

125 kV, 37.5 MW サイリスタ変換装置用主変圧器, 直流リアクトル, 直流変成器

Converter Transformer, DC Reactor and Transductors
for 125 kV 37.5 MW Thyristor Converter

栗田 健太郎*
Kentarô Kurita

日向 成行*
Shigeyuki Hyûga

池本 徳郎*
Norio Ikemoto

岡 勇蔵*
Yûzô Oka

須藤 洋治*
Yôji Sudô

平野 三百里*
Mihori Hirano

加子 泰彦**
Yasuhiko Kako

木脇 久脇**
Hisakatsu Kiwaki

要 旨

サイリスタ変換装置の一部として、変換用主変圧器、直流リアクトル、直流変流器、直流変圧器など直流送電用機器を佐久間サイリスタ変換装置試験所に設置した。これら諸機器の開発のいきさつ、技術的問題について報告する。

1. 緒 言

直流送電用機器の技術的問題には下記があげられる。

- (1) 直流回路電圧に対する機器絶縁上の諸問題、特に油入機器の油浸絶縁物の絶縁特性。
- (2) 電圧、電流高調波の機器に与える影響などの共通的問題。
- (3) 主変圧器直流励磁現象、直流リアクトルのインダクタンス特性、計器用直流変圧器の周囲条件変動に対する補償回路など機器固有の問題。

これらの諸問題を基礎から検討し、計算、モデル実験などによる確認を行なって、じゅうぶんな特性と信頼性を有する機器を製作した。

2. 主 変 圧 器

2.1 仕 様

本器の仕様は表1に示すとおりである。仕様中、インピーダンスはまずサイリスタバルブのアーム短絡・直流短絡時の過電流耐量を考慮して下限を、制御上の安定度の点から上限を設定、しかる後、製作上の裕度、タップによる変動分を考慮してこれを指定された。また直流巻線定格電圧は直流電圧 125 kV にバルブ余裕角および変圧器リアクタンス降下などの無効分および抵抗降下分を加えて決定された。さらに容量は直流巻線定格電流を直流電流 300 A に相当する交流実効値相当電流を 245 A とし、上記定格電圧との積から決定している。

直流巻線は、直流電圧が加わることと、整流回路で常に一線接地の状態で使用され対地電圧が相間電圧に等しく、かつ転流時に振動電圧が重畳することから、±225 kV 30 分の直流耐圧試験と 160 kV 30 分の交流コロナ試験が課せられている。

2.2 直 流 絶 縁

気中側の直流電圧に対する絶縁、特にブッシングなどの碍子(がいし)絶縁について考えると、一般に直流回路の内部異常電圧が低く(1.5~1.7倍)とれることから、比較的清浄な地域においても、サージ電圧よりもむしろ、運転電圧に対する碍子の汚損閃絡(せんらく)特性が問題とされている。従来調査では汚損閃絡特性は交流実効値とほぼ一致すると考えられている。

諸外国の例では漏れ距離として内陸地域で2~3 cm/kV、沿岸地

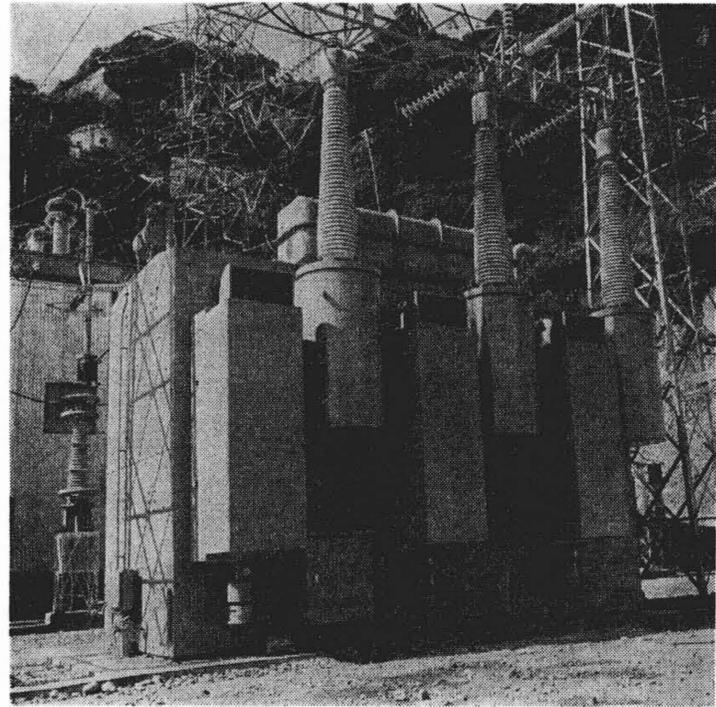


図1 主 変 圧 器

表1 主 変 圧 器 仕 様

形 式	屋外用送油風冷式内鉄形 負荷時タップ切換変圧器		絶縁階級	交 流 側	200号(中性点30号)	
	周 波 数	60 Hz		直 流 側	100号	
電 圧	交流側	275 kV ± 30.25 kV (23タップ) (人)		3 次	6号 A	
	直流側	110 kV (人)		直 流 巻 線 絶 縁 仕 様	衝撃耐圧	550 kV (全波) 630 kV (裁断波)
	3 次	3.3 kV (J)			交流耐圧	230 kV (1分間)
容 量	46.6 MVA		交流 コロナ試験	160 kV (30分間)		
インピーダンス	19~25% (全タップにて)		直流耐圧	±225 kV (30分間)		

域で4~5 cm/kVを採用している例が多い。本装置では佐久間周波数変換所などの実績から屋外機器 2.5 cm/kV、屋内機器 1.8 cm/kV以上を指定された。

一方、油中の直流絶縁については、油浸絶縁物の電位分布、直流絶縁耐力・極性反転時の問題など、交流の特性と大きく異なるので検討を要する。

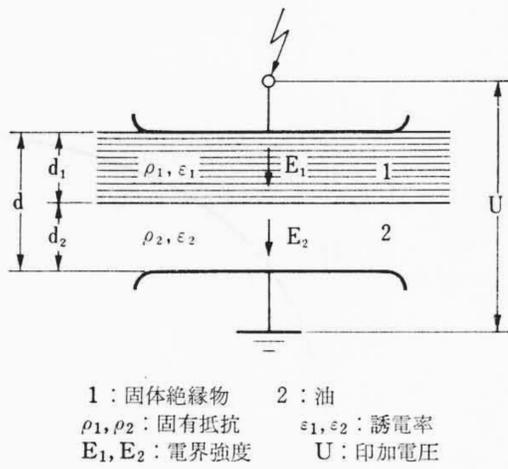
本器製作にあたり、基礎的な実験検討を行なったのち⁽²⁾、実規模変圧器を製作し、直流破壊試験、交流・インパルス重畳試験を含む各種の直流耐圧試験を行なって、主変圧器の信頼性を確認した⁽¹⁾⁽³⁾。

2.2.1 油浸絶縁物の電位分布

絶縁物内の電位分布は、交流ではキャパシタンスの逆比に分布

* 日立製作所国分工場

** 日立製作所日立研究所



1: 固体絶縁物 2: 油
 ρ_1, ρ_2 : 固有抵抗 ϵ_1, ϵ_2 : 誘電率
 E_1, E_2 : 電界強度 U: 印加電圧

図2 油浸絶縁物モデル

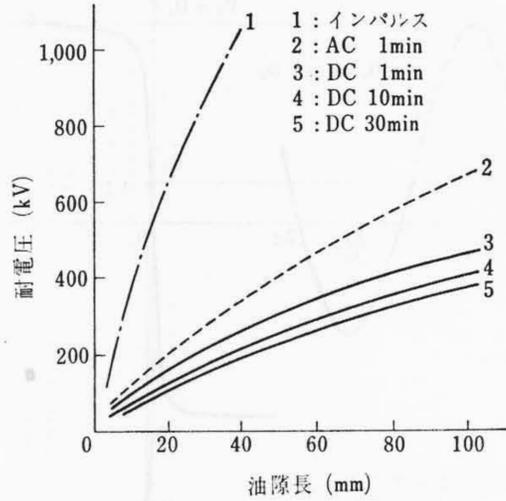


図4 油隙の直流耐電圧

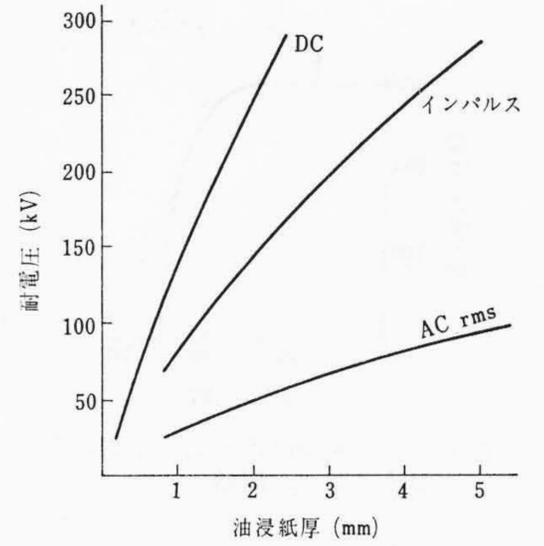


図5 油浸紙の直流耐電圧

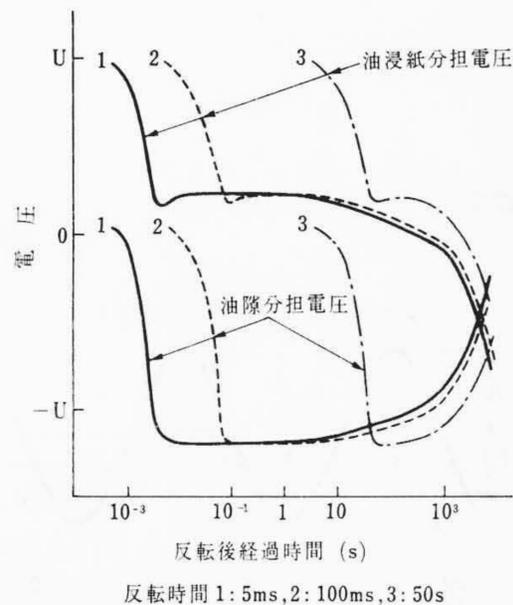


図3 極性反転時間と絶縁物の負担電圧

するが、直流では抵抗の比に分布する。すなわち図2のような単純なモデルについて、油および絶縁紙などの固体絶縁物の電界強度は

$$\text{交流の場合 } E_1 = \frac{U}{d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} d_2} \dots\dots\dots (1)$$

$$E_2 = \frac{U}{d_2 + \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} d_1} \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{直流の場合 } E_1 = \frac{U}{d_1 + \frac{\rho_2}{\rho_1} d_2} \dots\dots\dots (3)$$

$$E_2 = \frac{U}{d_2 + \frac{\rho_1}{\rho_2} d_1} \dots\dots\dots (4)$$

このとき印加直流電圧 U の極性を急に $-U$ に反転すると、電圧の変化分 $2U$ が印加されることと等価になるので、反転後の各絶縁物中の電界強度は油浸紙、油中の電界強度をおのおの E_1', E_2' とすれば

$$E_1' = \frac{U}{d_1 + \frac{\rho_2}{\rho_1} d_2} - \frac{2U}{d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} d_2} \dots\dots\dots (5)$$

$$E_2' = \frac{U}{d_2 + \frac{\rho_1}{\rho_2} d_1} - \frac{2U}{d_1 + \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} d_2} \dots\dots\dots (6)$$

一方、油および油浸紙の固有抵抗は $\rho_1 = 1 \sim 5 \times 10^{18} [\Omega \cdot \text{cm}]$, $\rho_2 = 3 \sim 7 \times 10^{15} [\Omega \cdot \text{cm}]$ (無電圧, 0°C において) 程度の値であるが、温度・含有水分・電界強度の影響を受け大幅に変化する。すなわちじゅうぶん乾燥された変圧器では油浸紙と油の固有抵抗の

比は、20~300、長期運転され絶縁物中水分が増加した場合には固有抵抗比は1~100程度となる。

固有抵抗比が油浸紙のほうがはるかに大きい場合には(3)式からわかるように、印加直流電圧はほとんどすべて油浸紙で負担するとして設計する必要があり、さらに極性反転直後は、油中電界は(6)式において第1項が第2項に対し無視できるので

$$E_2' \approx \frac{-2U}{d_2 + \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} d_1}$$

と反転電圧 U の2倍の電圧に相当する電界のもとにおかれることになる。この電圧は過渡電圧であり、絶縁物の C, R により決まる時定数に従って減衰するが、時定数は数十分と長い。したがって極性反転の速さ(通常0.1~0.2秒)には影響されない。図2のモデルについて $d_1 = d_2$ とし、吸収電流・電気伝導電流を考慮して計算した絶縁物の極性反転時電圧分布は図3に示すとおりである。

以上、直流電圧のもとでは、種々の条件により電位分布が変わるので、各条件を考慮して絶縁設計を行なう必要がある。

2.2.2 油浸絶縁物の直流耐圧

油および油浸紙の直流耐圧は図4、図5に示すとおりである。油隙(げき)の直流耐圧は交流耐圧に比べ20~30%低い。一方、油浸紙の直流耐圧はインパルス耐圧の約2倍である。以上は平等電界での話であるが不平等電界では極性効果があり正極性油隙の直流耐圧は負極性の50%程度である。

変圧器内部の絶縁は大部分が油と油浸紙の複合絶縁系であり、この構造に直流電圧を印加すると絶縁耐力の高い油浸紙で電圧を負担し、きわめて高い耐圧を示す。

一方運転中は直流電圧に交流・インパルスなどが重畳した過電圧が加わり、これに対する考慮が必要となるが、上記のように直流電圧の大半を負担する固体絶縁物の直流耐圧が高いため、交流・インパルスなどの過電圧に対する絶縁耐力に直流電圧が重畳することによる影響はきわめて少ない。

2.2.3 実器モデルの直流耐圧試験

本器直流巻線の絶縁仕様は表1に示すとおりであるが、これに対し、実規模モデルを製作し下記の試験を行なった。

- (1) 交流および交流-直流重畳コロナ試験⁽¹⁾.....結果は図6に示すとおりである。直流重畳の影響がきわめて少ない結果となっている。
- (2) 直流耐圧および破壊試験⁽¹⁾.....発生油中コロナひん度とともに図7に示す結果を得ている。
- (3) インパルス・直流重畳試験⁽¹⁾.....主変圧器対地電圧直流分

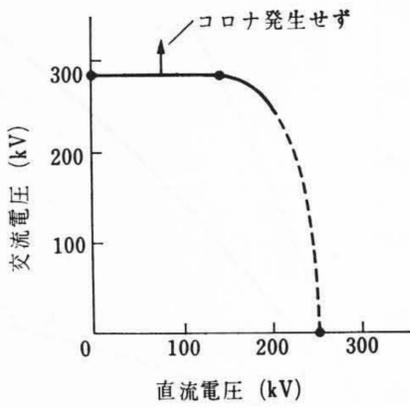


図6 モデルの直流・交流重畳電圧におけるコロナ開始

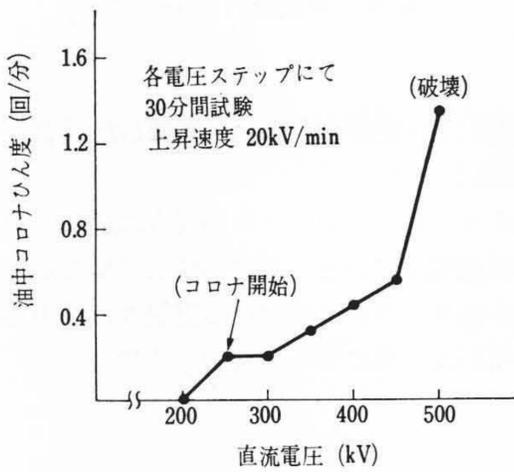


図7 モデルの直流破壊試験とコロナ発生ひん度

最大値 74.5 kV ($=3\sqrt{2}/2\pi \times 100$) に約 40% 余裕をみた DC105 kV にインパルス ± 550 kV を印加し異常なしの結果を得ている。

- (4) 極性反転試験⁽¹⁾……DC-130 kV 2時間印加後 +130 kV に反転, さらに -130 kV 30分印加後 +180 kV に反転などを行なったが, いずれも異常は認められなかった。
- (5) 含有水分を変えた耐圧試験⁽³⁾……長期間運転後, 油中水分が 3~5 ppm から 10 ppm, 20 ppm と増加することを想定し, 水分含有による電位分布の変化, さらには耐圧低下を調べる意味で水分を投入して, 上記水分含有量として試験を行なった。交流コロナ開始電圧に若干の低下は認められたが, コロナ試験電圧 160 kV にじゅうぶん余裕があり, 直流コロナ開始においては顕著な差は認められなかった。

2.3 鉄心の直流励磁現象

2.3.1 直流巻線に流入する直流電流

直流巻線に流れる電流は本来は交流であるが, バルブの点弧角の不ぞろい, 50-60 Hz リップル電流のスリップなどにより巻線に直流電流が流れる。

たとえば制御装置の誤差および電圧ひずみの影響などにより ± 1.5 度のばらつきがあり, 定格直流電流 300 A 通流中各相電流の正負各半波のオン・オフが悪条件側に 1.5 度ずれたことを想定すると, 平均 $300 \text{ A} \times 1.5^\circ \times 4/360^\circ = 5 \text{ A}$ の直流分電流が巻線に流れる。

一方, 本装置の直流リアクトルは 2 台合計のインダクタンスが 2.5 H と大きいため, 50-60 Hz リップル電流のスリップによる直流分は 0.2 A 以下となり無視することができる。

2.3.2 直流励磁による鉄心の偏磁

直流電流が直流巻線に流入した場合, 交流巻線に過渡的には直流電流が流れるが, 定常状態では交流電流のみが流れる。したが

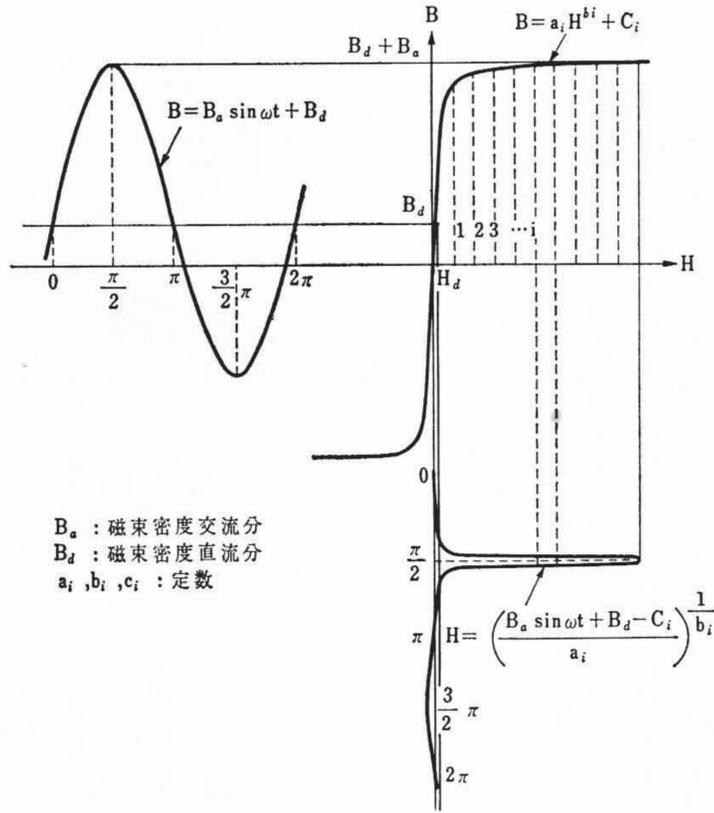


図8 鉄心の直流偏磁と励磁電流

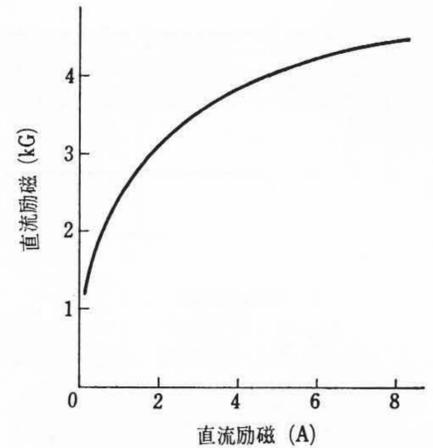


図9 偏磁量計算値

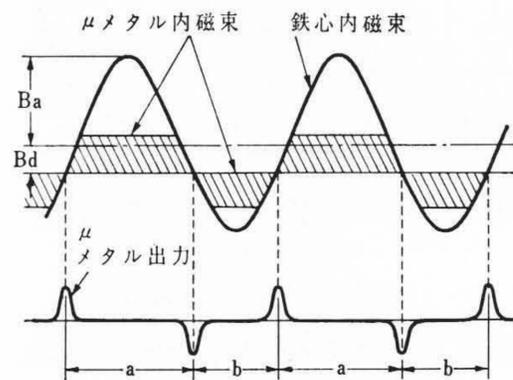


図10 偏磁量測定法

って, 定常状態では直流巻線に流入した直流電流により鉄心は直流励磁される。

前述したような直流励磁があった場合, 鉄心は偏磁を生じ飽和するので偏磁量を知る必要がある。図8のように偏磁量 B_d を仮定すると, 鉄心の B-H 曲線から励磁電流が計算できる。この励磁電流は交流巻線に流れる交流の励磁電流と直流巻線に流れる直流分電流との和になっているので, この電流の平均値を求めれば直流分電流 H_d が偏磁量 B_d の関数として得られる。

$$B_a \sin \omega t + B_d = a_i H^{b_i} + C_i, \quad H_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H \omega t$$

とし図7のように小区間に分割し, 各区間で B-H 曲線を指数関数に近似し, HITAC-5020 により本器について求めた偏磁量-直流電流の関係を示すと図9のようになる。これから本器は最悪条件で約 4 kG の偏磁を生ずることがわかる⁽³⁾。

2.3.3 偏磁量の測定

直流励磁に対する鉄心の直流偏磁の測定はかなり困難な技術であり, 実施された例をみない。本変圧器では鉄心に μ メタル (78% Ni パーマロイ) をはり付け, μ メタルを通る磁束により偏磁量を測定した。

すなわち図10のように, 鉄心内に直流分磁束がある場合には μ メタルに巻回したコイル出力電圧パルス間隔は不平等となる。

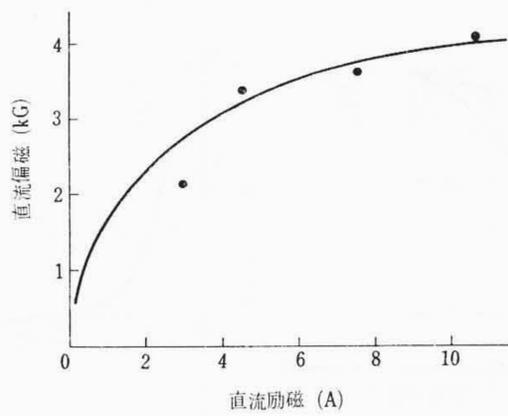


図 11 偏磁量実測値

この間隔から $B_d = B_a \sin \pi(a-b)/2(a+b)$ により偏磁量の算定ができる。(これは $B(\omega t) = B_a \sin(\omega t + \varphi) + B_d$ において $B(0) = 0$, $B(a/a+b \times 2n) = 0$ から得られる。)

図 11 は本変換装置零力率試験時に強制的に制御角不ぞろいを起こして測定した偏磁量-直流電流特性を示したものである。若干の測定誤差はあるが計算偏磁量に近い実測値を得た⁽⁴⁾。

なお本試験は零力率試験時に行なったので、騒音増加のほかに高調波の漏れ磁束成分および直流励磁による局部温度上昇が考えられたが、騒音はタンク、防音壁でじゅうぶん阻止されていること、鉄心締付金具の局部温度上昇は数度以下に抑制されていることを確認した。

2.4 高調波電流と損失の増加

3相ブリッジで変換器を構成するため負荷電流には $6m \pm 1$ ($m=1, 2, 3, \dots$) 次調波の高調波電流を含むことになり、電力用変圧器と比べ漂遊負荷損が大きくなる。したがって冷却設計のみならず、タンク・内部金具の局部過熱抑制にじゅうぶん考慮を払う必要がある。日立製作所は従来より漂遊負荷損の定量的把握(はあく)と抑制について鋭意検討を進めており、本変圧器もこの技術を駆使して製作されたものである。

本変換装置は前述のように、零力率運転, back to back 運転, 50—60 Hz 系統連系運転などを行なうが、このうち零力率運転は、高調波含有率が最も高く漂遊負荷損増加が最大である。

表 2, 表 3 は零力率運転および定格制御角運転時の電流の高調波の大きさを直流巻線定格電流に対する比率で示したものである。

本変圧器の漂遊負荷損はこの高調波により増加し、零力率運転時には 60 Hz の場合の約 3.3 倍、定格制御角運転時には約 1.8 倍となる。

一方、局部温度上昇も損失に伴い増大し、特に周波数の 2 乗に比例して漂遊負荷損が増加するところでは、零力率運転時 4.3 倍になるので、この抑制が重要な問題となるが、これに対しシールド, 材質, 構造の選定などにより、前述のように零力率運転時にもタンク, 中身金具などの温度上昇はいずれも数度と問題ない値に抑制された。

2.5 そのほか

2.5.1 主変圧器試験結果

(1) 交流コロナ試験

前述のように、本器の直流巻線には 160 kV 30 分のコロナ試験が指定されたが、交流巻線 222 kV ($=275/\sqrt{3} \times 1.4$) 直流巻線 160 kV を同時に誘導法により試験し、周囲, 電源などと等しく 3.2 μ V (19.5 pc) と好結果を得た。

(2) 直流耐圧試験

直流巻線に ± 225 kV 30 分印加したが、油中マイクロフォンによる観測の結果、油中コロナ・フリーであった。

(3) インピーダンス測定

最高, 定格, 最低タップにて各 20.3%, 19.6%, 19.7% と仕様を

表 2 定格電流に対する高調波電流 (零力率運転時)

調波	1	5	7	11	13	17	19	23	25
含有率 (%)	96.2	18.6	12.8	7.1	5.5	3.1	2.5	1.2	0.5

表 3 定格電流に対する高調波電流 (定格制御角)

調波	1	5	7	11	13	17	19	23	25
含有率 (%)	95.5	16.4	9.9	3.2	1.7	0.7	0.7	0.8	0.8

表 4 直流リアクトル仕様

形式	屋外用送油風冷式鉄心形	
規格	連 続	
定格直流電圧	125 kV	
定格直流電流	300 A	
インダクタンス	300 A において	0.8~1.2 H
	30 A において	2 ~3 H
衝撃試験電圧	大地間	400 kV
	端子間	
交流試験電圧	230 kV	1 分間
	160 kV	30 分間
	(コロナ試験)	
直流試験電圧	225 kV	30 分間
開閉サージ	100×300 μ s	400 kV 一端印加, 他端接地, 各 10 回

満足, かつタップによる変動はじゅうぶん抑制された。

(4) 移行電圧測定

直流側の急峻(しゅん)波, 過電圧を抑制する意味で, 変圧器直流巻線側への移行電圧を押えることが必要となるが, 工場における等価試験と現地試験時の値は一致し, じゅうぶん低い値に抑制されていることを確認した。

2.5.2 付属品

直流励磁による騒音増加を考慮して本器には防音壁を付けた。ブッシングとしては交流, 直流両電圧に良好な特性を持つ油浸紙コンデンサブッシングを使用し, 負荷時タップ切換器には日立標準の LR-K 形を付属している。本切換器は電流定格上, 短絡電流をも切換可能である。

3. 直流リアクトル

3.1 仕様

本器は 3 相ブリッジからなる 37.5 MW サイリスタ交直変換装置用直流リアクトルであり, おもな仕様は表 4 に示すとおりである。

また, 図 12 は本器の外観を示したものである。

3.2 鉄心形構造

リアクトルの構造には一般に空心形と鉄心形とがある。前者が直線性のインダクタンス特性となるのに対し, 後者は鉄心の断面積および空隙長の値を適当な値とすることにより電流が大きくなるに従いインダクタンスが小さくなる, いわゆる飽和形の非直線性のインダクタンス特性とすることができる。直流送電用リアクトルのインダクタンスは定格時における値と最小負荷時における値との 2 点で与えられる場合が多く, 最小負荷限界時において電流が断続しないという条件から一般にここでより大きな値を必要とする。このため空心形より鉄心形のほうが適した構造となる。したがって鉄心形を採用しセンターコアタイプとした。

3.3 インダクタンス

鉄心形リアクトルのインダクタンスは巻線の巻回数を N , 鉄心の

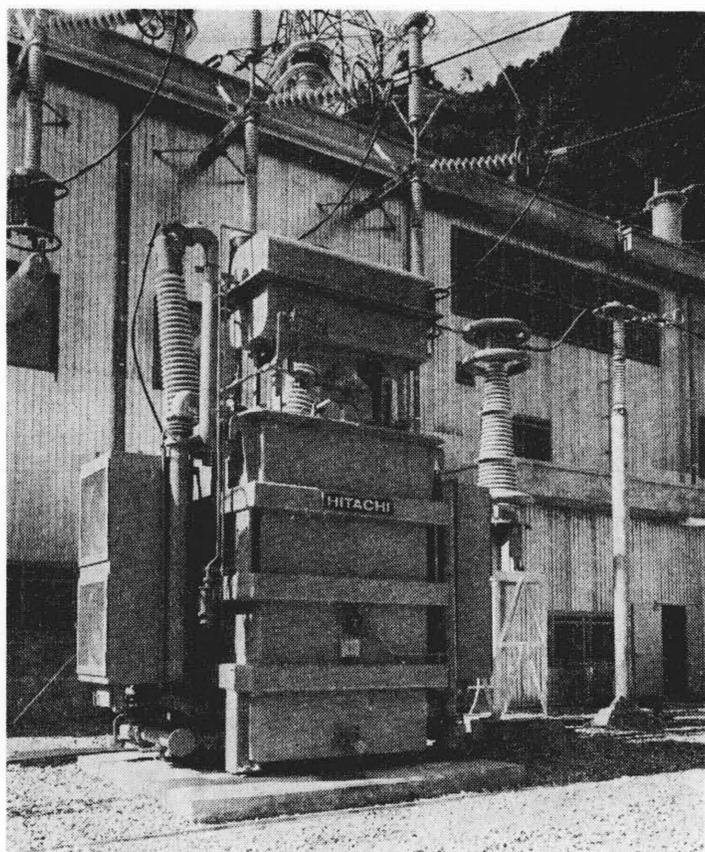


図12 直流リアクトル

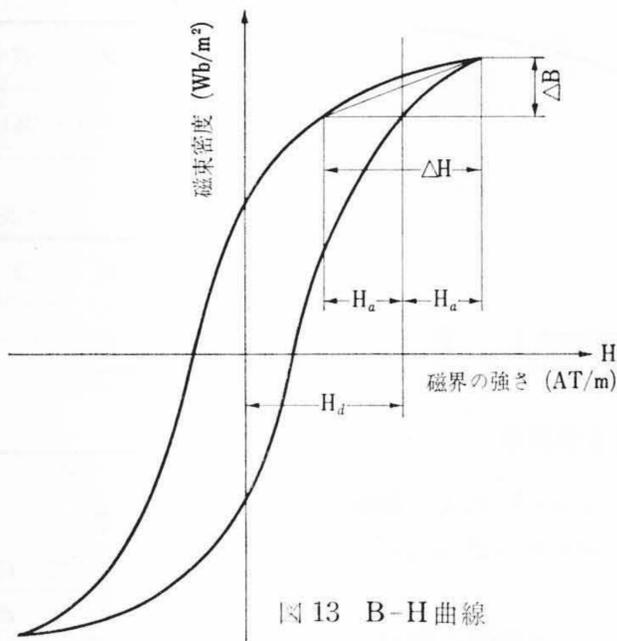


図13 B-H曲線

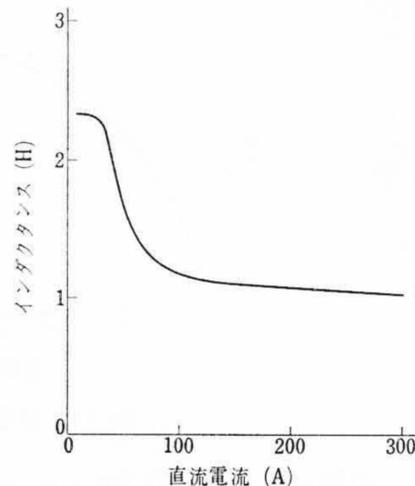


図14 インダクタンス-電流特性

84.5度, $u=11$ 度となる。このときの高調波成分を分析し、内部構造および材料の検討を行なって高調波電流による損失の低減を図った。表5は $\alpha=84.5$ 度, $u=11$ 度における高調波電流の定格直流電流300Aに対する含有率である。

3.5 直流磁界

主脚鉄心が磁氣的に飽和しても継鉄および補助脚鉄心は飽和しない構造とするとともに、さらに磁界計算を行なってタンク壁の一部に磁気シールドを取り付けて、直流磁界が外部にもれないように配慮した。

3.6 絶縁強度

直流リアクトルは直流主回路に接続されるので直流電圧は主変圧器より過酷となる。このため直流耐圧には特に留意し、モデルを製作して検討した。主絶縁には直流耐圧を考慮して、特に直流電圧の極性反転直後の電界強度を検討して信頼度の高い絶縁構造とした。さらに、衝撃試験電圧は400kVであるが交流試験電圧230kV 1分間は100号相当絶縁である。また交流試験電圧160kV 30分間印加のコロナ試験は一般の100号相当のものに比べて高い絶縁仕様であり、このため絶縁構造に特別の考慮を払った。

3.7 試験結果

インダクタンス測定、損失測定、温度試験、絶縁試験、振動、騒音測定などの単体試験を実施し、いずれも仕様を満足することを確認したのち、主変圧器、サイリスタバルブなどと組み合わせて零力率試験を行ない温度上昇値、振動、騒音を測定したが、いずれも所期の仕様をじゅうぶん満足する結果が得られた。

3.7.1 インダクタンス測定

インダクタンスの測定は空心形の標準リアクトルを用いて比較法で行なわれた。定格直流電流300Aにおいて1.03H, 最小負荷電流30Aにおいて2.31Hとなり仕様を満足している。インダクタンス-電流特性は図14に示すとおりである。

3.7.2 磁界測定

定格直流電流300A通電時のタンク壁におけるタンク外部への直流磁界の漏れは最大のところでも10 Gauss以下であった。

3.7.3 騒音測定

零力率試験時に測定した騒音値は制御角81度, 直流電流301Aにおいて76ホンと良好な結果を得た。

3.7.4 絶縁試験

絶縁試験を仕様どおり実施したのち、安全を確認するため衝撃試験電圧のみ仕様値をこえる550kVを印加したが異常は認められなかった。また、コロナレベルは交流、直流ともに低く、有害コロナは認められなかった。

表5 定格直流電流に対する高調波電流 (基本周波数 60 Hz)

含有率 インダクタンス	調波	調波次数							
		6	12	18	24	30	36	42	48
定格直流電流 300A に対する割合 (%)	0.8 H	7.90	0.95	0.155	0.337	0.348	0.238	0.116	0.015
	2 H	3.16	0.38	0.062	0.135	0.139	0.095	0.046	0.006

断面積を S (m²), 鉄心の磁路長を l (m), 空隙長を l_g (m), 真空の透磁率を μ_0 , 鉄心の比透磁率を μ とすれば、交流磁界のみの場合には次式で表わされる。

$$L = \frac{\mu_0 S N^2}{l/\mu + l_g} \quad (\text{H}) \quad \dots\dots\dots (7)$$

これに対して交流に直流が重畳されている場合には、鉄心の比透磁率 μ が変分比透磁率 μ_d となり次式で表わされる。

$$L = \frac{\mu_0 S N^2}{l/\mu_d + l_g} \quad (\text{H}) \quad \dots\dots\dots (8)$$

図13に示すB-H曲線において直流の磁界の強さを H_a , 交流の磁界の強さの振幅を H_a とすると合成した磁界の強さは $H_a + H_a \sin \theta$ として表わされ、 $\Delta H (=2H_a)$ の範囲内で、磁束密度も ΔB の範囲内で脈動する。このときの交流の磁界の強さに対する変分比透磁率は $\mu_d = \Delta B / \Delta H \cdot \mu_0$ として得られる。

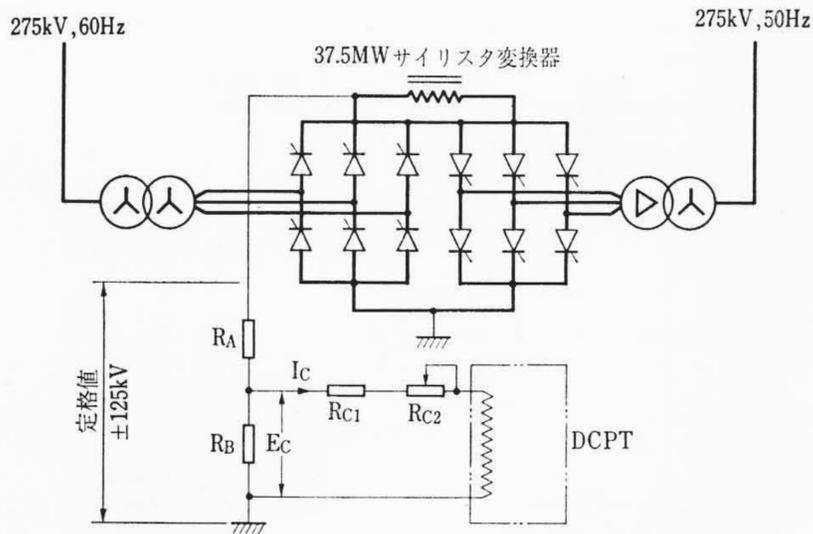
鉄心形リアクトルは空隙部で漏れ磁束が発生して磁気抵抗が変化する。したがって計算式で求めたインダクタンス値を補正する必要があり、これは空隙の諸元から計算と実験により得ている。

定格直流電流300A通電時には主脚鉄心は完全に磁氣的に飽和するが、最小負荷電流30Aではまだ飽和領域にはいらないように主脚鉄心の断面積および空隙長を決定した。さらに実器の5分の1の等価縮小モデルを製作して、インダクタンス-電流特性を求め、鉄心の飽和特性を検討した。

3.4 高調波電流

高調波電圧は制御角 α と重なり角 u との関数として得られ、この高調波電圧より高調波電流が求められる。ただし、高調波は $6m$ ($m=1, 2, 3, \dots$) 次である。高調波は重なり角 u の減小にともない増加し、零力率運転時においてもっとも大きな値となる。

零力率運転時には主変圧器のインピーダンスを考慮すれば $\alpha =$



- EC: 制御電圧 (定格値 ±4.75 V)
- IC: 制御電流 (定格値 ±0.5 mA)
- RA: 分圧抵抗 (12.5 MΩ, 700 ppm/°C)
- RB: 分圧抵抗 (500 Ω, 700 ppm/°C)
- RC1: 制御回路抵抗 (9 kΩ, 25 ppm/°C)
- RC2: 制御回路抵抗 (400 Ω, 50 ppm/°C)

図 15 サイリスタ変換装置の概略図

4. 計器用直流変圧器

本変換装置の直流出力電圧測定および制御用に定格変成比 ±125 kV/±4 V の計器用直流変圧器 (DCPT) を製作した。

本器仕様中, 制御巻線と大地間絶縁強度は 10 号, 定格制御電流は ±0.5 mA と小さく, 精度は主回路電圧の 150% まで, 交流電源電圧 ±10%, 周波数 ±4 Hz, 周囲温度 -5~50°C の使用条件を総合して ±1% 以内, 応答時間は 0.1 秒以内と, 絶縁, 精度など従来のものに比べかなり高度の性能が要求された。

制御入力は, 一般に主回路電圧を直列インピーダンスを介して直接制御巻線に加え, 入力電圧をできるだけ大きくすることが即応性, 精度などの点で好ましいが, 今回は主回路が高電圧であるので装置の大形化をさげ, 図 15 に示すように主回路電圧を抵抗で数ボルト程度に分圧し制御入力とした。

以上の制御条件から, 本器のおもな仕様は次のとおりである。

- (1) 定格変成比 ±125 kV/±4 V (図 16 参照)
- (2) 定格制御入力 ±4.75 V (±0.5 mA)/±125 kV
- (3) 制御入力波形 三相 60 Hz 全波整流波形, 制御角 10~170 度
- (4) 精度 非直線誤差も含め定格電圧の 150% まで ±1% 以内
- (5) 負荷抵抗 50 kΩ
- (6) 出力リップル ±20 V 以内
- (7) 応答時間 0.1 秒以内
- (8) 絶縁強度 制御巻線-大地間 10 号, 低圧回路巻線-大地間 2 kV, 1 分間
- (9) 周囲温度 -5~50°C
- (10) DCPT 用交流電源 200 V (±10%), 50 Hz (±4 Hz)

正負両極性の対称な特性を得るには, 可飽和リアクトルよりも自己帰還形磁気増幅器 (MA) を用い, プッシュプル方式とするのが適当と考えられる。

自己帰還形磁気増幅器 (MA) の制御特性は帰還用整流器の整流率が 1 の場合, 実験的に次式が成立する。

$$E_0 = A_{VH} (N_c I_c + N_L I_{Lo}) \dots\dots\dots (9)$$

ここに, E_0 : MA の出力電圧

A_{VH} : 制御起磁力に対する出力電圧の増幅度

N_c : 制御巻線巻数 N_L : 出力巻線巻数

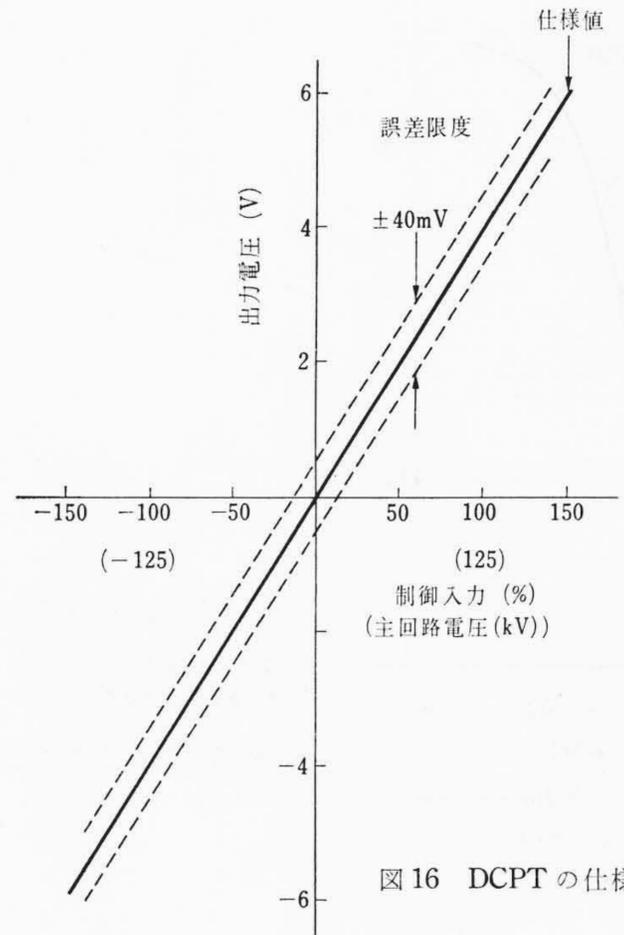


図 16 DCPT の仕様上の特性

I_c : 制御電流 I_{Lo} : 励磁電流

E_0 の変動は主として励磁起磁力の変動 $\Delta(N_L I_{Lo})$ により生ずると考えられ (9) 式より

$$\Delta E_0 = A_{VH} \Delta(N_L I_{Lo}) \dots\dots\dots (10)$$

E_0 の定格値 E_{OR} に対して所要の精度 1% を満足するためには

$$\frac{\Delta E_0}{E_{OR}} = \frac{A_{VH} \Delta(N_L I_{Lo})}{E_{OR}} \leq 0.01 \dots\dots\dots (11)$$

出力電圧が E_{OR} だけ変化するのに必要な制御電流変化の定格値を I_{CR} とすれば, (9) 式より

$$N_c = \frac{E_{OR}}{A_{VH} \cdot I_{CR}} \dots\dots\dots (12)$$

(11), (12) 式より

$$N_c \geq \frac{\Delta(N_c I_{Lo})}{0.01 \cdot I_{CR}} \dots\dots\dots (13)$$

を満足するように N_c を選ぶ必要がある。

(13) 式における $\Delta(N_c \cdot I_{Lo})$ はプッシュプル方式とすることにより 2 個の MA で相殺される。

プッシュプル MA では突合せ電圧 E_{00} は図 17 に示すように, 各 MA の使用範囲の midpoint に設定する必要があるため図 18 に示す構成を採用した。本構成によれば, バイアス電源は不要であり, 2 個の MA のバイアス起磁力の不平等による精度の低下などもないように, 装置自体が簡素になる。

本構成では所要のバイアス起磁力は帰還巻線により与えられる。すなわち, $I_c = 0$ における負荷電圧すなわち突合せ電圧が等しいとすれば, E_{01} は MA1 の帰還巻線 N_f , バイアス抵抗 R_{fB1} を通り MA1 のみにバイアス起磁力として作用する。MA2 についても同様である。

出力 E_{0T} は MA1, MA2 の N_f および帰還抵抗 R_f を通り MA1, 2 に負帰還され DCPT の増幅度を決定する。

制御巻線と大地 (実際には出力巻線・帰還巻線などの低圧回路巻線) 間の絶縁には固体絶縁油含浸方式を用い, 制御巻線に必要な窓面積の確保と作業性の向上のため, MA の内側と外側に所要の厚みを有する絶縁紙円筒をそう入し, 両端を重ね合わせる方式を採用している。

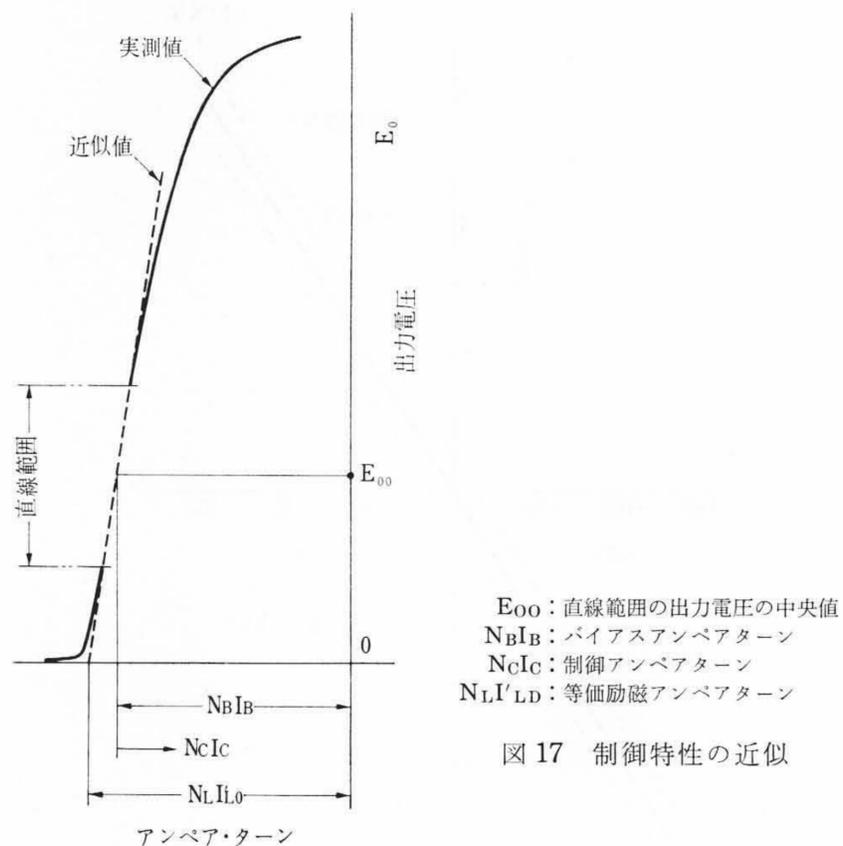
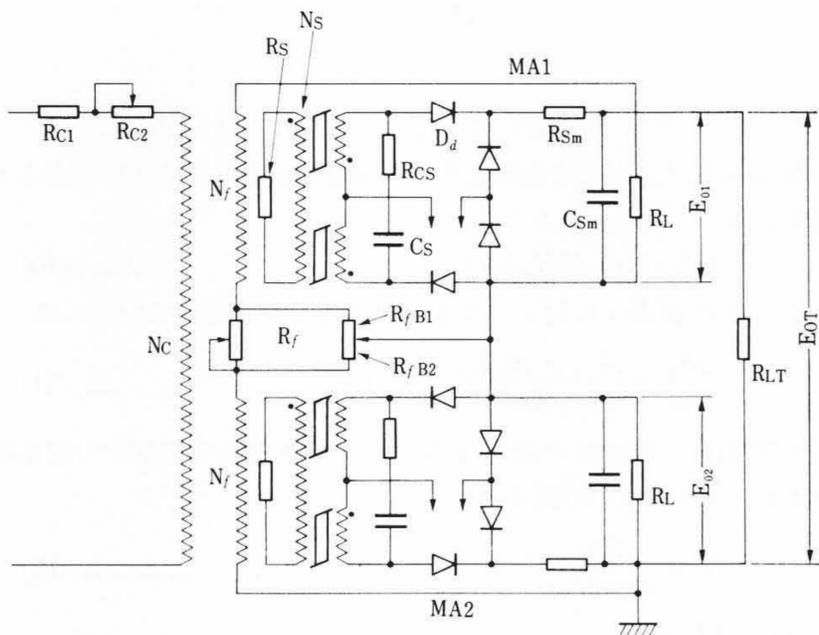


図 17 制御特性の近似



E_{0T} : DC PT の出力電圧
 N_c : 制御巻線
 N_f : フィードバック巻線
 N_s : 短絡回路巻線
 R_f : フィードバック抵抗
 R_{fB1} : MA1 のバイアス抵抗
 R_{fB2} : MA2 のバイアス抵抗
 R_{LT} : DC PT の負荷抵抗
 R_s : 短絡回路抵抗

図 18 プッシュプル DCPT の回路図

5. 計器用直流変流器

本変換器直流主回路電源測定および制御用に定格変成比 DC 300 A/AC 0.1 A の計器用直流変流器 (DCCT) を製作した。

可飽和リアクトル式 DCCT は、直流電流測定、電流制御装置の構成要素として広く用いられている。これはじゅうぶん拘束磁化状態で使用すれば、単に平均値のみならず瞬時値をもかなり良く検出できる。図 19 はその結線図である。DCCT は大電流を小電流に変換するものであるから、交流巻線 N_{2a} , N_{2b} に比べ、直流巻線 N_{1a} , N_{1b} の巻回数はきわめて少ない。しかも直流巻線に流れる被測定電流はじゅうぶん強力な電源から供給されるので、被測定電流は DCCT の交流電源から直流巻線側に誘導される偶数調波電圧の影響はほとんど受けない。すなわち、DCCT はいわゆる完全な拘束状態で動作すると考えてさしつかえない。

鉄心を理想的角形とすると拘束磁化状態にある DCCT の動作は、交流電源半サイクルごとに 2 個の鉄心は交互に非飽和状態となる。

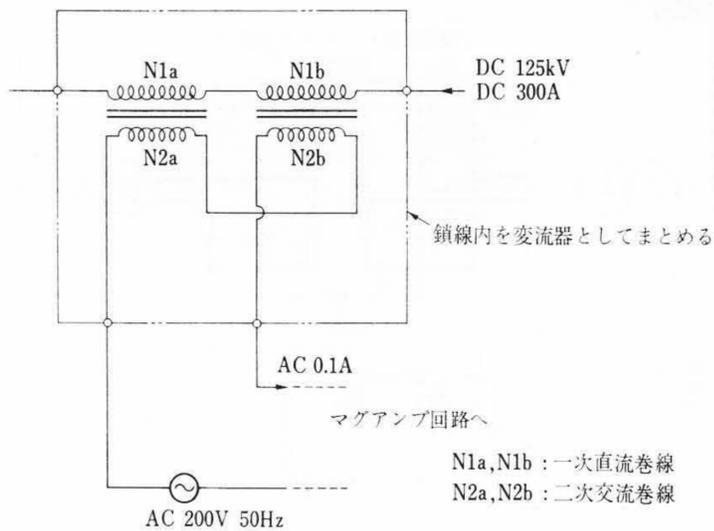


図 19 DCCT 結線図

そして非飽和鉄心の変流器作用により、被測定電流 i_c と出力電流 i_a の間に、 $N_a i_a = N_c i_c$ なる瞬時的等アンペアターンの関係が成立する。このように鉄心の磁気特性を理想的角形とすれば、理論的には瞬時値が検出できる。しかし、実際の鉄心には必ずヒステリシスがあり、飽和後の残留インダクタンスも零ではない。結局、実際の DCCT では鉄心の磁気特性から、交流電流 i_a を整流して得られる直流出力電流 $|i_a|$ は励磁電流誤差とスリット誤差が生ずる。これらに対しては、磁化力の小さい鉄心を用いることにより励磁電流誤差はほとんど無視できる程度に小さくなる。

今回の DCCT は、構造的にはコロナ開始電圧の高い、耐震強度の強い構造で、運転時の温度上昇と直流異常電圧印加時の抵抗分圧分布により、電界の集中に対して絶縁物の強度を高める方式としてある。

この DCCT の変成比は定格電流 (20~100% の範囲にわたって) で $\pm 1.5\%$ 以下、過渡応答特性は 1 ms 以下であった。

6. 結 言

サイリスタ変換装置は好調に運転されており、その間実施された零力率試験、直流偏磁試験など、非常に過酷な試験にも設計目標どおりの特性を発揮し、以上述べてきた技術的諸問題に対する検討の妥当性を裏付けた。

最後に、本開発にあたりご指導いただいたプロジェクト分科会、サイリスタ試験研究委員会および現地据付・測定でご協力をいただいた電源開発株式会社に深く感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) 加子, 高橋ほか: 電学東支大 No.152 (昭45)
- (2) 加子, 高橋ほか: 電学全大 No.145 (昭46)
- (3) 加子, 高橋ほか: 電学全大 No.607 (昭46)
- (4) 岡ほか: 電学全大 No.622 (昭46)
- (5) 須藤ほか: 電学全大 No.584 (昭46)
- (6) E. B. Gänger: PAS 10, 1968, p.1840
- (7) E. B. Gängerほか: 14-69 (SC) 33, CIGRE S.C. 14, 5, 1969, USSR
- (8) U. Kull: B.B. Rev 4, 5, 1968, p.215
- (9) G. Maierほか: B.B. Rev 5, 1969, p.246
- (10) 島, 小田切: 高電位絶縁用高精度磁気増幅器; 昭和42年電気4学会連合大会論文集 No.2469 (昭42-4)
- (11) 島, 小野田: 励磁電流特性と磁気増幅器特性の関係; 電気学会非線形磁気応用専門委員会資料, No. NM-42-8 (昭42-8)
- (12) 木脇, 大窪, 池本: 高圧サイリスタ変換装置用 DCPT; 日本自動制御協会第14期通常総会学術講演会論文集 No.224
- (13) R. M. Hubbard: An Operational-Type Magnetic Amplifier for Airborne Servo-Control Systems; T. A. I. E. E., Pt. I, Vol. 73, pp. 425~430 (1954)