



Title	ソフトスイッチングを適用した高力率整流回路に関する研究
Author(s)	太田, 裕之
Citation	(2005-09-14)
Issue Date	2005-09-14
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10069/7328">http://hdl.handle.net/10069/7328</a>
Right	

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:51:05Z

### 第3章 4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータ の入力電流高調波抑制回路の解析

#### 3.1 緒言

近年，電子機器用電源の小型化，高効率化を図るため通常スイッチング電源が用いられる．スイッチング電源においては低周波の EMI として，商用周波数の高調波電流障害が社会問題になっている．この高調波電流の抑制に関しては具体的な数値目標が掲げられ，国際的には IEC のガイドライン<sup>[51][6]</sup>や国内では経済産業省の「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」<sup>[9]</sup>に公示され，機種ごとに抑制対策が設けられている．

高調波電流の問題を解決する方法の一つとして，4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータが提案されている<sup>[45][46]</sup>．この AC-DC コンバータは，広範囲な入力電圧に対して IEC 規格のクラス D を満足する回路としての特徴をもち，実用的観点から有用と思われる．

しかし従来の回路では4巻線リアクトルの電圧変換を行う1次巻線と2次巻線の電流を不連続モードで動作させていた<sup>[45][46][47][49][50][51]</sup>．このため，4巻線リアクトル及び主スイッチの実効電流が大きくなり，電力効率の改善及び電力容量に限界が存在した．

本章では，4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの4巻線リアクトルの電圧変換を行う1次巻線と2次巻線の電流を連続モードで動作させ，電力効率の改善及び電力容量の増大を図る．そして入力高調波電流抑制回路に関し，入力フィルタの特性を考慮して等価回路を明らかにし，実験及びシミュレーションで検証を行う．次にこのコンバータの入力高調波電流抑制回路の動作状態及び動作モードを示し，回路動作の解析を行う．更に入力フィルタ部の特性が，入力高調波電流特性に及ぼす影響を明らかにし，その解析を行った．

この結果，提案したコンバータは入力電圧が 100V から 220V までに対して IEC61000-3-2 class D を満足し，電力容量 150W で 90%の電力効率を得られた．

### 3. 2 回路構成と等価回路

4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの回路構成を図 3.1 に示す. この回路は, 商用交流電圧源  $e_{ac}$ , インダクタ  $L_{F1}$ ,  $L_{F2}$  およびキャパシタ  $C_{F1}$ ,  $C_{F2}$  の高周波ノイズフィルタからなる入力フィルタ部, ダイオード  $D_{B1}$ ,  $D_{B2}$ ,  $D_{B3}$ , および  $D_{B4}$  からなる全波整流回路およびコンバータ部よりなる. このコンバータ部は, 基本的には完全平滑用キャパシタ  $C_{fs}$  の直流電圧を入力源とし, 主スイッチ  $Q_m$  を固定の高周波のスイッチング周期で PWM 制御するフライバックコンバータからなっており, リアクトル  $L_2$  の巻線  $N_1$ ,  $N_2$ , 主スイッチ  $Q_m$ , 出力ダイオード  $D_4$ , 出力電圧平滑用キャパシタ  $C_o$  及び負荷  $R$  により構成される. さらにこのフライバックコンバータは, ソフトスイッチング回路と高調波電流抑制回路を付加したことを特徴としている.

第 2 章及び文献<sup>[45][46][47][49][50][51]</sup>にて検討した回路定数は, リアクトル  $L_2$  の  $N_1$  及び  $N_2$  巻線の電流が不連続であった. そのためリアクトル  $L_2$  の  $N_1$  及び  $N_2$  巻線及び主スイッチの実効電流が大きくなり, 電力効率の改善及び電力容量に限界が存在した.

本章及び文献<sup>[52][53][54][55]</sup>では, 電力効率を改善及び電力容量の増大をすするため, リアクトル  $L_2$  の  $N_1$  及び  $N_2$  巻線の電流を連続となるようにした. 図 3.1 の回路定数は  $L_{F1}=35\text{mH}$ ,  $L_{F2}=30\text{mH}$ ,  $C_{F1}=C_{F2}=1.0\mu\text{F}$ ,  $N_1:N_2:N_3:N_4=32:43:5:10$ ,  $N_1$  巻線の励磁インダクタンス $=377\mu\text{H}$ ,  $L_1=426\mu\text{H}$ ,  $L_r=10\mu\text{H}$ ,  $C_r=1.0\text{nF}$ ,  $C_{fs}=560\mu\text{F}$ ,  $E_o=120\text{V}$ ,  $R=96\Omega$ , 入力電圧  $e_{ac}$  は  $100\text{V}$ ,  $e_{ac}$  の周波数は  $50\text{Hz}$  である. 出力容量も  $150\text{W}$  と第 2 章及び文献<sup>[45][46][47][49][50][51]</sup>にて検討した回路の出力容量  $51.2\text{W}$  に対し大きくなっている.

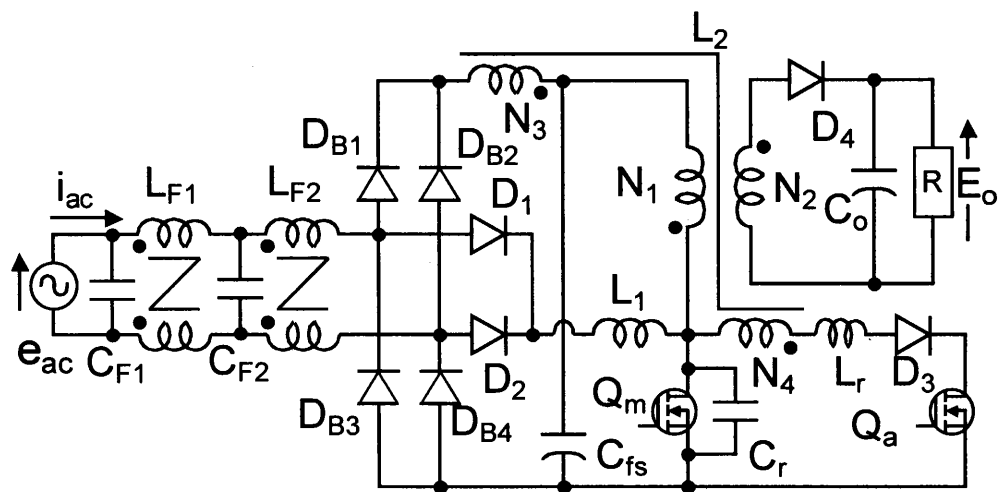


図 3.1 4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング  
AC-DC コンバータの回路構成

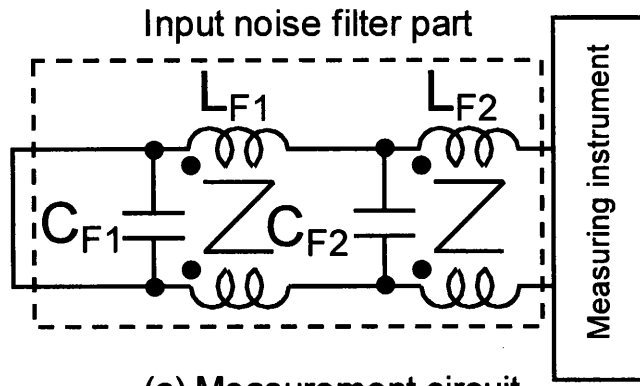
次に4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータのモデル化を行うにあたりまず次の仮定を設ける。

- (1) ダイオード  $D_{B1}$ ,  $D_{B2}$ ,  $D_{B3}$ ,  $D_{B4}$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ , 主スイッチ  $Q_m$  および補助スイッチ  $Q_a$  は理想的であるものとする。
- (2) リアクトル  $L_2$  の4つの巻線  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$ ,  $N_4$  およびインダクタ  $L_1$  の損失と, 漏れインダクタンスは無視でき, コアの飽和はなく, 各インダクタンスは常に一定であるものとする。
- (3) 完全平滑用キャパシタ  $C_{fs}$ , 出力キャパシタ  $C_o$  およびソフトスイッチング用キャパシタ  $C_r$  の直列等価抵抗は零とする。

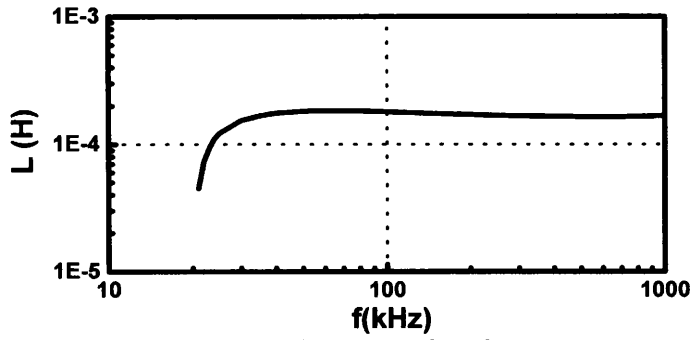
上述の仮定にもとづき入力フィルタ部について検討する。入力フィルタ部の回路定数は, それぞれ,  $L_{F1}=35\text{mH}$ ,  $L_{F2}=30\text{mH}$  および  $C_{F1}=C_{F2}=1.0\mu\text{F}$  である。高周波スイッチングで動作する全波整流回路及びコンバータ部から見たフィルタ部のインピーダンス特性を測定するために, 商用交流電圧源  $e_{ac}$  を短絡し,  $L_{F2}$  の全波整流回路側に測定器を接続し測定を行った。

図 3.2 に全波整流回路及びコンバータ部から見たフィルタ部のインピーダンス特性測定回路, 測定値及び等価回路を示す。測定は図 3.2(a)の測定回路を用いた。図 3.2 (b)に示すように入力フィルタ部は, 全波整流回路及びコンバータ部からみて  $20\text{kHz}\sim 1\text{MHz}$  においては誘導性の特性を示した。本実験回路ではコンバータ部のスイッチング周波数は  $45\text{kHz}$  に設定されており, 高調波電流抑制の回路動作は,  $45\text{kHz}$  の高周波スイッチングで決定されている。

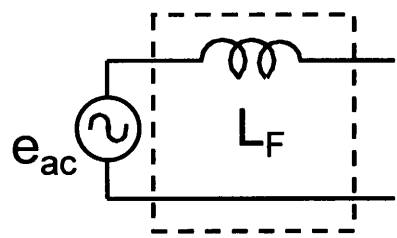
以上のことから, 入力フィルタ部の等価回路は, 図 3.2(c)のようにインダクタンス  $L_F$  で表されるものと考えられる。ここで  $L_F$  のインダクタンス値は, コモンモードノイズ対策として用いられている同相フィルタ  $L_{F1}$  と  $L_{F2}$  の中の,  $L_{F2}$  のリーケージインダクタンス値 (ノーマル成分) とほぼ一致し,  $184\mu\text{H}$  である。前述の4つの仮定と入力フィルタ部の特性を考慮することにより, 図 3.1 の回路は, 図 3.3 に示す回路で表すことができる。



(a) Measurement circuit



(b) Measured value



(c) Equivalent circuit of input noise filter

図 3.2 全波整流回路及びコンバータ部から見た入力フィルタ部のインピーダンス特性測定回路，測定値及び等価回路

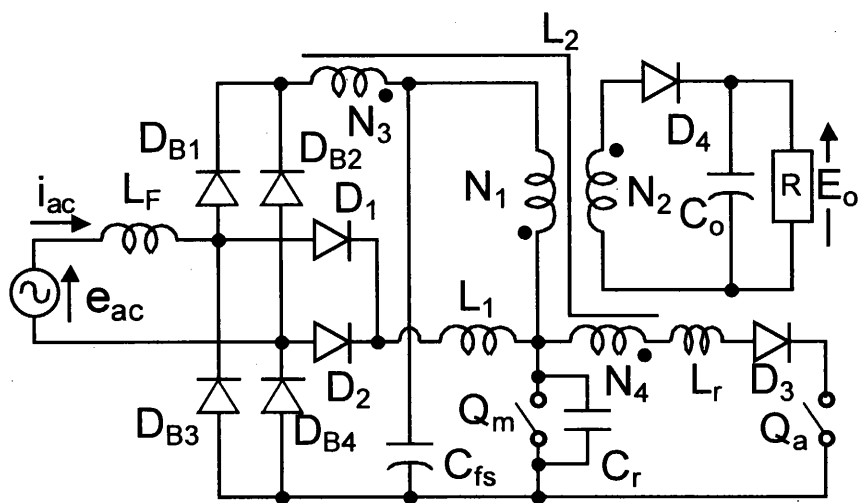


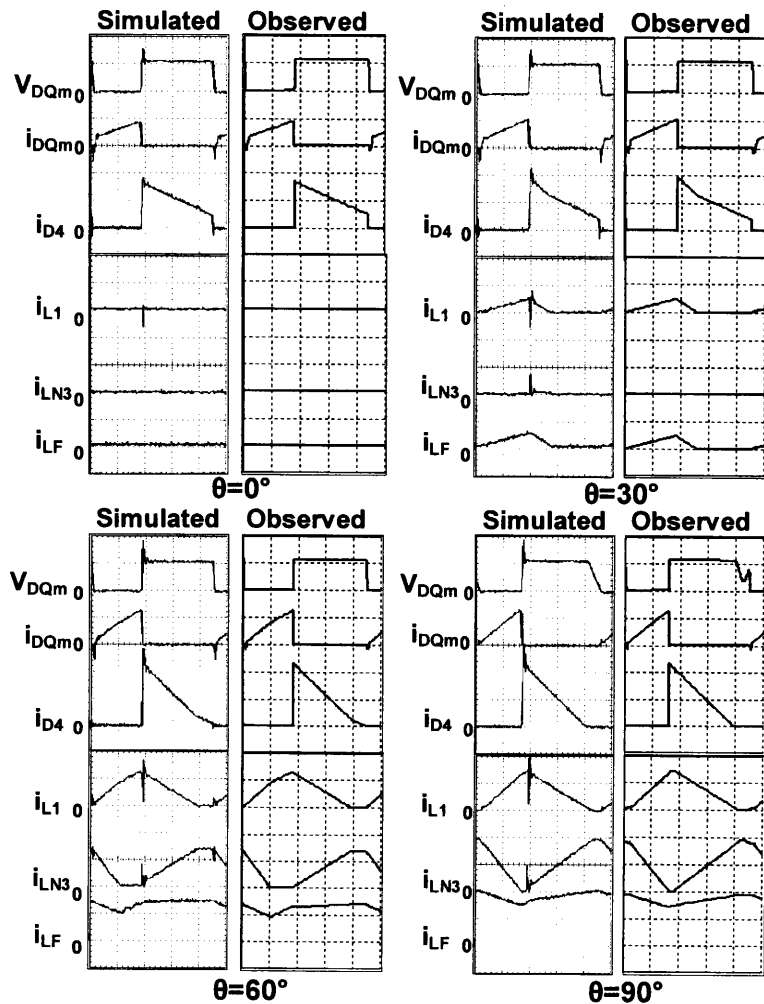
図 3.3 入力フィルタ部の特性を考慮した回路モデル

ここで図 3.4 に，図 3.1 の 4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータがリアクトル電流連続モードで動作した時，商用交流電圧源の位相  $\theta$  をパラメータとした場合の，回路各部の電圧，電流波形のシミュレーション波形と観測波形の比較結果を示す．シミュレーションには，図 3.3 の等価回路を用いている．

ここで  $V_{DQ_m}$ ， $i_{DQ_m}$  は， $Q_m$  のドレイン電圧とドレイン電流， $i_{D4}$ ， $i_{L1}$ ， $i_{LN3}$  及び  $i_{LF}$  は  $D_4$ ， $L_1$ ， $N_3$  及び  $L_F$  を流れる電流である．観測波形とシミュレーション波形は，商用交流電圧源の各位相において良好に一致している．

図 3.4 の結果にもとづいて，図 3.5 で商用交流電圧源  $e_{ac}$ ，入力電流  $i_{ac}$  のシミュレーション波形および観測波形の比較を行った．図 3.5 から観測波形は，良好な力率改善が図られており，又モデル化を行った図 3 の等価回路でのシミュレーション波形と観測波形は非常に良く一致していることがわかる．このことから，入力フィルタ部を  $L_F$  でモデル化した図 3.3 の等価回路モデルの妥当性が検証できた．

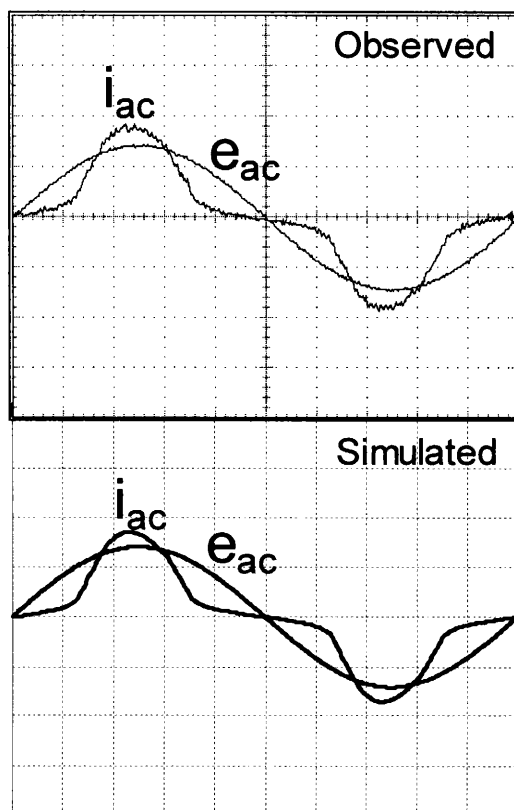




Horizontal :  $5\mu\text{s}/\text{div}$ .

Vertical :  $V_{DQm}$ : $200\text{V}/\text{div}$ .  $i_{DQm}$ : $5\text{A}/\text{div}$ .  $i_{D4}, i_{L1}, i_{N3}, i_{LF}$ : $2\text{A}/\text{div}$ .

図 3.4 商用交流電圧源の位相をパラメータとした回路各部の電圧，電流波形のシミュレーション波形と観測波形



Horizontal : 20ms/div.

Vertical :  $e_{ac}$ :100V/div.  $i_{ac}$ :2A/div.

図 3.5 商用交流電圧源  $e_{ac}$ , 入力電流  $i_{ac}$  のシミュレーション波形と観測波形

### 3. 3 動作状態と動作モード

次に本回路の高調波抑制回路の動作解析を行う。また本回路の特徴の一つである ZVT 方式のソフトスイッチング回路は、主スイッチ  $Q_m$  のターンオン時及びターンオフ時といったスイッチング過程に、主スイッチ  $Q_m$  がソフトスイッチングするように動作している。そのため ZVT 方式のソフトスイッチング回路は、高調波電流抑制回路の動作とは独立している。このため、この高調波電流抑制回路の動作解析においては、簡単化のため ZVT 方式のソフトスイッチング回路動作を省略する。

図 3.3 の等価回路において、 $D_{B1}$ 、 $D_{B2}$ 、 $D_{B3}$  及び  $D_{B4}$  を  $D_B$  で、 $D_1$  及び  $D_2$  を  $D_{L1}$  で、 $e_{ac}$  の瞬時値を直流電圧  $E_{ac}$  で表すと、主スイッチ  $Q_m$  及びダイオード  $D_B$ 、 $D_{L1}$ 、 $D_4$  のオン、オフの組合せの中で物理的に意味のある動作状態を考慮すれば表 3.1 の 8 個の動作状態をとる。

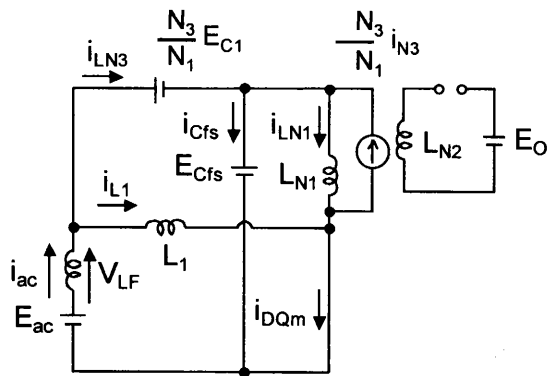
図 3.6(a)～(g)に表 3.1 の動作状態 8 を除く 7 個の動作状態に対する等価回路を示す。動作状態 8 では、全てのダイオード及びスイッチがオフであり、電圧源  $E_{ac}$ 、キャパシタに対応した電圧源  $E_{cfs}$  及び  $E_o$  のみが存在する。しかし簡単であるので紙面の都合上省略する。これら 8 つの動作状態の組合せにより、図 3.3 の回路は表 3.2 に示す 4 つの動作モードをとる。

表 3.1 動作状態

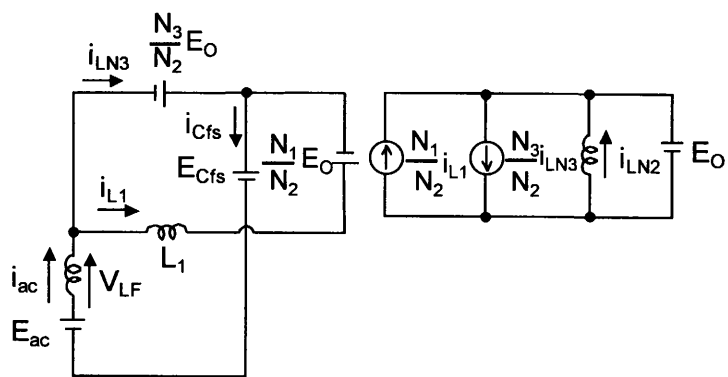
State	D <sub>B</sub>	D <sub>L1</sub>	Q <sub>m</sub>	D <sub>4</sub>
1	on	on	on	off
2	on	on	off	on
3	on	off	off	on
4	on	off	off	off
5	off	on	on	off
6	off	off	off	on
7	off	on	off	on
8	off	off	off	off

表 3.2 動作モード

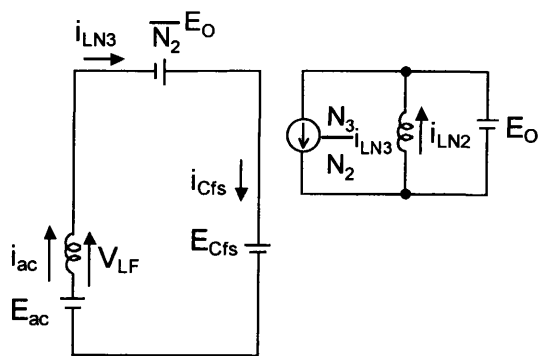
Mode	State Sequence
I	5 → 7 → 6( → 8)
II	5 → 2 → 3 → 6( → 8)
III	5 → 2 → 3 → 4 → 8
IV	1 → 5 → 2 → 3( → 4)



(a) State1

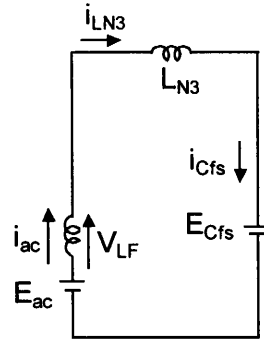


(b) State2

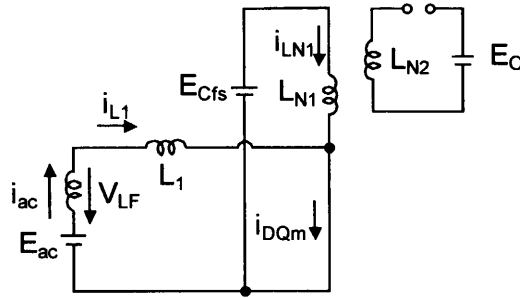


(c) State3

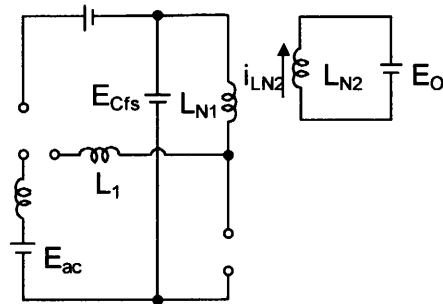
图 3.6 等值回路



(d) State4



(e) State5



(f) State6

图 3.6 等值回路

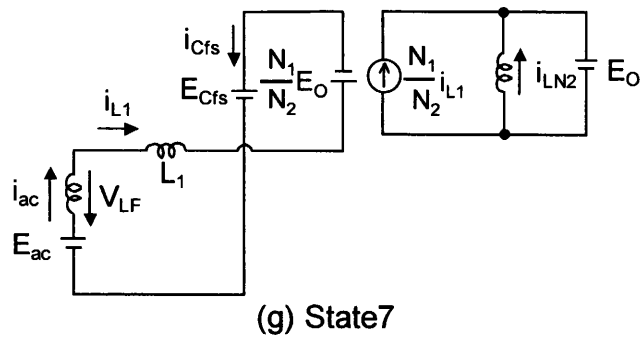


图 3.6 等值回路

図 3.7 に表 2 の四つの動作モードにおける電流  $i_{ac}$ ,  $i_{LN3}$ ,  $i_{L1}$ ,  $i_{Qm}$  及び  $i_{D4}$  の概念図を示す. 商用交流電圧  $e_{ac}$  の位相が  $0$  から  $\pi/2$  において, 位相の増加に従って, 動作モードは  $I \rightarrow II (\rightarrow III) \rightarrow IV$  の順に表れ,  $e_{ac}$  の位相が  $\pi/2$  から  $\pi$  では, 動作モードは  $IV (\rightarrow III) \rightarrow II \rightarrow I$  へと移行する.  $e_{ac}$  の位相が  $\pi$  から  $2\pi$  の期間でも同様である.

また動作モードにおいて, 4巻線リアクトル  $L_2$  の  $N_1$  巻線を流れる電流  $i_{LN1}$  及び  $N_2$  巻線を流れる電流  $i_{LN2}$  の不連続及び連続の区別をせず, リアクトル  $L_2$  の  $N_3$  巻線を流れる電流  $i_{LN3}$  及びリアクトル  $L_1$  を流れる電流  $i_{L1}$  に着眼点をおいた区別をした. そのため動作状態 3 から 4 への変化及び動作状態 6 から動作状態 8 への変化を区別せず, 同一のモードとしている. これは図 6 の等価回路からも同一モードとしても問題ないことがわかる.  $e_{ac}$  が低い  $100V$  の場合は,  $i_{LN1}$  及び  $i_{LN2}$  が連続となるため, 動作状態 8 は表れない. そして  $e_{ac}$  が高い  $220V$  の場合は,  $i_{LN1}$  及び  $i_{LN2}$  が不連続となるため, 動作状態 8 が高周波スイッチング周期の最後に表れる. 同様に動作モード III も,  $e_{ac}$  が高い場合でのみ表れる.

次に表 2 の四つの動作モードの詳細を説明する.

#### (i) 動作モード I

図 7 (a) に示すように, この動作モードではリアクトル  $L_2$  の  $N_3$  巻線の電流  $i_{LN3}$  が高周波スイッチング周期  $T_s$  の期間常に零であり, 入力電流  $i_{ac}$  は  $i_{L1}$  と等しい. まず主スイッチ  $Q_m$  がオン期間  $T_{on}$  の時, 動作状態 5 をとり,  $E_{cfs}$  から  $L_{N1}$  へ電流  $i_{LN1}$  が流れ,  $L_2$  にエネルギーが蓄えられる. 同時に,  $E_{ac}$  から  $L_F$  及び  $L_1$  へ電流  $i_{L1}$  が流れ,  $L_F$  及び  $L_1$  にエネルギーが蓄えられる. そのため動作状態 5 の期間,  $Q_m$  には  $i_{LN1}$  と  $i_{L1}$  が加算された電流が流れる. 次に主スイッチ  $Q_m$  がオフとなると動作状態 7 に移行し,  $i_{LN2}$  が  $L_{N2}$  から  $E_0$  へ流れ,  $L_2$  のエネルギーが出力側へ放出される. 同時に  $i_{L1}$  が  $L_F$  及び  $L_1$  から  $L_2$  を経由し  $E_0$  へ流れ,  $L_1$  のエネルギーが出力側へ放出される. そのため動作状態 7 の期間, 出力ダイオード  $D_4$  には  $i_{LN2}$  と  $i_{L1}$  の二次側換算された電流を加算した電流が流れる. この後,  $L_1$  の蓄積エネルギーが零となり,  $i_{L1} = 0$  となると  $i_{LN2}$  のみが流れる動作状態 6 となる.



### (ii)動作モードII

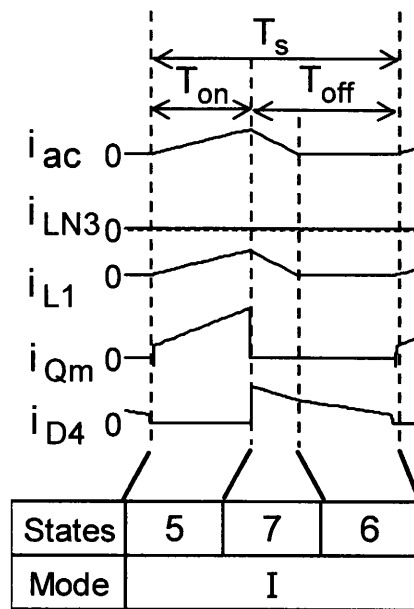
図7(b)に示すように、 $Q_m$ がオン期間 $T_{on}$ の時、動作状態5をとる。次にオフとなると動作状態2に移行し、 $i_{LN2}$ が $L_{N2}$ から $E_0$ へ流れ、 $L_2$ のエネルギーが出力側へ放出される。また $i_{L1}$ が $L_F$ 及び $L_1$ から $L_2$ を經由し $E_0$ へ流れ、 $L_1$ のエネルギーが出力側へ放出される。さらに $E_{ac}$ が高くなったことで、 $E_{ac}$ から $L_F$ 及び $N_3$ へ電流 $i_{LN3}$ が流れ、 $L_F$ のエネルギーが $C_{fs}$ へ放出される。そのため動作状態2の期間、出力ダイオード $D_4$ には $i_{LN2}$ に $i_{L1}$ の二次側換算された電流を加算し、 $i_{LN3}$ の二次側換算された電流を減算した電流が流れる。 $i_{L1}=0$ になった後、動作状態3に移行する。この状態でも $i_{LN3}$ は流れ、 $L_F$ のエネルギーを $C_{fs}$ へ放出し続ける。出力ダイオード $D_4$ には $i_{LN2}$ に $i_{N3}$ の二次側換算された電流を減算した電流が流れる。この後、 $L_F$ の蓄積エネルギーが零となり、 $i_{LN3}=0$ となると $i_{LN2}$ のみが流れる動作状態6となる。

### (iii)動作モードIII

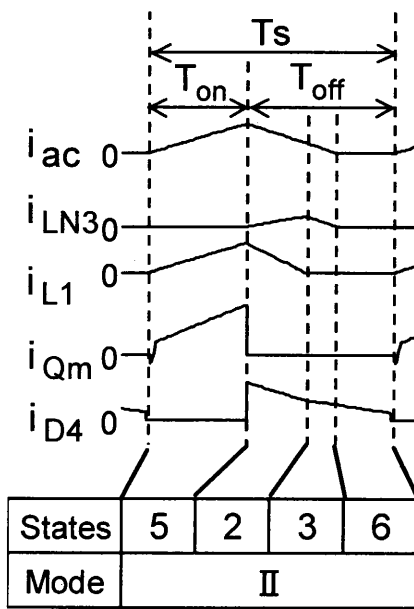
図7(c)に示すように、動作モードIIの動作状態3の後に、 $i_{LN2}=0$ となり $i_{LN3}$ のみが流れる動作状態4となる。そして $i_{LN3}=0$ となった後、動作状態8となる。この動作モードは、リアクトル $L_2$ の電流が不連続となる $e_{ac}$ が高いときに現れる。

### (iv)動作モードIV

図7(d)に示すように、 $Q_m$ のターンオン時に、 $i_{LN3}$ が流れつづけており動作状態1をとる。そして $i_{LN3}=0$ となった後、動作状態5となる。主スイッチ $Q_m$ がオフとなると動作状態2に移行し、 $i_{L1}=0$ になると、動作状態3となる。

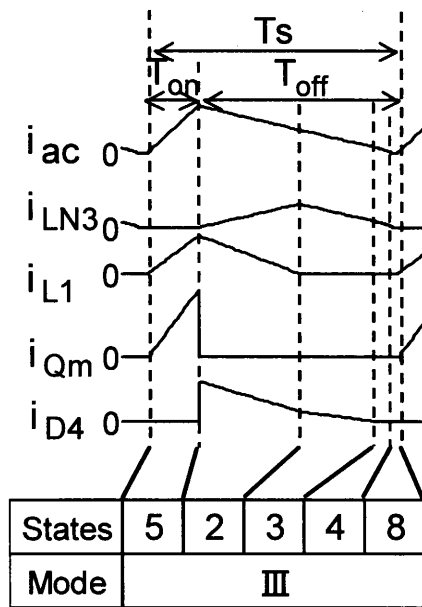


(a) Operation mode I

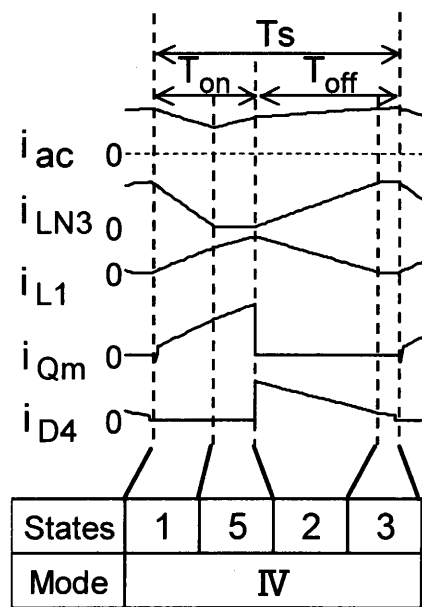


(b) Operation mode II

図 3.7 動作モードの電流概念図



(c) Operation mode III



(d) Operation mode IV

図 3.7 動作モードの電流概念図

### 3. 4 入力フィルタ部の特性が高調波電流に及ぼす影響

図 3.2(b)の入力フィルタ部の特性は、スイッチング周波数において誘導性であり、そのインダクタンス値  $184\mu\text{H}$  は同相フィルタ  $L_{F2}$  のリーケージインダクタンス値とほぼ一致していた。同相フィルタのリーケージインダクタンスは理想的には零であるが、実際の製品ではその構造要因で零とはならずある値を有する。しかし、同相フィルタは EMI ノイズ対策用であるため、リーケージインダクタンス値で選定することは難しい。そのため、入力フィルタ部の特性が高調波電流に及ぼす影響について、図 3.3 の回路モデルを用いたシミュレーション及び実験で検討を行った。

図 3.8 に、インダクタ  $L_F$  の変化に対する高調波電流の観測値、シミュレーション値及び IEC61000-3-2 class D の限度値を示す。図 3.8(a)は  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$ 、図 3.8(b)は  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  の結果をそれぞれ示す。 $L_F$  以外の回路定数は図 3.3 と同じである。

図 3.8 より、 $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  及び  $220\text{V}$  の高調波電流値は、観測値とシミュレーション値でよく一致している。図 3.8(a)の  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  において、第 3 次高調波電流値は、インダクタ  $L_F$  によらずほぼ一定の値をとる。第 5 次高調波電流値及び第 9 次高調波電流値は、 $L_F$  が大きくなるにつれ低減される傾向にある。第 5 次高調波電流値は、 $L_F$  が  $300\mu\text{H}$  以上で第 7 次高調波電流値より小さい。また  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  では、検討した  $L_F$  の全範囲において IEC 61000-3-2 class D の規格を満足している。

図 3.8(b)の  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  においては、第 3 次および第 5 次高調波電流値は、インダクタ  $L_F$  によらずほぼ一定の値をとるが、インダクタ  $L_F$  が  $200\mu\text{H}$  以下では、第 7 次及び第 9 次高調波電流値は増加する傾向にあり、 $100\mu\text{H}$  以下で、第 9 次高調波電流値は IEC 規格の限度値以上となり、IEC 規格を満足しない。このことから  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  においても IEC61000-3-2 class D 規格を満足するためには、インダクタ  $L_F$  は  $100\mu\text{H}$  以上必要であることがわかる。すなわち、本高調波電流抑制回路は、積極的にインダクタ  $L_F$  を利用しており、本実験回路において、入力フィルタ部の特性が誘導性の範囲では、 $L_F$  が  $100\mu\text{H}$  以上であれば IEC61000-3-2 class D を満

足することができる。

次に  $e_{ac}$  が 220V においてインダクタ  $L_F$  が小さいと高調波電流値が増加し、IEC 規格の限度値に対して余裕がなくなる原因について考察する。

図 3.9 にインダクタ  $L_F$  の変化に対する  $i_{LN3}$  の導通角のシミュレーション値を示す。この導通角は入力電圧半サイクル時に  $i_{LN3}$  が流れる位相角の範囲  $\text{Phase}_{[i_{LN3}]}$  とする。この図から、 $L_F$  を大きくすることによって  $i_{LN3}$  の導通角が大きくなっていることがわかる。また  $i_{LN3}$  の導通角は、 $e_{ac}$  が 100V の方が 220V の時より大きい。

動作モードは、入力電圧の位相角が  $0 \sim \pi/2$  の範囲で Mode I  $\rightarrow$  II ( $\rightarrow$  III)  $\rightarrow$  IV と変化する。 $i_{LN3}$  の導通角が大きいということは、小さい位相角すなわち低い入力電圧で Mode I から II へ変化するということである。Mode I から II への変化は、動作状態で考えると State5 の次の状態が State7 でなく State2 となることである。図 3.6 の State2 の等価回路において、 $i_{LN3}$  が流れる条件は

$$E_{ac} - E_{Cfs} + V_{LF} + \frac{N_3}{N_2} \times E_o \geq 0 \quad (3.1)$$

このとき  $V_{LF}$  は

$$V_{LF} = \left( E_{Cfs} + \frac{N_1}{N_2} \times E_o - E_{ac} \right) / \left( 1 + \frac{L_1}{L_F} \right) \quad (3.2)$$

となるため、 $L_F$  の値が大きい程低い入力電圧で  $i_{LN3}$  が流れはじめる。また  $i_{LN3}$  が流れはじめる  $E_{ac}$  を位相を考慮して厳密に  $e_{ac(\text{peak})} \sin \theta_{N3}$  ( $0 < \theta_{N3} < \pi/2$ ) と表現する。 $C_{fs}$  の容量が十分大きいとして  $E_{Cfs}$  が  $e_{ac}$  の電圧振幅値  $e_{ac(\text{peak})}$  とすると(1)、(2)式は以下の(3)式となる。

$$\sin \theta_{N3} \geq 1 - \left( \frac{L_F}{L_1} \frac{N_1}{N_2} + \frac{L_F}{L_1} \frac{N_3}{N_2} + \frac{N_3}{N_2} \right) \frac{E_o}{e_{ac(\text{peak})}} \quad (3.3)$$

(3)式より、 $E_{ac}$  が小さい方が、小さな  $\theta_{N3}$  で  $i_{LN3}$  が流れ、導通角が大きくなることがわかる。すなわち、図 3.8(b)の  $e_{ac}$  が 220V においては、インダクタ  $L_F$  が 100 $\mu$ H 以下で、第 7 次及び第 9 次高調波電流値は IEC 規格の限度値の点から余裕がないのは、 $i_{LN3}$  の導通角が小さいことが原因と考えられる。

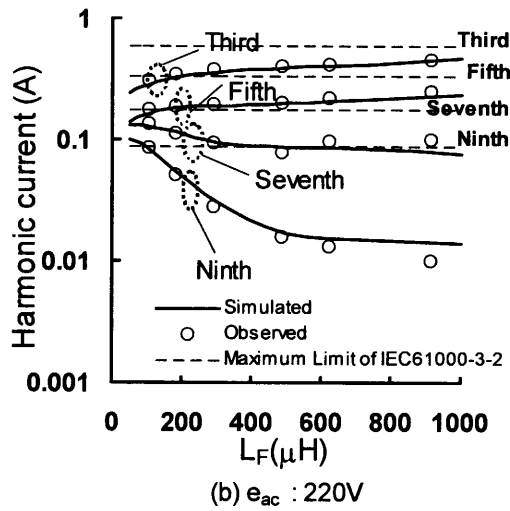
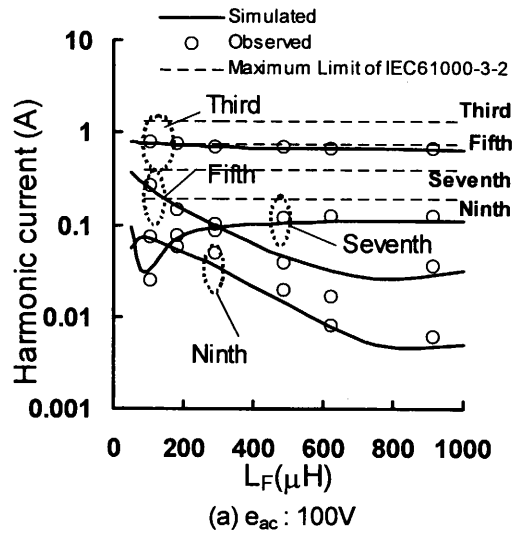


図 3.8  $L_F$  の変化に対する高調波電流値

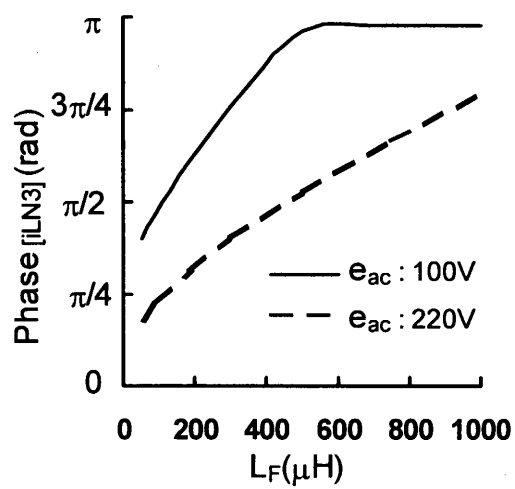


図 3.9  $L_F$  の変化に対する  $i_{LN3}$  の導通角のシミュレーション値

### 3. 5 動作特性(効率・力率)

図 3.10 に, 入力電流の高調波特性の観測値とシミュレーション値を示す. 回路定数は,  $N_1 : N_2 : N_3 : N_4 = 32 : 43 : 5 : 10$ ,  $N_1$  巻線の励磁インダクタンス  $= 377\mu\text{H}$ ,  $L_F = 184\mu\text{H}$ ,  $L_1 = 426\mu\text{H}$ ,  $L_r = 10\mu\text{H}$ ,  $C_r = 1.0\text{nF}$ ,  $C_{fs} = 560\mu\text{F}$ ,  $e_o = 120\text{V}$ ,  $R = 96\Omega$ ,  $e_{ac}$  の周波数は  $50\text{Hz}$  である. 高調波電流の観測値とシミュレーション値は, 非常によく一致している. 高調波電流値は IEC61000-3-2 のクラスDに対して,  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  では,  $40\%$  以上,  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  では,  $20\%$  以上の余裕をもって満足している.

次に図 3.11 に電力効率と力率の入力電圧特性を示す. 第 2 章の回路定数では, 電力容量は  $51.2\text{W}$  で電力効率は約  $82\sim 83\%$  程度であった<sup>[51]</sup>. 本回路は電力容量が  $150\text{W}$  で,  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  で, 効率が  $87.5\%$ , 力率が  $90.9\%$ , また  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  において効率が  $90\%$ , 力率が  $85.8\%$  と電力効率の改善及び電力容量の増大が図られている. 上述のように本回路は, 広範囲な入力電圧範囲において良好な効率及び力率を得られ, 高調波規格の IEC61000-3-2 class D の限度値を十分な余裕をもって満足することが可能である.



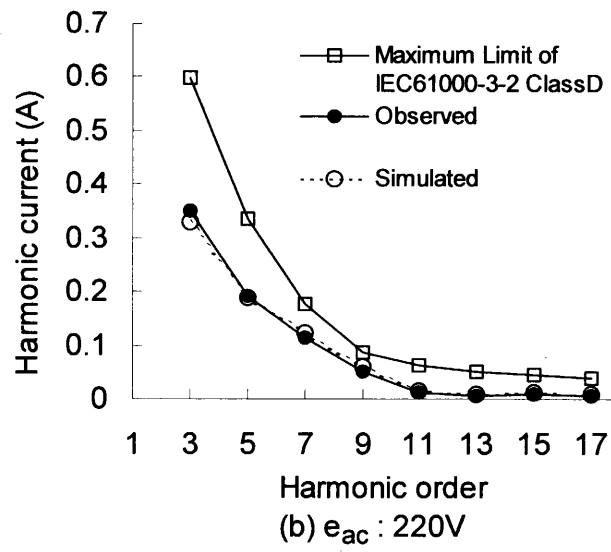
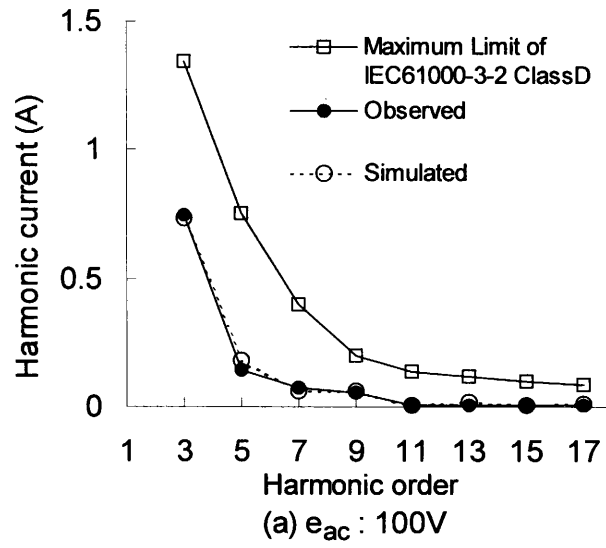


図 3.10 入力電流の高調波特性

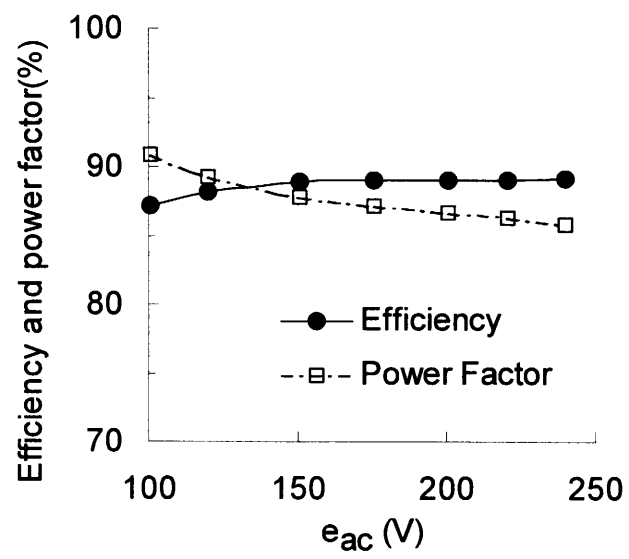


図 3.11 電力効率と力率

### 3. 6 結言

以上の議論から, 4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力高調波電流抑制回路に関し, 以下のことが明らかになった.

- (1) 本回路の入力フィルタ部はコンバータの高周波スイッチング周波数で誘導性を示した. 入力フィルタ部をインダクタ  $L_F$  で表した等価回路を用いたシミュレーション値は実験値と良好に一致した.
- (2) 本回路の入力高調波電流抑制回路は 8 個の動作状態をとり, これらの動作状態の組合せにより, 回路動作は 4 組の動作モードに分けられる.
- (3) インダクタ  $L_F$  は  $N_3$  巻線の電流の導通角を広げる効果をもち,  $100\mu\text{H}$  以上で IEC 規格を満足できる. さらに本回路はインダクタ  $L_F$  を, 部品の追加をせず同相フィルタのノーマル成分で代用している.
- (4) 本回路は, 広い入力電圧範囲で IEC61000-3-2 classD の限度値を十分な余裕をもって満足している.
- (5) 4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータをリアクトル電流連続モードで動作させ, 電力効率の改善及び電力容量の増大を図った. 電力効率は  $e_{ac}$  が  $100\text{V}$  で  $87.5\%$ ,  $e_{ac}$  が  $220\text{V}$  においては  $90\%$  と良好な値が得られた.

本章では, 高調波電流に対する主としてインダクタ  $L_F$  の影響について考察した. 次章にてインダクタ  $L_1$  及び  $N_3$  巻線の影響について詳細に検討し, 回路の最適設計について考察を進める.