中間タップ付リアクトルを用いて高調波を低減する単相整流回路

正員 松井 景樹 (中部大)

正員 坪井 和男 (中部大)

正員 小林 篤 (中部電力)

正員 福田 朋悟 (中部電力)

正員 武藤 三郎 (中部大)

1. ま え が き

単相整流電源回路では、テレビ受像機、パーソナルコンピュータなどに代表されるように、一般にコンデンサインプット形の回路が用いられており、従って各高調波、特に低次の高調波発生割合が極めて大きくなる。個々の容量は小さくても、需要時刻の同時性から特定時刻に負荷が集中し、その結果、大容量形の整流回路に劣らぬ高調波が電力系統に発生し、各種の障害が報告されるようになった。一方、インバータエアコンおよびUPSなど単相整流電源回路を必要とする新たな装置の需要も次第に増え、容量も増加する傾向にある。このため、単相整流電源から発生する高調波に対する各種の改善方法および定性、定量的検討が盛んになされるようになってきた^{(1)~(8)}。高調波低減の対策としては、直流または交流リアクトル L を電流回路に挿入し、電流を平滑化すると共に電流ピーク値を低減し、高調波を抑制する方式があることはよく知られている。しかしながら、 L として非常に大きな値のものを使用したとしても、入力電流になお低次の高調波が残存するばかりでなく、挿入するインダクタ

ンスの影響で入力率も大幅に低下することはまぬがれない。

これに対し、最近是自己消弧素子を用いた研究が盛んに行われるようになった。例えば、電流追従形昇圧チョッパによる波形および力率改善法⁽³⁾は、その後、多くの技術者により更に研究が重ねられている。また電力回生も可能なPWMコンバータ法も提案されており^{(7)~(10)}、初めはまず三相回路で提案がなされた。これを単相回路へ応用したPWMコンバータ法は三相回路と同様に力率および電源電流波形など電気的特性を大幅に改善できる方式であり、電気車への適用も検討されている⁽¹⁰⁾。このほか、三相サイリスタ回路において相間リアクトルを用いた波形改善法が報告されているが⁽¹¹⁾、その後、単相サイリスタ回路においても応用され独特な高調波低減法⁽⁴⁾として報告された。更に最近、単相ダイオード回路にも適用された⁽⁵⁾。

高機能、高性能を要求する時代の要求を背景として、以上のように単相回路においても電源高調波低減などに関する研究が盛んになされるようになった。このような現状のもと、本研究も同様な目的を有し、多少趣を異にした方式を用いて、第五調波を中心とする低次の高調波を除去および低減することのできる整流電源回路の試作、検討を行うことである。このような方式において種々の考察を行ったので、その結果を報告する。

2. 6 ステップ電流方式

〈2・1〉 動作原理 本論文の第一の方式の回路構成図を図1に示す。同図において C は出力平滑コンデンサ、 L は中間タップ付直流リアクトルであり、電流を $Q-P$ -出力、または $Q-N$ -出力のように周期的

Single Phase Rectifier Circuits for Reducing Harmonics by Using Center Tapped Reactor. By Keiju Matsui, Member, Kazuo Tsuboi, Member (Department of Electric Engineering, Chubu University), Atsushi Kobayashi, Member, Tomonori Fukuta, Member (Chubu Electric Power Co. Ltd.) & Saburo Mutou, Member (Department of Electric Engineering, Chubu University).

松井景樹：正員、中部大学工学部電気工学科
坪井和男：正員、中部大学工学部電気工学科
小林 篤：正員、中部電力(株)本店系統運用部
福田朋悟：正員、中部電力(株)本店系統運用部
武藤三郎：正員、中部大学工学部電気工学科

図 1 回路構成図
Fig. 1. Circuit configuration.

めのリアクトルである。2個のダイオードはこのリアクトルの短絡防止用である。

本論文の目的とする動作原理の概要は以下のように説明される。すなわち、基本的原理は直流リアクトルの定電流作用に着目することである。一般の回路において、高調波を低減するべく直流リアクトルのインダクタンスを次第に大きくした場合、最終的には入力電源電流波形は 180° 方形波となる。従って、これら方形波には第三調波が基本波の 33.3%，第五調波が 20% などのように含有されることはまぬがれない。ここでは電源高調波の低減化を目的として、電流波形の振幅のステップ数を増し、 180° 方形波の 2 ステップ波形から正負 4 電圧レベルで変化する 6 ステップ電流波形とするように制御し、出力波形改善を図る。この目的のため、直流リアクトルに中間タップを設ける。図の中間タップ点 N の電位 v_N と直流リアクトル P 点の電位 v_P 、および交流電源のダイオードブリッジの出力の電位 v_Q の間には

$$v_N = nv_P + (1-n)v_Q \quad \dots\dots\dots (1)$$

の関係が成立する。ただし、各電位は負の母線に対する値とし、 n は図中の点 Q, P 間のリアクトルの巻数と点 N, Q 間の巻数比とする。 v_Q と直流出力電圧 v_0 の電圧の大小の変化に応じて v_N の値も変化する。すなわち、図 2 (a) $v_Q > v_0$ のときは $v_N > v_P$ となり、 $v_N - v_P > 0$ の電圧が図 1 の上側ダイオードに逆バイアス電圧として加わりこれをオフさせ、下側ダイオードに i_4 の電流が流れる〔図 2 (e) 参照〕。次に、 $v_Q < v_0$ のときには $v_N < v_P$ となり $v_P - v_N > 0$ の電圧が下側ダイオードに逆バイアス電圧として加わり、これをオフさせ、 i_3 の電流が上側ダイオードに流れる〔図 2 (d) 参照〕。 v_N と v_P の電位の大小、従って、また v_Q と v_0 の大小に従い、リアクトル電流は図 1 の P, N 端子より周期的に交互に流出する。両巻線は同一鉄心上に巻かれているため、巻線のインダクタンスの値が十分大きいときは各巻線の起磁力がほぼ一定となるような値をとり、従って交互に流れる電流 i_3, i_4 の値は異

図 2 動作波形
Fig. 2. Waveforms.

なる値をもつ。このため、出力には図 2 (c)~(e) の各電流波形として示すように異なる 2 値の電流の値が交互に出力する波形が得られる。すなわち、 $v_Q > v_0$ または $v_Q < v_0$ となる期間において異なる動作モードをもつ電流波形となる。電源電流波形としては、図 2 (b) のようになり、6 ステップで変化する階段波形となる。波形作成においてステップ数が増えるため方形波と比べ波形改善効果が期待できる。

〈2・2〉 巻数比特性 本節では巻数比の変化がどのように高調波に影響を与えるか、その関係を概念的に求めるものとする。巻数比 n と各高調波の関係は以下のように計算される。図 2 (b) i_1 波形において振幅を I としてフーリエ級数展開を行い、 m 次の各高調波振幅を求める。すなわち、

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{4I}{\pi} \left\{ \int_0^{\theta_1} n \sin m\omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\theta_1}^{\pi/2} \sin m\omega t d\omega t \right. \\ &= \frac{4I}{m\pi} \{ n(1 - \cos m\theta_1) + \cos m\theta_1 \\ &\quad \left. - \cos \frac{m\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

ただし、 θ_1 は図 2 (a) で示すリアクトルの巻線間の転流が行われる角度とする（以下、巻線の転流角と呼ぶ）。 $a_m = 0$ とおき、各 m 次高調波を除去することのできる巻数比の値を求めると次式が得られる。

$$n = \frac{\cos m\theta_1 - \cos(m\pi/2)}{\cos m\theta_1 - 1} \quad \dots\dots\dots (3)$$

図 3 各高調波振幅と巻数比の関係

Fig. 3. Harmonic amplitudes versus turn ratio n .

θ_1 の値を求める場合、図 2(a) のように出力電圧 v_o と v_o 波形の交点より求めることができるが実際に v_o の平均値は、後述のように巻数比 n の変化により多少変化するためこれを考慮して解を求める必要がある。しかしながら、まず初め定性的特性を知るため、本節では近似的に展開を行うものとする。すなわち、出力直流電圧 v_o は全波整流波形 v_o の平均値で与えられ、リップルもないものと仮定する。従って、正弦全波整流波形の平均値の式を用い、 $\theta_1 = \sin^{-1}(2/\pi)$ とする。すなわち、これを (3) 式に代入し、例えば、第五調波を除去するためには $m=5$ として計算する。その結果、巻数比を $n=0.488$ に選べばこれを除去できることがわかる。図 3 は巻数比 n の変化に対する各高調波の振幅の変化の様子を基本波の振幅 a_1 に対する割合で計算し、求めたものである。前述のように、 $n=0.5$ の付近で五次は 0 になっている。このとき第三調波などの高調波も基本波の 1/10 程度に減衰することがわかる。 n が次第に大きくなり $n=1$ となると図 2(b) 波形から類推されるように出力波形は方形波となるため、第三調波が 33.3%，第五調波が 20% などのように含有される。

〈2・3〉 波形解析 以上は巻数比 n の特性を定性的な観点より概略求めたものであるが、巻数比 n の変化により出力電圧 v_o は実際には多少異なってくる。これらを考慮した解析を以下のように行う。

図 4 はリアクトルに加わる図 1, Q, P 間端子電圧を示したものである。図示の A 軸は主回路負母線の電位を基準とした軸であり、B 軸はリアクトル両端電圧の仮想中性軸を基準にした軸を表す。ここで出力直流電圧 v_o は十分平滑化され、一定値の V_o と仮定する。従ってリアクトルの仮想中性軸はこの V_o と一致する。リアクトル電圧の B 軸を基準軸に考えると $\theta = 0 \sim \pi/2$ 期間において斜線部で表す面積 A および面積 B の電圧が正負極性を変えリアクトル両端に印加

図 4 リアクトル電圧波形

Fig. 4. Voltage waveform across the DC reactor.

図 5 θ_1 および V_o と巻数比 n の関係Fig. 5. θ_1 and V_o versus turn ratio n .

される。 $0 \sim \theta_1$ では出力平均電圧と比べ電源電圧は低いため、図示 A の波形が図 1 で示す v_L の極性に対し負方向に加わり、 $\theta_1 \sim \pi/2$ では B の波形が正方向に加わる。面積 B の振幅値は図示のように $(E_m - V_o)/n$ として与えられる (ただし、 E_m は入力電源電圧の振幅値とする)。この理由は以下のように説明される。面積 B で示す $\theta_1 \sim \pi/2$ の i_d 電流通電期間中には i_d 電流で形成される回路により、リアクトル QN 端子には $E_m \sin \omega t - V_o$ の電圧が正方向に印加され、従って QP 端子には巻数比の値に従って $1/n$ 倍の電圧が印加され $(E_m \sin \omega t - V_o)/n$ となるためである。以上の関係を考慮し、図 4 より面積 A を求めると

$$A/E_m = \theta_1 \sin \theta_1 + \cos \theta_1 - 1 \quad \cdots \cdots (4)$$

となる。同様に面積 B は

$$nB/E_m = \cos \theta_1 + (\theta_1 - \pi/2) \sin \theta_1 \quad \cdots \cdots (5)$$

図 6 各高調波振幅と巻数比の関係
Fig. 6. Harmonic amplitudes versus turn ratio n .

となる。一般にリアクトルに加わる電圧の時間積分値は正負で等しくなるという電圧の等面積条件 $A=B$ を用いると、以下の式が得られる。すなわち、

$$\{(1-n)\theta_1 - \pi/2\} \sin \theta_1 + (1-n) \cos \theta_1 + n = 0 \quad \dots\dots\dots (6)$$

図5は(6)式における巻数比の変化に対する θ_1 の変化の様子と、図4より明らかなように、 $V_0/E_m = \sin \theta_1$ で与えられる出力直流電圧の値を計算より求めたものである。巻数比の変化により出力電圧 V_0 および θ_1 が変化する。これは図4で示すリアクトルの仮想中性軸が巻数比 n の値に従って変化すること起因する。例えば、 $n=1$ の場合は前述の電圧上昇は発生せず v_0 の平均値が出力平均値となり、 V_0/E_m は $2/\pi=0.637$ であり、 $\theta_1 = \sin^{-1}(2/\pi)=0.691$ となる。実際的にはリアクトル作用が利用できなくなるため実用範囲ではないが、 $n=0$ の場合は $V_0/E_m=1$ 、 $\theta_1 = \sin^{-1}1 = \pi/2$ として計算される。

図6は巻数比 n の変化に対する各高調波振幅 a_m の変化の様子を示したもので、基本波の振幅 a_1 を基準値にとり、示したものである。ただし、低次の主要高調波成分のみ示している。第七調波などについては n の小さい範囲で0の値をとるなど、前述の近似結果と多少異なる結果が得られた。これは n が0.5以下となると、図5にも示したように出力電圧および θ_1 が上昇し近似結果と次第に一致しなくなる結果と思われる。 $n=0.5$ 以上では出力電圧の上昇の程度が小さいため、近似結果と類似した値で示された。第五調波は0となる解が得られなかったが、 $n=0.3 \sim 0.5$ で最小値をとり基本波振幅 a_1 に対し3~4%程度となることがわかる。

〈2・4〉 ひずみ率の最小化 目標とする入力電流波形の評価方法については種々考えられるであろう

図 7 巻数比 n とひずみ率 μ の関係
Fig. 7. Turn ratio n versus distortion factor μ .

表 1 特性の比較 (6 ステップ方式)
Table 1. Comparison between characteristics for six steps method.

設定条件	巻数比 n	第三調波 (%)	第五調波 (%)	第七調波 (%)	ひずみ率	
ひずみ率最小化	0.455	1.0	3.8	16.2	0.241	理論値
		7.3	3.5	14.9	0.248	実験値
$n=0.5$	0.5	4.7	4.5	15.3	0.245	理論値
		11.0	4.3	14.5	0.250	実験値

が、ここでは文献(5)に従って展開し検討を行う。すなわち、次の入力電流ひずみ率 μ の定義式を用いこれを最小とする巻数比の値を求める。

$$\mu = \sqrt{(I_r/I_1)^2 - 1} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 I_r : 入力電流全実効値、 I_1 : 入力電流基本波実効値

巻数比 n の変化に対するひずみ率 μ の値を図7に示す。ひずみ率の最小値は $\mu=0.241$ であり、このときの巻数比は $n=0.455$ であった。この値は文献(5)で報告されたダイオードを用いた方式の $\mu=0.213$ と比べ多少大きい値となった。ひずみ率は大きくなるが、回路が簡単化するため、本論の方式もメリットを有していると考えられる。

以上のように得られた巻数比の値は端数となった。これを、例えば $n=0.5$ のような値とすれば製作も、より容易となり、あるいはまたほかの目的などで製作された既存のリアクトルの転用なども可能となり、実用性も増すであろう。このような観点より、今度は $n=0.5$ とした場合、どのように特性は変化するであろうか検討しよう。ひずみ率最小化の場合と対比させるため、計算した結果の主要成分をまとめて表1に理論値として示す。それぞれの下段は後述の実験値を示し

ている。(b) $n=0.5$ のひずみ率は、微小ではあるが悪くなり、また第三、第五調波も多少増加した。第七調波は多少減少している。総合的にみて(a)が優れていると思われるが、(b)の特性低下の程度は比較的小さいと言えよう。従って、リアクトルの巻数比が簡単であるため実用性も十分あると考えられる。

3. 8ステップ電流方式

〈3・1〉 動作原理 波形作成上の自由度を考えると、上述の方式は巻数比 n のみが変化できる、すなわち変数1の自由度であった。更に変数を増加し、電流波形のステップ数を増やすなどすれば波形作成の自由度は増し、更に波形は良好とすることも可能となる。図8はこの目的により検討された方式である。すなわち上述の6ステップ電流方式の下部ダイオードの端子に逆並列に自己消弧素子 T を接続し、6ステップ方式の動作に巻線環流モードを追加する。このときの出力電流波形を図9に示す。すなわち、ブリッジ出力電圧 v_Q より出力直流電圧 v_0 が大きい $v_0 > v_Q$ となる期間において、前述と同様に初め巻線に起電力が発生し上側ダイオードを通じ電流が流れる。ある時刻が経過した後、(b)図の期間 A でトランジスタ T を通電

図8 8ステップ電流方式の主回路
Fig.8. Circuit configuration for eight steps method.

図9 8ステップ電流方式の動作波形
Fig.9. Waveforms for eight steps method.

する。巻線の起電力は T で短絡され L に蓄えられたエネルギーはこれを通して循環する。このとき、電源側のダイオードブリッジには通電したトランジスタにより端子電圧0のリアクトルを経て v_0 の電圧が直接加わり、これを逆バイアスし入力電流を遮断する。この結果、期間 A では(b)図のように電源電流 i_1 は0となる。図から明かなように、前述の6ステップから8にステップ数が増加する。前方式の巻数比 n のみの変数に対し、環流モードの期間 A の通電角を変化することにより、変数が増え、波形作成上の自由度が増すことになる。

〈3・2〉 動作解析 前述図4の面積 A はトランジスタ T の通電角 θ_0 分だけ減少する(ただし、 θ_0 は図9で示す v_0 波形の $\omega t=0$ からの角度とする)。従って、リアクトルの等面積条件より得られる(6)式は以下のように修正される。すなわち、

$$\{(1-n)\theta_1 - \pi/2 + n\theta_0\} \sin \theta_1 + (1-n) \times \cos \theta_1 + n \cos \theta_0 = 0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

が得られる。これより各トランジスタ通電角 θ_0 、巻数比 n および巻線の転流角 θ_1 の関係が求められる。すなわち、図10は θ_0 と θ_1 の関係を巻数比 n をパラメータにとり求めたものである。トランジスタの通電角 θ_0 の増加に伴い巻線の転流角 θ_1 も上昇する。これは θ_0 の上昇に伴い図4リアクトルに印加する負電圧の面積 A が減少し、仮想中性軸が上昇するためである。 n が小さいときは θ_1 が大きい値を示しているが、これは前述と同様 $(E_m - V_0)/n$ が上昇しリアクトルの仮想中性軸も上昇するためである。

このときの波形解析は以下のようなになる。図9(b)の電源電流波形 i_1 において(1)式と同様にフーリエ級数展開を行い、 m 次の各高調波成分を求める。すなわち、

図10 θ_1 と θ_0 の関係
Fig.10. θ_1 vs. θ_0 .

$$a_m = \frac{4I}{m\pi} \left\{ n(\cos m\theta_0 - \cos m\theta_1) + \cos m\theta_1 - \cos \frac{m\pi}{2} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

が得られる。

〈3・3〉 各設定条件に対する特性の比較

(1) ひずみ率の最小化 図11は前述(7)式のひずみ率の定義に基づき、 n をパラメータとし、 θ_0 を変化させて計算した結果である。すなわち、入力電流波形における μ の最小値を求めるべく(7)～(9)式を用い計算した。 $\theta_0=0$ では n と μ の関係は図7で示したものとなる。 θ_0 の増加と共に μ も変化し、各巻数比ごとに変化の様子も異なる。 $n=0.594$ において $\theta_0=14.9^\circ$ のとき $\mu=0.177$ であり、全体の中で最小値を示した。図12はこのような最小ひずみ率の μ

図 11 θ_0 とひずみ率 μ の関係
Fig. 11. θ_0 vs. distortion factor μ .

図 12 各高調波振幅と θ_0 の関係 ($n=0.594$)
Fig. 12. Harmonic amplitudes versus θ_0 ($n=0.594$).

ラメータの一つ $n=0.594$ を用い、同様に θ_0 を変化させて、今度は各高調波振幅の変化の様子を基本波振幅に対する比で求めたものである。より問題とされる低次調波のみ示している。 $\theta_0=14.9^\circ$ のときの基本波振幅に対する各高調波振幅の割合を表2に示す。ひずみ率を最小とする観点で各定数を選んだこの結果によれば、それぞれ残存はするものの、問題の低次の高調波の低減化もかなりなされていることが分かる。

(2) 第五、第七調波の除去 配電系統における機器類に障害を与える有害高調波として、第一に第五調波、次いで第七調波が挙げられており⁽²⁾⁽¹²⁾、これらの抑制の議論も盛んになされるようになった。従って、これら2成分の発生を同時に抑制するような回路または制御方式の検討も、重要な課題と考えられる。このような観点のもと第五、第七調波を同時に除去すべく(8)、(9)式を用いて計算を行った。図13は θ_0

表 2 特性の比較 (8ステップ方式)
Table 2. Comparison between characteristics for eight steps method.

設定条件	巻数比 n	通電角 θ_0 (度)	第三調波 (%)	第五調波 (%)	第七調波 (%)	ひずみ率	
ひずみ率最小化	0.594	14.9	2.1	2.0	4.5	0.177	理論値
			10.3	2.2	4.2	0.190	実験値
第五、第七調波除去法	0.455	22.0	16.5	0	0	0.262	理論値
			17.9	1.8	1.9	0.280	実験値
$n=$ ひずみ率最小化 第五、第七調波抑制	0.5	11.7	1.9	4.1	10.2	0.190	理論値
			10.4	3.6	10.5	0.207	実験値
	0.5	20.6	11.2	0.7	0.4	0.225	理論値
			13.9	0.9	1.5	0.245	実験値

図 13 各高調波振幅と θ_0 の関係 ($n=0.455$)
Fig. 13. Harmonic amplitudes versus θ_0 ($n=0.455$).

の変化に対する各高調波の変化の様子を示したものである。すなわち、 $n=0.455$ とし、 $\theta_0=22.0^\circ$ で第五、第七調波は0となり完全に除去されることがわかる。しかしながら、第三調波は16.5%となりかなり増加する値となった。このように増加する成分はあるものの、高調波のうち特定の2成分を選択的に同時に零に調整することもできる。

(3) 巻数比 $n=0.5$ の特性 6ステップ電流波形と同様、ここでも $n=0.5$ とした場合の検討を行った。このときの μ の変化の様子を図14に波線で示している。最小ひずみ率を与える各値は $\theta_0=11.7^\circ$ 、 $\mu=0.190$ であった。 $n=0.594$ 、 $\theta_0=14.9^\circ$ の場合の全体の最小値である $\mu=0.177$ と比べ、多少ひずみ率が悪くなった。次に、 θ_0 に対する各高調波振幅の変化の様子を基本波振幅に対する値で求め実線で示している。

次に、前述と同様の観点に基づき、このときの第五、第七調波を同時に抑制するべく、次式の定義式を用いてこれを最小化する各定数を求めた。すなわち、

$$b = \sqrt{a_5^2 + a_7^2} / a_1 \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 a_1 , a_5 , a_7 は基本波およびそれぞれの高調波振幅とする。 $\theta_0=20.6^\circ$ のとき b の値は最小となり第五、第七調波はそれぞれ0.7%、0.4%であり、同時に除去はできないものの十分抑制される結果となった。従って、その目的はある程度達成されていると考えられる。その代わり第三調波も増加し11.2%となり、またひずみ率も $\mu=0.225$ となり値は悪くなった。

以上の各設定条件に対するそれぞれ得られた値をまとめて表2に理論値として示す。それぞれの特長をまとめると以下になる。

(1) 項のひずみ率最小化の場合、各高調波は多少残

図14 各高調波振幅と θ_0 の関係 ($n=0.5$)

Fig. 14. Harmonic amplitudes versus θ_0 ($n=0.5$).

存し、巻数比 n は端数となるものの、各高調波は一樣にかなり抑制され、総合的にみて優れている。

(2) 項の第五、第七調波除去法は、特定の有害高調波を同時に除去できる特長があるが、第三調波やひずみ率も増加し、特定目的の用途に应用は限定されよう。

(3) 項の $n=0.5$ の方式ではリアクトル製作上の関係から、応用が最も容易であると考えられるが、それぞれの設定条件の違いにより、第三、または第七調波が残存する。

4. 実験およびその検討

図15(a)は6ステップ方式の実験時の入力電流波形を示したものである。 $n=0.455$ とし、ひずみ率最小化の設定条件とした場合である。電源電圧 $E=100$ V、 $C=500 \mu\text{F}$ 、 $L=80 \text{ mH}$ とし、出力100 W で実験を行った。図示のように、最大値付近で電流は上昇する。出力直流電圧波形のリプルはほとんど無視できる程度であり、従ってこの現象は L が有限値であることに起因している。図15(b)は(a)図の波形の高調波スペクトラムを示したものである。図6からも推察されるように、第七調波などは多少残存するが、第三次、五次はかなり抑制された値となることがわかる。

同様な実験を巻数比 $n=0.5$ の場合にも行った。以

図15 (a)電源電流波形(6ステップ方式)と(b)高調波スペクトラム

Fig. 15. Input current waveform (a) and Frequency spectrum (b) for six steps method.

上の結果を実験値としてまとめて表1に示す。第五、第七調波については、理論値は実験値の傾向をよく示していると言える。しかしながら、第三調波については(a)、(b)とも誤差を生じた。これは図15(a)の実験波形で示されるように、前述の波形の半周期における中央の約1/3期間中の電流上昇の現象が、第三調波へより大きな影響を与えるためと考えられる。このような第三調波の誤差のため、ひずみ率も実験値では多少増加した値となった。

このような波形頂上付近の電流の上昇値 ΔI を1/5程度に上昇を抑制するべく L の値を選んだ。 ΔI の値は負荷電流の大小にかかわらず、電源電圧が一定の場合は一定値をとる。実験では出力が100Wであり、従って比較的電流 I も小さいため ΔI を1/5に抑制するには L の値も十分大きくする必要があった。しかしながら、出力容量が増大するにつれて電流 I も上昇するため ΔI も大きくできる。従って、電流上昇に逆比例して L の値は減少することが可能と思われる。

図16(a)は8ステップ電流波形の実験結果を示したものである。ひずみ率最小化の設定条件である $\theta_0 = 14.9^\circ$, $n = 0.594$ としている。ほかの実験パラメータは図15の場合と同じである。図9(b)で示したと同様な、期間Aの環流モードなどの経過により、8

ステップの電流波形となることがわかる。基本波に対する各高調波の割合は表2(a)に実験値として示している。また他の設定条件(b), (c)についても実験を行いそれぞれの理論値の下に示している。それぞれの第三調波の実験値の増加およびそれに伴うひずみ率の増加は前述と同様の理由により生じたものと考えられる。しかしながら、これ以外ではおおむね各理論値は実験値の傾向をよく表していると言える。

5. む す び

コンデンサ入力形整流電源において入力電源の低次高調波を大幅に低減、および除去する方式を提案した。巻数比あるいはまた通電角 θ_0 の変化により高調波を選択的に除去および低減することが可能となる。自己消弧形素子を用いない場合でも五次などの高調波を大幅に低減できることがわかった。自己消弧形素子の制御においては、駆動用の別電源を用意することなく主回路の直流電源を分圧する程度で制御できる可能性があり、簡単な制御回路とすることができよう。

本論文と同様の趣旨で報告された文献(5)などの方式は、ひずみ率などの点に関し特性は優れている。これに対し本論の方式では、ひずみ率などの関係では多少劣るものの、回路が単純化する特長があり十分有用性があるものと考えられる。

(昭和64年1月5日受付)

文 献

- (1) 松橋・雨宮：「第3調波発生量の少ないサイリスタ位相制御方式」，電学誌，90，1621(昭45-8)
- (2) 井上：「配電線負荷の第5調波電流発生源と負荷の等価回路の推定法」，電学論B，101，451(昭56-8)
- (3) 高橋，他：「総合力率 ≈ 1 の単相整流回路の回路構成」，昭59電気学会大会，No. 464
- (4) 田村・樹川・飯田・宮入：「相間リアクトルのタップ切換え方式を適用した単相整流回路の高調波低減法」，昭62同上，No. 489
- (5) 飯田・樹川・田村・宮入：「タップ切換え方式を応用した単相整流回路の高調波低減法」，電学論D，109，25(平元-1)
- (6) 金・中島・正田：「線路インピーダンスを考慮したコンデンサ入力形電源の高調波解析」，信学論B，170-B，1316(昭62-11)
- (7) 牧野・田村・牛嶋・塚本：「倍電圧整流回路における低歪整流動作について」，パワー・エレクトロニクス研究会講演論文集，Vol. 13，140(昭62-12)
- (8) 谷津・清水・黒木：「低損失高効率コンバータ回路」，昭63電気学会大会，No. 509
- (9) 例えば，馬淵，他：「交流側の高調波を低減した順変換装置」，昭58同上，No. 456
- (10) 石川・高原：「交流電鉄用インバータ電車の技術動向」，昭63同上，S. 10-5
- (11) 宮入・飯田・仲田：「相間リアクトルのタップ切換え方式による整流回路の高調波低減法」，電学論B，105，225(昭60-3)
- (12) 浅野：「配電系統における高調波と高調波障害の実態」，OHM. 69-10，17(昭57-9)

図16 (a)電源電流波形(8ステップ方式)と(b)高調波スペクトラム

Fig. 16. Input current waveform (a) and frequency spectrum (b) for eight steps method.