UDC 621.314.572.014:621.382.3:621.313.334

論文

59-B 90

GTO サイリスタによる転流制御方式 電流形インバータ

正員 野 中 作太郎 (九州大)

正員 根 葉 保彦 (九州大)

准員 菊 地 健一 (九州大)

1. ま え が き

電流形インバータにおいて、その代表的な直列ダイオード方式は、4象限運転が可能、回路構成が簡単である、などの特長を有するため、誘導電動機駆動用として広く適用されている。しかしながら、この方式では、電動機および負荷の慣性モーメントが比較的小さい場合に負荷が軽くなったとき、系が不安定になり易い傾向がある。この不安定性は、主として点弧された主サイリスタに直列のダイオードが、転流コンデンサ電圧の影響で逆バイアスされて転流遅れを生じることによって起因するものである。これは、転流コンデンサ容量を小さく選定することである程度抑制できるが、反面コンデンサ電圧が高くなるので高耐圧の素子が必要となる。実際の駆動系では、経験的に種々のフィードバックをかけて安定化を図っている。筆者らは、直列ダイオード方式の系の安定化制御方式として、電動機端子電圧あるいは直流リアクトル電流の微分値をインバータゲート回路にフィードバックする方法⁽¹⁾を示した。この方法は本質的な回路の不安定性を制御回路で補償するものであるため、駆動時には安定性を向上させるが、回生運転時には逆に系を不安定にすることを明らかにした。また、電動機と並列にダミーリアクトルを接続することで安定性を向上できる⁽²⁾が、インバータ装置が大形化するきらいがある。その他、直列ダイオード方式の安定化のため、高速転流を目的として主サイリスタと並列に転流バイパス回路を接続する方法⁽³⁾⁽⁴⁾や、転流コンデンサ電圧の上昇を抑制するためのクランプ回路の付加⁽⁵⁾などが提案されている。ま

た、負荷の無効電力処理を結合リアクトルで行なう方法⁽⁶⁾⁽⁷⁾では、三相電源への電力回生ができない難点がある。

筆者らは、主回路から直列ダイオードを除去して安定化を図ることが得策であると判断し、転流コンデンサの充放電を逆並列に接続したサイリスタと転流バイパス回路で行なう新転流方式電流形インバータを提案した⁽⁸⁾。更に、波形を改善した改良形新転流方式電流形インバータを開発し⁽⁹⁾、安定性が非常に良く、高周波運転に適することを報告した⁽¹⁰⁾。

一方、最近では、自己消弧能力を有するゲートターンオフサイリスタ(以下 GTO と略記)の開発が進み、2,500 V/1,000 A 級の素子が製品化されている⁽¹¹⁾。GTO を適用すると、電圧形インバータでは、転流回路が省略可能というメリットにより、既に大容量の GTO が車両駆動装置に応用されている⁽¹²⁾。

電流形インバータでも当然、主スイッチング素子として GTO を用いる回路が考えられるが^{(13)~(15)}、無効電力処理のため転流コンデンサを除去するわけにはいかない。最近、GTO による PWM 方式の正弦波出力電流形インバータ⁽¹⁵⁾が提案され、その実用性が期待されるようになった。

今回、GTO を転流制御素子として用い、直列ダイオード方式における転流遅れを除去し、転流コンデンサ電圧の低下、安定性の向上を図った転流制御方式電流形インバータを開発した⁽¹⁶⁾。当然のことながら、GTO はインバータ容量によりパワートランジスタに置き換えることができる。このインバータは、GTO のゲート信号によって、転流コンデンサ電圧を制御でき、誘導電動機駆動特性も良好であることが判明した^{(17)~(21)}。

本論文は、転流制御方式電流形インバータの回路構成と動作原理について説明し、誘導電動機駆動特性の実験結果を示す。次に、誘導機の V/f 一定制御時の

Current Source Inverter with Commutation Control by GTO Thyristors. By Sakutaro Nonaka, Member, Yasuhiko Neba, Member & Kenichi Kikuchi, Associate (Faculty of Engineering, Kyushu University).

野中作太郎：正員，九州大学工学部電気工学科

根葉保彦：正員，九州大学大学院工学研究科電気工学専攻

菊地健一：准員，九州大学大学院工学研究科電気工学専攻

定常特性解析および電圧、電流フィードバック時の安定解析を行ない、それらの計算と実験結果を直列ダイオード方式と比較しながら示し、本方式電流形インバータの特長を明らかにする。

2. 回路構成と動作原理

〈2.1〉 回路構成 図1に転流制御方式電流形インバータ主回路と制御回路の構成を示す。 L_d は直流リアクトル、 $T_1 \sim T_6$ は主サイリスタ、 $G_1 \sim G_6$ は転流制御用 GTO、 $C_a \sim C_c$ は転流コンデンサである。制御回路は、誘導電動機の端子電圧 V と周波数 f の比 V/f を一定とする電圧フィードバックと、系の安定性向上のための電流フィードバックから成る。フィードバックされた電圧、電流の信号は基準信号 E_v^* と比較され、比例積分制御されてコンバータ出力電圧 e_d が決定される。同図で A_v , A_i は電圧、電流検出部の利得で、 K_{i2} はコンバータ部の利得である。また、 $\Delta\tau$

図1 インバータ回路

Fig. 1. Inverter circuit.

図2 ゲート信号

Fig. 2. Gate signals.

制御回路は SW がオンのとき、電流フィードバック信号とインバータゲート回路からの信号により、GTO がオフする時期を決定する。なお、SW がオフのときは、その時期が一定となる。

図2に各素子に与えるゲート信号の波形を示す。 $\beta = \omega_s \Delta\tau$ は、例えば T_1 と G_1 のオン信号の幅の差(電気角)を表わしている。インバータ主回路において、二個の GTO が転流コンデンサと並列に接続されているので、どちらか一方の GTO が導通状態のとき、転流コンデンサは短絡状態である。従って、GTO のオフのタイミング、すなわち図2に示される $\Delta\tau$ を変えることにより、転流コンデンサの充電時間つまりその電圧を制御できる。

〈2.2〉 動作原理 本方式インバータの回路動作は $\Delta\tau$ の長さで異なるので⁽¹⁷⁾、ここではその代表的な動作について説明し、転流は T_1 から T_2 について考える。

図3は $\Delta\tau = 0$ の場合の回路動作である。 T_1 , G_1 , T_6 , G_6 が導通しているとき、 T_2 , G_2 にオン信号、 G_1 にオフ信号を与えると、 G_1 はオフするが T_1 は C_a を通して負荷へ遅れ電流を供給するので導通状態である。また、 G_2 は C_b が前の転流で右側に正に充電されているので、逆バイアスされてオンせず、図3(a)の重なり期間となる。 a 相電流が C_a を充電しながら減少するにつれて、 C_b が放電して b 相電流は増加する。この状態で、 C_b の電圧が零になると、 G_2 がオンして図3(b)の転流コンデンサ充電期間となる。その後、 a 相電流が零になり T_1 がオフして 転流は完了する。このような回路動作をモード A と定義する。

図4は、 $\Delta\tau$ が存在し比較の長い場合の動作である。重なり期間は図3(a)と同じであるが、 T_2 オンの前にすでに G_1 がオフされているため、モード A のとき

図3 回路動作
(モード A)

Fig. 3. Circuit operations (mode A).

図 4 回路動作 (モード B')

Fig. 4. Circuit operations (mode B').

より転流コンデンサ電圧が高くなる。従って、 C_3 の放電が終わる前に a 相電流が零となり、 T_1 がオフして図 4 (b) の転流コンデンサ放電期間に移る。その後、 C_3 の電圧が零となり単流期間となる。更に、この場合は単流期間の終わりで G_2 がオフされるため、図 4 (d) に示す予備充電期間が $\Delta\tau$ の時間存在する。この回路動作をモード B' と定義し、 $\Delta\tau \approx 0$ の場合にはダッシュを付けて表わす。また、モード A'、あるいは C_3 の電圧が零になると同時に a 相電流が零になる動作も起こるが、その範囲は狭い⁽¹⁹⁾。このように、予備充電期間の長さで転流コンデンサの充電時間が変えられるので、結果として、その電圧を制御できることになる。上記のように、本方式は GTO のオフによりコンデンサと負荷との共振回路を形成し、その共振電流で主サイリスタ電流を消滅させて転流を行なう方式である。 $\Delta\tau$ を短く設定すると、コンデンサ電圧が低下して転流時間が長くなり、次の転流開始時までに主サイリスタがオフせず転流失敗に陥る。従って、本方式では回路および電動機定数を十分考慮して $\Delta\tau$ を決める必要がある。インバータ周波数 60 Hz、コンデンサ容量 $10\mu\text{F}$ で無負荷時には $\Delta\tau$ は $300\mu\text{s}$ 以上必要であるが、この値はコンデンサ容量および電動機定数で異なり、また、周波数の低下あるいは、すべりの増加に伴って短くすることができる。

3. 誘導機駆動特性

表 1 に示す定数をもつ三相誘導電動機をインバータ周波数 60 Hz、端子電圧実効値 200 V で運転した場合の各部の実測波形を図 5 に示す。図で e_1 は直流リクトル出力電圧、 i_a は直流リアクトル電流、 $i_{s,b}$ は誘導機相電流、 $e_{s,b}$ は端子電圧、 e_c は転流コンデンサ電

表 1 電動機およびインバータ定数
Table 1. Machine and inverter constants.

電動機定数	インバータ定数
2.2 kW	$L_d = 0.224 \text{ H}$
200 V	$R_d = 0.885 \Omega$
60 Hz	$C = 10 \mu\text{F}$
$P = 4$ 極	$A_p = 0.03$
$r_s = 0.859 \Omega$	$A_i = 0.3$
$r_r = 0.459 \Omega$	$K_v = 1$
$L_s = L_r = 0.0904 \text{ H}$	$K_i = K_{i1} K_{i2} = 200$
$M = 0.0873 \text{ H}$	$\tau_p = 0.2$
$J = 0.0179 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$	$\tau_i = 0.022$
(負荷用の直流機を含む)	

圧である。 e_c は回路動作からわかるように、並列に接続された GTO がオンしている間は零であるので 60° 幅の方形波となる。図 5 (a) と (b) は、無負荷時 ($s = 0.28\%$) および負荷時 ($s = 3.2\%$) で、両者とも $\Delta\tau = 300\mu\text{s}$ 、モード B' である。図 5 (c) は負荷時で $\Delta\tau = 0$ とした場合で、モード A の動作である。負荷時には、 $\Delta\tau = 300\mu\text{s}$ のとき、 e_c が高くなるので転流時間が短くなり、 $e_{s,b}$ のスパイクが大きくなる。しかし、 $\Delta\tau$ を小さくすると、 e_c は無負荷時とほぼ同じ電圧まで低くなり、 $e_{s,b}$ のスパイクが小さくなる。また、 e_1 の波形のひずみも小さくなる。主サイリスタ電流 i_r は、GTO 電流 i_g と転流コンデンサ電流 i_c の和であり、主サイリスタ電圧 e_r は、転流コンデンサ電圧と端子電圧の和となる。このように、GTO は転流用補助素子であるが、単流期間では GTO を通して負荷電流が流れるため、主サイリスタと同等の電流容量を有するものが必要である。

実験回路に使用した GTO は逆耐圧を有しないので、逆電圧阻止を目的として、ダイオードを各々の GTO と直列に接続している。図 5 (c) の GTO 電圧 e_g は、このダイオードも含めた波形で e_c と同じである。ただ、このようなダイオードの付加は回路動作に対して影響を与えるものではないので、図 1 では図示を省略した。

図 6 に本方式および直列ダイオード方式の転流コンデンサ電圧特性の実測値、図 7 に $\Delta\tau$ フィードバック時のすべりに対する $\Delta\tau$ の変化を示す。図 6 において直列ダイオード方式は転流コンデンサが Δ 結線 1 個の容量が $C = 10\mu\text{F}$ の場合の特性である。本方式では $\Delta\tau = 300\mu\text{s}$ 一定の場合、すべりが大きくなるにつれて e_c は高くなる。しかし、 $\Delta\tau$ 制御時⁽²⁰⁾ では、すべりとともにコンデンサの充電期間が短くなるので、 e_c は直列ダイオード方式に比べてかなり低い値に保たれるようになる。このように、負荷状態に応じて $\Delta\tau$ を変化させれば e_c の上昇は抑えられるが、 $\Delta\tau$ の値は 2

図 5 実験波形

Fig. 5. Experimental waveforms.

図 6 転流コンデンサ電圧特性

Fig. 6. Commutating capacitor voltage characteristics.

図 7 すべりに対する \$\Delta\tau\$ の変化
Fig. 7. Variation of \$\Delta\tau\$ for slip.

図 8 インバータ効率特性

Fig. 8. Inverter efficiency characteristics.

節で述べた原因で起こる転流失敗に至らない範囲で制御する必要がある。また、ここでは図示を省略したがインバータ周波数に対しても $\Delta\tau$ が変化するように制御を行なっている。

図 8 にすべりに対するインバータ効率特性を示す。効率 η は、インバータ入力電圧 E_d 、直流電流 I_d 、および電動機入力電力 P_i の実測値より $P_i/(E_d \times I_d)$ として計算した。なお、電圧スパイクなどによる計測器の誤差が本方式と直列ダイオード方式とも同じであるとした。本方式は直列ダイオード方式より 2~5% 良好である。これは、導通素子の順方向電圧降下による損失は直列ダイオード方式と同等であるので、転流

(2)~(5)式より、 τ_3 は既知であるので、未知数 $x(0-)$, τ_1 , τ_2 に関する 10 元非線形連立方程式を作りニュートン法を適用して数値計算を行なった。

$\Delta\tau=0$ の場合には、 e_{cc} に関する成分を零とすか e_{cc} を取り除いて考え、 $\tau_3=T$ とすれば全く同様な解析法で行なうことができる。

〈4・2〉 解析結果 計算に用いた電動機およびインバータ定数は表 1 に示す通りである。

図 10 に無負荷時、 $\Delta\tau=300\mu\text{s}$ での各部の計算波形を示す。 τ_c は瞬時トルクである。 T_2 オン ($t=0$) と同時に相電流 i_{sa} が減少し重なり期間となる。端子電圧 e_{sa} のスパイクは、転流コンデンサ電圧と相電流変化時に電動機の漏れインダクタンスに誘起される電圧の和である。また、予備充電期間が存在するので、転流コンデンサ電圧 e_c は $t=0$ で約 140 V から充電が始まっている。 e_r 波形において、主サイリスタターンオフ直後の逆バイアス電圧は電動機端子電圧と転流コンデンサ電圧の和であり、 e_c の変化によって、この電圧も変化する。従って、前述したようにこの逆バイアス電圧を考慮して $\Delta\tau$ を決める必要がある。しかし、負荷時では電動機端子電圧で逆バイアスされるため〔図 5 (c) 参照〕、 $\Delta\tau$ は必ずしも必要ではない。軽負荷時での主サイリスタの逆バイアス時間は転流コンデンサ容量と電動機漏れインダクタンスに依存し、

図 10 計算波形 ($s=0.28\%$, $\Delta\tau=300\mu\text{s}$)

Fig. 10. Calculated waveforms.

図 11 $\Delta\tau$ に対する転流コンデンサ電圧特性
Fig. 11. Commutating capacitor voltage characteristics for $\Delta\tau$.

図 12 転流時間特性

Fig. 12. Commutating time characteristics.

$C=10\mu\text{F}$ で約 $200\mu\text{s}$ である。各部計算波形は、図 5 (a) の実測波形と比較して、形状および大きさともよく一致している。

図 11 に各すべりに対して、 $\Delta\tau$ を変化した場合の転流コンデンサ電圧特性の計算および実測値を示す。両者とも $\Delta\tau$ の増加につれて転流コンデンサ電圧は高くなる。すべりが大きいほど e_c の $\Delta\tau$ に対する上昇率が大きいのは、電動機相電流がすべりと共に増加するためであり、計算と実測はほぼ一致している。

図 12 は本方式および直列ダイオード方式の転流時間特性の計算値である。直列ダイオード方式において τ_1 は逆バイアス終了時間、 τ_2 は重なり終了時間を示す。本方式の転流時間 τ_1 は、直列ダイオード方式の約 15% であり、非常に短いことがわかる。

5. 安定性

転流制御方式電流形インバータ駆動誘導電動機系の安定性の考察において、図1に示される電圧、電流の比例積分制御フィードバック⁽¹⁾を考える。解析は定常解析と同じ $\Delta\tau=300\mu\text{s}$ 、回路動作モード B' について行なう。従って、系の状態変数および各期間の状態方程式は(1)と(2)式で与えられる。

いま、 J を慣性モーメント、 T_L を負荷トルクとすると、機械系の運動方程式は次式で表わされる⁽²⁴⁾。

$$p\omega_r(t) = \frac{P}{2J} \{ \mathbf{x}^T(t) \mathbf{D} \mathbf{x}(t) - T_L \} \dots\dots (6)$$

図1より、フィードバックに対する式は、

$$e_d = K_i \left(1 + \frac{1}{\tau_i p} \right) \left\{ K_v \left(1 + \frac{1}{\tau_v p} \right) \times (E_v^* - A_v E_s) - A_i I_d \right\} \dots\dots (7)$$

となり、 E_s は電動機端子電圧の全波整流値、 I_d は直流電流の平均値である。

ここで、次式で与えられる変数 Q_1, Q_2 を考える⁽²⁾。

$$pQ_1 = \frac{K_v}{\tau_v} (E_v^* - A_v E_s) \dots\dots (8)$$

$$pQ_2 = \frac{K_i}{\tau_i} \{ K_v (E_v^* - A_v E_s) + Q_1 - A_i I_d \} \dots\dots (9)$$

従って、(7)式は次のようになる。

$$e_d = K_i \{ K_v (E_v^* - A_v E_s) + Q_1 - A_i I_d \} + Q_2 \dots\dots (10)$$

(8)~(10)式を周期 T のサンプル値表示をし、微小変動分をとり、新たに状態変数を

$$\mathbf{y}^T = [\mathbf{x}^T, Q_1, Q_2, \omega_r]$$

Fig. 13. Loci of dominant roots.

Fig. 14. Loci of dominant roots.

とすると次式を得る。

$$\Delta \mathbf{y}(kT+T) = \mathbf{H} \Delta \mathbf{y}(kT) \dots\dots (11)$$

(11)式において、行列 $\mathbf{H}$ の固有値を求めることにより系の安定判別ができる。

図13に $f=60\text{ Hz}$ 、 $C=10\mu\text{F}$ 、 $J=0.0179\text{ kg-m}^2$ での本方式および直列ダイオード方式のすべりに対する代表根の軌跡を示す。直列ダイオード方式は回路動作がAモード⁽²⁵⁾としたときの根である。同図より、電圧、電流フィードバック時において、慣性モーメントが小さい場合直列ダイオード方式では軽負荷時で不安定な根が現れているが、本方式はすべて安定であることがわかる。実験においても本方式は不安定性が現れ

図 15 ステップ応答

Fig. 15. Step responses.

ないことを確認している。軽負荷時の根の動きは開ループの E_s 一定時のトルク、転流コンデンサ電圧、転流時間特性に関係があり、本方式の根の動きが少ないのは図 12 に示すように、すべりに対して転流時間がほとんど変わらないためと考えられる。

図 14 に $J=0.1 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ の場合の代表根を示す。慣性モーメントが大きくなると、本方式の根は直列ダイオード方式と同様に更に安定側へ移行し、角周波数も低下する。

図 15 は $s=0.28\%$ から 0.44% へのステップ応答時の各部の実測波形である。直列ダイオード方式では負荷投入後、各波形は振動し不安定であるが、本方式では直ちに減衰して安定であることがわかる。これらのことは、図 13 の結果と一致している。

6. ま と め

以上、本論文で提案した転流制御方式電流形インバータは、GTO を転流制御用として用いることにより、従来の直列ダイオード方式とは全く異った回路動作で転流を行なう方式であり、その有用性を誘導電動機駆動時の実験から明らかにした。また、状態変数法で定常解析を行ない、各部計算波形が実測値と非常によく一致することを確認した。更に、本方式の電流形インバータで誘導電動機を駆動する場合の系の安定性について検討した。これらの実験および計算結果より、本方式電流形インバータは、周波数および電動機の負荷状態に応じて GTO のオフ時期を適切に制御する必要があるが、次のような特長を有することが明らかとなった。

- (1) 転流コンデンサ電圧は、GTO のオフ信号のタイミングを変えることにより制御可能である。またこのタイミングを制御するフィードバックを付加することにより、この電圧を直列ダイオード方式よりかなり低く、かつほぼ一定に保つことができる。
- (2) 低慣性、軽負荷時でも直列ダイオード方式より安定性が良い。
- (3) インバータ効率は良好である。
- (4) 転流コンデンサ電圧が低いので各素子の耐圧の面で有利である。また、コンデンサは 3 個でよく、その容量を小さく選定できるので経済的である。
- (5) 転流時間が短いので比較的高い周波数でも運転可能である。
- (6) 回生運転も可能である。

従って、本方式の電流形インバータは誘導電動機駆動用などに十分実用性があると考えられる。

終りに、本研究に有益なご助言、ご討議を頂いた九

州工業大学 篠原勝次助手、福岡大学 伊藤良三助教授、また、実験にご協力頂いた本学 光安諠生技官に深く謝意を表する。

(昭和58年12月26日受付、同59年7月13日再受付)

文 献

- (1) 野中・篠原：「電流形インバータ 駆動誘導電動機系の安定化制御方式の検討」電学論 B 102, 9 (昭 57-1)
- (2) 野中・篠原・根葉：「電流形インバータ 駆動誘導電動機系のダミリアクトル考慮時の定常および安定性」昭 57 電気学会会大 No. 563
- (3) 宮崎・杉本・長南・横山・田中：「交流電動機のインバータによる周波数制御」三菱電機技報 49, 6, 433 (昭 50-6)
- (4) 杉本・田中：「転流バイパス回路を備えた電流形インバータと誘導電動機の特性」電気学会電力応用研究会資料 EPA-75-7 (昭 50-8)
- (5) R. Palaniappan & J. Vithayathil: "High-Frequency Current Source Inverter", *IEEE Trans. Indust. Appl.* 1A-16, 3, 431 (1980)
- (6) 金・黒沢：「結合リアクトル転流法と電流形インバータ」電学論 B 96, 391 (昭 51-8)
- (7) 村井・鈴木・常広：「転流方式を改善した電流形インバータについて」電学論 B 99, 729 (昭 54-11)
- (8) 野中・篠原・根葉：「誘導機駆動用新転流方式電流形インバータ」電気学会回機研究会資料 RM-82-19 (昭57-2)
- (9) K. Shinohara & S. Nonaka: "Current Source Inverter with a New Commutation Circuit", *IPEC-Tokyo*. 608 (1983)
- (10) 野中・篠原・根葉：「改良形新転流方式電流形インバータ」電学論 B 103, 101 (昭 58-2)
- (11) 八尾・天野：「最近の電力用半導体素子」電学誌 103, 11 (昭 58-1)
- (12) 植田・成田：「GTO サイリスタの車両駆動装置への応用」昭 58 電気学会会大 S. 6-2
- (13) 伊藤・石坂・野中：「コンデンサバイパス方式 GTO 電流形インバータの一改良」昭 58 電気関係学会九州支部連大 No. 313
- (14) 橋本・松瀬・鈴木：「電流形 GTO インバータの原理と基礎特性」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-21 (昭 58-8)
- (15) 本部・上田・松田：「正弦波出力電流形 GTO インバータ」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-22
- (16) 野中・根葉：「電流形インバータの GTO サイリスタによる転流制御」昭 57 電気四学会九州支部連大 No. 449
- (17) 野中・根葉：「電流形インバータの GTO サイリスタによる転流制御方式」昭 58 電気学会会大 No. 553
- (18) 野中・根葉・菊地：「GTO サイリスタ転流制御方式電流形インバータによる誘導電動機駆動時の定常特性」昭 58 電気学会会大 No. 554
- (19) S. Nonaka & Y. Neba: "Commutation Control of Current Source Inverter Using GTO Thyristors", *3rd. IFAC Symposium*. 209 (1983)
- (20) 野中・根葉・菊地：「電流形インバータの GTO サイリスタによる転流コンデンサ電圧制御」昭 58 電気関係学会九州支部連大 No. 315
- (21) 野中・根葉・菊地：「転流制御方式電流形インバータ 駆動誘導電動機系の安定性」昭 58 電気関係学会九州支部連大 No. 316
- (22) 野中・篠原・根葉：「電流形インバータ 駆動誘導電動機系のビート現象」電学論 B 102, 521 (昭 57-8)
- (23) 野中：「インバータ駆動における定常および過渡特性の解析」昭 53 電気学会会大 S. 7-7
- (24) 野中・伊藤：「直列ダイオード方式電流形インバータ 駆動誘導電動機の安定性について」電学論 B 100, 153 (昭55-3)
- (25) 野中・篠原・平川：「電流形インバータ 駆動誘導電動機系の V/f 一定制御時の動作モード」電学論 B 101, 221 (昭 56-4)