博士学位論文

直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの制御に関する研究

龍　建儒

2013 年 7 月

大阪大学大学院工学研究科

内容梗概

分散電源は大規模発電とは異なり，一般家庭や工場，公共建造物など需要家の近くに設置できる。また，太陽光発電や風力発電のように自然エネルギーを利用する分散電源は，環境に対する影響を小さくできる。さらに，電源と需要家との距離が短くなることで，廃熱を利用しやすくなり，コージェネレーションシステムとして活用することで総合効率の向上が可能である。例としてガスタービン，ガスエンジン，燃料電池などが挙げられる。

一般家庭については，住宅用太陽光発電システムの普及が進んでいる。太陽光発電は太陽光をエネルギー源として発電するため，夜間には発電できない。しかし，家庭の電力需要は夕方から夜間が中心であることから需要と供給のギャップが生じてしまう。一方，ガスエンジンコージェネレーションシステムは一般的に家庭の熱需要をもとに運転するが，熱需要のピークに備え，熱需要が少ない時間帯に発電し，貯湯槽に蓄熱することになる。これら太陽光発電とガスエンジンコージェネレーションシステムの二つの分散電源の特徴を活かし，併用するハイブリッド発電システムが導入されている。

既存の家庭用ハイブリッド発電システムでは，それぞれが個別に商用系統と連系し，発電電力をそれぞれ管理している。しかし，ガスエンジンコージェネレーションシステムや自然エネルギーの最大限の利用などのため，各分散形電源の統合制御が重要であると考えられる。また，インバータが商用系統に同期して動作するため，電力系統が事故時に発電するためにはインバータ相互に同期を取り，運転を行う必要がある。

以上の背景のもと，本研究では，太陽電池，ガスエンジンコージェネレーションシステムと電力貯蔵装置の出力を直流で接続する家庭用ハイブリッド発電システムを提案し，一体的運用によるエネルギーと設備の有効利用を目指す。また，各機器を直流接続することにより電力貯蔵に伴う電力変換損失の低減および自立運転への容易な移行が可能となり，インバータ相互で同期を取る必要がない。さらに，電力貯蔵装置として電力貯蔵量の推定が容易で寿命の問題も少ない電気二重層キャパシタ (Electric Double Layer Capacitor (EDLC))を導入することにより，運用の柔軟性を向上させ，家庭全体のエネルギーシステムの高効率化，配電系統への逆潮流電力の低減，ガスエンジンコージェネレーションシステムの利用率向上，無停電電源などを目指す。

本論文は，上記の家庭用ハイブリッド発電システムにおいて，直流接続の利点を明らかにし，系統連系運転時，自立運転時，商用系統連系・解列の無瞬断切り替えなどの制御方式について検討を行い，それぞれの制御特性を実験的に検証した結果をまとめたものである。

本論文の構成は，以下の通りである。

第 1 章では，各分散形電源のエネルギーマネジメントの導入に伴って，エネルギーマネジメントのメリットと直面する課題について説明し，本研究の目的を明確にする。それらの課題を解決し，高品質電力供給を可能とする直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムを提案する。

第 2 章では，直流接続されたシステムと交流接続されたシステムの損失比較を行い，直流接続されたシステムの優位性を明らかにする。

第 3 章では，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの一形態として，太陽光発電，ガスエンジンコージェネレーションの出力および電力貯蔵装置を直流で接続し，ハイブリッド発電システムの一体的運用によるエネルギーと設備の有効利用のため，各電力変換器の電力制御手法について検討を行った。そして，電力貯蔵装置のエネルギー貯蔵量に応じた系統連系運転時および自立運転時の制御方式について述べ，提案する制御方式の実験結果を示す。

第 4 章では，提案するシステムの自立運転時における単相三線インバータの制御方式について述べる。一般家庭への給電は単相三線式であり，種々の家庭用負荷機器が使用されている。そこで，平衡負荷時だけではなく不平衡負荷時，非線形負荷，負荷変動などの状況でも運転継続が可能な単相三線インバータの制御方式が重要だと考えられる。そこで，第4章では,デットタイム補償を有するⅮ-φ変調制御を提案し､PR (Proportional and Resonant) 制御との比較を行う。具体的には，平衡負荷時，不平衡負荷時，非線形負荷時における変換損失，インダクタ損失および電圧歪み率について比較を行い，Ⅾ-φ変調制御の優位性を明らかにする。また，負荷変動の条件において，各制御方式の過渡状態の制御特性の実験結果について述べ，Ⅾ-φ変調制御の過渡特性の優位性を明らかにする。

第 5 章では，提案するシステムの商用系統連系・解列の無瞬断切り替えを考慮した制御方式について述べる。系統連系運転時のインバータ制御方式は PLL (Phase Locked Loop)により，系統電圧と同期させる電流制御が一般的であり，自立運転時の制御方式はインバータで運転周波数を決定する電圧制御が一般的である。しかし，系統連系運転時の制御系と自立運転時の制御系が異なるため，相互の無瞬断切り替えを実現するには，制御系切り替えのための工夫が必要である。第 5 章では，この問題を解決するために，仮想同期発電機の制御 (Virtual Synchronous Generator，以下では VSG 制御)を導入し，系統連系運転時および自立運転時での制御系を同一にすることで，スムースな無瞬断切り替えの制御方式について検討を行い，実験結果について述べ，提案する商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御方式の有用性を明らかにする。

第 6 章では，本研究から得られた成果を総括し，提案する直流接続されたハイブリッド発電システムの将来展望について言及する。

目　次

第 1 章　　緒論

1.1　研究背景

21 世紀のエネルギー問題の解決策として，再生可能エネルギー資源を利用し，太陽光や，風力，バイオマス，波力などの自然エネルギーから発電させる研究が盛んである。各再生可能エネルギー電源を有効利用するために「分散形電源のエネルギーマネジメント」[1] の研究が世界各国で注目されている。これまでも集合住宅地における再生可能エネルギー直流連系システムの構成とその制御 [2]や直流配電システムの安定化 [3]などの研究が行われてきた。また，家庭内の電気製品・ガス製品などエネルギー消費器を，情報通信技術を応用してネットワーク化し，更にセンサー情報などを駆使して消費エネルギーの管理・制御を図る一連のシステムの構成や制御方式などの研究も行われている [4]。本章では，まず，エネルギーマネジメントの概念および導入したメリットについて説明する。また，再生可能エネルギー導入に際する課題の一例として，家庭用太陽光発電システムの大量導入例を取り上げる。最後に既存のシステムの欠点について述べ，それらを解決するために新しいシステムを提案し，本研究の目的を明確にする。

1.1.1　エネルギーマネジメント

図 1.1 にエネルギーマネジメントの概念図を示す。図 1.1 により，単線は情報ネットワークであり，二重線は電力配線である。各分散形電源はエネルギーマネジメントにより，各分散形電源からの発電電力や電力貯蔵装置の充放電電力などを調節することが出来る。例としては，太陽光発電からの余剰電力が発生した場合，蓄電池に蓄えるか，あるいは，スマートハウスやスマートストアなどに供給する。これらの分散形電源の電力供給や需要などの調節はエネルギーマネジメントを通じて統括制御を行う。また，各分散形電源の発電

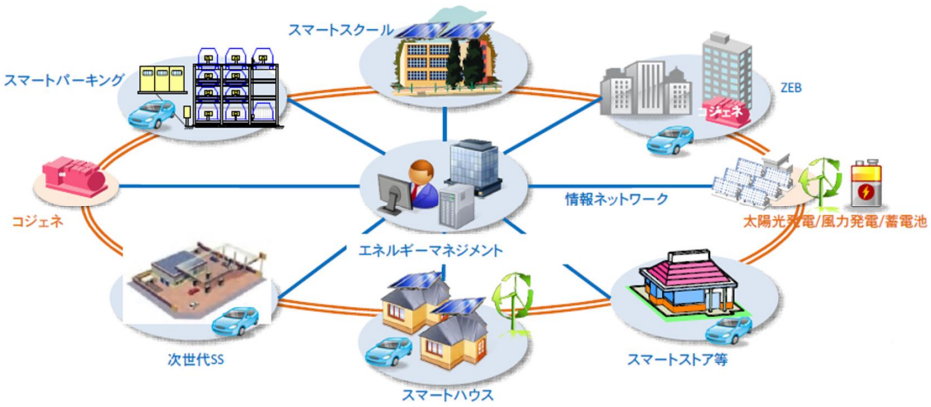


図 1.1　エネルギーマネジメントの概念図（出典: 参考文献[5])

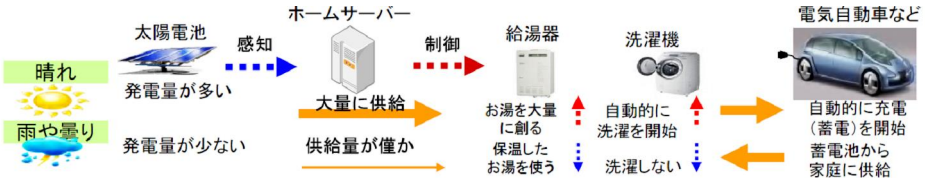


図 1.2　再生可能エネルギーの最大限の利用の一例（出典: 参考文献[5])

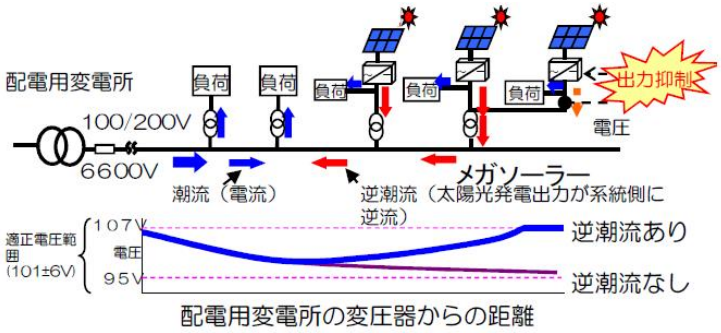


図 1.3　系統電圧上昇による太陽光発電の逆潮流の困難化（出典: 参考文献[5])

電力の監視や管理などをすることにより，下記の 4 点のメリットが得られる。

1. ピークシフト (昼間電力消費の一部を夜間に移行させる方法）による電力設備の有効活用
2. 再生可能エネルギーの導入の促進
3. 電気自動車の普及による充電インフラ設備の対策
4. 停電対策

図 1.2 は情報通信技術を活用した需要サイドのエネルギー利用の一例である。図 1.2 のように，太陽電池からの発電電力に応じて，熱需要や洗濯機，電気自動車の充電などのエネルギー管理の制御がますます重要になると考えられる。

1.1.2　再生可能エネルギー導入に際する課題

再生可能エネルギー導入に際する課題としては，まず，家庭用太陽光発電システムの大量導入により，余剰電力の発生，系統電圧の上昇，周波数調整力の不足などが挙げられる。配電網の電圧上昇による太陽光発電の逆潮流の困難化の概念を図 1.3 に示す。図 1.3 により，配電用変電所から離れたところは太陽光発電の逆潮流が増加するとともに，系統電圧が上昇してしまう。従って，一部分の太陽電池を設置する家が太陽電池からの出力電力を抑制しなければならない。また，図 1.4 に示すように逆潮流電力が増加することにより，系統電圧の周波数も上がってしまう。これらの問題を解決するために，太陽光発電の出力抑制制御や電力貯蔵装置の導入などが必要である。また，太陽光発電は太陽光をエネルギー源として発電するため，夜間には発電できない。しかし，家庭の電力需要は夕方から夜間が中心であることから需要と供給のギャップが生じてしまう。そこで，太陽光発電とガスエンジンコージェネレーション発電を併用する家庭用ハイブリッド発電システムが実用化され

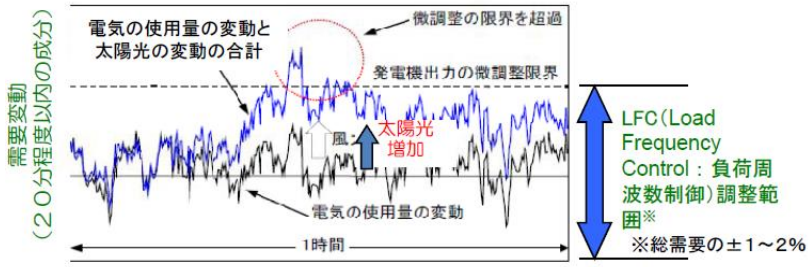


図 1.4　逆潮流電力の増加による周波数調整力の不足の概念図（出典: 参考文献[5])

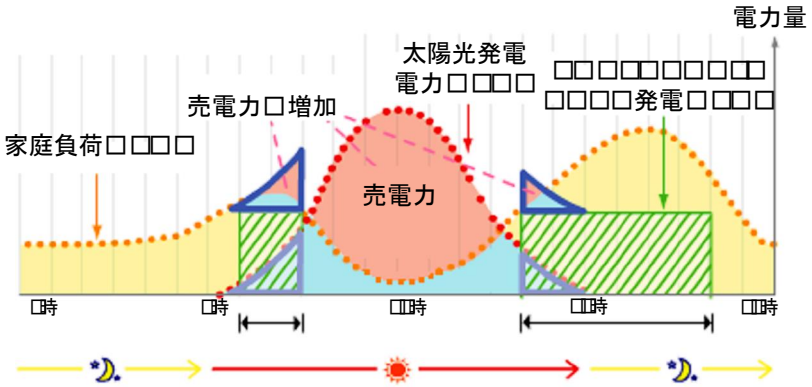


図 1.5　家庭用ハイブリッド発電システムの発電イメージ図（出典: 参考文献[6])

ている。また，家庭へ導入する場合，熱需要は主に早朝と夜間に集中すると考えられるから，図 1.5 に示すようにこの 2 つの発電システムを併用すれば，お互いに短所を補い合うことが可能である。

1.1.3　既存の家庭用ハイブリッド発電システム

近年，ガス会社や住宅メーカーより，ガスエンジンコージェネレーションシステムと太陽光発電システムの家庭用ハイブリッド発電システムが市場投入されている。ガスエンジンコージェネレーションシステムとしては, 1 kW のガスエンジンが主に採用されているが，家庭用燃料電池コージェネレーションシステムと太陽光発電システムを組み合わせた「ダブル発電システム」[7]についても市場投入されている。現在，市販されている家庭用ハイブリッド発電システムを図 1.6 に示す。既存のシステムでは，2 つのシステム (ガスエンジンコージェネレーションシステムと太陽光発電システム)が個別に導入され交流で連系される構成となっている。

既存のシステム構成は簡単ではあるが, 2 台のインバータが商用系統に同期して動作するため，電力系統の事故時に発電するためには，インバータ相互に同期を取って運転を行う必要がある。また，電力貯蔵装置を本構成に導入すると，逆潮流を抑制することができ，ガスエンジンコージェネレーションシステムの稼働率を上げることにより，総合効率の向

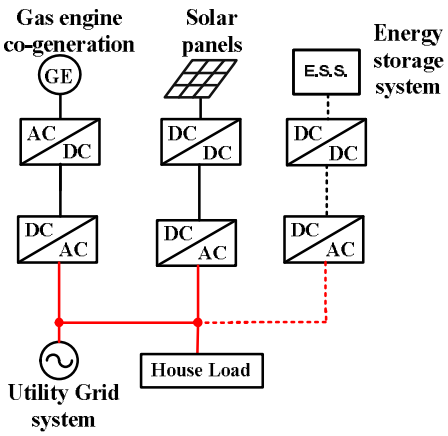


図 1.6　既存のハイブリッド発電システム

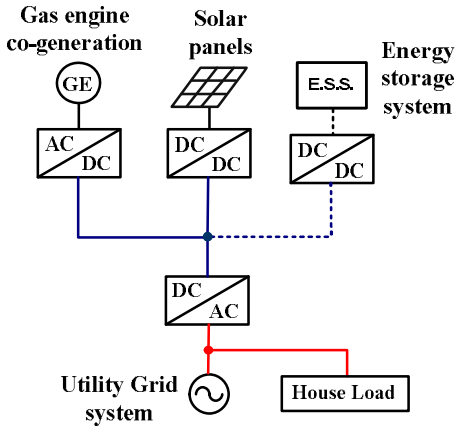


図 1.7　提案するハイブリッド発電システム

上につながることが期待できる。しかし，その場合は電力貯蔵装置の多くが直流で動作するため，図 1.6 の点線で示すように DC / DC コンバータおよび DC / AC インバータを追加する必要がある。

1.1.4　提案する家庭用ハイブリッド発電システム

現在，市販されている家庭用太陽光発電システムや家庭用ガスエンジンコージェネレーションシステムでは，それぞれの制御系が発電電力を管理しているが，ガスエンジンコージェネレーションシステムや自然エネルギーの最大限の利用などのため，各分散形電源の統合制御の検討が必要である。また，全システムの効率を向上するために図 1.7 に示すように「直流接続された家庭用ハイブリッド発電システム」の構成を提案する。また，直流で接続することで，以下の 3 項目のメリットが得られる。

1. 電力変換器の台数を減らすことができ，低コスト化・低損失化が可能である。また，直流から交流への変換回数を低減することができ，再生可能エネルギーの効率的な利用に繋がる。

2. 電力貯蔵装置を用いることで制御に柔軟性が生まれ，ガスエンジンコージェネレーションシステムの稼働率を上げることができ，総合効率の向上が期待できる。

3. 商用系統と一台のインバータで連系しているので，商用系統の停電時にも自立運転へ移行し，電力を供給することが容易である。

1.2　本研究の目的

以上のような背景を踏まえ，家庭用ハイブリッド発電システムを導入する場合，家庭の消費エネルギーの低減や自然エネルギーの最大限の利用などのため，家庭内の電気需要と

消費電力を同時に考慮した制御方式を提案し，実験による検証を行った。本研究においては，家庭用ハイブリッド発電システムの研究を行うにあたり検討課題として主に以下の 4 項目が挙げられる。

1. 既存のハイブリッド発電システムと提案するハイブリッド発電システムの電力変換損失に関する評価
2. ハイブリッド発電システムから生じる余剰電力の対策および系統電圧上昇時の対策
3. 自立運転時に各種負荷状態において，良好な制御特性を得るインバータの制御方式の検討
4. 商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御方式の検討

上記の課題に対し，本論文では「直流接続された家庭用ハイブリッド発電システム」のシステムの構成・制御方式について述べ，実験的に検証を行った結果について述べる。

1.3　論文の構成

本論文は，上記の研究背景と目的により動機づけられた一連の研究から得られた成果をまとめたものである。本論文は 6 つの章より構成される。

第 2 章では，直流接続されたシステムと交流接続されたシステムの損失比較を行い，直流接続されたシステムの優位性を明らかにする。

第 3 章では，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの一形態として，太陽光発電，ガスエンジンコージェネレーションの出力および電力貯蔵装置を直流で接続し，ハイブリッド発電システムの一体的運用によるエネルギーと設備の有効利用のため，各電力変換器の電力制御手法について検討を行った。そして，電力貯蔵装置のエネルギー貯蔵量に応じた系統連系運転時 [8]および自立運転時 [9]の制御方式について述べる。最後にミニモデルによる実験結果を示す。

第 4 章では，提案するシステムの自立運転時における単相三線インバータの制御方式について述べる。一般家庭への給電は単相三線式であり，種々の家庭用負荷機器が使用されている。そこで，第一相 (赤)又は，第二相 (黒)と中性相 (白)を引き出して交流 100 V の平衡負荷の状況だけではなく不平衡負荷，非線形負荷，負荷変動などの状況でも運転継続が可能な単相三線インバータの制御方式について検討する。そこで，第 4 章では，デットタイム補償を有する Ɛ-φ 変調制御を提案し PR (Proportional and Resonant)制御 [10]との比較を行う。具体的には，平衡負荷時，不平衡負荷時，非線形負荷時における変換損失，インダクタ損失および電圧歪み率について比較を行い，Ɛ-φ 変調制御 [11]の優位性を明らかにす

る。また，負荷変動の条件において，各制御方式の過渡状態の制御特性の実験結果について述べ，Ɛ-φ変調制御の過渡状態の優位性を明らかにする。

第 5 章では，提案するシステムの商用系統連系・解列の無瞬断切り替えを考慮した制御方式について述べる。系統連系時のインバータ制御方式は PLL (Phase Locked Loop)により，系統電圧と同期させる電流制御が一般的であり，自立運転時の制御方式はインバータで運転周波数を決定する電圧制御が一般的である。しかし，系統連系運転時と自立運転時の制御系が異なるため，相互の無瞬断切り替えを実現するには，制御系切り替えのための工夫が必要である。第 5 章では, この問題を解決するために, 仮想同期発電機 (Virtual Synchronous Generator，以下では VSG) [12]を導入し，系統連系運転時および自立運転時での制御系を同一にすることで，スムースな無瞬断切り替えの制御方式について検討を行い，実験結果について述べ，提案する商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御方式の有用性を明らかにする。

第 6 章では，本研究から得られた成果を総括し，提案する直流接続されたハイブリッド発電システムの実用化に向けた研究課題について言及する。

参考文献

[1] K. Farid, I. Reza, H. Nikos, and D. Aris : ñControl and Operation Aspects of Microgrids,ò Microgrid Management, IEEE power & energy magazine (2008).

[2] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise : ñConfiguration and Control of a DC Microgrid for Residential Houses, Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific (2009)..

[3] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise : ñLow-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for SuperHigh Quality Distribution,ò IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 12, pp. 3066 - 3075 (2010).

[4] S. Young-Sung, and M. Kyeong-Deok : ñHome Energy Management System based on Power Line Communication,ò IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 56, No. 3, pp. 1380 - 1386 (2010).

[5] 経済産業省　産業技術環境局基準認証政策課 田場盛裕:「戦略的な国際標準化への取組の重要性とスマートグリッドにおける状況」
http://www2.iee.or.jp/ver2/honbu/jec/jec100/doc/jec100-13.pdf (2011)

[6] 大阪ガス　ホームページ　http://www.osakagas.co.jp/index.html

[7] JX 日鉱日石エネルギー　ホームページ　http://www.noe.jx-group.co.jp/

[8] M. Ciobotaru , V. Agelidis, and R. Teodorescu : ñAccurate and Less-Disturbing Active Anti-Islanding Method based on PLL for Grid-Connected PV Inverters,òIEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. ,pp.4569-4576 (2008).

[9] C.M. Liaw, and S.J. Chiang : ñDesign and implementation of a single-phase three-wire transformerless battery energy storage system,ò IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.41, pp.540-549 (1994).

[10] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhost, R. Teodorescu, G.K. Andersen, and M. Liserre : ñLow-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator,ò Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE (2005).

[11] E. Dallago, A. Danioni, M. Passoni, and G. Venchi : òComparison between PWM and sigma-delta modulation in a power factor correction system,ò Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, Vo1.2, pp.1027-1030 (2002).

[12] 崎元謙一, 三浦友史, 伊瀬敏史: ñ仮想同期発電機によるインバータ連系形分散電源を含む系統の安定化制御ò, 電力技術・電力系統技術合同研究会, PE-10-122, PSE-10-121, pp.73 - 78 (2011)

第 2 章　　直流システムと交流システムの損失比較

2.1　緒言

前章では，直流接続されたハイブリッド発電システムの構成を提案し，提案するハイブリッド発電システムのメリットとしては低コスト化，低損失化および再生可能エネルギーの効率的な利用に繋がることなどを挙げられた。

本章では，直流接続されたハイブリッド発電システムの優位性について検証するため，一戸建の熱需要や太陽光発電の発電電力，負荷パターンに基づき，損失の試算を行った。試算の内容としては直流負荷の割合を変化させた場合の一年で平均した一日あたりの受電電力量，逆潮流電力量および電力変換器損失について評価した。

なお，試算を行ったデータは大阪大学工学研究科住宅用エネルギー計測調査データ(`95 ~ `05)の中で，和泉市の一戸建の 30 分毎に計測した一年間分のデータである。

2.2　　直流システムと交流システムの損失比較

2.2.1　システムの構成と試算方法

直流接続されるハイブリッド発電システムの優位性について検証するため，損失の試算を行った。交流システムおよび各電力変換器の定格容量は図 2.1 に，直流システムおよび各電力変換器の定格容量は図 2.2 に示す。試算の条件として，システムの余剰電力がない場合は表 2.1 の式に対応し，システムの余剰電力がある場合は表 2.2 の式に対応する。表 2.1 の式と表 2.2 の式の制御方法に基づいて，受電電力量 (Wh)，逆潮流電力量 (Wh)，電力変換器

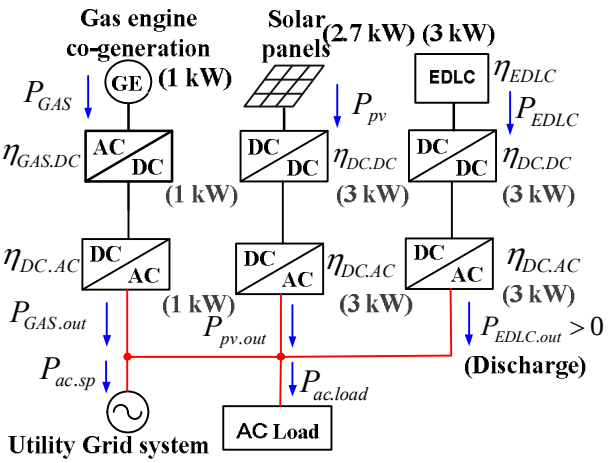


図 2.1　交流システム

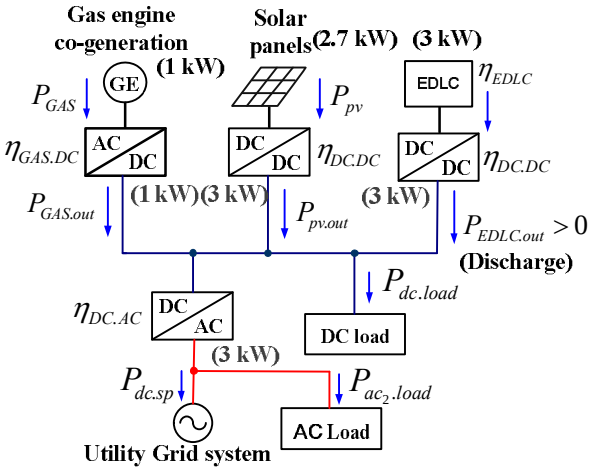


図 2.2　直流システム

表 2.1　　逆潮流がない場合の試算方法

(図 2.1 と図 2.2 を参照，* は指令値を示し，P は各部の有効電力を示し，η は各部の変換器効率を示す。

（AC linked hybrid generation system）

$$\begin{cases} \text{In the case } P_{ac.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out}) \le P_{const} \\ P_{EDLC}^{*} = 0 \\ \text{In the case } P_{ac.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out}) > P_{const} \\ P_{EDLC}^{*} = \dfrac{P_{ac.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out}) - P_{const}}{\eta_{DC.DC} \cdot \eta_{DC.AC} \cdot \eta_{EDLC}} \end{cases}$$

（DC linked hybrid generation system）

$$\begin{cases} \text{In the case } P_{ac_2.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out} - P_{dc.load})\eta_{DC.AC} \le P_{const} \\ P_{EDLC}^{*} = 0 \\ \text{In the case } P_{ac_2.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out} - P_{dc.load}) \cdot \eta_{DC.AC} > P_{const} \\ P_{EDLC}^{*} = \dfrac{P_{ac_2.load} - (P_{PV.out} + P_{GAS.out} - P_{dc.load}) \cdot \eta_{DC.AC} - P_{const}}{\eta_{DC.DC} \cdot \eta_{DC.AC} \cdot \eta_{EDLC}} \\ P_{EDLC.\min} \le P_{EDLC}^{*} \le P_{EDLC.\max} \end{cases}$$

表 2.2　　逆潮流がある場合の試算方法

(図 2.1 と図 2.2 を参照，* は指令値を示し，P は各部の有効電力を示し，η は各部の変換器効率を示す)

（AC linked hybrid generation system）

$$P_{EDLC}^{*} = (P_{ac.load} - P_{GAS.out}) \cdot \eta_{DC.DC} \cdot \eta_{DC.AC} \cdot \eta_{EDLC}$$

（DC linked hybrid generation system）

$$P_{EDLC}^{*} = (P_{dc.load} + \frac{P_{ac_2.load}}{\eta_{DC.AC}} - P_{GAS.out}) \cdot \eta_{DC.AC} \cdot \eta_{EDLC}$$

$$0 \le P_{EDLC}^{*} \le -P_{EDLC.\max}$$

の損失 (Wh)の計算を行った。また，本計算では簡単のため，EDLC はガスエンジンコージェネレーションの余剰電力のみを吸収することとし，貯蔵容量 250 Wh に設定した。交流システムにおける各機器の出力と変換器効率の関係や交流システムの受電電力(W)，逆潮流電力 (W)の計算式を式 (2.1)に，直流システムの計算式を式 (2.2)に示す。式 (2.1)では，$P_{ac.sp}$ が正であれば逆潮流電力として考え，負であれば受電電力として考える。式 (2.2)も同様である。

$$\begin{cases} P_{GAS.out} = P_{GAS} \cdot \eta_{GAS.DC} \cdot \eta_{GAS.AC} \\ P_{pv.out} = P_{pv} \cdot \eta_{DC.DC} \cdot \eta_{DC.AC} \\ P_{EDLC.out} = P_{EDLC} \cdot \eta_{DC.DC} \cdot \eta_{DC.AC} \cdot \eta_{EDLC} \\ P_{ac.sp} = P_{GAS.out} + P_{pv.out} + P_{EDLC.out} - P_{ac.load} \\ P_{ac.sp} > 0 : \textbf{Surplus power from solar panels} \\ P_{ac.sp} < 0 : \textbf{Power from grid system} \end{cases} \quad \cdots\cdots(2.1)$$

ただし，式 (2.1)の各記号は図 2.1 参照，P は各部の有効電力を示し，η は各部の変換器効率を示す。

表 2.3　試算用のパラメータ

	Parameter		Parameter
$\eta_{\mathrm{GAS.DC}}$	0.96	V_{grid}	≦ 104 V
$\eta_{\mathrm{DC.DC}}$	Depends on the Fig. 2.4	V_{EDLC}	165 V ~ 200 V
$\eta_{\mathrm{DC.AC}}$	Depends on the Fig. 2.4	$P_{\mathrm{EDLC.max}}$	1500 (W)
η_{EDLC}	0.9	$P_{\mathrm{EDLC.min}}$	187.5 (W)
η_{RECT}	0.97	P_{const}	1000 (W)
Ratio of DC load	0 ≦ Y ≦ 1	V_{grid}	≦ 104 V

$$
\begin{cases}
P_{GAS.out} = P_{GAS} \cdot \eta_{GAS.DC} \\
P_{pv.out} = P_{pv} \cdot \eta_{DC.DC} \\
P_{EDLC.out} = P_{EDLC} \cdot \eta_{DC.DC} \cdot \eta_{EDLC} \\
P_{dc.load} = \eta_{RECT} \cdot Y \cdot P_{ac.load} \\
P_{ac_2.load} = (1-Y) \cdot P_{ac.load} \\
0 \le Y \le 1 \textbf{ (Ratio of DC load)} \\
P_{dc.sp} = (P_{GAS.out} + P_{pv.out} + P_{EDLC.out} - P_{dc.load}) \cdot \eta_{DC.DC} - P_{ac.load} \\
P_{dc.sp} > 0 : \textbf{ Surplus power from solar panels} \\
P_{dc.sp} < 0 : \textbf{ Power from grid system}
\end{cases}
\qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2.2)
$$

ただし，式 (2.2)の各記号は図 2.2 参照，P は各部の有効電力を示し，η は各部の変換効率を示す。また，η_{RECT} は負荷内部の整流器回路の変換効率である。

交流システムについては，各発電電源の変換器効率を含め，各電力変換器の出力を計算する。直流システムについては，交流システムの計算方法と同じであるが，式 (2.2)の Y は直流負荷が交流システムの全負荷の 100・Y%あることを示し，交流負荷が 100・(1 ï Y) %あることを示している。交流負荷から直流負荷に切り替える際，交流負荷の整流器回路がなくなることにより内部の変換効率が向上すると考えられるので，負荷内部の整流器回路の変換効率を η_{RECT} として示している。 式 (2.1)と式 (2.2)の EDLC の充電および放電効率はともに η_{EDLC} として表記した。

2.2.2 試算結果

試算に用いたパラメータを表 2.3 に示す。図 2.4 は DC / DC コンバータと DC / AC インバータの効率曲線である[1][2]。ガスエンジンコージェネレーションの出力は通常 1 kW で一定であるため，$\eta_{\mathrm{GAS.DC}}$ は一定とし，家庭用機器の総合変換効率は約 93 %であるとし，整流器回路の効率は約 97 %と推定した[3]。この条件をもとに試算を行った。また，ガスエンジンコージェネレーションの起動時間を家庭の熱需要をもとに決定した[1]。例として図 2.4 は中間期の晴日の運転パターンである。

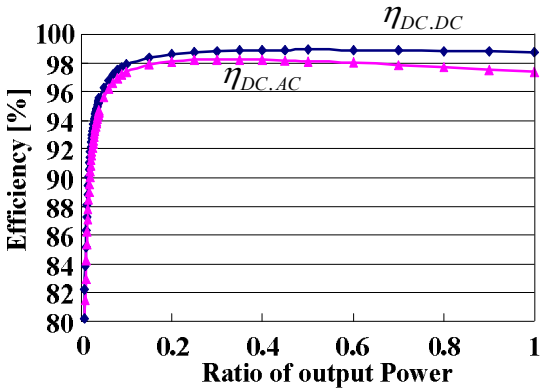


図 2.3　DC / DC コンバータと DC / AC インバータの効率曲線

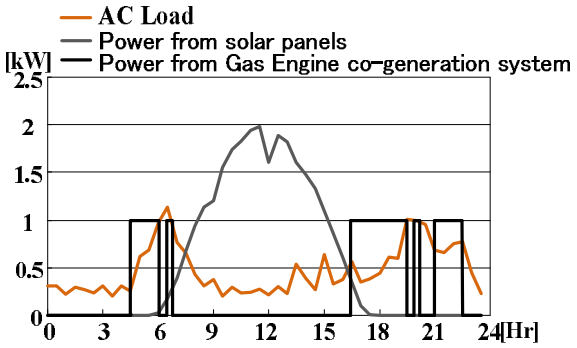


図 2.4　中間期の晴日の運転パターンの一例

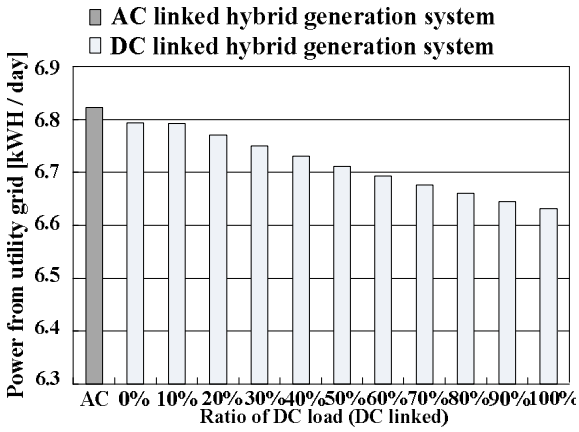


図 2.5　一日あたりの受電電力量

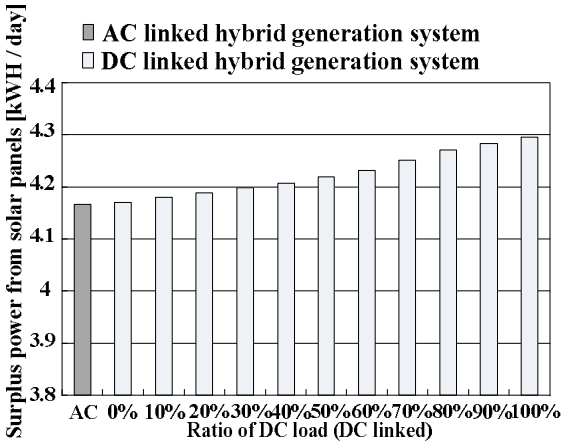


図 2.6　一日あたりの逆潮流電力量の計算結果

まず，一年で平均した一日あたりの受電電力量を図 2.5 に示す。一番左が交流システムの計算結果である。直流システムは直流負荷の割合を 0 %から 100 %まで増やすとともに受電電力量が減少した。直流負荷の割合を 100 %とした場合，受電電力量は交流システムより約 2.79 %低減される。この理由は二つある。第 1 には EDLC に充電されるエネルギーが交流システムより多いことである。これはガスエンジンコージェネレーションからの出力と太陽電池からの出力の電力変換段数の減少が原因である。第 2 には直流負荷の整流器回路がなくなることにより，高効率で負荷に供給されるためである。次にシステムの一年で平均した一日あたりの逆潮流電力量の計算結果を図 2.6 に示す。直流システムは直流負荷の割合を 0 %から 100 %まで増やすとともに逆潮流電力量が増加する。また，直流負荷の割合を 100 %とした場合，直流システムの逆潮流電力量が交流システムより約 3.1 %増加した。この原因は直流負荷が増加することにより，系統連系用インバータの通過電力が低減し，損失も低減するためである。また，システムの一年で平均した一日あたり電力変換器の損失の計算結果を図 2.7 に示す。直流負荷がない場合 (Y = 0 の時)，直流システムは交流システムより約 25.1 %損失が低減した。その原因は EDLC の電力変換器の充電時の損失低減によるもの

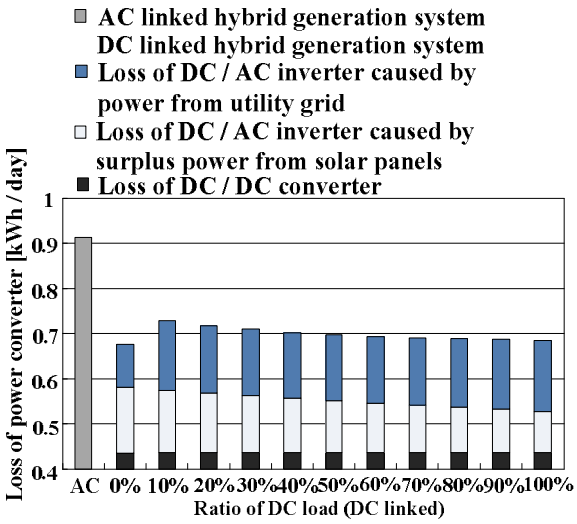


図 2.7　一日あたり電力変換器の損失の計算結果

である。しかし，直流負荷が 10 %の場合に損失が大きくなるのは，系統連系用インバータを通じて直流負荷に電力供給する際，負荷率が低く，効率が低くなり，系統連系用インバータの損失が大きくなることが原因である。直流負荷が 0 % ~ 100 %の損失を平均すると 0.7 kWh / day となり，交流システムの場合の 0.91 kWh / day を基準とすると 24 %の損失低減となる。直流負荷が 0 % ~ 100 %において，電力変換器の損失がほとんど変わらない。その理由としては，直流負荷の増加に対して太陽光発電が発電している時は系統連系用インバータの損失が減少し，逆潮流電力量が増加するが，一方，太陽光発電が発電していない時は系統からの受電電力による系統連系用インバータの通過電力の損失が増加し，その相互が相殺するためであると考えられる。

これらの結果により，直流システムは直流負荷が増加するとともに交流系統からの受電電力量が低減し，太陽光発電からの逆潮流電力量が増えることが分かった。これより，直流システムは交流システムより分散形電源の発電電力を有効利用可能であると言える。また，直流システムは交流システムに比べ，全ての場合において電力変換器の損失が低減されることが分かった。今後，太陽光発電の普及が進み，将来的にそれらの逆潮流電力量を電力貯蔵装置により，制限する必要が生じる場合には直流システムがますます有効となると考えられる。

2.3　結言

本章では, 交流接続されたハイブリッド発電システムと直流接続されたハイブリッド発電システムについて系統からの受電電力量，逆潮流電力量および電力変換器の損失の試算を住宅でのエネルギー消費データに基づいて行った結果，直流システムでは分散電源の発電電力を有効利用でき，交流システムに比べて直流システムでは電力変換器の損失が年平均

で 24 %低減されることが分かった。従って，直流システムの損失低減効果が試算結果により示された。

参考文献

[1] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise : ñLoss evaluation of DC distribution for residential houses compared with AC system,ò Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, pp. 480ï 486(2010).

[2] MITHUBISHI ELECTRONIC, ñRelease Information about Chain Link type Multilevel Converter,ò 2007 (in Japanese)
http://www.mitsubishielectric.co.jp/news-data/2007/pdf/1004.pdf

[3] K. Imai, ñPower Electronics Handbook,ò 2002 (in Japanese)

第 3 章　直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの電力制御手法

3.1　緒言

前章では，直流接続されたハイブリッド発電システムの優位性について検証するため，一戸建の熱需要や太陽光発電の発電電力，負荷パターンに基づき，損失の試算を行った。その結果，直流接続されたハイブリッドシステムの優位性を確認した。

本章では，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの一形態として，太陽光発電，ガスエンジンコージェネレーションの出力および電力貯蔵装置を直流で接続し，ハイブリッド発電システムの一体的運用によるエネルギーと設備の有効利用のため，各電力変換器の電力制御手法について検討を行った。また，電力貯蔵装置の蓄積エネルギーおよび連系する配電線電圧に着目し，系統連系運転時と自立運転時の制御方式について検討を行い，それぞれの制御特性を実験的に検証した結果について述べる。

3.2　ハイブリッド発電システムの構成

3.2.1　システムの構成

ハイブリッド発電システムの構成を図 3.1 に示す。本システムの諸元を表 3.1 に示す。SW_{Grid} がオンの状態であれば系統連系運転を行い，オフの状態であれば自立運転を行う。実験システムは約 2.7 kW の太陽電池と 1 kW のガスエンジンコージェネレーションと 3 kW の電力貯蔵装置を直流で接続し，直流負荷に供給し，1 台のインバータで商用系統と連系および自立運転の制御を行う。電力貯蔵装置としては鉛蓄電池，リチウムイオン電池，電気二重層キャパシタ (Electric Double Layer Capacitors, 以下では EDLC)などが考えられる。EDLC は二次電池など他の電力貯蔵装置と比較してエネルギー密度は低いが，頻繁な充放電の繰り返しに対し，寿命が長く，更に充電エネルギーが電圧により容易に分かるという利点がある。本システムでは，電力貯蔵装置として，上記の特性を有する EDLC を用い，電力貯蔵装置の容量低減を狙い，起動・停止が容易なガスエンジンコージェネレーションを用いた。また，自立運転時では家庭の特定負荷はガスエンジンコージェネレーションからの出力でまかなえるように 1 kW 未満として設定した。自立運転の目的は停電時，ガスエンジンコージェネレーションの発電電力により家庭の特定負荷に電力供給することである。本章では、系統連系運転から自立運転へ遷移する方法は，無瞬断の切り替えの方法ではなく，単独運転防止制御で用いられる方法と同様，商用系統側の位相の変化などを検出した際に

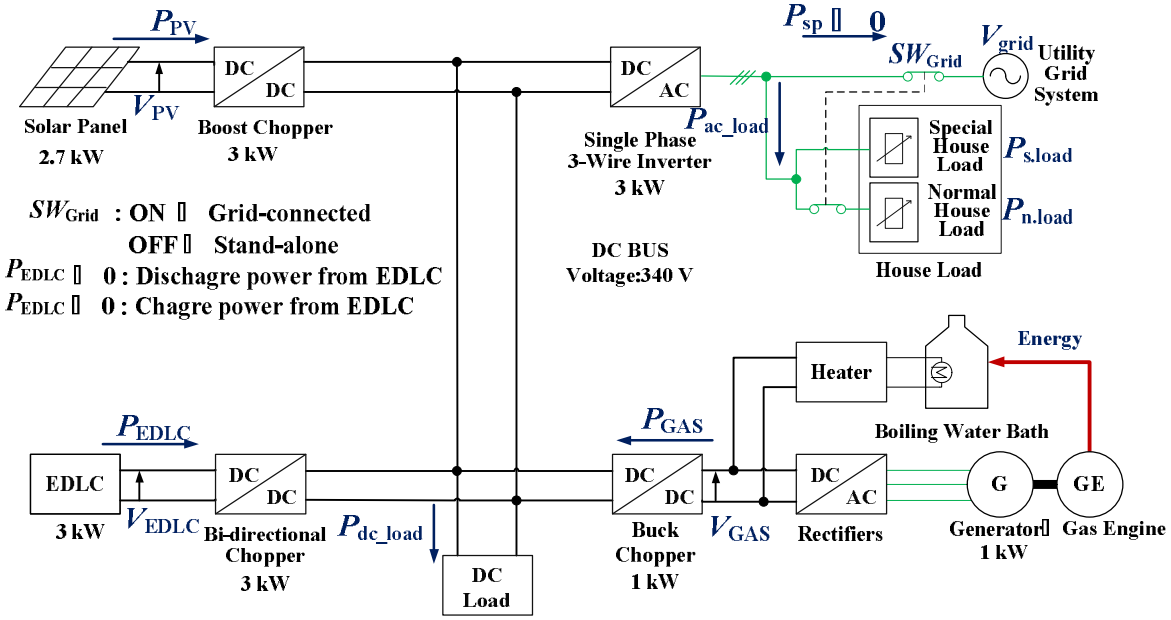


図 3.1　ハイブリッド発電システムの構成

表 3.1　ハイブリッド発電システムの諸元

Solar panels	maximum power = 2700 W, maximum open voltage = 225V, maximum short current = 12 A
EDLC	4-series units (54V / 75F for each unit)
Gas engine co-generation system	Simulated by a DC power supply

表 3.2　EDLC の仕様

Item	Rapid charge and discharge system
Type	FML – 2A
Rated Voltage (V)	54
Rated Capacitance (F)	75
Rated Current (A)	40
Internal resistance (mΩ)	45
Regular internal resistance (ΩF)	3.4
Stored energy (Wh)	30.4

全システムを運転停止させる。その後，スイッチ SW_{Grid} を開き，自立運転を開始させる。電力貯蔵装置をシステムに導入する狙いは三つある。一つはガスエンジンコージェネレーションの余剰電力を充電すること，二つは自立運転のため，最後は系統電圧上昇時の対策のためである。これらの目的のため，ガスエンジンコージェネレーションの起動・停止時の不足，余剰電力の吸収，供給を行い，太陽光発電の変動による配電線電圧上昇を抑制するために EDLC を用いた。表 3.2 は用いた EDLC の仕様であり，実験システムでは 4 個直列

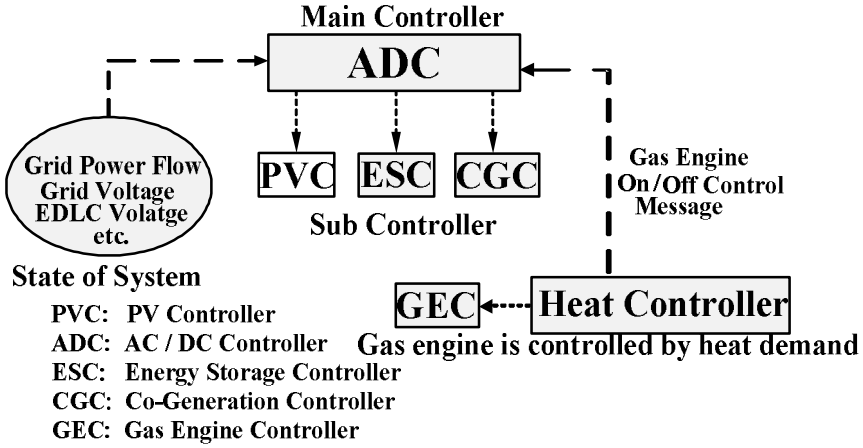


図 3.2　制御系の全体構成

で用いている。この EDLC の電圧は系統連系運転時には 160 V から 200 V までを利用することにより 37.5 Wh のエネルギー吸放出ができる。一方，自立運転時には 115 V から 200 V までを利用することにより 69.73 Wh のエネルギー吸放出ができる。一般的に家庭用で使われる 1 kW 出力のガスエンジンコージェネレーションの発電ユニットは起動してから暖気運転の時間を含めて定格出力に至るまで，約 2 分（115 V から 160 V までを利用すること)から 4 分（115 V から 200 V までを利用すること)程度必要であるので，本システムはガスエンジンコージェネレーションが定格出力するまでの時間を考慮した上で EDLC の容量を設計した。すなわち，自立運転時には図 3.1 の 1 kW の家庭の特定負荷 ($P_{s.load}$)へ 4 分供給できる容量である。なお，この起動時間は系統連系運転時でも同じであるが，系統連系運転時は家庭の熱需要に合わせた運転（熱需要追従運転)を行うので，EDLC の容量設計には影響しない。また，ガスエンジン発電ユニットの起動時間はガスエンジンの暖気運転を含めたものであり，暖気運転が終わってからは約 1 秒間で系統連系用インバータが定格まで出力する。

3.2.2　制御系の全体構成

制御系の全体構成では図 3.2 に示すように Main Controller という上位コントローラを考え，システムの状態やガスエンジンコージェネレーションの運転情報に基づき，各電力変換器のコントローラに制御指令値を与える。ここで，PVC (Photo-Voltaic Controller)は太陽電池の昇圧チョッパのコントローラ，CGC (Co-Generation Controller)はガスエンジンコジェネレーションシステムの降圧チョッパのコントローラ，ESC (Energy Storage Controller)は EDLC の双方向チョッパのコントローラ，ADC (AC/DC Converter Controller)は単相三線式インバータのコントローラである。本システムの基本の制御方法を表 3.3 に示す。まず，系統連系運転時については PVC が最大電力点追従制御（以下では MPPT 制御）を行い，CGC が家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。ESC については二つの役割がある。一つはガスエンジンコージェネレーションの余剰電力を充電すること。二つは系統電圧上昇時の対策

表 3.3　ハイブリッド発電システムの制御方法

Main controller	Grid-connected operation	Stand-alone operation
PVC	MPPT control	MPPT control
CGC	ON/OFF control (It depend on heat demand)	ON/OFF control (It depend on EDLC voltage)
ESC	(1) Charge surplus power of gas engine co-generation. (2) Charge all of surplus power if grid voltage is rising.	DC Bus voltage control (V^*_{dc} = 340)
ADC	DC Bus voltage control (V^*_{dc} = 340)	AC output voltage control (e^*_{ab} = 200)

である。ADC は直流電圧を一定 (340 V)制御する。次に自立運転時については, PVC が MPPT 制御を行い，CGC が EDLC の電圧によりオン/オフ制御を行う。また，ESC が直流電圧を一定 (340 V)制御し, ADC が交流電圧 (100 V / 200 V, 60 Hz)の一定電圧制御を行う。各 DC / DC コンバータは 3.3 節で述べる運転モードに従って制御を行う。

3.3　ハイブリッド発電システムの制御方法

3.3.1　系統連系運転時の各変換器の制御方式

PVC は通常 MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要により，ガスエンジンコージェネレーションの定格出力でオン/オフ制御を行う。定格出力でオン/オフ制御をする理由は，家庭用の小容量ガスエンジンコージェネレーションでは部分負荷運転において発電効率が低下するためである。ただし，系統電圧上昇を抑制するために，ガスエンジンコージェネレーションの出力を抑制させることがある。ESC はシステムの状態に応じて充放電制御を行い，ADC が直流電圧の一定制御を行う。図 3.3 はハイブリッド発電システムの系統連系運転時のモード図である。EDLC の電圧の範囲とシステムの余剰電力の有無 ($P_{sp} > 0$ or $P_{sp} \leqq 0$) と商用系統電圧 (V_{grid})の条件に基づき，制御方式を変更する。以下では各運転モードについて述べる。

3.3.2　EDLC の電圧による各運転モード

まず，EDLC の電圧 (定格電圧 216 V)により，充電領域 ($V_{EDLC} < 160$ V)，充放電領域 (160V $\leqq V_{EDLC} \leqq$ 200 V)および充電停止領域 (200 V $< V_{EDLC} \leqq$ 216 V)の三つの領域に分けて制御を行う。充電領域では一定の充電量に回復させるための領域である。充放電領域はシステムの情報をもとに EDLC を充放電する領域である。充電停止領域では EDLC への充電が過度になり定格電圧を超えてしまわないよう，充電を停止する領域である。通常は充放電領域と充電停止領域で運転し，自立運転から系統連系運転に復帰したときのみ充電

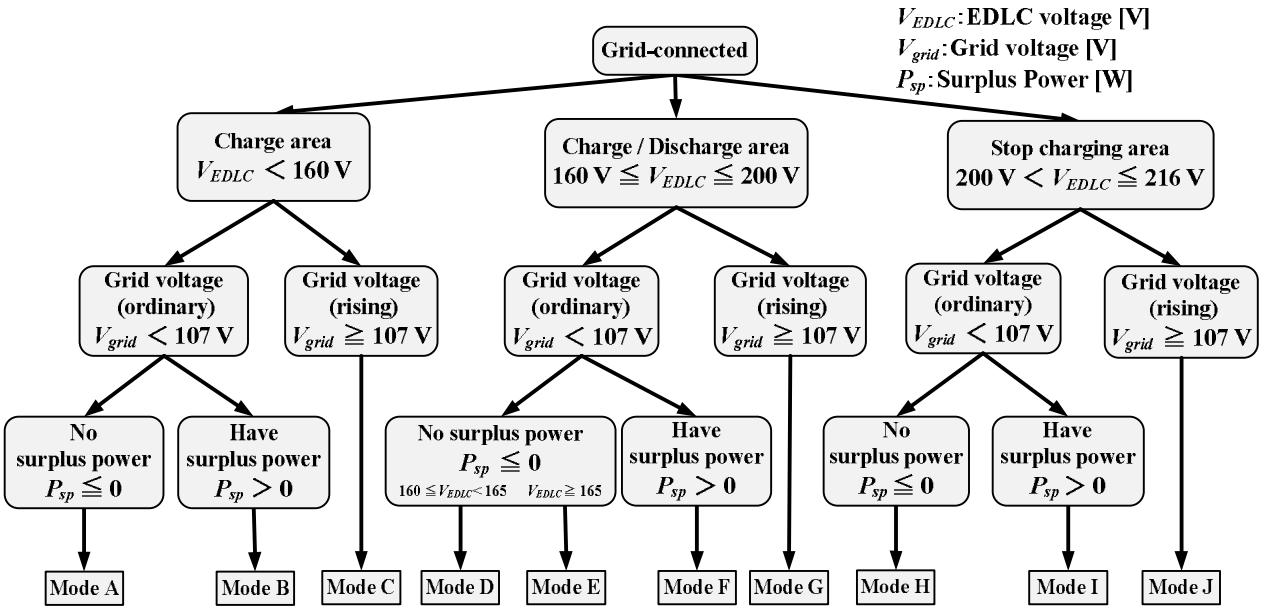


図 3.3　ハイブリッド発電システムの系統連系運転時のモード図

領域で運転する可能性がある。商用系統電圧 (V_{grid})およびシステムの余剰電力(システムの余剰電力 (P_{sp}) = 太陽光発電の発電電力 (P_{PV}) + ガスエンジンコージェネレーションの出力電力 (P_{GAS}) – 負荷電力 (P_{load}))の有無により，商用系統電圧が許容範囲内 (101±6 V)でシステムの余剰電力の有り ($P_{sp} > 0$)と無し ($P_{sp} \leqq 0$)の場合，系統電圧上昇時 ($V_{grid} \geqq 107$ V)の三つのパターンに分けて制御を行う。システムの余剰電力がない場合 ($P_{sp} \leqq 0$)については PVC が常に MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。また、システムの総発電電力は負荷電力より小さいので，ESC は負荷電力と発電電力の差の一部を分担するよう放電させる。システムの余剰電力があり ($P_{sp} > 0$)かつ商用系統電圧が許容範囲内 (101±6 V)にある場合については日本では太陽光発電の余剰電力は商用系統への逆潮流が認められるが，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力は商用系統への逆潮流が認められないので，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力が逆潮流しないように EDLC を充電し，太陽光発電の余剰電力のみ逆潮流する。系統電圧上昇時については，ガスエンジンコージェネレーションの出力および，太陽電池の出力の逆潮流分を EDLC に吸収させる。EDLC に充電できない場合，ガスエンジンコージェネレーションの出力を制限し，ガスエンジンコージェネレーションの出力が 0 になってもシステムの余剰電力が生じている場合は，太陽電池出力を制限する。系統電圧の上昇が同一配電線内に導入された他の太陽光発電の出力の逆潮流などに起因する場合においても，本システムでは EDLC に自システムの余剰電力を吸収し，逆潮流電力を抑制する。それぞれの EDLC の電圧の範囲に応じた制御方法について以下に述べる。

3.3.2.1 充電領域 (V_{EDLC} ＜ 160 V)

① 商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がない

表 3.4 モード A と D

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode A and D
PVC: MPPT Control CGC: ON / OFF Control ($P^*_{GAS}=0$ *or* $P_{GAS.\max}$) ESC: Mode A: $P^*_{EDLC}=-P_{CHG}$ ESC: Mode D: $P^*_{EDLC}=0$

場合 (P_{sp} ≦ 0)

この運転モード (Mode A)では PVC は常に MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。また，ESC はこのシステムが定義した充電電力値 (P_{CHG})で充電させる。この運転モードを表 3.4 に示す。

② 商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がある場合 (P_{sp} ＞ 0)

この運転モード (Mode B)では PVC は常に MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。ESC の制御方法は以下のとおりである。まず，商用系統電圧が 104 V 以下の場合は商用系統電圧が許容範囲内 (101±6 V)に対して余裕がある。従って，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力 (ガスエンジンコージェネレーションの出力電力－負荷電力)は逆潮流せず， EDLC に充電するが，太陽光発電の余剰電力は逆潮流を行う。また，商用系統電圧が 104 V を越えると系統電圧上昇を抑制するためにシステムの余剰電力を EDLC に吸収する。さらに，商用系統電圧が 106 V より上昇した場合，ガスエンジンコージェネレーションの出力を制限し始める。なお，EDLC の充電電力が決められた最小充電電力値 ($P_{EDLC.min}$)より小さい場合，変換器効率の低い領域で充電させないように最小充電電力値で充電する。この運転モードを表 3.5 に示す。

③ 系統電圧上昇時 (V_{grid} ≧ 107)

この運転モード (Mode C) では PVC は常に MPPT 制御を行い，システムの余剰電力が EDLC の最大電力 ($P_{EDLC.max}$)より小さい場合，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。一方，システムの余剰電力が EDLC の最大電力より大きくなろうとするとガスエンジンコージェネレーションの出力を抑制する。EDLC はシステムの余剰電力を全て充電する。CGC は家庭負荷の使用状況に合わせて出力を制御する。この運転モードを表 3.6 に示

表 3.5　モード B と F

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode B and F

PVC: MPPT Control

CGC: $\begin{cases} P_{GAS}^{*} = P_{GAS.\max} - b\cdot(P_{PV} + P_{GAS.\max} + P_{EDLC} - P_{load}) \\ 0 \le P_{GAS}^{*} \le P_{GAS.\max} \end{cases}$

ESC: $P_{EDLC}^{*} = -(a\cdot P_{PV} + P_{GAS} - P_{load})$

Mode B: $-P_{EDLC.\max} \le P_{EDLC}^{*} \le -P_{EDLC.\min}$

Mode F: $-P_{EDLC\max} \le P_{EDLC}^{*} \le 0$

$$\begin{cases} P_{load} = P_{ac.load} + P_{dc.load} \\ a = \dfrac{V_{grid} - 104}{107 - 104} \quad (0 \le a \le 1) \\ b = \dfrac{V_{grid} - 106}{107 - 106} \quad (0 \le b \le 1) \end{cases}$$

表 3.6　モード C と G

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode C and G

PVC: MPPT Control

CGC: $\begin{cases} \text{In the case } P_{PV} + P_{GAS.\max} - P_{load} \le P_{EDLC.\max} \\ \text{ON / OFF control} \\ \text{In the case } P_{PV} + P_{GAS.\max} - P_{load} > P_{EDLC.\max} \\ P_{GAS}^{*} = P_{load} - P_{PV} - P_{EDLC} \quad (0 \le P_{GAS}^{*} \le P_{GAS.\max}) \end{cases}$

ESC: $P_{EDLC}^{*} = -(P_{PV} + P_{GAS} - P_{load})$

Mode C: $-P_{EDLC.\max} \le P_{EDLC}^{*} \le -P_{EDLC.\min}$

Mode G: $-P_{EDLC\max} \le P_{EDLC}^{*} \le 0$

す。

3.3.2.2　充放電領域 (160V ≦ V_{EDLC} ≦ 200 V)

①　商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がない場合 (P_{sp} ≦ 0)

3･2･2･1 節で述べた充電領域は自立運転から復帰した時に一定の充電量に回復させるための領域である。しかし，系統連系運転時では常に充放電領域で動作させるため，EDLC の電圧が 160 V から 165 V の間にある時，充電領域への遷移をさせないために EDLC から放電しないように P^{*}_{EDLC} = 0 とする (Mode D)。なお，EDLC の電圧の測定誤差およびヒス

表 3.7　モード E

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode E
PVC: MPPT Control CGC: ON / OFF Control ($P^*_{GAS}=0$ *or* $P_{GAS.\max}$) ESC: In the case $P_{load}-(P_{PV}+P_{GAS})\le P_{const}$, $P^*_{EDLC}=0$ In the case $P_{load}-(P_{PV}+P_{GAS})>P_{const}$, $P^*_{EDLC}=P_{load}-(P_{PV}+P_{GAS})-P_{const}$ $P_{EDLC.\min}\le P^*_{EDLC}\le P_{EDLC.\max}$

テリシスの電圧範囲を考慮した上で 5 V の範囲を決めた。165 V から 200 V まででは，受電電力が決められた値 (P_{const})以上になると，受電電力 (P_{sp} ≦ 0)を P_{const} に抑えつつ EDLC の定格容量を超えないように EDLC を放電させる (Mode E)。なお，実際には，各部の電力変換器の損失があるため，受電電力は P_{const} にこれら変換器の損失電力を加えたものとなる。また，最大放電電力の値 ($P_{\text{EDLC.max}}$)を越えると $P_{\text{EDLC.max}}$ で放電する。PVC は常に MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。これらの運転モードを表 3.4, および表 3.7 に示す。

②　商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がある場合 (P_{sp} ＞ 0)

この運転モード (Mode F)では表 3.5 に示すようにモード B と同じ運転を行う。ただし，この運転モードでは，EDLC は必ずしも充電する必要ではないので，モード B と異なって最小充電電力値をゼロとする。

③　系統電圧上昇時 (V_{grid} ≧ 107)

この運転モード(Mode G)では表 3.6 に示すようにモード C と同じ運転を行う。

3.3.2.3　充電停止領域 (200V ≦ V_{EDLC} ≦ 216 V)

①　商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がない場合 (P_{sp} ≦ 0)

この運転モード (Mode H)では PVC は常に MPPT 制御を行い, CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。また，ESC は図 3.4 の通りに放電する。図 3.4 の実線では受電電力を示し, 点線では EDLC からの放電電力指令値 (P^*_{EDLC})を示す。ESC が決めた放電率 100・X %により 100・X %の受電電力を放電させる。また，X の設定値を 1 にすると，変換効率を考慮していない場合には，EDLC からの放電電力分が逆潮流になる可能性があるので，このよ

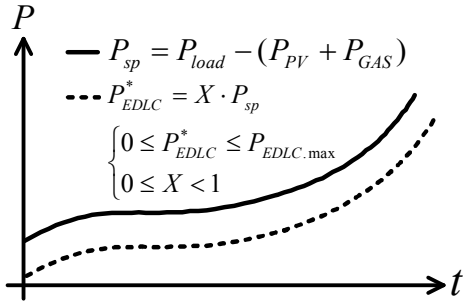


図 3.4　受電電力 P_{sp} と放電電力指令値 P^*_{EDLC} との関係図

表 3.8　モード H

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode H
PVC: MPPT Control
CGC: ON / OFF Control $(P^*_{GAS} = 0 \ \ or \ \ P_{GAS.\max})$
ESC: $\begin{cases} P^*_{EDLC} = X \cdot (P_{load} - (P_{PV} + P_{GAS})) \\ 0 \le X < 1, \ \ 0 \le P^*_{EDLC} \le P_{EDLC.\max} \end{cases}$

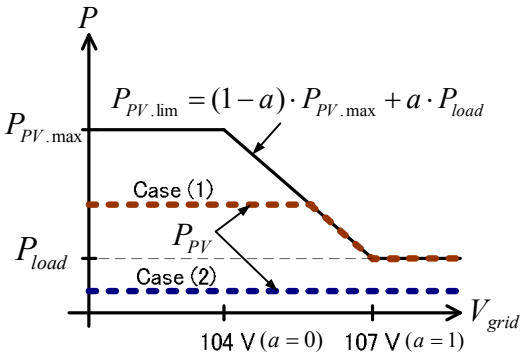


図 3.5　モード I における P_{PV} と V_{grid} との関係図

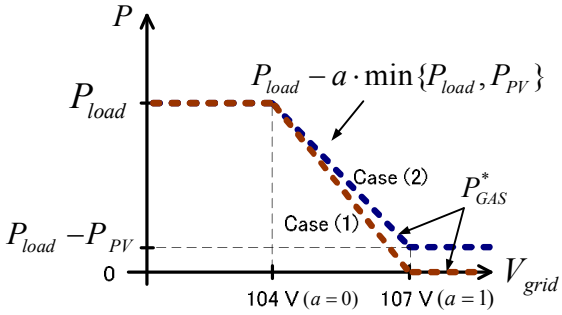


図 3.6 モード I における P^*_{GAS} と V_{grid} との関係図

うな状況を避けるように X の範囲は 0 以上 1 未満とする。ただし，変換効率を考慮している場合には，X を 1 に設定しても，逆潮流にはならないと考えられる。また，EDLC の最大放電電力の値 ($P_{EDLC.max}$)を越えると $P_{EDLC.max}$ で放電する。この運転モードを表 3.8 に示す。

② 商用系統電圧が許容範囲内にあり (V_{grid} ＜ 107 V)かつシステムの余剰電力がある場合 (P_{sp} ＞ 0)

この運転モード (Mode I)では表 3.9 に示すように商用系統電圧が 104 V 以下の場合 (a = 0)では PVC は常に MPPT 制御を行い，CGC は家庭の熱需要によりオン/オフ制御を行う。ただし，ガスエンジンコージェネレーションの出力上限値を負荷電力に等しくする。商用系統電圧が 104 V 以上の場合では太陽光発電の余剰電力がある場合とない場合について PVC と CGC の制御方法を変える。図 3.5 はモード I の太陽電池の出力と商用系統電圧の関係図

表 3.9　モード I と J

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，P は有効電力として表す)

Mode Ⅰ and J
PVC: In the case (1) $P_{PV} \geq P_{load}$ $P_{PV.\lim} = (1-a)\cdot P_{PV.\max} + a \cdot P_{load}$ In the case (2) $P_{PV} < P_{load}$ MPPT Control
CGC: In the case (1) $P_{PV} \geq P_{load}$ $P^*_{GAS} = (1-a)\cdot P_{load}$ In the case (2) $P_{PV} < P_{load}$ $P^*_{GAS} = P_{load} - a \cdot P_{PV}$ $\left(0 \leq P^*_{GAS} \leq P_{GAS.\max}\right)$
ESC: $P^*_{EDLC} = 0$
Mode I: $0 \leq a < 1$
Mode J: $a = 1$

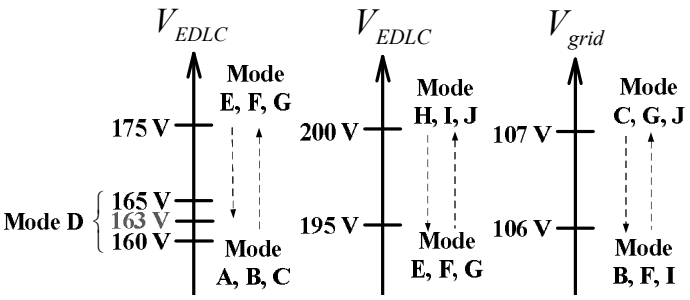


図 3.7　系統連系運転時の制御モードのヒステリシス

である。まず，太陽光発電の余剰電力がある場合 ($P_{PV} \geqq P_{load}$,Case(1))では，図 5 の Case(1)に示すように商用系統電圧が 104Ⅴ以上になると，図 3.5 の $P_{PV.lim}$ の式により太陽電池の出力の制限を行う。更に商用系統電圧が 107Ⅴ以上になると，太陽電池の出力上限値を負荷電力に等しくする。次に太陽光発電の余剰電力がない場合 ($P_{PV} < P_{load}$, Case(2))では，図 3.5 の Case(2)に示すように太陽電池は MPPT 制御を行う。図 3.6 はモード I のガスエンジンコージェネレーションからの出力と商用系統電圧の関係図である。まず，太陽光発電の余剰電力がある場合 ($P_{PV} \geqq P_{load}$,Case(1))では, 図 3.6 の Case(1)に示すようにガスエンジンコージェネレーションの出力は商用系統電圧が 104V 以上になると出力の制限を始め，商用系統電圧が 107V 以上になるとガスエンジンコージェネレーションをオフとする。次に太陽光発電の余剰電力がない場合($P_{PV} < P_{load}$，Case(2))では，図 3.6 の Case(2)に示すように商用系統電圧が 104V 以上になると出力の制限をし始める。ただし，商用系統電圧が 107V 以上になるとガスエンジンコージェネレーションからの出力は負荷電力と太陽電池の出力の差と等しくする。

③　系統電圧上昇時 ($V_{grid} \geqq 107$)

この運転モード(Mode J)では，CGC についてはガスエンジンコージェネレーションがオ

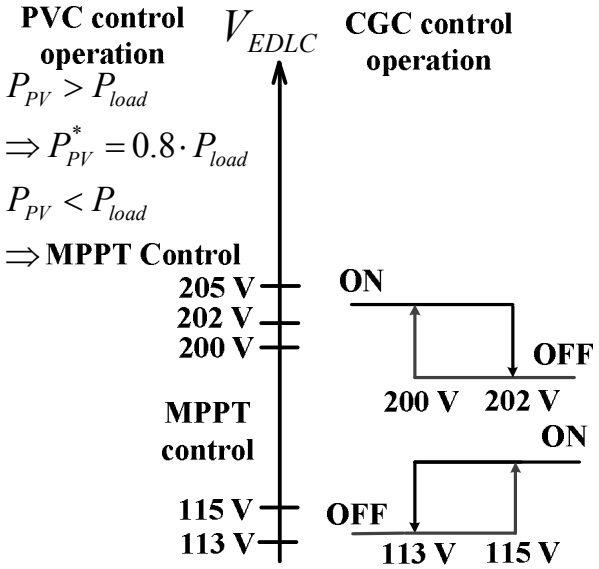


図 3.8　自立運転時の制御方法

(図 3.1 を参照，なお，* は指令値として表し，*P* は有効電力として表す)

ンするときに逆潮流しないように出力制限をする。また，太陽電池についても負荷電力に応じ，出力制限を行う。この運転モードを表 3.9 に示す。なお，表 3.9 の a は表 3.5 を参照。

また，系統連系運転時の制御の安定性を考え，制御モード遷移時のヒステリシスを導入した。図 3.7 は系統連系運転時の制御モード遷移時のヒステリシスである。まず，充電領域 (モード A, B, C)から充放電領域 (モード E, F, G)へ制御モードが遷移するとき，EDLC の定格容量の 70 %である 175 V に達するまで充電領域の制御を継続する。EDLC が放電し，その電圧が低下してきたときにモード A, B, C に移らないように 163 V にてモード D の運転となり，EDLC は放電を停止させる。ここで，163 V とした理由は 165 V に対して 2 V のヒステリシスを設けたためである。すなわち，モード E からモード D への遷移の必要なヒステリシス幅は 2 V である。逆にモード D からモード E の遷移は 165 V にて行われる。次は充電停止領域 (モード H, I, J)から充放電領域 (モード E, F, G)へ制御モードが遷移するとき，EDLC の定格容量の 86 %である 195 V に達するまで充電停止領域の制御を継続する。すなわち，モード H, I, J からモード E, F, G への遷移の必要なヒステリシス幅は 5 V である。また，逆に充放電領域から充電停止領域へは 200 V にて制御モードが遷移する。最後は系統電圧上昇時 (モード C, G, J)から系統電圧正常時 (モード B, F ,I)へ制御モードが遷移するとき，商用系統電圧が 106 V に達するまで系統電圧上昇時の制御を継続する。一方，系統電圧正常時から系統電圧上昇時へは商用系統電圧 107 V にて制御モードが遷移する。

3.3.3　自立運転時の各変換器の制御方式

図 3.8 は自立運転時の制御方式である。PVC は通常 MPPT 制御を行い，ESC が直流電圧

(340 V)の一定制御を行う。また，CGC は EDLC の電圧によりオン/オフ制御を行い，ADC が交流電圧(100 / 200 V, 60 Hz)の一定制御を行う。PVC では，EDLC の定格容量を出来る限り利用するために，EDLC の電圧が 205 V (EDLC の定格電圧 216 V)に至ると，太陽電池の出力制限を行う。205 V は直列接続された EDLC セル電圧の 5 %のばらつきを考慮し，定格電圧よりも少し低い電圧としている。EDLC の電圧が 205 V を超えた場合かつ太陽電池の出力が家庭の特定負荷電力以上になると，EDLC を放電させるために太陽電池が家庭の特定負荷電力の 80 %を出力し，残りの電力は EDLC が供給する。ここで，80 %を設定した理由としては，特定負荷が 1 kW の場合では，EDLC が 200 W 放電し，この時，EDLC の変換器の効率が 85 %以上を得られるためだと考えられる。EDLC の電圧が 200 V 以下に下がると，この出力制限を解除する。また，CGC は EDLC の電圧が 115 V を下回るとオン，200 V を越えるとオフとするオン・オフ制御を行う。なお，自立運転時の CGC のオン・オフ制御の安定性を考えた上で，図 3.8 に示すような各 2 V のヒステリシスを導入した。

3.4 各変換器の制御方法

3.4.1 太陽電池の変換器の制御方法

太陽電池用昇圧チョッパの回路を図 3.9 に示す。図 3.10 に示した太陽電池用昇圧チョッパの制御ブロックは太陽電池の電圧 (V_{PV})と電流 (I_{PV})をフィードバックして，MPPT 制御から適切な太陽電池の出力電流 (I^*_{MPPT})を算出し，出力電力を制限し ($P_{PV.lim}$)，電流指令値 (I^*_{PV})を算出し，電流制御を行う。また，この PI (比例・積分)制御にはリアクトル電流の指令値 (I^*_{PV})とフィードバック値 (I_{PV})の差分を入力し，比例ゲインをかけた出力は，リアクトル (L_{PV})の電圧降下に相当する。本システムは運転パターンにより，3.3.2.3 で述べた太陽電池の出力を制限する場合があるため，図 3.10 の $P_{PV.lim}$ の値を設定する。$P_{PV.lim}$ の初期値は太陽パネルの最大出力電力(2.7 kW)と等しい。

また，MPPT 制御の方法として，本研究では Fuzzy 制御を用いた[1]。その理由は，通常用いられる山登り法に比べて太陽電池の日射変動に対する応答が速いためである[1]。山登り法は簡単であるが，常に動作点を微小変動させるため，出力変動を生じやすい[2]。しかし，Fuzzy 制御は出力変動を生じないという利点がある。Fuzzy 制御ブロックを図 3.11 に示す

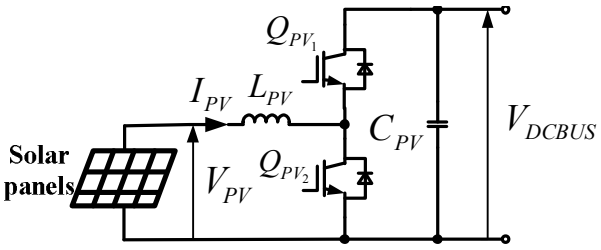


図 3.9 太陽電池用昇圧チョッパの回路

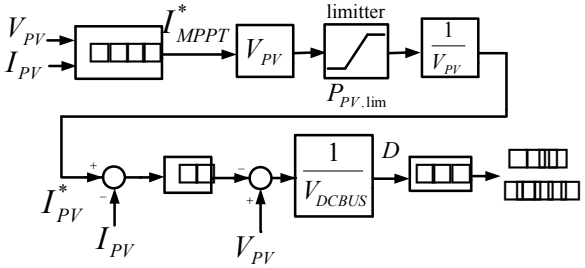


図 3.10 太陽電池用昇圧チョッパの制御ブロック

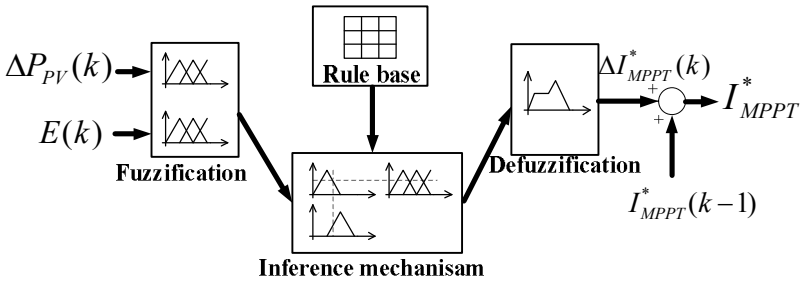


図 3.11　Fuzzy 制御ブロック

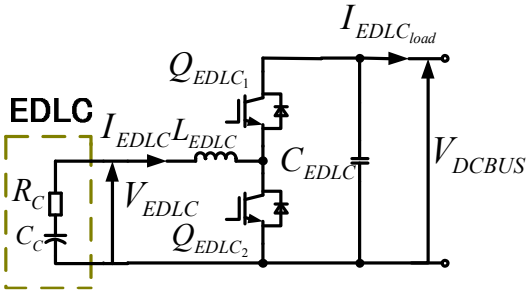


図 3.12　EDLC 用双方向チョッパの回路

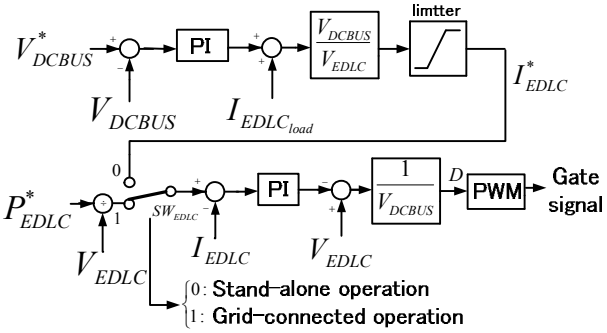


図 3.13　EDLC 用双方向チョッパの制御ブロック

[3][4]。サンプリングされた太陽電池の電圧 (V_{PV}(k))と電流 (I_{PV}(k))から P_{PV}(k)を求め，式 (1)の ΔP_{PV}(k)と式 (2)の E(k)を算出し，Fuzzy 制御ブロックに入れて，メンバーシップ関数[5]と制御規則表[5]から ΔI^*_{MPPT}(k) を求めて，それを積分して太陽電池の電流指令値 (I^*_{MPPT})を求める。なお，式(3.1)，(3.2)において(k)は k サンプル時点の各値を示す。

$$\Delta P_{PV}(k) = V_{PV}(k) \cdot I_{PV}(k) - V_{PV}(k-1) \cdot I_{PV}(k-1) \quad \cdots\cdots (3.1)$$

$$E(k) = \frac{P_{PV}(k) - P_{PV}(k-1)}{I_{PV}(k) - I_{PV}(k-1)} \quad \cdots\cdots (3.2)$$

3.4.2　EDLC の変換器の制御方法

EDLC 用双方向チョッパの回路を図 3.12 に示す。図 3.13 に示した制御ブロックは EDLC の電圧 (V_{EDLC})や電流 (I_{EDLC}) ，直流電圧 (V_{DCBUS})をフィードバックする。また，スイッチ SW_{EDLC} がオフ (0)の状態であれば自立運転時の直流電圧の一定制御 (V^*_{DCBUS})を行い，オン(1)の状態であれば系統連系運転時の電力制御 (P^*_{EDLC})を行う。

3.4.3　ガスエンジンコージェネレーションの変換器の制御方法

ガスエンジンコージェネレーション用降圧チョッパの回路を図 3.14 に示す。図 3.15 はガスエンジンコージェネレーション用降圧チョッパの制御ブロックである。降圧チョッパの入力電圧 (V_{GAS})と出力電圧 (V_{DCBUS})と出力電流 (I_{GAS})をフィードバックして，電力制御 (P^*_{GAS})を行う。ガスエンジンコージェネレーションがオンの場合，CGC は定電力の出力制

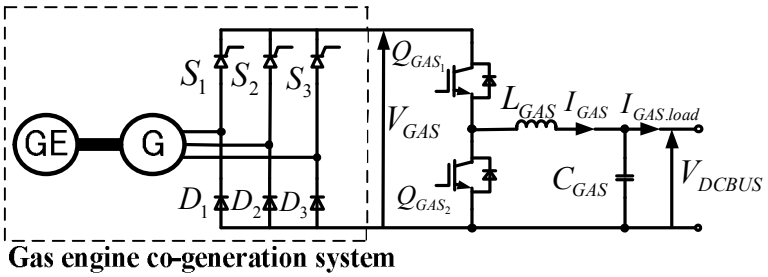


図 3.14　ガスエンジンコージェネレーション用降圧チョッパの回路

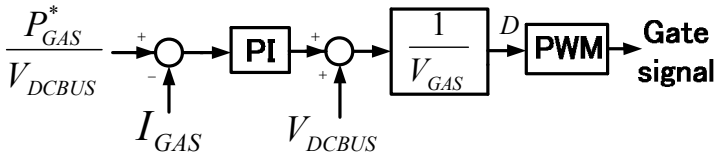


図 3.15　ガスエンジンコージェネレーション用降圧チョッパの制御ブロック

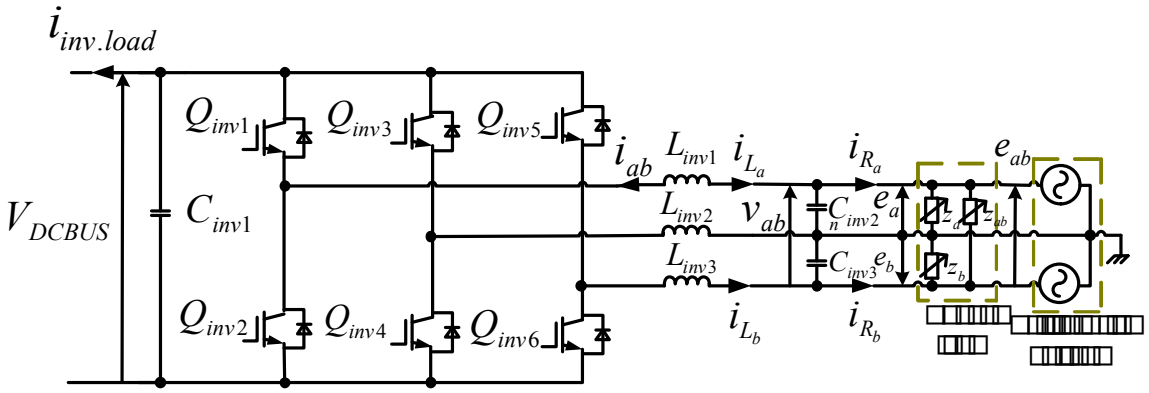


図 3.16　単相三線式インバータの回路

御 (1kW)を行う。

3.4.4 単相三線インバータの制御方法

図 3.16 に単相三線式インバータの回路を示す。系統連系運転時では，単相三線インバータが直流電圧の一定制御 (340 V)を行う。直流電圧 340 V を設定する理由として, 200 V 交流電源の波高値 282 V に対し, 直流電圧は L_{inv1} ~ L_{inv3} の電圧降下や半導体素子のオン電圧分だけ，高くする必要があるため 340 V とした。図 3.17 に示した系統連系運転時の制御ブロック[6][7]は，商用系統の電圧 (v_{ab})と電流 (i_{ab})の位相を APF(All Pass Filter, 位相シフト回路)により 90 度ずらし，商用系統の位相を検出して，d q 変換を行い，PI 制御を行う。最後に d q 軸からα β軸に変換し，指令値 (v^*_{α})を求めて単相三線インバータの制御を行う。また，商用系統電圧と電流にはスイッチング周波数 (18 kHz)により発生するノイズ部分を遮断するため，遮断周波数 1 kHz のローパスフィルタ（LPF1）をかけている。位相検出には 3 次，5 次等の高調波を除去するため，遮断周波数 60 Hz のローパスフィルタ(LPF2)をかけている。

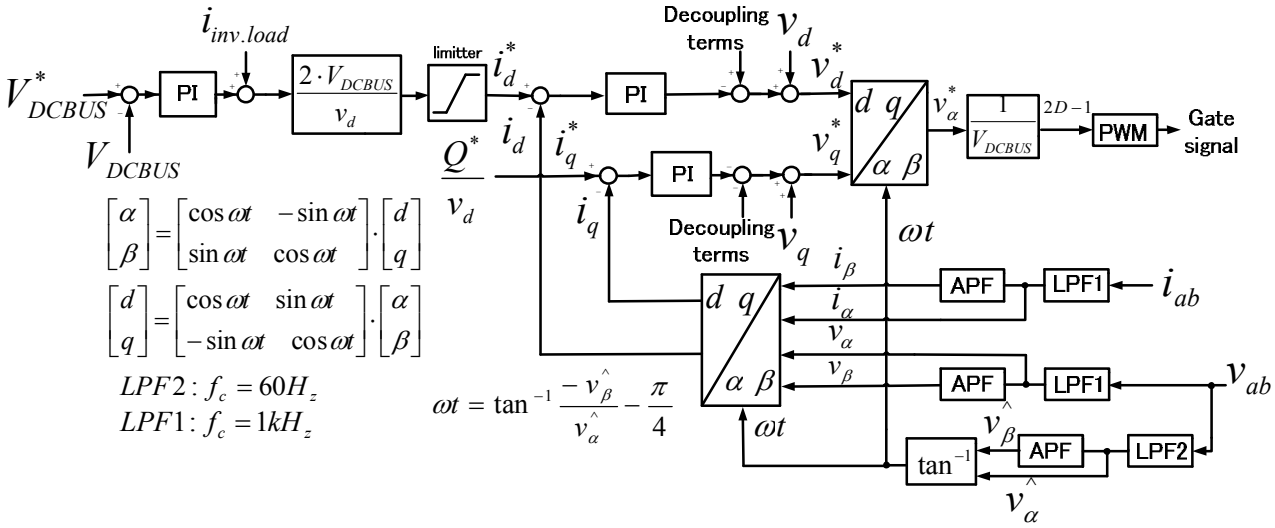


図 3.17　系統連系運転時の制御ブロック

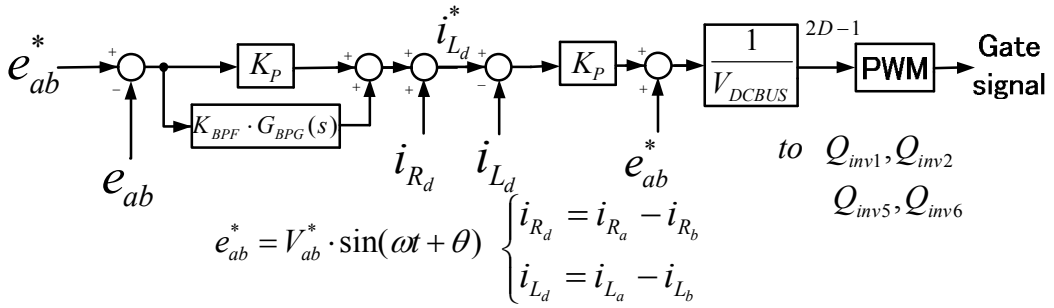


図 3.18　交流電圧の一定制御の制御ブロック

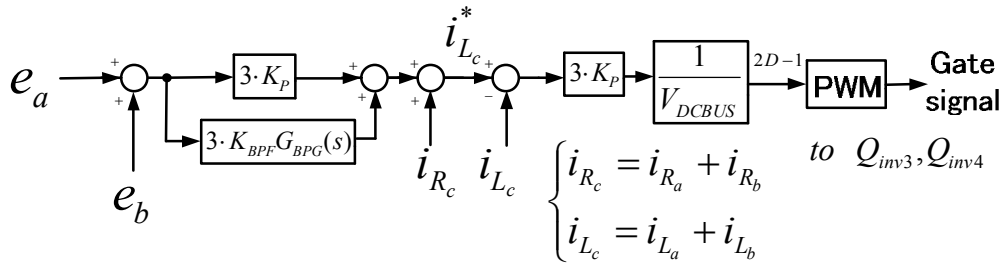


図 3.19　中性線電位の制御ブロック

またオールパスフィルタ (APF)を通して，LPF2 の位相遅れ (π / 4)を補償する。

一方，自立運転時では家庭の特定負荷 (1 kW)に供給するために，単相三線インバータが交流電圧の一定制御 (100 V / 200 V, 60 Hz)を行う。自立運転時の制御ブロックを図 3.18 および図 3.19 に示す。図 3.18 に示したブロックは 200 V, 60 Hz の交流電圧を一定制御するために四つのスイッチ (Q_{inv1}, Q_{inv2}, Q_{inv5}, Q_{inv6})についてフルブリッジ単相インバータとして，a 相と b 相の線間電圧 (e_{ab})を制御する[8][9]。図 3.19 に示した制御ブロック図は不平衡負荷の場合において，a 相，又は b 相と中性相の交流電圧 (100 V)のバランスを取るために二つのスイッチ (Q_{inv3}, Q_{inv4})について中性線の電位を制御する。a 相と b 相のフィードバックした

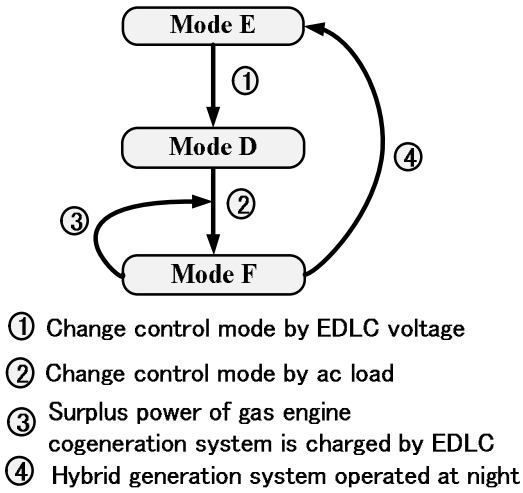


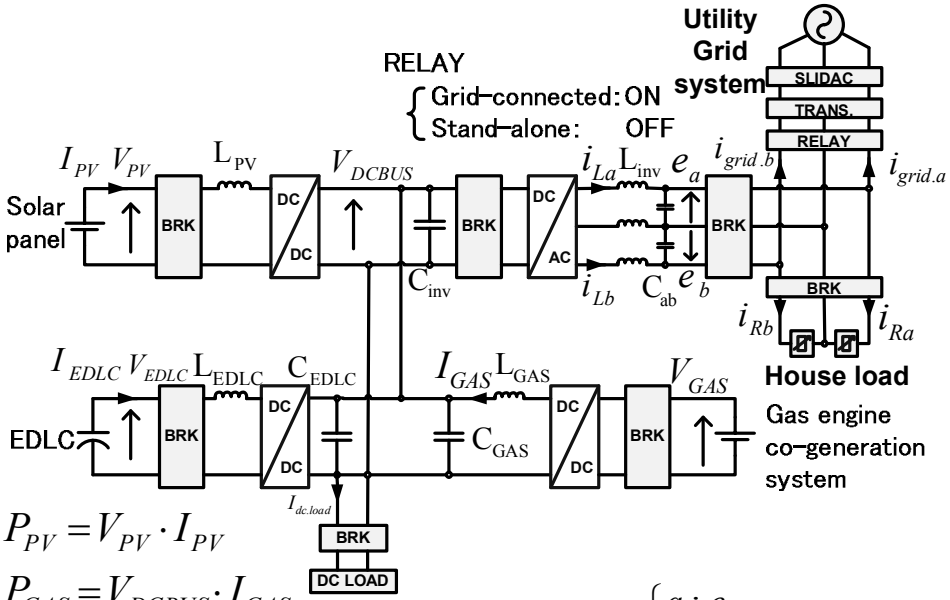
図 3.20　実験を行ったフローチャート

電圧 (e_a, e_b)を足し，$e_a + e_b$ を 0 V に制御を行う。なお，いずれの電圧制御においても，電圧ループの比例のゲインを増加させて定常偏差を減少させるために 60 Hz のバンドパスフィルタ (BPF, Band Pass Filter)を導入する。

3.5　ハイブリッド発電システムの実験結果

3.5.1　系統連系運転時の実験結果

実験を行った内容を図 3.20 に示す。図 3.20 により，充放電領域でモード遷移の検証を行うために EDLC の電圧変化，負荷の変化，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力の充電および夜間における場合の 4 パターンについて実験を行った。まず EDLC の電圧変化によるモード遷移の実験結果について述べる。次に負荷の変化によるモード遷移の実験結果について述べる。次にガスエンジンコージェネレーションの余剰電力を充電させる実験結果について述べる。最後は夜間を想定した実験結果について述べる。実験システムの回路図を図 3.21 に示す。図 3.21 の式は実験における測定電力である。実験の主回路のパラメータを表 3.10 に示す。また，PVC，CGC，ESC と ADC の制御方式のパラメータを表 3.11 に示す。なお，系統連系運転時の実験ではガスエンジンコージェネレーションの代わりに模擬直流電源を用いる。直流電源で模擬することの妥当性については, 問題無いことをガスエンジン実機の出力特性の実験結果により確認している[10]。また，運転のモード遷移の確認を目的としたため，ガスエンジン発電ユニットの起動に要する暖気運転の時間を考慮せず，インバータの定格まで出力する 1 秒間程度でガスエンジン発電ユニットが起動するものとして実験を行った。また, これらの実験結果のサンプリング周波数は 5 kHz で，各実験波形は 1 kHz ローパスフィルタをかけている。実験では，システムの制御におけるモード遷移について検証を行うことを目的としたため，全て交流負荷を使用し，直流負荷は使用していない。



$$P_{PV} = V_{PV} \cdot I_{PV}$$

$$P_{GAS} = V_{DCBUS} \cdot I_{GAS}$$

$$P_{sp} = e_a \cdot i_{grid.a} + e_b \cdot i_{grid.b}$$

$$V_{grid} = \begin{cases} a : e_a \\ b : e_b \end{cases}$$

$$P_{load} = P_{ac.load.a} + P_{ac.load.b} + P_{dc.load} = e_a \cdot i_{Ra} + e_b \cdot i_{Rb} + V_{DCBUS} \cdot I_{dc.load}$$

図 3.21　実験システムの回路図

表 3.10　実験の主回路のパラメータ

Electrical components	Parameter of power circuit			
Inductance	L_{PV}	3.0 mH	L_{EDLC}	7.0 mH
	L_{GAS}	6.6 mH	L_{inv}	4.0 mH
capacitance	EDLC	18.75 F	C_{EDLC}	4700 μ F
	C_{GAS}	4700 μ F	C_{inv}	4700 μ F
	C_{ab}	18 μ F		

表 3.11　PVC, CGC, ESC と ADC の制御方式のパラメータ

Control block	Parameter
PVC	$P_{PV.max}$ = 2700 (W)
CGC	$P_{GAS.max}$ = 1000 (W)
ESC	$P_{EDLC.max}$ = 1500 (W) $P_{CHG} = P_{EDLC.min}$ = 187.5 (W), X = 0.95
ADC	P_{const} = 1000 (W)

3.5.1.1　EDLC 電圧によるモード遷移の実験結果

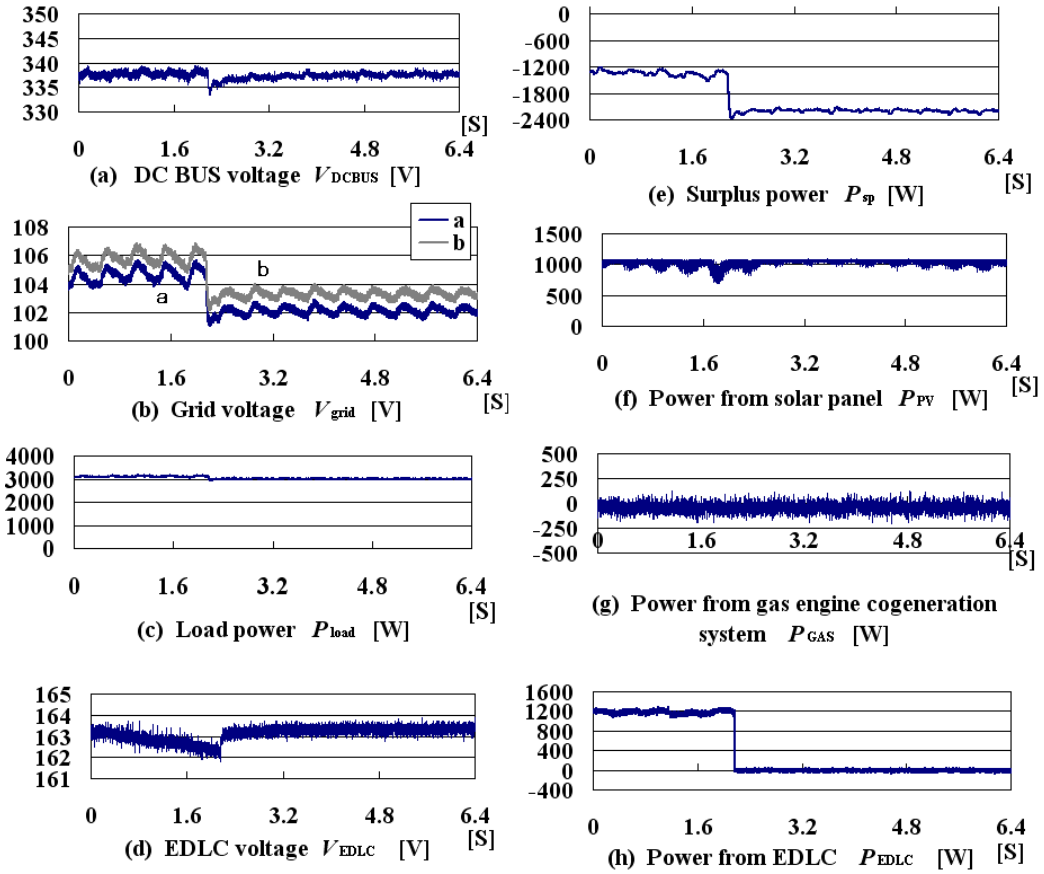


図 3.22　モード E からモード D への遷移の実験結果

図 3.22 は図 3.3 の充放電領域でのモード E からモード D への遷移の実験結果である。負荷電力は約 3.2 kW，ガスエンジンコージェネレーションはオフの状態，太陽電池の出力は約 1 kW であった。この場合の EDLC は約 1.2 kW($P^*_{EDLC} = P_{load} - (P_{PV} + P_{GAS}) - P_{const}$ = 3.2 kW – (1 kW + 0 kW) – 1 kW} =1.2kW)放電し，このときはモード E で動作していた。EDLC の電圧が 163 V 以下になると，放電が停止している。この時，受電電力が 2.2 kW に増加している。なお，実験結果では電圧センサに起因して EDLC の測定電圧は約 1 V の誤差が見られる。これはモード D に遷移したことに相当する。なお，モード E の実験結果では受電電力を P_{const} (1 kW)に抑えられていないが, これは実験装置のセンサ数および A / D 変換のチャンネル数に制限され，DC / DC コンバータの入力側の電圧，電流センサにより，太陽電池および EDLC の電力制御を行ったため，これらの DC / DC コンバータの損失 (200 W)によるものである。これについては受電電力をフィードバックするなど変換器の損失を考慮する制御を行うことで解決できると考えられる。

3.5.1.2　負荷の変化によるモード遷移の実験結果

図 3.23 は EDLC が充放電していない状態において，商用系統電圧が許容範囲内にありかつシステムの余剰電力がない場合から負荷の変化によりシステムの余剰電力がある場合へ

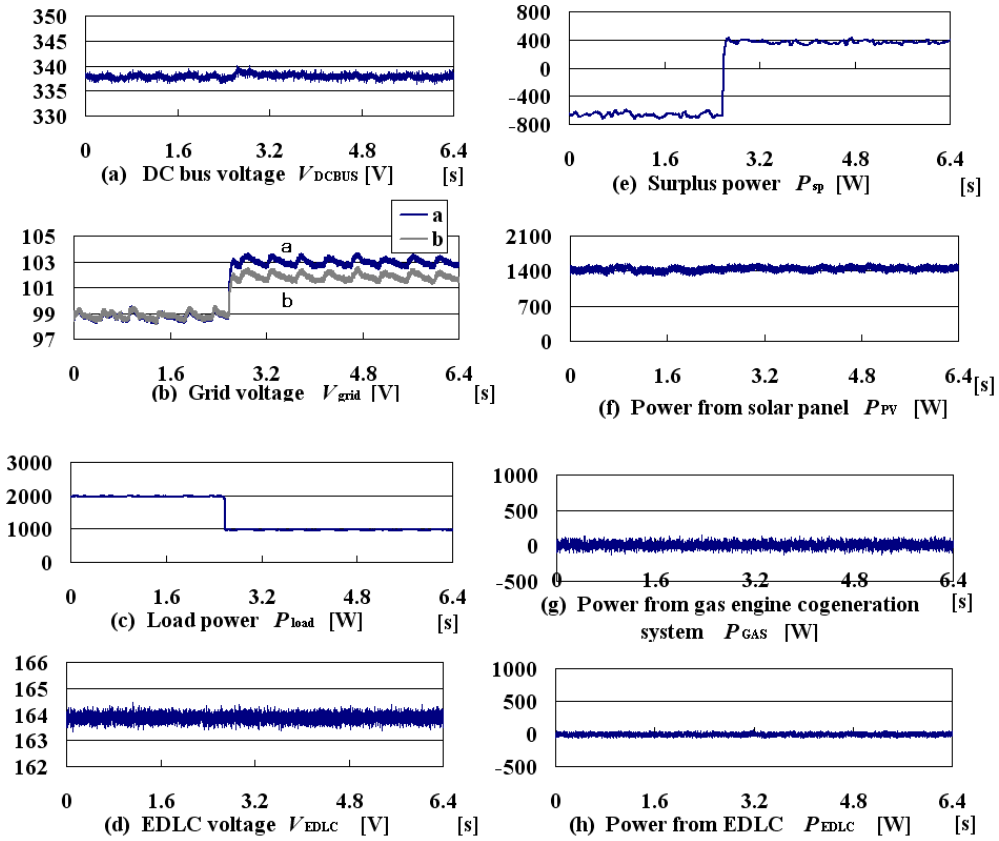


図 3.23　モード D からモード F への遷移の実験結果

のモード遷移の実験結果を示している。これは，図 3.3 の充放電領域のモード D からモード F への遷移に相当する。モード D で動作しているときの，EDLC の電圧は約 164 V，ガスエンジンコージェネレーションはオフの状態，負荷電力は最初約 2 kW，太陽電池の出力は約 1.4 kW，受電電力は約 600 W であった。家庭負荷が 1 kW に変化すると太陽光発電の余剰電力　(約 400 W)のみ逆潮流する状態に遷移した。これはモード F に遷移したことに相当する。

3.5.1.3　ガスエンジンコージェネレーションからの余剰電力を充電した場合の実験結果

商用系統電圧が許容範囲内にありかつシステムの余剰電力がある場合において，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力を EDLC に充電している状態から負荷電力の増加により，EDLC が充電状態から充電停止状態になる場合の実験結果を図 3.24 に示す。これは図 3.3 の充放電領域のモード F に相当する。ガスエンジンコージェネレーションは家庭の熱需要に従って運転計画通りにオンしたまま, 約 1 kW の出力であり, 負荷電力は最初約 0 W で, 太陽電池の出力は約 900 W であった。EDLC が約 1 kW で充電していた。負荷電力が 1 kW に変化すると，ガスエンジンコージェネレーションからの出力は家庭負荷に供給し，ガスエンジンコージェネレーションの余剰電力がないので，EDLC がガスエンジンコージェネレーションの余剰電力の充電の動作を停止し，太陽電池の出力分のみ逆潮流している。また，上位コントローラの計算時間である 20 ms ごとにそれぞれのコントローラ (PVC や ESC，CGC)の指令値を更新し，家庭負荷が急に変動すると，20 ms の制御の遅れのため，図

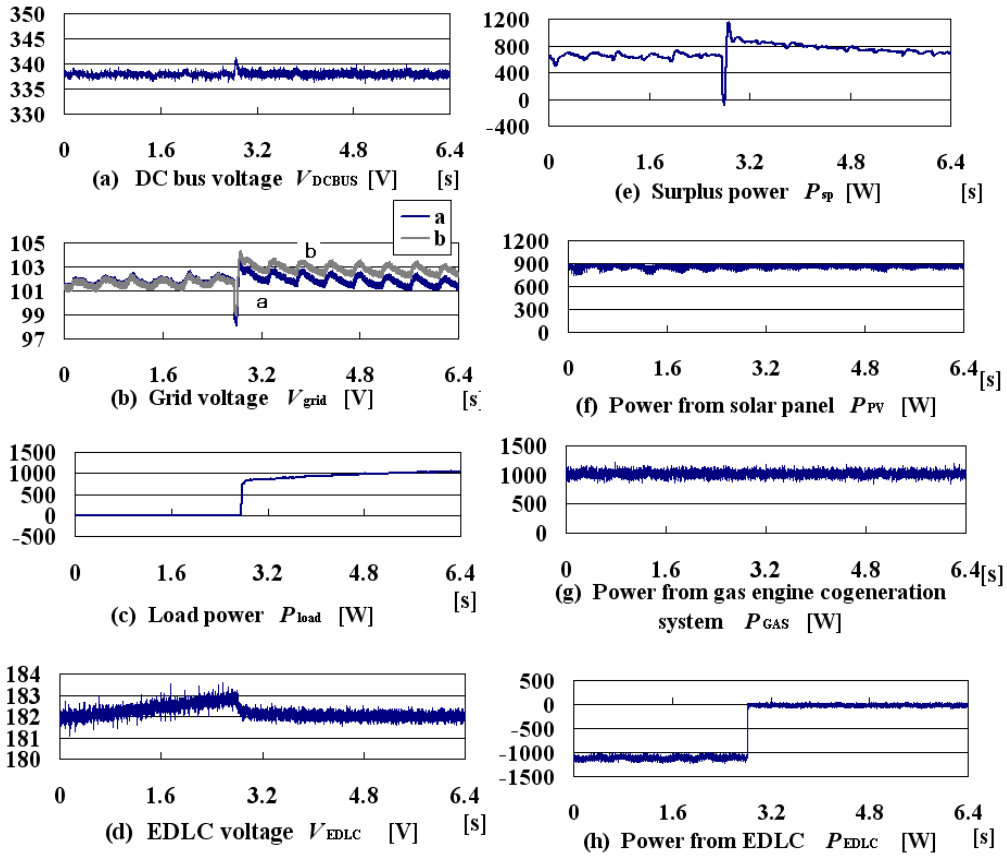


図 3.24　負荷変更におけるモード F の実験結果

3.24 の 2.9 秒付近に示すような過渡状態が発生する。

3.5.1.4　夜間を想定した実験結果

図 3.25 は夜間を想定したモード E の動作である。負荷電力は約 2 kW，ガスエンジンコージェネレーションは最初オフの状態であった。受電電力が P_{const} (1 kW)以上のため，EDLC から約 1 kW を放電している。しかし，8 秒付近でガスエンジンコージェネレーションが起動し，受電電力が P_{const} (1 kW)以下となると，EDLC の出力はほぼゼロになった。

3.5.2　夜間を想定した自立運転時の実験結果

この場合，a 相の負荷電力は約 300 W で b 相の負荷電力は約 180 W である。ガスエンジンコージェネレーションについては図 3.26 の実験結果では EDLC の電圧が 115 V 以下になるとガスエンジンコージェネレーションがオンする。また，図 3.27 の実験結果では EDLC の電圧が 200 V 以上になるとガスエンジンコージェネレーションがオフする。図 3.26 および図 3.27 の実験結果において，時刻 0 秒で EDLC の電圧は図 3.8 に示した条件により，ガスエンジンコージェネレーションにそれぞれ起動・停止の信号を送っているが，ガスエンジンコージェネレーションの動作遅れにより 1 秒程度遅れてガスエンジンコージェネレーションの出力が変化し，それを伴って EDLC の出力も変化している。そして自立運転時の

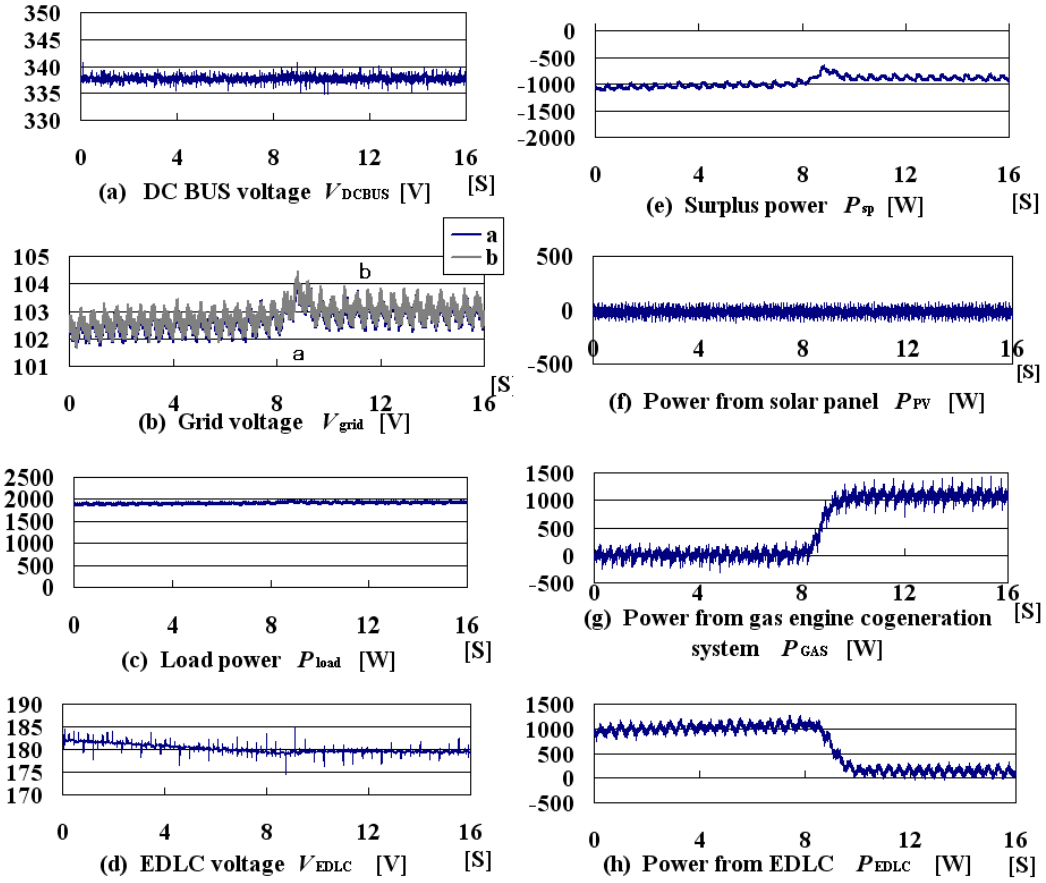


図 3.25　夜間を想定したモード E の実験結果

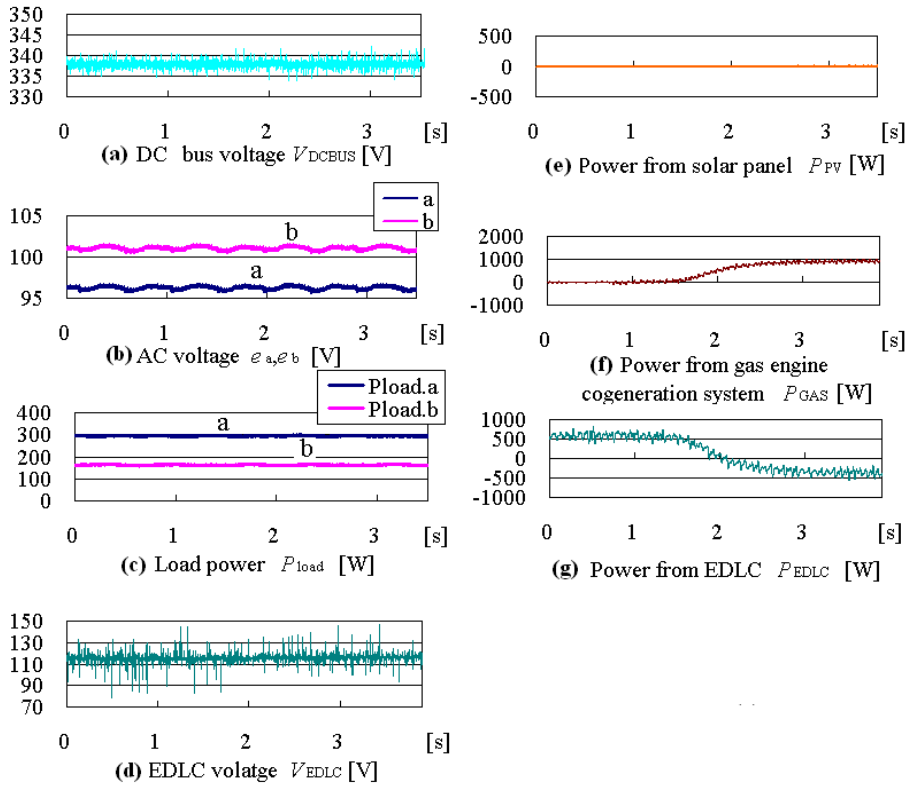


図 3.26　EDLC の電圧によるガスエンジンコージェネレーションがオフからオンとした実験結果

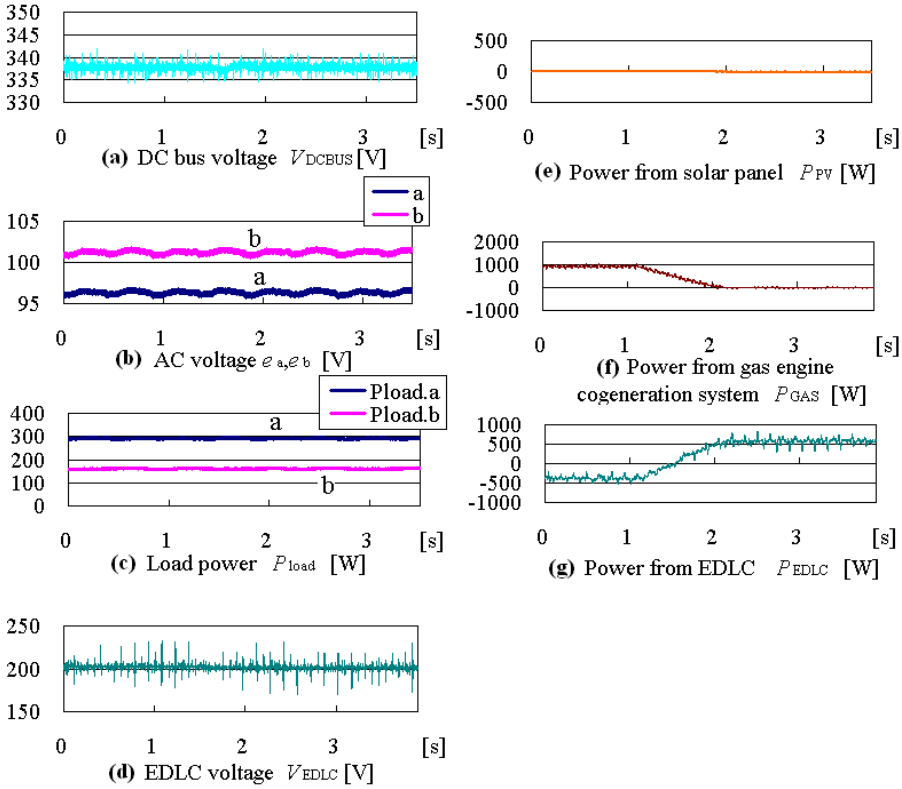


図 3.27　EDLC の電圧によるガスエンジンコージェネレーションがオンからオフとした実験結果

特定負荷電力は合計約 480 W でガスエンジンコージェネレーションがオフ時，EDLC から放電し(約 480 W)，ガスエンジンコージェネレーションがオン時，EDLC がガスエンジンコージェネレーションの余剰電力(約 520 W)を充電する。また，自立運転時では a 相と b 相の負荷が違っても，交流電圧は 101 ± 6 V に収まっている。

3.6　結言

本章では，直流接続された電力貯蔵装置を有する太陽電池・家庭用コージェネレーションハイブリッド発電システムの電力制御方法について検討した。その結果は以下で要約される。

(1)　太陽電池については自然エネルギーを最大限に生かすための制御方式を考案し，実験的に検証を行った。

(2)　ガスエンジンコージェネレーションについてはガスエンジンコージェネレーションの運転機会を増加させるための制御方式を考案し，実験的に検証を行った。すなわち，現状，ガスエンジンコージェネレーションからの逆潮流が許容されていないため，逆潮流が発生する場合にはガスエンジンコージェネレーションを停止させるか，抵抗器で余剰電力を熱に変換しなければならない。ガスエンジンコージェネレーションを停止させた場合に

は不足する熱需要を補うために補助熱源が必要となる。本研究では総合効率の面で優れているガスエンジンコージェネレーションを最大限活用するために電気二重層キャパシタを用いて，余剰電力の吸収を行った。また，電気二重層キャパシタの充電停止領域かつ系統電圧上昇時の場合には発電電力の抑制を行った。

(3)　電気二重層キャパシタについてはその役割は三つある。一つはガスエンジンコージェネレーションの運転機会を増加するためにガスエンジンコージェネレーションの余剰電力を充電すること，二つ目は系統電圧上昇時に太陽光発電の電力吸収のため，最後は自立運転時のためである。この三つの制御の目的に基づき，制御方式を考案し，実験的に検証を行った。

本章では，直流接続されたハイブリッド発電システムの電力制御方法について考案し，その後，提案する制御方式のモード遷移の実験検証を行った。このシステムの特徴は，太陽光発電と総合効率が良く起動・停止が容易なガスエンジンコージェネレーションを小容量の電力貯蔵と一体制御し，エネルギーの有効利用を図っていることである。制御特性を実験により検証した。このシステムにより，複数のエネルギー源から家庭への電力供給ができ，自然エネルギーの有効利用，ガスエンジンコージェネレーションによる排熱の利用，停電時の電力供給が可能である。本システムは，ガスの貯蔵が容易であるという利点を活用し，システムの電力貯蔵容量を低減しており，エネルギー源の持つ特徴を活かしたものである。

参考文献

[1] Y.R. Yang : “A Fuzzy Logic Controller for Maximum Power Point Tracking with 8-bit Microcontroller,” IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.2895-2900 (2010).

[2] S. N. D’Souza, C. A. L. Lopes, and L. XueJun : “An Intelligent Maximum Power Point Tracking Using Peak Current Control,” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, pp.172 - 177 (2005).

[3] N. Mutoh and T. Inoue : “A Controlling Method for Charging Photovoltaic Generation power Obtained by a MPPT Control Method to Series Connected Ultra-Electric Double Layer Capacitors,” Industry Applications Conference, Conference Record of 2004 IEEE IAS Annual Meeting,., Vol.2, pp.2264 - 2271 (2004).

[4] T.L. Kottas, Y.S. Boutalis, and A.D. Karlis : “New Maximum Power Point Tracker for PV Arrays Using Fuzzy Controller in Close Cooperation With Fuzzy Cognitive Networks,” IEEE Trans. on Energy Convers., Vol.21, pp.793-803(2006).

[5] M. Taherbaneh and B. Menhaj : “A Fuzzy-Based Maximum Power Tracker for Body Mounted Solar Panels in LEO Satellites,” Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference, 2007. ICPS 2007. IEEE/IAS (2007).

[6] U.A. Miranda, M. Aredes, and L.G.B. Rolim : “A DQ Synchronous Reference Frame Control for Single-Phase Converters,”IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05.,pp.1377-1381 (2005).

[7] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu : “Accurate and Less-Disturbing Active Anti-Islanding Method based on PLL for Grid-Connected PV Inverters,”IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. ,pp.4569-4576 (2008).

[8] C.M. Liaw and S.J. Chiang : “Design and implementation of a single-phase three-wire transformerless battery energy storage system,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.41, pp.540-549 (1994).

[9] Y.C. Kuo, T.J. Liang, and J.F. Chen : “A high-efficiency single-phase three-wire photovoltaic energy conversion system,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.50, pp.116-122 (2003).

[10] H. Kakigano ,T. Hashimoto, Y. Matsumura, T. Kurotani, W. Iwamoto, Y. Miura, T. Ise, T. Momose, and H. Hayakawa : “Fundamental Characteristics of Laboratory Scale Model DC Microgrid to Exchange Electric Power from Distributed Generations installed in Residential Houses,” IEEJ Trans. PE, Vol. 128, No.9 , pp.1099-1110 (2008).

第 4 章　自立運転時における単相三線インバータの出力電圧制御方式の検討

4.1　緒言

前章では，提案した自立運転時における単相三線インバータの制御方式については，電圧ループの比例ゲインを増加させ, 定常偏差を減少させるために 60 Hz のバンドパスフィルタを導入したが，出力電圧実効値が不足することや中性線電位のアンバランスを生じることを確認した。従って，自立運転時における単相三線インバータの制御について検討が必要である。

これまでも自立運転時における単相三線インバータに適用された比例制御 (Proportional control)の研究は行われており[1]，更に比例制御から改善した PR (Proportional and Resonant) 制御を 2 台[2] のインバータの並列運転に用いることも提案されている。この場合，比例制御より低歪みとなることが報告されている。しかしながら，非線形負荷においては歪んだ出力電圧波形となっている[2]。そこで，本章では，Ɛ-φ変調制御の適用を検討した。自立運転時における単相二線インバータに適用された Ɛ-φ 変調制御の研究は行われており[3]，非線形負荷に耐え得る制御のロバスト性や歪みの小さい電圧波形が報告されている。しかし，住宅への給電方式として用いられる単相三線式交流の場合，第一相 (赤)又は第二相 (黒)と中性線の間の電圧バランスの制御も必要となる。また，住宅内の負荷条件としては，単相三線式において, 電圧線と中性線を接続し, 交流 100 V 負荷に供給する場合には, 第一相 (赤)又は第二相 (黒)と中性線との平衡負荷の状況だけではなく不平衡負荷，非線形負荷，負荷変動などの状況にも耐え得る制御方式および負荷電圧の低歪み率の制御方式が重要であり, そのためにインバータ上下アーム短絡防止のために設けられるデッドタイム補償方法についての検討も必要である。

本章では自立運転時に単相三線インバータに適用する制御方式として，デッドタイム補償を有する Ɛ-φ変調制御を検討し PR 制御との比較を行った結果を述べる。まず，制御方式について述べ，平衡負荷時におけるデッドタイム補償の有無の場合について，実験による検証を行い，提案するデッドタイム補償法の有用性を明らかにした。次に，平衡負荷時と不平衡負荷時におけるサンプリング周波数を変化させた際の変換器損失，インダクタ損失および THD を測定し，Ɛ-φ変調制御の優位性を明らかにした。その後，非線形負荷および負荷変動の場合についても，Ɛ-φ変調制御の過渡状態の優位性を明らかにした。なお，本章のサンプリング周波数とは，インバータの出力電圧制御における出力電圧のサンプリング時間の逆数を指す。

4.2 単相三線インバータの制御方式

4.2.1 単相三線インバータの定式化

図 4.1 に単相三線インバータの回路構成を示す。ここで，V_{dc} は直流電圧，L_f と C_f はそれぞれ出力フィルタのインダクタとキャパシタであり，r_L はインダクタの内部抵抗，R_{nom} は定格負荷である。スイッチの S_1 ~ S_4 で出力電圧 e_{pn} を制御し，Differential Mode 制御 (以下，DM 制御) と呼ぶことにする。S_5 ,S_6 で電圧 e_p ,e_n のバランスを制御し，Common Mode 制御 (以下，CM 制御)と呼ぶことにする。電圧や電流を以下のように変換し，DM 制御と CM 制御に分けて考えることとする。また，式 (4.1)の Ŭが電圧，電流を表し，添字の dm ,cm は各モードを，p ,n は回路の正側，負側をそれぞれ表す。

$$\begin{bmatrix} \alpha_{dm} \\ \alpha_{cm} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \alpha_p \\ \alpha_n \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

図 4.1 において, 式 (4.1)と KVL (Kirchhoffôs voltage law, KVL), KCL (Kirchhoffôs current law, KCL)より式 (4.2)が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned} v_{inv.p} &= L_f\frac{di_p}{dt} + r_L i_p + e_p - L_f\frac{di_o}{dt} - r_L i_o \\ v_{inv.n} &= L_f\frac{di_n}{dt} + r_L i_n + e_n - L_f\frac{di_o}{dt} - r_L i_o \\ i_p &= C_f\frac{de_p}{dt} + \frac{e_p}{R_{nom}} \\ i_n &= C_f\frac{de_n}{dt} + \frac{e_n}{R_{nom}} \\ i_o &= -(i_p + i_n) = 2i_{cm} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots(4.2)$$

式 (4.1), (4.2)により DM 制御と CM 制御の電圧，電流について式 (4.3)が成り立つ。ここで，添字の dm は DM 制御，cm は CM 制御の電圧，電流を示す。

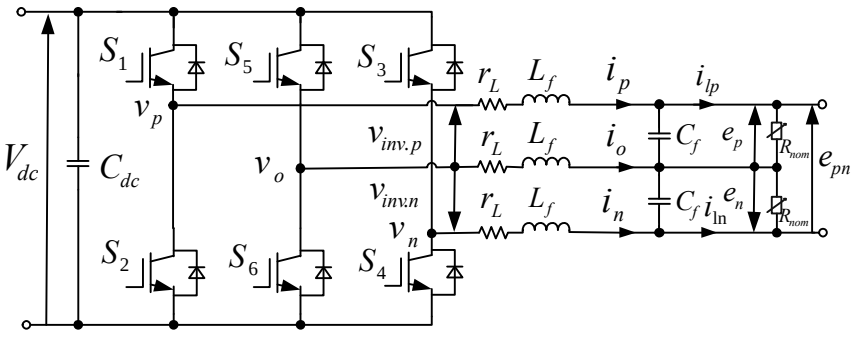


図 4.1　単相三線インバータの回路構成.

$$\left.\begin{aligned} v_{inv.dm} &= L_f \frac{di_{dm}}{dt} + r_L i_{dm} + e_{dm} \\ v_{inv.cm} &= 3L_f \frac{di_{dm}}{dt} + 3r_L i_{cm} + e_{cm} \\ i_{dm} &= C_f \frac{de_{dm}}{dt} + \frac{e_{dm}}{R_{nom}} \\ i_{cm} &= C_f \frac{de_{cm}}{dt} + \frac{e_{cm}}{R_{nom}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots(4.3)$$

4.2.2 PR 制御

PR 制御では, 電圧ループの比例のゲインを増加させて定常偏差を減少させるために 60 Hz のバンドパスフィルタ (BPF, Band Pass Filter, $G_{BPF}(s)$, ω_o = 377 rad / s)を導入している。バンドパスフィルタの伝達関数を式 (4.4)に示す。式 (4.4)により，離散システムに対して，式 (4.5)が成り立つ。また，x (k)は入力変数を表し，y (k)は出力変数を表す。なお，式 (4.5)において(k)は k サンプル時点の各値を示す。T_s はサンプリング時間である。

$$\begin{cases} G_{BPF}(s) = \dfrac{Y(s)}{X(s)} = \dfrac{\dfrac{\omega_o}{Q}s}{s^2 + \dfrac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \\ s = \dfrac{2}{T_s}\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \end{cases} \quad \cdots\cdots(4.4)$$

$$\begin{cases} y(k) = \dfrac{A\cdot[x(k)-x(k-2)] - B\cdot y(k-1) - C\cdot y(k-2)}{\omega_o^2 T_s^2 Q + 2\omega_o T_s + 4Q} \\ A = 2\omega_o T_s \\ B = 2\omega_o^2 T_s^2 Q - 8Q \\ C = \omega_o^2 T_s^2 Q - 2\omega_o T_s + 4Q \end{cases} \quad \cdots\cdots(4.5)$$

単相三線インバータに適用する PR 制御の DM 制御ブロックを図 4.2 に，CM 制御ブロックを図 4.3 に示す。DM 制御では交流電圧の一定制御を行い，出力電圧を 200 V, 60 Hz に保つ。また，CM 制御では p 側回路と n 側回路の交流電圧 100 V のバランスを取る。

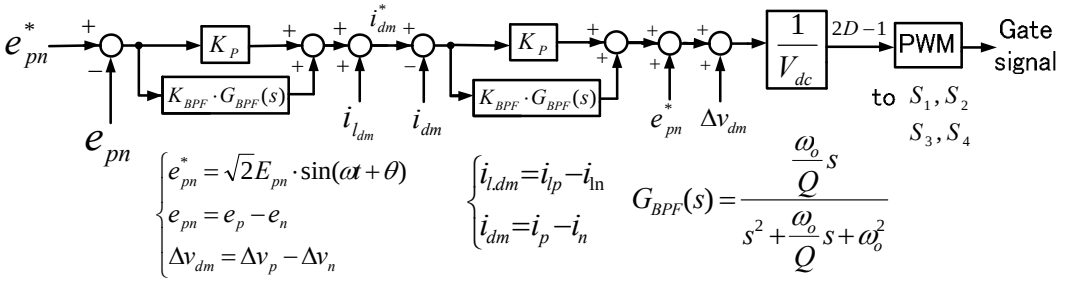
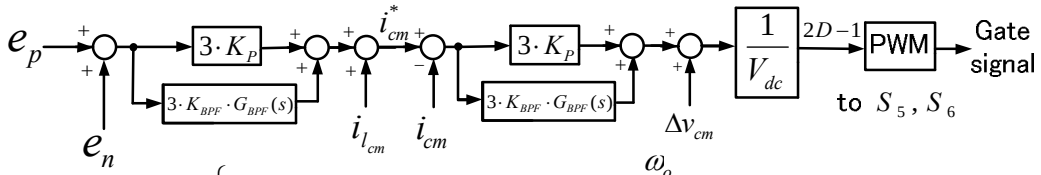
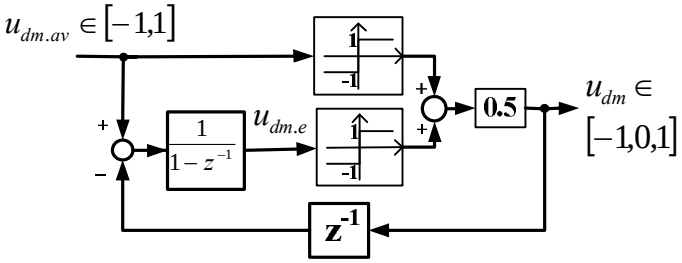


図 4.2　PR 制御の DM 制御ブロック

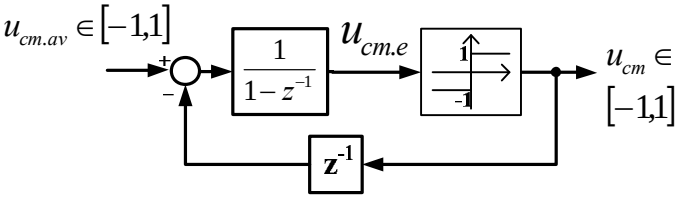


$$\begin{cases} i_{l.cm} = i_{lp} + i_{\ln} \\ i_{cm} = i_p + i_n \\ \Delta v_{cm} = \Delta v_p + \Delta v_n \end{cases} \qquad G_{BPF}(s) = \frac{\frac{\omega_o}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2}$$

図 4.3　PR 制御の CM 制御ブロック



(a)　DM 制御



(b)　CM 制御

図 4.4　Ɛ-φ 変調器の構成

4.2.3　Ɛ-φ 変調制御

PR 制御は比例制御にバンドパスフィルタを加え，出力周波数付近でゲインを高くすることが可能な制御であるが，負荷が大きい場合に定常偏差の影響を受けて出力電圧実効値が不足することや，高次の成分を含む非線形負荷においては出力電圧が歪むことが報告されている。これらの問題点を解決するため，Ɛ-φ 変調制御を用いた電圧波形改善を試みた。

4.2.3.1　Ɛ-φ 変調器とスイッチングパターン

図 4.4 に各制御モードに適用する Ɛ-φ 変調器の構成を示す。(a) 図は DM 制御，(b) 図は CM 制御の各モードの制御系である。各制御モードの平均入力を $u_{\mathrm{dm.av}}$，$u_{\mathrm{cm.av}}$，制御入力を u_{dm}，u_{cm} と表す。図 4.4 より，各モードの制御入力は式 (4.6)により表される。

$$\left.\begin{aligned} u_{dm} &= \frac{sign(u_{dm.av}) + sign(u_{dm.e})}{2} \\ u_{cm} &= sign(u_{cm.e}) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.6)$$

式 (4.6)の通り，DM 制御では 3 レベル，CM 制御では 2 レベルの制御入力を用いスイッ

表 4.1　Ɛ-qp 変調制御のスイッチングパターン

(a)　DM 制御

u_{dm}	S_1	S_2	S_3	S_4
1	1	0	0	1
0 (e_{cm} < 0)	1	0	1	0
0 (e_{cm} ≧0)	0	1	0	1
-1	0	1	1	0

(b) CM 制御

u_{cm}	S_5	S_6
1	1	0
-1	0	1

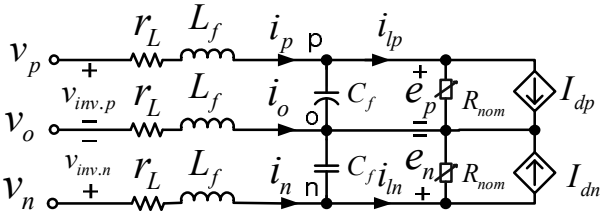


図 4.5　外乱電流源 I_{dp}，I_{dn} を接続した単相三線インバータの出力側回路

チングパターンを決定する。DM 制御入力 u_{dm} に対するスイッチングパターンを表 4.1 (a)に，CM 制御入力 u_{cm} に対するスイッチングパターンを表 4.1 (b)に示す。また，各スイッチは 0 の場合に OFF，1 の場合に ON であることを表す。

そして，制御入力を用いると式 (4.3)中の KVL は式 (4.7)となる。式 (4.7)の u'_{cm} は u_{dm} が 0 の場合で中性線電位 e_{cm} を考慮した CM 制御のスイッチングパターンである。また，u'_{cm} は式 (4.8)により表される。

$$\left.\begin{aligned} u_{dm}\frac{V_{dc}}{2} &= L_f\frac{di_{dm}}{dt}+r_L i_{dm}+e_{dm} \\ u'_{cm}\frac{V_{dc}}{2} &= -\left(3L_f\frac{di_{cm}}{dt}+3r_L i_{cm}+e_{cm}\right) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(4.7)$$

$$u'_{cm}=\begin{cases} u_{cm} & (u_{dm}=\pm 1) \\ u_{cm}-1 & (u_{dm}=0 \cap e_{cm}<0) \\ u_{cm}+1 & (u_{dm}=0 \cap e_{cm}\geq 0) \end{cases} \cdots\cdots(4.8)$$

4.2.3.2　負荷変動への対応

4.2.1 節で示した式 (4.3)では，各モードの電流を求める際に抵抗負荷 R_{nom} の値を用いるため，負荷変動には対応できない。そのため，抵抗負荷 R_{nom} の電流波形と実際の電流波形との差を取り，それが非周期的な外乱として存在すると仮定して制御を行う。

外乱電流源 I_{dp}，I_{dn} を接続した単相三線インバータの出力側回路を図 4.5 に示す。出力電圧および出力電流は実測されることから外乱電流は式 (4.9)により示すことができる。

$$\left.\begin{aligned} I_{dp} &= i_{lp} - \frac{e_p}{R_{nom}} \\ I_{dn} &= i_{\ln} - \frac{e_n}{R_{nom}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.9)$$

外乱の電流源についても DM 制御および CM 制御の成分を式 (4.10)のように考える。

$$\left.\begin{aligned} I_{d.dm} &= \frac{1}{2}\left(I_{dp} - I_{dn}\right) = i_{l.dm} - \frac{e_{dm}}{R_{nom}} \\ I_{d.cm} &= \frac{1}{2}\left(I_{dp} + I_{dn}\right) = i_{l.cm} - \frac{e_{cm}}{R_{nom}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.10)$$

4.2.3.3 出力電圧の ΔΣ-αβ 変調制御

図 4.5 に示す回路において，4.2.1 節と同様にして式 (4.11)が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned} i_{dm} &= C_f \frac{de_{dm}}{dt} + \frac{e_{dm}}{R_{nom}} + I_{d.dm} \\ i_{cm} &= C_f \frac{de_{cm}}{dt} + \frac{e_{cm}}{R_{nom}} + I_{d.cm} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.11)$$

式 (4.11)により電圧と電流を指令値で表し，式 (4.10)を式 (4.11)に代入すると式 (4.12)が求まる。

$$\left.\begin{aligned} i^*_{dm} &= C_f \frac{de^*_{dm}}{dt} + \frac{e^*_{dm}}{R_{nom}} + i_{l.dm} - \frac{e_{dm}}{R_{nom}} \\ i^*_{cm} &= C_f \frac{de^*_{cm}}{dt} + \frac{e^*_{cm}}{R_{nom}} + i_{l.cm} - \frac{e_{cm}}{R_{nom}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.12)$$

また，式 (4.7)を指令値で表すと式 (4.13)になる。

$$\left.\begin{aligned} u^*_{dm}\frac{V_{dc}}{2} &= L_f \frac{di^*_{dm}}{dt} + r_L i^*_{dm} + e^*_{dm} \\ u^*_{cm}\frac{V_{dc}}{2} &= -\left(3L_f \frac{di^*_{cm}}{dt} + 3r_L i^*_{cm} + e^*_{cm}\right) \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.13)$$

ここで簡単のため，状態変数と時間 t を変数変換する[4]。式 (4.14)に示すように新たな変数を定義し，システムを正規化する。各モードにおいて，x_1 は正規化インダクタ電流，x_2 は正規化出力電圧，x_3 は正規化負荷電流である。

$$\left.\begin{aligned} x_{dm.1} &= \frac{2}{V_{dc}}\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}i_{dm}, x_{dm.2} = \frac{2}{V_{dc}}e_{dm}, x_{dm.3} = \frac{2}{V_{dc}}\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}i_{l.dm} \\ x_{cm.1} &= \frac{2}{V_{dc}}\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}i_{cm}, x_{cm.2} = \frac{2}{V_{dc}}e_{cm}, x_{cm.3} = \frac{2}{V_{dc}}\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}i_{l.cm} \\ \tau &= \frac{t}{\sqrt{L_f C_f}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.14)$$

式 (4.14)を式 (4.12)および式 (4.13)に代入し，正規化すると式 (4.15)が求まる。

$$\left.\begin{aligned} x^*_{dm.1} &= \frac{dx^*_{dm.2}}{d\tau} + \frac{x^*_{dm.2}}{Q_2} + x_{dm.3} - \frac{x_{dm.2}}{Q_2} \\ x^*_{cm.1} &= \frac{dx^*_{cm.2}}{d\tau} + \frac{x^*_{cm.2}}{Q_2} + x_{cm.3} - \frac{x_{cm.3}}{Q_2} \\ u^*_{dm.av} &= \frac{dx^*_{dm.1}}{d\tau} + Q_1 x^*_{dm.1} + x^*_{dm.2} \\ u'^*_{cm.av} &= -\left(3\frac{dx^*_{cm.1}}{d\tau} + 3Q_1 x^*_{cm.1} + x^*_{cm.2}\right) \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.15)$$

ここで，Q_1, Q_2 は式 (4.16)で定める。

$$\left.\begin{aligned} Q_1 &= r_L\sqrt{\frac{C_f}{L_f}}, Q_2 = R_{nom}\sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.16)$$

4. 2. 3. 4　Differential Mode による出力電圧制御

DM 制御により，単相三線インバータの出力電圧 e_{pn} を正弦波交流に制御する。制御系の構成を図 4.6 に示す。ここで，$\gamma_{dm} > 0$ として，フィートバック制御器を式 (4.17)のように考えている。また，φv_{dm} は 4.3 節で述べる DM 制御のデッドタイム補償電圧である。

$$u_{dm.av} = u^*_{dm.av} + \gamma_{dm}\left(x^*_{dm.1} - x_{dm.1}\right) \quad \cdots\cdots (4.17)$$

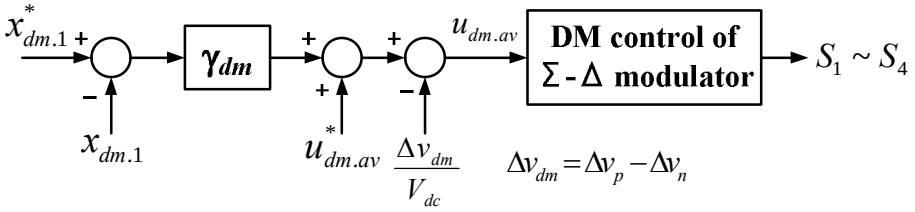


図 4.6　Ɛ-φ 変調制御の DM 制御ブロック

正規化出力電圧指令値を式 (4.18)のように定める。

$$\left.\begin{aligned} x^{*}_{dm.2} &= A\sin\ \omega_o\tau \\ A &= \frac{\sqrt{2}E_{pn}}{V_{dc}}, \omega_o = \frac{\omega t}{\tau} = 2\pi f\sqrt{L_f C_f} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4.18)$$

式 (4.18)を式 (4.15)に代入すると，式 (4.19)の正規化インダクタ電流指令値 $x^{*}_{\mathrm{dm.1}}$ および平均制御入力 $u^{*}_{\mathrm{dm.av}}$ が求まる。

$$\left.\begin{aligned} x^{*}_{dm.1} &= \frac{A}{Q_2}\sqrt{1+Q_2^2\omega_o^2}\,\sin\left(\omega_o\tau+\tan^{-1}\left[\omega_o Q_2\right]\right)+x_{dm.3}-\frac{x_{dm.2}}{Q_2} \\ u^{*}_{dm.av} &= \frac{A}{Q_2}\sqrt{\left\{Q_1+Q_2\left(1-\omega_o^2\right)\right\}^2+\left(1+Q_1Q_2\right)^2\omega_o^2}\,\sin\left(\omega_o\tau+\alpha\right)+\frac{dx_{dm.3}}{d\tau}-\frac{1}{Q_2}\left(\frac{dx_{dm.2}}{d\tau}\right)+Q_1\left(x_{dm.3}-\frac{x_{dm.2}}{Q_2}\right) \\ \alpha &= \tan^{-1}\left[\frac{\left(1+Q_1Q_2\right)\omega_o}{Q_1+Q_2\left(1-\omega_o^2\right)}\right] \end{aligned}\right\} \quad (4.19)$$

4.2.3.5 Common Mode による電圧バランス制御

CM 制御により，単相三線インバータの p 側回路と n 側回路に不平衡の出力電圧が生じないようバランス制御を行う。制御系の構成を図 4.7 に示す。CM 制御においても，$\gamma_{\mathrm{cm}} > 0$ として，フィートバック制御器を式 (4.20)のように考えている。また，φv_{cm} は 4.3 節で述べる CM 制御のデッドタイム補償電圧である。

$$u^{'}_{cm.av} = u^{'*}_{cm.av} + \gamma_{cm}\left(x_{cm.1} - x^{*}_{cm.1}\right) \quad \cdots\cdots (4.20)$$

正規化出力電圧指令値を式 (4.21)のように定める。

$$x^{*}_{cm.2} = 0 \quad \cdots\cdots (4.21)$$

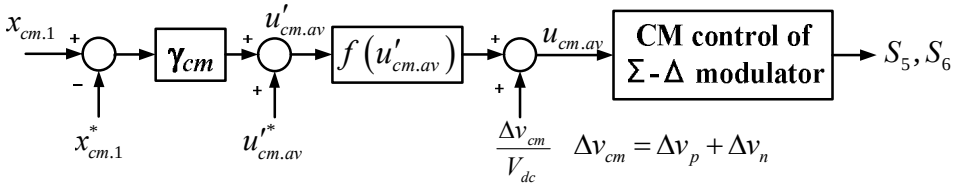


図 4.7　Ɛ-φ 変調制御の CM 制御ブロック

式 (4.21)を式 (4.15)に代入すると，式 (4.22)の正規化インダクタ電流指令値 $x^{*}_{\mathrm{cm.1}}$ および平均制御入力 $u^{'*}_{\mathrm{cm.av}}$ が求められる。

$$\left.\begin{aligned} x^{*}_{cm.1} &= x_{cm.3} - \frac{x_{cm.2}}{Q_2} \\ u'^{*}_{cm.av} &= -3\left\{\frac{dx_{cm.3}}{d\tau} - \frac{1}{Q_2}\left(\frac{dx_{cm.2}}{d\tau}\right) + Q_1\left(x_{cm.3} - \frac{x_{cm.2}}{Q_2}\right)\right\} \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.22)$$

なお，図 4.7 の関数$f(u'_{\mathrm{cm.av}})$は式 (4.23)のように表される。

$$f\left(u'_{cm.av}\right)=\begin{cases} u'_{cm.av} & \left(u_{dm}=\pm 1\right) \\ u'_{cm.av}-1 & \left(u_{dm}=0 \cap e_{cm}<0\right) \\ u'_{cm.av}+1 & \left(u_{dm}=0 \cap e_{cm}\geq 0\right) \end{cases} \cdots\cdots (4.23)$$

4.2.4 デッドタイム補償

インバータには，上アームと下アームの ON / OFF 切り替え時の短絡防止のため，デッドタイムが必要であるが，このために，電圧波形に歪みが生じ，出力電圧の実効値不足を招く。この問題を解決するために PR 制御および Ɛ-φ変調制御のデッドタイム補償について検討した。本システムに適用するデッドタイム補償はインダクタ電流 i_{p} の向きにより p 側回路の誤差電圧係数 K_{CP} を，インダクタ電流 i_{n} の向きにより n 側回路の誤差電圧係数 K_{CN} を決め，それぞれの誤差電圧係数 K_{CP}, K_{CN} を式 (4.24) に代入することで p 側回路の誤差電圧 Δv_{p} と n 側回路の誤差電圧 Δv_{n} を求める。

$$\begin{cases} \Delta v_p = K_{CP} f_{sw} t_d V_{dc} \\ \Delta v_n = K_{CN} f_{sw} t_d V_{dc} \end{cases} \cdots\cdots (4.24)$$

ただし，f_{sw}:スイッチング周波数，V_{dc}: 直流リンク電圧，t_{d}: デッドタイムである。

これより, DM 制御のデッドタイム補償電圧 Δv_{dm} と CM 制御のデッドタイム補償電圧 Δv_{cm} を算出し，それぞれ加えることにより，補償を行う。各制御方式の具体的な誤差電圧係数を求める方法については，それぞれ以下の項で述べる。

4.2.4.1 PR 制御のデッドタイム補償

PR 制御のデッドタイム補償の誤差電圧係数 K_{CP}, K_{CN} を求める方法を図 4.8 に示す。図 4.8 により，スイッチングパターンとインダクタ電流の向きから誤差電圧係数を決め，式(4.24) に代入することで，それぞれの誤差電圧を求める。P 側回路についてのデットタイム補償の原理図を図 4.9 に示す。

4.2.4.2 Ɛ-φ変調制御のデッドタイム補償

Ɛ-φ変調制御における p 側回路の誤差電圧係数 K_{CP} を表 4.2 に，p 側回路の制御入力 u_p のスイッチングパターンを式 (4.25)に示す。

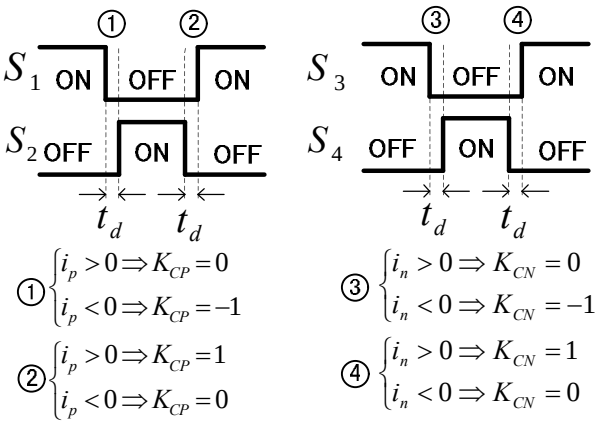


図 4.8　PR 制御のデッドタイム補償方法

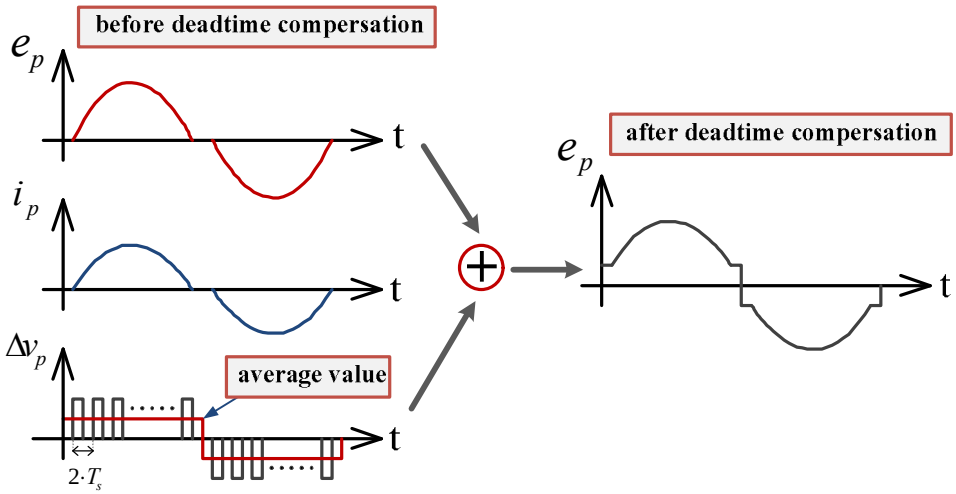


図 4.9　PR 制御の P 側回路のデットタイム補償の原理図

$$u_p = \begin{cases} -1 & \ldots S_2, S_5 : ON \\ 0_{-H} & \ldots S_1, S_5 : ON \\ 0_{-L} & \ldots S_2, S_6 : ON \\ 1 & \ldots S_1, S_6 : ON \end{cases} \quad \cdots\cdots (4.25)$$

i_p は p 側回路のインダクタ電流，i_{CM} は中性線のインダクタ電流である。p 側回路のインダクタ電流や中性線のインダクタ電流の向き，1 サンプリング周期前で計算した p 側回路制御入力 u_p[k-1]，2 サンプリング周期前で計算した制御入力 u_p[k-2]から，p 側回路の誤差電圧係数 K_{CP} を決定し，式 (4.24)に代入することで，p 側回路の誤差電圧 Δv_p を求める。n 側回路のデッドタイム補償についても，誤差電圧係数 K_{CN} および誤差電圧 Δv_n を p 側回路と同様に求める。

表 4.2　Ɛ-φ変調制御に適用するデッドタイム補償 K_{CP} の決める方法

$i_p<0$, $i_{cm}<0$	$u_p[k-2]$			
$u_p[k-1]$	**-1**	**0_H**	**0_L**	**1**
-1	**0**	**1**	**1**	**2**
0_H	**0**	**0**	**1**	**1**
0_L	**0**	**1**	**0**	**1**
1	**0**	**0**	**0**	**0**

$i_p<0$, $i_{cm}>0$	$u_p[k-2]$			
$u_p[k-1]$	**-1**	**0_H**	**0_L**	**1**
-1	**0**	**1**	**0**	**1**
0_H	**0**	**0**	**0**	**0**
0_L	**-1**	**0**	**0**	**1**
1	**-1**	**-1**	**0**	**0**

$i_p>0$, $i_{cm}>0$	$u_p[k-2]$			
$u_p[k-1]$	**-1**	**0_H**	**0_L**	**1**
-1	**0**	**0**	**0**	**0**
0_H	**-1**	**0**	**-1**	**0**
0_L	**-1**	**-1**	**0**	**1**
1	**-2**	**-1**	**-1**	**0**

$i_p>0$, $i_{cm}<0$	$u_p[k-2]$			
$u_p[k-1]$	**-1**	**0_H**	**0_L**	**1**
-1	**0**	**0**	**1**	**1**
0_H	**-1**	**0**	**0**	**1**
0_L	**0**	**0**	**0**	**0**
1	**-1**	**0**	**-1**	**0**

4.3　実験による検証

本章では PR 制御と提案した Ɛ-φ変調制御の性能を比較するために，まず，平衡負荷時におけるデッドタイム補償の有無の場合の実験結果について述べる。次に，デッドタイム補償を有する場合の平衡負荷時，不平衡負荷時，非線形負荷時および負荷変動の過渡状態の実験結果を述べる。実験の構成と電圧および電流の測定の箇所を図 4.10 に示し，回路のパラメータを表 4.3 に示す。また，PR 制御の実験パラメータを表 4.4 に，Ɛ-φ変調制御の実験パラメータを表 4.5 に示す。各制御方法における比例ゲインはサンプリング周波数を変更した際に調整した。

PR 制御では，図 4.11 に示すように搬送波の谷と山の直前の T_{PR} の時間内に通流率を算出し，搬送波と比較して PWM (スイッチ S_1)の信号を出力する。よって，PR 制御のスイッチング周波数はサンプリング周波数の半分とする。なお，T_d はデットタイムであり，T_s はサンプリング時間である。

Ɛ-φ変調制御では，図 4.12 に示すように $T_{Ɛ\text{-}φ}$ の時間内に各スイッチのオン/オフのパターンを算出し，算出したスイッチ (S_1)のオン/オフの状態を変更する。

4.3.1　デッドタイム補償の効果

本節では，平衡負荷時 ($Z_p = Z_n$)におけるサンプリング周波数を 20 kHz から 40 kHz まで，4 kHz 毎に変化させ，PR 制御および Ɛ-φ変調制御のデッドタイム補償がある場合とない場合について負荷電圧の THD の測定結果について述べる。

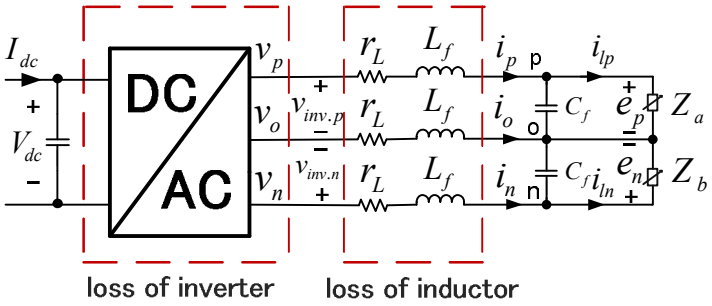


図 4.10　実験の主回路の構成図

表 4.3　回路のパラメータ

DC bus voltage: V_{dc}	400 V
Output voltage RMS: E_{pn}	200 V
Sampling frequency : f_s	20 kHz ~ 40 kHz
Output filter inductor: L_f	3.45 mH
Output filter capacitor : C_f	18 εF
DC bus capacitor	4700 εF
dead time: t_d	3 εs
Output voltage frequency	60 Hz
Z_a	10 q / 1 kW
Z_b	AC 100V / 60 Hz stove 1 kW

表 4.4　PR 制御の実験のパラメータ

Q of band-pass filter	40
ω_o of band-pass filter	377　rad / s
K_P	Depends on sampling frequency(0.35 at 40 kHz)
K_{BPF}	Depends on sampling frequency (8 at 40 kHz)

表 4.5　Ł-qp 変調制御の実験のパラメータ

Inductor internal resistance : r_L	0.01 q
Nominal load resistance : R_{nom}	10 q
DM control gain : γ_{dm}	Depends on sampling frequency (1 at 40 kHz)
CM control gain : γ_{cm}	Depends on sampling frequency (0.5 at 40 kHz)

4.3.1.1　PR 制御の実験結果

PR 制御のデッドタイム補償がない場合の負荷電圧の THD の測定結果を図 4.13 に，ある場合を図 4.14 に示す。図 4.13 と図 4.14 を比べ，デッドタイム補償がない場合では，サンプリング周波数が増加するとともに負荷電圧の THD が増加していく。一方，デッドタイム補償がある場合では，サンプリング周波数が増加しても負荷電圧の THD が僅かしか増加していない。この理由として，PR 制御ではスイッチング周期に対するデッドタイムの割合がスイッチング周波数の増加につれて大きくなり，デッドタイム補償が理想的に行われる必要があると考えられる。しかし，全てのサンプリング周波数において，デッドタイム補償がある場合がない場合より負荷電圧の THD が約 1%から 2%まで低減できることを確認した。以上のように平衡負荷時では，PR 制御のデッドタイム補償の有用性を確認した。

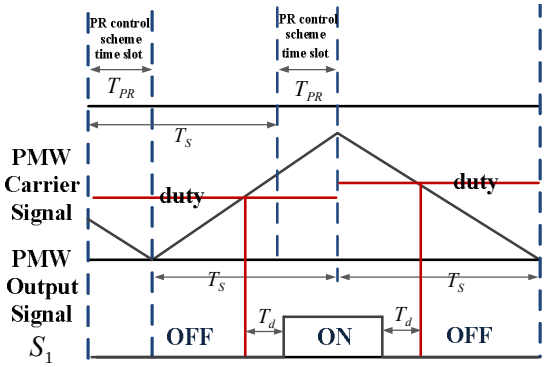


図 4.11 PR 制御の計算刻み

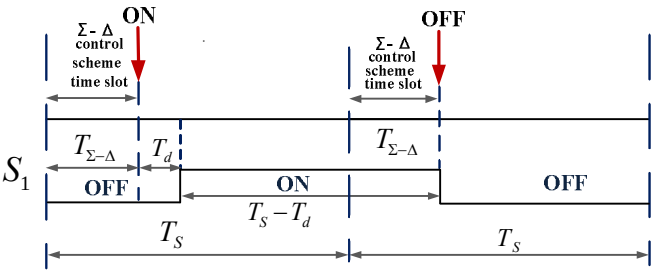


図 4.12 Σ-φ変調制御の計算刻み

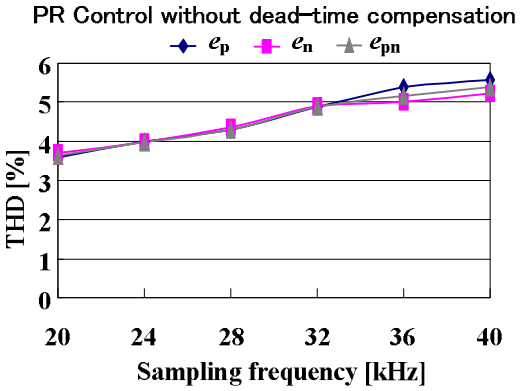


図 4.13 PR 制御のデッドタイム補償がない場合の負荷電圧の THD の測定結果

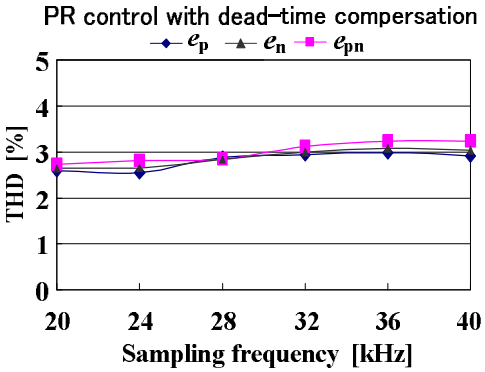


図 4.14 PR 制御のデッドタイム補償がある場合の負荷電圧の THD の測定結果

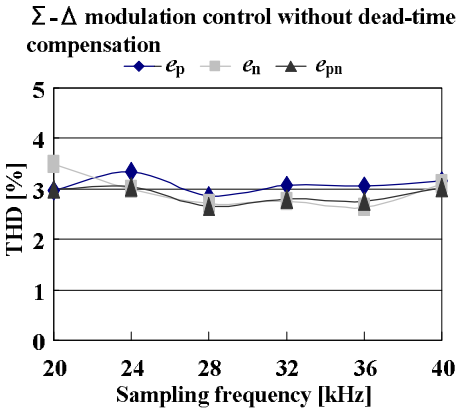


図 4.15 Σ-Δ変調制御のデッドタイム補償がない場合の負荷電圧の THD の測定結果

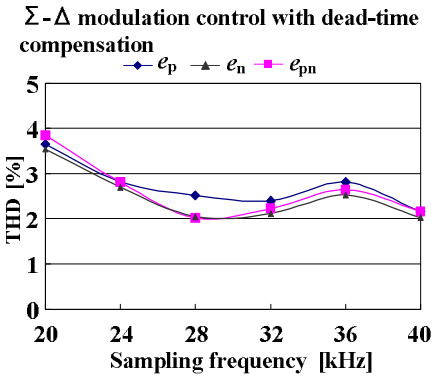


図 4.16 Σ-Δ変調制御のデッドタイム補償がある場合の負荷電圧の THD の測定結果

4.3.1.2 Σ-φ変調制御の実験結果

Σ-φ変調制御のデッドタイム補償がない場合の負荷電圧の THD の測定結果を図 4.15 に，ある場合を図 4.16 に示す。図 4.15 と図 4.16 と比べ，サンプリング周波数が低い場合，ともに負荷電圧の THD はほぼ同じであるが，サンプリング周波数を増加させるとデッドタイム補償がある場合はない場合より約 0.5 %から 1 %まで低減できることを確認した。従って，

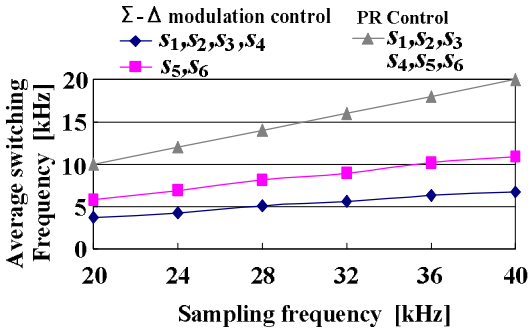


図 4.17　平衡負荷時の平均スイッチング周波数とサンプリング周波数の関係図

デッドタイム補償により THD の向上が見られるが，その効果は PR 制御と比べて小さい。この理由は Ɛ-φ 変調制御では目標波形に追従するようにインバータの各スイッチの ON / OFF をコンパレータにより決める制御となっているためであると考えられる。

4.3.2　平衡負荷時 ($Z_p = Z_n$)の実験結果

図 4.17 に平衡負荷時における Ɛ-φ 変調制御と PR 制御の平均スイッチング周波数とサンプリング周波数の関係を示す。まず，Ɛ-φ 変調制御の CM 制御のためのスイッチ (S_5 ,S_6)は DM 制御のスイッチ (S_1 ~ S_4)の平均スイッチング周波数より高いことが分かる。その理由としては表 1 おいて，CM 制御では u_{cm} の変化に応じて，必ず S_5, S_6 のスイッチングが生じるのに対して，DM 制御では，u_{dm} が変化しても，ON/OFF 4 つのパターンが存在するため，S_1 ~ S_4 のスイッチングする確率は 1/2 となるためである。

一方，前述の通り，PR 制御の平均スイッチング周波数はサンプリング周波数の半分である。なお，Ɛ-φ 変調制御の平均スイッチング周波数は 1 秒間あたりのスイッチング回数から算出した。

サンプリング周波数が 40 kHz の場合について，PR 制御の実験結果を図 4.18 に，Ɛ-φ 変調制御の実験結果を図 4.19 に示す。図 4.18 と図 4.19 の (1)に示すように直流入力電圧は 400 V，(2)に示すように直流出力電流は約 5 A とし，約 2 kW の消費電力となるようにした。図 4.18 (3)と図 4.19 (3)の出力電圧実効値 e_p, e_n を比べると，PR 制御の出力電圧実効値のアンバランスが約 1 V から 6 V までの差に対し，Ɛ-φ 変調制御のアンバランスは約 1 V に抑制できることが分かった。また，図 4.18 と図 4.19 の (4)は p 側回路と n 側回路の出力電圧の波形であり，(5)は p 側回路と n 側回路の出力電流の波形である。これにより，平衡負荷時では，図 4.19 (3)の Ɛ-φ 変調制御の出力電圧実効値 (e_p, e_n)の変動が図 4.18 (3)の PR 制御の出力電圧実効値 (e_p, e_n)より抑制されることを確認した。

また，PR 制御と Ɛ-φ 変調制御とのインバータ損失を図 4.20 に示す。この損失には，図 4.10 に示すようにインダクタの損失は含まれていない。図 4.20 により，サンプリング周波数が増加するとともにインバータ損失が増加しているが，PR 制御に比べ Ɛ-φ 変調制御の損

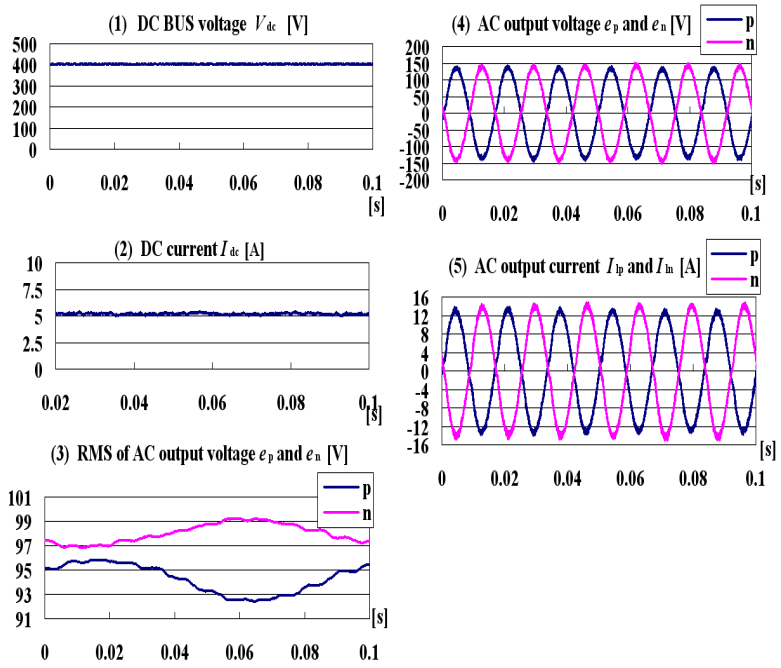


図 4.18　サンプリング周波数が 40 kHz の場合で，平衡負荷時の PR 制御の実験結果

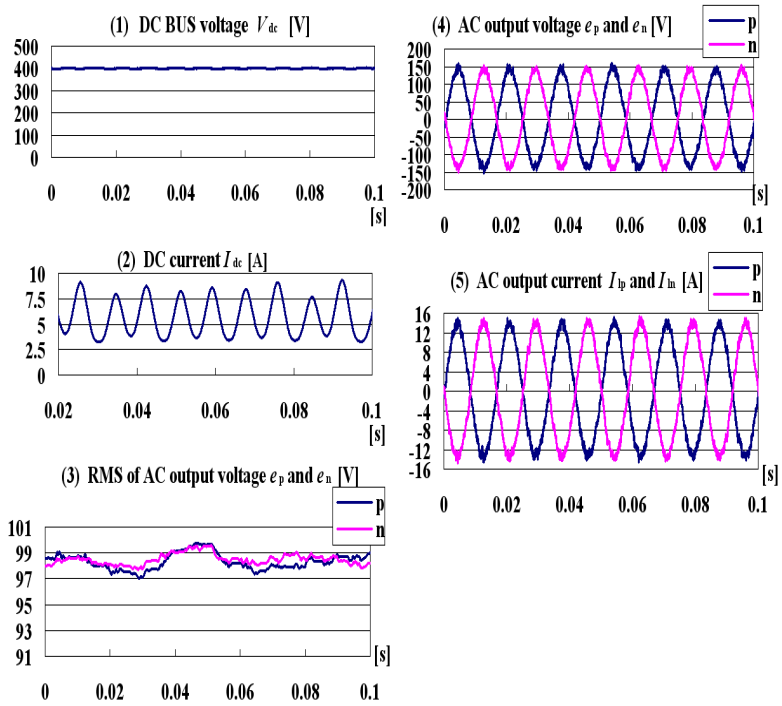


図 4.19　サンプリング周波数が 40 kHz の場合で，平衡負荷時の E-φ変調制御の実験結果

失増加は少ない。この理由としては，図 4.17 に示すように E-φ変調制御の平均スイッチング周波数が PR 制御より低いことが要因である。

インダクタ損失を図 4.21 に示す。E-φ変調制御が PR 制御のインダクタ損失より大きい理

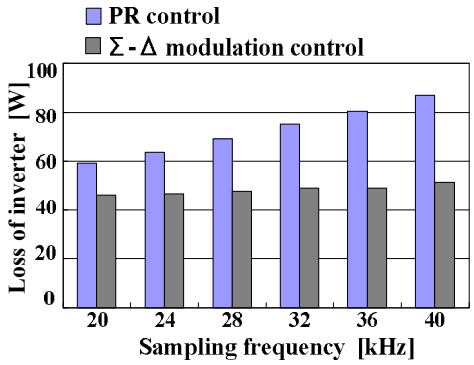


図 4.20　平衡負荷時のインバータ損失

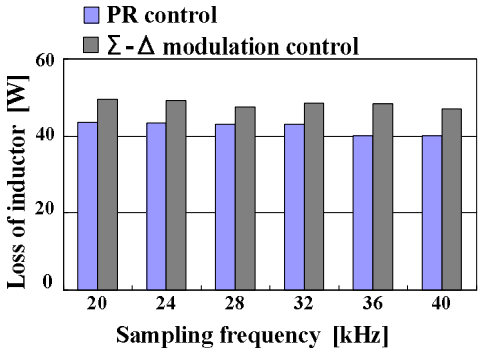


図 4.21　平衡負荷時のインダクタ損失

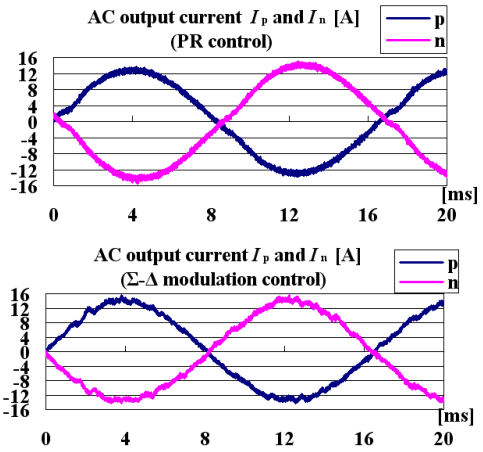


図 4.22　PR 制御と Ɛ-φ 変調制御のインダクタ電流との比較

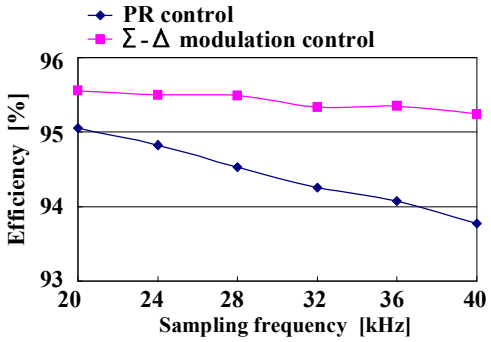


図 4.23　平衡負荷時の効率曲線

由としては，Ɛ-φ 変調制御は目標値への追従を行うようにインバータの各スイッチの ON / OFF を直接的にコンパレータで決定するために図 4.22 に示すように Ɛ-φ 変調制御のインダクタ電流の高周波リプルが PR 制御より大きくなり，インダクタの鉄損が大きくなったと考えられる。

単相三線インバータの効率曲線を図 4.23 に示す。図 4.23 の Ɛ-φ 変調制御の効率が PR 制御より高い理由としては，図 4.17 に示したように Ɛ-φ 変調制御の平均スイッチング周波数が PR 制御より低いことが主要因と考えられる。以上のように平衡負荷時では，Ɛ-φ 変調制御の性能が PR 制御より高いことを確認した。

4.3.3　不平衡負荷時 ($Z_p \neq Z_n$)の実験結果

不平衡負荷時における実験を行った。負荷条件は Z_n は開放とし，表 4.3 に示した Z_p の負荷のみとした。図 4.24 は不平衡負荷時における Ɛ-φ 変調制御と PR 制御の平均スイッチング周波数を示している。まず，サンプリング周波数が 40 kHz の場合について，PR 制御の実験結果を図 4.25 に，Ɛ-φ 変調制御の実験結果を図 4.26 に示す。(1)に示すように直流入力電圧は 400 V，(2)に示すように直流出力電流は約 2.5 A とし，約 1 kW の消費電力となるよう

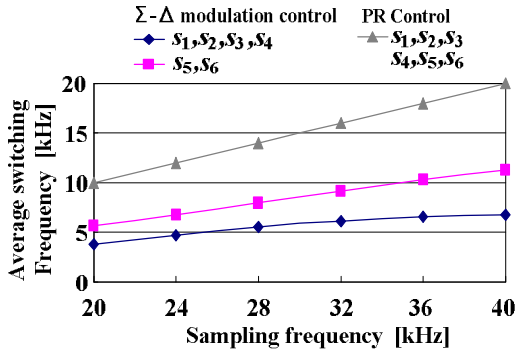


図 4.24　不平衡負荷時の平均スイッチング周波数
とサンプリング周波数の関係図

にした。図 4.25 (3)と図 4.26 (3)の出力電圧実効値 e_p, e_n を比べると，PR 制御の出力電圧実効値に約 3 V までの差があるのに対し，Ɛ-φ変調制御のアンバランスが約 2 V の差となっている。これにより，不平衡負荷時でも，Ɛ-φ変調制御の p 側回路の出力電圧実効値 e_p と n 側回路の出力電圧実効値 e_n の変動が PR 制御より抑制されること確認した。

PR 制御と Ɛ-φ変調制御のインバータ損失を図 4.27 に，インダクタ損失を図 4.28 に示す。図 4.27 のインバータ損失と図 4.28 のインダクタ損失の原因は平衡負荷時の原因と同じであると考えられる。しかし，図 4.29 に示した不平衡負荷時での単相三線インバータ効率が平衡負荷時より低い理由としては，p 相と n 相の交流電圧のバランスを取るために，中性線の電流が流れており，これにより，変換器損失が増加しているためであると考えられる。また, 不平衡負荷時の PR 制御と Ɛ-φ変調制御の負荷電圧の THD の測定結果を図 4.30, 図 4.31 にそれぞれ示す。サンプリング周波数が増加するとともに PR 制御の THD は増加しているが，この原因としては 4.3.2 節で述べた理由と同様である。Ɛ-φ変調制御の THD が 3 ~ 5% 付近で，あまり変わらない。また，全てのサンプリング周波数において，PR 制御の THD は 5 %以上を超過していたが，Ɛ-φ変調制御の THD は 5 %以下となった。よって，不平衡負荷時においても，Ɛ-φ変調制御の性能が THD の観点において，PR 制御より高いことを確認した。

4.3.4　非線形負荷時の実験結果

非線形負荷時における実験を行った。負荷条件を図 4.32 に示す。Z_p は整流器負荷とし，Z_n は 10 q / 1 kW の抵抗負荷とした。まず，サンプリング周波数を 40 kHz として，非線形負荷が 500 W (図 4.32 の DC load)時の PR 制御と Ɛ-φ変調制御の実験結果を図 4.33 と図 4.34 にそれぞれ示す。(1)に示すように直流入力電圧は 400 V とし，(2)に示すように直流出力電流は約 4 A として，約 1.6 kW の消費電力となるようにした。(3)図に示すように PR 制御の出力電圧実効値のアンバランスが約 5 V から 15 V までであるのに対し，Ɛ-φ変調制御のアンバランスは約 3 V 以内に抑制できることを確認した。以上の結果により，非線形負荷時でも，Ɛ-φ変調制御の p 側回路の出力電圧実効値 e_p と n 側回路の出力電圧実効値 e_n の変動

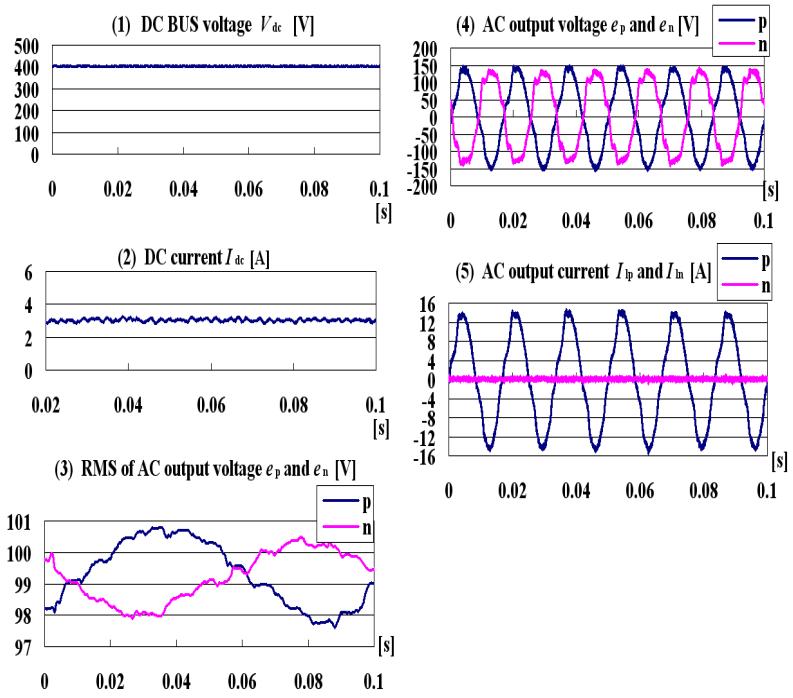


図 4.25　サンプリング周波数が 40 kHz の場合で，不平衡負荷時の PR 制御の実験結果

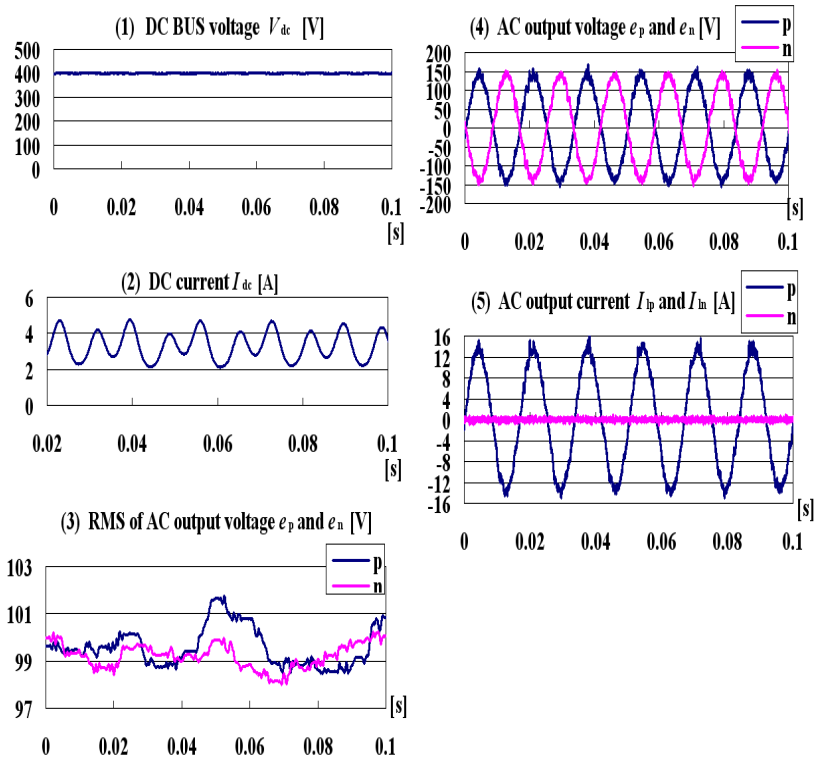


図 4.26　サンプリング周波数が 40 kHz の場合で，不平衡負荷時の PR 制御の実験結果

が PR 制御より抑制されることを確認した。

(4)図は p 側回路と n 側回路の出力電圧の波形であり，(5)図は p 側回路と n 側回路の出力

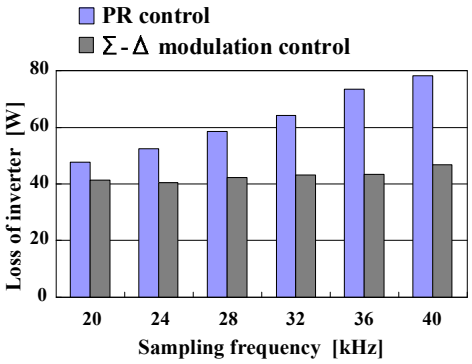


図 4.27　不平衡負荷時のインバータ損失

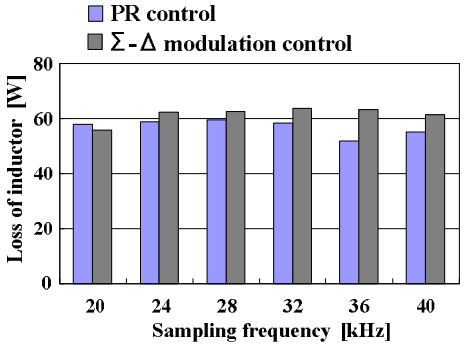


図 4.28　不平衡負荷時のインダクタ損失

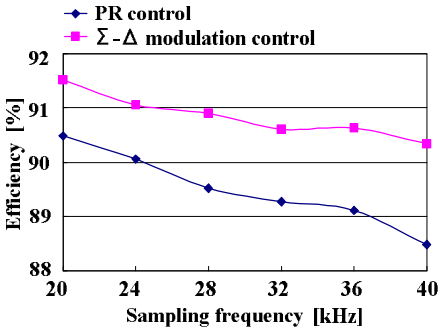


図 4.29　不平衡負荷時の効率曲線

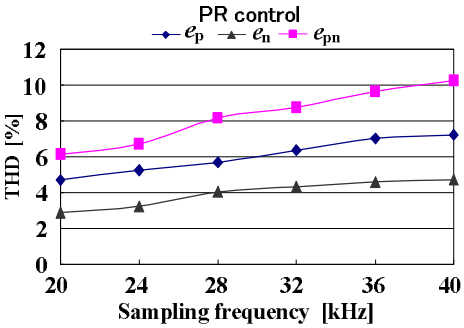


図 4.30　PR 制御の THD
(不平衡負荷時)

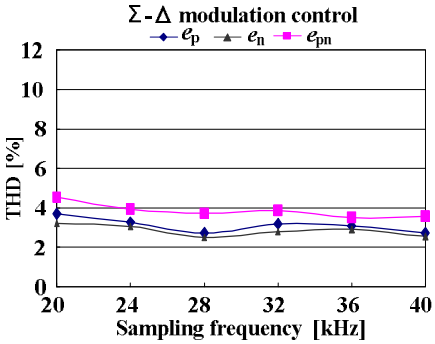


図 4.31　Ɛ-φ変調制御の THD
(不平衡負荷時)

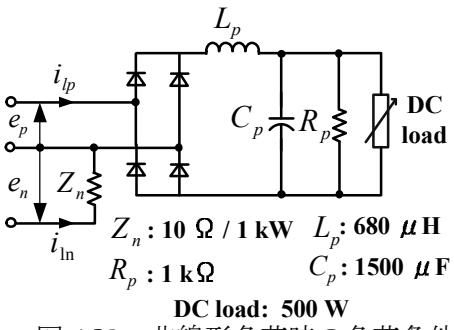


図 4.32　非線形負荷時の負荷条件

電流の波形である。これらの図より p 側回路の出力電圧波形の歪みは Ɛ-φ 変調制御の方が低いことが分かった。

次に，500W の非線形負荷の場合のインバータ損失，インダクタ損失，効率および負荷電圧の THD を測定した結果を表 4.6 に示す。まず，インバータの損失については，PR 制御の方が大である。その理由としては，平衡負荷時の原因と同じであると考えられる。次に，インダクタの損失については，PR 制御と Ɛ-φ 変調制御はほぼ同じである。その結果，Ɛ-φ 変調制御が PR 制御より効率が高くなっている。負荷電圧の THD についても，Ɛ-φ 変調制御の方が低い。これは Ɛ-φ 変調制御の波形追従性が良いためである。よって，非線形負荷時においても，Ɛ-φ変調制御の性能が PR 制御より高いことを確認した。

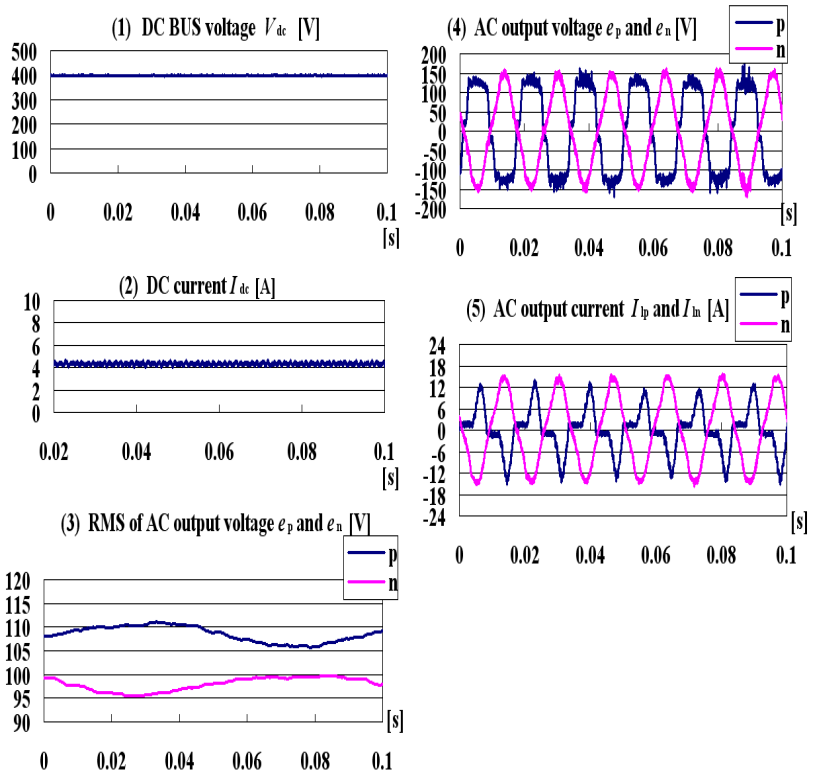


図 4.33　サンプリング周波数を 40 kHz として，非線形負荷が 500 W の場合の実験結果 (PR 変調制御)

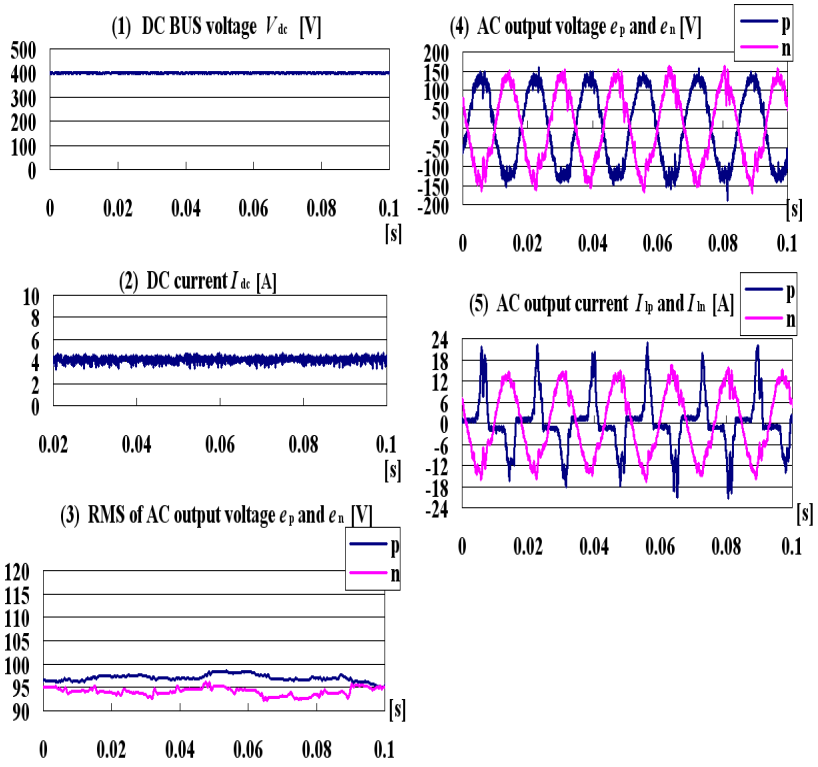


図 4.34　サンプリング周波数を 40 kHz として，非線形負荷が 500 W の場合の実験結果 (Ɛ-φ変調制御)

表 4.6　非線形負荷におけるインバータ損失，インダクタ損失，
効率および負荷電圧の THD の測定結果

	PR control			Ɛ-φmodulation Control		
Losses of inverter [W]	97			70		
Losses of inductor [W]	37.9			38.6		
Efficiency [%]	92			93		
THD [%]	e_p	e_n	e_{pn}	e_p	e_n	e_{pn}
	17.5	10.3	6.5	7.4	8.2	4.5

4.3.5　負荷変動の過渡状態の実験結果

本節では，サンプリング周波数が 40 kHz の場合において，負荷変動の状態で，不平衡負荷から平衡負荷への過渡状態の実験結果について述べる。PR 制御の実験結果を図 4.35 に，Ɛ-φ変調制御の実験結果を図 4.36 に示す。PR 制御の図 4.35 (3)および(4)に示す出力電圧は負荷が変動した 0.045 秒前後の電圧波形が変化し，負荷電圧の実効値に変動が見られるが，Ɛ-φ変調制御の図 4.36 (3)および(4)の出力電圧では負荷変動に対してほとんど影響を受けない。PR 制御の負荷電圧の実効値の変動の理由としては，PR 制御のバンドパスフィルタの応答による遅れの影響があると考えられるが，位相進み－遅れ補償による制御系を加えると，改善することが可能である。以上の結果により，Ɛ-φ変調制御における負荷追従の応答特性

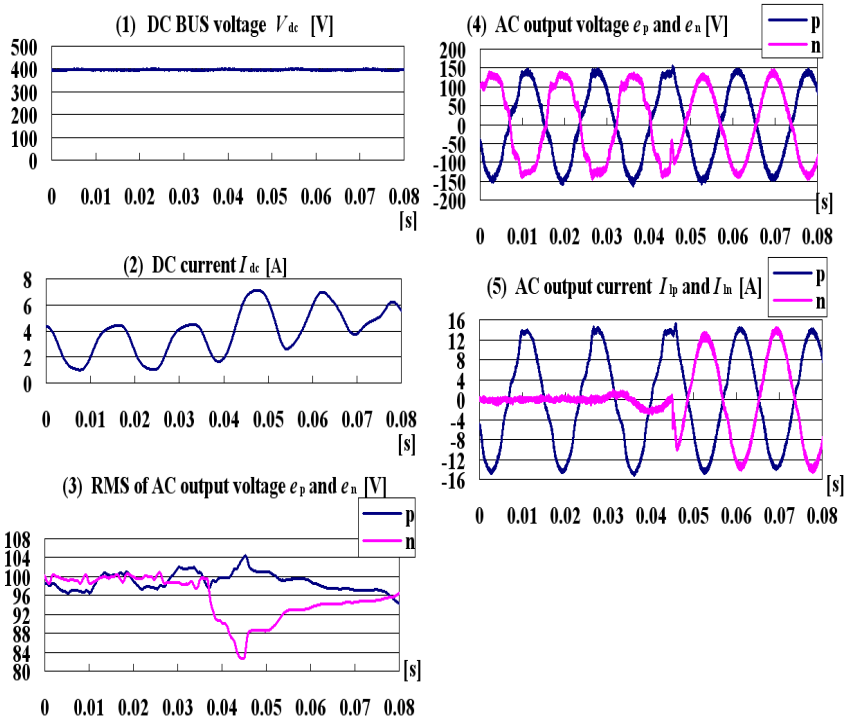


図 4.35　サンプリング周波数が 40 kHz の場合において，PR 制御の過渡状態の実験結果

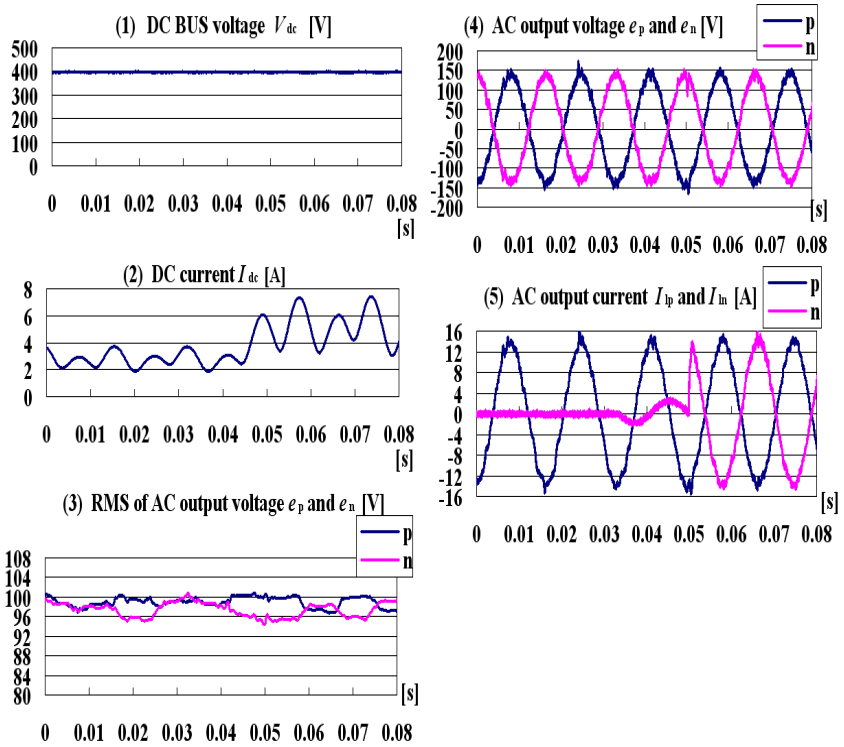


図 4.36　サンプリング周波数が 40 kHz の場合において，Ɛ-φ 変調制御の過渡状態の実験結果

が PR 制御より良いことを確認した。

4.4　結言

本章では，住宅用ハイブリッド発電システムの単相三線インバータについて，自立運転時に Ɛ-φ 変調制御を適用することを提案し，PR 制御と比較検討を行った。適用する PR 制御と Ɛ-φ 変調制御の特性および各制御方式のデッドタイム補償法について検討を行った。平衡負荷時，不平衡負荷時，非線形負荷時および負荷変動の過渡状態について実験による検証を行った。その結果，以下のことが明らかとなった。

(1)　全ての実験結果において，Ɛ-φ 変調制御の出力電圧実効値のアンバランスが PR 制御より低い。

(2)　全ての実験結果において，Ɛ-φ 変調制御の効率が PR 制御より高い。

(3)　Ɛ-φ 変調制御では，平衡負荷時や不平衡負荷時において，サンプリング周波数が増加するとともに，出力電圧の THD が低くなっており，サンプリング周波数の増加に伴って，PR 制御よりも良好な出力電圧が得られる。特に不平衡負荷時において差が顕著となる。

(4)　非線形負荷に対しても，Ɛ-φ 変調制御は PR 制御よりも良好な結果を得られる。

(5) Ɛ-φ変調制御の過渡状態の応答が PR 制御より速い。

(6) デッドタイム補償の効果は PR 制御および Ɛ-φ変調制御双方で見られるが，PR 制御の方がその効果が大きい。

以上の理由で，Ɛ-φ変調制御の優位性が明らかになった。

参考文献

[1] C.M. Liaw and S.J. Chiang : ñDesign and implementation of a single-phase three-wire transformerless battery energy storage system,ò IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.41, pp.540-549 (1994).

[2] A. Hasanzadeh, O.C. Onar, H. Mokhtari, and A. Khaligh : ñA Proportional - Resonant Controller-Based Wireless Control Strategy With a Reduced Number of Sensors for Parallel-Operated UPSs,ò IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.25, pp.468-478 (2010).

[3] H. Guan-Chyun, C. Hung-Liang, and L. Jung-Chien : ñModeling and I mplementation of Sigma-Delta Modulation Controller for DC / AC Inverter,ò Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, Vol. 1, pp.12-17 (2004).

[4] Hebertt Sira-Ramirez and Ramon Silva-Ortigoza,òControl design techniques in power electronics device,ò Springer (2006).

第 5 章　商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御

5.1　緒言

系統連系運転時のインバータ制御方式は PLL (Phase Locked Loop)により，商用系統電圧と同期させるインバータの出力電流制御が一般的であり，自立運転時の制御方式はインバータで運転周波数を決定する電圧制御が一般的である。これまでも単相二線インバータに適用された系統連系運転時および自立運転時でのスムーズな無瞬断切り替えを可能にすることが報告されている[1][2]。報告されている手法としては，インバータの制御系は系統連系用の電流制御ループの内側に電圧制御ループを有している。系統連系用の電流制御ループの役割は，系統連系運転時では電流制御を行い，自立運転時には，出力電流指令値は零とする。一方，電圧制御ループの役割は，系統連系運転時では，交流側フィルタキャパシタ電流の補償制御を行い，自立運転時では出力電圧の一定制御を行う。

本研究では，単相三線式の仮想同期発電機 (Virtual Synchronous Generator，以下では VSG) を用いて，スムーズな無瞬断切り替え制御について検討を行う。同期発電機の動揺方程式と電圧制御形インバータを用いて，インバータが同期発電機と良く似た振る舞いを行うように制御を行う[3][4]。これにより，インバータは商用系統と連系している場合および自立運転している場合，いずれにおいても，制御系の基本構成を切り換える必要は無く，スムーズな無瞬断切り替えが可能となる。なお，参考文献 [5]では，Park の方程式を用い，電流制御形インバータと組み合わせた方式で，仮想同期発電機を実現し，系統連系運転から自立運転へのシームレスな解列と自立運転結果を示している。

本章では，住宅内に分散形電源と電力貯蔵装置を有するシステムで，停電しても，家庭用分散形電源から常に家庭負荷に供給できるように，単相三線インバータの電圧制御の上位に，VSG 制御を加え，単相三線式の同期発電機の特性を実現した。また，スムーズに運転モードを切り替えるために，制御手法を提案し，実験による検証を行った。その結果，提案する制御手法および運転モードの切り替え手順の有用性を明らかにした。

5.2　主回路の構成

図 5.1 に単相三線インバータの回路構成を示す。ここで，V_{dc} は直流電圧，L_f と C_f はそれぞれ出力フィルタのインダクタとキャパシタ，Z_p，Z_n は家庭負荷，L_{grid} は系統連系のために挿入するインダクタンスである。スイッチ S_1 ~ S_4 で出力電圧 e_{pn} を制御し，S_5, S_6 で電圧 e_p, e_n のバランスを保つ。また，S_w が 1 の場合では，系統と連系し，0 の場合では，自立運転を行う。また，スイッチ S_w をオンすることにより，商用系統と接続し，系統連系運転を行い，オフすることにより，商用系統と解列し，自立運転を行う。

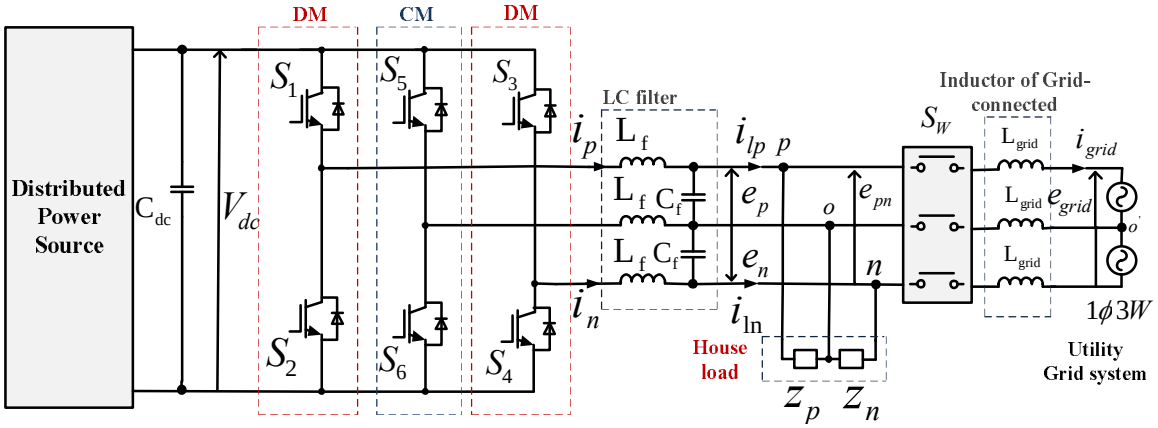


図 5.1　単相三線インバータの回路構成

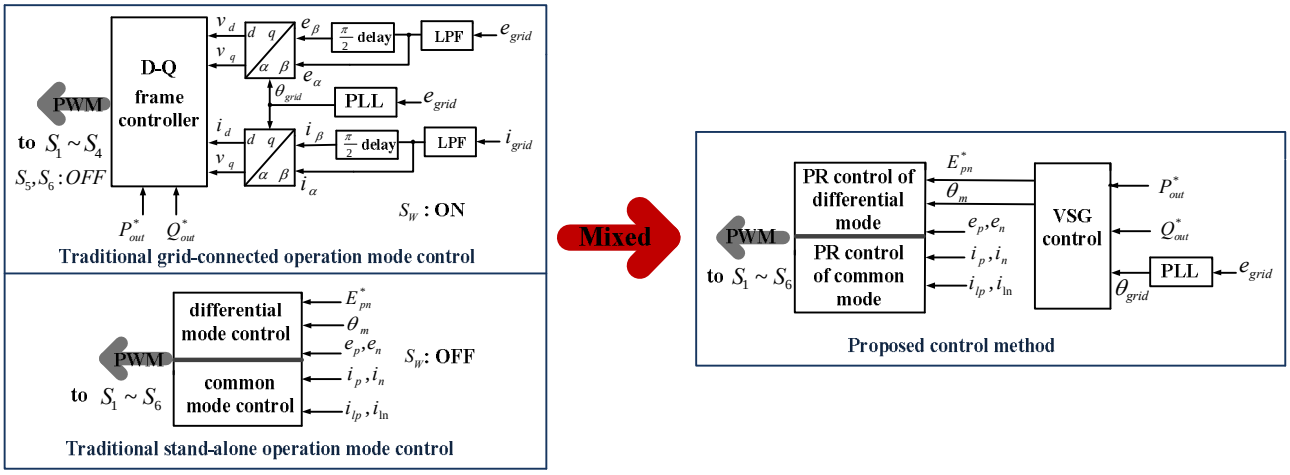


図 5.2　従来の制御方式と提案する制御方式

5.3　商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御方式

第 3 章で述べた系統連系運転時および第 4 章で述べた自立運転時の制御方式を用いる場合，図 5.2 の左図に示すように系統連系運転時と自立運転時の制御系が異なるため，運転を一度停止してから切り替える必要がある。この問題を解決するために，図 5.2 に示すように VSG 制御を導入し，第 4 章で述べた自立運転時の PR 制御と合わせて，系統連系運転時および自立運転時での制御系を構成し，スムースな無瞬断切り替えの制御方式について検討を行った。系統連系運転時と自立運転時の制御系が異なるため，運転を一度停止してから切り替える必要がある。この問題を解決するために，VSG 制御を導入し，系統連系運転時および自立運転時の制御系を同一にすることで，スムーズな無瞬断切り替え制御について検討を行った。

VSG 制御は同期発電機と同様な振る舞いを行うようにインバータを制御する方式であり，系統連系運転時に系統電圧が喪失したとしても，自身のガバナ制御系で周波数を決めて，運転継続が可能である。また，スイッチ S_w に半導体リレー(Solid State Relay, SSR)と機械リ

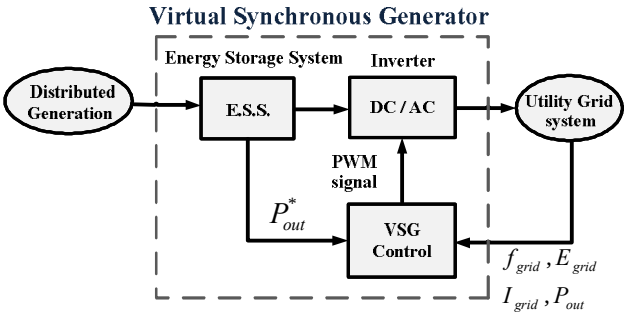


図 5.3　仮想同期発電機の概念図

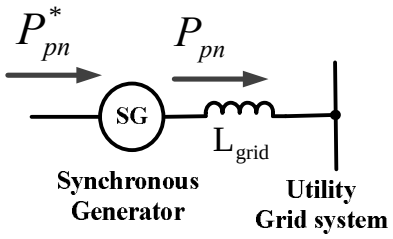


図 5.4　同期発電機のモデル

レーを併用することにより，系統連系運転と自立運転の切り換えをスムーズに行い，かつ，定常運転時の電力損失を低減することが出来る。以上のように VSG 制御と半導体・機械ハイブリッド式リレーを用いて，円滑な無瞬断切り換え制御が出来ることを以下で示す。

5.3.1　VSG 制御

仮想同期発電機の概念図[3] を図 5.3 に示す。ここで，P^*_{out} は出力電力の指令値，f_{grid} は商用系統の周波数であり，E_{grid} は商用系統の交流電圧，I_{grid} は商用系統の電流であり，P_{out} は出力電力である。図 5.3 により，電力貯蔵装置の役割としては，同期発電機の慣性によって蓄えられる運動エネルギーに相当する電力を貯蔵することとなる。本節では，仮想同期発電機で用いる同期機理論について説明する。まず，同期発電機のモデルを図 5.4 に示す。ここで，P^*_{pn} は pn 間の出力電力指令値，P_{pn} は pn 間の出力電力である。運動エネルギーW は式 (5.1)のように表される。

$$W = \frac{1}{2} J \omega_m^2 \quad \text{(5.1)}$$

ここで，J は慣性モーメント，ω_m は回転子の角速度である。慣性モーメント J は式 (5.2)で求められる。

$$J = \frac{M \cdot P_{base}}{\omega_o^2} \quad \text{(5.2)}$$

ここで，P_{base} はインバータの定格容量，M は単位慣性定数，ω_o は定格周波数である。

また，運動エネルギーW と pn 間の出力電力指令値 P^*_{pn} と pn 間の出力電力 P_{pn} の関係は式(5.3)のように表される。

$$P^*_{pn} - P_{pn} = \frac{dW}{dt} \quad \text{(5.3)}$$

式 (5.1),(5.3)から式 (5.4)が得られる。

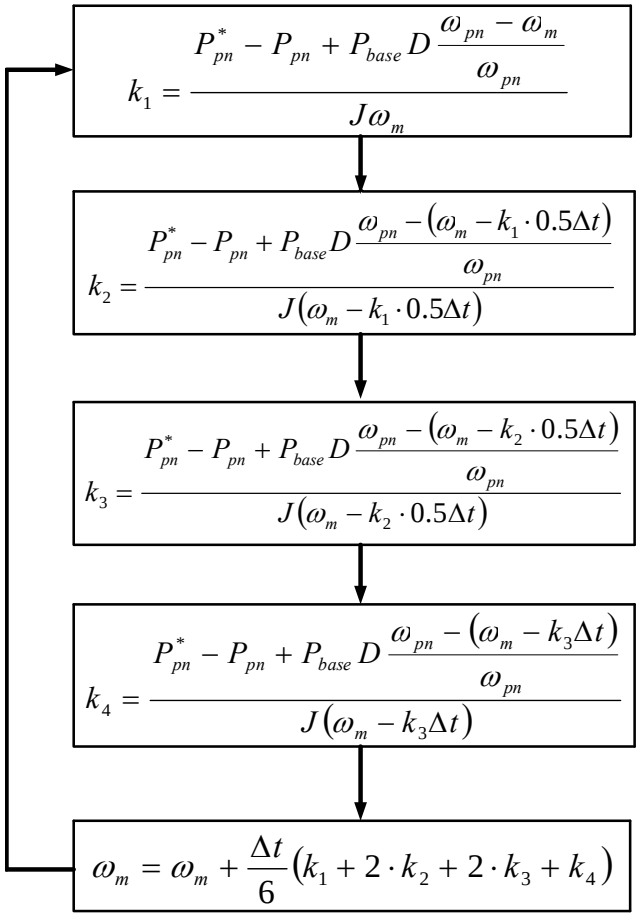


図 5.5　VSG 制御の計算フローチャート

$$P_{pn}^* - P_{pn} = J\omega_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad \text{(5.4)}$$

式 (5.4)に制動効果に関する項を付加すると式 (5.5)のようになる。

$$P_{pn}^* - P_{pn} = J\omega_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} - D\frac{\omega_{pn} - \omega_m}{\omega_m} \cdot P_{base} \quad \text{(5.5)}$$

ここで，D は同期発電機の制動係数，ω_{pn} は pn 間の系統周波数である。また，VSG 制御での計算フローチャートを図 5.5 に示す[4]。図 5.5 において，式 (5.5)を用いてルンゲクッタ法で数値積分して仮想同期発電機の回転角速度 ω_m を求めている。なお，Δt は時間刻み幅である。

単相三線インバータにおける VSG 制御ブロックを図 5.6 に示す。この図において，ω_{grid} は商用系統周波数，$P_{inv.max}$ はインバータの最大出力電力，P_{sd} は負荷周波数制御の出力電力指令値，δ は速度調定率，T_G はガバナ制御のローパスフィルタの時定数，Q_{pn} は pn 間の基本波無効電力，ΔE_{pn} は無効電力制御の交流出力電圧の振幅の変化量，θ_m は仮想同期発電機

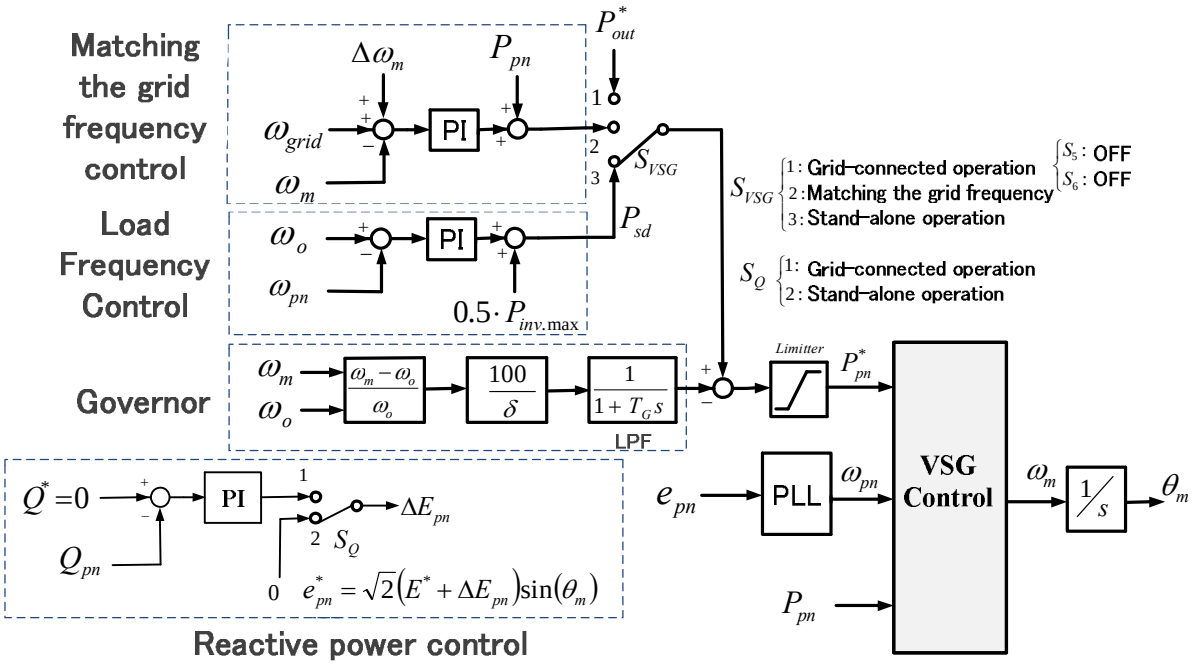


図 5.6　VSG 制御ブロック

の位相，E^* は自立運転時の出力電圧目標値 (実効値)，e^*_{pn} は交流出力電圧の振幅制御の目標値 (瞬時値)，$\Delta\omega_m$ は同期投入のために商用系統の交流電圧と仮想同期発電機の位相差がゼロとなる時点を作るための微小角周波数偏差である。ここで，仮想同期発電機は 2 極機であると仮定し，$\omega_m = \omega_{pn}$ である。スイッチ S_{VSG} について，系統連系運転時は 1 の位置，同期投入する前に回転角速度 ω_m と商用系統周波数 ω_{grid} を合わせるために 2 の位置，自立運転時は 3 の位置で制御を行う。

なお，積分の不要な蓄積を防ぐため，PI 制御の積分動作は，スイッチ S_{VSG} の位置により，制御系に接続されている PI 制御ブロックのみ動作するように工夫している。

スイッチ S_Q について，系統連系運転時は 1 の位置，自立運転時は 2 の位置に設定する。また，VSG の回転速度を一定に保つために回転角速度 ω_m と定格周波数 ω_o との偏差をもとめ，ガバナ制御を行う。P_{pn} は p 側と n 側を合わせた有効電力であり，式 (5.6)で求められる。ここで，f_s はサンプリング周波数，f_o は基本波周波数，k はサンプル時点である。このように移動平均を用いて有効電力を求める。

$$\begin{cases} P_{pn} = P_p + P_n \\ P_p = \dfrac{1}{y}\displaystyle\sum_{x=k-y+1}^{k} e_p(x) i_{l_p}(x) \\ P_n = \dfrac{1}{y}\displaystyle\sum_{x=k-y+1}^{k} e_n(x) i_{l_n}(x) \\ y = \dfrac{f_s}{f_o} \end{cases} \quad \text{é é é .é ....é é é é é é é é é é é é é é .é .....é é .(5.6)}$$

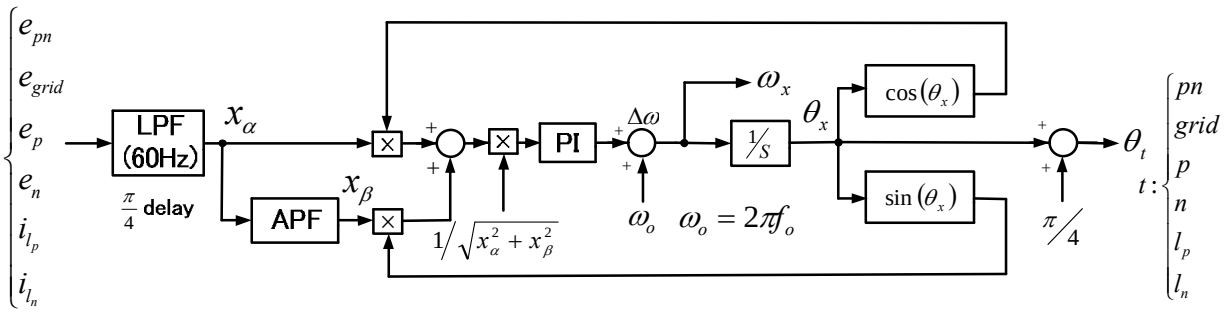


図 5.7　PLL の構成

基本波無効電力 Q_{pn} は式 (5.7)に示すように式 (5.6)から求めた有効電力 P_p および P_n と、PLL(Phase Locked Loop)により計算する電圧位相 θ_p, θ_n と電流位相 θ_{lp}, θ_{ln} より求める。

$$\begin{cases} Q_{pn} = Q_p + Q_n \\ Q_p = P_p \cdot \tan\left(\theta_p - \theta_{l_p}\right) = P_p \cdot \dfrac{\tan\left(\theta_p\right) - \tan\left(\theta_{l_p}\right)}{1 + \tan\left(\theta_p\right) \cdot \tan\left(\theta_{l_p}\right)} \\ Q_n = P_n \cdot \tan\left(\theta_n - \theta_{l_n}\right) = P_n \cdot \dfrac{\tan\left(\theta_n\right) - \tan\left(\theta_{l_n}\right)}{1 + \tan\left(\theta_n\right) \cdot \tan\left(\theta_{l_n}\right)} \end{cases} \quad (5.7)$$

図 5.7 は p 側と n 側を合わせた出力電圧 e_{pn}，p 側回路と n 側回路のそれぞれ出力電圧 e_p, e_n，出力電流 i_{lp}，i_{ln}，系統電圧 e_{grid} の位相検出ための PLL のブロック図である。図 5.7 の PLL の方法としては，フィートバックした e_{pn} を 60 Hz のローパスフィルタに通し，$x_{ū}$を求める。また，求めた $x_{ū}$をオールパスフィルタ (APF)を通し，位相を 90 度遅らせ，$x_{b̄}$ を求める。求めた $x_{ū}$ と $x_{b̄}$ から PI 制御を使い，位相 ω_x を求める。

5.3.2　系統連系運転時の制御方式 (S_{VSG} = 1)

系統連系運転時の VSG 制御では，図 5.6 に示すように，出力電力の指令値 P^*_{out} で，有効電力制御を行う。また，力率 1 を実現するために，スイッチ S_Q は 1 の位置に設定し，交流出力電圧の振幅 ΔE_{pn} を調節することにより，力率 1 の制御を行う。

5.3.3　自立運転時の制御方式 (S_{VSG} = 2)

自立運転時の VSG 制御では，自立系統の周波数を 60 Hz にするために負荷周波数制御 (Load Frequency Control, LFC)を行う。負荷周波数制御の概念図を図 5.8 に示す。図 5.8 において，点線で示された特性は図 5.6 に示すガバナの速度調定率 δ で決まる特性である。このように負荷が大きくなると回転角速度 ω_m が低下する。この回転角速度低下を防止するために，点線で示された特性を負荷の大小に応じて上下させる。すなわち，負荷が大きい時は回転角速度 ω_m が低下するので，それに併って pn 間の系統周波数 ω_{pn} も低下する。pn 間の系統周波数 ω_{pn} が定格周波数 ω_o より下がると，点線の特性を上方にシフトさせる。これが

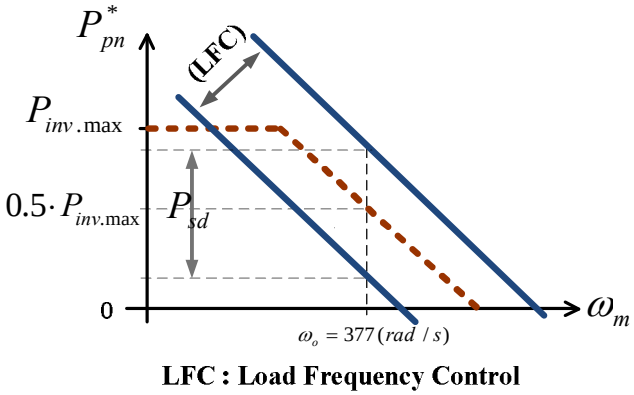


図 5.8　負荷周波数制御の概念図

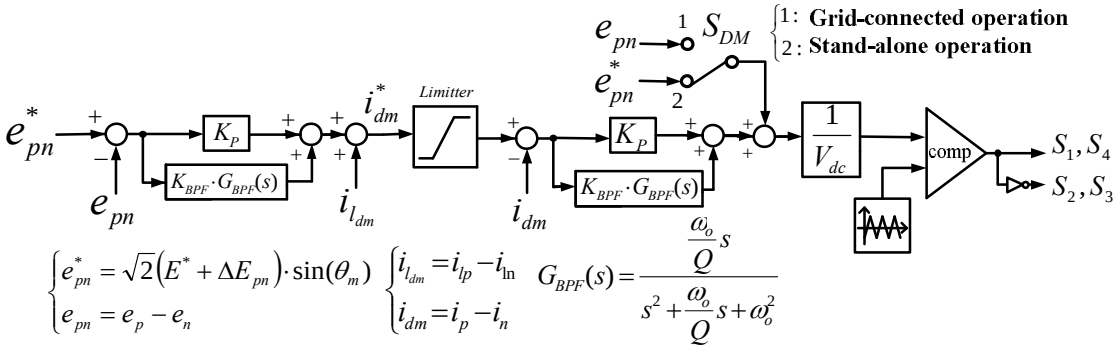


図 5.9　DM 制御ブロック

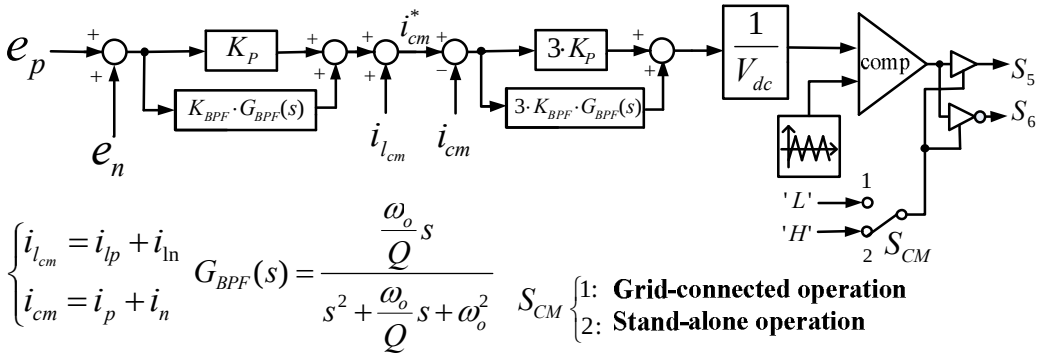


図 5.10　CM 制御ブロック

図 5.6 で示す負荷周波数制御の部分である。

5.3.4　交流出力電圧の振幅制御

交流出力電圧の振幅制御について第 4 章で述べた PR 制御を用いている。VSG 制御に適用する DM 制御ブロックを図 5.9 に，CM 制御を図 5.10 に示す。

図 5.9 において，切り替えスイッチ S_{DM} は出力電圧の一定制御のためのフィードフォワード補償値を切り替えるためのものである。すなわち，系統連系運転時には 1 の位置で，出力電圧 e_{pn} をフィードフォワードするが，自立運転時には 2 の位置で，制御の安定化のため

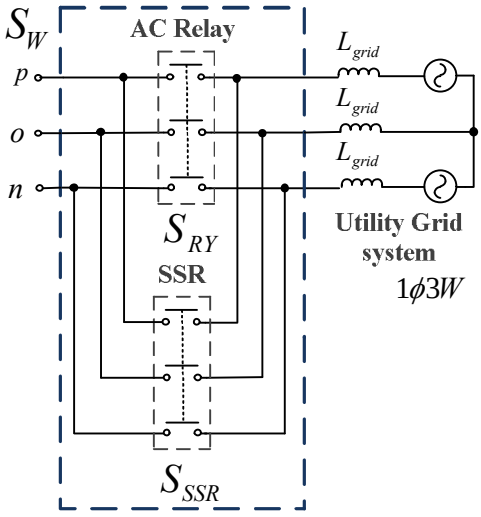


図 5.11　スイッチ S_w の回路構成

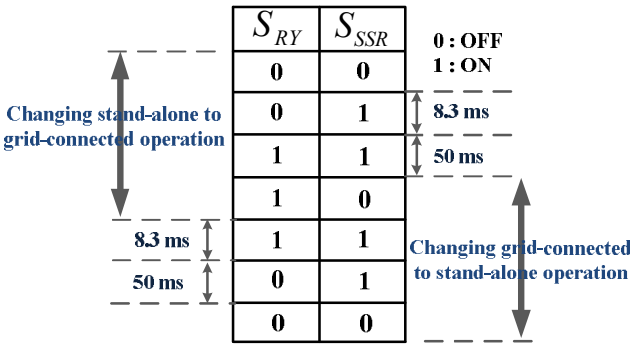


図 5.12　半導体リレー S_{SSR} と
機械リレーS_{RY} の投入時間

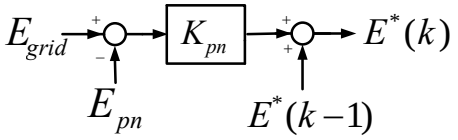


図 5.13　出力電圧の振幅と商用系統電圧
の振幅を合わせる制御

に出力電圧指令値 e^*_{pn} をフィードフォワードする。図 5.10 のスイッチ S_{CM} について，系統連系運転時は 1 の位置でスイッチ S_5, S_6 をオフとし，自立運転時は 2 の位置で S_5, S_6 がオン/オフのパターンを出力する。

5.3.5　運転モードの切り換え制御について

図 5.2 のスイッチ S_w の回路構成を図 5.11 に示す。本システムでは，無瞬断切り替えの継続運転を実現するために，半導体リレー S_{SSR} と機械リレー S_{RY} を併用する。また，半導体リレー S_{SSR} と機械リレー S_{RY} の投入時間を図 5.12 に示す。図 5.12 に示すように，自立運転から系統連系運転に移行させる場合には，半導体リレー S_{SSR} を投入してから半周期後 (8.3 ms)に機械リレー S_{RY} を投入し, 機械リレー S_{RY} の接点のチャタリングを考慮して 50 ms 後，半導体リレー S_{SSR} をオフとする。一方，系統連系運転から自立運転に移行させる場合には，半導体リレー S_{SSR} を先にオンにしてから，機械リレー S_{RY} をオフにして，最後に半導体リレー S_{SSR} をオフとする。ここでは機械リレー S_{RY} の指令から接点切り離しまでに約 50 ms の時間を要しているが，実際には事故時の即時遮断のために高速ターンオフ可能な機械リレーを用いることが望ましい。このようなスイッチオン/オフの動作による切り替えにより，半導体リレー S_{SSR} と機械リレー S_{RY} の各メリットが得られ，スムーズな切り替えを実現することができる。また，VSG 制御は一般的な同期発電機と同じ特性であるので，系統連系運転へ遷移する場合には，商用系統とインバータの出力電圧の位相，振幅および周波数を商用系統に同期させる必要がある。

次に，自立運転から系統連系運転への同期投入の手順を以下のように示す。

(1) 図 5.6 の S_{VSG} を 3 から 2 に変更し，回転角速度 ω_m と商用系統周波数 ω_{grid} を合わせる

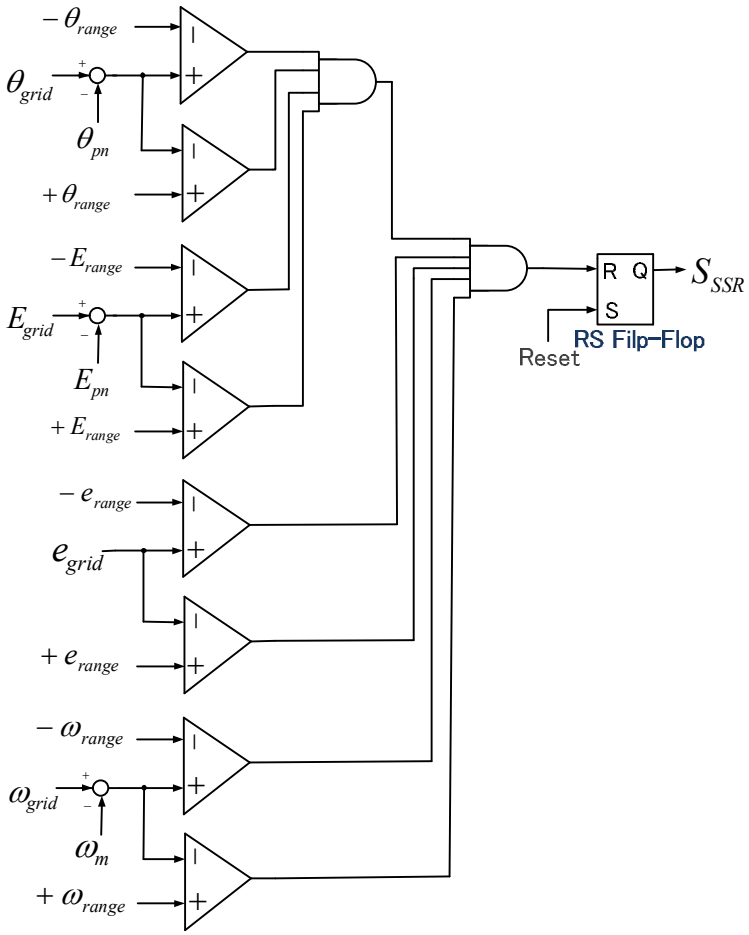


図 5.14　スイッチ S_{SSR} にオン指令を下す検出回路

制御を行う。

(2) 図 5.13 に示すインバータの出力電圧の振幅と商用系統電圧の振幅を合わせる制御を行う。なお，図 5.13 において(k)は k サンプル時点の各値を示す。

(3) 図 5.14 に示すように位相差 θ_{range}，振幅差 E_{range}，商用系統電圧 e_{grid} のゼロ交差点付近 e_{range} および回転角速度 ω_m と商用系統周波数 ω_{grid} の差 ω_{range} をそれぞれ検出し，スイッチ S_{SSR} にオン指令を下す。

(4) スイッチ S_{SSR} がオンとなり，半周期後 (8.3 ms)，図 5.6 のスイッチ S_{VSG} を 2 から 1 に変更し，同時にスイッチ S_{RY} をターンオンする。

(5) 図 5.9 のスイッチ S_{DM} を 2 から 1 に変更し，図 5.10 のスイッチ S_{CM} を 2 から 1 に変更する。

(6) スイッチ S_{SSR} をターンオフし，5 秒後に図 5.6 の S_Q を 2 から 1 の位置に変更し無効電力制御を始める。

なお，商用系統電圧 e_{grid} のゼロ交差点付近で半導体リレーを投入する理由としては，スイッチがオンする瞬間にインバータの出力側の流れ込む突入電流を抑制するためである。

最後に系統連系運転から自立運転への切り替えの手順を以下に示す。

(1)　系統電圧の異常 (電圧低下や停電など)を検出する。または外部より自立運転への切

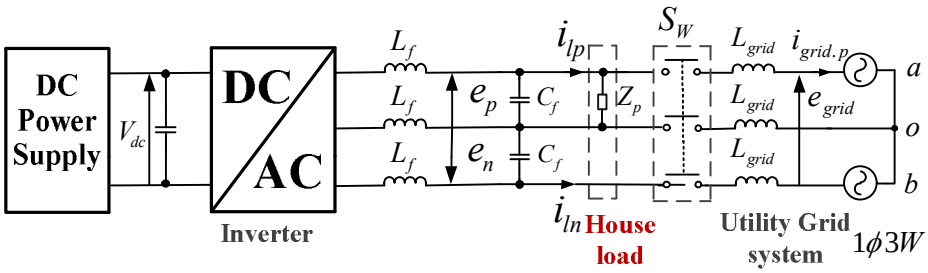


図 5.15　実験の構成と電圧および電流の測定の箇所

表 5.1　主回路のパラメータ

DC bus voltage: V_{dc}	200 V
Output voltage RMS: E_{pn}	100 V
Grid voltage RMS: E_{grid}	100 V
Sampling frequency : f_s	10 kHz
Output filter inductor: L_f	3.45 mH
Output filter inductor of resistor: r_L	0.01 q
Output filter capacitor : C_f	18 ε F
DC bus capacitor	4700 ε F
dead time: t_d	3 ε s
Output voltage frequency	60 Hz
Grid-connected operation mode of inductor: L_{grid}	3.5 mH
Grid-connected operation mode of resistor: r_{grid}	0.01 q
Load of home appliance : Z_p	10 q

表 5.2　制御系のパラメータ

Load frequency control block	ω_o : 377 rad / s K_p : 0.05 T_i : 10 s
Matching the grid frequency control block	K_p : 0.1 T_i : 10 s $\Delta\omega_m$: 0.001 rad/s
Governor control block	ŭ : 5 % T_G : 2.5 ms
Reactive power control block	K_p : 1.5 T_i : 5 ms
PR control block	E^* : 200 V K_p : 0.25 K_{BPF} : 27.5 Q : 100
Amplitude control block	K_{pn} : 0.00001
VSG control block	D : 0.1 M : 8 J : 0.16886
The detector range of switch S_{SSR}	θ_{range} : 0.2866° E_{ange} .: 0.01 V e_{range} : 1 V ω_{range} : 0.005 rad/s i_{range} : 0.25 A

り換え信号を得る。

(2)　スイッチ S_{SSR} をターンオンし，半周期後 (8.3 ms)にスイッチ S_{RY} をターンオフし，50 ms 後にスイッチ S_{SSR} をターンオフする。

5.4　実験による検証

実験の構成と電圧および電流の測定の箇所を図 5.15 に，主回路のパラメータを表 5.1 に，

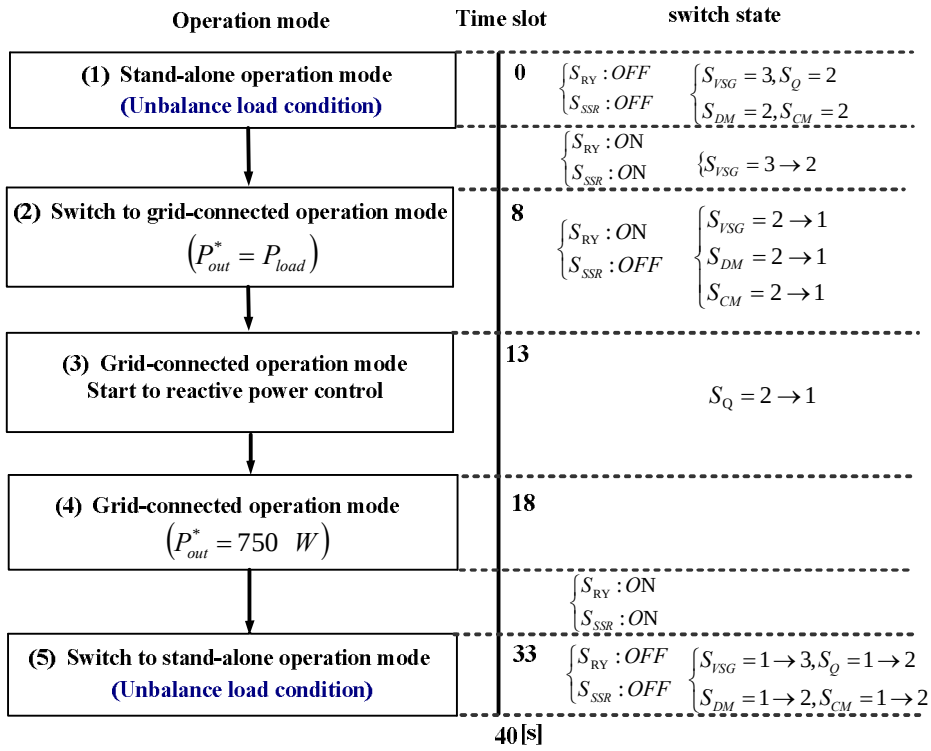


図 5.16　運転試験のフローチャート

制御系のパラメータを表 5.2 に示す。家庭負荷 Z_p は p 側回路に接続されており，n 側回路に負荷は無いものとした。本章では，無瞬断切り替えの制御方式の動作を確認するために図 5.16 のフローチャートに示すように運転試験を実施し，実験による検証を行った。まず，図 5.16 により，0 秒から 8 秒まで，スイッチ S_{VSG} が 3 の位置，S_Q，S_{DM} および S_{CM} が 2 の位置で，自立運転の制御を行い，8 秒で自立運転から系統連系運転へ移行した。この時，まず，スイッチ S_{VSG} を 3 の位置から 2 の位置に変更し，同期投入の条件を満足させてからスイッチ S_{SSR} をオン，次いで S_{RY} をオンとする。次に S_{SSR} をオフし，同時にスイッチ S_{VSG}，S_{DM}，S_{CM} を 1 の位置に変更した。そして，8 秒から 13 秒まで，出力電力指令値 P^*_{out} は負荷消費電力 P_{load} と等しくなる。次に系統と接続した 5 秒後 (13 秒で) 基本波無効電力の制御をし始める。この時，スイッチ S_Q を 2 の位置から 1 に変更した。その後，18 秒で，出力電力指令値 P^*_{out} を負荷消費電力 P_{load} から 750 W に変更し，33 秒で，商用系統と解列し自立運転を行う。この時，スイッチ S_{VSG} を 3 の位置，S_Q，S_{DM} および S_{CM} を 2 の位置に変更した。このような一連のシーケンスにより，

(1)　不平衡負荷での自立運転
(2)　系統連系運転への移行
(3)　無効電力制御
(4)　電力目標値の変更
(5)　不平衡負荷での自立運転への移行

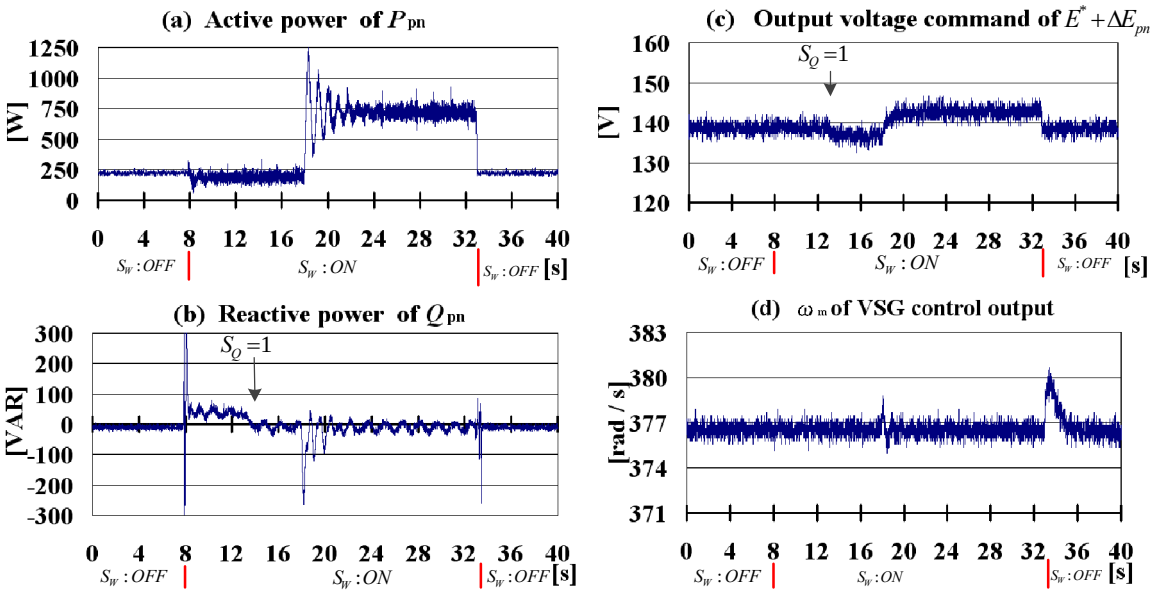


図 5.17　一連の 40 秒間の運転の実験結果

というように，想定しうる一連の運転モード移行の挙動を検証することができる。また，有効電力の変化も 250W と 0W の不平衡負荷の状態から，系統連系後，750W へ変動させるという家庭用負荷としては大きな負荷変動幅を想定している。なお，本実験では実験装置の関係から系統側電圧を pn 線間で 100V としているが，実際の系統では pn 線間で 200V となるため，電流値から言えば上記の 2 倍の不平衡・負荷変動に相当する。

本節では，まず，図 5.16 に示す一連の運転の実験結果について述べ，次に自立運転から系統連系運転および系統連系運転から自立運転への実験結果の詳細波形について述べる。なお，回転角速度 ω_m，pn 間の有効電力 P_{pn}，基本波無効電力 Q_{pn} および出力電圧目標値 $E^* + \Delta E_{pn}$ はマイクロプロセッサの中で，計算した値をデジタル/アナログ (D/A)変換器に出力した値である。D/A 変換器の出力の更新時間は 100 εs である。

5.4.1　一連の運転の実験結果

図 5.16 に示した一連の 40 秒間の運転の実験結果を図 5.17 に示す。系統と接続する時刻は 8 秒付近で，系統と解列する時刻は 33 秒付近である。また，系統と接続した直後の 5 秒間は図 5.6 の S_Q が 2 の位置のままで，この期間は無効電力制御が行われていない。そして，13 秒付近で，図 5.16 に示す図 5.6 の S_Q を 1 に変更し，力率 1 の制御をし始める。この時，図 5.17 (b)に示すように基本波無効電力 Q_{pn} が零として制御を行っている。また，図 5.17 (a)に示すように 16 秒付近で，出力電力指令値 P^*_{out} を 750 W に変更した。pn 間の出力電力 P_{pn} は一時的に 1250 W まで達したが，約 3 秒間で 750 W にまで収束した。この時，図 5.17 (b)の基本波無効電力 Q_{pn} も一時的に変動している。しかし，約 3 秒後に有効電力の振動が収まると同時に無効電力の振動も収まっている。その後，33 秒付近で，系統と解列し，速やかに自立運転の制御に移行している。なお，図 5.17 (b)の基本波無効電力 Q_{pn} は系統と接続す

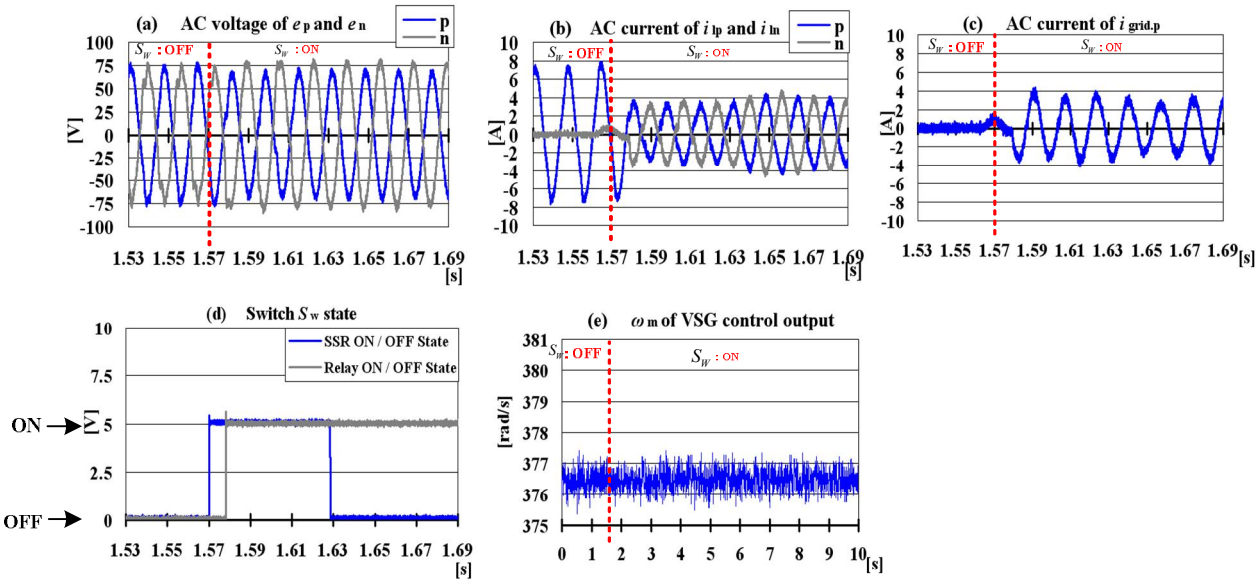


図 5.18　自立運転から系統連系運転への過渡状態の実験結果

る時刻と解列する時刻で，スパイク状の大きい値が発生している。このような現象は同時刻における pn 間の出力電力 P_{pn} には現れておらず，式 (5.7)により基本波無効電力 Q_{pn} を求める際に必要な電流の位相 θ_{lp}，θ_{ln} が直ちに求まらないためであると考えられる。

5.4.2　自立運転から系統連系運転への実験結果

図 5.18 (d)により，スイッチ S_{SSR} は 1.57 秒付近でターンオンし，商用系統と接続している。この直後において，図 5.18 (b)のインバータの交流電流 i_{lp}，i_{ln} には，突入電流のような大きな変動は見られず，図 5.18 (e)の回転角速度 ω_m も安定している。図 5.18 (b)のインバータの出力電流 i_{lp} が連系後に約半分となっているが，これは，系統連系後には，インバータのスイッチ S_5 および S_6 を停止させたためにインバータの中性線に電流が流れず，pn 間で電流が流れるためである。このようにスムーズな系統連系運転への切り替えが行われている。なお，計測器のチャネル数の制限のために図 5.18 の時間軸の数字は図 5.17 と異なるが，図 5.18 に示した波形は図 5.17 の 8 秒付近の拡大波形に相当する。

5.4.3　系統連系運転から自立運転への実験結果

系統連系運転から自立運転に遷移した実験結果を図 5.19 に示す。図 5.19 (d)により，スイッチ S_{SSR} は 1.23 秒付近でターンオフし，商用系統と切り離され，速やかに自立運転の制御に移行している。商用系統と切り離された直後に図 5.19 (e)の回転角速度 ω_m は 380 rad / s まで上昇しているが，商用系統と切り離された直後に角速度偏差により負荷周波数制御が動作し，約 3 秒間で 377 rad / sec にまで収束している。回転角速度 ω_m が一時的に上昇している理由は，商用系統と切り離された直後に，インバータの出力電力 P_{pn} が 750 W から負荷消費電力に変更され，仮想同期発電機が加速しているためである。また，商用系統と解列し

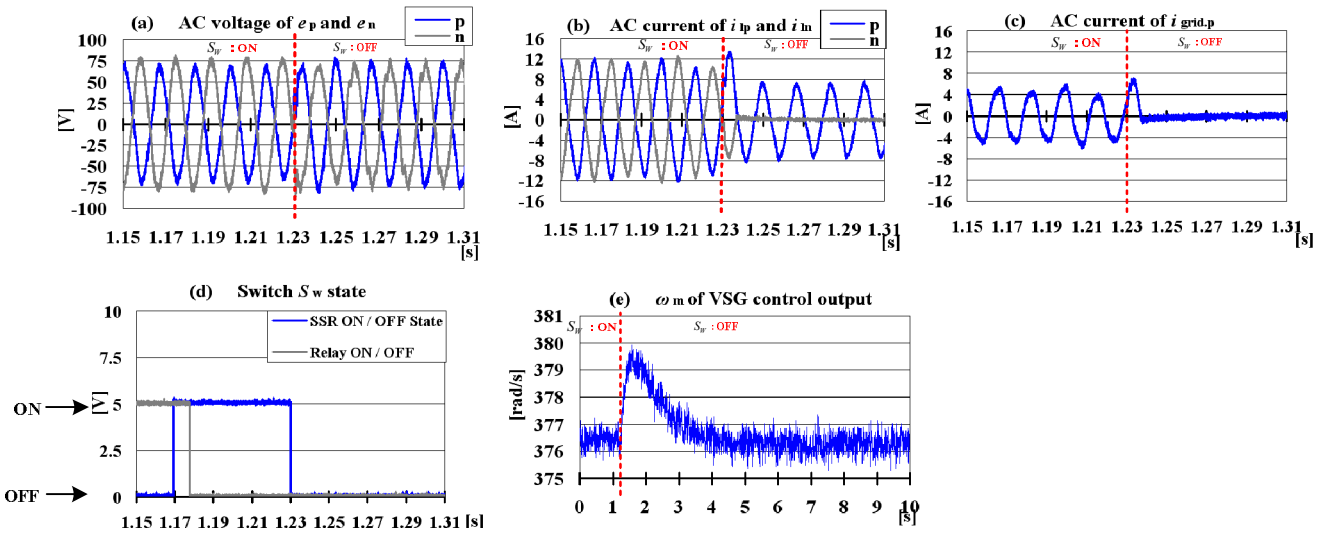


図 5.19　系統連系運転から自立運転への過渡状態の実験結果

た直後に自立系統の周波数 ($\omega_{pn} = \omega_m$)は定格周波数(ω_o)に対して，約 1 %の変動があるが，これは家庭内の負荷に供給する際には問題ないと考えられる。図 5.19 (b)と(c)において，1.23 秒で切り離された前後の電圧および電流波形は急変しておらず，商用系統と解列する際に，インバータの出力側のサージ電圧が発生していないことを確認した。なお，5･4･2 節と同じ理由により図 5.19 の波形は図 5.17 の 33 秒付近の拡大波形に相当する。

以上に述べたように VSG 制御と半導体･機械ハイブリッド式リレーを用いることにより，スムーズな自立運転と系統連系運転の切り換えが可能であることが示された。VSG 制御を用いない場合は，インバータの制御モード (電圧制御と電流制御)や周波数決定方式 (PLL と発振器)の切り換えが必要であり，一度インバータの動作を停止させるなどのことが必要となる。

5.5　結言

本章では，家庭用分散形電源において，VSG を用いることにより，スムーズな無瞬断切り替えを実現できる制御系の構成を示し，自立運転から系統連系運転，系統連系運転から自立運転の無瞬断切り替えおよび一連の運転の実験結果について実験による検証を行った。その結果は以下で要約される。

(1)　自立運転から系統連系運転への切り替えについて，不平衡負荷の条件においても，スムーズに突入電流無しに無瞬断切り替えが可能であることを示した。

(2)　系統連系運転から自立運転への切り替えの実験結果により，商用系統と切り離した後，電圧バランスを維持したままで，速やかに自立運転に移行できることを示した。

(3)　商用系統からの解列直後に，負荷周波数制御をし始め，自立系統の周波数目標値 ω_o に戻ることを示した。

(4) 無効電力制御系を付加し，出力電圧の振幅指令値を調節することで，力率 1 の制御を実現した。

(5) 半導体リレーSSR を用いて，解列のタイミングをゼロ電流付近とすることにより，商用系統と解列する際にインバータの出力側の電圧急変を防ぐことができることを示した。

以上の理由で，本章で提案する無瞬断切り替え制御方式の有用性が明らかになった。

参考文献

[1] Z. Yao, Z. Wang, L. Xiao, and Y. Yan : ñA Novel Control Strategy for Grid-Interactive Inverter in Grid-Connected and Stand-Alone Mode,ò Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC õ06. Twenty-First Annual IEEE, Applied Power Electronics Conference and Ex[position, APEC õ06, pp.779-783 (2006).

[2] Z. Yao, L. Xiao, and Y. Yan : ñSeamless Transfer of Single-Phase Grid-Interactive Inverter Between Grid-Connected and Stand-Alone Mode,ò IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No.6 , pp.1597-1603 (2010).

[3] J. Diresen and K. Visscher: ñVirtual synchronous generatorsò, Power and Energy Society General Meeting ï Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, IEEE (2008).

[4] 崎元謙一, 三浦友史, 伊瀬敏史: ñ仮想同期発電機によるインバータ連系形分散電源を含む系統の安定化制御ò, 電学論 B, Vol. 132, No. 4, pp.341 - 349 (2012)

[5] 平瀬佑子, 阿部一広, 杉本和繁, 進藤祐司 : ñ代数型仮想同期発電モデルによる系統連系インバータò, 電学論 B, Vol. 132, No. 4, pp.371 - 380 (2012)

第 6 章　結論

本研究では，家庭用ハイブリッド発電システムの普及が進んでいることに伴い，再生可能エネルギー導入に際する余剰電力，系統電圧上昇時および停電対策について検討を行い，解決可能な制御方式を提案し，実験により検証を行った。具体的には，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムを提案し，電力貯蔵装置を有するシステムの構成を取り上げ，電力貯蔵装置のエネルギー貯蔵量に応じた系統連系運転時および自立運転時の制御方式を提案し，実験により検証を行った。本研究により得られた結果を以下に要約する。

第 1 章では，各分散形電源のエネルギーマネジメントの概要について説明した。そして，エネルギーマネジメントの導入のメリットと直面する課題について説明し，本研究の目的を明確にした。そして，それらの課題を解決するために，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムを提案した。

第 2 章では，一戸建の熱需要や太陽光発電の発電電力，負荷パターンに基づき，交流システムと直流システムの損失の試算を行った。その結果は，直流システムは直流負荷が増加するとともに商用系統からの受電電力量が低減し，太陽光発電からの逆潮流電力量が増加することが分かった。また，交流システムに比べて，直流システムでは電力変換器の損失が年平均で 24 %低減されることが分かった。よって，提案する直流システムの優位性が明らかとなった。

第 3 章では，直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの一形態として，太陽光発電，ガスエンジンコージェネレーションの出力および電力貯蔵装置を直流で接続し，ハイブリッド発電システムの一体的運用によるエネルギーと設備の有効利用のため，各電力変換器の電力制御手法について検討を行った。提案する制御手法から得られた結果を以下で要約する。

(1) 系統連系運転時

まず，太陽光発電の自然エネルギーを最大限に生かすために電気二重層キャパシタ(EDLC)を活用し，最大出力電力制御 (MPPT)を出来る限り行うような制御方式を考案し，実験による検証を行った。次に，ガスエンジンコージェネレーションシステムの稼働率を増加させるために，ガスエンジンコージェネレーションシステムからの余剰電力を EDLC に吸収させる制御方式を提案し，蓄えた余剰電力は受電電力が抑制目標値以上の場合に，EDLC から放電させ，受電電力を抑制することを確認した。最後に系統電圧上昇時の対策として，ハイブリッド発電システムの余剰電力を EDLC に吸収するか，或いは各分散形電源の出力電力抑制により出来ることを確認した。

(2) 自立運転時

家庭内の電気需要に応じて，EDLC の電圧により，太陽光発電が常に MPPT 制御を行い，ガスエンジンコージェネレーションシステムがオン/オフ制御を行う。この制御手法により，常に重要負荷に電力供給することが可能である。

よって，第 3 章で提案する系統連系運転時および自立運転時の電力制御手法の有用性が明らかとなった。

第 4 章では, 自立運転時における単相三線インバータの制御方式について検討を行い, Ɛ-φ 変調制御を提案し，PR 制御との比較を行った。まず，各制御方式において，提案するデッドタイム補償方法の有用性を明らかにした。次に，全ての負荷条件において，Ɛ-φ 変調制御が PR 制御より，低損失，低電圧歪み率であることを確認した。その後，負荷変動の条件においても，Ɛ-φ 変調制御の応答が PR 制御の応答より速いことを確認した。よって，Ɛ-φ 変調制御の優位性が明らかとなった。

第 5 章では，商用系統連系・解列の無瞬断切り替え制御について検討を行った。まず，自立運転から系統連系運転への実験結果において，提案する位相差と振幅の検出方法やスイッチのオン/オフの動作により，商用系統からの突入電流を抑えられ，良好な切り替えの過渡状態の実験結果が得られた。次に，系統連系運転時の実験結果において，出力電力指令値を変更した場合，約 3 秒で収束することを確認した。その後，系統連系運転から自立運転に遷移した場合および自立運転時における負荷周波数制御の実験結果においても良好な過渡状態の実験結果を確認した。よって，提案する無瞬断切り替え制御方式の有用性が明らかとなった。

以上により，太陽電池やガスエンジンコージェネレーションシステム，電力貯蔵装置が DC / DC コンバータを介して直流で接続されることにより, 発電システムの損失低減や自然エネルギーの有効利用などが可能である。本研究成果はそのための制御方式について詳細に検討を行ったものであり，これにより家庭の電力システムに導入される太陽光発電やガスエンジンコージェネレーションシステムの有用性が高まり，将来の分散形電力システムへの一助となることを期待する。

直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムの実用化に向けた研究課題は以下に要約される。

1. 直流リンクの接地方式の検討
2. 熱需要を考慮したシステムの運用方式の検討
3. 自立運転時において，突入電流に伴う負荷に対し，過電流を抑制し，定常動作を行えるようにする過電流抑制制御に関する検討

謝 辞

大阪大学に，研究生として半年，博士後期課程として 3 年半，在籍させて頂き，研究を行って参りました。その間，数多くの方々に御指導・御支援頂きながら本論文を執筆するに至りました。ここに御指導・御支援頂いた皆様に感謝の意を表します。

本研究の全過程を通じて，始終御懇切な御指導と御鞭撻を賜りました，大阪大学大学院工学研究科・伊瀬敏史教授に謹んで深く感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり，適切な御教示と御協力を頂きました，大阪大学大学院工学研究科・三浦友史准教授に謹んで深く感謝の意を表します。

研究方針の相談や論文，報告書の作成，実験の御指導など，多岐にわたり御助力を頂きました，立命館大学理工学部・柿ヶ野浩明准教授（当時，大阪大学大学院工学研究科)に謹んで深く感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり，適切な御指導と御指摘を賜りました，大阪大学大学院工学研究科・舟木剛教授，高井重昌教授，谷野哲三教授，白神宏之教授に厚く御礼を申し上げます。

直流接続された家庭用ハイブリッド発電システムについて共同研究を進める上で，多く助言を頂きました大阪ガスエネルギー研究所の早川秀樹氏，百瀬敏成氏に厚く御礼を申し上げます。

最後に，研究を進めるにあたり御協力及びアドバイスを頂きました伊瀬研究室の皆様に深く感謝の意を表します。

研究業績

学術論文

[1] 龍建儒 , 三宅翔太, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 百瀬敏成, 早川秀樹
「直流接続された電力貯蔵装置を有する太陽電池・家庭用ガスエンジンコージェネレーションハイブリッド発電システム」, 電気学会　電力・エネルギー部門雑誌, Vol. 131-B, No. 10, pp.805-818 (2011-10)

[2] 龍建儒 ,新帯俊信 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史
「仮想同期発電機を用いた家庭用分散形電源の商用系統連系・解列の無瞬断切り換え制御」, 電気学会　電力・エネルギー部門雑誌, Vol. 133-B, No. 5, pp.1-9 (2013-05)

国際会議論文（査読あり）

[1] Chienru Lung, Shota Miyake, Hiroaki Kakigano, Yushi Miura, Toshifumi Ise, Toshinari Momose, Hideki Hayakawa
ñControl Scheme of the DC Linked Solar and Gas Engine Hybrid Generation System for Residential Houses,ò IASTED Asian Conference, 701-147 (2010-11)

[2] Chienru Lung, Hiroaki Kakigano, Yushi Miura, Toshifumi Ise
ñImplementation of Sigma-Delta Modulation Controller for Single-Phase Three-Wire Inverter in Stand-Alone Operation Applied for Hybrid Generation System for Residential Houses. PEDS2013, pp.680-685 (2013-04)

その他（国内大会，研究会）

[1] 龍建儒 , 三宅翔太, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 百瀬敏成, 早川秀樹
「家庭用ガスエンジンコージェネレーション・太陽電池のハイブリッド発電システムの制御」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-09-112, pp.19 - 24 (2009-07)

[2] 龍建儒 , 三宅翔太, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 百瀬敏成, 早川秀樹
「家庭用ガスエンジンコージェネレーション・太陽電池のハイブリッド発電システムの制御方式の実験検証」, 平成 21 年電気学会 電力・エネルギー部門大会, 147, pp.08-13 - 08-14 (2009-08)

[3] 三宅翔太, 龍建儒, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史, 早川秀樹, 百瀬敏成 :「家庭用ガスエンジンコージェネレーション・太陽電池のハイブリッド発電システムの制御方式の検討」, 平成 21 年電気学会 電力・エネルギー部門大会, 148, (2009-08）

[4] 三宅翔太, 龍建儒, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史 :「家庭用ガスエンジンコージェネレーション・太陽電池の直流結合ハイブリッド発電システムの自立運転制御」, 平成 21 年電気関係学会関西支部連合大会, G5-15, (2009-11）

[5] 龍建儒 , 三宅翔太, 柿ヶ野浩明, 三浦友史, 伊瀬敏史
「住宅用ハイブリッド発電システムの自立運転時における単相三線インバータの Ɛ-φ変調制御の実験検証」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-11-127, pp.31 - 36 (2011-07)