

博士論文

磁界共振結合ワイヤレス給電における
伝送電力制御に関する研究

(Study on Transmitting Power Control Method for Wireless
Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling)

郡司 大輔

概要

磁界共振結合方式によるワイヤレス給電技術は数十 cm 程度の伝送距離において高い伝送効率を実現できることから、様々な分野での産業応用が期待されている。特に自動車分野においては電気自動車への適用が期待されている。電気自動車は電気エネルギーの多様性や走行時の環境負荷が低いことにとどまらず、モータの持つ高い応答性を活かした車両運動制御により走行の安全性、快適性を高めることができるため、より一層の普及が望まれる。しかし、内燃機関を用いた従来の自動車に比べて一充電走行距離が短いことや、充電時間の長さや充電操作の煩雑さが普及の阻害要因となっている。ワイヤレス給電による電気自動車への走行中給電、停車中給電はこれらの課題を根本的に解決する有力な手段である。また、インホイールモータをワイヤレス化することで配線の信頼性・安全性の課題を解決し、インホイールモータの実用化と車両運動制御の高性能化を促進することが期待される。本論文では磁界共振結合ワイヤレス給電における電力変換回路の構成と伝送電力制御手法に着目する。ワイヤレス給電においては負荷の特性、想定されるコイル間結合係数の変動などに応じて電力変換回路を適切に構成して伝送電力制御を行なう必要がある。定電圧負荷において二次側に設けた DC-DC コンバータによる伝送効率の最大化や負荷電流制御の研究が多数報告されているが、定電力負荷へのワイヤレス給電での制御手法や二次側整流回路を AC-DC コンバータで構成することのメリットとその制御手法に関しては明らかでなかった。

本論文は磁界共振結合によるワイヤレス給電における電力変換回路の構成とその制御手法を体系化することを目的とする。本論文は大きく分けてワイヤレス給電の過渡応答特性の解析とそのモデル化、電力変換回路構成の一般化、定電圧負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御、定電力負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御、以上4つの要素から構成されている。

本論文の内容と構成を以下に示す。

第1章では磁界共振結合ワイヤレス給電における電力変換回路の制御に関する先行研究を振り返り、本研究の位置付けを行なった。先行研究では伝送効率の最適化といった個々の制御目的に応じた電力変換回路構成を採用しており、電力変換回路の構成を一般化して所望の制御目的との対応を体系化した研究は見受けられない。本研究では二次側

の電力変換回路を一般化することで、動作条件や制御目的に応じた電力変換回路の操作範囲や制御器設計を定式化し、体系的に表すことを目的とした。

第2章ではワイヤレス給電の自動車応用について述べた。電気自動車のバッテリーへの走行中・停車中給電の技術的な課題と先行研究について述べた。電気自動車の車両運動制御においては各輪独立駆動が可能でありドライブシャフト剛性による制御帯域の低下がないことからインホイールモータ方式が有利である。しかし、電力や信号を供給する配線が走行時に繰り返し屈曲を受けるうえ、配線が外界に露出しているため安全性、信頼性の課題が存在する。これらの課題を解決するため著者らはインホイールモータにワイヤレス給電するワイヤレスインホイールモータを提案している。ワイヤレスインホイールモータを実現するための技術課題について説明した。さらに、自動車応用においては一次側、二次側ともに共振コンデンサを直列接続とするSS方式が適していることを示した。

第3章ではSS方式のワイヤレス給電回路において、一次側電流、二次側電流の過渡応答特性について解析した。ワイヤレスインホイールモータのように負荷電力の変化が速いシステムや、走行中給電のように結合係数が大幅に変動するシステムにおいては伝送電力の過渡特性の把握が重要である。等価回路から伝達関数を導出し、回路パラメータ変化に応じた過渡特性変化について検討した。導出した伝達関数は共振周波数成分を含むものであるが、電力伝送においては共振周波数成分を含む瞬時値ではなく、その包絡線の把握がより重要である。そこで、伝達関数の支配極に着目して包絡線応答を表す近似モデルを導出した。さらに、共振回路部と平滑コンデンサを含む負荷プラントの時定数を比較した。

第4章では二次側の電力変換回路構成の一般化を提案した。二次側整流回路としてはダイオードブリッジ回路と制御可能なAC-DCコンバータの2種類が考えられる。また、その後段にDC-DCコンバータを用いる場合と用いない場合があり、合計4通りの構成が存在する。これらをそれぞれ制御可能なAC-DC変換回路とDC-DC変換回路を接続した構成として一般化し、各々の変換比を定義して等価交流抵抗の操作範囲を比較した。また、AC-DC変換回路のスイッチング動作方式として同期PWM整流方式と2モード方式について説明した。同期PWM整流方式は二次側電流と同期してスイッチングする方法であり、duty比が変換比に対応する。2モード方式は二次側電流が電流源とみなせることを利用し、二次側回路をショートさせる時間を持たせることで平均的な変換比を操作する方法である。

第5章ではバッテリーへの給電に代表される定電圧負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御について述べた。磁界共振結合方式がバンドパスフィルタ特性を有することに着目し、二次側AC-DC変換回路の入力電圧を基本波成分の正弦波電圧源とする近似モデルを用いて二次側電流を定式化した。さらに、任意の負荷電流制御や最大効率制

御など所望の制御目的において一次側電圧と二次側総変換比の動作点を求める計算式を導出し、実験により検証した。これにより第4章での提案と合わせて所望の制御を実現するために適した電力変換回路の構成を容易に選択することができる。さらに、二次側電力変換回路を用いて負荷電流をフィードバック制御する手法を提案し、実験によりその有効性を示した。

先行研究では抵抗負荷、定電圧負荷について取り扱われているものがほとんどであり、定電力負荷へのワイヤレス給電に必要な電力変換回路の構成や伝送電力制御手法については明らかでなかった。そこで、第6章ではワイヤレスインホイールモータのような定電力負荷へのSS方式のワイヤレス給電回路について負荷電圧の安定性を解析し、不安定なシステムであることを示した。負荷電圧のフィードバック制御は通信の遅延や途絶による影響を避けるため二次側回路内で完結することが望ましい。そこで本研究では二次側AC-DCコンバータによる負荷電圧制御手法を提案し、シミュレーションと実験により提案制御法を用いる事で定電力負荷への安定したワイヤレス給電が実現されることを示した。

第5章と第6章で提案した制御手法では一次側電圧をフィードフォワード制御としたため、あらかじめ設定した伝送電力の余裕度を超えて負荷や結合係数の変動が生じた場合に伝送電力が不足してしまう恐れがある。そこで第7章では二次側AC-DCコンバータの動作方式が2モード方式である場合において、二次側AC-DCコンバータの動作モードを一次側電流の変化により推定可能であることに着目し、一次側で二次側AC-DCコンバータの変換比を推定する手法を提案した。推定した変換比をフィードバック制御することで一次側電圧の余裕度を確保し、負荷や結合状態の変動に対して伝送電力の不足が生じない制御手法を提案した。シミュレーションと実験により提案制御法の有効性を示した。提案制御法は一次側、二次側間で情報通信を用いないため、通信の遅延等による影響を受けず、機器構成の簡略化も実現できる。

第8章では磁界共振結合ワイヤレス給電における電力変換回路構成の一般化と伝送電力制御手法について振り返り、本論文のまとめとした。

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 論文構成	5
2 ワイヤレス給電の自動車応用	8
2.1 走行中給電	8
2.2 停車中給電	9
2.3 ワイヤレスインホイールモータ	10
2.3.1 従来のインホイールモータの課題とワイヤレス化の利点	10
2.3.2 ワイヤレスインホイールモータの技術課題	11
2.4 自動車応用に適した共振回路トポロジ	12
3 包絡線応答特性の解析とモデル化	14
3.1 SS方式回路のモデル化	14
3.1.1 伝達関数	14
3.1.2 回路パラメータによる包絡線応答の変化	18
3.2 包絡線モデル	20
3.2.1 包絡線モデルの導出	20
3.2.2 実験	22
3.3 定電圧負荷の包絡線応答に関する検討	24
3.4 タイムスケールに関する考察	25
3.5 まとめ	26
4 電力変換回路構成の一般化	27
4.1 交流回路モデルによる解析	27
4.1.1 交流回路モデル	27
4.1.2 伝送電力	29

4.1.3	伝送効率	30
4.1.4	制御自由度	32
4.2	電力変換回路構成の一般化	33
4.2.1	一般化回路構成	33
4.2.2	二次側電力変換回路の変換比による等価交流抵抗の操作	34
4.2.3	二次側 AC-DC 変換回路の構成と動作	35
4.2.4	二次側 DC-DC 変換回路の構成	39
4.2.5	二次側電力変換回路の組み合わせによる変換比の操作範囲	40
4.3	まとめ	41
5	定電圧負荷における伝送電力制御	43
5.1	モデル化	43
5.2	動作条件に応じた電力変換回路の動作点設定	46
5.2.1	CASE A: 一次側電圧固定時の負荷電流制御	46
5.2.2	CASE B: 一次側電圧固定時の最大伝送効率制御	48
5.2.3	CASE C: 一次側電圧の操作のみによる負荷電流制御	49
5.2.4	CASE D: 一次側電圧の操作のみによる最大伝送効率制御	51
5.2.5	CASE E: 負荷電流・最大伝送効率両立制御	52
5.2.6	動作点設定のまとめ	54
5.2.7	実験	55
5.3	低負荷動作に適した二次側電力変換回路構成	59
5.3.1	定電圧負荷の無制御等価交流抵抗	59
5.3.2	低負荷動作に適した二次側電力変換回路構成	59
5.3.3	実験	60
5.4	負荷電流フィードバック制御	62
5.4.1	制御器設計	62
5.4.2	シミュレーションおよび実験	63
5.5	まとめ	67
6	定電力負荷における伝送電力制御	69
6.1	安定性解析	69
6.1.1	回路モデル	70
6.1.2	安定性解析	70
6.1.3	回路シミュレーション	71
6.2	二次側電力変換回路による負荷電圧制御	72
6.2.1	二次側変換比の操作範囲に関する考察	73

6.2.2	制御器設計	74
6.3	シミュレーションおよび実験	76
6.3.1	実験装置	76
6.3.2	シミュレーション	76
6.3.3	電子負荷装置を負荷とする実験	78
6.3.4	モータを負荷とする実験	79
6.4	負荷電圧目標値の伝送効率への影響に関する考察	82
6.5	まとめ	83
7	相互通信を要さない伝送電力制御	84
7.1	一次側電流による二次側変換比推定	85
7.2	定電圧負荷の負荷電流制御	86
7.3	定電力負荷の負荷電圧制御	88
7.4	変換比目標値の伝送効率への影響	89
7.5	シミュレーション・実験	90
7.5.1	実験装置	90
7.5.2	変換比推定実験	91
7.5.3	定電圧負荷の負荷電流制御	92
7.5.4	定電力負荷の負荷電圧制御	96
7.5.5	変換比目標値の伝送効率への影響	99
7.6	ヒステリシスコンパレータ制御への適用	100
7.6.1	変換比理論値の導出	100
7.6.2	一次側フィードバック制御の適用	102
7.7	まとめ	103
8	結論	104
	謝辞	107
A	ワイヤレスインホイールモータの製作	109
A.1	一次試作ユニットの製作	109
A.1.1	実験車両 FPEV4-Sawyer	109
A.1.2	目標諸元および回路パラメータ	110
A.1.3	機械構成	110
A.1.4	回路構成	111
A.1.5	伝送電力制御	112
A.2	実験機での検証結果の実機への適用に関する検討	113

B 定電流負荷へのワイヤレス給電の解析	115
B.1 モデル化	115
B.2 実験	116
参考文献	118
発表文献	127

目 次

1	本論文の構成	5
2	電気自動車への走行中給電	8
3	電気自動車への停車時給電	10
4	ワイヤレスインホイールモータのコンセプト	11
5	共振回路トポロジ	13
6	SS方式のT型等価回路	14
7	$P_{i2}(s)$, $P_{i1}(s)$ の周波数特性 ($R_{ac} = 25 \Omega$)	17
8	等価交流抵抗 R_{ac} による極の変化	18
9	結合係数による極の変化	19
10	回路パラメータによる支配極実部の変化	19
11	包絡線応答実験装置	22
12	実験結果 ($L_m = 12.3\mu\text{H}$, $f_i = 100 \text{ kHz}$)	23
13	実験結果 ($L_m = 12.3\mu\text{H}$, $f_i = 103 \text{ kHz}$)	23
14	実験結果 ($L_m = 6.6\mu\text{H}$, $f_i = 100 \text{ kHz}$)	23
15	実験結果 ($L_m = 6.6\mu\text{H}$, $f_i = 103 \text{ kHz}$)	23
16	回路シミュレーションモデル	24
17	包絡線応答 回路シミュレーション結果	24
18	負荷プラントを持つ回路モデル	25
19	実際の回路構成と交流回路モデル	28
20	等価交流抵抗 R_{ac} に対する伝送電力, 伝送効率	31
21	相互インダクタンス L_m に対する伝送電力, 伝送効率	32
22	一般化したSS方式のワイヤレス給電回路の構成	33
23	二次側電力変換回路の特殊例	33
24	二次側 AC-DC コンバータ	35
25	同期 PWM 整流方式での二次側電圧, 電流波形	36
26	2モード方式での二次側電圧, 電流波形	37
27	2モード方式における二次側 AC-DC 変換回路の動作状態	38

28	双方向性を有する二次側電力変換回路の構成例	41
29	定電圧負荷の回路モデル	44
30	CASE A での所望の負荷電流 I_L^* に対する総変換比 γ	47
31	CASE A での所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率	47
32	CASE B での負荷電圧 V_L に対する総変換比 γ	49
33	CASE B での負荷電圧 V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率	49
34	CASE C での所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11}	50
35	CASE C での所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率	50
36	CASE D での負荷電圧 V_L に対する一次側電圧 V_{11}	52
37	CASE D での負荷電圧 V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率	52
38	定電圧負荷における負荷電流・最大効率両立制御の動作点設定	53
39	所望の負荷電流 I_L^* と最大伝送効率を両立する動作点 (CASE E)	53
40	負荷電流制御における伝送効率の比較	54
41	実験装置	55
42	実験結果: CASE A, 所望の負荷電流 I_L^* に対する総変換比 γ	56
43	実験結果: CASE A, 所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率	56
44	実験結果: CASE C, 所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11}	57
45	実験結果: CASE C, 所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率	57
46	実験結果: CASE E, $I_L^* = 1.0$ A での動作点と伝送効率	58
47	実験結果: CASE E, 所望の負荷電流 I_L^* に対する動作点	58
48	定電圧負荷の低負荷動作における動作点設定	60
49	実験回路	60
50	負荷電圧 V_L に対する無制御等価交流抵抗 R_{CVL}	61
51	変換比 γ に対する負荷電流 I_L	61
52	負荷電流フィードバック制御	62
53	コイル位置ずれと結合係数の変動	64
54	結合係数が低下する場合のシミュレーション結果	64
55	結合係数が低下する場合の実験結果	64
56	コイル位置ずれと結合係数の変動	66
57	結合係数が増加する場合のシミュレーション結果	66
58	結合係数が増加する場合の実験結果	66
59	二次側制御器のみ負荷電流目標値が変動した場合のシミュレーション結果	67
60	二次側制御器のみ負荷電流目標値が変動した場合の実験結果	67

61	定電力負荷への SS 方式ワイヤレス給電回路の二次側回路モデル	70
62	回路シミュレーションモデル	72
63	回路シミュレーション結果	72
64	定電力負荷における R_{ac} の操作による伝送電力の制御	73
65	提案する負荷電圧制御のブロック図	74
66	実験装置	77
67	負荷電圧制御のシミュレーション結果	78
68	負荷電圧制御の実験結果 (負荷: 電子負荷装置)	79
69	負荷電圧制御の実験結果 (モータ負荷, トルク変動)	80
70	負荷電圧制御の実験結果 (モータ負荷, 結合係数変動)	81
71	解析回路モデル	85
72	一次側電流による二次側動作モード推定	86
73	定電圧負荷の負荷電流制御のブロック図	87
74	定電力負荷の負荷電圧制御のブロック図	88
75	実験回路	90
76	変換比推定実験結果	92
77	定電圧負荷の負荷電流制御 シミュレーション結果 (負荷電流指令変動)	93
78	定電圧負荷の負荷電流制御 実験結果 (負荷電流指令変動)	93
79	結合係数変動の条件	94
80	定電圧負荷の負荷電流制御 シミュレーション結果 (結合係数変動) . . .	95
81	定電圧負荷の負荷電流制御 実験結果 (結合係数変動)	96
82	定電力負荷の負荷電圧制御 実験結果 (負荷電力変動)	97
83	定電力負荷の負荷電圧制御 実験結果 (結合係数変動)	98
84	変換比目標値の伝送効率への影響	99
85	変換比に対する等価交流抵抗 R_{ac}	99
86	各動作モードにおける二次側等価回路	101
87	ヒステリシスコンパレータによる負荷電圧制御	102
88	実験車両 FPEV4-Sawyer	109
89	製作した W-IWM 一次試作ユニット	111
90	W-IWM 試作ユニットの回路構成	112
91	定電流負荷の近似モデル	115
92	二次側電圧, 電流波形	117
93	負荷電流 I_L に対する負荷電圧 V_L	117

表 目 次

1	回路パラメータ	17
2	回路パラメータ	31
3	DC-DC 変換回路のタイプに応じた変換比 β の操作範囲	40
4	二次側電力変換回路の組み合わせと変換比の操作範囲	40
5	定電圧負荷における電圧, 電流	45
6	定電圧負荷における一次側電圧 V_{11} と二次側総変換比 γ の動作点	54
7	実験装置の回路パラメータ	91
8	W-IWM の目標諸元	110
9	回路パラメータ	110
10	パラメータ比較	113
11	回路パラメータ	116

第 1 章

序論

1.1 研究背景

磁界共振結合方式によるワイヤレス給電 [1, 2] は、数十 cm 程度の伝送距離において高い伝送効率を実現できることから様々な分野での産業応用が期待されている。特に自動車分野においては電気自動車への適用が期待されている。電気自動車は電気エネルギー源の多様性や走行時の環境負荷が低いことにとどまらず、モータの持つ高い応答性を活かした車両運動制御により走行の安全性、快適性を高めることができるため [3]、より一層の普及が望まれる。しかし、内燃機関を用いた従来の自動車に比べて一充電走行距離が短いことや、充電時間の長さや操作の煩雑さが普及の阻害要因となっている。ワイヤレス給電による電気自動車への走行中給電、停車中給電はこれらの課題を根本的に解決する有力な手段である。

走行中給電 [4-7] は道路路面下などに設置した一次側コイルから車両の底面などに設置された二次側コイルにワイヤレス給電するシステムである。車両にはエネルギーストレージとしてバッテリーやキャパシタが搭載されており、駆動モータへの電力供給はこれらを介して行われる。したがってワイヤレス給電の負荷としては定電圧負荷である。走行中給電では車両の進行や横方向の位置ずれによってコイル間の結合係数が変化する。特に高速走行においては速い結合係数変動が生じると考えられる。また、一次側の設備は長距離にわたり敷設する必要があるためコストの観点からできるだけ簡素化することが望ましい。この場合、送電側の電圧は一定値として受電側で必要な伝送電力制御を行なう必要があると考えられる。

停車中のワイヤレス給電 [8-10] は駐車場などの路面に設置された一次側コイルから停車している車両の二次側コイルにワイヤレス給電する。車両は停止しているので伝送された電力によって車載のエネルギーストレージが充電される。バッテリーを想定した場合、充電の進捗によりその電圧は上昇するが、変化は緩やかであるため停車中給電に

においても負荷は定電圧負荷とみなせる。停車中の場合は給電中の結合係数変化は生じない。また、基本的に一次側と二次側が1対1で電力伝送を行なうため、無線通信を介して一次側と二次側が協調的に伝送電力制御を行なうことが可能である。

定電圧負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御については多数の先行研究が報告されている。特に二次側整流回路の後段にDC-DCコンバータを接続し、等価的な負荷抵抗を操作することで伝送効率を最適化する制御手法が多く提案されている [11-13]。また、文献 [14] では一次側電圧と二次側昇降圧DC-DCコンバータのduty比を協調して制御することで伝送効率の最大化と伝送電力の制御を実現している。しかし、静的な動作に対しての検討や実験がほとんどであり、過渡特性や動的な結合係数変化への対応については考慮されていない。文献 [15] では二次側の負荷電圧情報を用いて一次側インバータのスイッチングを制御しているが、このような構成では高速の無線通信が必要であり、通信の遅延や途絶への対応が難しい。文献 [16] では一次側の共振コンデンサが直列、二次側共振コンデンサなしの構成において、二次側フルブリッジコンバータの出力電圧フェーズを制御することで受電電力を制御する手法を提案している。

有線での電気自動車の充電においては、電気自動車のバッテリーから家庭用機器や系統に電力供給する Vehicle to Grid (V2G) の研究が盛んであり、ワイヤレス給電においてもV2Gへの対応が提案されている。文献 [17] では二次側AC-DC変換回路をフルブリッジコンバータで構成し、車両から系統への電力伝送においては二次側コンバータをインバータとして動作させる方法を提案している。共振回路構成は一次側直列・二次側並列 (SP方式) の二次側に直列リアクトルを追加したSPL方式であり、SP方式同様の理想変圧器特性と双方向性を実現している。また、文献 [18] では一次側直列・二次側並列 (SP方式) の共振回路構成を用いて、電力伝送方向に応じて共振コンデンサの接続をメカニカルリレーで切り替える方法を採用している。しかし、これらの研究では電力伝送方向が頻繁に切り替わることを想定した制御手法とはなっていない。文献 [19] では共振回路をLCL回路とし、一次側フルブリッジコンバータと二次側フルブリッジコンバータのスイッチング位相の制御により双方向電力伝送を実現している。双方向ワイヤレス給電回路の構成と制御手法は双方向DC-DCコンバータであるDual Active Bridge (DAB) [20] との共通性が見受けられる。DABでは一次側と二次側のコンバータ制御を同一のコントローラで行うためスイッチングの同期は容易であるが、ワイヤレス給電ではスイッチングの同期に工夫が必要であり文献 [19] ではPLL (Phase Locked Loop) を用いている。

以上のように定電圧負荷へのワイヤレス給電においては多数の回路構成、制御方法が提案されているものの、これらは体系化されていない。そのため、新しくワイヤレス給電システムを設計する際にどういった回路構成とするべきかについて明確な設計手法が存在しない。また、二次側の電力変換回路でのAC-DCコンバータとDC-DCコンバー

タの使い分けや両者を一体的に用いる伝送電力制御手法は知られていない。

ワイヤレス給電の自動車応用としては全く異なる応用例が考えられる。電気自動車の駆動モータの配置形式には車体にモータを配置してドライブシャフトにより動力を車輪に伝えるオンボードモータ方式 [21] と、各車輪内部にモータを配置するインホイールモータ (In-Wheel Motor: IWM) 方式 [22] が存在する。オンボードモータ方式はドライブシャフトの剛性が低いため制御帯域が制限されてしまい、振動抑制制御 [23] を適用してもモータの持つ高応答性を活かすことは難しい。一方、インホイールモータ方式は各輪の駆動力を独立に制御できるうえ、低剛性の動力伝達要素が存在しないため制御帯域を高めることができる。このような IWM の特性を活かした車両運動制御手法が多く提案されている [26,27]。また、車体全体の軽量化にも効果的であり [22]、車両デザイン自由度も向上する。

一方でインホイールモータにも課題が存在する。従来のインホイールモータは車体側にインバータを配置し、三相の動力線をインホイールモータに接続する構成が一般的である。インホイールモータはバネ下に配置されるため、路面凹凸によるサスペンション変位や操舵により車体側と相対変位する。これにより配線は繰り返し屈曲を受ける。さらに、配線の接続部にも応力が作用するうえ、走行中の振動に対しても信頼性を確保する必要がある。また、配線が露出しているため走行中の飛散物により配線が損傷したり外部環境により被覆が劣化する恐れがある。このような課題に対してインホイールモータをワイヤレス化することで信頼性・安全性の課題を解決し、インホイールモータの実用化と車両運動制御の高性能化を促進することが期待される。著者らはこの全く新しい構成をワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor: W-IWM) と定義した。

W-IWM の負荷はインバータにより駆動される永久磁石同期モータである。モータ駆動用インバータはベクトル制御等によりモータが所望のトルクを出力するよう制御しており、このような負荷は定電力負荷とみなせる。パワーエレクトロニクス分野では定電力負荷の持つ負性抵抗特性によってシステムが不安定となることが知られている [28–30]。ワイヤレス給電においては定電力負荷への直接給電に関する先行研究は見受けられず、負荷の安定性や伝送電力制御手法は知られていない。W-IWM の実現には定電力負荷への伝送電力制御手法を確立する必要がある。

1.2 研究目的

本研究は磁界共振結合によるワイヤレス給電における電力変換回路の構成と伝送電力制御手法を体系化することを目的とする。特に定電圧負荷と定電力負荷への伝送電力制御に着目する。磁界共振結合によるワイヤレス給電では、共振コンデンサの接続方式

において4つの方式が存在する。本論文では自動車応用に適した方式として、一次側、二次側の共振コンデンサをともにコイルと直列接続とする直列-直列 (Series-Series: SS) 方式についてのみ取り扱う。

伝送電力制御の制御帯域の狙い値に対してワイヤレス給電回路の過渡応答が十分に速い場合、過渡応答を無視して制御器を設計することができる。負荷電力や結合係数が短時間かつ頻繁に変動するアプリケーションにおいては伝送電力の過渡応答特性の把握が重要である。本論文ではワイヤレス給電回路の等価回路から伝達関数を導出し、等価抵抗と結合係数をパラメータとして過渡応答特性の変化について考察する。また、過渡応答の包絡線を近似するモデルを提案する。

先行研究では定電圧負荷への伝送電力制御手法が多く提案されている。回路構成としては二次側に DC-DC コンバータを用いる方法や、双方向電力伝送のため二次側整流回路を AC-DC コンバータで構成する方法が提案されている。しかし、一次側から二次側への電力伝送における二次側 AC-DC コンバータの制御手法や、DC-DC コンバータとの使い分けについては明らかでない。そこで、本論文では二次側電力変換回路の構成を一般化して各電力変換回路の動作を変換比により表すことで、二次側電力変換回路の組み合わせを変換比の操作範囲をもとに比較する。

W-IWM のような定電力負荷へのワイヤレス給電における課題については先行研究では議論されておらず、伝送電力制御手法も確立されていない。そこで、本論文では定電力負荷を有する SS 方式のワイヤレス給電回路において負荷電圧の安定性を解析し、不安定なシステムであることを示すとともに二次側 AC-DC コンバータを用いた負荷電圧制御手法を提案する。

伝送電力制御においては負荷や結合係数の変動に対して伝送電力の不足が生じないロバストな制御手法が求められる。伝送電力の余裕度を大きく確保する方法は機器容量の増加や伝送効率の低下を招くため好ましくない。また、相互通信を用いた場合、通信の遅延や途絶の影響を考慮しなければならない。本論文では一次側において伝送電力の余裕度に相当する二次側 AC-DC コンバータの変換比を推定し、これをフィードバック制御することで負荷変動などに対して伝送電力の余裕度を確保する制御手法を提案する。

従来のワイヤレス給電の伝送電力制御の研究においては、具体的な電力変換回路の構成における制御手法について着目したものがほとんどであった。一方、本研究では送受電コイルを含む共振回路の包絡線応答、電力変換回路の操作による過渡応答、負荷自身の制御帯域が平滑コンデンサを含む負荷プラントに対して十分速いという仮定を置き、電力変換回路の動作を変換比で表して制御器設計においても変換比を用いる事で、電力変換回路の具体的な回路構成に依存しない制御器設計手法を提案する。本論文では SS 方式に着目しているが、このような制御器設計手法は直列-並列 (SP) 方式など他の共振回路方式においても適用可能であると考えられる。

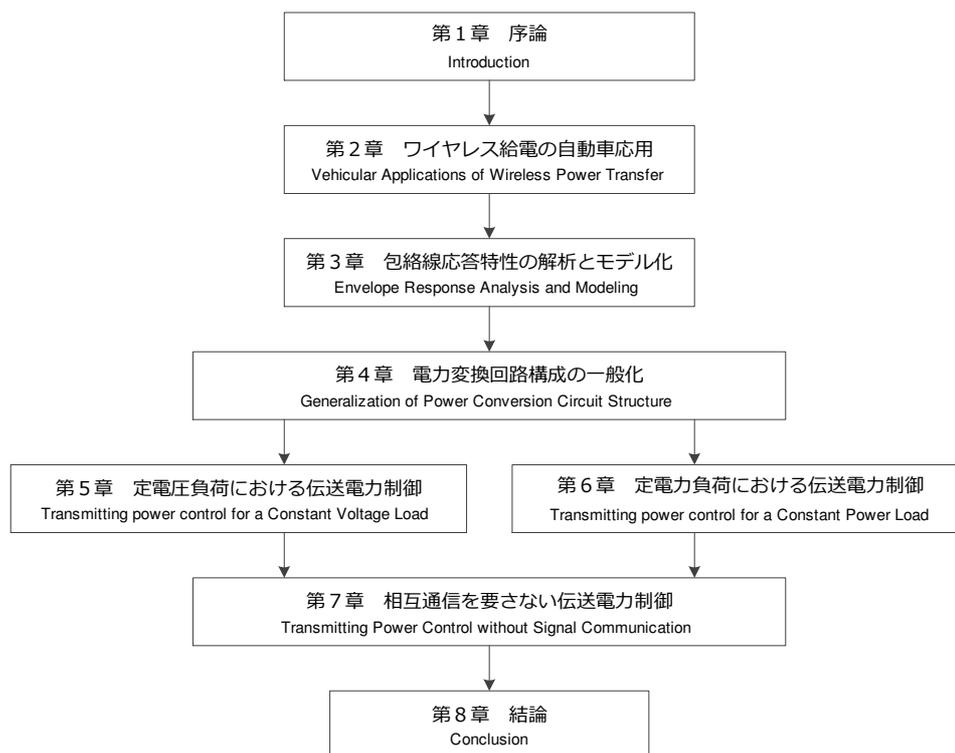


図 1: 本論文の構成

1.3 論文構成

図 1 に本論文の構成を示す。

第 2 章ではワイヤレス給電の自動車応用について述べる。電気自動車への走行中給電，停車中給電，W-IWM の 3 つの応用例について取り上げ，それぞれ技術的な課題と先行研究について述べる。磁界共振結合によるワイヤレス給電には共振コンデンサの接続方法によって 4 つの回路トポロジが存在する。先行研究での解析結果をもとに，一次側，二次側ともに共振コンデンサを直列接続とする SS 方式が自動車応用に適していることを示す。

第 3 章ではワイヤレス給電回路の包絡線特性について検討する。ワイヤレスインホイールモータのように負荷電力の変化が速いシステムや，走行中給電のように結合係数が時間とともに大きく変化するシステムにおいては過渡応答特性の把握が重要である。そこで，SS 方式のワイヤレス給電回路について等価回路から伝達関数を導出し，一次側電流，二次側電流の過渡応答について解析する。導出した伝達関数は高周波成分を含んだものであるが，電力伝送においては高周波成分を含む瞬時値ではなくその包絡線の把握がより重要である。そこで，伝達関数の支配極に着目して包絡線応答を表す近似モデルを導出する。

第 4 章では電力変換回路構成の一般化について検討する。二次側 AC-DC 変換回路と

してはダイオードブリッジ回路とフルブリッジコンバータの2種類が考えられ、その後段にDC-DCコンバータを用いる場合と用いない場合の合計4通りの構成が考えられる。この4通りの回路構成を制御可能なAC-DC変換回路とDC-DC変換回路を縦続接続した構成として一般化する。各々の回路の変換比を定義し、等価交流抵抗の操作可能な範囲をもとにそれぞれの回路構成を比較する。また、AC-DC変換回路のスイッチング動作方式として同期PWM整流方式と2モード方式について述べる。同期PWM整流方式は二次側電流と同期して二次側AC-DCコンバータをスイッチングする方法である。2モード方式はSS方式の場合二次側電流が電流源とみなせることを利用し、二次側回路をショートさせる時間を持たせることで二次側AC-DCコンバータの平均的な出力電流を操作する方法である。両方式の利点と短所について比較する。

第5章では定電圧負荷への伝送電力制御について述べる。磁界共振結合方式は共振周波数を通過域とするバンドパスフィルタ特性を有するため基本波成分に着目して解析する。二次側AC-DC変換回路の矩形波入力電圧の基本波成分に着目し、2ポート回路による解析から一次側電流、二次側電流の計算式を導出する。定電圧負荷へのワイヤレス給電では負荷電流の制御や伝送効率の最大化、さらにそれらの両立制御が必要となる。これらの制御について一次側電圧が固定値である場合と制御可能な場合についてそれぞれ、第4章で提案した一般化回路構成における各変換回路の変換比の動作点を求める。実験回路を用いて検討結果を検証する。これにより、定電圧負荷において所望の伝送電力制御を実現するために適した電力変換回路の構成を容易に選択することができる。さらに、二次側で負荷電流をフィードバック制御する手法を提案し、シミュレーションと実験により提案制御法の有効性を示す。

第6章ではW-IWMのような定電力負荷へのワイヤレス給電について述べる。等価回路を用いて負荷電圧の安定性を解析し、不安定なシステムであることを示す。負荷電圧を安定化して安定した電力伝送を実現するためにはフィードバック制御が必要である。フィードバック制御は通信の遅延や途絶による影響を避けるため二次側回路内で完結していることが望ましい。そこで本研究では一次側電圧をフィードフォワード制御とし、二次側をAC-DCコンバータを用いたフィードバック制御とする負荷電圧制御手法を提案する。制御器設計について説明し、AC-DCコンバータを2モード方式で動作させた場合のシミュレーションと実験により提案制御法の有効性を示す。

第7章では一次側での伝送電力フィードバック制御法を提案する。第6章で提案した制御手法では一次側電圧をフィードフォワード制御としたため、制御器で設定した余裕度を超えて負荷や結合係数の変動が生じた場合に伝送電力が不足する恐れがある。このとき、二次側AC-DCコンバータの制御のみでは所望の負荷電力を満たすことができない。二次側AC-DCコンバータの動作方式が2モード方式である場合、その動作モードを一次側電流の変化により推定可能であることを解析と実験結果から示す。これを用い

て一次側で二次側 AC-DC コンバータの変換比を推定してフィードバック制御することで、一次側電圧の余裕度を確保して負荷や結合状態の変動に対して伝送電力の不足が生じない制御を実現する。提案手法は一次側・二次側間で情報通信を用いないため、通信遅延などによる影響を受けず機器構成の簡略化も実現できるという利点を持つ。

第8章ではSS方式の磁界共振結合によるワイヤレス給電における電力変換回路構成の一般化と伝送電力制御手法について振り返り、本論文のまとめとする。

第 2 章

ワイヤレス給電の自動車応用

本章ではワイヤレス給電の自動車応用の例として、電気自動車への走行中給電、停車中給電、インホイールモータのワイヤレス化について取り上げる。各応用例について先行研究とその課題について述べる。

2.1 走行中給電

電気自動車の課題として従来の内燃機関自動車に比べ一充電の走行距離が短いことが挙げられる。現在市販されている電気自動車の実用的な一充電の走行距離は 200 km 以下である。空調等の機器を使用した場合はさらに走行距離が短くなってしまう。この課題に対してバッテリーの性能向上以外のアプローチとして、パワートレインの高効率化 [31,32]、前後輪に効率特性の異なるモータを配置して駆動力配分を最適化する制御手法 [33]、速度軌道の最適化による消費エネルギー低減 [34,35] などが提案されている。これらの手法は消費エネルギーの低減には有効であるが、電池容量以上の改善は得られないため一充電走行距離の改善には限界がある。

そこで、一充電走行距離の課題を根本的に解決する方法として、走行中の車両への

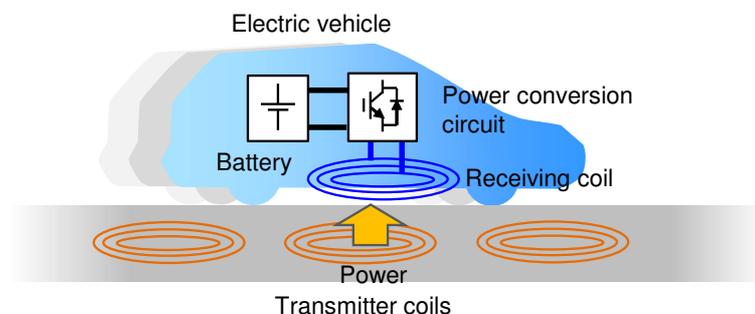


図 2: 電気自動車への走行中給電

ワイヤレス給電が研究されている [4-7]。走行中給電のイメージを図2に示す。地上側（道路下など）に設置された一次側コイルから二次側（車体側）コイルに電力が伝送され、二次側で受電した電力により車載のエネルギーストレージ（バッテリー、キャパシタ）を充電し、車載エネルギーストレージから駆動モータに電力を供給する。走行中給電設備が設けられた道路においては電気自動車の一充電走行距離は無制限である。また、必要となる車載エネルギーストレージの容量を減らすことができるので車両の軽量化や低コスト化にも有効である。なお、磁界共振結合による方法以外に電界結合による走行中給電も提案されている [36]。

走行中のワイヤレス給電に関しては給電区間の配置 [38,39]、送受電コイルの形状 [40]、送電側（インフラ側）設備の回路構成や共振回路方式 [37,41,42] など、多くの課題が研究対象となっている。また、漏洩電磁界の解析とその抑制 [43,44]、人体安全保護 [45,46] といった課題は走行中給電に限らず磁界共振結合によるワイヤレス給電において重要な研究課題である。

走行中給電における伝送電力の制御に着目すると以下の特徴が挙げられる。

1. 負荷は定電圧負荷である
2. 送電側（インフラ側）設備の簡略化のため送電側では複雑な制御は行わず、受電側（車両側）で伝送電力の制御を行なう
3. 送電側コイルの構成によっては1対多の電力伝送が行なわれる
4. 電力伝送の最中に送受電コイル間の結合係数が変動する
5. 受電側の有無を高速に検知する必要がある

したがって、これらの特性に対応した伝送電力制御が必要である。一例として一次側との通信を用いず、二次側の電力変換回路のみによる伝送電力制御 [47] や、追加コイルによる車両の検知 [48] などが提案されている。

2.2 停車中給電

現在市販されている電気自動車では有線で電源を車体側に接続して充電する方法が採用されている。充電の煩雑さを解消し、電気自動車の利便性を高めるため、停車時において車載バッテリーの充電をワイヤレス化する試みがなされている [8-10]。停車時のワイヤレス給電のイメージを図3に示す。

停車中給電における負荷は走行中給電と同じく定電圧負荷であるが、給電中にコイル間の結合係数変動は生じず、負荷電圧の変化も緩やかであるため、伝送電力制御の観点においては走行中給電に比べると技術的な難易度は低く、実用化に向けた国際的な規格化も進んでいる [49]。また、理論的設計手法も提案されている [50]。停車中給電の利便

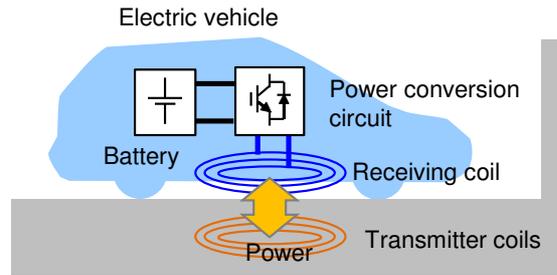


図 3: 電気自動車への停車時給電

性に対しては送受電コイルの位置ずれをどの程度許容できるかが重要であり、位置ずれに強いコイル方式の研究も進められている [51,52]。また、送受電コイル間に異物が存在すると伝送効率が低下するだけでなく過熱・発火の危険があるため、異物検知 (Foreign Object Detection:FOD) 手法の研究が進められている [53,54]。

電気自動車から系統に電力を供給する Vehicle to Grid (V2G) をワイヤレスで実現するため、双方向電力伝送への対応が検討されている [17,19]。停車中給電では走行中給電とは異なり基本的に一次側と二次側は 1 対 1 での電力伝送を行なう。また、充電の進展に伴う負荷の変動も緩やかであるため、文献 [55] のように一次側と二次側で通信を介して協調した伝送電力制御を行なうことが比較的容易である。

走行中給電、停車中給電に共通する特徴としては、負荷が定電圧負荷であること、バッテリーの充電状態に応じた伝送電力制御が必要であることが挙げられる。本論文では第 5 章において定電圧負荷への伝送電力制御手法について述べる。

2.3 ワイヤレスインホイールモータ

2.3.1 従来のインホイールモータの課題とワイヤレス化の利点

電気自動車は環境性能に優れるだけでなく、モータの速い応答性を活かした車両運動制御の面においても従来の内燃機関自動車に対して優位性を持つ [3]。特に、各ホイール内部に駆動モータを配置するインホイールモータ (In-Wheel Motor: IWM) は、各輪の駆動力を独立に制御可能であり、駆動力をタイヤに直接伝達できるため、制御の観点では最も望ましい駆動形態であると言える。IWM を利用した電気自動車の車両運動制御に関して多くの先行研究が報告されている [26,27,56–59]。

多くの IWM の開発事例が報告されているが [60–64]、それらはすべて車体側のインバータから電力線により電力が供給されている。この動力線は高電圧であり大電流を流す必要があるため、大径で被覆の厚い電線が用いられる。そのため配線の柔軟性に問題がある。また、レゾルバやサーミスタ等の信号線も必要である。IWM はバネ下に

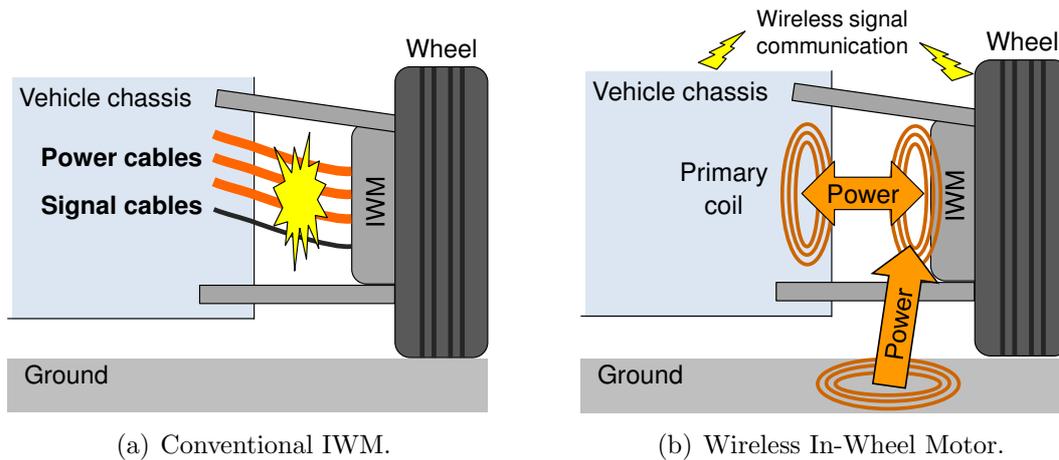


図 4: ワイヤレスインホイールモータのコンセプト

配置されるため走行中の路面の凹凸に応じてサスペンションリンク機構によって車体側と相対変位が生じる。また、前輪の場合は操舵による変位も生じる。したがってこれらの電力線、信号線やその接続部（コネクタなど）は走行中に繰り返し屈曲や振動を受ける [65,66]。また、これらの配線は外界に露出しているため、温度変化や異物の不着などに対して高い耐久性が求められる。また、飛散物の衝突による切断の恐れもある他、高電圧の電線を人間の手の届く箇所に配置するリスクも存在する。

これらの課題を解決するため、著者らの研究グループはワイヤレスインホイールモータ（Wireless In-Wheel Motor: W-IWM）を提案し、実車での走行に成功した [67]。W-IWM では磁界共振結合によりモータの駆動に必要な電力をワイヤレス給電し、情報通信も無線通信を用いる。これにより、インホイールモータと車体間で一切の配線が存在しない構成が実現され、配線に起因する課題の根本的な解決が可能となる。従来の IWM の構成と、提案する W-IWM の構成を図 4 に示す。

W-IWM では、車体とインホイールモータ間でワイヤレス電力伝送をするだけでなく、図 4(b) に示すように路面から W-IWM への直接給電への応用も期待される。従来想定されていた電気自動車の走行中給電は一旦バッテリーなどのエネルギーストレージにワイヤレス給電する方法であるが、W-IWM への走行中給電では駆動装置であるモータに直接給電するため総合効率の向上が期待される。

2.3.2 ワイヤレスインホイールモータの技術課題

W-IWM が技術的に従来のワイヤレス電力伝送と最も異なる点は、負荷が定電力負荷であることである。電気自動車の駆動用モータとしては大トルクが得られ、可変速比が広く、高効率であることから一般に永久磁石同期モータ（Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM）が用いられる。PMSM は電圧形三相 PWM インバータにより駆動さ

れる。PMSM の駆動にはモータトルクと回転数に応じた電力が必要であり、PWM インバータと PMSM を合わせて定電力負荷として取り扱うことができる。従来のワイヤレス給電に関する研究では、抵抗負荷や定電圧負荷を想定したものがほとんどであり、定電力負荷において求められる電力変換回路の構成や制御手法については明らかでなかった。電気自動車の駆動モータ、かつインホイールモータであるという観点から、以下に W-IWM の技術課題を列挙する。

1. 負荷が定電力負荷である
2. モータ負荷はトルク指令、回転数により変化するため、負荷電力の変動がバッテリーへの給電に比べて速い
3. サスペンション変位や操舵により一次側コイルと二次側コイルが頻繁に相対変位するため、結合係数が絶えず変動する
4. 減速時はモータが電力回生するため、双方向電力伝送が必要である
5. 二次側回路はホイール内に配置されるため小型化する必要がある
6. W-IWM の周囲には金属部品が多数存在するため、その影響を考慮する必要がある
7. サスペンションリンク等の機構部品により送受電コイルの寸法やコイル間ギャップが制約を受ける

本論文ではこれらの技術課題のうち伝送電力制御に着目し、1, 2, 3 の課題について第 6 章で取り扱う。また、4 については電力変換回路の構成にのみ着目し第 4 章で取り扱う。双方向電力伝送のための制御については本論文では取り扱わない。6, 7 の課題はコイル設計に関する内容であり、文献 [68] において検討がなされている。

W-IWM は従来のワイヤレス給電のアプリケーションに関する研究に比べ多くの技術課題が存在し、かつ比較的厳しい条件が課せられている。したがって、W-IWM の研究により得られた成果は他の多くのアプリケーションにおいても適用可能である。

2.4 自動車応用に適した共振回路トポロジ

磁界共振結合によるワイヤレス給電では一次側、二次側の共振コンデンサをそれぞれコイルと直列接続するか、並列接続するかにより 4 通りの回路トポロジが存在する。

- (a) 一次側直列・二次側直列：SS (Series-Series) 方式
- (b) 一次側直列・二次側並列：SP (Series-Parallel) 方式
- (c) 一次側並列・二次側直列：PS (Parallel-Series) 方式
- (d) 一次側並列・二次側並列：PP (Parallel-Parallel) 方式

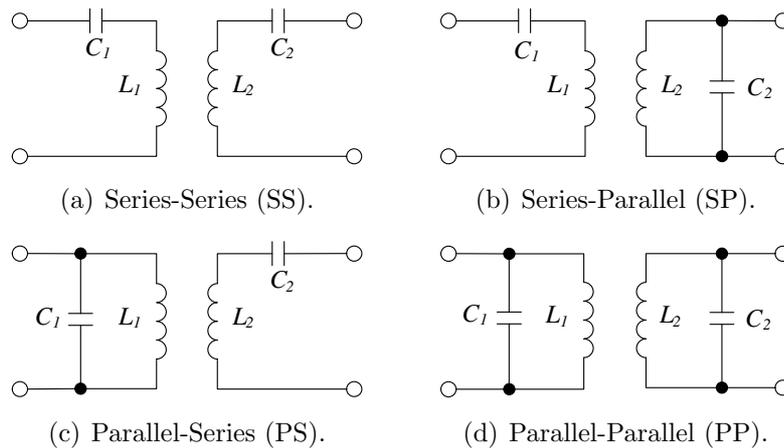


図 5: 共振回路トポロジ

各共振回路トポロジを図 5 に示す。

各回路トポロジでの共振コンデンサの設計や特性の解析については多くの先行研究が存在する [69–73]。SS 方式と PP 方式は一次側と二次側で回路が対称であるため、双方向電力伝送に適していると言える。また、結合係数が小さい場合（すなわちコイル間ギャップがある程度大きい場合）に伝送効率が最大となる負荷抵抗は SS 方式と PS 方式が小さく、SP 方式と PP 方式は大きいことが知られている [73]。文献 [70] ではケーススタディとして共振周波数が 100 kHz の場合の最適負荷値は SS 方式が 10 Ω 程度であるのに対して SP 方式では 1000 Ω 程度と 100 倍程の差があることが示されている。

電気自動車でのワイヤレス給電においては、電力は数 kW から数十 kW、電圧は 300 V から 600 V 程度の範囲の負荷を取り扱うことが想定される。一例として定格負荷電圧 V_L が 350V、定格負荷電力 P_L が 3.3 kW の負荷の等価的な抵抗値 R_L は次式で求められる。

$$R_L = \frac{V_L^2}{P_L} = \frac{350^2}{3300} \simeq 37.1 \Omega \quad (2-1)$$

したがって定格電力での等価的な抵抗値は数十 Ω のオーダーであるので、ワイヤレス給電の最適負荷抵抗がこれに近い方が望ましい。

以上の考察結果より自動車応用には SS 方式が最も適していると考えられる。以降、本論文では SS 方式についてのみ取り扱うが、第 4 章で提案する電力変換回路構成の一般化は他の方式にも適用可能であると考えられる。

第 3 章

包絡線応答特性の解析とモデル化

本章では SS 方式の磁界共振結合ワイヤレス給電回路の包絡線応答特性について解析する。また、包絡線応答を表す近似モデルを導出し実験でその妥当性を示す。

3.1 SS 方式回路のモデル化

3.1.1 伝達関数

磁界共振結合によるワイヤレス給電では共振現象を利用して長い伝送距離と高い伝送効率を実現している。一次側・二次側回路にはそれぞれ共振コンデンサが設けられており、自動車応用においては第 2 章で述べた通りいずれもコイルと直列接続とする SS 方式が有利である。

SS 方式のワイヤレス給電回路は図 6 に示す T 型等価回路で表される [74]。負荷を等価交流抵抗 R_{ac} として取り扱う。各回路要素の電圧、電流は次式により表される。

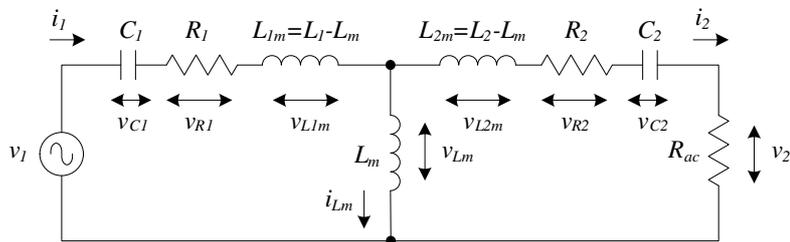


図 6: SS 方式の T 型等価回路

$$i_2 = \frac{v_2}{R_{ac}} \quad (3-1)$$

$$v_{L2m} = L_{2m} \frac{di_2}{dt} = \frac{L_{2m}}{R_{ac}} \dot{v}_2 \quad (3-2)$$

$$v_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = \frac{1}{R_{ac} C_2} \int v_2 dt \quad (3-3)$$

$$v_{R2} = R_2 i_2 = \frac{R_2}{R_{ac}} v_2 \quad (3-4)$$

$$v_{Lm} = \frac{L_{2m}}{R_{ac}} \dot{v}_2 + \frac{1}{R_{ac} C_2} \int v_2 dt + \frac{R_2 + R_{ac}}{R_{ac}} v_2 \quad (3-5)$$

$$i_{Lm} = \frac{L_{2m}}{R_{ac} L_m} v_2 + \frac{1}{R_{ac} C_2 L_m} \iint v_2 dt^2 + \frac{R_2 + R_{ac}}{R_{ac} L_m} \int v_2 dt \quad (3-6)$$

$$v_{C1} = \frac{1}{C_1} \int i_1 dt \quad (3-7)$$

$$v_{R1} = R_1 i_1 \quad (3-8)$$

$$v_{L1m} = L_{1m} \frac{di_1}{dt} \quad (3-9)$$

ここで、 R_1 、 R_2 は一次側、二次側コイル抵抗、 L_1 、 L_2 は一次側、二次側コイルインダクタンス、 L_m は相互インダクタンス、 i_2 は二次側電流、 v_2 は負荷電圧である。また、一次側電流 i_1 は次式により求められる。

$$i_1 = \frac{L_2}{R_{ac} L_m} v_2 + \frac{1}{R_{ac} C_2 L_m} \iint v_2 dt^2 + \frac{R_2 + R_{ac}}{R_{ac} L_m} \int v_2 dt \quad (3-10)$$

ここで一次側電圧は次式で表される。

$$v_1 = v_{L1m} + v_{C1} + v_{R1} + v_{Lm} \quad (3-11)$$

式 (3-1) から式 (3-9) を式 (3-11) に代入して整理し、状態変数を

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \iiint v_2 dt^3 \\ \iint v_2 dt^2 \\ \int v_2 dt \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

と置くと、式 (3-13) に示す状態方程式が得られる。

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b}v_1 \quad (3-13)$$

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{c}\boldsymbol{x}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & b_3 \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} v_2 & i_1 \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{c} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{R_L C_2 L_m} & \frac{R_2 + R_L}{R_L L_m} & \frac{L_2}{R_L L_m} \end{bmatrix}$$

ここで各係数はそれぞれ次式の通りである。

$$b_3 = \frac{R_{ac} L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3-14)$$

$$a_3 = \frac{L_1 (R_2 + R_{ac}) + R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3-15)$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 C_2 (R_2 + R_{ac}) + C_1 L_1 + C_2 L_2}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (3-16)$$

$$a_1 = \frac{R_1 C_1 + C_2 (R_2 + R_{ac})}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (3-17)$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (3-18)$$

状態方程式が可制御正準系であるので、一次側電圧 v_1 から負荷電圧 v_2 への伝達関数 $P_{v_2}(s)$ および一次側電流 i_1 までの伝達関数 $P_{i_1}(s)$ は容易に求めることができる。

$$P_{v_2}(s) = \frac{b_3 s^3}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-19)$$

$$P_{i_1}(s) = \frac{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-20)$$

ここで係数 d_3 から d_1 は次式の通りである。

$$d_3 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3-21)$$

$$d_2 = \frac{R_2 + R_{ac}}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3-22)$$

$$d_1 = \frac{1}{C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (3-23)$$

また, v_1 から負荷電流 i_2 への伝達関数 $P_{i_2}(s)$ は式 (3-1) より容易に求められる。

$$P_{i_2}(s) = \frac{b_3' s^3}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-24)$$

ここで係数 b_3' は次式の通りである。

$$b_3' = \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3-25)$$

図 7 に $P_{i_2}(s)$ と $P_{i_1}(s)$ の周波数特性を示す。回路パラメータは表 1 に示される値であり, 等価交流抵抗 R_{ac} は 25Ω とした。いずれの伝達関数も共振周波数を通過域とするバンドパスフィルタ特性を有していることが分かる。共振周波数において二次側電流 v_2 は一次側電圧に対して 90 deg 進み, 一次側電流 i_1 は同相である。したがって一次側電圧の周波数が共振周波数と一致している場合, 一次側の基本波力率は 1 である。

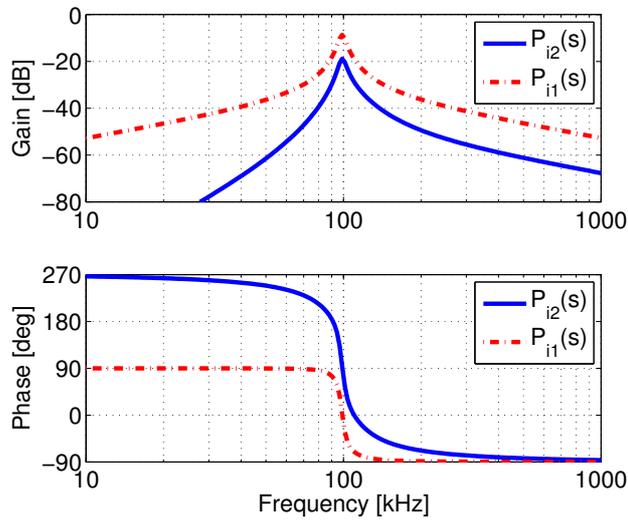


図 7: $P_{i_2}(s)$, $P_{i_1}(s)$ の周波数特性 ($R_{ac} = 25 \Omega$)

表 1: 回路パラメータ

	Primary coil	Secondary coil
Resistance R	0.288Ω	0.297Ω
Inductance L	$72.2 \mu\text{H}$	$71.6 \mu\text{H}$
Capacitance C	35.9 nF	35.9 nF
Resonance frequency f	99.5 kHz	99.3 kHz
Mutual inductance L_m	$12.3 \mu\text{H}$ (gap: 80mm)	

3.1.2 回路パラメータによる包絡線応答の変化

過渡応答について解析するため伝達関数 $P_{i2}(s)$ の極に着目した。 $P_{i2}(s)$ は4次の伝達関数であり極は2組の複素共役となっている。一方の極は負荷抵抗の増加とともに極めて速くなるため無視でき、もう一方の極が過渡応答において支配的である。支配極の虚部は高周波数成分を表しており、実部が包絡線応答を表している。

表1に示す回路パラメータにおいて等価負荷抵抗 R_{ac} を変化させたときの極・零点マップを図8に示す。図8(a)(b)は $k = 0.171$ ($L_m = 12.3 \mu\text{H}$) の場合、図8(c)(d)は $k = 0.092$ ($L_m = 6.6 \mu\text{H}$) の場合であり、図8(b)(d)はそれぞれ支配極付近を拡大したものである。等価交流抵抗が大きいほど一方の極が支配極に比べて極めて速くなること分かる。一方、支配極は負荷抵抗が大きいほど遅くなっている。

図9に結合係数 k を変化させたときの極・零点マップを示す。図9(a), (b)は $R_{ac} = 25\Omega$ の場合、図9(c), (d) $R_{ac} = 50\Omega$ の場合であり、図9(b), (d)はそれぞれ支配極付近を拡大したものである。結合係数の低下により支配極が遅くなることが分かる。

図10(a), (b)にそれぞれ等価交流抵抗, 結合係数を変えたときの $P_{i2}(s)$ の極の実部の変化を示す。図10(a)での結合係数は0.171, (b)での等価交流抵抗は 50Ω である。図10(a)より負荷抵抗の増加とともに応答が遅くなることが分かる。また、図10(b)よ

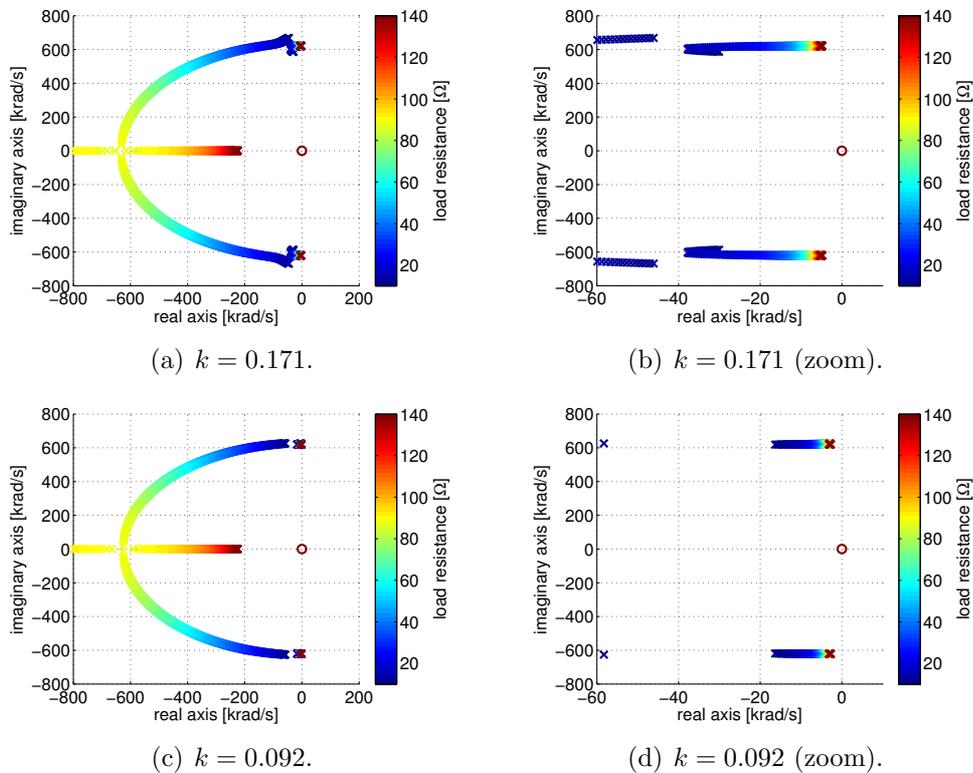


図8: 等価交流抵抗 R_{ac} による極の変化

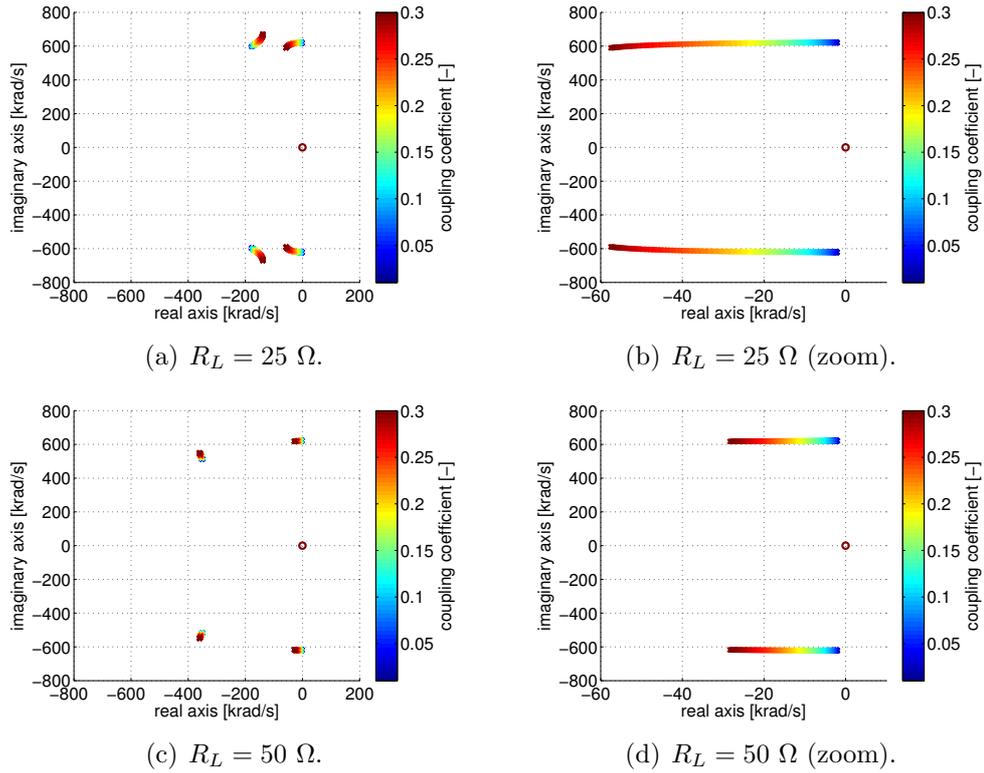


図 9: 結合係数による極の変化

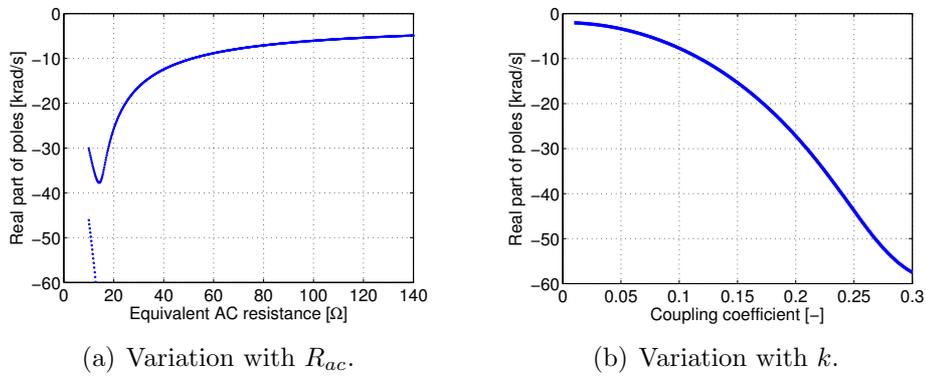


図 10: 回路パラメータによる支配極実部の変化

り結合係数が小さいほど応答が遅くなることが分かる。

自動車応用においては例えばバッテリーへのワイヤレス給電では充電電流の制御、W-IWM では負荷電圧の制御が考えられる。これらの制御において目標とする制御帯域に対して共振回路の包絡線応答の時定数が十分に短い場合は包絡線応答を無視することができる。一方、走行中給電のように送受電コイルの結合係数が短時間で変化する場合、包絡線応答まで考慮して制御器を設計する必要性が生じる可能性がある。

3.2 包絡線モデル

ワイヤレス給電の実際のアプリケーションにおいては共振周波数と一致した高周波成分を含む二次側電圧，電流の瞬時値よりも，その振幅の時間変化，すなわち包絡線応答を把握することが重要である。包絡線応答のモデル化について Rim らは Laplace Phasor Transform を用いた方法を提案している [75]。本節では新しいモデル化手法として式 (3-19) の伝達関数の正弦波入力に対する時間応答を数式的に解くことで，二次側電圧，電流および一次側電流の包絡線応答を近似するモデルを提案する。

3.2.1 包絡線モデルの導出

一次側電圧を振幅 1，角周波数 ω_i の正弦波電圧 $u(t) = \sin \omega_i t$ とすると，二次側電圧の時間応答は伝達関数 $P_{v2}(s)$ を用いて次式により求められる。

$$\begin{aligned} Y(s) &= P_{v2}(s) \mathcal{L}[u(t)] \\ &= \frac{b_3 s^3}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \cdot \frac{\omega_i}{s^2 + \omega_i^2} \\ &= \frac{A_f}{s - p_f} + \frac{\bar{A}_f}{s - \bar{p}_f} + \frac{A_s}{s - p_s} + \frac{\bar{A}_s}{s - \bar{p}_s} + \frac{B_1}{s - j\omega_i} + \frac{B_2}{s + j\omega_i} \end{aligned} \quad (3-26)$$

式 (3-26) の第 1 項，第 2 項は速い極の応答であり前節での検討よりこれらは無視できる。第 3 項，第 4 項は支配極による過渡応答であり係数と極はそれぞれ次式で表される。

$$A_s = (s - p_s) Y(s) |_{s=p_s} = r_A + jq_A \quad (3-27)$$

$$p_s = r_p + jq_p \quad (r_p < 0, q_p > 0) \quad (3-28)$$

\bar{A}_s ， \bar{p}_s はそれぞれ A_s ， p_s の複素共役である。式 (3-26) の第 5 項，第 6 項は入力に対する定常応答であり係数はそれぞれ次式で表される。

$$B_1 = \frac{1}{2j} P_{v2}(j\omega_i) = r_B + jq_B \quad (r_B > 0, q_B > 0) \quad (3-29)$$

$$B_2 = \bar{B}_1 \quad (3-30)$$

したがって式 (3-26) の第 1 項，第 2 項を無視した時間応答は逆ラプラス変換により式 (3-31) の通り求められる。

$$\begin{aligned} y(t) &\simeq -2e^{r_p t} \sqrt{r_A^2 + q_A^2} \sin \left(q_p t + \tan^{-1} \frac{r_A}{-q_A} \right) \\ &\quad + |P_{v2}(j\omega_i)| \sin \left(\omega_i t + \tan^{-1} \frac{r_B}{-q_B} \right) \end{aligned} \quad (3-31)$$

ここで q_p をプラント共振角周波数 ω_p と書く。また

$$2\sqrt{r_A^2 + q_A^2} \simeq |P_{v2}(j\omega_i)| \quad (3-32)$$

であり、 $y(0) = 0$ とすると次式が得られる。

$$\tan^{-1} \frac{r_A}{-q_A} = \tan^{-1} \frac{r_B}{-q_B} = \phi \quad (3-33)$$

包絡線応答の時間に比較して ϕ の時間換算はきわめて小さいので位相移動しても差し支えなく、式 (3-31) は次式の通り近似できる。

$$y(t) \simeq |P_{v2}(j\omega_i)| (-e^{r_p t} \sin \omega_p t + \sin \omega_i t) \quad (3-34)$$

ここで ω_p と ω_i を両者の平均 $\omega_o = \frac{\omega_p + \omega_i}{2}$ と差分 $\omega_b = \omega_p - \omega_i$ を用いて表すと式 (3-34) は次式の通り書き換えられる。

$$y(t) \simeq |P_{v2}(j\omega_i)| \sqrt{1 - 2e^{r_p t} \cos \omega_b t + e^{2r_p t}} \sin(\omega_o t + \gamma) \quad (3-35)$$

平方根内を次式の通り近似する。

$$1 - 2e^{r_p t} \cos \omega_b t + e^{2r_p t} \simeq (1 - e^{r_p t} \cos \omega_b t)^2 \quad (3-36)$$

式 (3-34) から高周波成分 $\sin(\omega_o t + \gamma)$ を除くと、包絡線の時間応答 $y_e(t)$ は式 (3-37) で表される。

$$y_e(t) = |P_{v2}(j\omega_i)| (1 - e^{r_p t} \cos \omega_b t) \quad (3-37)$$

式 (3-37) をラプラス変換すると次式が得られる。

$$Y_e(s) = |P_{v2}(j\omega_i)| \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \frac{1}{s} \quad (3-38)$$

式 (3-38) は包絡線のステップ応答を表しているので、包絡線の伝達関数モデル $P_{v2e}(s)$ は式 (3-39) で表される。

$$P_{v2e}(s) = |P_{v2}(j\omega_i)| \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \quad (3-39)$$

したがって包絡線応答は二次の伝達関数で近似できる。 $P_{v2e}(s)$ への入力とは角周波数 ω_i の一次側正弦波電圧の振幅の時間変化を指していることに注意が必要である。また、 $r_p < 0$ なので $P_{v2e}(s)$ は安定なシステムである。

以上の導出は二次側電圧に関するものであるが、二次側電流、一次側電流についてもそれぞれ伝達関数の分母が同じなので包絡線モデル $P_{i2e}(s)$ 、 $P_{i1e}(s)$ は $P_{v2e}(s)$ とゲインが異なるのみである。

$$P_{i2e}(s) = |P_{i2}(j\omega_i)| \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \quad (3-40)$$

$$P_{i1e}(s) = |P_{i1}(j\omega_i)| \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \quad (3-41)$$

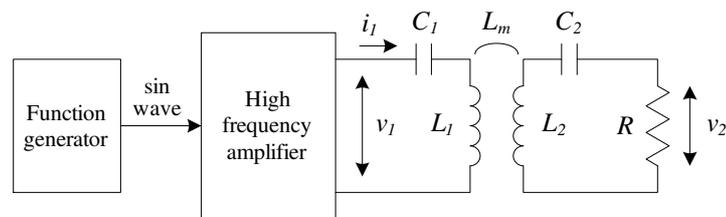
3.2.2 実験

提案する包絡線モデルの妥当性を実験により検証した。実験装置の構成を図 11(a) に、一次側・二次側コイルの外観を図 11(b) に示す。回路パラメータを表 1 に示す。一次側電圧はファンクションジェネレータ (AFG 3021B, Tektronix) と高周波アンプ (HSA4014, エヌエフ回路設計ブロック) で生成した。負荷は純抵抗 R として無誘導性抵抗を用いた。

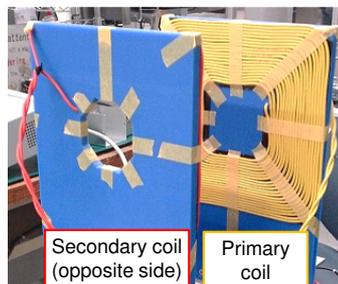
実験条件として負荷抵抗 R は 25Ω と 100Ω 、一次側電圧周波数 f_1 は 100 kHz と 103 kHz 、相互インダクタンス L_m は $12.3 \mu\text{H}$ と $6.6 \mu\text{H}$ の合計 8 通りにおいて、二次側電圧 v_2 と一次側電流 i_1 の時間応答を測定した。測定値のノイズを除去するためオフラインで 500 kHz のローパスフィルタを適用しフィルタによる位相遅れを補正した。測定値は高周波アンプの過渡応答による影響を含んでいるため、一次側電圧 v_1 も同時に測定してオフラインでヒルベルト変換により一次側電圧包絡線を計算し、これを包絡線モデルの入力値として計算に用いた。

実験結果を図 12 から図 15 に示す。いずれの条件においても、測定値の包絡線と提案する包絡線モデルは良い一致が得られている。立ち上がり直後に若干の誤差が見られるが、これは式 (3-36) の近似による影響であると考えられる。入力周波数が 100 kHz と 103 kHz の場合を比較すると、共振周波数と入力周波数の差が大きい 103 kHz の場合の方が包絡線応答の減衰性が悪くなるのが分かる。したがって過渡応答の収束の観点からは入力周波数を共振周波数と一致させることが望ましい。

以上の実験結果より提案する包絡線モデルの妥当性が示された。



(a) Experimental circuit.



(b) Photo of coils.

図 11: 包絡線応答実験装置

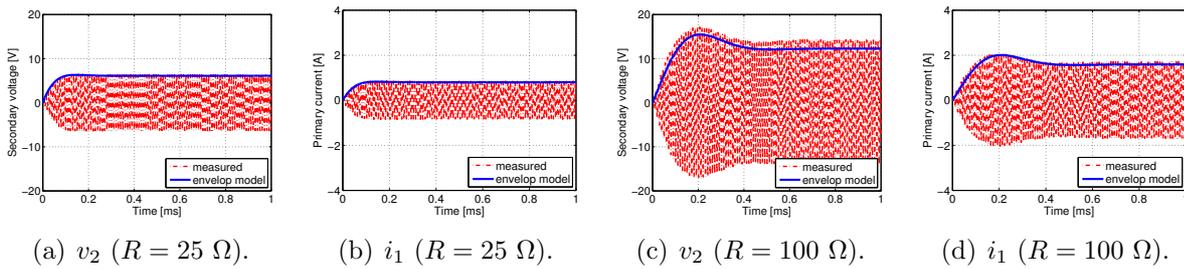


図 12: 実験結果 ($L_m = 12.3\mu\text{H}$, $f_i = 100 \text{ kHz}$)

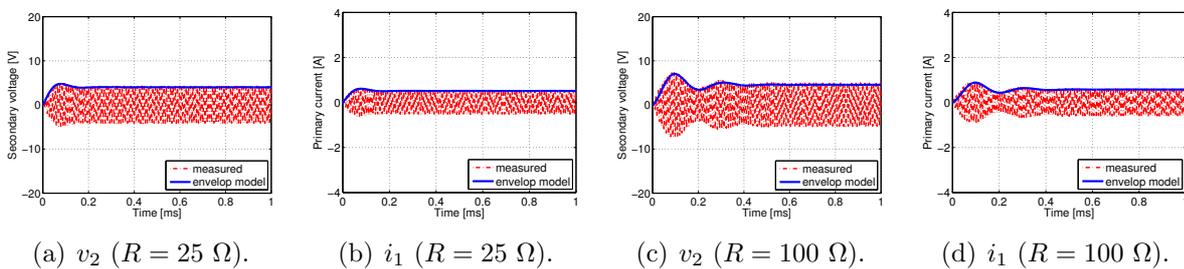


図 13: 実験結果 ($L_m = 12.3\mu\text{H}$, $f_i = 103 \text{ kHz}$)

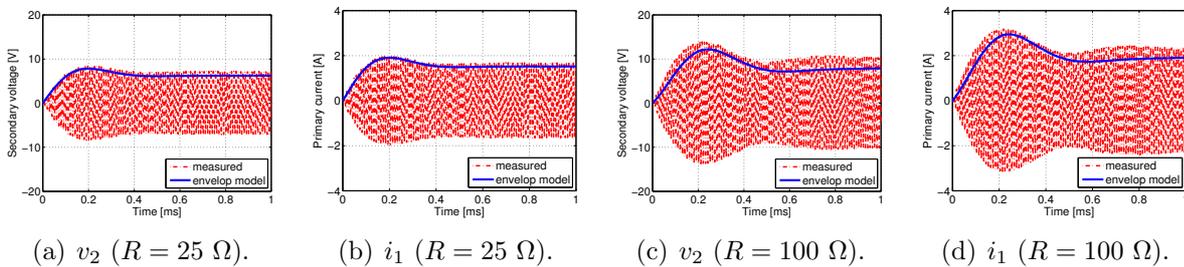


図 14: 実験結果 ($L_m = 6.6\mu\text{H}$, $f_i = 100 \text{ kHz}$)

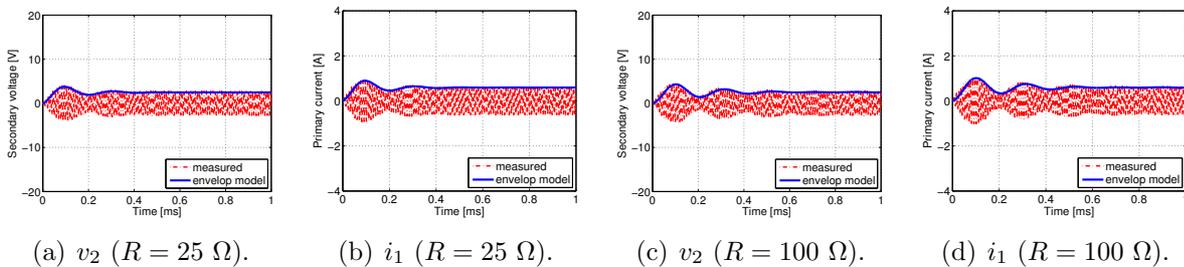


図 15: 実験結果 ($L_m = 6.6\mu\text{H}$, $f_i = 103 \text{ kHz}$)

3.3 定電圧負荷の包絡線応答に関する検討

実際のワイヤレス給電回路では二次側に整流回路などが用いられる。定常状態においてはこのような電力変換回路を含む負荷を等価的な抵抗とみなせる。しかし、過渡状態においては電力変換回路の入力電圧、電流振幅が変化するため等価的な抵抗値は一定ではない。そこで本節では整流回路と定電圧負荷による負荷の包絡線応答と等価交流抵抗 R_{ac} を用いた場合の包絡線応答を回路シミュレーションにより比較する。

回路シミュレーションモデルを図 16 に示す。一次側電圧実効値は 10 V、負荷電圧は 10 V とした。回路パラメータは表 1 の値を用いた。ダイオードブリッジ回路と定電圧負荷のかわりに定常状態において等価となる抵抗 $R_{ac} = 7.13\Omega$ を接続した場合と二次側電流 i_2 の過渡応答を比較した。回路シミュレーションには MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いた。

シミュレーション結果を図 17 に示す。図 17(a) は定電圧負荷の場合、(b) は等価交流抵抗の場合である。定常値での振幅はほぼ一致しているものの過渡応答は異なっている。定電圧負荷の方がより振動的であり大きなオーバーシュートが見られる。一方、最初にピークとなる時間は両者でおおむね一致していることから、おおまかな包絡線の時定数の検討には等価交流抵抗を用いることができる。整流回路や定電圧源を含む負荷の包絡線応答をより詳細に解析するためにはモデルの改善が必要である。

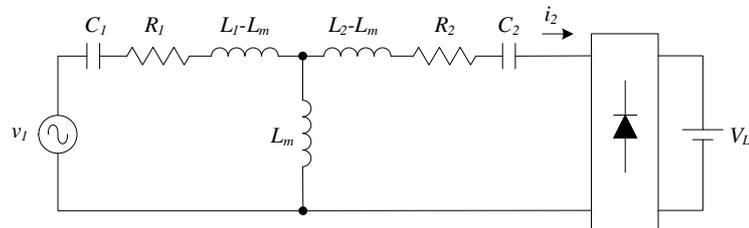


図 16: 回路シミュレーションモデル

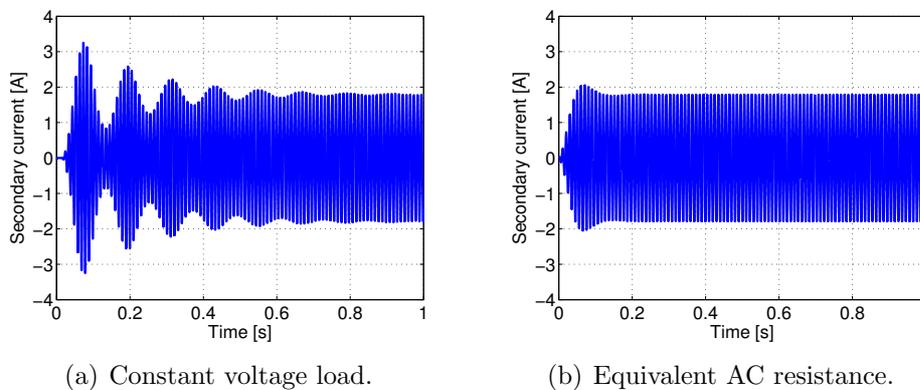


図 17: 包絡線応答 回路シミュレーション結果

3.4 タイムスケールに関する考察

実際のワイヤレス給電回路においては、負荷に供給される電流の平滑化などのために二次側整流回路の出力に平滑コンデンサ C_s を接続することが想定される。ここで、負荷のみかけ抵抗を R_L 、整流回路の出力電流を等価的な直流電流源 i_s として考えると、 C_s と R_L からなる負荷プラントの伝達関数 $P(s)$ は次式で表される。

$$P(s) = \frac{V_L(s)}{I_s(s)} = \frac{R_L}{R_L C_s s + 1} \quad (3-42)$$

ここで $V_L(s)$ は負荷電圧、 $I_s(s)$ は i_s のラプラス変換である。式 (3-42) より負荷プラントの時定数は $R_L C_s$ である。一例として平滑コンデンサ容量が $1000 \mu\text{F}$ 、負荷のみかけ抵抗 R_L が 10Ω である場合、時定数は 10 ms となる。 R_L が大きくなると時定数はさらに遅くなる。

一方、負荷を等価交流抵抗 R_{ac} で考えた場合、二次側電流 i_2 の包絡線応答の時定数は式 (3-24) の支配極実部より求めることができる。表 1 に示す回路パラメータで R_L が 10Ω ($R_{ac} = 8.1 \Omega$ に換算される) である場合、 i_2 の包絡線応答の時定数は 0.04 ms であり、負荷プラントの時定数に対して遥かに速い。

このように、負荷プラントに対して送受電コイルと共振コンデンサの共振回路部の包絡線応答の時定数が遥かに速く、負荷への所望の伝送電力制御の制御帯域に対して共振回路部の包絡線応答の時定数が同様に十分速い場合、共振回路部の包絡線応答は無視しても差し支えない。共振回路部の包絡線応答を無視することで二次側の電力変換回路を用いた伝送電力制御の制御器設計が容易となることを第 5 章、第 6 章において述べる。平滑コンデンサ容量を負荷電圧、電流のリプルについて考慮するだけでなく、共振回路部の時定数に対して負荷プラントの時定数が十分に遅くなるよう設計することで、伝送電力制御の制御器設計において大きなメリットを得られる。

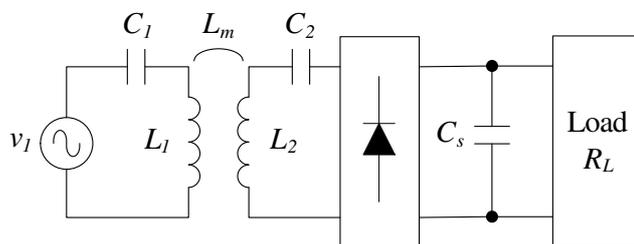


図 18: 負荷プラントを持つ回路モデル

3.5 まとめ

本章ではSS方式の磁界共振結合ワイヤレス給電回路の包絡線応答特性について解析した。

まず、T型等価回路の電圧方程式から状態方程式を導出し、一次側電圧から二次側電圧、電流、および一次側電流への伝達関数を求めた。等価交流抵抗と結合係数をパラメータとして支配極の変化を求め、等価交流抵抗が大きく結合係数が小さいほど包絡線応答が遅くなることを示した。

導出した伝達関数の支配極の正弦波入力に対する時間応答に着目し、包絡線応答を近似的に表す伝達関数を導出した。包絡線応答は共振周波数と入力周波数の差が大きいほど振動的となる。導出した包絡線応答モデルが妥当であることを実験により示した。

実際のワイヤレス給電回路では二次側に整流回路が存在し、負荷も純抵抗ではない。ダイオードブリッジ回路と定電圧負荷からなる負荷と、等価交流抵抗で表した場合の包絡線応答の差異を回路シミュレーションにより示した。また、平滑コンデンサを含む負荷において負荷プラントと共振回路部の包絡線応答の時定数を比較した。負荷プラントの時定数に対して共振回路部の包絡線応答の時定数が十分に速い場合、共振回路部の包絡線応答を無視できるため、伝送電力制御の制御器設計が容易となる。

第 4 章

電力変換回路構成の一般化

本章では一次側，二次側の電力変換回路構成の一般化について述べる。SS方式のワイヤレス給電における電力変換回路の構成に関して，先行研究では等価的な負荷抵抗の操作を目的として二次側にDC-DCコンバータ（昇圧，降圧，昇降圧）を設ける構成が多く提案されている。この場合，二次側AC-DC変換回路にはダイオードブリッジ整流回路が用いられている。しかし，二次側AC-DC変換回路に制御可能なAC-DCコンバータを用いる構成についてその利点や動作点の設定手法については明らかでない。また，DC-DCコンバータとの適切な組み合わせについても明らかではない。

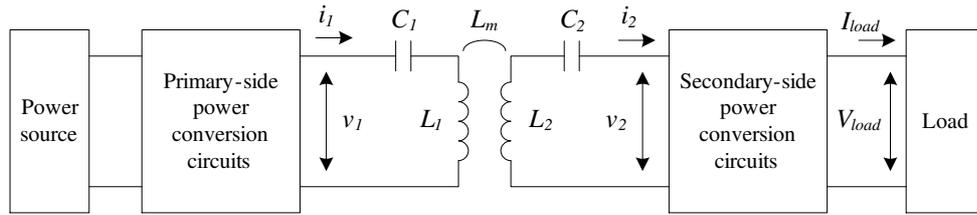
本章では電力変換回路の構成と動作を一般的に表現するため，二次側AC-DC変換回路とDC-DC変換回路の変換比 α ， β を導入する。SS方式のワイヤレス給電回路の伝送電力と伝送効率を等価的な交流回路を用いて解析し，電力変換回路の変換比操作を等価交流抵抗の操作として表すことで二次側電力変換回路の構成とそれに応じた変換比操作範囲の関係を明確化し，回路構成設計の指針を示す。また，二次側AC-DC変換回路のスイッチング動作方式について述べる。

4.1 交流回路モデルによる解析

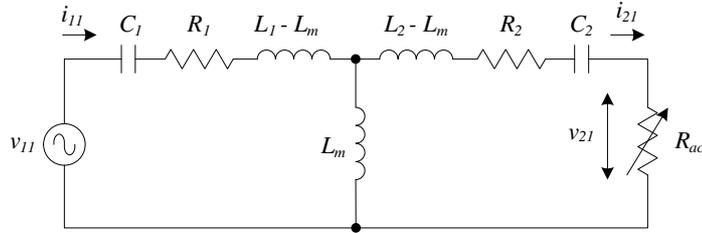
本節では電力変換回路構成一般化の議論の準備として，交流回路モデルによる伝送電力と伝送効率の計算式 [76] について取り上げる。また，伝送電力と伝送効率の操作における電力変換回路の制御自由度について考察する。

4.1.1 交流回路モデル

ワイヤレス給電回路は図 19(a) に示すように一次側は直流または交流の電源と共振周波数と一致した高周波に変換するための電力変換回路，二次側は何らかの電力変換回路



(a) Wireless power transfer circuit with power conversion circuits.



(b) AC circuit model.

図 19: 実際の回路構成と交流回路モデル

と負荷から構成されている。このような複雑な回路の動作を直接解析することは容易でない。回路の静的な動作点について解析するためには、より単純化された回路モデルの導入が有効である。そこで、電力変換回路を含む実際の回路を等価的に表す交流回路モデルを導入して伝送電力や伝送効率の解析に用いる。交流回路モデルを図 19(b) に示す。交流回路モデルを用いる事で文献 [76] の解析結果を電力変換回路を含む実際の回路にも適用できる。

交流回路モデルでは共振回路を T 型等価回路で表す [74] とともに、二次側電力変換回路の入力における電力のモデル化のため等価交流抵抗 R_{ac} を導入する。 R_{ac} は二次側電力変換回路の動作に伴って変化する等価的な可変抵抗である。また、 R_1 , R_2 はそれぞれ一次側・二次側コイルの内部抵抗, L_1 , L_2 はそれぞれ一次側・二次側コイルの自己インダクタンス, L_m はコイル間の相互インダクタンス, C_1 , C_2 はそれぞれ一次側, 二次側共振コンデンサ容量である。

第 3 章での解析結果より SS 方式の磁界共振結合回路は図 7 に示されるようにバンドパスフィルタ特性を有している。したがって一次側電力変換回路の出力電力や二次側電力変換回路の入力電圧が矩形波であったとしても、高調波成分の電力伝送への寄与は小さいため基本波成分のみに着目して解析する。交流回路モデルの一次側電圧源 v_{11} は一次側電力変換回路の出力電圧 v_1 の基本波成分を持つ正弦波電圧源である。また、等価交流抵抗の電圧 v_{21} は二次側電力変換回路の入力電圧 v_2 の基本波成分であり、二次側電流 i_{21} は二次側電力変換回路の入力電流 i_2 の基本波成分である。以降では理想的な状態として $i_{21} = i_2$ であると仮定する。また、 v_{21} と i_{21} は同相、すなわち二次側の力率は 1 であると仮定する。

交流回路モデルの回路方程式はインピーダンス行列を用いて式(4-1)により表される。

$$\begin{bmatrix} v_{11} \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \begin{bmatrix} i_{11} \\ -i_{21} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + j\omega_0(L_1 - L_m) & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0(L_2 - L_m) + R_{ac} \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

インピーダンス行列の定義より i_{21} の符号が負である点に注意が必要である。ここで ω_0 は角周波数であり、式(4-3)の共振条件を満たす場合インピーダンス行列 \mathbf{Z} は式(4-4)で表される。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4-3)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 + R_{ac} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

したがって i_{11} , i_{21} は次式により求められる。

$$\begin{bmatrix} i_{11} \\ -i_{21} \end{bmatrix} = \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} v_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$$i_{11} = \frac{R_2 + R_{ac}}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} v_{11} \quad (4-6)$$

$$i_{21} = \frac{j\omega_0 L_m}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} v_{11} \quad (4-7)$$

v_{11} の実効値を V_{11} と書くと、 i_{11} , i_{21} の実効値 I_{11} , I_{21} はそれぞれ次式の通り表される。

$$I_{11} = \frac{R_2 + R_{ac}}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} V_{11} \quad (4-8)$$

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} V_{11} \quad (4-9)$$

また、式(4-7)より i_{21} は v_{11} に対して 90 deg 進みであることが分かる。

4.1.2 伝送電力

等価交流抵抗 R_{ac} における電力 P_R は式(4-9)より次式で表される。

$$\begin{aligned} P_R &= R_{ac} I_{21}^2 \\ &= \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \end{aligned} \quad (4-10)$$

式(4-10)より伝送電力は一次側電圧 V_{11} と R_{ac} により操作できることが分かる。 P_R は実際の回路構成においては二次側電力変換回路の入力電力であり、電力変換回路での損失を無視すれば負荷電力と等しい。

伝送電力が最大となる等価交流抵抗 R_{Popt} は式(4-10)より次式の通り求められる。

$$\left. \frac{\partial P_R}{\partial R_{ac}} \right|_{R_{ac}=R_{Popt}} = 0 \quad (4-11)$$

$$R_{Popt} = R_2 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} \quad (4-12)$$

4.1.3 伝送効率

式(4-8)より一次側電力 P_1 は次式で表される。

$$\begin{aligned} P_1 &= V_{11} I_{11} \\ &= \frac{R_2 + R_{ac}}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} V_{11}^2 \end{aligned} \quad (4-13)$$

したがって伝送効率 η は次式により求められる。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_R}{P_1} \\ &= \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{(R_2 + R_{ac}) \{ R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2 \}} \end{aligned} \quad (4-14)$$

式(4-14)より伝送効率は V_{11} に依存せず R_{ac} のみにより定まることが分かる。また、伝送効率を最適化する唯一の等価交流抵抗値 $R_{\eta opt}$ を求めることができる。

$$\left. \frac{\partial \eta}{\partial R_{ac}} \right|_{R_{ac}=R_{\eta opt}} = 0 \quad (4-15)$$

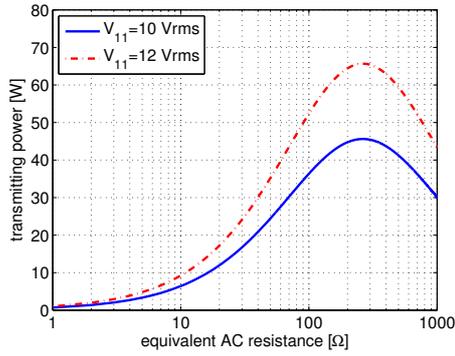
$$R_{\eta opt} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (\omega_0 L_m)^2 + R_2^2} \quad (4-16)$$

式(4-16)より $R_{\eta opt}$ はコイルのパラメータのみで定まることが分かる。このうち、共振角周波数 ω_0 は式(4-3)よりコイルの自己インダクタンスと共振コンデンサ容量との組み合わせにおいて設計可能なパラメータであるため、負荷の等価抵抗を考慮して ω_0 を設計することで電力変換回路での制御なしでも高い伝送効率を得られる。

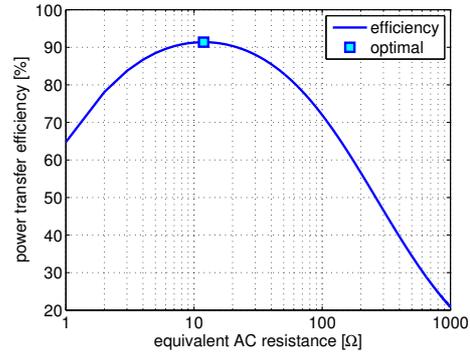
図20(a)に等価交流抵抗 R_{ac} と伝送電力との関係を、図20(b)に R_{ac} と伝送効率の関係を示す。なお、回路パラメータは表2に示す通りである。伝送電力が最大となる R_{Popt} と最大効率を得る $R_{\eta opt}$ は異なっており、最大電力が得られる R_{ac} においてはインピーダンス整合により伝送効率は50%と低い。また、いずれも上に凸となっており、所望の伝送電力、伝送効率を得る R_{ac} は最大値を除いてそれぞれ2点存在する。

表 2: 回路パラメータ

	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.547 Ω	0.535 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	166 μH	167 μH
Capacitance $C_{1,2}$	19.9 nF	19.9 nF
Coil gap	100 mm	
Mutual inductance L_m	21.8 μH ($k = 0.132$)	
Resonance frequency	87.6 kHz	



(a) R_{ac} vs. transmitting power.



(b) R_{ac} vs. power transfer efficiency.

図 20: 等価交流抵抗 R_{ac} に対する伝送電力, 伝送効率

式 (4-12), 式 (4-16) より, R_{Popt} と $R_{\eta opt}$ の大小関係について次式が得られる。

$$R_{Popt}^2 - R_{\eta opt}^2 = \frac{R_2}{R_1} (\omega_0 L_m)^2 + \frac{(\omega_0 L_m)^4}{R_1^2} > 0 \quad (4-17)$$

したがって $R_{Popt} > R_{\eta opt}$ であり, 所望の伝送電力を満たす 2 つの動作点のうち R_{ac} の小さい方が必ず高い伝送効率を得られる。

一次側コイルと二次側コイルが同一形状, 同一巻数である場合は $R_1 \simeq R_2$ であり, $R_2^2 \ll \omega_0 L_m$ であるならば式 (4-16) は次式のように近似できる。

$$R_{\eta opt} \simeq \omega_0 L_m \quad (4-18)$$

このとき等価交流抵抗が $R_{\eta opt}$ のときの最大伝送効率 η_{max} は式 (4-14) に式 (4-18) を代入することで次式の通り得られる。

$$\begin{aligned} \eta_{max} &= \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{\eta opt}}{(R_2 + R_{\eta opt}) \{ R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2 \}} \\ &= \frac{(\omega_0 L_m)^3}{(\omega_0 L_m)^3 + (R_1 + R_2) (\omega_0 L_m)^2 + 2R_1 R_2 (\omega_0 L_m) + R_1 R_2^2} \end{aligned} \quad (4-19)$$

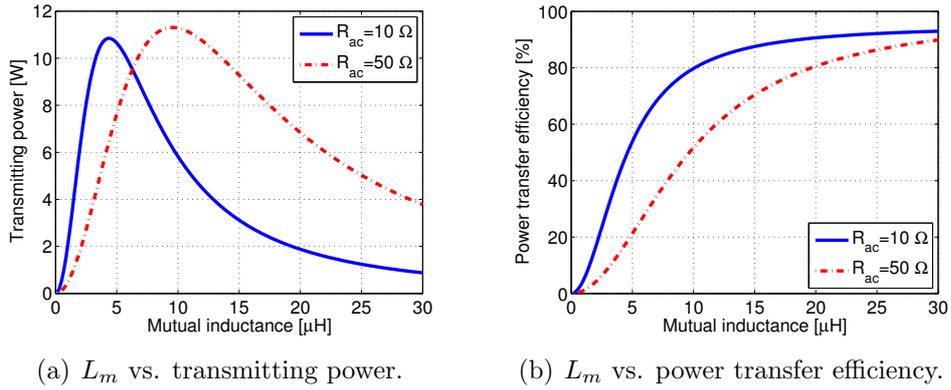


図 21: 相互インダクタンス L_m に対する伝送電力, 伝送効率

式(4-19)は回路パラメータのみで表されており, 最大伝送効率 η_{max} は負荷に一切依存しないことが分かる。また, $R_1 R_2 \ll \omega_0 L_m$ である場合, 式(4-19)は次式で近似できる。

$$\eta_{max} \simeq \frac{\omega_0 L_m}{\omega_0 L_m + R_1 + R_2} \quad (4-20)$$

式(4-20)よりコイルの内部抵抗 R_1, R_2 が小さく, 共振角周波数 ω_0 , 相互インダクタンス L_m が大きいほど高い最大伝送効率が得られることが分かる。図 21 に $V_{11} = 5 \text{ V}$ の場合の相互インダクタンス L_m に対する伝送電力と伝送効率の変化を示す。図 21(b) より L_m が大きくなるほど高い伝送効率が得られることが分かる。一方, 伝送電力は小さな L_m で最大となりそれ以上 L_m が大きくなると伝送電力が減少する。したがって伝送効率の改善のために L_m を過度に大きくすると伝送電力を確保するために一次側電圧 V_{11} を大きくする必要があり, 一次側の機器容量を大きくしなければならないため, 両者のバランスを考慮して相互インダクタンスを適切な値に設計する必要がある。

4.1.4 制御自由度

式(4-10), 式(4-14)より二次側電力変換回路の損失を無視した場合, 伝送電力と伝送効率に関して以下の考察が得られる。

- 伝送効率は R_{ac} のみにより定まる
- 任意の伝送電力を得る (V_{11}, R_{ac}) の組合せは無数に存在する
- 任意の伝送電力を満たしつつ伝送効率が最大となる (V_{11}, R_{ac}) の組合せはただ一つのみ存在する

したがって伝送電力制御における操作量は一次側電圧 V_{11} と等価交流抵抗 R_{ac} の 2 変数のみである。 V_{11} の操作には一次側の電力変換回路を, R_{ac} の操作には二次側の電力変換回路を用いるため, 両者を制御するためには一次側, 二次側にそれぞれ 1 つ以上の制御可能な電力変換回路を設ける必要がある。

4.2 電力変換回路構成の一般化

4.2.1 一般化回路構成

図 19(a) に示すように、実際の回路においては一次側・二次側ともに複数の電力変換回路で構成される可能性がある。一方、前節での考察結果より、伝送電力制御の観点からは一次側電力変換回路は V_{11} の生成と操作、二次側電力変換回路は R_{ac} の操作が目的であると言える。また、多くの場合負荷への供給電力は直流とする必要があるので、二次側電力変換回路には AC-DC 変換回路が必要である。

以上の考察を元に一般化した SS 方式のワイヤレス給電回路の構成を図 22 に示す。一次側（送電側）は直流電源と DC-AC 変換回路により構成される。商用交流を全波整流して電源として用いるシステムや、マトリクスコンバータで直接的に AC-AC 変換するシステムも等価的に前述の構成とみなせる。一次側の DC-AC 変換回路では共振回路の共振周波数と一致、もしくはそれに近い高周波に変換するとともに、出力電圧 v_1 の基本波実効値 V_{11} を操作する。変換回路の構成としてはインバータのパルス幅により V_{11} を操作する方式（PWM 方式）と、昇降圧チョップと固定パルス幅のインバータで V_{11} を操作する方式（PAM 方式）が考えられる。後者の構成では 2 つの変換回路を用いるが、操作量は V_{11} のみであるので制御の観点では単一の変換回路とみなせる。

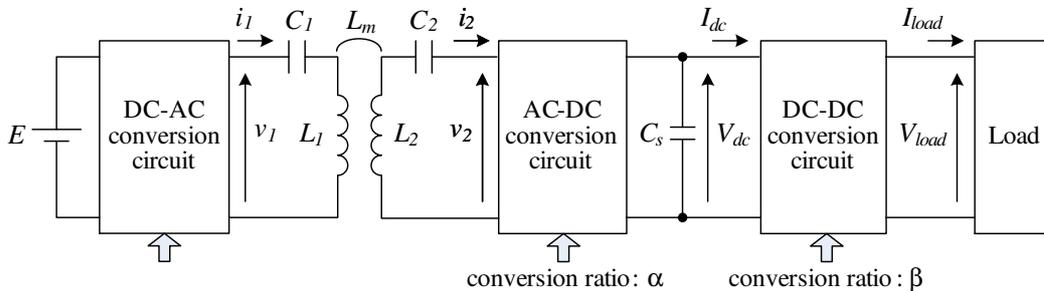
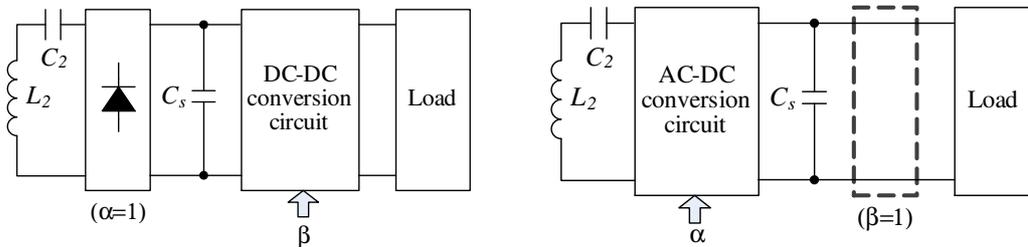


図 22: 一般化した SS 方式のワイヤレス給電回路の構成



(a) Using diode rectifier.

(b) Without secondary DC-DC converter.

図 23: 二次側電力変換回路の特殊例

高周波に変換された電力は磁界共振結合により二次側（受電側）に伝送される。二次側ではまず制御可能な AC-DC 変換回路により受電電力を直流に変換する。さらに制御可能な DC-DC 変換回路で電圧を調整して負荷に電力が供給される。多くの先行研究では図 23(a) のように AC-DC 変換回路にダイオードブリッジ整流回路が用いられている [11-14]。また、アプリケーションによっては二次側回路の小型化のために図 23(b) のように二次側 DC-DC 変換回路を設けない構成も考えられる。これらの回路構成も図 22 の回路構成の特殊例として取り扱うことができる。

4.2.2 二次側電力変換回路の変換比による等価交流抵抗の操作

図 22 に示す回路構成のように、二次側の電力変換回路構成は AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路の 2 つの電力変換回路に一般化できる。各電力変換回路での損失を無視し、AC-DC 変換回路の入力において力率 1 が満たされていると仮定する。ここで、AC-DC 変換回路の変換比 α と、DC-DC 変換回路の変換比 β を導入し、各変換回路の入出力電圧・電流の関係を次式の通り表す。

$$I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \alpha I_{21} \quad (4-21)$$

$$V_{dc} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}\alpha} V_{21} \quad (4-22)$$

$$I_{load} = \beta I_{dc} \quad (4-23)$$

$$V_{load} = \frac{1}{\beta} V_{dc} \quad (4-24)$$

ここで V_{21} は二次側 AC-DC 変換回路の入力電圧 v_2 の基本波成分実効値である。式 (4-21) における係数 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ は全波整流の平均値による係数である。式 (4-21) から式 (4-23) を整理すると次式の関係が得られる。

$$\begin{aligned} R_{ac} &= \frac{V_{21}}{I_{21}} \\ &= \frac{8}{\pi^2} (\alpha\beta)^2 \frac{V_{load}}{I_{load}} \end{aligned} \quad (4-25)$$

ここで負荷のみかけ抵抗 R_{load} を次式の通り定義する。

$$R_{load} = \frac{V_{load}}{I_{load}} \quad (4-26)$$

負荷が抵抗負荷であれば R_{load} は負荷抵抗そのものである。定電圧負荷の場合 V_{load} は一定であり I_{load} は伝送電力に応じて変化する。したがって R_{load} は可変である。負荷が定電力負荷である場合、ある負荷電力を満たす V_{load} と I_{load} の組み合わせは無数に存在するので、定電力負荷においても R_{load} は可変である。

AC-DC 変換回路の変換比と DC-DC 変換回路の変換比の積 $\alpha\beta$ を総変換比 γ と定義すると、式(4-25) は次式のように表される。

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \gamma^2 R_{load} \quad (4-27)$$

式(4-27) は負荷のみかけ抵抗 R_{load} に対して二次側電力変換回路の変換比 α , β を操作することで等価交流抵抗 R_{ac} を操作可能であることを示している。 α , β を導入することで電力変換回路を含むワイヤレス給電回路の伝送電力, 伝送効率を交流回路モデルに基づく式(4-10), 式(4-14) 用いて解析することができる。したがって提案する変換比を用いる手法は動作点の設定や制御器設計に有用であると言える。

4.2.3 二次側 AC-DC 変換回路の構成と動作

二次側 AC-DC 変換回路としては図 24 に示すフルブリッジコンバータを用いる。各スイッチング素子には逆並列ダイオードが接続されているため, 全スイッチング素子を OFF とした場合はダイオードブリッジ回路として動作する。したがって, ダイオードブリッジ回路も同じ枠組みで取り扱うことができる。

α の定義より $0 \leq \alpha \leq 1$ であり, 式(4-25) より α が小さくなるほど R_{ac} も小さくなるのが分かる。また, $\alpha = 1$ は全波整流動作であり, AC-DC 変換回路がダイオードブリッジ回路である場合は $\alpha = 1$ として取り扱うことができる。

AC-DC 変換回路のスイッチング動作方式としては以下の 2 つの方法が考えられる。

1. 同期 PWM 整流方式
2. 2 モード方式

各動作方式の詳細と変換比 α との対応について述べる。

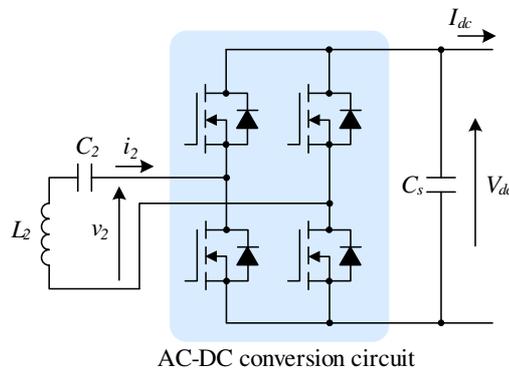


図 24: 二次側 AC-DC コンバータ

同期 PWM 整流方式

同期 PWM 整流方式は一般的な単相 PWM コンバータのスイッチング方法と同様に、二次側電流 i_2 と同期してスイッチングを行ない、パルス幅と位相の操作によって変換比 α を操作する。同期 PWM 整流方式の概略図を図 25 に示す。本方式ではスイッチングのタイミングを何らかの方法で i_2 と同期させる必要がある。例えば i_2 のゼロクロス検出や位相同期回路 (Phase Locked Loop: PLL) を用いる。また、 i_2 に同期したスイッチング方法としてはパルス密度変調 (Pulse Density Modulation: PDM) による方法も可能であると考えられるが本論文では取り扱わない。

AC-DC 変換回路のスイッチングの duty 比 d_s を次式で定義する。

$$d_s = \frac{T'}{T} \quad (4-28)$$

ここで T は二次側電流 i_2 の半周期時間、 T' はスイッチング時間幅である。なお、ここでは二次側電流 i_2 は正弦波であると仮定し、スイッチングタイミングは電流ピークに対して対称であり位相は制御しないものとする。

二次側電圧 v_2 は図 25 に示されるように V_{dc} , 0 , $-V_{dc}$ の 3 レベルの矩形波となる。その基本波成分実効値 V_{21} はフーリエ級数より次式で求められる。

$$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \sin \frac{\pi d_s}{2} \quad (4-29)$$

ここで V_{21} の変化による二次側電流 I_{21} の変化が十分に小さく I_{21} が定電流源としてみなせると仮定すると、duty 比 d_s に対しても I_{21} が変化しないので、AC-DC 変換回路の出力電流 I_{dc} は次式で近似できる。

$$\begin{aligned} I_{dc} &\simeq \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{2}d_s}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{2}d_s} \sqrt{2}I_{21} \sin \theta d\theta \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{21} \sin \frac{\pi d_s}{2} \end{aligned} \quad (4-30)$$

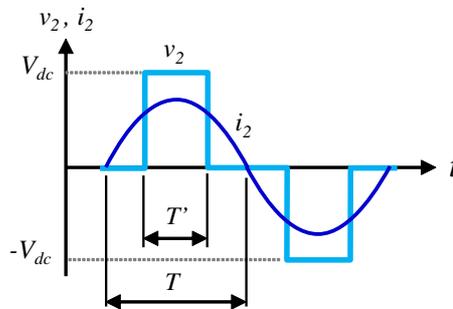


図 25: 同期 PWM 整流方式での二次側電圧, 電流波形

ここで式 (4-29), 式 (4-30) においてそれぞれ

$$\sin \frac{\pi d_s}{2} = \alpha \quad (4-31)$$

と置いて整理すると, 式 (4-30) と式 (4-29) はそれぞれ式 (4-21), 式 (4-22) と一致する。したがって duty 比 d_s と変換比 α の関係は非線形である。

同期 PWM 整流方式では二次側電流 i_2 と同期したスイッチングを行なうため, duty 比の変化に対する二次側 AC-DC コンバータの出力電流の応答性が速い。また, 同期整流であるのでダイオード整流に比べて導通損失が小さい。その反面, 図 25 に示すようなスイッチングではハードスイッチングとなるためスイッチング損失が増加する可能性がある。この課題を解決するためにはスイッチングタイミングの工夫が必要となる。また, スwitchングを i_2 に同期させる手段が必要であり後述の 2 モード方式に比べてスイッチングタイミングの制御が複雑である。

2 モード方式

2 モード方式では図 26 に示すように i_2 の周波数よりも十分遅い周期で下記の 2 つの動作モードを切り替える [67,77]。

- **Rectification mode:** 二次側 AC-DC コンバータのすべてのスイッチを OFF とする。これによりコンバータは図 27(a) に示されるようにダイオードブリッジ整流回路として動作する。その結果, 伝送電力は負荷に供給される。
- **Short mode:** 二次側 AC-DC コンバータの両レグの下アームのスイッチを ON とする。これにより図 27(b) に示すように二次側コイルがショート状態となるため, 伝送電力は負荷に供給されない。負荷への電力は二次側 AC-DC コンバータの後段に設けられた DC リンク平滑コンデンサから供給される。

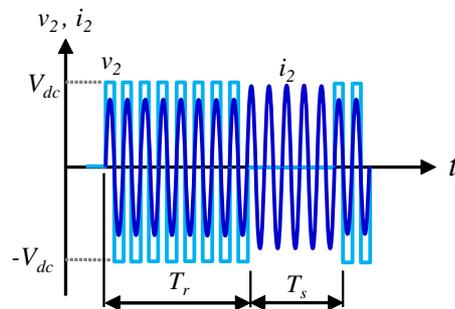


図 26: 2 モード方式での二次側電圧, 電流波形

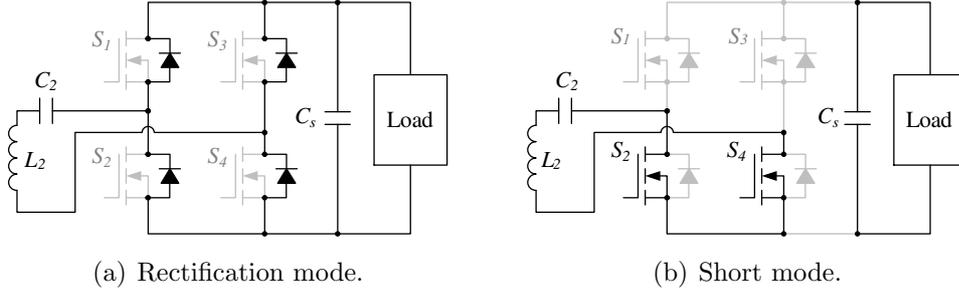


図 27: 2 モード方式における二次側 AC-DC 変換回路の動作状態

Rectification mode の時間幅を T_r , Short mode の時間幅を T_s とすると, 両モード一周期における Rectification mode の時間比率 d_{as} は次式で定義される。

$$d_{as} = \frac{T_r}{T_r + T_s} \quad (4-32)$$

各動作モードにおける二次側電流実効値 I_{21} および二次側 AC-DC コンバータの出力電流 I_{dc} は後述の式 (5-5) よりそれぞれ次式で表される。

$$I_{21} = \begin{cases} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} & \text{(Rectification mode)} \\ \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} & \text{(Short mode)} \end{cases} \quad (4-33)$$

$$I_{dc} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} & \text{(Rectification mode)} \\ 0 & \text{(Short mode)} \end{cases} \quad (4-34)$$

ここで V_{dc} は二次側 AC-DC コンバータ出力の DC リンク電圧である。式 (4-33), 式 (4-34) より, 動作モード一周期における I_{21} の平均値 \bar{I}_{21} と出力電流平均値 \bar{I}_{dc} はそれぞれ次式で表される。

$$\bar{I}_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc} d_{as}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (4-35)$$

$$\bar{I}_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} d_{as} \quad (4-36)$$

ここで, $\omega_0 L_m V_{11} \gg \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc}$ である場合, 次式の近似が成り立つ。

$$\bar{I}_{dc} \simeq \frac{2\sqrt{2}}{\pi} d_{as} \bar{I}_{21} \quad (4-37)$$

また、各動作モードでの二次側 AC-DC コンバータの入力電圧 V_{21} は次式で近似できる。

$$V_{21} \simeq \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} & (\text{Rectification mode}) \\ 0 & (\text{Short mode}) \end{cases} \quad (4-38)$$

よって動作モード一周期における V_{21} の平均値 \bar{V}_{21} は次式により求められる。

$$\bar{V}_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} d_{as} \quad (4-39)$$

式(4-37)、式(4-39)において $d_{as} = \alpha$ と置くとそれぞれ式(4-21)、式(4-22)と一致する。したがって2モード方式では動作モード一周期における Rectification mode の時間比率が変換比 α と対応する。ただし、 $\omega_0 L_m V_{11} \gg \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_{dc}$ を仮定した近似をしているため、これが成り立たない場合はモデル化誤差が大きくなることに注意する必要がある。

各動作モードの時間比率の制御手法としては、固定周期方法とヒステリシスコンパレータによる方法が考えられる。前者は2つの動作モード一周期を固定の時間幅として所望の変換比 α となるように各モードの時間幅を定める方法である。一方、ヒステリシスコンパレータ方式は V_{dc} の変化に対して目標値の上下にヒステリシス幅を設定して2つの動作モードを切り替える方法である。この場合、動作モード一周期の時間幅は常に変化する。負荷が定電圧負荷の場合はヒステリシスコンパレータ方式を用いることはできない。ヒステリシスコンパレータ方式の詳細については第7章で述べる。

2モード方式ではモード切り替えのタイミングを二次側電流 i_2 と同期させる必要が無いので、同期 PWM 整流方式に比べてスイッチングの制御が容易である。その反面、 i_2 の過渡応答を考慮すると動作モードの一周期をあまり短い時間とすることができない。そのため、変換比 α の操作における応答性は同期 PWM 整流方式に比べて劣る。また、2モード方式による R_{ac} の操作は平均値的な操作であり、瞬時値の操作でないことに注意する必要がある。さらに Rectification mode ではダイオードブリッジ整流動作となっているので同期 PWM 整流方式に比べてスイッチング素子の導通損失が大きくなってしまう。以上の利点と欠点を考慮して、アプリケーションにより適したスイッチング方式を選択すべきである。

4.2.4 二次側 DC-DC 変換回路の構成

DC-DC 変換回路としては降圧、昇圧、昇降圧の3つのタイプが存在する。ここでは AC-DC 変換回路の出力側を入力、負荷側を出力として考える。DC-DC 変換回路での損失を無視し、変換比 β を式(4-23)、式(4-24)に示されるように定義すると、各タイプに応じた β の操作範囲は表3に示すようにまとめることができる。ここで $0 < \beta_{min} < 1$ と $1 < \beta_{max}$ は実際の回路素子等の制約による変換比の下限・上限である。降圧動作で

表 3: DC-DC 変換回路のタイプに応じた変換比 β の操作範囲

Type	Voltage	β	R_{ac}
Buck	$V_{dc} \geq V_{load}$	$1 \leq \beta < \beta_{max}$	increase
Boost	$V_{dc} \leq V_{load}$	$\beta_{min} < \beta \leq 1$	decrease
Buck-boost	both	$\beta_{min} < \beta < \beta_{max}$	both

は入力側の電圧が高くなるため R_{ac} が増加し、昇圧動作では反対に R_{ac} が低下する。昇降圧チョッパを用いることで R_{ac} を最も広く操作することができる。DC-DC 変換回路を用いない場合は $\beta = 1$ とみなせばよい。

単純なチョッパ回路の場合、パワーフローは単方向であり、回生方向の電力伝送には対応できない。したがって実際の回路実装においては双方向電力伝送の可否を考慮して回路構成を定める必要がある。

4.2.5 二次側電力変換回路の組み合わせによる変換比の操作範囲

式(4-25)より明らかなように、負荷のみかけ抵抗 R_{load} から等価交流抵抗 R_{ac} への操作においては、AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路の変換比の積 $\gamma = \alpha\beta$ が操作量となる。表 4 に両変換回路の組み合わせとそれぞれの場合における γ の操作可能範囲を示す。

実際のアプリケーションにおいては要求される性能に応じて適切な二次側変換回路の構成を選択する必要がある。特に、以下の項目について考慮する必要がある。

- 双方向電力伝送の可否
- 負荷の特性（抵抗、定電圧、定電力）
- 一次側電圧 V_{11} の制御の有無
- R_{ac} を操作すべき範囲

表 4: 二次側電力変換回路の組み合わせと変換比の操作範囲

AC-DC	DC-DC	$\gamma = \alpha\beta$
Converter	Buck	$0 \leq \gamma < \beta_{max}$
	Boost	$0 \leq \gamma \leq 1$
	Buck-boost	$0 \leq \gamma < \beta_{max}$
Rectifier	Buck	$1 \leq \gamma < \beta_{max}$
	Boost	$\beta_{min} < \gamma \leq 1$
	Buck-boost	$\beta_{min} < \gamma < \beta_{max}$

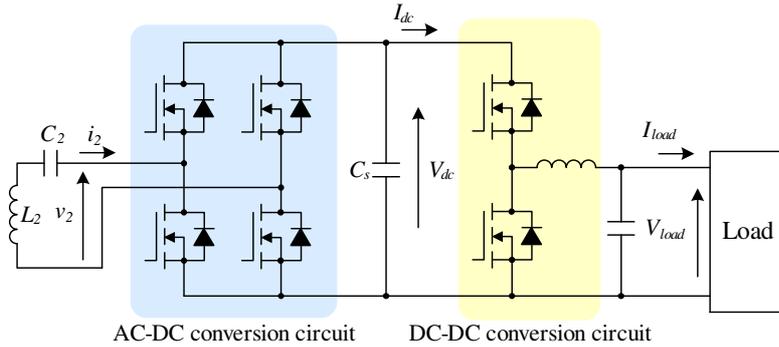


図 28: 双方向性を有する二次側電力変換回路の構成例

- 許容される容積，回路規模

図 28 に双方向電力伝送可能な二次側電力変換回路の構成例を示す。AC-DC 変換回路を制御可能な AC-DC コンバータで構成し，DC-DC 変換回路に双方向チョップを用いている。DC リンク側（AC-DC コンバータの出力側）から負荷側へは降圧動作であるため， $0 \leq \gamma < \beta_{max}$ であり， R_{ac} が広範囲に操作可能であり，なおかつ双方向性を確保することができる。

一方，表 4 より AC-DC コンバータの動作と昇圧型 DC-DC コンバータは γ の操作が重複しているため，両方の回路を持たせる必要性は低いことが分かる。このように電力変換回路の動作を変換比 α ， β により R_{ac} の操作として表すことで各電力変換回路の役割が明確になり，回路構成の検討が容易となる。

4.3 まとめ

本章では一次側，二次側の電力変換回路構成の一般化について検討した。

電力変換回路を含む回路を等価的に表すモデルとして，交流回路モデルを用いた解析をおこなった。負荷を含む二次側を等価交流抵抗 R_{ac} としてモデル化し， R_{ac} における伝送電力と伝送効率を求めた。伝送電力は一次側電圧実効値 V_{11} と R_{ac} に，伝送効率は R_{ac} のみにより定まることを示した。したがって電力伝送の制御における制御自由度は V_{11} と R_{ac} の 2 つであると言える。すなわち，一次側，二次側に複数の電力変換回路があったとしても V_{11} と R_{ac} の操作に帰結できる。

以上の考察結果をもとに一般化した電力変換回路構成を提案した。一次側には V_{11} を操作するとともに共振周波数と一致した周波数を生成するための DC-AC 変換回路を設ける。二次側は AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路が縦続接続された構成に一般化できる。AC-DC 変換回路の変換比 α と DC-DC 変換回路の変換比 β を導入し，両変換回

路の動作を負荷のみかけ抵抗 R_{load} から等価交流抵抗 R_{ac} への変換操作として表すことができることを示した。実際の回路での α , β の操作範囲と, それによる R_{ac} の操作範囲を示すことで, 二次側電力変換回路の組み合わせによる R_{ac} の操作範囲を明確化した。提案する一般化構成の考え方をを用いることで, 双方向電力伝送の要否と合わせて所望の R_{ac} の操作範囲に対して必要となる電力変換回路の構成を容易に選択することが可能となる。

二次側 AC-DC 変換回路の動作手法として, 同期 PWM 整流方式と 2 モード方式について述べ, 変換比 α との対応を示した。受電動作時において二次側 AC-DC 変換回路を積極的に利用することで伝送電力の制御範囲を拡大することができる。

第 5 章

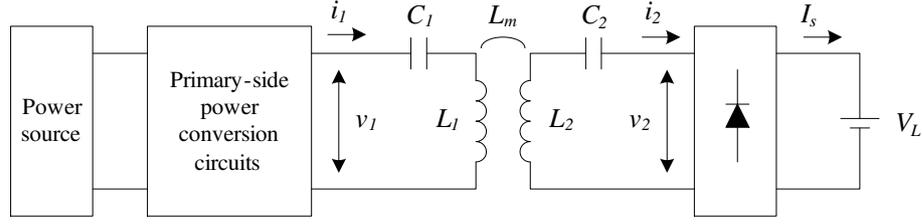
定電圧負荷における伝送電力制御

本章では、バッテリー給電に代表される定電圧負荷へのワイヤレス給電のモデル化と伝送電力制御について述べる。二次側電圧の基本波成分に着目した近似回路モデルを提案し、一次側電流、二次側電流を定式化する。一次側電圧の制御の有無、二次側電力変換回路の制御の有無に応じた動作条件において、所望の伝送電力、または最大効率のいずれか、もしくは両者を実現するための動作点設定について述べる。また、低負荷動作に適した二次側電力変換回路の構成について考察する。さらに二次側電力変換回路の変換比を操作量とする負荷電流フィードバック制御手法を提案し、シミュレーションと実験により提案手法の有効性を示す。

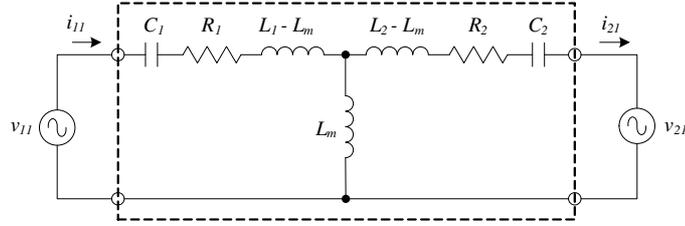
5.1 モデル化

バッテリーなどの定電圧負荷 V_L を有するワイヤレス給電回路の一般的な構成を図 29(a) に示す。ここでは簡単のため二次側 AC-DC 変換回路はダイオードブリッジ整流回路であるとし、DC-DC 変換回路は考慮しない。すなわち、各変換比が $\alpha = \beta = 1$ の状態について考える。なお、バッテリーは充電により電圧が変化するが、電気自動車のようにバッテリーの容量が十分に大きい場合、バッテリー電圧の時間変化は伝送電力制御のタイムスケールに比べ十分に遅いため定電圧負荷とみなして差し支えない。

二次側電流が共振周波数と一致した正弦波であると仮定し、二次側整流回路のダイオードでの電圧降下を無視すると、二次側整流回路の入力電圧は $\pm V_L$ の矩形波となる。第 3 章での解析結果より SS 方式の回路はバンドパス特性を有しており基本波成分以外の高調波成分は電力伝送への寄与が小さいため、矩形波の基本波成分のみに着目すればよい。そこで図 29(a) の回路を図 29(b) に示す二次側に正弦波電圧源 v_{21} を持つ回路に近似する。ここで v_{21} は二次側整流回路の入力電圧に相当し、 $\pm V_L$ の矩形波の基本波成



(a) Wireless power transfer circuit with constant voltage load.



(b) Analysis model.

図 29: 定電圧負荷の回路モデル

分を持つ正弦波電圧源である。したがって \mathbf{v}_{21} の実効値 V_{21} は次式で表される。

$$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L \quad (5-1)$$

\mathbf{v}_{11} も同様に一次側電圧の基本波成分を持つ正弦波電圧源、 \mathbf{i}_{11} 、 \mathbf{i}_{21} はそれぞれ一次側、二次側電流の基本波成分である。一次側、二次側ともに力率 1 であると仮定する。また、SS 方式の特性より二次側電圧、電流は一次側電圧に対して 90 deg 進みであると仮定する。

式 (4-3) で表される共振条件が満たされている場合、図 29(b) の回路の網線内のインピーダンス行列 \mathbf{Z} は式 (4-4) で表される (ただし $R_{ac} = 0$)。二次側電流 \mathbf{i}_{21} は \mathbf{Z} を用いて次式の通り求められる (\mathbf{i}_{21} の向きに注意)。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{11} \\ -\mathbf{i}_{21} \end{bmatrix} = \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{11} \\ \mathbf{v}_{21} \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

$$\mathbf{i}_{21} = \frac{j\omega_0 L_m \mathbf{v}_{11} - R_1 \mathbf{v}_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-3)$$

上述の通り \mathbf{v}_{21} は \mathbf{v}_{11} に対して 90 deg 進みであると仮定すると \mathbf{i}_{21} の実効値 I_{21} は次式で表される。

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-4)$$

ここで V_{11} 、 V_{21} はそれぞれ \mathbf{v}_{11} 、 \mathbf{v}_{21} の実効値である。式 (5-4) に式 (5-1) を代入すると次式が得られる。

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-5)$$

I_{21} が二次側整流回路で全波整流されると、整流後の平均電流 I_s は次式で表される。

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_{21} \\ &= \frac{2\sqrt{2} \omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \end{aligned} \quad (5-6)$$

通常の回路パラメータの場合 $\omega_0 L_m \gg R_1$ であるため、 V_{11} と V_L が同じオーダーであるとするとき式(5-6)の分子第2項は第1項に比べて十分小さい。すなわち二次側電流および整流回路の出力電流は負荷電圧 V_L による変化が小さく、定電流源的な挙動である。このような特性はイミタンス変換特性 [78] として知られており、SS方式のワイヤレス給電回路の1つの特徴である。

一次側電流 \mathbf{i}_{11} は式(5-2)より求められる。

$$\mathbf{i}_{11} = \frac{R_2 \mathbf{v}_{11} - j\omega_0 L_m \mathbf{v}_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-7)$$

式(5-7)において \mathbf{v}_{21} が \mathbf{v}_{11} に対して 90 deg 進みであるとするとき、 \mathbf{i}_{11} の実効値 I_{11} は次式で表される。

$$I_{11} = \frac{R_2 V_{11} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-8)$$

通常の回路パラメータの場合 $\omega_0 L_m \gg R_2$ であり V_{11} と V_L が同じオーダーであるとするとき、式(5-8)は分子第2項が支配的である。すなわち、負荷電圧により一次側電流が大きく変化する。以上の導出結果を表5にまとめる。

式(5-6)、式(5-8)より一次側電流 I_{11} 、二次側電流 I_{21} は一次側電圧 V_{11} と負荷電圧 V_L に対してそれぞれ一意に定まる。したがって定電圧負荷を有するSS方式のワイヤレス給電回路は安定なシステムである。

表 5: 定電圧負荷における電圧, 電流

	Voltage	Current
Primary-side	V_{11}	$I_{11} = \frac{R_2 V_{11} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$
Secondary-side	$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L$	$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$
Load	V_L	$I_L = \frac{2\sqrt{2} \omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}$

5.2 動作条件に応じた電力変換回路の動作点設定

電気自動車への路面からの走行中給電を例にした場合、路面に設置される一次側設備は複数の車両に給電する可能性があり、保守管理の観点からも構成はできるだけ簡素化して一定の電圧で動作させることが望ましいと考えられる。第4章での制御自由度の考察結果より一次側電圧が固定である場合、制御自由度は二次側での等価交流抵抗 R_{ac} の操作の1自由度のみであり、伝送電力と伝送効率の一方のみを制御できる。このように、アプリケーションに応じて V_{11} と R_{ac} の操作の可否が異なる。本節では一次側、二次側の電力変換回路の制御の可否と所望の制御量に応じた5つの動作条件において、一次側電圧 V_{11} と二次側電力変換回路の総変換比 $\gamma = \alpha\beta$ の動作点設定について述べる。なお、以降では具体的な回路パラメータでの計算例を示しているが、この際の回路パラメータは表2に示す値を用いた。

5.2.1 CASE A: 一次側電圧固定時の負荷電流制御

まず、一次側の設備簡略化のため一次側電圧 V_{11} が固定である場合について考える。このとき操作量は R_{ac} のみなので、伝送電力と効率の一方しか任意に制御することができず、もう一方は従属的に定まる。CASE A として負荷電流を任意に制御する場合を考える。なお、 V_{11} は二次側において既知であるとする。

定電圧負荷では負荷電流の制御は負荷電力の制御と等価である。二次側電力変換回路での損失を無視すると式(4-10)より電力に関して次式が成り立つ。

$$V_L I_L^* = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \quad (5-9)$$

ここで I_L^* は所望の負荷電流である。式(4-25)、式(5-9)より、 I_L^* を実現するための二次側総変換比 γ は次式により求められる。

$$\gamma = \frac{A \pm \sqrt{A^2 - \frac{\pi^2}{2} \frac{I_L^*}{R_1 V_L} \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}}{2} \quad (5-10)$$

$$A = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1 V_L}$$

式(5-10)の根号内が負となる場合は所望の負荷電流を実現できない。また、図20に示されるように任意の伝送電力を満たす R_{ac} (すなわち γ) は2つ存在するので、そのうち伝送効率の高い方を選択すればよい。

図30に $V_{11} = 10$ Vでの所望の負荷電流 I_L^* とそれを実現する総変換比 γ の関係を示す。なお、図30では伝送効率の高い方の動作点として式(5-10)の分子第二項が負の解のみ示す。また、所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率 η を図31に

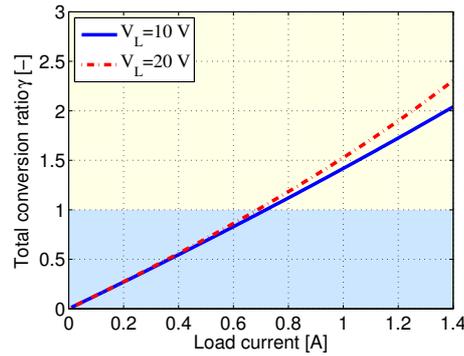
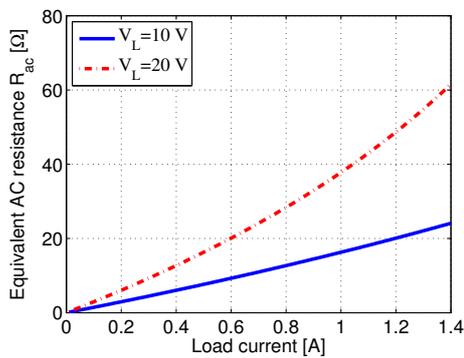
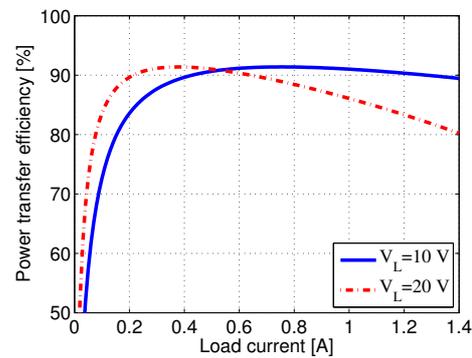


図 30: CASE A での所望の負荷電流 I_L^* に対する総変換比 γ



(a) Equivalent AC resistance R_{ac} .



(b) Power transfer efficiency.

図 31: CASE A での所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率

示す。伝送効率 η は式 (4-14) より従属的に定まる。図 30, 図 31 より CASE A に関して以下の考察が得られる。

- 負荷電流 I_L を広範囲に制御するためには 1 をまたいで γ を操作する必要がある
- V_L に対する γ の変化は小さい (二次側が定電流的である) が, V_L が大きいほど大きな γ を要する
- I_L^* が小さいと R_{ac} も小さくなり, 伝送効率が低下する
- $R_{ac} = R_{\eta opt}$ で最大効率となる
- 最大効率は負荷電圧 V_L (すなわち伝送電力) に依らない

第 4 章での検討結果より, 1 をまたいで γ を操作するためには AC-DC コンバータと降圧型 DC-DC コンバータを組み合わせるか, DC-DC コンバータを昇降圧型にする必要がある。このように所望の制御範囲に対して必要となる総変換比 γ の操作範囲を満たす適切な二次側電力変換回路の構成を選択する必要がある。変換比 α , β を導入することでこのような検討が容易となっており, 電力変換回路の一般化は有効であるといえる。

5.2.2 CASE B: 一次側電圧固定時の最大伝送効率制御

次に一次側電圧固定時の最大伝送効率制御について述べる。伝送効率を最大化する $R_{\eta opt}$ は式 (4-16) で与えられる。したがって二次側電力変換回路により R_{ac} を $R_{\eta opt}$ に操作することで最大効率が達成される。このとき伝送電力 $P_{\eta opt}$ は従属的に定まり、次式により求められる。

$$P_{\eta opt} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{\eta opt}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \quad (5-11)$$

また、式 (4-25) より負荷電流 I_L は次式で求められる。

$$I_L = \frac{8}{\pi^2} \gamma^2 \frac{V_L}{R_{\eta opt}} \quad (5-12)$$

二次側電力変換回路の損失を無視すると次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} P_{\eta opt} &= V_L I_L \\ &= \frac{8}{\pi^2} \gamma^2 \frac{V_L^2}{R_{\eta opt}} \end{aligned} \quad (5-13)$$

式 (5-11) の左辺に式 (5-13) を代入して γ について整理すると、最大伝送効率を得る二次側総変換比 γ は次式により求められる。

$$\gamma = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0 L_m R_{\eta opt}}{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2} \frac{V_{11}}{V_L} \quad (5-14)$$

図 32 に負荷電圧 V_L に対して伝送効率が最大となる総変換比 γ の関係を示す。また、図 33 に負荷電圧 V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率を示す。式 (5-11) より伝送電力が従属的に定まるため、 V_L に応じて負荷電流 I_L も従属的に定まる。伝送効率は V_{11} , V_L に依らず一定値（最大伝送効率）となっている。図 32, 図 33 より CASE B に関して以下の考察が得られる。

- 負荷電圧 V_L が大きくなるほど必要な総変換比 γ が小さくなる
- これは V_L が大きいほど負荷のみかけ抵抗 R_{load} が大きくなるためである
- V_L と一次側電圧 V_{11} がほぼ一致する付近で γ が 1 となる
- V_{11} が大きいほど同じ V_L に対して必要となる γ が大きくなる
- これは V_{11} が大きいほど I_L が大きくなり、 R_{load} が小さくなるためである
- V_L が大きいほど負荷電流 I_L は小さくなる

二次側 DC-DC コンバータによる伝送効率最適化については多くの先行研究が存在するが、伝送電力については着目されていないことがある。しかし、CASE B では伝送電力が従属的に定まるため十分な伝送電力が得られない可能性があり、伝送電力にも注意を払う必要がある。

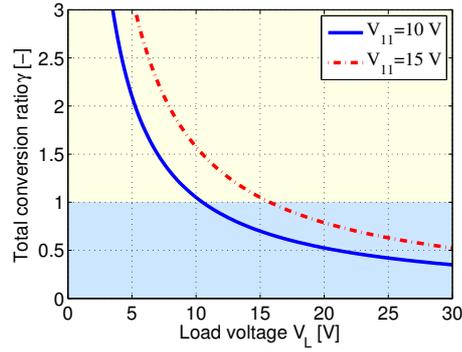
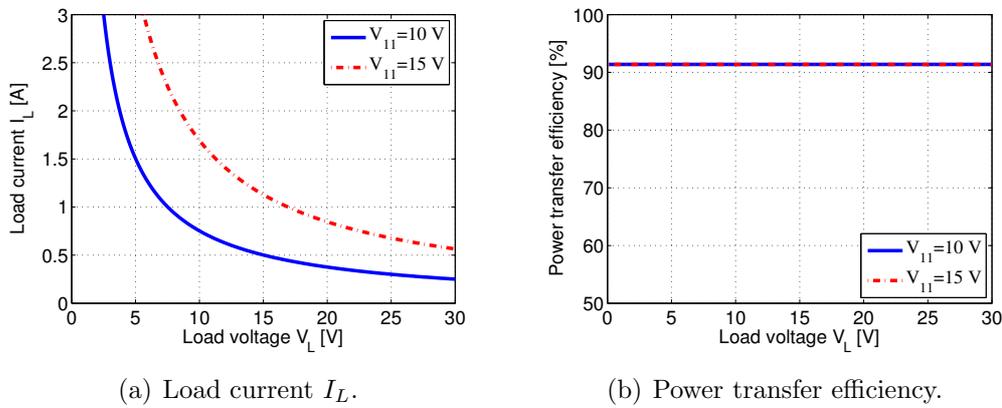


図 32: CASE B での負荷電圧 V_L に対する総変換比 γ



(a) Load current I_L .

(b) Power transfer efficiency.

図 33: CASE B での負荷電圧 V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率

5.2.3 CASE C: 一次側電圧の操作のみによる負荷電流制御

センサ機器への給電のように、二次側機器の小型化のため二次側回路構成を簡略化したい場合について考える。すなわち、二次側電力変換回路はダイオード整流回路のみであり、DC-DC 変換回路は無しとする。このとき、二次側電力変換回路の変換比は $\alpha = \beta = 1$ である。操作可能なのは一次側電圧 V_{11} のみであるので、負荷電流 I_L と伝送効率 η のどちらか一方のみが制御可能であり、他方は従属的に定まる。ここでは I_L を任意に制御する場合について検討する。

負荷電流 I_L は式 (5-6) で求められる。式 (5-6) を V_{11} について解くと、所望の負荷電流 I_L^* を得るための一次側電圧 V_{11} は次式で求められる。

$$V_{11} = \frac{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{2\sqrt{2} \omega_0 L_m} I_L^* + \frac{2\sqrt{2} R_1 V_L}{\pi \omega_0 L_m} \quad (5-15)$$

式 (5-15) より V_{11} は I_L^* に比例することが分かる。多くの場合 $R_1 \ll \omega_0 L_m$ なので式 (5-15) の右辺第 2 項は小さな値であり、負荷電圧 V_L による V_{11} への影響は小さい。

等価交流抵抗 R_{ac} は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 R_{ac} &= \frac{V_{21}}{I_{21}} \\
 &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L} V_L
 \end{aligned} \tag{5-16}$$

このとき伝送効率 η は従属的に定まり式 (4-14) により求められる。

図 34 に所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11} を示す。また、図 35 に I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} および伝送効率 η を示す。図 34 より負荷電圧 V_L が異なっても I_L^* を得るのに必要な V_{11} はほとんど変わらないことが分かる。すなわち、負荷電流は定電流的であり式 (5-15) からの考察結果と一致する。図 35 より I_L^* が小さいほど R_{ac} が大きくなり、伝送効率が低下することが分かる。また、式 (5-16) および図 35(a) より定電圧負荷の等価交流抵抗は一次側電圧によっても変化することが分かる。

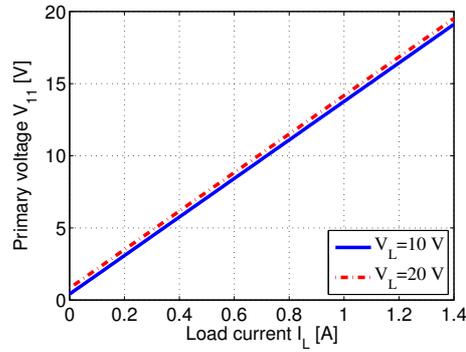
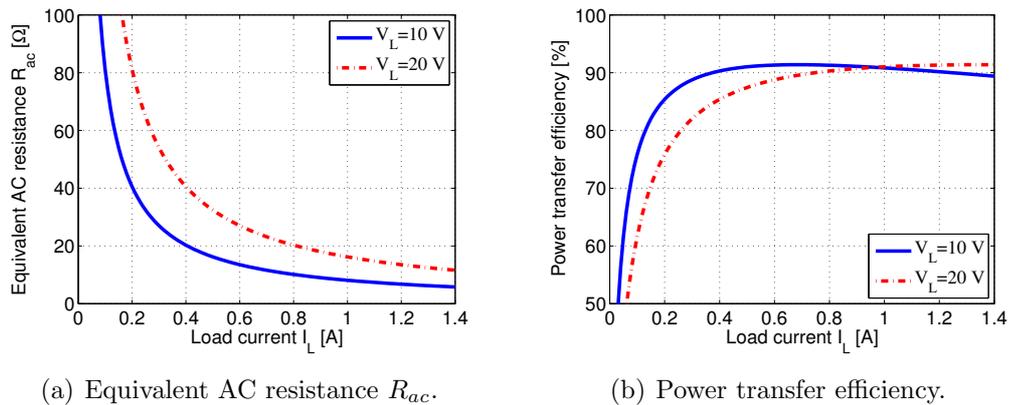


図 34: CASE C での所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11}



(a) Equivalent AC resistance R_{ac} .

(b) Power transfer efficiency.

図 35: CASE C での所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率

5.2.4 CASE D: 一次側電圧の操作のみによる最大伝送効率制御

次に一次側電圧 V_{11} の操作のみによる最大伝送効率制御について検討する。二次側電力変換回路の変換比は $\alpha = \beta = 1$ である。式 (5-16) より定電圧負荷の場合、等価交流抵抗 R_{ac} は V_{11} によっても操作可能であることが分かる。したがって最大伝送効率を得るためには R_{ac} が $R_{\eta opt}$ と一致するよう V_{11} を定めればよい。式 (5-16) より V_{11} は次式の通り求められる。

$$V_{11} = \frac{2\sqrt{2} R_1 R_2 + R_1 R_{opt} + (\omega_0 L_m)^2}{\pi \omega_0 L_m R_{opt}} V_L \quad (5-17)$$

したがって V_{11} は負荷電圧 V_L に比例する。このとき等価交流抵抗は R_{opt} なので、負荷電流 I_L は従属的に定まり V_L に比例する。

$$I_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_L}{R_{opt}} \quad (5-18)$$

図 36 に負荷電圧 V_L に対して最大効率が得られる V_{11} を示す。また、図 37 に V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率を示す。図 36 と図 37 から最大効率となる V_{11} は負荷電圧 V_L に比例し、このときの負荷電流 I_L も V_L に比例することが分かる。したがって伝送電力は V_L により決まる。

一次側コイルと二次側コイルが同一形状である場合、最大効率を得る等価交流抵抗 $R_{\eta opt}$ は式 (4-18) で近似できる。式 (4-18) を式 (5-17) に代入すると次式が得られる。

$$V_{11} = \frac{2\sqrt{2} R_1 R_2 + R_1 \omega_0 L_m + (\omega_0 L_m)^2}{\pi (\omega_0 L_m)^2} V_L \quad (5-19)$$

ここで $R_1 \ll \omega_0 L_m$ であるので、式 (5-19) は次式の通り近似できる。

$$V_{11} \simeq \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L \quad (5-20)$$

また、負荷電流 I_L は次式により近似できる。

$$I_L \simeq \frac{8}{\pi^2} \frac{V_L}{\omega_0 L_m} \quad (5-21)$$

式 (5-21) より伝送電力は次式で求められる。

$$P_L \simeq \frac{8}{\pi^2} \frac{V_L^2}{\omega_0 L_m} \quad (5-22)$$

したがって一次側コイルと二次側コイルが同一形状であり、二次側電力変換回路がダイオード整流回路のみである場合、最大効率を得る一次側電圧 V_{11} は負荷電圧 V_L のおよそ $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \simeq 0.9$ 倍である。すなわち、一次側電圧と負荷電圧をほぼ同じ電圧とすることで、二次側の電力変換回路を制御することなく高い伝送効率を得ることができる。ただし、このとき伝送電力は従属的に決まってしまうことに注意する必要がある。

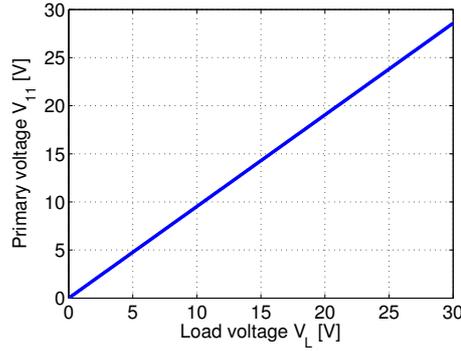


図 36: CASE D での負荷電圧 V_L に対する一次側電圧 V_{11}

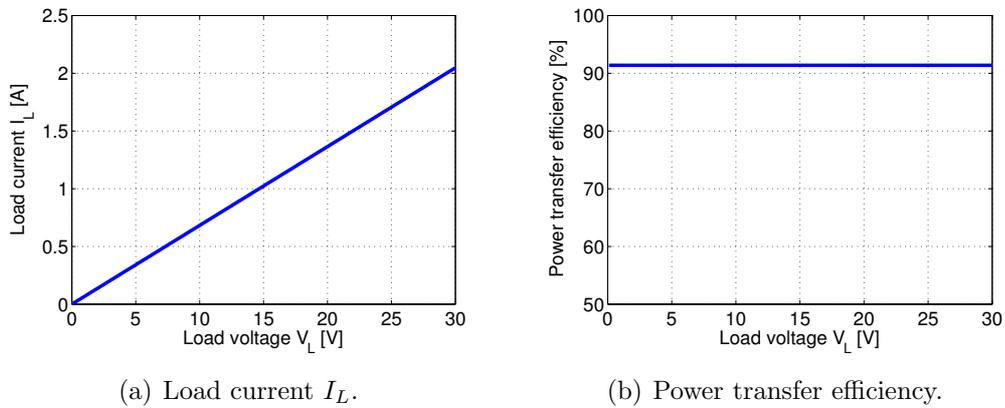


図 37: CASE D での負荷電圧 V_L に対する負荷電流 I_L と伝送効率

5.2.5 CASE E: 負荷電流・最大伝送効率両立制御

一次側と二次側が協調して V_{11} と R_{ac} の双方を操作可能である場合、任意の負荷電流を実現しつつ伝送効率を最大化する唯一の動作点を選択することができる。負荷電流と最大伝送効率を両立する動作点を図 38 に示す。伝送効率が最大となる等価交流抵抗 R_{ac} は $R_{\eta opt}$ の一点であるので、その R_{ac} において所望の負荷電流 I_L^* (すなわち伝送電力) が得られるような V_{11} とすればよい。ただし、定電圧負荷の場合は V_{11} の操作によっても R_{ac} が変化することに注意する必要がある。

伝送効率を最適化する等価交流抵抗 $R_{\eta opt}$ は式 (4-16) で与えられる。負荷電圧 V_L と所望の負荷電流 I_L^* に対して等価交流抵抗が $R_{\eta opt}$ となる総変換比 γ は式 (4-25) より次式の通り求められる。

$$R_{\eta opt} = \frac{8}{\pi^2} \gamma^2 \frac{V_L}{I_L^*} \quad (5-23)$$

$$\gamma = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_{\eta opt}}{V_L} I_L^*} \quad (5-24)$$

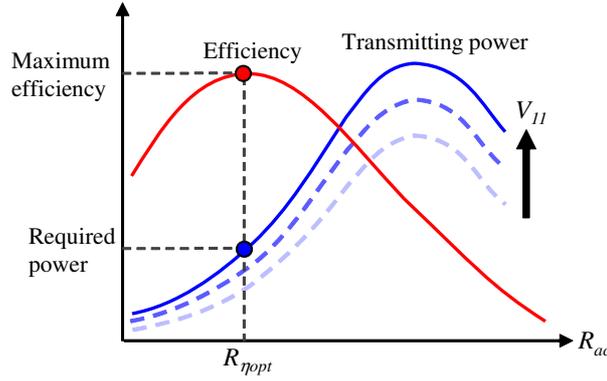


図 38: 定電圧負荷における負荷電流・最大効率両立制御の動作点設定

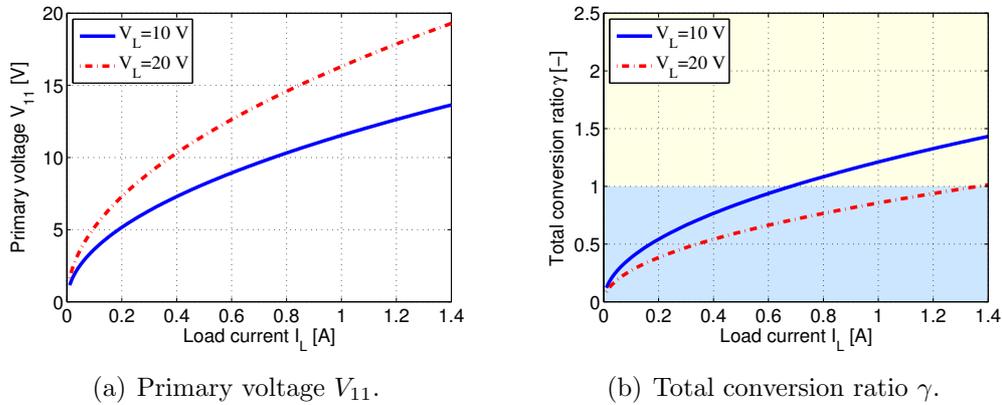


図 39: 所望の負荷電流 I_L^* と最大伝送効率を両立する動作点 (CASE E)

また、一次側電圧 V_{11} は式 (4-10) を整理することで式 (5-26) の通り求められる。

$$V_L I_L^* = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{\eta opt}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \quad (5-25)$$

$$V_{11} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m} \sqrt{\frac{V_L}{R_{\eta opt}} I_L^*} \quad (5-26)$$

したがって一次側電圧 V_{11} 、二次側総変換比 γ とともに $\sqrt{I_L^*}$ に比例する。

図 39(a) に所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11} 、図 39(b) に I_L^* に対する総変換比 γ を示す。CASE C において V_{11} によって I_L のみを制御する場合は図 34 に示すように負荷電圧 V_L によって V_{11} はほとんど変わらなかったが、最大伝送効率との両立においては負荷電圧 V_L が大きいほど大きな V_{11} を要することが分かる。また、 V_L が大きいほど必要な二次側総変換比 γ が小さくなる。これは、同じ I_L^* に対して V_L が大きい方が負荷のみかけ抵抗値が大きいためである。

図 40 に定電圧負荷での負荷電流 I_L の制御における CASE A (一次側電圧 $V_{11} = 8 \text{ V}$)

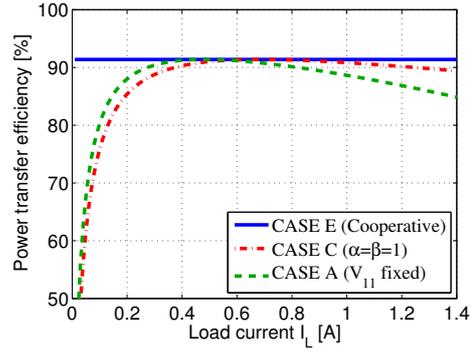


図 40: 負荷電流制御における伝送効率の比較

表 6: 定電圧負荷における一次側電圧 V_{11} と二次側総変換比 γ の動作点

CASE	Controlled variable		Manipulated variable	
	Load current	Efficiency	Primary voltage V_{11}	$\gamma = \alpha\beta$
A	I_L^* (desired)	dependent	fixed	eq.(5-10)
B	dependent	maximized	fixed	eq.(5-14)
C	I_L^* (desired)	dependent	eq.(5-15)	1
D	dependent	maximized	eq.(5-17)	1
E	I_L^* (desired)	maximized	eq.(5-26)	eq.(5-24)

に固定), CASE C (二次側総変換比を 1 に固定), CASE E (両立制御) での伝送効率の比較を示す。CASE A と CASE C では, ある負荷電流 I_L^* のときのみ伝送効率が最大となるのに対して, CASE E では I_L^* によらず常に最大伝送効率を得られていることが分かる。特に, I_L^* が小さい場合において CASE E の効果が大きい。 I_L^* が 0.4 から 1.0A 程度においては CASE A, CASE C でも最大効率に近い効率が得られている。したがって, 所望の負荷電流の制御範囲において CASE E の両立制御を用いることによる伝送効率の改善効果が十分に得られるかを検討し, 効果が小さい場合は機器構成の簡略化の面から一次側電圧固定の構成を採用しても良い。

5.2.6 動作点設定のまとめ

CASE A から CASE E のそれぞれの動作条件における一次側電圧 V_{11} と二次側総変換比 $\gamma = \alpha\beta$ の動作点を表 6 にまとめる。

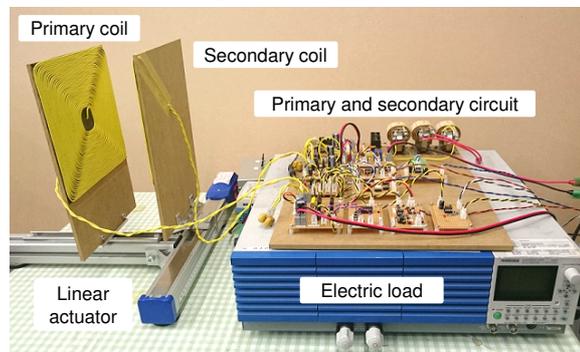
5.2.7 実験

動作条件に応じた動作点設定について検証するため、CASE A, CASE C, CASE E の各条件において実験を行なった。

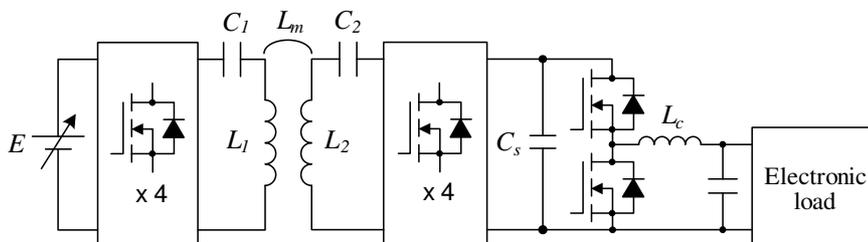
実験装置

図 41(a) に実験装置の外観を、図 41(b) に実験装置の回路構成を示す。二次側 AC-DC 変換回路はフルブリッジコンバータ、DC-DC 変換回路は双方向チョッパを用いており、広範囲に総変換比 γ を操作可能な構成である。回路パラメータは表 2 と同じである。平滑コンデンサ容量 C_s は $1000 \mu\text{F}$ 、DC-DC 変換回路のリアクトル L_c は 1.10 mH とした。一次側電圧 V_{11} は直流安定化電源 (ZX-400LA, 高砂製作所) の直流電源電圧 E により操作する。二次側 AC-DC コンバータは固定周期の 2 モード方式により動作させた。周期は過渡応答を考慮して 2 ms に定めた。DC-DC コンバータのキャリア周波数は 5 kHz とした。負荷には電子負荷 (PLZ1004W, 菊水電子工業) を用いた。総変換比 $\gamma = \alpha\beta$ の各変換比 α , β への配分方法は以下の通りとした。

- $\gamma \leq 1.05$ の場合 : $\alpha = \frac{\gamma}{1.05}$, $\beta = 1.05$ (ゲートドライバ動作の都合による)
- $\gamma > 1.05$ の場合 : $\alpha = 1.00$, $\beta = \gamma$



(a) Experimental equipment.



(b) Experimental circuit.

図 41: 実験装置

CASE A: 一次側電圧固定時の負荷電流制御

一次側電圧 V_{11} を 10V, 負荷電圧 V_L を 10 V として, 総変換比 γ を 0.1 から 2.0 まで 0.1 刻みで設定して一次側の直流電流と負荷電流 I_L を測定した。一次側電流は直流安定化電源のモニター値を用いた。負荷電流 I_L は電子負荷のモニター値を用いた。一次側電力は直流電源電圧 E と直流電流の積により求めた。したがって実験結果は一次側, 二次側の電力変換回路の損失を含んだ値となっている。

図 42, 図 43 に実験結果を示す。図 42 は負荷電流 I_L^* に対する総変換比 γ である。 α と γ の配分が切り替わる $\gamma = 1$ 付近で若干の傾向の変化が見られるものの, 式 (5-10) による計算値と良い一致が得られている。図 43(a), (b) はそれぞれ実験結果から求めた等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率である。 R_{ac} も計算値と実験結果でよい一致が見られる。伝送効率に関しては計算値が AC to AC 効率 (コイル間効率) であるのに対して実験結果は DC to DC 効率であり電力変換回路での損失を含んでいるため絶対値は異なっているものの, I_L^* に対する変化の傾向はほぼ一致している。以上の実験結果より CASE A での理論式の妥当性が示された。

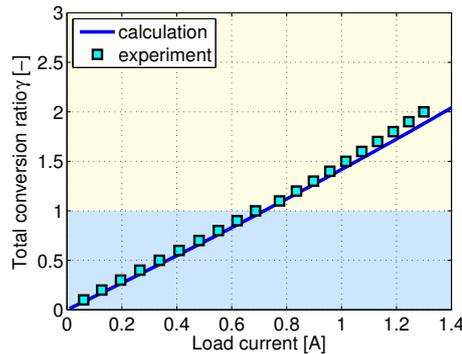
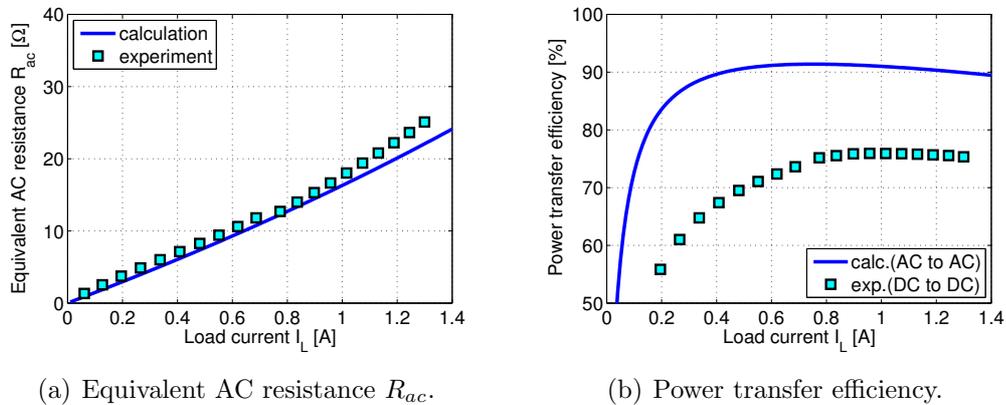


図 42: 実験結果 : CASE A, 所望の負荷電流 I_L^* に対する総変換比 γ



(a) Equivalent AC resistance R_{ac} .

(b) Power transfer efficiency.

図 43: 実験結果 : CASE A, 所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率

CASE C: 一次側の操作のみによる負荷電流制御

本実験では二次側電力変換回路の総変換比 γ を 1 で固定とするため、二次側 AC-DC コンバータの出力に電子負荷を直接接続した。AC-DC コンバータは全ゲート OFF でダイオードブリッジ整流回路として動作させた。負荷電圧 V_L は 10 V とした。負荷電流 I_L が所望の値となるよう一次側電圧 V_{11} を手動で調整して一次側直流電流と負荷電流 I_L を測定した。 I_L^* は 0.1 A から 1.4 A まで 0.1 A ずつ変化させた。

実験結果を図 44, 図 45 に示す。図 44 は負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11} であり、式 (5-15) による計算値と実験結果で良い一致が得られている。図 45(a) は I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} であり、こちらも計算値と実験結果でよい一致が得られている。また、 V_{11} により R_{ac} が変化することが分かる。図 45(b) は I_L^* に対する伝送効率である。CASE A の実験と同様に計算値と実験結果で絶対値は異なっているものの、 I_L^* に対する変換の傾向は一致している。以上の実験結果より CASE C での理論式の妥当性が示された。

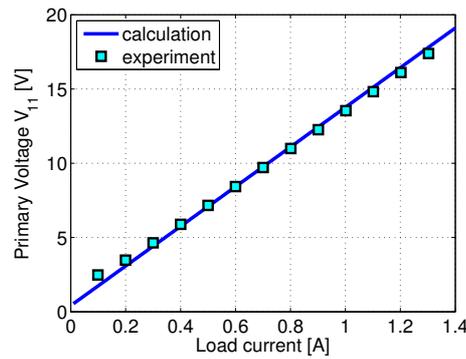
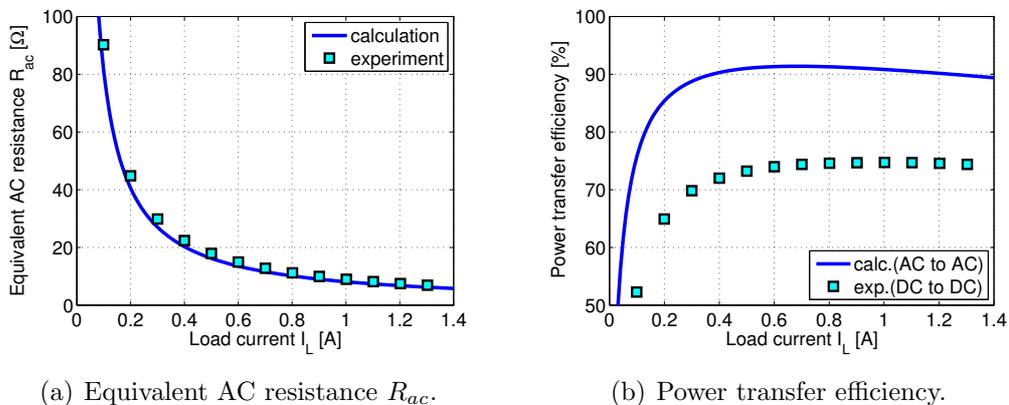


図 44: 実験結果 : CASE C, 所望の負荷電流 I_L^* に対する一次側電圧 V_{11}



(a) Equivalent AC resistance R_{ac} .

(b) Power transfer efficiency.

図 45: 実験結果 : CASE C, 所望の負荷電流 I_L^* に対する等価交流抵抗 R_{ac} と伝送効率

CASE E: 負荷電流・最大伝送効率両立制御

0.2 A から 1.2 A まで 0.2 A 刻みの負荷電流目標値 I_L^* において、それぞれ一次側電圧 V_{11} と総変換比 γ の組み合わせを変えて伝送効率を測定し、それぞれの I_L^* で伝送効率が最大となる動作点を求めた。総変換比 γ は 0.1 から 2.0 まで 0.1 刻みで変化させ、負荷電流 I_L が所望の値となるよう手動で V_{11} を調節した。

図 46 に $I_L = 1.0$ A での実験結果を示す。図 46(a) は V_{11} と γ の組み合わせであり、計算値と良い一致が得られている。図 46(b) は各動作点での伝送効率であり、横軸は等価交流抵抗 R_{ac} で表している。計算値がコイル間効率であるのに対して実験結果は DC to DC 効率であるため絶対値は異なっているものの、 R_{ac} に対する伝送効率の変化の傾向はおおむね一致しているが、伝送効率が最大となる R_{ac} には若干の差異が見られる。

図 47 に負荷電流 I_L^* に対して伝送効率が最大となる V_{11} と γ の組み合わせの実験結果を示す。実験結果は計算値に対して V_{11} は若干小さく、 γ は若干大きい値となっている。特に I_L^* が小さいとき γ の値が大きく異なっており、実験結果では $\gamma > 1$ となっている。

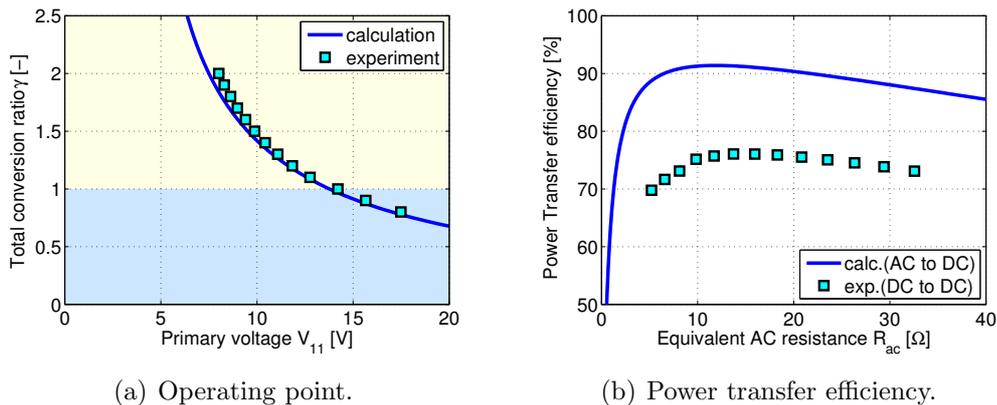


図 46: 実験結果 : CASE E, $I_L^* = 1.0$ A での動作点と伝送効率

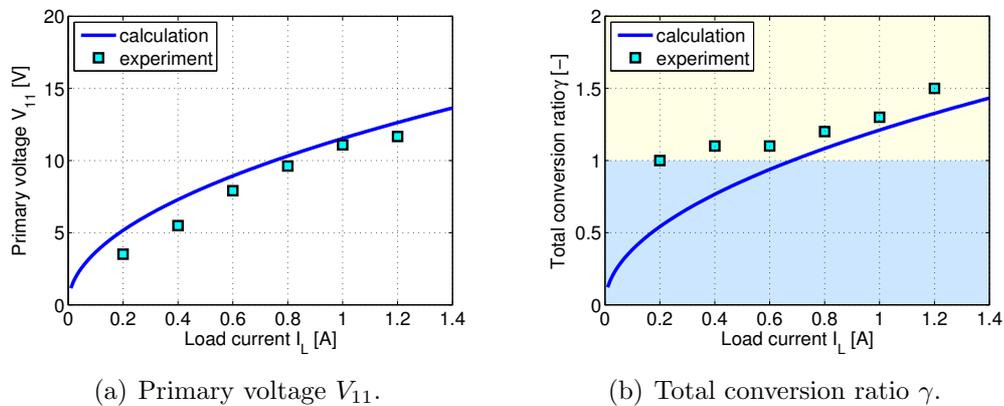


図 47: 実験結果 : CASE E, 所望の負荷電流 I_L^* に対する動作点

実験では AC-DC コンバータを 2 モード方式で動作させているため、Short mode での損失が生じる。小さい負荷電流の場合は γ が小さくなるため Short mode の時間比率が増える。そのため、実験結果では小さい V_{11} で $\gamma > 1$ となるような動作点の方が結果的に高い伝送効率が得られたと考えられる。したがって二次側 AC-DC コンバータを同期 PWM 整流方式で動作させることで、より計算値に近い結果が得られると考えられる。また、計算値では電力変換回路の損失も考慮されていないため、伝送効率が最大となる動作点に差異が生じたと考えられる。より正確に動作点を定めるためには電力変換回路の損失をモデル化する必要がある。 I_L^* が大きい場合では計算値と実験値で比較的近い値が得られており、CASE E の理論式は一定の有効性があることが確認された。

5.3 低負荷動作に適した二次側電力変換回路構成

電気自動車への走行中給電のアプリケーションにおいて、例えば下り坂が続いてバッテリーの SOC (State of Charge) が高くなった場合、路面からの受電電力を小さく（またはゼロに）したい状況が考えられる。本節では定電圧負荷に対して低負荷動作（低電流給電動作）を行なうのに適した二次側電力変換回路の構成について検討する。

5.3.1 定電圧負荷の無制御等価交流抵抗

まず、二次側電力変換回路での操作を行なわない場合の負荷電流 I_L と等価交流抵抗について考える。これは前節での CASE C に相当し、このときの I_L を I_{CVL} と定義する。

$$I_{CVL} = \frac{2\sqrt{2}\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-27)$$

さらにこのときの等価交流抵抗を定電圧負荷の無制御等価交流抵抗 R_{CVL} と定義する。 R_{CVL} は次式で求められる。

$$R_{CVL} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L} V_L \quad (5-28)$$

式(5-28)より R_{CVL} は一次側電圧 V_{11} が大きいほど小さくなるのが分かる。また、負荷電圧 V_L が大きいほど R_{CVL} は大きくなる。式(5-28)の分母の第2項は第1項に比べ小さいため、 R_{CVL} は V_L にほぼ比例であると近似できる。

5.3.2 低負荷動作に適した二次側電力変換回路構成

一次側電圧が固定で二次側電力変換回路の総変換比 γ が制御可能である CASE A において、所望の負荷電流 I_L^* が I_{CVL} よりも小さい場合、図 48(a) に示す動作点とする必要がある。これを満たす総変換比 γ は 2 点存在し、1 点は $0 \leq \gamma < 1$ 、もう 1 点は $\gamma > 1$

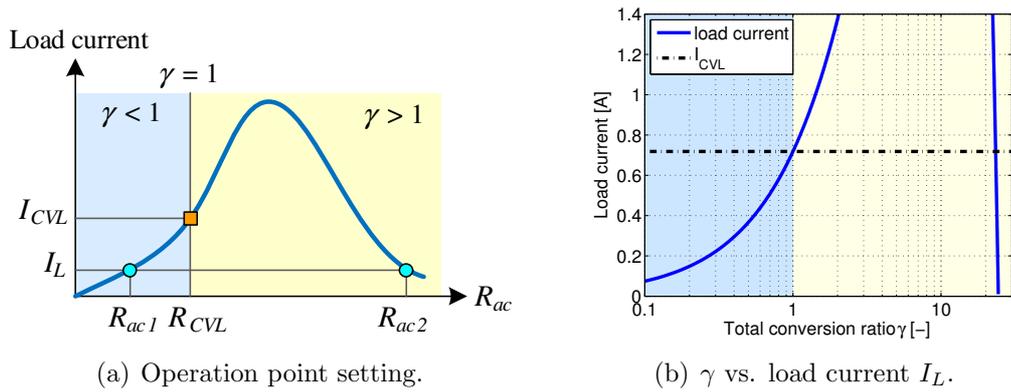


図 48: 定電圧負荷の低負荷動作における動作点設定

となる。 γ の操作範囲が $\gamma \geq 1$ である回路構成の場合は後者の動作点しか選択することができない。一次側電圧 $V_{11} = 10 \text{ V}$ ，負荷電圧 $V_L = 10 \text{ V}$ の場合の I_L^* と γ の関係を図 48(b) に示す。図中の背景が青の領域は $0 \leq \gamma \leq 1$ ，黄色の領域は $1 < \gamma$ を表している。図 48(b) より I_{CVL} よりも小さい負荷電流を $1 < \gamma$ 側の動作点で実現するためには γ を 25 程度にする必要がある。このような大きい変換比を実際の降圧型 DC-DC コンバータで実現することは難しく，仮に実現できたとしても DC-DC コンバータの入力電圧は 250 V 以上となり，部品の耐圧の面で不利である。

以上の考察より低負荷動作において降圧型 DC-DC コンバータを用いて $1 < \gamma$ 側の動作点を選択するのは実用的でない。 I_{CVL} 以下の負荷電流としたい場合には二次側電力変換回路において AC-DC 変換回路に AC-DC コンバータを用いるか，昇圧型 DC-DC コンバータを用いるのが望ましい。

5.3.3 実験

前節と同じ装置を用いて実験を行なった。ただし二次側 DC-DC コンバータは用いず AC-DC コンバータの出力を電子負荷に直接接続した。実験回路を図 49 に示す。回路パラメータは表 2 と同じである。

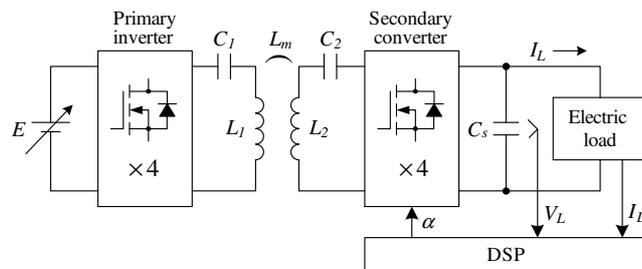


図 49: 実験回路

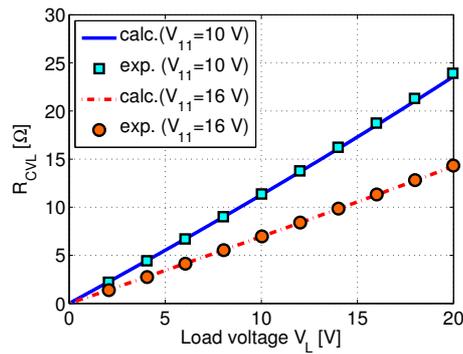


図 50: 負荷電圧 V_L に対する無制御等価交流抵抗 R_{CVL}

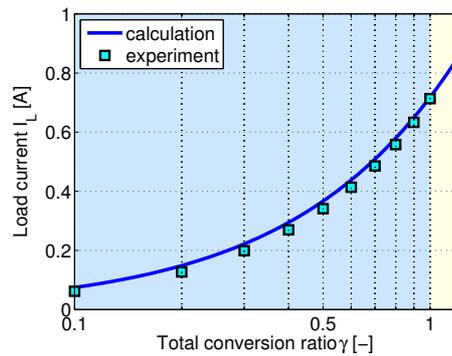


図 51: 変換比 γ に対する負荷電流 I_L

無制御等価交流抵抗

二次側 AC-DC コンバータの変換比 α を 1 に固定し、負荷電圧 V_L を変化させて負荷電流 I_L を測定して無制御等価交流抵抗 R_{CVL} を求めた。一次側電圧 V_{11} は 10 V、16 V の 2 通りとした。

実験結果を図 50 に示す。いずれの実験条件においても計算値と実験結果でよい一致が得られており、式 (5-28) の妥当性が確認された。

AC-DC コンバータを用いた低負荷動作

AC-DC コンバータの変換比 α を操作して負荷電流が I_{CVL} 以下の低負荷動作を行った。 α を 0.1 から 1.0 まで 0.1 刻みで変化させて負荷電流 I_L を測定した。一次側電圧 V_{11} は 10 V、負荷電圧 V_L は 10 V とした。

実験結果を図 51 に示す。横軸は変換比 γ であり対数軸で表している。 α の操作に応じてほぼ計算値と一致した負荷電流 I_L が得られている。以上の実験結果より一次側電圧が固定である場合の低負荷動作において二次側に AC-DC コンバータを用いる回路構成の優位性が示された。

5.4 負荷電流フィードバック制御

前節では動作条件に応じた電力変換回路の動作点設定について述べた。しかし、実際のワイヤレス給電においてはモデル化誤差や回路パラメータの誤差が存在するため、計算により得られた動作点で動作させたとしても所望の負荷電流 I_L^* に対して誤差が生じてしまう。また、コイルの位置ずれにより結合係数の変動が生じても所望の負荷電流が得られる制御手法が望まれる。本節では一次側電圧 V_{11} と二次側電力変換回路変換比 γ がともに制御可能な構成において、一次側をフィードフォワード制御とし、二次側で負荷電流 I_L をフィードバック制御する手法について述べる。提案手法では総変換比 γ を操作量として制御器設計するため、二次側 AC-DC コンバータと DC-DC コンバータの双方を有する二次側回路構成に適用可能である。

5.4.1 制御器設計

負荷電流目標値 I_L^* を実現するように一次側電圧 V_{11} と総変換比 γ を制御する制御器を構成する。ここで制御器に総変換比目標値 γ_r を導入する。これは一切のモデル誤差が無い場合 $\gamma = \gamma_r$ において I_L^* となるような総変換比の理論値である。二次側電力変換回路の構成により操作可能な γ の範囲は異なるため、回路構成に応じて適切な γ_r を設定する必要がある。また、 γ の操作可能範囲と γ_r との差分は二次側でのフィードバック制御の余裕度に相当する。

提案制御法のブロック図を図 52 に示す。一次側はフィードフォワード制御であり γ_r において負荷電流目標値 I_L^* を実現する一次側電圧指令値 V_{1FF} は式 (5-4)、式 (4-27) より次式の通り求められる。

$$V_{1FF} = \frac{2\sqrt{2} R_1 V_L \gamma_r}{\pi \omega_0 L_m} + \frac{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{2\sqrt{2} \omega_0 L_m} \frac{I_L^*}{\gamma_r} \quad (5-29)$$

二次側では負荷電流 I_L を測定して I 制御でフィードバック制御する。

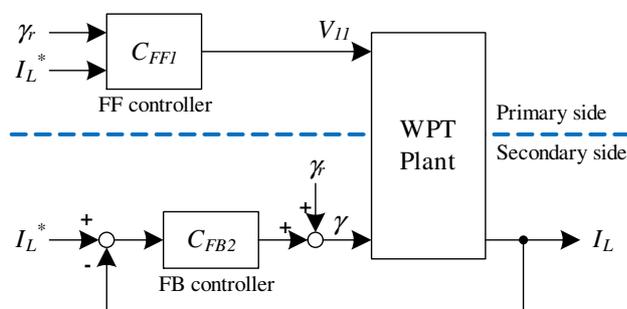


図 52: 負荷電流フィードバック制御

$$C_{FB2} = \frac{K_{I2}}{s} \quad (5-30)$$

ゲイン K_{I2} は式 (5-4) より極配置法を用いて次式の通り求められる。

$$K_{I2} = \frac{\pi p_2}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{1FF} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L \gamma_r} \quad (5-31)$$

ここで $-p_2$ は所望の閉ループ極である。なお、負荷電圧 V_L と変換比目標値 γ_r は低速の無線通信等により一次側と二次側で同じ値を共有することを想定している。また、式 (5-31) 中の V_{1FF} は式 (5-29) の計算を二次側でも行う。総変換比の操作量 γ はフィードバック制御器の出力と γ_r の和で与えられる。なお、本制御手法ではコイル間や電力変換回路の過渡応答を一切無視しているが、バッテリーへの充電電流制御のようなアプリケーションに求められる応答性は十分に確保できると考えられる。

5.4.2 シミュレーションおよび実験

提案制御法の有効性を確認するためシミュレーションと実験を行なった。シミュレーションでは二次側電流 I_{21} を式 (5-4) でモデル化した。さらに電力変換回路での損失を無視し、二次側電圧 V_{21} および電流 I_{21} と、負荷電圧 V_L および電流 I_L との関係は式 (4-21) から式 (4-24) によって理想的にモデル化した。実験には図 41 に示す装置を用いた。回路パラメータは表 2 と同じである。総変換比 $\gamma = \alpha\beta$ の各変換比 α , β への配分方法は 5.2.7 節の実験と同じである。また、二次側コイルは直動アクチュエータに取り付けられており、コイル間に動的な位置ずれを与えることができる。

結合係数が低下する場合

結合係数の変動に対する提案制御法の有効性を検証した。図 53(a) に示すようにコイル間の位置ずれを与える。このとき結合係数は図 53(b) に示すように変化する。負荷電圧 V_L は 10 V、負荷電流目標値 I_L^* は 0.8 A、総変換比目標値 γ_r は 0.8、二次側フィードバック制御器の極配置は 6 Hz とした。制御なしの場合は一次側電圧 V_{11} を式 (5-29) で求められる V_{1FF} とし、 γ は γ_r で一定とした。

図 54 にシミュレーション結果を示す。図 54(a) は負荷電流 I_L の時間変化、図 54(b) は総変換比 γ である。本条件では位置ずれによる結合係数の低下によって伝送電力が増加する。そのため、提案制御なしの場合は負荷電流 I_L が目標値よりも大きくなってしまっている。一方、提案制御法を用いる事で I_L は目標値に制御されている。

図 55 に実験結果を示す。図 55(a) は負荷電流 I_L の時間変化、図 55(b) は総変換比 γ である。シミュレーションと同様に提案制御法により負荷電流 I_L が目標値に制御され

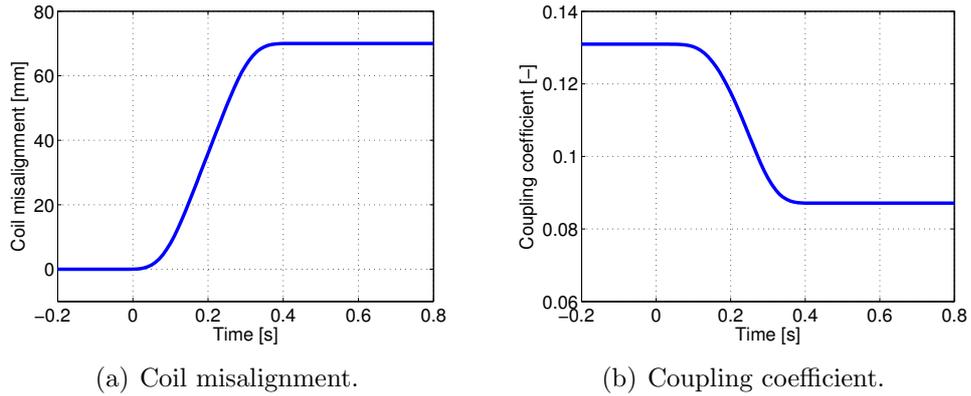


図 53: コイル位置ずれと結合係数の変動

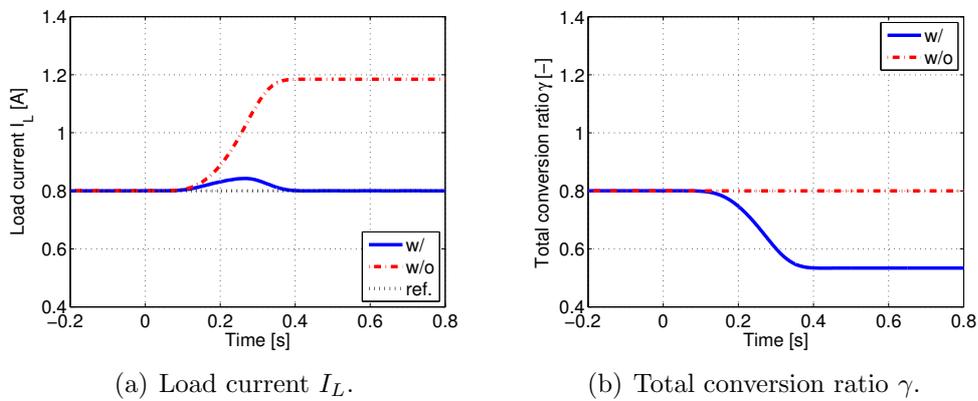


図 54: 結合係数が低下する場合のシミュレーション結果

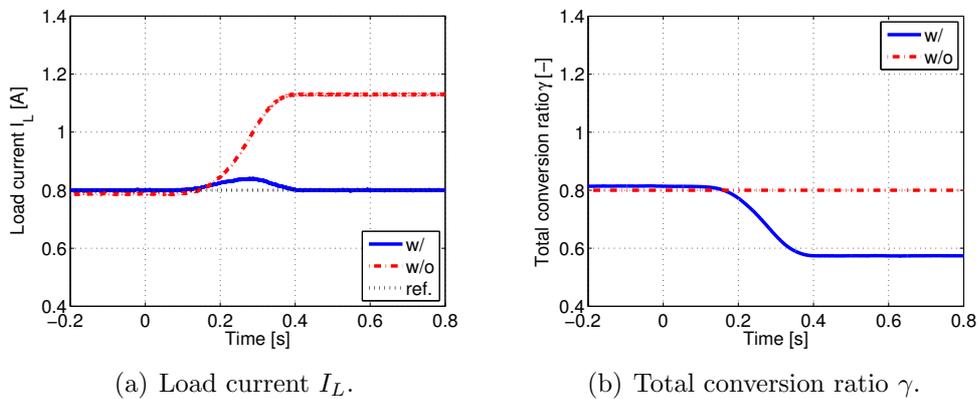


図 55: 結合係数が低下する場合の実験結果

ている。本条件では γ の操作範囲が1以下であるため、AC-DCコンバータの変換比 α の操作のみで制御が実現されている。また、結合係数の変動前（時刻 $t=0$ より前）の I_L に着目すると、制御なしの場合目標値よりも若干小さな値となっている。すなわち、モデルやパラメータの誤差によりフィードフォワードのみでは I_L に誤差が生じてしまう。したがって所望の負荷電流を正確に得るためには提案制御法が必須である。

結合係数が増加する場合

次に、結合係数が増加するような位置ずれを与えてシミュレーションと実験を行なった。コイル間の位置ずれを図 56(a) に、結合係数の変動を図 56(b) に示す。負荷電圧 V_L は 10 V、負荷電流目標値 I_L^* は 0.8 A、総変換比目標値 γ_r は 0.8、二次側フィードバック制御器の極配置は 6 Hz とした。

図 57 にシミュレーション結果を示す。図 57(a) は負荷電流 I_L の時間変化、図 57(b) は総変換比 γ である。本条件では位置ずれによる結合係数の増加によって伝送電力が低下する。そのため、提案制御法なしの場合は負荷電流 I_L が目標値よりも小さくなってしまっている。一方、提案制御法を用いる事で γ が操作され I_L が目標値に制御されている。このとき、 γ は 1 をまたいで操作されており、このような操作範囲を持つ二次側電力変換回路の構成とする必要がある。一例としては、実験装置のように AC-DC コンバータと降圧型 DC-DC コンバータを組み合わせるとよい。

図 58 に実験結果を示す。図 58(a) は負荷電流 I_L の時間変化、図 58(b) は総変換比 γ である。シミュレーションと同様に提案制御法により負荷電流 I_L が目標値に制御されている。このとき γ は 1 をまたいで操作されており、実験装置の場合は二次側 AC-DC コンバータの変換比 α と DC-DC コンバータの変換比 β が配分則に基づき操作されている。 γ が 1 をまたぐ前後で負荷電流に若干不規則な変化が見られるものの、おおむね良好な制御性能が得られている。提案制御法では γ を操作量としているため 2 つの電力変換回路を単一の制御器でシームレスに制御できる。また、結合係数の変動前（時刻 $t=0$ より前）の I_L に着目すると、制御なしでの誤差が図 55(a) の実験結果よりも大きくなっている。これは結合係数が小さい場合に二次側電流に歪みが生じてモデル化誤差の影響が大きくなるためであると考えられる。

以上の実験結果より、結合係数の変動において提案制御法の有効性が示された。定電圧負荷では降圧型 DC-DC コンバータにより等価交流抵抗 R_{ac} を増加させる操作を行なうことで伝送電力を増して負荷電流目標値 I_L^* に追従させることができる。ただし、図 20 に示される R_{ac} に対する伝送電力の特性から分かるように、 R_{ac} の操作で得られる伝送電力の最大値を超えて伝送電力を増すことはできない。そのような場合は一次側電圧 V_{11} を増す必要があり、これを実現する制御手法については第 7 章で述べる。

二次側制御器のみ負荷電流目標値が変動した場合

提案制御法では一次側、二次側ともに負荷電流目標値 I_L^* の情報を用いている。ここでは、通信の遅延により一次側と二次側の I_L^* に乖離が生じた状況について検証する。シミュレーションと実験では二次側フィードバック制御器の I_L^* を 0.6 A から 1.0 A にステップ状に変化させる。 I_L^* にはカットオフ周波数 5 Hz のローパスフィルタを適用した。負荷電圧 V_L は 10 V、総変換比目標値 γ_r は 0.8 とした。

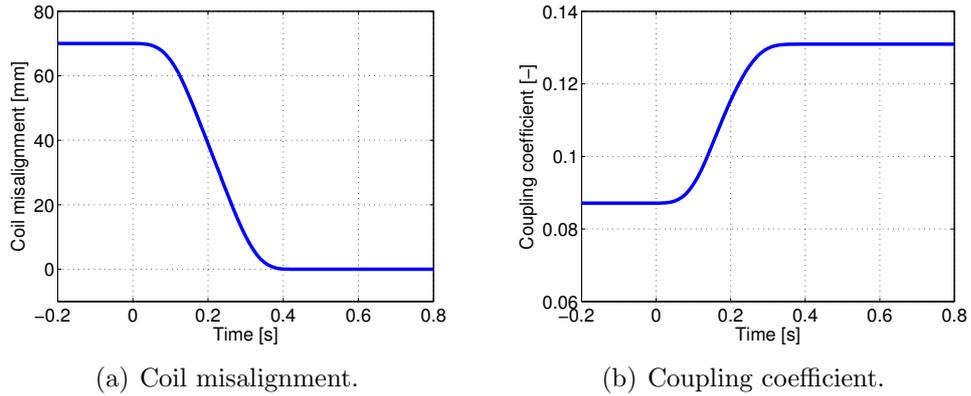


図 56: コイル位置ずれと結合係数の変動

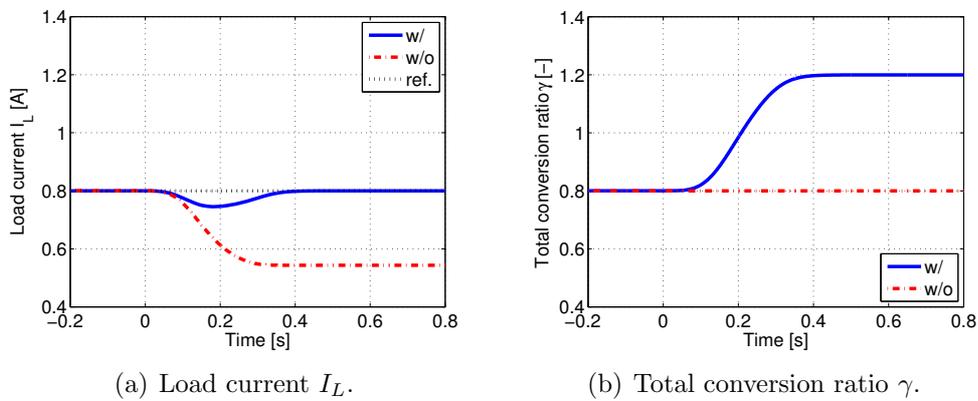


図 57: 結合係数が増加する場合のシミュレーション結果

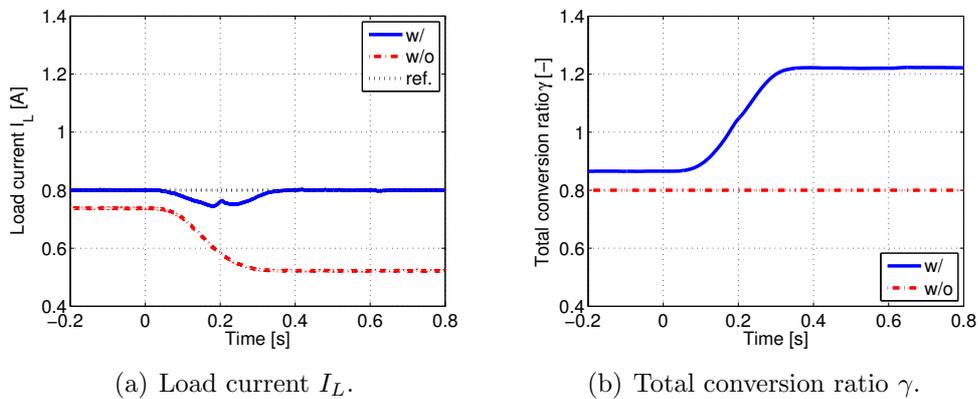
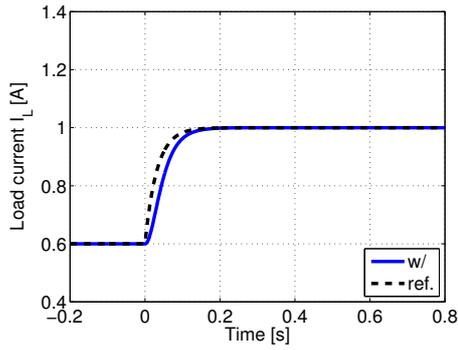


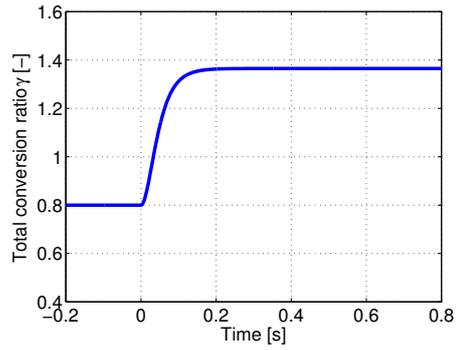
図 58: 結合係数が増加する場合の実験結果

シミュレーション結果を図 59 に示す。図 59(a) は負荷電流 I_L の時間変化，図 59(b) は総変換比 γ である。提案制御法により γ が操作されることで I_L が目標値に追従している。このとき、 γ は 1 をまたいで操作されている。

実験結果を図 60 に示す。図 60(a) は負荷電流の時間変化，(b) は総変換比 γ である。 γ が 1 をまたぐ付近で負荷電流が若干不規則的に変動しているものの、提案制御法によ

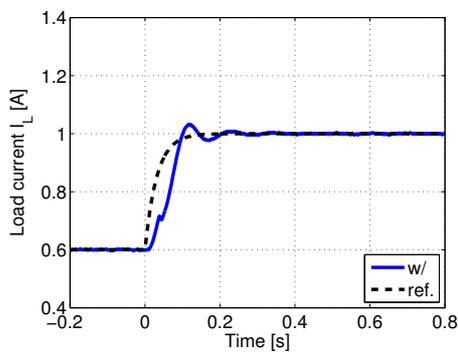


(a) Load current I_L .

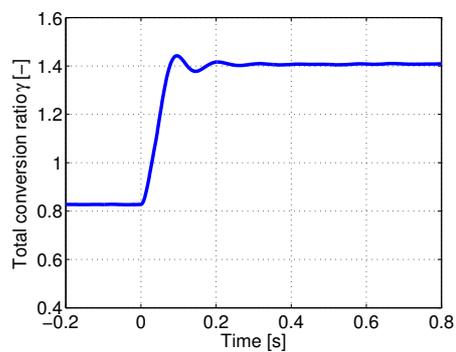


(b) Total conversion ratio γ .

図 59: 二次側制御器のみ負荷電流目標値が変動した場合のシミュレーション結果



(a) Load current I_L .



(b) Total conversion ratio γ .

図 60: 二次側制御器のみ負荷電流目標値が変動した場合の実験結果

り負荷電流が目標値に追従している。

以上の実験結果より、提案制御法は一次側と二次側の負荷電流目標値の乖離の補償においても有効であることが示された。

5.5 まとめ

本章では定電圧負荷へのワイヤレス給電回路のモデル化と動作条件に応じた動作点設定について述べた。さらに負荷電流のフィードバック制御手法を提案した。

SS方式のワイヤレス給電回路がバンドパスフィルタ特性を有することに着目し、二次側 AC-DC 変換回路の入力電圧を正弦波電圧源で近似した回路モデルを提案し、一次側電流と二次側電流を定式化した。負荷電圧による二次側電流の変化は小さく、二次側電流は定電流的な挙動であることを示した。また、定電圧負荷へのワイヤレス給電回路は安定なシステムであることを示した。

一次側、二次側電力変換回路による操作量は一次側電圧 V_{11} と等価交流抵抗 R_{ac} であ

るが、実際のアプリケーションでは双方が操作可能である場合と、どちらか一方のみ操作可能である場合が考えられる。それぞれの動作条件において、負荷電流を任意に制御するための動作点設定、最大伝送効率を得るための動作点設定を導出した。また、双方が操作可能である場合の負荷電流・最大伝送効率両立制御の動作点を導出した。実験によりこれらの動作点設定の定式化が妥当であることを示した。動作条件に応じて必要となる一次側電圧 V_{11} と二次側総変換比 γ を把握できるため、これらの動作点設定に関する定式化は電力変換回路の制御の段階だけでなく、回路構成の検討の段階においても有用である。

実際のワイヤレス給電においてはモデル化誤差や回路パラメータの誤差によって負荷電流は目標値に対して誤差が生じる。そこで、一次側をフィードフォワード制御、二次側をフィードバック制御とする負荷電流制御手法を提案した。提案制御法は総変換比 γ を操作量とするため、二次側 AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路のそれぞれの変換比 α , β を単一の制御器で制御することができる。

今後の課題としては、総変換比 γ から各変換比 α , β への配分則の検討と、二次側 AC-DC コンバータのスイッチング手法による比較が挙げられる。いずれの課題も電力変換回路での損失や制御の応答性に影響があると考えられる。

第 6 章

定電力負荷における伝送電力制御

本章ではワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) のような定電力負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御について述べる。パワーエレクトロニクス分野では定電力負荷を含むシステムが不安定となる事例が知られている [28-30]。本研究では定電力負荷を負荷とする SS 方式のワイヤレス給電回路をモデル化して伝達関数を導出し、定電力負荷の負荷電圧が不安定であることを解析的に示す。定電力負荷に安定的に電力供給するためには負荷電圧を安定化するフィードバック制御が必須である。本章では二次側電力変換回路を用いた負荷電圧制御手法を提案し、実験により提案制御法の有効性を検証する。さらに、負荷電圧制御における動作点の設定と伝送効率について考察する。

6.1 安定性解析

負荷が定電圧である場合、二次側電圧は負荷電圧で定まるため安定なシステムであることを第 5 章で述べた。一方、W-IWM のように負荷が定電力負荷である場合、負荷電圧と負荷電流の積が一定であればよいので、その組み合わせは無数に存在する。ここで、定電力負荷の消費する電力は負荷自身により制御されており、ワイヤレス給電の伝送電力制御の帯域よりも十分に速い帯域で負荷電力が制御されているとする。この場合、定電力負荷自身の過渡応答は無視できる。

伝送電力と負荷電力のバランスで考えると、伝送電力が不足している場合は不足分の電力が二次側 AC-DC 変換回路の後段に設けた平滑コンデンサから供給されるため、負荷電圧 (DC リンク電圧) は低下する。伝送電力が過剰であれば、過剰分が平滑コンデンサに充電されるため負荷電圧は上昇する。したがって負荷電圧をある値に定めるためには、常に伝送電力と負荷電力を一致させる必要がある。W-IWM では車両の運転者のトルク指令やモータ回転数に応じて負荷電力は時々刻々と変化するため、伝送電力がこ

れに追従するような制御が必要であると考えられる。

本節ではまず近似的な回路モデルを用いて、定電力負荷への SS 方式のワイヤレス給電において負荷電圧が不安定であることを解析的に示す。

6.1.1 回路モデル

負荷電圧 V_L を動作点とし、負荷電圧の変化が動作角周波数 ω_0 に対して十分に遅いと仮定すると、二次側 AC-DC 変換回路の入力電圧は $\pm V_L$ の矩形波である（変換比 $\alpha = 1$ の場合）。したがって、動作点近傍においては、定電力負荷は定電圧負荷と同様に考えることができる。

図 61 に動作点近傍での二次側回路モデルを示す。等価電流源 i_s は二次側 AC-DC 変換回路の出力電流である。第 5 章での解析結果より負荷電圧の変化に対する二次側電流の変化は小さいため、等価的に電流源とみなすことができる。 i_s は式 (5-6) と同様であり次式で表される。

$$i_s = \frac{2\sqrt{2}\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6-1)$$

ここで V_{11} は一次側電圧の基本波実効値である。

6.1.2 安定性解析

図 61 に示す回路モデルの回路方程式は次式で表される。

$$i_L = i_s - C_s \frac{dv_L}{dt} \quad (6-2)$$

ここで C_s は平滑コンデンサ容量である。負荷が定電力であるため負荷電流 i_L は次式で表される。

$$i_L = \frac{p_L}{v_L} \quad (6-3)$$

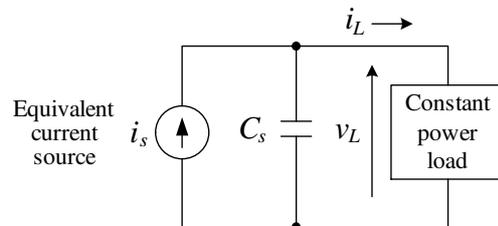


図 61: 定電力負荷への SS 方式ワイヤレス給電回路の二次側回路モデル

式(6-3)を式(6-2)に代入すると次式が得られる。

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{p_L}{C_s v_L} + \frac{i_s}{C_s} \quad (6-4)$$

式(6-4)は非線形であるので、動作点近傍で線形化すると次式が得られる。

$$\frac{d\Delta v_L}{dt} = \frac{p_L \Delta v_L}{C_s V_L^2} + \frac{\Delta i_s}{C_s} \quad (6-5)$$

$$v_L = V_L + \Delta v_L$$

$$i_s = I_s + \Delta i_s$$

ここで V_L , I_L は動作点における負荷電圧, 負荷電流である。 Δi_s から Δv_L への伝達関数 $P_\Delta(s)$ は式(6-5)をラプラス変換することにより次式の通り得られる。

$$P_\Delta(s) = \frac{\Delta v_L(s)}{\Delta i_s(s)} = \frac{1}{C_s \left(s - \frac{p_L}{C_s V_L^2} \right)} \quad (6-6)$$

したがって $P_\Delta(s)$ の極 p は

$$p = \frac{p_L}{C_s V_L^2} \quad (6-7)$$

である。負荷電力は $p_L > 0$ であり, かつ負荷電圧動作点は $V_L > 0$ であるので, 極は常に $p > 0$ である。したがって $P_\Delta(s)$ は不安定なシステムである。以上の解析より, 定電力負荷への SS 方式のワイヤレス給電回路の負荷電圧は不安定であることが示された。

式(6-7)より, 極の速さについて下記の考察が得られる。

- 負荷電力 p_L が大きいほど p は速くなる
- 平滑コンデンサ容量 C_s が小さいほど p は速くなる
- 電圧平衡点 V_L が小さいほど p は速くなる

したがって, 平滑コンデンサ容量 C_s は電圧・電流リップルの観点だけでなく制御の安定性を考慮して定める必要がある。

6.1.3 回路シミュレーション

上述の解析結果を検証するため MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いて回路シミュレーションをおこなった。一次側電圧は交流電圧源, 二次側 AC-DC 変換回路はダイオードブリッジ整流回路とした。また, 定電力負荷は制御電流源によりモデル化した。回路シミュレーションモデルを図 62 に示す。回路パラメータは表 2 に示す値を用いた。負荷電力は 15 W, 負荷電圧の初期値は 15 V, 負荷電流の初期値は 1.0 A とした。一次側電圧の周波数は共振周波数である 87.6 kHz とし, 振幅は試行錯誤的に定めた。

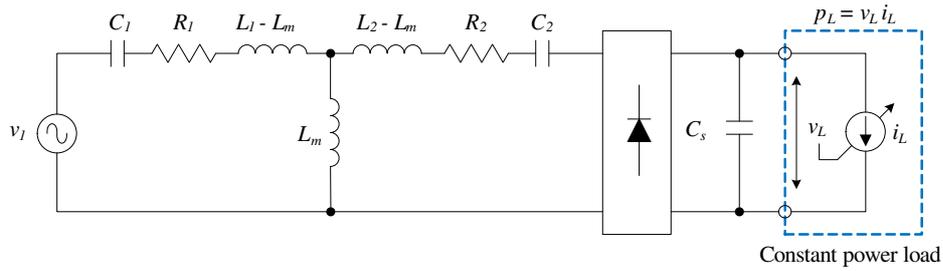


図 62: 回路シミュレーションモデル

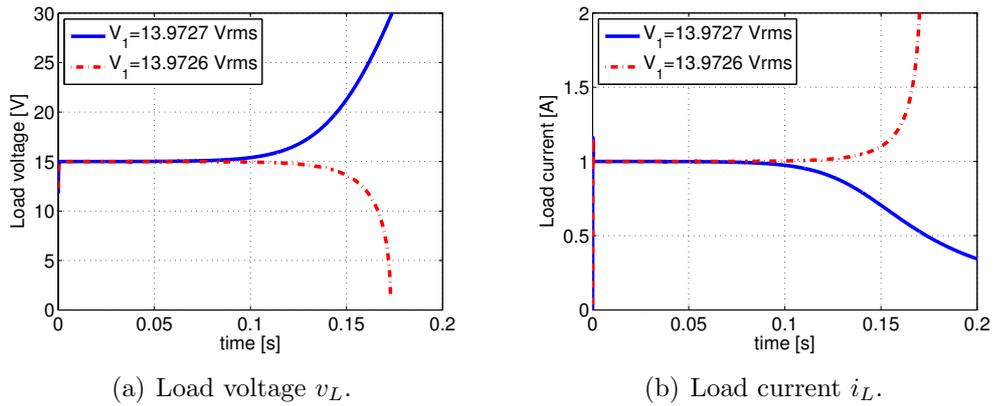


図 63: 回路シミュレーション結果

シミュレーション結果の負荷電圧，電流をそれぞれ 図 63(a)，(b) に示す。負荷電圧・電流がともに発散していることが分かる。また，一次側電圧のごくわずかな差により伝送電力と負荷電力のバランスが変わるため発散の挙動が異なっている。以上のシミュレーション結果より回路モデルによる解析結果が妥当であり，定電力負荷への SS 方式のワイヤレス給電回路は不安定なシステムであることが示された。

6.2 二次側電力変換回路による負荷電圧制御

先述の通り負荷電圧をある値に定めるためには，常に伝送電力と負荷電力を一致させる必要がある。伝送電力を制御するためには，第 4 章で述べた通り一次側電圧 V_{11} を操作するか，二次側電力変換回路によって等価交流抵抗 R_{ac} を操作すればよい。一次側電圧を操作する場合，負荷電圧の情報を二次側から一次側に無線通信する必要があるが，通信の遅延や途絶が生じるため通信を使ったフィードバック制御系は望ましくない。そこで，本節では二次側電力変換回路を用いた負荷電圧制御手法を提案する。提案制御法はフィードバック制御器が二次側の回路内で完結しているため通信の問題は生じない。

6.2.1 二次側変換比の操作範囲に関する考察

先述の通り、定電力負荷の負荷電圧は伝送電力と負荷電力のバランスにより増減する。負荷電圧を下げたい場合は伝送電力を負荷電力よりも小さくすればよい。一方、負荷電圧を上げたい場合は伝送電力を負荷電力よりも大きくする必要がある。

AC-DC コンバータで α を操作する場合、DC リンク電圧 V_{dc} に対して二次側電圧基本波実効値 V_{21} を絞るような動作となる。したがって α を大きくすることで V_{dc} を変えることなく伝送電力を増すことができる。このとき、負荷電力とのバランスが取れているならば V_{dc} は変化しない。

一方、降圧型 DC-DC コンバータで $\beta > 1$ を操作する場合は DC リンク電圧を上げて等価交流抵抗 R_{ac} を大きくすることで伝送電力を操作している。ここで、DC リンク電圧を上げるためには平滑コンデンサを充電する必要があり、そのためには負荷電力に対して伝送電力の余力が必要である。負荷が定電圧負荷の場合、一時的に負荷電力が目標値を下回っても負荷電圧が不安定になることはないため DC リンク電圧を上げることが可能である。一方、負荷が定電力負荷である場合、伝送電力が負荷電力に対して不足していると平滑コンデンサから不足分が放電されて DC リンク電圧が低下してしまうため、DC リンク電圧を上げて伝送電力を増すことができない。

以上をまとめると、定電力負荷においては図 64(a) のように AC-DC コンバータで α を操作して伝送電力を増すことは可能であるが、図 64(b) のように降圧型 DC-DC コンバータで $\gamma > 1$ の動作点で伝送電力を制御することはできない。すなわち、定電力負荷の負荷電圧制御においては伝送電力にある余裕度を持たせるように一次側電圧を定め、二次側 AC-DC コンバータを用いて負荷電圧を制御する構成とする必要がある。降圧型 DC-DC コンバータを用いて β を操作して負荷電圧制御を実現するためには、負荷電力と二次側電力変換回路を協調的に制御するか、通信を用いて一次側と協調して制御する必要があると考えられる。

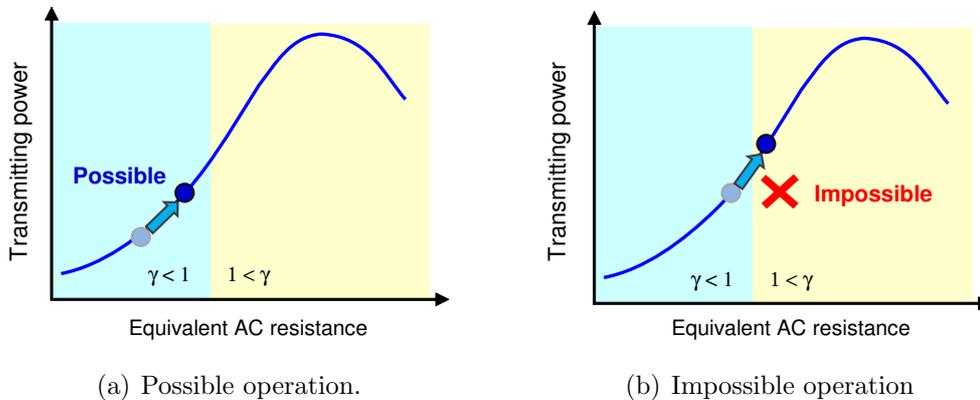


図 64: 定電力負荷における R_{ac} の操作による伝送電力の制御

6.2.2 制御器設計

提案する負荷電圧制御手法のブロック図を図 65 に示す。一次側制御器はフィードフォワード制御とし、負荷電力、負荷電圧目標値、二次側変換比目標値に応じて一次側電圧 V_{11} を定める。一方、二次側は負荷電圧 V_L のフィードバック制御器を構成する。提案制御法では一次側、二次側の双方で負荷電圧目標値 V_L^* と負荷電力 P_L の情報が必要であり、これらは無線通信で共有できると仮定する。提案制御法では通信の遅延や途絶によって一次側と二次側の制御器でこれらの値に乖離が生じても二次側のフィードバック制御により補償されるため、無線通信は高速である必要はない。

先述の通り二次側総変換比 γ の操作範囲は $0 \leq \gamma < 1$ としたので、二次側電力変換回路に AC-DC コンバータのみを用いることとし、 $\beta = 1$ 、 $\gamma = \alpha$ として制御器を設計する。また、AC-DC コンバータの動作手法により計算式が若干異なるため、ここではまず 2 モード方式の場合について述べる。

二次側 AC-DC コンバータを 2 モード方式で動作させる場合

二次側電流が共振周波数と一致した周波数を有する正弦波であると仮定し、二次側コンバータ入力電圧の基本波のみに着目すると、Rectification mode における二次側電流実効値 I_{21} は定電圧負荷の場合と同様に次式で表される。

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6-8)$$

ここで V_L は負荷電圧である。各動作モードにおけるコンバータ出力電流 I_s は次式で表される。

$$I_s = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{21} & (\text{Rectification mode}) \\ 0 & (\text{Short mode}) \end{cases} \quad (6-9)$$

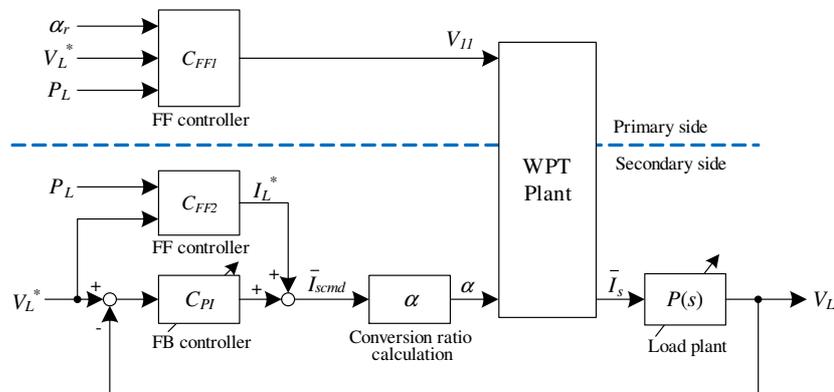


図 65: 提案する負荷電圧制御のブロック図

両動作モードの一周期の時間が固定であり，一周期における負荷電圧 V_L の変化が十分に小さいと仮定すると，二次側コンバータの平均出力電流 \bar{I}_s は次式で表される。

$$\bar{I}_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{21} \alpha \quad (6-10)$$

また，負荷電力と負荷電流目標値 I_L^* の関係は次式で表される。

$$I_L^* = \frac{P_L}{V_L^*} \quad (6-11)$$

ここで V_L^* は負荷電圧目標値である。式 (6-10)，式 (6-11) より一次側電圧の基本波実効値の指令値 V_{1cmd} は次式により求められる。

$$V_{1cmd} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m V_L^* \alpha_r} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 V_L^*}{\omega_0 L_m} \quad (6-12)$$

式 (6-12) に用いる負荷電力 P_L の値は実際の負荷電力と厳密に一致している必要はない。 α_r は二次側 AC-DC コンバータ変換比 α の目標値である。すなわち，モデル誤差等が無い場合， $V_{11} = V_{1cmd}$ かつ $\alpha = \alpha_r$ において伝送電力と負荷電力が一致する。したがって， α_r は制御器において伝送電力の余裕度を設定するための値であり，回路パラメータの誤差，コイル位置ずれによる結合係数変動，通信の遅延により生じる一次側制御器での負荷電力値と実際の負荷電力の誤差などを考慮して適切な値に定める必要がある。

二次側制御器のフィードフォワード部は式 (6-11) で表される。また，フィードバック制御器は PI 制御器とする。ここで，AC-DC コンバータの出力電流から見た負荷は図 61 のような CR 回路となるので，等価的な負荷プラントの伝達関数は次式で表される。

$$P(s) = \frac{R_L}{R_L C_s s + 1} \quad (6-13)$$

ここで R_L は定電力負荷のみかけ抵抗であり，負荷電圧が目標値 V_L^* に制御されているとすると次式で表される。

$$R_L = \frac{V_L^{*2}}{P_L} \quad (6-14)$$

閉ループ極を $-p$ に重根配置すると，PI 制御器の比例ゲイン K_p と積分ゲイン K_i は次式の通り求められる。

$$K_p = \frac{2pR_L C_s - 1}{R_L} \quad (6-15)$$

$$K_i = p^2 C_s \quad (6-16)$$

すなわち，フィードバック制御器は負荷電力に応じた可変ゲインの制御器である。

二次側制御器の操作量は二次側 AC-DC コンバータの平均出力電流 \bar{I}_{scmd} である。式 (6-8)，式 (6-10) より二次側 AC-DC コンバータ変換比の指令値 α_{cmd} は次式により求められる。

$$\alpha_{cmd} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{1cmd} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L^*} \bar{I}_{scmd} \quad (6-17)$$

二次側 AC-DC コンバータを同期 PWM 整流方式で動作させる場合

2モード方式が AC-DC コンバータの平均的な出力電流を操作する方法であるのに対して、同期 PWM 整流方式ではコンバータ入力電圧の基本波実効値を制御する。したがって二次側電流実効値 I_{21} は次式で表される。

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L \alpha_r}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6-18)$$

分子の第2項に α_r が乗じられている点が式 (6-8) と異なる。したがって同期 PWM 方式の場合は一次側電圧指令値 V_{1cmd} と二次側変換比の計算式をそれぞれ次式のようにすればよい。

$$V_{1cmd} = \frac{\pi P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{2\sqrt{2} \omega_0 L_m V_L^* \alpha_r} + \frac{2\sqrt{2} R_1 V_L^* \alpha_r}{\pi \omega_0 L_m} \quad (6-19)$$

$$\alpha_{cmd} = \frac{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{2\sqrt{2} \omega_0 L_m V_{1cmd} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L^* \alpha_r} \bar{I}_{scmd} \quad (6-20)$$

6.3 シミュレーションおよび実験

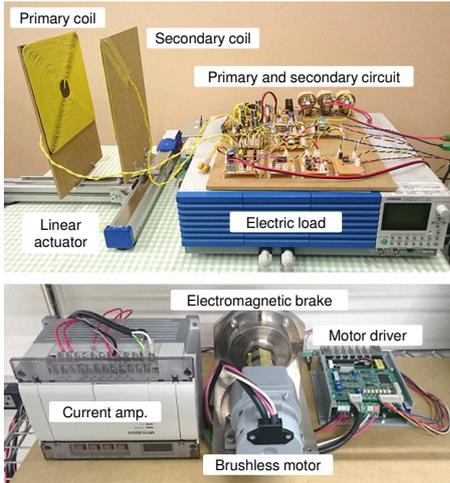
6.3.1 実験装置

実験には図 66(a) に示す装置を用いた。装置の回路構成を図 66(b) に示す。装置は直流電源装置 (ZX-400LA, 高砂製作所), 一次側フルブリッジインバータ, 送受電コイル, 二次側フルブリッジコンバータ, DPS (DS1104, dSPACE) により構成される。回路パラメータは表 2 と同じである。実験では一次側, 二次側制御器をともに1つの DSP 上に実装した。負荷電圧の測定値にはノイズ低減のためカットオフ周波数 20 Hz のローパスフィルタを適用した。一次側インバータは矩形波動作であり, 一次側電圧 V_{11} は直流電源電圧 E により調整した。動作周波数は共振周波数と一致させた。

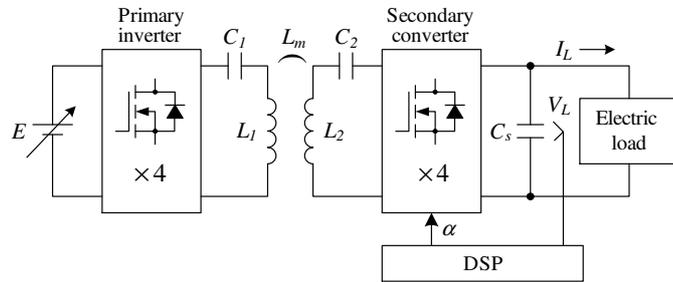
負荷には電子負荷装置 (PLZ1004W, 菊水電子工業) または減速機付 3 相ブラシレス DC モータ (VGLC12-25N50L2, ニッセイ) を用いた。モータはモータドライバにより速度制御される。モータの出力は電磁ブレーキ (ZKG-50YN, 三菱電機) に接続されており, 任意の負荷トルクを与えることができる。また, 二次側コイルは直動アクチュエータに取り付けられており, コイル間に動的な位置ずれを与えることができる。

6.3.2 シミュレーション

MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いた回路と制御の連成シミュレーションにより提案制御法の有効性を検証した。二次側 AC-DC コンバータは MOSFET による



(a) Experimental equipment.



(b) Experimental circuit.

図 66: 実験装置

フルブリッジ回路として MOSFET のオン抵抗とボディダイオードの順方向電圧は無視した。フィードバックに用いる負荷電圧値はリップルの影響を抑えるためカットオフ周波数 100 Hz のローパスフィルタを適用した。AC-DC コンバータのスイッチング方式は 2 モード方式とし、動作モード 1 周期は 2 ms とした。負荷電力は 2 W、負荷電圧目標値 V_L^* は 10 V、変換比目標値 α_r は 0.7、二次側フィードバック制御器の極配置は 8 Hz とした。制御なしの場合の二次側 AC-DC コンバータ変換比 α は制御ありの場合のシミュレーション結果の平均値に設定した。

シミュレーション結果を図 67(a) から (d) に示す。図 67(a) は負荷電圧 V_L の時間変化である。制御なし (α 固定) の場合、伝送電力が負荷電力に対してわずかに不足しており負荷電圧が急減してしまう。一方、提案制御法を用いた場合は V_L が目標値に制御されている。図 67(b) は二次側コンバータ変換比 α である。提案制御法により α が細かく増減されており伝送電力と負荷電力のバランスが保たれ、負荷電圧の制御が実現されている。 α の平均値はおよそ 0.725 であり、目標値である $\alpha_r = 0.7$ よりも若干大きくなっている。これはモデル化誤差と二次側電流の過渡応答による影響であると考えられる。図 67(c) と (d) はそれぞれ負荷電圧 V_L と二次側コンバータ出力電流 I_s を拡大したものであり、Rectification mode において電力が負荷に伝送されて V_L が上昇し、Short mode においてコンバータ出力電流がゼロとなり V_L が減少していることが分かる。 V_L のリップルは ± 0.1 V 以内である。各動作モードでの負荷電圧変化は平滑コンデンサ容量に依存するため、電圧リップルをさらに小さくしたい場合は平滑コンデンサ容量を大きくすればよい。また、 I_s の平均値は負荷電流目標値 I_L^* と一致している。

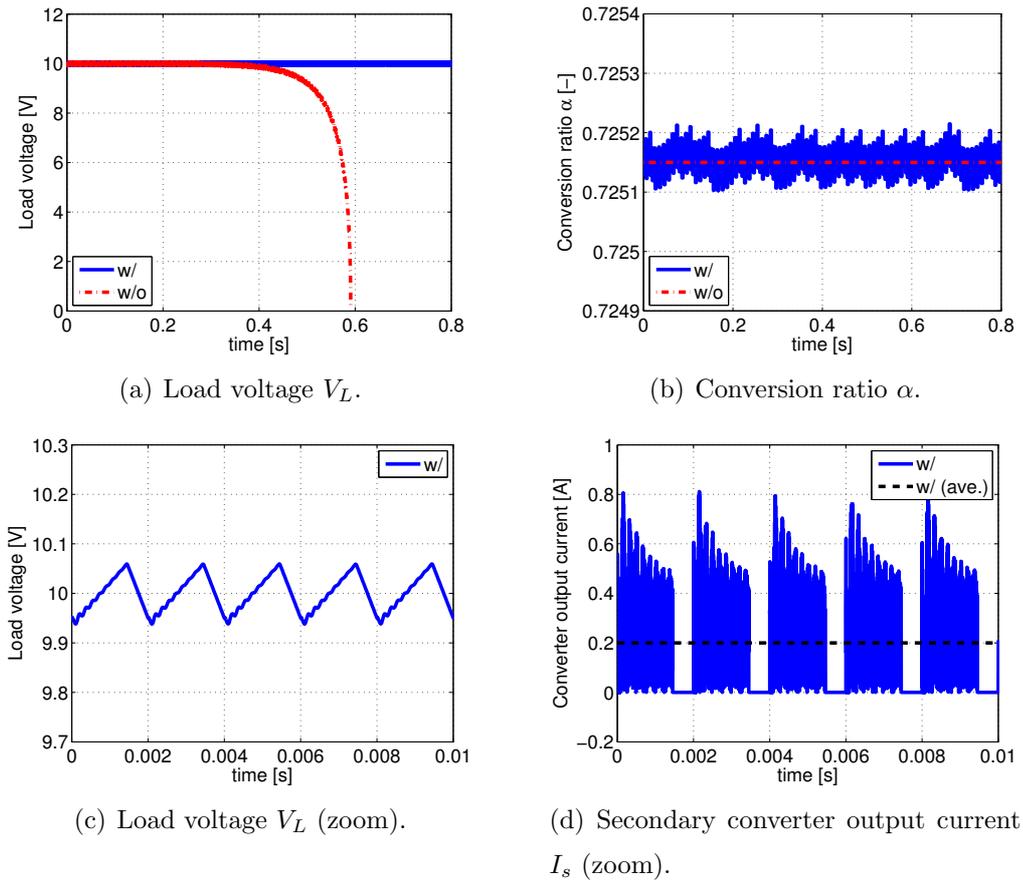


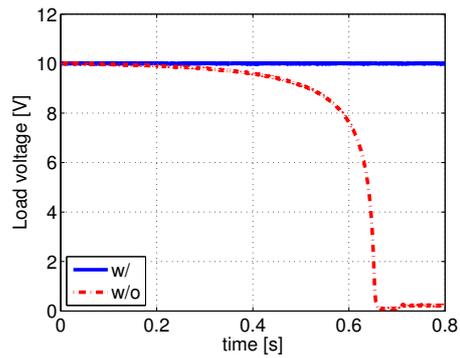
図 67: 負荷電圧制御のシミュレーション結果

6.3.3 電子負荷装置を負荷とする実験

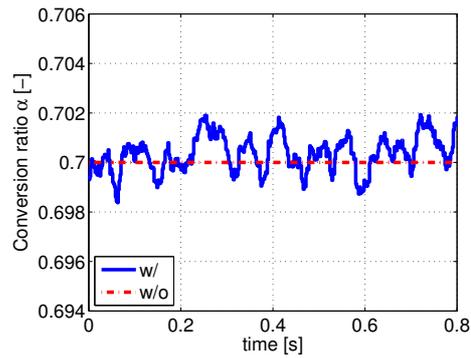
シミュレーションと同様の条件で実験をおこなった。負荷電圧測定値のローパスフィルタのカットオフ周波数は 20 Hz とした。一次側インバータのデッドタイム、二次側コンバータの MOSFET のボディダイオード順方向電圧、モデル化誤差等により式 (6-12) により求めた一次側電圧 V_{1FF} では伝送電力が不足であったため、提案制御ありにおいて α の平均値が目標値 α_r と一致するように一次側電圧を手動で調整した。提案制御なしでは一旦提案制御法により負荷電圧を目標値に一致させた後、 $\alpha = \alpha_r$ で固定した。

実験結果を図 68(a) から (d) に示す。シミュレーション結果と同様の結果が得られている。制御なし (α 固定) では負荷電圧がゼロに急減しているのに対し、提案制御法では負荷電圧が目標値に制御されている。図 68(c) より負荷電圧のリプル幅はおよそ ± 0.1 V であり、シミュレーション結果とほぼ一致している。また、図 68(d) よりコンバータ出力電流波形もシミュレーションとほぼ一致しており、2つの動作モードが適切に動作していることが分かる。

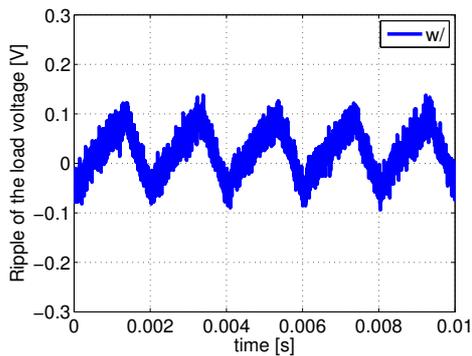
以上のシミュレーションおよび実験結果より提案制御法の有効性が確認された。



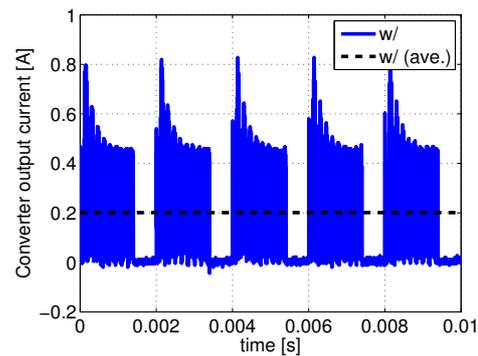
(a) Load voltage V_L .



(b) Conversion ratio α .



(c) Load voltage ripple (zoom).



(d) Secondary converter output current I_s (zoom).

図 68: 負荷電圧制御の実験結果 (負荷: 電子負荷装置)

6.3.4 モータを負荷とする実験

モータを負荷として提案制御法の有効性を確認した。負荷電圧目標値 V_L^* はモータドライバの定格電圧である 24 V とした。モータ回転数の指令値は 60 rpm (減速後の回転数), 変換比目標値 α_r は 0.75, 二次側フィードバック制御器の極配置は 20 Hz とした。モータドライバに内蔵されている平滑コンデンサの容量が不明なため 1000 μF として制御器を設計した。また, 制御器の負荷電力値 P_L は定常状態で変換比 α が α_r に一致するよう調整した。フィードバックに用いる負荷電圧 V_L の測定値にはカットオフ周波数 20 Hz のローパスフィルタを適用した。

負荷トルクが変動した場合

負荷トルクを 0.8 Nm から 1.2 Nm にステップ状に変化させた。負荷トルク指令値にはカットオフ周波数 5 Hz のローパスフィルタを適用した。制御器の負荷電力 P_L は 13.6 W に設定した。負荷変動の前後で制御器のパラメータは不変である。すなわち, 負荷トルクの変動に対して一次側のフィードフォワードによる補償は行わず, 二次側のフィー

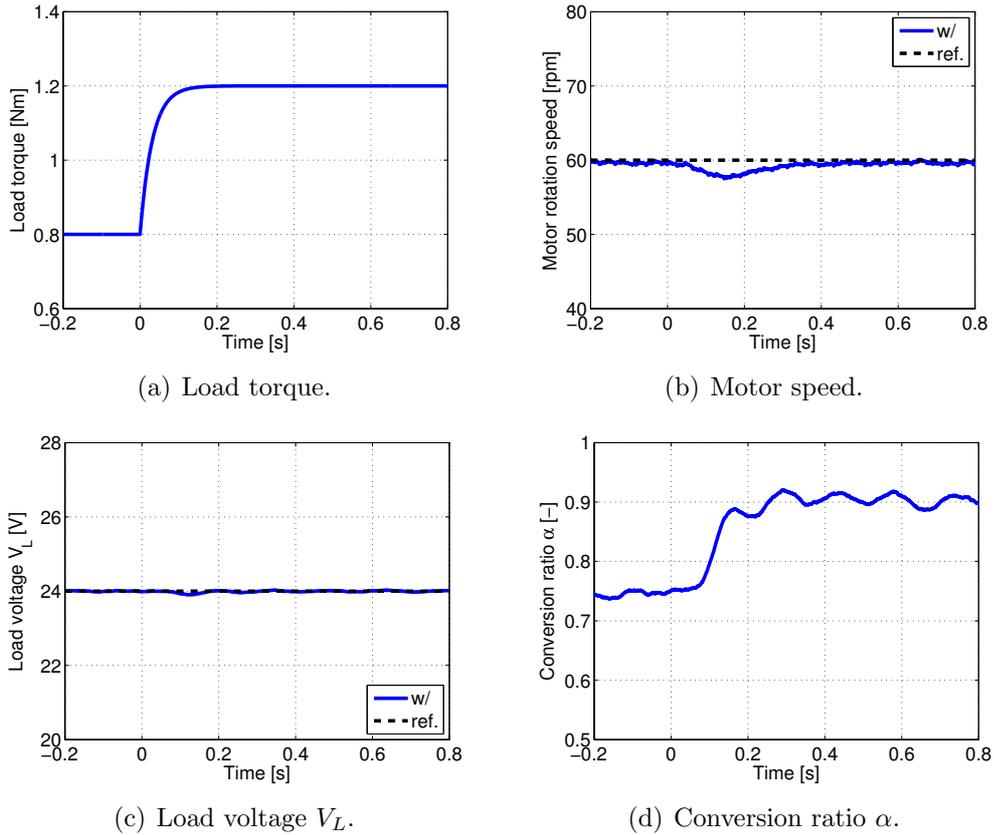


図 69: 負荷電圧制御の実験結果 (モータ負荷, トルク変動)

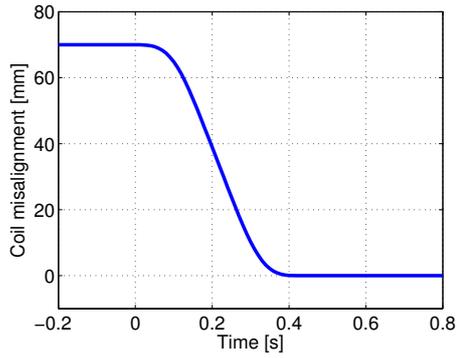
ドバック制御のみで負荷電圧制御を行なう。

実験結果を図 69 に示す。図 69(a) は負荷トルク, (b) はモータ回転数, (c) は負荷電圧 V_L , (d) は二次側 AC-DC コンバータの変換比 α である。負荷トルクの変動が生じてても負荷電圧は目標値に制御されており, 安定した電力伝送が実現されている。変換比 α は定常状態において若干の振動が見られるが, これはモータの減速機の摩擦等による機械的な負荷変動によるものと考えられる。そのような外乱に対しても α を操作して V_L を目標値に制御することで伝送電力と負荷電力のバランスが保たれている。

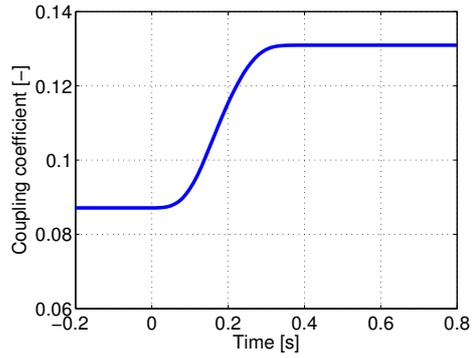
提案制御法では負荷電力の情報により一次側電圧 V_{11} を制御する。負荷が実際に発揮している電力は二次側の情報であるため, 一次側への情報通信には遅延が生じてしまう。したがって一次側制御器が想定する負荷電力と実際の負荷電力には差異が生じる。この差異を補償するため二次側でのフィードバック制御が必須であり, 許容すべき負荷電力の差異に応じた余裕度を得る変換比目標値に設定する必要がある。

結合係数が変動した場合

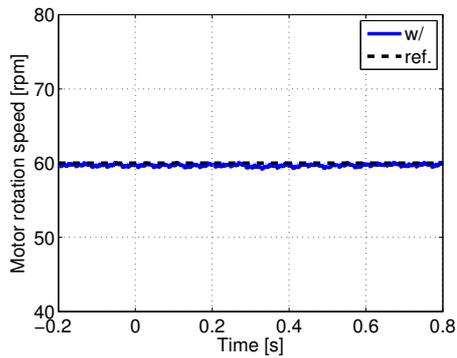
実験装置の直動アクチュエータにより送受電コイルを動的に位置ずれさせ, 結合係数変動に対する提案制御法の有効性を確認した。コイル位置ずれを図 70(a) に, 結合係数



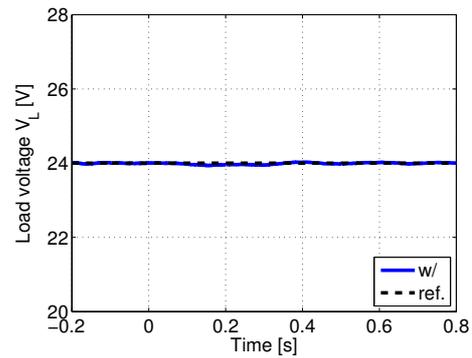
(a) Coil position misalignment.



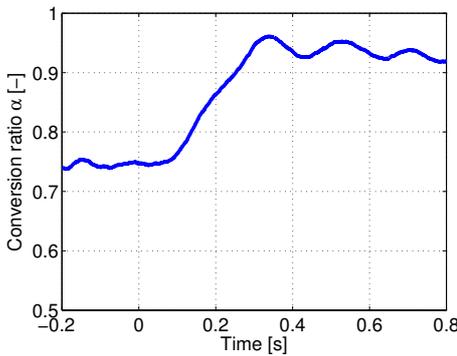
(b) Coupling coefficient.



(c) Motor speed.



(d) Load voltage V_L .



(e) Conversion ratio α .

図 70: 負荷電圧制御の実験結果 (モータ負荷, 結合係数変動)

変動を図 70(b) に示す。本実験条件では結合係数の増加により伝送電力は低下する。負荷トルクは 0.8 Nm, 制御器での負荷電力設定値は 14.6 W とした。

実験結果を図 70(c) から (e) に示す。図 70(c) はモータ回転数, (d) は負荷電圧 V_L , (e) は二次側 AC-DC コンバータ変換比 α である。結合係数の変動が生じても提案制御法により V_L は目標値に保たれており, モータ回転数も指令値を維持している。

以上の実験結果より, モータ負荷においても提案制御法の有効性が確認された。

6.4 負荷電圧目標値の伝送効率への影響に関する考察

本節では負荷電圧目標値 V_L^* の伝送効率への影響について考察する。

一次側電圧 V_{11} が固定である場合、ある伝送電力を得る等価交流抵抗 R_{ac} は一意に定まる。定電力負荷では伝送電力と負荷電力が一致していなければならないため、ある負荷電力に対して R_{ac} は一意に定まる。定電力負荷のみかけ抵抗 R_{load} は次式で表される。

$$R_{load} = \frac{V_L^{*2}}{P_L} \quad (6-21)$$

R_{load} と R_{ac} の関係は式(4-27)より次式で表される。

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \alpha^2 \frac{V_L^{*2}}{P_L} \quad (6-22)$$

ここでは負荷電圧制御の条件を考慮して $\beta = 1$, $\gamma = \alpha$ としている。式(6-22)において V_L^{*2} を変えた場合、伝送電力が変わらないよう α が変わるのみであり、左辺の R_{ac} は変わらない。したがって伝送効率も変わらない。すなわち、変換比に基づいて考えた場合、負荷電圧目標値 V_L^* は伝送効率には影響しない。

二次側 AC-DC コンバータのスイッチング方法が同期 PWM 整流方式である場合、コンバータ入力電圧の基本波成分を直接的に操作するため、式(6-22)の関係が動作周波数において満たされており、 V_L^* の伝送効率への影響は小さいと考えられる。

一方、二次側 AC-DC コンバータのスイッチング方法が2モード方式である場合は、Rectification mode と Short mode の1周期において平均的に式(6-23)の関係が満たされているが、各モードの動作中においては式(6-24)に示すように R_{ac} は異なる。

$$\bar{R}_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \alpha^2 \frac{V_L^{*2}}{P_L} \quad (6-23)$$

$$R_{ac} = \begin{cases} \frac{8}{\pi^2} \frac{V_L^{*2}}{P_L} & (\text{Rectification mode}) \\ 0 & (\text{Short mode}) \end{cases} \quad (6-24)$$

したがって負荷電圧目標値 V_L^* に応じて Rectification mode での R_{ac} は変化し、伝送効率も変化する。Short mode においてはコイル抵抗による損失が発生するため、 V_L^* に応じた Rectification mode での伝送効率の変化と Short mode での損失変化に trade off が存在し、ある V_L^* において伝送効率が最大になると考えられる。2モード方式での変換比の変化による伝送効率への影響に関しては第7章において詳細に検討する。

いずれのスイッチング方式においても、実際のアプリケーションでは電力変換回路の損失変化まで考慮する必要がある。また、ワイヤレスインホイールモータのように負荷がインバータ駆動されるモータである場合、インバータ・モータでの損失変化を加味して V_L^* を定める必要がある。これらの効率モデルを含めた総合効率の最適化は今後の課題である。

6.5 まとめ

本章ではワイヤレスインホイールモータのような定電力負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御について述べた。

定電力負荷を負荷とする SS 方式のワイヤレス給電回路をモデル化して伝達関数を導出し、定電力負荷の負荷電圧が不安定であることを解析的に示した。先行研究では定電力負荷へのワイヤレス給電における不安定性について示されたものは見受けられず、本論文での解析により明らかとなった。

定電力負荷への安定したワイヤレス給電を実現するためには負荷電圧の制御が必須である。通信の遅延や途絶の影響を避けるため、負荷電圧制御は二次側で完結したフィードバック制御であることが望ましい。また、等価交流抵抗の操作の観点から負荷電圧制御においては二次側総変換比 γ の操作範囲を $0 \leq \gamma \leq 1$ とするのが良い。これらの考察結果より二次側 AC-DC コンバータを用いた負荷電圧制御法を提案した。二次側コンバータの動作手法は第 4 章で提案した 2 つの方法があり、それぞれの動作方式における制御器設計について述べた。動作方式により若干の差異はあるもののほぼ同様に制御器を設計できる。これは電力変換回路の動作を変換比で表すことのメリットの一つである。シミュレーションと実験により負荷変動、結合係数変動が生じても提案制御法によって負荷電圧が良好に制御され、安定した電力伝送が実現されることを示した。

定電力負荷の負荷電圧制御では、負荷電圧の目標値 V_L^* を任意に設定することができる。等価交流抵抗 R_{ac} の操作の観点からは V_L^* は伝送効率に影響を及ぼさない。しかし、二次側 AC-DC コンバータの動作方式が 2 モード方式である場合、 V_L^* によって二次側電流が変化し、それにより変換比も変わるため伝送効率に影響を及ぼす。また、電力変換回路の損失にも影響があると考えられる。

第 7 章

相互通信を要さない伝送電力制御

第 6 章で提案した定電力負荷の負荷電圧制御では、一次側をフィードフォワード制御として一次側電圧に余裕度を持たせることで負荷や結合係数の変動に対処している。しかし、設定した余裕を超えた変動が生じた場合、伝送電力が不足してしまい所望の負荷電力を満たすことができない。定電圧負荷であれば所望の負荷電流を流すことができず、定電力負荷であれば負荷電圧が発散してしまう。これらの課題を解決する手段としては以下の 4 つが挙げられる。

- 1) 一次側電圧の余裕度を大きく設定する
- 2) 一次側と二次側の間で伝送電力の過不足を情報通信する
- 3) 一次側において負荷電力と結合係数を推定する
- 4) 一次側において伝送電力の過不足を推定する

1) の方法は最も簡便であるが、一次側、二次側電力変換回路の機器容量が増大し機器の大型化と損失の増加を招く。さらに、ワイヤレス給電の伝送効率も低下するため好ましくない。2) の方法では情報通信において遅延や途絶が生じるためその対策が必要であり、遅延の程度によっては所望電力の不足を防ぐことができない。特にワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) のように負荷や結合係数の変動が速い場合、通信の遅延により制御が間に合わない恐れがある。また、機器構成が複雑化するという欠点もある。3) の方法に関しては先行研究において結合係数の推定手法が提案されている [79, 80]。しかし、推定値の収束に時間を要するため結合係数の速い変動に適用することが難しい。また、負荷電力を別途推定する必要があるため、推定手法が複雑である。

そこで、本論文では 4) の方法を提案する。提案手法では伝送電力の余裕度を推定するため、結合係数と負荷電力を個別に推定する必要が無く、単一の制御器で伝送電力の変動を発生要因によらずに補償することができる。さらに、情報通信を要さないため遅

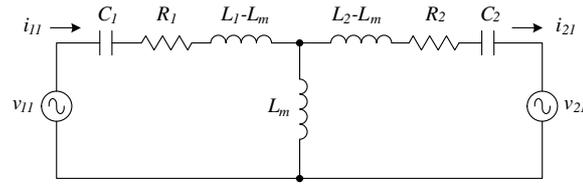


図 71: 解析回路モデル

延等の影響を考慮する必要が無く、機器構成の簡略化も可能である。さらに、一次側・二次側がそれぞれ独立した制御器となっているため制御器設計が容易である。

本章ではまず二次側 AC-DC コンバータを 2 モード方式で動作させた場合、一次側電流により動作モードを推定可能であることを示す。推定した二次側 AC-DC コンバータ変換比を用いて、定電圧負荷の負荷電流制御と、定電力負荷の負荷電圧制御のそれぞれの場合における一次側フィードバック制御の設計について述べ、シミュレーションと実験により提案手法の有効性を検証する。

7.1 一次側電流による二次側変換比推定

本章で提案する制御手法では、二次側 AC-DC コンバータを 2 モード方式で制御していることを前提とする。一次側電流の変化を計測することで二次側 AC-DC コンバータの動作モードを一次側で推定可能であることを示す。

定電圧負荷、または負荷電圧が任意の目標値に制御されている定電力負荷は図 71 の回路モデルで近似できる。一次側、二次側電流実効値はそれぞれ式 (7-1)、式 (7-2) で与えられる。

$$I_{11} = \frac{R_2 V_{11} + \omega_0 L_m V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (7-1)$$

$$I_{21} = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (7-2)$$

ここで、二次側 AC-DC コンバータ出力である直流負荷電圧を V_L とすると、各動作モードにおける二次側電圧の基本波実効値 V_{21} は次式で与えられる。

$$V_{21} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L & (\text{Rectification mode}) \\ 0 & (\text{Short mode}) \end{cases} \quad (7-3)$$

式 (7-3) を式 (7-1) に代入すると、各動作モードにおける一次側電流実効値 I_{11} は次式で表される。

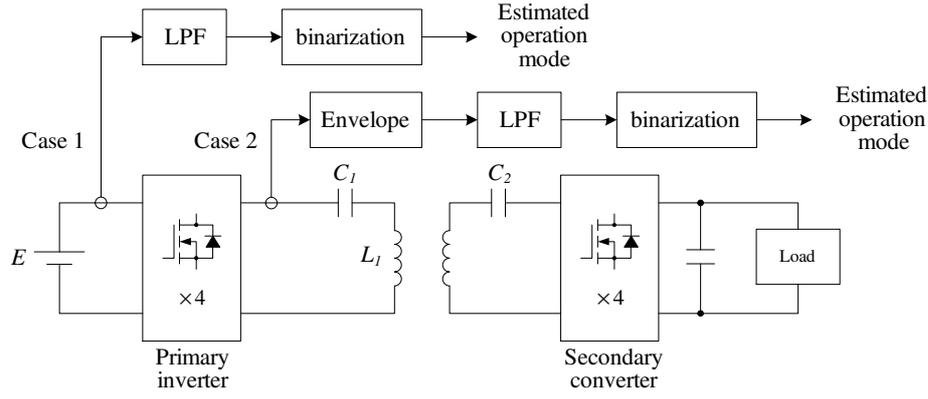


図 72: 一次側電流による二次側動作モード推定

$$I_{11} = \begin{cases} \frac{R_2 V_{11} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} & \text{(Rectification mode)} \\ \frac{R_2 V_{11}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} & \text{(Short mode)} \end{cases} \quad (7-4)$$

式(7-4)の分子の各項を比較すると $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L$ の項が支配的であり、動作モードにより一次側電流が大きく変化することが分かる。したがって一次側電流を測定することで二次側 AC-DC コンバータの動作モードの推定が可能である。

次に推定手法の実装について述べる。まず一次側電流 i_1 を測定する必要があるが、図72に示すように一次側インバータの出力電流を測定してもよいし、インバータ入力の直流部電流 I_{dc1} を測定してもよい。本章の実験では後者を用いた。適切なローパスフィルタで測定値の高周波成分を除去した後、閾値 I_{th} で二値化して Rectification mode を 1 に、Short mode を 0 に対応付ける。

$$M_{est} = \begin{cases} 1 & (I_{dc1} \geq I_{th}, \text{Rectification mode}) \\ 0 & (I_{dc1} < I_{th}, \text{Short mode}) \end{cases} \quad (7-5)$$

$M_{est} = 1$ である時間幅を T_{re} 、 $M_{est} = 0$ である時間幅を T_{se} とすると、動作モード一周期での変換比推定値 $\hat{\alpha}$ は次式で求められる。

$$\hat{\alpha} = \frac{T_{re}}{T_{re} + T_{se}} \quad (7-6)$$

7.2 定電圧負荷の負荷電流制御

本節では第5章で提案した定電圧負荷の負荷電流制御において、一次側で推定した変換比を用いたフィードバック制御を行なう手法を提案する。

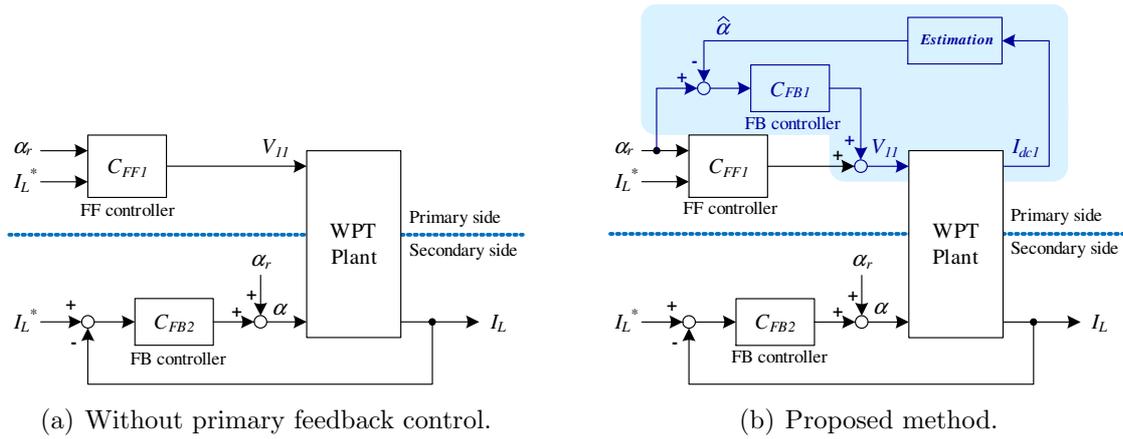


図 73: 定電圧負荷の負荷電流制御のブロック図

図 73(a) に第 5 章で提案した負荷電流制御手法のブロック図を示す。ただし、ここでは二次側 DC-DC コンバータを用いない構成について考える。すなわち $\beta = 1$, $\gamma = \alpha$ である。一次側がフィードフォワード制御であるため、二次側 AC-DC コンバータの変換比 α を 1 (すなわち常時 Rectification mode) としても所望の負荷電流 I_L^* を実現できない可能性がある。変換比目標値 α_r を小さく設定して余裕度を大きく確保すれば伝送電力が不足する状況を防ぐことは可能であるが、機器容量が増大し伝送効率も悪化するため望ましくない。そこで、一次側で推定した二次側 AC-DC コンバータの変換比 $\hat{\alpha}$ を一次側において所望の目標値 α_r にフィードバック制御することで、一次側電圧 V_{11} の余裕度を一定に保ち、所望の負荷電力に対して不足が生じないようにする。

提案する制御手法のブロック図を図 73(b) に示す。第 5 章で述べた制御手法である図 73(a) に比べ、一次側での α の推定とフィードバック制御が追加されている以外は二次側の制御器には一切の変更はない。

二次側 AC-DC コンバータの変換比 α に対する二次側 AC-DC コンバータの出力電流平均値 \bar{I}_s は次式で求められる。

$$\bar{I}_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{21} \alpha \quad (7-7)$$

負荷電流目標値 I_L^* に応じた一次側電圧 V_{11} と変換比 α の関係は式 (7-2), 式 (7-7) より次式で表される。

$$\alpha = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L} I_L^* \quad (7-8)$$

ここで V_{1FF} は所望の変換比目標値を得る一次側電圧の理論値であり次式で与えられる。

$$V_{1FF} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 V_L}{\omega_0 L_m} + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m} \frac{I_L^*}{\alpha_r} \quad (7-9)$$

動作点 $(\alpha_r, V_{1FF}, I_L^*)$ における式 (7-8) の傾き K_α は次式で求められる。

$$K_\alpha = \left. \frac{\partial \alpha}{\partial V_{11}} \right|_{V_{11}=V_{1FF}} = -\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\left(\omega_0 L_m V_{1FF} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L \right)^2} \omega_0 L_m I_L^* \quad (7-10)$$

一次側フィードバック制御器は変換比目標値 α_r と変換比推定値 $\hat{\alpha}$ の偏差に対して I 制御を行なう。I ゲイン K_{I1} は極配置法を用いて次式により求められる。

$$C_{FB1} = \frac{K_{I1}}{s} \quad (7-11)$$

$$K_{I1} = \frac{p_1}{K_\alpha} \quad (7-12)$$

ここで $-p_1$ は所望の閉ループ極である。

提案する制御法は伝送電力の余裕度に相当する α を一次側で所望の値にフィードバック制御しているため、伝送電力が変動した要因に関わらず単一の制御器で補償が可能であり、単純な制御器でありながら優れた制御性能を得ることができる。

7.3 定電力負荷の負荷電圧制御

負荷が定電圧負荷の場合、伝送電力が目標値に対して不足した場合でも負荷電流は安定な挙動である。一方、定電力負荷の場合は伝送電力が不足すると負荷電圧制御が不可能となり負荷電圧が発散してしまう。したがって定電力負荷では伝送電力の不足がないよう一次側を制御する必要性が極めて高いと言える。そこで、定電圧負荷の場合と同様に変換比推定に基づく一次側フィードバック制御を適用する。

第 6 章で述べた定電力負荷の負荷電圧制御のブロック図を図 74(a) に、提案する制御手法のブロック図を図 74(b) に示す。提案法では一次側での α のフィードバック制御が

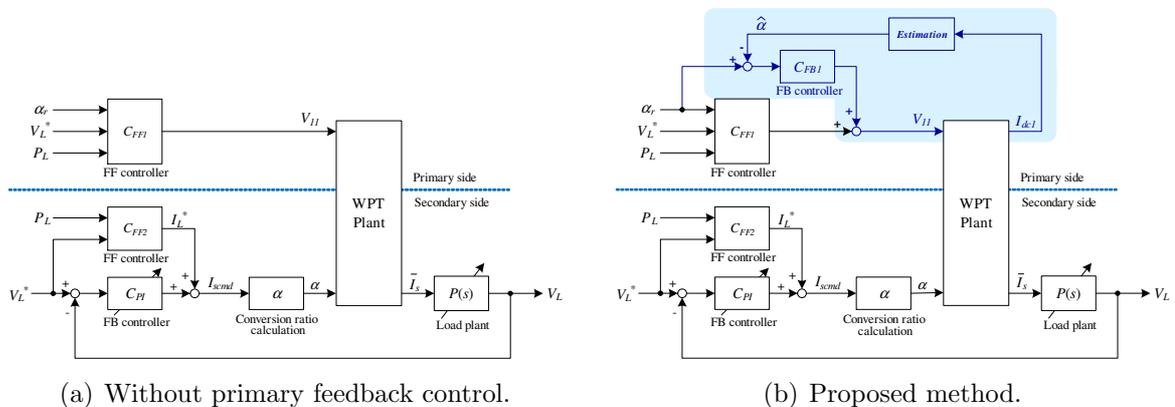


図 74: 定電力負荷の負荷電圧制御のブロック図

追加されているほかは二次側の制御器には一切の変更はない。負荷電力 P_L に応じた一次側電圧 V_{11} と変換比 α の関係は式 (7-8) と同様に次式の通り求められる。

$$\alpha = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L^* V_L^*} \frac{P_L}{V_L^*} \quad (7-13)$$

ここで V_{1FF} は所望の変換比目標値を得る一次側電圧の理論値であり次式で与えられる。

$$V_{1FF} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m V_L^* \alpha_r} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 V_L^*}{\omega_0 L_m} \quad (7-14)$$

したがって動作点 (α_r, V_{1FF}, P_L) における式 (7-13) の傾き K_α も式 (7-10) と同様に求められる。

$$K_\alpha = -\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\left(\omega_0 L_m V_{1FF} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L^*\right)^2} \omega_0 L_m \frac{P_L}{V_L^*} \quad (7-15)$$

一次側フィードバック制御器も定電圧負荷と同様に I 制御とする。制御器のゲインは極配置法を用いて式 (7-12) により求められる。以上に述べたように、提案する一次側での変換比 α のフィードバック制御は定電圧負荷と定電力負荷の双方において全く同様に適用することができる。

7.4 変換比目標値の伝送効率への影響

提案制御法では変換比目標値 α_r を任意に設定できる。負荷電力が一定であり結合係数もノミナル値である場合、 α_r の値を変えると一次側電圧 V_{11} が変わるため α_r の設定により伝送効率が変わると考えられる。

2 モード方式での二次側 AC-DC コンバータの動作モード 1 周期における一次側平均電力から伝送効率を求める。動作周波数が共振周波数と一致している場合、一次側の力率は 1 であり Rectification mode での一次側電力 P_{1r} と Short mode での一次側電力 P_{1s} は式 (7-4) よりそれぞれ次式の通り求められる。

$$P_{1r} = \frac{R_2 V_{11} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} V_{11} \quad (\text{Rectification mode}) \quad (7-16)$$

$$P_{1s} = \frac{R_2 V_{11}^2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (\text{Short mode}) \quad (7-17)$$

ただし各動作モードでの負荷電圧 V_L の変動は十分に小さいと仮定している。二次側 AC-DC コンバータの変換比が $\alpha = \alpha_r$ であるとする、動作モード 1 周期における一次側平均電力 \bar{P}_1 は次式により求められる。

$$\begin{aligned} \bar{P}_1 &= \alpha P_{1r} + (1 - \alpha) P_{1s} \\ &= \frac{R_2 V_{11}^2 + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L V_{11} \alpha}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \end{aligned} \quad (7-18)$$

負荷電力を P_L とすると平均伝送効率 $\bar{\eta}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}\bar{\eta} &= \frac{P_L}{\bar{P}_1} \\ &= \frac{P_L R_1 R_2 + P_L (\omega_0 L_m)^2}{R_2 V_{11}^2 + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \omega_0 L_m V_L V_{11} \alpha}\end{aligned}\quad (7-19)$$

モデル誤差などがなく、一次側電圧が式 (7-9)、式 (7-14) で表される値において $\alpha = \alpha_r$ が実現されているとすると、 V_{1FF} は α_r の関数なので、 $\bar{\eta}$ も α_r の関数である。式 (7-19) より伝送効率が α_r に依存することが示された。したがって α_r の設定においては二次側フィードバック制御での余裕度だけでなく、伝送効率も考慮する必要がある。

定電圧負荷の場合、第5章で述べた通り一次側電圧 V_{11} により等価交流抵抗 R_{ac} が変化する。これにより Rectification mode における伝送効率が変わる。式 (7-14) より α_r を小さくすると V_{1FF} が大きくなるため、 R_{ac} は小さくなる。ここで、 R_{ac} が変化することにより得られる効率改善効果が Short mode の動作時間が増すことによる損失の増加よりも大きい場合、 α_r を1よりも小さくすることで伝送効率が改善する。すなわち $\alpha_r = 1$ で最大効率が得られるわけではないことが分かる。実際にはさらに電力変換回路での損失を考慮する必要がある。

7.5 シミュレーション・実験

7.5.1 実験装置

実験には第6章での実験と同様の装置を用いた。ただし、一次側回路に変換比推定のための電流センサと処理回路が追加されている。回路構成を図75に、回路パラメータを表7に示す。定電圧負荷には電子負荷装置 (PLZ1004W, 菊水電子工業)、定電力負荷には減速機付ブラシレス DC モータ (VGLC12-25N50L2, ニッセイ) と電磁ブレー

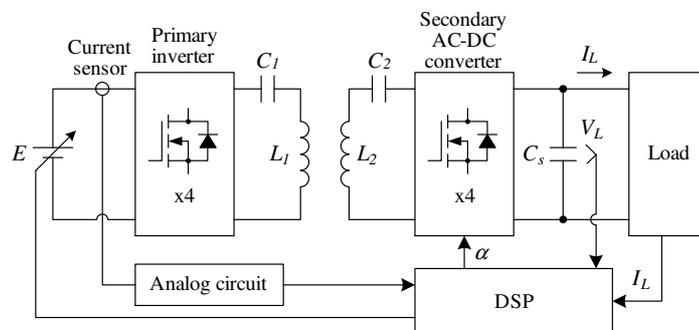


図 75: 実験回路

表 7: 実験装置の回路パラメータ

	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.547 Ω	0.535 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	166 μH	167 μH
Resonance capacitor $C_{1,2}$	19.9 nF	19.9 nF
Coil size	200 x 200 mm	
Coil gap	100 mm	
Mutual inductance L_m	21.8 μH	
Coupling coefficient k	0.132	
Resonance frequency	87.6 kHz	
Smoothing capacitor C_s	1000 μF	

キ (ZKG-50YN, 三菱電機) を用いた。一次側インバータは duty 比固定の矩形波動作であり出力電圧は直流電源電圧 E により制御した。動作周波数は 87.6 kHz であり共振周波数と一致させた。二次側 AC-DC コンバータの 2 モード動作周期はコイル間の過渡応答を考慮して 2 ms に定めた。一次側直流部電流を電流センサで測定してアナログ回路で処理し, DSP の duty 比計測機能を用いて変換比推定値 $\hat{\alpha}$ を得た。また, 二次側コイルは直動アクチュエータを用いて動的に位置ずれを生じさせることができる。

7.5.2 変換比推定実験

負荷を 10 V の定電圧負荷とし, 二次側 AC-DC コンバータ変換比 α に対して一次側で推定した変換比 $\hat{\alpha}$ を比較した。電流測定のローパスフィルタのカットオフ周波数は 1.59 kHz, 二値化の電流閾値は 0.36 A 相当に設定した。以降の実験においても同じ値を用いた。一次側電圧実効値 V_{11} は 10 V とした。

図 76(a) に $\alpha = 0.5$ における一次側直流部電流 I_{del} の測定波形 (ローパスフィルタ適用後) と, 実際の二次側 AC-DC コンバータの動作モード (下アームゲート信号) と, 一次側で推定した M_{est} の比較を示す。実際の動作モードに対して推定値は若干の遅れがあるものの良好な推定結果が得られていることが分かる。

図 76(b) に変換比 α を 0.05 から 0.95 まで 0.05 ずつ変化させたときの推定値 $\hat{\alpha}$ の測定結果を示す。 α と $\hat{\alpha}$ で良い一致が得られており, 提案手法により一次側での変換比推定が可能であることが確認された。

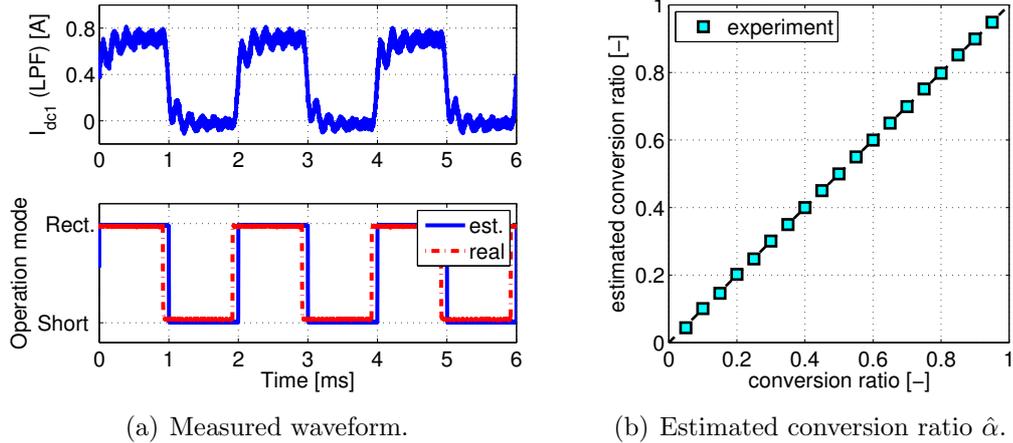


図 76: 変換比推定実験結果

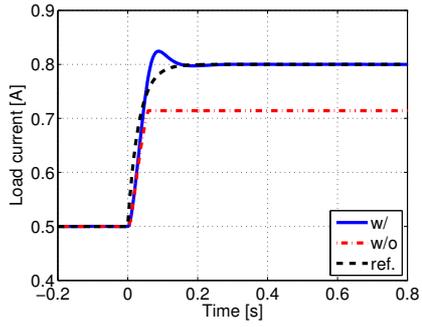
7.5.3 定電圧負荷の負荷電流制御

本節では定電圧負荷の負荷電流制御に提案手法を適用し、負荷電流のステップ状変動とコイル位置ずれによる結合係数変動の2つの状況において、シミュレーションと実験により提案手法の有効性を示す。

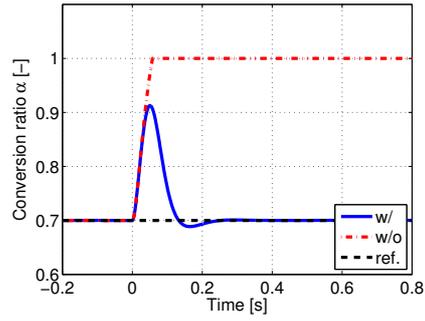
負荷電流目標値が二次側のみ変化した場合

二次側制御器の負荷電流目標値を 0.5 A から 0.8 A にステップ状に変化させた。これは通信の遅延などにより一次側制御器と二次側制御器で負荷電流目標値に差異が生じた状況を模擬している。負荷電流目標値にはカットオフ周波数 5 Hz のローパスフィルタを適用した。変換比目標値 α_r は 0.7, 二次側フィードバック制御器の極配置は 10 Hz, 提案法での一次側フィードバック制御器の極配置は 5 Hz とした。変換比推定値 $\hat{\alpha}$ にはノイズ低減のためカットオフ周波数 10 Hz のローパスフィルタを適用した。シミュレーションでは負荷電流を式 (7-2), 式 (7-7) でモデル化し, $\hat{\alpha}$ の推定誤差や遅延はないと仮定した。

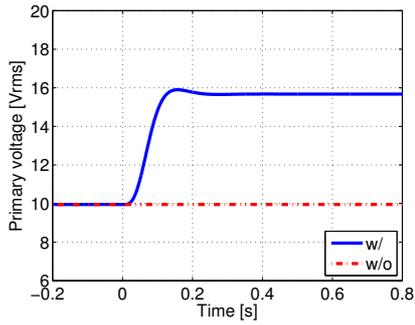
シミュレーション結果を図 77 に示す。図 77(a) は負荷電流の応答, (b) は二次側 AC-DC コンバータ変換比 α , (c) は一次側電圧指令値 V_{11} である。一次側フィードバックなしの場合は負荷電流目標値の変化後に伝送電力が不足してしまうため, $\alpha = 1$, すなわち常時 Rectification mode としても負荷電流目標値を満たすことができない。一方, 提案制御法を用いて変換比を目標値 α_r に制御することで一次側電圧 V_{11} が増され, 伝送電力の不足が生じておらず負荷電流が目標値に追従している。



(a) Load current I_L .

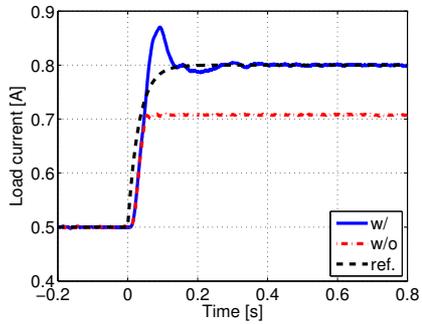


(b) Conversion ratio α .

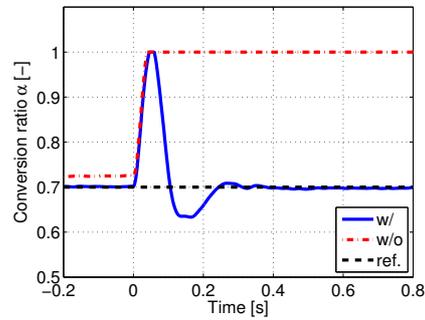


(c) Primary voltage V_{11} .

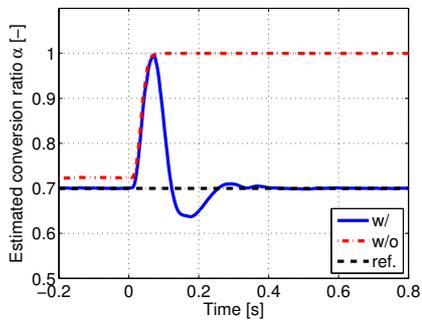
図 77: 定電圧負荷の負荷電流制御 シミュレーション結果 (負荷電流指令変動)



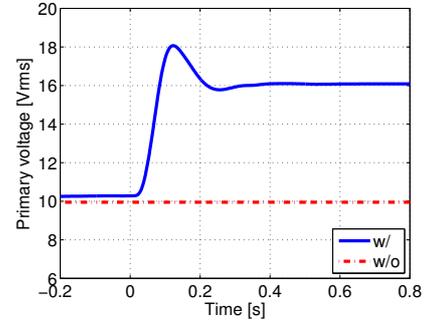
(a) Load current I_L .



(b) Conversion ratio α .



(c) Estimated conversion ratio $\hat{\alpha}$.



(d) Primary voltage V_{11} .

図 78: 定電圧負荷の負荷電流制御 実験結果 (負荷電流指令変動)

実験結果を図 78 に示す。図 78(a) は負荷電流の応答、(b) は実際の二次側コンバータ変換比 α 、(c) は一次側での変換比推定値 $\hat{\alpha}$ 、(d) は一次側電圧指令値 V_{11} である。シミュレーション結果と比べ負荷電流のオーバーシュートがやや大きいものの、シミュレーションと実験でよい一致が得られている。一次側フィードバックなしの場合は伝送電力が不足してしまうため負荷電流目標値を満たすことができないのに対し、提案法により α を目標値に制御することで伝送電力が増され、負荷電流が目標値に追従している。

図 78(b) と (c) を比較すると、 α と $\hat{\alpha}$ には推定における信号処理の影響による誤差が存在するものの、負荷電流制御への影響はない。また、一次側フィードバックなしの場合は時刻 $t=0$ 以前で α と α_r が一致しておらず、 α の余裕が目標値よりも小さくなってしまっている。これはモデルや回路パラメータの誤差の影響である。提案法では α が α_r に一致しており、提案法がモデル誤差などの補償にも有効であることが分かる。

以上の実験結果より負荷電流目標値の変動において提案手法の有効性が示された。

結合係数が変動した場合

結合係数変動に対する提案制御法の有効性をシミュレーションと実験で検証した。一次側、二次側コイル間のギャップは 100 mm で固定とし、二次側コイルの位置ずれを図 79(a) に示すように与える。このとき結合係数は図 79(b) に示すように変化する。図 79(b) は 10 mm 間隔で測定した相互インダクタンスの値から補間により求めた。本実験の条件においては係数の増加により伝送電力が減少する。シミュレーションでは式 (7-2) における L_m を図 79(b) に従って変化させた。一次側、二次側制御器での L_m の値には位置ずれの初期位置での相互インダクタンス $14.5 \mu\text{H}$ を用いた。負荷電流目標値 I_L^* は 0.7 A、変換比目標値 α_r は 0.8 とし、制御器の極配置はそれぞれ一次側を 5 Hz、二次側は 10 Hz とした。

シミュレーション結果を図 80 に示す。図 80(a) は負荷電流の応答、(b) は二次側 AC-

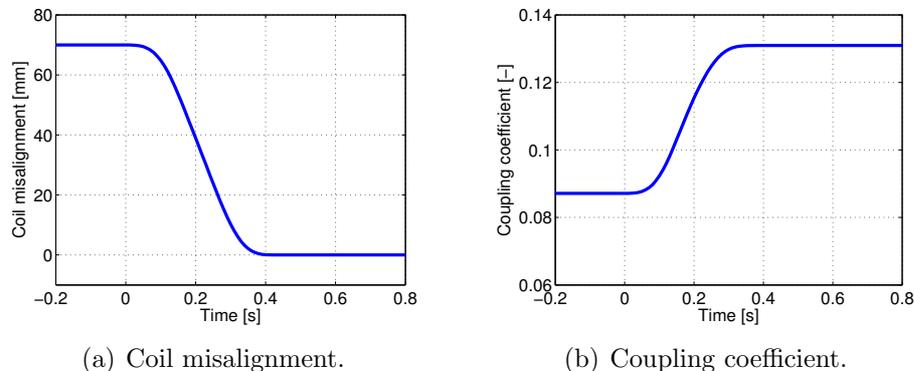


図 79: 結合係数変動の条件

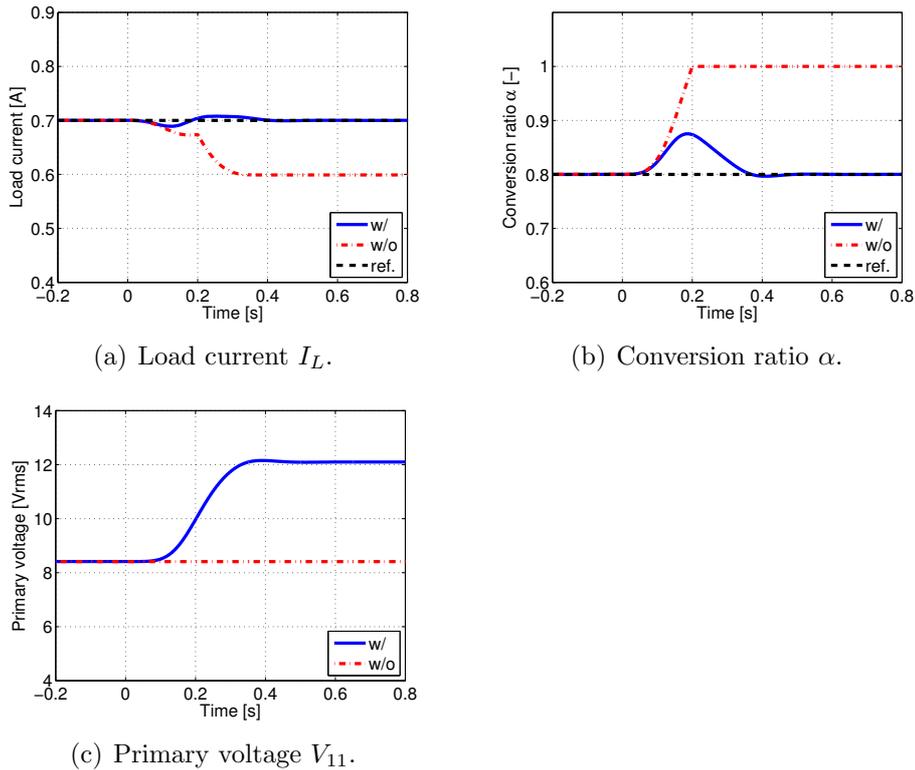


図 80: 定電圧負荷の負荷電流制御 シミュレーション結果 (結合係数変動)

DC コンバータ変換比 α , (c) は一次側電圧指令値 V_{11} である。提案制御なしの場合, 結合係数が増して伝送電力が低下すると α を 1 としても負荷電流目標値を満たすことができず, 負荷電流が目標値よりも低下してしまっている。一方, 提案制御法を用いることで α が目標値に制御され V_{11} が増えることで伝送電力が確保され, 負荷電流は目標値を維持できている。

実験結果を図 81 に示す。図 81(a) は負荷電流の応答, (b) は実際の二次側 AC-DC コンバータ変換比 α , (c) は一次側での変換比推定値 $\hat{\alpha}$, (d) は一次側電圧指令値 V_{11} である。シミュレーション結果とよい一致が得られており, 提案制御法により負荷電流の目標値を維持することができている。実際の変換比 α と推定値 $\hat{\alpha}$ の誤差および一次側フィードバックなしの場合における結合係数変動前の α と α_r の誤差の要因は前節の実験の考察と同様である。

以上の実験結果より結合係数変動においても提案制御法が有効であることが示された。すなわち, 提案制御法は伝送電力の変動要因によらず単一の制御器での補償が可能である。

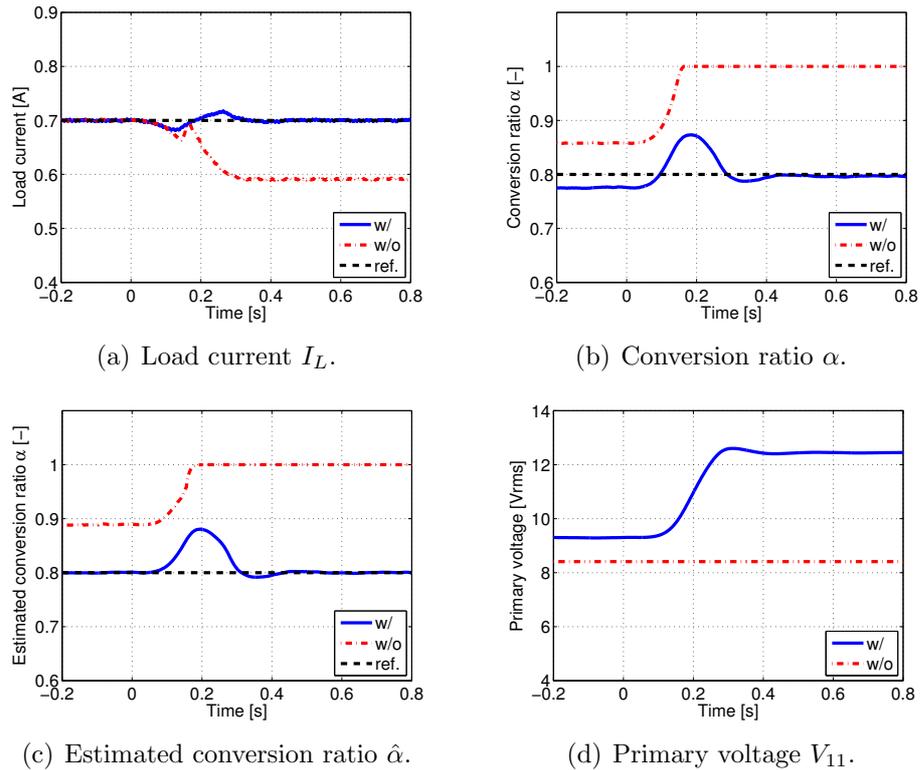


図 81: 定電圧負荷の負荷電流制御 実験結果 (結合係数変動)

7.5.4 定電力負荷の負荷電圧制御

負荷トルクが変動した場合

定電力負荷の負荷電圧制御において提案手法の有効性を確認する実験を行なった。減速後のモータ回転数指令値を 60 rpm とし、電磁ブレーキによる負荷トルクを 0.5 Nm から 1.5 Nm にステップ状に変化させた。負荷トルク指令値にはカットオフ周波数 2 Hz のローパスフィルタを適用した。負荷電圧の目標値はモータドライバの定格である 24 V、 $\hat{\alpha}$ のローパスフィルタは 8 Hz、二次側フィードバック制御器の極配置は 20 Hz、一次側フィードバック制御器の極配置は 2 Hz、変換比目標値 α_r は 0.8 とした。制御器における負荷電力 P_L は負荷トルク 0.5 Nm での動作において $\hat{\alpha}$ と α_r が一致するよう定めた。モータドライバに内蔵されている平滑コンデンサの容量が不明であるため制御器での平滑コンデンサ容量 C_s は 1000 μF とした。

実験結果を図 82 に示す。図 82(a) は電磁ブレーキによる負荷トルク変動、(b) はモータ回転数、(c) は負荷電圧 V_L (モータドライバ入力電圧)、(d) は実際の変換比 α 、(e) は変換比推定値 $\hat{\alpha}$ 、(f) は一次側電圧指令値 V_{11} である。一次側フィードバックなしの場合は負荷トルクの増加により必要な負荷電力が増したのに対して α を 1 としても伝送電力が不足し、負荷電圧 V_L が低下して最終的には正常なモータ動作が不可能になってい

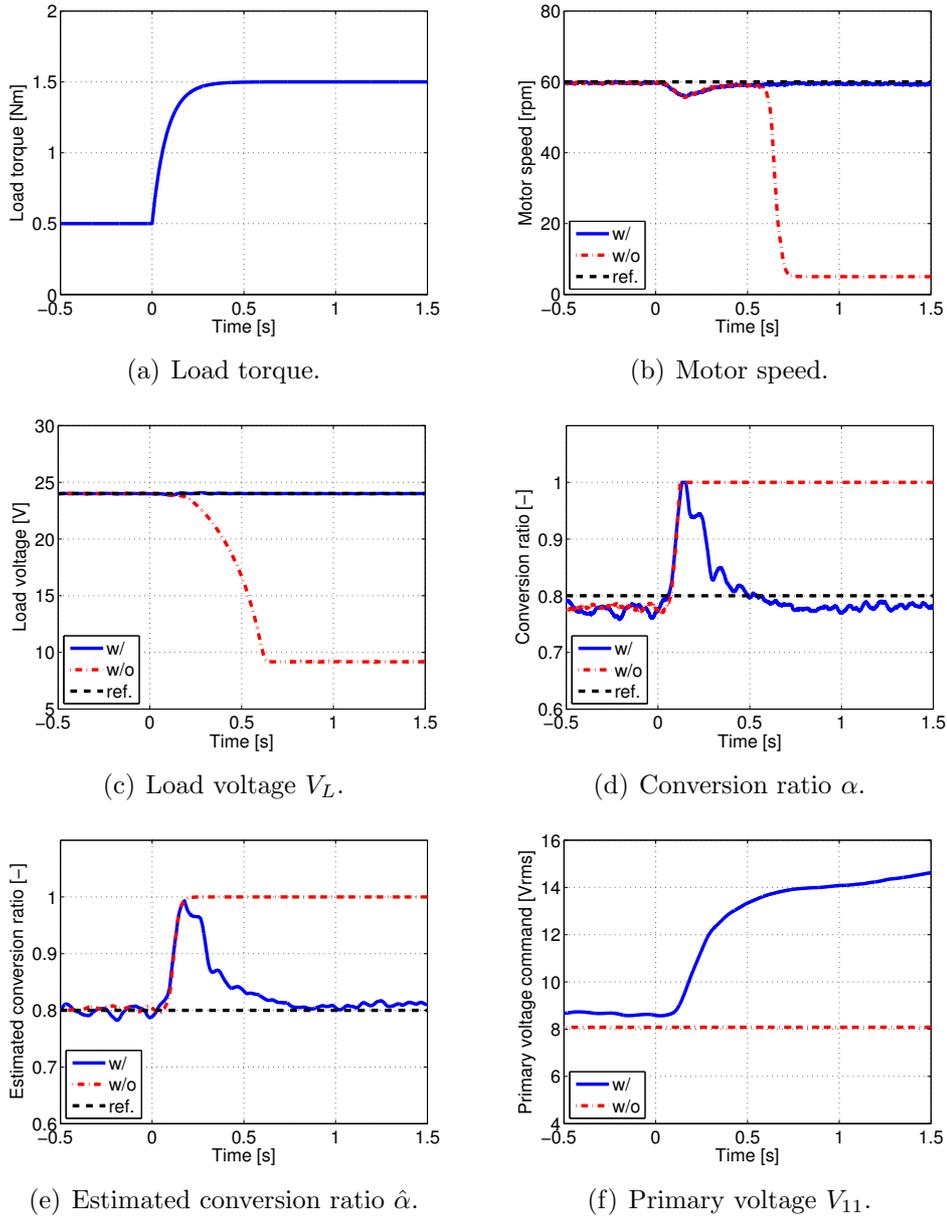


図 82: 定電力負荷の負荷電圧制御 実験結果 (負荷電力変動)

る。一方、提案制御法を用いることで α が目標値に制御されることで伝送電力が増され、負荷電圧 V_L 、モータ回転数ともに目標値を維持することができている。

結合係数が変動した場合

結合係数変動に対する提案制御法の有効性を実験で検証した。二次側コイルの位置ずれを定電圧負荷での実験と同様に図 79(a) に示すように与えた。モータ回転数は 60 rpm、負荷トルクは 1.5 Nm とした。一次側、二次側制御器での L_m の値は位置ずれの初期位置での相互インダクタンス $14.5 \mu\text{H}$ を用いた。負荷電圧目標値 V_L^* は 24 V、変

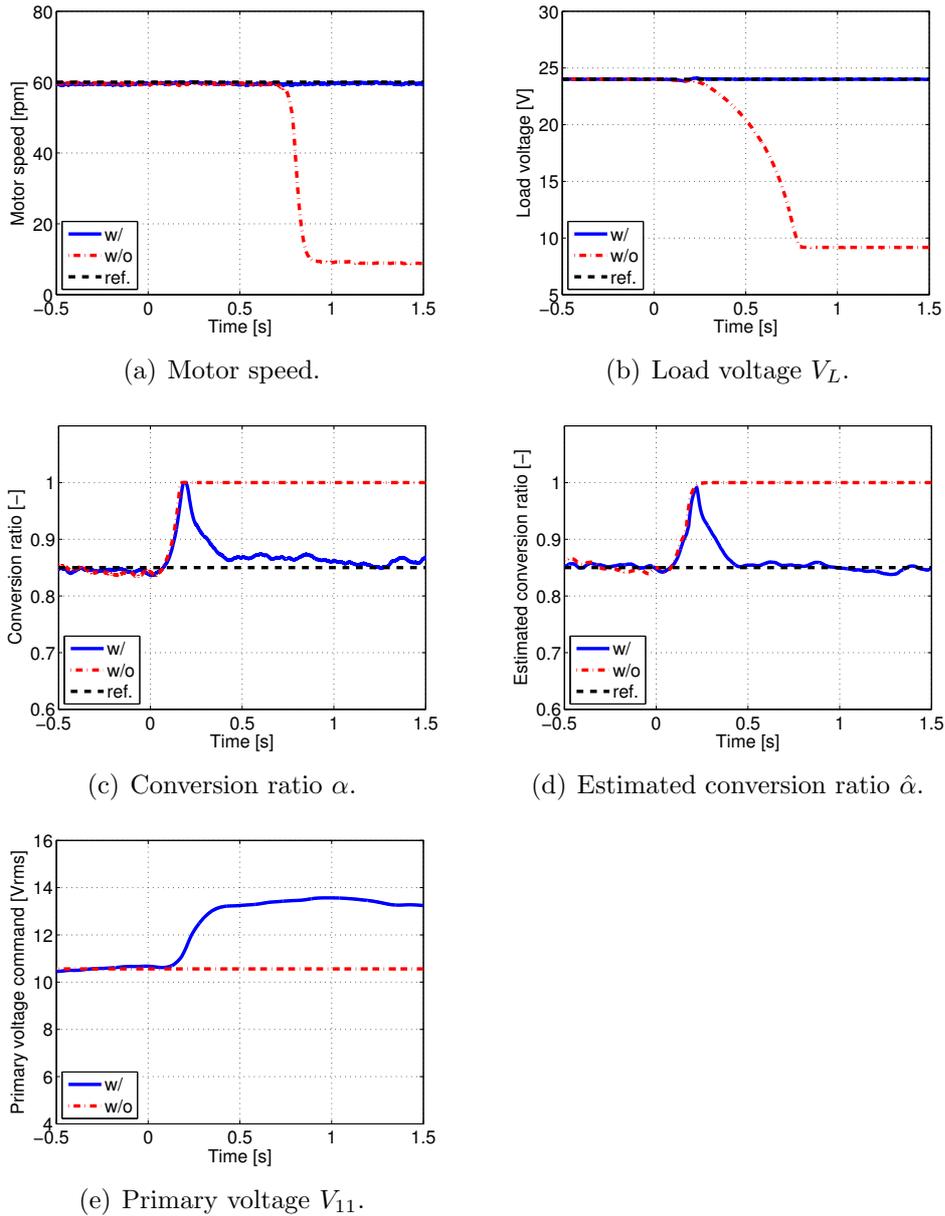


図 83: 定電力負荷の負荷電圧制御 実験結果 (結合係数変動)

換比目標値 α_r は 0.85 とし、制御器の極配置は一次側を 2 Hz、二次側を 20 Hz とした。制御器での負荷電力 P_L の値は初期位置において $\alpha = \alpha_r$ となるように調整した。また、変換比推定における二値化での電流閾値は 0.74 A 相当に設定した。

実験結果を図 83 に示す。図 83(a) はモータ回転数、(b) は負荷電圧 V_L (モータドライバ入力電圧)、(c) は実際の二次側 AC-DC コンバータ変換比 α 、(d) は一次側での変換比推定値 $\hat{\alpha}$ 、(e) は一次側電圧指令値 V_{11} である。一次側フィードバックなしの場合は結合係数の増加により伝送電力が減少したため α を 1 としても伝送電力が不足し、負荷電圧 V_L が低下して最終的には正常なモータ動作が不可能になっている。一方、提案制御

法を用いることで α が目標値に制御されて伝送電力が増され、負荷電圧 V_L は目標値を維持しており、モータは目標の回転数での動作を維持できている。

以上の実験結果より、定電力負荷の負荷電圧制御においても負荷電力変動、結合係数変動の両者において提案制御法の有効性が示された。

7.5.5 変換比目標値の伝送効率への影響

変換比目標値 α_r が伝送効率に与える影響について検証するため実験を行なった。負荷は定電圧負荷、負荷電力を9.6 Wとして以下の2つの動作条件を設定した。

- 動作条件1：負荷電圧 $V_L = 24.0$ V，負荷電流目標値 $I_L^* = 0.4$ A
- 動作条件2：負荷電圧 $V_L = 19.2$ V，負荷電流目標値 $I_L^* = 0.5$ A

二次側では負荷電流フィードバック制御を行なった。このとき一次側電圧を手動で調整して二次側変換比を0.350（動作条件2では0.425）から0.975まで0.025刻みで変化させ、一次側直流電圧・電流と負荷電圧・電流の測定値から伝送効率を求めた。一次側

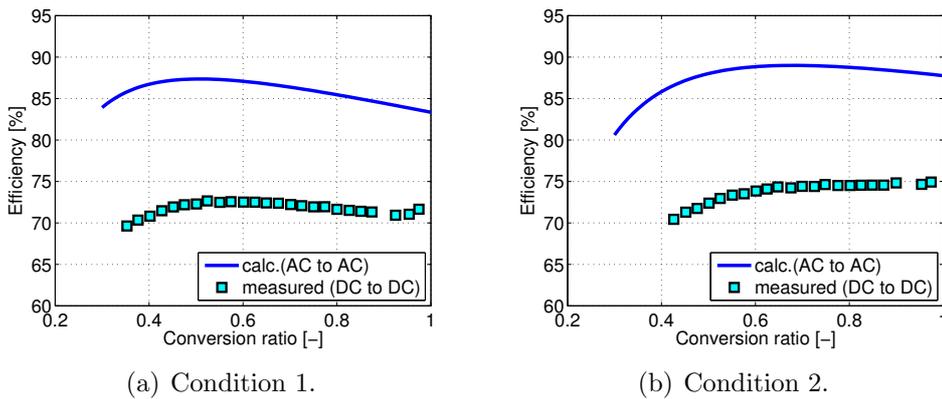


図 84: 変換比目標値の伝送効率への影響

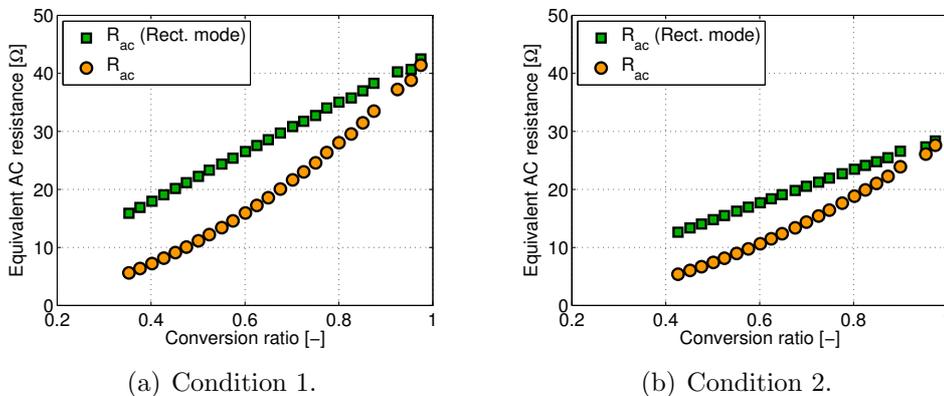


図 85: 変換比に対する等価交流抵抗 R_{ac}

直流電流は直流安定化電源のモニター値を、負荷電流は電子負荷のモニター値を用いた。各測定値は2秒間の平均値を用いた。

各動作条件での実験結果をそれぞれ図 84(a), (b) に示す。理論値は式 (7-19) により求めた。理論値はコイル間 (AC to AC) 効率である。一方、測定値は DC to DC 効率であるため電力変換回路の損失のため伝送効率の絶対値は異なっているものの、 α の変化に対する変化の傾向は理論値と実験値でよい一致が得られている。動作条件 1 では $\alpha = 0.5$ 付近で最大効率となっており、動作条件 2 では $\alpha = 0.7$ 以上で効率がほぼ一定となっている。実験結果より伝送効率を最大とする変換比目標値 α_r が存在し、負荷の動作条件により最適な α_r が変わることが示された。

実験結果を考察するため、測定値から Rectification mode における等価交流抵抗 R_{ac} と α を考慮した平均的な R_{ac} をそれぞれ求めた。結果を図 85 に示す。最大効率が得られる R_{ac} の理論値 $R_{\eta opt}$ は式 (4-16) で求めることができ、本実験のパラメータでは $R_{\eta opt} = 11.9\Omega$ である。図 85 より、おおむね R_{ac} と $R_{\eta opt}$ が一致する変換比 α の付近で最大効率が得られていることが分かる。したがって伝送効率最大化の観点においては、変換比目標値 α_r を $R_{ac} = R_{\eta opt}$ となる付近に設定すればよい。ただし、動作条件 2 では $R_{\eta opt}$ となる α 以上で効率がほぼ一定となっており、これは電力変換回路での損失によるものと考えられ、より詳細な動作点設定のためには電力変換回路の損失モデルに基づく解析が必要であると考えられる。また、前述の通り α_r の設定においては二次側制御での余裕度を考慮する必要がある。

7.6 ヒステリシスコンパレータ制御への適用

7.6.1 変換比理論値の導出

定電力負荷の負荷電圧制御においては、二次側 AC-DC コンバータを 2 モード方式で動作させる際に固定の周期とする方法の他に、より簡便な制御手法としてヒステリシスコンパレータを用いる事ができる。ヒステリシスコンパレータ方式では所望の負荷電圧目標値 V_L^* に対して下閾値 V_{low} と上閾値 V_{up} を設定する。

$$V_{low} = V_L^* - \Delta V_{low} \quad (7-20)$$

$$V_{up} = V_L^* + \Delta V_{up} \quad (7-21)$$

ここで ΔV_{low} , ΔV_{up} はそれぞれ下, 上ヒステリシス幅である。ヒステリシスコンパレータ方式では負荷電圧 V_L が増加して V_{up} に達した場合は二次側 AC-DC コンバータの動作モードを Short mode に、負荷電圧 V_L が低下して V_{low} に達した場合は Rectification mode に切り替える。これを繰り返すことにより V_L をヒステリシス幅の範囲内に制御

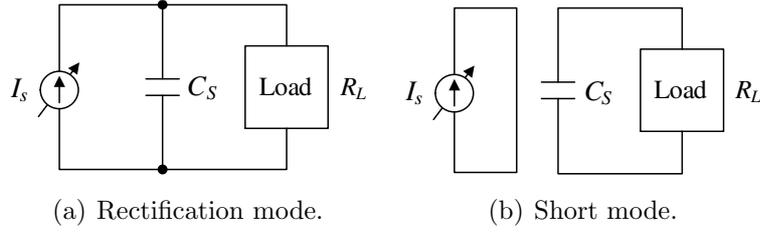


図 86: 各動作モードにおける二次側等価回路

する。ただし、Rectification modeにおいて伝送電力が負荷電力を上回っている必要がある。ヒステリシスコンパレータ方式では2モードの動作周期が負荷に応じて変化するが、負荷電圧のリプル幅を陽に考慮することができるのが特徴である。

Rectification modeにおける二次側AC-DCコンバータ出力電流は次式で与えられる。

$$I_s = \frac{2\sqrt{2}\omega_0 L_m V_{11} - R_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L}{\pi R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (7-22)$$

したがってRectification modeでは図86(a)に示すように I_s を等価的な電流源として平滑コンデンサ C_s と等価負荷抵抗 R_L に接続された回路とみなせる。回路方程式を解くことによりRectification modeにおける負荷電圧 V_L の時間変化は次式で求められる。

$$V_L(t) = R_L I_s + (V_{\text{low}} - R_L I_s) \exp\left(-\frac{t}{R_L C_s}\right) \quad (7-23)$$

式(7-23)ではShot modeからRectification modeに切り替わった時刻を $t = 0$ としており、その際の V_L はヒステリシスコンパレータの動作条件よりヒステリシスの下閾値 V_{low} である。よってRectification modeの時間幅 T_r は次式で求められる。

$$T_r = -R_L C_s \ln \frac{V_{\text{up}} - R_L I_s}{V_{\text{low}} - R_L I_s} \quad (7-24)$$

Short modeでは図86(b)に示すように等価電流源がショートされ負荷と切り離される。Rectification modeからShot modeに切り替わる時刻を $t = 0$ とすると、その時刻における V_L はヒステリシスの上閾値 V_{up} であり、 V_L の時間変化は次式で求められる。

$$V_L(t) = V_{\text{up}} \exp\left(-\frac{t}{R_L C_s}\right) \quad (7-25)$$

式(7-25)よりShort modeの時間幅 T_s は次式で求められる。

$$T_s = -R_L C_s \ln \frac{V_{\text{low}}}{V_{\text{up}}} \quad (7-26)$$

固定周期の場合と同様に次式により変換比 α を定義する。

$$\alpha = \frac{T_r}{T_r + T_s} \quad (7-27)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\ln \frac{V_{\text{up}} - R_L I_s}{V_{\text{low}} - R_L I_s}}{\ln \frac{V_{\text{up}} - R_L I_s}{V_{\text{low}} - R_L I_s} + \ln \frac{V_{\text{low}}}{V_{\text{up}}}} \end{aligned} \quad (7-28)$$

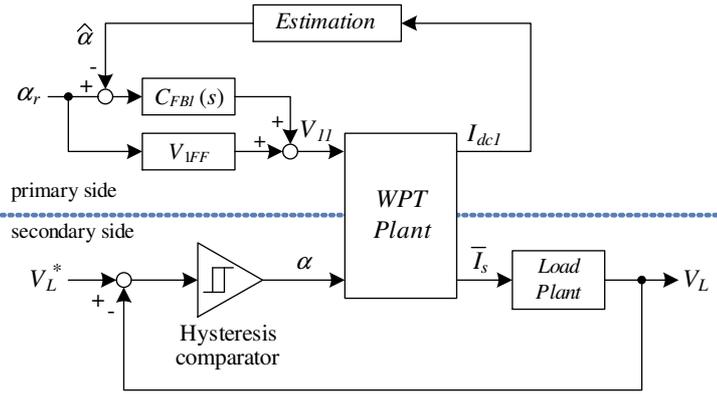


図 87: ヒステリシスコンパレータによる負荷電圧制御

7.6.2 一次側フィードバック制御の適用

固定周期方式と同様に，一次側に変換比推定値 $\hat{\alpha}$ のフィードバック制御を適用する。なお， $\hat{\alpha}$ の推定手法は全く同じである。

一次側で α を制御するためには一次側電圧 V_{11} を操作すればよい。 V_{11} を操作するためには一次側インバータを PWM 制御するか，インバータの前段に昇降圧チョッパを設けて PAM 制御をすればよい。

一次側における α のフィードバック制御器は二自由度制御とする。 α の目標値 α_r に対する V_{11} のフィードフォワード量 V_{1FF} は式 (7-22)，式 (7-27) より次式の通り求められる。

$$V_{1FF} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} (V_{up} - x V_{low})}{\omega_0 L_m R_L (1-x)} + \frac{2\sqrt{2} R_1 V_L^*}{\pi \omega_0 L_m} \quad (7-29)$$

$$x = \left(\frac{V_{low}}{V_{up}} \right)^{\frac{\alpha_r}{1-\alpha_r}}$$

式 (7-27) に示されるようにヒステリシスコンパレータ方式の場合 α は I_s すなわち V_1 に対して非線形である。フィードバック制御器の設計のため式 (7-27) に式 (7-22) を代入し， α_r を動作点として線形化する。式 (7-27) では α の定常値のみに着目しているため動作点近傍では次式の通り線形化される。

$$\Delta\alpha = \left. \frac{\partial\alpha}{\partial V_{11}} \right|_{V_{11}=V_{1FF}} \Delta V_{11} = K_\alpha \Delta V_{11} \quad (7-30)$$

フィードバック制御器 $C_{FB1}(s)$ は I 制御とし，ゲイン K_I は極配置法により設計する。

$$C_{FB1}(s) = \frac{K_I}{s} \quad (7-31)$$

$$K_I = \frac{p_1}{K_\alpha} \quad (7-32)$$

ここで $-p_1$ は所望の閉ループ極である。

以上の方法により、ヒステリシスコンパレータ方式においても一次側での変換比推定によるフィードバック制御を適用することができる。

7.7 まとめ

本章では二次側において定電圧負荷の負荷電流制御、定電力負荷の負荷電圧制御を行なう場合に適用可能である、一次側における伝送電力フィードバック制御法を提案した。

二次側 AC-DC コンバータの動作方式が 2 モード方式である場合、一次側電流の変化から二次側 AC-DC コンバータの動作モードを推定できることを理論式と実験結果により示した。提案した推定手法は電流センサと簡単なアナログ回路のみで実装可能であり、実際の動作モードに対してわずかな遅れで推定が可能である。推定した動作モードから変換比推定値 $\hat{\alpha}$ を求め、一次側で変換比推定値を所望の目標値にフィードバック制御する手法を提案した。定電圧負荷の負荷電流制御、定電力負荷の負荷電圧制御いずれの場合においても同様に制御器を設計することができる。シミュレーションと実験により提案制御手法が負荷電力変動、結合係数変動のいずれに対しても有効であることを示した。また、2 モード方式の制御手法がヒステリシスコンパレータ方式である場合の一次側フィードバック制御器の設計について述べた。

変換比目標値 α_r の設定においては二次側フィードバック制御での余裕度だけでなく、伝送効率についても考慮する必要がある。 α_r に対する伝送効率の理論式を導出し、定電圧負荷での実験により妥当性を示した。 α_r が 1 に近いほど伝送効率が高くなるわけではなく、最大効率を得る等価交流抵抗 $R_{\eta opt}$ に近い値となるよう α_r を設定すればよいことを示した。

本章で提案した一次側での伝送電力制御手法は一次側・二次側間で情報通信を用いないため、通信の遅延や途絶を考慮する必要が無く、機器構成の簡潔化の観点からも有利である。また、一次側での変換比推定も簡単な回路で実装可能である。さらに、回路パラメータの変動を直接推定するのではなく、負荷の要求電力に対する一次側電圧の余裕に相当する量をフィードバック制御しているため、負荷電力変化や結合係数変化など複数の要因による変動を単一の制御器で補償することができる。したがって提案する制御手法は伝送電力制御において有効な制御法であると言える。

第 8 章

結論

本論文では磁界共振結合ワイヤレス給電における電力変換回路の構成と伝送電力制御手法に着目し、電力変換回路構成を一般化して操作量として変換比を導入するとともに、定電圧負荷において動作条件と制御目的に応じた伝送電力制御手法を提案した。また、定電力負荷へのワイヤレス給電における負荷電圧の不安定性を解析的に示し、二次側 AC-DC コンバータによる負荷電圧フィードバック制御を実現した。

第 2 章ではワイヤレス給電の自動車応用に関する先行研究について述べるとともに、インホイールモータをワイヤレス化することで配線に起因する信頼性、安全性の課題を解決するワイヤレスインホイールモータについて検討した。また、自動車応用においては SS 方式の共振回路が適していることを示した。

第 3 章では SS 方式の磁界共振結合ワイヤレス給電回路の包絡線特性について検討した。磁界共振結合方式の回路動作を表す伝達関数は共振周波数の瞬時値を含んでいるが、電力伝送の観点では電流、電圧波形の包絡線応答の把握と制御が重要である。そこで、正弦波入力に対する時間応答から包絡線応答を表す二次の近似モデルを解析的に導出した。提案した包絡線モデルを実験により検証し、実際の包絡線応答を精度よく表すことを確認した。また、負荷抵抗、結合係数による包絡線応答の変化を示した。提案するモデルでは負荷を等価交流抵抗で近似しているため、定電圧負荷と全波整流回路を負荷とした場合の包絡線応答とは差異があるものの、応答性の検討においては一定の有用性が得られることを示した。また、負荷に平滑コンデンサを含む場合について包絡線応答の時定数を比較した。共振回路部の包絡線応答の時定数が負荷プラントに比べて十分に速い場合、制御器設計においては共振回路部の包絡線応答を無視することができ、制御器設計が容易となる。

第 4 章では SS 方式の磁界共振結合ワイヤレス給電回路における電力変換回路構成の統一的な解析を目的として、電力変換回路構成を一般化した。交流回路モデルでの解析より伝送電力と伝送効率という 2 つの制御対象に対して、操作可能な状態量は一次側電

圧と等価交流抵抗の2つであることを示した。前者は一次側の電力変換回路で、後者は二次側 AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路で操作することができる。二次側電力変換回路の操作をそれぞれ変換比 α , β によって表すことで、各回路の具体的なスイッチング動作を直接的に考慮することなく等価交流抵抗の操作として帰結できることを示した。また、二次側 AC-DC 変換回路のスイッチング動作方法として、二次側電流と同期してスイッチングを行なう同期 PWM 整流方式と、両レグの下アームスイッチを OFF/ON することで伝送電力を操作する 2 モード方式について述べ、実際の回路の動作と変換比 α との対応を示した。さらに、二次側電力変換回路の組み合わせによる等価交流抵抗の操作範囲を明確化し、所望の制御に適した二次側回路構成の設計を容易とした。

第 5 章では定電圧負荷へのワイヤレス給電における伝送電力制御について述べた。磁界共振結合方式がバンドパスフィルタ特性を有することに着目し、二次側 AC-DC 変換回路の入力電圧を正弦波電圧源で近似したモデルにより解析し、一次側電流、二次側電流を定式化した。二次側電流の負荷電圧に対する変化は小さく、定電流的な特性を有することを示した。実際のアプリケーションで想定される動作条件の組み合わせにおいて、任意の負荷電流を得るための動作点設定、伝送効率を最大化する動作点設定、任意負荷電流と最大効率を両立する動作点設定について一次側電圧と二次側変換比をパラメータとして定式化した。実験によりこれらの定式化が妥当であることを確認した。また、二次側変換比の操作による負荷電流フィードバック制御手法を提案し、制御器設計について述べるとともにシミュレーションと実験により提案制御法の有効性を示した。提案制御法は操作量を二次側総変換比 γ としているため、二次側の AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路の双方を単一の制御器で制御可能であるうえ、これらの具体的な回路構成に依存しない制御器設計が可能である。

第 6 章ではワイヤレスインホイールモータのような定電力負荷へのワイヤレス給電について検討した。二次側電流を定電流源で近似し、平滑コンデンサと定電力負荷を接続した二次側近似回路モデルについて解析し、定電力負荷への SS 方式のワイヤレス給電では負荷電圧が不安定であることを示した。回路シミュレーションにより解析結果を検証した。定電力負荷に安定した電力伝送を行なうためには二次側での負荷電圧フィードバック制御が必須である。負荷電圧制御では伝送電力と負荷電力とのバランスの観点から、二次側総変換比 γ は 1 以下で操作しなければならないことを示した。この考察に基づき二次側 AC-DC コンバータを用いた負荷電圧フィードバック制御器を提案し、変換比 α を操作量として制御器設計手法を示した。電子負荷とモータ負荷を用いた実験により提案制御法を用いることで負荷電圧が目標値に制御され、安定したワイヤレス給電が実現されることを示した。定電力負荷では伝送電力の不足により負荷電圧が発散してしまうので、伝送電力の余裕が生じるよう二次側変換比の目標値と一次側電圧を定める必要がある。また、負荷電圧目標値の伝送効率への影響について考察し、本質

的には負荷電圧目標値は伝送効率に影響しないことを示した。ただし、二次側 AC-DC コンバータの動作方式が 2 モード方式である場合は Rectification mode での伝送効率と Short mode との時間比率が変化するため伝送効率に影響する。

第 5 章で提案した定電圧負荷の負荷電流制御法と、第 6 章で提案した定電力負荷の負荷電圧制御法では、一次側電圧がフィードフォワード制御であるため二次側変換比目標値により設定した伝送電力の余裕度を超えて負荷や結合係数の変動が生じた場合には伝送電力が不足する恐れがある。そこで、第 7 章では二次側 AC-DC コンバータの動作が 2 モード方式である場合に適用可能な一次側での伝送電力フィードバック制御法を提案した。二次側 AC-DC コンバータの動作モードを一次側電流の変化により推定可能であることを理論式と実験により示した。推定した変換比を目標値にフィードバック制御して一次側電圧を操作することで伝送電力の余裕度を確保できる。提案する制御法は単一の制御器で複数の要因による伝送電力変動を補償できるうえ、一次側、二次側間での高速な通信が不要であるため有用性の高い方法である。定電圧負荷と定電力負荷での実験により、負荷変動と結合係数変動において提案制御法の有効性を示した。

以上を要するに、本論文では SS 方式の磁界共振結合ワイヤレス給電において、電力変換回路の構成を一般化するとともに、定電圧負荷と定電力負荷における伝送電力制御手法を提案した。先行研究が特性の回路構成における制御手法に着目していたのに対し、本論文では電力変換回路の具体的な構成に依らない、より一般化された制御器設計手法を提案している。ここでは共振回路部の包絡線応答の時定数、電力変換回路の操作による過渡応答、負荷の定電圧性、定電力性が所望の伝送電力制御の帯域に比べて十分に速いという仮定を置いているが、多くのアプリケーションにおいてはこの仮定が妥当であることを具体的なパラメータスタディによって示した。二次側電力変換回路の変換比 α , β によって電力変換回路の操作を表すことで、所望の動作条件における静的な動作点設定を定式化するとともに、回路構成設計においても変換比による定式化が有用であることを示した。また、前記の仮定を置くことで制御器設計においても変換比を用いることができ、制御器設計を容易としている。先行研究では負荷として定電圧負荷、抵抗負荷を取り扱っており、定電力負荷へのワイヤレス給電における制御手法は着目されていなかった。しかし、多くのアプリケーションにおいて負荷はモータなど定電力負荷であることが多い。本論文では SS 方式の磁界共振結合ワイヤレス給電において負荷電圧フィードバック制御を提案し、定電力負荷への安定した伝送電力を実現した。本論文のこれらの提案は磁界共振結合によるワイヤレス給電の産業応用に大いに寄与するものである。

謝辞

博士課程におきましてご指導下さいました藤本博志准教授に心から感謝を申し上げます。電気自動車の駆動系の研究に始まり、車両運動制御、航続距離改善、そしてワイヤレス給電と多岐にわたる研究分野に携わる機会を頂き、さらに発表会や日頃の報告会等で多くのご指導を頂きました。先生のご指導により得られた得られたアカデミックな視点からのアプローチ、技術課題の本質を捉える視点を今後の研究開発に活かして参ります。

本博士論文の審査を頂きました堀 洋一教授、大崎博之教授、古関隆章教授、馬場旬平准教授に深く感謝申し上げます。皆様より頂きましたご指摘、ご提案により本博士論文の質を大きく高めることができました。また、堀教授には研究室での発表会をはじめ日頃よりご指導を賜り厚く感謝申し上げます。ワイヤレス給電に関して多数のご助言を頂きました居村 岳広助教に心より感謝申し上げます。

ワイヤレスインホイールモータの実車ユニットの製作をはじめ、多くの共同研究でご協力頂きました東洋電機製造株式会社 大森洋一様、今柳田明夫様、岡本吉弘様、佐藤基様に深く感謝申し上げます。ワイヤレスインホイールモータの実現という画期的な研究に参加させて頂いたことは、私の研究にとって大きな転機となりました。また、佐藤様とは同じ研究室の一員として多くのディスカッションを重ね、お互いに切磋琢磨することでより深い研究を行なうことができたと感じております。本当にありがとうございました。

ワイヤレスインホイールモータの実車実験環境の構築におきましては三菱自動車株式会社 吉田裕明様、松見敏行様、西田将人様、水井俊文様をはじめ多くの方々に多大なるご支援ご協力を頂きました。心より感謝申し上げます。また、実験車両の製作、整備にご尽力いただいた株式会社ブルーヘイズ 鈴木慎一様に深く感謝申し上げます。

博士課程においては多数の共同研究にも関わらせて頂きました。電気自動車の実験では交通安全環境研究所 後藤雄一様、川野大輔様、株式会社小野測器 佐藤宏治様、越後賢太郎様、槌本みさき様に多大なるご協力を頂きました。充実したテストコース、ベンチ試験装置を使用させて頂き、研究の質を高めることができました。深く感謝申し上げます。また、新しい応用分野への研究の機会を頂きました株式会社ニコン 牧野内進様、

小俣賢治様，武田勇輝様，原 篤史様，坂田晃一様，株式会社安川電機 中村裕司様，足立 勝様，北吉良平様に深く感謝申し上げます。

共に研究生活を過ごした堀藤本研究室の皆様，卒業生の皆様に深く感謝致します。特に貴重な時間を割いて実験に協力頂いたEVチームの皆様，多くのディスカッションを通じてアイデアと刺激を与えて下さったW-IWMチームの皆様，本当にありがとうございました。

博士課程での研究を行なう貴重な機会を与えて下さり，3年間に渡りご支援いただいた日本精工株式会社 執行役常務 後藤伸夫殿，執行役常務 池田 新殿，未来技術開発センター所長 執行役 伊藤裕之殿，開発第二部 部長 竹原 徹殿，開発第三部 部長 井上英司殿，知的財産部 部長 今西 尚殿，開発第二部 課長 松田靖之殿ほか開発第二部の皆様に厚く御礼申し上げます。

最後に，いつも私を支えてくれた家族に深く感謝致します。

付録 A

ワイヤレスインホイールモータの製作

A.1 一次試作ユニットの製作

A.1.1 実験車両 FPEV4-Sawyer

ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) を搭載する実験車両として、著者らの研究グループで開発した実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer [81] を用いる。実験車両の外観を図 88 に示す。当車両は三菱自動車工業が販売している電気自動車 i-MiEV をベースとした改造車両である。本車両の特徴として前後輪部分がそれぞれ交換可能なサブユニットとなっており、様々な駆動ユニットを同一のプラットフォーム上で実験・比較できる。サブユニットの一例として車載モータユニットが製作されており、ドライブシャフト振動抑制制御の研究がなされている [24, 25]。



図 88: 実験車両 FPEV4-Sawyer

A.1.2 目標諸元および回路パラメータ

W-IWMの目標諸元を表8に示す。W-IWMを搭載する実験車両では最終目標としてベース車両と同等の性能として四輪合計で最大出力48 kWを目指す。まず一次試作では後輪二輪合計で最大出力6.6 kWのユニットを製作し、制御手法や送受電コイル設計などの技術を確認する。また、一次試作では操舵機構を持たない後輪専用ユニットとした。操舵機構を追加する場合は、コイル付近に操舵機構の金属部品が配置される影響や、コイルの対向角度が操舵により変化することを考慮する必要がある。これらは今後の課題である。

磁界共振結合の共振周波数の狙い値は85 kHzに設定した。電気自動車用のワイヤレス給電ではSAE (Society of Automotive Engineers) が規格番号J2954において85 kHz (帯域幅 81.38 - 90.00 kHz) を標準化する予定であるとアナウンスされており、本試作ではこれに倣った。製作したコイル等の回路パラメータを表9に示す。

A.1.3 機械構成

製作した一次試作ユニットを図89に示す。図89(a)は片輪分をサブユニットに装着したときの外観であり、図89(b)は車両搭載時の外観である。

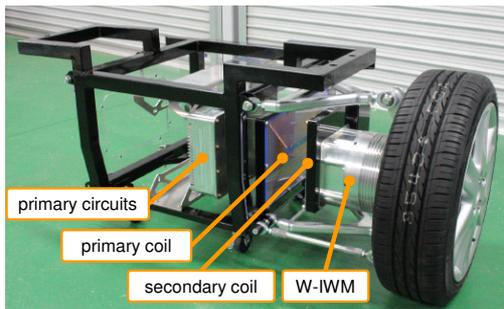
一次側の電力変換回路はサブユニット内に固定される。一次側コイルはサブユニット側面の樹脂板上に固定されている。コイル間での磁界共振結合を妨げないようにサブユ

表 8: W-IWM の目標諸元

	Final target	first trial unit
Number of IWM	4	2
Maximum total power	48 kW	6.6 kW
Maximum total torque	1300 Nm	475 Nm

表 9: 回路パラメータ

	Primary coil	Secondary coil
Resistance R	0.411 Ω	0.382 Ω
Inductance L	260 μH	223 μH
Capacitance C	13.5 nF	15.7 nF
Resonance frequency f_0	83.7 kHz	
Mutual inductance L_m	48.6 μH (gap: 100 mm)	



(a) Subunit of the W-IWM.



(b) Attached to the experimental vehicle.

図 89: 製作した W-IWM 一次試作ユニット

ユニットの金属フレームからコイルまでは適切な距離が確保されている [68]。また、コイルの背面には結合係数を増すためにフェライト板が配置されている。共振コンデンサはコイルの背面に取り付けられている。

サスペンション形式はダブルウィッシュボーン形式であり、サスペンション変位によりアッパーアーム、ローアームが二次側コイルや W-IWM に干渉しないよう設計されている。サスペンション変位は最大 ± 100 mm を想定しており、最大変位時の結合係数においても所望の電力伝送が可能となるようコイル設計がなされている [68]。一次側、二次側コイル間のギャップは正対時に 100 mm である。

インホイール側は機電一体構造となっており、インホイールモータの端面に二次側の電力変換回路とモータ駆動用インバータが内蔵されている。さらに、その端面に一次側コイルと対抗するように二次側コイルが配置されている。モータは永久磁石同期モータである。一次側回路、二次側回路、モータは東洋電機製造株式会社により製作された。モータ出力は日本精工株式会社にて開発中の減速機内蔵ハブ軸受にて減速され、車輪に出力される。減速機は遊星歯車式であり減速比は 4.2 である。

A.1.4 回路構成

図 90 に一次試作ユニットの回路構成を示す [67]。一次側（車体側）の電力変換回路は昇降圧チョッパとフルブリッジインバータで構成されており、バッテリーの直流電圧をチョッパにより適切な電圧に昇降圧した後、インバータにより共振周波数と同じ周波数の高周波に変換する。動作条件によっては昇降圧チョッパは不要であるが、本試作では一次側電圧の制御手法として PWM 方式と PAM 方式を比較するため昇降圧チョッパを設けている。昇降圧チョッパのスイッチング素子は IGBT である。一方、インバータは 85 kHz で動作するため、スイッチング損失低減のため SiC-MOSFET を採用した。

高周波に変換された電力は磁界共振結合によりワイヤレスで二次側（インホイール

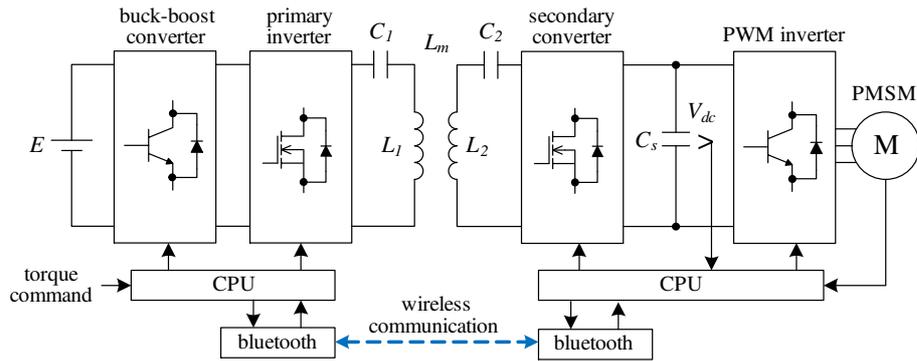


図 90: W-IWM 試作ユニットの回路構成

側) に伝送され、二次側のフルブリッジコンバータで整流される。さらに電圧形三相 PWM インバータにより永久磁石同期モータを駆動する。コンバータのスイッチング素子は一次側と同様に SiC-MOSFET を採用した。共振コンデンサは一次側、二次側ともにコイルと直列の SS 方式である。共振コンデンサには株式会社村田製作所製の積層セラミックコンデンサ (U2J 特性) を用いた。図 90 に示すように回路構成が一次側と二次側で対称形となっており、双方の電力変換回路の動作を切り替えることで回生動作が実現できる。

一次側、二次側間の情報通信には Bluetooth による無線通信を用いる。一次側から二次側にモータトルク指令値を送信し、二次側からはモータ回転数情報を送信する。モータ回転数情報は一次側電圧の制御での負荷電力情報の計算に用いられる。無線通信は遅延や途絶が生じる可能性があるため、伝送電力制御の安定性は二次側での負荷電圧制御で確保し、無線通信を介する速いフィードバック制御は行わない。

A.1.5 伝送電力制御

W-IWM の回路構成では二次側に電圧源が存在せず、定電力負荷 (インバータ駆動される永久磁石同期モータ) のみであるため、第 6 章で述べた通り二次側の負荷電圧制御が必須である。そこで、W-IWM では第 6 章での提案制御法と同様の負荷電圧制御を行っている [67]。

一次側電圧は負荷電力に応じたフィードフォワード制御である。モータでの所望電力に加えて、二次側制御回路を動作させるための電力を加味し、さらにある余裕を持たせた伝送電力となるよう一次側電圧が定められる。

二次側ではヒステリシスコンパレータによる 2 モード方式で AC-DC コンバータを制御し、DC リンク電圧を目標値に制御する。ヒステリシスコンパレータ制御であるため 2 モードの動作周期は負荷電力に応じて変化するが、DC リンク電圧のリプルはヒステ

表 10: パラメータ比較

	Test equipment	First trial unit
Output power	13.6 W	3860 W
DC-link voltage V_{dc}^*	24 V	350 V
Equivalent load resistance R_L	42.4 Ω	31.7 Ω
Smoothing capacitance C_s	1000 μF	1320 μF
Resonance frequency	87.6 kHz	83.7 kHz
Time constant of load plant	42.4 ms	41.9 ms
Time constant of WPT	0.061 ms	0.041 ms

リシス幅内に制御される。

モータが電力を回生する場合は DC リンク電圧の変化から回生動作モードに切り替えて二次側から一次側にワイヤレスで電力回生する。

A.2 実験機での検証結果の実機への適用に関する検討

第 6 章での定電力負荷の負荷電圧制御の実験では、W-IWM の実車ユニットに比べて出力の小さいモータを用いて実験を行なった。実験装置と実機では出力が 100 倍以上異なっており、提案制御法が実機においても適用可能であることを検証する必要がある。本節では実験装置と W-IWM の実機における提案制御手法の等価性を示す。

提案制御法では以下の条件を仮定している。

- (a) 一次側インバータの動作周波数（すなわち共振周波数）が負荷プラントの時定数に比べて十分に速い
- (b) 送受電コイル部の過渡応答の時定数が負荷プラント時定数に比べて十分に速い

(a) は二次側コンバータの出力電流を平均値で取り扱うための条件であり、(b) は送受電コイル部の過渡特性を無視できるための条件である。したがって上記の条件が満たされていれば実機でも提案制御法が適用できると考えられる。

負荷プラントの伝達関数より、等価負荷抵抗 R_L が小さいほど時定数が小さくなる。等価負荷抵抗が最小となるのはモータ出力が最大するときである。W-IWM の一次試作ユニットでは最大出力 3.30 kW を想定しており、最大出力におけるモータ効率を 90 %、インバータ効率を 95 % と仮定すると二次側 DC リンクにおける電力は 3.86 kW であり、DC リンク電圧の目標値 V_{dc}^* を 350 V とすると等価負荷抵抗は $R_L = 31.7 \Omega$ である。

送受電コイル部の包絡線応答は第3章での解析結果より伝達関数 P_{i2} の支配極実部の逆数を時定数とみなせる。ここでは負荷プラントと同じくモータ出力最大時の等価負荷抵抗 R_L で検討した。

表10に実験装置と一次試作ユニットにおけるパラメータの比較を示す。いずれも共振周波数は負荷プラントの時定数に対して十分に速く、(a)の条件を満たしている。また、送受電コイル部の時定数は負荷プラントの時定数に比べていずれも十分に速く、(b)の条件も満たしている。さらに、等価負荷抵抗も同程度であることから、実験装置と実機では制御において等価性があり提案手法を実機に適用可能であると考えられる。

付録 B

定電流負荷へのワイヤレス給電の解析

B.1 モデル化

直流定電流負荷の電流値を I_L とする。二次側 AC-DC 変換回路の入力電流波形が正弦波であると仮定すると整流後は全波整流波形であり、その平均値の直流成分が定電流負荷に流れ込む。基本波成分のみに着目すると、定電流負荷へのワイヤレス給電回路は図 91 に示す近似モデルで考えることができる。共振条件が満たされている場合、電流、電圧の関係はインピーダンス行列を用いて次式により表される。

$$\begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{11} \\ -i_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{B-1})$$

式 (B-1) を v_{21} について解くと次式が得られる。

$$v_{21} = \frac{j\omega_0 L_m v_{11} - \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} i_{21}}{R_1} \quad (\text{B-2})$$

全波整流後の平均電流値が I_L なので、 i_{21} の実効値 I_{21} と I_L の関係は次式で与えられる。

$$I_{21} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_L \quad (\text{B-3})$$

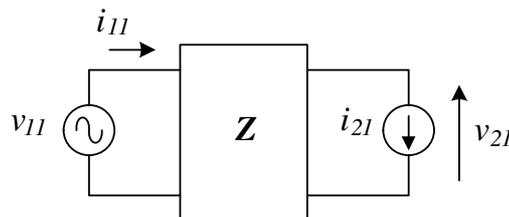


図 91: 定電流負荷の近似モデル

表 11: 回路パラメータ

	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.547 Ω	0.535 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	166 μH	167 μH
Capacitance $C_{1,2}$	19.9 nF	19.9 nF
Mutual inductance L_m	21.8 μH (gap: 100 mm)	
Resonance frequency	87.6 kHz	

等価抵抗での解析結果より i_{21} は v_{11} に対して 90 deg 進みであると仮定する。二次側 AC-DC 変換回路の入力電圧 v_2 が矩形波であると仮定すると、その基本波成分実効値 V_{21} と直流負荷電圧 V_L の関係はフーリエ級数より次式で表される。

$$V_L = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{21} \quad (\text{B-4})$$

したがって負荷電圧 V_L は次式により求められる。

$$V_L = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} I_L}{R_1} \quad (\text{B-5})$$

ここで V_{11} は一次側電圧の基本波実効値である。式 (B-5) の I_L の項の係数は大きな値であり、負荷電流の変化に対して負荷電圧が大きく変化することが分かる。また、式 (B-5) を I_L について解くと、定電圧負荷の負荷電流を与える式 (5-6) と一致する。

式 (B-5) より、負荷電圧 V_L が 0 となるときの負荷電流 I_{L0} は次式の通り求められる。

$$I_{L0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (\text{B-6})$$

I_{L0} は負荷をショートとした場合の全波整流後の平均電流である。

B.2 実験

実験により解析結果を検証した。回路パラメータを表 11 に示す。一次側電圧 V_{11} は 6 V とした。定電流負荷には電子負荷 (PLZ1004W, 菊水電子工業) を用いて、負荷電流を 0.38 A から 0.46 A まで 0.01 A 刻みで変化させて負荷電圧 V_L を測定した。二次側 AC-DC 変換回路は AC-DC コンバータをダイオードブリッジ整流回路として用いた。

測定した二次側 AC-DC コンバータの入力電圧、電流波形を図 92 に示す。図 92(a) は負荷電流 $I_L = 0.38$ A, (b) は $I_L = 0.44$ A である。電圧波形は矩形波状であり、電流波形は若干の歪みが見られるもののほぼ正弦波となっている。また、 I_L により電圧振幅が大きく異なることが分かる。

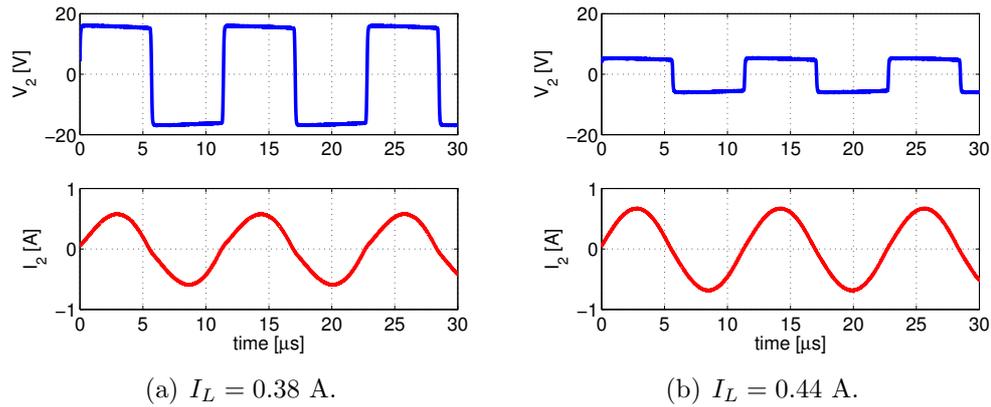


図 92: 二次側電圧, 電流波形

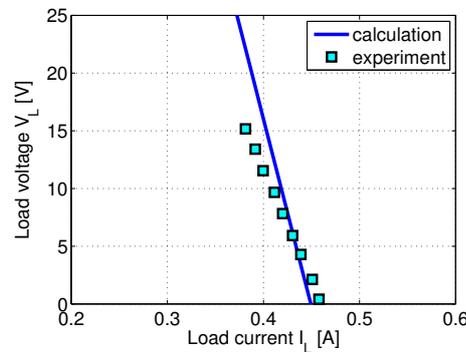


図 93: 負荷電流 I_L に対する負荷電圧 V_L

負荷電流 I_L に対する負荷電圧 V_L の計算値と実験結果を図 93 に示す。若干の誤差はあるものの、計算値と測定値で良い一致が得られている。また、 I_L の変化に対する V_L の変化が極めて大きいことが分かる。これは、SS 方式のワイヤレス給電回路がイミタンス変換特性により一次側を電圧源とすると二次側は定電流的になるためである。負荷電流のわずかな変化で負荷電圧が大きく変わってしまうため、SS 方式は定電流負荷へのワイヤレス給電には不適である。

以上の実験結果より定電流負荷のモデル化と負荷電圧の定式化が妥当であることが示された。

参考文献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, *Science Expression on 7 June 2007*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83–86 (2007)
- [2] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一：「共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 1, pp. 76–83 (2010)
- [3] Y. Hori: “Future Vehicle Driven by Electricity and Control—Research on Four-Wheel-Motored: “UOT Electric March II” ”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, pp. 954–962 (2004)
- [4] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. J, S. Jeon, and D. Cho: “Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 3, pp. 1179–1192 (2014)
- [5] 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”, *Proc. 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, pp. 1–10 (2013)
- [6] M. Mochizuki, Y. Okiyonedo, T. Sato, and K. Yamamoto: “2kW WPT system prototyping for moving electric vehicle”, *Proc. EVTeC & APE Japan 2014*, pp. 1–7 (2014)
- [7] J. M. Miller, P. T. Jones, J. M. Li, and O. M. C. Onar: “ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV’s”, *IEEE Circuits and System Magazine*, Vol. 15, Issue 2, pp. 40–53 (2015)

- [8] Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: “Compact contactless power transfer system for electric vehicles”, *Proc. 2010 International Power Electronics Conference*, pp. 807–813 (2010)
- [9] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and Chang-Yu Huang: “Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 1, pp. 318–328 (2013)
- [10] A. Thomson: “The Future of Road Transportation is Electric and Wireless - Wireless Electric Vehicle Charging-”, *Proc. EVTeC & APE Japan 2014*, pp. 1–4 (2014)
- [11] 宅崎恒司・星伸一: 「非接触給電装置の共振回路効率化のための受電側降圧コンバータの動作条件の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 10, pp. 966–975 (2012)
- [12] 森脇悠介・居村岳広・堀洋一: 「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の DC/DC コンバータを用いた負荷変動時の反射電力抑制に関する検討」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, VOL. 2, pp. II-403–II-406 (2011)
- [13] M. Fu, C. Ma, and X. Zhu: “A Cascaded Boost-Buck Converter for High Efficiency Wireless Power Transfer System”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 10, No. 3, pp. 1972–1980 (2014)
- [14] H. Ishihara, F. Moritsuka, H. Kudo, S. Obayashi, T. Itakura, A. Matsushita, H. Mochikawa, and S. Otaka: “A Voltage Ratio-based Efficiency Control Method for 3 kW Wireless Power Transmission”, *Proc. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1312–1316 (2014)
- [15] H. L. Li, A. P. Hu, G. A. Covic, and C. S. Tang: “A New Primary Power Regulation Method for Contactless Power Transfer”, *Proc. 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1–5 (2009)
- [16] 北澤智志・近藤圭一郎・柏木隆行: 「非接触給電システムの電力変換回路におけるコイル位置ずれ時の定電力伝送制御とその特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 5, pp. 518–525 (2012)
- [17] 望月大樹・仲達崇一郎・渡辺宏・境野翔・金子裕良・阿部茂・保田富夫: 「一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 7, pp. 707–713 (2013)

- [18] 名雪琢弥・福島健太郎・宜保直樹・根本孝七・池谷知彦：「双方向非接触給電システムの提案と基本性能の実証」，電力中央研究所報告，No. H10007（2011）
- [19] U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana: “A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicle in V2G Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 10, pp. 4789–4796 (2011)
- [20] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann: “Performance Characterisation of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 6, pp. 1294–1301 (1992)
- [21] 佐藤義則・石川茂明・大久保孝仁・阿部誠・玉井克典：「日産リーフ向けモータ&インバータの開発」，日産技報，No. 69・70，pp. 21–24（2012）
- [22] S. Murata: “Vehicle Dynamics Innovation with In-Wheel Motor”, *Proc. EVTeC'11* , pp. 1–6 (2011)
- [23] 福永洋輔・伊藤健・苅込卓明・久米智広・川村弘道：「日産リーフ向け高応答加速度制御の開発」，日産技報，No.69・70，pp. 16–20（2012）
- [24] 角谷勇人・藤本博志：「車載モータを搭載した電気自動車のドライブシャフト振動抑制制御を用いた駆動力制御法」，平成24年電気学会産業計測制御研究会，IIC-12-106，pp. 115–120（2012）
- [25] 天田順也・藤本博志：「車載モータを搭載した電気自動車におけるドライブシャフト共振抑制を用いた駆動力制御法」，平成25年産業計測制御/メカトロニクス制御合同研究会，IIC-13-003，MEC-13-003，pp. 13–18（2013）
- [26] 藤本博志：「インホイールモータとタイヤ横力センサを用いた電気自動車の運動制御」，自動車技術，Vol. 65, No.3, pp. 91–97（2011）
- [27] 赤穂大輔・中津慎利・勝山悦生・高桑佳・吉末監介：「インホイールモータ車の車両運動制御開発」，自動車技術会2010年秋季学術講演会前刷集，No. 120-10，pp. 1–6（2010）
- [28] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio: “Dynamics of a Buck Converter with a Constant Power Load“, *Proc. Power Electronics Specialists Conference 1998*, vol. 1, pp. 72–78 (1998)
- [29] 坪井克剛・辻峰男・山田英二：「入力LCフィルタ付きチョップパ系の不安定現象とその対策」，電気学会論文誌D，Vol. 120, No. 10, pp. 1171–1181（2000）

- [30] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson: “Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems: Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, No. 4, pp. 1112–1125 (2006)
- [31] T. Hofman and C. H. Dai: “Energy efficiency analysis and comparison of transmission technologies for an electric vehicle”, *Proc. 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6 (2010)
- [32] D. Gunji and H. Fujimoto: “Efficiency Analysis of Powertrain with Toroidal Continuously Variable Transmission for Electric Vehicle”, *Proc. 39th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6612–6617 (2013)
- [33] 原田信吾・藤本博志 : 「電気自動車におけるスリップ率とモータ損失を考慮した前後輪制駆動力配分による加減速時の航続距離延長制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 3, pp. 268–275 (2014)
- [34] Y. Ikezawa, H. Fujimoto, and Y. Hori: “Range Extension Autonomous Driving for Electric Vehicles Based on Optimal Vehicle Velocity Trajectory Generation and Front-Rear Driving-Braking Force Distribution with Time Constraint”, *The 1st IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, pp. 1–6 (2015)
- [35] H. Yoshida, and H. Fujimoto: “Range Extension Autonomous Driving for Electric Vehicles Based on an Optimal Vehicle Velocity Trajectory Considering Road Gradient Information”, *The 1st IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, pp. 1–6 (2015)
- [36] T. Ohira: “Via-wheel Power Transfer to Vehicle in Motion”, *Proc. 2013 IEEE Wireless Power Transfer*, pp. 242–246 (2013)
- [37] S. Jung, H. Lee, C. S. Song, J. H. Han, W. K. Han, and G. Jang: “Optimal Operation Plan of the Online Electric Vehicle System Through Establishment of a DC Distribution System”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 28, No. 12, pp. 5878–5889 (2013)
- [38] S. Chopra and P. Bauer: “Driving Range Extension of EV With On-Road Contactless Power Transfer - A Case Study”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 1, pp. 329–338 (2013)

- [39] S. Lukic and Z. Pantic: “Cutting the Cord: Static and Dynamic Inductive Wireless Charging of Electric Vehicles”, *IEEE Electrification Magazine*, Vol. 1, Issue 1, pp. 57–64 (2013)
- [40] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, and C. T. Rim: “Ultra Slim S-type Inductive Power Transfer System for Roadway Powered Electric Vehicles”, *Proc. EVTeC & APE Japan 2014*, pp. 1–7 (2014)
- [41] K. Song, C. Zhu, K. E. Koh, T. Imura, and Y. Hori: “Wireless Power Transfer for Running EV Powering Using Multi-Parallel Segmented Rails”, *Proc. IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies; Wireless Power*, pp. 1–6 (2015)
- [42] K. E. Koh, K. Song, P. Sukprasert, T. Imura, and Y. Hori: “Two-Transmitter Wireless Power Transfer with LCL Circuit for Continuous Power in Dynamic Charging”, *Proc. IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies; Wireless Power*, pp. 1–6 (2015)
- [43] S. Lee, W. Lee, J. Huh, H. J. Kim, C. Park, G. H. Cho, and C. T. Rim: “Active EMF Cancellation Method for I-Type Pick-up of On-Line Electric Vehicles”, *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1980–1983 (2011)
- [44] H. Kim, J. Cho, S. Ahn, J. Kim, and J. Kim: “Suppression of Leakage Magnetic Field from a Wireless Power Transfer System using Ferrimagnetic Material and Metallic Shielding”, *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 640–645 (2012)
- [45] ICNIRP: “ICNIRP GUIDELINES for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz - 100 kHz)”, *Health Physics*, Vol. 99, pp. 818–836 (2010)
- [46] A. Christ, M. Douglas, J. Nadakuduti, and N. Kuster: “Assessing Human Exposure to Electromagnetic Fields From Wireless Power Transmission Systems”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 101, Issue 6, pp. 1482–1493 (2013)
- [47] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori: “Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities - Power Control Based on Vehicle-side Information -”, *Proc. 28th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, pp. 1–12 (2015)

- [48] G. R. Nagendra, L. Chen, G. A. Covic, and J. T. Boys: “Detection of EVs on IPT Highways”, *Proc. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1604–1611 (2014)
- [49] 渡辺知絵: 「電気自動車用非接触給電に関する国際標準化の動向」, *JARI Research Journal*, JRJ20141202, pp. 1–6 (2014)
- [50] 皆川裕介・山内雄哉・今井邦夫・大木和弘・成瀬有二: 「ワイヤレス電力伝送の理論的設計 互換性を考慮した共振回路特性」, 自動車技術会 2015 年春季大会学術講演会, S159, pp. 842–845 (2015)
- [51] G. A. Covic, M. L. G. Kissin, D. Kacprzak, N. Clausen, and H. Hao: “A Bipolar Primary Pad Topology for EV Stationary Charging and Highway Power by Inductive Coupling”, *Proc. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1832–1838 (2010)
- [52] T. D. Nguyen, S. Li, W. Li, and C. C. Mi: “Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers”, *Proc. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1676–1682 (2014)
- [53] Sonapreetha M. R, S. Y. Jeong, S. Y. Choi, and C. T. Rim: “Dual-purpose Non-overlapped Coil Sets as Foreign Object and Vehicle Location Detections for Wireless Stationary EV Chargers”, *Proc. IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies; Wireless Power*, pp. 1–7 (2015)
- [54] 駒崎伸也・金子裕良・阿部茂・保田富夫・鈴木明: 「電気自動車用非接触給電装置のギャップ中の異物検知法」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No. 4-10, pp. IV115–IV120 (2012)
- [55] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson: “A high Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 8, No. 3, pp. 585–595 (2012)
- [56] 吉村雅貴・藤本博志: 「インホイールモータを搭載した電気自動車の駆動トルク制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 5, pp. 721–728 (2011)
- [57] K. Nam, H. Hujimoto, and Y. Hori: “Lateral Stability Control of In-Wheel-Motor-Driven Electric Vehicles Based on Sideslip Angle Estimation Using Lateral Tire Force Sensors”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 61, No. 5, pp. 1972–1985 (2012)

- [58] K. Maeda, H. Fujimoto, and Y. Hori: “Four-wheel Driving-force Distribution Method for Instantaneous or Split Slippery Roads for Electric Vehicle”, *Automatika - Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, pp. 103–113 (2013)
- [59] 勝山悦生:「インホイールモータによる非連成3Dモーメント制御の開発」, 自動車技術会 2011年学術講演会前刷集, No. 3-11, pp. 1–6 (2011)
- [60] 郡司大輔・松田靖之・田中一字:「変速機構を有するEV駆動ユニットの開発」, 自動車技術会 2012年春季大会学術講演会, No. 58-12, pp. 1–4 (2012)
- [61] G. Freitag, M. Klopzig, K. Schleicher, M. Wilke, and M. Schramm: “High-performance and highly efficient electric wheel hub drive in automotive design”, *Proc. 2013 3rd International Electric Drives Production Conference*, pp. 1–7 (2013)
- [62] A. Kock, M. Groninger, and A. Mertens: “Fault Tolerant Wheel Hub Drive with Integrated Converter for Electric Vehicle Applications”, *Proc. 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 19–23 (2012)
- [63] A.J. Rix, and M.J. Kamper: “Radial-Flux Permanent-Magnet Hub Drives: A Comparison Based on Stator and Rotor Topologies”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 6, pp. 2475–2483 (2012)
- [64] 金子雄太郎・平野弘之・宍戸恵子・麻生川克憲:「小型高出力インホイールモータユニットの開発」, 自動車技術会 2009年春季大会学術講演会, No. 7-09, pp. 11–14 (2009)
- [65] 車両駆動装置, 公開特許公報 特開 2006-240430
- [66] 車軸給電装置, 公開特許公報 特開 2013-5544
- [67] 藤本博志・山本岳・佐藤基・郡司大輔・居村岳広:「ワイヤレスインホイールモータを搭載した電気自動車の実車評価」, 自動車技術会 2015年春季大会学術講演会, S267, pp. 1389–1394 (2015)
- [68] 山本岳・居村岳広・藤本博志:「インホイールモータへのワイヤレス電力伝送における送受電コイルの設計」, 平成 26 年産業計測制御/メカトロニクス制御合同研究会, IIC-14-073, MEC-14-061, pp. 103–108 (2014)
- [69] C. S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau: “Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 1, pp. 148–157 (2004)

- [70] 居村岳広・堀洋一：「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」，電気学会論文誌D，Vol. 135，No. 6，pp. 697–710 (2015)
- [71] 藤田敏博・金子裕良・阿部茂：「直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム」，電気学会論文誌D，Vol. 127，No. 2，pp. 174–180 (2007)
- [72] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, and J. F. Sanz: “Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, pp. 2140–2149 (2009)
- [73] 坪香 雅彦：「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における周波数制御システムの研究 -受電共振器の設計と自己共振周波数推定-」，平成24年度 東京大学 修士論文
- [74] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一：「等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究」，電気学会論文誌D，Vol. 130，No. 1，pp. 84–92 (2010)
- [75] S. Lee, B. Choi and C. T. Rim: “Dynamics Characterization of the Inductive Power Transfer System for Online Electric Vehicles by Laplace Phasor Transform“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 12, pp. 5902-5909 (2013)
- [76] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori: “New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling”, *Proc. IEEE INTELEC 2012*, pp. 1–5 (2012)
- [77] G. Yamamoto, T. Imura, and H. Fujimoto: “Investigation on Maximizing Power Transfer Efficiency of Wireless In-wheel Motor by Primary and Load-Side Voltage Control”, *Proc. the 1st IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, TT4-2-1, pp. 1–6 (2015)
- [78] 入江寿一・山名晴久：「パワーエレクトロニクスに適するイミタンス変換器」，電気学会論文誌D，Vol. 117，No. 8，pp. 962–969 (1997)
- [79] 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”, *Proc. The 2012 International Conference on Broadband and Biomedical Communications*, pp. 1–6 (2012)

- [80] D. Lin, J. Yin, and S. Y. Hui: “Parameter Identification of Wireless Power Transfer Systems Using Input Voltage and Current”, *Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 832–836 (2014)
- [81] 藤本博志・天田順也・宮島孝幸: 「可変駆動ユニットシステムを有する電気自動車の開発と制御」, 自動車技術会 2013 年春季大会学術講演会, No. 8-13, pp. 17–20 (2013)

発表文献

論文誌論文

1. 郡司大輔・藤本博志：「タイヤ横力センサの計測性能定量化と電気自動車のヨーレート制御への応用」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 8, pp. 742–749 (2014)
2. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合によるワイヤレスインホイールモータの電力変換回路の制御に関する基礎研究」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 3, pp. 182–191 (2015)
3. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合ワイヤレス給電における相互通信を用いない伝送電力制御手法」, 電気学会論文誌 D (査読中)

査読のある国際会議の論文

1. D. Gunji, and H. Fujimoto: “Efficiency Analysis of Powertrain with Toroidal Continuously Variable Transmission for Electric Vehicle”, *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, pp. 6612–6617 (2013)
2. D. Gunji, and H. Fujimoto: “Measurement Performance Evaluation of Lateral Tire Force Sensor for Yaw-rate Control of Electric Vehicle”, *International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan 2014 (EVTec & APE Japan 2014)*, pp. 1–6 (2014)
3. D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Fundamental Research of Power Conversion Circuit Control for Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling”, *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2014)*, pp. 3004–3009 (2014)

4. D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Basic Study of Transmitting Power Control Method without Signal Communication for Wireless In-Wheel Motor via Magnetic Resonance Coupling”, *The IEEE/IES International Conference on Mechatronics 2015 (ICM 2015)*, pp. 313–318 (2015)
5. D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Stability Analysis of Constant Power Load and Load Voltage Control Method for Wireless In-Wheel Motor”, *The 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia (ICPE 2015-ECCE Asia)*, ThE2-04, pp. 1–6 (2015)
6. D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Envelope Model of Load Voltage on Series-Series Compensated Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling”, *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW)*, 07-05, pp. 1–6 (2015)
7. D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Operation Point Setting Method for Wireless Power Transfer with Constant Voltage Load”, *41th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2015)* (accepted)

国内学会の論文

1. 郡司大輔・今西 尚・藤本博志:「電気自動車への無段変速機の適用に関する基礎的検討」, 自動車技術会 2013 年春季大会学術講演会, No. 8-13, pp. 9–12 (2013)
2. 郡司大輔・藤本博志:「タイヤ横力センサの計測性能定量化とヨーレート制御への応用」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Vol. IV, pp. 113–118 (2013)
3. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志:「磁界共振結合によるワイヤレスインホイールモータの電力変換回路の構成とその制御に関する基礎研究」, 平成 26 年電気学会産業計測制御/メカトロニクス制御合同研究会, IIC-14-071, MEC-14-059, pp. 91–96 (2014)
4. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志:「定電力負荷への磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における二次側負荷電圧の安定性解析」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, Vol. II, pp. 139–142 (2014)
5. 郡司大輔・藤本博志:「電気自動車の車輪横滑り角零化制御によるコーナリング抵抗モデルの実験検証」, 自動車技術会 2014 年春季大会学術講演会, No. 36-14, pp. 1–4 (2014)

6. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側電圧包絡線モデルの導出と制御設計への応用」，電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2014-32, pp. 45–50 (2014)
7. 郡司大輔・佐藤 基・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における二次側コンバータを用いた負荷電圧制御手法の実験検証」，2014年電子情報通信学会ソサイエティ大会, BI-8-4, pp. 61–62 (2014)
8. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「ワイヤレス電力伝送における相互通信を要さない伝送電力制御手法の基礎検討」，平成26年電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, SPC-14-153, HCA-14-061, VT-14-048, pp. 49–54 (2014)
9. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「ワイヤレス電力伝送における制御目的に応じた電力変換回路構成に関する検討」，平成26年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-017, MD-15-017, pp. 101–106 (2015)
10. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「無線電力伝送の回路解析とワイヤレスインホイールモータの制御への応用」，自動車技術会2015年春季大会学術講演会, S160, pp. 846–851 (2015)
11. 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「定電圧負荷へのワイヤレス給電における低負荷動作を考慮した二次側電力変換回路構成に関する検討」，平成27年電気学会産業応用部門大会 (2015年9月発表予定)

共著論文（論文誌）

1. 山本 岳・郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「ワイヤレスインホイールモータの送電電圧および負荷電圧制御による電力伝送効率最大化の検討」，電気学会論文誌D (査読中)
2. M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Development of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling”, *IEEE Transactions on Power Electronics* (Under review)

共著論文（国内学会）

1. 米俊宏・郡司大輔・藤本博志：「前後輪アクティブステアを用いた任意操舵における電気自動車の航続距離延長制御法の提案」，平成25年電気学会制御研究会,

CT-13-53, pp. 37–42 (2013)

2. 藤本博志・原田信吾・郡司大輔・後藤雄一・川野大輔・佐藤宏治・松尾裕介：「駆動力最適配分による電気自動車の航続距離延長制御の実走行および台上試験」, 自動車技術会 2014 年春季大会学術講演会, No. 28-14, pp. 17–20 (2014)
3. 佐藤基・山本岳・郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合方式を用いたワイヤレスインホイールモータの開発」, 自動車技術会 2014 年秋季大会学術講演会, No. 113-14, pp. 9–12 (2014)
4. 藤本博志・山本岳・佐藤基・郡司大輔・居村岳広：「ワイヤレスインホイールモータを搭載した電気自動車の実車評価」, 自動車技術会 2015 年春季大会学術講演会, S267, pp. 1389–1394 (2015)

受賞

1. 平成 25 年電気学会産業応用部門大会 優秀論文発表賞
2. 平成 26 年電気学会産業応用部門 奨励賞
3. IECON 2014 Best presentation in session AE-Automotive Electronics I
4. ICM 2015 Best paper in session SS02-2: Advanced Motion Control on Electric Vehicles and Sustainable Mobility