

令和2年度 博士論文

マトリックスコンバータを用いた
非接触給電システムの制御技術に関する研究

Study on Control Techniques in Wireless Power
Supply System Using Matrix Converter

提出日 令和3年1月21日

所属 名古屋工業大学 工学研究科 電気・機械工学専攻

指導教員 竹下 隆晴 教授

平成28年度入学 28513007

氏名 林 裕二

目次

1	序論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	自動車の電動化	1
1.1.2	現状のEVへの充電方法と車載充電器	3
1.1.3	電力システムとの統合によるEVの付加価値創出	7
1.1.4	電動化車両への非接触給電技術の適用	9
1.2	本研究の目的	13
1.3	本論文の構成	15
2	非接触給電システムの電力変換技術	19
2.1	非接触給電システムの回路構成	19
2.1.1	一次側電力変換回路	20
2.1.2	二次側電力変換回路	23
2.1.3	漏れインダクタンスの補償回路	23
2.1.4	システム制御方式	26
2.2	非接触給電システムへのマトリックスコンバータの適用	27
2.3	本研究の位置づけと課題	33
3	マトリックスコンバータを用いた単方向非接触給電システムの充電制御	37
3.1	緒論	37
3.2	提案システム	37
3.2.1	主回路構成	37
3.2.2	非接触給電コイル部の電圧・電流の関係	38
3.3	マトリックスコンバータの出力電圧制御法	41
3.3.1	双方向スイッチのスイッチングパターン	41
3.3.2	マトリックスコンバータのデューティ比導出	42
3.4	電流転流方式を用いた実システムへの適応	49
3.5	実機検証	51
3.5.1	実験システム構成	51
3.5.2	スイッチング周波数と共振周波数が等しい場合の実験結果	52

3.5.3	スイッチング周波数が共振周波数と異なる場合の実験結果	55
3.5.4	システム効率測定	56
3.6	3章のまとめ	57
4	マトリックスコンバータを用いた双方向非接触給電システムの電力伝送制御	59
4.1	緒論	59
4.2	提案する双方向非接触給電システム	59
4.2.1	主回路構成	59
4.2.2	充放電動作モードの切替え方法	60
4.3	双方向非接触給電システムの制御法	62
4.3.1	双方向動作時のスイッチングパターン	63
4.3.2	二次側コンバータのデューティ比導出	67
4.3.3	一次側マトリックスコンバータのデューティ比導出	67
4.3.4	ゲート信号発生方法	73
4.4	双方向システム適応のためのマトリックスコンバータの転流シーケンス	76
4.5	実機検証	85
4.5.1	実験システム構成	85
4.5.2	充放電動作時の実験波形	86
4.5.3	システム効率測定	90
4.5.4	電源電流の高調波測定	91
4.6	第4章のまとめ	92
5	結論	93
5.1	本研究で得られた成果	93
5.2	今後の課題と展望	96
	参考文献	99
	発表論文リスト	115
	謝辞	117

目 次

1.1	世界の部門別 CO ₂ 排出量 ^[5]	2
1.2	1km 走行あたりの自動車の CO ₂ 排出量 (2015 年時点) ^[7]	2
1.3	世界の EV・PHEV の保有台数の推移 ^[9]	4
1.4	典型的な EV 電源システム構成と充電モード	5
1.5	世界の充電器設置台数の推移 ^[9]	5
1.6	自動車への非接触給電	10
1.7	磁界共振結合方式を用いた非接触給電原理	11
1.8	典型的な非接触給電システムの回路構成	11
1.9	EV 向け非接触給電システムの開発方向性	12
1.10	EV 用充電インフラの技術開発ロードマップ	14
1.11	本論文の研究対象	15
1.12	本論文の構成	17
2.1	一般的な非接触給電システムの構成	20
2.2	単相入力用フロントエンドコンバータ	21
2.3	三相入力用フロントエンドコンバータ	21
2.4	フルブリッジインバータ	22
2.5	一次側 PAM 制御方式の構成例 ^[120]	22
2.6	大出力対応の高周波インバータ回路	22
2.7	二次側電力変換回路の構成	23
2.8	補償回路がない場合における非接触給電コイルの等価回路	24
2.9	非接触給電システムの補償回路の構成 ^{[131][132]}	25
2.10	一般的な三相入力非接触給電システムの具体的な回路構成 ^[119]	28
2.11	SiC を用いた車載充電器の体格内訳 ^[140]	28
2.12	単相入力の非接触給電システム向けマトリックスコンバータの回路構成	29
2.13	三相入力の非接触給電システム向けマトリックスコンバータの回路構成	31
2.14	三相入力の相電圧レベルによる分割 ^{[151][152][154]}	31
2.15	マトリックスコンバータの動作モードと出力電圧波形例 (領域 I) ^{[152][154]}	32
2.16	本研究の位置づけ	33

2.17	本研究の進め方	36
3.1	提案する単方向非接触給電システムの構成	38
3.2	非接触給電コイル部の高周波等価回路	38
3.3	二次側ダイオード整流回路の入力電圧・電流波形	39
3.4	スイッチング周波数と一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 間の位相差 $\Delta\phi$ の関係	41
3.5	電源相電圧の電圧レベルによる分類	42
3.6	スイッチングパターンと一次電圧の関係	43
3.7	一次側高周波部の電圧・電流波形	47
3.8	デューティ比 d_{wg} と d_{ug} の関係	48
3.9	S_{wg} から S_{ug} への転流パターン	50
3.10	実験システム構成	51
3.11	$V_{out}=200V$, $f_S=85kHz$ 時の実験波形	53
3.12	$f_S=85kHz$ 時の電源電流の THD 測定結果	53
3.13	$f_S=85kHz$ 時の非接触給電コイル部の高周波電圧・電流波形	54
3.14	$V_{out}=200V$, $f_S=80kHz$ 時の一次側高周波電圧・電流波形	55
3.15	電源電流波形の比較	55
3.16	システム効率の測定結果	57
4.1	提案する双方向非接触給電システムの構成	60
4.2	双方向非接触給電コイル部の高周波等価回路	61
4.3	充放電時における非接触給電コイル部の電圧・電流ベクトル	62
4.4	二次側 H ブリッジ回路の通電制御方式	63
4.5	双方向非接触給電システムの基本制御ブロック図	63
4.6	相電圧の電圧レベルによる電源一周期の 12 分割	63
4.7	充電動作時のスイッチングパターンと高周波電圧・電流波形	65
4.8	放電動作時のスイッチングパターンと高周波電圧・電流波形	65
4.9	放電動作時の一次電流とマトリックスコンバータの入力電流波形	69
4.10	充電動作時の一次電流とマトリックスコンバータの入力電流波形	72
4.11	充電動作時のゲート信号発生原理	73
4.12	放電動作時のゲート信号発生原理	75
4.13	PWM 制御法	75
4.14	S_{wg} から S_{ug} への転流動作	77
4.15	S_{ug} から S_{vg} への転流動作	79
4.16	充電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$, 区 間 I)	80

4.17 充電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$, 区 間 II)	81
4.18 放電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$, 区 間 I)	82
4.19 放電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$, 区 間 II)	83
4.20 中間相電圧の符号反転時のスイッチングパターン (充電時)	84
4.21 実験システム構成	85
4.22 充電動作時の実験波形 ($V_{out}=200$ V)	87
4.23 放電動作時の実験波形 ($V_{out}=200$ V)	88
4.24 充電動作時の高周波電圧・電流波形	89
4.25 放電動作時の高周波電圧・電流波形	89
4.26 システム効率	90
4.27 電源電流の THD 測定結果	91
4.28 充電動作時の電源電流の周波数解析結果	91
4.29 放電動作時の電源電流の各次歪み率	92

表 目 次

1.1	充電器の電力レベルによる分類	6
1.2	市販 EV の仕様	7
1.3	非接触給電のパワークラス	11
1.4	大電力非接触給電システムの開発事例	13
2.1	SS 方式・SP 方式の補償コンデンサ設計値	26
2.2	非接触給電システムの制御方式	27
2.3	マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの先行研究	34
2.4	マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの実用化への課題 と研究要素	35
3.1	電源相電圧一周期の各領域におけるスイッチングパターン	44
3.2	実験条件と実験システム仕様	51
3.3	位相差 $\Delta\phi$ の考慮有無における電源相電流の THD 比較結果 ($V_{out}=200V$)	56
4.1	充放電モード別の 12 分割された各領域におけるスイッチングパターン	66
4.2	実験条件と実験システム仕様	86
4.3	2kW 充電時におけるマトリックスコンバータ部の損失比較	90

第1章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 自動車の電動化

2015年に採択されたパリ協定は、産業革命前から今世紀末までの地球の平均気温上昇を 2°C より十分低く保つとともに、 1.5°C 以下に抑えるような努力をすることで合意した^[1]。この協定を受け、パリ協定に合意したすべての国は温室効果ガス（GHG）削減目標の5年ごとの提出・更新、実施情報の報告とレビューを受けながら、温室効果ガス排出量を2050年には2013年比で70%削減、2100年には実質ゼロにしていくために、各国にて高い温室効果ガスの削減・抑制目標を策定している^[3]。EUでは1990年比で2030年までに温室効果ガス排出量の40%削減を掲げている。また、世界最大の CO_2 排出国となった中国では、GDP当たりの CO_2 排出量を、30年には05年比60~65%削減することを掲げている。このような各国の目標設定に合わせ、日本でも30年までに13年比で温室効果ガス排出量を26%削減することを約束草案として提出している^{[2][4]}。

温室効果ガスの排出量を21世紀末までに実質的にゼロにしていくためには、温室効果ガスのうち最も排出量が多く、温暖化への影響が大きい二酸化炭素 CO_2 の排出源となる石炭や石油などの化石燃料によるエネルギー利用を低減する必要がある。図1.1に世界の産業部門別の CO_2 排出量の割合を示す。国際エネルギー機関(IEA)によると、2015年世界のエネルギー起源の CO_2 排出のうち、運輸部門からの排出は24%に上り、自動車はそのうち75%を占める^[5]。そのため、運輸部門の中の CO_2 排出のうち75%を占める自動車の CO_2 削減は急務になっている。具体的には、自動車の CO_2 排出を2060年までに2015年比90%以上削減する必要があるとされている^[6]。

図1.2にガソリン車、ハイブリッド車、電気自動車(EV)の1km走行当たりの CO_2 排出量を示す^[7]。図1.2では CO_2 排出量は走行時の排出だけではなく、燃料となるガソリ

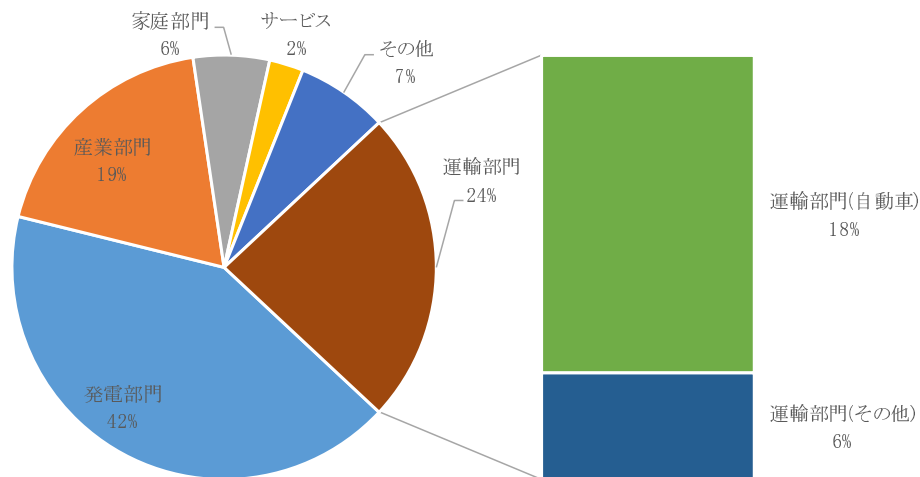


図 1.1: 世界の部門別 CO₂ 排出量^[5]

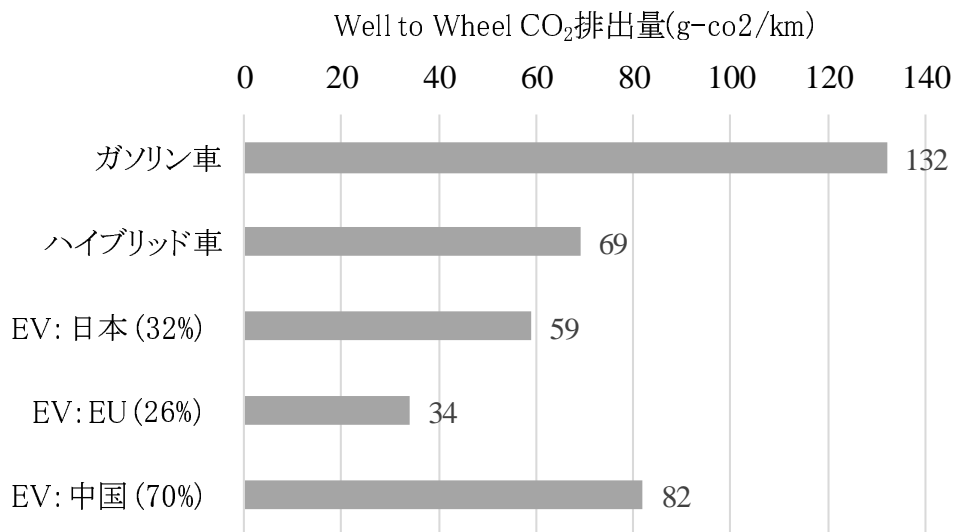


図 1.2: 1km 走行あたりの自動車の CO₂ 排出量 (2015 年時点)^[7]

ンや、電気の製造工程での CO₂ 排出も加えて算出している (Well to Wheel)。2015 年の日本における電源の化石燃料構成を前提とした EV の CO₂ 排出量はガソリン車の半分以下、ハイブリッド車よりも少なくなる。しかし、石炭火力発電の比率が高い中国 (2015 年: 石炭 70%) では、EV の CO₂ 排出量は 82g-CO₂/km と高くなる。一方、石炭火力発電の比率が低く、脱炭素化が進んでいる EU (2015 年; 石炭 26%) では、EV の CO₂ 排出量は 34g-CO₂/km となり、日本内での EV 走行用の電気及びハイブリッド車の CO₂ 排出量より低くなる。今後、新型の火力発電や再生エネルギー発電の導入により発電の脱炭素化がさらに進むと予想されており^[8]、EV は明らかに最も CO₂ 排出の少ない自動

車となり、大幅なCO₂削減対策として非常に有効な手段となる。

しかしながら、EVの普及はEV車両自体のコスト高や充電に関する課題があり、現状はまだ自立的な普及拡大は望めない状況にある。そのため、各国では様々なEV普及施策を導入しEVシフトを促進する動きを始めている。ノルウェーでは2025年までにすべてのガソリン・ディーゼル車の新車販売を禁止すると発表している。また、イギリスやフランスも2040年めどにガソリン・ディーゼル車の新車販売を禁止する方針を表明している^[10]。日本ではEV・プラグインハイブリッド(PHEV)ロードマップの中で、2020年までにEV及びPHEV車の保有台数を最大100万台とする目標を決めている。そして、2030年には新車販売に占めるEVの割合を20–30%とする目標を掲げている^[11]。また、EV導入の推進策として効果が高い燃費規制やCO₂排出規制の強化が実施されている。EUでは2021年までにCO₂排出95g/kmという目標を設定している。これは、現在世界で最も厳しいCO₂排出規制水準であり、燃費に換算すると約24km/lに相当する^[12]。米国ではカリフォルニア州を筆頭にZEV(Zero Emission Vehicle)規制が施行されている。EV、PHEV、FCVなどのZEVの一定クレジット比率を満たす台数の販売を義務つける規制である^[13]。中国では2019年からZEV規制に似たEV、PHEVの一定車種の販売をルール化するNEV(New Energy Vehicle)規制が導入されている^[14]。

上記の普及目標の設定や規制強化を背景に、近年、世界的にEV、PHEVの販売及び保有台数が急速に伸びている。図1.3に世界の主要な自動車市場におけるEV及びPHEVの保有台数の推移を示す^[9]。2018年現在、世界のEV保有台数は2013年比で約13倍の約510万台を超え、前年の2017年に比較し200万台増加し、新規販売数はほぼ倍増している。中国は依然として世界最大の電気自動車市場であり、ヨーロッパと米国がそれに続く。世界第4位のEV市場である日本は、2017年のEV販売が急増し5.4万台となった。これは、2016年の販売台数の2.2倍となっている^[9]。この2017年の日本におけるEV販売の増加は、日産新型リーフ(BEV)とトヨタ新型プリウスPHEVの発売開始に起因している。ブルームバーグNEF(BNEF)の将来予測によると、2040年までのEV販売台数は、世界の乗用車販売台数の58%、自動車販売台数全体の31%を占めるとされ、EVへのシフトは今後さらに加速する見込みである^[15]。また、BNEFの将来予測では電気バスはバス販売台数全体の67%、電気二輪車は二輪車販売台数全体の47%、電気小型商用車は小型商用車販売台数全体の24%との予想がたてられおり、乗用車のみでなく商用車や二輪車含めたモビリティ全体で電動化が加速すると予想されている^{[15][16]}。

1.1.2 現状のEVへの充電方法と車載充電器

EVはガソリンや軽油を給油する代わりに外部の電源によって車載電池を充電する必要があり、「充電環境の拡充」がEV普及の大きな課題の一つとして挙げられる^{[17][18]}。

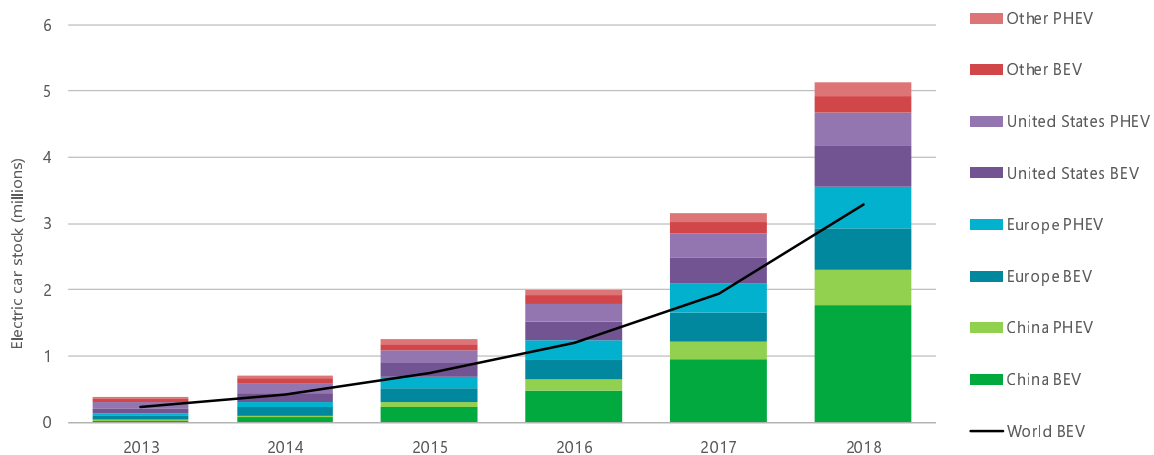


図 1.3: 世界の EV・PHEV の保有台数の推移 [9]

EV への充電方法と充電インフラの現状

EV への充電方法は、大きく普通充電と急速充電の二つの方法に分けられる [19]。普通充電は、一般家庭で使用する 100V または 200V の単相交流電源を用い、車両側に搭載される車載充電器 (OBC : On Board Charger) で単相の交流電源を 400V 程度の高電圧の直流電圧に変換し、車載電池に充電する。交流 200V 電源での充電時間は、比較的小さな電池容量の PHEV で 2–4 時間、より大きい電池容量の EV で 7–10 時間かかる。交流 100V 電源の場合には、さらに交流 200V 電源での充電の 2–3 倍程度時間がかかる [20]。普通充電設備は急速充電器に比べて設備導入コスト負担が少なく住宅や事務所や宿泊施設など長時間駐車する場所での利用に適している。

急速充電は、車両外部の充電スタンド側で 3 相 200V 電源を 400V 以上の直流電圧に変換し、車載電池に直接つないで充電する。普通充電は 10–20A 程度の電流に対し、急速充電は 100A 以上の大電流を流すため、電池容量にもよるが 80% 充電まで 20–30 分程度の短時間充電が可能である。そのため、出先での継ぎ足し充電や緊急充電に適している [24]。図 1.4 に典型的な EV 電源システム構成と充電モードを示す。充電器は車載 (オンボード)、車両外 (オフボード) の違いはあるが、高力率 AC/DC コンバータ (PFC コンバータ) と絶縁型 DC/DC コンバータで構成される 2 ステージ方式が現在主流となっている [21] [22] [23]。

図 1.5 に世界の充電器設置台の推移を示す。世界の充電器設置台数は、2017 年から 44% 増加し 520 万 (2018 年末) となっており、そのうちの 90% は住宅などの普通充電器となっている。また、公共の施設でアクセス可能な高速充電器は 15 万台、普通充電器は 40 万台と増加している [9]。このように、EV ユーザーは従来のエンジン車ユーザーと異なり、エネルギー (電気) の供給は自宅や職場で行うのが主流となっている。IEA の調

査でも、最も EV 比率が高いノルウェーの EV ユーザーは、普通充電により自宅か職場で最も頻繁に充電を行い、急速充電はまれに充電場所を計画して行う旅行等の長距離運転時のみに使用するという結果が出ている [25]。

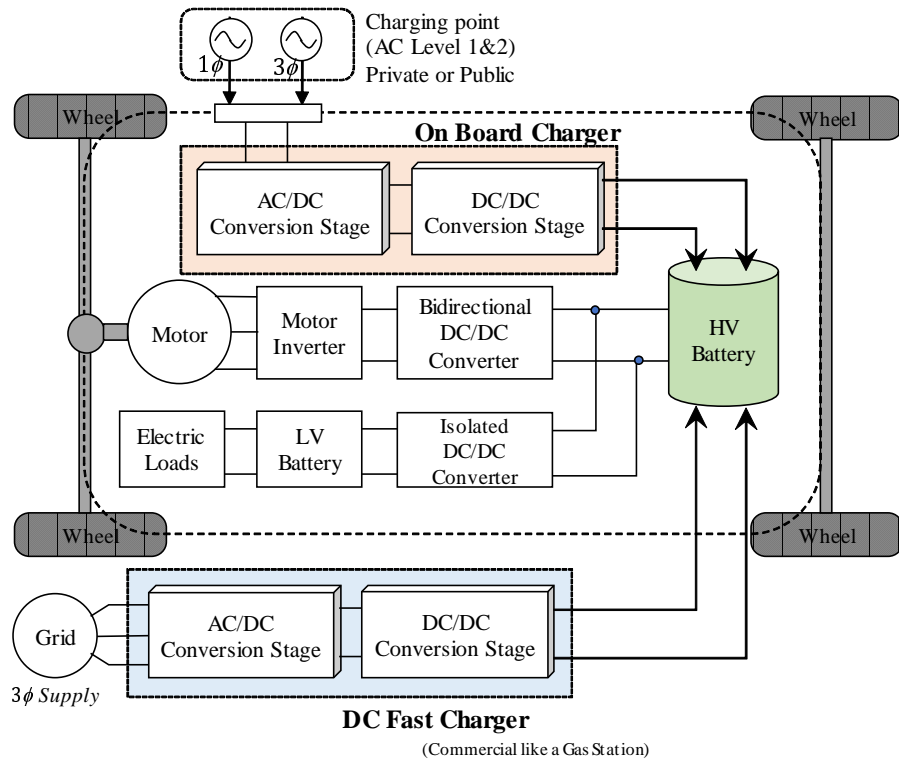


図 1.4: 典型的な EV 電源システム構成と充電モード

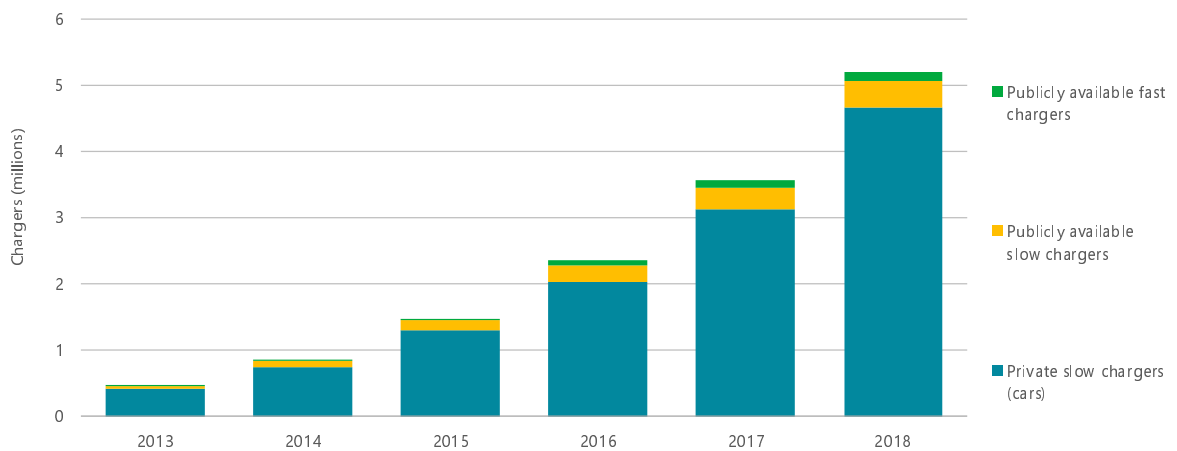


図 1.5: 世界の充電器設置台数の推移 [9]

充電電力による充電器の分類

充電器は、SAE J1772 標準^[26]に従って、表 1.1 に示すように電力レベルに基づいてレベル 1、レベル 2、及びレベル 3 に分類される。レベル 1 の充電器は、電源は単相交流電圧でピーク電力は 3.7kW で、充電電力レベルは最も低い家庭用の 100V コンセントからの充電が可能である。レベル 2 の充電器は、単相または三相の交流電圧を入力としピーク電力で 22kW の充電が可能である。表 1.2 に現在市販されている主要カーメーカーから市販されている EV のモータ定格、バッテリー容量と車載充電器の定格充電電力を示す。現在、世界中で市販されている主要な EV のほとんどは、6.6kW–7.4kW の範囲のレベル 2 の車載充電器を使用している。これはバッテリー容量が 40–60kWh である EV を一晩 (7–10 時間) で充電できる充電電力となっており、現在の EV のバッテリー容量に適しているためである。レベル 3 の AC 充電器は、三相の交流を入力として 22kW–43.5kW の充電が可能である。レベル 3 の AC 充電器は車両外に配置されるオフボードタイプとなるが、車両に搭載するオンボードタイプの例もみられる^[31]。レベル 3 の DC 充電器は、EV のバッテリーに直接直流電圧を印加し充電を行う。最大で 350kW 以上の電力を供給できる^{[40] [41]}。レベル 3 の DC 充電器は、充電電力が非常に大きく充電器自体の体格が大きくなるため、車両外に配置されるオフボードタイプとなる。なお、EV 充電器は電力品質基準がグリッド側で満たされるようにするため、グリッド側への高調波注入に関する厳格な規格に準拠する必要がある。米国、ヨーロッパ、及び中国の規格は、Society of Automotive Engineers (SAE) J2894^[42]、International Electrotechnical Commission (IEC) 61000^[43]、Guobiao 推奨規格 (GB / T) 14549^[44]、及び IEEE 519^[45] となる。

表 1.1: 充電器の電力レベルによる分類

Power Level Types	Voltage	Charger Location	Power	Typical Use
Level1	1 ϕ 120Vac 3 ϕ 230Vac	On-board	\leq 3.7kW	Charging at home or office
Level2	1 ϕ 240Vac 3 ϕ 400Vac	On-board	3.7kW -22kW	Charging at private or public outlets
Level3(AC)	3 ϕ 400Vac	Off-board	22kW -43.5kW	Commercial, analogous to a filling station
(DC)	500Vdc(CHAdemo) ^[26] 600Vdc(CCS combo1) ^{[26] [27]} 1000Vdc(CCS combo2) ^[27]	Off-board	\leq 200kW	

表 1.2: 市販 EV の仕様

EV Model	Motor Rating [kW]	Battery Capacity [kWh]	OBC Rating [kW]
Smart Fortwo ED ^[28]	55	17.6	7.2
Hyundai ioniq Elec. ^[29]	100	38.3	7.2
Kia Soul EV ^[30]	81	30	6.6
Renault Zoe ^[31]	100	52	7
VW e-Golf ^[32]	100	35.8	7.2
BMW i3 ^[33]	125	33	7.4
Nissan Leaf ^[34]	110	62	6.6
Tesla Model 3 ^{[35] [36]}	192	75	11.5
Chevrolet Volt ^[37]	150	60	7.2
Ford Focus Electric ^[38]	107	33.5	6.6

車載充電器の高出力化

EV 普及の課題の一つである航続距離向上の対策として、バッテリーの大幅な高エネルギー密度化によるバッテリー容量の増加が進んでいる^[46]。例えば、24kWhであった2013年の日産リーフのバッテリー容量^[39]は、2018年には表 1.2 に示すように62kWhと5年間で約2.5倍に増加している。この傾向は、バッテリー価格の低下とともにバッテリーのエネルギー密度の増加によって今後さらに加速されると予想される^[15]。このバッテリー容量の増加に伴い、充電器の電力レベルも増加の傾向にある。2013年の日産リーフに代表される初期のEVではピーク電力3.3kWのレベル1の車載充電器を用いていたが、前述のように現在では約2倍の6.6kW–7.2kWのレベル2の車載充電器が主流となっている^[39]。しかし、現状の6.6kWでの普通充電でも家庭でフル充電するのに半日ぐらいの時間がかかり、急ぎで充電しなければならない状況への対応は困難である。急ぎの充電に対しては、DC急速充電器の利用が考えられるが、設置箇所は限定的なため実質的には困難である。今後、バッテリー容量の増加が進む中で、ユーザーへの利便性向上と距離への不安軽減により行動範囲の制約なくEVを利用できるようにするためには、設置台数が最も多い普通充電の高出力化による充電時間の短縮が求められる。そのためには、車載充電器の高出力化技術が非常に重要となってくる。

1.1.3 電力システムとの統合によるEVの付加価値創出

今後、EVの普及拡大が期待される中で、同じ時間帯に一齐に充電した場合や電力需要ピーク時に充電した場合に、電力システムに大きな負荷がかかる可能性がある^[48]。実際に、充電による局所的な電線や変圧器の過負荷や電圧降下の発生が報告されている^{[49] [50]}。ま

た電力系統全体では、電力需給バランスが崩れ系統の不安定化を招く恐れがあるため、電力系統レベルでの周波数調整や電力供給調整が必要になる可能性がある^[52]。現在日本にある約6000万台の乗用車^[51]がすべてEVに置き換わったとしても、EVの年間消費電力は日本の年間総発電量(2017年)のわずか9%を占めるにすぎない^[2]。そのため、電力系統容量や電力供給自体は問題ないレベルと思われるが、実際には各地域の各時間帯での電力需給バランスを見る必要がある。そこで今後のEV普及拡大に際しては、充電のスマート化として充電電力や充電タイミングをコントロールすることが重要であり^{[53][54]}、その効果に関して実際にカリフォルニア州でPG & EとBMWが実証試験を行っている^[55]。

EVへの充電スマート化が進む中で、充電のみならず、系統安定化の観点で車載電池を電力貯蔵機能とし活用し、EVを電力系統に接続して蓄電した電力を系統に供給(逆潮流)する技術であるVehicle-to-Grid(V2G)が近年注目されている^[56]。V2Gの利点として、まず太陽光や風力といった再生可能エネルギーの拡大に伴い、電力系統安定化のためにEVが分散型電源またはエネルギー貯蔵として電力量の調整力として機能できる点が挙げられる。具体的には、天候の変化に伴う再生可能エネルギーの発電変動に対応して、発電量が過剰に大きい場合は車載電池に充電し、逆に発電量が少なく電力供給が必要な時には車載電池から放電を行うことで電力需給バランスをとることが可能となる^[57]。加えて、電力系統の安定運用に必要な周波数制御や瞬時予備力(アンシラリーサービス)を提供することができる^[58]。近年、V2Gに関する実証試験は国内外で盛んに行われている^[58]。また、EVを家庭用蓄電池として活用するVehicle-to-Home(V2H)も実用性が注目されており、実証フェーズから徐々に普及フェーズに入りつつある。昼間に太陽光発電システム(PV)からの余剰電力をEVの車載電池に充電し、夜間にその電気を利用する(EVから放電する)ことで、電力系統からの買電量すなわち電気代を削減することができる^[59]。さらに、災害時や停電の際などにEVから家庭に電気を供給する非常用電源としても使うことができる。例えば、日産リーフの場合、電池は40kWhの容量があるので、満充電であれば家庭に2-4日間電気を供給可能となる^[60]。EVは年間90-95%停止しており、その間、車載電池はほとんど利用されていないと推定される^[61]。そのため、停止中に車載電池を電力システムの一部として活用する「再生可能エネルギーによる充電」、「電力システムへの調整力の提供」、「災害時の電力供給」のいずれもEVの電力貯蔵応用としての新たな付加価値を創出するインパクトを持っている。従ってV2Gは、EVの付加価値向上によるEV普及促進とCO2削減に向けた自然エネルギーの導入加速に貢献する極めて重要なテクノロジーとなる。

V2Gの導入に向けて、EVの車載電池の電力を電力系統や家庭に充放電、すなわち双方向で電力変換する必要があるため、車載充電器の双方向化が求められる。双方向化の主な課題としては、「車両搭載に向けた体積と重量の削減」、「電力系統への高調波歪みの抑制」、

「幅広い電池電圧範囲での高効率化」がある^[62]。電力系統への高調波歪みの抑制に関しては、車載充電器により外部電力潮流を調整する場合は、IEEE 1547^[63]、IEEE 2030^[64]、IEC 62109^[65]に詳述されている厳格なマイクログリッドインバーター標準に準拠する必要がある。また、双方向化により充電と放電のサイクル及び回路の稼働時間が大幅に増加するため、回路部品、特にコンデンサの長寿命化、信頼性向上も課題となる。

1.1.4 電動化車両への非接触給電技術の適用

非接触給電による課題解決

EVの利便性を最大化し普及を加速させるためには、あらゆる場所、時間での高速でシームレスな充電環境が理想であり、EVと電力インフラとの接触機会を増やす充電方式が求められる。現在のEVへの充電は、1.1.2項で述べたように、商用電力系統から充電ケーブルと接触式コネクタで車両につなぎ車載充電器を使用して充電する接触式である。接触式は雨天などの濡れた環境下での充電時に、感電や漏電の危険性を伴うため安全性に問題があるとされている^[66]。さらに、充電ケーブルの取り回しやコネクタ挿抜が必要となるため、利便性や耐久性にも問題があるとされている^{[67][68]}。これらの問題を解決する充電方式として、電磁誘導現象を用いた非接触(ワイヤレス)給電^[69]が近年注目されており、特に自動車分野においてはEVへの充電システムとしての適用が期待されており、盛んに研究がされている^{[70]~[75]}。非接触給電は機械的接触を持たないため安全性や利便性が向上すると考えられる。図1.6に停車中における非接触給電のイメージを示す。非接触給電は、駐車場や路面に電力を伝送する送電コイルを設置し、空間を隔てて車両に取り付けられた受電コイルにより電力を受け取る構造となる。これにより充電スタンドからケーブルを取り回し、給電口にコネクタを接続する等の充電操作を行わずに、充電を安全に行うことができる^[77]。また利便性・安全性に関する課題の解決が図れるだけでなく、煩わしいケーブル接続の手間がなくなることで頻繁な充電が可能となるため、コスト面で課題のある車載電池の搭載量を削減すると同時に航続距離への不安解消を図ることができる。従って、非接触給電はEVの全面的な導入の加速の一翼を担う存在として、さらに関心が高まっていく重要な技術と言える。

EV向け非接触給電の概要と構成

EV向けの非接触給電における電力伝送方式としては、様々な方式の中で現在、磁界共振結合方式が最も一般的である^{[78][79]}。図1.7に示すように、磁界共振結合方式の非接触給電は一次側、二次側の二つのコイルが大きなギャップで隔てられた状態で、一次コイルに高周波の交流電流を通電し交番磁界を発生させ、発生させた磁界の一部が結合係

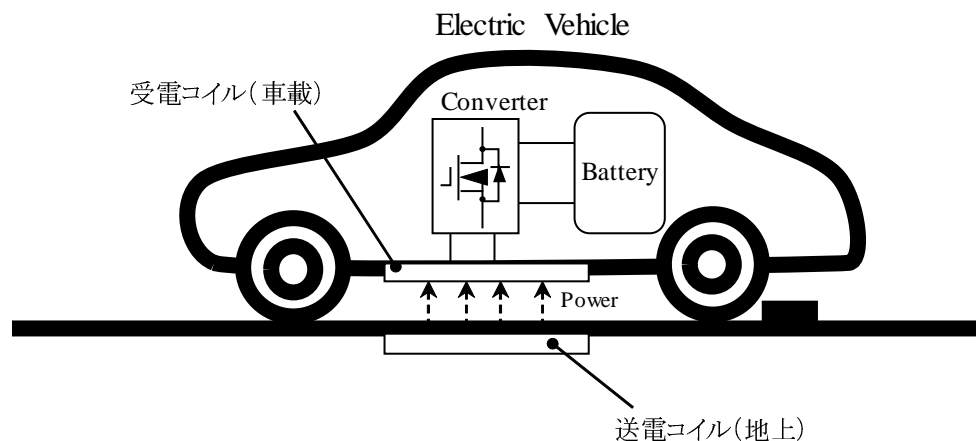


図 1.6: 自動車への非接触給電

数 k に応じて二次コイルに鎖交することで二次側に電圧が発生する。磁界共振結合方式では、電力伝送の効率を高めるために漏れインダクタンスの補償回路として、一次側と二次側それぞれにコンデンサを直列または並列に接続し、コイルのインダクタンスとの間に共振回路を構成する^[80]。図 1.8 に典型的な非接触給電システムの回路構成を示す。一次側は入力である商用電源周波数の交流電圧を一定の直流電圧に変換する AC/DC コンバータと、直流電圧を高周波電圧に変換する高周波インバータの二段階の電力変換回路から構成される^{[75] [76]}。一次側の高周波インバータのスイッチング周波数は、SAE が策定するワイヤレス給電向けの規格 SAE J2954 で 81.38kHz-90kHz の範囲と定められている。そのため、通常中心の 85kHz 付近で共振するように補償回路が設計される^[81]。二次側は整流回路によって直流電圧に整流され、車載電池に充電される。基本的な回路構成自体は、1.1.2 項で説明した車載充電器と同じになる。主な違いは、結合係数 k がほぼ 1 となる密結合のトランスの代わりに 0.1–0.3 程度の低い結合係数の非接触給電コイルを用い、LC 共振現象を用いた漏れインダクタンスの補償回路を有する点である。この補償回路によって、一次側の高周波インバータの電力伝送制御法も車載充電器の絶縁型 DC/DC コンバータとは異なったものになる。

EV 向け非接触給電システム開発の方向性

EV 向けの非接触給電システムは、既に一部で商品化されている。米国では、WiTricity や HEVO Power^[82] が、日本国内では株式会社ダイヘンが最大 11kW での充電を可能とする非接触給電システムを商品化している^[83]。現状は、まだ充電のみの単方向で、電力としては SAE J2954 で分類分けされている WPT3(表 1.3) までの対応となっている^[82]。一方で、国内外の研究機関や自動車関連メーカーなどが盛んに研究開発を進めている。

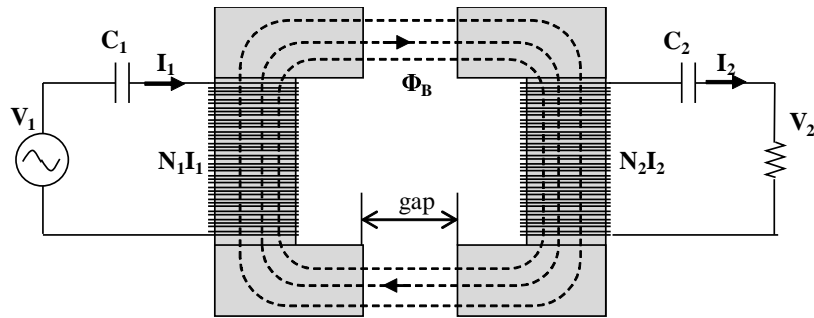


図 1.7: 磁界共振結合方式を用いた非接触給電原理

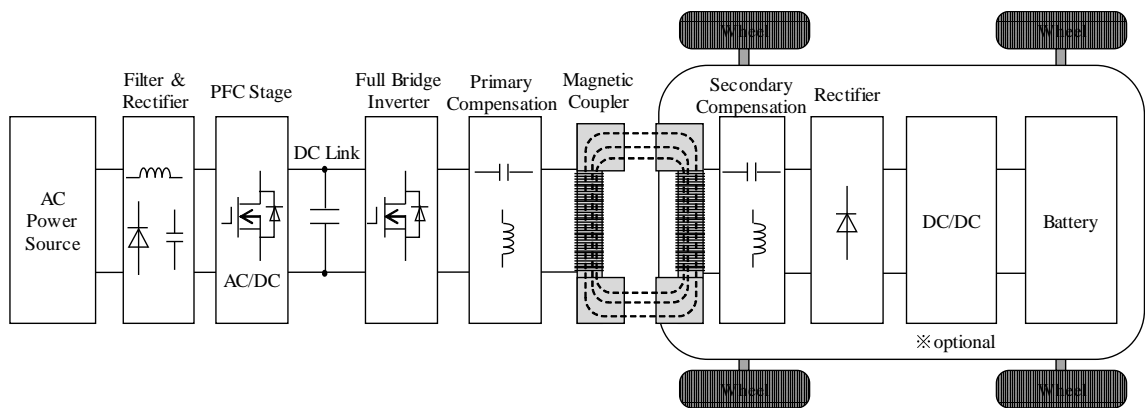


図 1.8: 典型的な非接触給電システムの回路構成

表 1.3: 非接触給電のパワークラス

	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
Maximum input Volt Amps	3.7kVA	7.7kVA	11.1kVA	22kVA
Minimum target efficiency	>85%	>85%	>85%	TBD
Minimum target efficiency at offset position	>80%	>80%	>80%	TBD

今後、EV普及に向けて非接触給電システムに求められる要件としては、主に下記の4つが挙げられる(図1.9)。

- (1) 電池容量の増加に伴う大電力化 (WPT4 レベル以上)
- (2) V2G 適用に向けた双方向化
- (3) 搭載・設置性向上に向けた小型軽量, 低コスト化
- (4) 走行中給電への適用

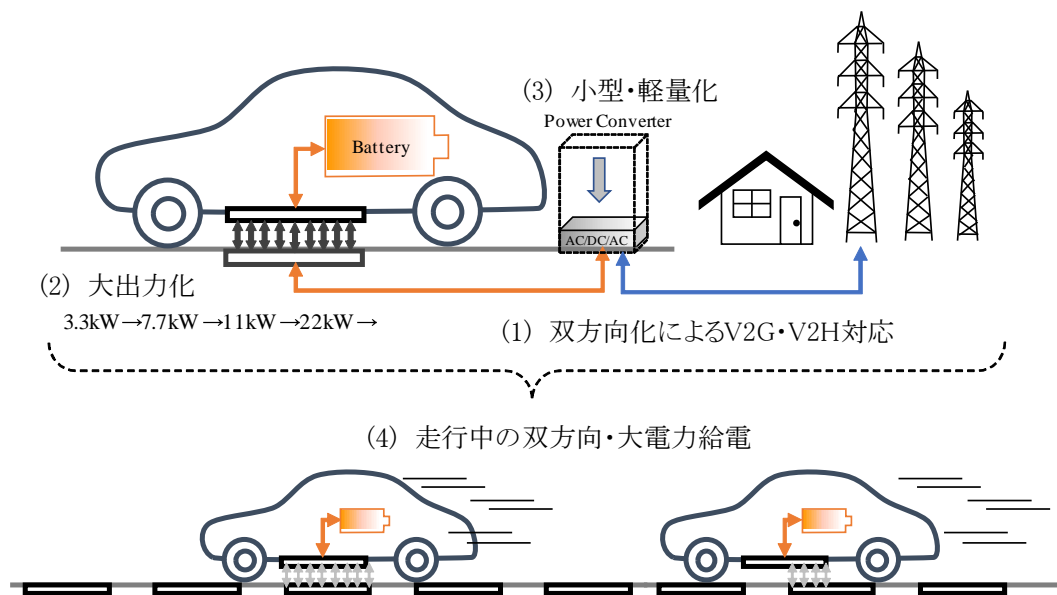


図 1.9: EV 向け非接触給電システムの開発方向性

(1) に関しては、表 1.4 に示すように 1.1.2 項で述べた車載充電器と同じく高出力化の傾向は明らかである。また 200kW での非接触給電による充電実証も報告されている^[101]。このように、今後のバッテリー容量の増加や大電力での充電が可能なキャパシタの使用も想定される中で、非接触給電システムにも大電力化が求められる。同時に、電力システムとの間での大電力授受が頻繁になるため、電力システムの電力品質維持の観点で電力システム側への高調波電流の抑制が求められる。

(2) に関しては、1.1.3 項において V2G 導入に向けての車載充電器の双方向化の必要性を述べたが、V2G 導入に向けては何よりも EV 保有者の協力が必要であるため、利便性という観点でケーブル接続という煩わしさをなくした非接触給電システムによる V2G, V2H 実現が重要となる^[57]。近年、双方向非接触給電システムに関する研究が盛んに行われていることから、非接触給電システムの双方向化へのニーズは高い^{[84]~[89]}。

(3) に関しては、車両への搭載性、地上への設置スペースの面で、システム全体で小型軽量であることが求められる。車両側機器の小型化軽量化・低コストに関しては、車

表 1.4: 大電力非接触給電システムの開発事例

Institute/ Company	Power (kW)	Air Gap (mm)	Efficiency (%)	Freq. (kHz)
KAIST ^[90] ^[91]	22	200	74	20
ETH Zurich ^[92] ^[93]	50	100-200	95.8	85
Fraunhofer ^[94] ^[95]	22	135	97	100
Showa Aircraft Co ^[96]	30	150	92	22
NYU ^[97] ^[98]	25	210	91	85
WAVE ^[99]	50	178	92	23.4

載充電器と同様に車両重量や車両価格に影響するため当然求められる。一方、地上側機器に関しては充電インフラとして多数設置して拡充していく必要があるため、小型化による設置必要スペースの縮小や設置コスト低減が求められる。地上側機器の小型化事例として、BRUSA は設置の利便性を考慮し、一次側の AC/DC コンバータ、高周波インバータ、非接触給電コイルをすべてワンパッケージの地上用ユニットとする構想を提案している^[100]。さらに地上側機器は車載側機器と異なり容易に交換できない可能性があるため、長寿命化と高信頼性が求められることも予想される。

(4) に関しては、走行移動中に非接触で給電することで電池容量を大幅に削減し、車両の軽量化や低コスト化を可能とする走行中非接触給電の研究が進められている^{[102]~[105]}。走行中非接触給電の電力伝送方式としては、停車中の非接触給電システムの互換性も考慮され磁界結合共振方式が主流である^[106]。そのため、商用電源から車載電池までの電力変換回路構成としては、基本的には停車中の非接触給電システムがベースとなる^[107] ^[108]。従って、上記(1)–(3)の開発技術が走行中非接触給電システムに展開されていくと想定される。しかし、走行中非接触給電は停止中とは異なり、高速走行中の車両への安定充電するための高度な制御システムの構築、外部漏洩磁界の対策や長距離区間でのコイルの道路埋設といったインフラに関するものまで課題が山積みであり実用化には時間がかかるとみられている^[109] ^[110]。

1.2 本研究の目的

前述のように、CO₂ 削減に向けて自動車の電動化が必然となってきており、EV 普及拡大の促進には充電インフラの拡充が必要不可欠である。EV 用の充電インフラのあるべき姿としては、まずユーザーに充電の煩わしさを感じさせないこと、次に短時間の充電でユーザーの必要とする航続距離が確保できること、そして充電スポットが充実していることである。加えて、電力貯蔵機能を有する電気自動車の長所を最大限に活かして、

「乗り物」としてだけではなく「インフラ」の一部として活用できるようにすることである。図 1.10 に著者が考える EV 用充電インフラの今後の技術開発ロードマップを示す。あるべき姿の実現に向けた充電方式としては、現在主流の車載充電器を用いたケーブルを介した接触充電から停車中の非接触給電に、そして最終的には走行中非接触給電と進展していくと考えられる。機能面では電力系統や車車間での電力融通のための双方向化に、また性能面では充電電力の増加に伴う高出力密度化、稼働時間増加に伴う長寿命化、電力系統との間でやり取りする電力の高品質化の方向に進んでいくと考えられる。そこで本研究では、ユーザーに対して利便性・安全性・経済性を提供することで EV の普及促進に貢献するために、走行中非接触給電への発展も視野に入れた車両から電力系統、電力系統から車両への充放電動作可能な小型で高出力、信頼性の高い停車中の非接触給電システムとその電力伝送制御手法を開発することを目的とする。

高出力化に関する先行研究では、SiC や GaN といったワイドバンドギャップ素子の活用^{[111]~[113]}や非接触給電コイルの多相化^[114]による損失低減に関する手法が多く提案されている。しかし、損失低減にも限界があるため高出力化と小型化を両立するためには非接触給電システムの回路構成自体の大幅な見直しが必要になる。前述のように非接触給電システムは、一般的に電力系統の商用電源周波数の交流電圧を一定の直流電圧に変換する AC/DC コンバータ、直流電圧を高周波電圧に変換する高周波インバータ、一次側の漏れインダクタンス補償回路、一次側コイル、二次側コイル、二次側の漏れインダクタ

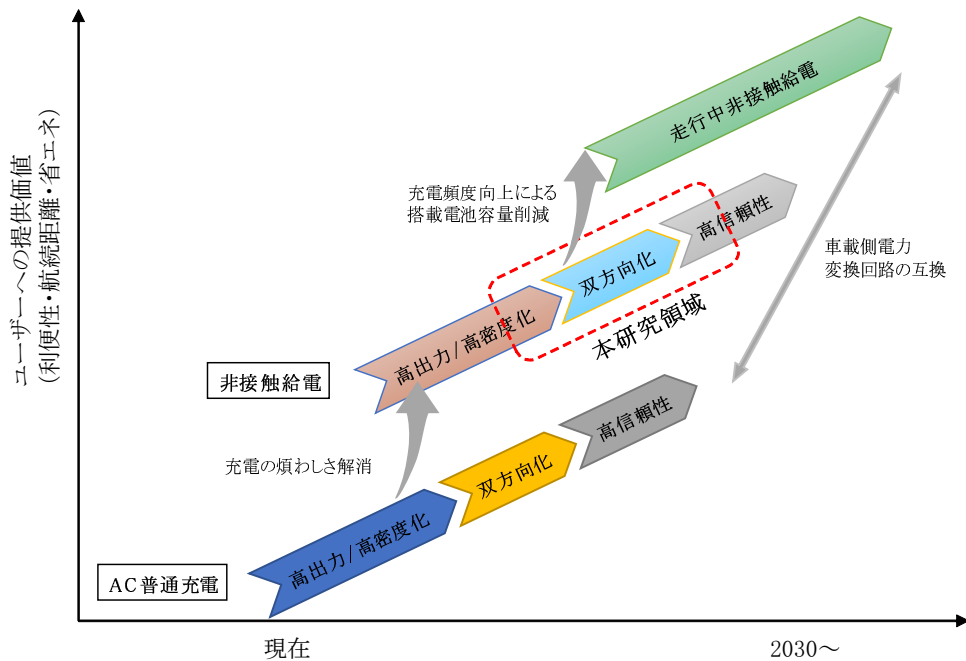


図 1.10: EV 用充電インフラの技術開発ロードマップ

ンス補償回路，二次側電力変換回路，バッテリーから構成される^{[75][111]~[113]}。本研究では，従来の非接触給電システムの一次側電力変換回路構成に着目し，電力変換ステージ削減による効率向上と大型の電解コンデンサの削減がシステム全体の小型・低損失化，そして長寿命化には重要であるという考えを基に，一次側に AC/AC 直接変換回路であるマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムを提案する。図 1.11 に本論文の研究対象を示す。マトリックスコンバータを用いた非接触給電システム構成自体は先行研究で既に提案されているが，商用電力系統の入力電流の正弦波化含めた双方向電力伝送に関する具体的な制御方法は未だ確立されていない。そこで，本論文ではマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムにおいて，広範囲な電池電圧における高効率な双方向電力伝送と厳しい電力系統側への電力品質基準達成を両立させる一次側，二次側電力変換回路の制御法を提案する。なお，WPT4 レベル以上を想定しているため，入力単相ではなく三相交流とし，スイッチング周波数は車載向けとして SAE J2954 で定められている 85kHz とする。

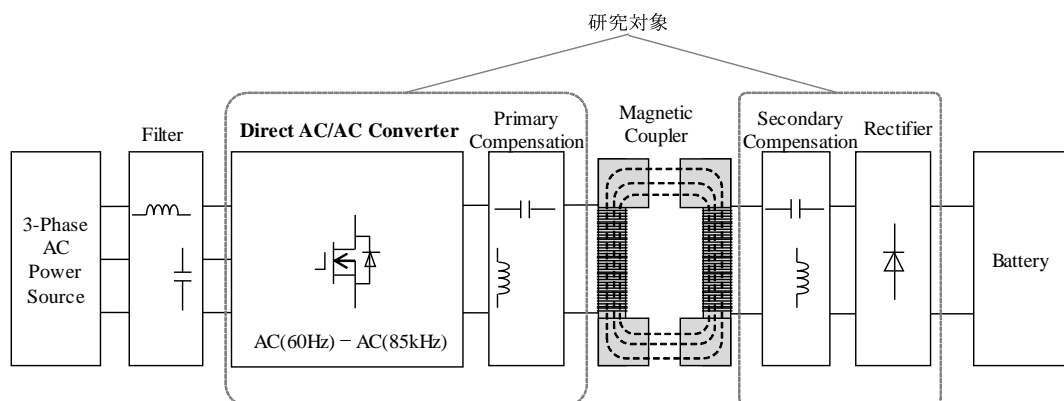


図 1.11: 本論文の研究対象

1.3 本論文の構成

図 1.12 に本論文の構成を示す。本論文は，全 5 章で構成されており，各章の内容を以下に示す。

第 1 章 序論

研究背景として，地球温暖化抑制に向けた CO₂ 削減により世界的に自動車の電動化シフトの機運が高まる中で，電気自動車 (EV) の普及拡大に向けて「充電環境の拡充」の重要性を述べる。現状の EV への充電方法と充電インフラ状況を説明した上で，ユーザーの充電に対する煩わしさ解消に有効な充電方式として近年注目さ

れている電磁共振結合方式の非接触給電システムについて、車載充電器の開発動向も踏まえ、今後求められる開発要件を述べる。最後に、本研究の目的と研究対象について述べる。

第2章 非接触給電システムの電力変換技術

電磁共振結合方式を用いた非接触給電システムの原理・基本構成と、使用される一次側電力変換回路、二次側電力変換回路の基本動作と回路方式について説明する。次に、磁界共振結合方式による非接触給電システムの特徴である漏れインダクタンスの補償回路について、共振コンデンサの接続方法によって分類される4つの回路トポロジより双方向動作も考慮したEV充電用途に適した方式を選定する。そして非接触給電システムの一次側電力変換回路において、AC/AC直接変換可能なマトリックスコンバータを用いた先行研究について調査し、本論文で取り組むべき研究課題と提案について明らかにする。

第3章 マトリックスコンバータを用いた単方向非接触給電システムの充電制御

充電用途のみの単方向非接触給電システムにおいて、一次側に三相-单相マトリックスコンバータ、二次側にダイオードブリッジ回路を用いたシステム構成及び車載電池への電力伝送と、入力となる三相交流電流の正弦波化を両立する制御法を提案する。まず、非接触給電コイル部の高周波成分についての等価回路を基に、一次側マトリックスコンバータの出力となる非接触給電コイル部の電圧、電流の関係を明らかにし、一次側マトリックスコンバータの出力電圧値によりバッテリーへの充電電流を制御できることを説明する。次に、入力の三相電源電圧の大小関係に基づいた一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチのスイッチングパターンと、入力の三相交流電流の瞬時電流指令値とマトリックスコンバータの出力電圧指令値をともに満足する各スイッチのデューティ比の導出法を説明する。デューティ比の導出に際しては、一次側、二次側コイルの位置ずれなどに起因したパラメータ変化によるスイッチング周波数と非接触給電コイル部の共振周波数が乖離した場合についても述べる。さらに、実システムへの適用に向けて、逆直列接続した二つのMOS-FETの転流シーケンスについても説明する。最後に、定格2kWの試作システムを用いてバッテリーを模擬した負荷への充電実験により提案方式の有効性を実証する。

第4章 マトリックスコンバータを用いた双方向非接触給電システムの電力伝送制御

広範囲の車載電池電圧における高効率な双方向電力伝送と商用電源周波数の三相交流電流の正弦波化を両立する三相-单相マトリックスコンバータを用いた双方向非接触給電システム構成及び制御法を提案する。まず、前章で示した充電用途のみの単方向の場合に対する新規点として、二次側をスイッチング素子によるHブ

リッジ回路で構成し，二次側の電圧と位相を能動的に制御することで双方向動作が実現可能なことを理論式を基に示す。さらに一次側マトリックスコンバータの6個の双方向スイッチと二次側Hブリッジ回路の4個のMOSFETそれぞれのスイッチングパターンとデューティ比を放電モード，充電モードそれぞれの場合について導出し，合計10個のスイッチング素子のPWMゲート信号発生方法及びマトリックスコンバータの電流符号に依存しない転流シーケンスについて述べる。最後に，定格2kWの試作システムを用いた実験により提案方式の有効性を確認する。

第5章 結論

本研究の成果についてまとめ，本研究により得られる今後の展望について述べる。

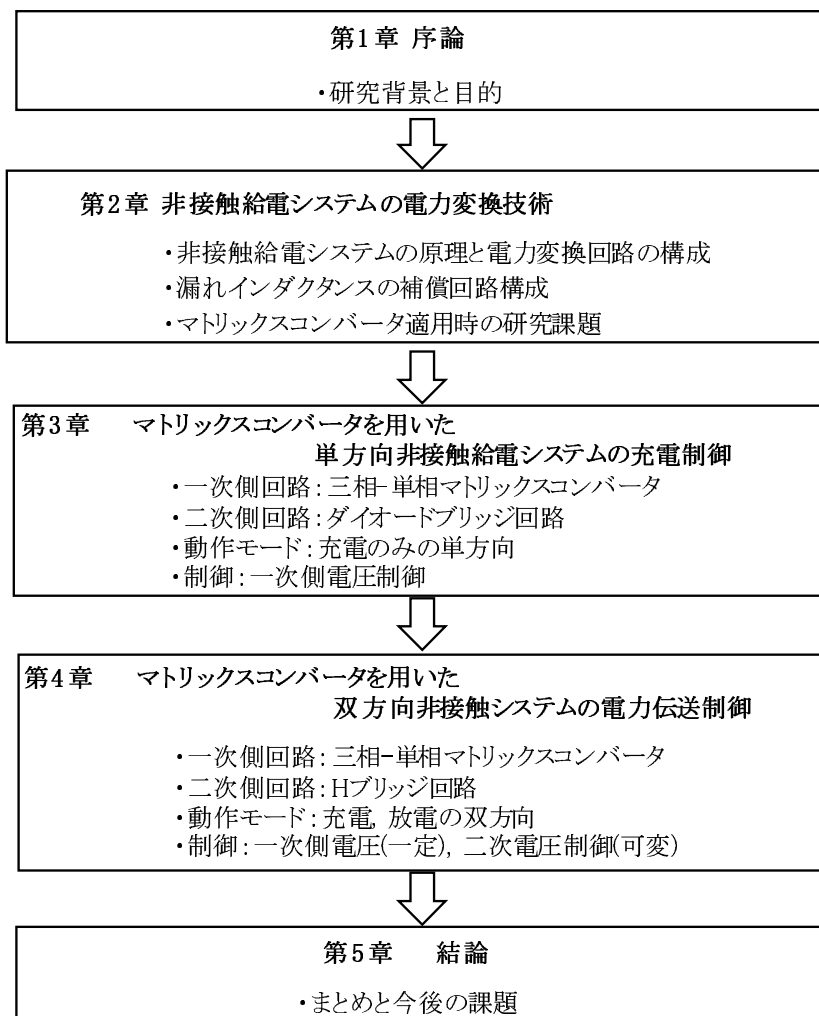


図 1.12: 本論文の構成

第2章

非接触給電システムの電力変換技術

本章では、まず電磁共振結合方式を用いた非接触給電システムの基本構成と、一次側電力変換回路、二次側電力変換回路の回路方式について説明する。また、磁界共振結合方式の特徴である LC 共振を用いた漏れインダクタンスの補償回路について、共振コンデンサの接続方法によって分類される 4 種類の回路トポロジから双方向動作も考慮した EV 充電用途に適した方式を選定する。そして非接触給電システムの一次側電力変換回路において、AC/AC 直接変換可能なマトリックスコンバータを用いた先行研究について調査し、本論文で取り組むべき研究課題と提案について明らかにする。

2.1 非接触給電システムの回路構成

図 2.1 に一般的な非接触給電システムの構成を示す^{[75] [76]}。非接触給電システムの動作原理としては、一次側コイルに 85kHz の高周波交流電圧を印加することで交番磁界を発生させ、二次側コイルに誘導起電力を発生させることで電力を伝送する。非接触給電システムの一次側は、単相または三相の電力系統に接続される。そのため、一次側では商用電源周波数 (50/60Hz) の交流電圧を 85kHz の高周波交流電圧に変換するために、一旦入力の商用電源周波数の交流電圧を直流電圧に変換した上で、高周波インバータを用いて 85kHz の高周波交流電圧に変換する必要がある。二次側電力変換回路では、EV 充電用途では負荷が電池となるため、二次側コイルに誘起された高周波の交流電圧を整流し直流電圧に変換する。一方、二次側の車載電池から一次側の電力系統に電力供給する場合には、電池の直流電圧を二次側電力変換回路にて 85kHz の高周波交流電圧に変換し二次側コイルに印加させ、一次側コイルに誘起された高周波の交流電圧を整流し直流電圧に変換した後に、商用電源周波数の交流電圧に変換する。

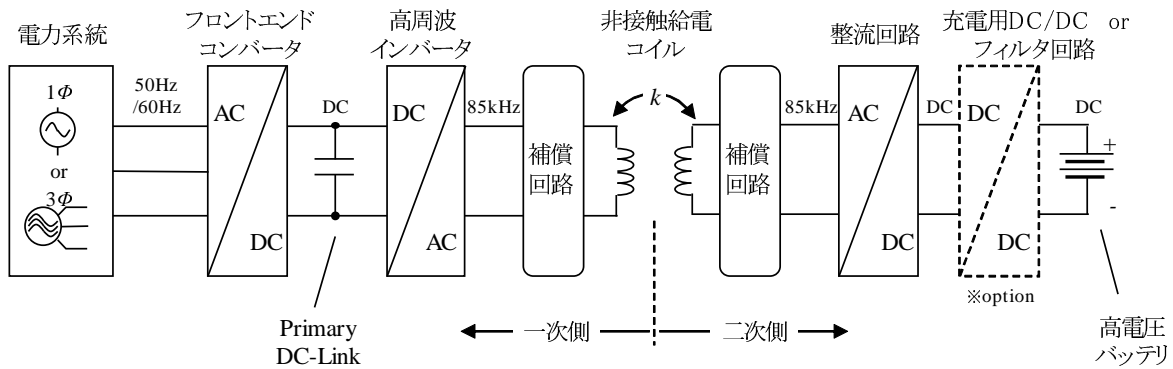


図 2.1: 一般的な非接触給電システムの構成

2.1.1 一次側電力変換回路

一次側は、IEEE1547やIEC61000によって指定されている全高調波歪み (Total Harmonic Distortion, THD) を満たすために力率改善 (PFC) 機能を有したフロントエンドコンバータと、一定の直流電圧から高周波の交流電圧を生成するために用いられる高周波インバータ回路の2種類の電力変換回路を直列に接続した構成となる。以下にEV充電用途の非接触給電システムに用いられるフロントエンドコンバータと高周波インバータの回路方式についてそれぞれ述べる。

フロントエンドコンバータ

単相の電力システムに接続されるフロントエンドコンバータの回路方式としては、種々報告されている^[115]。EV充電用途では主に図2.2(a)、図2.2(b)に示す2種類の方式が使用されている^{[76][116]~[118]}。図2.2(a)はダイオードブリッジ整流器の後段に昇圧チョッパ回路を用いることで、アクティブスイッチ1個で入力力率の改善が可能な回路であり、最も広く使用されている方式である。しかし本方式は、アクティブスイッチ1個で力率改善が可能であるが、通流するスイッチングデバイスの数が増加するため、部品点数の増加や導通損失の増大といった懸念がある。一方、図2.2(b)は、ダイオードブリッジ整流器が不要なため電力密度や変換効率の向上を要求される用途に向いている。この方式は、入力となる単相交流電圧の正の半周期と負の半周期で電流経路を分け、パルス幅変調 (PWM) を用いることで入力電流の正弦波化と出力の直流電圧の制御を行う。そのため、スイッチの制御は図2.2(a)の方式よりも複雑になる。充電のみの単方向の場合には、図2.2(b)の上アームをMOSFETではなくダイオードとしても同等の機能が得られる。

図2.3に、三相の電力システムに接続されるフロントエンドコンバータによく用いられる回路方式を示す^{[119]~[121]}。図2.3(a)は図2.2(b)を三相入力用に拡張したものであり、三相

のダイオードブリッジが不要で三相入力用の AC-DC 変換回路としては広く一般的に用いられている。スイッチング損失低減や高電圧化対応のために、図 2.3(a) に双方向スイッチを追加することで 3 レベル化した図 2.3(b) に示す方式も報告されている。なお、図 2.3 に示す両方式ともに双方向動作に対応可能である。単相、三相ともに非接触給電システムではダイオードブリッジレスの図 2.2(b)、図 2.3(a) がよく用いられる。

高周波インバータ

数 kW 以上の大出力用途の非接触給電システムでは、基本的にフルブリッジインバータが用いられる。図 2.4 にフルブリッジインバータの回路構成を示す。フルブリッジインバータには電圧型 (図 2.4(a)) と電流型 (図 2.4(b)) の 2 種類がある^[122]。図 2.4(b) に示す電流型は、電流ストレスの低下、短絡保護、信頼性の利点があるが、入力側に大きな直流インダクタンスが必要になるため、システムのサイズとコストが増加する^[123]。そのため、非接触給電システムでは基本的に電圧型のフルブリッジインバータが使用される。電圧型のフルブリッジインバータでは、位相シフト制御により出力電圧のパルス幅を制御することで出力電圧を制御する。一方、図 2.5 に示すように、インバータ回路の前段に降圧コンバータを接続してパルス振幅変調 (PAM) にて出力電圧を制御する方法もある^[120] また、さらなる高電力アプリケーション向けとして電力定格を高めるために、図 2.6 に示すように多相コイルを用いたマルチフェーズ方式 (図 2.6(a))^[124] や低電力のモジュールを複数並列接続する並列多重方式 (図 2.6(b))^[125] が報告されている。

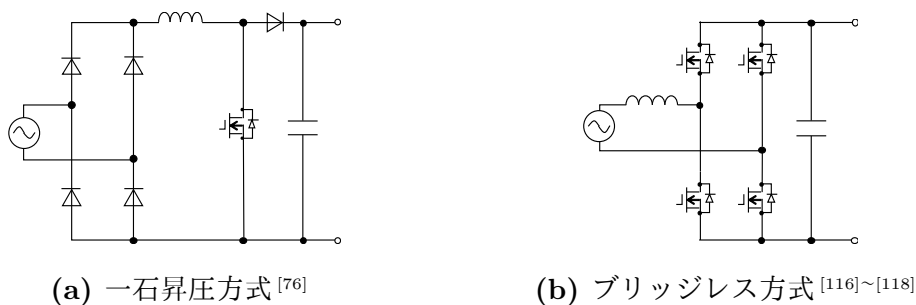


図 2.2: 単相入力用フロントエンドコンバータ

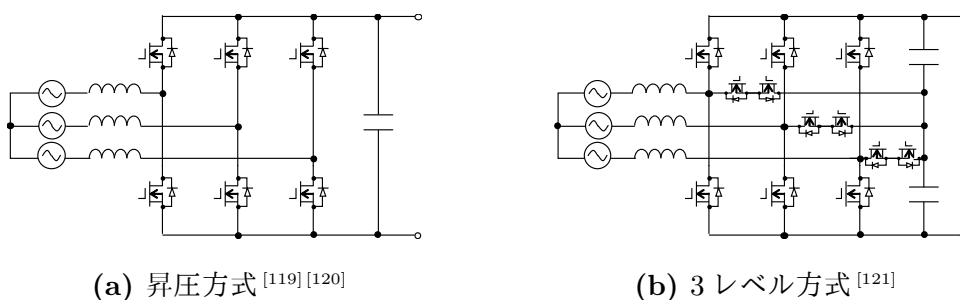


図 2.3: 三相入力用フロントエンドコンバータ

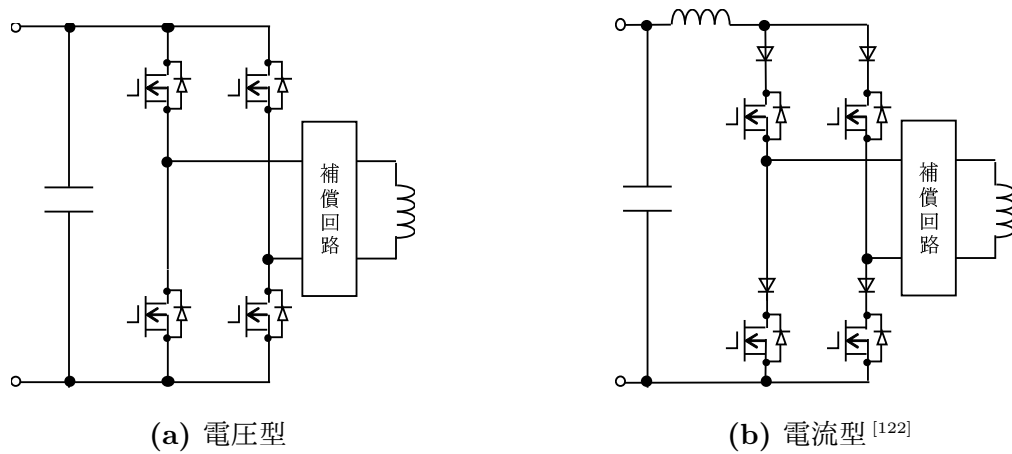


図 2.4: フルブリッジインバータ

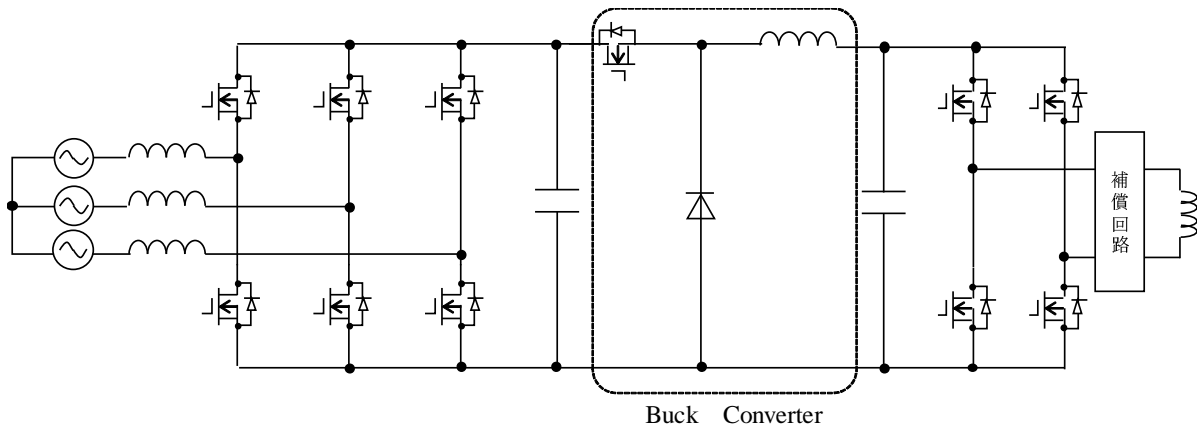


図 2.5: 一次側 PAM 制御方式の構成例^[120]

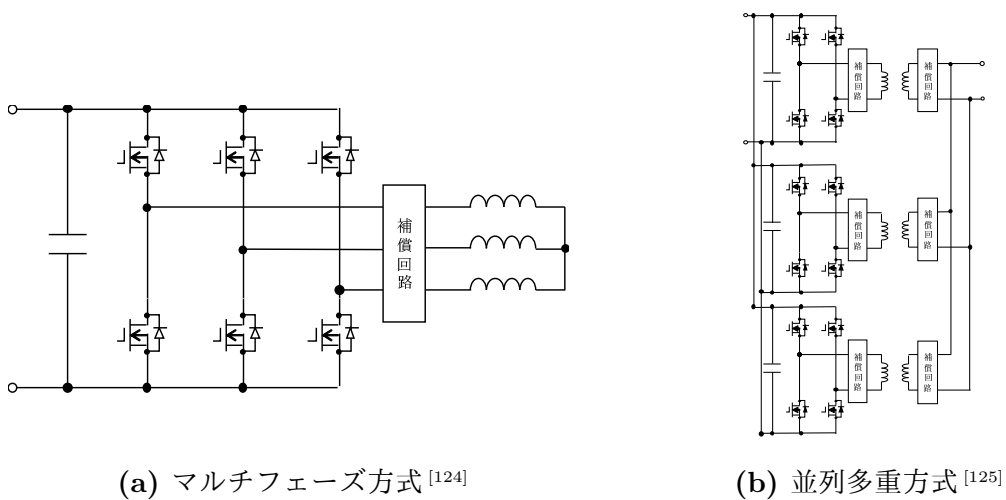
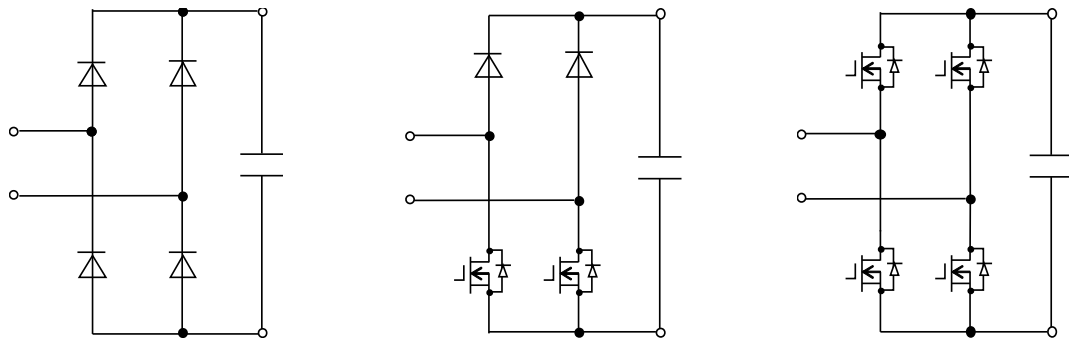


図 2.6: 大出力対応の高周波インバータ回路

2.1.2 二次側電力変換回路

二次側電力変換回路は、二次側の非接触給電コイルの後段において高周波の交流から直流への変換を担う。さらに、負荷インピーダンスの変換機能や出力電圧制御機能、バッテリー充電電流の制御機能を有することがある。図 2.7 に非接触給電システムで用いられる回路の構成を示す。基本的に非接触給電システムの二次側電力変換回路としては H ブリッジタイプの整流回路が多く用いられる。

図 2.7(a) にダイオードを用いたブリッジ整流回路を示す^[126]。本方式は充電のみの単方向の場合に用いられる。その理由としては、制御が不要であり、容量や伝送周波数を問わずに容易に適用できるためである。しかし背反として、二次側での出力電圧が制御できないため、ダイオードブリッジ整流回路の後段に電圧調整可能な降圧チョップパ回路や、昇圧チョップパ回路の接続が必要になる場合がある^[127]。図 2.7(b) にハイサイドをダイオード、ローサイドをアクティブスイッチに置き換えたセミブリッジ方式のブリッジ整流回路を示す^[128]。本回路はダイオードブリッジ整流回路のようにチョップパ回路を後段に接続することなく、ローサイドのアクティブスイッチ 2 個で出力電圧の制御が可能となる。ただし直流から交流への変換はできないため、単方向のみの適用となる。図 2.7(c) にすべての素子をアクティブスイッチにしたフルブリッジ整流回路を示す^[129]。本回路は、4 個のスイッチを PWM 制御することで出力電圧の位相、電圧実効値が制御でき、双方向動作も可能となる。



(a) ダイオードブリッジ方式^[126] (b) セミブリッジ方式^[128] (c) ブリッジ方式^[129]

図 2.7: 二次側電力変換回路の構成

2.1.3 漏れインダクタンスの補償回路

非接触給電システムにおける漏れインダクタンスの補償回路の必要性について説明する。図 2.8 に補償回路がない場合の非接触給電コイルの等価回路を示す。図 2.8 中の V_1 は角周波数 ω_s の理想電圧源、 R_L は等価負荷抵抗、 k はコイル間の結合係数である。ここ

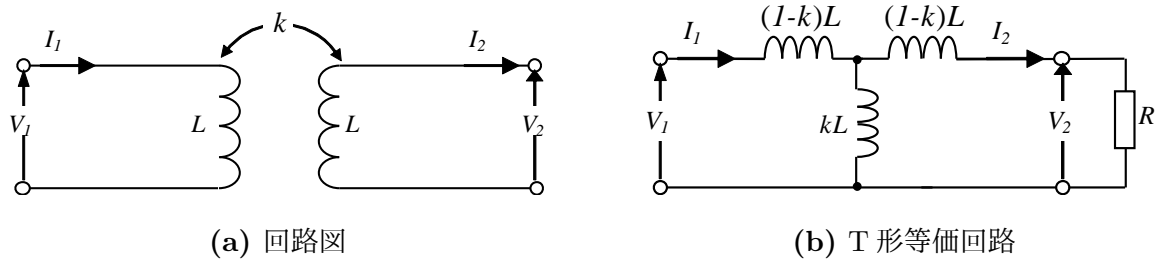


図 2.8: 補償回路がない場合における非接触給電コイルの等価回路

では簡単化のため、一次側と二次側の自己インダクタンスは等しい L とし、巻き線抵抗についてはコイルのインピーダンスに比較し十分小さいとして無視している。図 2.8(b) より、一次側の電源から見た入力インピーダンス Z_{in} は次式のようなになる。

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{j\omega_s L(R_L + j\omega_s L) + (\omega_s kL)^2}{R_L + j\omega_s L} \quad (2.1)$$

(2.1) 式より、補償回路なしの場合には入力インピーダンス Z_{in} に虚数成分が生じる。すなわち、結合係数の低い非接触給電システムにおいては、漏れインダクタンス成分の影響により電源の入力率が悪化し、有効電力を負荷に伝送するためには、入力電力の皮相電力定格 (VA 定格) を大きくする必要がある。そのため、無効電流が増加しスイッチング素子やコイルの導通損失の増加によりシステム効率悪化を招く。この高い無効電流の循環を抑制するために、漏れインダクタンスをキャンセルするように非接触給電コイルの一次側、二次側それぞれにコンデンサを直列もしくは並列に接続して、共振により補償する方法が知られている^[130]。補償回路の要件は以下の通りである。

1. 伝送電力の最大化
2. 電源の VA 定格の最小化
3. アプリケーションに応じた、定電圧 (CV) または定電流 (CC) 出力
4. コイル間伝送効率の高効率化
5. 給電コイルの位置ずれに対する耐性が高い

一次側の共振は一次側の漏れインダクタンスをキャンセルし、それにより電源入力率をほぼ 1 にする。また一次側、二次側の両方で漏れインダクタンスをキャンセルすることで二次側に伝送する電力を最大化している。

図 2.9 に 4 種類の基本的な補償回路の構成を示す。一次側と二次側にそれぞれ直列もしくは並列にコンデンサを接続した組み合わせの構成となる^[131]。図 2.8 の場合と同様に、 k はコイル間の結合係数とし、巻き線抵抗についてはコイルのインピーダンスに比

較し十分小さいとして無視している。補償回路の入力が電圧源駆動の場合には直列補償が、電流源駆動の並列補償が必要となる^{[131][132]}。前述のようにEV充電用途の非接触給電システムの高周波インバータは電圧型が主流であるため、一次側に直列補償を有するSS方式(図2.9(a))とSP方式(図2.9(b))が選択される。SS方式とSP方式の電源側から見た入力インピーダンス Z_{in} はそれぞれ次式のように表すことができる。

$$Z_{in(SS)} = \frac{V_1}{I_1} = j(\omega_s L_1 - \frac{1}{\omega_s C_1}) + \frac{\omega_s^2 k^2 L_1 L_2}{R_L + j(\omega_s L_2 - \frac{1}{\omega_s C_2})} \quad (2.2)$$

$$Z_{in(SP)} = \frac{V_1}{I_1} = j(\omega_s L_1 - \frac{1}{\omega_s C_1}) + \frac{\omega_s^2 k^2 L_1 L_2}{\frac{R_L}{1 + j\omega_s C_2 R_L} + j\omega_s L_2} \quad (2.3)$$

電源の入力力率が1になるように、(2.2)式、(2.3)式の虚数部がゼロとなる一次側、二次側の補償コンデンサ C_1 、 C_2 の値と、その場合における入力インピーダンス Z_{in} を表2.1に示す。表2.1より、一次側、二次側コイルの自己インダクタンス L_1 、 L_2 と一次側、二次側の補償コンデンサ C_1 、 C_2 をそれぞれ電源の角周波数 ω_s で共振するように設定することで、SS方式、SP方式ともに入力インピーダンスは実部のみとなる。ただし、SP方式では補償コンデンサ C_1 に結合係数 k の項が含まれているため、コイルの位置ずれにより結合係数 k が変動した場合に電源の力率1を維持するためには、一次側の補償コンデンサ C_1 を結合係数 k に応じて変化させる必要がある。しかし、実際にはコンデンサの値を結合係数 k に応じて可変することは困難であるため、SP方式ではコイルの位置ずれにより結合係数が変化した場合に力率1の理想状態から乖離し無効電力が増加す

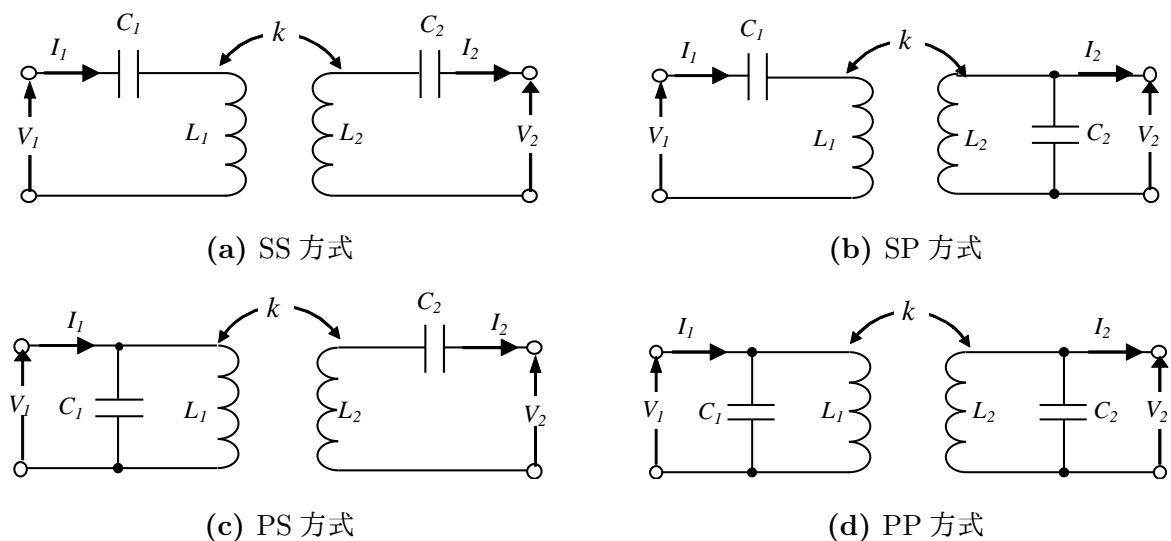


図 2.9: 非接触給電システムの補償回路の構成^{[131][132]}

表 2.1: SS 方式・SP 方式の補償コンデンサ設計値

Topology	C_1	C_2	Z_{in}
SS	$\frac{1}{\omega_s^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega_s^2 L_2}$	$\frac{\omega_s^2 k^2 L_1 L_2}{R_L}$
SP	$\frac{1}{\omega_s^2 L_1 (1 - k^2)}$	$\frac{1}{\omega_s^2 L_2}$	$\frac{L_2 k^2 R}{L_1}$

る。すなわち、SP 方式は SS 方式に比較し給電コイルの位置ずれにより結合係数が変動した場合の伝送効率の悪化が顕著となる。従って、給電コイルの位置ずれに対する許容性としては SS 方式の方が優れている。また双方向動作を考えた場合、SS 方式では一次側、二次側が対称な構成になるため、一次側、二次側ともに電圧型のフルブリッジ回路が適用できる。一方、SP 方式では二次側が並列補償であるため電流型のフルブリッジ回路が必要となる。そのため、本論文においては、高効率で給電コイルの位置ずれに対する許容性が高く、かつ双方向動作において対称回路構成となる SS 方式を適用する。

実際の非接触給電システムでは、車種による車高の違い、荷物の量やタイヤの空気圧、駐車場の環境によるコイル間の距離や駐車時の位置により一次側、二次側コイルの自己インダクタンス L_1 , L_2 が変化したり^[133]、製造ばらつきにより補償コンデンサ C_1 , C_2 の値が 5–10% 変動したりする。そのため、この変動に起因した高周波電源の角周波数 ω_s と補償回路の共振角周波数の不一致が発生し、表 2.1 に示す理想状態から乖離し給電効率低下やシステム各部の過電流を引き起こすことが報告されている^[134]。給電効率低下の対策としては、高周波電源の周波数調整や補償回路の定数切替えが提案されている^{[134][135]}。このように非接触給電システムの実用化に向けては、コイル間距離変動や位置ずれ、製造ばらつきに起因した回路パラメータ変動に対する影響の考慮が必要となる。

2.1.4 システム制御方式

非接触給電システムにおいて、伝送電力を制御し電池への充電を維持する様々な制御方式が報告されている^{[136]~[138]}。非接触給電システムの制御方式としては、表 2.2 に示す通り大きく一次側制御、二次側制御、または一次側・二次側両制御の 3 種類に分類できる^[139]。一次側制御では、電池の情報が通信によって二次側から一次側に送信され、その情報に基づいて一次側の高周波インバータの出力電圧や周波数を制御する^[139]。この場合、二次側での制御が不要なため、二次側はダイオード整流回路が適用できる。また一次側、二次側間でのスイッチング周期を同期させる必要がないため、品質の高い高速

な通信が不要となる。そのため一次側制御は、充電のみの単方向の非接触給電システムで適用される。二次側制御では、二次側電力変換回路にてアクティブなスイッチング素子による整流が必要となり、回路構成や制御が複雑になる。二次側制御は、一次側の高周波インバータの出力を一定制御した状態において、二次側の PWM 制御により電池への電力伝送を実現する。そのため、二次側にコイルと整流回路が複数並列接続されているアプリケーションや一次側での緻密な制御が困難な走行中非接触給電システムに適用される。一次側・二次側両制御では、一次側の高周波フルブリッジインバータと二次側のアクティブ整流器の両方を同時に制御し、電池への電力伝送を制御する^[136]。この方式は、制御自由度が高いため最大効率運転や双方向電力伝送制御が可能になるが、一次側と二次側間における高速かつ安定な無線通信が必要になる。

表 2.2: 非接触給電システムの制御方式

制御方法	メリット	デメリット
一次側制御	<ul style="list-style-type: none"> 回路構成, 制御がシンプル - 一次側と二次側間の同期が不要 - 二次側がダイオード整流回路 	<ul style="list-style-type: none"> 広範囲のバッテリー電圧, 結合係数のシステム適用時に効率が低い
二次側制御	<ul style="list-style-type: none"> 定電流制御が可能 最大効率運転が可能 	<ul style="list-style-type: none"> 二次側の回路構成, 制御が複雑 1次側と二次側間の同期が必要
一次側・二次側制御	<ul style="list-style-type: none"> 最大効率運転が可能 双方向電力伝送が可能 	<ul style="list-style-type: none"> 一次側と二次側の高速度・安定な無線通信が必要

2.2 非接触給電システムへのマトリックスコンバータの適用

図 2.10 に三相の電力システムを入力とする一般的な非接触給電システムの具体的な回路構成を示す^[119]。前述のように、一次側は三相の PFC 機能を有した三相 AC/DC コンバータとフルブリッジインバータの二段階の電力変換回路から構成される。二次側は双方向動作が可能ないようにアクティブ素子を用いたフルブリッジ整流回路となっている。図 2.10 に示すような一次側、二次側電力変換回路の小型・高出力密度化に対しては、スイッチング周波数の高周波化によりトランス、LC フィルタといった受動部品を小型化する方法がよく知られている。図 2.10 の非接触給電システムの一次側、二次側電力変換回路構成とほぼ同じ構成となる 6kW 出力の車載充電器についての小型、高出力密度化に関する先行研究事例として、ワイドバンドギャップ素子である SiC の使用とスイッチング周波数の高周波化により大幅な高出力密度化を達成した研究が報告されている^[140]。この先行研究では、6.1kW 出力で出力密度 5.0kW/L を達成した際の全体体格の内訳が図 2.11 のように分析されている。図 2.11 に示すように、放熱用のヒートシンクや筐体内のスペースを除くと DC リンク用の平滑コンデンサが約半分の体格を占めている^[140]。今後、高周

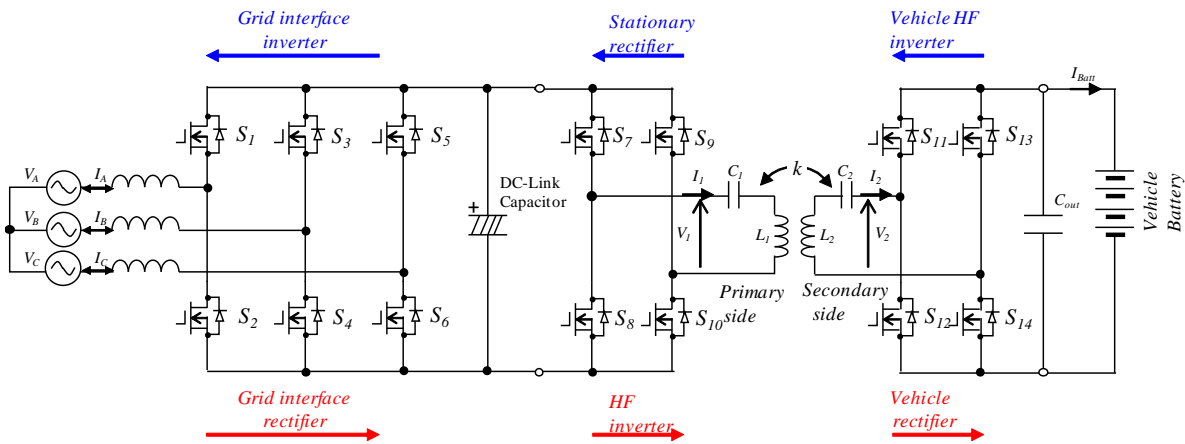


図 2.10: 一般的な三相入力非接触給電システムの具体的な回路構成 [119]

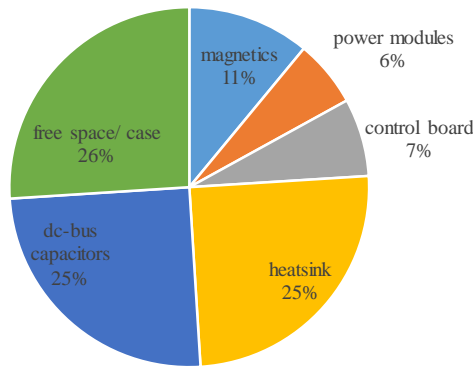


図 2.11: SiC を用いた車載充電器の体格内訳 [140]

波化による受動部品の小型化，スイッチング素子の性能向上や放熱構造の進化によるパワーモジュールの高出力密度化は進むが，さらなる小型・高出力密度化に向けては，構成部品体格の約半分を占める平滑コンデンサとデッドスペースの削減が重要課題となる。この課題をクリアするためには回路構成自体の簡素化と部品点数の削減が重要となるため，AC/AC 直接変換によって大容量の平滑コンデンサの削除が可能であるマトリックスコンバータの非接触給電システム一次側への適用が有効な手段として検討され始めている [143]~[156]。マトリックスコンバータは商用電源周波数の三相電力系統から直接高周波電圧または高周波電流を合成することが容易であるため，非接触給電システムに必要な高周波電流を三相の交流電源から直接生成するのに理想的な構成と言える。非接触給電システムへの適用事例ではないが，三相 AC/DC とモータ駆動用の三相 DC/AC の二段階の電力変換回路を，マトリックスコンバータを用いて AC/AC 直接変換することで，従来体格比 1/2 以下，損失 2/3 以下を実現した研究が報告されている [141]。このようにマトリックスコンバータの適用により，非接触給電システムの一次側電力変換回路の小型，

低損失化が期待される。さらに、マトリックスコンバータ適用による平滑コンデンサの削除のメリットとして、長寿命化が挙げられる。平滑コンデンサとして一般的に用いられる大型のアルミ電解コンデンサは、使用温度が 10°C 上昇すると寿命が半減するアレニウス特性^[142]を持っており、リップル電流によっても寿命が低下するなど、電力変換器を構成する部品の中で高信頼性・小型化のボトルネックとなっている。そのため、平滑コンデンサを必要としないマトリックスコンバータは高効率かつメンテナンスフリーという特徴から長寿命化が必要なアプリケーションへの適用に期待が高まっている。

図2.12に単相の電力システムに接続する非接触給電システム向けに提案されているマトリックスコンバータの代表的な回路構成を示す。図2.12(a)は最も典型的な構成で、高周波スイッチング成分を除去するLCフィルタと4つの双方向スイッチから構成される^{[146]~[149]}。動作としては、4個の双方向スイッチの相補スイッチングにより、一次側の非接触給電コイルに単相系統電圧を波高値とする高周波の矩形電圧を印加することで、二次側に電力を伝送する。単相系統電流の正弦波化に関しては、二次側電力変換回路をアクティブスイッチによるフルブリッジ整流回路とし、二次側制御によりTHD5%以下を達成している事例が報告されている^[148]。図2.12(b)に4個の双方向スイッチの前段にインダクタンスを挿入し電流型として動作させる方式を示す。この方式では、入力単相系統電流を直接制御することで、単相系統電流の正弦波化を達成している^[145]。このように単相の電力システムに接続する場合においては、マトリックスコンバータを用いた双方向の電力伝送と単相系統電流の正弦波化の両立について既にいくつかの事例が報告されている。しかしながら、単相の電力システムへ接続し二次側に負荷として接続されるバッテリーに一定の直流電力を供給する場合には、入力電力が系統周波数の2倍の周波数で脈動するため、二次側にて系統周波数の2倍周波数の電力脈動を吸収するための大容量のエネルギーバッファが必要となる。そのため、単相の電力システムに接続する場合には、マトリックスコンバータの適用による小型化への寄与は小さい。また、単相系統との電力潮流では大電力化に限界がある。

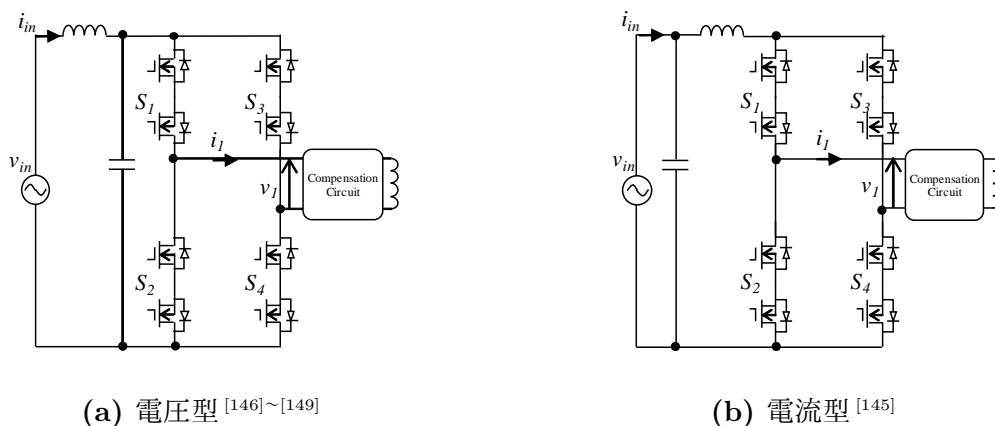
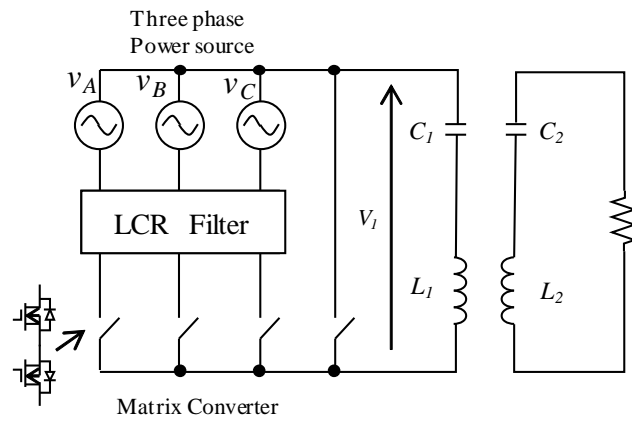


図 2.12: 単相入力の非接触給電システム向けマトリックスコンバータの回路構成

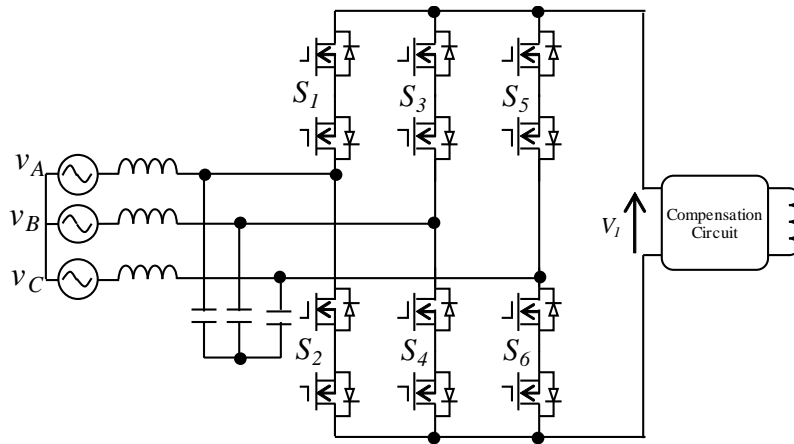
三相電力系統の三相交流電圧を单相の高周波電圧に変換するマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムに関する先行研究事例が報告されている^{[151]~[156]}。図2.13に三相電力系統に接続する非接触給電システムの一次側に提案されているマトリックスコンバータの回路構成を示す。なお、二次側についてはダイオード整流回路の場合だけでなく、アクティブスイッチによるフルブリッジ整流回路にした双方向非接触給電システムも報告されている^{[155][156]}。現在、提案されている回路構成において主流なのは、図2.13(b)に示す6個の双方向スイッチを用いた方式である。図2.13(b)の方式は、電力系統の三相交流電圧の線間電圧を波高値とする高周波の交流電圧を出力できるのに対して、図2.13(a)に示す4つの双方向スイッチで構成される方式^[151]は、電力系統の三相交流電圧の相電圧を波高値とする高周波の交流電圧を出力する。そのため大電力向けのアプリケーションでは、非接触給電コイルにより高い電圧が印加可能な図2.13(b)の方式が用いられる。

図2.13(b)に示す回路方式の三相交流電圧から单相高周波電圧への電圧変換の基本原理について説明する。図2.14に示すように、三相の相電圧の最大値と最小値によって6分割された領域ごとに、その領域における最大値となる相に接続されている双方向スイッチと最小値となる相に接続されている双方向スイッチをオン、オフさせることで、ゼロまたは最大値となる相と最小値となる相の線間電圧が波高値となる矩形波電圧が出力される。この高周波の矩形波電圧を一次側の非接触給電コイルに印加することで、電力伝送が可能となる。図2.15に図2.14の領域Iにおける動作モードと出力電圧波形を示す。図2.14の領域IではA相の電圧 v_A が最大となり、C相の電圧 v_C が最小となる。従って、 v_A に接続されている相のスイッチ S_1 と v_C に接続されている相のスイッチ S_6 をオンすることで、 $+v_{AC}$ を出力する。また、 v_A に接続されている相のスイッチ S_2 と v_C に接続されている相のスイッチ S_5 をオンすることで、 $-v_{AC}$ を出力する。さらに、 S_1 と S_2 を同時オンすることでゼロ電圧を出力する。スイッチ S_1 と S_6 、 S_2 と S_5 及び S_1 と S_2 のオン時間を制御することで出力電圧を制御する。このような三相交流電圧の最大値と最小値となる相間の電圧印加による出力電圧制御をベースとして、充電方向のみ単方向の電力伝送が制御可能なことが報告されている^{[151][152]}。また、二次側のフルブリッジ整流回路の出力電圧制御も併用することで充電、放電の双方向電力伝送が制御可能なことも報告されている^{[155][156]}。しかしながら、これらは伝送電力の大きさと伝送方向についての制御については述べられているが、三相の系統電流の正弦波化については述べられていない^{[151][152][155][156]}。一方、三相の系統電流の正弦波化を目的とした研究が報告されている^{[153][154]}。ひとつはデルタ-シグマ変調と空間ベクトル変調を組み合わせた制御による三相の系統電流の正弦波化について提案されている^[153]。もうひとつは、パルス密度変調(PDM)と間欠動作を組み合わせた制御による三相の系統電流の正弦波化について提案されている^[154]。しかしながら、どちらの提案も二次側への供給電流の瞬時的な変動

が大きく、バッテリー負荷を対象とした一定の安定した電力伝送については言及されていない。



(a) 相電圧印加タイプ^[151]



(b) 線間電圧印加タイプ^{[152]~[156]}

図 2.13: 三相入力の非接触給電システム向けマトリックスコンバータの回路構成

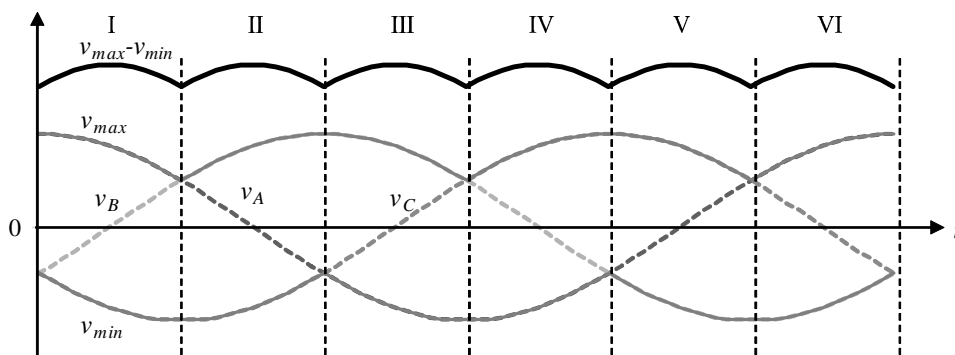
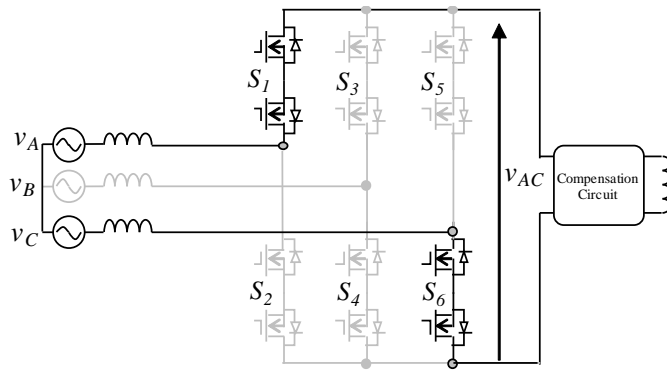
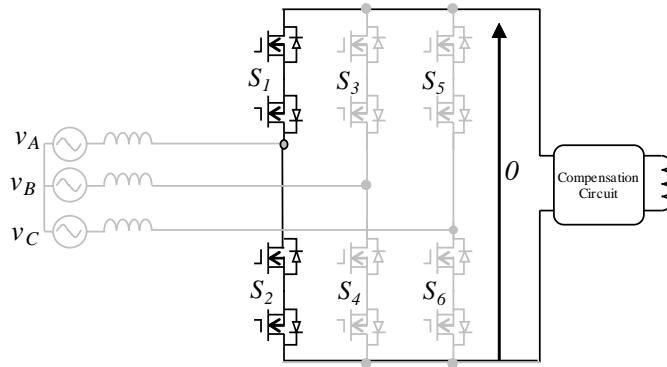


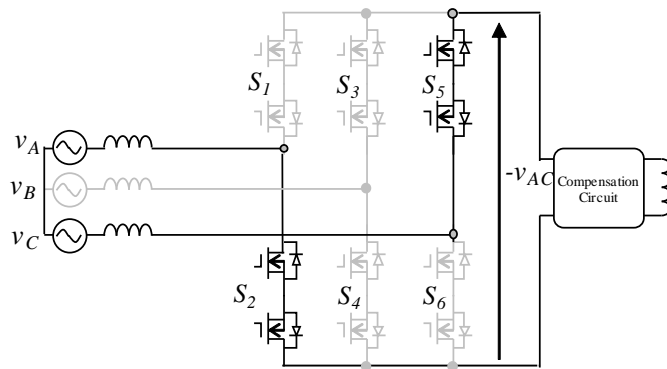
図 2.14: 三相入力の相電圧レベルによる分割^{[151] [152] [154]}



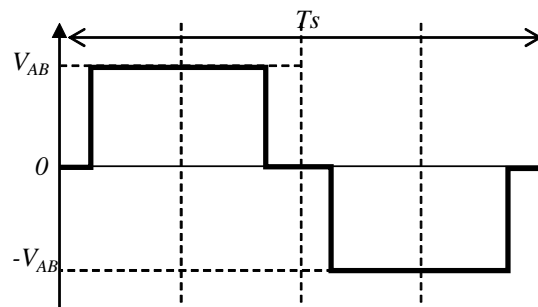
(a) 正の電圧出力時のオンスイッチと電流経路



(b) ゼロ電圧出力時のオンスイッチと電流経路



(c) 負の電圧出力時のオンスイッチと電流経路



(d) マトリックスコンバータの出力電圧波形

図 2.15: マトリックスコンバータの動作モードと出力電圧波形例 (領域 I) ^[152] ^[154]

2.3 本研究の位置づけと課題

1.2節で述べたように、本研究ではユーザーに対して利便性・安全性・経済性を提供することでEVの普及促進に貢献するために、車両から電力系統、電力系統から車両への充放電動作可能な小型・高出力・高信頼性の停車中非接触給電システムとその電力伝送制御手法を開発することを目的としている。この目的を達成するために、従来手法である高周波化やSiCなどの低損失素子の適用ではなく、電力変換回路ステージ削減によるシステム効率向上と大型のDCリンクコンデンサを含めた部品点数削減による出力密度及び信頼性向上を可能とするAC/AC直接変換による1ステージ化に着目し、一次側に三相単相マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムを研究対象とする(図2.16)。

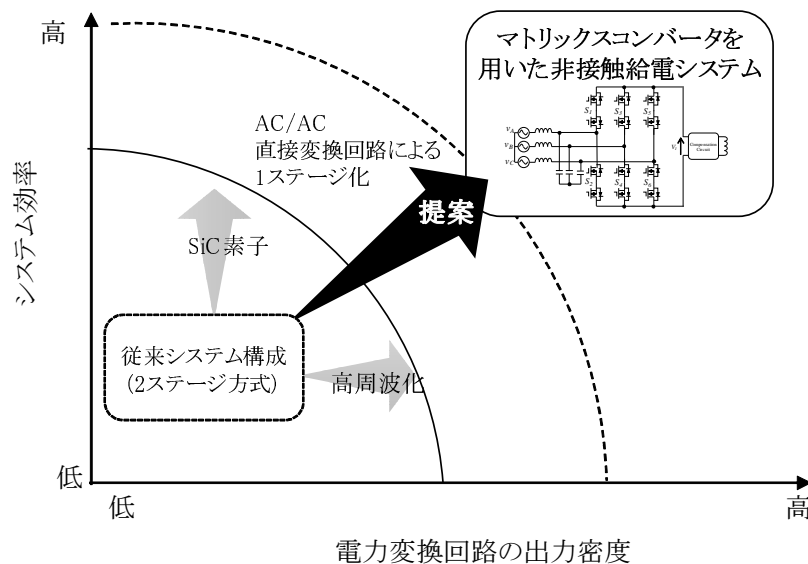


図 2.16: 本研究の位置づけ

提案するマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムを実用化に向けて成立させるためには、図2.10に示す一次側が二段階の電力変換回路で構成される従来システムが既に有している以下の五つの基本機能を持つことが必須となる。

機能1 三相インターフェースによる大電力伝送化

機能2 広い電圧変化範囲のバッテリー負荷への安定した電力伝送

機能3 高力率かつ低歪みな正弦波電流の供給による系統との高品質電力の授受

機能4 一次側のマトリックスコンバータと二次側のフルブリッジ回路間の制御により調整される柔軟な双方向電力伝送

機能5 位置ずれや製造ばらつきによる補償回路の共振周波数変化への対応

表 2.3: マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの先行研究

Topology	実証電力	f_s (kHz)	機能 1	機能 2	機能 3	機能 4	機能 5
A SiC-Based Matrix Converter Topology ^[151]	300W	50kHz	○	○	×	×	×
Single-Stage Three-Phase AC-AC Matrix Converter ^[152]	267W	12.3kHz	○	△	×	×	×
A Direct Matrix Converter with Space Vector Modulation ^[153]	100W	100kHz	○	×	○	×	×
Matrix converter with Advanced control ^[154]	100W	100kHz	○	×	○	×	×
A Three-Phase AC-AC Matrix Converter ^[155]	—	35kHz	○	○	×	○	×
A Three-Phase to Single-Phase Matrix Converter ^[156]	—	20kHz	○	○	×	○	×

前述のように、非接触給電システムへのマトリックスコンバータの適用自体については、先行研究にて既に報告されている。そこで、それら先行研究事例が上記の五つの基本機能を満足しているか否かを調査した結果を表 2.3 に示す。表 2.3 に示すように、現状では実用化に向けた五つの基本機能をすべて満たしている提案は先行研究にはない。特に、非接触給電システムの大電力化、双方向化に対する必須機能となる「高力率かつ低歪みな正弦波電流の供給による系統との高品質電力の授受」と「安定したバッテリーとの双方向電力伝送を両立する制御手法」を両立した制御手法については、著者の知る限り現段階では確立されていない。また、広範囲で電圧が変化するバッテリーへの具体的な充放電制御法も述べられていない。実証実験の電力レベルも最大 300W 程度であり、これまでの先行研究は原理提案の領域を脱しておらず、現状では EV 充電用途として実証に足る水準に至っていない。表 2.4 にマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの実用化に向けた課題と研究要素を示す。実際に提案システムを実用化するためには、非接触給電コイルの形状の最適化、EMI 対策、システムインテグレーション、冷却含めたパッケージングや異物検知など非常に多くの課題をクリアする必要がある。特に、従来システム構成の非接触給電システムに対して提案システムに競争力を持たせるためには、従来システム構成で実現している電力伝送に関わる基本機能の早期確立が最重要課題となる。そこで本論文では、提案システムの実用化に向けて礎となる上記五つの基本機能の確立を図る。具体的には、広範囲なバッテリー電圧における高効率な双方向電力伝送と電力系統側の厳格な電力品質基準の達成を両立させる一次側、二次側電力変換回路の制御法について研究する。

図 2.17 に本研究の進め方と本論文との対応を示す。EV 向けの非接触給電システムの普及としては、まずは充電用の単方向システムの普及が進んだ後に、多機能化ということで充放電可能な双方向システムが導入される流れになると想定する。そのため、単方

向と双方向システムの互換性の観点より、単方向と双方向のハード変更は車両側である二次側のみとし、地上側に設置される一次側回路については同じ回路構成であることが望まれる。そこで本研究の進め方としては、同じ一次側回路構成にて、充電のみの単方向動作と充放電の双方向動作をそれぞれ確立する。まず、充電のみの単方向システムの基本機能確立を行う。二次側をダイオード整流回路とした構成において、一次側のマトリックスコンバータの制御によりバッテリーへの充電制御と系統電流の力率1, THD5%以下を達成する。また補償回路の共振周波数とスイッチング周波数が一致しない場合の影響を考慮した系統電流の歪み補正手法も提案する。次に、V2H, V2Gを見据えた双方向動作機能の確立を行う。双方向動作時には二次側がアクティブ素子によるフルブリッジ回路にて構成されるため、一次側と二次側を両方用いた制御により双方向の電力伝送と系統電流の力率1, THD5%以下の両立を達成する。さらに、実用化に向けて入力電圧検出を用いて、電流符号に依存しない電源短絡防止及び電流の連続性をともに満足する6個の双方向スイッチの転流シーケンスを明確化する。

表 2.4: マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの実用化への課題と研究要素

	課題	研究要素
本研究の 位置付け	マトリックスコンバータを用いた 非接触給電システムの基本機能確立	系統電流の正弦波化制御
		バッテリーへの充電制御法(一次側制御)
		バッテリーからの放電制御法(一次側・二次側制御)
		一次側マトリックスコンバータの安定転流シーケンス
		位置ずれの影響を考慮した系統電流の正弦波化制御
	非接触給電コイル形状の最適化	高結合コア/コイル形状 新規材料によるコア/コイル損低減と高放熱構造
	EMI対策	高周波電流の高調波抑制EMIフィルタ 低漏洩磁界コイル形状とシールド構造 マトリックスコンバータのノイズ伝搬経路最適化
	トータルシステム観点での制御確立	位置ずれによるパラメータ変化に応じた効率追従制御 一次, 二次間の通信性能を考慮した制御 フェールセーフ制御
	高密度実装・冷却パッケージ化	双方向スイッチの低損失・高放熱モジュール 高温化・低熱抵抗化
	さらなる低損失化技術	ソフトスイッチング適用によるスイッチング損失低減 マルチレベル化/インターリーブ技術の適用
	ユーザーに対する安全性能向上	異物検知技術 生体保護技術

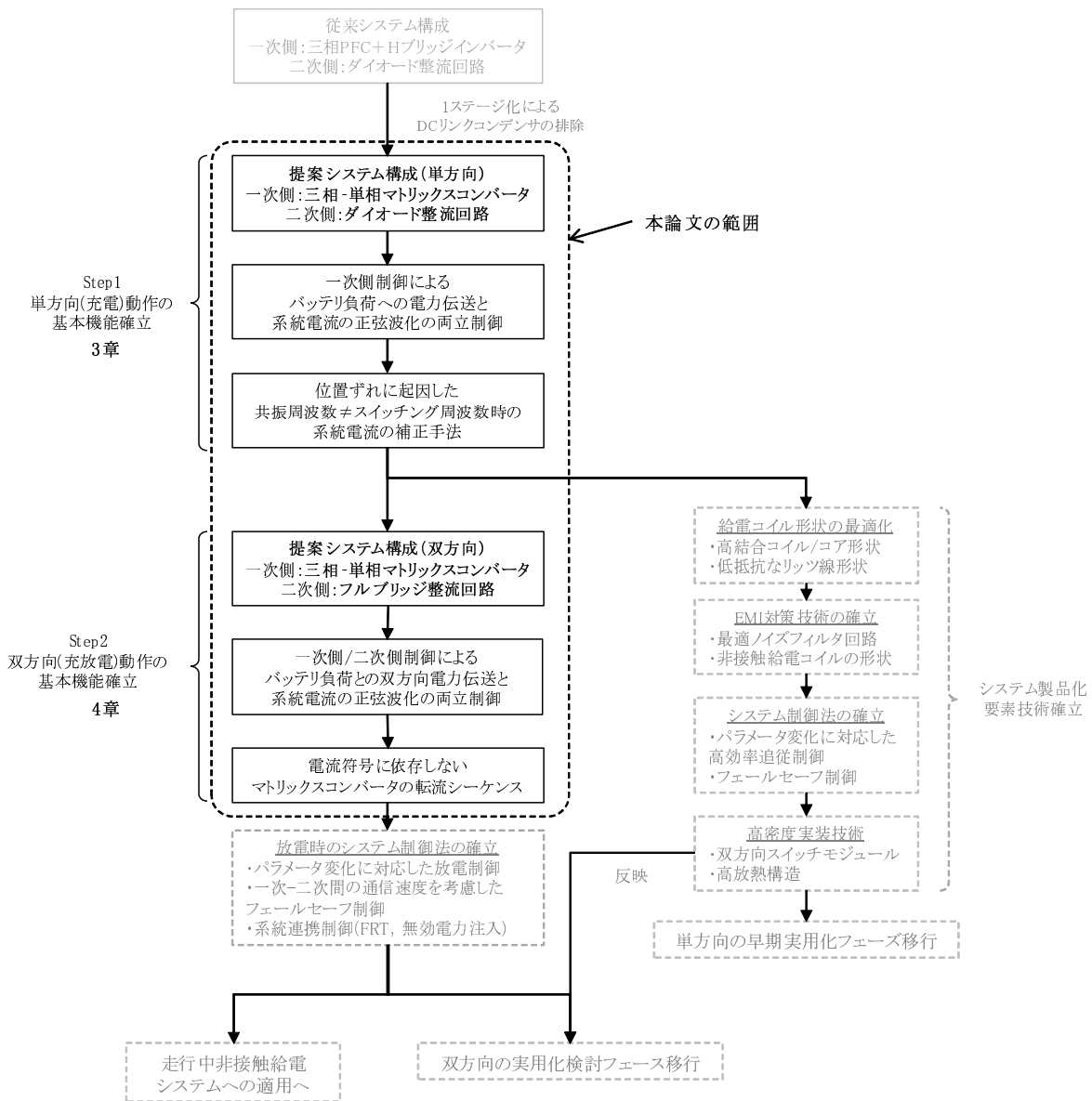


図 2.17: 本研究の進め方

第3章

マトリックスコンバータを用いた単方向 非接触給電システムの充電制御

3.1 緒論

本章では，バッテリー充電用途の単方向の非接触給電システムにおいて，一次側に三相-単相マトリックスコンバータ，二次側にダイオード整流回路を用いたシステム構成及び二次側への電力伝送と入力となる三相系統電流の正弦波化を両立する制御法を提案する。まず，非接触給電コイル部の高周波成分の等価回路を基に，一次側，二次側コイルの位置ずれなどに起因したパラメータ変化によるスイッチング周波数と非接触給電コイル部の共振周波数が乖離した場合も含めた一次側マトリックスコンバータの出力となる非接触給電コイル部の電圧，電流の関係を明らかにする。さらに，三相電源電圧の大小関係に基づいた一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチのスイッチングパターン選定と各スイッチのデューティ比の導出法を示す。最後に，定格2kWの試作システムを用いた実験により提案方式の有効性を実証する。

3.2 提案システム

3.2.1 主回路構成

図3.1に提案する非接触給電システムの主回路構成を示す。三相の交流電圧 e_{su}, e_{sv}, e_{sw} は，85kHzの高周波電流の電源流出を抑制するためのリアクトル L_f とコンデンサ C_f からなるLCフィルタを通じてマトリックスコンバータに接続されている。マトリックスコンバータはMOSFETを逆直列に接続した6個の双方向スイッチ $S_{ug}-S_{wh}$ から構成されており，三相の交流電圧を単相の高周波交流電圧 v_1 に変換し，一次側の送電コイル L_1 に印加することで交流電流を流し，交番磁界を発生させている。その結果，距離を隔て

た二次側の受電コイル L_2 に電磁誘導によって電力を伝送する。非接触給電システムでは、送受電コイル間の距離が離れていることで漏れ磁束が増加し力率が悪化する。これを防ぐため、一次側と二次側に共振コンデンサ C_1, C_2 をそれぞれ挿入して力率補償を行う。2.1.3 項で述べたように、自動車用途ではバッテリーに定電流充電することが多いため、一次側、二次側ともに共振コンデンサを直列に挿入する直列直列方式 (SS 方式) を採用している。二次側は4個のダイオード $D_{jp}-D_{kn}$ で構成されるダイオード整流回路を介して V_{out} の一定電圧として扱えるバッテリーに充電する。

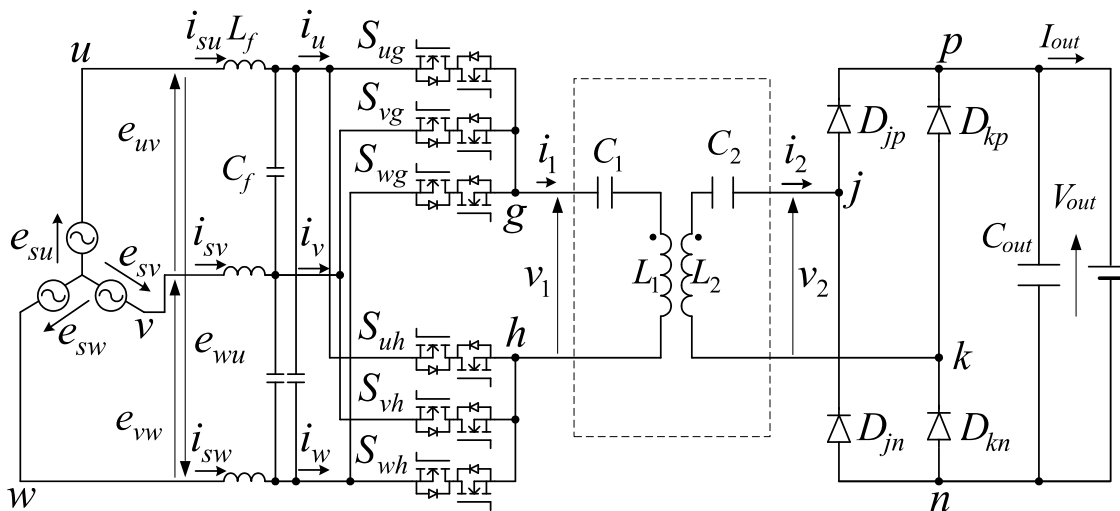


図 3.1: 提案する単方向非接触給電システムの構成

3.2.2 非接触給電コイル部の電圧・電流の関係

図 3.2 は図 3.1 の破線部内の非接触給電コイル部における高周波成分の等価回路である。共振を用いる非接触給電システムでは共振周波数成分での回路動作が支配的となり、高調波成分の影響は無視できる^[130]。図 3.2 中の C_1, C_2 はそれぞれ一次側と二次側の直列共振コンデンサ、 L_1, L_2 はそれぞれ一次側と二次側コイルの自己インダクタンス、

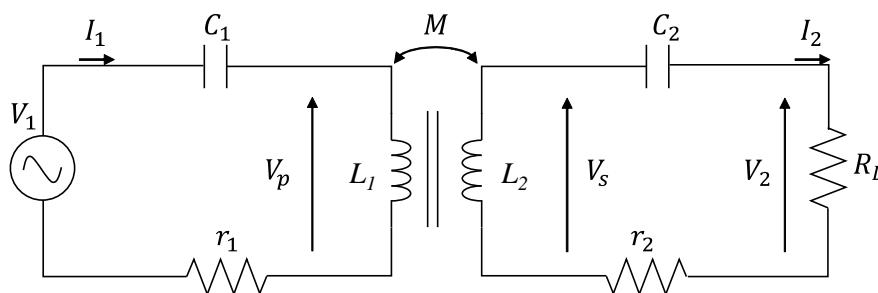


図 3.2: 非接触給電コイル部の高周波等価回路

r_1, r_2 はそれぞれ一次側と二次側コイルの巻線抵抗, $M(=k\sqrt{L_1L_2}, k:$ 結合係数) は一次側と二次側コイル間の相互インダクタンスを表している。一次側直列共振コンデンサ C_1 と二次側直列共振コンデンサ C_2 は, 共振角周波数 $\omega_0(=2\pi f_0)$ で一次側コイルと二次側コイルの自己インダクタンスとそれぞれ共振するように設定するため次式の関係が得られる。

$$\begin{cases} \omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1} \\ \omega_0 L_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2} \end{cases} \quad (3.1)$$

図 3.2 の等価回路において, 一次電圧 V_1 , 二次電圧 V_2 は一次電圧 V_1 の角周波数 ω_S を用いて次式で表される。ただし, コイルのインピーダンスに占める巻線抵抗 r_1, r_2 は十分小さいとして無視している^[131]。

$$\begin{cases} V_1 = \frac{I_1}{j\omega_S C_1} + j\omega_S L_1 I_1 - j\omega_S M I_2 \\ V_2 = -j\omega_S L_2 I_2 + j\omega_S M I_1 - \frac{I_2}{j\omega_S C_2} \end{cases} \quad (3.2)$$

図 3.2 の等価回路における負荷抵抗 R_L は二次側ダイオード整流回路の入力部から見た等価抵抗であり次式で表される。

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} \quad (3.3)$$

図 3.3 はダイオード整流回路の入力電流 i_2 と電圧 v_2 の波形である。入力電流 i_2 は角周波数 ω_S の正弦波波形になる。入力電流 i_2 の符号によりダイオード整流回路が 180 度通電して, 入力電流 i_2 と同相で波高値 V_{out} の方形波電圧が得られる。図 3.2 中の二次電圧 V_2

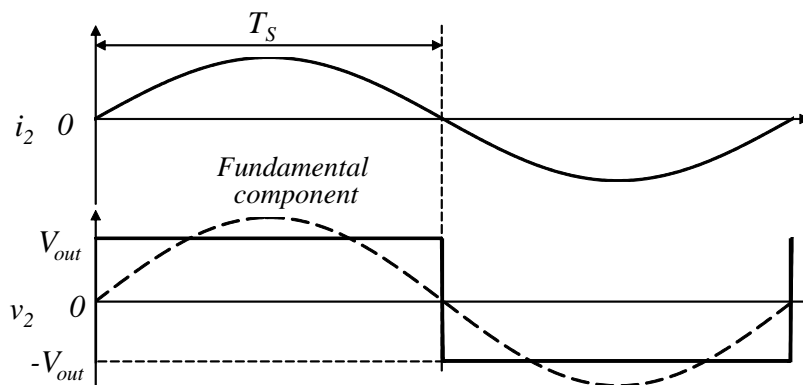


図 3.3: 二次側ダイオード整流回路の入力電圧・電流波形

は波高値 V_{out} の方形波電圧における基本波成分の実効値であり，出力電圧 V_{out} を用いて次式で与えられる。

$$V_2 = \frac{2\sqrt{2}V_{out}}{\pi} \quad (3.4)$$

二次側のダイオード整流回路において電力損失がないと仮定すると，負荷抵抗 R_L の電力は出力電力 $P_{out}(=V_{out}I_{out})$ に等しくなるため，二次電流 I_2 は出力電圧 V_{out} ，出力電流 I_{out} を用いて次式で与えられる。

$$I_2 = \frac{P_{out}}{V_2} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_2} \quad (3.5)$$

(3.3), (3.4), (3.5) 式より負荷抵抗 R_L は次式で得られる。

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (3.6)$$

通常一次電圧 V_1 の角周波数 $\omega_S(=2\pi f_S)$ は共振角周波数 ω_0 と等しくなるように設定する。そこで $\omega_S=\omega_0$ とし (3.1), (3.2) 式から一次電圧 V_1 ，二次電圧 V_2 について解くと (3.7) 式を得る。

$$\begin{cases} V_1 = -j\omega_S M I_2 \\ V_2 = j\omega_S M I_1 \end{cases} \quad (3.7)$$

(3.7) 式より提案システムは一次電圧 V_1 に比例させて二次電流 I_2 を制御できる。次に，一次側から見た入力インピーダンス Z_{in} は (3.3), (3.7) 式より次式で得られる。

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(\omega_S M)^2}{R_L} \quad (3.8)$$

負荷抵抗 R_L は抵抗成分であり (3.8) 式は実部のみとなるため，一次電圧 V_1 と一次電流 I_1 は同位相となる。一方，角周波数 ω_S が共振角周波数 ω_0 と異なる場合の入力インピーダンス Z_{in} は (3.2), (3.3) 式より次式のようなになる。

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{j\left(\omega_S L_1 - \frac{1}{\omega_S C_1}\right) \left\{ R_L + j\left(\omega_S L_2 - \frac{1}{\omega_S C_2}\right) \right\} + (\omega_S M)^2}{R_L + j\left(\omega_S L_2 - \frac{1}{\omega_S C_2}\right)} \quad (3.9)$$

(3.9) 式は実部と虚部を持つため一次電圧 V_1 と一次電流 I_1 には位相差 $\Delta\phi$ が生じる。一例として図3.4に $L_1=L_2=97\mu\text{H}$ ， $M=25.2\mu\text{H}$ ($k=0.26$)， $C_1=C_2=36\text{nF}$ ，出力電力 $P_{out}=2\text{kW}$ ，

出力電圧 $V_{out}=150V, 200V, 250V$ の場合における一次電圧 V_1 の基本波周波数となるマトリックスコンバータのスイッチング周波数 $f_s (= \omega_s/2\pi)$ と位相差 $\Delta\phi$ の関係を示す。実システムでは一次電圧 V_1 の角周波数 ω_s と共振角周波数 ω_0 が必ずしも一致するとは限らない。一致しない場合には、マトリックスコンバータのスイッチング周波数 f_s に応じて一次電圧 V_1 と一次電流 I_1 間に位相差 $\Delta\phi$ が生じる。

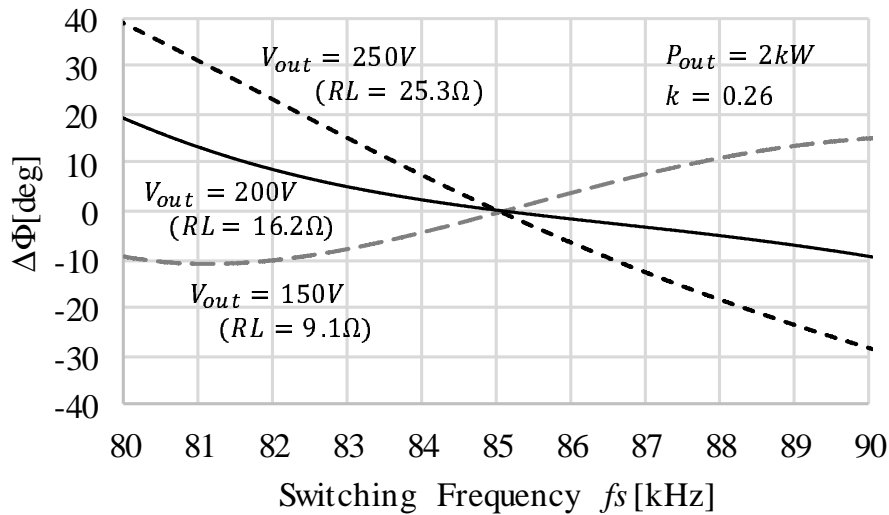


図 3.4: スイッチング周波数と一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 間の位相差 $\Delta\phi$ の関係

3.3 マトリックスコンバータの出力電圧制御法

3.3.1 双方向スイッチのスイッチングパターン

一次側のマトリックスコンバータのスイッチングパターンは、図 3.5 に示すように電源の相電圧を最大相，中間相，最小相に分け，さらに中間相の正負も区別した 12 分割した領域ごとに分ける。

図 3.6(a) に中間相が正となる $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ の場合 (図 3.5 中の領域 II) のスイッチングパターンを示す。一次電圧指令値 v_1^* を周期 $2T_s$ の方形波電圧で与える。一次電圧指令値 v_1^* の正の半周期では，一次電圧 v_1 は 0, e_{suw} , e_{svw} の 3 レベルの矩形波電圧を出力し， v_1 の平均電圧が指令値 v_1^* に等しくなるように制御する。0, e_{suw} , e_{svw} の電圧を出力するには， h 相は最小相のスイッチ S_{wh} を常にオンとし， g 相は最小相のスイッチ S_{wg} ，最大相のスイッチ S_{ug} ，中間相のスイッチ S_{vg} をそれぞれオンとする。

次に，図 3.6(b) に中間相が負となる $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$ の場合 (図 3.5 中の領域 I) のスイッチングパターンを示す。一次電圧指令値 v_1^* の正の半周期では， g 相は最大相のス

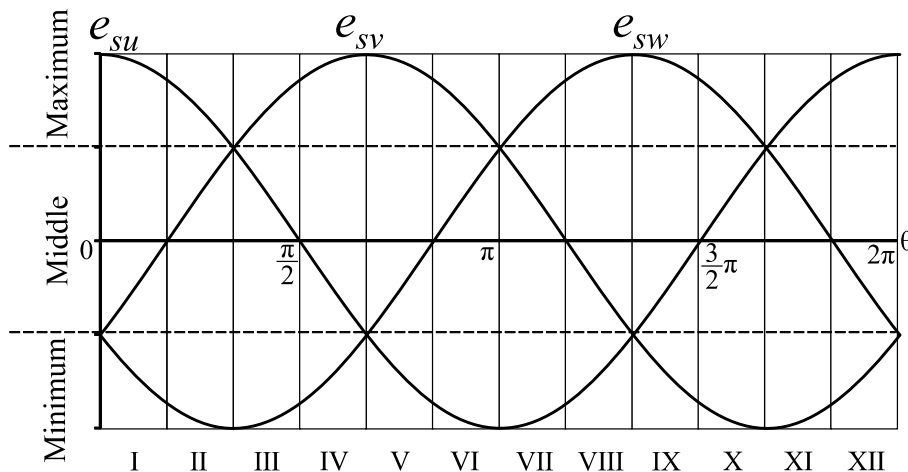
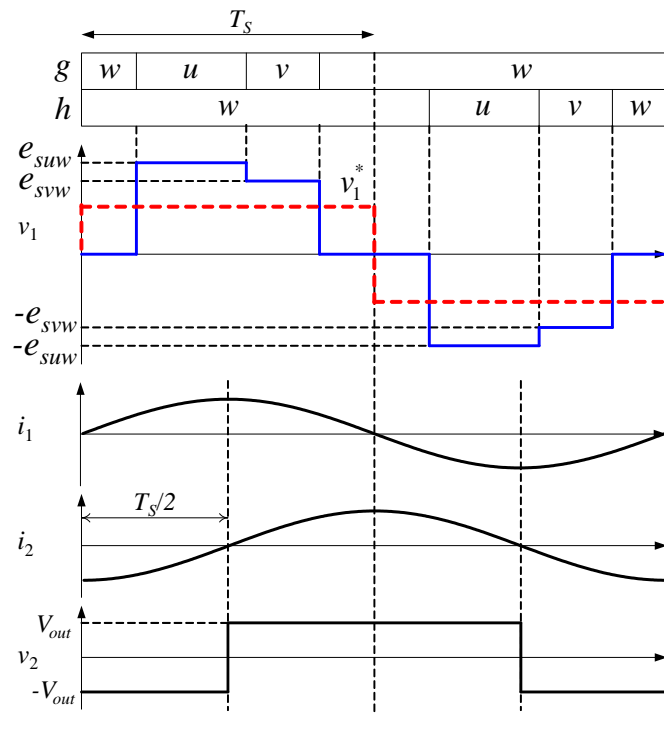


図 3.5: 電源相電圧の電圧レベルによる分類

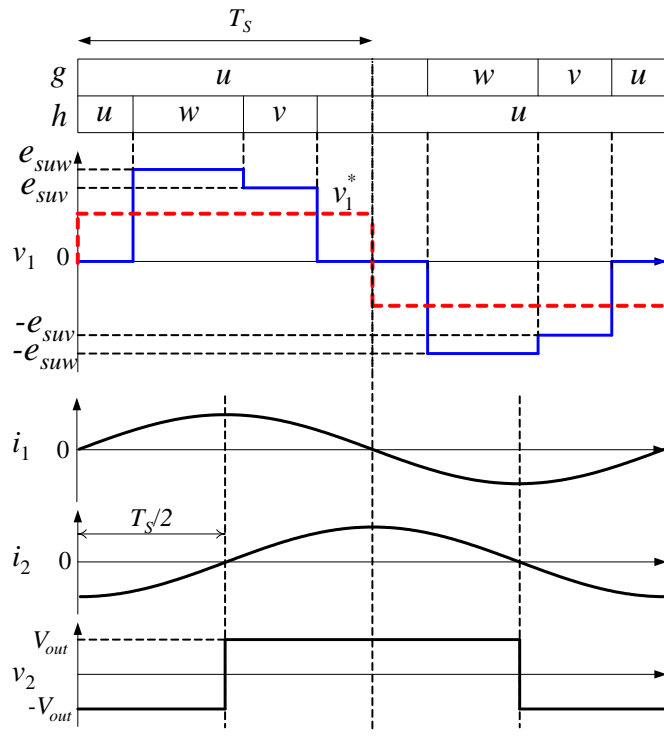
スイッチ S_{ug} を常にオンとしており、 h 相は最大相のスイッチ S_{uh} 、最小相のスイッチ S_{wh} 、中間相のスイッチ S_{vh} 、最大相のスイッチ S_{uh} の順にオンにする。この時、一次電圧 v_1 は図 3.6(b) に示すように $0, e_{su}, e_{sw}$ の 3 レベルの矩形波電圧となる。すなわち、最大相を max 、中間相を mid 、最小相を min とすると中間相 mid が正の場合には、 h 相は最小相 min のスイッチを常にオンにし、 g 相は最小相 min のスイッチ、最大相 max のスイッチ、中間相 mid のスイッチ、最小相 min のスイッチを順次オンにする。一方、中間相 mid が負の場合には、 g 相は最大相 max のスイッチを常にオンにし、 h 相は最大相 max のスイッチ、最小相 min のスイッチ、中間相 mid のスイッチ、最大相 max のスイッチを順次オンにする。また、一次電圧指令値 v_1^* の負の半周期では、図 3.6(a), (b) のどちらの場合でも一次電圧指令値 v_1^* が正の時の g 相と h 相を入れ替えたスイッチングパターンとなる。表 3.1 に電源の相電圧一周を 12 分割した一次側マトリックスコンバータの一次電圧指令値 v_1^* 一周分のスイッチングパターンをそれぞれ示す。この時 (3.8) 式より一次電流 i_1 は一次電圧 v_1 の基本波周波数成分と同位相の、(3.7) 式より二次電流 i_2 は一次電圧 v_1 の基本周波数成分から 90 度位相遅れの正弦波電流となる。また二次電圧 v_2 はダイオード整流回路により整流しているため、波高値 V_{out} の方形波電圧となる。

3.3.2 マトリックスコンバータのデューティ比導出

図 3.1 の提案システムにおいて、一次電圧 v_1 を指令値通り出力するために一次側マトリックスコンバータの各スイッチのデューティ比を導出する。入力リアクトル L_f とキャパシタ C_f からなるフィルタによる電圧降下は電源電圧に対して十分小さく、マトリックスコンバータの入力電圧は電源電圧に等しいとしてデューティ比を求める。



(a) $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$



(b) $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$

図 3.6: スイッチングパターンと一次電圧の関係

表 3.1: 電源相電圧一周期の各領域におけるスイッチングパターン

Mode		$v_l > 0 (0 < t < T_S/2)$				$v_l < 0 (T_S/2 < t < T_S)$				
I	$e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$	g	u				u	w	v	u
		h	u	w	v	u	u			
II	$e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$	g	w	u	v	w	w			
		h	w				w	u	v	w
III	$e_{sv} > e_{su} > 0 > e_{sw}$	g	w	v	u	w	w			
		h	w				w	v	u	w
IV	$e_{sv} > 0 > e_{su} > e_{sw}$	g	v				v	w	u	v
		h	v	w	u	v	v			
V	$e_{sv} > 0 > e_{sw} > e_{su}$	g	v				v	u	w	v
		h	v	u	w	v	v			
VI	$e_{sv} > e_{sw} > 0 > e_{su}$	g	u	v	w	u	u			
		h	u				u	v	w	u
VII	$e_{sw} > e_{sv} > 0 > e_{su}$	g	u	w	v	u	u			
		h	u				u	w	v	u
VIII	$e_{sw} > 0 > e_{sv} > e_{su}$	g	w				w	u	v	w
		h	w	u	v	w	w			
IX	$e_{sw} > 0 > e_{su} > e_{sv}$	g	w				w	v	u	w
		h	w	v	u	w	w			
X	$e_{sw} > e_{su} > 0 > e_{sv}$	g	v	w	u	v	v			
		h	v				v	w	u	v
XI	$e_{su} > e_{sw} > 0 > e_{sv}$	g	v	u	w	v	v			
		h	v				v	w	u	v
XII	$e_{su} > 0 > e_{sw} > e_{sv}$	g	u				u	v	w	u
		h	u	v	w	u	u			

電源電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} は線間電圧実効値 E と位相角 θ を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_{su} \\ e_{sv} \\ e_{sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

また, 入力電流指令値 i_u^* , i_v^* , i_w^* は, 電源電流実効値 I , 力率角指令値 φ^* を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2} I \begin{bmatrix} \cos(\theta + \varphi^*) \\ \cos(\theta + \varphi^* - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + \varphi^* + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

(3.10), (3.11) 式より三相入力瞬時電力 p_{in} は次式で得られる。

$$p_{in} = e_u i_u^* + e_v i_v^* + e_w i_w^* = \sqrt{3} E I \cos \varphi^* \quad (3.12)$$

本システムでは出力電力指令値 P_{out}^* を与え、指令値通りに出力電力 P_{out} を制御する。出力電力 P_{out} は (3.4), (3.5), (3.7) 式を用いて次式で表される。

$$P_{out} = V_{out}I_{out} = \frac{2\sqrt{2}V_{out}}{\pi\omega_S M}V_1 \quad (3.13)$$

(3.13) 式より出力電圧 V_{out} はバッテリーを想定しているので一定値と扱えるので、出力電力 P_{out} を制御するには一次電圧 V_1 を制御する。非接触給電コイルの一次電圧指令値 v_1^* を次式で与える。

$$v_1^* = \begin{cases} V_1^* & (0 < t \leq T_s) \\ -V_1^* & (T_s < t \leq 2T_s) \end{cases} \quad (3.14)$$

一次側マトリックスコンバータにおいて電力損失はないと仮定すると、三相入力瞬時電力 p_{in} は非接触給電コイル一次側の高周波一周期の平均電力に等しいので、一次電圧指令値 v_1^* と一次電流 i_1 を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} p_{in} &= \frac{1}{2T_s} \int_0^{2T_s} v_1^* i_1 dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_1^* \sqrt{2}I_1 \sin\left(\frac{\pi}{T_s}t\right) dt \\ &= \frac{2\sqrt{2} V_1^* I_1}{\pi} \end{aligned} \quad (3.15)$$

(3.12), (3.16) 式より電源電流実効値 I は次式で得られる。

$$I = \frac{2\sqrt{2}V_1^* I_1}{\pi\sqrt{3}E\cos\varphi^*} \quad (3.16)$$

一次電圧指令値 V_1^* を与えて出力電力 P_{out} が指令値通りに制御されると三相入力瞬時電力 p_{in} はシステム効率に応じて決まり、(3.16) 式より一次電流実効値 I_1 も自動的に定まるため、(3.16) 式より電源電流実効値 I は一義的に定まる。そのため、提案システムでは出力電力指令値 P_{out}^* を与えるだけで、各部の電圧、電流は制御系で自動的に決まる。

次に、一次側マトリックスコンバータのスイッチ S_{ug} – S_{wh} の半周期 T_s 間におけるデューティ比 d_{ug} – d_{wh} を求める。まず、一次電流 i_1 の連続性を保つために、各出力相 g, h にそれぞれ接続されている3つのスイッチの一つを常にオンさせることからデューティ比 d_{ug} – d_{wh} に対して次式が与えられる。

$$d_{ug} + d_{vg} + d_{wg} = 1 \quad (3.17)$$

$$d_{uh} + d_{vh} + d_{wh} = 1 \quad (3.18)$$

半周期 T_s 間における一次電圧指令値 v_1^* と等しい平均電圧を発生させるための関係式として次式が得られる。

$$V_1^* = (d_{ug} - d_{uh})e_{su} + (d_{vg} - d_{vh})e_{sv} + (d_{wg} - d_{wh})e_{sw} \quad (3.19)$$

マトリックスコンバータのスイッチング周波数は電源の周波数に比較し十分高いため、マトリックスコンバータの半周期 T_s 間の電源相電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} を一定の直流電圧として扱っている。

図 3.7 に示す電源電圧の瞬時値が $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$, 領域II) の場合におけるデューティ比を求める。一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の半周期 T_s のデューティ比については、 h 相は最小電圧相 w のスイッチ S_{wh} を常時オンとするので、 h 相のデューティ比 d_{uh} , d_{vh} , d_{wh} は次式で与えられる。

$$d_{uh} = 0, d_{vh} = 0, d_{wh} = 1 \quad (3.20)$$

(3.17), (3.20) 式を (3.19) 式に代入すると一次電圧指令値の波高値 V_1^* は次式で得られる。

$$\begin{aligned} V_1^* &= e_{suw}d_{ug} + e_{svw}d_{vg} \\ &= e_{suw}d_{ug} + e_{svw}(1 - d_{ug} - d_{vg}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

次に、電源電流を正弦波状にするためには入力電流指令値 i_u^* , i_v^* と入力電流 i_u , i_v の半周期 T_s 間における平均値 \bar{i}_u , \bar{i}_v が次式の関係を満たせばよい。

$$i_u^* = \bar{i}_u, \quad i_v^* = \bar{i}_v \quad (3.22)$$

ここで一次電流 i_1 は 3.2.2 項で説明したように理想的には一次電圧指令値 v_1^* の基本周波数成分と同位相の正弦波電流となるが、スイッチング周波数が共振周波数と異なる場合には図 3.7 のような位相差 $\Delta\phi$ が生じる。提案システムでは、一次電流 i_1 の検出値ではなくコントローラ内の一次電流モデル i_{1M} を基にデューティ比 d_{ug} - d_{wh} を求めている。位相差 $\Delta\phi$ を考慮しない ($\Delta\phi = 0$) とスイッチング周波数と共振周波数が異なる場合にコントローラ内の一次電流モデル i_{1M} と実際の一次電流 i_1 との間に乖離が生じて (3.22) 式の関係が満たせなくなり電源電流歪みの要因となる。そこでコントローラ内の一次電流モデル i_{1M} には $\Delta\phi$ を考慮した次式で表す。

$$i_{1M} = \sqrt{2}I_1 \sin\left(\frac{\pi}{T_s}t + \Delta\phi\right) \quad (3.23)$$

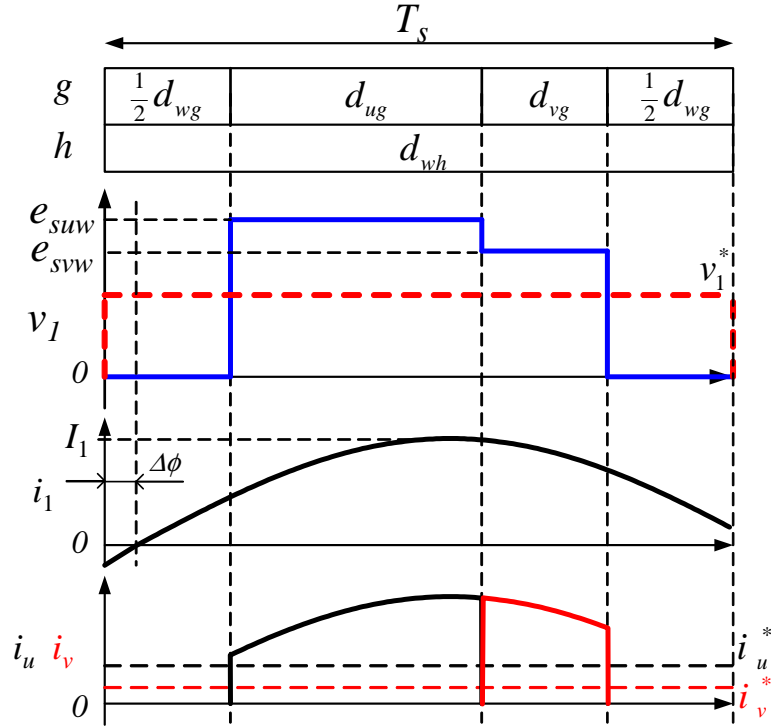


図 3.7: 一次側高周波部の電圧・電流波形

このとき、入力電流 i_u , i_v の半周期 T_s 間における平均値 \bar{i}_u , \bar{i}_v は一次電流モデル i_{1M} を用いてそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned}\bar{i}_u &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s \cdot \frac{1}{2} d_{wg}}^{T_s (\frac{1}{2} d_{wg} + d_{ug})} i_{1M} dt \\ &= \frac{\sqrt{2} I_1}{\pi} \left\{ \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} + \Delta\phi \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} + \pi d_{ug} + \Delta\phi \right) \right\}\end{aligned}\quad (3.24)$$

$$\begin{aligned}\bar{i}_v &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s (\frac{1}{2} d_{wg} + d_{ug})}^{T_s (1 - \frac{1}{2} d_{wg})} i_{1M} dt \\ &= \frac{\sqrt{2} I_1}{\pi} \left\{ \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} - \Delta\phi \right) + \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} + \pi d_{ug} + \Delta\phi \right) \right\}\end{aligned}\quad (3.25)$$

(3.22), (3.24), (3.25) 式より d_{ug} と d_{wg} について次式の関係式が得られる。

$$\begin{aligned}d_{ug} &= \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left\{ \frac{i_u^*}{i_v^*} \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} - \Delta\phi \right) - \frac{i_v^*}{i_u^*} \cos \left(\frac{\pi}{2} d_{wg} + \Delta\phi \right) \right\} \\ &\quad - \frac{1}{2} d_{wg} - \frac{\Delta\phi}{\pi}\end{aligned}\quad (3.26)$$

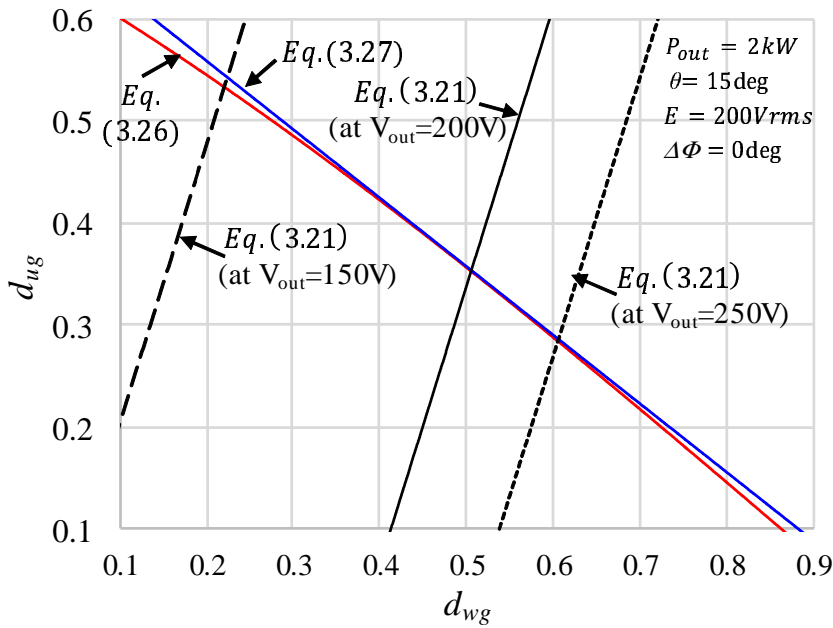


図 3.8: デューティ比 d_{wg} と d_{ug} の関係

図 3.8 に一例として, $L_1=L_2=97\mu\text{H}$, $C_1=C_2=36\text{nF}$, 出力電力 $P_{out}=2\text{kW}$, 電源電圧実効値 $E=200\text{V}$, 電源電圧位相角 $\theta=15\text{deg}$, 位相差 $\Delta\phi=0\text{deg}$ の場合における (3.21), (3.26) 式で与えられるデューティ比 d_{wg} と d_{ug} の関係を示す。図 3.8 において (3.21), (3.26) 式の交点が求めるデューティ比 d_{wg} , d_{ug} となる。(3.21), (3.26) 式を用いて d_{ug} , d_{wg} を求めるには, (3.26) 式が非線形のため解析的に解くことが困難であり簡素化する。そこで, (3.26) 式をデューティ比 d_{wg} の範囲 ($0 < d_{wg} < 1$) の中心である $d_{wg}=0.5$ にてテイラー展開を行い, 次式のように一次関数として近似する。

$$d_{ug} = \frac{1}{2} \left(\frac{B}{C} - 1 \right) d_{wg} + \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right) - \frac{B}{4C} - \frac{\Delta\phi}{\pi} \tag{3.27}$$

ただし, A, B, C は次式で表される。

$$\begin{cases} A = \frac{(i_u^* + i_v^*) \sin \Delta\phi + (i_u^* - i_v^*) \cos \Delta\phi}{i_u^* + i_v^*} \\ B = \frac{(i_u^* + i_v^*) \sin \Delta\phi - (i_u^* - i_v^*) \cos \Delta\phi}{i_u^* + i_v^*} \\ C = \sqrt{2 - A^2} \end{cases} \tag{3.28}$$

図 3.8 より (3.26) 式と一次関数近似した (3.27) 式の d_{wg} は概ね一致している。ただし, d_{wg} が 0.5 から外れて 0 または 1 に近づくほど乖離があるため, d_{wg} が小さくなる出力電圧 V_{out} が低い場合においてはデューティ比 d_{wg}, d_{ug} に数 % 程度の近似誤差が生じる。

(3.21), (3.27) 式から d_{wg} は次式で得られる。

$$d_{wg} = \frac{4\pi C (V_1^* - e_{svw}) - \left\{ 4C \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right) - \pi B - 4C \Delta\phi \right\} e_{svw}}{2\pi \{(B - C) e_{svw} - 2C e_{svw}\}} \quad (3.29)$$

(3.29) 式を (3.27) 式に代入し d_{ug} が、次に (3.17) 式に d_{wg} , d_{ug} を代入し d_{vg} が得られる。このように g 相スイッチのデューティ比 d_{ug} , d_{vg} , d_{wg} は一次電圧指令値 V_1^* と位相差 $\Delta\phi$ を与えることで導出できる。また (3.28) 式の A, B, C は電源電流実効値 $I = 1$ としても同じ結果が得られる。すなわち提案システムのデューティ比は電源電流実効値 I に関係なく決めることができる。一方、一次電圧指令値 $v_1^* < 0$ の半周期におけるデューティ比は、一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の場合のデューティ比の g 相と h 相を入れ替えて得られる。

3.4 電流転流方式を用いた実システムへの適応

一次側のマトリックスコンバータにおける双方向スイッチ $S_{ug} - S_{wh}$ は図 3.1 に示すように二つの MOSFET を逆直列接続した構成としている。ここでは実システムに適用する場合において、電源短絡や電流連続性を保つための転流シーケンスについて説明する。

図 3.9 に、 $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$, $v_1^* > 0$ における g 相の w 相スイッチ S_{wg} から u 相スイッチ S_{ug} への転流時のスイッチングパターンを示す。提案システムでは、State2 と State4 において電源短絡を防止するデッドタイムを設けており、State3 において電流不連続を防止するための重なり期間を設けている。なお、本転流シーケンスは、一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の場合において w 相から u 相への切り替わりタイミングに一次電流 $i_1 > 0$ となることを適用前提としている。そのため一次電流 i_1 は検出せずに、一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の場合、一次電流 i_1 は正と判断しスイッチングパターンを決定している。

State1 では w 相のスイッチ S_{wgR} , S_{wgL} にオン信号を与えており、一次電流 i_1 は w 相スイッチを流れている。State1 から State2 への切り替えで w 相のスイッチ S_{wgL} をオフにしているが、一次電流 i_1 は w 相のスイッチ S_{wgR} とスイッチ S_{wgL} の並列ダイオードに流れているため、State2 において w 相の電流経路が確保され連続性が保たれている。State2 から State3 の切り替えで u 相スイッチ S_{ugR} にオンとすることで、一次電流 i_1 は高電位から流れようとするため u 相のスイッチ S_{ugR} と S_{ugL} の並列ダイオードに流れる。State3 では u 相スイッチ S_{ugR} と w 相スイッチ S_{wgR} の両スイッチをオンとすることにより電流不連続発生を防止している。State3 から State4 の切り替えで w 相のスイッチ S_{wgR} をオフにする。State4 から State5 の切り替えで u 相のスイッチ S_{ugL} をオンとし、 w 相スイッチ S_{wg} から u 相スイッチ S_{ug} への転流が完了する。

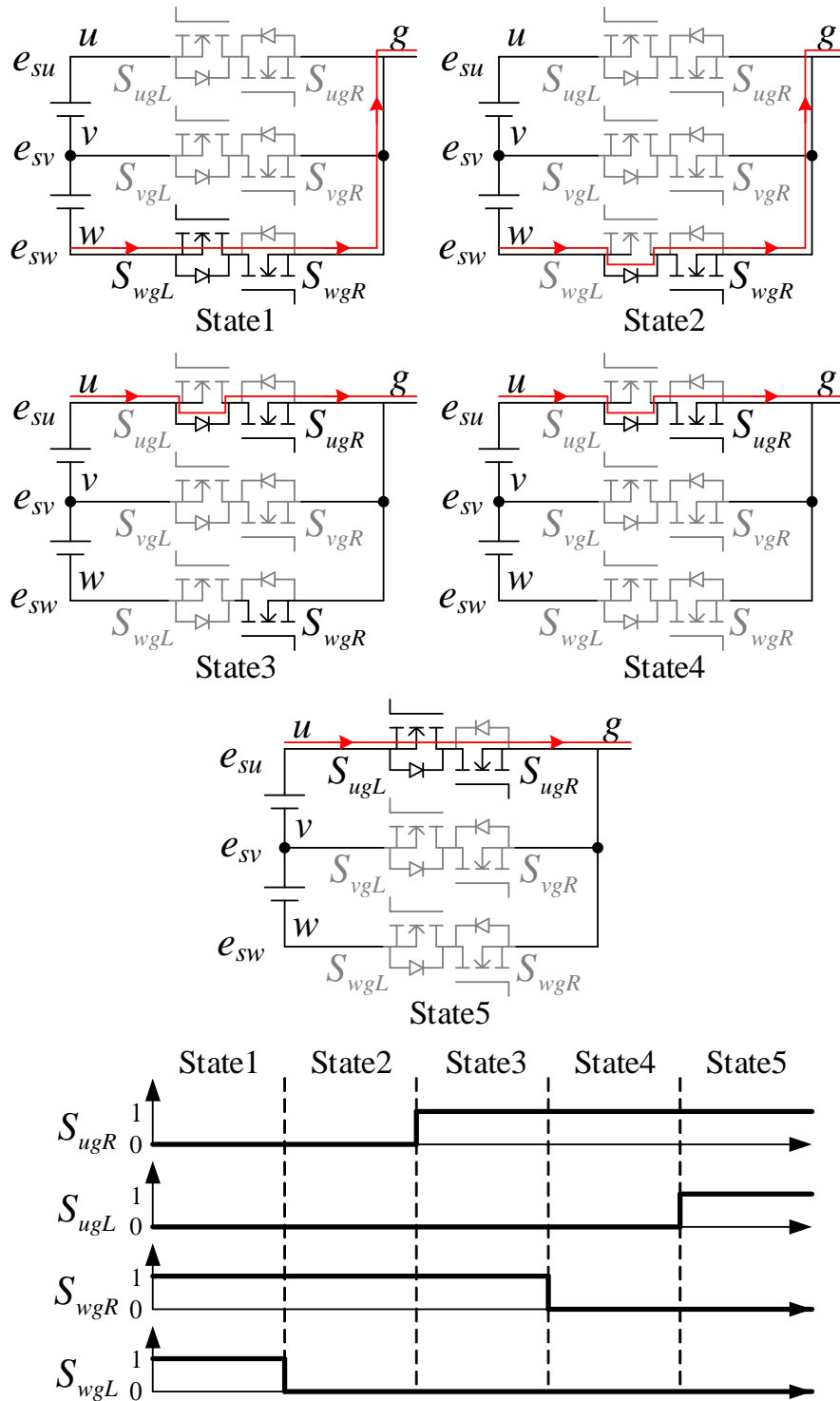


図 3.9: S_{wg} から S_{Ug} への転流パターン

3.5 実機検証

3.5.1 実験システム構成

図 3.10 に実験システム構成を、表 3.2 に実験システム仕様を示す。電源には線間電圧実効値 $E=200\text{V}$ 、周波数 60Hz の三相交流電源を使用している。三相交流電源と一次側のマトリックスコンバータの間には、マトリックスコンバータのスイッチング周波数成分を除去するためにカットオフ周波数 3.1kHz の LC フィルタを接続している。出力電力 P_{out} は 2kW とし、負荷には回生型直流電源を用いて出力電圧 V_{out} は $150\text{V}-250\text{V}$ の範囲で実験を行った。非接触給電トランス構造はソレノイド型とし、フェライトコアとリッ

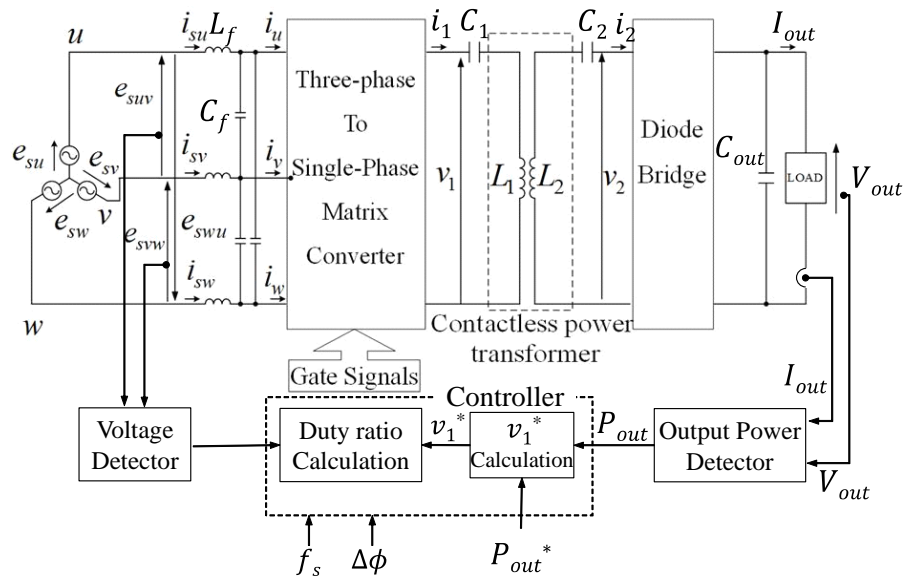


図 3.10: 実験システム構成

表 3.2: 実験条件と実験システム仕様

Source voltage E, ω	$200\text{V}, 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$
Output voltage V_{out}	$150\text{V} - 250\text{V}$
Output power P_{out}	2kW
Input filter L_f, C_f	$300\mu\text{H}, 8.8\mu\text{F}$
Inductance L_1, L_2	$97\mu\text{H}, 97\mu\text{H}$
Winding resistance r_1, r_2	$141\text{m}\Omega, 140\text{m}\Omega$
Number of turns $N_1=N_2$	14
Compensated capacitance C_1, C_2	$36\text{nF}, 36\text{nF}$
Resonance frequency f_0	85.2kHz
Switching frequency f_s	$85 \pm 5\text{kHz}$
Coupling coefficient k	0.26

ツ線により構成し、一次側、二次側を同じ巻数 $N_1=N_2=14$ とした。非接触給電トランスの結合係数は0.26、インダクタンスは一次側 L_1 、二次側 L_2 とともに $97 \mu\text{H}$ とし、共振周波数が85kHzとなるよう共振コンデンサ C_1, C_2 は 36nF とした。なお、一次側のマトリックスコンバータの双方向スイッチにはSiC-MOSFET(Rohm社製, SCH2080KE)を逆向きに直列接続して構成し、二次側のダイオード整流回路にはSi-FRD(新電元工業製, S30K60V)を使用した。コントローラにはDSPを用い、電源線間電圧 e_{suw} , e_{svw} を検出し電源相電圧の大小関係を判別し、一次電圧指令値 v_1^* を与えることで一次側マトリックスコンバータの各スイッチのデューティ比を演算している。この一次電圧指令値 v_1^* はコントローラ内において、出力電力 P_{out} が出力電力指令値 P_{out}^* と一致するように与えている。なお、本実験では、スイッチング周波数 f_S 、一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の位相差 $\Delta\phi$ はコントローラに外部よりオープンループで与えている。本実験システムでは、 $V_{out}=150\text{V}$ 時には80kHz-87kHz、 $V_{out}=200\text{V}$ 時には80kHz-90kHz、 $V_{out}=250\text{V}$ 時には81.5kHz-90kHzの範囲で $v_1^* > 0$ のスイッチング時に $i_1 > 0$ となることを確認しており、その範囲内にて前章で述べた転流シーケンスを適用している。

3.5.2 スイッチング周波数と共振周波数が等しい場合の実験結果

図3.11に出力電圧 $V_{out}=200\text{V}$ の実験波形を示す。このときスイッチング周波数 $f_S=85\text{kHz}$ 、 $\Delta\phi=0\text{deg}$ としている。各波形は上から電源線間電圧 e_{suw} 、電源電流 i_{su} 、一次電圧 v_1 、一次電流 i_1 、二次電圧 v_2 、二次電流 i_2 、出力電圧 V_{out} 、出力電流 I_{out} である。電源電流 i_{su} は力率角指令値 $\varphi^* = 0\text{rad}$ として、力率1の正弦波状の電流に制御されている。また出力電圧 V_{out} は目標の200V一定に制御されている。85kHzの高周波波形となる一次電流 i_1 、二次電流 i_2 の波高値は脈動なく一定となっており、一次電圧 v_1 は指令値通り一定に制御できている。

図3.12にスイッチング周波数 $f_S=85\text{kHz}$ における電源電流 i_{su} のTHD測定結果を示す。全出力電圧範囲においてTHDは3%以下と低い値を実現している。図3.12を見ると出力電圧 V_{out} が低いほどTHDが上昇傾向となっている。これはデューティ導出過程で(3.26)式に対して行っているテイラー展開による一次近似による誤差が大きくなるためであると考えられる。

図3.13に出力電圧 $V_{out} = 150\text{V}$, 200V , 250V 時の非接触給電トランス部分の拡大波形を示す。各波形は上から一次電圧 v_1 、一次電流 i_1 、二次電圧 v_2 、二次電流 i_2 である。出力電力が一定の場合、出力電圧 V_{out} が高くなるほど出力電流 I_{out} は減少するため二次電流 i_2 を低くなるように制御する。本システムでは一次電圧の実効値 V_1 と二次電流の実効値 I_2 は比例関係にあるため、出力電圧 V_{out} が高くなるほど一次電圧 v_1 のパルス幅は狭くなっており、電圧実効値が小さくなるよう制御されている。一方、一次電流 i_1 は定

電力制御のため一次電圧 v_1 とは逆に出力電圧 V_{out} の増加に伴い増加している。またスイッチング周波数 f_S を共振周波数 f_0 とほぼ等しい 85kHz に設定しているため、一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の基本波成分は同位相となっている。

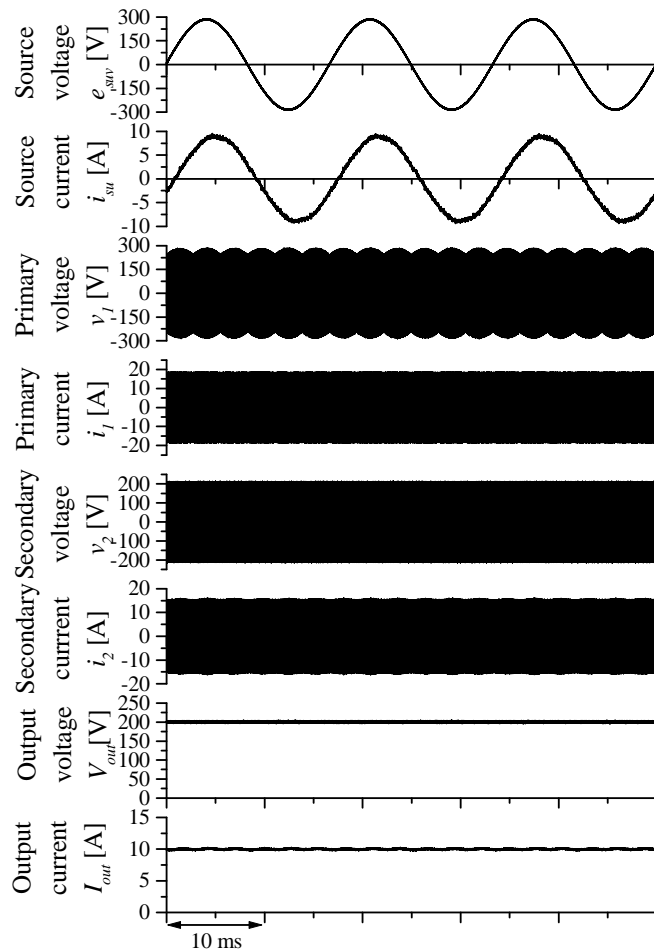


図 3.11: $V_{out}=200\text{V}$, $f_S=85\text{kHz}$ 時の実験波形

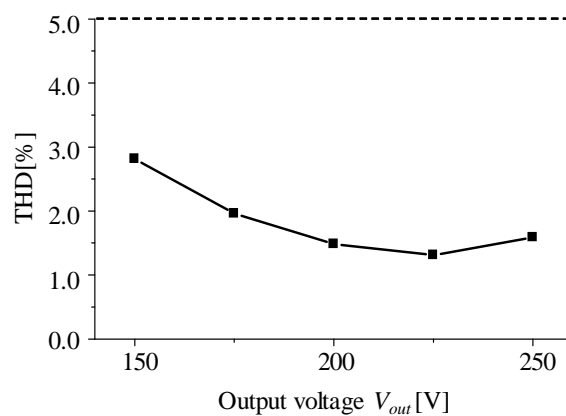


図 3.12: $f_S=85\text{kHz}$ 時の電源電流の THD 測定結果

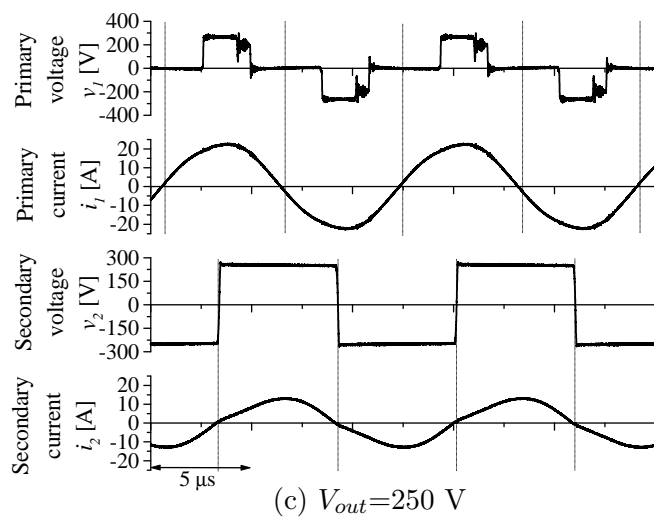
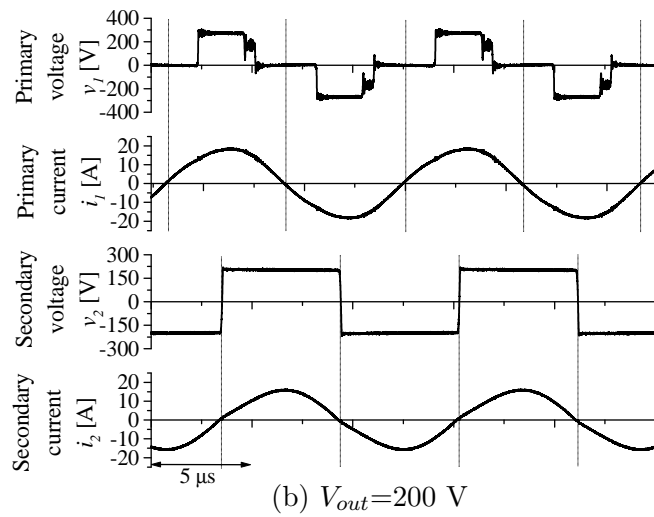
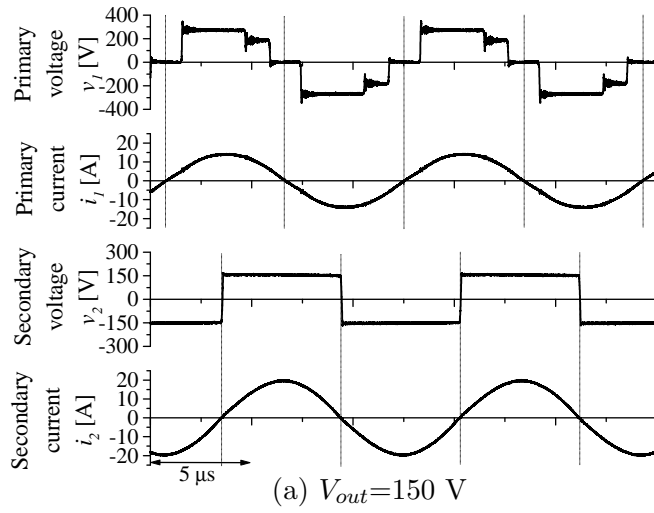


図 3.13: $f_S=85\text{kHz}$ 時の非接触給電コイル部の高周波電圧・電流波形

3.5.3 スイッチング周波数が共振周波数と異なる場合の実験結果

図 3.14 に出力電圧 $V_{out}=200V$ ，スイッチング周波数 f_S を 80kHz にした場合の一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の拡大波形を示す。一次電圧 v_1 に対して一次電流 i_1 は進み位相となり位相差 $\Delta\phi$ は 21deg となった。これは図 3.4 の値とほぼ一致している。この場合における電源電流 i_{su} を図 3.15 に示す。デューティ比を導出する過程で用いる (3.23) 式の一次電流モデル i_{1M} に一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の位相差 $\Delta\phi$ を考慮することによる電源電流波形の歪み改善効果を明らかにするため、(3.23) 式において位相差を考慮しない $\Delta\phi = 0$ とした場合と比較する。図 3.15 より、スイッチング周波数が共振周波数からずれることにより発生する位相差 $\Delta\phi$ を一次電流モデル i_{1M} に考慮することで電源電流 i_{su} の波形歪みを改善できている。

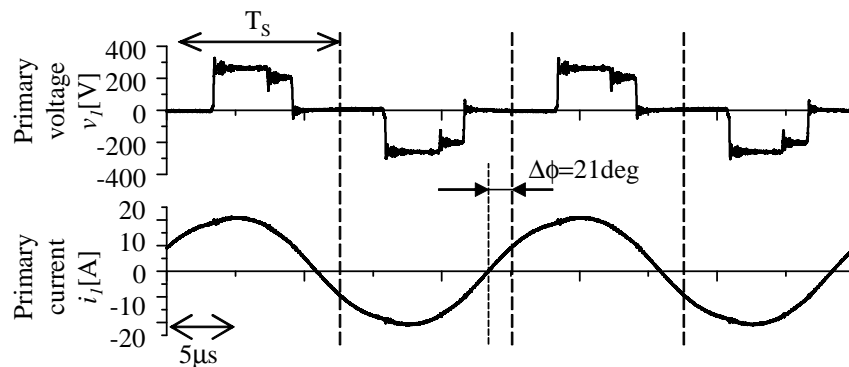


図 3.14: $V_{out}=200V$, $f_S=80kHz$ 時の一次側高周波電圧・電流波形

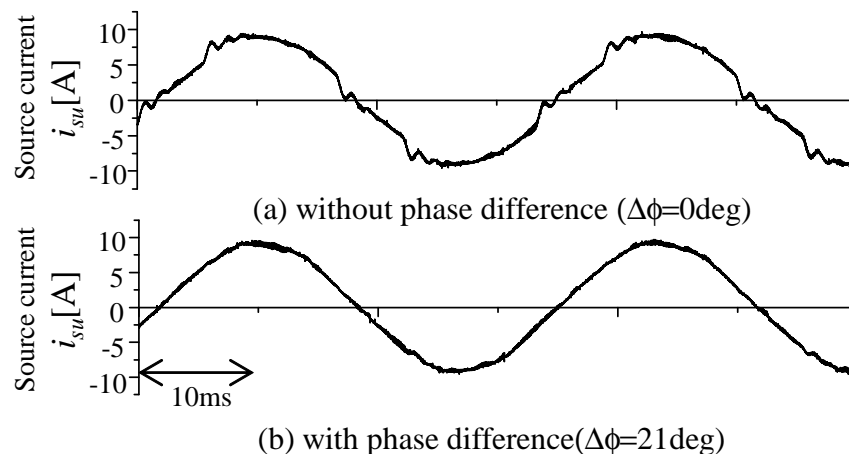


図 3.15: 電源電流波形の比較

次に、表 3.3 にスイッチング周波数 f_S を可変した場合において、一次電流モデル i_{1M} への一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の位相差 $\Delta\phi$ の考慮有無による THD の測定結果を示す。一次電流モデル i_{1M} に位相差 $\Delta\phi$ を考慮しない場合 ($\Delta\phi=0$) には、実際の一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の位相差 $\Delta\phi$ が大きくなるほど THD が悪化している。一方、一次電流モデル i_{1M} に位相差 $\Delta\phi$ を考慮することで実際の一次電流 i_1 とコントローラ内部のモデル電流 i_{1M} の乖離を抑制できるため、THD は大幅に低減している。この結果から、一次電圧 v_1 と一次電流 i_1 の位相差 $\Delta\phi$ を検出し、(3.23) 式に代入することで共振周波数と一致しないスイッチング周波数条件下でも電源電流歪みを低減できることを確認した。

表 3.3: 位相差 $\Delta\phi$ の考慮有無における電源相電流の THD 比較結果 ($V_{out}=200V$)

f_S [kHz]	$\Delta\phi$ [deg]	THD[%]	
		w/o consideration of phase difference	w/ consideration of phase difference
80	21	7.44	2.0
85	0	1.45	1.45
90	9	3.52	1.75

3.5.4 システム効率測定

図 3.16 に出力 2kW 時の三相電圧源 (AC) から直流負荷 (DC) までのシステム効率の測定結果を示す。比較のため、一次側が 2 ステージ構成となっている従来システムのシステム効率を図 3.16 中に示している。ただし、従来システムのシステム効率は図 2.10 のインバータ入力から DC 出力間の実測効率 (実線) に、98% と推定した電源からインバータ入力までの効率を乗じた値 (破線) を使用した。電源からインバータ入力までは三相 2 レベル PFC コンバータを想定しており、先行研究^{[157] [158]}の結果を基に効率 98% としている。なお実測した従来システムのインバータは一般的な単相のフルブリッジインバータ構成とし、使用素子及び非接触給電コイルを含めインバータより後段のハード構成は図 3.10 に示す実験システムと同じものを使用した。

図 3.16 より、提案システムは従来システムよりも効率が高くなっている。提案システムでは、出力電圧 V_{out} が 150V の時に 92.1% と最も高く、出力電圧 V_{out} が大きくなるほど効率は低下する特性になった。これは、出力電圧 V_{out} が大きくなるほど一次電流 i_1 が大きくなるため、一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチの導通損失が増加するためである。そのため、出力電圧 V_{out} が大きくなるほど効率面での優位性が小さくなっている。

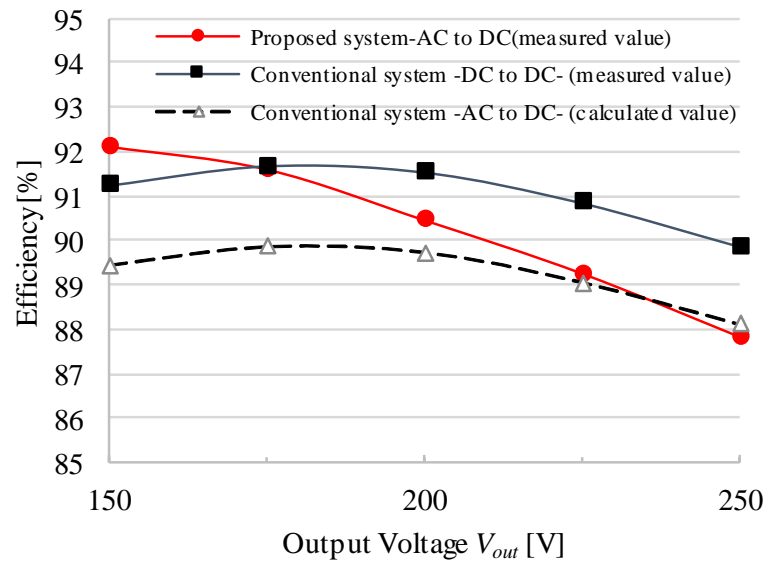


図 3.16: システム効率の測定結果

3.6 3章のまとめ

本章では、一次側に三相-单相マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの回路構成及びバッテリーへの充電と電源電流歪み低減を両立する制御法を提案した。提案法では、非接触給電コイルと力率補償用のコンデンサの共振周波数とスイッチング周波数が乖離した場合も含めて電源電流を THD3% 以下、力率 1 の正弦波電流に制御できることを試作システムによる検証により明らかにした。また非接触給電コイルの一次電圧の制御により、出力電圧 150V から 250V の範囲において負荷に 2kW 一定の電力を供給できることを明らかにした。さらに定格出力 2kW において最大 92% の高い変換効率を実験で得ており、従来システムに対して効率面での優位性を確認した。本論文では、電流位相差 $\Delta\phi$ をオープンループで入力しているが、入力の電源電圧変動や非接触給電コイルの位置ずれに起因した共振周波数変動に対応するためには検出回路含めたフィードバック系の構築が今後の課題である。

第4章

マトリックスコンバータを用いた双方向 非接触給電システムの電力伝送制御

4.1 緒論

本章では，広範囲のバッテリー電圧における高効率な充放電を実現する双方向電力伝送と商用周波数の三相交流電流の正弦波化を両立する三相-单相マトリックスコンバータを用いた双方向非接触給電システム構成及び制御法を提案する。まず，前章で示した充電モードのみ単方向の場合に対する新規点として，二次側をスイッチング素子によるHブリッジ回路で構成し，二次側の電圧と位相を能動的に制御することで双方向動作が実現可能なことを理論式を基に示す。さらに一次側マトリックスコンバータの6個の双方向スイッチと二次側Hブリッジ回路の4個のMOSFETそれぞれのスイッチングパターンとデューティ比を放電モード，充電モードそれぞれの場合について導出し，合計10個のスイッチング素子のPWMゲート信号発生方法及び電流符号に依存しないマトリックスコンバータの転流シーケンスについて述べる。最後に，定格2kWの試作システムを用いた実験により提案方式の有効性を確認する。なお本章では，双方向制御法の提案とその実証に焦点を当てるため，前提として補償回路の共振周波数はマトリックスコンバータのスイッチング周波数と等しいとする。

4.2 提案する双方向非接触給電システム

4.2.1 主回路構成

図4.1に双方向非接触給電システムの主回路構成を示す。三相交流電源側を一次側，バッテリー側を二次側と定義し，一次側から二次側への電力伝送を充電方向，二次側から一次側への電力伝送を放電方向とする。三相交流電源 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} はスイッチング周波

数に起因した高周波電流の電源への流出を抑制するためのリアクトル L_f とコンデンサ C_f からなる LC フィルタを通じてマトリックスコンバータに接続されている。一次側のマトリックスコンバータは MOSFET を逆直列に接続した 6 個の双方向スイッチ $S_{ug} - S_{wh}$ から構成される。二次側コンバータは 4 個の MOSFET を用いた H ブリッジ回路から構成され、直流電圧 V_{out} のバッテリーに接続されている。バッテリー充電時には、三相の交流電圧を単相の高周波交流電圧 v_1 に変換し、一次側コイルに印加することで交番磁界を発生させて、電磁誘導によって二次側コイルに電力を伝送する。一方、バッテリー放電時には、二次側コンバータのスイッチ $S_{jp} - S_{kn}$ のスイッチングによりバッテリー電圧 V_{out} を高周波電圧 v_2 に変換し、二次側コイルに印加することで一次側に電力を伝送する。非接触給電システムでは、一次側と二次側のコイル間の距離が離れていることで漏れ磁束が増加し力率が悪化する。これを防ぐために、一次側と二次側それぞれに共振コンデンサを挿入して力率補償を行う。前章の単方向の場合と同様に、一次側、二次側ともに共振コンデンサ C_1, C_2 を直列に挿入する直列-直列方式 (SS 方式) を採用している。

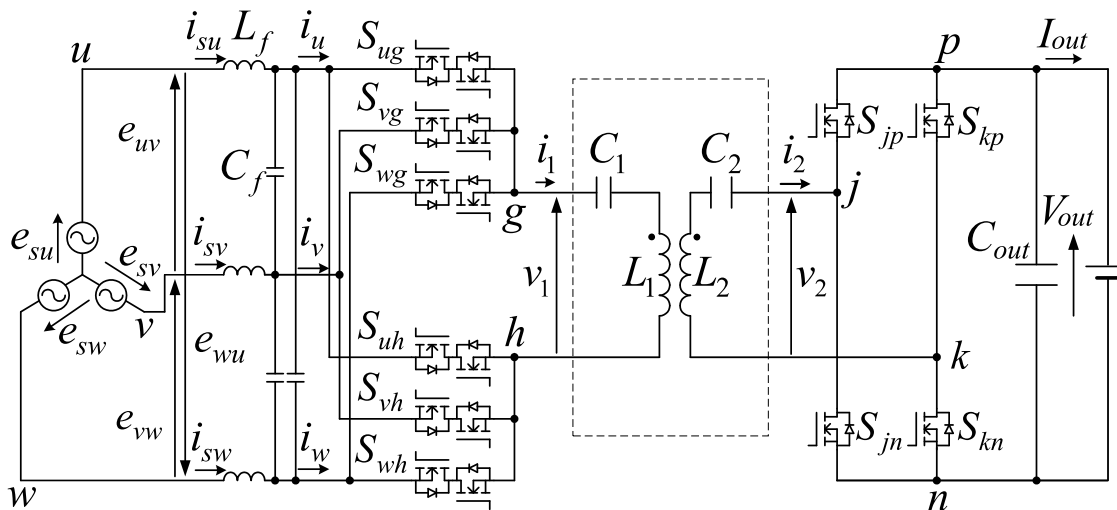


図 4.1: 提案する双方向非接触給電システムの構成

4.2.2 充放電動作モードの切替え方法

図 4.2 に図 4.1 の双方向非接触給電コイル部における高周波成分の等価回路を示す。共振を用いる非接触給電システムでは共振周波数成分での回路動作が支配的となり、高調波成分の影響は無視できる。 C_1, C_2 はそれぞれ一次側と二次側の直列共振コンデンサ、 L_1, L_2 はそれぞれ一次側と二次側コイルの自己インダクタンス、 $M (= k\sqrt{L_1L_2}, k$: 結合係数) は一次側と二次側コイル間の相互インダクタンスを表している。一次側と二次側コイルの巻線抵抗はコイルのインピーダンスに占める割合に対して十分小さいとして

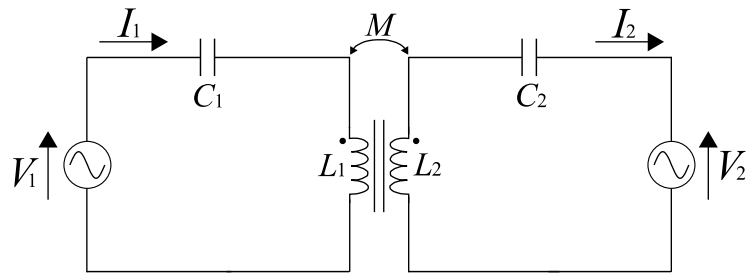


図 4.2: 双方向非接触給電コイル部の高周波等価回路

無視している。一次側と二次側共振コンデンサ C_1 , C_2 は、共振角周波数 $\omega_0 (= 2\pi f_0)$ で一次側と二次側コイルの自己インダクタンス L_1 , L_2 とそれぞれ共振するように設定するため、次式の関係が得られる。

$$\begin{cases} \omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1} \\ \omega_0 L_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2} \end{cases} \quad (4.1)$$

図 4.2 において一次電圧 V_1 及び二次電圧 V_2 は次式で表される。ただし、 ω_s は一次電圧 V_1 及び二次電圧 V_2 の角周波数としている。

$$\begin{cases} V_1 = \frac{I_1}{j\omega_s C_1} + j\omega_s L_1 I_1 - j\omega_s M I_2 \\ V_2 = -j\omega_s L_2 I_2 + j\omega_s M I_1 - \frac{I_2}{j\omega_s C_2} \end{cases} \quad (4.2)$$

一次電圧 V_1 及び二次電圧 V_2 の角周波数 ω_s を共振角周波数 ω_0 と等しく制御した場合 (4.1), (4.2) 式より一次電流 I_1 及び二次電流 I_2 は次式で表される。

$$\begin{cases} I_1 = -j \frac{1}{\omega_0 M} V_2 \\ I_2 = j \frac{1}{\omega_0 M} V_1 \end{cases} \quad (4.3)$$

図 4.3 にバッテリーへの充電時及びバッテリーからの放電時におけるベクトル関係図を示す。(4.3) 式より一次電流 I_1 は二次電圧 V_2 に対して 90° 遅れ、二次電流 I_2 は一次電圧 V_1 に対して 90° 進みの位相関係となる。そのため、図 4.3 (a) に示すように一次電圧 V_1 の位相に対し二次電圧 V_2 の位相を 90° 進めることでバッテリーへの充電動作を実現する。同様に、図 4.3 (b) では一次電圧 V_1 の位相に対し二次電圧 V_2 の位相を 90° 遅らせることでバッテリーからの放電動作を実現する。すなわち、力率補償回路に SS 方式を用いた場合、

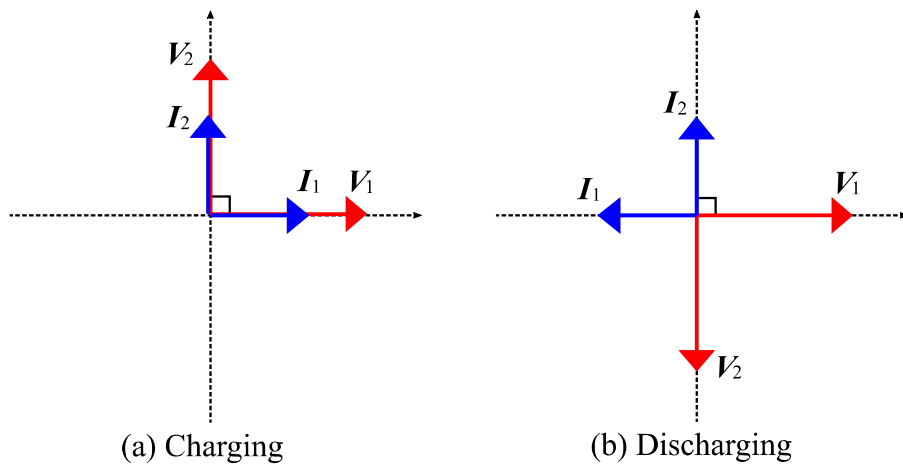


図 4.3: 充放電時における非接触給電コイル部の電圧・電流ベクトル

一次電圧 V_1 の位相に対して二次電圧 V_2 の位相を 90° 遅れ/進みと設定することで容易に双方向電力伝送が実現できる。

4.3 双方向非接触給電システムの制御法

前章にて述べた二次側がダイオード整流回路で構成されるシステムは、バッテリーからの放電動作ができない上に、二次電圧 v_2 の波形は二次電流 i_2 の符号により 180° 通電となるため受動的に決まり、二次電圧 v_2 は図 4.4(a) に示すように V_{out} 及び $-V_{out}$ の 2 レベルとなる。そのため、バッテリー電圧 V_{out} が高い場合には二次電圧 v_2 の実効値が大きくなり、(4.3) 式より一次電流 i_1 の実効値も大きくなる。図 4.1 からわかるように、一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチは 2 つの MOSFET を逆直列接続したもので構成しているため、二次側コンバータに比較して通過素子数が 2 倍となる。そのため、前章の図 3.16 に示すようにバッテリー電圧 V_{out} が高い場合には、一次側マトリックスコンバータの電流実効値増加に伴う導通損失の影響によりシステム効率が悪化していた。

提案システムでは双方向の非接触電力伝送を実現するために二次側の H ブリッジ回路をスイッチング素子で構成しており、二次電圧 v_2 は図 4.4(b) に示すように V_{out} 、 $-V_{out}$ に加えて零レベルの電圧を含んだ 3 レベルの電圧波形に制御できる。そのため、二次電圧 v_2 の電圧制御自由度が向上でき、バッテリー電圧 V_{out} が高い場合には二次電圧 v_2 の実効値を制御し一次電流 i_1 の実効値を小さくすることができる。提案システムでは、図 4.5 に示すように、一次電圧 v_1 の指令値を一定値で与え、二次電圧 v_2 の指令値をバッテリー電圧 V_{out} 、出力電力 P_{out} に応じて変化させ、一次側マトリックスコンバータと二次側 H ブリッジ回路のスイッチングにより高周波の一次電圧 v_1 、二次電圧 v_2 をそれぞれ制御することでバッテリーへの充放電制御を実現する。

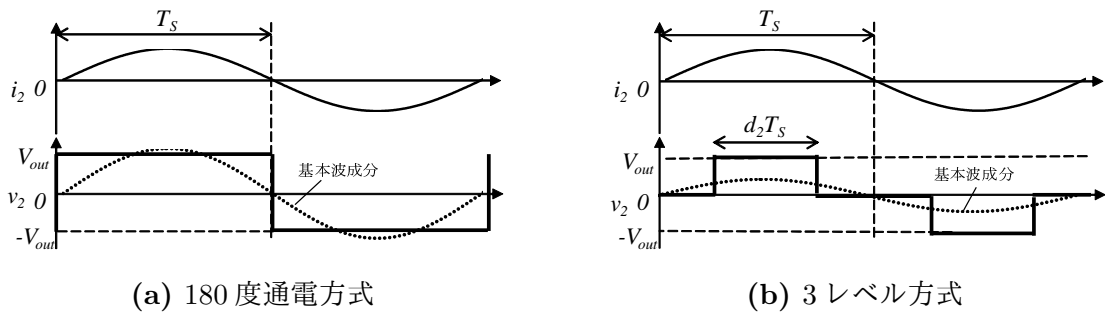


図 4.4: 二次側 H ブリッジ回路の通電制御方式

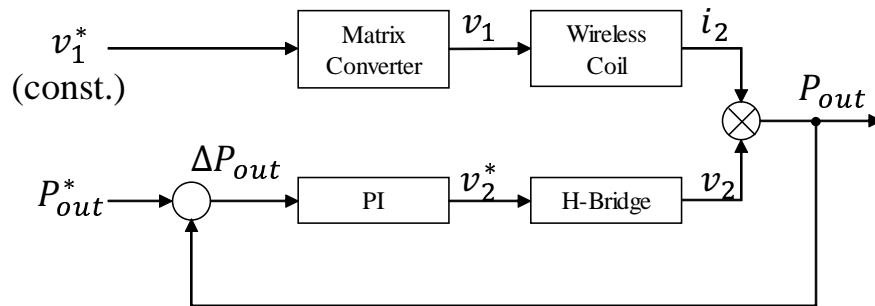


図 4.5: 双方向非接触給電システムの基本制御ブロック図

4.3.1 双方向動作時のスイッチングパターン

図 4.6 に三相電源電圧の大小関係に基づいて、電源一周期を I ~ XII に 12 分割した結果を示している。一次側マトリクスコンバータのスイッチングパターンは電源電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} を最大相, 中間相, 最小相に分け, さらに中間相の正負も区別した 12 区間において, 区間ごとに選定する。提案制御法ではスイッチング損失を抑制するソフトスイッチングの観点から, バッテリへの充電と放電動作で異なるスイッチングパターンを一次側マトリクスコンバータに適用する。

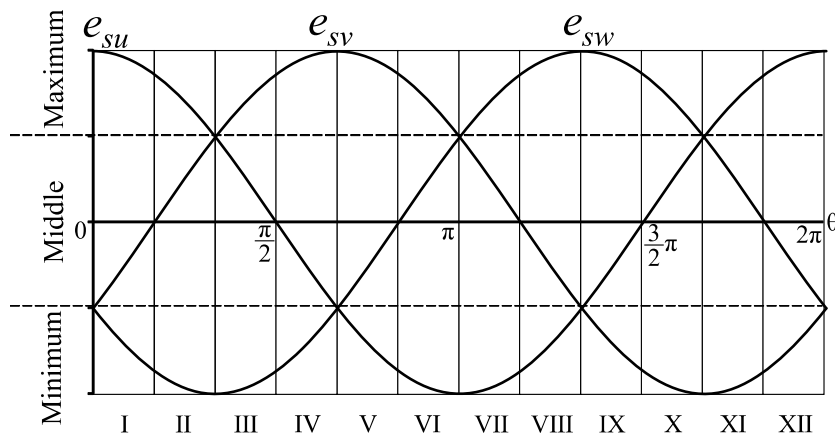


図 4.6: 相電圧の電圧レベルによる電源一周期の 12 分割

図4.7に電源電圧 $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$, 区間II)におけるバッテリー充電時のスイッチングパターンと高周波波形を示す。一次電圧指令値 v_1^* は周期 T_s , 波高値 V_1^* の方形波電圧で与えられる。正の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ において, h 相スイッチは常時最小電圧相となる w 相がオン状態となっており, g 相スイッチは w 相, u 相, v 相, w 相へとオン状態が切り替わる。一次電圧 v_1 が高電位から低電位へと切り替わるときに一次電流 i_1 が正であることがソフトスイッチング条件となる^[159]。そのため, u 相から v 相及び v 相から w 相へのスイッチの切り替わりにおいてはソフトスイッチングとなり, スwitching損失が低減できる。 g 相スイッチの w 相がオンする間は $v_1 = 0$, u 相がオンする間は $v_1 = e_{uw}$, v 相がオンする間は $v_1 = e_{vw}$ となり, 半周期 $T_s/2$ における一次電圧 v_1 の平均値が一次電圧指令値 v_1^* の波高値 V_1^* と等しくなるように制御している。負の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ においては, 正の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ の時の g 相と h 相を入れ替えたスイッチングパターンとなり, g 相スイッチは常時 w 相がオン状態となっており, h 相スイッチは w 相, u 相, v 相, w 相へとオン状態が切り替わる。一方, 二次電圧指令値 v_2^* は周期 T_s , 波高値 V_2^* の方形波電圧で与えられる。二次側の各相スイッチの半周期 $T_s/2$ に対するデューティはすべて1とし, j 相スイッチの p 相と k 相スイッチの n 相がオンする間は $v_2 = V_{out}$, j 相スイッチの n 相と k 相スイッチの p 相がオンする間は $v_2 = -V_{out}$, j, k 相スイッチの同相がオンする間は $v_2 = 0$ となる。 j 相に対する k 相の位相を変化させることで, 二次電圧 v_2 が零電圧を出力する期間を制御する。半周期 $T_s/2$ において, 二次電圧 v_2 が零電圧ではない電圧を出力する割合をデューティ比 d_2 とし, このデューティ比 d_2 の調整により二次電圧 v_2 の半周期 $T_s/2$ の平均値が二次電圧指令値 v_2^* の波高値 V_2^* と等しくなるように制御する。一次電圧指令値 v_1^* に対して, 二次電圧指令値 v_2^* の位相を 90° 進みで与えることにより, バッテリへの充電動作を行う。

図4.8に電源電圧 $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$, 区間II)におけるバッテリー放電時のスイッチングパターンと高周波波形を示す。バッテリー充電時と同様に, 一次電圧指令値 v_1^* は周期 T_s , 波高値 V_1^* の方形波電圧で与えられる。正の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ において, h 相スイッチは常時 w 相がオン状態となっており, g 相スイッチは充電時とスイッチング相の順序が異なり w 相, v 相, u 相, w 相の順でオン状態が切り替わる。一次電圧 v_1 が低電位から高電位へと切り替わるときに一次電流 i_1 が負であることがソフトスイッチング条件である^[159]。そのため, w 相から v 相及び v 相から u 相へのスイッチの切り替わりにおいてソフトスイッチングとなり, スwitching損失を低減できる。負の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ においては, 正の電圧が出力される半周期 $T_s/2$ の時の g 相と h 相を入れ替えたスイッチングパターンとなり, g 相スイッチは常時 w 相がオン状態となっており, h 相スイッチは w 相, v 相, u 相, w 相へとオン状態が切り替わり, 一次電圧 v_1 の半周期 $T_s/2$ の平均値が一次電圧指令値 v_1^* と等しくなるように制

御している。一次電圧指令値 v_1^* に対して、二次電圧指令値 v_2^* の位相を 90° 遅れで与えることにより、バッテリーからの放電動作を行う。表 4.1 に充電時，放電時それぞれの電源一周期を 12 分割した際のスイッチングパターンを示す。

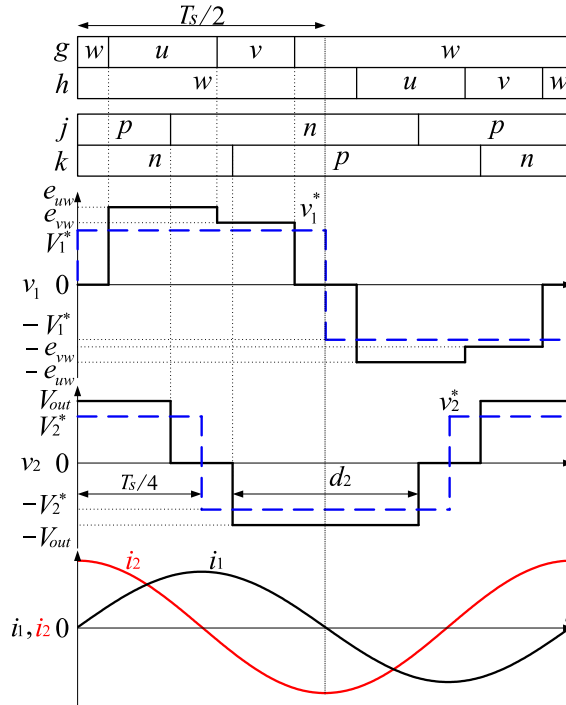


図 4.7: 充電動作時のスイッチングパターンと高周波電圧・電流波形

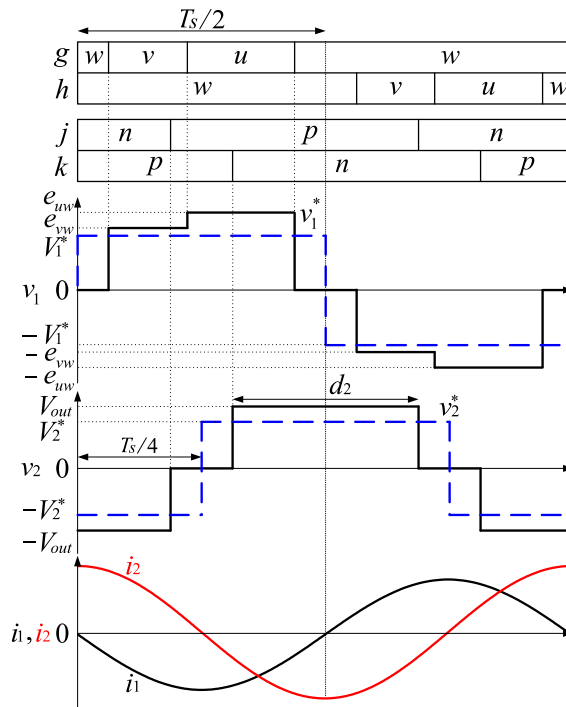


図 4.8: 放電動作時のスイッチングパターンと高周波電圧・電流波形

表 4.1: 充放電モード別の 12 分割された各領域におけるスイッチングパターン

(a) 充電動作時

Mode		$v_l > 0 (0 < t < T_s/2)$				$v_l < 0 (T_s/2 < t < T_s)$				
I	$e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$	g	u				u	w	v	u
		h	u	w	v	u	u			
II	$e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$	g	w	u	v	w	w			
		h	w				w	u	v	w
III	$e_{sv} > e_{su} > 0 > e_{sw}$	g	w	v	u	w	w			
		h	w				w	v	u	w
IV	$e_{sv} > 0 > e_{su} > e_{sw}$	g	v				v	w	u	v
		h	v	w	u	v	v			
V	$e_{sv} > 0 > e_{sw} > e_{su}$	g	v				v	u	w	v
		h	v	u	w	v	v			
VI	$e_{sv} > e_{sw} > 0 > e_{su}$	g	u	v	w	u	u			
		h	u				u	v	w	u
VII	$e_{sw} > e_{sv} > 0 > e_{su}$	g	u	w	v	u	u			
		h	u				u	w	v	u
VIII	$e_{sw} > 0 > e_{sv} > e_{su}$	g	w				w	u	v	w
		h	w	u	v	w	w			
IX	$e_{sw} > 0 > e_{su} > e_{sv}$	g	w				w	v	u	w
		h	w	v	u	w	w			
X	$e_{sw} > e_{su} > 0 > e_{sv}$	g	v	w	u	v	v			
		h	v				v	w	u	v
XI	$e_{su} > e_{sw} > 0 > e_{sv}$	g	v	u	w	v	v			
		h	v				v	w	u	v
XII	$e_{su} > 0 > e_{sw} > e_{sv}$	g	u				u	v	w	u
		h	u	v	w	u	u			

(b) 放電動作時

Mode		$v_l > 0 (0 < t < T_s/2)$				$v_l < 0 (T_s/2 < t < T_s)$				
I	$e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$	g	u				u	v	w	u
		h	u	v	w	u	u			
II	$e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$	g	w	v	u	w	w			
		h	w				w	v	u	w
III	$e_{sv} > e_{su} > 0 > e_{sw}$	g	w	u	v	w	w			
		h	w				w	u	v	w
IV	$e_{sv} > 0 > e_{su} > e_{sw}$	g	v				v	u	w	v
		h	v	u	w	v	v			
V	$e_{sv} > 0 > e_{sw} > e_{su}$	g	v				v	w	u	v
		h	v	w	u	v	v			
VI	$e_{sv} > e_{sw} > 0 > e_{su}$	g	u	w	v	u	u			
		h	u				u	w	v	u
VII	$e_{sw} > e_{sv} > 0 > e_{su}$	g	u	v	w	u	u			
		h	u				u	v	w	u
VIII	$e_{sw} > 0 > e_{sv} > e_{su}$	g	w				w	v	u	w
		h	w	v	u	w	w			
IX	$e_{sw} > 0 > e_{su} > e_{sv}$	g	w				w	u	v	w
		h	w	u	v	w	w			
X	$e_{sw} > e_{su} > 0 > e_{sv}$	g	v	u	w	v	v			
		h	v				v	u	w	v
XI	$e_{su} > e_{sw} > 0 > e_{sv}$	g	v	w	u	v	v			
		h	v				v	w	u	v
XII	$e_{su} > 0 > e_{sw} > e_{sv}$	g	u				u	w	v	u
		h	u	w	v	u	u			

4.3.2 二次側コンバータのデューティ比導出

二次電圧 v_2 の半周期 $T_s/2$ における平均値が二次電圧指令値 v_2^* の波高値 V_2^* 通りに制御するためのデューティ比 d_2 を導出する。図 4.7, 図 4.8 に示すように二次電圧 v_2 は $-V_{out}$, 0 , V_{out} の 3 レベルの電圧波形であり, 正の電圧 V_{out} を出力するにはスイッチ S_{jp} と S_{kn} を同時にオンとし, 負の電圧 $-V_{out}$ を出力するにはスイッチ S_{jn} と S_{kp} を同時にオンにする。零電圧を出力するにはスイッチ S_{jp} と S_{kp} または S_{jn} と S_{kn} を同時にオンにする。半周期 $T_s/2$ に占めるこの同時オン期間であるデューティ比 d_2 は二次電圧指令値 v_2^* の波高値 V_2^* とバッテリー電圧 V_{out} を用いて次式で与えられる。

$$d_2 = \frac{V_2^*}{V_{out}} \quad (4.4)$$

スイッチ S_{jp} と S_{kn} 及びスイッチ S_{jn} と S_{kp} の j 相に対する k 相の位相を変化させることでデューティ比 d_2 通りに制御する。充放電モードの切り替えは, 充電動作時においては二次電圧指令値 v_2^* の位相を一次電圧指令値 v_1^* に対して 90° 進みに, 放電動作時には 90° 遅れに制御することで実現する。

4.3.3 一次側マトリックスコンバータのデューティ比導出

本項では一次電圧 v_1 の半周期 $T_s/2$ の平均電圧が一次電圧指令値 v_1^* の波高値 V_1^* と等しくするための一次側マトリックスコンバータの 6 個のスイッチ $S_{ug} - S_{wh}$ の半周期 $T_s/2$ 間のオン割合であるデューティ比 $d_{ug} - d_{wh}$ を充放電時それぞれの場合について導出する。

図 4.1 の入力リアクトル L_f とキャパシタ C_f のフィルタによる電圧降下は電源電圧に対して十分小さいとし, マトリックスコンバータの入力電圧は電源電圧と等しいとしてデューティ比を求める。電源電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} は線間電圧実効値 E , 位相角 θ を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_{su} \\ e_{sv} \\ e_{sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

バッテリーへの放電動作時におけるマトリックスコンバータの入力電流指令値 i_u^* , i_v^* , i_w^* は電流実効値 I , 力率角指令値 φ^* を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = -\sqrt{2} I \begin{bmatrix} \cos(\theta + \varphi^*) \\ \cos(\theta + \varphi^* - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + \varphi^* + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

また，一次電圧指令値 v_1^* は次式で与える。

$$v_1^* = \begin{cases} V_1^* & (0 < t \leq T_s/2) \\ -V_1^* & (T_s/2 < t \leq T_s) \end{cases} \quad (4.7)$$

マトリックスコンバータでは電流不連続・電源短絡防止より， g 相及び h 相に接続されている3つのスイッチのうちどれか一つを必ずオンにさせるため，デューティ比 $d_{ug} - d_{wh}$ には次式の制約が与えられる。

$$d_{ug} + d_{vg} + d_{wg} = 1 \quad (4.8)$$

$$d_{uh} + d_{vh} + d_{wh} = 1 \quad (4.9)$$

まず，図 4.8 に示す放電動作時における電源電圧 $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$ ，区間 II) でのデューティ比 $d_{ug} - d_{uh}$ を導出する。一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の半周期 $T_s/2$ において， h 相スイッチは常時 w 相をオンにするので， h 相のデューティ比 d_{uh} ， d_{vh} ， d_{wh} は次式で与えられる。

$$d_{uh} = 0, d_{vh} = 0, d_{wh} = 1 \quad (4.10)$$

一次電圧 v_1 の半周期 $T_s/2$ の平均値 \bar{v}_1 は電源電圧 e_{su} ， e_{sv} ， e_{sw} ，デューティ比 $d_{ug} - d_{wh}$ を用いて次式で表される。

$$\bar{v}_1 = (d_{ug} - d_{uh})e_{su} + (d_{vg} - d_{vh})e_{sv} + (d_{wg} - d_{wh})e_{sw} \quad (4.11)$$

一次側マトリックスコンバータのスイッチング周波数は電源の周波数に比較し十分高いため，半周期 $T_s/2$ 間の電源相電圧 e_{su} ， e_{sv} ， e_{sw} を一定の直流電圧として扱っている。(4.8)，(4.10) 式を (4.11) 式に代入し整理すると，一次電圧指令値 v_1^* と等しい平均電圧 \bar{v}_1 を出力するデューティ比 d_{ug} ， d_{vg} ， d_{wg} の関係は次式で得られる。

$$\begin{aligned} V_1^* &= e_{vw}d_{vg} + e_{uw}d_{ug} \\ &= e_{vw}(1 - d_{ug} - d_{wg}) + e_{uw}d_{ug} \end{aligned} \quad (4.12)$$

マトリックスコンバータの u 相と v 相の入力電流の半周期 $T_s/2$ の平均値を \bar{i}_u ， \bar{i}_v とすると，電源電流 i_{su} ， i_{sv} ， i_{sw} を正弦波状にするために入力電流平均値 \bar{i}_u ， \bar{i}_v と入力電流

指令値 i_u^* , i_v^* は次式を満たせばよい。

$$\frac{\bar{i}_v}{\bar{i}_u} = \frac{i_v^*}{i_u^*} \tag{4.13}$$

図 4.9 に放電動作時における一次電流 i_1 と u 相及び v 相のマトリックスコンバータの入力電流波形を示す。図 4.3 (b) で述べたように、バッテリー放電動作時における一次電流 i_1 は一次電圧 v_1 の基本波周波数と逆位相の正弦波電流となるため、一次電流 i_1 は一次電流実効値 I_1 を用いて次式で表される。

$$i_1 = -\sqrt{2}I_1 \sin\left(\frac{2\pi}{T_s}t\right) \tag{4.14}$$

図 4.9 に示すように、一次側マトリックスコンバータの u 相スイッチがオンしている間は一次電流 i_1 が u 相入力電流 i_u として流れ、 v 相スイッチがオンしている間は一次電流 i_1 が v 相入力電流 i_v として流れる。従って、マトリックスコンバータの入力電流 i_u , i_v の半周期 $T_s/2$ における入力電流平均値 \bar{i}_u , \bar{i}_v は一次電流 i_1 を用いてそれぞれ次式で求められる。

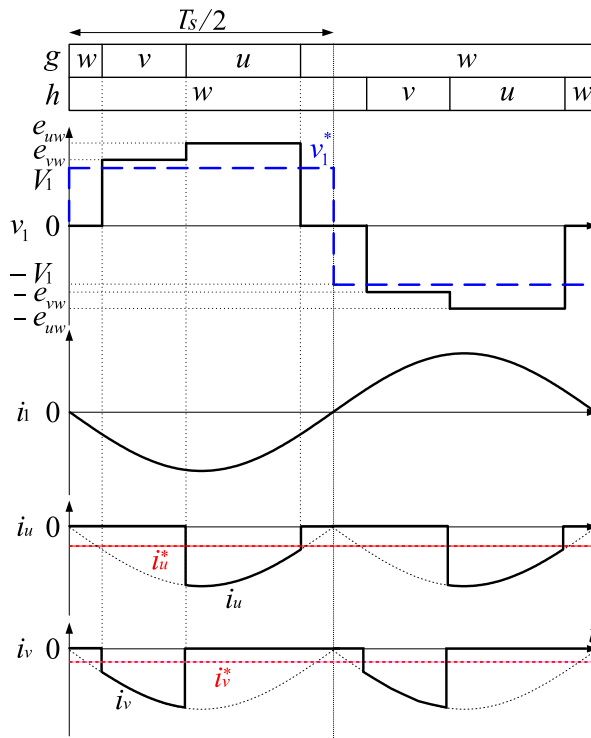


図 4.9: 放電動作時の一次電流とマトリックスコンバータの入力電流波形

$$\begin{aligned}\bar{i}_u &= \frac{2}{T_s} \int_{(\frac{1}{2}d_{wg}+d_{vg})T_s/2}^{(1-\frac{1}{2}d_{wg})T_s/2} i_1 dt \\ &= -\frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg} + \pi d_{ug}\right) \right\}\end{aligned}\quad (4.15)$$

$$\begin{aligned}\bar{i}_v &= \frac{2}{T_s} \int_{\frac{1}{4}d_{wg}T_s}^{(\frac{1}{2}d_{wg}+d_{vg})T_s/2} i_1 dt \\ &= -\frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg} + \pi d_{ug}\right) \right\}\end{aligned}\quad (4.16)$$

(4.6), (4.13), (4.15), (4.16) 式より d_{ug} と d_{wg} について次式の関係式が得られる。

$$d_{ug} = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left\{ \frac{i_u^* - i_v^*}{i_w^*} \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) \right\} - \frac{1}{2}d_{wg}\quad (4.17)$$

(4.17) 式は非線形のため解析的に解くことが困難である。そこでデューティ比 d_{wg} ($0 < d_{wg} < 1$) の範囲の中心である $d_{wg} = 0.5$ にてテイラー展開を行い, (4.17) 式を次式のように一次関数として近似する。

$$d_{ug} = -\frac{1}{2} \left(\frac{A}{B} + 1 \right) d_{wg} + \frac{A}{4B} + \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right)\quad (4.18)$$

ただし, A, B は次式で表される。

$$\begin{cases} A = \frac{i_v^* - i_u^*}{i_w^*} \\ B = \sqrt{2 - A^2} \end{cases}\quad (4.19)$$

(4.8), (4.12), (4.18) 式より g 相のデューティ比 d_{wg}, d_{vg} は次式で得られる。

$$d_{wg} = \frac{\left\{ \pi A + 4B \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right) \right\} e_{uv} - 4\pi B (V_1^* - e_{vw})}{2\pi \{ 2B e_{vw} + (A + B) e_{uv} \}}\quad (4.20)$$

$$d_{vg} = 1 - d_{ug} - d_{wg}\quad (4.21)$$

(4.20) 式を (4.18) 式に代入することで d_{ug} が得られる。(4.19) 式の A, B は (4.6) 式の電源電流実効値 $I = 1$ としても同じ結果が得られる。すなわち提案システムのデューティ

比は電源電流実効値 I に関係なく決めることができる。一次電圧指令値 $v_1^* < 0$ の半周期 $T_s/2$ におけるデューティ比 $d_{ug} - d_{wh}$ は、一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の半周期 $T_s/2$ におけるデューティ比の g 相と h 相を入れ替えることで得られ、次式のように与えられる。

$$d_{ug} = 0, d_{vg} = 0, d_{wg} = 1 \quad (4.22)$$

$$d_{wh} = \frac{\left\{ \pi A + 4B \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right) \right\} e_{uv} - 4\pi B (V_1^* - e_{vw})}{2\pi \{ 2Be_{vw} + (A+B)e_{uv} \}} \quad (4.23)$$

$$d_{uh} = -\frac{1}{2} \left(\frac{A}{B} + 1 \right) d_{wh} + \frac{A}{4B} + \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(-\frac{A}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.24)$$

$$d_{vh} = 1 - d_{uh} - d_{wh} \quad (4.25)$$

図 4.10 にバッテリー充電時における $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$, 区間 II) での一次電圧、一次電流波形と u 相及び v 相のマトリックスコンバータの入力電流波形を示す。図 4.10 に示す充電動作時におけるマトリックスコンバータのスイッチングパターンは、4.3.1 で述べた通り図 4.9 の放電動作時と比較して u 相と v 相のスイッチングタイミングが入れ替わっている。図 4.3 (a) で述べたように、バッテリー充電動作時における一次電流 i_1 は一次電圧 v_1 の基本波周波数と同位相の正弦波電流となるため、一次電流実効値 I_1 を用いて次式で表される。

$$i_1 = \sqrt{2} I_1 \sin\left(\frac{2\pi}{T_s} t\right) \quad (4.26)$$

スイッチングタイミングが入れ替わった充電動作時の半周期 $T_s/2$ におけるマトリックスコンバータの入力電流平均値 \bar{i}_u , \bar{i}_v は一次電流 i_1 を用いてそれぞれ次式で求められる。

$$\begin{aligned} \bar{i}_u &= \frac{2}{T_s} \int_{\frac{1}{4}d_{wg}T_s}^{(\frac{1}{2}d_{wg}+d_{ug})T_s/2} i_1 dt \\ &= \frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg} + \pi d_{ug}\right) \right\} \end{aligned} \quad (4.27)$$

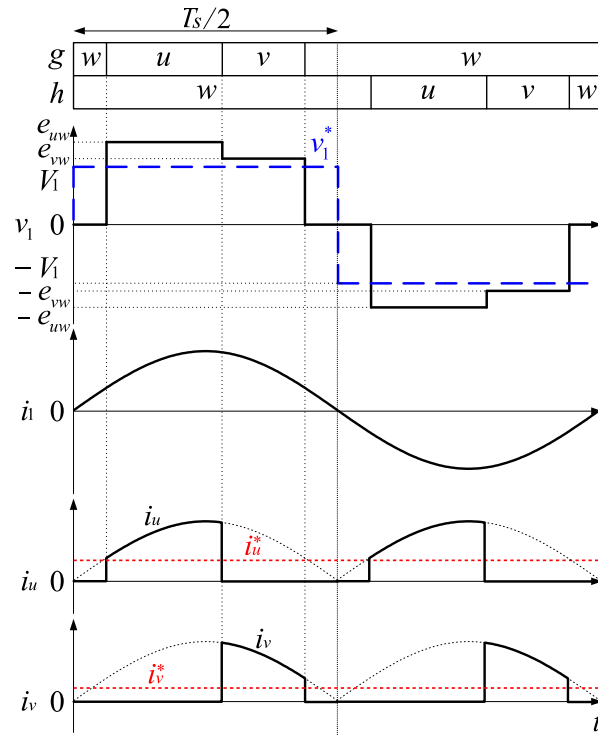


図 4.10: 充電動作時の一次電流とマトリックスコンバータの入力電流波形

$$\begin{aligned} \bar{i}_v &= \frac{2}{T_s} \int_{(\frac{1}{2}d_{wg}+d_{ug})T_s/2}^{(1-\frac{1}{2}d_{wg})T_s/2} i_1 dt \\ &= \frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg} + \pi d_{ug}\right) \right\} \end{aligned} \quad (4.28)$$

バッテリーへの充電動作時におけるマトリックスコンバータの入力電流指令値 i_u^* , i_v^* , i_w^* は電流実効値 I , 力率角指令値 φ^* を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{2}I \begin{bmatrix} \cos(\theta + \varphi^*) \\ \cos(\theta + \varphi^* - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + \varphi^* + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

(4.13), (4.27), (4.28), (4.29) 式より充電動作時の d_{ug} と d_{wg} について次式の関係式が得られる。

$$d_{ug} = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left\{ \frac{i_u^* - i_v^*}{i_w^*} \cos\left(\frac{\pi}{2}d_{wg}\right) \right\} - \frac{1}{2}d_{wg} \quad (4.30)$$

(4.30) 式は放電動作時の d_{ug} と d_{wg} の関係式である (4.17) 式と同じになる。従って、充電動作時における一次側のマトリックスコンバータのデューティ比 $d_{ug}-d_{wh}$ は放電動作時

と同じ導出方法となる。このように提案システムでは、一次電圧指令値 v_1^* を充放電モードによらず一定値としているため、一次側マトリックスコンバータに関しては充電動作時、放電動作時に関わらず同じデューティ比 $d_{ug}-d_{wh}$ で双方向動作を実現できる点が特徴である。

4.3.4 ゲート信号発生方法

図 4.11 に図 4.7 の充電時における各ゲート信号の発生原理を示す。一次電圧 $v_1 > 0$ の半周期で 0 から 1 まで変化するのこぎり波と、比較線 $\frac{1}{2}d_{wg}$, $\frac{1}{2}d_{wg} + d_{ug}$, $1 - \frac{1}{2}d_{wg}$ との大小関係を比較することにより一次側コンバータの g 相スイッチ $S_{ug}-S_{wg}$ のスイッチングの動作タイミングを発生する。スイッチ S_{ug} は $\frac{1}{2}d_{wg}$ から $\frac{1}{2}d_{wg} + d_{ug}$ までオンにするので、半周期 $T_s/2$ においてスイッチ S_{ug} がオンとなる割合は次式で得られ、 d_{ug} に等しくなっている。

$$\frac{(\frac{1}{2}d_{wg} + d_{ug}) - \frac{1}{2}d_{wg}}{1 - 0} = d_{ug} \tag{4.31}$$

同様にスイッチ S_{vg} は $\frac{1}{2}d_{wg} + d_{ug}$ から $1 - \frac{1}{2}d_{wg}$ まで、スイッチ S_{wg} は 0 から $\frac{1}{2}d_{wg}$ と $1 - \frac{1}{2}d_{wg}$ から 1 までオンにするので、半周期 $T_s/2$ においてスイッチ S_{vg} , S_{wg} がオンす

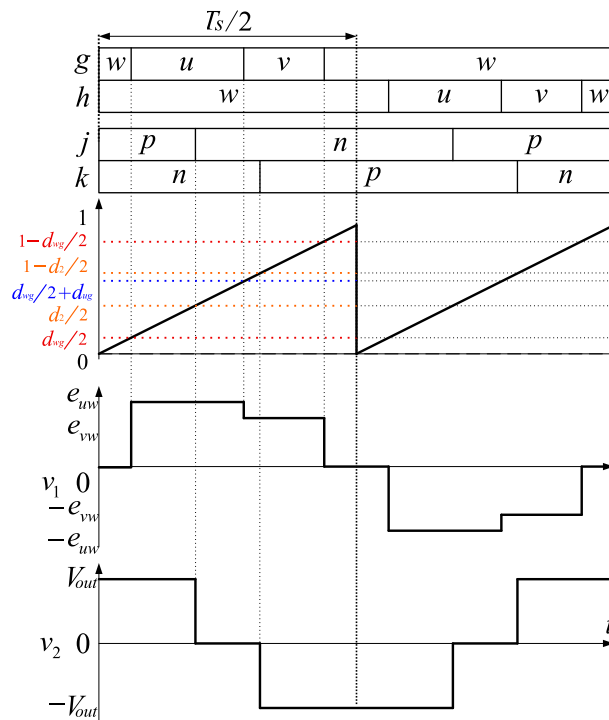


図 4.11: 充電動作時のゲート信号発生原理

る割合は次式で得られ、 d_{vg} , d_{wg} にそれぞれ等しくなっている。

$$\frac{(1 - \frac{1}{2}d_{wg}) - (\frac{1}{2}d_{wg} + d_{ug})}{1 - 0} = d_{vg} \quad (4.32)$$

$$\frac{\frac{1}{2}d_{wg} - 0 + 1 - (1 - \frac{1}{2}d_{wg})}{1 - 0} = d_{wg} \quad (4.33)$$

h 相スイッチ S_{uh} – S_{wh} については (4.10) 式で示すようにスイッチ S_{wh} のみをオンとする。

二次側コンバータにおいては、一次電圧 $v_1 > 0$ の半周期で 0 から 1 まで変化するのこぎり波と比較線 $\frac{1}{2}d_2$, $1 - \frac{1}{2}d_2$ との大小関係を比較することにより二次側コンバータの j 相, k 相スイッチの動作タイミングを発生する。 j 相スイッチ S_{jp} , S_{jn} のオン・オフはのこぎり波と比較線 $\frac{1}{2}d_2$, k 相スイッチ S_{kp} , S_{kn} のオン・オフはのこぎり波と比較線 $1 - \frac{1}{2}d_2$ の大小関係を比較することで決定される。0 から $\frac{1}{2}d_2$ と $1 - \frac{1}{2}d_2$ から 1 まで二次電圧 v_2 は零ではない電圧レベルを出力するので、半周期 $T_s/2$ において二次電圧 v_2 が零電圧以外を出力する割合は次式で得られ、 d_2 に等しくなっている。

$$\frac{\frac{1}{2}d_2 - 0 + 1 - (1 - \frac{1}{2}d_2)}{1 - 0} = d_2 \quad (4.34)$$

一次電圧指令値 $v_1^* < 0$ の半周期では、一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ の半周期の h 相と g 相及び j 相と k 相のスイッチのオンタイミングを入れ替えることで各スイッチのゲート信号が得られる。

図 4.12 に図 4.8 の放電時における各ゲート信号の発生原理を示す。図 4.11 の場合と同様に、一次側においては一次電圧 $v_1 > 0$ の半周期で 0 から 1 まで変化するのこぎり波と、比較線 $\frac{1}{2}d_{wg}$, $\frac{1}{2}d_{wg} + d_{vg}$, $1 - \frac{1}{2}d_{wg}$ との大小関係を比較し、二次側コンバータにおいては、一次電圧 $v_1 > 0$ の半周期で 0 から 1 まで変化するのこぎり波と比較線 $\frac{1}{2}d_2$, $1 - \frac{1}{2}d_2$ との大小関係を比較して各コンバータのスイッチングパターンを決定する。

図 4.13 にバッテリー充電時における電源一周期に対する各ゲート信号の発生タイミングを示す。電源電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} の大小関係が変わっても図 4.7 と同様に、一次側コンバータでは電源電圧絶対値の最大相または最小相を g 相または h 相に常時接続し、他相を各電源電圧相に順次接続するようにゲート信号を発生させている。図 4.13 においては、一次電流 i_1 を正弦波電流として u 相の入力電流波形 i_u を示している。入力電流波形 i_u はスイッチング周波数の高周波成分を含む基本波成分が得られており、入力 LC フィルタによりスイッチング周波数成分は除去され電源電流は正弦波波形となる。一次電圧 v_1 , 二次電圧 v_2 には指令値通りの高周波電圧が印加される。

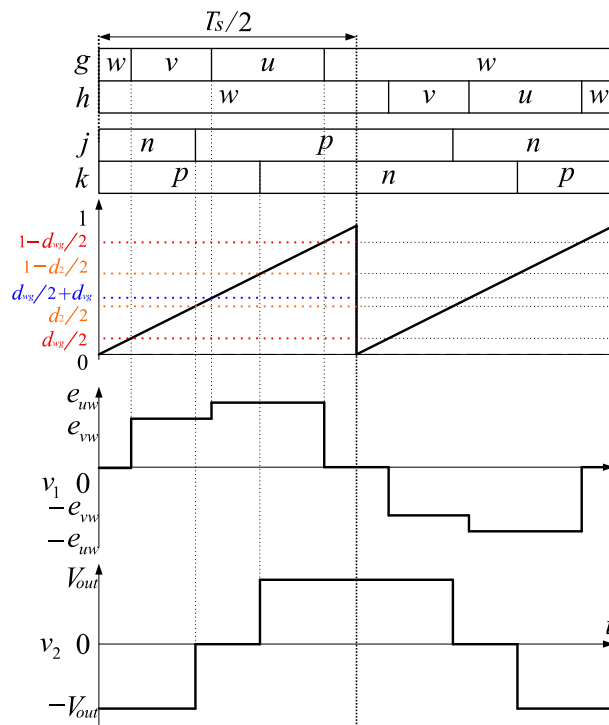


図 4.12: 放電動作時のゲート信号発生原理

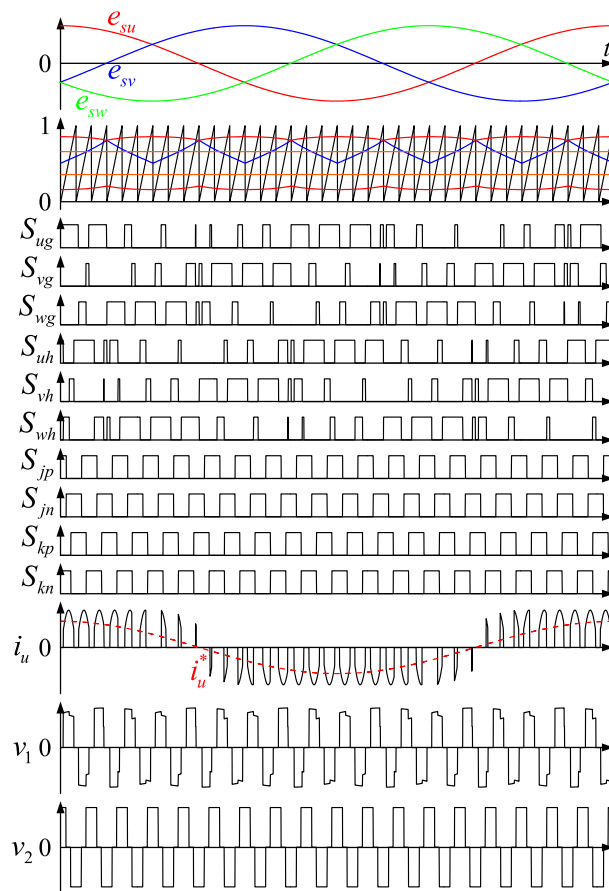


図 4.13: PWM 制御法

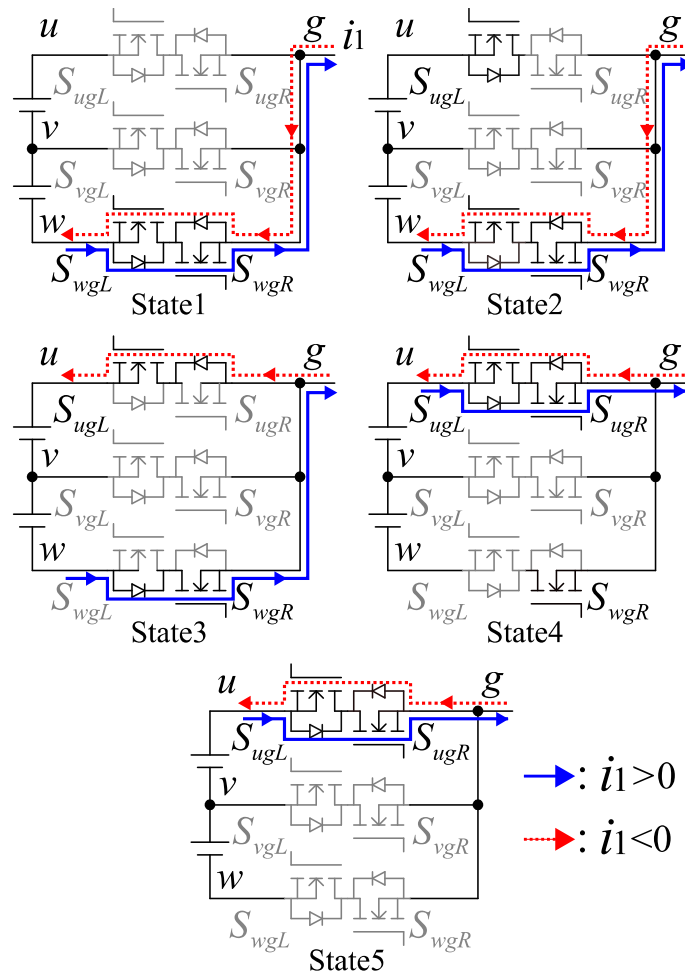
4.4 双方向システム適応のためのマトリックスコンバータの転流シーケンス

図 4.1 からわかるように、一次側マトリックスコンバータは2つの MOSFET を逆直列接続したものを1つの双方向スイッチとしている。スイッチのオン状態が他相へと切り替わる転流時には、転流元及び転流先の計4つのスイッチをそれぞれ独立に制御する必要がある。マトリックスコンバータの転流方式は大別すると、出力電流符号によりスイッチングパターンを決定する電流転流方式と入力電圧大小関係によりスイッチングパターンを決定する電圧転流方式がある。前章で述べた一次側マトリックスコンバータの転流方式には電流転流方式を用いていた。しかしながら、図 4.7 に示す w 相から u 相への転流のように、一次電流 i_1 の符号が変化するタイミング付近での転流方法に電流転流方式を適用するのは難しい。そこで、本制御法では一次電流 i_1 の符号が変化するタイミング付近での転流方法に電圧転流方式を適用する。本節では電流符号に依存しないマトリックスコンバータの電圧転流方式の転流シーケンスについて説明する。

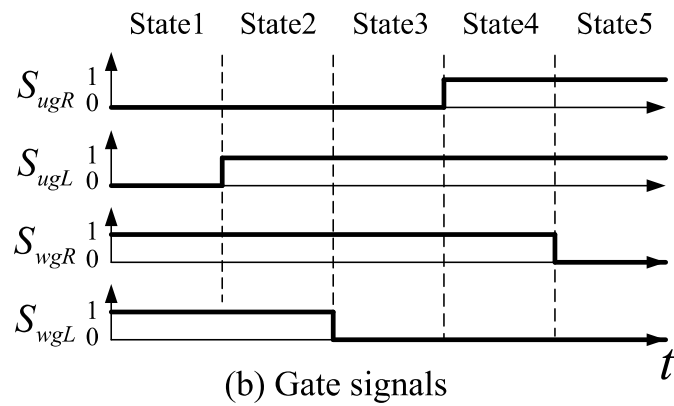
図 4.14 に図 4.7 の一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ におけるスイッチ S_{wg} から S_{ug} への転流動作を示す。図 4.14 (a) はスイッチ S_{wg} から S_{ug} への転流シーケンスを表しており、一次電流 i_1 が正及び負の場合における2パターンの電流経路の切り替わりを表している。また、図 4.14 (b) は各スイッチに対するゲート信号を表している。電源電圧 $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ ($\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$, 区間 II) の関係上、電源短絡防止のため u 相スイッチ S_{ugR} と w 相スイッチ S_{wgL} の同時オンを防ぐデッドタイムを State3 に設けている。一次電流 $i_1 > 0$ において、転流前の State1 では一次電流 i_1 は w 相スイッチ S_{wgR} を流れている。転流先である u 相の左向きスイッチ S_{ugL} にオン信号を与えることで State1 から State2 へと移行するが、一次電流 i_1 は右向きに流れているため電流経路の変化は生じない。 w 相スイッチ S_{wgL} をオフして State2 から State3 へと移行する。State3 においても一次電流 i_1 は右向きに流れているため電流経路の変化は生じない。電源短絡防止のためのデッドタイム後、 u 相の右向きスイッチ S_{ugR} にオン信号を与えることで一次電流 i_1 はスイッチ S_{ugR} を流れ State3 から State4 へと移行する。スイッチ S_{wgR} から S_{ugR} への電流経路の変化後、 w 相スイッチ S_{wgR} をオフして State5 への移行により転流動作が完了する。

一次電流 $i_1 < 0$ において、転流前の State1 では一次電流 i_1 は w 相スイッチ S_{wgL} を流れている。転流先である u 相の左向きスイッチ S_{ugL} にオン信号を与えることで State1 から State2 へと移行するが、 w 相電位と比較して u 相電位は高いため電流経路は切り替わらず一次電流 i_1 はスイッチ S_{wgL} を流れ続ける。 w 相スイッチ S_{wgL} をオフすることで一次電流 i_1 はスイッチ S_{ugL} を流れ State2 から State3 へと移行する。電源短絡防止のためのデッドタイム後、 u 相の右向きスイッチ S_{ugR} にオン信号を与えることで State3 から State4 へと移行するが、一次電流 i_1 は左向きに流れているため電流経路の変化は生

しない。 w 相スイッチ S_{wgR} をオフして State5 への移行により転流動作が完了する。



(a) Commutation : S_{wg} to S_{Ug}



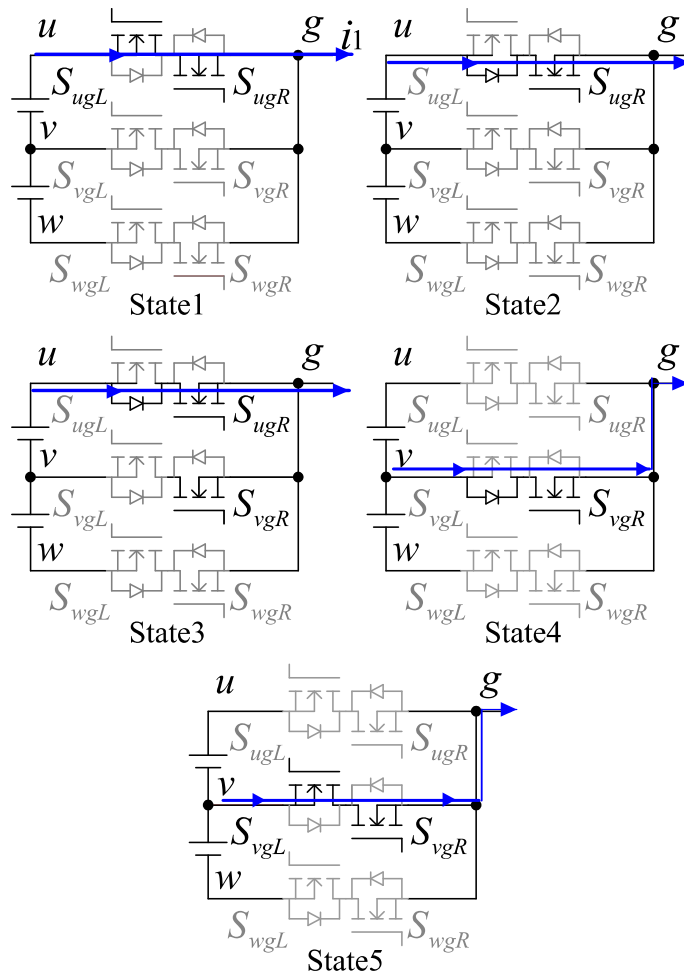
(b) Gate signals

図 4.14: S_{wg} から S_{Ug} への転流動作

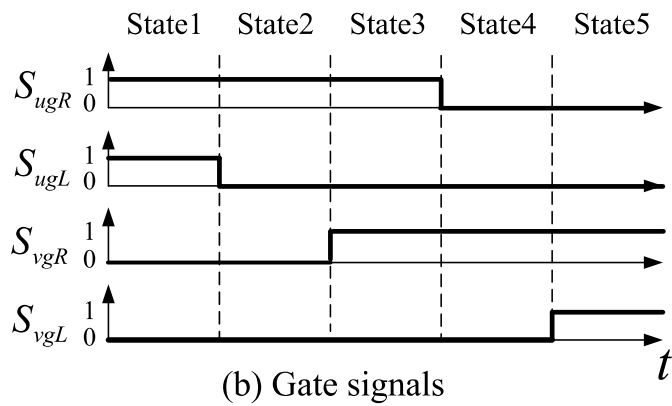
図 4.15 に図 4.7 の一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ におけるスイッチ S_{ug} から S_{vg} への転流動作を示す。この場合においては、一次電流 i_1 の符号が正から変化しないため転流方法に電流転流方式を適用する。State1 では、 u 相のスイッチ S_{ugR}, S_{ugL} にオン信号を与えており、一次電流 i_1 は u 相スイッチを流れている。State1 から State2 に切り替わるところで、 u 相のスイッチ S_{ugL} をオフにしているが、一次電流 i_1 は u 相のスイッチ S_{ugR} とスイッチ S_{ugL} の並列ダイオードに流れる。State2 では、 u 相スイッチ S_{ugL} と v 相スイッチ S_{vgR} の重なりによる電源短絡を防いでいる。State2 から State3 に切り替えるところで、 v 相スイッチ S_{vgR} にオンにしているが、一次電流 i_1 は高電位から流れようとするため u 相のスイッチ S_{ugR} と S_{ugL} の並列ダイオードに流れ続ける。State3 では、 u 相スイッチ S_{ugR} と v 相スイッチ S_{vgR} の両スイッチをオンにすることにより、一次電流 i_1 が正の場合の電流不連続発生を防止している。State3 から State4 に切り替わるところで、 u 相のスイッチ S_{ugR} をオフにすることで、電流経路が v 相のみとなり一次電流 i_1 は v 相のスイッチ S_{vgR} とスイッチ S_{vgL} の並列ダイオードに流れる。State4 では、 u 相スイッチ S_{ugR} と v 相スイッチ S_{vgL} の重なりによる電源短絡を防いでいる。State4 から State5 に切り替わるところで、 v 相のスイッチ S_{vgL} をオンにすることによって、 u 相スイッチ S_{ug} から v 相スイッチ S_{vg} への転流が完了する。図 4.7 の一次電圧指令値 $v_1^* > 0$ におけるスイッチ S_{vg} から S_{wg} への転流動作については、スイッチ S_{wg} から S_{ug} への転流動作同様に、 v 相及び w 相の電源短絡防止のため v 相スイッチ S_{vgR} と w 相スイッチ S_{ugL} の同時オンを防ぐデッドタイム期間を設けた転流シーケンスを適用することで、一次電流符号に依存しない転流動作が可能となる。

図 4.16, 図 4.17 に充電動作時の $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$ (区間 I), $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ (区間 II) それぞれの場合における周期 T_s 間における一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチのスイッチングパターンを示す。また、図 4.18, 図 4.19 に放電動作時の $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$ (区間 I), $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ (区間 II) それぞれの場合における周期 T_s 間のスイッチングパターンを示す。半周期 $T_s/2$ ごとに一次電圧指令値 v_1^* が正から負、負から正へと切り替わるタイミングでは、どの場合においても、 g 相、 h 相のスイッチング状態は変化しないため、電源短絡や電流不連続を起こすことなくスイッチングを行うことができる。しかし、中間電圧相の符号が変化する場合、例として充電動作時に図 4.16 に示す $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$ (区間 I) から図 4.17 に示す $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ (区間 II) に電源電圧が変化した場合、周期 T_s 切り替わり時にスイッチングが u 相から w 相に急に切り替わることになり、電源短絡・電流不連続が生じる可能性がある。そこで、中間電圧相の符号が変化する場合でもスイッチングが連続するように、スイッチングパターンを行う必要がある。図 4.20 に電源電圧が $e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$ (区間 I) から $e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$ (区間 II) に変化した場合の充電動作時における一次側コンバータのスイッチングパターンを示す。中間相の符号反転する区間では、中間相の電流指令値は 0 A 付近のため中間

相には接続する必要はない。そこで、中間電圧相の符号が反転した直後のスイッチングでは g 相で1回、 h 相で1回の計2回のスイッチングを行っている。このスイッチングにより電流の連続性を保ちながら、一次電圧 v_1 を指令値通りに出力が可能となる。



(a) Commutation : S_{ug} to S_{vg}



(b) Gate signals

図 4.15: S_{ug} から S_{vg} への転流動作

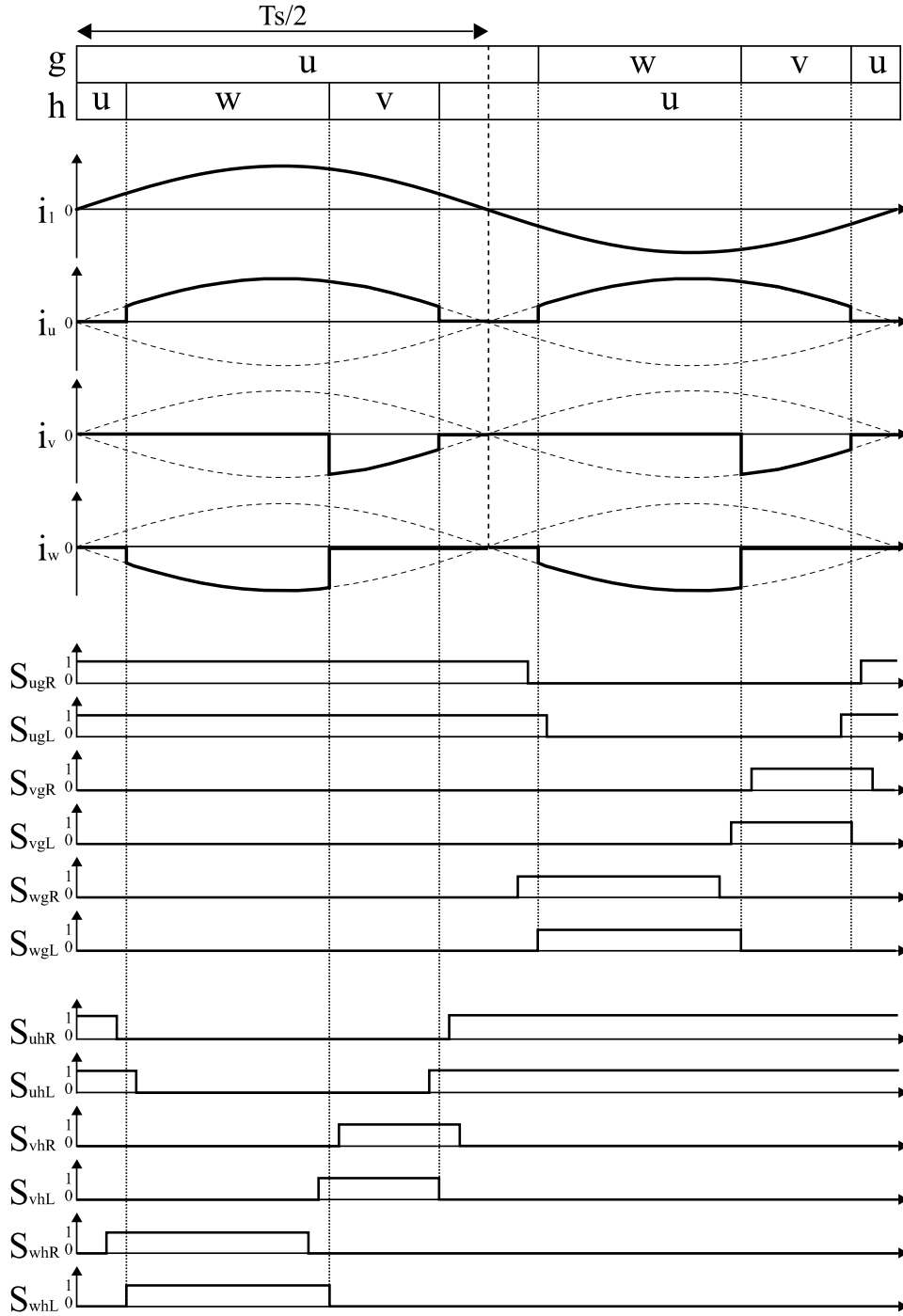


図 4.16: 充電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$, 区間 I)

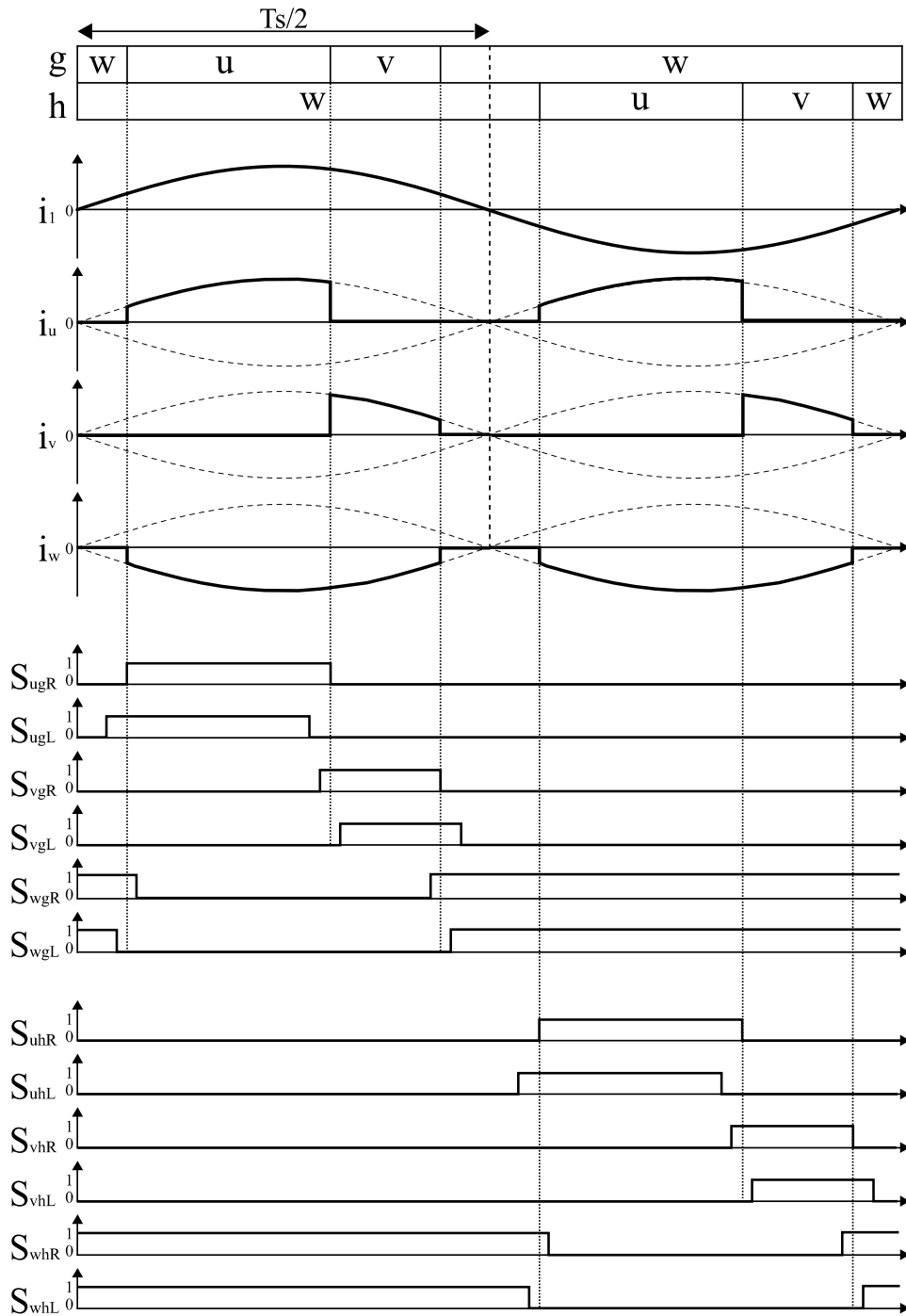


図 4.17: 充電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$, 区間 II)

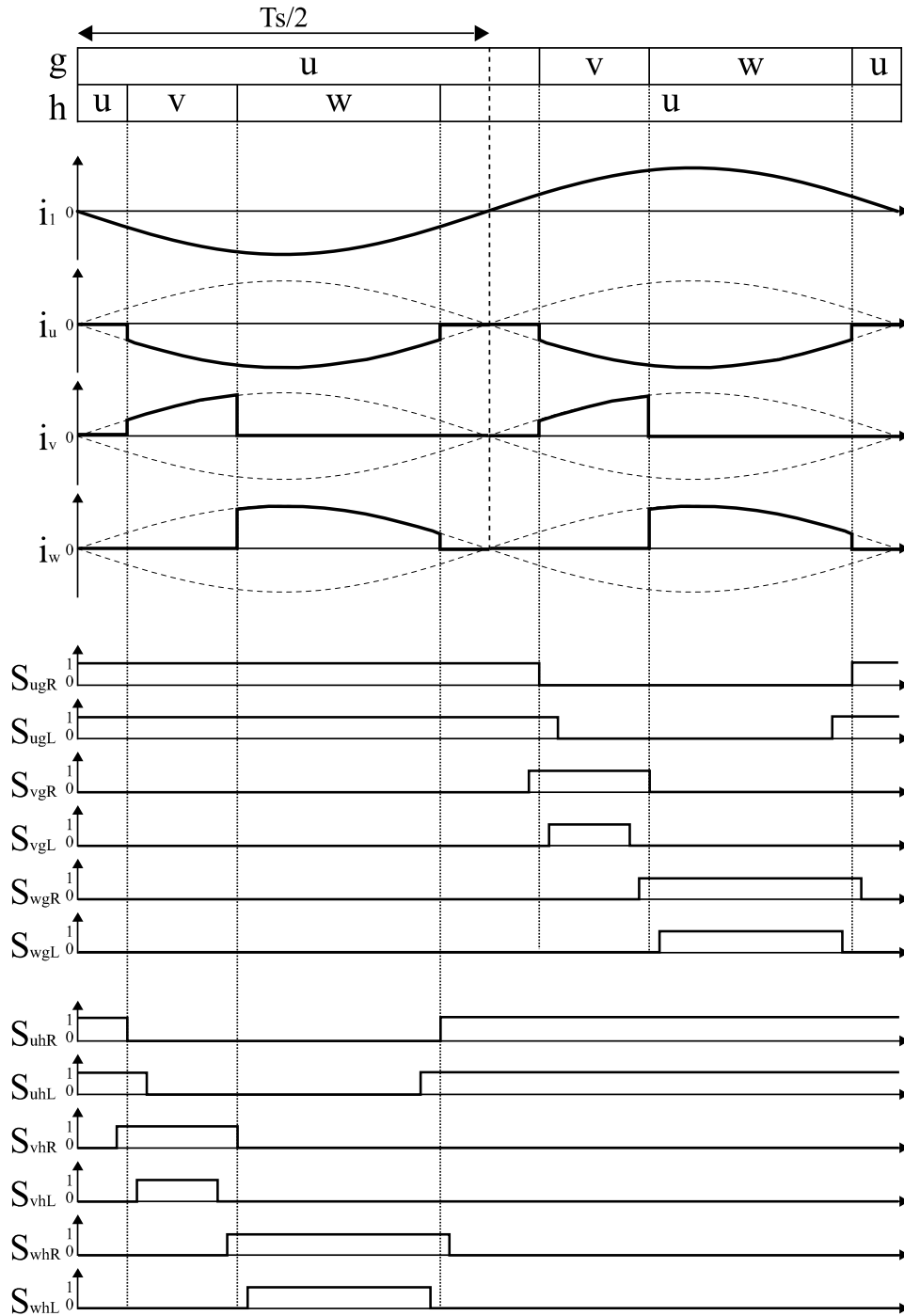


図 4.18: 放電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > 0 > e_{sv} > e_{sw}$, 区間 I)

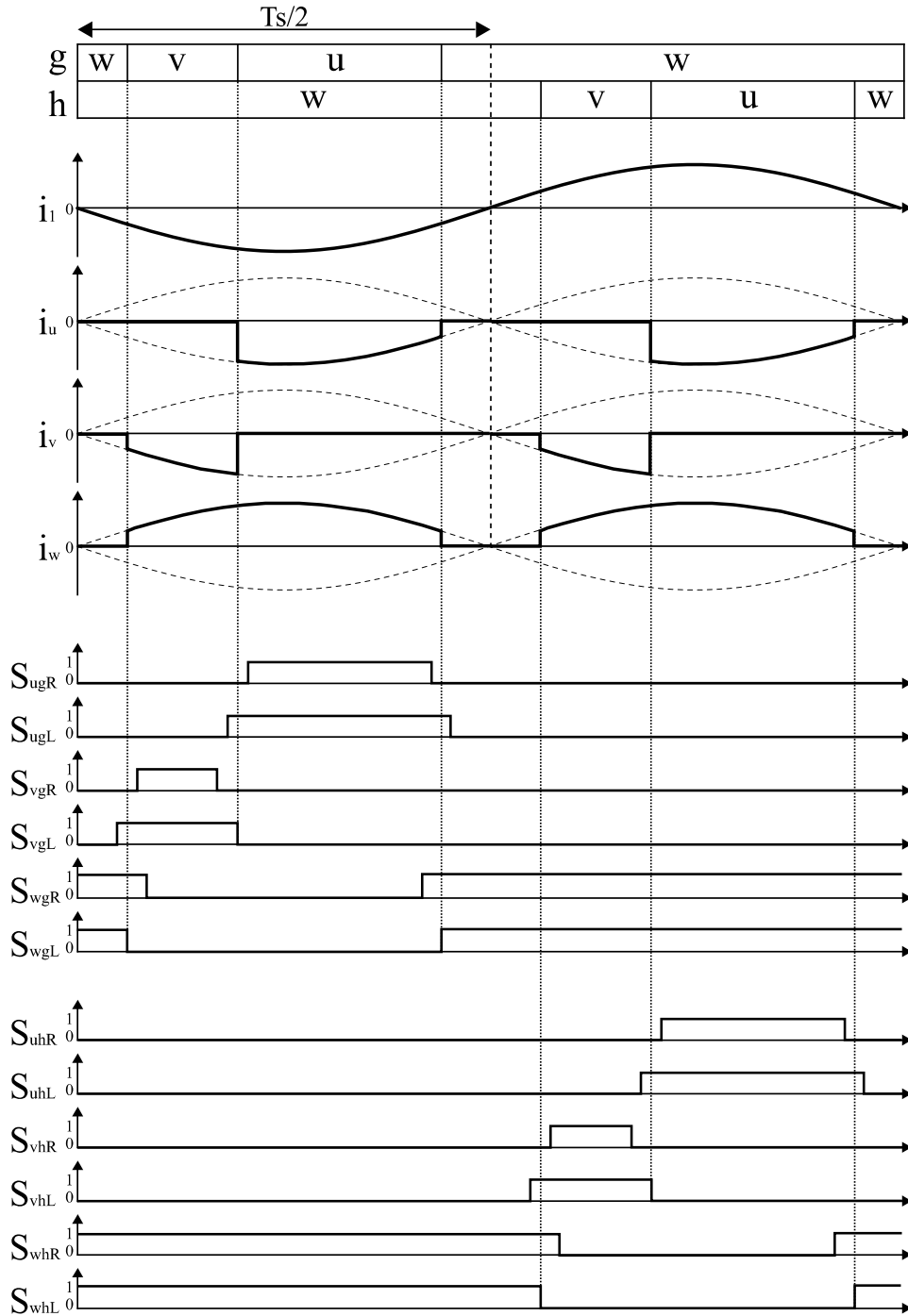


図 4.19: 放電動作時の周期 T_s 間のスイッチングパターン ($e_{su} > e_{sv} > 0 > e_{sw}$, 区間 II)

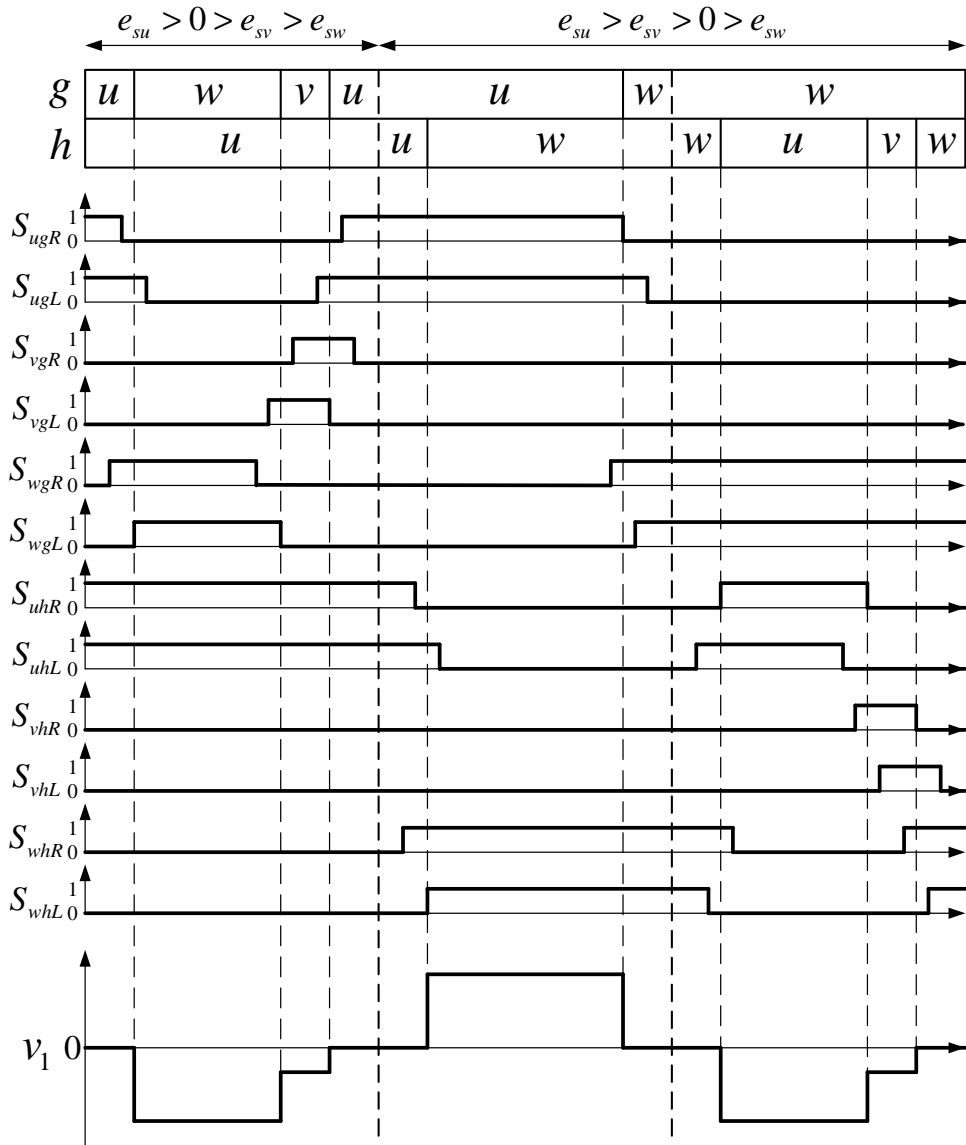


図 4.20: 中間相電圧の符号反転時のスイッチングパターン (充電時)

4.5 実機検証

4.5.1 実験システム構成

図 4.21 に実験システム構成を、表 4.2 にシステム仕様を示す。電源には線間電圧実効値 $E=200$ V、周波数 60 Hz の三相交流電源を使用している。三相交流電源と一次側マトリックスコンバータの間には、マトリックスコンバータのスイッチング周波数成分を除去するためにカットオフ周波数 3.1kHz の LC フィルタを接続している。負荷には Myway 社製の回生型直流電源 pCUBE を用いてバッテリーを模擬している。バッテリー充放電電力 P_{out} は ± 2 kW とし、バッテリー電圧 V_{out} は 150 V–250 V の範囲で変化させて実験を行った。非接触給電コイルはソレノイド型とし、フェライトコアとリッツ線により構成し、一次側及び二次側の巻数 $N_1=N_2=14$ としている。結合係数は $k=0.26$ 、インダクタンスは $L_1=L_2=97$ μ F とし、共振周波数が 85 kHz となるように共振コンデンサを $C_1=C_2=36$ nF とした。一次側、二次側のスイッチング素子には SiC-MOSFET(ローム社製, SCH2080KE) を用いており、一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチには二つの SiC-MOSFET を逆直列接続して構成している。コントローラには DSP を用い、電源線間電圧 e_{uv} , e_{vw} を検出し電源電圧の e_{su} , e_{sv} , e_{sw} の大小関係を判断している。本制御において、一次電圧指令値 v_1^* の波高値 V_1^* は 200 V 一定とし一次側マトリックスコンバータの各スイッチのデューティ比を決定している。 V_1^* の設定値については、実験

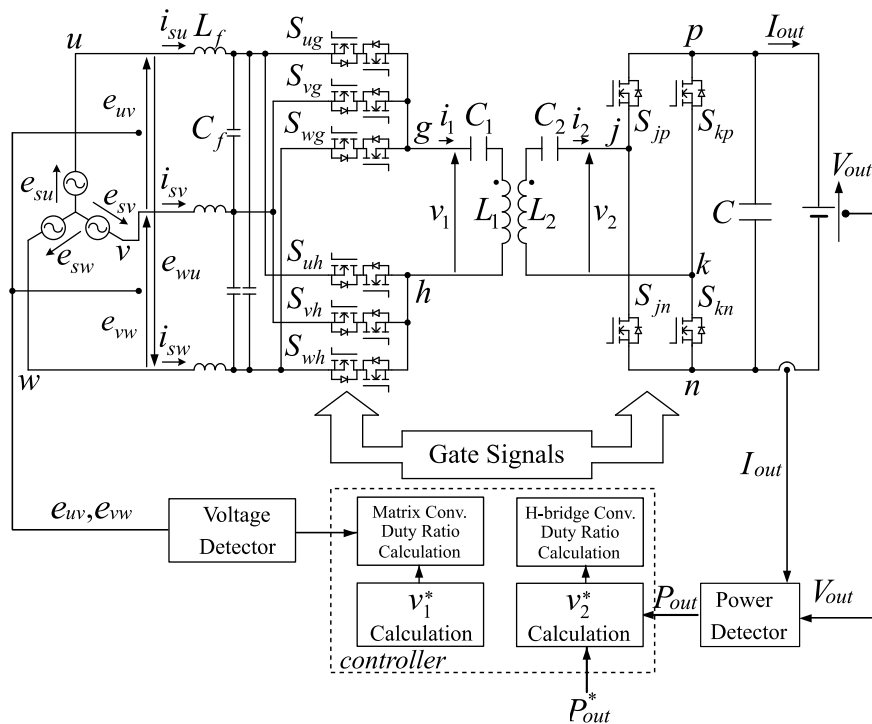


図 4.21: 実験システム構成

表 4.2: 実験条件と実験システム仕様

Source voltage E, ω	200V , $2\pi \times 60$ rad/s
Charge/Discharge power P_{out}	± 2 kW
Battery voltage V_{out}	150V – 250V
Switching frequency f_s	85 kHz
Coupling coefficient k	0.26
Inductance L_1, L_2	97 μ H , 97 μ H
Number of turns $N_1=N_2$	14
Compensated capacitance C_1, C_2	36 nF , 36 nF
Power factor angle φ^*	0 deg
Input filter L_f, C_f	300 μ H , 8.8 μ F
Capacitance C	1500 μ F

的にバッテリー最低電圧 $V_{out}=150$ V, 二次側コンバータのデューティ比 $d_2=1$ において充放電電力が 2 kW になる値に設定している。本実験システムでは, バッテリーの充放電電力 P_{out} が指令値 P_{out}^* と一致するように, コントローラ内において二次電圧指令値 v_2^* の波高値 V_2^* を計算し, (4.4) 式に基づきデューティ比 d_2 を決定し二次側コンバータの各スイッチを制御している。

4.5.2 充放電動作時の実験波形

図 4.22, 図 4.23 にバッテリー電圧 $V_{out}=200$ V における充電動作波形, 放電動作波形をそれぞれ示す。波形は上から電源線間電圧 e_{uv} , 電源電流 i_{su} , 一次電圧 v_1 , 一次電流 i_1 , 二次電圧 v_2 , 二次電流 i_2 , バッテリー電圧 V_{out} , バッテリー電流 I_{out} である。一次電圧 v_1 , 一次電流 i_1 , 二次電圧 v_2 , 二次電流 i_2 の基本波周波数は一次側マトリックスコンバータ及び二次側コンバータのスイッチング周波数と同じ 85 kHz となっており, 電源線間電圧 e_{uv} , 電源電流 i_{su} の 60 Hz に比較し高周波の波形となる。これら高周波波形の詳細については後述する。図 4.22, 図 4.23 に示す通り, 電源電流 i_{su} は充電時, 放電時ともに 60 Hz の正弦波電流に制御されている。またバッテリー電流については, 充電動作では $I_{out}=10$ A, 放電動作では $I_{out}=-10$ A の直流電流が得られており, バッテリー充放電電力 P_{out} は指令値通り ± 2 kW に制御されている。

図 4.24, 図 4.25 にバッテリー電圧 $V_{out}=150$ V, $V_{out}=250$ V における充電動作時, 放電動作時の高周波 (85 kHz) 部分の電圧及び電流波形をそれぞれ示す。波形は上から一次電圧 v_1 , 一次電流 i_1 , 二次電圧 v_2 , 二次電流 i_2 である。充電動作において一次電圧 v_1 に対する二次電圧 v_2 の位相は 90° 進み, 放電動作において一次電圧 v_1 に対する二次電圧 v_2 の位相は 90° 遅れであり, 充電動作及び放電動作のどちらにおいても理論通りの波形

が得られている。バッテリー電圧 $V_{out}=150$ V，二次側のデューティ比 $d_2=1$ にて充電電力 $P_{out}=2$ kW となるように一次電圧指令値 v_1^* の波高値 V_1^* を 200 V と設定したが，伝送電力に余裕を持たせた設定であったため二次電圧 v_2 には零レベルの電圧が含まれた波形となっている。(4.3) 式からわかるように，一次電圧指令値の波高値 V_1^* を一定としているため，バッテリー電圧 V_{out} が変化しても二次電流 i_2 の大きさは変わらない。一方，バッテリー電圧 V_{out} に応じて二次電圧 v_2 のデューティ比 d_2 を変化させることで，二次電圧 v_2 の半周期の平均値は一定に制御されている。そのため，バッテリー電圧 V_{out} によらず一次電流 i_1 は一定となっている。

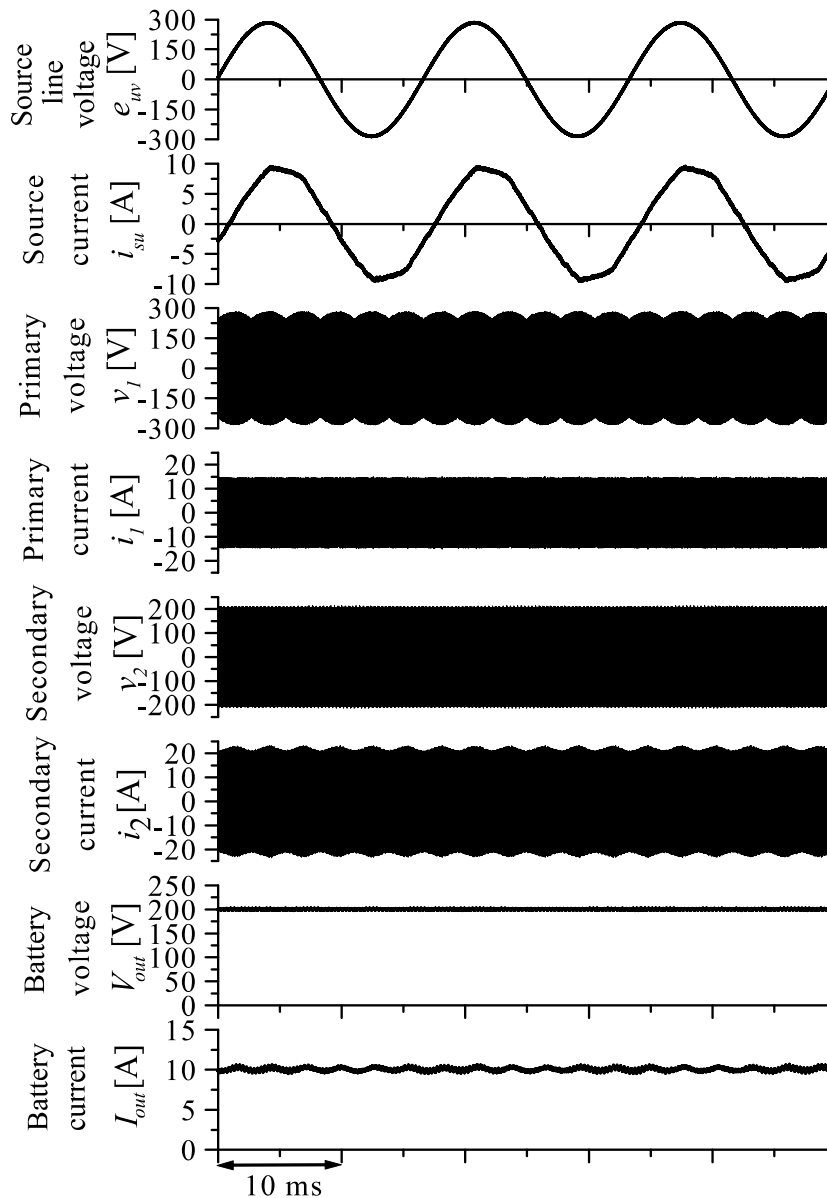


図 4.22: 充電動作時の実験波形 ($V_{out}=200$ V)

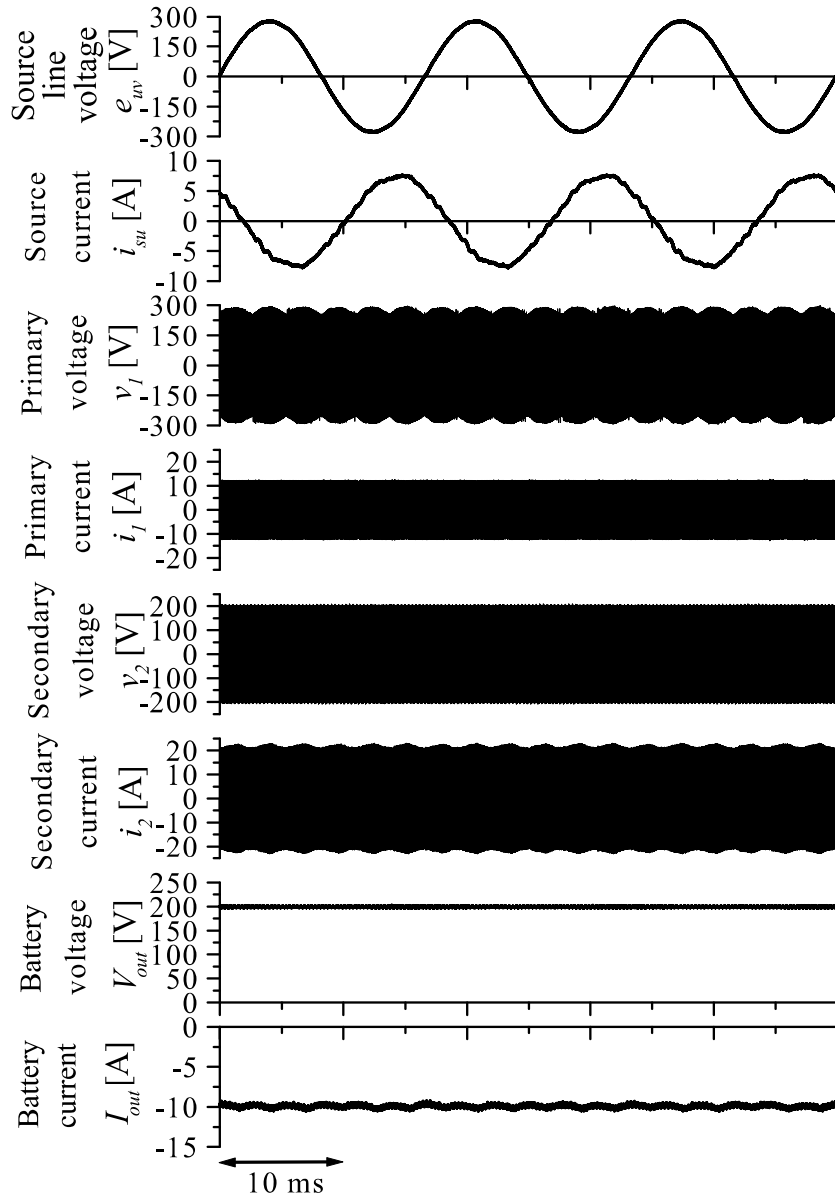


図 4.23: 放電動作時の実験波形 ($V_{out}=200$ V)

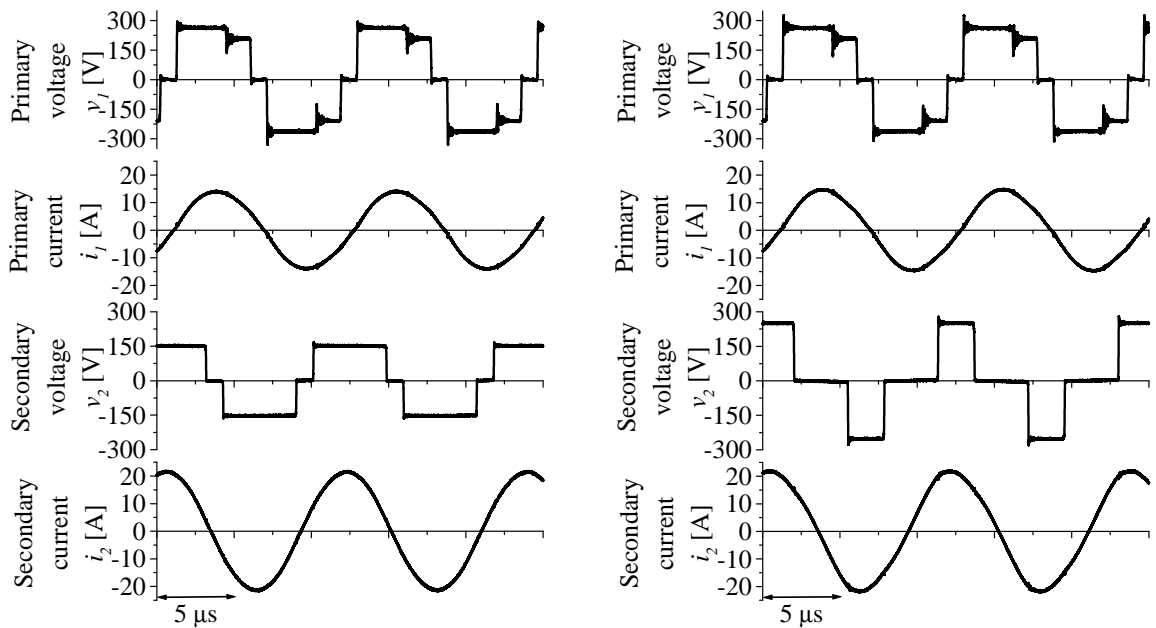
(a) $V_{out} = 150 \text{ V}$ (b) $V_{out} = 250 \text{ V}$

図 4.24: 充電動作時の高周波電圧・電流波形

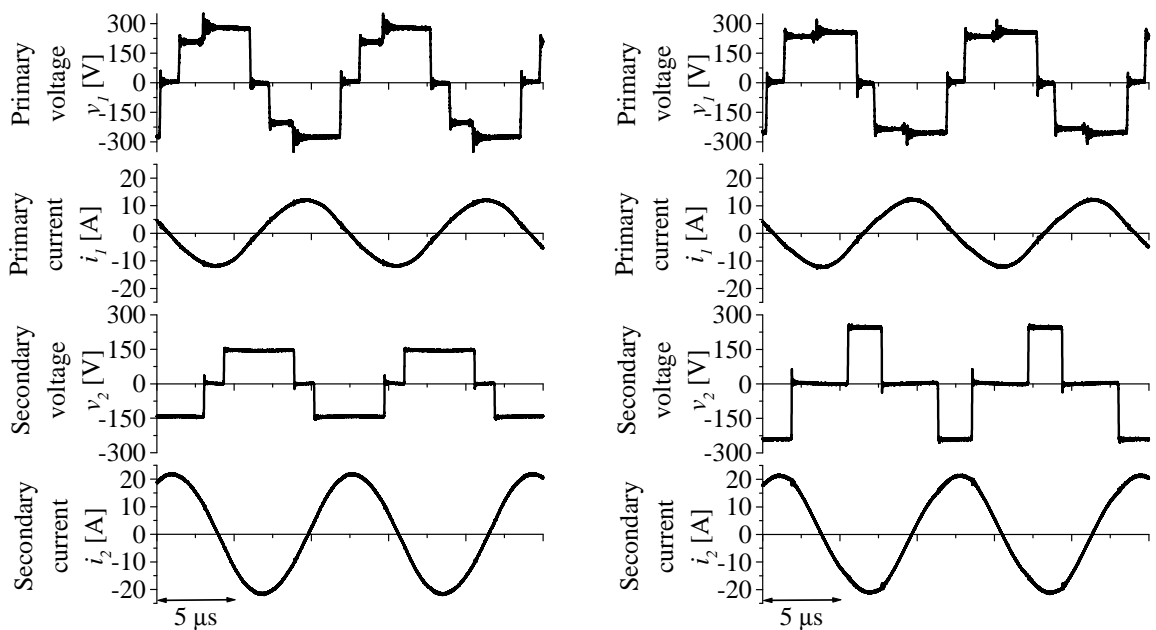
(a) $V_{out} = 150 \text{ V}$ (b) $V_{out} = 250 \text{ V}$

図 4.25: 放電動作時の高周波電圧・電流波形

4.5.3 システム効率測定

図 4.26 にバッテリー充電，放電電力 2kW 時における提案システムの効率測定結果を示す。横河電機社製のプレシジョンパワーアナライザ (WT3000) を使用し，三相交流電源 (AC) とバッテリー (DC) の電力を測定しシステム効率を算出している。なお提案制御法によるシステム効率の向上効果確認のため，比較として前章にて提案している単方向動作向けの一次側電圧制御法を図 4.21 に実装した場合の効率も図 4.26 中に示している。また，表 4.3 に制御法の違いによる 2kW 充電時における一次側マトリックスコンバータ部の損失計測値を示す。一次電圧制御では，バッテリー電圧 V_{out} の上昇に伴い一次電流 i_1 が増加し一次側マトリックスコンバータの導通損失も大きくなるため，結果としてシステム効率が低下していた。それに対し提案制御では，前述のようにバッテリー電圧 V_{out} が上昇しても一次電流 i_1 は一定であり，一次側マトリックスコンバータの導通損失の増加を抑制できるため，バッテリー電圧 $V_{out}=250$ V 時において約 2% 効率が改善している。

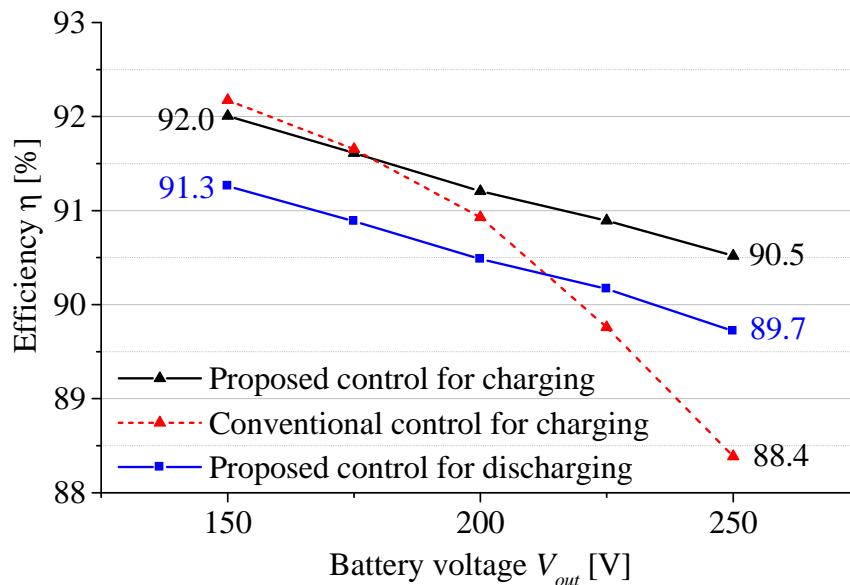


図 4.26: システム効率

表 4.3: 2kW 充電時におけるマトリックスコンバータ部の損失比較

出力電圧 V_{out}	一次電圧制御 (3章提案)	二次電圧制御 (本章提案)
150V	31.8W	30.5W
200V	44.1W	31.4W
250V	83.2W	33.2W

4.5.4 電源電流の高調波測定

図 4.27 に充放電動作における電源電流 i_{su} の THD 測定結果を示す。充電時，放電時ともに THD は 4%以内となっており，歪みの少ない電流となっている。充電時の電源高調波電流については国際電気標準会議 (IEC) の定める IEC61000-3-2(classA) を満たす必要がある。図 4.28 に充電時における電源電流 i_{su} の周波数解析結果と IEC61000-3-2 の国際規格を示しており，規制値を十分に満足していることが確認できる。日本電気協会が定める系統連系規定 JEAC9701 によると，放電時の電源電流 i_{su} の THD は 5%以下，各次電流歪率は 3%以下にすることが望ましいとされている。図??に放電時における電源電流 i_{su} の各次電流歪率を示す。図 4.27，図??において電源電流 i_{su} の THD 及び各次電流歪率はそれぞれ 5%，3%以下となっており，規制値を十分に満足していることが確認できる。

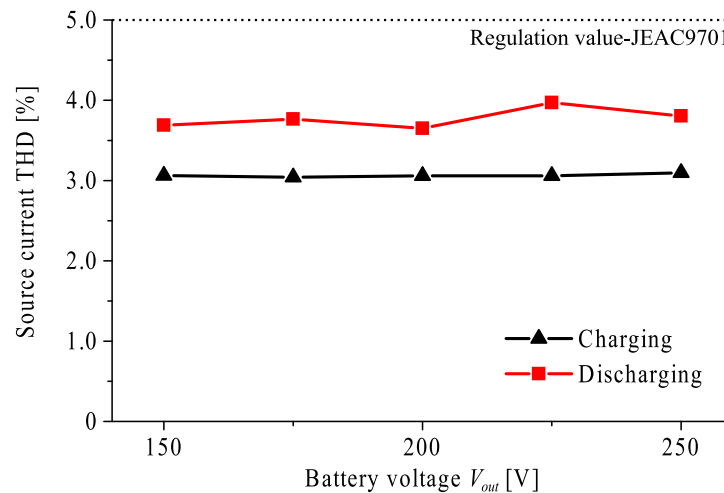


図 4.27: 電源電流の THD 測定結果

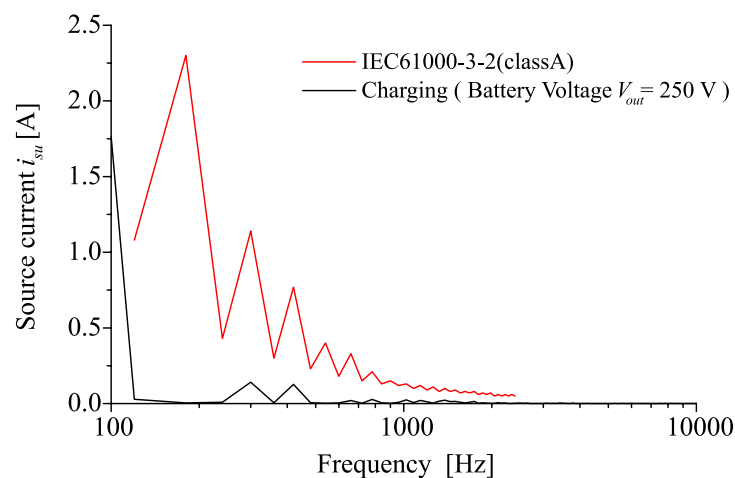


図 4.28: 充電動作時の電源電流の周波数解析結果

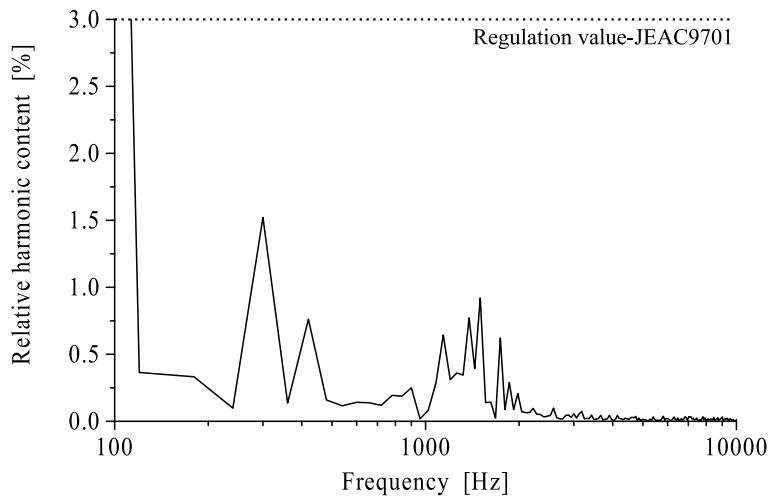


図 4.29: 放電動作時の電源電流の各次歪み率

4.6 第4章のまとめ

本論文では、一次側に三相-单相マトリックスコンバータ、二次側コンバータとしてHブリッジ回路を用いた双方向非接触給電システムを提案した。二次側コンバータをスイッチング素子により構成することで、バッテリーへの充電動作に加えバッテリーからの放電動作を可能としており、二次電圧出力制御による一次側マトリックスコンバータの導通損失抑制を可能とする充放電制御法、商用周波数の三相交流電流の正弦波化制御、電流符号に依存しない転流シーケンスを提案し、試作システムを用いた出力電力 ± 2 kWの実験によりその有効性を確認した。定格出力2 kWにおいて、充電動作では92.0%、放電動作では91.3%の最高効率を確認した。また二次側をダイオード整流器として制御した場合と比較して、二次電圧出力制御を用いることにより効率が最大2%程度改善することを確認した。さらに、充放電動作において、国際規格であるIEC61000-3-2(classA)や系統連系規定JEAC9701を満足していることを実験により確認し、商用電力系統との間で高品質な電力授受が実現できることを明らかにした。

第5章

結論

本研究は、車両から電力系統、電力系統から車両への充放電動作可能な小型・高出力・高信頼性の非接触給電システムとその電力伝送制御法の開発を通じ、ユーザーに対して利便性・安全性・経済性を提供することでEVの普及促進に貢献することを目的に、電力変換回数低減による効率向上と大型の電解コンデンサ削減によるシステム小型化・長寿命化を狙い、AC/AC直接変換回路であるマトリックスコンバータを一次側に用いた非接触給電システムを提案した。特に、本論文では、実用化への必須基本機能となる広範囲なバッテリー電圧における高効率な双方向電力伝送と電力系統側の厳格な電力品質基準達成を両立させる一次側、二次側電力変換回路の制御法について論じた。まず、電池充電用途のみの単方向の非接触給電システムにおいて、一次側に三相-单相マトリックスコンバータ、二次側にダイオードブリッジ回路を用いたシステム構成及び一次側制御による電池への電力伝送と入力となる三相の系統電流の正弦波化を両立する制御法を提案した。次に、充電のみ単方向に対して、双方向動作を実現するために二次側をスイッチング素子によるフルブリッジ回路としたシステム構成及び一次側と二次側を用いた制御による双方向の電力伝送と充放電時それぞれにおける三相の系統電流の正弦波化を両立する制御法を提案した。以下に、本研究で得られた成果を章ごとに示し、最後に本研究に関連する課題と展望を述べる。

5.1 本研究で得られた成果

第2章では、一般的な電磁共振結合方式を用いた非接触給電システムの基本構成と、一次側電力変換回路、二次側電力変換回路の基本動作と回路方式、磁界共振結合方式による非接触給電システムの特徴である漏れインダクタンスの補償回路方式の選定について述べた。また、非接触給電システムの一次側電力変換回路において、AC/AC直接変換可能なマトリックスコンバータを用いた先行研究について調査し、本論文で取り組む

べき研究課題について述べた。以下に得られた成果を示す。

- (1) 非接触給電システムの回路構成の技術動向について調査し、現在主流のシステム構成を抽出した。具体的には、一次側はPFC機能を有したフロントエンドコンバータと、直流から高周波の交流電圧を生成するために用いられる高周波インバータ回路の2種類の電力変換回路を直列に接続した2ステージ構成が主流であり、フロントエンドコンバータには単相、三相ともにダイオードブリッジレスの昇圧方式が、高周波インバータ回路にはフルブリッジインバータが最も多く用いられることを示した。また二次側電力変換回路は、基本的にはHブリッジタイプの整流回路が多く用いられることを示した。
- (2) 自動車充電用途の非接触給電システムにおける漏れインダクタンスの補償回路としては、高効率で給電コイルの位置ずれに対する許容性が高く、かつ双方向動作において対称回路構成となるSS方式が適していることを明らかにした。
- (3) 大型の平滑コンデンサの削減が可能なマトリックスコンバータの非接触給電システムへの適用事例について先行研究の調査を行い、実用化に向けた必須の基本機能である「高力率かつ低歪みな正弦波電流の供給による系統との高品質電力の授受」と「安定した電池との双方向電力伝送」を両立する制御手法の確立を本研究で取り組むべき課題として明らかにした。

第3章では、電池充電用途の単方向の非接触給電システムにおいて、一次側に三相-単相マトリックスコンバータ、二次側にダイオード整流回路を用いたシステム構成及び二次側への電力伝送と入力となる三相の系統電流の正弦波化を両立する制御法を提案した。以下に得られた成果を示す。

- (1) 非接触給電コイル部の高周波成分の等価回路を基に、一次側マトリックスコンバータの出力となる非接触給電コイル部の電圧、電流の関係を明確化し、一次側マトリックスコンバータの出力電圧に比例してバッテリーの充電電流を制御できることを示した。
- (2) マトリックスコンバータのスイッチング周波数と補償回路の共振周波数が一致しない場合に、マトリックスコンバータの出力電圧と電流間に位相差が生じることを定量的に示した。
- (3) 入力の三相交流電流を正弦波にするために、電源の相電圧の電圧レベルに応じて12分割した一次側マトリックスコンバータの6個の双方向スイッチのスイッチングパターンを提案した。

- (4) 入力三相交流電流の瞬時電流指令値とマトリックスコンバータの出力電圧指令値を満足する各スイッチのデューティ比の導出法を提案した。
- (5) 定格 2kW の試作システムを用いた実験により、提案方式の有効性を確認した。具体的には、出力電圧 150V から 250V の範囲においてバッテリー模擬した負荷に 2kW 一定の電力を供給し、かつ補償回路の共振周波数とマトリックスコンバータのスイッチング周波数が乖離した場合も含めて電源電流を THD3% 以下、力率 1 の正弦波電流に制御できることを確認した。また定格出力 2kW において従来システムに対して効率面での優位性を確認した。

第 4 章では、広範囲の電池電圧における高効率な双方向電力伝送と三相の系統電流の正弦波化を両立する三相-单相マトリックスコンバータを用いた双方向非接触給電システム構成及び制御法を提案した。以下に得られた成果を示す。

- (1) 一次側マトリックスコンバータの導通損低減によるシステム効率向上を狙い、一次側マトリックスコンバータによる一次電圧 v_1 一定、二次側フルブリッジ回路による二次電圧 v_2 の電圧と位相を変化させる充放電制御法を提案した。
- (2) 放電動作時における一次側マトリックスコンバータの双方向スイッチのスイッチングパターンについて、スイッチング損失抑制を考慮し 3 章で提案した充電方向のスイッチングパターンに対してスイッチングの順序を変更したパターンを提案した。
- (3) 伝送電力方向と電力量を制御する二次電圧 v_2 の電圧と位相を指令値通りにするためのデューティ比と、入力三相交流電流を正弦波にするための一次側マトリックスコンバータのデューティ比の導出方法を提案した。なお、本提案制御では一次側マトリックスコンバータのデューティ比が充電動作時、放電動作時に関わらず同じデューティ比で実現できる点が特徴であることを明らかにした。
- (4) 定格 ± 2 kW の試作システムを用いた実験により、提案方式の有効性を確認した。具体的には、定格出力 2kW において、充電動作では 92.0%、放電動作では 91.3% の最高効率を確認した。また二次側をダイオード整流器とした場合に比較して、二次電圧出力制御を用いることで効率が最大 2% 程度改善することを確認した。さらに、充放電動作において、国際規格である IEC61000-3-2(classA) や系統連系規定 JEAC9701 を満足することを実験により確認し、商用電力システムとの間で高品質な電力授受が実現できることを明らかにした。

以上の結果より、本論文において三相-单相マトリックスコンバータを用いた双方向の非接触給電システムとして基本機能である「高力率かつ低歪みな正弦波電流の供給によ

る系統との高品質電力の授受」と「安定したバッテリーとの双方向電力伝送」を両立する制御手法を確立できた。

5.2 今後の課題と展望

本論文では明らかにできなかった今後の研究課題を以下に示す。

(1) 非接触給電コイルの位置ずれに起因したパラメータ変化に対するロバスト性向上
本論文では、補償回路の共振周波数とマトリックスコンバータの周波数が異なる場合に生じるマトリックスコンバータ出力の高周波電圧と電流の位相差を考慮した制御法を提案した。しかしながら、実証試験では提案制御法の有効性確認を目的にしており、高周波電圧と電流の位相差をオープンループで与えていた。実用化に向けてはマトリックスコンバータ出力の高周波の電圧と電流の位相差の検出方法を含めたパラメータ変化を補償するためのフィードバック制御系の構築が必要となる。

(2) 非接触給電システムの高効率化

非接触給電システムの高効率化に向けては、大きく分けてマトリックスコンバータの電力変換効率向上と非接触給電コイルの伝送効率向上が必要となる。マトリックスコンバータの高効率化に向けた課題としては、ソフトスイッチング技術の適用が挙げられる。スイッチング周波数はSAE J2954で定められた85kHz以上になる可能性は少ないが、今後の大電力化に向けてはスイッチング損失の低減が求められる。先行研究でも、実用的なマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムのソフトスイッチング技術はまだ確立されておらず、今後の研究課題としては優先度が高い。

また本論文では、単方向では一次側のみ、双方向では一次側を一定電圧制御した上で二次側を可変制御する方式を提案したが、非接触給電コイルの伝送効率向上に向けては、一次側、二次側電力変換回路のスイッチング周波数、出力電圧をそれぞれ位置ずれによるパラメータ変化、バッテリー電圧、充電電力に応じて最適な値に制御することが有効になると考える。そのため、システムのパラメータ、入出力条件に応じた制御パラメータの最適値の導出と実装に向けたフィードバック系の構築が必要となる。

(3) 非接触給電コイル形状の最適化

非接触給電システム全体の高効率化には接触給電コイルの改善も重要である。非接触給電コイルの平面方向の位置ずれ、高さ方向の距離の変動に対して高い伝送

効率を維持するためには、限られた設置スペースの中で高い結合係数を得るコイル形状の検討が必要となる。また形状検討と並行して、コイル巻き線の導通損失低減に向けたリッツ線の最適構成や、コアの高周波鉄損低減に向けた低損失磁性材選定が必要となる。

(4) EMI 対策

実用化に向けては、非接触給電コイルから発生する放射ノイズとマトリックスコンバータから発生する伝導ノイズの抑制が必要となる。放射ノイズ対策としては、放射発生源となる非接触給電コイルの形状と低漏洩のためのシールド構造の検討が課題となる。また基本波成分である 85kHz 成分以外の周波数成分の放射ノイズを発生させないために、非接触給電コイルに流れる電流の高調波成分を除去するための電力伝送特性に影響与えない高周波電流フィルタの検討も必要になってくる。伝導ノイズ対策としては、伝導ノイズの外部漏洩を抑止する入出力端への EMI フィルタの設置が基本となるが、ノイズ低減に効果的な最適フィルタ回路構成と実装位置を明確にするために、マトリックスコンバータのスイッチングによるノイズ発生、伝搬メカニズムの解明が課題となる。

(5) 実用化に向けたシステム制御課題

非接触給電システムでは、一次側と二次側が離れているため無線通信により制御情報を伝送するため、通信性能により制御応答が律速される場合がある。そのため、一次側、二次側において協調した制御を実装する場合には通信性能を考慮した制御が必要となる。また、通信が途絶える可能性もあるため、通信遅延を含む通信異常時に一次側、二次側で過電流、過電圧を発生させずに独立して動作する制御の確立も重要となる。

上述の今後の課題に対し、対策技術を研究し、著者が提案するマトリックスコンバータを用いた非接触給電システムを、停止中の非接触給電システムとして早期に実現し、さらに走行中非接触給電システムへの展開につなげることで、EV の普及促進による地球温暖化防止にこれからも貢献していく所存である。

参考文献

- [1] United Nations Climate Change, “Paris Agreement. ” (2015)
https://unfccc.int/files/essential_background/convention/application/pdf/english_paris_agreement.pdf (accessed 2020-11-7)
- [2] 経済産業省 資源エネルギー庁: 「平成 30 年度エネルギーに関する年次報告 (エネルギー白書 2019)」 <https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2019pdf/>
(accessed 2020-11-7)
- [3] IPCC, “Climate Change 2014: Mitigation of Climate Change. Contribution of Working Group III to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change. ” (2014)
<http://www.ipcc.ch/report/ar5/wg3/> (accessed 2020-11-7)
- [4] 地球温暖化対策推進本部 : 「日本の約束草案」 (2015)
<https://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg/mat01.indc.pdf> (accessed 2020-11-7)
- [5] IEA, “CO2 emissions from fuel combustion. ” (2017)
- [6] IEA, “Energy Technology Perspectives 2017. ” (2017)
- [7] 経済産業省 製造産業局自動車課 : 「自動車新時代戦略会議中間整理」 (2018)
<https://www.meti.go.jp/press/2018/08/20180831007/20180831007-3.pdf>
(accessed 2020-11-7)
- [8] IEA, “World Energy Outlook 2017 ” (2017)
- [9] IEA, “Global EV Outlook 2019. ” (2019)
- [10] 羽原健雄 : 「世界的な電動化の動きと我が国の対応について」, 自動車技術, Vol.72, No.2, pp.13-17 (2018)
- [11] 経済産業省 : 「EV・PHV ロードマップ検討会報告書」 (2016)
<https://warp.da.ndl.go.jp/info:ndljp/pid/11253807/www.meti.go.jp/press/2015/03/20160323002/20160323002-3.pdf> (accessed 2020-11-7)

- [12] 三井物産戦略研究所：「世界の燃費規制の進展と自動車産業の対応」 (2017)
https://www.mitsui.com/mgssi/ja/report/detail/_icsFiles/afieldfile/2017/03/15/170315i_nishino.pdf (accessed 2020-11-7)
- [13] 三井物産戦略研究所：「世界の自動車燃費規制の進展と電動化の展望」 (2018)
<https://www.mof.go.jp/pri/research/seminar/fy2017/lm20180315.pdf>
(accessed 2020-11-7)
- [14] ARC：「中国の新エネルギー自動車の政策動向」 (2018)
https://arc.asahi-kasei.co.jp/report/arc_report/pdf/rs-1023.pdf (accessed 2020-11-7)
- [15] BloombergNEF, “Electric Vehicle Outlook 2020.” (2020)
<https://about.bnef.com/electric-vehicle-outlook/> (accessed 2020-11-7)
- [16] J. Hyodo, I. Aoshima, A. Nakamura, N. Saito and R. Matsuo, “Development of electric drive system for small vehicles”, 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, pp. 1-5 (2013)
- [17] 田中謙司.：「電気自動車技術の現状と将来」, エレクトロニクス実装学術講演大会講演論文集 第24回エレクトロニクス実装学術講演大会, pp.204-205 (2010)
- [18] 経済産業省 製造産業局自動車課：「自動車新時代戦略会議(第1回)資料」 (2018)
https://www.meti.go.jp/committee/kenkyukai/seizou/jidousha_shinjidai/pdf/001_01_00.pdf (accessed 2020-11-7)
- [19] 吉本貫太郎：「EV/PHEVのバッテリー充電技術動向」, 電気設備学会誌, Vol.33, No.10, pp.748-751 (2013)
- [20] 稲葉和樹：「電気自動車用普通充電設備の紹介」, 電気設備学会誌, Vol.33, No.10, pp.740-743 (2013)
- [21] S. Inamdar, A. Thosar and S. Mante, “Literature Review of 3.3kW On Board Charger Topologies,” 2019 3rd International conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), pp.276-281 (2019)
- [22] B. Whitaker et al., “A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.5, pp.2606-2617 (2014)

- [23] X. Wang, C. Jiang, B. Lei, H. Teng, H. K. Bai and J. L. Kirtley, “Power-Loss Analysis and Efficiency Maximization of a Silicon-Carbide MOSFET-Based Three-Phase 10-kW Bidirectional EV Charger Using Variable-DC-Bus Control,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.4, No.3, pp.880-892 (2016)
- [24] 丸田理. : 「電気自動車の充電システム」, 電気学会誌, Vol.130, No.12, pp.824-827 (2010)
- [25] IEA, “Global EV Outlook 2017” (2017)
- [26] Hybrid Committee. “SAE electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charge coupler,” SAE international, standard J 1772 (2010)
- [27] Plugs, Socket-Outlets. “Vehicle Connectors and Vehicle Inlets-Conductive Charging of Electric Vehicles-Part 1, 2, 3,” IEC Standard 62196, pp.1-176 (2014)
- [28] Smart USA, “Smart EQ fortwo ”
<https://www.smartusa.com/models/electric-pure-coupe> (accessed 2020-11-7)
- [29] Hyundai, “Ioniq electric ”
<https://www.hyundaiusa.com/us/en/vehicles/ioniq-electric> (accessed 2020-11-7)
- [30] Kia, “Soul EV ”
<https://www.kiamedia.com/us/en/models/soul-ev/2017/specifications>
(accessed 2020-11-7)
- [31] Renault, “Renault Zoe ”
<https://www.renault.co.uk/electric-vehicles/zoe.html> (accessed 2020-11-7)
- [32] Volkswagen, “e-Golf ”
https://www.volkswagen.co.jp/idhub/content/dam/onehub_pkw/importers/jp/pc/catalog/pdf/e-Golf_catalog.pdf (accessed 2020-11-7)
- [33] BMW, “BMW i3 ”
<https://www.bmwusa.com/vehicles/bmwi/bmw-i3.html> (accessed 2020-11-7)
- [34] Nissan, “Nissan Leaf ”
<https://www3.nissan.co.jp/vehicles/new/leaf.html> (accessed 2020-11-7)
- [35] Tesla, “Model 3 ”
<https://www.tesla.com/model3> (accessed 2020-11-7)

- [36] Tesla, “Vehicle on-board charger ”
<https://www.tesla.com/support/home-charging-installation?redirect%20=%20no>
(accessed 2020-11-7)
- [37] Chevrolet, “Bolt EV ”
<http://www.chevrolet.com/electric/bolt-ev-electric-car> (accessed 2020-11-7)
- [38] Ford, “2018 focus electric ”
<https://media.ford.com/content/fordmedia/fna/us/en/products/past-models/focus-electric/2018-focus-electric.html> (accessed 2020-11-7)
- [39] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles, ” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.5, pp.2151-2169 (2013)
- [40] U.S. Department of Energy Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, “Enabling fast charging: A technology gap assessment ”, Oct.2017, pp.4-5.
<https://www.energy.gov/eere/vehicles/downloads/enabling-extreme-fast-charging-technology-gap-assessment> (accessed 2020-11-7)
- [41] U.S. Department of Energy Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, “Fiscal Year 2018 Advanced Vehicle Technologies Research Funding Opportunity Announcement: DE-FOA-0001919 ”, May 2018,
<https://eere-exchange.energy.gov/FileContent.aspx?FileID=a0948ac6-6da7-4a45-a613-d83688193f1c> (accessed 2020-11-7)
- [42] SAE, “Power Quality Requirements for Plug-in Vehicle Chargers-Part 1, ” SAE International, Standard J2894 (2011)
- [43] IEC, “Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 3: Limits, IEC61000-3 Documents ” (2018)
- [44] Quality of Electric Energy Supply Harmonics in Public Supply Network, Standard: SC-GB/T 14549 (1993)
- [45] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519 (2014)
- [46] B. M. Conlon, ”How Much Capability Do Electric Vehicles Need to Meet Customer Demands? [Viewpoint], ” *IEEE Electrification Magazine*, Vol.5, No.1, pp.4-73 (2017)

- [47] U.S. DRIVE Department of Energy, “Electrical and Electronics Technical Team Roadmap ” (2017)
<https://www.energy.gov/eere/vehicles/downloads/us-drive-electrical-and-electronics-technical-team-roadmap> (accessed 2020-11-7)
- [48] J.A. P. Lopes, F.J. Soares, P. M. Almeida and M. Moreira Da Silva, “Smart Charging Strategies for Electric Vehicles: Enhancing Grid Performance and Maximizing the Use of Variable Renewable Energy Resources ”, EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium (2009)
- [49] E. Voumvoulakis, E. Leonidaki, G. Papoutsis and N. Hatziargyriou, “Evaluation of the impact of plug-in electric vehicles in Greek distribution network, ” in CIREN - Open Access Proceedings Journal, Vol.2017, No.1, pp.2270-2274 (2017)
- [50] M. A. Awadallah, B. N. Singh and B. Venkatesh, “Impact of EV charger load on distribution network capacity: A case study in Toronto, ” Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol.39, No.4, pp.268-273 (2016)
- [51] 日本自動車工業会 : 「自動車保有台数 (各年末現在) (2018)」
http://www.jama.or.jp/industry/four_wheeled/four_wheeled_3t1.html
(accessed 2020-11-7)
- [52] 太田豊, 谷口治人, 中島達人 他 : 「ユビキタスパワーネットワークにおけるスマートストレージの提案」, 電気学会論文誌 B(電力・エネルギー部門誌), Vol.130, No.11, pp.989-994 (2010)
- [53] B. Sun, Z. Huang, X. Tan and D. H. K. Tsang, “Optimal scheduling for electric vehicle charging with discrete charging levels in distribution grid, ” IEEE Transactions on Smart Grid, Vol.9, No.2, pp.624-634 (2018)
- [54] A. Ahmadian, M. Sedghi, B. Mohammadi-ivatloo, A. Elkamel, M. Aliakbar Golkar and M. Fowler, “Cost-benefit analysis of V2G implementation in distribution networks considering PEVs battery degradation, ” IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.9, No.2, pp.961-970 (2018)
- [55] BMW Group and Pacific Gas and Electric Company (2017), “BMW i Charge Forward: PG&E’s Electric Vehicle Smart Charging Pilot”
<https://efiling.energy.ca.gov/GetDocument.aspx?tn=221489> (accessed 2020-11-7)

- [56] 太田豊.:「電気自動車と再生可能エネルギーと電力システムの統合」, 電気設備学会誌, Vol.39, No.6, pp.310-313 (2019)
- [57] 太田豊:「電気自動車の電力貯蔵応用」, 電気学会誌, Vol.140, No.4, pp.221-224 (2020)
- [58] 太田豊:「電気自動車と電力システムの統合」, 電気学会誌, Vol.138, No.8, pp.542-545 (2018)
- [59] 高原章央, 渡邊亮:「EV への買替えと Vehicle to Home (V2H) の導入に関する経済性の評価」, 自動車技術会論文集, Vol.49, No.1, pp.48-53 (2018)
- [60] 日産自動車:「LEAF to Home 電力供給システム」
<https://www.nissan-global.com/JP/TECHNOLOGY/OVERVIEW/leaf2home.html>
(accessed 2020-11-7)
- [61] 国土交通省 都市局:「都市における人の動き」(2012)
<https://www.mlit.go.jp/common/001032141.pdf> (accessed 2020-11-7)
- [62] Y. Zhou and X. Li, “Vehicle to grid technology: A review,” 2015 34th Chinese Control Conference (CCC), Hangzhou, pp.9031-9036 (2015)
- [63] IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources With Associated Electric Power Systems Interfaces, “IEEE Standard 1547” (2018)
- [64] IEEE Guide for SmartGrid Interoperability of Energy Technology and Information Technology Operation With the Electric Power System (EPS), End-Use Applications, and Loads, “IEEE Standard 2030” (2011).
- [65] Safety of Power Converters for use in PhotoVoltaic Power Systems-Part 2: Particular Requirements for Inverters, “IEC Standard 62109-2” (2014)
- [66] M. Yilmaz, P. Krein, “Review of the impact of vehicle-to-grid technologies on distribution systems and utility interfaces”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No.12, pp.5673-5689 (2013)
- [67] M. Chinthavali and O. C. Onar, “Tutorial on wireless power transfer systems,” 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1-142 (2016)
- [68] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No.5, pp.2151-2169 (2013)

- [69] G. A. Covic, J. T. Boys, “Modern trends in inductive power transfer for transportation applications”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.1, No.1, pp.28-41(2013)
- [70] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart and J. F. Sanz, “Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.56, No.6, pp.2140-2149 (2009)
- [71] S. Lee, J. Huh, C. Park, N. Choi, G. Cho and C. Rim, “On-Line Electric Vehicle using inductive power transfer system”, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition , pp.1598-1601 (2010)
- [72] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho and C. T. Rim, “arrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.26, No.12, pp.3666-3679 (2011)
- [73] 甲斐敏祐・トロンナムチャイクライソン：「電気自動車用途における非接触充電の受電回路トポロジの検討」, *電気学会論文誌 D*, Vol.132, No.11, pp.1048-1054 (2012)
- [74] R. Haldi and K. Schenk, “A 3.5 kW wireless charger for electric vehicles with ultra high efficiency”, 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.668-674 (2014)
- [75] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muehlethaler, I. Stevanovic, B. Wunsch, F. Canales, “Modeling and η - α -Pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles ”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.3, No.1, pp.50-64 (2015)
- [76] G. Buja, M. Bertoluzzo and K. N. Mude, “Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, No.12, pp.7436-7447 (2015)
- [77] 日産自動車：「非接触充電システム+アドバンスドパーキングシステム」
<https://www.nissan-global.com/JP/TECHNOLOGY/OVERVIEW/wcs.html>
(accessed 2020-11-7)
- [78] Kurs, Andre, et al, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances.” *SCIENCE*, Vol.317, pp.83-86 (2007)
- [79] M. Kesler, “Highly resonant wireless power transfer: safe, efficient, and over distance, ” Witricity corporation, pp.1-32 (2013)

<http://large.stanford.edu/courses/2016/ph240/surakitbovorn1/docs/kesler.pdf>
(accessed 2020-11-7)

- [80] A. Rakhymbay, M. Bagheri and M. Lu, "A simulation study on four different compensation topologies in EV wireless charging," 2017 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA), pp.66-73 (2017)
- [81] Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology, Standard SAEJ2954 (2016)
http://standards.sae.org/j2954_201605/ (accessed 2020-11-7)
- [82] T. M. Fisher, K. B. Farley, Y. Gao, H. Bai, and Z. T. H. Tse, "Electric vehicle wireless charging technology: A state-of-the-art review of magnetic coupling systems," Wireless Power Transfer, Vol.1, No.2, pp.87-96 (2014)
- [83] 株式会社ダイヘン, 「EV(電気自動車)向けワイヤレス充電システム」
<https://www.daihen.co.jp/products/wireless/ev/> (accessed 2020-11-7)
- [84] J.Y.Lee and B. H. Han, "A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.30, No. 4, pp.1784-1787 (2015)
- [85] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58, No. 10, pp.4789-4796 (2011)
- [86] 望月 大樹, 仲達 崇一郎, 渡辺 宏, 境野 翔, 金子 裕良, 阿部 茂, 保田 富夫:「一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム」, 電気学会論文誌D, Vol.133, No. 7, pp.707-713 (2013)
- [87] R. Miskiewicz and A. J. Moradewicz, "Contactless power interface for plug-in electric vehicles in V2G systems," Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences, Vol.59, No. 4, pp.561-568 (2011)
- [88] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "A Generalized Steady-State Model for Bidirectional IPT Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No. 10, pp.4681-4689 (2013)
- [89] R. M. Miskiewicz, A. J. Moradewicz and M. P. Kazmierkowski, "Contactless battery charger with bi-directional energy transfer for plug-in vehicles with vehicle-to-

- grid capability ”, 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.1969-1973(2011)
- [90] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong and C. T. Rim, “Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, No.1, pp.18-36 (2015)
- [91] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles,” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.63, No.10, pp.6533-6545 (2016)
- [92] 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 (2017)
- [93] R. Bosshard and J. W. Kolar, “Multi-Objective Optimization of 50kW/85 kHz IPT System for Public Transport,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.4, No.4, pp.1370-1382 (2016)
- [94] B. Goeldi, J. Tritzler and S. Reichert, “Measurement Results of a 22 kW Bidirectional Inductive Charger,” Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp.1-8 (2015)
- [95] J. Tritzler, S. Reichert and B. Goeldi, “A practical investigation of a high power, bidirectional charging system for electric vehicles,” 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-7 (2014)
- [96] N. Shinohara, “Wireless Power Transmission Progress for Electric Vehicle in Japan,” 2013 IEEE Radio and Wireless Symposium (Rws), pp.109-111 (2013)
- [97] M. Bojarski, E. Asa, K. Colak and D. Czarkowski, “A 25 kW Industrial Prototype Wireless Electric Vehicle Charger,” 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.1756-1761 (2016)
- [98] M. Bojarski, E. Asa, K. Colak and D. Czarkowski, “Analysis and Control of Multiphase Inductively Coupled Resonant Converter for Wireless Electric Vehicle Charger Applications,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol.3, No.2, pp.312-320 (2017)

- [99] H. H. Wu and M. P. Masquelier, "An Overview of a 50kW Inductive Charging System for Electric Buses," 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1-4 (2015)
- [100] BRUSA, "Wireless charging solution"
https://www.brusa.biz/fileadmin/template/Über_uns/Veröffentlichungen/201401_Electric_Hybrid_ICs.pdf (accessed 2020-11-7)
- [101] A. Calabro, IEEE B. Cohen, A. Daga, J. Miller and F. McMahon, "Performance of 200-kW Inductive Charging System for Range Extension of Electric Transit Buses," 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1-5 (2019)
- [102] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. J. S. Jeon, and D. Cho: "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.61, No.3, pp.1179-1192 (2014)
- [103] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, and K. Takeda: "Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles," Proc. 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), pp.1-10 (2013)
- [104] M. Mochizuki, Y. Okiyoneda, T. Sato and K. Yamamoto: "2kW WPT system prototyping for moving electric vehicle," Proc. EVTeC & APE Japan 2014, pp.1-7 (2014)
- [105] J. M. Miller, P. T. Jones, J. M. Li and O. M. C. Onar: "ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's ", IEEE Circuits and System Magazine, Vol.15, Issue 2, pp.40-53 (2015)
- [106] A. Khaligh and S. Dusmez, "Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.61, No.8, pp.3475-3489 (2012)
- [107] N. A. Keeling, G. A. Covic and J. T. Boys, "A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.57, No.2, pp.744-751 (2010)

- [108] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys and G. A. Covic, “Double-coupled systems for IPT roadway applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.3, No.1, pp.37-49 (2015)
- [109] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara, “Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol.4, No.1, pp.3-37 (2018)
- [110] 高橋俊輔 : 「自動車の無線電力伝送技術について」 *エレクトロニクス実装学会誌*, Vol.17, No.7, pp.501-505 (2014)
- [111] J. Liu, Y. Zhang, Z. Wang and M. Cheng, “Design of a High-Efficiency Wireless Charging System for Electric Vehicle,” 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), pp.40-44 (2018)
- [112] M. S. Haque, M. Mohammad, J. L. Pries and S. Choi, “Comparison of 22 kHz and 85 kHz 50 kW Wireless Charging System Using Si and SiC Switches for Electric Vehicle,” 2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), pp.192-198 (2018)
- [113] K. Kusaka and J. Itoh, “Experimental verification of rectifiers with SiC/GaN for wireless power transfer using a magnetic resonance coupling,” 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp.1094-1099 (2011)
- [114] K. Kusaka, R. Kusui, J. Itoh, D. Sato, S. Obayashi and M. Ishida, “A 22 kW-85 kHz Three-phase Wireless Power Transfer System with 12 coils,” 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3340-3347 (2019)
- [115] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey and D. P. Kothari, “A review of single-phase improved power quality AC-DC converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.50, No.5, pp.962-981 (2003)
- [116] M. Qiu, G. Moschopoulos, H. Pinheiro and P. Jain, “Analysis and design of a single stage power factor corrected full-bridge converter,” APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.1, pp.119-125 (1999)
- [117] O. C. Onar, M. Chinthavali, S. L. Campbell, L. E. Seiber, C. P. White and V. P. Galigekere, “Modeling, Simulation, and Experimental Verification of a 20-kW Series-Series Wireless Power Transfer System for a Toyota RAV4 Electric Vehicle,”

- 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.874-880 (2018)
- [118] 増本聖, 庄山正仁 : 「ブリッジレス PFC 回路の効率解析とスイッチングノイズ」, 平成 24 年度電気関係学会九州支部連合大会, pp.640-641 (2012)
- [119] M. Mohammad et al., “Sensitivity Analysis of an LCC-LCC Compensated 20-kW Bidirectional Wireless Charging System for Medium-Duty Vehicles,” 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1-7 (2019)
- [120] Y. Park, O. C. Onar and B. Ozpineci, “Potential Cybersecurity Issues of Fast Charging Stations with Quantitative Severity Analysis,” 2019 IEEE CyberPELS (CyberPELS), pp.1-7 (2019)
- [121] L. Schrittwieser, M. Leibl, M. Haider, F. Thony, J. W. Kolar and T. B. Soeiro, “99.3% Efficient Three-Phase Buck-Type All-SiC SWISS Rectifier for DC Distribution Systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.34, No.1, pp.126-140 (2019)
- [122] S. Samanta and A. K. Rathore, “Analysis and design of current-fed (L)(C) (LC) converter for inductive wireless power transfer (IWPT),” 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.5724-5731 (2015)
- [123] A. VanderMeulen and J. Maurin, “Current Source Inverter vs. Voltage Source Inverter Topology,” Technical Data TD02004004E, Eaton, Dublin, Ireland (2010)
- [124] M. Bojarski, E. Asa, K. Colak, and D. Czarkowski, “Analysis and control of multiphase inductively coupled resonant converter for wireless electric vehicle charger applications,” IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol.3, No.2, pp.312-320 (2017)
- [125] H. Hao, G. A. Covic and J. T. Boys, “A Parallel Topology for Inductive Power Transfer Power Supplies,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.3, pp.1140-1151 (2014)
- [126] F. Musavi, M. Edington and W. Eberle, “Wireless power transfer: A survey of EV battery charging technologies,” 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.1804-1810 (2012)

- [127] H. Li, J. Li, K. Wang, W. Chen and X. Yang, "A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.30, No.7, pp.3998-4008 (2015)
- [128] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski and O. C. Onar, "A Novel Phase-Shift Control of Semibridgeless Active Rectifier for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.30, No.11, pp.6288-6297 (.2015)
- [129] S. Ruddell, U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana and M. Neuburger, "A novel wireless converter topology for dynamic EV charging," 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1-5 (2016)
- [130] 居村岳広, 堀洋一: 「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.6, pp.697-710 (2015)
- [131] Y. H. Sohn, B. H. Choi, E. S. Lee, G. C. Lim, G. Cho and C. T. Rim, "General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.30, No.11, pp.6030-6045 (2015)
- [132] M. K. McDonough, "A multi-port power electronics interface for battery powered electric vehicles: Application of inductively coupled wireless power transfer and hybrid energy storage system," The University of Texas at Dallas (2014)
- [133] Nakamura Toru, et al. "Verification Test Results of Wireless Charging System," SAE Technical Paper, No.2016-01-1155. (2016)
- [134] Yoshinobu Sugiyama, "Analysis of Robustness of Wireless Power Transfer System for EVs/PHVs," *EVs 31 & EVTeC 2018*, No. 20189253 (2018)
- [135] 鈴木 大輔, 木村 統公, 浅倉 史生: 「コイルギャップ変動にロバストな EV/PHV 向け非接触充電システム」, 自動車技術会 2019 年秋季大会 学術講演会 講演予稿集, No.103-19 (2019)
- [136] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy and D. Bronson, "A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol.8, No.3, pp.585-595 (2012)

- [137] R. Bosshard, U. Badstübner, J. W. Kolar, and I. Stevanović, "Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer," 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp.1-6 (2012)
- [138] R. Bosshard, J. W. Kolar and B. Wunsch, "Control method for Inductive Power Transfer with high partial-load efficiency and resonance tracking," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), pp.2167-2174 (2014)
- [139] J. M. Miller, O. C. Onar, and M. Chinthavali, "Primary-Side Power Flow Control of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, No.1, pp.147-162 (2015)
- [140] B. Whitaker et al., "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.5, pp.2606-2617 (2014)
- [141] 伊東淳一, 小高章弘, 佐藤以久也:「マトリックスコンバータを利用した高効率電力変換」, 富士時報, Vol.77, No.2, pp.142-145 (2004)
- [142] ルビコンテクニカルノート:「アルミニウム電解コンデンサの寿命について」
<http://www.rubycon.co.jp/products/alumi/pdf/Life.pdf> (accessed 2020-11-7)
- [143] P. S. Huynh, D. Vincent, L. Patnaik and S. S. Williamson, "FPGA-Based PWM Implementation of Matrix Converter in Inductive Wireless Power Transfer Systems," 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow), Montréal, QC, 2018, pp.1-6 (2018)
- [144] H. L. Li, A. P. Hu and G. A. Covic, "A Direct AC-AC Converter for Inductive Power-Transfer Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, No.2, pp.661-668 (2012)
- [145] S. Samanta and A. K. Rathore, "A New Inductive Power Transfer Topology Using Direct AC-AC Converter With Active Source Current Waveshaping," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.33, No.7, pp.5565-5577 (2018)
- [146] B. Vardani and N. R. Tummuru, "Bidirectional Wireless Power Transfer Using Single Phase Matrix Converter for Electric Vehicle Application," TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON), pp.1523-1528 (2019)

- [147] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "A novel matrix converter based bi-directional IPT power interface for V2G applications," 2010 IEEE International Energy Conference, pp.495-500 (2010)
- [148] S. Weerasinghe, U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A Matrix Converter-Based Bidirectional Contactless Grid Interface," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.3, pp.1755-1766 (2017)
- [149] M. Moghaddami and A. I. Sarwat, "Single-Phase Soft-Switched AC-AC Matrix Converter With Power Controller for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.54, No.4, pp.3760-3770 (2018)
- [150] D. S. B. Weerasinghe, D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "DC-link free grid integration of bi-directional inductive power transfer systems," 2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT), pp.271-276 (2013)
- [151] N. Xuan Bac, D. M. Vilathgamuwa and U. K. Madawala, "A SiC-Based Matrix Converter Topology for Inductive Power Transfer System," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.8, pp.4029-4038 (2014)
- [152] M. Moghaddami, A. Anzalchi and A. I. Sarwat, "Single-Stage Three-Phase AC-AC Matrix Converter for Inductive Power Transfer Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.63, No.10, pp.6613-6622 (2016)
- [153] J. Noeren, N. Parspour and B. Sekulic, "A Direct Matrix Converter with Space Vector Modulation for Contactless Energy Transfer Systems," 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), pp.22-27 (2018)
- [154] D. Kurschner and R. Mecke, "Matrix Converter with Advanced Control for Contactless Energy Transmission," 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-10 (2007)
- [155] M. Moghaddami and A. Sarwat, "A Three-Phase AC-AC Matrix Converter with Simplified Bidirectional Power Control for Inductive Power Transfer Systems," 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.380-384 (2018)

- [156] D. S. B. Weerasinghe, U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana and D. M. Vilathgamuwa, “A three-phase to single-phase matrix converter based bi-directional IPT system for charging electric vehicles,” 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, pp.1240-1245 (2013)
- [157] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli, and J. W. Kolar, “Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies”, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 391-396(2010)
- [158] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part II”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.2, pp.543-560 (2014)
- [159] 鈴木 一馬, 磯崎 順平, 北川 亘, 竹下 隆晴, 「ソフトスイッチングを適用した絶縁型 AC/DC コンバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No.8, pp.540-548 (2016)

発表論文リスト

学術誌論文（フルペーパー）

- [1] 林裕二, 本山景勝, 竹下降晴 :
「三相-单相マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの電力伝送制御」
電気学会論文誌 D, Vol.139, No.10, pp.880-889 (2019)
- [2] 林裕二, 本山景勝, 竹下降晴 :
「マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの双方向電力伝送制御」
電気学会論文誌 D, Vol.140, No.9, pp.704-715 (2020)

口頭発表-国際会議（全て査読有り）

- [3] Yuji Hayashi, Hiromasa Motoyama and Takaharu Takeshita:
“Wireless Power Transfer System Using Three-phase to Single-phase Matrix Converter”, 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), pp. 356-362(2018)
- [4] Hiromasa Motoyama, Yuji Hayashi and Takaharu Takeshita:
“Simple Control Method of Wireless Power Transfer System Using Matrix Converter”, 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2464-2471(2018)

口頭発表-国内会議

- [5] 本山 景勝, 林 裕二, 竹下 隆晴 :
「非接触給電における一次電圧制御法の比較」
平成 28 年度電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, H5-3 (2016)
- [6] 本山 景勝, 林 裕二, 竹下 隆晴 :
「三相/单相マトリックスコンバータを用いた非接触給電システムの制御」
平成 29 年電気学会半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-17-131, MD-17-082 (2017)
- [7] 林 裕二, 本山 景勝, 竹下 隆晴 :
「マトリックスコンバータを用いた双方向型非接触給電システムにおける制御法比較」, 平成 31 年電気学会全国大会, pp.88-89(2019)
- [8] 荒木田 浩也, 林 裕二, 竹下 隆晴 :
「ソフトスイッチング非接触給電システムの高周波電流位相制御」
令和元年電気学会半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-19-122, MD-19-088 (2019)

謝 辞

本研究を遂行するにあたり終始温かいご指導と激励を賜りました名古屋工業大学竹下隆晴教授に心から感謝を申し上げます。竹下先生のご指導により得られた研究に対する目的意識、技術課題の本質を捉える視点を今後の研究開発に活かして参ります。

本博士論文の審査を頂きました静岡大学工学部野口季彦教授，名古屋工業大学水野幸男教授，森田良文教授に深く感謝申し上げます。皆様より頂きましたご指摘，ご提案により本博士論文の質を大きく高めることができました。また，平素よりご助言賜りました，北川亘准教授に深く感謝いたします。

本研究に対してご討論及び実験にご協力頂いた名古屋工業大学卒業生の本山景勝氏，鈴木一馬氏，ならびに共に研究生活を過ごした竹下・北川研究室の皆様，卒業生の皆様に心より感謝いたします。

博士課程での研究を行う貴重な機会を与えてくださり，5年間に渡りご支援頂いた株式会社SOKEN田坂仁志専務取締役，古野志健男エグゼクティブフェロー，松田三起夫監査役，片岡拓実部長，山田潤担当部長，そして研究3部31研究室の皆様には厚く御礼申し上げます。また博士課程進学に際して，迷っていた私の背中を押して頂いた元上司の川崎宏治担当部長に深く感謝申し上げます。

同時期に同じパワーエレクトロニクス分野で社会人博士課程に在学していた株式会社デンソー白川和博氏，株式会社SOKEN居安誠二氏には論文の執筆や博士課程の進め方など悩みを共有しながら多数の有益なご助言を頂きまして心より感謝申し上げます。多忙な会社業務と並行して論文執筆するお二人の姿に刺激を受けながらモチベーションを高く保つことができました。特に同じ職場の居安誠二氏とは，多くの技術的なディスカッションを重ね，お互いに切磋琢磨することでより深い研究を行うことができたと感じております。本当にありがとうございました。

その他，多くの方々のご協力により，本研究の遂行と論文の執筆を行うことができました。心より御礼申し上げます。最後に，これまで私を温かく応援してくれた両親，明るく励ましてくれた妻と四人の息子達に心から感謝します。

令和3年1月21日記す