

交流電気鉄道における多分割混合ブリッジ整流回路の 交流側高調波電流低減回路の設計に関する検討

板子 一隆*・大久保秀隆**・森 武昭*

Study on Design of a Reduction Circuit for Harmonic Currents
on AC Side of Severally Divided Hybrid Bridge
Rectifier Circuits in AC Electric Railways

Kazutaka ITAKO, Hidetaka OHKUBO and Takeaki MORI

Abstract

The severally divided hybrid bridge rectifier circuits in the AC electric railways generate harmonic currents on the AC side. These generated harmonic currents may cause various disturbances.

So, the authors proposed the reduction method by connecting the CR series circuit in parallel with the DC side terminals of the control finished unit (non-control unit). In this paper, we clarify the analysis method considering the all modes of the circuit and the design method of the CR series circuit constants.

1. ま え が き

交流電気鉄道において混合ブリッジ整流回路は位相制御が連続して行えるという利点があるのに対して、電圧波形を一部裁断するために交流側高調波電流の発生が著しいという欠点がある。その高調波電流は、機器の過熱や絶縁破壊、電気鉄道に近接して平行する通信線等への誘導障害などの発生源となるため、その軽減対策が重要な課題となっている。そこで、整流器用主変圧器の二次側を多分割化することで高調波電流を低減する方法が一般に採用されているが必ずしも十分な効果が得られていない。このため、交流側では、さらに共振フィルタを採用することが従来から検討されてきた。しかし、それでも満足する効果が得られず、より効果的な低減方法が要求されている。

筆者らは先に基礎的段階として、交流電気鉄道におけるダイオードブリッジ整流回路を用いたタップ制御車の交流側高調波電流を低減するために、整流器直流

側に負荷と並列に CR 直列回路を挿入する方法を提案した^{1,2)}。そして、その考え方をもとに、多分割混合ブリッジ整流回路の交流側高調波電流を低減する方法、すなわち、位相制御が終了してダイオードブリッジ整流回路として動作している分割段（非制御分割段）の直流側端子に CR 直列回路を挿入する方法を提案し、その回路解析を行って、その効果を確認した³⁾。しかし、その報告で示した解析方法では、非制御分割段に CR 直列回路を挿入することによって生じる可能性のある阻止区間を考慮していないために、その効果を定量的に検討し、最適な CR 直列回路の定数を決定する方法が明確となっていない。そこで、本論文では、非制御分割段の阻止区間を含めた全回路モードを考慮した解析方法を用いて、最適な CR 回路定数について検討を行い、その設計方法を明らかにする^{4,5)}。

2. 検討モデルと低減方法の基本原則

図 1 に、多分割混合ブリッジ整流回路を用いた電気機関車 (ED77 形) に CR 直列回路を挿入した場合の等価回路を示す。この回路図で、 $R_{p1} + jX_{p1}$ は変電所とき

1995 年 9 月 14 日受理

* 電気電子工学科

** 大学院電気工学専攻修士

電線の合成インピーダンス、 $R_{p2} + jX_{p2}$ は整流器用主変圧器二次側の一段当たりの漏れインピーダンス、 $R_d + jX_d$ は直流電動機と主平滑リアクトルの合成インピーダンス、 E_d は直流電動機の逆起電力を示している。また、 n_1 は整流器用主変圧器の一次側の巻数、 n_2 は二次側の一段当たりの巻数を示す。同図に示してある各回路定数の値は ED77 形電気機関車の定格時の値である⁶⁻⁸⁾。以下、このモデルについて検討を進めていくこととする。

本低減方法は、ダイオードブリッジ整流回路において、その直流側負荷 (LR 回路) と並列に CR 直列回路を挿入し、整流器の直流側負荷を純抵抗 (定抵抗回路) とみなせるようにして交流側高調波電流を低減するという考えに基づいている。多分割混合ブリッジ整流回路は位相制御を行っている制御分割段と制御を終了してダイオードブリッジ整流回路として動作している非制御分割段で構成される。制御分割段の交流側電流は、位相制御に伴って断続した波形となるため、原理的に本低減方法の考え方を適用しても高調波電流を抑制することはできない。そこで、本論文では、非制御分割段の直流側端子、すなわち図 1 の a-b 端子に CR 直列回路を挿入する。ここで、直流電動機の逆起電力 E_d を等価抵抗 $R_e = E_d / I_d$ (I_d : 負荷側電流の平均値) とみなすこととする。いま、制御分割段の影響がない場合 (制御分割段の直流側電圧が 0) には、a-b 端子からみた負荷側回路は、LR 回路と CR 回路との並列回

路となる。従って、

$$L_d/C = (R_d + R_e)^2 = R^2 \quad (1)$$

の関係式 (定抵抗条件) が成立するように CR 直列回路定数を設定すれば、a-b 端子からみた負荷側は純抵抗とみなすことができる。このように CR 直列回路を接続すれば、非制御分割段の交流側高調波電流は低減されるので、一次側の交流側高調波電流は制御分割段による影響のみに抑制することができる。なお、図 1 では、第 4 分割段制御中として、1~3 段目の非制御分割段に CR 直列回路を挿入するが、第 3 分割段制御中では 1~2 段目、第 2 分割段制御中では 1 段目の非制御分割段に CR 直列回路を挿入する。ところで、交流電気鉄道では負荷側の E_d が速度制御に対応して変化するため、常に定抵抗条件を満たすことはできない。そこで、本論文では制御分割段と E_d の変化による影響を考慮した場合に高調波電流をできるだけ低減できるような最適な CR 回路定数について検討する。

3. 多分割混合ブリッジ整流回路の計算方法

この章では、CR 直列回路の低減効果を検討するために CR 直列回路を挿入した多分割混合ブリッジ整流回路 (図 1) の解析を行う。すなわち、各モードでの等価回路と回路方程式 (連立微分方程式) を示すとともに、数値計算法について述べる。

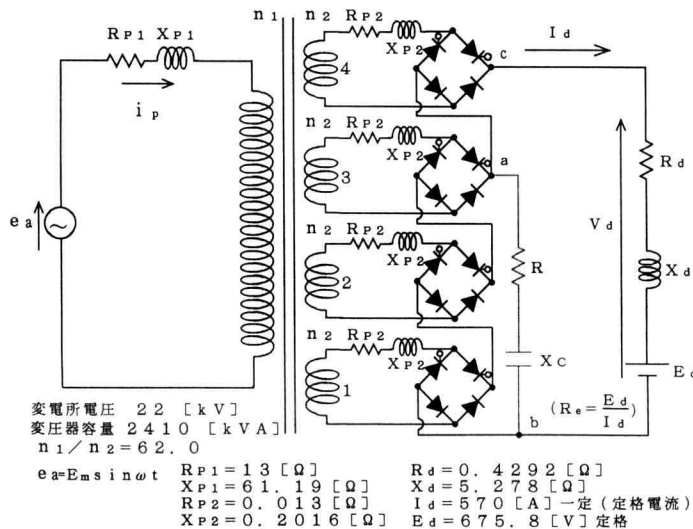


図 1. CR 直列回路挿入時の多分割混合ブリッジ整流回路の等価回路

3.1 回路モデルおよび回路定数

図1に示した多分割混合ブリッジ整流回路の解析を行うために、整流器用主変圧器の一次側インピーダンスによる二次側分割段の相互干渉の影響を無視し、制御分割段(CU)、非制御分割段(NCU)の2段に等価した回路図を図2に示す。ここで、負荷側定数は図1と同様であるが、 n および $R_p + jX_p$ は、(2)式を用いて換算する。

$$n = n_2/n_1, R_p = n^2 R_{p1} + R_{p2}, L_p = n^2 L_{p1} + L_{p2} \quad (2)$$

また、 m は非制御分割段の分割段数を示す。例えば、4段目制御中であるなら $m=3$ となる。以下、解析は図2の回路構成で行う。

3.2 回路モードの種類及び回路解析

図2の回路構成では、制御分割段(CU)には転流、整流、環流区間があり、非制御分割段(NCU)には転流、整流、阻止区間がある。なお、本計算においては、

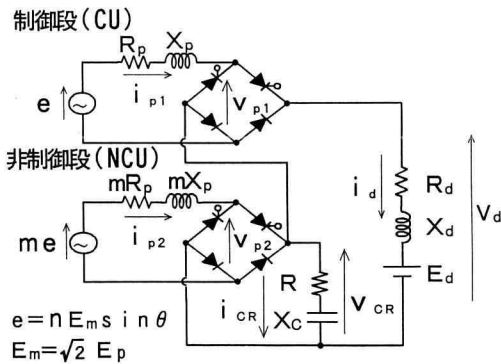
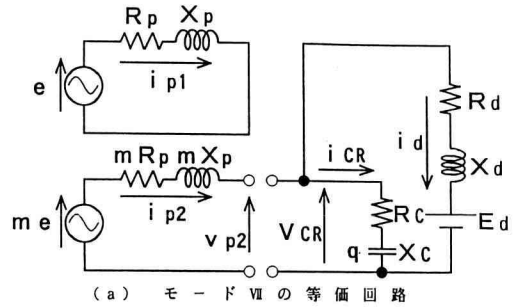


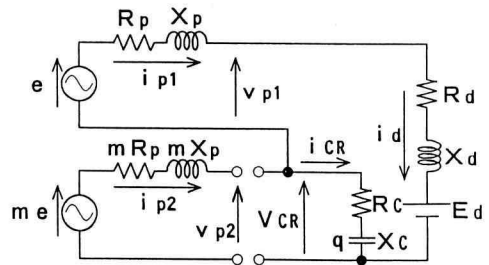
図2. 図1の等価回路

表1. 回路モードの種類

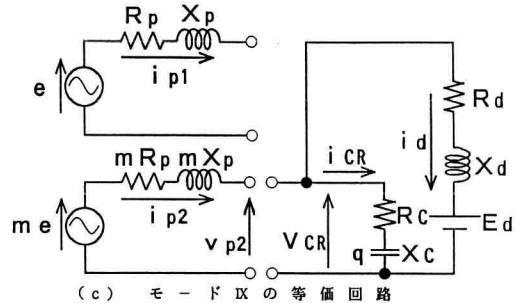
	制御分割段(CU)	非制御分割段(NCU)
モードI	転流区間	転流区間
モードII	整流区間	転流区間
モードIII	環流区間	転流区間
モードIV	転流区間	整流区間
モードV	整流区間	整流区間
モードVI	環流区間	整流区間
モードVII	転流区間	阻止区間
モードVIII	整流区間	阻止区間
モードIX	環流区間	阻止区間



(a) モードVIIの等価回路



(b) モードVIIIの等価回路



(c) モードIXの等価回路

実用的条件より負荷側電流 i_d が阻止区間を含まない範囲について検討する。これらを考慮すると全回路モードは表1に示すように9種類となる。これらのモードのうち、モードI~VIに関しては既に文献3)で明らかにしている。そこで、本論文では、新しく考慮するモードVII~IXの等価回路を図3(a)~(c)に示す。次に、これらの各モードにおける回路方程式を以下に示す。

(1) モードVII

このモードは、CUが転流区間、NCUが阻止区間であり、回路方程式は以下のようなになる。

$$R_p i_{p1} + X_p \frac{di_{p1}}{d\theta} = e \quad (3)$$

$$R_c i_{cR} + X_c \int i_{cR} d\theta = R_d i_d + X_d \frac{di_d}{d\theta} + E_d \quad (4)$$

$$i_{p2} = 0 \quad (5)$$

$$i_d = -i_{cR} \quad (6)$$

$$i_{cR} = \omega \frac{dq}{d\theta} \quad (7)$$

$$v_{p2} = me \quad (8)$$

$$v_{cR} = R_c i_{cR} + \omega X_c q \quad (9)$$

(2) モード VIII

このモードは、CU が整流区間、NCU が阻止区間であり、回路方程式は以下ようになる。

$$(R_p + R_d + R_c) i_{p1} + (X_p + X_d) \frac{di_{p1}}{d\theta}$$

$$+ X_c \int i_{p1} d\theta + E_d = e \quad (10)$$

$$i_{p1} = i_d = -i_{cR} \quad (11)$$

$$i_{p2} = 0 \quad (12)$$

$$i_{cR} = \omega \frac{dq}{d\theta} \quad (13)$$

$$v_{p1} = e - \left(R_p i_{p1} + X_p \frac{di_{p1}}{d\theta} \right) \quad (14)$$

$$v_{p2} = me \quad (15)$$

$$v_{cR} = R_c i_{cR} + \omega X_c q \quad (16)$$

(3) モード IX

このモードは、CU が環流区間、NCU が阻止区間であり、回路方程式は以下ようになる。

$$R_c i_{cR} + X_c \int i_{cR} d\theta = R_d i_d + X_d \frac{di_d}{d\theta} + E_d \quad (17)$$

$$i_{p1} = 0 \quad (18)$$

$$i_{p2} = 0 \quad (19)$$

$$i_d = -i_{cR} \quad (20)$$

$$i_{cR} = \omega \frac{dq}{d\theta} \quad (21)$$

$$v_{p2} = me \quad (22)$$

$$v_{cR} = R_c i_{cR} + \omega X_c q \quad (23)$$

3.3 数値計算による解析方法

3.2 節の表 1 に示した各回路モードにおける回路方程式で構成される連立微分方程式 (モード I~VI については文献 3) を参照) をルンゲ・クッタ法を用いて数値計算を行うこととした。ここで、全回路モードを考慮した遷移表を表 2 に示す。この遷移表を用いて、具体的に電子計算機で計算するための流れを示すと図 4

表 2. 回路モードの遷移表

回路モード	遷移条件	遷移モード
モード I	$i_{p2} = i_d + i_{cR}$	モード N
CU(C)-NCU(C)	$i_{p1} = i_d$	モード II
	$i_{p2} = i_d + i_{cR}, i_{p1} = i_d$	モード V
	$i_{p1} = 0$	モード III
	$i_{p2} = i_d + i_{cR}, i_{p1} = 0$	モード M
モード II	$i_{p2} = i_d + i_{cR}$	モード V
CU(R)-NCU(C)	$v_{p1} = 0$	モード I
	$i_{p2} = i_d + i_{cR}, v_{p1} = 0$	モード N
モード III	$i_{p2} = i_d + i_{cR}$	モード M
CU(F)-NCU(C)	$\theta = \alpha$	モード I
	$i_{p2} = i_d + i_{cR}, v_{p1} = 0$	モード N
モード N	$i_{p2} = 0$	モード VII
CU(C)-NCU(R)	$v_{p2} = 0$	モード I
	$i_{p1} = i_d$	モード V
	$i_{p1} = i_d, v_{p2} = 0$	モード II
	$i_{p1} = i_d, i_{p2} = 0$	モード VII
	$i_{p1} = 0$	モード M
	$i_{p1} = 0, v_{p2} = 0$	モード III
	$i_{p1} = 0, i_{p2} = 0$	モード K
	$i_{p2} = 0$	モード VIII
CU(R)-NCU(R)	$v_{p2} = 0$	モード II
	$v_{p1} = 0$	モード N
	$v_{p1} = 0, v_{p2} = 0$	モード I
	$v_{p1} = 0, i_{p2} = 0$	モード VII
モード M	$i_{p2} = 0$	モード K
CU(F)-NCU(R)	$v_{p2} = 0$	モード III
	$\theta = \alpha$	モード N
	$v_{p2} = 0, \theta = \alpha$	モード I
モード VII	$v_{p2} = v_{cR}$	モード N
CU(C)-NCU(I)	$i_{p1} = i_d$	モード VII
	$i_{p1} = i_d, v_{p2} = v_{cR}$	モード V
	$i_{p1} = 0$	モード K
	$i_{p1} = 0, v_{p2} = v_{cR}$	モード M
モード VIII	$v_{p2} = v_{cR}$	モード V
CU(R)-NCU(I)	$v_{p1} = 0$	モード VII
	$v_{p1} = 0, v_{p2} = v_{cR}$	モード N
モード K	$v_{p2} = v_{cR}$	モード M
CU(F)-NCU(I)	$\theta = \alpha$	モード VII
	$v_{p2} = v_{cR}, \theta = \alpha$	モード N

C: 転流区間 R: 整流区間
 I: 阻止区間 F: 環流区間
 NCU: 非制御分割段 CU: 制御分割段 α : 制御角

となる。まず、何段階目制御中であるかを入力し、サイリスタの制御角 $\theta = \alpha$ から計算を開始するために、モード IV での初期値を仮定する。以後、表 2 の状態遷移表に従って $\theta = \pi + \alpha$ まで計算を行い、そのときの終値と初期値が一致した場合は収束したとして計算を終了する。また、収束していない場合には終値を初期値として置き換えて、再び状態遷移表に従って、収束するまでに繰り返し計算を行う。

3.4 計算結果と実測結果の一例

この節では、サイリスタ制御車 (ED77 形電気機関車) をシミュレーションした回路で CR 直列回路を挿入した場合の実験 (図 1 の回路構成) を行い、その実

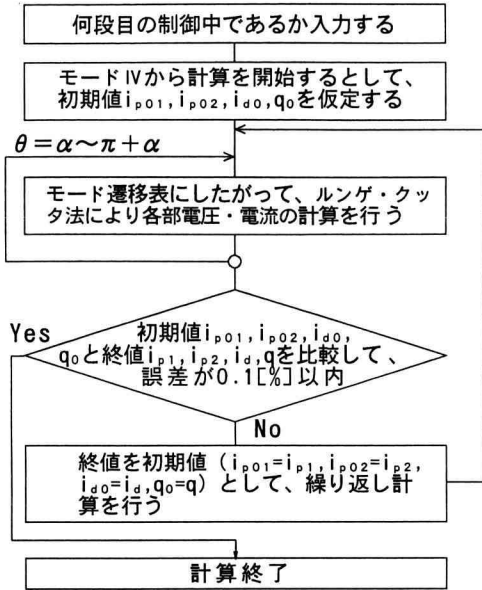


図 4. 計算の流れ

験結果と前節で示した計算方法を用いた結果とを比較し、計算方法の妥当性を確認する。ただし、実験は設備等の制約から、実際の電鉄回路の規模を縮小して行う。そこで、実験回路の定数(シミュレーション値)と実際の電鉄回路の定数との関係を表 3 に示す。なお、計算は、実験回路の定数を (2) 式を用いて図 2 の回路に置き換えて行う。

一般に交流電気鉄道では、電動機電流一定制御を行っていることから、負荷側電流の平均値 I_d を一定という条件のもとで行う。本論文では、非制御分割段の阻止区間を考慮した計算方法の妥当性を確認するために、これに対応した CR 回路定数値 ($C=2,738[\mu\text{F}]$, $R=9[\Omega]$) で行う。なお、シミュレーション実験では定格負荷時の交流側電流は実効値で $0.3[\text{A}]$ であるの

表 3. 実際の電鉄回路定数およびシミュレーション値

		実際の電鉄回路値	シミュレーション値	比率
一次側	$R_{p1} [\Omega]$	13	10	1.3
	$L_{p1} [\text{mH}]$	162.3	124.8	
	$E_p [\text{V}]$	22000	165.4	
	$I_p [\text{A}]$	31.64	0.3122	
二次側	$R_{p2} [\Omega]$	0.013	0.2167	0.06
	$L_{p2} [\text{mH}]$	0.2016	3.36	
	$R_d [\Omega]$	0.4292	7.153	
	$L_d [\text{mH}]$	14.0	233.3	
	$V_d [\text{V}]$	920.4	31.29	
	$I_d [\text{A}]$	570	1.2	
	$E_d [\text{V}]$	675.8	23.7	
	$P_d [\text{W}]$	524.6	38.75	

に対して、励磁電流は実効値で約 $0.05[\text{A}]$ となっており、励磁電流の影響が大きく、また、定格負荷時のブリッジ一段当たりの直流電圧は約 $8[\text{V}]$ であるのに対して、順方向電圧はサイリスタが $0.85[\text{V}]$ 、ダイオードが $0.27[\text{V}]$ であり、順方向電圧の影響も大きいので、この節における計算結果は、これらの影響も考慮してい

表 4. 計算値と実測値の誤差

第 n 次高調波	実測値		計算値		誤差
	電流値 [mA]	位相 [°]	電流値 [mA]	位相 [°]	
1	215.5	-32.1	205.6	-32	4.6[%]
3	11.2	-75.8	13.6	-59	2.4[mA]
5	13.9	-77.3	16.7	-75	2.8[mA]
7	8.0	-167.7	8.8	-162	0.8[mA]
9	1.0	-4.0	2.1	177	1.1[mA]
11	3.9	-172.2	5.0	177	1.1[mA]
I_p	216.5[mA]		207[mA]		4.39[%]
J_p	8.4[mA]		9.7[mA]		1.3[mA]
D.F	9.54[%]		11.88[%]		2.34[%]
T.P.F	0.843		0.842		-0.001

(注) 誤差の定義式

基本波 (電流値), i_p の相対誤差 ϵ の式

$$\epsilon = \left| \frac{\text{計算値} - \text{実測値}}{\text{実測値}} \right| \times 100 [\%]$$

基本波以外の高調波 (電流値), D.F, T.P.F, J_p の絶対誤差 E の式 $E = \text{計算値} - \text{実測値}$

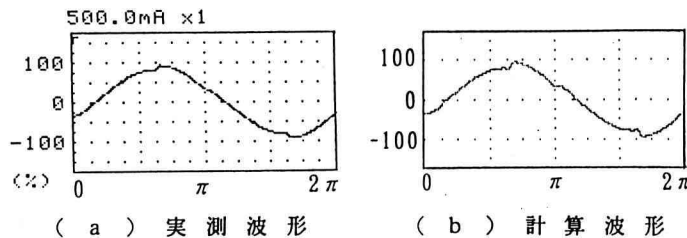


図 5. 交流側電流の計算波形と実測波形

る。以下の検討に用いられている等価妨害電流 J_p 、ひずみ率 D.F.、総合力率 T.P.F. の定義は付録に示す。

図5(a), (b) はそれぞれ交流側電流 i_p の実測波形と計算波形を示している。両図より、電流波形は良く一致していることがわかる。表4に交流側電流の高調波解析結果、交流側電流の実効値 I_p 、 J_p 、D.F.、T.P.F. の誤差をそれぞれ示す。ここで、表4の誤差は i_p の基本波および実効値については相対誤差、それ以外は数値が小さいので絶対誤差で評価することとした。同表より、実測値と計算値は良く一致しており、本計算方法の妥当性が確認できた。

4. CR 直列回路の定数の設計方法

交流電気鉄道では、直流電動機速度制御に対応して逆起電力 E_d が変化するのに伴って負荷側の定数が変化するため、常に定抵抗条件が成り立ってはいない。そこで、この章では第3章の計算方法を用いて、負荷側の定数が変化し定抵抗条件が満たされなくなったところでも高調波電流の低減効果をできるだけ得ることができる最適な CR 直列回路の定数について検討を行う。

4.1 設計の条件

3.4 節の計算では、変圧器の励磁電流とサイリスタおよびダイオードの順方向電圧を考慮しているが、この章では実規模の電鉄回路定数値、すなわち図1、表3に示した実際の電気鉄道(ED77形電気機関車)の定数値

表5. 設計基準逆起電力 E_{d0} と CR 直列回路定数値の関係

E_{d0}/E_{dr} [%]	E_{d0} [V]	R [Ω]	C [μF]
10	67.58	0.5477	46667
20	135.2	0.6662	31542
30	202.7	0.7847	22734
40	270.3	0.9031	17160
50	337.9	1.022	13410
60	405.5	1.14	10768
70	473.1	1.25	8836
80	540.6	1.377	7380
90	608.2	1.496	6257
100	675.8	1.614	5372
110	743.4	1.733	4663
120	811.0	1.851	4085

を(2)式を用いて図2の等価回路に置き換えた値で行うため、この程度の容量の変圧器の励磁電流は定格の1.0[%]程度で非常に小さく、また、サイリスタとダイオードの順方向電圧の影響はほとんどないので、以下の検討では、これらを考慮にいれずに計算を行う。

CR 直列回路の定数は(1)式の定抵抗条件で設計するのであるが、直流電動機速度制御に対応して逆起電力 E_d が変化するため、どの E_d の値を CR 直列回路定数の設計に用いるかによって効果が異なってくる。ここでは、CR 直列回路の定数値の違いによって、高調波電流の低減効果がどのように変化するかを調べ、適切な値を検討する。設計に用いる逆起電力、すなわち設計基準逆起電力 E_{d0} は、定格逆起電力 E_{dr} の10~120[%]の範囲で10[%]ずつ変化させた値を用い、(1)式の定抵抗条件に従って CR 直列回路定数を設計する。このようにして設計した CR 直列回路定数値を表5に示す。

次に、これらの CR 直列回路定数を挿入して計算した結果について述べる。

4.2 等価妨害電流をもとにした設計方法

CR 直列回路を設計する際には、通信線誘導にとつて最も厳しくなる条件、すなわち、 J_p が最も大きくなる場合が問題となる。そこで、表5の各々の E_{d0} に対応した CR 直列回路定数を設定し、負荷電力を変化させたときに最大となった J_p の値を求めてグラフにプロットしたものを図6に示す。同図より、 E_{d0} が定格の60[%]のとき、CR 直列回路未挿入時の J_p に対して約48[%]低減されており、最も低減効果が大きいことがわかる。また、10[%]、120[%]のときの低減効果が小さくなっている。これは、例えば、 E_{d0} が定格の10[%]の場合、 E_d が定格の10[%]のときには定抵抗条件を

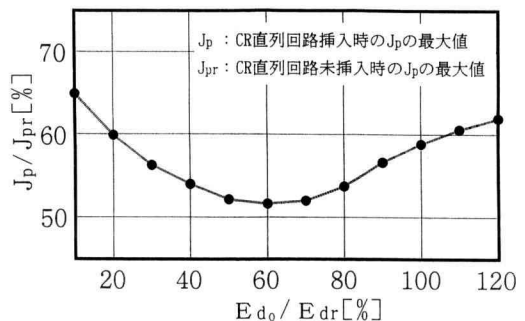
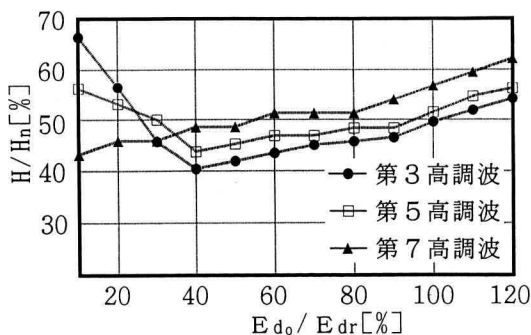


図6. CR 直列回路定数を変えたときの J_p の特性

満たすが、 E_d が定格の120[%]になると E_{d0} との差が極端に大きくなってしまい、低減効果が悪くなるためであると考えられる。これは、定格の120[%]で設計した場合でも同様である。そこで、 E_d が変化する範囲のほぼ中心で設計した場合、すなわち、定格の60[%]の E_{d0} でCR直列回路を設計すると、 E_d と E_{d0} の差の最大値が最も小さくなり、低減効果が極端に悪くならないため、 J_p が最も低減されると考えられる。以上より、 J_p の低減効果だけを考えた場合は、 E_{d0} を定格の60[%]として設計した定数が最適であることがわかる。

4.3 低次の高調波電流をもとにした設計方法

前節の J_p と同様に表5の各々の E_{d0} に対応したCR直列回路を用い、負荷電力を変化させたときに最大となった値を求めてグラフにプロットしたものを図7に示す。同図より第3,5高調波電流は、定格の40[%]で設計した場合に最も低減されていて、CR直列回路未挿入時の第3,5高調波電流に対して55[%]以下に低減される。第7高調波電流は、定格の10[%]で設計した場合に最も低減されているが、10~50[%]で設計すればCR直列回路未挿入時に対して50[%]以下に低減することができる。ここで、4.2節の J_p と同様に10[%]と120[%]で設計した場合に第3,5高調波電流の低減効果が小さくなっている。これは、4.2節で述べたことと同様の理由によるものと考えられる。以上より、低次の高調波電流の低減効果を考えて場合には E_{d0} を定格の40[%]として設計した定数が最適であることがわかる。



H : CR直列回路挿入時の各高調波電流の最大となる値
 H_n : CR直列回路未挿入時の各高調波電流の最大となる値

図7. CR直列回路定数を変えたときの低次高調波電流の特性

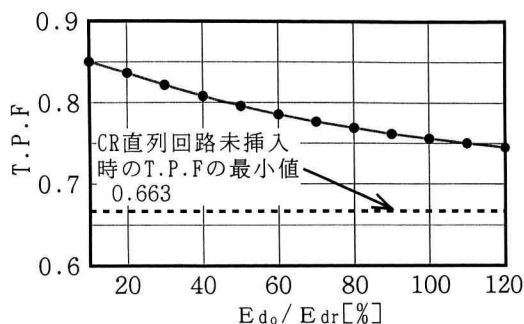


図8. CR直列回路定数を変えたときのT.P.F.の最小値

4.4 CR直列回路の定数の選定

4.2, 4.3節より J_p , 低次の高調波電流の低減効果の両方を見ると、10[%]や120[%]では低減効果が小さくなっているのに対して、定格の50[%]付近で設計した場合のCR直列回路定数が、低減効果が大きく良好であることがわかる。また、図8より総合力率T.P.F.は、定格の50[%]で設計した場合、CR直列回路未挿入時に0.663であるのに対して、約0.8に改善されていることがわかる。ここで、図6と図7では、CR直列回路定数を変化させたときに、 J_p や低次高調波電流が最大となる値をプロットしたのであるが、図8は総合力率の性質からして、逆に最小となる値をプロットした。

以上の結果より、 E_{d0} を定格逆起電力の50[%]として設計した場合、すなわち、逆起電力が変化する範囲のほぼ中心で設計した場合には、 E_d と E_{d0} の差の最大値が最も小さくなり、 J_p , 低次高調波電流とも低減効果が良好となる。従って、本検討モデルでは、このCR直列回路定数で設計するのが適切であると考えられる。

ここで、定格逆起電力の50[%]で設計した場合のCR直列回路定数の値は、 $C=13,410[\mu F]$, $R=1.022[\Omega]$ である。これでは C の値がとて大きく重量や容積の面で難点があるように見受けられるが、すでに交流電気鉄道におけるV.V.V.F (variable voltage variable frequency) 制御方式の平滑コンデンサには6,000 $[\mu F]$ 以上の電解コンデンサが使用されている。このような C は、耐圧が450[V], C の大きさが12,000 $[\mu F]$ のコンデンサを直並列接続することで得ている。従って、本論文で求められた C (耐圧が1.8[kV], 13,410 $[\mu F]$)を得るためには、このコンデンサを直列に4個、

並列に5個接続すればよく、容積の面では縦50[cm]、横40[cm]、高さ30[cm]となり、検討対象としたED77系のような電気機関車では、十分に適用可能である。

5. 結 論

本論文では、交流電気鉄道で用いられている多分割混合ブリッジ整流回路の非制御分割段に交流側高調波電流の低減のためにCR直列回路を挿入する方法について、非制御分割段の阻止区間を含めた全回路モードの解析方法とCR直列回路の設計方法について検討を行った結果、以下の成果を得た。

- (1) 高調波電流の低減回路であるCR直列回路の低減効果を定量的に検討し、最適なCR直列回路の定数を決定するために、多分割混合ブリッジ整流回路における非制御分割段の阻止区間を含めた全回路モードの解析方法を明らかにした。これにより、任意の回路定数に対するCR直列回路の効果を計算することが可能となった。
- (2) 本計算方法を用いて実際の電鉄回路の定数値でCR直列回路の低減効果を定量的に検討した結果、負荷が変化したときに定抵抗条件が満たされなくなったところでも低減効果をできるだけ得ることができる最適なCR直列回路の定数は、本検討モデルにおいては、定格逆起電力の50[%]で設計した定数が適切であることが明らかとなった。すなわち、逆起電力が変化する範囲のほぼ中心で設計すれば良いことが明らかとなった。

参 考 文 献

- 1) T. Matsuhashi, K. Itako, T. Mori, S. Ohya, "Reduction Method of High Harmonic Currents on the AC Side of the Diode Rectifier Circuits in the AC Electric Railways" IEEE IAS Annual Meeting, Vol. II, p. 1343~1350, (1992).
- 2) 板子, 森, 大矢, 松橋:「整流装置を含む電力機器から発生する交流側高調波電流の抑制に関する一検討」電気設備学会誌, Vol. 14, No. 2, p. 852~858, (平6-2).
- 3) 松橋, 板子, 森:「多分割サイリスタ制御整流回路

における交流側高調波電流の低減方法」日本大学工学部紀要, 分類A, 工学編, 第33巻, p. 169~180, (平4-3).

- 4) 板子, 大久保, 森:「交流側高調波電流低減回路挿入時の多分割サイリスタ制御整流回路の解析」電気学会産業応用部門全国大会, No. 162(平6-8).
- 5) 板子, 大久保, 森:「交流電気鉄道における交流側高調波電流低減回路の設計方法」電気学会全国大会, No. 1184 (平7-3).
- 6) 川添:「交流電気車両要論」電気車研究会, p. 48, (昭46-12).
- 7) 入江:「交流電気車設計の諸課題」p. 14, 20, 26, (昭45-8).
- 8) 鉄道電化協会:「サイリスタ応用車両の諸課題の研究」p. 22, (昭43).

付 録

第3,4章で示した J_p , D.F., T.P.Fの定義を以下に示す。

(1) 等価妨害電流 J_p の定義

等価妨害電流は、通信線への誘導障害を検討する場合、交流き電回路を流れる電流の高調波による妨害の程度を示す尺度の一つであり、 J_p で表される。

$$J_p = \sqrt{\sum_{n=1} (S_n \cdot I_n)^2} \quad [\text{A}] \quad (\text{付1})$$

ただし、 I_n : 第 n 次高調波電流の実効値

S_n : 第 n 次高調波に対する雑音評価係数

(2) ひずみ率D.F. (Distortion Factor) の定義

$$\text{D.F.} = \frac{I_h}{I_1} \times 100 \quad [\%] \quad (\text{付2})$$

ただし、 $I_h = \sum_{k=1} I_n^2$

$$n = 2k + 1$$

I_1 : 基本波電流の実効値

I_n : 第 n 次高調波電流の実効値

(3) 総合力率T.P.F. (Total Power Factor) の定義

$$\text{T.P.F.} = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1}{V_s I_s} \quad (\text{付3})$$

ただし、 $V_s = V_1$, $I_s = \sqrt{\sum_{k=1} I_n^2}$ $n = 2k - 1$

V_s, I_s : 交流側電圧および電流の実効値

V_1, I_1 : 基本波電圧および電流の実効値

θ_1 : 基本波における電圧と電流の位相差