

# 博士論文

## 空芯コイルによる 85 kHz 帯における 磁界発生装置の設計手法に関する研究

東京都立大学 システムデザイン研究科  
電子情報システム工学域

松原 壱樹



---

# 目次

第1章	緒論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	次世代パワー半導体デバイスによる電力変換回路の高性能化	1
1.1.2	ワイヤレス電力伝送システム	2
1.1.3	磁界を利用したシステムによる電磁環境の評価	6
1.1.4	高出力磁界発生装置の開発の要求	11
1.1.5	報告されている磁界発生装置の仕様	13
1.2	研究目的	18
1.3	論文構成	20
第2章	高周波磁界発生装置の設計課題と研究目標	23
2.1	高周波磁界発生装置の開発目標・設計条件	23
2.2	回路方式	25
2.2.1	コンデンサ放電方式	25
2.2.2	PWM インバータ方式	26
2.2.3	共振インバータ方式	27
2.3	コイル構造	31
2.3.1	ソレノイドコイル	31
2.3.2	スパイラルコイル	32
2.3.3	ヘルムホルツコイル	32

2.3.4	Merritt コイル . . . . .	34
2.4	高周波磁界発生装置の開発における課題 . . . . .	34
2.5	目的に対する本研究のアプローチ . . . . .	36
2.6	本章のまとめ . . . . .	37
 第 3 章 電力変換回路の制約を考慮した磁界発生コイルの設計指 針の確立		 39
3.1	高周波磁界発生装置における電力変換回路の課題 . . . . .	39
3.2	電力変換回路の制約を考慮した設計指針 . . . . .	40
3.3	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造と計算手法 . . . . .	41
3.3.1	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造 . . . . .	41
3.3.2	インダクタンス . . . . .	42
3.3.3	中心磁束密度 . . . . .	46
3.3.4	巻線間最大電圧 . . . . .	47
3.4	マウスのばく露を想定した 85 kHz 帯磁界発生用コイルの設計 . . . . .	48
3.4.1	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造における設計 手順 . . . . .	48
3.4.2	コイル設計結果 . . . . .	51
3.5	実験結果 . . . . .	53
3.5.1	巻線間最大電圧の測定 . . . . .	53
3.5.2	100 A における実験検証 . . . . .	54
3.6	本章のまとめ . . . . .	56
 第 4 章 ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置		 57
4.1	ギャップ付きソレノイドコイル構造 . . . . .	57
4.2	2 直列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置 . . . . .	59

4.3	2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置 . . . . .	60
4.3.1	回路構成 . . . . .	61
4.3.2	インピーダンス解析 . . . . .	62
4.4	磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイル 設計 . . . . .	66
4.4.1	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造を適用した ギャップ付きコイル . . . . .	66
4.4.2	設計手順 . . . . .	67
4.4.3	巻線間電圧の低減を目的としたコイル構造を適用したギャッ プ付きコイルの設計 . . . . .	69
4.5	実験検証 . . . . .	72
4.5.1	インピーダンス測定 . . . . .	72
4.5.2	動作検証 . . . . .	72
4.6	対照ばく露用磁界発生装置 . . . . .	74
4.6.1	回路構成 . . . . .	74
4.6.2	インバータ動作解析 . . . . .	75
4.7	対照ばく露環境用磁界発生用コイル . . . . .	76
4.7.1	対照ばく露用コイル構造 . . . . .	76
4.7.2	対照ばく露用コイル設計 . . . . .	77
4.7.3	実験検証 . . . . .	79
4.8	本章のまとめ . . . . .	81
 第 5 章 パワーデバイス並列接続時の電流バランス手法		83
5.1	磁界発生装置におけるパワーデバイスの並列接続 . . . . .	83
5.2	パワーデバイス 2 並列接続回路における電流分担 . . . . .	85
5.2.1	検討する回路構成 . . . . .	85
5.2.2	パワーデバイス 2 並列接続回路における電流解析 . . . . .	88

5.3	受動素子を用いた電流バランス手法 . . . . .	94
5.3.1	電流バランス提案回路 . . . . .	94
5.3.2	提案回路構造 . . . . .	95
5.4	提案手法による実験検証 . . . . .	95
5.5	本章のまとめ . . . . .	99
第6章 総論		101
6.1	本論文のまとめ . . . . .	101
6.2	今後の展望 . . . . .	103
参考文献		107
研究成果		119
謝辞		123

---

## 表目次

1.1	半導体の物性定数 [1] . . . . .	2
1.2	WPT システムの概要と分類 [4]. . . . .	4
1.3	磁界による電磁環境の評価例. . . . .	7
1.4	電磁界解析結果 [79] . . . . .	11
1.5	回路パラメータ . . . . .	16
4.1	図 4.8 における回路パラメータ. . . . .	65
4.2	実験パラメータ . . . . .	81
5.1	図 5.8 におけるシミュレーション回路定数 . . . . .	88
5.2	スイッチング時の電流比 . . . . .	97

---

## 目次

1.1	次世代パワー半導体デバイスの適用周波数・出力容量と期待されるアプリケーション [2] [3]. . . . .	2
1.2	報告されている WPT システム, または, WPT システムを対象とした電力変換回路の出力電力, 周波数 [25]- [46]. . . . .	6
1.3	電磁波を利用したシステムによる電磁環境 [74]. . . . .	7
1.4	放射ループ法によるイミュニティ試験構成 [75]. . . . .	7
1.5	放射ループ [77]. . . . .	7
1.6	ヘルムホルツコイル法によるイミュニティ試験構成 [75]. . . . .	8
1.7	ヘルムホルツコイル [78]. . . . .	8
1.8	ISO11452-8 に示されている試験レベル [75]. . . . .	9
1.9	ICNIRP ガイドラインに示されている体内誘導電界量の基本制限値 [76]. . . . .	10
1.10	マウスモデル [79]. . . . .	10
1.11	インピーダンス法の概略図 [80] [81]. . . . .	10
1.12	WPT システムの回路構成. . . . .	12
1.13	電力伝送用コイル. . . . .	12
1.14	磁束密度分布の計算範囲. . . . .	12
1.15	磁束密度分布計算結果. . . . .	12
1.16	磁界発生装置の構成概要. . . . .	13
1.17	50 Hz を対象とした生体影響評価用磁界発生装置における回路構成. . . . .	14
1.18	製作された磁界発生用コイル. . . . .	14
1.19	コイル内磁束密度分布. . . . .	14



1.20	20 kHz を対象とした細胞ばく露用磁界発生装置における回路構成. . . . .	15
1.21	(a) 製作された磁界発生用コイル, (b) コイル内部に挿入するばく露対象のシャーレホルダー. . . . .	15
1.22	磁束密度測定結果. . . . .	15
1.23	20 kHz を対象とした妊娠ラット局所ばく露用磁界発生装置における回路構成. . . . .	16
1.24	製作された磁界発生用コイル・共振用コンデンサ・変圧器. . . . .	16
1.25	報告されている生体影響評価用磁界発生装置の対象周波数とコイル中心磁束密度. . . . .	17
1.26	報告されている生体影響評価用磁界発生装置のコイル中心磁束密度と磁束密度領域. . . . .	18
2.1	Si-IGBT のスイッチング損失 [90]. . . . .	25
2.2	コンデンサ放電方式の回路構成. . . . .	26
2.3	コンデンサ放電方式における電流波形. . . . .	26
2.4	PWM インバータ方式における回路構成. . . . .	27
2.5	PWM 波形. . . . .	28
2.6	PWM インバータにおける出力電圧, 出力電流波形. . . . .	28
2.7	共振インバータ方式における回路構成. . . . .	28
2.8	共振インバータにおける出力波形. . . . .	30
2.9	RLC 直列共振回路のインピーダンス周波数特性. . . . .	30
2.10	ソレノイドコイル. . . . .	31
2.11	スパイラルコイル. . . . .	32
2.12	ヘルムホルツコイル. . . . .	33
2.13	3 軸ヘルムホルツコイル. . . . .	33
2.14	Merritt コイル. . . . .	34
2.15	高周波磁界発生装置における回路構成. . . . .	35
2.16	磁界発生用コイル構造. . . . .	35
2.17	本研究目的と各章の関係. . . . .	37

3.1	高周波磁界発生装置における回路構成. . . . .	40
3.2	ソレノイドコイル構造. . . . .	40
3.3	提案する設計指針の概要. . . . .	41
3.4	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造. . . . .	42
3.5	導線の内部インダクタンス解析図 . . . . .	42
3.6	相互インダクタンスの解析図 . . . . .	44
3.7	外部インダクタンスの解析図 . . . . .	45
3.8	ビオ・サバルの法則 . . . . .	46
3.9	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造の断面図. . . . .	48
3.10	コイルの巻線間最大電圧を求めるための等価回路. . . . .	48
3.11	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造における設計手順. . .	50
3.12	コイル設計結果 . . . . .	52
3.13	15 巻-6 巻コイルにおける中心軸上の磁束密度計算結果. . . . .	53
3.14	製作した巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル. . . . .	54
3.15	14 巻-6 巻コイルにおける各巻線のインダクタンスの計算結果. . . . .	54
3.16	コイル電圧・巻線間最大電圧の測定結果. . . . .	55
3.17	実験波形. . . . .	55
4.1	ギャップ付きソレノイドコイル (a) コイル構造, (b) コイル断面図. . .	58
4.2	ギャップ付きソレノイドコイルにおける中心軸上磁束密度のイメージ 図. . . . .	58
4.3	ギャップ付きソレノイドコイルの接続方式と回路図. . . . .	59
4.4	2 直列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置における 回路構成. . . . .	60
4.5	2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置における 回路構成 . . . . .	61
4.6	対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路. . . . .	62
4.7	非対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路. . . . .	63
4.8	インピーダンス周波数特性. . . . .	64

4.9	巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造を適用したギャップ付きコイル (a) 構造図 (b) 断面図. . . . .	66
4.10	磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイルにおける設計手順. . . . .	68
4.11	2 直列ギャップ付きソレノイドコイルにおける磁束密度の計算結果. . .	70
4.12	2 並列ギャップ付きソレノイドコイルにおける磁束密度の計算結果. . .	70
4.13	2 並列ギャップ付きコイルにおける磁束密度領域の計算結果. . . . .	71
4.14	18 巻-5 巻, コイル間距離 14 mm のコイル構造における磁束密度分布.	71
4.15	インピーダンス周波数特性の測定結果. . . . .	72
4.16	製作したインバータ. . . . .	73
4.17	実験結果. . . . .	74
4.18	対照ばく露用磁界発生装置の回路図. . . . .	75
4.19	解析に用いた等価回路. . . . .	76
4.20	簡素化した等価回路. . . . .	77
4.21	対照ばく露環境用磁界発生用コイル.(a) コイル構造, (b) 断面図 . . .	77
4.22	対照ばく露用コイルの設計結果.(a) 自己インダクタンス, (b) 相互インダクタンス, (c) 出力電流, (d) 中心磁束密度 . . . . .	78
4.23	100 A の同位相電流が流れている時のコイル内磁束密度分布. . . . .	80
4.24	100 A の逆位相電流が流れている時のコイル内磁束密度分布. . . . .	80
4.25	同位相条件における実験結果. . . . .	81
4.26	逆位相条件における実験結果. . . . .	82
5.1	第 3 章で示した磁界発生装置の回路図. . . . .	84
5.2	図 5.1 においてパワーデバイス 2 並列接続を適用した場合の回路図. . .	84
5.3	電流バランスを検討する際に用いられる回路構成 [101]. . . . .	85
5.4	磁界発生装置における電流経路 (a) スイッチング前, (b) スイッチング後. . . . .	86
5.5	磁界発生装置における出力波形. . . . .	86
5.6	パワーデバイス 2 並列接続時の回路構造. . . . .	87

5.7	図 5.6 に示す回路構造における回路図 . . . . .	87
5.8	表 5.1 に示す回路定数におけるシミュレーション結果 . . . . .	88
5.9	期間 1 における等価回路図 . . . . .	89
5.10	期間 2 における等価回路図 . . . . .	90
5.11	期間 3 における等価回路図 . . . . .	92
5.12	電流バランス手法を適用した回路図. . . . .	94
5.13	電流バランス法を適用した回路構造. . . . .	96
5.14	実験環境. . . . .	97
5.15	入力電圧 320 V, 出力電流 60 A における実験結果. . . . .	98



# 第 1 章

---

## 緒論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 次世代パワー半導体デバイスによる電力変換回路の高性能化

近年、低 ON 抵抗、高速スイッチングなどの優れた特性をもつ次世代パワー半導体デバイス (SiC:Silicon Carbide, GaN:Gallium Nitride) の普及が進み、高効率で小型・軽量の電力変換回路の実現が可能となった。表 1.1 は、従来パワーデバイスの Si と次世代パワーデバイスの SiC, GaN の物性定数を示している [1]。次世代パワーデバイスである SiC, GaN は従来パワーデバイスの Si に比べて絶縁破壊電界が大きいいため、同じ定格電圧のパワーデバイスを実現する上ではチップサイズの小型化が可能であり低 ON 抵抗化が実現可能である。また、飽和電子速度が大きいことから高速スイッチングが可能であるため、低スイッチング損失が実現可能である。このように、従来デバイスに比べて導通・スイッチング損失の低減が可能のため Si デバイスでは実現できなかった大容量、または、高周波の領域において高効率な電力変換回路が実現可能となった。

図 1.1 は、次世代パワー半導体デバイスの適用周波数・出力容量と期待されるアプリケーションを示している [2] [3]。図 1.1 に示すように、SiC デバイスは、kHz 帯の大容量の領域において応用が期待されており、その用途は、電気自動車・鉄道等のモビリティやモビリティ向けのワイヤレス電力伝送システムが構想されている。また、GaN デバイスは MHz 帯の小容量の領域において応用が期待されており、その用途として、スマートフォン等モバイル機器向けの WPT システムが検討されている。上記の通り、次世代パワー半導体デバイスの普及により、kHz 帯の大容量や MHz 帯の小容量の領域において新たなアプリケーションの開発が行われている。

表 1.1 半導体の物性定数 [1]

	従来	次世代	
材料	Si	SiC	GaN
バンドギャップ [eV]	1.1	3.3	3.4
絶縁破壊電界 [MV/cm]	0.3	3.0	3.3
飽和電子速度 [cm/s]	$1.0 \times 10^7$	$2.0 \times 10^7$	$2.5 \times 10^7$

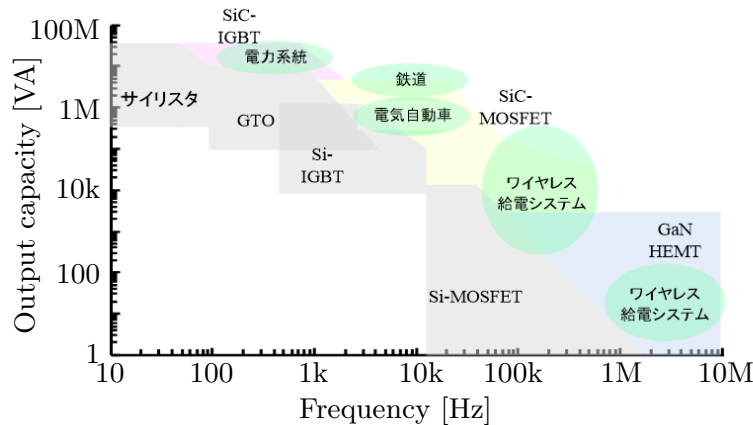


図 1.1 次世代パワー半導体デバイスの適用周波数・出力容量と期待されるアプリケーション [2] [3].

### 1.1.2 ワイヤレス電力伝送システム

特に、物理的な接点を持たずに給電が可能で利便性の高いワイヤレス電力伝送 (WPT : Wireless Power Transfer) が着目されている。WPT システムは、物理的な金属接点やコネクタを介さずに磁界や電界の結合を利用、または、電磁波エネルギーを介在させて非接触で電気エネルギーを伝送するシステムであり、その利便性から多分野での応用が検討されている。表 1.2 は、WPT システムの分類と概要を示す [4]。電磁誘導方式、磁界共振方式、電界結合方式による WPT システムは、Non-Beam WPT システムと呼ばれ、マイクロ波空間伝送方式による WPT システムは Beam WPT システムと呼ばれている。現在普及している WPT システムの多くは電磁誘導方式が採用されており、電気シェーバーや電動歯ブラシへ応用されている [5]。また、Wireless Power Consortium が策定した WPT システムの国際標準規格である Qi 規

格においてもこの方式を採用しており、現在では、15 W 以下の低電力向け規格が策定されている [6]。また、非接触型の IC カードのために開発された Felica もまたその技術応用の一例である [7]。以上の電磁誘導方式は、その電源回路構成より数 mm～数 10mm の極短距離でのみ利用が可能であるが、高い電力伝送効率をもつ。現在は、小容量の領域で広く普及している方式であるが、今後は鉄道用の WPT システム等の大容量の領域における応用も期待されている方式である。磁界共振方式は、2007 年に、マサチューセッツ工科大学による論文発表をきっかけとして着目されている方式である [8]。本方式は、1 次側と 2 次側の両者に Q 値 (Quality Factor) の高い共振回路を用いることにより、送受電距離が大きい、もしくは、送受電コイルの位置ずれが生じる場合にも十分な電力伝送が可能である。そのため、電磁誘導方式のような極短距離での利用が難しいことや、充電時の位置ずれの可能性の高いことが想定される電気自動車 (EV : Electrical vehicle) や、スマートフォン等のモバイル機器の充電方式としての応用が検討されている [9]- [14]。電界結合方式は、コンデンサのような平行平板を用いて電界を介して電力伝送を行う方式である。本方式は、軽量、安価、位置合わせが容易であるという利点が挙げられる一方で、伝送距離が短いことが課題である。このように、伝送距離が短い位置合わせの自由度が高いことから、オフィスデスクなどに搭載され PC への充電が検討されている [15]- [17]。マイクロ波空間伝送方式は、アンテナを用いて数百 kHz～数 10 MHz と高い周波数での電力伝送方式であり、数 m 以上の距離において複数媒体に同時に電力伝送が可能であることが特長である。そのため、ドローンへの遠隔送電、工場における複数センサへの同時給電などの広い屋内空間のどこに置かれた受信機に対しての給電が期待されている [18]- [21]。



表 1.2 WPT システムの概要と分類 [4].

	Non-Beam WPT			Beam WPT
方式	電磁誘導方式	磁界共振方式	電界結合方式	マイクロ波空間伝送方式
利用周波数	1 kHz ~ 数 100 kHz	数 10 kHz ~ 数 10 MHz	数 100 kHz ~ 数 10 MHz	数 100 kHz ~ 数 10 MHz
送電電力	数 W ~ 数 100 kW クラス	数 W ~ 数 10 kW	数 W ~ 数 100 W	数 mW ~ 数 100 W
送電距離	数 mm ~ 数 cm	数 10cm ~ 数 m	数 mm 程度	数 m ~ 数 km 以上も
伝送効率	最大 90% 程度も	40%~90%	最大 90% 程度も	一般的には数 % 以下
用途	電動歯ブラシ, 情報端末, 鉄道など	情報端末, 電気自動車など	PC など	センサー, 情報端末, 遠隔送電など

Beam WPT システムは、2017 年に、京都大学、三菱重工業株式会社により、電動アシスト自転車向けの空間伝送型電力伝送システムの実証実験が行われ、2.45 GHz のマイクロ波を送電装置より 100 W 送電して、約 30 W の充電を行うといった実証実験が行われている [22] [23]。また 2019 年 4 月～6 月には、京都大学、パナソニック株式会社により、高速電力伝送通信技術を宅内機器 (配線器具や家電) に搭載するための実証実験が行われた [22] [24]。

一方で、Non-Beam WPT システムでは、特に磁界誘導方式や、磁界共振方式を用いて様々なアプリケーションへの応用が期待されている。図 1.2 は、開発された WPT システム、また、報告されている WPT システムの論文における周波数・電力の一例をまとめたものを示している [25]- [46]。大電力用途では鉄道向け WPT システムが検討されており、電磁誘導方式による数 kHz や 10 kHz において 300 kW の WPT システムの検討について報告されている [25]- [29]。また、数 10 kW クラスの大容量向け WPT システムとしては電動バス向けが検討されており、44 kW の WPT システム開発が報告されている [30]。さらに、EV 向けの WPT システムについては制度化が急速に行われており、CISPR 規格にてノイズ耐量の標準化が示されており、国内では 2016 年 3 月に、総務省令第 15 号により、利用周波数帯は 79 kHz～90 kHz(85 kHz 帯)、出力電力 7.7 kW 以下とされた [47] [48]。そのため、3.3 kW 級、7.7 kW 級を中心に研究開発が行われている [31]- [37]。2013 年には、トヨタ自動車によって入力電圧 AC200 V、周波数 85 kHz、充電電力 2 kW の実証実験が行われており、2016 年には、IHI により 3.3 kW の充電電力における WPT システムの実証実験が報告されている [35] [36]。また、EV 向け WPT システムでは、据え置き型のみでなく走行中充電についての論文発表も確認されている [37]。

以上に示すように、大容量の WPT システムは主にモビリティ向けへの導入が期待されており、駐車場や道路などの生活圏内でより強度な電磁界が放射されることが想定される。

小電力用途では、スマートフォンやタブレット端末等の小型電子機器向けの WPT システム等が検討されている [39]。現状、EV 向け WPT システムと同様に総務省令第 15 号により、利用周波数帯は 6.765 MHz～6.795 MHz(6.78 MHz 帯)、定格電力

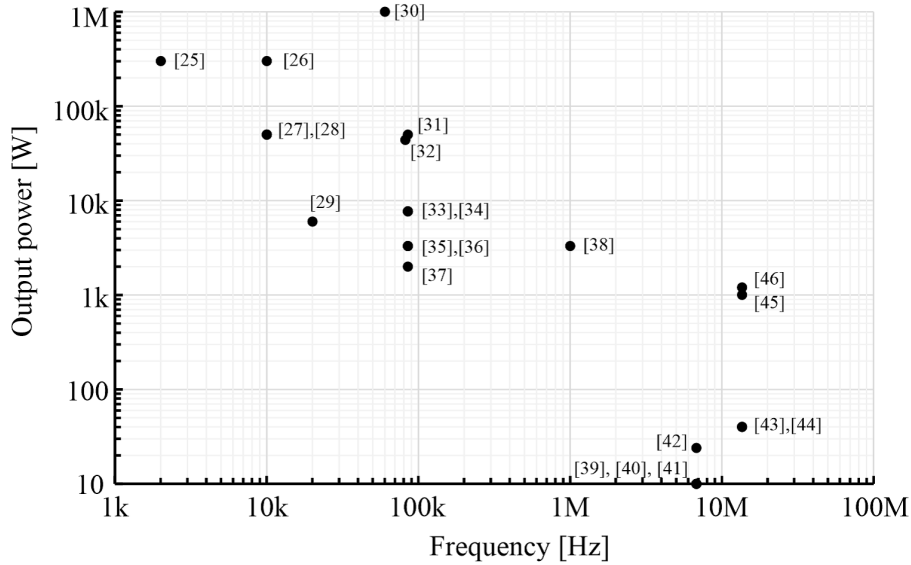


図 1.2 報告されている WPT システム，または，WPT システムを対象とした電力変換回路の出力電力，周波数 [25]- [46].

100 W 以下とされた。また，新たな ISM バンド帯として 13.56 MHz 帯が検討されており，13.56 MHz 帯を用いた WPT システムの開発も積極的に行われている。実際に，電動アシスト自転車を対象とした WPT システムの開発が報告されている。

### 1.1.3 磁界を利用したシステムによる電磁環境の評価

WPT システムのように，磁界を利用した機器はすでに幅広い分野に活用されており，家庭用誘導加熱 (IH:Induction Heating) 調理器，RFID(Radio Frequency Identifier)，通信機器等が挙げられる [49]。一方で，上記の機器が発生する磁界が望ましくない影響を与える要因となるため，電磁環境の研究が進められている [50]- [73]。

図 1.3 は，電磁波を利用したシステムによる電磁環境の例を示しており，機器が発生する磁界による機器同士の電磁干渉や，磁界のばく露による生体への影響が懸念されている [74]。そのため，表 1.3 に示すように，機器の電磁干渉を防ぐために機器が発生する磁界を対象としたエミッション規格，機器が外部から受けた際の動作試験を示したイミュニティ規格，磁界のばく露による生体への影響の防護を目的としたばく露制限に関するガイドライン等が設けられている [47] [75] [76]。機器のエミッションは，機器による不要放射磁界の測定が行われ，対象となる機器を DUT としてその



図 1.3 電磁波を利用したシステムによる電磁環境 [74].

表 1.3 磁界による電磁環境の評価例.

評価項目	評価内容	評価試験構成
エミッション	機器による不要放射磁界の測定	DUT(機器等) + 測定系
イミュニティ	磁界環境下での動作試験	磁界発生装置 + DUT(電子機器等)
生体影響	磁界のばく露による生体影響評価	磁界発生装置 + DUT(生体等)

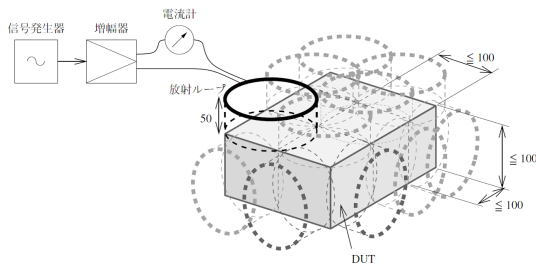


図 1.4 放射ループ法によるイミュニティ試験構成 [75].



図 1.5 放射ループ [77].

他測定系を用いて行われる [47]。イミュニティの評価では、磁界環境下での動作試験が行われ、その試験構成は、外部磁界を模擬するための磁界発生装置と電子機器等の DUT(Device Under Test) で構成される [75]。磁界による生体影響評価では、磁界のばく露による生体影響評価が検討され、その試験構成は、外部磁界を模擬するための磁界発生装置と生体等の DUT で構成される。

イミュニティ規格の一例として、ISO11452-8 では、車両システムにおける磁界に対するイミュニティ試験法が示されている。図 1.4 は、図 1.5 に示す放射ループを用いたイミュニティ試験構成を示している [75] [77]。試験構成は、信号発生器と増幅器を

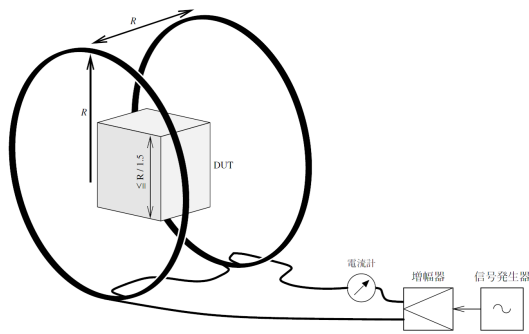


図 1.6 ヘルムホルツコイル法によるイミュニティ試験構成 [75].



図 1.7 ヘルムホルツコイル [78].

用いた電源と磁界発生用の放射ループで構成されている。本試験法では、小型の放射ループを DUT の表面から 50 mm の距離において磁界を印加する。標準的には、直径 120 mm、巻数 20 の円形の放射ループが用いられ本試験法は大きな DUT にも適用可能であるが、磁界の影響を評価したい部分が DUT の内側にある場合、意図する磁界に曝せない可能性がある。

図 1.6 は、図 1.7 に示すヘルムホルツコイルを用いたイミュニティ試験構成を示している [75] [78]。本試験法では、コイルの半径と 2 つのコイル間距離が等しいヘルムホルツコイルの内部に DUT を置くことで DUT 全体に磁界を印加することが可能である。ただし、本試験法では、DUT 全体をコイル内に入れることが必要となるため、大きな DUT の試験では大きなヘルムホルツコイルが必要となる。本試験における磁界発生装置においても、信号発生器と増幅器を用いて対象とする正弦波電流をコイルに流すことでコイル内に磁界を発生している。

図 1.8 は、ISO11452-8 で示されている試験レベル (磁界強度) を示している [75]。EV 向け WPT システムの周波数帯 (85 kHz) における試験レベルは、最大  $12.6 \mu\text{T}$  とされている。

一方で、磁界のばく露による生体の防護を目的として ICNIRP ガイドラインが設けられている [76]。図 1.9 は、ICNIRP ガイドラインにて定められている磁界によって誘起される体内誘導電界量の基本制限を示している。ここで、職業ばく露は、既知の条件下で通常の業務活動を行うことにより 1 Hz~10 MHz の時間変化する電界及び磁界にばく露される成人を指している。一方で、一般公衆ばく露は、あらゆる年齢層の

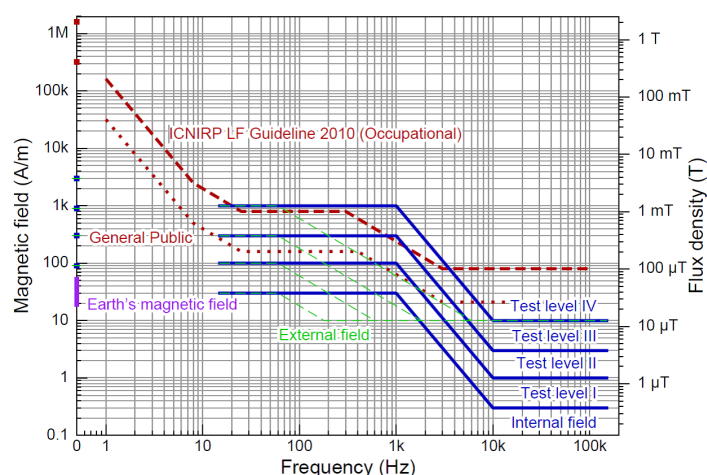


図 1.8 ISO11452-8 に示されている試験レベル [75].

個人や、個人の感受性のばらつきを大きくする可能性のある様々な健康状態の個人を指している。そのため、これらを考慮して、一般公衆ばく露は職業ばく露に対してより厳しいばく露制限が採用されている。EV 向け WPT システムの周波数帯 (85 kHz) における職業ばく露の制限値は 23.0 V/m である。

磁界による生体影響評価のためには、コイルが発生する磁界によってマウスに誘導される体内誘導電界量の推定が必要となる。磁界によって誘起される体内誘導電界量の推定は、マウスモデルを用いた電磁界解析を用いた評価が報告されている [79]。図 1.10 は、電磁界解析に用いられたマウスモデルを示している。また、図 1.11 は、本文献で生体に入射した磁界によって生じる誘導電界を算出する方法として用いられている 3次元インピーダンス法の概略図を示している [80] [81]。インピーダンス法は、微小セルで構成される生体モデルにおいて、それぞれのセルでのインピーダンス  $Z$  を決定する。また、セルの一面を貫く磁束密度によって発生する誘導起電力  $V$  とインピーダンス  $Z$  からループ電流  $I$  を計算し、各セルに誘導される電界  $E$  の計算が行われている。表 1.4 は、1T の一様磁界にばく露されたマウスにおける体内誘導電界量の解析結果を示している [79]。本文献の解析結果より、1T の一様磁界によって誘起される全身平均体内誘導電界量は最大で  $3.3 \times 10^3$  V/m であり、ICNIRP ガイドラインの周波数 85 kHz における職業ばく露の基本制限値である 23.0 V/m を発生させるためには 6.97 mT の磁界が必要となる。以上より、生体影響の評価を行うための磁界発生

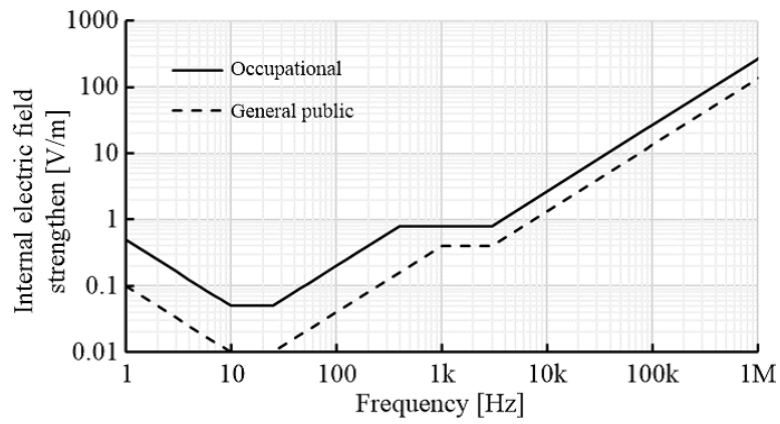


図 1.9 ICNIRP ガイドラインに示されている体内誘導電界量の基本制限値 [76].

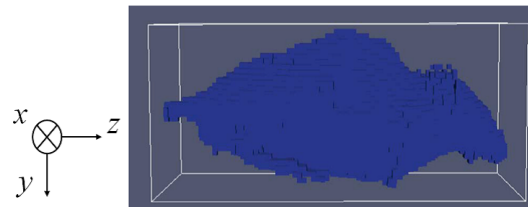


図 1.10 マウスモデル [79].

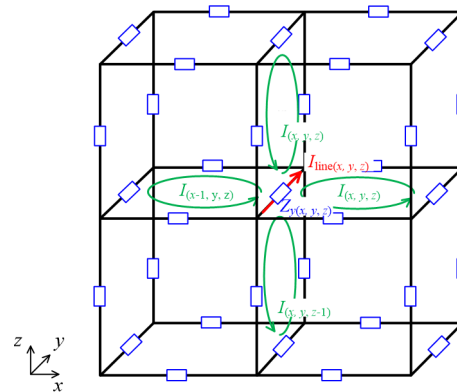


図 1.11 インピーダンス法の概略図 [80] [81].

装置は、イミュニティ試験で用いられる磁界発生装置に比べて約 1000 倍の大きな磁束密度を発生させることが要求される。

表 1.4 電磁界解析結果 [79]

磁界方向	全身平均体内誘導電界量
x 軸	$3.0 \times 10^3$ V/m
y 軸	$3.3 \times 10^3$ V/m
z 軸	$2.5 \times 10^3$ V/m

#### 1.1.4 高出力磁界発生装置の開発の要求

図 1.12 は、報告されている EV 向け WPT システムの開発における回路構成、図 1.13 は、電力伝送用コイルを示している [82]。1 次側の回路構成は LCL 負荷を用いた共振インバータを採用している。本回路構成は、パワーデバイスの導通損失が少なく、高い効率を達成可能である。本論文における電力伝送用コイルは、送受電コイルの両者に同一のコイルが採用されており、巻線の位置するコイル内径は 168 mm、コイル外径は 542 mm、電力伝送用コイル全体の外径は 812 mm である。また、コイル間距離 246 mm とした時の実験検証によってコイル電流 35.4 A において 5.0 kW の電力伝送が確認されている。

図 1.14 は、報告されている EV 向け WPT システムの開発における電力伝送コイル内の磁束密度分布の計算箇所を示しており、電力伝送コイルは、コイル距離 246 mm、コイル電流 35.4 A として計算を行う。図 1.15 は、電力伝送用コイル内の磁束密度分布の計算結果を示している。図 1.15 より、コイル中心において約 1.5 mT の磁束密度であることが確認でき、前述した ICNIRP ガイドラインに示されている体内誘導電界量を発生させるために必要な 6.97 mT を達成しないことが確認できる。そのため、実際のシステムを生体影響評価用磁界発生装置として利用することは磁束密度の観点から難しく、生体影響評価のためには専用の磁界発生装置の開発が必要である [83]。また、すでに多くの磁界発生装置の開発が報告されている [84]- [89]

図 1.16 は、電力変換回路を用いた磁界発生装置の構成概要を示している。電力変換回路を用いた磁界発生装置は、磁界発生用コイルに対象とする周波数の正弦波電流を流すことによって、磁界発生用コイルの周辺に磁界を発生させることを目的としている。ここで、電力変換回路は、磁界を発生させるための電流を生成することを目的と



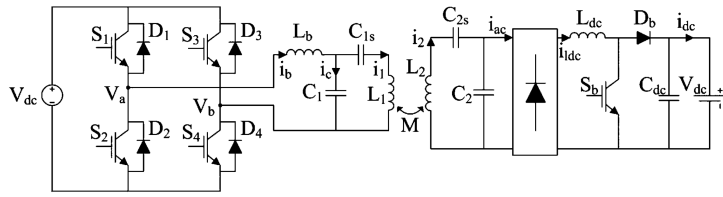


図 1.12 WPT システムの回路構成.

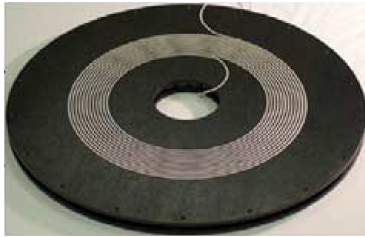


図 1.13 電力伝送用コイル.

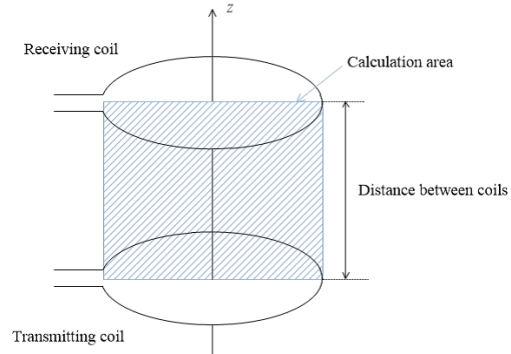


図 1.14 磁束密度分布の計算範囲.

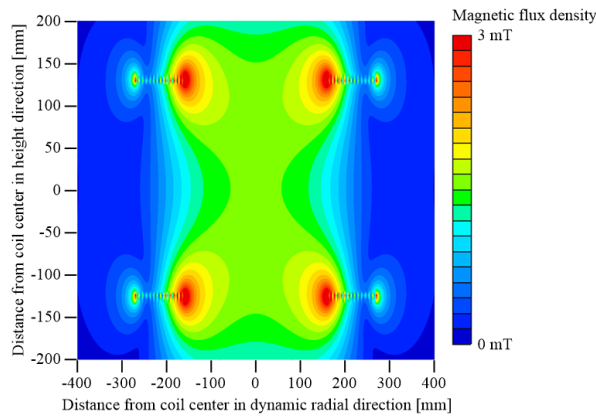


図 1.15 磁束密度分布計算結果.

している。また、磁界発生用コイルは、電力変換回路内のインダクタとしての役割を果たしており、かつ目標の磁束密度を発生させるために利用される。そのため、磁界発生装置の開発では、パワーデバイスやその他コンポーネントの定格電圧・定格電流等の電力変換回路の制約と、要求される磁束密度・磁束密度領域を同時に満たすためにシステム全体を考慮した設計が必要である。

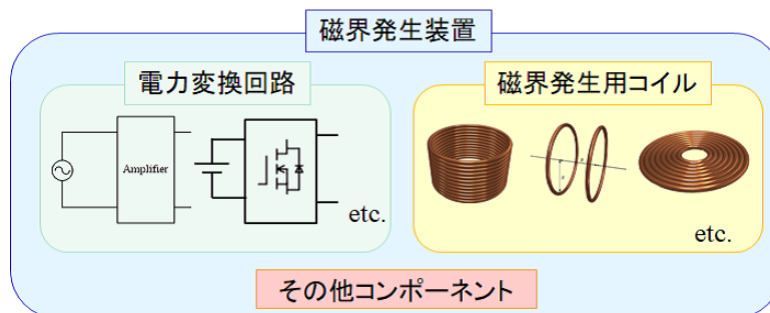


図 1.16 磁界発生装置の構成概要.

### 1.1.5 報告されている磁界発生装置の仕様

図 1.17 は、商用周波数帯を対象とした磁界発生装置の開発例における回路構成を示している [84]。商用周波数等の低周波数帯を対象とした磁界発生装置の多くは、図 1.17 に示すように発振器と増幅器を用いて正弦波電圧を磁界発生用コイルに印加することで、磁界発生用コイルに正弦波電流を流すことを可能としている。本回路構成における出力周波数は、増幅器の周波数特性が支配的となる。また、本回路方式は、周波数に比例してインピーダンスが増加するため、商用周波数等の低周波数帯を対象とした磁界発生装置において利用される。図 1.18 は、文献 [84] で製作された磁界発生用コイルを示している。コイル内にばく露対象であるラットを挿入することが想定されており、コイル内径は 350 mm，コイル高さは 900 mm である。図 1.19 は、図 1.18 に示すコイルの中心軸を含む断面における磁束密度分布を示している。ラットの位置する 200 mm~700 mm の間の均一度は  $\pm 2.0\%$  であり、磁束密度  $500 \mu\text{T}$  にてばく露実験が行われている。

図 1.20 は、家庭用 IH 調理器で利用される 20 kHz 帯を対象とした磁界発生装置における回路構成を示している [86]。本装置における回路構成は、ハーフブリッジインバータに LC 直列共振回路を接続した回路構成である。本回路方式は、スイッチング周波数を LC 直列共振回路の共振周波数に設定し Duty 比 50% でスイッチングを行うことで、 $0 [\text{V}]-V_{\text{in}} [\text{V}]$  の矩形波電圧を LC 直列共振回路に印加する。LC 直列共振回

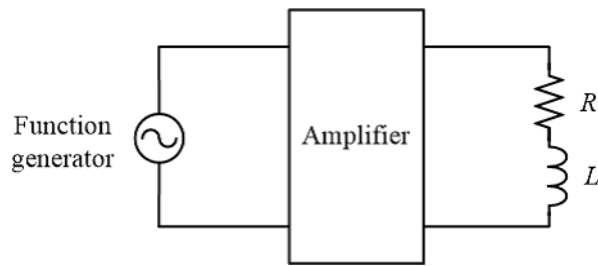


図 1.17 50 Hz を対象とした生体影響評価用磁界発生装置における回路構成.

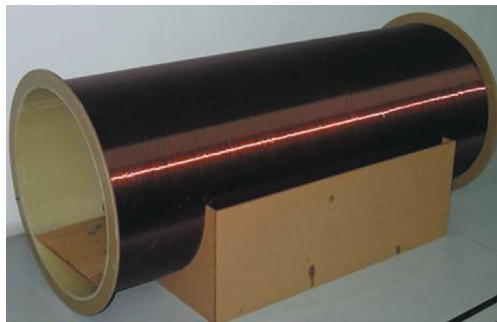


図 1.18 製作された磁界発生用コイル.

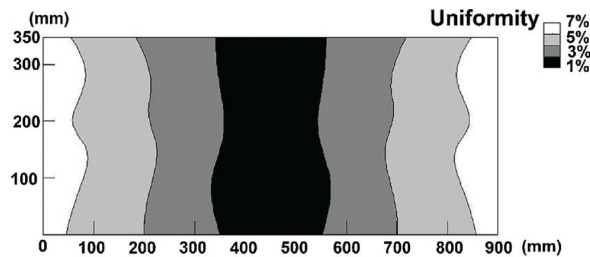


図 1.19 コイル内磁束密度分布.

路のバンドパス特性によって矩形波電圧の高調波成分は除去されるため、出力電流はスイッチング周波数の基本波成分の正弦波電流となる。図 1.21 は、文献 [86] で製作された細胞ばく露を対象とした磁界発生用コイルとばく露対象のシャーレホルダーを示している。本文献で示されている磁界発生用コイルは、細胞培養シャーレを 4 つ同時にばく露することを目的としコイル設計が行われている。そのため、コイル内径は 300 mm、コイル高さは 180 mm である。図 1.22 は、2 時間の連続運転におけるコイルの磁束密度の測定結果である。本装置では 2 時間の連続運転において  $533 \pm 5 \mu\text{T}$  の出力が確認されている。

また、家庭用 IH 調理器で利用される 20 kHz 帯を対象とし、妊娠ラットの腹部への

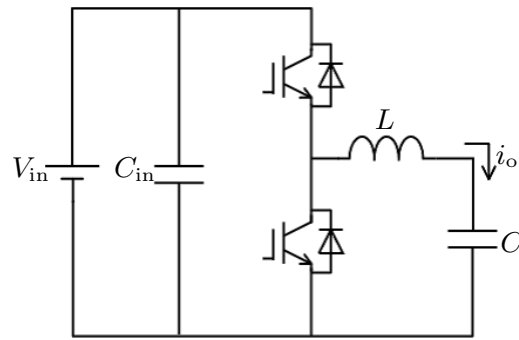


図 1.20 20 kHz を対象とした細胞ばく露用磁界発生装置における回路構成.

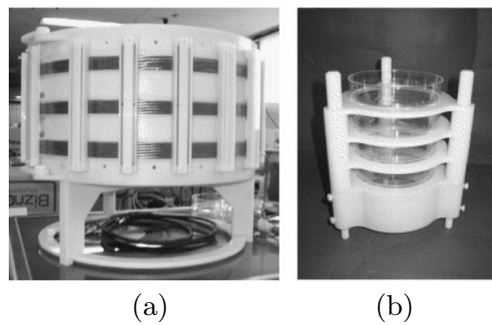


図 1.21 (a) 製作された磁界発生用コイル, (b) コイル内部に挿入するばく露対象のシャーレホルダー.

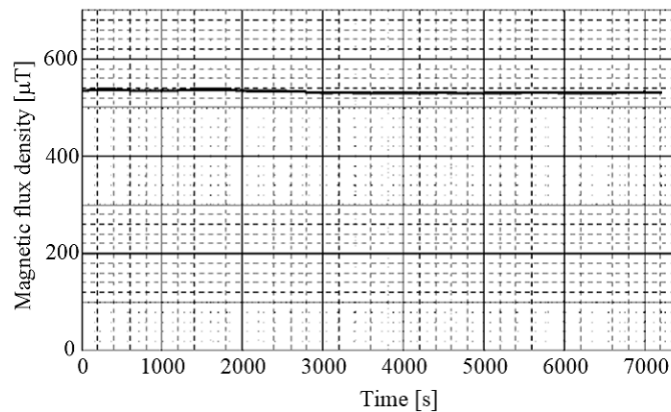


図 1.22 磁束密度測定結果.

局所ばく露を目的とした磁界発生装置の開発が報告されている [88]。図 1.23 は、文献 [88] で示されている局所ばく露を目的とした磁界発生装置における回路構成を示している。回路構成は、電圧形インバータに変圧器を含む LC 直列共振回路を接続した回路構成である。フルブリッジインバータを  $180^\circ$  導通駆動することで出力電圧  $v_{INV}$

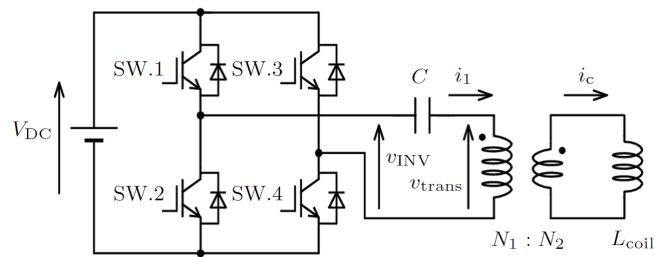


図 1.23 20 kHz を対象とした妊娠ラット局所ばく露用磁界発生装置における回路構成.

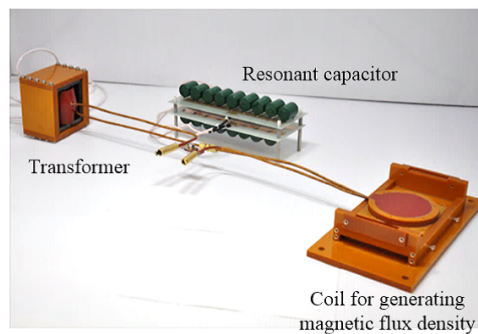


図 1.24 製作された磁界発生用コイル・共振用コンデンサ・変圧器.

表 1.5 回路パラメータ

Parameter	Value
Coil inductance	3.16 $\mu\text{H}$
Coil current	100 A
Switching frequency	20.8 kHz
Resonant voltage	263.1 V
Magnetic flux density	11.4 mT

は矩形波電圧となる。文献 [86] と同様に、スイッチング周波数を共振周波数と合わせることで正弦波出力電流を得る。図 1.24 は、製作された変圧器，共振用コンデンサ，磁界発生用コイルを示している。磁界発生用コイルは，妊娠ラットの腹部への局所ばく露を目的としているためコイルサイズは小さく，コイル内径 22.0 mm，コイル外径 64.5 mm，総巻線数は 10 巻である。そのため，表 1.5 に示すように，コイルインダクタンスは 3.16  $\mu\text{H}$  と他文献に比べても小さい。一方で，巻線数の少ないコイルにおいて高磁束密度を確保するために変圧器を用いることでコイル電流 100 A を達成している。以上の開発された磁界発生装置では，コイル電流 100 A の時ばく露中心点において

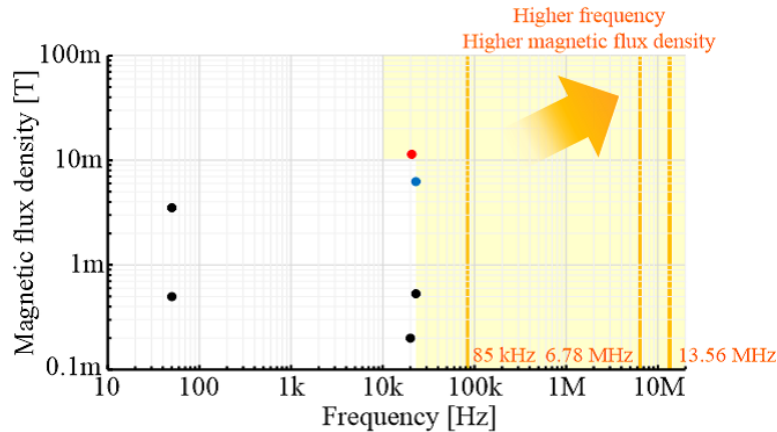


図 1.25 報告されている生体影響評価用磁界発生装置の対象周波数とコイル中心磁束密度.

て磁束密度 11.4 mT の出力が達成されている。

図 1.25, 図 1.26 は, 報告されている生体影響評価用磁界発生装置の仕様を示しており, 図 1.25 は, 対象周波数と磁界発生用コイルの中心点における磁束密度, 図 1.26 は, 磁界発生用コイルの中心点における磁束密度と磁束密度領域の関係を示している [84]- [89]。本論文では, 磁界発生装置の仕様を比較するために中心磁束密度の 95% 以上の空間を磁束密度領域と定義する。図 1.25 より, これまでに生体影響評価用磁界発生装置の開発に関する文献の多くは商用周波数や家庭用 IH 調理器を対象とされている。今後の WPT システムの普及により, 新たに 85 kHz 帯, 6.78 MHz や 13.56 MHz 帯の磁界による生体影響についての検討が必要とされており, 磁界発生装置は高周波化が要求される。また, 生体影響評価として必要とされる磁束密度は, ICNIRP ガイドラインに示される体内誘導電界量の制限値以上のばく露によって磁界による生体影響の知見を得ることや, 生体影響の生じる閾値の同定のため高磁束密度が必要である。

図 1.26 より, 磁界発生装置の設計において, 磁束密度と磁束密度領域はトレードオフの関係となることが確認できる。生体影響評価の信頼性の確保のためには十分なばく露母体数を確保することが望ましく, そのため, 磁束密度領域の広範囲化による複数母体の同時ばく露が実現はその一助になる。

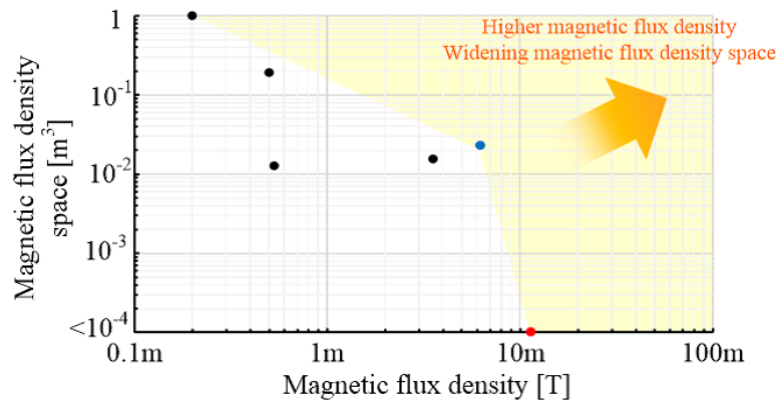


図 1.26 報告されている生体影響評価用磁界発生装置のコイル中心磁束密度と磁束密度領域.

## 1.2 研究目的

次世代パワー半導体デバイスの登場と電磁共振方式による WPT 技術の論文発表が相まって、EV 向け WPT システムや小型電子機器向けの WPT システムの普及に向けた動きが活発化している。一方で、これらの WPT システムから発生する磁界による電磁環境が懸念されており、電子機器同士の電磁干渉や磁界のばく露による生体影響が懸念されている。特に、磁界による生体影響評価を行うための磁界発生装置では高磁束密度の生成が要求され、このような高磁束密度を発生させるためには専用の装置開発が求められる。EV 向け WPT システムや小型電子機器機器向け WPT システムで扱われる高周波数 (85 kHz 帯, MHz 帯) を対象とした磁界発生装置は、電力変換回路側の制約条件が顕著になるため装置開発において電力変換回路と磁界発生用コイルの両者を相互的に考慮した装置開発が求められる。

そこで本研究は、高周波磁界発生装置における磁界発生用コイルの設計指針の確立を目的とし、さらに、発生する磁束密度の高出力化・広範囲化を目的とした電力変換回路の要素技術を提案する。また、設計指針の有用性を示すために、EV 向け WPT システムで利用される 85 kHz 帯を対象とし、マウスの全身ばく露が可能な磁界発生装置の設計例を示す。

設計例によって、1 台の電圧形インバータと 1 つのコイルを用いた磁界発生装置で

は、電力変換回路の制約条件によって設計可能な磁束密度や磁束密度領域に上限があり、目標とする磁束密度と磁束密度領域を同時に達成することが困難であることが確認できる。そこで、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を実現するため、2つのコイルによる磁界の強め合いを目的とした磁界発生装置を提案する。本研究では、2つのコイルを直列接続した方式と並列接続した方式のそれぞれについて議論する。さらに、コイルを2並列接続した方式における磁界発生装置においてインバータ駆動周波数について議論し、インピーダンスのばらつきによって駆動周波数の制約が生じること示す。また、確立したコイル設計指針をもとに、EV向けWPTシステムで利用される85kHz帯を対象とし、マウスの全身ばく露が可能な磁界発生装置の設計を示し、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化に貢献できることを示す。

また、生体影響評価における対照ばく露実験を目的とした磁界発生装置の開発について示す。対照ばく露実験では、磁界以外の環境をばく露群の環境と同じにすることが要求される。そこで、本研究では、磁界を限りなくゼロとしながらもばく露実験中のコイル温度変化を模擬した対照ばく露用磁界発生装置の開発を行う。対照ばく露用磁界発生装置では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的とした磁界発生装置を応用し、2つのコイルに同周波数・逆位相の正弦波電流を流すことでコイル内部の磁界をキャンセルする。ここでは、対照ばく露用磁界発生装置の開発の基礎検討として、同一の磁界発生用コイルを用いて磁界ばく露と対照ばく露の2方式を実現可能とした磁界発生装置の設計を示す。

磁界発生装置の定格電流を向上させることは、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化に寄与できる。磁界発生装置の定格電流はパワーデバイスの定格電流に依存するため、パワーデバイスの並列接続による装置の定格電流の向上を実現できる。しかしながら、パワーデバイスの並列接続は、回路中の寄生インピーダンスによって並列接続したデバイスに流れる電流がアンバランスすることが報告されている。上記の電流アンバランスは、熱設計の複雑化やデバイスの熱破壊の原因となるため電流バランス手法の検討が必要である。特に、磁界発生装置の駆動条件では回路中に出力電流の最大電流が流れている状態でスイッチングが行われることから、寄生インピーダンスの保持電流を考慮した電流バランス手法についての検討が必要となる。そこで、



本研究では、磁界発生装置の駆動条件である寄生インピーダンスの保持電流を考慮した回路解析に基づいて電流バランス条件を解明し、電力変換回路の物理的構造に着目した受動素子を用いた電流バランス手法を提案する。その結果、パワーデバイス 2 並列接続した回路において電流アンバランスの改善が可能であることを示す。

## 1.3 論文構成

本論文は、6 章によって構成されており、各章の概要は以下の通りである。

第 1 章では、研究背景、研究目的および本論文の構成を示す。

第 2 章では、本研究で提案する高周波磁界発生装置の設計指針や磁束密度の高出力化・広範囲化を目的とした電力変換回路の要素技術の有用性を示すための設計の一例となる、EV 向け WPT システムを対象とした磁界発生装置の設計における設計目標を示す。また、パワーデバイスの仕様等による電力変換回路の設計条件を示す。磁界発生装置における各種回路方式、コイル構造についてまとめ、高周波磁界発生装置に適する回路方式・磁界発生用コイルのコイル構造の選定を行う。さらに、高周波磁界発生装置における電力変換回路の課題となるパラメータを示し、本研究内容との関連性を示す。

第 3 章では、高周波磁界発生装置における電力変換回路の制約条件を考慮した磁界発生用コイルの設計指針の確立について論じる。磁界発生装置の高周波化に伴い注視して設計すべき電力変換回路のパラメータとして共振電圧、コイル内巻線間電圧、パワーデバイス定格電流が挙げられる。本章では、これらの電力変換回路の設計における制約を考慮し、磁束密度が最大となる磁界発生用コイルの巻線構造、電力変換回路の動作条件を同定する設計指針を提案する。また、一例として、EV 向け WPT システムで利用される 85kHz 帯を対象としマウスの全身ばく露を想定した磁界発生用コイルの設計を示し、設計指針の有用性を示す。一方で、1 台の電圧形インバータと 1 つの磁界発生用コイルに基づく磁界発生装置では、高周波化に伴う電力変換回路の制約により発生可能な磁束密度や確保できる磁束密度領域には上限があり、磁束密度の高出力化、磁束密度領域の広範囲化のためには電力変換回路の技術の検討が必要となることを示す。

第4章では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的とした、ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置について論じる。ギャップ付きソレノイドコイルは磁界結合した2つのソレノイドコイルで構成され、2つのコイルを直列接続した2直列ギャップ付きソレノイドコイルと、並列接続した2並列ギャップ付きソレノイドコイルのそれぞれに適した磁界発生装置の回路方式について示す。とりわけ、2並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた回路方式においては、回路パラメータのばらつきによってインバータの動作周波数が制約されることをインピーダンス解析によって明らかとする。また、第3章で示すコイル設計指針をギャップ付きソレノイドコイル応用し、同設計条件下におけるコイル設計を示す。設計結果より、2並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置では、従来の単一インバータと単一コイルで構成される磁界発生装置と比較して磁束密度の高出力化、または、磁束密度領域の広範囲化が達成できることを示す。さらに、2並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた回路方式を応用した対照ばく露実験用磁界発生装置の開発について示す。2つのインバータを同周波数・同位相で駆動することにより磁界ばく露環境を、同周波数・逆位相で駆動することにより対照ばく露環境を同一コイル構造を用いて実現可能であることを示す。

第5章では、磁束密度の高出力化のための電力変換回路の要素技術として、パワーデバイス並列接続時の電流バランス手法を論じる。磁界発生装置におけるスイッチングは出力電流が最大の時に行われるため、スイッチング時の寄生インピーダンスの保持電流が電流分担に影響することが想定される。そこで、スイッチング時の寄生インピーダンスの保持電流を考慮した回路解析を行い電流バランス条件を明らかとする。また、解析結果に基づき受動素子による電流バランス手法を提案し、入力電圧 320V、出力電流 60 A の実験により提案手法の有用性を示す。

第6章では、第3章から第5章で得られた成果についてまとめるとともに、今後の展望を示す。



## 第 2 章

# 高周波磁界発生装置の設計課題と研究 目標

本章では，高周波磁界発生装置の開発に向けて電力変換回路の回路方式，設計指針の確立のために磁界発生用コイルのコイル構造について議論する。また，高周波磁界発生装置の設計課題についてまとめ，本研究内容との関連について述べる。

### 2.1 高周波磁界発生装置の開発目標・設計条件

本研究は，高周波磁界発生装置における磁界発生用コイルの設計指針の確立を目指し，設計指針の有用性を示すために 85 kHz 帯を対象とし，マウスの全身ばく露が可能な磁界発生装置の設計例を示す。以下に磁界発生装置の開発目標を示す。

- 磁界発生装置の開発目標
  - － 磁束密度：20 mT 以上
    - \* 6.97 mT の一様磁束密度において ICNIRP ガイドラインの基本制限値 23.0 V/m を満たす [76] [79]
    - \* ICNIRP ガイドラインの約 3 倍のばく露を目標
  - － 磁束密度領域：磁束密度 20 mT 以上の連続した領域を  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$
  - － 連続運転可能

ICNIRP ガイドラインに示されている制限値以上の磁界ばく露は，磁界のばく露による生体影響の閾値の同定に必要であると考えられる。そこで，本研究では ICNIRP ガイドラインの約 3 倍の 20 mT を磁束密度の目標値とする。また，生体影響評価では信頼性の高い実験検証が求められる [69]。そのため，多くのばく露母体数を確保するこ

とが求められる。本研究では、磁束密度 20 mT 以上の連続した領域を  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  を目標とする。動作時間については、報告されている生体影響評価の論文では数時間に及ぶ磁界ばく露実験が実施されていることを考慮し連続運転可能であることを前提とする。

また、以下に高周波磁界発生装置の開発における電力変換回路の設計条件を示す。

- 電力変換回路の条件

- ドレイン-ソース間電圧：600 V 以下
- デバイス電流：100 A 以下

電力変換回路は、85 kHz 帯の高磁束密度を発生させるために、磁界発生用コイルに 85 kHz 帯の正弦波大電流を流すことが要求される。大電流を伴う 85 kHz 帯のスイッチングでは、スイッチング損失の影響を考慮する必要がある。

図 2.1 は、富士電機社製、定格電圧 1200 V、定格電流 150 A の Si-IGBT(2MBI150XAA120-50) におけるスイッチング損失を示している [90]。図 2.1 より、コレクタ電流 100 A においてターンオン損失、ターンオフ損失、また、リカバリー損失はそれぞれ約 6 mJ、約 5 mJ、約 3 mJ である。スイッチング周波数を 85 kHz とするとスイッチング損失  $P_{sw}$  は 1190 W となる。同デバイスのジャンクション-ケース間の熱抵抗は 0.22 K/W であることからスイッチング損失による温度上昇は 261.8 K となる。以上より、スイッチング周波数 85 kHz、コレクタ電流 100 A の条件において Si-IGBT の使用は困難であることが確認できる。

一方で、定格電圧 1200 V、定格電流 120 A の CREE 社製 SiC-MOSFET(CAS120N12BM2) ではドレイン-ソース間電圧 600 V、ドレイン電流 120 A においてターンオン時のスイッチング電力量は 1.7 mJ、ターンオフ時のスイッチング電力量は 0.4 mJ である [91]。スイッチング周波数を 85 kHz とするとスイッチング損失  $P_{sw}$  は 179 W となる。また、同デバイスのジャンクション-ケース間の熱抵抗は 0.125 K/W であることからスイッチング損失による温度上昇は 21.5 K となる。そのため、85 kHz 帯を対象とした磁界発生装置の開発では、SiC-MOSFET デバイスの使用が考えられる。以上より、使用するパワーデバイスは定格電圧 1200 V、定格電流 120 A の SiC-MOSFET

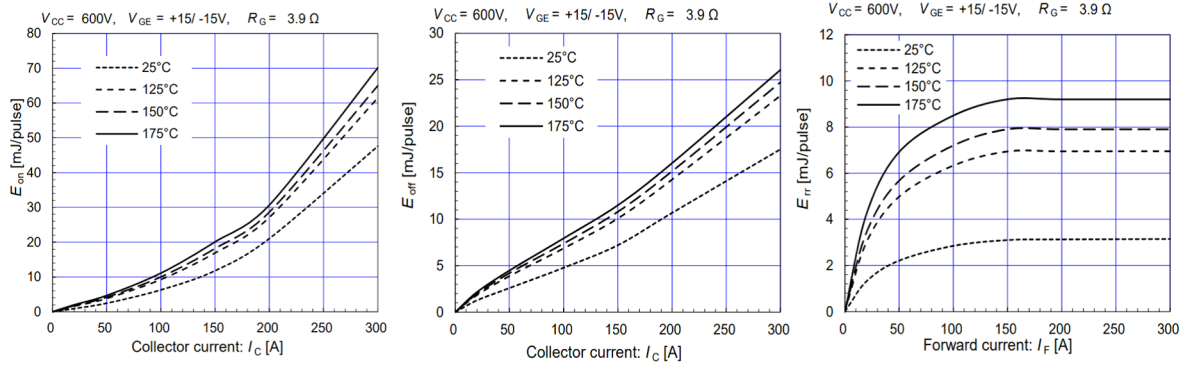


図 2.1 Si-IGBT のスイッチング損失 [90].

とし、ドレイン-ソース間電圧は 600 V 以下、ドレイン電流 100 A 以下を回路条件とする。

## 2.2 回路方式

### 2.2.1 コンデンサ放電方式

図 2.2 は、コンデンサ放電方式による磁界発生装置の回路構成を示す。本方式は、SW1 を ON することで、あらかじめコンデンサ  $C_{in}$  を充電する。その後、SW1 を OFF し、SW2 を ON することで充電されているコンデンサ  $C$  とインダクタ  $L$  の共振による、図 2.3 に示すような減衰する正弦波電流を生成可能である。この時、 $R^2 < 4L/C$  である必要がある。(2.1) 式は、出力電流  $i_o$  を、また、(2.2) 式は、出力電流  $i_o$  の共振周波数を示している。

$$i_o = V_{in} \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

(2.1) 式、(2.2) 式に示すように、コンデンサの放電によって出力電流は共振周波数  $f_r$  の正弦波電流となり、減衰定数  $\frac{R}{2L}$  で減衰する。そのため、本回路方式では、連続動作は困難である。本方式では、コンデンサのキャパシタンスを大きくすることにより、出力電流を大きくすることができる。一方で、共振周波数は小さくなるため 50/60 Hz

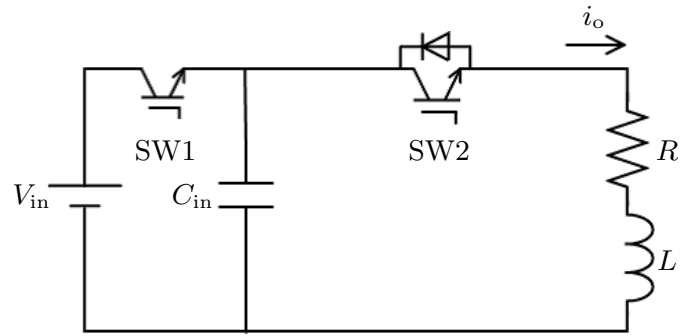


図 2.2 コンデンサ放電方式の回路構成.

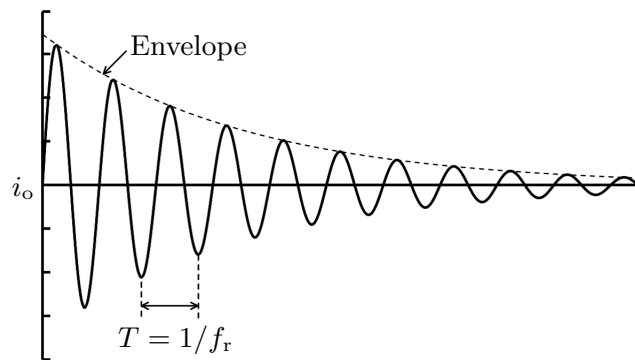


図 2.3 コンデンサ放電方式における電流波形.

や, 100 Hz 程度のパルス磁界の生成に用いられている。

## 2.2.2 PWM インバータ方式

図 2.4 は, PWM インバータ方式における回路図を示す。PWM インバータ方式は, 電圧形インバータに RL 直列接続回路が接続された回路構成である。ここで, インダクタ  $L$  は磁界発生用コイルを示しており, 磁界発生装置として高磁束密度を発生させるためには, インダクタンス  $L$  と出力電流  $I_o$  を大きくすることが要求される。図 2.5 は, PWM インバータ方式における搬送波  $v_{car}$ , 変調波  $v_{modA}$ ,  $v_{modB}$ , ゲート信号  $v_{sigA}$ ,  $v_{sigB}$  を示している。搬送波の正弦波電圧が変調波の三角波より大きいときゲート信号は ON となる。図 2.6 は, 図 2.4 における出力電圧  $v_o$ , 出力電流  $i_o$  波形を示す。本方式は, 変調波の周波数・振幅によって出力電流の周波数・振幅を制御可能であ

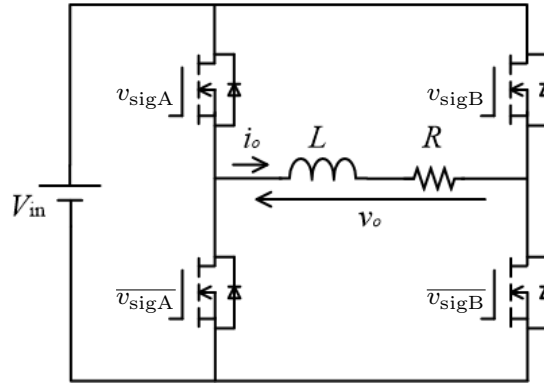


図 2.4 PWM インバータ方式における回路構成.

る点が特長である。(2.3) 式は、PWM 方式における出力電流  $I_o$  を示している。

$$I_o = \frac{mV_{in}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.3)$$

ここで、 $m$  は変調率を表している。本設計条件下では、ドレイン-ソース間電圧 600 V 以下の制約より入力電圧  $V_{in}$  は 600 V 以下となる。また、ドレイン電流 100 A 以下の制約より出力電流  $I_o$  は最大で 100 A となる。この時、(2.3) 式よりインダクタンスは簡易的に下記で計算することができる。

$$L \leq \frac{mV_{in}}{\omega I} = \frac{0.8 \times 600}{2\pi \times 85000 \times 100 \times \sqrt{2}} = 6.37 \mu\text{H}$$

以上より、本設計条件ではパワーデバイスの仕様によりインダクタンス  $L$  を  $6.37 \mu\text{H}$  以下で設計が必要であることがわかる。しかしながら、 $6.37 \mu\text{H}$  以下のインダクタンスでは目標磁束密度 20 mT を達成することは困難である。

また、本方式は、歪み率の小さい正弦波電流を出力するために出力電流の周波数に対してスイッチング周波数を 100 倍以上に設定する必要がある。そのため、パワーデバイスには  $60 \text{ kVA} (=600 \text{ V} \times 100 \text{ A})$  において 10 MHz 相当のスイッチング性能が要求される。

### 2.2.3 共振インバータ方式

図 2.7 は、共振インバータ方式における回路構成を示している。図 2.7 に示すように、その回路構成は電圧形インバータと RLC 直列共振回路によって構成されている。ここで、インダクタ  $L$  は磁界発生用コイルを示しており、磁界発生装置のとして高磁



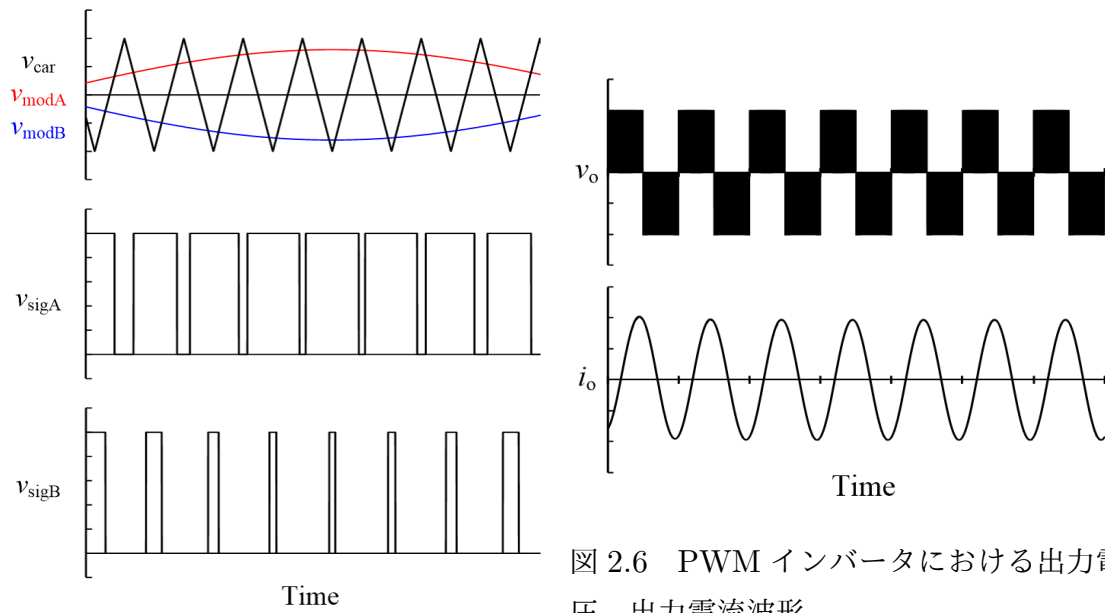


図 2.5 PWM 波形.

図 2.6 PWM インバータにおける出力電圧, 出力電流波形.

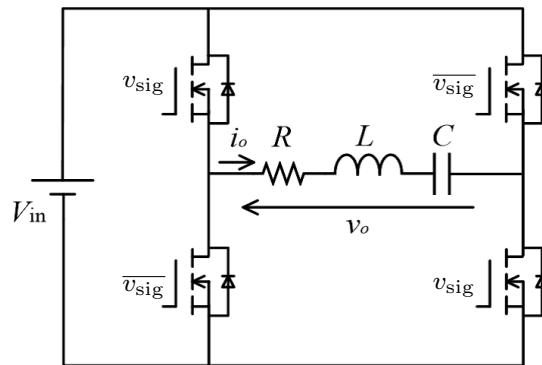


図 2.7 共振インバータ方式における回路構成.

束密度を得るためには, インダクタンス  $L$ , 出力電流  $I_o$  を大きくすることが要求される。また, 抵抗  $R$  は, インダクタ  $L$  と共振用コンデンサ  $C$  の寄生抵抗を示している。図 2.8 は, 共振インバータ方式における出力波形を示している。共振方式では,  $180^\circ$  導通駆動することにより Duty 比 50% の矩形波出力電圧を得る。図 2.9 は, RLC 直列共振回路のインピーダンス周波数特性を示している。RLC 直列共振回路のインピーダンス周波数特性は, (2.4) 式に示す共振周波数  $f_r$  としたバンドパス特性を持つ。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.4}$$

ここで、出力電圧の矩形波をフーリエ級数展開すると (2.5) 式で表すことができる。

$$v_o = \frac{4V_{in}}{\pi} \left\{ \sin 2\pi f_s t + \frac{1}{3} \sin 2\pi(3f_s)t + \frac{1}{5} \sin 2\pi(5f_s)t \cdots \right\} \quad (2.5)$$

出力電圧の各周波数成分の電圧に対して図 2.9 に示すようインピーダンスが異なるため、出力電流  $i_o$  は (2.6) 式で表すことができる。

$$i_o = \frac{4V_{in}}{\pi} \left\{ \frac{1}{Z_{f_s}} \sin 2\pi f_s t + \frac{1}{3Z_{3f_s}} \sin 2\pi(3f_s)t + \frac{1}{5Z_{5f_s}} \sin 2\pi(5f_s)t \cdots \right\} \quad (2.6)$$

図 2.9 に示すように、スイッチング周波数  $f_s$  を共振周波数  $f_r$  付近に設計した時、出力電流の高調波成分は無視できるほど小さくなる。そのため、出力電流  $I_o$  はスイッチング周波数の基本波成分 ( $\omega = 2\pi f_s$ ) のみで表すことができ (2.7) 式となる。

$$I_o = \frac{4}{\pi} \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.7)$$

(2.7) 式を式変形すると (2.8) 式で表すことができる。

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \leq \frac{4}{\pi} \frac{V_{in}}{I_o} \quad (2.8)$$

本設計条件では、ドレイン-ソース間電圧 600 V 以下の制約より入力電圧  $V_{in}$  600 V 以下、また、ドレイン電流 100 A 以下の制約より出力電流  $I_o$  は最大で 100 A と制約される。一方で、(2.8) 式より、共振用コンデンサのキャパシタンス  $C$  を調整することでインダクタンス  $L$  を大きくすることができるため、共振インバータ方式ではパワーデバイスの制約によってインダクタンス  $L$  は制約されない。そのため、高インダクタンスと大電流の両立が可能である。

また、本方式は正弦波電流を出力するためにスイッチング周波数は出力電流の周波数と等しくする必要がある。そのため、パワーデバイスには 60 kVA (=600 V×100 A) において 85 kHz のスイッチング性能が要求される。

以上 3 つの回路方式について示した。コンデンサ放電方式は、連続した運転ができないことから本研究が対象とする磁界発生装置の回路方式として適さない。また、PWM インバータ方式は、パワーデバイスの定格電圧・定格電流の制約によって高磁束密度を生成するための要件である高インダクタンス・大電流を同時に満たすことが

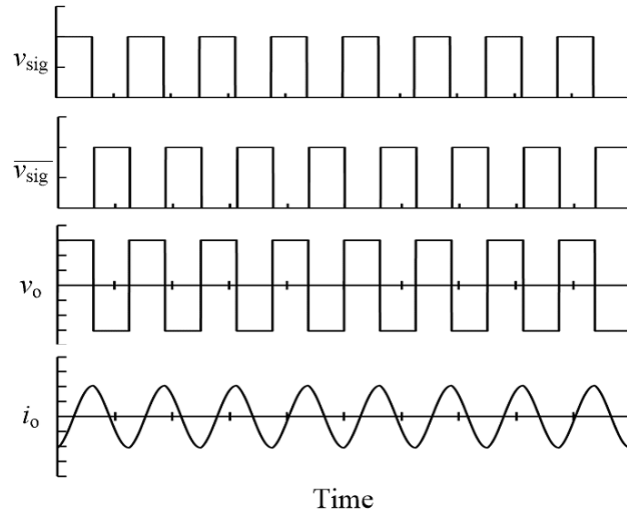


図 2.8 共振インバータにおける出力波形.

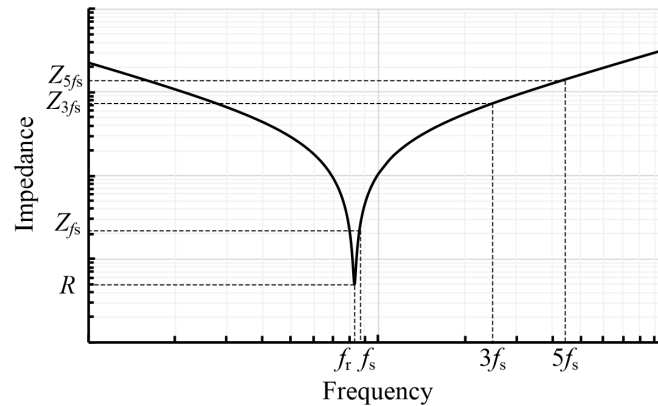


図 2.9 RLC 直列共振回路のインピーダンス周波数特性.

困難である。さらに、数十 kVA において 10 MHz 相当のスイッチング性能は現状入手可能である次世代パワー半導体デバイスにおいても困難である。そのため、PWM インバータ方式も本研究が対象とする磁界発生装置の回路方式として適さないと言える。共振インバータ方式では、共振周波数の設計のために追加のコンポーネントとして共振用コンデンサを要することや、一度設計した LC 直列共振回路においてスイッチング周波数を変更することができないことがデメリットとして挙げられる。一方で、高磁束密度を生成するための要件である高インダクタンス・大電流を同時に実現可能であることや、数 10kVA において 85 kHz のスイッチング性能は次世代パワー半導体デバイスで十分に実現可能である。そのため、本研究では共振インバータ方式を採用する。

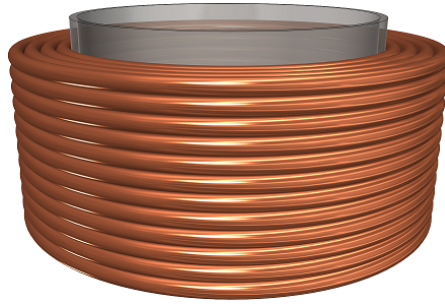


図 2.10 ソレノイドコイル.

## 2.3 コイル構造

本節では、磁界発生用コイルに用いられている一般的なコイル形状について紹介し、それぞれのコイル構造の特徴をまとめる。ここで、磁界発生用コイルとは、特定の領域に磁界を発生することを目的として利用されるコイルを表している。また、本研究では、生体に磁界をばく露するために広範囲な領域への磁界の発生を目的とするため空芯コイルを前提とする。

### 2.3.1 ソレノイドコイル

図 2.10 は、ソレノイドコイルの構造を示している。ソレノイドコイルは、すべての巻線の中心が同軸上に位置し、らせん状の巻線構造が特徴である。ソレノイドコイルのような円柱密巻きのコイル構造は、コイルのインダクタンスの計算や、コイル内の磁界を計算することが容易であることがメリットとして挙げられる。一方で、同心円状の巻線数が増加するとコイルの冷却効率が下がることが課題となる。また、ソレノイドコイルが発生する磁界はコイル内の磁界が強くなることから、ばく露対象をコイル内部に挿入することで磁界のばく露を達成可能である。一方で、ソレノイドコイル内部の磁界分布は後に記述するヘルムホルツコイルのような均一性はない。

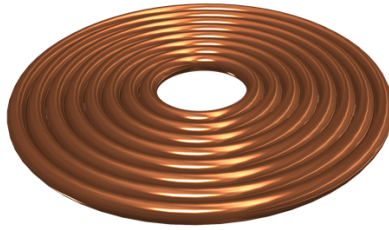


図 2.11 スパイラルコイル.

### 2.3.2 スパイラルコイル

図 2.11 はスパイラルコイルの構造を示している。スパイラルコイルは、ソレノイドコイルにおいてコイルの高さ方向の巻線数が 1 巻線であるという条件が加わった構造である。そのため、すべての巻線の中心点が等しい同心円状に広がりをもつコイル構造である。本構造は、コイルの高さが小さいことが特徴であり、WPT システムの電力伝送用コイルとしての利用も検討されている [92]。スパイラルコイルにおける磁界は、コイル上部や下部の磁界について議論されることが多く、スパイラルコイルを用いた WPT システムの検討が行われている。また、空芯のスパイラルコイルはインダクタンスが小さくなる傾向にあるため、MHz 帯の小型電子機器向け WPT システムへの採用について検討されている [93]。

### 2.3.3 ヘルムホルツコイル

図 2.12 は、ヘルムホルツコイルの構造を示している。ヘルムホルツコイルは、同一の 2 つのコイルを同一の中心軸を持つように配置され、かつ、2 コイル間距離とコイル半径と同じであるコイル構造である。2 つのコイルに流れる電流の向き、大きさが等しい時、コイル中心付近の空間に一様な磁界が発生することが特徴である。コイル半径、2 コイル間距離が  $R$  の時、ヘルムホルツコイルの中心磁束密度は (2.9) 式で表すことができる。

$$B_z(R) = 0.716 \times \frac{\mu_0 I}{R} \quad (2.9)$$

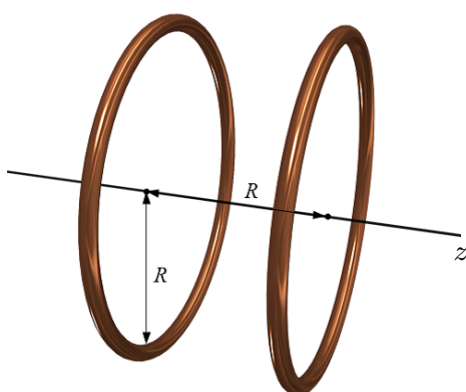


図 2.12 ヘルムホルツコイル.

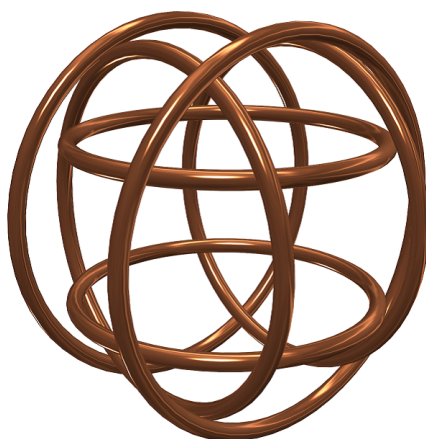


図 2.13 3軸ヘルムホルツコイル.

### 3軸ヘルムホルツコイル

図 2.13 は、図 2.12 に示すヘルムホルツコイルを 3 軸に応用した 3 軸合成磁界発生ヘルムホルツコイルを示している。3 軸合成磁界発生ヘルムホルツコイルは、3 組のヘルムホルツコイルに流す電流を制御することによって合成磁界の方向を変化させることが可能である。製品、機器の磁界による影響の検査や、プローブやセンサの校正等に用いることが可能であり受注製造されている [94]。ヘルムホルツコイルの磁界の一様性を活かして、地磁気測定・校正に利用されている報告もある。

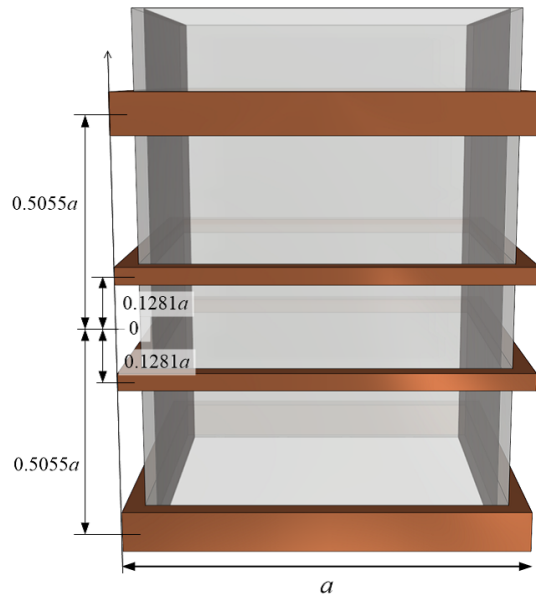


図 2.14 Merritt コイル.

### 2.3.4 Merritt コイル

図 2.14 は、ヘルムホルツコイルより均一磁界の生成に優れていると報告されている Merritt コイルを示す [95]。Merritt 4 コイルは、一辺の長さが等しい 4 台の方形コイルから構成される。方形コイルの一辺の長さを  $a$  とすると、コイルの中心から内側コイルまでの距離は  $0.1281a$ 、外側コイルまでの距離は  $0.5055a$  とする必要がある。また、内側コイルに対する外側コイルの最適電流比は、2.3612 であり、最適値に対して誤差 0.1% 以内とするためには、コイルに流す電流を等しいとすると巻線比は 26:11:11:26 となる。

以上、空芯コイルの構造について示した。本研究では、高磁束密度を確保できること、また、設計指針の確立のために基本的な構造であるソレノイドコイルを採用する。

## 2.4 高周波磁界発生装置の開発における課題

図 2.15 は、本研究で採用した回路構成、図 2.16 は、磁界発生用コイルのコイル構造に採用したソレノイドコイルを示している。磁界発生装置において高磁束密度 (本研究では 20 mT を目標) を発生するためには、磁界発生用コイルの巻線数 (インダク

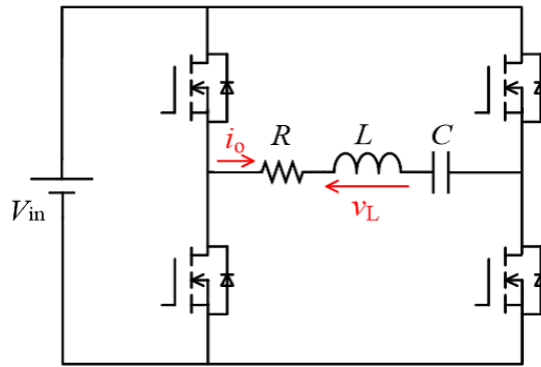


図 2.15 高周波磁界発生装置における回路構成.

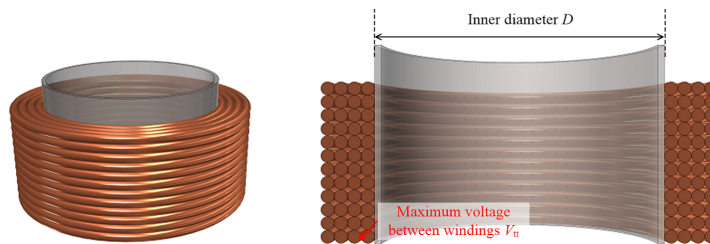


図 2.16 磁界発生用コイル構造.

タンス  $L$ ), 大電流  $I_o$  が求められる。しかしながら, インダクタンス  $L$ , 出力電流  $I_o$  に加えてスイッチング周波数  $f_s$  が高くなることによる高共振電圧  $V_L$  が課題となる。共振電圧  $V_L$  は, 共振用コンデンサにも同電圧が印加されるため, 共振用コンデンサの定格電圧を考慮した設計が必要となる。さらに, 高共振電圧に伴いコイル内の巻線間電圧も増大することで巻線間絶縁破壊が懸念される。そのため, 巻線間絶縁耐量を考慮したコイル設計が望まれる。また, 前述したように, パワーデバイスの定格電流により出力電流が制約される。以上示したように, 磁界発生装置の高周波化に伴い電力変換回路側の制約が顕著となる。そのため, 磁界発生用コイルの設計では, 磁束密度の視点に加えて電力変換回路の視点からの設計が必要となる。

また, これらの電力変換回路の制約より磁束密度や磁束密度領域には上限が生じる。そのため, 磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化のためには, 複数のコイルによる磁界の強め合いが考えられる。複数のコイルを並列して駆動させる場合, その電源設計やコイルの結合を含めたコイル設計指針の確立が必要となる。

同様に, 磁界発生装置の出力電流を増加させることが磁束密度の高出力化・磁束密



度領域の広範囲化に寄与する。磁界発生装置の出力電流の増加のためには、パワーデバイスの並列接続技術が必要となる。しかしながら、パワーデバイス並列接続時には、パワーデバイスの個体差や、配線の寄生インピーダンスによる電流アンバランスが課題となる。特に、磁界発生装置のスイッチングは出力電流が最大の時に行われるため、寄生インピーダンスの保持電流を考慮した電流バランス手法の検討が必要となる。

## 2.5 目的に対する本研究のアプローチ

本研究は、高周波磁界発生装置における磁界発生用コイルの設計指針の確立を目的とする。また、高周波磁界発生装置における磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化技術の提案を目的とする。

図 2.17 は、本研究における検討・提案事項、および各章の関係をまとめたものを示す。第 3 章では、高周波磁界発生装置の設計において顕著となる電力変換回路の制約を考慮した磁界発生用コイルの設計指針の確立を目的とする。そのため、磁界発生装置の高周波化による電力変換回路側の制約をまとめ、実現可能な電力変換回路の条件において磁束密度が最大となるコイル巻線構造を決定する設計指針を提案する。さらに、EV 向け WPT システムを対象とした 85 kHz における生体影響評価を目的とした磁界発生装置の設計を行い、本稿で提案する設計指針の有用性を確認する。

第 4 章では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置について議論する。ギャップ付きソレノイドコイルは 2 つのソレノイドコイルを近接配置した構造であり、2 つのコイルに流す電流を同周波数・同位相にすることで発生する磁界を強め合うことを目標とする。ギャップ付きソレノイドコイルを用いた際の磁界発生装置の回路方式を検討し、特に、回路中のインピーダンスのばらつきによる磁界発生装置の動作周波数の制約を明瞭とする。第 3 章で示したコイルの設計指針を応用しギャップ付きコイルの設計を行い、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化に有用であることを実験検証により示す。さらに、提案する回路方式を応用し、対照べく露実験向け磁界発生装置の設計が可能であることを示す。

第 5 章では、スイッチングデバイス並列接続時の電流バランス法について議論する。

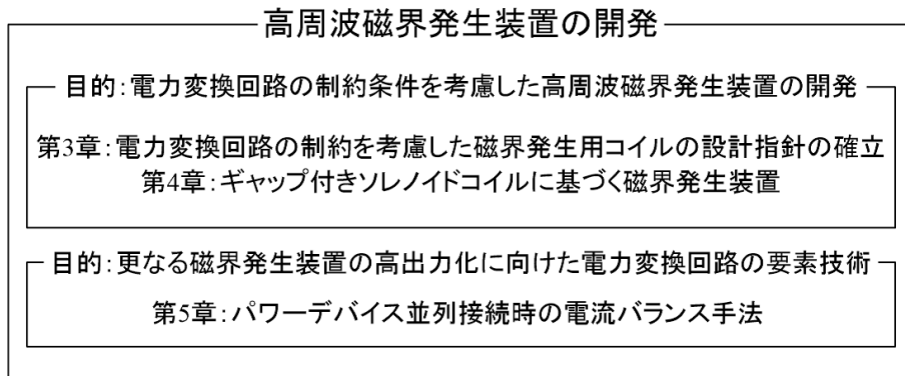


図 2.17 本研究目的と各章の関係.

スイッチングデバイス並列接続時の電流バランス手法は、経験則に基づいてインダクタンスを統一する手法がとられてきた。しかしながら、磁界発生装置の動作条件においてパワーデバイスのスイッチング時には、回路中には出力電流の最大電流が流れているため、寄生インピーダンスの保持電流に着目した電流アンバランス現象について議論する。さらに、得られた解析結果を踏まえて受動素子を用いた電流バランス手法を提案し、実証実験により有用性を検証する。

## 2.6 本章のまとめ

本章では、本研究で提案する高周波磁界発生装置の設計指針や磁束密度の高出力化・広範囲化を目的とした電力変換回路の要素技術の有用性を示すための設計の一例となる、EV 向け WPT システムを対象とした磁界発生装置の設計における設計目標を示した。また、パワーデバイスの仕様等電力変換回路の設計条件を示した。磁界発生装置における各種回路方式、コイル構造についてまとめ、高周波磁界発生装置に適する回路方式・磁界発生用コイルのコイル構造の選定を行った。さらに、高周波磁界発生装置における電力変換回路の課題となるパラメータを示し、本研究内容との関連性を示した。



## 第 3 章

# 電力変換回路の制約を考慮した磁界発生コイルの設計指針の確立

本章では、高周波磁界発生装置の設計において顕著となる電力変換回路の制約を考慮した磁界発生用コイルの設計指針の確立を目的とする。はじめに、実現可能な電力変換回路の条件を考慮することで、中心磁束密度が最大となるコイルの巻線構造を決定可能とする設計指針を提案する。巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造において、EV 向け WPT システムを対象とした 85 kHz における生体影響評価を目的とした磁界発生装置の設計を行い、提案する設計指針の有用性を確認する。また、試作したコイルを用いた巻線間最大電圧の測定、また、入力電圧 380 V、出力電流 100 A の実験検証を示す。

### 3.1 高周波磁界発生装置における電力変換回路の課題

図 3.1 は、高周波磁界発生装置における回路図を示している。図 3.2 は、磁界発生用コイルにおけるソレノイドコイル構造を示している。生体影響評価に必要な高磁束密度 (本研究で示す設計例では 20 mT) を発生させるために、磁界発生用コイルの巻線数 (インダクタンス  $L$ )、大電流  $I_0$  が求められる。一方で、インダクタンス  $L$ 、出力電流  $I_0$  に加えて、高周波化によるスイッチング周波数  $f_s$  の増加により高共振電圧  $V_L$ 、 $V_C$  が課題となる。共振電圧は、電力変換回路における共振用コンデンサにも同電圧が印加されるため、共振用コンデンサの定格電圧を考慮した設計が必要となる。さらに、共振電圧が増加することによりコイルの隣り合う巻線間の電圧も増加する。過大な巻線間電圧は巻線間絶縁破壊を引き起こす可能性があるため巻線間絶縁耐量によって制約される。また、出力電流はパワーデバイスの定格電流によって制約される。

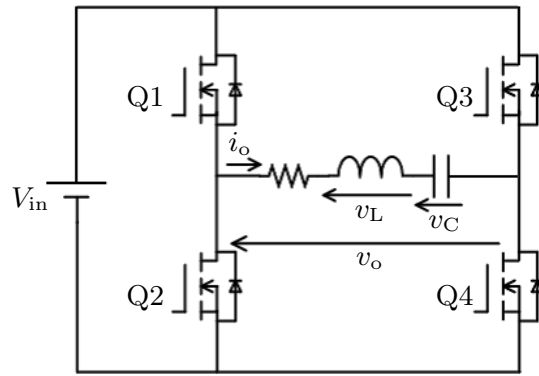
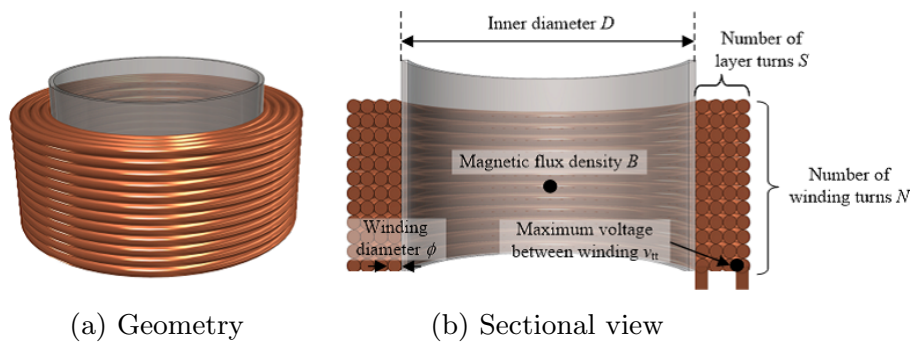


図 3.1 高周波磁界発生装置における回路構成.



(a) Geometry

(b) Sectional view

図 3.2 ソレノイドコイル構造.

### 3.2 電力変換回路の制約を考慮した設計指針

中心磁束密度  $B$  は、内径  $D$ 、線径  $\phi$ 、巻線構造 (層数  $S$ 、巻数  $N$ )、出力電流  $i_o$  によって決定される。また、電力変換回路に関するパラメータでは、内径  $D$ 、線径  $\phi$ 、巻線構造 (層数  $S$ 、巻数  $N$ ) によってインダクタンス  $L$  が決定され、加えて出力電流  $i_o$ 、スイッチング周波数  $f_s$  によって共振電圧  $v_L$ 、巻線間最大電圧  $v_{tt}$  が決定される。巻線構造と出力電流は磁束密度と電力変換回路のパラメータの両者に関与するため、設計時には両者を考慮した設計が必要である。

図 3.3 は、本研究で提案する電力変換回路の制約条件を考慮したコイル設計指針の概要を示している。提案する設計指針では、はじめに、ある巻線構造のコイルを用いた場合における電力変換回路側の動作条件を決定する。この時、高周波磁界発生装置の課題である共振電圧、巻線間電圧、出力電流等の制約条件を考慮し、実現可能な電力変換回路の動作条件 (出力電流) の決定を行う。次に、得られた出力電流とコイル

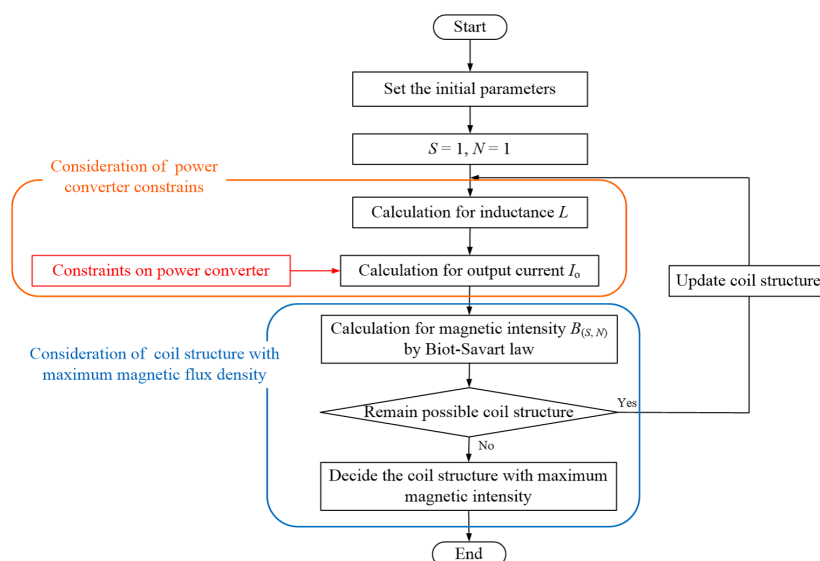


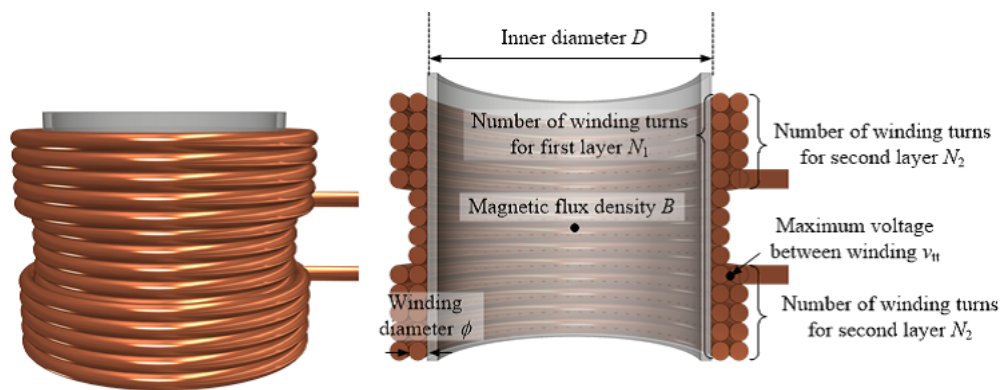
図 3.3 提案する設計指針の概要.

構造によって磁束密度について検討する。上記の電力変換回路の動作条件の決定，磁束密度の検討を考えるすべてのコイル構造において検討した後，磁束密度の計算結果を比較することで，与えられている電力変換回路の制約条件下で中心磁束密度が最大となるコイル構造の決定が可能となる。

### 3.3 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造と計算手法

#### 3.3.1 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造

設計指針の有用性を確認するために，マウス (30.6 mm×29.4 mm× 94.0 mm) の全身ばく露を目的とした生体影響評価用磁界発生用コイルの設計を行う。図 3.4 は，巻線間最大電圧の低減を目的とした磁界発生用コイル構造を示している。図 3.4(a)，図 3.4(b) に示すように，検討するコイル構造は 2 層ソレノイドコイルをベースとし，2 層目の中央に位置する巻線を取り除いたコイル構造である。1 層目の巻線数を  $N_1$ ，2 層目の巻線数を  $N_2$  と定義し，以下， $N_1$  巻- $N_2$  巻構造と呼ぶ。本構造における巻線間最大電圧は，コイルの全巻線数の半分以下の巻線数のインダクタンスに比例するため巻線間最大電圧を共振電圧の 1/2 以下とすることができる。



(a) Geometry

(b) Sectional view

図 3.4 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造.

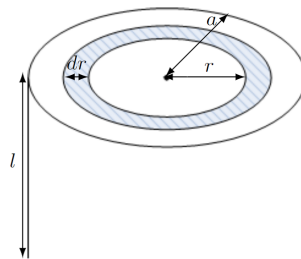


図 3.5 導線の内部インダクタンス解析図

### 3.3.2 インダクタンス

一般に、ソレノイドコイルのインダクタンス  $L$  は、自己インダクタンス  $L_{\text{self}}$  と相互インダクタンス  $M$  の和によって求められる。さらに、自己インダクタンス  $L_{\text{self}}$  は内部インダクタンス  $L_{\text{in}}$  と外部インダクタンス  $L_o$  の和によって求められる。以上より、 $S$  層  $N$  巻のソレノイドコイルのインダクタンス  $L$  は (3.1) 式で表される。

$$L = L_{\text{self}} + M = L_{\text{in}} + L_o + M \quad (3.1)$$

以下にそれぞれのインダクタンス計算の式の導出を示す [96]。

#### 内部インダクタンス

図 3.5 は、半径  $a$ 、導線長  $l$ 、透磁率  $\mu$  の直線導体を示している。インダクタンスは

一般に (3.2) 式で表される磁束と電流の関係より求めることができる。

$$\phi = L \times I \quad (3.2)$$

内部インダクタンスは導体内部の電流により発生した磁界が導体と鎖交する磁束と電流より求めることができる。図 3.5 に表わすような半径  $a$  の直線導体に一様に電流  $I$  が流れているとすると、中心軸より  $r$  の距離の点での磁界はアンペールの法則より (3.3) 式で表される。

$$H = \frac{I \cdot \frac{\pi r^2}{\pi a^2}}{2\pi r} = \frac{Ir}{2\pi a^2} \quad (3.3)$$

半径  $r$ , 厚さ  $dr$ , 長さ  $l$  の円筒環の部分を考えてその部分に鎖交する磁束  $d\phi$  は (3.4) 式で表すことができる。

$$d\phi = BdS = \mu HdS = \mu Hldr \quad (3.4)$$

ただし、発生磁界は導体の全体と鎖交せず、鎖交するのは全体の  $\frac{a^2-r^2}{a^2}$  部分と鎖交するので  $N = \frac{a^2-r^2}{a^2}$  である。したがってこの部分の鎖交磁束は

$$d\phi_i = Nd\phi = \frac{a^2-r^2}{a^2} \mu Hldr = \frac{\mu l I (a^2 r - r^3)}{2\pi a^4} dr \quad (3.5)$$

よって全鎖交磁束  $\Phi_i$  は (4.18) 式で表すことができる。

$$\Phi_i = \int d\phi_i = \frac{\mu l I}{2\pi a^4} \int_0^a (a^2 r - r^3) dr = \frac{\mu l I}{8\pi} \quad (3.6)$$

よって、内部インダクタンス  $L_{in}$  は (3.2) 式より

$$L_{in} = \frac{\mu l}{8\pi} \quad (3.7)$$

で表される。以上の解析結果より、内部インダクタンスは配線長に比例することがわかる。巻線  $w_{(n,s)}$  が持つ内部インダクタンスを  $L_{in(n,s)}$  とする。

## 相互インダクタンス

相互インダクタンスは、1 ターンのコイル発生させる磁界がほかの 1 ターンのコイルに鎖交することにより生じるインダクタンス成分であり、相互インダクタンスは Newmann の公式より求めることができる。図 3.6 に相互インダクタンスの解析に用



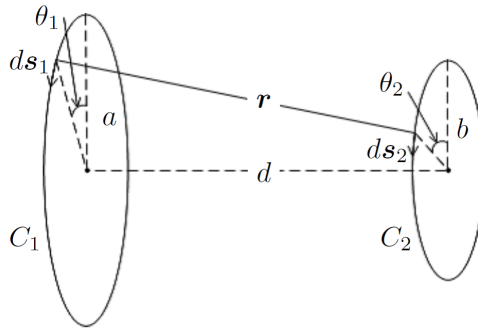


図 3.6 相互インダクタンスの解析図

いたコイル概略図を示す。図 3.6 において、Newmann の公式より、回路  $C_1, C_2$  の線要素  $ds_1, ds_2$  間の距離を  $r$ 、両要素の方向の間を角を  $\theta = \theta_1 - \theta_2$  とすると、両回路の相互インダクタンス  $M$  は (3.8) 式で表される。

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{ds_1 \cdot ds_2}{r} \\
 &= \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) ds_1 ds_2}{r} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

図 3.6 中の  $a$  は巻線 1 のコイル半径、 $b$  は巻線 2 のコイル半径、 $d$  は 2 コイル間の距離を表している。以上のパラメータを用いると、相互インダクタンスは (3.9) 式で表される。

$$\begin{aligned}
 ds_1 &= ad\theta_1, \quad ds_2 = bd\theta_2 \\
 M &= \mu_0 \sqrt{ab} \left\{ \left( \frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right\} \quad (3.9) \\
 K(k) &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} d\phi \\
 E(k) &= \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi} d\phi \\
 \text{このとき, } k &= \frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2}
 \end{aligned}$$

$K(k)$  は第一種完全楕円積分、 $E(k)$  は第二種完全楕円積分である。

## 外部インダクタンス

同様に外部インダクタンスの解析を示す。図 3.7 は、半径  $a$  の導体による半径  $R$  とした 1 ターンコイルを示している。図 3.7 中の導体半径  $a$ , 導体中心までの距離  $R$  の

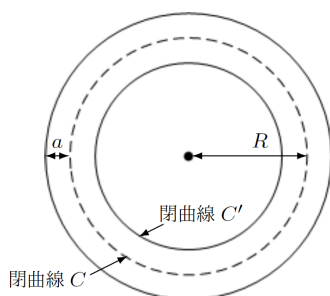


図 3.7 外部インダクタンスの解析図

1 ターンコイルを示している。外部磁界は電流  $I$  が導線の中心線  $C$  に集中していると考えたときと同じである。閉曲線  $C$  に電流  $I$  が流れているとき、環の内側の閉曲線  $C'$  内に生ずる磁束を  $\Phi$  とすると 外部インダクタンス  $L_o$  は  $\Phi = L_o I$  から求められる。この  $\Phi$  は  $C$  に電流  $I$  を流すときに環の内側の周  $C'$  ないに生ずる磁束であるから、 $C$  と  $C'$  の間の相互インダクタンス  $\Phi = MI$  より求めることができる。相互インダクタンスは (3.9) 式より

$$M = \mu_0 \sqrt{ab} \left\{ \left( \frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right\}$$

である。半径がほとんど等しく二つの円形コイルがきわめて接近して正対しているとき、 $a \approx b$ ,  $d \ll a, b$  このとき  $k \approx 1$  であるので  $K(k), E(k)$  のそれぞれ  $k \rightarrow 1$  の場合の近似形を求める。第二種完全楕円積分  $E(k)$  は、

$$E(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - \sin^2 \phi} d\phi = 1 \quad (3.10)$$

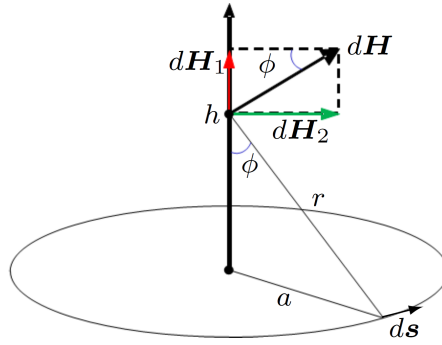


図 3.8 ビオ・サバルの法則

となる。しかし、 $K(k)$  は  $\phi = \pi/2$  で被積分関数が  $\infty$  となるため近似系を求める必要がある。  $1 - k^2 = k'^2, k' \ll \epsilon \ll 1$  とおくと、

$$\begin{aligned}
 K(k) &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} d\phi = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{\cos^2 \phi - k'^2 \sin^2 \phi}} \\
 &= \int_0^{\pi/2 - \epsilon} \frac{d\phi}{\sqrt{\cos^2 \phi - k'^2 \sin^2 \phi}} + \int_{\pi/2 - \epsilon}^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{\cos^2 \phi - k'^2 \sin^2 \phi}} \\
 &= \log \frac{2}{\epsilon} + \log \frac{2\epsilon}{k'} = \log \frac{4}{k'} \\
 &= \log 4 \sqrt{\left(\frac{2a}{\delta}\right)^2} = \log \frac{8a}{\delta} \\
 \delta^2 &= (a + b)^2 + d^2
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

よって、

$$L_o = M = \mu_0 R \{K(k) - 2E(k)\} = \mu_0 R \left( \log \frac{8a}{\delta} - 2 \right) \tag{3.12}$$

となる。

### 3.3.3 中心磁束密度

図 3.8 に示すような半径  $a$  の 1 ターンのコイルにより発生する磁界はビオサバルの法則により (3.13) 式で表すことができる [97]。

$$dH = \frac{I}{4\pi} \frac{ds \times \sin \theta}{r^2} \tag{3.13}$$

ここで,  $r = \sqrt{a^2 + h^2}$ ,  $\theta = \frac{\pi}{2}$  より, (3.13) 式は (3.14) 式で表すことができる。

$$dH = \frac{I}{4\pi} \frac{ds}{(a^2 + h^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (3.14)$$

発生する磁界はコイルの中心軸上ではコイルと平行な成分は互いに打ち消しあうため  $z$  軸方向のみである。よって,

$$dH_2 = 0 \quad (3.15)$$

一方,  $z$  軸方向の磁界は

$$\begin{aligned} dH_1 &= \frac{I}{4\pi} \frac{ads}{(a^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}} \\ H_1 &= \int dH_1 = \frac{Ia^2}{2(a^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

となる。よって, 中心軸上の高さ  $h$  における磁束密度  $B_z$  は  $B_z = \mu_0 H_1$  より

$$B_z = \frac{\mu_0 I a^2}{2(a^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.17)$$

となる。

### 3.3.4 巻線間最大電圧

図 3.4 に示す巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造の  $N_1$  巻- $N_2$  巻構造について巻線間最大電圧の計算手法について示す。図 3.9 に示すように,  $s$  層  $n$  巻目に位置する 1 ターンコイルの巻線番号を  $w_{(s,n)}$  と定義する。提案構造においてコイル電流は, 入力巻線である  $w_{(2,N_2)}$  から  $w_{(2,N_2-1)}$ ,  $w_{(2,1)}$ ,  $w_{(1,1)}$ ,  $w_{(1,N_1)}$ ,  $w_{(2,N_1)}$  と流れ, 最後に出力端子である  $w_{(2,N_1-N_2+1)}$  の順に流れる。

図 3.10 は, コイルを構成している各巻線を 1 ターンの coils とみなし, 巻線数分インダクタが直列接続した等価回路である。一般に, 各 1 ターンコイルのもつインダクタンスは, 自己インダクタンス, 相互インダクタンスが異なることからばらつきがあることが想定される。ここで, 巻線  $w_{(s,n)}$  のもつ自己インダクタンスと他巻線との相互インダクタンスの和をインダクタンス  $L_{(s,n)}$  と表す。この時, コイル両端電圧は (3.18) 式で表すことができる。

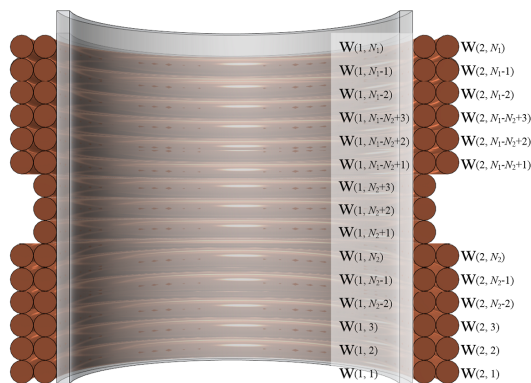


図 3.9 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造の断面図.

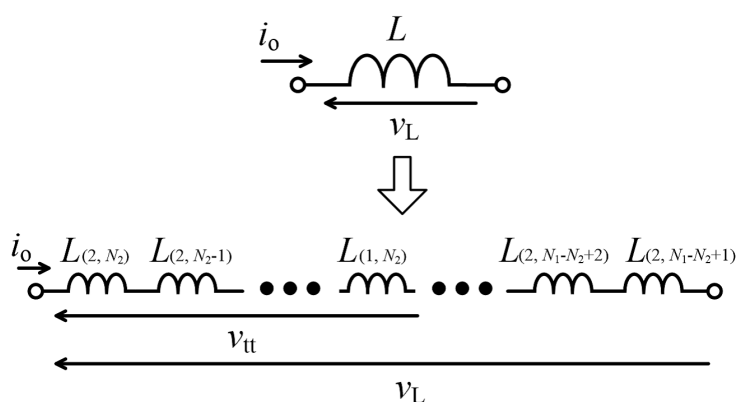


図 3.10 コイルの巻線間最大電圧を求めるための等価回路.

$$V_L = 2\pi f_s (L_{(2, N_1)} + L_{(2, N_1-1)} \cdots + L_{(1, N_2)} + L_{(1, 1)} \cdots + L_{(2, N_1-N_2+2)} + L_{(2, N_1-N_2+1)}) I_o \quad (3.18)$$

また、巻線間最大電圧  $V_{tt}$  は、(3.19) 式で表すことができる。

$$V_{tt} = 2\pi f_s (L_{(2, N_2)} + L_{(2, N_2-1)} \cdots + L_{(1, N_2-1)} + L_{(1, N_2)}) I_o \quad (3.19)$$

### 3.4 マウスのばく露を想定した 85 kHz 帯磁界発生用コイルの設計

#### 3.4.1 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造における設計手順

ここでは、巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造において本稿で提案する設計指針の有用性を確認するためにマウスのばく露を想定した 85 kHz 帯磁界発生用

コイルの設計を示す。図 3.11 は、巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造における磁界発生用コイルの設計手順を示している。本設計手順では、ばく露対象を考慮して内径  $D$  が決定され、目標とする周波数によって周波数  $f_s$  が決定される。また、制約条件として、パワーデバイスの定格電流によって最大出力電流  $I_{o-max}$  が決定し、共振用コンデンサの耐圧により最大共振電圧  $V_{L-max}$ 、コイルの巻線間の絶縁耐量により最大巻線間電圧  $V_{tt-max}$  を決定する。以上のパラメータを決定した後、巻線構造  $N_1, N_2$  を変数として以降の手順を踏む。はじめに、電力変換回路側の制約条件の考慮として、巻線構造  $N_1, N_2$  におけるインダクタンス  $L$  を計算する。次に、最大共振電圧  $V_{L-max}$  と最大巻線間電圧  $V_{tt-max}$  より出力電流  $I_o$  の計算を行う。この時、得られた出力電流  $I_o$  が最大出力電流  $I_{o-max}$  を超える場合は出力電流  $I_o$  を最大出力電流  $I_{o-max}$  へ補正する。以上の手順により、各巻線構造のコイルを用いた場合の電力変換回路の制約を満たした動作条件が決定可能である。

次に、磁束密度が最大となるコイル構造の検討を行う。本設計手順では、コイルの巻線構造と出力電流によりビオ・サバールの法則より中心磁束密度  $B$  の計算を行う。ここでは、巻線構造  $N_1-N_2$  における中心磁束密度を  $B_{(N_1, N_2)}$  とする。2層目の巻線数  $N_2$  が1巻の構造の中で磁束密度が最大となる構造を精査し、磁束密度が最大となる構造の1層目の巻線数  $N_{max}$  を検討する1層目の最大巻線数とする。上記の判定条件により、検討する巻線構造を  $N_1 < N_{max}$ ,  $N_2 < N_{max}/2$  とする。すべての構造において同様の計算を行い、磁束密度の計算結果を比較することで与えられている条件下において磁束密度が最大となるコイル構造が決定可能である。

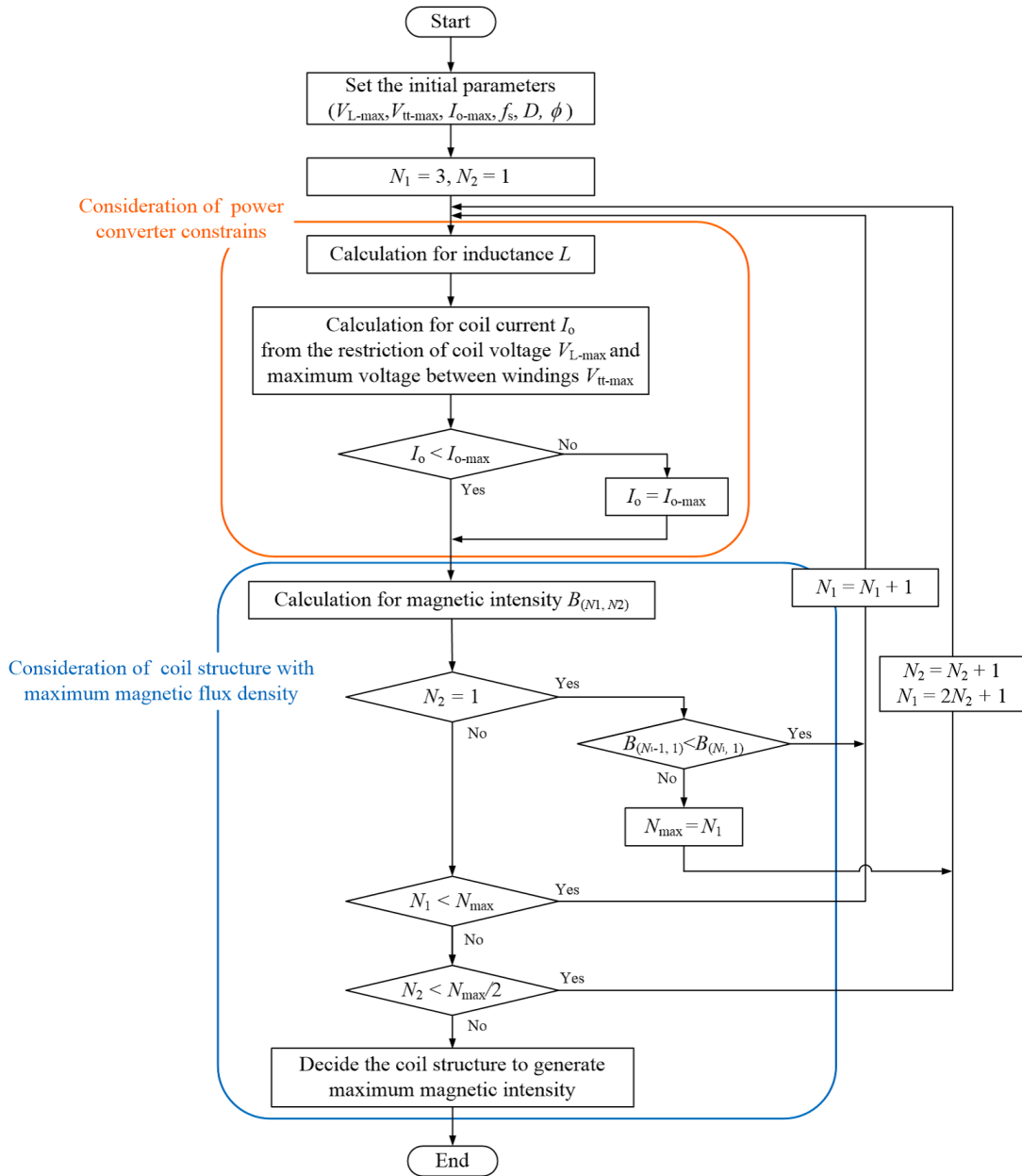


図 3.11 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造における設計手順.

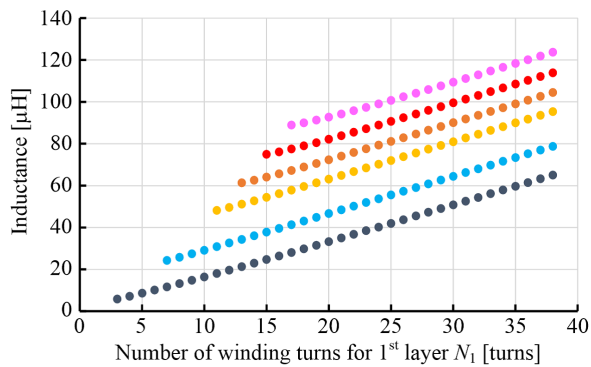
### 3.4.2 コイル設計結果

コイル構造の条件として、コイル内部にばく露対象を挿入し全身ばく露を行うために内径  $D=110$  mm とする。また、EV 向け WPT システムを対象とするためスイッチング周波数  $f_s$  は 85 kHz とする。定格電流 120 A の SiC-MOSFET を使用することを想定し、最大出力電流  $I_{o-max}$  は 100 A とする。共振用コンデンサの耐圧より最大共振電圧  $V_{L-max}$  は 5000 V、巻線間絶縁耐量より最大巻線間最大電圧  $V_{tt-max}$  を 2000 V とする。使用する電線は  $\phi 7.18$  mm とする。

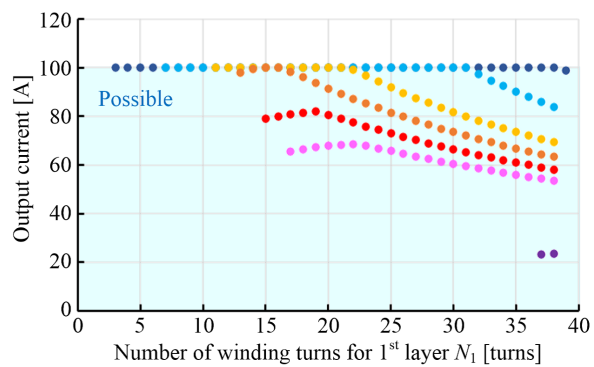
図 3.12 は、上記条件におけるコイルの設計結果を示している。図 3.12(a) に示すように、コイルのインダクタンスは巻線数の増加に伴い増加することが確認できる。図 3.12(b) より、すべての巻線構造における出力電流は最大出力電流の 100 A 以下となっていることが確認できる。また、インダクタンスの増加とともに出力電流の減少が確認できる。これは、図 3.12(c)、図 3.12(d) に示す共振電圧、巻線間最大電圧の上限に収まるように制限されているためである。図 3.12(e) は、各コイルの条件における中心磁束密度の計算結果を示している。2 層目の巻線数  $N_2$  が 1 巻の構造において  $B_{(38,1)} > B_{(39,1)}$  であることから、検討するコイル構造は 1 層目巻線数が最大で 38 巻、2 層目巻線数が最大で 18 巻となる。本条件において、 $N_1=15$ 、 $N_2=6$  のコイル構造において、中心磁束密度 20.1 mT の発生が可能であり、目標中心磁束密度 20 mT を達成可能である。以上設計結果より、電力変換回路の制約条件を考慮し、磁束密度が最大となるコイル構造が決定可能であるコイル設計指針を確立した。

図 3.13 は、15 巻-6 巻コイルにおける中心軸上の磁束密度の計算結果を示す。縦軸は、コイル中心点からの中心軸上の距離を示しており、横軸は磁束密度を示している。図 3.13 より、目標磁束密度の 20 mT を達成するコイルの高さは  $\pm 7.3$  mm であることが確認できる。よって、磁束密度領域はコイル内径からコイルボビンの厚みを引いた  $\phi 100$  mm  $\times$  14.6 mm  $= 1.15 \times 10^{-4}$  m<sup>3</sup> となり、目標磁束密度領域である  $1.0 \times 10^{-3}$  m<sup>3</sup> を達成できないことが確認できる。そのため、高周波磁界発生装置の開発のためには、磁束密度の高出力化や磁束密度領域の広範囲化の検討が必要である。

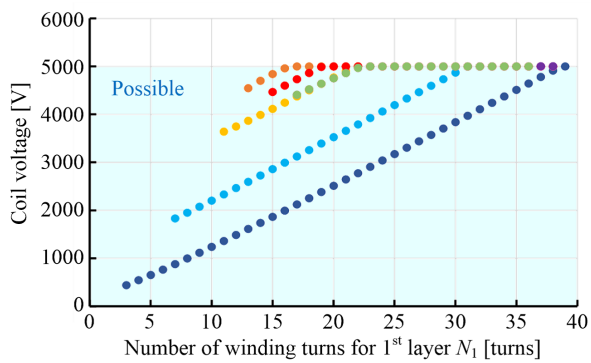




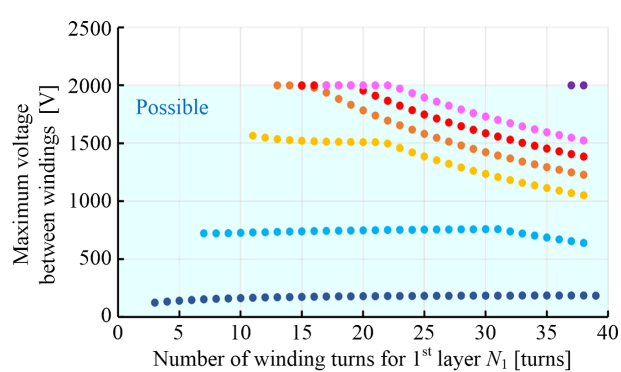
(a)



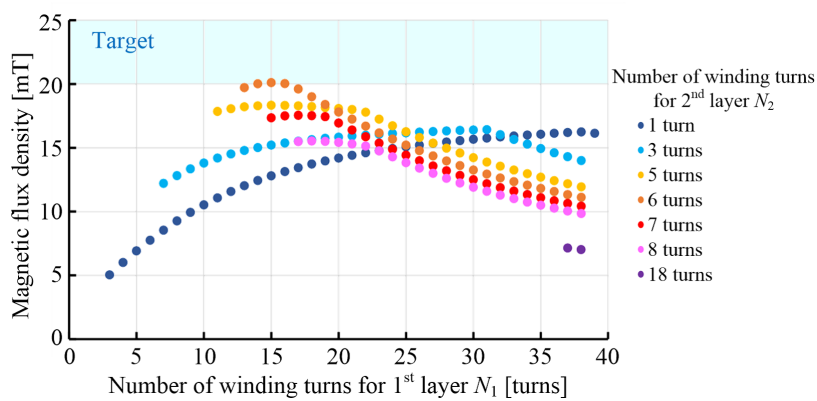
(b)



(c)



(d)



(e)

図 3.12 コイル設計結果

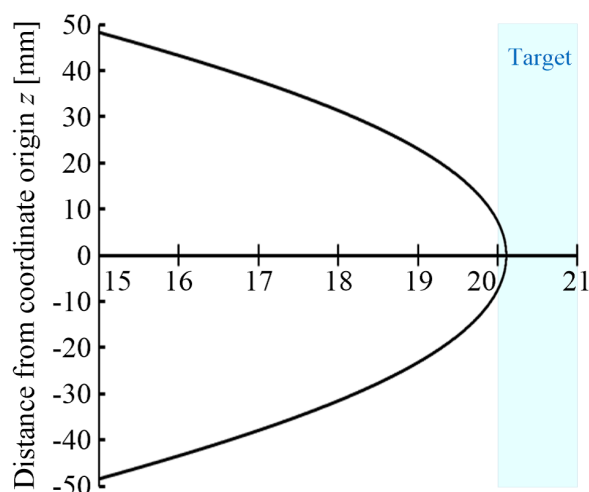


図 3.13 15 巻-6 巻コイルにおける中心軸上の磁束密度計算結果.

## 3.5 実験結果

### 3.5.1 巻線間最大電圧の測定

前述した計算手法の妥当性を確認するためにコイルの試作を行った実験検証について示す。図 3.14 は、実験検証のために試作したコイルを示している。試作したコイルは、内径  $D=110$  mm であり、巻線には 100 A の電流による発生する熱を冷却するためにパイプ内径  $\phi_{in}=5.6$  mm, パイプ外径  $\phi_{out}=7.0$  mm の水冷パイプを使用した。また、巻線間絶縁耐量を確保するために厚み 0.9 mm のガラスチューブを用いた。

図 3.15(a) は、14 巻-6 巻コイルの巻線の断面図を示している。また、図 3.15(b) は、14-6 巻コイルにおいて各巻線のインダクタンスの計算結果である。図 3.15 より、各 1 ターンコイルのもつインダクタンスが異なり、最大で約 1.5 倍異なることが確認できる。また、インダクタンス  $L_{coil}$  は、 $57.8 \mu\text{H}$  であり、最大巻線間電圧が生じる  $w_{(1,6)}$ ,  $w_{(2,6)}$  間のインダクタンスは  $26.6 \mu\text{H}$  である。そのため出力電流 100 A の時、コイル電圧は最大 4365 V, 巻線間最大電圧は最大 1706 V となる。

図 3.16 は、試作したコイルにおけるコイル電圧と巻線間最大電圧の測定結果を示す。実線がコイル電圧を示しており、破線が巻線間最大電圧を示す。本実験では、発生する磁界による測定器の誤計測を回避するために電源には発振器と増幅器を用いて

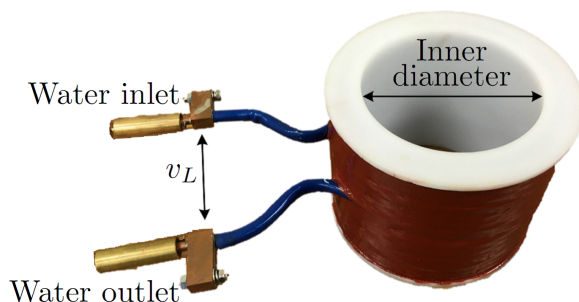


図 3.14 製作した巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル.

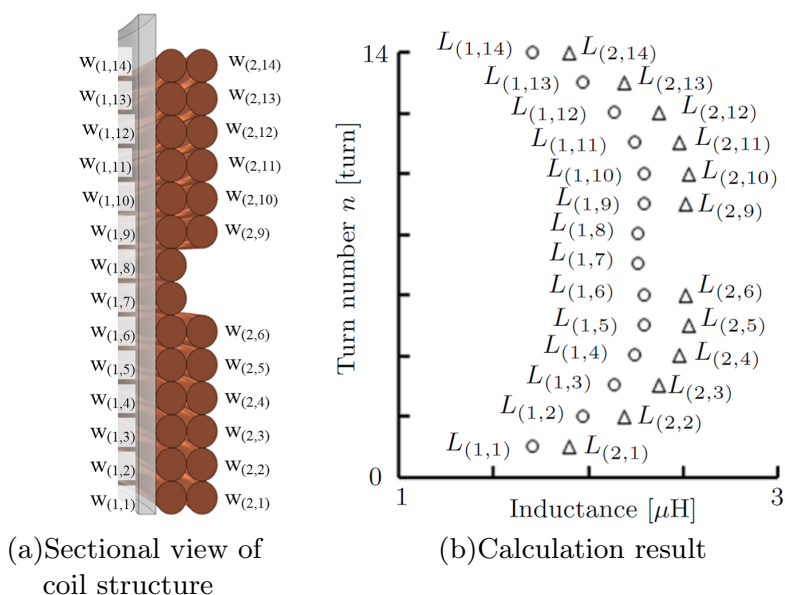


図 3.15 14 巻-6 巻コイルにおける各巻線のインダクタンスの計算結果.

低電流で測定を行っている。出力電流が 820 mA の時、コイル電圧 36.2 V、巻線間最大電圧 15.9 V である。出力電流 100 A の場合では、コイル電圧 4414 V、巻線間最大電圧 1939 V となる。前述した計算値との誤差は、コイル電圧において 1.1%、巻線間最大電圧 13.6% となり、あらかじめ設計に余裕を持たせておくことによって十分対応可能な範囲であることが確認できる。

### 3.5.2 100 A における実験検証

図 3.17 は、入力電圧  $V_{in}=380$  V、スイッチング周波数  $f_s=82$  kHz の時の出力電圧・出力電流波形を示している。コイルインダクタンス  $L$  は  $58.5 \mu\text{H}$ 、共振用コンデン

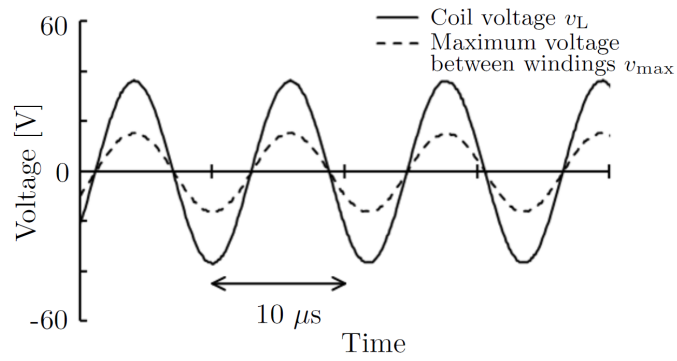


図 3.16 コイル電圧・巻線間最大電圧の測定結果.

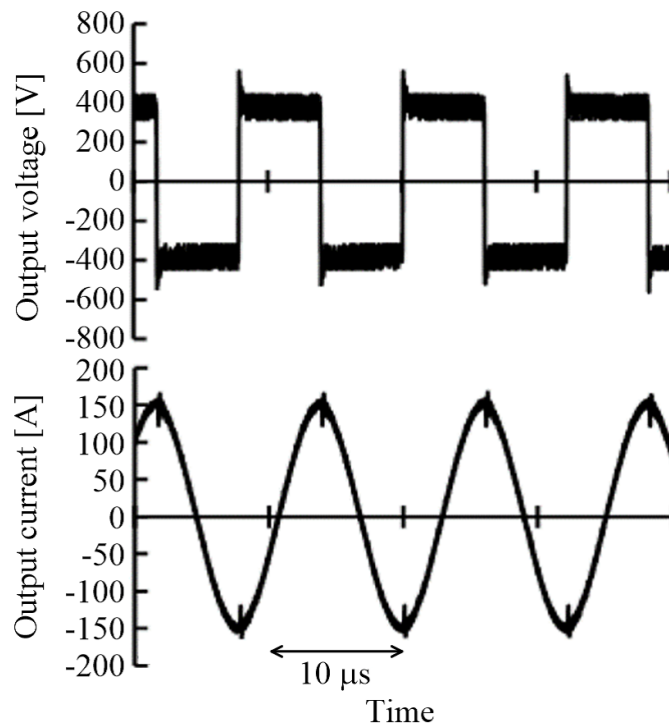


図 3.17 実験波形.

サのキャパシタンス  $C$  は  $70 \text{ nF}$ 、インバータと LC 直列共振回路を接続するための配線インダクタンス  $L_{\text{wire}}$  は  $3.0 \text{ } \mu\text{H}$  である。この時、共振周波数  $f_r$  は  $76.7 \text{ kHz}$  となり、スイッチング周波数  $f_s = 82 \text{ kHz}$  においてインピーダンス  $Z$  は、 $3.99 \text{ } \Omega$  となる。出力電圧波形より、Duty 比 50% の矩形波電圧が確認できる。また、出力電流波形より  $82 \text{ kHz}$  の正弦波電流を確認することができる。本条件において、1 時間の連続運転動作が確認された。

### 3.6 本章のまとめ

本章では，高周波磁界発生装置における電力変換回路の制約を考慮した磁界発生用コイルの設計指針を示した。磁界発生装置の高周波化により電力変換回路側の設計条件は厳しくなり，特に，共振電圧，コイル内巻線間電圧の増加や，パワーデバイスの定格電流による出力電流の制約が課題となる。そこで本稿提案する設計指針では，はじめに，各巻線構造において制約条件内で実現可能な電力変換回路の動作条件を同定した後，コイル内磁束密度を検討することで磁束密度が最大となるコイル設計を可能とした。また，マウスの全身ばく露を想定した磁界発生用コイルの設計を行い，周波数 85 kHz，出力電流 100 A，最大共振電圧 5000 V，巻線間最大電圧 2000 V の条件下において，目標中心磁束密度 20 mT を達成した。一方で，磁束密度領域は  $1.15 \times 10^{-4} \text{ m}^3$  であり，目標の磁束密度領域  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  を達成できず磁束密度の高出力化・広域化の検討が必要であることを示した。

## 第 4 章

# ギャップ付きソレノイドコイルに基づく 磁界発生装置

本章では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置について議論する。ギャップ付きソレノイドコイルは2つのソレノイドコイルを近接配置した構造であり、2つのコイルに流す電流を同周波数・同位相にすることで発生する磁界を強め合うことを目標としている。ギャップ付きソレノイドコイルを用いた際の磁界発生装置の回路方式を検討し、磁界発生装置に適した動作条件を明瞭とする。第3章で示したコイルの設計指針を応用しコイル設計を行い、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化に有用であることを実験検証により示す。さらに、提案する回路方式を応用し、対照べく露実験向け磁界発生装置の設計が可能であることを示す。

### 4.1 ギャップ付きソレノイドコイル構造

磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を達成するためには、2つのコイルから発生する磁界を合成する方法が考えられる。その2つコイルのコイル構造や配置方法は様々な方法が考えられる。本研究では、その一例として、図4.1に示すようなギャップ付きソレノイドコイルを検討する。ギャップ付きソレノイドコイルは、同一のボビンに同じ巻線構造のソレノイドコイルをコイル間距離  $d$  で配置したコイル構造である。本構造では、コイル構造を対称とすることによって磁界分布の対称性を確保している。また、2つのソレノイドコイルの持つインダクタンスが等しくなることにより後に示す回路動作にメリットをもたらすことから2つのソレノイドコイルは同一の巻線構造としている。

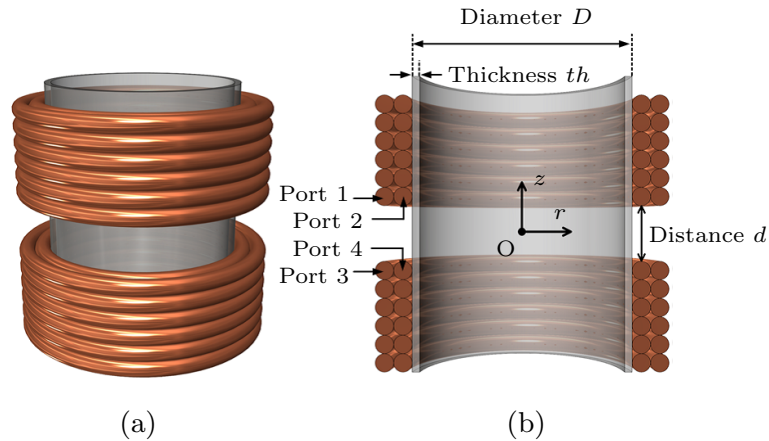


図 4.1 ギャップ付きソレノイドコイル (a) コイル構造, (b) コイル断面図.

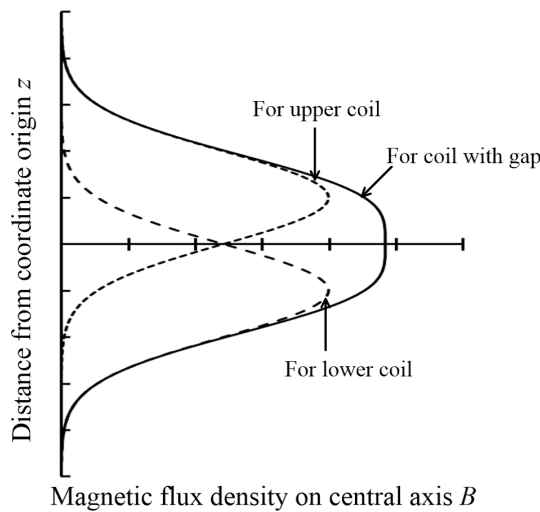


図 4.2 ギャップ付きソレノイドコイルにおける中心軸上磁束密度のイメージ図.

図 4.2 は、2つのソレノイドコイルに同周波数・同位相の電流が流れている場合のコイル中心軸上の磁束密度のイメージ図を示している。図 4.2 内の破線はそれぞれ上側のソレノイドコイルと下側のソレノイドコイルが発生する磁束密度を示している。同周波数・同位相の電流が流れている場合、2つのコイルが発生する磁束密度はコイル内部においては常に強め合うことが可能である。そのため、図 4.2 の実線で示すように単一のコイルが発生する磁束密度より大きな磁束密度が発生することが期待できる。

本構造は、2つのソレノイドコイルの接続方法を変更することで直並列接続の切り替えが可能である。図 4.3 は、ギャップ付きソレノイドコイルの回路図を示している。図 4.1(b) に示すコイル断面図における Port 2 と Port 4 を接続し、Port 1 と Port 3 を入出力端子とする場合、ギャップ付きソレノイドコイルは、2つのソレノイドコイル

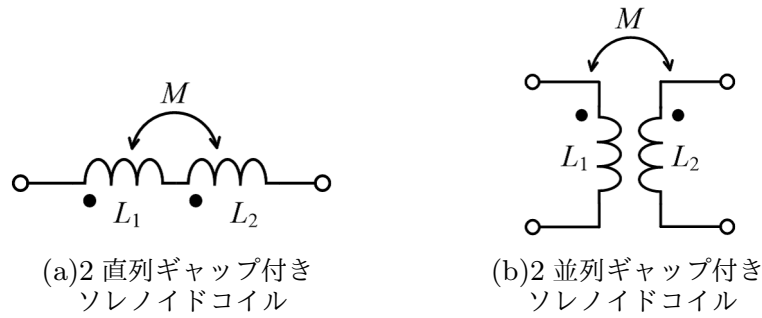


図 4.3 ギャップ付きソレノイドコイルの接続方式と回路図.

の直列接続とみなすことができる。そのため、図 4.3(a) に示すように、2 つの結合したインダクタの直列接続として表記できる。一方で、各端子を独立しているとみなすと図 4.3(b) に示すように、2 つの結合したインダクタの並列接続として表記できる。以上 2 つの接続方式における磁界発生装置の回路方式について検討する。

## 4.2 2 直列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置

本節では、2 直列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置の回路方式について示す。図 4.4 は、2 直列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置の回路構成を示している。2 直列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置は、一般的な電圧形インバータと RLC 直列共振回路で構成される。図 4.4 における 2 つの結合したインダクタがギャップ付きソレノイドコイルを示している。また、図 4.4 中に示す抵抗  $R$  は、インダクタと共振用コンデンサの合成寄生抵抗を示しており、抵抗器は挿入していない。本回路方式は、第 3 章に示した回路方式と同様に、電圧形インバータは Duty 比 50% で駆動し、スイッチング周波数  $f_s$  を RLC 直列共振回路の共振周波数  $f_r$  に設定することで正弦波出力電流を得る。(4.1) 式は、RLC 直列共振回路の共振周波数  $f_{r-2S}$  を示す。

$$f_{r-2S} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (4.1)$$

磁界発生用コイルの設計により、自己インダクタンス  $L_1$ ,  $L_2$  や相互インダクタンス  $M$  が決定されるため、共振周波数  $f_r$  は、共振用コンデンサのキャパシタンス  $C$  によって調整する。



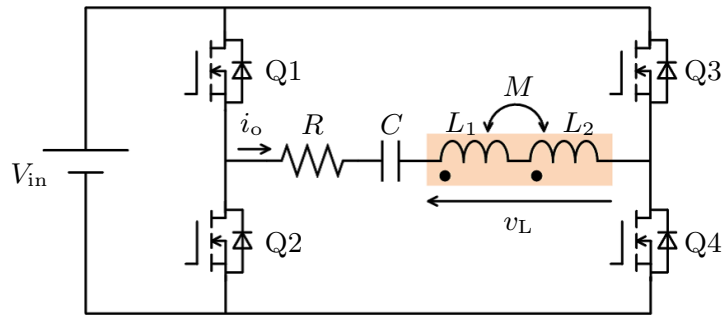


図 4.4 2 直列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置における回路構成.

本回路において出力電流  $i_o$  を大きくすること、また、インダクタンス  $L$  を大きくすることが磁束密度の高出力化、磁束密度領域の広範囲化の実現に寄与する。しかしながら、出力電流はパワーデバイスの定格電流や、共振用コンデンサの定格電圧によって制約される。本回路構成における共振電圧  $V_L$  は、出力正弦波電流を  $i_o = I \sin(2\pi f_s t)$  とすると (4.2) 式で表すことができる。

$$V_L = 2\pi f_s (L_1 + L_2 + 2M)I \quad (4.2)$$

そのため、共振電圧の上限値を  $V_{L-\max}$ 、スイッチング周波数  $f_s$  とすると、出力電流  $I_o$  は (4.3) 式で計算することができる。

$$I_o \leq \frac{V_{L-\max}}{2\pi f_s (L_1 + L_2 + 2M)} \quad (4.3)$$

また、第 3 章で示した巻線間最大電圧  $V_{tt}$  によって同様に出力電流の制約が生じるため、実現可能な電力変換回路の動作条件を考慮する際は留意する必要がある。

### 4.3 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置

本節では、図 4.1 に示すコイル構造において、各端子を独立とした 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた場合の磁界発生装置の設計を示す。

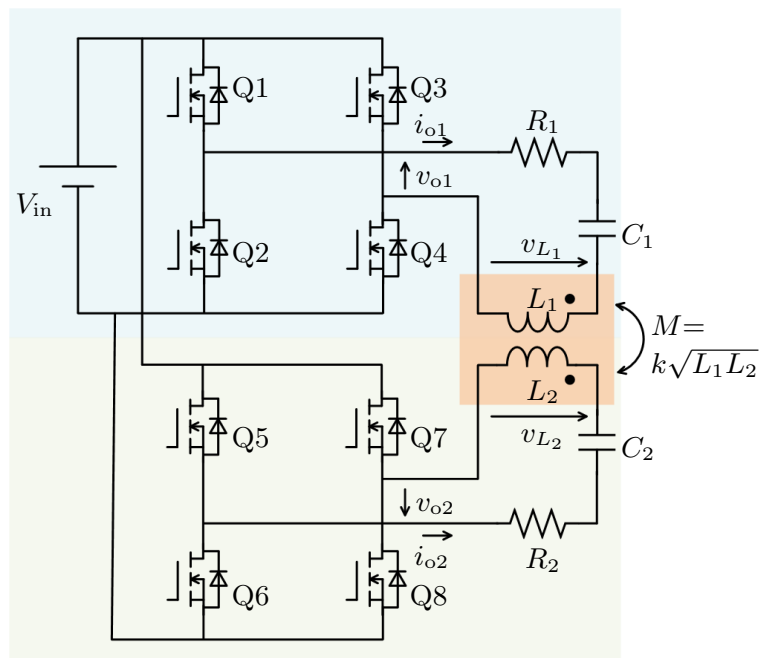


図 4.5 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置における回路構成

### 4.3.1 回路構成

図 4.5 は、2 並列ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置の回路図を示している。本回路は 2 台の電圧形インバータを並列駆動し、各インバータの交流出力側に RLC 直列共振回路を接続した構成である。ここで抵抗  $R$  は、磁界発生用インダクタと共振用コンデンサ  $C$  の合成抵抗を示している。また、オレンジ色で囲われている部分が 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを示している。本回路は共振型デュアルアクティブブリッジコンバータと同じ回路構成である [98] [99]。しかしながら、本提案回路は 2 並列ギャップ付きソレノイドコイル内部の磁界を強め合うことを目的とするため、各インバータの出力電流は同周波数・同位相の正弦波電流である必要がある。そのため、2 つの電圧形インバータは同じ信号によって  $180^\circ$  導通駆動し、RLC 直列共振回路のインピーダンス周波数特性を等しくする必要がある。

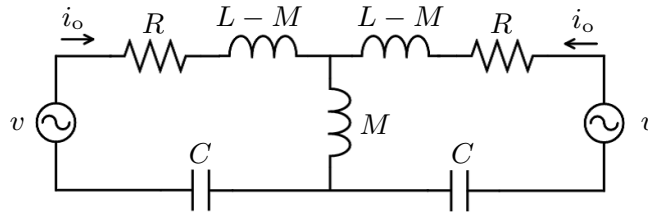


図 4.6 対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路.

### 4.3.2 インピーダンス解析

提案回路は，DAB コンバータと同様の回路構成であるが，その駆動方式は異なるため本回路の駆動条件を明らかとするためにインピーダンスの解析を行う。

#### 対称回路の場合

始めに，回路中の RLC 直列共振回路の各パラメータ ( $R_1$  と  $R_2$ ,  $L_1$  と  $L_2$ ,  $C_1$  と  $C_2$ ) が等しい場合 (以後，対称回路と呼ぶ) について検討する。図 4.6 は，対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路を示している。回路中の各パラメータは等しいとするため，自己インダクタンス  $L_1$ ,  $L_2$  は  $L$ ，キャパシタンス  $C_1$ ,  $C_2$  は  $C$ ，抵抗  $R_1$ ,  $R_2$  は  $R$  として置き換える。インバータの出力電圧は同周波数・同位相・同振幅の矩形波電圧となるが，回路インピーダンスの周波数特性によって出力電流の高調波成分は無視することができると仮定し，等価回路では解析の簡素化のために正弦波電圧源とした。ここでは，各インバータから見たインピーダンスは共通として  $Z_{\text{sym}}$  と定義し， $V/I$  で計算する。(4.4) 式は，インバータから見たインピーダンス  $Z_{\text{sym}}$  を示している。

$$Z_{\text{sym}} = R + j\{\omega(L + M) - 1/\omega C\} \quad (4.4)$$

対称回路の場合，反対側の電源に流れ込む電流はなく各出力電流  $i_o$  は相互インダクタンスを通るループのみ形成される。(4.5) 式は，(4.4) 式に示したインピーダンスより算出した直列共振周波数  $f_{r\text{-sym}}$  を示す。

$$f_{r\text{-sym}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + M)C}} \quad (4.5)$$

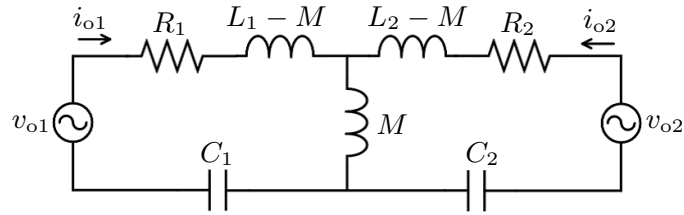


図 4.7 非対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路.

スイッチング周波数  $f_s$  を共振周波数  $f_{r-sym}$  に設定することで、スイッチング周波数成分の正弦波電流が各インバータの出力電流として得られる。

### 非対称回路の場合

前項では、対称回路におけるインピーダンス解析を示した。しかしながら、インバータと LC 直列共振回路を接続するための配線の影響や、ギャップ付きソレノイドコイルの製作過程により自己インダクタンスが異なる可能性がある。また、共振用コンデンサのキャパシタンスも同様に、コンデンサの個体差によってキャパシタンスに差異が生じる。このような実装上の理由より、回路中のインダクタンスとキャパシタンスにばらつきがある場合のインピーダンスの解析が必要である。そこで本項では、自己インダクタンスやキャパシタンスの異なる場合 (以下、非対称回路と呼ぶ。) の回路解析を示す。

図 4.7 は、非対称回路のインピーダンス解析に用いた等価回路図を示している。対称回路と同様に、出力電圧は高調波成分が無視できると仮定し正弦波電圧源とする。ここでは、図 4.7 に示す等価回路を用いて各インバータからみたインピーダンス  $Z_1$ 、 $Z_2$  は、 $V_{o1}/I_{o1}$ 、 $V_{o2}/I_{o2}$  で計算し、回路解析には重ね合わせの理を用いる。

(4.6) 式、(4.7) 式はそれぞれ 1 次側インバータ、2 次側インバータから見たインピーダンス  $Z_1$ 、 $Z_2$  を示す。

$$Z_1 = \frac{\{R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)\}\{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)\} + \omega^2 M^2}{R_2 + j\{\omega(L_2 - M) - 1/\omega C_2\}} \quad (4.6)$$

$$Z_2 = \frac{\{R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)\}\{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)\} + \omega^2 M^2}{R_1 + j\{\omega(L_1 - M) - 1/\omega C_1\}} \quad (4.7)$$

(4.6) 式、(4.7) 式より、 $Z_1$ 、 $Z_2$  の分子は等しいため直列共振周波数  $f_{sr}$  は共通となり、

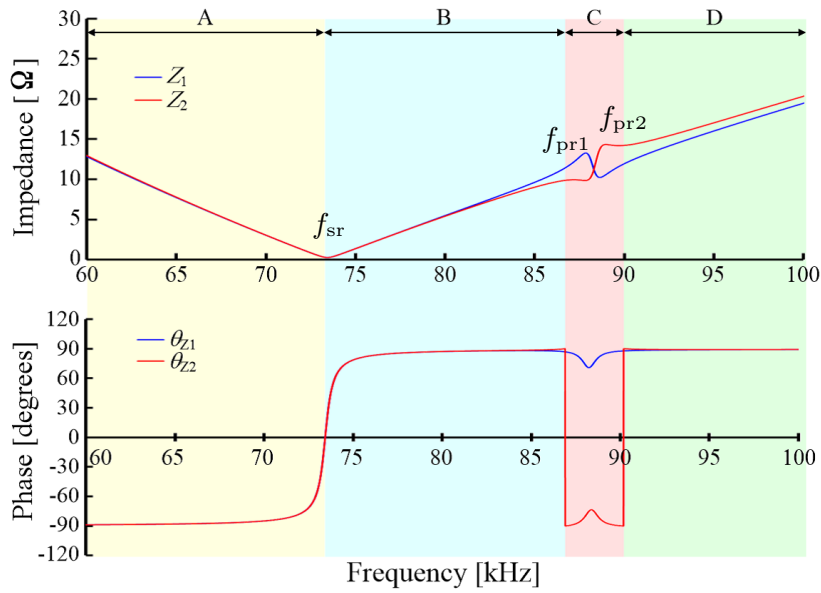


図 4.8 インピーダンス周波数特性.

(4.8) 式で表すことができる。

$$f_{sr} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 C_1 + L_2 C_2 - \sqrt{(L_1 C_1 - L_2 C_2)^2 + 4C_1 C_2 M^2}}{2(L_1 L_2 - M^2)C_1 C_2}} \quad (4.8)$$

また、各インピーダンスの分母より、1次側インバータ、2次側インバータの並列共振周波数  $f_{pr1}$ ,  $f_{pr2}$  はそれぞれ (4.9) 式, (4.10) 式で表すことができる。

$$f_{pr1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 - M)C_1}} \quad (4.9)$$

$$f_{pr2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 - M)C_2}} \quad (4.10)$$

以上のインピーダンス解析結果より、各インバータから見たインピーダンスは共通の1つの直列共振周波数と各インピーダンス個別の1つの並列共振周波数をもつことが確認できる。

図 4.8 は、表 4.1 に示す回路パラメータにおけるインピーダンスの周波数特性を示している。回路パラメータは、1次側の自己インダクタンス  $L_1$  に対して2次側の自己インダクタンス  $L_2$  は +1.7% であり、1次側のキャパシタンス  $C_1$  に対して2次側のキャパシタンス  $C_2$  は -1.5% である。図 4.8 より、本条件においてインピーダンス周波数特性は A~D の4つに分類することが可能である。直列共振周波数  $f_{sr}$  以下の

表 4.1 図 4.8 における回路パラメータ.

Parameter	Value
Self inductance $L_1$	57.6 $\mu\text{H}$
Self inductance $L_2$	58.6 $\mu\text{H}$
Mutual inductance $M$	10.6 $\mu\text{H}$
Capacitance $C_1$	68.9 nF
Capacitance $C_2$	67.9 nF
Resistance $R_1$	270 m $\Omega$
Resistance $R_2$	271 m $\Omega$

領域 A は、インピーダンス  $Z_1$ ,  $Z_2$  の位相は  $-90^\circ$  であることからインバータからみた LC 直列共振回路は容量性負荷となる。直列共振周波数  $f_{sr}$  以上並列共振周波数  $f_{pr1}$  以下の領域 B は、インバータから見た LC 直列共振回路は誘導性負荷として見える。また、この領域においては低インピーダンスの実現が可能であることから低入力電圧においても大きな出力電流を得ることが可能である。さらに、2 つのインピーダンスのばらつきがないため 2 つのコイルに同じ振幅の電流を得ることができる。並列共振周波数  $f_{pr1}$  以上並列共振周波数  $f_{pr2}$  以下の領域 C は、一方のインピーダンスは誘導性負荷として見え、もう一方のインピーダンスは容量性負荷として見える。並列共振周波数  $f_{pr2}$  以上の領域 D は、2 つのインバータから見たインピーダンスはともに誘導性負荷として見える。一方で、領域 B と比較すると高インピーダンスであることやインピーダンスにばらつきが生じることが確認できる。

磁界発生装置として適切に動作するためには、電圧形インバータの負荷として使用することから 2 つのインピーダンスは誘導性負荷である必要がある。また、ギャップ付きコイルの 2 つのソレノイドコイルには、同周波数・同位相・同振幅の正弦波電流を流すことが望ましい。さらに、パワーデバイスの定格電圧によって入力電圧の制約が生じるため、大電流を実現するためには低インピーダンスが望ましい。以上条件より、領域 A は 2 つのインピーダンスは容量性負荷となることから磁界発生装置の動作周波数としては不適切である。領域 B は、2 つのインピーダンスは誘導性負荷となること、また、位相特性にばらつきがないため 2 つの電圧形インバータが同位相の矩形波電圧を出力することで同位相の正弦波電流を得ることが可能である。さらに、低インピーダンスの実現が可能であるため本領域は磁界発生装置の動作周波数としては適切であ

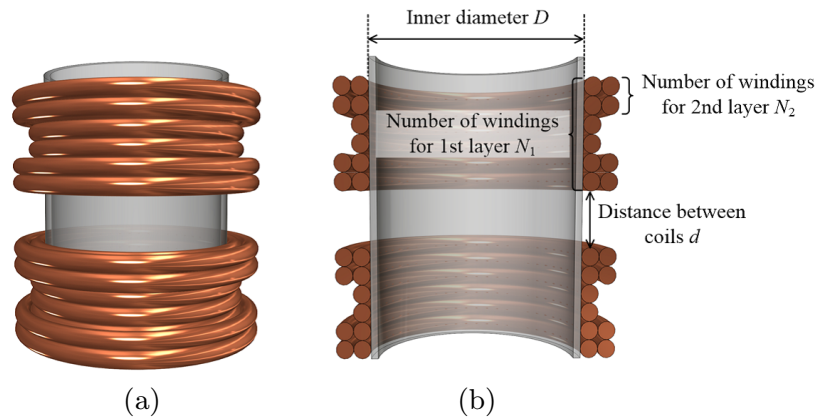


図 4.9 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造を適用したギャップ付きコイル (a) 構造図 (b) 断面図.

るといえる。領域 C は、位相特性が異なることやインピーダンスにばらつきが生じることから磁界発生装置の動作周波数としては不適切である。領域 D は、誘導性負荷となる点は条件として満たすが、高インピーダンスであることやインピーダンスのばらつきによる電流振幅のずれが課題となる。以上より、磁界発生装置として 2 つのコイルに同周波数・同位相の電流を流すためには、インバータの動作周波数は直列共振周波数  $f_{sr}$  以上、並列共振周波数  $f_{pr1}$  未満の領域 B に設定する必要があるといえる。

## 4.4 磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイル設計

### 4.4.1 巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造を適用したギャップ付きコイル

図 4.9 は、第 3 章で示した巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造をギャップ付きコイルに適用したコイル構造を示しており、本構造においても第 3 章と同様に 2 層構造を前提としている。本構造では、内径  $D$ 、線径  $\phi$  は定数とし、1 層目の巻線数  $N_1$ 、2 層目の巻線数  $N_2$ 、2 コイル間距離  $d$  を変数とする。2 つのコイルはコイル内磁束密度分布を対称とすること、また、自己インダクタンスを統一することを目的として同じ巻線構造であるとする。

#### 4.4.2 設計手順

図 4.10 は、第 3 章で示した巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造ををギャップ付きソレノイドコイルに応用し、磁束密度領域の広範囲化を目的とした設計手順を示している。ギャップ付きソレノイドコイルの設計においても、始めに、コイル内径  $D$ 、巻線径  $\phi$ 、周波数  $f_s$  を決定する。また、パワーデバイスの定格電流によって最大出力電流  $I_{o-\max}$  を、共振用コンデンサの定格電圧より最大共振電圧  $V_{L-\max}$  を、巻線間絶縁耐量より巻線間最大電圧  $V_{tt-\max}$  を電力変換回路側の制約条件として決定する。2つのソレノイドコイル間  $d$  が 0 mm の時の各巻線構造におけるインダクタンスの計算を行う。その後、共振電圧、巻線間電圧の制約条件をもとに出力電流  $I_o$  の計算を行う。ここで、得られて出力電流  $I_o$  が最大出力電流  $I_{o-\max}$  を超える場合、出力電流  $I_o$  を最大出力電流  $I_{o-\max}$  に補正する。以上の設計手順により、制約条件の範囲内で実現可能な電力変換回路の動作条件を決定できる。

次に、巻線構造と出力電流より、コイル内の磁束密度分布を計算する。磁束密度領域を決定するために、本設計手順では、(4.11) 式、(4.12) 式によってそれぞれコイルの動径方向の磁束密度  $B_r$ 、コイルの高さ方向の磁束密度  $B_z$  を計算する [100]。

$$B_r(r, z) = \frac{\mu I z}{r \sqrt{(R+r)^2 + z^2}} \left[ -K + \frac{a^2 + r^2 + z^2}{(a-r)^2 + z^2} E \right] \quad (4.11)$$

$$B_z(r, z) = \frac{\mu I}{\sqrt{(R+r)^2 + z^2}} \left[ K - \frac{a^2 - r^2 - z^2}{(a-r)^2 + z^2} E \right] \quad (4.12)$$

ここで、 $K$  は第 1 種完全楕円積分、 $E$  は第 2 種完全楕円積分を示している。すなわち、

$$K = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (4.13)$$

$$E = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (4.14)$$

である。磁束密度領域が最大となるコイル構造の同定のために、2層目の巻線数  $N_2$  が 1 巻の中で磁束密度領域が最大となるコイル構造を同定することで、検討する巻線構造を選定する。同様手順をあらかじめ設定した最大コイル間距離  $d_{\max}$  まで行うことで考えうるすべての巻線構造、コイル間距離における磁束密度領域を計算する。最後



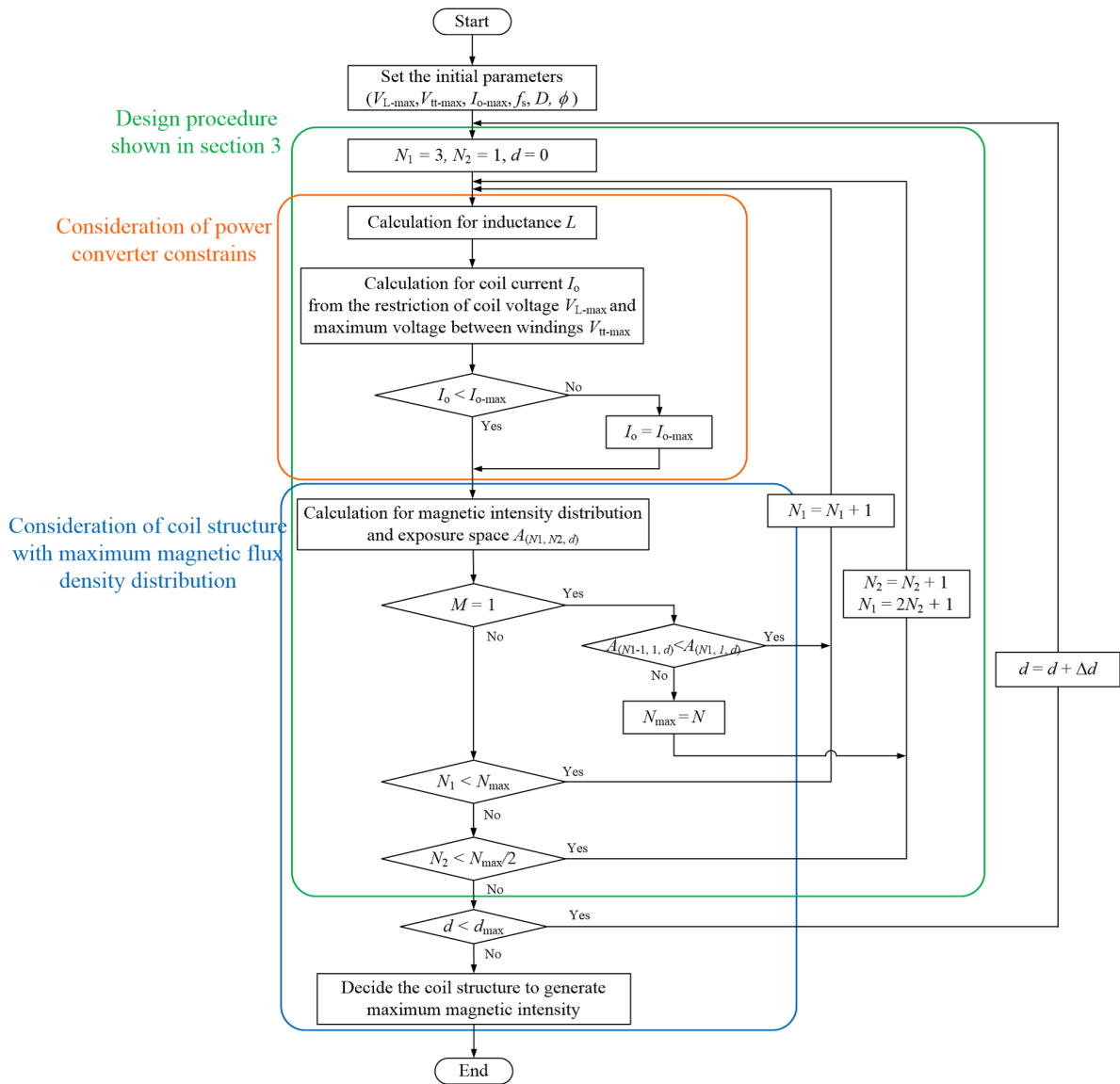


図 4.10 磁束密度領域の広範囲化を目的としたギャップ付きソレノイドコイルにおける設計手順.

にすべての計算結果を比較することで、与えられている条件の範囲内で磁束密度領域が最大となるコイル構造の決定が可能である。

#### 4.4.3 巻線間電圧の低減を目的としたコイル構造を適用したギャップ付きコイルの設計

本項では、提案するギャップ付きソレノイドコイルの有用性を評価するために、第3章で示した設計条件と同じ条件下においてギャップ付きソレノイドコイルの設計を行う。コイル構造条件として、コイル内径  $D=110$  mm, 線径  $\phi=7.18$  mm とする。また、最大出力電流  $I_{o-max}=100$  A, 最大共振電圧  $V_{L-max}=5000$  V, 最大巻線間最大電圧  $V_{tt-max}=2000$  V とする。

図 4.11 は、2 直列ギャップ付きコイルにおけるコイル中心磁束密度とコイルの端  $(r, z)=(50$  mm,  $0$  mm) における磁束密度の計算結果を示している。横軸は、インダクタ間距離  $d$ , 縦軸は磁束密度を示している。図 4.11 より、コイル間距離が  $0$  mm の時、中心磁束密度、コイル端の磁束密度ともに最大となり、コイル間距離が大きくなるにつれて磁束密度が減少することが確認できる。また、設計結果より、2 直列ギャップ付きコイルでは、中心磁束密度が目標磁束密度  $20$  mT を下回ることが確認できる。

図 4.12 は、2 並列ギャップ付きコイルにおけるコイル中心磁束密度とコイルの端  $(r, z)=(50$  mm,  $0$  mm) における磁束密度の計算結果を示している。横軸は、インダクタ間距離  $d$ , 縦軸は磁束密度を示している。図 4.12 より、2 並列ギャップ付きコイルにおいてもコイル間距離が  $0$  mm の時に中心磁束密度、コイル端の磁束密度ともに最大となり、コイル間距離が大きくなるにつれて減少することが確認できる。2 並列ギャップ付きコイルでは、17-6 巻構造において中心磁束密度  $26.2$  mT が生成可能でありの  $1.30$  倍となることを確認した。

図 4.13 は、2 並列ギャップ付きコイルにおける磁束密度領域を示している。本稿では磁束密度領域は、 $20$  mT 以上かつ連続した領域を磁束密度領域と定義する。図 4.13 より、2 並列ギャップ付きコイルはコイル間距離  $14$  mm のときに磁束密度領域が最大となり、18-5 巻構造により  $1.51 \times 10^{-3} \text{ m}^{-3}$  となることが確認できる。また、それ以上のコイル間距離において磁界磁束密度領域の高さが急激に減少することが確認でき

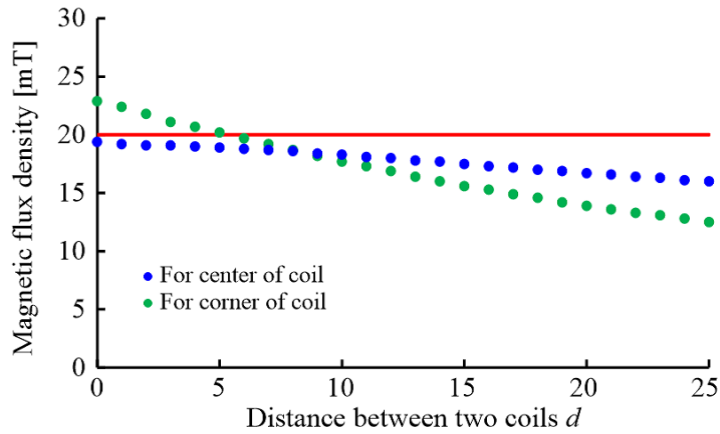


図 4.11 2 直列ギャップ付きソレノイドコイルにおける磁束密度の計算結果.

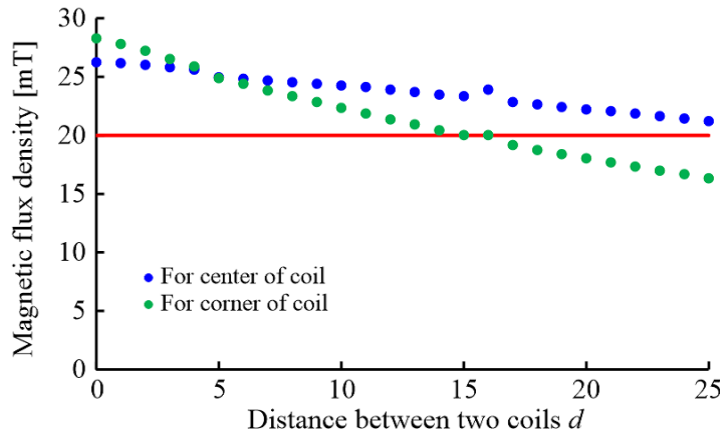


図 4.12 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルにおける磁束密度の計算結果.

る。これは、コイル間距離が大きくなるにつれてコイルの巻線の位置しない点では磁束密度が減少し、連続した磁束密度領域が確保できなくなるためである。2 並列ギャップ付きコイルでは、共振電圧に影響するインダクタンス成分は、片側の自己インダクタンスと相互インダクタンスのみとなり制約が緩和されることから磁束密度領域の広範囲化に貢献したと考えられる。

図 4.14 は、磁束密度領域が最大となる 18 巻-5 巻、コイル間距離 14 mm のコイル構造における磁束密度分布を示している。横軸はコイル中心からの動径方向の距離、縦軸はコイル中心からの高さ方向の距離を示している。本計算結果より、連続した 20 mT 以上の磁束密度の領域を  $\pm 96$  mm 確保できていることが確認できる。また、巻線の位置しない  $(r, z) = (50 \text{ mm}, 0 \text{ mm})$  の位置における磁束密度が中心磁束密度より小

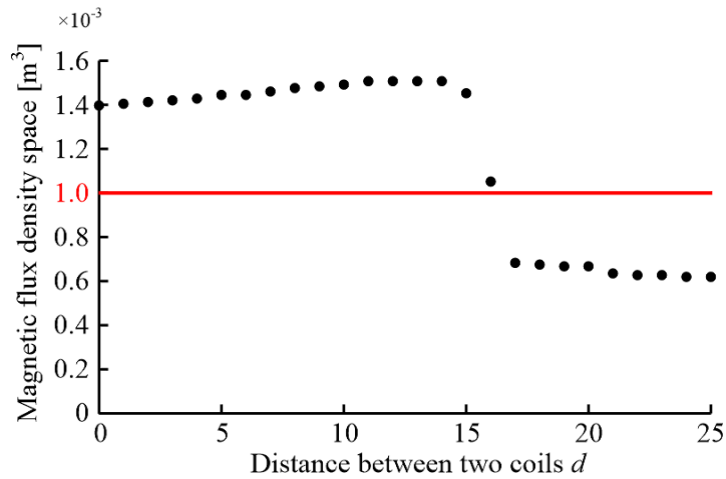


図 4.13 2 並列ギャップ付きコイルにおける磁束密度領域の計算結果.

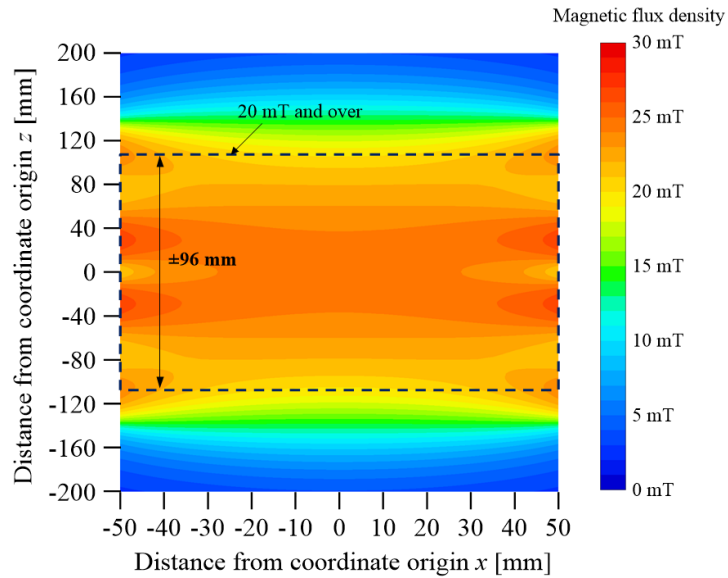


図 4.14 18 巻-5 巻, コイル間距離 14 mm のコイル構造における磁束密度分布.

さくなるため, さらにコイル間距離を大きくした場合  $(r, z)=(50 \text{ mm}, 0 \text{ mm})$  における磁束密度が 20 mT を満たさないことがわかる。

以上設計結果より, 本研究で提案する 2 並列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置は磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化に貢献できることを確認した。

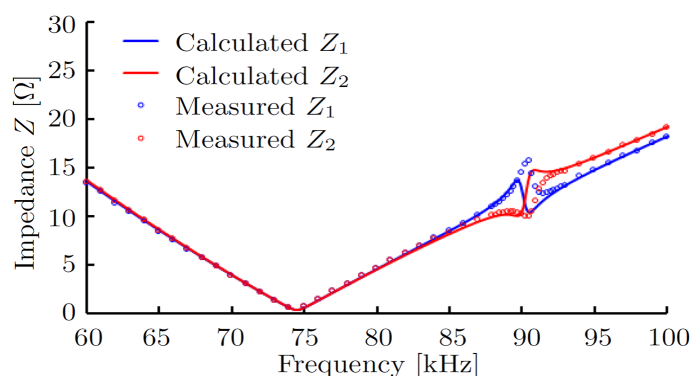


図 4.15 インピーダンス周波数特性の測定結果.

## 4.5 実験検証

### 4.5.1 インピーダンス測定

本項では、提案するギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置の妥当性を検証するための実験検証について述べる。製作したギャップ付きコイルにおける自己インダクタンスはそれぞれ  $55.7 \mu\text{H}$ ,  $56.7 \mu\text{H}$  であり、自己インダクタンスには 1.8% の差が生じた。また、各共振用コンデンサは同一型番の EPCOS 社: B32654A2683K000 を用いて、測定したキャパシタンス  $C_1$ ,  $C_2$  はそれぞれ  $68.9 \text{ nF}$ ,  $67.9 \text{ nF}$  である。

図 4.15 は、製作したギャップ付きソレノイドコイルと共振用コンデンサにおけるインピーダンスの周波数特性を示している。図 4.15 中の実線はインピーダンス解析で示した (4.6) 式, (4.7) 式による計算結果を示しており、プロットされた点は測定結果を示している。インピーダンス解析と同様に測定結果においても自己インダクタンスや共振用コンデンサの差異によって直列共振と並列共振が生じることが確認できる。また、実線で示す計算値と実測値の傾向が等しいことから解析の妥当性が確認できる。

### 4.5.2 動作検証

図 4.16 は、製作したインバータを示す。パワーデバイスは、 $1200 \text{ V}$ - $120 \text{ A}$  定格である Rohm: BSM120D12P2C005 を用い、ゲートドライバは、日本パルス工業: SDM1210 を用いた。電界コンデンサは、 $500\text{V}$ - $3300\mu\text{F}$  の KEMET 社:

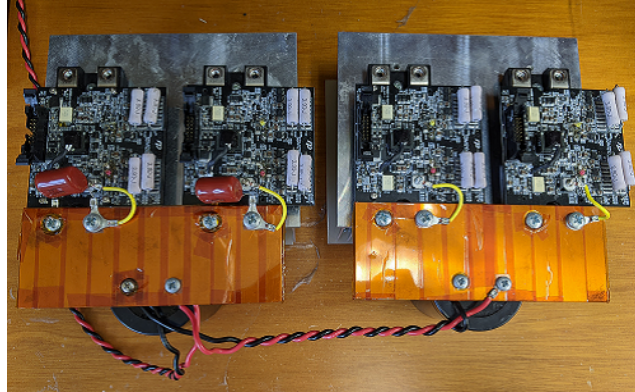


図 4.16 製作したインバータ.

ALS30A332QP500 を用いた。

図 4.17 は、2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置における実験波形を示す。本実験検証では、動作検証を目的とするため入力電圧 100 V，出力電流 10 A で行う。また、スイッチング周波数は、図 4.8 より、領域 B に位置する 85 kHz で実験を行う。図 4.17 より、2 つのインバータの同じ信号を入力することで、インバータの出力電圧は周波数 85 kHz，同位相の矩形波電圧が出力されていることが確認できる。また、出力電流は周波数 85 kHz，同位相，同振幅の正弦波電流となっていることが確認できる。以上の実験検証によって、スイッチング周波数を直列共振周波数と並列共振周波数の間に設定することによって、磁界発生装置として望ましい動作が実現可能であることを確認した。

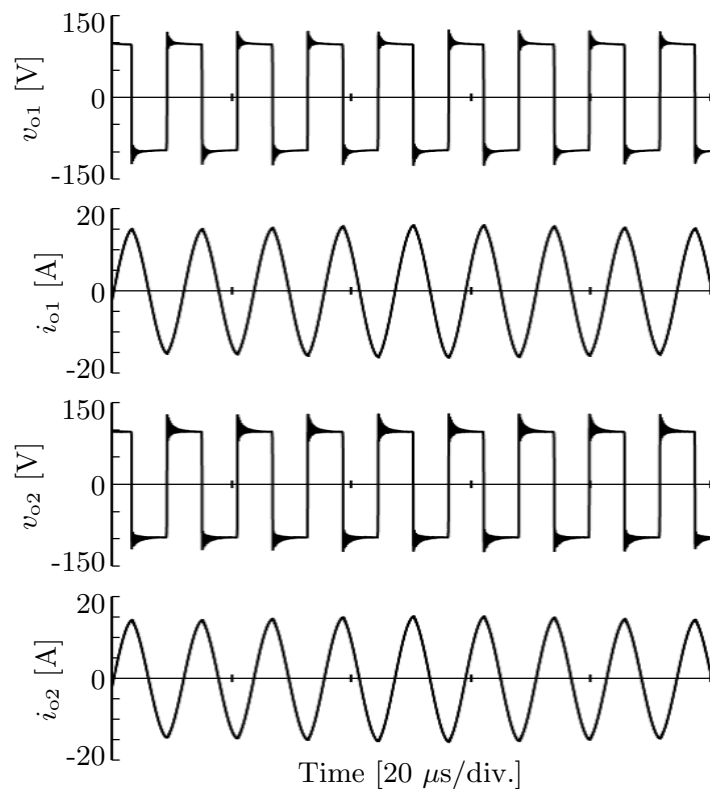


図 4.17 実験結果.

## 4.6 対照ばく露用磁界発生装置

対照ばく露とは、磁界ばく露群と生体影響の結果を比較することで磁界によって現れる生体影響であるかを確認するために行われる実験であり、その実験環境は、温度変化等磁界以外の環境を等しくする必要がある。そのため、磁界ばく露と対照ばく露を同一のコイル構造で行い、コイルに流す電流実効値を等しくすることで、実験中のコイル温度変化を再現することを目的とする。

### 4.6.1 回路構成

図 4.18 は、対照ばく露用磁界発生装置における回路構成を示す。対照ばく露用磁界発生装置の回路構成は、2 並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた磁界発生装置を応用した回路構成で、2 台の電圧形インバータの交流出力側に磁界発生用コイルと外付けインダクタの 2 つのインダクタを含む LC 直列共振回路を接続した構成である。

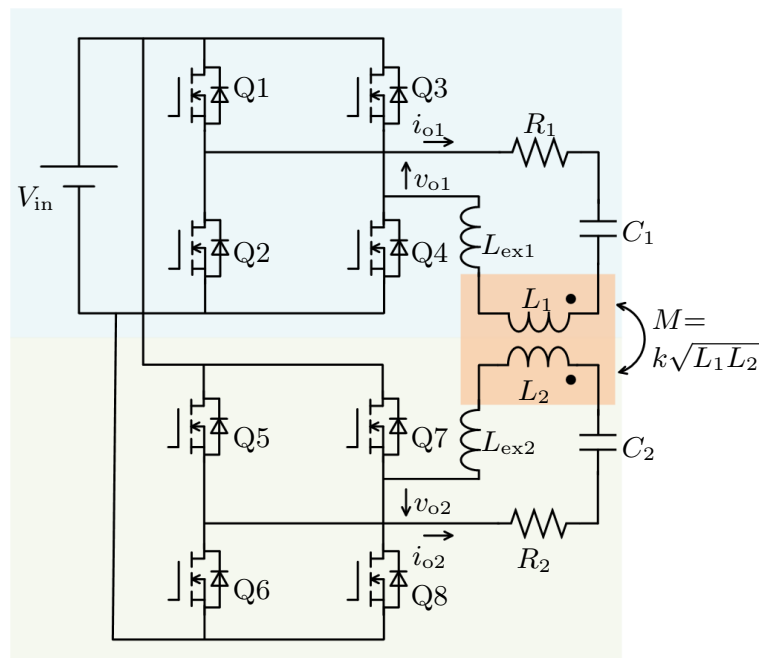


図 4.18 対照ばく露用磁界発生装置の回路図。

抵抗  $R$  は、磁界発生用コイル、外付けインダクタ、共振用コンデンサの寄生抵抗の合成抵抗を示す。本装置の目的は、2つの磁界発生用コイルに逆位相の電流を流すことによってコイル内の磁界を打ち消し合うことを目的としている。そのため、磁界発生用インダクタは磁器結合したインダクタとして表すことができる。また、本回路では後述する磁界ばく露時の対照ばく露時の共振周波数を調整するために外付けインダクタが磁界発生用コイルに直列に挿入される。

#### 4.6.2 インバータ動作解析

図 4.19 は、対照ばく露用磁界発生装置の動作解析のための等価回路を示す。各インバータの出力電圧は、高調波成分を無視することができると仮定し正弦波電圧源とする。図 4.20(a) は、対照ばく露用磁界発生装置を同相で駆動した際の等価回路図を示す。図 4.19 において  $L_{ex} = 0$  とすることにより、ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置における対称回路の等価回路と同じである。そのため、インピー



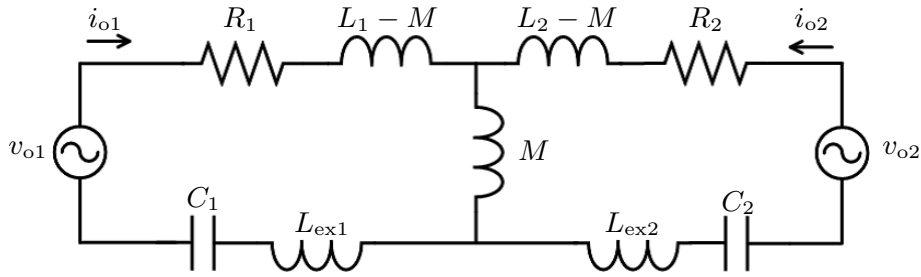


図 4.19 解析に用いた等価回路.

ダンス  $Z$  は (4.15) 式で, 共振周波数  $f_r$  は (4.16) 式で表すことができる。

$$Z = \sqrt{R^2 + \left\{ \omega(L + M) - \frac{1}{\omega C} \right\}^2} \quad (4.15)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + M)C}} \quad (4.16)$$

図 4.20(b) は, 出力電圧が同周波数・逆位相であり, 自己インダクタンス  $L_1, L_2$  は  $L$ , キャパシタンス  $C_1, C_2$  は  $C$ , 抵抗  $R_1, R_2$  は  $R$  として置き換えた時の等価回路図を示す。各パラメータが等しく出力電圧が同周波数・逆位相である時, 電流は相互インダクタンスに流れずに 2 つの電源をループする。そのため, 等価回路は, 電圧振幅が 2 倍の電圧源と RLC 直列回路に書き換えることが可能である。(4.17) 式は, この時のインピーダンス  $Z_{\text{control}}$  を示す。

$$Z_{\text{control}} = \sqrt{4R^2 + \left\{ 2\omega(L - M + L_{\text{ex}}) - \frac{1}{C/2} \right\}^2} \quad (4.17)$$

この時, 共振周波数  $f_{r\text{-control}}$  は (4.18) 式で表すことができる。

$$f_{r\text{-control}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - M + L_{\text{ex}})C}} \quad (4.18)$$

共振周波数の設計のために外部インダクタンス  $L_{\text{ex}}$  によって調整する。

## 4.7 対照ばく露環境用磁界発生用コイル

### 4.7.1 対照ばく露用コイル構造

図 4.21 は, 磁界ばく露, 対照ばく露を行うためのコイル構造を示している。提案するコイル構造は, 2 巻線が密に交互に巻かれている構造である。ここでも, 中心点から

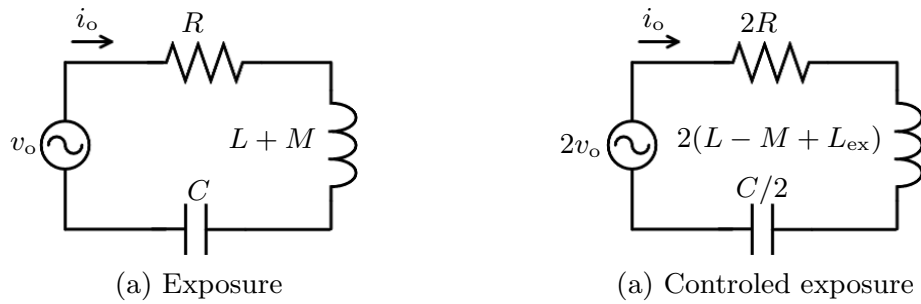


図 4.20 簡素化した等価回路.

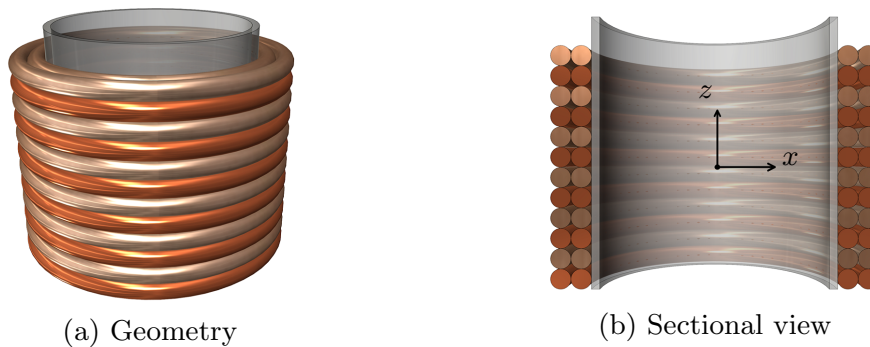


図 4.21 対照ばく露環境用磁界発生用コイル.(a) コイル構造, (b) 断面図

同心円状に連なる巻線数を層数  $S$  と定義し、同内径でコイルの高さ方向に積み上げていく巻線数を巻数  $N$  と定義する。図 4.21 に示すインダクタ構造は 2 層 6 巻構造である。2 つのコイルに同周波数・同位相の電流を流すことにより、コイル内の磁界は強め合い磁界ばく露が可能であり、2 つのコイルに同周波数・逆位相の電流を流すことにより、コイル内の磁界を打ち消し合うことができる。

#### 4.7.2 対照ばく露用コイル設計

##### 対照ばく露用コイル設計結果

対照ばく露用コイル構造の有用性を確認するために設計を行う。対照ばく露用コイルの設計は、共振電圧の制約の観点から同位相条件の設計を基準に検討する。設計条件は、コイル内径  $D=110$  mm, 巻線径  $\phi 7.18$  mm とする。また、最大共振電圧  $V_{L-\max}$  は 5000 V とし、最大出力電流  $I_{o-\max}$  は 100 A, スイッチング周波数  $f_s$  を 85 kHz とする。

図 4.22 は、対照ばく露用磁界発生用コイルの設計結果を示す。図 4.22(a), 図 4.22(b)

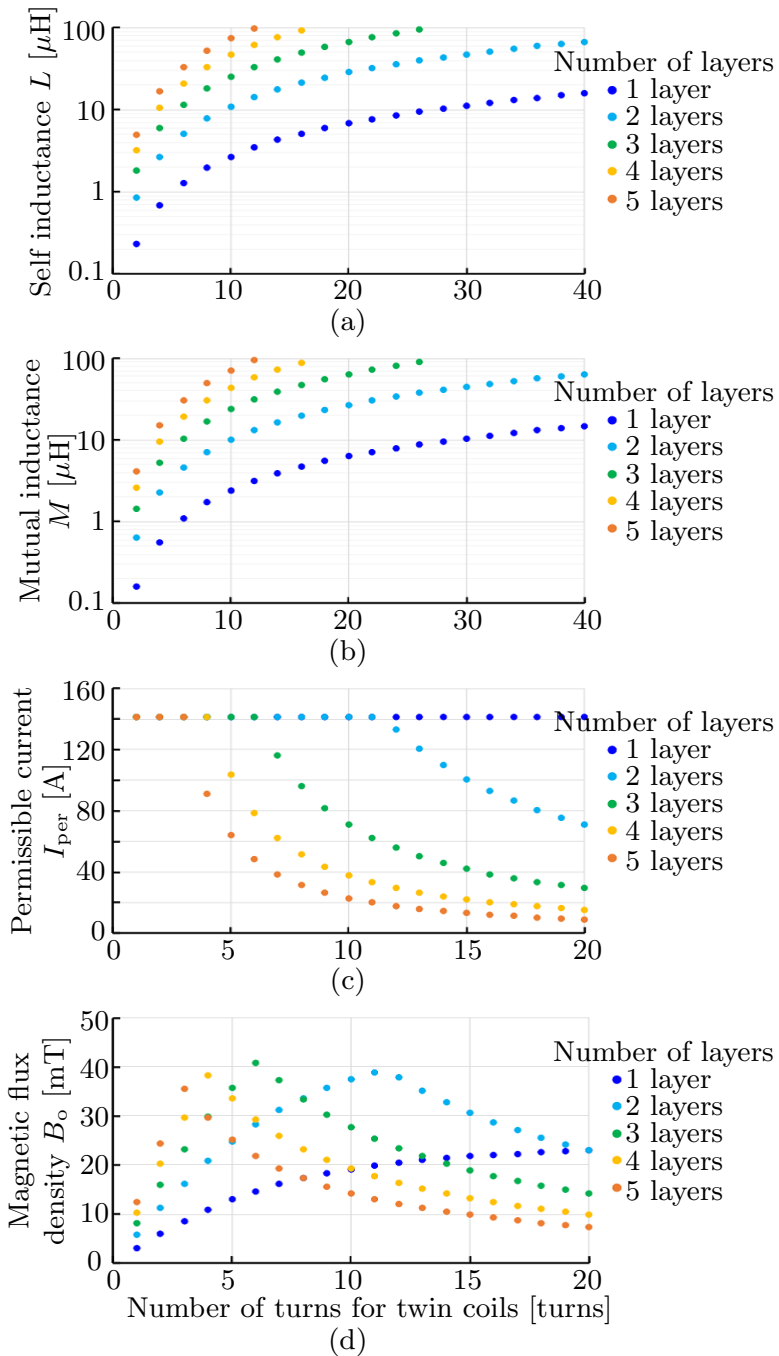


図 4.22 対照ばく露用コイルの設計結果.(a) 自己インダクタンス, (b) 相互インダクタンス, (c) 出力電流, (d) 中心磁束密度

はそれぞれ, 自己インダクタンスと相互インダクタンスの計算結果を示す。横軸は, コイル巻数  $N$  を示している。自己インダクタンス・相互インダクタンスは, 巻数  $N$ , 層数  $S$  が増加すると増加することが確認できる。図 4.22(c) は, 出力電流の最大値の計算結果を示している。図 4.22(c) より, インダクタンスが増加するにつれて出力電

流は減少する傾向が確認できる。また、すべての計算結果において出力電流実効値は 100 A 以下となることが確認できる。

図 4.22(d) は、図 4.22(c) に示す電流を用いた際の各コイル巻線構造における中心磁束密度の計算結果を示す。図 4.22(d) より、3 層 6 巻構造において中心磁束密度 42.1 mT(実効値 29.8 mT) の発生が可能であることが確認できる。

#### 磁束密度分布

図 4.23 は、同位相電流が流れている時の 3 層 6 巻構造におけるコイル内磁束密度分布を示す。磁束密度分布は (4.11) 式、(4.12) 式を用いて計算した。赤色で示す破線は 20 mT の磁束密度の領域を示している。中心磁束密度である 20 mT 以上の領域を ±45 mm まで拡大することができ、インダクタ中心点において 29.8 mT 発生することが確認できる。以上の計算結果より、対照ばく露用磁界発生装置を同位相駆動させることによって従来より 1.48 倍の磁束密度が得られ、その他領域においても高出力化が達成できることが確認できる。

図 4.24 は、前述の 3 層 6 巻構造において逆位相電流を流した時のインダクタ内磁束密度分布を示す。青色で示される領域は、従来の中心磁束密度の 10%(2 mT) 以上の磁束密度が発生する領域であることを示している。また、黒色の破線で囲われている領域は、従来の中心磁束密度の 5%(1 mT) 以下の磁界が発生している領域である。図 4.24 より、2 つのコイルに逆位相の電流を流すことにより磁界を弱め合うことが可能であることが確認できる。さらに、中心に近いほど磁束密度は 0 に近づくことが確認できる。本設計結果より、中心磁束密度の 5% 以下の領域をコイル中心軸上の ±32.7 mm の高さにおいて確保できることが確認できる。

### 4.7.3 実験検証

前項に示した回路解析の妥当性を検証するための実験検証について示す。表 4.2 は、製作した素子の回路パラメータを示す。製作した対照ばく露用磁界発生用コイルにおける自己インダクタンスはそれぞれ 33.5  $\mu\text{H}$ 、35.7  $\mu\text{H}$  であり、相互インダクタンス  $M$  は 33.4  $\mu\text{H}$  である。各共振用コンデンサは同一型番の EPCOS 社:B32654A2683K000

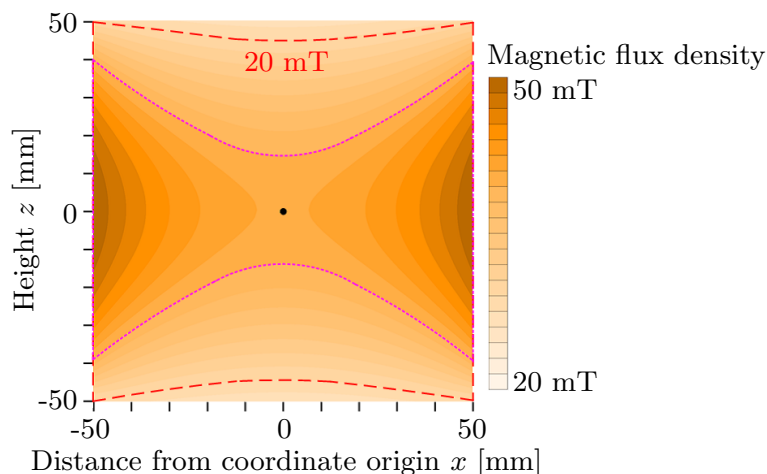


図 4.23 100 A の同位相電流が流れている時のコイル内磁束密度分布.

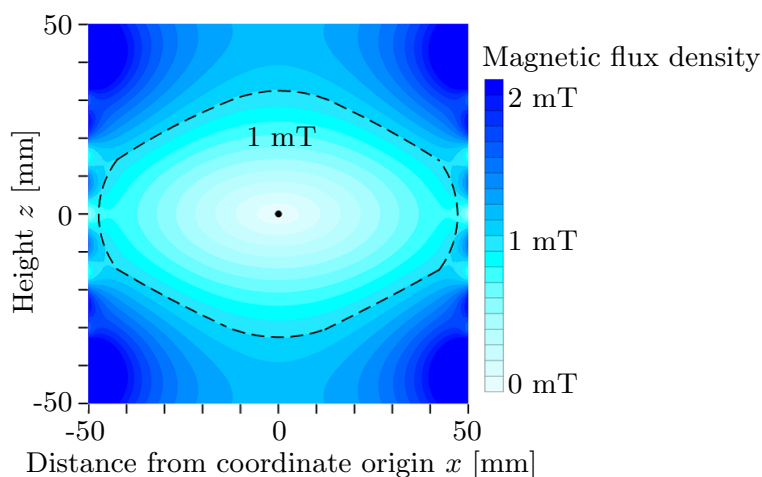


図 4.24 100 A の逆位相電流が流れている時のコイル内磁束密度分布.

を用いて、測定したキャパシタンス  $C_1$ ,  $C_2$  はそれぞれ 69.2 nF, 68.4 nF である。また、外部インダクタンス  $L_{ex1}$ ,  $L_{ex2}$  はそれぞれ 56.2  $\mu$ H, 57.5  $\mu$ H である。

図 4.25 は、入力電圧 100 V, スイッチング周波数 85 kHz, 2 台のインバータを同位相駆動した時の実験結果を示す。出力電圧は、同位相の矩形波電圧であることが確認できる。また、出力電流においても同位相の正弦波電流となっていることが確認できる。図 4.26 は、入力電圧 65 V, スイッチング周波数 85 kHz における実験結果を示す。出力電圧は、逆位相の矩形波電圧であることが確認できる。また、出力電流においても逆位相の正弦波電流となっていることが確認できる。上記 2 つの実験では、入力電圧が異なるものの出力電流は 10.0 A と等しくすることができており、同一磁界発生用コイルを用いて同位相と逆位相の電流を流れていることが確認できる。以上の実

表 4.2 実験パラメータ

Factor	Value	
	Exposure	Controlled
Input voltage $V_{in}$ [V]	100	65
Self inductance $L_1, L_2$ [ $\mu$ H]	35.5, 35.7	
Mutual inductance $M$ [ $\mu$ H]	33.4	
External inductance $L_{ex1}, L_{ex2}$ [ $\mu$ H]	0, 0	56.2, 57.5
Resonant capacitance $C_1, C_2$ [nF]	69.2, 68.4	
Parasitic resistance $R_1, R_2$ [m $\Omega$ ]	239, 237	551, 563

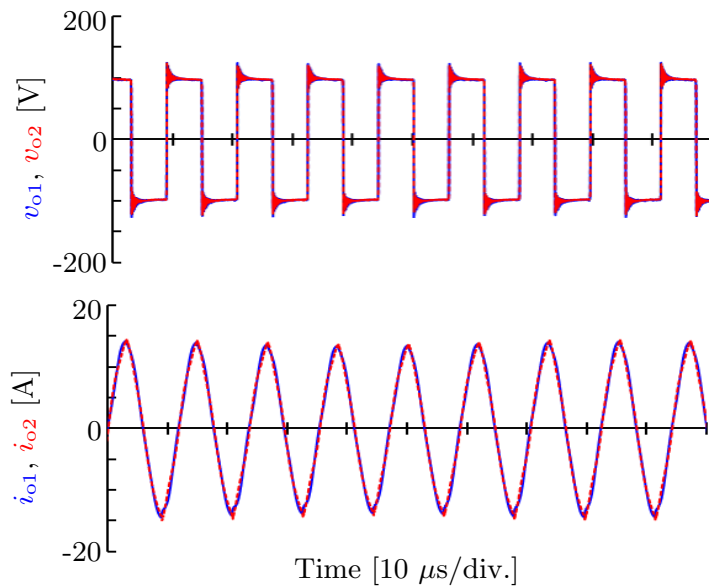


図 4.25 同位相条件における実験結果.

実験結果より、前項で示した解析結果の妥当性が確認できる。

## 4.8 本章のまとめ

本章では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的とし、ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置について議論した。2直列ギャップ付きソレノイドコイルと2並列ギャップ付きソレノイドコイルを用いた場合の回路方式を検討した。とりわけ、2並列ギャップ付きソレノイドコイルと2つの電圧形インバータを並列駆動させた磁界発生装置では、回路中のインピーダンスのばらつきによりインバータの動作周波数に制約が生じることを明らかとした。また、実際に試作した回路によって出力電流 10 A、スイッチング周波数 85 kHz の実験検証により解析の妥当性

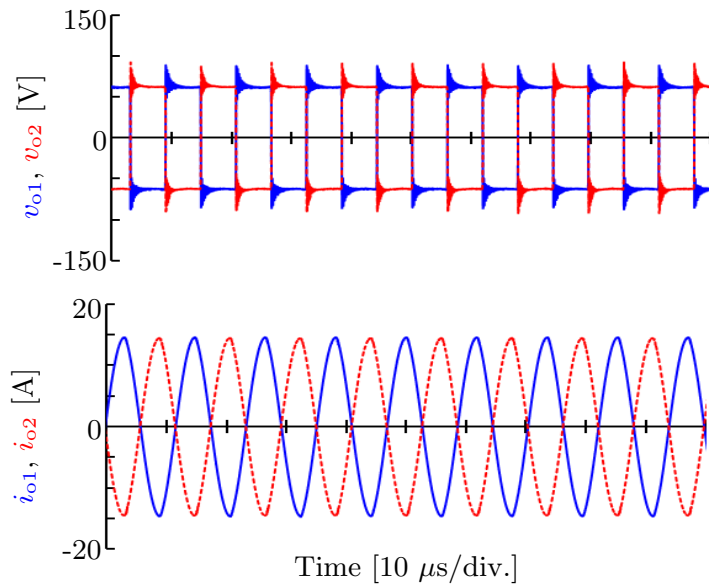


図 4.26 逆位相条件における実験結果.

を確認した。

第 3 章で示したコイル設計指針を応用し、ギャップ付きソレノイドコイルにおける磁束密度領域の広範囲化を目的とした設計を示し、2 並列ギャップ付きコイルにおいて磁束密度領域を  $1.51 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  と目標である  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  を達成した。

さらに、2 並列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置を応用した対照ばく露用磁界発生装置を示した。対照ばく露用インダクタでは、通常ばく露と対照ばく露が同一のインダクタ構造で行えるインダクタ構造を示した。従来インダクタと同一条件下で対照ばく露用インダクタの設計を行い、磁界ばく露条件では 20 mT 以上の領域を  $\pm 45 \text{ mm}$  確保し、対照ばく露では従来の中心磁束密度の 5% 以下の範囲をコイル中心軸上において  $\pm 32.7 \text{ mm}$  の高さに確保できることを確認した。

## 第 5 章

# パワーデバイス並列接続時の電流バランス手法

磁束密度の高出力化のためには、磁界発生装置の定格電流の向上が必要である。本章では、磁界発生装置の定格電流の向上の要素技術である、パワーデバイス並列接続時の電流バランス手法について議論する。特に、磁界発生装置の駆動条件ではパワーデバイスのスイッチング時には回路中には出力電流の最大電流が流れているため、寄生インピーダンスの保持電流に着目した電流アンバランス現象について議論する。さらに、得られた解析結果を踏まえて受動素子を用いた電流バランス手法を提案し、実証実験により有用性を検証する。

### 5.1 磁界発生装置におけるパワーデバイスの並列接続

図 5.1 は、第 3 章で示した磁界発生装置の回路図を、図 5.2 は、図 5.1 においてパワーデバイス 2 並列接続した場合の回路図を示している。磁束密度の高出力化のためには出力電流の向上が求められるが磁界発生装置の定格電流はパワーデバイスの定格電流によって制約され、3 章では、電圧形インバータにおけるパワーデバイスは定格電流 120 A のデバイスを使用することを想定し、出力電流  $I_o$  は 100 A とした。一方で、図 5.2 に示すように、パワーデバイスを 2 並列接続することで、磁界発生装置の定格電流は定格電流 120 A のパワーデバイス 2 個分の 240 A となり、出力電流  $I_o$  を 200 A とすることが可能である。しかしながら、パワーデバイスを並列接続した回路では、図 5.2 中の赤色で示す回路中の配線等の寄生インピーダンスによって並列されているデバイスに流れる電流にアンバランスが生じる。上記の電流アンバランスは、一方のデバイスへ発熱の負担が偏ることによってデバイス破損や熱設計の複雑化を招く。そ



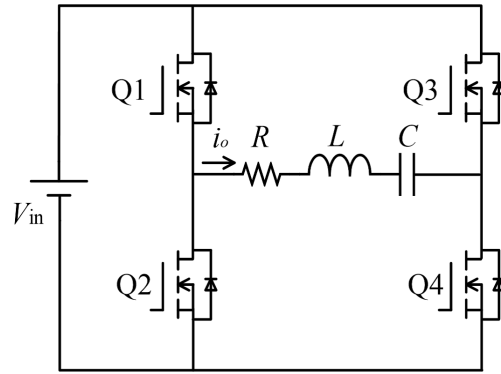


図 5.1 第 3 章で示した磁界発生装置の回路図.

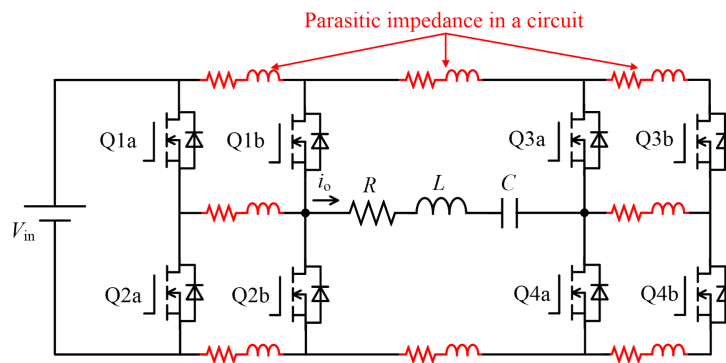


図 5.2 図 5.1 においてパワーデバイス 2 並列接続を適用した場合の回路図.

のため、パワーデバイスを並列接続した回路においては電流バランス手法について検討する必要がある。

図 5.3 は、パワーデバイスを並列接続した回路における電流バランス手法の基本回路構成を示している [101]。一般的には、パワーデバイスを並列接続した際は、Drain-Source 間のインピーダンスについて議論される。この時、 $L_{d-Q1a}$ 、 $L_{d-Q1b}$  等の対応する寄生インピーダンスを均等にすることが望ましいとされている。しかしながら、実際の回路動作を考慮するためには回路全体からの視点で電流アンバランスについて検討する必要がある。

図 5.1、図 5.4 は、図 5.5 に示す磁界発生装置のスイッチング前後の電流経路を示している。図 5.1 に示すスイッチング前は、磁界発生用コイルに流れる電流は、Q4a、Q4b、直流電源、Q1a、Q1b の経路で流れている。一方で、図 5.4 に示すスイッチング後は、磁界発生用コイルに流れる電流は、Q3a、Q3b、直流電源、Q2a、Q2b の経路

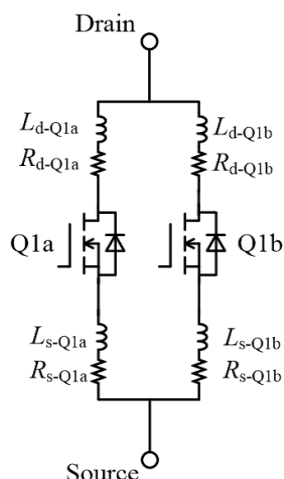


図 5.3 電流バランスを検討する際に用いられる回路構成 [101].

となる。そのため、回路中の寄生インピーダンスが電流アンバランスに影響を及ぼすことが想定される。とりわけ、磁界発生装置のスイッチング時は回路中に出力電流の最大電流が流れており、寄生インピーダンスの保持電流の検討が必要である。そこで、本研究では、スイッチング時のインダクタの保持電流を考慮したパワーデバイス並列接続時の電流バランス手法について議論し、電流バランス条件を明瞭とすることを目的とする。

## 5.2 パワーデバイス 2 並列接続回路における電流分担

### 5.2.1 検討する回路構成

磁界発生装置のスイッチング時の回路状態を模擬し回路解析を簡易化するために、本研究では図 5.6 に示す回路構造を検討する。図 5.6 は、電解コンデンサと 2 並列接続されている各パワーデバイスまでの距離が異なる回路構造図を示している。図 5.6 に示す回路構造では電解コンデンサ群とパワーモジュール群がバスバーによって接続されている。図 5.7 は、図 5.6 に示した回路構造の出力にインダクタを接続した回路図を示している。バスバーのもつ寄生抵抗・寄生インダクタンスをそれぞれ  $R_{bus}$ ,  $L_{bus}$  としており、赤色で示している。また、パワーデバイス内部の寄生抵抗、寄生インダクタンスは青色で示しており、ドレイン側の寄生抵抗、寄生インダクタンスをそ

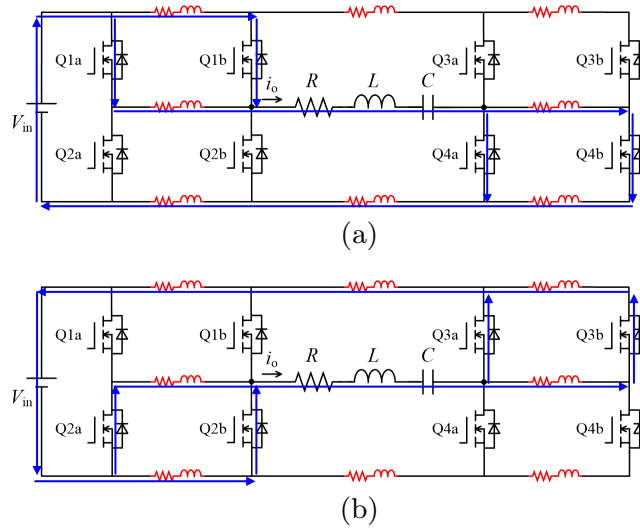


図 5.4 磁界発生装置における電流経路 (a) スイッチング前, (b) スイッチング後.

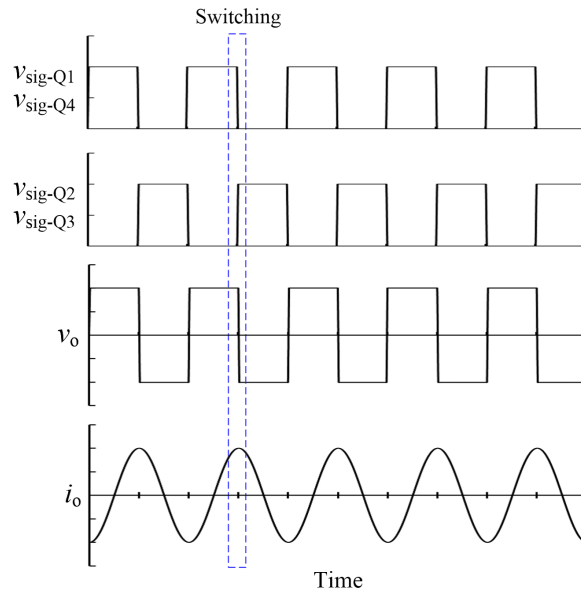


図 5.5 磁界発生装置における出力波形.

それぞれ  $R_d$ ,  $L_d$ , ソース側の寄生抵抗, 寄生インダクタンスをそれぞれ  $R_s$ ,  $L_s$  としている。この時, 下側のパワーデバイス Q2a, Q2b が同時にターンオン, ターンオフする場合の電流分担について検討する。

表 5.1 は, 図 5.7 に示す回路におけるシミュレーションに用いた回路パラメータを示す。回路パラメータは, パワーデバイスの寄生のドレイン・ソースインダクタンス, 抵抗はそれぞれ 10 nH, 5 m $\Omega$ , また, バスバーの寄生インダクタンス・抵抗は, それぞれ 30 nH, 10 m $\Omega$  とした。図 5.8 は, 表 5.1 に示す回路パラメータにおいて, 下側

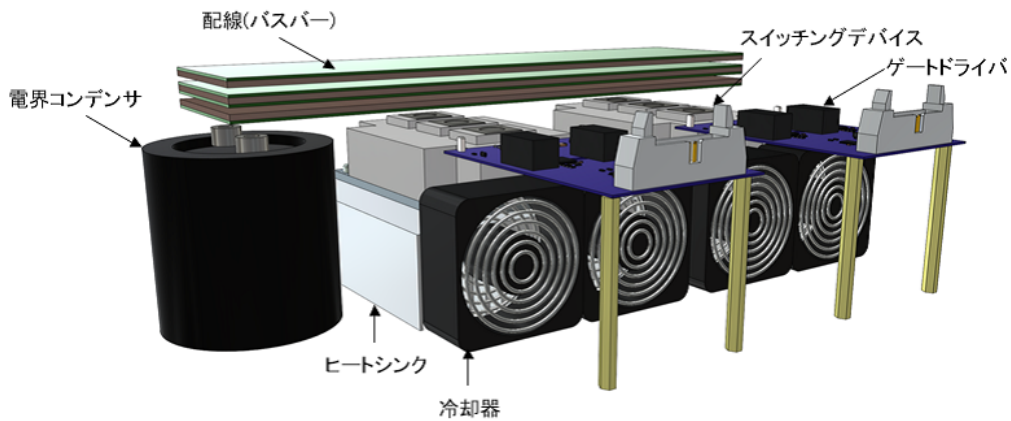


図 5.6 パワーデバイス 2 並列接続時の回路構造。

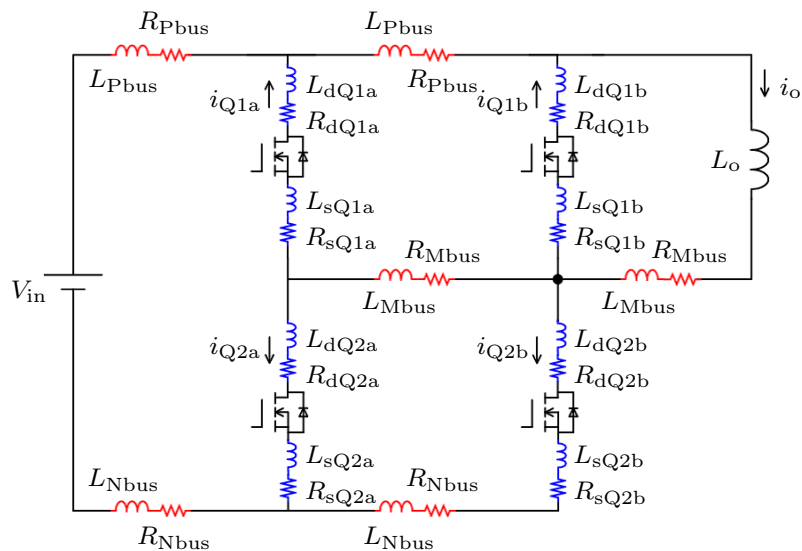


図 5.7 図 5.6 に示す回路構造における回路図

デバイスの Q2a, Q2b を同時にターンオン、ターンオフした際のシミュレーション結果を示している。それぞれ、出力電流  $i_o$ 、下側デバイス電流  $i_{Q2a}$ ,  $i_{Q2b}$ 、上側デバイス電流  $i_{Q1a}$ ,  $i_{Q1b}$  を示している。表 5.8 に示す条件において、パワーデバイスのターンオフ時に相当する期間 2 のスイッチング時や、スイッチングから十分に時間が経過した後、パワーデバイスのターンオンに相当する期間 3 のスイッチング時に電流アンバランスが確認できる。以上のシミュレーションより、デバイス間に寄生インピーダンスが存在する時には、パワーデバイスのドレインやソース側の寄生インピーダンスを統一した場合でも電流アンバランスが生じることが確認できる。また、電流アンバ

表 5.1 図 5.8 におけるシミュレーション回路定数

Factor	Value
Input voltage $V_{dc}$	300 V
Parasitic resistance for bus bar $R_{bus}$	10 m $\Omega$
Parasitic inductance for bus bar $L_{bus}$	30 nH
Output inductance $L_o$	50 $\mu$ H
Parasitic resistance for devices $R_d, R_s$	5 m $\Omega$
Parasitic inductance for devices $L_d, L_s$	10 nH
Term $T_1, T_2, T_3$	10 $\mu$ s

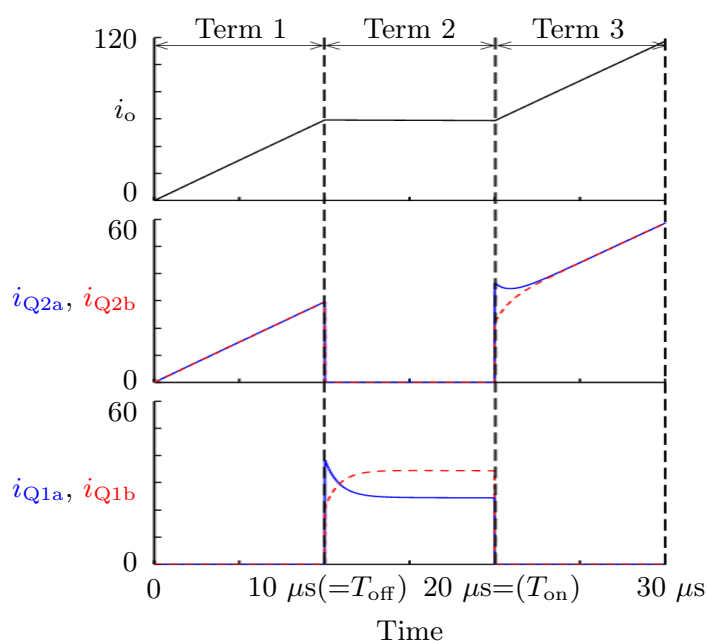


図 5.8 表 5.1 に示す回路定数におけるシミュレーション結果

ランス現象は、スイッチング時とスイッチングから十分に時間が経過した後では異なることが確認できる。

## 5.2.2 パワーデバイス 2 並列接続回路における電流解析

本項では、寄生インピーダンスの保持電流を持つ場合の電流バランス条件を明瞭化するための回路解析を示す。回路動作条件を考慮するために、各動作期間それぞれについて回路条件を考慮して解析を行う。

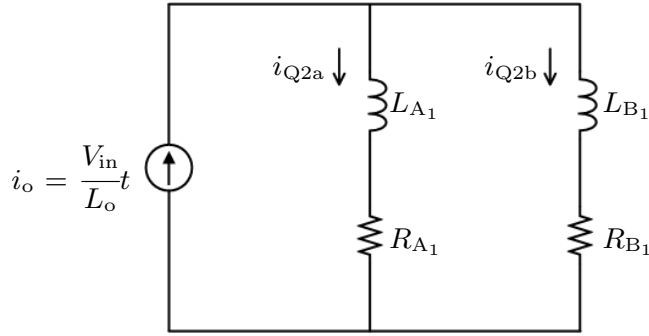


図 5.9 期間 1 における等価回路図

### 期間 1 における回路解析

図 5.9 は、期間 1 における電流解析に用いた等価回路図を示す。等価回路における出力インダクタは、インダクタンスが寄生インダクタンスよりも十分に大きいことから電流源とみなし、電流が分流する点から合流する点までの寄生インピーダンスを示している。(5.1) 式～(5.4) 式は、図 5.9 中に示す回路パラメータを示す。

$$R_{A_1} = R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} \quad (5.1)$$

$$R_{B_1} = R_{dQ2a} + R_{sQ2b} + R_{Nbus} \quad (5.2)$$

$$L_{A_1} = L_{Mbus} + L_{dQ2a} + L_{sQ2a} \quad (5.3)$$

$$L_{B_1} = L_{dQ2b} + L_{sQ2b} + L_{Nbus} \quad (5.4)$$

$R_{A_1}$  は、期間 1 におけるパワーデバイス Q2a を通る経路の合成抵抗を示す。 $L_{A_1}$  は、期間 1 におけるパワーデバイス Q2a に流れる経路の合成インダクタンスを示す。同様に、 $R_{B_1}$ 、 $L_{B_1}$  は、それぞれ期間 1 におけるパワーデバイス Q2b を通る経路の合成抵抗・合成インダクタンスを示す。期間 1 においては、パワーデバイスの寄生インダクタンス、バスバーの寄生インダクタンスともにスイッチング時の保持電流がないことから単純な和で表すことが可能である。この時の、出力電流と各デバイス電流についてキルヒホッフの電流則に基づいて計算を行った。

(5.5) 式、(5.6) 式は、期間 1 におけるデバイス電流  $i_{Q2a}$ 、 $i_{Q2b}$  の電流式を示す。

$$i_{Q2a}(t) = \frac{R_{B_1}}{R_{A_1} + R_{B_1}} i_o(t) + \frac{(R_{A_1} L_{B_1} - R_{B_1} L_{A_1})}{(R_{A_1} + R_{B_1})^2} \left( \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{t} \right) i_o(t) \quad (5.5)$$

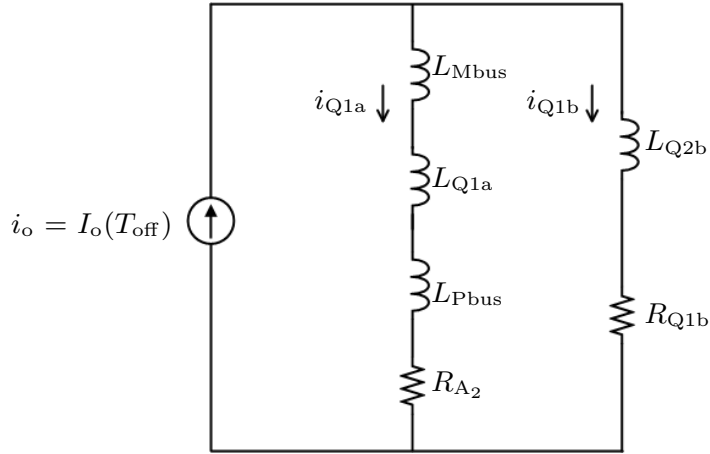


図 5.10 期間 2 における等価回路図

$$i_{Q2b}(t) = \frac{R_{A1}}{R_{A1} + R_{B1}} i_o(t) - \frac{(R_{A1}L_{B1} - R_{B1}L_{A1})}{(R_{A1} + R_{B1})^2} \left( \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{t} \right) i_o(t) \quad (5.6)$$

$$\tau_1 = \frac{L_{A1} + L_{B1}}{R_{A1} + R_{B1}} \quad (5.7)$$

(5.5) 式, (5.6) 式で表される電流式より, 第 1 項で示される出力電流に比例の項と, 第 2 項で示される抵抗とインダクタンスに起因するスイッチングの過渡状態の電流分担を表す項に分けられることが確認できる。ここで, 時定数  $\tau_1$  は, (5.7) 式で表すことができる。ここで, 時定数の中身について考察すると, バスバーやパワーデバイスの寄生抵抗は数 mΩ~ 数百 mΩ 程度である [102]。また, バスバーやパワーデバイス内の寄生インダクタンスは数十 nH~ 数 μ H 程度となる。したがって, 時定数  $\tau_1$  は, 数 μ 程度となる。さらに, 期間 1 におけるスイッチング時は出力電流が 0 であることから第 2 項の成分を無視することができる

そのため, (5.5) 式, (5.6) 式より, 期間 1 における電流バランス条件は (5.8) 式で表すことができる。

$$R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} = R_{dQ2b} + R_{sQ2b} + R_{Nbus} \quad (5.8)$$

### 期間 2 における回路解析

図 5.10 は, 期間 2 における電流解析に用いた等価回路図を示す。期間 2 の出力電流は, 時間  $T_{off}$  における出力電流  $I_o(T_{off})$  で一定の電流源とし, パワーデバイス Q1a に

流れる経路とパワーデバイス Q1b に流れる経路に分岐する回路構成である。(5.9) 式～(5.12) 式は、等価回路中の回路パラメータを示す。

$$R_{A_2} = R_{Mbus} + R_{dQ1a} + R_{sQ1a} + R_{Pbus} \quad (5.9)$$

$$R_{Q1b} = R_{dQ1b} + R_{sQ1b} \quad (5.10)$$

$$L_{Q1a} = L_{dQ1a} + L_{sQ1a} \quad (5.11)$$

$$L_{Q1b} = L_{dQ1b} + L_{sQ1b} \quad (5.12)$$

$R_{A_2}$  は期間 2 におけるパワーデバイス Q1a を通る経路における合成抵抗を示している。また、パワーデバイス Q1b を通る経路における合成抵抗はパワーデバイス Q1b の寄生抵抗成分のみであるため (5.10) 式で表すことができる。一方で、パワーデバイス Q1a を含む電流経路には、 $L_{Mbus}$ ,  $L_{sQ1}$ ,  $L_{dQ1}$ ,  $L_{Pbus}$  の 4 つのインダクタンスが存在する。 $t = T_{off}$  の時の各インダクタンスの保持電流は、 $L_{Mbus}$  は  $I_o/2$ ,  $L_{sQ1}$  と  $L_{dQ1}$  は 0,  $L_{Pbus}$  は  $I_o$  である。そのため、等価回路中のインダクタンスは 3 つに分割し、 $L_{Mbus}$ ,  $L_{Pbus}$ , また、 $L_{sQ1a}$ ,  $L_{dQ1a}$  の合成インダクタンス  $L_{Q1a}$  となる。同様に、パワーデバイス Q1b を含む電流経路におけるインダクタンスは、パワーデバイス Q1b の寄生インダクタンスのみであり、(5.12) 式で示す  $L_{Q1b}$  となる。上記の条件において、出力電流とデバイス電流においてキルヒホッフの電流則を用いて計算を行った。

(5.13) 式, (5.14) 式は、期間 2 におけるデバイス電流  $i_{Q1a}$ ,  $i_{Q1b}$  の電流式を示す。

$$\begin{aligned} i_{Q1a}(t) &= \frac{R_{Q1b}}{R_{A_2} + R_{Q1b}} i_o(t) \\ &+ \frac{R_{A_2}(L_{Pbus} + L_{Q1b} + L_{Mbus}/2) - R_{Q1b}(L_{Q1a} + L_{Mbus}/2)}{(R_{A_2} + R_{Q1b})(L_{Q1a} + L_{Q1b} + L_{Pbus} + L_{Mbus})} i_o(T_1) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} i_{Q1b}(t) &= \frac{R_{A_2}}{R_{A_2} + R_{Q1b}} i_o(t) \\ &- \frac{R_{A_2}(L_{Pbus} + L_{Q1b} + L_{Mbus}/2) - R_{Q1b}(L_{Q1a} + L_{Mbus}/2)}{(R_{A_2} + R_{Q1b})(L_{Q1a} + L_{Q1b} + L_{Pbus} + L_{Mbus})} i_o(T_1) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$\tau_2 = \frac{L_{Q1a} + L_{Q1b} + L_{Pbus} + L_{Mbus}}{R_{A_2} + R_{Q1b}} \quad (5.15)$$

以上の電流式より、期間 2 におけるデバイス電流式は、出力電流が抵抗の比によって分流されることを意味する第 1 項とエクスポネンシャルをもつ第 2 項に分けられるこ



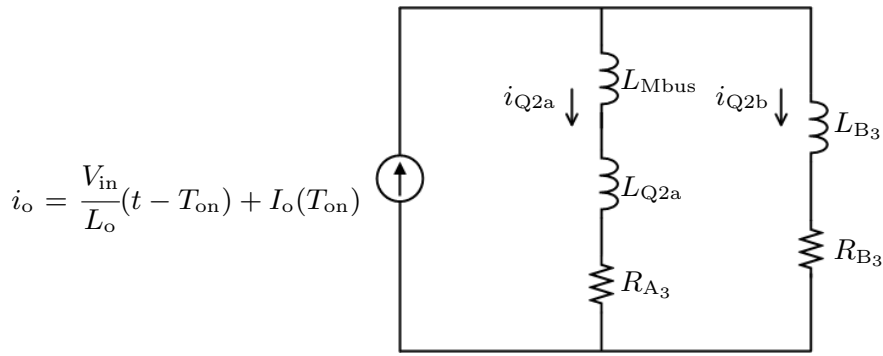


図 5.11 期間 3 における等価回路図

とがわかる。第 2 項に着目すると、スイッチングからの時間  $t$  が時定数  $\tau_2$  より十分に大きい場合、第 2 項はゼロになることがわかる。よって、定常状態における電流バランス条件は第 1 項のみ考慮すればよいので (5.16) 式で表すことができる。

$$R_{Mbus} + R_{dQ1a} + R_{sQ1a} + R_{Pbus} = R_{dQ1b} + R_{sQ1b} \quad (5.16)$$

一方で、スイッチング時の電流バランス条件は、(5.16) 式を満たしていると仮定し、第 2 項の係数がゼロになる時なので (5.17) 式で表すことができる。

$$L_{Q1a} = L_{Q1b} + L_{Pbus} \quad (5.17)$$

(5.17) 式より、一般的な電流バランス手法である分岐点からのインダクタンスを均等にするという手法とは異なることがわかる。これは、スイッチング時の寄生インダクタンスの保持電流を考慮した結果であると考えられる。

### 期間 3 における回路解析

図 5.11 は、期間 3 における電流解析に用いた等価回路図を示す。期間 3 は、期間 1 と同様に下側パワーデバイス Q2a, Q2b が ON している状態である。そのため、出力電流は線形増加する電流源とする。図 5.11 の回路中の各パラメータは (5.18) 式～(5.21) 式で表すことができる。

$$R_{A3} = R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} \quad (5.18)$$

$$R_{B3} = R_{dQ2b} + R_{sQ2b} + R_{Nbus} \quad (5.19)$$

$$L_{Q2a} = L_{dQ2a} + L_{sQ2a} \quad (5.20)$$

$$L_{B_3} = L_{dQ2b} + L_{sQ2b} + L_{Nbus} \quad (5.21)$$

各合成抵抗は、期間 1 と同様に各電流経路に含まれる抵抗の合成抵抗である。一方で、インダクタは、期間 2 における合成方法と同様に、各インダクタンスの  $t=T_{on}$  における保持電流を考慮してインダクタ  $L_{Mbus}$  とその他の合成インダクタの 2 つに分けて記述する。

(5.22) 式, (5.23) 式は、期間 3 における  $i_{Q2a}$ ,  $i_{Q2b}$  の電流式を表す。

$$i_{Q2a}(t) = \frac{R_{B_3}}{R_{A_3} + R_{B_3}} i_o(t) + \frac{(R_{A_3}L_{B_3} - R_{B_3}L_{Q2a})}{(R_{A_3} + R_{B_3})^2} \left( \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}}}{t} \right) i_o(t) + C i_o(T_{on}) e^{-\frac{t}{\tau_3}} \quad (5.22)$$

$$i_{Q2b}(t) = \frac{R_{A_3}}{R_{A_3} + R_{B_3}} i_o(t) - \frac{(R_{A_3}L_{B_3} - R_{B_3}L_{Q2a})}{(R_{A_3} + R_{B_3})^2} \left( \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}}}{t} \right) i_o(t) - C i_o(T_{on}) e^{-\frac{t}{\tau_3}} \quad (5.23)$$

$$C = \frac{(R_{A_3}L_{B_3} - R_{B_3}L_{Q2a}) + (R_{A_3} - R_{B_3})L_M/2}{(R_{A_3} + R_{B_3})(L_{Q2a} + L_{B_3})} \quad (5.24)$$

$$\tau_3 = \frac{L_{Q2a} + L_{Q2b} + L_{Nbus} + L_{Mbus}}{R_{Q2a} + R_{Q2b} + R_{Nbus} + R_{Mbus}} \quad (5.25)$$

ここで、時定数  $\tau_3$  は 回路中の寄生抵抗と寄生インダクタンスによって構成される成分で一般的な回路定数では数  $\mu$  となると想定される。そのため、期間 3 においてもスイッチング時と定常時の電流の挙動は異なることが確認できる。また、各項の係数に着目すると第 3 項はその他の項と比べると十分小さく無視することが確認できる。そのため、定常時の電流バランスは第 1 項に着目し、スイッチング時の電流バランスは第 2 項に着目することで導出できる。

上記の電流解析を踏まえ、期間 3 における電流バランス条件は (5.26) 式, (5.27) 式で示される。

$$L_{dQ2a} + L_{sQ2a} = L_{dQ2b} + L_{sQ2b} + L_{Nbus} \quad (5.26)$$

$$R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} = R_{dQ2b} + R_{sQ2b} + R_{Nbus} \quad (5.27)$$

期間 3 においてもスイッチング時においても、電流経路に含まれる  $L_{Mbus}$  は電流バランス条件に影響を与えないことが確認できる。

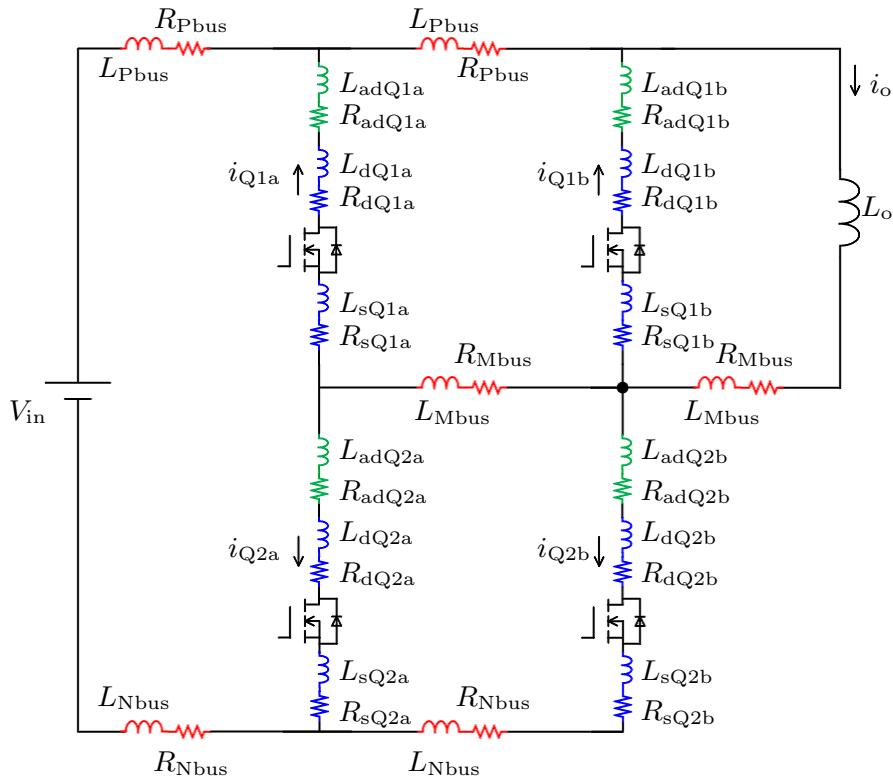


図 5.12 電流バランス手法を適用した回路図.

以上の回路解析により，寄生インピーダンスが保持電流を持つ場合の電流バランス条件を明瞭とした。

## 5.3 受動素子を用いた電流バランス手法

### 5.3.1 電流バランス提案回路

本研究では，回路構造を踏まえた電流バランス手法について議論する。前節までに述べた回路解析を踏まえて受動素子を追加するによる電流バランス法について述べる。図 5.12 は，受動素子を用いた電流バランス手法を適用した回路構成を示す。理論上は，各モジュールの上側と下側の片側のデバイスに抵抗やインダクタンスのみを挿入することによって電流バランス条件を達成することが可能である。しかしながら，寄生パラメータ程度のインダクタンスや抵抗のみを挿入することは困難であるため本研究では，すべてのデバイスにバランス用のインダクタンスと抵抗を挿入する。以上

の手法をとることによって期間 1 から期間 3 までの各電流バランス条件は (5.28) 式～(5.32) 式で表すことができる。

$$R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} + R_{adQ2a} = R_{dQ2b} + R_{sQ2b} + R_{Nbus} + R_{adQ2b} \quad (5.28)$$

$$L_{sQ1a} + L_{dQ1a} + L_{adQ1a} = L_{dQ1b} + L_{sQ1b} + L_{Pbus} + L_{adQ1b} \quad (5.29)$$

$$R_{Mbus} + R_{dQ1a} + R_{sQ1a} + R_{Pbus} + R_{adQ1a} = R_{dQ1b} + R_{sQ1b} + R_{adQ1b} \quad (5.30)$$

$$L_{dQ2a} + L_{sQ2a} + L_{adQ2a} = L_{dQ2b} + L_{sQ2b} + L_{Nbus} + L_{adQ2b} \quad (5.31)$$

$$R_{Mbus} + R_{dQ2a} + R_{sQ2a} + R_{adQ2a} = R_{dQ2b} + L_{sQ2b} + R_{Nbus} + R_{adQ2b} \quad (5.32)$$

以上のバランス条件を満たす時、スイッチング時、定常時において電流バランスが達成される。しかしながら、デバイスに直列にインダクタを挿入することによるサージ電圧の増加や、抵抗が挿入されることによる磁気コアでの損失が増え回路全体の効率は下がることがトレードオフである。

### 5.3.2 提案回路構造

図 5.13 は、図 5.12 に示す回路構成を実現するための回路構造を示す。提案する回路構造は、デバイスに直列に受動素子を挿入するために、モジュールとバスバーを接続するねじにトロイダルコアを挿入する。トロイダルコアの AL 値が挿入される調整用インダクタンスに相当し、磁気抵抗が調整用抵抗に相当する。トロイダルコアの形状は、内径がねじの外形より大きく、外形が端子間距離の 1/2 以下のものであれば採用可能である。

## 5.4 提案手法による実験検証

本節では、本研究で提案する電流バランス手法の有用性を確認するための実験検証について示す。図 5.14 は、試作した実験回路を示している。パワーデバイスは、1200 V-120 A 定格である Cree: CAS120M12BM2 を用い、ゲートドライバは、Cree: CGD15HB62P1 を用いた。電界コンデンサは、500V-3300 $\mu$ F の KEMET 社: ALS30A332QP500 を用いた。また、FPGA(Field-Programmable Gate Array) によ

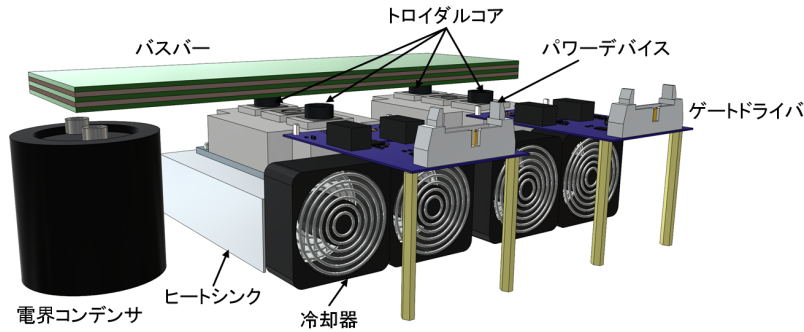


図 5.13 電流バランス法を適用した回路構造.

り Q2a, Q2b には共通のゲート信号を入力する。一方で, Q1a, Q1b には常に OFF 信号を入力する。また, 出力インダクタのインダクタンスは  $42 \mu\text{H}$  とし, 寄生インダクタンスより十分に大きい値を用いた。

図 5.15 は, 入力電圧  $V_{\text{in}}=320 \text{ V}$ , 出力電流  $I_{\text{o}}=60 \text{ A}$  における測定結果を示している。図 5.15(a) に示すように, 電流バランスの調整を行う前は各期間のスイッチング時や定常状態において電流アンバランスが確認できる。ただし, 期間 1 のスイッチング時の電流アンバランスについては, 試験前は下側デバイスの寄生容量が入力電圧  $V_{\text{in}}$  で充電されている状態から, スwitchング直後に上側デバイスの寄生容量に充電する向きで放電することによるスパイク電流が観測されていると推測できる。そのため, 本研究で示した電流解析には相当しない。図 5.15(b) は, 電流バランス調整のためにトロイダルコアをモジュールとバスバー間に挿入した時のダブルパルス試験結果を示す。電流バランス調整用のトロイダルコアは, パワーデバイス Q2a と Q1b に Micrometal 社, T-68 シリーズ, 公称 AL 値  $21.0 \text{ nH}$  のコアを使用した。使用したコアの磁気抵抗は, インピーダンスメータにより  $1.2 \Omega$  であることを確認した。図 5.15(b) より, 各期間のスイッチング時, 定常時の電流アンバランスが改善していることが確認できる。また, 本研究で提案する電流バランス手法はパワーデバイスに直列にインダクタンスを挿入するため, スwitchング時のサージ電圧の増大が懸念される。しかしながら, ターンオフするデバイス電流の  $di/dt$  を調整することでサージ電圧の課題には対処可能である。図 5.15 においても,  $di/dt = 0.5 \text{ A/ns}$ , 挿入したインダクタンスが  $21.0 \text{ nH}$  であるため, 増加したサージ電圧は  $10 \text{ V}$  程度であることが確認できる。

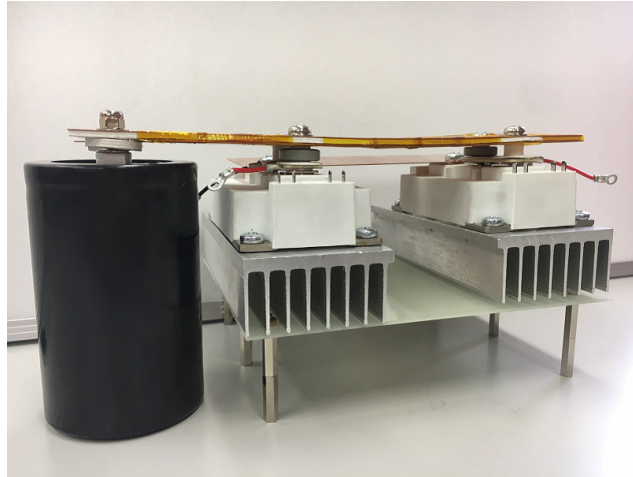


図 5.14 実験環境.

表 5.2 スイッチング時の電流比

	Before	After
Turn off	60.9% : 39.1%	57.4% : 42.6%
Turn on	66.0% : 34.0%	52.8% : 47.2%

表 5.2 は，電流バランス手法適用前と適用後におけるスイッチング時の電流比を示している。定格電流 120 A のパワーデバイスを 2 並列接続し，出力電流 200 A を想定した場合，パワーデバイスの電流比は 60% : 40% 以下にすることで定格電流以下でデバイスを使用することができる。表 5.2 より，電流バランス手法適用前はターンオフ時，ターンオン時ともに電流比は 60% : 40% を超えるが，本研究で提案する電流バランス手法を適用することで電流比を 60% : 40% 以下に改善できることが確認できる。以上の実験検証より，本研究で提案する電流バランス手法の有用性が確認できる。

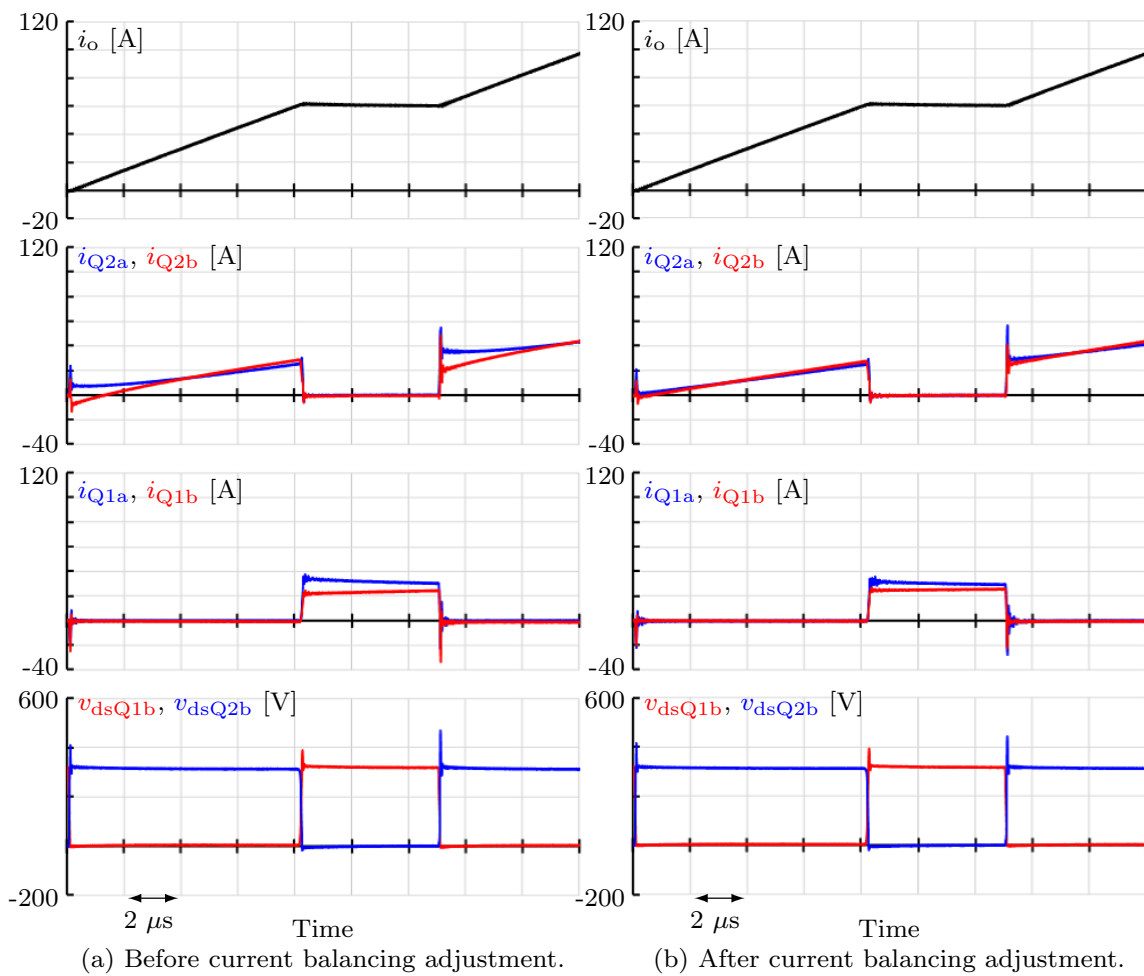


図 5.15 入力電圧 320 V, 出力電流 60 A における実験結果.

## 5.5 本章のまとめ

本章では，磁界発生装置の定格電流を増加させることで更なる磁束密度の高出力化の実現が期待されることから，装置の定格電流を増加させるための技術であるパワーデバイス並列接続時の電流バランス手法について議論した。特に，磁界発生装置の動作条件ではスイッチング時に回路中には出力電流の最大電流が流れていることから，寄生インピーダンスの保持電流を考慮した回路解析により電流バランス条件を明瞭とした。解析結果を踏まえ，受動素子を用いた電流バランス手法を提案した。提案手法の有用性を示すために入力電圧 320 V，出力電流 60 A の条件において実験検証を行い，提案手法によりスイッチング時のデバイス電流比をパワーデバイスの定格電流以下で利用可能な範囲まで低減することを確認した。





# 第 6 章

## 総論

### 6.1 本論文のまとめ

本論文では，電気自動車 (EV:Electrical vehicle) 向けワイヤレス電力伝送 (WPT:Wireless Power Transfer) システムで用いられる 85 kHz 帯を対象とした磁界発生装置の設計手法について議論した。磁界発生装置の高周波化に伴いより厳しさが増す電力変換回路の制約を考慮した磁界発生用コイルの設計指針の確立が必要である。また，電力変換回路の制約により単一インバータと単一コイルで構成される磁界発生装置では，要求される磁束密度・磁束密度領域を達成することが困難となる。そのため，磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を達成するために 2 つのコイルを用いた磁界の強め合いについて議論する必要がある。さらに，磁束密度の高出力化に寄与する出力電流の向上のためのパワーデバイス並列接続技術では，寄生インピーダンスの保持電流を考慮した電流バランス手法について議論する必要がある。これらの背景に基づき，本研究では，大きく以下の 3 点について検討を行った。

- 電力変換回路の制約条件を考慮した磁界発生用コイルの設計指針の確立
- ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置の開発
- パワーデバイス並列接続時の電流バランス手法

3 章では，高周波磁界発生装置における電力変換回路の制約を考慮した磁界発生用コイルの設計指針を示した。磁界発生装置の高周波化により電力変換回路側の設計条件は厳しくなり，特に，共振電圧，コイル内巻線間電圧の増加や，パワーデバイスの定格電流による出力電流の制約が課題となる。そこで本稿提案する設計指針では，はじめに，各巻線構造において制約条件内で実現可能な電力変換回路の動作条件を同定し

た後、コイル内磁束密度を検討することで磁束密度が最大となるコイル設計を可能とした。また、マウスの全身ばく露を想定した磁界発生用コイルの設計を行い、周波数 85 kHz, 出力電流 100 A, 最大共振電圧 5000 V, 巻線間最大電圧 2000 V の条件下において、目標中心磁束密度 20 mT を達成した。一方で、磁束密度領域は  $1.15 \times 10^{-4} \text{ m}^3$  であり、目標の磁束密度領域  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  を達成できず磁束密度の高出力化・広範囲化の検討が必要であることを示した。

4 章では、磁束密度の高出力化・磁束密度領域の広範囲化を目的とし、ギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置について議論した。2 つのソレノイドコイルから構成されるギャップ付きソレノイドコイルは、その接続方式により 2 直列ギャップ付きソレノイドコイルと 2 並列ギャップ付きソレノイドコイルの 2 方式が考えられる。そこで、それぞれの接続方式における回路方式を検討した。とりわけ、2 並列ギャップ付きソレノイドコイルと 2 つの電圧形インバータを並列駆動させた磁界発生装置では、回路中のインピーダンスのばらつきによりインバータの動作周波数に制約が生じることを明らかとした。また、実際に試作した回路によって出力電流 10 A, スイッチング周波数 85 kHz の実験検証により解析の妥当性を確認した。巻線間最大電圧の低減を目的としたコイル構造をギャップ付きコイルに応用し、第 3 章で示したコイル設計指針をもとにコイル設計を示した。2 並列ギャップ付きコイルにより、第 3 章の設計と同条件下において、磁束密度 20 mT 以上の連続した磁束密度領域を  $1.51 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  とすることができ、目標の磁束密度領域  $1.0 \times 10^{-3} \text{ m}^3$  を達成した。

また、2 並列ギャップ付きコイルを用いた磁界発生装置を応用した対照ばく露用磁界発生装置を示した。対照ばく露用磁界発生装置では、回路の駆動方式の変更と外付けインダクタを用いることで通常の磁界ばく露と対照ばく露を同一のコイル構造で行うことを可能とした。対照ばく露磁界発生装置の設計を行い、磁界ばく露では 20 mT 以上の磁束密度領域を  $\pm 45 \text{ mm}$  確保し、対照ばく露では従来の磁束密度の 5% (1 mT) 以下の範囲をコイルの中心軸上において  $\pm 32.7 \text{ mm}$  の高さに確保できることを確認した。

5 章では、磁界発生装置の定格電流を増加させることで更なる磁束密度の高出力化の実現が期待されることから、装置の定格電流を増加させるための技術であるパワー

デバイス並列接続時の電流バランス手法について議論した。特に、磁界発生装置の動作条件ではスイッチング時に回路中には出力電流の最大電流が流れていることから、寄生インピーダンスの保持電流を考慮した回路解析により電流バランス条件を明瞭とした。解析結果を踏まえ、受動素子を用いた電流バランス手法を提案した。提案手法の有用性を示すために入力電圧 320 V、出力電流 60 A の条件において実験検証を行い、提案手法によりスイッチング時のデバイス電流比をパワーデバイスの定格電流以下で利用可能な範囲まで低減することを確認した。

## 6.2 今後の展望

本研究で示した磁界発生用コイルの設計指針では、中心磁束密度や 20 mT 以上の磁束密度を有する磁束密度領域を対象とした。しかしながら、ICNIRP ガイドラインで示されている基本制限値は体内誘導電界が評価対象であることから体内誘導電界量を最大とするコイル設計が本質となる。現在行われている生体影響評価では電磁界シミュレーションを用いたマウスや人体に誘起する体内誘導電界量の計算手法が確立されており、そこでは、ばく露対象が位置する点における磁束密度、すなわち、ばく露対象に鎖交する磁束がばく露評価における要素となる。そのため、本稿で提案した設計指針の手順内である磁束密度の判定では、鎖交磁束を取り入れた設計フローに展開することが期待される。

第 5 章で示したスイッチングデバイス並列接続時の電流解析は、スイッチングデバイスの寄生容量や閾値電圧のばらつきを無視し、ゲート駆動回路も等しいと仮定した下に行われた。しかしながら、ゲート駆動回路や、スイッチングデバイスの寄生容量のばらつきはスイッチング時の電流アンバランスに影響があると考えられる。今後は、ゲート駆動回路やスイッチングデバイスのスイッチング時の挙動についても解析し、主回路構造以外に起因する電流アンバランスについて議論が必要である。

本研究では、提案する設計指針を用いて電気自動車向け WPT システムで利用される 85 kHz 帯を対象とした磁界発生装置の設計について議論した。今後、通信端末向け WPT システムで利用される 6.78 MHz 帯や 13.56 MHz 帯への応用が期待される。

- 磁界発生用コイルの確保できるインダクタンスは同一条件下ではスイッチング周波数に反比例する。そのため、6.78 MHz 帯の磁界発生用コイルは本論文で示したコイルの約 1/80 のインダクタンスしか確保できず、出力磁界の減少は避けられない。第 4 章では、2 つのコイルから構成されるギャップ付きソレノイドコイルに基づく磁界発生装置を用いた磁束密度の高出力化への応用が期待される。また、3 つ以上のコイルに基づく磁界発生装置の駆動技術を行うことで更なる磁束密度の高出力化も期待できる。
- MHz 帯を対象とした電力変換回路で使用される GaN デバイスの定格電流は SiC デバイスより小さい。そのため、本研究の第 4 章、第 5 章で示した磁束密度の高出力化のための技術を応用した検討が必要である。特に、第 5 章で示したパワーデバイス並列接続時の電流バランス手法では、パワーデバイスに直列にインダクタンスを挿入するためスイッチング時のサージ電圧の課題が予測される。MHz 帯のスイッチングに必要な高速スイッチングと、スイッチングスピード (ドレイン電流の  $di/dt$ ) を落とすことによってサージ電圧の低減はトレードオフであることから両者を考慮した回路設計が必要である。
- 磁界発生用コイルにおいては、コイルのインダクタンスと巻線間の寄生容量による自己共振が存在し、コイルを誘導性負荷として用いるためには、スイッチング周波数に対して自己共振周波数を十分に大きく設計する必要がある。MHz 帯を対象としたコイル設計では、自己共振周波数を設計に導入する必要がある。さらに、高周波化することによる巻線の交流抵抗を考慮する必要がある。コイル温度は、交流抵抗の計算によって検討可能であり、リッツ線を用いることによって交流抵抗は低減が可能である。一方で冷却方式は、インダクタ付近に金属部品は用いることができないため水冷銅パイプによる水冷方式が望ましいと考える。しかしながら、85 kHz 帯の交流抵抗は、表皮効果や近接効果の影響が見られ始める周波数であり、銅パイプによる抵抗値が上昇する可能性がある。そのため、詳細な解析を行い熱設計を行う必要がある。

実用化に向けた課題では、生体影響評価用磁界発生用コイルとして利用するためには、電気回路制約以外に、ばく露環境の制約として、音、振動、電界等、ほかの要素に

ついても検討が挙げられる。このような，音，振動，電界に関する考察は，パワーエレクトロニクス分野とは異なる分野であるため専門家との協議が必要である。



---

## 参考文献

- [1] 引田 正洋ら, “GaN パワーデバイス”, Panasonic Technical Journal, Vol.55, No. 2, pp. 21-25, 2009
- [2] 山口 浩, ”次世代パワーエレクトロニクスの研究動向”, 電気学会論文誌 B, Vol. 132, No. 3, pp. 209-212, 2012
- [3] 独立行政法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構, “focus NEDO NO.48”, 2013, <https://www.nedo.go.jp/content/100521000.pdf>
- [4] 庄木 裕樹, ”電磁界結合近傍型 WPT から空間伝送型 WPT へ WPT 技術の今後の展開と制度化・標準化の最新動向”, EMCC レポート, 第 34 号, pp. 3
- [5] 安部 秀明, 坂本 浩, 原田 耕介, ”非接触充電システムにおける負荷整合”, 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 4, pp. 536-543, 1999
- [6] History of the Qi specification, Wireless Power Consortium, <https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/history-of-the-qi-specification.html>
- [7] SONY, ”FeliCa 非接触 IC カード技術”, <https://www.sony.co.jp/Products/felica/about/>
- [8] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljačić, ”Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, *Science*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, 2007
- [9] S. Li and C. Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications”, *IEEE Journal Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol. 3, No. 1, pp. 4-17, 2014
- [10] Takehiro Imura, and Yoichi Hori, “Maximizing Air Gap and Efficiency of



- Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 10, pp. 4746-4752, 2011
- [11] S. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, S. W. Lee, and C. T. Rim, “New cross segmented power supply rails for roadway-powered electric vehicle’ ’ *IEEE Trans. Power. Electron.*, Vol. 28, No. 12, pp. 5832-5841, 2013.
- [12] Siqi Li, and Chunting Chris Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications’ ’ , *IEEE Journal Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol. 3, No. 1, pp. 4-17, 2014
- [13] Keigo Ukita, Takayuki Kashiwagi, Yasuaki Sakamoto, and Takashi Sasakawa, ”Evaluation of a Non-contact Power Supply System with a Figure-of-Eight Coil for Railway Vehicles”, *IEEE PELS Workshops on Emerging Technologies : Wireless Power*, 2015
- [14] 日下 佳祐, 伊東 淳一, ”伝送周波数と伝送電力に着目した電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向”, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457, 2017
- [15] 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一, ”等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究 -共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送-”, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 1, pp. 84-92, 2010
- [16] 船渡 寛人, 知久 勇輝, ”電界結合非接触給電に適したワインパルススイッチアクティブキャパシタを用いた電力変換回路の提案”, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 6, pp. 858-859, 2011
- [17] 小丸 堯, 秋田 英範, ”電界結合を用いた無線電力伝送における結合係数の位置特性評価”, 電子情報通信学会 信学技報, WPT2013-15, 2011
- [18] Naoki Shinohara, ”History of Research and Development of Beam Wireless Power Transfer”, *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2018
- [19] Jin-Hyoung Kim, Hyun-Yong Yu, and Cheolung Cha, ”Efficiency Enhancement using Beam Forming Array Antenna for Microwave-Based Wireless

- Energy Transfer”, *IEEE Wireless Power Transfer Conference*, 2014
- [20] Takuya Sasatani, Matthew J. Chabalko, Yoshihiro Kawahara, and Alanson P. Sample, ”Multimode Quasistatic Cavity Resonators for Wireless Power Transfer”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 16, pp. 2746-2749, 2018
- [21] Takuya Sasatani, Chouchang Jack Yang, Matthew J. Chabalko, Yoshihiro Kawahara, and Alanson P. Sample, ”History of Research and Development of Beam Wireless Power Transfer”, *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, Vol. 2, No. 4, pp.1-23, 2018
- [22] ”諮問第 2043 号 「空間伝送型ワイヤレス電力伝送システム技術的条件」のうち「構内における空間伝送型ワイヤレス電力伝送システムの技術的条件」”, [https://www.soumu.go.jp/main\\_content/000697267.pdf](https://www.soumu.go.jp/main_content/000697267.pdf)
- [23] 京都大学, ”国家戦略特区制度活用による電動車両向けワイヤレス給電の社会実証実験を開始”, [kyoto- u.ac.jp/ja/research/events\\_news/department/seizonken/news/2016/documents/170308\\_1/01.pdf](http://kyoto-u.ac.jp/ja/research/events_news/department/seizonken/news/2016/documents/170308_1/01.pdf)
- [24] パナソニック, ”「HD-PLC」の利用範囲拡大に向け工場や大規模施設における IoT 活用の実証を開始”, <https://news.panasonic.com/jp/press/data/2017/09/jn170905-1/jn170905-1.pdf>
- [25] 近藤 圭一郎, ”鉄道車両への大容量非接触給電技術”, 日本 AEM 学会誌, Vol. 24, No. 4, pp. 311-316, 2016
- [26] 柏木 隆行, 浮田 啓悟, 坂本 泰明, 加藤 佳仁, ”鉄道車両用非接触給電装置の電力供給性能検証”, 鉄道総研報告, Vol. 29, No. 11, pp. 35-40, 2015
- [27] Keigo Ukita, Takayuki Kashiwagi, Yasuaki Sakamoto, and Takashi Sasakawa, ”Evaluation of a Non-contact Power Supply System with a Figure-of-Eight Coil for Railway Vehicles”, *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW)*, 2015
- [28] Daisuke Shimode, Toshiaki Murai, and Shunsuke Fujiwara, ”A Study of

- Structure of Inductive Power Transfer Coil for Railway Vehicles” , *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 5, pp. 550-558, 2015.
- [29] Jae Hee Kim, Byung-Song Lee, Jun-Ho Lee, Seung-Hwan Lee, Chan-Bae Park, Shin-Myung Jung, Soo-Gil Lee, Kyung-Pyo Yi, and Jeihoon Baek, ”Development of 1MW Inductive Power Transfer System for a High Speed Train”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 10, pp. 6242-6250, 2015
- [30] 鈴木 正俊, 小川 健一郎, 杜塚 芙美, 司城 徹, 石原 寛明, 兼清 靖弘, 小倉 浩嗣, 石田 正明, 尾林 秀一, ”並列逆相送電無線充電システムの制御変数削減を可能とする低域通過フィルタの設計方法”, *電気学会論文誌 D*, Vol. 138, No. 5, pp. 384-391, 2018
- [31] Samir Chowdhury, Md Tawhid Bin Tarek, and Yilmaz Sozer, ”Design of a 7.7 kW Three-Phase Wireless Charging System for Light Duty Vehicles vased on Overlapping Windings”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020
- [32] Deepa Vincent, Soma Chakraborty, Phuoc Sang Huynh, Sheldon, and S. Williamson, ”Efficiency analysis of a 7.7 kW inductive wireless power transfer system with parallel displacement”, *IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)*, 2018
- [33] Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann, and Chris Mi, ”A High Efficiency 3.3 kW Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Without Magnetic Material”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015
- [34] Hai Jiang, Weihan Li, Mahmood Tabaddor, and Chris Mi, ”Optimization and Safety Evaluation of a 3.3 kW Wireless EV Charger”, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2015
- [35] TOYOTA, ”トヨタ自動車、電機利用車両向け非接触充電システムの実証実験を開始”, <https://global.toyota/jp/detail/961756>
- [36] IHI, ”電気自動車向け非接触給電システム 3.3 kW の充電電力における戸建

- 住宅での実証実験を実施”, [ihi.co.jp/ihi/all\\_news/2015/technology/2016-3-07/index.html](http://ihi.co.jp/ihi/all_news/2015/technology/2016-3-07/index.html)
- [37] 藤田 稔之, 保田 富夫, 赤木 泰文, ”駐車時と走行時の二次側コイルを共通化した非接触給電システムの基礎検討”, *電気学会論文誌 D*, Vol. 136, No. 8, pp. 522-531, 2016
- [38] Ling Jiang, Daniel Costinett, ”Voltage Slope-sensing Based Zero Voltage Switching Detection for 6.78 MHz Wireless Power Transfer Application”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019
- [39] Jie Li, and Daniel Costinett, ”Comprehensive Design for 6.78 MHz Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018
- [40] Minfan Fu, He Yin, Ming Liu, and Chengbin Ma, “Loading and Power Control for a High-Efficiency Class E PA-Driven Megahertz WPT System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 11, pp. 6867–6876, 2016
- [41] Ming Liu, Minfan Fu, and Chengbin Ma, “Low-Harmonic-Contents and High-Efficiency Class E Full-Wave Current-Driven Rectifier for Megahertz Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 2, pp. 1198–1209, 2017
- [42] Carrado Florian, Franco Mastri, Rudi Paolo Paganelli, Diego Masotti, and Alessandra Costanzo, “Theoretical and Numerical Design of a Wireless Power Transmission Link with GaN-Based Transmitter and Adaptive Receiver”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 62, No. 4, pp. 931–946, 2014
- [43] Minfan Fu, He Yin, Xinen Zhu, and Chengbin Ma, “Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 7, pp. 3952–3963, 2015

- [44] 大長 洋介, 川島 康裕, ト 穎剛, 水野 勉, 森川 亮祐, ”磁界共振結合形 40W 非接触給電システムの検討”, 日本 AEM 学会誌, Vol. 26, No. 1, pp. 115-120, 2018
- [45] 堀内 雅城, 小林 茂, 平野 圭蔵, 新井 栄, 石川 明彦, ”kW クラス磁界共鳴ワイヤレス電力伝送における電磁界シミュレーションと磁界分布計測の対比評価”, 電子情報通信学会 信学技報 WPT2011-20, 2011
- [46] Nguyen Kien Trung, Takuya Ogata, Shinichi Tanaka, and Kan Akatsu, ”Attenuate Influence of Parasitic Elements in 13.56-MHz Inverter for Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 4, 2018
- [47] 「諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会 (CISPR) の諸規格について」のうち「ワイヤレス電力伝送システムに関する技術的条件」のうち「電気自動車用ワイヤレス電力伝送システムに関する技術的条件」」, 2015
- [48] 総務省, ”電波法施行規則の一部を改正する省令”, 2016, [https://www.soumu.go.jp/main\\_content/000404742.pdf](https://www.soumu.go.jp/main_content/000404742.pdf)
- [49] “身の回りの電磁界について”, 環境省, 2017
- [50] Chiyoji Ohkubo, and Akira Ushiyama, “Outline of the WHO International EMF Project and its Current Trends”, *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, Vol. 139, No. 12, pp.635-640, 2019
- [51] Masao Taki, “Bioelectromagnetics researches in Japan for human protection from electromagnetic field exposures’ ’ *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 11, No. 6, pp. 683-695, 2016
- [52] Z. Sienkiewicz, ”Biological effects of electromagnetic fields and radiation”, *International Conference on Electromagnetic Compatibility*, 1994
- [53] Aakanksha Aggarwal, Abhishek Gupta, ”Effect of electromagnetic radiations on humans: A study”, *IEEE Technology Student’s Symposium*, 2011
- [54] W.Z. Fam, E.L. Mikhail, ”A system for the exposure of small laboratory animals to a 25-mT 60-Hz alternating or traveling magnetic field”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 40, No. 7, pp. 908-711, 1993

- [55] Vanni Lopresto, Caterina Merla, Rosanna Pinto, and Eugenio Benvenuto, "High-intensity static magnetic field exposure devices for in vitro experiments on biopharmaceutical plant factories in aerospace environments", *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2015
- [56] Fam, Mikhail, "A three-generation animal study of the biological effects of low-frequency electromagnetic fields", *Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 1994
- [57] Tomonori Sakurai, Tomoko Kiyokawa, Eijiro Narita, and Junji Miyakoshi, "Microarray analysis of human-derived cells exposed to intermediate frequency magnetic fields generated by an induction heating (IH) cooktop", *URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011
- [58] Jose Gomez-Tames, Essam Rashed, Akimasa Hirata, Thomas Tarnaud, Emeric Tanghe, Tom van de Steene, Luc Martens, and Wout Joseph, "Setting Reference Level in Human Safety Guidelines via Cortical Nerve Activation Intercomparison at IF", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC)*, 2019
- [59] Satoshi Naksono, Masateru Ikehata, Masayuki Takahashi, Sachiko Yoshie, and Tadashi Negishi, "Intermediate frequency magnetic fields did not have genotoxic and promotion potentials in in vitro tests", *URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011
- [60] Gábor Gőcsei ; Bálint Németh István Kiss ; István Berta, "Health effects of magnetic fields during live-line maintenance", *International Conference on Live Maintenance*, 2014
- [61] Shin Koyama, Eijiro Narita, Naoki Shinohara, and Junji Miyakoshi, "Effect of an intermediate-frequency magnetic field of 23 kHz at 2 mT on chemotaxis and phagocytosis in neutrophil-like differentiated human HL-60 cells",

- International Journal of Environmental Research and Public Health*, Vol. 11, No. 9, pp. 9649–9659, 2014
- [62] A. Ushiyama, S. Ohtani, Y. Suzuki, K. Wada, N. Kunugita, C. Ohkubo, “Effects of 21-kHz intermediate frequency magnetic fields on blood properties and immune systems of juvenile rats’ ’ *International Journal of Radiation Biology*, Vol. 90, No. 12, pp. 1211-1217, 2014
- [63] S Yoshie, Y Ogasawara, M Ikehata, K Ishii, Y Suzuki, K Wada, K Wake, “Evaluation of Biological Effects of Intermediate Frequency Magnetic Field on Differentiation of Embryonic Stem Cell’ ’ , *Toxicology Reports*, Vol. 3, pp. 135-140, 2016
- [64] Elisa Regalbutto, Anna Anselmo, Stefania De Sanctis, Valeria Franchini, Florio Lista, Monica Benvenuto, Roberto Bei, Laura Masuelli, Guglielmo D’Inzeo, Alessandra Paffi, Eugenio Trodella, and Antonella Sgura, ”Human Fibroblasts In Vitro Exposed to 2.45 GHz Continuous and Pulsed Wave Signals: Evaluation of Biological Effects with a Multimethodological Approach”, *International Journal of Molecular Science*, Vol. 21, No. 19, 2020
- [65] Suruchi Kumari, S. Raghavan, ”Biological effects of microwave”, *International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES)*, 2014
- [66] Zhanxian Wang, Wenquan Che, ”In-vitro and in-vivo techniques to measure the dielectric constant of biological tissues at microwave frequencies”, *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2008
- [67] World Health Organization, ”The world health report 2007 - A safer future: global health security in the 21st century”, [https://www.who.int/whr/2007/whr07\\_en.pdf.ua=1](https://www.who.int/whr/2007/whr07_en.pdf.ua=1)
- [68] 山崎 健一, 多氣 昌生, 大久保 千代次, ”中間周波電磁界の人体安全性評価”, *電気学会論文誌 A*, Vol. 135, No. 9, pp. 500-506, 2015

- [69] 大谷 真, 牛山 明, “電磁界の生体影響について-動物研究の現状-”, 動物遺伝育種研究, Vol. 44, No. 2, pp. 87-96, 2016
- [70] 窪田 ひろみ, 西村 泉, 根岸 正, “中間周波磁界の動物実験に関する文献調査”, 動物遺伝育種研究, Vol. 44, No. 2, 2016
- [71] ”Electromagnetic fields (EMF) -About electromagnetic fields-”, World Health Organization, <https://www.who.int/peh-emf/about/WhatisEMF/en/index1.html>
- [72] ”電磁界生体影響問題の経緯と最近の動向 (総論)”, 電気学会 電磁界生体影響問題調査特別委員会, pp. 1-6, 2011, [https://www.fepc.or.jp/resource\\_sw/denjikai.pdf](https://www.fepc.or.jp/resource_sw/denjikai.pdf)
- [73] Masao Taki, “Bioelectromagnetics researches in Japan for human protection from electromagnetic field exposures’ ’ *IEEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 11, No. 6, pp. 683-695, 2016
- [74] NICT, “電磁環境とは”, <https://emc.nict.go.jp/general/general.html>
- [75] ISO11452-8:2015, ICS : 33.100.20 Immunity 43.040.10 Electrical and electronic equipment
- [76] ”ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS (1Hz-100kHz)”, International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, 2010
- [77] Schwarzbeck Mess-Elektronik , Radiating Loops, FESP 5133-9 - Circular screened Coil, <http://www.schwarzbeck.de/en/antennas/loop-antennas/radiating-loops.html>
- [78] Schwarzbeck Mess-Elektronik , Helmholtz Coils, <http://www.schwarzbeck.de/en/antennas/loop-antennas/helmholtz-coils.html>
- [79] “中間周波数帯の電磁界（特に 100 kHz 帯の磁界）における非熱的生体作用の検討”, 平成 27 年度研究報告書, 総務省, 2016
- [80] John F. Deford, and Om P. Gandhi, “An Impedance Method to Calcula-



- late Currents Induced in Biological Bodies Exposed to Quasi-Static Electromagnetic Fields”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-27, no.3, pp.168-173, 1985
- [81] NIEL Orucutt, and Om P. Gandhi, “A 3-D Impedance Method to Calculate Power Deposition in Biological Bodies Subjected to Time Varying Magnetic Fields”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 35, no. 8, pp. 577-583, 1988
- [82] Hunter H. Wu, Aaron Gilchrist, Kylee D. Sealy, Daniel 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
- [83] 石上 忍, “電磁環境分野の動向”, 電気学会論文誌 A, Vol. 141, No. 1, pp.8-9, 2021
- [84] Atsushi Fujita, Yoshinobu Kawahara, Shuuki Inoue, and Hideki Omori, “Development of a higher power intermediate-frequency magnetic field exposure system for in vitro studies”, *Bioelectromagnetics*, Vol. 31, No. 2, pp. 156-163, 2009
- [85] Rossella Lodato, Caterina Merla, Rosanna Pinto, Sergio Mancini, Vanni Lopresto, and Giorgio A. Lovisolo, “Complex magnetic field exposure system for in vitro experiments at intermediate frequency”, *Bioelectromagnetics*, Vol. 34, No. 3, pp. 211-219, 2012
- [86] Tsukasa Shigemitsu, Tadashi Negishi, Keita Yamazaki, Yoshinobu Kawahara, Akira Haga, Koichiro Kobayashi, and Kazuhiro Muramatsu, “A newly designed and constructed 20 kHz magnetic field exposure facility for in vivo study”, *Bioelectromagnetics*, Vol. 30, No. 1, pp. 36-44, 2009
- [87] Dejing Shi, Chunbo Zhu, Rengui Lu, Shitong Mao, and Yanhua Qi, “Intermediate frequency magnetic field generated by a wireless power transmission device does not cause genotoxicity in vitro”, *Bioelectromagnetics*, Vol. 35, No. 7, pp. 512-518, 2014

- [88] 鈴木 伸也, 和田 圭二, 鈴木 敬久 : “2重渦巻きコイルを用いた動物用局所磁界曝露装置 “ , 電気学会産業応用部門大会, 1-118, (2011)
- [89] 木暮 晋太郎, 和田 圭二, 鈴木 敬久, “細胞曝露評価用磁界発生装置の高出力化に向けた検討 “ , 電気学会電力技術研究会, Vol. PE-10, No.11-30, pp. 53-58, 2010
- [90] 富士電機株式会社, IGBT 2-Pack, “2MBI150XAA120-50” , <https://felib.fujielectric.co.jp/download/details.htm?dataid=33956545&site=japan&lang=ja>
- [91] CREE WOLFSPEED, SiC Power Modules, ”CAS120M12BM2” , <https://www.wolfspeed.com/62mm-power-module-family>
- [92] 今野 総一郎, 山本 隆彦, 越地 耕二, ”スパイラルコイルを用いたワイヤレス電力伝送-幾何学的パラメータの異なるスパイラルコイル間の結合係数検討-”, 日本 AEM 学会誌, Vol. 22, No. 2, pp. 126-131, 2014
- [93] 粟井 郁雄, 澤原 裕一, 石崎 俊雄, ”デュアルスパイラル共振器の作る電磁界とその WPT システムへの応用”, 電子情報通信学会信学技報, WPT-2012-20
- [94] 東洋磁器工業株式会社, ヘルムホルツコイル , <https://www.magnix.com/product/helmholtz.htm>
- [95] R.Merritt, C.Purcell, and G.Stroink, ”Uniform magnetic field produced by three, four, and five square coils”, *Review of Scientific Instruments*, 54:879-882, 1983
- [96] 山崎 修一郎, 後藤 憲一 : ”詳解 電磁気学演習”, 共立出版株式会社,(2013)
- [97] Joseph A.Edminister, 村崎 憲雄, 飽本 一裕, 小黒 剛成 :”マグローヒル大学演習 電磁気学 (改訂 2 版)”株式会社オーム社,(2013)
- [98] Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun, ” Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System” , *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 8, pp. 4091-4016, 2019
- [99] Hao Wu, Ping Wang, and Yaohua Li, ”A control method for series resonant dual active bridge DC/DC converter”, *IEEE Conference and Expo Trans-*

*portation Electrification Asia-Pacific*, 2014

- [100] エリ・ランダウ, イェ・リフシツツ, ”電磁気学:連続媒質の電気力学 1”, 東京図書, pp. 150-159, (1962-1965)
- [101] TOSHIBA, “MOSFET 並列接続” <https://toshiba.semicon-storage.com/jp/semiconductor/knowledge/faq/mosfet/what-are-the-considerations-when-using-mosfets-in-parallel.html>
- [102] Koji Mitsui, Keiji Wada, ”Design of Bus Bar Structures in Power Converter Circuit Considering Both Parasitic Inductance and AC Resistance”, *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE)*, 2019

# 研究成果

## 学会誌論文

査読有り

[1-1] 松原壱樹, 和田圭二, 鈴木敬久, ”2 巻線インダクタに基づく生体影響評価用磁界発生装置における磁界ばく露領域の広域化”, 電気学会論文誌 D, (条件付き採択)

[1-2] Kazuki Matsubara, Keiji Wada, and Yukihiisa Suzuki, ”Control of Alternating Magnetic Field Distribution by Using Twin Coils and Dual Voltage Source Inverters to Realize High-Performance Evaluation of Biological Evaluation”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.57, No. 2, pp.55-63, 2021

[1-3] 松原壱樹, 和田圭二, 鈴木敬久, ”85 kHz を対象とした生体影響評価を目的とした磁界発生用コイルの検討”, 電気学会論文誌 D, 138 巻, 4 号, pp.360-367, 2018

## 国際会議

査読有り

[2-1] Kazuki Matsubara, Munetaka Kanagawa, Keiji Wada, and Yukihiisa Suzuki, “Expanding Exposure Area of Magnetic Field Generator for Biological Evaluation by using Dual Air-core Inductor”, *International Electric Vehicle Technology Conference*, 4 pages, 2021

[2-2] Kazuki Matsubara, Keiji Wada, and Yukihiisa Suzuki, “Expanding Exposure Area of Magnetic Field Generator for Biological Evaluation by using Dual Air-core Inductor”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 5 pages, 2020

[2-3] Kazuki Matsubara, Keiji Wada, and Yukihiisa Suzuki, “Control of Alternating Magnetic Field Distribution by Using Twin Coils And Dual Voltage Source Inverters to Achieve High-Performance Evaluation of Biological Effects”, *IEEE*

*International Magnetics Conference*, 5 pages, 2020

[2-4] K. Matsubara, K. Wada, “Current Balancing for Parallel Connection of SiC-MOSFETs using Bus Bar Integrated Magnetic Material” , *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 6 pages, 2019

[2-5] Kazuki Matsubara, Keiji Wada, and Yukihisa Suzuki, “Design of Magnetic Field Generator Operating at 85 kHz using SiC-MOSFETs for Evaluating Electromagnetic Interference” , *IEEE International Future Energy Electronics Conference (ECCE Asia)*, 5 pages, 2017

査読無し

[2-6] Kazuki Matsubara, Keiji Wada, ”Design of Magnetic Field Generator to Evaluate Biological Effects for Electrical Vehicle Wireless Power Transfer System” , *IEEJ Symposium on Semiconductor Power Conversion*, JP 33, 2016

## 国内会議

査読無し

[3-1] 松原 壱樹, 和田 圭二, 鈴木 敬久, ”2巻線コイルの並列駆動による生体影響評価用磁界発生装置”, 電気学会産業応用部門大会, pp. I-153-156, 2019

[3-2] 松原 壱樹, 和田 圭二, ”スイッチングデバイス並列接続回路の寄生パラメータに着目した電流バランス”, 電気学会半導体電力変換研究会, 6 pages, 2018

[3-3] 松原 壱樹, 和田 圭二, ”寄生パラメータを考慮したパワーモジュール並列接続時の電流バランス法”, 電気学会全国大会, pp.9-10, 2018

[3-4] 松原 壱樹, 和田 圭二, ”SiC-MOSFET モジュールの並列接続時における電流バランスに関する研究”, 電気学会産業応用部門大会, pp. I-403, 404, 2017

[3-5] 松原 壱樹, 吉野 創, 和田 圭二, 鈴木 敬久, ”自動車用 WPT システムを対象とした生体影響評価用磁界発生装置の検討”, 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, 6 pages, 2016

[3-6] 松原 壱樹, 和田 圭二, 鈴木 敬久, ”磁界ばく露装置の高出力化を目的としたコ

イル巻線間電圧の低減”, 電気学会産業応用部門大会, pp. I-205-208, 2016

[3-7] 松原 壱樹, 和田 圭二, 鈴木 敬久, ”100 kHz 帯磁界発生装置の基礎検討”, 電気学会全国大会, pp.223, 2016



## 謝辞

本研究の遂行にあたり、多大なるご指導・ご鞭撻を賜りました東京都立大学システムデザイン研究科電子情報システム工学域 和田圭二教授には心から感謝いたします。長きにわたる研究生活を充実したものとできたのは、一重に和田先生のご助力のおかげであると感じております。和田先生からは、研究の価値の見出し方や研究を伝えるための手法など、多くの重要なことをご教授いただきました。また、学会・ワークショップへの参加など、多くの有意義な経験をさせていただいたことで自身の知見を広げることができました。本研究室から卒業したことを誇りに思い、社会で活躍できるようより一層精進いたします。

本研究に関連する生体電磁工学についてご指導・ご鞭撻を賜り、また、審査及び博士論文の指摘をいただきました同大学同研究科 鈴木敬久教授に御礼申し上げます。鈴木先生からは、生体の磁界ばく露量に関してや磁界発生装置の評価指標など、磁界発生装置の開発にあたり多くのことをご教授いただきました。

ご多忙の中、審査及び博士論文の指摘を頂いた同大学同研究科五箇繁善准教授、早稲田大学先進理工学研究科 近藤圭一郎教授に御礼申し上げます。

同研究室の教員として、ご指導を賜りました清水敏久特任教授に厚く御礼申し上げます。清水先生からは、研究の意義や背景に関する貴重なご指導をいただきました。

研究室生活を送る中で多くの次元をいただいた諸先輩方、そして切磋琢磨した同輩・後輩にも心より感謝いたします。研究ゼミや日頃の議論を通して、多くの知見を得るとともに、刺激を受け充実した研究室生活を送ることができました。

最後に、長きに渡る私の学生生活を見守り、多大なる支援を下さった両親、家族に深く感謝申し上げます。

2021年9月