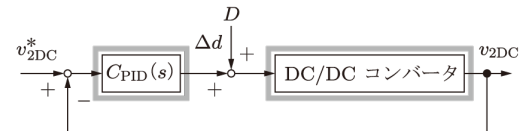


図 52 2 次側電圧制御のブロック線図

図 52 の太枠で囲まれた部分において、DC/DC コンバータのモデル化を行っていないために、コントローラも適当になり、安定かどうかは保証できないが、動作させることは可能なシステムとなっている。

ここでは、経験則による設計方法を示したが、厳密な設計方法もある。その場合は、プラントである DC/DC コンバータを数式でモデル化し、数式で表されるプラントモデルに基づいて設計する。システム全体をしっかりと設計でき、経験則に頼らない安定なコントローラを誰でも設計できる。一言でいうならば、現代制御理論と古典制御理論を用いたモデル化に基づく極配置法による制御機設計となる。状態空間平均化法、小信号モデルを経て、極配置法により設計を行なう流れになる^{[1], [2]}。

8. まとめ

ワイヤレス電力伝送に関する基礎知識の紹介を行い、電磁誘導と磁界共振結合との差異について述べ、磁界共振結合と電界共振結合の統一理論を紹介した上で、ワイヤレス電力伝送のシステムについて紹介した。

文献

- [1] 居村岳広, “磁界共鳴によるワイヤレス電力伝送”, 森北出版, 2017
- [2] Takehiro Imura, “Wireless Power Transfer: Using Magnetic and Electric Resonance Coupling Techniques”, Springer, Springer Nature, 2020