

電源開発佐久間周波数変換所 368 MVA, 353 MVA 変圧器

田村良平*・坂田邦寿*

368 MVA, 353 MVA Transformers for Sakuma Frequency Converter Station of the Electric Power Development Co.

Itami Works Ryōhei TAMURA・Kunikazu SAKATA

In 1958 3,000 kW 20 kV DC transmission equipment was manufactured by Mitsubishi and supplied to connect Kyūshū Takero Substation to Futago Substation of the Mitsubishi Mining Co. Takashima mine. Only actual results of commercial operation with regard to DC transmission were made available there. But it is a matter of regret that the engineering achievement on the DC transmission has been left, neglected since then. In the meantime increase of recent power demand has come to dictate the tying of the power systems of different frequency from the viewpoint of the business operation in a broad range. This has resulted in the installation of frequency converters by the Electric Power Development Company at the site of Sakuma. Transformers to be used for the purpose have been manufactured by Mitsubishi, being of unparalleled capacity in the world.

1. ま え が き

1954年にスウェーデン、A.S.E.A社によってゴットランド島と本土間に20 MW, 100 kV 直流送電が開始されて以来10年以上経過したが、この間直流送電の特長、利点、経済性をいかに生かすかの研究が欧州大陸を主体に続けられてきた。

この間、直流送電の送電能力、直流電圧はしだいに増大してきており、本年当初営業運転に入ると報ぜられるニュージーランド系統では600 MW, ± 250 kVに達し、また最近実施計画の決定を見た米国太平洋南北連系では実に1,350 MW, ± 375 kVにも及ぶものと報告されている。

ひるがえってわが国内の状況を見るに、一時うわさのぼった離島開発としての屋久島計画は影をひそめ、ただ営業実績として当社が行なった高島直流送電⁽¹⁾ 3,000 kW 20 kVがあるのみであるが、これも試験送電にとどまったにすぎなかった。しかしながら国内需要の急速な発展に伴い、電力系統の広域運営という観点から異周波系統の直接連系についての検討は依然続けられ、ついに電源開発株式会社により佐久間発電所に近接して300 MW, 2×125 kV 佐久間周波数変換所建設が決定されると同時に、当社はその主変圧器を製作することに決定した。

佐久間周波数変換所納め変圧器は整流器用変圧器として、容量、電圧ともに国内はもちろん国外にもその例を見ないものであり、その設計、製作にあたってはまず、A.S.E.A社におもむいて詳細仕様の打ち合わせを行なったことはもちろん、社内においてはいろいろのモデル実験を行なって設計、製作の資料とした。以下完成納入された主変圧器についての特長を述べて大方の参考にする。

2. 仕 様

主変圧器の仕様は表2.1に示すとおりであるが、次の諸点は仕様上とくに変った点である。すなわち、直流巻線定格電圧に対してB.I.Lは2段上の750 kV（一端印加のみ）と指定され、さらに直流電圧耐圧、225 kV 30分印加が仕様されている。これは

表 2.1 主変圧器定格

		50 c/s 用		60 c/s 用	
形 式		外鉄形特別三相 送油水冷式 MR 形 LRT 付			
電 圧	交流側	275 kV±11%			
	直流側	104 kV(人)	104 kV(△)	108.3 kV(人)	108.3 kV(△)
絶縁階級	交流側	1,050 kV (中性点 200 kV)			
	直流側	750 kV (直流 225 kV 30 min)			
容 量		353 MVA(176.5 MVA×2)		368 MVA(184 MVA×2)	
% ×		13.3		17.9	

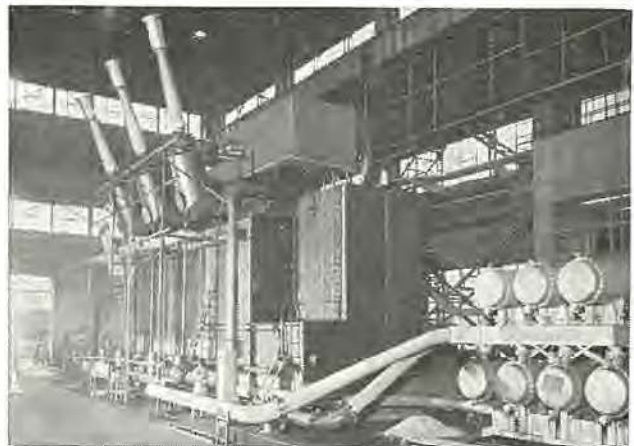


図 2.1 3 ϕ , 60 c/s, 372.5 MVA 主変圧器外観
Fig. 2.1 Special 3 phase 60c/s 372.5 MVA transformer.

整流器回路の動作上、直流巻線の主絶縁にはつねに線間電圧が加圧される（電力用変圧器では常規対地電圧は線間電圧の $1/\sqrt{3}$ ）ことと、整流回路の転流現象あるいはアーク切れ時の巻線に誘起される電圧が電力用変圧器に比べかなり過酷なためと考えられる。また直流巻線のインパルス試験が一端印加のみになっているのもサージ的異常電圧の侵入について3線一括のケースを考慮する必要がないと判断したことによる。

また50, 60 c/sを問わず直流出力電圧は同一であるにもかかわらず% $\times$ が異なるのは佐久間周波数変換所に連系される佐久間

東西幹線の $\% \times$ の差異を主変圧器の $\% \times$ で調整したものである。

直流電圧の調整のためと、275 kV 側電圧変動に対応するためには負荷時電圧調整器付となっているが、交流巻線中性点側にタップコイルを設けて直接切換とする方式とし、負荷時タップ切換器は、MR 形 F-1200A 用を採用、後述する巻線の都合上一相 2 極計 6 台を使用している。

また主変圧器は騒音対策の都合上屋内設置であるため、建家寸法縮小をはかる必要があり交流側のみエレファント式を採用した。

3. 変圧器設計上の特長

超高压、大容量器であると同時に、整流器用変圧器としての性能も兼ね備える必要があり、従来国内における整流器用変圧器の容量が高々 20 MVA 程度であったことを考えるとこの変圧器の設計、製作はこの点で一大革新であった。

そのため設計、工作、材料の面でも多大の苦心をはらった。以下具体的に変圧器のいろいろな特長について述べる。

3.1 絶縁構成

図 3.1 (b) に示す絶縁構成は従来の超高压、大容量外鉄形変圧器の標準的なものであるが、今回の場合は同図 (a) に示すような鼓形配置を採用し、直流巻線を高压交流巻線の中央にはさみ込む方式とした。この特長としては交直流巻線間、交流巻線接地群一鉄心間のいわゆる主絶縁寸法の総和が標準構造の同図 (b) の場合に比べて 70% 程度まで小さくすることが可能となり、また交流巻線路端近傍の電界集中は標準構造の場合に比べてはるかに総和され、事実線路端主絶縁寸法も標準構造のときの 85% にまで縮小が可能となった。

また直流巻線を交流巻線間にはめ込んだことは直流巻線一大地内の静電容量を小さくすることができ、ダンピング回路そのほかの直流回路の設計に好都合な結果をもたらすこととなった。

これら特長は外鉄形変圧器の設計の自由度がきわめて高いことを示すもので注目値する。

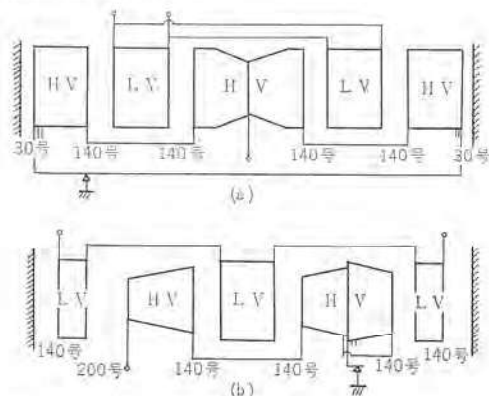


図 3.1 コイル配置 Fig. 3.1 Coil arrangement.

3.2 巻線配置と鉄心構造

当初変圧器は 60 c/s 用 184 MVA 2 台、50 c/s 用 176.5 MVA 2 台計 4 台で計画されたものであるが、変換所敷地が非常にせまいので、主変圧器の据付面積を少なくすると同時に、交流側結線を簡素化すること、変圧器自体の経済性をはかるために最終的には 50、60 c/s 用それぞれ 1 台とすることになった。

ここで問題は整流回路の相数であるが、一般に整流器用変圧器の交流側線路電流は γ 形波状をなし、電力回路の正弦波形とは大

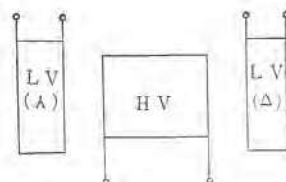


図 3.2 コイル配置
Fig. 3.2
Coil arrangement.

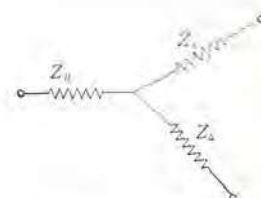


図 3.3 等価回路
Fig. 3.3
Equivalent network.

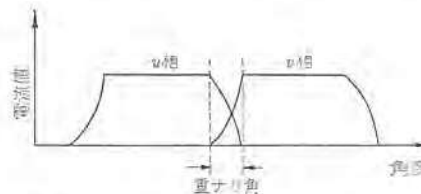


図 3.4 転流説明図 (u, v 相間転流)
Fig. 3.4 Current wave form of rectifier.

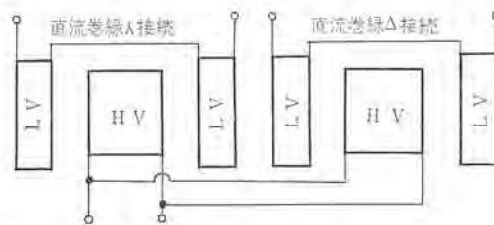


図 3.5 コイル配置 Fig. 3.5 Coil arrangement.

幅に異なるが、整流回路の相数がふえるほどますます正弦波に近づいて行くことになる。このため佐久間周波数変換所でもいわゆる組み合わせ 12 相方式が採用されている。

すなわち主変圧器の直流巻線をそれぞれ Δ 結線とする必要がある。今普通の鉄心構造で図 3.2 のような巻線配置をしたとすると、これは 3 巻線変圧器であるから各巻線のインピーダンスは図 3.3 のような等価回路で表わすことができる。

ここで整流器が転流を起こす場合を考える。整流器の転流というのは図 3.4 のように今まで通電していた整流器はしだいに電流を減じ、次の整流器は逆に電流を増加して行く。この電流増減を物理的に考えると電流の変化は変圧器のリアクタンスのために、ある一定値から瞬間的に 0 値に、また 0 値からある一定値に飛躍することができない。すなわちこの転流期間中のみ変圧器のリアクタンスが整流回路にいろいろな意義をもってくることになる。(こういう意味から整流器用変圧器では電力用変圧器のリアクタンスと別の呼び方をしているが、これがすなわち転流リアクタンスと考えればよい。)

今上述のように Δ 巻線が転流した場合 $Z_H \approx 0$ であれば Δ 巻線は転流していなくても、 Δ 巻線の転流時の電流により電圧変動を受ける。 Z_H が負であれば Δ 巻線電圧は無負荷電圧より大きくなり、 Z_H が正であれば逆に無負荷電圧より小となる。電圧変動がまったくないようにするためには $Z_H = 0$ の条件が満足されればよい。このため変圧器の巻線は図 3.5 に示すような配置として、 Δ 群間に磁気シャハイを行なった。これは原理的には下式で示すように、 Δ 直流巻線間のインピーダンスを、各群交直流巻線間インピーダンスの総和に等しくしたことで、分離された交流巻線のインピーダンスを 0 にしたことにはかならない。

$$Z_1 = \frac{Z_{12} + Z_{13} - Z_{23}}{2}$$

ここで $Z_{12}=Z_{13} \therefore Z_{12}+Z_{13}=2Z_{12}$
 また各群の直流巻線間には直接的電磁結合がないので
 $Z_{23}=2Z_{12}=2Z_{13}$
 $\therefore Z_1=0$

ただし Z_1 : 分離された交流巻線 インピーダンス
 Z_{12}, Z_{13} : 人, Δ 群の交直流巻線間 インピーダンス
 Z_{23} : 人, Δ 群の直線巻線間 インピーダンス

なお上記磁気シナヘイ用鉄心は主磁束に対しては考慮する必要がなく漏れ磁束に対してのみ寸法を決定すればよい。したがって2台の変圧器を同一タンクに納めた場合に比べて重量、寸法とも小さくて済みそれだけ経済的となった。

3.3 直流励磁⁽²⁾

電力用変圧器と異なり変圧器直流巻線を流れる電流は正弦波とは異なり図3.6のような波形をしている。この場合各サイクルにおける通電期間、最大値などは変圧器に接続される整流器の特性、すなわちアークドロップ、点弧位相の不ぞろいのために不平衡になることがあり、また整流器用変圧器の直流巻線が整流器を通して直列に接続されて、しかも直流側相数が組み合わせ12相(たとえば6相を30度ずらして全体で12相としたような場合)のような場合で脈動電流があるときには変圧器直流巻線電流の1サイクル平均値中には数A程度の直流電流を含むことになる。すなわち直流電流のために変圧器鉄心は直流励磁を受けることになる。この場合の現象は次のように考えることができる。

図3.7のような単相整流回路の電流をそれぞれ i_p, i_s, i_m とする。このときの電流は次のように表わすことができる。

$$i_s = I_s + i_{sr} \quad i_m = I_m + i_{mr} \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

$$i_p = i_s + i_m = I_s + I_m + i_{sr} + i_{mr} \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

ただし, i_{sr}, i_{mr} : 直流巻線電流励磁電流中の交流分

I_s, I_m : " " の直流分

しかしながら整流器用変圧器の交流側にはかならず“交流条件(電流の一周期平均値が0となる)”が成立しなければならない。この交流条件のために式(3.2)中の I_s, I_m 間には次の関係が成立する。

$$I_s = -I_m \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

すなわち励磁電流は直流分を含むことになり、その極性は直流巻線電流中に含まれる直流分と逆方向で大きさが相等しいことに

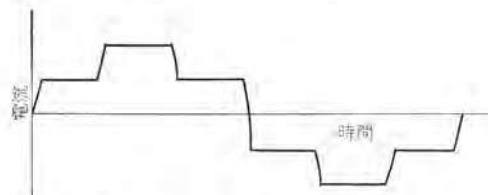


図 3.6 直流巻線電流波形(三角接続)
 Fig. 3.6 Current wave form of DC winding.

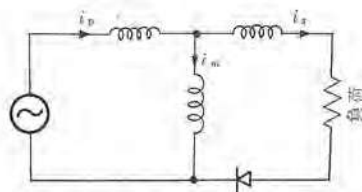


図 3.7 単相整流等価回路
 Fig. 3.7 Single phase rectifying equivalent circuit.

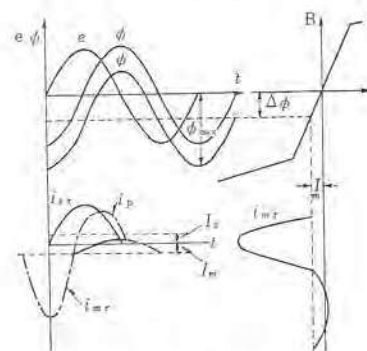


図 3.8 直流励磁を受けた場合の電流波形
 Fig. 3.8 Current wave at DC excitation.

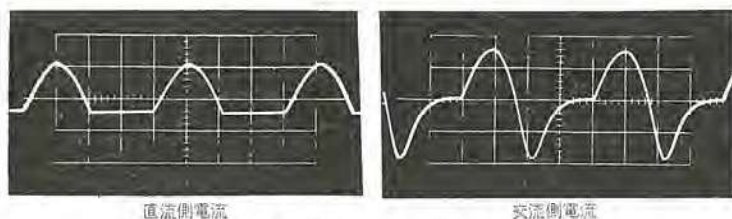


図 3.9 オシログラム波形
 Fig. 3.9 Oscillogram at DC excitation.

なる。これらの関係を図3.8に示す。整流器用変圧器の交流側電流は図中の i_p で示すように直流巻線電流、励磁電流の交流分の和となり、大きく変わいするが、1周期の平均値は0となる。このときの鉄心中の磁束を考えて見るに、上述のように励磁電流中の直流分が整流器用変圧器直流巻線の直流分と等しくなるまで磁束の最大値は一方に 4ϕ だけ変わいし、同図中の ϕ_{max} で示されるものになり、直流励磁を受けないときに比べて 4ϕ だけ大きくなることが分る。(磁束密度も ϕ_{max} に相当する値となる)

これがすなわち鉄心の直流励磁である。図3.9は1 ϕ 2kVA変圧器を使用して半波整流を行なって直流励磁した場合の電流波形をオシロに取ったものの一例であるが、図の i_p の波形ときわめてよく一致していることがわかる。

上述のようにして直流励磁現象が明らかになったので、電子計算機 IBM 7090 を用いて直流励磁した場合の磁束密度の増加を計算した。概略を述べると、周波数、電圧、巻数、鉄心磁路長、同断面積、使用鉄心の磁束密度—励磁電流特性などを INPUT, DATA として変圧器の B-H 曲線、印加電圧による磁束密度の振動曲線(時間曲線)を計算させ、これら二つの曲線よりさきに述べた“励磁電流の平均値と直流巻線電流の直流分とが等しくなるよう”に図3.10の鉄心動作点 ϕ を決定させて、鉄心が直流励磁を受けた場合の磁束の増加を求めた。そしてこの計算結果と2kVA変圧器を用いた実験での磁束密度の増加を比較したが、きわめてよく一致していることが証明され、佐久間納め変圧器の有効なる手がかりとすることができた。

3.4 安定巻線の省略

中性点直接々地系の人/人結線変圧器では第3調波電流の系統への流出を防止するために、変圧器に三次 Δ 巻線を付加するか、人/ Δ に結線した接地変圧器を使うかの二つの方法が一般的な方法である。

鉄心構造の項で述べたように佐久間納め変圧器では人/人側に

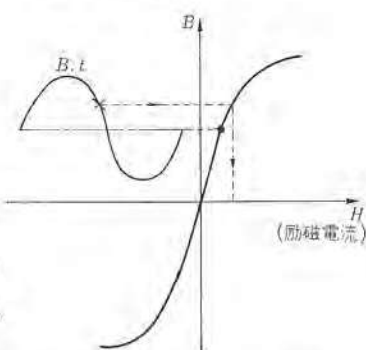


図 3.10 動作点決定説明図
 Fig. 3.10 How to decide the working point of core.

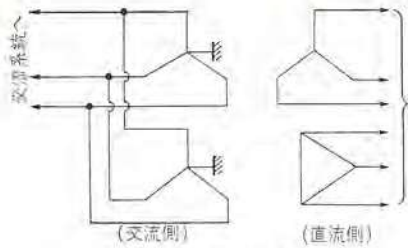


図 3.11 変圧器の接続
Fig. 3.1 Connection diagram.

三次△巻線を省略している。これは人/△側変圧器を前述の人/△接地変圧器と同じ作用を行なわせて、人/人側に三次△巻線を省略したものにほかならない。

今このように人/人、人/△変圧器が接続されたときの第3調波電流の問題がいかなるかを簡単に説明する。

図 3.11 は変圧器の接続を示すものであり、図 3.12 は第3調波電流に対する等価回路を示すものである。図中 S で示したものはすべて第3調波電流発生源であり、これは変圧器鉄心中の磁束に起因するものと考えてよい。

図 3.12 (a) は人/人変圧器の第3調波電流が線路、電源の零相インピーダンスを示し、線路へ流出する第3調波電流 $I_{e\lambda}$ は次のようになる。

$$I_{e\lambda} = \frac{Z_{\Delta}}{Z_{g0} + Z_{e0} + Z_{\Delta}} I_{\lambda}$$

ただし、 Z_{g0} , Z_{e0} , Z_{Δ} : 電源、線路、人/△変圧器の零相インピーダンス

I_{λ} : 人/人変圧器の発生する第3調波電流

また、図 3.12 (b) は人/△変圧器が発生する第3調波電流が、交流巻線、線路、電源より成る零相インピーダンスと△直流巻線の零相インピーダンスに分流することを示し、線路へ流出する第3調波電流 $I_{e\Delta}$ は次のようになる。

$$I_{e\Delta} = \frac{Z_{\Delta 2}}{Z_{g0} + Z_{e0} + Z_{\Delta 1} + Z_{\Delta 2}} I_{\Delta}$$

ただし、 $Z_{\Delta 1}$, $Z_{\Delta 2}$: 交流、直流巻線に分離された零相インピーダンス

I_{Δ} : 人/△変圧器の発生する第3調波電流

結局線路へ流出する第3調波電流は $(I_{e\lambda} + I_{e\Delta})$ となる。

次に人/人変圧器の代わりに人/人/△変圧器を設置したとして、人/△変圧器と並列運転した場合の等価回路を考えると図 3.13 のようになる。図 3.13(a) から次のように考えることができる。すなわち、人/人/△変圧器の第3調波電流は、それぞれ電源、線路、人/△変圧器および人/人/△変圧器の交流巻線の零相インピーダンスの合成値と、人/人/△変圧器の三次巻線の零相インピーダンスにより分流し、この間線路へ流出する分はさらに電源、線路の零相インピーダンスの合成値と交流巻線、人/△変圧器の零相インピーダンスの合成値により分流されたものとなり、線路電流を $I_{e\lambda'}$ とすると、

$$I_{e\lambda'} = \frac{Z_T}{\left\{ \frac{Z_{\Delta}(Z_{g0} + Z_{e0})}{Z_{g0} + Z_{e0} + Z_{\Delta}} + Z_H \right\} + Z_T} I_{\lambda'}$$

ただし、 Z_H , Z_T : 3巻線変圧器として交流巻線、三次巻線に分離された零相インピーダンス

$I_{\lambda'}$: 人/人/△変圧器の発生する第3調波電流

同様に図 3.13 (b) から次のように考えることができる。人/△変圧器の第3調波電流はそれぞれ電源、線路、人/人/△変圧器および人/△変圧器の交流巻線の零相インピーダンスの合成値と、

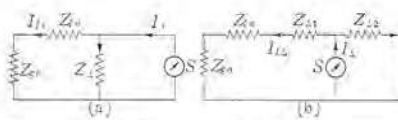


図 3.12 第3調波電流に対する等価回路 (人/人、人/△の組合せ)
Fig. 3.12 Equivalent circuit for the 3rd harmonics.

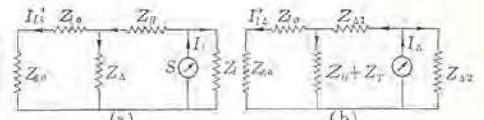


図 3.13 第3調波電流に対する等価回路 (人/人/△、人/△の組合せ)
Fig. 3.13 Equivalent circuit for the 3rd harmonics.

人/△変圧器の直流巻線の零相インピーダンスにより分流し、この間線路へ流出する分はさらに電源、線路の零相インピーダンスの合成値と、人/人/△変圧器の零相インピーダンスにより分流されたものとなる。このときの線路流出分を $I_{e\Delta'}$ とすると、

$$I_{e\Delta'} = \frac{Z_H + Z_T}{Z_{g0} + Z_{e0} + Z_H + Z_T} \times \left\{ \frac{Z_{\Delta 2}}{(Z_{g0} + Z_{e0})(Z_H + Z_T) + Z_{\Delta 1}} + Z_{\Delta 2} \right\} I_{\Delta}$$

この場合、線路へ流出する第3調波電流は $(I_{e\lambda'} + I_{e\Delta'})$ となる。以上述べた第3調波流出の現象、ならびに計算式はすべて単相変圧器を三相結線としてモデル回路により、その妥当性を確認した。これ等の結果に基づき佐久間実系統ならびに主変圧器の実際の値を用いて $(I_{e\lambda} + I_{e\Delta})$, $(I_{e\lambda'} + I_{e\Delta'})$ を計算し、直流出力 300 MW 時の含有率を比較すると、前者の場合 0.02% 大きくなるだけでいい人/人/△、3巻線とする必要がないことが明らかとなった。

なお、もし人/人/△3巻線変圧器を採用することになれば、系統地絡事故時の機械力を考慮して三次△巻線容量も交流値容量の 30% 程度必要となるが、今回は三次巻線を設けないことにしたので、それだけ変圧器重量は経済的になったことになる。

3.5 機械力の問題

従来から整流器用変圧器は電力用変圧器に比べて短絡機械力の点ではるかに過酷な状態にさらされるといわれている。これは組み合わされる整流器の種類にもよるもので、たとえば水銀整流器の場合には逆弧現象を起こし、変圧器にとっては直流巻線短絡とまったく同じ条件にさらされる。高圧回路の水銀整流器になるほどの逆弧の回数も多くなり、電力用変圧器の三相短絡、地絡故障などの事故回数に比べて比較にならないほどの確率を覚悟しなければならない。また、整流器逆弧時の巻線電流波形は図 3.14 に一例を示すように直流分の減衰がなく、逆弧整流器が回路から切り離されるまで継続し、普通電力用変圧器の短絡時に見られるような電流波形の減衰が見られない。このことは電力用変圧器の短絡機械力が第1波々高値によって決定されるのに比べ、整流器用変圧器では繰り返し同じ機械力に耐えなければならないことになる。また、直流巻線を流れる逆弧電流の最大値は次式で示される。

$$i = k I_c = k \frac{E_g}{Z_c}$$

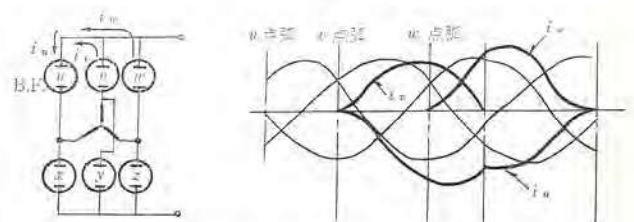


図 3.14 逆弧電流波形
Fig. 3.14 Back-fire current wave form.



図 3.15 1,000 kVA モデル変圧器
Fig. 3.15 1,000kVA model transformer.

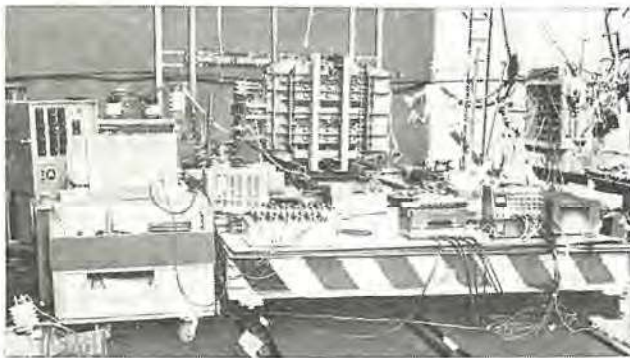


図 3.16 モデル変圧器 AC 短絡試験
Fig. 3.16 AC short circuit test of model transformer.

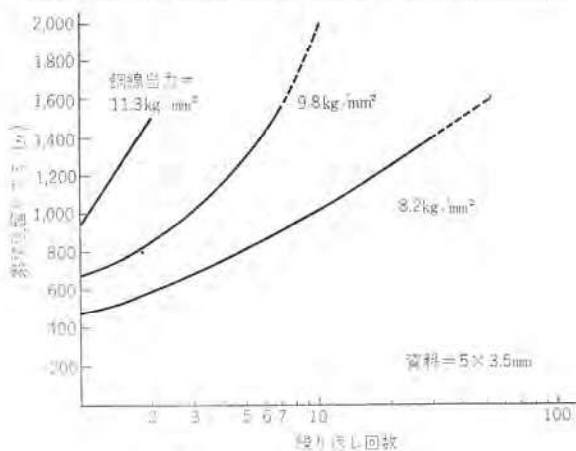


図 3.17 銅線の動的特性
Fig. 3.17 Dynamic characteristics of copperwire.

i : 巻線を通る逆弧電流の最大値

k : 定数 (逆弧の継続時間、ならびに (直流巻線に換算された抵抗分 R_s / 直流巻線に換算されたリアクタンス X_s) により決まる)

I_e : 三相短絡電流

E_s : 直流巻線相電圧

Z_e : 直流巻線相電圧 1 相に換算された系統の正相インピーダンス

k の値は $R_s \times S = 0$ でも 3.2 程度となり、電力用変圧器の三相短絡より過酷となる。

このような機械力の問題に対してわれわれはモデル変圧器を製作して主方向、垂直方向機械力の大きさの測定⁽⁴⁾⁽⁵⁾を行なうと同時に、抵抗紙模擬、ならびに電子計算機⁽⁶⁾による計算結果とのつき合わせを行なう、各コイルに働く主方向、垂直方向機械力の

精密計算の方法を確立した。

さらにまた、外鉄形変圧器の U 形コイルの機械的諸特性を単なる直線ハリとしてでなく、さらに曲りハリとして取り扱おう方がよい実測結果と一致すること、またコイルが複導体よりなる場合の応力分布、断面係数の求め方⁽⁷⁾、絶縁材料、とくにラレボードの静的、動的な応力-ヒズミ曲線の測定、銅線の静的、動的応力-ヒズミ曲線の測定などにより多数の基礎データを得ることができた。

図 3.17 などは、これらデータの中の銅線の動的機械的性質を示す一例であるが、縦軸に累積残留ヒズミを、横軸に銅線に加えられた動加重の繰返し回数を示す。このデータより、今もし従来からいわれているように 0.2% の永久ヒズミを与える応力までを銅線の許容限度として、短絡機械力の繰返し回数を仮定すれば、設計上許容されるべき銅線の許容応力の目安をつかむことが可能となり、これに基づいてコイル無支持スパンの大きさを決定した。また、当然のことであるが機械力の考察を行なう場合、高低圧コイル群の磁気中心を一致させることが必要であるが、図 3.1(a) に示すように主変圧器のコイル幅は直流巻線、交流巻線接地群ならびに直流巻線線路群の間、直流巻線に近い方から 3 枚は完全に同一幅として各コイルに働く垂直機械力を 0 に近づけた。

また、タップコイルは交流巻線接地群の鉄心側すなわち A.T 密度極小の点に配置して機械力の発生を防ぐことにした。

3.6 高調波電流に対する漂遊損

直流励磁の項でも述べたように、整流器用変圧器の巻線電流波形は正弦波と異なり、多数の高調波電流を含む。

この高調波電流の次数は概念的に次式で示される。

$$p = nm \pm 1$$

ここで p : 高調波電流の次数

n : 正の整数

m : 整流器回路の相数

佐久間周波数変換器の場合は $m=6$ 相であるから、高調波次数は 5, 7, 11, 13, 17 高調波電流を含むことになり、表 3.1 に高調波電流の次数とその大きさ (直流巻線定格電流に対する %) を示す。

表 3.1 巻線電流中の高調波成分 (%)

	基本波	5th	7th	11th	13th	17th
60 c/s 用	95	17	11	5	3	1
50 c/s 用	94	18	12	6	4	2

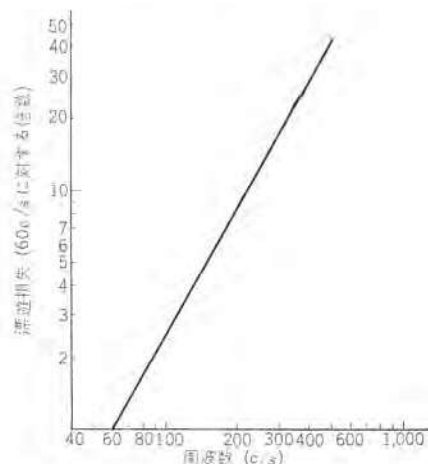


図 3.18 漂遊損-周波数特性
Fig. 3.18 Stray loss-frequency characteristic.

上記のような高調波電流が流れるために、整流器用変圧器として動作中は電力用変圧器と比べて漂遊損が大きくなる。一般にこの漂遊損は周波数の2乗に比例するといわれているが、これらの理論に基づいて佐久間周波数変換器用の漂遊損を一般電力用変圧器と見た場合の漂遊損に対する倍数を計算すると、60 c/s 用で 3.7 倍、50 c/s 用で 3.2 倍となる。この漂遊損の増加の割合は電流密度の採り方、冷却器台数の決定など冷却設計に大きい制限を与えることになるので、予備実験として 125 MVA、330/145 kV 単相単巻変圧器（外鉄形）を用いて漂遊損と周波数の関係を求めたが、この結果によると漂遊損は（周波数）^{1.4}に比例することがわかった。

図 3.18 は製品完成後、佐久間納め 60 cs 主変圧器を用いて漂遊損と周波数の関係を実測したものであるが、このデータによると、漂遊損は（周波数 1.75）に比例していることがわかる。

3.7 その他

佐久間周波数変換所敷地はきわめてせまく、変換所周辺には民家、公共施設が隣接し、しかも 50 c/s 主変圧器設置位置より 45 m の地点に民家が存在するほどであり、変換所境界線の騒音レベルを 45 ホン 程度に抑えるように要求された。このため建設工事施工前に現地でいろいろの音響的試験⁽⁹⁾を行なった。すなわちスピーカより、50 cs 変圧器の騒音成分に相当する 100, 200, 300, 500, 700 c/s の単純音をそれぞれ発生して距離による減衰特性を実測し、また同じく 100, 300 c/s 単純音を用い残響法により、周囲山腹よりの反射の影響がないことを確認した。これら予備実験により、変圧器建家のシャ音量を設定すると同時に主変圧器の騒音レベルを 73 ホン とすることに決定した。このために主変圧器は二重防音壁構造とし、冷却器は送油水冷式としたが、現地据付後の現地実測結果では十分所期の目的を果すことができた。なお 275 kV 交流側 フィルタ 回路用 リアクトル の冷却器も当社が製作を担当したが、同じような目的から送油自冷式となっている。

主変圧器は 50, 60 c/s とともに外鉄形特別三相式となっているが、変換所全体の補機電源用として 60 c/s 4,500 kVA 275 kV/3.3 kV 所内変圧器は普通三相外鉄形変圧器として製作し、60 c/s 主変圧器の側面に じか付 けとして超高圧側 ブッシング を省略すると同時に、完全に独立して据え付けた場合に要する断路器、支持 ガイシ の省略据付面積の縮小にも役立たせている。

4. む す び

A.S.E.A 社との仕様打ち合わせを行なったときから約 2 年の年月を経て、佐久間周波数変換所用変圧器は完成し、現地におけるいろいろの組合せ試験も無事終了して官庁試験を待つのみとなった。

この間現地測定、モデル変圧器による短絡試験による機械力の解明、モデルセットによる回路現象の解明、使用材料の検討など大掛りないろいろの実験を行なって設計資料とした。この間の詳細は、それぞれ学会、文献など機会あるごとに発表してきたのでそれらを参照されることを希望する。

終わりに電源開発株式会社にはとくに製作の機会を与えられたこと、ならびに共同研究会を通じて絶えず技術指導を賜ったことに対し深く感謝の意を表する次第である。

あわせて製作にあたり直接絶えず手伝いだいた広尾前変圧器製造部長、前記の実験、工作を担当された中央研究所、試作研究課、変圧器工作課、変圧器品管課の方々にも深くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 木村：高島一岳路直流送電「試験研究報告書」（昭 33）
- (2) 三宝，坂田，渡辺：変圧器の直流励磁について「電気四学会大会」（昭 39）
- (3) 阿部：直流送電に使用する三相全波回路の逆弧電流値と電流波形「共同研究資料」（昭 38）
- (4) 田村，大谷：外鉄形変圧器短絡強度試験「電気四学会大会」（昭 39）
- (5) 大谷，坂田：整流逆弧による変圧器の短絡方式「電気四学会大会」（昭 40）
- (6) 大谷，渡辺：外鉄形変圧器の電磁力の推定「電気四学会大会」（昭 39）
- (7) 大谷，高橋：コイル複導体の応力測定と解析「電気四学会大会」（昭 40）
- (8) 大谷，高橋，平井：ラレスポードおよび銅線の機械的性質「電気四学会大会」（昭 39）
- (9) 山村：周波数変換所予定地騒音測定について「共同研究資料」（昭 38）