

再生可能エネルギーの高効率利用を目的とする
電力変換装置に関する研究

2018年12月

田淵電機株式会社

加藤 久嗣

本論文の概要

人類が取り組まなければならない最大の問題は、エネルギー資源確保と環境保護の同時解決である。両問題の解決には、再生可能エネルギーと省エネルギーの最大限の利用が必要となる。太陽光エネルギーを直接電力に変換できる太陽光発電システムは、太陽光エネルギーの電力への変換システムとしては、最も効率的であると考えられる^[1]。今後は太陽光発電が最も大きく伸びる見込みである。

本研究では、再生可能エネルギーの高効率利用を可能とする電力変換装置に焦点をあてている。本論文は全6章から構成され、その内容は以下に示す通りである。

第1章は、緒論である。研究の動機としては、筆者は、2002年から今日に至るまで、太陽光発電や燃料電池用のパワーコンディショナーに「絶縁形」を採用する重要性を追及し、これに搭載される LLC 共振回路を採用した「絶縁形」DC-DC コンバータの開発を行ってきた。本論文では、実際の設計開発業務を通して、電力効率の最大化を目的とし確立した理論的および実験的な回路設計手法の提案およびその有効性の検証を行なう。

「絶縁形」の重要性の追及

一般的に、太陽光発電用パワーコンディショナーには、高電力変換効率、低コスト化および小型化が可能である「非絶縁形」の昇圧チョッパ回路が採用されている。一方で、最近では、太陽電池パネルの PID 現象による劣化が多く確認されている。また、「非絶縁形」は、回路が故障した場合、直流電力が系統に流出する危険性がある。これに対し「絶縁形」では、その劣化が大きく低減されるとされており、安全性も高い。「絶縁形」の高電力効率化、低コスト化および小型化が改めて強く要求されている。

第2章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの効率改善手法として、倍電圧整流回路の採用について述べる。

第3章では、第2章と同様に、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの効率改善手法として、メイントランスの効率改善対策について述べる。

第4章では、LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法について述べる。

第5章では、低入力電圧、大入力電流仕様である PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの効率改善手法について述べる。

第6章は、以上を総括した結論である。

目次

第1章 緒論	1
1-1. 研究の背景	1
1-2. 研究の動機	4
1-2-1. 「絶縁形」の重要性の追及	5
1-2-2. 「燃料電池」への応用	5
1-3. 研究の目的	5
1-3-1. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法	5
1-3-2. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法	6
1-3-3. PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法	7
1-4. 論文の構成	7
第2章 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法	
一倍電圧整流回路の使用一	10
2-1. 緒言	10
2-2. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路の構成	11
2-3. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路の動作モード	11
2-4. FHA による回路解析	16
2-5. 回路解析結果	18
2-6. 回路解析結果の考察	20
2-7. 倍電圧整流回路とセンタータップ整流回路の相違点	21
2-8. 電力効率特性	24
2-9. センタータップ整流回路のダイオードに印加される逆電圧の要因解析	24
2-10. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの外観	29
2-11. 結言	30
第3章 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法	
一メイントランスの電力効率改善一	32
3-1. 緒言	32
3-2. JMAG による磁界解析	32
3-3. JMAG による磁界解析結果	34
3-4. JMAG による磁界解析結果の考察	35
3-5. 巻き線に発生する渦電流損の理論解析	35

3-6.	巻き線に発生する渦電流損の低減対策	37
3-6-1.	リツ線の素線径の違いによる 1 次巻き線の温度上昇値測定結果	38
3-6-2.	リツ線の素線径による温度上昇値測定結果の考察	39
3-6-3.	巻き線に発生する渦電流損の低減対策	42
3-6-4.	電力効率の測定結果	42
3-7.	トランスの最適設計による小型軽量化及び電力効率改善	43
3-8.	今後の開発目標	46
3-8-1.	漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを分離したトランス構造開発と 電力効率改善検討	46
3-8-2.	1 次側漏れインダクタンスと 2 次側漏れインダクタンスを別トランスで磁気 結合させた場合の効果	49
3-9.	結言	52
第 4 章	太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法	53
4-1.	緒言	53
4-2.	LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大回路	55
4-3.	制御範囲拡大回路の動作モード	59
4-4.	制御範囲拡大回路の理論計算式の導出	64
4-4-1.	従来の LLC 共振回路の等価回路の簡素化	64
4-4-2.	鳳テブナンの定理を用いた等価回路の考察	67
4-4-3.	制御範囲拡大回路の等価回路	73
4-4-4.	制御範囲拡大回路の理論計算式の導出	73
4-5.	シミュレーションによる理論計算式の検証	77
4-5-1.	理論計算式の検証(位相=0 の場合)	77
4-5-2.	理論計算式の検証(位相を変化させた場合)	77
4-6.	実験結果	79
4-6-1.	従来回路の出力電圧 VS. スイッチング周波数特性の実測	79
4-6-2.	制御範囲拡大回路の出力電圧 VS. 位相特性	79
4-6-3.	制御範囲拡大回路の各部実測波形の確認	81
4-6-4.	電力効率特性	82
4-7.	DC-DC コンバータの電源投入時の共振外れ軽減対策	84
4-8.	結言	86
第 5 章	PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法	88
5-1.	緒言	88
5-2.	センタータップ整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ	89

5-2-1. 回路構成.....	89
5-2-2. 電力効率特性.....	89
5-3. 倍電圧整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ.....	93
5-3-1. 回路構成.....	93
5-3-2. 動作モードと波形.....	94
5-3-3. FHA による回路解析.....	101
5-3-4. 回路解析結果.....	103
5-3-5. 回路解析結果に対する考察.....	104
5-3-6. 電力効率特性.....	105
5-4. 燃料電池用 DC-DC コンバータの外観.....	109
5-5. 結言.....	110
第 6 章 総括.....	111
参考文献.....	114
謝辞.....	118
付録.....	120
付録 A1. バリ協定.....	120
付録 A2. 太陽電池パネルの PID 現象.....	120
付録 A3. ストリング方式.....	120
付録 A4. 絶縁階級.....	122
付録 A5. リッツ線の撚りの JMAG による磁界解析手法.....	122
付録 A6. 式(3-1)の導出方法及びその解法.....	122
付録 A7. 式(A6-3)の導出方法.....	133
付録 A8. 式(3-30)の導出方法.....	133

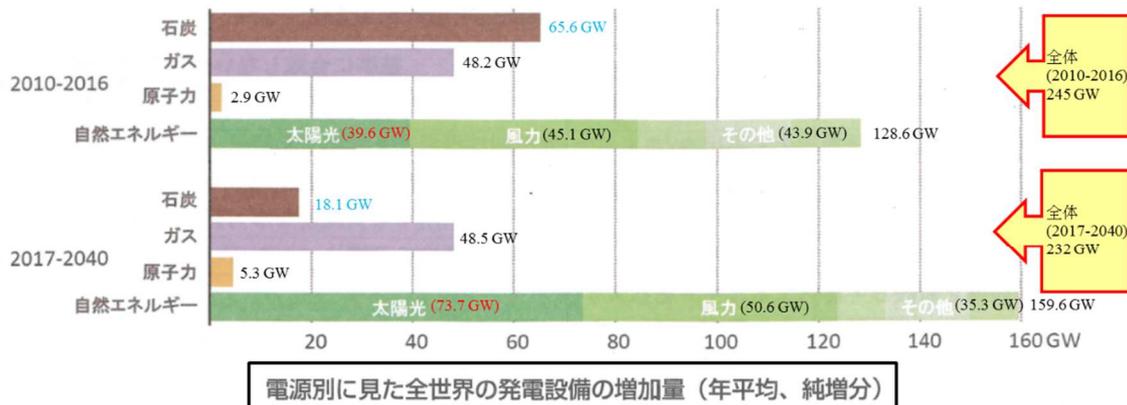
第 1 章 緒論

1-1. 研究の背景

21 世紀を生きる人類にとって、われわれが取り組まなければならない最大の問題は、エネルギー資源確保と環境保護の同時解決である。エネルギー資源確保の問題の中心は、地球の究極的な人口 100 億を支える化石燃料の枯渇であり、環境保護問題の中心は、化石燃料による地球温暖化問題である。両問題の解決には、再生可能エネルギーと省エネルギーの最大限の利用が必要となる^[1]。地球温暖化は、人間の活動が活発になるにつれて温室効果ガスが大気中に大量に放出され、地球全体の平均気温が急激に上がり始めている現象のことをいう。大気中に微量に含まれる二酸化炭素(CO₂)、メタン(CH₄)、亜酸化窒素(N₂O)、フロンなどが、温室効果ガスといわれている。

地球規模で気温が上昇すると、海水の膨張や氷河などの融解により海面が上昇したり、気候メカニズムの変化により異常気象が頻発するおそれがあり、ひいては自然生態系や生活環境、農業などへの影響が懸念される^[2]。

2015 年に採択されたパリ協定(付録 A1 参照)をきっかけに、温室効果ガスの削減に全世界が真剣に取り組み、自然エネルギーの活用を加速させている^[3]。課題は、再生可能エネルギーをいかにうまく使いこなすかである。われわれの日常生活において、電力エネルギーは使い勝手の良いエネルギーである。太陽光エネルギーを直接電力に変換できる太陽光発電システムは、太陽光エネルギーの電力への変換システムとしては、最も効率的であると考えられる^[1]。世界的に見ると、今後は太陽光発電が最も大きく伸びる見込みである。国際エネルギー機関(IEA)は、図 1-1 に示す様に全世界の発電設備の増加量を電源別に集計して将来を予想した。それによると、2010～2016 年は、5 割強が自然エネルギーが占める。さらに、2017 年～2040 年を予測すると 7 割を自然エネルギーが占めて他を圧倒する。特に太陽光発電の増加が著しく、全体の 3 割以上を占める。これに対して温室効果ガスの排出量が多い石炭火力は増加量が従来の 4 分の 1 に縮小する。世界は自然エネルギーによる脱炭素化へ着実に動いていくと予想される^[3]。



電源別に見た全世界の発電設備の増加量(年平均、純増分)
 出典：国際エネルギー機関「World Energy Outlook 2017」(2017年11月14日)
 GW：ギガワット (=100万キロワット)
 各国が新しいエネルギー政策を実行する「New Policies Scenario」に基づく予測

図 1-1. 電源別に見た全世界の発電設備の増加量(年平均、純増分)^[3]

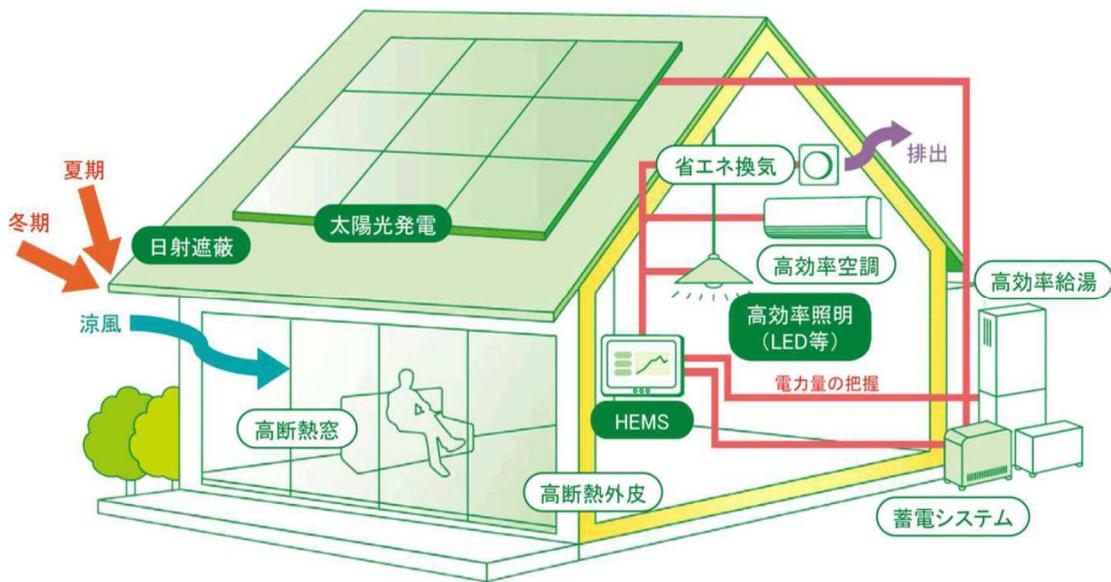


図 1-2. ZEH の定義^[4]

一方で、ZEH (Net Zero Energy House)と ZEB (Net Zero Energy Building)の用語が世間で普通に使用されるようになってきた。個人住宅や集合住宅の省エネルギー・創エネルギー化の技術は、現在から 10 年以内に大きく変わることは確かである。図 1-2 に、個人住宅、集合住宅に導入される技術を示す。その技術は、高气密・断熱性能を高める高断熱壁パネル、窓の高断熱化でエネルギー消費を大幅に抑える技術、太陽光発電、燃料電池あるいはコージェネレーションによる電力と熱の供給、HEMS (Home Energy Management System) による電力利

用効率と買電管理システムである。高気密・高断熱は、冷暖房負荷が半分以下になる。電力スマートメーターに熱管理機能を加えることにより、集合住宅における各戸のエネルギーは総合的に管理される。この技術により、熱を集中的に管理する太陽熱＋大型蓄熱槽＋燃料電池、コージェネレーションなどの導入が進むと言える^[5]。

NEDO(国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構)においては、水素社会の実現に向け、水素エネルギー利用拡大に向けた技術開発等を推進している。その中の家庭向け燃料電池技術分野について述べる。家庭用燃料電池は、既に国内での普及が開始されており、固体高分子形燃料電池(PEFC)及び固体酸化物形燃料電池(SOFC)それぞれのタイプのシステムが市場に存在している。2020年頃迄の導入支援期と2020年頃以降の自立的な普及拡大に分かれており、2020年頃の普及台数は140万台、2030年頃には、530万台と推定している。普及シナリオは、以下に示す通りである。

(1)2020年頃

- ・性能及び耐久性を向上しつつ、更なる低コスト化を進めた製品投入が最優先課題。低コスト化に向けては、PEFCとSOFCの区別はなく、双方が成し遂げなくてはならない。
- ・2016年4月の電力の小売全面自由化に合わせて、余剰電力の買取制度が開始されたことを受け、ユーザー側から見て更なる光熱費の削減やCO₂排出量の削減に寄与する付加価値を提供。余剰電力の買取のメリットを促進するための更なる高発電効率製品の投入。
- ・集合住宅・戸建既設住宅向けへの製品投入(小型化・省スペース化、既存給湯器への接続)によるユーザー層の拡大。

(2)2030年頃以降

- ・2030年頃の累計530万台達成に向けて小型化の追及による設置条件への大幅緩和(設置工事費の低減)に加え、更なる高発電効率化・高耐久性化と低コスト化の全てが成立する次世代製品の開発と市場投入が鍵。
- ・PEFCとSOFCそれぞれの特徴をいかながら技術発展と低コスト化を進めることで、各家庭の電力・熱需要パターン等に応じた製品の選択肢の拡大、製品の多様化。
- ・2030年頃以降には、省エネルギー、低炭素水素の実現が加速、我が国の家庭用燃料電池が世界市場を牽引。また、地域限定的な純水素供給パイプラインの普及による高効率純水素型PEFC、高発電効率SOFCによるモノジェネレーションへの適用も拡大^[6]。

以上に述べた様に、創エネルギーである燃料電池も、今後、普及することが見込まれる。燃料電池の種類を表1-1に示す。燃料電池は、電解質(燃料極と空気極を隔てているもの)や、作動温度によって様々な種類に分けられる。家庭向け燃料電池は、PEFCとSOFCが用いら

れている。PEFCは触媒に白金が使用され高価になる為、セル数を増やすことが出来ず、出力電圧が低くなる。15V～35V程度である。従って、後段のDC-DCコンバータの1次側入力電流が過大になり、高電力効率化が困難となる。SOFCは、電解質にセラミックが使用される為、安価であり出力電圧は、100V～200V程度である。PEFCより、高電力効率化が容易である。また、作動温度は、PEFCが比較的低温(常温から90℃程度)であり、SOFCは、高温(700～1000℃)である。この為、発電の応答性は、SOFCの方が劣る。しかし、発電効率はSOFCが45～65%、PEFCが35～40%でありSOFCの方が優れる。りん酸形燃料電池(PAFC)と熔融炭酸塩形燃料電池(MCFC)は、大電力が必要な業務用や、工業用に使用される。

表 1-1. 燃料電池の種類^[7]

	固体高分子形 (PEFC)	りん酸形 (PAFC)	熔融炭酸塩形 (MCFC)	固体酸化物形 (SOFC)
原料	都市ガス、LPG等	都市ガス、LPG等	都市ガス、LPG、石炭等	都市ガス、LPG等
作動気体	水素	水素	水素、一酸化炭素	水素、一酸化炭素
電解質	陽イオン交換膜	りん酸	炭酸リチウム 炭酸カリウム	安定化ジルコニア
作動温度	常温～約90℃	約200℃	約650℃	約700～1000℃
発電出力 発電効率 [LHV]	～50kW (35～40%)	～1000kW (35～42%)	1～10万kW (45～60%)	1～10万kW (45～65%)
開発状況	実用化	実用化	研究段階	研究段階
用途と段階	家庭用、小型業務用、自動車用、 携帯用、導入普及段階	業務用、工業用、 導入普及段階	工業用、 分散電源用実 証段階 (1MWプラ ント開発)	家庭用、工業用、 分散電源用 導入普及段階 (数kWモジュール開発)

1-2. 研究の動機

1-1節で述べた背景の通り、地球温暖化が人類共通の解決すべき重要課題となった今日では、CO₂削減効果が大きい発電装置の開発が急務である。筆者は、2002年から今日に至るまで、太陽光発電や燃料電池用のパワーコンディショナーに「絶縁形」を採用する重要性を追及し、これに搭載されるLLC共振回路を採用した「絶縁形」DC-DCコンバータの開発を

行ってきた。本論文では、実際の設計開発業務を通して、電力変換効率の最大化を目的とし、確立した理論的および実験的な回路設計手法の提案およびその有効性の検証を行なう(第 2 章, 第 3 章)。また、高入力電圧時の安定動作および起動時において素子のバラツキにより発生する問題に対し、それぞれ解決が可能な回路トポロジーを提案し、その有効性の検証を行なう(第 4 章)。さらに、太陽光発電に対し、大きく設計仕様が異なる燃料電池用への設計手法の提案及びその有効性の検証を行なった(第 5 章)。

1-2-1. 「絶縁形」の重要性の迫及

一般的に、太陽光発電用パワーコンディショナーには、高電力変換効率、低コスト化および小型化が可能である「非絶縁形」の昇圧チョッパ回路が採用されている。一方で、最近では、太陽電池パネルの PID 現象(付録 A2 参照)による劣化が多く確認されている。また、「非絶縁形」は、回路が故障した場合、直流電力が系統に流出する危険性がある。これに対し「絶縁形」では、その劣化が大きく低減されるとされており、安全性も高い。「絶縁形」の高電力効率化、低コスト化および小型化が改めて強く要求されている。これに基づき、様々な回路を検討した結果、非対称ハーフブリッジ LLC 共振回路が一番要求仕様に適していることが分かった。本論文では、太陽光発電用のパワーコンディショナーに搭載される LLC 共振回路を採用した DC-DC コンバータの電力効率改善手法について述べる。

1-2-2. 「燃料電池」への応用

さらに、2008 年 4 月～2010 年 3 月に、NEDO による PEFC 形燃料電池用のパワーコンディショナーの開発を行った。要求仕様は、低入力電圧、大入力電流、高電力効率仕様であった。燃料電池用のパワーコンディショナーも「絶縁形」が要求される。その理由は、回路が故障した場合の系統への直流電力流出による危険性、及び回路故障時、系統電力が印加されることによる高価な燃料電池の破損である。回路方式は、種々の回路を検討した結果、倍電圧整流回路を採用したフルブリッジ LLC 共振回路が一番適していることが分った。本論文では、特に PEFC 型燃料電池用の LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法について述べる。

1-3. 研究の目的

1-3-1. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法

LLC 共振型 DC-DC コンバータ回路の電力効率の改善手法として、2 次側に半波倍電圧整流回路を採用した非対称ハーフブリッジ LLC 共振型回路(以下 LLC 共振回路という)を採用

した。一般的には、センタータップ方式が採用されている。センタータップ方式は、ダイオードの接合容量とトランスの漏れインダクタンスによる共振電圧波形が重畳される為、定格電圧の高いダイオードが必要となる。この為、順電圧降下が高くなり、導通損失やリカバリ損失が増大する。一方、半波倍電圧整流回路は、ダイオードに印加される逆電圧は、ほぼ出力電圧にクランプされる為、センタータップ方式に比べて、定格電圧の低いダイオードが使用出来る。その為、導通損失やリカバリ損失は低減される。本論文では、LLC 共振回路に、倍電圧整流回路を使用した場合とセンタータップ整流回路を使用した場合のダイオードでの損失、及び印加される逆電圧波形の比較を行う。また、基本波近似法 FHA(First Harmonic Approximation)を用いた特性解析を行う。さらに、センタータップ整流回路のダイオードに逆電圧が印加される要因解析をする為に、理論解析とその検証として電気シミュレーションを行った。

LLC 共振回路に使用するトランスは、安全規格として、絶縁階級(付録 A4 参照)が要求される。開発したトランスの絶縁階級はF種であり、電気用品安全法の場合、トランスの巻き線温度は、155 °C以内に抑える必要がある。トランス巻き線温度を上昇させる要因解析をする為に、磁界シミュレーション JMAG(付録 A5 参照)によりトランス内の磁界解析を行った。その結果、漏れ磁束が巻き線に鎖交することにより、巻き線に渦電流損が誘導されることが分かった。さらに、簡単なモデルを考え理論による磁界解析を行うことにより、渦電流損は、スイッチング周波数の 2 乗及びリッツ線素線の半径の 2 乗に比例することが分かった。この結果を応用して、最適なトランス設計を行なった結果、入力電圧 270 V、出力電圧 380 V、出力電力 1.2 kW、素線径 0.03 ϕ の条件下で、最大電力効率 98.0 %が達成できた。併せて、トランスの最適化設計による小型軽量化について述べる。また、さらなる電力効率改善策として、漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを分離させる方法が考えられる。本論文では、その実験結果及び理論、今後の課題について述べる。

1-3-2. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法

LLC 共振回路は、高入力電圧、軽負荷の条件下では、一部の条件を除き出力電圧が上昇し、出力電圧を制御することが困難となる。対策として、一般的には、バースト発振制御が用いられる。バースト発振の起動時は、休止期間が長い場合、LC 素子にエネルギーが溜まっていないので共振動作が出来ない。この為、ハードスイッチングとなり素子のバラツキによって、過大なスパイク性の電流が、1 次側パワー回路に流れる。その結果、制御系が誤動作し、High 側と Low 側のスイッチング素子を同時に ON させるパルスがマイコン等より出力され、スイッチング素子が破壊する事例が市場で発生した。

対策として、バースト発振を行うことなく、制御可能な回路と制御方法、及び理論解析手法について提案する。提案する回路は、スイッチング素子 1 個を追加することにより、倍電圧整流用のコンデンサへの充電電圧を制御し、出力電圧を制御する。この提案回路により、入力電圧範囲 85 V~400 V、負荷変動範囲 無負荷~2 kw 迄、バースト発振制御を行なうことなく、出力電圧の制御が可能となることが確認できた。又、追加した素子のスイッチング損失は、位相制御を行なうことにより低減可能となる。提案回路は、比較的高周波帯域で動作させる。高周波帯域に限り成り立つ解析手法を提案する。具体的には、鳳テブナンの定理を敢えて電源に矩形波を含む LLC 共振回路に使用し、回路を簡素化した等価回路へ置き換える。その等価回路において、過渡解析が可能となることが分かった。

一方で、DC-DC コンバータの起動時は、LC 素子にエネルギーが溜まっていない為、共振動作が出来ない。従って、素子のバラツキにより、過大なスパイク性の電流が 1 次側に流れ、マイコン等の誤動作によりスイッチング素子が破壊に到る場合がある。対策として、メインスイッチング素子のゲート駆動電圧をかなり緩やかに立ち上げ、過大電流が流れるのを低減させる回路を提案する。この回路を実際に実装した結果、市場では、今のところ破損は確認されていない。

1-3-3. PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法

燃料電池は、電解質や作動温度により、様々な種類に分けられる。本論文では、特に、低入力電圧・大入力電流仕様(15 V、30 A)である PEFC 形燃料電池用パワーコンディショナーに搭載される LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法について述べる。

種々の回路を検討した結果、半波倍電圧整流回路を使用したフルブリッジ LLC 共振型回路が一番、高電力効率が得られた。FHA による特性解析、センタータップ方式に対する電力効率の違い、ダイオードに印加される電圧波形の違い、及び損失分析について述べる。入力電圧 19 V で出力電力 340 W の時、最大電力効率 97.4 %を実現した。

1-4. 論文の構成

本論文は全 6 章から構成され、その内容は以下に示す通りである。

第 1 章は緒論である。研究の背景としては、人類が取り組まなければならない最大の問題は、エネルギー資源確保と環境保護の同時解決である。両問題の解決には、再生可能エネルギーと省エネルギーの最大限の利用が必要となる^[1]。本論文では、再生可能エネルギーの高効率利用を目的とする電力変換装置に焦点をあて研究を行なったので、その成果について述べる。研究の動機としては、筆者は、2002 年から今日に至るまで、太陽光発電や燃料電

池用のパワーコンディショナーに「絶縁形」を採用する重要性を迫り、これに搭載される LLC 共振回路を採用した「絶縁形」DC-DC コンバータの開発を行ってきた。本論文では、実際の設計開発業務を通して、電力効率の最大化を目的とし確立した理論的および実験的な回路設計手法の提案およびその有効性の検証を行なう。

第 2 章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法として、倍電圧整流回路の採用について述べる。一般的には、センタータップ整流回路が使用されるが、ダイオードに高い振動電圧波形が重畳される。その要因解析を行ない、対策として、倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型 DC-DC コンバータを提案する。提案回路の回路構成、動作原理、及びセンタータップ整流回路との比較データについて述べる。入力電圧 250 V、入力電力 1 kW で最大電力効率 97.5 %を達成した。

第 3 章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法として、トランスの電力効率改善手法について述べる。LLC 共振用のトランスは、積極的に漏れ磁束を共振動作に利用している。トランスの磁界シミュレーション (JMAG) による磁界解析、及び巻き線に漏れ磁束が鎖交している簡単なモデルを考える。その理論解析により、電力効率を悪化させている要因の一つに、漏れ磁束による巻き線への渦電流損の誘導が要因であることが分かった。本章では、解析方法とその検証及び実験データについて述べる。第 2 章で述べた倍電圧整流回路を使用し、最適なトランス設計を行なった結果、入力電圧 270V、出力電圧 380 V、出力電力 1.2 kW、リッツ線の素線径 0.03 ϕ の条件下で、最大電力効率 98.0 %が達成できた。併せて、トランスの最適化設計による小型軽量化について述べる。また、今後の研究テーマとして、さらなる電力効率改善策について述べる。

第 4 章では、LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法について述べる。太陽電池の入力電圧範囲(85 V~400 V)及び出力電力範囲(無負荷~2 kW)は広い。ところが、LLC 共振回路は制御範囲が狭い。再生可能エネルギーを有効利用する為に、本章では、LLC 共振回路の制御範囲拡大手法について提案し、さらに、提案回路の解析手法及びその検証について述べる。最大入力電圧及び無負荷の条件下において、共振外れ、バースト発振制御を行なうことなく、出力電圧を制御出来ることが確認出来た。また、LLC 共振回路の起動時は、LC 素子にエネルギーが溜まっていない為、ハードスイッチングとなる。その結果、素子のバラツキにより、過大なスパイク性の電流が 1 次側パワー回路に流れ、制御系が誤動作を起こす場合がある。素子のバラツキを吸収する対策として、起動時のみに動作する対策回路の提案と実験結果について述べる。

第 5 章では、PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法につ

いて述べる。PEFC 型燃料電池に使用する DC-DC コンバータは、低入力電圧、大入力電流仕様となる。従って、高電力効率を達成することが困難である。高電力効率を達成する為の回路方式、回路解析、実験結果、及び従来回路との比較について述べる。回路方式は、フルブリッジ型 LLC 共振回路を採用し、太陽光発電用 DC-DC コンバータと同じく、倍電圧整流回路を使用することにより高電力効率が達成出来ることが分かった。入力電圧 19 V、出力電力 340 W の時、最大電力効率 97.4 %を実現した。

第 6 章は、以上を総括した結論である。

第 2 章 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力 効率改善手法

— 倍電圧整流回路の使用 —

2-1. 緒言

われわれの日常生活において、電力エネルギーは使い勝手の良いエネルギーである。太陽光エネルギーを直接電力に変換できる太陽光発電システムは、太陽光エネルギーの電力への変換システムとしては、最も効率的であると考えられる^[1]。

本章では、太陽光発電用パワーコンディショナーに搭載される LLC 共振回路を使用した DC-DC コンバータにおいて、電力効率を改善する方法について述べる。DC-DC コンバータの仕様は、入力電圧 85 V~400 V、入力電力 0 W~2 kW、出力電圧 380 V である。

LLC 共振回路は、様々な回路^[8-12]が提案されているが、一般的には、図 2-1 に示すセンタータップ整流回路^{[13], [14]}が多く用いられる。センタータップ整流回路は、トランスの漏れインダクタンスとダイオードの接合容量が共振して過大なサージ電圧がダイオードに印加される。その為、ダイオードのリカバリー損失が増加し、電力効率が悪化する。又、定格電圧の高いダイオードが必要な為、順電圧降下が高くなり、損失も増加する。この為、電力効率改善策として、倍電圧整流回路を採用した。倍電圧整流回路は、ダイオードに印加される電圧は、出力電圧にクランプされる為、サージ電圧が殆ど印加されない。本章では、LLC 共振回路に、倍電圧整流回路を使用した場合とセンタータップ整流回路を使用した場合のダイオードでの損失比較、及びダイオードに印加される逆電圧波形の違いについて述べる。また、FHA によるスイッチング周波数 VS. 出力電圧特性の解析、及び各モードでの動作解析を行う。さらに、センタータップ整流回路において、ダイオードに逆電圧が印加される要因についての理論解析とその検証として電気シミュレーションを行った。

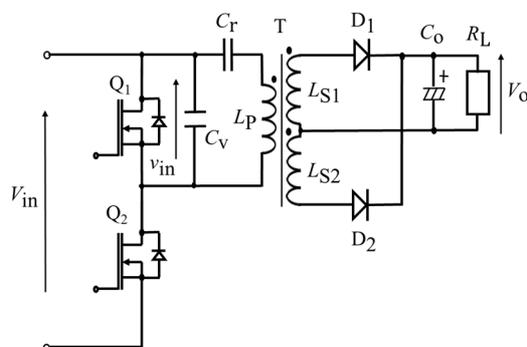


図 2-1. 従来のセンタータップ整流回路を使用した LLC 共振回路

2-2. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路の構成

図 2-2 に倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路を示す。トランス T は等価回路で表している。 L_m は励磁インダクタンス、 L_{r1} は 1 次側の漏れインダクタンス、 L_{r2} は 1 次側に変換された 2 次側の漏れインダクタンスである。これらは共振インダクタンスとして使用され、式(2-1)に示す関係がある。

$$L_{r1} = L_{r2} \triangleq L_r \quad (2-1)$$

L_p は、1 次側の自己インダクタンスで、式(2-2)で表される。

$$L_{r1} + L_m = L_p \quad (2-2)$$

Q_1 と Q_2 は MOSFET スイッチである。 C_r および C_v はそれぞれ電流共振コンデンサ、電圧共振コンデンサである。倍電圧整流回路は、ダイオード D_1 、 D_2 とコンデンサ C_d 、 C_o で構成されている。MOSFET スイッチ Q_1 と Q_2 は交互にオンとオフを繰り返す。上下スイッチング素子の同時 ON 防止及び共振動作維持の為、デッドタイムと呼ばれる上下スイッチング素子の休止時間が、 Q_1 および Q_2 のオン時間の中に存在する。

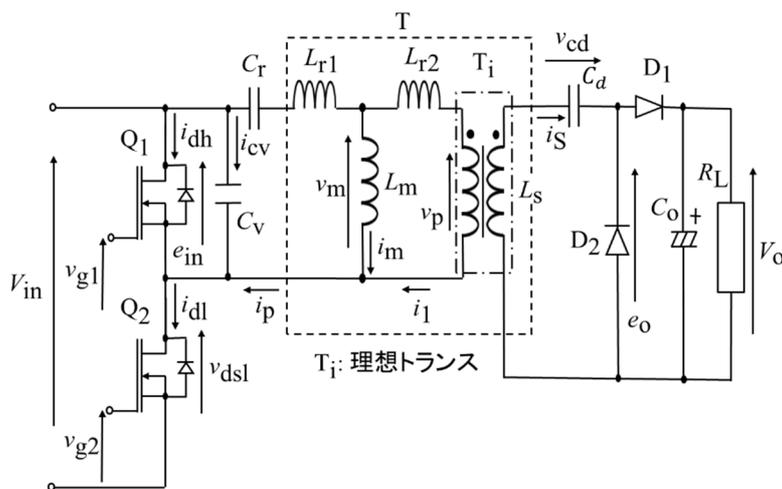


図 2-2. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路

2-3. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路の動作モード

倍電圧整流回路を使用した LLC 共振回路において、図 2-3 に各部動作波形を示し、図 2-4 に各動作状態での電流経路を示す。表 2-1 に各スイッチ素子の ON/OFF 状態を示す。以下に各動作状態での動作説明を行なう。高入力電圧・軽負荷の条件下では、スイッチング周波数が上がる。共振周波数は、回路定数で決まる為、State IV と State X は、現われない場合がある。

- State I : 漏れインダクタンス $L_1 = L_p(1-k^2)$ と電流共振コンデンサ C_1 [式(2-11)で定義される合成容量]との共振により、スイッチ素子 Q_1 のソースからドレインへ向かって電流が流れている。この間に、スイッチ素子 Q_1 を ON させ、スイッチング損失を低減可能にしている。State I は、 Q_1 が ON してから、共振現象により、ドレイン電流が反転する迄の期間である。同時に倍電圧用コンデンサ C_d を充電する。
- State II : L_1 と C_1 の共振により、 Q_1 のドレイン電流の向きが State I に対して反転し、ドレインからソースに向かって流れる。励磁電流は、減少方向にある。引き続き、倍電圧用コンデンサ C_d を充電している。
- State III : State III の始点では、State II に対して、励磁電流の極性が反転する。State III の終点には、2次側の共振電流が 0 A になり L_1 と C_1 との共振が終了する。
- State IV : 引き続き、2次側電流が不導通の状態を維持し、励磁電流は増加し続ける。この状態は、2次側に電流が流れていないので、1次側の自己インダクタンス L_p と C_r が共振している。
- State V : Q_1 が OFF する。 Q_1 を流れていた電流は、電圧共振用コンデンサ C_v を流れる様になり、充電完了まで流れる。 C_r と C_v との直列合成容量と L_p が共振している。
- State VI : State V の終点で、 C_v への充電が完了した為、State VI では、共振電流は、入力電源側及び負荷側に流れ始める。 L_1 と C_1 が共振している。 Q_2 は OFF 状態であるので、共振電流は、 Q_2 のダイオードを通過して電源側へ流れる。2次側では、State III の終点で倍電圧用コンデンサ C_d へ充電された電圧と同方向に電圧が現われ、倍電圧整流を行い負荷に電力を供給する。
- State VII : 電流が Q_2 のダイオードを通過して流れている。State VII では、この間に、 Q_2 を ON にし、スイッチングロス低減可能にしている。State VII は、 Q_2 が ON してから、共振現象により、ドレイン電流が反転する迄の期間である。また、引き続き、負荷に電力を供給している。
- State VIII : L_1 と C_1 の共振により、 Q_2 のドレイン電流の向きが反転しドレインからソースへ向かって流れる。励磁電流は、減少方向にある。引き続き、負荷に電力を供給する。
- State IX : State IX の始点では、励磁電流の極性が反転する。State VIII の終点では、2次側の共振電流が、0 A になり L_1 と C_1 の共振が終了する。

- State X : 2次側の電流が、不導通の状態を維持し、励磁電流は増加し続ける。2次側に電流が流れていないので、1次側の自己インダクタンス L_p と C_r が共振している。
- State XI : Q_1 が OFF する。 Q_2 を流れていた電流は、電圧共振用コンデンサ C_v を流れる様になり、充電完了まで流れる。この状態では、 C_r と C_v との直列合成容量と L_p が共振している。
- State XII : State XI の終点で、 C_v への充電が完了後、State XII では Q_1 が、まだ OFF している為、 Q_1 のダイオードに共振電流が流れる。同時に、 C_d を充電し始める。2次側に電力が供給されている為、 L_1 と C_l により共振動作を行なう。

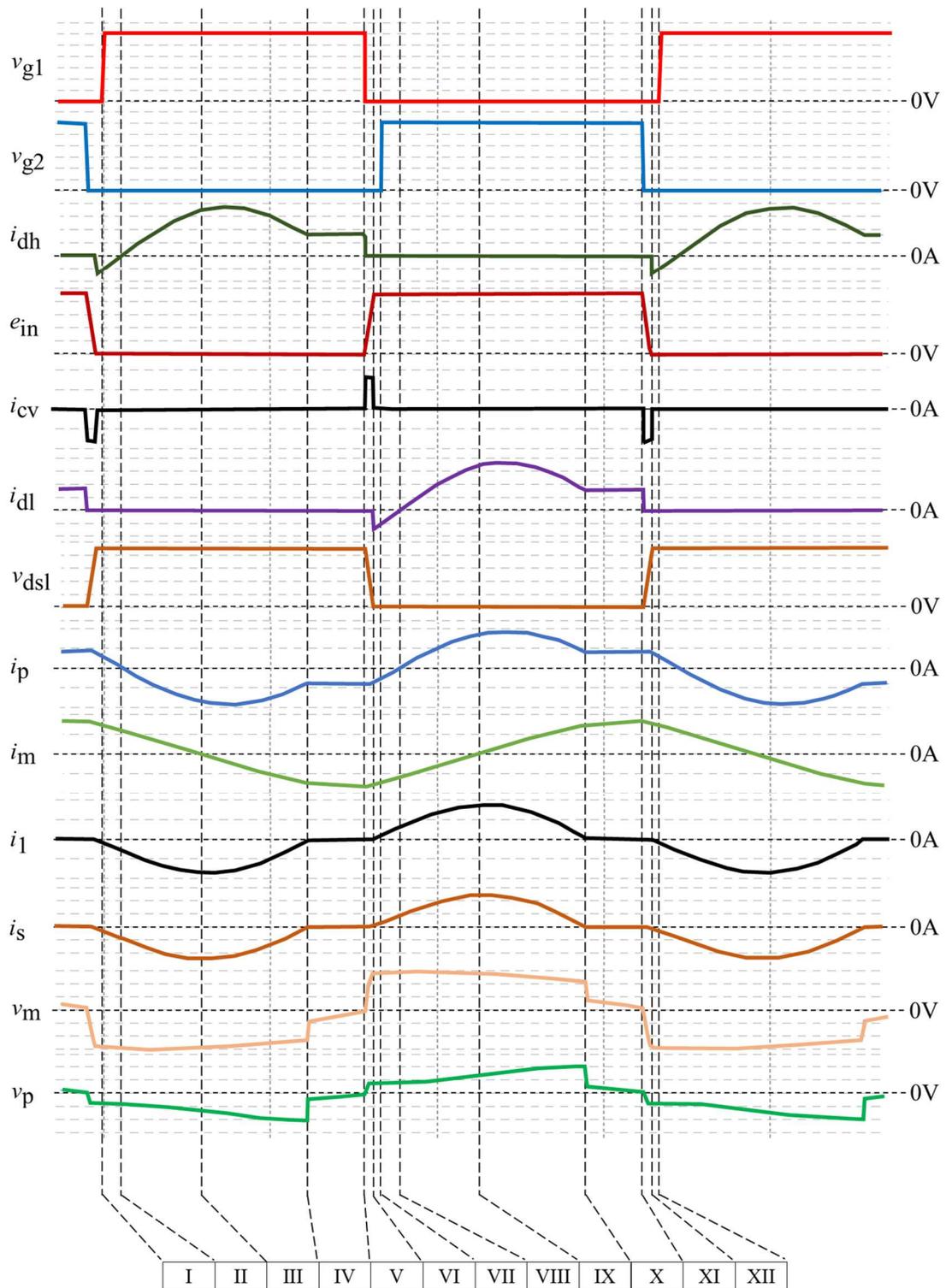


図 2-3. 倍電圧整流回路を採用した LLC 共振回路の各部動作波形

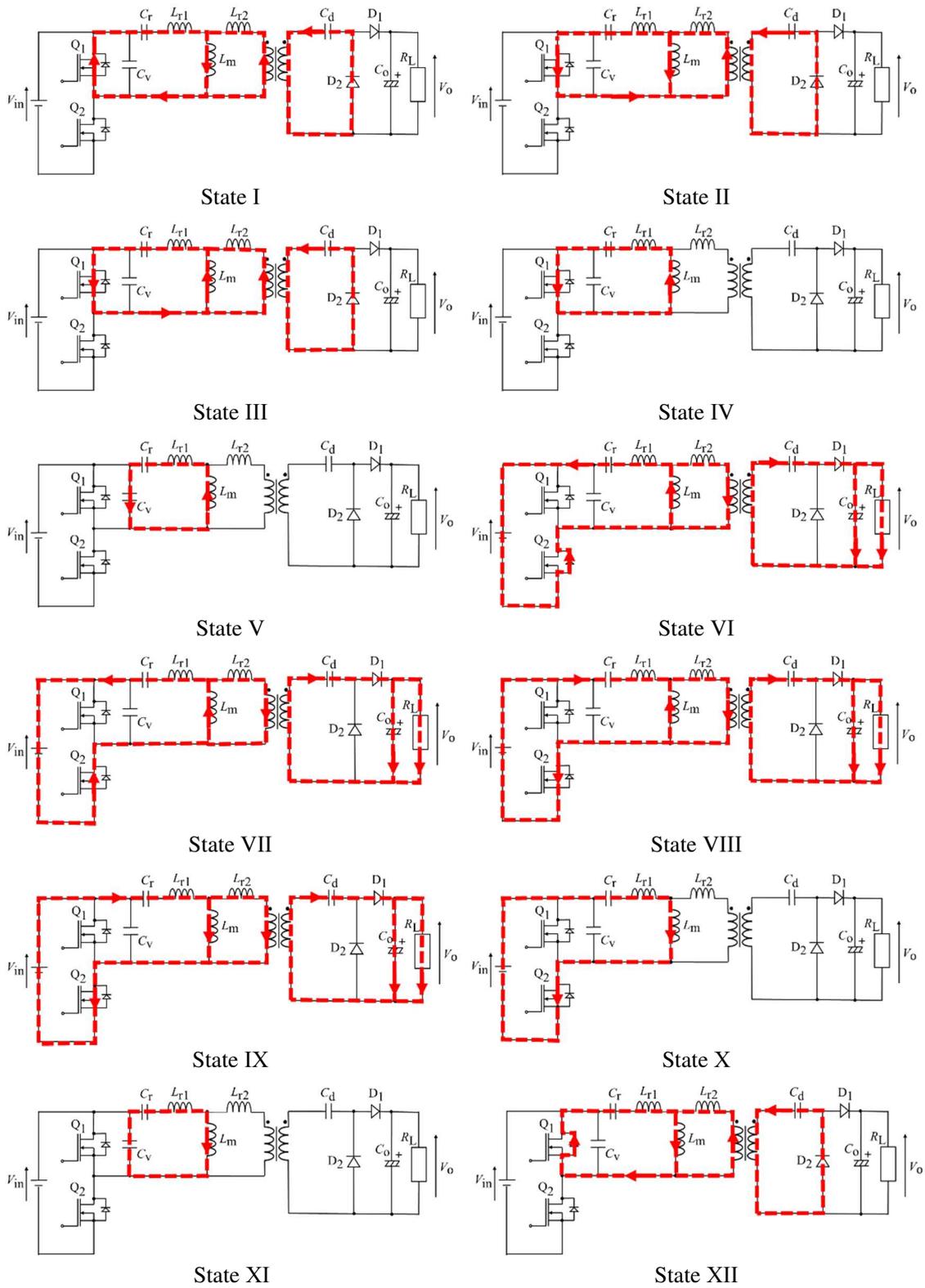


図 2-4. 各動作状態での電流経路

表 2-1. 各スイッチ素子の ON/OFF 状態

	Q ₁	Q ₁ の寄生 ダイオード	Q ₂	Q ₂ の寄生 ダイオード	D ₁	D ₂
State I	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
State II	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
State III	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
State IV	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State V	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State VI	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
State VII	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State VIII	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State IX	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State X	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
State XI	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State XII	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON

2-4. FHA による回路解析

LLC 共振回路は、一般的には、周波数制御を行なう。図 2-2 に示す LLC 共振回路において、基本波近似法 FHA(First Harmonic Approximation)を用いて、スイッチング周波数 VS.出力電圧特性の解析を行なう。

解析を単純にする為、全ての部品は、1 次側に配置する。図 2-5 に、FHA で解析する為の等価回路を示す。図 2-5 中の R_{ac} は、図 2-2 中の電圧 e_o から負荷側を見た時の負荷抵抗を 1 次側に置き換えた時の等価 AC 抵抗である。FHA は、共振回路に印加される矩形波電圧を、フーリエ級数展開し、第 1 項を用いて、近似的に解析を行う。図 2-2 中の矩形波 e_{in} の基本要素 e_{in1} は、式(2-3)で表される。

$$e_{in1} = \frac{2V_{in}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2-3)$$

同様に、矩形波 e_o を 1 次側に換算した ne_o (図 2-5 に記載) の基本要素 e_{o1} は、式(2-4)で表される。

$$e_{o1} = \frac{2nV_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2-4)$$

電圧変換率 M は、式(2-3)、式(2-4)より、式(2-5)で表わされる。

$$M = \frac{e_{o1}}{e_{in1}} = \frac{nV_o}{V_{in}} \quad (2-5)$$

次に、等価 AC 抵抗の電力損失は、負荷抵抗 R_L の電力損失に等しく、次式で表される。

$$\frac{V_o^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{2}{\pi}nV_o\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ac}} \quad (2-6)$$

式(2-6)を整理すると、 R_{ac} は、次式より求められる。

$$R_{ac} = \frac{2n^2R_L}{\pi^2} \quad (2-7)$$

又、図 2-5 より、電圧変換率 M は、式(2-8)により求められる。但し、式(2-9)~(2-18)に各定数、変数の定義を示す。

$$M = \frac{kF^3}{\sqrt{\left[F(F^2 - \omega_{ra}^2)\right]^2 + \left[Q\frac{1-k^2}{k}(F^2 - 1)(F^2 - \omega_{rb}^2)\right]^2}} \quad (2-8)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (2-9)$$

$$C = \frac{C_d}{n^2} \quad (2-10)$$

$$C_t = \frac{CC_r}{C+C_r} \quad (2-11)$$

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1-k^2}{k}\right)C_tL_m} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4C_t^2}{CC_r}(1-k^2)}\right)} \quad (2-12)$$

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1-k^2}{k}\right)C_tL_m} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4C_t^2}{CC_r}(1-k^2)}\right)} \quad (2-13)$$

$$\omega_{ra} = \frac{\omega_{r0}}{\omega_{r1}} \quad (2-14)$$

$$\omega_{rb} = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{r1}} \quad (2-15)$$

$$\omega_{r0} = \frac{1}{\sqrt{L_P C_r}} \quad (2-16)$$

$$F = \frac{\omega}{\omega_{r1}} \quad (2-17)$$

$$Q = \frac{\omega_{r1} L_m}{R_{ac}} \quad (2-18)$$

図 2-2 に示す出力電圧 V_o は、式(2-5)と式(2-8)式から、式(2-19)に示す様に計算される。

$$V_o = \frac{M V_{in}}{n} \quad (2-19)$$

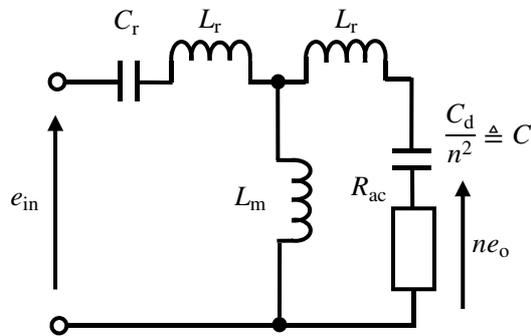


図 2-5. LLC 共振回路の FHA 解析用等価回路

2.5. 回路解析結果

図 2-6 に FHA、電気シミュレーション(PSIM)及び実測によるスイッチング周波数 VS. 出力電圧 V_o の解析結果を示す。それぞれの解析条件は、表 2-2 に示す。

表 2-2. FHA 解析、PSIM 解析及び実測における各定数

			FHA 解析	PSIM 及び実測
V_{in}	入力電圧	[V]	270	270
L_p	1 次側自己インダクタンス	[μ H]	64.7	64.7
k	結合係数		0.863	0.863
$L_r=L_p(1-k)$	漏れインダクタンス	[μ H]	8.86	8.86
N_p	1 次巻き線数	[T]	12	12
N_s	2 次巻き線数	[T]	17	17
$R_{DC}(N_p)$	1 次巻き線の直流抵抗	[m Ω]	0	9.19
$R_{DC}(N_s)$	2 次巻き線の直流抵抗	[m Ω]	0	31.2
C_r	電流共振用コンデンサ	[μ F]	1.564	1.564
C_d	倍電圧用コンデンサ	[μ F]	1.1	1.1
C_v	電圧共振用コンデンサ	[nF]	未実装	36
R_L	負荷	[Ω]	72	72

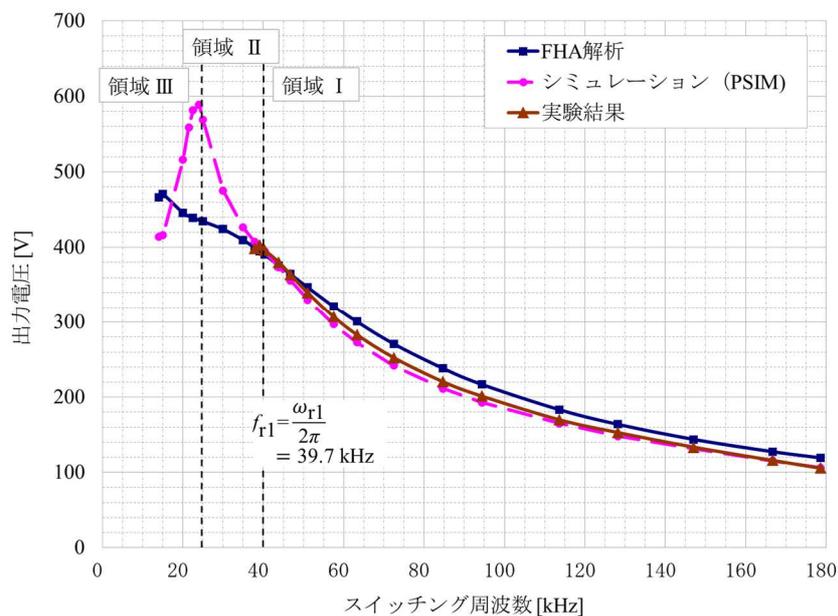
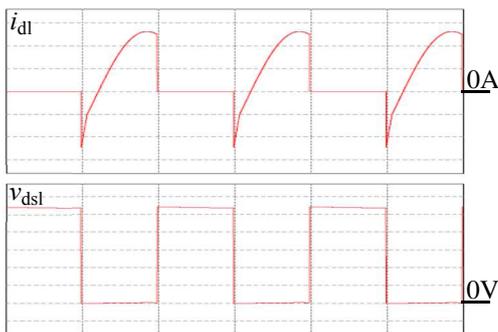


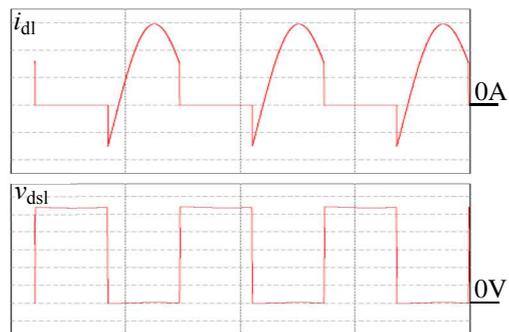
図 2-6. FHA 解析、PSIM 及び実測におけるスイッチング周波数 VS. 出力電圧 V_o 特性

ここで、LLC 共振回路の動作領域について説明する。LLC 共振回路は、図 2-6 に示す様に、動作上、領域 I、II、III に別れる。図 2-7 に、シミュレーションによるそれぞれの領域での動作波形(Q_2 ドレイン電流波形、ドレイン・ソース電圧間波形)を示す。領域 I、II は、

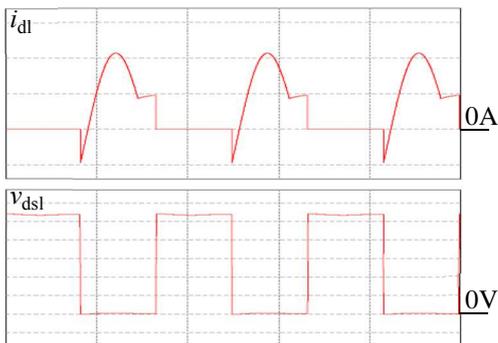
入力インピーダンスの虚数部が誘導性となり、ZVSモードで共振している。領域Ⅰは、主にリーケージインダクタンス $L_p(1-k^2)$ と式(2-11)で示される容量 C_1 で共振している。領域Ⅱは、2つの区間に分けられる。最初の区間は、リーケージインダクタンスと C_1 で共振している区間、2つ目の区間は、1次側自己インダクタンス L_p と電流共振用コンデンサ C_r で共振している区間である。この2つ目の区間は、2次側に電流は流れていない。領域Ⅰと領域Ⅱの間は、臨界モードと呼ばれ、式(2-12)で示される角周波数で表される。臨界モードは、トランスの1次巻き線及び2次巻き線に流れる電流は、正弦波となる。領域Ⅲは、入力インピーダンスが容量性となり、ZCSモードで共振している。この動作領域は、ハードスイッチングとなり制御系の誤動作により、スイッチング素子が破壊する可能性があり、スイッチング損失も大きくなるので、通常は使用しない。



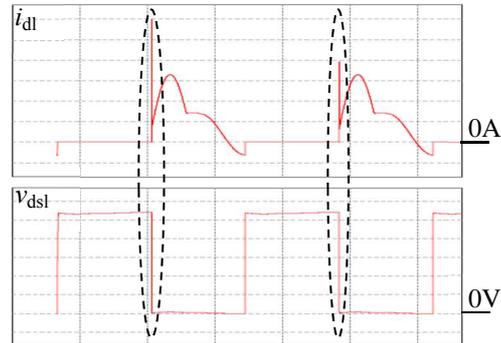
(a)領域Ⅰ 動作周波数 50 kHz



(b)動作周波数 $f_{r1} = 39.7$ kHz



(c)領域Ⅱ 動作周波数 30 kHz



点線内：ハードスイッチング

(d)領域Ⅲ 動作周波数 18 kHz

図 2-7. 領域Ⅰ、Ⅱ、Ⅲでの Q_2 ドレイン電流波形及びドレイン・ソース間電圧波形

2.6. 回路解析結果の考察

実測結果とシミュレーション(PSIM)結果との比較を行う。実測値は、定格出力電力を超える為、出力電圧 400 V 迄、測定を行った。シミュレーション結果とほぼ同等の結果が得られた。

次に実測結果と FHA 解析の比較を行う。LLC 共振回路は、非線形であるが FHA は、線形として解析する。また、FHA は矩形波電圧を正弦波として近似するので、共振角周波数 $\omega_{r1}(f_{r1}=39.7 \text{ kHz})$ から離れると矩形波が歪み、誤差が大きくなる^[55]。 f_{r1} より高い周波数では、FHA による近似解析と実測値が比較的あっていることが図 2-6 より分かる。従って、実使用上の周波数では、FHA による解析手法は概ね使用可能と判断する。

2-7. 倍電圧整流回路とセンタータップ整流回路の相違点

倍電圧整流回路とセンタータップ整流回路において、整流ダイオードに印加される逆電圧の相違について、説明する。

2 次側整流回路は、図 2-8(a)に示すセンタータップ整流回路が採用される場合が多い。本章で倍電圧整流回路を採用している理由は、電力効率改善の為である。センタータップ整流回路の場合、トランスの 2 次巻き線に発生する電圧を v_2 とすると、ダイオード D_1 に印加される逆電圧は、図 2-8 (a)より、 $v_2 + V_0$ となる。ところが、実際に印加される電圧波形は、 $v_2 + V_0$ に高電圧の振動波形が重畳される。この振動波形は、ダイオードの接合容量とトランスの漏れインダクタンスが共振することにより発生する。その為、リカバリー損失も増大する。一方で、図 2-8 (b)に示す倍電圧整流回路のダイオード D_2 に印加される逆電圧は、 $V_0 + V_F$ となり、ほぼ出力電圧 V_0 にクランプされる。センタータップ整流回路と倍電圧整流回路において、ダイオードに実際に印加される電圧波形をそれぞれ、図 2-9 (a)、図 2-9 (b)に示す。センタータップ整流回路を使用した場合、DC-DC コンバータの入力電圧 210 V、出力電圧 180 V、入力電力 1 kW の時に、ダイオードに印加される電圧は、定格である 600 V を超えた。DC-DC コンバータに要求される本来の仕様では無いが、センタータップ整流回路と倍電圧整流回路に印加される電力損失を比べる為に、同条件でリカバリー損失を求めた。その結果、センタータップ整流回路では、ダイオード 1 本あた 0.94 W、倍電圧整流回路では、およそ 0.42 W であった。実仕様(最大入力電圧 400 V、定格入力電力 1.5 kw、出力電圧 380 V)で、測定が可能であるならば、センタータップ整流回路は、相当の損失になると考えられる。表 2-3 に本節で検討を行なったセンタータップ整流回路と倍電圧整流回路の仕様を示す。

尚、倍電圧整流回路と同じく、ダイオードに印加されるサージ電圧が出力電圧にクランプ

される回路としてダイオードブリッジ整流回路があるが、ダイオードが4つ必要であり、ヒートシンクに取り付けるクランプ、絶縁シート等の部材と工賃が増加する為、倍電圧整流回路を採用した。

表 2-3. センタータップ整流回路と倍電圧整流回路の仕様

			センタータップ 整流回路(図 2-1)	倍電圧 整流回路(図 2-2)
L_P	1次側自己 インダクタンス	[μH]	66	66
L_S	2次側自己 インダクタンス	[μH]	-	133
L_{S1}	2次側自己 インダクタンス	[μH]	560	-
L_{S2}	2次側自己 インダクタンス	[μH]	560	-
k	結合係数		-	0.866
k_1	1次巻き線 (N_P) と 2次巻き線 (N_{S1}) 間 の結合係数		0.853	-
k_2	1次巻き線 (N_P) と 2次巻き線 (N_{S2}) 間 の結合係数		0.859	-
N_P	1次巻き線数	[T]	12	12
N_S	2次巻き線数	[T]	-	17
N_{S1}, N_{S2}	2次巻き線数	[T]	34	-
$R_{DC}(N_P)$	1次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	5.6	5.6
$R_{DC}(N_S)$	2次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	-	14
$R_{DC}(N_{S1})$	2次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	90.0	-
$R_{DC}(N_{S2})$ (N_{S1} の上層に巻く)	2次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	130.0	-
C_r	電流共振用 コンデンサ	[μF]	0.84	0.84
C_d	倍電圧用 コンデンサ	[μF]	-	1.1
C_v	電圧共振用 コンデンサ	[nF]	36	36

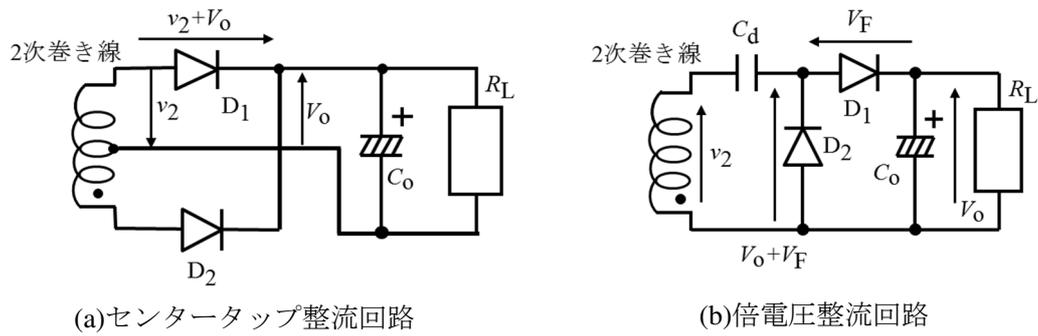
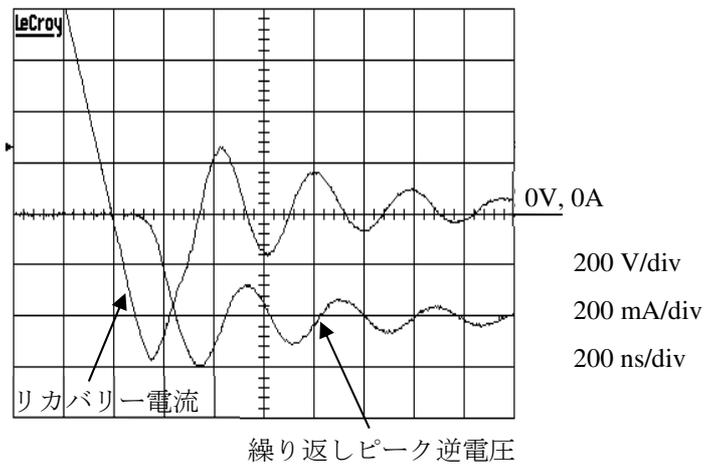
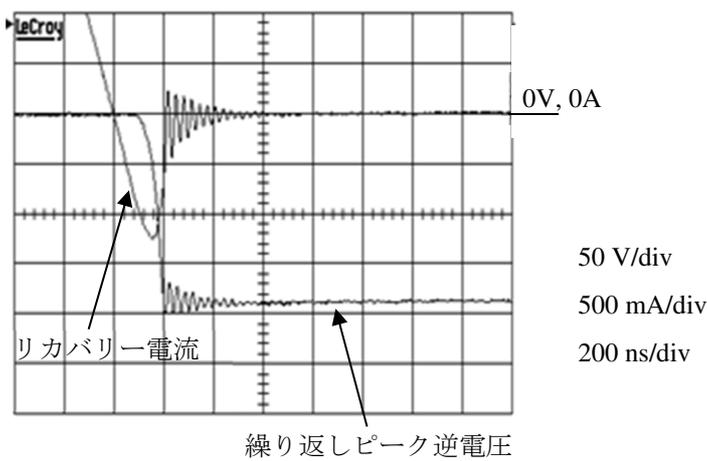


図 2-8. センタータップ整流回路と倍電圧整流回路の場合のダイオードに印加される逆電圧



(a) センタータップ整流回路 D_1 に印加される逆電圧波形



(b) 倍電圧整流回路 D_2 に印加される逆電圧波形

図 2-9. センタータップ整流回路と倍電圧整流回路のダイオードに印加される逆電圧波形の比較

2-8. 電力効率特性

図 2-10 に倍電圧整流回路を使用した場合の電力効率特性を示す。入力電圧 250 V, その他定数は、表 2-2 倍電圧整流回路の欄に記載。入力電力 1 kW で最大電力効率 97.5 % を達成した。但し、DC-DC コンバータは、最大入力電力が、1.5 kW 仕様である。

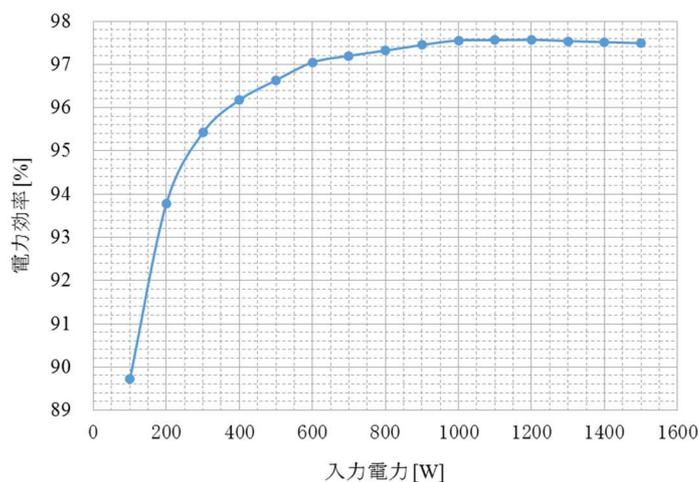


図 2-10. 倍電圧整流回路を採用した LLC 共振回路の電力効率特性

2-9. センタータップ整流回路のダイオードに印加される逆電圧の要因解析

センタータップ整流回路のダイオードに印加される逆電圧の要因を解析する。図 2-1 において、ダイオード D_2 の接合容量を C_j とし、ダイオード D_2 に逆電圧が印加された時の等価回路を、図 2-11 に示す。但し、 $C_o \gg C_j$ であるので、出力電解コンデンサ C_o の高周波成分のインピーダンスは、 0Ω として近似している。尚、 v_{in} は、 $0V$ と電圧 V_{in} を周期的に繰り返す矩形波とする。

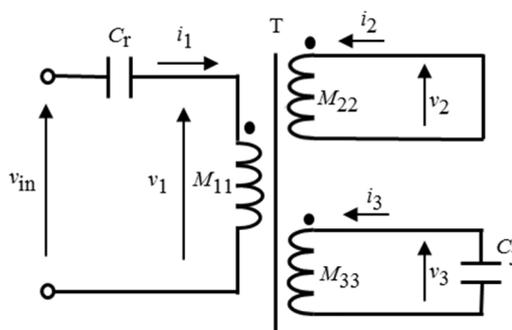


図 2-11. センタータップ整流回路を使用した LLC 共振回路のサージ電圧解析回路

図 2-11 に示す 3 回路のトランスにおいて、式(2-20)が成り立つ^[15]。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} \quad (2-20)$$

M_{ii} は、自己インダクタンス、 M_{ij} は、相互インダクタンスを表し、それぞれ式(2-21)、式(2-22)に示す。

$$M_{11}=L_P, \quad M_{22}=M_{33}=L_S \quad (2-21)$$

$$M_{12}=M_{21}=M_{13}=M_{31}=k\sqrt{L_P L_S}, \quad M_{23}=M_{32}=KL_S \quad (2-22)$$

但し、 k : 1 次巻き線(M_{11})と 2 次巻き線(M_{22})及び 1 次巻き線と 3 次巻き線(M_{33})間の結合係数とする。

K : 2 次巻き線と 3 次巻き線間の結合係数とする。

図 2-11 において、式(2-23)～式(2-26)が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_P & k\sqrt{L_P L_S} & k\sqrt{L_P L_S} \\ k\sqrt{L_P L_S} & L_S & KL_S \\ k\sqrt{L_P L_S} & KL_S & L_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} \quad (2-23)$$

$$v_{in} = \frac{1}{C_r} \int i_1 dt + v_1 \quad (2-24)$$

$$v_2 = 0 \quad (2-25)$$

$$v_3 + \frac{1}{C_j} \int i_3 dt = 0 \quad (2-26)$$

式(2-23)～式(2-26)をそれぞれラプラス変換し、まとめると、ダイオードの接合容量 C_j を通して流れる電流 i_3 は、式(2-27)となる。但し、共振に係わる要因を求めることが目的であるので、初期値は 0A, 0V とした。

$$I_3 = \frac{kV_{in}}{\sqrt{L_p L_s}(2k^2 - K - 1)} \cdot \frac{s^2}{s^4 + \frac{C_r L_p(1 - k^2) + (1 - K^2)C_j L_s}{(K - 1)C_r C_j L_p L_s(2k^2 - K - 1)} s^2 + \frac{1}{C_r C_j (K - 1) L_p L_s(2k^2 - K - 1)}} \quad (2-27)$$

また、式(2-27)をラプラス逆変換する為に、分母を因数分解し部分分数に展開すると、式(2-28)となる。

$$I_3 = \frac{kV_{in}}{\sqrt{L_p L_s}(2k^2 - K - 1)} \frac{1}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \left(\frac{\omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} - \frac{\omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \right) \quad (2-28)$$

但し、

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C_r L_p(1 - k^2) + (1 - K^2)C_j L_s}{(K - 1)C_r C_j L_p L_s(2k^2 - K - 1)} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4(K - 1)C_r C_j L_p L_s(2k^2 - K - 1)}{[C_r L_p(1 - k^2) + (1 - K^2)C_j L_s]^2}} \right)} \quad (2-29)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C_r L_p(1 - k^2) + (1 - K^2)C_j L_s}{(K - 1)C_r C_j L_p L_s(2k^2 - K - 1)} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4(K - 1)C_r C_j L_p L_s(2k^2 - K - 1)}{[C_r L_p(1 - k^2) + (1 - K^2)C_j L_s]^2}} \right)} \quad (2-30)$$

式(2-28)をラプラス逆変換すると、式(2-31)を得る。

$$i_3 = \frac{kV_{in}}{\sqrt{L_p L_s}(2k^2 - K - 1)} \frac{1}{\omega_1^2 - \omega_2^2} (\omega_1 \sin(\omega_1 t) - \omega_2 \sin(\omega_2 t)) \quad (2-31)$$

また、 K が比較的 1 に近い場合、式(2-29)で示される角周波数は、式(2-32)に近似される。

$$\omega_1 \cong \sqrt{\frac{1}{2(1 - K)L_s C_j}} \quad (2-32)$$

式(2-32)より、ダイオードに印加される電圧は、2次巻き線と3次巻き線の結合状態の影響を大きく受けることが分る。それについて以下に、検討を行なった。

ダイオード D_2 に印加される振動波形は、式(2-29)、式(2-30)で表される2つの周波数が重畳される。本論文で述べた回路では、 ω_1 は数MHz、 ω_2 は数十kHzになる。 M_{11} - M_{22} 間の結合係数(= M_{11} - M_{33} 間の結合係数) k と M_{22} - M_{33} 間の結合係数 K を変化させた時の周波数 f_1 [=

$\omega_1/(2\pi)$ を式(2-29)により求め、図 2-12 に示す。各定数は、 $L_p=66\mu\text{H}$, $L_s=560\mu\text{H}$, $C_r=0.84\mu\text{F}$ とした。但し、 C_j は印加される逆電圧により異なるが $C_j=30\text{pF}$ に固定した。実使用上、 k は、およそ 0.9 max 以下であり、その範囲内では、 D_2 に印加される振動波形は、 k よりも K の影響を受けていることが明らかに分かる。

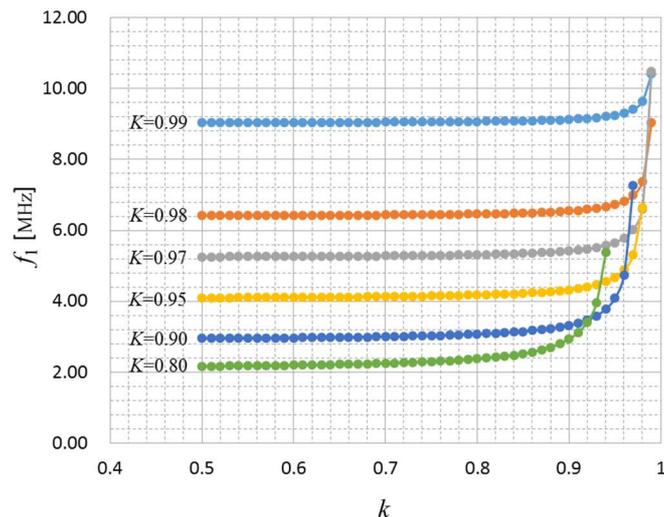


図 2-12. ダイオードに印加される逆電圧の振動周波数 VS. 結合係数特性(計算値)

実測で結合係数を変化させ、図 2-12 を検証することは困難である。図 2-1 に示すセンタータップ方式の LLC 共振回路において、シミュレーション(LTspice)を行い、ダイオード D_2 に印加される振動電圧波形の周波数を求めた。その結果を図 2-13 に示す。併せて、式(2-29)による算出結果を示す。シミュレーション条件は、 $k=0.5\sim 0.95$, $K=0.8, 0.9, 0.99$, $C_j=30\text{pF}$ とした。LTspice による解析結果と計算結果は、傾向性は似ているがずれている。ダイオードの接合容量は、印加される逆電圧と反比例の関係にあるため、逆電圧の立ち上がり時は、接合容量が大きい。この事項が関係しているかどうかは不明であるが、今後の研究課題とする。図 2-12, 図 2-13 から分かることは、ダイオードに印加される逆電圧は、1 次巻き線と 2 次巻き線、及び 1 次巻き線と 3 次巻き線間の漏れインダクタンスにも影響されるが、主に 2 次巻き線と 3 次巻き線間の漏れインダクタンスに影響される傾向にあることが分かる。

また、式(2-31)より、ダイオードに印加される電圧 v_3 (C_j の両端電圧)を求めると、式(2-33)を得る。

$$v_3 = \frac{kV_{in}}{\sqrt{L_p L_s} (2k^2 - K - 1)} \frac{1}{\omega_1^2 - \omega_2^2} (\cos(\omega_2 t) - \cos(\omega_1 t)) \quad (2-33)$$

v_3 を式(2-33)により求め、図 2-14 に示す。図 2-14 より、実使用範囲内 (k が、およそ 0.9max 以下の範囲) では、ダイオードに印加される逆電圧は、 k よりも K の影響を受けていることが明らかに分る。以上の検討結果より、2 次巻き線と 3 次巻き線の結合を良くする構造にすれば、ダイオードに印加される逆電圧は低減されると考えられる。例えば、3 層絶縁ワイヤを用いて、2 次巻き線と 3 次巻き線をバイファイラ巻きにすれば、結合が改善され、ダイオードに印加される逆電圧は低減されると考えられる。今後の研究課題とする。

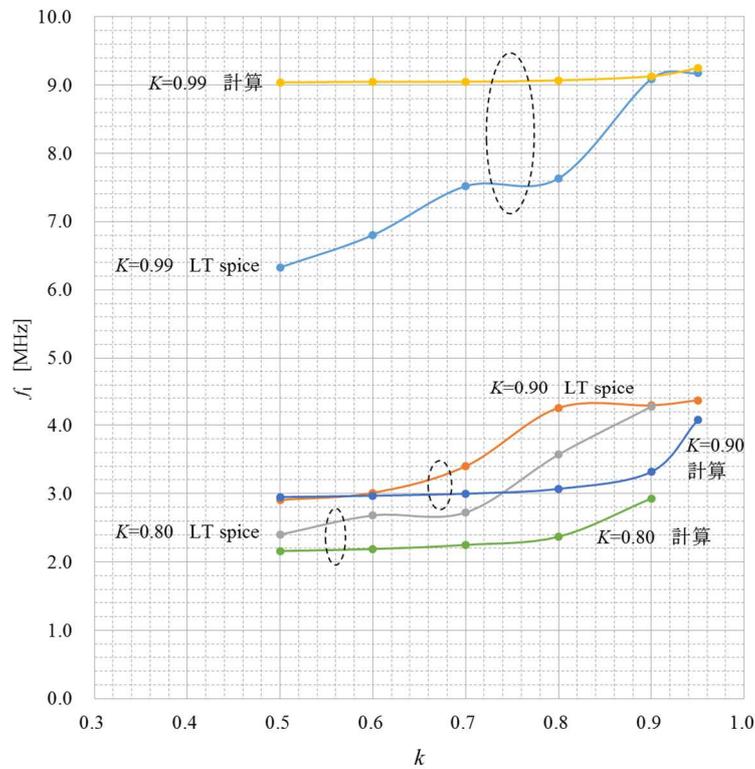


図 2-13. ダイオードに印加される逆電圧の振動周波数 VS. 結合係数特性 (シミュレーションと計算値の比較)

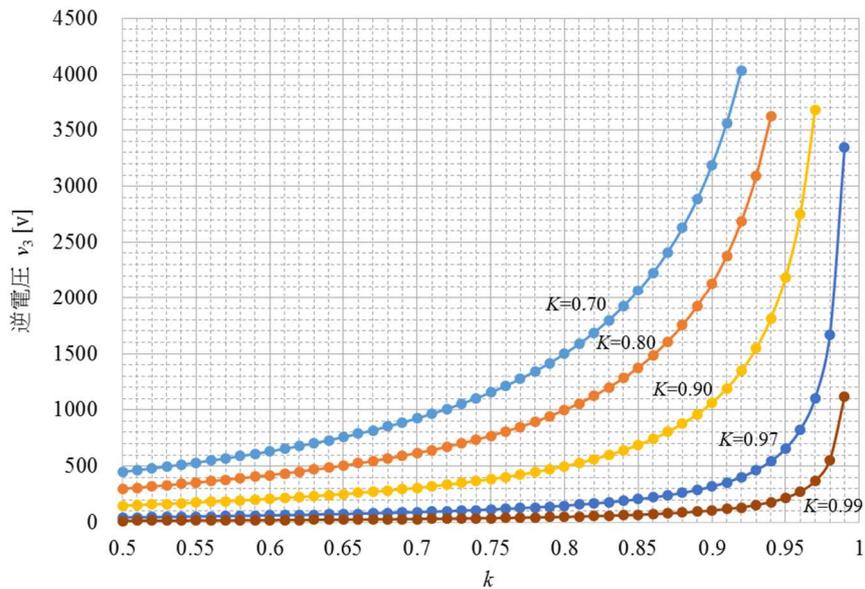


図 2-14. ダイオードに印加される逆電圧 VS. 結合係数特性 (計算値)

2-10. 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの外観

図 2-15 に、本論文で述べた太陽光発電用パワーコンディショナーに搭載される倍電圧整流回路を使用した変形ハーフブリッジ LLC 共振型 DC-DC コンバータの外観図を示す。モジュール上部にパワー部品を配置し、モジュール内部に制御基板が実装されている。スイッチング素子はベアチップでアルミ基板上に実装されている。また、モジュールタイプとした理由は、屋外設置の為、信頼性向上を目的としている。

仕様

- ・入力電圧 : 80 V~400 V 定格電圧 : 250 V
- ・入力電力 : 0 W~2 kW
- ・出力電圧 : 380 V

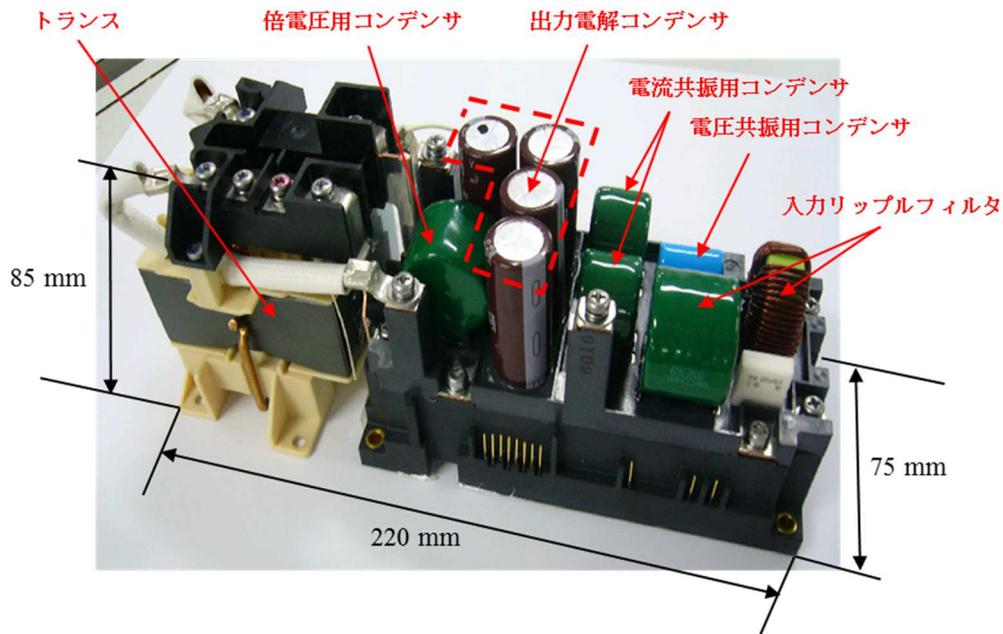


図 2-15. 太陽光発電用パワーコンディショナーに搭載される DC-DC コンバータの外観

2-11. 結言

本章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法を提案した。従来は、センタータップ方式が使用されていたが倍電圧整流回路を採用することにより、電力効率が改善されることが分かった。動作説明、FHA による回路解析結果、実験結果について述べた。センタータップ整流回路を使用した場合、DC-DC コンバータの入力電圧 210 V、出力電圧 180 V、出力電力 1 kW の時に、ダイオードに印加される電圧は、定格の 600 V を超えた。DC-DC コンバータに要求される本来の仕様ではないが、センタータップと倍電圧整流回路に印加される電力損失を比べる為に、同条件でリカバリー損失を求めた。その結果、センタータップ整流方式では、ダイオード 1 本あたり、0.94 W、倍電圧整流回路では、0.42 W であった。実仕様(DC 最大入力電圧 400 V、定格入力電力 1.5 kW、出力電圧 380 V)で、素子が耐圧オーバーにより破損しないと仮定すれば、センタータップ整流方式は、相当な損失が発生すると考えられる。一方で、倍電圧整流回路を採用することにより、入力電圧 250 V、入力電力 1 kW で最大電力効率 97.5 %を達成した。

さらに、センタータップ方式において、2 次側整流ダイオードに過大な振動電圧が印加される要因を究明する為に、理論解析及び電気シミュレーション(LTspice)による解析を行なった。その結果、ダイオードの接合容量とトランスの漏れインダクタンスが共振することが要因であることが分かった。実使用上、特に 1 次-2 次巻き線間の漏れインダクタンスよりも 2

次巻き線間の漏れインダクタンスの方が支配的であった。この結果から、2次側巻き線に3層絶縁ワイヤーを使用しバイファイラ巻きをすれば、ダイオードに印加される逆電圧は低減される可能性がある。今後の研究課題とする。

第3章 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法

—トランスの電力効率改善—

3-1. 緒言

本章では、太陽光発電用パワーコンディショナーに搭載する LLC 共振型 DC-DC コンバータに使用する絶縁トランスの最適化設計による電力効率改善手法について提案する。一般的に、LLC 共振トランスの 1 次巻き線と 2 次巻き線は、磁束を強制的に漏らす為に、距離を離して配置している。磁束が漏れるとそれに相当する漏れインダクタンスが生じる。LLC 共振回路は、この漏れインダクタンスを積極的に共振用インダクタンスとして利用している。一方で、漏れ磁束が、1 次巻き線及び 2 次巻き線に鎖交すると、巻き線に渦電流損が誘導される。この損失低減策として、巻線に磁性めっき線を用いる技術^[16]が提案されているが、コスト高となる。また、ヒステリシス損が影響し、その効果が現われるのは MHz 帯である。他に、漏れ磁束が巻線に鎖交しない様に、パスコアを設ける方法^[17]があるが、トランス構造が複雑になる。

本章では、磁界シミュレーション(JMAG)により、トランス内の磁束密度分布と電流密度分布を解析することにより、漏れ磁束により巻線に、渦電流損が誘導されていることを確認する。同時に、簡単な磁界モデルを考え、渦電流損を発生させる要因を分析し、渦電流損の低減対策を行なう。理論解析の結果、渦電流損は、スイッチング周波数の 2 乗及びリッツ線の素線径の半径の 2 乗に比例することが分かった。従って、損失低減の改善策として、リッツ線の素線径に着目し、この径の最適化による損失低減手法について提案する。周波数の変更は、部品的大型化、コアの飽和等の問題があり避けたい。

最適なトランス設計を行なった結果、入力電圧 270 V、出力電圧 380 V、出力電力 1.2 kW、素線径 0.03 ϕ の条件下で、最大電力効率 98.0 %が達成できた。

3-2. JMAG による磁界解析

LLC 共振回路は、漏れ磁束による漏れインダクタンスを共振動作に使用する。巻線の交流損失は、次に示す 3 つの要因が考えられる。(i)巻線に漏れ磁束が鎖交することにより、巻線に渦電流が誘導され損失が生じる。(ii)表皮効果による損失。(iii)巻線同士の近接効果による損失。表皮効果については、提案する DC-DC コンバータの最大スイッチング周波数は、約 120 kHz であり、表皮の深さは、約 0.2 mm である。従って、本論文で使用した

素線径 0.1 φ以下のリッツ線においては、表皮効果による損失は、無視できる。また、近接効果による損失は、周波数 100 kHz 程度以下及び 0.1 φ程度の銅線では、殆ど無視できる^{[18]-[21]}。

漏れ磁束により、巻き線に渦電流損が誘導されることを確認する為に、巻き線及びコアを含むトランス内の漏れ磁束分布、巻き線の電流密度分布を磁界シミュレーション(JMAG)により解析する。JMAGによる解析は、図 3-1 に示す様に、実際のトランスの 1/4 に相当する赤線内の領域で解析を行った。コアは、TDK 製 PQ 71、PC 95 材を使用し、センターギャップ 1.5 mm とした。又、実験に使用するリッツ線構成で、磁界解析をするべきところ、リッツ線の本数が多く、メッシュ数がオーバーし、解析が出来なかった。従って、リッツ線の本数を減らし、リッツ線の素線径を太くし、磁界解析シミュレーションを行った。JMAG 解析によるリッツ線構成を次に示す。

- ・リッツ線素線径：1 次側、2 次側とも 0.5 φ (実際 0.03 φ)
- ・リッツ線本数：1 次側 38 本、2 次側 15 本 (実際 1 次側 1350 本、2 次側 810 本)

図 2-2 に示す LLC 共振回路で、JMAG によるシミュレーションを行った。シミュレーション条件は、次に示す通りである。

- ・入力電圧：270 V
- ・出力電圧：350 V
- ・入力電力：2150 W
- ・動作モード：臨界条件
- ・動作周波数：39.7 kHz
- ・その他の回路定数：表 2-2 実測の欄に示す。

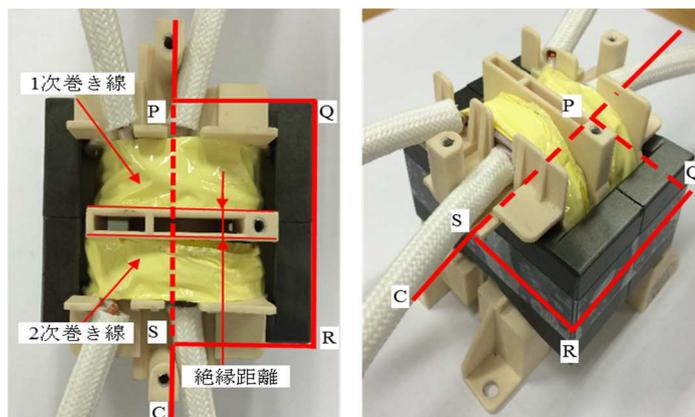
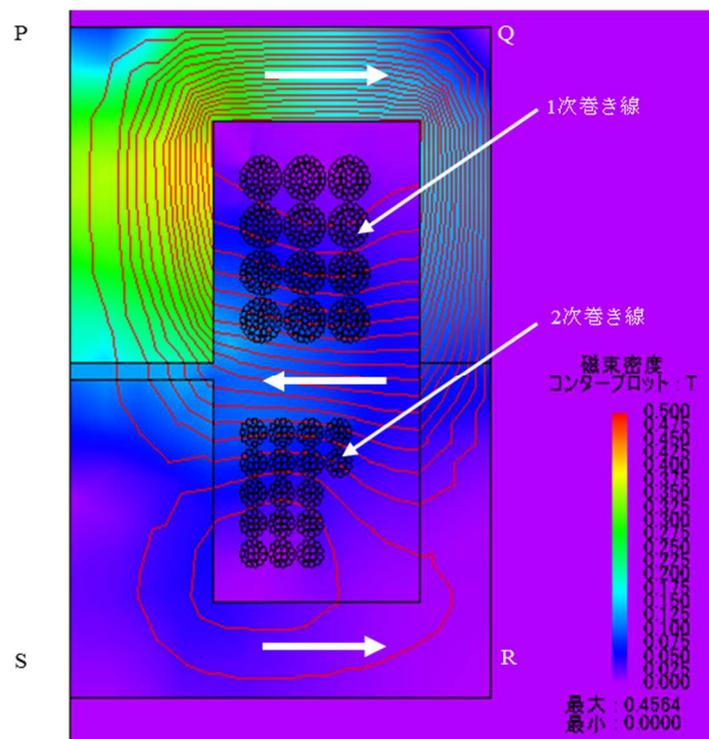


図 3-1. LLC 共振用トランスの外観と JMAG による解析領域

3-3. JMAG による磁界解析結果

JMAG による磁界解析の結果を図 3-2、図 3-3、図 3-4 に示す。図 3-2 は、トランス内の磁束分布及び磁束の向きを示す。1次及び2次巻き線に鎖交している磁束が、漏れ磁束である。図 3-3 は、巻き線内の磁束密度分布、図 3-4 は、巻き線内の電流密度分布を示す。



注) 図中の矢印の向きは、ある時刻の磁束の向きを示す。

図 3-2. トランス内の磁束分布と磁束の向き

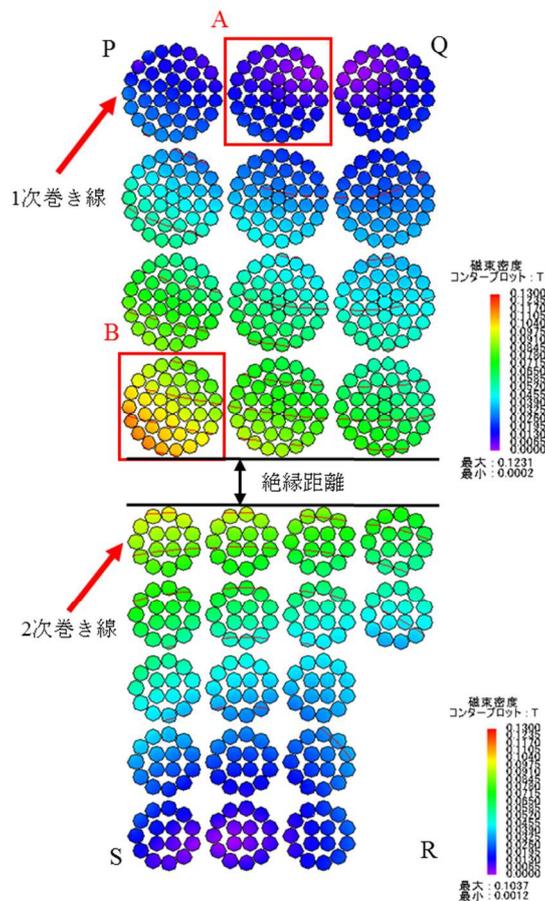


図 3-3. 巻き線内の磁束密度分布

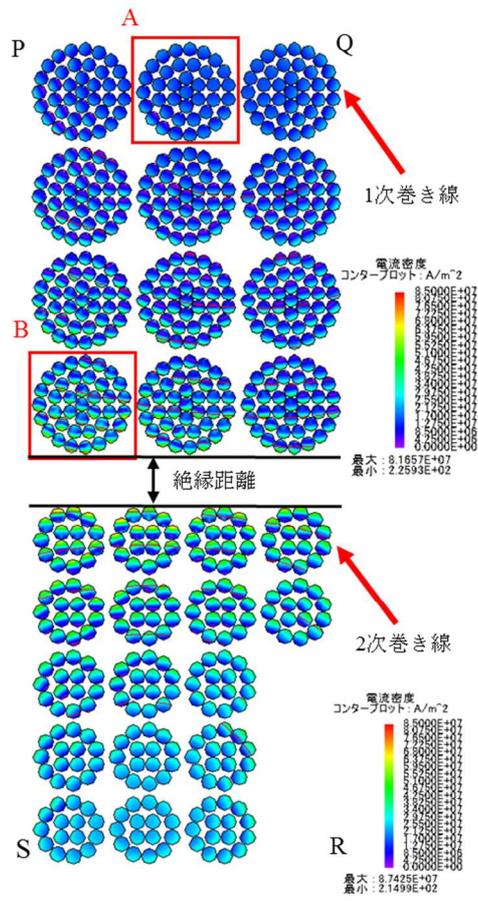


図 3-4. 巻き線内の電流密度分布

3-4. JMAG による磁界解析結果の考察

図 3-4 に示す上側の巻き線は、1 次巻き線内の電流密度分布を示す。図 3-4 に示す A と B は、同じ巻き線なので、電流密度は同じ筈である。ところが、B の方が明らかに電流密度が高い。又、図 3-3 に示す上側の巻き線は、1 次巻き線内の磁束密度分布を示す。図 3-3 に示す B の方が、A より磁束密度が高い。図 3-3 及び図 3-4 に示す A と B を比較すると、明らかに、磁束密度が高い程、電流密度が高くなっていることが分かる。この結果は、漏れ磁束が巻き線に鎖交することにより、巻き線内に渦電流が発生していると考えられる。

3-5. 巻き線に発生する渦電流損の理論解析

巻き線に漏れ磁束が鎖交した時、巻き線内に発生する渦電流損を、簡単なモデル図 3-5 を用いて理論解析^[22]を行う。その結果より、渦電流損に影響する要因を分析し、渦電流損の低減対策を行う。図 3-5 に示すように、断面が円形で、 z 軸方向に分布する長さ L 、半径 a

の1本の銅線があり、 x 軸方向に外部磁界 H_0 が鎖交している場合のモデルを考える。以下に渦電流損の理論解析を行う。

銅線の導電率を σ 、透磁率を μ 、時間因子を $e^{j\omega t}$ とすると、マックスウェルの方程式を組み合わせることにより、磁気ポテンシャルの z 成分 A_z は、式(3-1)で表される。尚、式(3-1)の導出方法及びその解法は、付録A6. に示した。本文では、途中式のみ抜粋して記載した。

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} = j\omega\mu\sigma A_z \quad (3-1)$$

式(3-1)の解は、式(3-2)、式(3-3)で表される。

$$A_z = C J_1(\lambda r) \sin\theta \quad (r < a) \quad (3-2)$$

J_n : 第1種 n 次ベッセル関数

$$A_z = \left(D r + \frac{E}{r} \right) \sin\theta \quad (r > a) \quad (3-3)$$

$$\lambda^2 = -j\omega\mu\sigma \quad (3-4)$$

上記式中の C 、 D 、 E は、次に示す境界条件より求められる。算出結果をそれぞれ、式(3-5)から、式(3-7)に示す。

- (i) $r=a$ では、接線方向の磁界成分 H_θ が連続及び法線方向の磁束密度成分 B_r が連続である。
- (ii) $r \rightarrow \infty$ では、式(3-3)は、外部磁界($=\mu H_0 r \sin\theta$)と一致する必要がある。

$$C = \frac{2\mu H_0}{\lambda J_0(\lambda a)} \quad (3-5)$$

$$D = \mu H_0 \quad (3-6)$$

$$E = \frac{a^2 \mu H_0 J_2(\lambda a)}{J_0(\lambda a)} \quad (3-7)$$

長さ L の銅線に外部磁界 H_0 が鎖交した場合、銅線表面から銅線内部に入り込むパワーフロー \overline{P}_p は、式(3-8)のように表される。

$$\overline{P}_p = \frac{1}{2} a L \int_0^{2\pi} E_z H_\theta^* \Big|_{r=a} d\theta \quad (3-8)$$

但し、(*)は、共役複素数を示す。

銅線の渦電流損 P_L は、式(3-8)の実数部を計算することにより、式(3-9)より求められる。

$$P_L = \text{Re}\{\overline{P}_p\} = -\frac{2\pi L}{\sigma} |H_0|^2 \text{Re} \left[\lambda a \frac{J_1(\lambda a) J_1'(\lambda^* a)}{|J_0(\lambda a)|^2} \right] \quad (3-9)$$

式(3-9)より、銅線の単位体積当たりの渦電流損 P_{L1} を近似計算すると、式(3-10)を得る。

$$P_{L1} = \frac{P_L}{\pi a^2 L} = \frac{\pi}{2} (\pi a^2)^2 f^2 \sigma \mu^2 |H_0|^2 \quad (3-10)$$

但し、

f : スイッチング周波数

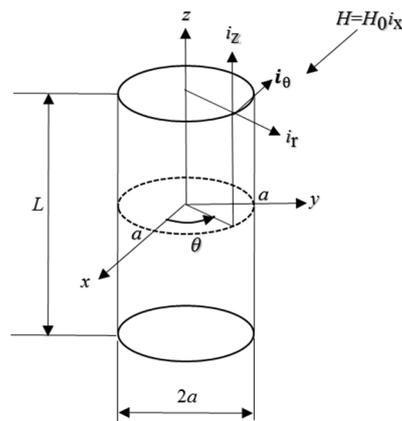
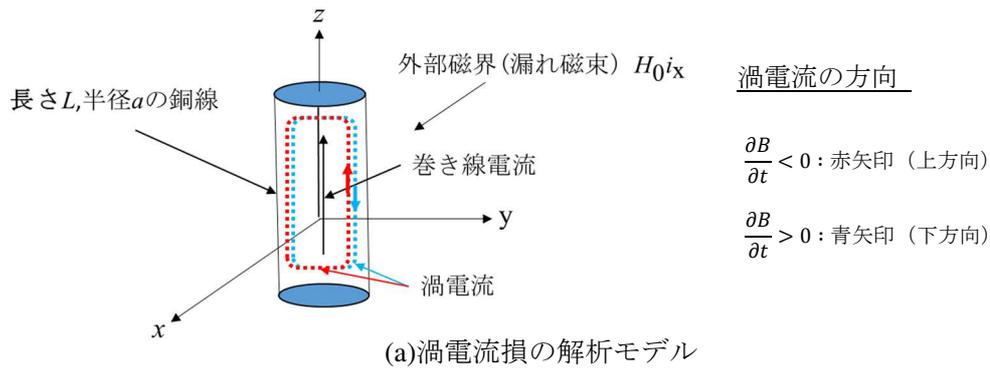


図 3-5. 簡単な渦電流損の解析モデル

3-6. 巻き線に発生する渦電流損の低減対策

渦電流損の理論解析結果 式(3-10)より、渦電流損は、リッツ線素線の半径の 2 乗及び発振周波数の 2 乗に比例することが分かる。周波数を低くすると、部品の大型化、コアの飽和等、問題が生じる可能性があるため避けたい。従って、リッツ線の素線径を細くし、損失の低減を検討する。

3-6-1. リッツ線の素線径の違いによる1次巻き線の温度上昇値測定結果

直流抵抗を、ほぼ同一にして、リッツ線の素線径を変化させた場合の1次巻き線温度上昇値の測定結果を図3-6に示し、リッツ線の構成を表3-1に示す。DC-DCコンバータの入力電圧は、定格入力電圧270V及び最大入力電圧400V、出力電力は、2150Wで測定を行った。実験風景を、図3-7に示す。スイッチング周波数は、DC入力270V、出力電力2150W、リッツ線素線径0.03φの時、49.7kHz、同じくDC入力400Vの時、77.8kHzであった。図3-6より、リッツ線の素線径が細い程、又、入力電圧が低い程、トランス1次巻き線の温度上昇が低いことが分かる。特に400V入力では、1次巻き線温度上昇値は、リッツ線素線径0.03φ(49deg)に対して、0.10φ(99deg)は、約2倍温度上昇している。

表3-1. リッツ線の構成(実験)

リッツ線の素線径 [φ]	リッツ線の構成 [本]		直流抵抗 [mΩ]	
	1次側巻き線 (断面積 [mm ²])	2次側巻き線 (断面積 [mm ²])	1次巻き線	2次巻き線
0.03	3900 (2.76)	1440 (1.02)	9.19	31.2
0.06	990 (2.80)	360 (1.02)	8.76	31.6
0.10	351 (2.76)	130 (1.02)	8.48	30.5

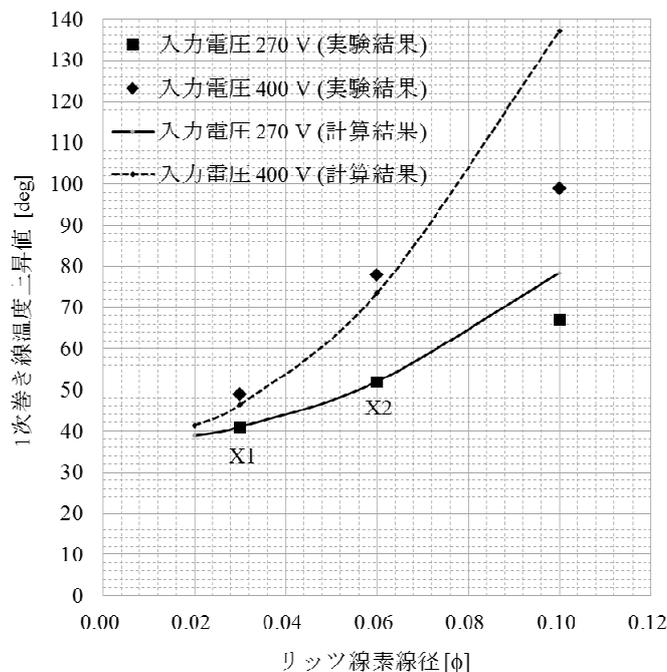


図3-6. リッツ線の素線径の違いによる巻き線温度上昇値の実測値と計算値の比較

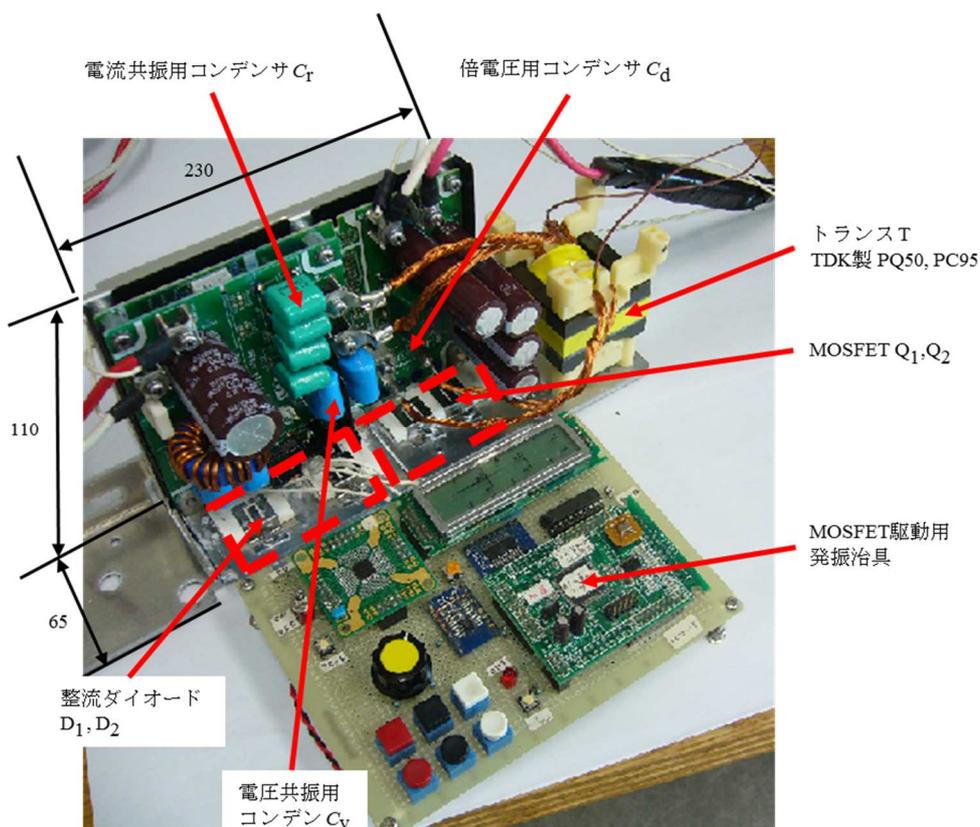


図 3-7. 実験風景

3-6-2. リッツ線の素線径による温度上昇値測定結果の考察

渦電流損の算出式(3-10)と実験結果(図 3-6)の検証を行う。但し、計算を単純にする為に、損失の増加と温度上昇値は、比例すると考えた。

式(3-10)は、簡単なモデルで考えている為、実際の温度上昇を理論解析するに際して、誤差が大き過ぎる。従って、図 3-6 に示す X 印の実測値 2 ポイン(X1, X2)を用いて、他の実測値の推定を行った。その結果を図 3-6 に示す。図 3-6 より、渦電流損による 1 次巻き線の温度上昇が、比較的小さいポイントでは、式(3-10)と実験結果は、概ね一致することが分かる。温度上昇が大きいポイントでは、計算値は、実験値よりも大きくなっている。この結果は、次に示す様に考えられる。渦電流による損失の計算結果は、巻き線に均等に分布していると考えているが、実際は、均等では無い。この為、巻き線の温度上昇が局所的に高い程、熱が低い巻き線へ多く伝わると考えられる。尚、1 次巻き線の温度上昇測定ポイントは、巻き線底部のギャップ付近(磁束密度が大きいポイント)で測定している。

実験結果の推定方法は、次に示す様に概算で行った。(図 3-8. 参照。)

(i) ΔT_1 及び ΔT_2 を次に示す様に定義する。

ΔT_1 : 実験ポイント X1(DC 入力 270 V、リッツ線素線径 0.03 ϕ)において、1 次巻き線に誘導される渦電損による温度上昇分を ΔT_1 とする。

ΔT_2 : 渦電流を除く 1 次巻き線に流れる電流によって生じるジュール熱及びあおり熱(2 次巻き線及びコアの鉄損によるあおり熱)を加えた 1 次巻き線の温度上昇分を ΔT_2 とする。

(ii) DC-DC コンバータの入力電圧が高くなるとスイッチング周波数が高くなり、コアの鉄損が増加する。従って、コアからのあおり熱は、高くなるが、計算上、無視している。もし、あおり熱が高ければ、リッツ線素線径に係らず、DC 入力が 270 V から 400 V になった時、1 次巻き線の温度上昇が高くなるはずである。0.03 ϕ と 0.06 ϕ の時、計算値と実験値には、著しい差異は無い。

(iii) 式(3-10)より渦電流損は、リッツ線素線の半径の 2 乗に比例し、周波数の 2 乗に比例するので、図 3-6 に示す測定ポイント X1、X2 の温度上昇データより、0.03 ϕ 、270 V 時の渦電流損による温度上昇分 ΔT_1 及び ΔT_2 を求める。

(iv) ΔT_1 及び ΔT_2 の求め方

ポイント X2 は、X1 に対して、リッツ線素線径のみが倍になっている為、渦電流損は、式(3-10)より、4 倍になるので、渦電流による温度上昇分も 4 倍になると考える。 ΔT_2 は、変化無しと考え、測定ポイント X1 及び X2 において、式(3-11)、式(3-12)に示す連立方程式を立てる。

ポイント X1 : DC 入力 270V、リッツ線素線径 0.03 ϕ

$$\Delta T_1 + \Delta T_2 = 41 \text{ deg} \quad (3-11)$$

ポイント X2 : DC 入力 270V、リッツ線素線径 0.06 ϕ

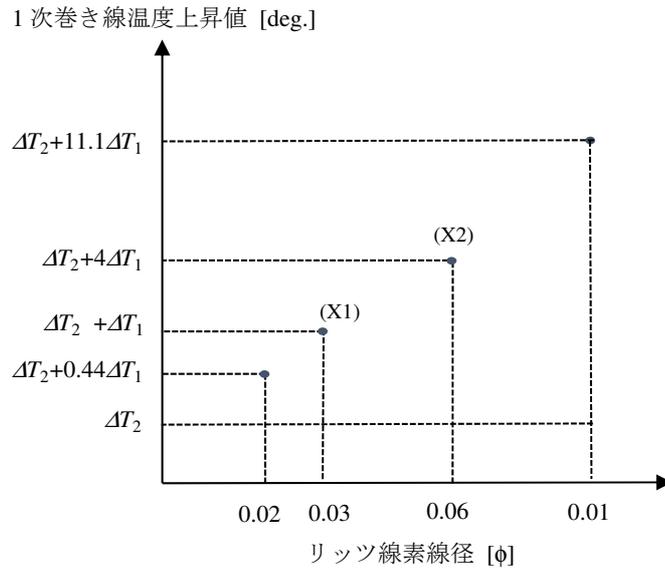
$$4\Delta T_1 + \Delta T_2 = 52 \text{ deg} \quad (3-12)$$

(3-11)、(3-12)式を解いた結果を次に示す。

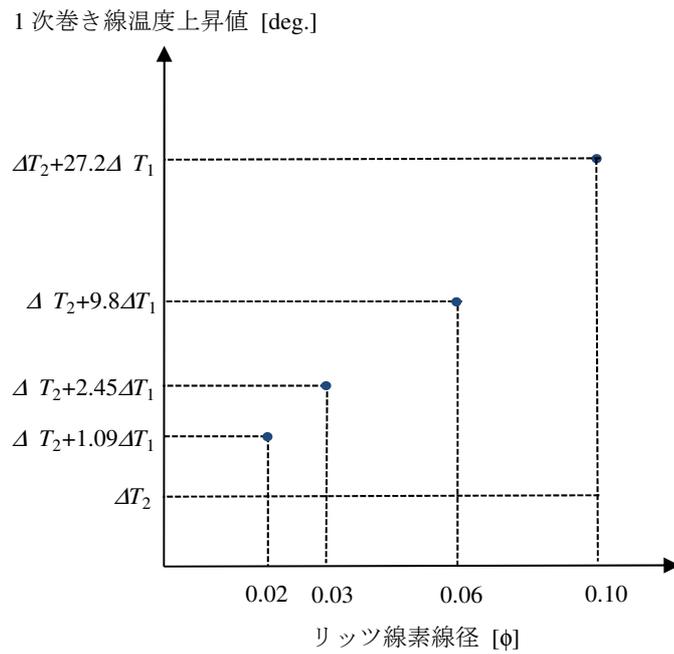
$$\Delta T_1 = 3.7 \text{ deg}、\Delta T_2 = 37.3 \text{ deg} \quad (3-13)$$

(v) 式(3-13)及び式(3-10)を用いて、図 3-8 に示す様に、他の実験ポイントも同様に推定する。

例えば、入力電圧 400 V では、スイッチング周波数が高くなる。式(3-10)より、周波数の 2 乗に比例して、渦電流による損失が増加するので、それに比例して、 ΔT_1 も増加すると考える。



(a)入力電圧 270 V



(b)入力電圧 400 V

図 3-8. リッツ線における渦電流損による温度上昇値の計算例

3-6-3. 巻き線に発生する渦電流損の低減対策

巻き線に発生する渦電流損は、リッツ線素線の半径の 2 乗及び発振周波数の 2 乗に比例することが分かった。周波数を低くすると、部品の大型化やコアの飽和等の問題が生じるので避けたい。従って、素線径を細くし、渦電流損を低減させる。但し、細すぎると、コスト高及び製造上、半田上げ時、リッツ線が溶けて消失するので、 0.03ϕ が適切と判断する。又、図 3-6 に、式(3-10)を用いて、リッツ線素線径 0.02ϕ の場合の温度上昇値を推定した。 0.02ϕ では、DC 入力 400 V の時、 0.03ϕ に対して、およそ 4 deg の低減効果が見込めるが、製造上、 0.02ϕ の使用は困難である。将来、製造技術が確立出来れば、リッツ線素線径を細くすることは、有効な対策と考える。

3-6-4. 電力効率の測定結果

DC-DC コンバータの電力効率測定結果を、図 3-9 (DC 入力電圧 270 V) 及び図 3-10 (DC 入力電圧 400 V) に示す。リッツ線の素線径を細くすることにより、最大電力効率 98.0% が達成できた。測定条件は、素線径 0.03ϕ 、入力電圧 270 V 、出力電圧 380 V 、出力電力 1.2 kW の時である。

又、他論文[23]-[29]との電力効率比較を表 3-2 に示す。本論文で提案する DC-DC コンバータが、最高電力効率が得られている。

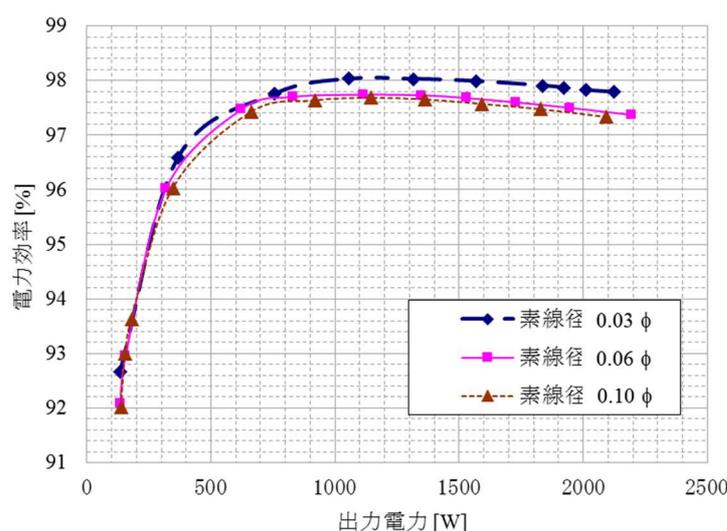


図 3-9. リッツ線素線径の違いによる DC-DC コンバータの電力効率測定結果 (入力電圧 270 V)

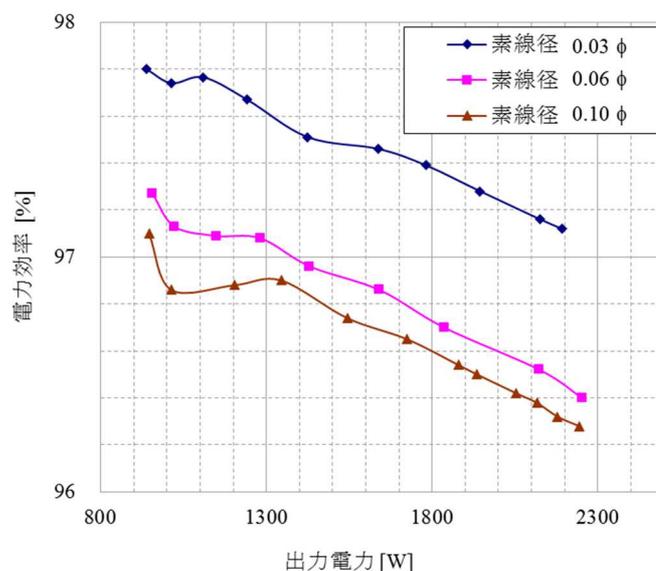


図 3-10. リッツ線素線径の違いによる DC-DC コンバータの電力効率測定結果 (入力電圧 400 V)

表 3-2. 他の論文との比較

参考文献 No.	入力電圧 [V]	出力電圧 [V]	出力電力 [W]	最大電力効率 [%]
提案回路	80~450	380	2150	98.0
[23],[24]	200~400	360	1440	95.2
[25]	240~400	110/220	1100	96.4
[26]	320~370	35~165	495	94.0
[27]	400	200/50	420	96.5
[28]	90~264	250~450	6000	93.7
[29]	269~352	320~420	1000	97.5

3-7. トランスの最適設計による小型軽量化及び電力効率改善

太陽光発電用のパワーコンディショナーは、小型化も要求される。小型化の一環として、LLC 共振回路に使用されるトランスの小型化及び電力効率改善検討を行なった。量産では、コア形状が TDK 製 PQ 71、PC95 材のカスタムコアを使用しているが、既製品の最大形状である PQ 50 を用いて検討を行なった。施策として、前述した細線化したリッツ線を用いて、トランスの製作を行った。表 3-3 に、最適化したトランス仕様、従来トランス仕様及び回路定数を示す。表 3-4 に、最適化したトランスと従来トランスを DC-DC コンバータに実装し

た場合の損失分析を示す。トランスの小型化により、巻線の銅損は増加するが、鉄損と巻き線の渦電流損を加えた損失は、ほぼ半分になった。その結果、定格入力電圧 250 V、定格出力電力 2150 W の条件下において、従来トランスを実装した DC-DC コンバータの電力効率 97.2 % に対して、97.3 % の電力効率が得られた。また、最適化されたトランスの体積および重量は、従来のものに比べて 57 % 低減させることができた。トランスの最適化を行うことで、DC-DC コンバータの小型化と僅かであるが電力効率の向上が実現できた。

図 3-11 に、最適化設計をしたトランスを実装した DC-DC コンバータの電力効率特性を示す。電力効率測定は、図 2-2 に示す回路で行った。

表 3-3. 最適化したトランスと従来トランス実装時の回路定数

			最適化トランス	従来トランス
トランス形状			PQ50	PQ71
ギャップ		[mm]	1.2	1.5
1 次巻き線のリッツ線構成			0.06 ϕ / 1350 本	0.12 ϕ / 504 本
2 次巻き線のリッツ線構成			0.06 ϕ / 810 本	0.12 ϕ / 252 本
L_p	1 次側自己インダクタンス	[μ H]	66.0	64.7
L_s	2 次側自己インダクタンス	[μ H]	132.0	130.0
k	結合係数		0.864	0.863
$L_r=L_p(1-k^2)$	漏れインダクタンス	[μ H]	16.7	16.5
N_p	1 次巻き線数	[T]	12	12
N_s	2 次巻き線数	[T]	17	17
C_r	電流共振用コンデンサ	[μ F]	1.160	1.564
C_d	倍電圧用コンデンサ	[μ F]	1.1	1.1

表 3-4. 最適化したトランスと従来トランスを LLC 共振回路に実装した場合の損失分析

	最適化トランスを実装 [W]	従来トランスを実装 [W]
MOSFET(High+Low)導通損失	11.0	10.0
MOSFET(High+Low)スイッチング損失	1.2	0.8
整流ダイオードの導通損(D ₁ +D ₂)	12.0	11.2
整流ダイオードのリカバリー損失 (D ₁ +D ₂)	0.7	0.9
1次巻き線の銅損	4.5	2.3
2次巻き線の銅損	6.5	2.2
コア鉄損+巻き線の渦電流損	13.7	24.3
EMC フィルターでの損失	5.5	5.5
その他の損失	3.0	3.0
損失合計	58.1	60.2
電力効率 (DC 入力 : 250 V、入力電力 : 約 2150 W)	97.3 %	97.2 %

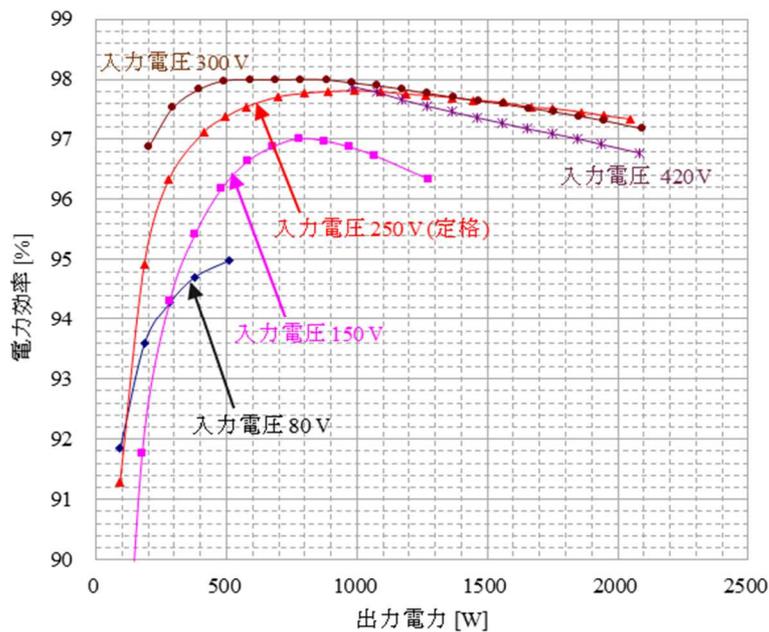


図 3-11. 最適化したトランスを DC-DC コンバータに実装した場合の電力効率特性

3-8. 今後の開発目標

さらなる LLC 共振回路の電力効率を改善する方法を今後の研究課題とし、その研究方針について簡単に述べる。LLC 共振回路は、漏れ磁束を積極的に共振動作に使用しているもので、漏れ磁束を無くすことは出来ない。この漏れ磁束が巻き線に鎖交することにより、渦電流損が巻き線に誘導されることが、電力効率悪化の一要因であった。さらなる電力効率改善策として、漏れ磁束が巻き線に鎖交しないトランス構造を考える。つまり、漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを別々のトランスに分ければ良い。又、従来の LLC 共振用トランスでは、漏れインダクタンスを調整することは困難であったが、分離することにより容易に調整ができ、最適設計が可能となる。励磁インダクタンスに相当する巻き線は、サンドイッチ巻構造にして、出来る限り結合係数を 1 に近づける。その結果、磁束の漏れが激減するので、渦電流損も激減すると考えられる。また、周辺回路への漏れ磁束による悪影響が激減すると考えられる。DC-DC コンバータ同士の磁束の干渉による唸りの発生、EMI への影響、周辺板金への渦電流損の誘導による電力効率低下等に対しても改善されることが期待出来る。現状量産では、アルミ板金をトランス周辺に設置し、磁束を遮断する対策を行っている機種がある。

3-8-1. 漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを分離したトランス構造開発と電力効率改善検討

漏れインダクタンス L_r と励磁インダクタンス L_m を分離したトランス構造を提案する。その外形を図 3-12 に示す。

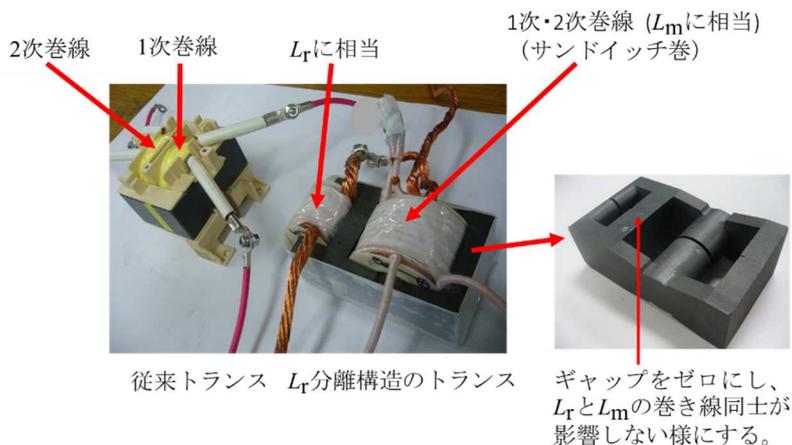
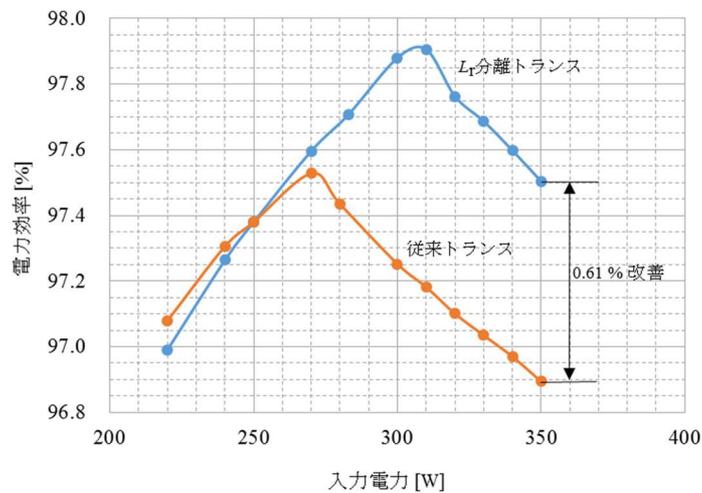


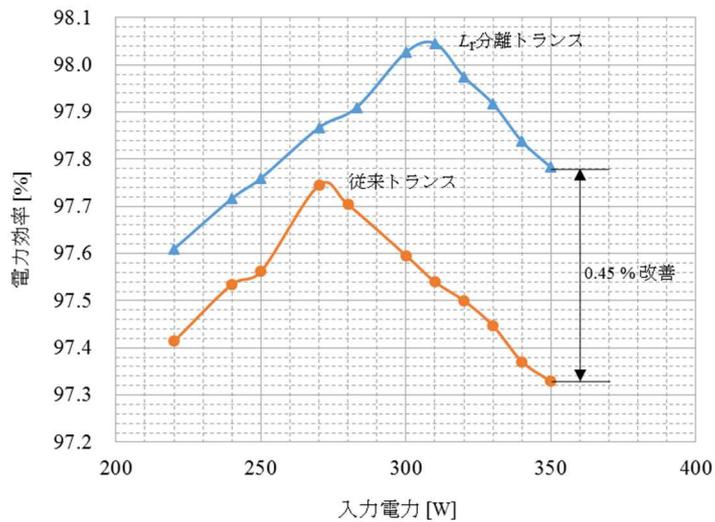
図 3-12. 漏れインダクタンス L_r と励磁インダクタンス L_m を分離したトランス外観

漏れインダクタンス L_r の分離前後の電力効率比較結果を、図 3-13 に示す。定格入力電力 2150 W、及び 1200 W の条件で測定した。一部条件を除き、 L_r を分離する方が電力効率が改善している。巻き線の渦電流損低減効果と定数変更による電力効率改善効果のどちらが支配的であるかは不明であるが、今後の研究課題とする。

表 3-5 に従来トランスと L_r を分離したトランスを実装した DC-DC コンバータの回路定数を示す。表 3-6 に分離した漏れインダクタンスの仕様を示す。



(a)入力電力 2150 W



(b)入力電力 1200 W

図 3-13. 漏れインダクタンス L_r 分離トランスと従来トランスの電力効率の比較

表 3-5. 従来トランスと漏れインダクタンス L_r 分離トランス実装時の回路定数

			従来トランス	L_r 分離トランス
1次巻き線のリッツ線構成			0.06 ϕ /1350 本	0.06 ϕ /810 本 2本持ち
2次巻き線のリッツ線構成			0.06 ϕ /810 本	0.06 ϕ /1350 本
L_p	1次側自己 インダクタンス	[μ H]	63.4	68.4
L_s	2次側自己 インダクタンス	[μ H]	134.0	135.3
k	結合係数		0.868	0.986
N_p	1次巻き線数	[T]	12	12
N_s	2次巻き線数	[T]	17	17
$R_{DC} (N_p)$	1次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	7.41	7.35
$R_{DC} (N_s)$	2次巻き線 の直流抵抗	[m Ω]	16.78	13.39
C_r	電流共振用 コンデンサ	[μ F]	1.72	1.87
C_v	電圧共振用 コンデンサ	[μ F]	0.036	0.036
C_d	倍電圧用 コンデンサ	[μ F]	1.12	1.51

表 3-6. 漏れインダクタンス L_r の仕様

巻線構成			0.12 ϕ /721 本
L_r	漏れインダクタンスに相当	[μ H]	12.3
N_r	巻き数	[T]	6
R_{DC}	直流抵抗	[m Ω]	2.18

次に、 L_r 分離トランスと従来トランスをそれぞれ DC-DC コンバータに組み込み、1次巻き線の温度上昇を測定した。その結果を、表 3-7 に示す。入力電圧が 270 V から 330 V 迄上昇した時、従来トランスの温度上昇値は、21 deg に対して、 L_r 分離トランスは、マイナス 1deg であった。また、270 V の時は、 L_r 分離構造の方が 24 deg 低い結果となった。コアの鉄損等が影響している可能性もあるので、今後の検討課題とする。

表 3-7. 漏れインダクタンス L_r 分離トランスと従来トランスの 1 次巻き線温度上昇値の比較

項目	1 次巻き線温度上昇値	
	DC 入力電圧	270 [V]
従来トランス	89 [deg]	110 [deg]
L_r 分離トランス	65 [deg]	64 [deg]

3-8-2. 1 次側漏れインダクタンスと 2 次側漏れインダクタンスを別トランスで磁気結合させた場合の効果

漏れ磁束が巻き線に鎖交しない様に、漏れインダクタンスを分離させる構造を提案した。一方で、漏れ磁束は、1 次側と 2 次側に存在する。従って、1 次側の漏れインダクタンスと 2 次側の漏れインダクタンスが存在する。この 2 つの漏れインダクタンスを磁氣的に結合させた時の理論解析を行なう。図 3-14 に示す様に、回路を構成する。但し、 L_r と L_{rs} の極性を逆にして接続する。各定数は、次に示す通りである。

L_r : 従来トランスの 1 次側漏れインダクタンスに相当

L_{rs} : 従来トランスの 2 次側漏れインダクタンスに相当

L_m : 従来トランスの 1 次側励磁インダクタンスに相当

L_{ms} : 従来トランスの 2 次側励磁インダクタンスに相当

M_m : 励磁インダクタンス間の相互インダクタンス

M_r : 漏れインダクタンス間の相互インダクタンス

k_m : 励磁インダクタンス間の結合係数

k_r : 漏れインダクタンス間の結合係数

従来トランスの 1 次側自己インダクタンス、2 次側の自己インダクタンスをそれぞれ L_p 、 L_s とすると次に示す関係がある。

$$L_p = L_m + L_r \quad (3-14)$$

$$L_s = L_{ms} + L_{rs} \quad (3-15)$$

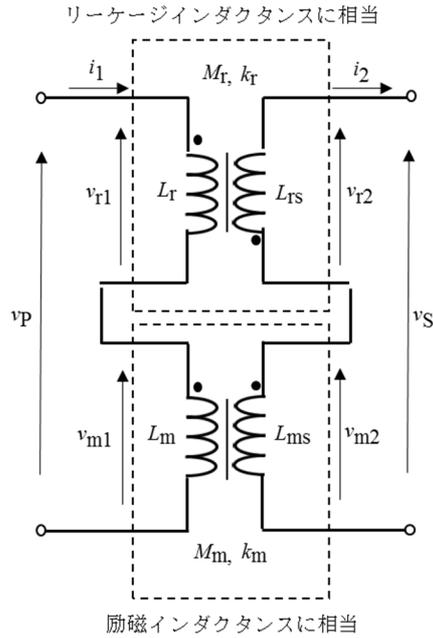


図 3-14. 漏れインダクタンスを結合させた時のトランス回路

電圧、電流の向きを、それぞれ図 3-14 に示す様に決めると、式(3-16)～式(3-21)に示す回路方程式が成立つ。

$$v_{r1} = L_r \frac{di_1}{dt} + M_r \frac{di_2}{dt} \quad (3-16)$$

$$-v_{r2} = M_r \frac{di_1}{dt} + L_{rs} \frac{di_2}{dt} \quad (3-17)$$

$$v_{m1} = L_m \frac{di_1}{dt} - M_m \frac{di_2}{dt} \quad (3-18)$$

$$v_{m2} = M_m \frac{di_1}{dt} - L_{ms} \frac{di_2}{dt} \quad (3-19)$$

$$v_p = v_{r1} + v_{m1} \quad (3-20)$$

$$v_s = v_{m2} + v_{r2} \quad (3-21)$$

式(3-16)～式(3-21)より、式(3-22)、式(3-23)を得る。

$$v_p = (L_r + L_m) \frac{di_1}{dt} - (M_m - M_r) \frac{di_2}{dt} \quad (3-22)$$

$$v_s = (M_m - M_r) \frac{di_1}{dt} - (L_{ms} + L_{rs}) \frac{di_2}{dt} \quad (3-23)$$

ここで、 M_m 、 M_r は、それぞれ、式(3-24)、式(3-25)に示す関係にある。

$$M_m = k_m \sqrt{L_m L_{ms}} \quad (3-24)$$

$$M_r = k_r \sqrt{L_r L_{rs}} \quad (3-25)$$

従って、式(3-22)、式(3-23)から、1次、2次の漏れインダクタンスを磁気結合させた時の等価回路は、図 3-15 に示す様になる。

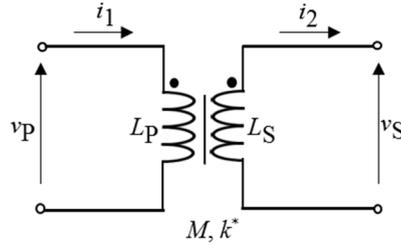


図 3-15. 漏れインダクタンスを磁気結合させた場合の等価回路

図 3-15 に示す様に、漏れインダクタンスを磁気結合させた場合の等価回路における相互インダクタンス M は、式(3-26)で現される。

$$\begin{aligned} M &= M_m - M_r \\ &= k_m \sqrt{L_m L_{ms}} - k_r \sqrt{L_r L_{rs}} \end{aligned} \quad (3-26)$$

また、結合係数を k^* は、式(3-27)で現される。

$$k^* = \frac{k_m \sqrt{L_m L_{ms}} - k_r \sqrt{L_r L_{rs}}}{\sqrt{(L_m + L_r)(L_{ms} + L_{rs})}} \quad (3-27)$$

ここで、図 3-14 に示すトランスは、結合係数 k_m 、 k_r を 1 に近づける様に設計するので、式(3-27)式は、式(3-28)に近似される。

$$k^* \cong \frac{\sqrt{L_m L_{ms}} - \sqrt{L_r L_{rs}}}{\sqrt{(L_m + L_r)(L_{ms} + L_{rs})}} \quad (3-28)$$

一方で、従来トランスの結合係数 k は、式(3-29)で表される。

$$k = \frac{\sqrt{L_m L_{ms}}}{\sqrt{(L_m + L_r)(L_{ms} + L_{rs})}} \quad (3-29)$$

式(3-28)と式(3-29)から分かることは、1次、2次の漏れインダクタンスを結合させれば、見かけ上、結合係数が小さくなる事が分かる。つまり、見かけ上、漏れインダクタンスが増加することを意味する。

また、漏れインダクタンスを結合させる前のトランスの結合係数を k' として、必要なトランス

スの結合係数を k とすると、 k と k' の間には、式(3-30)に示す関係式が成り立つ。

つまり、漏れインダクタンスを半分にすることが出来る。但し、1次側及び2次側の自己インダクタンスは、漏れインダクタンスの調整前後で同じとする。

$$k' = \frac{1+k}{2} \quad (3-30)$$

以上に述べた理論を用いて、今後トランスの電力効率改善に向けて、今後、研究を行う。式(3-30)の証明は、付録 A8 で示す。

3-9. 結言

本章では、LLC 共振型 DC-DC コンバータに使用されるトランスの電力効率改善手法について述べた。LLC 共振回路は、トランスの漏れインダクタンスを共振動作に積極的に使用する。トランス内の磁界シミュレーション解析(JMAG)、及び1本の直線的な電線に漏れ磁束が直角に鎖交するという簡単なモデルを考えた場合の磁界解析(理論解析)により、漏れインダクタンスが巻き線に鎖交すると巻き線に渦電流損が誘導されることが分かった。渦電流損は、リッツ線素線の半径の2乗及びスイッチング周波数の2乗に比例することが分かった。また、その検証を行なった。周波数を低くするとコアの飽和や部品が大型化するので、出来れば避けたい。リッツ線素線を細くすることが適切である。但し、細すぎると製造時、半田上げする際、電線が溶けるので 0.03ϕ 程度が適切である。入力電圧 270V、出力電圧 380V、出力電力 1.2 kW、素線径 0.03ϕ の条件下で、最大電力効率 98.0%が達成できた。

また、トランスの小型軽量化及び電力効率改善検討を行なった。その結果、現在量産されているコア形状 PQ 71(カスタム製品)に対して、PQ 50(既製品)が使用可能であり、電力効率は 0.1%改善した。

また、以上に示した解析結果から、次に示す課題を今後の研究テーマとする。

- (i) LLC 共振回路は、積極的に漏れ磁束を共振動作に使用するので、無くすことは出来ない。対策として、漏れインダクタンス L_r と励磁インダクタンス L_m を別トランスで巻く構造を提案した。双方を分離すると L_r は調整出来るので、最適な設計が可能となり、より高電力効率化が期待出来る。
- (ii) 漏れインダクタンスは、1次側及び2次側に存在する。それらの極性を反転させ磁気結合させると見かけ上、漏れインダクタンスが増加することが理論解析上分かった。高電力効率化を検討する際の今後の研究課題とする。

第 4 章 太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御 範囲拡大手法

4-1. 緒言

エネルギー資源確保と環境保護の同時解決の為に、再生可能エネルギーと省エネルギーの最大限の利用が必要となる。すなわち太陽光や風力等の持続可能な自然エネルギーへの転換が必要である。太陽光エネルギーを直接電力に変換できる太陽光発電システムは、太陽光エネルギーの電力への変換システムとしては、最も効率的であると考えられる^[1]。

太陽光発電用のパワーコンディショナーは、安全性及び最近では太陽電池パネルの PID 対策の為に、絶縁形の要求がある。市場では、太陽光発電用のパワーコンディショナーは非絶縁形が多く、電力効率は、出来る限り非絶縁形に近い高効率が求められる。

現在、様々な絶縁形スイッチング電源回路方式が存在するが、ハードスイッチング方式の電源回路は、スイッチング損失も大きく、サージ電圧やサージ電流により EMI ノイズが発生する。この為、比較的少ない部品で構成され、高電力効率及びソフトスイッチングが実現可能な LLC 共振型 DC-DC コンバータが普及している。太陽光発電用のパワーコンディショナーに使用した場合、絶縁形である為、インバータ回路から太陽電池パネル側へ伝導するノイズも低減でき、EMI 規格も満足しやすい。

一方で、LLC 共振回路は、低入力電圧、重負荷の条件下で出力仕様を満足する様に設計すると高入力電圧、軽負荷の条件下になる程、出力電圧を所望する電圧に制御することが困難となる。対策として、通常、バースト発振制御が用いられる。バースト発振の起動時は、コンデンサ及びコイル間でエネルギーのやり取りが無い為、ハードスイッチングとなる。その為、素子のバラツキにより、スパイク性の過大電流が 1 次側パワー回路に流れる。その結果、制御系が誤動作を起こし、最悪、スイッチング素子が破壊される事例が市場で発生している。LLC 共振回路の制御範囲拡大方法については、様々な回路及び制御方法^{[30]~[44]}が提案されている。それらの特徴と本章で提案する回路の比較を表 4-1 に示す。[30]、[31]に示す論文は、無負荷時の出力電圧の制御は可能、部品点数は同じであるが、入力電圧範囲が狭い。[32]-[36]については、無負荷時の制御が可能であるが、部品点数が多く、[34]を除き入力電圧範囲が狭い。[37]、[38]については、無負荷時の制御は困難である。[39]-[44]については、無負荷時の制御可否については、明確な記載が無いが、入力電圧範囲が狭く、[41]を除き部品点数が多い。本章では、太陽光発電用のパワーコンディショナーに搭載され、幅広い入出力変動範囲の仕様が要求される LLC 共振型 DC-DC コンバータにおいて、無負荷時も含め

た制御範囲を拡大する回路について提案する。開発にあたっては、出来る限り少ない部品で低コスト及び小型化を考慮した。使用するパワー半導体の数量も取り付け用部材及び工賃が必要となる為、出来る限り少なくした。現在量産されている LLC 共振型 DC-DC コンバータは、電力効率改善の為、半波倍電圧整流回路を採用している。提案する回路は、2 次側にスイッチング素子を 1 個追加することにより、倍電圧用コンデンサへの充電電圧を制御する。その結果、高入力電圧及び無負荷の条件下において、バースト発振制御を行うこと無く、所望する出力電圧に制御出来ることが確認できた。提案する回路は、出力電圧が 0V 近く迄制御可能である。無負荷の条件下においても十分マージンを持って制御可能であるので、設計の自由度が改善出来る。また、追加した素子は、位相制御を行うことにより、スイッチングロスを低減させることが出来る。但し、電力効率の悪化を防ぐ為、提案回路は、高入力電圧、軽負荷の条件下で制御が不可能となる高域の周波数帯域で動作させることが望ましい。

1 次側のスイッチング動作に加えて、2 次側を位相制御する為、理論解析が困難となる。そこで、LLC 共振回路の様な電源に矩形波が含まれる回路において、敢えて鳳テブナンの定理を用いて、提案回路を簡素化した等価回路に置き換えた。等価回路に置き換える際、鳳テブナンの定理の使用可否について検討を行なった。その結果、スイッチング周波数が比較的中帯域以上で、理論計算式の導出が可能となった。本章では、その解析手法について提案する。

表 4-1. 他論文との比較

参考文献 No.	回路構成部品数 (提案回路との比較)	入力電圧 [V]	出力電圧 [V]	出力電力 [W]	無負荷での制御
提案回路	-	85-400	380	2000	制御可能
[30]	同じ	320-370	40-165	500	制御可能
[31]	同じ	320-370	35-165	500	制御可能
[32]	多い	240-480	30-60	1200	制御可能
[33]	多い	200-400	48	1000	制御可能
[34]	多い	100-400	24-48	800	制御可能
[35]	多い	15-55	320	300	制御可能
[36]	多い	360-400	50	200	制御可能
[37]	多い	20-40	400	300	制御不能
[38]	多い	85-340	20	50	制御不能
[39]	多い	390-410	150-500	1000	不明
[40]	多い	250-400 220-320	250 400	700 1000	不明
[41]	少ない	24-48	380	200	不明
[42]	多い	48-85	3.3-10	Max 80	不明
[43]	多い	120-240	24	480	不明
[44]	多い	390-410	100-500	1500	不明

4-2. LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大回路

提案する LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大回路を図 4-1 に示す。トランス T は、等価回路であり、漏れインダクタンス L_r は、2 次側に換算して示している。 L_m は、2 次側の励磁インダクタンスである。 T_1 は、理想トランスである。 Q_1 及び Q_2 は、MOSFET スイッチ、 Q_3 は IGBT スイッチである。 C_r 、 C_v 、 C_d はそれぞれ電流共振用コンデンサ、電圧共振用コンデンサ、倍電圧用コンデンサである。半波倍電圧整流平滑回路は、 D_1 、 D_2 、 Q_3 、 C_d 、 C_o から構成される。 Q_1 及び Q_2 の MOSFET スイッチは、交互にオン、オフを繰り返し、 Q_1 及び Q_2 の ON 時間の間にデッドタイムが存在する。尚、4-4 項に LLC 共振回路を簡素化した等価回路への置き換え手順を示す。1 次側の ON duty は、0.5 である必要がある。等価回路の理論式を算出する課程で、Dead Time が含まれると方程式に三角関数と指数関数が含まれ、解けない。提案回路の動作原理の説明上は問題無いので、以下の説明においては、1 次側の ON duty は、0.5 とする。また、図 4-1 に示す矢印の方向が電圧、電流ともプラス方向として説明をする。

提案する回路は、スイッチング素子 Q_3 を設けて、2 次巻き線電圧 v_2 がマイナスになった時、倍電圧用コンデンサ C_d への充電電圧 v_{cd} を制御することにより、出力電圧を制御する。 $v_2 > 0$ 、 $v_{cd} > 0$ とすると、 Q_3 が全周期 ON 状態の時、出力電圧 V_o は、式 (4-1) となる。OFF 状態

の時は、式(4-2)となり、0 V 近くになる。

$$V_o = v_2 + v_{cd} \quad (4-1)$$

$$v_{cd} \cong -v_2, \quad V_o = v_2 + v_{cd} \cong 0 \quad (4-2)$$

つまり、ON 時間を制御することにより、出力電圧を制御することが出来る。但し、 C_d への充電電流が流れている途中で Q_3 を OFF させると 2 次巻き線に過大な逆起電力が発生する。その結果、 Q_3 及び D_1 に過大な耐圧が印加され素子が破壊する。これを防ぐ為に、 Q_3 の制御方法について提案する。図 4-2 に示す様に Q_1 が ON してから Q_3 を ON させる迄の時間 t_a を制御する。 Q_3 が ON すると、 C_d への充電電流 i_{d3} が流れ始め、 Q_1 が OFF する迄、充電電流が増加し続ける。この時間を t_b とする。 Q_1 が OFF すると、充電電流は減少に転じ、やがて 0 A になる。この時間を t_c とする。 Q_3 を ON させておく時間 t_{3ON} は、 $t_b + t_c$ 以上に設定する必要がある。但し、入出力条件により t_a を長く制御する必要がある場合、時間 t_d 内で、再度 i_2 がプラスに転じる場合がある。それ迄に Q_3 を OFF させなければ、充電電流を途中で切ることになるので、過大な逆起電圧が、2 次巻き線に発生する。又、 Q_3 は、2 次巻き線電圧 v_2 がプラスに転じてから OFF させるので、 Q_3 に印加される電圧は、ほぼ 0 V になっている。従って、 Q_3 が OFF する時のスイッチングロスも低減させることが出来る。 Q_3 が ON する時は、 Q_3 のドレイン電流 i_{d3} は、共振動作により 0 A から始まるので、ON 時のスイッチングロスも、低減させることができる。以上に述べた様に、 Q_3 は、時間 t_a に相当する位相を制御することにより、出力電圧を制御する。その結果、高入力電圧及び軽負荷の条件下で、共振動作を維持し、出力電圧を制御することが出来る。但し、無負荷時は、位相制御と併せて、 Q_3 の ON duty を制御する必要がある。また、提案する回路は、出力電圧が 0 V 近く迄制御可能である。この為、無負荷の条件下においても十分マージンを持って制御可能であるので、設計の自由度が改善出来る。

次に、部品選定時の注意事項について述べる。2 次巻き線電圧 v_2 がマイナスに転じた瞬間、 Q_3 及び D_1 に耐圧が印加される。その時、 Q_3 の出力容量と L_r が共振し、スパイク性の電圧が Q_3 に印加される。ノイズ発生の原因にもなるので、低減対策として、 Q_3 は、IGBT を使用した。GaN MOSFET を用いても低減可能である。また、図 4-3 に示す従来回路では、ダイオード D_1 に印加される逆耐圧は、およそ出力電圧 V_o にクランプされる。提案回路では、 Q_3 が OFF 時、 D_1 の接合容量と L_r の共振電圧 $+v_2 + v_{cd} + V_o$ が印加される。この為、従来回路では、 D_1 の定格電圧は、600 V を使用したが、提案回路は、1200 V を使用した。 D_1 に SiC を用いると、 D_1 の接合容量と L_r の共振によるスパイク性電圧の発生は、低減出来る。

尚、提案回路を動作させると電力効率の低下を招く為、制御が不可能となる高入力電圧、

軽負荷時の条件下で、70 kHz～100 kHz 程度が適切である。電力効率低下の要因については、4-6-4 項で述べる。

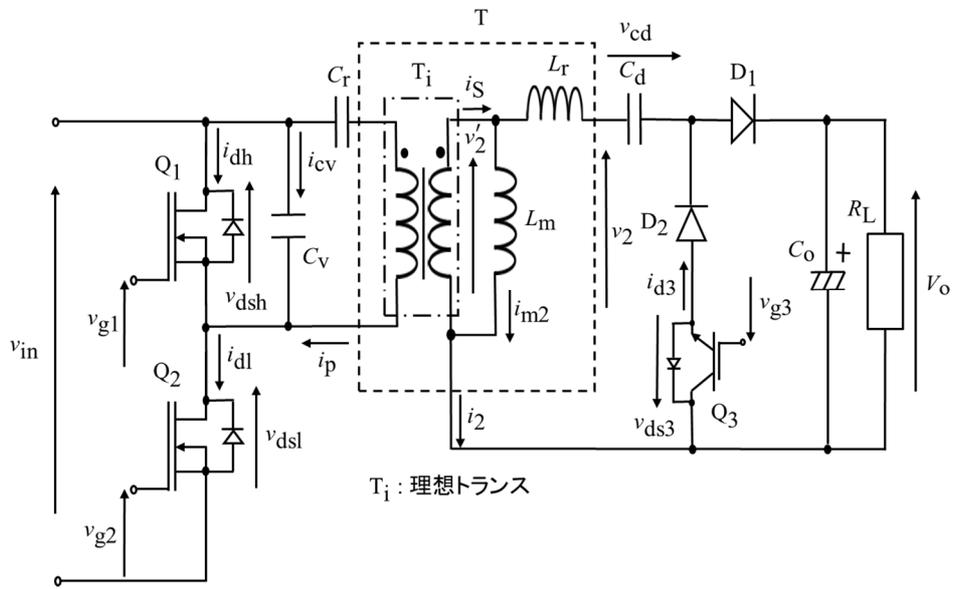


図 4-1. LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大回路

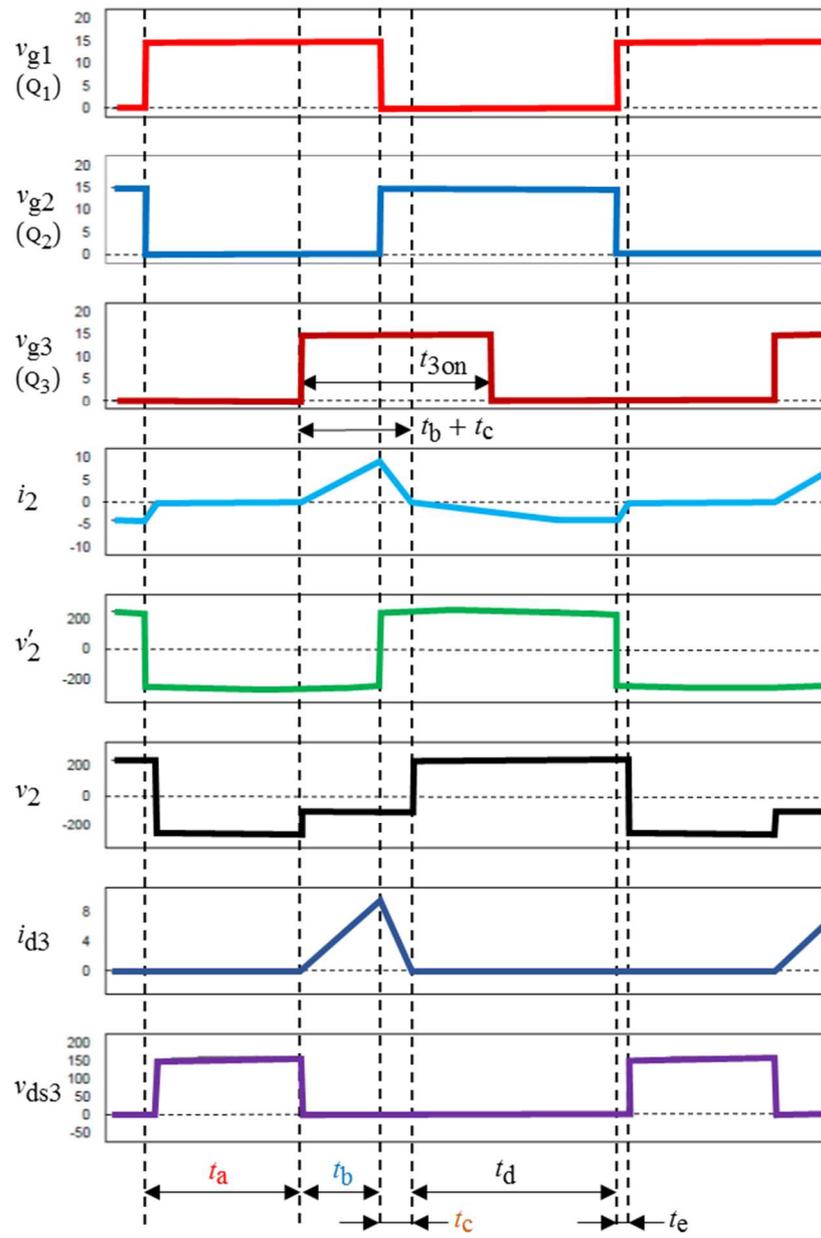


図 4-2. 提案回路の制御シーケンス

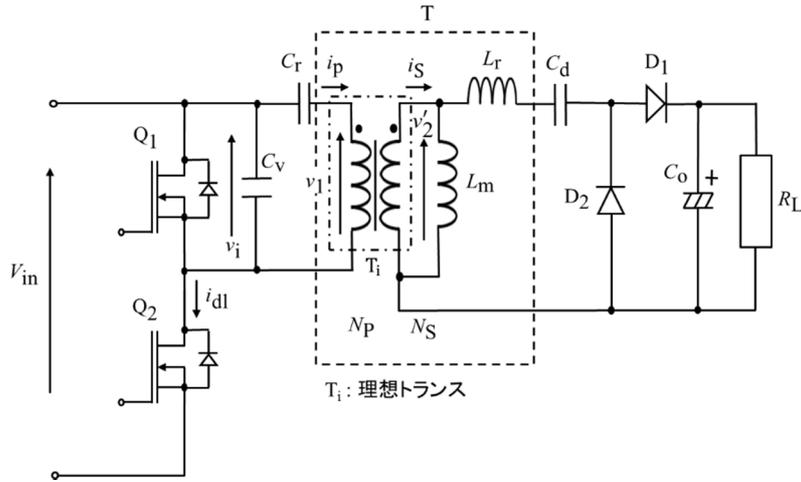


図 4-3. 従来の LLC 共振型 DC-DC コンバータ回路

4-3. 制御範囲拡大回路の動作モード

LLC 共振回路の制御範囲拡大回路において、図 4-4 に代表的な各部動作波形を示し、図 4-5 に各動作状態での電流経路を示す。表 4-2 に各スイッチ素子の ON/OFF 状態を示す。以下に各動作状態での動作説明を行なう。説明文中の記号は、回路図 4-1 に記載された回路記号を使用している。

- State I** : スwitch素子 Q_3 が ON していないので、負荷電流は流れていない。従って、電流共振コンデンサ C_r と 1 次側自己インダクタンス L_p が共振することにより、スitch素子 Q_1 のソースからドレインへ向かって電流が流れている。この間に、スitch素子 Q_1 を ON させ、スitchング損失を低減可能にしている。State I は、 Q_1 が ON してから共振現象により、ドレイン電流が反転する迄の期間である。State I では、励磁電流が減少し、終点では、0 A になる。
- State II** : State I に対して、 L_p と C_r の共振電流の極性が反転する。 Q_1 のドレインからソースに向かって電流が流れる。この時、 Q_3 は、まだ OFF 状態である。励磁電流も同じく極性反転し増加する。
- State III** : Q_3 の OFF 時間を制御して C_d の充電電圧を制御することにより、出力電圧を制御するので、 Q_3 を ON させた時が、State III の始まりとする。 Q_3 を ON させる時は、2 次側巻き線電圧 v_2 がマイナスになっている状態で ON させる為、 Q_3 が ON すると C_d へ充電電流が流れ始める。State III は、式(2-11)で示すコンデンサ容量 C_l と漏れインダクタンス $L_l = L_p(1-k^2)$ との共振動作となる。

- State IV : Q_1 がOFFする。 Q_1 に流れていた電流は、電圧共振用コンデンサ C_v に流れる。この時、引き続き C_d には充電電流が流れている。 C_v への充電電流が0 Aになった時、次のモードに移る。 C_v への充電電流は、 C_v 、 C_r 、及び式(2-10)に示すコンデンサ容量 C の3直列合成容量 $[CC_rC_d/(CC_r+CC_d+C_rC_d)]$ と L_1 との共振電流が流れる。
- State V : State IVの終点で C_v への充電が完了した為、電流は、 Q_2 のダイオードを通過して電源側へ流れる。引き続き、 C_d には、充電電流が流れている。励磁電流は、State IVの終点をピークにその後、減少し続ける。
- State VI : State Vに引き続き、電流が Q_2 のダイオードに流れている間に Q_2 をONさせてスイッチング損失を低減可能にしている。引き続き、 C_d には、充電電流が流れている。State VIの終点には、 C_d への充電が終了する。
- State VII : State VIの終点に C_d への充電が終了すると、State VIIでは、2次電流 i_2 の極性が反転し、負荷へ電力を供給する様になる。この状態は、式(2-11)に示すコンデンサ容量 C_l と L_1 が共振している。
- State VIII : 共振現象により1次巻き線電流の極性が反転する。負荷には、引き続き電力を供給している。励磁電流は、減少しState VIIIの終点には、0 Aになる。
- State IX : State IXのスタート時に励磁電流の極性が反転し、増加に転じる。State IXの終点に Q_3 をOFFさせる。 Q_3 をOFFさせるタイミングは、 C_d への充電電流が0 AになったポイントつまりState VIIのスタート時以降で2次巻き線電流 i_2 が負荷に電力を供給している間にOFFさせれば良い。 C_d に充電電流が流れている間に Q_3 をOFFさせると、2次巻き線に過大な逆起電力が発生する。
- State X : 励磁電流は増加し続ける。State Xの終点には、負荷電流 i_2 が0 Aになり、 L_1 と C_l の共振は停止する。
- State XI : i_2 が0 Aの状態を維持する。励磁電流は増加し続ける。
- State XII : State XIIのスタート時に Q_2 が、OFFとなる。 Q_2 を流れていた電流は、 C_v に流れる。 C_v の電圧が、 Q_2 のダイオードの順方向電圧に達するまで流れる。この電流は、 C_r と C_v の直列合成容量と L_1 との共振電流になる。引き続き、 i_2 は流れていない。
- State XIII : C_v の電圧が、 Q_2 のダイオードの順方向電圧以上になった時に、State XIIIが始まり、 Q_2 のダイオードに電流が流れる。

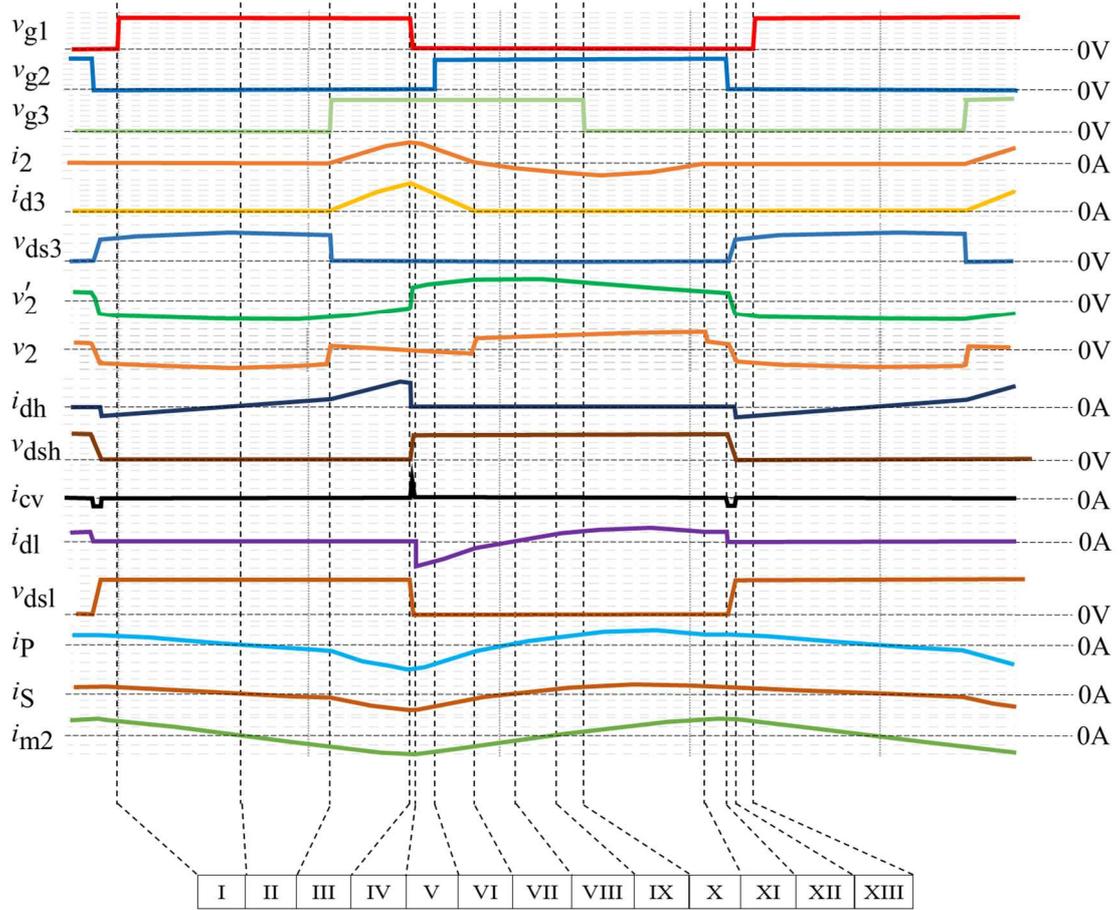


図 4-4. LLC 共振回路の制御範囲拡大回路の各部動作波形

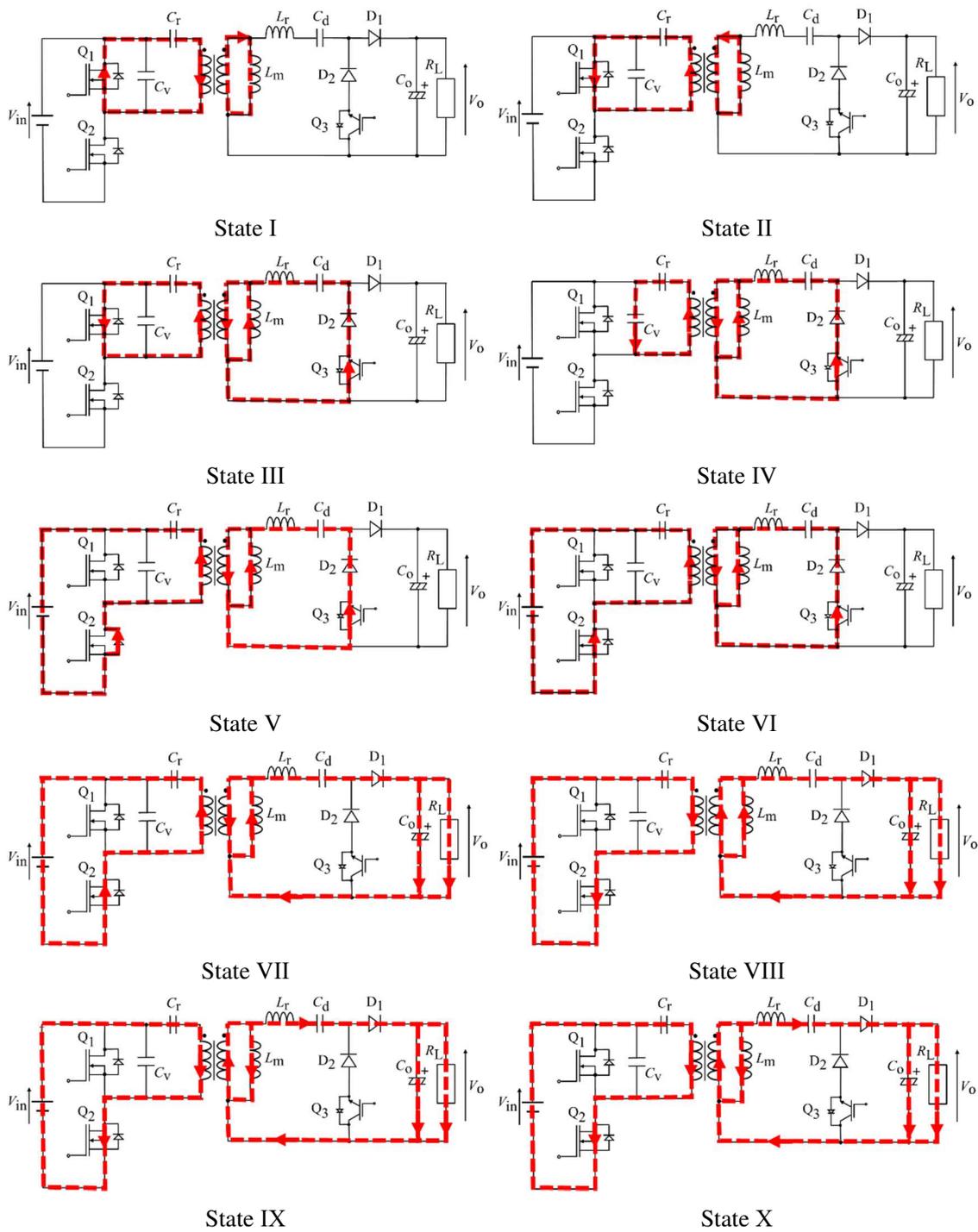


図 4-5. 各動作状態での電流経路

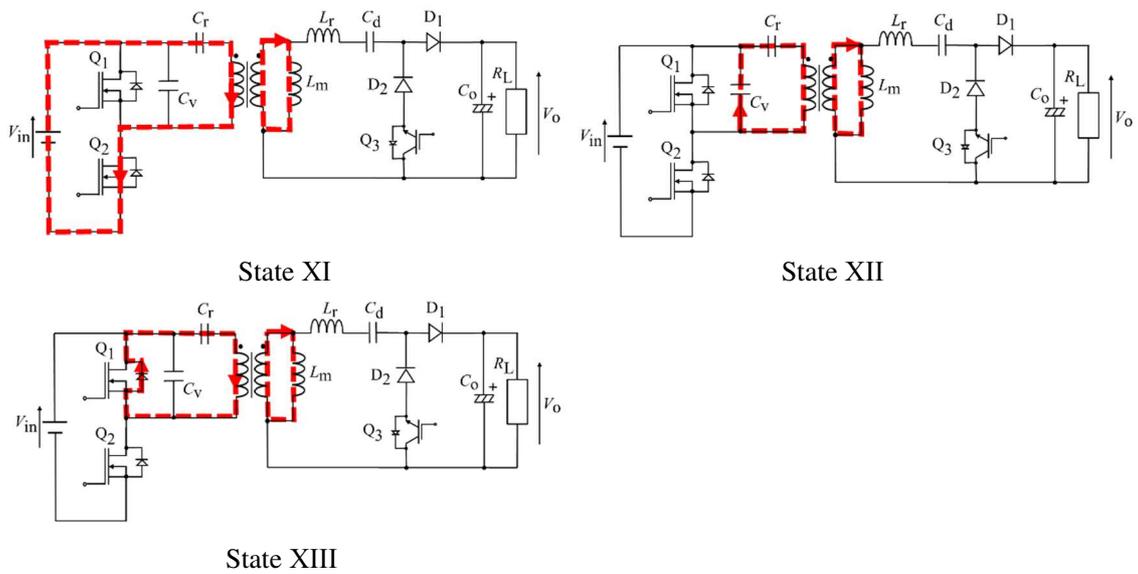


図 4-5. 各動作状態での電流経路 (前ページ続き)

表 4-2. 各スイッチ素子の ON/OFF 状態

	Q ₁	Q ₁ の寄生 ダイオード	Q ₂	Q ₂ の寄生 ダイオード	Q ₃	Q ₃ の寄生 ダイオード	D ₁	D ₂
State I	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State II	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State III	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State IV	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State V	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
State VI	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State VII	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State VIII	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State IX	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
State X	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
State XI	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State XII	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State XIII	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

4-4. 制御範囲拡大回路の理論計算式の導出

提案回路を動作させる周波数帯域において、従来の LLC 共振回路の等価回路を簡素化する。それを基に、提案回路の等価回路を簡素化することにより、各動作モードでの理論計算式の導出が可能となる。前述した通り、理論計算式の導出及びシミュレーションにおいては、1 次側の ON duty を 0.5 とした。

4-4-1. 従来の LLC 共振回路の等価回路の簡素化

現在量産されている LLC 共振型 DC-DC コンバータは、電力効率改善の為、2 次側に半波倍電圧整流回路を採用している。提案回路は、2 次側をスイッチングするので、全部品を等価的に 2 次側に配置し、順次、等価回路を簡素化する。その手順について説明する。

ステップ 1. 従来の LLC 共振回路を等価回路へ変換

従来の LLC 共振回路を図 4-3 に示す。トランス T は、等価回路で現している。T_i は、理想トランスである。各定数は、次に示す通りである。図 4-3 において、式(4-3)～式(4-10)が成り立つ。

L_r : 2 次側に換算した漏れインダクタンス

L_m : 2 次側励磁インダクタンス

L_S : 2 次側自己インダクタンス

L_P : 1 次側自己インダクタンス

k : 結合係数

N_S : 2 次巻き線数

N'_S : T_i の 2 次巻き線数

N_P : 1 次巻き線数

n' : T_i の巻き数比

$$L_m = k^2 L_S \quad (4-3)$$

$$L_r = L_S (1 - k^2) \quad (4-4)$$

$$N'_S = N_P k \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \quad (4-5)$$

$$n' = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (4-6)$$

$$v_1 = n' v_2' \quad (4-7)$$

$$i_p = \frac{1}{n'} i_s \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned} v_i &= \frac{1}{C_r} \int i_p dt + v_1 \\ &= \frac{1}{n' C_r} \int i_s dt + n' v_2' \end{aligned} \quad (4-9)$$

$$\therefore v_2' = \frac{1}{n'} v_i - \frac{1}{C_r (n')^2} \int i_s dt \quad (4-10)$$

式(4-10)より、図 4-3 は、図 4-6 に示す等価回路に変換することが出来る。 C 及び v' は、次に示す通りである。

$$C = C_r (n')^2 \quad (4-11)$$

$$v' = \frac{1}{n'} v_i \quad (4-12)$$

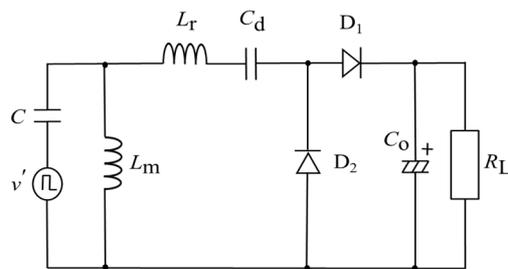


図 4-6. 図 4-3 の等価回路

ステップ 2. 図 4-6 に示す回路を等価回路へ変換

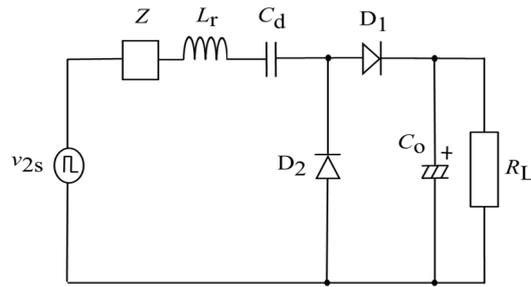
図 4-6 は、4-4-2 項で述べる周波数帯域に限り、図 4-7 に示す等価回路へ変換することが出来る。提案する回路を動作させる周波数帯域(およそ 70 kHz~100 kHz)は、十分この範囲内にある。

v_{2s} 及び Z は、次に示す通りである。

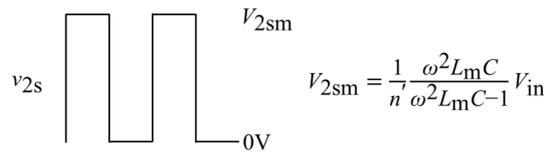
$$v_{2s} = \frac{1}{n'} \frac{\omega^2 L_m C}{\omega^2 L_m C - 1} v_i \quad (4-13)$$

$$Z = L_m \parallel C$$

$$= \frac{1}{j\omega C \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_m C}\right)} \quad (4-14)$$



(a) 図 4-6 の等価回路



(b) v_{2s} 電圧波

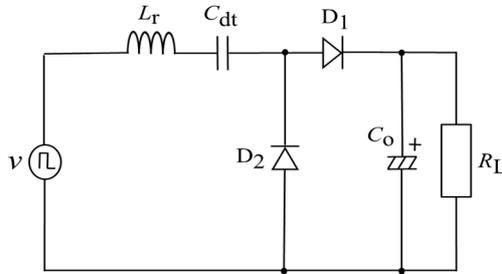
図 4-7. 図 4-6 の等価回路

ステップ 3. 従来の LLC 共振回路を簡素化した等価回路へ変換

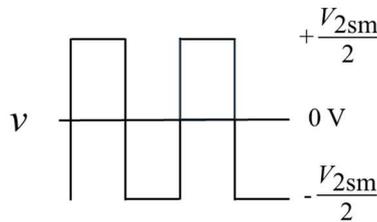
提案回路を動作させる周波数帯域においては、式(4-14)に示す Z は、容量成分となる。誘導成分となるのは、15.8 kHz 未満である。従って、図 4-7 において、 Z と C_d を纏めると式(4-15)が得られる。また、図 4-3 に示す 2 次巻き線電圧 v_2 の波形は、プラス/マイナスの矩形波である。一方、図 4-7 (a)に示す等価電圧源 v_{2s} は、図 4-7 (b)に示す様に $0 \text{ V}/V_{2sm}$ の矩形波である。また、 v_{2s} と直列にコンデンサ C_d が挿入されている。従って、 C_d により直流分 $V_{2sm}/2$ が遮断されると考えると、図 4-8 (b)に示す $(+V_{2sm}/2)/(-V_{2sm}/2)$ の矩形波と等価である。以上より、従来の LLC 共振回路は、図 4-8 に示す様に簡素化出来る。

$$C_{dt} = \frac{C_d(\omega^2 L_m C - 1)}{(C_d + C)\omega^2 L_m - 1} \quad (4-15)$$

$$V_{2sm} = \frac{1}{n'} \frac{\omega^2 L_m C}{\omega^2 L_m C - 1} V_{in} \quad (4-16)$$



(a)従来の LLC 共振回路の簡素化された等価回路



(b) v の電圧波形

図 4-8. 従来の LLC 共振回路の簡素化された等価回路

4-4-2. 鳳テブナンの定理を用いた等価回路の考察

鳳テブナンの定理より、電源を含む線形な直流回路網及び交流回路網は、簡単な等価回路に置き換えることが出来る。しかし、電源が矩形波である場合は、不明である。ここで、図 4-6 を図 4-7 に示す等価回路へ変換するに際して、敢えて鳳テブナンの定理を用いて、その使用可否についての検討を以下に行った。尚、念の為、図 4-7 から図 4-8 への置き換えは、回路シミュレーション PSIM により同等であることを確認した。

下記(1)~(4)に示す解析条件について、(a)~(c)に示す解析を行う。解析は、スイッチング周波数 VS.出力電圧特性を比較することにより、鳳テブナンの定理の使用可否について判断を行う。回路定数は、表 4-3 に示す。

解析条件

- (1)高入力電圧、重負荷($V_{in} = 400 \text{ V}$ 、 $R_L = 72.2 \Omega$, 図 4-9 参照)
- (2)高入力電圧、軽負荷($V_{in} = 400 \text{ V}$ 、 $R_L = 1 \text{ k} \Omega$, 図 4-10 参照)

(3)低入力電圧、重負荷($V_{in} = 150\text{ V}$ 、 $R_L = 120\ \Omega$, 図 4-11 参照)

(4)低入力電圧、軽負荷($V_{in} = 150\text{ V}$ 、 $R_L = 1\text{ k}\Omega$, 図 4-12 参照)

解析手段

(a)図 4-3 に示す従来の LLC 共振回路の PSIM による解析

(b)図 4-3 に示す従来の LLC 共振回路の FHA 解析

(c)図 4-8 に示す従来の LLC 共振回路の等価回路の PSIM による解析

表 4-3. 各種解析及び実測における定数

			(a) 図. 4-3 (PSIM)	(e)実験結果 (提案回路)	(f)実験結果 (従来回路)
			(b) 図. 4-3 (FHA)		
			(c) 図. 4-8 (PSIM)		
			(d) 理論計算		
L_P	1次側自己 インダクタンス	[μH]	64.5	64.5	64.5
k	結合係数		0.865	0.865	0.865
N_P	1次巻き線数	[T]	12	12	12
N_S	2次巻き線数	[T]	17	17	17
$R_{DC}(N_P)$	1次巻き線 の直流抵抗	[$\text{m}\Omega$]	0	9.19	9.19
$R_{DC}(N_S)$	2次巻き線 の直流抵抗	[$\text{m}\Omega$]	0	31.2	31.2
C_r	電流共振用 コンデンサ	[μF]	1.56	1.56	1.56
C_d	倍電圧用 コンデンサ	[μF]	1.12	1.12	1.12
C_v	電圧共振用 コンデンサ	[μF]	未実装	0.036	0.036
$R_{ON}(Q_1, Q_2)$	ON 抵抗	[$\text{m}\Omega$]	0	30 (STW88N65M5)	30 (STW88N65M5)
$V_F(Q_1, Q_2)$	寄生ダイオード の順電圧降下	[V]	0	1	1
$V_F(D_1, D_2)$	ダイオード の順電圧降下	[V]	0	D_1 :1.2 (STTH3012W) D_2 :1.0 (STTH30L06W)	1.0 (STTH30L06W)
$V_{CE(sat)}(Q_3)$	飽和電圧	[V]	0	1.6 (IKW40N120H3)	-

解析結果

スイッチング周波数 VS.出力電圧特性の解析結果を図 4-9～図 4-12 に示す。

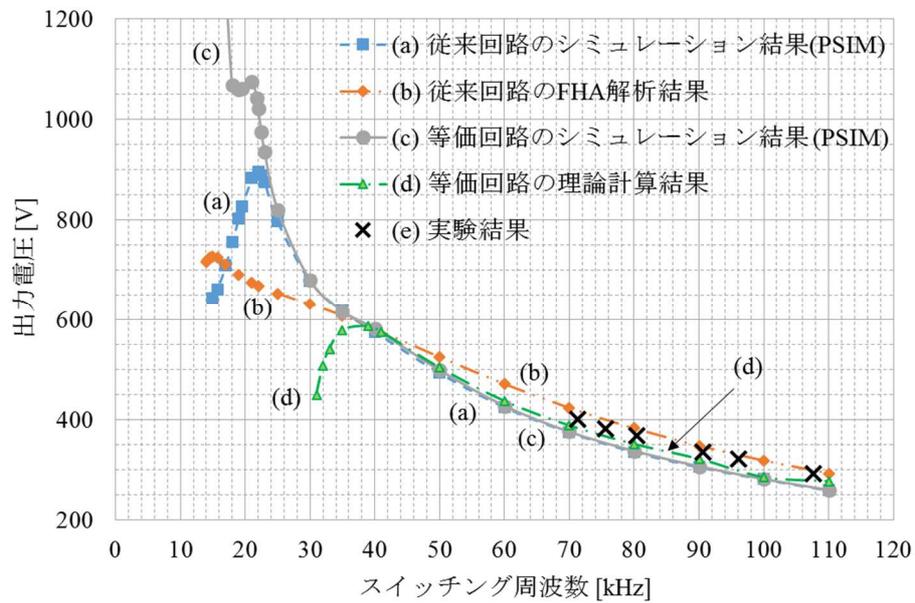
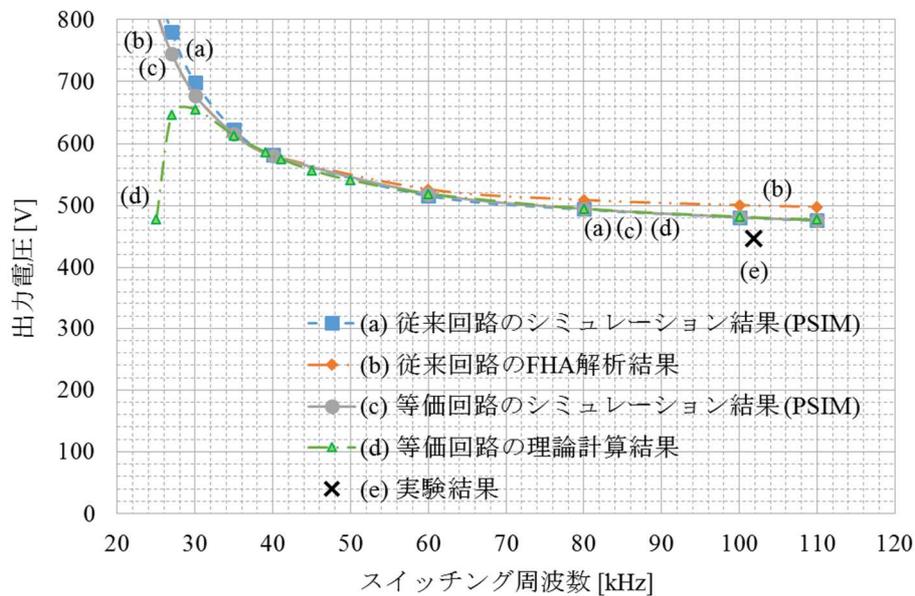
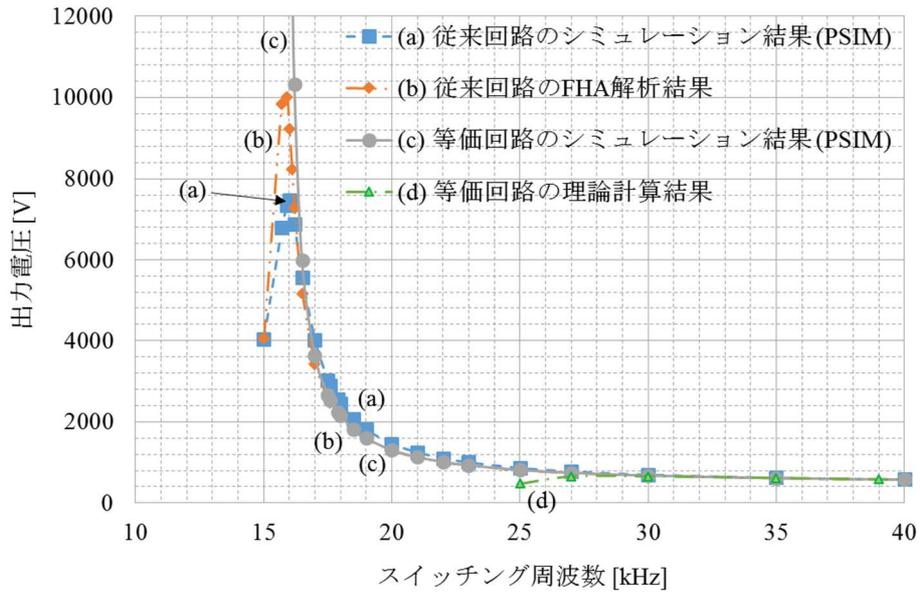


図 4-9. 高入力電圧、重負荷($V_{in} = 400 \text{ V}$ 、 $R_L = 72.2 \Omega$)



(a) 25 kHz～110 kHz

図 4-10. 高入力電圧、軽負荷($V_{in} = 400 \text{ V}$ 、 $R_L = 1 \text{ k}\Omega$)



(b) 15 kHz~40 kHz

図 4-10. 高入力電圧、軽負荷 ($V_{in} = 400 \text{ V}$ 、 $R_L = 1 \text{ k}\Omega$) (前ページの続き)

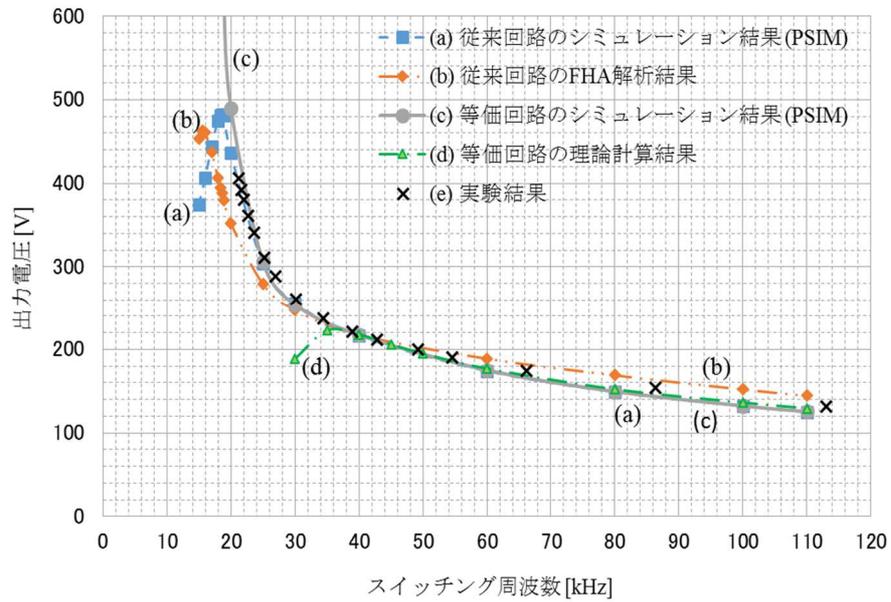
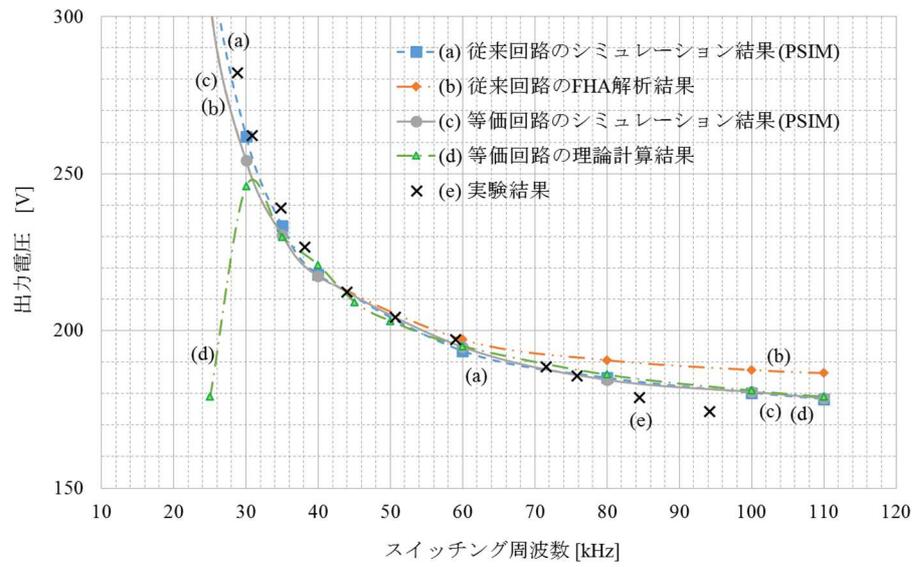
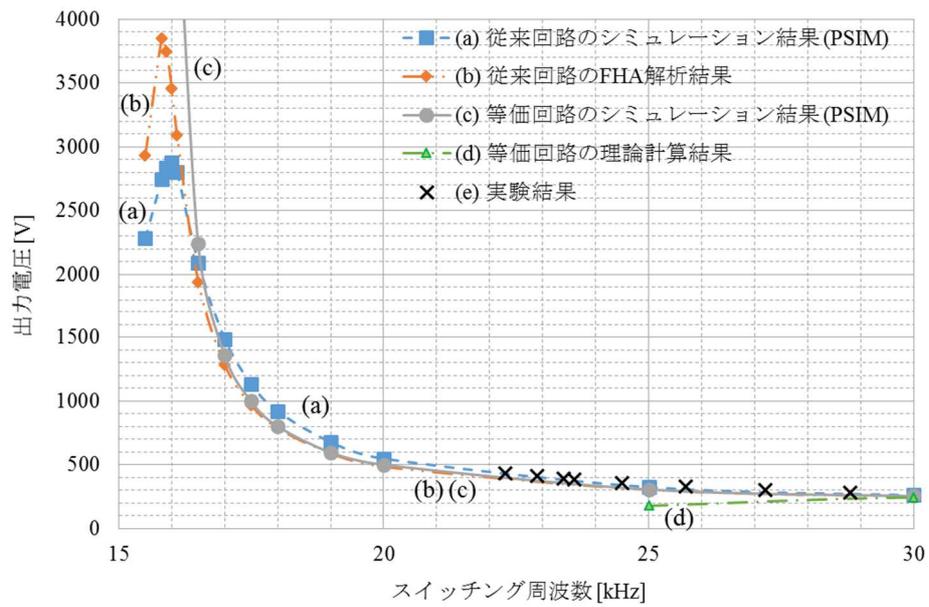


図 4-11. 低入力電圧、重負荷 ($V_{in} = 150 \text{ V}$ 、 $R_L = 120 \Omega$)



(a) 25 kHz～110 kHz



(b) 15.5 kHz～30 kHz

図 4-12. 低入力電圧 軽負荷($V_{in} = 150 \text{ V}$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$)

解析結果の考察

図 4-9～図 4-12 に示す解析結果より次に示すことが分かる。

- (i) 重負荷では、およそ 25 kHz 以上、軽負荷では、およそ 17 kHz 以上の周波数帯域で、鳳テブナンの定理を用いた等価回路の PSIM による解析結果(各図の(c))と従来回路の PSIM による解析結果(各図の(a))は、概ね合っている。ここで、式(4-17)に示す様に α を定義すると式(4-16)は、式(4-18)で現される。等価電圧源 V_{2sm} の周波数特性を調べる為に、 α の周波数特性を図 4-13 に示す。

$$\alpha \triangleq \frac{\omega^2 L_m C}{\omega^2 L_m C - 1} \quad (4-17)$$

$$V_{2sm} = \frac{1}{n'} \alpha V_{in} \quad (4-18)$$

L_m と式(4-11)に示す C が共振時、 α は無限大となり、その共振周波数 f_r は、15.8 kHz である。軽負荷では f_r 付近以上、重負荷では、 f_r より少し高目の周波数以上で、鳳テブナンの定理は概ね使用可能である。この結果は、他の例 (例えば、 C_r を 0.8 μ F に変更すると $f_r=22.2$ kHz となる。) においても同様の傾向性を示す結果が得られた。

- (ii) 重負荷では、およそ 25 kHz 以上、軽負荷では、およそ 50 kHz 以上の周波数帯域で、鳳テブナンの定理を用いた等価回路の PSIM による解析結果 (各図の(C))の方が、従来の FHA による解析結果(各図の(b))より、従来回路の PSIM による解析結果(各図の(a))と概ね合う結果となった。
- (iii) 提案する回路を動作させる適切な周波数帯域は、70 kHz～100 kHz 程度である。鳳テブナンの定理が使用可能な周波数帯域は、およそ 25 kHz 以上であるので、電圧源が矩形波の場合、鳳テブナンの定理は、十分使用可能と判断する。

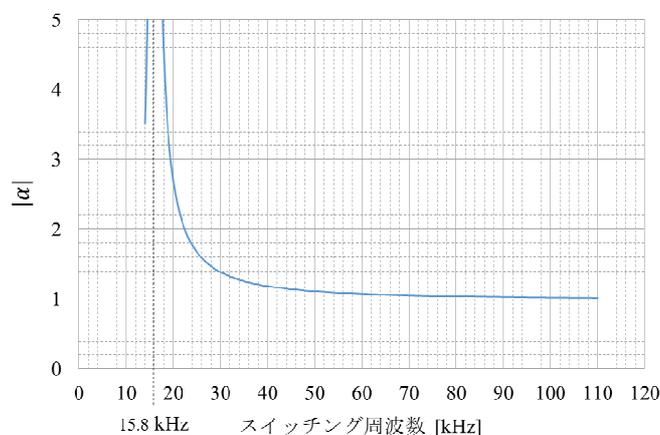


図 4-13. $|\alpha|$ の周波数特性

4-4-3. 制御範囲拡大回路の等価回路

以上より、提案回路の等価回路は、図 4-8 において、スイッチング素子 Q_3 を付け加えることにより、図 4-14 に示される。

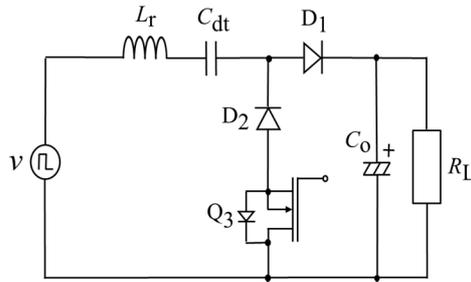


図 4-14. 提案する回路の等価回路

4-4-4. 制御範囲拡大回路の理論計算式の導出

図 4-14 に示す等価回路の解析は、図 4-2 に示す $t_a \sim t_d$ の各動作モード別に理論計算式を導出する。尚、図 4-2 に示す t_e の区間は、解析に対する影響度がさほど高く無く、方程式に指数関数と三角関数を含み理論算出が困難である為、解析から除外した。解析定数は、表 4-3 に示す(d)理論計算 に記載した。数値解析は、初期値 0 A 或いは 0 V からスタートし、各モードの計算結果を次のモードの初期値に代入する手法で算出を行なう。計算ソフト(Basic)を用いて、繰り返し計算を行なった。次に、各モードでの理論計算式を導出する。

(i) $t=t_a$ の区間での理論計算式の導出

$t=t_a$ の区間は、図 4-15 に示す等価回路となり、理論計算式は、式(4-19)～式(4-23)となる。尚、図 4-15～図 4-18 に示す V_s は、式(4-19)で表わされる。

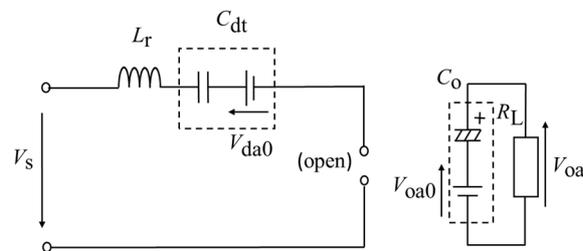


図 4-15. $t=t_a$ の区間での等価回路

$$V_s = \frac{V_{2sm}}{2} \quad (4-19)$$

$$t = t_a \quad (4-20)$$

$$V_{da0} = v_{dd} \quad (4-21)$$

$$V_{oa0} = V_{od} \quad (4-22)$$

$$V_{oa} = V_{oa0} e^{-\frac{1}{C_o R_L} t} \quad (4-23)$$

(ii) $t=t_b$ の区間での理論計算式の導出

$t=t_b$ の区間は、図 4-16 に示す等価回路となり、理論計算式は、式(4-24)～式(4-29)となる。

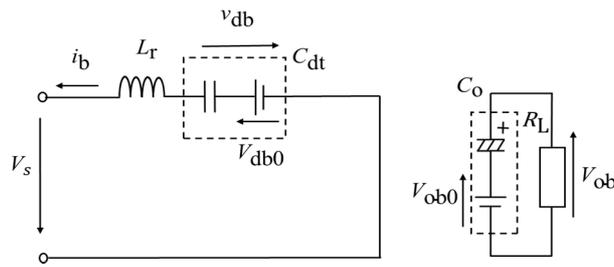


図 4-16. $t=t_b$ の区間での等価回路

$$t = t_b$$

$$= \frac{T}{2} - t_a \quad (4-24)$$

$$V_{db0} = V_{da0} \quad (4-25)$$

$$V_{ob0} = V_{oa} \quad (4-26)$$

$$V_{ob} = V_{ob0} e^{-\frac{1}{C_o R_L} t} \quad (4-27)$$

$$i_b = (V_s + V_{db0}) \sqrt{\frac{C_{dt}}{L_r}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right) \quad (4-28)$$

$$v_{db} = V_s - (V_s + V_{db0}) \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right) \quad (4-29)$$

(iii) $t=t_c$ の区間での理論計算式の導出

$t=t_c$ の区間は、図 4-17 に示す等価回路となり、理論計算式は、式(4-30)～式(4-36)となる。

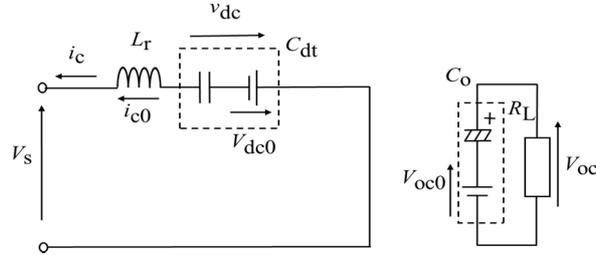


図 4-17. $t=t_c$ の区間での等価回路

$$V_{oc0} = V_{ob} \quad (4-30)$$

$$V_{dc0} = v_{db} \quad (4-31)$$

$$I_{c0} = i_b \quad (4-32)$$

$$V_{oc} = V_{oc0} e^{-\frac{1}{C_o R_L} t} \quad (4-33)$$

$$t = t_c$$

$$= \sqrt{L_r C_{dt}} \tan^{-1} \left(\left(\frac{I_{c0}}{V_S + V_{dc0}} \right) \sqrt{\frac{L_r}{C_{dt}}} \right) \quad (4-34)$$

$$i_c = - (V_S + V_{dc0}) \sqrt{\frac{C_{dt}}{L_r}} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t \right) + I_{c0} \cdot \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t \right) \quad (4-35)$$

$$v_{dc} = (V_S + V_{dc0}) \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t \right) + I_{c0} \sqrt{\frac{L_r}{C_{dt}}} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t \right) - V_S \quad (4-36)$$

(iv) $t=t_d$ の区間での理論計算式の導出

$t=t_d$ の区間は、図 4-18 に示す等価回路となり、理論計算式は、式(4-37)～式(4-41)となる。

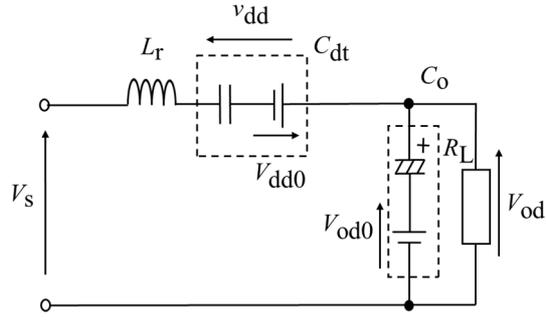


図 4-18. $t=t_d$ の区間での等価回路

$$t=t_d$$

$$= \frac{T}{2} - t_c \quad (4-37)$$

$$V_{od0} = V_{oc} \quad (4-38)$$

$$V_{dd0} = v_{dc} \quad (4-39)$$

$$v_{dd} = V_S - V_{od0} \frac{C_o R_L \sqrt{L_r C_{dt}}}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right)$$

$$- \frac{(V_S + V_{dd0})(L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2) - R_L^2 C_o^2 V_{od0}}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right) - V_{od0} \frac{R_L^2 C_o^2}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} e^{-\frac{1}{C_o R_L} t} \quad (4-40)$$

$$V_{od} = \frac{C_{dt} R_L \sqrt{L_r C_{dt}}}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} (V_S + V_{dd0} - V_{od0}) \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right)$$

$$+ \frac{V_{od0}(L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2 - C_{dt} C_o R_L^2) + C_{dt} C_o R_L^2 (V_S + V_{od0})}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} e^{-\frac{1}{C_o R_L} t}$$

$$- \frac{C_{dt} C_o R_L^2}{L_r C_{dt} + R_L^2 C_o^2} (V_S + V_{dd0} - V_{od0}) \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_{dt}}} t\right) \quad (4-41)$$

4-5. シミュレーションによる理論計算式の検証

4-5-1. 理論計算式の検証(位相=0 の場合)

図 4-2 において、位相=0 ($t_a=0$)の時、つまり、図 4-8 に示す従来回路の等価回路において、理論計算式(4-19)~(4-41)が成り立つかを検証する。解析条件は、4-4-2 項 解析条件(1)~(4)、回路定数は、表 4-3 (d)理論計算 に示す。

理論計算式の解析結果は、図 4-9~図 4-12 (d)等価回路の理論計算結果 に示す。重負荷ではおよそ 40 kHz 以上、軽負荷では、およそ 30 kHz 以上で、理論計算式(各図の(d))と PSIM によるシミュレーション結果(各図の(a)、(c))は、概ね合っていることが分かる。図 4-2 に示す 2 次巻き線電流波形 i_2 に対して、理論計算式を導出した。それぞれの周波数以下では、 i_2 の波形が計算式に合致しなくなった為、計算式と PSIM によるシミュレーション結果が合わない。提案する回路を動作させる周波数帯域は、およそ 70 kHz~100 kHz 程度なので、理論計算式(4-19)~(4-41)式は、概ね使用可能と判断する。

4-5-2. 理論計算式の検証(位相を変化させた場合)

従来の LLC 共振回路(図 4-3)において、出力電圧 VS.スイッチング周波数特性を PSIM による解析、及び実測により求めた。その結果を図 4-19 に示す。回路定数は、それぞれ、表 4-3 (a), (f)に示す。高入力電圧 $V_{in}=400$ V、負荷 $R_L=150$ Ω 、1 次側 ON Duty=0.3、スイッチング周波数 113.5 kHz の条件下で、実測を行った結果、出力電圧仕様 380 V は制御可能であったが、それ以上、周波数を上げると共振が外れた。この実測結果をもとに、理論計算式の検証と提案回路の制御性能改善効果の確認を行う。効果を顕著に示す為に、スイッチング周波数は、やや低めの 89.5 kHz に固定し、 $V_{in}=400$ V、 $R_L=150$ Ω の条件下で、式(4-19)~式(4-41)により出力電圧 VS.位相特性を算出した。その際、式(4-20)の t_a に相当する位相を変化させた。その結果(▲)を図 4-20 に示す。図 4-1 に示す提案回路の PSIM による解析結果(■)、及び図 4-14 に示す提案回路の等価回路の PSIM による解析結果(◆)を合わせて図 4-20 に示す。回路定数は、表 4-3 (d)に示す。これらの解析結果は、概ね合っていることが分かる。従って、等価回路及び理論算出式は、妥当性があり、提案回路は、 t_a に相当する位相を制御することにより、制御範囲を拡大することが可能であることが分かる。

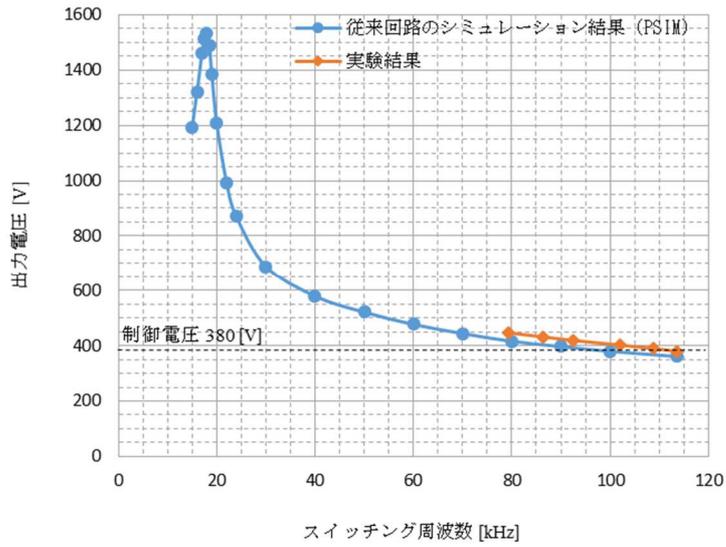


図 4-19. 従来回路の出力電圧 VS.スイッチング周波数特性

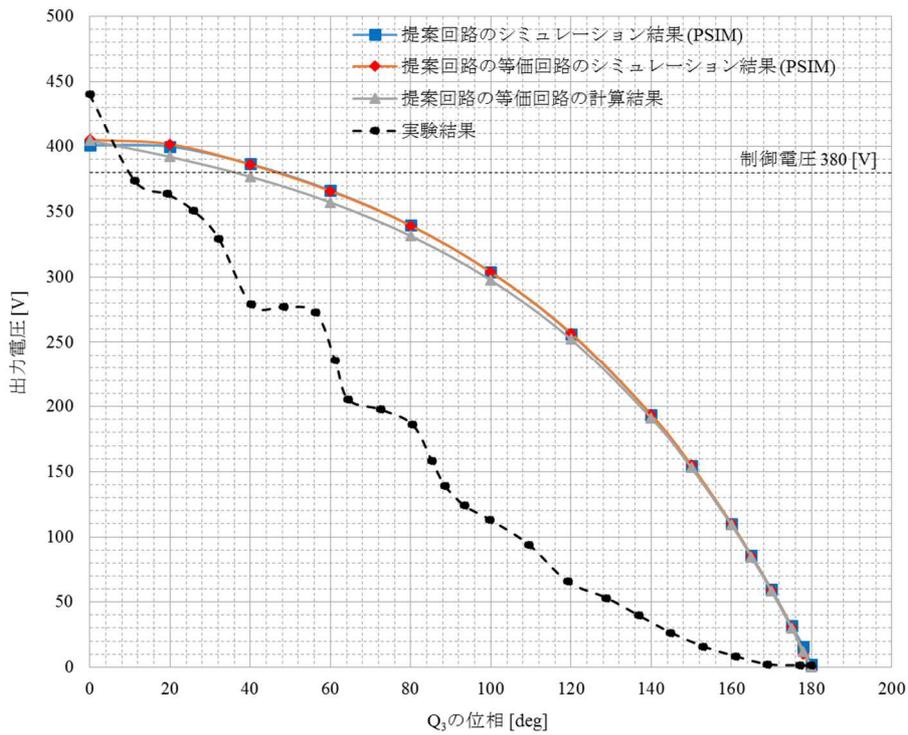


図 4-20. 提案回路の出力電圧 VS.位相特性
(理論計算式による算出結果, シミュレーション結果及び実測結果)

4-6. 実験結果

4-6-1. 従来回路の出力電圧 VS.スイッチング周波数特性の実測

図 4-3 に示す従来回路の出力電圧 VS.スイッチング周波数特性の実測結果を図 4-9～図 4-12 (e)実験結果に示す。解析条件は、4-4-2 項 解析条件(1)～(4), 回路定数は、表 4-3 (f) 実験結果(従来回路)に示す。出力電圧は、最大入力電流 10 A、定格出力電力 2 kW、出力電圧 380 V を著しく超えない程度まで測定した。図 4-12 (a)において、高域で実測値が低くなっているのは、共振が外れる為、Dead Time を大きくした為である。実測可能な範囲内では、シミュレーション結果(各図の(a)、(c))と概ね合っていることが分かる。

4-6-2. 制御範囲拡大回路の出力電圧 VS.位相特性

(i) 比較的重負荷の場合

提案回路において、4-5-2 項に示す $V_{in}=400\text{ V}$ 、 $R_L=150\ \Omega$ 、スイッチング周波数 89.5 kHz、1 次側 ON Duty を 0.244 に固定した時の実測の出力電圧 VS.位相特性を図 4-20(破線)に示す。回路定数は、表 4-3 の(e)実験結果(提案回路)に示す。

図 4-20 に示すシミュレーション結果及び理論計算式による解析は、1 次側の ON duty を 0.5 としている。実測は、共振が外れる為、0.244 としている。従って、出力電圧は、実測結果の方が低くなっている。従来回路では、380 V が制御の限界であったが提案する回路は、およそ 0 V 迄、制御可能であることが分かる。

(ii) 軽負荷の場合

提案回路において、高入力電圧 $V_{in}=400\text{ V}$ 、軽負荷 $R_L=3\text{ k}\Omega$ の条件下で、スイッチング周波数を 72.5 kHz、1 次側 ON duty=0.262 に固定した時の実測の出力電圧 VS.位相特性を図 4-21 に示す。出力電圧の制御仕様は、380 V である。回路定数は、表 4-3 (e)実験結果(提案回路)に示す。 Q_3 の位相が 96 度の時、出力電圧を 380 V に制御出来る。さらに位相をずらし、144 度の時、出力電圧は、19.6 V となり、それ以上、位相をずらしても、出力電圧は、殆んど下がらなかった。従って、位相を 156 度に固定し、 Q_3 の ON duty を 0 度にすると、ほぼ 0 V まで、制御が可能であった。また、比較の為、従来回路のスイッチング周波数 VS. 出力電圧特性を併せて図 4-21 に示す。但し、部品に印加される電圧が定格を越える為、シミュレーションにより求めた。およそ 105 kHz で出力電圧は、461 V であった。それ以上の周波数では、共振が外れた。提案回路は、 Q_3 の位相および ON duty を制御することにより、ほぼ 0 V 迄、制御可能である。

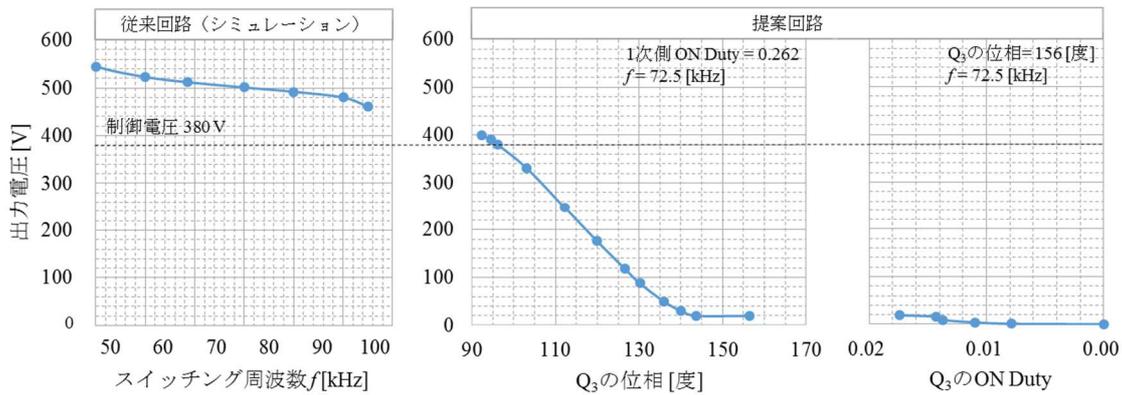


図 4-21. 軽負荷の場合の出力電圧特性

(iii) 無負荷の場合

提案回路において、高入力電圧 $V_{in}=400\text{V}$ 、無負荷の条件下で、スイッチング周波数を 81.8kHz 、1次側 ON duty $=0.166$ に固定した時の実測の出力電圧 VS. Q_3 の ON Duty 特性を図 4-22 に示す。回路定数は、表 4-3 (e)実験結果 (提案回路)に示す。 Q_3 の位相は、図 4-2 に示す t_d 内の任意の位相までずらす。実測は、 80.6 度とした。図 4-22 に示す様に、 Q_3 の ON duty を 0.013 にした時、出力電圧を 380V に制御出来た。さらに ON duty を制御することにより 57V 迄、制御可能であった。同様に比較の為、シミュレーションによる従来回路のスイッチング周波数 VS. 出力電圧特性を併せて図 4-22 に示す。およそ 105kHz で出力電圧は、 499V であった。それ以上の周波数では、共振が外れた。図 4-22. A 点での Q_1, Q_2 のドレイン電流波形を図 4-23 に示す。提案回路は、無負荷時でも正常に共振動作を行なっていることが分かる。 Q_3 が全周期 OFF の状態で、出力電圧が、 0V にならない理由は、次に示す様に考えられる。

無負荷の状態では Q_3 を取り外すと、出力電圧は、 57V からおよそ 3V になった。この結果から、 Q_3 の出力容量 C_{oes} および D_1 の接合容量 C_{dj} により、 C_d が充電された為と考えられる。図 4-1 において、 $v_2 > 0$ 、 $v_{cd} > 0$ とすると C_{oes} 、 C_{dj} が無い場合、式(4-2)となり、出力電圧はほぼ 0V となる。一方、 C_{oes} 、 C_{dj} が有る場合、 C_d が充電され、式(4-42)に示す関係となり、出力電圧が 0V にならないと考えられる。

$$v_2 > -v_{cd}, \quad V_o = v_2 + v_{cd} > 0 \quad (4-42)$$

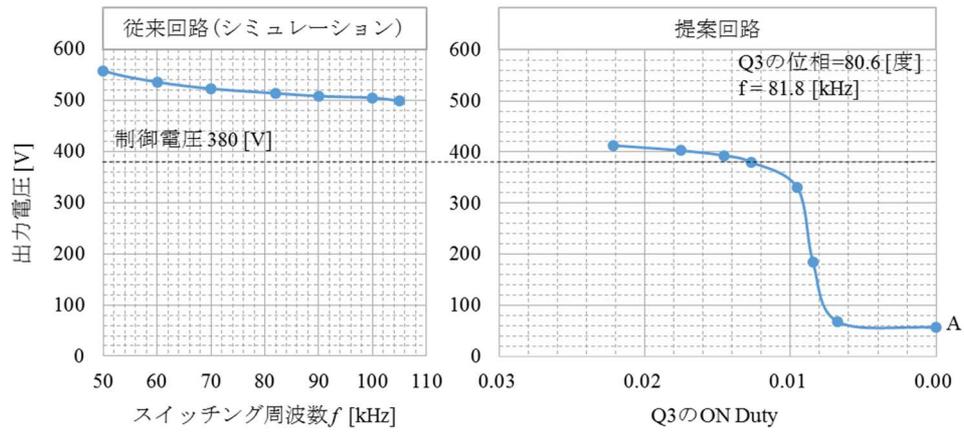


図 4-22. 無負荷の場合の出力電圧特性

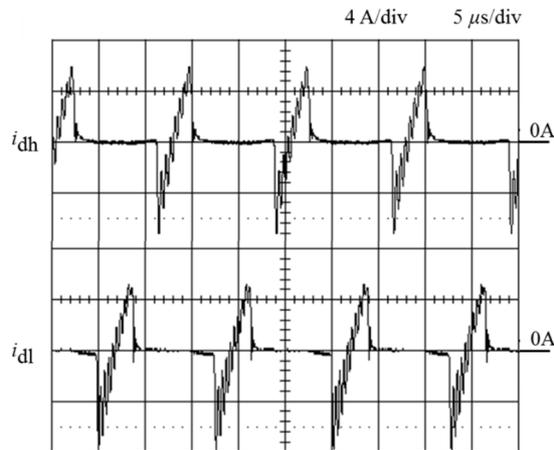


図 4-23. 無負荷の場合の Q_1 、 Q_2 のドレイン電流実測波形

4-6-3. 制御範囲拡大回路の各部実測波形の確認

各部実測波形を図 4-24 に示す。測定条件は、入力電圧 $V_{in}=400$ V、負荷 $R_L=130$ Ω 、スイッチング周波数 77 kHz、1 次側の ON Duty=0.295、 Q_3 の位相は、58 度である。 Q_3 のドレイン・ソース電圧波形 v_{ds3} 及びドレイン電流波形 i_{d3} より、スイッチング損失は、低減可能である。又、 Q_1 、 Q_2 のドレイン電流波形から共振外れは認められない。

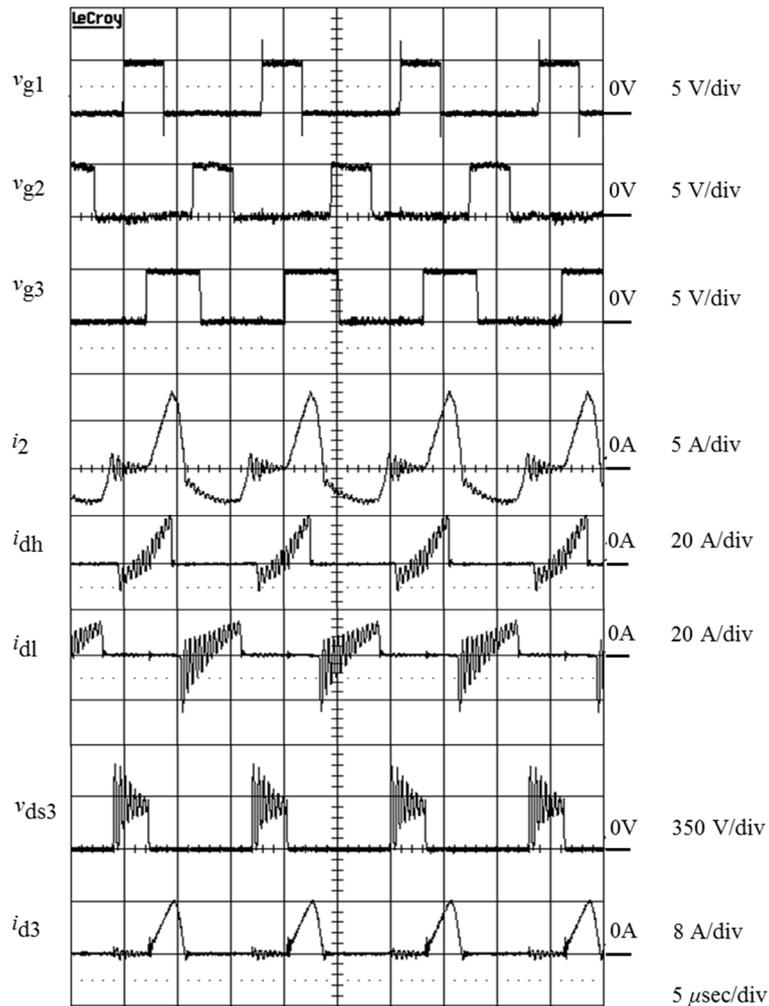
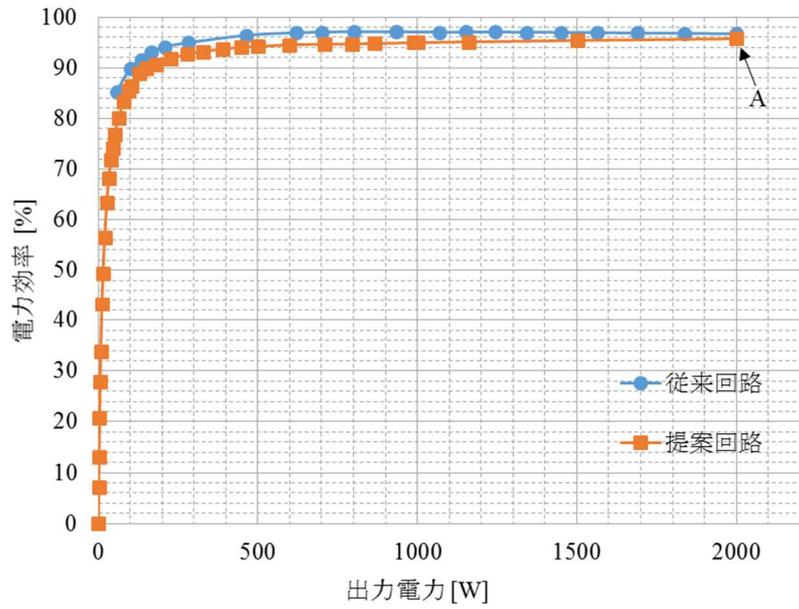


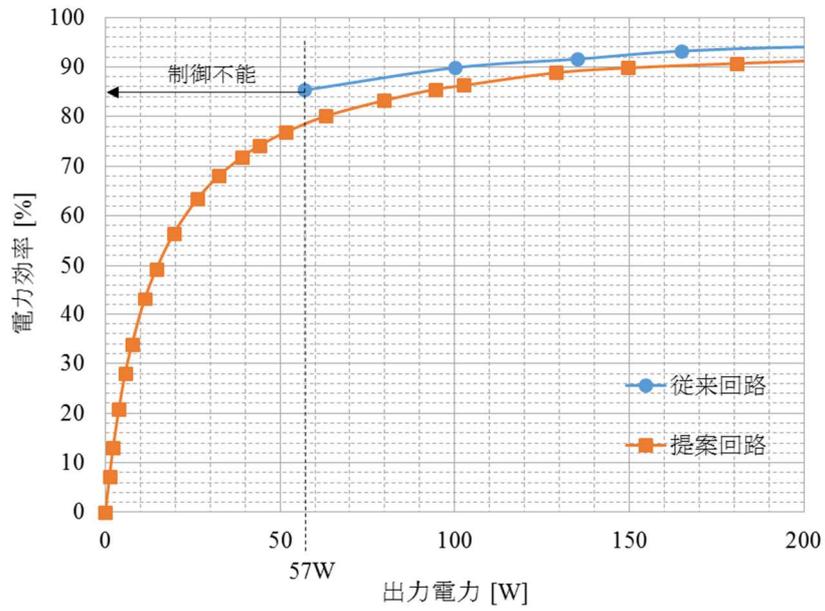
図 4-24. 各部実測波形

4-6-4. 電力効率特性

図 4-25 に、入力電圧 $V_{in}=330$ V 時の従来回路と提案回路の電力効率特性を示す。提案回路は、スイッチング周波数を 58.9 kHz に固定した。周波数が高い場合、電力が取れないため、敢えて周波数を低く設定した。尚、提案回路の電力効率測定ポイントは、図 4-25 内の A 点のみ位相制御は行っていない。無負荷時は、位相制御と併せて、 Q_3 の ON duty 制御を行なっている。提案回路の電力効率は、従来回路よりも若干悪化しているが従来回路の制御可能な最低出力可能電力は 57W であるのに対して、提案回路は無負荷迄、制御可能である。提案回路の方が、電力効率が悪化する主な原因は、次に示す様に考えられる。提案回路は、2 次側に流れる電流の通電期間を制御する為、従来回路に対して、トランスのコア内の磁束がキャンセルされる期間が短くなる。その結果、磁束密度が増加し、鉄損が増加すると考えられる。提案回路は、なるべく制御が不可能となる周波数帯域で動作させることが望ましい。



(a)電力効率特性の比較



(b)軽負荷領域の拡大

図 4-25. 提案回路と従来回路の電力効率特性の比較

4-7. DC-DC コンバータの電源投入時の共振外れ軽減対策

一般的に、LLC 共振型 DC-DC コンバータの電源投入時は、コンデンサ及びコイル間でエネルギーのやり取りが無い為、ハードスイッチングとなり、素子のバラツキによって、1 次側にスパイク性の過大電流が流れる。その為、制御系が誤動作し、最悪、スイッチング素子が破損される事例が市場で発生している。本論文で提案する回路は、バースト発振制御を行うことなく制御可能であるが、電源投入時の共振外れを防ぐことは出来ない。従って、図 4-26 に示す回路を提案する。ゲートにダイオード D_1 と時定数の大きなコンデンサ C_2 及び抵抗 R_2 を実装し、起動時のみゲート電圧を非常に緩やかに立ち上げる。その結果、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が緩やかに ON するので、スパイク性の電流が軽減される。 D_1 がある為、連続発振状態では、スイッチングスピードに対して、 C_2 及び R_2 の影響は受けない。スイッチング周期が、およそ $10\ \mu\text{s} \sim 50\ \mu\text{s}$ に対して、 $C_2 R_2$ の時定数は、5 msec 程度とした。

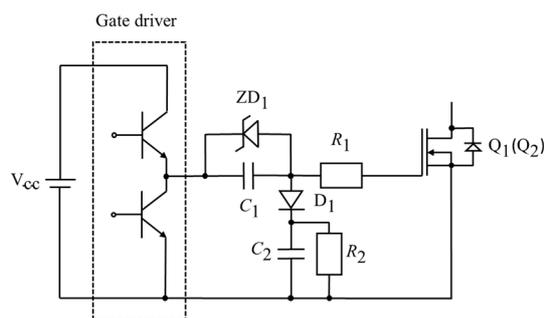
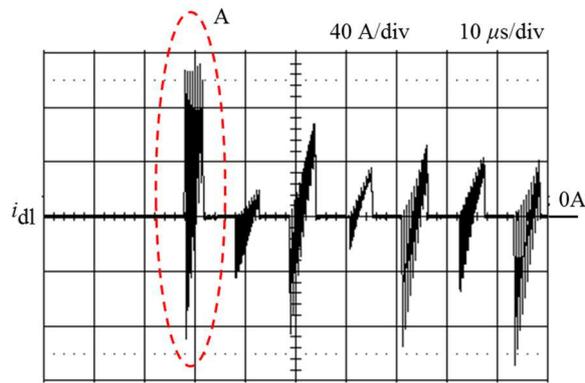


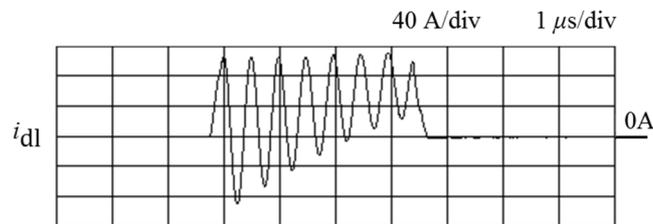
図 4-26. 提案するゲート駆動回路

ゲート駆動回路の実験結果

図 4-27 と図 4-28 にそれぞれ提案したゲート駆動回路を実装しない場合と実装した場合の起動時のドレイン電流波形 i_{dl} を示す。提案したゲート駆動回路を実装した場合、明らかに起動時、スパイク性の過大電流は認められない。測定条件は、図 4-3 に示す従来回路において、入力電圧 $V_{in} = 400\ \text{V}$ 、負荷 $R_L = 300\ \Omega$ の条件下で起動させた。



(a) ドレイン電流波形 i_{d1}



(b) A 部の拡大波形

図 4-27. 提案するゲート駆動回路実装無しの場合のドレイン電流波形 i_{d1}

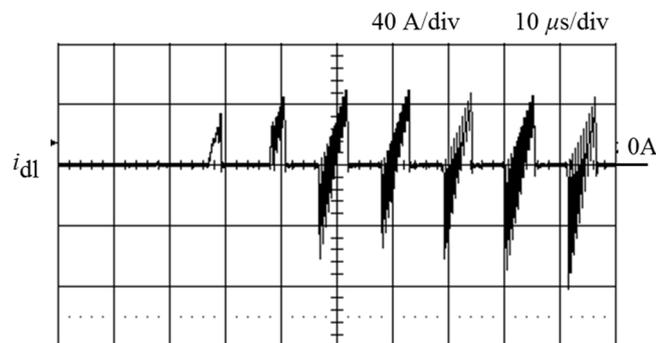


図 4-28. 提案するゲート駆動回路実装有りの場合のドレイン電流波形 i_{d1}

4-8. 結言

本章では、LLC 共振回路の制御範囲拡大回路、動作説明、制御方法、理論解析方法の提案と検証、従来回路との違いについて述べた。

LLC 共振回路は、比較的少ない部品で構成でき、超低ノイズが実現できるが、制御範囲が狭い。太陽光発電用の LLC 共振型 DC-DC コンバータは、太陽電池の幅広い出力電圧範囲及び無負荷から定格負荷まで出力電圧を制御する必要がある。入力電圧が高く、軽負荷の条件下では、出力電圧を制御することが出来ず、対策として一般的には、バースト発振制御を使用する。バースト発振の起動時は、LC 素子にエネルギーが溜まっておらず、ハードスイッチングとなる。その結果、素子のバラツキにより過大なスパイク性の電流が 1 次側パワー回路に流れ、制御系が誤動作し、スイッチング素子が破壊するという不具合が市場で発生した。対策として、幅広い入出力条件においても、バースト発振制御を行なうことなく、出力電圧が制御可能な回路を提案した。

以下に、本章での研究成果を簡単にまとめる。

- (i) 制御範囲拡大回路として、2 次側にスイッチング素子を 1 個追加することにより、倍電圧用コンデンサの充電電圧を位相制御する。入力電圧 85 V~400 V、負荷 0 ~2 kW、出力電圧 380 V の仕様において、共振外れを起こすことなく、バースト発振制御無しで、出力電圧が制御出来ることを確認した。提案回路と従来回路の制御可能電圧の比較を表 4-4 に示す。従来回路に対して、提案回路の方が、劇的に制御範囲を拡大することが出来た。

表 4-4. 提案回路と従来回路の制御範囲の比較

出力電圧			
入出力条件		提案回路	従来回路
入力電圧 $V_{in}=400\text{ V}$	負荷 3 k Ω	位相制御; 19.6 V Q_3 の ON Duty 制御併用; 0 V	461 V
	無負荷	Q_3 の位相制御及び ON Duty 制御併用 ; 57 V	499 V

- (ii) 2 次側励磁インダクタンスと 2 次側に換算した電流共振用コンデンサ容量との共振周波数付近以上で成り立つ LLC 共振回路の等価回路を提案した。その際、鳳テブナンの定理を使用した。検討の結果、鳳テブナンの定理は、電源が矩形波であっても、中帯域以上

で十分使用出来ることが確認出来た。

- (iii) 求めた等価回路を用いて、提案回路の理論計算式を導出した。提案回路を動作させる周波数帯域は、比較的高帯域である為、理論計算式は、十分成立つことが確認出来た。
- (iv) LLC 共振回路において、起動時の共振外れを軽減出来るゲート駆動回路を提案した。

第 5 章 PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法

5-1. 緒言

近年、化石燃料の代用として再生可能エネルギーや新エネルギーの導入が促進されている。燃料電池は、二酸化炭素の排出を減らすことが出来るエネルギー源として普及しつつある。特に燃料電池システムは、家庭で使用される電力や給湯を供給するシステムとして導入されている^[45]。家庭用として使用される燃料電池の種類は、個体高分子形 Polymer electrolyte fuel cell (PEFC)、個体酸化物形 Solid oxide fuel cell (SOFC)の 2 種類がある。PEFC は触媒に白金を使用する為、高価となりセルの枚数を多く出来ない。従って、燃料電池の出力電圧が低くなる。SOFC は触媒が不要である為、セルの枚数を多くし、出力電圧を高くすることが出来る。しかし、運転温度が高く、起動時間も長くなる問題がある。現在、低温で扱いやすい PEFC と高発電効率である SOFC の開発が注目を浴びている。この背景の中、NEDO プロジェクトで PEFC 形燃料電池用パワーコンディショナーの開発を行った。PEFC 用の DC-DC コンバータは、低入力電圧、大入力電流となり、SOFC に比べ、高電力効率化が難しい。

本論文では、PEFC 形燃料電池用のパワーコンディショナーに搭載する為に開発した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの電力効率の改善について述べる。開発にあたり、様々な従来回路や新しい回路の検討を行った。また、様々な回路^[46-54]が提案されているが、倍電圧整流方式を採用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ回路が少ない部品で、高い電力効率を得られた。第 2 章で述べた太陽光発電用 LLC 共振回路と同じく、2 次側に倍電圧整流回路を使用した方が、一般的に使用されるセンタータップ方式に比べて、電力効率が改善された。2 次側整流器のダイオードに逆電圧が印加されるとダイオードの接合容量とトランスのリーケージインダクタンスが共振し、高いスパイク状の電圧が発生し、リカバリー損失が増大する。この為、電力効率は、著しく低下する。又、印加される逆電圧が高くなる為、高耐圧のダイオードが必要となる。その結果、順電圧降下も高くなり導通損失が増大する。倍電圧整流回路は、2 次側整流器のダイオードに印加される逆電圧は、およそ出力電圧にクランプされ、逆電流も小さい。従って、電力効率は、センタータップ方式に比べ、著しく改善される。倍電圧整流方式を使用した 400 W コンバータの原型を作製し実験を行った。その結果、入力電圧 19 V で出力電力 340 W の時、最大電力効率 97.4 %を実現した。主な仕様は、次に示す通りである。

PEFC 用 DC-DC コンバータの主な仕様

- ・ 入力電圧範囲：12.75 V～22.0 V（定格 15.0 V）
- ・ 入力電力：0 W～800 W
DC-DC コンバータ 2 台並列運転 (400 W+400 W)
- ・ 出力電圧：350 V

5-2. センタータップ整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ

5-2-1. 回路構成

図 5-1 に、一般的に使用されるセンタータップ整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ回路を示す。 $Q_1 \sim Q_4$ は、MOSFET スイッチである。 $C_{v1} \sim C_{v4}$ は電圧共振用コンデンサ、 C_r は電流共振用コンデンサである。 L_p は 1 次巻き線の自己インダクタンス、 L_{S1} と L_{S2} は、2 次巻き線の自己インダクタンスである。漏れインダクタンス L_r が変圧器 T 内に存在し、共振インダクタンスとして使われる。センタータップ整流回路は、ダイオード D_1 、 D_2 と出力キャパシタ C_o から構成される。MOSFET スイッチ Q_1 、 Q_4 の組が ON している時は、 Q_2 、 Q_3 の組は、OFF という様に、それぞれの組が、ON/OFF を繰り返す。但し、上下素子の同時 ON の防止及び共振動作維持の為、Dead Time を設ける。

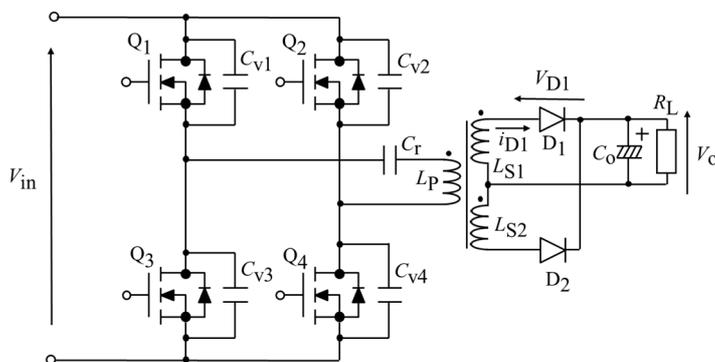


図 5-1. センタータップ整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ回路

5-2-2. 電力効率特性

図 5-2 に、従来のセンタータップ整流方式 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率特性を示す。表 5-1 に、各定数を示す。但し、共振動作維持及び軽負荷時の電力効率改善の為、およそ 180 W 以下は、バースト発振をさせている。

図 5-2 からセンタータップ整流方式を採用した DC-DC コンバータの電力効率は、入力電圧が高くなる程、改善され、19 V の時に急に悪化している。この結果は、整流ダイオード D_1 、 D_2 のリカバリ損失によって引き起こされていると考えられる。図 5-3 (a)、図 5-3 (b) に、出力電力 400 W、入力電圧 V_{in} が、それぞれ、17 V、19 V の時のダイオード D_1 に印加される逆電圧とリカバリ電流波形を示す。入力電圧が 17 V から 19 V になった時、リカバリ損失は、ダイオード 1 本あたり、2 W から 3.7 W まで増加している。およそ、0.8 % の電力効率低下となる。DC-DC コンバータの電力効率低下は、図 5-2 より 1.2 % であるので、リカバリ損失増加による影響が大きいと考えられる。

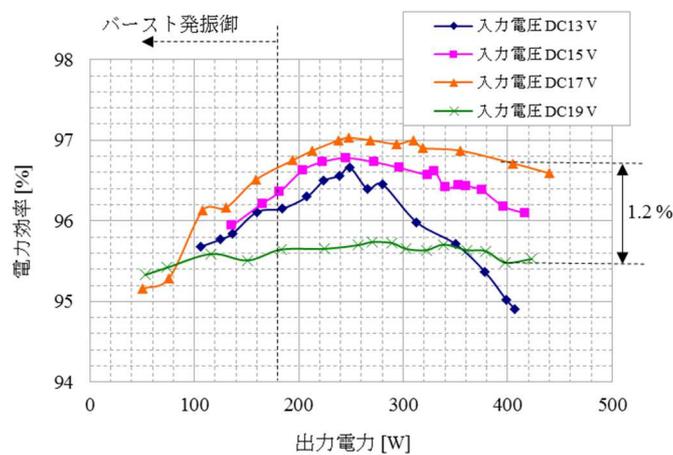
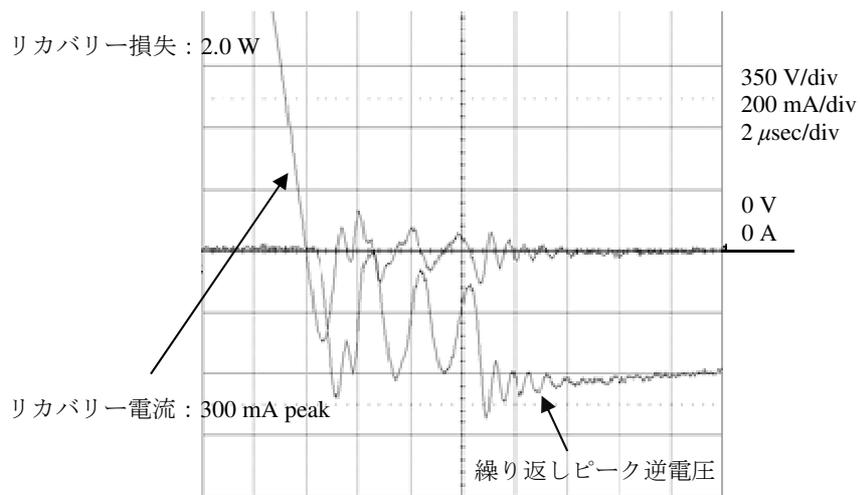


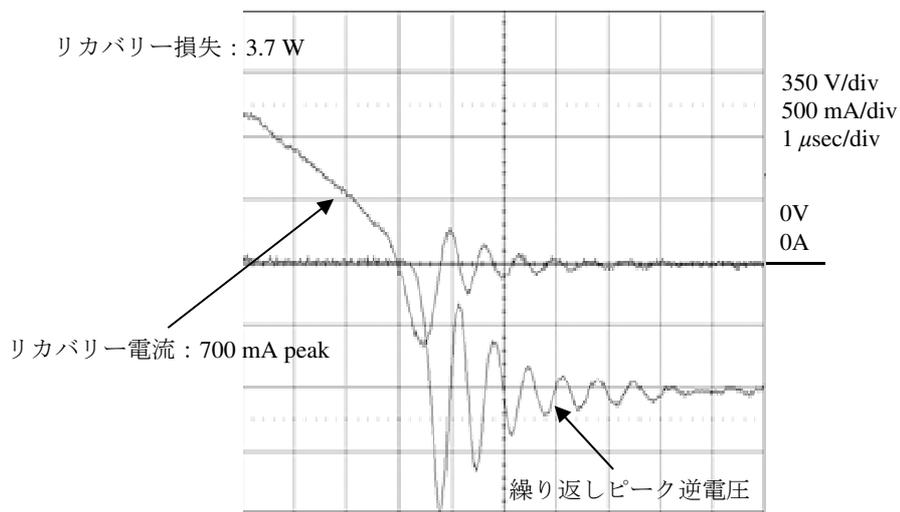
図 5-2. センタータップ整流方式 LLC フルブリッジ DC-DC コンバータの電力効率特性

表 5-1. センタータップ整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの各定数

			定数
L_P	1次側自己インダクタンス	[μ H]	9.4
L_{S1}	2次側自己インダクタンス	[mH]	3.25
L_{S2}	2次側自己インダクタンス	[mH]	3.28
k_1	1次巻き線(N_P)と2次巻き線(N_{S1})間の結合係数		0.920
k_2	1次巻き線(N_P)と2次巻き線(N_{S2})間の結合係数		0.919
N_P	1次巻き線数	[T]	4
N_S	2次巻き線数	[T]	72
$R_{DC}(N_P)$	1次巻き線の直流抵抗	[m Ω]	0.6
$R_{DC}(N_{S1})$	2次巻き線の直流抵抗	[m Ω]	274
$R_{DC}(N_{S2})$	2次巻き線の直流抵抗	[m Ω]	397
$C_{v1} \sim C_{v4}$	電圧共振用コンデンサ	[μ F]	0.1
C_r	電流共振用コンデンサ	[μ F]	13.2
$R_{ON}(Q_1 \sim Q_4)$	ON抵抗	[m Ω]	3.5
$V_F(Q_1 \sim Q_4)$	寄生ダイオードの順電圧降下	[V]	0.6
$V_F(D_1, D_2)$	ダイオードの順電圧降下	[V]	1.1



(a) 入力電圧 $V_{in}=17$ V



(b) 入力電圧 $V_{in}=19$ V

図 5-3. 整流ダイオード D_1 に印加される逆電圧とリカバリ電流波形
(センタータップ整流方式 出力電力 400 W)

5-3. 倍電圧整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ

5-3-1. 回路構成

図 5-4 に倍電圧整流方式を採用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの回路を示す。Q₁～Q₄は、MOSFET スイッチである。C_{v1}～C_{v4}は電圧共振コンデンサ、C_rは電流共振コンデンサである。トランス T は、等価回路で示してある。L_mは、励磁インダクタンス、L_pは、1 次巻き線の自己インダクタンス、L_{r1}は、1 次側リーケージインダクタンス、L_{r2}は、2 次側のリーケージインダクタンスを 1 次側に換算した場合のリーケージインダクタンスである。但し、式(5-1)に示す関係がある。

$$L_{r1}=L_{r2} \triangleq L_r \quad (5-1)$$

漏れインダクタンスL_{r1}、L_{r2}は、共振インダクタンスとして使われる。倍電圧整流回路は、ダイオードD₁、D₂とキャパシタンスC_d、C_oから構成される。MOSFET スイッチQ₁、Q₄の組が ON している時は、Q₂、Q₃の組は OFF という様に、それぞれの組が ON/OFF を繰り返す。但し、上下素子の同時 ON の防止及び共振動作維持の為、Dead Time を設ける。

燃料電池システムは、出力容量が 800 W である。高電力効率の実現の為、400 W の DC-DC コンバータ 2 台を、並列運転させる。

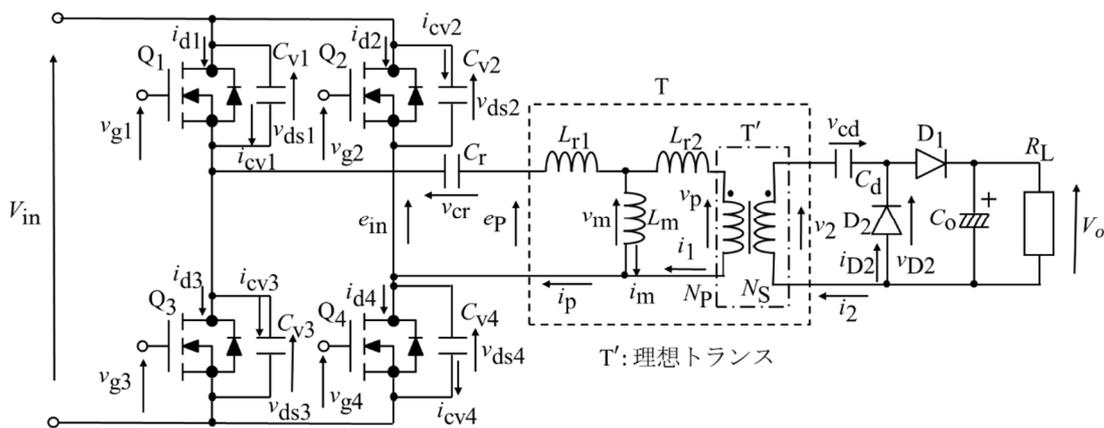


図 5-4. 倍電圧整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ回路

5-3-2. 動作モードと波形

倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータにおいて、図 5-5 に各部動作波形を示し、図 5-6 に各動作状態での電流経路を示す。表 5-2 に各スイッチ素子の ON/OFF 状態を示す。以下に各動作状態での動作説明を行なう。高入力電圧、軽負荷の条件下では、スイッチング周波数が上がる。共振周波数は、回路定数で決まる為、State IV と State X は、現われない場合がある。

- State I : 漏れインダクタンス $L_l = L_p(1-k^2)$ と C_l [式(5-10)に示す合成容量]の共振により、 Q_1 、 Q_4 のソースからドレインに向かって電流が流れている。この間に、 Q_1 及び Q_4 を ON させ、スイッチング損失を低減可能にしている。State I は、 Q_1 及び Q_4 が ON してから、共振現象により、ドレイン電流が反転する迄の期間である。同時に、2次側巻き線には、倍電圧用コンデンサ C_d に充電された電圧と同方向に電圧が発生し、倍電圧整流を行い、負荷に電力を供給する。
- State II : L_l と C_l の共振により、State I に対して Q_1 及び Q_4 のドレイン電流の向きが反転する。励磁電流は、減少方向にある。引き続き、倍電圧整流を行い、負荷に電力が供給される。
- State III : State III の始点では、励磁電流の極性が反転し増加に向かう。引き続き倍電圧整流を行い負荷へ電力を供給する。State III の終点では、2次側の共振電流が 0 A になり L_l と C_l の共振が終了する。
- State IV : 引き続き、2次側が不導通の状態を維持し、励磁電流は増加し続ける。この状態は、2次側に電流が流れていないので、1次側の自己インダクタンス L_p と C_r が共振している。
- State V : Q_1 及び Q_4 が OFF する。従って、 Q_1 、 Q_4 を流れていた電流は、電圧共振用コンデンサ C_{v2} を放電、及び C_{v1} を充電する。同様に、 C_{v4} を充電、 C_{v3} を放電する。この電流は、充放電完了まで流れる。2次側電流は、State IV に引き続き流れていない。この状態では、 C_{v1} 、 C_{v2} 、(C_{v3} 、 C_{v4})及び C_r の直列合成容量と L_p が共振している。
- State VI : State V の終点で、電圧共振コンデンサへの充放電が完了した為、共振電流は、入力電源側及び負荷側に流れ始める。この状態では、 L_l と C_l が共振する。 Q_1 及び Q_4 は OFF 状態であるので、共振電流は、 Q_2 、 Q_3 のダイオードを通過して、電

源側へ流れる。負荷側では、 C_d を充電し始める。

- State VII : 電流が Q_2 及び Q_3 のダイオードを通して流れている。その間に、 Q_2 及び Q_3 を ON させて、スイッチングロス を低減可能にしている。State VII は、 Q_2 及び Q_3 が ON してから、共振現象により、ドレイン電流が反転する迄の期間である。また、同時に倍電圧用コンデンサ C_d を充電する。
- State VIII : L_1 と C_1 の共振により、 Q_2 のドレイン電流の向きが反転しドレインからソースに向かって流れる。励磁電流は、減少方向にある。引き続き、倍電圧用コンデンサ C_d を充電する。
- State IX : State IX の始点では、励磁電流の極性が反転し増加方向に向かう。引き続き、倍電圧用コンデンサ C_d を充電する。State IX の終点では、2 次側の共振電流が 0 A になり L_1 と C_1 の共振が終了する。
- State X : 2 次側が不導通の状態を維持し、励磁電流は増加し続ける。この状態は、2 次側に電流が流れていないので、1 次側の自己インダクタンス L_p と C_r が共振している。
- State XI : Q_2 及び Q_3 が OFF する。従って、 Q_2 、 Q_3 を流れていた電流は、電圧共振用コンデンサ C_{v1} を放電、及び C_{v2} を充電する。同様に、 C_{v3} を充電、 C_{v4} を放電する。この電流は、充放電完了まで流れる。2 次側電流は、引き続き流れていない。この状態は、 C_{v1} 、 C_{v2} 、(C_{v3} , C_{v4})及び C_r の直列合成容量と L_p が共振している。
- State XII : State XI の終点で、電圧共振コンデンサへの充放電が完了し、State XII では、 Q_1 及び Q_4 が、まだ OFF している為、 Q_1 及び Q_4 のダイオードに共振電流が流れる。同時に、2 次側へも電力を供給し始める。2 次巻き線には、State IX で、倍電圧用コンデンサ C_d に充電された電圧と同方向に電圧が発生し、倍電圧整流を行い負荷に電力を供給する。 L_p と C_r が共振動作を行なっている。

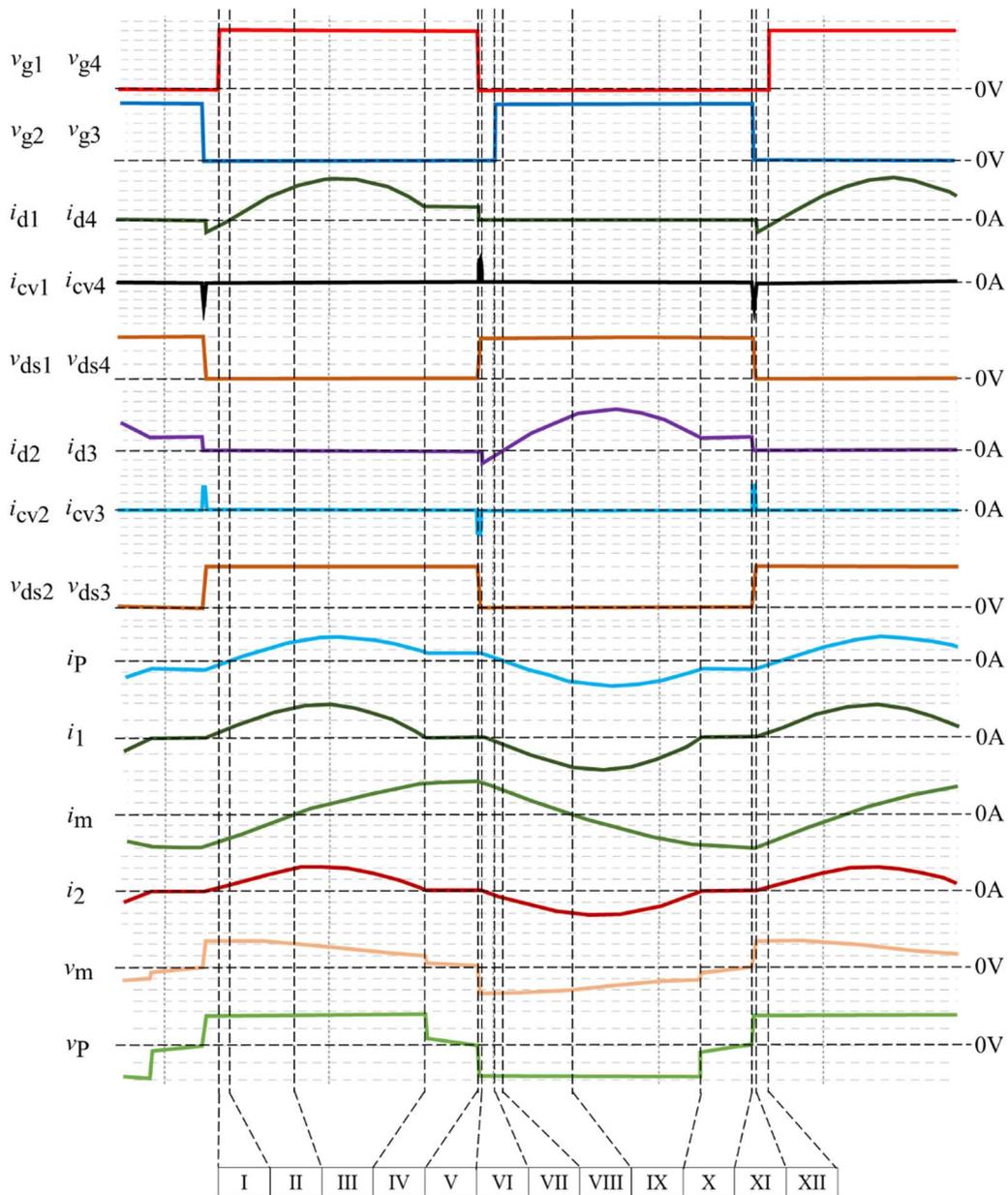


図 5-5. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの各部動作波形

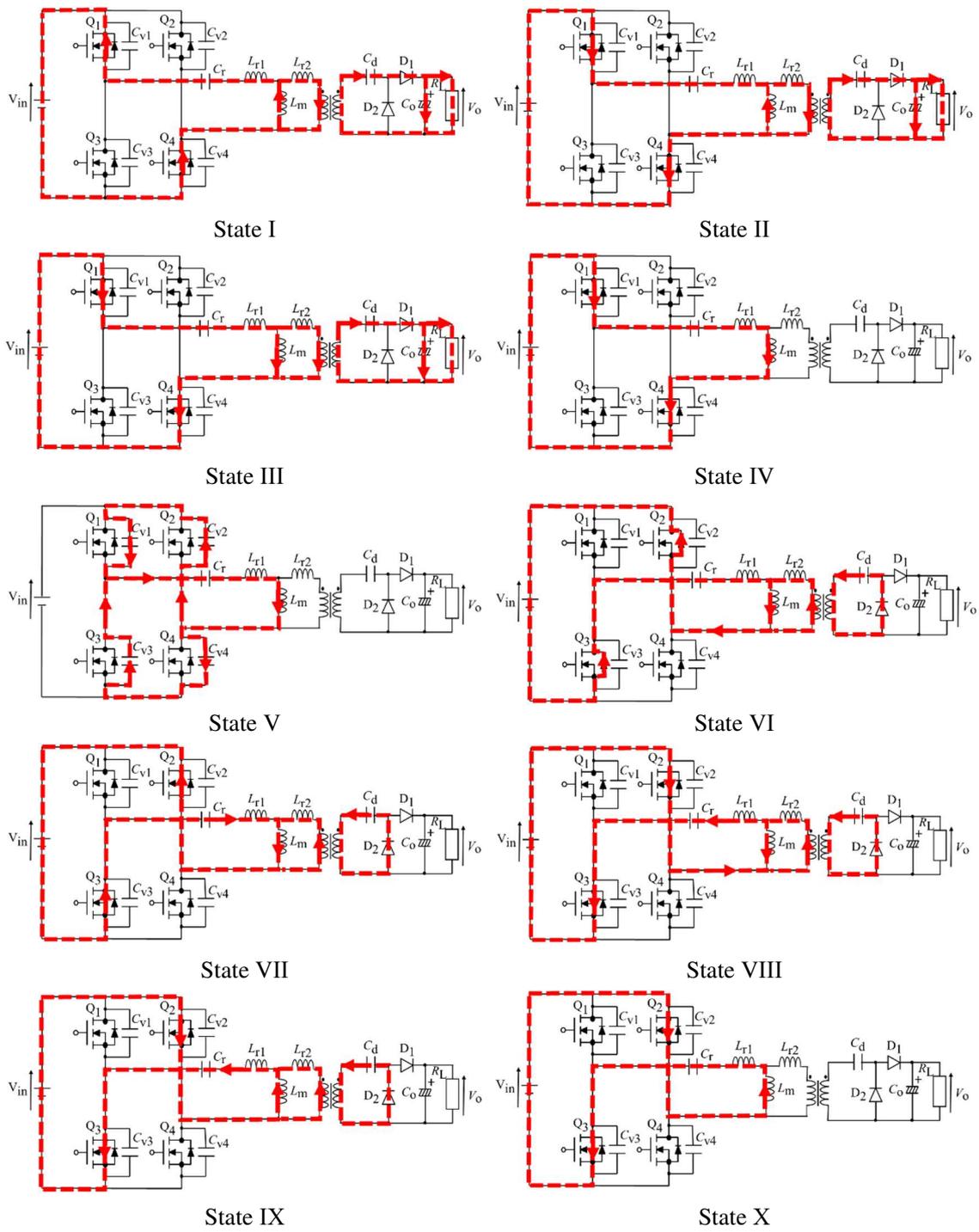


図 5-6. 各動作状態での電流経路

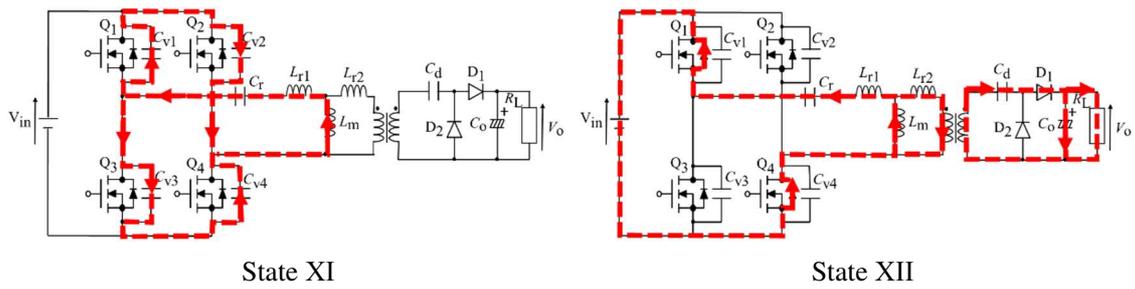


図 5-6. 各動作状態での電流経路(全ページからの続き)

表 5-2. 各スイッチ素子の ON/OFF 状態

	Q ₁ , Q ₄	Q ₁ , Q ₄ の寄生 ダイオード	Q ₂ , Q ₃	Q ₂ , Q ₃ の寄生 ダイオード	D ₁	D ₂
State I	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
State II	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
State III	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
State IV	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State V	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State VI	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON
State VII	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State VIII	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State IX	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
State X	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
State XI	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
State XII	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF

LLC 共振回路は、動作モードとして、大きく分けて、モード 1 とモード 2 の 2 つのモードが存在する。図 5-7 (a)と図 5-7 (b)にそれぞれ、モード 1 とモード 2 の実測波形を示す。モード 1 では、スイッチング素子が ON 期間中に、動作が異なる 2 つの期間が存在する。最初の期間は、2 次側へ電力を伝送する期間(図 5-7 A)である。この期間は、漏れインダクタンス $L_l = L_p(1-k^2)$ と電流共振用コンデンサ C_r と倍電圧用コンデンサ C_d を 1 次側に置換した場合の直列合成容量 C_l [式(5-10)に示す] で共振動作を行う。2 次側に流れる共振電流が 0 A になった時(図 5-7 A1)、 L_l と C_l の共振は停止し、2 番目の期間(図 5-7 B)に移行する。この期間では、2 次側に電力が伝送されず、 C_r と L_p で共振を行う期間である。モード 1 は、入力電圧が低く、重負荷の条件下で、スイッチング周期が長くなった場合に現われる。モード 2 は、スイッチ

ング素子が ON の期間中(図 5-7 C)、2 次側に電力が伝送される。モード 2 は、入力電圧が高く、負荷が軽い時、スイッチング周期が短くなるので、2 次側の共振電流は 0 A にならない。

又、図 5-7 から分かる様に、ダイオード D_2 に印加される逆電圧は、出力電圧にクランプされる為、モード 1 及びモード 2 とも、高電圧波形は印加されていない。

モード 1 測定条件

- ・ 入力電圧: 15 V
- ・ 出力電力: 400 W
- ・ 出力電圧: 350 V

モード 2 測定条件

- ・ 入力電圧: 19 V
- ・ 出力電力: 400 W
- ・ 出力電圧: 350 V

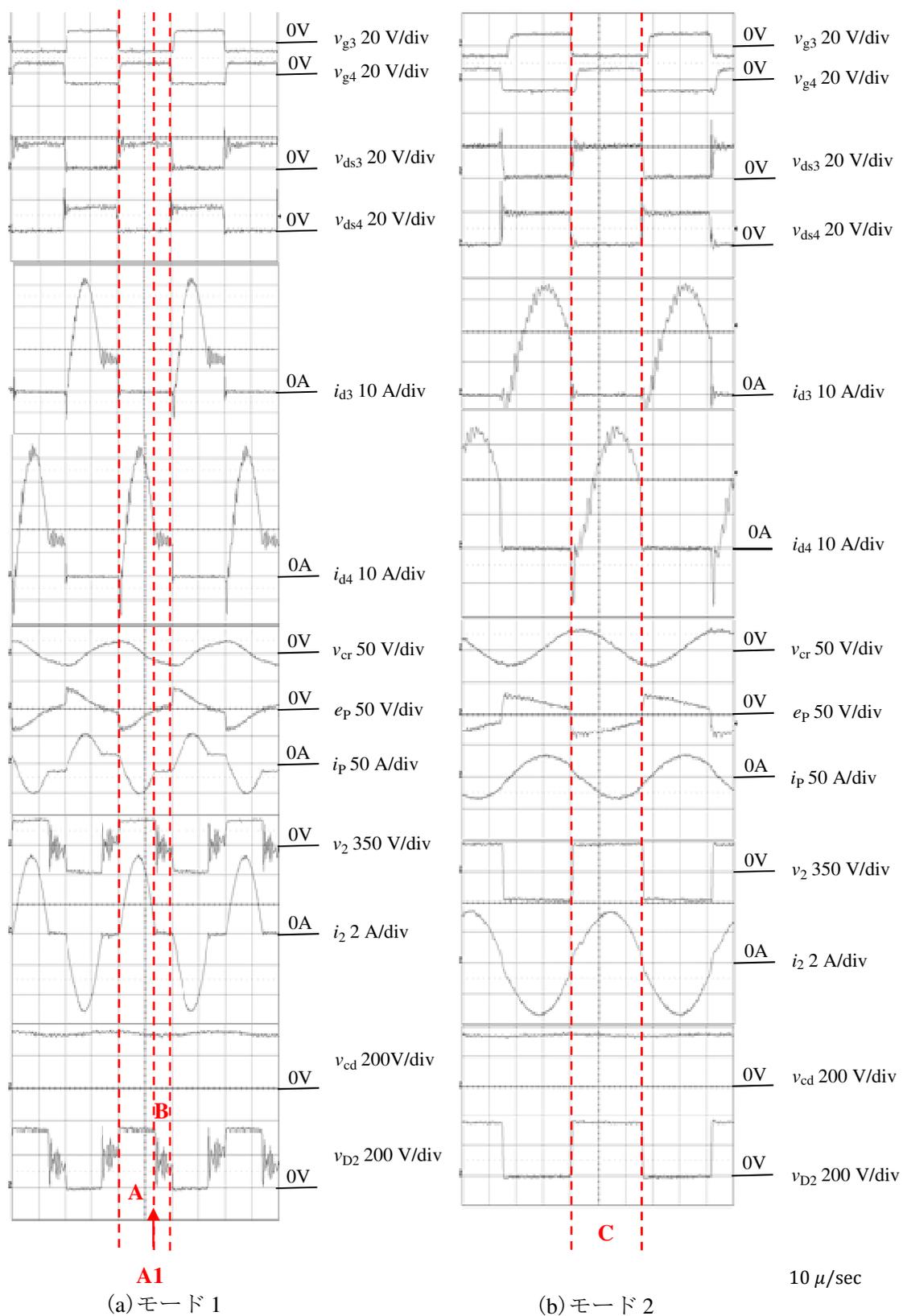


図 5-7. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの各部実測波形

5-3-3. FHA による回路解析

FHA を用いて、スイッチング周波数と出力電圧 V_o の関係について解析を行う。負荷抵抗 R_L は、定格出力電圧 350 V 時、定格出力電力 400 W となる様に、 306Ω とした。又、1 次側及び 2 次側巻き線の直流抵抗は、それぞれ、 $0 \text{ m}\Omega$ 、電圧共振コンデンサ $C_{v1} \sim C_{v4}$ は、未実装として解析を行った。その他定数は、表 5-3 に示す。解析を単純にする為、全ての部品は、1 次側に配置する。図 5-8 に、FHA で解析する為の等価回路を示す。図 5-8 中の R_{ac} は、図 5-4 中の電圧 v_{D2} から負荷側を見た時の負荷抵抗を 1 次側に置き換えた時の等価 AC 抵抗である。FHA は、共振回路に印加される矩形波電圧をフーリエ級数展開し、第 1 項を用いて近似的に解析を行う。図 5-4 中の矩形波 e_{in} の基本要素 e_{in1} は、式(5-2)で表される。

$$e_{in1} = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (5-2)$$

同様に、矩形波 v_{D2} を 1 次側に換算した電圧 nv_{D2} (図 5-8 に記載)の基本要素 e_{o1} は、式(5-3)で表される。

$$e_{o1} = \frac{2nV_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (5-3)$$

電圧変換率 M は、式(5-2)、式(5-3)より、式(5-4)で表わされる。

$$M = \frac{nV_o}{2V_{in}} \quad (5-4)$$

次に、等価 AC 抵抗の電力損失は、負荷抵抗 R_L の電力損失に等しく、式(5-5)で表される。

$$\frac{V_o^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{2}{\pi}nV_o\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ac}} \quad (5-5)$$

式(5-5)を整理すると R_{ac} は、式(5-6)より求められる。

$$R_{ac} = \frac{2n^2R_L}{\pi^2} \quad (5-6)$$

又、図 5-8 より、電圧変換率 M は、式(5-7)により求められる。但し、式(5-8)～式(5-17)に各定数、変数の定義を示す。

$$M = \frac{kF^3}{\sqrt{\left[F(F^2 - \omega_{ra}^2)\right]^2 + \left[Q\frac{1-k^2}{k}(F^2 - 1)(F^2 - \omega_{rb}^2)\right]^2}} \quad (5-7)$$

$$n = \frac{N_P}{N_S} \quad (5-8)$$

$$C = \frac{C_d}{n^2} \quad (5-9)$$

$$C_t = \frac{CC_r}{C + C_r} \quad (5-10)$$

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1-k^2}{k}\right) C_t L_m} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4C_t^2}{CC_r} (1-k^2)}\right)} \quad (5-11)$$

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1-k^2}{k}\right) C_t L_m} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4C_t^2}{CC_r} (1-k^2)}\right)} \quad (5-12)$$

$$\omega_{ra} = \frac{\omega_{r0}}{\omega_{r1}} \quad (5-13)$$

$$\omega_{rb} = \frac{\omega_{r2}}{\omega_{r1}} \quad (5-14)$$

$$\omega_{r0} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} \quad (5-15)$$

$$F = \frac{\omega}{\omega_{r1}} \quad (5-16)$$

$$Q = \frac{\omega_{r1} L_m}{R_{ac}} \quad (5-17)$$

式(5-4)、式(5-7)を用いて出力電圧 V_o は、式(5-18)より求められる。

$$V_o = \frac{2MV_{in}}{n} \quad (5-18)$$

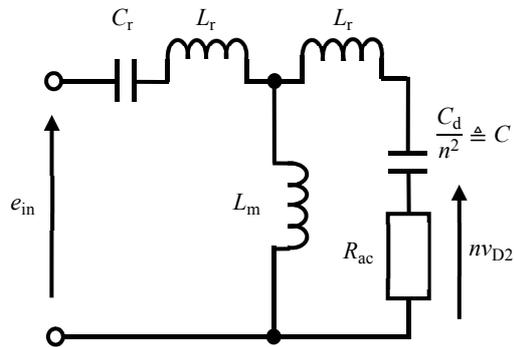
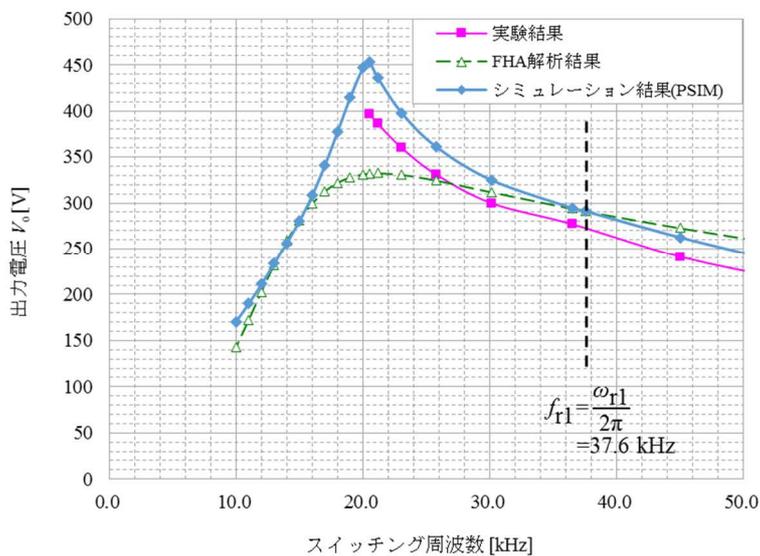


図 5-8. 倍電圧整流方式 LLC フルブリッジ DC-DC コンバータ FHA 解析用等価回路

5-3-4. 回路解析結果

図 5-9 に FHA、シミュレーション(PSIM)、実測によるスイッチング周波数 VS. 出力電圧 V_o の解析結果を示す。それぞれの解析条件を、表 5-3 に示す。実測におけるリツツ線の構成は、1 次側 0.03 ϕ 、3900 本、2 次側 0.03 ϕ 、1440 本とした。



$R_L = 306 \Omega$ (400 W at $V_o = 350$ V) 入力電圧=15 V

図 5-9. スイッチング周波数 VS. 出力電圧 V_o .
(倍電圧整流方式 LLC フルブリッジ DC-DC コンバータ)

表 5-3. 倍電圧整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの FHA 解析、PSIM による解析、実験時の各定数

			FHA 解析	シミュレーション (PSIM)	実験結果
V_{in}	入力電圧	[V]	15	15	15
L_p	1 次側自己 インダクタンス	[μ H]	9.4	9.4	9.4
k	結合係数		0.923	0.923	0.923
N_p	1 次巻き線数	[T]	4	4	4
N_s	2 次巻き線数	[T]	36	36	36
$R_{DC}(N_p)$	1 次巻き線の 直流抵抗	[m Ω]	0	0.6	0.6
$R_{DC}(N_s)$	2 次巻き線の 直流抵抗	[m Ω]	0	43	43
C_r	電流共振用 コンデンサ	[μ F]	13.2	13.2	13.2
C_d	倍電圧用 コンデンサ	[μ F]	4.7	4.7	4.7
$C_{v1} \sim C_{v4}$	電圧共振用 コンデンサ	[μ F]	未実装	0.1	0.1
$R_{ON}(Q_1 \sim Q_4)$	ON 抵抗	[m Ω]	0	1.8	1.8
$V_F(Q_1 \sim Q_4)$	MOSFET の順電圧降下	[V]	0	0.6	0.6
$V_F(D_1, D_2)$	ダイオード の順電圧降下	[V]	0	1.2	1.2
R_L	負荷	[Ω]	306	306	306

5-3-5. 回路解析結果に対する考察

FHA 解析は、正弦波近似であるので、動作周波数が共振周波数 $f_{r1} (= \omega_{r1} / (2\pi) = 37.6 \text{ kHz})$ に近い範囲では、回路電流(トランスの 1 次、及び 2 次巻線電流: i_p, i_2)は、正弦波となるので誤差は少ないが、動作周波数が f_{r1} から離れると、正弦波から大きくひずみ、誤差が大きくなる^[55]。図 5-9 より、動作周波数が、共振周波数 f_{r1} 近辺では、FHA 解析とシミュレーション(PSIM)による解析は、概ね一致しているが、 f_{r1} から離れると、誤差が大きくなっている。実測値と PSIM 解析結果を比べると、実測値の方が、低めになっている。コアの鉄損及び第 3 章で述べた巻き線の渦電流損は、PSIM 解析に含めていない為、それらが原因の可能性はある。今後の検討課題とする。

5-3-6. 電力効率特性

図 5-10 に倍電圧整流方式を使用した DC-DC コンバータの電力効率特性を示す。図 5-10 より、入力電圧 V_{in} が高くなると、電力効率が改善され、入力電圧 19 V、入力電力 340 W の時、97.4% の最大電力効率が得られた。又、従来のセンタータップ整流方式でのリカバリー損失は、入力電圧 19 V、出力電力 400 W 時、図 5-3 (b) より、3.7 W であった。これに対して、倍電圧整流方式でのリカバリー損失は、図 5-11 より、0.25 W となり、劇的に改善されている。

入力電圧が高い時や出力が軽負荷の時、共振動作が出来ず、ハードスイッチングとなり電力効率が低下する。これを避ける為、およそ 180 W 以下よりバースト発振制御を採用した。図 5-12 にバースト発振制御を行った場合の電力効率特性を示す。図 5-10 と図 5-12 よりバースト発振制御をすると電力効率が改善されることが分かる。出力電力 100 W では、バースト発振制御の有無で、0.8~2.1% 電力効率が改善されている。

図 5-13 に、入力電圧 19 V、出力電力 400 W、出力電圧 350 V 時の倍電圧整流回路を使用したコンバータとセンタータップ整流回路を採用したコンバータの電力効率の比較を示す。この結果から倍電圧整流回路を採用したコンバータの電力効率は、センタータップ整流回路を採用したコンバータの電力効率より 1.1~1.8% 高いことが分かる。

図 5-10 に示す電力効率特性から、入力電圧 13 V、出力電力 250 W 近辺より電力効率が著しく低下している。これは、表 5-4 に示す様に、主にメインスイッチング素子 MOSFET の ON 抵抗による電力損失が支配的になる為である。

又、他論文[49]、[56]~[62]との電力効率比較を表 5-5 に示す。

一般的に、入力電圧が低い程、入力電流が大きくなる為、電力効率は、低下する傾向にある。他論文を調査すると電力効率が優れているものがあるが^{[58]-[60]}、入力電圧が高い。本論文で提案した低入力、大入力電流対応の DC-DC コンバータは、高電力効率が実現出来たと考える。

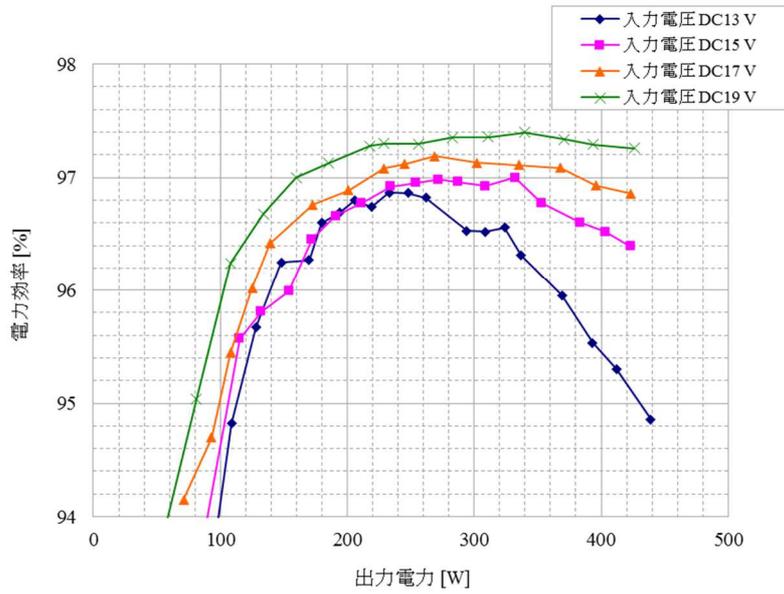


図 5-10. 倍電圧整流方式 LLC フルブリッジ DC-DC コンバータ
電力効率特性 (バースト発振無し)

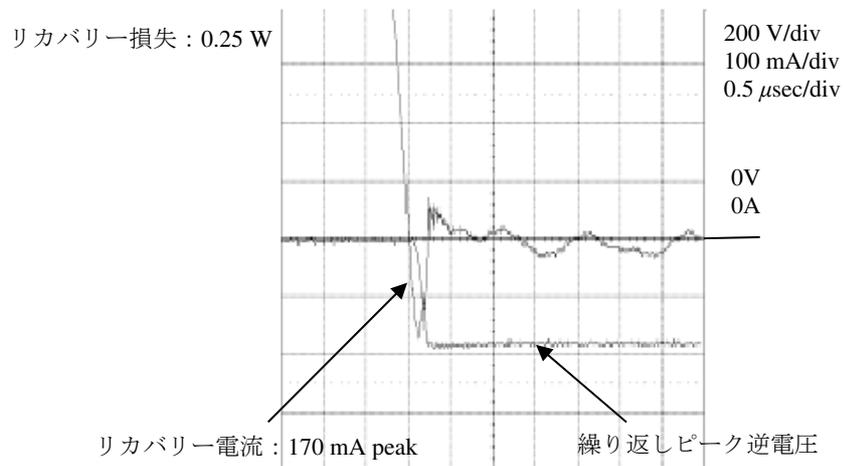


図 5-11. 整流ダイオード D_1 の逆電圧とリカバリー電流波形
(倍電圧整流方式 入力電圧 19 V, 出力電力 400 W)

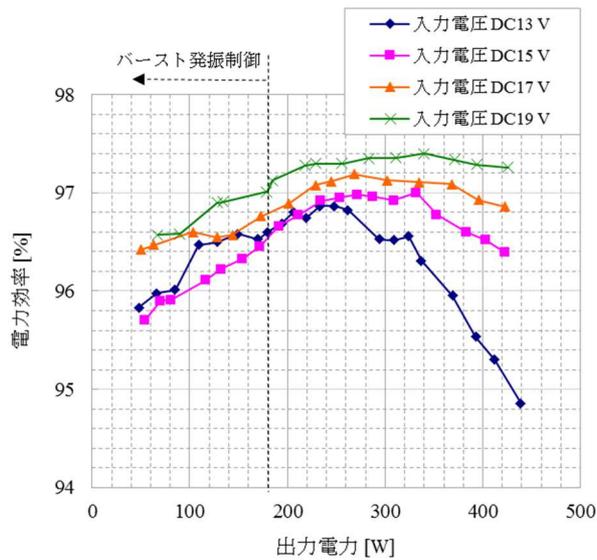


図 5-12. 倍電圧整流方式 LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータ
電力効率特性 (バースト発振有り)

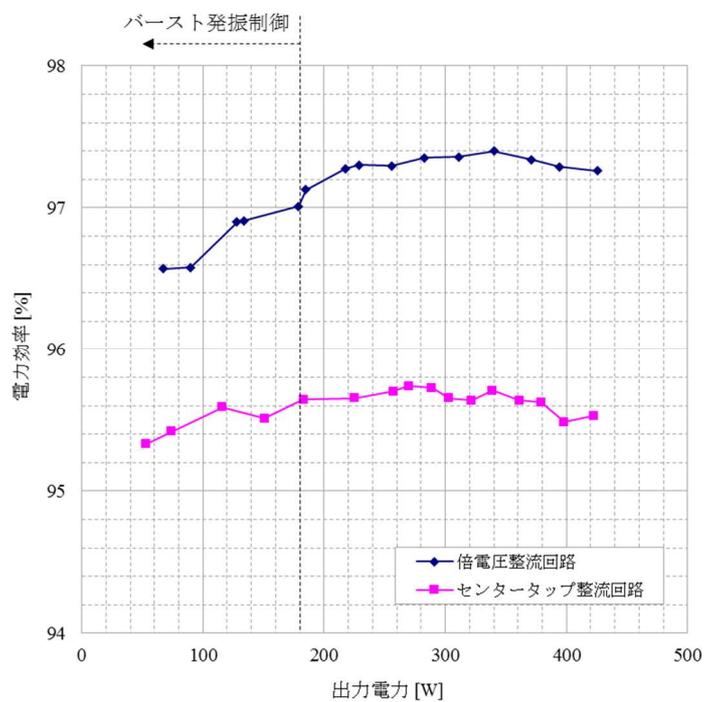


図 5-13. 倍電圧整流方式とセンタータップ整流方式の電力効率特性の比較

表 5-4. 倍電圧整流方式 LLC フルブリッジ DC-DC コンバータの損失分析

出力電力	[W]	120	190	240	330	400
入力電圧	[V]	13				
電力効率	[%]	95.2	96.6	96.8	96.4	95.4
損失合計	[W]	6.1	6.7	7.9	12.3	19.3
ダイオードの損失 (D_1, D_2)	[W]	0.7 (11.0 %)	1.1 (16.0 %)	1.6 (20.0 %)	2.4 (20.0 %)	3.2 (17.0 %)
MOSFET の ON 抵抗 R_{ON} による 損失($Q_1 \sim Q_4$)	[W]	0.5 (8.2 %)	1.0 (15.0 %)	1.9 (24.0 %)	4.9 (40.0 %)	7.3 (38.0 %)
MOSFET の V_F による損失 ($Q_1 \sim Q_4$)	[W]	3.0 (49.0 %)	2.2 (33.0 %)	1.3 (16.0 %)	0.5 (4.0 %)	0.1 (0.5 %)
パワーラインの直流抵抗 R_{DC} に よる損失	[W]	0.4 (7.0 %)	0.6 (9.0 %)	0.9 (11.0 %)	1.8 (14.0 %)	2.9 (15.0 %)
その他の損失	[W]	1.5 (25.0 %)	1.8 (27.0 %)	2.2 (28.0 %)	2.7 (20.0 %)	5.8 (30.0 %)

(注) 括弧内の数字は、全体の損失に対する比率

表 5-5. 他論文との比較

参考文献 No.	入力電圧 [V]	出力電圧 [V]	出力電力 [W]	最高電力効率 [%]
提案回路	12.75~22.0	350	400	97.4 ($V_{in}=19$ V)
[49]	200~400	360	1.44kw	95.15 ($V_{in}=400$ V)
[56]	24~48	400	1kw	90.24 ($V_{in}=48$ V)
[57]	240~400	110/220	1.1kw	96.4 ($V_{in}=400$ V)
[58]	30~50	400	1.5kw	98.0($V_{in}=50$ V) 97.5($V_{in}=30$ V)
[59]	320~400	180~200	460	97.8 ($V_{in}=400$ V)
[60]	20~50	360 (DC-DC コンバ ータ 3 台動作)	828	98.0 ($V_{in}=40$ V)
[61]	320~370	35~165	740	94.0
[62]	400	50/200	420	96.5

5-4. 燃料電池用 DC-DC コンバータの外観

図 5-14 に、本論文で述べた燃料電池用パワーコンディショナーに搭載される DC-DC コンバータ(倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型フルブリッジ回路)の外観を示す。DC-DC コンバータは、電力効率仕様满足の為、2 台並列運転を行っている。

仕様

- ・入力電圧 : 12.75 V ~ 22 V 定格電圧 : 15 V
- ・入力電力 : 0 W ~ 800 W (400 W + 400 W) の並列運転
- ・出力電圧 : 350 V

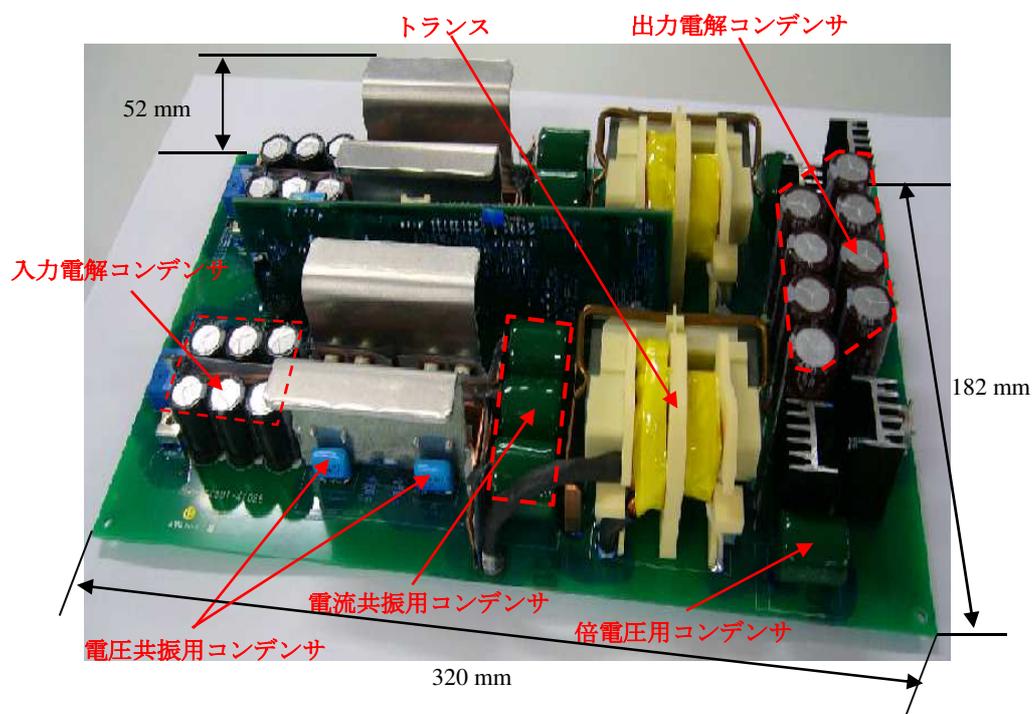


図 5-14. 倍電圧整流回路を使用した LLC 共振型フルブリッジ DC-DC コンバータの外観

5-5. 結言

本章では、PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法について述べた。PEFC 型燃料電池に使用する DC-DC コンバータは、低入力電圧、大入力電流仕様となる。従って、高電力効率を達成することが困難である。高電力効率を達成する為の回路方式、FHA によるスイッチング周波数 $V S$ 、出力電圧特性解析、実験結果、及び従来回路との比較について述べた。回路方式は、フルブリッジ型 LLC 共振回路を採用し、太陽光発電用 DC-DC コンバータと同じく、倍電圧整流回路を使用することにより高電力効率が達成出来ることが分かった。

従来のセンタータップ整流回路でのダイオードに印加されるリカバリー損失は、入力電圧 19 V、出力電力 400 W の条件下で、ダイオード 1 本あたり 3.7 W であった。倍電圧整流回路では、0.25 W であった。DC-DC コンバータとして、およそ、1.6 % 電力効率が改善できた。その結果、入力電圧 19 V で出力電力 340 W の時、最大電力効率 97.4 % を実現した。

6 章 総括

本論文では、再生可能エネルギーの高効率利用を目的とする電力変換装置に関する研究を行なった。

第 1 章は、緒論である。地球温暖化が人類共通の解決すべき重要課題となった今日では、CO₂削減効果が大きい発電装置の開発が急務である。筆者は、2002 年から今日に至るまで、太陽光発電や燃料電池用のパワーコンディショナーに「絶縁形」を採用する重要性を迫及し、これに搭載される LLC 共振回路を採用した「絶縁形」DC-DC コンバータの開発を行ってきた。本論文では、実際の設計開発業務を通して、電力効率の最大化を目的とし確立した理論的および実験的な回路設計手法の提案およびその有効性の検証を行なった。「絶縁形」の重要性は、次に示す通りである。

一般的に、太陽光発電用パワーコンディショナーには、高電力効率、低コスト化および小型化が可能である「非絶縁形」の昇圧チョッパ回路が採用されている。一方で、最近では、太陽電池パネルの PID 現象による劣化が多く確認されている。また、「非絶縁形」は、回路が故障した際、直流電力が系統に流出する危険性がある。これに対し「絶縁形」では、その劣化が大きく低減されるとされており、安全性も高い。「絶縁形」の高電力効率、低コスト化および小型化が改めて強く要求されている。

第 2 章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法として、倍電圧整流回路の採用について述べた。一般的には、センタータップ整流回路が使用されるが、ダイオードに高い振動電圧波形が重畳される。その結果、リカバリー損失が増大し、高耐圧のダイオードを選定する必要があり、順電圧降下が高く、導通損失が増大する。対策として、倍電圧整流回路を採用した LLC 共振型 DC-DC コンバータを提案した。入力電圧 250 V、入力電力 1 kw で最大電力効率 97.5 %を達成した。

また、センタータップ整流回路において、ダイオードに印加される高い振動電圧波形の要因は、ダイオードの接合容量とトランスの漏れインダクタンスが共振することが要因であった。実使用上、特に、1 次—2 次巻き線間の漏れインダクタンスよりも 2 次巻き線間の漏れインダクタンスの方が支配的であることが理論解析とシミュレーションにより分った。今後の研究課題として、その検証実験を行なう。

第 3 章では、太陽光発電用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法として、トランスの電力効率改善対策について述べた。LLC 共振用トランスは、積極的に漏れ磁束を共振動作に利用している。トランスの磁界シミュレーション (JMAG) による磁界解析、

及び巻き線に漏れ磁束が鎖交する簡単なモデルの磁界解析(理論解析)により、電力効率を悪化させている要因の一つは、漏れ磁束による巻き線への渦電流損の誘導であることが分かった。また、渦電流損は、リッツ線素線の半径の2乗及びスイッチング周波数の2乗に比例することが分かった。最適なトランス設計を行なった結果、入力電圧 270V、出力電圧 380 V、出力電力 1.2 kW、素線径 0.03 ϕ の条件下で、最大電力効率 98.0 %が達成できた。併せて、トランスの最適化設計による小型軽量化及び電力効率改善について述べた。コア形状が PQ71 から PQ50 への小型化が可能になり、電力効率は 0.1 %改善できた。また、今後の研究課題として、漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを分離するトランス構造を提案し、さらなる電力効率改善策について述べた。

第4章では、LLC 共振型 DC-DC コンバータの制御範囲拡大手法について述べた。太陽電池の出力電圧範囲は広く、負荷は、無負荷から定格負荷まで、出力電圧を制御する必要がある。ところが、LLC 共振回路は制御範囲が狭い。再生可能エネルギーを有効利用する為に、本章では、LLC 共振回路の制御範囲拡大回路及び制御方法を提案した。さらに、提案回路の解析手法を提案し、その検証を行なった。最大入力電圧及び無負荷の条件下においても、共振外れ、バースト発振制御無しで、出力電圧を制御出来ることが確認出来た。また、LLC 共振型 DC-DC コンバータの起動時は、LC 素子にエネルギーが溜まっていない為、ハードスイッチングとなり素子のバラツキにより過大なスパイク性の電流が1次側パワー回路に流れ、制御系が誤動作を起こす場合がある。起動時のみに動作する対策回路の提案と実験結果について述べた。

第5章として、PEFC 形燃料電池用 LLC 共振型 DC-DC コンバータの電力効率改善手法について述べた。PEFC 型燃料電池に使用する DC-DC コンバータは、低入力電圧、大入力電流仕様となる。従って、高電力効率を達成することが困難である。倍電圧整流回路を採用したフルブリッジ型 LLC 共振回路が、高電力効率仕様を満足出来ることが分かった。従来のセンタータップ整流回路でのダイオードに印加されるリカバリー損失は、入力電圧 19V、出力電力 400 W の条件下で、ダイオード 1 本あたり 3.7 W であった。倍電圧整流回路では、0.25 W であった。DC-DC コンバータとして、およそ、1.6% 電力効率が改善できた。その結果、入力電圧 19 V で出力電力 340 W の時、最大電力効率 97.4 %を実現した。

以上、本研究「再生可能エネルギーの高効率利用を目的とする電力変換装置に関する研究」の結論要約について述べた。LLC 共振回路は、少ない部品点数で高電力効率、超低ノイズが実現できる。太陽光発電用パワーコンディショナーの DC-DC コンバータに採用すると、安全性、超低ノイズ、高電力効率、絶縁されているのでインバータから太陽電池パネルに向か

って伝導するノイズの低減(EMI 対策)、最近では、太陽電池パネルの PID 対策等の様々な利点がある。これらの研究は、近年、環境保護問題解決の為に、盛んに進められている。今後、本研究で開発した技術、知見をさらに発展させて、さらなる電源の性能向上に向け研究を行ないたい。

参考文献

- [1] 荒川 裕則, “100 %RE に向けた太陽光発電のポテンシャルと課題,” 一般社団法人 日本太陽エネルギー学会, 太陽エネルギー, vol. 42, No. 5, pp. 9-10, 2016.
- [2] 環境エネルギー政策研究所 ホームページより抜粋.
- [3] 石田 雅也, “自然エネルギーが企業の競争力を変える時代,” 太陽光発電協会, 光発電, No.41, pp. 102, pp. 107-108, 2018.
- [4] 田中 宏和, “ZEH(ネット・ゼロ・エネルギー・ハウス)の普及に向けた施策の動向について,” 太陽光発電協会, 光発電, No.41, pp. 91, 2018.
- [5] 田中 耕太郎, “太陽熱利用の研究開発の目指す今後の展開,” 一般社団法人 日本太陽エネルギー学会, 太陽エネルギー, vol. 41, No. 3, pp. 6, 2015.
- [6] NEDO (エネルギー・産業技術総合開発機構), 燃料電池・水素技術開発ロードマップ 詳細版, pp. 3, pp. 7-8, December, 2017.
- [7] 大阪ガスホームページより抜粋.
- [8] Bor-Ren Lin, Wen-Ren Yang, Jyun-Ji Chen, Chien-Lan Huang, and Ming-Hung Yu, “Interleaved LLC Series Converter with Output Voltage Doubler,” in Proc. The 2010 International Power Electronics Conference (ECCE ASIA), pp. 92-98, June, 2010.
- [9] Guoxing Zhang, Junming Zhang, Chen Zhao, Xinke Wu, and Zhaoming Qian, “LLC Resonant DC-DC Converter with Current-Driven Synchronized Voltage-Doubler Rectifier,” in Proc. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 744-749, September, 2009.
- [10] Pin-Yu Huang, Ching-Shan Leu, Wei-Chun Lin, and Keng-Hung Liao, “LLC Converter with Taiwan Tech Voltage Doubler Rectifier (LLC-TV D) for Large-Size LED-Backlit LCD Display Applications,” in Proc. 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), pp. 618-622, November, 2013.
- [11] Junming Zhang, Jiawen Liao, Jianfeng Wang, and Zhaoming Qian, “A Current-Driving Synchronous Rectifier for an LLC Resonant Converter With Voltage-Doubler Rectifier Structure,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, pp. 2684-2689, February, 2012.
- [12] Quanming Luo, Jian Huang, Qingqing He, Kun Ma, and Luowei Zhou, “Analysis and Design of a Single-Stage Isolated AC-DC LED Driver With a Voltage Doubler Rectifier,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.64, pp. 5807-5817, January, 2017.
- [13] Koichi Morita, “Ultra-low noise switching power supply,” Power Electronics Journal, Vol. 30, pp. 4-11, March, 2005.
- [14] Sihun Yang, Seiya Abe, and Masahito Shoyama: “Design of LLC Resonant Converter Using Planar Magnetic Component,” in Proc. INTELEC 2009- 31st International Telecommunications Energy Conference, pp.1-5, October, 2009.
- [15] 稲垣 恵造, “多巻線変圧器の定常時および励磁突入時の特性とその等価回路,” IEEJ Trans. PE. vol.123, No.6, pp. 742-748, 2003.
- [16] Ryuhei Ohtomo, Akihiro Nishiyama, Ryu Muto, Tsutomu Mizuno, Yinggang Bu, Naoki Miyao, Shigeaki Tsutiya, and Minekuni Seki, “LLC resonant power supply transformer using a plating line,” Magnetics study Group, MAG-13-26, March, 2013.
- [17] Wayne Water, and Junwei Lu, “Improved High-Frequency Planar Transformer for Line Level Control(LLC) Resonant Converter,” IEEE MAGNETICS LETTERS, vol. 4, November, 2013.
- [18] Vesa Vaisanen, Jani Hiltunen, Janne Nerg, and Pertti Silventoinen, “AC Resistance Calculation Methods and Practical Design Considerations When Using Litz wire,” in Proc. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp368-375, November, 2013.
- [19] Xi Nan, and Charles R. Sullivan, “An Equivalent Complex Permeability Model for Litz wire Windings,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, pp2229-2235, October, 2005.
- [20] Richard Y. Zhang, Jacob K. White, and John G. Kasakian, “Realistic Litz wire Characterization using Fast Numerical Simulations”, in Proc. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp738-745, March, 2014.

- [21] Andreas Robkopf, Eberhard Bar, and Christopher Joffe, "Influence of Inner Skin and Proximity Effects on Conduction in Litz wires," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.29, No.10, pp. 5454-8993, October, 2014.
- [22] Chihiro Kamidaki, Ning Guan, Takashi Shinmoto, and Yasunobu Hori, "Wires and Coils," Patent, Wo2013042671A1, March, 2013.
- [23] Ke Jin, Xinbo Ruan, Mengxiong Yang, and Min Xu, "Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter –A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel-Cell Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, pp. 1492-1503, October, 2006.
- [24] Ke Jin, Xinbo Ruan, Mengxiong Yang, and Min Xu, "A Hybrid Fuel Cell Power System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.56, No.4, pp. 212-1222, April, 2009.
- [25] Yilei Gu, Lijun Hang, and Zhengyu Lu, "A Flexible Converter with Two Selectable Topologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.56, No.12, pp. 4854-4861, December, 2009.
- [26] Reza Berianvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza, Zolghadri, Seyed Mohammad, and Hossein Alavi, "Using LLC Resonant Converter for Designing Wide-Range Voltage Source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.58, No.5, pp.1746-1756, May, 2011.
- [27] Sang-Ho Cho, Change Seop Kim, and Sang-Kyoo Ha., "High-Efficiency and Low-Cost Tightly Regulated Daul-Output LLC Resonant Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.59, No.7, pp.2982-2991, July, 2012.
- [28] Jun-Young Lee, and Hyung-Jun Chase, "6.6-kW Onboard Charger Design Using DCM PFC Converter With DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.61, No.3, pp. 1243-1252, March, 2014.
- [29] Haoyu Wang, Serkan Dusmez, and Alireza Khaligh, "Maximum Efficiency Point Tracking Technique for LLC-Based PEV Chargers Through Variable DC Link Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.61, No.11, pp. 6041-6049, November, 2014.
- [30] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, and Seyed Mohammad Hossein Alavi, "Optimizing the Normalized Dead-Time and Maximum Switching Frequency of a Wide-Adjustable-Range LLC Resonant Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 462-472, February, 2011.
- [31] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, and Seyed Mohammad Hossein Alavi, "Using LLC Resonant Converter for Designing Wide-Range Voltage Source," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1746-1756, May, 2011.
- [32] Tianyang Jiang, Junming Zhang, Xinke Wu, Kuang Sheng, and Yousheng Wang, "A Bidirectional Three-Level LLC Resonant Converter With PWAM Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 2213-2225, March, 2016.
- [33] S. M. Showybul Islam Shakib and Saad Mekhilef, "A Frequency Adaptive Phase Shift Modulation Control Based LLC Series Resonant Converter for Wide Input Voltage Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 8360-8370, November, 2017.
- [34] Milan M. Jovanović and Brian T. Irving, "On-the-Fly Topology-Morphing Control – Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input- and/or Output-Voltage Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 2596-2608, March, 2016.
- [35] Thomas LaBella, Wensong Yu, Jih-Sheng (Jason) Lai, Matthew Senesky, and David Anderson, "A Bidirectional-Switch-Based Wide-Input Range High-Efficiency Isolated Resonant Converter for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3473-3484, July, 2014.
- [36] Cheol-O Yeon, Jong-Woo Kim, Moo-Hyun Park, Il-Oun Lee, and Gun-Woo Moon, "Improving the Light-Load Regulation Capability of LLC Series Resonant Converter Using Impedance Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 7056-7067, September, 2017.

- [37] Umme Mumtahina and Peter Wolfs, "PV module integrated LLC resonant converter with an extended input voltage range," in Proc. Universities Power Engineering Conference (AUPEC), pp. 1-6, November, 2017.
- [38] Wardah Inam, Khurram K. Afridi, and David J. Perreault, "Variable Frequency Multiplier Technique for High-Efficiency Conversion Over a Wide Operating Range," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, pp. 335-343, June, 2016.
- [39] Hongfei Wu, Xiaohai Zhan, and Yan Xing, "Interleaved LLC Resonant Converter With Hybrid Rectifier and Variable-Frequency Plus Phase-Shift Control for Wide Output Voltage Range Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, pp. 4246-4257, June, 2017.
- [40] Kwang-Ho Yoon, Young-Jae Noh, Sopeak Phum, Saran Meas, Sang-Ho Jang, and Eun-Soo Kim, "LLC resonant converter with wide input voltage and load range at fixed switching frequency," in Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1338-1342, February, 2012.
- [41] Han-Dong Gui, Zhiliang Zhang, Xiao-Fei He, and Yan-Fei Liu, "A high voltage-gain LLC micro-converter with high efficiency in wide input range for PV applications," in Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 637-642, March, 2014.
- [42] Hongfei Wu, Chengan Wan, Kai Sun, and Yan Xing, "A High Step-Down Multiple Output Converter With Wide Input Voltage Range Based on Quasi Two-Stage Architecture and Dual-Output LLC Resonant Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 1793-1796, April, 2015.
- [43] Xiaofeng Sun, Xiaohua Li, Yanfeng Shen, Baocheng Wang, and Xiaoqiang Guo, "Dual-Bridge LLC Resonant Converter With Fixed-Frequency PWM Control for Wide Input Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, pp. 69-80, January, 2017.
- [44] Hongfei Wu, Yuwei Li, and Yan Xing, "LLC Resonant Converter With Semiactive Variable-Structure Rectifier (SA-VSR) for Wide Output Voltage Range Application," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, pp. 3389-3394, May, 2016.
- [45] 木村 正, 三浦 芳春, 矢竹 徹也, "家庭用燃料電池 「エネファーム」 の商品化," 燃料電池, 9 卷, pp.49-53, July, 2009.
- [46] J.-P. Vandelac and P.D. Ziogas, "A DC to DC PWM Series Resonant Converter Operated at Resonant Frequency," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, pp.451-460, August, 1988.
- [47] Kang-Hyun Yi and Gun-Woo Moon, "Novel Two-Phase Interleaved LLC Series-Resonant Converter Using a Phase of the Resonant Capacitor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, pp.1815-1819, May, 2009.
- [48] Jun-Young Lee, Yu-Seok Jeong, and Byung-Moon Han, "An Isolated DC-DC Converter Using High-Frequency Unregulated LLC Resonant Converter for Fuel Cell Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 2926-2934, September, 2010.
- [49] Ke Jin, and Xinbo Ruan, "Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter— A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Power System," in Proc. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, pp. 361-367, June, 2005.
- [50] A. Andreiciks, I. Steiks, and O. Krievs, "Design of Resonant DC-DC Converter for Fuel Cell Application," in Proc. 2012 13th Biennial Baltic Electronics Conference, pp. 219-222, October, 2012.
- [51] V. Boscaino, R. Miceli, C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat, and K. Razi, "Fuel Cell Power System with LLC Resonant DC-DC Converter," in Proc. 2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), pp. 1-6, December, 2014.
- [52] Wei Chen, and Zhengyu Lu, "A Novel ZVS Push-Pull Type LLC Series Resonant DC-DC Converter for Hybrid Fuel Cell Power Systems," in Proc. 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1651-1656, June, 2008.

- [53] Byung M. Han, Jun-Young Lee, and Yu-Seok Jeong, "Power conditioning System for Fuel Cell with 2-Stage DC-DC Converter," in Proc. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 303-308, February, 2010.
- [54] Tianyang Jiang, Qizheng Lin, Junming Zhang, and Yousheng Wang, "A Novel ZVS and ZCS Three-port LLC Resonant Converter for Renewable energy systems," in Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2296-2302, September, 2014.
- [55] 平地克也, "LLC 方式 DC-DC コンバータの回路構成と動作原理," 平地研究室技術メモ NO.20140529, pp.1-8, May, 2014.
- [56] Jun-Young Lee, Yu-Seok Jeong, and Byung-Moon Han, "An Isolated DC-DC Converter Using High-Frequency Unregulated LLC Resonant Converter for Fuel Cell Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 58, pp2926-2934, July, 2011.
- [57] Yilei Gu, Lijun Hang, and Zhengyu Lu, "A Flexible Converter With Two Selectable Topologies," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, pp4854-4861, December, 2009.
- [58] Morten Nymand, and Michael A.E. Andersen, "High-Efficiency Isolated Boost DC-DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, pp505-514, February, 2010.
- [59] 梁 時薰, 安部 征哉, 庄山 正仁, "2 個の薄形トランスを用いた LLC 共振形コンバータにおけるトランス損失の低減について," IEICE Technical Report, EE2010-28, pp.17-22, January, 2011.
- [60] Yutaka Suehiro¹, Kazuhiro Yamaguchi¹, and Youichi Ito, "Current-Resonant DC-DC-converter Designed to Achieve 95% of Total Efficiency in Power Conditioner for Fuel Cell," in Proc. INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference, pp. 1-6, October, 2009.
- [61] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, and Seyed Mohammad Hossein Alavi, "Using LLC Resonant Converter for Designing Wide-Range Voltage Source," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp1746-1756, May, 2011.
- [62] Sang-Ho Cho, Chang-Seop Kim, and Sang-Kyoo Han, "High-Efficiency and Low-Cost Tightly Regulated Dual-Output LLC Resonant Converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, pp2982-2991, July, 2012.

謝辞

本研究を遂行し学位論文をまとめるに当たり、長年に渡り多くのご支援とご指導を賜りました指導教官である長崎大学大学院工学研究科電気・情報科学部門准教授 石塚洋一先生、副指導教官である同教授 阿部貴志先生に心より感謝の意を表します。

博士後期課程においてご指導賜り、ご退職後も研究全般にわたって熱心にご指導とお心遣いを賜りました長崎大学名誉教授 松尾博文先生に心より感謝の意を表します。

本論文を作成にあたり、審査委員として多くの有益なご助言、ご教示を賜りました長崎大学大学院工学研究科電気・情報科学部門教授 辻峰男先生、同教授 中野正基先生、同准教授 浜崎真一先生に心より感謝の意を表します。

公聴会にご出席を賜り、ご助言、ご教示を賜りました九州大学名誉教授 二宮保先生に厚く感謝を申し上げます。

初めて、LLC 共振回路の開発に携わった当初、多くのご指導を賜りました故中岡睦雄先生に心より感謝の意を表すとともに、ご冥福をお祈り申し上げます。

本論文作成にあたり、磁界解析においてご指導賜りました信州大学工学部電子情報システム工学科教授 水野勉先生に厚く感謝を申し上げます。

査読論文(第3章)作成にご尽力を頂きました当時石塚研究室 烏山翔太郎氏、国際会議への投稿論文(第5章)作成にご尽力を頂きました当時松尾・石塚研究室 伊藤翼氏に深く感謝を申し上げます。

LLC 共振回路の制御範囲拡大回路(第4章)の解析にご尽力を頂きました石塚研究室 中島弘貴氏、同研究室 古保里望氏に深く感謝を申し上げます。

退職をされた田淵電機株式会社 上田幸平氏、小笠原敦氏には、磁界解析シミュレーションに多大なご尽力を頂き、深く感謝を申し上げます。さらに、学位論文をまとめるに当たり、ご尽力を頂きました田淵電機株式会社コンカレントエンジニア 日高秀樹氏、高橋 雅喜氏に、深く感謝を申し上げます。

また、LLC 共振回路のセミナーにて色々ご教示を賜りました舞鶴工業高等専門学校副校長 平地克也先生に厚く感謝を申し上げます。

研究を進めるに当たり、会社の上司の方々には、多大なるご支援とご配慮を賜りました。田淵電機株式会社代表取締役会長 田淵暉久氏、同代表取締役社長 貝方士利浩氏、同取締役 阪部茂一氏、同取締役 坂本幸隆氏、同理事 小西啓文氏、同技術部長 新谷昌孝氏に心より感謝を申し上げます。

また、研究を進めるに当たり、ご支援、ご協力を頂きながら、ここにお名前を記すこと

が出来なかった多くの方々に心より感謝を申し上げます。

最後に、これまで温かく見守り、そして辛抱強く支援して下さいました妻子に対して、深い感謝の意を表して謝辞といたします。

付録

付録 A1. パリ協定

2015年にパリで開かれた第21回国連気候変動枠組み条約締約国会議で合意して、2016年に発効された。パリ協定の画期的なところは、ほぼ全世界の国々が、自国のCO₂排出量削減目標を自主的、定量的に掲げ、それを実行し、5年毎に、その目標達成の評価と新たな目標を設定してCO₂削減を継続実行することである。また、世界の先進国や中国、インド、インドネシアなどの人口大国を含む188カ国において2030年までのCO₂削減目標として、2005年の排出量を基準として20~30%以上の削減目標を掲げている。

付録 A2. 太陽電池パネルのPID現象

PID(Potential Induced Degradation)現象とは、昼間にパワーコンディショナーが系統連系動作を行なうと太陽電池の内部回路とフレーム間に大きな電位差が発生することにより、太陽電池の発電能力が急激に劣化する現象である。2005年に中国の太陽電池パネルメーカーが始めて報告し、その後、欧米のメガソーラーで大幅に出力が低下する現象が報告され問題となってきた。2010年頃からドイツの研究機関などで研究が本格化した。発生メカニズムについては、まだ完全に解明されているわけでは無いが、最近の研究から徐々に原因が分かってきた。最も有力な説では、比較的、高温高湿の条件下で、太陽電池モジュールに高電圧が印加されると、ガラス基板からナトリウムイオンが封止材中に拡散して、シリコンセルの表面や内部に侵入することが原因とされている。また、最近では、蓄電システムが普及しつつあり24時間、太陽電池を系統に接続するので太陽電池の内部回路とフレーム間の電位差が持続し、PID現象が発生する恐れがある。

付録 A3. スtring方式

本論文で対象としたパワーコンディショナーは、最大2kW程度であるが、実際には、設置先の容量に合わせたシステムが必要であり、string方式を採用している。string方式とは、図A3-1に示す様に、1組の太陽電池パネル(string)に1台のMPPT制御機能付きDC-DCコンバータが対応している。従って、太陽電池stringの枚数による電圧の違いや、影の影響による発電電力に差があっても、常に最大電力が取り出せることを特徴とする。これに対して、従来の方式は、図A3-2に示す様に、接続箱(突合せのダイオードが

実装されている。)で並列接続され、その出力がまとまって昇圧回路に入力される為、最大電力を取り出すことが出来ない。また、ストリング電圧が低いものは、昇圧回路が必要となる。

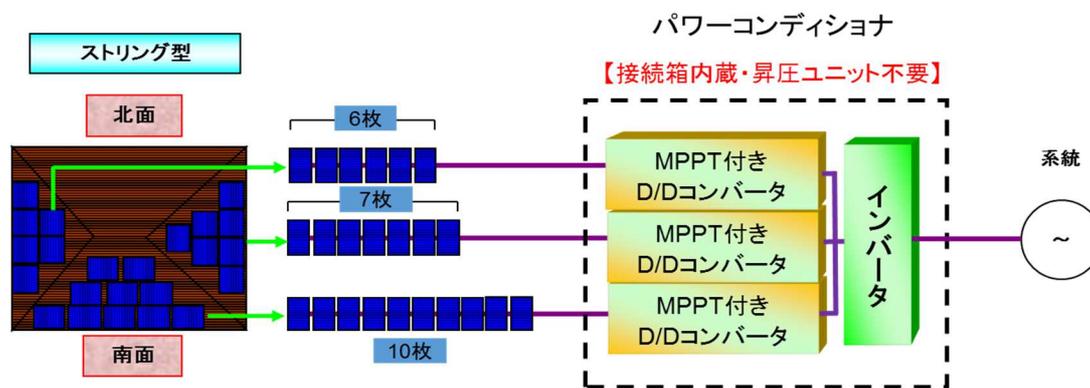


図 A3-1. ストリング方式のパワーコンディショナー

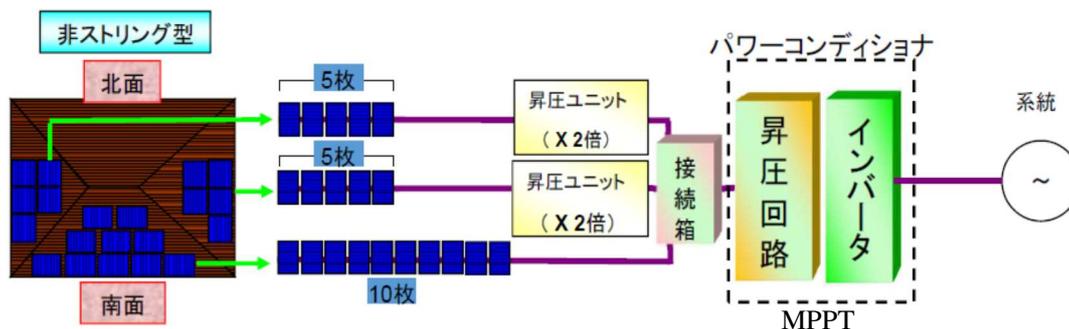


図 A3-2. 非ストリング方式のパワーコンディショナー

参考

参考に太陽電池の呼称を次に示す。

- ・太陽電池セル：最小構成単位であり、電池のいわば素子である。
- ・太陽電池モジュール：セルを配列して、ある程度の電力が得られる単位にまとめたもの。
いわゆるソーラーパネルは、この太陽電池モジュールに相当する。
- ・太陽電池ストリング：複数の太陽電池モジュールを直列に配線して、まとまった電力が得られるように接続したもの。
- ・太陽電池アレイ：さらに十分な出力を得るため、複数の太陽電池ストリングを並列に配線し、架台などによって屋根などへ設置された太陽電池の集合。

付録 A4. 絶縁階級

絶縁階級は電気機械、エンジン、トランスのコイル間絶縁やハウジング、鉄心との絶縁に適用される。電気製品が発生する高温は、絶縁に影響を与え、絶縁破壊をもたらすこともある。絶縁材料は温度別にクラス分けされ、アルファベットが与えられている。装置の運転時に各々の温度を越えてはならない。この温度は、運転時に許容される最高温度である。

スイッチング電源用トランスに適応される主な絶縁階級の例

A種：105℃

E種：120℃

B種：130℃

F種：155℃

付録 A5. リッツ線の撚りの JMAG による磁界解析手法

リッツ線の撚りの JMAG による解析は、図 A5-1 に示す様に、線を3次元でねじる代わりに場にねじることで、2次元で撚りを表現している。

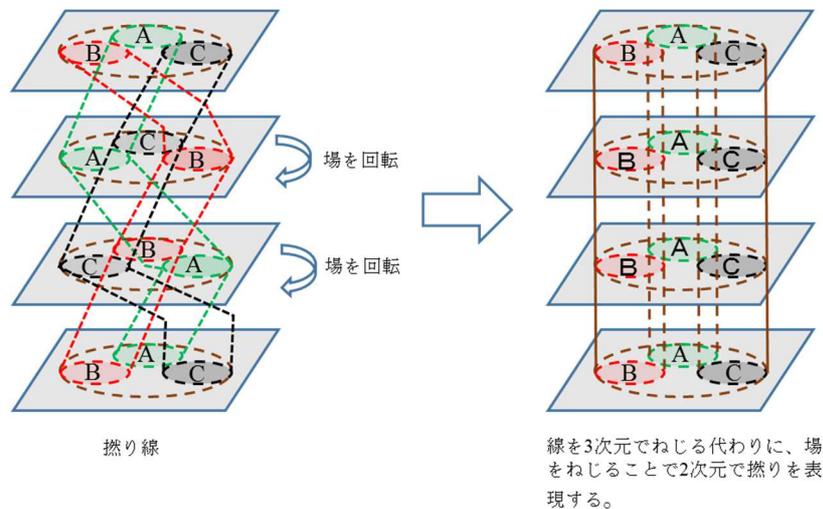


図 A5-1. リッツ線の撚りの JMAG による磁界解析手法

付録 A6. 式(3-1)の導出方法及びその解法

式(3-1)の導出方法及びその解法を次に述べる。

図 A6-1 に示すように、断面が円形で、z 軸方向に分布する長さ L 、半径 a の 1 本の銅線があり、x 軸方向に外部磁界 H_0 が鎖交している場合のモデルを考える。

$$\mathbf{H}_e = H_0 \mathbf{i}_x \quad (\text{A6-1})$$

銅線の導電率を σ 、透磁率を μ 、時間因子を $e^{j\omega t}$ とする。

ベクトルポテンシャル \mathbf{A} を考える。

$$\mathbf{A} = A_z(r, \theta) \mathbf{i}_z \quad (\text{A6-2})$$

式(A6-3)に示す外部ポテンシャル A_z は、 $r \rightarrow \infty$ では、式(A6-1)で示された磁界を与える。

$$A_z = \mu_0 H_0 r \sin \theta \quad (\text{付録 A7. 参照}) \quad (\text{A6-3})$$

磁束密度を \mathbf{B} とすると、式(A6-4)が成り立つ。

$$\mathbf{B} = \text{curl } \mathbf{A} \quad (\text{A6-4})$$

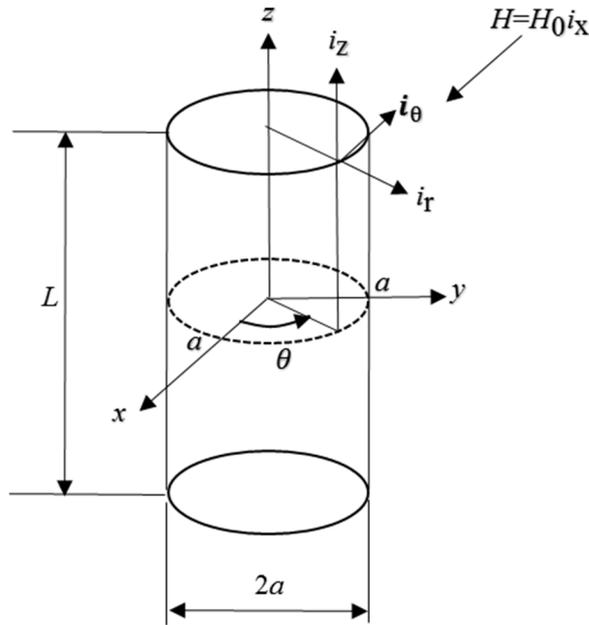


図 A6-1. 簡単な渦電流損の解析モデル

電流密度を \mathbf{J} 、磁場を \mathbf{H} とすると、式(A6-5)が成り立つ。

$$\mathbf{J} = \text{curl } \mathbf{H} \quad (\text{A6-5})$$

従って、式(A6-6)が成立つ。

$$\text{curl } \mathbf{B} = \mu \text{ curl } \mathbf{H} = \mu \mathbf{J} \quad (\text{A6-6})$$

式(A6-4)の両辺の curl をとると、式(A6-7)が成り立つ。

$$\text{curl } \mathbf{B} = \text{curl curl } \mathbf{A} = \text{grad div } \mathbf{A} - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (\text{A6-7})$$

式(A6-6)を式(A6-7)に代入し、まとめると、式(A6-8)が成り立つ。

$$\mu \mathbf{J} = \text{grad div } \mathbf{A} - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (\text{A6-8})$$

Vを静電ポテンシャルとすると、式(A6-9)が成立つ。

$$\mathbf{E} = -\text{grad } V - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (\text{A6-9})$$

Vは、電荷分布から生じるが、準定常電流(変位電流が通常の電流に対して、無視出来る場合)の場合、空間電荷は無いので、 $V=0$ となる。従って、式(A6-9)より、式(A6-10)が成立つ。

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (\text{A6-10})$$

クーロンゲージを適用すると、式(A6-11)となる。

$$\text{div } \mathbf{A} = 0 \quad (\text{A6-11})$$

従って、式(A6-8)に、式(A6-11)を代入すると、式(A6-12)が成り立つ。

$$\mu \mathbf{J} = -\nabla^2 \mathbf{A} \quad (\text{A6-12})$$

又、電界を \mathbf{E} とすると、式(A6-13)が成り立つ。

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{A6-13})$$

式(A6-10)を式(A6-13)に代入すると、式(A6-14)が成り立つ。

$$\mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (\text{A6-14})$$

式(A6-14)を式(A6-12)に代入し、整理すると、式(A6-15)が成り立つ。

$$\nabla^2 \mathbf{A} = \mu \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (\text{A6-15})$$

式(A6-2)に示すベクトルポテンシャル \mathbf{A} を、円筒座標系で表し、 \mathbf{A} の z 成分を算出すると、式(A6-16)になる。

$$\begin{aligned} (\nabla^2 \mathbf{A})_z &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} \\ &= \frac{1}{r} \left(\frac{\partial A_z}{\partial r} + r \frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} \\ &= \frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} \end{aligned} \quad (\text{A6-16})$$

式(A6-15),式(A6-16)より、式(A6-17)が成り立つ。

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} = \mu \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} \quad (\text{A6-17})$$

ここで、

$$A_z = A_{z0} e^{j\omega t} \quad (\text{A6-18})$$

と置くと、式(A6-19)が成り立つ。

$$\frac{\partial A_z}{\partial t} = j\omega A_{z0} e^{j\omega t} = j\omega A_z \quad (\text{A6-19})$$

式(A6-19)を式(A6-17)に代入し、まとめると、式(A6-20)が成り立つ。

式(3-1)が導出できた。

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} = j\omega \mu \sigma A_z \quad (\text{A6-20})$$

式(A6-20)は、波動方程式である。境界条件を用いて、変数分離法で解く。その際、先に銅線外($r > a$)の波動方程式を求めて、式(A6-20)を解く為の境界条件を求める。

銅線外であるので、式(A6-21)が成り立つ。

$$\mathbf{J}=0 \quad (\text{A6-21})$$

式(A6-21)を式(A6-12)に代入すると、式(A6-22)が成り立つ。

$$\nabla^2 \mathbf{A}=0 \quad (\text{A6-22})$$

式(A6-14)、式(A6-17)、式(A6-21)より、式(A6-23)が成り立つ。

$$(\nabla^2 \mathbf{A})_z = \frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A_z}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{A6-23})$$

式(A6-23)を、変数分離法を用いて解く。式(A6-23)の解 A_z を式(A6-24)に示す様に定義する。

$$A_z \triangleq P(\theta)R(r) \quad (\text{A6-24})$$

式(A6-24)をそれぞれ、偏微分すると、式 A6-25)～式(A6-27)に示す様になる。

$$\frac{\partial A_z}{\partial r} = P \frac{\partial R}{\partial r} \quad (\text{A6-25})$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} = P \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} \quad (\text{A6-26})$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} = R \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} \quad (\text{A6-27})$$

式(A6-25)から式(A6-27)を 式(A6-23)に代入し、まとめると式(A6-28)が成り立つ。

$$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} = - \left(r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} \right) \triangleq -l^2 \quad (\text{A6-28})$$

但し、式(A6-28)において、

$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2}$ と $- \left(r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} \right)$ は、独立しており、両辺が等しくなる為には、定数($-l^2$)しかない。

従って、式(A6-29)、式(A6-30)を解くことになる。

$$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} = -l^2 \quad (\text{A6-29})$$

$$r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} = l^2 \quad (\text{A6-30})$$

式(A6-29)を解くと、式(A6-31)に示す様になる。

$$P(\theta) = A \cos(l\theta) + B \sin(l\theta) \quad (\text{A6-31})$$

境界条件により、式(A6-31)の定数(A 、 B 、 l)を求める。

境界条件を当てはめる。

式(A6-3)に示す外部ポテンシャル A_{ze} は、 $r \rightarrow \infty$ の時である。

式(A6-32)に示す様に、式(A6-24)に式(A6-31)を代入し、それが、式(A6-3)に等しくなると考える。

$$A_z = P(\theta)R(r) = (A \cos(l\theta) + B \sin(l\theta))R(r) = \mu_0 H_0 r \sin \theta \quad (\text{A6-32})$$

式(A6-32)が、成立つ為には、式(A6-33)である必要がある。

$$l=1, A=0 \quad (\text{A6-33})$$

従って、式(A6-31)は、式(A6-34)となる。

$$P(\theta) = B \sin \theta \quad (\text{A6-34})$$

次に、式(A6-30)を解く。

両辺に R をかけて r^2 で割り、整理すると式(A6-35)が成り立つ。

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} - \frac{l^2}{r^2} R = 0 \quad (\text{A6-35})$$

式(A6-33)より、 $l=1$ であるので、式(A6-35)は、式(A6-36)となる。

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} - \frac{1}{r^2} R = 0 \quad (\text{A6-36})$$

式(A6-36)を変形すると、式(A6-37)が得られる。

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} - \frac{1}{r^2} R = \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(R \frac{1}{r} \right) = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial R}{\partial r} + \frac{1}{r} R \right) = 0 \quad (\text{A6-37})$$

式(A6-37)を解くと、式(A6-38)が導かれる。

$$R = Gr + \frac{H}{r} \quad (\text{A6-38})$$

従って、 $r > a$ の時の式(A6-23)の解は、式(A6-24)に、式(A6-34)及び式(A6-38)を代入して、式(A6-39)を得る。

$$A_z = \left(Gr + \frac{H}{r} \right) B \sin \theta \quad (\text{A6-39})$$

但し、 G, H, B は定数であるので、改めて、式(A6-40)とした

$$A_z = \left(Gr + \frac{H}{r} \right) \sin \theta \quad (r > a) \quad (\text{A6-40})$$

ここで、もとに戻り、銅線内($r \leq a$)の波動方程式 (A6-20)を変数分離法によって解く。

式(A6-20)の解を式(A6-41)に示す様に定義する。

$$A_z = A_z(r, \theta) \triangleq R(r)P(\theta) \quad (\text{A6-41})$$

式(A6-41)を式(A6-20)に代入すると、式(A6-42)が成り立つ。

$$P \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + P \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} + \frac{1}{r^2} R \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} = j\omega\mu\sigma RP = -\lambda^2 RP \quad (\text{A6-42})$$

但し、式(A6-43)に示す様に定義する。

$$-\lambda^2 = j\omega\mu\sigma \quad (\text{A6-43})$$

式(A6-42)の両辺を PR で割り、整理すると、式(A6-44)が成り立つ。

$$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} = - \left(\lambda^2 r^2 + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} + r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} \right) \triangleq -k^2 \quad (\text{A6-44})$$

式(A6-44)において

$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2}$ と $-\left(\lambda^2 r^2 + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} + r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} \right)$ は、独立しており、両辺が等しくなる為には、定数($-k^2$)しかない。従って、式(A6-45)、式(A6-46)を解くことになる。

$$\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \theta^2} = -k^2 \quad (\text{A6-45})$$

$$\lambda^2 r^2 + r \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial r} + r^2 \frac{1}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} = k^2 \quad (\text{A6-46})$$

式(A6-45)を解くと、解は、式(A6-47)となる。

$$P(\theta) = C \cos(k\theta) + D \sin(k\theta) \quad (\text{A6-47})$$

境界条件により、式(A6-47)の定数(C, D, k)を求める。

境界条件を当てはめる。

回転方向 θ に関するベクトルポテンシャル A_z は、 $r = a$ の境界条件では、式(A6-40)になる。

つまり式(A6-48)に示す様に、式(A6-41)に式(A6-47)を代入し、それが、式(A6-40)に等しくなる。

$$A_z = R(r)P(\theta) = R(r)(C \cos(k\theta) + D \sin(k\theta)) = \left(Gr + \frac{H}{r}\right) \sin \theta \quad (\text{A6-48})$$

式(A6-48)が成立つ為には、式(A6-49)が成立つ必要がある。

$$C=0, \quad k=1 \quad (\text{A6-49})$$

従って、式(A6-50)が成り立つ。

$$P(\theta) = D \sin \theta \quad (\text{A6-50})$$

次に式(A6-46)を解く。式(A6-46)に $k=1$ を代入し、

式(A6-46)の両辺に R を掛けて両辺を r^2 で割って、整理すると式(A6-51)が得られる。

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial R}{\partial r} + \left(\lambda^2 - \frac{1}{r^2}\right) R = 0 \quad (\text{A6-51})$$

式(A6-52)に示す様に、 z を定義すると、 r は、式(A6-53)に示す様になる。

$$z \triangleq \lambda r \quad (\text{A6-52})$$

$$r = \frac{z}{\lambda} \quad (\text{A6-53})$$

式(A6-54)、式(A6-55)に示す様に変形する。

$$\frac{\partial R}{\partial r} = \frac{\partial R}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial r} = \lambda \frac{\partial R}{\partial z} \quad (\text{A6-54})$$

$$\frac{\partial^2 R}{\partial r^2} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial R}{\partial r} \right) = \lambda \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial R}{\partial z} \right) = \lambda \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial R}{\partial z} \right) \frac{\partial z}{\partial r} = \lambda^2 \frac{\partial^2 R}{\partial z^2} \quad (\text{A6-55})$$

式(A6-53)～式(A6-55)を式(A6-51)に代入し、整理すると式(A6-56)を得る。

$$\frac{\partial^2 R}{\partial z^2} + \frac{1}{z} \frac{\partial R}{\partial z} + \left(1 - \frac{1}{z^2}\right) R = 0 \quad (\text{A6-56})$$

式(A6-56)の解は、式(A6-57)に示す様に、1次の第1種ベッセル関数 $J_1(z)$ となることが知られている。

$$R = J_1(z) = z^m \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{2^{2m+1} m!(m+1)!} z^{2m} \quad (\text{A6-57})$$

従って、波動方程式(A6-20)の解は、式(A6-41)に式(A6-50)と式(A6-57)を代入することにより、式(A6-58)が得られる。

$$A_z = D J_1(z) \sin \theta \quad r \leq a \quad (\text{A6-58})$$

次に、定数 D, G, H を次に示す境界条件(i)、(ii)より求める。

(i) $r = a$ では、接線方向の磁界成分 H_θ が連続及び法線方向の磁束密度 B_r が連続

(ii) $r \rightarrow \infty$ では、式(A6-3)に示す外部磁界と一致する必要がある。

ここで、 \mathbf{B} を式(A6-59)に示す様に表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= B_r \mathbf{i}_r + B_\theta \mathbf{i}_\theta + B_z \mathbf{i}_z = \mu (H_r \mathbf{i}_r + H_\theta \mathbf{i}_\theta + H_z \mathbf{i}_z) = \text{curl } \mathbf{A} \\ &= \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) \mathbf{i}_r + \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \mathbf{i}_\theta + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right) \mathbf{i}_z = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \mathbf{i}_r - \frac{\partial A_z}{\partial r} \mathbf{i}_\theta \end{aligned} \quad (\text{A6-59})$$

式(A6-59)から、 H_θ は、式(A6-60)に示す様に表される。

$$H_\theta = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (\text{A6-60})$$

$r \leq a$ においては、 A_z は、式(A6-58)で表されるので、式(A6-58)を式(A6-60)に代入し、変形すると、式(A6-61)を得る。

$$\begin{aligned} H_\theta &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial r} \{D J_1(z) \sin \theta\} = -\frac{D \lambda}{\mu} \frac{\partial}{\partial (\lambda r)} \{J_1(z) \sin \theta\} = -\frac{D \lambda}{\mu} \frac{\partial}{\partial z} \{J_1(z) \sin \theta\} \\ &= -\frac{D \lambda}{\mu} J_1'(z) \sin \theta \quad r \leq a \end{aligned} \quad (\text{A6-61})$$

また、 $r > a$ においては、 A_z は、式(A6-40)で表されるので、式(A6-40)を式(A6-60)に代入し、変形すると、式(A6-62)を得る。

$$H_\theta = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial r} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial r} \left(Gr + \frac{H}{r} \right) \sin \theta = -\frac{1}{\mu_0} \left(G - \frac{H}{r^2} \right) \sin \theta \quad (\text{A6-62})$$

また、式(A6-59)から、 B_r は、式(A6-63)に示す様に表される。

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \quad (\text{A6-63})$$

$r \leq a$ においては、 A_z は、式(A6-58)で表されるので、式(A6-58)を式(A6-63)に代入し、整理すると、式(A6-64)を得る。

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \{D J_1(z) \sin \theta\} = \frac{D}{r} J_1(z) \cos \theta \quad (\text{A6-64})$$

また、 $r > a$ においては、 A_z は、式(A6-40)で表されるので、式(A6-40)を式(A6-63)に代入すると式(A6-65)を得る。

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \left\{ \left(Gr + \frac{H}{r} \right) \sin \theta \right\} = \left(G + \frac{H}{r^2} \right) \cos \theta \quad (\text{A6-65})$$

ここで境界条件を当てはめる。 $r \rightarrow \infty$ では、外部磁界と一致するので、式(A6-40)は、式(A6-3)と等しくなり、式(A6-66)が成り立つ。 $r \rightarrow \infty$ であるので、 $\frac{H}{r}$ の項は、ゼロになる。

$$\left(Gr + \frac{H}{r}\right) \sin \theta = \mu_0 H_0 r \sin \theta \quad (\text{A6-66})$$

従って、定数Gは、式(A6-67)で表される。

$$G = \mu_0 H_0 \quad (\text{A6-67})$$

Gが求まったので、式(A6-40)、式(A6-62)、式(A6-65)それぞれに、式(A6-67)を代入すると、式(A6-68)～式(A6-70)を得る。

$$A_z = \left(\mu_0 H_0 r + \frac{H}{r}\right) \sin \theta \quad (r > a) \quad (\text{A6-68})$$

$$H_\theta = -\frac{1}{\mu_0} \left(\mu_0 H_0 - \frac{H}{r^2}\right) \sin \theta \quad (r > a) \quad (\text{A6-69})$$

$$B_r = \left(\mu_0 H_0 + \frac{H}{r^2}\right) \cos \theta \quad (r > a) \quad (\text{A6-70})$$

また、境界条件として、 $r = a$ では、接線方向の磁界成分 H_θ が連続であるので、式(A6-61)と式(A6-69)が等しくなり、式(A6-71)が成り立つ。

$$-\frac{\lambda D}{\mu} J_1'(\lambda a) \sin \theta = -\frac{1}{\mu_0} \left(\mu_0 H_0 - \frac{H}{a^2}\right) \sin \theta \quad (\text{A6-71})$$

銅の透磁率 $\mu \cong \mu_0$ である。以降 $\mu_0 = \mu$ として算出する。式(A6-71)より、 H を求めると式(A6-72)を得る。

$$H = a^2 (\mu H_0 - D \lambda J_1'(\lambda a)) \quad (\text{A6-72})$$

次に法線方向の磁束密度成分 B_r が、 $r = a$ で連続であるので、式(A6-64)と式(A6-65)が等しい。従って、式(A6-73)が成り立つ。

$$\frac{D}{a} J_1(\lambda a) \cos \theta = \left(\mu H_0 + \frac{H}{a^2}\right) \cos \theta \quad (\text{A6-73})$$

式(A6-73)から、 H を求めると式(A6-74)を得る。

$$H = Da J_1(\lambda a) - a^2 \mu H_0 \quad (\text{A6-74})$$

H は、式(A6-72)で求まっており、式(A6-74)に代入し、 D を求めると、式(A6-75)を得る。

$$D = \frac{2a\mu H_0}{J_1(\lambda a) + a\lambda J_1'(\lambda a)} \quad (\text{A6-75})$$

ここで、ベッセル関数の微分公式(A6-76)を当てはめる。

$$J_1'(\lambda a) = J_0(\lambda a) - \frac{J_1(\lambda a)}{\lambda a} \quad (\text{A6-76})$$

式(A6-76)の両辺に、 λa を掛けて整理すると、式(A6-77)を得る。

$$J_1(\lambda a) + \lambda a J_1'(\lambda a) = \lambda a J_0(\lambda a) \quad (\text{A6-77})$$

式(A6-77)を式(A6-75)に代入し、まとめると、式(A6-78)を得る。

$$D = \frac{2\mu H_0}{\lambda J_0(\lambda a)} \quad (\text{A6-78})$$

式(A6-78)を式(A6-72)に代入し、 H を求めると、式(A6-79)を得る。

$$H = a^2 \mu \left(H_0 - \frac{2H_0}{J_0(\lambda a)} J_1'(\lambda a) \right) \quad (\text{A6-79})$$

ここで、微分公式(A6-80)を当てはめる。

$$J_n'(\lambda a) = \frac{1}{2} (J_{n-1}(\lambda a) - J_{n+1}(\lambda a)) \quad (\text{A6-80})$$

式(A6-80)において、 $n = 1$ とすると、式(A6-81)を得る。

$$J_1'(\lambda a) = \frac{1}{2} (J_0(\lambda a) - J_2(\lambda a)) \quad (\text{A6-81})$$

式(A6-81)を式(A6-79)に代入し、まとめると、式(A6-82)を得る。

$$H = \frac{a^2 \mu H_0 J_2(\lambda a)}{J_0(\lambda a)} \quad (\text{A6-82})$$

次に外部磁界による銅線の渦電流損 P_L を求める。銅線表面から、銅線内部に入り込むパワーフロー \overline{P}_P は、ポインティングベクトル \mathbf{P} を用いて、式(A6-83)より計算される。

なお、 \oint は、銅線表面における面積分を表す。

$$\begin{aligned} \overline{P}_P &= - \oint \mathbf{P} \cdot \mathbf{n} ds = - \frac{1}{2} \oint E_z \mathbf{i}_z \times H_0^* \mathbf{i}_\theta \cdot \mathbf{i}_r ds = - \frac{1}{2} \oint E_z H_0^* (-\mathbf{i}_r) \cdot \mathbf{i}_r ds \\ &= \frac{1}{2} \oint E_z H_0^* ds = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} E_z H_0^* L a d\theta = \frac{1}{2} a L \int_0^{2\pi} E_z H_0^* d\theta \end{aligned} \quad (\text{A6-83})$$

ここで、電界 E_z は、次に示す様に表される。式(A6-84)が成り立つ。

$$\begin{aligned} \text{curl } \mathbf{E} &= \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} - \frac{\partial E_\theta}{\partial z} \right) \mathbf{i}_r + \left(\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \mathbf{i}_\theta + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial \theta} \right) \mathbf{i}_z \\ &= \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \mathbf{i}_r - \frac{\partial E_z}{\partial r} \mathbf{i}_\theta \end{aligned} \quad (\text{A6-84})$$

また、式(A6-85)が成り立つ。

$$\text{curl } \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{A6-85})$$

式(A6-59)、式(A6-84)、式(A6-85)より、式(A6-86)が成り立つ。

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \theta} \mathbf{i}_r - \frac{\partial E_z}{\partial r} \mathbf{i}_\theta = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \mathbf{i}_r - \frac{\partial A_z}{\partial r} \mathbf{i}_\theta \right) \quad (\text{A6-86})$$

式(A6-18)を式(A6-86)に代入すると、式(A6-87)を得る。

$$E_z = -j\omega A_z \quad (\text{A6-87})$$

式(A6-58)を式(A6-87)に代入すると、式(A6-88)を得る。

$$E_z = -j\omega D J_1(z) \sin \theta \quad (\text{A6-88})$$

式(A6-88)と式(A6-43)より、式(A6-89)を得る。

$$E_z = \frac{\lambda^2}{\mu\sigma} D J_1(z) \sin \theta \quad (\text{A6-89})$$

また、式(A6-89)に、式(A6-78)を代入すると、式(A6-90)を得る。

$$E_z = \frac{2\lambda H_0}{\sigma J_0(\lambda a)} J_1(z) \sin \theta \quad (\text{A6-90})$$

また、式(A6-61)に、式(A6-78)を代入し、 H_0 を求めると、式(A6-91)を得る。

$$H_0 = -\frac{2H_0}{J_0(\lambda a)} J_1'(z) \sin \theta \quad (\text{A6-91})$$

式(A6-90)及び式(A6-91)において、 $z = a$ として、式(A6-83)に代入し、まとめると、式(A6-92)を得る。

$$\begin{aligned} \overline{P_P} &= -\frac{2\pi a L \lambda H_0^2 J_1(\lambda a) J_1'(\lambda^* a)}{\sigma J_0(\lambda a) J_0(\lambda^* a)} \int_0^{2\pi} \sin^2 \theta d\theta \\ &= -\frac{2H_0^2 a L \lambda J_1(\lambda a) J_1'(\lambda^* a)}{\sigma |J_0(\lambda a)|^2} \end{aligned} \quad (\text{A6-92})$$

銅線の渦電流損 P_L は、式(A6-93)により、算出される。

$$P_L = \text{Re}\{\overline{P_P}\} = -\frac{2\pi L}{\sigma} |H_0|^2 \text{Re} \left\{ \lambda a \frac{J_1(\lambda a) J_1'(\lambda^* a)}{|J_0(\lambda a)|^2} \right\} \quad (\text{A6-93})$$

また、式(A6-93)を計算し、銅線の単位体積あたりの渦電流損 P_{L1} を計算すると、式(A6-94)に示す通りとなる。

$$P_{L1} = \frac{P_L}{\pi a^2 L} = \frac{\pi}{2} (\pi a^2) f^2 \mu^2 \sigma |H_0|^2 \quad (\text{A6-94})$$

付録 A7. 式(A6-3)の導出方法

図 A7-1 を参照にして、式(A6-60)に、式(A7-1)を代入し整理すると、式(A7-2)を得る。

$$H_\theta = -H_0 \sin \theta \quad (\text{A7-1})$$

$$\frac{\partial A_z}{\partial r} = \mu_0 r \sin \theta \quad (\text{A7-2})$$

式(A7-2)の両辺を、 r で積分すると、式(A6-3)が得られる。

$$A_z = \mu_0 H_0 r \sin \theta \quad (\text{A6-3})$$

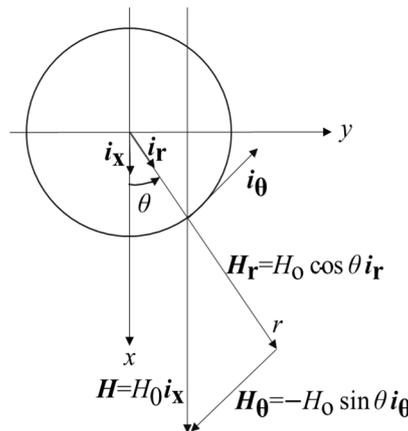


図 A7-1. 各磁界成分

付録 A8. 式(3-30)の導出方法

漏れインダクタンスを磁気結合させる前のトランスの結合係数を k' とすると、式(A8-1)が成り立つ。式(A8-1)に示す漏れインダクタンスを結合させた時のトランスの結合係数は、式(3-28)に式(A8-1)を代入すると求まる。それが、必要な結合係数 k と等しくなるとすると、式(A8-2)が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} L_r &= L_p(1 - k') \\ L_{rs} &= L_s(1 - k') \\ L_m &= k' L_p \\ L_{ms} &= k' L_s \end{aligned} \right\} \quad (\text{A8-1})$$

$$k = \frac{\sqrt{k' L_p k' L_s} - \sqrt{L_p(1 - k') L_s(1 - k')}}{\sqrt{L_p L_s}} = 2k' - 1 \quad (\text{A8-2})$$

式(A8-2)より、式(3-30)が導かれる。但し、1次及び2次の自己インダクタンスは、漏れインダクタンス結合前後で同じとする。

$$k' = \frac{1+k}{2} \quad (3-30)$$