UDC 621.313.392-9

論文

58-B 101

ヒステリシス電動機の自動瞬時過励磁運転

正員 湧井 源二郎 (茨城大)

非会員 大橋 功 (茨城大)

正員 栗原 和美 (茨城大)

1. ま え が き

表題の瞬時過励磁運転とは、入力電圧 V_i で同期運転している電動機を連続的に電圧を変えて $nV_i (n>1)$ まで上昇させ、また元の V_i まで同様に変化した後運転させる方法をいう。この n を過励磁率と定義する。

ヒステリシス電動機 (以下、HM と略記する) は

- (i) 一回転中のトルク脈動が小さいこと
- (ii) 振動、騒音が非常に小さいこと
- (iii) 始動時の突入電流が小さいこと

などの特長を有していることから、音響機器駆動用などを主用途としてかなり多方面に用いられているが、反面

(a) 同じ出力の他種の電動機に比較して機械的寸法が大きいこと

(b) 力率、効率が低いこと
などの欠点を有する。

ところで、この欠点を除くためには、

(1) ヒステリシストルクのほかに、他の同期トルクを付加する方法⁽¹⁾⁽²⁾

(2) ヒステリシストルクの大きなリングを用いる方法⁽³⁾

などが考えられるが、そのほかに表記「瞬時過励磁運転法」がある⁽⁴⁾。

すなわち、瞬時過励磁運転をすると、しない場合に比較して、

- (i) 出力トルクの増大(しない場合の約2倍)
- (ii) 力率、効率の改善
- (iii) 入力電流の減少

Automatic Operation of Hysteresis Motor with Short-duration Overexcitation. By Genjiro Wakui, Membey, Isao Ohashi, Non-member, Kazumi Kurihara, Member (Faculty of Engineering, Ibaraki University).

湧井源二郎: 正員, 茨城大学工学部電気工学科

大橋 功: 非会員, 茨城大学工学部 (現在、ソニー(株))

栗原和美: 正員, 茨城大学工学部電気工学科

など特性は著しく改善される。しかも電動機に特別な加工を必要としないところもこの方式の利点である。

これらの特性改善の程度の実測結果、瞬時過励磁後の特性の解析法など詳細な考察が既に筆者らの一人などによってなされている⁽⁴⁾。

最近、ウランの遠心分離機用駆動電動機として高速の HM ($f=667\sim 1,670$ Hz, 40,000~100,000 rpm) が用いられているが、数も数千台が同時運転される⁽⁵⁾。このとき、HM は力率が低いことから(誘導電動機より低い)、遅れ無効電力を補償する必要があり、普通、大容量のコンデンサを入力側に接続して力率を補償している。この方式は入力側で HM の誘導リアクタンスとの間に自励現象が起ること、また、HM の効率そのものは何ら改善できないなどの点がある⁽⁵⁾⁽⁶⁾。この点、本文で取扱う瞬時過励磁運転は HM の力率と同時に、効率も大きく改善でき、このような集団運転に特に適していると考えられる。しかし、この瞬時過励磁運転は負荷の急変などにより、電動機が同期速度の上、下に振動し、これを繰返し経験すると、徐々に通常運転の場合の特性に戻る性質がある。ここでは、まず、負荷の性質によりどのような瞬時過励磁法が適しているか考察し、次で本文で採用した自動的な瞬時過励磁運転法について述べる。

2. 瞬時過励磁運転法についての考察

瞬時過励磁の方法は負荷の性質により色々な方法が考えられる。ここでは次の二つについて考察する。

〈2・1〉 負荷が一定か、またはゆるやかに変化し、しかも比較的短時間運転の場合 テープレコーダ駆動用などがこの場合に相当する。

まず、考察を容易にするために、負荷一定、しかも同期脱出時を考えてみよう。いま、過励磁前の回転子一極についての $B-H$ ループ(これは回転子の直流ヒステリシスループと等しい)が図1のループ L_1 (最大

図 1 過励磁前のヒステリシスループ L_1 と過励磁後のループ L_1'

Fig. 1. Hysteresis loop L_1 before overexcitation and loop L_1' after overexcitation.

値 B_m で表わされるとすると、これから過励磁 ($2B_m$ まで過励磁) 後の $B-H$ ループは容易に求められ、既に筆者の一人などによって明らかにされている⁽⁴⁾。求め方などは文献(4)を参照して戴き、結果はループ L_1' のようにループ L_1 より面積が大きくなる。ところでヒステリシス電動機のトルク T は一般に次式で与えられる。

$$T = K \oint B dH \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 K ：定数、 B 、 H ：回転子リング内の任意の点の磁束密度、磁界の強さ、

$\oint B dH$ ：ヒステリシスループ面積

結局、ループ L_1 は過励磁後はループ L_1' のように面積を増大させ、ループ形状を変化させる。これにより、出力トルク、効率、力率が増大し、入力電流が減少し、特性が改善される。そして、 L_1' の面積に相当して、電源から固定子、ギャップを通して、回転子に電力が供給されるので、安定して連続運転が可能である⁽⁴⁾。

また、瞬時過励磁の方法は同期時、無負荷の状態ですら瞬時過励磁し、その後で負荷をかけて同期脱出させても、前記のように脱出トルクの状態ですら瞬時過励磁を行なっても、脱出時の特性は変わらないことが実験的に明らかにされている。結局、一般に瞬時過励磁した後の任意のヒステリシスループ (脱出トルク以下の任意の負荷) に相当して、電源から回転子に電力が供給され、安定した運転を継続できる^{*1}。

音響機器駆動用電動機 (テープレコーダなど) は、

ほぼ一定負荷で運転時間は比較的短時間 (普通一時間以内) である。この場合は始動時、同期速度に達した後、一度瞬時過励磁を行えば十分で、定格負荷としては通常励磁の場合の脱出トルク以内 (例えば 80% 程度) で運転し、出力よりむしろ、高効率、高力率で安定運転を行なうのが望ましいと考える。

〈2・2〉 負荷が一定か、またはゆるやかに変化し、しかも長時間連続運転の場合 前記ウラン遠心分離機用電動機がほぼこの場合に相当する。この場合は何らかの原因で通常励磁の特性に近づいたときに、自動的に瞬時過励磁してやる必要がある。そのためのセンサとしては、瞬時過励磁による特性変化を利用すればよく、

(i) 入力電流 I_i

(ii) 力率 $p.f$

などが考えられる。

(ii) の力率をセンサとする方法は、電源電圧の変動の影響が極めて小さく、センサとして優れていると考えられる。これに対し入力電流を検出する方法は電源電圧の変動の影響を直接受ける欠点がある。しかし、普通入力電圧の変動はあまり大きくないので、本文では、入力電流の変化をセンサとして利用することにする。

3. HM の手動瞬時過励磁後の特性

ここでは、普通、最も多く用いられている単相コンデンサ分相形 HM を対象とする。ここで、手動瞬時過励磁とは試料電動機の入力側に単相誘導電圧調整器を設置して、手動で入力電圧を変えて瞬時過励磁を行なうものである (電圧の変化は手動でできるだけ早く変えるようにした)。なお、試料電動機の仕様は脚注に示すとおりである^{*2}。

なお、手動過励磁の過励磁率は $n=2$ とした。これは既に筆者らによって、 $n=2 \sim 2.5$ で、脱出トルク、効率、力率がいずれも最大値に近くなり、逆に入力電

*1: 瞬時過励磁後のループ (例えば L_1') は負荷が急変して、回転子が同期速度の上、下に振動し、これを繰り返すと最終的に通常励磁の場合のループ (例えば L_1) になる。逆に同期速度の上、下に振動することがなければ、同期時のループは安定していつまでも維持される。

*2: (1) 固定子 単相、4 極、コンデンサ分相形、定格コンデンサ: $2 \mu F$ 、定格トルク: $600 \text{ g}\cdot\text{cm}$ のものを空間高調波磁束の影響を極力小さくするため、ギャップの長さを 0.2 mm から 0.5 mm と大きくした。 0.5 mm のときは、 $C=3.5 \mu F$ で円回転磁界に近くなる。巻線・主巻線: $1,560$ 回/相、巻線係数: 0.7887 、補助巻線: $3,120$ 回/相、巻線係数: 0.7887 、スロット数: 24 、固定子内径: 51.20 mm 、軸方向の鉄心積厚: 26.0 mm

(2) 回転子 回転子リング: アルニコ系半硬質材で、 $B_r=9.5 \text{ kG}$ 、 $H_c=140 \text{ Oe}$ 、回転子外径: 50.185 mm 、内径: 36.5 mm 、軸方向の長さ: 26.1 mm

図2 過励磁後の脱出時特性 (n : 過励磁率, $C=3.5 \mu\text{F}$)

Fig. 2. Pull-out characteristics after overexcitation.

図3 過励磁後の脱出時特性 (n : 過励磁率, $C=2.0 \mu\text{F}$)

Fig. 3. Pull-out characteristics after overexcitation.

流はほぼ最小値となって、最も好ましい特性となることが実験的に確かめられているからである⁽⁷⁾。

実験結果 図2、図3に瞬時過励磁前と後の同期脱出時特性を比較して示す。ほぼ円回転磁界に近い

表1 瞬時過励磁前と後の入力電流の変化分

Table 1. Difference of input current between before and after overexcitation.

C (μF)	同期脱出時			
	2		3.5	
ΔI_i (mA)	90	50	60	30
V_i (V)	60	100	80	100
C (μF)	無負荷時			
	$\Delta I_{i\max}$	ΔI_{in}	$\Delta I_{i\max}$	ΔI_{in}
ΔI_i (mA)	220	90	130	105
V_i (V)	60	100	80	100

(注) $\Delta I_{i\max}$: ΔI_i の最大値, ΔI_{in} : ΔI_i の定格電圧における値

$C=3.5 \mu\text{F}$ の場合も、これよりかなり離れた $C=2 \mu\text{F}$ の場合もいずれも、瞬時過励磁によって、同期脱出トルク、力率、効率の大幅な増大と、電流の減少が顕著である。

これから、過励磁前と後の入力電流の変化分 ΔI_i を求めると表1に示すようになる。表には無負荷の場合も併記した。これから入力電流の変化分 ΔI_i は同期脱出時よりむしろ無負荷時の方が大きい(2倍以上)。瞬時過励磁の程度を検出するためには、明らかに ΔI_i が大きいほど検出し易い。従って、同期脱出時の検出感度が十分であれば、これ以下の任意の負荷で感度は十分である。

4. 自動的に瞬時過励磁を行なうための回路構成

第3章で述べたように、瞬時過励磁した後では入力電流 I_i は減少する。この I_i は負荷の急変などにより、HMが同期速度の上、下に振動すると徐々に大きくなる。この変化分が過励磁前の値に対し或%増加(試料機の実験では5%)した時点で、自動的に瞬時過励磁を再び行なって、元の小さな電流値に戻して運転する。図4はそれを実現するための構成回路図である。試料機は取扱いの容易さを考慮してコンデンサ分相形とした。図で回路は、①主回路、②電流センサ回路、③規定電圧回路、④比較増幅回路、⑤ゲート制御回路の五つからなる。

以下、各部の動作を簡単に説明する。

(1) 主回路 図4のように、2組の逆並列に接続したサイリスタ回路を、単相変圧器の二次に接続する。GDとGF間の電圧比は2:1である。すなわち Th_1 と Th_2 が on 状態(Th_3 と Th_4 は off 状態)のときは定常運転であり、また、 Th_3 と Th_4 が on 状

図 4 自動瞬時過励磁運転装置

Fig. 4. Automatic operation device with short duration overexcitation.

図 5 センサ回路の感度

Fig. 5. Sensitivity of sensor circuit.

態 (Th_1 と Th_2 は off 状態) のときは瞬時過励磁の状態である。

(2) 電流センサ回路 図 4 のように、変流器 C.T. によって入力電流 I_i に比例した直流電圧 V_{di} (リップル電圧 1% 以下) を得ている。入力電流 I_i と V_{di} との関係は図 5 に示されるようにほぼ直線関係となる。回路でツェナーダイオード ZD は比較増幅器の最大許容電圧 (試作回路では 13 V) 以下におさえるためのものである。

(3) 比較増幅器 入力電流 I_i がある値 (これを規定電流 I_p とする) より大きくなったとき瞬時過励磁を行なうためには、 I_i に比例した電圧 V_{di} と I_p に比例した電圧 V_p を図 4 のように、比較増幅器に入力する ($-15V \leq V_p \leq 0$)。出力は V_{di} と V_p の代数和を利得倍したものの反転した電圧となる。比較増幅器

の利得を比較的大きくとしている (試作回路では 18) から次のように近似できる。すなわち、 $V_{di} + V_p \leq 0$ の場合は $I_i < I_p$ となり、定常運転状態である。 $V_{di} + V_p > 0$ の場合は $I_i > I_p$ となり、瞬時過励磁を行なうこととする。すなわち、比較増幅器回路の出力信号の正負により、定常運転か、瞬時過励磁を行なうかいずれかを決定することになる。

(4) ゲート制御回路 前に述べたように、 $V_{di} + V_p \leq 0$ のときは定常状態で、サイリスタは Th_1, Th_2 が on して、定格電圧が HM に印加される。何らかの理由で $V_{di} + V_p > 0$ になったときは、比較回路からの信号は過励磁の信号を出力し、 Th_3, Th_4 が on して定格状態の 2 倍の電圧が HM に印加される。更に過励磁の時間 T_w を経て定常状態の信号を出力する。しかし、図 4 のセンサ回路のコンデンサ C_s の放電時間が 1 秒程度かかるため、この間 $V_{di} + V_p > 0$ の状態で過励磁の信号を出力し誤動作する。これを防止するために、放電し終るまでの時間として、($T_w + 1$) 秒程度比較回路とゲート回路をシャ断する。これがシャ断回路である。

また、サイリスタ $Th_1 \sim Th_4$ はいずれも、それぞれのサイリスタにかかる電圧が正の半サイクルの零点において、トリガパルスがかかる必要がある。それには電源電圧の 0V 検出を行ない、フォトカプラを使用している*。

パルスは周期 20ms、パルス幅 10ms を発生しているが、パルストランスを使用している関係で、パルス幅が 2~3ms になる。ところで、電動機負荷は遅れであるため、遅れが大きいとトリガできなくなる。これを防止するのが発振回路で 1kHz のパルスでトリガパルスを集合パルスとした。

T.T.L 回路の出力信号ではパワー不足のため、トランジスタで 2 段増幅され、パルストランスを経て、サイリスタゲートへ入力される。

5. 実験結果

図 4 の回路で瞬時過励磁運転を行なうが、瞬時過励磁後の入力電流がどの程度増加したときに、再び瞬時過励磁を行なうかにより、次のような電流検出感度を定義する。

〈5・1〉 電流検出感度 通常運転時の入力電圧 V_i

*: 本文では、 I_i が遅れ電流であるにかかわらず、この方法でゲートにトリガパルスを与えて支障がなかった。しかし、実際のシステムへの適用には、負の半サイクルの電流 (遅れ電流) が零の時点 (正の半サイクルの電圧はある値のとき) で、トリガパルスを与えて図 4 の DF 間が短絡しないようにすべきである。それには電流 0 検出を行なう必要がある。

が定格電圧 $V_n (=100 \text{ V})$ のときの入力電流を I_n とすると、検出感度 α を次式で定義する。

$$\alpha = (\Delta I' / I_n) \times 100 (\%) \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $\Delta I'$ ：瞬時過励磁後の入力電流 I_i の変化分

いま、HM の入力電流 I_i とセンサ出力電圧 V_{di} との関係は図5のように与えられる。 V_{di} と I_i はほぼ直線とみなすことができるから、その傾き G (図では10) とすると、 $\Delta V_{di} = \Delta I' \cdot G$ は過励磁後のセンサ出力電圧の変化分である。過励磁直後のセンサ出力電圧を V_{di}' とすると、

$$V_{di}' + \Delta V_{di} = V_p \dots \dots \dots (3)$$

となったとき、再び瞬時過励磁を行なうことになる。 V_p を変えると $\Delta I'$ が変わり、検出感度を変えることができる。 α をあまり小さく選定すると、入力電圧 V_i の変動を直接受けるため、瞬時過励磁後の特性が維持されているにもかかわらず、再び瞬時過励磁を行なうことになり、安定な運転ができなくなる。筆者らは実験を通して、 $\alpha = 2 \sim 5\%$ に選定すると現在の入力電圧変動に対する誤動作は受けず、安定な動作をすることがわかった。

〈5・2〉 特性の比較 今回はサイリスタによる入力電圧の自動切替により瞬時過励磁を行なったが、これと手動過励磁した場合の特性の相違などを考察してみる。瞬時過励磁時間 T_w は1.3秒と3.6秒の2種の場合を測定した。

図6 過励磁後の脱出トルク対入力電圧特性
Fig. 6. Pull-out torque vs. input current characteristics after overexcitation.

図7 過励磁後の入力電流対入力電圧特性
(同期脱出時)

Fig. 7. Input current vs. input voltage characteristics after overexcitation.

図8 過励磁後の力率対入力電圧特性
(同期脱出時)

Fig. 8. Power factor vs. input voltage characteristics after overexcitation.

図6に同期脱出トルク特性を示す。瞬時過励磁運転は、通常運転より一般にトルクがかなり大きくなるが特に自動 ($T_w = 3.6 \text{ s}$) が一番大きく、自動 ($T_w = 1.3 \text{ s}$)、手動の順になっている点に注目したい。

図7に入力電流特性を示す。この場合は瞬時過励磁によって一般に入力電流が小さくなるが、一番小さいのが手動で、自動 ($T_w = 1.3 \text{ s}$)、自動 ($T_w = 3.6 \text{ s}$) の順に大きくなっている。

図8、図9にそれぞれ力率、効率特性を示す。過励磁による力率の改善は手動のほうが幾分よいが、効率では逆に自動の方が幾分よくなっている。

表2に試料電動機を瞬時過励磁した場合の固定子巻線温度および巻線抵抗の測定結果を示す。手動、自動いずれも固定子巻線温度 30°C 、巻線抵抗 54.5Ω のとき、瞬時過励磁を行なった。まず、過励磁終了時の巻

図 9 過励磁後の効率対入力電圧特性 (同期脱出時)

Fig. 9. Efficiency vs. input voltage characteristics after overexcitation.

表 2 瞬時過励磁前と後の固定子巻線の抵抗と温度の変化

Table 2. Difference of resistance and temperature of stator winding between before and after overexcitation.

C (μF)	2		3.5	
	手動	自動 ($T_w=3.6$ s)	手動	自動 ($T_w=3.6$ s)
検出感度 α (%)	—	5	—	5
抵抗増加率 (%)	3.8	0.73	4.2	1.5
R_{M_s} (Ω)	56.6	54.9	56.8	55.3
t ($^{\circ}\text{C}$)	40.2	31.9	41.2	33.9

(注) R_{M_s} : 過励磁終了時の主巻線抵抗
過励磁前の主巻線抵抗 54.5 Ω
 t : 過励磁終了時の主巻線温度
過励磁前の主巻線温度 30 $^{\circ}\text{C}$

線の温度上昇は表から手動で 10~11 $^{\circ}\text{C}$ 、自動で 1.9~3.9 $^{\circ}\text{C}$ で手動、自動いずれも温度上昇の点では余裕があり、特に自動の場合は温度上昇はかなり小さいことが明らかとなった。

巻線の抵抗増加は手動の場合で約 4%、自動の場合で 0.7~1.5% で、手動の場合が 2 倍以上の増加である。この結果を用いて、図 6~図 9 における HM の特性が手動と、自動の場合で相違する理由を説明することができる。

脱出トルクにおいて、手動の場合が小さくなるのは巻線抵抗増加による一次漏れインピーダンスによる電圧降下が大きくなるため、回転子磁束密度が小さく、従って出力トルクに比例するヒステリシスループ面積が小さくなるためと考えられる。手動の場合の方が力率が幾分大きく、逆に電流、効率は幾分小さくなるのは巻線抵抗の相違で、容易に説明することができる。

図 6 から自動 ($T_w=3.6$ s) の方が自動 ($T_w=1.3$ s) の場合よりトルクが大きくなるのは重要な意味があり

図 10 瞬時過励磁期間内の入力電圧、入力電流のオシログラム

Fig. 10. Oscillogram of input voltage and input currents in short-duration overexcitation.

次にこの理由を考察してみよう。図 10 はサイリスタ切替により入力電圧を定常 $\xrightarrow{(A点)}$ 瞬時過励磁 $\xrightarrow{(B点)}$ 定常と瞬間的に変化させた場合の入力電圧 V_i 、入力電流 I_i 、主巻線電流 I_M 、補助巻線電流 I_A の変化の様子を示したオシログラムである。A 点で瞬時に入力電圧が 2 倍になると、HM は瞬間的に加速されて同期速度以上となるが、以下同期速度を中心として減衰振動を繰返すこととなる。瞬時過励磁時間 $T_w=1.3$ s の場合は振動が消滅して同期速度に落ち着く以前に、入力電圧が元の値に戻るようになる。これらはストロボにより観察される。これに対し、 $T_w=3.6$ s の場合は完全に振動が消滅して同期速度に落ち着いた後、元の電圧に戻る。従って、元の電圧に戻ったときの回転子内一極対のループ (その面積) が異なり、トルクが相違するためである。結局、瞬時過励磁のために必要かつ十分な時間 T_w は機械的な過渡振動が消滅するまでの時間といえる*。

〈5・3〉 実際のシステムへの適用にあたっての考慮事項

(1) 定格負荷と基準電流 瞬時過励磁により脱出トルクは増大するが、万一通常運転時の特性に戻った場合にも、同期を脱出しないように、定格負荷は通常励磁の場合の脱出トルク以下 (80% 程度) とし、むしろ力率、効率を改善して運転するのが望ましいと考えられる。

ところで、図 4 では入力電流 $I_i (\propto V_{ai})$ が基準電流 $I_p (\propto V_p)$ まで大きくなったときに、再度瞬時過励磁することになる。いま、試料電動機について I_p を考えると、 I_p は前記定格負荷と α を考慮して、図 11 の定格電圧 100 V のときの Δ 点で示される。負荷の変化

*: もし、機械的過渡振動がなければ、筆者らが既に述べたように、2 倍の電圧を 1 サイクル (20 ms) 印加すれば十分である**。

図 11 瞬時過励磁前と後の入力電流

Fig. 11. Input currents before and after overexcitation.

は減少する方向で、このとき電流 I_i も矢印の方向に減少するから、負荷変化のみで、瞬時過励磁を行なうことはない。

(2) 実際の回路構成と総合特性 図4では①～⑤の回路が常時電源に接続されているが、実際にはその必要はない。すなわち、常時は②センサ回路、③規定電圧回路、④比較増幅器のみが電源に接続されており、 I_i が I_p と等しくなったときに、初めて主回路とゲート制御回路を電源側に挿入して、瞬時過励磁（時間 $T_w=3$ 秒程度）を行なう。行なった後はこれらは再び電源側から切り離す。従って、主回路とゲート制御回路の損失はごく短時間 (T_w) のため無視できる。また、常時挿入されている②～④の回路の電力は 0.3 W 程度で電動機特性に及ぼす影響は小さい。結局、実際には過励磁装置を含む総合特性は電動機単体の特性に近い状態で運転可能と考えられる。

図4の実際のシステムへの適用には、(i)主回路の改善、(ii)主回路の電源に挿入および切り離す方法、(iii)瞬時過励磁の際の電圧変化速度の減少（機械的過

度振動を考慮して、試料機では 100 V/s 程度以下）が望まれるが、これらは今後の課題としたい。

6. むすび

瞬時過励磁運転は脱出トルクが大きくなることを利用して、定常運転の脱出トルク以上で運転できるが、安定でない。それよりはむしろ、定常の脱出トルク以下で、瞬時過励磁により効率、力率を大きく改善して運転できる点を利用すべきである。そのための自動過励磁のセンサとして電流の変化を検出する方法について述べた。

この方法が、十分使用し得ることが明らかとなったが、センサ回路の直流電圧を得るための平滑回路など改善の余地は大きい。また、このような瞬時過励磁による特性変化がこれまでの手動の場合とほぼ同じ特性変化となること、過励磁に必要とする時間は電動機の機械的な過渡特性などに左右されること、また、過励磁による電動機の温度上昇は自動で約 4°C、手動でも 11°C で余裕があることなどが明らかとなった。

ここでは入力電流を検出したが、入力の方率を検出する方式では入力電圧の変動の影響をほとんど受けないから、後者の方がさらに望ましいと考えられるが、これらは今後の課題としたい。

(昭和 58 年 1 月 31 日受付、同 58 年 7 月 12 日再受付)

文 献

- (1) 湧井：「反動トルクをもったヒステリシス電動機とその解析法」電学論 B 98, 781 (昭 53-9)
- (2) В. И. ЛЕРОВ: "СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬС ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ И ГИСТЕРЕЗИСНЫМ ЛУСКОМ, ВЕСТНИК", ЭЛЕКТРОПРОМЫШЛЕННОСТИ, 32 (1959)
- (3) 湧井・久保田：Fe-Cr-Co 磁石のヒステリシス電動機への適用」電学論 B 101, 364 (昭 56-6)
- (4) 湧井・西野：「ヒステリシス電動機の瞬時過（不足）励磁後の特性とその解析」電学論 B 101, 347 (昭 56-6)
- (5) J. Nestler: "Verhalten von dreiphasigen Hysteresemotoren beim Antrieb von Gas-Ultrazentrifugen", AEG-Telefunken, 139 (1976)
- (6) 羽根吉, 他: 「インバータ駆動ヒステリシス電動機の自励現象の解析」昭 57 電気学会全大 No. 695
- (7) 湧井・一ノ瀬: 「瞬時過励磁後のヒステリシス電動機の特性」昭 56 電気学会全大 No. 716