

修士論文  
Master Thesis

ハイブリッド蓄電装置へのワイヤレス給電の応用と  
給電制御に関する研究  
A Study on the Application of Wireless Power Transfer to Hybrid  
Energy Storage Systems and Charging Power Control

指導教員 堀 洋一 教授  
Advisory Professor Yoichi HORI

平成 27 年 2 月 5 日提出  
February 5, 2015

東京大学 大学院工学系研究科 電気系工学専攻  
Department of Electrical Engineering and Information Systems, The University of Tokyo  
37-136480  
平松敏幸  
Toshiyuki HIRAMATSU

# 要約

近年、動力源の電動化がエネルギーの効率的な利用や制御性能の向上の面からより一層注目されている。電動化の大きな問題点の1つとして蓄電装置の大型化がある。これは、蓄電装置として主に用いられているバッテリーのエネルギー密度とパワー密度が小さいことが大きな原因である。解決方法として、とくにスーパーキャパシタ (SC) とバッテリーのハイブリッド蓄電装置 (HESS) による蓄電装置の高パワー密度化や磁界共振結合方式によるワイヤレス電力伝送 (WPT) により低エネルギー密度を補う高頻度な給電が注目されている。

本論文では、HESS に WPT による高頻度な給電を応用したエネルギーシステムを提案し、このエネルギーシステムに対してシステム設計の面から HESS の容量比設計法を、WPT の給電制御の面から通信を用いることなく所望受電電力と最大伝送効率を両立する給電制御法について提案する。

HESS の容量比設計法の提案法では、これまで試行錯誤的に求められていた容量比を理論的に設計できることを示す。WPT による複数回間欠給電を想定することで設計パラメータは膨大となるが、支配的なパラメータのみに注目する。これにより、より簡易に理論的に容量設計を行うことが可能であり、提案したエネルギーシステムにより従来のバッテリーのみのシステムに対し蓄電装置の重量を低減できることを示す。

また、WPT の給電制御においては、DC-DC コンバータを用いた受電側による受電電力制御法を提案し、受電側により通信なしで受電電力を制御できることを示す。これに加え、送電側電圧を制御することで、最大効率で所望電力を伝送できることを示す。これにより双方の通信を用いることなく受電側で受電電力を、送電側で電力推定と伝送効率制御を独立に行うことで、電力と効率の両立が可能であることを示す。

さらに、これまで考慮されていなかった双方のコイルの共振周波数のずれによる伝送効率と受電電力への影響に関しても検討を行い、動作周波数の決定方法についても検討を行う。

# 目次

<b>1 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.1.1 電気自動車および電動機械の蓄電装置の問題	1
1.1.2 ハイブリッド蓄電装置	2
1.1.3 ワイヤレス電力伝送	2
1.2 研究目的	3
1.3 論文構成	3
<b>2 ハイブリッド蓄電装置とワイヤレス給電</b>	<b>4</b>
2.1 キャパシタとバッテリーハイブリッド蓄電装置	4
2.1.1 大容量スーパーキャパシタ	4
2.1.2 キャパシタとバッテリーハイブリッド蓄電装置	5
2.2 磁界共振結合方式を用いたワイヤレス電力伝送	6
2.3 ハイブリッド蓄電装置へのワイヤレス給電の応用と研究課題	7
2.4 まとめ	8
<b>3 複数回間欠ワイヤレス給電を行うキャパシタ・バッテリーハイブリッド蓄電装置の容量比設計</b>	<b>9</b>
3.1 要求仕様に対する容量比設計	9
3.2 容量比設計に用いる条件式の導出	10
3.2.1 想定する応用と走行パターン	10
3.2.2 充電度 $Q$ の定義	10
3.2.3 要求エネルギーに関する条件式	12
3.2.4 要求出力電力と充電電力に関する条件式	14
3.3 容量比設計の計算結果と考察	16
3.3.1 $Q$ を固定した場合	16
3.3.2 SC 容量比の最適値	19
3.3.3 WPT による充電電力の影響	21
3.4 HESS の容量設計指針	22

3.5	まとめ	24
<b>4</b>	<b>磁界共振結合方式によるワイヤレス給電における受電側電圧制御による給電電力制御</b>	<b>25</b>
4.1	ワイヤレス給電の伝送効率と受電電力	25
4.1.1	負荷抵抗値による伝送効率と受電電力の変化	25
4.1.2	受電側による受電電力制御の意義	28
4.2	受電電力制御の提案手法	29
4.2.1	矩形波電圧による影響	29
4.2.2	フィードフォワード制御系の導出	30
4.2.3	フィードバック制御系とリミッタに関する考察	31
4.3	実験によるフィードフォワード制御器の検証	31
4.3.1	実験概要	31
4.3.2	実験結果	32
4.4	まとめ	34
<b>5</b>	<b>ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御</b>	<b>35</b>
5.1	送電側電圧変化による伝送効率と受電電力への影響	35
5.2	ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御	36
5.2.1	受電側による電力制御時における送電側電圧による伝送効率への影響	36
5.2.2	送電側による受電電力推定	37
5.2.3	送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御	37
5.3	実験による理論式の検証	39
5.3.1	実験概要	39
5.3.2	実験結果	39
5.4	まとめ	41
<b>6</b>	<b>送受電コイルの共振周波数ずれに関する影響の検証</b>	<b>42</b>
6.1	周波数のずれを考慮した伝送効率と受電電力	42
6.1.1	周波数のずれを考慮する意義	42
6.1.2	伝送効率と受電電力の理論式の導出	43
6.2	計算結果と考察	43
6.2.1	$X_1$ のみの変化による影響	44
6.2.2	$X_2$ のみの変化による影響	44
6.2.3	最大効率負荷の場合における $X_1$ および $X_2$ の変化による影響	47
6.2.4	最大電力負荷の場合における $X_1$ および $X_2$ の変化による影響	49
6.2.5	負荷抵抗値と相互インダクタンスによる伝送電力最大点の推移	51
6.2.6	動作周波数選択に関する一考察	51

6.3	まとめ . . . . .	52
<b>7</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>
7.1	まとめ . . . . .	53
7.2	今後の課題 . . . . .	54
	謝辞	55
	参考文献	56
	発表文献	61

# 目 次

1	本論文の構成	3
2	コマツハイブリッドシステム [8]	5
3	マツダ i-ELOOP[9]	5
4	バッテリーとキャパシタの性能比較 [12]	6
5	KAIST で開発された電動バス [29]	7
6	HESS に WPT による複数回間欠給電を応用した電動機器のイメージ図	10
7	HESS に WPT を応用したシステム図	11
8	電動機器の動作パターンの一例	12
9	HESS の貯蔵エネルギー変化のイメージ図	14
10	$Q =$ の場合における制約条件	17
11	$Q = 1$ の場合における HESS の重量	17
12	$Q = 0$ の場合における制約条件	18
13	$Q = 0$ の場合における HESS の重量	18
14	The case of $Q = 0.1$ .	20
15	$Q = 0.1$ の場合における制約条件	20
16	充電電力 3kW の場合における HESS の重量	21
17	充電電力 1.5kW の場合における HESS の重量	21
18	充電電力 4.5kW の場合における HESS の重量	22
19	充電電力と HESS の重量の最小値の関係	23
20	充電電力と充電時間の関係	23
21	磁界共振結合方式の等価回路	26
22	実験に用いた送受電コイル	27
23	負荷インピーダンスに対する伝送効率と伝送電力	27
24	エネルギーシステムの回路図	28
25	受電電力制御のブロック線図	29
26	$V_1, V_2, I_1, I_2$ の各部波形	30
27	実験に用いた DC-DC コンバータ	32
28	整流後電圧に対する受電電力と伝送効率の関係	32
29	各部実験波形	33

30	提案手法のフィードフォワード制御器の実験結果 . . . . .	33
31	$Z_L$ と $V_1$ に対する伝送効率と受電電力 . . . . .	36
32	送電側と受電側の制御構成 . . . . .	37
33	受電電力の推定の実験結果 . . . . .	38
34	受電電力と送電側電圧に対する伝送効率の計算結果 . . . . .	39
35	受電電力一定時の $V_2$ と $\eta$ の計算結果と実験結果. . . . .	40
36	$X_1$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=12\mu\text{H}$ ). . . . .	45
37	$X_1$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=38\mu\text{H}$ ). . . . .	45
38	$X_1$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=195\mu\text{H}$ ). . . . .	45
39	$X_1$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=12\mu\text{H}$ ). . . . .	46
40	$X_1$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=38\mu\text{H}$ ). . . . .	46
41	$X_1$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=195\mu\text{H}$ ). . . . .	46
42	$X_2$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=12\mu\text{H}$ ) . . . . .	47
43	$X_2$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=38\mu\text{H}$ ) . . . . .	47
44	$X_2$ による変化 (最大効率負荷, $L_m=195\mu\text{H}$ ) . . . . .	47
45	$X_2$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=12\mu\text{H}$ ) . . . . .	48
46	$X_2$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=38\mu\text{H}$ ) . . . . .	48
47	$X_2$ による変化 (最大電力負荷, $L_m=195\mu\text{H}$ ) . . . . .	48
48	$L_m=12\mu\text{H}$ (最大効率負荷時). . . . .	49
49	$L_m=38\mu\text{H}$ (最大効率負荷時). . . . .	49
50	$L_m=195\mu\text{H}$ (最大効率負荷時). . . . .	49
51	$L_m=12\mu\text{H}$ (最大電力負荷時). . . . .	50
52	$L_m=38\mu\text{H}$ (最大電力負荷時). . . . .	50
53	$L_m=195\mu\text{H}$ (最大電力負荷時). . . . .	50

# 表 目 次

1	電気自動車の保有台数の推移 . . . . .	2
2	HESS と WPT の定数パラメータの定義 . . . . .	13
3	HESS と WPT の変数パラメータの定義 . . . . .	13
4	想定する要求仕様と蓄電装置の諸元 . . . . .	15
5	コイルの諸元 . . . . .	26
6	実験装置の諸元 . . . . .	32



# 第 1 章

## 序論

近年、環境問題や化石燃料の枯渇などの問題から、動力源の電動化が注目されている。この電動化への大きな問題点の1つとして蓄電装置の大型化がある。この問題の解決策としてSCとバッテリーのハイブリッド蓄電装置やワイヤレス給電による高頻度な給電が注目されている。本章では序論として、研究背景及び目的、本論文の構成について述べる。

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 電気自動車および電動機械の蓄電装置の問題

近年、地球環境問題や化石燃料の枯渇などの問題から、電気自動車 (Electric vehicle : EV) に代表されるように動力源の電動化が注目されている。電気自動車は、エネルギーの総合利用効率が高いだけでなく、モータにより走行するため、ガソリン車と比較して走行性能の向上や静音性の向上、メンテナンスの簡素化も期待できる。

近年、表 1 のように EV の保有台数が増加傾向にあり、電気自動車の普及が期待される [1]。しかし、この電気自動車の普及の大きな問題点の1つとして、バッテリーなどのエネルギーを貯蔵する蓄電装置の大型化がある。この蓄電装置の大型化の原因として、バッテリーのエネルギー密度が小さいことと、パワー密度が小さいことがある。エネルギー密度が小さいため、一充電航続距離を長くするために、大きな蓄電装置を搭載しなければならない。また、パワー密度が小さいため、加減速時の大きなパワーを供給するために、大きな蓄電装置を搭載しなければならない。これらの問題を解決するために、バッテリーの大容量化および高パワー密度化や水素電池の応用も検討されているが、バッテリーの経年劣化や水素インフラの整備など多くの問題が残されている [2][3]。

表 1: 電気自動車の保有台数の推移

年度		H21	H22	H23	H24	H25
電気自動車	乗用車	140	4,636	13,266	24,983	38,794
	貨物車	6	7	11	25	31
	乗合車	11	11	15	22	28
	特種車	11	16	30	31	34
	軽自動車	1,773	4,360	8,940	13,646	15,870
PHV	乗用車	165	379	4,132	17,281	30,171
電気自動車等合計		2,106	9,409	26,394	55,988	84,928
ハイブリッド自動車	乗用車	971,090	1,404,137	2,012,559	2,833,443	3,792,886
	貨物車	8,857	9,717	11,118	12,204	13,200
	乗合車	583	677	738	857	969
	特種車	2,871	3,464	4,243	5,313	6,144
	軽自動車	430	405	351	288	188
ハイブリッド自動車合計		983,831	1,418,400	2,029,009	2,852,105	3,813,387
電気自動車等／ハイブリッド自動車保有合計		985,937	1,427,809	2,055,403	2,908,093	3,898,315

※PHV：プラグインハイブリッド自動車

### 1.1.2 ハイブリッド蓄電装置

上述したように、電気自動車や電動機械の蓄電装置に関する問題は、これらの普及に対して大きな課題である。これらの1つの解決策としてハイブリッド蓄電装置 (HESS) が注目を浴びている。HESS は、複数のエネルギー貯蔵装置を組み合わせることで、見かけ上、使用目的に適した蓄電装置を実現するものである。これまでに、スーパーキャパシタ (SC) とエンジン、SC とバッテリー、水素電池と SC などの HESS が研究や実用化されている。特に、SC とバッテリーの HESS は、バッテリーのパワー密度を SC で補えることから注目を浴びており、実用化に向け盛んに研究がされている。本稿ではとくに SC とバッテリーの HESS に注目する。

### 1.1.3 ワイヤレス電力伝送

上述したように、蓄電装置の大型化は大きな課題であり、バッテリーのような蓄電装置のエネルギー密度が小さいことも1つの大きな原因である。この解決策の1つとしてワイヤレス電力伝送 (WPT) 技術による給電が大きな注目を浴びている。WPT による給電を電気自動車や電動機械に応用することで、高頻度な給電が可能で、エネルギー密度が小さいという点を補うことができ、蓄電装置の小型化が期待できる。また、非接触で充電を行うため利便性の向上も期待できる。

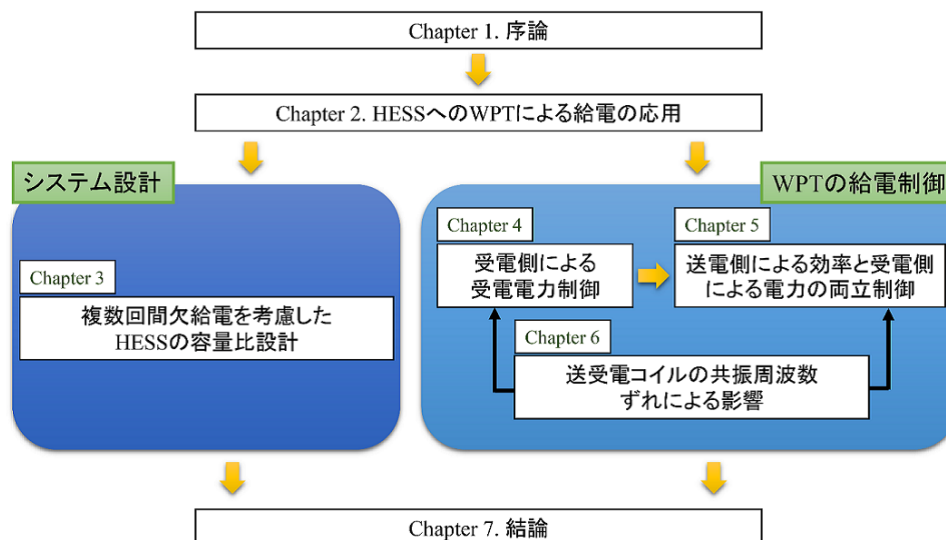


図 1: 本論文の構成

## 1.2 研究目的

上述したように、電気自動車などに代表される動力源の電動化の大きな妨げとなっているのは蓄電装置の大型化である。その解決手法として HESS と WPT の応用が注目を集めている。HESS はバッテリーの高パワー密度化を、ワイヤレス給電は低エネルギー密度を補うことを目的としているため、この双方を組み合わせることで、さらに蓄電装置を小型化できると考えられる。しかし、このエネルギーシステムにおいて最適な容量を設計するのは、設計パラメータが膨大にあるため簡単ではない。また、WPT の給電制御において、所望電力と最大伝送効率の双方を実現できる制御法はいまだ達成されていない。そのため、本稿では、WPT による高頻度な給電を行う場合の HESS の容量比設計法と、所望電力および最大伝送効率を通信を用いずに両立する WPT の給電制御を明らかにすることを目的とする。

## 1.3 論文構成

本論文は7章構成としている。以下、各章の概要について述べる。

本章では、研究背景について説明を行い、本研究の位置づけと目的について述べた。第2章では、SC と HESS, WPT の適用動向について述べ、これらを組み合わせたエネルギーシステムを提案する。第3章では、提案するエネルギーシステムのシステム設計の面から、HESS の容量比設計について述べる。第4章以降では、WPT の給電制御について注目する。第4章では、受電側で受電電力制御を行う手法を提案する。第5章では、送電側と受電側を双方独立に制御することで伝送効率と受電電力の両立を達成できる手法を提案する。第6章では、上記の給電制御を行う際の動作周波数とコイルの共振周波数の関係について述べ、第7章では結論として本研究の成果をまとめ、今後の展望について述べる。

## 第 2 章

# ハイブリッド蓄電装置とワイヤレス給電

前章でも述べたが、蓄電装置の小型化を目的に、SC とバッテリーの HESS や WPT による給電が注目され、盛んに研究と開発が行われている。本章では、近年新たな蓄電装置として注目されている SC について紹介し、SC とバッテリーの HESS の適用動向と研究動向について述べる。また、WPT の手法として磁界共振結合方式が注目を浴びていることを述べ、適用動向と研究動向について述べる。さらに、WPT と HESS を組み合わせるエネルギーシステムを提案し、蓄電装置の小型化が期待できることを述べる。

## 2.1 キャパシタとバッテリーハイブリッド蓄電装置

### 2.1.1 大容量スーパーキャパシタ

スーパーキャパシタ (SC) は、電気二重層キャパシタとも呼ばれる、アルミ電解キャパシタの数倍のエネルギー容量をもつキャパシタである。これは、電極として多孔質の活性炭を用いて表面積を稼ぐことで、静電容量を飛躍的に向上させたキャパシタである [4]。バッテリーのような化学現象を用いた蓄電でなく、SC はイオンの電極からの脱着による物理現象を用いた蓄電媒体であるため、寿命が非常に長く、大電流での充放電が可能である。この他にも、電圧からエネルギー残量が容易にわかること、希金属を用いないため環境負荷が小さいこと、広い動作温度範囲をもつことなど多くの利点を有している。そのため、新たな蓄電媒体として注目されており、研究や開発が行われている [5] ~ [7]。株式会社小松製作所では、油圧ショベルの動力源をキャパシタとエンジンとを併用することで、キャパシタによりピークパワーを供給できるシステムが開発されている [8]。これにより、燃費が 25% 程度向上したことが報告されている。また、マツダ株式会社では、キャパシタを自動車の回生エネルギーを吸収するために用いるシステム i-ELOOP が開発されている [9]。これは、これまでのバッテリーでは回収できていなかった回生エネルギーをキャパシタにより回収することで、燃費を向上させるシステムである。この他にも、北京交通大学では地下鉄の定置用に応用されたり、本田技研工業株式会社でも車への

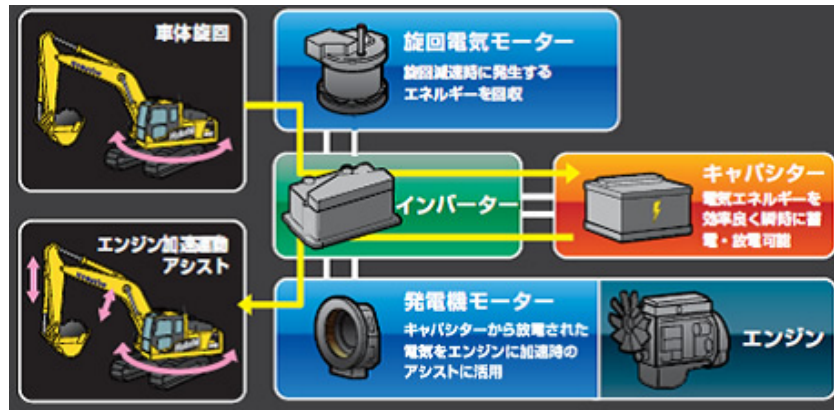


図 2: コマツハイブリッドシステム [8]



図 3: マツダ i-ELOOP[9]

応用が報告されたりと大変注目されている [10][11]。

## 2.1.2 キャパシタとバッテリーハイブリッド蓄電装置

上述したように、SCには多くの利点がある。図4にバッテリーとSCの性能比較したグラフを示す[12]。図4から、SCはバッテリーと比較してパワー密度が大きく、バッテリーはSCと比較してエネルギー密度が大きいことがわかる。このようにバッテリーとSCはそれぞれ利点と欠点をもつ。この双方の利点を活せるのがSCとバッテリーのHESSであり、HESSに関する研究が盛んにおこなわれている[13]~[21]。文献[13]では、HESSの回路構成について検討が行われており、HESSの特性は回路構成に大きく依存するため、SCとバッテリーの利点を活かせる回路構成について議論が行われている。また、文献[14]~[20]では、SCとバッテリーの供給もしくは吸収する電力を制御するDC-DCコンバータの制御法およびDC-DCコンバータのトポロジーについて検討が行われている。文献[21]~[23]ではSCのエネルギーマネジメントについて研究が行わ

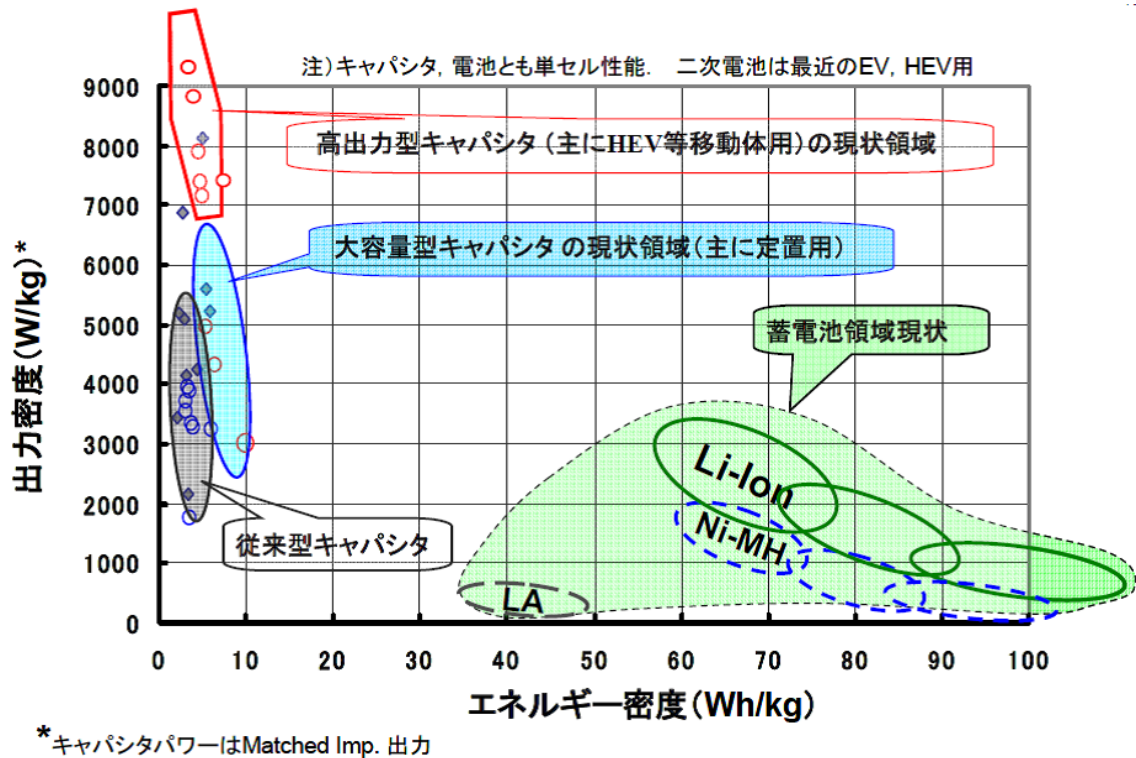


図 4: バッテリーとキャパシタの性能比較 [12]

れている。SCは特にエネルギー容量が小さいため、エネルギーマネジメントを行うことで、所望の特性を得ることが可能である。このようにSCとバッテリーのHESSは蓄電装置の小型化が見込めるため、大変注目されている。

## 2.2 磁界共振結合方式を用いたワイヤレス電力伝送

現在注目を浴びているWPTの方式は大きく分けると以下の3つが有力な候補である。

- 電磁誘導方式
- マイクロ波方式
- 磁界共振結合方式

電磁誘導方式は、一般に効率は90%以上で数kW以上の電力伝送が実現されているが、エアギャップは数cmであり大ギャップの伝送には適していない。マイクロ波方式は、非常に長距離の伝送が可能であるが、電磁波を利用するため人体への悪影響が考えられることや、いまだ高効率での伝送は難しいなどの課題がある。電磁界共振結合方式は、数十cmの大ギャップを90%以上の高効率で大電力を伝送することができる。そのため、とくに電気自動車などの応用に適していると考えられ、近年盛んに研究が行われている。そのため、本稿ではWPTの方式として磁界共振結合方式を考える。





図 5: KAIST で開発された電動バス [29]

磁界共振結合方式 (Magnetic Resonant Coupling : MRC) は、2007 年に MIT(Massachusetts Institute of Technology) により発表が行われた [24]。MRC は大ギャップを高効率で大電力を伝送することが可能であるため、多くの研究と開発が行われている [25]~[32]。実用化の例として、韓国科学技術院 (Korean Advanced Institute of Science and Technology : KAIST) では MRC による WPT によって走行中と停車中に充電を行う図 5 のような電動バスが開発され運航している [29]。このバスの路線には、28km の運行期間に対して駐車場、停留所に 8m の非接触給電設備を 4 個連結したおおよそ 30m の非接触給電設備が埋め込まれている。

## 2.3 ハイブリッド蓄電装置へのワイヤレス給電の応用と研究課題

以上述べたように、近年、HESS と WPT はそれぞれ大変注目を浴びている。SC とバッテリーの HESS は蓄電装置の高パワー密度化に寄与し、WPT は低エネルギー密度を補うことが可能である。そこで、本稿では HESS に WPT による複数回間欠給電を応用し、さらなる蓄電装置の小型化を目指したエネルギーシステムを提案する。

このとき、3 要素それぞれの利点から電動機器の要求仕様に最適な HESS の容量比が存在する。この最適な HESS の設計法を提案するエネルギーシステムのシステム設計の面から、電動機器の要求仕様を用いて理論的に明らかにできれば、これまで試行錯誤的に求められていた容量設計を簡素にでき、大変有益である。これまでの研究では、シミュレーションによる考察ベ-

スでの HESS の容量設計に関する論文はあるが、複数回間欠給電を考慮したものはいまだない [33], [34]。

また、WPT の給電制御の面から、MRC の伝送効率と受電電力は受電側の負荷インピーダンスと相互インダクタンスなどにより決定される [30]。送電側電源などの小型化や省エネルギーの観点から高効率伝送が求められ、蓄電装置の容量と給電時間に限りがあることから、所望の受電電力を実現する必要がある [38][40]。先行研究では、それぞれの相互インダクタンスにおいて最大効率となる負荷インピーダンスが存在するため、受電側 DC-DC コンバータにより見かけの負荷インピーダンスを制御し、効率を最大化する手法が提案されている [35]~[37]。しかしこの場合、送電側電圧により受電電力が決定するため、所望電力を実現するためには通信技術を用いる必要がある。これまでに、探索法を用いた最大伝送効率と所望受電電力に関する研究が行われているが、受電電力と伝送効率の関係が理論的に明らかにされておらず、受電電力が変化する場合に最適な送電側電圧が変化するため実現が難しい [41]。そのため、送受電側で通信を伴わず、最大効率および所望電力を達成することが大きな課題である。

## 2.4 まとめ

本章では、研究の SC の適用動向と SC とバッテリーの HESS の研究動向について示した。また、MRC による WPT の EV への適用動向についても示した。この HESS と WPT はそれぞれパワー密度の向上とエネルギー密度の向上を目的として研究されており、これらを組み合わせることでさらに蓄電装置の小型化が可能であろうことを述べ、そのエネルギーシステムについて提案した。また、WPT による蓄電装置への給電に関して、受電側による最大効率を達成する給電制御が注目を浴びているが、受電電力と伝送効率の両立という面から、さらなる検証が必要であることを述べた。



## 第 3 章

# 複数回間欠ワイヤレス給電を行うキャパシタ・バッテリーハイブリッド蓄電装置の容量比設計

前章でも述べたが、HESS に WPT による複数回間欠給電を応用することでさらなる蓄電装置の小型化が期待できると考える。本章では、エネルギーシステムのシステム設計の面から、電動機器の要求仕様を用いて HESS の容量比設計法を理論的に明らかにする。

### 3.1 要求仕様に対する容量比設計

前章でも述べたが、HESS に WPT による複数回間欠ワイヤレス給電を応用すると、3 要素それぞれの利点から電動機器の要求仕様に最適な HESS の容量比が存在する。本章ではこの最適な HESS の設計法を提案するエネルギーシステムのシステム設計の面から、電動機器の要求仕様を用いて理論的に明らかにする。電動機器の要求仕様は、電動機器を設計する際に必要な要求性能から求まるため、本検討では農作業機械などを参考にした数値を仮定して検討を行う。理論的に HESS の設計法が明らかになることで、車両に搭載する蓄電装置の容量を適切に設計することが容易となる。これまでの研究で、シミュレーションによる考察ベースでの HESS の容量設計に関する論文はあるが、複数回給電を考慮して設計したものはいまだ見当たらない [33][34]。また、複数回給電を考慮することで、給電時の損失や給電ポイントへの移動による損失、蓄電装置のパワー密度の変化など考慮すべきパラメータは膨大となり試行錯誤的に最適設計をすることはより困難となる。電気機器の要求仕様から支配的なパラメータを用いて理論的により簡素に容量比を設計できれば、大変有益である。そのため、本章では、要求仕様をもとにエネルギーとパワーのバランスに注目して HESS の容量比設計を行う手法を提案する。

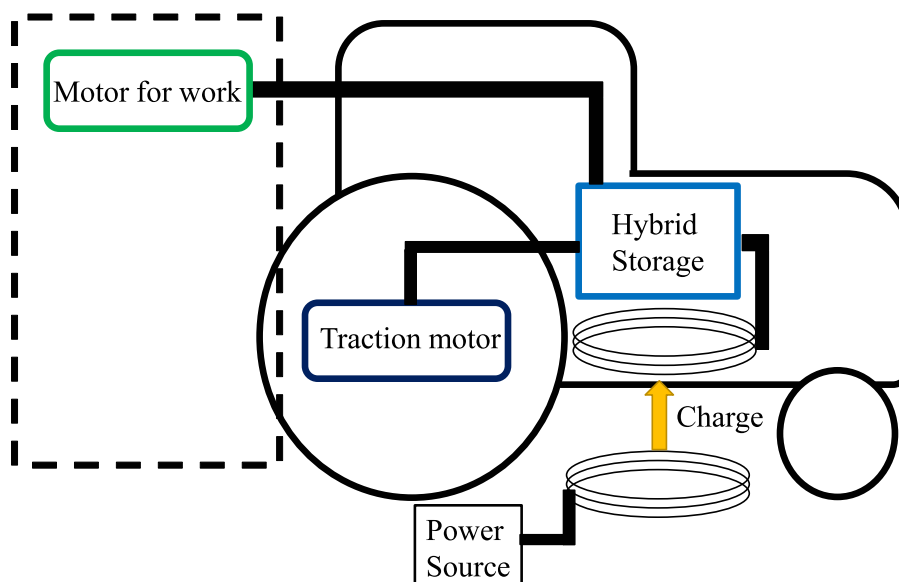


図 6: HESS に WPT による複数回間欠給電を応用した電動機器のイメージ図

## 3.2 容量比設計に用いる条件式の導出

### 3.2.1 想定する応用と走行パターン

HESS をもつ電動機器へワイヤレス給電システムを応用した場合の模式図を図 6 に示す。本検討では、図 6 のように WPT により給電エネルギーを HESS に充電し、走行や作業に用いるエネルギーシステムを考える。

電動機器に HESS を搭載し、WPT による給電を応用したエネルギーシステムを図 7 に示す。この回路構成では DC-link 電圧は、バッテリー電圧に固定される。SC に接続されている DC-DC コンバータは SC から DC-link に供給する電流制御を行い、SC とバッテリーそれぞれから供給するパワーを制御する。パワーフロー制御の指針として、バッテリーは比較的高エネルギー密度である特徴を活かしてベース電力を、SC は高パワー密度の特徴を活かしてピーク電力を供給するように制御を行う。WPT 整流後の DC-DC コンバータは伝送側から見た受電側の負荷抵抗値を制御することを目的に挿入する。整流後に DC-DC コンバータを接続することで、最高伝送効率の実現や給電電力制御を実現することができる。HESS に WPT による給電を応用するシステムでは様々な回路構成が考えられるが本稿では、図 7 の回路構成を対象とする。また、本論文ではバッテリー電圧による電動機特性の変化については簡単のため考慮しない。

### 3.2.2 充電度 $Q$ の定義

以上のようなエネルギーシステムをもつ電動機器の HESS の各要素を、電動機器の要求仕様から設計を行う。本章では、要求仕様を用いて容量設計を行うための条件式を導出する。本検討では、図 8 のように、作業開始地点から終了地点までにある WPT による給電ポイントで停

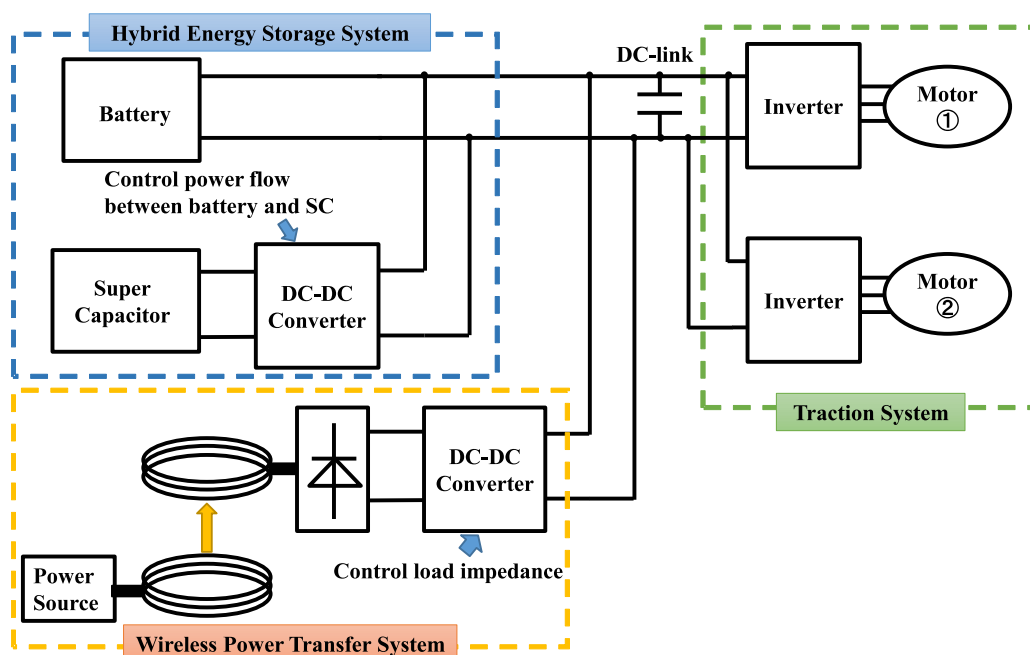


図 7: HESS に WPT を応用したシステム図

車中給電を行いつつ作業することを考える。本検討では、簡単のため等間隔に給電ポイントを設置すると仮定する。蓄電装置の容量設計を考える際には、想定されるどのような状況でも運用できるよう走行のワーストケースを考える必要がある。SCはバッテリーに比べ高頻度な充放電に強く、空充電にしても劣化しない。そのため、想定されるワーストケースの場合にSCが各給電ポイントにおいてほぼ空充電になるようにエネルギーマネジメントを行い、SCから放電すると仮定する。このように仮定することで、給電ポイント間でSCがバッテリーをアシストすることが可能でHESSの利点を活かすことができる。また、SCやバッテリーの使用範囲は電圧低下による電流増加の抑制もしくは劣化を防止するためなどにより使用範囲が制限され、空充電は使用範囲におけるエネルギーの下限值とする。なお、今回の検討では、簡単化のためDC-DCコンバータでの損失や蓄電装置での損失、給電ポイントへ移動するためのエネルギーなどは考慮しない。

本稿で容量比設計に用いるパラメータを表2と表3に示す。バッテリーは充電する際と放電する際の最大パワーが異なるという性質をもつと想定した。そのためバッテリーの充電時と放電時の最大パワーは別の値とし、SCは充電時と放電時で最大パワーは同じ値と想定した。

HESSにWPTを用いて給電する場合、HESSはSCとバッテリーの2つの要素を持つため、給電ポイントでそれぞれにどの程度充電するかは1つの変数となりうる。今回の検討では、SCが高パワー密度であり高頻度な充放電に対しても適しているため、SCはWPTによる充電ポイントにおいて毎回満充電とすることとする。バッテリーについては、充電度 $Q$ を定義する。 $Q$ は、全容量に対してどの程度バッテリーを充電するのかを表す。 $Q = 0$ の場合は、各給電ポイントにおいてSCのみに充電することを表しており、 $Q = 1$ の場合は、バッテリーに満充電まで充電することを表している。 $Q = 0.5$ であれば、各給電ポイントでSCに満充電しつつ、バッテ

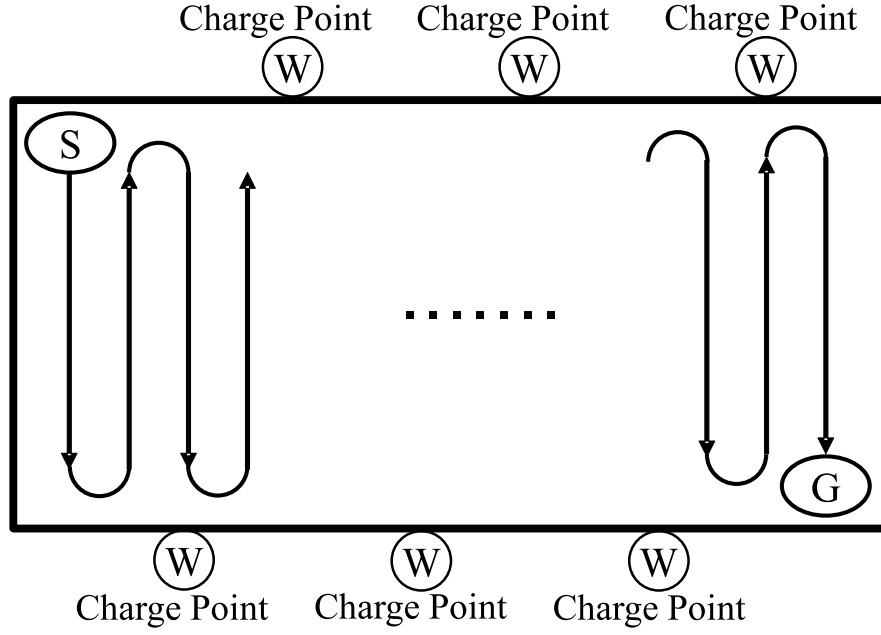


図 8: 電動機器の動作パターンの一例

リーには全容量の半分のエネルギーを充電することを表す。つまり、 $Q$  は各給電ポイントでのバッテリーの貯蔵エネルギーの変化量  $Q = \Delta SOC$  と定義できる。この  $Q$  によって必要とされる HESS の容量は大きく左右されるため、 $Q$  の値を変数の 1 つと考え検討を行った。

### 3.2.3 要求エネルギーに関する条件式

図 8 のような作業を行った場合の電動機器の HESS が保有するエネルギー変化のイメージ図を図 9 に示す。

各給電ポイントで同じ量のエネルギーを充電すると仮定すると、電動機器が 1 回で充電されるべきエネルギー  $E_{chref}$  は、式 (3-1) のように表される。

$$E_{chref} = \frac{E_D - E_0}{n} \quad (3-1)$$

ここで、作業を開始する前には、充電時間が十分にあると考え蓄電装置が満充電の状態から作業を開始すると仮定すると、HESS の初期エネルギー  $E_0$  は、式 (3-2) のように表される。

$$E_0 = \{(1 - \alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\} M_{HESS} \quad (3-2)$$

また、HESS が 1 回の給電で充電するエネルギー  $E_{ch}$  は、 $Q$  を用いて式 (3-3) のように表される。

$$E_{ch} = \{Q(1 - \alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\} M_{HESS} \quad (3-3)$$

表 2: HESS と WPT の定数パラメータの定義

$E_D$ [Wh]	Total energy for operation
$E_0$ [Wh]	Initial energy of HESS
$E_{chref}$ [Wh]	Demanded Energy per one charge
$P_D$ [W]	Maximum power
$p_{Bdis}$ [W/kg]	Discharge power density of battery
$p_{Bch}$ [W/kg]	Charge power density of battery
$e_{Bat}$ [Wh/kg]	Energy density of battery
$E_{Bat}$ [Wh/kg]	Energy of battery
$P_{Bdis}$ [W/kg]	Discharge power of battery
$P_{Bch}$ [W/kg]	Charge power of battery
$P_{Bchref}$ [W]	Demanded charge power of battery
$p_{SC}$ [W/kg]	Power density of SC
$e_{SC}$ [Wh/kg]	Energy density of SC
$P_{SC}$ [W]	Power of SC
$P_{SCref}$ [W]	Demanded charge power of SC
$E_{SC}$ [Wh]	Energy of SC
$P_{dis}$ [W]	Discharge power of HESS
$P_{charge}$ [W]	Charge power of HESS
$E_{charge}$ [Wh]	Charge energy of HESS

表 3: HESS と WPT の変数パラメータの定義

$\alpha$	Weight ratio of SC
$n$	The number of charge
$Q$	Charge degree
$P_{WPT}$ [W]	Charge power from WPT
$M_{HESS}$ [kg]	Weight of HESS
$T_{charge}$ [h]	The total of the charge time

よって、HESS が給電ポイントで 充電するエネルギーが充電すべきエネルギー以上であれば作業に必要なエネルギーを得られるので、式 (3-1)~(3-3) より蓄電装置が所持すべきエネルギー容量の面から求められる条件は  $E_{chref} \leq E_{ch}$  から、式 (3-4) のように求められる。

$$\frac{E_D}{n\{(1-\alpha)e_{Bat}(Q+\frac{1}{n})+(1+\frac{1}{n})\alpha e_{SC}\}} \leq M_{HESS} \quad (3-4)$$

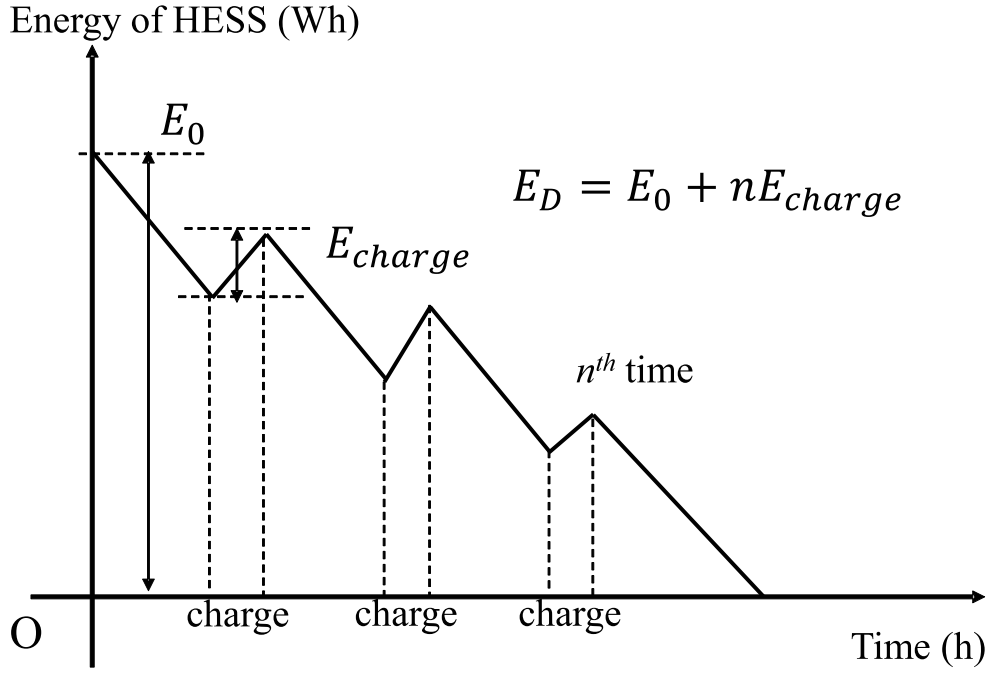


図 9: HESS の貯蔵エネルギー変化のイメージ図

### 3.2.4 要求出力電力と充電電力に関する条件式

HESS が出力可能な最大パワー  $P_{dis}$  は、バッテリーと SC の出力パワーの合計であると考えられるので、式 (3-5) のように表される。

$$P_{dis} = \{(1 - \alpha)p_{Bdis} + \alpha p_{SC}\} M_{HESS} \quad (3-5)$$

よって、蓄電装置の出力パワー面から求められる条件は  $P_D \leq P_{dis}$  より、式 (3-6) のように表される。

$$\frac{P_D}{(1 - \alpha)p_{Bdis} + \alpha p_{SC}} \leq M_{HESS} \quad (3-6)$$

電動機器が WPT により充電する際の条件を、以下のように定める。

- WPT を最大出力で使用する
- SC の充電とバッテリーの充電の終了時間を同じにする

WPT を最大出力での使用を仮定することで、設置する WPT の設備を適切なものにできる。また、SC もしくはバッテリーの片方のみを充電する場合は生じると、それぞれのみで充電パワーを吸収しなければならず蓄電装置が大型化する。そのため、SC とバッテリーの充電時間を同じとし、片方だけ充電している場合が生じないと仮定した。これにより、与えられた条件での蓄電装置の重量と充電時間を最小化できる。これらの 2 つの条件を満たすためには、SC とバッテリーに充電したいエネルギーの比で充電電力  $P_{charge} = P_{WPT}$  を配分すればよい。ここで、充電電力

表 4: 想定する要求仕様と蓄電装置の諸元

$E_D$	4000 Wh
$P_D$	20000 W
$e_{Bat}$	80 Wh/kg
$e_{SC}$	3.6 Wh/kg
$p_{Bdis}$	300 W/kg
$p_{Bch}$	100 W/kg
$p_{SC}$	1000 W/kg
$P_{WPT}$	3000 W

は HESS が WPT より受電する電力である。つまり、SC とバッテリーの充電パワーの配分比は、式 (3-7) のように表される。

$$P_{Bchref} : P_{SCref} = Q(1 - \alpha)e_{Bat} : \alpha e_{SC} \quad (3-7)$$

また、バッテリーの充電パワー  $P_{Bch}$  と SC の充電パワー  $P_{SC}$  は充電パワー密度  $p_{Bch}$  と  $p_{SC}$  のそれぞれ式 (3-8), (3-9) のように表される。

$$P_{Bch} = (1 - \alpha)M_{HESS}p_{Bch} \quad (3-8)$$

$$P_{SC} = \alpha M_{HESS}p_{SC} \quad (3-9)$$

充電するエネルギー比で充電パワーを配分するためには、SC とバッテリーそれぞれが、配分される充電パワーを受け入れられる必要がある。そのため式 (3-7)~(3-9) より充電パワーの面から得られる条件は  $P_{Bchref} \leq P_{Bch}$ ,  $P_{SCref} \leq P_{SC}$  から、それぞれ式 (3-10), (3-11) で表される。

$$\frac{Qe_{Bat}}{p_{Bch}\{Q(1 - \alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\}}P_{charge} \leq M_{HESS} \quad (3-10)$$

$$\frac{e_{SC}}{p_{SC}\{Q(1 - \alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\}}P_{charge} \leq M_{HESS} \quad (3-11)$$

これらの条件を満たす場合、充電時間の合計  $T_{charge}$  は式 (3-12) で表される。

$$T_{charge} = \frac{E_D - \{(1 - \alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\}M_{HESS}}{P_{WPT}} \quad (3-12)$$

以上の式 (3-4), (3-6), (3-10), (3-11) からなる 4 つの条件を満たす  $M_{HESS}$  から最小のものを決定すれば、最小の容量で要求仕様を満たすことができる。

### 3.3 容量比設計の計算結果と考察

#### 3.3.1 $Q$ を固定した場合

まず、設計パラメータのうちバッテリーの充電度  $Q = 1, 0, 0.1$  に固定し、横軸を SC の重量比  $\alpha$  とした場合のそれぞれの条件式と HESS の重量  $M_{HESS}$  について考察する。また、給電回数は 1, 3, 5, 10, 100 回の場合を示す。

##### $Q = 1$ の場合

$Q = 1$  における導出した 4 つの条件式 (3-4), (3-6), (3-10), (3-11) の計算結果を図 10 に示す。図 10 (b), (c), (d) より、これらの条件は給電回数に影響されないため、すべての給電回数で同じ曲線を描くことがわかる。また、図 10 (c) より、SC の充電パワー条件は、SC が高パワー密度であるため、HESS の重量が他の条件に比べ非常に小さいことがわかる。

搭載すべき蓄電装置は、図 10 の条件をすべて満たす必要がある。そのため、図 10 の結果を比較し、それぞれの  $\alpha$  において最大となる重量の蓄電装置を搭載しなければならない。図 10 の結果から求めた  $M_{HESS}$  を図 11 に示す。図 10, 11 より、 $\alpha$  が 0.27 より小さい場合には、出力パワーから求められる条件式 (3-6) により  $M_{HESS}$  が決定される。SC のパワー密度はバッテリーよりも大きいため、 $\alpha$  が 0.27 より小さい場合には、 $\alpha$  の増加に応じて  $M_{HESS}$  が減少する。図 10, 11 より、 $\alpha$  が 0.27 より大きい場合には、バッテリーの充電パワーの面から求められる条件式 (3-10) により  $M_{HESS}$  が決定される。これは  $Q = 1$  の場合、バッテリーに給電ポイントで満充電まで充電する充電パワーが必要になるためである。 $\alpha$  が 0.27 より大きい場合には、条件式 (3-10) を満たすために  $\alpha$  の増加に応じて  $M_{HESS}$  が増加する。これらの条件は、給電回数  $n$  に影響されないため、すべての給電回数で同じ曲線を描く。

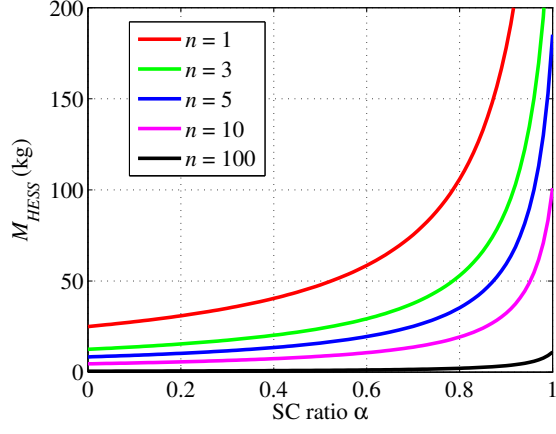
これらの結果から、 $Q = 1$  の場合、 $M_{HESS}$  は式 (3-6), (3-10) の等号が成り立つとき最小値となる。式 (3-6), (3-10) は給電回数によらない条件であるため、 $M_{HESS}$  の最小値は給電回数によらない。

##### $Q = 0$ の場合

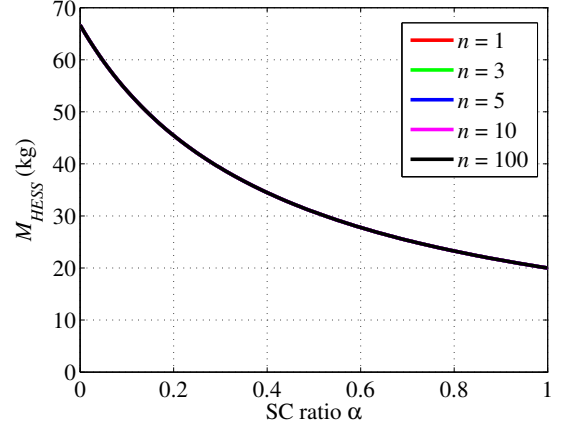
$Q = 0$  における導出した 4 つの条件式 (3-4), (3-6), (3-10), (3-11) の計算結果を図 12 に示す。図 12 (b), (c), (d) より、これらの条件は給電回数に影響されないため、すべての給電回数で同じ曲線を描くことがわかる。 $Q = 0$  の場合、給電ポイントでバッテリーに充電しないため図 12 (d) のバッテリーの充電パワー条件は 0 となる。

図 12 の結果から求めた HESS の重量  $M_{HESS}$  を図 13 に示す。 $\alpha$  の増加につれて  $M_{HESS}$  が減少する範囲では、SC の充電パワー条件式 (3-11) により  $M_{HESS}$  が決定される。 $Q = 0$  の場合、SC が充電パワーをすべて吸収するため、 $\alpha$  の増加に応じて  $M_{HESS}$  は減少する。 $\alpha$  の増加につれて  $M_{HESS}$  が増加する範囲では、エネルギー条件式 (3-4) により  $M_{HESS}$  が決定される。この

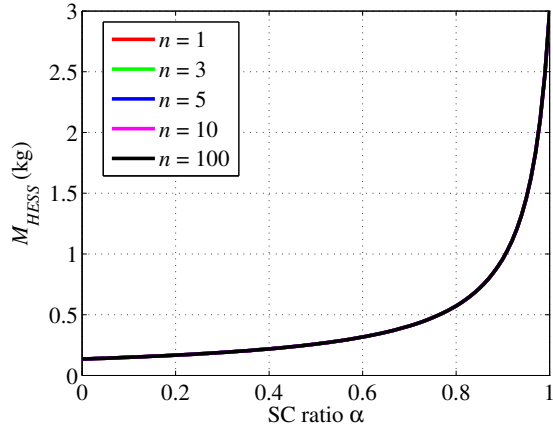




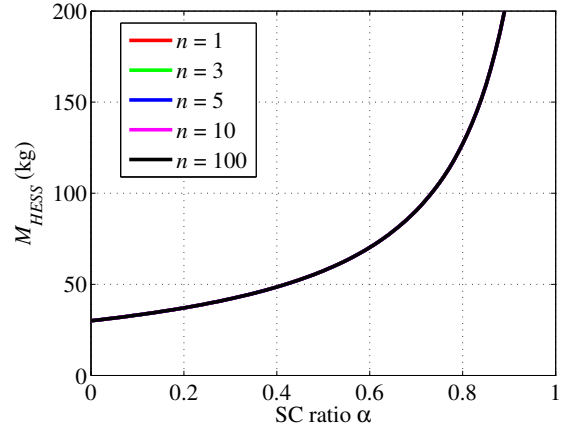
(a) Constraint of demanded energy.



(b) Constraint of demanded power.



(c) Constraint of SC charge power.



(d) Constraint of battery charge power.

図 10:  $Q =$  の場合における制約条件

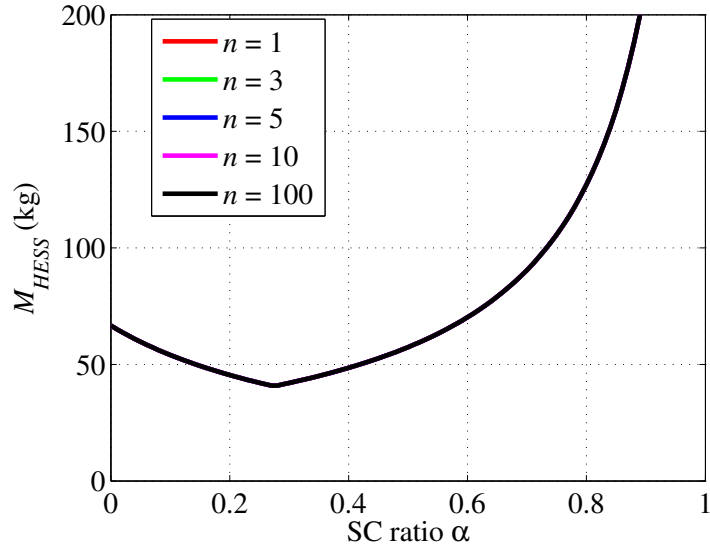
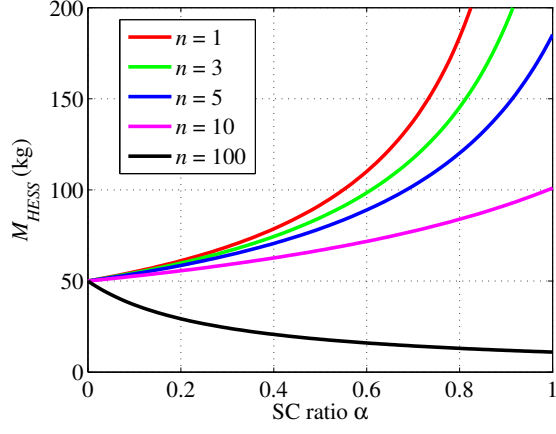
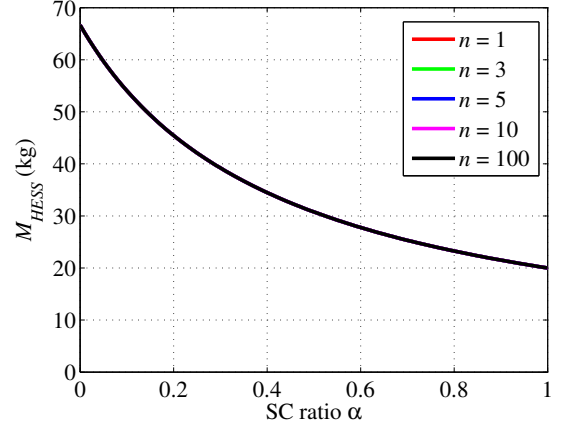


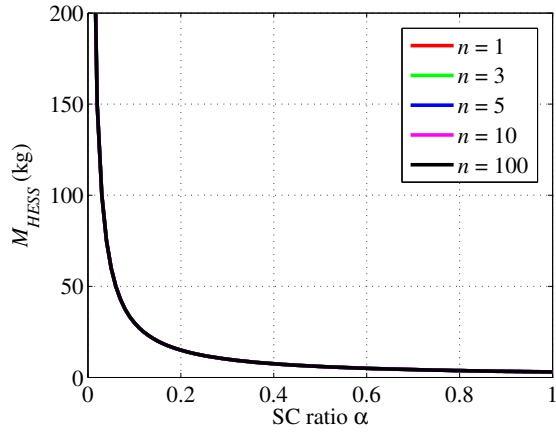
図 11:  $Q = 1$  の場合における HESS の重量



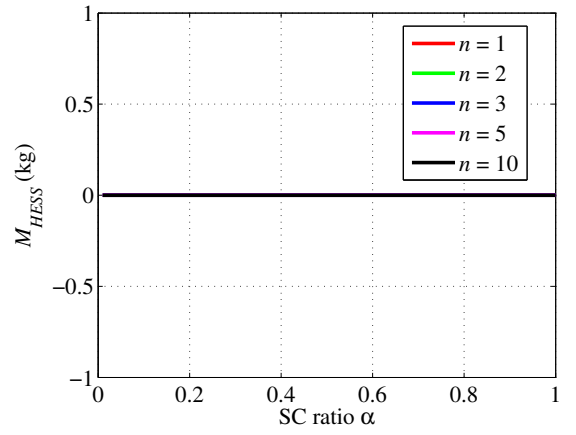
(a) Constraint of demanded energy.



(b) Constraint of demanded power.



(c) Constraint of SC charge power.



(d) Constraint of battery charge power.

図 12:  $Q = 0$  の場合における制約条件

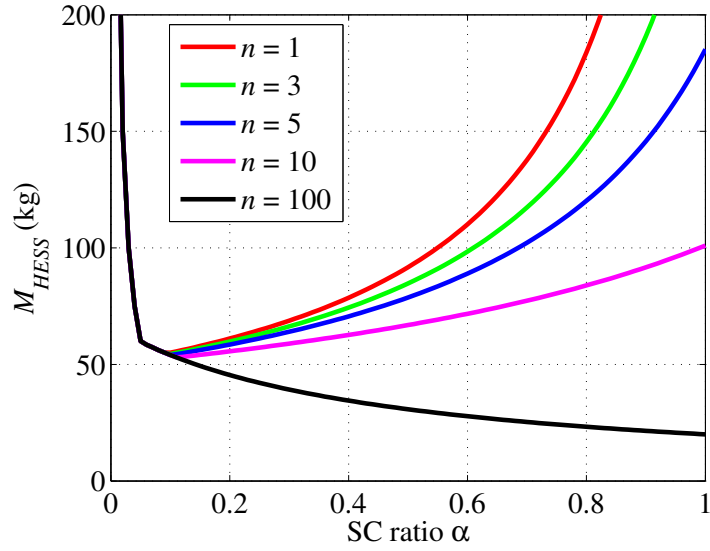


図 13:  $Q = 0$  の場合における HESS の重量

範囲で給電回数  $n$  が少ない場合には、 $\alpha$  の増加により  $M_{HESS}$  のエネルギー密度が減少するため、 $M_{HESS}$  が増加する。また、図 13 より給電回数  $n$  が十分にある場合には、 $M_{HESS}$  が大きなエネルギー密度を持つ必要がないため、 $\alpha$  の増加に応じて  $M_{HESS}$  は減少する。

これらの結果から、 $Q = 0$  の場合、給電回数を十分にとれる場合には SC のみを蓄電装置として搭載すればよい。また、給電回数に限りがある場合には、 $M_{HESS}$  は最小値をもち、式 (3-4)、(3-11) の等号が成り立つとき最小値となる。

### $Q = 0.1$ の場合

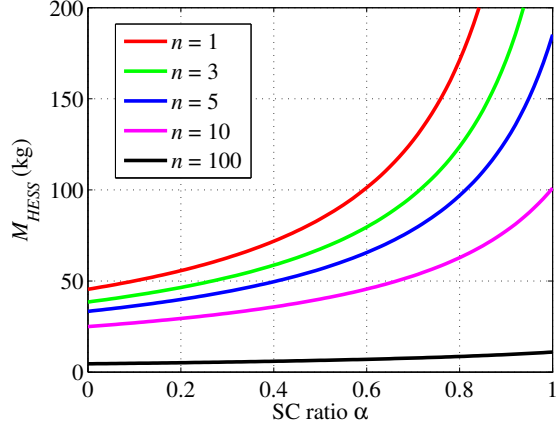
$Q = 0.1$  における導出した 4 つの条件式 (3-4)、(3-6)、(3-10)、(3-11) の計算結果を図 14 に示す。図 14 (b)、(c)、(d) より、これらの条件は給電回数に影響されないため、すべての給電回数で同じ曲線を描くことがわかる。図 14 の結果から求めた HESS の重量  $M_{HESS}$  を図 15 に示す。 $\alpha$  の増加に応じて  $M_{HESS}$  が減少する範囲では、出力パワーの条件式 (3-6) により  $M_{HESS}$  が決定する。 $\alpha$  が大きく給電回数  $n$  が少ない場合には、エネルギーの条件式 (3-4) により  $M_{HESS}$  が決定する。 $\alpha$  が大きく、給電回数  $n$  が多い場合には、バッテリーの充電パワーの条件式により  $M_{HESS}$  が決定する。 $Q = 0.1$  の場合には、エネルギー、出力パワー、バッテリーの充電パワーの 3 つの条件式により  $M_{HESS}$  が決定される。

これらの  $Q$  を固定した場合の検討から、それぞれの  $Q$  と給電回数  $n$  に応じて  $M_{HESS}$  を最小化する  $\alpha$  があることがわかる。

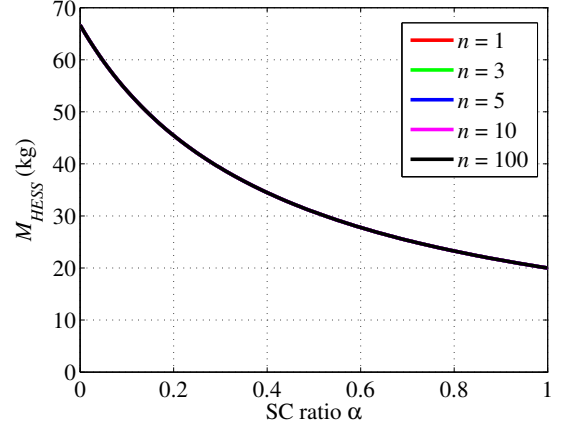
### 3.3.2 SC 容量比の最適値

図 16 に  $Q$  を変化させた場合の HESS 重量  $M_{HESS}$  のそれぞれの  $Q$  における最小値をプロットした図を示す。ただし、SC の比率  $\alpha$  はそれぞれの  $Q$  で  $M_{HESS}$  を最小とする値である。図 16 よりそれぞれの給電回数においてある  $Q$  で最小値があることがわかる。さらに、給電回数が多い場合ほど  $Q$  の値が小さいところで最小値となる。これは、給電回数が多くなると、各給電ポイントでバッテリーに充電するエネルギーが小さくて良いことを示す。給電回数を十分に多くできる場合には、SC のみを蓄電装置として搭載すれば蓄電装置を最小化できる。この場合、SC のパワー密度は大きいので WPT による充電電力は大きくできる。また、最小値となるときの条件は、式 (3-4)、(3-6)、(3-10) の等号が成り立つときである。これは SC のパワー密度が大きいため、今回の条件において、SC の充電パワーの条件式 (3-11) が  $Q$  の値が非常に小さい場合のみ  $M_{HESS}$  の最小値決定に影響を与えるからである。

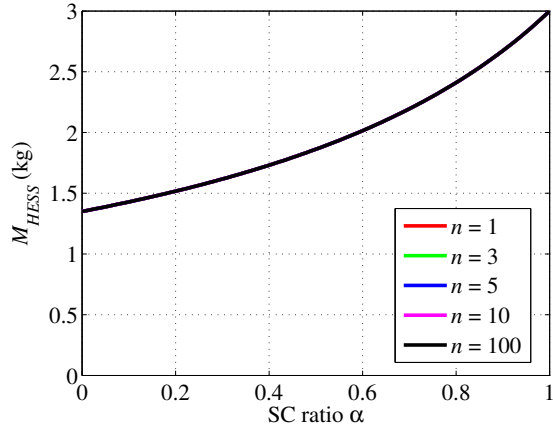
図 16 より、給電回数が多いほうがより  $M_{HESS}$  を小さくできることがわかる。そのため、蓄電装置の小型化のためには、給電回数を十分に設ける方がよい。しかし、実際に給電回数を多くするには、給電ポイントの設置や給電ポイントへの移動がより多く必要となるため、実際に適用できる給電回数には限りがある。



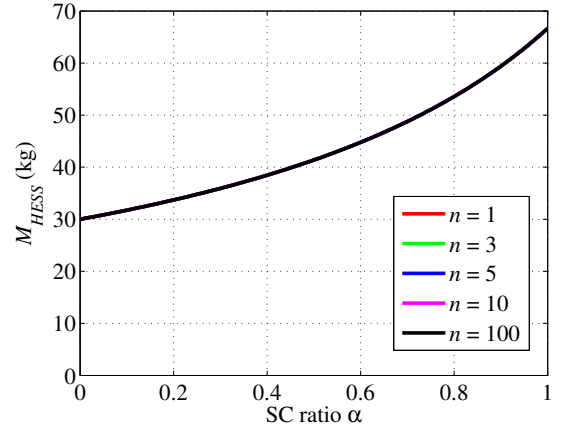
(a) Constraint of demanded energy.



(b) Constraint of demanded power.



(c) Constraint of SC charge power.



(d) Constraint of battery charge power.

図 14: The case of  $Q = 0.1$ .

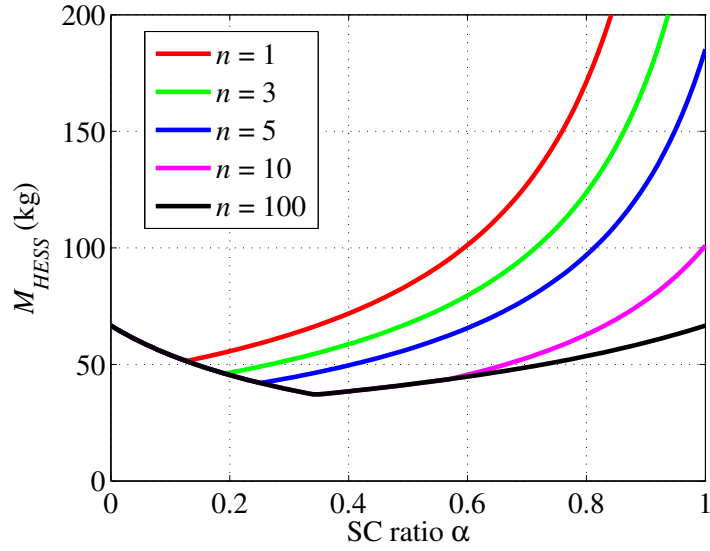


図 15:  $Q = 0.1$  の場合における制約条件

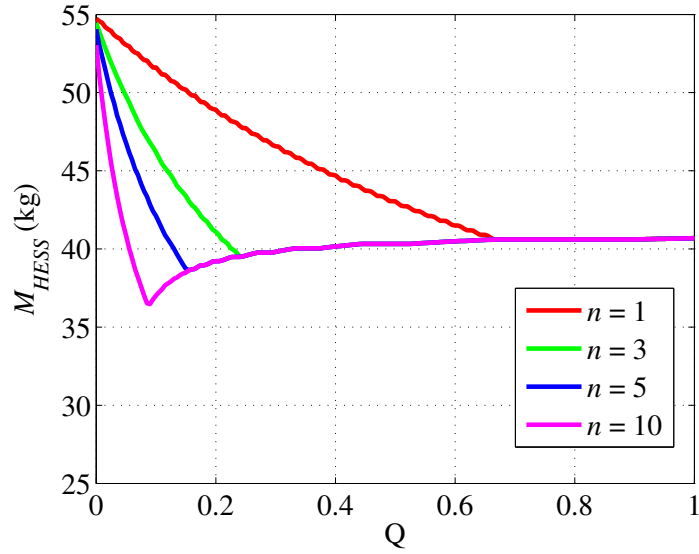


図 16: 充電電力 3kW の場合における HESS の重量

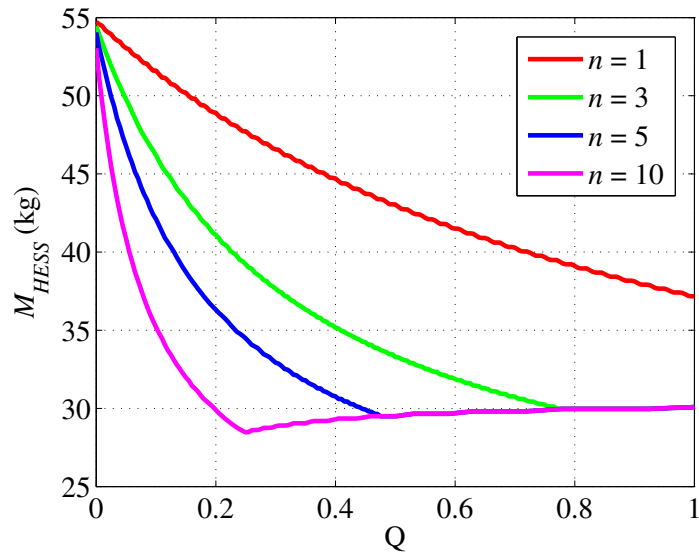


図 17: 充電電力 1.5kW の場合における HESS の重量

### 3.3.3 WPT による充電電力の影響

WPT による充電電力を 1.5kW, 4.5kW とした場合の図 16 のような図を図 17, 18 に示す。この結果から、充電電力を大きくすると各給電回数における HESS 重量の最小値が大きくなることからわかる。これは、バッテリーの充電パワー条件を満たすためにより大きな HESS が必要となるためである。この結果から、蓄電装置の小型化には WPT による充電電力を可能な限り小さくするのが良いが、WPT による充電電力を小さくすると、充電時間がより長くなる。そのため、充電時間を考慮して WPT による充電電力を決定すれば、その条件における HESS 重量の最小値を求めることができる。

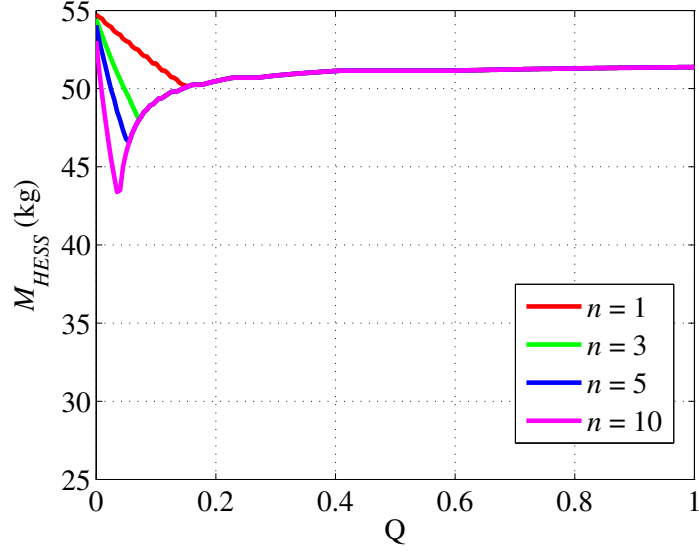


図 18: 充電電力 4.5kW の場合における HESS の重量

また，充電電力を大きくするほど最適な  $Q$  の値が小さくなる。これは，大きな充電パワーを吸収するのにキャパシタが適していることを示す。

### 3.4 HESS の容量設計指針

以上のように，最適な容量比は式 (3-13), (3-14), (3-15) を満たすときに得られる。

$$\frac{E_D}{n\{(1-\alpha)e_{Bat}(Q + \frac{1}{n}) + (1 + \frac{1}{n})\alpha e_{SC}\}} = M_{HESS} \quad (3-13)$$

$$\frac{P_D}{(1-\alpha)p_{Bdis} + \alpha p_{SC}} = M_{HESS} \quad (3-14)$$

$$\frac{Qe_{Bat}}{p_{Bch}\{Q(1-\alpha)e_{Bat} + \alpha e_{SC}\}} P_{charge} = M_{HESS} \quad (3-15)$$

WPT による充電電力が一定であると仮定すると，変数は  $M_{HESS}, n, Q, \alpha$  の 4 つである。そのため，今回の検討のように 1 つのパラメータを決定することにより，最小となる  $M_{HESS}$  を求めることが可能である。

これらの式を用いて，それぞれの充電電力における  $M_{HESS}$  と充電時間の合計  $T_{charge}$  は図 19, 20 のように求められる。今回の要求仕様では，従来のバッテリーのみの搭載を考えると車載の蓄電装置は 55 kg 必要である。それに対し，図 19, 20 の結果から提案するシステムでは，例えば  $n = 5, P_{charge} = 3\text{kW}$  とすると  $T_{charge} = 0.7\text{h}, M_{HESS} = 38\text{kg}$  に最適に設計でき，蓄電装置の重量をおよそ 30% 低減できる。また， $n = 5, P_{charge} = 1.5\text{kW}$  とした場合には， $T_{charge} = 2\text{h}, M_{HESS} = 30\text{kg}$  に最適設計でき蓄電装置の重量はおよそ 45% 低減できる。本論文で提案す

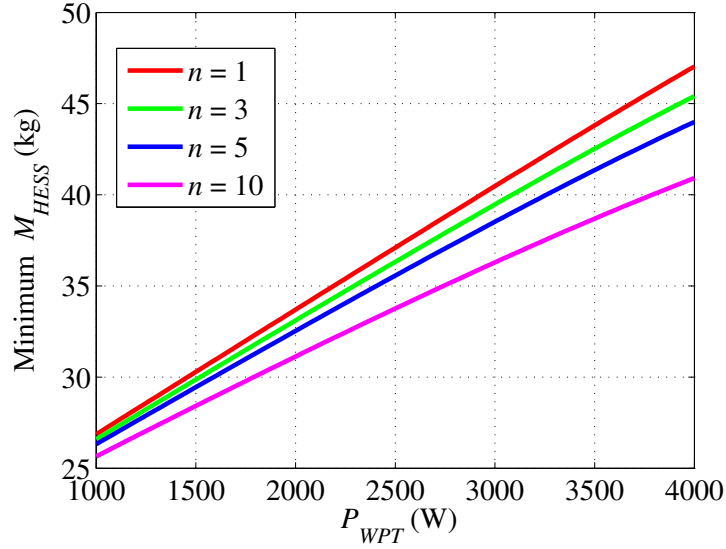


図 19: 充電電力と HESS の重量の最小値の関係

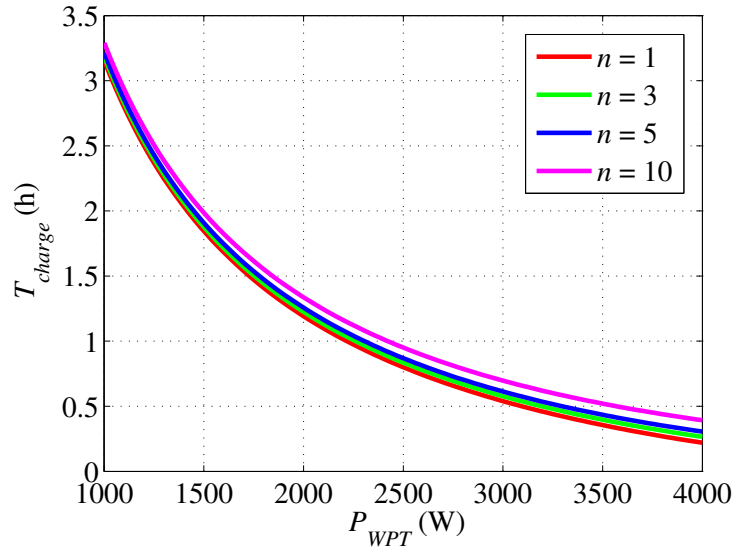


図 20: 充電電力と充電時間の関係

るエネルギーシステムは、受電コイルや電力変換機器を搭載する必要があるため車両重量の増加が懸念される。しかし、上記のように蓄電装置の最適設計が可能であり大幅に蓄電装置を低減できるため、車体重量も低減できると考える。また、本論文では重量に注目して検討を行ったが、それぞれの蓄電媒体の容積密度を用いれば、本提案手法と同じ手法を用いることが可能である。

これらの結果から、 $P_{charge}$  を大きくすれば  $T_{charge}$  を小さくできるが  $M_{HESS}$  が大きくなる。つまり、 $T_{charge}$  と  $M_{HESS}$  にはトレードオフの関係があり、電動機器の求める要求仕様と図 19, 20 から容量比設計が可能である。

### 3.5 まとめ

前章において電動機器や電気自動車に HESS を搭載し、WPT による複数回給電を行うエネルギーシステムを提案した。本章では、このエネルギーシステムにおいて HESS の容量比の最適値があることを示し、電動機器の要求仕様に基づいた HESS の設計指針を提案した。バッテリーの充電度  $Q$  を定義し、それを固定し考察することでそれぞれの充電度  $Q$  において、HESS の重量を最小化する SC とバッテリーの配分比  $\alpha$  が存在することを示した。さらに HESS を最小化する  $Q$  が存在することを述べ、その条件について述べた。これらの結果から、充電度  $Q$  を定義することで HESS に対する複数給電を想定した場合の HESS の設計指針を明らかにした。この設計指針を用いて設計を行うと、要求仕様に対して最適な蓄電装置の容量比を導出することが可能で、今回仮定した要求仕様では、 $n = 5, P_{charge} = 3\text{kW}$  の場合、バッテリーのみの従来システムより車載の蓄電装置の重量を 30% 程度低減できる可能性があることを示した。提案したエネルギーシステムは、受電コイルや電力変換機器が必要であるが、蓄電装置を大幅に低減できるため車両の軽量化が可能であると考ええる。また、給電回数が十分に多くとれる場合には、蓄電装置としてキャパシタのみを搭載することが最適であり、その場合、WPT の充電電力も大きくできることを明らかにした。



## 第 4 章

# 磁界共振結合方式によるワイヤレス給電における受電側電圧制御による給電電力制御

前章では，システム設計の面から，HESS の設計法を理論的に求め，簡易に HESS の容量設計を行うことができる手法を提案した。本章では，WPT の給電制御の面から，停車中における WPT の受電側のみによる受電電力制御について述べる。受電側のみで電力を制御することで，相互通信を行うことなく，負荷や蓄電装置の求める所望電力を伝送することが可能である。

### 4.1 ワイヤレス給電の伝送効率と受電電力

#### 4.1.1 負荷抵抗値による伝送効率と受電電力の変化

MRC による WPT は図 21 のような等価回路で表すことができる。これまでの研究では，図 21 を用いて解析が行われており，特に伝送効率や伝送電力に注目した研究行われている [30]～[32]。

図 21 において  $L_1, L_2$  はそれぞれ送電側および受電側コイルの自己インダクタンス， $C_1, C_2$  はそれぞれ送電側および受電側の共振コンデンサの容量， $R_1, R_2$  等価直列抵抗であり，負荷や伝送距離に応じて変化しない。 $Z_L$  はみかけの負荷インピーダンスで本稿では，実数であると定義する。磁界共振結合であるため，送電側と受信側の共振角周波数  $\omega_0$  が同じ，つまり式 (4-1) を満たすとする。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4-1)$$

図 21 の等価回路から入出力の電圧の比率  $A_V$ ，電流増幅率  $A_I$ ，伝送効率  $\eta$ ，受電電力  $P_L$  は回路方程式から求めることが可能で，式 (4-2) ～ (4-5) と表される。

$$A_V = j \frac{\omega_0 L_m Z_L}{R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}. \quad (4-2)$$

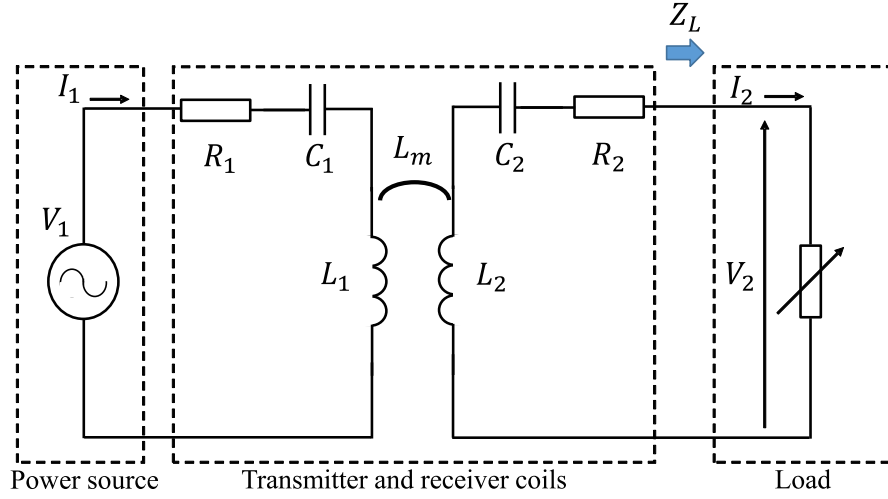


図 21: 磁界共振結合方式の等価回路

表 5: コイルの諸元

transmission side voltage: $V_1$	10V
Transmission frequency: $f$	100.9kHz
Inductance of transmitter coil : $L_1$	0.614mH
Inductance of receiver coil : $L_2$	0.616mH
Resistance of transmitter coil : $R_1$	1.5 $\Omega$
Resistance of receiver coil : $R_2$	1.5 $\Omega$
Capacitance of transmitter coil : $C_1$	4.05nF
Capacitance of receiver coil : $C_2$	4.04nF

$$A_I = \frac{I_{20}}{I_{10}} = \frac{\omega_0 L_m}{Z_L + R_2}. \quad (4-3)$$

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_L}{(Z_L + R_2) \{R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}. \quad (4-4)$$

$$P_L = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_L}{\{R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_1^2 \quad (4-5)$$

これらの式から伝送電力は負荷インピーダンスのみに影響を受け、受電電力は負荷インピーダンスと送電側電圧に影響を受けることがわかる。負荷インピーダンスに対する効率と受電電力の値が計算結果と一致するか実験により確認した。図 23 に負荷インピーダンスに対する  $\eta$

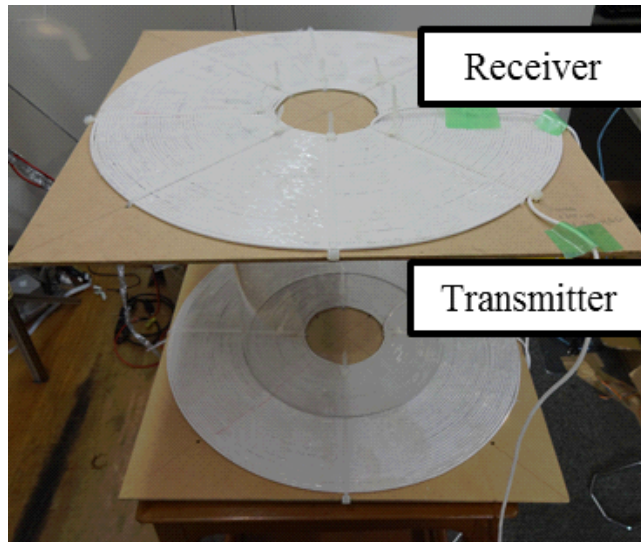


図 22: 実験に用いた送受電コイル

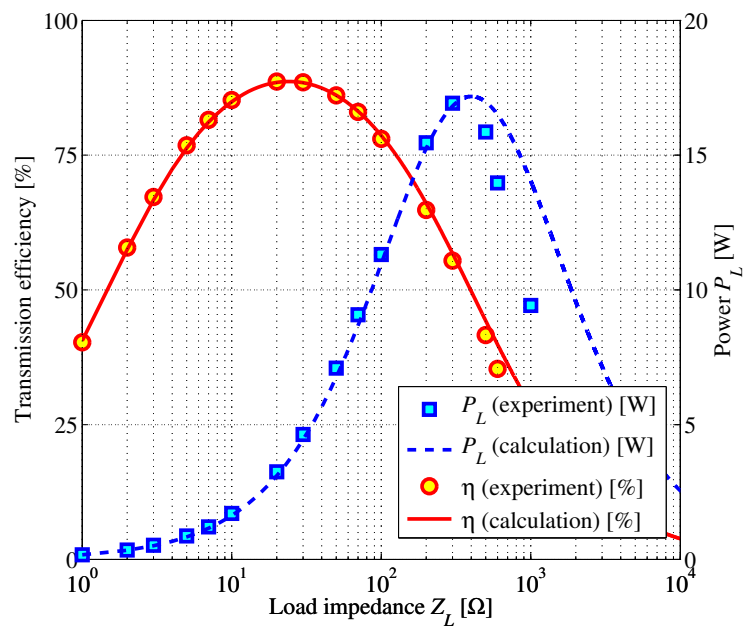


図 23: 負荷インピーダンスに対する伝送効率と伝送電力

と  $P_L$  の計算結果と実験結果を示す。このとき、電源電圧実効値 10V で実験を行い、コイルのパラメータを表 5 に示す。この実験結果から、計算結果と測定結果がほぼ一致することがわかる。計算結果と実験結果のずれは、送受電コイルの抵抗値の誤差や第 6 章で述べる送受電コイルの共振周波数と動作周波数のずれによる影響であると考えられる。また、効率  $\eta$  と受電電力  $P_L$  を最大化する負荷インピーダンス  $Z_L$  が異なることがわかる。

ここで、伝送効率を最大化する見かけ上の負荷インピーダンスとそのときの受電電力は式

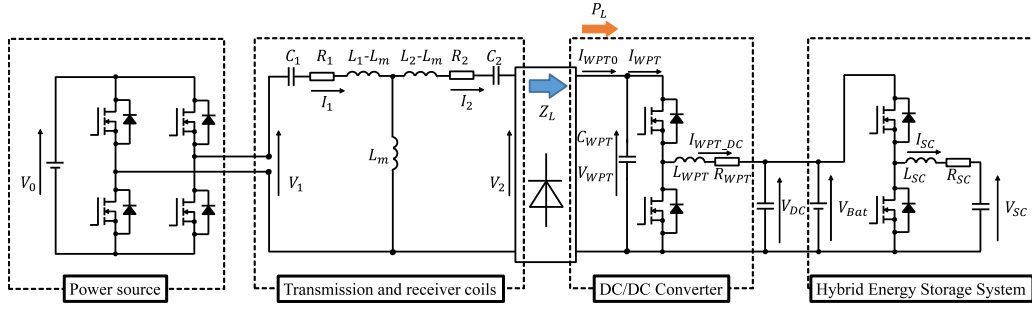


図 24: エネルギーシステムの回路図

(4-6), (4-7) で表される。

$$Z_{L,APmax} = \sqrt{R_2 \left\{ \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right\}}. \quad (4-6)$$

$$P_{L,APmax} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \frac{(\omega_0 L_m)^2}{\left\{ \frac{2R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\sqrt{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2 + 2\sqrt{R_1 R_2}}} \right\}}. \quad (4-7)$$

また、伝送電力を最大とする負荷インピーダンスとそのときの受電電力は式 (4-8), (4-9) で表される。

$$Z_{L,PLmax} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2. \quad (4-8)$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{4R_1 \left( 1 + \frac{R_1 R_2}{\omega_0 L_m} \right)}. \quad (4-9)$$

コイルの抵抗値が十分に小さいとすると、 $Z_{L,APmax} < Z_{L,PLmax}$  となり、この場合は  $Z_{L,APmax} < Z_L < Z_{L,PLmax}$  であれば、高効率で高出力を得られる。

#### 4.1.2 受電側による受電電力制御の意義

前節のように、WPT の伝送効率と受電電力は受電側の負荷インピーダンスでも決定され、先行研究では、受電側 DC-DC コンバータによりみかけの負荷インピーダンスを制御することで効率を最大化する手法が提案されている [35]~[37]。しかし、この場合、送電側電圧で給電電力が決定され、受電側で受電電力を大きくできない。相互通信を用いない場合には、蓄電装置の容量、給電時間には限りがあるため、蓄電装置の充電状態 (State of Charge : SOC) を考慮して給電電力を受電側で決定する必要がある、受電側 DC-DC コンバータによる受電電力制御について述べたものはいまだない。そのため、DC-DC コンバータによる受電電力制御法について提案する。

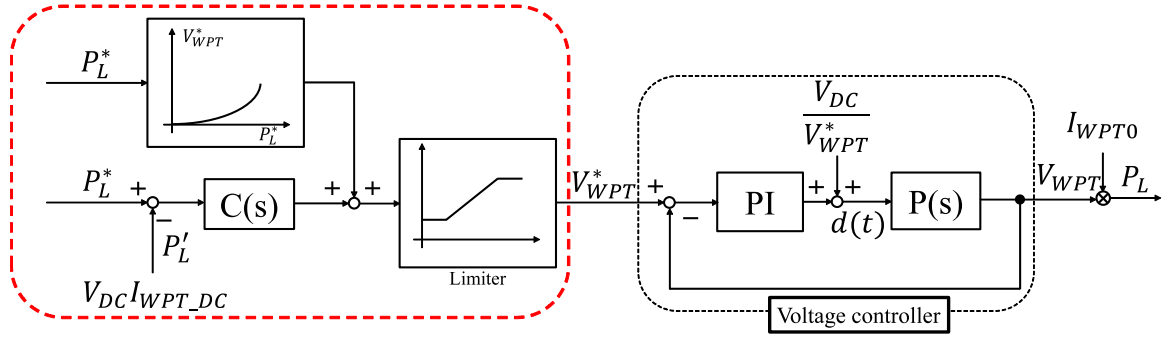


図 25: 受電電力制御のブロック線図

## 4.2 受電電力制御の提案手法

上述したように WPT による伝送効率を最大化する  $Z_L$  と給電電力を最大化する  $Z_L$  は異なる。本章では、WPT の特性をフィードフォワード制御器として用いる給電電力  $P_L$  の制御法について述べる。図 24 に WPT を T 型等価回路とした場合のシステム全体図を示す。このシステムにおいて、提案する給電電力制御のブロック線図を図 25 に示す。また、今後用いる変数は図 24 のように定義する。また、本提案手法では以下のように仮定する。

- 送電側の電圧は既知もしくは推定可能である [42]。
- 送受電コイルのパラメータは既知である。

### 4.2.1 矩形波電圧による影響

図 26 に WPT により電力伝送を行った場合の各部の波形を示す。図 24 のように、電源のインバータは共振周波数で動作することを仮定し、振幅  $V_0$  の矩形波電圧を生成する。このとき、図 26 に示すように  $I_1$  は正弦波電流となるため、 $V_1$  の基本波成分のみ電力伝送に寄与することがわかる。これは MRC による WPT がバンドパスフィルタのような特性をもつためである [43]。ここで、伝送に寄与する  $V_1$  の基本波成分はフーリエ級数展開から、式 (4-10) のように表せる。

$$V_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_0. \quad (4-10)$$

また、WPT はイミタンス特性を有することが知られている [44]。そのため、図 26 に示すように  $I_2$  は、見かけ上、周波数が共振周波数の正弦波電流源のようになる。受電側で整流器を用いて整流すると、 $V_2$  は図 26 のように周波数が共振周波数の矩形波電圧となる。電流が共振周波数の正弦波であるため、電力伝送に寄与する  $V_2$  の基本波成分はフーリエ級数展開から、式 (4-11) のように表せる。

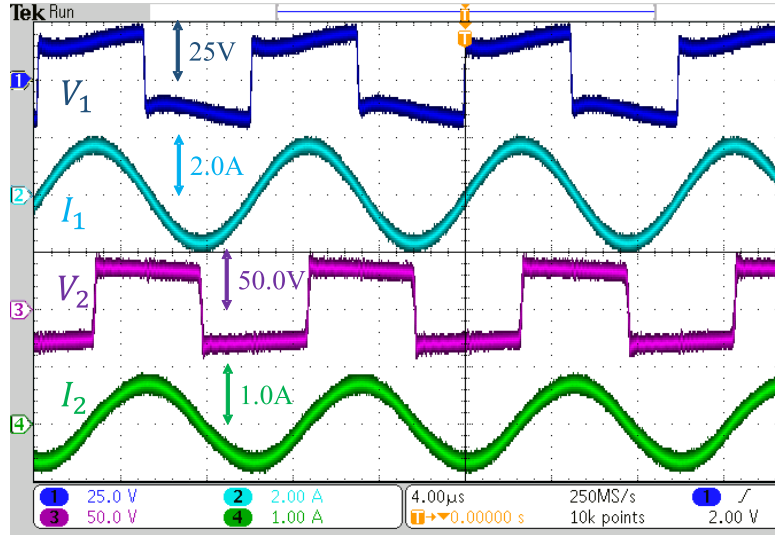


図 26:  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  の各部波形

$$V_{20} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{WPT}. \quad (4-11)$$

図 26 から，基本波成分の力率は送受電側の双方とも 1 であるため，基本波成分のみを考えることで，WPT の特性を図 24 に応用することが可能である。

#### 4.2.2 フィードフォワード制御系の導出

フィードフォワード制御器として WPT の特性から，所望受電電力  $P_L^*$  を達成する負荷抵抗値  $Z_L$  を導出する。式 (4-2)，(4-5) から，所望電力を達成できる負荷抵抗値  $Z_L$  は式 (4-12) となる。

$$Z_L = \frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4R_1^2(R_1R_2 + (\omega_0L_m)^2)^2P_L^2}}{2R_1^2P_L} \quad (4-12)$$

ここで，

$$\alpha = (\omega_0L_m)^2V_{10}^2 - 2R_1P_L \{(\omega_0L_m)^2 + R_1R_2\}.$$

さらに，式 (4-2)，(4-12) から，所望電力を伝送するための  $V_{20}$  は式 (4-13) のように導出することができる。

$$V_{20}^* = \frac{\omega_0L_m}{R_1} V_{10} - \frac{2P_L((\omega_0L_m)^2 + R_1R_2)}{\omega_0L_mV_{10} - \sqrt{(\omega_0L_mV_{10})^2 - 4R_1P_L((\omega_0L_m)^2 + R_1R_2)}}. \quad (4-13)$$

これらの結果から，受電側電圧の基本波成分  $V_{20}$  を制御することで，見かけの負荷抵抗値を制御することができ受電電力を制御できる。式 (4-11)，(4-13) から，所望受電電力を実現するために DC-DC コンバータが制御する電圧  $V_{WPT}$  は式 (4-14) のように求められる。

$$V_{WPT}^* = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} V_0 - \frac{\pi^2}{4} \frac{((\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2) P_L^*}{(\omega_0 L_m) V_0 - \sqrt{(\omega_0 L_m V_0)^2 - \frac{1}{2} R_1 P_L^* ((\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2)}}. \quad (4-14)$$

式(4-14)をフィードフォワード制御器として適用する。

また、 $V_{WPT}^*$ は相互インダクタンス  $L_m$  に影響を受け、受電側から直接測定することはできない。そのため、相互インダクタンス  $L_m$  を推定する必要がある。 $L_m$  は受電側情報  $V_2, I_2$  から推定することが可能である [45]。

### 4.2.3 フィードバック制御系とリミッタに関する考察

実際のシステムでは、コイルのパラメータ誤差や相互インダクタンスの推定誤差、送受電コイルの共振周波数のずれなどの原因により受電電力は理論値と比べ誤差をもつ。そのため、図 25 のようにフィードバック制御器を用いて定常誤差を小さくする。このフィードバック制御器は、DC-DC コンバータの電圧制御系よりもフィードバックループが 10 倍程度遅くなるよう設計する必要がある。

また図 23 のように、MRC の特性として最大効率となる受電側電圧と最大電力となる受電側電圧が異なる。その値は、式(4-2), (4-6), (4-8) から、それぞれ式(4-15), (4-16) のように表せる。

$$V_{WPT \ \eta max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2} + \sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}} V_0 \quad (4-15)$$

$$V_{WPT \ P max} = \frac{\omega_0 L_m}{2R_1} V_0. \quad (4-16)$$

そのため、高効率でより大きな電力を伝送するためには、式(4-17)の電圧範囲で電力を伝送する必要がある。

$$V_{WPT}^* = \begin{cases} V_{WPT \ \eta max} (P_L^* \leq P_{L \ \eta max}) \\ V_{WPT} (P_{L \ \eta max} < P_L^* < P_{L \ PL max}) \\ V_{WPT \ PL max} (P_L^* \geq P_{L \ PL max}). \end{cases} \quad (4-17)$$

## 4.3 実験によるフィードフォワード制御器の検証

### 4.3.1 実験概要

本章で導出したフィードフォワード制御器の妥当性を実験で検証を行った。表 6 に実験装置のパラメータを示す。また、実験に用いた DC-DC コンバータを図 27 に示す。

表 6: 実験装置の諸元

DC source voltage: $E$	15V
Battery voltage: $V_{Bat}$	12V
Inductance: $L_{WPT}, L_{SC}$	48mH
Condenser: $C_{WPT}, C_{DC}$	2500 $\mu$ F
Switching frequency	20kHz

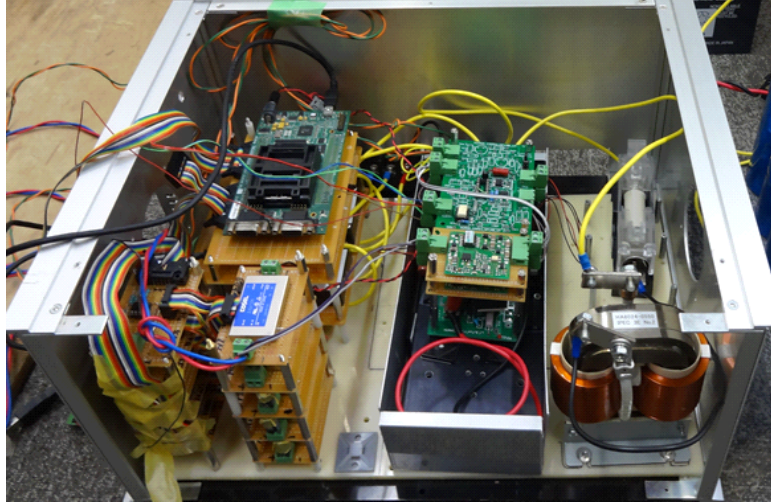
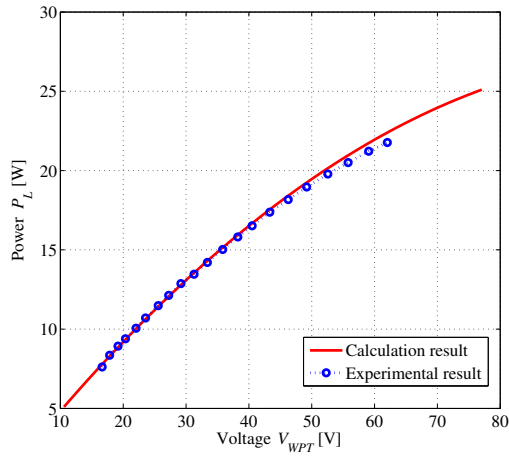
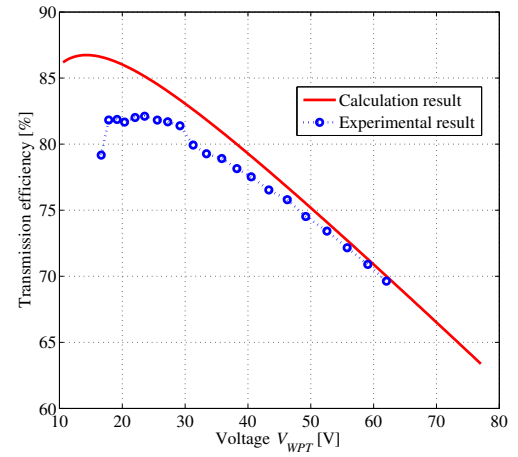


図 27: 実験に用いた DC-DC コンバータ



(a) 受電電力



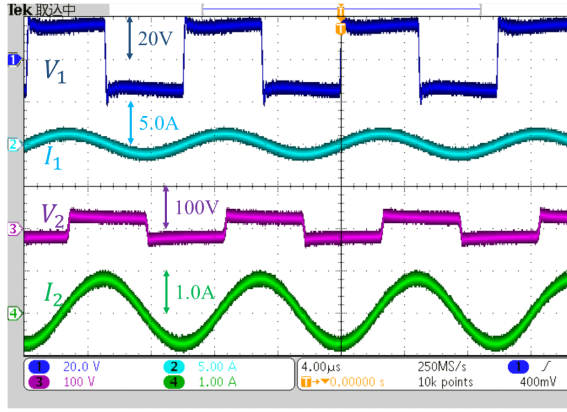
(b) 伝送効率

図 28: 整流後電圧に対する受電電力と伝送効率の関係

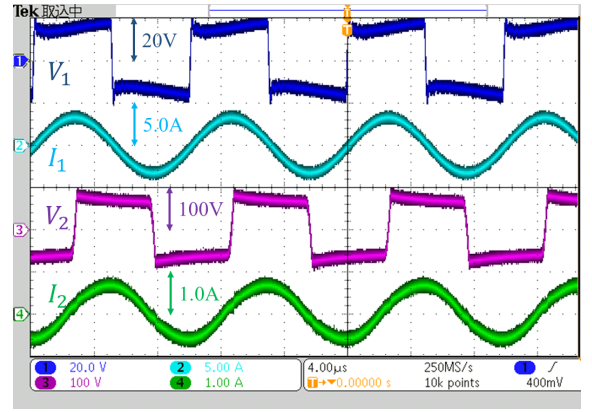
#### 4.3.2 実験結果

図 28 に整流後電圧  $V_{WPT}$  に対する受電電力  $P_L$  と伝送効率  $\eta$  の変化を示す。これらの結果から、図 23 に示したように、伝送効率と伝送電力はトレードオフの関係にあることがわかる。図



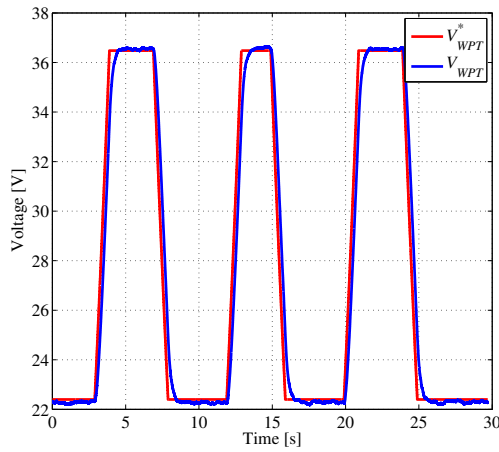


(a)  $V_{WPT} = 20V$

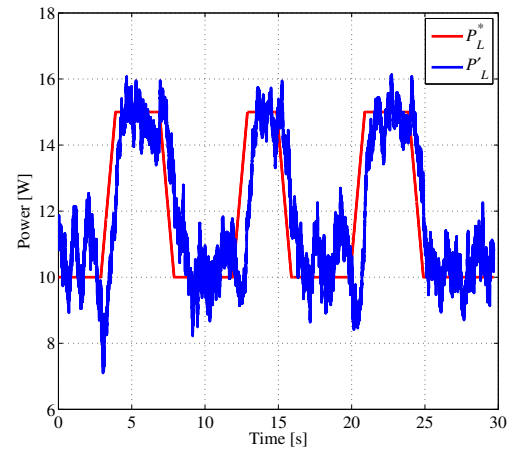


(b)  $V_{WPT} = 60V$

図 29: 各部実験波形



(a) 整流後電圧



(b) 受電電力

図 30: 提案手法のフィードフォワード制御器の実験結果

28の実験結果から実験値と理論値がほとんど一致してしていることがわかる。 $V_{WPT}$  が大きい場合に、理論値と実験値の違いが大きくなることがわかる。これは、 $V_{WPT}$  が大きくなり送電側電流が大きくなることによるため、送電コイルの抵抗値誤差の影響が大きくなることや、後述するような送受電コイルの共振周波数のずれによる影響があると考えられる。しかし、実験値と理論値がほとんど一致しているため、フィードバック制御器で補償が可能である。

$V_{WPT} = 20, 60V$  の場合における図 29に  $V_1, V_2, I_1, I_2$  の波形を示す。図 29 から、上述したように、 $I_2$  はほとんど一定の値となり、MRC による WPT がイミタンス特性を有することがわかる。

図 30 にフィードバック制御器を用いない場合の提案制御法の結果を示す。図 30 から、DC-DC コンバータにより、 $V_{WPT}$  が制御できていることがわかる。さらに、図 30(b) から受電電力の平均値が指令値と一致しており、受電電力が制御できていることがわかる。また、 $P_L'$  が指令値に対して逆応答と遅れを生じている。これは、DC-DC コンバータが  $V_{WPT}$  を大きくするため

に  $C_{WPT}$  に電力を供給したり，小さくするために電力を吸収したりするためである。これらの結果から，提案手法により受電側の DC-DC コンバータで受電電力を制御できることがわかる。

## 4.4 まとめ

本章では，WPT の給電制御の面から送電側と受電側の相互通信を用いずに，送電側電圧一定時に受電側のみで受電電力制御を行う手法を提案し，実験により検証を行った。MRC による WPT の特性から，最大効率をみたす受電側電圧と最大電力となる受電側電圧が異なることを述べ，所望電力を実現する受電側電圧を等価回路を用いて理論的に導出した。これをフィードフォワード制御器として用いる制御系を提案し，実験により受電電力を提案手法により制御できることを述べた。

## 第 5 章

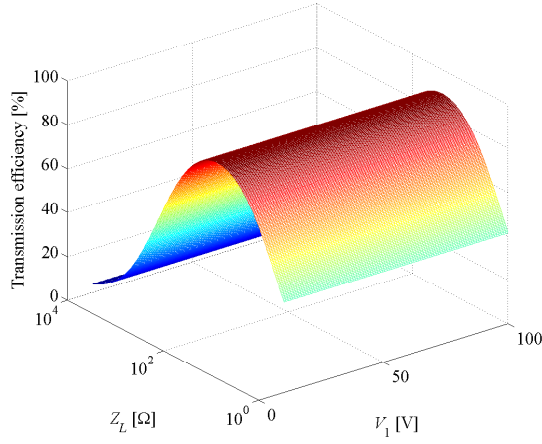
# ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御

前章では、WPT の給電制御の面から、受電側による受電電力制御について提案し検証を行った。本章では、受電側で蓄電装置の状態を考慮して電力制御を行いつつ、送電側で電圧を制御することで伝送効率を最大化できることを述べる。これにより、送電側と受電側を独立制御することで、通信を用いることなく最大効率で所望電力を両立できることを示し、実験により検証を行う。

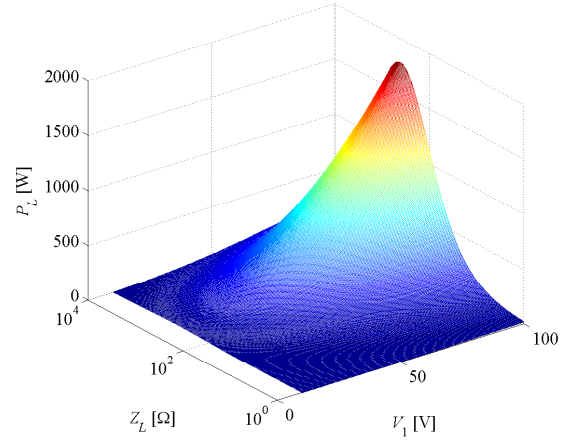
### 5.1 送電側電圧変化による伝送効率と受電電力への影響

前章では、送電側電圧を一定と仮定して受電側のみで受電電力制御を行った。本章では、送電側電圧を制御することで受電側による受電電力制御時に伝送効率を改善できることを述べる。

送電側電圧  $V_{10}$  と負荷インピーダンス  $Z_L$  に対する伝送効率  $\eta$  と受電電力  $P_L$  の変化を図 31 に示す。図 31 より、送電側電圧  $V_1$  と負荷インピーダンス  $Z_L$  により受電側電力が定まり、 $Z_L$  によってのみ効率が決定することがわかる。このことから、送電側電圧  $V_1$  と負荷インピーダンス  $Z_L$  を変化させることで受電側の所望電力を最大効率で伝送できることがわかる。つまり、送電側と受電側の双方を制御することで最大効率で所望電力を伝送できる。そのため、これまでの検討では、受電側で伝送効率を最大化し、送電側で所望電力を実現することが考えられていた。しかし、この場合、受電側の所望電力を送電側に通信などを用いて情報を送らなければならないので、通信なしで実現するのは難しい。そこで本章では、通信を用いずに所望電力と最大伝送効率を実現する制御構成を提案する。



(a) 伝送効率



(b) 受電電力

図 31:  $Z_L$  と  $V_1$  に対する伝送効率と受電電力

## 5.2 ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御

### 5.2.1 受電側による電力制御時における送電側電圧による伝送効率への影響

本節では、受電側受電電力制御時に送電側電圧を変化させると伝送効率が変わり、最大効率となる送電側電圧があることを示す。負荷インピーダンス  $Z_L$  は、図 21 の等価回路から式 (4-4), (4-5) を用いて送電側の情報のみで表すことも可能で、式 (5-1) として表される。

$$Z_L = \frac{V_{20}}{I_{20}} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 I_{10} - R_2 (V_{10} - R_1 I_{10})}{V_{10} - R_1 I_{10}} \quad (5-1)$$

受電側電圧  $V_{20}$ 、伝送効率  $\eta$ 、受電電力  $P_L$  は式 (4-2) ~ (4-5), (5-1) から送電側電圧と送電側電流のみでも表すことができ、それぞれ式 (5-2) ~ (5-4) と表される。

$$V_{20} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 I_{10} - R_2 (V_{10} - R_1 I_{10})}{\omega_0 L_m} \quad (5-2)$$

$$\eta = f(V_{10}, I_{10}) = \frac{(\omega_0 L_m)^2 (V_{10} - R_1 I_{10}) I_{10} - R_2 (V_{10} - R_1 I_{10})^2}{(\omega_0 L_m)^2 V_{10} I_{10}} \quad (5-3)$$

$$P_L = f(V_{10}, I_{10}) = \frac{(\omega_0 L_m) (V_{10} - R_1 I_{10}) I_{10} - R_2 (V_{10} - R_1 I_{10})^2}{(\omega_0 L_m)^2} \quad (5-4)$$

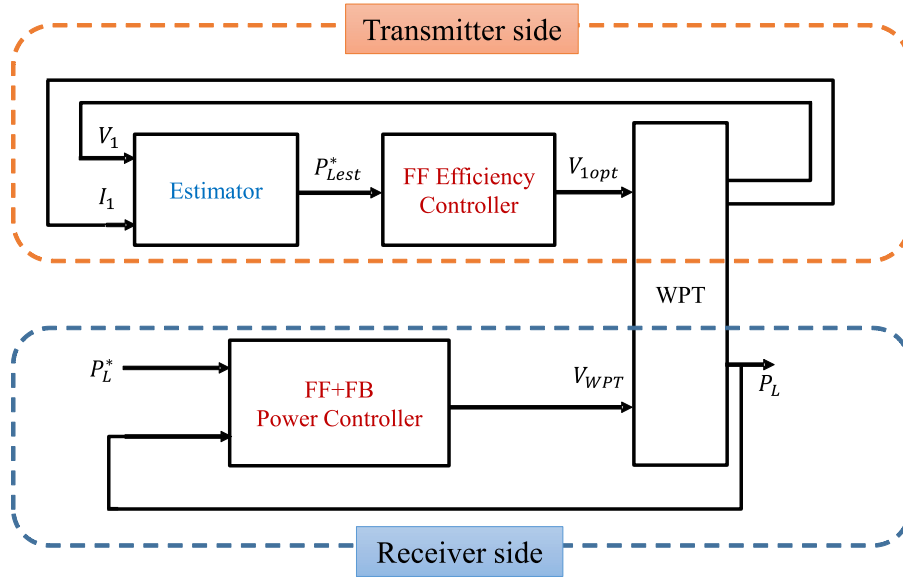


図 32: 送電側と受電側の制御構成

式 (5-3), (5-4) から伝送効率  $\eta$  は, 受電電力  $P_L$  と送電側電圧の基本波の実行値  $V_{10}$  の関数として表せる。そのため受電側受電電力制御時, つまり受電電力  $P_L$  が与えられた場合には送電側電圧の基本波  $V_{10}$  により伝送効率が決定される。このとき,  $\frac{\partial \eta}{\partial V_{10}} = 0$  を満たし, 伝送効率を最大にする送電側電圧の基本波  $V_{10opt}$  が存在し, 式 (4-4) ~ (4-6) から式 (5-5) のように表される。

$$V_{10opt} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 \{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2\}} + (\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2}{\omega_0 L_m \{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2\}^{\frac{1}{4}} R_2^{\frac{1}{4}}} R_1^{\frac{1}{4}} \sqrt{P_L} \quad (5-5)$$

よって, 受電側で受電電力制御が行われている場合には, 送電側電圧の基本波  $V_{10}$  を  $V_{10opt}$  に制御することで所望電力を最大効率で伝送することが可能である。

### 5.2.2 送電側による受電電力推定

式 (5-5) から, 最大効率で所望の受電電力を伝送するには, 送電側で所望の受電電力の情報が必要となる。通信を用いずに実現する場合には, 送電側で受電側で求める給電電力の情報を推定する必要がある。これは, 受電側で所望の受電電力が実現されるとすると, 式 (5-4) を用いて定常状態における送電側電圧  $V_{10}$  と送電側電流  $I_{10}$  から所望受電電力  $P_L$  を推定できる。この推定した給電電力を  $P_{Lest}$  とする。

### 5.2.3 送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御

本論文では上記までの内容を考慮し, 図 32 のような制御構成を提案する。ただし, 本論文では, 制御系設計や応答性, 安定性に関する議論は行わず, 原理的に可能であることの確認を

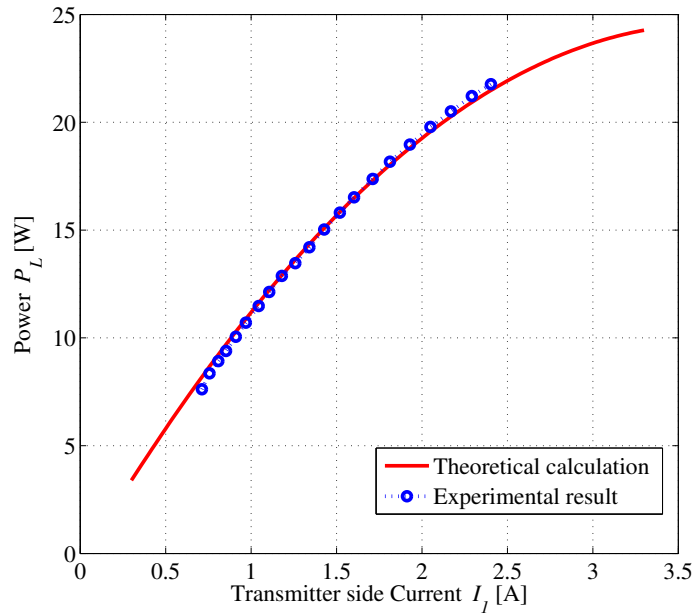


図 33: 受電電力の推定の実験結果

行う。受電側では、通信を用いずとも所望電力の情報を得られかつ、受電電力の情報も得ることができるため、前章のようにフィードフォワード制御とフィードバック制御を組み合わせる用いることが可能であり、これにより所望電力を実現可能である。送電側では、回路方程式から求めた計算式と送電側情報を用いて受電電力を推定し、最大効率となる電圧を実現可能である。この送電側最大効率制御、受電側で受電電力制御を各々独立に行うことで通信を用いずに最大効率、所望受電電力の両立が可能である。

さらに図 31 から、所望受電電力と最大効率を実現するためには、ある負荷インピーダンスと送電側電圧を実現すればよいことがわかる。そのため、受電側で最大効率制御を実現し、送電側で所望受電電力を実現することも可能である。しかしこの場合、通信を用いなければ、所望受電電力の情報を送電側で得ることは難しく、受電電力をフィードバック制御することもできない。伝送効率に関しても、理論式から導出した結果を用いてフィードフォワード制御することしかできず、送受電側ともフィードフォワード制御となるため推定値の誤差やパラメータ誤差により影響を受けやすくなる。これに対して、提案する制御構成では受電側で受電電力をフィードバック制御器を用いて制御することで、通信を用いずに EV に所望電力をより正確に伝送することができ、送電側で推定を用いて独立に効率改善ができるため大変有益な手法である。

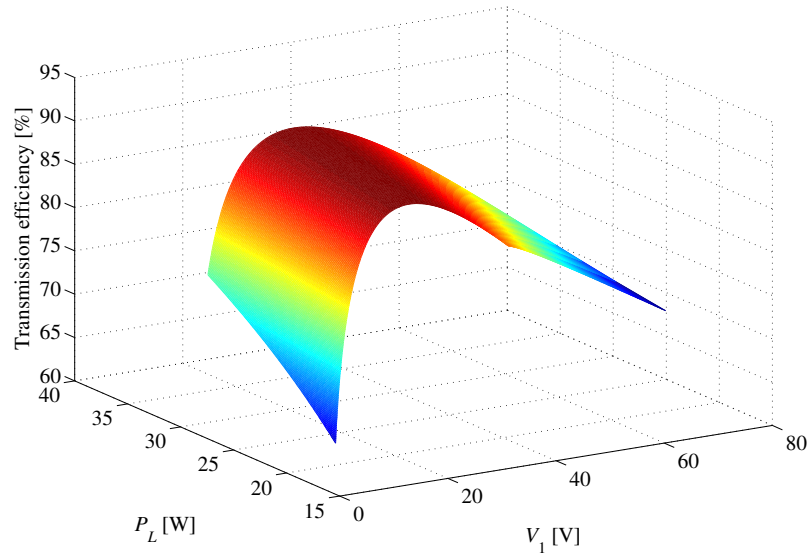


図 34: 受電電力と送電側電圧に対する伝送効率の計算結果

## 5.3 実験による理論式の検証

### 5.3.1 実験概要

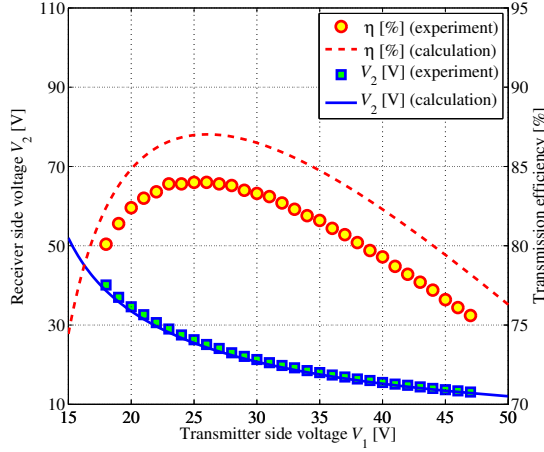
図 22 と表 5 に示すコイルを用い、導出した理論式と実験結果との確認を行った。図 24 のようなシステムでは、DC-DC コンバータにより整流後電圧  $V_{WPT}$  を制御し定電力制御を行う。この整流後電圧  $V_{WPT}$  を模擬するために、負荷として定電圧特性を有する負荷を用いて給電実験を行った。

### 5.3.2 実験結果

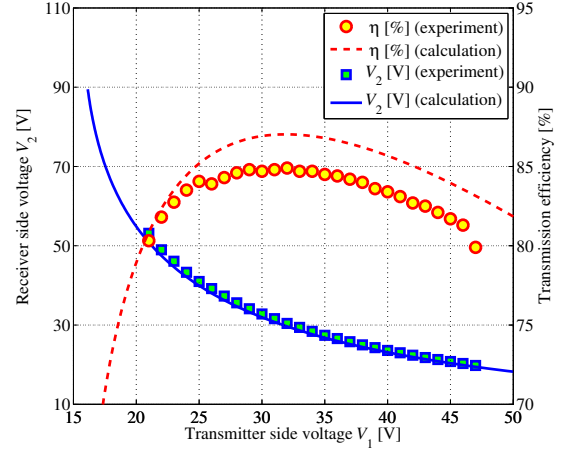
まず、送電側電圧と送電側電流から受電電力を推定できるかについて確認を行った。図 33 に送電側電圧  $V_0 = 15\text{V}$  一定時における送電側電流に対する受電電力の理論値と実験結果を示す。式 (5-4) から求められる計算結果と実験結果がほとんど一致していることから、送電側電圧と送電側電流から理論値を用いて受電電力が推定できることがわかる。また、送電側電流が小さい場合と大きい場合で理論値とのずれが顕著になっている。送電側電流が小さい場合には、受電側電流が大きくなるため受電側の配線による抵抗値のずれや整流器による電圧降下がより影響するためである。送電側電流が大きい場合には、送電側の配線による抵抗値のずれの影響が大きくなるためである。その他にも共振周波数のずれが推定誤差の原因として考えられる。いずれにしても計算結果と実験結果はほとんど一致しているため、送電側情報から受電電力が推定可能である。

この推定法により送電側から受電電力を推定することで、通信を用いずに受電側の所望電力





(a)  $P_L = 20\text{W}$



(b)  $P_L = 30\text{W}$

図 35: 受電電力一定時の  $V_2$  と  $\eta$  の計算結果と実験結果.

の情報送電側で得ることができ、これを用いて送電側電圧を制御できる。

式 (5-2) ～ (5-4) より、受電電力  $P_L$  と送電側電圧  $V_1$  に対する伝送効率  $\eta$  の計算結果を図 34 に示す。また、式 (5-2) ～ (5-4) から求めた受電電力  $P_L = 20, 30\text{W}$  一定時の送電側電圧  $V_1$  に対する伝送効率  $\eta$  と受電側電圧  $V_2$  の計算結果と実験結果を図 35 に示す。図 34, 35 から、それぞれの受電電力  $P_L$  において伝送効率  $\eta$  を最大にする送電側電圧が存在することがわかる。また伝送効率を最大とする送電側電圧は式 (5-5) に示されているように受電電力  $P_L$  の正の平方根  $\sqrt{P_L}$  に対して比例する。

図 35 の計算結果から伝送効率がピークとなる送電側電圧  $V_{1opt}$  は、式 (4-10), (5-5) を用いて求めることができ、受電電力  $P_L = 20\text{W}$  のとき  $V_{1opt} = 26.08\text{V}$ 、 $P_L = 30\text{W}$  のとき  $V_{1opt} = 31.95\text{V}$  となる。これらの結果から受電側で受電電力制御を行っているため、それぞれの所望受電電力において送電側電圧を伝送効率が最大になるように制御すれば、高効率と所望電力を両立することができる。また、図 35 の送電側電圧の増加に応じて受電側電圧が低下するのは、受電側で受電電力制御を行うためである。

図 35 から伝送効率と受電側電圧の実験結果と理論計算の結果がほとんど一致することがわかる。ピークにおける伝送効率の最大値にずれがあるが、これは整流器による電圧降下や配線による抵抗値の増加、共振周波数のずれによるものと考えられる。伝送効率が最大となる送電側電圧はほとんど一致していることから、受電電力の情報と式 (5-5) を用いて送電側電圧の制御で最大効率を実現できる。また、緩やかなピークとなるため提案手法のフィードフォワード制御のみでも十分に高効率を実現できる。

これらの結果から送電側の情報から推定できる受電電力  $P_{Lest}$  と式 (5-5) を用いて送電側電圧を制御することで、最高効率で所望の受電電力を通信を用いずに実現できる。



## 5.4 まとめ

受電側で蓄電装置の状態に応じた受電電力制御，送電側で効率改善制御を各々独立で行うシステムを提案した。これまでは，負荷インピーダンスにより伝送効率が決定するため，受電側で伝送効率を，送電側で所望電力を制御することのみ考えられていた。それに対し本章では，受電側で蓄電装置の状態に応じた受電電力制御，送電側で効率改善制御を各々独立で行うシステムを提案した。また，受電側で受電電力制御が行われている場合には，送電側電圧を的確に制御することで最大効率で所望の電力を電力伝送できることと，提案した制御系に必要な所望の受電電力を送電側から推定できることを等価回路を用いて理論的に述べた。それぞれの妥当性について実験で確認を行い，相互通信を用いずに最高効率と所望受電電力の両立が理論的に可能であることを示した。

## 第 6 章

# 送受電コイルの共振周波数ずれに関する影響 の検証

前章までは、WPT の給電制御に関して送受電側双方を独立に制御することで最大効率と所望電力を実現できることを述べた。また、前章までは送受電コイルの共振周波数が完全に一致し、動作周波数も共振周波数と一致していることを仮定していた。しかし、実際には送受電コイルの共振周波数を完全に一致させることは難しく、この場合にどのように動作周波数を設定すべきかについてはいまだ議論されていない。本章では、共振周波数のずれによる伝送効率および伝送電力、入力電力の力率への影響に注目し解析と考察を行う。

### 6.1 周波数のずれを考慮した伝送効率と受電電力

#### 6.1.1 周波数のずれを考慮する意義

これまでは、動作周波数と送電側と受電側コイルの共振周波数は一致するものとして検討を行った。しかし、実際に適用する場合には送電側コイルと受電側コイルの共振周波数のずれはコンデンサ容量およびコイルのインダクタンスの誤差などにより生じる。また、EV や家電への給電を考えると、ある送電コイルからさまざまな受電コイルに送電することは十分に考えられ、送電側コイルと受電側コイルの組み合わせも変わる応用が多数ある。文献 [46] では、受電側コイルの共振周波数を動作周波数と一致させることで伝送効率が最大となり、そのうえで、送電側コイルの共振周波数を動作周波数と一致させると最大電力を伝送できることが示されている。また、文献 [39] のように周波数を制御することで電力を制御する研究は行われているが、双方コイルの共振周波数の動作周波数に対するずれがどのように電力伝送に影響するかは、いまだ明らかにされていない。

本稿では、送受電側双方のコイルの共振周波数が動作周波数とずれが生じた場合の影響について等価回路から検討を行う。送電側と受電側コイルそれぞれの共振周波数と動作周波数のず

れがそれぞれどのように伝送効率や伝送電力および力率に影響を与えるのか明らかとなれば、コイルの作製や動作周波数の選定において大変有益である。また、動作周波数を共振周波数からずらして伝送電力や伝送効率を制御する周波数制御に関しても、この送受電コイルの動作周波数からのずれを用いているため、周波数制御に関する理解が深まるものとする。

### 6.1.2 伝送効率と受電電力の理論式の導出

共振周波数が一致していない場合、前章で考慮していない項の影響を受ける。図 21 から、回路方程式を用いて共振周波数のずれを考慮した場合の伝送効率  $\eta$ 、伝送電力  $P_L$ 、入力電力の力率  $\cos\theta$  を求めると以下ようになる。

$$\eta = \frac{P_L}{\text{Re}\{P_{in}\}} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_L}{\{(R_2 + Z_L)\{R_1(Z_L + R_2) + (\omega_0 L_m)^2\} + R_1 X_2^2\}} \quad (6-1)$$

$$P_L = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_L}{\alpha + \beta} V_1^2 \quad (6-2)$$

$$\cos \theta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 X_2 - (R_2 + Z_L)^2 X_1 - X_1 X_2^2}{\alpha + \beta} \quad (6-3)$$

ただし、

$$X_1 = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1}$$

$$X_2 = \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

$$\alpha = \{R_1(Z_L + R_2) + (\omega_0 L_m)^2\}^2$$

$$\beta = -2(\omega_0 L_m)^2 X_1 X_2 + X_1^2 X_2^2 + R_1^2 X_2^2 + (R_2 + Z_L)^2 X_1^2$$

とする。

$X_1$ 、 $X_2$  は送電側および受電側の共振周波数と動作周波数が一致しないことで生じるインピーダンスの項である。そのため、双方のコイルの共振周波数と動作周波数が完全に一致している場合には 0 である。また、 $X_1$  と  $X_2$  の絶対値は双方コイルの共振周波数と動作周波数のずれに応じて大きくなる。

## 6.2 計算結果と考察

動作周波数を一定として、式 (6-1) ～ (6-3) を用いて最大効率負荷時と最大電力負荷時における  $X_1$ 、 $X_2$  に対する伝送効率  $\eta$ 、伝送電力  $P_L$ 、入力電力の力率  $\cos\theta$  を求めた結果を図 36 ～ 53

に示す。また、本検討では対称コイルについて検討を行い、計算に用いたコイルの基準となるパラメータを表 5 に示す。例えば、今回のコイルにおいて  $X_1 = 15$  は、伝送コイルのコンデンサ容量が基準値から 5% 程度ずれた場合と等価である。これを、周波数で考えると送電側コイルの共振周波数が 98kHz となることと等価である。

### 6.2.1 $X_1$ のみの変化による影響

図 36~38 に負荷を最大効率負荷として、 $X_1$  のみを変化させた場合の結果を示す。図 36~41 に負荷を最大電力負荷として、 $X_1$  のみを変化させた場合の結果を示す。効率は  $X_1$  に全く影響を受けないことがわかる。また、伝送電力  $P_L$  は  $X_2$  の値がずれている場合には、 $X_1 = 0$  の場合に最大値になるわけではないことがわかる。また、この伝送電力のピークは入力電力の力率が 1 となる場合と同じ  $X_1$  でピークとなる。また、送電側のコイルの共振周波数をずらしてもピークは 1 つだけ現れることがわかる。 $X_2 = 0$  の場合においても、 $X_1$  によって受電電力が大きく変化することがわかる。また、最大電力負荷時のほうが最大効率負荷時と比較して伝送電力と入力電力の力率のピークが鋭くなっていることがわかる。

### 6.2.2 $X_2$ のみの変化による影響

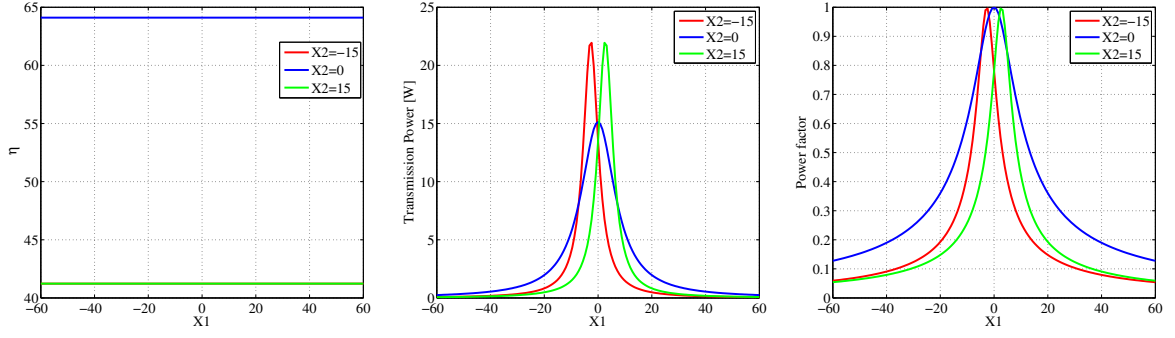
図 42~44 に負荷を最大効率負荷として、 $X_2$  のみを変化させた場合の結果を示す。また、図 45~47 に負荷を最大電力負荷として、 $X_2$  のみを変化させた場合の結果を示す。効率は  $X_2$  にのみ影響を受けることがわかる。また、伝送電力  $P_L$  は  $X_1$  の値がずれている場合には、 $X_1 = 0$  の場合に最大値になるわけではないことがわかる。また、この伝送電力のピークは入力電力の力率がピークとなる場合と同じ  $X_2$  でピークとなる。また、受電側のコイルの共振周波数をずらしてもピークは 1 つだけ現れることがわかる。さらに、 $L_m$  が大きく  $X_1 = 0$  の場合、 $X_2$  によって受電電力がほとんど変化しないことがわかる。また、最大電力負荷の場合には、 $X_1$  がずれていると  $X_2$  にかかわらずほとんど電力伝送できないことがわかる。

これらのことから、受電電力は  $X_1$  による影響がより支配的で、送受電コイルの共振周波数がずれている場合に、電力を安定して伝送したい場合には  $X_1 = 0$  となる動作周波数を選択する必要がある。また、動作周波数を変化させた場合には、伝送電力  $P_L$  のピークが 2 つ存在する場合があるが、送電側もしくは受電側のみの共振周波数をずらした場合には、ピークは 1 つになる。

これは数式から導出することも可能で、ある  $X_2$  に対して伝送電力  $P_L$  が最大となる条件は、 $\frac{\partial P_L}{\partial X_1} = 0$  から、

$$X_1 = \frac{(\omega_0 L_m)^2 X_2}{X_2^2 + (R_2 + Z_L)^2} \quad (6-4)$$

となる。これを式 (6-3) に代入すると、どのような場合においても  $\cos\theta = 1$  となり、ある  $X_2$  に

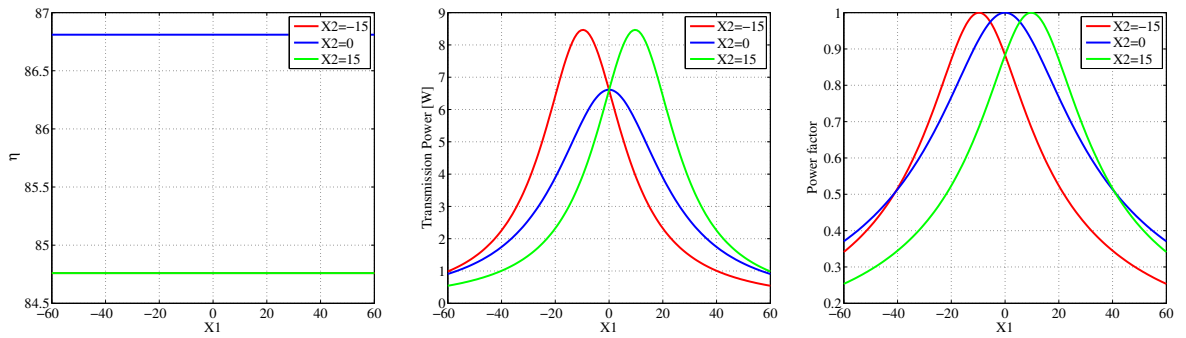


(a) 伝送効率

(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 36:  $X_1$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=12\mu\text{H}$ ).

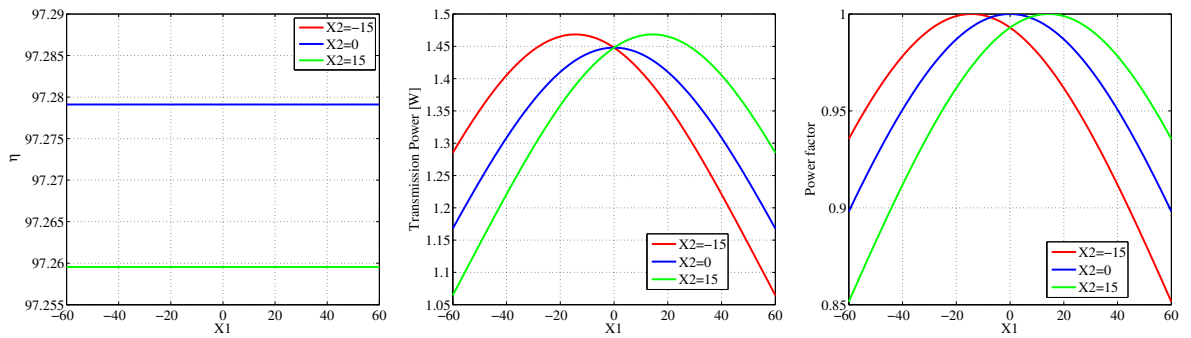


(a) 伝送効率

(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 37:  $X_1$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=38\mu\text{H}$ ).



(a) 伝送効率

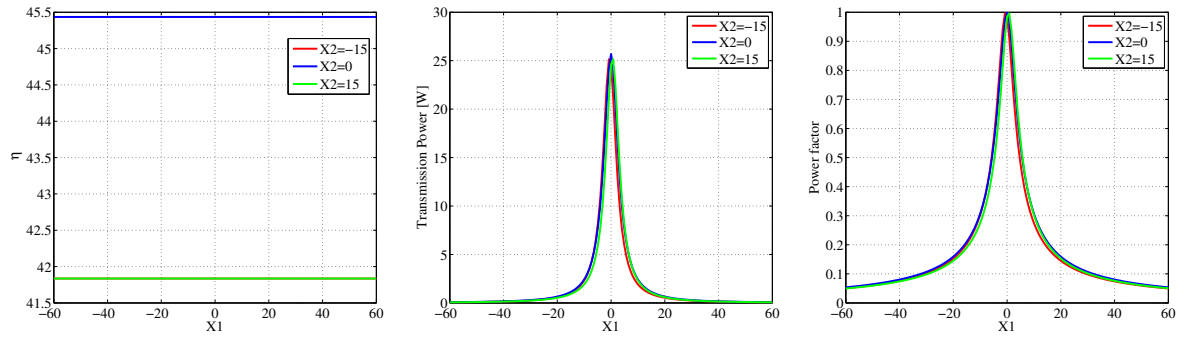
(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 38:  $X_1$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=195\mu\text{H}$ ).

対して伝送電力  $P_L$  が最大となるとき, 入力電力の力率は1となる。さらに, ある  $X_1$  に対して伝送電力  $P_L$  が最大となる条件は,  $\frac{\partial P_L}{\partial X_2} = 0$  から,

$$X_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2 X_1}{X_1^2 + R_1^2} \quad (6-5)$$

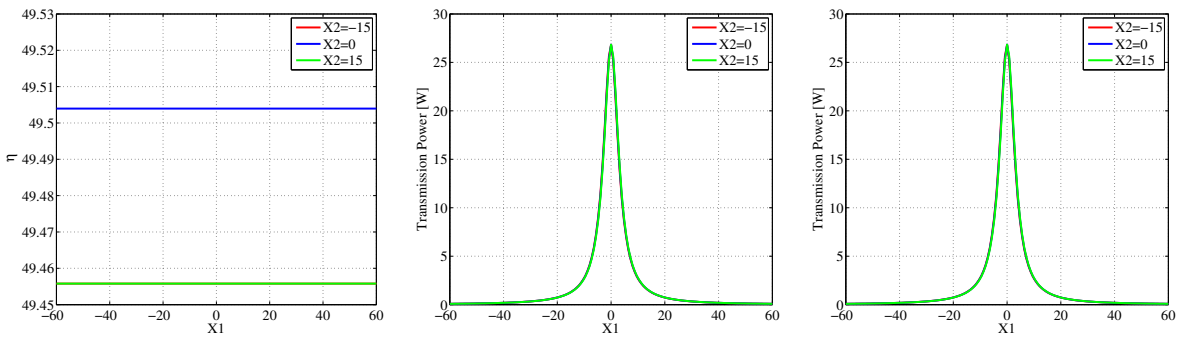


(a) 伝送効率

(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 39:  $X_1$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=12\mu\text{H}$ ).

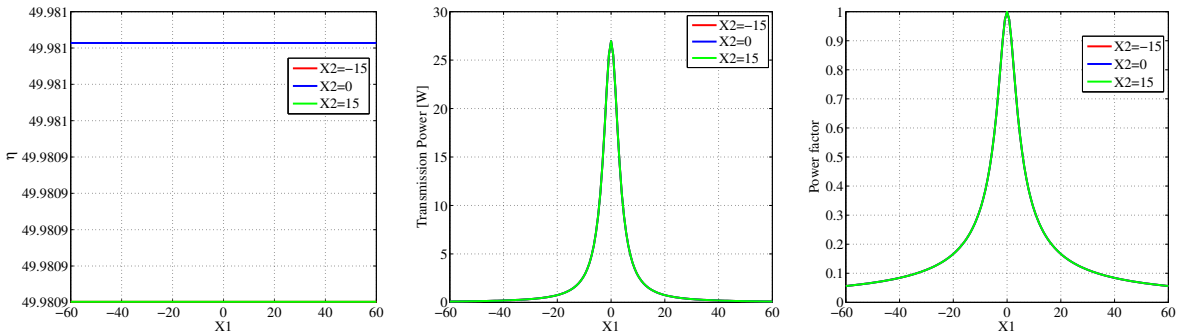


(a) 伝送効率

(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 40:  $X_1$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=38\mu\text{H}$ ).



(a) 伝送効率

(b) 受電電力

(c) 入力電力の力率

図 41:  $X_1$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=195\mu\text{H}$ ).

となる。これらの式から、 $X_1$ ,  $X_2$  のどちらかを变化させた場合には、 $P_L$  の最大点が 1 つになることがわかる。

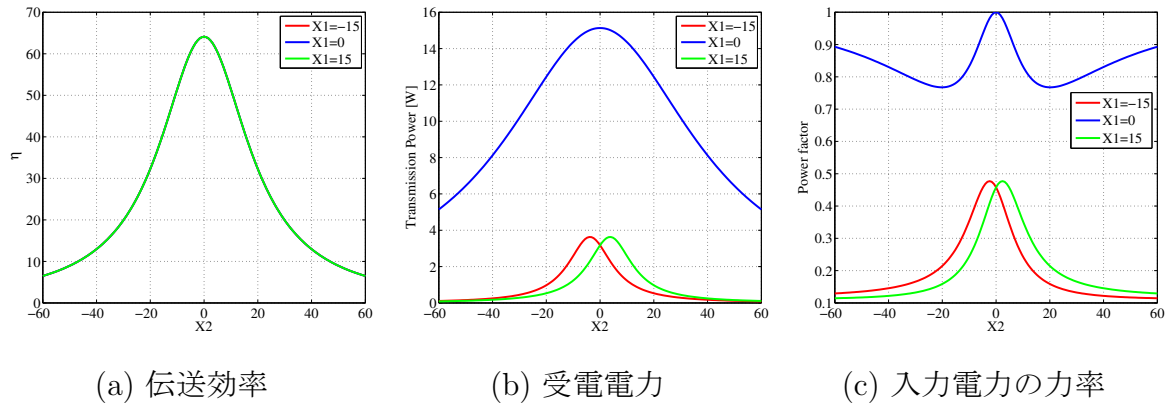


図 42:  $X_2$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=12\mu\text{H}$ )

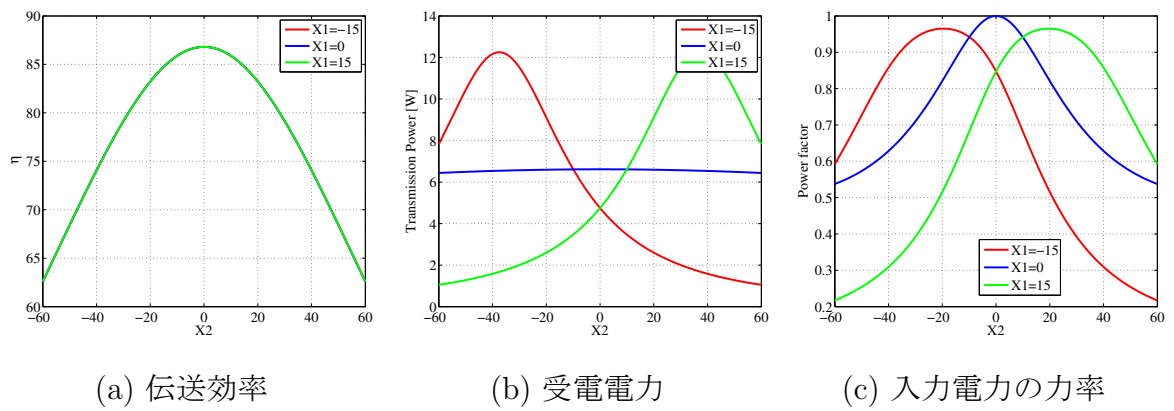


図 43:  $X_2$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=38\mu\text{H}$ )

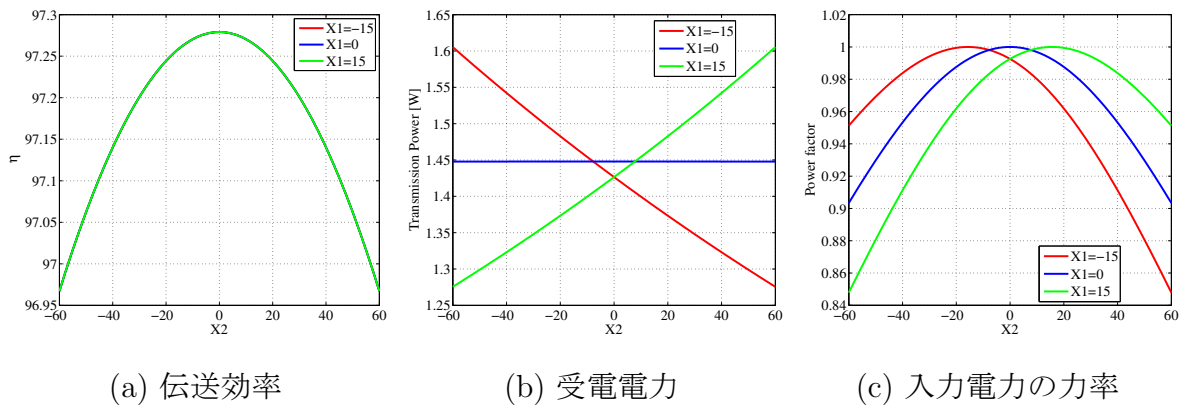


図 44:  $X_2$  による変化 (最大効率負荷,  $L_m=195\mu\text{H}$ )

### 6.2.3 最大効率負荷の場合における $X_1$ および $X_2$ の変化による影響

図 48 ~ 50 に最大効率負荷時の  $X_1$  および  $X_2$  の変化による伝送効率と伝送電力への影響について示す。図 48 ~ 50 から、伝送効率  $\eta$  は、文献 [46] の通り、受電側コイルの共振周波数のずれ  $X_2$  によりのみ影響を受ける。また、 $L_m$  が大きい場合、すなわち結合が強い場合には共振周

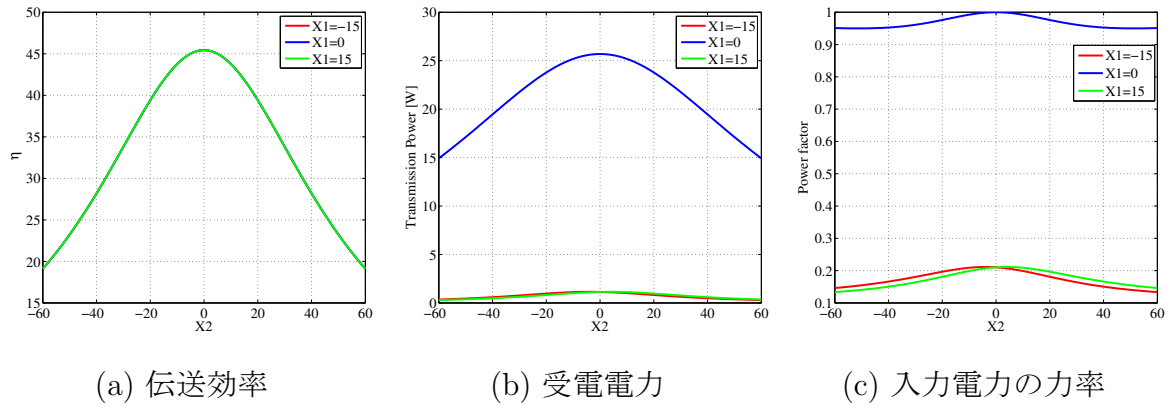


図 45:  $X_2$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=12\mu\text{H}$ )

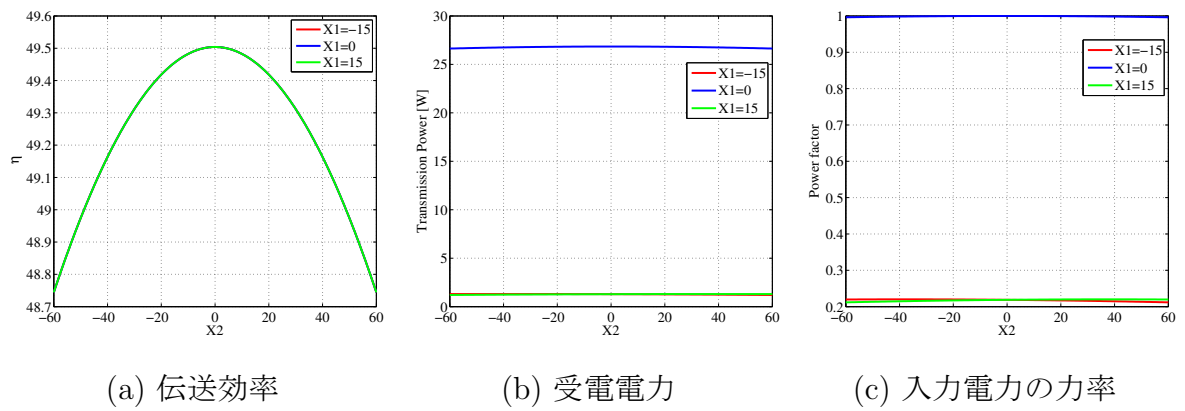


図 46:  $X_2$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=38\mu\text{H}$ )

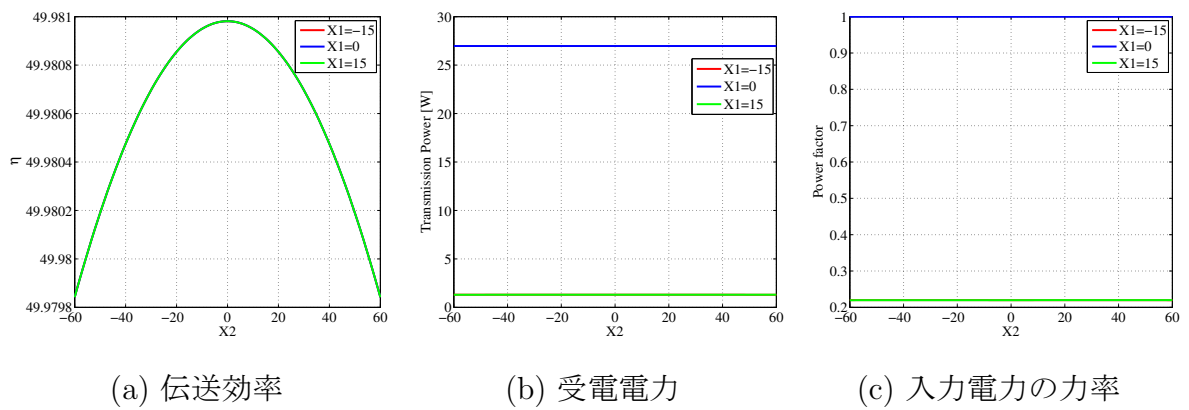


図 47:  $X_2$  による変化 (最大電力負荷,  $L_m=195\mu\text{H}$ )

波数のずれによる伝送効率への影響が小さいことがわかる。また、伝送電力  $P_L$  は、 $X_1$ ,  $X_2$  の双方に影響を受けることがわかり、伝送電力が最大となるのは  $X_1 = X_2 = 0$  の点でないことがわかる。 $L_m$  が小さい場合には、 $X_1$ ,  $X_2$  の変化により大きく伝送電力が変化する。さらに、ある  $X_2$  に対して伝送電力  $P_L$  が最大となるときの、入力電力の力率  $\cos\theta$  は 1 である。



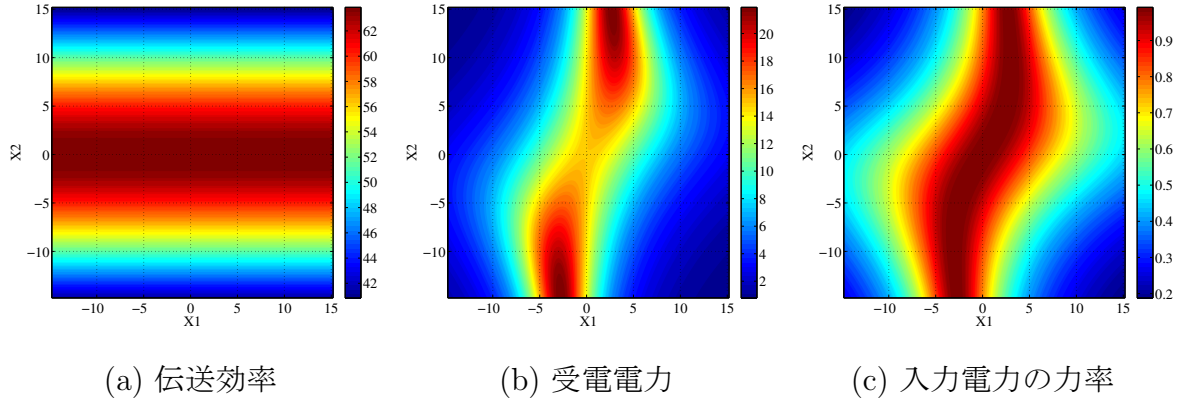


図 48:  $L_m=12\mu\text{H}$  (最大効率負荷時).

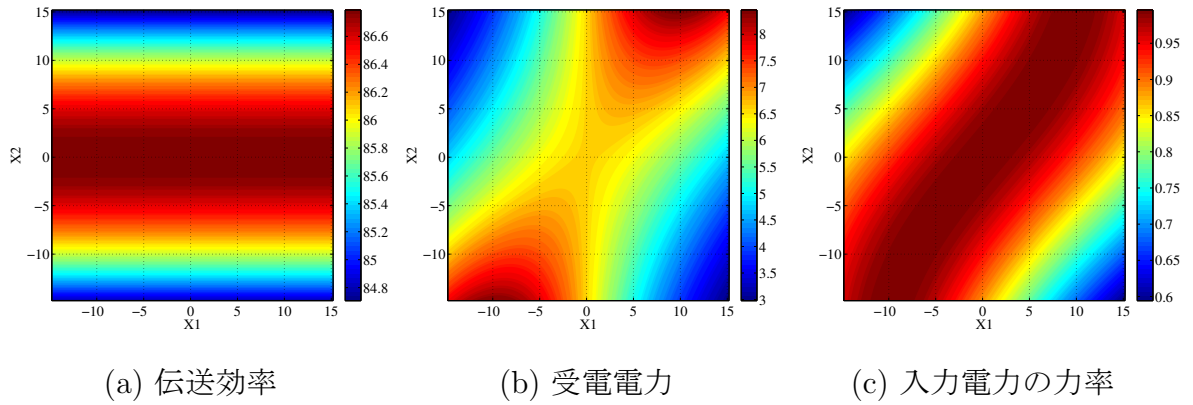


図 49:  $L_m=38\mu\text{H}$  (最大効率負荷時).

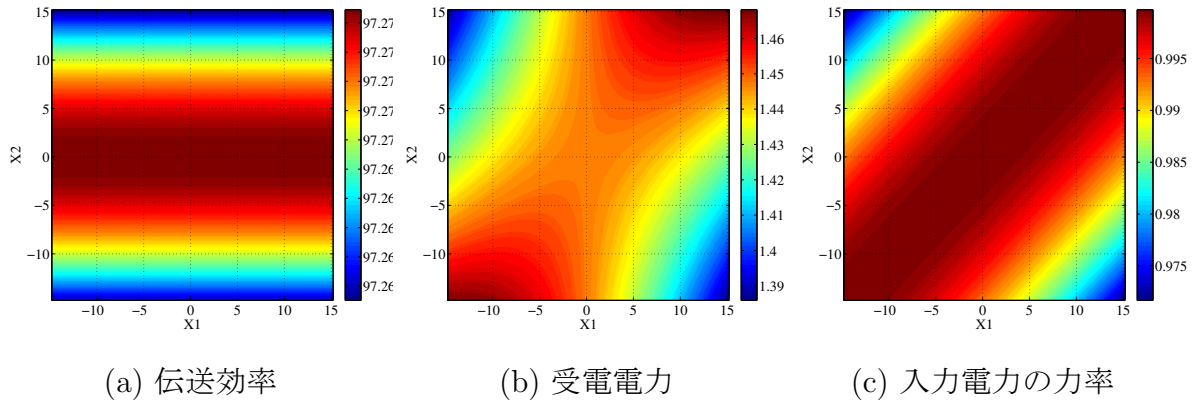


図 50:  $L_m=195\mu\text{H}$  (最大効率負荷時).

#### 6.2.4 最大電力負荷の場合における $X_1$ および $X_2$ の変化による影響

図 51 ~ 53 に最大効率負荷時の  $X_1$  および  $X_2$  の変化による伝送効率と伝送電力への影響について示す。図 51 ~ 53 から、最大電力負荷の場合にも伝送効率  $\eta$  は  $X_2$  によりのみ影響を受ける。最大効率負荷時と同様に結合が強い場合には、共振周波数のずれによる影響が小さいこ

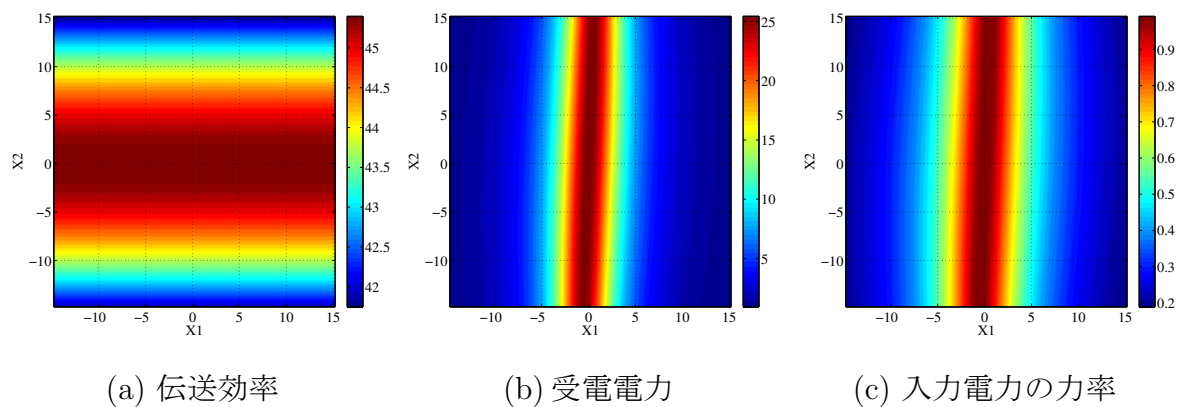


図 51:  $L_m=12\mu\text{H}$  (最大電力負荷時).

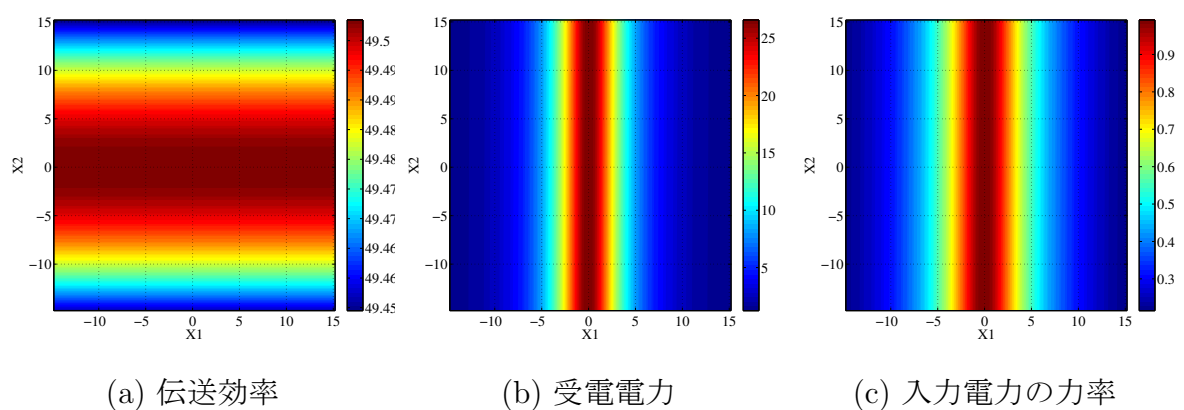


図 52:  $L_m=38\mu\text{H}$  (最大電力負荷時).

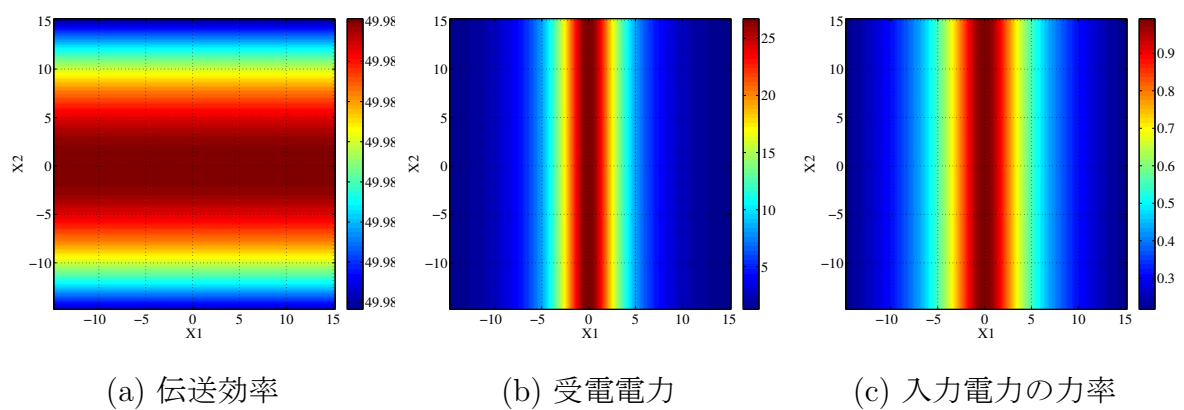


図 53:  $L_m=195\mu\text{H}$  (最大電力負荷時).

とがわかる。また、伝送電力  $P_L$  は、 $X_1$ ,  $X_2$  の双方の影響を受けるが、とくに  $X_1$  による影響が大きいことがわかる。なお、最大効率負荷時の場合と同様に最大電力負荷の場合においても、ある  $X_2$  に対して伝送電力  $P_L$  が最大となるときの、入力電力の力率は 1 となる。

### 6.2.5 負荷抵抗値と相互インダクタンスによる伝送電力最大点の推移

図 48 ～ 53 からわかるように、負荷抵抗値と相互インダクタンス  $L_m$  により伝送電力が最大となる点と伝送電力の最大値は異なる。それぞれの負荷と相互インダクタンスにおいて最大電力を伝送できる条件は  $\frac{\partial P_L}{\partial X_1} = 0, \frac{\partial P_L}{\partial X_2} = 0$  から、

$$\begin{cases} X_{1 \text{ PLmax}} = \pm \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + Z_L} \{(\omega_0 L_m)^2 - R_1(R_2 + Z_L)\}} \\ X_{2 \text{ PLmax}} = \pm \sqrt{\frac{R_2 + Z_L}{R_1} \{(\omega_0 L_m)^2 - R_1(R_2 + Z_L)\}} \end{cases}$$

で、複号同順である。また、このときの伝送電力  $P_L$  は

$$P_L = \frac{Z_L}{4R_1(R_2 + Z_L)} V_1^2 \quad (6-6)$$

となる。上記の条件式から相互インダクタンス  $L_m$  および  $Z_L$  によって最大電力を伝送する  $X_1$  と  $X_2$  が存在する。また、条件式と式 (6-6) から伝送電力は単調増加であるため、双方コイルの共振周波数と動作周波数が一致し、 $Z_L = Z_{L \text{ PLmax}}$  のとき伝送電力は最大となる。

### 6.2.6 動作周波数選択に関する一考察

前述した計算結果をまとめると、

- 伝送効率は  $X_2$  のみの影響を受ける
- $L_m$  が大きい場合のほうがずれによる影響が小さい
- 伝送電力および入力電力の力率に対しては、特に  $Z_L$  が大きい場合に、 $X_1$  による影響が支配的である

ということがわかる。

つまり、ある負荷において伝送効率を最大化する場合には、受電側コイルの共振周波数を動作周波数に一致させる必要があり、あるコイルの組み合わせにおける伝送電力を最大にしたい場合には入力電力の力率が 1 となるように動作周波数を選択する必要がある。しかし、このような動作周波数を選択するためには、受電コイルの情報が必要であったり、入力電力の力率の情報が必要であったりするので、送電側の設備は複雑なものになる。そのため、送電側設備を簡素化したい用途においては送電側コイルの共振周波数と動作周波数を一致させることが望ましい。具体的には、電気自動車への走行中給電などのように相互インダクタンスが変わり、受電側の負荷がわからない場合などがあげられる。また、受電側の負荷を制御して伝送電力を制御する場合にも、 $Z_L$  に対して的確に電力を伝送するために力率を 1 にする動作周波数もしくは送電側のコイルの共振周波数で動作するのが適すると考える。

## 6.3 まとめ

本章では，送電および受電コイルの共振周波数と動作周波数を完全に一致させることが難しいことに注目し，双方コイルの共振周波数と動作周波数のずれによる伝送効率と伝送電力への影響を解析した。特に，双方コイル間の相互インダクタンス  $L_m$  が小さい時にずれによる影響が大きくなること，伝送効率は受電コイルの共振周波数のずれによりのみ影響を受けること，伝送電力は送電コイルによる影響より大きくを受けることを示した。伝送電力の最大点は負荷抵抗値と相互インダクタンスにより決まることを示し，入力電力の力率が1となる場合にある  $X_2$  に対する最大伝送電力となることを示した。これにより，送受電コイルの設計及び動作周波数の決定に寄与できると考える。

## 第 7 章

### 結論

#### 7.1 まとめ

電気自動車に代表されるように，エネルギーの効率的な利用やモータの特性を活用するを目的として動力源の電動化が注目されている。しかし，大きな問題点の1つとして蓄電装置の大型化がある。これは，現在おもに用いられているバッテリーのエネルギー密度が小さいこととパワー密度が小さいことが原因である。そのため，このエネルギー密度が小さいこととパワー密度が小さいことを補い，蓄電装置を小型化することが求められている。

本稿では，蓄電装置の小型化を目的として，バッテリーとSCのHESSにWPTによる複数回間欠給電を応用するエネルギーシステムを提案した。このエネルギーシステムに関してシステム設計の面とWPTの給電制御の面から検討を行った。

1つ目のシステム設計の面から，まず，2章では，HESSにWPTによる複数回間欠給電を応用すると蓄電装置を軽量化できるであろうことを述べた。3章ではWPTによる複数回間欠給電を応用した場合のHESSの容量比設計法について提案した。これは，とくにエネルギーとパワーのバランスに注目してHESSの容量比設計を行う手法である。これにより，これまで試行錯誤的に設計が行われていたHESSの容量比を理論的にかつ簡易に行うことができるようになり，大変有益である。

2つ目のWPTの給電制御の面から，まず4章では，受電側による受電電力制御を提案した。この手法は，これまで，受電側で効率のみに注目していたところを，受電電力にも注目し受電側で通信を用いることなく受電電力を制御できる。しかし，この手法ではWPTの伝送効率を最大化することができない。そこで，5章では受電側で受電電力制御を行い，送電側で効率制御を行う制御構成について提案した。これを用いることで，双方で通信を用いることなく最高効率と所望受電電力を両立することが可能になる。これは，これまでの受電側で伝送効率，送電側で受電電力という概念を覆し，WPTのさらなる実用化に大きく貢献できる結果である。

さらに，6章ではWPTの送電側と受電側コイルの共振周波数のずれによる伝送効率と受電電力への影響に関して解析手法を提案し，解析結果に関して考察を行った。伝送効率には受電

側コイルの共振周波数のずれのみが影響を及ぼし、伝送電力に関しては、双方のコイルの共振周波数のずれが影響を及ぼすが、特に送電側コイルの共振周波数のずれによる影響が大きいことを示した。そのため、動作周波数を送電側コイルの共振周波数に一致させることで、より電力を安定供給できるシステムが構築できると述べた。

## 7.2 今後の課題

本研究では、HESSにWPTを応用するエネルギーシステムを提案したが、回路構成に関する検討を行っていないため、今後の課題として回路構成に関する検討があげられる。また、容量設計についても、さらなる制約条件を導出しより具体的に設計を行える理論が必要である。

WPTの給電制御に関しては、多くのことが研究課題として残されている。まず、本稿で提案した、送電側による効率制御と受電側による電力制御の制御系設計および安定性解析などがあげられる。本稿ではDC-DCコンバータと整流器を用いたがPWMコンバータを変換器として用いることも考えられる。また、伝送効率と所望電力の実現に適した回路構成の考察も必要である。その他にも相互インダクタンスの推定法や推定を用いない最大効率所望受電電力制御などがあげられる。

さらに本稿では、コイルの共振周波数のずれに関する解析のみ行ったが、同じ手法を用いることでコイル設計に関する考察や周波数制御に関する考察が可能であると考えられる。また、負荷インピーダンスの制御のみで電力を大きくすることには限界がある。そのため、負荷インピーダンスの制御と周波数制御を組み合わせた電力及び総合効率の最大化制御も考えられる。これまでの研究では、伝送効率のみに注目した検討が多いが、総合効率を最大化することが最も重要であり、変換器の特性を考えると周波数制御を負荷インピーダンスの制御と組み合わせることは、1つの有力な手法であると考えられる。

# 謝辞

本論文を終えるにあたり，日頃御指導と御助言を頂いた堀洋一教授に心から御礼申し上げます。研究内容に関する専門的な御助言はもとより，研究者としての姿勢や考え方など，今後の人生に大変有益で，貴重な知識と経験を得ることができました。修士課程の2年間で本当に多くのことを学ばせていただきました。ここに深く感謝いたします。研究の進め方や研究室生活などをお教えいただいた藤本博志准教授，居村岳広助教，内田利之技官に御礼申し上げます。

私の研究に関して多くの議論をさせていただいた黄様に深く感謝いたします。入学当初から研究はもとよりさまざまなことを相談させていただきました。本当にいろいろなことでお世話になりました。

また，居村助教をはじめとするワイヤレスチームの皆様に深く感謝いたします。研究に関する様々なご意見を頂きました。心より感謝いたします。特に，加藤様，谷川様にはさまざまなことを相談させていただき，大変お世話になりました。

ヤンマー株式会社松本様には，私の研究に関する貴重なご意見を頂きました。より実用的な研究になったと考えています。心より感謝いたします。

マツダ株式会社栃岡様，庄司様，吉川様，ダイキョーニシカワ株式会社榎田様，株式会社今仙電機製作所行友様，神野様には，技術的で実用的なアドバイスを頂きました。大変勉強になりました。ここに深く感謝いたします。

キャパシタフォーラムの皆様には，韓国訪問のみならず講演の際など大変お世話になりました。ここに心より感謝いたします。

最後に，毎日のように議論させていただいた堀藤本研究室の先輩や同輩，後輩と私の学生生活を支えてくれた両親をはじめとする家族に感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 一般社団法人次世代自動車振興センターホームページ  
<http://www.cev-pc.or.jp>
- [2] 日立製作所ホームページ  
<http://www.hitachi.co.jp>
- [3] トヨタホームページ  
<http://www.toyota.co.jp/>
- [4] 木下繁則著, 岡村廸夫監修, “電気二重層キャパシタ＜EDLC＞の特性と上手な使い方,” 日刊工業新聞社, 2010. 3
- [5] Z. Yicheng, L. Haiquan, X. Haitao, and W. Lulu, “Analysis of the Time-Domain and Frequency-Domain Models of Supercapacitor,” in IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2008, PSB9-5, Sep. 2008.
- [6] K. Kawashima, T. Uchida, and Y. Hori, “Development of a Novel Ultracapacitor Electric Vehicle and Methods to Cope with Voltage Variation,” in IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009 VPPC '09.
- [7] P. Kulsangcharoen, C. Klumpner, M. Rashed, and G. Asher, “Characterization of Energy Storage Devices for Constant Power Applications,” in 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1805-1810, 2010
- [8] 小松製作所ホームページ  
<http://www.komatsu.co.jp>
- [9] マツダ株式会社ホームページ  
<http://www.mazda.co.jp>
- [10] キャパシタフォーラムホームページ  
<http://capacitors-forum.org/jp>



- [11] 本田技研工業株式会社ホームページ  
<http://www.honda.co.jp/>
- [12] M. Sasaki, “Status and Future Prospect of EDLC Applications for HEV and Others” 2008 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, 2-O4-4, 205~210, Aug, 2008
- [13] J. Cao and A. Emadi, “A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 27 No. 1 January 2012.
- [14] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and M. Jang, “A Model Predictive Control System for a Hybrid Battery-Ultracapacitor Power Source,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 3, pp. 1469-1479, Mar, 2014.
- [15] R. Carter, A. Cruden, and P. J. Hall, “Optimizing for Efficiency or Battery Life in a Battery/Supercapacitor Electric Vehicle,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 4, pp. 1526-1533, May, 2012.
- [16] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, “Design and New Control of DC/DC Converters to Share Energy Between Supercapacitors and Batteries in Hybrid Vehicles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 57, no. 5, pp. 2721-2735, Sep, 2008.
- [17] Z. Amjadai and S. S. Williamson, “Digital Control of a Bidirectional DC/DC Switched Capacitor Converter for Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System Applications,” IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 5, pp. 158-166, Jan, 2014.
- [18] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. L. Moigne, and P. Bartholomeus, “The Ultracapacitor-Based Controlled Electric Drives With Braking and Ride-Through Capability: Overview and Analysis,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 3, Mar, 2011.
- [19] G. Guidi, T. M. Undeland, and Y. Hori, “An Interface Converter with Reduced VA Ratings for Battery-Supercapacitor Mixed Systems”, in Power Conversion Conference, pp. 936-941, April, 2007.
- [20] F. S. Garcia, A. A. Ferreira, and J. A. Pomilio, “Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System”, in Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 826-832, Feb, 2009
- [21] B. S. Bhangu, P. Bentley, D. A. Stone, and C. M. Bingham, “Nonlinear Observers for Predicting State-of-Charge and State-of-Health of Lead-Acid Batteries for Hybrid-Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 3, pp. 783-793, May, 2005.

- [22] M. E. Choi, J. S. Lee, and S. W. Seo, "Real-time Optimization for Power Management Systems of a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, pp. 3600-3611, Feb, 2014.
- [23] J. M. A. Curti, X. Huang, and Y. Hori, "A Simplified Power Management Strategy for a Supercapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System using the Half-Controlled Converter," in *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.4006-4011, 2012
- [24] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science Express*, vol. 317, no. 5834, pp.83-86 June, 2007.
- [25] S. Ahn, N.P. Suh, and D.-H. Cho, "Charging up the road if electric vehicles could draw power from the streets, there's no telling how far they could go," *IEEE Spectrum*, vol. 50, pp.48-54 Apr, 2013.
- [26] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, pp. 1, Apr. 2014.
- [27] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, Y. Hori, "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 130 no. 1 pp. 76-83 2010 (in Japanese).
- [28] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, and K. Takeda, "Design and Evaluation of a Wireless Power Transfer System with Road Embedded Transmitter Coils for Dynamic Charging of Electric Vehicles," in *IEEE EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*, Nov, 2013.
- [29] KAIST ホームページ  
<http://www.kaist.edu/>
- [30] 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 *IEEE INTELEC 34th International Telecommunications Energy Conference*, Sept, 2012.
- [31] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Study on Magnetic and Electric Coupling for Contactless Power Transfer Using Equivalent Circuits," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 130, no. 1, pp. 83-92, Aug, 2010 (in Japanese).
- [32] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 130 no. 1 pp. 76-83 2010 (in Japanese).

- [33] N. Shiraki and K. Kondo “Evaluation of Design Method for Engine Output and Battery Capacity for Lithium Ion-Battery Hybrid Diesel Railway Vehicle,” IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 132 no. 2 pp. 178-184 2012 (in Japanese).
- [34] K. Takizawa, K. Kondo “Study of Method for Designing the Power and the Capacitance of Fuel Cells and Electric Double-Layer Capacitors of Hybrid Railway Vehicle”, IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 132 no. 2 pp. 133-139 2012 (in Japanese).
- [35] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “Study on Maximize Efficiency by Secondary Side Control Using DC-DC Converter in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling,” in IEEE EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Nov, 2013.
- [36] K. Takuzaki and N. Hoshi, “Consideration of Operating of Secondary-side Converter of Inductive Power Transfer System for Obtaining High Resonant Circuit Efficiency,” IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 10, pp. 966-975, Apr, 2012.
- [37] M. Fu, C. Ma, and X. Zhu, “A Cascaded Boost-Buck Converter for High Efficiency Wireless Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. PP, pp. 1, Nov, 2013.
- [38] H. L. Li, A.P. Hu, G. A. Covic, and C. S. Tang, “A New Primary Power Regulation for Contactless Power Transfer,” in IEEE international conference on Industrial Technology 2009, pp. 1-5 Feb, 2009.
- [39] W. Chwei-Sen, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, pp. 1308-1314, Oct, 2005.
- [40] J. U. W. Hsu, A.P. Hu, and A. Swain, “A wireless Power Pickup Based on Directional Tuning Control of Magnetic Amplifier,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 2771-2781, July, 2009.
- [41] W. Zhong and S. Y. R Hui, “Maximum Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PP, 2014 (early access)
- [42] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Fundamental Study on Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities -Primary Voltage Estimation Based on Secondary Side Information-,” in Proc. IEICE WPT Technical Meeting Record, WPT2014-53, pp. 17–20, 2014 (in Japanese)

- [43] D. Gunji, T. Imura, and Y. Hori, “Secondary Voltage Envelope Model and Application to Control System Design on Wireless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling,” in Proc. IEICE WPT Technical Meeting Record, WPT2014-32, pp. 45–50, 2014 (in Japanese)
- [44] H. Irie and Y. Tahara, “Cascade Configuration of T-LCL-Type and T-CLC-Type Impedance Converters in Non-Contact Energy Transfer Systems,” IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 129 no. 5 pp. 511-517, 2009 (in Japanese).
- [45] V. Jiwariyavej, T. Imura, and Y. Hori, “Coupling Coefficients Estimation of Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonance Coupling using Information from Either Side of the System,” in Proc. the 2012 International Conference on Broadband and Biomedical Communication, Nov 2012.
- [46] D. Ahn and S. Hong, “Effect of Coupling Between Multiple Transmitters or Multiple Receivers on Wireless Power Transfer, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 2602-2613, July, 2013.

# 発表文献

## 論文誌論文

- [1] 著 者 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 堀洋一  
題 目 「複数回間欠給電を行うキャパシタ・バッテリーハイブリッド蓄電装置の容量比設計」  
掲載誌名 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 9, 2015 (掲載予定)
- [2] 著 者 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一  
題 目 「ワイヤレス給電における最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御」  
掲載誌名 電気学会論文誌 D (査読中)

## 査読のある国際会議の論文

- [3] 著 者 Toshiyuki HIRAMATSU, Xiaoliang HUANG, Masaki KATO, Yoichi HORI  
題 目 “Capacity Design of Supercapacitor Battery Hybrid Energy Storage System with Repetitive Charging Via Wireless Power Transfer”  
会 名 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, pp. 578-583  
場 所 Ramada Plaza Hotel, Antalya, Turkey  
年 月 Sep, 2014
- [4] 著 者 Toshiyuki HIRAMATSU, Xiaoliang HUANG, Masaki KATO, Takehiro IMURA, Yoichi HORI  
題 目 “Wireless Charging Power Control for HESS through Receiver Side Voltage Control ”  
会 名 Applied Power Electronics Conference and Exposition 2015  
場 所 Charlotte, Convention Center, Charlotte, NC, USA  
年 月 March, 2015 (Lecture Accepted)

## 国内学会の論文

- [5] 著 者 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 堀洋一  
題 目 「複数回ワイヤレス給電を行うキャパシタ・バッテリー  
ハイブリッド蓄電装置の容量比設計」  
会 名 平成 26 年電気学会産業応用部門自動車研究会, VT-14-006, pp. 25–30  
場 所 名古屋大学 (愛知県名古屋市)  
年 月 2014 年 2 月
- [6] 著 者 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一  
題 目 「受電側電圧制御によるワイヤレス給電電力制御における  
フィードフォワード制御器の実験的検証」  
会 名 平成 26 年電気学会産業応用部門大会,  
産業応用部門大会予稿集 2-13, pp. 131–134  
場 所 東京電機大学 (東京都足立区)  
年 月 2014 年 8 月
- [7] 著 者 平松敏幸, 居村岳広, 堀洋一  
題 目 「磁界共振結合方式によるワイヤレス給電における  
周波数ずれによる影響の解析」  
会 名 2015 年電子情報通信学会総合大会  
場 所 立命館大学 びわこ・くさつキャンパス (滋賀県草津市)  
年 月 2015 年 3 月 (発表予定)

## 共著論文

- [8] 著 者 Xiaoliang HUANG, Toshiyuki HIRAMATSU, Yoichi HORI  
題 目 “Energy Management Strategy Based on Frequency Varying Filter for  
the Battery Supercapacitor Hybrid System of Electric Vehicles”  
会 名 The 27th International Electric Vehicle Symposium & Exhibition, pp. 1–6  
場 所 Gran Via Exhibition Centre, Barcelona, Spain  
年 月 Nov, 2013
- [9] 著 者 Xiaoliang HUANG, Toshiyuki HIRAMATSU, Yoichi HORI  
題 目 Optimized Topology and Converter Control for Supercapacitor  
Based Energy Storage System of Electric Vehicles  
会 名 International Electric Technology Conference 2013, 20144088  
場 所 Annex Hall, Pacifico Yokohama , Yokohama, Japan  
年 月 May, 2014

- [10] 著 者 Xiaoliang HUANG, Toshiyuki HIRAMATSU, Yoichi HORI  
 題 目 “System Design and Converter Control for Super Capacitor and  
 Battery Hybrid Energy System for Electric Vehicles with In-Wheel Motors”  
 会 名 Power Electronics and Applications (EPE ’ 14-ECCE Europe),  
 2014 16th European Conference  
 場 所 Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, pp. 1–10  
 年 月 Aug, 2014
- [11] 著 者 Xiaoliang HUANG, Toshiyuki HIRAMATSU, Yoichi HORI  
 題 目 “Bidirectional Power Flow Control for Battery Super Capacitor  
 Hybrid Energy System for Electric Vehicles with In-Wheel Motors”  
 会 名 16th International Power Electronics and Motion Control Conference  
 and Exposition, pp. 578–583  
 場 所 Ramada Plaza Hotel, Antalya, Turkey  
 年 月 Sep, 2014

## 雑誌および講演

- [12] 著 者 平松敏幸  
 題 目 「韓国慶尚北道亀尾市ワイヤレス給電バス」  
 雑誌名 キャパシタフォーラム会報誌, 通巻9号  
 年 月 2014年4月
- [13] 講演者 平松敏幸, 黄孝亮  
 題 目 「韓国フォーラム報告」  
 会 名 キャパシタフォーラム会報  
 場 所 神奈川県川崎市  
 年 月 2013年12月

## 受賞

- [14] 受賞者 平松敏幸  
 受賞名 自動車技術会大学院研究奨励賞  
 年 月 申請中

## 特許

- [15] ワイヤレス電力伝送に関する特許1件（出願予定）