



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	http://hdl.handle.net/10069/7328
Right	

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:50:46Z

第2章 入力フィルタの影響を考慮した4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの等価回路モデル

2.1 緒言

近年、電子機器には環境への配慮が厳しく求められるようになってきている。この電子機器への電力供給を担う電源としてスイッチング方式のコンバータが普及している。そのスイッチング電源においては、それが発生する EMI (Electromagnetic Interference : 電磁妨害) の抑制問題が注目されている。特に低周波の EMI としては、スイッチング電源から発生する商用周波数の高調波電流障害がエネルギー利用の立場から社会問題になっている。このため、高調波電流の抑制に関して具体的な数値目標が掲げられ、経済産業省の「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」^[9] や IEC (International Electrotechnical Commission : 国際電気標準会議)^[6] に公示され、機種ごとに抑制対策を順次実施している状況にある。

この問題を解決する方法の一つとして、先に、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータが提案されている^{[45][46]}。この AC-DC コンバータは、IEC 規格のクラス D を満足する回路として、実用的観点から有用と思われる。しかし、従来この方式に関して、主回路及び入力フィルタの特性^[47]が、回路に及ぼす影響についての詳細な検討は行われていない。

本章では、この4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力フィルタの特性を考慮した回路のモデル化を行い、実験結果と比較検討し、モデル化した回路の妥当性を明らかにする。まず4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータ回路の構成と動作について説明する。そしていくつかの仮定のもとに回路のモデル化を行う。更にモデル化した回路の妥当性を明らかにするために、モデル化した回路を用いた、動作特性のシミュレーション結果と実験結果を比較検討する。

2. 2 回路構成

図 2.1 に 4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの回路構成を示す. 本方式は, 商用交流電圧源 e_{ac} , インダクタ L_{f1} , L_{f2} , L_{f3} , およびキャパシタ C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} 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 , リアクトル L_2 の巻線 N_1 及び N_2 , 出力整流ダイオード D_4 , 出力平滑用キャパシタ C_0 及び負荷抵抗 R で構成される. また主スイッチ Q_m を固定の高周波のスイッチング周期で PWM 制御し, 直流電圧 e_0 を出力するフライバックコンバータとなっている. 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.

ソフトスイッチング回路は, 主スイッチ Q_m に, ソフトスイッチング用キャパシタ C_r が並列に接続され, さらにリアクトル L_2 の回生巻線 N_4 , インダクタ L_r , ダイオード D_3 および補助スイッチ Q_a からなる直列回路が並列に接続された回路である. この回路は, 主スイッチ Q_m のターンオン時にソフトスイッチング用キャパシタ C_r の電荷をリアクトル L_2 の回生巻線 N_4 で回生する, ZVT(Zero voltage transition)方式^[48]のソフトスイッチング動作を行っている^{[45][46]}.

高調波電流抑制回路は, ダイオード D_1 , D_2 , インダクタ L_1 及びリアクトル L_2 の巻線 N_3 から構成される, 1 コンバータ方式の高調波電流抑制回路である. インダクタ L_1 は, 主スイッチ Q_m のオン期間に, 商用交流電圧源 e_{ac} から e_{ac} の電圧に比例した入力電流を流し高調波電流を抑制する. さらに, リアクトル L_2 の巻線 N_3 は, Q_m のオフ期間に, キャパシタ C_{fs} を充電する方向に正の電圧を発生し, その電圧と e_{ac} が加算され, キャパシタ C_{fs} に流れ込む入力電流の導通角を広げることにより, 高調波電流を抑制する役割をもつ^{[45][46]}.

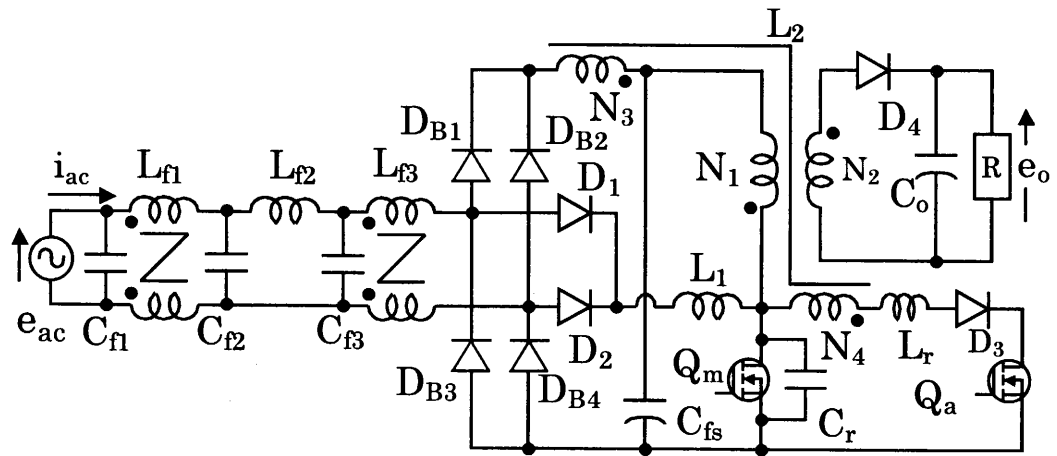


図 2.1 4 巻線方式 AC-DC コンバータの回路構成

2. 3 回路動作

ソフトスイッチング回路の動作と高調波電流抑制回路の動作は互いに独立しているためそれぞれ動作の説明を行う。

2. 3. 1 ソフトスイッチング回路の動作

図 2.2 に ZVT 方式のソフトスイッチング回路を示す。また ZVT 方式のソフトスイッチング回路の動作を図 2.3 に示す。図 2.2 の主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a は、パワー MOSFET を使用しボディーダイオードを内蔵しているものとする。また図 2.1 及び図 2.3 において主スイッチ Q_m のドレイン-ソース間電圧を V_{DSQ_m} 、ゲート-ソース間電圧を V_{GSQ_m} 、補助スイッチ Q_a のドレイン-ソース間電圧を V_{DSQ_a} 、ゲート-ソース間電圧を V_{GSQ_a} とする。

以下に ZVT 方式のソフトスイッチング回路の動作説明を行う。

(期間 1 : $T_1 \sim T_2$)

T_1 において、主スイッチ Q_m より先に補助スイッチ Q_a がターンオンすると、ソフトスイッチング用キャパシタ C_r に蓄積された電荷がリアクトル L_2 の回生巻線 $N_4 \rightarrow$ インダクタ $L_r \rightarrow$ ダイオード $D_3 \rightarrow$ 補助スイッチ Q_a の経路で放電する。そうするとリアクトル L_2 の巻線 N_4 に V_{N_4} が励起され、同時にリアクトル L_2 の巻線 N_1 に V_{N_1} が励起される。その時 V_{N_1} が完全平滑用キャパシタ C_{fs} の直流電圧 $E_{C_{fs}}$ より大きいと、電流 i_r が流れてソフトスイッチング用キャパシタ C_r に蓄積された電荷が完全平滑用キャパシタ C_{fs} に回生される。また補助スイッチ Q_a を流れる電流 i_{DQ_a} は回生巻線 N_4 を通してリアクトル L_2 の励磁電流となる。

またインダクタ L_r により電流 i_{DQ_a} は緩やかに増加し、補助スイッチ Q_a のターンオンはゼロ電流スイッチング (Zero-Current Switching: ZCS) 動作となる。

(期間 2 : $T_2 \sim T_3$)

T_2 において、 Q_m のドレイン-ソース間電圧 V_{DQm} が 0 になった後、 Q_m がターンオンする。そのため Q_m のターンオンはゼロ電圧スイッチング (Zero-Voltage Switching:ZVS)動作となる。リアクトル L_2 の巻線 N_1 に完全平滑用キャパシタ C_{fs} の直流電圧 V_{Cfs} が印加され、リアクトル L_2 の巻線 N_4 の電圧 V_{N4} は $V_{Cfs} \times N_4 / N_1$ となる。それゆえ補助スイッチ Q_a を流れる電流 i_{DQa} は直線的に減少し 0 となる。本実験では、 $T_1 \sim T_2$ の期間を 500ns、 $T_2 \sim T_3$ の期間を 700ns と設定している。

(期間 3 : $T_3 \sim T_4$)

T_3 において i_{DQa} が 0 となった後、補助スイッチ Q_a がターンオフする。そのため Q_a のターンオフは ZVS 動作となる。

(期間 4 : $T_4 \sim T_5$)

T_4 において Q_m が PWM 制御によりターンオフする。 Q_m のターンオフはソフトスイッチング用キャパシタ C_r が並列に接続されているため ZVS 動作となる。

本 ZVT 方式のソフトスイッチング回路において、主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a のターンオン動作及びターンオフ動作はソフトスイッチング動作となっている。

本方式のソフトスイッチング回路は、固定の高周波スイッチング周期での動作において、主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a のターンオン動作及びターンオフ動作がソフトスイッチング動作となることを特徴としている。固定の高周波スイッチング動作のフライバックコンバータと電力変換回路部を同様に設計可能であるといった利点がある。

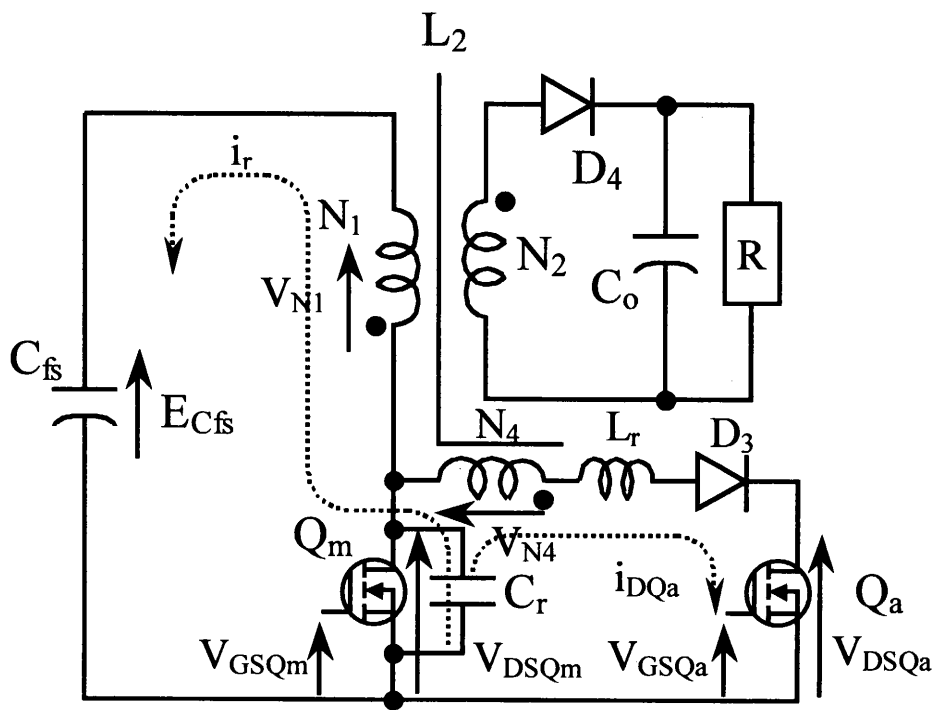


図 2.2 ZVT 方式のソフトスイッチング回路

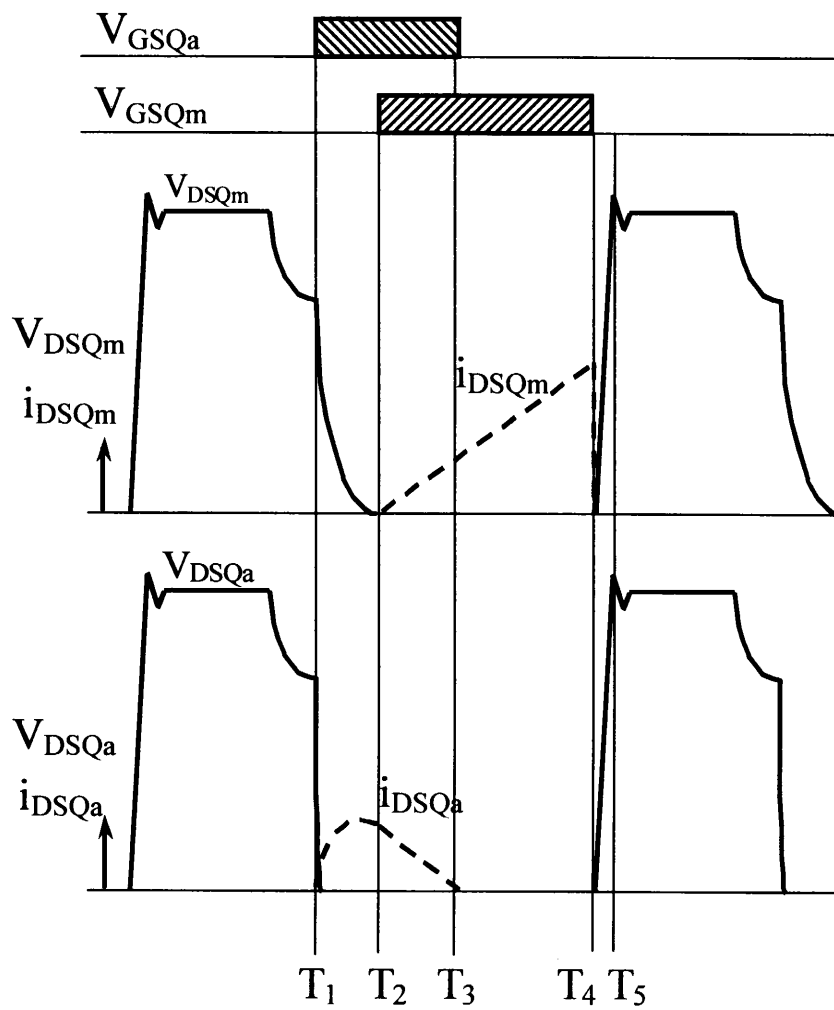


図 2.3 ZVT 方式のソフトスイッチング回路の動作

2. 3. 2 高調波電流抑制回路の動作

図 2.4 に高調波電流抑制回路の巻線 N_3 とリアクトル L_1 の効果の概念図を示す。

図 2.4(a)に高調波電流抑制回路を付加しない場合の商用入力電流 i_{ac} と商用交流入力電圧 e_{ac} の概念図を示す。この場合入力電流 i_{ac} は商用交流入力電圧 e_{ac} の絶対値 $|e_{ac}|$ が完全平滑用キャパシタ両端の直流電圧 EC_{fs} より高い時に流れ、入力電流は波形歪及び高調波電流は大きい。

図 2.4(b)はインダクタ L_1 の効果を概念的に示す。インダクタ L_1 は、主スイッチ Q_m のオン期間に、商用交流電圧源 e_{ac} → 入力フィルタ部 → ダイオード D_1, D_2 (e_{ac} が正の時は D_1 がオン、負の時は D_2 がオン) → インダクタ L_1 → 主スイッチ Q_m の経路で e_{ac} から入力電流が流れ、又、主スイッチ Q_m のオフ期間には、 e_{ac} → 入力フィルタ部 → D_1, D_2 (e_{ac} が正の時は D_1 がオン、負の時は D_2 がオン) → L_1 → L_2 の巻線 N_1 → キャパシタ C_{fs} の経路で商用交流入力電圧 e_{ac} に比例した入力電流が流れ、このことから高調波電流が抑制される。

図 2.4(c)はリアクトル L_2 の N_3 巻線の効果を概念的に示す。リアクトル L_2 の巻線 N_3 は、 Q_m のオフ期間に、キャパシタ C_{fs} を充電する方向に正の電圧 V_{N3} を発生し、その電圧と e_{ac} が加算され、キャパシタ C_{fs} に流れ込む入力電流の導通角を広げることにより、高調波電流を抑制する役割をもつ^{[45][46]}。

図 2.4(d)に本高調波電流抑制回路の商用入力電流 i_{ac} と商用交流入力電圧 e_{ac} の概念図を示す。本高調波電流抑制回路は N_3 巻線のみでは、商用交流入力電圧 e_{ac} が高いとき、 V_{N3} が固定値であるため e_{ac} が低い時に比べ相対的に導通角が狭まり効果が小さくなる。そのため高い e_{ac} で効果の大きくなるインダクタ L_1 を加えることで広い入力電圧範囲で入力高調波電流を抑制し、IEC61000-3-2 を満足することを特徴としている。

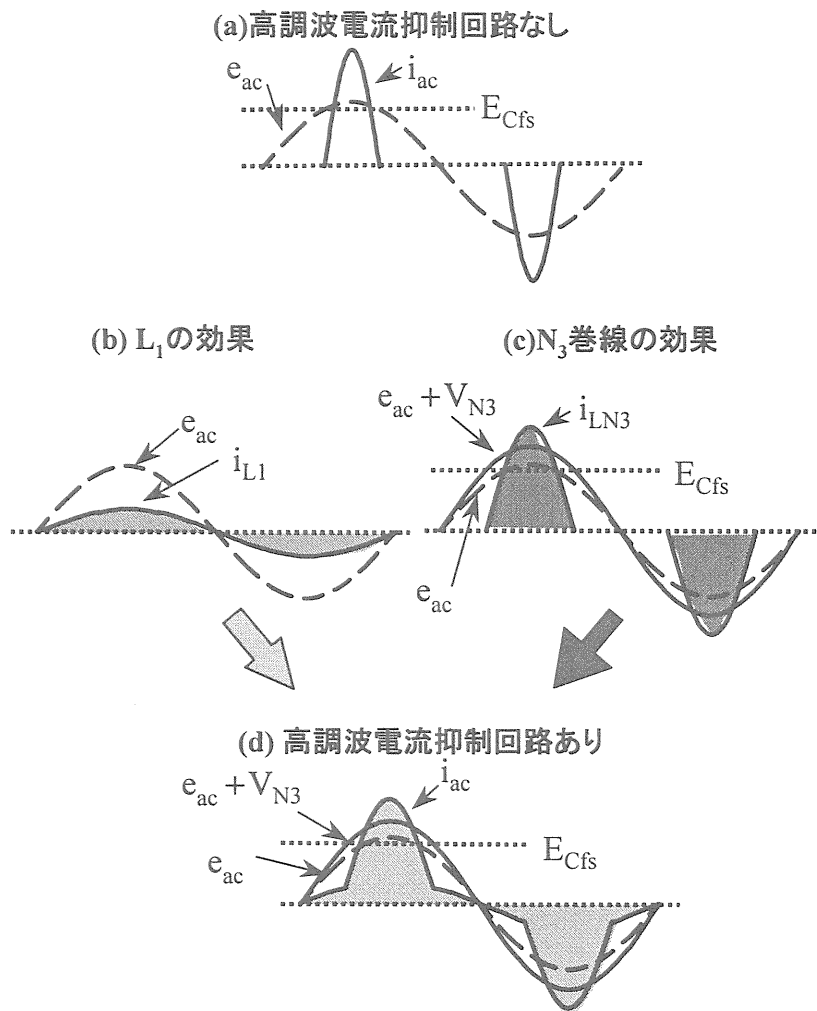


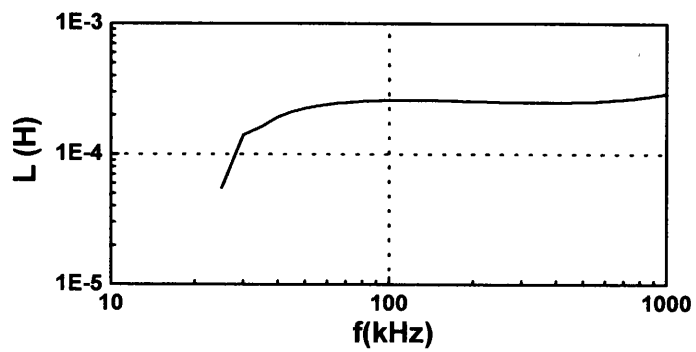
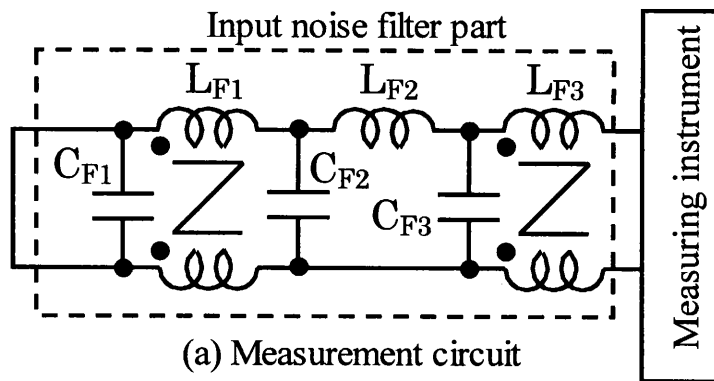
図 2.4 高調波電流抑制回路の巻線 N_3 とリアクトル L_1 の効果の概念図

2. 4 入力フィルタの特性と等価回路

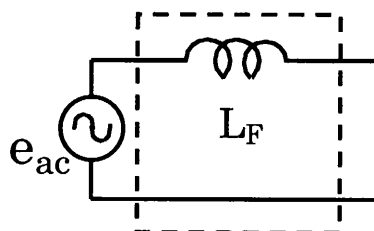
図 2.1 の回路のモデル化を行うにあたりまず以下の仮定を設ける.

- (1) ダイオードは全て理想ダイオードとする.
- (2) 主スイッチ Q_m および補助スイッチ Q_a は理想スイッチとする.
- (3) 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るものとする. さらにコアの飽和はなく, 各インダクタンスは常に一定であるものとする.
- (4) 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.

次にコンバータからの高周波スイッチング周波数成分を低減するための入力フィルタ部の回路モデルを検討するために, 入力フィルタ部のインピーダンス特性を調べる. 入力フィルタ部の回路定数は, それぞれ, $L_{f1}=8.2\text{mH}$, $L_{f2}=1.0\text{mH}$, $L_{f3}=18\text{mH}$, および $C_{f1}=C_{f2}=C_{f3}=0.22\mu\text{F}$ である. 図 2.5 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. 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_{f3} の全波整流回路側に測定器を接続し, 図 2.5(a)の測定回路を用いた. 図 2.5(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 $20\text{kHz}\sim 1\text{MHz}$ においては誘導性である. この測定で 20kHz 程度以下においては容量性を示すが, 本実験回路ではコンバータ部のスイッチング周波数は 55kHz に設定されており, 高調波電流抑制の回路動作は, 55kHz の高周波スイッチングで決定されている. このため, 入力フィルタ部の等価回路は, 図 2.5(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_{f3} の中の, L_{f3} 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, $235\mu\text{H}$ 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 1 の回路は, 図 2.6 に示す回路でモデル化することができる.



(b) Measured value



(c) Equivalent Circuit of Input noise filter

図 2.6 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

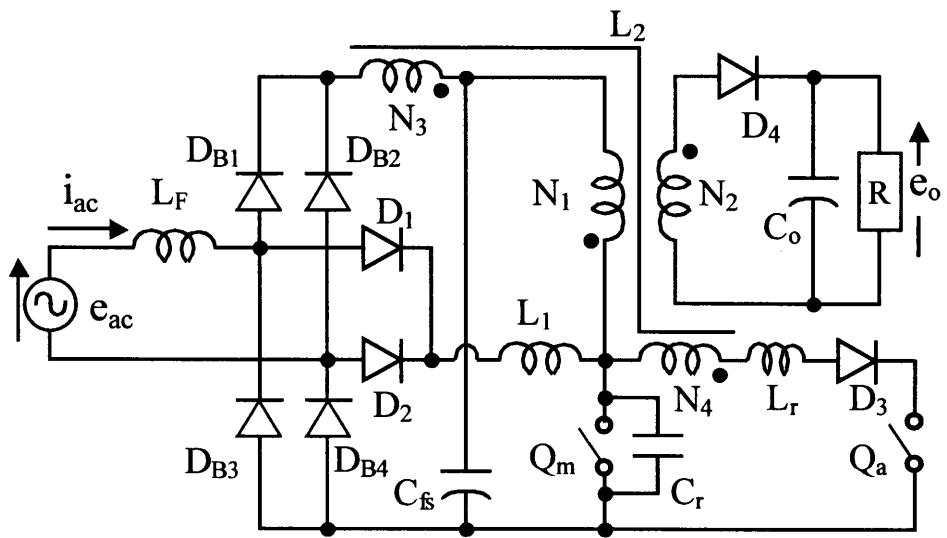


図 2.7 入力フィルタ部の特性を考慮した回路モデル

2. 5 等価回路を用いた計算結果と実験結果の比較

ここで図 2.8 に商用交流電圧源の位相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 2.7 の等価回路を用いている。

図 2.7 の等価回路の回路定数は、 $N_1 : N_2 : N_3 : N_4 = 45 : 8 : 14 : 9$ 、 N_1 巻線の励磁インダクタンス $=300\mu\text{H}$ 、 $L_F=235\mu\text{H}$ 、 $L_1=493\mu\text{H}$ 、 $L_r=10\mu\text{H}$ 、 $C_r=1.2\text{nF}$ 、 $C_{fs}=220\mu\text{F}$ 、 $e_o=16\text{V}$ 、 $R=5.0\Omega$ 、 $e_{ac}=100\text{V}$ 、 e_{ac} の周波数は 50Hz である。ここで V_{DQm} 、 I_{DQm} は、 Q_m のドレイン電圧とドレイン電流、 i_{D4} 、 i_{L1} 、 i_{N3} 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。

次に図 2.8 の結果を踏まえて、図 2.9 において、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 2.9 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 2.7 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。

図 2.10 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。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 100V では、40%以上、 e_{ac} が 220V では、20%以上の余裕をもって満足している。

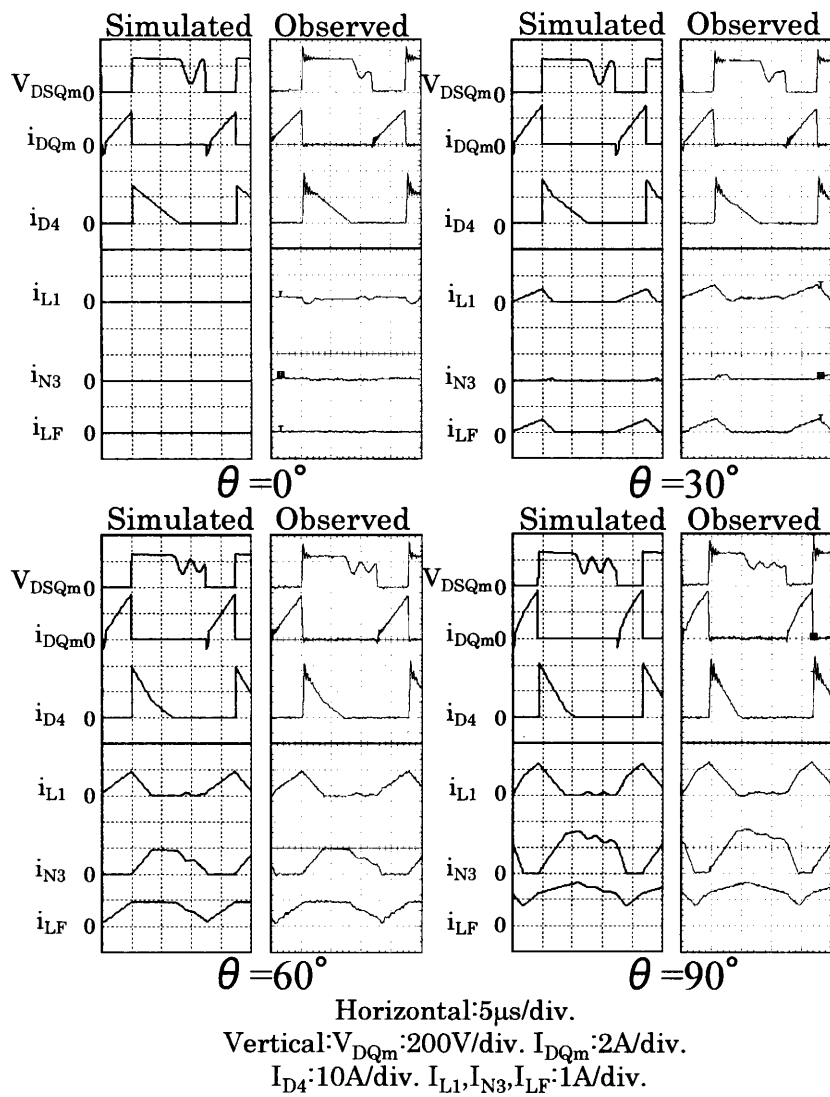
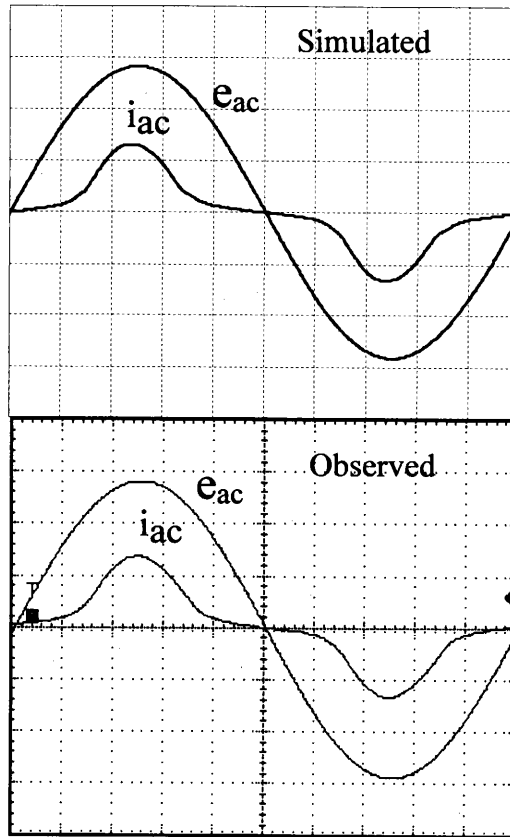


図 2.8 商用交流電圧源の位相をパラメータとした回路各部の電圧，電流波形のシミュレーション波形と観測波形



Horizontal:20ms/div.

Vertical: e_{ac} :50V/div. I_{ac} :1A/div.

図 2.9 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

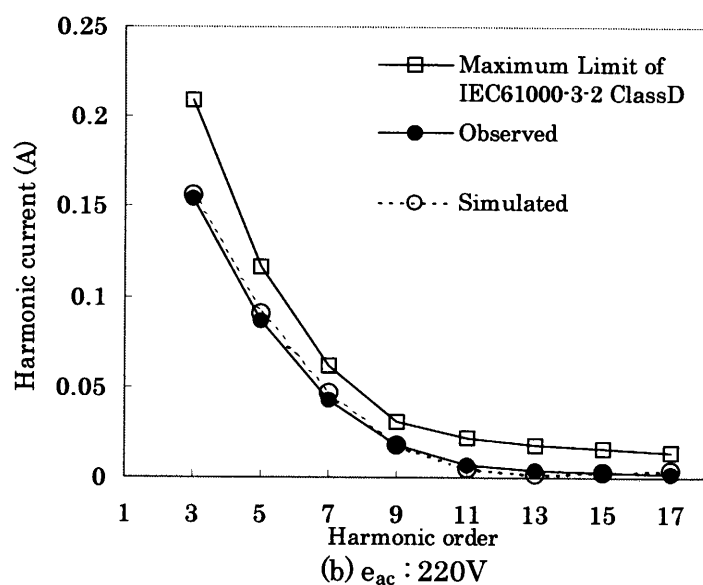
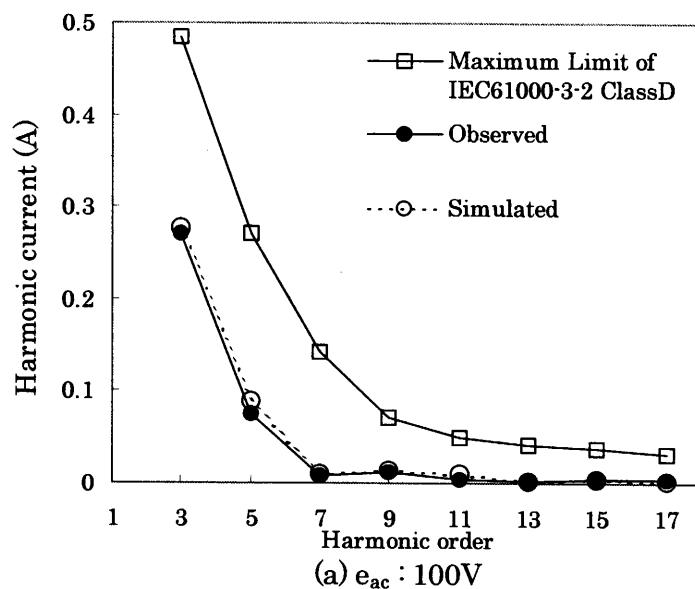


図 2.10 入力電流の高調波特性

2. 6 動作特性(効率・力率)

次に本回路の動作特性について述べる．図 2.11 に商用交流電圧源 e_{ac} に対する電力効率と力率を示す．回路定数は $L_{f1}=8.2\text{mH}$, $L_{f2}=1.0\text{mH}$, $L_{f3}=18\text{mH}$, $C_{f1}=C_{f2}=C_{f3}=0.22\mu\text{F}$, $N_1:N_2:N_3:N_4=45:8:14:9$, N_1 巻線の励磁インダクタンス $=300\mu\text{H}$, $L_F=235\mu\text{H}$, $L_1=493\mu\text{H}$, $L_r=10\mu\text{H}$, $C_r=1.2\text{nF}$, $C_{fs}=220\mu\text{F}$, $e_o=16\text{V}$, $R=5.0\Omega$, $e_{ac}=100\text{V}$, e_{ac} の周波数は 50Hz であり，出力容量は 51.2W とした．

図 2.11 より，電力効率は e_{ac} が 100V で 82% ， 220V で 83% 程度となっている．

また力率は e_{ac} が高くなるにつれ低下している．しかし e_{ac} が $100\sim 220\text{V}$ の範囲において 83% 以上の値を有している．

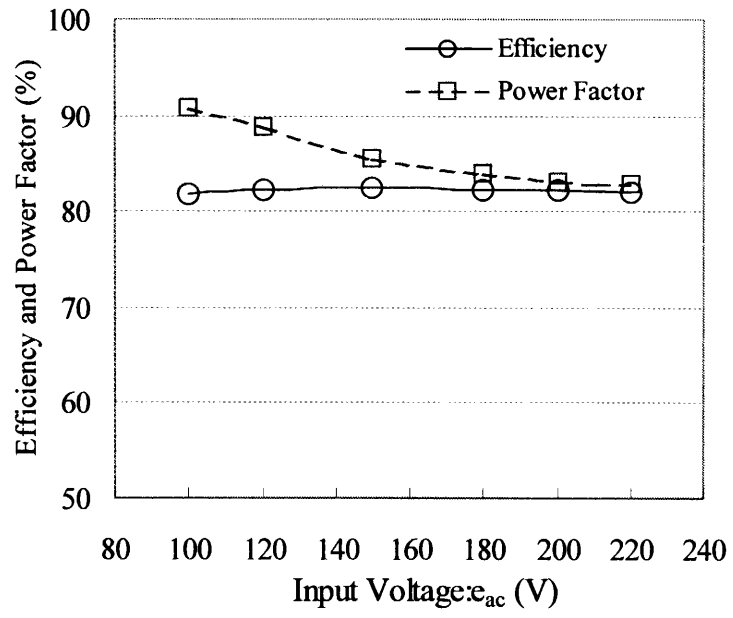


図 2.11 電力効率と力率

2. 7 結言

4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DCコンバータ回路の入力フィルタの特性を考慮したモデル化を行った。そのモデル化はいくつかの仮定をもとに行い、本論文で用いた入力フィルタ部は誘導性を示し、インダクタ L_F で表せることがわかった。

次にモデル化した回路の妥当性を明らかにするために、モデル化した回路を用いた、動作特性のシミュレーション結果と実験結果を比較検討した。その結果、その回路モデルを用いたシミュレーション結果と実験結果は良く一致し、入力フィルタ部の特性を考慮した回路モデルの妥当性が検証できた。

本高調波電流抑制回路は、 e_{ac} が 100V 及び 220V で IEC61000-3-2 class D を満足することを確認した。

さらに、電力効率は e_{ac} が 100～220V の範囲において約 82～83% の効率が得られ、力率は e_{ac} が 100～220V の範囲において 83% 以上の値を有していることがわかった。