

# 変圧器の直流励磁を利用した自然転流型 逆変換装置の進み角制御について

山田 英二\* 浦 憲一郎\* 筒井 宣雄\*

## On the leading angle control of natural commutating inverter using DC excitation of inverter transformer

by

Eiji YAMADA  
(Electrical Engineering)

Kenichiro URA  
(Electrical Engineering)

Nobuo TSUTSUI  
(Electrical Engineering)

Because natural commutating inverter builds up AC output voltage following to circuit condition and valve action of inverter, AC output voltage and leading angle of inverter vary widely with change of load and disturbance. In order to operate this inverter stably, AC output voltage and leading angle of inverter must be controlled at constant value even if load changes. Then several steps have been taken for these purposes. But these can be done by controlling of DC excitation of inverter transformer. Constant control of AC output voltage by this method has been reported, so we discuss the constant control of leading angle by adjusting DC excitation of inverter transformer in this paper.

It is proved theoretically in chapter 2 that the leading angle is controlled by DC excitation of inverter transformer. And this fact is proved experimentally by 6KW inverter in chapter 4. In chapter 4 we expressed the leading angle control system of inverter with block diagram also, and obtained the transient response of the system to reference input, load resistance and capacitance changes. From these steady state and transient responses, it has been pointed out that : (1) controllable domain of leading angle is determined by construction of inverter circuit, (2) the response speed of leading angle is determined by the time constant of DC source circuit of inverter, and (3) construction of the control system discussed here is easier than others.

### 1. まえがき

自然転流型逆変換装置は、装置の回路条件と逆変換器の弁作用によって交流出力電圧を確立するために、負荷の変動や外乱等によって、交流出力電圧や進み角は大幅に変動する。したがってこの種の逆変換装置を安定に運転するためには、負荷が変動しても交流出力

電圧や進み角は一定となる様に制御しなければならない。このために種々の対策が講じられているが<sup>1), 2)</sup>、逆変換装置の直流励磁を利用しても、交流出力電圧および進み角の一定制御を行なうことが出来る<sup>3)</sup>。このうち、逆変換装置変圧器の直流励磁制御による交流出力電圧の一定制御については既に報告したので<sup>4)</sup>、本稿では変圧器の直流励磁制御による進み角の一定制御について考察してみたい。

\* 電気工学科

本稿では逆変換装置変圧器の直流励磁を論ずるために、特に直流励磁の発生しやすい3相半波結線の他制自励型逆変換装置について考察を進めることにする。この装置の概要を第1図に示す。そして逆変換装置変圧器に3次巻線を設け、これに直流バイアス電流を流して、直流励磁を調整することにする。しかし他の接続法を用いられた逆変換装置も、本稿で考察した事柄は、そのまま適用出来る。

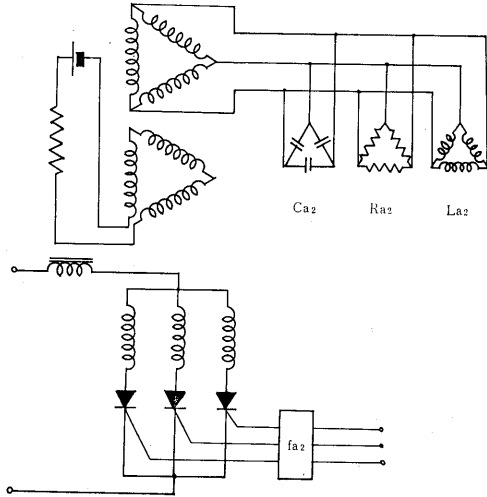


Fig. 1 Three phase inverter analyzed in this paper.

## 2. 制御理論

第1図に示した他制自励型逆変換装置は、第2図の等価回路で表わすことが出来る<sup>3)</sup>。

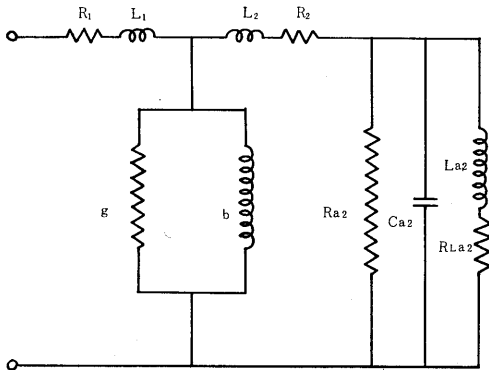


Fig. 2 Single phase equivalent circuit of 3 phase inverter

ただし

- b : 逆変換装置変圧器の励磁サセプタンス
- Ca2 : 逆変換装置出力回路のコンデンサ
- g : 逆変換装置変圧器の励磁コンダクタンス
- R1 : 逆変換装置変圧器直流巻線抵抗

- R2 : 逆変換装置変圧器交流巻線抵抗
- Ra2 : 逆変換装置出力回路の抵抗
- RLa2 : 逆変換装置出力回路のインダクタンスの巻線抵抗
- L1 : 逆変換装置変圧器直流巻線の漏れリアクタンス
- L2 : 逆変換装置変圧器交流巻線の漏れリアクタンス
- La2 : 逆変換装置出力回路のインダクタンス
- Z0 : 逆変換装置変圧器の励磁インピーダンス
- Z1 : 逆変換装置変圧器直流巻線のインピーダンス
- Z2 : 逆変換装置変圧器交流巻線のインピーダンス
- Za2 : 逆変換装置出力回路のインピーダンス

である。ここで解析を容易にするために、逆変換装置変圧器直流巻線の抵抗および転流リアクタンスを零とすれば、直流側より負荷側をみたインピーダンス  $Zd_2$  は

$$Zd_2 = \frac{Z_0 (Z_2 + Za_2)}{Z_0 + Z_2 + Za_2} \quad (1)$$

となる。

一方逆変換装置変圧器の等価励磁インピーダンスは、変圧器の直流励磁度  $I'B$  を用いると、

$$\frac{1}{Z_0} = (g_0 - jb_0) \frac{I'B + IB_0}{1 + B(I'B + IB_0)} \quad (2)$$

と表わされる<sup>3)</sup>。

また出力周波数の基本波成分のみを考察することにし、

$$Za_2 + Z_2 = R + jX \quad (3)$$

とおけば、(1)(2)(3)式より

$$Zd_2 = \frac{(1 + BI'G)R + jX(1 + BI'G)}{\{1 + (B + g_0R + b_0X)IG + j(g_0X - b_0R)IG\}} \quad (4)$$

が得られる。ただし

$$IG = I'B + IB_0$$

$$R = R_2 + \frac{\{RLa_2(RLa_2 + Ra_2) + XLa_2\} Ra_2}{(RLa_2 + Ra_2 + XcXLa_2Ra_2)^2 + (XLa_2 + XcRa_2RLa_2)^2}$$

$$X = X_2 + \frac{\{XLa_2 - Xc(RLa_2 + XLa_2)\} Ra_2}{(RLa_2 + Ra_2 + XLa_2 XcRa_2)^2 + (XLa_2 + XcRa_2RLa_2)^2}$$

$$X_2 = \omega L_2$$

$$Xc = \omega Ca_2$$

$$XLa_2 = \omega LLa_2$$

であり、 $IB_0$  は変圧器のバイアス特性によって決まる定数である。

したがって、(4)式より進み角  $\theta_{a2}$  を求めると、

$$\theta_{d2} =$$

$$\cos^{-1} \left[ \frac{R \{1 + (B + g_0 R + b_0 X) I_G\} + X (X g_0 - b_0 R) I_G}{\sqrt{R^2 + X^2} \sqrt{1 + (B + g_0 R + b_0 X) I_G^2}} \right] \quad (5)$$

となり, 進み角は逆変換装置変圧器の直流励磁度の関数となることがわかる.

ここで (5) 式に  $B=0.244$ ,  $b_0=30.5$ ,  $g_0=5.80 \times 10^{-3}$ ,  $I_{B0}=2.00 \times 10^{-2} A$ ,  $R_{a2}=15.4 \Omega$ ,  $C_{a2}=400 \mu F$ ,  $R_{La2}=0 \Omega$ ,  $L_{La2}=\infty$ ,  $R_2=0.225 \Omega$ ,  $L_2=2.52 \times 10^{-4} H$ ,  $f_{a2}=60.0 \text{ Hz}$  を代入して計算すると, 第3図が得られる. これより逆変換装置変圧器の直流

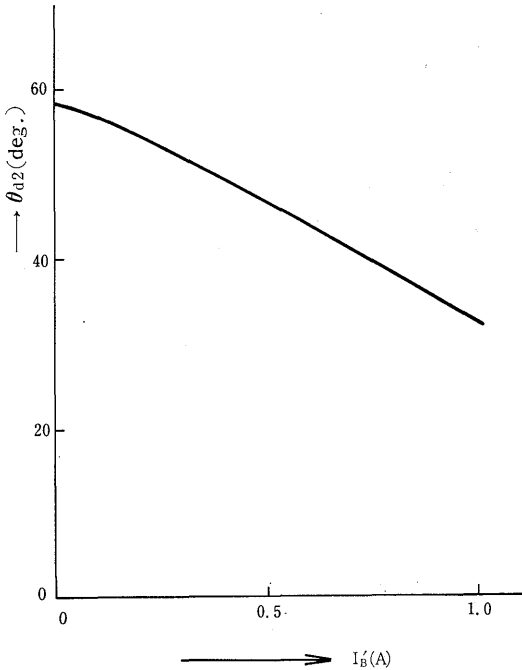


Fig. 3 Relation between the degree of DC excitation of inverter transformer and leading angle of inverter.

励磁を調整すれば, 進み角が制御されることが証明された. それゆえ進み角を検出し, それを逆変換装置変圧器の3次巻線に帰還して変圧器の直流励磁を制御すれば, 負荷回路の定数が変動しても, 進み角を一定に保持出来る.

### 3. 逆変換装置のブロック線図

第1図に示した逆変換装置のブロック線図は,

- 1) 逆変換装置変圧器の出力側には, 制御周波の基本正弦波電圧のみ発生する.
- 2) 逆変換装置変圧器の直流巻線の抵抗および転流リアクタンスを無視する.

という2つの仮定の下に解析すれば, 第4図となる<sup>4)</sup>.

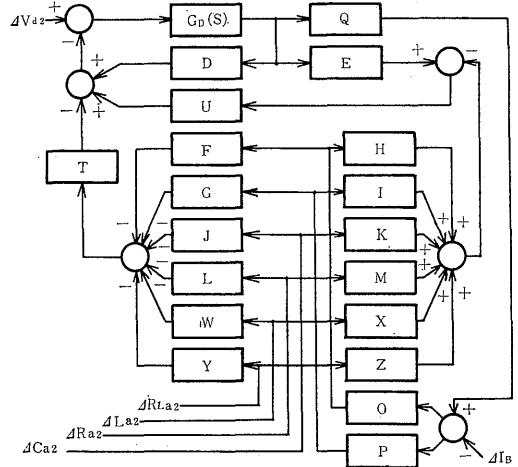


Fig. 4 Block diagram of inverter.

ただしブロック線図中の記号の意味については, 付録を参照されたい.

### 4. 理論値と実験値の比較検討

<4. 1> 定常特性 第3図を計算した時に使用した数値と同一定数を持つ6KWの逆変換装置を運転して, 逆変換装置変圧器の直流励磁度と進み角の関係を求めると, 第5図の丸印が得られる. ただし直流バイアス電流と変圧器の直流励磁度の関係は, 文献5)に詳述されている. 第5図の実線は第3図の理論値であるから, この両者を比較して理論値と実測値はかなり

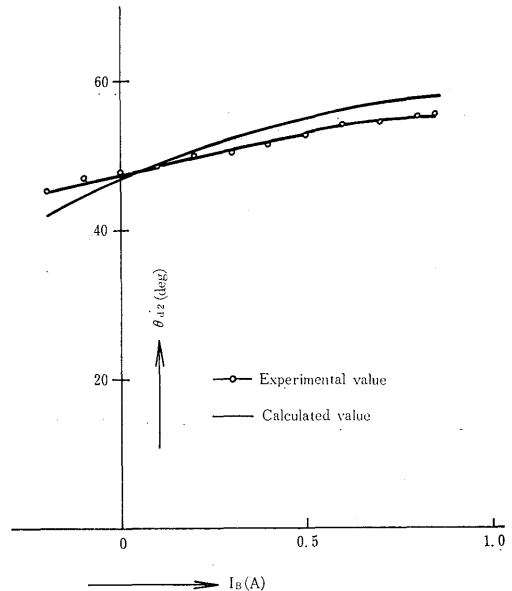


Fig. 5 Comparison of experimental value with calculated one.

よく一致していると云える。これより第2章で述べた制御理論が、実験によって裏付けされる。ただこの結果は、逆変換装置出力電圧の基本波成分について論じたものであるから、出力電圧に含まれる高調波成分が問題となる。しかしこの実験で観測した範囲では、波形狂率は10乃至20パーセント程度であったので、この様に基本波成分のみについて議論しても大きな相違はないものと考えられる。なお逆変換装置の進み角の制御範囲は、(5)式より明らかな様に逆変換回路の定数によって決定される。

<4.2> 過渡特性 ここでは、第3章で求めたブロック線図をアナログ計算機によって解析しよう。帰還回路はトランジスタとSCRを用いて構成したが、この回路の応答速度は他の部分に比べ非常に速いので、第6図に示した静特性より、帰還回路の伝達関数を

$$G_{\theta 2} = 22.0 \text{ v/rad.}$$

と置くことにする。第6図の  $I_{B00}$  は、直流バイアス電流の変化前の設定値である。

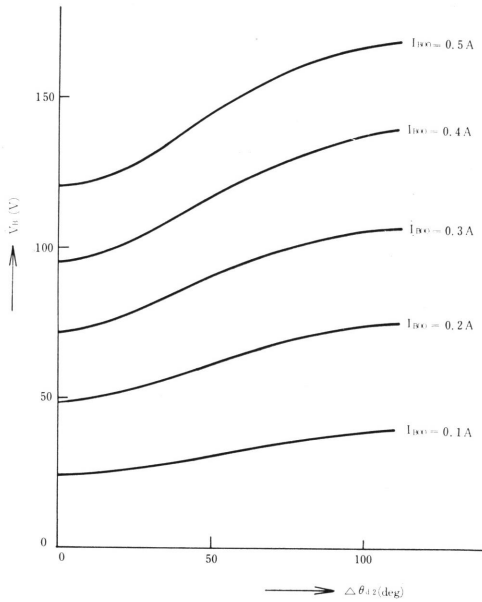


Fig. 6 Gain characteristics of feedback circuit.

又逆変換装置の変化前の装置の運転定数を次の様に設定しよう。

$$\begin{aligned} V_{a2} &= 93.0\text{V}, \quad b = 2.05 \times 10^{-2}, \quad g = 1.96 \times 10^{-3} \\ I_{B0} &= 0.310\text{A}, \quad I_D = 11.1\text{A}, \quad B = 0.224, \quad K_B = 0.333 \\ K_{a2} &= 1.00, \quad K_3 = 1.17, \quad R_{a2} = 15.4\Omega, \quad R_D = 0.360\Omega \\ R_2 &= 0.225\Omega, \quad R_{La2} = 0.0\Omega, \quad C_{a2} = 400\mu\text{F}, \quad L_{a2} = \infty \\ L_2 &= 2.52 \times 10^{-4}\text{H}, \quad f_{a2} = 60.0\text{Hz}, \quad N = 6, \quad L_D = 50\text{mH} \end{aligned}$$

これらは計算結果を実測値を比較するために用いた6KWの装置の機械定数ならびに実測値である。

4.2.1 設定値変更 第4図より、ブロック線図は第7図となる。ただし直流バイアス電流は実際には逆変換装置変圧器の3次巻線に直流電圧として印加されるから、第7図には逆変換装置変圧器の伝達関数

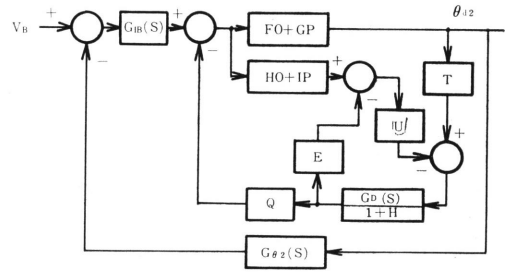


Fig. 7 Block diagram of inverter for DC bias current change.

$$G_{IB}(s) = \frac{I_{IB}(s)}{V_{IB}(s)} = \frac{KT}{1+TTs} \quad (6)$$

$$KT = \frac{1}{RT}, \quad TT = \frac{LT}{RT}$$

$RT$ : 逆変換装置変圧器三次巻線の抵抗

$LT$ : 逆変換装置変圧器三次巻線のインダクタンスを加えている。以下第10図および第13図のブロック線図も同様に考えて、(6)式を加えている。

逆変換装置変圧器の直流バイアス電流を 0.310A から 0.470A に急変させた場合の計算値のオシログラムを第8図に、6KWの装置によって測定した結果を第

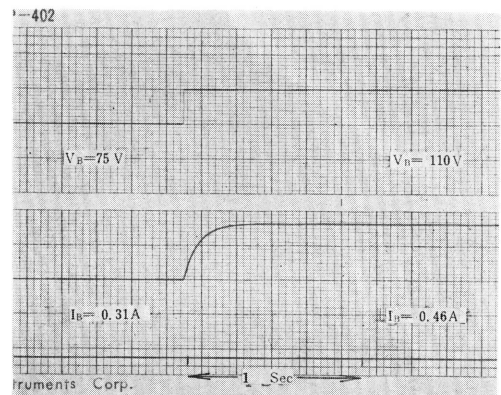


Fig. 8 Response of DC bias current due to change of reference voltage. (Calculated values)

9図に示す。ここでは測定回路の関係上  $\theta_{a2}$  をペンオシロに記録出来ないので、直流バイアス電流の変化を記録している。しかし変圧器の直流励磁度と進み角とは、第6図の関係を有するから、 $I_B$  の過渡応答をとっても同一性質を有すると考えられる。

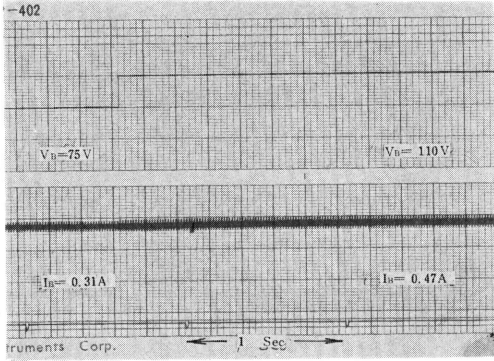


Fig. 9 Response of DC bias current due to change of reference voltage. (Experimental values)

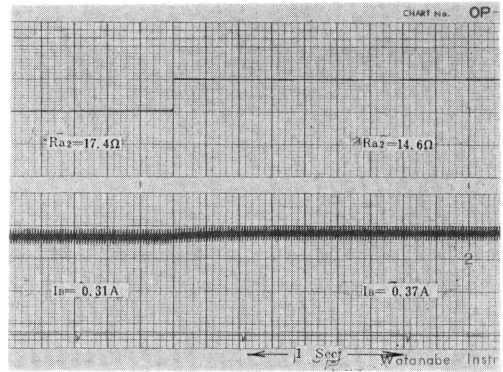


Fig. 12 Response of DC bias current due to change of resistance load. (Experimental values)

4.2.2 抵抗負荷急変 第4図のブロック線図より, 抵抗負荷急変時のブロック線図は第10図となる。そこで逆変換装置出力回路の抵抗は 15.4Ωより12.6Ωに急変させた場合の計算結果を第11図に, 実測結果を第12図に示す。

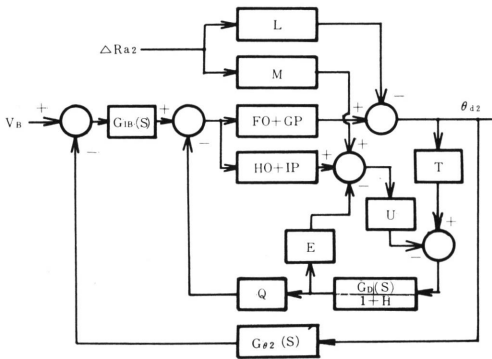


Fig. 10 Block diagram of inverter for load resistance change.

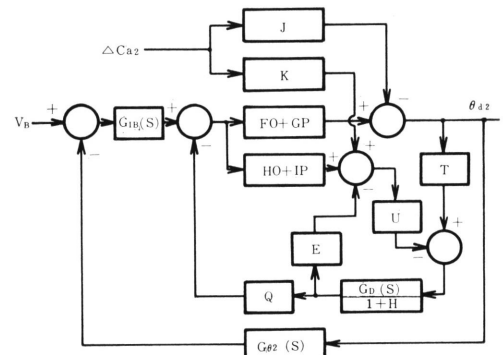


Fig. 13 Block diagram of inverter condenser change.

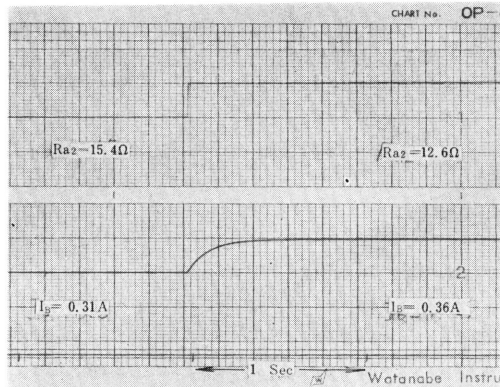


Fig. 11 Response of DC bias current due to change of resistance load. (Calculated values)

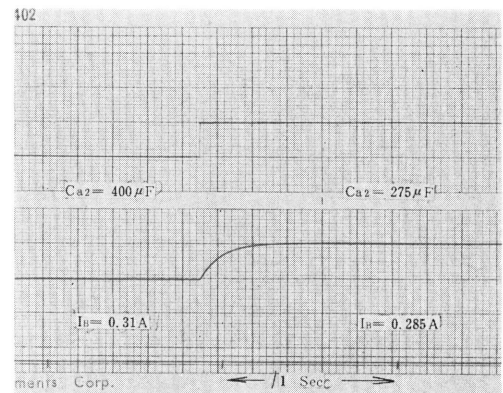


Fig. 14 Response of DC bias current due to change of condenser. (Calculated values)

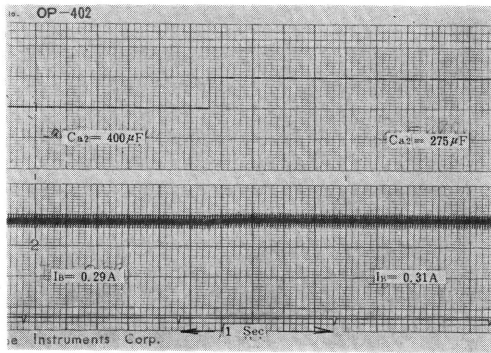


Fig. 15 Response of DC bias current due to change of condenser. (Experimental values)

4.2.4 計算値と実験値の比較 過渡応答に対する計算値と実験値の比較より、逆変換装置変圧器の直流励磁による進み角の一定制御系の応答速度は、直流電源側回路の時定数  $L_D/R_D$  によって決まることが分かる。したがってこの直流励磁制御系を付加しても、装置の応答速度には、別段影響を及ぼさない。応答速度を速めるためには、直流側回路の時定数を小さくしなければならない。しかしこの場合抵抗分  $R_D$  を大きくするのは損失を増大するだけであるから、直流回路のインダクタンス  $L_D$  を出来るだけ小さなものしなければならないが、逆変換器の転流の点を考慮すれば、あまり小さく出来ない、よってこの直流励磁制御系は、逆変換装置の応答速度に悪影響を及ぼすことはないと云える。

また直流励磁制御系は、この目的に用いられる他の方式に比べ、制御系の構成が容易なものも特徴の一つである。なお直流励磁の制御範囲については、文献3)に述べられている。

### 5. むすび

本稿は、自然転流型逆変換装置の問題点の一つである進み角の制御が、逆変換装置変圧器の直流励磁の調整によって出来ることを示し、その性質を明らかにした。

まず第2章において、逆変換装置の進み角が逆変換装置変圧器の直流励磁によって制御されることを理論的に証明し、これを第4章において、6 KWの装置を用いて実証した。また第4章においては、逆変換装置の進み角制御系をブロック線図を用いて表わし、設定値変更、抵抗負荷急変およびコンデンサ負荷の急変に対する過渡応答を求めた。これらの定常および過渡特性より、(1)進み角の制御範囲は出力回路の構成によって決まること、(2)進み角制御系の応答速度は、

装置の直流電源側回路の時定数によって決まること、ならびに(3)本方式は制御系の構成が他の方式に比べ容易であること等を明らかにした。

最後に数値計算は長崎大学電子計算機室の計算機によることを付記する。

### 文 献

- 1) C. Ehre-sperger : D. C. 6 212 (1961)
- 2) 町田, 上之蘭 : 電学誌 82 1832 (昭37)
- 3) 山田 : 電学誌 88 307 (昭43)
- 4) 山田 : 長崎大学工学部研究報告 1 27 (昭46)
- 5) 山田 : 長崎大学工学部研究報告 2 29 (昭46)

### 付 録

- D :  $R_1$   
 E :  $Ka^2 Id(Pa^2 + Qa^2) / Va^2(Ka^2 + La^2)$   
 F :  $2\cos^2\theta_{d2}(AaKa + FaLa) / \sin 2\theta_{d2}(Ka^2 + La^2)$   
 G :  $2\cos^2\theta_{d2}(BaKa + GaLa) / \sin 2\theta_{d2}(Ka^2 + La^2)$   
 H :  $Va^2(AaKa + FaLa) / (Ka^2 + La^2)$   
 I :  $Va^2(BaKa + GaLa) / (Ka^2 + La^2)$   
 f :  $2\{\cos^2\theta_{d2}(CaKa + HaLa) - Q_1 Wa\} + \sin 2\theta_{d2} \times (Ka^2 + La^2)$   
 K :  $Va^2(CaKa + HaLa) / (Ka^2 + La^2)$   
 L :  $2\cos^2\theta_{d2}(DaKa + IaLa) - Q_{11} Ua + \sin 2\theta_{d2} (Ka^2 + La^2)$   
 M :  $\{Va^2(DaKa + IaLa) - K_2^2 Id^2(MaQ_0 + NaQ_1)\} + Va^2(Ka^2 + La^2)$   
 O :  $(g_0 - gB) / Ab$   
 P :  $(b_0 - bB) / Ab$   
 Q :  $Kb / AbN$   
 T :  $K_3 Va^2 \sin^2\theta_{d2}$   
 U :  $K_3 \cos^2\theta_{d2}$   
 W :  $\cos^2\theta_{d2}(EaKa + JaLa) - Q_{11} Sa$   
 X :  $Va^2\{EaKa + JaLa\} - Ka^2 Id^2 LaQ_0$   
 Y :  $\cos^2\theta_{d2}(EaKa + JaLa) - Q_{11} Za$   
 Z :  $Va^2(EaKa + JaLa) - Ka^2 Id^2 VaQ_1$   
 Aa :  $\omega^4 L_2 La^2 Ca^2 Ra^2 - \omega^2 \{R_2(2La^2 + Ca^2 Ra^2 \times RLa^2) + L_2(Ra^2 + RLa^2) + La^2 Ra^2\}$   
 Ba :  $-\omega^2 \{La^2 Ca^2 Ra^2 R_2 + L_2(La^2 + Ca^2 Ra^2 \times RLa^2)\} + R_2(Ra^2 + RLa^2) + Ra^2 RLa^2$   
 Ca :  $\omega^4 g L_2 La^2 Ra^2 - \omega^2 \{bLa^2 Ra^2 R_2 + (1 + bL_2 + gR_2) Ra^2 RLa^2\}$   
 Da :  $\omega^4 g L_2 La^2 Ca^2 + b(R_2 + RLa^2) - \omega^2 \{bLa^2 \times Ca^2 Ra^2 + g(La^2 + L_2) + (1 + bL_2 + gR_2) \times Ca^2 RLa^2\}$   
 Ea :  $\omega^4 g L_2 Ca^2 Ra^2 - \omega^2 \{(1 + bL_2 + gR_2) + Ra^2 \times (g + bCa^2 R_2)\}$

$$\begin{aligned}
 \text{Fa} &: \omega \{R_2(Ra_2 + RLa_2) + RLa_2Ra_2\} - \omega^3 \{R_2La_2 \\
 &\quad \times Ca_2Ra_2 + L_2(La_2 + Ca_2Ra_2RLa_2)\} \\
 &\quad + gLa_2Ra_2 + bLa_2Ca_2Ra_2R_2 + gL_2(Ra_2 \\
 &\quad + RLa_2) \\
 \text{Ga} &: \omega \{R_2(La_2 + Ca_2Ra_2RLa_2) + L_2(Ra_2 + RLa_2) \\
 &\quad + Ra_2La_2\} - \omega^2 L_2La_2Ca_2Ra_2 \\
 \text{Ha} &: \omega bR_2Ra_2RLa_2 - \omega^3 \{La_2Ra_2(1 + bL_2 + gR_2) \\
 &\quad + gL_2Ra_2RLa_2\} \\
 \text{Ia} &: \omega \{bR_2Ca_2RLa_2 + (1 + bL_2 + gR_2) + bLa_2 \\
 &\quad + gRLa_2\} - \omega^3 \{La_2Ca_2(1 + bL_2 + gR_2) \\
 &\quad + gL_2Ca_2RLa_2\} \\
 \text{Ja} &: \omega b(R_2 + Ra_2) - \omega^3 \{Ca_2Ra_2(1 + bL_2 + gR_2) \\
 &\quad + gL_2\} \\
 \text{Ka} &: \omega^4 P_0 - \omega^2 P_2 + P_4 \\
 \text{La} &: \omega P_3 - \omega^3 P_1 \\
 \text{Ma} &: \omega^2 La_2 \\
 \text{Na} &: RLa_2 \\
 \text{Oa} &: Ra_2 \\
 \text{Pa} &: \omega^2 La_2Ra_2 \\
 \text{P}_0 &: gL_2La_2Ca_2Ra_2 \\
 \text{P}_1 &: La_2Ca_2Ra_2(1 + bL_2 + gR_2) + gL_2(La_2 \\
 &\quad + Ca_2Ra_2RLa_2) \\
 \text{P}_2 &: (LLa_2 + Ca_2Ra_2RLa_2(1 + bL_2 + gR_2) \\
 &\quad + gLa_2Ra_2 + bLa_2Ca_2Ra_2R_2 + gL_2(Ra_2 \\
 &\quad + RLa_2) \\
 \text{P}_3 &: bR_2(La_2 + Ca_2Ra_2RLa_2) + Ra_2(bLa_2 \\
 &\quad + gRLa_2) + (Ra_2 + RLa_2)(1 + bL_2 + gR_2) \\
 \text{P}_4 &: b\{Ra_2(R_2 + RLa_2) + R_2^2\} \\
 \text{Qa} &: \omega Ra_2RLa_2 \\
 \text{Q}_0 &: La_2Ra_2 \\
 \text{Q}_{01} &: 0 \\
 \text{Q}_1 &: Ra_2RLa_2 \\
 \text{Q}_{11} &: La_2Ra_2 \\
 \text{Ra} &: \omega^4 Ra_2 \\
 \text{Ta} &: -\omega_2 \{Ca_2Ra_2(1 + bL_2 + gR_2) + gL_2\} + bRa_2 \\
 \text{Va} &: \omega_2 Ra_2 \\
 \text{Ya} &: \omega \{bR_2Ca_2Ra_2 + gRa_2 + (1 + bL_2 + gR_2)\} \\
 &\quad - \omega^3 gL_2Ca_2Ra_2 \\
 \text{Sa} &: \omega^4(1 + Ra_2) \\
 \text{Ua} &: \omega^4(Ca_2RLa_2 + La_2) \\
 \text{Wa} &: \omega^4 Ra_2RLa_2 \\
 \text{Za} &: \omega^4 Ca_2Ra_2 \\
 \text{Ab} &: 1 + B\{(KB/N)Id - IB\} \\
 \text{Gd(S)} &: (1/Rd) / \{1 + (Ld/Rd)S\}
 \end{aligned}$$