負荷側交流分路の併設による整流回路の高調波低減

名古屋大学 雨宮好文

名古屋大学 曽和将容

1. ま え が き

サイリスタ制御整流装置の電源側交流電流は、高調波を多量に含んだものとなる。電気車のように単相で大電力を扱うものでは、高調波含有量はとくに大きく、主として第3調波が力率を低下し、第5調波以上（高次高調波と略称する）が通信雑音障害を生じる。高調波低減策として現用のものは、それぞれの調波に共振する複数のフィルタを装置の電源側端子間に並列接続する方法である。わが国の電気車に積載されているものは、その容積の関係上、第5調波および第7調波フィルタだけとなっている。

整流回路の出力の全電圧そのままを位相制御するときは、出力電圧の脈動率が大きくなりすぎる。この点を改善するため、わが国のサイリスタ電気車では積み重ね方式（縦続方式あるいはブースタ方式⁽¹⁾とも呼ばれる）が採用されている。

積み重ね方式とは、次のようなものである。主変圧器の二次巻線は、たとえば、4個に分割されており各巻線ごとに、サイリスタブリッジ回路が設けられている。ブリッジ回路各段の出力電圧は、直列に相加えられて負荷に供給される。この際、1段目から $(m-1)$ 段目までのブリッジ回路の出力は、すべて非制御であり、 m 段目のブリッジ回路の出力は制御され、 $(m+1)$ 段以上の出力はすべて0であるようにされる。すなわち、直列出力は非制御 $N/4$ 電圧 ($N \leq 3$) と位相制御された $1/4$ 電圧との重ね合わせとなる。ここで非制御

電圧はサイリスタの制御が完了した形、すなわち制御角度0とすることによって得られる。

積み重ね方式を採用するサイリスタ制御整流装置の電源側交流電流に含まれる高調波は、主として非制御出力に基因する成分と主として制御出力に基因する成分とからなる。前者を低減することは、装置全体の高調波低減に役だつ。この報告では非制御出力を生じる回路、すなわちダイオード整流回路の高調波低減の方法について述べる。この方法の要旨は負荷側端子間にリップル交流分路を併設することによって、負荷電流は平滑のままに直流電流の脈動率を大にし、電源側交流電流における高調波を低減することである。

この種の装置の高調波低減に関して、すでにいくつかの報告がある。これらを分類するとサイリスタ整流回路の高次高調波対策、⁽²⁾⁽³⁾同じく第3調波対策、⁽⁴⁾ダイオード整流回路の高調波対策⁽⁵⁾となる。最後の方法の要旨は直流側端子間に交流分路を併設し、負荷回路との合成インピーダンスを定抵抗にすることである。ダイオード整流回路はリアクティブ負荷のとき電源側交流電流に高調波を生じるが、純抵抗負荷のとき高調波は0となる、という原理に基づく。

上記の方法は一つの手段の採用によって第3調波はもとより、全高調波を一挙に低減できるという点が技術的にも面白い。しかし、交流分路はコンデンサと抵抗との直列接続よりなり、それら（特に後者）の定数の適正値は負荷の大小により異なるというだけでなく、抵抗における電力損失がきわめて大きい。

これらの難点を改善するためにここに新たな回路方法を提案する。その要旨は上記の交流分路を通るリップル交流の全波整流出力を、主回路の出力に重ねて負荷に加えることである。重ねの方法に2とおりあり、

Harmonic Reduction in a Bridged Rectifier Circuit Provided with an AC Branch Across a Load. By Y. AMEMIYA, Member & M. SOWA, Associate (Faculty of Engineering, Nagoya University).

雨宮好文：正員，名古屋大学工学部教授

曽和将容：准員，名古屋大学大学院工学研究科博士課程

主回路出力と直列にする方法と並列にする方法とに分れる。この報告では前者の検討結果について述べる。

2. 負荷側交流分路と高調波

整流回路の直流電流の脈動率を大とするほど、電源側交流電流の高調波含有量は小となる、ということが知られている。脈動率を大とするために、負荷側に交流分路を併設した第1図に示す回路が考えられる。ここで、交流分路はフィルタ F (リップル周波数交流だけを通すものとする) と抵抗 r との直列接続である。

回路の動作の見とおしをよくするために、負荷には非常に大きいリアクトルを含んで電流 I_0 は完全に平滑にされているものとし、また、電源側のリアクタンスは0であって、ブリッジ電流の重なり角は0となるものとする。

整流器の直流出力電圧 v_d の波形は、第2図 (a) に示すようになる。ここで、 E_m は交流電源電圧の振幅とする。直流電流 i_d は完全平滑電流 I_0 とフィルタを通して流れるリップル周波数交流電流 i_F (振幅は

第1図 負荷側にリップル交流分路を備えるブリッジ整流回路

Fig. 1. A bridged rectifier circuit provided with a ripple frequency branch across a load.

第2図 第1図の回路の各部電圧電流波形
Fig. 2. Wave forms in the circuit of Fig. 1.

第1表 第2図 i_a 波形の高調波含有量 A_n/A_1 およびひずみ率 K_1 などの計算例 (%)

Table 1. Calculated values for A_n/A_1 , K_1 , K_2 in % of i_a wave form in Fig. 2.

a/n	1	3	5	7	9	11	K_1	K_2
0	100	33.3	20.0	14.3	11.1	9.09	48.3	35.0
0.5	100	2.86*	6.94	5.58	4.51	3.76	14.1	14.0
1	100	20.0	2.86	0.953	0.435	0.233	20.4	3.81

*: $a=5/9$ のときは、この量は 0

aI_0 とする) との和で、(b)図の波形となる。この波形の脈動率は a とともに大となる。交流電流 i_a は、(c)図の波形となる。

この i_a 波形のフーリエ係数 A_n を計算すると

$$A_n = \frac{4}{\pi} I_0 \left(\frac{1}{n} - \frac{n}{n^2 - 4} a \right)$$

n : 奇数

となる。したがって、ある高調波次数のものについて $A_n=0$ とするように a の値を定めることもできる。

次に i_a 波形のひずみ率 K_1 は

$$K_1 = \sqrt{\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} A_n^2} / A_1$$

で与えられる。また、第3調波による障害とその他の高調波による障害とは性質が異なるので、第3調波を除外して、第5調波以上の実効値と基本波の実効値との比 K_2 を計算しておく。 K_2 は

$$K_2 = \sqrt{\sum_{n=5,7,\dots}^{\infty} A_n^2} / A_1$$

で与えられる。

第1表は a の各種の値に対し $A_n/A_1(\%)$, K_1 , $K_2(\%)$ などの計算例を示す。 $a=0$ というのは交流分路を欠く場合(無対策回路と略称する)に相当する。

表によると $a=0.5$ 程度とするときは第3調波は激減し、 K_2 の値でみると、第5調波以上の含有量も $a=0$ の場合の1/2以下となることが知られる。

しかし、第1図の回路の実用上の難点は a の値を一定に保つためには負荷電流 I_0 に応じて抵抗 r の値を変えるのを要すること、および、抵抗 r で消費される電力 P_r がきわめて大きいこと、である。

負荷に供給される電力を P_0 とするとき

$$P_r = (a/3)P_0$$

という関係がある。 $a=0.5 \sim 1$ の値に対し、 $P_r/P_0 \approx 17 \sim 33\%$ となる。

3. 新しい方法と諸量の概算

〈3・1〉 回路構成 第3図に新たに提案する回路の構成を示す。負荷側交流分路はフィルタ F と変圧

第3図 新たに提案するブリッジ整流回路

Fig. 3. A bridged rectifier circuit proposed in this paper.

器 T' の一次巻線との直列接続である。変圧器 T' の二次巻線にはブリッジ D' が接続され、その全波整流出力電圧は主ブリッジ D の出力電圧と直列にされて負荷に加えられる。フィルタ F はたとえば、オーム数の小さいコンデンサであり直流分だけカットするものとする。

この回路の動作の見とおしを良くするため、いくつかの仮定を設ける。負荷には完全平滑な直流 I_0 が流れるものとする。電源側のリアクタンスは零であって主ブリッジ電流の重なり角は0となるものとする〔主ブリッジ D の出力電圧波形は第2図(a)と同じになる〕交流分路に流れるリップル電流は電源周波数の2倍周波数をもち、正負対称波形であるとする。 D' ブリッジ電流の重なり角を u とし、重なり期間でのリップル電流は直線の変化をするものとする。

リップル周波数交流電圧が変圧器 T' (巻数比は1 : a) の一次側に加わる。二次側に生ずる交流電圧によって、ブリッジ D' 中の各ダイオードの極性がリップル周波数をもって切り換わり、電流 I_0 は二次巻線中を交番して流れる。

したがって、一次電流 i_F は振幅 aI_0 をもち立ち上り立ち下りの傾斜が $2aI_0/\tau$ である台形波交流となる。電源角周波数を ω とするときリップル角周波数は 2ω であり、 $\tau = u/2\omega$ である。

第4図に(a)出力電圧 v_d , (b)直流電流 i_d , (c)交流電流 i_a の波形を示す。変圧器 T' の昇圧比 a や重なり角 u を変えることによって、 i_a 波形がもつ周波数スペクトルが変わる。この場合にも $a=0$ というのは無対策回路に相当する。

第3図の回路は余分な D' や T' を要するけれども、第1図の回路のようにむだに電力を消費する部品を原理上は含まない。この回路は損失なく直流電流の脈動率を高め、下記のように電源側交流電流の高調波を低減できる回路となっている。

〈3・2〉 高調波含有量 第4図(c)の i_a 波形の

(a) 直流出力電圧
(b) 直流電流
(c) 交流電流

第4図 第3図の回路の各部電圧電流波形
Fig. 4. Wave forms in the circuit of Fig. 3.

第2表 第4図 i_a 波形の高調波含有量 A_n/A_1 およびひずみ率 K_1 などの計算例(%)

Table 2. Calculated values for A_n/A_1 , K_1 , K_2 in % of i_a wave form in Fig. 4.

a	$u \backslash n$	1	3	5	7	9	11	K_1	K_2
0.3	$\pi/2$	100	11.0	8.99	9.74	6.53	6.46	23.4	20.7
	$\pi/4$	100	8.91	2.51	13.1	9.26	4.43	23.3	21.5
0.5	$\pi/2$	100	1.53	2.81	7.19	3.96	4.98	13.5	13.4
	$\pi/4$	100	4.63	1.64	11.9	8.24	1.72	17.4	16.8

フーリエ係数を計算すると

$$A_n = \frac{4}{\pi} \frac{I_0}{n} \left\{ (1-a) + 2a \left(\sin \frac{nu}{4} \frac{n}{4} \right) \cos n \frac{u}{8} \right\}$$

n : 奇数

となる。

第2表は $a=0.3$ および 0.5 にたいし、重なり角 u が $\pi/2$ および $\pi/4$ の場合の A_n/A_1 (%), および前章で定義した K_1 , K_2 (%) などの計算値を示す。

リップル周波数交流における重なり角 $u = \pi/2 \sim \pi/4$ は、実際ありうる値であろう。第2表の数値と第1表の $a=0$ の場合(無対策回路)の数値とを比較すれば、新しい方法によって第3調波は激減し第5調波以上の含有量も減ることを知る。また、 a の値を大きくすることが高調波低減に効果があることを知る。

〈3・3〉 力率 交流分路の変圧器 T' の一次側電圧の振幅は、第4図(a)に示す v_d の基本波の振幅に等しく、これは $(4/3\pi) E_m$ となる。負荷に加わる直流電圧 E_0 はブリッジ D の出力電圧(第4図(a))の直流分と、ブリッジ D' の出力電圧(重なり角 u の

第 3 表 昇圧比 a と力率との関係Table 3. Calculated power factors for several values of step up ratio ' a '.

a	u	力率 (%)
0	—	90.0
0.3	$\pi/2$	93.0
	$\pi/4$	96.2
0.5	$\pi/2$	92.1
	$\pi/4$	96.7

期間だけ 0 で、他は正弦半波となる) の直流分との和であるので

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_m + \frac{1}{\pi} (1 + \cos u) \frac{4}{3\pi} a E_m$$

となる。負荷に供給される電力 P_0 は

$$P_0 = E_0 I_0 = \frac{2}{\pi} \left\{ 1 + \frac{2}{3\pi} a (1 + \cos u) \right\} E_m I_0$$

となる。

電源側交流電圧の実効値 E は $E_m/\sqrt{2}$ に等しく、また交流電流 i_a の実効値 I は

$$I_0 \sqrt{(1+a^2) - (2/3\pi)a^2 u}$$

と計算されるので、力率 $\cos \varphi$ は

$$\cos \varphi = \frac{P_0}{EI} = \frac{2\sqrt{2} \{1 + (2/3\pi)a(1 + \cos u)\}}{\pi \sqrt{(1+a^2) - (2/3\pi)a^2 u}}$$

で与えられる。

第 3 表に $a=0$ (無対策回路) および $a=0.3, 0.5$ に対する力率の計算値を示す。

〈3・4〉 変圧器の容量 第 3 図では主ブリッジ D に直接に交流電源が接続されているものを示したが、実際には主ブリッジ D と電源との間に主変圧器が置かれる。したがって、以後は変圧器 T' のことを副変圧器と呼ぼう。

主変圧器が置かれても主ブリッジ電流の重なり角は 0 であると仮定する。主変圧器の容量は

$$EI = (E_m/\sqrt{2}) I_0 \sqrt{(1+a^2) - (2/3\pi)a^2 u}$$

で与えられる。主変圧器容量 EI と負荷電力 P_0 との比は力率の逆数であり

$$\frac{EI(\text{kVA})}{P_0(\text{kW})} = \frac{\pi \sqrt{(1+a^2) - (2/3\pi)a^2 u}}{2\sqrt{2} \{1 + (2/3\pi)a(1 + \cos u)\}}$$

となる。

次に、副変圧器の一次電圧の実効値 E' は $(4/3\pi)E$ であり、一次電流 (振幅 aI_0 の台形波) の実効値 I' は $aI_0\sqrt{1 - (2/3\pi)u}$ と計算されるので、副変圧器の容量は

$$E'I' = (4/3\pi\sqrt{2})a\sqrt{1 - (2/3\pi)u} E_m I_0$$

で与えられる。これから副変圧器容量 $E'I'_0$ と負荷電

第 4 表 昇圧比 a と変圧器容量との関係Table 4. Calculated transformer capacities for several values of step up ratio ' a '.

a	u	(変圧器容量/直流出力) (%)		
		主変圧器	副変圧器	合計
0	—	111.1	0	111.1
0.3	$\pi/2$	107.6	10.9	118.5
	$\pi/4$	103.9	11.6	115.5
0.5	$\pi/2$	108.6	17.4	126.8
	$\pi/4$	103.4	18.2	121.6

力 P_0 との比を求めると

$$\frac{E'I'(\text{kVA})}{P_0(\text{kW})} = \frac{\sqrt{3}a\sqrt{1 - (2/3\pi)u}}{3\{1 + (2/3\pi)a(1 + \cos u)\}}$$

が得られる。

第 4 表には $a=0$ (無対策回路) および $a=0.3, 0.5$ に対する主変圧器および副変圧器の容量と出力との比の計算値を示す。

この方式で $a=0.5$ の場合に合計容量において無対策回路 ($a=0$) の変圧器容量の 9~14% 程度の増大を要することが知られる。

〈3・5〉 交流分路コンデンサの容量 第 3 図においてフィルタ F とは交流分路に直流が流れることを阻止するオーム数の小さいコンデンサであるとした。副変圧器 T' の一次側からみたインピーダンスは、大まかには E'/I' で与えられるので、コンデンサのリアクタンス X_c はその値よりじゅうぶん小さいことを要する。いま

$$X_c = k(E'/I')$$

と書くとき、 k の値を 0.1 程度に選べばじゅうぶんであろう。

コンデンサの容量は

$$I'^2 X_c = k E' I'$$

となる。したがって、コンデンサの容量 $I'^2 X_c(\text{kVA})$ と負荷電力 $P_0(\text{kW})$ との比は、副変圧器容量 $E'I'$ (kVA) と負荷電力 $P_0(\text{kW})$ との比の 1/10 程度となる。第 4 表を参考にすれば、この値は $a=0.5$ の場合でも 2% 程度以下であり非常に小さい。

しかし、コンデンサのキャパシタンス値は実際上かなり大きいことを要する。その目安を示す概算を行なうのに参考とするため、第 5 表に電気車 (製造初年が最も新しいサイリスタ制御車) の諸元⁽⁶⁾を示しておく。

リアクタンス X_c は

$$X_c = k \{4/(3\pi a\sqrt{1 - (2/3\pi)u})\} E/I_0$$

である。第 5 表 (1), (2) の場合の E/I_0 の値について X_c の値を計算すると、第 6 表の結果が得られ

第 5 表 現用交流電気車における関係諸元 (国鉄)

Table 5. Some kinds of constants for AC locomotives of Japanese National Railways.

形 式	主変圧器 分割数	主電動機 結線	主変圧器 容量 (kVA)	全 負 荷		フィルタ定格電流(A)		フィルタコンデンサ	
				主電動機電 流 I_0 (A)	主変圧器二次 電圧 E (V)	第 5 調波	第 7 調波	全キャパシタンス* (μ F)	全容量** (kVA)
(1) 電気機関車 ED78	4	4 並列	2,355	2,160	1,228	1,200	740	8,000	300
(2) " EF71	6	2 直列 3 並列	3,120	1,530	2,208	942	642	7,200	210

*: 第 5 調波ならびに第 7 調波用のコンデンサについての合計。

**: 第 5 調波ならびに第 7 調波に対する容量の合計であり、基本波に対する容量は加算していない。

る。

したがって、たとえば $X_c = 0.05 \Omega$ のとき、電源周波数 f を 50 Hz とすれば、キャパシタンス値 $C (= 1/4\pi f X_c)$ は約 30,000 μ F という大きなものとなる。

なお、第 5 表をみれば実用のコンデンサに流しうる高調波電流の値、実際積載しうるコンデンサ容量値などの目安が得られる。

4. 高調波低減の実験

第 5 図に示す実験回路を用い、高調波低減に関する実験を行なった。主変圧器 T の一次側に加える交流電源は 50 Hz, 100 V である。電源と変圧器との間にそう入したシャント S (0.66 Ω) の端子電圧は波形分析器に導かれ、電源側交流電流に含まれる高調波量が測定される。

主変圧器の二次電圧は 15 V である。負荷回路はリアクトルと抵抗とよりなり、抵抗 R の値を変えて負荷電流が変えられる。リアクトルの自己インダクタンスは 100 mH、交流分路におけるコンデンサ C のキャパシタンスは 1,000 μ F、副変圧器 T' の昇圧比 a は 0.5 とした。

第 6 図に高調波量の測定結果を示す。横軸は高調波次数 n で、縦軸は高調波振幅と基本波振幅との比である。破線の $a=0$ は第 1 表の数値を $a=0.5$ は第 2 表の数値をプロットしたものである。実線は $a=0$ および 0.5 に対する測定値を示す。

これから $a=0.5$ の場合は $a=0$ (無対策回路) の

第 5 図 実験回路

Fig. 5. Experimental circuit.

第 6 表 X_c の値 (Ω)Table 6. Calculated of values of capacitor reactance X_c (Ω) for several values of step up ratio 'a'.

a	u	(1) $E/I_0 = 0.569 \Omega$	(2) $E/I_0 = 1.44 \Omega$
0.3	$\pi/2$	0.0985	0.250
	$\pi/4$	0.0881	0.224
0.5	$\pi/2$	0.0591	0.150
	$\pi/4$	0.0529	0.134

場合より高調波が低減され、特に第 3 調波の低減度が著しいことが知られる。

図は負荷電流が約 4 A の場合の測定例である。負荷電流が完全平滑でないために負荷電流を変えるとともに測定値が上下に移動する (たとえば、第 5 次成分のレベルが下り、第 7 次成分のレベルが上るなど) しかし、負荷電流の値がいくらであっても、第 6 図に示される程度に、従来方式に比べて高調波が低減されることはまちがいない。

第 7 図の写真は $a=0$ (無対策回路) における、(a) 負荷電流 i_0 、(b) 電源側交流電流 i_a の波形を示す。

第 6 図 交流電流の周波数スペクトルの実測例

Fig. 6. Measured harmonic frequency spectrum of line current i_a in the circuit of Fig. 5.

第 7 図 従来回路における電流波形
Fig. 7. Current wave forms in the conventional bridged rectifier circuit.

i_a 波形はだまかには方形波に近く、第 3 調波をはじめとして高調波を多量に含む。

第 8 図の写真は $a=0.5$ の場合における (a) 負荷電流 i_0 , (b) 交流分路電流 i_F , (c) 直流電流 i_d , (d) 電源側交流電流 i_a の各波形を示す。直流電流 i_d の脈動率も大であり、交流電流 i_a 波形の高調波含有量は小となっている。

5. む す び

従来行なわれている高調波低減策は、整流回路の交流側（電源側）に共振フィルタを並列接続することであるので、フィルタコンデンサには高調波電流とともに電源周波数電流まで流入し、必要容量がその分だけ大となること、ならびに、電気車の場合にはき電回路のインダクタンスのために反共振周波数がフィルタ共振周波数より低いほうに発生し、⁽⁷⁾ たとえば、第 3 調波電流がその本来の値より拡大される現象があることなどがあった。ここに提案する方式では、この難点が避けられる。整流回路の直流側（負荷側）に交流分路を備えるからである。

この方式では余分な副変圧器や副ブリッジなどを必要とする。キャパシタンス値の大きいコンデンサを要するが、その容量はじゅうぶん小さくしかも直流コンデンサである。副ブリッジが負荷に直列接続されることを避けたい場合には、並列接続する方法も考えられ

第 8 図 提案回路における各部電流波形
Fig. 8. Current wave forms in the bridged rectifier circuit proposed.

る。これについてはのちに報告する。積み重ね方式サイリスタ制御整流装置へのこの方式の適用についても、のちに報告する。

(昭和 47 年 4 月 19 日受付)

文 献

- (1) SCR ハンドブック p. 168 (昭 44) 丸善
- (2) 松橋・雨宮: 昭 43 電気学会東京文部大会 No. 204
- (3) 富沢・松橋: 昭 46 電気学会全国大会 No. 783
松橋・富沢: 昭 46 電気四学会連大 No. 225
- (4) 松橋・雨宮: 電学誌 90, 1621 (昭 45-8)
- (5) 松橋・雨宮: 昭 43 電気四学会連大 No. 672
- (6) 川添: 交流電気車両要論 p. 48 (昭 46) 電気車研究会
- (7) 本郷: 電学誌 79, 772 (昭 34-6)
- (8) 本郷: 電学誌 80, 35 (昭 35-1)