

電源開発佐久間周波数変換所 周波数変換装置における異常現象の解析

山田 郁夫*・岡本 公春*

Analysis of Abnormal Phenomena in the Sakuma Frequency Converter of the Electric Power Development Co.

Central Research Laboratory Ikuo YAMADA・Kimiharu OKAMOTO

Numerous abnormal phenomena are involved in high voltage high power frequency converters. Analysis has been made on arc-back short-circuit current and DC excitation of transformer with the Sakuma installation. It is learnt that the current referred to enlarges with the diminution of R/X and of control angle α . It also becomes larger as arc-back producing phase θ_B approaches the spot right after the commutation. By taking R/X , α and θ_B as input and the waveform and magnitude of arc-back current as output, a computing program has been developed. The DC excitation of transformer is considered due to the slip of ripple current of different frequency systems tied, and to irregularity of control angles of forward and reverse of the converter. In the Sakuma installation, the latter predominating and needs its diminution for the prevention of DC excitation.

1. ま え が き

最近高圧大容量の直流送電技術が飛躍的に進歩し、世界の各地において大規模な実用設備が建設され、運転にはいつている。この直流送電技術を使って、世界最大の周波数変換器が佐久間に建設されることになり、当社が主変圧器、保護装置その他の機器の製作を担当することになった。

これら機器の合理的な設計、製作をするにあたり、周波数変換装置の各種異常現象を解析、検討することはきわめて重要なことである。

周波数変換装置の異常現象⁽¹⁾としては、次のようなものがある。

(1) 変換器の故障〔逆弧、失弧、通弧、転流失敗、陰極点の消失、スターベーション（アーク電流密度の過大）など〕による異常電圧、電流。

(2) 転流現象に伴う電圧、電流の高周波振動。

(3) 運転、制御、保護方式（全電圧起動、負荷の急速シャ断など）による異常電圧。

(4) 直流線路、交流線路の事故（地絡、短絡、断線など）による異常電圧、電流。

(5) そのほか、点弧位相の不ぞろいによる変圧器の直流励磁など。この論文では、逆弧短絡電流および変圧器の直流励磁について、解析した結果を述べる。

1.1 逆弧短絡電流

逆弧短絡電流の大きさや波形を知ることは、変圧器やその保護装置の設計に不可欠であり、古くから模擬装置（200 kW, 300 V という大きなもの⁽²⁾から、15 kW, 200 V という小さなもの⁽¹⁾まで）や、アナログ計算機⁽³⁾を使った解析が行なわれ、また理論的な解析^{(4),(5)}も行なわれている。

今回、逆弧時の短絡回路について微分方程式を解き、回路の抵抗 R と、リアクタンス X の比 R/X 、制御角 α 、および逆弧発生位相を INPUT とし、逆弧電流の大きさ、および波形を OUTPUT とするデジタル計算プログラムを開発したので紹介する。

1.2 変圧器の直流励磁

変圧器が直流励磁を受けると鉄心中の磁束は原点を移動し、結果的には磁束密度が増加したことになり、鉄損の増加、騒音の増大などをきたす⁽⁶⁾。また B-H 曲線上の動作点が移動するため、励磁電流の波形が変わり、第3調波などの高調波の発生が増大し悪影響を及ぼす。

したがってこのような直流送電用変圧器が受ける直流励磁の発生機構については、なんら解析的な検討が行なわれておらず文献もない。

直流励磁の発生原因としては

(1) 順逆変換器の制御角 (α , γ) の不ぞろい。

(2) 異周波系統連係時の直流電流のリップルによる重なり角の変動⁽⁷⁾。

(3) 異周波系統連係時のリップル電流のスリッパ。

などが考えられ、変圧器の各巻線を流れる電流に不平衡が生じて変圧器は直流励磁を受ける。今回 (1) と (3) について解析を試みたので報告する。

2. 逆弧短絡電流

2.1 解 析

図 2.1, 2.2 は解析の基礎となる回路図および電圧-電流の関係を示すものであり、次のようなことを解析の出発点として考えたり、仮定したりした。

(1) 図 2.2 における u , v , w は相電圧波形で、変圧器バルブ側巻線の相電圧を E_s (rms) とする。

(2) バルブ 1 が逆弧したものとする。

(3) R , L は変圧器の抵抗、インダクタンスのみならず、系統のそれらをも含むものとし、各相平衡しているとする。

(4) グレーツ接続の整流器回路においては直流側から流入し、逆弧電流に重畳する直流電流は小さいので無視した。

(5) バルブのアークフローは無視した。

(6) $\alpha=0$ のときのバルブ 3 の点弧時を時間の原点に選んだ。

(7) 各バルブの点弧パルスは逆弧時も、正常に出ているものとする。

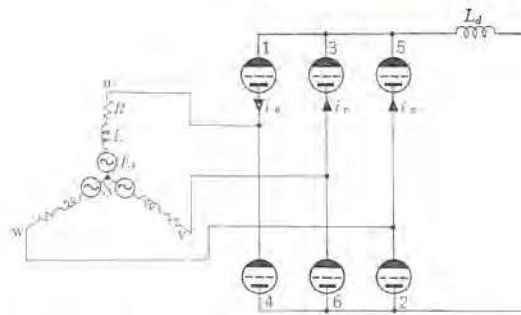


図 2.1 6 相ラレーツ結線整流器回路
Fig. 2.1 Bridge rectifier circuit.

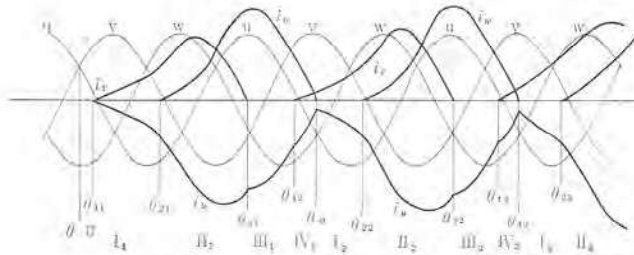


図 2.2 逆弧時の電圧と電流
Fig. 2.2 Voltage and current during arc-back.

(8) θ_{11} で逆弧が始まり、パルズ 3 から 1 に逆弧電流が流入する。パルズ 5 が点弧する θ_{21} まで、この状態が続く。これをインターバル I とする。

(9) θ_{21} でパルズ 5 が点弧し、パルズ 3 と 5 から 1 に逆弧電流が流入する。パルズ 3 が消弧する θ_{31} までこの状態が続く。これをインターバル II とする。

(10) θ_{31} でパルズ 3 が消弧し、パルズ 5 だけから 1 に逆弧電流が流入する。パルズ 5 が消弧する θ_{41} までこの状態が続く。これをインターバル III とする。

(11) もしパルズ 5 が通電している期間中に、パルズ 3 が点弧すると、パルズ 5 と 3 から 1 に逆弧電流を供給する。この状態はパルズ 5 が消弧する θ_{41} まで続く。これをインターバル IV とする。この状態が存在する場合には、インターバル III はパルズ 3 が点弧する θ_{12} で終了する。

第 2 サイクル目以後もどのように、各インターバルを定義することができ、逆弧短絡電流が流れているパルズがどれであるかによって、第 n サイクル目の各インターバルが決定される。

2.1.1 回路方程式

(1) インターバル I_n

図 2.1 の回路：パルズ 1—u—N—v—パルズ 3—パルズ 1 について、次の微分方程式が導かれる。

$$L \left(\frac{di_u}{dt} + \frac{di_v}{dt} \right) + R(i_u + i_v) = \sqrt{2} E_s \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \sqrt{2} E_s \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \quad (2.1)$$

$$\text{また } i_u = i_v \quad (2.2)$$

式 (2.2) を式 (2.1) に代入して、整理すると

$$L \frac{di_u}{dt} + Ri_u = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_s \sin \omega t \quad (2.3)$$

第 n サイクル目の初期条件 $[\theta = \theta_{4(n-1)}, i_{un} = i_{u4(n-1)}]$ を代入して解くと、次式を得る。

$$i_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E_s}{z} \left[\sin(\theta - \varphi) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{4(n-1)})} \times \sin \{ \theta_{4(n-1)} - \varphi \} \right]$$

$$+ i_{u4(n-1)} \times \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{4(n-1)})} \quad (2.4)$$

ただし $\theta = \omega t$, $X = \omega L$, $\varphi = \tan^{-1}(X/R)$, $z = \sqrt{R^2 + X^2}$
第 1 サイクル目については $\theta_{40} = \theta_{11}$, $i_{u40} = i_{u11} = 0$ である。

(2) インターバル II_n

回路：パルズ 1—u—N—v—パルズ 3—パルズ 1 について前節のように、次の微分方程式が得られる。

$$L \left(\frac{di_u}{dt} + \frac{di_v}{dt} \right) + R(i_u + i_v) = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_s \sin \omega t \quad (2.5)$$

また回路：パルズ 1—u—N—w—パルズ 5—パルズ 1 については次式が得られる。

$$L \left(\frac{di_u}{dt} + \frac{di_w}{dt} \right) + R(i_u + i_w) = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_s \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \quad (2.6)$$

また明らかに

$$i_u = i_v + i_w \quad (2.7)$$

第 n サイクル目の初期条件 $[\theta = \theta_{2n}, i_{un} = i_{u2n}, i_{wn} = 0, i_{vn} = i_{v2n} = i_{u2n}]$ を代入して解くと、次式を得る。

$$i_{un} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left\{ \sin \left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \sin \left(\theta_{2n} - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) \right\} + i_{u2n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \quad (2.8)$$

$$i_{vn} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left\{ \sin \left(\theta - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \sin \left(\theta_{2n} - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) \right\} + i_{u2n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \quad (2.9)$$

$$i_{wn} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left\{ \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \cos(\theta_{2n} - \varphi) - \cos(\theta - \varphi) \right\} \quad (2.10)$$

(3) インターバル III_n

回路：パルズ 1—u—N—w—パルズ 5—パルズ 1 について次のような微分方程式が得られる。

$$L \left(\frac{di_u}{dt} + \frac{di_w}{dt} \right) + R(i_u + i_w) = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_s \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \quad (2.11)$$

$$\text{また } i_u = i_w \quad (2.12)$$

第 n サイクル目の初期条件 $[\theta = \theta_{3n}, i_{un} = i_{u3n}]$ を代入して解くと

$$i_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E_s}{z} \left\{ \sin \left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{3} \right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{3n})} \times \sin \left(\theta_{3n} - \varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right\} + i_{u3n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{3n})} \quad (2.13)$$

(4) インターバル IV_n

このインターバルはパルズ 1 と 3 と 5 が点弧している期間であるから、微分方程式はインターバル II_n のそれと同じである。すなわち式 (2.5), (2.6), (2.7) が成立する。そこで第 n サイクル目の初期条件 $[\theta = \theta_{1(n+1)}, i_{un} = i_{u1(n+1)}, i_{vn} = 0]$ を代入して解くと、次式を得る。

$$i_{un} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left[\sin \left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \times \sin \left\{ \theta_{1(n+1)} - \varphi - \frac{\pi}{6} \right\} \right] + i_{u1(n+1)} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \quad (2.14)$$

$$i_{vn} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left[\sin \left(\theta - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \times \sin \left\{ \theta_{1(n+1)} - \varphi + \frac{\pi}{6} \right\} \right] \quad (2.15)$$

$$i_{wn} = \frac{\sqrt{2} E_s}{z} \left[\varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \times \cos \{ \theta_{1(n+1)} - \varphi \} - \cos(\theta - \varphi) \right] + i_{u1(n+1)} \cdot \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \quad (2.16)$$

2.1.2 単位法による表現

三相短絡電流 I_s は

$$I_s = \frac{E_g}{Z} \quad (2.17)$$

で示される。これを base として逆弧電流を次のように単位法で表現する。

$$k_{un} = \frac{i_{un}}{I_s}, \quad k_{un} = \frac{i_{un}}{I_s}, \quad k_{un} = \frac{i_{un}}{I_s} \\ k_{u2n} = \frac{i_{u2n}}{I_s}, \quad k_{u4(n-1)} = \frac{i_{u4(n-1)}}{I_s} \quad \dots \text{etc.}$$

これらは逆弧電流の三相短絡電流（実効値）に対する倍数を意味する。各インターバルの電流波形の式をこれらを使って整理すると次のようになる。

インターバル I

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[\sin(\theta - \varphi) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n-1)})} \times \sin\{\theta_{1(n-1)} - \varphi\} \right] \\ + k_{u1(n-1)} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n-1)})} \quad (2.18)$$

$$k_{un} = k_{un} \quad (2.19)$$

インターバル II

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \sin\left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \sin\left(\theta_{2n} - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right\} \\ + k_{u2n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \quad (2.20)$$

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \sin\left(\theta - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \sin\left(\theta_{2n} - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \\ + k_{u2n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \quad (2.21)$$

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{2n})} \times \cos(\theta_{2n} - \varphi) - \cos(\theta - \varphi) \right\} \quad (2.22)$$

インターバル III

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \sin\left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{3n})} \times \sin\left(\theta_{3n} - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) \right\} \\ + k_{u3n} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{3n})} \quad (2.23)$$

$$k_{un} = k_{un} \quad (2.24)$$

インターバル IV

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[\sin\left(\theta - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \right. \\ \left. \times \sin\left\{\theta_{1(n+1)} - \varphi - \frac{\pi}{6}\right\} \right] + k_{u1(n+1)} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \quad (2.25)$$

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[\sin\left(\theta - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \right. \\ \left. \times \sin\left\{\theta_{1(n+1)} - \varphi + \frac{\pi}{6}\right\} \right] \quad (2.26)$$

$$k_{un} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \times \cos\{\theta_{1(n+1)} - \varphi\} - \cos(\theta - \varphi) \right\} \\ + k_{u1(n+1)} \varepsilon^{-\frac{R}{X}(\theta - \theta_{1(n+1)})} \quad (2.27)$$

2.2 計算

2.2.1 計算プログラム

図 2.3 にフローチャートを示す。回路定数 R/X 、制御角 α 、逆弧発生位相 θ_B を INPUT として与えると、時間 ($\theta = \omega t$) に対する逆弧電流 k_u (逆弧パルズ)、 k_b , k_{ib} (健全パルズ) が OUTPUT として得られる。逆弧発生位相はインターバル I の開始時刻 θ_{11} を $\theta_{11} = \theta_B$ と置くことから考慮される。また制御角 α は $\theta_{2n} = 2\pi/3 + \alpha + 2\pi(n-1)$, $\theta_{1(n+1)} = \alpha + 2\pi n$ とすることから考慮される。イ

回路定数 R/X
制御角 α
逆弧位相 θ_B

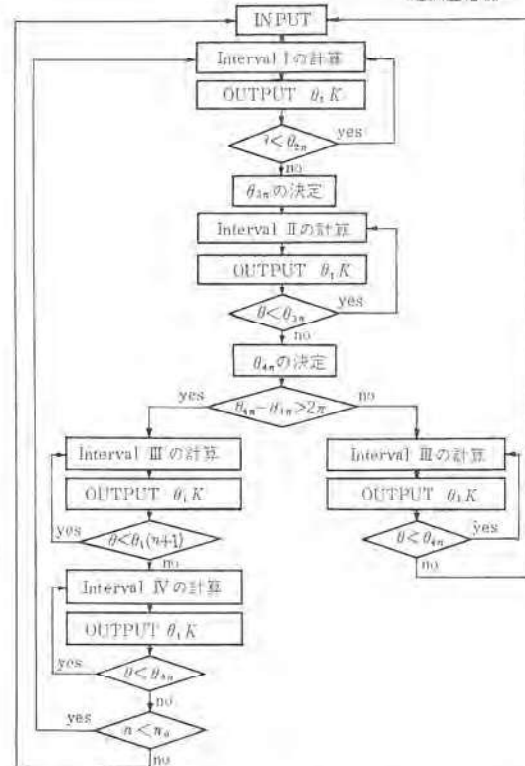


図 2.3 フローチャート
Fig. 2.3 Flow chart of fault current during arc-back.

ンターバル II の終了時刻 θ_{3n} はパルズ 3 の逆弧電流 k_{en} がゼロになる時刻であるから、

$$k_{en}(\theta) = 0$$

を満足する θ を求めることにより得られる。ニュートン法から

$$\theta_{3n} = \theta - \frac{k_{en}(\theta)}{k'_{en}(\theta)}$$

を繰り返し計算して求めた、パルズ 5 が通電を終わる時刻 θ_{4n} も同様に求められる。

インターバル IV が存在するかどうかは、パルズ 5 がパルズ 1 の点弧時刻よりも早く消弧するかどうかにより決まる。したがって

$$\theta_{4n} > \theta_{1n} + 2\pi$$

ならばインターバル IV は存在し、不等号が逆ならば存在しないことがわかる。

2.2.2 計算結果

計算結果を図 2.4~2.7 に示す。これらの図から、逆弧電流は制御角 α が大きいほど小さくなり、回路の抵抗がリアクタンスに比べ小さくなるほど大きくなることからわかる。また消弧直後の逆弧と逆電圧最大時の逆弧とは前者のほうが大きいこともわかる。

インターバル IV が存在する場合は逆弧が継続するに従って大きくなるが、それを図 2.7 に示す。回路抵抗が小さいほど、逆弧電流は大きくなり、増加傾向は長時間継続する。回路抵抗が大きいとインターバル IV は存在せず、したがって逆弧電流は断続する。

2.3 実験結果との比較

図 2.8 に実験に供した模擬回路を示す。抵抗分 R を減らすために Transless とし、サイトロン のアークロツタ (約 10 V) の影響を少なくするために、逆弧回路中のパルズは SCR (正方向降下 1.5 V 以下) を使用した。このような模擬回路の回路定数 R/X は 0.1606 となった。

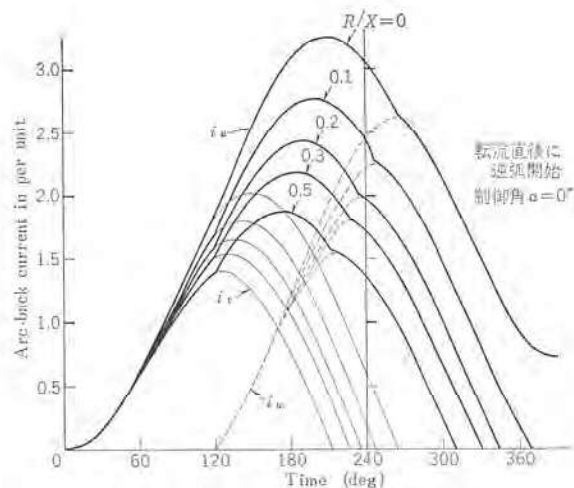


図 2.4 逆弧電流波形の計算値
Fig. 2.4 Computing results of current wave-form during arc-back.

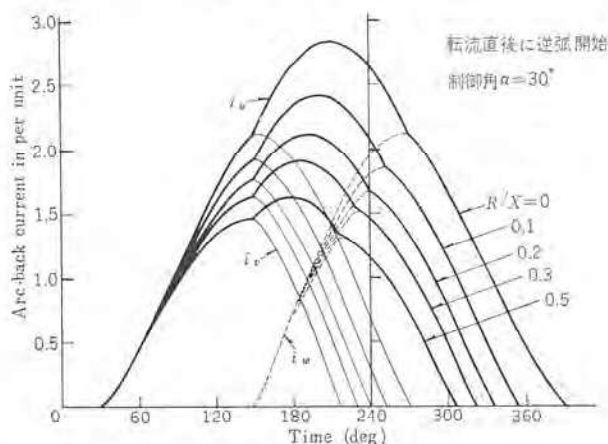


図 2.5 逆弧電流波形の計算値
Fig. 2.5 Computing results of current wave-form during arc-back.

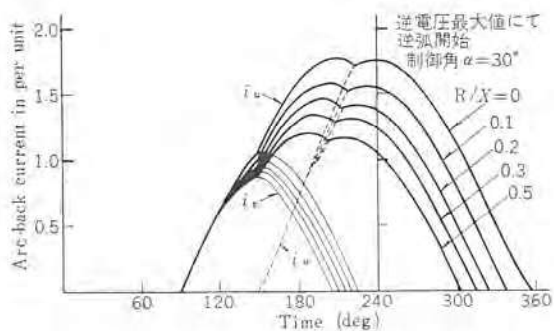


図 2.6 逆弧電流波形の計算値
Fig. 2.6 Computing results of current wave-form during arc-back.

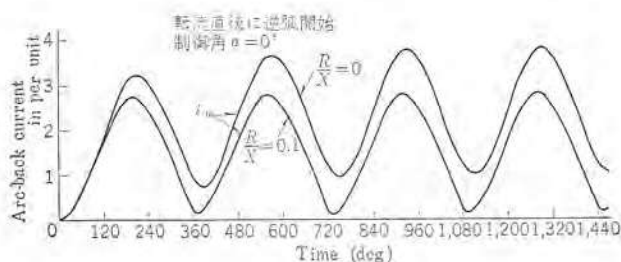


図 2.7 逆弧電流波形の計算値
Fig. 2.7 Computing results of current wave-form during arc-back.

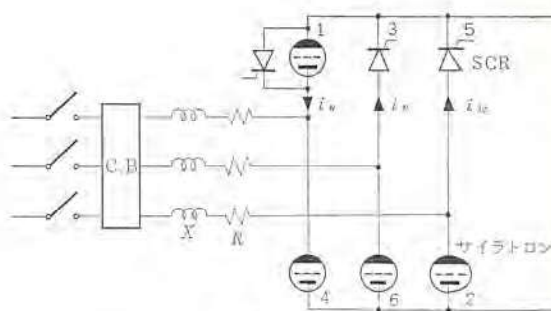


図 2.8 実験回路
Fig. 2.8 Arc-back test circuit.

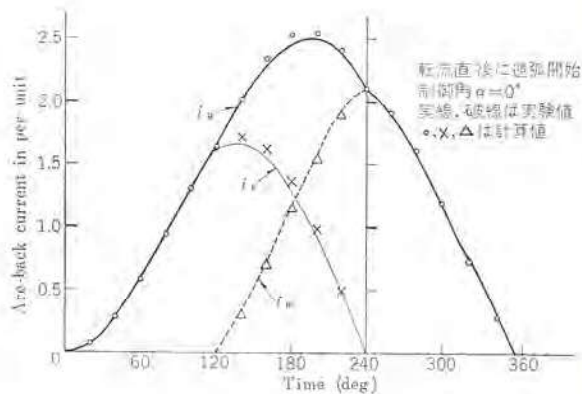


図 2.9 逆弧電流波形の計算値と実験値との比較
Fig. 2.9 Comparison between computational and experimental results of arc-back current.

図 2.9 は実験結果と計算結果を比較した一例である。制御角 $\alpha=0^\circ$ 、逆弧発生位相は転流直後という条件である。計算値と実験値とはその大きさ、波形ともによく一致している。

3. 変圧器の直流励磁

3.1 リップル電流のスリップによる直流励磁

3.1.1 解析

異周波系統を直流を介して連係すると、順逆変換器のリップル電圧の差によってリップル電流が流れるが、異周波のためリップル電流にスリップが生じ、変圧器各巻線に流れるリップル電流に不平衡が生じて、その平均値を求めるとゼロにならず、直流分が発生している、という発生機構が考えられる。

これを次のような順序で解析した。

- (1) 順逆変換器の直流電圧中に含まれるリップル電圧を分析する。
 - (2) 順逆変換器のリップル電圧の差によって、直流電流に含まれるリップル電流が流れると考える。
 - (3) 直流電流に重畳したリップル電流が変圧器の各巻線に、どのように分流するかを検討する。
 - (4) 変圧器各巻線を流れる電流を 1 サイクルについて積分して、その平均値を計算し直流分の大きさを知る。
- なおこの解析を進めるにあたり次のことを仮定した。
- (a) 制御角 α, γ の各パルスの不ぞろいはない。
 - (b) 交流側電圧および回路定数は各相平衡している。

さて順逆変換器の直流電圧の瞬時値は一般に図 3.1 に示したような波形をフーリエ級数に展開して、次式のように表わすことができる。

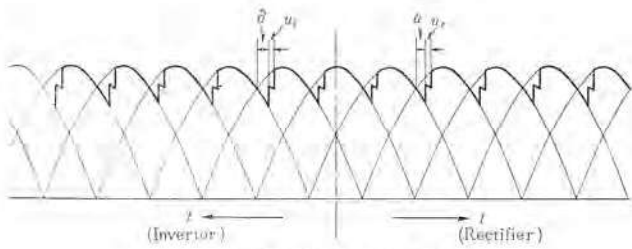


図 3.1 直流電圧波形

Fig. 3.1 DC output voltage of rectifier and inverter.

$$e_{dr} = \frac{E_{dor}}{2} \left[\cos \alpha + \cos (\alpha + u_r) \right] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left\{ \frac{\sin (pn+1)(\alpha + u_r) + \sin (pn+1)\alpha}{pn+1} - \frac{\sin (pn-1)(\alpha + u_r) + \sin (pn-1)\alpha}{pn-1} \right\} \sin pn\omega_r t + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left\{ \frac{\cos (pn+1)(\alpha + u_r) + \cos (pn+1)\alpha}{pn+1} - \frac{\cos (pn-1)(\alpha + u_r) + \cos (pn-1)\alpha}{pn-1} \right\} \cos pn\omega_r t \quad (3.1)$$

$$E_{dor} = \frac{\sqrt{2} E_r \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (3.2)$$

$$e_{di} = \frac{E_{doi}}{2} \left[\cos \delta + \cos (\delta + u_i) \right] - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left\{ \frac{\sin (pn+1)(\delta + u_i) + \sin (pn+1)\delta}{pn+1} - \frac{\sin (pn-1)(\delta + u_i) + \sin (pn-1)\delta}{pn-1} \right\} \sin pn\omega_i t + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left\{ \frac{\cos (pn+1)(\delta + u_i) + \cos (pn+1)\delta}{pn+1} - \frac{\cos (pn-1)(\delta + u_i) + \cos (pn-1)\delta}{pn-1} \right\} \cos pn\omega_i t \quad (3.3)$$

$$E_{doi} = \frac{\sqrt{2} E_i \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (3.4)$$

ただし e_{dr}, e_{di} : 順逆変換器の直流電圧 (瞬時値)

E_{dor}, E_{doi} : " の無負荷直流電圧 (平均値)

E_r, E_i : " の交流線間電圧 (実効値)

u_r, u_i : " の重なり角

α : 順変換器の制御角

δ : 逆変換器の余裕角

p : 変換器の運転相数

ω_r, ω_i : 順逆変換器の交流電圧の角速度 ($\omega_r = 2\pi f_r$, $\omega_i = 2\pi f_i$)

t : 時間

f_r, f_i : 順逆変換器の交流電圧の周波数

式 (3.1), (3.2) において, 第 2, 3 項が直流電圧中に含まれるリップル電圧である。したがってリップル電圧の差によって, リップル電流 i_d が流れると考えると, i_d は次式で与えられる。

$$i_d = \frac{E_{dor}}{2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} \left\{ \frac{\sin (pn+1)(\alpha + u_r) + \sin (pn+1)\alpha}{pn+1} - \frac{\sin (pn-1)(\alpha + u_r) + \sin (pn-1)\alpha}{pn-1} \right\} \cos pn\omega_r t}{pn\omega_r L_d} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \left\{ \frac{\cos (pn+1)(\alpha + u_r) + \cos (pn+1)\alpha}{pn+1} - \frac{\cos (pn-1)(\alpha + u_r) + \cos (pn-1)\alpha}{pn-1} \right\} \sin pn\omega_r t}{pn\omega_r L_d} \right] - \frac{E_{doi}}{2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \left\{ \frac{\sin (pn+1)(\delta + u_i) + \sin (pn+1)\delta}{pn+1} - \frac{\sin (pn-1)(\delta + u_i) + \sin (pn-1)\delta}{pn-1} \right\} \cos pn(\omega_i t - \phi)}{pn\omega_i L_d} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} \left\{ \frac{\cos (pn+1)(\delta + u_i) + \cos (pn+1)\delta}{pn+1} - \frac{\cos (pn-1)(\delta + u_i) + \cos (pn-1)\delta}{pn-1} \right\} \sin pn(\omega_i t - \phi)}{pn\omega_i L_d} \right] \quad (3.4)$$

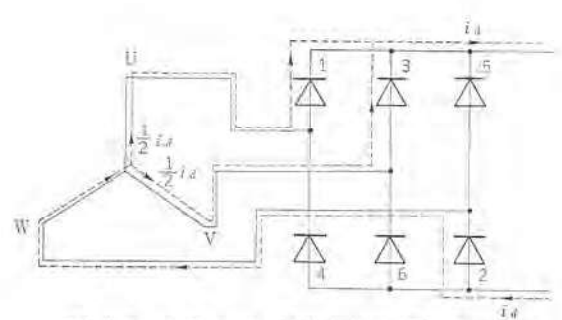


図 3.2 6 相 グレーツ 結線順逆変換器回路

Fig. 3.2 Bridge circuit of rectifier and inverter.

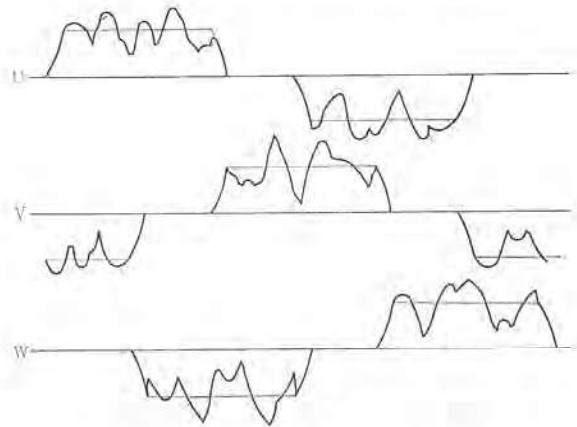


図 3.3 変圧器巻線を流れる電流

Fig. 3.3 Current flowing through valve winding of converter-transformer.

ただし L_d : 直流回路のインダクタンス (抵抗は無視)

ϕ : 時間 t の原点における E_r と E_i の位相差

次にリップル電流が変圧器の各巻線にどのように分流するかを考える。今変圧器が入結線であるとすると, リップル電流は図 3.2 のように流れる。図 3.2 では転流期間中のリップル電流が 2 等分されて, 巻線を流れてゆくと考えた場合を示している。バルブにつけた番号は点弧順序を示す。変圧器巻線を流れる電流を考えると図 3.3 のようになる。直流電流にリップル電流が重畳して流れていることを強調して示している。

リップルを含まない直流電流は制御角, 重なり角ともにバラツキがないと仮定しているから, 各巻線について積分するとゼロになる。したがってリップル電流分のみを積分して, 巻線に直流分として残るかどうかを計算する。

3.1.2 計算

前節で述べた解析結果をデジタル計算機で計算するためのフローチャートを図 3.4 に示す。

計算例として佐久間周波数変換所の系統を取り上げ, 図 3.5 に

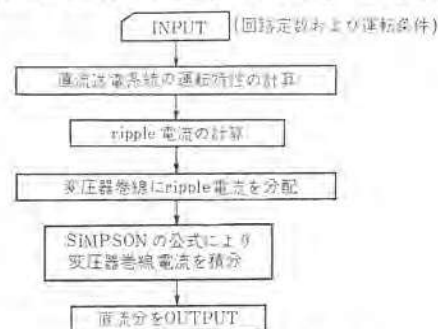


図 3.4 フローチャート

Fig. 3.4 Flow chart of DC magnetization.

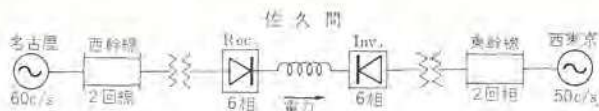
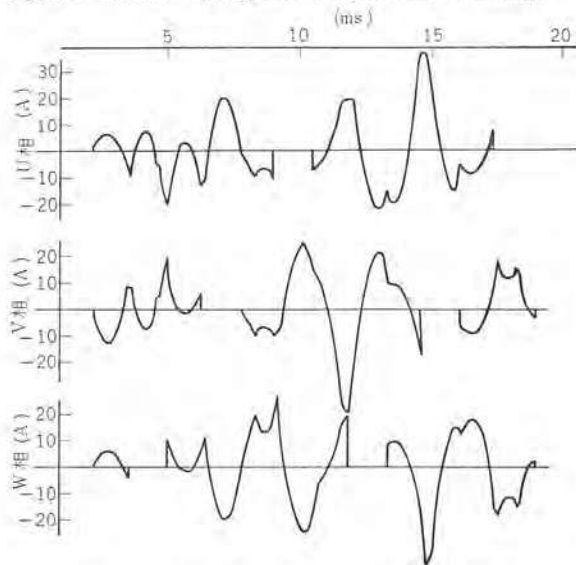


図 3.5 計算した系統
Fig. 3.5 Sakuma FC system computed as an example.



変圧器タップ位置：標準 (0%)，全負荷運転： $I_d=1,200$ A
6 相逆転，60 → 50 c/s，交流電圧位相差： $\varphi=30^\circ$ el.
図 3.6 60 c/s 側変圧器 パルブ 巻線を流れるリップル 電流
Fig. 3.6 Ripple current flowing through the valve winding of converter-transformer (60 c/s).

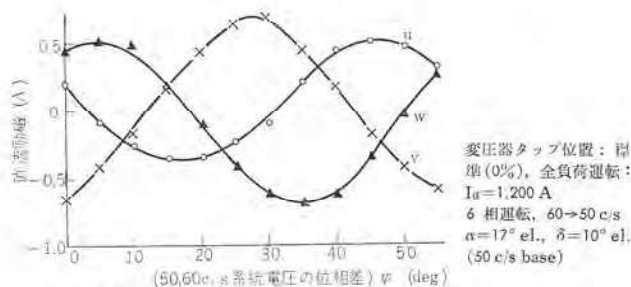


図 3.7 異周波系統の電圧位相差と直流励磁との関係
Fig. 3.7 Relation between DC magnetization and phase angle of different frequency systems.

それを示す。

図 3.6～3.10 に計算結果を示す。図 3.6 はリップル電流が変圧器パルブ側巻線に分流したときの波形（リップル分のみ）である。このリップル電流の平均値がゼロでないならば、直流分が存在することを意味し、変圧器巻線は直流励磁を受けると考えられる。50, 50 c/s 系交流電圧の位相差 φ に対して、リップル電流による直流分がどのように変化するかを示したのが図 3.7 である。図 3.8 は順変換器の制御角 α と直流励磁の大きさとの関係を示したものである。図 3.9 は直流電流 I_d と直流励磁の大きさとの関係である。図 3.10 は直流リアクトル L_d と直流励磁の大きさとの関係であり、 L_d が大きくなるとリップルは小さくなり、したがって直流励磁も小さくなることを示している。

以上の計算結果から、リップル電流のスリッによる直流励磁の大きさは 1 A (平均値) ぐらいであって、変圧器の定格電流の 0.1 % 強となり、問題になるほどの大きさでないことがわかった。

3.2 制御角 α , γ の不ぞろいによる直流励磁

3.2.1 解析

考察を進めるにあたって、次のことを仮定する。

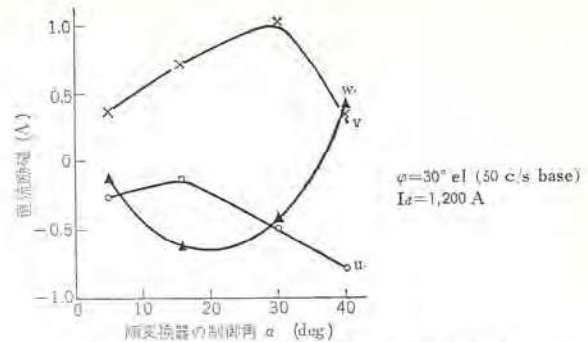


図 3.8 制御角 α と直流励磁との関係
Fig. 3.8 Relation between control angle α and DC magnetization.

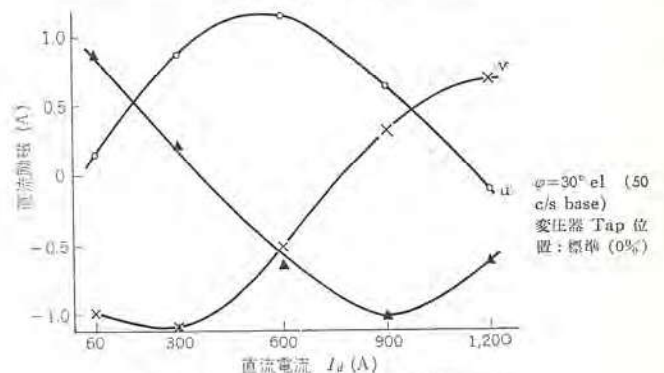


図 3.9 直流電流と直流励磁との関係
Fig. 3.9 Relation between direct current and DC magnetization.

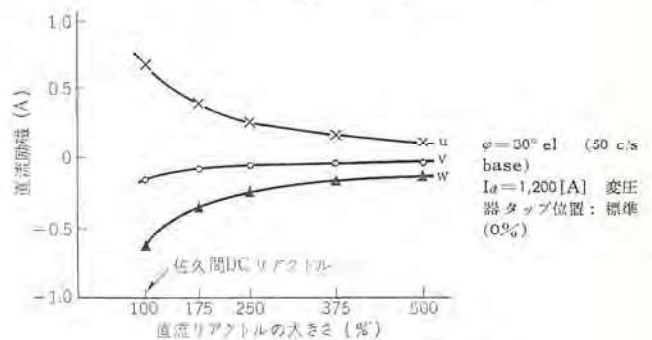


図 3.10 直流リアクトルと直流励磁との関係
Fig. 3.10 Relation between DC reactor and DC magnetization.

(1) 交流電圧は三相平衡している。

(2) 各相の回路定数 (R , L) は平衡している。したがって重なり角には不平衡がない。

(3) 直流電流にはリップルが重畳していない。

図 3.2 のような人結線の変圧器の巻線を流れる電流波形を図 3.11 に示す。順逆変換器の変圧器巻線を流れる電流波形は時間軸の向きを逆にすればまったく同じ波形になるので、一方について考えればよく、ここでは順変換器について考える。

最初の仮定で転流リアクタンスは等しく、交流電圧は平衡しているから、図 3.11 において A と A'、B と B' は等面積である。したがって制御角 α に不ぞろいがないときの変圧器巻線の電流は簡単に図 3.12 のように考えてよく、面積 c と面積 c' は等しいので、直流分は存在しない。

転流はグループ I (パルブ No. 1, 3, 5), グループ II (パルブ No. 2, 4, 6) において、それぞれ独立に行なわれ、パルブ 1 の通電期間は自分自身の点弧パルスがきたときから、次に転流するパルブ 3 が点弧するときまでである。ほかも同様である。

図 3.13 は制御角 α に不ぞろいがある場合で、図から明らかな

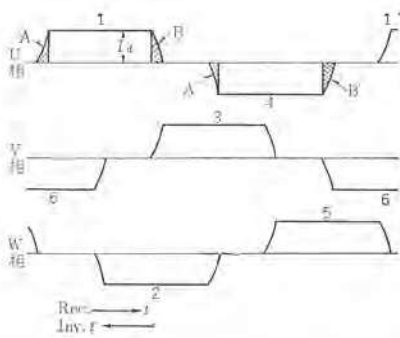


図 3.11 変圧器 バルブ 側巻線の各相電流
Fig. 3.11 Current flowing through each valve windings of converter-transformer.

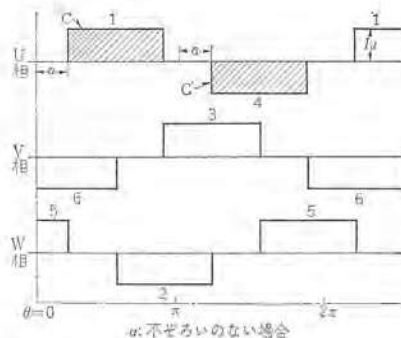


図 3.12 変圧器 バルブ 側巻線の各相電流
Fig. 3.12 Current flowing through each valve windings of converter-transformer.

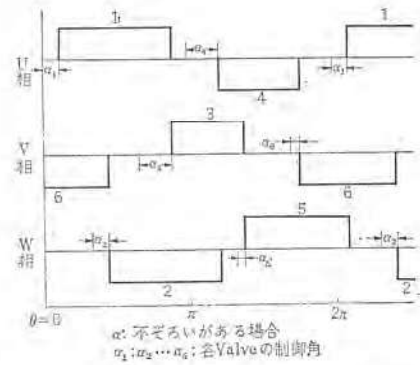


図 3.13 変圧器 バルブ 側巻線の各相電流
Fig. 3.13 Current flowing through each valve windings of converter-transformer.

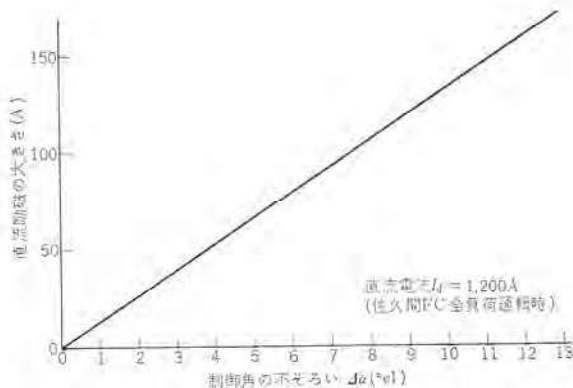


図 3.14 制御角 α の不ぞろいによる直流励磁
Fig. 3.14 DC magnetization caused by unbalance of control angle α .

ように、変圧器巻線には直流分が残る、変圧器は直流励磁を受ける。その大きさはたとえば u 相の巻線の直流分を I_{dmu} とすると、次式で示される。

$$I_{dmu} = \frac{1}{2\pi} \left[\{ \text{バルブ 1 の通電電流} \} \times \{ \text{通電期間} \} + \{ \text{バルブ 4 の通電電流} \} \times \{ \text{通電期間} \} \right] \\ = \frac{1}{2\pi} \left[I_d \times \left\{ \left(\frac{2}{3}\pi + \alpha_1 \right) - \alpha_4 \right\} - I_d \times \left\{ \left(\frac{5}{3}\pi + \alpha_0 \right) - (\pi + \alpha_4) \right\} \right] = \frac{I_d}{2\pi} \{ \alpha_3 - \alpha_1 - (\alpha_0 - \alpha_4) \} \quad (3.5)$$

ただし $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_6$: 各バルブの制御角, I_d : 直流電流。

今制御角を α , 各バルブの不ぞろいの分を $\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2, \dots, \Delta\alpha_6$ とすると, $\alpha_1 = \alpha + \Delta\alpha_1, \alpha_2 = \alpha + \Delta\alpha_2, \dots$ となり、これらを式 (3.5) に代入すると

$$I_{dmu} = \frac{I_d}{2\pi} (\Delta\alpha_3 - \Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_0 + \Delta\alpha_4) \quad (3.6)$$

どのように v, w 相の直流分 I_{dmv}, I_{dmw} は次式のようになる。

$$I_{dmv} = \frac{I_d}{2\pi} (\Delta\alpha_5 - \Delta\alpha_3 - \Delta\alpha_2 + \Delta\alpha_6) \quad (3.7)$$

$$I_{dmw} = \frac{I_d}{2\pi} (\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_5 - \Delta\alpha_4 + \Delta\alpha_2) \quad (3.8)$$

3.2.2 計算

制御角 α の不ぞろい分 $\Delta\alpha$ が最も直流励磁を大きくするような値をとったとき、すなわち式 (3.6) において

$$\Delta\alpha_3 = \Delta\alpha_4 = \Delta\alpha, \Delta\alpha_1 = \Delta\alpha_0 = -\Delta\alpha$$

のような値をとったとき、直流分 I_{dmu} は最大になり

$$I_{dmu} = \frac{I_d}{2\pi} \cdot 4\Delta\alpha = \frac{2I_d}{\pi} \cdot \Delta\alpha \quad (3.9)$$

となる。ここで $\Delta\alpha > 0$ は標準の制御角 α より遅れていることを、 $\Delta\alpha < 0$ は進んでいることを意味する。v, w 相についてもどうようであり、制御角 α の不ぞろいによる直流励磁の最大値 (最悪時の値) I_{dm} は次式のようになる。

$$I_{dm} = 2I_d \cdot \frac{\Delta\alpha}{\pi} \quad (\text{rad.}) \\ = 2I_d \cdot \frac{\Delta\alpha}{180} \quad (\text{deg.}) \quad (3.10)$$

佐久間周波数変換所の全負荷運転時 ($I_d = 1,200 \text{ A}$) を例にとってみると、制御角 α の不ぞろいと直流励磁の大きさとの関係は図 3.14 のようになる。これから制御角の不ぞろいが 1.5° el. あると、最悪の場合 20 A (平均値) の直流励磁が生ずることがわかる。

4. む す び

以上高圧大容量周波数変換器における異常現象のうち、逆弧短絡電流および変圧器の直流励磁について解析した結果を述べた。今回開発した逆弧短絡電流の計算プログラムを使って、IBM7090 により計算すると、1 ケース あたり 1 秒で逆弧電流波形とその大きさが得られる。

また変圧器の直流励磁はこの解析の結果 リップル 電流のスリップによるものよりも、制御角 α, γ の不ぞろいによるもののほうが圧倒的に大きく、直流励磁を防止するためには制御角の不ぞろいを小さくしなければならないことがわかった。

終わりにこの研究に多くの ヒント を与えてくださった電源開発株式会社三寶調査役、またいろいろご検討いただいた電気試験所堀米技官に対して感謝の意を表する。(昭 40-9-6 受付)

参 考 文 献

- (1) 直流送電専門委員会: 高電圧直流送電, 電気協同研究, 19 第 6 号
- (2) C. C. Herskind, A. Schmidt, C. E. Rettig: AIEE Trans. 68, 243 (1949)
- (3) J. K. Dillard, C. J. Baldwin: AIEE Tech. Paper 54-43, Nov. (1953)
- (4) C. C. Herskind, H. L. Kellogg: AIEE Trans. 64, 145~150 (1950)
- (5) 甲斐: 電学東京支部連大 306 (昭 28)
- (6) 三寶, 坂田, 渡辺: 電学連大 591 (昭 39)
- (7) R. Feinberg, W. H. Chen: CIGRE S. C., No. 10 資料 CSC-10-63-8 (1963)