

博士論文
Doctoral Dissertation

高力率コンバータを用いた
無停電電源システムに関する研究

Studies on Uninterruptible Power Supply Systems with
Power Factor Correction Converters

1999年3月

March, 1999

平地克也

Katsuya Hirachi

山口大学大学院理工学研究科
Graduate School of Science and Engineering
Yamaguchi University

Synopsis

During the last few years power electronics has achieved outstanding progress by making use of power semiconductor devices, which have realized amazing functional improvement. Thanks to this, many power electronics products are now used in all industrial fields. While this has contributed eminently to advances in industry and to raising the standard of living, it has also lead to increased harmonic currents in the electric power grid, and has caused a problem for society that might be called "electric power pollution." The reason is that owing to the non-linear operational characteristics of power semiconductor devices, many power electronics products feed large harmonic currents into utility power lines. Power factor correction converters are power conversion devices in which the formation of harmonic currents has been suppressed, and they have in recent years attracted special interest as a promising strategied of counteracting harmonic problems. This paper is a compilation of the author's research on power factor correction converters during the last few years. It describes the characteristics of various power factor correction converter circuit topologies, and proposes new circuit topologies and control strategies for appropriate application of such converters in a variety of uninterruptible power supply systems.

Chapter 1, the introductory section in this paper, presents the roles of power factor correction converters in power electronics, explains its basic operational principles, and shows how the circuits are classified. It then shows the relationship between each circuit topology, and the new circuit topologies and control strategies proposed in subsequent chapters, and describes the content of each chapter.

Chapter 2 describes the characteristics of discontinuous current mode control, and proposes a new circuit topology that effectively uses this method of control for the 3-phase uninterruptible power supply systems. Because power factor correction converters form input current into a sinusoidal wave with the same phase as input voltage, they require detection of input current and voltage, and feedback control, which makes for the drawback of control circuit complexity. Discontinuous current mode control is a control strategy that compensates for this drawback of power factor correction converters. By making converters operate so that reactor current is discontinuous, it is possible to suppress input current harmonics by merely driving switching devices at constant duty. As this method of control makes reactor current discontinuous, loss increases because the peak value of current flowing into the switching device is large. For this reason people have believed that generally this control method is suited to small-capacity devices of from several 10 W to

500 W, while unsuited to large devices in the several kW class. As a counterpoint to this notion, Chapter 2 shows that this loss can be substantially reduced when using IGBTs instead of FETs as switching devices. Calculations of switching device losses through simulations are used to demonstrate the possibility that this control method can be used with several-kW-class devices as well.

Various discontinuous current mode control circuit topologies have been proposed for power supplies with three-phase input, but these topologies has hardly been practicalized because of disadvantages such as inadequate harmonic suppression, poor efficiency owing to large circuit loss, or complex control that impairs the merits of discontinuous mode control.

This chapter proposes a new circuit topology that overcomes these drawbacks, and demonstrates with simulations, calculations, and experiments that the effectiveness of harmonic suppression has been improved considerably over conventional topologies.

Chapter 3 is a compilation of research on the application of power factor correction converters to AC input uninterruptible power supplies (UPS). It explains changes in UPS circuit topologies during recent years, and proposes new control strategies and circuit configurations for two of those topologies.

It begins by proposing a new control method for applying a full-bridge topology power factor correction converter with isolation to UPS. Using this type of converter in UPS makes it possible to isolate the input and output stages with a high-frequency transformer, which allows the elimination of commercial frequency transformers and to make UPS smaller and lighter. However, a number of improvements to the control method were required in order to practicalize this power factor correction converter owing to its unusual circuit configuration. This chapter proposes a new method of control especially for startup and shutdown.

Chapter 3 then proposes a new circuit configuration and control strategy for applying a half-bridge power factor correction converter to UPS. Using this type of converter in UPS makes it possible to omit even a high-frequency transformer, to further reduce size and weight, and to achieve higher efficiency. However, with the basic circuit configuration, the storage batteries used in UPS necessarily have very high voltage, which causes problems with reliability and economy. This chapter proposes the use of a bidirectional chopper circuit to keep storage battery voltage low, and a control strategy suited to that circuit configuration.

Chapter 4 proposes a new control strategies for application of power factor correction converters to DC input uninterruptible power supply systems for telecommunications. These power supply systems are meant to supply DC power to telecommunications devices such as exchangers, radio equipments, and repeaters. As they are the power supplies for

important devices that benefit the public, they must cover for the possible interruption of power by using storage batteries and/or engine-driven generators, with other requirements including low ripple voltage and telephone weighted noise voltage in order to assure communications quality. Because telecommunications equipment operates at comparatively low voltages such as 24 or 48 V, buck-type power factor correction converters are suitable.

But such converters have drawbacks such as large reactors and large ripple components in the output voltage, and are hardly practicalized for use as telecommunications power supplies. This chapter shows how using a new method of control called pulse area modulation with buck-type power factor correction converters resulted in smaller reactor size and suppression of ripple voltage.

Chapter 5 summarizes research on the application of power factor correction converter technology to interactive inverters, which are devices that convert the power from DC sources to AC and feed it to utility lines. In recent years there has been a great deal of research especially on their use in solar power generating systems in order to feed photovoltaic power to the commercial grid. Using storage batteries with photovoltaic power generating systems makes it possible to add the functions of UPS and load leveling, and to build systems with high value. This chapter explains research that provided many functions with a simple circuit configuration by making a full-bridge power factor correction converter operate as grid-interactive bidirectional converter in photovoltaic power generating systems equipped with storage batteries.

Interactive inverters used in photovoltaic power generating systems generally step up the voltage from solar cells with a boost chopper, and then connect with the grid through a voltage-fed inverter. Using a current-fed inverter allows one to directly connect PV cell power to the commercial grid through an inverter without using a boost chopper, but this has hardly been put to practical use owing to the disadvantage that current-fed inverters have large, heavy reactors. This chapter describes research in which reactors were reduced in size by using pulse area modulation to control current-fed inverters.

Finally, Chapter 6 summarizes the achievements of this study, and explains the remaining problems and future developments.

論文要旨

近年著しい性能向上を得た電力用半導体素子を活用することによりパワーエレクトロニクスは大きな進歩を遂げ、およそあらゆる産業分野でその応用製品が大量に使用されるようになった。これは産業の発展と人々の生活水準の向上に大きく貢献したが、一方で電力系統における高調波電流の増加をもたらし、電力公害とも呼ぶべき一つの社会問題を引き起こしている。この原因は電力用半導体素子の非線形な動作特性のためパワーエレクトロニクス応用製品の多くが電力系統に大きな高調波電流を流出していることによる。高力率コンバータは高調波電流の発生が抑制された電力変換装置であり高調波対策の有効な手段として近年特に注目されている。本論文は筆者の最近数年間における高力率コンバータに関する研究成果をまとめたものであり、高力率コンバータの各種回路方式の特徴を明かにすると同時に高力率コンバータを各種の無停電電源システムに適切に応用するための新しい回路方式と制御方式を提案している。

第1章では本論文の緒論として無停電電源装置における高力率コンバータの役割を示し、高力率コンバータの基本的な動作原理を説明し、さらに回路の分類方法を提示している。そして、各回路方式と第2章以下で提案する新しい回路方式、制御方式の関係を示すと同時に各章の内容を説明している。

第2章では電流不連続モード制御の特徴を明かにし、さらにこの制御方式を3相入力直流無停電電源システムに効果的に適用した新しい回路方式を提案している。高力率コンバータは入力電流を入力電圧と同相の正弦波に整形するために入力電流や入力電圧の検出やフィードバック制御が必要となり制御回路が複雑になるという欠点がある。電流不連続モード制御は高力率コンバータのこの欠点を補うための制御方式でありリアクトルの電流が不連続になるように動作させることによりスイッチ素子を単にデューティ一定で駆動するだけで入力電流の高調波を抑制することができる。この方式ではリアクトルの電流を不連続とするのでスイッチ素子に流れる電流のピーク値が大となり損失が増加するので一般に数10W～500W程度の小容量の装置に適しており数kWクラスの容量の大きな装置には不適切と言われていた。本章では従来のこのような考え方に対し、スイッチ素子としてIGBTを用いるとFETを用いる場合と比べてこの損失を大幅に抑制することができ数kWクラスの装置にも適用の可能性があることをシミュレーションによる素子の損失計算により示している。

電流不連続モード制御は3相入力の電源装置に対しても多数の回路方式が提案されているが、高調波電流の抑制効果が不十分、回路損失が大きく効率が悪い、または制御が複雑になり不連続モード制御の特長を損なう、などの欠点がありほとんど

実用化されていない。本章ではこれらの欠点を克服した新しい回路方式を提案している。シミュレーションと計算および実験を通じて従来の方式から大幅に高調波電流の抑制効果が改善されていることを示している。

第3章では高力率コンバータの交流無停電電源システム（UPS：Uninterruptible Power Supply と記す）への応用に関する研究成果をまとめている。近年のUPSの回路方式の変遷を説明し、その中で2種類の回路方式に関して新しい制御方式と回路構成を提案している。

まず絶縁型フルブリッジ方式の高力率コンバータをUPSに適用するための新しい制御方式を提案している。このタイプの高力率コンバータをUPSに用いると高周波トランスで入出力を絶縁することができるので商用トランスの省略が可能となり、UPSの小形軽量化を実現することができる。しかし、この高力率コンバータはその独特の回路構成から実用化のためには制御方式に関して各種の改良が必要となった。本章では特にその起動時と停止時の制御方法に関して新しい方式を提案している。

次に倍電圧方式の高力率コンバータをUPSに適用するための新しい回路構成と制御方式を提案している。この方式の高力率コンバータをUPSに用いると高周波トランスさえ省略することができ、さらなる小形軽量化と高効率化を実現することができる。しかし基本的な回路構成のままではUPSに用いる蓄電池の電圧が非常に高くなり信頼性や経済性に問題が生じる。本章では双方向チョッパ回路を用いる方法および補助インバータを用いる方法を考案し、蓄電池電圧を抑制すると同時にその回路構成に適した制御方式を提案している。

第4章では通信装置をバックアップする直流無停電電源システムへの高力率コンバータの応用に関して新しい制御方式を提案している。通信用無停電電源システムは交換機、無線機、中継機などの通信装置に直流電力を供給するためのシステムである。公共性の高い重要な装置の電源であるため蓄電池やエンジン発電機による無停電化が要求され、また通信品質の確保のためにリップル電圧や評価雑音の抑制などが要求される。通信装置は24Vや48Vなど比較的低い電圧で動作するので降圧型の高力率コンバータが適している。しかし降圧型の高力率コンバータにはリアクトルが大きくなる、出力電圧に大きなリップル成分が含まれる、などの欠点があり通信用電源としてはほとんど実用化されていない。本章ではパルス面積変調と呼ばれる新しい制御方式を降圧型の高力率コンバータに適用し、リアクトルの小型化とリップル電圧の抑制を実現したことを示している。

第5章では高力率コンバータの技術の太陽光発電システム用連系インバータへの応用に関する研究成果をまとめている。連系インバータは直流電源の電力を交流に変換して電力系統に供給する電力変換装置であり近年特に太陽電池の電力を電力系

統に供給するための太陽光発電システムの用途に広く研究されている。太陽光発電システムに蓄電池を含めると無停電電源の機能やロードレベリングの機能も付加することができる。本章ではこのような蓄電池を有する太陽光発電システムにおいてフルブリッジ型高力率コンバータを系統連系用双方向コンバータとして動作させることにより簡単な回路構成で多くの機能を実現させた研究成果を説明している。

太陽光発電システムに用いられる連系インバータは一般に太陽電池の電圧をいったん昇圧チョッパで高い電圧に昇圧し、その後電圧型インバータで系統に連系する方式が用いられている。電流型インバータを用いると昇圧チョッパを用いることなく太陽電池の出力を直接インバータで商用系統に連系することができるが、電流型インバータはリアクトルの寸法重量が大きくなるという欠点があり実用化例はほとんどない。本章では電流型インバータをパルス面積変調を用いて制御することにより、リアクトルの小型化を実現した研究成果を示している。

最後に第6章では本研究で得られた成果をまとめ、残された課題と今後の展開について説明している。

目 次

第1章 緒論	1
1. 1 パワーエレクトロニクスの進歩	1
1. 2 高調波障害と高調波規制	1
1. 3 高調波電流抑制方法	2
1. 4 無停電電源装置と高力率コンバータ	5
1. 5 高調波抑制レベル	7
1. 6 高力率コンバータの動作原理	8
1. 7 高力率コンバータの種類	10
1. 8 電流連続モードと不連続モード	12
1. 9 各章の構成	13
参考文献	16
第2章 3相入力直流無停電電源システム	17
2. 1 緒言	17
2. 2 電流連続モード制御と不連続モード制御	18
2. 2. 1 不連続モード制御の動作原理	18
2. 2. 2 不連続モード制御の入力電流歪	19
2. 2. 3 境界モード制御	21
2. 2. 4 昇降圧型	22
2. 2. 5 降圧型	23
2. 2. 6 スイッチ素子の順方向電力損失の検討	25
2. 3 3相不連続モード高力率コンバータの新しい回路方式	28
2. 3. 1 不連続モード制御の新しい回路方式	28
2. 3. 2 3相入力無停電電源に必要な高調波抑制レベル	28
2. 3. 3 3相入力不連続モード制御1石式高力率コンバータと動作	29
2. 3. 4 3相入力不連続モード制御2石式高力率コンバータと動作	31
2. 3. 5 提案する4石式3相入力高力率コンバータの回路構成と動作	36
2. 3. 6 交流入力電流の解析による導出とシミュレーションとの比較	42
2. 3. 7 小容量試作機による実験結果	44
2. 4 結言	46
参考文献	47
付録2. 1 シミュレーションの条件	49
付録2. 2 提案回路のシミュレーションに使用したサーキットファイル	50

第3章 交流無停電電源システム	5 1
3. 1 緒言	5 1
3. 2 交流無停電電源 (UPS) の回路構成	5 1
3. 2. 1 UPS のシステム構成	5 1
3. 2. 2 UPS と高力率コンバータの関係	5 2
3. 2. 3 UPS に適する高力率コンバータの回路方式	5 3
3. 2. 4 UPS の回路方式の変遷	5 4
3. 3 絶縁型フルブリッジ方式高力率コンバータのUPSへの応用	5 7
3. 3. 1 回路構成	5 7
3. 3. 2 動作原理	5 7
3. 3. 3 制御方式	6 0
3. 3. 4 停止時の制御	6 0
3. 3. 5 起動時の制御	6 1
3. 3. 6 起動・停止制御回路	6 2
3. 3. 7 試作機の概要	6 3
3. 3. 8 静特性、動特性	6 5
3. 4 ハーフブリッジ型高力率コンバータのUPSへの応用	6 7
3. 4. 1 非絶縁型の回路構成	6 7
3. 4. 2 絶縁を省略できる回路構成	6 8
3. 4. 3 双方向チョッパを用いる方法	6 9
(1) 主回路構成	6 9
(2) チョッパ回路の制御回路構成	7 1
(3) 整流器とインバータの制御方法	7 4
(4) 試作機の概要	7 5
3. 4. 4 補助インバータを用いる方法	8 0
(1) 主回路	8 0
(2) 制御方式	8 0
(3) 試作機の試験結果	8 2
3. 5 結言	8 5
参考文献	8 6
第4章 通信用直流無停電電源システム	8 8
4. 1 緒言	8 8
4. 2 通信用スイッチング電源の回路方式	8 8
4. 2. 1 通信用電源システムの概要	8 8
4. 2. 2 通信用電源システムの整流器に要求される品質	9 0
4. 2. 3 通信用電源に用いられる高力率コンバータ	9 0
4. 3 降圧型高力率コンバータのパルス面積変調による特性改善	9 1

4. 3. 1	降圧型高力率コンバータの概要	9 1
4. 3. 2	従来の制御方式	9 2
4. 3. 3	パルス面積変調方式の提案	9 5
(1)	動作原理	9 5
(2)	シミュレーション結果と検討	9 5
(3)	小容量試作機による実験結果	9 8
4. 3. 4	リップル電圧の抑制	9 9
(1)	制御方式	9 9
(2)	シミュレーション結果と検討	1 0 0
4. 3. 5	他の回路方式への応用	1 0 3
4. 4	結言	1 0 4
	参考文献	1 0 5
付録4. 1	提案回路のシミュレーションに用いたサーキットファイル	1 0 7

第5章	太陽光発電用系統連系システム	1 0 8
5. 1	緒言	1 0 8
5. 2	太陽光発電システム用連系インバータの回路方式	1 0 8
5. 2. 1	連系インバータの概要	1 0 8
5. 2. 2	システム構成と連系インバータの要求品質	1 0 9
5. 2. 3	連系インバータの回路構成	1 0 9
5. 3	双方向コンバータを用いた連系インバータへの応用	1 1 1
5. 3. 1	システム構成	1 1 1
5. 3. 2	回路構成と動作モード	1 1 2
5. 3. 3	制御回路の構成	1 1 4
5. 3. 4	マイコン制御回路による連系インバータの制御	1 1 5
(1)	制御原理	1 1 5
(2)	各動作モードでの制御方法	1 1 6
(3)	表示機能	1 1 6
5. 3. 5	停電、復電時の動作	1 1 6
5. 3. 6	試作機試験結果	1 1 7
5. 4	電流型連系インバータの制御方式の改善	1 2 3
5. 4. 1	家庭用太陽光発電システムと電流型連系インバータ	1 2 3
5. 4. 2	電流型PWMインバータに対する従来の研究	1 2 3
5. 4. 3	従来の制御方式	1 2 4
(1)	リアクトルのリップル電流が無視できる場合	1 2 4
(2)	リアクトルのリップル電流が無視できない場合	1 2 7
5. 4. 4	新しい制御方式	1 2 7
(1)	動作原理	1 2 7

(2) シミュレーション結果	130
5.5 結言	132
参考文献	133
付録5.1 提案回路のシミュレーションに用いたサーキットファイル	135
第6章 結論	136
6.1 各章の結論	136
6.2 将来動向	138
主要記号一覧	141
研究業績一覧	144
謝辞	163

第1章

緒論

第1章 緒論

本論文は筆者の最近数年間における高力率コンバータを用いた無停電電源システムに関する研究成果をまとめたものである。高力率コンバータの諸回路方式の特長を明かにすると同時に高力率コンバータを各種の無停電電源システムに適切に応用するための新しい回路方式と制御方式を提案している。本章では本論文の緒論としてパワーエレクトロニクスにおける高力率コンバータの役割を示し、高力率コンバータの基本的な動作原理を説明し、さらに回路の分類方法を提示している。そして、各回路方式と第2章以下で提案する新しい回路方式、制御方式の関係を示すと同時に各章の概要を説明している。

1.1 パワーエレクトロニクスの進歩

パワーエレクトロニクスとはサイリスタやパワートランジスタなどの電力用半導体素子を用いて電力の変換、制御を行う技術と考えられている。電力の変換、制御を行う技術は電力用半導体素子の出現以前から水銀整流器や磁気増幅器などにより実現されており、整流回路、インバータ、サイクロコンバータなどの主要な電力変換装置はすでにこのころに発明されている^(1.1)。1958年に米国のGE社によってサイリスタが開発されて以来これら電力変換装置は広く実用に供されるようになり研究開発も飛躍的に進歩し、パワーエレクトロニクスという言葉もこの頃に定着した。その後電力用半導体素子はトライアック、GTO、光サイリスタなどの新しいタイプのサイリスタが発明され、さらにパワートランジスタの大容量化、高速化などの性能向上が実現され、またパワーMOSFET、IGBTなどの新しいタイプのパワートランジスタも発明された。そしてこれらの多様な電力用半導体素子を活用することによりパワーエレクトロニクスは著しい進歩を遂げ、今日では家電民生品の分野、電気鉄道など交通輸送分野、さらには直流送電など電力の分野までおよそあらゆる産業分野でその技術と応用製品が活躍している。本論文の研究テーマである無停電電源システムもパワーエレクトロニクスの重要な応用分野である。

1.2 高調波障害と高調波規制

このようにパワーエレクトロニクスは産業の発展と人々の生活水準の向上に大きく貢献してきたが、電力変換装置の広範な普及は一方で高調波電流の増加をもたらす電力公害とも呼ぶべき一つの社会問題を引き起こしている^(1.2)。半導体スイッチ素子は非線形の動作特性を持つため、一般にその電流波形は正弦波から大きく歪んだ波形となる。歪み波形には多くの高調波が含まれており発生源と同じ電力系統に接続された機器に障害を与えることがある。例えばコンデンサインプット型の整流

回路には図1.1(a)に示すようなパルス状の入力電流が流れ、高調波を80%程度含んでいる。サイリスタ整流回路には図1.1(b)のような方形波に近い波形の入力電流が流れ、高調波を30%程度含んでいる。高調波電流は電子機器の誤動作や調相設備や発電機の発熱などの障害を引き起こすことがあり、火災の発生も報告されている。そこでこのような高調波障害を防ぐために日本では通産省により「高調波抑制ガイドライン」^(1, 3)が整定され国際的には「IEC1000-3」^(1, 4)が定められ、高調波の抑制が強く要求されている。

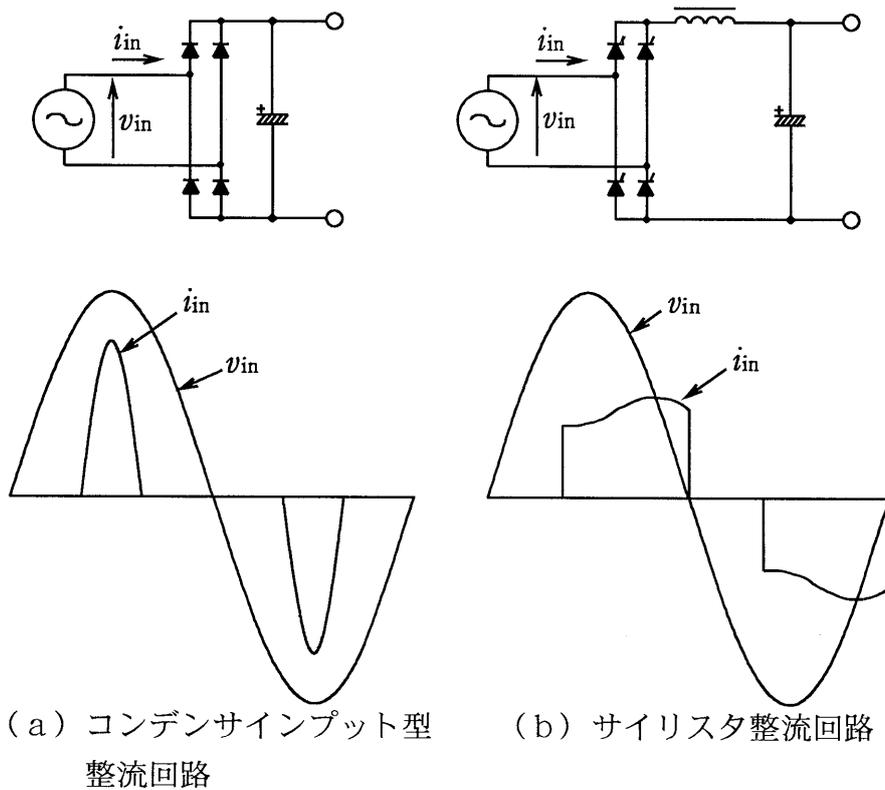


図1.1 代表的な整流回路

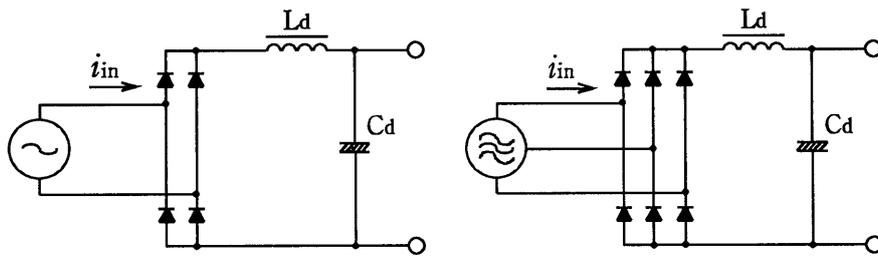
1.3 高調波電流抑制方法

図1.1(a)のコンデンサ入力型の整流回路において図1.2(a)のように平滑コンデンサ C_d の入力側にリアクトル L_d を挿入すると入力電流 i_{in} のピーク値を低減させることができ高調波を抑制することが可能である。図1.1(a)では i_{in} の高調波含有率は前記のように80%程度であるが、 L_d を挿入することにより50%程度に低減することができる。数10W程度の小容量の電源装置では L_d を挿入するだけでも高調波抑制ガイドラインの規格値を満足させることができる^(1, 5)。3相入力の電源装置では L_d の挿入はさらに効果があり、図1.2(b)の回路では i_{in} の高調波含有率を30%程度に抑制することができ、無停電電源システムにおいても高調波の仕様が厳しくない用途ではよく使用されている。

このように単にリアクトルを挿入するだけでも高調波電流をある程度抑制することができるが、数 100 W 以上の容量の電源装置では高調波抑制ガイドラインを満足させるにはこの方法では不十分である。また、後述するようにエンジン発電機が用いられるようなシステムの場合にはさらに厳しいレベルの高調波抑制対策が要求される。高力率コンバータが普及する前には図 1. 3 のような多相整流回路がよく用いられていた。12 相整流の場合は高調波含有率を 15 % 程度に抑制することができる。しかしこの方式には商用トランスが必要となるので寸法・重量に問題がある。鉄共振回路は多相整流回路以上の高調波抑制が可能であるが、やはり商用トランスおよびリアクトルとコンデンサが必要であり寸法・重量に問題がある。また、力率が 100 % にならない^(1. 6)。高力率コンバータはこのような従来の高調波抑制手段の欠点を克服した回路方式であり、高調波含有率を 10 % 以下に抑制することができかつ装置を小型軽量に構成することができる。

多相整流回路や高力率コンバータなど以上説明した高調波抑制手段は高調波の発生そのものを防ぐ方法であるが、いったん発生した高調波を電力系統に流出しないように閉じこめる方法もある。図 1. 4 は高調波電流を閉じこめるために LC フィルタを用いた回路である。 L_f 、 C_f 、 L_m 、 C_m を設けることによりサイリスタ整流器で発生した高調波が電力系統に流出することを防いでいる。 L_m と C_m で特定の次数の高調波の流出を抑制し、 L_f と C_f で高次の高調波の流出を抑制する。この方式は回路構成は簡単であるが、高調波の十分な抑制は困難でありかつリアクトルやコンデンサの寸法や重量がかなり大きくなる。図 1. 5 はサイリスタ整流器などの高調波発生源から生じる高調波 i_n に対して逆位相の高調波 $-i_n$ を発生することにより高調波成分を閉じこめ、電力系統には基本波成分 i_1 しか流れないように制御する装置であり、アクティブフィルタと言われている。この方式も高力率コンバータと同様にほぼ完全な高調波の抑制を得ることができ、広く研究されている^(1. 7)。

表 1. 1 に以上説明した高調波抑制のための方法とその特徴をまとめる。高力率コンバータは高調波をほぼ完全に抑制することができ、かつ小型軽量なので無停電電源装置に広く用いられている。鉄共振回路と多相整流回路は高力率コンバータが実用化されてからはあまり用いられていない。厳しい高調波の抑制が不要な用途ではチョークコイルの挿入が用いられている。アクティブフィルタは価格に問題があり無停電電源装置の分野では広く普及するには至っていない。このように無停電電源装置の分野では高調波の抑制手段としては高力率コンバータが最も優れており、高力率コンバータを含んだシステムの高性能化は実用的な重要な研究テーマである。



(a) 単相入力 (b) 3相入力

図 1. 2 チョークコイル挿入

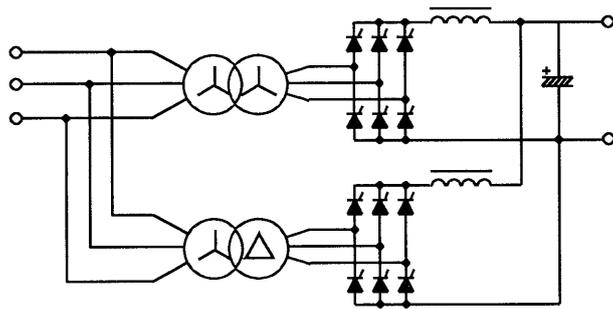


図 1. 3 多相 (12相) 整流回路

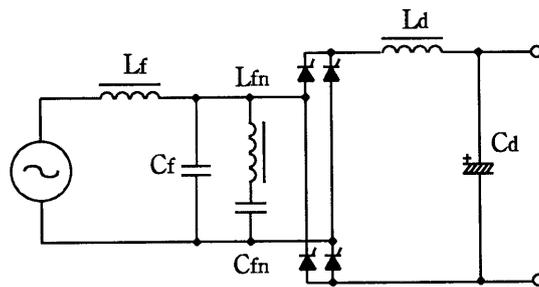


図 1. 4 LCフィルタ回路を用いたサイリスタ整流器

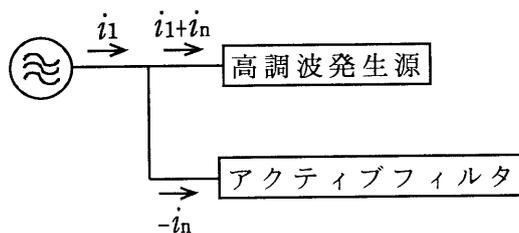


図 1. 5 アクティブフィルタ

表 1. 1 高調波抑制のための方法とその特徴

	方 法	効果	価格	寸法・重量	無停電電源装置 への適用
高調波電流の 発生を防ぐ	チョークコイル挿入	×	○	△	○
	鉄共振回路	○	△	×	△
	多相整流回路	△	△	×	△
	高力率コンバータ	○	△	○	◎
高調波電流を 閉じ込める	LCフィルタ	×	○	△	△
	アクティブフィルタ	○	×	△	△

1. 4 無停電電源装置と高力率コンバータ

無停電電源システムは通信設備やコンピュータシステムなど運転の停止が許されない重要な負荷に電力を供給する電源システムであり、商用電源が停電した時も負荷に安定して電力の供給を継続する機能を有している。図 1. 6 に無停電電源システムの一般的な回路構成を示す。高力率コンバータで商用電源の交流電力を直流に変換して負荷に直流電力を供給しつつ電力蓄積手段にエネルギーを供給する。停電時は電力蓄積手段から負荷に電力を供給する。電力蓄積手段としては専ら蓄電池が用いられる。負荷が交流電力を必要とする場合は図 1. 7 に示すようにインバータを介して負荷に電力を供給する。図 1. 6 のように負荷に直流電力を供給するシステムを直流無停電電源システムと言い、通信装置や防災システムなどに用いられる。図 1. 7 のように交流電力を供給するシステムを交流無停電電源システムと言い、銀行のオンラインシステムを初め各種のコンピュータシステムに用いられる。電力蓄積手段はエネルギーの蓄積量に限りがあり、長時間の停電時は負荷に電力の供給を継続することができない。そこで図 1. 8 のようにエンジン発電機が用いられることが多い。商用電源が停電時は SW_1 をエンジン発電機に切り替える。電力蓄積手段は SW_1 の切り替えが完了するまでの時間だけ負荷に電力を供給する。エンジン発電機には普通ディーゼルエンジンで駆動される同期発電機が用いられる。同期発電機は高調波電流で加熱されるので図 1. 8 のシステムでは高力率コンバータは高調波電流をごく小さいレベルに抑制しなければならない。

無停電電源システムは一般に図 1. 6 や図 1. 7 のシステム構成を有しているが、近年図 1. 9 のような太陽電池を含んだシステムが注目されている^(1. 8~9)。高力率コンバータは双方向コンバータとして機能し、太陽電池や蓄電池の電力を負荷に供給する場合はインバータとして動作する。このようなシステムで用いる高力率コン

バータは高調波含有率を5%以下に抑制することが要求される。

このように無停電電源システムに用いられる高力率コンバータは単に高調波抑制ガイドライン^(1, 3)の規格値さえ満足すれば良いのではなく、もっと厳しいレベルの高調波抑制機能を要求される場合が多く、また負荷や電力蓄積手段の要求に応じて様々な機能が要求される。

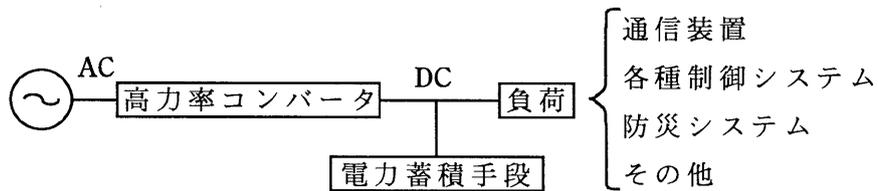


図1.6 直流無停電電源システム

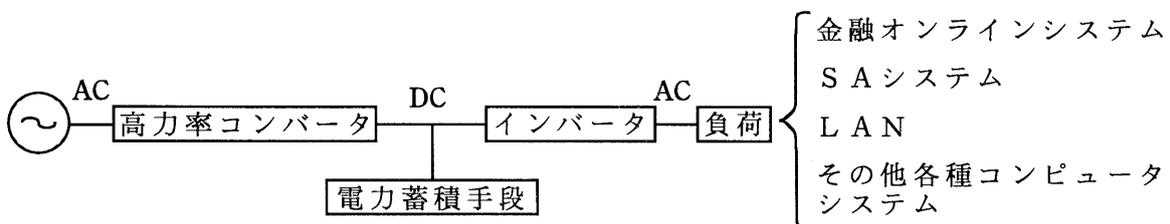


図1.7 交流無停電電源システム

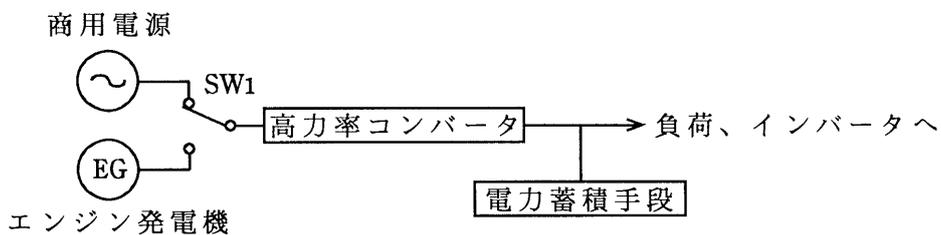


図1.8 エンジン発電機によるバックアップ

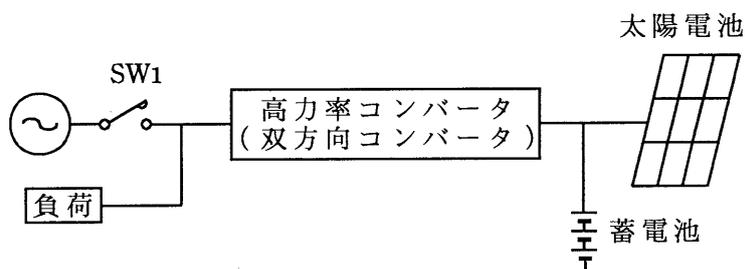


図1.9 太陽電池を用いた無停電電源システム

1.5 高調波抑制レベル

1.2節で説明したように高調波障害が社会問題として広く認識されるに至り、高調波抑制のための公的な規格が定められている。しかしこれらの規格は高調波を完全に抑制することを目的としたものではなく、高調波障害を緩和することをねらったものであり、これらの規格を満足すれば全ての高調波問題が解消されるものではない。

表1.2に家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン^(1.3)のClass Aの高調波許容値を示す。IEC1000-3^(1.4)の許容値も同じ値である。入力電圧230V入力電力1kWの電気機器の場合は第3高調波は52.9%、第5高調波は26.2%が許容され、歪率に換算すると63%が許容されることになる^(1.10)。この程度の高調波抑制であれば本格的な高力率コンバータを用いる必要はないので、高調波抑制レベルを犠牲にして経済性の向上をねらった簡易型と呼ばれる高力率コンバータが広く研究されている^(1.11)。しかし第2章で説明するように図1.8のようにエンジン発電機を有するシステムで使用する場合には一般に10%以下の歪率に抑制しなければならない。また、第5章で説明するように図1.9のような太陽光発電システムでは歪率を5%以下に抑制しなければならない。このように高調波抑制の目的によって必要とされる抑制レベルは大きく変化し、適切な回路方式も大きく変化する。本論文では歪率を10%以下に抑制できる本格的な高力率コンバータを研究の対象としている。

表1.2 ガイドラインによる高調波電流の許容値

高調波次数	許容値 (クラスA)	基本波に対する割合*
3	2.30 A	52.9%
5	1.14 A	26.2%
7	0.77 A	17.7%
9	0.40 A	9.2%
11	0.33 A	7.6%

* 入力電圧230V、入力電力1kWの時
基本波 = $1 \text{ kW} \div 230 \text{ V} = 4.35 \text{ A}$

1. 6 高力率コンバータの動作原理

図 1. 10 に最も広く用いられている昇圧型 1 石式呼ばれている高力率コンバータを示す。図 1. 11 にスイッチ素子 T_1 が ON の時と OFF の時の電流経路を示す。図 1. 12 に示すように、スイッチ素子 T_1 が ON すると L_1 の電流は増加し、エネルギーが蓄積される。この動作モードを蓄積モードという。 T_1 が OFF すると L_1 のエネルギーは C_d および負荷に伝達され、 L_1 の電流は減少する。この動作モードを伝達モードと言う。したがって T_1 の ON/OFF のデューティを適切に制御すれば L_1 の電流を自由に増加、減少させることができ図 1. 13 のように L_1 の電流 i_{L1} を正弦波状に変化させることができる。さらに L_1 の前段の小形のローパスフィルタ L_f と C_f で i_{L1} の高周波成分を除去することにより入力電流 i_{in} は歪のない完全な正弦波となる^(1, 12)。高力率コンバータは後述のように多数の回路方式があるが、スイッチ素子を制御して蓄積モードと伝達モードの時比率を適切にコントロールし、その結果リアクトルの電流を整形し、正弦波の入力電流を得るという動作原理は昇圧型の高力率コンバータ全てに共通である。

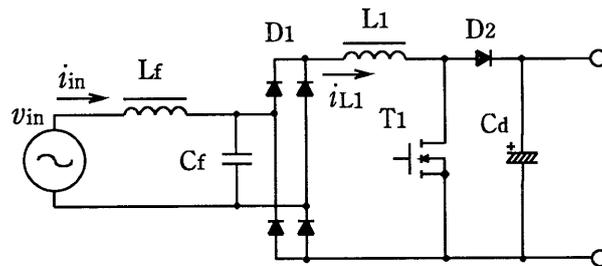
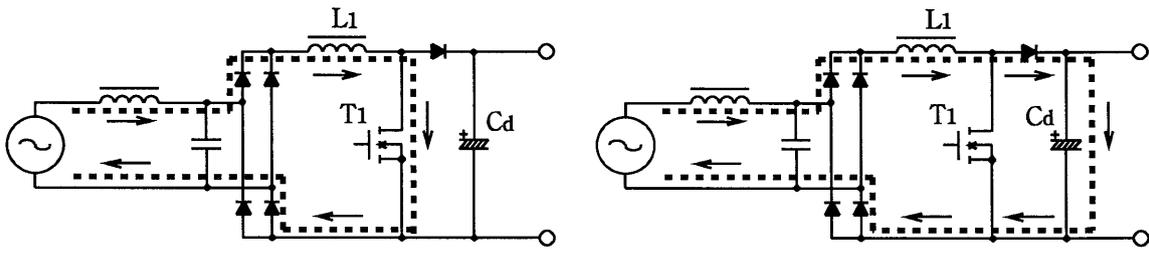


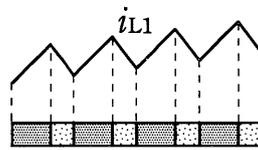
図 1. 10 昇圧型 1 石式高力率コンバータ



(a) T1 ON

(b) T1 OFF

図 1. 1 1 T1 が ON の時と OFF の時の電流経路



- 蓄積モード (T1 ON)
- 伝達モード (T1 OFF)

図 1. 1 2 リアクトル電流の変化

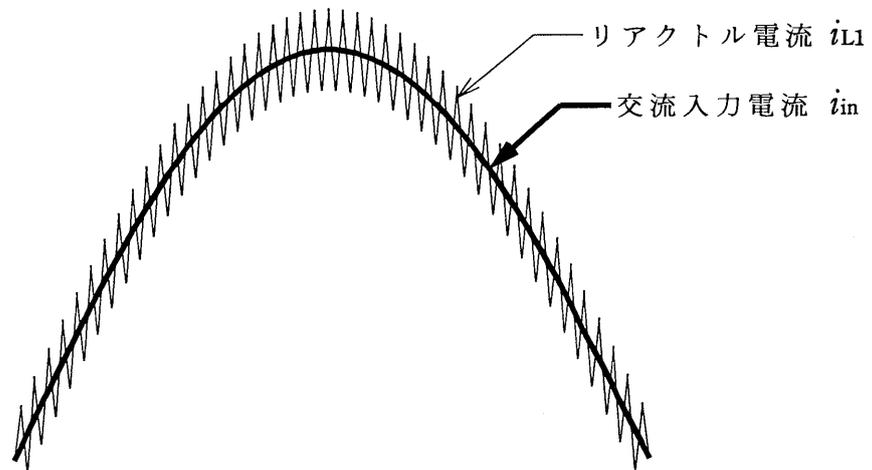


図 1. 1 3 リアクトル電流と交流入力電流

1. 7 高力率コンバータの種類

高力率コンバータは入出力を絶縁できる絶縁型と絶縁できない非絶縁型に大きく分類される。絶縁型、非絶縁型共に交流入力電圧と直流出力電圧の大小関係により昇圧型、昇降圧型、降圧型の3つに分類される。それぞれさらに、使用する素子の数などにより1石式、2石式、フルブリッジ方式などに細分化される^(1, 13)。それぞれの分類項目の基本的な回路方式を図1. 14に示す。

昇圧型、昇降圧型、降圧型の主要な特性の比較を表1. 3に示す。昇圧型では直流出力電圧 V_{DC} は交流入力電圧のピーク値より大きくなければならない。3つの方式のうちリアクトルの容量を最も小さくでき、経済性に優れているので最も広く用いられている。本稿では第2章、第3章、第5章で昇圧型高力率コンバータに関する研究成果を報告する。昇降圧型は直流出力電圧に制限がなく自由に選ぶことができる。しかし、リアクトルの容量やスイッチ素子に印加される電圧が昇圧型より大となるので直流出力電圧を広範囲に可変したい場合以外にはあまり用いられない。降圧型は昇降圧型よりさらに大きなリアクトルが必要なのであまり用いられないが、低い直流電圧を得たい場合、突入電流を防止したい場合、短絡保護が必要な場合などに選択の候補となる。降圧型はリアクトルが大きくなるのでその小型化が大きな研究課題となり本稿では第4章、第5章でこの課題に対する研究成果を報告する。

表 1. 3 昇圧型、昇降圧型、降圧型の比較

	昇圧型	昇降圧型	降圧型
出力電圧 V_{DC} の条件	$V_{DC} > V_{ACpeak}$	無制限	$V_{DC} < V_{AC} _{ave}$
負荷短絡保護	できない	できる	できる
突入電流	あり	なし	なし
リアクトル容量	小	中	大
素子への印加電圧	V_{DC}	$V_{DC} + V_{ACpeak}$	V_{ACpeak}

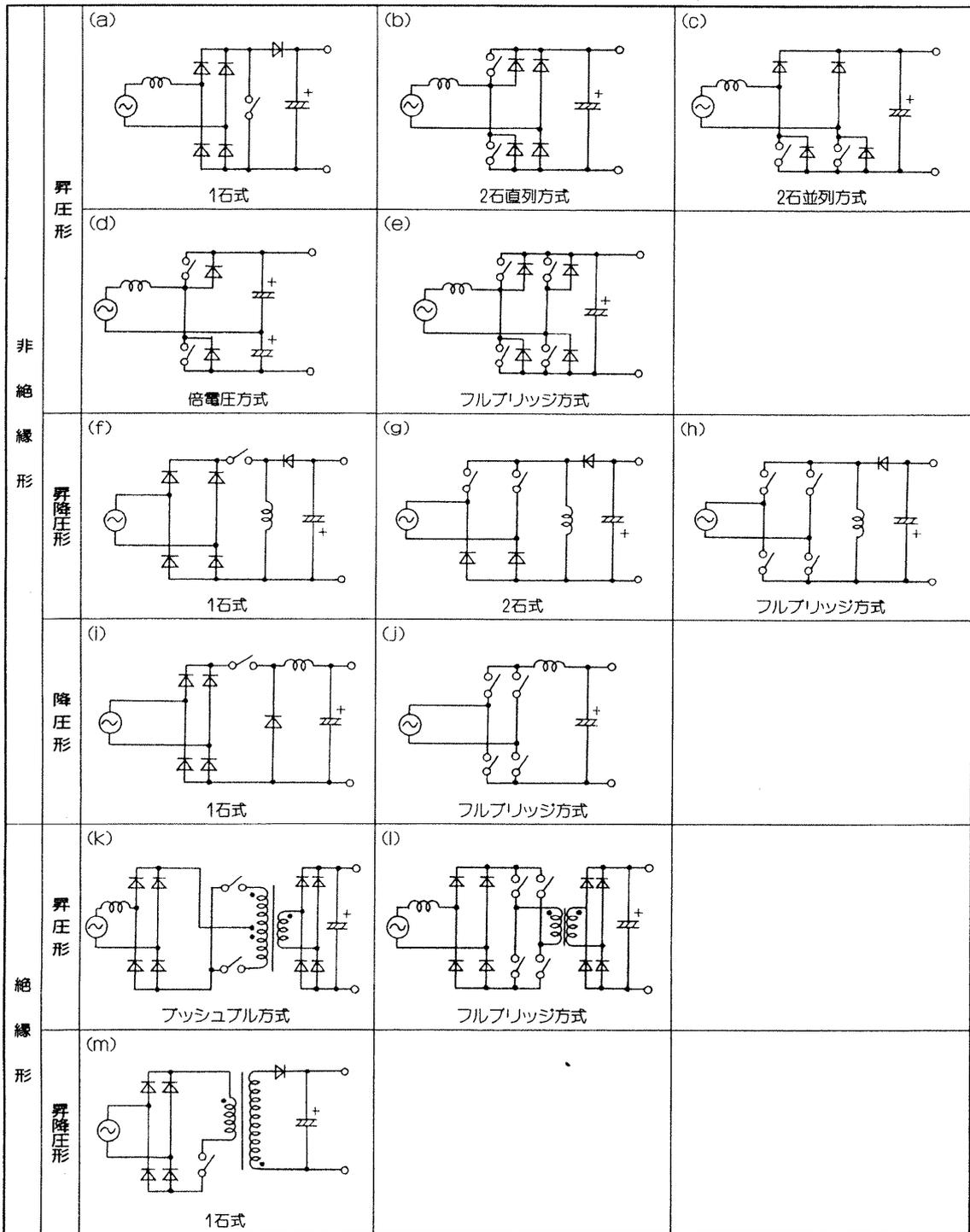


図1. 14 高力率コンバータの基本的な回路方式

1. 8 電流連続モードと不連続モード

第1. 6節で示した高効率コンバータの動作原理では図1. 13のようにリアクトルの電流波形は連続でありリアクトルの電流自身をなるべく正弦波に近か付けるように制御される。一方、図1. 10と全く同じ回路でリアクトル L_1 にインダクタンスの小さなものを用い、リアクトルの電流 i_{L1} が図1. 15に示すように毎サイクルゼロになるように制御することもできる。入力電流 i_{in} はこのリアクトル電流から L_f 、 C_f で高周波成分を除去したものであり即ちリアクトル電流 i_{L1} の毎サイクルの平均値が入力電流 i_{in} と等しくなる。図1. 15に示すように i_{L1} の毎サイクルの平均値即ち交流入力電流 i_{in} は正弦波状に変化しており、このような制御方法でも入力電流の高調波を抑制できることが分かる^(1. 14)。この制御方法はリアクトルの電流が不連続になることから電流不連続モード制御と言われており、それに対して図1. 13は電流連続モード制御と言われている。

電流連続モードの場合はリアクトルの電流を正弦波に追従させる必要があるのでフィードバック制御が必要になり制御回路が複雑になる。一方電流不連続モードでは制御は非常に簡単である。例えば図1. 15の波形はスイッチ素子 T_1 のスイッチング周波数と導通時間を共に一定としてシミュレーションしたものでありそれでもほぼ完全な正弦波が得られている。このように電流不連続モード制御は制御回路が非常に簡単になるので経済性が高く多数の回路方式が発表されている。本稿では第2章で電流不連続モードについてさらに詳しく説明すると同時に筆者が提案した新しい回路方式の研究結果を報告する。

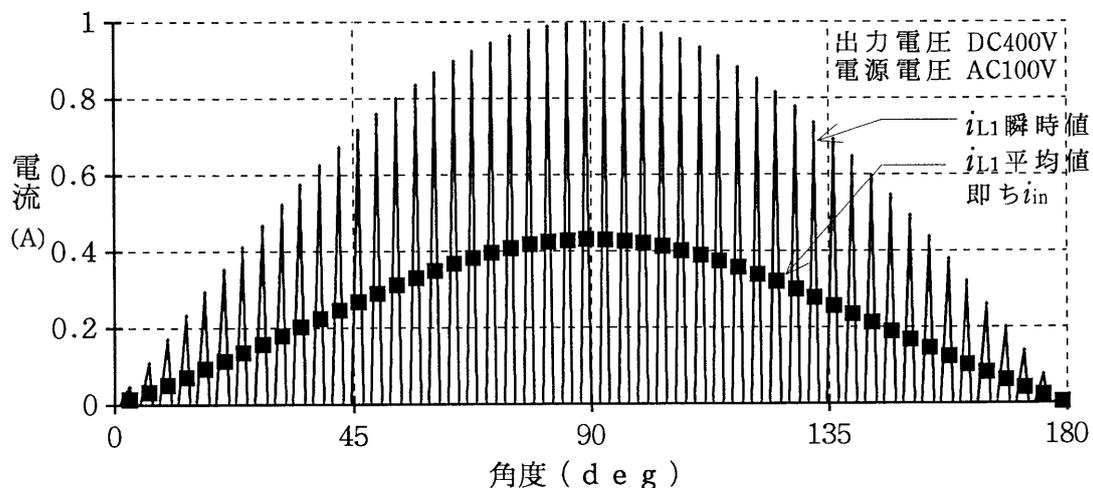


図1. 15 電流不連続モードによるリアクトル電流 i_{L1} 波形と入力電流 i_{in} 波形

1. 9 各章の構成

このように高力率コンバータには多様な回路方式、制御方式があるが、高力率コンバータを各種の無停電電源システムに適用するためにはそれぞれのシステムの特徴に応じて最も適切な方式を選択する必要がある。図 1. 16 に高力率コンバータの制御方式、回路方式と本論文の各章との関係を示す。図 1. 17 に無停電電源システムの種類と本論文の各章との関係を示す。

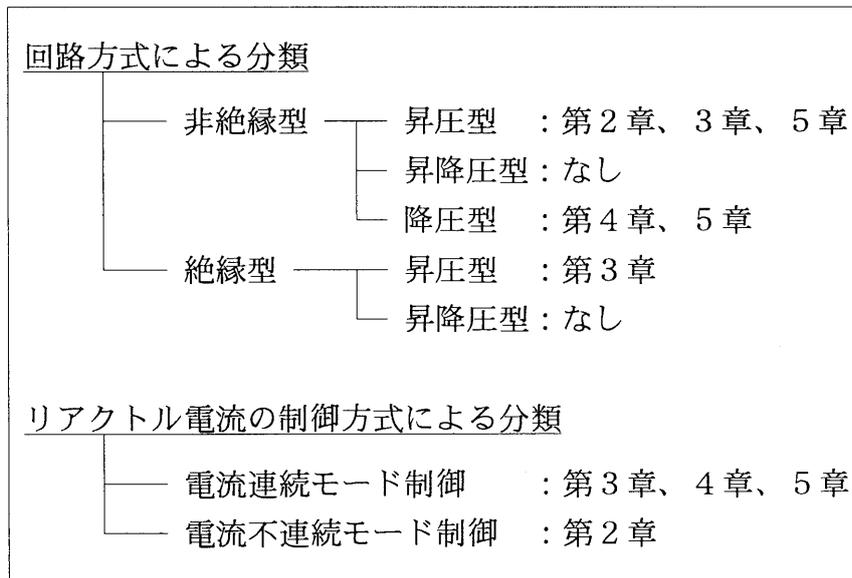


図 1. 16 高力率コンバータの分類と本論文の各章との関係

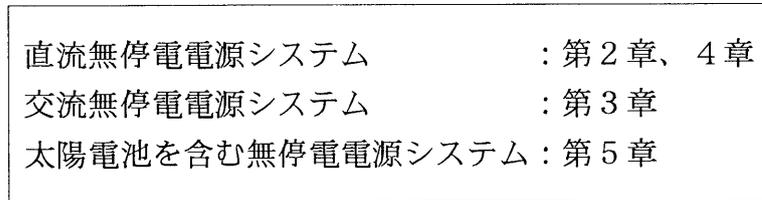


図 1. 17 無停電電源システムの分類と本論文の各章との関係

本論文では以上のように各種の無停電電源システムに各種の高力率コンバータを適用するにあたり、適切な動作を得るための制御方式および回路方式に対して種々の改良方法を提案している。このような観点から本論文は無停電電源システムの種類に応じて次の各章から構成されている。

第 2 章では電流不連続モード制御の特徴を明かにし、さらにこの制御方式を 3 相入力直流無停電電源システムに効果的に適用した新しい回路方式を提案している。

高力率コンバータは入力電流を入力電圧と同相の正弦波に整形するために入力電流や入力電圧の検出やフィードバック制御が必要となり制御回路が複雑になるという欠点がある。電流不連続モード制御は高力率コンバータのこの欠点を補うための制御方式でありリアクトルの電流が不連続になるように動作させることによりスイッチ素子を単にデューティ一定で駆動するだけで入力電流の高調波を抑制することができる。この方式ではリアクトルの電流を不連続とするのでスイッチ素子に流れる電流のピーク値が大となり損失が増加するので一般に数10W～500W程度の小容量の装置に適しており数kWクラスの容量の大きな装置には不適切と言われていた。本章では従来のこのような考え方に対し、スイッチ素子としてIGBTを用いるとFETを用いる場合と比べてこの損失を大幅に抑制することができ数kWクラスの装置にも適用の可能性があることをシミュレーションによる素子の損失計算により示している。

電流不連続モード制御は3相入力の電源装置に対しても多数の回路方式が提案されているが、高調波抑制効果が不十分、回路損失が大きく効率が悪い、または制御が複雑になり不連続モード制御の特長を損なう、などの欠点がありほとんど実用化されていない。本章ではこれらの欠点を克服した新しい回路方式を提案している。シミュレーションと計算および実験を通じて従来の方式から大幅に高調波の抑制効果が改善されていることを示している。

第3章では高力率コンバータの交流無停電電源システム（UPS：Uninterruptible Power Supply）への応用に関する研究成果をまとめている。近年のUPSの回路方式の変遷を説明し、その中で2種類の回路方式に関して新しい制御方式と回路構成を提案している。

まず絶縁型フルブリッジ方式の高力率コンバータをUPSに適用するための新しい制御方式を提案している。このタイプの高力率コンバータをUPSに用いると高周波トランスで入出力を絶縁することができるので商用トランスの省略が可能となり、UPSの小形軽量化を実現することができる。しかし、この高力率コンバータはその独特の回路構成から実用化のためには制御方式に関して各種の改良が必要となる。本章では特にその起動時と停止時の制御方法に関して新しい方式を提案している。

次に倍電圧方式の高力率コンバータをUPSに適用するための新しい回路構成と制御方式を提案している。この方式の高力率コンバータをUPSに用いると高周波トランスさえ省略することができ、さらなる小形軽量化と高効率化を実現することができる。しかし基本的な回路構成のままではUPSに用いる蓄電池の電圧が非常に高くなり信頼性や経済性に問題が生じる。本章では双方向チョッパ回路を用いる方法および補助インバータを用いる方法を考案し、蓄電池電圧を抑制すると同時にその回路構成に適した制御方式を提案している。

第4章では通信装置をバックアップする直流無停電電源システムへの高力率コンバータの応用に関して新しい制御方式を提案している。無停電電源システムは交換機、無線機、中継機などの通信装置に直流電力を供給するためのシステムである。公共性の高い重要な装置の電源であるため蓄電池やエンジン発電機による無停電化が要求され、また通信品質の確保のためにリップル電圧や評価雑音の抑制などが要求される。通信装置は24Vや48Vなど比較的低い電圧で動作するので降圧型の高力率コンバータが適している。しかし降圧型の高力率コンバータにはリアクトルが大きくなる、出力電圧に大きなリップル成分が含まれる、などの欠点があり通信用電源としてはほとんど実用化されていない。本章ではパルス面積変調と呼ばれる新しい制御方式を降圧型の高力率コンバータに適用し、リアクトルの小型化とリップル電圧の抑制を実現したことを示している。

第5章では高力率コンバータの技術の太陽光発電システム用連系インバータへの応用に関する研究成果をまとめている。連系インバータは直流電源の電力を交流に変換して電力系統に供給する電力変換装置であり近年特に太陽電池の電力を電力系統に供給するための太陽光発電システムの用途に広く研究されている。太陽光発電システムに蓄電池を含めると無停電電源の機能やロードレベリングの機能も付加することができる。本章ではこのような蓄電池を有する太陽光発電システムにおいてフルブリッジ型高力率コンバータを系統連系用双方向コンバータとして動作させることにより簡単な回路構成で多くの機能を実現させた研究成果を説明している。

太陽光発電システムに用いられる連系インバータは一般に太陽電池の電圧をいったん昇圧チョッパで高い電圧に昇圧し、その後電圧型インバータで系統に連系する方式が用いられている。電流型インバータを用いると昇圧チョッパを用いることなく太陽電池の出力を直接インバータで商用系統に連系することができるが、電流型インバータはリアクトルの寸法重量が大きくなるという欠点があり実用化例はほとんどない。本章では電流型インバータをパルス面積変調を用いて制御することにより、リアクトルの小型化を実現した研究成果を示している。

最後に第6章では本研究で得られた成果をまとめ、残された課題と今後の展開について説明している。

参考文献

- (1.1) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編、「半導体電力変換回路、第 1 章 半導体電力変換回路とその背景」、電気学会、1987 年 3 月
- (1.2) 電力変換器の高性能スイッチング技術調査専門委員会、「電力変換器の高性能スイッチング技術」、電気学会技術報告、第 6 8 7 号、1998 年 8 月
- (1.3) 通商産業省資源エネルギー庁、「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」、1994 年 10 月
- (1.4) International Electrotechnical Commission, "limits for harmonic current emissions", International standard electromagnetic compatibility Part 1000-3 : Limits-Section 2, 1995
- (1.5) 平地克也、「力率改善回路の動作原理と応用例」、日本工業技術センターセミナー (T-3510) テキスト、pp.71-103, 1993 年 7 月
- (1.6) 中村万太郎、「電流波形無ひずみ整流器」、サンケン技報、第 1 0 巻、1 号、1978 年
- (1.7) 電力用アクティブフィルタ調査専門委員会、「電力用アクティブフィルタ技術」、電気学会技術報告、第 4 2 5 号、1992 年 6 月
- (1.8) 平地克也、「太陽光発電システムへの応用動向と事例」、総合電気雑誌「OHM」9 8 年 3 月号、第 8 5 巻、第 3 号、pp.65-68, 1998 年 3 月
- (1.9) PWMインバータの制御法とその評価法調査専門委員会、「PWMインバータの制御方式の最新技術動向」、電気学会技術報告、第 6 3 5 号、1997 年 5 月
- (1.10) 平地克也、山本茂、柴山和夫、友国泰治、「高力率コンバータ研究開発状況」、ユアサ時報、第 7 9 号、pp.35-42, 1995 年 10 月
- (1.11) アクティブフィルタ機能を有する高性能電力変換システム調査専門委員会、「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム」、電気学会技術報告、第 6 4 3 号、1997 年 7 月
- (1.12) 平地克也、「電源装置における高調波電流抑制方法」、月刊 EMC 1991 年 9 月号、pp.88-93
- (1.13) 平地克也、「スイッチング電源とUPSの高調波歪対策と力率改善」、平成 7 年度電気関係学会関西支部専門講習会、pp.33-40, 1995 年 2 月
- (1.14) 平地克也、「高力率コンバータにおける電流の連続および不連続制御」、平成 6 年度スイッチング電源システムシンポジウム、A1-2, 1994 年 4 月

第2章

3相入力直流無停電電源システム

第2章 3相入力直流無停電電源システム

2.1 緒言

3相入力の高力率コンバータとしては従来から図2.1のいわゆる電圧型PWMコンバータが広く用いられている。しかしこのコンバータには下記のような欠点があり、特に3相入力の電源としては比較的小容量の数kVAクラスの電源装置にとっては十分に満足できる回路方式ではない。そこでPWMコンバータに替わるべき新しい回路方式、制御方式が求められており、多数の研究結果が発表されている^(2.1~14)。

＜主回路に関する欠点＞

- ・能動的スイッチ素子が6ヶも必要
- ・素子に高電圧が印加される。

＜制御回路に関する欠点＞

- ・電圧、電流センサーが多数必要
 - 交流入力電圧、交流入力電流、直流出力電圧
- ・フィードバック制御が必要

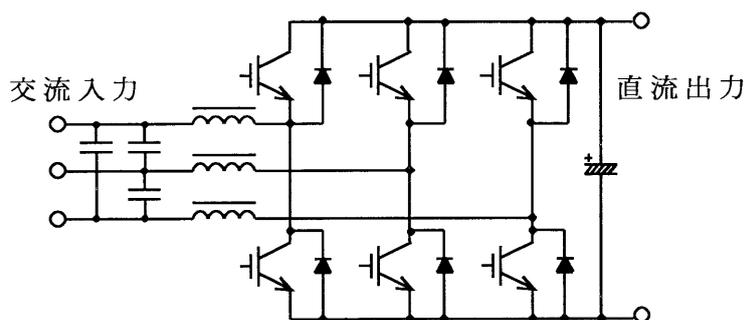


図2.1 3相入力電圧型PWMコンバータ

第1章で説明したように高力率コンバータにはリアクトルの電流が連続になるように制御される電流連続モード方式と不連続になるように制御される電流不連続モード方式がある。電流不連続モードを用いると制御が非常に簡単になるので上記の制御回路に関する欠点を解消することができ、さらにスイッチ素子の数を削減することも可能である。そこで電流不連続モードの新しい回路方式が多数研究されている^(2.1~12)。しかし従来の回路方式では高調波電流の抑制が不十分なものが多く^(2.1~9)、十分に抑制できる回路方式ではスイッチ素子やリアクトルの容量の増大を招いていた^(2.10~12)。特に3相入力直流無停電電源に用いる時は2.3.2節で説明するように高調波電流を十分に抑制する必要がある、これまでに提案されている方

式では満足できるものはなかった。そこで筆者はスイッチ素子やリアクトルの容量が抑制できる昇圧型の回路構成を用い、かつ高調波を十分に抑制できる回路方式を提案した^(2.16~17)。

- 2.2節では電流不連続モード方式の分類、整理を行い長所、短所を明確にする。
- 2.3節では電流不連続モード方式の特性向上に関する提案した方式を説明する。

2.2 電流連続モード制御と不連続モード制御

2.2.1 不連続モード制御の動作原理

第1章で説明したように、高力率コンバータは昇圧型、昇降圧型、降圧型の3つの回路方式に分類される。リアクトル電流を不連続に制御するタイプの高力率コンバータもやはりこの3種類の回路方式に分類される。なお、以下の検討は単相入力の回路にて行うが、3相入力でも同じことが言える。

図2.2に昇圧型高力率コンバータの基本的な回路構成を示す。この回路のリアクトル L_1 の電流 i_{L1} の波形を図2.3に示す。トランジスタ T_1 を ON すればリアクトル L_1 に交流入力電圧 v_{CS} を全波整流した電圧 v_{in} が印加され、 i_{L1} は増加する。 T_1 が OFF すると L_1 には直流出力電圧 V_{DC} と入力電圧 v_{in} の差が逆方向に印加され、 i_{L1} は減少する。

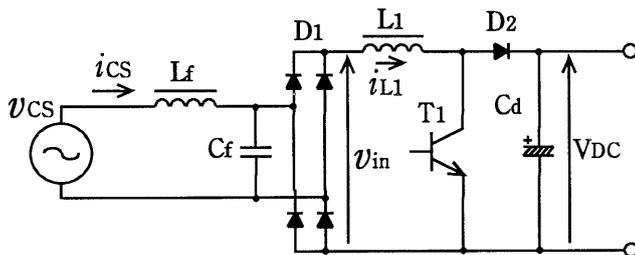


図2.2 昇圧型高力率コンバータ

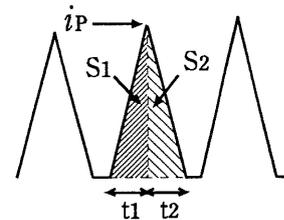


図2.3 リアクトル電流波形

i_{L1} 波形が図2.3のように不連続になるように L_1 の値を選ぶと、 i_{L1} のピーク値 i_P は式(2.1)で与えられる。

$$i_P = \frac{v_{in} \times t_1}{L_1} \dots\dots\dots (2.1)$$

したがって、 T_1 の ON 時間 t_1 を一定に保つと、 i_P は毎サイクル v_{in} の瞬時値に比例する値となり、 L_1 の電流波形は、例えば図2.4のようにピーク値が v_{in} に比

例する三角波のパルス列となる。この波形の高周波成分を L_f 、 C_f でカットすると入力電流 i_{cs} は電源電圧 v_{cs} と同相の正弦波状の波形となる。

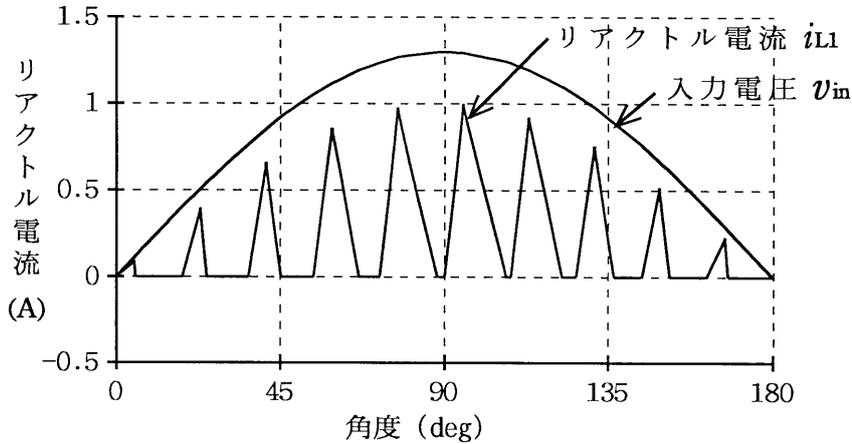


図2. 4 昇圧型のリアクトル電流波形

2. 2. 2 不連続モード制御の入力電流歪

図2. 4では、 T_1 のデューティを一定に保つのみならず、 T_1 の動作周波数も一定の値に保っている。このように制御すると制御回路は非常に簡単に構成され、動作も安定しているが、入力電流波形は完全な正弦波にはならない。

図2. 3の L_1 電流波形において、 T_1 が ON している時の電流時間積 S_1 および T_1 が OFF している時の電流時間積 S_2 は式(2.2)と式(2.3)で与えられる。

$$S_1 = \frac{1}{2} \times \frac{v_{in}}{L_1} \times (t_1)^2 \dots\dots\dots (2.2)$$

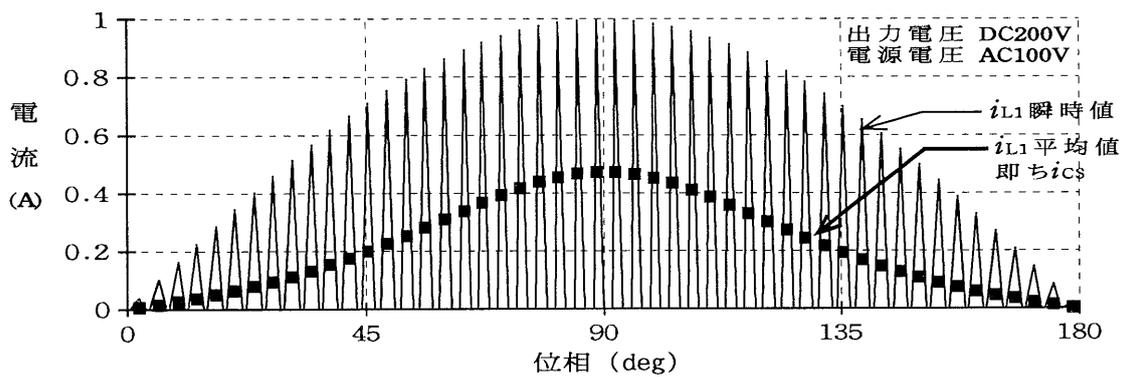
$$S_2 = \frac{1}{2} \times \frac{(v_{in})^2}{L_1 \times (V_{DC} - v_{in})} \times (t_1)^2 \dots\dots\dots (2.3)$$

入力電流 i_{cs} の瞬時値は L_1 電流の毎サイクルの平均値に等しい値となるので、 i_{cs} の瞬時値は $(S_1 + S_2) \times f$ で与えられる。 f は T_1 の動作周波数であり、普通数10kHz以上の高周波で動作させる。

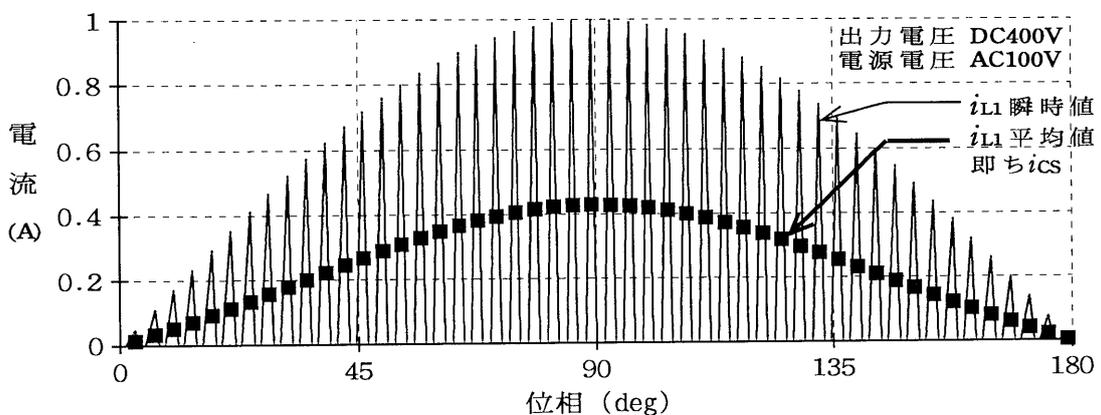
式から明らかなように、 T_1 の ON 時間 t_1 が一定であれば、 S_1 は毎サイクル v_{in} に比例するが、 S_2 は v_{in} の2乗に近い値に比例する。従って、 i_{cs} 波形はピーク値付近は正弦波よりも大となり、ゼロクロス付近は正弦波よりも小となる。 S_1 はDC出力電圧 V_{DC} に無関係であるが、 S_2 は V_{DC} が大きい程小さくなる。従って、

V_{DC} が大きいほど v_{in} に比例する S_1 の比率が大となるので、入力電流波形は正弦波に近づく。

式(2.1～2.3)を使えば、リアクトル L_1 の電流波形とその平均値即ち交流入力電流波形に相当する値を数値計算で求めることができる。図2.5(a)は V_{DC} が200Vのときの計算波形であり、図2.5(b)は V_{DC} が400Vのときの計算波形である。DC出力電圧を400V程度に設定すれば交流入力電流波形はほぼ完全な正弦波に整形できることが分かる。 V_{DC} が200Vでもガイドラインをクリアする程度には高調波電流を抑制できる。



(a) 直流出力電圧200V



(b) 直流出力電圧400V

図2.5 昇圧型不連続モード制御のリアクトル電流

2. 2. 3 境界モード制御

不連続モード制御では上記のように交流入力電流 i_{cs} の波形は完全な正弦波にはならない。そこで、リアクトル L_1 の電流が流れ終わるとすぐにトランジスタ T_1 を ON させるように制御すると、図 2. 6 に示すように、各サイクルの電流の平均値はピーク値の $1/2$ となり、交流入力電流は完全な正弦波に整形される。この制御方式はリアクトルの電流が連続と不連続の境界となるので境界モード制御と呼ばれている^(2. 18)。

不連続モードではリアクトル電流のピーク値は平均値の $2 \sim 4$ 倍程度となるが、境界モード制御では常に 2 倍となる。故に境界モードではスイッチ素子の電流のピーク値も不連続モードより抑制され、損失が減少する。

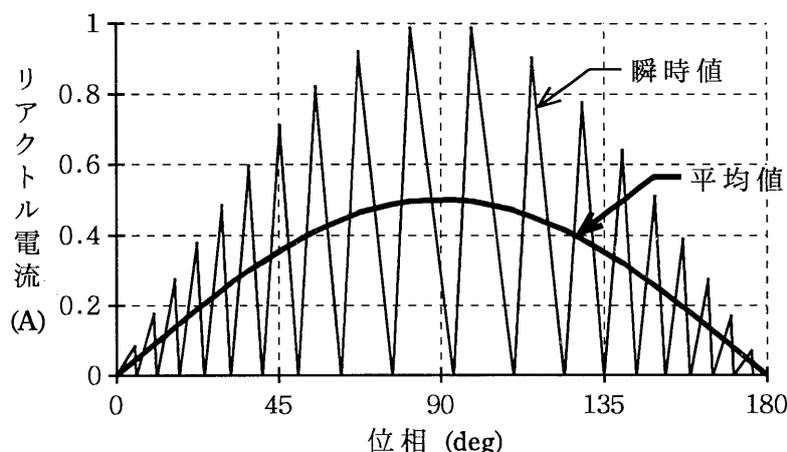


図 2. 6 昇圧型境界モード制御のリアクトル電流

境界モード制御では連続モード制御のような入力電流のフィードバック制御は不要であるが、リアクトル電流がゼロになったことを検出してスイッチ素子をターンオンさせる必要があり、不連続モードに比べると制御回路はやや複雑になる。

表 2. 1 に昇圧型高力率コンバータにおける連続モード、不連続モード、境界モードの 3 つの制御モードの比較を示す。連続モードは制御回路が複雑になるがスイッチ素子の負担は軽いため大容量にまで使用でき、不連続モード制御は制御回路は大変簡単であるが、スイッチ素子の負担が大となり小容量のものに用いられ、境界モードはその中間と言える。

表2. 1 昇圧型高力率コンバータ3つの制御モードの比較

制御モード	連続モード	不連続モード	境界モード
リアクトル電流波形	連続	不連続	連続・不連続の境界
リアクトルピーク電流	小	やや大	中
効率	高	低	中
適応容量	中～大	小	小～中
動作周波数	一定	一定	変動する
動作デューティ	変動する	一定	変動する
制御回路	複雑	単純	やや複雑
スイッチング損失	ターンオン時大 ターンオフ時やや大	ターンオン時小 ターンオフ時大	ターンオン時小 ターンオフ時大
入力電流歪	小	やや大	小
入力電圧変動耐量	強い	弱い	やや弱い

2. 2. 4 昇降圧型

図2. 7に昇降圧型高力率コンバータの基本的な回路構成を示す。トランジスタ T_1 を ON すればリアクトル L_1 に交流入力電圧 v_{CS} を全波整流した電圧 v_{in} が印加され、 L_1 の電流 i_{L1} は増加する。 T_1 が OFF すると L_1 には直流出力電圧 V_{DC} が逆方向に印加され、 i_{L1} は減少する。 L_1 を適当な値に選択すると、 L_1 の電流 i_{L1} は昇圧型高力率コンバータの時と同様に図2. 3のような三角波のパルス列となる。

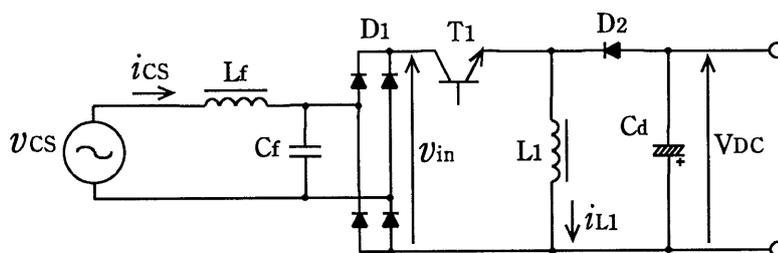


図2. 7 昇降圧型高力率コンバータ

L_1 電流のピーク値と電流時間積 S_1 は昇圧型と同じ式 (2.1) と式 (2.2) で与えられる。リアクトル電流が減少する時は昇圧型ではリアクトルに V_{DC} と v_{in} の差の電圧が印加されたのに対し、昇降圧型では V_{DC} が印加される。故に電流時間積 S_2 は昇圧型とは異なり、次の式で与えられる。

$$S_2 = \frac{1}{2} \times \frac{(v_{in})^2}{L_1 \times V_{DC}} \times (t_1)^2 \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

図 2. 8 に昇降圧型のリアクトル電流計算波形の 1 例を示す。昇圧型では L_1 電流がそのまま交流入力電流となったのに対し、昇降圧型では L_1 電流のうち交流入力電流となるのは図 2. 8 の三角波のハッチングされた部分だけ、即ち図 2. 3 の S_1 に相当する部分だけである。前述のように S_1 は v_{in} に比例する。故に、昇降圧型では周波数一定、デューティ一定に制御するだけで入力電流波形は入力電圧と同相の完全な正弦波に整形される。

昇降圧型では交流入力側から直流出力側に伝送するすべてのエネルギーを一旦リアクトル L_1 に蓄積しなければならないため、昇圧型と比較して L_1 のピーク電流が大きくなる。そのためスイッチ素子での損失も増加する。そこで通常の用途では昇圧型の方が広く用いられている。

2. 2. 5 降圧型

図 2. 9 に降圧型高力率コンバータの基本的な回路構成を示す。昇圧型と同様、トランジスタ T_1 を周波数一定、デューティ一定で ON/OFF させると、 L_1 の電流はピーク値が電源電圧にほぼ比例した三角波のパルス列となる。降圧型の回路構成なので、出力電圧 V_{DC} が入力電圧 v_{cs} の瞬時値より大きい領域では電流は流れない。従って、出力電圧は入力電圧より充分低い値に設定しないと入力電流波形の歪が大きくなる。

表 2. 2 に昇圧型、昇降圧型、降圧型の回路の比較表を示す。昇圧型はリアクトルやスイッチ素子の負担が最も少ないのでスイッチング電源のプリレギュレータなどに広く用いられている。昇降圧型は図 2. 7 の基本回路のまま用いられることは少なく、図 1. 14 (m) のようにフライバックトランスを使用して絶縁型として用いられることが多い。降圧型は小容量の低圧電源としての利用が検討されている。

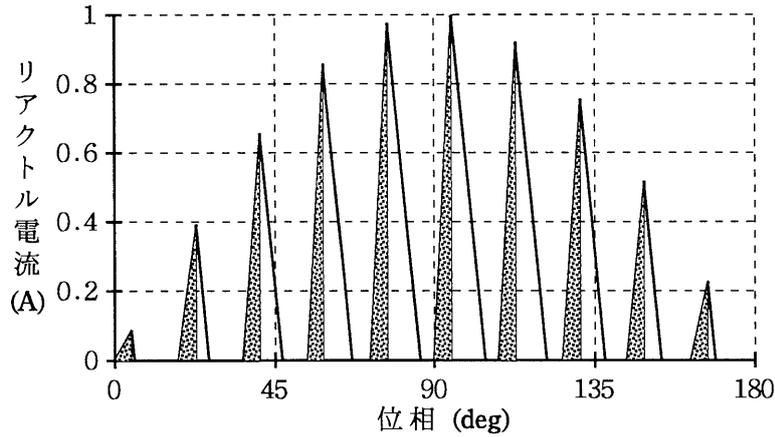


図2. 8 昇降圧型高力率コンバータのリアクトル電流

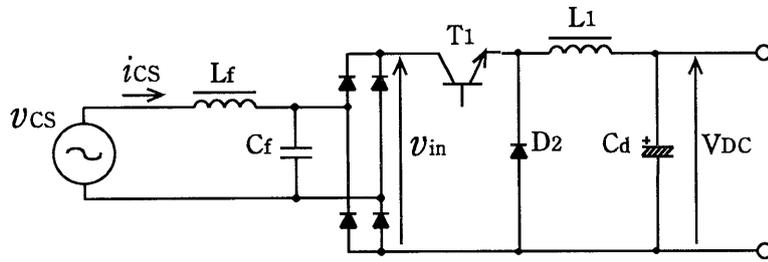


図2. 9 降圧型高力率コンバータ

表2. 2 電流不連続モード制御、3つの回路方式

	昇圧型	昇降圧型	降圧型
出力電圧の条件	$V_{DC} > V_{CSpeak}$	無制限	$V_{DC} \ll V_{CSpeak}$
ピーク電流	やや大	大	大
入力電流歪	やや大	小	大
容量	中容量も可	小容量	小容量に限る
短絡保護	できない	できる	できる
突入電流	あり	なし	なし
素子の耐圧	V_{DC}	$V_{DC} + V_{CSpeak}$	V_{CSpeak}

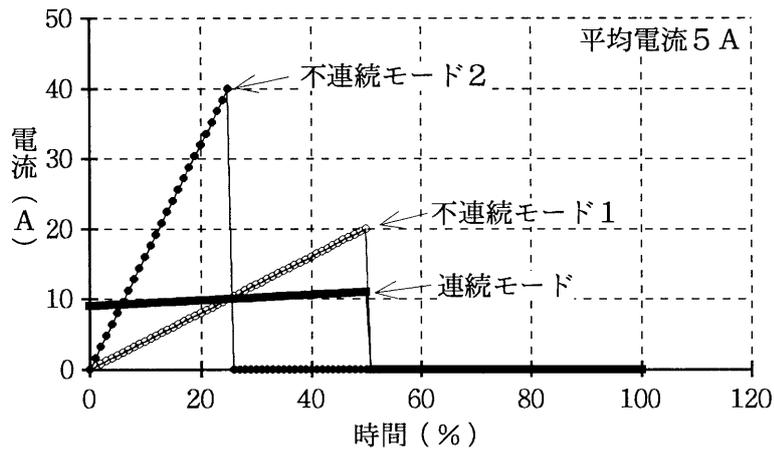
2. 2. 6 スイッチ素子の順方向電力損失の検討

不連続モード制御ではスイッチ素子に流れる電流のピーク値が大きくなるため、スイッチ素子の順方向電圧降下による損失が連続モードの時よりかなり大きくなる。特にスイッチ素子としてFETを使用すると、FETの順方向電圧降下は電流に比例して大きくなるのでピーク電流が大きい時の電力損失の増加は著しい。しかし、IGBTの順方向電圧降下は電流が増加してもあまり大きくなりませんので、ピーク電流が大きくても電力損失はあまり大きくなりませんことが期待できる。そこで、スイッチ素子にFET、IGBTそれぞれを使用した場合について連続モードと不連続モードの電力損失の比較計算を行った。

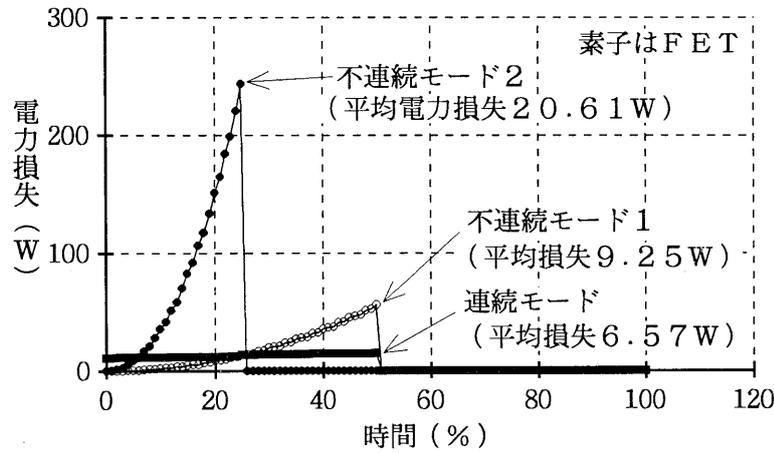
図2. 10 (a)に比較に用いた電流波形を示す。図ではスイッチ素子の電流波形の1周期分を表示しており、時間軸は1周期を100%として表示している。連続モードの波形はデューティ50%で9Aから11Aに変化する波形とした。不連続モードでは2つの波形を検討した。不連続モード1の波形はデューティ50%でピーク値20A、不連続モード2はデューティ25%でピーク値40Aとしている。いずれの波形も平均電流は5Aである。

図2. 10 (b)に素子にFETを用いた場合の電力損失の変化を示す。不連続モード2では電流のピーク値付近で電力損失が著しく大きく、平均損失は20.61Wで連続モードの時の平均損失6.57Wの3.14倍にもなっている。不連続モード1の場合では平均損失9.25Wで、連続モードの場合より41%大きくなっている。

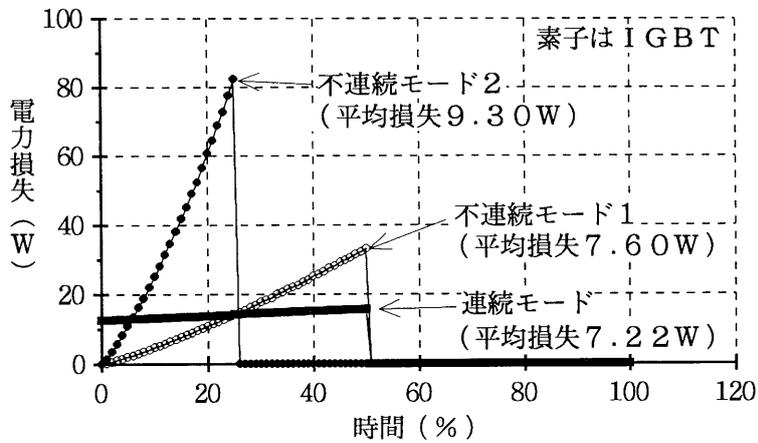
図2. 10 (c)に素子にIGBTを用いた場合の電力損失の変化を示す。不連続モード1では平均電力損失7.60Wであり、連続モードの時の平均電力損失7.22Wより5%増加するにすぎない。また、不連続モード2の場合でも平均損失は9.30Wであり、連続モードの場合の29%の増加にとどまっている。したがって、IGBTを用いれば、不連続モードでも比較的容量の大きな電源装置への応用が期待できる^(2. 18)。なお、電力損失の計算には、FETとIGBTはいずれも日立の定格電流50Aのモジュールを用いた。計算に用いた各素子のV-I特性を図2. 11に示す。



(a) 比較に用いた電流波形



(b) 電力損失の変化 (F E Tにて)



(c) 電力損失の変化 (I G B Tにて)

図2. 10 スイッチ素子の順方向電力損失の比較

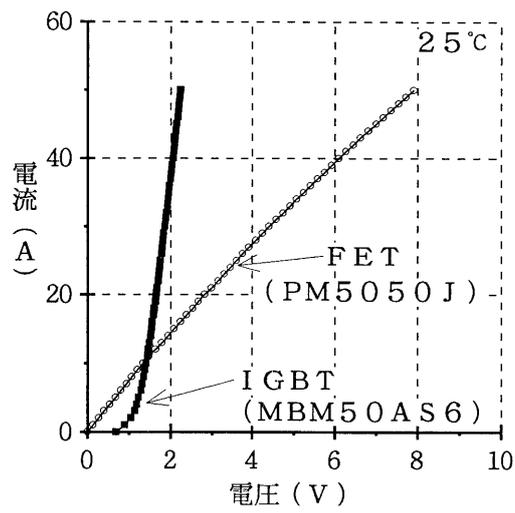


図2. 11 シミュレーションに用いたスイッチ素子のV-I特性

2.3 3相不連続モード高力率コンバータの新しい回路方式

2.3.1 不連続モード制御の新しい回路方式

前節で検討したように、スイッチ素子にFETではなくIGBTを用いればピーク電流の大きな不連続モードの回路方式でも素子の損失はあまり大きくならない。したがって、数kVAクラスの3相入力の回路でも実用化できる可能性がある。

また、前節で検討したように不連続モードでは昇圧型は素子やリアクトルの負担は小さいものの入力電流波形を完全な正弦波に整形できないという欠点があり、昇降圧型は入力電流波形を完全な正弦波に整形できるものの素子とリアクトルの電流負担が大になるという欠点がある。本節では昇圧型の回路構成でしかも入力電流の高調波をほぼ完全に抑制できる回路方式を提案する。

2.3.2 3相入力無停電電源に必要な高調波抑制レベル

図2.12に直流無停電電源システムの構成を示す。負荷に無停電で電力を供給するために高力率コンバータの出力側に蓄電池が接続される。蓄電池ではバックアップできないような長時間の停電に備えてエンジン発電機(EG)が用いられる。EGは停電後しばらくして起動し、出力電圧確立後SWは商用電源(CS)側からエンジン発電機(EG)側に切り替えられる。その後高力率コンバータはEGから電力を供給される。高力率コンバータの高調波抑制機能が不十分な場合、エンジン発電機の電機子巻線に高調波電流が流れ、高い周波数の回転磁界を生ずる。この回転磁界は発電機のダンパ巻線を加熱し発電機に損傷を与えることになる。3相の場合は3の倍数の高調波は回転磁界を作らない、また回転磁界の周波数によって発電機に与える影響に差がある。その為式(2.5)に示す等価逆相電流という高調波の評価指標が設けられており、エンジン発電機への影響はこの指標で評価される^(2.19)。エンジン発電機の国内の規格^(2.20)ではエンジン発電機の等価逆相電流耐量として15%の値が定められている。故に3相電源の直流無停電電源システムに用いる場合、高力率コンバータは入力電流の高調波は等価逆相電流を15%以下になるように抑制しなければならず、余裕を見て10%以下に抑制することが望ましい。

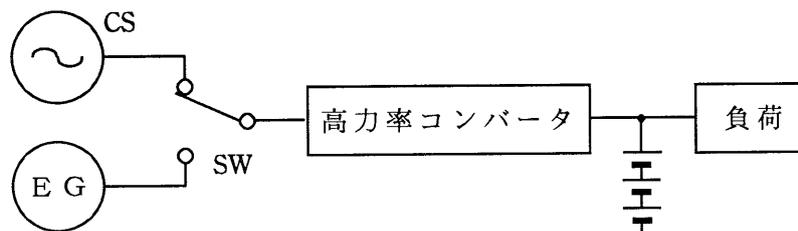


図2.12 無停電電源システムの構成

$$I_{2eq} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{n-3k} \left\{ 4 \sqrt{\frac{n}{2}} \cdot (I_{n-1} + I_{n+1}) \right\}^2}}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}} \cdot 100 [\%] \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし $k=1,2,3,\dots$

2. 3. 3 3相入力不連続モード制御1石式高力率コンバータと動作

図2. 13に最も基本的な昇圧型3相入力不連続モード制御の高力率コンバータの回路構成を示す^(2. 1~4)。スイッチ素子1ヶで回路が構成されるので1石式と呼ばれている。スイッチ素子 T_1 の動作周波数とデューティは入力電圧の1周期に渡って一定の値に保たれる。各相のリアクトル L_R 、 L_S 、 L_T の電流は常に不連続状態を保つようにインダクタンスは小さな値に設定される。 T_1 がONすると各相のリアクトルには各相の相電圧が印加される。 T_1 のON時間を t_1 、R相の相電圧を v_R とするとリアクトル L_R の電流のピーク値 i_{LRpeak} は前記のように単相入力と同様式(2.1)で表される。 T_1 の周波数とデューティは一定であるので T_1 のON時間 t_1 は一定であり、したがって i_{LRpeak} はR相の相電圧 v_R に比例して正弦波状に変化する。

図2. 14に図2. 13の回路のシミュレーション結果を示す。シミュレーションの条件は付録2. 1に示す。各相のリアクトル電流は不連続モードを保っており、そのピーク値は正弦波状に変化していることが分かる。図2. 15に図2. 14のリアクトル電流のフーリエ解析結果を示す。第5高調波が14.6%含まれており、この時、式(2.5)で定義される等価逆相電流は19.5%となる。なお、交流入力電流 i_{R2} および i_{R1} の低次の高調波電流値はリアクトル電流 i_{LR} に含まれる低次の高調波電流値に等しい。前記のように数kVA以上の3相入力の電源装置には等価逆相電流を充分小さな値に抑制することが要求されるのでこの回路方式では不十分である。

なお、図2. 14のシミュレーションでは動作を理解し易くするために T_1 の動作周波数は2kHzに設定しているが、実際には20kHz程度の周波数が用いられ、図2. 14の波形に含まれる動作周波数成分は小容量のコンデンサ C_f で容易に除去される。入出力の絶縁が必要な場合は図2. 13のように商用トランスTRがもちいられる。または商用トランスを設けず本コンバータの後段にDC/DCコンバータを設ける場合もある。

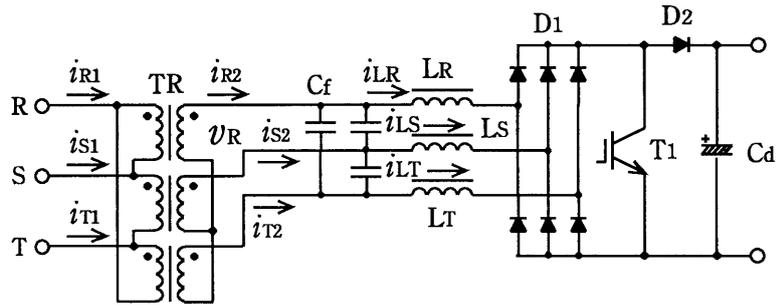


図2. 13 3相1石式高力率コンバータ

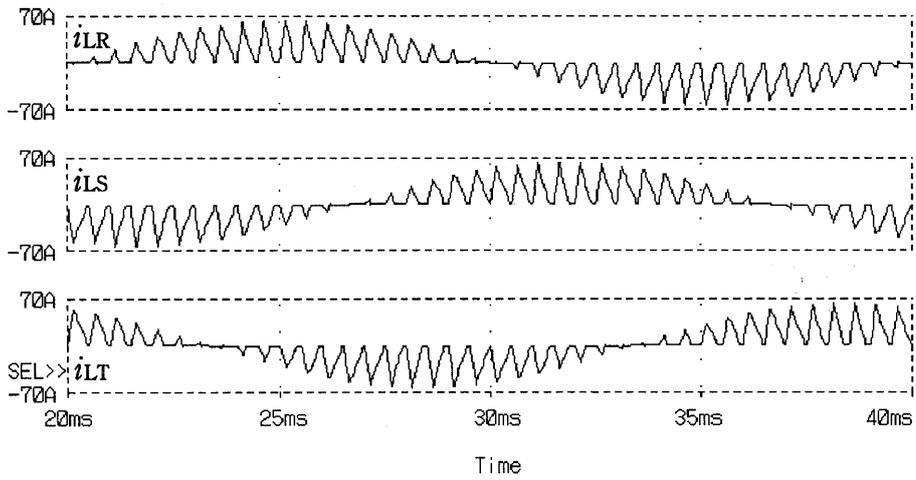


図2. 14 1石式高力率コンバータのリアクトル電流波形

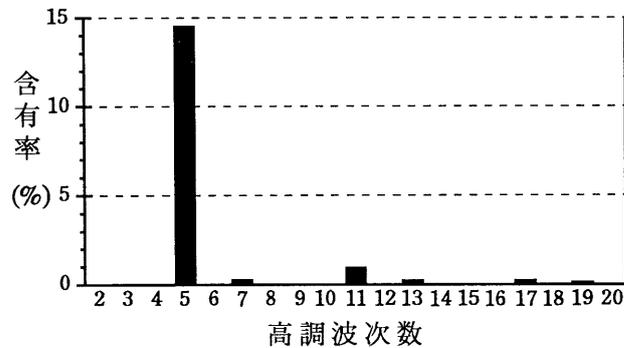


図2. 15 シミュレーションによる1石式高力率コンバータのリアクトル電流高調波解析

2. 3. 4 3相入力不連続モード制御2石式高力率コンバータと動作

図2. 16にスイッチ素子を2ヶ使用した高力率コンバータの回路構成を示す。3相入力不連続モード制御の高力率コンバータの新しい回路方式として期待されている^(2.15)。コンデンサ C_R 、 C_S 、 C_T がY結線されており、3つのコンデンサの接続点Nの電位は3相入力の中性点の電位に等しい。各相のコンデンサには常にその相の相電圧が印加されている。 T_1 と T_2 は180度位相をずらして駆動される。駆動周波数とデューティは入力電圧の1周期において一定の値に保たれる。この回路には各スイッチ素子の導通状態に応じて9つの動作モードが存在する。図2. 17に各動作モードにおける電流経路、図2. 18に回路各部の電流波形を示す。以下に各モードの動作概略を説明する。なお、この説明はR相の相電圧が正でS相とT相の相電圧が負の場合のものである。

- ・モード1： T_1 がONしており L_R にはR相の相電圧が印加され L_R の電流 i_{LR} は増加する。
- ・モード2： T_1 がOFFし、 L_R の電流は D_{T2} を通じて流れ、 C_d にエネルギーが伝達される。同時に L_S と L_T にも電流が流れ始める。 L_R にはDC出力電圧 V_{DC} とR相の相電圧の差の電圧が逆方向に印加され、 i_{LR} は減少する。
- ・モード3： i_{LR} が減少して i_{LS} と i_{LT} の和に等しくなり、 D_{T2} はOFFする。
- ・モード4： T_2 がONし、 L_S と L_T にはそれぞれS相とT相の相電圧が印加される。
- ・モード5： i_{LR} が流れ終わり、 i_{LS} と i_{LT} は負方向に増加をつづける。
- ・モード6： T_2 がOFFし、 L_S と L_T の電流は D_{T1} を通じて流れ、 C_d にエネルギーが伝達される。同時に L_R にも電流が流れ始める。 L_S と L_T にはDC出力電圧 V_{DC} と各相の相電圧の差の電圧が逆方向に印加され i_{LS} と i_{LT} は減少する。
- ・モード7：T相の電流が流れ終わる。
- ・モード8：S相の電流が減少し、R相の電流と等しくなり、 D_{T1} がOFFする。
- ・モード9： T_1 がONし、 L_R にR相の相電圧が印加される。

リアクトルに印加されている電圧に注目すれば全てのモードは次の2種類に分類される。

(a) 各リアクトルに相電圧または相電圧とDC出力電圧の差の電圧が印加されているモード

……モード1、2、4、5、6、7、9

(b) 2つのリアクトルが直列に接続され、線間電圧とDC出力電圧の差の電圧が印加されているモード

……モード3、8

図2.19に図2.16の回路のR相相電圧とR相リアクトルの電流波形のシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は付録2.1に示す。図2.20に図2.19の電流波形のフーリエ解析結果を示す。第5高調波が12.6%含まれており、等価逆相電流は22.8%と大きな値になる。ゆえに、図2.16の回路方式も、図2.13の回路と同様に実用性には問題がある。なお、交流入力電流 i_{R2} に含まれる低次の高調波成分の値は上記リアクトル電流 i_{LR} に含まれる低次の高調波成分に等しい。トランス1次電流 i_{R1} の等価逆相電流も i_{R2} および i_{LR} の等価逆相電流に等しい。

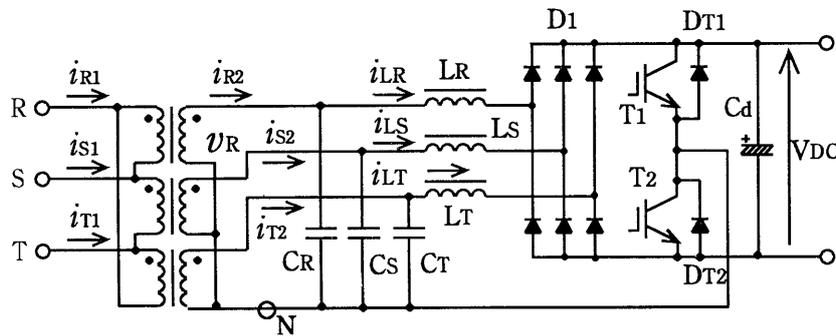


図2.16 3相2石式高力率コンバータ

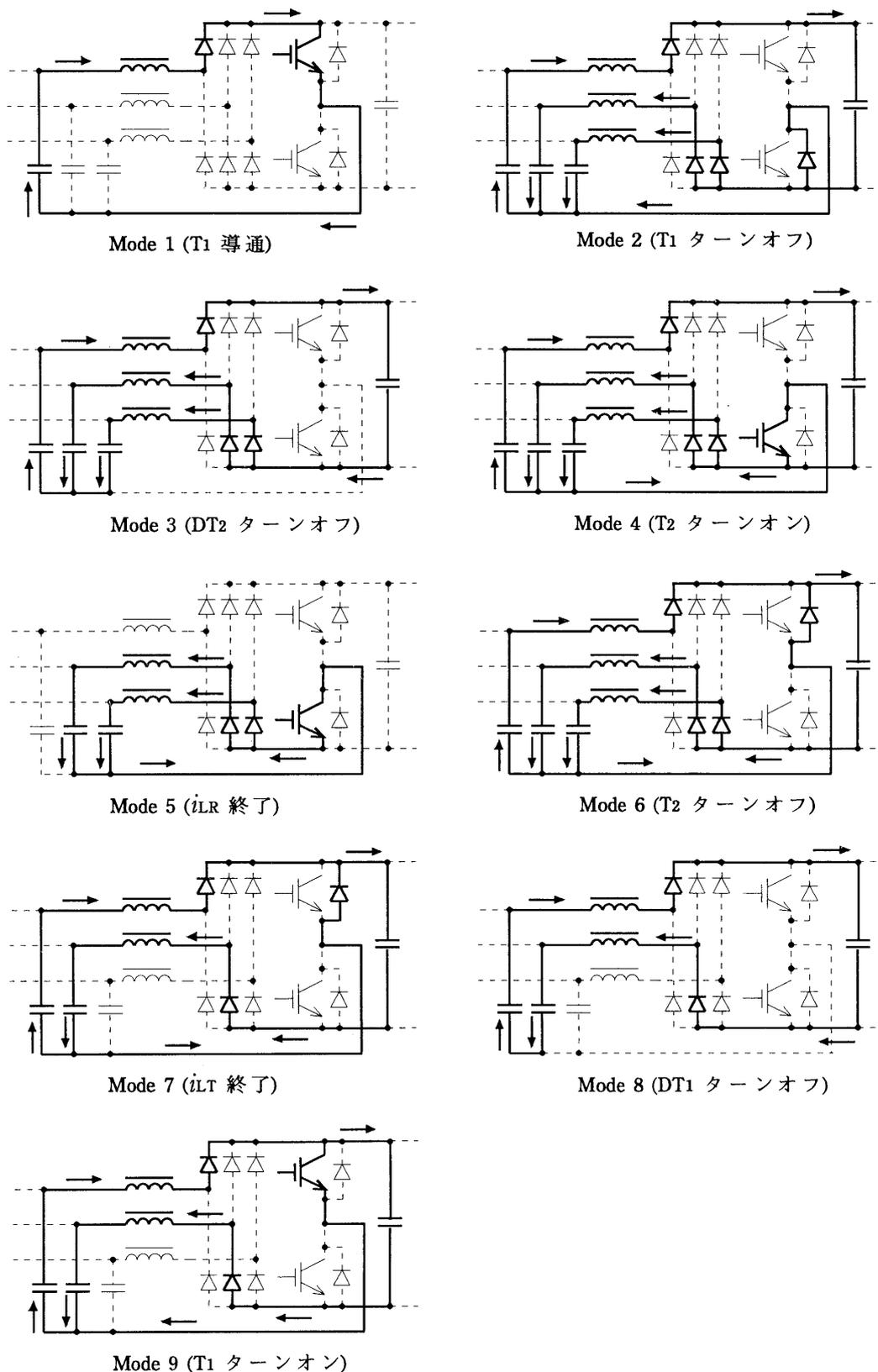


図2. 17 2石式の各動作モードにおける電流経路

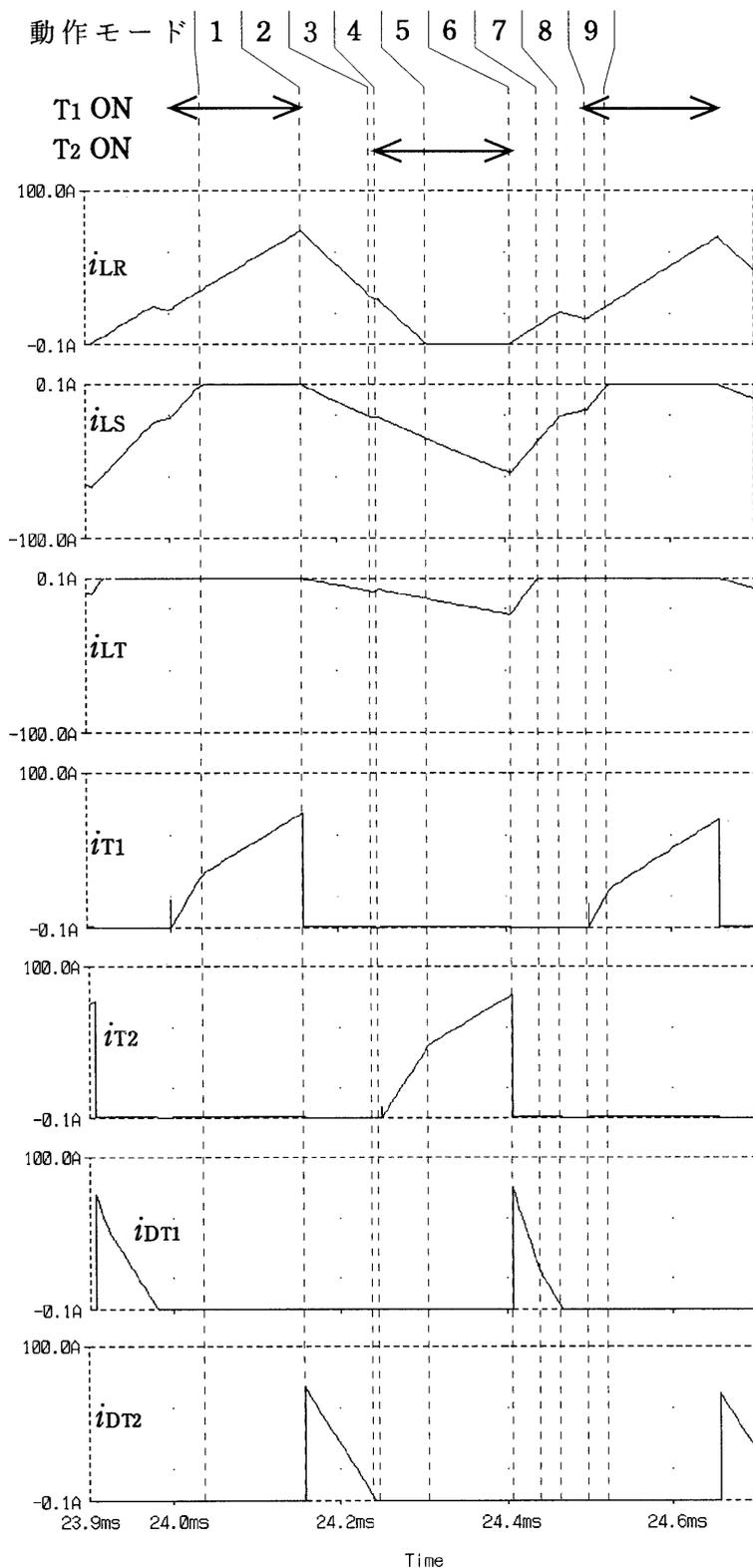


図2. 18 2石式高力率コンバータの動作波形

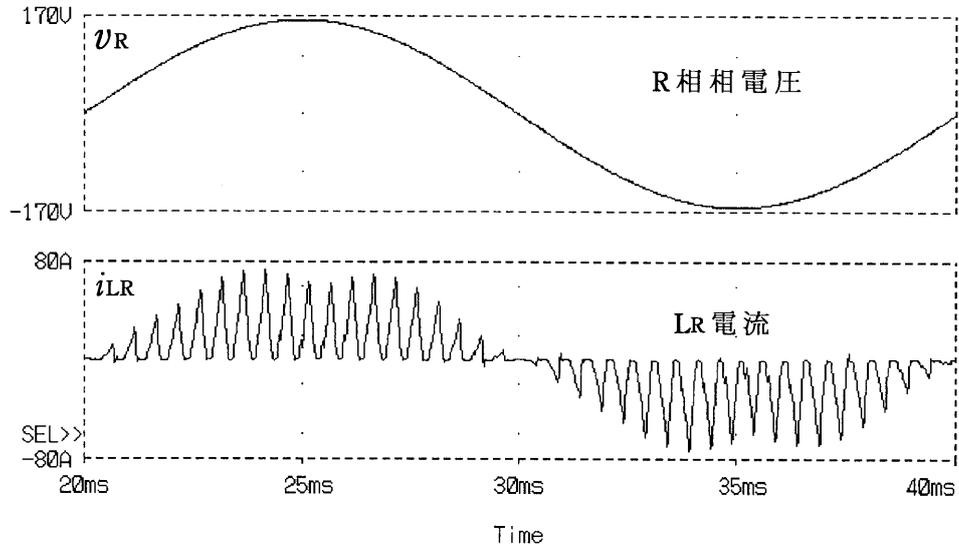


図2. 19 2石式高力率コンバータの入力電圧およびリアクトル電流波形

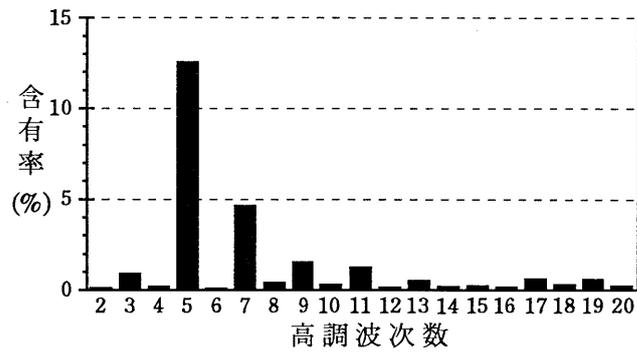


図2. 20 シミュレーションによる2石式高力率コンバータのリアクトル電流の高調波解析

2. 3. 5 提案する4石式3相入力高力率コンバータの回路構成と動作

このように、図2. 16の回路では入力電流に大きな第5高調波が含まれ、等価逆相電流の悪化を招いている。図2. 16の回路では前記のように9つの動作モードをリアクトルに印加されている電圧に応じて、「(a) 各リアクトルに相電圧または相電圧とDC出力電圧の差の電圧が印加されているモード」と「(b) 2つのリアクトルが直列に接続され、線間電圧とDC出力電圧の差の電圧が印加されているモード」の2つの種類に分類することができた。そのうち(b)のモードの存在が大きな第5高調波の発生する原因となっている。

そこで、(b)の動作モードをなくし、全ての動作モードを(a)の動作とするために図2. 21の回路を提案した^(2. 16~17)。図2. 16の回路から補助スイッチT₃とT₄が追加されている。図2. 23に示すようにT₃はT₂がOFFしてからT₁がONするまでの間OFFする。その他の期間は常にONしている。T₄はT₁がOFFしてからT₂がONするまでの期間OFFする。その他の期間は常にONしている。

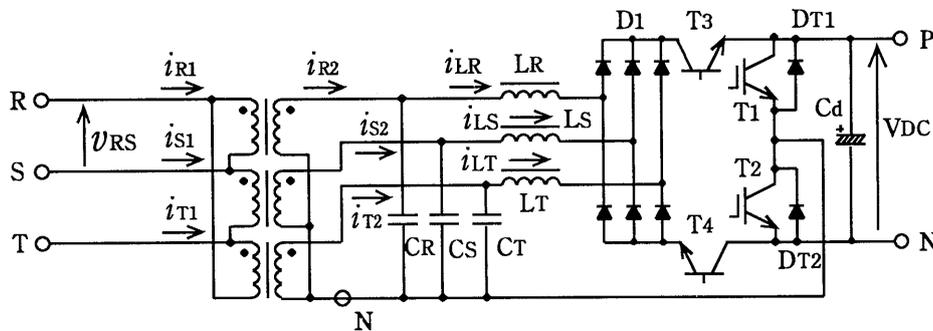


図2. 21 提案する4石式高力率コンバータ

図2. 21の回路には各スイッチ素子の導通状態に応じて9つの動作モードが存在する。図2. 22に各動作モードにおける電流経路、図2. 23に回路各部の電流波形を示す。以下に各モードの動作の概略を説明する。なお、以下の説明はR相の相電圧が正でS相とT相の相電圧が負の場合のものである。

- ・モード1：T₁がONしておりL_RにはR相の相電圧が印加されL_Rの電流*i_{LR}*は増加する。
- ・モード2：T₁がOFFし、L_Rの電流はDT₂を通じて流れ、C_dにエネルギーが伝達される。L_RにはDC出力電圧V_{DC}とR相の相電圧の差の電圧が逆方向に印加され、*i_{LR}*は減少する。
- ・モード3：T₄がONし、L_SとL_Tにも電流が流れ始める。
- ・モード4：*i_{LR}*が減少して*i_{LS}*と*i_{LT}*の和に等しくなり、DT₂はOFFし、T₂に

電流が流れ始める。

- ・モード 5 : i_{LR} が流れ終わり、 i_{LS} と i_{LT} は負方向に増加をつづける。
- ・モード 6 : T_2 が OFF し、 L_S と L_T の電流は D_{T1} を通じて流れ、 C_d にエネルギーが伝達される。 L_S と L_T には DC 出力電圧 V_{DC} と各相の相電圧の差の電圧が逆方向に印加され、 i_{LS} と i_{LT} は減少する。
- ・モード 7 : T 相の電流が流れ終わる。
- ・モード 8 : T_4 が ON し、 L_R にも電流が流れ始める。
- ・モード 9 : S 相の電流が減少し、R 相の電流と等しくなり、 D_{T1} は OFF し、 T_1 に電流が流れ始める。

以上の動作モードから明らかなように、各リアクトルには常に相電圧または相電圧と DC 出力電圧の差の電圧が印加されている。また、補助スイッチ T_3 と T_4 が ON/OFF する時には必ずその電流はゼロであり、補助スイッチにはスイッチング損失は発生しないという特徴がある。また、補助スイッチに印加される最大電圧は相電圧のピーク値であり高耐圧の素子は必要ない。

図 2. 24 に図 2. 21 の回路の R 相相電圧 v_R と R 相リアクトル L_R の電流波形のシミュレーション結果を示す。図 2. 25 に図 2. 24 のリアクトル電流波形のフーリエ解析結果を示す。第 3 高調波は 9.6% 含まれているものの、第 5 高調波は 0.9% に抑制されており、等価逆相電流は 1.7% となった。図 2. 26 に各回路方式の等価逆相電流の比較を示す。本提案になる 4 石式の回路を用いると等価逆相電流を大幅に抑制できることが分かる。

なお、交流入力電流 i_{R2} の低次の高調波成分はリアクトル電流 i_{LR} の低次の高調波成分に等しい。入力電流 i_{R2} および i_{R1} の等価逆相電流はリアクトル電流 i_{LR} の等価逆相電流に等しい。また、トランス 1 次電流 i_{R1} の高調波成分は i_{R2} の高調波成分から 3 の倍数の次数の高調波成分を除いたものに等しい。 i_{R2} の高調波成分は第 3 高調波が支配的であり従って i_{R1} には高調波はほとんど含まれない。

図 2. 27 に新しい回路方式の制御回路のブロック図を示す。出力電圧 V_{DC} を基準電圧 V_{ref} と比較してその差を鋸歯状波で変調することにより V_{DC} の定電圧制御を実現している。入力電圧や入力電流の検出やそのフィードバック制御は不要であり、簡単な制御回路で高調波の抑制を実現できる。

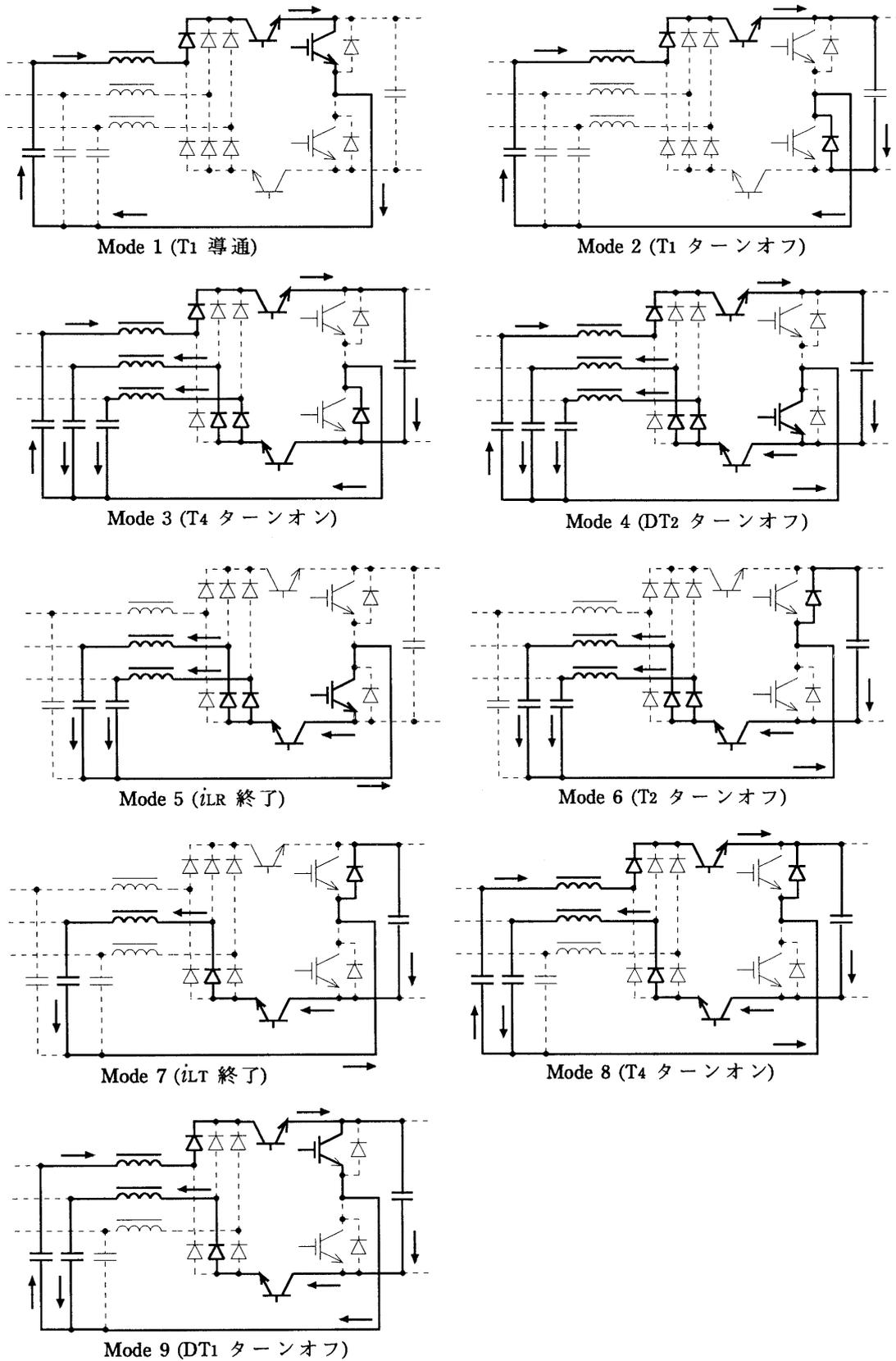


図 2. 2 2 4 石式の各動作モードにおける電流経路

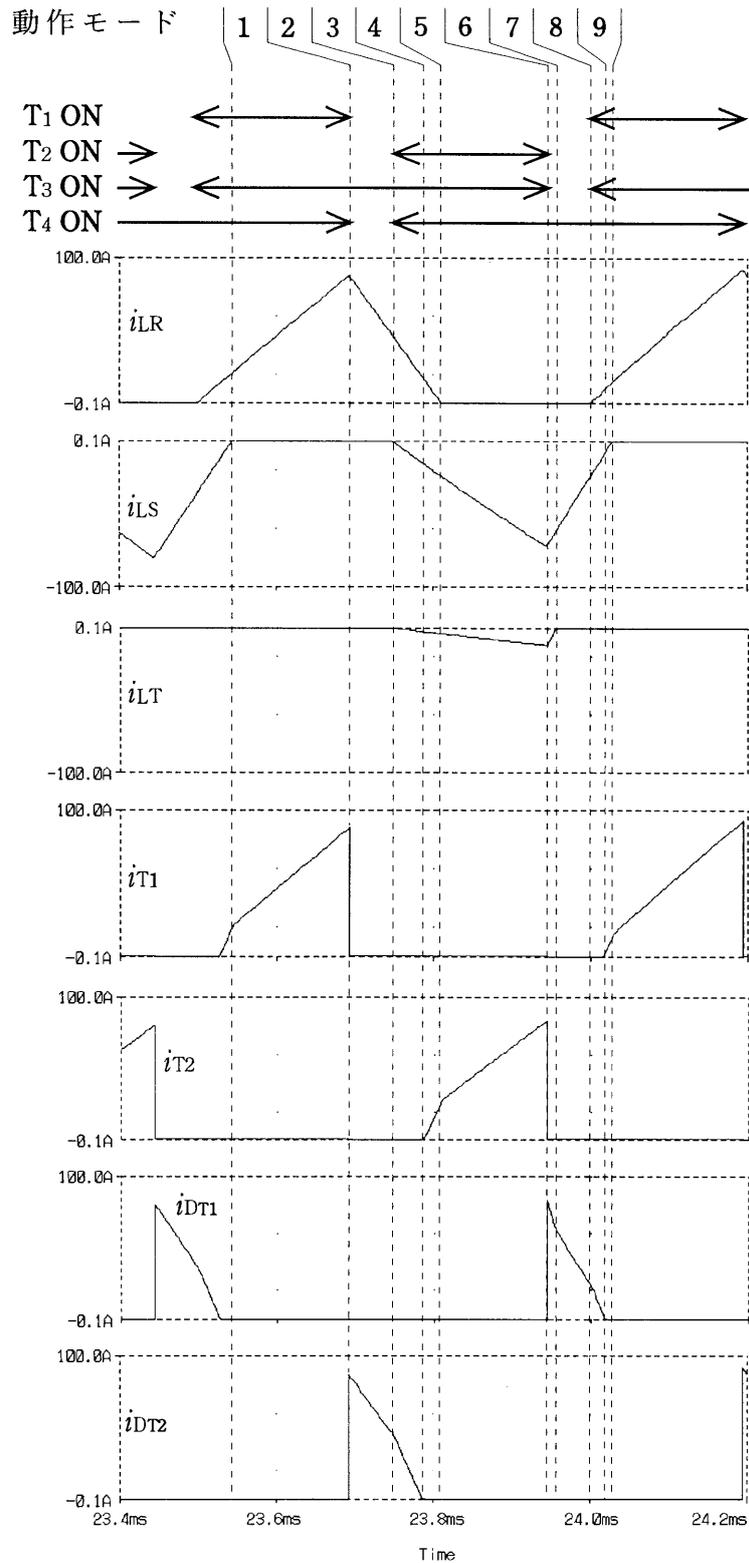


図2. 23 シミュレーションによる4石式高力率コンバータの動作波形

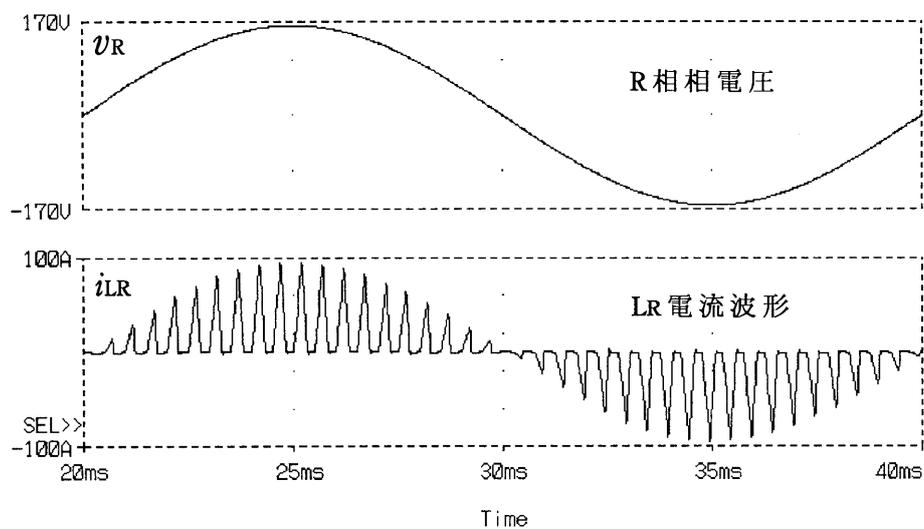


図2. 24 シミュレーションによる4石式高力率コンバータの入力電圧およびリアクトル電流波形

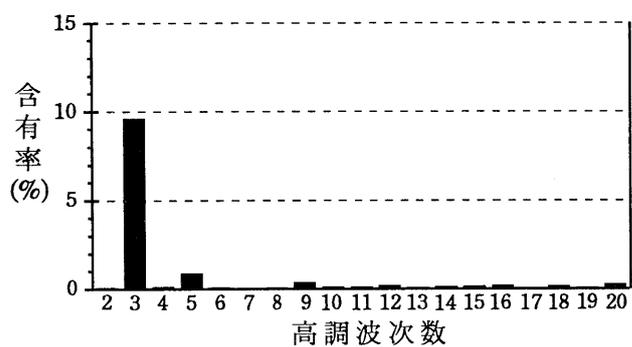


図2. 25 シミュレーションによる4石式高力率コンバータのリアクトル電流の高調波解析

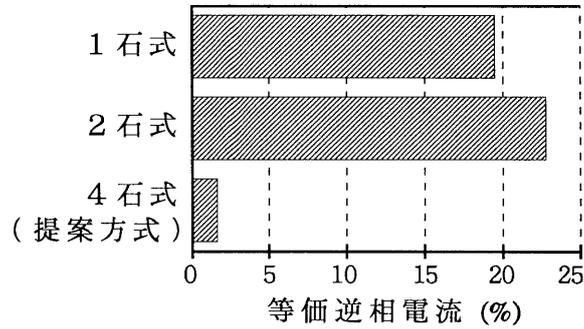


図2. 26 各方式の等価逆相電流のシミュレーションによる比較

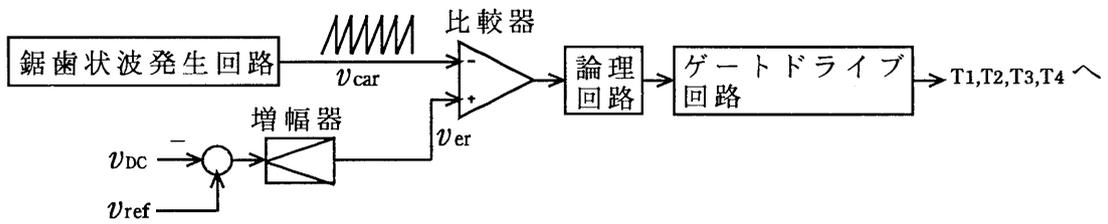


図2. 27 提案する回路方式の制御回路

2. 3. 6 交流入力電流の解析による導出とシミュレーションとの比較

図2. 28に動作モードとリアクトル L_R の電流波形を示す。前記のように動作モード8、9、1の場合はリアクトル L_R に印加される電圧はR相の相電圧に等しい。一方、モード2、3、4の時はリアクトル L_R に印加される電圧は相電圧と直流出力電圧の差に等しい。その結果、モード8、9、1に対して式(2.6)が成立し、モード2、3、4に対して式(2.7)が成立する。

$$\frac{d}{dt} i_{LR} = \frac{1}{L} \cdot v_R \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

$$\frac{d}{dt} i_{LR} = \frac{1}{L} \cdot (v_R - V_{DC}) \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

式(2.6)より式(2.8)、式(2.7)より式(2.9)が成立する。

$$i_{LR} = \frac{v_R}{L} \cdot (t - t_0) ; \quad t_0 < t < t_1 \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

$$i_{LR} = i_P + \frac{v_R - V_{DC}}{L} \cdot (t - t_1) ; \quad t_1 < t < t_2 \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

式(2.9)から i_P は式(2.10)で表される。

$$i_P = \frac{v_R}{L} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{v_R}{L} \cdot T_{ON} \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

式(2.9)と式(2.10)から $t_2 - t_1$ は式(2.11)で表される。

$$t_2 - t_1 = \frac{v_R}{V_{DC} - v_R} \cdot T_{ON} \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

i_{LR} に含まれる高周波成分はコンデンサ C_R から供給される。従って、交流入力電流 i_{R2} はリアクトル電流 i_{LR} の1サイクルの平均値と考えられる。故に式(2.12)が成り立つ。

$$i_{R2} = i_{LR_{ave}} = \frac{1}{2} \cdot i_P \cdot (t_2 - t_0) \cdot \frac{1}{T} \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

式(2.11)から $t_2 - t_0$ は式(2.13)で表される。

$$t_2 - t_0 = \frac{V_{DC}}{V_{DC} - v_R} \cdot T_{ON} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

式(2.12)と式(2.13)から i_{R2} は式(2.14)で表される。

$$i_{R2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{TD^2}{L} \cdot \frac{v_R}{1 - \frac{|v_R|}{V_{DC}}} \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

ここで、

$$D = \frac{T_{ON}}{T}$$

$$v_R = V_{AC} \cdot \sin\theta$$

式(2.14)より、定数を次のように定めると交流入力電流 i_{R2} は図 2. 29 のように示される。

リアクトルのインダクタンス $L_R = 32.3 \mu H$

動作周波数 = 20kHz

他の定数は全て図 2. 24 のシミュレーションの定数に等しい。

商用電源電圧の角周波数を θ とすると交流入力電流は式(2.15)のフーリエ級数に展開できる。

$$i_{R2} = b_1 \sin\theta + b_2 \sin 2\theta + b_3 \sin 3\theta + \dots\dots\dots (2.15)$$

フーリエ係数 b_n は式(2.16)で求められる。

$$b_n = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} i_{R2} \sin n\theta d\theta$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{TD^2}{L} \cdot V_{AC} \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{\sin\theta \cdot \sin n\theta}{1 - \frac{V_{AC}}{V_{DC}} \sin\theta} d\theta \quad \dots\dots\dots (2.16)$$

ここで V_{AC} は相電圧 V_R のピーク値を示す。

式(2.16)から求めたフーリエ係数と図 2. 25 に示したシミュレーション結果の比較を表 2. 3 に示す。両者はほぼ等しい値を示している。

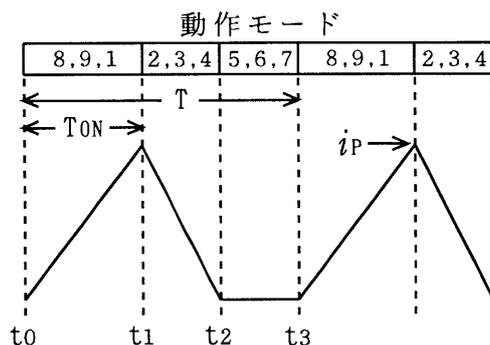


図2. 28 リアクトル L_R の電流波形

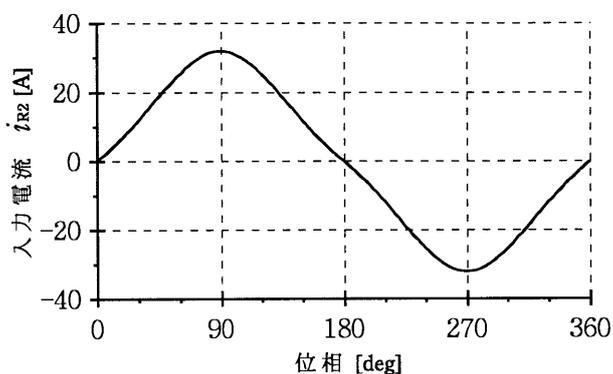


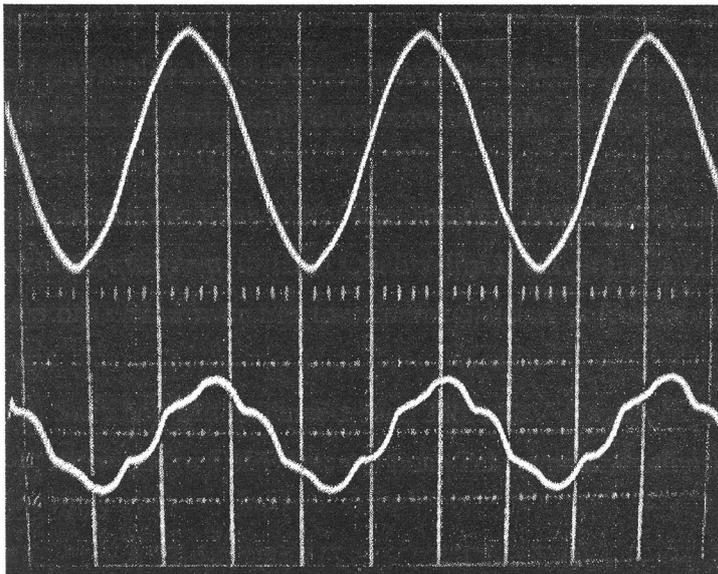
図2. 29 入力電流 i_{R2} の波形

表2. 3 シミュレーション結果と解析結果の比較

	シミュレーションより	式(2.16)より
基本波	28.58A	$b_1=29.23$
第3高調波	2.74A	$b_3=2.85A$

2. 3. 7 小容量試作機による実験結果

図2. 30に小容量の試作機による入力電流 i_{R1} の測定波形を示す。1石式、2石式に比較して4石式は歪が抑制されていることが分かる。

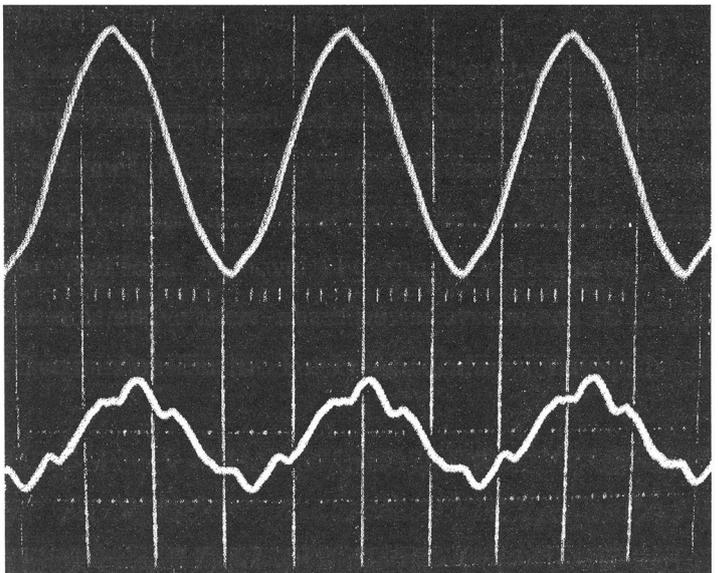


(a) 1 石 式

上 : 電源電圧 v_{RS} 50V/div

下 : 入力電流 i_{R1} 5A/div

時間軸 : 5msec/div

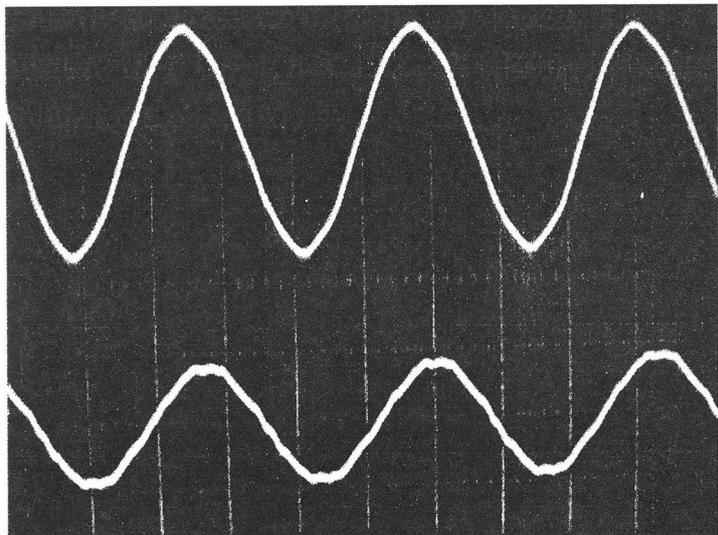


(b) 2 石 式

上 : 電源電圧 v_{RS} 50V/div

下 : 入力電流 i_{R1} 5A/div

時間軸 : 5msec/div



(c) 4 石 式

上 : 電源電圧 v_{RS} 50V/div

下 : 入力電流 i_{R1} 5A/div

時間軸 : 5msec/div

図 2. 3 0 小形の試作機による入力電流 i_{R1} の波形

2.4 結言

本章では高力率コンバータのリアクトル電流の3つの制御方式、即ち連続モード制御、不連続モード制御、境界モード制御についてそれぞれの特徴を明らかにした。次に不連続モード制御の3つの回路方式、即ち昇圧型、昇降圧型、降圧型についてそれぞれの特徴を示した。さらにリアクトル電流不連続モード制御の時のスイッチ素子の順方向電力損失をシミュレーションにて求め、スイッチ素子にIGBTを用いると連続モード制御の場合と比べて損失はあまり増加しないことを示した。従来不連続モード制御は容量の大きな装置には適さないとされており、主に数10Wから100W程度の小容量の高力率コンバータへの適用が検討されていた。本シミュレーションの結果、スイッチ素子にIGBTを用いれば数kWクラスの容量の大きな高力率コンバータに対しても適用できる可能性があることが分かった。

次に3相入力直流無停電電源システムに適用するためにリアクトル電流不連続モード制御を用いた数kWクラスの高力率コンバータの研究結果を報告している。従来の回路方式では高調波電流の抑制が不十分であり直流無停電電源システムに用いられるエンジン発電機の高調波電流に対する要求仕様を満足させることができないことをシミュレーションにて示した。そこで高調波電流を十分に抑制することのできる新しい回路方式を提案した。シミュレーション、解析、実験を通じて提案の回路方式の効果を確認した。

3相入力直流無停電電源システムには高力率コンバータとして専ら電圧型PWMコンバータが用いられている。電圧型PWMコンバータはスイッチ素子が6ヶ必要でかつ複雑な制御を必要とするので特に数kWクラスの電源に対しては新しい回路方式が求められている。筆者の提案する回路方式はPWMコンバータの欠点を克服すると同時に直流無停電電源システムに対して十分な特性を有していることが確認できた。PWMコンバータに代わる回路方式として期待できる。

参考文献

- (2.1) A.R.Prasad, P.D.Ziogas, S.Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.58-66, June 1989
- (2.2) V.Chunkag, F.V.P.Robinson, "Interleaved Switching Topology for Three-Phase Power-Factor Correction", Proceedings of IEE International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (PEVD), pp.280-285, October 1994
- (2.3) Johann W.Kolar, Hans Ertl, Franz C.Zach, "A Comprehensive Design Approach for a Three-Phase High-Frequency Single-Switch Discontinuous-Mode Boost Power Factor Corrector Based on Analytically-Derived Normalized Converter Component Ratings", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.31, No.3, pp.569-582, 1995
- (2.4) M.Sedighy, F.P.Dawson, "Single-Switch Three-Phase Power Factor Correction", Proceedings of IEE Japan International Power Electronics Conference (IPEC), pp.293-297, April, 1995
- (2.5) T.Morizane, T.Chichikawa, N.Kimura, K.Taniguchi, K.Hirachi, "Analysis of a Novel Three-Phase Soft-Switched Converter with High Power Factor", Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, pp.1088-1093, August 1996
- (2.6) 谷口勝則、平地克也、入江寿一、「三相高力率コンバータのソフトスイッチング回路」、電気学会論文誌D、117巻2号、pp.142-149, 1997年2月
- (2.7) K.Taniguchi, T.Morizane, N.Kimura, H.Irie, K.Hirachi, "High-Performance Soft-Switched Three-Phase Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor", Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Vol.2, pp.672-678, February 1997
- (2.8) 吉川隆之、谷口勝則、平地克也、入江寿一、「3相力率改善形コンバータの部分共振回路」、平成6年電気学会産業応用部門全国大会、pp.427-430, 1994年8月
- (2.9) 寺本、関根、「高力率OS (One Side Switching) 多相整流回路」、信学技報 PE94-85, pp.71-78, 1994年
- (2.10) C.T.Pan, T.C.Chen, "Step-Up/Down Three-Phase AC to DC Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor", IEE Transactions on Electric Power Applications, Vol.141, No.2, pp.77-84, March 1994
- (2.11) 松原、村井、「三相正弦波入力整流回路の一方式」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.21, No.1, pp.101-108, 1995年

- (2.12) J.W.Kolar, H.Ertl, F.C.Zach, "A Novel Single-Switch Three-Phase AC/DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated DC Output", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.407-414, September 1993
- (2.13) Katsunori Taniguchi, Takayuki Yoshikawa, Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni, "A Quasi-Resonant PWM Converter with High Quality Input Waveform and High Efficiency", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.1131-1136, June 1994
- (2.14) P.Prestifilippo, et al., "A Switched-Mode Three-Phase 200A/48V Rectifier with Input Unity Power Factor", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 1996
- (2.15) 白井、中野、難波江、「三相高力率コンバータに関する研究」、平成6年度電気学会産業応用部門全国大会、 pp.183-184
- (2.16) K.Hirachi, T.Mii, M.Nakaoka, Y.Kato, H.Terasaka, "A Novel Circuit Topology of Three-Phase Active Power Filtering-Based Converter Operating at Discontinuous Current Mode Control Scheme", Proceedings of IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (PEVD), pp.125-131, September 1996
- (2.17) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka, "A novel PFC converter suitable for engine-driven generator-interactive three-phase power system and its performance evaluations", IEE Transactions on Electric Power Applications, Vol.86, No.3, March 1999
- (2.18) 平地克也、「高力率コンバータにおける電流の連続および不連続制御」、1994年度スイッチング電源システムシンポジウム、A1-2, 1994年4月
- (2.19) 電気学会電気規格調査会、「電力通信用電源装置（その1）定電圧浮動充電装置」、電気学会電気規格調査会標準規格 JEC-216, pp.32-33, 1984年
- (2.20) 社団法人日本電機工業会、「ディーゼルエンジン駆動陸用同期発電機」、日本電機工業会規格 JEM1354, pp.6, 1994年

付録 2. 1 シミュレーションの条件

項 目	従来の 回路方式		提案する 回路方式
	図 2. 1 3	図 2. 1 6	図 2. 2 1
交流入力線間電圧	200Vrms	200Vrms	200Vrms
交流入力周波数	50Hz	50Hz	50Hz
直流出力電圧	390V	390V	390V
出力電力	6.48kW	6.48kW	6.48kW
リアクトルのインダクタンス	345 μ H	465 μ H	323 μ H
スイッチ素子の動作周波数	2kHz	2kHz	2kHz
スイッチ素子のデューティ	0.268	0.310	0.384

付録 2. 2 提案回路のシミュレーションに使用したサーキットファイル

```

THREE PHASE HIGH POWER FACTOR CONVERTER
***3-2E-4D5.CIR***HIRACHI***
.TRAN 2US 40mS 20mS 30US UIC
.FOUR 50Hz 20 I(LR) I(RRin)
VR 1 100 SIN(0 163.3 50 0 0 0 )
VS 2 100 SIN(0 163.3 50 0 0 -120)
VT 3 100 SIN(0 163.3 50 0 0 -240)
RVR 1 100 1MEG
RVS 2 100 1MEG
RVT 3 100 1MEG
CRin 1 18 1000UF IC=0
CSin 2 18 1000UF IC=0
CTin 3 18 1000UF IC=0
RCRin 1 18 1MEG
RCSin 2 18 1MEG
RCTin 3 18 1MEG
RRin 1 7 1m
RSin 2 8 1m
RTin 3 9 1m
CR 7 17 1000UF IC=0
CS 8 17 1000UF IC=0
CT 9 17 1000UF IC=0
R0 16 17 1m
LR 7 10 323UH IC=0A
LS 8 11 323UH IC=0A
LT 9 12 323UH IC=0A
RRout 10 11 1MEG
RSout 11 12 1MEG
RTout 12 10 1MEG
D1 10 201 DMOD
D2 202 10 DMOD
D3 11 201 DMOD
D4 202 11 DMOD
D5 12 201 DMOD
D6 202 12 DMOD
RD1 10 201 1MEG
RD2 202 10 1MEG
RD3 11 201 1MEG
RD4 202 11 1MEG
RD5 12 201 1MEG
RD6 202 12 1MEG
R1 13 14 1m
R2 14 15 1m
S1 14 16 101 0 SMOD
S2 16 0 102 0 SMOD
S3 201 13 103 0 SMOD
S4 0 202 104 0 SMOD
Vp1 101 0 PULSE(-1 10 0 1U 1U 192U
+ 500U)
Vp2 102 0 PULSE(-1 10 250U 1U 1U 192U
+ 500U)
Vp3 103 0 PULSE(-1 10 0 1U 1U 442U
+ 500U)
Vp4 104 0 PULSE(-1 10 250U 1U 1U 442U
500U)
RS1ab 14 14A 10
CS1ab 14A 16 0.001UF
RS2ab 16 16A 10
CS2ab 16A 0 0.001UF
DS1 16 14 DMOD
DS2 0 16 DMOD
Cout 15 0 1000UF IC=392V
RL 15 0 23.48
RVp1 101 0 1MEG
RVp2 102 0 1MEG
RVp3 103 0 1MEG
RVp4 104 0 1MEG
.MODEL DMOD D()
.MODEL SMOD VSWITCH(Ron=0.05 Roff=1000
+ Von=0.4V Voff=0V)
.PROBE V(100) V(1) V(2) V(15) I(RRin)
+ I(LR) I(LS) I(LT)
.OPT RELTOL=.01
.END

```

第3章

交流無停電電源システム

第3章 交流無停電電源システム

3.1 緒言

高調波障害が社会的な問題として広く認識されて久しいが、一般の電源装置では高調波抑制対策がまだ施されていない場合が多く、対策されている場合でも高調波抑制ガイドラインの規格をすれすれで満足させるレベルの対策に留まる場合が多い。一方、交流無停電電源（以下UPS：Uninterruptible Power Supply と記す）には古くから入力電流の高調波抑制が強く求められており、またUPSのAC/DC変換回路にはあまり高速応答を要求されないため高力率コンバータを使い易く、かなり早くから高力率コンバータが普及しており、レベルの高い高調波対策が実現されている。UPSはいわば高調波対策の優等生と言える^(3.1)。

一方、近年の小形コンピュータ機器の急速な普及と価格低下に伴い、小容量のUPSは需要が急速に拡大すると同時に市場価格が徐々に低下している。そこで経済性の追求を最大の目的として新しい回路方式が盛んに研究されている。ここ数年の間に回路方式の主流は「商用トランス方式→高周波リンク方式→トランスレス方式」のように変化している。このようなUPSの動向の中で筆者は高周波リンク方式とトランスレス方式のUPSの特性改善の研究を実施してきた。本章ではまずUPSの概要と回路方式の種類を説明し、次に筆者が実施した高周波リンク方式のUPSの研究結果、およびトランスレス方式のUPSの研究結果を述べる。

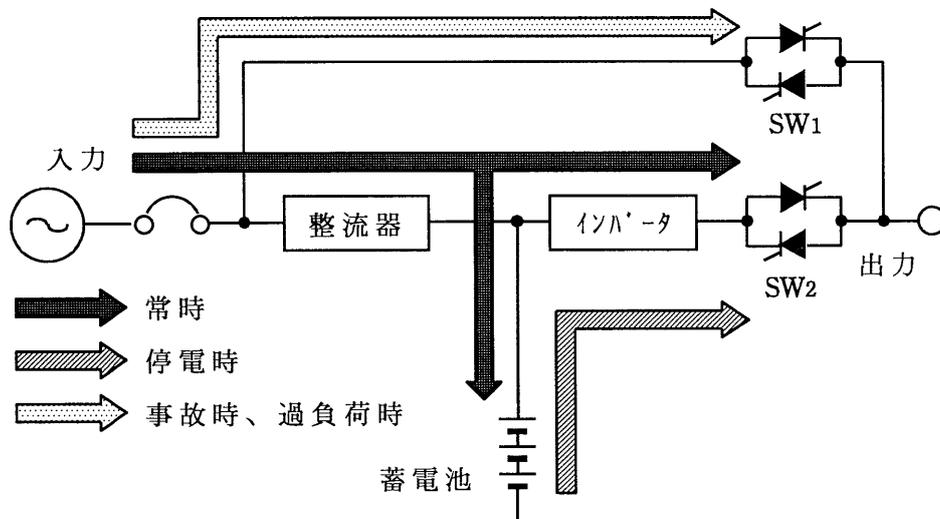
3.2 交流無停電電源（UPS）の回路構成

3.2.1 UPSのシステム構成

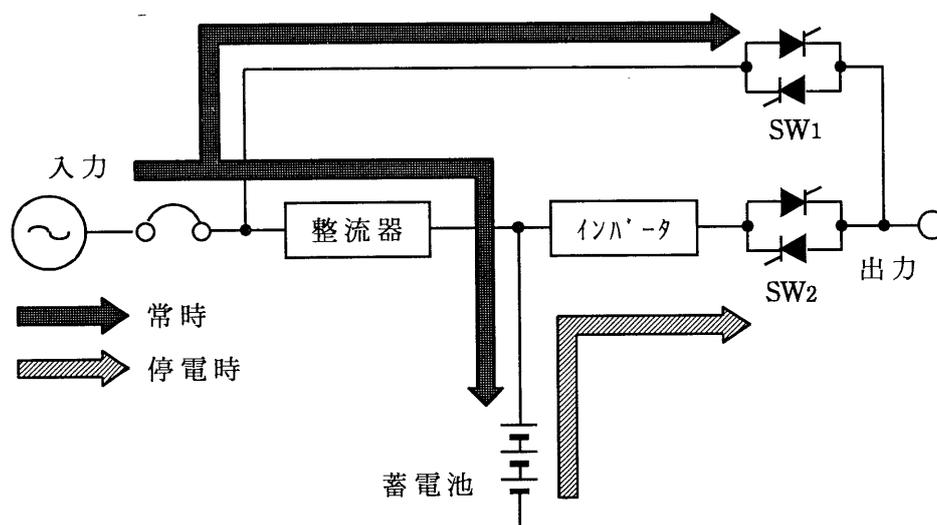
図3.1にUPSの2つの方式のシステム構成と動作モードを示す。(a)は常時インバータ給電方式、(b)は常時商用給電方式である。常時インバータ給電方式では常時は商用電力を受電して整流器で直流に変換し、蓄電池を充電しつつインバータに電力を供給する。インバータは整流器から供給された直流電力を交流に変換して負荷に供給する。停電時はインバータは蓄電池から電力を得て交流に変換する。万一インバータが破損した場合、または過負荷の場合はSW₂をOFF、SW₁をONさせて商用電源から直接負荷に電力を供給する。

図3.1(b)は主に1kVA以下の小容量のUPSで用いられる常時商用給電方式と呼ばれる簡易的な方式である。常時は直接商用電源から負荷に給電し、停電時のみインバータから給電する。整流器は蓄電池を充電するだけで良いのでごく小容量のものが用いられる。常時インバータ給電方式の整流器には高力率コンバータがよく用いられる。常時商用給電方式では整流器はごく小容量なので高力率コンバータが用いられることはほとんどない。本論文では高力率コンバータを用いた常時

インバータ給電方式のUPSを検討の対象とする。



(a) 常時インバータ給電方式



(b) 常時商用給電方式

図3.1 UPSのシステム構成と動作モード

3.2.2 UPSと高効率コンバータの関係

UPSは停電時も蓄電池の電力で運転を継続するが、蓄電池で賄いきれない長時間の停電に備えて図3.2のようにエンジン発電機（EG）が使用されることが多い。2.3.2節で説明したように、エンジン発電機の電機子に高調波電流が流入するとダンパ巻き線の加熱などの不具合が生じるので図3.2のようにエンジン発

電機を用いる場合はUPSの発生する高調波電流はごく小さいレベルに抑制する必要がある。

また、通常の高力率コンバータはリプル電圧が大きい、応答が遅い、などの短所があるが、UPSのAC/DC変換器として高力率コンバータを用いる場合はこれらの短所はほとんど問題にならない。例えばリプル電圧は4.2.2節で説明するように通信用電源などに用いる場合は非常に小さいレベルに抑制する必要があるが、UPSにはそのような制限はない。また、負荷にはインバータから電力を供給するのでインバータは負荷の変動に対して高速に応答する必要があるが、高力率コンバータは特に高速応答の必要はない。

このようにUPSはスイッチング電源などの他の電源装置と比較して入力電流の高調波の抑制に対する要求が強く、かつ高調波の抑制を実現し易いという特長がある。そのため、UPSでは他の電源装置と比較して高力率コンバータの導入が進んでおり、高調波抑制ガイドラインの制定以前から広く研究されていた。近年では常時インバータ給電方式のUPSの新製品はそのほとんどが高力率コンバータを採用している。

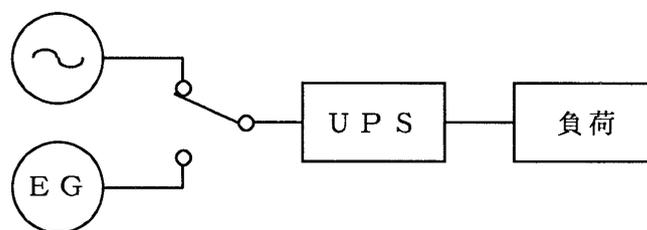


図3.2 エンジン発電機を用いたUPSシステム

3.2.3 UPSに適する高力率コンバータの回路方式

第1章で説明したように高力率コンバータは昇圧型、降圧型、昇降圧型の3種類に分類され、またリアクトルの電流波形に注目すれば連続モードと不連続モードの2種類に分類される。第2章で説明したように電流不連続モードは少容量の機種にはかなり普及しているが電流のピーク値が大きくなるので大きな容量の機種にはまだあまり普及していない。

昇圧型はリアクトルを最も小形軽量にできるのでUPSに広く用いられている。降圧型はリアクトルが大型になるのでUPSにはあまり用いられない。昇降圧型は出力電圧を広範囲に可変できるが、スイッチ素子とリアクトルの負担が大きくなる。UPSでは出力電圧を広範囲に可変する必要はないので昇降圧型は用いられない。したがって、UPSに使用される高力率コンバータは電流連続モードの昇圧型にほぼ限定される。

電流連続モードの昇圧型は図1. 14に示したように約7種類が考えられる。このうち次の5種類がUPS用として実用化、または研究発表されている。

- ・図1. 14 (a) 1石式
- ・図1. 14 (b) 2石直列式
- ・図1. 14 (d) 倍電圧方式
- ・図1. 14 (e) 非絶縁型フルブリッジ方式
- ・図1. 14 (l) 絶縁型フルブリッジ方式

筆者はこのうち倍電圧方式と絶縁型フルブリッジ方式についてその合理的な回路構成や制御方式を研究した。その成果を第3. 3節と3. 4節で説明する。

3. 2. 4 UPSの回路方式の変遷

図3. 3にUPSの主回路の基本的なブロック図を示す。インバータの後段に絶縁のための商用トランスが設けられる。インバータの故障時や過負荷時も負荷への給電を継続するために商用バイパス回路が設けられる。数10kVA～数100kVAの中～大容量の機種では今でもほとんど図3. 3の回路構成が採用されている。整流器には図1. 14 (e)の非絶縁型フルブリッジ方式の高力率コンバータが用いられる。3相の機種では図1. 14 (e)のブリッジ部分にアームをもう1本追加したいわゆる電圧型PWMコンバータ(図2. 1)が用いられる。インバータ部分も整流器部分と同様に単相または3相の電圧型PWMインバータが用いられる。

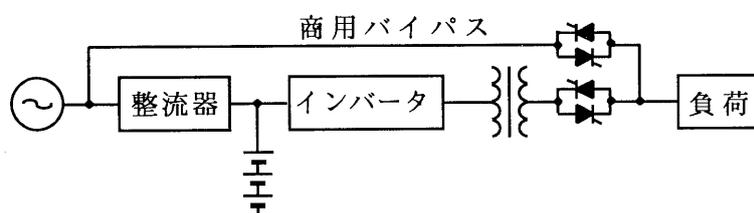
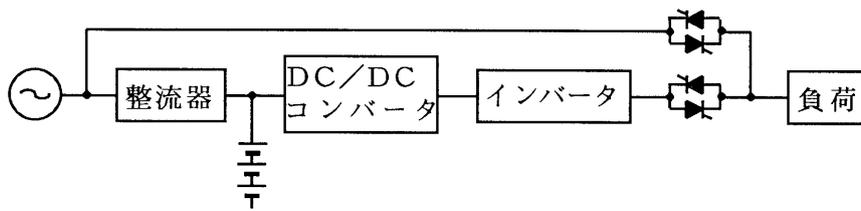


図3. 3 UPSの基本的な回路構成

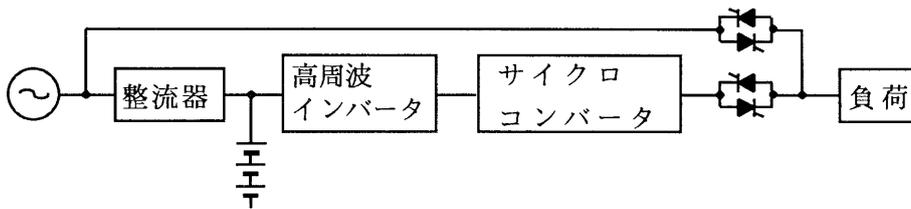
数kVAクラスの小容量の機種では小形軽量化の要求が強く、商用トランスを省いた回路方式が研究されてきた。図3. 4 (a)は商用トランスの代わりにDC/DCコンバータに絶縁機能を持たせた回路方式である^(3. 2~4)。この回路方式は電力変換の段数が多いため部品点数の増加や効率の低下を招いている。図3. 4 (b)はトランス2次側の高周波の交流電圧を直接商用周波数の交流電圧に変換するサイクロコンバータ方式である^(3. 5~9)。この方式は電力変換段数は少ないが、サイクロコンバータ部分に双方向スイッチが必要となる。高周波で低損失で動作する双方向

スイッチ素子はまだ開発されておらず、この方式の実用化例はほとんどない。

一方、図3.5のように、絶縁型の高力率コンバータを用いると高周波リンク方式を無理なく実現することができる。数kVAクラスのUPSではこの方式に用いる高力率コンバータとしては図1.3(1)のフルブリッジ型が最も適している^(3.10~14)。筆者はこの回路方式について主にその合理的な制御方式について研究した^(3.11~13)。その成果を第3.3節にて報告する。



(a) DC/DCコンバータ方式



(b) サイクロコンバータ方式

図3.4 商用トランスを省いたUPS

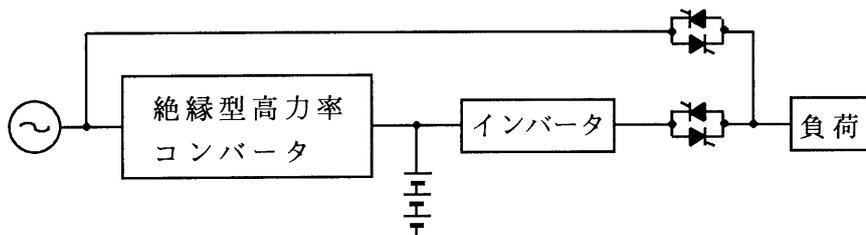


図3.5 絶縁型高力率コンバータを用いた高周波リンク方式UPS

従来UPSは典型的な産業用の電源設備であったが、近年は小型コンピュータを初めとする各種OA機器やSA（Store Automation）機器の電源として用いられるケースが増加している。このような新しい需要に対応するためにUPSには一般のOA機器と同様の使い勝手や経済性が求められている。そこで一層の小形軽量化、低価格化、ランニングコストの低減（効率の向上）などが必要となった。

このような要求に対応するために高周波リンク方式に用いられる高周波トランスをも省略して経済性の向上と効率の向上を図ったトランスレス方式（非絶縁方式）が研究され、実用化されている^(3.15~17)。トランスレス方式のUPSに用いる高効率コンバータとしては図1.3(d)の倍電圧方式（ハーフブリッジ方式とも言う）が最も適しており、筆者はこの方式の合理的な回路構成、制御方式について研究した^(3.18~20)。その成果を第3.4節に示す。

3.3 絶縁型フルブリッジ方式高力率コンバータのUPSへの応用

3.3.1 回路構成

第3.2.4節にて説明したように高周波リンク方式のUPSを実現する手段として絶縁型フルブリッジ方式高力率コンバータが有力である。図3.6にこの高力率コンバータを用いたUPSのシステム構成を示す。図3.7に試作装置の回路構成および各部の電圧・電流波形を示す。高力率コンバータは直流リンク電圧 V_{DC} を定電圧制御すると同時に入力電流を図3.7(a)のように入力電圧と同相の正弦波に整形する。インバータはフルブリッジの回路構成で高周波でPWM制御している。整流器、インバータ共にFETで構成され、45kHzで動作している。

3.3.2 動作原理

図3.8に高力率コンバータの各スイッチ素子 $T_1 \sim T_4$ の駆動信号とリアクトル L_1 の電流波形を示す。 $T_1 \sim T_4$ の導通状態によって表3.1に示す4つの動作モードに分けられる。4つの動作モードのうち2つは L_1 にエネルギーを蓄積するモードであり蓄積モードと定義する。他の2つは L_1 に蓄積されたエネルギーをトランス TR_1 を介して C_2 に伝達するモードであり、伝達モードと定義する。蓄積モードと伝達モードを交互に繰り返すことによって L_1 の電流波形を所望の値に制御する。この制御原理は第1.6節で説明した昇圧型1石式の制御方式と全く同じである。

T_1 と T_2 、または T_3 と T_4 が同時に導通している時は電源電圧 v_{in} が直接リアクトル L_1 に印加される。その結果 L_1 の電流は式(3-1)に従って増加する。

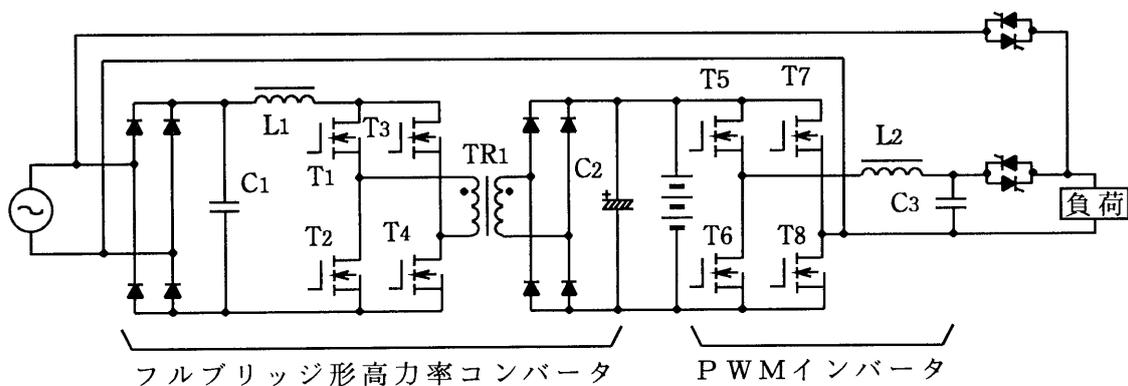


図3.6 絶縁型高力率コンバータを用いたUPS

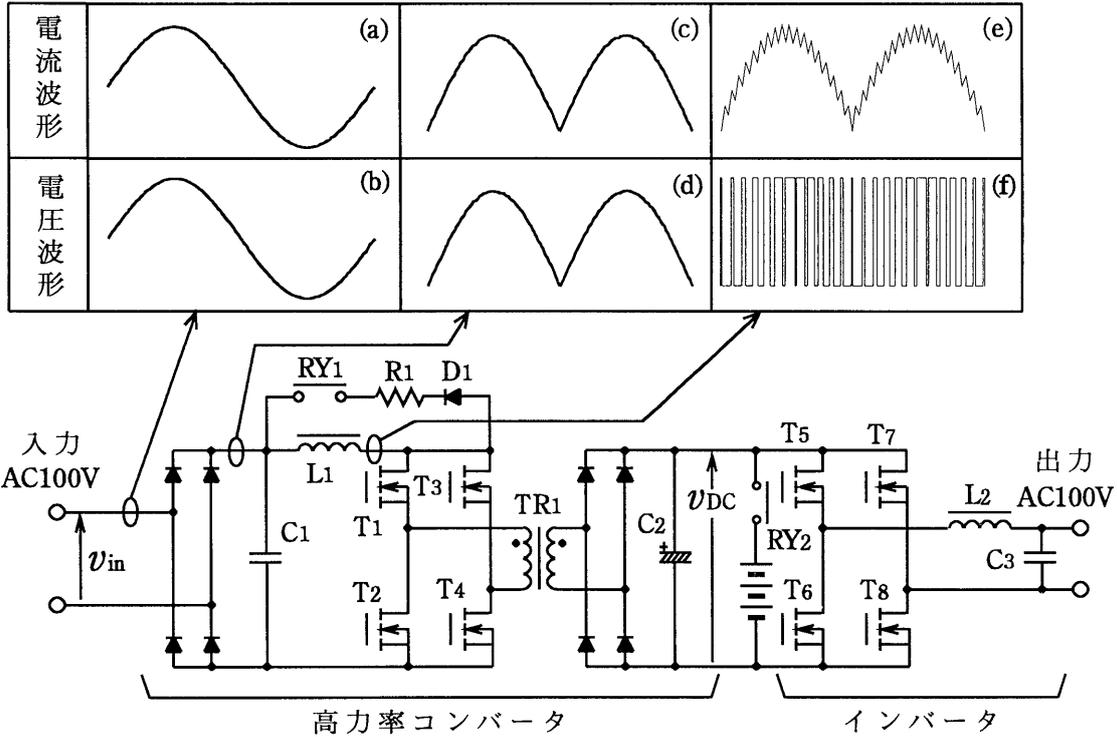


図3.7 提案するUPSの回路構成と各部の波形

$$\Delta i = |v_{in}| \cdot \frac{1}{L} \cdot t_{ch} \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

t_{ch} は T_1 と T_2 、または T_3 と T_4 の導通時間を示す。

このモードでは L_1 の電流が増加し、エネルギーが増加しているため蓄積モードである。逆に T_1 と T_4 、または T_2 と T_3 が同時に導通している時は L_1 の電流は式(3-2)に従って減少する。このモードでは L_1 のエネルギーは C_2 に伝達されるので伝達モードである。

$$\Delta i = \left(|v_{in}| - \frac{n1}{n2} \cdot v_{DC} \right) \cdot \frac{1}{L} \cdot t_{tr} \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

t_{tr} は T_1 と T_4 、または T_2 と T_3 の導通時間を示す。

式(3-1)と式(3-2)から明かなように、蓄積モードと伝達モードの時間を制御することによって、リアクトル L_1 の電流を自由に増加または減少させることができる。したがって、蓄積モードと伝達モードのデューティを適切に制御すれば L_1 の電流を図3.7(e)に示すように正弦波状に制御することができる。 L_1 電流

の高周波成分はコンデンサ C_1 で容易に除去することができ、入力電流波形は図 3.7 (a) に示すように入力電圧と同相の完全な正弦波となる。スイッチング周波数は 45 kHz と高周波なのでリアクトル L_1 、トランス TR_1 、コンデンサ C_1 は小形軽量のものを使用できる。

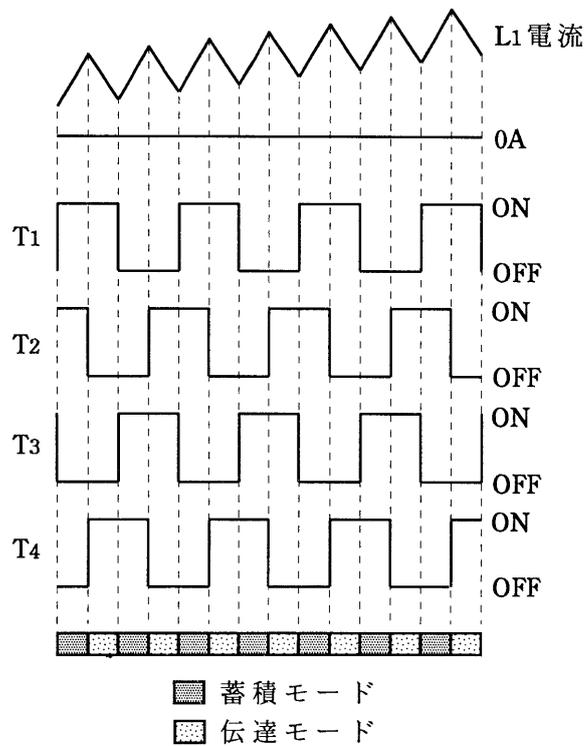
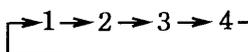


図 3. 8 高力率コンバータの蓄積モードと伝達モード

表 3. 1 高力率コンバータの動作モード

動作モード	導通 FET	L_1 のエネルギー	TR_1 印加電圧
1 蓄積	T1&T2	蓄積	ゼロ
2 伝達	T1&T4	放出	正
3 蓄積	T3&T4	蓄積	ゼロ
4 伝達	T3&T2	放出	負



3.3.3 制御方式

図3.9に制御回路の構成を示す。高力率コンバータの出力電圧を定電圧制御すると同時に交流入力電流を電源電圧と同相の正弦波に整形するようにフィードバックループを構成している。リアクトル電流 i_{L1} は基準正弦波 v_{sinref} と OP3 にて誤差増幅され、COMP2 にて 90 kHz の鋸歯状波で変調される。その結果リアクトル電流は基準正弦波と等しい波形となるように制御される。基準正弦波 v_{sinref} は交流入力電圧 v_{in} の全波整流波形と誤差電圧 v_{DCer} を掛け合わせることで得られる。故に基準正弦波は入力電圧と同相でありリアクトル電流 i_{L1} も入力電圧と同相になる。誤差電圧 v_{DCer} は高力率コンバータの直流出力電圧 v_{DC} をその目標値 v_{DCref} と誤差増幅することによって得られる。故に直流出力電圧は目標値と等しい値に定電圧制御される。

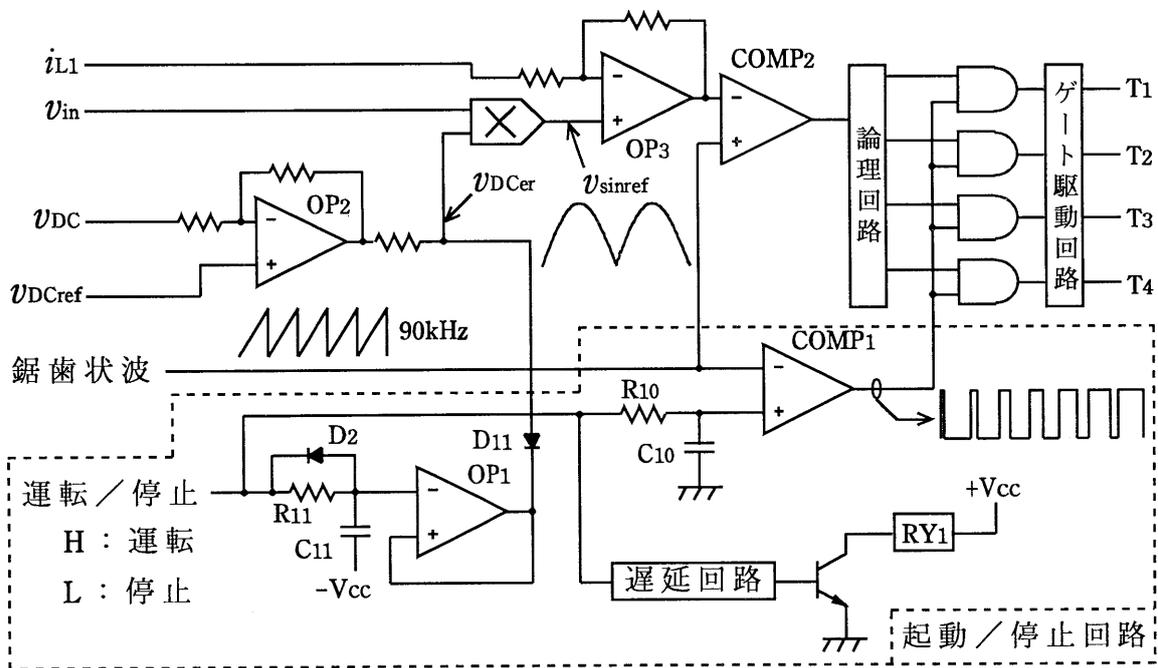


図3.9 制御回路の構成

3.3.4 停止時の制御

絶縁型フルブリッジ方式高力率コンバータはその独特の回路構成のために起動時および停止時のスイッチ素子の制御に工夫が必要である。まず比較的簡単な停止時の制御方法を説明する。

L_1 の電流は連続して流れているため、スイッチ素子 $T_1 \sim T_4$ を全て同時に OFF

させると L_1 の両端に大きな電圧が発生し、 $T_1 \sim T_4$ を破損させてしまう。そこで停止信号を受けるとまず蓄積モードのデューティをゼロ、伝達モードのデューティを100%とする。この状態を完全伝達モードと呼ぶことにする。完全伝達モードでは L_1 には全くエネルギーが供給されないので図3. 10に示すように L_1 の電流は減少し、やがて0Aとなる。その後で初めて $T_1 \sim T_4$ を全てOFFさせて停止を完了させる。このように制御することにより停止時に発生する過大なサージ電圧を防ぐことができる。

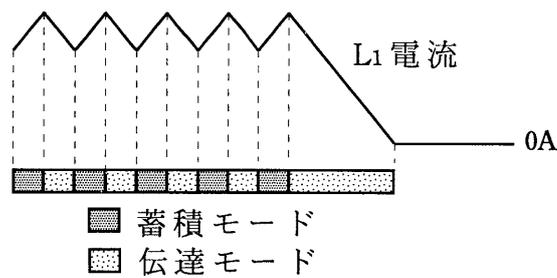


図3. 10 停止時の L_1 電流波形

3. 3. 5 起動時の制御

起動時は高力率コンバータの出力側のコンデンサ C_2 は放電状態にあり、出力電圧 v_{DC} は0Vである。従って式(3-2)から明かなように Δi は正であり、たとえ完全伝達モードでもリアクトル L_1 の電流は増加を続け、やがて L_1 の飽和に至る。この現象を防ぐため、図3. 11に示すように起動時は蓄積モードと伝達モード以外に $T_1 \sim T_4$ 全ての素子をOFFさせる完全OFFモードを設け、伝達モードと完全OFFモードを繰り返しながら伝達モードのデューティを徐々に増加させ、出力電圧 v_{DC} を徐々に増加させる。この状態を伝達モードのソフトスタートと呼ぶことにする。完全OFFモードでは $T_1 \sim T_4$ は全てOFFしているので L_1 の電流は $L_1 \rightarrow D_1 \rightarrow R_1 \rightarrow RY_1 \rightarrow L_1$ の経路で循環する。抵抗 R_1 のために L_1 電流は抑制され、 L_1 の飽和は防がれる。完全伝達モードの間に RY_1 はOFFしてこの循環経路は除去される。その後高力率コンバータは伝達モードと蓄積モードを繰り返しながら徐々に蓄積モードのデューティを増加させ、出力電圧を増加させる。この状態を蓄積モードのソフトスタートと呼ぶ。やがて出力電圧 v_{DC} は所定の値246Vに達し、定常運転状態に至る。

3.3.6 起動・停止制御回路

本起動・停止方式を実現するための回路構成を図3.9に示す。運転信号（Hレベル）を受けると C_{10} は R_{10} を介して充電され、端子電圧は徐々に増加する。その電圧と鋸歯状波が $COMP_1$ で比較され、 $COMP_1$ には図3.9のように徐々にデューティが増加する方形波を得る。この方形波は分周回路出力と共にAND回路に入力され、その結果ゲートドライブ回路には徐々にデューティの増加する方形波が与えられ、図3.11の伝達モードのソフトスタートが実現される。その間 C_{11} も R_{11} を介して充電され、伝達モードのソフトスタートが完了してから OP_1 の入力電圧は0Vを越える。その後も C_{11} は充電され続け、 OP_1 の出力電圧は徐々に増加する。その間、乗算器の入力電圧 V_{DCref} は OP_1 の出力電圧にクランプされるので図3.11の蓄積モードのソフトスタートが実現される。 OP_1 の出力電圧が OP_2 の出力電圧を越えた時点で D_{11} は逆バイアスされ、ソフトスタートは終了し定常運転状態に至る。

一方、停止信号（Lレベル）が入力されると C_{11} は D_2 を介して瞬時に放電され、 V_{DCref} はマイナス電圧となり完全伝達モードになる。その後 C_{10} が R_{10} を介して放電し、 $COMP_1$ 出力はLレベルとなりFETは発振を停止する。

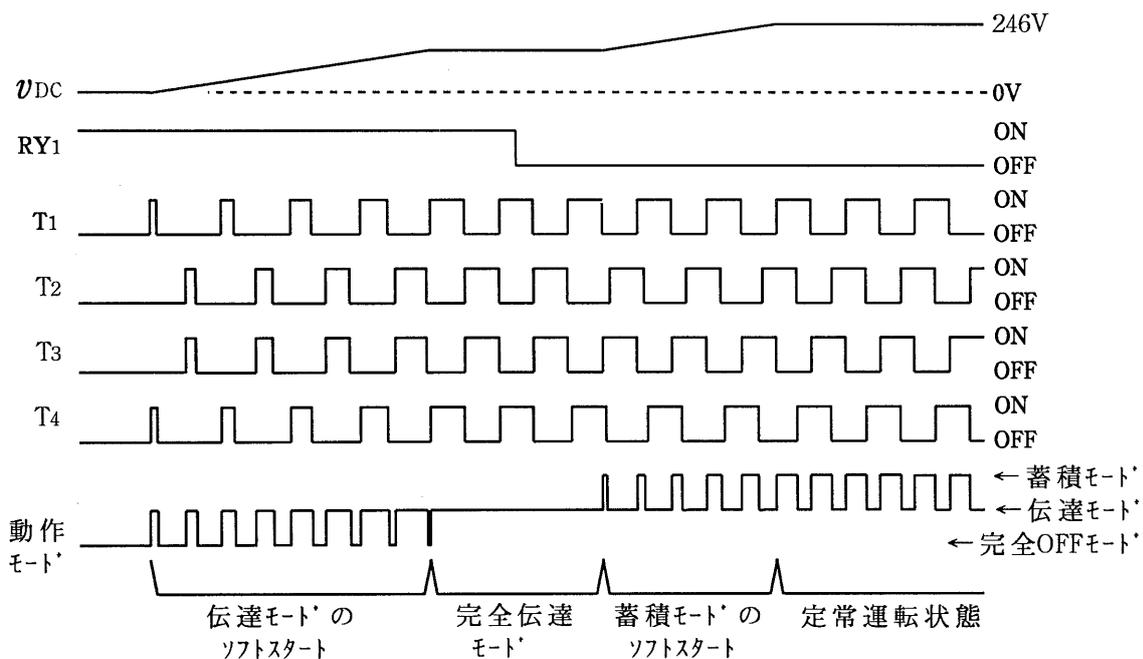
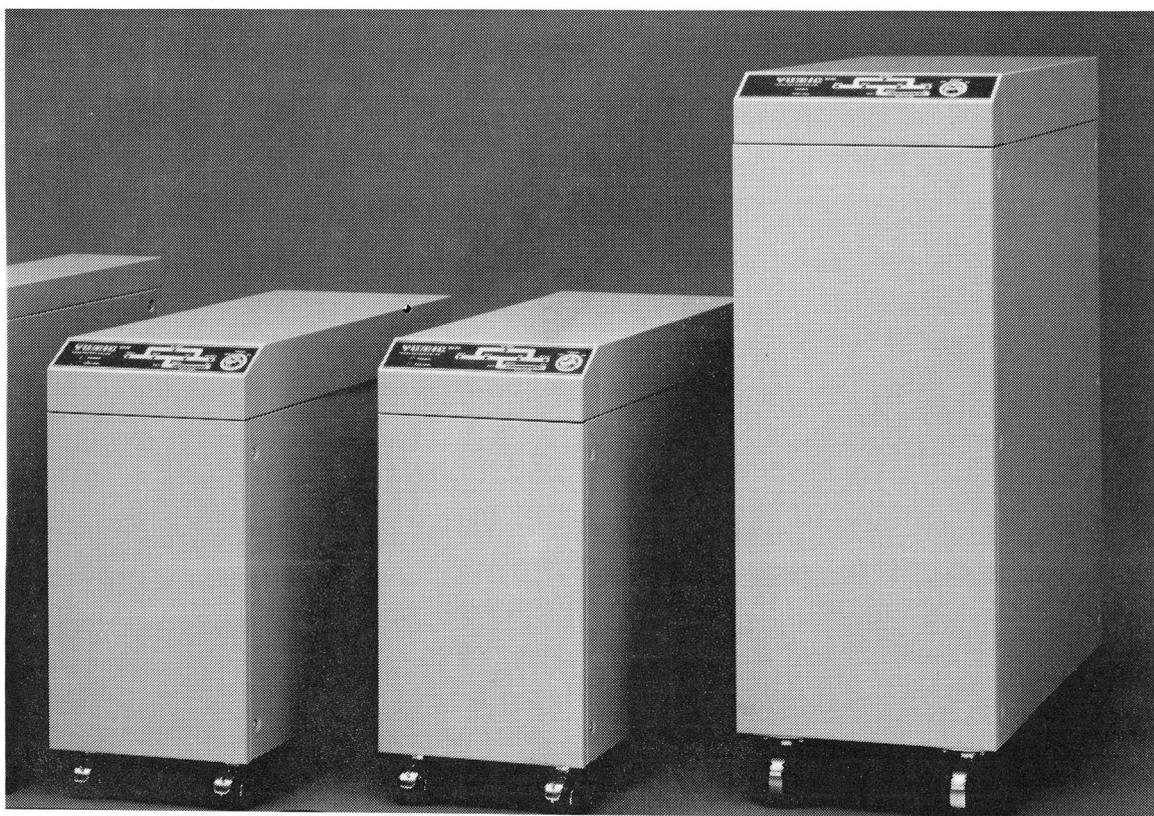


図3.11 起動時の各FETの動作状態

3. 3. 7 試作機の概要

図3. 12に本回路方式、制御方式にて試作した2 kVA、3 kVAおよび5 kVAのUPSを示す。表3. 2に試作機の部品定数、表3. 3に要項表を示す。入力電流は図3. 9の制御回路にて正弦波制御されているので力率97%以上、歪率10%以下を保証している。インバータ部は瞬時値制御を施しているため、過渡電圧変動±5%以下、整定時間10 msec以下と高速応答を実現すると同時に定電圧精度±2%以下、周波数精度±1 Hz以内と安定した出力電圧を得ることができた。



250W539H600L(mm)	250W539H600L(mm)	300W835H600L(mm)
71kg	75kg	148kg
2 kVA	3 kVA	5 kVA

図3. 12 提案する回路方式を用いたUPSの外観

表3.2 各UPSの部品定数

	2 kVA	3 kVA	5 kVA
L1	65 μ H	65 μ H	140 μ H
L2	195 μ H	180 μ H	132 μ H
T1-T4	500V50A*1P	500V50A*2P	500V50A*4P
T5-T8	450V50A*1P	450V50A*2P	450V50A*4P
C1	10 μ H*2P	10 μ H*2P	10 μ H*4P
C2	680 μ H*6P	680 μ H*8P	680 μ H*13P
C3	10 μ H*2P	10 μ H*3P	10 μ H*4P
TR1	EE80	EC90	EC90
Battery	216V4AH	216V5AH	216V10AH

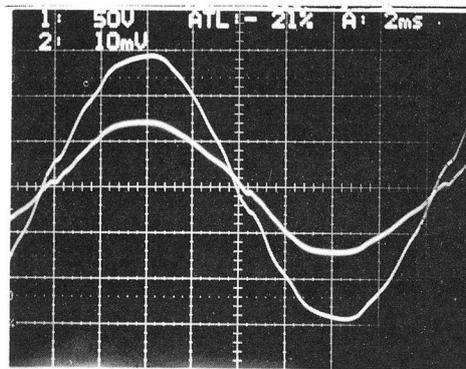
表3.3 各UPSの要項表

項目	機種		
	2kVA	3kVA	5kVA
入出力電圧	単相 100v 50/60Hz		
入力力率	97% 以上		
THD	10% 以下		
出力容量	2kVA	3kVA	5kVA
定電圧精度	\pm 2% 以内		
過渡電圧変動	\pm 5% 以内		
出力電圧歪率	5% 以下		
AC/AC効率	75.5%	79.3%	80.1%
保持時間(分)	20	10	15
重量(電池を含む)	71kg	75kg	148kg
体積(電池を含む)	79liters	79liters	150liters

3. 3. 8 静特性、動特性

図 3. 1 5 に 5 k V A の試作機の効率と力率のグラフを示す。出力電流 2 0 A 以上で 8 0 % 以上の効率を得ており、定格時は 8 0 . 1 % である。出力電流 1 0 A 以上で 9 7 % 以上の力率を得ている。図 3. 1 3 に入力電圧、電流波形を示す。入力電流は入力電圧と同相のほぼ完全な正弦波に整形されていることが分かる。図 3. 1 4 に誘導性負荷の場合の出力電圧、電流波形を示す。歪のほとんどない正弦波の出力電圧を得ている。

図 3. 1 6 に負荷急変時の出力電圧、負荷電流波形を示す。インバータは瞬時値制御されているので出力電圧の変動はきわめて小さい。図 3. 1 7 に停電、復電時の出力電圧波形を示す。過渡変動はほとんど見られない。

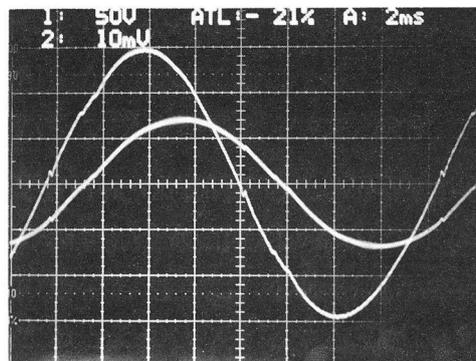


→ 2msec/div

大：入力電圧：50V/div

小：入力電流：50A/div

図 3. 1 3 入力電圧、電流波形（5 k V A の U P S にて定格運転時）



→ 2msec/div

大：入力電圧：50V/div

小：入力電流：50A/div

図 3. 1 4 出力電圧、電流波形（5 k V A の U P S にて定格運転時）

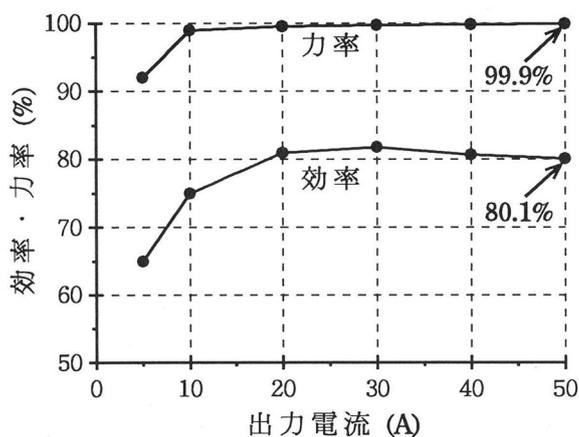
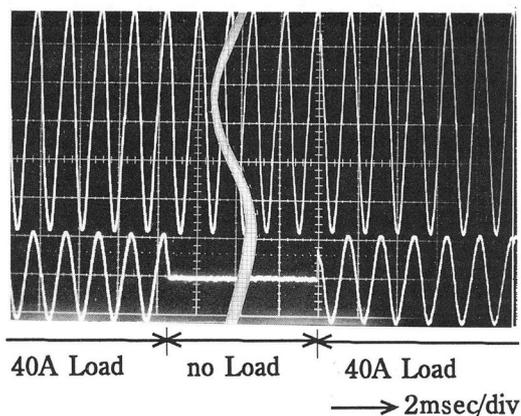
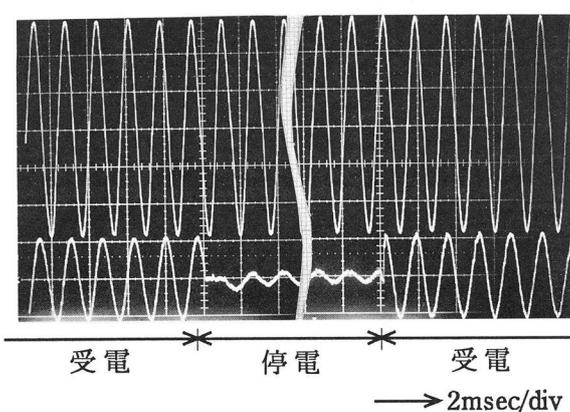


図3. 15 効率、力率特性 (5 kVAのUPSにて定格運転時)



上：出力電圧 (50V/div)
下：負荷電流 (50A/div)

図3. 16 負荷急変時の出力電圧波形 (5 kVAのUPSにて)



上：出力電圧 (50V/div)
下：入力電圧 (Uncal)

図3. 17 停電、復電時の出力電圧波形 (5 kVAのUPSにて)

3.4 ハーフブリッジ型高力率コンバータのUPSへの応用

3.4.1 非絶縁型の回路構成

UPSに対する経済性の向上の要求からトランスレス方式が研究されている旨第3.2.4節で説明した。本節ではトランスレス方式のUPSの回路構成について説明する。図3.3に商用トランスを用いた従来のUPSのブロック図を示した。その具体的な回路構成の一例を図3.18に示す。整流器はフルブリッジ型の高力率コンバータ、インバータもフルブリッジ型で構成されている。この回路方式にて商用トランスを省略した場合の回路図を図3.19に示す。図3.19のままではスイッチ素子の動作において回路上に短絡経路が生じ、UPSは動作しない。例えば T_4 と T_7 が同時にONした場合、図3.19の点線に示す経路で商用バイパスを通じて短絡電流が発生する。商用バイパスを設けない場合でも、負荷の一線が接地されれば電源のS相を介して同様の短絡経路が生じる。また、たとえ負荷が接地されない場合も負荷の持つ接地コンデンサまたは浮遊容量を介して大きな高周波の漏洩電流が生じ漏電ブレーカの誤動作やノイズ障害の発生などの不具合を生じる。

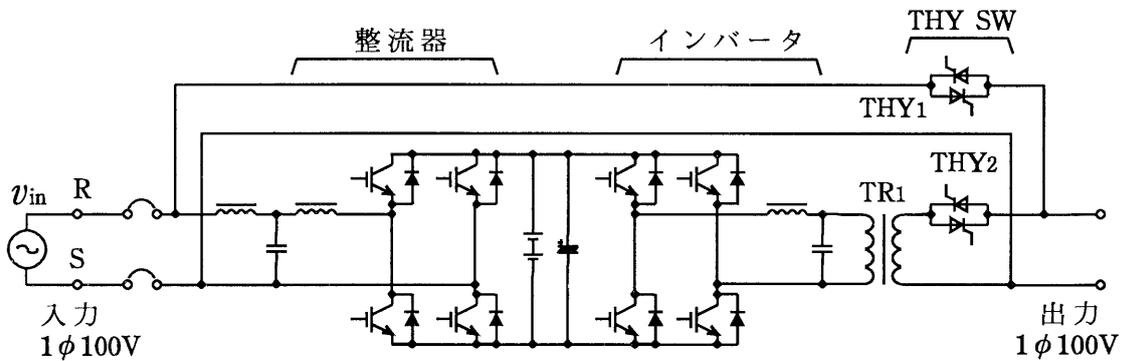


図3.18 従来のUPSの回路構成

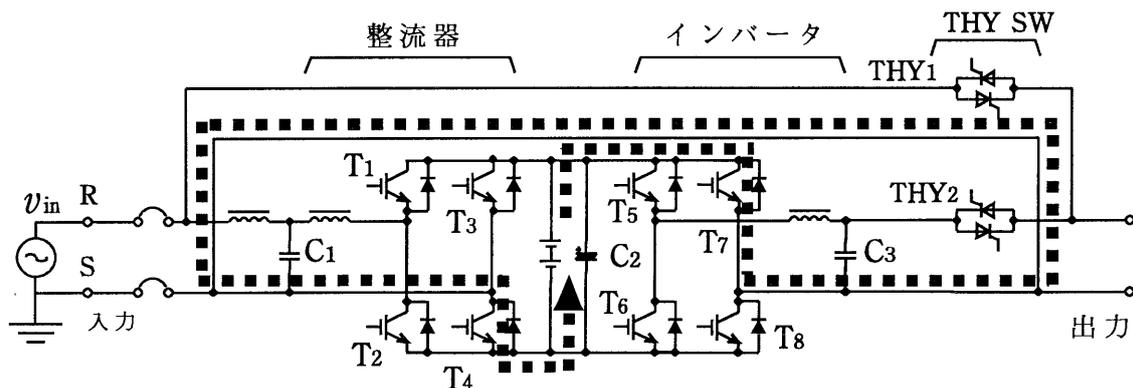


図3.19 バイパス回路を介しての短絡経路

3. 4. 2 絶縁を省略できる回路構成

図3. 20に整流器として倍電圧型の高力率コンバータを用い、インバータとしてハーフブリッジ型を用いたUPSの回路構成を示す。この回路構成ではS相が入出力共通になるので図3. 19のような短絡経路は発生せず、また負荷を介して大きな高周波の漏洩電流が流れることもない。

L_1 、 T_1 、 T_2 、 D_1 、 D_2 、 C_2 、 C_3 でハーフブリッジ型の高力率コンバータを構成している。 T_1 と T_2 は数10kHzで交互にON/OFFする。その導通デューティを適切に制御することにより L_1 の電流波形を正弦波状に変化させると同時に直流出力電圧 v_{DC} を定電圧制御することができる。そして、 L_f と C_1 で構成されるローパスフィルタで L_1 電流の高周波成分をカットすることにより、UPSの交流入力電流 i_m は完全な正弦波に整形することができる。蓄電池は C_2 、 C_3 と並列に接続され、本高力率コンバータにて充電される。

C_2 、 C_3 、 T_3 、 T_4 、 D_3 、 D_4 、 L_2 、 C_4 でハーフブリッジ型のインバータを構成している。 T_3 と T_4 は数10kHzで交互にON/OFFする。その導通デューティを適切に制御することにより歪のない正弦波の交流出力電圧を得ることができる。 THY_1 と THY_2 はサイリスタによる交流スイッチである。常時は THY_2 が導通しており、UPSの出力にはインバータの出力電圧が供給される。過負荷時、またはインバータの故障時は THY_2 をOFF、 THY_1 をONさせてUPS出力には商用バイパスから商用電圧が供給される。

このような回路構成とするとS相を入出力共通にすることができるのでAC/DC変換部、DC/AC変換部いずれも絶縁する必要がなく、絶縁用のトランスを省略することができる。さらにスイッチ素子はトランジスタ4ヶ($T_1\sim 4$)とダイオード4ヶ($D_1\sim 4$)だけで構成することができる。このように回路構成が大変簡単なのでUPSを安価に構成できると同時に高い変換効率を得ることができる。

このように図3. 20の回路はUPSの回路方式として大変優れた特長を持っているが、1つ大きな欠点がある。それは蓄電池の電圧が大変高くなるということである。前記のように、本回路方式のインバータはハーフブリッジ型であるので、AC100Vの出力電圧を得ようとするとき直流入力電圧 v_{DC} は最低340V程度が必要である。したがって蓄電池は、公称電圧12Vの鉛電池を使用するならば、36ヶ程度直列接続しなければならない。一般に鉛電池の単位容量当たりの価格は小さな容量の電池ほど大きい。また多数の蓄電池を使用するとその実装が複雑になり、組み立て工数の増加や信頼性の低下を招く。故に本回路方式のままでは、特に1kVA～3kVA程度の小容量のUPSでは大変小容量の蓄電池を多数使用しなければならないので、蓄電池の個数を減らすための何らかの工夫が必要となる。

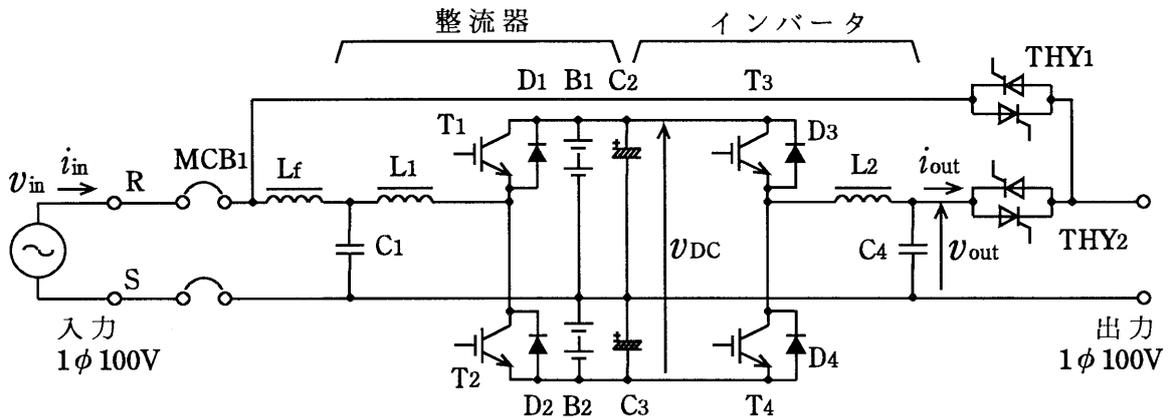


図3. 20 トランスを省略したUPSの回路方式

3. 4. 3 双方向チョッパを用いる方法

(1) 主回路構成

そこで蓄電池の直列個数を減らすための1つの方法として図3. 21の回路を提案した^(2. 18~19)。T₅、T₆、D₅、D₆、L₃にて双方向のチョッパ回路を構成している。本回路は図3. 22 (a) に示すように、商用電源の停電時はL₃、T₆、D₅で昇圧チョッパ回路として動作する。T₆は20kHzで動作し、そのデューティを適切に制御することによりインバータに340Vの安定した直流電圧を供給する。T₅はOFFしている。このように、昇圧チョッパを使用することにより蓄電池の電圧を大幅に低減することができる。

商用電源受電時は本回路は図3. 22 (b) に示すようにT₅、L₃、D₆で降圧チョッパとして動作する。T₅は20kHzで動作し、そのデューティを適切に制御することにより蓄電池を定電圧定電流充電する。T₆はOFFしている。T₅、T₆、D₅、D₆は2素子入りのIGBTモジュール1ヶだけで構成でき、容易に実装することができる。図3. 23のような6素子入りのIGBTモジュールを用いれば、T₁～6、D₁～6のすべてをIGBTモジュール1ヶだけで構成することもできる。

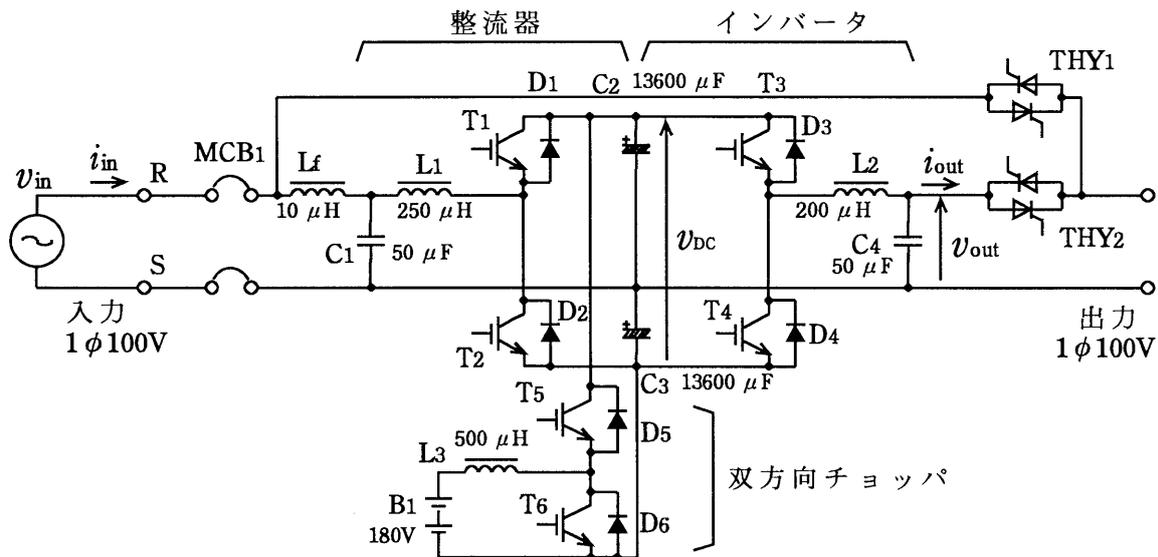
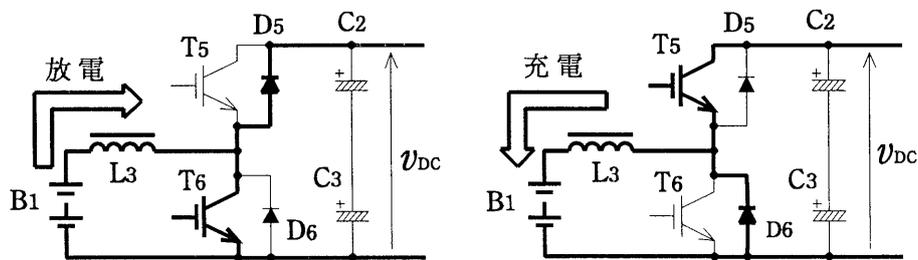


図 3. 2 1 双方向チョッパを用いたUPSの新しい回路方式



(a) 昇圧動作

(b) 降圧動作

図 3. 2 2 双方向チョッパの2つの動作モード

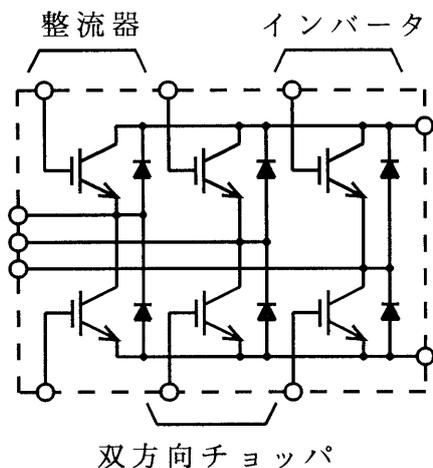


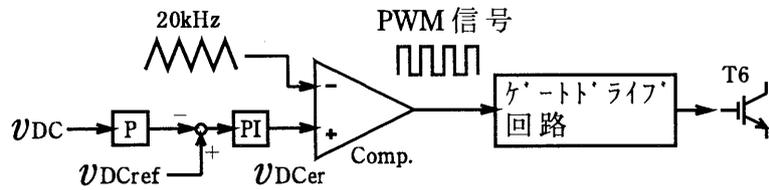
図 3. 2 3 Six in one 型 IGBT モジュール

(2) チョップパ回路の制御回路構成

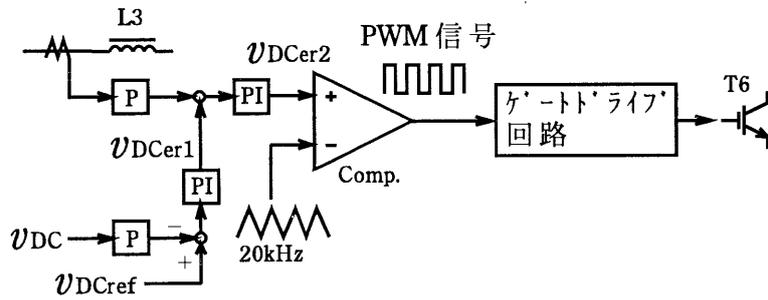
図 3. 24 (a) に通常の昇圧チョップパの制御回路を示す。直流出力電圧 v_{DC} を基準電圧 v_{DCref} と比較増幅し、誤差信号 v_{DCer} を得る。 v_{DCer} を 20 kHz の三角波で変調して PWM 信号を得てスイッチ素子 T_6 をドライブする。このように制御することにより昇圧チョップパの直流出力電圧 v_{DC} を定電圧制御することができ、インバータに安定した直流電圧を供給することができる。

この制御方法では上記のように直流出力電圧 v_{DC} は制御することができるが、リアクトル L_3 の電流はなんら制御されない。したがって、例えば負荷がコンデンサインプット型の整流器の場合は UPS の出力電流は図 3. 25 (a) のようなピーク値の大きな波形となり、チョップパ回路はそのピーク値の大きな電力をそのまま供給しなければならない。そのため、リアクトル L_3 の電流波形も図 3. 25 (b) のようにピーク値の大きな波形となる。例えば負荷が 3 kVA の場合はリアクトル電流のピーク値は約 40 A となり、それでも飽和しないようにリアクトルを設計するには非常に大きなリアクトルが必要となる。

そこで我々は昇圧チョップパを電流モード制御することにより、リアクトル電流のピーク値を抑制することを検討した。図 3. 24 (b) に本チョップパ回路の昇圧動作時の制御方法を示す。直流出力電圧 v_{DC} を基準電圧 v_{DCref} と比較増幅してリアクトル電流の目標値 v_{DCer1} とする。リアクトル L_3 の電流を電流センサーで検出し、目標値 v_{DCer1} と比較増幅して誤差信号 v_{DCer2} を得る。そして v_{DCer2} を三角波で変調してスイッチ素子 T_6 をドライブする PWM 信号を得る。このように制御することにより直流出力電圧 v_{DC} は基準電圧 v_{DCref} と等しい値に定電圧制御されると同時にリアクトル電流はその目標値 v_{DCer1} と常に等しくなるように制御される。 v_{DCer1} を作る PI コントローラは大きな積分要素を持っており、 v_{DCer1} はリップル成分を充分抑制されたほぼ完全な直流であるので、リアクトル電流は図 3. 25 (c) のような商用周波数成分のリップルはほとんど含まれない波形となる。その結果、UPS の負荷がたとえピーク電流の大きな整流器負荷であってもチョップパ回路のリアクトル電流のピーク値は小さな値に抑制される。負荷が 3 kVA の場合はリアクトル L_3 の電流のピーク値は約 14 A となる。したがって、図 3. 24 (b) の制御方法を用いることによりリアクトル L_3 の寸法、重量を大幅に抑制することができる。

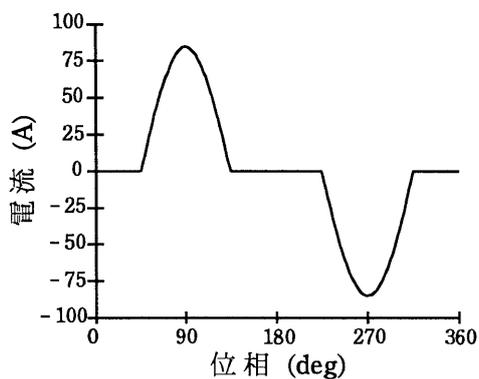


(a) 電圧モード制御

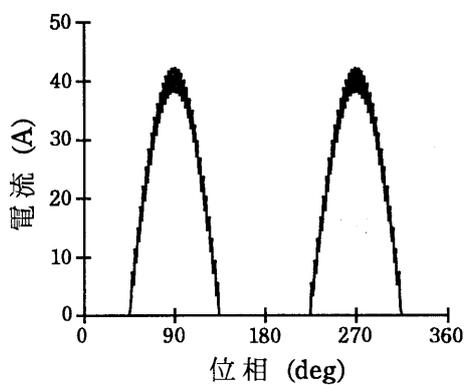


(b) 電流モード制御

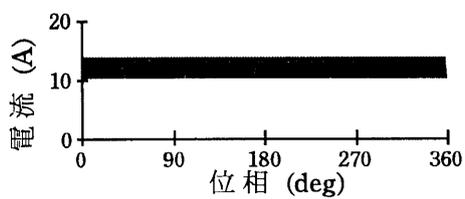
図3.24 昇圧チョッパの2つの制御方式



(a) コンデンサインプット型整流器負荷時のUPS出力電流



(b) 電圧モード制御時



(c) 電流モード制御時

図3. 25 昇圧チョッパのリアクトル電流波形

(3) 整流器とインバータの制御方法

図 3. 2 6 (a) に整流器 (ハーフブリッジ型高力率コンバータ) の制御回路の構成を示す。リアクトル L_1 の電流は基準正弦波 $v_{refCONV}$ と比較され、常にそれと一致するように瞬時値制御される。図 3. 2 6 (b) にインバータの制御回路を示す。インバータの出力電圧は基準正弦波 v_{refINV} と比較され、常にそれと一致するように瞬時値制御される。2つの基準正弦波 $v_{refCONV}$ と v_{refINV} は CPU で制御される。定電圧制御、定電流制御、同期制御、など UPS として必要とされるほとんど全ての制御はこの2つの基準正弦波の制御により実現される。

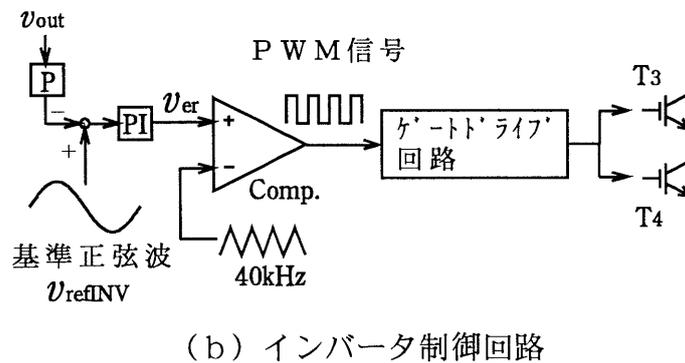
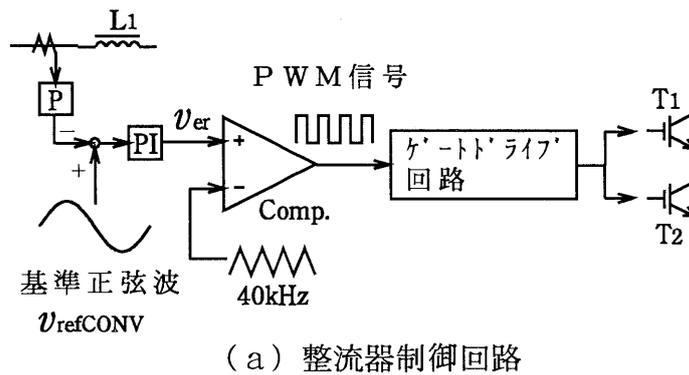


図 3. 2 6 整流器とインバータの制御回路

図 3. 2 7 に CPU とその周辺回路のブロック図を示す。CPU は各部の電圧電流情報や各種 HL 信号を得てコンバータの基準正弦波やインバータの基準正弦波などを発生する。コンバータの基準正弦波は図 3. 2 6 (a) に示した回路でコンバ

ータのリアクトル L_1 の電流と比較増幅されるので、 L_1 の電流は常にコンバータの基準正弦波に等しくなるように瞬時値制御される。インバータの基準正弦波は図3.26 (b) の回路でインバータ出力電圧と比較増幅され、インバータの出力電圧はインバータの基準正弦波に等しくなるように瞬時値制御される。定電圧制御、定電流制御、商用電圧との同期制御などインバータに必要なすべての制御はCPUで基準正弦波を制御することによって行われる。

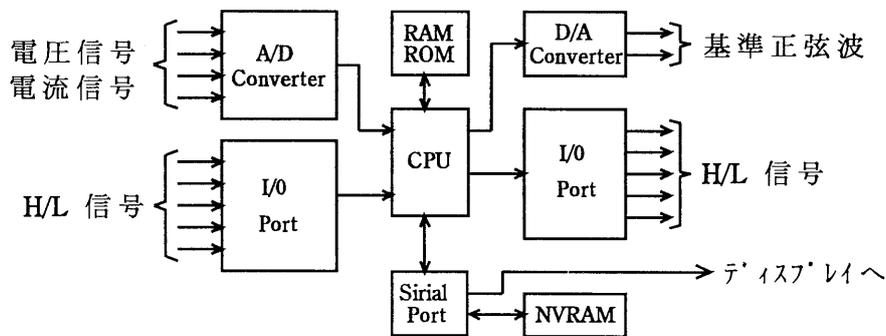


図3.27 マイコン制御回路の構成

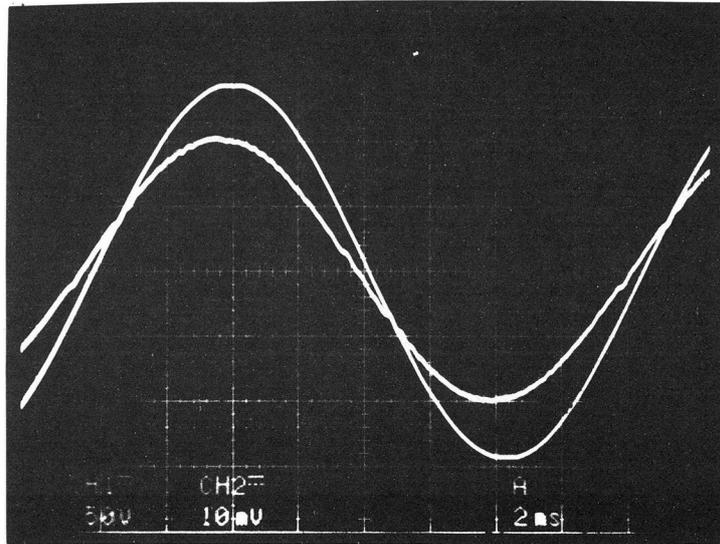
(4) 試作機の概要

図3.21の主回路構成と図3.24 (b)、図3.26の制御回路の構成にて3kVAのUPSを試作した。主回路の各部品定数は図3.21に示す。

図3.28にUPSの入力電圧・電流、出力電圧・電流の波形写真を示す。図3.26の制御回路で瞬時値制御されているので入力電流、出力電圧共にほぼ完全な正弦波に整形されている。図3.29に試作機の動特性を示す。停電時、復電時、負荷急変時、共にUPSの出力は安定した電圧、周波数を保っている。

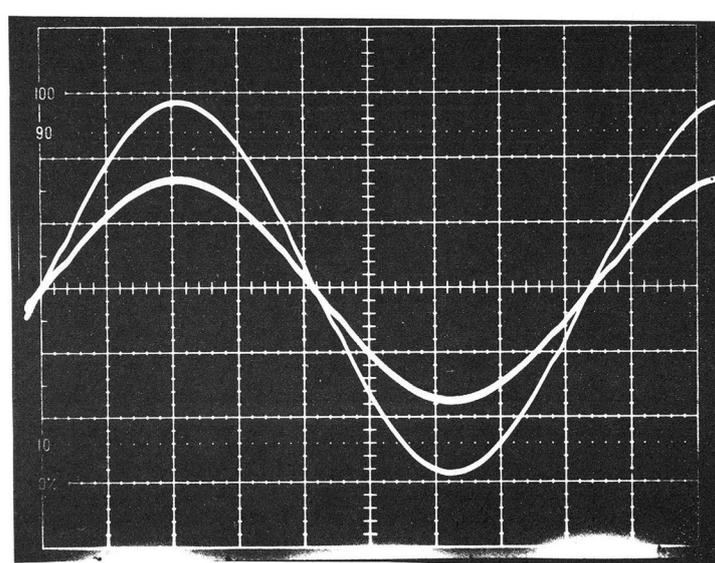
図3.30に効率と力率のグラフを示す。図3.21に示したハーフブリッジ型の回路構成のためスイッチ素子の数が少ないので高い効率を得ることができた。定格出力時のAC/AC変換効率は89.1%、DC/AC変換効率は91.7%である。力率は負荷10A以上の範囲で97%以上を得ている。

表3.4にUPSの要項表を示す。倍電圧型の高力率コンバータにて99.8%の高力率と3.3%の低い歪率を得た。CPUによる正確な制御により±1%の定電圧精度と±0.1%の周波数精度を得ることができた。インバータの瞬時値制御により出力電圧の歪率は線形負荷にて1.6%、整流器負荷にて3.4%と良好な値を得た。これらは従来の高周波リンク方式、または低周波リンク方式のUPSと比較して約10%高い値である。シンプルな回路構成と高い効率により小形軽量のUPSを構成することができた。図3.31に3kVAの試作機の外観写真を示す。



→ 2msec/div
小：入力電流 (20A/div)
大：入力電圧 (50V/div)

(a) 入力電圧・電流波形



→ 2msec/div
小：出力電流 (20A/div)
大：出力電圧 (50V/div)

(b) 出力電圧・電流波形

図3.28 試作機の入力および出力の電圧電流波形

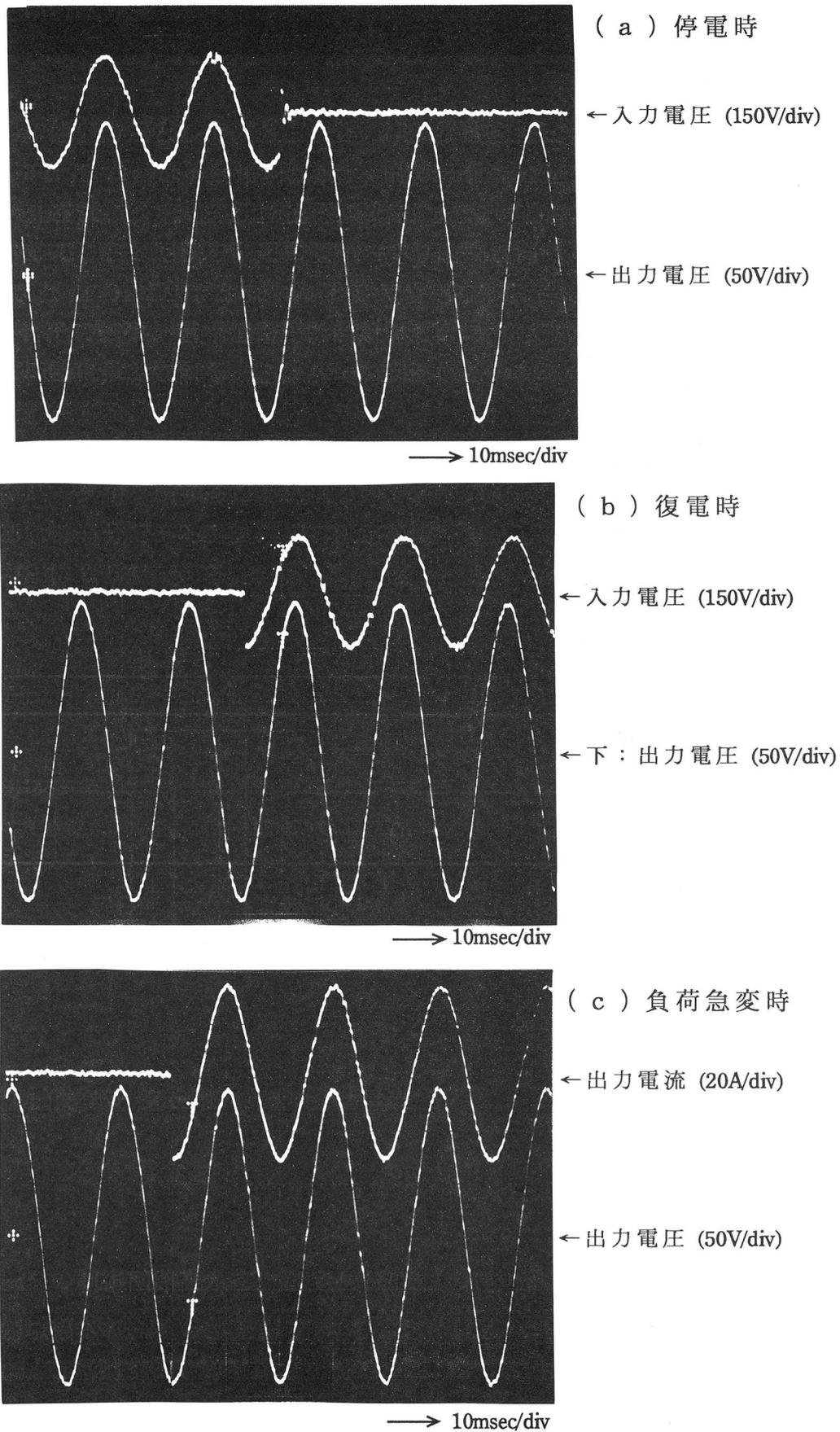


図3.29 試作機の動特性

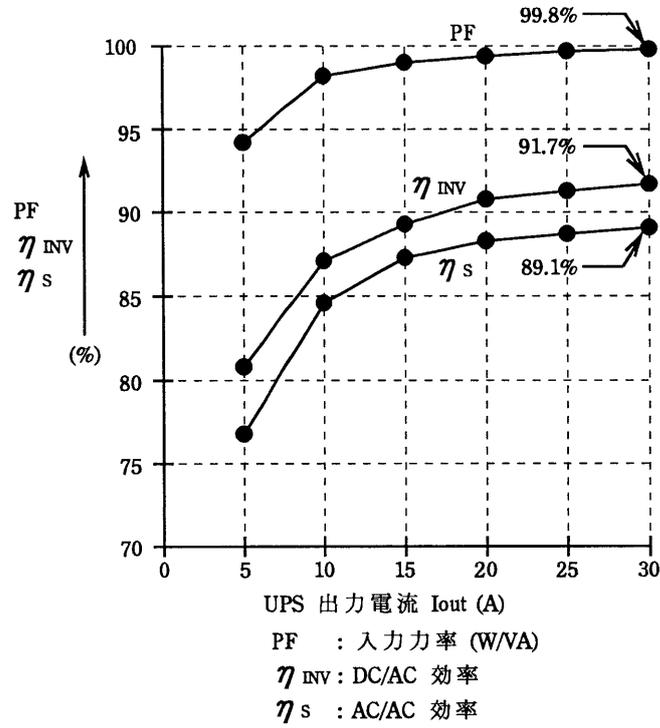
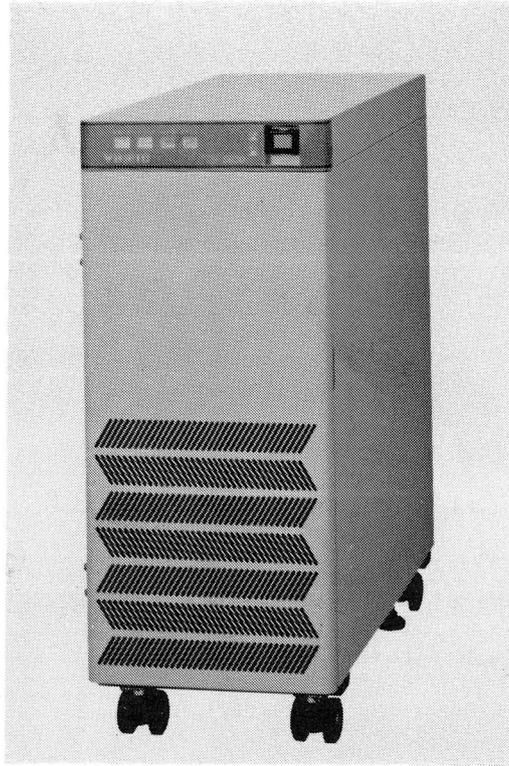


図3.30 試作機の効率、力率特性



220W560H580L(mm) 75kg

図3.31 3kVAの試作機の外観

表3.4 試作機の要項表

項目	定格、特性
入力電圧	1φ 100V ± 15% 50/60Hz
入力力率	99.8% (全負荷時)
入力電流歪率	3.3% (全負荷時)
出力容量	3kVA
負荷力率	0.7-1.0
出力電圧	1φ 100V 50/60Hz
定電圧精度	± 1%
周波数精度	± 0.1%
出力電圧歪率	1.6% (線形負荷時) 3.4% (非線形負荷時)
AC/AC 効率	89.1% (全負荷時)
DC/AC 効率	91.7% (全負荷時)
電池	シール型鉛電池
保持時間	10 minutes
騒音	40 ホン以下
寸法 (mm)	220W・560H・580L 71liters
重量	75kg

3.4.4 補助インバータを用いる方法

(1) 主回路

蓄電池の電圧を削減するための他の方法として図3.32の回路構成を提案した^(3.20)。交流入力側にT₅、T₆、T₇、T₈からなる商用周波数で動作する簡単な補助インバータを介して蓄電池B₁を接続している。商用電源受電時はT₅～₈はOFFしている。停電時はTAC₁をOFFしてUPS回路を商用電源から切り離すと同時に補助インバータを運転する。T₅とT₈およびT₆とT₇は180度位相をずらせて商用周波数で交互にON/OFFする。その結果、蓄電池電圧は商用周波数の方形波の交流電圧に変換されてコンバータ回路に供給される。コンバータ回路はこの交流電圧を受けて受電時と同様の動作を継続する。

図3.20の回路方式では蓄電池の定格電圧は約420Vが必要であるが、本方式では電池の電圧を高力率コンバータが昇圧することになるので電池の電圧は受電時の交流入力電圧実効値程度あれば充分である。試作機では定格電圧12Vの鉛電池を8ヶ直列使用した。定格電圧は96Vである。

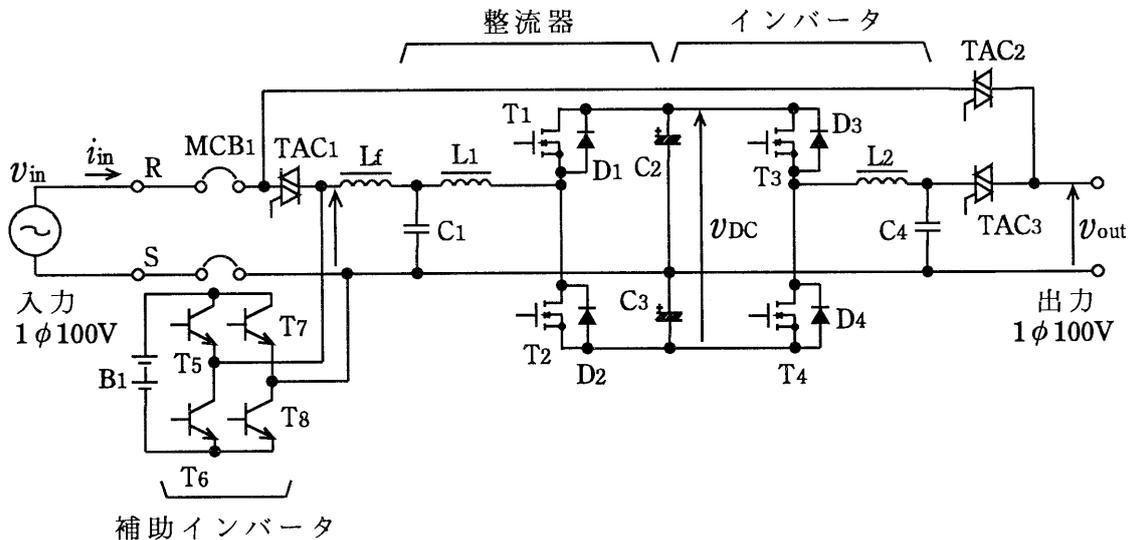


図3.32 補助インバータを用いた非絶縁型UPS

(2) 制御方式

図3.33に高力率コンバータの制御回路を示す。リアクトルL₁の電流は商用電源と同相の基準正弦波と比較増幅され、その誤差信号v_{er}を20kHzの三角波で変調してトランジスタT₁とT₂を駆動するPWM信号を得る。このようにしてL₁電流は基準正弦波とほぼ等しい正弦波状に変化する波形となる。この制御方式は受電中も停電中も同様であり、したがって停電中は高力率コンバータの入力電圧

波形は方形波であるが入力電流波形は正弦波となる。

本UPSの交流入力電圧の最小値は90Vであり、その時のコンバータの交流入力電流は全負荷にて実効値で10.6A、ピーク値で15.0Aとなる。前記のように停電時はUPSは補助インバータを介して電池から電力を供給されるが、電池の電圧は定格値で96V、放電末期に最小となり77Vである。

従って電池の電圧が最小の時はUPSの入力電流は12.4A rms、17.5A peakとなる。故に停電時は入力電流即ち入力リアクトル L_1 の電流のピーク値は常時の値より約17%増加し、リアクトルの飽和を防ぐためにはリアクトルの寸法を大きくする必要があり、コストアップを招く。そこで、基準波形を図3.34に示すように停電時は正弦波ではなく台形波にすることを検討した。基準波形を台形波とするとコンバータの入力電流も台形波となり、ピーク値が減少する。その結果リアクトル電流のピーク値を14.5Aに抑制することができ、小型のリアクトルでも飽和を防ぐことができた。図3.35に通常運転時と停電時のリアクトル L_1 の電流波形を示す。通常運転時は正弦波、停電時は台形波に制御されていることが分かる。

基準正弦波はマイコン制御回路にて生成される。そのブロック図は図3.27に示した双方向チョップを用いた方式のブロック図に等しい。また、インバータ部の制御回路も図3.26(b)に示した構成と同じである。

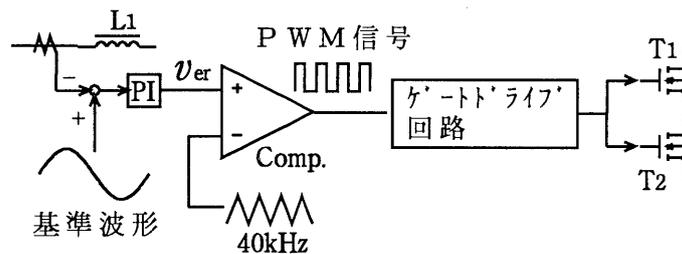
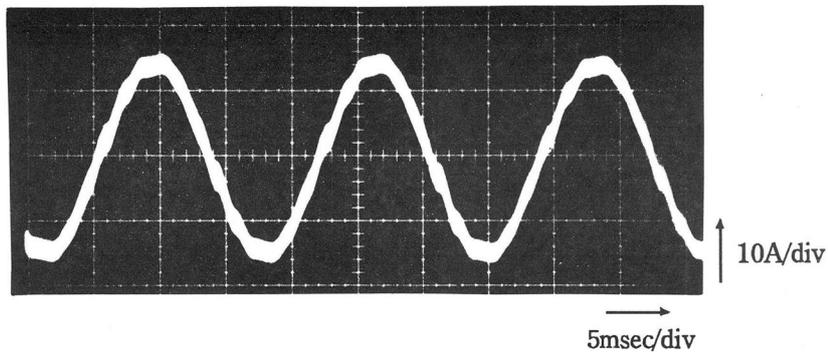


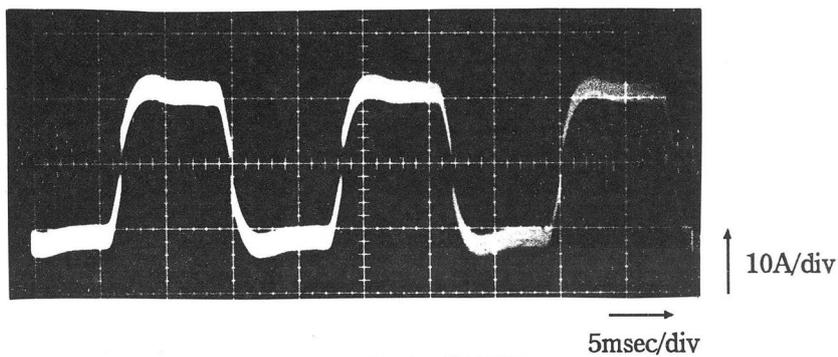
図3.33 高力率コンバータの制御回路

	波形
受電時	
停電時	

図3.34 高力率コンバータの基準波形



(a) 通常運転時

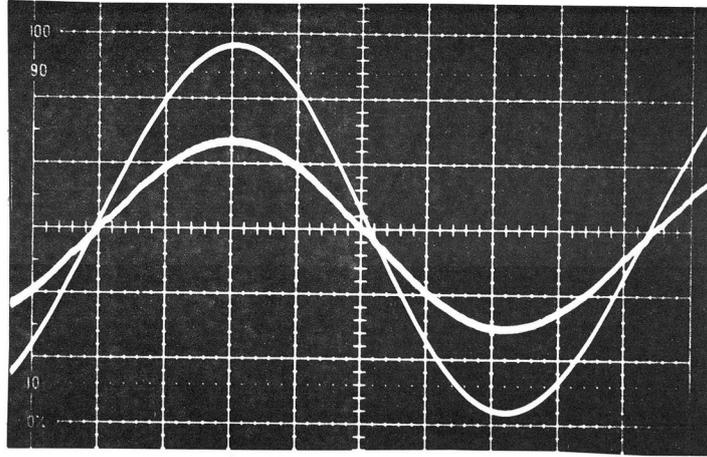


(b) 停電時

図3. 35 リアクトル L_1 の電流波形

(3) 試作機の試験結果

図3. 36に入力電圧、電流の波形を示す。ほぼ完全な正弦波の入力電流波形が得られている。図3. 37に整流器負荷時の出力電圧・電流波形を示す。このようなクレストファクタの高い非線形負荷でも出力電圧波形は歪の少ない正弦波に制御されている。表3. 5に本UPSの要項表を示す。図3. 36に示したように入力電流はほぼ完全な正弦波に整形されているので力率は99%、歪率は3%を得た。インバータの出力電圧の歪率は図3. 39のような非線形負荷時も4.0%の良好な値を得ている。図3. 38に試作機の外観写真を示す。

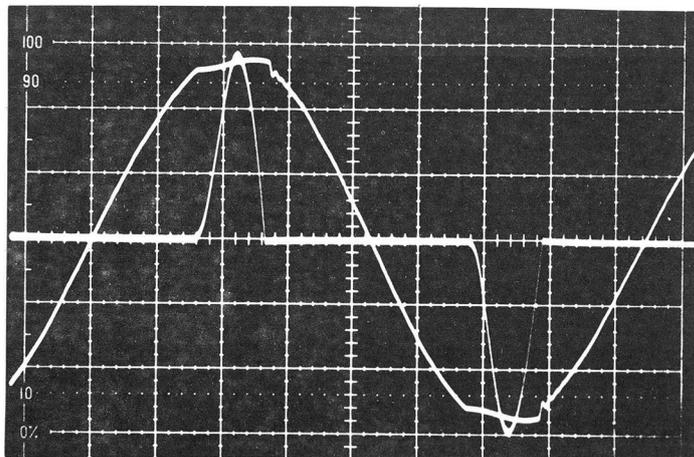


大：入力電圧：50V/div

2msec/div

小：入力電流：10A/div

図3.36 試作機の入力電圧、電流波形



大：出力電圧：50V/div

2msec/div

小：出力電流：10A/div

図3.37 試作機の実出力電圧、電流波形
(整流器負荷時)



330W190H350L(mm) 24kg

図3. 38 1 kVAの試作機の外観

表3. 5 試作機要項表

項目	定格、特性
入力電圧	1 φ 100V ± 15% 50/60Hz
入力力率	99% (全負荷時)
入力電流歪率	3.0% (全負荷時)
出力容量	1kVA
負荷力率	0.7-1.0
出力電圧	1 φ 100V 50/60Hz
定電圧精度	± 2%
周波数精度	± 0.5%
出力電圧歪率	1.8% (線形負荷時) 4.0% (非線形負荷時)
AC/AC 効率	84.2% (全負荷時)
DC/AC 効率	82.2% (全負荷時)
電池	シール型鉛電池
保持時間	7 minutes
騒音	40 ホン以下
寸法 (mm)	330W・190H・350L
重量	24kg

3. 5 結言

交流無停電電源システムは銀行のオンラインシステムのバックアップに代表されるようにきわめて高い信頼性を有する高価で大規模な典型的な産業用の電源設備であった。しかし、近年小型のコンピュータおよびその周辺機器の性能が著しく向上し、従来の大型コンピュータに劣らない高度な機能を有するようになった。その結果パソコン、サーバー、ワークステーションとその周辺機器およびそれらで構成されるネットワークが高い信頼性を要求される重要な役割を果たすことになった。そのためこれらの小型コンピュータも無停電電源システムでバックアップされることが必要となりつつある。これらの小型コンピュータや周辺機器の消費電力は数100W程度であり、交流無停電電源システムに要求される容量は数100Wから数kWである。そこでこのような小容量の交流無停電電源システム、いわゆるミニUPSの需要が近年急速に増加している。

大型の交流無停電電源システムには専用の設置スペースが設けられメンテナンス担当者が確保されているが、ミニUPSは小型コンピュータ機器と同様に一般事務所や作業場の片隅に設置され、専用のメンテナンス担当者が配備されることもない。したがってミニUPSには設置スペースを節約するための小型軽量化とメンテナンスフリー化、およびコンピュータ機器と同様の経済性の向上が強く求められている。このような要求に答えるためにミニUPSはここ数年の間に回路方式に著しい変化があった。即ち、第3.2.4節で説明したように、「商用トランス方式→高周波トランス方式→トランスレス方式」の方向で変化している。

高周波トランス方式やトランスレス方式は基本的な回路構成は従来から知られていたが、実用化のためには克服すべき多くの課題があった。高周波トランス方式ではサイクロコンバータ方式とDC/DCコンバータ方式が従来から知られていたが第3.2.4節で示したように良い結果は得られていなかった。絶縁型フルブリッジ方式はこの用途には最も適していたが、その独特の回路構成のために各種の工夫が必要であった。特に起動、停止時の制御は大きな課題であったが第3.3節で提案した制御方式にて実用化が可能となった。トランスレス方式は倍電圧型高力率コンバータとハーフブリッジ型インバータを組み合わせた図3.20の回路方式は公知の方式であったが、第3.4.2節で示したように電池電圧が非常に高くなるという問題があった。そこで第3.4.3節で説明したように双方向チョッパを用い、さらにその制御方法として電流モード制御を用いることにより合理的な寸法と価格でUPSを構成できるようになり実用化が可能となった。

このように本章で提案した新しい制御方式、回路方式は高周波リンク方式およびトランスレス方式の実用化を可能とし、ミニUPSの小型軽量化および経済性の向上に大きく貢献した。

参考文献

- (3.1) 平地克也、「アクティブフィルタのUPSへの応用」、電子技術 1992年3月号、Vol.34, No.3, pp.41-45, 1992年3月
- (3.2) T. Kagotani, K. Kuroki, J. Shinohara, A. Misaizu, "A Novel UPS Using High-Frequency Switch-Mode Rectifier and High-Frequency PWM Inverter", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.53-57, 1989
- (3.3) H. Yamashita, "Uninterruptible Power Supply System in NTT", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.412-418, 1990
- (3.4) G.Ioannidis, E.Xanthoulis, and S.N.Manias, "A novel uninterruptible power supply system with sinusoidal input-output characteristics and simplified control circuit", Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Vol.2, pp.351-356, September 1995
- (3.5) S. Muroyama, T. Aoki, K. Yotsumoto, "A Control for a High Frequency Link Inverter Using Cycloconverter Techniques", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), vol.2, No.19-1, pp.1-6, 1989
- (3.6) I.Yamato, N.Tokunaga, Y.Matsuda, H.Amano and Y.Suzuki, "New conversion system for UPS using high frequency link", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.658-663, June 1988
- (3.7) I.Yamato, N.Tokunaga, Y.Matsuda, Y.Suzuki and H.Amano, "High frequency link DC-AC converter for UPS with voltage clamper", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.749-756, June 1990
- (3.8) N. Tokunaga, I. Yamato, Y. Matsuda, H. Amano, "High Frequency Link Type DC/AC Converter for UPS with a New Voltage Clamper", Transactions of IEE Japan, Vol.112-D, No.5, pp.437-444, 1992
- (3.9) H.Koyama, K.Sanada, N.Sashida, and T.Kawabata, "High frequency link DC/AC converter with PWM cycloconverter for UPS", Proceedings of IEE Japan International Power Electronics Conference (IPEC), Tokyo, pp.748-754, April 1990
- (3.10) S. Manias, P. D. Ziogas, "An SMR Topology with Suppressed DC Link Components and Predictive Line Current Waveshaping", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-23, No.4, pp.644-653, July/August 1987
- (3.11) K.Hirachi, H.Yamamoto, M.Sakane, Y.Tomokuni, and Y.Nagai, "A novel 3kVA UPS using a switch mode rectifier", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.392-399, October 1990
- (3.12) 平地克也、吉次淳二、中岡睦雄、「小容量UPS用高周波リンク単相PFC整流コンバータ」、電気学会論文誌D、118巻7/8号、pp.949-950, 1998年7月

- (3.13) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka, "Feasible single-phase UPS incorporating switched-mode PFC rectifier with high-frequency transformer link", IEE International Journal of Electronics, Vol.86, No.3, March 1999
- (3.14) 河内、藤谷、「単相SMRコンバータにおける電流検出手法」、電子情報通信学会春期全国大会、SB-8-2, 1990年
- (3.15) 竹村、大聖寺、寺岡、山本、「小形無停電電源装置FBK-S-SUシリーズ」、サンケン技報、Vol.25, No.1, pp.53-60, 1993年
- (3.16) 三宅、長浜、小西、斎藤、「汎用UPS新1kVAの開発」、GS News、Vol.52, No.1, pp.49-56, 1993年6月
- (3.17) 大聖寺、山本、「小形無停電電源装置(SHU102)」、サンケン技報27号、1995年
- (3.18) K.Hirachi, M.Sakane, S.Niwa, T.Matsui, "Development of UPS using new type of circuits", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.635-642, November 1994
- (3.19) K.Hirachi, M.Sakane, T.Matsui, M.Nakaoka et al., "Cost-Effective Practical Developments of High-Performance and Multi-Functional UPS with New System Configurations and Their Specific Control Implementations", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Vol.1, pp.480-485, June 1995
- (3.20) K.Hirachi, H.Yamamoto, M.Nakaoka et al., "Cost-Effective Practical Developments of High-Performance 1kVA UPS with New System Configurations and Their Specific Control Implementations", Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Vol.2, pp.35-40, 1995

第4章

通信用直流無停電電源システム

第4章 通信用直流無停電電源システム

4.1 緒言

通信用スイッチング電源は電話交換機、無線機、中継機などの通信装置に直流電力を供給するためのスイッチング電源である。公共性の高い重要な装置の電源であるため蓄電池やエンジン発電機による無停電化が要求される場合が多い。エンジン発電機によるバックアップが必要な場合は2.3.2節で説明したように高いレベルの高調波抑制機能が要求される。

また通信用スイッチング電源には通信品質の確保のためにリップル電圧や評価雑音の抑制が要求される。高力率コンバータの入力電流は正弦波なので入力電力は電源周波数の2倍の周波数で大きく脈動する。そのため直流出力電圧には電源周波数の2倍の大きなリップル電圧が発生する。従ってリップル電圧の抑制には特別な対策が必要であり^(4.1~5)通信用スイッチング電源に応用するための重要な技術課題となる。

通信装置は24Vや48Vなど比較的低い電圧で動作するので降圧型の高力率コンバータが適している。しかし降圧型の高力率コンバータにはリアクトルが大きくなる、出力電圧に大きなリップル成分が含まれる、などの欠点があり^(4.6~7)通信用電源としてはほとんど実用化されていない。本章ではパルス面積変調と呼ばれる新しい制御方式を降圧型の高力率コンバータに適用し、リアクトルの小型化を実現する方式を提案する。また、補助回路を付加することによりリップル電圧を充分小さな値に抑制できることを示す。

4.2 通信用スイッチング電源の回路方式

4.2.1 通信用電源システムの概要

図4.1に通信用電源システムの一般的な構成を示す。商用電源から受電し、整流器で安定な直流電圧に変換して蓄電池を充電しつつ通信装置に直流電力を供給する。停電時は蓄電池から通信装置に電力を供給する。直流電圧は12V、24V、48Vの3種類が用いられる。容量の大きなシステムは例えば都市の局舎の交換機用として48V1000A以上、小さなシステムは例えばルーラル通信用小形基地局など12V10A程度で構成される。整流器は従来はサイリスタの位相制御方式が用いられてきたが、近年はほとんどスイッチング電源に置き換わっている。スイッチング電源は単機の最大容量が6kW程度のものが用いられ、例えば48V8000Aのシステムなら図4.2のように48V100Aのスイッチング電源を8台並列接続して用いられる^(4.8)。

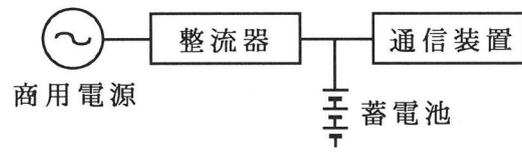


図4. 1 通信用電源システム



図4. 2 48V100A×8台システム

4. 2. 2 通信用電源システムの整流器に要求される品質

蓄電池を適切な電圧で充電するために整流器には高い定電圧精度が要求される。電源電圧の変動、負荷の変動、周囲温度の変動に対して直流出力電圧の変動は少なくとも $\pm 2\%$ 以内に抑制されねばならない。電話の交換機などの通信装置は音声を扱うので整流器の直流出力電圧に大きなリップルが存在すると雑音の原因になる。そのためリップル電圧は 200 mV pp 以下の小さな値に抑制しなければならない。また、人の聴覚は 1 kHz 程度で最も感度が高く、周波数がそれより高く、または低くなると聞こえにくくなる。従って 1 kHz 程度のリップルは最も雑音として悪影響を与えやすく、周波数で重み付けをした「評価雑音」という評価指標が用いられる。評価雑音は少なくとも 2 mV 以下に抑制されなければならない。 2 mV を満足するには 120 Hz のリップルなら 70 mV 以下、 1 kHz のリップルなら 3 mV 以下に抑制しなければならない。その他、一般の電源装置と同様に、高効率、高力率、高速応答、高いノイズ耐量、雷サージ耐量、などが要求される。近年高調波の抑制に対する要求が強くなってきたことも一般の電源装置と同じである。

4. 2. 3 通信用電源に用いられる高力率コンバータ

高調波電流抑制のために図4. 1の整流器の部分に高力率コンバータが用いられる。通信用電源の場合、高力率コンバータ単独では通信用電源の要求品質、特にリップル電圧の抑制が困難であり、図4. 3に示すように高力率コンバータとDC/DCコンバータを縦続接続した回路構成が用いられる。このような回路構成の通信用電源の一例を図4. 4に示す^(4. 9)。この図のように高力率コンバータは昇圧型1石式が最も広く用いられている。

図4. 4の回路では交流入力を高力率コンバータでいったん昇圧して $300\text{ V} \sim 400\text{ V}$ 程度の直流電圧 v_{DCin} を得、その後DC/DCコンバータで降圧して 48 V 程度の直流出力 v_{out} を得ている。そのため電力変換段数が多く、効率の低下や経済性の悪化を招いている。そこで、図4. 5のような降圧型高力率コンバータを用いると 100 V や 200 V の交流電圧から直接 48 V 程度の直流電圧を得ることができ、図4. 4と比較して部品点数の大幅な低減や効率の向上が期待できる。しかし、この回路方式の実用化のためにはリップル電圧の抑制やリアクトルの小型化などの課題を克服する必要がある。次節ではこれらの改善に関する研究成果を報告する。

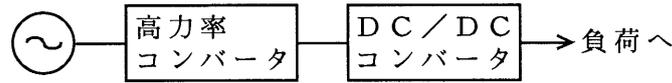


図4. 3 高力率コンバータを用いた通信用電源

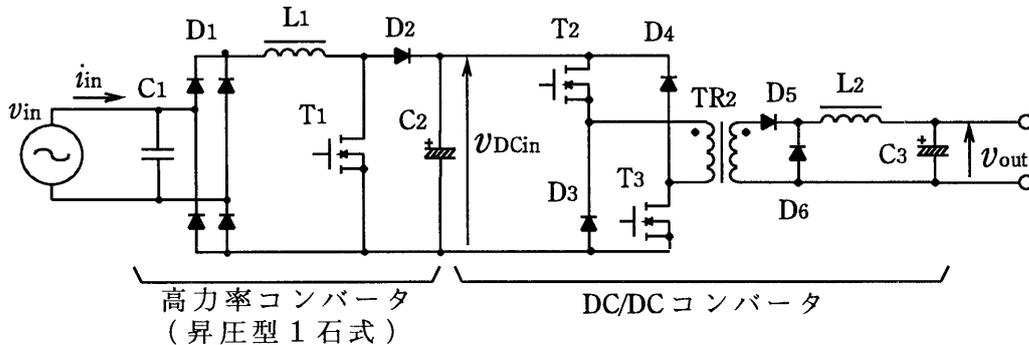


図4. 4 高力率コンバータを用いた通信用電源の回路構成の一例

4. 3 降圧型高力率コンバータのパルス面積変調による特性改善

4. 3. 1 降圧型高力率コンバータの概要

第1章で検討したように、高力率コンバータは昇圧型、昇降圧型、降圧型の3つのタイプに分類される。どの方式もスイッチ素子がONしている期間にリアクトル L_1 にエネルギーを蓄積し、スイッチ素子がOFFしている期間にリアクトルのエネルギーを負荷に伝達するという動作を行っている。そしてリアクトルの電流を適切に制御することにより入力電流 i_{in} を入力電圧 v_{in} と同相の正弦波に整形している。

昇圧型と昇降圧型はスイッチ素子がONしている時はリアクトルに入力電圧が直接印加されるが、降圧型では入力電圧の絶対値と出力電圧の差の電圧が印加される。従って昇圧型と昇降圧型ではリアクトルにいつでもエネルギーを蓄積することができるのに対し、降圧型では入力電圧の絶対値が出力電圧より低い期間、即ち入力電圧のゼロクロス付近ではリアクトルにエネルギーを蓄積することができない。そのため降圧型では、入力電圧の絶対値が低い時に必要とされるエネルギーをまかなうために、リアクトルに十分なエネルギーを蓄えておかねばならない。従って、降圧型のリアクトルには昇圧型や昇降圧型より非常に大きなインダクタンスが要求され、寸法重量の増加を招く。

したがって、降圧型の高力率コンバータでは極力リアクトルのインダクタンスを

抑制する必要があるが、インダクタンスの抑制に伴いリアクトル電流のリプルの増加を招く。従来の制御方法ではリプルが大きいと交流入力電流に歪を生じる。そこでパルス面積変調とされている制御方法を用い、リアクトル電流に大きなリプルが含まれている場合でも入力電流の歪をほとんど発生しない方法を検討した。

4. 3. 2 従来の制御方式

図4. 5に降圧型高力率コンバータの回路構成を示す。リアクトル L_d は充分大きなインダクタンスを有するものが用いられ、その電流 i_{Ld} は連続モードを保っている。T1がONの時は次の経路で電流が流れ、入力電流 i_{in} は i_{Ld} に等しくなる。

$$V_{in} \rightarrow D_1 \rightarrow T_1 \rightarrow L_d \rightarrow C_d \rightarrow D_4 \rightarrow V_{in}$$

T1がOFFの時は i_{Ld} は次の経路で循環するので入力電流 i_{in} はゼロとなる。

$$L_d \rightarrow C_d \rightarrow D_f \rightarrow L_d$$

したがって、 L_d の値が充分大きく、その電流 i_{Ld} のリプルが無視できるほど小さい時は図4. 6に示す制御回路を用い、商用周波数の正弦波とキャリア周波数の鋸歯状波とを比較することにより、スイッチ素子をPWM制御すると入力電流は完全な正弦波に制御される。

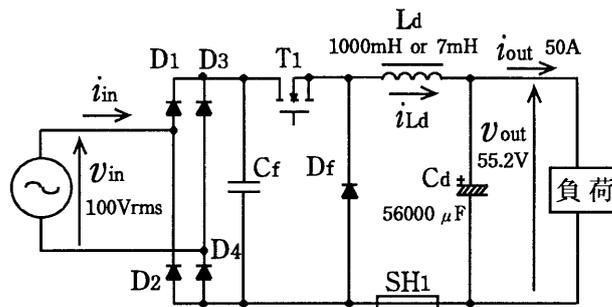


図4. 5 降圧型高力率コンバータの回路構成

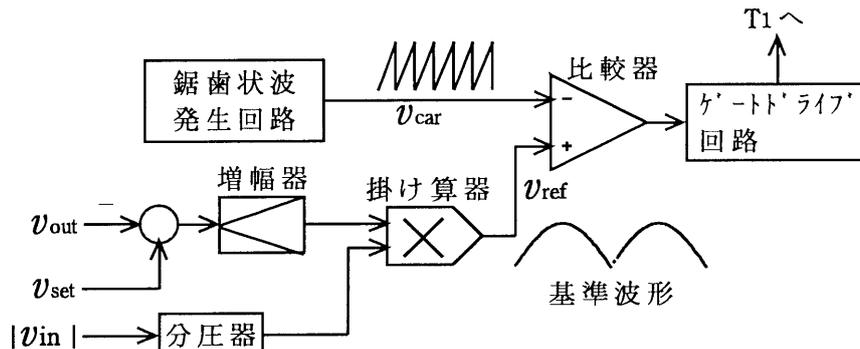
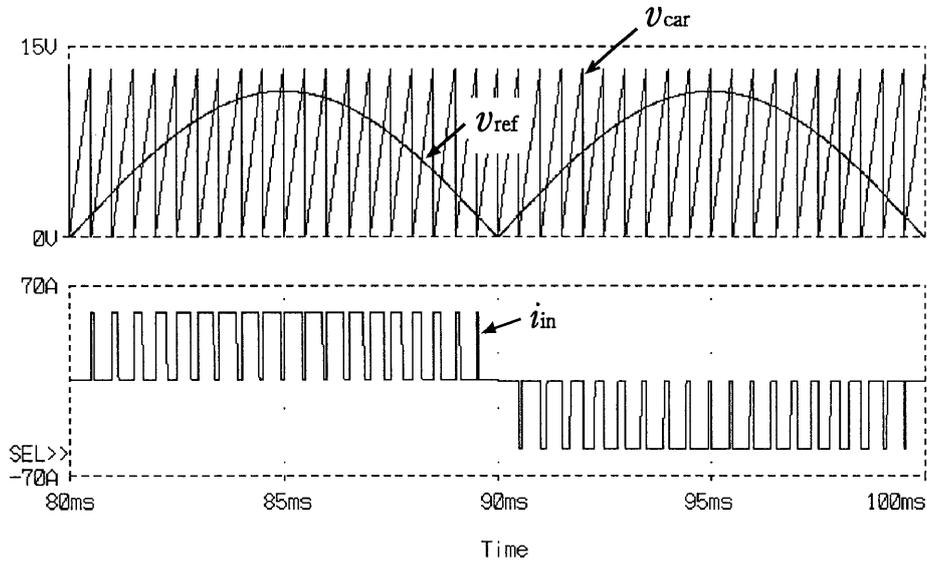
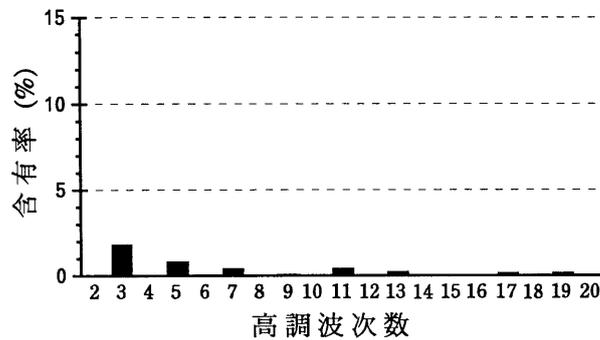


図4. 6 降圧型高力率コンバータの従来の制御回路

図4.7 (a) にシミュレーション波形を示す。入力電圧と同相の正弦波を整流した波形 v_{ref} と鋸歯状波 v_{car} が比較されてスイッチ素子のドライブ信号が作られる。その結果入力電流波形 i_{in} が得られる。この波形のフーリエ解析結果を図4.7 (b) に示す。全ての高調波成分は2%以下である。



(a) 制御回路の波形と入力電流波形

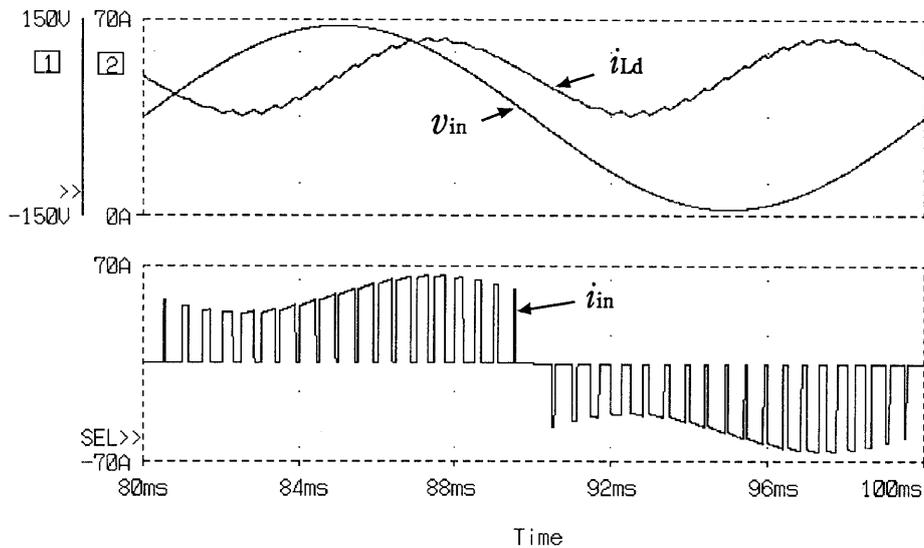


(b) 入力電流 i_{in} の高調波分析結果

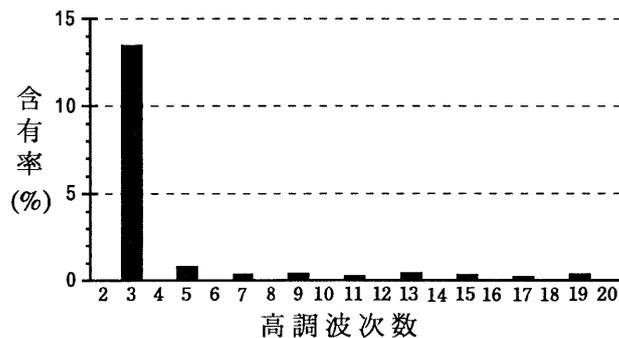
図4.7 リアクトルが充分大きいときのシミュレーション結果

しかし、リアクトル L_d の大きさが有限であり、リアクトル電流 i_{Ld} のリップル成分が無視出来ないときは図4. 6の制御方法ではリップル電流の大きさに対応して入力電流波形に歪を生じる。図4. 8にシミュレーション結果を示す。リアクトルは7 mHとしており、図4. 8 (a) に示すようにリアクトル電流 i_{Ld} には27 A pp程度のリップル電流が含まれている。その結果入力電流 i_{in} は図4. 8 (a) に示すような波形となり、図4. 8 (b) のフーリエ解析結果に示すように無視できない量の第3高調波が含まれている。

なお、シミュレーションでは動作を分かり易くするために動作周波数を2 kHzに設定している。実際の回路では動作周波数は数10 kHzの高周波に設定されるので、入力電流 i_{in} に含まれる高周波成分は小形のフィルタで容易に除去される。



(a) リアクトル電流 (i_{Ld}) と入力電流 (i_{in}) の波形



(b) 入力電流 i_{in} の高調波分析結果

図4. 8 リアクトルのリップル電流が無視できないときのシミュレーション結果

4. 3. 3 パルス面積変調方式の提案

i_{Ld} 波形にリップルが含まれていても入力電流を正弦波に整形するにはリアクトル電流の瞬時値に対応してパルス幅を適切に制御しなければならない。このような制御にはスイッチ素子を通過する電流パルスの面積を変調する方式、いわゆるパルス面積変調が適している。パルス面積変調は高力率コンバータの分野ではまず昇降圧型の回路への適用が検討されたが^(4. 10~12)、降圧型の回路に適用すればさらにその長所を活用することができる^(4. 13)。

図4. 9に今回検討した制御回路を示す。リアクトル電流 i_{Ld} はシャント SH_1 で検出され、その検出電圧 v_{SH1} は増幅されて積分回路に入力される。積分回路は一定の周期でリセットされ、その出力は i_{Ld} の値に比例した勾配を持つ鋸歯状波 v_{car} となる。この鋸歯状波と入力電圧と同相の正弦波を全波整流した波形 v_{ref} とを比較して T_1 をドライブするPWM波形を得る。また、出力電圧 v_{out} を設定電圧 v_{set} と比較し、乗算器を用いて v_{ref} の振幅を制御することにより直流出力電圧 v_{out} を定電圧制御することができる。

(1) 動作原理

図4. 10に本制御回路によるパルス面積変調の原理を示す。変調に使用される鋸歯状波 v_{car} はリアクトル電流 i_{Ld} を積分して作られるのでその勾配は i_{Ld} に比例して変化する。例えばリアクトル電流が徐々に増加している場合は図4. 10のように勾配が徐々に増加する鋸歯状波となる。基準波形 v_{ref} が図4. 10のように一定の電圧であったとすると T_1 がONする期間は図4. 10のように徐々に減少し、入力電流波形 i_{in} は図4. 10のような波高値は徐々に増加し、パルス幅は徐々に減少する方形波のパルス列となる。例えば、斜線で印を付けたパルスは点線で印を付けたパルスに比べて波高値は2倍になっているが、パルス幅は1/2になっており、面積は等しい。このように各パルスの面積は基準波形が一定であれば変化せず、基準波形が増加、減少すればそれに比例して増加、減少する。また、パルスの面積は即ち入力電流 i_{in} の瞬時値に等しい。したがって、基準波形 v_{ref} を図4. 9のように正弦波状に変化させれば入力電流は正弦波状に変化する。

(2) シミュレーション結果と検討

図4. 11にシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は図4. 5に記載している。図4. 11(a)にリアクトル L_d の電流 i_{Ld} と積分回路の出力電圧 v_{car} を示す。周波数一定で勾配がリアクトル電流 i_{Ld} に比例した鋸歯状波がえられ

ていることが分かる。入力電圧 v_{in} と相似の波形 v_{ref} を示す。この v_{ref} と v_{car} がコンパレータで比較されてスイッチ素子の駆動信号を得ている。

図4.11(b)に入力電圧波形 v_{in} と入力電流波形 i_{in} を示す。入力電流波形は各パルスの面積が入力電圧と同じ位相の正弦波状に制御されていることが分かる。図4.11(c)に図4.11(b)に示した入力電流波形のフーリエ解析結果を示す。パルス面積変調を行っていない図4.8(b)と比較して高調波が大幅に抑制されていることが分かる。

なお、図4.11の場合も図4.7や図4.8と同様にシミュレーションでは動作を分かり易くするために動作周波数を2kHzに設定している。実際の回路では動作周波数は数10kHzの高周波に設定され、入力電流 i_{in} に含まれる高周波成分は小形のフィルタで容易に除去される。

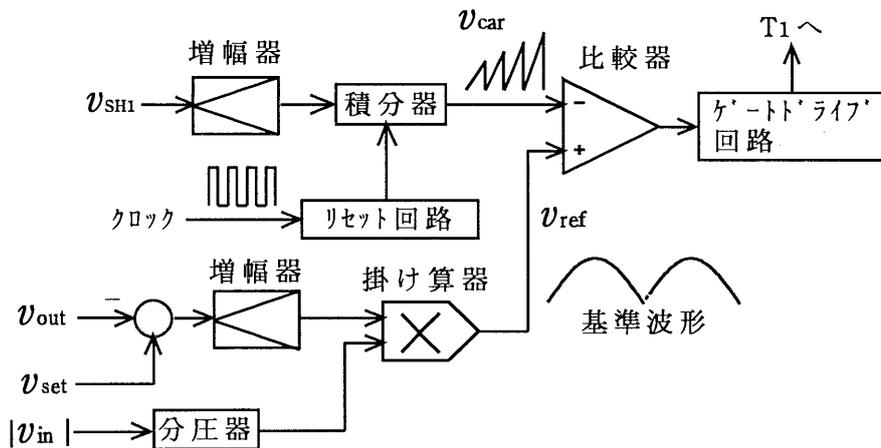


図4.9 パルス面積変調を用いた降圧型高力率コンバータの制御回路

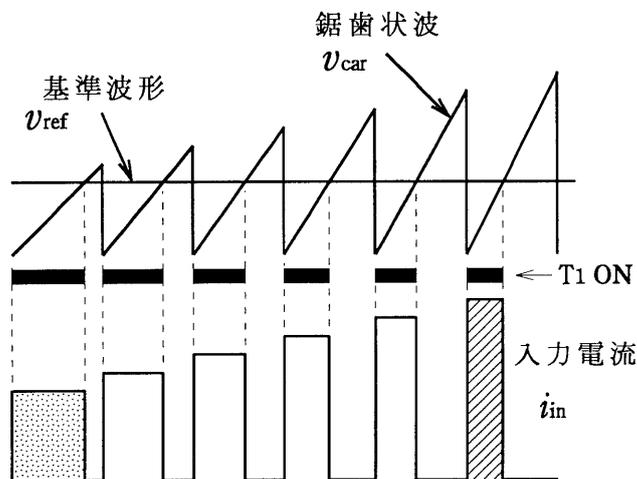
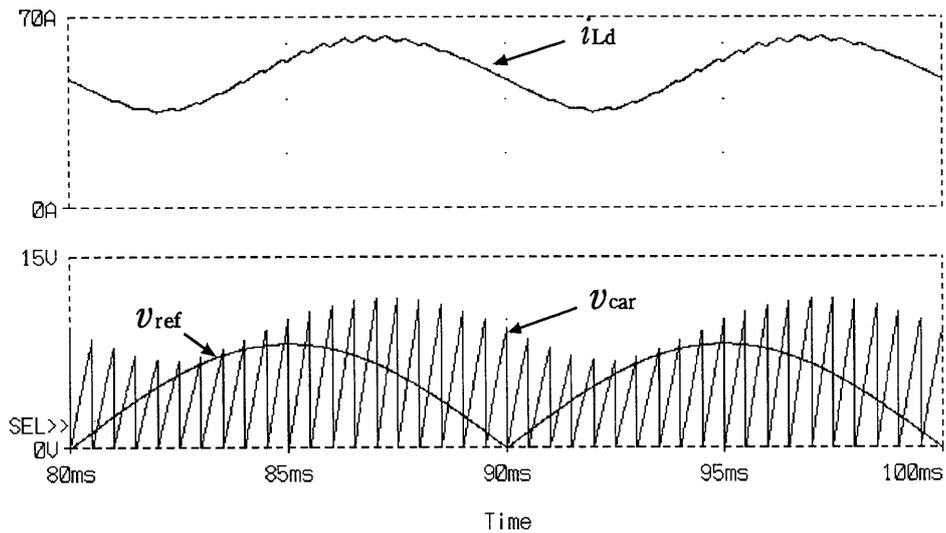
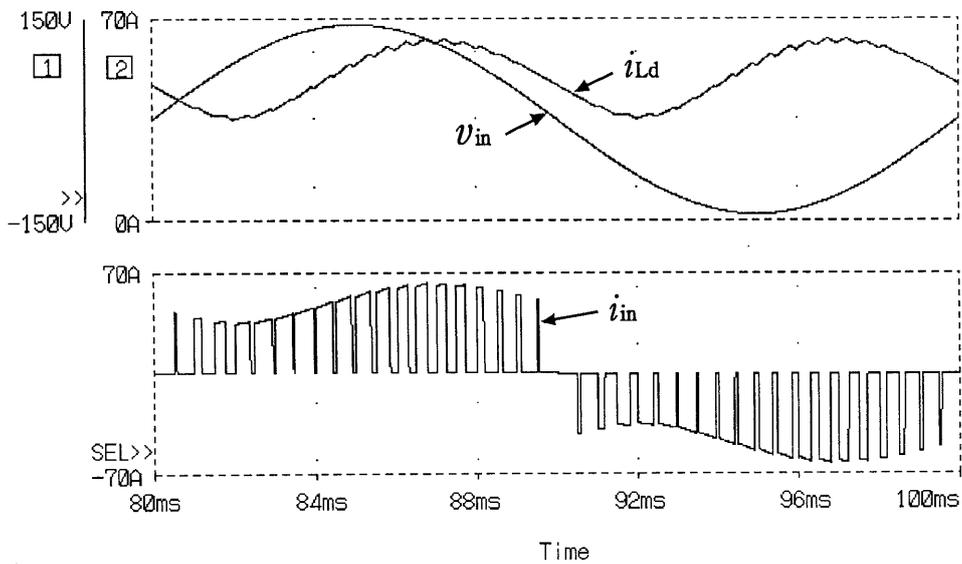


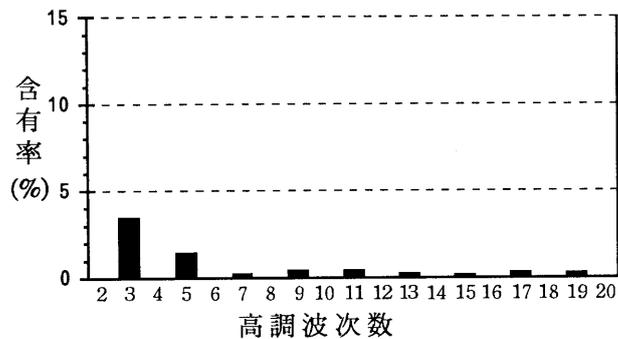
図4.10 パルス面積変調の原理



(a) 制御回路の波形とリアクトル電流波形



(b) リアクトル電流 (i_{Ld}) と入力電流 (i_{in}) の波形

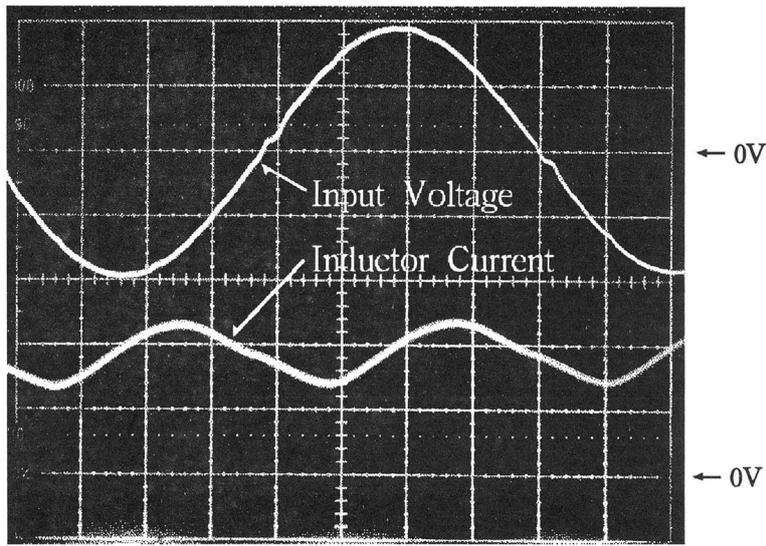


(c) 入力電流 i_{in} の高調波分析結果

図4. 11 パルス面積変調を用いた降圧型高力率コンバータのシミュレーション結果

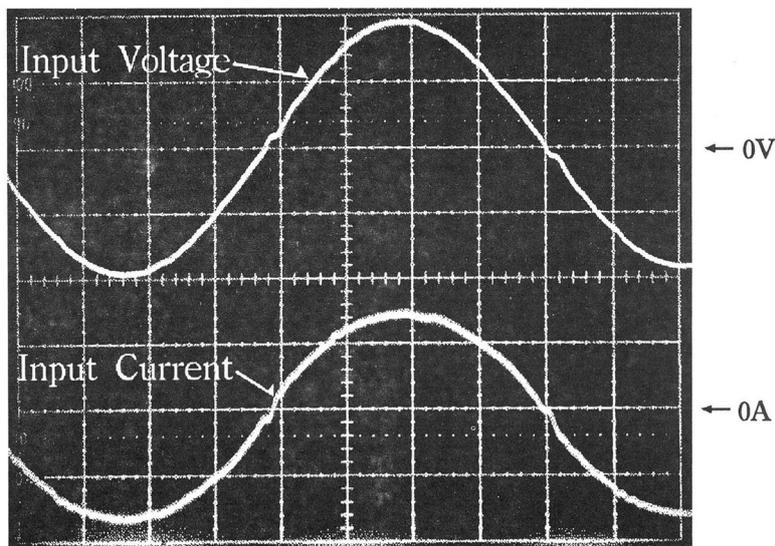
(3) 小容量試作機による実験結果

図4. 12に小容量の試作機による実験波形を示す。試作機の定格値は入力電圧120V、出力電圧55.2V、出力電流10Aである。図4. 12(a)に示すようにリアクトル電流には5A ppの大きなリップル電流が含まれているが、図4. 12(b)に示すように入力電流はほぼ完全な正弦波に整形されている。



上：入力電圧 v_{in} : 100V/div 2msec/div
下：リアクトル電流 i_{Ld} : 5A/div

(a) 入力電圧とリアクトル電流



上：入力電圧 v_{in} : 100V/div 2msec/div
下：入力電流 i_{in} : 5A/div

(b) 入力電圧と入力電流

図4. 12 小容量試作機による実験結果

4. 3. 4 リプル電圧の抑制

(1) 制御方式

第4. 2. 2節にて説明したように、通信用電源では通信機のノイズ防止のため、直流出力電圧に含まれるリプル電圧を充分小さな値に抑制することが要求される。しかし、一般に単相入力の高力率コンバータではリアクトルの電流に電源周波数の2倍の周波数の大きなリプル電流が含まれるので、その結果出力電圧にも電源周波数の2倍の周波数のリプル電圧が現れる。

降圧型の高力率コンバータの場合も例外ではない。図4. 5の条件 ($L_d=7\text{mH}$) でリアクトル電流 i_{Ld} と直流出力電圧 v_{out} をシミュレーションで求めた結果を図4. 13に示す。リアクトル電流には 28 A pp の 100 Hz のリプル電流が含まれており直流出力電圧には 0.78 V pp のリプル電圧が含まれている。

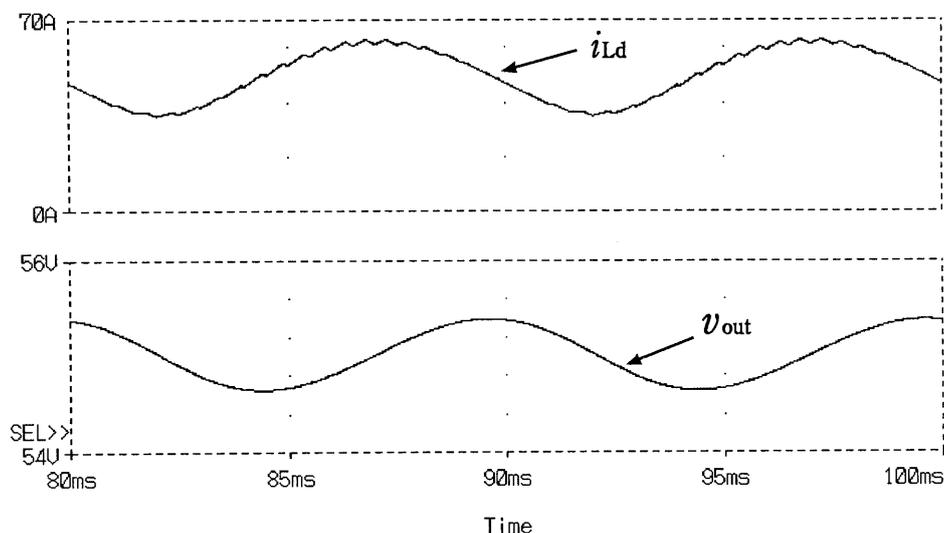


図4. 13 パルス面積変調を用いた降圧型高力率コンバータの出力電圧のリプル電圧

図4. 14に筆者が提案した出力電圧のリプルを抑制するための回路方式を示す(4. 14~17)。リアクトル L_d と並列に補助スイッチ T_2 ダイオード D_5 から成る補助スイッチ回路を接続している。 T_2 がONしている時はリアクトルの電流は T_2 と D_5 を介して循環する。 T_2 がOFFするとリアクトル電流は負荷に供給される。したがって、図4. 14の回路には2つのスイッチ素子 T_1 と T_2 の状態に応じて表4. 1の3つの動作モードが存在する。 T_1 と T_2 が共にONというモードは使用しない。

T_1 の ON 時間は前記のようにパルス面積変調で決定され、入力電流を正弦波に整形する。 T_2 の ON 時間もパルス面積変調で決定され、直流出力電圧のリプル電圧を除去するようにパルス幅が決定される。

図4. 15に補助スイッチ T_2 の制御回路も含めた降圧型高力率コンバータの制御回路を示す。 T_1 の駆動信号は図4. 9と同じ方法で作られる。 T_2 の駆動信号は積分回路の出力電圧 v_{car} と基準波形 v_{cont} を比較して作られる。 v_{car} が v_{cont} より大きい区間で補助スイッチ T_2 が導通し、 C_d への電力供給が停止される。 v_{car} が v_{cont} より小さい区間では補助スイッチは OFF しており、 C_d に電力が供給される。基準波形 v_{cont} は一定の電圧であるので、したがって C_d に供給される電力は一定の値であり、直流出力電圧 v_{out} にはリプルは含まれない。

(2) シミュレーション結果と検討

図4. 16 (a)に制御回路の波形のシミュレーション結果を示す。図4. 11の場合と同様、 T_1 の駆動信号は積分器の出力電圧 v_{car} と入力電圧と同相の正弦波波形 v_{ref} を比較して得られる。 T_2 の駆動信号は積分器出力 v_{car} と直流電圧 v_{cont} を比較して得られる。 v_{cont} は v_{car} の鋸歯状波の各ピーク値を越えない範囲でなるべく高い電圧に設定される。

図4. 16 (b)に T_1 の電流波形 i_{T1} と T_2 の電流波形 i_{T2} のシミュレーション結果を示す。 i_{T2} は電流のピーク値が高い所ではパルス幅が広く、低い所ではパルス幅を小さくするように制御されており、直流出力側に伝達されるエネルギーを一定に保つように制御されていることが分かる。

図4. 16 (c)にリアクトル電流波形 i_{Ld} と直流出力電圧波形 v_{out} のシミュレーション結果を示す。リアクトル電流には22 A ppの電源周波数の2倍の成分の大きなリプルが含まれているが、直流出力電圧には低周波のリプル電圧はほとんど含まれていないことが分かる。

なお、図4. 16 (c)のシミュレーション波形では直流出力電圧に2 kHzのリプルが現れているが、実際の回路では数10 kHzで動作させるので動作周波数成分のリプル電圧は小容量のコンデンサ C_f で完全に除去される。

なお、シミュレーション条件は図4. 14の通りであり、シミュレーションに用いた P S p i c e のサーキットファイルを付録4. 1に示す。

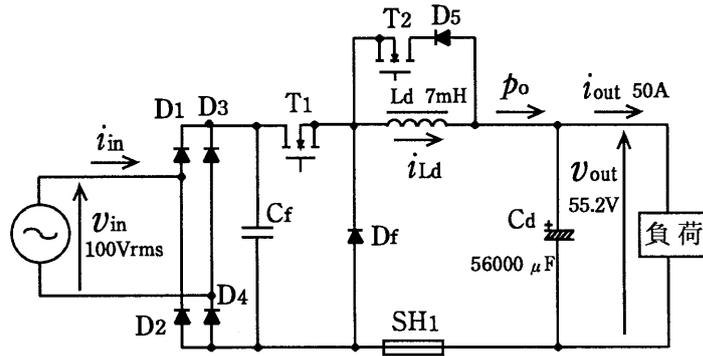


図4. 14 リプル電圧抑制のための補助回路を付加した降圧型高力率コンバータ

表4. 1 補助回路を付加した回路の3つの動作モード

モード番号	T1	T2	リアクトル電流	Cdへの電力 p_0
1	ON	OFF	増加	増加
2	OFF	OFF	減少	減少
3	OFF	ON	一定	ゼロ

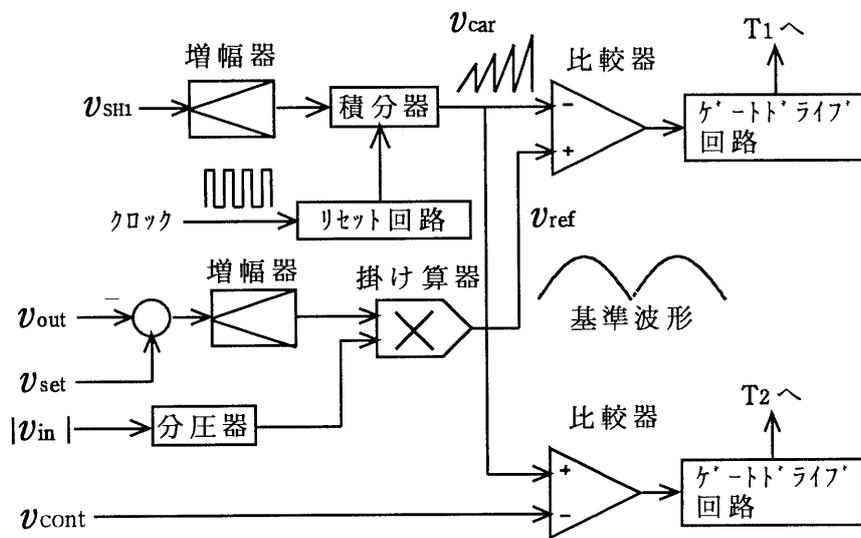
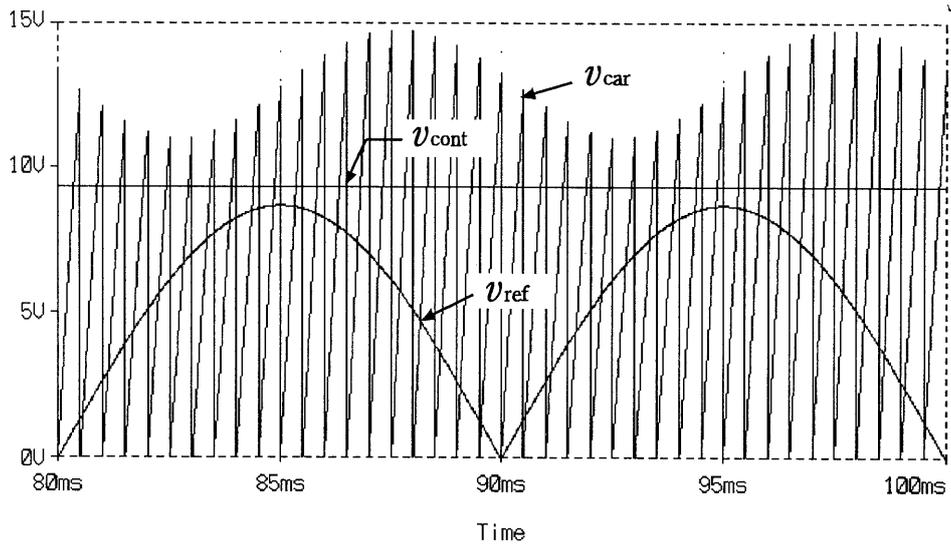
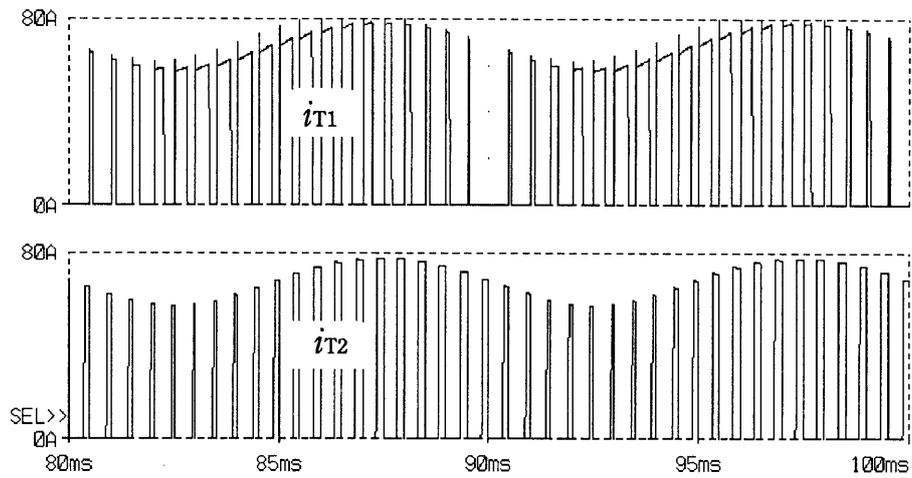


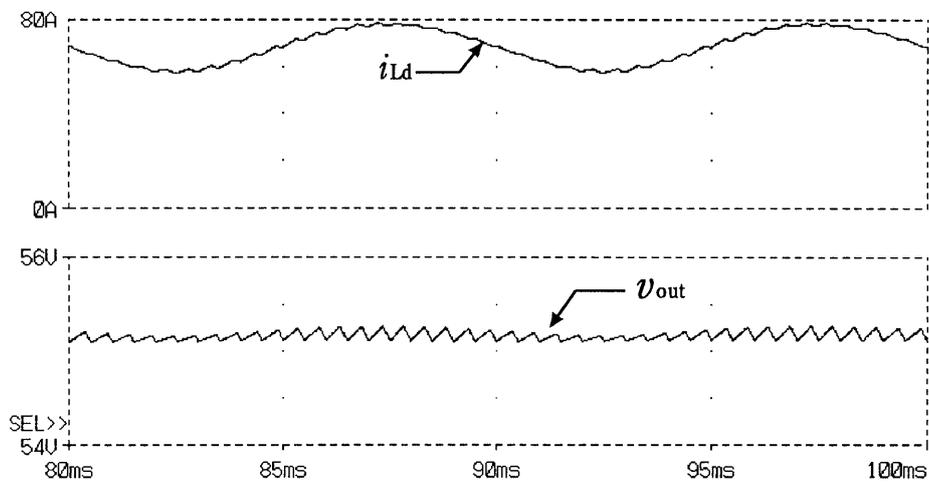
図4. 15 補助回路を付加した降圧型高力率コンバータの制御回路



(a) 制御回路の波形



(b) 主スイッチ T₁ と補助スイッチ T₂ の電流波形

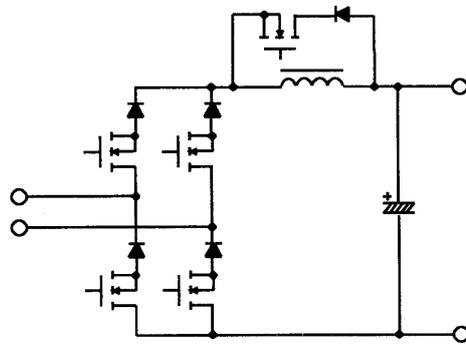


(c) リアクトル電流 i_{Ld} と出力電圧 v_{out} のリップル成分

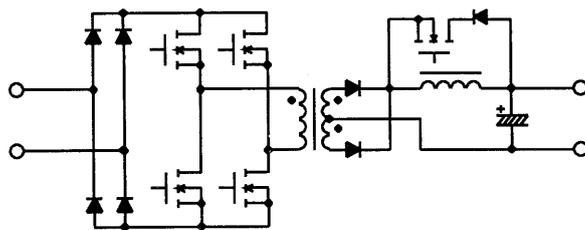
図4. 16 補助回路を付加した降圧型高力率コンバータのシミュレーション結果

4. 3. 5 他の回路方式への応用

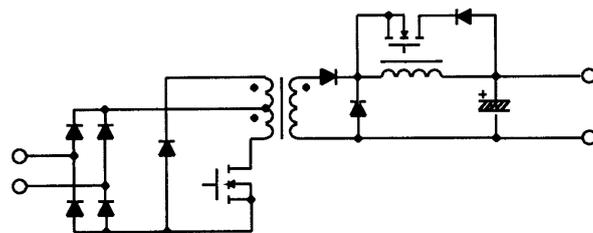
図4. 14に示した回路構成は降圧型高力率コンバータの中でも最も単純なものであるが、容量の大きな電源に対しては図4. 17 (a) のようなフルブリッジ型の回路構成が適切である。また、通信用電源では入出力を絶縁することが要求されるのが普通であるが、図4. 17 (b) や図4. 17 (c) の回路構成を用いれば高周波のトランスで入出力の絶縁を行うことができる。



(a) フルブリッジ型への応用



(b) 高周波リンクフルブリッジ型への応用



(c) 1石フォワード型への応用

図4. 17 新しい回路方式の他のトポロジーへの応用

4.4 結言

電話回線、マイクロ波回線、海底ケーブル、移動体通信、衛星通信など各種通信システムはきわめて公共性が高いのでこのシステムに用いられる通信装置は必ず直流無停電電源システムによってバックアップされる。通信用直流無停電電源システムに用いる高力率コンバータには通信装置へのノイズの混入を防ぐため直流出力電圧に含まれるリップル成分を非常に小さな値に抑制しなければならず、また蓄電池を高い精度で充電するために厳しい定電圧精度が要求される。このような要求を満足する高力率コンバータの開発は困難であり従来から高力率コンバータの後段にDC/DCコンバータを接続した複雑な回路構成が用いられてきた。

降圧型高力率コンバータは通信用無停電電源システムに必要とされる48Vや24Vなどの低電圧を直接出力することができ、この用途に用いる高力率コンバータとして有力である。しかし、降圧型高力率コンバータにはリアクトルの寸法、重量が大、リップル電圧が大、という問題があり実用化されることはなかった。そこで降圧型高力率コンバータにパルス面積変調を適用することによりリアクトルを小型化する手法を提案しシミュレーションと実験によりその効果を確認した。さらに簡単な補助回路を設けることにより出力電圧に含まれるリップル電圧を除去する方法を提案した。シミュレーションにより狙い通りの効果を確認した。

このように本章で提案する制御方式と回路方式を用いると従来通信用無停電電源システムへの適用が困難であった降圧型高力率コンバータを実用化できる可能性がある。

参考文献

- (4.1) 入江、山下、竹本、「2象限チョッパと付加コンデンサを用いた单相整流回路のリプル補償」、電気学会論文誌D、112巻7号、pp.623-629、1992年7月
- (4.2) T.Shimizu, T.Fujita, G.Kimura, and J.Hirose, "Unity-power-factor PWM rectifier with DC ripple compensation", Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON), pp.657-662, 1994
- (4.3) A.Takeuchi, S.Ohtsu, and S.Muroyama, "A zero-voltage-switching controlled high-power-factor converter for DC uninterruptible power supply", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.1859-1864, 1996
- (4.4) M.Nagao, "One stage forward-type power factor correction circuit", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.543-549, 1997
- (4.5) T.Shimizu, Y.Fujioka, and G.Kimura, "DC ripple current reduction method on a single phase PWM voltage source converter", Proceedings of IEE of Japan Power Conversion Conference (PCC), Nagaoka, Japan, pp.237-240, August 1997
- (4.6) 野中、根葉、「单相PWMコンバータの入力電流高調波の検討」、平成2年電気学会産業応用部門全国大会、pp.271-274, 1990年
- (4.7) S.Nonaka, "Powerful single-phase AC/DC converters for residential battery charger of electric vehicle", Proceedings of IEE Japan, International Power Electronics Conference (IPEC), pp.1490-1496, 1995
- (4.8) Y.Nagai, Y.Tomokuni, K.Hirachi, "A 48V 100A Switching Power Supply Unit and its Application", IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), San Diego, pp.421-428, 1988
- (4.9) 高橋、平地、蒲、友国、「高力率コンバータを用いた48V50A通信用スイッチング電源」、パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、Vol.17, pp.46-53, 1992年3月
- (4.10) A.R.Prasad, P.D.Ziogas and S.Manias, "A new active power factor correction method for single-phase buck-boost AC-DC converter", Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), pp.814-820, 1992
- (4.11) 茂木、西田、前田、「昇降圧形高力率整流器」、平成6年電気学会全国大会、Vol.5, pp.44-45, 1994年
- (4.12) 茂木、西田、前田、「出力電圧脈動を低減した单相昇降圧形高力率整流器」、平成6年電気学会産業応用部門全国大会、pp.169-172, 1994年
- (4.13) 平地、岩出、柴山、「降圧形高力率コンバータの制御方法の改善」、平成7年度電気学会全国大会、Vol.4, pp.70-71, 1995年3月

- (4.14) K.Hirachi, T.Iwade, and K.Shibayama, "A specific control implementation on buck-type active power filtering converters", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.444-449, Oct. 1995
- (4.15) K.Hirachi, T.Iwade, T.Mii, H.Yasutsune, and M.Nakaoka, "Improved control strategy on buck-type converter with power factor correction scheme", Proceedings of IEEE PEDES, pp.826-832, Jan. 1996
- (4.16) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka, "Improved Control Strategy on Buck-Type PFC Converter", IEE Electronics Letters, Vol.22, No.1, pp.1162-1163, June 1998
- (4.17) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka, "Improved Control Strategy on Single-Phase Buck-Type PFC Converter", IEE International Journal of Electronics, 1998年7月投稿、掲載予定

付録 4. 1 提案回路のシミュレーションに用いたサーキットファイル

```

STEPD-C2 BUCK-TYPE PFC CONVERTER
*****STEPD-C2.CIR*****K.HIRACHI*****
.TRAN 2US 100mS 80mS 10US UIC
.FOUR 50Hz 20 I(Rin)
*****Main Circuit*****
Vin      2   1 SIN(0 141 50 0 0 0)
Rin      2   4 0.01
D1       4   5 DMOD
D2       0   4 DMOD
D3       1   5 DMOD
D4       0   1 DMOD
RD1      4   5 1MEGOHM
RD2      0   4 1MEGOHM
RD3      1   5 1MEGOHM
RD4      0   1 1MEGOHM
*****Sine Wave Reference*****
D301     2 301 DMOD
D302    300  2 DMOD
D303     1 301 DMOD
D304    300  1 DMOD
RD301    2 301 1MEGOHM
RD302   300  2 1MEGOHM
RD303    1 301 1MEGOHM
RD304   300  1 1MEGOHM
R301    301 300 1MEG
E301    20  0 301 300 0.062
*****Main Switching Device*****
SW       5 62 20 10 SMOD
RSW     62  6 1m
Cab1    5 63 0.1UF
Rab1    63 62 10
Df       0  6 DMOD
RDf      0  6 1MEG
RLout    6 61 1mOHM
Lout     61 72 7mH IC=65A
Cout     7  0 56000UF IC=55.2V
RL       7  0 1.104
*****PWM Signal*****
G1       0 101 6 61 10
Ct       101  0 5UF
RCt      101  0 1MEG
R3       101 102 1m
S1       102  0 201 0 SMOD
Vp       201  0 PULSE(-1 10 0 1U 1U 1U
+ 500U)
RVp      201  0 1MEG
R101    101 10 400K
R102    10  0 100K
*****Auxiliary Switch*****
SAUX    71  6 10 30 SMOD
DAUX    72 71 DMOD
RLOAD   72  7 1m
V1      30  0 DC 9.33V
RV1     30  0 1MEG
.MODEL  DMOD D()
.MODEL  SMOD VSWITCH(Ron=0.05 Roff=1000
+ Von=0.4V Voff=0V)
.OPT  ITL4=400
.OPT  RELTOL=.01
.PROBE
.END

```

第5章

太陽光発電用系統連系システム

第5章 太陽光発電用系統連系システム

5.1 緒言

高力率コンバータは歪の少ない正弦波の交流電流を交流電源から受け取る電力変換装置であるが、逆に系統連系システムに用いる連系インバータは歪の少ない正弦波の交流電流を交流電源に与える装置である。電力の方向は逆であるが交流電流の歪を抑制するという制御の目的は同じであり、両者はきわめて類似した回路構成と制御方式でその目的を実現することができる。例えば5.3節で報告する蓄電池を有する無停電機能を持った系統連系システムに用いる双方向コンバータは1台の装置で高力率コンバータと連系インバータを兼用している。兼用することによって余分に追加した回路は全く無く、ソフトウェアの上で基準波形の極性を反転するだけで両者の切り替えを実現している。また、第4章ではパルス面積変調と言われている制御手法を電流型高力率コンバータに応用したが、同じ手法を電流型の連系インバータに応用すれば著しい特性の改善を得ることができる。この手法は5.4節で説明する。

連系インバータは直流電源から系統に電力を供給するあらゆる電源システムに使用できるが、直流電源としては太陽電池、燃料電池、蓄電池（化学電池）などが考えられる。このうち太陽電池を用いた太陽光発電システムが近年特に注目されている^(5.1)。本稿ではこの太陽光発電システムにおける連系インバータの特性改善について検討している。太陽光発電システムは日射のある場合は停電時も負荷に電力の供給を継続することができ、無停電電源システムの機能を有している。このシステムに蓄電池を併用すれば曇天時や夜間も無停電電源システムとして使用できる。本章では蓄電池あり／なしの双方のシステムについて検討している。

5.2 太陽光発電システム用連系インバータの回路方式

5.2.1 連系インバータの概要

太陽光発電システムは従来から僻地、離島、海上など商用電源の供給が困難な場所の電源として使われてきたが、ここ数年来、商用電源が完備された場所で太陽光発電システムを商用系統に連系させて使用するシステム、いわゆる系統連系システムが注目されている。このシステムを安価かつ安全に構成することができれば、クリーンエネルギーの供給源である太陽電池を広く普及させることができ、化石燃料の消費削減が期待できる。そこで政府もこのシステムの普及を強く推進しており、94年度から一般家庭を対象としてこの連系システムの設置に対して補助金が交付されるようになった。それ以来系統連系された太陽光発電システムは設置件数が急速に増加している。この連系システムで最も重要な役割を果たしているのが連系イ

ンバータであり、太陽電池の電力を効率的かつ安全に商用系統に供給するための高度な制御機能を有している。

5. 2. 2 システム構成と連系インバータの要求品質

図5. 1に連系インバータを用いた太陽光発電システムの構成を示す。太陽電池で発電された直流電力を連系インバータで交流に変換して商用系統に供給している。連系インバータには次の機能が要求される。

- ・ 太陽電池から常に最大電力を取り出す機能（最大電力点追尾機能）
- ・ 商用系統に高品質の交流電力を供給する機能（出力電流の高調波抑制など）
- ・ 停電時の安全確保機能（連系保護機能）

これらの機能を損なうことなく装置の小形軽量化、低価格化、高効率化を追求することが連系インバータの技術課題となっている。

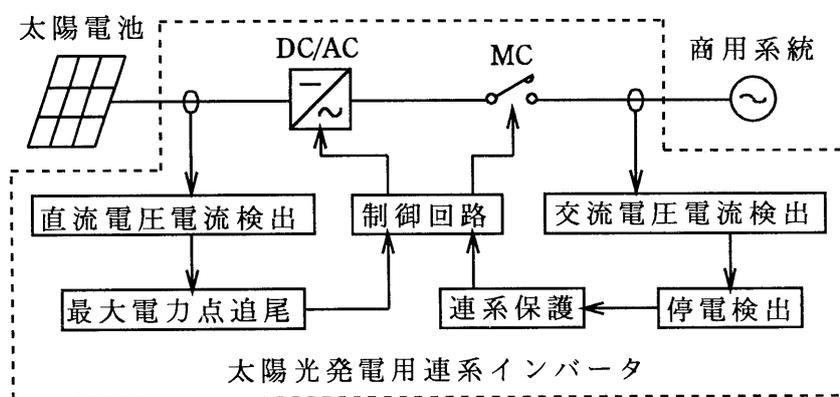


図5. 1 太陽光発電用系統連系システムの構成

5. 2. 3 連系インバータの回路構成

連系インバータには図5. 2（a）の電圧型インバータと図5. 2（b）の電流型インバータがある。商用系統と太陽電池を絶縁するために商用トランスが用いられる。電流型インバータは平滑リアクトル L_d が大きくなること、およびスイッチ素子に逆阻止能力が必要なことのため実用機ではあまり用いられず、専ら電圧型が使用されている。しかし、太陽電池は出力電流が大きな領域では定電流源に近い出力特性を示すので電流型インバータと相性が良く、両者を組み合わせたシステムは広く研究されている^(5. 2~3)。筆者は第4章で説明したパルス面積変調をこの方式に応用してリアクトル L_d を小型化する方式を提案している^(5. 4~5)。その成果を5. 4節にて説明する。

電圧型連系インバータの制御方法には出力電圧 v_1 を制御の対象とする電圧モード制御と出力電流 i_1 を制御の対象とする電流モード制御がある。電圧モード制御は確実な停電検出が電流モード制御より難しく、また連系リアクトルが大きくなりやすいので、実用機では専ら電流モード制御が使用されている。筆者は電圧型インバータを電流モードで制御する方法で双方向コンバータとして動作させる方法を研究し、蓄電池を併用した太陽光発電システムに用いて良好な特性を得ることができた^(5. 6~7)。この研究成果を5. 3節にて説明する。

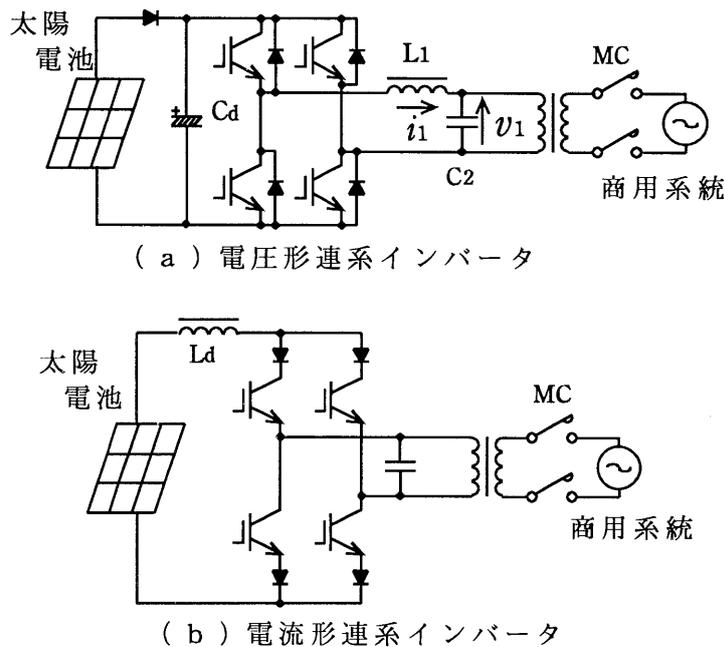


図5. 2 連系インバータの2つのタイプ

UPSの分野では装置の小形軽量化や経済性の向上のために商用トランスを用いた方式から高周波リンク方式やトランスレス方式に移行しつつあることを3. 2. 4節で説明した。太陽光発電用連系インバータにおいても同じ傾向があり、特に家庭用の数kWクラスの連系インバータはトランスレス方式が主流となっている。5. 4節で説明する電流型インバータはトランスレス方式としても有力であることを5. 4. 1節で説明する。現在フィールドで最も広く用いられている家庭用連系インバータの回路方式を図5. 3に示す。フルブリッジ型の電圧型インバータにて单相3線式100V配電のUV相で連系している。インバータの出力電圧は200Vである。インバータの入力電圧 v_{DC} は340V程度の高電圧が要求され、そのため昇圧チョッパを用いて太陽電池の電圧を昇圧している^(5. 8)。

太陽光発電用系統連系システムに蓄電池を用いればUPSの機能やロードレベリングの機能など多様な機能を付加することができ、一層価値の高いシステムを構成することができる。阪神大震災が契機となりこのような蓄電池を用いた太陽光発電用系統連系システムも近年注目されている。このシステムに関する研究成果を5.3節に示す。

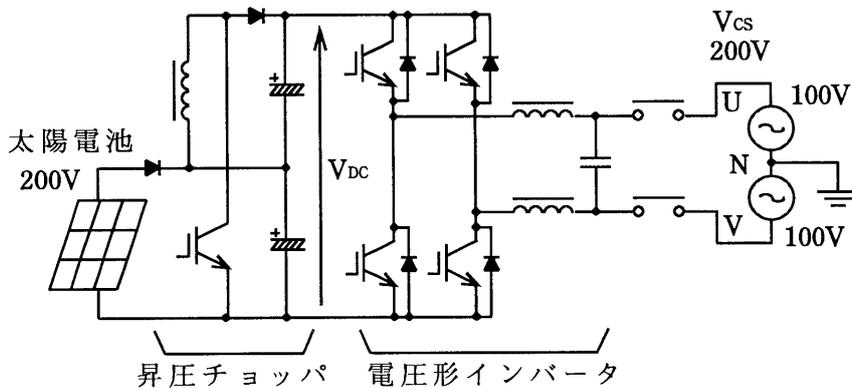


図5.3 トランスレス方式家庭用連系インバータ

5.3 双方向コンバータを用いた連系インバータへの応用

5.3.1 システム構成

図5.4に双方向コンバータを有する太陽光発電システムの構成を示す。双方向コンバータは太陽電池又は蓄電池から直流電力の供給を受け、交流電力に変換して負荷または商用系統に供給する。あるいは商用系統から交流電力を供給され、直流電力に変換して蓄電池を充電する。System Controllerは全システムの制御を受け持ち、双方向コンバータの動作モードの切り替えおよび太陽電池と蓄電池のマグネットスイッチMC₃とMC₄のON/OFF制御をおこなう。Power Monitorは商用系統の電圧と周波数などをモニターしており、停電が発生するとMC₁を遮断し、連系インバータを商用系統から解列する。停電検出機能は双方向コンバータの制御回路も有しており、トランスボックスのMC₂でもインバータを商用系統から解列することができる。商用が停電しているにもかかわらずインバータが運転している状態、いわゆるアイランディングを確実に防止するためにこのような2重の停電検出と解列機能が要求された。

インバータ動作と整流器動作の切り替えはシステムコントローラからの指令で実施される。自立運転と連系運転の切り替えは双方向コンバータの制御回路が状況を判断して自動的に行なう。

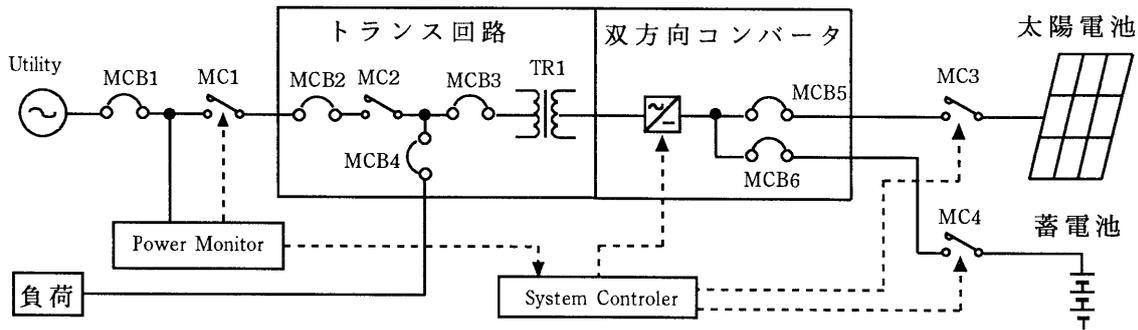


図5.4 双方向コンバータを用いた太陽光発電用系統連系システムの構成

5.3.2 回路構成と動作モード

図5.5に試作した連系インバータの回路構成を示す。連系インバータはトランスボックスと双方向コンバータの2つの部分から成り立っている。トランスボックスは TR_1 による入出力の絶縁およびマグネットスイッチ MC_2 による商用電源の接続、切り離しを行う。双方向コンバータはFETによるブリッジ回路とLCフィルタで構成されている。

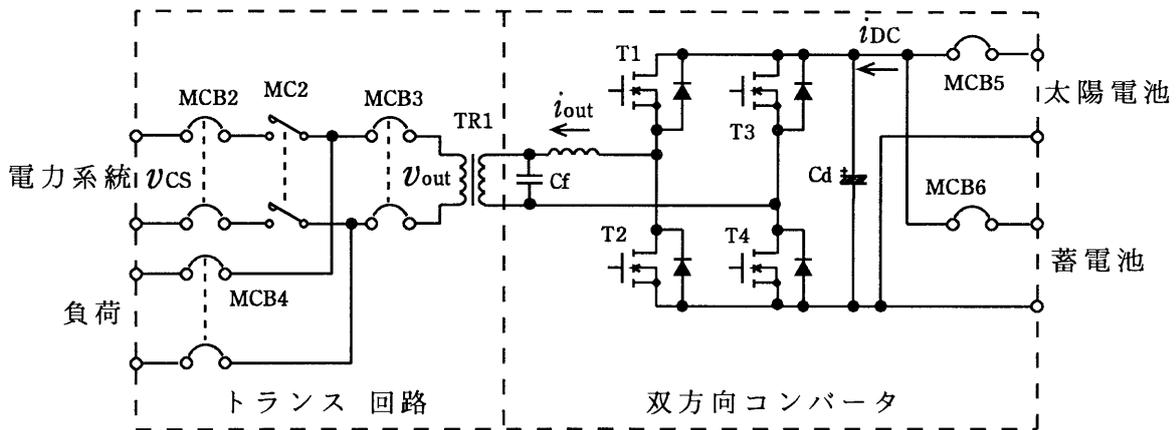
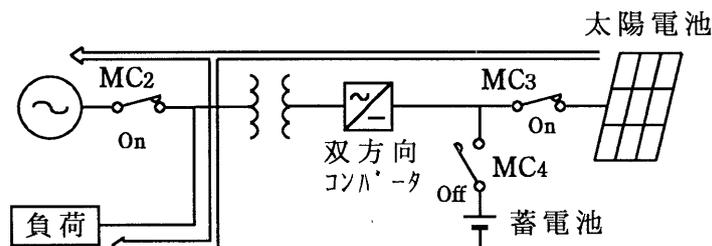


図5.5 双方向コンバータとトランス回路の構成

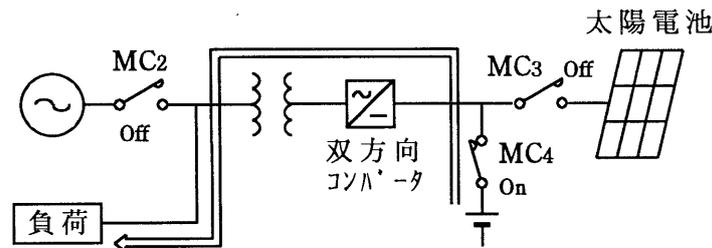
図5.6に連系インバータが想定している動作モードを示す。晴天時は双方向コンバータはインバータとして動作し、太陽電池の電力を負荷または系統に供給する連系運転を行う。曇天時、および停電時は、蓄電池の電力を負荷に供給する自立運

転を行う。深夜には双方向コンバータは整流器として動作し、系統から電力を受けて蓄電池を充電する。インバータ動作、整流器動作の切り替えは連系インバータの盤面の切り替えスイッチまたはリモート信号で行う。

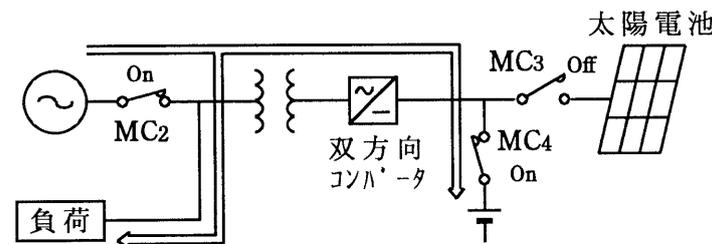
連系運転時はインバータは逆充電防止に有利な電流モードで制御される。停電が発生するとトランスボックスのマグネットスイッチ MC₂ を OFF させ、インバータを商用電源から切り離す。同時にインバータは電流モード制御から電圧モード制御に切り替わり、自立運転にて負荷への給電を継続する。整流器動作中に停電した場合は自動的にインバータ動作に切り替わり、自立運転にて負荷への給電を継続する。



(a) 晴天時 (連系運転)



(b) 曇天時、停電時 (自立運転)



(c) 深夜 (整流器動作)

図5. 6 双方向コンバータを有する太陽光発電システムの動作モード

5.3.3 制御回路の構成

図5.7に制御回路の構成を示す。制御回路はアナログ制御回路とマイコン制御回路の2つの部分から構成されている。連系インバータに必要とされるほとんどすべての制御機能はマイコン制御回路が受け持っている。アナログ制御回路は主回路とマイコン制御回路のインターフェースの役目を果たしている。系統電圧、インバータ出力電流など主回路各部の電圧、電流情報、およびインバータ外部からのリモート制御信号がアナログ回路を介してマイコン制御回路に与えられる。マイコン制御回路はこれらの情報を適切に処理して動作モードを決定し、アナログ制御回路を介して主回路のFETやマグネットスイッチの制御を行い、同時に必要な外部信号の送出や表示回路の制御を行う。

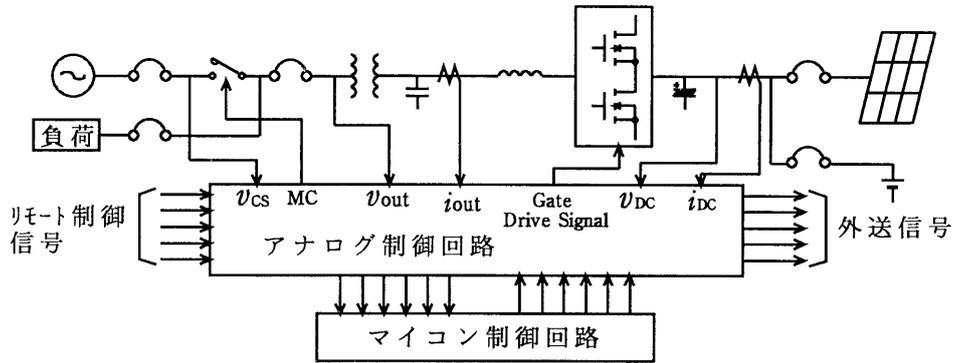


図5.7 双方向コンバータの制御回路の構成

図5.8にマイコン制御回路のブロック図を示す。系統電圧、インバータ出力電圧、電流、直流電圧、電流はA/D変換器で8ビットのデジタル値に変換されてCPUに与えられる。CPUはこれらの値に各種の処理を施して停電検出や連系インバータの様々な制御を行い、さらに表示回路の7セグLEDに各数値を表示する。

アナログ回路で検出された系統電圧の極性信号はCPUに外部割り込み信号として与えられる。この信号は連系インバータの周波数制御、位相制御の基準となる。その他、各スイッチ類のON/OFF信号および連系インバータの各種動作状態を表す信号がH/L信号としてアナログ制御回路から入力される。CPUはこれら多数の入力信号の変化に応じて連系インバータの動作モードの変更や各種の制御信号の送出を行う。

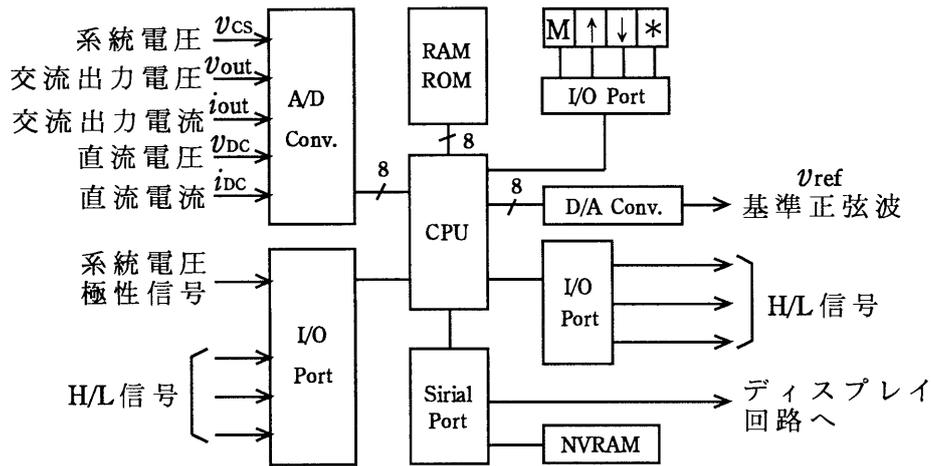


図5. 8 双方向コンバータのマイコン制御回路の構成

5. 3. 4 マイコン制御回路による連系インバータの制御

(1) 制御原理

CPUはD/A変換器を介してインバータの基準正弦波をアナログ回路に送出する。インバータはこの基準正弦波にしたがって瞬時値制御される。図5. 9にインバータの瞬時値制御回路を示す。連系運転中はインバータ出力電流が、自立運転中はインバータ出力電圧が基準正弦波と比較されて誤差増幅され、40kHzの三角波で変調される。変調されたPWM信号は論理回路で処理されてゲートドライブ回路で増幅されインバータの主回路のFETを駆動する。このようにして、インバータ出力電圧または出力電流検出値の瞬時値は、インバータ基準正弦波の瞬時値に常に等しくなるように制御される。したがって、マイコン制御回路で基準正弦波の振幅、周波数、位相を制御することにより、インバータ出力電圧または電流の振幅、周波数、位相を自由に制御することができる。

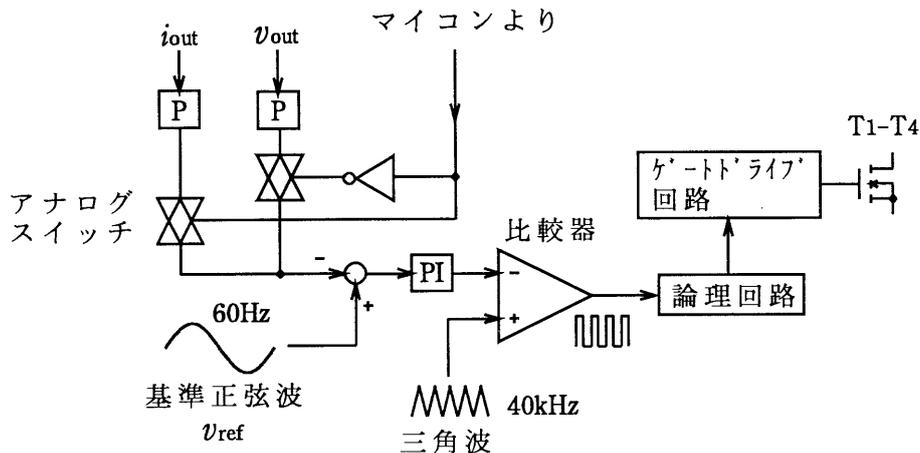


図5. 9 双方向コンバータの瞬時値制御回路

（2）各動作モードでの制御方法

連系運転中はインバータ出力電流が制御の対象となり、いわゆる電流モード制御を行っている。インバータ出力電流を制御することにより、太陽電池の出力電圧を最大電力点の近傍に制御する定電圧動作を行う。また、インバータ出力電流は盤面のVRにて手動で制御することもでき、外部から8 bit 信号を与えることにより任意の値にリモート制御することもできる。

自立運転中はインバータの出力電圧が制御の対象となり、電圧モード制御となる。インバータ出力電圧を所定の値（普通は100V）に定電圧制御する。

整流器動作時はインバータ動作の連系運転中と同様にインバータ出力電流、すなわち整流器入力電流が制御の対象となる。ただし、インバータ動作時は基準正弦波は系統電圧と同相になるように作られるのに対し、整流器動作時は逆相になるように作られる。整流器入力電流を制御することにより、バッテリーの充電電圧、充電電流を定電圧、定電流に制御する。

（3）表示機能

マイコン制御回路は表示回路に指令を与えて10ヶのLEDと3桁の7セグLEDを表示させる。7セグLEDには通常動作中は系統電圧、インバータ出力電圧、電流、直流電圧、電流が表示される。調整動作中はOVR、UVR、OFR、UFR、定電圧、定電流、放電終止電圧などのすべての設定値が表示される。これらの設定値はマイコン制御回路のM、↑、↓、*の4ヶの押しボタンスイッチを操作することにより任意の値に設定することができる。また、交流入力電圧、インバータ出力電圧などの検出値の補正係数やオフセット値などもこれらの押しボタンスイッチで調整することができる。そのため、これらの電圧・電流検出値の検出誤差を補正するためのボリュームを省略することができた。これらの各種設定値や補正係数はNVRAMと呼ばれる記憶素子に書き込まれる。NVRAMのデータは電源が消失しても消えることはないので、インバータの運転を一旦停止しても設定値や補正係数の記憶は保持される。

5.3.5 停電、復電時の動作

停電検出の手段として、OVR、UVR、OFR、UFRの他に受動的方式として第3高調波検出、能動的方式として有効電力変動方式を採用している。図5.10(a)に停電時の動作フローを示す。停電が検出されると、インバータを停止させると同時にトランスボックスのマグネットスイッチをOFFさせてインバータと負荷を系統から切り離す。そして、マグネットスイッチの補助接点がOFFしたことが確認され、さらに外部から再起動許可信号が与えられて初めてインバータは

自立運転にて再起動する。再起動許可信号は、インバータの外部に設けられる1系列目の停電検出リレー回路などから、インバータが系統から確実に切り離されていることが確認されてから与えられる。逆充電の確実な防止のため、このように慎重な手順を踏んで再起動させることが要求された。しかし、そのために停電時の瞬断発生を余儀なくされている。図5. 11 (a)に停電時の負荷電圧波形を示す。インバータを停止させてから約10 msec後にマグネットスイッチがOFFし、インバータは自立運転にてソフトスタートしている。ただし、図5. 11 (a)では再起動許可信号を常時アクティブにした状態で測定している。通常は再起動許可信号は停電発生後数100 msecでアクティブになるので、その間負荷は無電圧状態となる。

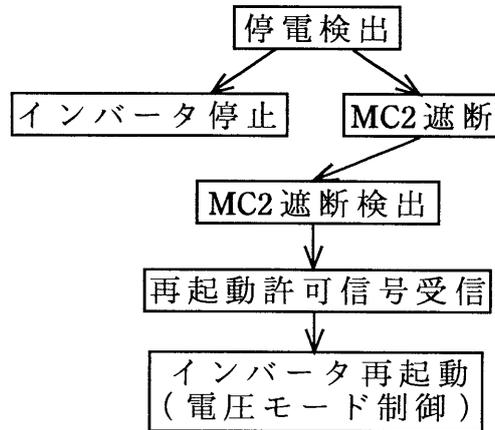
図5. 10 (b)に復電時の動作フローを示す。復電が検出されると、自立運転をしているインバータの出力電圧の振幅、周波数、位相を系統と一致させる。そしてマグネットスイッチをONさせて負荷とインバータを系統に接続する。この状態ではインバータはまだ電圧モード制御で動作しているので、いったんインバータを停止させ、電流モード制御にて再起動させる。このようにして復電時は負荷は無瞬断でインバータの動作モードを電圧モード制御の自立運転から電流モード制御の連系運転に切り替えることができる。図5. 11 (b)に復電時の負荷電圧波形を示す。マグネットスイッチを投入して負荷とインバータを系統に接続してすぐにインバータをいったん停止させている。

5. 3. 6 試作機試験結果

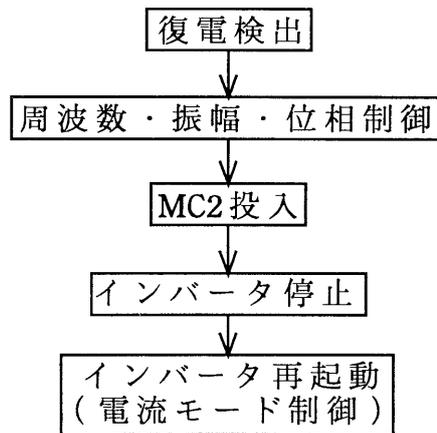
図5. 12に連系インバータの自立運転時の変換効率および定電圧特性のグラフを示す。変換効率は定格入出力時インバータ単独で93%、トランスボックスも含めて90%を得ている。連系運転時および整流器動作時もほぼ同じ変換効率を得ている。

図5. 13に連系運転時のインバータ出力電圧、電流波形を示す。電流波形は電圧波形と同相の正弦波に制御されており、歪率は総合5%以下、高調波電流は各次3%以下に抑制されている。

表5. 1に連系インバータの要項表を示す。連系インバータとして必要とされる性能を備えている。

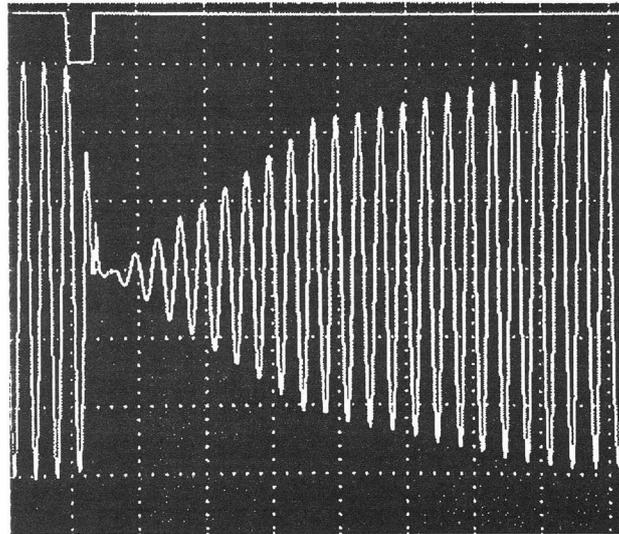


(a) 停電時



(b) 復電時

図5. 10 停電時と復電時のコンバータの動作

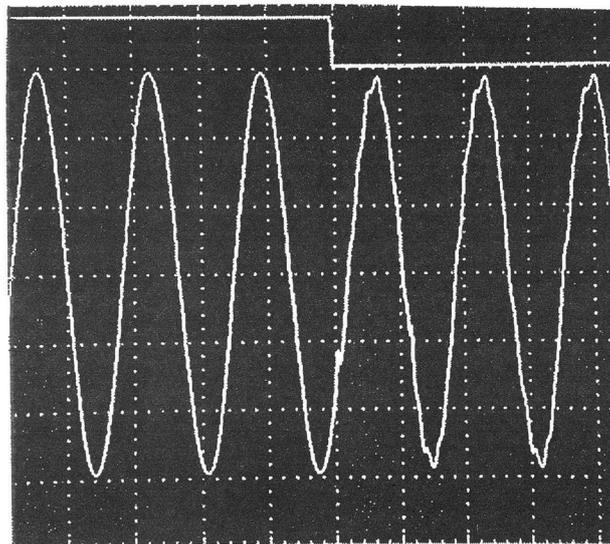


50msec/div

上：インバータ動作モード指令信号
ON→OFF→ON

下：負荷電圧波形：50V/div

(a) 停電時



10msec/div

上：インバータ動作モード指令信号
ON→OFF

下：負荷電圧波形：50V/div

(b) 復電時

図5. 11 停電時と復電時の負荷電圧の変化

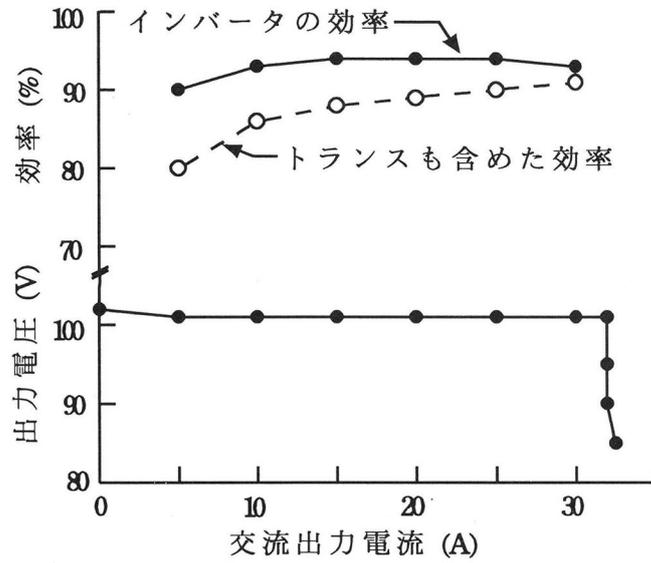


図5. 12 自立運転時の静特性

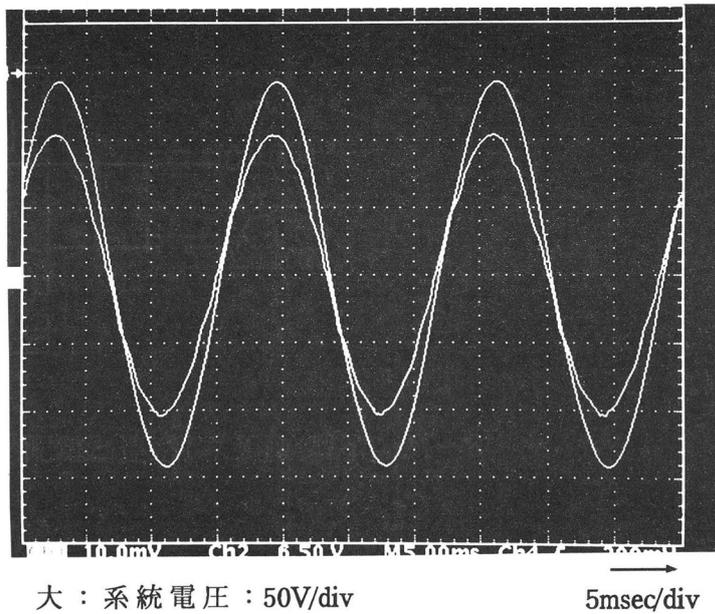
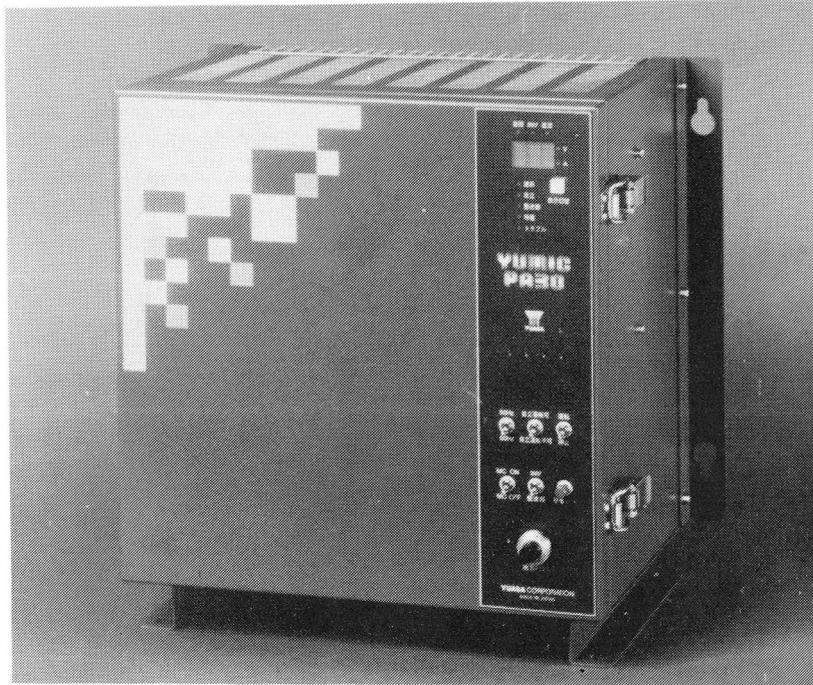


図5. 13 系統電圧とインバータ出力電流



350W350H250L(mm) 23kg

図5. 14 試作した双方向コンバータ

表5.1 連系インバータの要項表

	項目	仕様	備考	
インバータ動作	直流入力	定格電圧	200V	
		電圧変動範囲	170~250V	仕様満足 動作可能
			150~300V	
	入力容量	3.4kW以下		
	交流出力	出力容量	3kVA	
		定格電圧	単相100V	50/60Hz
		定電圧精度	±2%	自立運転時
		周波数精度	±1%	自立運転時
		電圧波形歪率	±5%以下	自立運転時
		負荷力率	遅れ0.7~1.0	自立運転時
電流波形歪率		総合5%以下、各次3%以下	連系運転時	
整流器動作	交流入力	定格電圧	単相100V	50/60Hz
		電圧変動範囲	90V~110V	
		入力力率	97%以上	定格入出力時
	電流波形歪率	5%以下		
	直流出力	定格電圧	200V	
		電圧調整範囲	170V~250V	
		定電圧精度	±2%	
		定格電流	10A	
		電流調整範囲	0~10A	
	リップル電圧	10V _{P-P} 以下		
その他	雷サージ耐量	10kV 1.2×50μsec		
	静電ノイズ耐量	10kV		
	周囲温度	0~40℃		

5.4 電流型連系インバータの制御方式の改善

5.4.1 家庭用太陽光発電システムと電流型連系インバータ

第5.2.1節で説明したように、日本では近年家庭用太陽光発電システムが急速に増加しており、このシステムに適した連系インバータの研究開発が広く行われている。近年は小形軽量化と経済性の追求のためにトランスレス方式の連系インバータが広く普及している。図5.3に示したように日本では家庭への配電は一般に100Vの単相3線式が用いられ、U相とV相の200Vで連系される。連系インバータには電圧型インバータが用いられている。電圧型インバータには交流出力電圧のピーク値以上の高い直流入力電圧が必要であるが、太陽電池の出力電圧を高くすることには安全上問題がある。そこで図5.3のようにインバータの前段に昇圧チョッパを設け、定格電圧200V程度の太陽電池の出力をいったん400V程度に昇圧してインバータに供給している。

図5.15に連系インバータとして電流型インバータを用いた時の家庭用太陽光発電システムの構成を示す。電流型インバータは昇圧機能があるので低い電圧の太陽電池を使用することができ、図5.15のように太陽電池の出力を直接インバータに供給することができるのでシステム構成が簡略化される。したがって、非絶縁型の連系システムでは電流型インバータを採用することは有力な選択肢になると思われる。

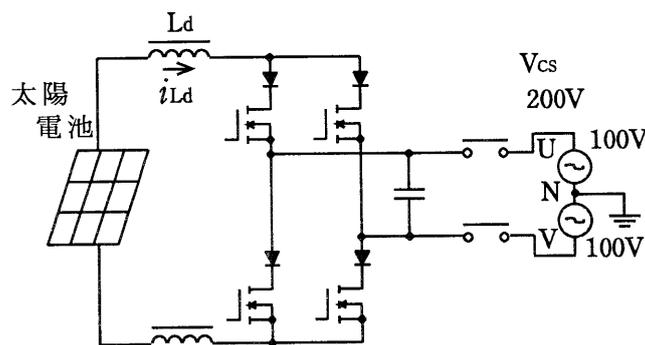


図5.15 単相3線式100V配電と連系した電流型インバータ

5.4.2 電流型PWMインバータに対する従来の研究

電流型PWMインバータは出力短絡に強い、高い交流電圧を得られる、インピーダンスの高い直流電源に有利、などの特徴があり様々な用途に用いられている。太陽電池や蓄電池などの電力を商用系統に供給する連系インバータとしての応用も広

く研究されている^(5. 9~11)。連系システムでは商用系統への高調波電流の流出は極力抑制しなければならず、連系インバータの出力電流歪率は5%以下の小さなレベルに低減しなければならない^(5. 12)。

電流型インバータでは出力電流波形を正弦波に制御するために基準正弦波と鋸歯状波（キャリア波）を比較してスイッチ素子のPWMパターンを決める方法が用いられる。この方法では平滑リアクトル L_d のインダクタンスが充分大きく L_d の電流 i_{Ld} のリプル成分が無視できる時は歪のない正弦波の出力電流を得ることができる。しかし、経済性の向上や小型化のためには L_d のインダクタンスは極力小さな値に抑制しなければならず、その場合 L_d 電流のリプル成分が大きくてもインバータの出力電流歪率を充分小さな値に抑制する方策を検討する必要がある。

このようにリアクトル電流のリプルに伴う出力電流の歪率の悪化を抑制することは電流型連系インバータの実用化のための大きな課題であり、次のような対策が提案されている。

- ①基準正弦波に第3高調波を重畳させる^(5. 13)
- ②さらに効果を高めるために上記第3高調波の大きさをフィードバック制御^(5. 14)
- ③基準正弦波に第2高調波を重畳させる^(5. 10)
- ④ L_d と直列に第2高調波に対する並列共振回路を挿入する^(5. 9)
- ⑤インバータの前段にDC/DCコンバータを挿入する^(5. 11)

しかし、これら従来の方策には高調波の抑制効果が充分ではない、回路が複雑になる、コストアップを招く、などの問題があり必ずしも完全な対策とは言えない。そこで筆者は4. 3節で説明したパルス面積変調^(5. 15~16)を電流型インバータに適用して出力電流の高調波抑制を実現する方法を提案した^(5. 4~5)。この方法では簡単な回路でほぼ完全な高調波の抑制を実現することができる。

5. 4. 3 従来の制御方式

(1) リアクトルのリプル電流が無視できる場合

図5. 17に電流型PWMインバータの従来の制御方式の1例を示す。 T_1 と T_3 は商用周波数の半サイクル毎にON/OFFする。 T_2 と T_4 は高周波の鋸歯状波のキャリア信号と商用周波数の正弦波の全波整流波形の比較によりON/OFFが決定される。図5. 17ではキャリア信号は800Hzで記載しているが、実用機では数10kHzの高周波が用いられる。図5. 17の T_2 と T_4 の制御を実現するための制御回路の構成を図5. 18に示す。

このようにPWM制御するとインバータの平滑リアクトル L_d が充分大きく、そ

の電流 i_{Ld} のリップル成分が無視できる時は出力電流は完全な正弦波に整形される。図5. 19に i_{Ld} にリップル成分がほとんど含まれていない時のシミュレーション波形を示す。インバータ出力電流 i_{out} の波形はパルス幅の変化が分かりやすいようにフィルタ (C_f , L_f) の入力側の波形を示している。この時の i_{out} のフーリエ解析結果を図5. 20に示す。低次の高調波成分はごくわずかしき含まれていないことが分かる。

なおシミュレーションでは動作を理解し易くするためにキャリア周波数を2 kHzに設定した。実用機では数10 kHzが用いられる。後述するシミュレーションも全て2 kHzで行った。

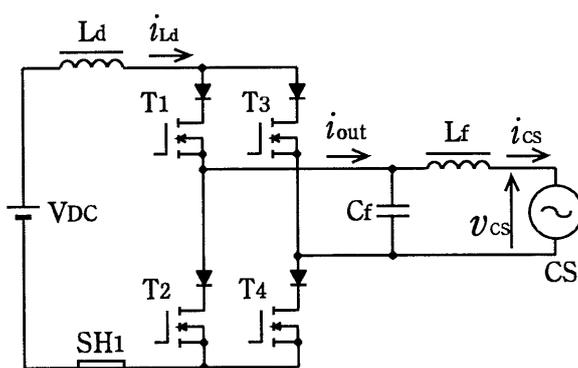


図5. 16 シミュレーションでの検討に用いた電流型インバータ

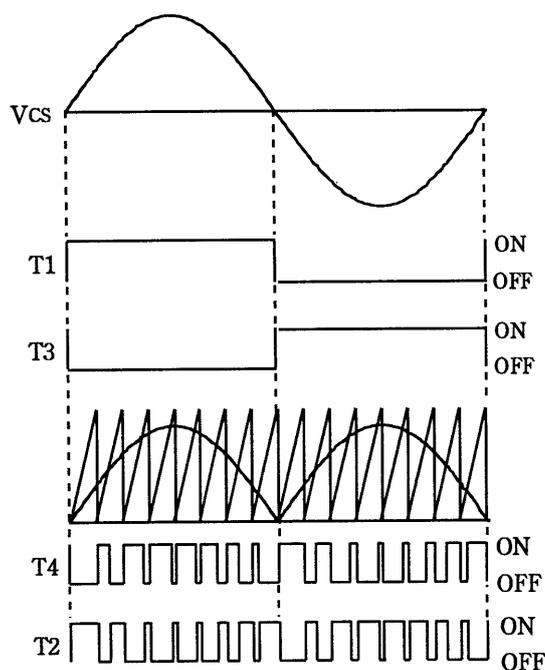


図5. 17 電流型インバータの各スイッチ素子のパルスパターン

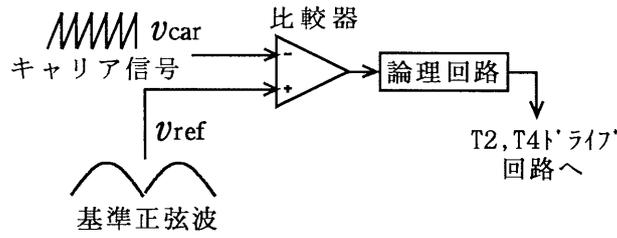
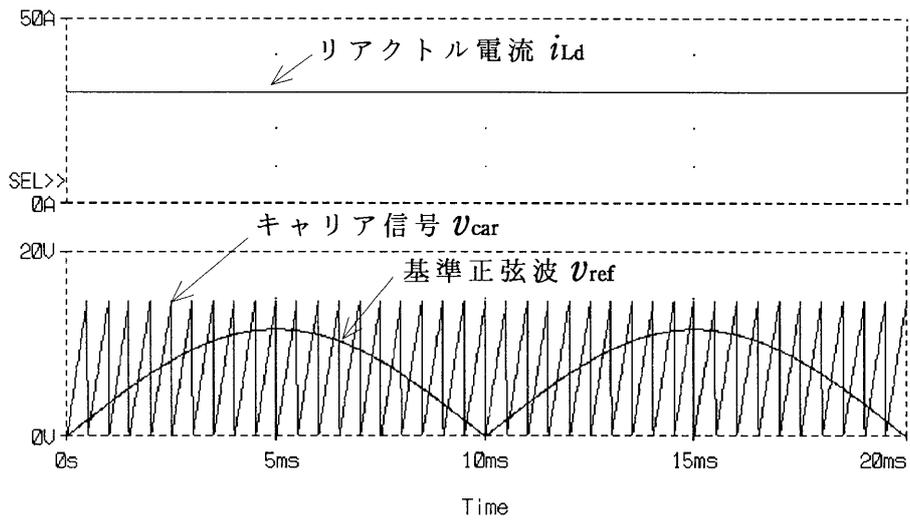
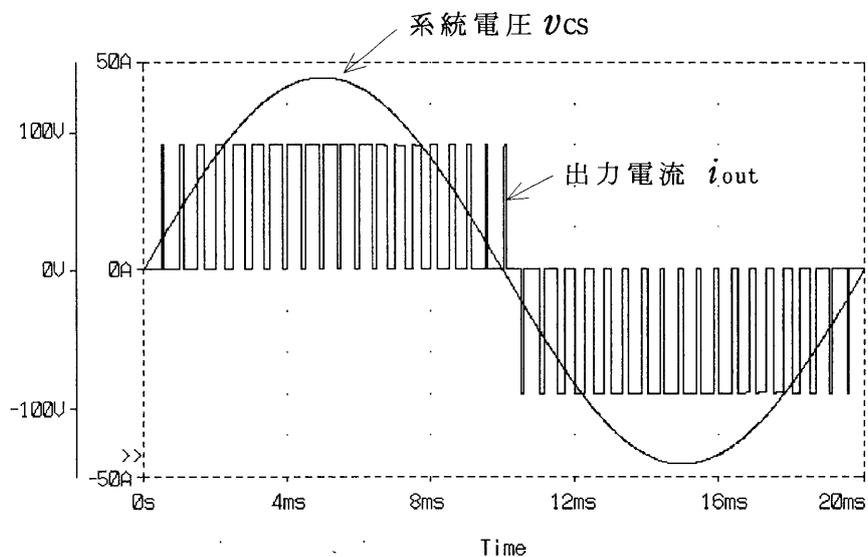


図5.18 電流型インバータの従来制御回路



(a) リアクトル電流と制御回路の波形



(b) インバータ出力電圧電流波形

図5.19 リアクトル電流のリプル成分が無視できる時の波形

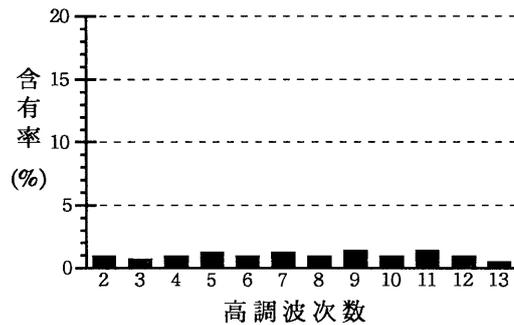


図5. 20 出力電流 i_{out} の周波数分析結果

(2) リアクトルのリプル電流が無視できない場合

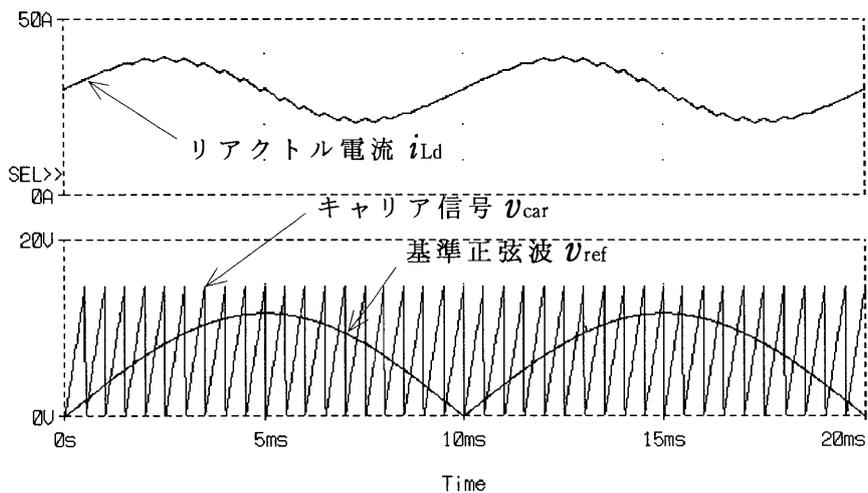
以上のようにリアクトルが充分大きく、そのリプル電流成分が無視できる時は従来の制御方法でも完全な正弦波の出力電流を得ることができる。しかし、装置の小型化と経済性を求めるにはリアクトルは極力小さくする必要がある。

図5. 21にリアクトルが小さくそのリプル電流が無視できない時のシミュレーション波形を示す。シミュレーション条件は表5. 2に示す。リアクトル電流 i_{Ld} には1.9 A ppのリプル成分が含まれており、その結果インバータ出力電流 i_{out} の各パルスのピーク値が大きく変動していることが分かる。インバータ出力電流 i_{out} の高調波分析結果を図5. 22に示す。第3高調波が15%も含まれており連系インバータの要求品質を満足していないことが分かる。

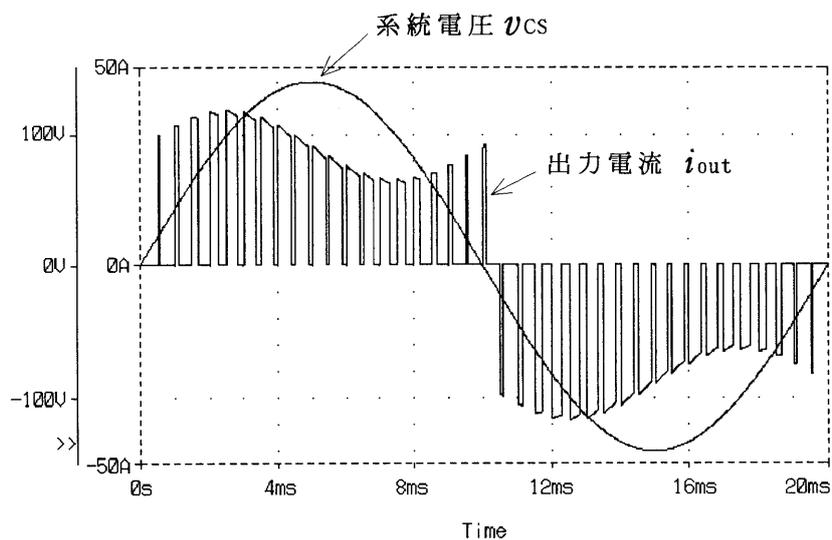
5. 4. 4 新しい制御方式

(1) 動作原理

図5. 23にパルス面積変調を用いた^(5. 4~5)制御回路のブロック図を示す。リアクトル L_d の電流を SH_1 で検出し、その増幅値を積分して一定周期でリセットすることによってキャリア信号の鋸歯状波を得ている。図5. 18の従来の制御回路では図5. 21 (a)に示したように鋸歯状波のピーク値は常に一定であったが、提案する制御回路では鋸歯状波のピーク値はリアクトル L_d の電流に比例して変化する。キャリア信号をこのようにして生成することによってインバータの出力電流を歪のない正弦波に整形することができる。



(a) リアクトル電流と制御回路の波形



(b) インバータ出力電圧電流波形

図5. 21 リアクトル電流のリプル成分が無視できない時の波形

図 5. 2 4 に本制御方式の動作原理を示す。リアクトル電流が徐々に増加した場合、キャリア信号のピーク値もそれに比例して徐々に増加する。そのため、基準波形が図のように一定の値であるとスイッチ素子の導通幅は徐々に減少する。したがって出力電流波形はリアクトル電流の増加に伴ってピーク値は徐々に増加するが、パルス幅は徐々に減少し、各パルスの面積は一定の値を保つ。例えば、図 5. 2 4 において斜線で印を付けたパルスは点線で印を付けたパルスに比べて波高値は 2 倍になっているが、パルス幅は $1/2$ になっており、面積は等しい。このように各パルスの面積は基準波形が一定であれば変化せず、基準波形が増加、減少すればそれに比例して増加、減少する。従って基準波形を商用周波数の正弦波とすれば各パルスの面積もそれに比例して変化し、インバータの出力電流波形は歪のない正弦波に整形される。

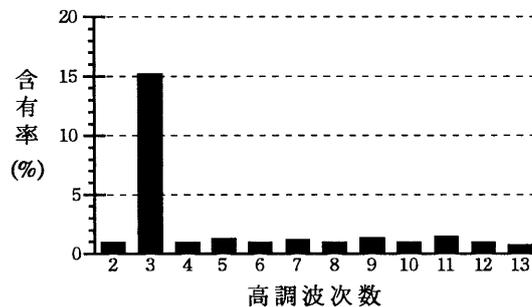


図 5. 2 2 出力電流 i_{out} の周波数分析結果

表 5. 2 シミュレーション条件

直流入力 V_{DC}	60 V
平滑リアクトル L_d	10 mH
系統電圧 V_{CS}	100 V r m s

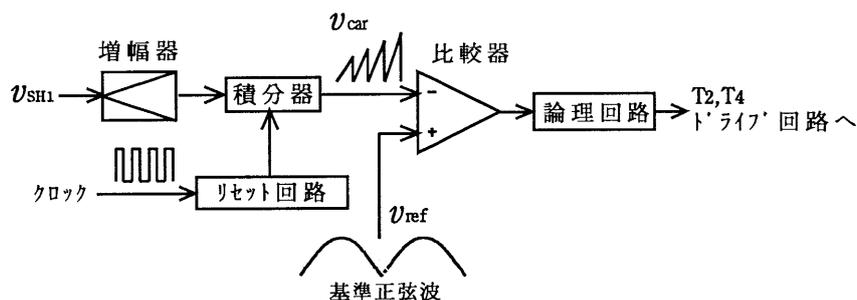


図 5. 2 3 提案する制御回路

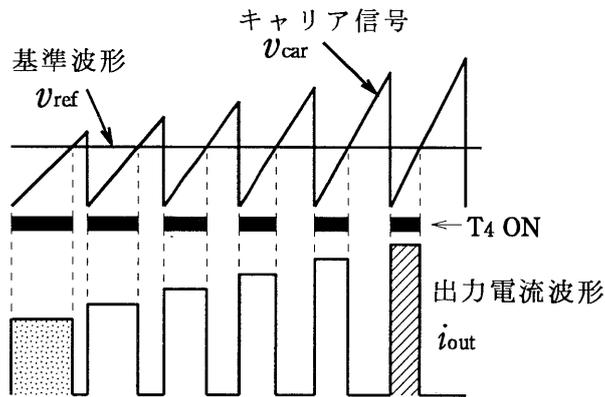
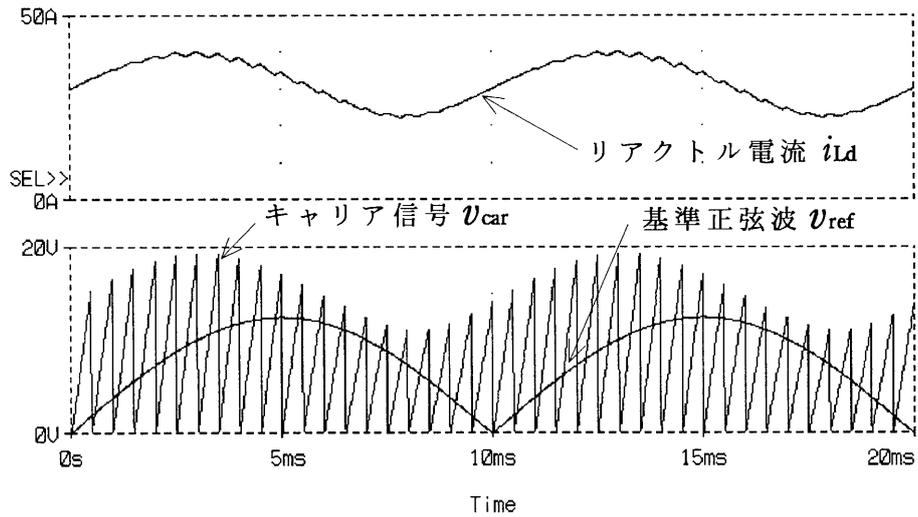


図5. 24 パルス面積変調の動作原理

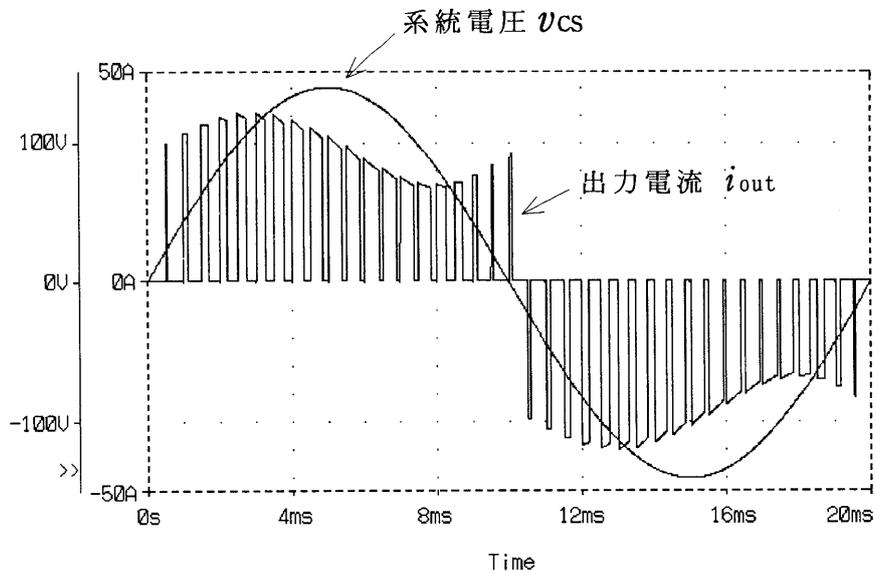
(2) シミュレーション結果

図5. 23に示した制御回路を用いて電流型PWMインバータを駆動した場合のシミュレーション波形を図5. 25に示す。リアクトル電流 i_{Ld} には1.8 A ppの大きなリップル電流が含まれている。キャリア信号 v_{car} のピーク値はリアクトル電流に比例して変化している。インバータ出力電流 i_{out} は図5. 21 (b)と比較するとピーク値の低い部分でパルス幅が増加しており本制御方式が機能していることが分かる。なお、シミュレーションにはPSpiceを使用した。サーキットファイルを付録に示す。

図5. 26にインバータ出力電流 i_{out} の高調波分析結果を示す。図5. 22と比較して第3高調波が著しく減少しており本制御方式の効果が明確に現れている。



(a) リアクトル電流と制御回路の波形



(b) インバータ出力電圧電流波形

図5. 25 パルス面積変調を用いた時の波形

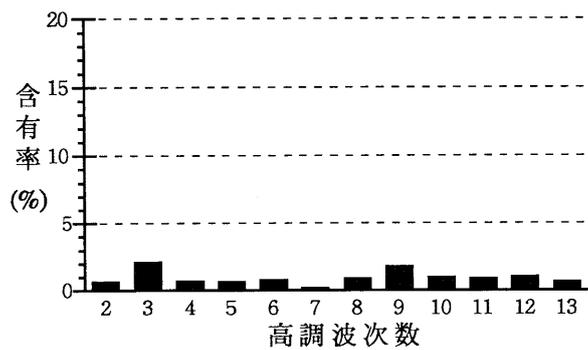


図5. 26 パルス面積変調による出力電流 i_{out} の周波数分析結果

5.5 結言

クリーンエネルギーの普及のための有力な手段として太陽光発電用系統連系システムが注目されている。政府の補助もあり家庭用を中心に普及しつつある。このシステムは日射があれば停電時も電力の供給を継続することができ、無停電電源として使用することができる。このシステムに蓄電池を加えれば夜間や曇天時も給電を継続することができる。さらにロードレベリングの機能も合わせ持たせることができる。このような蓄電池を有する太陽光発電用系統連系システムでは高力率コンバータをAC/DC変換機能とDC/AC変換機能を合わせ持った双方向コンバータとして動作させる必要がある。そこで昇圧型フルブリッジタイプの高力率コンバータを双方向に動作させるための制御方法として基準正弦波をマイコンで与え、交流電流と比較増幅する過程で基準正弦波の位相を反転させることでAC/DC変換動作とDC/AC変換動作を切り替える方法を提案した。さらに基準正弦波との比較の対象として交流電流と交流電圧を切り替えることにより連系運転と自立運転を切り替える制御方法を提案した。試作機による試験の結果良好な特性が確認できた。

連系インバータとしては従来から専ら電圧型PWMインバータが用いられている。この方式では直流入力電圧は交流出力電圧のピーク値より大きくする必要があり、家庭用の連系インバータでは電圧型PWMインバータの前段に昇圧チョッパを設けている。電流型PWMインバータを用いると低い直流入力電圧から高い交流電圧を得ることができ、昇圧チョッパを省略することができる。しかし電流型PWMインバータには平滑リアクトルの寸法重量が大になるという欠点があった。そこで電流型インバータのリアクトルの小型軽量化を実現するためにパルス面積変調を用いることを提案した。この変調方法を用いることでリアクトルのインダクタンスが小さくても出力電流の歪率を充分小さな値に抑制することができることをシミュレーションにて確認した。電流型インバータには逆阻止能力の必要な能動的スイッチ素子が必要になるという欠点があり、実用化のための障害になっている。将来スイッチ素子の分野で改善があれば筆者の提案した変調方法にて電流型連系インバータを実用化できる可能性がある。

参考文献

- (5.1) 平地克也、「太陽光発電システムへの応用動向と事例」、総合電気雑誌「OHM」98年3月号、第85巻、第3号、pp.65-68, 1998年3月
- (5.2) 野中、「系統連系太陽光発電システムに適した単相PWM電流型インバータ」、電気学会論文誌D、Vol.114-D, No.6, pp.631-637, 1994年
- (5.3) 野中、袈裟丸、山崎、「単相PWM電流型インバータによる太陽光発電連系システム」、電気学会論文誌B、Vol.112-B, No.5, pp.439-447, 1992年
- (5.4) Katsuya Hirachi, Junji Yoshitsugu, Laknath Gamage, Yasuyuki Nishida, Mutsuo Nakaoka, "Improved Control Strategy on Single-Phase PWM Current Source Inverter with Pulse Area Modulation", Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Vol.1, pp.508-512, May 1997
- (5.5) Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni, "A Novel Control Strategy on Single-Phase PWM Current Source Inverter Incorporating Pulse Area Modulation", Proceedings of IEE of Japan Power Conversion Conference (PCC), Vol.1, pp.289-294, August 1997
- (5.6) Katsuya Hirachi, Masao Yamanaka, Tomoaki Takada, Takanori Mii, Mutsuo Nakaoka, "Feasible Developments of Utility-Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic Generating System Incorporating storage Batteries", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.536-541, June 1995
- (5.7) Katsuya Hirachi, Takanori Mii, Tohru Nakashiba, Laknath Gamage, Mutsuo Nakaoka, "Utility-Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic Power Conditioner with Energy Storage Batteries", Proceedings of International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON), Vol.3, pp.1693-1698, August 1996
- (5.8) 山中雅雄、高田知明、平地克也、「デジタル制御による太陽光発電用4kWトランスレス連系インバータ」、ユアサ時報、第84号、pp.31-39, 1998年4月
- (5.9) 野中、「系統連系太陽光発電システムに適した単相PWM電流形インバータ」、電気学会産業応用部門全国大会、pp.297-302, 1993年
- (5.10) 門田、梶川、飯田、「太陽光発電単相PWM電流形インバータの出力電流波形改善の一手法」、電気学会研究会、SPC-95-110, 1995年
- (5.11) 門田、梶川、飯田、「電流形インバータとDC-DCコンバータを用いた太陽光発電系統連系システム」、電気学会論文誌D、Vol.116-D, No.6, pp.718-719, 1996年
- (5.12) 日本電気協会、「分散型電源系統連系技術指針」、JEAG9701-1993, 1994年

- (5.13) 野中、根葉、「単相PWMコンバータの入力電流高調波の検討」、電気学会産業応用部門全国大会、pp.271-274, 1990年
- (5.14) 野中、袈裟丸、山崎、趙、内山、「配電系統接続太陽光発電システムからの高調波流入低減法」、電気学会産業応用部門全国大会、pp.518-523, 1991年
- (5.15) Y.Nishida, A.Maeda, H.Tomita, "A New Instantaneous-Current Control for Three-Phase Buck-Boost and Buck Converters with PFC Operation", Proceedings of IEEE Annual Applied Power Electronics Conference (APEC), pp.875-883, 1995
- (5.16) K.Hirachi, T.Iwade, K.Shibayama, "A Specific Control Implementation on Buck-Type Active Power Filtering Converters", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.444-449, 1995

付録5. 1 提案回路のシミュレーションに用いたサーキットファイル

```

PV-4ES : PWM INVERTER : HIRACHI
*****PV-4ES.CIR***HIRACHI*****
.TRAN 20US 20mS 0mS 20US UIC
.FOUR 50Hz 13 I(ROUT)
*****MAIN CIRCUIT*****
VPV 1 0 DC 60V
Ld 1 2A 10mH IC=30A
RSH 2A 2 1m
S1 2 3A 11 10 SMOD1
S2 3 3B 12 10 SMOD1
S3 2 4A 13 10 SMOD1
S4 4 4B 14 10 SMOD1
.MODEL SMOD1 VSWITCH(Ron=0.05
+ Roff=10000
+ Von=1V Voff=0V)
D1 3A 3 DMOD
D2 3B 0 DMOD
D3 4A 4 DMOD
D4 4B 0 DMOD
RD1 3A 3 1MEG
RD2 3B 0 1MEG
RD3 4A 4 1MEG
RD4 4B 0 1MEG
ROUT 3 5 1m
RL 5 4 1MEG
VCS 5 4 SIN(0 141 50 0 0 0)
*****SINEWAVE REFERENCE*****
E101 102 104 5 4 1
RE101 101 103 1MEG
D101 102 103 DMOD
D102 0 102 DMOD
D103 104 103 DMOD
D104 0 104 DMOD
.MODEL DMOD D()
RD101 102 103 1MEG
RD102 0 102 1MEG
RD103 104 103 1MEG
RD104 0 104 1MEG
R101 103 101 10k
R102 101 0 962.4515
*****PULSE AREA MODURATION*****
G101 100 0 2 2A 1
RG101 100 0 1MEG

Ct 100 0 1UF
R103 100 112 2
S101 112 0 113 0 SMOD2
.MODEL SMOD2 VSWITCH(Von=0.1)
Vp 113 0 PULSE(-1 10 0 1U 1U 15U 500U)
RVp 113 0 1MEG
*****LOGIC CIRCUIT*****
S11 9 15 5 4 SMOD2
S31 9 35 4 5 SMOD2
S21 9 25A 100 101 SMOD2
S22 25A 25 5 4 SMOD2
S23 9 25B 101 100 SMOD2
S24 25B 25 4 5 SMOD2
S41 9 45A 101 100 SMOD2
S42 45A 45 5 4 SMOD2
S43 9 45B 100 101 SMOD2
S44 45B 45 4 5 SMOD2
Vcc 9 0 DC 15V
RVcc 9 0 1MEG
Vr 10 0 DC 5V
RVr 10 0 1MEG
R11 15 11 10
R21 25 12 1
R31 35 13 10
R41 45 14 1
R12 11 0 1000
R22 12 0 100
R32 13 0 1000
R42 14 0 100
C11 11 0 0.1UF IC=15V
C21 12 0 0.1UF IC=15V
C31 13 0 0.1UF IC=0V
C41 14 0 0.1UF IC=0V
.PROBE V(1) V(2) V(2A) V(3) V(4) V(5)
+ V(10) V(11) V(12) V(13) V(14) V(101)
+ V(102) V(104) V(100) V(112) V(113)
+ V(15) V(25) V(35) V(45) I(Ld) I(S1)
+ I(S2) I(S3) I(S4) I(ROUT) V(3A) V(3B)
+ V(4A) V(4B)
.END

```

第6章

結 論

第6章 結論

6.1 各章の結論

パワーエレクトロニクス応用製品の広範な普及は産業の発展と人々の生活水準の向上をもたらしたが、一方電力系統における高調波電流の増加を引き起こし高調波障害が一つの社会問題となっている。高力率コンバータは高調波電流の発生が抑制された電力変換装置であり高調波対策の有力な手段として注目されている。

以下に本研究で得られた高力率コンバータに関する主な研究成果を要約する。

(1) まず電流不連続モード制御方式におけるスイッチ素子の順方向電力損失をシミュレーションによって求め、IGBTを用いれば数kWクラスの比較的大きな容量の装置にも本制御方式が適用可能であることを示した。次に電流不連続モード制御方式を用いて3相入力の直流無停電電源システムへの応用に適した新しい回路方式を提案した。この回路方式は昇圧型の回路構成となっているので昇降圧型と比較して素子やリアクトルの負担が少なく、経済性に優れている。電流不連続モード制御を用いた従来の昇圧型の高力率コンバータは一般に入力電流に含まれる高調波を完全に抑制することが出来なかったが本提案の回路構成ではほぼ完全に抑制できることをシミュレーションと実験により示した。

(2) 高力率コンバータを用いた交流無停電電源システム(UPS)に関する研究成果を示した。UPSは小型軽量化と経済性の向上に対する要求が強く、それらを実現することのできる高周波リンク方式やトランスレス方式が注目されている。まず絶縁型フルブリッジ方式の高力率コンバータを用いて高周波リンクを実現したUPSに関する研究成果を示した。絶縁型フルブリッジ方式はその独特の回路構成のため実用化のためには様々な工夫が必要となる。特に起動時と停止時の制御が重要であり新しい方式を提案し、それを適用して試作したUPSで良好な特性を得たことを示した。次に倍電圧方式の高力率コンバータを用いてトランスレス方式を実現したUPSに関する研究成果を示した。この方式では基本的な回路構成のままではUPSに用いる蓄電池の電圧が非常に高くなり信頼性や経済性に問題が生じる。そこで双方向チョッパ回路を用いて蓄電池電圧を抑制すると同時にその回路構成に適した制御方式を提案した。この制御方式を用いて試作したUPSで良好な特性を確認した。

(3) 高力率コンバータを用いた通信用直流無停電電源システムに関する研究成果を示した。通信装置は24Vや48Vなど比較的低い電圧で動作するので降圧型の

高力率コンバータが適している。しかし降圧型の高力率コンバータにはリアクトルが大きくなる、出力電圧に大きなリップル成分が含まれる、などの欠点があり通信用電源としてはほとんど実用化されていない。そこでパルス面積変調と呼ばれる新しい制御方式を降圧型の高力率コンバータに適用することによりリアクトルの小型化が実現できることをシミュレーションにて示し、試作機にて歪みの少ない交流入力電流が得られることを示した。さらに補助スイッチ素子を1ヶ追加してこれを同じくパルス面積変調で制御することにより通信用スイッチング電源の重要な要求性能であるリップル電圧の抑制が得られることをシミュレーションにより示した。

(4) 高力率コンバータの連系インバータへの応用に関する研究成果を示した。連系インバータは近年特に系統連系型太陽光発電システムの電力変換装置として注目されている。このシステムに蓄電池を用いるとUPSの機能やロードレベリングの機能も付加することができ価値の高いシステムを構成することができる。蓄電池を含む太陽光発電システムでは交流から直流、および直流から交流の双方向の電力変換が必要でありフルブリッジ型の高力率コンバータを双方向コンバータとして動作させる方式を提案している。双方向コンバータの制御方式として電流モード制御を採用し、単に基準正弦波の極性を反転するだけで交流／直流変換および直流／交流変換を実現したことを試作機による実験結果から示した。

また、近年広く普及し始めた家庭用太陽光発電システムに用いられる連系インバータは一般に太陽電池の電圧をいったん昇圧チョッパで高い電圧に昇圧し、その後電圧型インバータで系統に連系する方式が用いられている。電流型インバータを使用すると昇圧チョッパを用いることなく太陽電池の出力を直接インバータで商用系統に連系することができる。しかし電流型インバータはリアクトルの寸法重量が大きくなるという欠点があり実用化例はほとんどない。そこで電流型インバータをパルス面積変調を用いて制御することにより、リアクトルの小型化を実現できることをシミュレーションにより示した。

このように様々な分野の無停電電源システムに対して高力率コンバータを適切に応用するための新しい回路方式、制御方式を提案した。提案の目的のかなりの部分はすでに実現または確認されたが次のような項目が今後の課題として残されている。

3相入力直流無停電電源システムに適用するためにリアクトル電流不連続モード制御の新しい回路方式(4石式)を提案し、歪率の向上など狙い通りの成果を得たがまだごく小容量の試作機での実験確認に留まっている。実機レベルの数kWの試作機で効率などの特性を評価し、総合的に判断して従来方式より経済性の向上が実現できることを確認する必要がある。

通信用無停電電源システムに応用するために降圧型高力率コンバータにパルス面積変調を適用してリアクトルの小型化を得た。しかし実用化のためにはさらなる小

型化が必要である。また補助回路を追加してのリプル電圧の抑制はシミュレーションのみであり、今後実験確認が必要である。

蓄電池を有する太陽光発電用系統連系システムに適した双方向コンバータを提案したが、広く普及するには至っていない。これは蓄電池に蓄積された電力の売電が禁止されていることおよび太陽電池と蓄電池が高価なことによる。今後これらの項目に対して規制緩和やコストダウンが実現できれば広範な普及が期待できる。

太陽光発電用電流型連系インバータにパルス面積変調を適用し、リアクトルの小型化を得た。しかし実用化のためにはさらに小型化の必要があると思われる。また電流型インバータで必要な逆阻止能力のあるスイッチ素子が進歩が待たれる。

以上本論文で説明した高力率コンバータを用いた無停電電源システムに関する筆者のこれまでの研究成果と今後の課題を表6.1にまとめる。

6.2 将来動向

筆者が研究対象とした各分野の高力率コンバータについて今後次のような展開が予想される。

＜3相入力高力率コンバータ＞

能動的スイッチ素子を6ヶ用いたいいわゆるPWMコンバータが広く用いられているが、その欠点を克服するために新しい回路方式が多数提案されている。筆者が第2章で提案した4石式もそのうちの1つにあたる。数10kW以上の大容量の電源装置ではPWMコンバータが今後も主力であり続けることは間違いないが、数kWクラスでは「非PWMコンバータ」の回路方式が徐々に増えると予想される。しかし、特定の回路がPWMコンバータに置き換わることはないであろう。それぞれの電源システムの特徴に応じて数種類の回路方式が使い分けられることになるとと思われる。

＜高周波リンク方式高力率コンバータ＞

第3章で検討した昇圧型フルブリッジ方式は最もオーソドックスな回路方式であり今後は無停電電源装置以外の分野にも広く用いられるであろう。高周波リンク方式には必ず高周波トランスが用いられるのでそのリーケージインダクタンスが効率の低下やサージ電圧の発生、高周波ノイズの発生などの悪影響をもたらす。したがってリーケージインダクタンスに蓄積されたエネルギーを効果的に回生する回路方式の検討が今後の重要な研究テーマとなる。そのための新しい回路方式もすでに一部提案されている。共振形のトポロジーで回生する方式も有力であり深く研究され

る必要がある。

<倍電圧型高力率コンバータ>

この高力率コンバータは第3章で検討したように専らハーフブリッジ型のインバータと組み合わせられてトランスレス方式のUPSに用いられている。第3章では3kVAの試作機の実験データを示したが、今後は10kVAクラスの容量までこの回路方式が適用される。

第3章では新しい回路方式と制御方式にて効率と経済性に関して大きな向上を得たことを示したが、UPSが用いられるコンピュータシステムのコストダウンに応じて更なる経済性の向上が要求されておりそのための研究、開発が今後も強力に進められる。高力率コンバータのリアクトルと昇圧チョッパのリアクトルを共用する方法、スイッチ素子の数を削減する方法などすでに新しい提案が発表されており、今後も多数の新しい回路方式が提案されるであろう。

<降圧型1石式高力率コンバータ>

スイッチ素子を1ヶ用いた最も簡単な回路構成の降圧型高力率コンバータは第4章で示したように低い出力電圧を得るためには非常に有効な回路方式であるが、リアクトルの寸法、重量が大、リップル電圧が大という欠点があった。第4章で提案した制御方式と回路方式にてこれらの欠点が改善されたが、実用化のためにはリアクトルの寸法についてはさらなる改良が必要である。リアクトルをさらに小型化するためにはリアクトルに低周波成分の電圧を印加しない必要があり回路方式のさらなる改良が必要となる。現在このための新しい回路方式を研究中でありその成果はすでに一部発表している。

<フルブリッジ型高力率コンバータによる双方向連系コンバータ>

第5章にて本コンバータに関して動作モードの切り替え方法として適切な方式を提案し、試作機にて良好な結果を得た。今回は太陽光発電システム用として検討したが、その他風力発電、燃料電池、ロードレベリング、ピークカットなど種々のシステムに適用可能である。それぞれのシステムに応じて新たな研究課題が生まれるであろう。

筆者が提案した高力率コンバータに関する新しい回路方式や制御方式は無停電電源システム以外の電力変換システムにも応用することができる。高力率コンバータを各種の電力変換システムに広く普及させることは高調波問題の改善のためにきわめて重要なことであり筆者の研究成果がその一助となることを期待する。

表6.1 これまでの研究成果と今後の課題

研究対象	提案方式	提案の目的と現在までの成果	目的達成のための今後の課題
3相入力不連続モード 高力率インバータ (第2章)	新回路方式(4石式)	歪率向上	○
		制御回路の簡略化	○
		経済性の向上	未
高周波リンク方式 ミニUPS (第3章)	起動停止時の制御など 新しい制御方式	絶縁型フルブリッジ方式 をUPSに適用	○
		UPSの小型軽量化	○
トランスレス方式 ミニUPS (第3章)	双方向チョッパを使用 電流モード制御を適用 補助インバータを使用	UPSの経済性の向上	○
		UPSの効率向上	○
降圧型1石式 高力率インバータ (第4章)	パルス面積変調を適用 補助回路を追加	リアクトルの小型化	○
		リップ電圧の抑制	○
		通信用電源の経済性の向上	未
太陽光発電用 双方向インバータ (第5章)	動作モード切り替えの ための制御方式	連系運転/自立運転を両立	○
		AC/DC変換、DC/AC変換を両立	○
		太陽光発電の普及	未
太陽光発電用 電流型インバータ (第5章)	パルス面積変調を適用	リアクトルの小型化	○
		家庭用連系インバータの 経済性の向上	未

主要記号一覧

主要記号一覧

第1章

C_d	平滑コンデンサ
C_f	フィルタコンデンサ
i_{in}	交流入力電流瞬時値
i_{L1}	L_1 電流瞬時値
i_n	n 次高調波電流
L_d	平滑リアクトル
L_f	フィルタリアクトル
V_{in}	交流入力電圧瞬時値

第2章

C_d	平滑コンデンサ
C_f	フィルタコンデンサ
i_{CS}	交流入力電流瞬時値
i_{L1}	L_1 電流瞬時値
i_{LR}	R相リアクトル電流瞬時値
i_{LS}	S相リアクトル電流瞬時値
i_{LT}	T相リアクトル電流瞬時値
i_P	リアクトル電流ピーク値
i_{R1}	R相相入力電流瞬時値
i_{R2}	トランス2次電流（R相）瞬時値
i_{S1}	S相相入力電流瞬時値
i_{S2}	トランス2次電流（S相）瞬時値
i_{T1}	T相相入力電流瞬時値
i_{T2}	トランス2次電流（T相）瞬時値
L	リアクトルのインダクタンス
L_f	フィルタリアクトル
T	動作周期
T_{ON}	スイッチ素子のON時間
V_{AC}	トランス2次側相電圧ピーク値
V_{car}	キャリア信号瞬時値
V_{CS}	交流電源電圧瞬時値
V_{DC}	直流出力電圧平均値

V_{DC}	直流出力電圧瞬時値
V_{er}	誤差信号瞬時値
V_{in}	直流入力電圧瞬時値
V_R	トランス 2 次側 R 相相電圧瞬時値
V_{ref}	基準電圧

第3章

i_{in}	交流入力電流瞬時値
i_{L1}	L ₁ 電流瞬時値
i_{out}	交流出力電流瞬時値
L_f	フィルタリアクトル
t_{ch}	蓄積モードの時間
t_{tr}	伝達モード時間
V_{DC}	直流リンク電圧瞬時値
V_{DCer}	直流リンク電圧誤差信号瞬時値
V_{DCref}	直流リンク電圧基準電圧
V_{in}	交流入力電圧瞬時値
V_{out}	交流出力電圧瞬時値
$V_{refconv}$	コンバータ基準正弦波
V_{refinv}	インバータ基準正弦波
V_{sinref}	基準正弦波

第4章

C_d	平滑コンデンサ
i_{in}	交流入力電流瞬時値
i_{Ld}	平滑リアクトル電流瞬時値
i_{out}	直流出力電流瞬時値
L_d	平滑リアクトル
V_{car}	キャリア信号瞬時値
V_{DCin}	直流リンク電圧瞬時値
V_{in}	交流入力電圧瞬時値
V_{out}	直流出力電圧瞬時値
V_{ref}	基準正弦波瞬時値

V_{set} 直流出力電圧設定値

第5章

C_d 平滑コンデンサ

C_f フィルタコンデンサ

i_{CS} 系統電流瞬時値

i_{DC} 直流リンク電流瞬時値

i_{Ld} 平滑リアクトル電流瞬時値

i_{out} インバータ出力電流瞬時値

L_d 平滑リアクトル

L_f フィルタリアクトル

V_{car} キャリア信号瞬時値

V_{CS} 系統電圧瞬時値

V_{CS} 系統電圧実効値

V_{DC} 直流リンク電圧瞬時値

V_{DC} 直流リンク電圧平均値

V_{out} インバータ出力電圧瞬時値

V_{ref} 基準正弦波瞬時値

V_{SH1} $S H_1$ 電圧瞬時値

研究業績一覽

研究業績一覧

学術論文（フルペーパー；審査付き）

- (1) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka,
"Feasible single-phase UPS incorporating switched-mode PFC rectifier with high-frequency transformer link",
IEE International Journal of Electronics, Vol.86, No.3, March 1999, 掲載予定
- (2) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka,
"A novel PFC converter suitable for engine-driven generator-interactive three-phase power system and its performance evaluations",
IEE Transactions on Electric Power Applications, Vol.146, No.2, March 1999, 掲載予定
- (3) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka,
"Improved Control Strategy on Single-Phase Buck-Type PFC Converter",
IEE International Journal of Electronics, 1998年7月投稿、掲載決定
- (4) Katsuya Hirachi,
"Practical Evaluations of Compact UPS Incorporation Current-Mode Controlled Two-Quadrant Chopper-Fed Battery Link",
IEICE Transactions on Communications, 1997年8月投稿、条件付掲載
- (5) 平地克也、西村和則、中岡陸雄、
「蓄電池と双方向コンバータを用いた連系太陽光発電システムの開発」、
電気設備学会誌、1998年6月投稿、条件付掲載
- (6) 谷口勝則、平地克也、入江寿一、
「三相高力率コンバータのソフトスイッチング回路」、
電気学会論文誌D、117巻2号、pp.142-149, 1997年2月
- (7) 中野博民、平地克也、内藤雅将、久保田義喜、大島心平、藤田総志、
「3相低電圧ダイオード整流回路」、
電気学会論文誌D、118巻11号、pp.1279-1286, 1998年11月

学術論文（ショートペーパー；審査付き）

- (1) 平地克也、西田保幸、中岡睦雄、
「单相電流形PWMインバータの新しい制御方式」、
電気学会論文誌D、117巻12号、pp.1535-1536, 1997年12月
- (2) Katsuya Hirachi, Mutsuo Nakaoka,
"Improved Control Strategy on Buck-Type PFC Converter",
IEE Electronics Letters, Vol.22, No.1, pp.1162-1163, June 1998
- (3) 平地克也、吉次淳二、中岡睦雄、
「小容量UPS用高周波リンク单相PFC整流コンバータ」、
電気学会論文誌D、118巻7/8号、pp.949-950, 1998年7月
- (4) 中野博民、樋口祐三、平地克也、
「倍電流整流回路」、
電学論D研究開発レター、116巻10号、pp.1081-1082, 1996年10月

国際会議論文（査読付き）

第2章 3相入力直流無停電電源システムに関する論文

- (1) Katsuya Hirachi, Takanori Mii, Mutsuo Nakaoka, Y.Kato, H.Terasaka,
"A Novel Circuit Topology of Three-Phase Active Power Filtering-Based Converter
Operating at Discontinuous Current Mode Control Scheme",
Proceedings of IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed
Drives (PEVD), pp.125-131, September 1996
- (2) Katsuya Hirachi, Shigeru Yamamoto, Yasuharu Tomokuni,
"A Novel Circuit Configuration of Three-Phase Active Power Filtering Converter with
Discontinuous Mode Control Scheme",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), pp.548-555, October 1996
- (3) Katsuya Hirachi, Naoya Baba, Kazunori Nishimura, Junji Yoshitsugu, Mutsuo
Nakaoka,

"A Novel Three-Phase Active AC/DC Converter Operating at Discontinuous Current Mode for Telecommunication Energy Plants",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Special Conference (TELESCON), pp.135-141, April 1997

- (4) Katsuya Hirachi, Kazunori Nishimura, Manabu Kurokawa, Mutsuo Nakaoka,
"An Improved Circuit Configuration of Three-Phase PFC Converter",
Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Vol.2, pp.596-604, May 1997
- (5) Katsuya Hirachi, Kazunori Nishimura, Naoya Baba, Laknath Gamage, Ali Chibani, Mutsuo Nakaoka,
"Engine-driven generator interactive three-phase switched-mode PFC converter and its performance evaluations",
Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Portugal, Vol.2, pp.612-618, July 1997
- (6) Katsuya Hirachi, Kazunori Nishimura, Mutsuo Nakaoka,
"Active Three-Phase PFC Rectifiers for Engine-Driven Generator and Comparative Performance Evaluations",
Proceedings of Power Conversion and Interigent Motion (PCIM), pp.271-279, April 1998

第3章 交流無停電電源システムに関する論文

- (1) Katsuya Hirachi, Haruhisa Yamamoto, Makoto Sakane, Yasuharu Tomokuni, Yoshiki Nagai,
"A Novel 3kVA UPS Using a Switch Mode Rectifier",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.392-399, October 1990
- (2) Katsuya Hirachi, Makoto Sakane, Takanori Mii, Mutsuo Nakaoka,
"A Feasible High-Performance Single-Phase UPS Incorporating Switch Mode Rectifier with High-Frequency Transformer Link",
Proceedings of International conference on power electronics (ICPE), pp.194-199, October 1995

- (3) Katsuya Hirachi, Junji Yoshitsugu, Masaki Ishibashi, M.N.Anwar, Ali Chibani, Mutsuo Nakaoka,
"Latest Development of Compact Single-Phase UPS Incorporating Switched-Mode Rectifier with High-Frequency Transformer Link",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Special Conference (TELESCON), pp.157-162, April 1997
- (4) Katsuya Hirachi, Yasuhiro Arai, Junji Yoshitsugu, Laknath Gamage, Mutsuo Nakaoka,
"A Feasible High-Performance Single-Phase UPS Incorporating Switched Mode Rectifier with High-Frequency Transformer Link",
Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS),
Vol.2, pp.792-797, May 1997
- (5) Katsuya Hirachi, Junji Yoshitsugu, Kazunori Nishimura, Ali Chibani, Mutsuo Nakaoka,
"Switched-Mode PFC Rectifier with High-Frequency Transformer Link for High-Power Density Single Phase UPS",
Proceedings of IEEE Power electronics specialists conference (PESC), Vol.1, pp.290-296, June 1997
- (6) Katsuya Hirachi, Kazunori Nishimura, Junji Yoshitsugu, Yasuhiro Arai, Ali Chibani, Mutsuo Nakaoka,
"A high-frequency-linked single phase UPS with power factor correction scheme",
Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE),
Portugal, Vol.2, pp.619-624, July 1997
- (7) Katsuya Hirachi, Junji Yoshitsugu, Toshihide Iseki, Yasuhiro Arai, Mutsuo Nakaoka,
"A Feasible High-Performance Single-Phase UPS Incorporating Switched Mode Rectifier with High-Frequency Transformer Link",
Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE),
Vol.2, pp.131-137, September 1997
- (8) Katsuya Hirachi, Makoto Sakane, Shin Niwa, Tomoki Matsui,
"Development of UPS Using New Type of Circuits",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.635-642, November 1994

- (9) Katsuya Hirachi, Makoto Sakane, Tomoki Matsui, Mutsuo Nakaoka,
"Practical Developments of High-Performance UPS with New System Configurations
and Their Specific Control Implementations",
Proceedings of IEE of Japan International Power Electronics Conference (IPEC),
pp.1278-1283, April 1995
- (10) Katsuya Hirachi, Haruhisa Yamamoto, Tomoki Matsui, Shuji Watanabe, Mutsuo
Nakaoka,
"Cost-Effective Practical Developments of High-Performance 1kVA UPS with New
System Configurations and Their Specific Control Implementations",
Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE),
Vol.2, pp.35-40, September 1995
- (11) Katsuya Hirachi, Makoto Sakane, Tomoki Matsui, Akira Kojina, Mutsuo Nakaoka,
"Cost Effective Practical Developments of High-Performance and Multi-Functional
UPS with New System Configurations and Their Specific Control Implementations",
Proceedings of IEEE Power electronics specialists conference (PESC), pp.480-485,
June 1995
- (12) Katsuya Hirachi, Akiko Kajiyama, Takanori Mii, Mutsuo Nakaoka,
"Cost-Effective Bidirectional Chopper-Based Battery Link UPS with Common Input-
Output Bus Line and Its Control Scheme",
Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and
Instrumentation (IECON), Vol.3, pp.1681-1686, August 1996
- (13) Katsuya Hirachi, Takanori Mii, Toshinori Simizu, Mutsuo Nakaoka,
"Small-Scale High-Performance UPS Topology Incorporating Bidirectional Chopper-
Fed Battery Link and its Feasible Evaluations",
Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference
(PEMC), Vol.2, pp.640-645, September 1996
- (14) Katsuya Hirachi, Manabu Kurokawa, Mutsuo Nakaoka,
"Feasible Compact UPS Incorporating Current-Mode Controlled Two-Quadrant
Chopper-Fed Battery Link",
Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems
(PEDS), Vol.1, pp.418-424, May 1997

第4章 通信用直流無停電電源システムに関する論文

- (1) Yoshiki Nagai, Yasuharu Tomokuni, Katsuya Hirachi,
"48V 50A Switching Regulator Unit",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), pp.101-107, October 1986
- (2) Yoshiki Nagai, Yasuharu Tomokuni, Katsuya Hirachi,
"A 48V 100A Switching Power Supply Unit and its Application",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), San Diego, pp.421-428, November 1988
- (3) Yasuo Takahashi, Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni,
"More Compact and Lighter Design Of 48V50A Switching Power Supply for
Telecommunications",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), pp.264-268, September 1993
- (4) Katsuya Hirachi, Touru Iwade, Kazuo Shibayama,
"A Specific Control Implementation on Buck-Type Active Power Filtering Converters",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), The Hague, The Netherlands, pp.444-449, October 1995
- (5) Katsuya Hirachi, Touru Iwade, Takanori Mii, Hidenobu Yasutsune, Mutsuo Nakaoka,
"Improved Control Strategy on Buck-Type Converter with Power Factor Correction
Scheme",
Proceedings of IEEE PEDES New Delhi, pp.826-832, January 1996
- (6) Katsuya Hirachi, Yasuyuki Nishida, Laknath Gamage, Mutsuo Nakaoka,
"A New Buck-Type Controlled AC-DC Converter with Input Current Harmonics
Compensated Output Voltage Ripple Active Filtering Scheme",
Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference
(PEMC), Vol.1, pp.232-238, September 1996
- (7) Katsuya Hirachi, Shinji Komiyama, Yasuharu Tomokuni and Izumi Morimoto,
"A Novel Active Power Filtering Converter with DC Ripple Compensation and its
Specific Control Implementations",

Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference
(INTELEC), pp.582-587, October 1998

第5章 太陽光発電用系統連系システムに関する論文

- (1) Katsuya Hirachi, Masao Yamanaka, Tomoaki Takada, Takanori Mii, Mutsuo Nakaoka,
"Feasible Developments of Utility-Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter
for Solar Photovoltaic Generating System Incorporating storage Batteries",
Proceedings of IEEE Power electronics specialists conference (PESC), pp.536-541,
June 1995
- (2) Katsuya Hirachi, Takanori Mii, Tohru Nakashiba, Laknath Gamage, Mutsuo Nakaoka,
"Utility-Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic
Power Conditioner with Energy Storage Batteries",
Proceedings of International conference on industrial electronics, control, and
instrumentation (IECON), Vol.3, pp.1693-1698, August 1996
- (3) Katsuya Hirachi, Takanori Mii, Teruyuki Izumi, Mutsuo Nakaoka,
"Utility-Interfaced Multi-functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic
Power Conditioner with Energy Storage Battery",
Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference
(PEMC), Vol.3, pp.593-597, September 1996
- (4) Katsuya Hirachi, Junji Yoshitsugu, Laknath Gamage, Yasuyuki Nishida, Mutsuo
Nakaoka,
"Impoved Control Strategy on Single-Phase PWM Current Source Inverter with Pulse
Area Moduration",
Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems
(PEDS), Vol.1, pp.508-512, May 1997
- (5) Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni,
"A Novel Control Strategy on Single-Phase PWM Current Source Inverter
Incorporating Pulse Area Moduration",
Proceedings of IEE of Japan Power Conversion Conference (PCC), Vol.1, pp.289-294,
August 1997
- (6) Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni,

- "Improved Control Strategy to Eliminate the Harmonic Current Components for Single-Phase PWM Current Source Inverter",
Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp.189-194, October 1997
- (7) Katsuya Hirachi, Keiji Matsumoto, Shuji Watanabe, Mutsuo Nakaoka,
"Single-Phase Current-Fed PWM Inverter for Residential Solar Photovoltaic Power Generation",
Proceedings of Power Conversion and Interigent Motion (PCIM), pp.625-631, April 1998
- (8) Katsuya Hirachi, Keiji Matsumoto, Masaki Ishibashi, Mutsuo Nakaoka,
"Harmonic Current Reduction Control Scheme for Single-Phase Current Source-Fed PWM Inverter and its PV System Application",
Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), pp.59-64, September 1998
- (9) K.Hirachi, K.Matsumoto, M.Yamamoto, M.Nakaoka,
"Improved Control Implementation of Single-Phase Current-Fed PWM Inverter for Photovoltaic Power Generation",
Proceedings of IEE International Conference on Power Electronics and Varriable Speed Drice (PEVD), pp.63-68, September 1998
- (10) K. Hirachi, K. Matsumoto, M.Ishitobi, M.Ishibashi, M. Nakaoka,
"Single-Phase Current Source Inverter with Pulse Area Modulation Scheme for Solar Power Conditioner",
Proceedings of International Conference on Power Electronics (ICPE), pp.724-729, October 1998
- (11) Katsuya Hirachi, Manabu Ishitobi, Keiji Matsumoto, Hiroshi Hattori, Masaki Ishibashi, Mutsuo Nakaoka, Nobuo Takahashi, Yoshito Kato,
"Pulse Area Modulation Control Implementation for Single-Phase Current Source-Fed Inverter for Solar Photovoltaic Power Conditioner",
Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Energy System for Industrial Growth (PEDES), Vol.2, pp.677-682, December 1998

その他

- (1) Katsunori Taniguchi, Takayuki Yoshikawa, Katsuya Hirachi, Yasuharu Tomokuni,
"A Quasi-Resonant PWM Converter with High Quality Input Waveform and High Efficiency",
Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp.1131-1136,
June 1994

- (2) Katsunori Taniguchi, Takayuki Yoshikawa, Takashi Chichikawa, Noriyuki Kimura,
Katsuya Hirachi,
"Application of Loss-Less Snubber Circuit to Three-Phase Soft-Switching PWM
Converter with High-Quality Input Current Waveforms and High Power Factor",
Proceedings of IEE of Japan International Power Electronics Conference (IPEC),
pp.860-863, April 1995

- (3) Toshimitsu Morizane, Takashi Chichikawa, Noriyuki Kimura, Katsunori Taniguchi,
Katsuya Hirachi,
"Analysis of a Novel Three-Phase soft-switched Converter with High Power Factor",
Proceedings of IEEE International conference on industrial electronics, control, and
instrumentation (IECON), pp.1088-1093, August 1996

- (4) Katsunori Taniguchi, Toshimitsu Morizane, Noriyuki Kimura, Hisaichi Irie, Katsuya
Hirachi,
"High-Performance Soft-Switched Three-Phase Converter with Sinusoidal Input
Current and Unity Power Factor",
Proceedings of IEEE Annual Applied Power Electronics Conference (APEC), Vol.2,
pp.672-678, February 1997

学術報告 I (シンポジウム)

- (1) 平地克也,
「UPS に使用されるアクティブフィルタについて」、
9 1 年スイッチング電源システムシンポジウム、講演番号：S 5 - 3、pp.1-
12, 1991 年 2 月

- (2) 平地克也、友国泰治、

「最近の高力率コンバータとUPSシステム」、
電気関係学会関西支部連合大会、講演番号：S4-6、1992年11月

- (3) 平地克也、
「高力率コンバータにおける電流の連続および不連続制御」、
スイッチング電源システムシンポジウム、A1-2、1994年4月
- (4) 平地克也、山本晴久、坂根誠、丹羽信、友国泰治、
「SMRを用いた3kVAミニUPS制御方法の検討」、
電気情報通信学会春季全国大会講演論文集、No.3, pp.429-430, 1990年3月
- (5) 平地克也、
「一般産業分野におけるPWMインバータの応用」、
平成8年電気学会産業応用部門全国大会、No.3, pp.S.104-107, 1996年8月
- (6) 平地克也、齋藤亮治、
「高性能スイッチング技術の電源装置への応用と課題」、
平成9年電気学会全国大会シンポジウム、Vol.4, 1997年3月

学術報告Ⅱ（セミナー）

- (1) 平地克也、
「高調波電流対策（高力率コンバータの回路方式と応用）」、
第1次スイッチング電源テクニカルフォーラム、1991年12月
- (2) 平地克也、
「高力率コンバータの動作原理と応用例」、
トリケップスセミナー、1992年10月
- (3) 平地克也、
「力率改善回路の動作原理と応用例」、
日本工業技術センターセミナーテキスト、1993年7月
- (4) 平地克也、
「スイッチング電源とUPSの高調波歪対策と力率改善」、
平成7年度電気関係学会関西支部専門講習会、1995年2月

- (5) 平地克也、
「高調波抑制のための各種回路方式と実用化例」、
電気学会東海支部若手セミナー、1997年9月

学術報告Ⅲ（一般雑誌、社内報）

- (1) 平地克也、
「電源装置における高調波電流抑制方法」、
月刊EMC 1991年9月号、No.41, pp.88-93, 1991年9月
- (2) 平地克也、
「アクティブフィルタのUPSへの応用」、
電子技術 1992年3月号、Vol.34, No.3, pp.41-45, 1992年3月
- (3) 平地克也、山本茂、柴山和夫、友国泰治、
「高力率コンバータ研究開発状況」、
ユアサ時報、第79号、pp.35-42, 1995年10月
- (4) 平地克也、松川和也、友国泰治、
「リップル電圧を抑制した新しい連続モード方式降圧形高力率コンバータ」、
ユアサ時報、第85号、pp.25-30, 1998年10月
- (5) 高橋康夫、平地克也、友国泰治、
「高力率48V50Aスイッチング電源ユニット」、
ユアサ時報、第68号、pp.47-53, 1990年4月
- (6) 岩本眞吾、蒲新太郎、岩出徹、平地克也、山本茂、友国泰治、
「三相入力高力率形スイッチング電源ユニット（48V100A）」、
ユアサ時報、第80号、pp.22-30, 1996年4月
- (7) 米良慶弘、岩本眞吾、岩出徹、平地克也、
「強制空冷型（48V50A）単相高力率スイッチング電源ユニットの開発」、
ユアサ時報、第85号、pp.31-36, 1998年10月
- (8) 平地克也、山本晴久、坂根誠、友国泰治、
「高性能3kVAミニUPS」、

- ユアサ時報、第 6 7 号、 pp.36-43, 1989 年 10 月
- (9) 坂根誠、平地克也、山本晴久、村岡篤、友国泰治、
「高性能ミニUPS 5 kVA YUMIC-SA50」、
ユアサ時報、第 7 1 号、 pp.58-65, 1991 年 10 月
- (10) 平地克也、山本晴久、丹羽信、友国泰治、
「マイコン制御 1 kVA ミニUPS YUMIC-SB10」、
ユアサ時報、第 7 4 号、 pp.30-38, 1993 年 4 月
- (11) 坂根誠、平地克也、岩出徹、石井雅彦、松居朋樹、
「新型 3 kVA ミニUPS YUMIC-SB30」、
ユアサ時報、第 7 6 号、 pp.23-29, 1994 年 4 月
- (12) 友国泰治、小東信良、松尾博司、平地克也、
「スイッチング技術を応用した通信用電源について」、
ユアサ時報、第 5 6 号、 pp.27-38, 1984 年 4 月
- (13) 平地克也、岩本眞吾、
「大容量スイッチング電源 (48V 25A) について」、
ユアサ時報、第 5 9 号、 pp.64-70, 1985 年 10 月
- (14) 平地克也、高橋康夫、友国泰治、永井良樹、
「48V 50A スwitchングレギュレータユニットについて」、
ユアサ時報、第 6 1 号、 pp.63-70, 1986 年 10 月
- (15) 平地克也、高橋康夫、友国泰治、藤原厚生、
「放送機用 390V 10A スwitchング電源について」、
ユアサ時報、第 6 5 号、 pp.12-19, 1988 年 10 月
- (16) 平地克也、高橋康夫、福井篤、友国泰治、
「48V 100A スwitchング電源ユニットを使った通信用直流無停電源システムについて」、
ユアサ時報、第 6 6 号、 pp.27-35, 1989 年 4 月
- (17) 高橋康夫、平地克也、松居朋樹、
「通信用 48V 50A スwitchング電源ユニットの小形軽量化」、

ユアサ時報、第75号、pp.18-22, 1993年10月

- (18) 丹羽信、平地克也、友国泰治、
「ルーラル通信用耐雷形12V10Aスイッチング電源」、
ユアサ時報、第82号、pp.4-8, 1997年4月
- (19) 岩本眞吾、米良慶弘、岩出徹、平地克也、
「通信制御機能を備えた小型軽量スイッチング電源ユニット(48V100A)
の開発」、
ユアサ時報、第83号、pp.29-35, 1997年10月
- (20) 石本孔律、岩本眞吾、平地克也、平野英明、
「三相入力高力率形スイッチング電源ユニット(100V50A)を用いた電
源システムの開発」、
ユアサ時報、第84号、pp.40-47, 1998年4月
- (21) 山中雅雄、高田知明、京博之、平地克也、山本茂、
「三相3線式10kW太陽光発電用系統連系インバータ」、
ユアサ時報、第83号、pp.18-28, 1997年10月
- (22) 山中雅雄、高田知明、平地克也、
「デジタル制御による太陽光発電用4kWトランスレス連系インバータ」、
ユアサ時報、第84号、pp.31-39, 1998年4月
- (23) 平地克也、
「太陽光発電システムへの応用動向と事例」、
総合電気雑誌「OHM」98年3月号、第85巻第3号、pp.65-68, 1998年3
月
- (24) 平地克也、
「太陽光発電システムへの応用動向と事例」、
'99年版パワーエレクトロニクスガイドブック、オーム社出版、pp.76-81,
1998年11月

学術報告Ⅳ（電気学会技術報告）

- (1) 平地克也（分担執筆）、
「高周波リンク電力変換システムの技術動向」、
電気学会技術報告、第519号、1994年11月
- (2) 平地克也（分担執筆）、
「PWMインバータ制御方式の最新技術動向」、
電気学会技術報告、第635号、1997年5月
- (3) 平地克也（分担執筆）、
「電力変換器の高性能スイッチング技術」、
電気学会技術報告、第687号、1998年8月

学術講演Ⅰ（一般講演）

- (1) 西村和則、平地克也、中岡睦雄、
「エンジン駆動発電機インターフェース用新方式3相高力率コンバータと高調波電流の特性評価」、
電気・情報関連学会中国支部連合大会、pp.141-142, 1997年10月
- (2) 平地克也、西村和則、中岡睦雄、
「非常用発電機駆動システムに用いる三相高力率アクティブPWM整流コンバータの諸形式と比較検討」、
電気関係学会関西支部連合大会、pp.G139, 1997年11月
- (3) 平地克也、西村和則、中岡睦雄、
「バックアップ電源用新方式三相高力率コンバータと高調波電流評価」、
平成10年電気学会電力・エネルギー部門大会、分冊2、pp.645-646, 1998年8月
- (4) Ali Chibani、中岡睦雄、平地克也、
「電圧形3相PWMコンバータの力率および波形改善効果の検討」、
電気学会全国大会、Vol.5, pp.5-29, 1990年3月

- (5) 高橋康夫、蒲新太郎、平地克也、
「通信用 48V50A スwitching 電源の小形軽量化について」、
電気関係学会関西支部連合大会、G3-38、1992年11月
- (6) 平地克也、三井貴徳、小笠原潔、中岡睦雄、
「双方向チョッパ結合バッテリー中間リンクを持つ入出力共通バスライン形UPSと電流モード制御」、
平成8年度電気学会全国大会、Vol.4, pp.135, 1996年3月
- (7) 平地克也、岩出徹、柴山和夫、
「降圧形高力率コンバータの制御方法の改善」、
平成7年度電気学会全国大会、Vol.4, pp.70-71, 1995年3月
- (8) 平地克也、西村和則、吉次淳二、中岡睦雄、
「蓄電池を有する太陽光発電用連系システムに用いられる双方向コンバータ方式連系インバータについて」、
平成9年電気学会電力・エネルギー部門大会、Vol.2, pp.542-543, 1997年7月
- (9) 平地克也、松本由秀、白川真也、石飛学、中岡睦雄、
「太陽光発電連系電流形インバータの変調制御方式の検討」、
電子情報通信学会、電気学会半導体電力変換研究会資料 EE98-6, SPC98-50,
pp.37-42, 1998年6月
- (10) 平地克也、三井貴徳、中岡睦雄、
「ギャップを有するEIコアの磁束密度の検討」、
電気・情報関係学会中国支部第47回連合大会、pp.78-79, 1996年10月
- (11) 神戸存日、服部弘、山本真義、平地克也、平木英治、中岡睦雄、堀内利一、菅原良孝、
「新部分共振ソフトスイッチング三相電圧形PFCコンバータの提案」、
電気関係学会関西支部連合大会、pp.G146, 1997年11月
- (12) 馬場直也、神戸存日、松本由秀、中岡睦雄、平地克也、堀内利一、
「補助共振転流ポールリンク方式三相電圧形正弦波ZVS-PWMコンバータと特性評価」、
電気関係学会関西支部連合大会、pp.G138, 1997年11月

- (13) 服部弘、山本真義、西田保幸、平地克也、中岡陸雄、
「高周波トランス回生ループを持つ部分共振転流ブリッジアーム回路の検討」、
平成10年電気学会全国大会、Vol.4, pp.124, 1998年3月
- (14) 吉川隆之、谷口勝則、平地克也、
「部分共振高力率コンバータの動作解析」、
平成5年度電気学会全国大会、Vol.5, pp.47-48, 1993年3月
- (15) 谷口勝則、傳村英治、入江寿一、平地克也、
「力率改善形スイッチング電源の部分共振回路」、
平成5年度電気学会全国大会、Vol.5, pp.46, 1993年3月
- (16) 吉川隆之、谷口勝則、平地克也、蒲新太郎、
「高力率部分共振形PWMコンバータ」、
平成5年電気学会産業応用部門全国大会、pp.239-244, 1993年8月
- (17) 吉川隆之、谷口勝則、入江寿一、平地克也、
「3相高力率コンバータの部分共振回路」、
平成5年電気関係学会関西支部連合大会、Vol.G, pp.168, 1993年11月
- (18) 吉川隆之、谷口勝則、平地克也、蒲新太郎、
「部分共振形3相高力率コンバータの試作」、
平成6年度電気学会全国大会、Vol.5, pp.47-48, 1994年3月
- (19) 吉川隆之、谷口勝則、平地克也、入江寿一、
「3相力率改善形コンバータの部分共振回路」、
平成6年度電気学会産業応用部門全国大会、pp.427-430, 1994年8月
- (20) 仲谷行雄、谷口勝則、平地克也、
「単相降圧形高力率PWMコンバータの高出力化」、
平成8年度電気学会全国大会、Vol.4, pp.6-7, 1996年3月
- (21) Yukio Nakaya, Katsunori Taniguchi, Katsuya Hirachi,
"PWM-PFC Converter using Soft-Switched Buck-Type Chopper",
Proc. of 1996 Japan Industry Applications Society Conference, No.1, pp.E-56-61,
August 1996

学術講演Ⅱ（研究会）

- (1) 平地克也、岩本眞吾、山本茂、
「3相入力不連続モード制御高力率コンバータの特性改善について」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.21, No.2, pp.13-23, 1995年10月
- (2) 平地克也、西村和則、中岡陸雄、
「エンジン駆動発電機用三相高力率コンバータと高調波電流の特性評価」、
電気学会半導体電力変換研究会資料、 SPC-97-112, pp.31-38, 1997年10月
- (3) 高橋康夫、平地克也、蒲新太郎、友国泰治、
「高力率コンバータを用いた48V50A通信用スイッチング電源」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.17, pp.46-53, 1992年3月
- (4) 平地克也、山本晴久、坂根誠、友国泰治、
「SMRを用いた3kVAミニUPS実用化の研究」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.15, pp.149-156, 1990年2月
- (5) 坂根誠、平地克也、山本晴久、村岡篤、友国泰治、
「高力率コンバータを用いた5kVAミニUPS」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.18, pp.101-108, 1992年3月
- (6) 坂根誠、平地克也、丹羽信、岩出徹、石井雅彦、
「双方向チョッパ回路を用いた3kVAミニUPSの実用化について」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.20, No.1, pp.110-116, 1994年10月
- (7) 平地克也、三井貴徳、Syed Mobin UL Haq、中岡陸雄、
「双方向コンバータ駆動バッテリーリンクを持つ入出力共通バスライン形小容量UPSと新制御方式」、
電気学会半導体電力変換研究会資料、 SPC-96-31, pp.19-28, 1996年1月
- (8) 平地克也、三井貴徳、中岡陸雄、
「電流制御モード双方向コンバータ供給バッテリーリンクを持つ入出力共通バスライン形UPS」、

-
- 電子情報通信学会電子通信用電源技術研究会、 PE95-59, pp.63-70, 1996年 2月
- (9) 友国泰治、平地克也、
「通信用スイッチング電源（48V100A）について」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.13, pp.156-163, 1988年 3月
- (10) 平地克也、友国泰治、藤原厚生、
「放送機用390V10Aスイッチング電源について」、
電子情報通信学会、 PE88-16, pp.13-20, 1988年 7月
- (11) 平地克也、山中雅雄、高田知明、
「蓄電池を接続できる双方向コンバータによる太陽光発電用連系インバータの試作」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.19, pp.133-140, 1994年 3月
- (12) 平地克也、
「単相電流形PWMインバータの制御方法の改善」、
パワーエレクトロニクス研究会講演論文集、 Vol.22, No.1, pp.36-41, 1996年 10月
- (13) 神戸存日、平木英治、西田保幸、中岡睦雄、平地克也、
「共振ACリンクゼロ電圧ソフトスイッチングアクティブ整流コンバータ」、
電気学会半導体電力変換研究会資料、 SPC-97-42, pp.21-27, 1997年 5月
- (14) 馬場直也、山本真義、服部弘、平地克也、中岡睦雄、
「補助共振転流回路リンク三相電圧形正弦波PFCコンバータと特性解析」、
電子情報通信学会、 EE97-42, pp.21-28, 1997年 11月
- (15) 服部弘、平木英治、平地克也、中岡睦雄、
「電流回生トランス付部分共振スナバを用いた電圧形ソフトスイッチングインバータ」、電気学会半導体電力変換研究会資料、 SPC99-39, pp.65-70, 1999年 1月
- (16) 仲谷行雄、谷口勝則、平地克也、
「ソフトスイッチング降圧形高力率コンバータ」、
電気学会半導体電力変換研究会資料、 SPC-96-22, pp.69-77, 1996年 1月

特許、実用新案

出願した特許 : 55 件

出願した実用新案 : 19 件

謝 辭

謝辞

本研究の遂行にあたり終始暖かい励ましと懇切な御指導を賜りました山口大学工学部電気電子工学科／大学院理工学研究科・博士後期課程システム工学専攻・電気システム工学講座 中岡睦雄教授に心から感謝すると共に厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、御多忙中にもかかわらず貴重な御指導ならびに種々の御検討を賜りました山口大学大学院理工学研究科・博士後期課程システム工学専攻・電気システム工学講座所属の蛭名良雄教授、粟井郁雄教授、羽野光夫助教授、佐藤泰司助教授に厚く御礼申し上げます。

本研究は筆者が勤務する株式会社ユアサコーポレーションの業務から生まれたものも多く、製品開発にあたり日頃お世話になっているユアサコーポレーションの関係各位に深く感謝いたします。

本研究を進めるにあたり貴重な御助言、御支援を賜りました山口大学大学院理工学研究科・博士後期課程システム工学専攻・電気システム工学講座所属の小西義弘氏、井上堅治氏、および元同講座所属の日本大学工学部電気電子工学科西田保幸講師ならびに浜田聡氏に感謝いたします。

山口大学での研究にあたりいつも多大な御協力を賜りました山口大学工学部電気電子工学科・電力変換システム工学研究室（中岡研究室）の研究生西村和則氏、平木英治助手および院生、卒研生の諸氏に御礼申し上げます。

最後に本研究の過程で側面から援助してくれた妻典子および親族の方々に感謝いたします。

