

学位申請論文

電磁誘導型非接触給電システムの
電力変換回路による高効率化手法

2019年3月

太田 涼介

目次

第1章 序論	1
1.1 電磁誘導型の非接触給電技術とその課題	3
1.1.1 非接触給電の主な給電方式の分類とその応用例	3
1.1.2 電磁誘導型非接触給電システムの課題	5
1.2 一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成	9
1.2.1 電磁誘導型非接触給電システムの構成概要	9
1.2.2 電力系統に接続する整流器の例	10
1.2.3 一次側に接続する DC-AC コンバータの例	12
1.2.4 給電用コイルの補償方式	17
1.2.5 共振回路の効率	21
1.2.6 二次側に接続する整流器の例	23
1.2.7 二次側に接続する DC-DC コンバータの例	30
1.2.8 電磁誘導型非接触給電システムを構築する上で重要な要素	34
1.2.9 本研究が対象としている電磁誘導型非接触給電システム	35
1.3 電磁誘導型非接触給電システムの高効率化手法と本論文の位置づけ	37
1.3.1 共振回路の高効率化手法	37
1.3.2 電力変換回路の高効率化手法	41
1.3.3 本論文の位置づけ	43
1.4 本論文の目的と概要	44
第2章 充電サイクルを考慮した非接触給電システムのソフトスイッチング用スナバキャパシタの検討	47
2.1 本章のはじめに	47
2.2 双方向型非接触給電システムの制御方法	49
2.2.1 二次側にフルブリッジアクティブ整流器を接続した双方向型非接触給電システムの概要	49

2.2.2	各変数と電流・電圧の関係	50
2.2.3	共振回路の高効率化に必要な条件	52
2.2.4	ソフトスイッチングを達成するために必要な条件	52
2.3	スナバキャパシタの静電容量について	55
2.4	バッテリーの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案	56
2.4.1	評価マップ方法の概要	56
2.4.2	提案評価マップの軸と考え方	58
2.4.3	提案評価マップの使用方法	59
2.4.4	評価マップの構築方法	60
2.4.5	充電システムの損失の導出	61
2.4.6	非接触給電システムの評価マップの構築	62
2.4.7	評価シミュレーション	63
2.4.8	バッテリーの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案に 関する結論	64
2.5	バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計指針	65
2.5.1	スイッチング損失の解析方法	66
2.5.2	スナバキャパシタの視覚的評価と設計指針	67
2.6	実験による視覚的評価と設計指針の有効性の確認	70
2.7	本章の結論	73
第3章	電磁誘導型非接触給電システム用二次側昇降圧型コンバータの効率解析	75
3.1	本章のはじめに	75
3.2	二次側に昇降圧型コンバータを接続した電磁誘導型非接触給電システムの概要	77
3.2.1	SP補償方式の共振回路の特徴	77
3.2.2	二次側昇降圧型コンバータの動作モード	78
3.3	二次側昇降圧型コンバータの解析手法	79
3.3.1	各部の損失を考慮した共振回路の出力電圧	81
3.3.2	昇圧動作の各部の電流	82
3.3.3	降圧動作の各部の電流	83
3.3.4	各動作モードの積分定数の導出について	83
3.3.5	二次側昇降圧型コンバータの損失モデル	84
3.3.6	二次側昇降圧型コンバータの損失の導出方法	86

3.3.7	二次側昇降圧型コンバータの理論解析結果	89
3.4	実験と損失解析による考察	91
3.5	本章の結論	98
第4章	非接触給電システム用二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による	
	高効率化	99
4.1	本章のはじめに	99
4.2	二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数に関する効率特性	100
4.2.1	システムの概要	100
4.2.2	二次側昇降圧型コンバータの効率特性の導出	101
4.2.3	二次側昇降圧型コンバータの損失の内訳	101
4.3	実験による制御指針の検証	105
4.4	共振回路の高効率化手法と組み合わせた場合の効果検証	109
4.4.1	組み合わせ手法の概要	109
4.4.2	実験条件	110
4.4.3	実験による効果検証	118
4.5	本章の結論	124
第5章	結言	125
	参考文献	131
	主論文を構成する論文	139
	研究業績	141

目次

1.1	Transmission methods used in wireless power transfer.	4
1.2	Battery charger with inductive power transfer for cell phones.	6
1.3	Overview of the inductive power transfer system.	6
1.4	Leakage magnetic field strength tolerance for electric vehicle inductive power transfer system.	9
1.5	General architecture of inductive power transfer systems.	9
1.6	Examples for grid connected rectifier topology.	11
1.7	Single ended inverter.	13
1.8	Class-E inverter.	14
1.9	Half bridge inverter.	15
1.10	Push-pull inverter.	16
1.11	Full bridge inverter.	17
1.12	Basic compensation topologies for primary-side coil and secondary-side coil.	19
1.13	T-shaped equivalent circuit of each compensation topology.	20
1.14	T-shaped equivalent circuit considering ESR of the resonant coils.	22
1.15	Single ended rectifier.	24
1.16	Class-E inverter.	25
1.17	Half bridge active rectifier.	26
1.18	Full bridge diode rectifier.	27
1.19	Bridge-less active rectifier.	28
1.20	Full bridge active rectifier.	29
1.21	Buck converter.	30
1.22	Boost converter.	32
1.23	Buck-boost converter.	33
1.24	Inductive power transfer systems used in this paper.	36

1.25	Position of this paper regarding to previous researches.	37
2.1	Inductive power transfer system with bidirectional power transfer capability.	49
2.2	Vector diagram for the voltage and current on the primary-side and the secondary-side of the resonant circuit.	51
2.3	Drain–source voltage and drain current waveforms of S_{11} when S_{11} is switching with soft switching.	53
2.4	Evaluation model.	57
2.5	Charging system evaluation model shown in cartesian coordinate.	58
2.6	Battery charging characteristic at CC charging mode.	60
2.7	Equivalent circuit of the resonant circuit with SS-compensation topology.	61
2.8	Evaluation map of the inductive power transfer system using the evaluation model.	63
2.9	Loss in the resonant circuit for each charging path when considering charging from SOC: 0% to SOC: 80%.	64
2.10	Loss analysis when considering charging from SOC: 0% to SOC: 80%.	65
2.11	Waveform models of the drain–source voltage and drain current when MOSFET is turned on.	66
2.12	Visual evaluation map for snubber capacitor C_{11}	69
2.13	Experimental system used in chapter 2.	71
2.14	Output voltage and current waveforms of each active bridge in the battery charging mode (SOC: 80%, charging rate: 1C).	71
2.15	Output voltage and current waveforms of each active bridge in the battery discharging mode (SOC: 80%, charging rate: 1C).	72
2.16	Results of the loss analysis for the experimental system (SOC: 80%, charging rate: 1C, charging power: 1.4 kW).	73
3.1	Inductive power transfer system with the secondary-side buck–boost converter connected (IGBT).	77
3.2	Characteristics of output and input voltage ratio on SP-compensation topology resonant circuit.	79
3.3	Operation modes of secondary-side buck-boost converter	80
3.4	Equivalent circuit of resonant circuit considering the voltage drop caused by the inverter, the resonant circuit, and the full bridge diode rectifier.	81

3.5	Conduction loss models for each circuit component.	85
3.6	Voltage and current waveform models for IGBT with switching considered.	88
3.7	Voltage and current waveform models for diode with switching considered.	89
3.8	Theoretical efficiency characteristics of the secondary-side buck–boost converter (CC Charging, IGBT).	92
3.9	Theoretical loss breakdown of the secondary-side buck–boost converter (CC charging, IGBT).	93
3.10	Experimental system used in chapter 3.	94
3.11	Voltage and current waveforms in each part of the system ($k = 0.4, P_{\text{out}} = 600 \text{ W}$).	95
3.12	Experimental efficiency characteristics of the secondary-side buck–boost converter (CC charging, IGBT).	96
3.13	Experimental efficiency characteristic of the resonant circuit(CC charging, IGBT).	96
3.14	Experimental efficiency characteristic of the overall system (CC charging, IGBT).	97
4.1	Efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck–boost converter (IGBT).	102
4.2	Loss breakdown of the secondary-side buck–boost converter considering switching frequency ($k = 0.4, \text{ CC charging, IGBTs}$).	103
4.3	Output voltage and current waveforms when the switching frequency control is applied ($k = 0.4, P_{\text{out}} = 600 \text{ W}, f_{\text{con}} = 19 \text{ kHz}$).	106
4.4	Experimental efficiency characteristics of the secondary-side buck–boost converter when switching frequency control is applied (CC charging, IGBT).	107
4.5	Experimental efficiency characteristics of the overall system when the switching frequency control is applied (CC charging, IGBT)	108
4.6	Inductive power transfer system with the secondary-side buck–boost converter connected (MOSFET).	112
4.7	Experimental system used in chapter 4.	112
4.8	Conduction loss model for MOSFET.	112
4.9	Voltage and current waveform models for MOSFET with switching considered.	113
4.10	Theoretical efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck–boost converter with the combination method applied ($k = 0.2, \text{ MOSFET}$).	115

目次

4.11	Theoretical efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck–boost converter with the combination method applied ($k = 0.3$, MOSFET). . .	116
4.12	Theoretical loss breakdown of the secondary-side buck–boost converter with the combination method applied ($k = 0.2$, CV charging, MOSFET).	117
4.13	Experimental efficiency characteristics of the combined efficiency of the resonant circuit and the secondary-side buck–boost converter ($k = 0.2$, MOSFET).	119
4.14	Experimental efficiency characteristics of the combined efficiency of the resonant circuit and the secondary-side buck–boost converter ($k = 0.3$, MOSFET).	120
4.15	Experimental efficiency characteristics of the overall system ($k = 0.2$, MOSFET). . .	121
4.16	Experimental efficiency characteristics of the overall system ($k = 0.3$, MOSFET). . .	122

表目次

1.1	Capacitances of the primary-side compensation capacitors C_1	21
2.1	Table for comparison between the proposed method and the conventional methods. .	57
2.2	Circuit parameters used in the evaluation simulation for the inductive power transfer system.	62
2.3	Circuit parameters used in the visual evaluation for snubber capacitors.	68
2.4	Capacitances of snubber capacitors used in the experiment.	70
3.1	Circuit parameters of the SP-compensation topology resonant circuit.	78
3.2	Circuit parameters for (3.5)	82
3.3	Integration constant for the inductive current when the buck–boost converter is operated in the boost mode.	84
3.4	Integration constant for the inductive current when the buck–boost converter is operated in the buck mode.	84
3.5	Parameters of x_n	85
3.6	Loss equations derivation for each circuit component in the secondary-side buck–boost converter.	87
3.7	Circuit parameters used in the efficiency analysis of the secondary-side buck–boost converter.	90
4.1	Circuit parameters of the experimental system with the combination control method.	111
4.2	Control methods used to compare with the combination method.	114

第1章 序論

非接触給電とは、電氣的接点を介さず、アンテナを介して給電する技術のことである。非接触給電技術を給電システムに適用することで、電源と給電対象をケーブル等の導体で結線する必要がなくなり、システムの景観および利便性を大幅に向上できる。さらに、双方向に電力のやりとりが可能な非接触給電システムを移動体のバッテリー充電器に適用した場合は、電力システムとバッテリーを手動で接続する必要がなくなるため、系統の需給バランスを整えるシステムとしても期待ができる。このような利点から、現在、様々なアプリケーションに適用するための研究・開発が盛んに行われており、実用化に至っている製品も存在する。

非接触給電の歴史は意外にも古い。現在、非接触給電の一給電方式の原理として知られる電磁誘導は、1831年、Michael Faradayによって発見される [1]。その当時、電流が磁界を発生させる物理現象は Hans Christian Ørsted によって発見されていた [2] が、その逆の現象は発見されていなかった。電流に磁気作用があるならば、逆に磁気に電流を誘導する効果があるのではないかと考えるのは自然であるが、その現象はなかなか発見されなかった [3]。今日、この電磁誘導の現象を応用した非接触給電システムの研究は盛んに行われており、この Faraday の発見こそが非接触給電の歴史の始まりだ。

しかしながら、Faraday の研究成果は、実験による電磁誘導現象の発見や磁力線の提唱など、実験的かつ視覚的で、わかりやすく説明されていたものの、数学的には明らかになっていなかった。そこで、1864年に James Clerk Maxwell は、これらの現象をマクスウェル方程式により、数式的に説明した。その際、Maxwell は、電磁波の存在を予言したものの、実験的な証明には至っておらず、1888年に Heinrich Rudolf Hertz によって、その証明が行われた [4]。一方、電磁波とエネルギーの関係性は、1884年に、John Henry Poynting がポインティング・ベクトルを用いることで示すことができると発表した。これらの功績は、非接触給電の原理を説明する上で、欠かせないものであり、非接触給電の礎ともいえる。

1899年、歴史上、初めて非接触給電の実証実験を行ったのは、Nikola Tesla である。このとき、30 m 離れた大型コイルから 18 m のループアンテナにつながれた 3 個の電球を点灯させた [5]。Tesla には、「世界システム」と称される、世界に非接触で電力を給電するという壮大な構想があり、その構想を実現すべく、1901年から高さ 57 m の電波送信塔（ウォーデンクリフ・タワー）

第1章 序論

の建設を始める。この塔を用いた実験では、150 kHz・300 kW の非接触給電を試みたが、Tesla が構想していたように、電力は給電できず、失敗に終わってしまった。

その後、1927年、岡部金治郎により、分割陽極型マグネトロンが開発され、非接触給電技術が大きく進歩する [4]。マグネトロンの実用化により、電磁波のエネルギーをより集中させることが可能になったのである。後に、この技術は、電子レンジの開発にもつながることになる。1960年代、マグネトロン技術の発達もあり、William C. Brown により、450 kW マイクロ波の送電実験が次々に成功し、宇宙太陽発電所 SPS (Solar Power Satellite) 構想 [6] のきっかけとなる [7]。この SPS 構想は、2018年現在に至るまで、マイクロ波による非接触給電システムのキラーアプリとして、研究を牽引していくことになる。

一方、電磁誘導による非接触給電技術は、Faraday による電磁誘導の発見から、マイクロ波による非接触給電とは別に進歩した。これは、電磁誘導による非接触給電システムはマイクロ波による非接触給電システムに比べて、近距離における給電を高効率に行えるためである。こちらについても、マイクロ波によるものと同じく、基本原理はマクスウェル方程式により説明ができたが、当初は高周波磁界を生成する電源が用意できず、システムの大型化を招いてしまい、実用化に至らなかった。そこで、この問題を解決に導いた技術は、1947年、ベル研究所により発表された点接触型トランジスタである。この発表により、半導体スイッチングデバイス技術は発展し、数 kHz 以上の磁界は容易に生成できるようになり、電磁誘導による非接触給電は、電気自動車 [8] などの大電力システム [9] から電動歯ブラシ [10] といった小電力システムへ適用するための研究・開発が盛んに行われるようになった。

近年、非接触給電の研究者達に大きな衝撃を与えたのは、2007年にマサチューセッツ工科大学 (MIT) より発表された、磁界共鳴方式である [11]。これまで、かなり近距離の給電に限られるとされていた、電磁誘導を用いた非接触給電システムと似た等価回路から、10 MHz でインダクタンスとキャパシタンスの共振現象を起こし、Q 値を高めて、給電距離を大きく伸ばし、大きな注目を集めた。この発表以降、非接触給電システムはこれまで以上に盛んに研究・開発が行われ、特に、小容量アプリケーション向けの実用化と標準化が進んだ [4]。しかしながら、2018年現在でも、中容量以上の非接触給電システムにはまだ多くの課題が残されており、実用化と普及のために、これらの課題を解決する必要がある。

非接触給電の給電方式は上記に示したように様々であるが、本論文は、電磁誘導を用いた非接触給電システムの高効率化という課題に対して、電磁誘導型非接触給電システムの電力変換回路を用いたシステム全体の高効率化手法に関する研究成果をまとめたものである。本章では、まずはじめに、電磁誘導型非接触給電技術に関する概要とその課題について述べる。さらに、一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成および、共振回路や各電力変換回路の特性につ

いて説明する。本章の最後では、これまでに提案された電磁誘導型非接触給電システムの高効率化手法について言及した後、本論文の目的と概要を述べる。

本論文にて提案する高効率化手法は2種類あり、それは、スイッチングデバイスのスイッチング損失を低減するソフトスイッチング技術を適用できる電力変換回路を対象とした手法とソフトスイッチングを適用できない電力変換回路を対象とした手法である。それぞれのソフトスイッチングを適用できる電力変換回路の高効率化手法は第2章、ソフトスイッチングを適用できない電力変換回路の高効率化手法は第3章と第4章にて提案を行う。ただし、本論文では、余分な回路素子を接続しなくてもソフトスイッチングを適用できる電力変換回路を「ソフトスイッチングを適用できる電力変換回路」、余分な回路素子を接続しなければソフトスイッチングを適用できない電力変換回路を「ソフトスイッチングを適用できない電力変換回路」と称している。

1.1 電磁誘導型の非接触給電技術とその課題

本論文では、電磁誘導を用いた非接触給電システムの高効率化を研究課題としているが、電磁誘導を用いた非接触給電システムに関する課題は多い。そのため、本節では、それらの課題を挙げ、高効率化という課題の位置づけを明らかにする。

1.1.1 非接触給電の主な給電方式の分類とその応用例

非接触給電の給電方式も様々であり、適用するアプリケーションにあわせて選択されている。ここで、Fig. 1.1に非接触給電の主な給電方式の分類を示す。給電方式は電力を送る媒介の性質で2つに大別でき、媒介の放射領域を利用して給電を行う放射型と非放射領域を利用する非放射型がある。放射型はその名の通り、送電側から電力が放射されるため、受電側で受けきれなかった電力のすべては、システムの損失となる。さらに、それぞれの型は分類ができ、放射型は、マイクロ波を用いるマイクロ波方式、レーザを用いるマイクロ波方式、および超音波を用いる超音波方式に分類できる。

- マイクロ波方式

マイクロ波方式は先に述べたように、古くから研究されており、送電側にアンテナと受電側にレクテナ (Rectenna: rectifying antenna) を用いて、マイクロ波を媒介として給電する方式である。マイクロ波、つまり非常に高周波数の電磁波を用いているため、直進性が強く、長距離の給電に長ける。このことから、使用中のIoT(Internet of Things) デバイスへの給電 [12]、空を飛ぶドローンに対して地上側からの給電 [7]、エネルギーハーヴェス

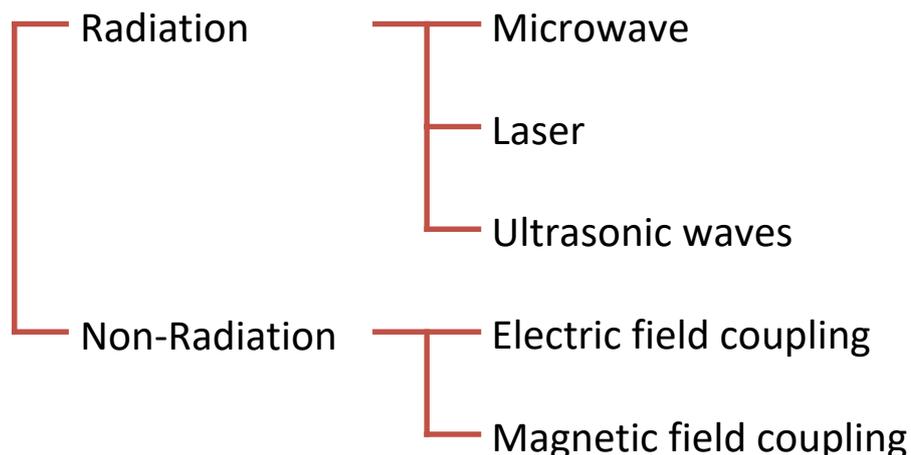


Fig. 1.1. Transmission methods used in wireless power transfer.

ティング [13], および宇宙で発電した電力を地上へ給電する SPS [6, 14] などへの応用が期待されている。一方, マイクロ波方式は, 非放射型に比べて, システム全体の効率が低いため, この方式の課題として, よく送電効率やレクテナ以降の整流変換効率が挙げられる [13]。加えて, アンテナとレクテナが近づき, 近傍界に入ると, アンテナとレクテナが共振結合してしまい, システムの特性が変化し, 給電が難しくなるという課題もある [13]。

- レーザ方式

レーザ方式は, レーザ (光) を媒介として給電する方式である。光も電磁波であるため, 本質的にはマイクロ波と同じである。しかし, 光は, マイクロ波よりも周波数が数桁以上高いため, マイクロ波方式と同様のアンテナやレクテナを用いることはできず, 専用のレーザ光源や受光部を用意する必要がある。レーザ方式もマイクロ波方式と同様に直進性が強く, 長距離の給電に長けるため, SPS に向く [14]。さらに, マイクロ波よりも非常に波長が短くなるため, レーザ光源と受光部を近づけても近傍界に入りづらいため, 共振結合はせず, 短距離の給電にも期待ができる [15]。この方式の課題も, システム効率であり, 非常に低い [15]。

- 超音波方式

超音波方式は, 超音波 (音) を媒介として給電する方式である。超音波方式は, 超音波の人体防護の基準が電磁波に比べて低いため, IoT デバイスへの給電電力を増大する手段として期待されている [16, 17]。こちらの方式も, 放射型であるため, 他の放射型の方式と同様に放射による損失, さらには電力から音に変換する際の損失, 音から電力に変換する際の損失が課題であると考えられる。

一方、非放射型は、電界を用いる電界結合方式と磁界を用いる磁界結合方式に分類でき、遠方界に近づかない限り、これらは放射による損失はほとんどない [18]。

- 電界結合方式

電界結合方式は、電界を媒介として給電する方式である。送電側と受電側のアンテナとレクテナにそれぞれ金属板を用いることで、送電側と受電側の間にコンデンサを形成させ、電界により給電を行う。この方式は、アンテナを軽くて安価な素材で作成できるが、誘電体が空気になってしまうため、アンテナ間の距離をとることが難しい [19]。そのため、給電距離が短い、小型電子機器などのアプリケーションへの応用が好ましい。しかし、レクテナの形状を工夫することで、電気自動車への給電も可能となる。道路の電極と電気自動車のタイヤに埋め込まれた電極により電界を発生させ、電気自動車のバッテリーに給電する方法が提案されている [20,21]。しかし、走行中の給電を想定した場合、電力供給の安定化、送受電間の状態推定、および送電側からの受電側検出など走行中給電特有の課題が多く浮かび上がり、実用化までにまだ時間がかかりそうである。停車中のみの給電を想定すると、電界結合方式は磁界結合方式に比べて、給電電力の周波数を高くする必要があり、電力変換回路における損失やノイズの低減が主な課題として挙げられる。

- 磁界結合方式

磁界結合方式は、電磁誘導方式とも呼ばれ、アンテナをコイルにし、電磁誘導により給電を行うものである。この方式は、他の方式に比べて低い周波数でも給電しやすいため、システム全体を高効率に保ちやすい。加えて、電界結合方式に比べて長い距離の給電ができる [11] ため、汎用性が高く、電気自動車、無人搬送車 (AGV) やスマートフォンのバッテリー充電システム (Fig. 1.2) など、多くのアプリケーションへの応用に向く [22]。以上の利点より、本研究の対象は電界結合方式 (以下、電磁誘導方式) としている。電磁誘導方式の課題については次節に詳細を示す。

1.1.2 電磁誘導型非接触給電システムの課題

次に、電磁誘導型非接触給電の実用化例を考えると、電動歯ブラシやスマートフォンのバッテリー充電システムといった小容量のアプリケーションに応用されている場合が多く、数百 W 以上の中容量から大容量のアプリケーションに応用されている例は少ない。これは、大容量化に伴い、考慮すべき課題が増えるためである。そのため、本論文では、中容量から大容量 (数百 W から数 kW) のアプリケーションに電磁誘導形非接触給電システムを応用する際の課題について議論を行う。中容量から大容量の非接触給電システムが考慮すべき課題としては、「規格の

標準化」,「漏洩磁界の抑制」,「EMC(Electro-Magnetic Compatibility) 対策」,「異物検知」,「位置ずれ対策」,「システムの小型・軽量化」および「低損失化」が挙げられる。Fig. 1.3に非接触給電システムの概要を示す。本論文では,送電側を一次側,受電側を二次側と称している。以下に,それぞれの課題に関する簡単な説明を示す。

1. 規格の標準化

規格の標準化により,一次側と二次側の充電システムが,異なるメーカーの製品でも給電できるようになる。さらに,システム開発時の負担も軽減できる。小容量のアプリケーション向け非接触給電システムに関する規格の標準化は進んでおり,WPC(Wireless Power Consortium)が推進する「Qi」,PMA(Power Matters Alliance)が推進する「Powermat」,およびA4WP(Alliance for Wireless Power)が推進する「WiPower, Rezence」が有名である。一方,大容量のアプリケーションとして,電気自動車向けの非接触給電システムの規格



Fig. 1.2. Battery charger with inductive power transfer for cell phones.

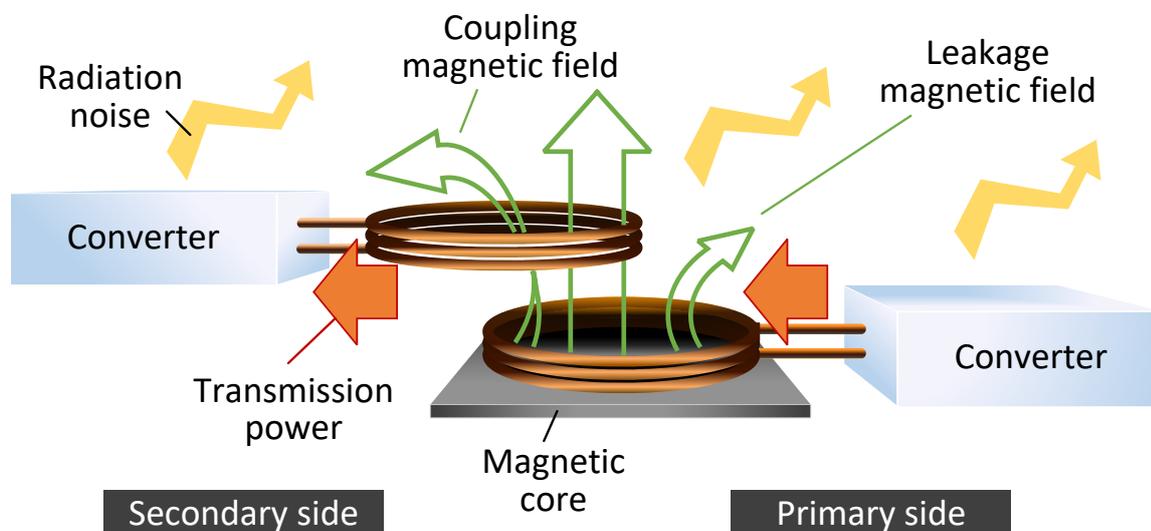


Fig. 1.3. Overview of the inductive power transfer system.

を例に挙げると、IEC(International Electrotechnical Commission)が審議を行っている IEC 61980, ISO (International Organization for Standardization)が審議を行っている ISO 19363, および SAE International (Society of Automotive Engineer)が審議を行っている J2954 などがあり、これらの規格内容は固まりつつある [23]。

2. 漏洩磁界の抑制

電磁誘導型の非接触給電では、磁界により電力を送るため、給電コイル間で結合できなかった磁界は漏洩磁界となり得る。そのため、非接触給電システムを設置する場合、漏洩磁界について、その国の規則を満たす必要がある。日本では、電波法施行規則第46条の2第1項10号 [24]によって定められている。電気自動車用非接触給電システムを例に挙げると、Fig. 1.4に示す、漏洩磁界強度の許容値 [23]が定められている。国際的な制度化については、International Telecommunication Union (ITU)の Radiocommunication Sectorにて議論が進められている。一般的な漏洩磁界を抑制する方法としては、金属板による遮蔽、給電コイルおよびコア形状の工夫、および漏洩磁界キャンセリングコイルの接続などがあり、研究が行われている。

3. EMC 対策

EMCには妨害電波を規制する EMI(Electro Magnetic Interference)と外来ノイズ耐性を示す EMS(Electro Magnetic Susceptibility)があり、電気機器を設置する場合、それぞれ定められた規格を満たす必要がある。そのため、現在、非接触給電システムの EMCに関する国際標準化についても、議論が進められている [23]。一般的には、スイッチング時の電流や電圧の急峻な変化(デバイスのキャリア移動度に起因)により高周波ノイズが発生する。この高周波ノイズを抑制する方法としては、回路・システム設計時の工夫、ゲート駆動方法の最適化、およびソフトスイッチングの適用などがあり、研究が行われている。

4. 異物検知

給電中のコイル間に、金属等の異物が入り込むと、その金属に渦電流が発生し、発熱してしまう場合がある。そのため、実用化の際は、異物を検知して給電を停止する機能が求められる。その検知方法として、サーチコイルを用いる方法や回路のインピーダンス変化を利用する方法などがある。その他、人間が近づいたことを検知し、給電を停止する方法 [25]も提案されている。

5. 位置ずれ対策

実際の電磁誘導型非接触給電システムでは、一次と二次側コイルの位置関係を常に一

定に保つことは難しく、最適位置からずれた場合、一次側の励磁電流の増加により給電効率が低下してしまう。そして、この位置ずれ対策には、ハード面からの対策方法と制御面からの対策方法がある。ハード面からの対策方法としては、一次側コイルを複数配置して最も最適な位置に近いコイルを駆動させる方法や、一次側コイルの位置を機械的に動かして最適位置に合わせる方法などが提案されている。一方、制御面からの対策方法としては、一次側の電力変換回路によって給電電力の周波数を変化させる方法や、能動的な力率補償回路によって給電電力の周波数の最適値を変化させる方法などが提案されている。

6. システムの小型・軽量化

システムの小型・軽量化によって、デザイン性の向上や移動体の燃費向上が期待できる。電磁誘導型非接触給電システムは、スイッチングデバイスによって構成させる電力変換回路と給電コイルにより構成され、それぞれに小型・軽量化の方法がある。電力変換回路の場合は、低損失で耐熱性のある、SiCやGaNのようなワイドギャップ半導体を用いたスイッチングデバイスの採用などがある。一方、給電コイルの小型・軽量化については、給電電力の周波数の高周波化や、給電コイル間の結合を強めるために用いる磁性コアの形状を工夫する方法などがある。

7. 低損失化

一般的に、電磁誘導型非接触給電システムは電力変換の回数が多いため、給電プラグを用いたシステムに比べて電力変換効率が低く、課題となっており、省エネルギーの観点からシステムの低損失化（高効率化）が望まれる。加えて、高効率化することで、システムの発熱量が減るため、ヒートシンク等の冷却機構を小さくでき、結果として、システムの小型・軽量化も同時に達成できる。特に、中容量以上のシステムにおいて、冷却機構の占める体積は無視できないほどであるため、システムの高効率化は強く求められている。そのため、様々な高効率化手法が提案されている。

以上に、中容量から大容量の電磁誘導型非接触給電システムが抱える課題を示した。この中でも、システムの高効率化は小型・軽量化にも大きく寄与するため、強く求められている。そのため、本研究では、中容量から大容量（数百Wから数kW）の電磁誘導型非接触給電システムの高効率化を目的とし、この項目についての詳細は次節以降で述べる。

1.2 一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成

本節では、一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成例を示し、中容量から大容量（数百 W から数 kW）のシステムを構築する上で重要な要素を示す。本研究の対象としている電磁誘導型非接触給電システムの構成は、次章以降で述べる。

1.2.1 電磁誘導型非接触給電システムの構成概要

Fig. 1.5 に一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成を示す。一次側から二次側方向への

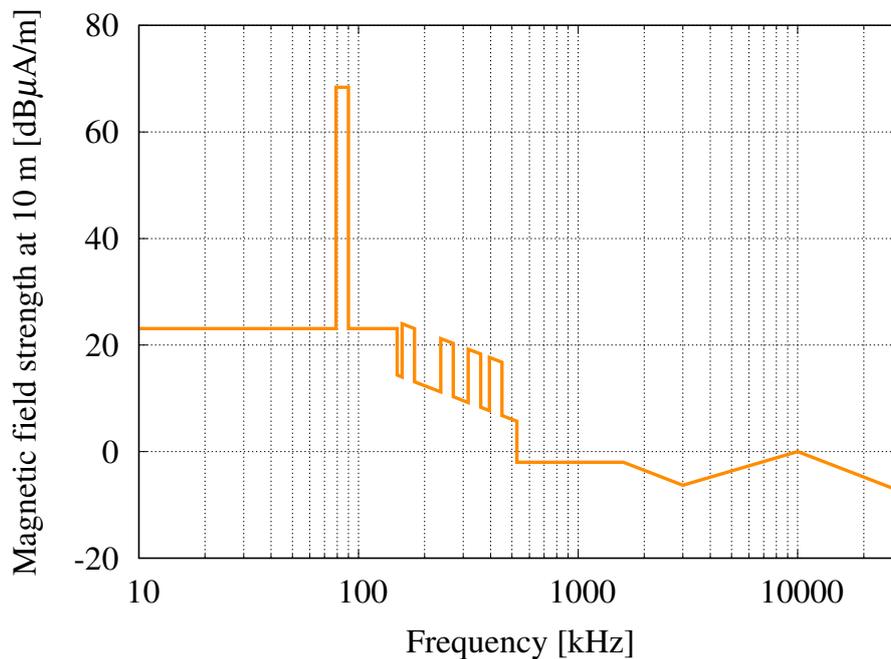


Fig. 1.4. Leakage magnetic field strength tolerance for electric vehicle inductive power transfer system [23].

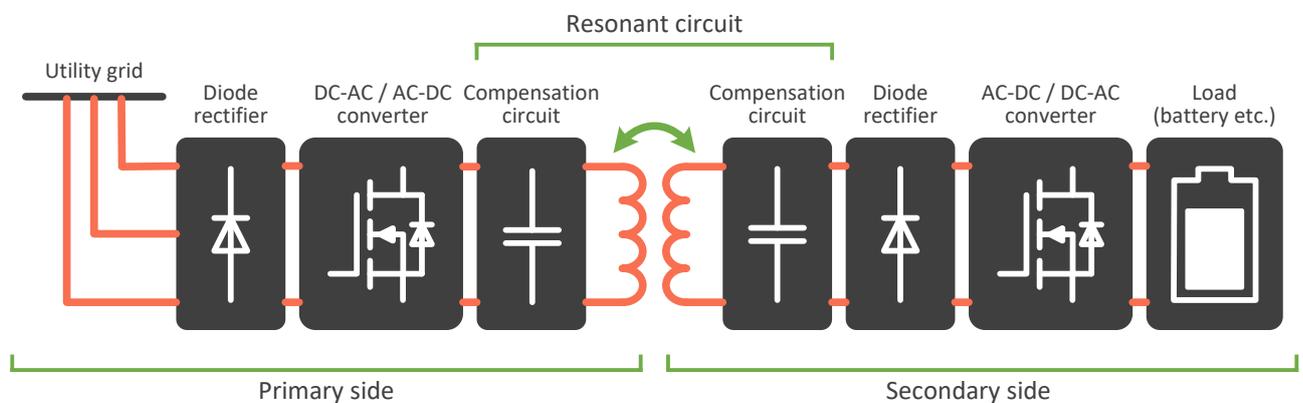


Fig. 1.5. General architecture of inductive power transfer systems.

第1章 序論

給電を想定すると、まずはじめに、三相もしくは単相の電力系統からの AC 電力を整流器にて DC 電力に変換する。その後段で、DC-AC コンバータ（インバータ）により AC 電力を生成し、電磁誘導により二次側へと電力を給電するのだが、コイルのみだと入力力率が低いため、補償を行う回路を一次側と二次側コイルに接続する場合がある。このとき、DC-AC コンバータのスイッチング周波数が低いと、コイルへの励磁電流が増加するため、一般的に、DC-AC コンバータは数 kHz 以上の高周波電力を生成する。そして、二次側で受け取った AC 電力は、再び整流器により DC 電力へと変換される。最後に、給電対象の要求に合わせて、DC-DC コンバータにより、給電される電流・電圧・電力の調整が行われる。ただし、この給電電力の調整は、一次側の整流器や DC-AC コンバータが担っている場合もある。また、双方向に電力を給電できる電磁誘導型非接触給電システムは、それぞれの変換回路を、双方向に給電ができる回路に置き換えることで実現できる。

発展的な回路構成としては、一次側の整流器と DC-AC コンバータの組み合わせを、マトリクスコンバータのような AC-AC コンバータに置き換える場合や、二次側の整流器と DC-DC コンバータの組み合わせを、整流機能と電力調整機能を有する AC-DC コンバータに置き換える場合などがある。

1.2.2 電力系統に接続する整流器の例

非接触給電システムを電力系統に接続する場合でも、非接触給電システムに特化した整流器を用いる必要はなく、通常の電力系統接続用の整流器が用いられる。そのため、整流器の後段の DC バス以降、つまり、一次側に接続する DC-AC コンバータの入力から議論がされている論文が多い。この理由から、本論文では、電力系統接続用整流器の例を挙げ、単相用整流器の簡単な紹介のみを行う。ここで、Fig. 1.6 に電力系統に接続する整流器の例を示す。

一般的に、電力系統に電気機器を接続すると、その機器の動作周波数に合わせて高調波電流が電力系統に流れる。その高調波電流が多いと、電力系統の電圧波形が歪み、同系統に接続された他の電気機器や配電設備に悪影響を及ぼしてしまう。さらには、高調波電流を多く発生する電気機器は入力力率も低いため、電力設備に余裕を持たせる必要があり、大型化を招いてしまう。そのため、この高調波電流は抑制する必要がある。その抑制基準に関しては、国際規格 IEC61000 や、国内の高調波抑制対策ガイドラインにて、システムの電力容量ごとに定められている。以上より、電力系統に最前段で接続する整流器には、AC から DC の電力に変換することに加えて、高調波電流を抑える役割が求められる。

高調波電流の抑制機能を有した整流器は、パッシブ整流器とアクティブ整流器の2つに大別できる。

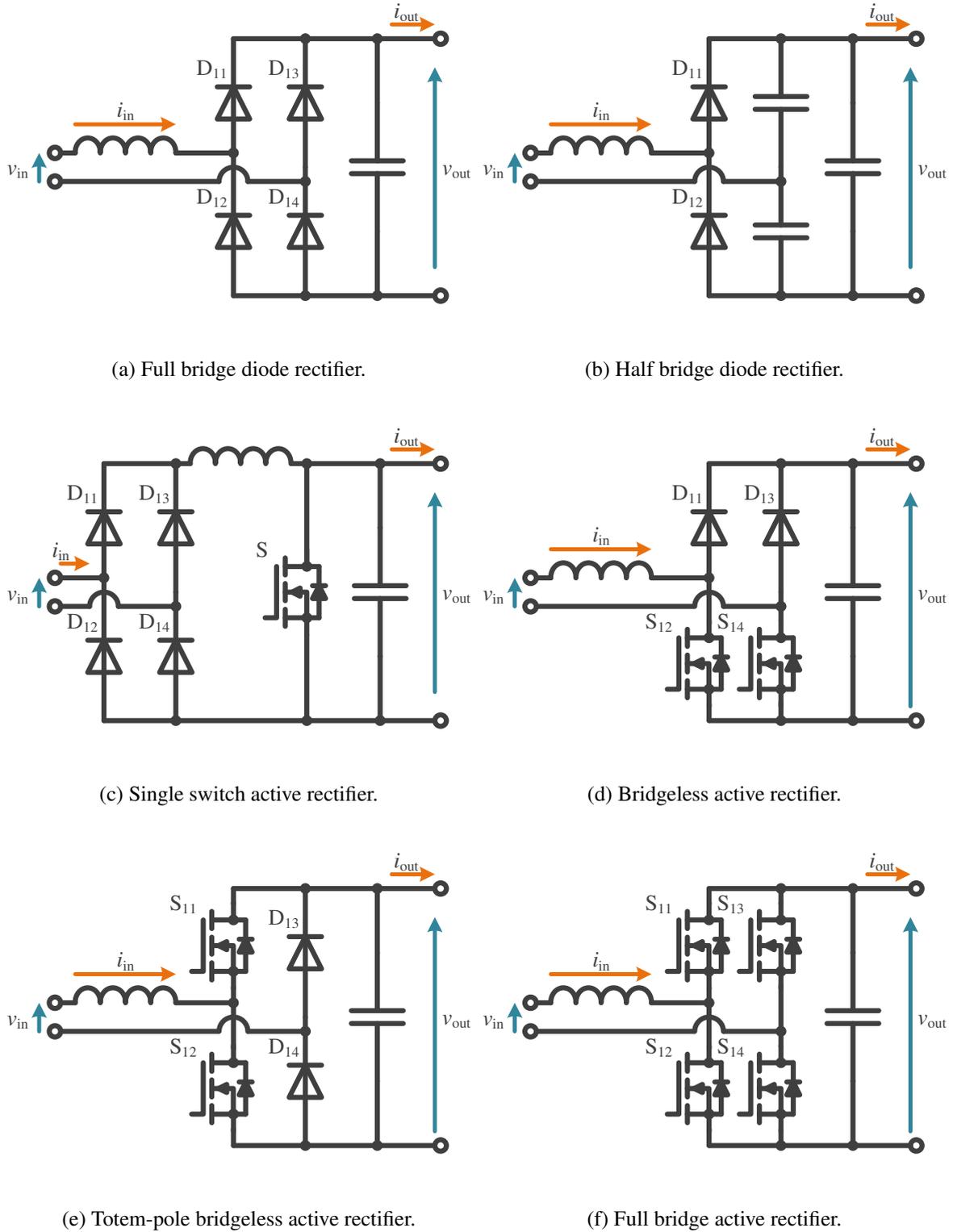


Fig. 1.6. Examples for grid connected rectifier topology.

第1章 序論

- パッシブ整流器

Fig. 1.6(a), 1.6(b)に示す回路が、パッシブ整流器の例である。Fig. 1.6(a), 1.6(b)のように、チョークコイル、キャパシタおよびダイオードによって構成されている。回路構成が簡単であるという利点を持つが、装置が大型化しやすく出力電圧の制御ができない等の欠点を持つ。加えて、アクティブ整流器に比べて、高調波電流の抑制能力は低い。

- アクティブ整流器

Fig. 1.6(c)–1.6(f)に示す回路が、アクティブ整流器の例である。Fig. 1.6(c)–1.6(f)のように、チョークコイル、キャパシタ、ダイオードに加え、アクティブデバイスが組み込まれている。入力電流波形が正弦波に近づくように、アクティブデバイスをスイッチングさせる。そのため、パッシブ整流器に比べて高調波電流の抑制能力は高く、パッシブ整流器では基準値まで抑制できないような電気機器に用いられることが多い。また、アクティブスイッチの数が増えるほど、電力損失による熱を配分することができるため、大容量の機器に適する。

1.2.3 一次側に接続する DC–AC コンバータの例

DC–AC コンバータには、出力インピーダンスが低い電圧型インバータと出力インピーダンスが高い電流型インバータがある。電磁誘導型非接触給電システムでは、制御の容易性から、電圧型インバータがよく採用されている。そのため、本節では、電磁誘導型非接触給電システムで用いられる、電圧型インバータとその動作の紹介を行う。

電磁誘導型非接触給電システムでは、数 kHz 以上の高周波で給電が行われる。そのため、一次側 DC–AC コンバータ（インバータ）は、モータ駆動用インバータのような Pulse width modulation(PWM) による正弦波電流を生成するための駆動は行われず、方形波駆動が一般的である。このとき、一次側コイルに印加する電圧の制御方法として、インバータの出力電圧のパルス幅を調整する方法、前段に接続されたアクティブ整流器でインバータの DC 電圧を調整する方法などがある。特に、電磁誘導型非接触給電システムでは、正弦波電圧を生成する必要がないことから、一石のアクティブデバイスで動作させるものもあり、様々である。本節ではその一部を紹介する。

1. シングルエンデッドインバータ

Fig. 1.7 にシングルエンデッドインバータの回路構成と動作波形を示す。ただし、電流波形は二次側に大きく依存するため、ここでは出力電圧波形のみ示す。シングルエンデッ

ドインバータは共振インバータの一種で、一石のアクティブデバイスで構成でき、その特徴は下記となる。

- 出力電圧：最大値は共振電圧
- デバイスに要求される耐圧：共振電圧と入力電圧の差以上
- コスト：低
- 電力：小容量向き

駆動方法は、スイッチをオンにして一次側コイルを励磁する。そして、スイッチをオフにすることで、一次側コイルと並列に接続されたキャパシタが共振状態となり、結果として二次側へ給電が行われる。また、給電電力の調整は、スイッチング周波数の制御によって行われる。しかし、スイッチがオフとなる時、共振時の電圧がスイッチの両端に印加されるため、高耐圧のアクティブデバイスを用意する必要がある。さらに、スイッチに由来する損失がすべてひとつのスイッチに集中するため、大電力化が難しい。現在、SiC デバイスを用いて、約 2 kW の給電に成功した報告がある [26]。その一方で、アクティブデバイスは一石であるため、シングルエンデッドインバータは非常に低コストであることに優れる。

2. E 級インバータ

Fig. 1.8 に E 級インバータの回路構成と動作波形を示す。ただし、電流波形は二次側

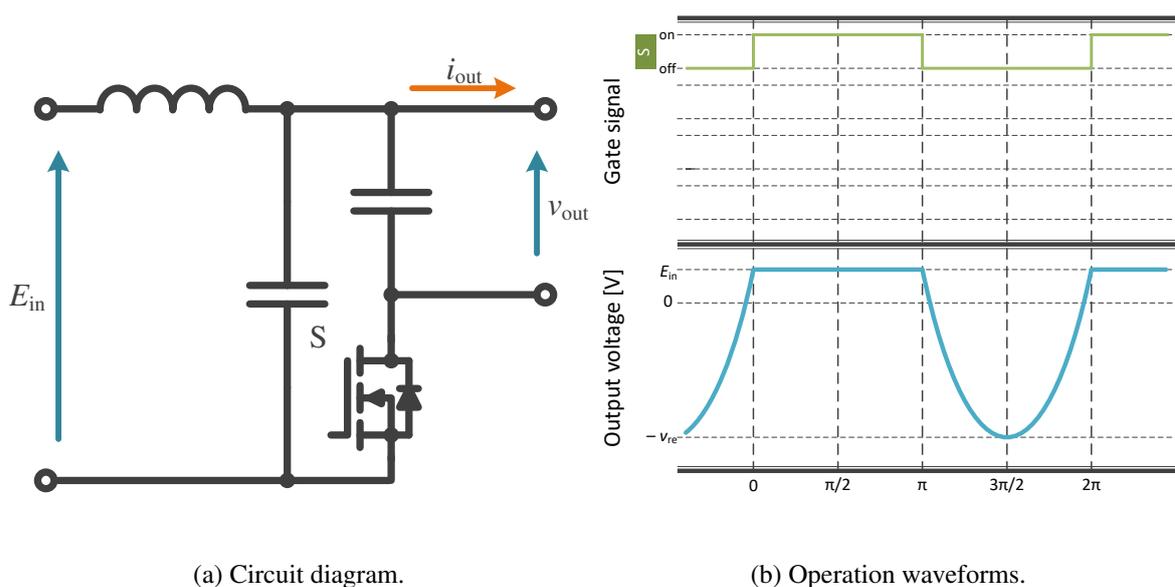


Fig. 1.7. Single ended inverter [26].

に大きく依存するため、ここでは出力電圧波形のみ示す。E 級インバータはシングルエンデッドインバータと同様に一石のアクティブデバイス、インダクタとキャパシタの共振を用いて交流を生成する。E 級インバータの特徴は下記となる。

- 出力電圧：最大値は共振電圧
- デバイスに要求される耐圧：共振電圧以上
- コスト：低
- 電力：小容量向き
- その他：スイッチング損失が少ない

「E 級」とは、電力増幅器の動作クラスのひとつであり、その動作条件としては、スイッチング時に、スイッチに印加される電圧とその傾きがゼロとなる、ZVS(Zero Voltage Switching) と ZDS(Zero Derivative Switching) を達成することである。そのため、高スイッチング周波数で動作させても、損失が少なく、数 MHz で動作させている報告もある。加えて、E 級インバータは E 級整流器と組み合わせた非接触給電システム、E² 級 DC-DC コンバータとして報告されている [27]。しかし、E 級インバータもシングルエンデッドインバータと同様に、共振インバータの一種であるため、共振時の電圧がスイッチの両端に印加される。さらに、E 級インバータもスイッチに由来する損失がすべてひとつのスイッチに集中するため、大容量化に課題がある。

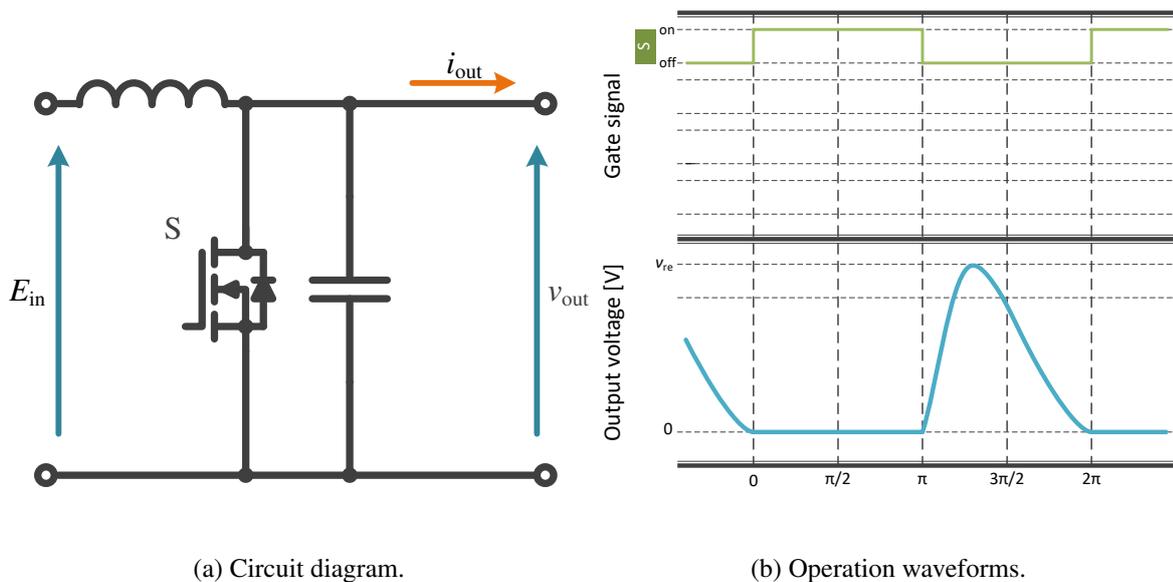


Fig. 1.8. Class-E inverter [27].

3. ハーフブリッジインバータ

Fig. 1.9 にハーフブリッジインバータの回路構成と動作波形を示す。ただし、電流波形は二次側に大きく依存するため、ここでは出力電圧波形のみ示す。また、実際のシステムではスイッチの状態遷移は有限時間であるため、上下スイッチの状態遷移期間が重なって電源が短絡しないよう、スイッチの駆動信号に無駄時間（デッドタイム）を挿入するが、この図では簡単のため、省略している。ハーフブリッジインバータは、4つのアクティブデバイスで構成されるフルブリッジインバータよりも、少ないアクティブデバイスで構成でき、その特徴は下記となる。

- 出力電圧：最大値は入力電圧の半分で2レベル出力
- デバイスに要求される耐圧：入力電圧（出力電圧の2倍）以上
- コスト：中
- 小～中容量向き

アクティブデバイスが少ないため、低コスト化に期待できるが、出力電圧の最大値が入力のDC電圧の半分になってしまうため、所望の出力電圧を得るためには、その2倍の入力電圧と耐圧を有するデバイスが必要になる。さらに、入力電源が短絡しないよう、それぞれのスイッチを交互にスイッチングするため、ゼロ電圧が出力できず、2レベルの出力しかできない。

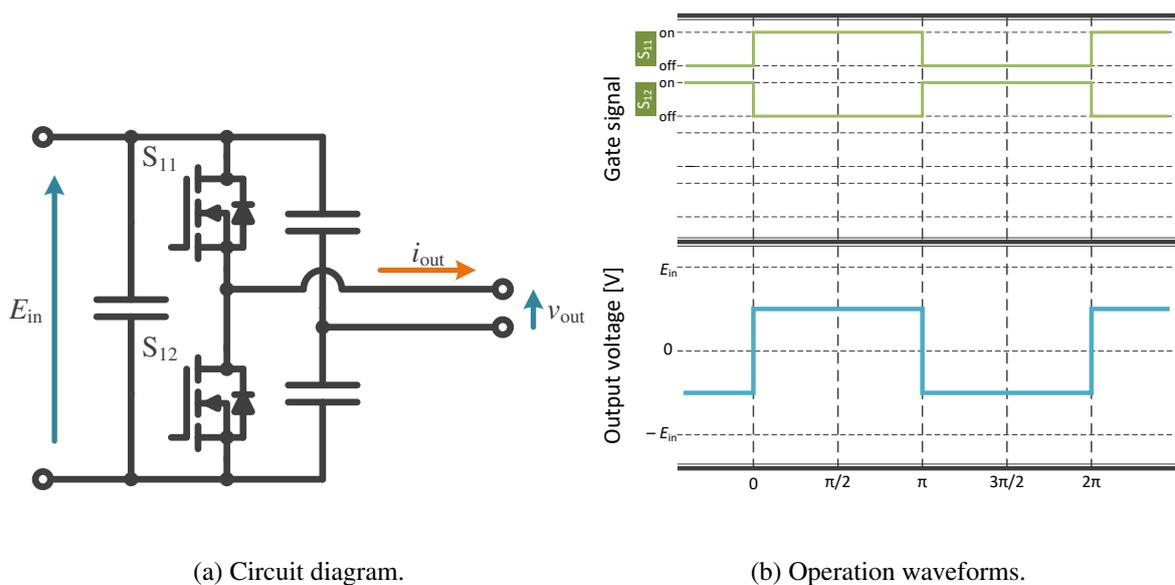


Fig. 1.9. Half bridge inverter.

第 1 章 序論

4. プッシュプル型インバータ

Fig. 1.10 にプッシュプル型インバータの回路構成と動作波形を示す。ただし、電流波形は二次側に大きく依存するため、ここでは出力電圧波形のみ示す。また、この図では簡単のため、デッドタイムは省略している。プッシュプル型インバータは、ハーフブリッジインバータの非対称型となり、その特徴は下記となる。

- 出力電圧：入力電圧と 0 V の 2 レベル出力
- デバイスに要求される耐圧：入力電圧（出力電圧の 2 倍）以上
- コスト：中
- 電力：小～中容量向き

この回路の出力電圧は、入力の DC 電圧と 0 V になり、給電コイルに印加される電圧の振幅は、ハーフブリッジインバータと等しくなる。そのため、ハーフブリッジインバータと同様に、所望の出力電圧を得るためには、その 2 倍の入力電圧と耐圧を有するデバイスが必要になる。さらに、High と Low の中間の電圧が出力できず、2 レベルの出力のみとなる。

5. フルブリッジインバータ

Fig. 1.11 にフルブリッジインバータの回路構成と動作波形を示す。ただし、電流波形は二次側に大きく依存するため、ここでは出力電圧波形のみ示す。また、この図では簡単

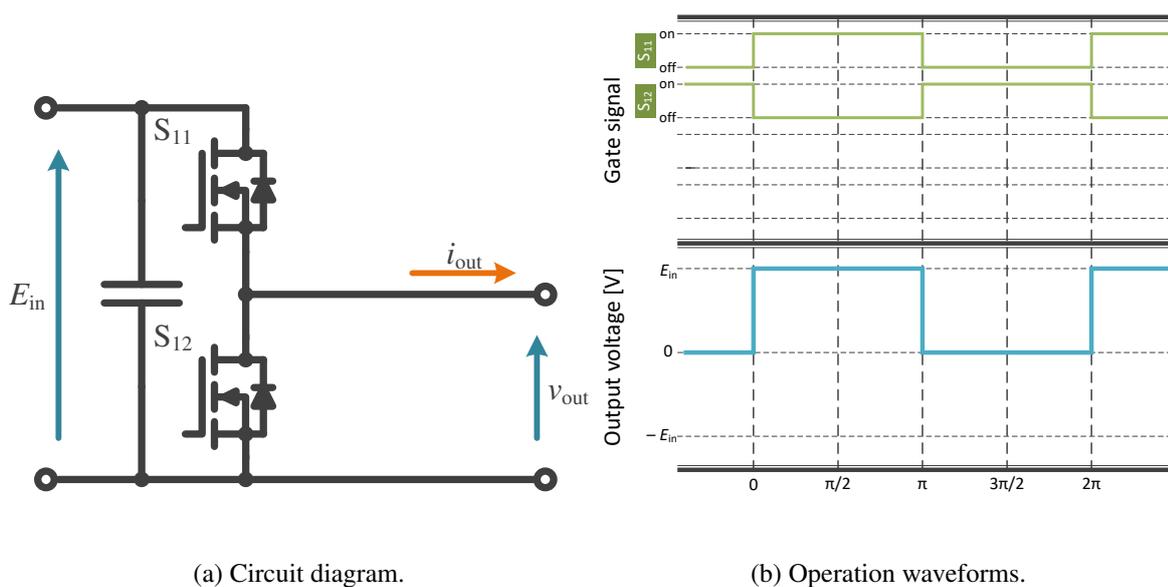


Fig. 1.10. Push-pull inverter.

のため、デッドタイムは省略している。フルブリッジインバータは4つのアクティブブリッジで構成され、その特徴は下記となる。

- 出力電圧：最大値は入力電圧と一致し、ゼロ電圧を出力できる
- デバイスに要求される耐圧：入力電圧（出力電圧）以上
- コスト：高
- 電力：小～大容量

Fig. 1.11 のようにレグ間のスイッチングタイミングの位相をシフトさせることで、2つの上アームもしくは下アームが同時にオン、つまり、負荷の両端が短絡し、ゼロ電圧を出力できる。また、紹介した他のインバータと異なり、負荷へは入力電圧が正、負の向きで印加されるため、出力の交流電圧の最大値は入力電圧と一致する。そのため、スイッチングデバイスに要求される耐圧は入力電圧（出力電圧）となる。

以上より、本論文では、様々な電力容量で適用可能なフルブリッジインバータを用いることにする。

1.2.4 給電用コイルの補償方式

電磁誘導型非接触給電システムは給電用のアンテナとしてコイルを用い、トランスのように電力を給電する。しかし、非接触給電システムはトランスと異なり、一次側コイルと二次側コ

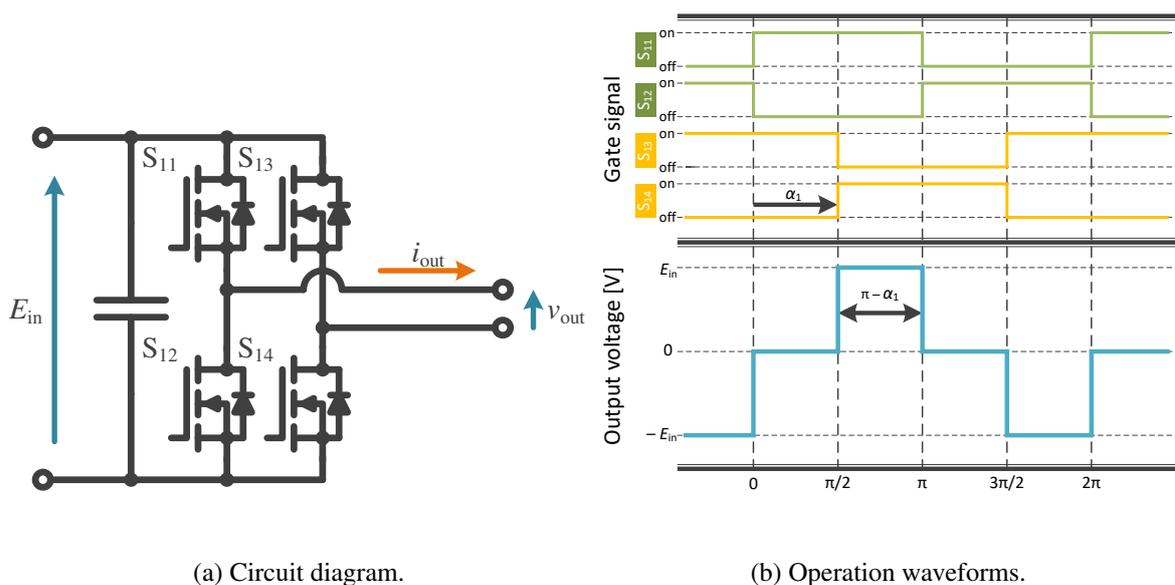


Fig. 1.11. Full bridge inverter.

イルの距離が離れるため、コイル間の磁気結合が弱くなってしまふ。疎結合であると、結合しているインダクタンスに比べて漏れインダクタンスの割合が高くなるため、漏れインダクタンスでの電圧降下が大きくなる、つまり、コイルへの入力力率が悪化して電力を給電しづらくなる。

この問題の解決方法としては、電力変換回路の構成や制御により、漏れインダクタンスの影響を抑える方法、コイルに力率補償回路を接続する方法がある。その電力変換回路の構成から解決する方法としては、前節で紹介したシングルエンデッドインバータやE級インバータが例として挙げられる。制御によって解決する方法としては、Dual active bridge (DAB) コンバータのように、一次側と二次側にフルブリッジインバータを接続し、それぞれの出力電圧の位相を変化させることで、電流の位相も制御し、漏れインダクタンスによる力率低下を抑える方法がある。コイルに補償回路を接続する方法としては、給電コイルに補償用のキャパシタやコイルを接続して、漏れインダクタンスの影響を抑えて力率を改善する方法 [28] が挙げられる。これらのようなパッシブデバイスを用いる方法以外にも、アクティブデバイスも接続し、補償回路の切り替えや、スイッチトキャパシタを構成する方式 [29] も提案されている。本研究では、コイルに補償回路を接続した回路を共振回路と呼ぶ。

これらの解決方法の中でも、給電コイルにキャパシタやコイルを接続する方法が多く採用されており、本研究では、この方式を採用している。そこで、本節では、キャパシタによる基本的な補償方式について説明する。キャパシタの補償方式を分類する場合、一次側と二次側のコイルそれぞれに、補償キャパシタを直列もしくは並列に接続する方式に分けることができる。片側が無補償の場合も含めると、Fig. 1.12 に示すように9種類となる [30]。ただし、給電コイルとは別のコイルを接続する方式については、説明を割愛する。

Fig. 1.12 に示すそれぞれの共振回路の一次側に交流電源 V_1 、二次側に抵抗負荷 R_L を接続すると、Fig. 1.13 に示すような SS(Series-series) 補償方式、SP(Series-parallel) 補償方式、PS(Parallel-series) 補償方式、および PP(Parallel-parallel) 補償方式の T 型等価回路を表すことができる。Fig. 1.13 における M [H] は一次側コイル L_1 [H] と二次側コイル L_2 [H] の相互インダクタンスであり、給電コイル間の結合状態を表す係数 k (結合係数) を用いて、

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.1)$$

と表すことができる。以下では、それぞれの方式の電力および入出力電圧比を導出し、特性の考察を行う。二次側のコイルにキャパシタを直列接続する場合、共振回路の二次側の入力インピーダンス Z_{2s} [Ω] は、

$$Z_{2s} = j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} + R_L \quad (1.2)$$

で表すことができる。一方、二次側コイルにキャパシタを並列接続する場合、共振回路の二次

側の入力インピーダンス $Z_{2,P}$ [Ω] は,

$$Z_{2,P} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_L}} \quad (1.3)$$

で表すことができる。

次に、一次側の補償キャパシタを含まない部分から見た入力インピーダンス $Z_{1,X}$ [Ω] ($X = S, P$) は,

$$Z_{1,X} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{2,X}} \quad (1.4)$$

で表すことができる。このとき、一次側コイルにキャパシタを直列接続する場合の共振回路の入力インピーダンス $Z_{in,SX}$ [Ω] ($X = S, P$) は,

$$Z_{in,SX} = Z_{1,X} - j\frac{1}{\omega C_1} \quad (1.5)$$

で表すことができる。一方、一次側コイルにキャパシタを並列接続する場合の共振回路の入力インピーダンス $Z_{in,PX}$ [Ω] ($X = S, P$) は,

$$Z_{in,PX} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{1,X}} + j\omega C_1} \quad (1.6)$$

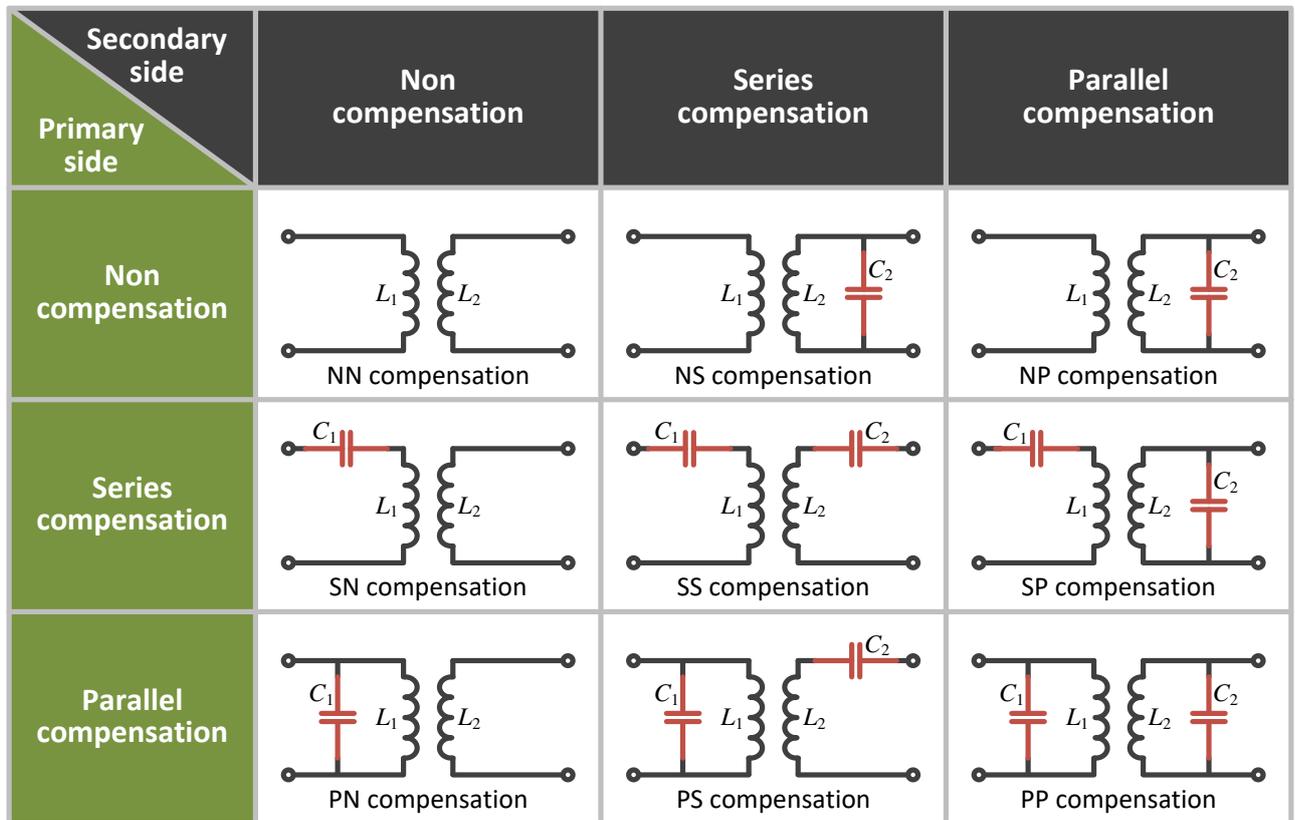


Fig. 1.12. Basic compensation topologies for primary-side coil and secondary-side coil [30].

第1章 序論

で表すことができる。

一般的に、二次側の補償キャパシタ C_2 [F] は、二次側コイルの自己インダクタンス L_2 [H] と共振するように設計される。

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (1.7)$$

一方、一次側補償キャパシタは、共振回路の入力力率が1になるように設計される。このとき、一次側補償キャパシタ C_1 [F]、共振回路の入力インピーダンス Z_{in_XX} [Ω] ($X = S, P$)、および入出力電圧比 $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ は Table 1.1 で表される。ただし、Table 1.1 では、共振回路における損失を考慮しておらず、その場合の入出力電圧比 $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ は

$$\left| \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} \right| = \sqrt{\frac{R_L}{Z_{in}}} \quad (1.8)$$

を用いて導出できる。共振回路の各特性について、共振周波数から周波数を大きくずらす場合、周波数特性を考える必要がある。しかし、中容量以上の給電を想定すると、Fig. 1.4 に示すように、漏洩磁界の観点から、非接触給電（電磁誘導）の周波数のある周波数帯に収める必要が

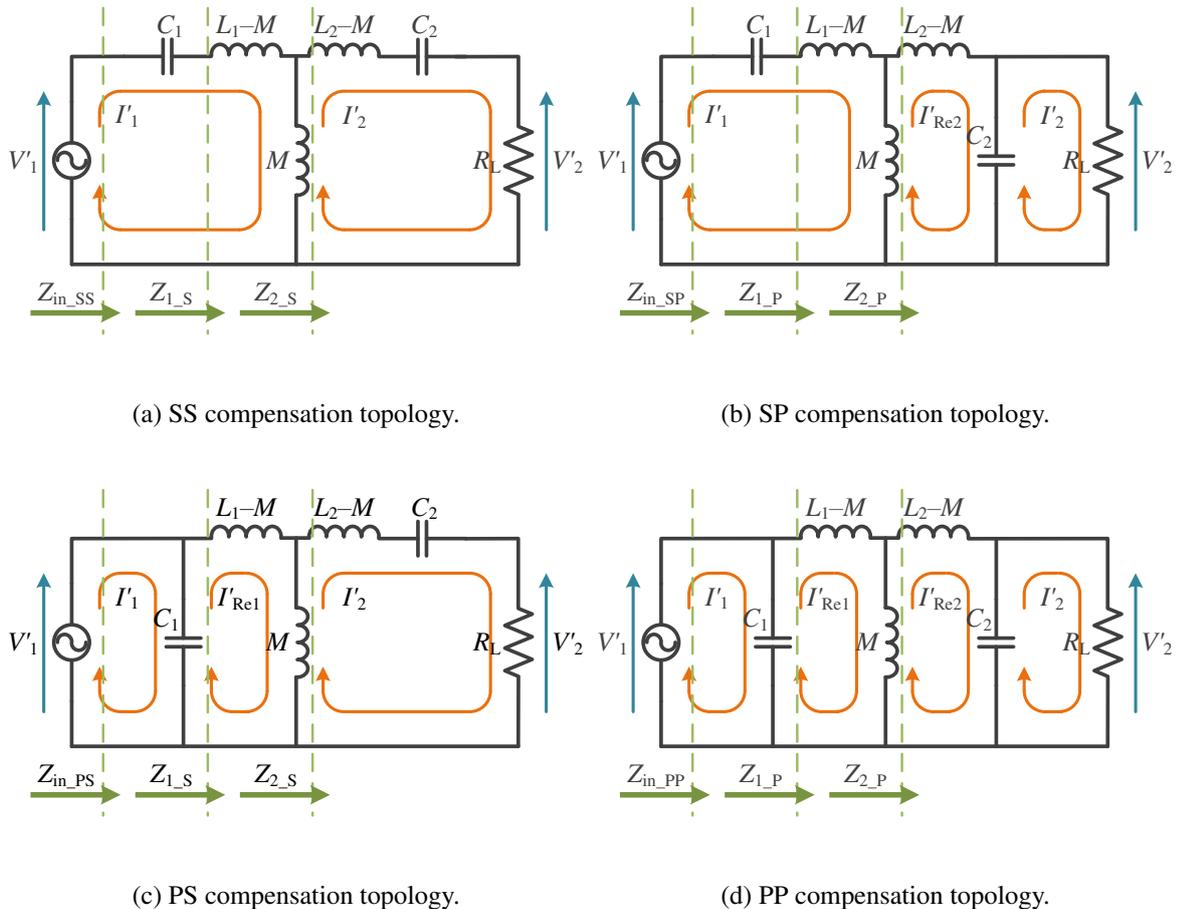


Fig. 1.13. T-shaped equivalent circuit of each compensation topology.

あるため、本研究のシステムでは、共振回路に入力する電圧の周波数は共振周波数に固定している。そのため、本研究では、周波数特性の導出は行わない。

ここで、Table 1.1 の $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ を見ると、SS 方式は R_L が分子にある。つまり、SS 方式は負荷が重くなると、 $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ が大きくなる、つまり、二次側の出力は電流源となる。一方、SP 方式の場合は、 R_L が $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ の式に含まれないため、負荷には依存しない。つまり、SP 方式の二次側の出力は電圧源となる。PP 方式と PS 方式については、電流源と電圧源の性質があり、設計パラメータにより、支配的となる性質が変化する。加えて、結合係数 k が変化した場合、SS 方式と SP 方式は、 k が $|\dot{V}_2/\dot{V}_1|$ の分母にあるため、コイル間の結合が弱くなると、出力電力が大きくなる。

しかし、実際の回路では、コイルの等価直列抵抗 (ESR) $[\Omega]$ による電圧降下があるため、この ESR、つまり、コイルの Q 値に応じた上限がある。一方、PP 方式と PS 方式については、分母と分子に存在するため、設計パラメータや負荷の状況に応じて、その特性は変化する。

出力の特性が簡単であることは、システムの駆動が容易になり、ロバスト性の向上にもつながる。そのため、本研究のシステムでは、出力の特性が簡単な SS 方式と SP 方式を採用している。

1.2.5 共振回路の効率

Fig. 1.14 にそれぞれ SS 補償方式と SP 補償方式の共振回路の T 型等価回路を示す。これらには、それぞれのコイルに寄生する ESR r_1 $[\Omega]$ と r_2 $[\Omega]$ が考慮されており、補償キャパシタの ESR は考慮していない。加えて、本研究のシステムでは、共振回路に入力する電圧の周波数は共振周波数に固定しているため、周波数特性の導出は行わない。

- SS 方式

Table 1.1. Capacitances of the primary-side compensation capacitors C_1 .

	C_1 [F]	Z_{in_XX} $[\Omega]$	$ \dot{V}_2/\dot{V}_1 $
SS	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_L}$	$\frac{R_L}{\omega k \sqrt{L_1 L_2}}$
SP	$\frac{1}{\omega^2 L_1 (1-k^2)}$	$k^2 \frac{L_1}{L_2} R_L$	$\frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$
PP	$\frac{1}{\omega^2 L_1 (1-k^2) + \frac{(k^2 R_L L_1 / L_2)^2}{L_1 (1-k^2)}}$	$\frac{\omega^2 (1-k^2)^2 L_1 L_2}{k^2 R_L} + k^2 \frac{L_1}{L_2} R_L$	$\frac{k R_L}{\sqrt{k^4 \frac{L_1}{L_2} R_L^2 + \omega^2 (1-k^2)^2 L_1 L_2}}$
PS	$\frac{1}{\omega^2 L_1 + \frac{1}{L_1} \left(\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_L} \right)^2}$	$\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_L} + \frac{1}{k^2} \frac{L_1}{L_2} R_L$	$\frac{k R_L}{\sqrt{\frac{L_1}{L_2} R_L^2 + \omega^2 k^4 L_1 L_2}}$

Fig. 1.14 より，SS 補償方式の回路方程式は，

$$\begin{bmatrix} r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) & -j\omega M \\ -j\omega M & r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

となる。このとき、SS 補償方式の共振回路効率 η_{SS} [%] を，

$$\eta_{SS} = \frac{\dot{V}_2 \bar{\dot{I}}_2}{\dot{V}_1 \bar{\dot{I}}_1} \times 100 \quad (1.10)$$

と定義すると，

$$\eta_{SS} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(r_1 + R_L)(r_1 r_2 + r_1 R_L + \omega^2 M^2)} \times 100 \quad (1.11)$$

$$= \frac{\{Q_2 + Q_L(Q_2 + Q_L + k^2 Q_1 Q_2 Q_L)\}}{k^2 Q_1 Q_2} \times 100 \quad (1.12)$$

として，表すことができる。ただし，それぞれの Q 値は，

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{r_2}, \quad Q_L = \frac{\omega L_2}{R_L} \quad (1.13)$$

で，定義している。 η_{SS} の最大値は， η_{SS} を Q_L について微分することにより導出でき，

$$\frac{d\eta_{SS}}{dQ_L} = 0 \quad (1.14)$$

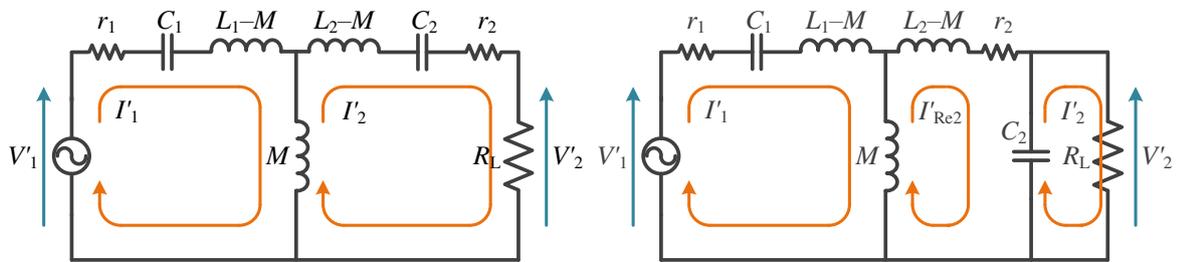
を解くと，効率を最大とする $Q_{L,max}$ は，

$$Q_{L,max} = \frac{Q_2}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (1.15)$$

となる。 $Q_{L,max}$ を (1.12) に代入すると，共振回路の効率の最大値 $\eta_{SS,max}$ [%] は，

$$\eta_{SS,max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (1.16)$$

となる。



(a) SS compensation topology.

(b) SP compensation topology.

Fig. 1.14. T-shaped equivalent circuit considering ESR of the resonant coils.

- SP 方式

Fig. 1.14 より、SP 補償方式の回路方程式は、

$$\begin{bmatrix} r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) & -j\omega M & 0 \\ -j\omega M & r_2 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) & j\frac{1}{\omega C_1} \\ 0 & j\frac{1}{\omega C_1} & R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_{Re2} \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

となる。このとき、SS 補償方式の共振回路効率 η_{SP} [%] を、

$$\eta_{SP} = \frac{\dot{V}_2 \bar{\dot{I}}_2}{\dot{V}_1 \bar{\dot{I}}_1} \times 100 \quad (1.18)$$

と定義すると、

$$\eta_{SP} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(r_1 + R_L)(r_1 r_2 + r_1 R_L + \omega^2 M^2)} \times 100 \quad (1.19)$$

$$= \frac{\{Q_2 + Q_L(Q_2 + Q_L + k^2 Q_1 Q_2 Q_L)\}}{k^2 Q_1 Q_2} \times 100 \quad (1.20)$$

となり、SS 補償共振回路と同様である。つまり、 η_{SP} の最大値も、SS 補償共振回路と同様に、(1.15) のとき、効率が最大となり、その最大値は共振回路の効率の最大値 $\eta_{SP,max}$ [%] は、

$$\eta_{SP,max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right)^2} \quad (1.21)$$

となる。

1.2.6 二次側に接続する整流器の例

バッテリー等に直流給電する際、共振回路の二次側に整流器を接続する場合がある。この場合、整流器の入力側は前節にて述べた共振回路の出力特性の影響を大きく受けるため、これらの特性を考慮して回路方式や制御方法を選択する必要がある。特に考慮すべき特性としては、共振回路の電源特性と電力の周波数が挙げられる。共振回路の電源特性について、SS 補償共振回路を用いる場合は整流器の入力が電流源、SP 補償共振回路を用いる場合は整流器の入力が電圧源となるため、整流器の回路方式は共振回路の補償方式に合わせる必要がある。また、電力の周波数について、電磁誘導型非接触給電システムでは、数 kHz 以上の高周波で給電が行われるため、Pulse width modulation(PWM)による整流は行われず、整流器の入力電力の周波数にスイッチングタイミングを同期させたアクティブ整流、もしくはパッシブデバイス、コンポーネントによるパッシブ整流がよく行われる。

これまでに、以上の特性を考慮した、様々な二次側整流器が非接触給電システムに採用されてきた。そこで、本節ではその一部を紹介する。

第1章 序論

1. シングルエンデッド整流器

Fig. 1.15 にシングルエンデッド整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電圧および電流波形は、共振回路の一次側にシングルエンデッドインバータ、整流器の出力側に電圧源を接続した場合のものである。シングルエンデッド整流器は共振整流器の一種で、一石のアクティブデバイスで構成でき、その特徴は下記となる。

- 入力電圧：最大値は共振電圧
- デバイスに要求される耐圧：共振電圧と出力電圧の差以上
- コスト：低
- 電力：小容量向き

アクティブデバイスが一石であるため、シングルエンデッド整流器は非常に低コストであることに優れる。しかし、一次側のシングルエンデッドインバータと同様に、スイッチをオフにしたとき、二次側コイルと並列に接続されたキャパシタが共振状態となるため、共振時の電圧がスイッチの両端に印加されるため、高耐圧のアクティブデバイスを用意する必要がある。さらに、スイッチに由来する損失がすべてひとつのスイッチに集中するため、大電力化が難しい。

2. E 級整流器

Fig. 1.16 に E 級整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電圧および電流波形は、

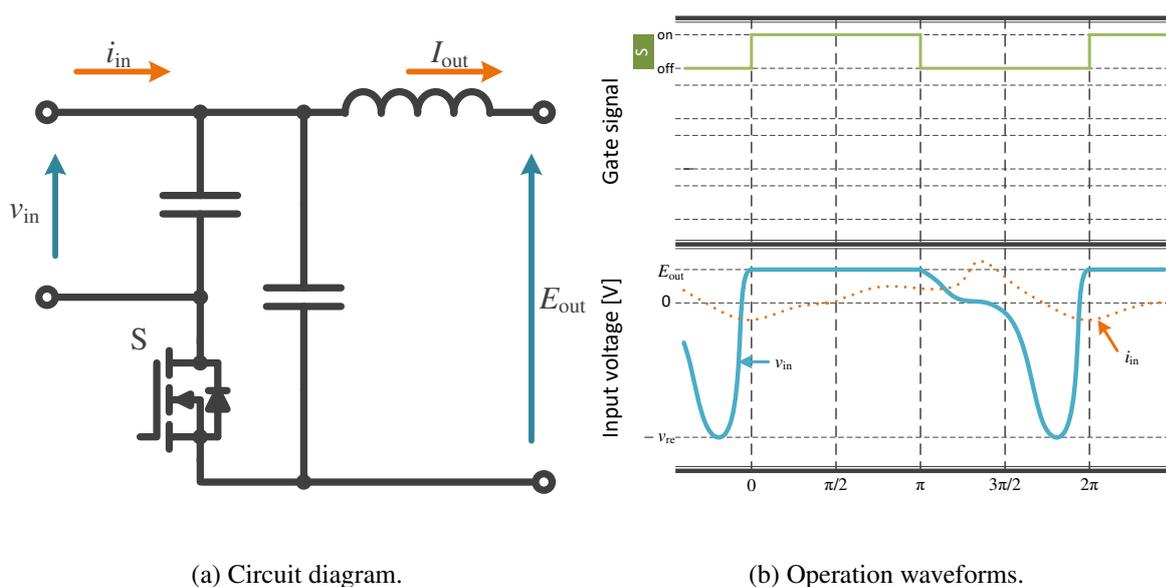


Fig. 1.15. Single ended rectifier [26].

共振回路の一次側に E 級インバータ、整流器の出力側に電圧源を接続した場合のものである。E 級整流器はシングルエンデッド整流器と同様に一石のアクティブデバイス、インダクタとキャパシタの共振を用いて交流を生成する。E 級整流器の特徴は下記となる。

- 入力電圧：最大値は共振電圧
- デバイスに要求される耐圧：共振電圧以上
- コスト：低
- 電力：小容量向き
- その他：スイッチング損失が少ない

E 級インバータと同様に、高速スイッチング動作が必要な MHz 級の非接触給電システムに向く。しかし、E 級整流器もシングルエンデッド整流器と同様に、共振整流器の一種であるため、共振時の電圧がスイッチの両端に印加される。さらに、E 級整流器もスイッチに由来する損失がすべてひとつのスイッチに集中するため、大容量化に課題がある。

3. ハーフブリッジアクティブ整流器

Fig. 1.17 にハーフブリッジアクティブ整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電圧、電流波形は、整流器の入力側に電流源、出力側に電圧源を接続した場合のものである。また、実際のシステムではスイッチの状態遷移は有限時間であるため、上下スイッチの状態遷移期間が重なって電源が短絡しないよう、スイッチの駆動信号にデッドタイム

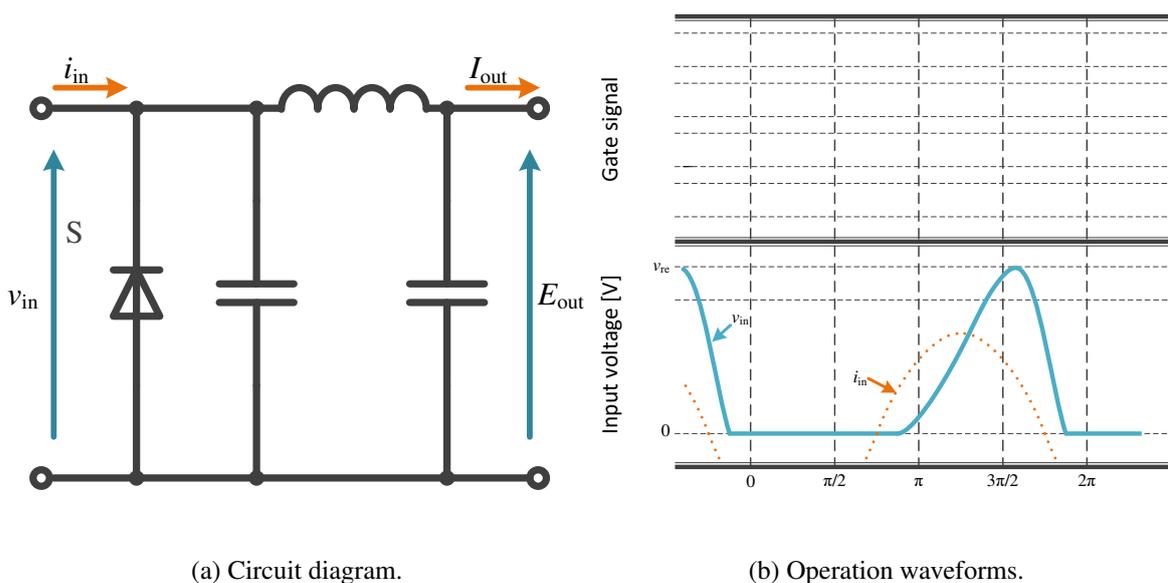


Fig. 1.16. Class-E inverter [27].

を挿入するが、この図では簡単のため、省略している。ハーフブリッジアクティブ整流器は、4つのアクティブデバイスで構成されるフルブリッジアクティブ整流器よりも、少ないアクティブデバイスで構成でき、その特徴は下記となる。

- 入力電圧：最大値は出力電圧の半分で2レベル出力
- デバイスに要求される耐圧：入力電圧（出力電圧の2倍）以上
- コスト：中
- 小～中容量向き

アクティブデバイスが少ないため、低コスト化に期待できるが、出力電圧が入力電圧の二倍となってしまったため、入力側には出力側の二倍の電流を流す必要があり、導通損が大きくなってしまふ。さらに、入力電源が短絡しないよう、それぞれのスイッチを交互にスイッチングするため、ゼロ電圧が出力できず、2レベル出力となる。

4. フルブリッジダイオード整流器

Fig. 1.18 にフルブリッジダイオード整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電圧、電流波形は、整流器の出力側に電圧源を接続した場合のものである。フルブリッジ整流器は4つのアクティブブリッジで構成され、その特徴は下記となる。

- 入力電圧（電流源入力時）：最大値は出力電圧と一致

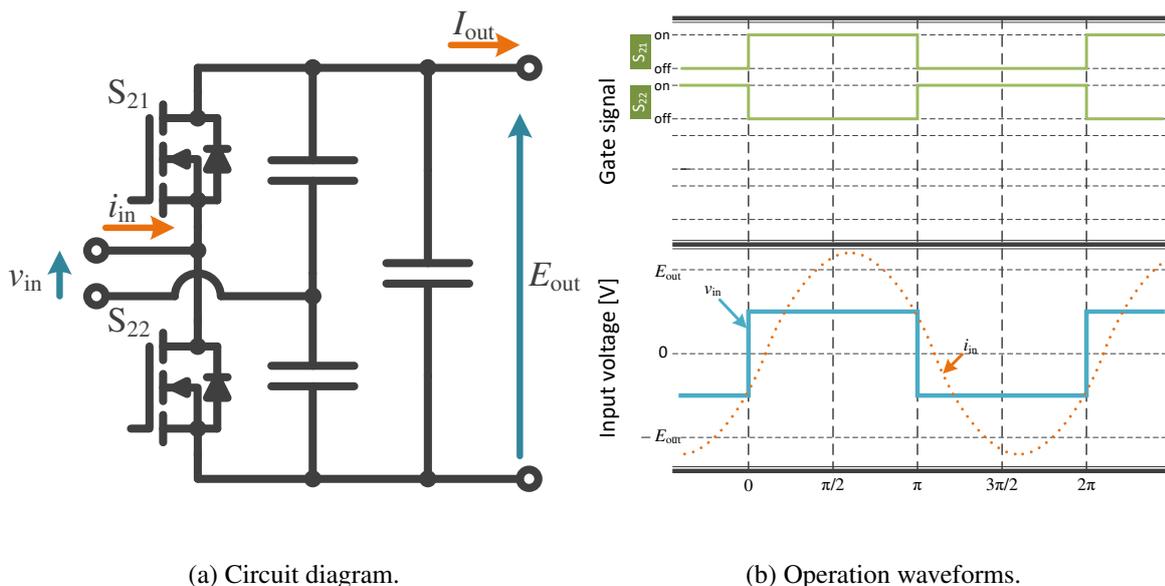
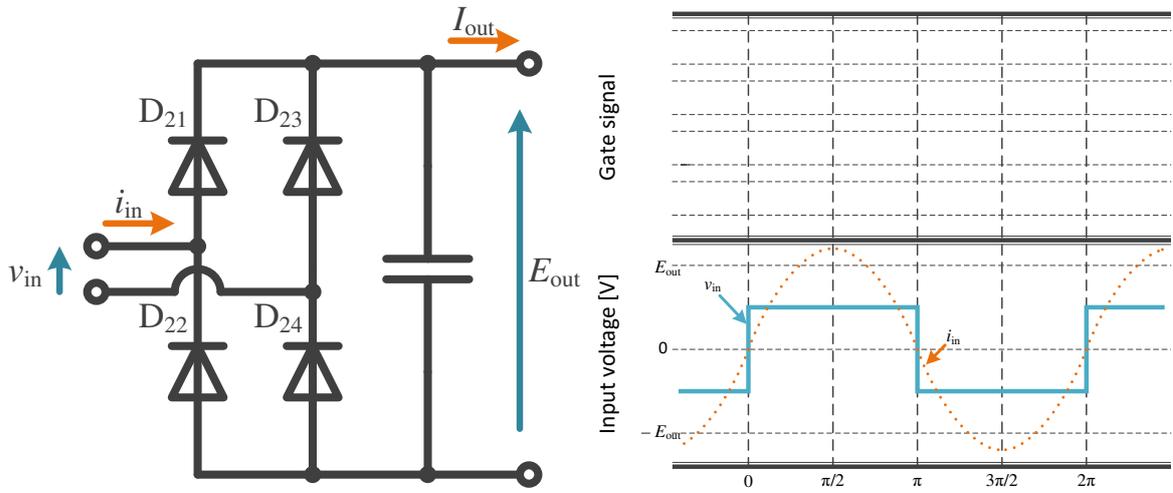


Fig. 1.17. Half bridge active rectifier.

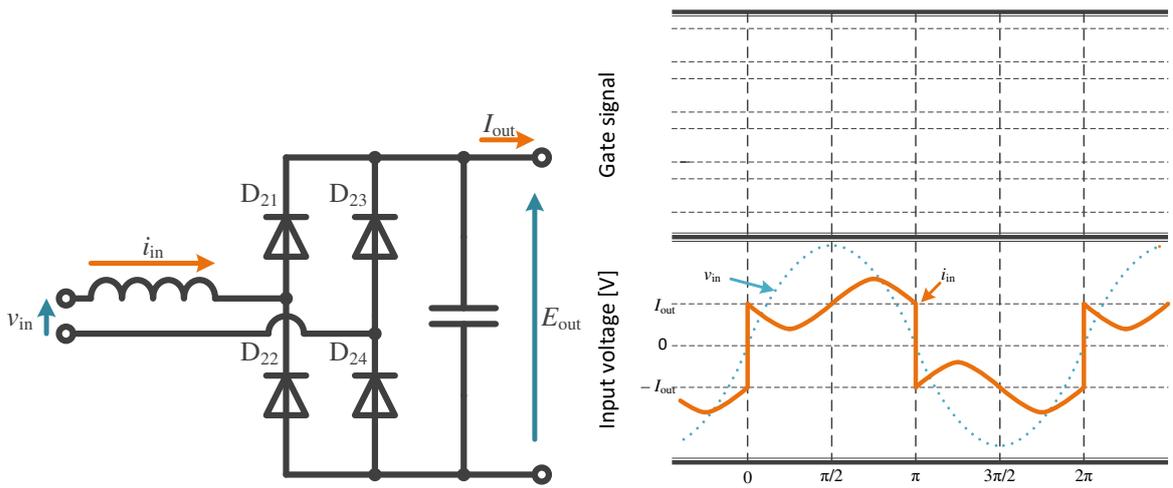
- 入力電流（電圧源入力時）：半周期の平均値は出力電流と一致
- デバイスに要求される耐圧：入力電圧以上
- コスト：中
- 電力：小～大容量

パッシブデバイスのみで構成されるため、低コスト化に期待ができ、制御が容易となる。また、4つのデバイスで構成されるため、電力変換損失を分散でき、大容量のシステムに



(a) Circuit diagram for the current source input.

(b) Operation waveforms for the current source input.



(c) Circuit diagram for the voltage source input.

(d) Operation waveforms for the voltage source input.

Fig. 1.18. Full bridge diode rectifier.

も適用可能である。

5. ブリッジレスアクティブ整流器

Fig. 1.19 にブリッジレスアクティブ整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電圧、電流波形は、整流器の入力側に電流源、出力側に電圧源を接続した場合のものである。ブリッジレスアクティブ整流器は、4つのアクティブデバイスで構成されるフルブリッジアクティブ整流器よりも、少ないアクティブデバイスで構成でき、その特徴は下記となる。

- 入力電圧：最大値は出力電圧で3レベル出力
- デバイスに要求される耐圧：出力電圧以上
- コスト：中
- 小～大容量向き

アクティブデバイスが少ないため、低コスト化に期待でき、入力の短絡期間を設けることで、入力をゼロ電圧にできる。さらに、入力電流に対して入力電圧に位相差を設けることができるため、一次側と二次側のブリッジ間の位相シフト制御にも対応できる。

6. フルブリッジアクティブ整流器

Fig. 1.20 にフルブリッジアクティブ整流器の回路構成と動作波形を示す。ただし、電

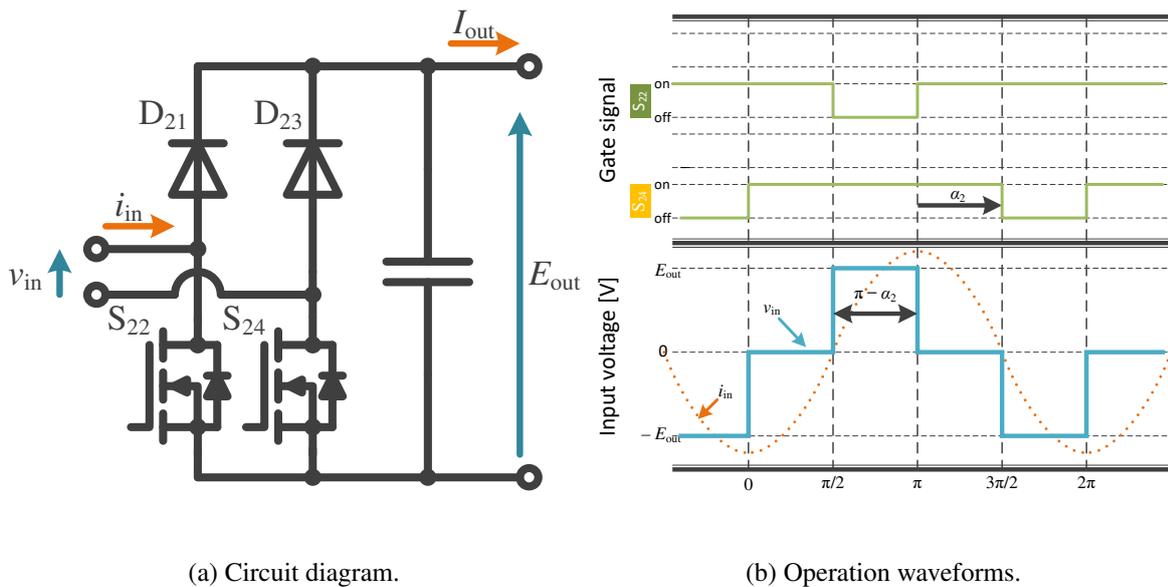


Fig. 1.19. Bridge-less active rectifier.

圧，電流波形は，整流器の入力側に電流源，出力側に電圧源を接続した場合のものである。また，この図では簡単のため，デッドタイムは省略している。フルブリッジアクティブ整流器は4つのアクティブブリッジで構成され，その特徴は下記となる。

- 入力電圧：最大値は出力電圧で3レベル出力
- デバイスに要求される耐圧：出力電圧以上
- コスト：高
- 電力：小～大容量

Fig. 1.20 のようにレグ間のスイッチングタイミングの位相をシフトさせることで，2つの上アームもしくは下アームが同時にオン，つまり，負荷の両端が短絡し，入力をゼロ電圧にできる。さらに，入力電流に対して入力電圧に位相差を設けることができるため，一次側と二次側のブリッジ間の位相シフト制御にも対応できる。ブリッジレスアクティブ整流器との違いは，フルブリッジアクティブ整流器はフルブリッジインバータとして駆動することができるため，双方向に電力伝送できる。加えて，電流に同期してスイッチングを行う同期整流が，すべてのスイッチで行うことができるため，システムの高効率化に期待できる。

バッテリー（電圧源）への給電を想定すると，整流器の入力が電流源となる場合はアクティブ整流器を選択することで，整流器の後段に DC-DC コンバータを接続せずに，二次側にて電力制

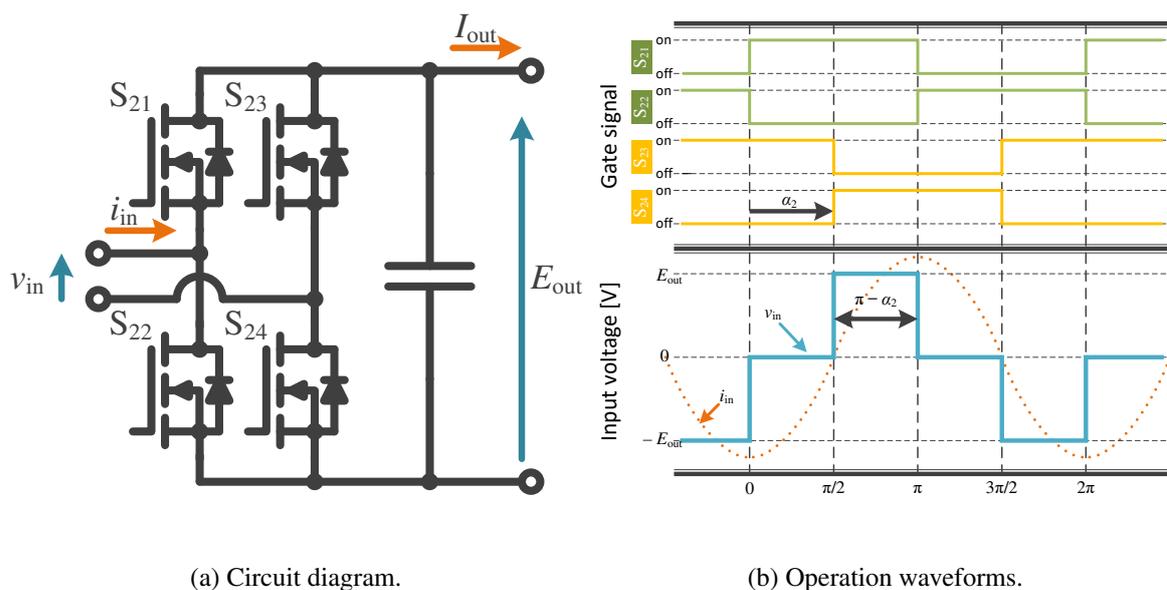


Fig. 1.20. Full bridge active rectifier.

御を行えるようになる。一方，整流器の入力が電圧源となる場合は，紹介したアクティブ整流器では給電電力を絞る動作が難しいため，パッシブ整流器と電圧型 DC-DC コンバータを組み合わせた回路方式を選択することで，二次側における電力の制御性を向上できる。そこで，本論文では，SS 補償共振回路を用いる場合はフルブリッジアクティブ整流器，SP 補償共振回路を用いる場合はフルブリッジダイオード整流器と DC-DC コンバータを組み合わせたコンバータを接続する。

1.2.7 二次側に接続する DC-DC コンバータの例

一次側の電力変換器による最終段の負荷への出力調整が難しい場合，二次側に接続する整流器に出力の調整機能がない場合，もしくは共振回路の二次側の負荷調整を行う場合に，二次側にも電力変換器（DC-DC コンバータ）を接続する。そこで，本節では，電磁誘導型非接触給電システムの二次側に接続される DC-DC コンバータの中でも，基本的な構成の降圧チョップア，昇圧チョップアおよび昇降圧チョップアとその特徴を説明する。最後に，非接触給電システムに適した二次側 DC-DC コンバータの条件を示す。

1. 降圧チョップア

Fig. 1.21 に降圧チョップアを示す。降圧チョップアはスイッチにより入力電圧をチョッピングすることで，入力電圧よりも低い電圧を出力できるコンバータである。このチョッピングされた電圧はインダクタ L とキャパシタ C により平滑され， V_{out} には直流電圧が出力される。そのため，降圧比が大きな領域では，インダクタやキャパシタにかかる負担は大きくなる，その領域で駆動させたい場合は，より大きな L と C が必要となる。しかしながら，降圧チョップアの回路構成の場合， S がオフとなる時，入力側からの電流が遮断されるため，入力側は電圧源である必要がある。各素子に寄生する抵抗等を見捨てた理想的

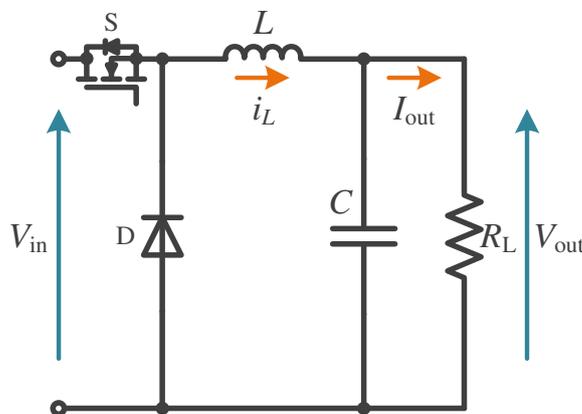


Fig. 1.21. Buck converter.

な状態における，降圧チョップパの入出力電圧比は，スイッチ S のデューティ比 d を用いて，

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = d \quad (1.22)$$

と表すことができる。ただし，(1.22) は出力キャパシタ C [F] が十分に大きく，インダクタ L [H] に流れる電流 i_L [A] が連続のときのみ成り立つ。 i_L が連続になるための条件は，チョッピングによる i_L の振幅の最低値が 0 A を上回っていることで，その条件は，

$$\frac{2Lf}{1-d} \geq R_L \quad (1.23)$$

と表すことができる。ただし， f [Hz] は S のスイッチング周波数である。式(1.23)より， d ， L および f が小さくなって i_L の振幅が大きくなる場合や， R_L が大きくなって i_L の直流成分が小さくなる場合に， i_L が不連続となり，(1.22) が成り立たなくなる。

加えて，降圧チョップパが連続動作をしているとき，降圧チョップパの入力インピーダンス $Z_{\text{in.Buck}}$ [Ω] は，

$$\begin{aligned} Z_{\text{in.Buck}} &= R_L \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}}} \right)^2 \\ &= \frac{R_L}{d^2} \end{aligned} \quad (1.24)$$

と表すことができる。式(1.24)を見ると， d が分母にあるため， V_{out} を小さくすればするほど，入力電流が小さくなり，等価的に $Z_{\text{in.Buck}}$ が大きくなるのがわかる。 $d = 1$ のとき，つまり， S が常にオンしているとき， $Z_{\text{in.Buck}} = R_L$ となり，それ以外の状態では，常に $Z_{\text{in.Buck}}$ は R_L よりも大きくなる。

2. 昇圧チョップパ

Fig. 1.22 に昇圧チョップパを示す。昇圧チョップパは S がオンのとき，インダクタ L にエネルギーをため込み， S がオフとなったときにそのエネルギーを放出することで，入力電圧に電圧が加算され，昇圧動作を実現する。そのため，昇圧比が大きな動作域では，インダクタやキャパシタにかかる負担が大きく，より大きな L と C が必要となる。各素子に寄生する抵抗等を見捨てた理想的な状態における，昇圧チョップパの入出力電圧比は，スイッチ S のデューティ比 d を用いて，

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{1}{1-d} \quad (1.25)$$

と表すことができる。ただし，(1.25) は出力キャパシタ C [F] が十分に大きく，インダクタ L [H] に流れる電流 i_L [A] が連続のときのみ成り立つ。しかし，昇圧チョップパの場合， d が大きくなるにつれて i_L が大きくなるため，インダクタの ESR による電圧降下が無視で

きなくなる。そのため、実際の回路における入出力電圧比の最大値は、2～3倍となり、それ以上の昇圧比を得たい場合は別の回路方式を採用する必要がある。

降圧チョップと同様に、 i_L が連続になるための条件は、 i_L の振幅の最低値が0 Aを上回っていることで、その条件は、

$$\frac{2Lf}{d(1-d)} \geq R_L \quad (1.26)$$

と表すことができる。ただし、 f [Hz] はSのスイッチング周波数である。式(1.26)より、 L や f が小さくなり i_L の振幅が大きくなる場合や、 R_L が大きくなり i_L の直流成分が小さくなる場合に、 i_L が不連続となり、(1.25)が成り立たなくなる。一方、 d については、降圧チョップと異なり、0.5のとき、最も不連続になりやすくなる。

加えて、昇圧チョップが連続動作をしているとき、昇圧チョップの入力インピーダンス Z_{in_Boost} [Ω] は、

$$Z_{in_Boost} = (1-d)^2 R_L \quad (1.27)$$

と表すことができる。式(1.27)を見ると、 V_{out} を大きくすればするほど、入力電流が大きくなり、等価的に Z_{in_Boost} が小さくなることがわかる。 $d=0$ のとき、つまり、Sが常にオフしているとき、 $Z_{in_Boost} = R_L$ となり、それ以外の状態では、常に Z_{in_Boost} は R_L よりも小さくなる。

3. 昇降圧チョップ

Fig. 1.23 に昇降圧チョップを示す。昇降圧チョップも昇圧チョップと同様に、Sがオンのときインダクタ L [H] にエネルギーをため込み、Sがオフとなったときにそのエネルギーを放出する。昇圧チョップとの違いは、昇降圧チョップの動作モードに、入力と出力を接

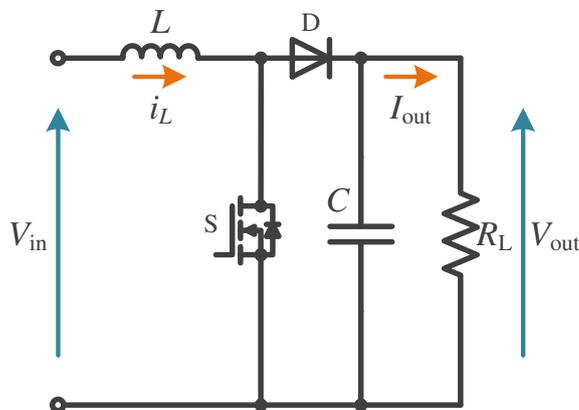


Fig. 1.22. Boost converter.

続するモードが存在しない部分で、そのことから、出力電圧はインダクタに蓄えるエネルギー量にのみ依存するため、昇圧動作と降圧動作の両方を実現することができる。しかしながら、その動作モードのため、インダクタ L とキャパシタ C [F] にかかる負担は非常に大きく、他のチョッパよりも大きな L , C が必要となる。以上の理由から、この回路方式の昇降圧チョッパは大電力容量のシステムには向かない。

ここで、昇降圧チョッパの入出力電圧比を導出すると、各素子に寄生する抵抗等を見捨てた理想的な状態では、スイッチ S のデューティ比 d を用いて、

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{-d}{1-d} \quad (1.28)$$

と表すことができる。ただし、(1.28) は出力キャパシタ C [F] が十分に大きく、インダクタ L [H] に流れる電流 i_L [A] が連続のときのみ成り立つ。式 (1.28) より、 $d = 0.5$ を境に降圧動作と昇圧動作が切り替わり、 0.5 よりも小さな領域では降圧、 0.5 よりも大きな領域では昇圧動作となる。しかし、この回路方式の昇降圧チョッパの場合、(1.28) のように、出力の極性が入力に対して反転するため、実際の回路では GND 等の扱いが難しくなる。出力電圧の極性反転を避ける場合は、フライバックコンバータ、SEPIC コンバータや本論文の第 2 章で紹介する昇降圧型コンバータなどの回路方式を用いればよい。しかし、昇降圧チョッパの場合も、昇圧動作時に d が大きくなるにつれて i_L が大きくなるため、インダクタの ESR による電圧降下が無視できなくなる。さらに、昇圧チョッパに比べてリップル電流が大きく、その電圧降下が大きいため、実際の回路における入出力電圧比の最大値は、昇圧チョッパよりも低い値となる。

i_L が連続になるための条件は、 i_L の振幅の最低値が 0 A を上回っていることで、その

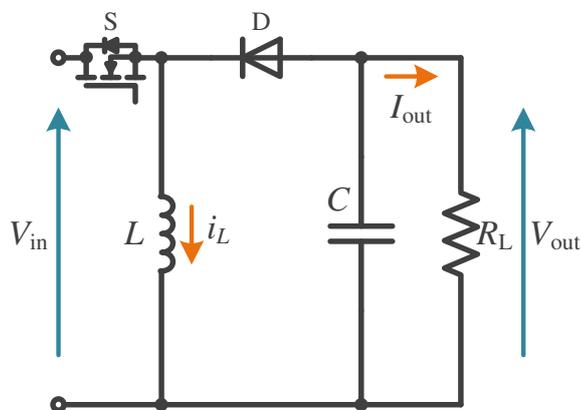


Fig. 1.23. Buck-boost converter.

条件は,

$$\frac{2Lf}{(1-d)} \geq R_L \quad (1.29)$$

と表すことができる。ただし, f [Hz] は S のスイッチング周波数である。式 (1.29) より, d , L および f が小さくなって i_L の振幅が大きくなる場合や, R_L が大きくなって i_L の直流成分が小さくなる場合に, i_L が不連続となり, (1.28) が成り立たなくなる。

加えて, 昇降圧チョッパが連続動作をしているとき, 昇降圧チョッパの入力インピーダンス $Z_{in_Buck-boost}$ [Ω] は,

$$Z_{in_Buck-boost} = \left(\frac{1-d}{d} \right)^2 R_L \quad (1.30)$$

と表すことができる。式 (1.30) を見ると, V_{out} を大きくすればするほど, 入力電流が大きくなり, 等価的に $Z_{in_Buck-boost}$ が小さくなることがわかる。さらに, 理想的な状態における昇降圧チョッパの場合は, 昇圧チョッパや降圧チョッパのように, $Z_{in_Buck-boost}$ の制限はなく, R_L よりも大きな値, 小さな値の両方をとることが可能である。

電磁誘導型の非接触給電システムの場合, 給電コイル間の結合状態により, 共振回路の出力電圧, つまり DC-DC コンバータの入力電圧が大きく変動する。加えて, 最終段の負荷の変動も考慮して, 出力電力の調整や共振回路の負荷インピーダンスの調整を行う場合, DC-DC コンバータに求められる性能は,

- 入出力電圧比のレンジが広い
- 入力インピーダンス Z_{in} が負荷 R_L に制限されない, つまり, 広い動作域で共振回路の負荷調整を行える

ことである。各チョッパ回路の特徴を踏まえると, 昇降圧動作が可能な DC-DC コンバータが電磁誘導型非接触給電システムの二次側の DC-DC コンバータに望ましい。しかしながら, 本節で紹介した基本的な構成の昇降圧チョッパには, その説明で述べた課題があるため, 本研究では異なる方式の昇降圧型コンバータを採用する。詳細は本節の最後で述べる。

1.2.8 電磁誘導型非接触給電システムを構築する上で重要な要素

以上に, 電磁誘導型非接触給電システムの構成例とその特徴を示した。これらの特徴から, 中容量から大容量 (数百 W から数 kW) のシステムを構築する上で重要な要素をまとめると,

- 中容量以上のアプリケーションを想定した場合, 電力変換回路の構成は, 複数のスイッチに損失 (熱) を分散させるようにする

- システムの駆動を容易にするため、共振回路は特性が簡単になる方式を選択する
- システムの駆動を容易にするため、二次側に出力が調整できるコンバータを接続する
- 二次側に接続する DC-DC コンバータに求められる性能は、入出力電圧比のレンジが広いことと入力インピーダンス Z_{in} が負荷 R_L に制限されない、つまり、広い動作域で共振回路の負荷調整を行える

こと、となる。本研究が対象としているシステム構成の詳細は、本節の最後で述べる。

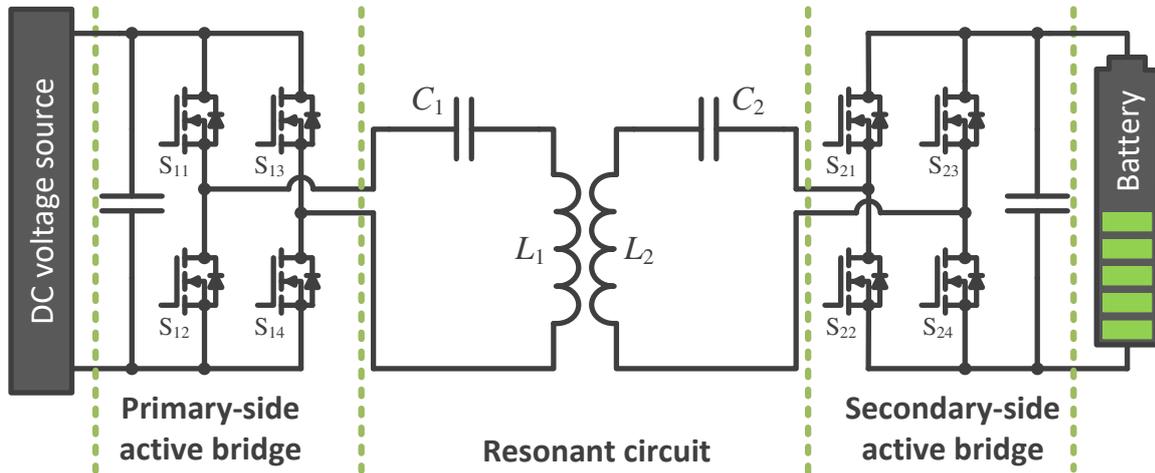
1.2.9 本研究が対象としている電磁誘導型非接触給電システム

本節では、本研究が対象としている電磁誘導型非接触給電システムの紹介のみを行い、詳しい動作方法や動作条件についてはそれぞれの章にて示す。1.2.8 より、本研究では Fig. 1.24 に示す、電磁誘導型非接触給電システムを対象とする。中容量から大容量（数百 W から数 kW）のシステムを想定しているため、どちらのシステムも損失の分散を考慮して、一次側にフルブリッジインバータ（Fig. 1.24(a) ではアクティブブリッジと称す）を接続している。

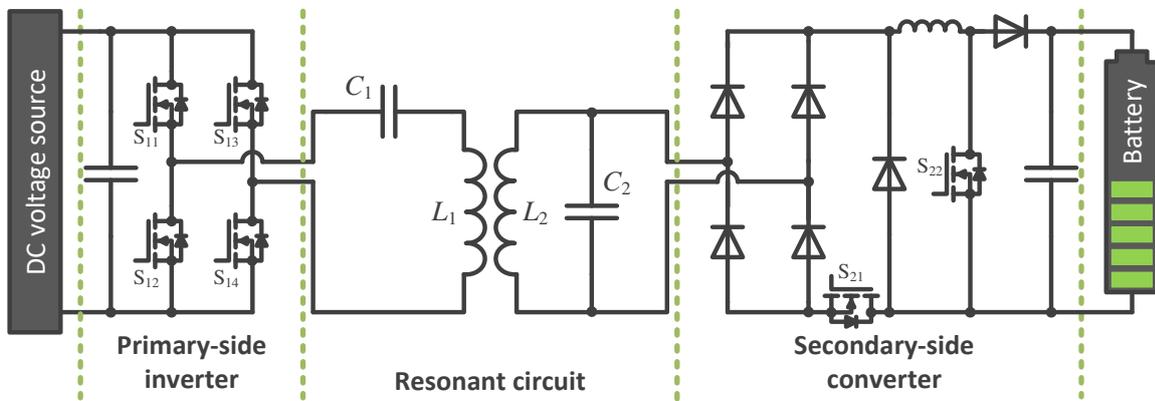
次に、それぞれに接続された二次側のコンバータについて述べる。SS 補償共振回路の二次側で電力制御を行う場合、ダイオードブリッジ整流器と DC-DC コンバータの組み合わせたコンバータを接続するよりも、ブリッジレスのアクティブ整流器もしくはフルブリッジアクティブ整流器を接続するほうが望ましい。これは、二次側出力が定電流源となる SS 補償共振回路の電力制御に対して、電流を切るチョッピング動作をするよりも短絡動作をするほうが適しているためである。加えて、双方向の給電も考慮し、Fig. 1.24(a) では、フルブリッジアクティブ整流器（本システムではアクティブブリッジと称す）を接続している。そのため、一次側と二次側のアクティブブリッジを同期させて駆動させる必要があるが、ブリッジ間の位相をずらすことにより、両ブリッジにてスイッチング損失を低減するソフトスイッチング技術を適用することができる。加えて、二次側がバッテリーのような電圧源であれば、定電流源動作により、等価的に一次側に対して昇降圧動作が可能となる。共振回路の負荷調整についても、各スイッチの位相などのパラメータを適切に制御することで実現でき、広い範囲で高効率動作することができる。

一方、SP 補償共振回路の二次側で電力制御を行う場合は、ダイオードブリッジ整流器と DC-DC コンバータの組み合わせたコンバータを接続するほうが望ましい。これは、二次側出力が定電圧源となる SP 補償共振回路の電力制御に対して、短絡動作をするよりも電圧を切るチョッピング動作をしたほうが適しているためである。Fig. 1.24(b) を見ると、二次側には 2 つのスイッ

チを有した，昇降圧型コンバータ [31] が接続されており，昇圧動作と降圧動作を選択することができる。そのため，入出力電圧比のレンジが広く，共振回路の負荷調整を行うことで，広い範囲で高効率動作することができる。加えて，ダイオードブリッジ整流器を用いているため，一次側に同期させずに電力制御を行うことも可能である。



(a) SS topology inductive power transfer system with two active bridges connected in both sides (chapter 2).



(b) SP topology inductive power transfer system with an inverter connected in the primary-side and a buck-boost converter connected in the secondary-side (chapter 3, 4).

Fig. 1.24. Inductive power transfer systems used in this paper.

1.3 電磁誘導型非接触給電システムの高効率化手法と本論文の位置づけ

電磁誘導型非接触給電システムの主回路の損失源を、Fig. 1.5と同様に区間分けした場合、高効率化手法に関する研究は、共振回路部分の高効率化と電力変換回路部分の高効率化に大別できる。そこで、本節では、Fig. 1.25に示している、これまでに提案されている手法の一部（計8種）を紹介し、本論文の位置づけを明らかにする。ただし、図中のIPTとは、Inductive power transferを表している。

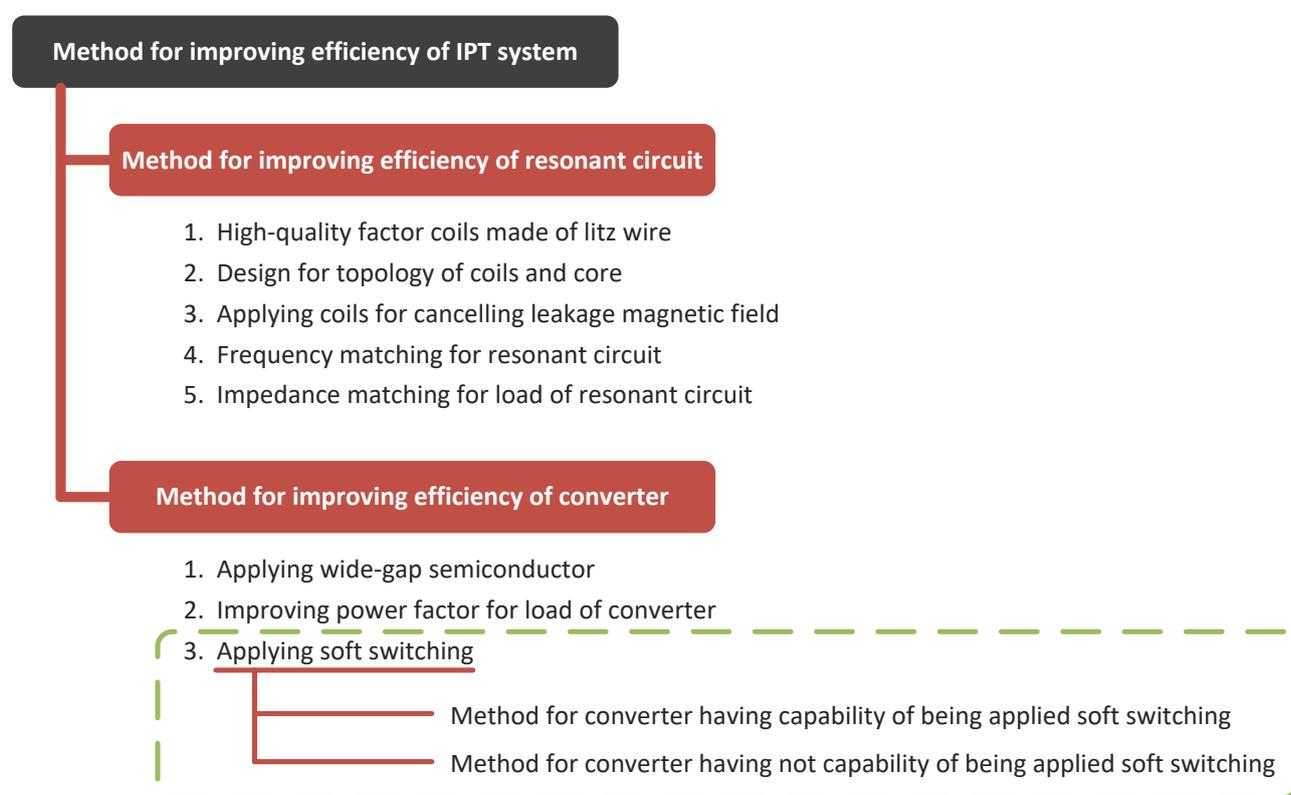


Fig. 1.25. Position of this paper regarding to previous researches.

1.3.1 共振回路の高効率化手法

電磁誘導形非接触給電システムの共振回路における損失は、コイルそのもので発生する損失と外部への放射による損失がある。電磁誘導型非接触給電システムにおける、コイルそのもので発生する損失は、コイルに寄生したESRに起因する銅損と、コアの磁気特性に起因する鉄損（コアを使用した場合）に分けることができる。銅損は、電流によるもので、電磁誘導型非接

触給電システムでは有効電力に対して無効となる電流を減らす、もしくはアンテナ（コイル）のESRを小さくするなど、制御側とデバイス側から抑制する方法がある。鉄損は、コアの素材の選択やコアの配置の工夫をすることで抑制できる。一方、外部への放射による損失について、電磁誘導方式は媒介の非放射領域を利用するため、周囲に導体が存在しない理想的な状況においては、放射による損失はほとんど発生しない。しかし、実際には、周囲の金属に鎖交して損失（熱）になってしまったり、人体に悪影響を及ぼしてしまうため、それを抑制する必要がある。一般的な抑制方法としては、アルミ板等でシールドする方法があるが、すべて損失となってしまうため、漏洩磁界キャンセリングコイルを用いることでその損失を抑制する方法が提案されている。下記では、これまでに提案されている共振回路の高効率化手法の一部を紹介する。

1. リッツ線を用いた高Q値コイル

一次、二次側コイルで発生する損失を抑える方法のひとつとして、コイルのQ値、つまりコイルで一時的に蓄えられる電力とコイルで消費される電力の比を高くする方法がある。この方法は、材料的なアプローチとなり、共振回路の最大効率を引き延ばすことに寄与する。

コイルにリッツ線を用いることで、表皮効果と近接効果を抑制することができ、結果として、交流に対する抵抗成分を抑え、Q値を高くすることができる [32–35]。表皮効果とは、高周波電流を導体に流したとき、その電流が発生させる磁界の影響により電流密度分布が偏り、導体の表面にしか電流が流れなくなる現象である。これは、径を小さくした複数の導体を用意して導体群の表面積を増やすことで抑制できる。一方、平行に並んだ複数の導体に電流が流れている場合、それぞれの電流から生じる磁界がそれぞれの導体に渦電流を発生させ、電流密度分布を偏らせ、交流抵抗を増加させてしまう。この現象を近接効果という。そして、これらの効果は、細い銅線の一本一本を絶縁させ、近接効果を抑えるように銅線を撚ったリッツ線を用いることで抑制できる。そのため、現在では、高周波電流を流す非接触給電システムのコイルには、リッツ線がよく用いられている。また、さらに高いQ値を実現するため、リッツ線の構造を改良する研究も行われており、通常のリッツ線の絶縁被膜の内側に、磁気シールドを設け、近接効果を抑制する方法などが提案されている [33,34]。

以上より、効率の側面だけでみると、Qを高くすることは高効率化に対して有効である。しかし、電力制御を考えた場合、Q値が高くなる、つまりESRが小さくなると、制御対象の時定数が大きくなり、いつまでも収束しない、不安定な系となってしまう。そのため、必ずしもQ値を高くすることが電磁誘導型非接触給電システムに対して有効な方

法とは言い切れず、電力変換回路の制御などによって、共振回路の効率を高い状態に保つことのほうが有効である。

2. コイル・コア形状の検討

コイル・コア形状は、一次側コイルと二次側コイルの位置ずれに対するロバスト性や結合の強さ、つまり共振回路効率に影響する。よく定置給電向けの電磁誘導型非接触給電システムに用いられるコイル形状は円形コイルで、コア形状としては、空芯（コアレス）、ドーナツ型のコア、直方体のコアを放射状に配置したものがよく用いられる。この形状は、コイル面に対して垂直方向の位置ずれには強い（コイル間の結合状態を維持できる）が、平面方向（横方向）の位置ずれには弱い。そのため、電気自動車のような、垂直方向の位置ずれよりも平面方向の位置ずれが大きくなるアプリケーションには向かない。これまでに、この課題に対して、角形コア両側巻トランス構造 [36]、H型コア構造 [37]、Flux Pipe 構造 [38]、DD と DDQ 構造 [39] などのコイル・コア形状が発表されている。これらのコイル・コア形状は、アーチ形の磁界を構築するため、円形コイルに対して平面方向の位置ずれに強い。

鉄道や電気自動車など、走行中の給電を想定したシステムでは、一次側コイルの形状がレールのように伸びており、二次側は移動体の進行方向に対して横方向の位置ずれを許容できる形状をしている場合が多い。一部例を挙げると、鉄道のレールに渦電流を流さないようにした8の字コイル [40]、E形を連ねることで横方向と垂直方向の位置ずれに強くしたEE構造 [41]、一次側コイル（レール）の幅を狭くしながらも大きな垂直方向の位置ずれを許容できるI型構造 [42] など様々である。

しかし、コイル・コア形状を検討する場合、適用するアプリケーションを定める必要がある。アプリケーションが確定しなければこれらの検討はできない。そのため、本研究では、最も簡単な構造である、空芯の円形コイルを採用している。

3. 漏洩磁界キャンセリングコイルの適用

電磁誘導方式は媒介の非放射領域を利用するため、電磁波の放射はほとんどない。しかし、非接触給電では、コイル間の結合が弱いため、結合していない磁界（漏洩磁界）がシステムの周囲に発生してしまう。周囲になにもない理想的な状況では、その漏洩磁界による損失は発生しない。しかし、実際のシステムでは、周囲の金属に鎖交して損失になってしまったり、人体に悪影響を及ぼしてしまうため、それを抑制する必要がある。その抑制方法としては、アルミ板等でシールドする方法があるが、すべて損失となってしまうため、システム効率が悪化してしまう場合がある。そこで、漏洩磁界キャンセリングコイル

を配置し、損失を抑制する方法が提案されている [43]。また、キャンセルコイルの配置や主回路への接続方法等で、キャンセル効果や損失が変化するため、より効果的な方法が検討されている [43–45]。

適用するアプリケーション、さらにその形状が確定しなければ、キャンセルコイルの検討は難しいため、本研究ではキャンセルコイルを適用していない。

4. 周波数マッチングによる高効率化手法

前節で導出したように、共振回路方式によっては、コイル間の結合、負荷によって、共振回路の効率の特性および回路特性が変化する。このとき、共振回路効率に対する最適動作点が変わる。これに対して、共振回路に印加する電圧の周波数を変化させ、共振回路効率を高効率に保つ方法がある [46]。しかし、電圧の周波数を変化させると共振回路の出力電圧や電流の大きさも変化するため、バッテリーに充電するときのように、共振回路の出力を一定の電圧や電流に保つ必要がある際、共振回路の設計パラメータによってはその手法の適用が難しい場合がある。加えて、アプリケーションによっては、非接触給電できる周波数帯が、規格および漏洩磁界強度により制限されるため、その手法を適用できない場合がある。

以上の理由から、本研究では、共振回路に印加する電圧の周波数を一定とし、周波数マッチングによる高効率化手法の適用は行わない。

5. インピーダンスマッチングによる高効率化手法

給電電力を一定とするとき、コイルで発生する損失を抑えるためには、一次側電流と二次側電流の二乗比を二次側コイルの ESR と一次側コイルの ESR の逆比に合わせればよい。これは、一次側と二次側における損失が、それぞれに流れる電流の二乗に比例し、それぞれの損失の和が最小となるためである。効率が最大となるとき、一次側コイルと二次側コイルで発生する損失が等しくなる。つまり、負荷を (1.15) に基づいて調整することで、共振回路を高効率化できる。このとき、負荷側にチョッパ回路などの電力変換回路を接続することで、その調整が容易となる [47]。また、SS 補償共振回路の負荷側を電圧源、SP 補償共振回路の負荷側を電流源に接続すると、一次側の出力電圧の調整によっても高効率化できる。これらのインピーダンスマッチングによる高効率化手法は、システムの駆動時に共振回路を高効率に保つことを目的として、よく用いられる手法である [47–50]。加えて、この手法は、広い動作範囲で適用が可能であるため、非常に有効な高効率化手法である。

この高効率化手法は、次章以降に示すシステムへの適用が容易で、なおかつ、よく用いられる制御手法である。そのため、本論文が提案する高効率化手法と組み合わせる方法について、第3章にて検討を行う。

1.3.2 電力変換回路の高効率化手法

一般的に、電力変換回路で発生する損失は、導通損失とスイッチング損失に分けることができる。導通損失については、電力変換回路の負荷の力率を改善する、もしくはスイッチングデバイスや回路素子の変更など、制御側とデバイス側から抑制する方法がある。スイッチング損失に関しても同様で、ソフトスイッチング、もしくはスイッチングデバイスの変更など、制御側とデバイス側から抑制する方法がある。電磁誘導型非接触給電システムに適用する場合、その特性も考慮する必要がある。本節では、これまでに提案されている手法の一部を紹介する。

1. ワイドギャップ半導体の適用

ワイドギャップ半導体とは、バンドギャップの大きい半導体を指し、広禁制帯幅、高絶縁破壊電界、高飽和電子速度、高熱伝導度など、優れた特性を持つ。そのため、ワイドギャップ半導体を用いたスイッチングデバイスは、従来のSiのスイッチングデバイスに比べて、高耐圧であり、高速スイッチングが可能である。現在、パワーエレクトロニクスでは、SiCやGaN等のワイドギャップ半導体スイッチングデバイスが注目され、非接触給電を含めた、一部のアプリケーションへの適用が進んでいる [51,52]。

第4章で示すシステムでは、SiCスイッチングデバイスを適用している。

2. 電力変換回路の負荷の力率を改善する手法

フルブリッジインバータは、ソフトスイッチング領域において、負荷の力率が高いと、効率が良くなる。ただし、力率を高くしすぎるとソフトスイッチング領域から外れてしまい、効率が悪化してしまう場合がある。この高効率化は、出力電圧と出力電流の位相差が少なくなり、スイッチとスイッチに並列接続されたダイオードを環流する電流が小さくなるためである。これに対し、出力電圧の高調波成分を考慮した共振回路の補償キャパシタの設計法 [53]、補償キャパシタにスイッチトキャパシタを適用し、スイッチング周波数制御と組み合わせることで常に最適な静電容量（高力率状態）に制御する方法 [29] などがある。しかし、前者の方法は高効率となる動作域が限定的で、後者の方法は共振電圧に耐えうるスイッチングデバイスを追加する必要がある。

そのため、本研究では、直接的に電力変換回路の負荷の力率を改善する手法は用いない。

3. ソフトスイッチングによる高効率化手法

ソフトスイッチングとは、半導体スイッチングデバイスがスイッチングする際に発生する損失や電磁ノイズを抑える技術である。スイッチングデバイスをターンオンもしくはターンオフする際、デバイスに印加されている電圧と流れる電流が重なり、スイッチング損失が発生する。この損失は、スイッチングする度に発生するため、非接触給電システムのように高いスイッチング周波数でデバイスを駆動する場合、無視できなくなる。加えて、スイッチング時における、電流および電圧の状態の変化が急峻であると、電磁ノイズを発生させてしまい、電力系統や周囲の電子機器に悪影響を及ぼしてしまう場合がある。そのため、電磁誘導型非接触給電システムに、強く求められている技術である。

一般的に、ソフトスイッチングはスイッチングデバイスの周辺に設けたキャパシタやインダクタの共振動作を利用して行われる。ソフトスイッチングの方式は2つに大別でき、共振の半周期を利用した準共振方式、デッドタイム期間等のスイッチングの瞬間だけ共振させる部分共振方式がある。準共振による方式は、共振させた回路の電圧もしくは電流がゼロになったタイミングで、スイッチングデバイスをターンオンもしくはターンオフすることで、ソフトスイッチングを実現する。しかし、共振の半周期中、スイッチングデバイス両端に共振電圧が印加される、もしくは共振電流が流れこむため、スイッチングデバイスへの負担が大きい。加えて、共振電圧もしくは共振電流がゼロになったタイミングでしか、スイッチングできないため、制御性に課題を持つ。一方、部分共振による方式は、デッドタイム期間等のわずかな時間だけ共振させ、強制的に、デバイスの両端電圧をゼロもしくはデバイスに流れこむ電流をゼロにする。そのため、スイッチングタイミングの制約がなく、準共振による方式に比べて制御性に優れる。以上の特徴から、現在は、部分共振によるソフトスイッチングがよく用いられている [54–57]。そこで、本論文中的「ソフトスイッチング」は「部分共振によるソフトスイッチング」を示すこととする。

ソフトスイッチングを電力変換回路に適用する方法の一つに、スイッチングデバイスと並列に、適切な静電容量のキャパシタを接続する方法がある。これまでにも、電磁誘導型非接触給電システムに接続された電力変換回路にソフトスイッチング技術を適用することで高効率化を行った研究成果が多く報告されている [54–56] が、最適な静電容量に対する検討が十分ではなかった。この理由としては、適用する回路の動作モードやバッテリーの充電サイクルを考慮すると、その設計が複雑化してしまうことが挙げられる。これは、バッテリーの充電サイクルを考慮した上で、体系的に評価・設計する手法がなかったことに起因している。また、ソフトスイッチングはすべての電力変換回路に適用できるわけでは

1.3 電磁誘導型非接触給電システムの高効率化手法と本論文の位置づけ

なく、回路構成によっては余分なインダクタ、キャパシタやスイッチングデバイスを複数接続する必要がある。加えて、一つの回路でもソフトスイッチングが可能な動作領域と不可能な動作領域がある。そのため、ソフトスイッチングが適用できない電力変換回路に対しては、新たなるアプローチによる高効率化手法が必要である。

以上に示したように、ソフトスイッチングは、高周波駆動する電磁誘導型非接触給電システムの高効率化に対して非常に有効な手法であるが、課題が残されている。

1.3.3 本論文の位置づけ

本章の冒頭にて、中容量から大容量（数百 W 以上）の電磁誘導型非接触給電システムが抱える課題を挙げ、その中でも、高効率化は、システムの小型・軽量化にも大きく寄与するため、特に重要な課題であると述べた。そして、本節では、Fig. 1.25 に示している、これまでに提案されている電磁誘導型非接触給電システムの高効率化手法の一部を紹介し、説明を行った。特に、電磁誘導型非接触給電システムで発生する損失の中でも、スイッチング時に発生する損失は無視できず、ソフトスイッチングの適用により抑制できるが、適用時に課題を抱えていることを示した。この課題とは、

- バッテリの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの容量設計は複雑であり、体系的に評価・設計する方法が必要
- 電力変換回路の回路方式によってはソフトスイッチングを適用できないため、新たなアプローチによる高効率化手法が必要

である。ただし、スナバキャパシタとは、スイッチングデバイスの両端電圧の急峻な変化を抑えるためのキャパシタである。そこで、本論文では、中容量から大容量（数百 W から数 kW）の電磁誘導型非接触給電システムに対して、ソフトスイッチングを適用できる場合とできない場合に着目し、適用できる場合は、複雑化なソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計をより簡単にする手法、適用できない場合は、二次側電力変換回路のスイッチング周波数を変化させることで高効率化を図る制御手法を提案する。ただし、本論文では、余分な回路素子を接続しなくてもソフトスイッチングを適用できる電力変換回路を「ソフトスイッチングを適用できる電力変換回路」、余分な回路素子を接続しなければソフトスイッチングを適用できない電力変換回路を「ソフトスイッチングを適用できない電力変換回路」と称している。本論文の目的の詳細は次節にて述べる。

1.4 本論文の目的と概要

本節では、本章の内容を踏まえ、本論文の目的と概要を述べる。

中容量から大容量（数百 W から数 kW）の電磁誘導型非接触給電システムを実用化・普及させるためには、システムの高効率化が特に重要である。高周波駆動する電磁誘導型非接触給電システムにおいて、発生する損失の中でも、スイッチング時に発生する損失は大きく、無視できない。その抑制方法として、ソフトスイッチング技術を適用する方法があり、多くの適用例が発表されている。しかしながら、電磁誘導型非接触給電システムにソフトスイッチングを適用する場合、次の課題がある。

- バッテリの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの容量設計は複雑であり、体系的に評価・設計する方法が必要
- 電力変換回路の回路方式によってはソフトスイッチングを適用できないため、新たなアプローチによる高効率化手法が必要

そこで、本論文は、これらの課題を解決することで、中容量から大容量（数百 W から数 kW）の電磁誘導型非接触給電システムを高効率化することを目的とする。具体的には、ソフトスイッチングを適用できる電力変換回路に対しては、バッテリーの充電サイクルを考慮する過程を簡略化するための、視覚的にソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量を評価できるマップを提案し、その設計指針を示す。そして、その設計指針に基づいて設計したスナバキャパシタを用いて、システムの高効率化を図る。ソフトスイッチングを適用できない二次側電力変換回路に対しては、効率特性の解析手法の提案を行い、その解析結果に基づき、二次側電力変換回路のスイッチング周波数を変化させて高効率化を図る制御手法を提案する。

本論文は全5章で構成している。第1章では、電磁誘導型非接触給電技術とその課題を示し、一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成と各部の特性について述べた。そして、従来の高効率化手法と本論文の関係性、および本論文の目的と概要を示した。

第2章では、ソフトスイッチングを適用できる電磁誘導型非接触給電システムの電力変換回路の高効率化手法について述べる。回路の動作モードやバッテリーの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の設計が複雑化してしまう課題に対して、視覚的に評価できるマップを利用した視覚的評価方法を提案する。第2章の流れとしては、その評価マップの構築方法について説明した後、本システムのソフトスイッチング方法とその制御法について述べ、評価マップを利用して、仮定した充電サイクルに基づいたソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の設計指針を立てる。そして、実験にて、提案手法に基づい

て容量設計されたスナバキャパシタを接続したシステムのソフトスイッチング動作を確認し、寄生容量によりソフトスイッチングを行うシステムとの効率比較を行い、および仮定した動作条件内におけるソフトスイッチングの確認を行い、その有効性を示す。

第3章では、ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側電力変換回路の高効率化に向けて、その効率解析を行い、第4章にて、この解析手法を用いてソフトスイッチングを適用できない二次側電力変換回路に適用可能な高効率化手法を提案する。電磁誘導型非接触給電システムの二次側電力変換回路の高効率化手法を確立するためには、コイル間の結合や共振回路の負荷に対して変化する、非接触給電システム特有の特性を考慮した評価が必要である。しかし、これまでに、これらの電磁誘導型非接触給電システム特有の特性を考慮した二次側電力変換回路の評価は行われていなかった。そこで、本章では、二次側電力変換回路のDC-DCコンバータとして昇圧動作と降圧動作を有する昇降圧型チョッパ（以下、二次側昇降圧型コンバータ）を適用し、各スイッチングデバイスとインダクタ損失のモデル化を行い、非接触給電システムの特性に連動した二次側昇降圧型コンバータの各動作モードの回路方程式より導出した各部の電流と電圧を組み合わせて、コンバータの効率特性を導出する。そして、その損失解析を行うことで、コイル間の結合状態や共振回路の挙動とコンバータでの発生損失との関係を明らかにし、高効率化に必要な条件を示す。第3章の流れとしては、電磁誘導型非接触給電システム特有の特性とシステムの動作モードの説明後、各損失モデルを示し、効率解析を行う。そして、実験にて、その結果と解析結果を比較することで、解析結果の有効性を示す。

第4章では、第3章にて行った効率解析の手法を用いて、非接触給電システムの二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数特性を導出し、その周波数特性に基づいて制御する高効率化手法を提案する。第3章の流れとしては、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数特性を示し、損失解析により考察を行う。そして、実験にて、解析結果の妥当性を検証するとともに、提案するスイッチング周波数制御による高効率化手法と、従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法の比較を行い、その有効性を示す。加えて、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法とインピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化手法を組み合わせた場合の効果検証を行う。

第5章では、各章にて提案した高効率化手法の有用性をまとめ、今後の課題について言及する。

第2章 充電サイクルを考慮した非接触給電システムのソフトスイッチング用スナバキャパシタの検討

本章では、ソフトスイッチングを適用できる電磁誘導型非接触給電システムの電力変換回路の高効率化手法について述べる。回路の動作モードやバッテリーの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の設計が複雑化してしまう課題に対して、視覚的に評価できるマップを利用した視覚的評価方法を提案する。本章の流れとしては、その評価マップの構築方法について説明した後、本システムのソフトスイッチング方法とその制御法について述べ、評価マップを利用して、仮定した充電サイクルに基づいたソフトスイッチング用スナバキャパシタの容量の設計指針を立てる。そして、実験にて、提案手法に基づいて容量設計されたスナバキャパシタを接続したシステムのソフトスイッチング動作を確認し、寄生容量によりソフトスイッチングを行うシステムとの効率比較を行い、および仮定した動作条件内におけるソフトスイッチングの確認を行い、その有効性を示す。

2.1 本章のはじめに

第1章で述べたように、中容量から大容量の電磁誘導型非接触給電システムには、電力変換効率に課題がある。電磁誘導型非接触給電システムを高効率化する手法のひとつに、ソフトスイッチング技術の適用があり、これまでに、数多くの単方向型非接触給電システム向けのソフトスイッチング技術が発表されている。適用例としては、システムの一次側回路の構成が電圧型インバータ、電流型インバータ、およびマトリクスコンバータの場合など様々である [55,58]。これらのシステムの二次側には、ダイオード整流器で構成される AC-DC コンバータ [55]、もしくはブリッジレスのアクティブ整流器で構成される AC-DC コンバータ [58] が接続されており、ダイオード整流器の場合は一次側のインバータ、二次側のブリッジレスのアクティブ整流器の場合はそのコンバータにより、充電電力の調整が行われている。その充電電力の調整方法も様々であり、一次側インバータの周波数制御、一次側インバータのレグ間の位相シフト制御、および二次側のアクティブ整流器のデューティ比制御などがある。そして、これらのシステム

では、一次側インバータのソフトスイッチングはスイッチング周波数を共振周波数ずらすことで、二次側コンバータのソフトスイッチングは、二次側コンバータとしてブリッジレスアクティブ整流器、もしくはフルブリッジアクティブ整流器のスイッチを接続し、整流器の入力電流の位相に対して適切なタイミングでスイッチングさせることで実現している。

しかし、これまでに発表された電磁誘導型非接触給電システムのソフトスイッチングに関する論文は、制御によりターンオン時のソフトスイッチングを達成する方法がほとんどであり、ターンオフ時のソフトスイッチングはもともとスイッチに並列寄生しているキャパシタを利用するものが多く、詳しく言及されていなかった。ターンオフ時のソフトスイッチングは、もともとスイッチに並列寄生しているキャパシタを利用する、もしくはスナバキャパシタを各スイッチに並列接続することで電圧の立ち上がりを抑え、ソフトスイッチングを実現できる。そのため、スナバキャパシタの静電容量を大きくすることで、質の高いターンオフ時のソフトスイッチングができ、ターンオフ時のスイッチング損失を抑えることができる。しかし、スナバキャパシタの静電容量を大きくすればよいわけではない。これは、スナバキャパシタの静電容量を大きくしすぎると、ターンオン直前のデッドタイム期間中に、そのスイッチのスナバキャパシタに溜まった電荷を放電しきれなくなり、ターンオンのソフトスイッチングが失敗してしまうためである。最悪の場合、スイッチング時に電荷の溜まったキャパシタが短絡することで、スイッチの故障を招く可能性もある。そのため、スナバキャパシタの静電容量は適切に設計する必要がある。

上記で述べたように、スナバキャパシタの容量設計は、ターンオン直前のデッドタイム期間中にキャパシタから放電できる量に依存する。つまり、スナバキャパシタを設計する際は、動作モードごとの充電システムに流れる電流量を考慮する必要があるそのため、充電システムが複数の動作モードを持つ場合、スナバキャパシタの容量設計は複雑化してしまう。特に、バッテリーの充電サイクルを考慮して適切に静電容量を設計できれば、充電サイクルにおいてさらなる高効率化が期待できるが、バッテリーの電圧や充電の状況等、設計時に考慮すべき特性が多くなり、さらなる設計の複雑化を招いてしまう。しかし、これまで、電磁誘導型非接触給電システムのソフトスイッチングに関する論文は、ターンオフ時のソフトスイッチングをスイッチの寄生容量により行っているものが多く、バッテリーの充電サイクルを考慮した上で、体系的に評価・設計する方法がなかった。そこで、本章では、Fig. 2.1 に示す、複数の動作モードを持つ双方向に給電（潮流と逆潮流）可能な電磁誘導型非接触給電システムに対して、バッテリーの充電サイクルを考慮する過程を簡略化するため、視覚的に評価できるマップを利用したソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の視覚的評価方法を提案し、さらなる高効率化を狙う。

本章の流れとしては、まずはじめに、その評価マップを提案し、その構築方法について説明

その後、本システムのソフトスイッチング方法とその制御法について説明し、評価マップを利用して、仮定した充電サイクルに基づいたソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の設計指針を示す。そして、実験にて、提案手法に基づいて容量設計されたスナバキャパシタを接続したシステムのソフトスイッチング動作を確認し、寄生容量によりソフトスイッチングを行うシステムとの効率比較を行い、および仮定した動作条件内におけるソフトスイッチングの確認を行い、その有効性を示す。

2.2 双方向型非接触給電システムの制御方法

2.2.1 二次側にフルブリッジアクティブ整流器を接続した双方向型非接触給電システムの概要

本章で扱う非接触給電システムは、Fig. 2.1 である。電磁誘導型非接触給電システムの双方向動作を想定したとき、二次側のコンバータとして、フルブリッジアクティブ整流器（本章では、アクティブブリッジと称す）を接続し、バッテリーの放電動作（逆潮流動作）を行う方法がある。このとき、両方のアクティブブリッジの DC バスが定電圧源の場合、共振回路には電流源出力となる SS 補償方式がふさわしいため、Fig. 2.1 の構成となる。また、一次側と二次側のアクティブブリッジを同期させて駆動させる必要があるが、ブリッジ間の位相をシフトさせることにより、両ブリッジにてソフトスイッチングを適用することもできる。しかし、本システムはコントローラで制御できるパラメータが多く、双方向動作を考慮すると、単方向動作のシステムに比べてスナバキャパシタの容量設計が複雑になってしまう。また、本システムと似た

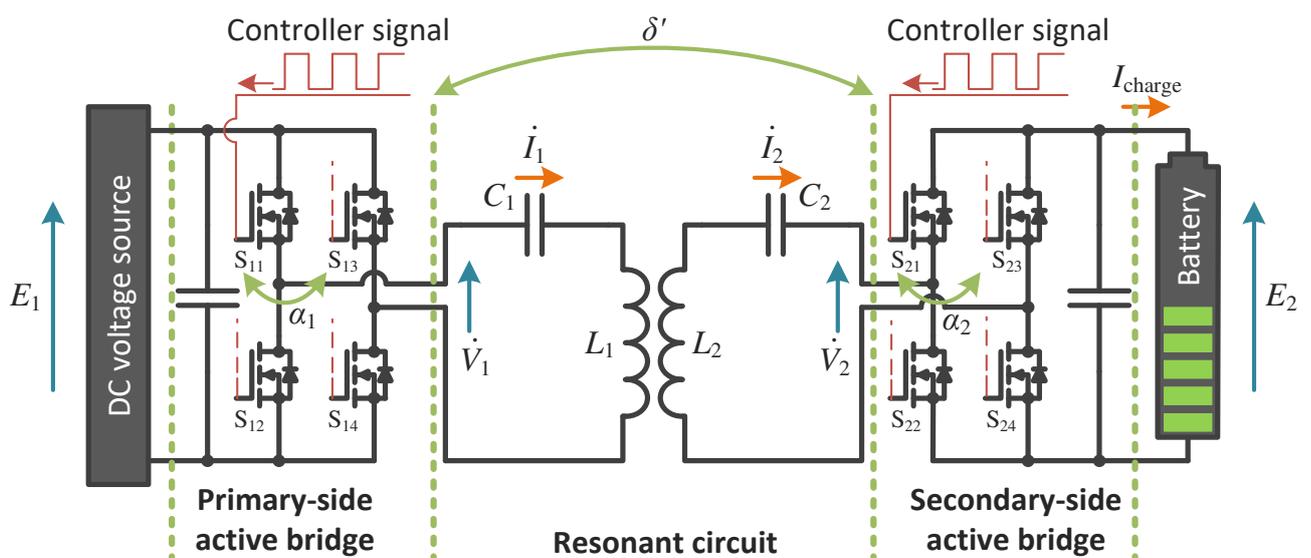


Fig. 2.1. Inductive power transfer system with bidirectional power transfer capability.

構成として、Dual Active Bridge DC-DC コンバータ（DAB コンバータ）があるが、非接触給電システムでは、一次側と二次側のコイル間の結合状態が低く、補償キャパシタを接続し、共振回路を構成するため、回路の特性が大きく異なる。加えて、コイル間の結合状態も変化するため、双方向型非接触給電システムはDAB コンバータのソフトスイッチング技術をそのまま適用することはできない。そのため、双方向型非接触給電システムには、DAB コンバータや単方向型のシステムとは異なったソフトスイッチング技術が必要である。そこで、本節では、システムの動作方法について説明し、ソフトスイッチング動作のための条件を示す。

2.2.2 各変数と電流・電圧の関係

このシステムの特徴はコントローラで制御できる変数が多く、制御できる変数として、一次側と二次側それぞれのアクティブブリッジにおけるレグ間の位相シフト量 α_1 [rad], α_2 [rad], 一次側アクティブブリッジの S_{11} のスイッチング信号を基準としたときの二次側の S_{21} のスイッチング信号の位相 δ' [rad], デッドタイム θ_d [rad] やスイッチング周波数を角周波数で表した値 ω [rad/s] がある。ただし、 θ_d は一スイッチング周期を 2π としたときの角度換算値である。これらの変数が適切に制御され、ターンオン時のソフトスイッチングが達成されている状態において、一次、二次側電圧の n 次 ($n = 2m - 1, m = 1, 2, \dots$) 成分 $\dot{V}_{1,n}$, $\dot{V}_{2,n}$ [V] はそれぞれ、

$$\dot{V}_{1,n} = \frac{2\sqrt{2}E_1}{n\pi} \cos \frac{n\alpha_1}{2} \varepsilon^{jn\left(-\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \quad (2.1)$$

$$\dot{V}_{2,n} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{n\pi} \cos \frac{n\alpha_2}{2} \varepsilon^{jn\left(\delta' - \frac{\alpha_2}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \quad (2.2)$$

として表すことができる。ただし、各電圧の位相は、一次側アクティブブリッジの S_{11} のスイッチング信号を基準としたものである。加えて、これらの式は、アクティブブリッジの出力電圧を方形波とし、フーリエ級数展開により、基本波と高調波成分に分解して考え、スナバキャパシタの電荷の充放電時間を無視した場合に成り立つ。そして、前章のように、共振回路の損失を無視した回路方程式を解くことで、一次、二次側電流の n 次成分 $\dot{I}_{1,n}$, $\dot{I}_{2,n}$ [A] を次式として得ることができる。

$$\dot{I}_{1,n} = j \frac{\left(1 - \frac{1}{n^2}\right) \frac{L_2}{M} \dot{V}_{1,n} - \dot{V}_{2,n}}{n\omega M \left\{1 - \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)^2 \frac{L_1 L_2}{M^2}\right\}} \quad (2.3)$$

$$\dot{I}_{2,n} = j \frac{\dot{V}_{1,n} - \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) \frac{L_1}{M} \dot{V}_{2,n}}{n\omega M \left\{1 - \left(1 - \frac{1}{n^2}\right)^2 \frac{L_1 L_2}{M^2}\right\}} \quad (2.4)$$

ただし、Fig. 2.1 の矢印の向きを正としており、各電流の位相は一次側アクティブブリッジの S_{11} のスイッチング信号を基準としたものであり、 M [H] はコイル間の相互インダクタンスを表している。

このとき、共振回路がバンドパスフィルタとして働くため、 $n = 1$ の基本波のみで考えることができる。そこで、(2.1)から(2.4)に $n = 1$ を代入すると、一次側の電圧と電流、二次側の電圧と電流はそれぞれ、

$$\dot{V}_{1,1} = \frac{2\sqrt{2}E_1}{\pi} \cos \frac{\alpha_1}{2} \varepsilon^{j\left(-\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \quad (2.5)$$

$$\dot{V}_{2,1} = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} \cos \frac{\alpha_2}{2} \varepsilon^{j\left(\delta' - \frac{\alpha_2}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{1,1} &= -j \frac{\dot{V}_{2,1}}{\omega M} \\ &= \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi \omega M} \cos \frac{\alpha_2}{2} \varepsilon^{j\left(-\frac{\pi}{2} + \delta' - \frac{\alpha_2}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{2,1} &= j \frac{\dot{V}_{1,1}}{\omega M} \\ &= \frac{2\sqrt{2}E_1}{\pi \omega M} \cos \frac{\alpha_1}{2} \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_1}{2} + \frac{\theta_d}{2}\right)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

として表すことができ、それぞれ反対側の電流もしくは電圧に対する位相差が $\pi/2$ であることが確認できる。

以上の共振回路の一次側、二次側の電流と電圧の関係から導出した、ベクトル図を Fig. 2.2 に示す。次節では、この関係より、共振回路を高効率状態に保ったソフトスイッチング手法を示す。

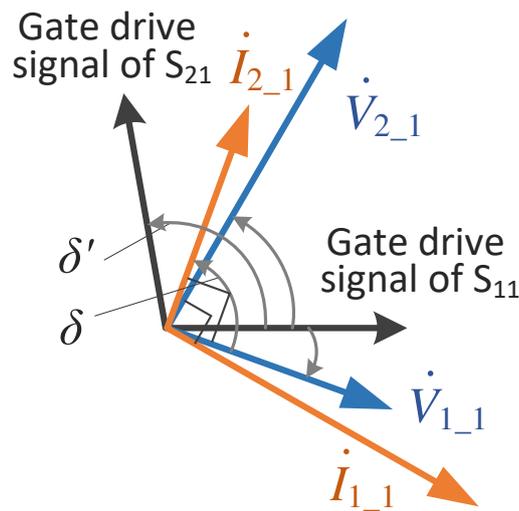


Fig. 2.2. Vector diagram for the voltage and current on the primary-side and the secondary-side of the resonant circuit.

2.2.3 共振回路の高効率化に必要な条件

各部での損失を無視すると、給電電力 P_{tr} [W] は、

$$\begin{aligned} P_{tr} &= |\dot{V}_{2,1}| |\dot{I}_{2,1}| \cos \theta_{i-v2} \\ &= \frac{|\dot{V}_{1,1}| |\dot{V}_{2,1}|}{\omega M} \sin \delta \end{aligned} \quad (2.9)$$

と表すことができる。ただし、 $\theta_{i-v2}(= -\pi/2 + \alpha_1/2 - \alpha_2/2 + \delta')$ [rad] は二次側電圧と電流の位相差、 $\delta(= \alpha_1/2 - \alpha_2/2 + \delta')$ [rad] は一次側電圧 $\dot{V}_{1,1}$ と二次側電圧 $\dot{V}_{2,1}$ の位相差を表している。また、一次側と二次側のコイルの Q 値が等しいと仮定すると、共振回路の効率 η_{rc} [%] は、

$$\eta_{rc} = \frac{100}{1 + \frac{|\dot{V}_{2,1}| \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} + |\dot{V}_{1,1}| \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{kQ|\sin \delta|}} \quad (2.10)$$

となる。ただし、 k はコイル間の結合係数を表している。式 (2.10) の分母に相加相乗平均の関係があることから、共振回路を高効率に保つ条件を導くことができ、その条件は、

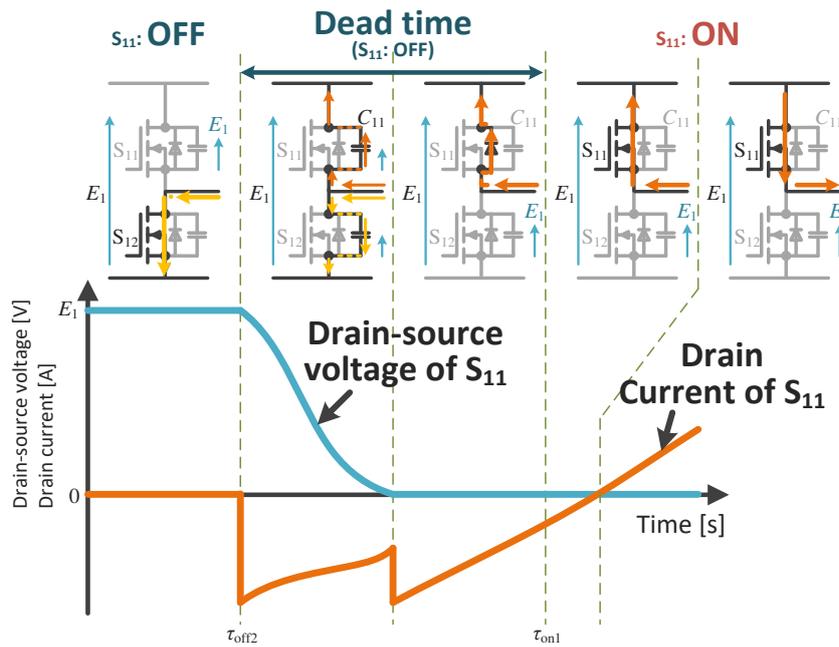
$$\frac{L_2}{L_1} = \left| \frac{\dot{V}_{2,1}}{\dot{V}_{1,1}} \right|^2 \quad (2.11)$$

$$\delta = \pm \frac{\pi}{2} \quad (2.12)$$

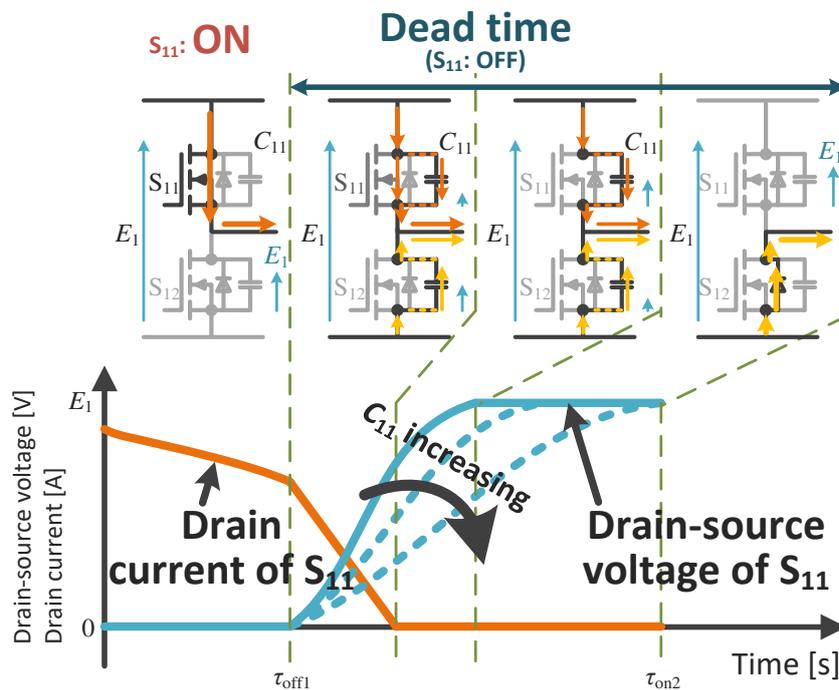
となる。ただし、 δ の符号について、バッテリーを充電するときは正、バッテリーを放電するときは負となる。以上より、本章では、(2.11) の条件に従い、 $\dot{V}_{1,1}$ と $\dot{V}_{2,1}$ の大きさをレグ間の位相シフト量 α_1 [rad]、 α_2 [rad] を制御することで、充電電力の調整を行う。しかし、アクティブブリッジのソフトスイッチングを達成するためには、アクティブブリッジの出力電圧と出力電流に位相差を設ける必要があり、(2.12) を満たすことが難しくなる。このことから、本章では、 δ をバッテリー充電時は $\pi/2$ 、バッテリー放電時には $-\pi/2$ に近い値で制御することで、高効率化を達成させる。これらの、ソフトスイッチングに関する詳細は次に述べる。

2.2.4 ソフトスイッチングを達成するために必要な条件

Fig. 2.1 のような電圧型アクティブブリッジのスイッチに対して、ターンオン時にソフトスイッチングを行う場合、スイッチがターンオンする直前のデッドタイム期間中に、そのスイッチに逆並列接続された（寄生した）ダイオードに電流が流れる状態を作り、ドレイン-ソース間電圧が 0 V の状態でスイッチングを行うことにより、達成できる。一方、ターンオフ時にソフトスイッチングを行う場合、並列接続したスナバキャパシタ、もしくはスイッチの並列寄生容量によりドレイン-ソース間電圧の立ち上がり速度を抑えることで、電流と電圧のクロス面積



(a) Turning on.



(b) Turning off.

Fig. 2.3. Drain-source voltage and drain current waveforms of S_{11} when S_{11} is switching with soft switching.

が小さくなり、達成できる。これらは、Fig. 2.3 に示す、スイッチ S_{11} がソフトスイッチング動作時の電圧と電流波形により確認できる。これを、それぞれの電流の位相に着目すると、一次側アクティブブリッジでは出力電圧に対して遅れの方向に電流をシフトすることで、二次側アクティブブリッジでは出力電圧に対して進みの方向に電流をシフトすることで、ソフトスイッチング動作ができる。このとき、すべてのスイッチがターンオン時のソフトスイッチングを達成するように、ターンオン直前のデッドタイム期間においてスナバキャパシタの電荷が放電する向きになる位相条件、および転流しない位相条件を加え、数式的な関係を導くと、

$$\begin{cases} -\pi + \frac{\theta_d}{2} \leq \theta_{i1} \leq \pi - \frac{\theta_d}{2} - \alpha_1 \\ \delta' + \frac{\theta_d}{2} \leq \theta_{i2} \leq \pi - \frac{\theta_d}{2} - \alpha_2 + \delta' \end{cases} \quad (2.13)$$

と表すことができる。ただし、 θ_{i1} , θ_{i2} [rad] は、 S_{11} のスイッチング信号を基準とした一次側電流と二次側電流の位相であり、(2.7), (2.8) に示した電流の位相を置き換えたものである。

さらに、バッテリーに充電する場合は、(2.13) の条件に給電電力 P_r が正となる条件、つまり $\cos \theta_{i-12} > 0$ が成り立つ条件を加えることで、すべてのスイッチがターンオン時のソフトスイッチングを達成できる条件を導くことができる。その条件は、一次側アクティブブリッジの S_{11} のスイッチング信号を基準としたときの二次側の S_{21} のスイッチング信号の位相 δ' [rad] に着目すると、

$$\begin{cases} -\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} < \delta' \leq \frac{\pi}{2} - \alpha_1 + \frac{\alpha_2}{2} - \theta_d \quad (\alpha_1 + 2\theta_d \geq \alpha_2) \\ -\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} < \delta' \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_1}{2} \quad (\alpha_1 + 2\theta_d < \alpha_2) \end{cases} \quad (2.14)$$

と、表すことができる。ただし、ターンオン直前のデッドタイム期間中に、スナバキャパシタの電荷をすべて放電できる場合にのみ成り立つ。一方、バッテリーを放電させて電力系統に電力を送る（逆潮流させる）場合は、(2.13) の条件に給電電力 P_r が負となる条件、つまり $\cos \theta_{i-12} < 0$ が成り立つ条件を加えることで、すべてのスイッチがターンオン時のソフトスイッチングを達成できる条件を導くことができる。その条件は、一次側アクティブブリッジの S_{11} のスイッチング信号を基準としたときの二次側の S_{21} のスイッチング信号の位相 δ' [rad] に着目すると、

$$\begin{cases} -\pi - \frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} < \delta' \leq \frac{\pi}{2} - \alpha_1 + \frac{\alpha_2}{2} - \theta_d \quad (\pi - 2\theta_d \leq \alpha_1 < \pi - \theta_d) \\ -\pi - \frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} < \delta' < -\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} \quad (0 \leq \alpha_1 < \pi - 2\theta_d) \end{cases} \quad (2.15)$$

となる。

以上より、本章では、(2.11) の条件に従い、 $\dot{V}_{1,1}$ と $\dot{V}_{2,1}$ の大きさをレグ間の位相シフト量 α_1 [rad], α_2 [rad] にて制御することで、充電電力の調整を行う。そして、共振回路の高効率状態を維持することと、アクティブブリッジのソフトスイッチングを達成するために、(2.14) と (2.15) に従い、バッテリー充電時は δ' を $\pi/2$ 、バッテリー放電時は δ' を $-\pi/2$ に近い値で制御することで、高効率化を達成する。

2.3 スナバキャパシタの静電容量について

スナバキャパシタの静電容量は大きければ大きいほど、ターンオフ時の電圧の立ち上がりを緩やかにでき、損失を抑えられる。しかし、その一方で、ターンオン直前のデッドタイム期間中に、充電された電荷を放電し終えることが難しくなる。放電し終えていない状態でターンオンすると、スイッチの両端電圧がゼロではないため、ソフトスイッチングが失敗する。さらに、キャパシタの両端がターンオンにより短絡するため、一気に残った電荷が流れ込み、スイッチを故障させる場合がある。そのため、よりソフトスイッチングを効果的にするために、なるべく大きいかつデッドタイム期間中に放電し終える静電容量に設計する必要がある。

ここでは一次側アクティブブリッジのスナバキャパシタの静電容量 C_{11} [C] のみを設計し、最後にすべてのスナバキャパシタに拡張する。まずはじめに、ある一動作点におけるデッドタイム期間中に、スイッチ S_{11} に並列接続されたスナバキャパシタが放電しきれる電荷量を導出する。スイッチのターンオフ時間に対してデッドタイムを十分にとっている場合、デッドタイム中にスナバキャパシタに流れこむ電流の瞬時値は、一次側電流の瞬時値 i_1 [A] の半分とすることができ、その放電電荷量 $Q_{11\max}$ [C] は、

$$Q_{11\max} = -\frac{1}{2\omega} \int_{-\theta_d/2}^{\theta_d/2} i_1(\theta) d\theta \quad (2.16)$$

を用いて、導出できる。式 (2.16) より、ある一動作点においてソフトスイッチングを達成できる、 C_{11} の最大の静電容量 $C_{11\max}$ [F] は

$$C_{11\max} = \frac{4}{\pi k \omega^2 L_1} \cos \frac{\alpha_1}{2} \sin \frac{\theta_d}{2} \cos \left(\delta' + \frac{\alpha_2}{2} \right). \quad (2.17)$$

として表すことができる。しかし、(2.17) のみでは、ある一動作点のみしか考慮していないため、動作点が変化する実際の充電システムに適用する場合、より多くの動作点を考慮することが望ましい。この解決策のひとつとして、すべて動作点でソフトスイッチングできるよう、 C_{11} を小さくする方法があるが、 C_{11} が小さいとソフトスイッチングの効果が低くなってしまう。そのため、バッテリーの特性に加えて充電サイクルも考慮することで、頻繁に使用する動作点におけるスイッチング損失の効果を高めることができる。しかし、バッテリーの特性や充電サイクルを考慮すると、 C_{11} の設計はより複雑化してしまう。そこで、本章では、バッテリーの充電サイクルを考慮する過程を簡略化するための、視覚的にソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量を評価できるマップを提案し、さらなる高効率化を狙う。次節では、バッテリーの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案を行う。

2.4 バッテリの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案

本節では、バッテリーの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案を行う。

2.4.1 評価マップ方法の概要

電気自動車の積載バッテリーの大容量化も進み、以前に比べて航続距離が大幅に伸びてきているが、満充電までに要する時間が、ガソリン自動車の給油完了までに要する時間に比べて長く、懸念点となっている。短時間で充電する方法として、急速充電があるが、ガソリン自動車の給油時間には至っていない。そのため、電気自動車の充電は、電気自動車を使用しない夜間、ショッピングモールで買い物をしている時間、高速道路のサービスエリアでの休憩時間等の限られた時間を使って行われることが想定される。このことから、電気自動車のバッテリー充電システムの回路パラメータ設計および充電方法を選択する際、充電時間を考慮することが重要となる。加えて、省エネルギー化の観点から、充電時に充電システムから発生する電力損失の積算値も同様に、重要なパラメータとなる。

これまでに、充電効率の改善を目的とした充電システムやその充電方法が提案されている [59–63]。その中にはプラグを用いる充電システムだけではなく、非接触給電技術を適用した充電システムも提案されている。文献 [59–61] では、高い電力変換効率を有する充電システムの回路方式が提案されていたり、文献 [62,63] では非接触給電技術を適用した充電システムが提案されている。しかし、これらは瞬時的な効率で評価されている。実際の充電システムでは、一定時間継続的に運転するため、充電に要する時間および充電パターンを考慮した効率評価が必要である。このような背景から、充電システムを長時間運転したときの評価も行われており、普通充電と急速充電時の比較 [64]、バッテリーの種類ごとに損失を測定したもの [65]、または非接触給電システムの充電損失を測定した研究 [66] がある。加えて、文献 [67] では詳しい損失モデルが確立され、充電システムの損失測定まで行われている。しかし、これらで用いられた評価方法は、一瞥できる情報が少なく、複数のグラフを同時に見て特性を解釈する必要があり、評価に多くの時間を要することに加え、誤った評価をしてしまう可能性がある。そのため、より多く情報を一瞥でき、簡単に評価できる評価方法が求められる。一方、前節で述べた、ソフトスイッチング用のスナバキャパシタのような回路パラメータの設計・評価についても同様で、非接触給電システムの特性だけでなく、バッテリーの特性や充電サイクルを考慮すると、非常に複雑化してしまう。そこで、本節では、Fig. 2.4 に示す評価モデルに基づいた、バッテリーの充電パターンを考慮した際のバッテリー充電システムの総合損失電力量、任意の State of charging (SOC)

2.4 バッテリの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案

まで充電するのに要する時間，および任意の回路パラメータを視覚的に評価できるマップを提案する。この評価モデルは，バッテリーの充電状況と充電電力に対する損失だけでなく，任意のSOCまで充電するのに要する時間の評価も同時に行うことができるため，充電システム，その回路パラメータ，およびそのシステムを用いた充電方法の評価を容易に行える。このことは，Table 2.1に示す，提案評価マップと従来法の比較表からも確認できる。本節ではさらに，評価マップの使用法および構築方法を示し，評価例として非接触給電システムの総合損失電力量を評価シミュレーションすることで，提案する充電システムの評価マップの利用法と有用性を明らかにする。回路パラメータの評価・設計については，ソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計・評価を次節にて行う。

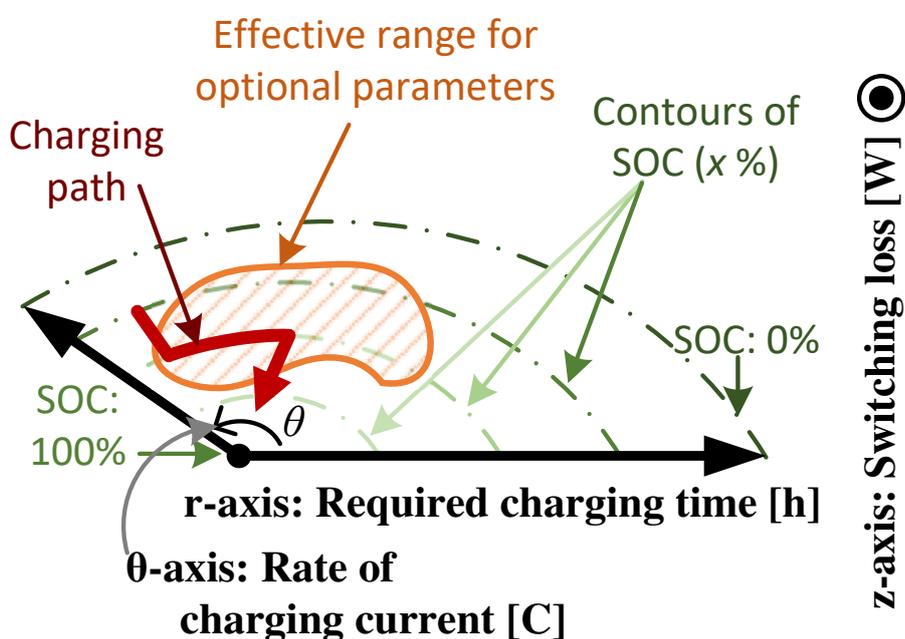


Fig. 2.4. Evaluation model.

Table 2.1. Table for comparison between the proposed method and the conventional methods.

	Proposed evaluation map	Method in [63]	Method in [65]	Method in [67]
Required time for charging	○	○	○	×
Rate of charging current	○	×	○	○
Power loss of system	○	○	○	○
SOC of battery	○	×	×	○
Pattern of charging	○	○	×	×

2.4.2 提案評価マップの軸と考え方

これまでに様々な文献でバッテリー充電システムの評価が行われているが、充電パターンまで考慮して、一瞥して判断するような評価手法は提案されておらず、複数のグラフを同時に見て特性を解釈する必要があり、評価に多くの時間を要することに加え、誤った評価をしてしまう可能性があった。そこで、本節は、充電システムの情報をより多く一瞥でき、簡単に評価できる評価マップを提案する。Fig. 2.4 に示すモデルが、充電システムの視覚的評価マップを構築するためのものとなる。ここで、Fig. 2.4 の考え方を説明するために、Fig. 2.5 に、直交座標系に描写した評価モデルを示す。Fig. 2.5 において、縦軸は充電レート [C]、横軸はその任意の充電レート [C] で充電したときに SOC が 0 [%] の状態から任意の SOC_x % の状態になるまで要する時間 [h]、カラーバーは縦軸と横軸のそれぞれの変数を持つ評価関数（陰関数）ならば自由に設定でき、このモデルではコンバータ等の評価対象の損失 [W] を示している。ただし、ここで示している充電レートとは、バッテリーの容量に対する充電電流量であり、1 C 充電を例に挙げると、ある公称容量のバッテリーを SOC が 0 % の状態から定電流充電をして、ちょうど 1 時間で SOC が 100 % の状態にする電流値である。加えて、SOC が等しい点を線で結ぶと、SOC の等高線ができる。しかし、このままでは、充電レートを変化させたときに、そのときの充電レート、満充電に要する時間、および SOC との関係が非常にわかりづらくなってしまふ。そこで、Fig. 2.5 の SOC が 100 % の状態を原点とするように、円柱座標系上に描写することで、この問題

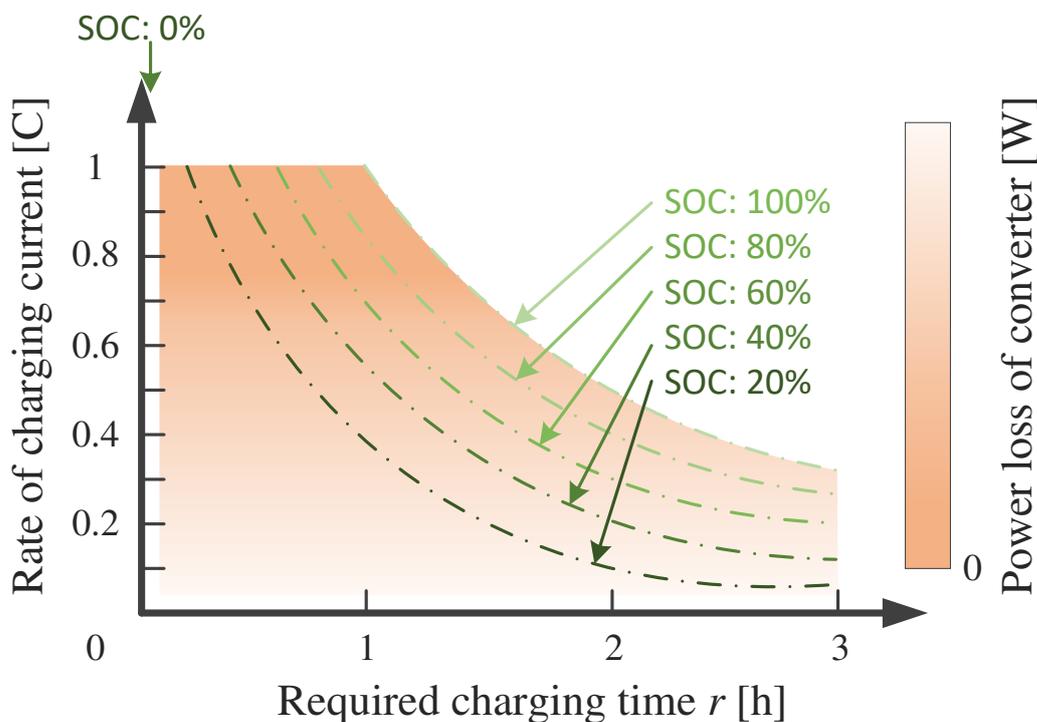


Fig. 2.5. Charging system evaluation model shown in cartesian coordinate.

を解決する。

Fig. 2.4 の評価モデルは円柱座標系上にあり、 θ 軸方向は充電レート [C]、 r 軸方向はその任意の充電レート [C] で充電したときに任意の SOC が x [%] の状態から 100 % の状態になるまで要する時間 [h]。このとき、 r 軸方向において、SOC が等しい点を線で結ぶと、Fig. 2.4 に示されている SOC の等高線ができる。ただし、充電レートとは、バッテリー容量に対する充電電流の大きさであり、SOC が 100 % の状態から放電し、1 時間で SOC が 0 % の状態となる電流値を 1C と定義している。以上の θ 軸と r 軸の定義より、あるひとつの充電状況に対して充電システムの制御方法が一意に定まっているとき、 θ - r 面の各点が各充電・制御状態に対応するため、 θ - r 面で充電システムのすべての状態を表すことができる。そのため、 z 軸方向は、任意の SOC および充電レートにおける瞬時的な損失、もしくは瞬時的な効率など、 θ 軸と r 軸のそれぞれの変数を持つ評価関数（陰関数）ならば、自由に設定でき、評価を行うことができる。ただし、本節では、紙面上での可視性を重視し、 z 軸方向の大きさはヒートマップにて表現する。

2.4.3 提案評価マップの使用方法

Fig. 2.4 では、様々な値を評価できる。その中でも、基本的な 3 つの評価項目を以下に示す。

- 任意の充電レートで、SOC が x_1 [%] の状態から x_2 [%] の状態になるまで充電したときに要する充電時間
- 任意の充電レートで、SOC が x_1 [%] の状態から x_2 [%] の状態になるまで充電したときのシステムの総合損失電力量
- 任意のパラメータ（例えば、制御法が有効となる動作領域）

「任意の充電レートで、SOC が x_1 [%] の状態から x_2 [%] の状態になるまで充電したときに要する充電時間」について、Fig. 2.4 のように、SOC が x_1 [%] の状態（充電開始点）から x_2 [%] の状態（充電終了点）へ向かう充電経路を想定する。ただし、充電経路とは、バッテリーの充電時に、バッテリーの充電レートとバッテリーの SOC の変化を描いた軌跡のことを表している。従って、その経路の r 軸方向の長さの和が充電に要する時間 [h] となる。このとき、Fig. 2.4 のように、充電中に他の充電レートへ変更した場合でも、そのときの SOC の等高線上の移動であれば、エネルギーの損失および時間的損失は発生しない。これは、SOC が変化しない場合、バッテリーの充電や放電が必要ないためである。

「任意の充電レートで、SOC が x_1 [%] の状態から x_2 [%] の状態になるまで充電したときのシステムの総合損失電力量」について、Fig. 2.4 のように、SOC が x_1 [%] の状態（充電開始点）から x_2 [%] の状態（充電終了点）へ向かう充電経路を想定する。このとき、その経路の損失 (z

軸方向の値)を時間について積分することで、システムの総合損失電力量 [J] を導出できる。上記2つの使用方法を活用することで、その充電経路を容易に評価できることに加え、充電効率、充電時間、および、ある制約条件下での最適充電ルートを導くことができる。

「制御法が有効となる動作領域」については、Fig. 2.4のように、制御法が有効となる動作領域を線で囲うことで、その領域を一瞥できる。このとき、システムの損失や頻出充電経路とあわせて見ることで、瞬時的ではなく、充電パターンを考慮した制御法の選定が可能となる。

2.4.4 評価マップの構築方法

本節では評価例として非接触給電システムの総合損失電力量を評価することで、提案した視覚的評価マップの利用方法と有用性を明らかにする。非接触給電システムを評価シミュレーションするにあたり、その評価マップが必要となる。この節では、実際に評価モデルに従って非接触給電システムの評価マップを構築する。

Fig. 2.6に、本節で用いるCC充電時のバッテリーの充電特性モデルを示す。実際のバッテリーでは、バッテリーの温度や充電レートによってバッテリーの等価直列抵抗 (ESR) r_b [Ω] が変動するが、このモデルでは簡単のため、ESRは一定値としている。また、CC充電をする場合、バッテリー充電が定格電圧 E_{cv} [V] に達したとき、CV充電へと切り替える必要があり、充電レートを落としていく必要がある。そのまま同レートで充電を行うと、 E_{cv} を超えて E_{ex} [V] に達し、バッテリーが危険な状態になってしまう。このバッテリーの容量は I_{ccbase} [Ah] で、Fig. 2.6における、 τ_1 [h] はSOCに対する特性変化時刻1、 τ_2 [h] はSOCに対する特性変化時刻2、 τ_{cv} [h] はCC充電からCV充電に切り替わる時刻、 τ_{end} [h] は充電終了時刻を表しており、それぞれ次式によって決

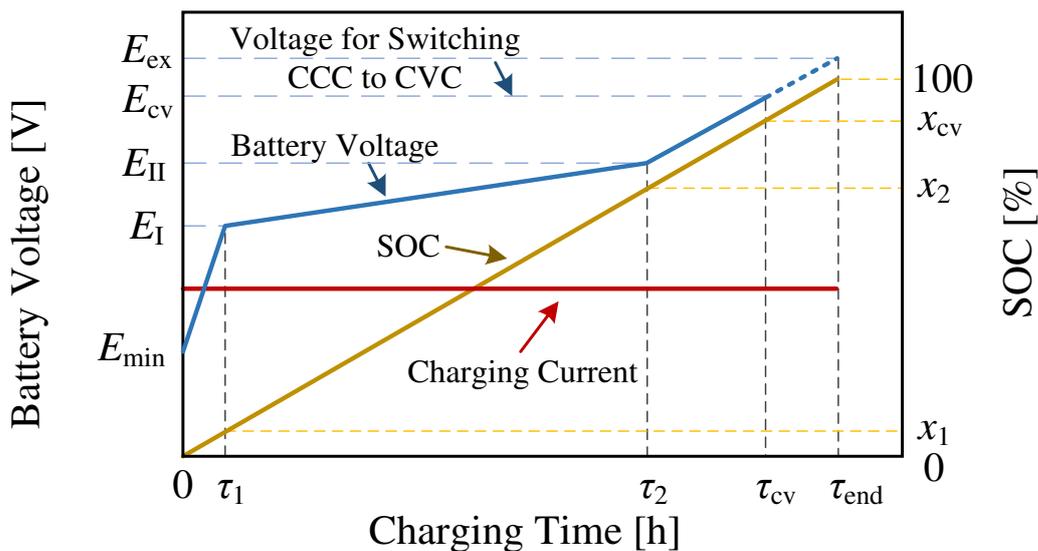


Fig. 2.6. Battery charging characteristic at CC charging mode.

定できる。

$$\tau_1 = \frac{I_{\text{ccbase}} x_1}{100 I_{\text{cc}}} \quad (2.18)$$

$$\tau_2 = \frac{I_{\text{ccbase}} (x_2 - x_1)}{100 I_{\text{cc}}} + \tau_1 \quad (2.19)$$

$$\tau_{\text{cv}} = \frac{I_{\text{ccbase}} (x_{\text{cv}} - x_2)}{100 I_{\text{cc}}} + \tau_2 \quad (2.20)$$

$$\tau_{\text{end}} = \frac{I_{\text{ccbase}} (100 - x_{\text{cv}})}{100 I_{\text{cc}}} + \tau_{\text{cv}} \quad (2.21)$$

ただし、 I_{cc} [C] は任意の充電レートを表している。これらを想定されるすべての充電レートで計算を行うことで、評価マップの r - θ 面を構築できる。

2.4.5 充電システムの損失の導出

非接触給電システムの評価マップの z 軸方向を導出する。本節では、Fig. 2.1 の非接触給電システムを評価例とする。ただし、簡単のため、Fig. 2.1 のシステム全体ではなく、共振回路部分の損失およびバッテリーの ESR で発生する損失のみを評価する。共振回路の等価回路は Fig. 2.7 で表され、損失は各コイルの等価直列抵抗 r_1 [Ω], r_2 [Ω] のみで発生すると仮定した。このとき、瞬時的に発生する損失 P_{rloss} [W] は

$$P_{\text{rloss}} = r_1 |\dot{I}_{1,1}|^2 + r_2 |\dot{I}_{2,1}|^2 \quad (2.22)$$

で表される。また、 $\dot{I}_{1,1}$ [A] と $\dot{I}_{2,1}$ [A] の大きさはそれぞれ、

$$|\dot{I}_{1,1}| = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi\omega M} \cos \frac{\alpha_2}{2} \quad (2.23)$$

$$|\dot{I}_{2,1}| = \frac{2\sqrt{2}E_1}{\pi\omega M} \cos \frac{\alpha_1}{2} \quad (2.24)$$

で表される。ただし、 M [H] は一次コイルと二次コイルの相互インダクタンス、 α_1 [rad] は一次側アクティブブリッジのレグ間の位相シフト角、 α_2 [rad] は二次側アクティブブリッジのレグ間

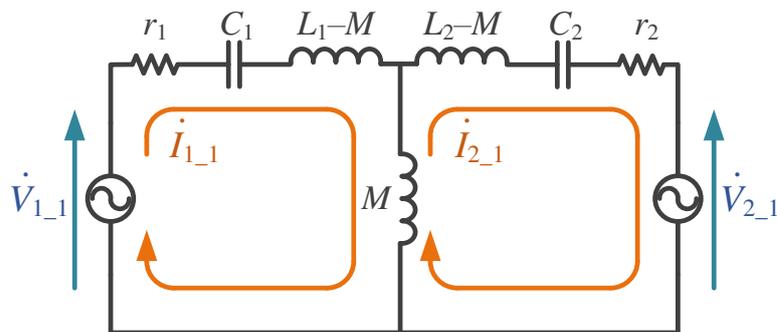


Fig. 2.7. Equivalent circuit of the resonant circuit with SS-compensation topology.

の位相シフト角を表している。このとき、 α_1 と α_2 は共振回路の損失が最小となる条件 (2.11) を満たすように制御されている。加えて、一次側アクティブブリッジと二次側アクティブブリッジの出力電圧の位相差 δ [rad] は、それぞれのアクティブブリッジがソフトスイッチングするように制御されている。ただし、本節の目的は、視覚的評価マップの提案であるため、詳しい方法については次節以降で説明する。

2.4.6 非接触給電システムの評価マップの構築

Fig. 2.8 に、評価モデルに従い構築した非接触給電システムの評価マップを示す。ただし、Fig. 2.8 を構築するにあたり、Table 2.2 の回路パラメータを用いた。Fig. 2.8 の評価マップと、Fig. 2.4 の評価モデルを比較して見ると、 θ 軸方向に $0-1C$ 、 r 軸方向にそれぞれの充電レートで充電した際に必要な充電時間が、モデルに従ってマッピングされていることが確認できる。今回の評価シミュレーションでは、 θ 軸を $0-1C$ としているが、目盛りを細かくする、もしくは対数表示にすることで、 $1C$ 以上の評価も可能となる。また、各充電レートにおいて同一の SOC を結んだものが、SOC の等高線となっている。

Table 2.2. Circuit parameters used in the evaluation simulation for the inductive power transfer system.

Switching frequency of the active bridges f_{act}	85 kHz
Input voltage of the primary side E_1	200 V
Low protection threshold voltage E_{min}	150 V
Precharge threshold voltage E_1	170 V
Exponential point voltage E_{II}	180 V
Battery voltage for CV charging E_{cv}	200 V
SOC of low protection threshold voltage x_1	10 %
SOC of exponential point voltage x_2	80 %
Capacity of the battery	11 Ah
Coupling factor k	0.3
Inductance of primary coil L_1	67.7 H
Inductance of secondary coil L_2	68.6 H
ESR of primary coil r_1	95 m Ω
ESR of secondary coil r_2	103 m Ω
ESR of battery r_b	200 m Ω

2.4.7 評価シミュレーション

評価シミュレーションでは、Fig. 2.8 の充電経路を想定した。それぞれの充電経路の詳細を次に示す。

- Path 1: $k = 0.3$ において、SOC が 0 % の状態から 80 % の状態まで、0.5 C の定電流充電を行う
- Path 2: $k = 0.3$ において、SOC が 0 % の状態から 1 C の定電流充電を行い、充電電力が 1500 W に達してから SOC が 80 % の状態になるまで、1500 W の定電力充電を行う
- Path 3: $k = 0.3$ において、SOC が 0 % の状態から 80 % の状態まで、0.9 C の定電流充電を行う

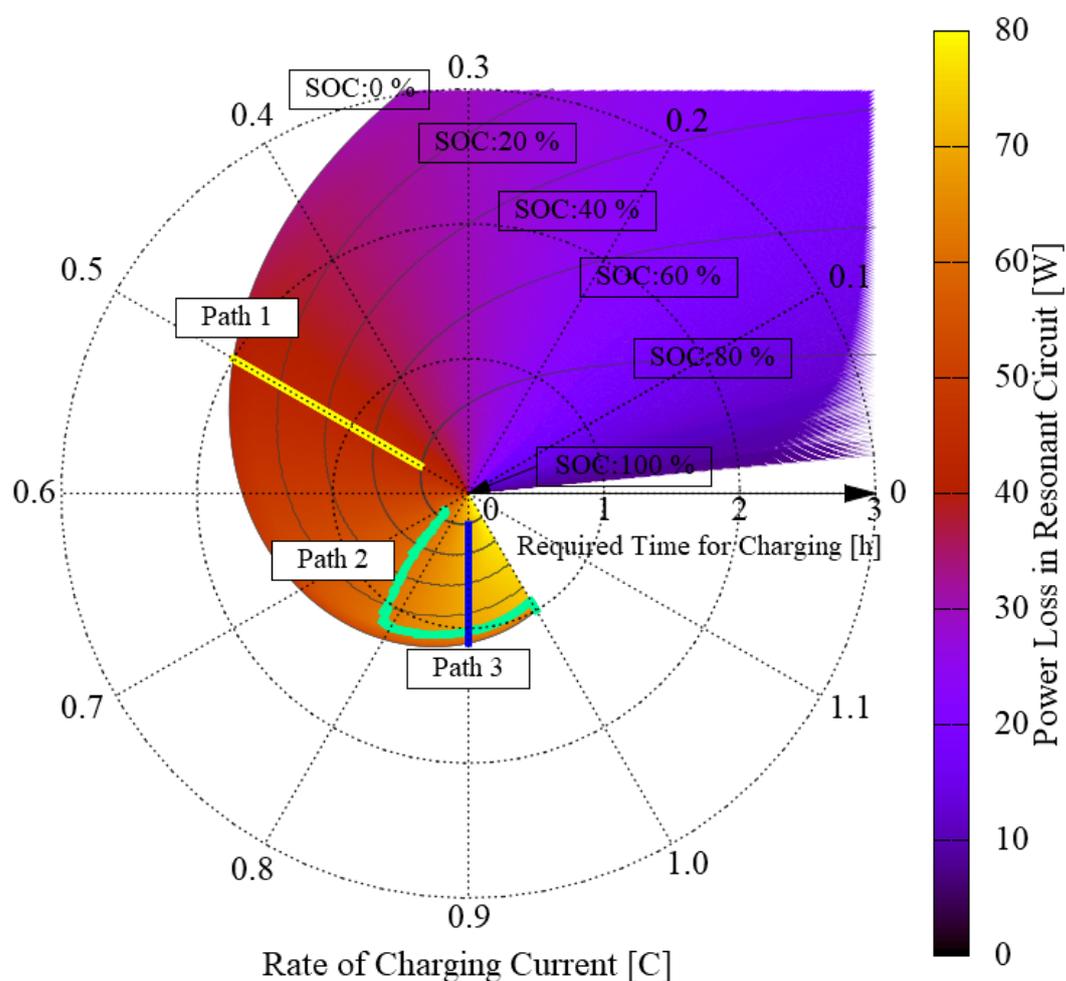


Fig. 2.8. Evaluation map of the inductive power transfer system using the evaluation model.

Fig. 2.9に各充電経路の共振回路の損失, Fig. 2.10にSOCが80%の状態になるまでの損失解析の結果を示す。Fig. 2.9および2.10のように, 評価マップから得られたデータを用いて, 時間経過における損失および損失解析結果も容易に一瞥することができる。結果として, それぞれのSOCが0%の状態から80%の状態までに発生した損失は, Path 1において243 kJ, Path 2において226 kJ, Path 3において221 kJとなり, Path 3の充電を行うと充電時間も短く, 効率的であることがわかる。このように, 提案した視覚的評価マップを用いて容易に, 非接触給電システムについて, 充電パターンを考慮した上で充電効率および充電時間の評価を行うことができた。以上より, 提案した視覚的評価マップの利用方法と有用性を示すことができた。回路パラメータの評価・設計については, ソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計・評価を次節にて行い, その有効性の確認を行う。

2.4.8 バッテリーの充電サイクルを考慮した充電システムの評価マップの提案に関する結論

これまでに様々な文献でバッテリー充電システムの評価が行われているが, 充電パターンまで考慮して, 一瞥して判断するような評価手法は提案されておらず, 複数のグラフを同時に見て特性を解釈する必要があり, 評価に多くの時間を要することに加え, 誤った評価をしてしまう

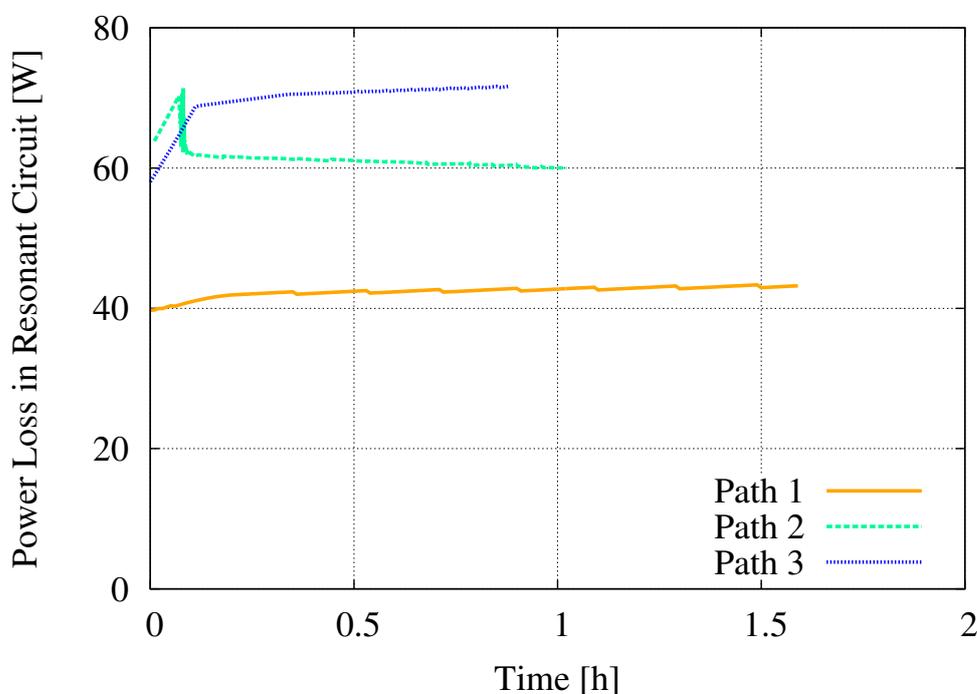


Fig. 2.9. Loss in the resonant circuit for each charging path when considering charging from SOC: 0% to SOC: 80%.

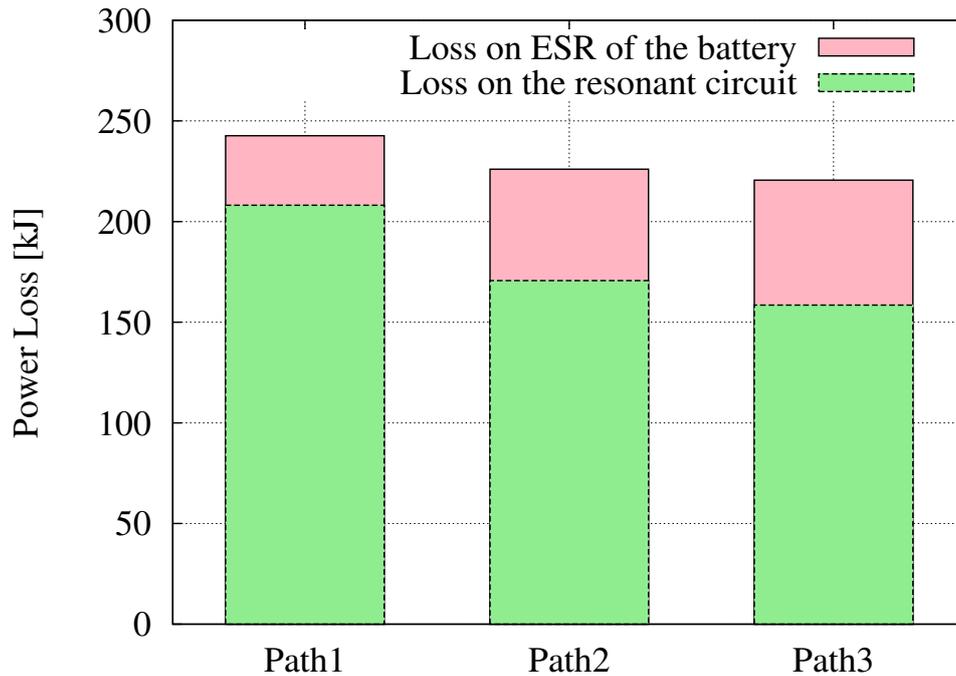


Fig. 2.10. Loss analysis when considering charging from SOC: 0% to SOC: 80%.

可能性があった。そこで、本節はバッテリー充電システムについて、充電パターンを考慮した際の総合損失電力量および任意の SOC まで充電するのに要する時間を視覚的に評価できるマップを提案した。加えて、提案した視覚的評価マップの使用方法および構築方法を示し、評価例として非接触給電システムの評価マップを作成した。さらに、その評価マップを使って、3つの充電経路を設けて、評価シミュレーションを行った。その結果、充電パターンを考慮した上で充電効率および充電時間の評価を容易に行うことができ、提案した視覚的評価方法の利用方法と有用性を示すことができた。回路パラメータの評価・設計については、ソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計・評価を次節にて行い、その有効性の確認を行う。

2.5 バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計指針

スナバキャパシタの設計に関して、(2.17)のみでは、ある一動作点のみしか考慮していないため、動作点が変化する実際の充電システムに適用する場合、より多くの動作点を考慮することが望ましい。しかし、バッテリーの充電サイクルを考慮してスナバキャパシタを評価・設計するためには、スナバキャパシタの静電容量とバッテリーの充電に必要な時間、充電レート、スイッチング損失、バッテリーの充電状態、および充電パターンの関係を明らかにする必要がある、Table 2.1 に示す従来のバッテリー充電器の評価方法をそのまま応用すると、その設計は複雑化してしま

う。そこで、本節では、前節で提案した視覚的評価マップを利用することで、ソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計を簡便にする。そして、設計指針を示すことで、システムの電力変換効率のさらなる高効率化を狙う。

2.5.1 スイッチング損失の解析方法

ソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計指針を示すにあたり、視覚的評価マップの評価関数をスイッチング損失とする。これは、スイッチング損失が大きくなる動作域を視覚的に認識できようにするためである。

ターンオン時のソフトスイッチングが常に達成されている場合、ターンオン時に発生する損失はゼロとすることができる。しかし、スナバキャパシタを接続したとしても、ターンオフ時に発生する損失は無視できないため、本節ではその導出方法を示す。本節では、Fig. 2.11 に示す、MOSFET がターンオフするときのドレイン-ソース間電圧、ドレイン電流波形モデルを参考にして、双方向型非接触給電システムのスイッチング損失を導出する。

Fig. 2.11 において、 $i_x|_{x=1,2}$ [A] は共振回路の電流、 $i_{dy}|_{x=1,2,y=1,2}$ [A] は MOSFET のドレイン電流、 $v_{dsxy}|_{x=1,2,y=1,2}$ [V] は MOSFET のドレイン-ソース間電圧、 θ_{ioff} [rad] は MOSFET のターンオフ時間を角度換算したもの、 θ_{voff} [rad] はスナバキャパシタの充電時間、および τ_{off} [rad] は一スイッチング周期におけるターンオフ開始時間を角度換算したものとなる。Fig. 2.11 を参考

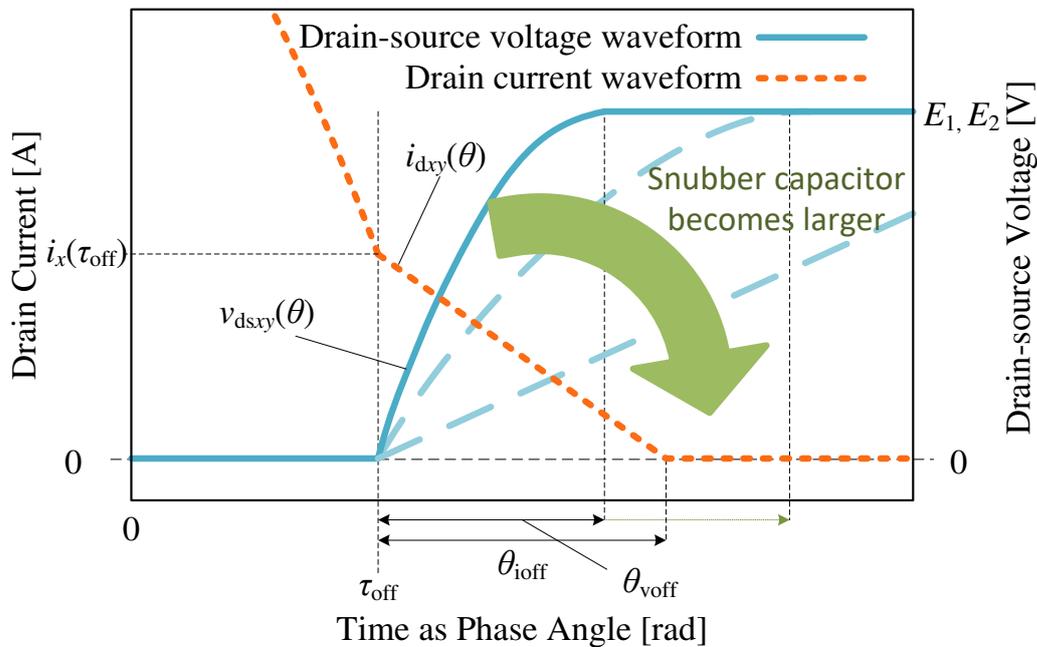


Fig. 2.11. Waveform models of the drain-source voltage and drain current when MOSFET is turned on.

に、ある MOSFET のスイッチング損失 P_{Soffloss} [W] は、

$$P_{\text{Soffloss}} = \frac{f_{\text{act}}}{\omega} \int_{\tau_{\text{off}}}^{\tau_{\text{off}} + \theta_{\text{ioff}}} i_{\text{dxy}}(\theta) v_{\text{dsxy}}(\theta) d\theta \quad (2.25)$$

として、導出できる。ただし、 f_{act} はスイッチング周波数 [Hz] を表している。式 (2.25) における、 i_{dxy} [A] と v_{dsxy} [V] はそれぞれ、

$$i_{\text{dxy}}(\theta) = \frac{i_x(\tau_{\text{off}})}{\theta_{\text{ioff}}} \theta + i_x(\tau_{\text{off}}) \quad (2.26)$$

$$v_{\text{dsxy}}(\theta) = \frac{1}{2\omega} \int_{\tau_{\text{off}}}^{\tau_{\text{off}} + \theta} (i_x(\theta) - i_{\text{dxy}}(\theta)) d\theta \quad (2.27)$$

として表すことができる。

2.5.2 スナバキャパシタの視覚的評価と設計指針

本節では、Fig. 2.6 に示した、バッテリーの充電特性を参考に、評価マップを作成する。ただし、本節では、 C_{11} [F] のみを評価し、他のスナバキャパシタの導出は割愛する。加えて、(2.17) より、コイル間の結合係数が高いほど、スナバキャパシタの放電可能な電荷量が少なくなるため、本節では想定している状況で最も高い結合係数のみ考える。

スナバキャパシタの視覚的評価マップの評価関数は、スナバキャパシタを接続していない場合の全アクティブブリッジのスイッチング損失 [W] とし、前節で示した Fig. 2.4 を参考に r 軸と θ 軸を定め、作成する。 z 軸をスイッチング損失 [W] とした理由は、スイッチング損失が大きくなる動作域を可視化するため、および充電経路のトータル損失を導出できるようにするためである。評価マップの作成では、Table 2.3 のパラメータを用いる。このとき、アクティブブリッジの出力電圧の周波数は 85 kHz 一定としている。ただし、本システムでは、各デバイスの冷却が十分であり、各デバイスの温度は室温 (25 度) 一定に保たれていると仮定している。以上より、Fig. 2.12 に作成したスナバキャパシタの視覚的評価マップを示す。

Fig. 2.12 において、 θ 軸は充電・放電レート [C]、バッテリー充電時における r 軸はその任意の充電レート [C] で充電したときに任意の SOC が x [%] の状態から 100 % の状態になるまで要する時間 [h]、バッテリー放電時における r 軸はその任意の放電レート [C] で放電したときに SOC が 100 % の状態から任意の x [%] の状態になるまで要する時間 [h]、 z 軸はスナバキャパシタを接続していない場合の全アクティブブリッジのスイッチング損失 [W] を示している。加えて、渦状の線が、バッテリーの等しい SOC を線で結んだ、SOC の等高線である。さらに、充電・放電経路をマップ上に描くと、その経路の r 軸方向の長さの和が充電に要する時間 [h] となり、その経路において z 軸方向のスイッチング損失を時間積分するとその充電・放電経路におけるスイ

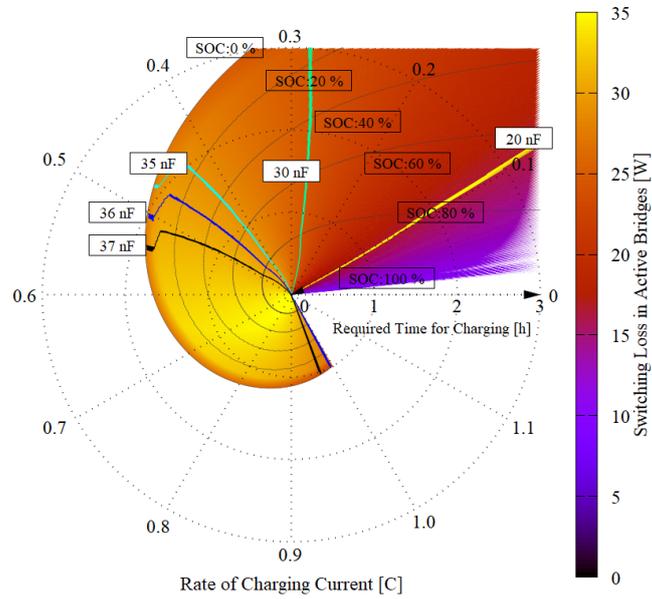
チング損失の積算値 [J] となる。ただし、Fig. 2.4 のように、充電中に他の充電レートへ変更した場合でも、そのときの SOC の等高線上の移動であれば、エネルギーの損失および時間的損失は発生しない。また、充電時と放電時で同座標におけるスイッチング損失が異なるのは、同座標でも充電時と放電時で、システムの制御状態が異なるためである。そして、さらに、グラフの原点から外側に向かって伸びる線がデッドタイム期間中に放電可能なスナバキャパシタの静電容量の領域を表す境界線で、その境界線よりも反時計回り方向の動作域において、放電可能となる。Fig. 2.12 を見ると、スナバキャパシタの静電容量が大きいほど、その境界線は高い充電・放電レートの動作域にあり、スナバキャパシタの放電可能領域は狭まることがわかる。バッテリー充電時において、35 nF 以上のスナバキャパシタの場合、充電レートが 1 C の動作域にてもう一本の線が存在する。これも、スナバキャパシタの放電可能領域を囲う境界線である。つまり、その2つの境界線に囲われた領域でスナバキャパシタが放電可能となる。以上より、バッテリーの充電時の高い充電レートの動作域においては、スナバキャパシタの静電容量が大きすぎると、デッドタイム期間中にスナバキャパシタの電荷を放電し終わられないことがわかる。

Fig. 2.12 を見ると、スナバキャパシタの静電容量を小さくすることで、広い動作域において、ソフトスイッチングが可能となることがわかる。しかし、充電サイクルの中で頻繁に使用する

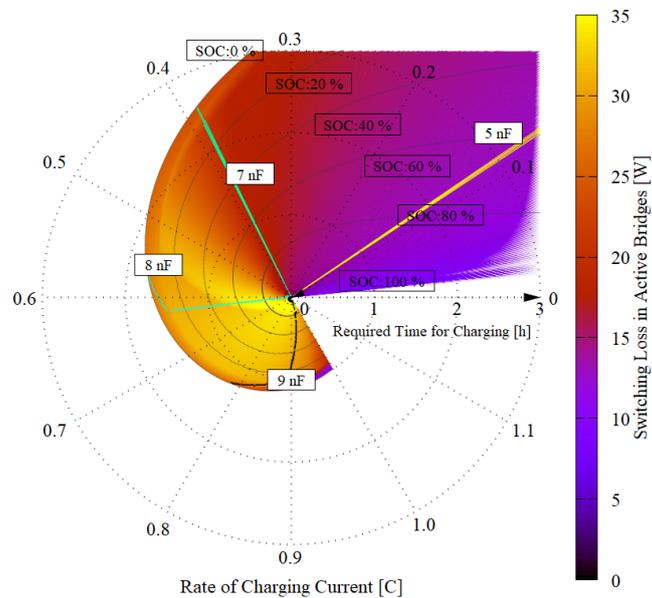
Table 2.3. Circuit parameters used in the visual evaluation for snubber capacitors.

Switching frequency of the active bridges f_{act}	85 kHz
Dead time θ_d	800 ns: 0.427 rad
Turning off time of the switches θ_{off}	80 ns: 0.043 rad
Input voltage of the primary side E_1	200 V
Low protection threshold voltage E_{min}	150 V
Precharge threshold voltage E_1	170 V
Exponential point voltage E_{II}	180 V
Battery voltage for CV charging E_{cv}	200 V
SOC of low protection threshold voltage x_1	10 %
SOC of exponential point voltage x_2	80 %
Capacity of the battery	11 Ah
Inductance of primary coil L_1	67.7 H
Inductance of secondary coil L_2	68.6 H
ESR of primary coil r_1	95 m Ω
ESR of secondary coil r_2	103 m Ω
Oscilloscope: <i>Tektronix</i> MDO4034C	
Switching devices: <i>ROHM</i> BSM080D12P2C008	

2.5 バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計指針



(a) Battery charging mode.



(b) Battery discharging mode.

Fig. 2.12. Visual evaluation map for snubber capacitor C_{11} . Copyright ©2018, IEEE.

(損失の積分値が最も大きくなる) 領域でのソフトスイッチングの効果が低くなり、充電サイクルにおける損失の積算値が大きくなってしまふ。そこで、本設計指針では、スナバキャパシタを充電サイクルの中で頻繁に使用する領域を満たす静電容量に決定する。その領域を外れた場合は、デッドタイムを伸長することで、スナバキャパシタ内の電荷を放電させる。しかし、デッドタイムを増加させると、最大出力電力が低下してしまうため、Fig. 2.12 の 1 C 付近では、その手法は適用できない。そこで、本システムの頻繁に使用する領域を充電電流が 0.5–1 C、かつ SOC が 20–90 % と仮定した場合、バッテリーの充電と放電を考慮し、7 nF が C_{11} の候補となる。その他のスナバキャパシタについては、 C_{11} と同様の領域で放電できるように設計することで、デッドタイムを増加させる領域を最小限に抑えることができる。

次節では、実験にて本設計法の有効性を確認する。

2.6 実験による視覚的評価と設計指針の有効性の確認

前節で仮定した動作域において、設計したスナバキャパシタがデッドタイム期間中に電荷を放電し終えるかを確認することで、本設計指針の有効性を示す。加えて、同じ動作点において、スナバキャパシタを接続しない場合と設計指針に基づいたスナバキャパシタを接続した場合を比較し、損失が低減されていることを確認する。

Fig. 2.13 に実験装置の外観を示す。本システムは一次側と二次側で通信を行っていることを前提としており、実験では、一次側と二次側それぞれのアクティブブリッジを独立して制御は行っておらず、一つのコントローラで両方のアクティブブリッジを制御している。加えて、二次側には、バッテリーの代わり電圧源を接続している。回路パラメータは Table 2.3 に示したパラメータを使用し、各スナバキャパシタの静電容量は Table 2.4 に示す値を用いる。このとき、アクティブブリッジの出力電圧の周波数は 85 kHz 一定としている。

ここで、Fig. 2.14 に、バッテリーの SOC が 80 % で 0.7 C 充電時における各アクティブブリッジの出力の電流・電圧波形、Fig. 2.15 に、バッテリーの SOC が 80 % で 1 C 放電時における各ア

Table 2.4. Capacitances of snubber capacitors used in the experiment.

Capacitance of snubber capacitors C_{11}, C_{12}	6.8 nF
Capacitance of snubber capacitors C_{13}, C_{14}	6.8 nF
Capacitance of snubber capacitors C_{21}, C_{22}	8.2 nF
Capacitance of snubber capacitors C_{23}, C_{24}	6.8 nF

クティブブリッジの出力の電流・電圧波形を示す。もし、デッドタイム期間中にスナバキャパシタの電荷を放電し終わっていない場合、スイッチのターンオン時にその電荷が瞬時に放電され、

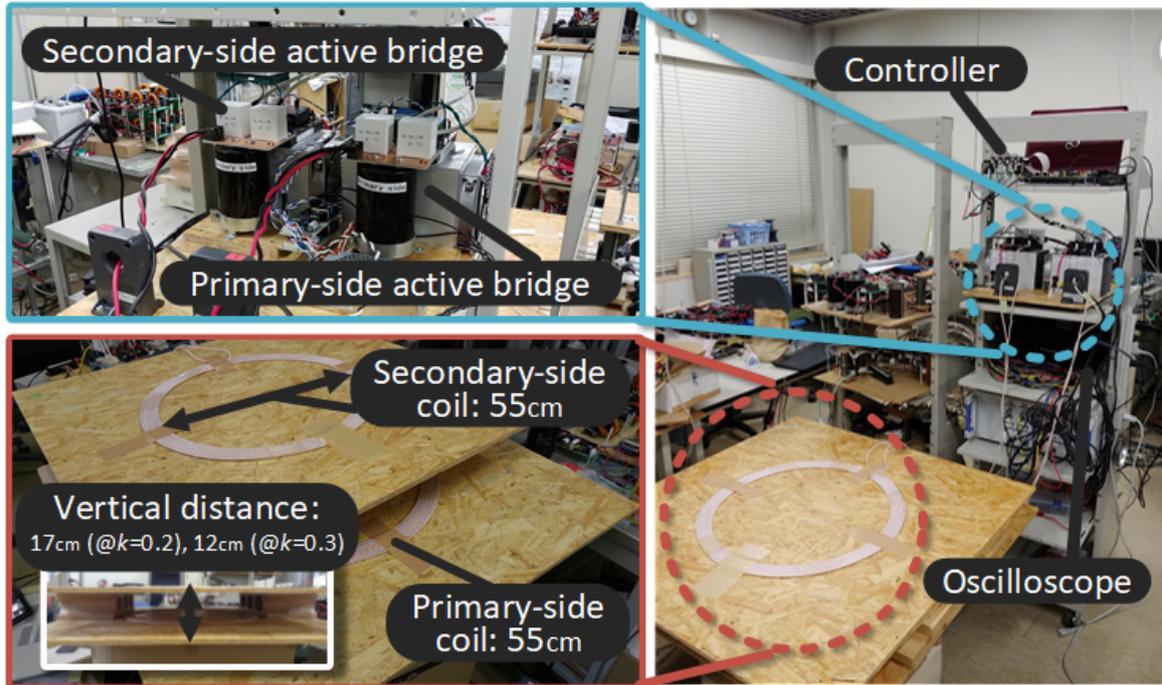


Fig. 2.13. Experimental system used in chapter 2. Copyright ©2018, IEEE.

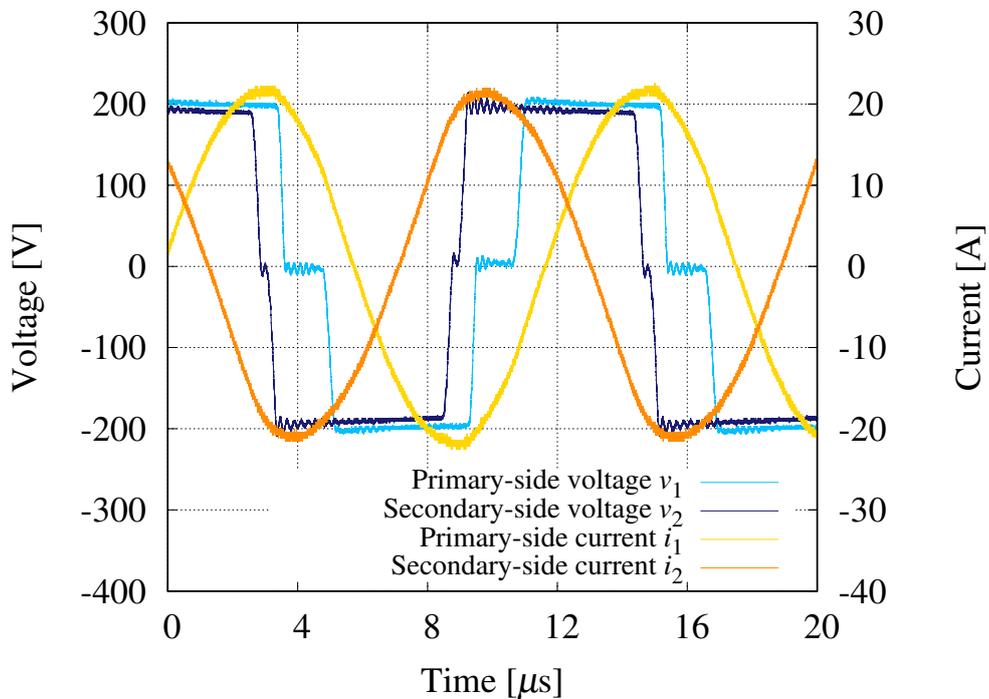


Fig. 2.14. Output voltage and current waveforms of each active bridge in the battery charging mode (SOC: 80%, charging rate: 1C). Copyright ©2018, IEEE.

それに伴い出力電圧の立ち上がりが途中から急峻となる。ここで、Fig. 2.14 および Fig. 2.15 を見ると、それぞれの電圧の立ち上がりは途中から急峻となっておらず、デッドタイム期間中にそれぞれのスナバキャパシタの電荷が放電し終えていることがわかる。つまり、ソフトスイッチングを達成している。

ここで、Fig. 2.16 に、Fig. 2.14 の状態における本システムの損失の内訳を示す。Fig. 2.16 を見ると、スナバキャパシタを接続しない場合に対して、設計したスナバキャパシタを接続することで、両アクティブブリッジにおける損失を 15 W 低減できていることが確認できる。つまり、この動作点においては、設計したスナバキャパシタを接続することで、システム全体の損失を 11 % 低減できた。加えて、Table 2.1 から、提案した視覚的評価方法を用いることで、バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計に必要な情報を一瞥できるようになり、設計の過程を簡略化することができた。以上より、提案した視覚的評価方法、およびそれに基づいたスナバキャパシタの設計指針による高効率化手法の有効性を確認できた。

本章にて提案した視覚的評価方法の展望として、評価関数による評価の自動化および不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法の提案が挙げられる。評価関数による評価の自動化に関して、本手法ではスナバキャパシタの静電容量を設計する際、一部に人為的な選択を必要としている。そのため、その部分を評価関数により自動化することにより、より最

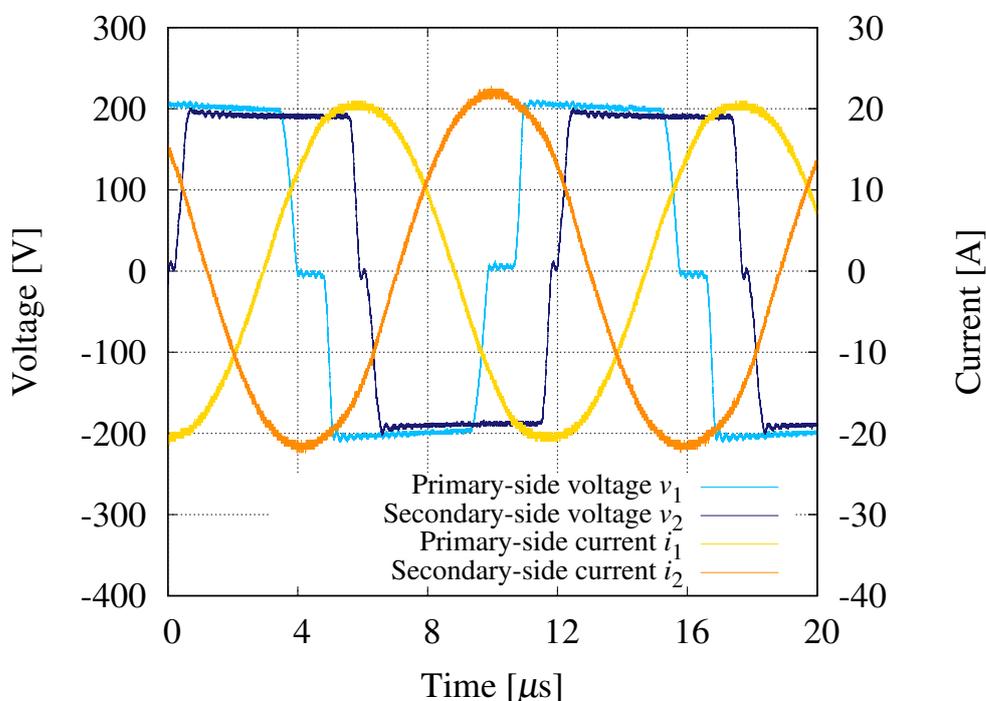


Fig. 2.15. Output voltage and current waveforms of each active bridge in the battery discharging mode (SOC: 80%, charging rate: 1C). Copyright ©2018, IEEE.

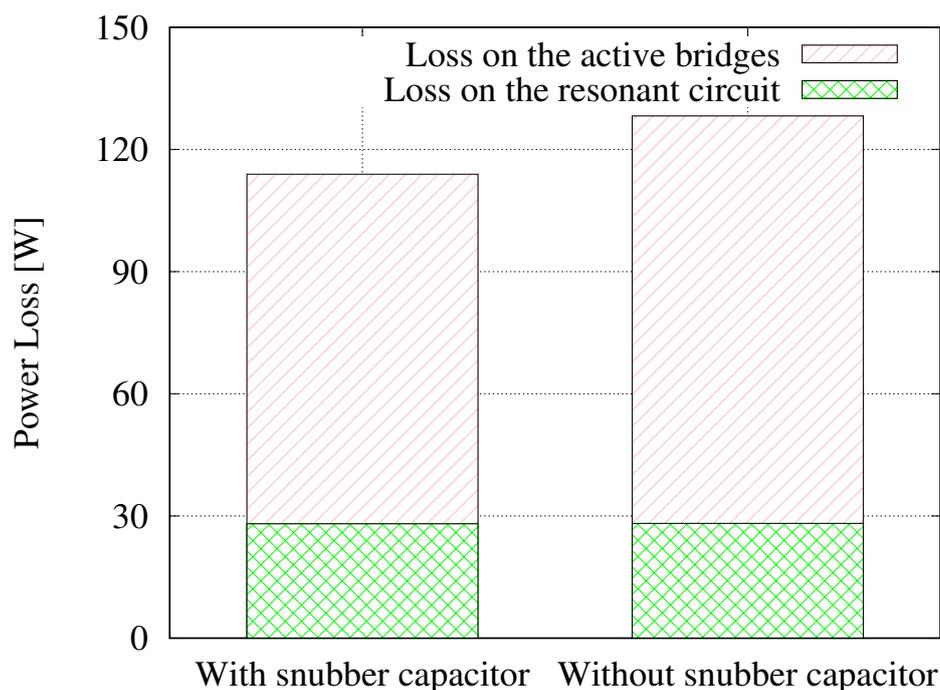


Fig. 2.16. Results of the loss analysis for the experimental system (SOC: 80%, charging rate: 1C, charging power: 1.4 kW). Copyright ©2018, IEEE.

適な設計が行える可能性がある。また、不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法に関して、本手法はターンオンの完全な（スナバキャパシタの電荷が放電しきる）ソフトスイッチングを行うことを前提にしたものであった。しかし、スナバキャパシタの静電容量をさらに大きくして、ターンオフ時の損失を抑えることで、ターンオン時のソフトスイッチングが不完全となっても、スイッチング損失がトータルで小さくなり、高効率となる場合が考えられる。そのため、ターンオンの不完全なソフトスイッチングも考慮することで効率向上できる可能性もある。ただし、この場合、EMI ノイズ等が大きくなることが予想されるため、その適用には注意が必要である。

2.7 本章の結論

バッテリーの充電サイクルを考慮する過程を簡略化するための、評価マップを利用した、ソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の視覚的評価方法を提案した。その評価マップを利用するにあたり、その構築方法と利用方法の提案を行い、その評価方法により、バッテリーの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計指針を示した。さらに、これらの有効性を示すため、実験を行った。結果として、バッテリーの充電サイクルで頻繁に使用すると仮定した動作点において、ソフトスイッチングの達成を確認できた。そのとき、ひ

とつの動作点において、スナバキャパシタを接続しない場合に対して、設計したスナバキャパシタを接続することで、システム全体の損失を11%低減できた。加えて、提案した視覚的評価方法を用いることで、バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計に必要な情報を一瞥できるようになり、設計の過程を簡略化することができた。以上より、提案した視覚的評価方法、およびそれに基づいたスナバキャパシタの設計指針による高効率化手法の有効性を確認できた。

本章にて提案した視覚的評価方法の展望として、評価関数による評価の自動化および不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法の提案が挙げられる。評価関数による評価の自動化に関して、本手法ではスナバキャパシタの静電容量を設計する際、一部に人為的な選択を必要としている。そのため、その部分を評価関数により自動化することにより、より最適な設計が行える可能性がある。また、不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法に関して、本手法はターンオンの完全な（スナバキャパシタの電荷が放電しきる）ソフトスイッチングを行うことを前提にしたものであった。しかし、スナバキャパシタの静電容量をさらに大きくして、ターンオフ時の損失を抑えることで、ターンオン時のソフトスイッチングが不完全となっても、スイッチング損失がトータルで小さくなり、高効率となる場合が考えられる。そのため、ターンオンの不完全なソフトスイッチングも考慮することで効率向上できる可能性もある。ただし、この場合、EMIノイズ等が大きくなることが予想されるため、その適用には注意が必要である。

第3章 電磁誘導型非接触給電システム用二次側昇降圧型コンバータの効率解析

本章では、ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側電力変換回路の高効率化に向けて、その効率解析を行い、本章にて、この解析手法を用いてソフトスイッチングを適用できない二次側電力変換回路に適用可能な高効率化手法を提案する。電磁誘導型非接触給電システムの二次側電力変換回路の高効率化手法を確立するためには、コイル間の結合や共振回路の負荷に対して変化する、非接触給電システム特有の特性を考慮した評価が必要である。しかし、これまでに、これらの電磁誘導型非接触給電システム特有の特性を考慮した二次側電力変換回路の評価は行われていなかった。そこで、本章では、二次側電力変換回路のDC-DCコンバータとして昇圧動作と降圧動作を有する昇降圧型チョッパ（以下、二次側昇降圧型コンバータ）を適用し、各スイッチングデバイスとインダクタ損失のモデル化を行い、非接触給電システムの特性に連動した二次側昇降圧型コンバータの各動作モードの回路方程式より導出した各部の電流と電圧を組み合わせて、コンバータの効率特性を導出する。そして、その損失解析を行うことで、コイル間の結合状態や共振回路の挙動とコンバータでの発生損失との関係を明らかにし、高効率化に必要な条件を示す。本章の流れとしては、電磁誘導型非接触給電システム特有の特性とシステムの動作モードの説明後、各損失モデルを示し、効率解析を行う。そして、実験にて、その結果と解析結果を比較することで、解析結果の有効性を示す。

3.1 本章のはじめに

電磁誘導型非接触給電システムをバッテリーの充電器に適用する際、非接触給電システムの二次側に電力変換回路（以下、二次側コンバータ）を接続し、充電電力の調整を行う場合がある。そのため、これまで様々な検討が行われている [68,69]。例を挙げると、この二次側コンバータの回路方式に関して、低負荷動作を考慮した場合の二次側コンバータに関する検討 [70]、二次側に降圧型コンバータと昇圧型コンバータを用いた場合の検討 [71,72]、二次側スイッチの位相変化によって出力電力制御を行うインダクタを用いないコンバータの検討 [73,74] などがある。

また、二次側コンバータは、充電電力の制御ではなく、共振回路の高効率化を目的として接続される場合もある [47,75]。電磁誘導型非接触給電システムの共振回路の損失は、給電コイルの ESR やコアの磁気特性に起因するため、コイルに流れる電流に大きく依存する。つまり、共振回路の負荷となる二次側コンバータを用いて、コイルに流す電流を最適化することで、共振回路の高効率化を図ることができる。これに対して、コンバータそのものを高効率化する手法もあり、その代表例として、前章に示したソフトスイッチング技術がある。ソフトスイッチングは、前章のように、二次側コンバータとしてブリッジレスアクティブ整流器、もしくはフルブリッジアクティブ整流器のスイッチを接続し、整流器の入力電流の位相に対して適切なタイミングでスイッチングさせることで実現できる [54–56]。しかしながら、このソフトスイッチングを用いた高効率化手法は、二次側コンバータの回路方式によって、適用できない場合がある。そのため、ソフトスイッチングを適用できない二次側コンバータに対して、新たな高効率化手法が必要である。

二次側コンバータの高効率化手法を提案するまでの過程として、制御側からのアプローチと設計側からのアプローチが考えられる。これらの手法を確立するためには、コイル間の結合や共振回路の負荷に対して変化する、非接触給電システム特有の特性を考慮した二次側コンバータの評価が必要である。しかし、これまでに、これらの電磁誘導型非接触給電システム特有の特性を考慮した二次側コンバータの評価は行われていなかった。そこで、本章では、二次側コンバータとしてフルブリッジダイオード整流器と昇圧・降圧動作を有する昇降圧型チョッパ [31] を接続し、そのコンバータに対して理論解析と実験を行い、コイル間の結合状態や共振回路の挙動とコンバータでの発生損失との関係を明らかにする。解析を行う方法のひとつとして、SPICE を用いる方法も挙げられるが、解の発散や解析時間を考慮すると、複数の動作点の解析には望ましくない。そこで本章では、あらかじめ、共振回路の特性および二次側昇降圧型コンバータの動作モードが考慮された各部の電流・電圧を導出した上で、損失のモデル化を行ったスイッチングデバイスやインダクタ等の素子を用いて二次側コンバータの効率特性を導出する。そのため、シミュレーションソフトを使わず、C 言語等の簡単なプログラムで解析が可能である。これらの手法について、変換器ごとに行うことは一般的であるが、電磁誘導型非接触給電システム特有の特性を考慮した解析はこれまでに行われていない。本章では、これらを提案解析手法とする。さらに、得られた知見より、高効率化を実現するための回路素子の選定指針を示し、次章ではこの解析手法を用いてソフトスイッチングを適用できない二次側コンバータに適用可能な高効率化手法を提案する。

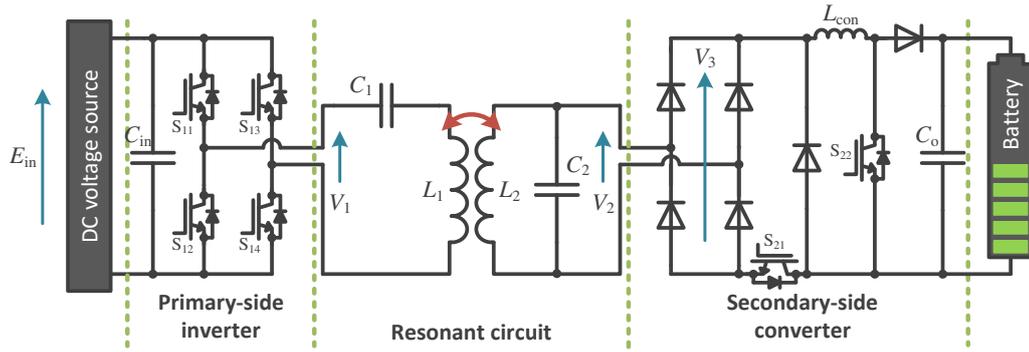


Fig. 3.1. Inductive power transfer system with the secondary-side buck–boost converter connected (IGBT).

3.2 二次側に昇降圧型コンバータを接続した電磁誘導型非接触給電システムの概要

Fig. 3.1に本研究の対象としている、二次側昇降圧型コンバータを接続した電磁誘導型非接触給電システムを示す。このシステムの共振回路はSP補償方式であり、二次側の出力が定電圧源となるため、二次側における出力制御が容易となる。適用している二次側昇降圧型コンバータは昇圧動作、降圧動作に加えて昇降圧動作が可能である。そのため、本システムでは、一次側インバータで電力制御および周波数の制御（共振回路の共振周波数に固定している）は行っておらず、二次側昇降圧コンバータで電力制御を行っている。加えて、本システムでは、各デバイスの冷却が十分であり、各デバイスの温度は室温（25度）一定に保たれていると仮定している。

3.2.1 SP補償方式の共振回路の特徴

本システムのSP補償用キャパシタは、Table 1.1を参考に行っているが、実際のシステムでは、コイル間の結合状態は変化してしまう、つまり結合係数 k が変動してしまう。そのため、本研究では、想定されるコイル間の結合状態で、最も結合が密になる結合係数を k_0 とし、設計パラメータに組み込んだ。このとき、一次側の補償キャパシタ C_1 [F]は

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1 (1 - k_0^2)} \quad (3.1)$$

と表すことができ、損失を考慮していない共振回路の入出力電圧比 $|V_2/V_1|$ は、

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{k^2 \frac{L_1}{L_2} + L_1 L_2 \frac{\omega^2}{|Z_L|^2} \left(\frac{k_0^2 - k^2}{k} \right)^2}} \quad (3.2)$$

となる。ただし、 $Z_L [\Omega]$ は共振回路の負荷インピーダンス（二次側コンバータの入力インピーダンス）である。加えて、SP補償方式共振回路は、共振周波数以外の周波数成分に対する入力インピーダンスが大きく、バンドパスフィルタとして働くため、電源の周波数が共振周波数一定となる場合、方形波電圧が入力されても、各特性は基本波成分のみで考えることができる。ここで、Table 3.1 のパラメータを用いて、Fig. 3.2 に $|V_2/V_1|$ の特性を示す。Fig. 3.2 を見ると、 $k = k_0$ となる状況において、共振回路の出力は定電圧源となるが、それ以外の結合状態では、負荷のインピーダンスが大きな場合に定電圧源となることが確認できる。加えて、負荷やコイル間の結合状態によって、共振回路の出力、つまり二次側昇降圧型コンバータの出力が変化することも確認できる。

3.2.2 二次側昇降圧型コンバータの動作モード

本システムの二次側昇降圧型コンバータには Fig. 3.3 に示すような、複数の動作モードがあり、それらの動作を組み合わせることで昇圧動作、降圧動作および昇降圧動作をすることができる。降圧動作は Mode 1 と Mode 2，昇圧動作は Mode 2 と Mode 4，昇降圧動作は Mode 1 と Mode 4 をそれぞれ交互に繰り返すことによって実現可能である。Mode 3 は環流動作となり、本システムでは使用しない。加えて、第1章で説明したように、昇降圧動作は、インダクタやキャパシタへの負担が大きくなるため、本システムでは使用しない。

そして、二次側昇降圧型コンバータの動作モードおよびスイッチのデューティ比によって、コンバータの入力インピーダンスが大きく変化し、共振回路の入出力電圧比に影響を与える。この影響により、二次側昇降圧型コンバータの入力電圧が変化するため、コンバータの入力インピーダンスはコンバータの効率解析を行う際、重要な要素となる。式(3.3)に降圧動作時、(3.4)に昇圧動作時のコンバータの入力インピーダンスをそれぞれ示す。

$$|Z_{L\text{buck}}| = \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}\sin^2(\frac{\pi}{2}d_x)} \right)^2 R_L \quad (3.3)$$

Table 3.1. Circuit parameters of the SP-compensation topology resonant circuit.

Frequency of the Input voltage f_{in}	20 kHz
Inductance of the primary coil L_1	63.2 μH
Inductance of the primary coil L_2	43.6 μH
Coupling coefficient k_0	0.4

$$|Z_{L\text{boost}}| = \left(\frac{\pi(1-d_x)}{2\sqrt{2}} \right)^2 R_L \quad (3.4)$$

ただし、入力インピーダンスを導出する際、ダイオードブリッジ整流回路に正弦波が入力され、出力キャパシタの静電容量 C_o [F] が十分に大きいと仮定したときの定常状態において、1スイッチング周期のインダクタの両端電圧の積分値が0であるという条件を用い、 d_x は、 $x=1$ のときはスイッチ S_{21} 、 $x=2$ のときはスイッチ S_{22} のデューティ比であるとした。また、序論の1.2.7節で述べた、入力インピーダンスと式の形が異なる理由は、本回路のダイオードブリッジ整流回路には正弦波が入力されているためである。式(3.3)および(3.4)に含まれる d_x が分母分子のどちらにあるかにより、降圧動作時の入力インピーダンスは出力負荷抵抗 R_L [Ω] よりも大きな値、昇圧動作時の入力インピーダンスは R_L よりも小さな値になることがわかる。

3.3 二次側昇降圧型コンバータの解析手法

バッテリーへの充電を想定したとき、二次側昇降圧型コンバータの動作モードは、充電方法、バッテリーの電圧、およびコンバータへの入力電圧によって決定される。そのため本解析ではこ

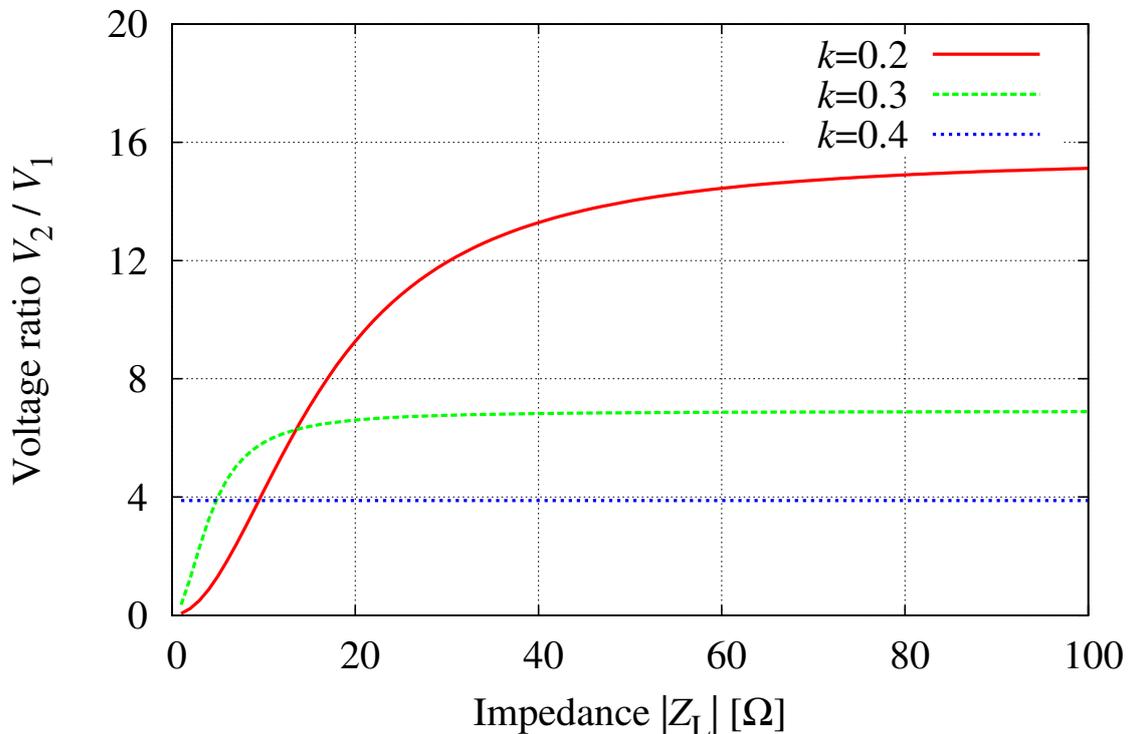


Fig. 3.2. Characteristics of output and input voltage ratio on SP-compensation topology resonant circuit.

これらの要素を考慮し、解析を行う。

本解析では、まずはじめに、インバータ、共振回路およびフルブリッジダイオード整流器の損失を考慮したコンバータへの入力電圧を導出する。次に、定電流充電とバッテリーの電圧を考慮して、各動作モードにおける二次側昇降圧型コンバータのインダクタ電流およびコンバータ各部の電流を導き出す。そして、その導き出した電流を用いて、各素子における損失モデルに従い、各部の損失を導出する。

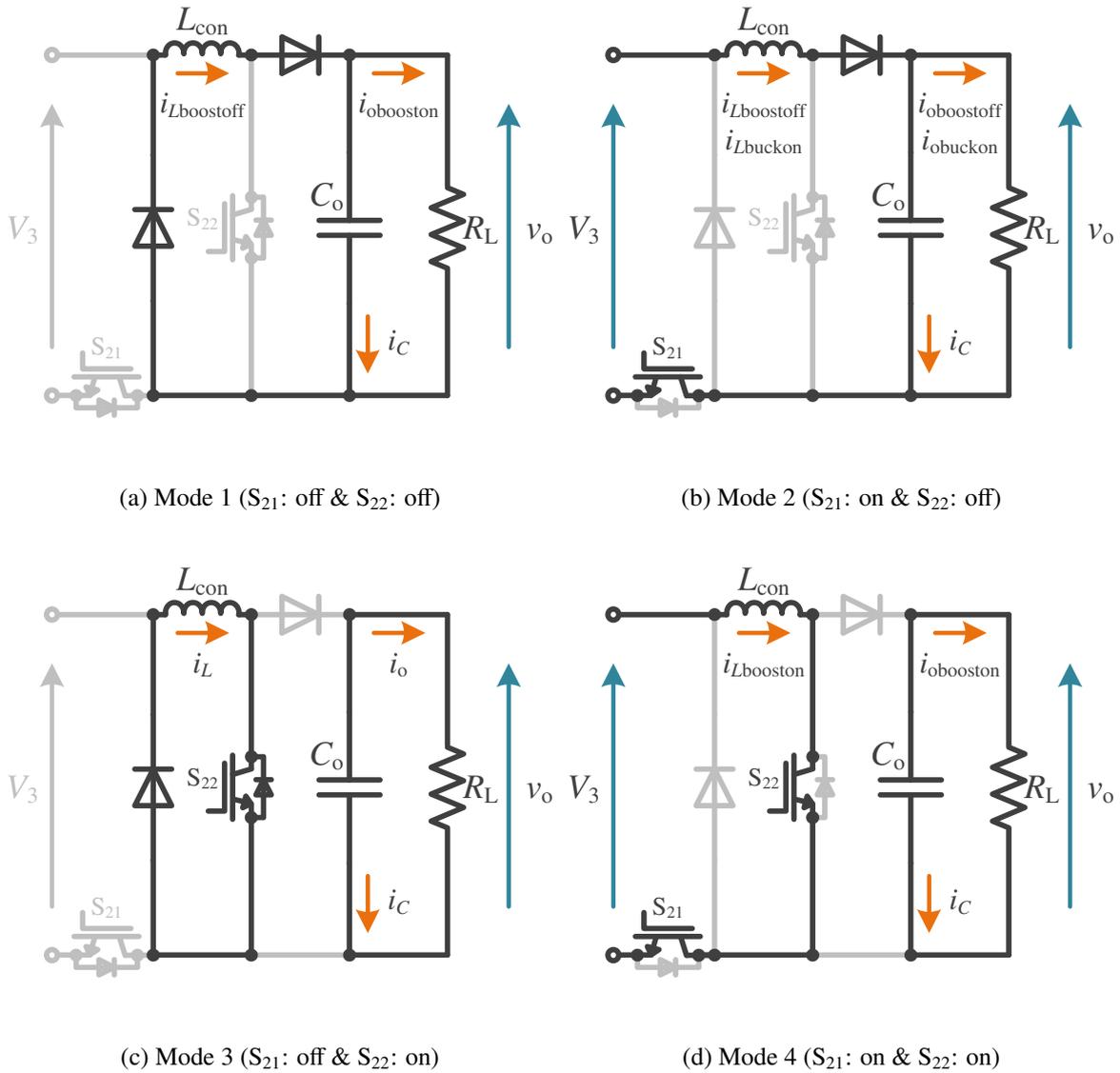


Fig. 3.3. Operation modes of secondary-side buck-boost converter

3.3.1 各部の損失を考慮した共振回路の出力電圧

共振回路の出力電圧は、二次側昇降圧型コンバータの入力電圧となるため、解析をする上で重要な要素となる。しかし、実際のシステムでは、インバータ、共振回路およびフルブリッジダイオード整流器にて損失による電圧降下が発生するため、簡易的な理論式を用いると、実際のシステムと理論解析との間の差異が大きくなってしまいます。そこで、本解析では、これらの損失による電圧降下を考慮し、共振回路の後段に接続されたフルブリッジダイオード整流器の出力電圧を導出する。

Fig. 3.4 にインバータ、共振回路、およびフルブリッジダイオード整流器による電圧降下を考慮した共振回路の等価回路を示す。Fig. 3.4 では、直流電圧源からインバータの入力部の配線によって発生する電圧降下を等価直列抵抗 (ESR) r_{in} [Ω], インバータを構成する IGBT とフルブリッジダイオード整流器を構成するダイオードによる電圧降下を等価直列抵抗 $r_{on,x}$ [Ω] と等価電圧降下 $v_{on,x}$ [V] を用いて表している。ただし、添え字 x は IGBT を表す場合は S, ダイオードを表す場合は D となる。

Fig. 3.4 に従い、回路方程式を立て、共振回路の後段に接続されたフルブリッジダイオード整流器の出力電圧の実効値 V'_3 [V] を導出すると (3.5) のようになる。このとき、SP 補償方式共振回路は、共振周波数以外の周波数成分に対する入力インピーダンスが大きく、バンドパスフィルタとして働く。本システムのインバータは、出力電圧の周波数を共振周波数 ($k = k_0$) に合わせて、一定となるよう駆動されているため、(3.6) のように、インバータの出力電圧 (方形波) の実効値 V_1 [V] の高調波成分を無視し、基本波成分の実効値 V'_1 [V] のみ考慮して V'_3 [V] を導出した。

$$V'_3 = \frac{-X_2 X_4 (V'_1 - 2v_{on,S}) - 2v_{on,S} (X_1 X_3 - X_2^2)}{X_1 X_3 X_5 - (X_1 X_4^2 + X_5 X_2^2)} \quad (3.5)$$

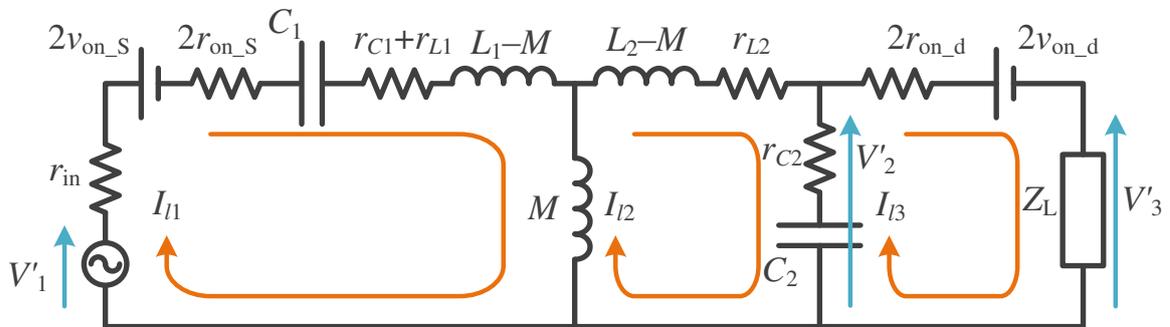


Fig. 3.4. Equivalent circuit of resonant circuit considering the voltage drop caused by the inverter, the resonant circuit, and the full bridge diode rectifier.

$$V'_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_1 \quad (3.6)$$

ただし、(3.5)中の定数 X_1 – X_5 は Table 3.2 によって表され、 k は一次側と二次側コイル間の結合係数、 ω_{in} [rad/s] はインバータの出力電圧の角周波数、 Z_L [Ω] は共振回路の負荷インピーダンス (二次側昇降圧型コンバータの入力インピーダンス) を表している。式 (3.5) の X_2 および X_5 にそれぞれ含まれる k および Z_L が大きく影響し、SP 補償方式共振回路の出力電圧は一次側と二次側コイル間の結合状態 k および、共振回路の負荷インピーダンス Z_L に大きく依存することが示唆される。そこで、本論文では、電磁誘導型非接触給電を用いた充電システムに現れるこれらの影響を特に考慮した二次側昇降圧型コンバータの理論解析を行う。

3.3.2 昇圧動作の各部の電流

二次側昇降圧型コンバータが昇圧動作をしているときのインダクタ電流 i_L [A] は、Mode 2 と Mode 4 のそれぞれの回路方程式を解くことにより導出することができる。式 (3.7) と (3.8) に、昇圧動作時に S_{22} をオンにした時 (Mode 4) とオフ (Mode 2) にした時のインダクタ電流 $i_{Lbooston}$ [A]、 $i_{Lboostoff}$ [A] をフルブリッジダイオード整流器の出力電圧の平均値 V'_{3ave} [V]、コンバータのインダクタのインダクタンス L_{con} [H]、積分定数 A_1 、 D_1 、 E_1 、および定数 h 、 λ を用いてそれぞれ示す。このとき、(3.7) と (3.8) に含まれる定数 h と λ は (3.9) と (3.10) により表され、積分定数については以降の節で、降圧動作の積分定数と共に述べる。コンバータの負荷について、バッテリーを負荷として見たとき、バッテリーに印加する電圧と電流の比から、等価的な抵抗値がわかる。そのため、本解析では、バッテリーの状態は R_L [Ω] にて模擬している。

$$i_{Lbooston} = \frac{V'_{3ave}}{L_{con}} t + A_1 \quad (3.7)$$

$$i_{Lboostoff} = (D_1 \sin \lambda t + E_1 \cos \lambda t) e^{-ht} + \frac{V'_{3ave}}{R_L} \quad (3.8)$$

Table 3.2. Circuit parameters for (3.5)

Constants	Equations
X_1	$r_{in} + 2r_{on,S} + r_{C1} + r_{L1} + j\{\omega_{in}L_1 - 1/(\omega_{in}C_1)\}$
X_2	$-j\omega_{in}k\sqrt{L_1L_2}$
X_3	$r_{C2} + r_{L2} + j\{\omega_{in}L_2 - 1/(\omega_{in}C_2)\}$
X_4	$r_{C2} + j1/(\omega_{in}C_2)$
X_5	$2r_{on,d} + r_{C2} + Z_L - j1/(\omega_{in}C_2)$

$$h = \frac{1}{2R_L C_o} \quad (3.9)$$

$$\lambda = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4}{L_{con} C_o} - \frac{1}{R_L^2 C_o^2}} \quad (3.10)$$

式(3.11)と(3.12)に、昇圧動作時に S_{22} をオンにした時 (Mode 4) とオフ (Mode 2) にした時の出力電流 $i_{obooston}$ [A], $i_{oboostoff}$ [A] を示す。

$$i_{obooston} = B_1 e^{-ht} \quad (3.11)$$

$$i_{oboostoff} = \frac{1}{R_L} \left(V'_{3ave} - L_{con} \frac{di_{Lboostoff}}{dt} \right) \quad (3.12)$$

3.3.3 降圧動作の各部の電流

二次側昇降圧型コンバータが降圧動作をしているときのインダクタ電流 i_L は、Mode 1 と Mode 2 のそれぞれの回路方程式を解くことにより導出することができる。式(3.13)と(3.14)に、降圧動作時に S_{21} をオンにした時 (Mode 2) とオフにした時 (Mode 1) のインダクタ電流 $i_{Lbuckon}$ [A], $i_{Lbuckoff}$ [A] を積分定数 A_2 , B_2 , D_2 , E_2 と定数 h , λ を用いてそれぞれ示す。式(3.13)と(3.14)に含まれる積分定数については、以降の節で、昇圧動作の積分定数と共に述べる。ただし、降圧動作の解析においても、バッテリーの状態は R_L [Ω] にて模擬している。

$$i_{Lbuckon} = (A_2 \sin \lambda t + B_2 \cos \lambda t) e^{-ht} + \frac{V'_{3ave}}{R_L} \quad (3.13)$$

$$i_{Lbuckoff} = (D_2 \sin \lambda t + E_2 \cos \lambda t) e^{-ht} \quad (3.14)$$

式(3.15)と(3.16)に、降圧動作時に S_{21} をオンにした時 (Mode 2) とオフにした時 (Mode 1) の出力電流 $i_{obuckon}$ [A], $i_{obuckoff}$ [A] を示す。

$$i_{obuckon} = \frac{1}{R_L} \left(V'_{3ave} - L_{con} \frac{di_{Lbuckon}}{dt} \right) \quad (3.15)$$

$$i_{obuckoff} = -\frac{L}{R_L} \frac{di_{Lbuckoff}}{dt} \quad (3.16)$$

3.3.4 各動作モードの積分定数の導出について

各動作モードの電流の理論式に用いた積分定数を以下に示す。積分定数は、定常状態においてインダクタに印加される電圧の一スイッチング周期の積分値が0、キャパシタに流れこむ電流のスイッチング周期の積分値が0、スイッチング周期におけるインダクタ電流が連続であるという条件を用いて導出することができる。Table 3.3 に、二次側昇降圧型コンバータの昇圧動作時

におけるインダクタ電流 $i_{Lbooston}$, $i_{Lboostoff}$ の (3.7) と (3.8) に対応する積分定数を示す。Table 3.4 に、二次側昇降圧型コンバータの降圧動作時におけるインダクタ電流 $i_{Lbuckon}$, $i_{Lbuckoff}$ の (3.13) と (3.14) に対応する積分定数を示す。さらに Table 3.5 に、Table 3.3 および 3.4 に用いられている $x_n (n = 1, 2, 3, \dots, 21)$ に対応する各パラメータを示す。ただし、Table 3.3–3.5 に示されたパラメータは、インダクタ L_{con} [H] の巻線抵抗やキャパシタの ESR, スイッチング素子による電圧降下は考慮していない。

3.3.5 二次側昇降圧型コンバータの損失モデル

本解析の損失モデルでは、各素子の導通損失とスイッチング損失を分けて考えており、順に説明する。

各素子における導通損失を導出するために、各素子における導通損失モデルを Fig. 3.5 に示すように定義する。本解析において、二次側昇降圧型コンバータのインダクタ L_{con} の損失モデルでは銅損抵抗 r_{Ldc} [Ω] と鉄損抵抗 r_{Lac} [Ω] を考え、インダクタ電流の交流成分 i_{Lac} [A] が鉄損抵抗部分に流れるものとする。出力部分の平滑キャパシタ C_o [F] の損失モデルでは ESR r_c [Ω] による損失のみを考慮している。スイッチング素子 (IGBT) とダイオードの損失モデルは、導通

Table 3.3. Integration constant for the inductive current when the buck–boost converter is operated in the boost mode.

Integration constant	Definition
X_a	$x_{15}x_{19}x_8 - x_{15}x_{18}x_7 - x_{12}x_{19} + x_{11}x_{18}$
A_1	$[x_1 \{-x_{15}x_{19}x_8 + x_{15}x_{18}x_7 + x_{12}x_{19} - x_{11}x_{18}\} + x_3 \{x_{15}x_{16}x_8 + (x_{18} - x_{15}x_{18})x_4 - x_{12}x_{16}\} + x_2 \{-x_{15}x_{16}x_7 + (x_{15}x_{19} - x_{19})x_4 + x_{11}x_{16}\}] / X_a$
B_1	$- \{(x_{19}x_4 - x_{11}x_{16})x_8 + (x_{12}x_{16} - x_{18}x_4)x_7 + (x_{11}x_{18} - x_{12}x_{19})x_4\} / X_a$
D_1	$\{x_{15}x_{16}x_7 + (x_{19} - x_{15}x_{19})x_4 - x_{11}x_{16}\} / X_a$
E_1	$- \{(x_{15}x_{16}x_8 + (x_{18} - x_{15}x_{18})x_4 - x_{12}x_{16})\} / X_a$

Table 3.4. Integration constant for the inductive current when the buck–boost converter is operated in the buck mode.

Integration constant	Definition
X_b	$x_3(x_8(x_{20}x_9 - x_{17}x_{21}) + x_5(x_{14}x_9 - x_{18}x_{21}) + (x_{14}x_{17} - x_{18}x_{20})x_6) + x_2(x_7(x_{17}x_{21} - x_{20}x_9) + x_5(x_{19}x_{21} - x_{13}x_9) + (x_{19}x_{20} - x_{13}x_{17})x_6) + x_7(x_{18}x_{21} - x_{14}x_9) + x_8(x_{13}x_9 - x_{19}x_{21}) + (x_{14}x_{19} - x_{13}x_{18})x_6 + x_{13}(x_{22}x_{24} - x_{19}x_{25} + (x_{20}x_{24} - x_{19}x_{23})x_3)$
A_2	$(x_1((x_{19}x_{20} - x_{13}x_{17})x_8 + (x_{14}x_{17} - x_{18}x_{20})x_7 + (x_{14}x_{19} - x_{13}x_{18})x_5) + (x_{18}x_{20} - x_{14}x_{17})x_3x_4 + x_2(x_{13}x_{17} - x_{19}x_{20})x_4 + (x_{13}x_{18} - x_{14}x_{19})x_4) / X_b$
B_2	$- (x_1(x_7(x_{18}x_{21} - x_{14}x_9) + x_8(x_{13}x_9 - x_{19}x_{21}) + (x_{14}x_{19} - x_{13}x_{18})x_6) + x_3x_4(x_{14}x_9 - x_{18}x_{21}) + x_2x_4(x_{19}x_{21} - x_{13}x_9)) / X_b$
D_2	$(x_1(x_7(x_{17}x_{21} - x_{20}x_9) + x_5(x_{19}x_{21} - x_{13}x_9) + (x_{19}x_{20} - x_{13}x_{17})x_6) + x_3x_4(x_{20}x_9 - x_{17}x_{21}) + x_4(x_{13}x_9 - x_{19}x_{21})) / X_b$
E_2	$- (x_1(x_8(x_{17}x_{21} - x_{20}x_9) + x_5(x_{18}x_{21} - x_{14}x_9) + (x_{18}x_{20} - x_{14}x_{17})x_6) + x_2x_4(x_{20}x_9 - x_{17}x_{21}) + x_4(x_{14}x_9 - x_{18}x_{21})) / X_b$

損失およびスイッチング損失を考慮する。なお、導通損失は ESR $r_{on,x}$ [Ω], 等価電圧降下 $v_{on,x}$ [V] によって表される順方向電圧 $v_{f,x}$ [V] を用いて導出する。ただし、添え字 x はスイッチの順方向電圧を表す場合は S, ダイオードの順方向電圧を表す場合は D となり, Fig. 3.5 中のダイオード記号は, 理想ダイオードで, 一方方向にのみ電流が流れることを示している。また, スwitchング素子 (IGBT) のスイッチングにより生じる損失は, Fig. 3.6 に示す IGBT のスイッチング時における電流および電圧のモデル波形を使用し, 導出する。ダイオード損失も同様に, Fig.

Table 3.5. Parameters of x_n .

x_n	Parameters
x_1	V'_{3ave}/R_L
x_2	$e^{-hT} \sin \lambda t$
x_3	$e^{-hT} \cos \lambda T$
x_4	V'_{3ave}
x_5	$L_{con} h$
x_6	$L_{con} \lambda$
x_7	$L_{con} e^{-hT} (\lambda \sin \lambda T + h \cos \lambda T)$
x_8	$L_{con} e^{-hT} (h \sin \lambda T - \lambda \cos \lambda T)$
x_9	$L_{con} e^{-hdT} \sin \lambda dT$
x_{10}	$L_{con} e^{-hdT} \cos \lambda dT$
x_{11}	$L_{con} e^{-hdT} (\lambda \sin \lambda dT + h \cos \lambda dT)$
x_{12}	$L_{con} e^{-hdT} (h \sin \lambda dT - \lambda \cos \lambda dT)$
x_{13}	$L_{con} e^{-hT} (\lambda \sin \lambda T + h \cos \lambda T) - L_{con} e^{-hdT} (\lambda \sin \lambda dT + h \cos \lambda dT)$
x_{14}	$L_{con} e^{-hT} (h \sin \lambda T - \lambda \cos \lambda T) - L_{con} e^{-hdT} (h \sin \lambda dT - \lambda \cos \lambda dT)$
x_{15}	e^{-2hdT}
x_{16}	$V'_{3ave} dT / L_{con}$
x_{17}	$x_{10} - 1$
x_{18}	$x_2 - x_9$
x_{19}	$x_3 - x_{10}$
x_{20}	$x_{11} - x_5$
x_{21}	$x_{12} - x_6$

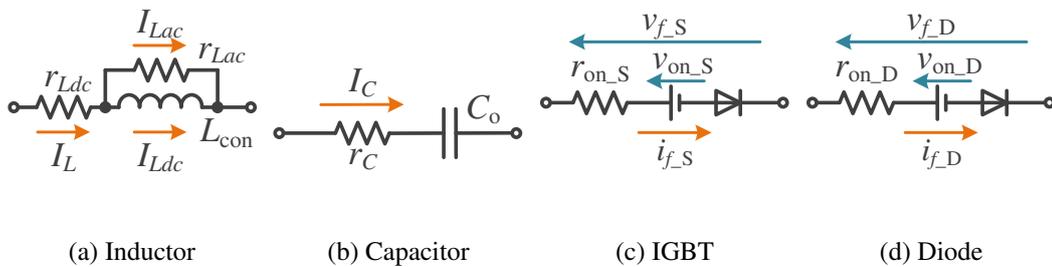


Fig. 3.5. Conduction loss models for each circuit component.

3.7に示す，ダイオードのスイッチング時における電流および電圧のモデル波形を使用し，導出する。Fig. 3.6における d はIGBTのデューティ比，Fig. 3.7における d_D はダイオードの通流比を表しており，それぞれデューティ比，通流比によってモデル波形の場合分けを行っている。

そして，Fig. 3.6に示すモデル波形では，一般的に考慮されるターンオン・ターンオフ損失と導通損失に加えて，スイッチが完全にオンするまでに発生する電圧 v_{f2s} [V]に起因する損失およびターンオフ時に発生するテール電流に起因する損失を考慮する。また，Fig. 3.7に示すモデル波形では，完全にオンするまでに発生する電圧 v_{f2D} [V]に起因するフォワードリカバリ損失，ターンオフ時に発生するリカバリ電流 I_{RP} [A]に起因するリカバリ損失および導通損失を考慮している。

一般的にスイッチング素子およびダイオードのターンオン・ターンオフ時の電流電圧波形は非線形であり，特に，デバイスのデューティ比・通流比が1もしくは0に近づいた際，それらの波形は大きく変化する。そこで，本解析モデルは，Fig. 3.6および3.7に示すように，デバイスのデューティ比・通流比が1もしくは0付近において，電流電圧波形がデューティ比・通流比に従って変化するよう定義する。ここで示した「デバイスのデューティ比・通流比が1もしくは0付近」とは，Fig. 3.6における区間 $T - (T_{on} + T_{off} + T_{off2}) < dT \leq T$ および区間 $0 \leq dT \leq T_{on} + T_{off} + T_{on2}$ ，Fig. 3.7における区間 $T - T_{rr} < d_D T \leq T$ および区間 $0 \leq d_D T \leq T_{Don} + T_{rr}$ に対応する。

3.3.6 二次側昇降圧型コンバータの損失の導出方法

ここで，(3.17)に効率解析で用いる二次側昇降圧型コンバータ効率 η [%]の定義式を示す。

$$\eta = \frac{P_{out} \times 100}{P_{out} + P_{Lloss} + P_{Closs} + P_{Sloss} + P_{dloss}} \quad (3.17)$$

式(3.17)のパラメータ P_{out} [W]は出力電力， P_{Lloss} [W]は L_{con} の r_{Ldc} [Ω]と r_{Lac} による損失， P_{Closs} [W]は r_C による損失， P_{Sloss} [W]はスイッチング素子の損失および P_{dloss} [W]はダイオードの損失を表している。Table 3.6に二次側昇降圧型コンバータを構成する各部の損失の導出式を示す。Table 3.6の I_{Lon} [A]と I_{Ldcon} [A]はコンバータのスイッチがオンしたときに流れるインダクタ電流の実効値と平均値（直流成分）， I_{Loff} [A]と I_{Ldcoff} [A]はコンバータのスイッチがオフしたときに流れるインダクタ電流の実効値と平均値（直流成分）， I_L [A]はコンバータ1周期のインダクタ電流の実効値， I_{Lac} [A]は I_L の交流成分の実効値， I_{Ldc} [A]は I_L の直流成分， I_C [A]は出力部分の平滑キャパシタ C_o に流れる電流の実効値， I_o [A]は出力電流の実効値を表している。

Table 3.7に二次側昇降圧型コンバータの効率解析に使用した回路パラメータを示す。ただし，各デバイスの冷却が十分であり，各デバイスの温度は室温（25度）一定に保たれていると仮定し，IGBTとダイオードの特性について，一部，実測値を用いている。これは，主回路やスイッ

Table 3.6. Loss equations derivation for each circuit component in the secondary-side buck–boost converter.

P_{out}	V_o^2/R_L
$P_{L\text{loss}}$	$r_{Ldc}I_{dc}^2 + (r_{Lac} + r_{Ldc})I_{ac}^2$
$P_{C\text{loss}}$	$r_C I_C^2$
Buck mode	
$P_{S\text{loss}}$	Condition: $T_{\text{on}} + T_{\text{off}} + T_{\text{on}2} < dT \leq T - (T_{\text{on}} + T_{\text{off}} + T_{\text{off}2})$
	$d(I_{Ld\text{con}}v_{f,S} + r_S I_{L\text{on}}^2) + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{off}}^2 + b_1 b_2 T_{\text{off}} + \frac{1}{2}I_{\text{Soff}} V'_{3\text{ave}} T_{\text{on}2} \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{on}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{on}} + \frac{1}{2}i_{L\text{on}}(0)v_{f2,S} T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{off}}}, a_2 = \frac{V'_{3\text{ave}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}, a_3 = \frac{i_{L\text{on}}(0)}{T_{\text{on}}}, a_4 = \frac{v_{f2,S} - V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{on}}}, b_1 = 0, b_2 = i_{L\text{off}}(dT), b_3 = 0, b_4 = V'_{3\text{ave}}$
	Condition: $T - (T_{\text{on}} + T_{\text{off}} + T_{\text{off}2}) < dT \leq T - (T_{\text{on}} + T_{\text{off}})$
	$d(I_{Ld\text{con}}v_{f,S} + r_S I_{L\text{on}}^2) + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{off}}^2 + \frac{I_{\text{Soff}} V'_{3\text{ave}}}{2} (2T_{\text{off}2} + T_{\text{on}} + T_{\text{off}} - (1-d)T) \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ b_1 b_2 T_{\text{off}} + \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{on}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{on}} + \frac{1}{2}i_{L\text{on}}(0)v_{f2,S} T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{off}}}, a_2 = \frac{V'_{3\text{ave}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}, a_3 = \frac{i_{L\text{on}}(0) - b_3}{T_{\text{on}}}, a_4 = \frac{v_{f2,S} - V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{on}}}, b_1 = 0, b_2 = i_{L\text{off}}(dT), b_3 = I_{\text{Soff}} \frac{T_{\text{off}2} + T_{\text{on}} + T_{\text{off}} - (1-d)T}{T_{\text{off}2}}, b_4 = V'_{3\text{ave}}$
$P_{D\text{loss}}$	Condition: $T - (T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) < dT \leq T$
	$d(I_{Ld\text{con}}v_{f,S} + r_S I_{L\text{on}}^2) + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{off}}^2 + b_1 b_2 T_{\text{off}} \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{on}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{on}} + \frac{1}{2}i_{L\text{on}}(0)v_{f2,S} T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{off}}}, a_2 = \frac{V'_{3\text{ave}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}, a_3 = \frac{i_{L\text{on}}(0) - I_{\text{Soff}}}{T_{\text{on}}}, a_4 = \frac{v_{f2,S} - V'_{3\text{ave}}}{T_{\text{on}}}$ $b_1 = 0, b_2 = i_{L\text{off}}(dT), b_3 = I_{\text{Soff}}, b_4 = V'_{3\text{ave}}, T'_{\text{on}} = \frac{(1-d)T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}, T'_{\text{off}} = \frac{(1-d)T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}$
	Condition: $T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}} < (1-d)T \leq T - T_{\text{rr}}$
	$v_{f,D} (I_{Ld\text{coff}}(1-d) + I_{Ldc}) + r_{\text{on},D} (dI_{L\text{off}}^2 + I_L^2) + \frac{1}{6}f_{\text{con}} I_{\text{RP}} T_{\text{rr}} V'_{3\text{ave}} + \frac{1}{2}f_{\text{con}} T_{\text{Don}} v_{f,D} I_{Ld\text{con}} + 2(v_{f,D} I_{Ldc} + r_{\text{on},D} I_L^2)$
$P_{S\text{loss}}$	Condition: $0 \leq (1-d)T \leq T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}}$
	$v_{f,D} (I_{Ld\text{coff}}(1-d) + I_{Ldc}) + r_{\text{on},D} (dI_{L\text{off}}^2 + I_L^2) + \frac{1}{6}f_{\text{con}} I'_{\text{RP}} T'_{\text{rr}} V'_{3\text{ave}} + \frac{1}{2}f_{\text{con}} v_{f,D} I_{Ld\text{con}} T'_{\text{Don}} \left(1 + \frac{T'_{\text{Don}}}{T_{\text{Don}}} \right)$ $+ 2(v_{f,D} I_{Ldc} + r_{\text{on},D} I_L^2), T'_{\text{rr}} = \frac{(1-d)T_{\text{rr}}}{T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}}}, T'_{\text{Don}} = \frac{(1-d)T_{\text{Don}}}{T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}}}, I'_{\text{RP}} = \frac{(1-d)I_{\text{RP}}}{T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}}}$
	Boost mode
	$P_{S\text{loss}}$
$(I_{Ldc} + dI_{Ld\text{con}}) v_{f,S} + (I_L^2 + I_{L\text{on}}^2) r_S + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{on}}^2 + b_1 b_2 T_{\text{on}} + \frac{1}{2}i_{L\text{on}}(0)v_{f2,S} T_{\text{on}2} \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{off}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{off}} + \frac{1}{2}I_{\text{Soff}} V_o T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{i_{L\text{on}}(0)}{T_{\text{on}}}, a_2 = \frac{v_{f2,S} - V_o}{T_{\text{on}}}, a_3 = \frac{V_o}{T_{\text{off}}}, a_4 = \frac{I_{\text{Soff}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}, b_1 = 0, b_2 = V_o, b_3 = 0, b_4 = i_{L\text{off}}(dT)$	
Condition: $T_{\text{on}} + T_{\text{off}} < dT \leq T_{\text{on}} + T_{\text{off}} + T_{\text{on}2}$	
$(I_{Ldc} + dI_{Ld\text{con}}) v_{f,S} + (I_L^2 + I_{L\text{on}}^2) r_S + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{on}}^2 + \frac{i_{L\text{on}}(0)v_{f2,S}}{2} (2T_{\text{on}2} + T_{\text{on}} + T_{\text{off}} - dT) \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ b_1 b_2 T_{\text{on}} + \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{off}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{off}} + \frac{1}{2}I_{\text{Soff}} V_o T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{i_{L\text{on}}(0)}{T_{\text{on}}}, a_2 = \frac{v_{f2,S} - V_o}{T_{\text{on}}}, a_3 = \frac{V_o - b_3}{T_{\text{off}}}, a_4 = \frac{I_{\text{Soff}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}, b_1 = 0, b_2 = V_o, b_3 = v_{f2,S} \frac{T_{\text{on}2} + T_{\text{on}} + T_{\text{off}} - dT}{T_{\text{on}2}}, b_4 = i_{L\text{off}}(dT)$	
$P_{D\text{loss}}$	Condition: $0 \leq dT \leq T_{\text{on}} + T_{\text{off}}$
	$(I_{Ldc} + dI_{Ld\text{con}}) v_{f,S} + (I_L^2 + I_{L\text{on}}^2) r_S + \left\{ \frac{1}{3}a_1 a_2 T_{\text{on}}^3 + \frac{1}{2}(a_1 b_2 + a_2 b_1) T_{\text{on}}^2 + b_1 b_2 T_{\text{on}} \right\} f_{\text{con}}$ $+ \left\{ \frac{1}{3}a_3 a_4 T_{\text{off}}^3 + \frac{1}{2}(a_3 b_4 + a_4 b_3) T_{\text{off}}^2 + b_3 b_4 T_{\text{off}} + \frac{1}{2}I_{\text{Soff}} V_o T_{\text{off}2} \right\} f_{\text{con}}$ $a_1 = \frac{i_{L\text{on}}(0)}{T_{\text{on}}}, a_2 = \frac{v_{f2,S} - V_o}{T_{\text{on}}}, a_3 = \frac{V_o - v_{f2,S}}{T_{\text{off}}}, a_4 = \frac{I_{\text{Soff}} - i_{L\text{off}}(dT)}{T_{\text{off}}}$ $b_1 = 0, b_2 = V_o, b_3 = v_{f2,S}, b_4 = i_{L\text{off}}(dT), T'_{\text{on}} = \frac{dT T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}, T'_{\text{off}} = \frac{dT T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}$
	Condition: $T_{\text{Don}} + T_{\text{rr}} < (1-d)T \leq T - T_{\text{rr}}$
	$(1-d)I_{Ld\text{coff}} v_{f,D} + r_{\text{on},D} I_{L\text{off}}^2 + \frac{1}{6}f_{\text{con}} T_{\text{rr}} I_{\text{RP}} V_o + \frac{1}{2}f_{\text{con}} T_{\text{Don}} I_{Ld\text{con}} v_{f2,D} + 2(v_{f,D} I_{Ldc} + I_L^2 r_{\text{on},D})$
$P_{S\text{loss}}$	Condition: $T - T_{\text{rr}} < (1-d)T \leq T$
	$(1-d)I_{Ld\text{coff}} v_{f,D} + r_{\text{on},D} I_{L\text{off}}^2 + \left(\frac{1}{6}T'_{\text{rr}} I'_{\text{RP}} V_o + \frac{1}{2}T_{\text{Don}} I_{Ld\text{con}} v'_{f2,D} \right) f_{\text{con}} + 2(v_{f,D} I_{Ldc} + I_L^2 r_{\text{on},D}), T'_{\text{rr}} = dT, v'_{f2,D} = v_{f2,D} \frac{dT}{T_{\text{rr}}}, I'_{\text{RP}} = I_{\text{RP}} \frac{dT}{T_{\text{rr}}}$

この駆動回路に依存する部分が大きいため、データシートから求めることができないためである。実測値についてはTable 3.7に、(R)と記している。本解析では、一次側インバータの出力電

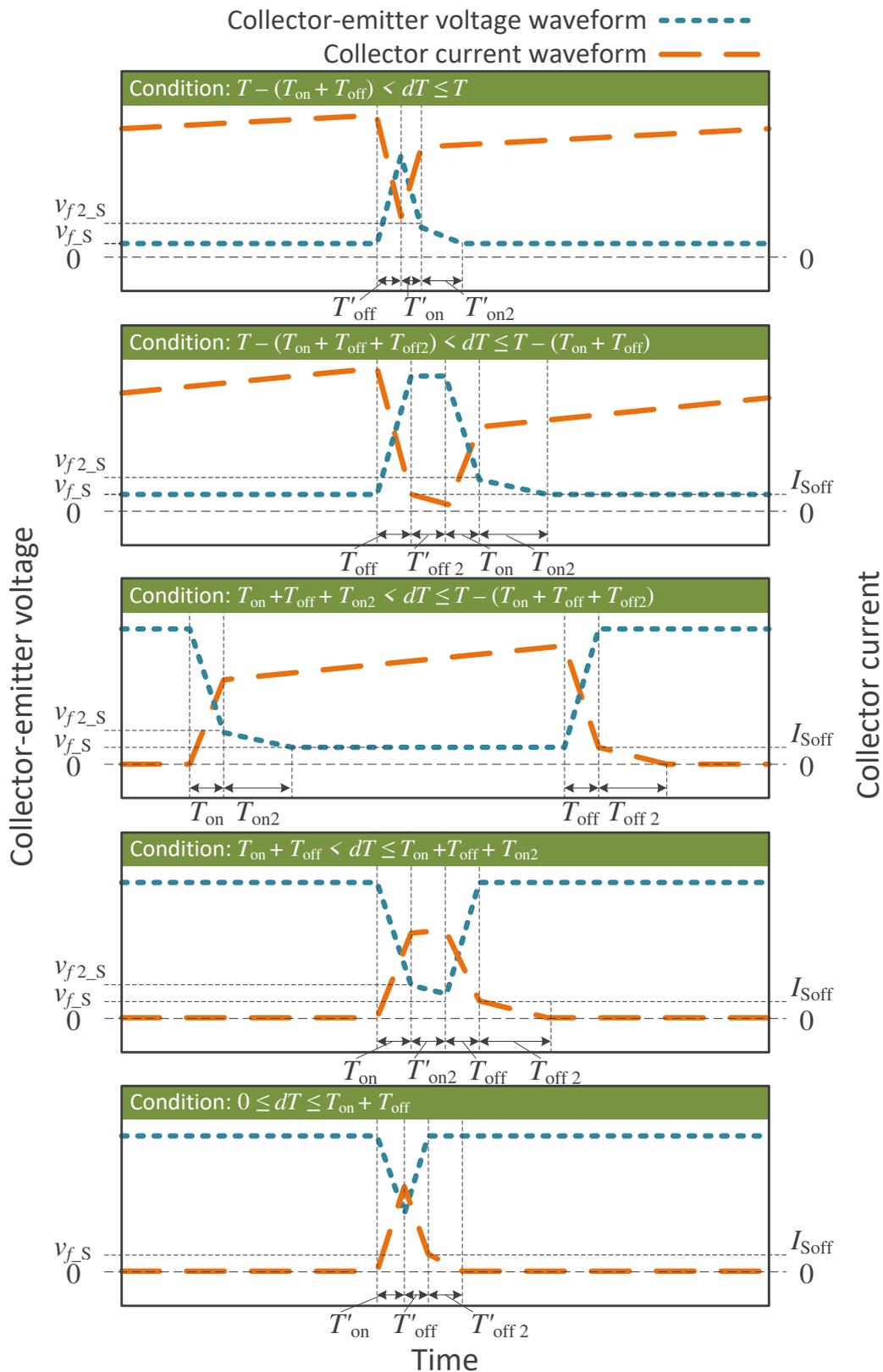


Fig. 3.6. Voltage and current waveform models for IGBT with switching considered.

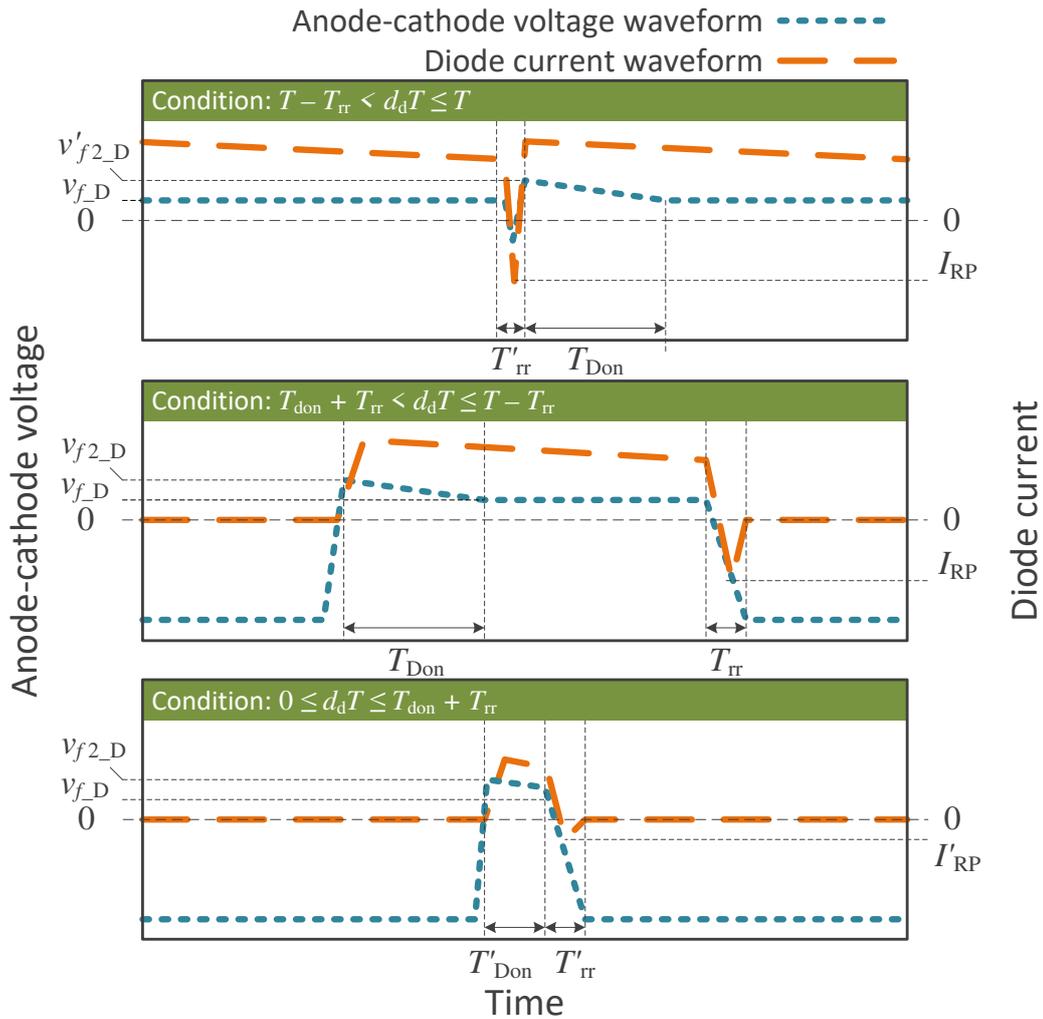


Fig. 3.7. Voltage and current waveform models for diode with switching considered.

圧の周波数は 20 kHz 一定とし，二次側昇降圧型コンバータの出力電流が 3.66 A 一定となるようにコンバータのデューティ比を制御する。加えて，コイル間の結合係数 k については，本論文の共振回路が負荷インピーダンスの影響をほとんど受けず，定電圧出力となる $k = 0.4$ ，負荷インピーダンスの影響を大きく受け，定電圧出力とはならない $k = 0.2$ を選択し，解析を行う。

3.3.7 二次側昇降圧型コンバータの理論解析結果

Fig. 3.8 に，理論解析による二次側昇降圧型コンバータ効率の出力電力特性を示す。Fig. 3.8 において，二次側昇降圧型コンバータは $k = 0.4$ のとき，380 W が動作モードの切り替え点になっており，380 W 以上の動作域では昇圧動作，380 W 以下の動作域では降圧動作で動作している。一方， $k = 0.2$ のときはすべての動作域にて降圧動作で動作している。加えて， $k = 0.2$ のときは出力電力が高い領域ほど高効率になっていて， $k = 0.4$ のときは 380 W の動作モードの切り替え点付近で高効率になっている。この理由は，Fig. 3.9 に示す，理論解析による二次

Table 3.7. Circuit parameters used in the efficiency analysis of the secondary-side buck–boost converter.

Main circuit	
Output frequency of primary-side inverter f_{in}	20 kHz
Input voltage E_{in}	70 V
Output current I_o	3.66 A
Self inductance of the primary coil L_1	63.2 μ H
Self inductance of the secondary coil L_2	43.6 μ H
ESR of the resistor r_{L1}	50 m Ω
ESR of the resistor r_{L2}	46 m Ω
Capacitance of the primary-side compensation condenser C_1	1.2 μ F
Capacitance of the secondary-side compensation condenser C_2	1.45 μ F
ESR of the resistor r_{C1}	15 m Ω
ESR of the resistor r_{C2}	20 m Ω
Capacitance of the condenser C_o	2200 μ F
ESR of the resistor r_C	30 m Ω
ESR of the resistor r_{in}	150 m Ω
Inductor L_{con}: TDK PC40EC120X101X30	
Self inductance of the coil L_{con}	550 μ H
Equivalent copper loss resistance of the resistor r_{Ldc}	25 m Ω
Equivalent iron loss resistance of the resistor r_{Lac}	$-6E^{-7}f_{con}^2 + 0.2f_{con} + 432$ m Ω
IGBT $S_{11} - S_{14}$, S_{21} and S_{22}: MITSUBISHI CM75DU-12F	
On resistance of S_{21} and S_{22} $r_{on,S}$	10 m Ω
Saturation voltage of S_{21} and S_{22} $v_{on,S}$	1.0 V
Forward voltage of S_{21} and S_{22} $v_{f2,S}$	7 V (R)
Turn off current of S_{21} and S_{22} I_{soff} ($k = 0.2, 0.4$)	1.2 A, 0.6 A (R)
Turn on time of S_{21} and S_{22} T_{on} ($k = 0.2, 0.4$)	500 ns, 360 ns (R)
Turn on time of S_{21} and S_{22} T_{on2}	1 μ s (R)
Turn off time of S_{21} and S_{22} T_{off}	200 ns (R)
Turn off time of S_{21} and S_{22} T_{off2} ($k = 0.2, 0.4$)	1400 ns, 900 ns (R)
Diode: Microsemi APT2X40DC60J	
Dynamic resistance of diode $r_{on,D}$	25 m Ω
On-set voltage of diode $v_{fon,D}$	0.9 V
Forward voltage of diode $v_{f2,D}$	5 V (R)
Reverse recovery time of diode T_{rr}	300 ns (R)
Transient response of diode T_{Don} ($k = 0.2, 0.4$)	1.2 μ s, 1.0 μ s (R)
Reverse peak current of diode I_{RP}	0.5 A

側昇降圧型コンバータの損失の内訳とインダクタの電流により説明できる。Fig. 3.9を見ると、 $k = 0.2$ のときは電力が高い領域ほどインダクタにおける損失が小さくなっていることが確認でき、 $k = 0.4$ のときは動作モードの切り替え点付近でインダクタによる損失が小さくなっていることが確認できる。これは、インダクタの鉄損が動作域によって大きく変化するためである。動作モードの切り替え点付近ほど、二次側昇降圧型コンバータの入出力電圧比が1に近い。そのため、その状態における、昇圧動作もしくは降圧動作時の一スイッチング周期にインダクタから出入りするエネルギーが小さくなり、インダクタに流れる電流の交流成分も小さくなる。結果として、動作モードの切り替え点付近において、インダクタの鉄損が小さくなる。加えて、IGBTの損失に着目すると、動作モードの切り替え点にかなり近い動作域では、スイッチングによるIGBTのCollector-emitter電圧がFig. 3.6で定義したようにほとんど変化しないため、スイッチング損失がほとんど発生せず、導通損のみとなる。一方、動作モードの切り替え点から離れた動作域においては、インダクタの鉄損が大きくなってしまい、効率の低下につながってしまう。 $k = 0.2$ のときについては、動作モードの切り替え点はグラフ上に存在しないが、電力が大きくなるほど二次側昇降圧型コンバータの入出力電圧比が1に近くなるため、インダクタの鉄損が小さくなる。そのため、Fig. 3.9のように、動作モードの切り替え点付近で高効率となる。

このように、非接触給電システムでは、コイル間の結合状態の変化が共振回路の二次側電圧(二次側昇降圧型コンバータの入力電圧)を変化させるため、インダクタ電流の交流成分が変化し、インダクタ損失に大きく影響を及ぼすことがわかる。そのため、そのシステムの使用頻度の高い動作域に、二次側昇降圧型コンバータの動作切り替え点が重なるように、共振回路のパラメータを設計することで、より高効率となることが示唆される。

加えて、二次側昇降圧型コンバータのインダクタの鉄損や各種スイッチング素子における損失は、コンバータの入力電圧と出力電圧の比だけでなく、流れる電流の周波数やスイッチング周波数の影響も受ける。そのため、Fig. 3.9の内訳を利用して、充電状態(コンバータの入出力電圧比)ごとに、適切に二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数を制御することで、高効率化できることも示唆される。

3.4 実験と損失解析による考察

実験では、理論解析により得られた結果の妥当性を確認する。本実験では、Fig. 3.1に示した、電磁誘導型非接触給電システムを使用し、回路パラメータ等は理論解析と同様の、Table 3.7に示したパラメータを用いた。本実験においても、理論解析と同様に、負荷のバッテリーを抵抗に

して模擬している。ただし、バッテリー電圧の上限値と下限値は、実験システムが安全に動作する範囲、かつ、二次側昇降圧型コンバータの動作モードの切り替え点が入るよう設定している。さらに、Fig. 3.10に、実験装置の外観を示す。Fig. 3.11に、実験装置の代表的な電圧・電流波形として、出力電力が600 Wの時の各部の電圧・電流波形を、Fig. 3.12に実験から得られた二次側昇降圧型コンバータの効率特性を示す。

Fig. 3.12の実験結果を見ると、Fig. 3.8の理論解析結果と同様の傾向を示していることがわかる。理論解析結果と実験結果の差異は、非線形であるスイッチの特性を、簡易的に線型モデル化したことが大きく影響していると考えられる。次に、Fig. 3.13に実験における共振回路の効率特性を示す。Fig. 3.13を見ると、結合係数が大きいほど、高効率となる結果が得られている。また、本実験では、共振回路の高効率化手法は取り入れていないため、出力電力とともに、共振回路の効率は変化している。Fig. 3.14に、実験におけるシステムの総合効率の特性を示す。Fig. 3.14を見ると、二次側昇降圧型コンバータの効率特性の傾向と類似しており、コンバータの効率が大きく影響していることがわかる。

以上の理論解析結果と実験結果の比較から、同様の傾向を示していることがわかり、本解析手法が損失の発生原因と結合係数の関係を調べる解析として十分妥当な結果を導いたと考えられる。このことから、非接触給電システムでは、コイル間の結合状態と負荷の変化が共振回路

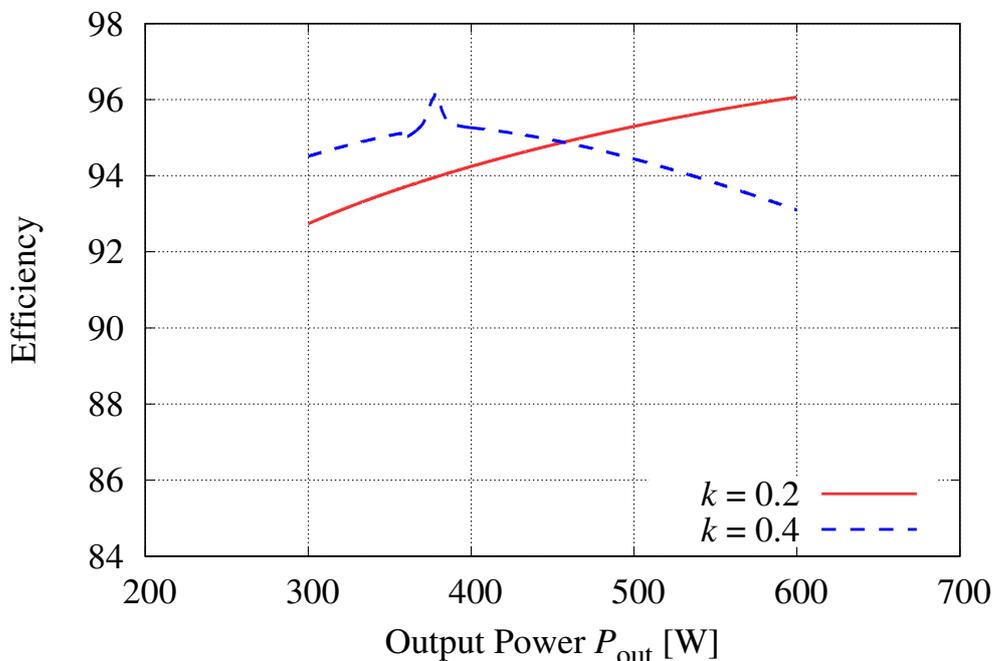
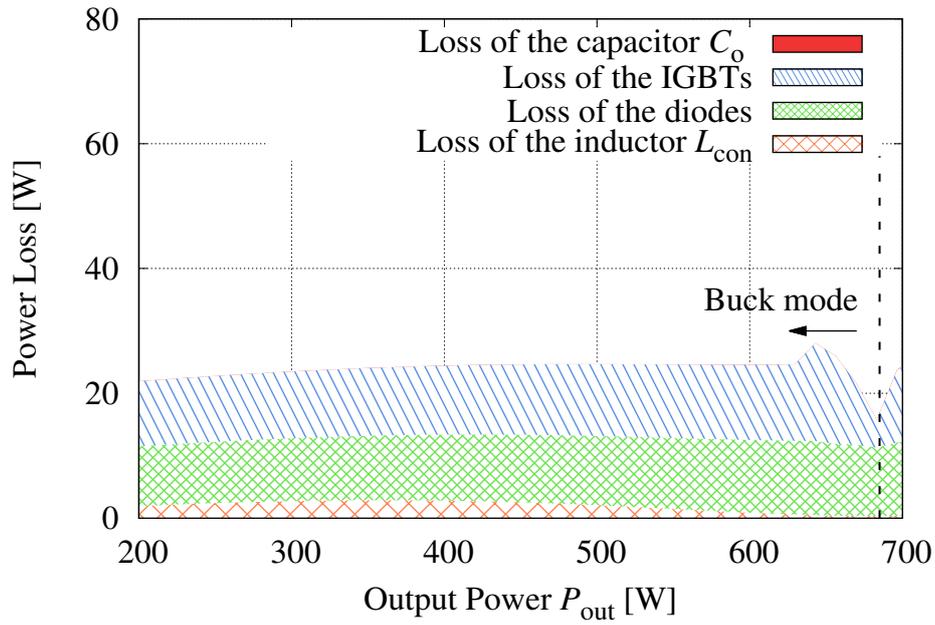
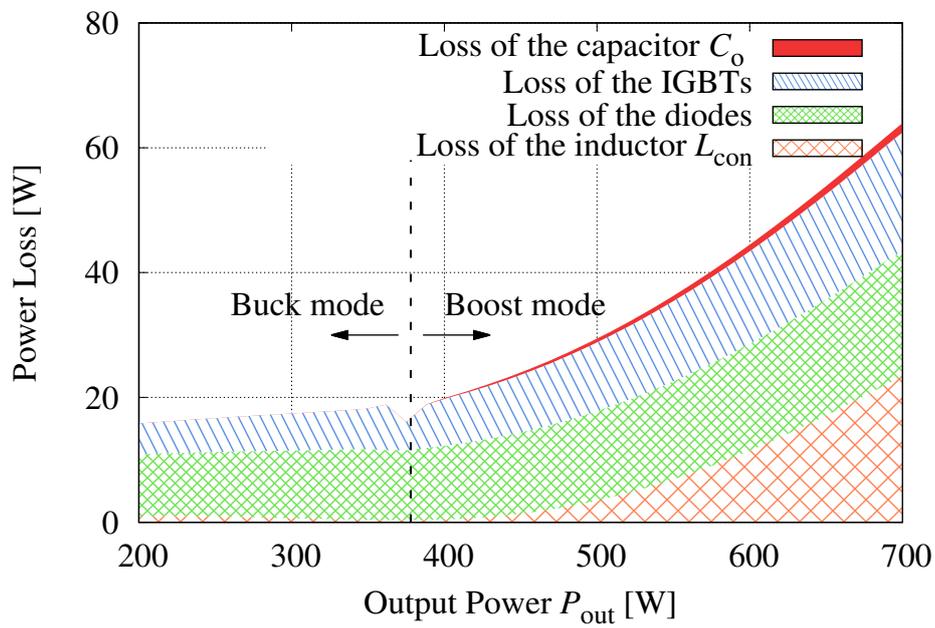


Fig. 3.8. Theoretical efficiency characteristics of the secondary-side buck-boost converter (CC Charging, IGBT).



(a) $k = 0.2$.



(b) $k = 0.4$.

Fig. 3.9. Theoretical loss breakdown of the secondary-side buck-boost converter (CC charging, IGBT).

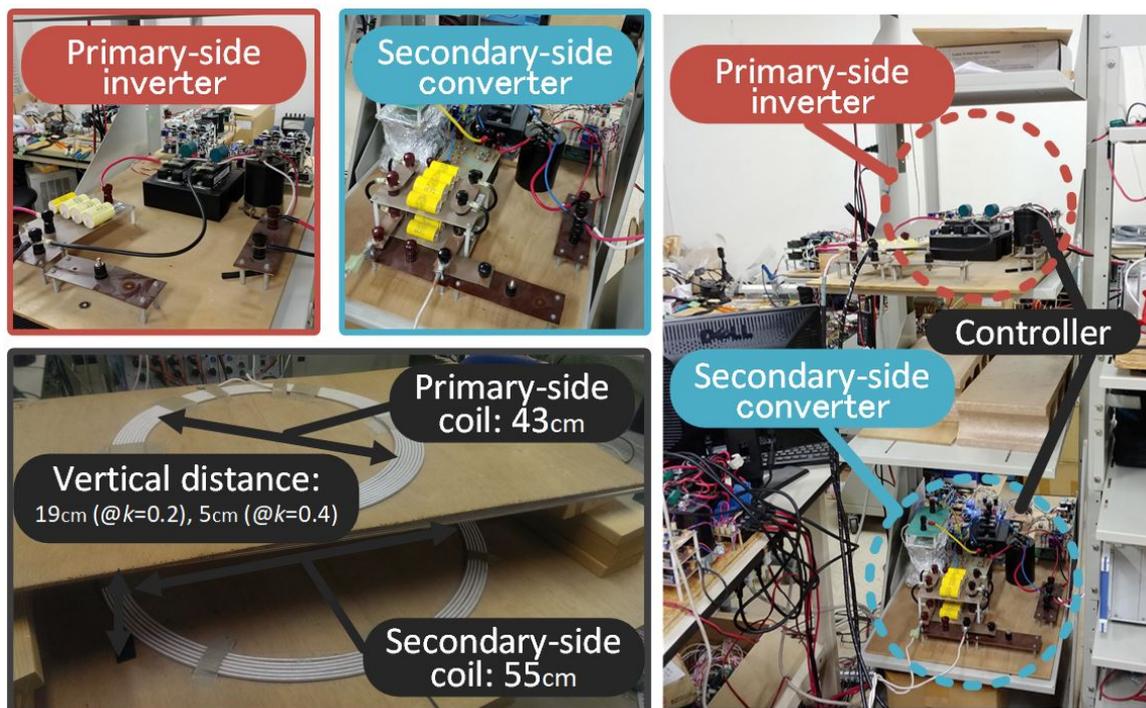
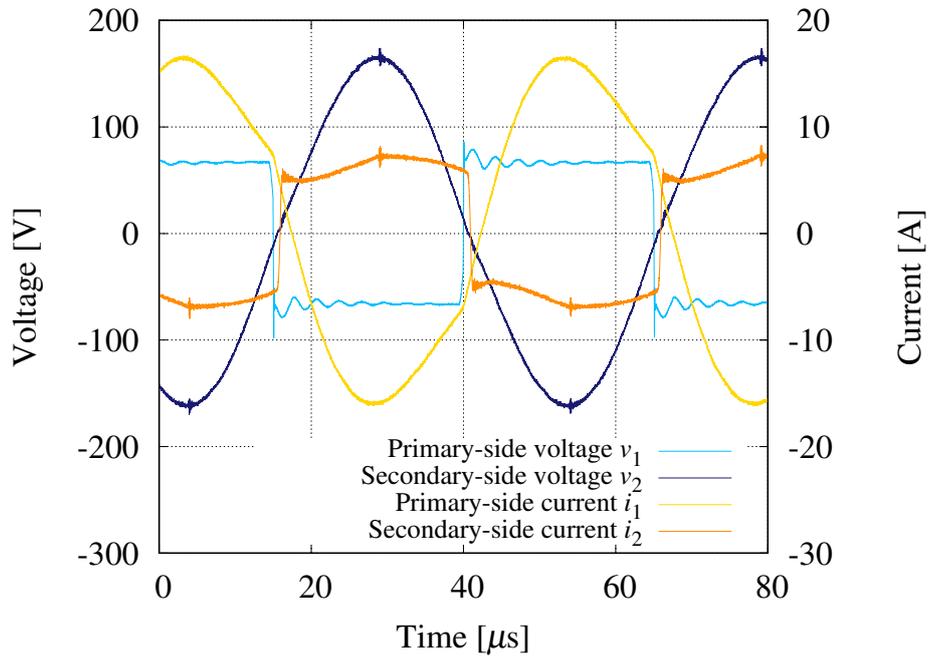


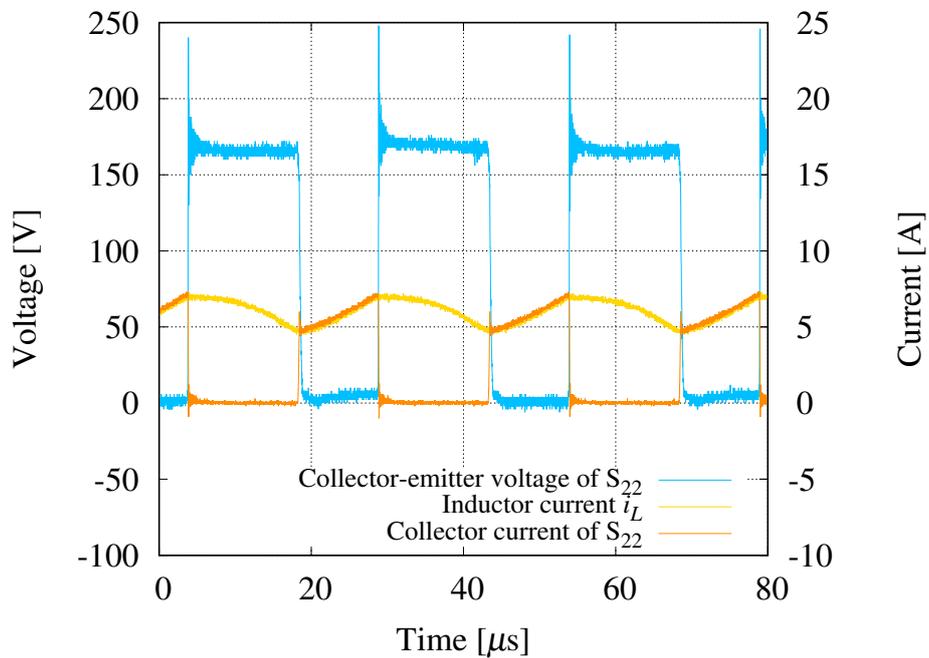
Fig. 3.10. Experimental system used in chapter 3.

の二次側電圧(二次側昇降圧型コンバータの入力電圧)を変化させるため、出力電流の調整を行おうとすると、インダクタ電流の交流成分が変化し、インダクタ損失に大きく影響が及ぶことがわかった。そのため、そのシステムの使用頻度の高い動作域に、二次側昇降圧型コンバータの動作切り替え点が重なるように、共振回路のパラメータを設計することで、より高効率となることが示唆された。

加えて、二次側昇降圧型コンバータのインダクタの鉄損や各種スイッチング素子における損失は、コンバータの入力電圧と出力電圧の比だけでなく、流れる電流の周波数やスイッチング周波数の影響も受けるため、解析結果を利用して、充電状態ごとに、適切にコンバータのスイッチング周波数を制御することで、高効率化できることも示唆された。



(a) Voltage and current on the primary-side and secondary-side of the resonant circuit.

(b) Collector-emitter voltage of S_{22} , inductor current, and collector current of S_{22} in the secondary-side buck-boost converter.Fig. 3.11. Voltage and current waveforms in each part of the system ($k = 0.4$, $P_{\text{out}} = 600 \text{ W}$).

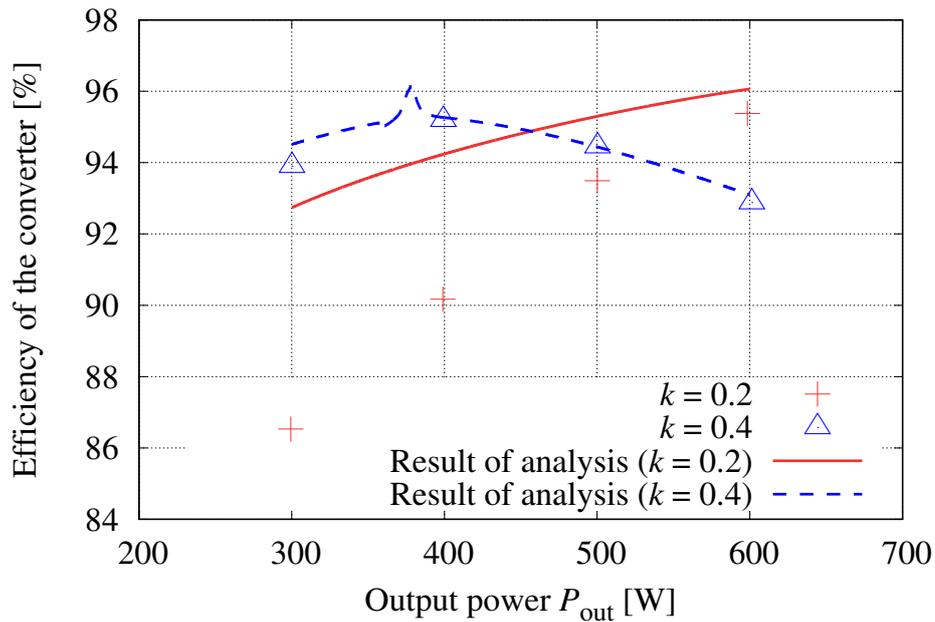


Fig. 3.12. Experimental efficiency characteristics of the secondary-side buck–boost converter (CC charging, IGBT).

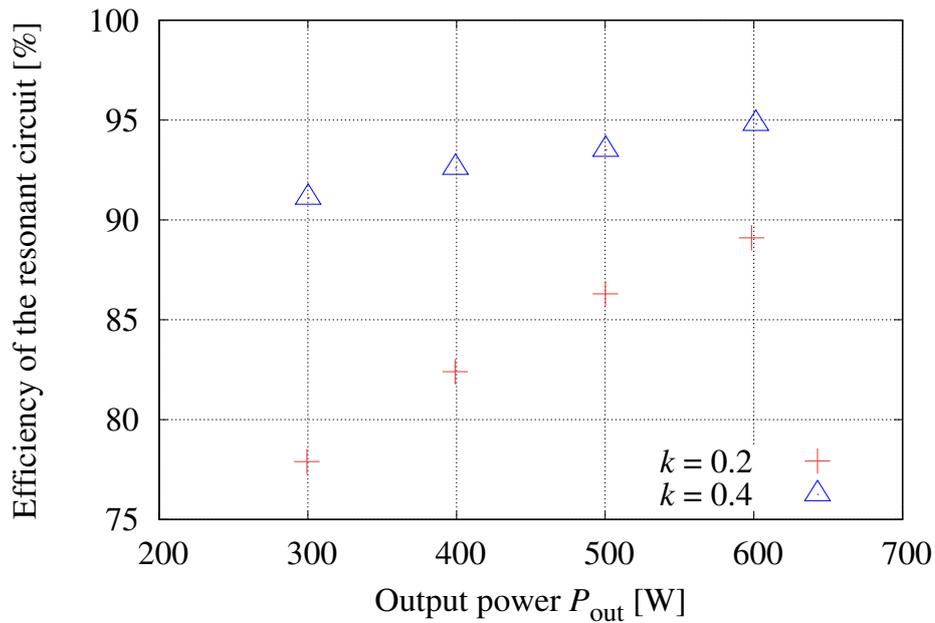


Fig. 3.13. Experimental efficiency characteristic of the resonant circuit(CC charging, IGBT).

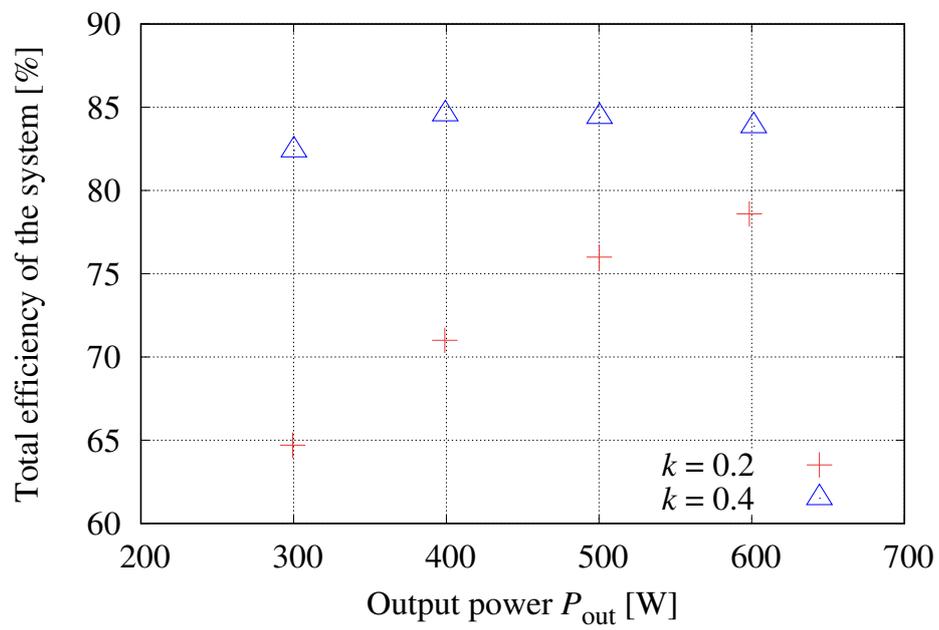


Fig. 3.14. Experimental efficiency characteristic of the overall system (CC charging, IGBT).

3.5 本章の結論

第4章に述べる，ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側コンバータの高効率化に向けて，そのコンバータの効率解析とその手法の提案を行った。この二次側コンバータには，非接触給電システムの一次側と二次側コイルの結合状態が変化した場合にも，最終的な負荷であるバッテリーへの充電を安定できるように，出力レンジが広い昇降圧型コンバータを適用した。本解析手法では，各スイッチングデバイスとインダクタの損失のモデル化を行い，非接触給電システムの特性に連動した二次側昇降圧型コンバータの各動作モードの回路方程式より導出した各部の電流と電圧を組み合わせて，二次側昇降圧型コンバータの効率特性を導出した。さらに，二次側昇降圧型コンバータの損失解析を行うことで，損失の原因を明らかにした。そして，実験と理論解析の結果を比較し，同様の傾向を示していることがわかり，今回行った解析が損失の発生原因と結合係数の関係を調べる解析として十分妥当な結果を導いた。以上の結果より，非接触給電システムでは，コイル間の結合状態の変化が共振回路の二次側電圧(二次側昇降圧型コンバータの入力電圧)を変化させるため，インダクタ電流の交流成分が変化し，インダクタ損失に大きく影響が及ぶことがわかった。そのため，そのシステムの使用頻度の高い動作域に，二次側昇降圧型コンバータの動作切り替え点が重なるように，共振回路のパラメータを設計することで，より高効率となることが示唆された。

加えて，二次側昇降圧型コンバータのインダクタの鉄損や各種スイッチング素子における損失は，コンバータの入力電圧と出力電圧の比だけでなく，流れる電流の周波数やスイッチング周波数の影響も受けるため，解析結果を利用して，充電状態(コンバータの入出力電圧比)ごとに，適切に二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数を制御することで，高効率化できることも示唆された。

第4章 非接触給電システム用二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化

本章では、第3章の効率解析手法を参考に、ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側昇降圧型コンバータに適用可能な、コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法の提案を行う。第3章と同様に、本章の二次側コンバータには、非接触給電システムの一次側と二次側コイルの結合状態が変化した場合にも、最終的な負荷であるバッテリーへの充電を安定化できる、出力レンジが広い昇降圧型コンバータを適用している。本章の流れとしては、第3章の効率解析手法を用いて、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数特性を導出し、損失の内訳から考察を行う。そして、その特性と考察結果に基づき、高効率となるよう、スイッチング周波数の制御を行う高効率化手法を提案し、その説明を行う。次に、実験にて、その解析結果の妥当性を検証するとともに、この提案するスイッチング周波数制御による高効率化手法の有効性を確認するため、従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法の比較を行う。加えて、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法とインピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化手法を組み合わせた場合の効果検証を行う。

4.1 本章のはじめに

二次側コンバータの高効率化手法の代表例として、前章に示したソフトスイッチング技術がある。ソフトスイッチングは、二次側コンバータとしてブリッジレスアクティブ整流器、もしくはフルブリッジアクティブ整流器のスイッチを接続し、整流器の入力電流の位相に対して適切なタイミングでスイッチングさせることで実現できる [54-56]。しかしながら、このソフトスイッチングを用いた高効率化手法は、二次側コンバータの回路方式によって、適用できない場合がある。そのため、ソフトスイッチングを適用できない二次側コンバータに対して、新たな高効率化手法が必要である。

そこで、第3章では、ソフトスイッチングを適用できない二次側コンバータに対する高効率化手法の確立のために、電磁誘導型非接触給電システム特有の特性を考慮した二次側昇降圧型

コンバータの効率解析を行った。その結果、二次側昇降圧型コンバータのインダクタの鉄損や各種スイッチング素子における損失は、コンバータの入力電圧と出力電圧の比、流れる電流の周波数やスイッチング周波数の影響も受けるため、バッテリーの充電状態に応じて、適切に二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数を制御することで、高効率化できることが示唆された。

しかし、これまで、二次側昇降圧型コンバータの効率に対して、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数を制御している論文は発表されておらず、一定の周波数に制御されることがほとんどであった。そのため、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数が、効率に対して適切ではない場合があった。そこで、本論文では、第3章で示した、二次側昇降圧型コンバータの解析手法を参考に、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数および出力電力に対するコンバータの効率特性を導出する。さらに、損失解析を行い、その効率特性とコンバータのスイッチング周波数の関係性を明らかにすると共に、効率特性に従ってスイッチング周波数を制御する二次側昇降圧型コンバータの高効率化手法を提案する。そして、実験により、提案したスイッチング周波数制御手法と従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法を比較することで、提案法の有効性を示す。

加えて、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法とインピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化手法を組み合わせた場合の効果検証を行う。

4.2 二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数に関する効率特性

この節では、コンバータの入力電圧と各部の電流を用いて効率特性を導出し、その特性に従ってコンバータのスイッチング周波数を制御することによる高効率化手法を提案する。さらに、二次側昇降圧型コンバータの損失分離を行い、導出した効率特性とコンバータのスイッチング周波数の関係性を明らかにする。提案する高効率化手法の有効性に関しては、次節の実験にて示す。

4.2.1 システムの概要

本研究の対象は Fig. 3.1 で示した、二次側に昇降圧型コンバータを接続した電磁誘導型非接触給電システムである。一次側のインバータでは給電電力の調整は行わず、二次側昇降圧型コンバータにより、給電電力の調整を行う。一次側インバータの出力電圧の周波数を共振回路の共振周波数に固定し、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数の制御を行い、高効率

化を図る。ただし、本システムでは、各デバイスの冷却が十分であり、各デバイスの温度は室温（25度）一定に保たれていると仮定している。

4.2.2 二次側昇降圧型コンバータの効率特性の導出

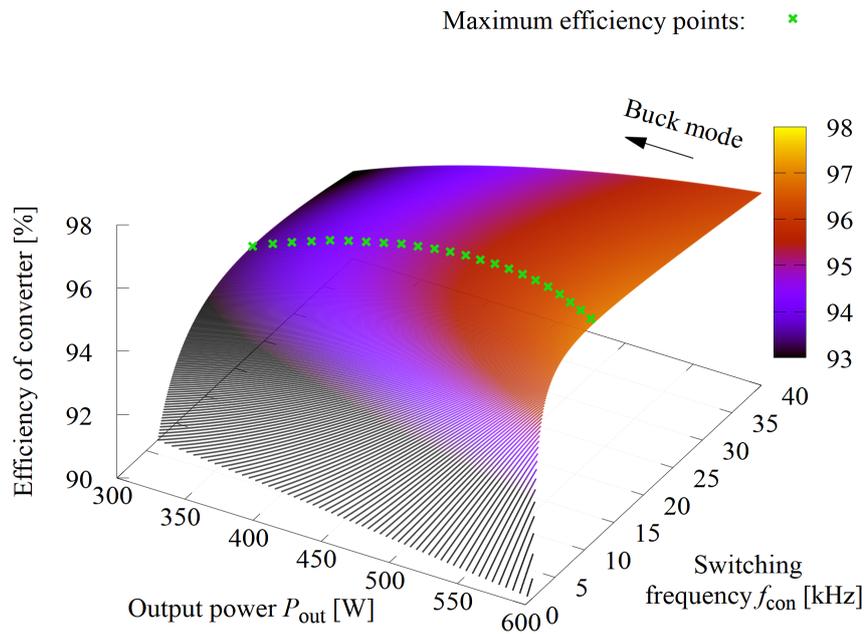
本解析も、まずはじめに、インバータとダイオードブリッジ整流器の損失を考慮した、共振回路の出力電圧を導出する。次に、定電流充電とバッテリーの電圧を考慮して、各動作モードにおける二次側昇降圧型コンバータのインダクタ電流およびコンバータ各部の電流を導出する。そして、その導出した電流を用いて、各素子における損失モデルに従い、各部の損失を導出する。

共振回路の出力電圧は、Fig. 3.4に従い、回路方程式を立てて導いた(3.5)を適用する。各素子における損失モデルはFig. 3.5に示したものを適用する。回路パラメータはTable 3.7のパラメータを適用する。本解析においても、一次側インバータの出力電圧の周波数は20 kHz一定とし、二次側昇降圧型コンバータの出力電流が3.66 A一定となるように二次側昇降圧型コンバータのスイッチのデューティ比を制御している。このとき、共振回路は共振周波数のバンドパスフィルタとして働くため、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数の変化に対する一次側への影響は無視できる。

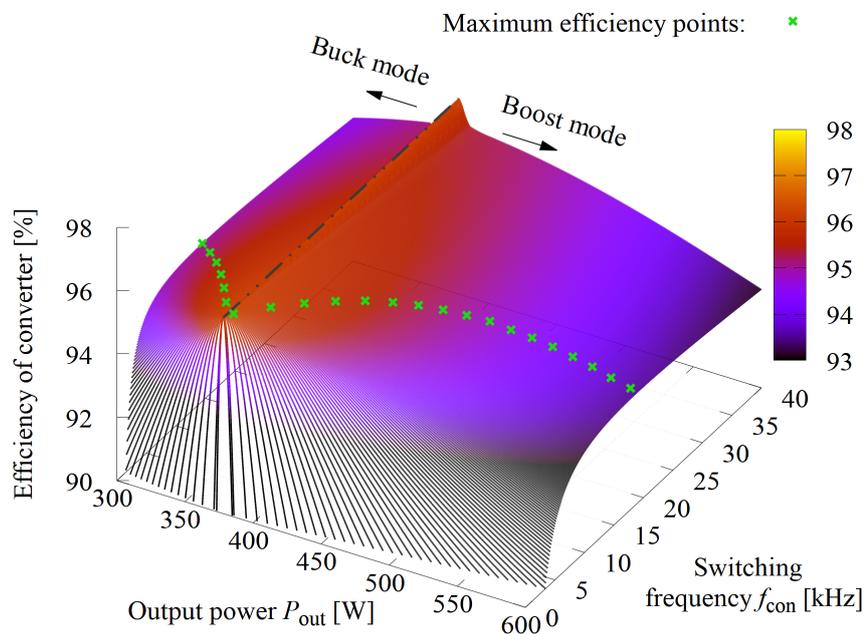
ここで、Fig. 4.1に理論解析により導き出した、各スイッチング周波数に対する二次側昇降圧型コンバータの効率特性を示す。Fig. 4.1は、Table 3.6で示した、各部の損失の導出式に対して、周波数に着目することで、導出できる。Fig. 4.1(a)は送受電コイル間の結合係数 k が0.2のときの特性であり、このときの二次側昇降圧型コンバータは降圧動作をしている。一方、Fig. 4.1(b)は送受電コイル間の結合係数 k が0.4のときの特性であり、二次側昇降圧型コンバータは、出力電力が380 Wより小さいときは降圧動作、380 Wより大きいときは昇圧動作をしている。Fig. 4.1を見ると、各電力で最大効率を取るスイッチング周波数が異なっていることが確認できる。なお、Fig. 4.1の×印が出力電力に対する最大効率点であり、このときのスイッチング周波数に従ってコンバータを制御することで、コンバータの高効率化が期待できる。そこで、この二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数の制御による高効率化手法を適用し、システムの高効率化を行う。

4.2.3 二次側昇降圧型コンバータの損失の内訳

Fig. 4.1に示した、二次側昇降圧型コンバータの効率がコンバータのスイッチング周波数により変化する理由を、損失解析を行うことにより明らかにする。Fig. 4.2にコイル間の結合係数が $k = 0.4$ における二次側昇降圧型コンバータの損失の内訳を示す。Fig. 4.2の380 W付近が降圧動作と昇圧動作の切替点になっており、その周辺では、スイッチング周波数に依らず、ス



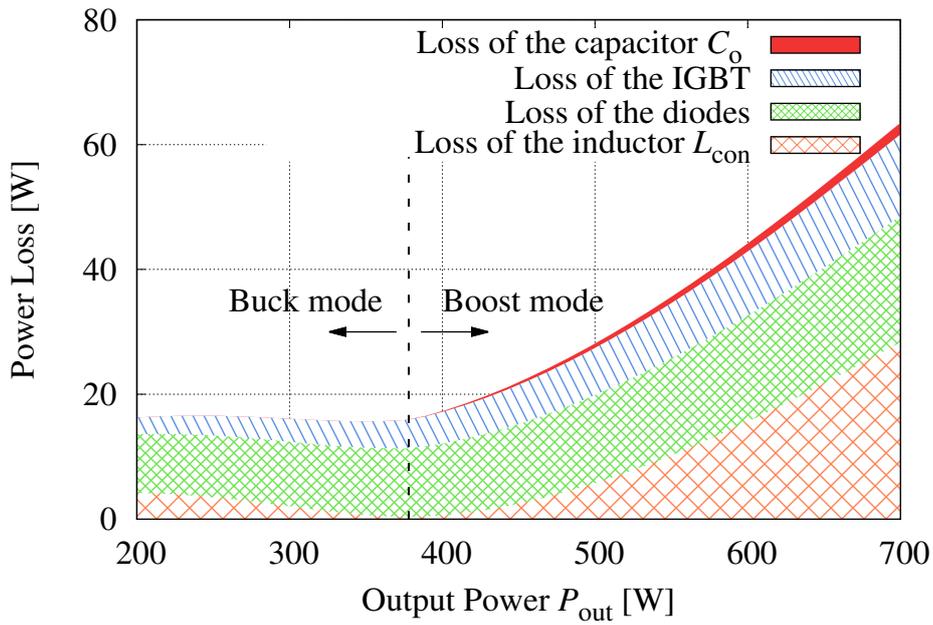
(a) $k = 0.2$.



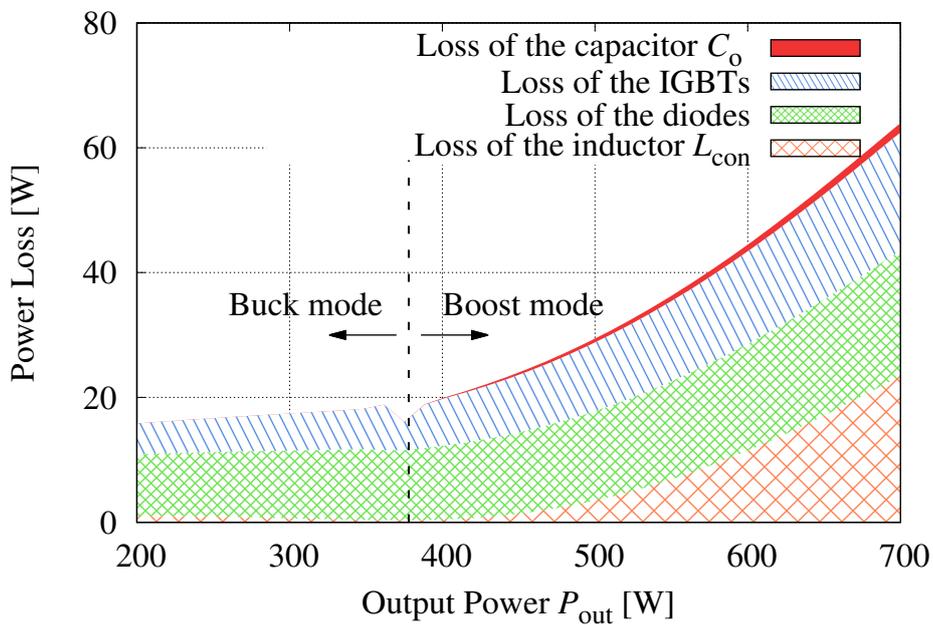
(b) $k = 0.4$.

Fig. 4.1. Efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck–boost converter (IGBT).

4.2 二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数に関する効率特性



(a) Switching frequency $f_{con} = 10 \text{ kHz}$.



(b) Switching frequency $f_{con} = 40 \text{ kHz}$.

Fig. 4.2. Loss breakdown of the secondary-side buck-boost converter considering switching frequency ($k = 0.4$, CC charging, IGBTs).

スイッチング素子による損失が支配的になる。一方、降圧動作と昇圧動作の切替点から離れた部分では、インダクタ損失が支配的になる。これは、インダクタの鉄損が動作域によって大きく変化するためである。動作モードの切り替え点付近ほど、二次側昇降圧型コンバータの入出力電圧比が1に近い。そのため、その状態における、昇圧動作もしくは降圧動作時の一スイッチング周期にインダクタから出入りするエネルギーが小さいため、インダクタに流れる電流の交流成分も小さくなる。結果として、動作モードの切り替え点付近において、インダクタの鉄損が小さくなり、スイッチング素子による損失が支配的となる。一方、動作モードの切り替え点から離れた動作域においては、インダクタの鉄損が大きくなってしまい、インダクタ損失が支配的となる。

ここで、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数について着目する。基本的な構成のチョッパ回路において、スイッチング周波数を高くすると、1sあたりのインダクタのエネルギーを出し入れる頻度が高くなるため、インダクタ電流の交流成分が小さくなる。つまり、インダクタのヒステリシスループの面積が小さくなり、ヒステリシス損は減少傾向となる。それに対し、スイッチング周波数を高くすると、ヒステリシスループの描かれる回数が多くなってしまうため、ヒステリシス損は増加傾向となる。加えて、インダクタの渦電流に起因する渦電流損も増加傾向となる。これらの特性を考慮すると、ヒステリシスループの描く面積を小さくすることが、描かれる回数によるヒステリシス損と渦電流による渦電流損に対して有効となる領域では、スイッチング周波数を高くすることで鉄損を小さくできる。つまり、インダクタの特性に依存する、あるスイッチング周波数までは、スイッチング周波数を高くすることによりインダクタ損失を小さくすることができる。その一方で、スイッチング周波数を高くすると、スイッチング素子のスイッチング回数が増加するため、スイッチング素子による損失が大きくなる。つまり、スイッチング素子による損失は、スイッチング周波数を低くすることで、小さくすることができる。

以上をまとめると、動作モード切り替え点付近では、回路動作的に、スイッチング素子による損失が支配的となるため、スイッチング周波数を低くすることで、二次側昇降圧型コンバータの損失を抑えることができる。一方、動作モード切り替え点から離れた動作域では、回路動作的に、インダクタ損失が支配的となるため、スイッチング周波数を高くすることで、二次側昇降圧型コンバータの損失を抑えることができる。これらの考察は、Fig. 4.1に示した、各スイッチング周波数に対する二次側昇降圧型コンバータの効率特性からも確認できる。加えて、これらの考察から、提案したスイッチング周波数制御を適用する場合、インダクタ電流の交流成分が小さくなる動作域にてスイッチング周波数を低くすることがわかる。つまり、全動作域におけるインダクタ電流の交流成分の最大値には影響しないため、提案したスイッチング周波

数制御のためにインダクタやキャパシタを設計する必要はなく、通常的设计をすればよいことがわかる。

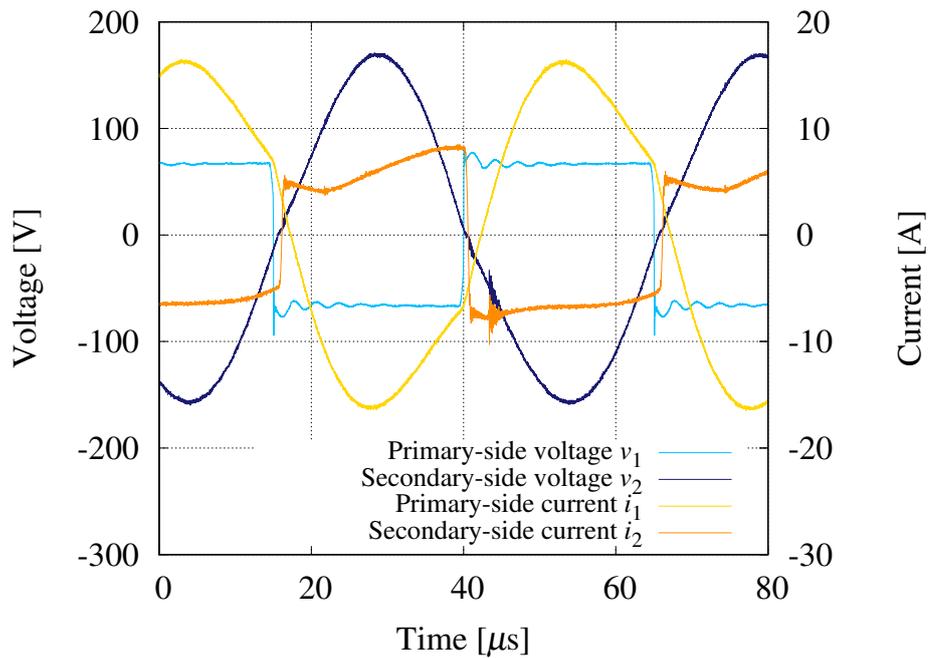
4.3 実験による制御指針の検証

実験により、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法と、従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法を比較することで、その有効性を示す。

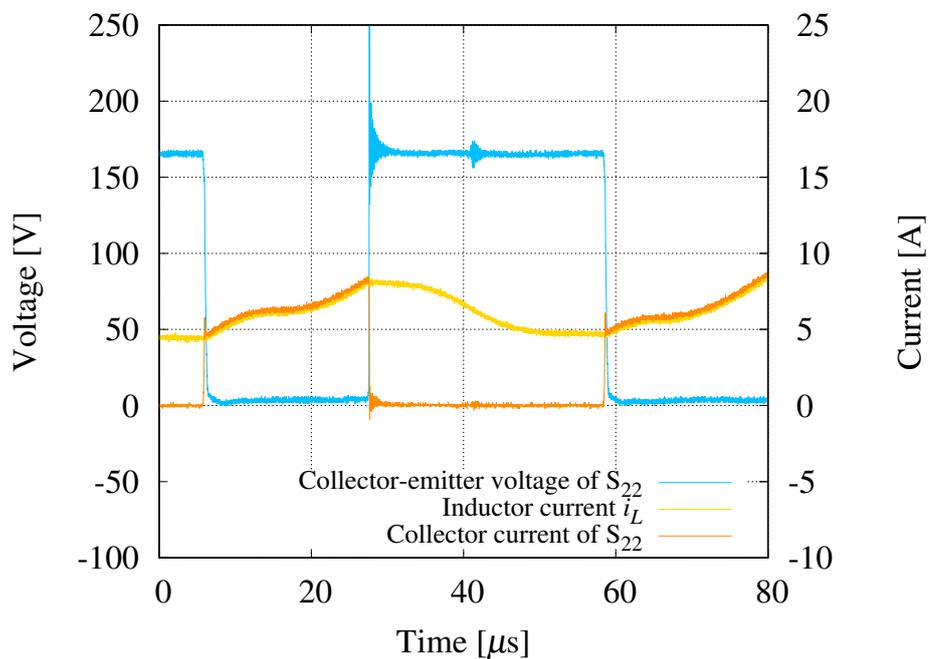
本実験では、Fig. 3.1 に示した、電磁誘導型非接触給電システムを使用する。Fig. 3.1 のインバータは 20 kHz の方形波駆動で動作しており、従来法では、二次側昇降圧型コンバータのスイッチは全波整流された 40 kHz のダイオードブリッジ出力電圧に同期してスイッチングが行われている。そこで、本実験では、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法と従来のスイッチング周波数を 40 kHz 一定とする制御手法を用いた場合の電力変換効率と比較し、その有効性を示す。実験では、Fig. 3.10 に示した実験装置を用いる。また、コイル間の結合状態の最大値と最小値を $k = 0.2, 0.4$ と仮定し、実験ではこの最大値と最小値を用いる。回路パラメータ等は理論解析と同様の、Table 3.7 に示したパラメータを用いる。今回の実験では、効率解析と同様に、インバータの入力電圧を 70 V 一定に固定し、二次側昇降圧型コンバータは、出力が 3.66 A の定電流出力になるように制御する。ただし、スイッチング周波数制御の自動化は行っておらず、その状態ごとに効率特性を導く、もしくはテーブル等による参照を想定している。

Fig. 4.3 に、スイッチング周波数制御による高効率化手法適用時の代表的な電圧・電流波形として、出力電力が 600 W、二次側コンバータのスイッチング周波数が 19 kHz の時の各部の電圧・電流波形を、Fig. 4.4 に、実験から得られた二次側コンバータのスイッチング周波数制御を適用した場合の二次側昇降圧型コンバータの効率特性を示す。Fig. 4.4 では、スイッチング周波数制御による高効率化手法を適用した際の効率の理論値も示している。Fig. 4.4 を見ると、スイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることで、二次側昇降圧型コンバータの効率に関しては、 $k = 0.2$ においては最大 3.6 %、 $k = 0.4$ においては最大 0.7 % 効率が改善されたことが確認できる。また、理論値と実験値の差異は、理論解析において IGBT やダイオードのスイッチング時の非線形特性を線形近似したことが主な原因であると考えられる。

さらに、Fig. 4.5 に実験から得られた二次側コンバータのスイッチング周波数制御を適用した場合の総合効率特性を示す。Fig. 4.5 を見ると、スイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることで、総合効率に関しては、 $k = 0.2$ においては最大 3.4 %、 $k = 0.4$ においては最大 0.5 % 効率が改善されたことが確認できる。以上のことから、スイッチング周波数制御による高



(a) Voltage and current on the primary-side and secondary-side of the resonant circuit.



(b) Collector-emitter voltage of S_{22} , inductor current, and collector current of S_{22} in the secondary-side buck-boost converter.

Fig. 4.3. Output voltage and current waveforms when the switching frequency control is applied ($k = 0.4$, $P_{\text{out}} = 600 \text{ W}$, $f_{\text{con}} = 19 \text{ kHz}$).

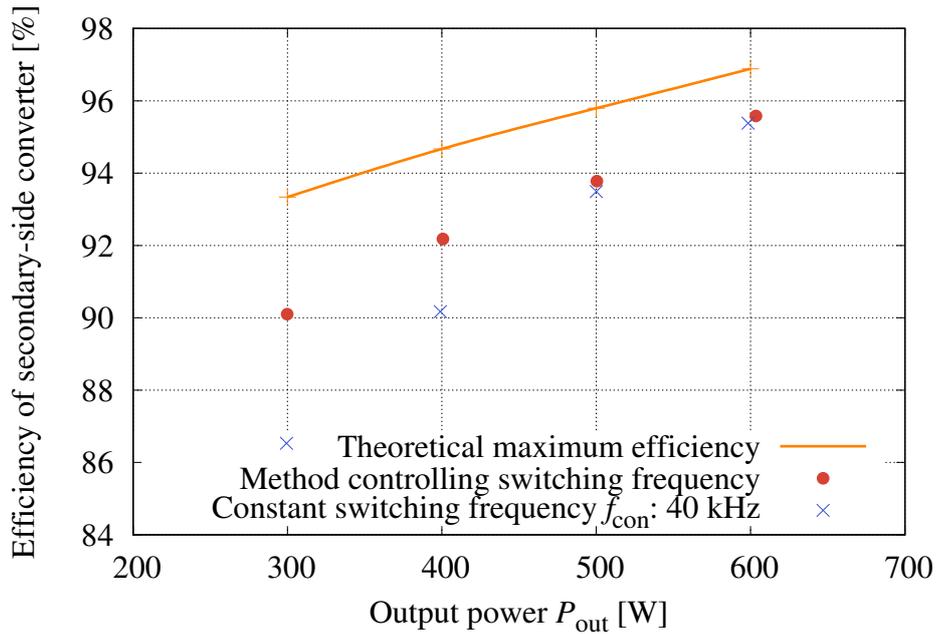
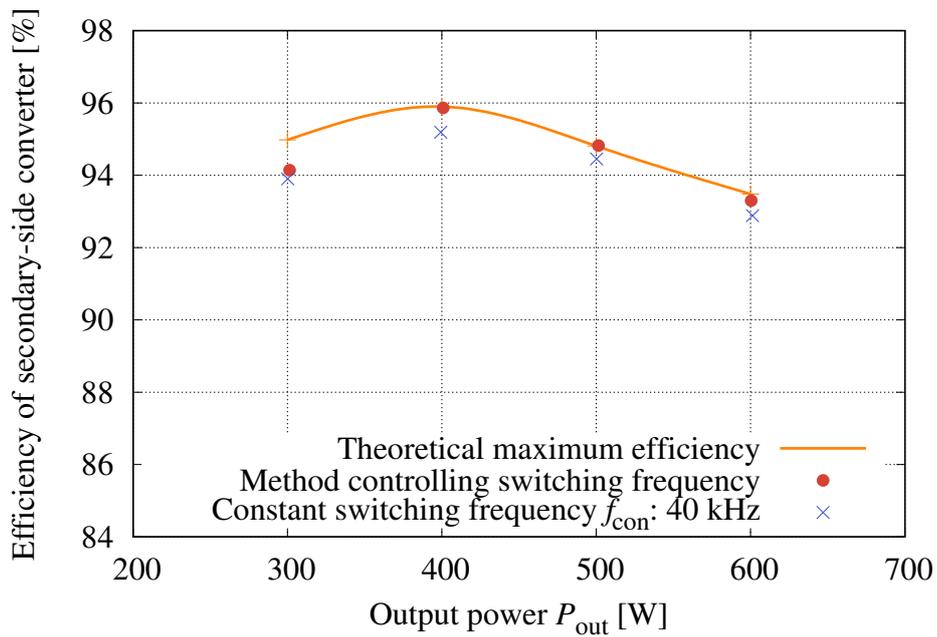
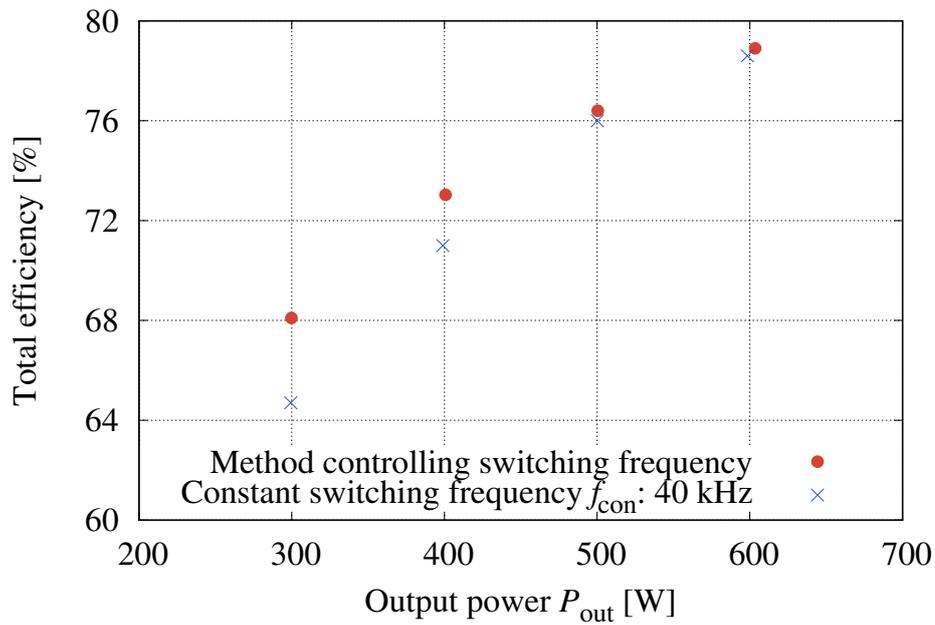
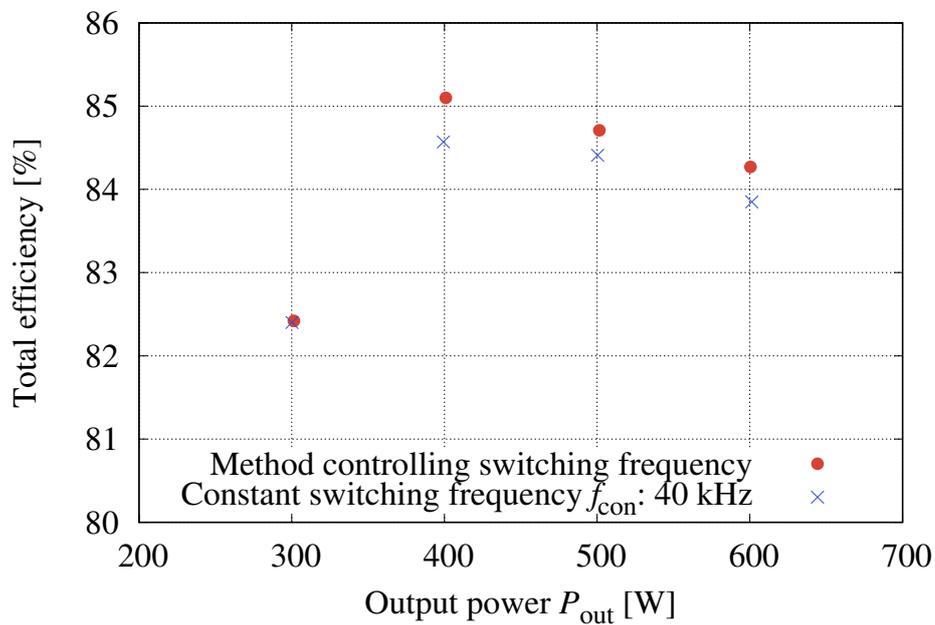
(a) $k = 0.2$.(b) $k = 0.4$.

Fig. 4.4. Experimental efficiency characteristics of the secondary-side buck–boost converter when switching frequency control is applied (CC charging, IGBT).



(a) $k = 0.2$.



(b) $k = 0.4$.

Fig. 4.5. Experimental efficiency characteristics of the overall system when the switching frequency control is applied (CC charging, IGBT)

効率化手法の有効性が示された。

ここまで、共振回路の等価回路とスイッチング素子の損失モデルを定義し、理論解析を行い、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数および出力電力に対する効率特性を導出した。さらに、その効率特性とコンバータのスイッチング周波数の関係性を明らかにすると共に、効率特性に従ってスイッチング周波数を制御する二次側昇降圧型コンバータの高効率化手法を提案した。実験では、この提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることにより、スイッチング周波数を 40 kHz 一定に制御する従来法に比べて、二次側昇降圧型コンバータ効率が $k = 0.2$ においては最大 3.6 %、 $k = 0.4$ においては最大 0.7 % 改善できた。システム全体の総合効率においては、スイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることにより、 $k = 0.2$ においては最大 3.4 %、 $k = 0.4$ においては最大 0.5 % 改善できた。以上のことから、スイッチング周波数制御による高効率化手法の有効性が示された。

しかしながら、提案したスイッチング周波数制御には、充電対象のボディに含まれる金属やシステムの温度特性による影響が考慮されていないため、これらを考慮することが今後の課題となる。

4.4 共振回路の高効率化手法と組み合わせた場合の効果検証

本節では、本章にて提案した、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法と、インピーダンスマッチングによる高効率化手法を組み合わせた場合（以下、組み合わせ手法）の効果検証を行う。

4.4.1 組み合わせ手法の概要

まずはじめに、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法と、インピーダンスマッチングによる高効率化手法がお互いに及ぼし合う影響を考える。インピーダンスマッチングによる高効率化手法は、共振回路の負荷、つまり二次側コンバータの入力インピーダンスを調整することで、広い動作域において、共振回路を高効率状態に保つ手法である。この入力インピーダンスは、二次側コンバータの入力の電流・電圧を計測することで正確に算出できるが、実際には、高周波電流・電圧を正確に計測することは難しいため、二次側コンバータのデューティ比等の制御パラメータから簡易的に推定する手法が用いられる。しかし、この方法では、二次側コンバータにおける損失（効率）を考慮していないため、低効率の動作域において、実際の入力インピーダンスと推定値の差が大きくなってしまふ。

一方、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法では、コン

バータのインダクタに流れる電流が連続で、コンバータにおける損失が発生しない状態を仮定すると、スイッチング周波数の変化はコンバータの入力インピーダンスに影響しない。加えて、損失を考慮した場合でも、従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法に比べて、二次側コンバータは高効率（低損失）となるため、インピーダンスの推定誤差は小さくなる。以上より、組み合わせ手法は、それぞれの高効率化手法の影響を無視して実現できる。

組み合わせ手法を実現するにあたり、共振回路が最大効率となる負荷インピーダンス $|Z_{Lmax}|$ [Ω] を導出する。これは、(1.15)により導出することができる。しかし、二次側昇降圧型コンバータの入力インピーダンスを(1.15)に合わせて制御を行った場合、二次側による充電電力の調整が難しくなる。そこで、本システムでは、一次側のインバータにレグ間の位相シフト制御を適用することで、電力の調整を行う。Fig. 1.11のように、レグ間の位相シフト量を α_1 [rad] とすると、一次側インバータの出力電圧の基本波成分の実効値 V_1' [V] は、

$$V_1' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\pi - \alpha_1}{\pi}} \quad (4.1)$$

となる。SP補償方式共振回路は共振周波数以外の周波数成分に対する入力インピーダンスが大きく、バンドパスフィルタとして働くため、本システムのように、一次側インバータの出力電圧の周波数を一定とする場合、(4.1)のように基本波成分のみで考えることができる。

以上をまとめると、組み合わせ手法では、二次側昇降圧型コンバータのスイッチのデューティ比を制御することにより共振回路の負荷インピーダンスの調整を行い、充電電力の制御を一次側インバータにより行う。そして、コンバータの状態に応じて高効率となるよう、スイッチング周波数の制御を行うことで、高効率化を狙う。

4.4.2 実験条件

Fig. 4.6に本節で用いる電磁誘導型非接触給電システムを示す。Fig. 4.6はFig. 3.1のIGBTをMOSFETに変更したものである。このシステムの外観は、Fig. 4.7となる。MOSFETはIGBTと構造が異なるため、Fig. 3.5および3.6にて定義した損失モデルも変更する必要がある。MOSFETの構造上、IGBTのような定常的な順方向電圧は発生せず、導通時の損失はオン抵抗にのみ依存するような特性を持つ。ただし、Fig. 3.5中のダイオード記号は、理想ダイオードで、一方方向にのみ電流が流れることを示している。加えて、ターンオフ時に、テール電流は発生しない。そこで、これらを考慮した、Fig. 4.8にMOSFETの導通損失モデル、Fig. 4.9にMOSFETのスイッチング時における電流および電圧のモデル波形をそれぞれ示す。

実験システムの回路パラメータはTable 4.1に示すものとなり、このときの各スイッチング周波数に対する二次側昇降圧型コンバータの効率特性はFig. 4.10および4.11となる。ただし、各

Table 4.1. Circuit parameters of the experimental system with the combination control method.

Main circuit	
Output frequency of primary-side inverter f_{in}	85 kHz
Input voltage E_{in}	70 V
Battery voltage for constant voltage charging V_{ocv}	141.3
Battery current for constant charging I_{occ}	4.6 A
Self inductance of the primary coil L_1	26.2 μ H
Self inductance of the secondary coil L_2	17.7 μ H
ESR of the resistor r_{L1}	53 m Ω ($Q_1 = 264$)
ESR of the resistor r_{L2}	39 m Ω ($Q_2 = 243$)
Capacitance of the primary-side compensation condenser C_1	147 nF
Capacitance of the secondary-side compensation condenser C_2	197 nF
ESR of the resistor r_{C1}	15 m Ω
ESR of the resistor r_{C2}	20 m Ω
Capacitance of the condenser C_o	2200 μ F
ESR of the resistor r_C	30 m Ω
ESR of the resistor r_{in}	150 m Ω
Inductor L_{con}: TDK PC40EC120X101X30	
Self inductance of the coil L_{con}	724 μ H
Equivalent copper loss resistance of the resistor r_{Ldc}	25 m Ω
Equivalent iron loss resistance of the resistor rL_{ac}	$7E^{-15}f_{con}^3 - 6E^{-10}f_{con}^2 + 4E^{-5}f_{con} + 407$ m Ω
MOSFET $S_{11} - S_{14}$: NIEC P2HM755HA	
MOSFET S_{21} and S_{22}: TOSHIBA TK39J60W5	
On resistance of S_{21} and S_{22} $r_{on,S}$	10 m Ω
Forward voltage of S_{21} and S_{22} $v_{f2,S}$	2 V (R)
Turn on time of S_{21} and S_{22} T_{on}	60 ns (R)
Turn off time of S_{21} and S_{22} T_{off}	140 ns (R)
Diode: Microsemi APT2X40DC60J	
Dynamic resistance of diode $r_{on,D}$	25 m Ω
On-set voltage of diode $v_{on,D}$	3.2 V
Forward voltage of diode $v_{f2,D}$	800 mV (R)
Reverse recovery time of diode T_{rr}	300 ns (R)
Transient response of diode T_{Don}	1.2 μ s (R)
Reverse peak current of diode I_{RP}	2.4 A

第4章 非接触給電システム用二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化
 デバイスの冷却が十分であり、各デバイスの温度は室温（25度）一定に保たれていると仮定し、
 MOSFETとダイオードの特性について、一部、実測値を用いている。実測値については(R)と

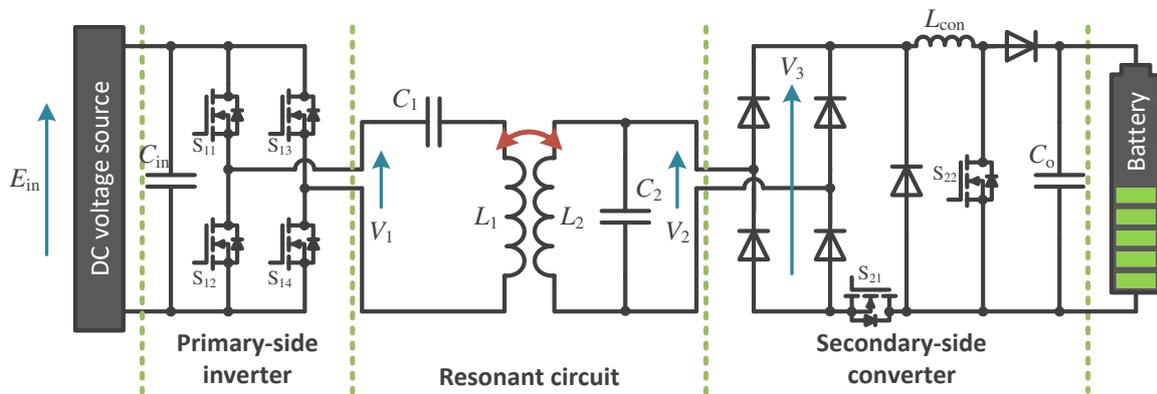


Fig. 4.6. Inductive power transfer system with the secondary-side buck–boost converter connected (MOSFET).

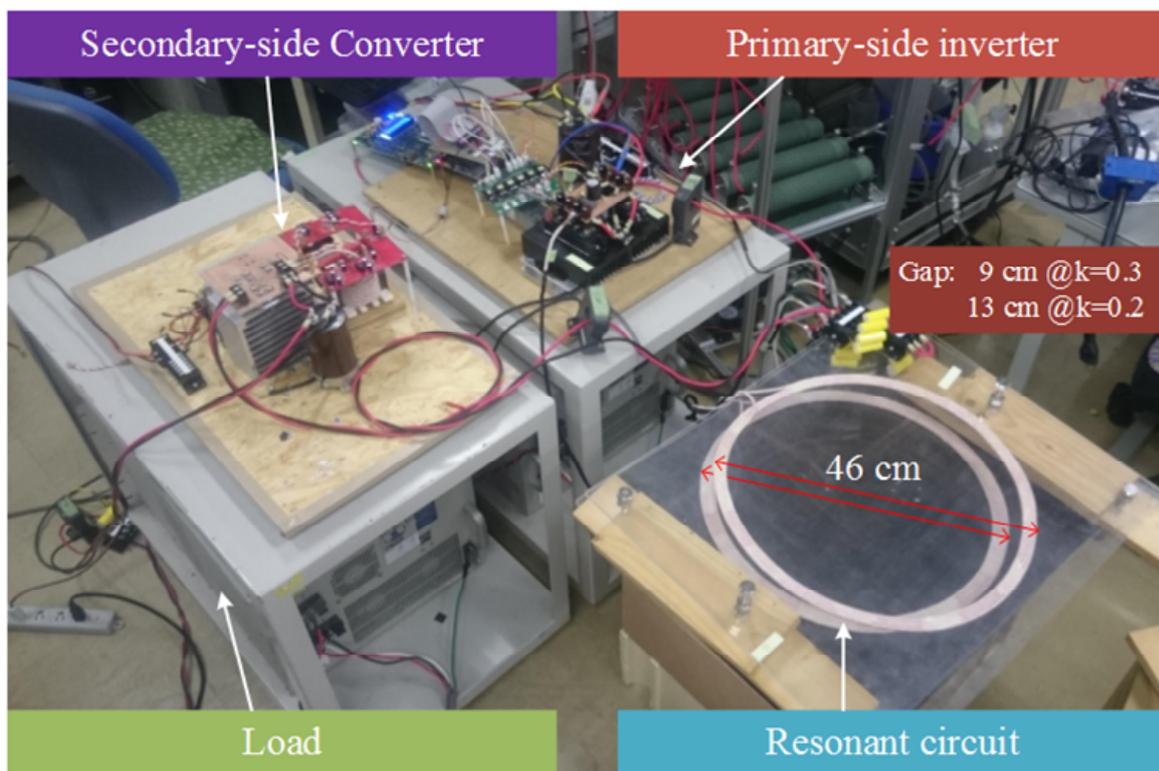


Fig. 4.7. Experimental system used in chapter 4. Copyright ©2018, IEEE.

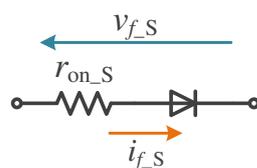


Fig. 4.8. Conduction loss model for MOSFET.

記している。本実験では、バッテリーへの定電流 (CC) 定電圧 (CV) 充電を想定している。この充電方法では、バッテリー電圧が定格電圧よりも低い状態のとき、定電流充電を行い、バッテリー電圧が定格電圧 V_{ocv} [V] に達したところで、定電圧充電に切り替える。ただし、本実験では、バッテリーの充電状態を抵抗により模擬している。 $k = 0.2$ において、CC 充電時の全動作域では、二次側昇降圧型コンバータは降圧動作をしていて、CV 充電時の 450 W 付近で、降圧動作と昇圧動作が切り替わっている。 $k = 0.3$ において、CC 充電時の 650 W 付近で、降圧動作と昇圧動作が切り替わっており、CV 充電時の全動作域で昇圧動作をしている。Fig. 4.10 および 4.11 を見

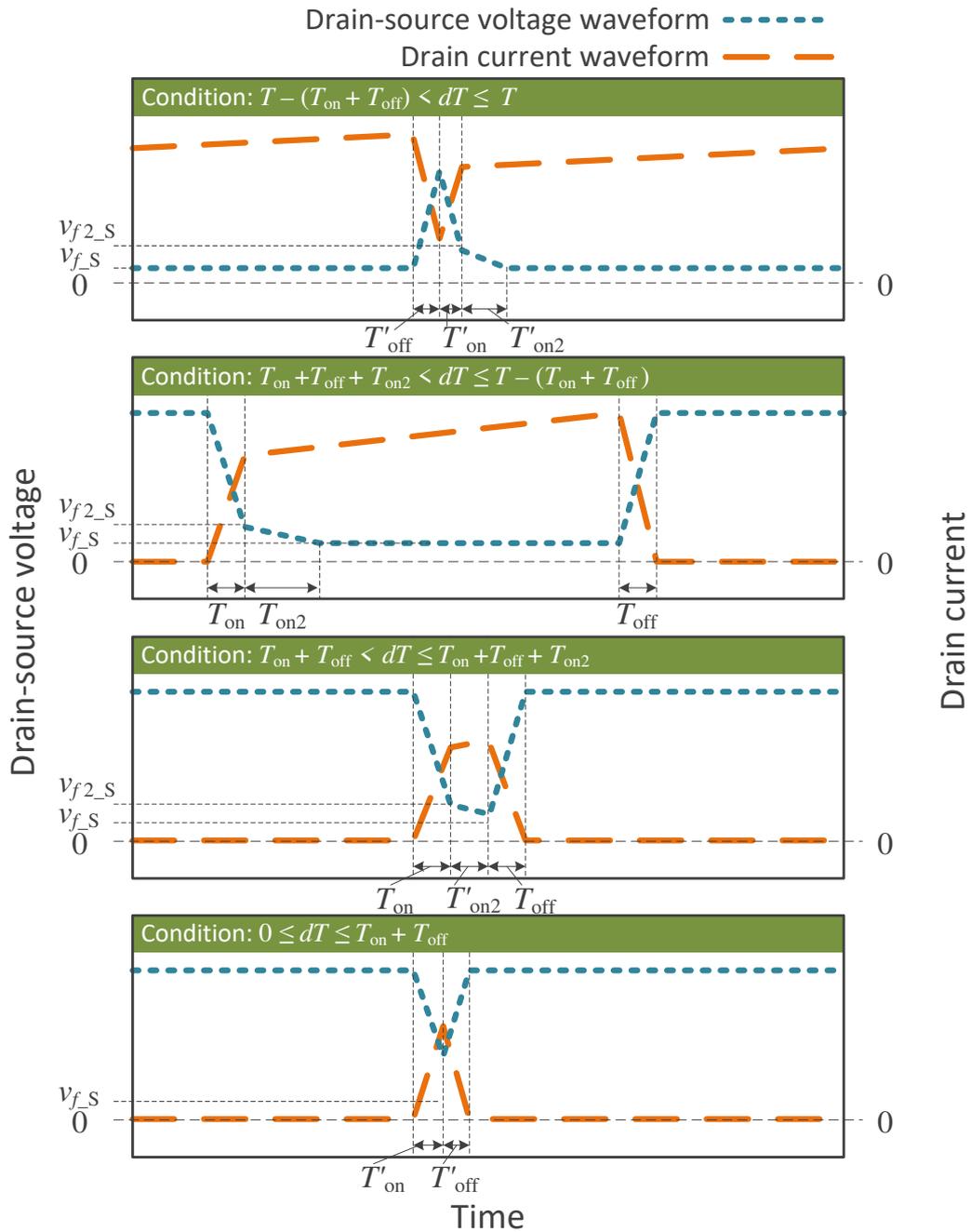


Fig. 4.9. Voltage and current waveform models for MOSFET with switching considered.

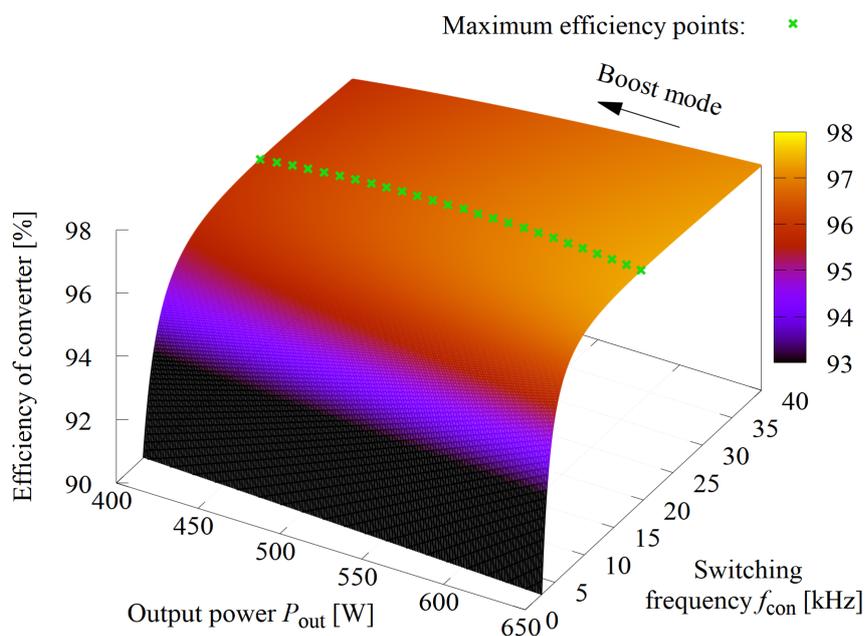
ると、IGBTを用いる場合よりも、高いスイッチング周波数で高効率となることが確認でき、最大効率点を示す周波数でスイッチングを行うことで、二次側昇降圧型コンバータを高効率化できる。この理由は、Fig. 4.12 に示す、インピーダンスマッチングによる高効率化手法適用時における二次側昇降圧型コンバータの損失の内訳を見ると確認できる。IGBTを用いた場合と同様に、動作モードの切り替わり点付近と離れた部分において、各素子の損失の割合が変化するが、MOSFETの損失の割合が小さいため、IGBTよりも、高いスイッチング周波数で高効率となる。

次に、Table 4.2 に組み合わせ手法と比較する制御手法を示す。Method 1 はインピーダンスマッチングのみ適用したもので、出力電力の制御は一次側インバータ、二次側昇圧型コンバータのスイッチング周波数は 85 kHz 一定としている。Method 2 もインピーダンスマッチングのみ適用したもので、出力電力の制御は一次側インバータ、二次側昇圧型コンバータのスイッチング周波数は 20 kHz 一定としている。Method 3 は出力電力を二次側昇降圧型コンバータで制御し、二次側昇降圧型コンバータにスイッチング周波数制御による高効率化手法を適用したものである。本節では、組み合わせ手法以外の制御手法をまとめて従来手法と称す。どの手法においても、一次側インバータの出力電圧の周波数は 85 kHz 一定としている。加えて、組み合わせ手法を用いる場合、一次側インバータで電力制御を行うため、バッテリーへの給電電力を計測もしくは推定する必要がある。しかし、本システムでは、簡単のため、一次側インバータのコントローラは計測された給電電力の情報を通信により得ているとし、実験を行っている。実際の充電システムに応用する際は、Bluetooth 等の通信が考えられ、定常状態においては負荷（バッテリー）は共振周波数の周期に対して急峻に変化しないため、Bluetooth の通信速度があれば十分である。コイル間への異物混入や、コイル間の結合の変化に対しては、一次側インバータと二次側コンバータをそれぞれ独立に制御することで対応できる。

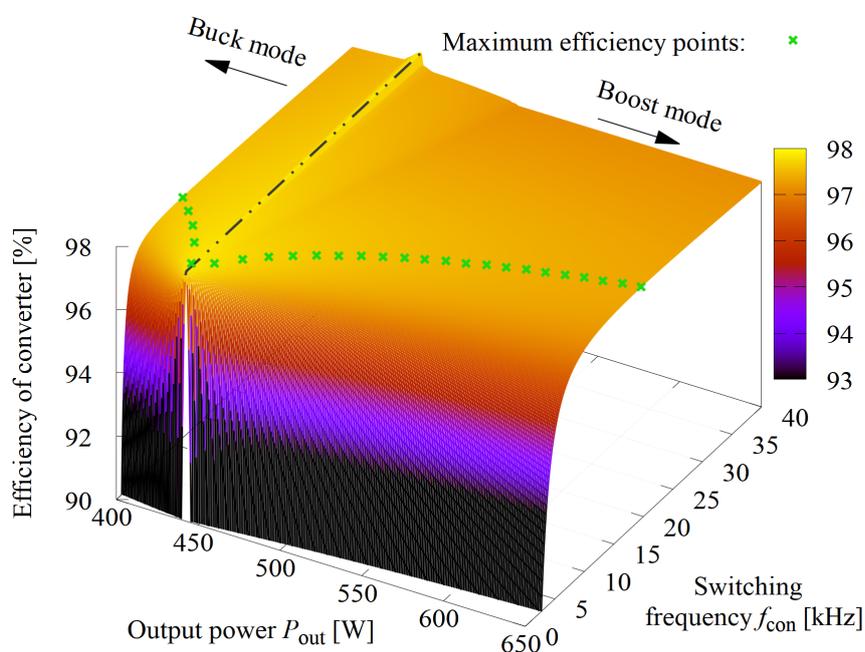
Table 4.2. Control methods used to compare with the combination method.

Control method	Regulating charging power	Secondary-side converter	
		impedance matching (IM)	switching frequency control (FC)
Combination method	Primary side	Yes	Yes
Method 1	Primary side	Yes	No (constant@85 kHz)
Method 2	Primary side	Yes	No(constant@20 kHz)
Method 3	Secondary side	No	No

4.4 共振回路の高効率化手法と組み合わせた場合の効果検証

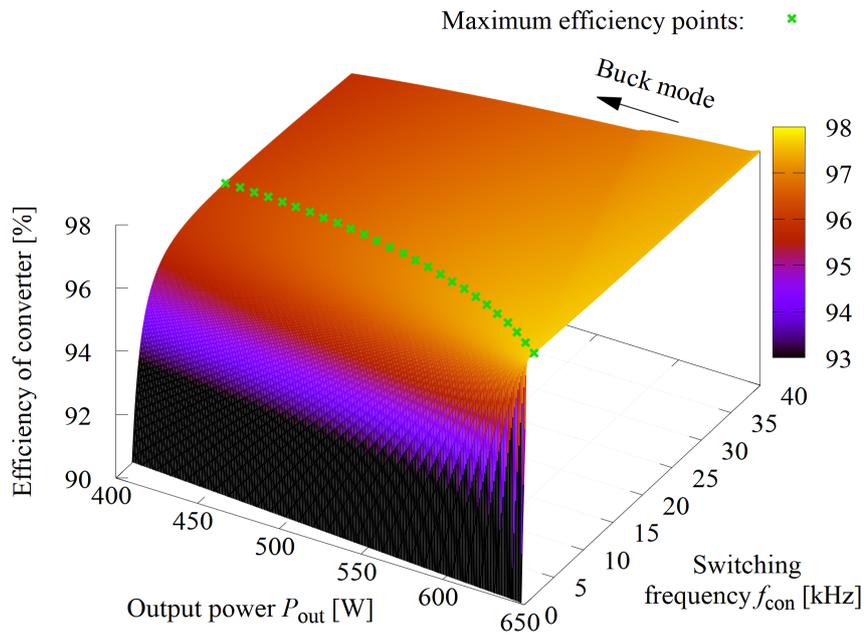


(a) CC charging mode.

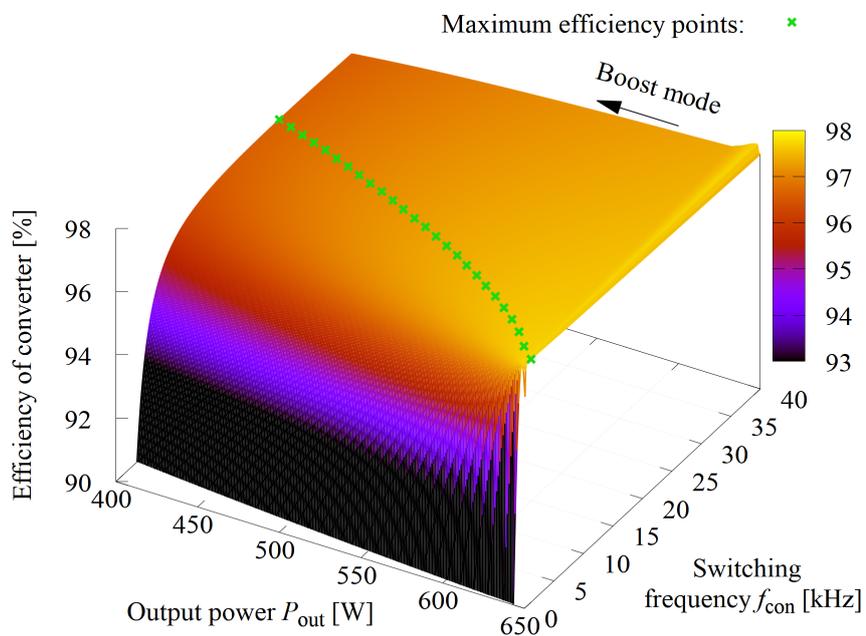


(b) CV charging mode.

Fig. 4.10. Theoretical efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck–boost converter with the combination method applied ($k = 0.2$, MOSFET).

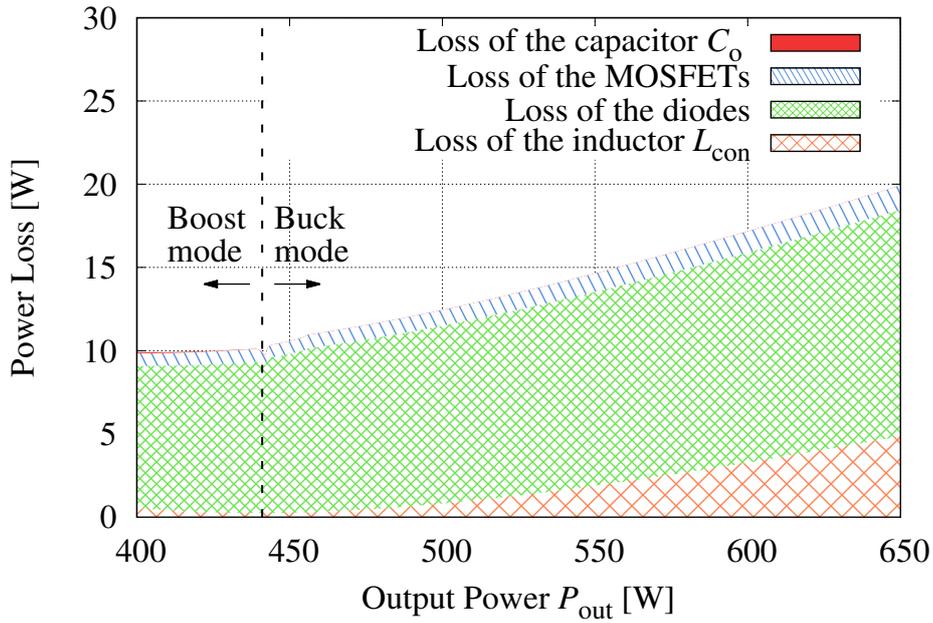


(a) CC charging.

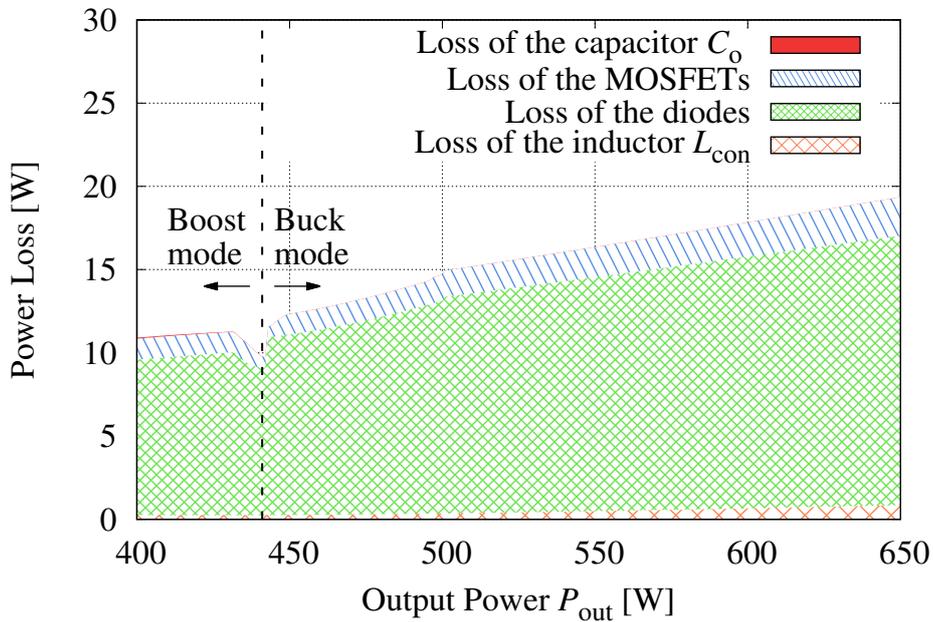


(b) CV charging.

Fig. 4.11. Theoretical efficiency and switching frequency characteristics of the secondary-side buck-boost converter with the combination method applied ($k = 0.3$, MOSFET).



(a) Switching frequency $f_{con} = 10 \text{ kHz}$.



(b) Switching frequency $f_{con} = 40 \text{ kHz}$.

Fig. 4.12. Theoretical loss breakdown of the secondary-side buck–boost converter with the combination method applied ($k = 0.2$, CV charging, MOSFET).

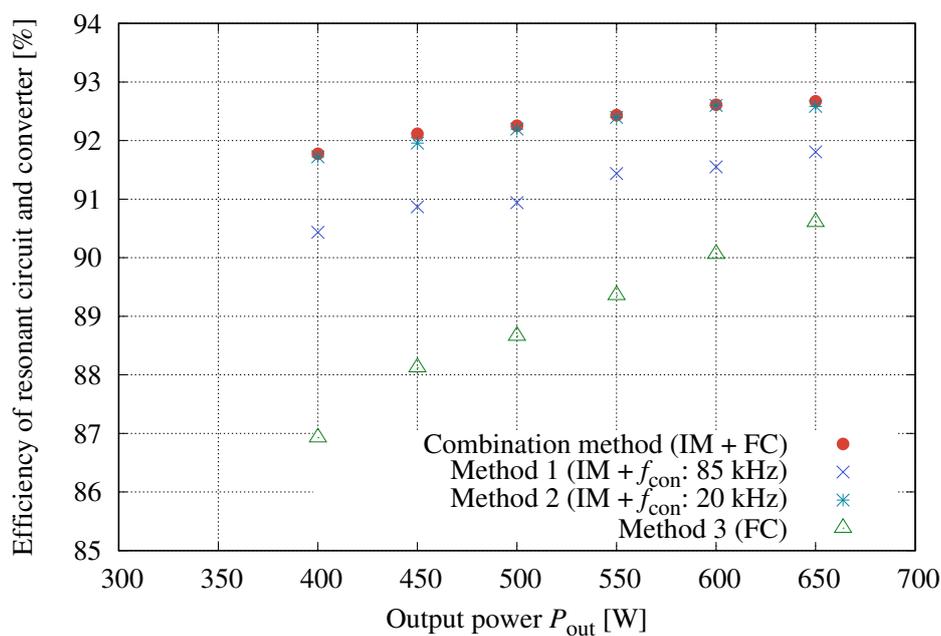
4.4.3 実験による効果検証

Fig. 4.13 と 4.14 に、それぞれ組み合わせ手法を適用した場合と、従来法を適用した場合の共振回路および二次側昇降圧型コンバータの効率を、Fig. 4.15 と 4.16 に、それぞれ組み合わせ手法を適用した場合と、従来法を適用した場合の総合効率を示す。

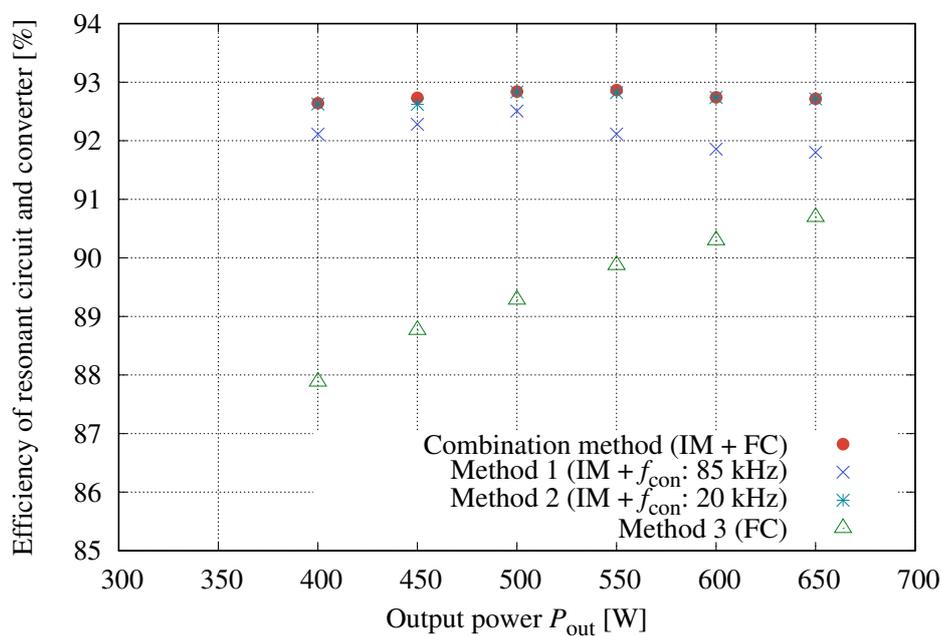
Fig. 4.13 を見ると、組み合わせ手法を適用した場合のほうが高効率となることが確認できる。Fig. 4.13 において、インピーダンスマッチングによる高効率化手法が適用されていない場合の効率は、適用されている場合に対して大きく下回っており、組み合わせ手法以外で最も高効率な Method 2 に対して、最大 0.2 % 効率が高い。これは、共振回路と二次側昇降圧型コンバータの動作点の関係で説明できる。 $k = 0.2$ の状況において、共振回路の出力電圧、つまり、二次側昇降圧型コンバータの入力電圧は高くなる傾向がある。そのため、インピーダンスマッチングを適用せず、二次側昇降圧型コンバータで電力制御を行った場合、大きく電圧を降圧する必要があり、コンバータへ負荷がかかり、その動作点は低効率（高損失）動作域に移る。加えて、その電圧の調整により、共振回路の負荷インピーダンスが最適負荷 $|Z_{Lmax}|$ から大きく外れてしまい、共振回路の動作点も低効率（高損失）動作域に移ってしまう。結果として、インピーダンスマッチングを適用しない場合、共振回路およびコンバータの効率はかなり低くなる。一方、インピーダンスマッチングを適用した場合、共振回路の動作点は高効率（低損失）動作域に移り、インピーダンスマッチングを行う二次側昇降圧型コンバータの動作点も動作モード切替点付近の高効率（低損失）動作域に移る。以上の理由から、インピーダンスマッチングを適用することによって高効率化でき、二次側コンバータのスイッチング周波数制御を組み合わせることで、さらなる高効率化が達成できる。

一方、Fig. 4.14 では、CC 充電時は組み合わせ手法を適用することで高効率となっているが、CV 充電時は従来法を適用したほうが高効率となっている。これも、共振回路と二次側昇降圧型コンバータの動作点の関係で説明できる。本システムは、 $k = 0.3$ の CC 充電と CV 充電の切り替え点、二次側昇降圧型コンバータの動作モード切替点、および共振回路の最適動作点が一致するように設計されている。そのため、650 W ですべての効率が一致している。また、 $k = 0.3$ のとき、共振回路の出力電圧は負荷によらず、定電圧源のような特性となる。そのため、インピーダンスマッチングを適用しない場合、CC 充電時は、二次側昇降圧型コンバータによって電力制御を行い、コンバータの入力インピーダンスは大きく変化するが、CV 充電時は、二次側昇降圧型コンバータによる電力制御はほとんど行う必要がなく、コンバータの入力インピーダンスはほとんど変化しない。加えて、共振回路の最適動作点近傍では、負荷の変化による共振回路効率の変化が小さいため、インピーダンスマッチングを適用しなくても、共振回路の動

4.4 共振回路の高効率化手法と組み合わせた場合の効果検証

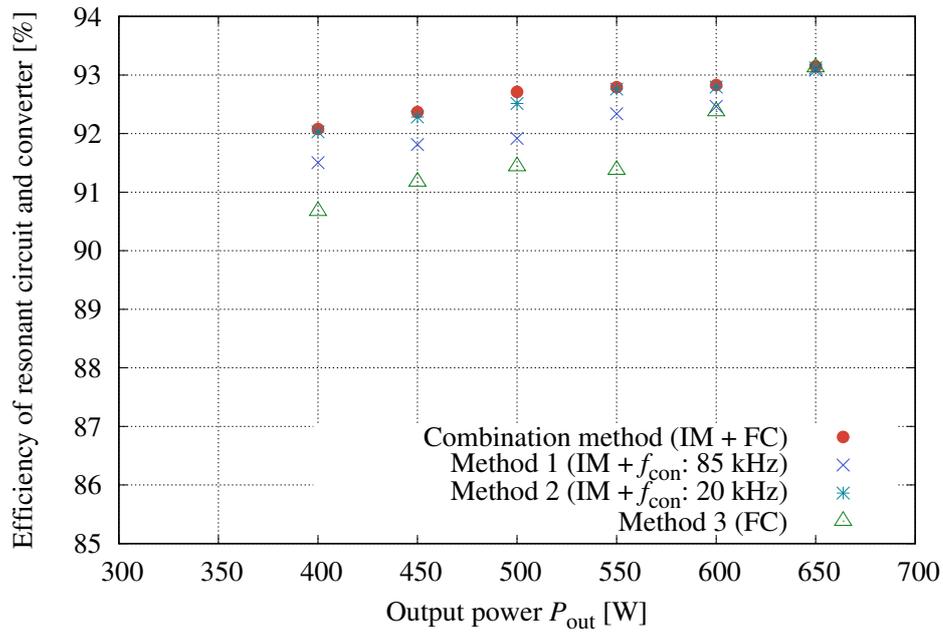


(a) CC charging.

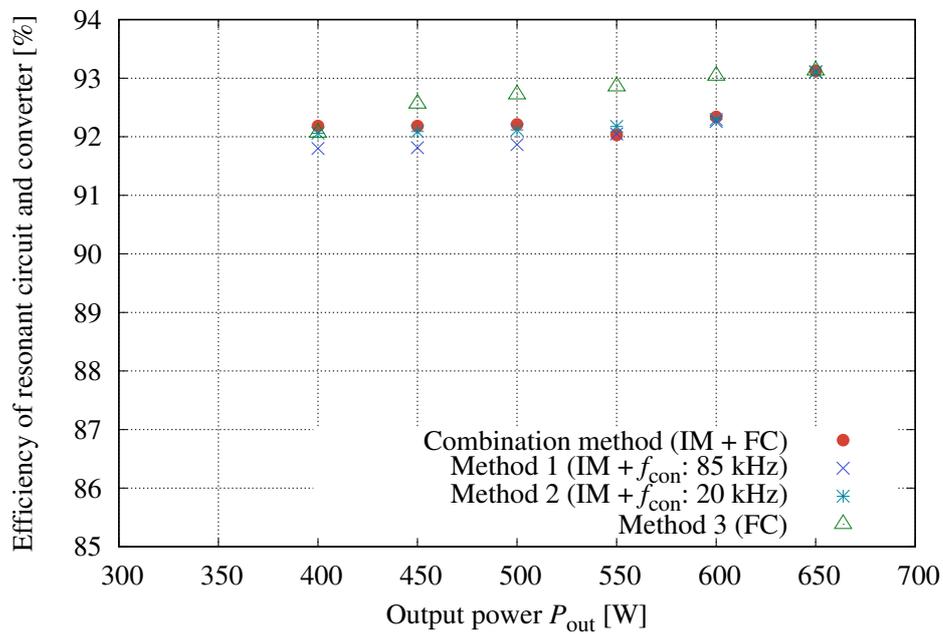


(b) CV charging.

Fig. 4.13. Experimental efficiency characteristics of the combined efficiency of the resonant circuit and the secondary-side buck–boost converter ($k = 0.2$, MOSFET). Copyright ©2018, IEEE.



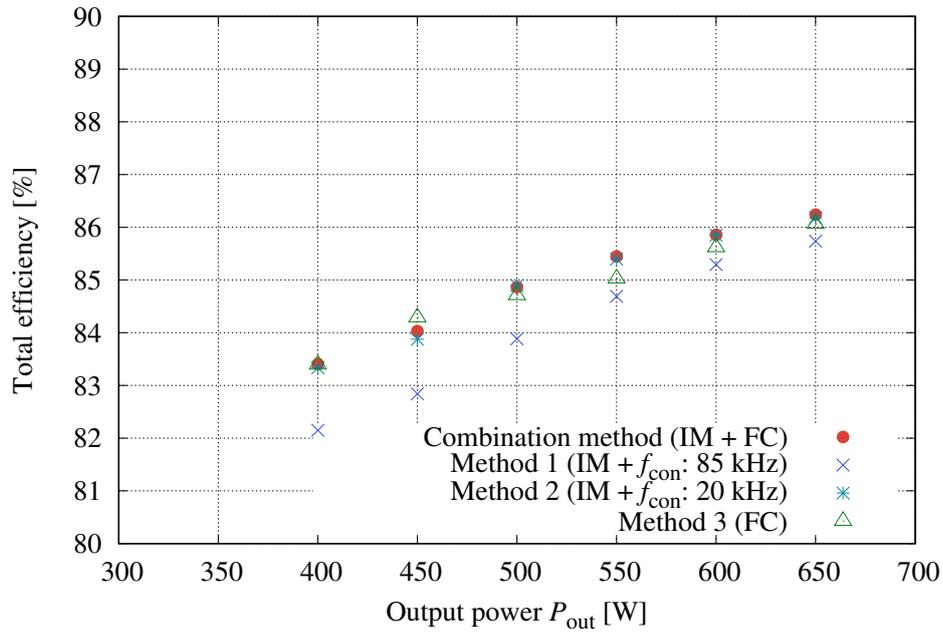
(a) CC charging.



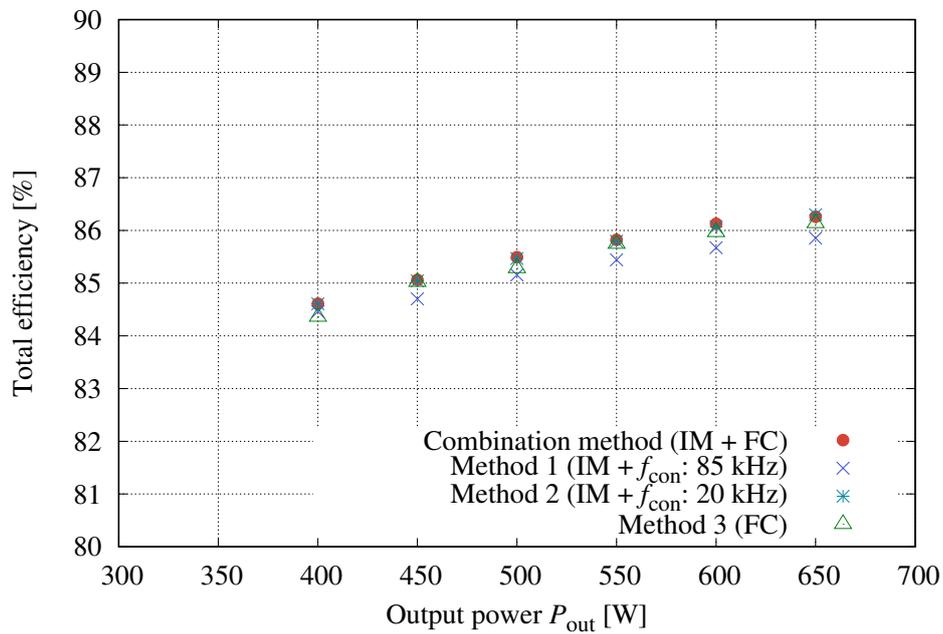
(b) CV charging.

Fig. 4.14. Experimental efficiency characteristics of the combined efficiency of the resonant circuit and the secondary-side buck-boost converter ($k = 0.3$, MOSFET). Copyright ©2018, IEEE.

4.4 共振回路の高効率化手法と組み合わせた場合の効果検証

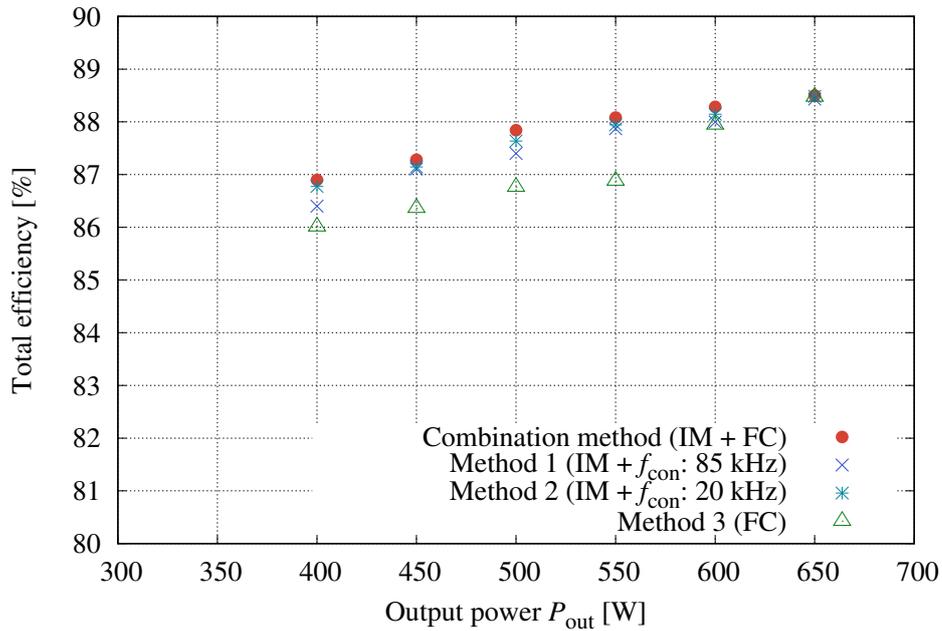


(a) CC charging.

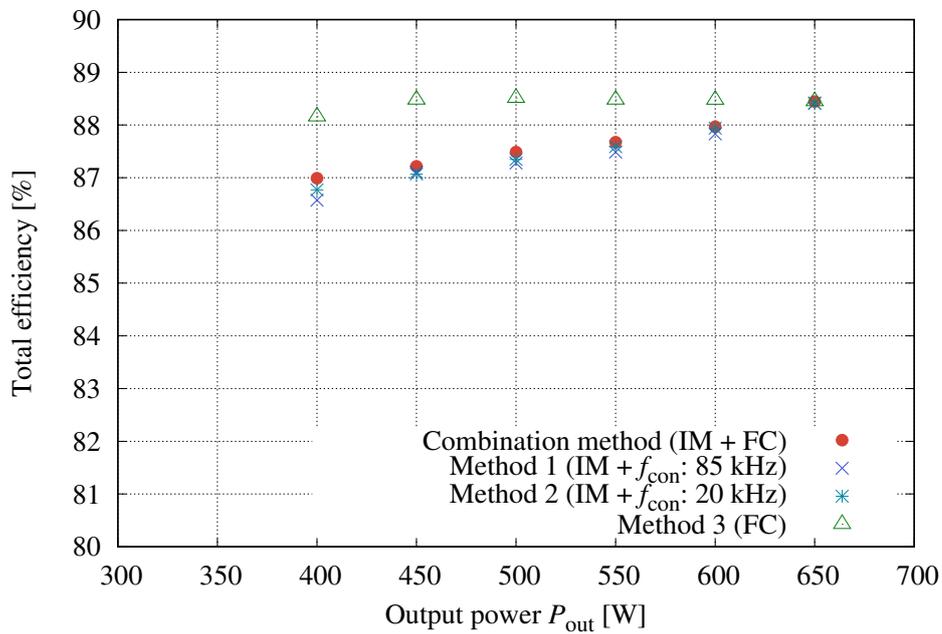


(b) CV charging.

Fig. 4.15. Experimental efficiency characteristics of the overall system ($k = 0.2$, MOSFET). Copyright ©2018, IEEE.



(a) CC charging.



(b) CV charging.

Fig. 4.16. Experimental efficiency characteristics of the overall system ($k = 0.3$, MOSFET). Copyright ©2018, IEEE.

作点が高効率（低損失）動作域に存在するようになる。しかしながら、そのような動作域では、インピーダンスマッチングを適用することによる共振回路の損失の低減量よりも、二次側昇降圧型コンバータの損失の増加量が勝ってしまう（CV 充電時、コンバータは昇圧動作となり、動作点は低効率動作域に移動する）。その結果、インピーダンスマッチングを適用することで、低効率化してしまった。しかし、出力電力が小さくなると、インピーダンスマッチングを適用しない場合、共振回路の動作点は最適動作点近傍から離れ、インピーダンスマッチングを適用したほうが高効率化できる。CC 充電時については、 $k = 0.2$ のときと同様の理由で、インピーダンスマッチングを適用することによって高効率化でき、二次側コンバータのスイッチング周波数制御を組み合わせることで、さらなる高効率化が達成できる。

Fig. 4.15 を見ると、ほとんどの動作域で、組み合わせ手法が高効率となっており、組み合わせ手法以外で最も高効率な Method 2 に対して、最大 0.2 % 効率が高い。しかし、Fig. 4.13 のように、効率の差は大きくない。これは、一次側インバータの動作が関係している。インピーダンスマッチングによる高効率化手法を用いず、充電電力の調整を二次側昇降圧型コンバータで行う場合、インバータのレグ間の位相シフト制御を行わないため、環流（回生）する動作モードはデッドタイム期間のみとなる。一方、インピーダンスマッチングによる高効率化手法を用いた場合は、充電電力の調整を一次側インバータのレグ間の位相シフト量、つまり還流する動作モードの一スイッチング周期に対する時間的割合を制御することで行っている。そのため、一次側インバータの位相シフト制御により、出力電力を小さくするほど、導通損失の割合が増加し、効率が低下してしまう。その結果、一次側インバータの位相シフト量が多い動作域では、一次側インバータにおける損失が顕著となり、インピーダンスマッチングによる高効率化手法を適用しない場合のほうが高効率になってしまった。このことから、組み合わせ手法は、一次側インバータの位相シフト量が少ない動作域で有効となり、その有効動作域を拡張する方法として、より導通損失が小さなスイッチングデバイスを適用することが挙げられる。加えて、すべての動作域で高効率にシステムを駆動するためには、共振回路と二次側昇降圧型コンバータだけではなく、インバータの損失も考慮した制御手法が必要である。

一方、Fig. 4.16 では、Fig. 4.14 の効率の傾向が大きく影響したものとなっている。

以上の結果より、共振回路の効率を優先して、インピーダンスマッチングによる高効率化手法を適用しても、動作域によっては、一次側インバータの効率もしくは、二次側昇降圧型コンバータの効率が大きく低下し、システム全体の高効率に対して有効とならない場合があることがわかる。そのため、一般的によく適用されている、インピーダンスマッチングによる高効率化手法はすべての動作域で有効ではなく、すべての動作域でシステム全体を高効率化するためには、一次側インバータ効率、共振回路効率、および二次側昇降圧型コンバータ効率も含めて、

システム全体で高効率となる，新たな制御手法が必要である，ということがわかる。

4.5 本章の結論

第3章の効率解析手法を用いて，二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数特性を導出し，損失の内訳から考察を行った。そして，その特性と考察結果に基づき，高効率となるようスイッチング周波数の制御を行う高効率化手法を提案した。実験を行い，提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法と従来のスイッチング周波数を一定とする制御手法を比較することで，その有効性を示した。その結果，スイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることにより，スイッチング周波数を40 kHz一定に制御する従来法に比べて，二次側昇降圧型コンバータ効率が $k = 0.2$ においては最大3.6%， $k = 0.4$ においては最大0.7%改善できた。システム全体の効率においては，スイッチング周波数制御による高効率化手法を用いることにより， $k = 0.2$ においては最大3.4%， $k = 0.4$ においては最大0.5%改善できた。加えて，二次側昇降圧型コンバータの高効率化手法として，動作モード切り替え点付近では，回路動作的に，スイッチング素子による損失が支配的となるため，スイッチング周波数を低くすることで，二次側昇降圧型コンバータを高効率化できることがわかった。一方，動作モード切り替え点から離れた動作域では，回路動作的に，インダクタ損失が支配的となるため，スイッチング周波数を高くすることで，二次側昇降圧型コンバータを高効率化できることがわかった。しかしながら，提案したスイッチング周波数制御には，充電対象のボディに含まれる金属やシステムの温度特性による影響が考慮されていなかったため，これらを考慮することが今後の課題となる。

加えて，提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法とインピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化手法を組み合わせた場合の効果検証を行った。その結果，組み合わせ手法を用いた場合，共振回路および二次側昇降圧型コンバータの効率を最大0.2%，システム全体の効率においては，最大0.2%改善できた。しかし，共振回路の効率を優先して，インピーダンスマッチングによる高効率化手法を適用しても，動作域によっては，一次側インバータの効率もしくは，二次側昇降圧型コンバータの効率が大きく低下し，システム全体の高効率に対して有効とならない場合があることがわかった。そのため，一般的によく適用されている，インピーダンスマッチングによる高効率化手法はすべての動作域で有効ではなく，すべての動作域でシステム全体を高効率化するためには，インピーダンスマッチングではなく，一次側インバータ効率，共振回路効率，および二次側昇降圧型コンバータ効率も含めて，システム全体で高効率となる，新たな制御手法が必要である，という知見を得ることができた。

第5章 結言

中容量から大容量（数百 W から数 kW）の電磁誘導型非接触給電システムを実用化・普及させるためには、システムの高効率化が特に重要である。高周波駆動する電磁誘導型非接触給電システムにおいて、発生する損失の中でも、スイッチング時に発生する損失は大きく、無視できない。その抑制方法として、ソフトスイッチング技術を適用する方法があり、多くの適用例が発表されている。しかしながら、電磁誘導型非接触給電システムにソフトスイッチングを適用する場合、次の課題がある。

- バッテリの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの容量設計は複雑であり、体系的に評価・設計する方法が必要
- 電力変換回路の回路方式によってはソフトスイッチングを適用できないため、新たなアプローチによる高効率化手法が必要

そこで、本論文は、これらの課題を解決することで、中容量から大容量（数百 W から数 kW）の電磁誘導型非接触給電システムを高効率化することを目的とした。具体的には、ソフトスイッチングを適用できる電力変換回路に対しては、バッテリーの充電サイクルを考慮する過程を簡略化するための、視覚的にソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量を評価できるマップを提案し、その設計指針を示した。そして、その設計指針に基づいて設計したスナバキャパシタを用いて、システムの高効率化を図った。ソフトスイッチングを適用できない二次側電力変換回路に対しては、効率特性の解析手法の提案を行い、その解析結果に基づき、二次側電力変換回路のスイッチング周波数を変化させて高効率化を図る制御手法を提案した。

本論文は全 5 章で構成している。第 1 章では、電磁誘導型非接触給電技術とその課題を示し、一般的な電磁誘導型非接触給電システムの構成と各部の特性について述べた。そして、従来の高効率化手法と本論文の関係性、および本論文の目的と概要を示した。

第 2 章では、ソフトスイッチングを適用できる非接触給電システムの電力変換回路の高効率化手法について述べた。バッテリーの充電サイクルを考慮した上でソフトスイッチング用のスナバキャパシタの静電容量を設計する場合、バッテリーの電圧や充電の状況等、様々なパラメータを考慮する必要があるため、複雑化するという課題があった。そこで、第 2 章では、バッテリーの

第5章 結言

充電サイクルを考慮する過程を簡略化するため、視覚的に評価できるマップを利用したソフトスイッチング用スナバキャパシタの静電容量の視覚的評価方法を提案し、さらなる高効率化を図った。その評価マップを利用するにあたり、その構築方法と利用方法の提案を行い、その評価方法により、バッテリーの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバキャパシタの設計指針を示した。さらに、これらの有効性を示すため、実験を行い、結果として、バッテリーの充電サイクルで頻繁に使用すると仮定した動作点において、ソフトスイッチングの達成を確認できた。そのとき、ひとつの動作点において、スナバキャパシタを接続しない場合に対して、設計したスナバキャパシタを接続することで、システム全体の損失を11%低減できた。加えて、提案した視覚的評価方法を用いることで、バッテリーの充電サイクルを考慮したスナバキャパシタの設計に必要な情報を一瞥できるようになり、設計の過程を簡略化することができた。以上より、提案した視覚的評価方法、およびそれに基づいたスナバキャパシタの設計指針による高効率化手法の有効性を確認できた。

第2章の視覚的評価方法の展望として、評価関数による評価の自動化および不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法の提案が挙げられる。評価関数による評価の自動化に関して、本手法ではスナバキャパシタの静電容量を設計する際、一部に人為的な選択を必要としている。そのため、その部分を評価関数により自動化することにより、より最適な設計が行える可能性がある。また、不完全なソフトスイッチングを考慮した場合の高効率化手法に関して、本手法はターンオンの完全な（スナバキャパシタの電荷が放電しきる）ソフトスイッチングを行うことを前提にしたものであった。しかし、スナバキャパシタの静電容量をさらに大きくして、ターンオフ時の損失を抑えることで、ターンオン時のソフトスイッチングが不完全となっても、スイッチング損失がトータルで小さくなり、高効率となる場合が考えられる。そのため、ターンオンの不完全なソフトスイッチングも考慮することで効率向上できる可能性もある。ただし、この場合、EMIノイズ等が大きくなることが予想されるため、その適用には注意が必要である。

第3章では、ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側電力変換回路を高効率化するために、電力変換回路の効率解析手法の提案を行った。この二次側電力変換回路には、非接触給電システムの一次側と二次側コイルの結合状態が変化した場合にも、最終的な負荷であるバッテリーへの充電を安定できるよう、出力レンジが広い昇降圧型電力変換回路（以下、二次側昇降圧型コンバータ）を適用した。本解析手法では、各スイッチングデバイスとインダクタの損失のモデル化を行い、非接触給電システムの特性に連動した二次側昇降圧型コンバータの各動作モードの回路方程式より導出した各部の電流と電圧を組み合わせ、二次側昇降圧型コンバータの効率特性を導出した。さらに、二次側昇降圧型コンバータの

損失解析を行うことで、損失の原因を明らかにした。そして、実験と理論解析の結果を比較し、同様の傾向を示していることがわかり、今回行った解析が損失の発生原因と結合係数の関係を調べる解析として十分妥当な結果を導いた。以上の結果より、非接触給電システムでは、コイル間の結合状態の変化が共振回路の二次側電圧(二次側昇降圧型コンバータの入力電圧)を変化させるため、インダクタ電流の交流成分が変化し、インダクタ損失に大きく影響が及ぶことがわかった。そのため、そのシステムをよく使用する動作域に、二次側昇降圧型コンバータの動作切り替え点が重なるように、共振回路のパラメータを設計することで、より高効率となることが示唆された。

加えて、二次側昇降圧型コンバータのインダクタの鉄損や各種スイッチング素子における損失は、コンバータの入力電圧と出力電圧の比だけでなく、流れる電流の周波数やスイッチング周波数の影響も受けるため、解析結果を利用して、充電状態(コンバータの入出力電圧比)ごとに、適切に二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数を制御することで、高効率化できることも示唆された。

第4では、第3章の効率解析手法を参考に、ソフトスイッチングを適用できない電磁誘導型非接触給電システムの二次側昇降圧型コンバータに適用可能な、コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法の提案を行った。まずはじめに、第3章の効率解析手法を用いて、二次側昇降圧型コンバータのスイッチング周波数特性を導出し、損失の内訳から考察を行った。そして、その特性と考察結果に基づき、高効率となるようスイッチング周波数の制御を行う、高効率手法を提案した。実験を行い、提案手法とスイッチング周波数が一定である従来法を比較することで、提案手法の有効性を示した。その結果、提案法を用いることにより、スイッチング周波数を40 kHz一定に制御する従来法に比べて、二次側昇降圧型コンバータ効率が $k = 0.2$ においては最大3.6%、 $k = 0.4$ においては最大0.7%改善できた。システム全体の総合効率においては、提案法を用いることにより、 $k = 0.2$ においては最大3.4%、 $k = 0.4$ においては最大0.5%改善できた。加えて、二次側昇降圧型コンバータの高効率化手法として、動作モード切り替え点付近では、回路動作的に、スイッチング素子による損失が支配的となるため、スイッチング周波数を低くすることで、二次側昇降圧型コンバータを高効率化できることがわかった。一方、動作モード切り替え点から離れた動作域では、回路動作的に、インダクタ損失が支配的となるため、スイッチング周波数を高くすることで、二次側昇降圧型コンバータを高効率化できることがわかった。しかしながら、提案したスイッチング周波数制御には、充電対象のボディに含まれる金属やシステムの温度特性による影響が考慮されていなかったため、これらを考慮することが今後の課題となる。加えて、走行中給電のような動的なシステムに適用する場合は、実装方法についても検討をする必要がある。

第5章 結言

加えて、提案したスイッチング周波数制御による高効率化手法とインピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化手法を組み合わせた場合の効果検証を行った。その結果、組み合わせ手法を用いた場合、共振回路および二次側昇降圧型コンバータの効率を最大0.2%、システム全体の効率においては、最大0.2%改善できた。しかし、共振回路の効率を優先して、インピーダンスマッチングによる高効率化手法を適用しても、動作域によっては、一次側インバータの効率もしくは、二次側昇降圧型コンバータの効率が大きく低下し、システム全体の高効率に対して有効とならない場合があることがわかった。そのため、一般的によく適用されている、インピーダンスマッチングによる高効率化手法はすべての動作域で有効ではなく、すべての動作域でシステム全体を高効率化するためには、インピーダンスマッチングではなく、一次側インバータ効率、共振回路効率、および二次側昇降圧型コンバータ効率も含めて、システム全体で高効率となる、新たな制御手法が必要である、という知見を得ることができた。

本論文では、ソフトスイッチングを適用できる電磁誘導型非接触給電システムと適用できない電磁誘導型非接触給電システムの高効率化について述べたが、特に第4章の結果から、新たな課題が示唆された。本論文を含め、多くの論文で行われている、インピーダンスマッチングによる共振回路の高効率化は限られた範囲でのみ有効であるということであるということがわかった。そのため、さらなる高効率化には、各コンバータの効率特性も明らかにし、全体でバランスをとりながら最も高効率になる制御法が必要である。本論文で提案した、解析手法をさらに発展させることで、この課題を解決できると考えており、今後もこの課題に取り組み、非接触給電技術の発展と普及に貢献したい。

謝辞

本論文を完成するにあたり、多くの皆さまのご指導およびご協力をいただき、心より感謝申し上げます。特に、東京理科大学 星伸一教授には自由な発想で研究に取り組む機会、博士後期課程に進学する機会、そして、的確なご助言をいただきました。継続的な研究成果を出し、こうして本論文を執筆できたのも、星伸一教授のご指導あってのものです。そして、なにより、大学3年生の特別講義から現在に至るまで研究を楽しく続けてこれたのも、星伸一教授の研究環境作りのおかげです。加えて、博士後期課程の進学と同時に、企業経験の機会もいただきました。企業に務めながらの研究は、大変でありながらも、この経験は一生の宝物になると存じております。星伸一教授のもとで、人として、研究者として大きく成長できましたが、今後も、さらに成長できるよう精進して参ります。心より御礼申し上げます。

学位論文の審査委員会員としてご指導とご助言いただきました東京理科大学 榎田洋太郎教授、同大学 木村真一教授、同大学 小泉裕孝教授、同大学 早瀬仁則教授に厚く御礼申し上げます。多くのご助言のおかげで、本論文がより価値あるものとなりました。

公聴会にてご質問とご助言いただきました東京大学 居村岳広特任講師、東京海洋大学 米田昇平助教、千葉大学 小林宏泰氏に深く感謝致します。ご質問とご助言のおかげで、本論文がより価値あるものとなりました。

日頃から有益なご意見とご指導をいただきました、宇都宮大学 春名順之介助教、茨城大学 内田晃介助教に深く感謝致します。本論文の成果の一部はいただいたご助言から発想を得たものです。

星研究室の秘書として、様々な事務手続きをしていただきました、八木橋弘子氏と荒井則子氏に深く感謝致します。研究に専念できたのも、お二方のおかげです。

同研究室の非接触給電チームの先輩としてご指導、議論をしていただきました岡田康嗣氏に深く感謝致します。非接触給電に関する基礎知識や、研究を進める上での考え方等、現在の私の基礎となっております。

同研究室の非接触給電の後輩として、共に研究を進めていただきました長尾真幸氏と Dannisworo Sudarmo Nuguroho 氏に深く感謝致します。なかなか成果が出ず、共に悩み、よく遅い時間まで試行錯誤を重ねたことを覚えております。この経験はチームで研究することの楽しさを

第5章 結言

学んだ良き思い出です。そして、本論文の成果の一部は皆さまとの議論、ご協力の中で得たものです。いつの日か、再び議論できることを楽しみにしております。

同研究室の博士後期課程の先輩である友田圭祐氏と同期である佐藤大記氏に深く感謝致します。同じ博士後期課程ということで、様々な場面で私の相談にのっていただきました。無事に学位をいただくことができたのも、お二人のご助言があったからです。

株式会社 KADOKAWA にてお世話になった三坂泰二氏、伊藤正人氏、伊藤誠氏、森井巧氏、萩原猛氏、河野葉月氏、荒川友希子氏、カドカワ BOOKS 編集部、およびカクヨム編集部の皆様に深く感謝致します。全く分野の異なる博士後期課程への進学をご理解いただいた上で、編集の仕事に関する様々な機会を与えてくださり、ご指導いただきました。2年という短い期間でしたが、新鮮かつ貴重な経験を積むことができ、大きく成長できたと存じております。現在の研究分野と遠い分野ではありますが、どこかで繋がることを楽しみにし、これからも研究に励んで参ります。

そして、これまで支えてくださった、両親と呉澳氏に深く感謝申し上げます。両親は、博士前期課程、博士後期課程への進学をご理解くださり、その機会を与えてくださりました。呉澳氏は、博士後期課程への進学と企業への就職をご理解くださり、日頃から支えてくださりました。これからも、人として、研究者として成長できるよう、精進して参ります。

回路シミュレータ *PSIM* をご提供くださった、Powersim 株式会社、Myway プラス株式会社の皆様に深く感謝申し上げます。*PSIM* はとても慣れ親しんだシミュレータソフトで、本論文を執筆するにあたり、多くの場面でお世話になりました。

本研究成果の一部は、JSPS 特別研究員奨励費「JSPS KAKENHI Grant Number JP 18J12166」によるものです。

また、長い研究生生活を支えてくださった星研究室の皆様に感謝いたします。皆様のご健康と今後のご活躍をお祈り申し上げます。

参考文献

- [1] G. Bell and Sons, *Faraday's Diary*. The Royal Institution of Great Britain, 1932, vol. 1.
- [2] H. C. Oersted, *Selected Scientific Works of Hans Christian Oersted*, K. Jelved and A. D. Jackson, Eds. Princeton University Press, 1998.
- [3] 小山慶太, 光と電磁気 ファラデーとマクスウェルが考えたこと 電場とは何か? 磁場とは何か?, ser. ブルーボックス. 講談社, 2016.
- [4] 篠原真毅, “ワイヤレス電力伝送技術,” 電子情報通信学会誌, vol. 100, no. 8, pp. 849–853, 2017.
- [5] 小林哲, “ワイヤレス電力伝送に関する最新動向,” 2015, 電波利用促進セミナー 2015in 九州 発表資料.
- [6] P. E. Glaser, “Power from the sun: Its future,” *Science*, vol. 162, no. 3856, pp. 857–861, 1968.
- [7] W. C. Brown, “The history of power transmission by radio waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
- [8] G. Elliott, J. Boys, and A. Green, “Magnetically coupled systems for power transfer to electric vehicles,” in *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*, 1995, pp. 797–801.
- [9] DAIFUKU, “非接触給電搬送システムの技術,” <https://www.daifuku.com/jp/solution/technology/wireless> (Last access date: August 29th, 2018).
- [10] Panasonic, “History of doltz パナソニック電動歯ブラシ 40 年史,” <https://panasonic.jp/teeth/history.html> (Last access date: August 29th, 2018).
- [11] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.

第5章 結言

- [12] 滝田辰夫, “2018 年はワイヤレス充電元年になるか?,” 2017, <https://www.icr.co.jp/newsletter/wtr345-20171226-takita.html> (Last access date: August 29th, 2018).
- [13] 篠原真毅, “無線電力伝送の送電距離に対する理論と技術,” 電子情報通信学会論文誌 *B*, vol. J96-B, no. 9, pp. 881–893, 2013.
- [14] 研究開発部門宇宙太陽光発電システム研究チーム, “日立 gltower での上下方向レーザー伝送実験の実施結果について,” 国立研究開発法人宇宙航空研究開発機構, Tech. Rep., 2016, <http://www.kenkai.jaxa.jp/research/ssps/ssps-lssps.html> (Last access date: August 29th, 2018).
- [15] 光無線給電検討会, “光無線給電とは,” <http://vcse1-www.pi.titech.ac.jp/owpt/owpt.html> (Last access date: August 29th, 2018).
- [16] N. Bilton, “Wireless charging, at a distance, moves forward for ubeam,” 2014, <https://www.nytimes.com/> (Last access date: August 29th, 2018).
- [17] J. Constine, “ubeam’s ultrasound wireless charging is real, and about to be really funded,” 2015, <https://techcrunch.com/2015/04/26/kill-the-cord/> (Last access date: August 29th, 2018).
- [18] 庄木裕樹, “ワイヤレス電力伝送技術が社会を変える,” 通信ソサイエティマガジン, no. 25, pp. 13–18, 2013.
- [19] 船渡寛人, 知久勇輝, and 原川健一, “ワンパルススイッチアクティブキャパシタを用いた電界結合非接触給電システムの提案,” 電気学会論文誌 *D*, vol. 132, no. 1, pp. 27–34, 2012.
- [20] 久米秀尚, “1 人乗り ev 使った屋外実験に成功,” 日経 *Automotive*, 2016, <https://tech.nikkeibp.co.jp/dm/atcl/mag/15/397260/042500072/> (Last access date: August 29th, 2018).
- [21] 鈴木良輝, 水谷豊, 杉浦貴光, 坂井尚貴, and 大平孝, “電化道路をタイヤ集電で走行する電気自動車の 1/32 スケールモデル試作実験,” 電気学会論文誌 *D*, vol. 134, no. 7, pp. 675–682, 2014.
- [22] 居村岳広 and 堀洋一, “電磁界共振結合による伝送技術,” 電気学会誌, vol. 129, no. 7, pp. 414–417, 2009.

- [23] M. Ishida, H. Shoki, and S. Obayashi, “Trends in and approaches to institutionalization and standardization of wireless power transfer transmission,” *TOSHIBA REVIEW*, vol. 1, no. 73, pp. 35–38, 2018.
- [24] 総務省, “総務省電波利用ホームページ,” <http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/equ/tech/> (Last access date: August 29th, 2018).
- [25] 朴尚洙, “人の接近や金属異物を検知して安全確保, パイオニアの ev 用非接触充電システム,” 2012, <http://monoist.atmarkit.co.jp/mn/articles/1210/04/news011.html> (Last access date: August 29th, 2018).
- [26] H. Omori, Y. Iga, T. Morizane, N. Kimura, K. Nakagawa, and M. Nakaoka, “A novel wireless ev charger using sic single-ended quasi-resonant inverter for home use,” in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012.
- [27] T. Nagashima, K. Inoue, X. Wei, E. Bou, E. Alarcon, M. K. Kazimierczuk, and H. Sekiya, “Analytical design procedure for resonant inductively coupled wireless power transfer system with class-e² dc-dc converter,” in *2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Jun. 2014, pp. 113–116.
- [28] N. Keeling, G. A. Covic, F. Hao, L. George, and J. T. Boys, “Variable tuning in lcl compensated contactless power transfer pickups,” *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept. 2009.
- [29] P. S. P. Si, a.P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, “A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 22–29, 2008.
- [30] 日下佳祐, “リアクタンスキャンセル機能を有する電力変換器を用いた非接触給電システムの低損失化,” 博士論文, 2月 2016.
- [31] S.-i. Motegi, A. Maeda, and Y. Nishida, “A new single-phase high-power-factor converter with buck and buck-boost hybrid operation,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 118, no. 4, pp. 468–473, Apr. 1998.

- [32] J. Acero, R. Alonso, J. M. Burdio, L. A. Barragan, and D. Puyal, “Frequency-dependent resistance in litz-wire planar windings for domestic induction heating appliances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 856–866, Jul. 2006.
- [33] T. Mizuno, S. Enoki, T. Hayashi, T. Asahina, and H. Shinagawa, “Extending the linearity range of eddy-current displacement sensor with magnetoplated wire,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 2, pp. 543–548, Feb. 2007.
- [34] T. Mizuno, S. Yachi, A. Kamiya, and D. Yamamoto, “Improvement in efficiency of wireless power transfer of magnetic resonant coupling using magnetoplated wire,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4445–4448, Oct. 2011.
- [35] D. Barth, B. Klaus, and T. Leibfried, “Litz wire design for wireless power transfer in electric vehicles,” in *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, May. 2017, pp. 1–4.
- [36] 金子裕良, 江原夏樹, 岩田卓也, 阿部茂, 保田富夫, and 井田和彦, “電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較,” *電気学会論文誌D*, vol. 130, no. 6, pp. 734–741, 2010.
- [37] 千明将人, 長塚裕一, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫, and 鈴木明, “電気自動車用非接触給電トランスの新コア構造と鉄損のモデル化,” *電気学会論文誌D*, vol. 132, no. 1, pp. 9–16, 2010.
- [38] M. Budhia, G. Covic, and J. Boys, “A new ipt magnetic coupler for electric vehicle charging systems,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, Nov. 2010, pp. 2487–2492.
- [39] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C.-Y. Huang, “Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle ipt charging systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013.
- [40] 浮田啓悟, 柏木隆行, 坂本泰明, and 近藤圭一郎, “磁気結合特性とレールにおける損失を考慮した鉄道車両用非接触給電装置のコイル設計法,” *電気学会論文誌D*, vol. 137, no. 6, pp. 518–525, 2017.
- [41] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S.-J. Jeon, and D.-H. 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, Mar. 2014.
- [42] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, “Narrow-width inductive power transfer system for online electrical vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, Dec. 2011.
- [43] Q. Zhu, Y. Zhang, Y. Guo, C. Liao, L. Wang, and L. Wang, “Null-coupled electromagnetic field canceling coil for wireless power transfer system,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 2, pp. 464–473, Jun 2017.
- [44] S. Y. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, and C. T. Rim, “Asymmetric coil sets for wireless stationary ev chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6406–6420, Dec. 2014.
- [45] S. Kim, H.-H. Park, J. Kim, J. Kim, and S. Ahn, “Design and analysis of a resonant reactive shield for a wireless power electric vehicle,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 1057–1066, Apr. 2014.
- [46] A. P. Sample, D. A. Meyer, and J. R. Smith, “Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, Feb. 2011.
- [47] K. Takuzaki and N. Hoshi, “Consideration of operating condition of secondary-side converter of inductive power transfer system for obtaining high resonant circuit efficiency,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, Oct. 2012.
- [48] Y. Liu, P. A. Hu, and U. K. Madawala, “Maximum power transfer and efficiency analysis of different inductive power transfer tuning topologies,” in *2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, Jun. 2015, pp. 649–654.
- [49] D. Bui, T. M. Mostafa, A. P. Hu, and R. Hattori, “Dc-dc converter based impedance matching for maximum power transfer of cpt system with high efficiency,” in *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow)*. IEEE, Jun. 2018, pp. 1–5.

- [50] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator,” in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, May. 2015, pp. 1–4.
- [51] R. Bosshard and J. W. Kolar, “All-sic 9.5 kw/dm³ on-board power electronics for 50 kw/85 khz automotive ipt system,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 419–431, Mar. 2017.
- [52] A. Q. Cai and L. Siek, “A 2-kw, 95% efficiency inductive power transfer system using gallium nitride gate injection transistors,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 458–468, Mar. 2017.
- [53] R. Ota, N. Hoshi, and J. Haruna, “Design of Compensation Capacitor in S/P Topology of Inductive Power Transfer System with Buck or Boost Converter on Secondary Side,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 476–485, Jul. 2015.
- [54] M. Moghaddami and A. Sarwat, “Single-phase soft-switched ac-ac matrix converter with power controller for bidirectional inductive power transfer systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 9994, 2018.
- [55] S. Samanta and A. K. Rathore, “A new inductive power transfer topology using direct ac-ac converter with active source current waveshaping,” 2017.
- [56] T. Diekhans, F. Stewing, G. Engelmann, H. Van Hoek, and R. W. De Doncker, “A systematic comparison of hard- and soft-switching topologies for inductive power transfer systems,” *2014 4th International Electric Drives Production Conference, EDPC 2014 - Proceedings*, 2014.
- [57] 平地克也, “ソフトスイッチング技術の最新動向,” *電気学会誌*, vol. 125, no. 12, pp. 754–757, 2005.
- [58] T. Mishima and E. Morita, “High-frequency bridgeless rectifier based zvs multiresonant converter for inductive power transfer featuring high-voltage gan-hfet,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0064, no. 11, pp. 9155–9164, 2017.
- [59] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, “Evaluation and efficiency comparison of front end ac-dc plug-in hybrid charger topologies,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413–421, Mar 2012.

- [60] S.-G. Jeong, J.-M. Kwon, and B.-H. Kwon, “High-efficiency bridgeless single-power-conversion battery charger for light electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, pp. 215–222, Jan 2019.
- [61] J.-H. Kim, I.-O. Lee, and G.-W. Moon, “Analysis and design of a hybrid-type converter for optimal conversion efficiency in electric vehicle chargers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2789–2800, Apr 2017.
- [62] N. Femia, G. Di Capua, G. Lisi, D. Du, and R. Subramonian, “Power vs efficiency analysis in high-frequency wireless power transfer systems —part ii: Applications,” in *2016 IEEE 2nd International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a better tomorrow (RTSI)*, Sep 2016, pp. 1–5.
- [63] Z. Huang, S.-C. Wong, and C. K. Tse, “Design of a single-stage inductive-power-transfer converter for efficient ev battery charging,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 5808–5821, Jul 2017.
- [64] P. Chlebis, M. Tvrdon, A. Havel, and K. Baresova, “Comparison of standard and fast charging methods for electric vehicles,” in *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 12, no. 2, 2014, pp. 111–116.
- [65] Y. Parvini, A. Vahidi, and S. A. Fayazi, “Heuristic versus optimal charging of supercapacitors, lithium-ion, and lead-acid batteries: An efficiency point of view,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 167–180, Jan 2018.
- [66] A. Trivino, J. M. Gonzalez-Gonzalez, and J. A. Aguado, “Evaluation of losses in a bidirectional wireless power transfer system for electric vehicles,” in *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Jun 2017, pp. 1–5.
- [67] E. Apostolaki-Iosifidou, P. Codani, and W. Kempton, “Measurement of power loss during electric vehicle charging and discharging,” *Energy*, vol. 127, pp. 730–742, May 2017.
- [68] 森田栄太郎, 三島智和, and 中岡陸雄, “非接触給電用 1 次側/2 次側 fb 直列共振型ソフトスイッチング dc-dc コンバータの電力損失分析,” 平成 27 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, pp. 107–108, 2015.

- [69] 佐藤雅一, N. K. Trung, and 赤津観, “13.56mhz を用いた非接触給電の受電側の検討,” 平成 27 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, pp. 323–326, 2016.
- [70] 郡司大輔, 居村岳広, and 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講義論文集, pp. 127–130, 2015.
- [71] K. Iimura, N. Hoshi, and J. Haruna, “Experimental discussion on inductive type contactless power transfer system with boost or buck converter connected to rectifier,” in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, Jun. 2012, pp. 2652–2657.
- [72] K. Okada, K. Iimura, N. Hoshi, and J. Haruna, “Comparison of two kinds of compensation schemes on inductive power transfer systems for electric vehicle,” in *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, Oct. 2012, pp. 766–771.
- [73] K. Colak, M. Bojarski, E. Asa, and D. Czarkowski, “A constant resistance analysis and control of cascaded buck and boost converter for wireless ev chargers,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, Mar. 2015, pp. 3157–3161.
- [74] K. Colak, E. Asa, and D. Czarkowski, “A novel phase control of single switch active rectifier for inductive power transfer applications,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, Mar. 2016, pp. 1767–1772.
- [75] G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Research on maximizing power transfer efficiency of wireless in-wheel motor by primary and load-side voltage control,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 136, no. 2, pp. 118–125, Feb. 2016.

主論文を構成する論文

第2章

1. R. Ota, K. Kakomura, N. Hoshi, and D. Sato, “Maximum Efficiency Control Scheme and Design Method for Resonant Circuit of Bi-directional Inductive Power Transfer System,” *Proceedings of 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-European)*, (2017/9/14 in Warszawa).
2. R. Ota, D. S. Nugroho, and N. Hoshi, “A Capacitance Design Guideline of Snubber Capacitors for Soft Switching with Bi-directional Inductive Power Transfer System Based on Battery Charging Cycle,” *Proceedings of 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, (2018/10/16 in Paris).

第3章

1. 太田涼介, 星伸一: 「電磁誘導型非接触給電システム用受電側昇降圧型コンバータの効率解析」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 136, no. 6, pp. 377–384 (2016/6/1).

第4章

1. 太田涼介, 星伸一, 内田晃介: 「電磁誘導型非接触給電システム用二次側コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 137, no. 2, pp. 95–103 (2017/2/1).
2. R. Ota, N. Hoshi, and K. Uchida, “Consideration on Efficiency Characteristics to Switching Frequency of Secondary-side Converter with Inductive Power Transfer System for Electric Vehicle,” *Proceedings of 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-European)*, (2016/9/10 in Karlsruhe).
3. R. Ota, D. S. Nugroho, and N. Hoshi, “Efficiency Maximization of Inductive Power Transfer

主論文を構成する論文

System by Impedance and Switching Frequency Control in Secondary-Side Converter,” *Proceedings of The 2018 International Power Electronics Conference (IPEC 2018 ECCE ASIA)*, pp. 3855–3862, (2018/5/24 in Niigata).

研究業績

査読付き論文

1. R. Ota, N. Hoshi, and J. Haruna, “A Design Guide for the Compensation Capacitor in the S/P Topology of an Inductive Power Transfer System with a Buck or Boost Converter on the Secondary Side,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 476–485 (2015/7/1).
2. 太田涼介, 星伸一: 「電磁誘導型非接触給電システム用受電側昇降圧型コンバータの効率解析」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 136, no. 6, pp. 377–384 (2016/6/1).
3. 太田涼介, 星伸一, 内田晃介: 「電磁誘導型非接触給電システム用二次側コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 137, no. 2, pp. 95–103 (2017/2/1).
4. R. Ota, N. Hoshi, and K. Uchida, “Improving the Efficiency by Controlling the Switching Frequency for Secondary-Side Converter of an Inductive Power Transfer System,” *Wiley Electrical Engineering in Japan*, vol. 202, no. 3, pp. 33–43 (2017/10/30).

査読付き国際会議プロシーディングス

1. R. Ota, N. Hoshi, and J. Haruna, “Considerations of the Influence of Secondary-side Converter Type and of the Primary-side Inverter Input voltage on the Efficiency of Inductive Power Transfer System,” *Proceedings of 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, DS4H5-11, pp. 1939–1944, (2014/10/24 in Hangzhou).
2. R. Ota and N. Hoshi, “Automatic Selection Scheme of Most Efficient Operation Mode in Buck - boost Type Secondary-side Converter for Inductive Power Transfer,” *Proceedings of 17th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-European)*, (2015/9/10 in Geneva).

研究業績

3. R. Ota, N. Hoshi, and K. Uchida, “Consideration on Efficiency Characteristics to Switching Frequency of Secondary-side Converter with Inductive Power Transfer System for Electric Vehicle,” *Proceedings of 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-European)*, (2016/9/10 in Karlsruhe).
4. R. Ota, K. Kakomura, N. Hoshi, and D. Sato, “Maximum Efficiency Control Scheme and Design Method for Resonant Circuit of Bi-directional Inductive Power Transfer System,” *Proceedings of 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE-European)*, (2017/9/14 in Warszawa).
5. D. Sato, N. Hoshi, K. Uchida, and R. Ota, “Reduction in the number of gate drive power converters for a cell voltage equalizer using an LC series circuit,” *Proceedings of 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference*, (2017/10/22 in Gold coast).
6. R. Ota, D. S. Nugroho, and N. Hoshi, “Efficiency Maximization of Inductive Power Transfer System by Impedance and Switching Frequency Control in Secondary-Side Converter,” *Proceedings of The 2018 International Power Electronics Conference (IPEC 2018 ECCE ASIA)*, pp. 3855–3862, (2018/5/24 in Niigata).
7. R. Ota, D. S. Nugroho, and N. Hoshi, “A Capacitance Design Guideline of Snubber Capacitors for Soft Switching with Bi-directional Inductive Power Transfer System Based on Battery Charging Cycle,” *Proceedings of 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, (2018/10/16 in Paris).

査読なし論文

1. 太田涼介, 星伸一, 春名順之介: 「一次側直列二次側並列補償電磁誘導型非接触給電装置の受電側コンバータの違いによる効率比較」, 電気学会研究会資料, PE-14-25/PSE-14-25/SPC-14-60, pp. 63–68, (2014 鹿児島).
2. 太田涼介, 星伸一: 「電磁誘導型非接触給電システムの受電側コンバータの効率解析」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, R1-3-5, 1-83, pp. 363–366 (2014 大分).
3. 太田涼介, 長尾真幸, 星伸一, 内田晃介: 「バッテリーへの充電を想定した非接触給電システム用昇降圧型コンバータの効率に対する最適動作モード」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, R1-3-5, 1-23, pp. 123–126 (2015 群馬).

4. 太田涼介, 星伸一, 内田晃介: 「非接触給電システム用二次側コンバータのスイッチング周波数に対する効率特性に関する一考察」, 電気学会研究会資料, SPC-15-135, MD-15-106, pp. 19–24 (2015 北海道).
5. 太田涼介, 内田晃介, 星伸一: 「電力変換回路における半導体スイッチング素子の視覚的簡易選定法」, 電気学会研究会資料, SPC-15-200/HCA-15-069/VT-15-040, pp. 35–40 (2015 新潟).
6. 太田涼介, 星伸一, 内田晃介: 「電磁誘導型非接触給電システム用二次側コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化手法」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, JC-2, 1-99, pp. 357–362 (2016 群馬).
7. 佐藤大記, 星伸一, 内田晃介, 太田涼介: 「多段接続されたスイッチング素子のゲート駆動回路に関する一考察」, 電気学会研究会資料, SPC-16-171/HCA-16-068/VT-16-038, pp.23–28, (2016/12/8 長野).
8. 太田涼介, 星伸一, 佐藤大記: 「AC 側電流センサを用いないデッドタイム補償による双方向型非接触給電システムの共振回路の高効率化」, 電気学会研究会資料, SPC-17-190/HCA-17-052/VT-17-032, pp. 11–16 (2017/12/14 大阪).
9. 太田涼介, ダニスウォロスダルモヌグロホ, 星伸一: 「双方向型非接触給電システムのバッテリー充電サイクルの効率に関する一考察」, 電気学会研究会資料, SPC-18-111, pp. 31–36 (2018/7/3 北海道).
10. 太田涼介, ダニスウォロスダルモヌグロホ, 星伸一: 「バッテリー充電器の充電パターンを考慮した効率および充電時間の視覚的評価モデル」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, 1-86, pp. 325–328 (2018/8/30 神奈川).
11. 太田涼介, ダニスウォロスダルモヌグロホ, 星伸一: 「双方向型非接触給電システムのバッテリーの充電サイクルを考慮したソフトスイッチング用スナバコンデンサ容量に関する一考察」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会講義論文集, 1-87, pp. 329–332 (2018/8/30 神奈川).

口頭発表等

1. 太田涼介, 星伸一, 内田晃介: 「電磁誘導型非接触給電システム用二次側コンバータのスイッチング周波数制御による高効率化」, 平成 28 年電気学会全国大会講義論文集, 4-079,

研究業績

pp. 134–135, (2016 宮城).

2. 太田涼介, 水主村賢吾, 星伸一, 佐藤大記: 「非共振型非接触給電システムの高効率化手法」, 平成 29 年電気学会全国大会講義論文集, 4-166, pp. 289–290, (2017 富山).
3. 太田涼介, 星伸一: 「ソフトスイッチング動作を考慮した双方向型非接触給電システムの共振回路の効率解析」, 電気学会全国大会講義論文集, (2019 北海道).

表彰等

2014 年 3 月 電気学会産業応用部門研究会論文発表賞

(2014 年 電気学会 電力技術/半導体電力変換/電力系統技術合同研究会)

2014 年 10 月 17th ICEMS Best Paper Award

(2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS))