

最近のHTDとその応用

西 政 隆*

The Modern HTD and Its Applications

By Masataka Nishi

Hitachi Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

The development of automatic control engineering which was urged by wartime needs has been still continuing its large stride not only in the sphere of theoretical research but in industrial applications alike. And this necessarily means the progress of the amplifier. The amplifier is now demanded to have hundred to several thousand watt capacity as its application has been extended to the control of such machines, whose capacity reaching sometimes several thousand kilowatt. For this reason it has become a favoured practice for the control of electromagnetic power to employ the rotating amplifier and, if the application is of static nature, to use magnetic amplifier.

Hitachi's HTD or the rotating amplifier, is the product originally developed from HLG, its capability has been testified by a large number of users in its 20 years' history in various industries including iron, paper, mining, construction and other industries.

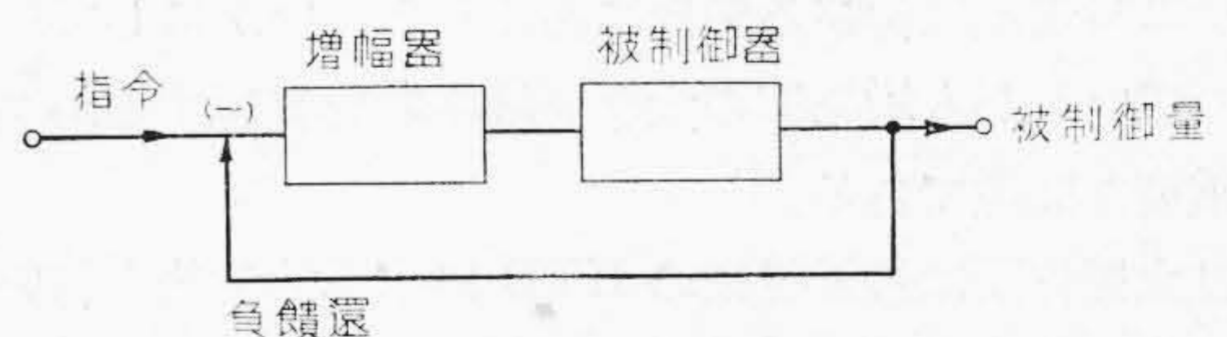
The essential requirements on the rotating amplifier are the high amplifying factor and the small time constants, and both of them are successfully incorporated in the HTD of the newest design.

〔I〕 緒 言 ⁽¹⁾⁽²⁾

製鉄，製紙，鋁山などを始めとする一般電動力応用方面における技術の進歩は，最近目覚ましいものがある。特に戦時中発達した自動制御工学の最近における著しい理論的進展に伴い，その実施活用による電動力応用方面の進歩発達は特に顕著である。

電動力応用方面における自動制御の目的は最終的には電動機の世界出力などを所定の計画通り，または運転者の指令通り正確迅速に制御することであり，正確のためには高い精度が，迅速のためには大なる速応性が不可欠の要件である。

自動制御方式としては一般に電動機速度または電流などの被制御量を指令点に負饋還して，閉ループを形成するのであるが(第1図参照)，その精度を上げるためには閉ループ全体の増幅率を上げる必要があり，大きな増幅



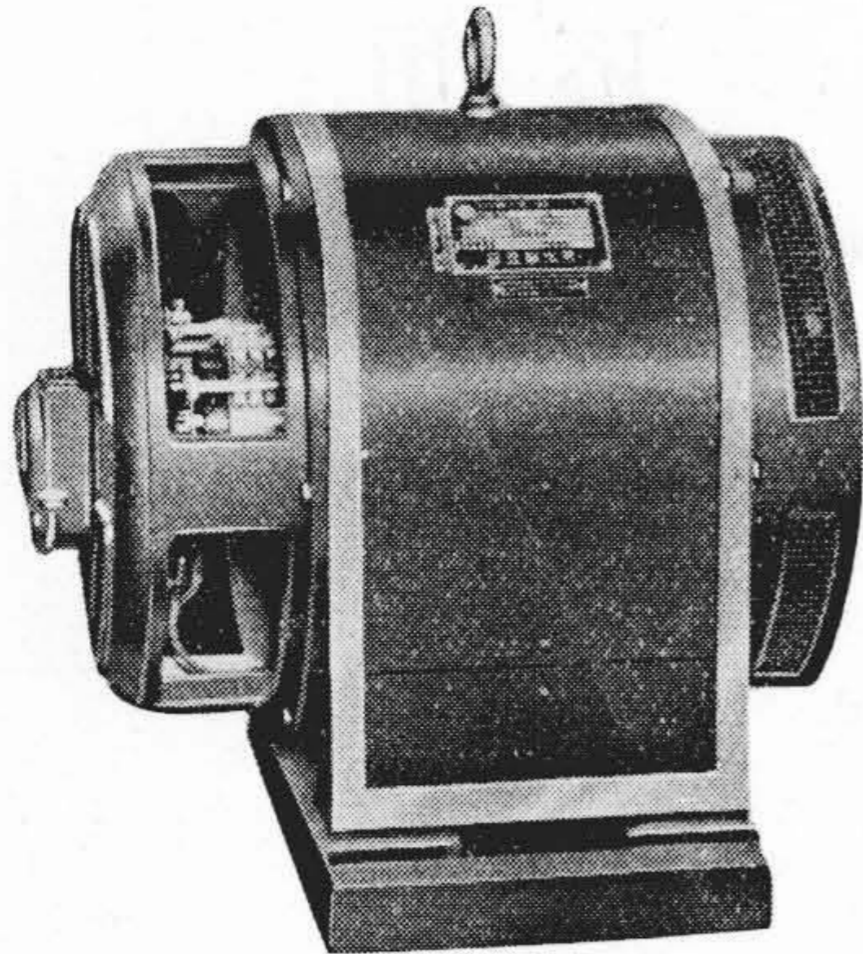
第1図 被制御量を指令点に負饋還する負饋還制御方式

Fig.1. Negative Feed Back Control in which the Controlled Value is Negatively Fed Back to the Commanding Point

率をもつ増幅器が必要となる。しかるに電動力応用部門では，数百ないし数千キロワットにおよぶ大容量を制御する機会が多く，増幅器出力も数百ワットから数キロワットに達する大容量のものとなるので，増幅器としては，回転電機型のものか，静止型のものでは磁気増幅器が用いられるのが普通である。

回転型増幅機は十数年前に始めて発表されたもので，

* 日立製作所日立工場



第2図 標準型 HTD
1 kW 110 V 1,500/1,800 rpm
Fig. 2. HTD of Standard Model
1 kW 110 V 1,500/1,800 rpm

戦後自動制御工学の発達とともに、種々の改良と新しい型の発展が行われた。現在用いられているものには、正饋還を行うもの、横軸刷子を有するものおよびこの両者の組合わされたもの等がある。

日立製作所が採用している回転型増幅機 HTD は、日立製作所独特の HLG⁽³⁾ より発達したもので、20 年近い歴史を有する正饋還型増幅機である。

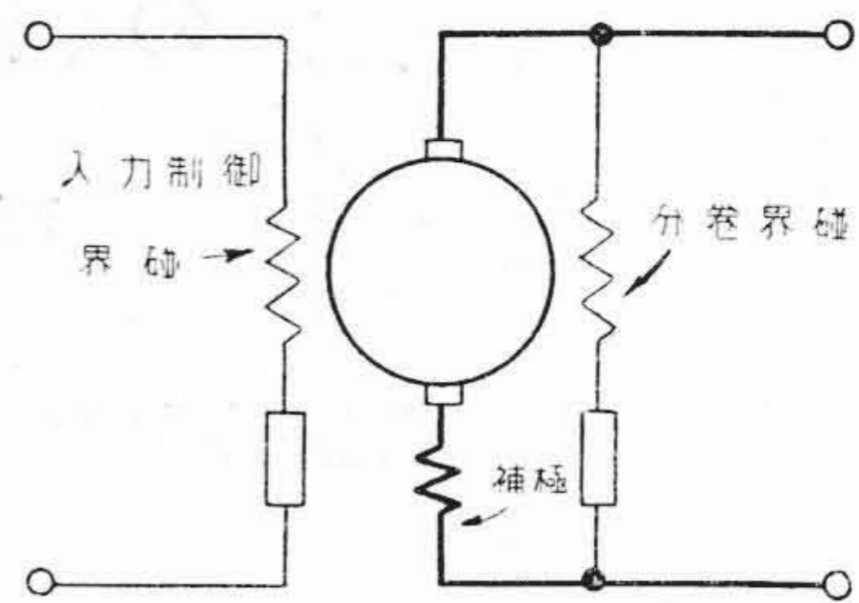
回転型増幅機、磁気増幅器などはいずれも出力電圧発生に磁束を用いるものであるから、この磁束とそれを発生する線輪とによつて定まる時定数の影響で、出力変化に時間的遅れを生じ過渡特性が害される傾向となるのは避けられない。増幅器の過渡特性が悪い場合には、被制御量の過渡特性もまた悪くなるからできるだけ時定数を短縮することが必要である。しかるに増幅率をあげると一般に時定数は伸びる傾向にあるから、いかにして時定数の短いしかも増幅率の大きい増幅器を実現するか、最も重要な問題である。

日立製作所は最近従来の HTD に本質的改善を行い、その時定数を飛躍的に短縮し、過渡特性を著しく改善した新型分極 HTD を完成した。その特長は増幅作用を行う正饋還が制御入力界磁と磁氣的に独立した磁路をもつことであり、その効果性能については後節に詳述する。

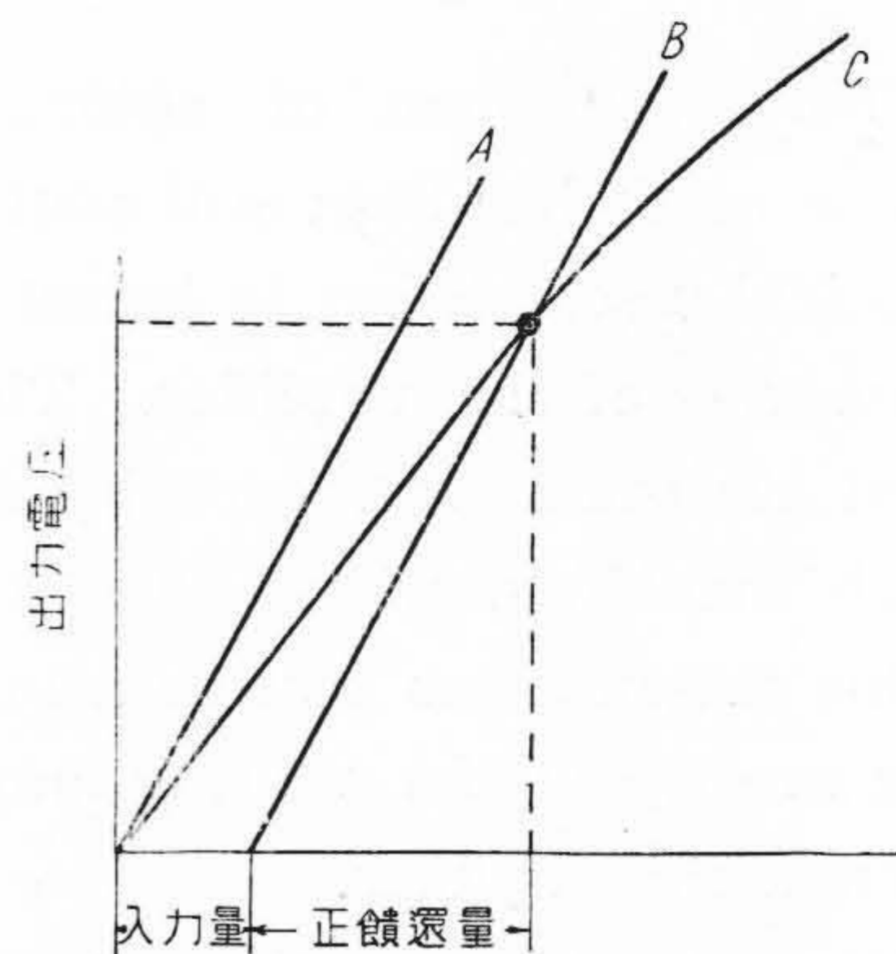
〔II〕 回転増幅機 HTD の概要

(1) 増幅原理とその特長

HTD は正饋還型の増幅発電機であり、その出力は入力と出力からの自己正饋還量の和によつて与えられる。この正饋還は自励分巻界磁によつて行われるものでその他の点では普通の直流発電機と原理的になんら変るところはない。第3図に HTD の接続図を、第4図にその増幅原理を示す。入力電圧がどのようにして出力側に伝達

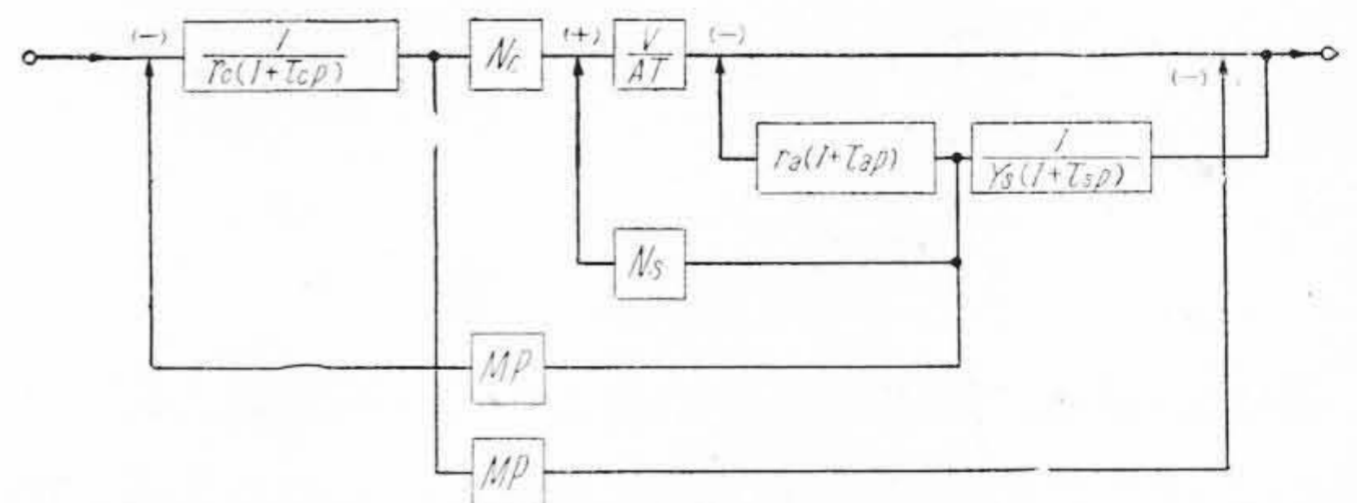


第3図 HTD 接続図
Fig. 3. Connection Diagram of HTD



- A: 分巻界磁の抵抗線
- B: 入力量が与えられた場合の分巻界磁の抵抗線で直線 A に平行である。
- C: 飽和曲線

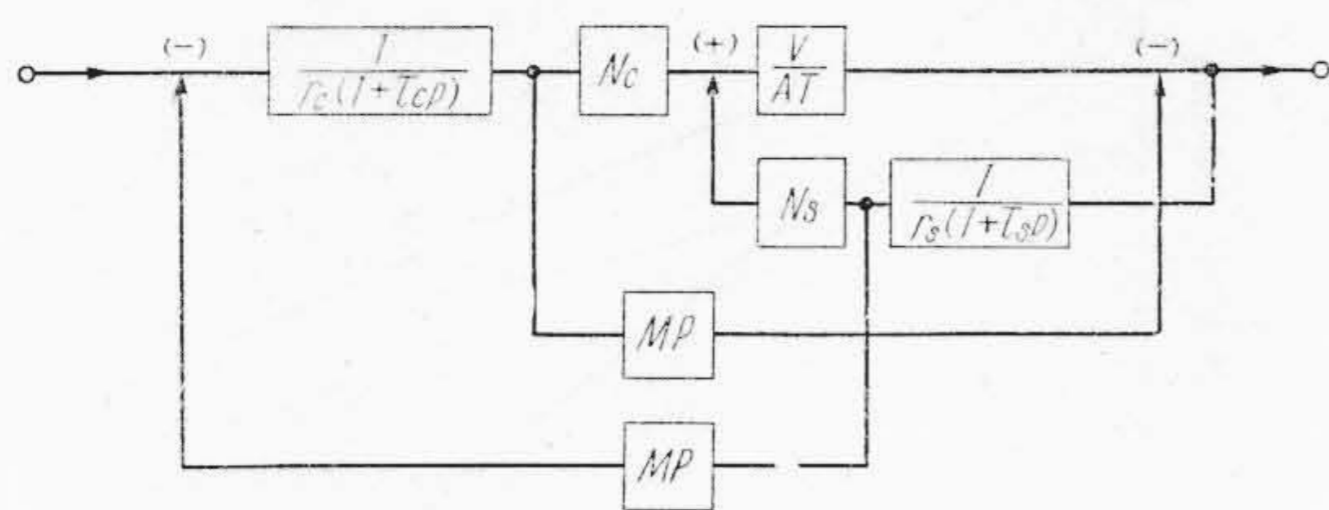
第4図 HTD の増幅作用
Fig. 4. Amplifying Performance of HTD



- r_c : 入力制御界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_c : 入力制御界磁回路の時定数 (s)
- N_c : 入力制御界磁の巻数
- V/AT : HTD の出力電圧対 AT の比 (Ω)
- r_s : 分巻界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_s : 分巻界磁回路の時定数 (s)
- N_s : 分巻界磁の巻数
- r_a : 電機子内部抵抗および補極抵抗の和 (Ω)
- τ_a : 電機子および補極回路の時定数 (s)
- M : 分巻界磁と入力制御界磁の相互誘導係数 (H)
- p : Heaviside の演算子

第5図 HTD のブロック・ダイアグラム
Fig. 5. Block Diagram of HTD

されているかを示すために、普通ブロックダイアグラムによるのが便利であり、第5図および第6図に HTD の無負荷のときのブロックダイアグラムを示す。



- r_c : 入力制御界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_c : 入力制御界磁回路の時定数 (s)
- N_c : 入力制御界磁の巻数
- V/A_T : HTD の出力電圧対 AT の比 (Ω)
- r_s : 分巻界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_s : 分巻界磁回路の時定数 (s)
- N_s : 分巻界磁の巻数
- M_p : 分巻界磁と入力制御界磁の相互誘導係数 (H)
- p : Heaviside の演算子

第6図 電機子内部抵抗およびインダクタンスを無視した場合の HTD ブロックダイアグラム

Fig.6. Simplified Block Diagram of HTD, when Neglecting the Armature Internal Resistance and Inductance

入力電圧が与えられると、その制御入力界磁の抵抗と巻数およびその磁気回路の磁気抵抗で定る磁束となり、これが電機子導体およびその回転数によって定る電圧を発生する。電圧を発生すると分巻界磁に電流が流れ、これがその巻数とその磁気回路の磁気抵抗で定る磁束となつてさらに出力電圧を増す。この関係は HTD の飽和曲線が直線である範囲内で、分巻界磁による正饋還度を等比とする無限等比級数的な累加となつて、僅かな入力に対し大きな出力電圧を発生し、大電力を供給し得ることになる。第6図のブロックダイアグラムより、HTD の伝達函数として

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{\left(\frac{V}{A_T}\right)\left(\frac{N_c}{r_c}\right)}{1 - \left(\frac{V}{A_T}\right) \cdot \left(\frac{N_s}{r_s}\right)} \cdot \frac{1}{\left\{1 + \frac{1}{1 - (V/A_T) \cdot (N_s/r_s)} (\tau_c + \tau_s) p\right\}} \dots\dots\dots (1)$$

を得るが、この式で

$$\left(\frac{V}{A_T}\right) \cdot \left(\frac{N_s}{r_s}\right)$$

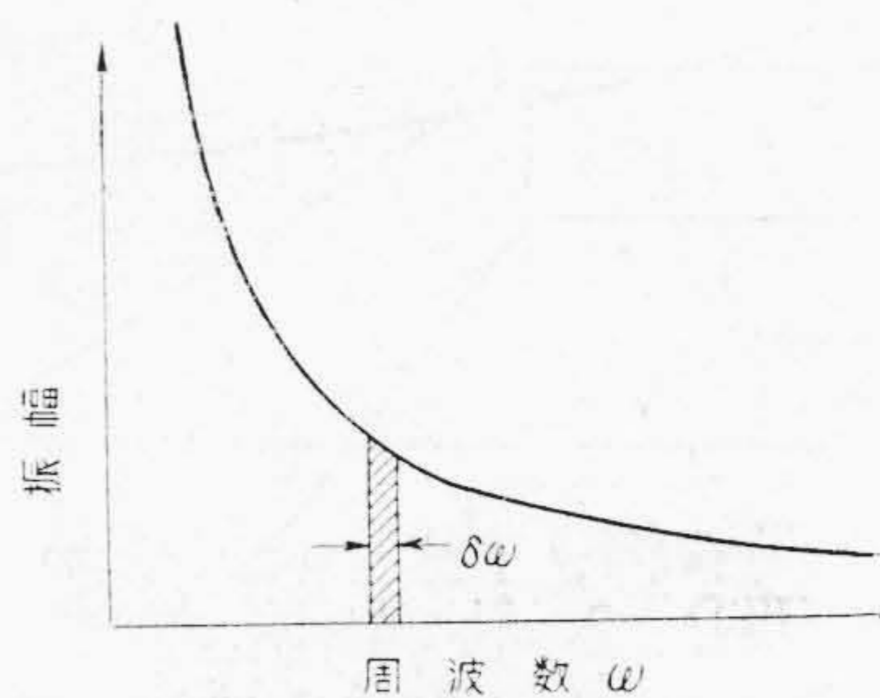
が正饋還度を表わす公比であり、

$$\left(\frac{V}{A_T}\right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right)$$

は分巻界磁のない単なる他励磁発電機としての増幅率を示す。われわれは

$$\frac{1}{1 - \left(\frac{V}{A_T}\right) \cdot \left(\frac{N_s}{r_s}\right)}$$

を同調率と名付、これを μ であらわす。



第7図 単位函数とその周波数分布

Fig.7. Unit Function and its Frequency Spectrum

この場合電機子の利用度としては、普通他励磁発電機では入力磁束から出力電圧に至る間にたゞ1回利用しているにすぎないが、HTD ではこの正饋還によつて無限大回数に利用されると考えることもできる。

つぎに過渡特性について考える。それには便宜上単位函数の入力電圧を加えた場合の出力電圧の応答すなわちインディシアル・レスポンスを求めてもよいが、いろいろな周波数の正弦波函数の電圧を加えた場合の出力を求めることによつても知ることができる。このことは、真空管増幅器でその周波数特性を問題にするのと同じような考え方である。

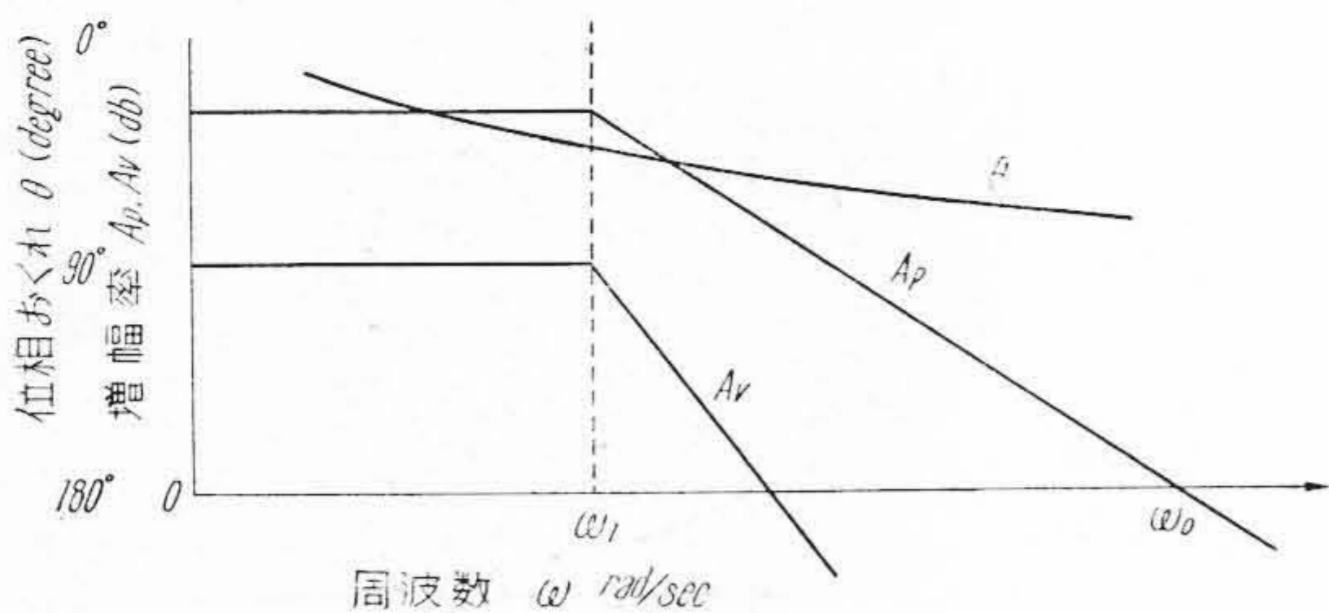
一方単位函数についてみても、そのうちには零から無限大までの周波数の正弦波が、連続的に含まれているもので、周波数 ω の成分の振幅は $\frac{\delta\omega}{\pi\omega}$ で与えられる。その周波数と振幅の関係は第7図に示す通りである。したがつて単位函数の電圧を加えた場合の出力の応答は、単位函数を構成する各成分周波数の正弦波函数に対する出力の和となり、その増幅機の周波数特性と密接な関係があるわけである。そこでまず HTD の周波数特性について考える。

(2) HTD の周波数特性

最初に増幅率に関する周波数特性を考えよう。いま零から無限大までの周波数の正弦波電圧を入力として加えた場合を考えると、これによる発生磁束は界磁線輪のインダクタンスのために周波数が大きくなるにつれて減少し、さらに分巻界磁による正饋還量もまた周波数が増すにつれて減少する。したがつて周波数が高くなるにつれて HTD の増幅率は次第に低下する性質がある。この特性は磁束を用いて電圧を発生する発電機にはすべて共通のものである。HTD の電圧増幅率は (1) 式より

$$A_V = 20 \log_{10} \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) - 10 \log_{10} [1 + \{\mu(\tau_c + \tau_s)\omega\}^2] \text{ (db)} \dots\dots (2)$$

で与えられることになる。



第8図 HTD の周波数特性

Fig.8. Frequency Characteristics of HTD

また実際の場合には、HTD の入力側の前段および出力側の後段で問題となるものは常に電力であり、増幅器単独として考える場合には電力増幅率を問題にしなければならない。いま負荷を R_L という純抵抗とした場合、HTD の電力増幅率の周波数特性は次式で与えられる。

$$A_p = 20 \log_{10} \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T} \right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{r_c}{R_L} \right) - 5 \log_{10} [1 + \{\mu(\tau_c + \tau_s)\omega\}^2] \text{ (db)} \dots (3)$$

横軸に周波数の自然対数をとつて、これらを図示すれば第8図の A_p , A_v のようになる。すなわち周波数特性は

$$\omega_1 = \frac{1}{\mu(\tau_c + \tau_s)} \text{ (rad/s)}$$

の点までほぼ水平で、それから周波数が高くなるにつれて電圧増幅率は 20 db/decade、電力増幅率は 10 db/decade の割合で減衰する。普通的设计では、分巻界磁の時定数は入力制御界磁のそれに比べて十分に小さくなっているため、この水平な周波数領域を与える限界の周波数 ω_1 はほぼ $\frac{1}{\mu \cdot \tau_c}$ となる。

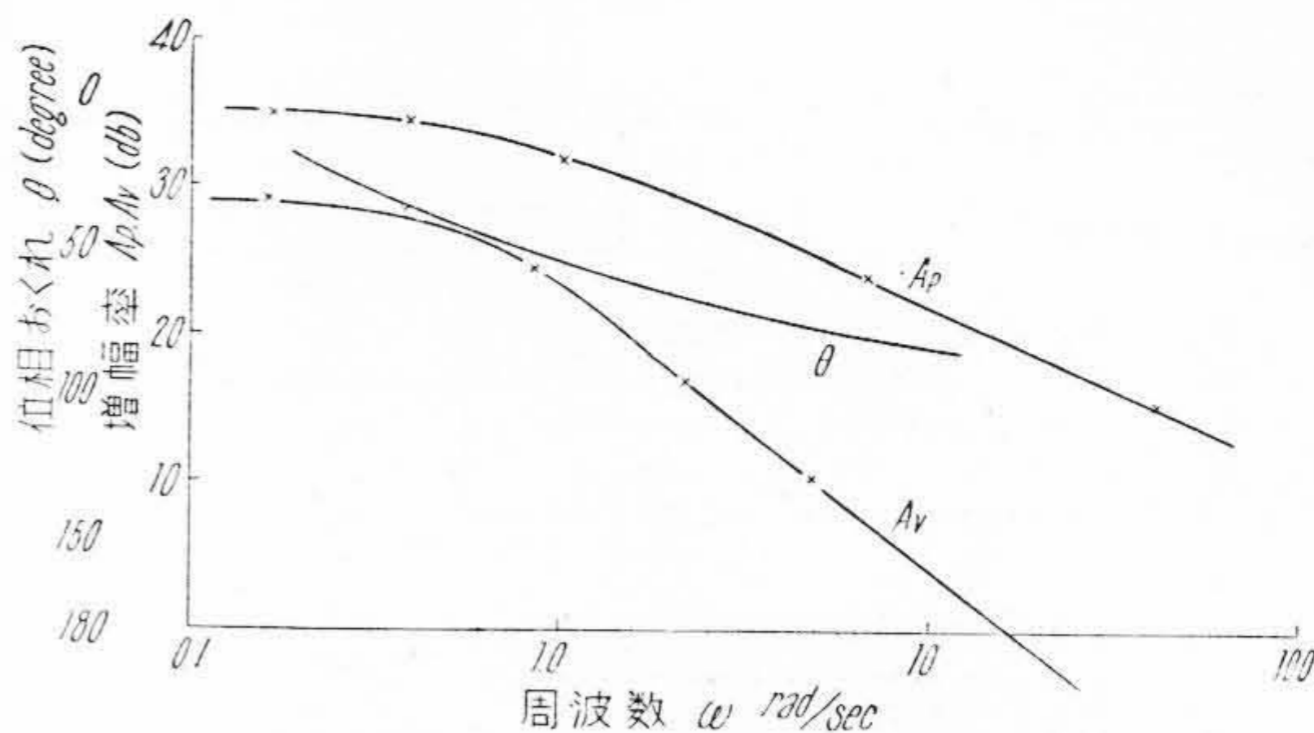
周波数に対する他の1つの重要な特性に、位相特性がある。この位相特性をおくれ角 θ で表わすと、(1)式より $\theta = \tan^{-1} \mu(\tau_c + \tau_s) \cdot \omega$ (degree) ... (4) となる。すなわち、周波数が増すと位相おくれは大きくなり、増幅率の周波数特性が水平な限界点で 45° となり、ついに 90° に達する。その関係を前述と同一の τ_c, τ_s の値につき図示すれば第8図の通りである。

なお第9図に 1kW, 110V, 1,500rpm, FCO-SP (開放, 自己冷却型, 両側ボールベアリング付) HTD の増幅率, 位相おくれの周波数特性の実測の一例を示す。

(3) HTD のインディシアル・レスポンス特性

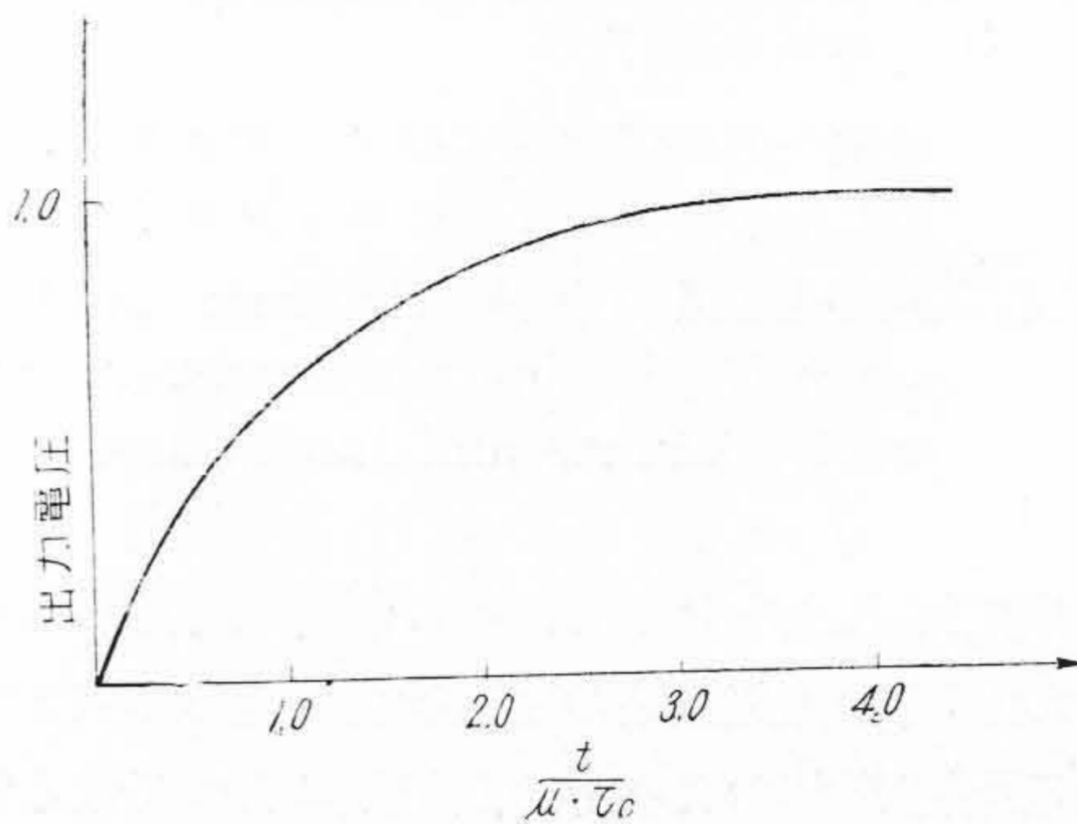
インディシアル・レスポンスは単位関数を構成する連続分布の周波数に対する上記の増幅率, 位相おくれ特性を総合したものとして表わされる。また(1)式からも、その出力電圧の応答としてつぎの式を得る。

$$V_0 = \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T} \right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c} \right) \frac{1}{1 + \mu(\tau_c + \tau_s)p} \mathbf{1} = \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T} \right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c} \right) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{\mu(\tau_c + \tau_s)}}) \dots (5)$$



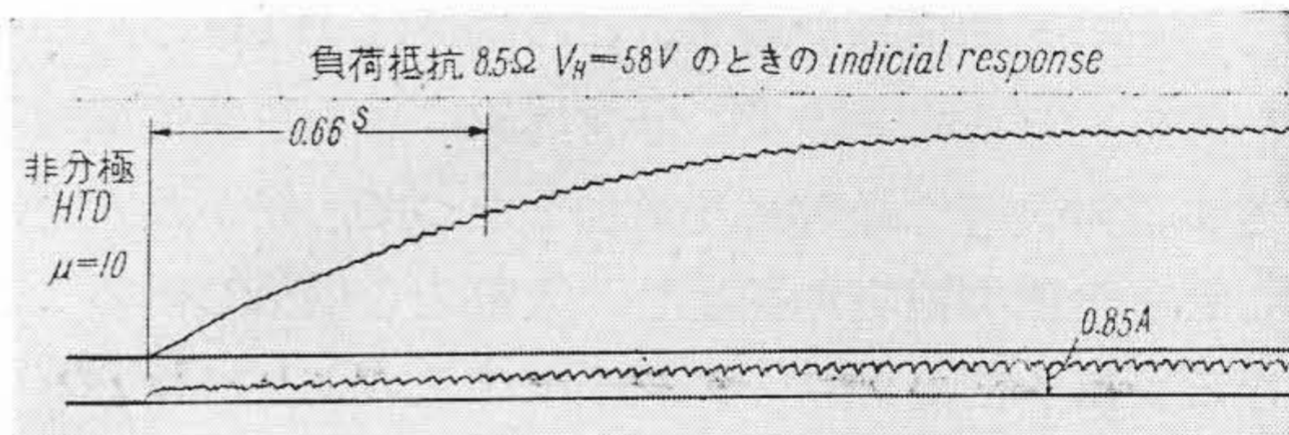
第9図 HTD の周波数特性の実測例

Fig.9. One of the Test Data of HTD Frequency Characteristics



第10図 HTD のインディシアル・レスポンス

Fig.10. Indicial Response of HTD



第11図 HTD のインディシアル・レスポンス実測例

Fig.11. One of the Test Data of HTD Indicial Response

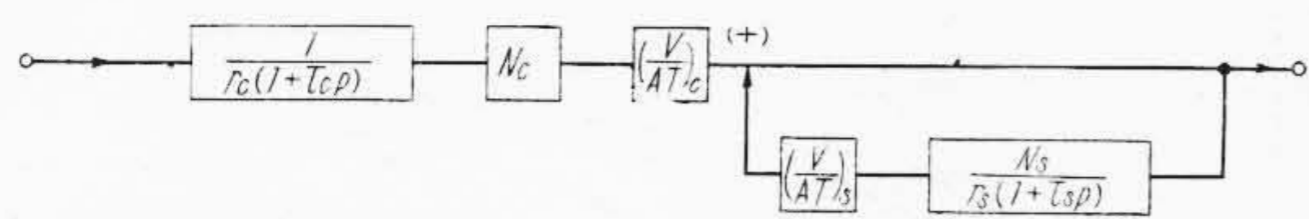
すなわちその応答は $\mu(\tau_c + \tau_s) \doteq \mu\tau_c$ を時定数とする指数函数的な立ち上りとなる。これを図示すれば第10図の通りである。最初の瞬間における電圧上昇率は

$$\frac{\mu \cdot \left(\frac{V}{A_T} \right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c} \right)}{\mu \cdot (\tau_c + \tau_s)} \doteq \left(\frac{V}{A_T} \right) \cdot \left(\frac{N_c}{r_c} \right) \cdot \frac{1}{\tau_c} \dots (6)$$

で与えられる。なお第11図に 1kW, 110V, 1,500rpm の HTD のインディシアル・レスポンスの一例を示す。

[III] 新型分極 HTD の特長とその特性⁽⁴⁾

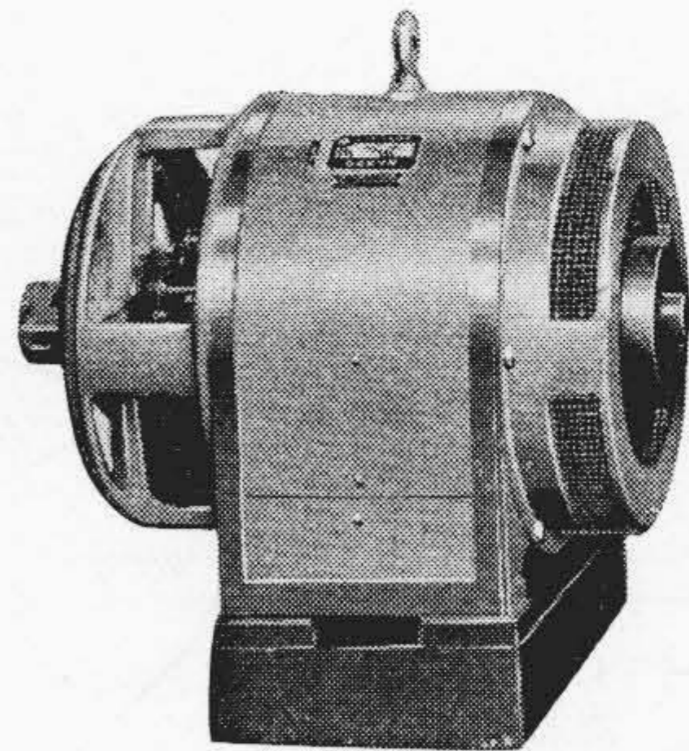
前にのべたように、HTD はその飽和曲線を直線状のものとし、自励分巻界磁の抵抗線をこれとほぼ一致させる同調作用によつて1に近い正饋還を行い、これによつて増幅率を著しく増大させているのであるが、この正饋還は出力電圧から磁束の形に変換されるので、自励分巻



- γ_c : 入力制御界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_c : 入力制御界磁回路の時定数 (s)
- N_c : 入力制御界磁の巻数
- V/AT : HTD の出力電圧対 AT の比 (Ω)
- γ_s : 分巻界磁回路の全抵抗 (Ω)
- τ_s : 分巻界磁回路の時定数 (s)
- N_s : 分巻界磁の巻数
- γ_a : 電機子内部抵抗および補極抵抗の和 (Ω)
- τ_a : 電機子および補極回路の時定数 (s)
- M : 分巻界磁と入力制御界磁の相互誘導係数 (H)
- p : Heaviside の演算子

第12図 分極 HTD ブロック・ダイアグラム

Fig.12. Block Diagram of Divided Pole Type HTD



第13図 標準型分割磁極型 HTD の外観
1 kW 110V 1,500/1,800 rpm

Fig.13. External View of Divided Pole Type HTD of Standard Model
1 kW 110V 1,500/1,800 rpm



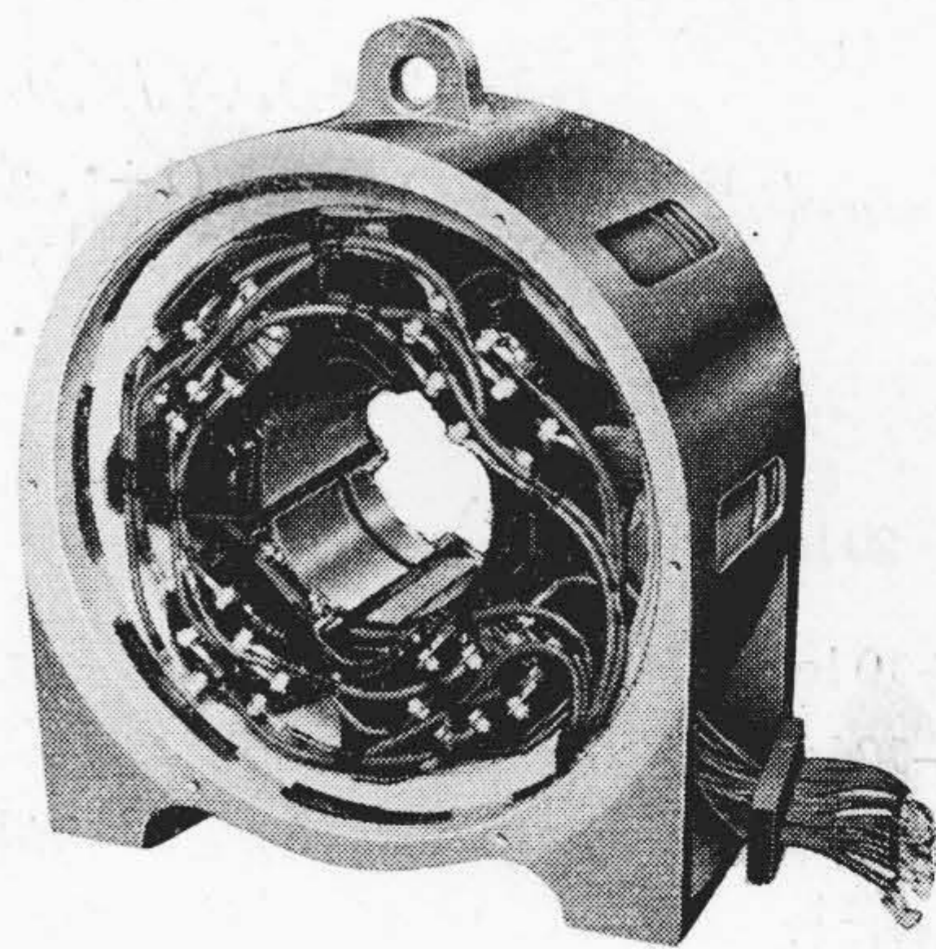
第14図 1 kW HTD セット

Fig.14. 1 kW HTD Set

界磁が入力制御界磁およびその他の用途の界磁と同一磁極に巻いてある場合には、それらすべての界磁の時定数の影響でこの正饋還量は高周波になるにつれて減少し、ついにある程度以上の周波数に対しては、その効果が失われてゆく傾向となる。この場合、饋還量の時定数が、その饋還を行う分巻界磁以外の他のすべての界磁の時定数の和となるため、比較的low周波数で正饋還効果が減少するきらいがあつた。

また第8図の周波数特性あきらかなように、水平な周波数特性の領域を拡張するためには、同調率 μ および入力制御界磁の時定数 τ_c を小さくしなければならない。ところが τ_c を小さくすると増幅率も比例的に低下する傾向となり、また同調率に関しては μ を大きくとれば増幅率は比例的に増大するが、水平な周波数特性の領域は反比例的に減少する。結局、HTDにおける同調、すなわち正饋還は $\omega = \frac{1}{\mu\tau_c}$ 以下の低周波に対しては増幅率を μ 倍する如く100%有効であるが、 ω の増大とともにその効果を減じ $\omega > \frac{1}{\tau_c}$ で全く無効となるのである。

なお HTD には、入力制御界磁のほか各種用途の界磁が巻かれている場合が多く、この場合 τ_c は、それらの界磁の時定数の総和となるので、その値は増幅率に対応

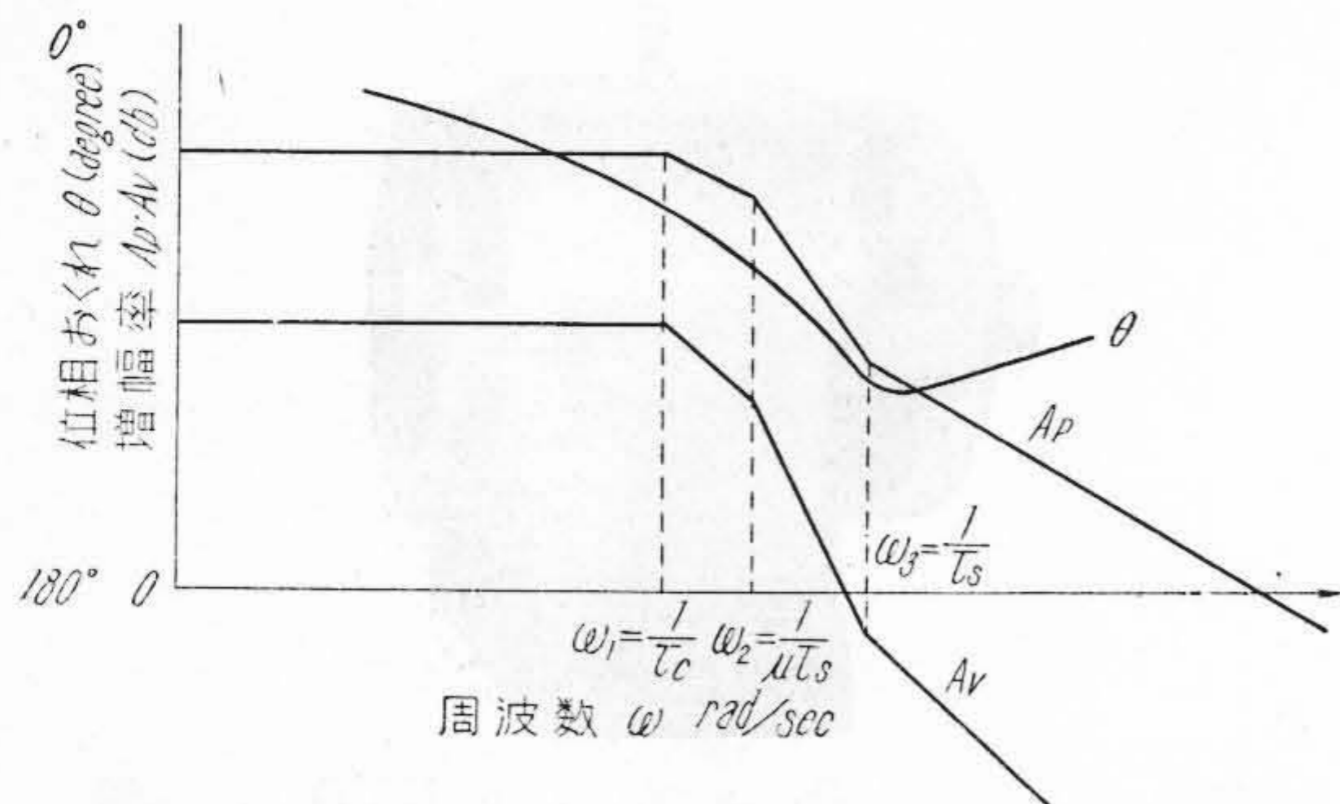


第15図 標準型分割磁極型 HTD の固定子
1 kW 110V 1,500/1,800 rpm

Fig.15. Stator of Divided Pole Type HTD of Standard Model
1 kW 110V 1,500/1,800 rpm

する値すなわち入力制御界磁単独の時定数以上に大きくなり、HTDの周波数特性を悪くする原因となつている。

したがつて、饋還量を分巻界磁以外の界磁の時定数に無関係とするとともに、分巻界磁の時定数も小さくすることができれば高周波部分における増幅率を改善し得る



第16図 分極 HTD の周波数特性
Fig. 16. Frequency Characteristics of Divided Pole Type HTD

わけである。この要求に応えたものが新型分極 HTD であり、分巻界磁は入力制御界磁などと別の磁極に巻かれ、磁氣的に完全に絶縁された設計となっている。この場合の伝達機構をブロックダイアグラムで示せば第12図のようになる。

(1) 分極 HTD の周波数特性

第12図のブロックダイアグラムより分極 HTD の伝達函数としてつぎの式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_i} &= \frac{\left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right)}{1 - \left(\frac{V}{A_T}\right)_s \cdot \left(\frac{N_s}{r_s}\right)} \\ &\cdot \frac{(1 + \tau_s p)}{(1 + \tau_c p) \left\{ 1 + \frac{\tau_s p}{1 - (V/A_T)_s (N_s/V_s)} \right\}} \\ &= \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \cdot \frac{(1 + \tau_s p)}{(1 + \tau_c p)(1 + \mu\tau_s p)} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (7)$$

したがってその電圧増幅率は

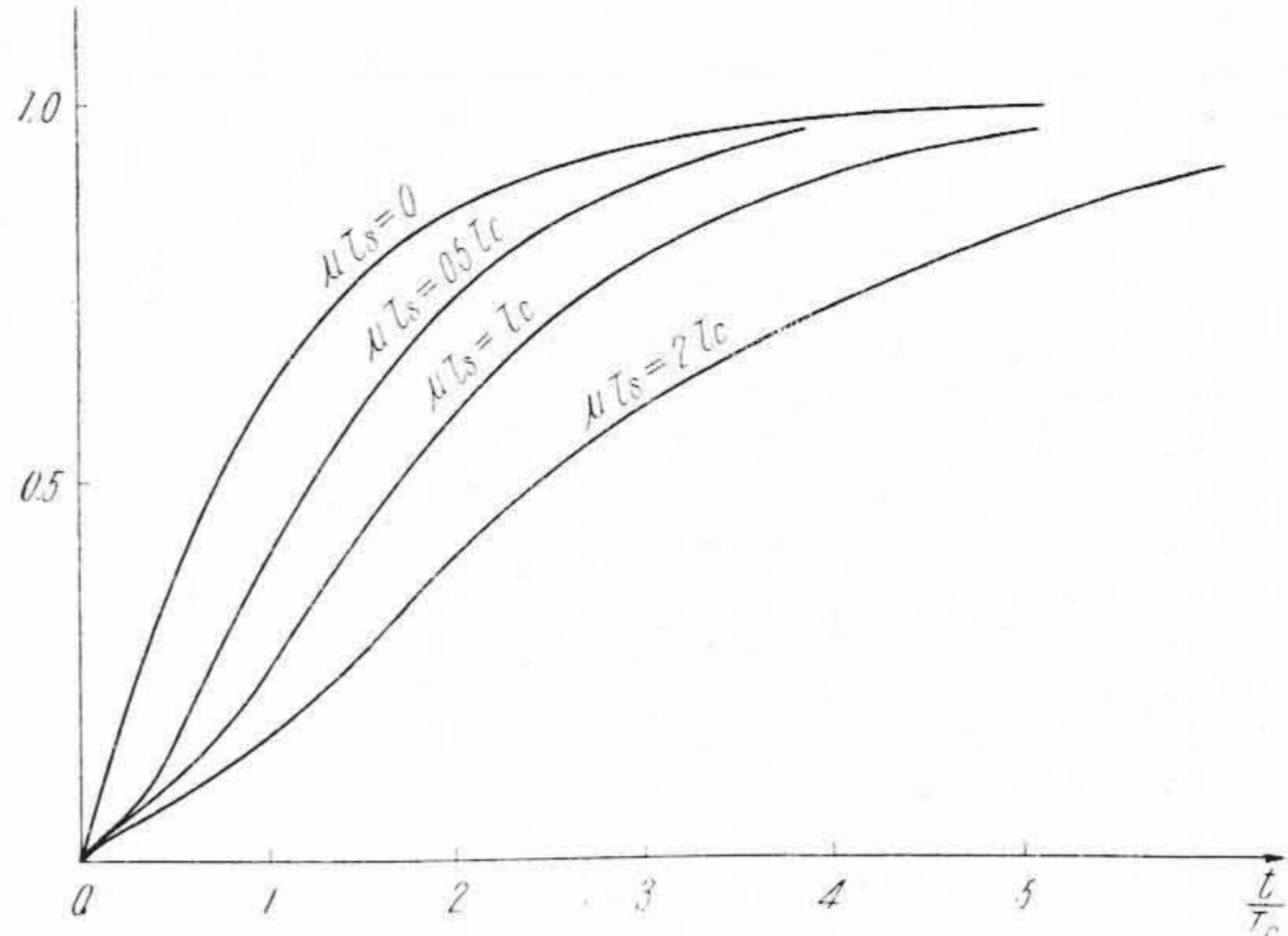
$$\begin{aligned} A_V &= 20 \log_{10} \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \\ &+ 10 \log_{10} \{1 + (\tau_s \omega)^2\} - 10 \log_{10} \{1 + (\tau_c \omega)^2\} \\ &- 10 \log_{10} \{1 + (\mu\tau_s \omega)^2\} \quad (\text{db}) \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

となり、電力増幅率は負荷として R_L という純抵抗をつないだ場合には

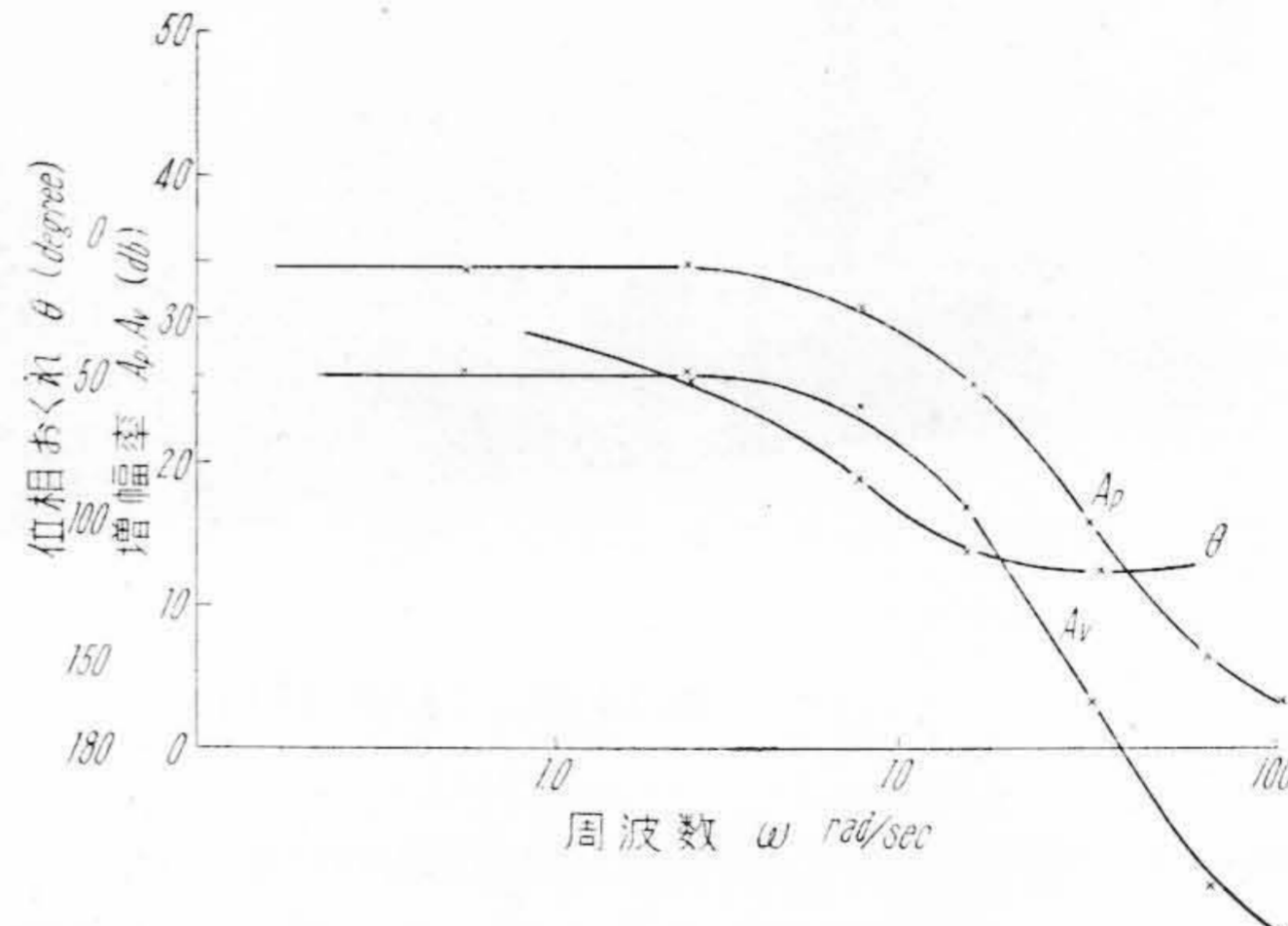
$$\begin{aligned} A_p &= 20 \log_{10} \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \frac{N_c}{r_c} + 10 \log_{10} \frac{V_c}{R_L} \\ &+ 10 \log_{10} \{1 + (\tau_s \omega)^2\} - 10 \log_{10} \{1 + (\mu\tau_s \omega)^2\} \\ &- 5 \log_{10} \{1 + (\tau_c \omega)^2\} \quad (\text{db}) \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

となる。横軸に対数目盛で周波数をとつた場合の電圧、電力増幅率は第16図の通りである。

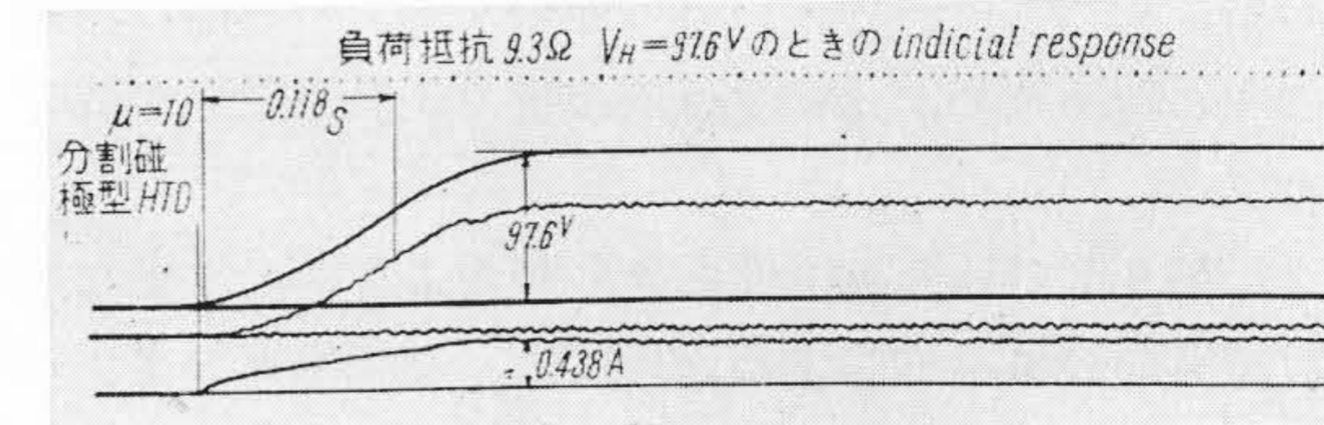
水平な周波数特性の限界点は $\omega_1 = \frac{1}{\tau_c}$ または $\omega_2 = \frac{1}{\mu\tau_s}$ の中の小さい方である。普通の設計としては、 τ_s を τ_c よりも遙かに小さくしているから、実際問題としてとり得るような μ の最大の値に対しても、 τ_c と $\mu\tau_s$ とをほぼ



第17図 分割磁極型 HTD のインディシアル・レスポンス
Fig. 17. Indicial Response of Divided Pole Type HTD



第18図 分極 HTD 周波数特性の実測例
Fig. 18. One of the Test Data of Divided Pole Type HTD Frequency Characteristics



第19図 分極 HTD のインディシアル・レスポンス実測例
Fig. 19. One of the Test Data of Divided Pole Type HTD Indicial Response

同一オーダーとすることができる。したがって、旧型の HTD に比べて水平な周波数特性の領域は、同一の増幅率に対してほぼ μ 倍だけ拡張されたことになる。

$\omega = \frac{1}{\tau_c}$ または $\frac{1}{\mu\tau_s}$ の中の小さい方から高周波分に対しては電圧増幅率は 20 db/decade で減衰し、電力増幅率は $\frac{1}{\tau_c} > \frac{1}{\mu\tau_s}$ の場合には 10 db/decade, $\frac{1}{\tau_c} < \frac{1}{\mu\tau_s}$

の場合は 20 db/decade で減衰する。さらに $\omega_1 = \frac{1}{\tau_c}$ と $\omega_2 = \frac{1}{\mu\tau_s}$ の中の大きい方から高周波分に対しては電圧増幅率は 40 db/decade, 電力増幅率は 30 db/decade で減衰し, つぎに $\omega_3 = \frac{1}{\tau_s}$ より高い周波数に対しては, (7)式の通過函数よりもあきらかなように $(1 + \tau_s p)$ という進相要素によつて, 電圧, 電力増幅率はいずれも 20 db/decade で増大させられるから, 結局この部分では電圧増幅率は 20 db/decade, 電力増幅率は 10 db/decade で減衰することになる。

したがつて, 分極 HTD では旧型の HTD に比べて, $\frac{1}{\mu\tau_c} \leq \omega \leq \frac{1}{\tau_s}$ の周波数領域で, その増幅作用が大いに改善されることになり, τ_s を十分小さくとれば, 相当な高周波領域まで周波数特性は改善される。

つぎに位相おくれ θ は, (7)式よりあきらかなように,

$$\theta = \tan^{-1} \omega\tau_c + \tan^{-1} \omega\mu\tau_s - \tan^{-1} \omega\tau_s \quad (\text{degree}) \dots\dots\dots (10)$$

で与えられる。周波数が高くなるにつれて, 位相おくれは増すが, $(1 + \tau_s p)$ という進相分によつてある程度以上の周波数になると逆に減少し始め, 無限大の周波数に対して 90° の位相おくれとなる。

(2) 分極 HTD のインディシアル・レスポンス

この場合のインディシアル・レスポンスは,

$$\begin{aligned} & \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \cdot \frac{(1 + \tau_s p)}{(1 + \tau_c p)(1 + \mu\tau_s p)} \cdot 1 \\ & = \left[1 - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_c}} \left(\frac{\tau_c - \tau_s}{\tau_c - \mu\tau_s}\right) + \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_c}} \left\{\frac{(\mu-1)\tau_s}{\tau_c - \mu\tau_s}\right\}\right] \mu \\ & \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

で与えられ, また $\tau_c = \mu\tau_s$ とすれば

$$\left\{1 - \varepsilon^{-\frac{t}{\tau_c}} \left(1 + \frac{t}{\tau_c}\right)\right\} \cdot \mu \cdot \left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \dots\dots (12)$$

となる。

これを図示すれば第17図の通りである。最初の瞬間の出力電圧の立上りの傾斜は進相要素の効果によつて, 同調率および分巻界磁の時定数に無関係になり

$$\left(\frac{V}{A_T}\right)_c \cdot \left(\frac{N_c}{r_c}\right) \cdot \frac{1}{\tau_c} \dots\dots\dots (13)$$

で与えられ, そのおのおのの数值が等しいときには旧型 HTD と同一となる。しかし時間がたつにつれて

$\frac{1}{\mu\tau_c} \leq \omega \leq \frac{1}{\tau_s}$ の部分の周波数特性の良好なことのために, 速応性のよくなつてきていることは第10図と比較してみればあきらかであろう。

なお第18図および第19図に 1 kW, 110 V, 1,500 rpm FCO-Sp 分極 HTD の周波数特性, およびインディシアル・レスポンスの実測例を示す。

[IV] HTD の性能値 (Figure of Merit)

増幅機の過渡特性をあらわすものとして, 周波数特性とインディシアル・レスポンスについては以上詳記した通りであるが, これをもつと簡単にたとえば1つの数字であらわすことができれば非常に便利である。このため性能値 (Figure of Merit) として電力増幅率と時定数の比であらわすことがある。しかしこのあらわし方は, 従来の HTD のように時定数がたゞ1箇の場合は問題ないが, 分極 HTD のように多くの時定数をもつもの, または横軸刷子を有する増幅機などに対しては, 等価時定数のきめ方に問題があり, またたとえそれがきめられたとしても, 通過函数の函数形が異なる場合には, 同一の性能値に対しても全体としては相当異つた周波数特性をもつ場合がありうるので, 増幅作用の異り, 通過函数の異なる増幅機の過渡特性の比較を行う場合には不適當である。

従来の HTD の性能値は, 静的増幅率が十分大きい場合には, 増幅率が 0 db となるカットオフ周波数 (Cut off Frequency) を示すことになる。そこで以下に従来の HTD と分極 HTD のカットオフ周波数について考えてみることにする。

HTD では静的電力増幅率 A_{p0} は

$$A_{p0} = \frac{\mu \cdot p \cdot \phi \cdot v_a \cdot (A_c) \cdot N_c}{r_c \cdot i_c} \times 10^{-8} \dots\dots\dots (14)$$

また時定数は

$$\mu(\tau_c + \tau_s) \doteq \mu\tau_c = \frac{\mu \cdot p \cdot \phi \cdot N_c^2}{r_c} \times 10^{-8} \text{ (s)} \dots (15)$$

こゝで p : 極数

ϕ : $1A_T$ でできる毎極磁束数 (Maxwell)

v_a : 電機子周辺速度 (cm/s)

(A_c) : i_c に対応する電機子アンペア
コンダクター (A/cm)

となる。

したがつてカットオフ周波数は

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{A_{p0}}{\mu(\tau_c + \tau_s)} \doteq \frac{K_1 \cdot \mu \cdot v_a \cdot (A_c)}{B \cdot \delta} = 4f \cdot \frac{(A_{Ta})}{(A_{Tc})} \\ &= 4 \cdot \mu \cdot f \cdot \left(\frac{A_{Ta}}{A_{Tf}}\right) \text{ (rad/s)} \dots (16) \end{aligned}$$

こゝで B : アンペアコンダクター (A_c) を与える主極空隙部分の磁束密度 (gauss)

δ : 主極空隙長 (cm)

f : 電機子内電流のもつ周波数 (cycle/s)

(A_{Ta}) : 毎極入力制御界磁アンペアターン (A_{Tc}) に対応する毎極電機子アンペアターン (A)

(A_{Tf}) : 入力制御界磁 (A_{Tc}) に正饋還の加わつた全界磁アンペアターン (A)

K_1 : 定数

すなわちカットオフ周波数は同調率、電機子周速、アンペアコンダクターなどの積に比例し、空隙磁束密度と空隙長の積に反比例する。あるいは同調率と周波数に比例し、電機子アンペアターンと全界磁アンペアターンの比に比例するという簡単な関係となる。したがってカットオフ周波数を大きくするためには v_a と A_c を大に B, δ などを小とすることすなわち f および A_{T_a} と A_{T_f} の比を大とすることが必要であるが、整流および電機子反作用の点から制限されるので、カットオフ周波数の値には設計上おのずから限度がありある程度以上大きくすることは困難である。

分極型 HTD では

$$A_{p0} = \frac{\mu \cdot p \cdot \phi \cdot v_a \cdot (A_c) \cdot N_c}{r_c \cdot i_c} \times 10^{-8} \dots \dots \dots (17)$$

ここで ϕ : 入力制御界磁に $1A_T$ を与えたとき同磁極に発生する磁束 (Maxwell)

入力制御界磁の時定数は

$$\tau_c = \frac{p \cdot \phi \cdot N_c^2}{r_c} \times 10^{-8} \text{ (s)} \dots \dots \dots (18)$$

また分巻界磁の時定数は μ が十分に大きいとすれば、

$$\tau_s = \frac{0.8 \cdot B_s \cdot \delta_s}{v_a \cdot (A_c) \cdot \alpha} \text{ (s)} \dots \dots \dots (19)$$

ただし B_s : 分巻磁極の空隙磁束密度 (gauss)
 δ_s : 分巻磁極の空隙長 (cm)
 α : 正饋還電力と出力との比率

しかるにカットオフ周波数附近では (9) 式の $\{1 + (\tau_s \omega)^2\}$ の進相要素が相当効果をもっているのが普通であり、その場合カットオフ周波数は

$$\omega_0 = \frac{A_{p0}}{\mu^2 \cdot \tau_c} = \frac{K_1 \cdot v_a \cdot (A_c)}{B' \cdot \delta} = 4f \cdot \left(\frac{A_{T_a}}{A_{T_f}'} \right) \text{ (rad/s)} \dots \dots \dots (20)$$

ただし B' : 制御界磁, 磁束密度と分巻界磁, 磁束密度 (制御界磁に換算した) との和 (gauss)

A_{T_f}' : B' に対応する制御界磁アンペアターン (A)

となる。

すなわちカットオフ周波数はいずれの場合も電機子周波数と界磁アンペアターンの電機子アンペアターンに対する比に比例するという同様な関係となる。なおこの関係は横軸刷子をもつ型の増幅機についても同様で、この場合は (A_{T_f}') として、横軸刷子を通る電流による起磁力を考えればよい。

(16) および (20) 式などからわかるように、カットオフ周波数は従来の HTD の方が大であるが、すでに述べたように零からカットオフ周波数に至るまでの周波数特性は分極 HTD の方がはるかにすぐれているから、入力制

御界磁のほかにも多くの界磁があり、 τ_c が入力制御界磁の時定数より大きくなる普通一般の場合に対しては、分極 HTD の長所が遺憾なく発揮されきわめて有利となる。

[V] 実 際 へ の 応 用 例

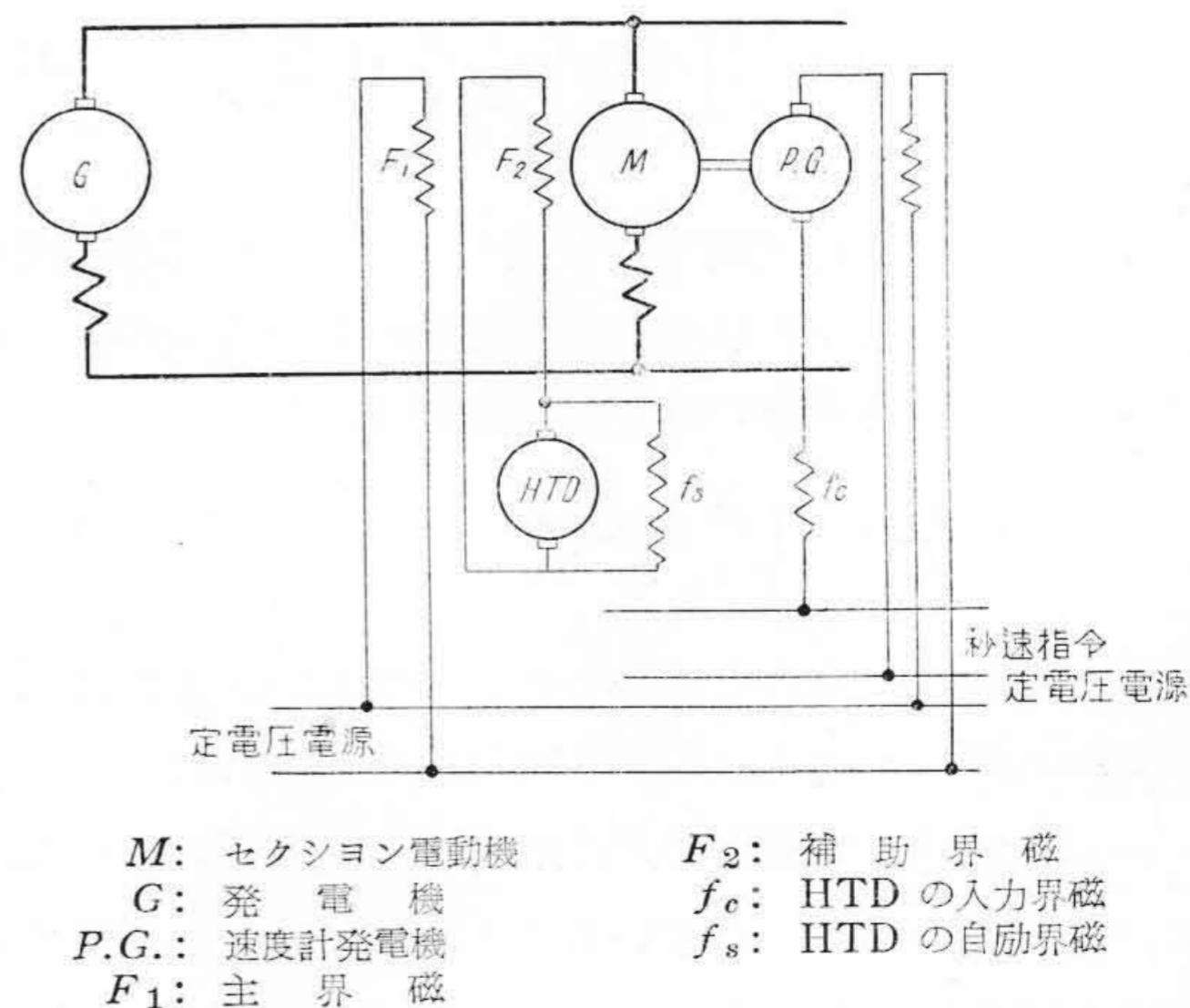
HTD は、被制御量の検出方法さえ考慮すれば、いかなる物理量もこれを制御することができるが以下電動力応用方面における代表的な二、三の実用例についてのべる。

(1) セクショナルドライブ方式抄紙機速度制御

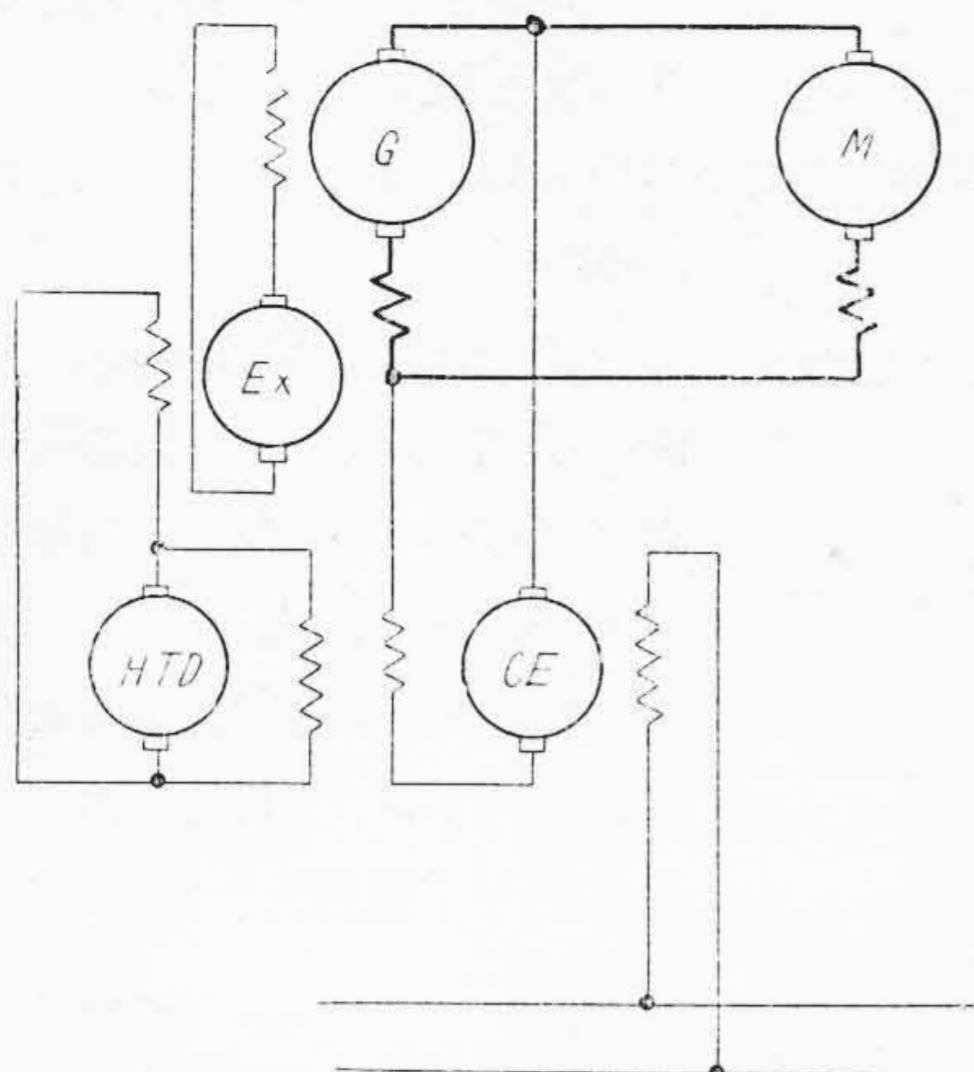
抄紙機の容量、速度などの最近における著しい増大に伴い、その駆動方式も主としてセクショナルドライブ方式が採用されるようになった。この場合抄紙速度の絶対値および各セクション間の相対速度を厳密に一定に維持することが必要であり、HTD が第20図に示すごとく活用されている。

すなわち、HTD の入力界磁は一定の抄紙速度の指令を与える、定電圧電源とセクション電動機に直結された速度計発電機の回転数に比例した誘起電圧との差によって励磁される。電動機に負荷変動のあつた場合は、電動機速度の負荷変動率による速度変化分を補正するためのアンペアターンを HTD が与えることになるが、HTD の増幅率が非常に大きいので、その入力はきわめて僅かで十分であり、このことは電動機速度の変化がきわめて小さいことを意味する。

しかし実際運転では、この誤差がいかに僅かであつても、完全に零でない、しばしばドロー調整を行う必要を生ずるおそれがあるので、日立製作所では差動歯車を用いた無定位制御方式を併用し、静定誤差を完全に零としている。



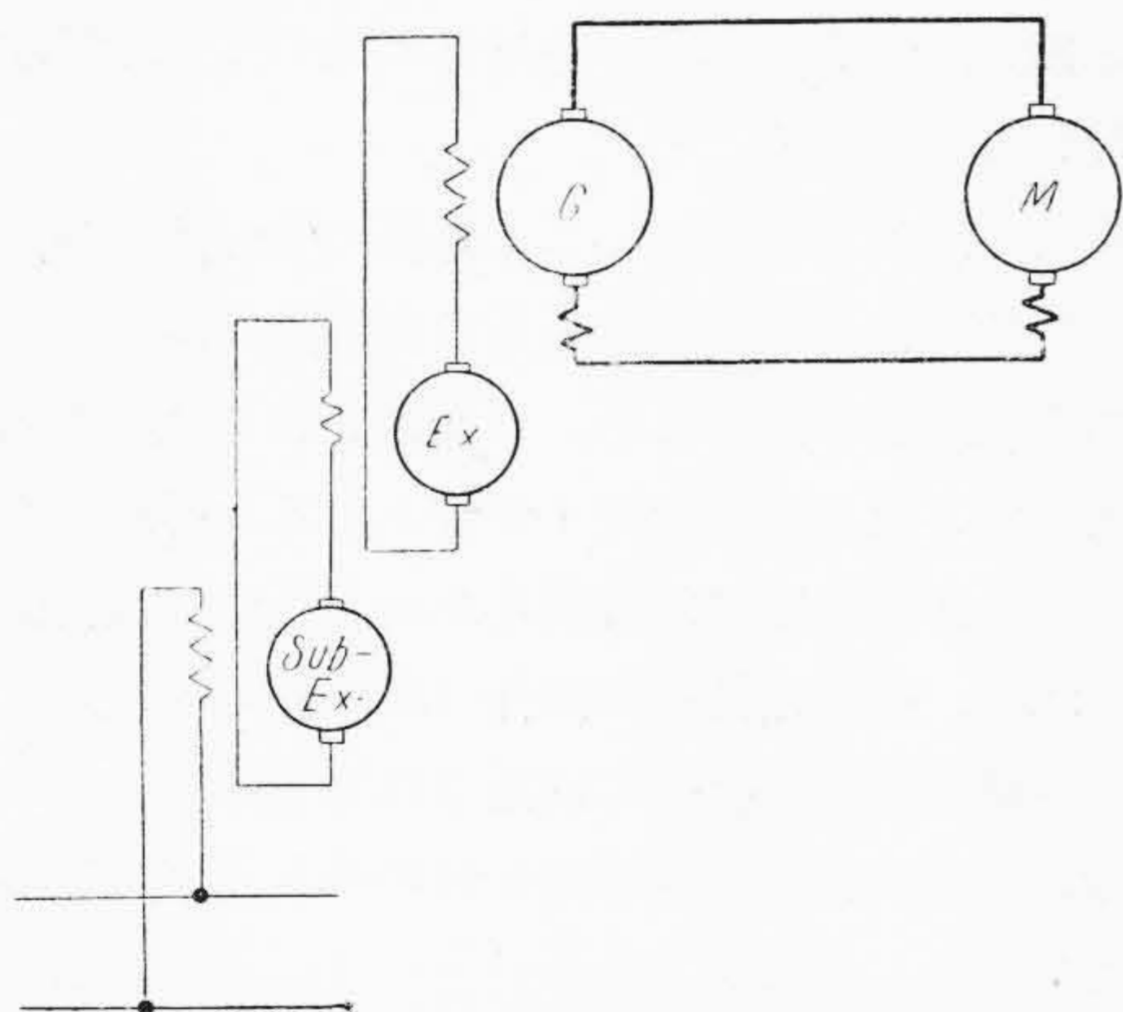
第 20 図 抄紙機用電動機速度制御の概略結線図
 Fig. 20. Skelton Connection Diagram for Speed Control of Paper Making Machine D.C. Motor



M: 圧延電動機 Ex: レオナード用励磁機
G: レオナード発電機 CE: 制御励磁機

第 21 図 可逆分塊圧延機用電動機の速応速度制御結線図

Fig. 21. Connection Diagram for Quick Speed Control of Reversing Blooming Mill Motor

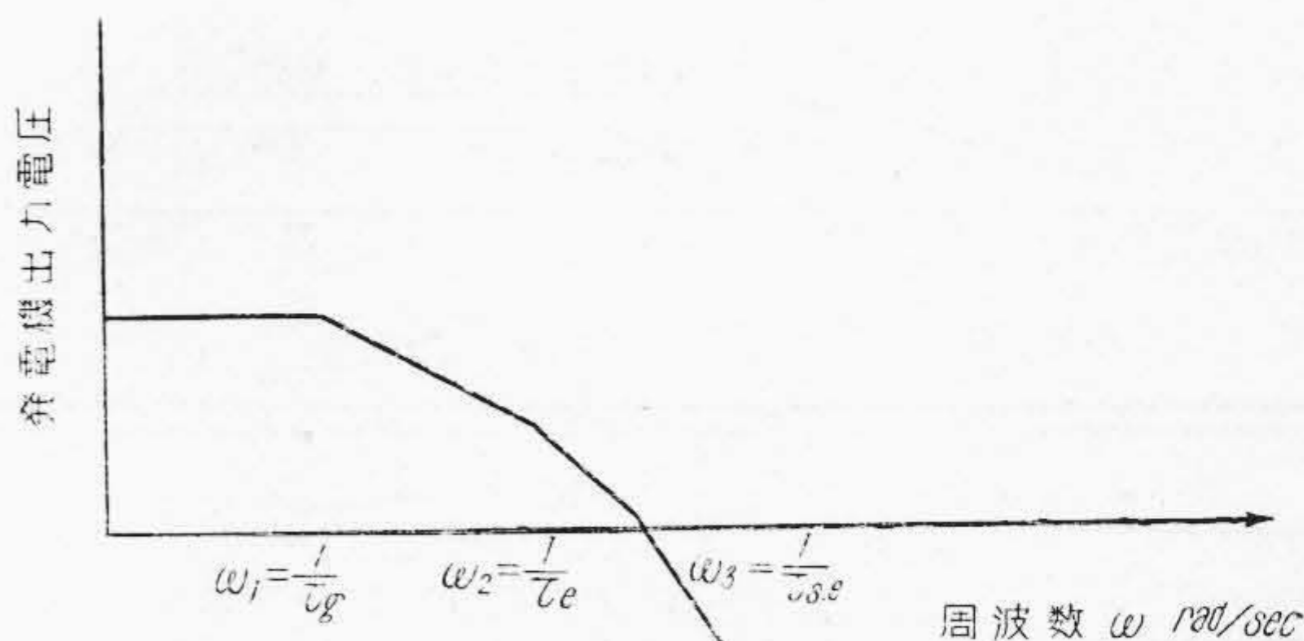


第 22 図 可逆分塊圧延機の直接速度操作概略結線図

Fig. 22. Skelton Connection Diagram for Direct Speed Control of Reversing Blooming Mill Motor

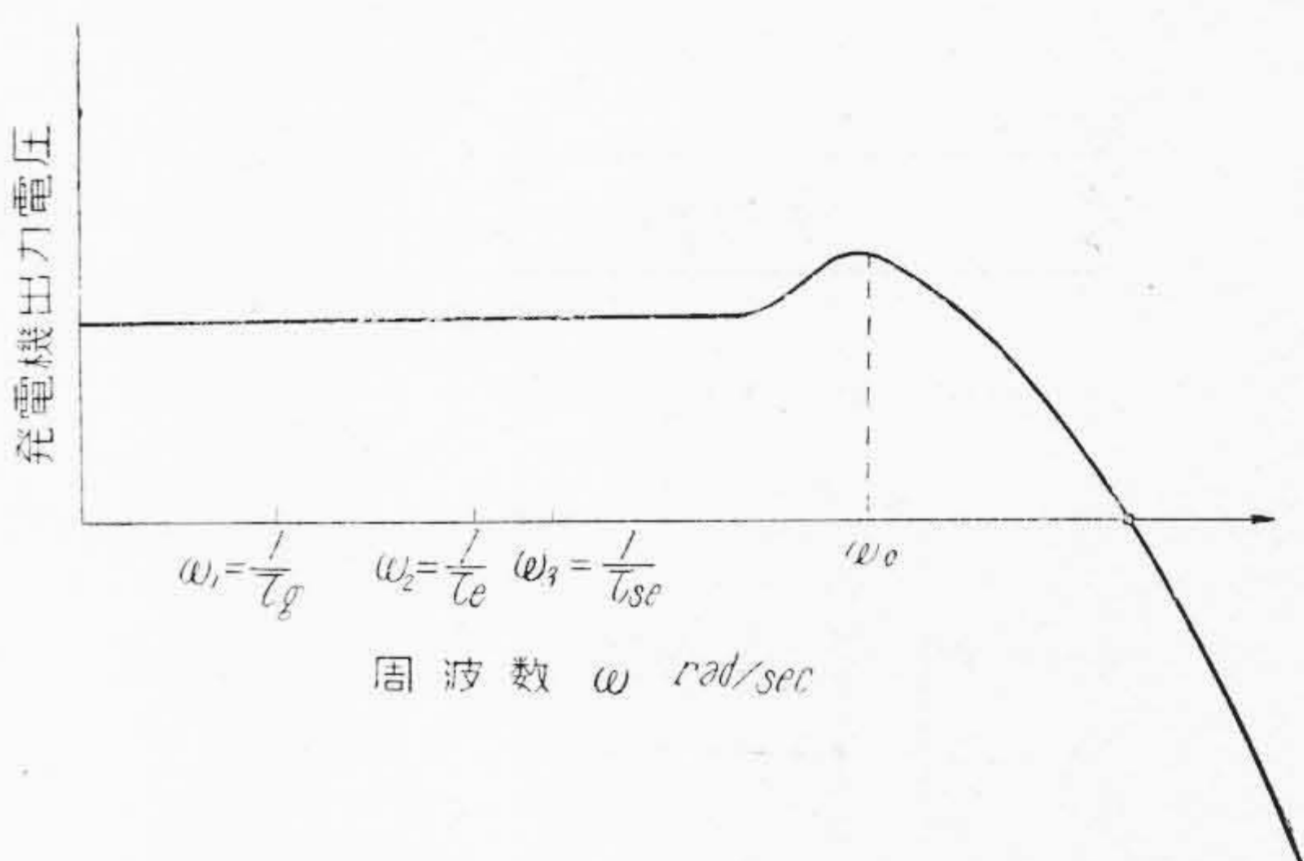
(2) 分塊圧延機の速度制御

分塊圧延機の能率向上策としての加減速度増大は最近の顕著な傾向であり、数千キロワットにおよぶ大容量電動機でも、その基準正速度から基準負速度までの逆転時間を 1 秒程度に短縮する傾向にある。第 21 図はこの速応制御方式の一例を示す簡略図である。すなわち制御励磁機に速度指令をあらわすアンペアターンを与え、指令電圧を発生すると HTD の制御界磁に電流が流れ、これによつて発電機電圧を発生し、発電機電圧が制御励磁機の指令電圧にほぼ等しくなると、その誤差分で発電機の全



τ_g : 主発電機の時定数 τ_{se} : 副励磁機の時定数
 τ_e : 励磁機の時定数

第 23 図 直接制御方式の場合の周波数特性
Fig. 23. Frequency Characteristics of Direct Control System



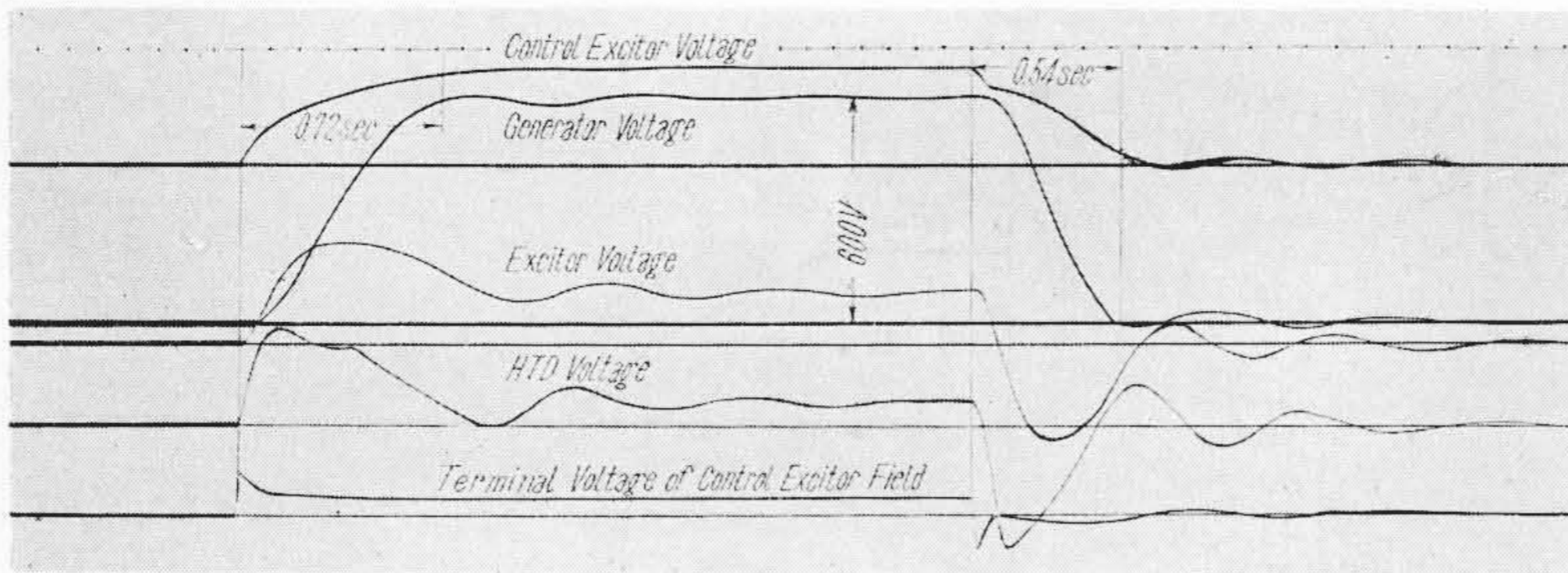
第 24 図 負饋還制御を行つた場合の周波数特性
Fig. 24. Frequency Characteristics of Negative Feed Back Control System

出力を発生することになる。

つぎに HTD を用いた負饋還制御を行つた場合に速応性がよくなる理由を前にのべた周波数の概念で考えてみる。第 22 図に示されたような増幅機がなく、負饋還制御を行わない場合に副励磁機の界磁にいろいろな周波数の正弦波電圧を加えた場合を考えると、それに対する発電機の出力量は、横軸に対数目盛の周波数をとつて示すと第 23 図のようになる。一方第 21 図のように負饋還制御を行つた場合には、この制御系全体の周波数特性は、第 24 図のようになり、第 23 図に比べるとはるかによくなつている。第 24 図の周波数特性が水平である限界周波数 ω_0 は、普通制御励磁機の時定数は十分に小さいので、この系の中の閉ループの部分を開いた場合の周波数特性のカットオフ周波数にほぼ等しくなる。したがつて速応性をますためには、閉ループを開いた場合のカットオフ周波数をあげることであり、このため安定度の許す範囲で閉ループの増幅率をまし、またそのおのおのの時定数を短かくする必要がある。また第 25 図に実際のオッシロを示す。

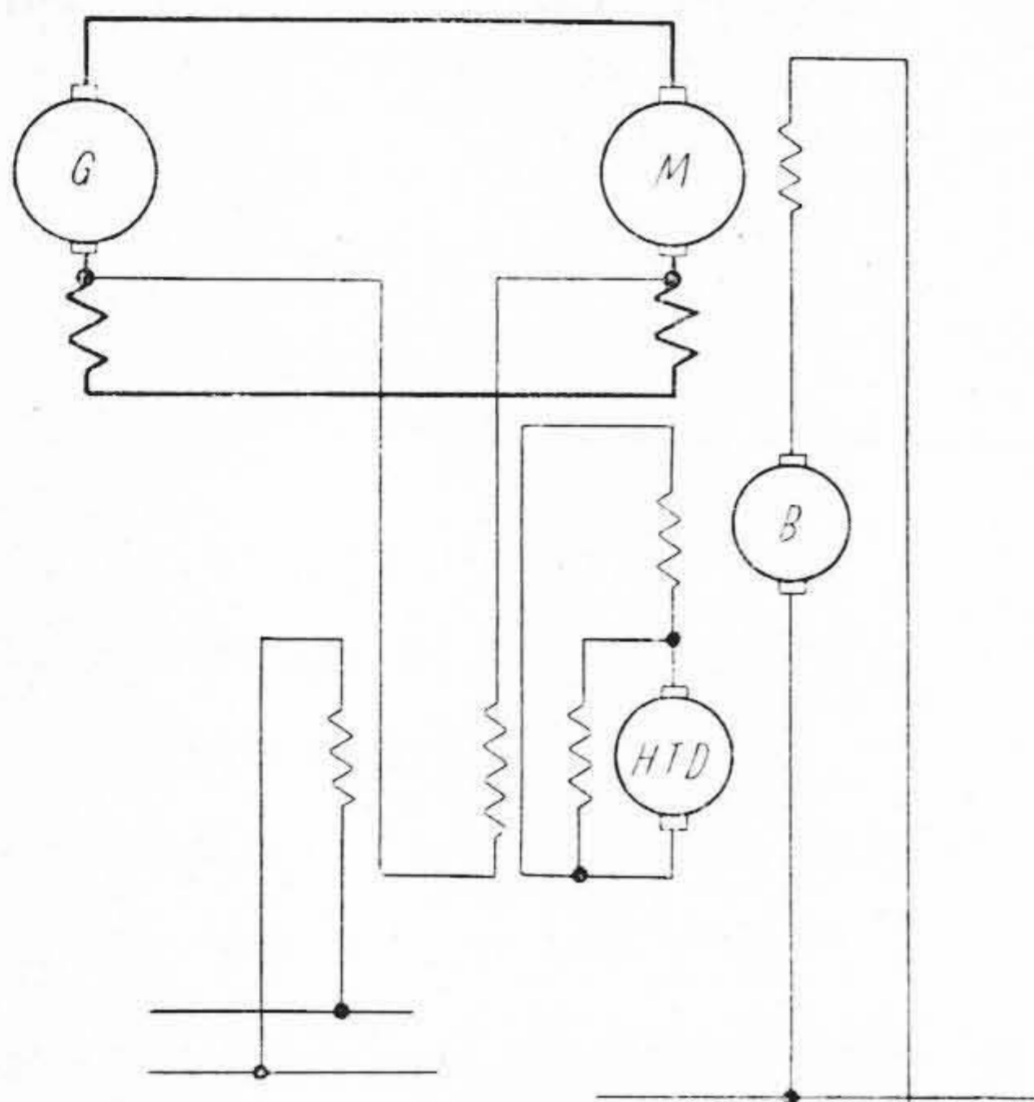
(3) 可逆冷間圧延機の張力制御

薄板の冷間圧延においては均等な厚みの板をうるため



第25図 速度制御の試験例

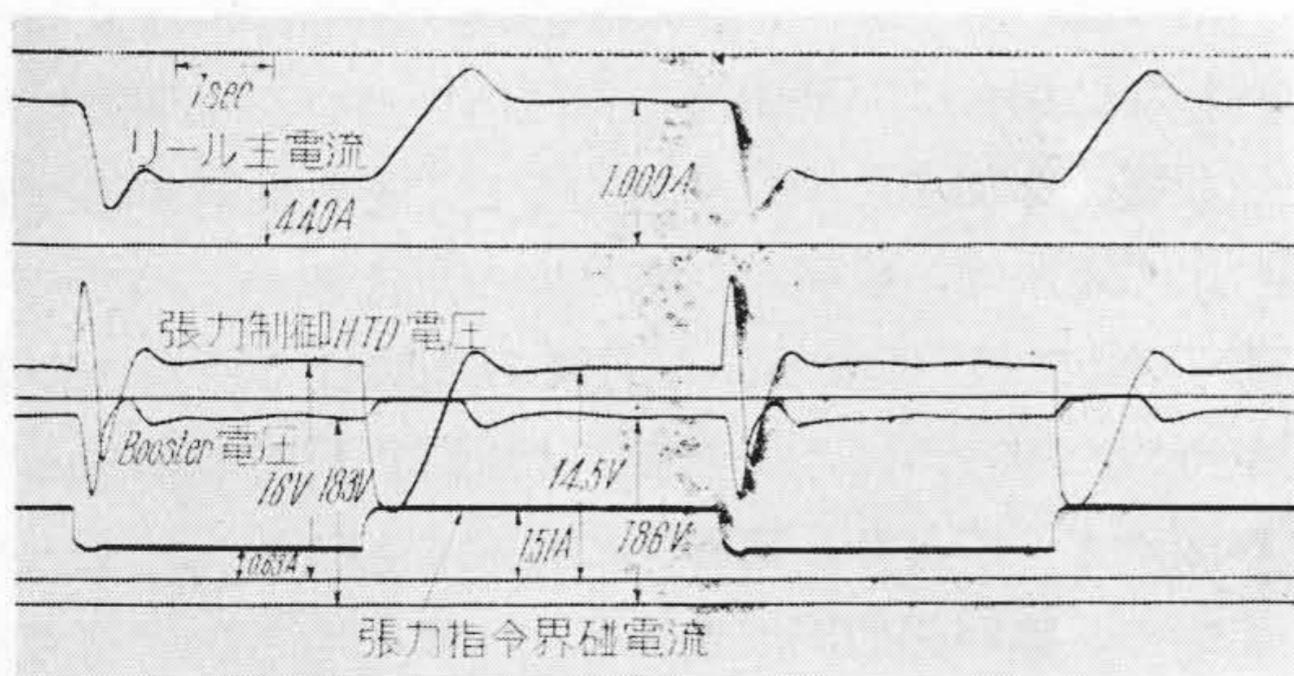
Fig.25. Test Result of Quick Speed Control



M: リール電動機 B: 界磁昇圧機
G: リール用レオナード発電機

第26図 張力制御の概略結線図

Fig.26. Skelton Connection Diagram of for Tension Control



第27図 張力制御の試験例

Fig.27. Test Result of Tension Control

には、圧延機の前面および後面における板の張力を精密に一定に保つ必要があり、この条件は巻取または巻戻し

リール電動機用発電機電圧と、ストリップ速度とが比例している場合はおのこのリール電動機電流を一定に維持することによつて満足される。この張力自動制御の一例を第26図に示す。すなわち負荷電流は電動機と発電機の補極および補償巻線の部分の抵抗電圧降下として検出され、HTDで増幅されて電動機の界磁を制御し、反起電力を制御することによつて電流を一定に保持するのである。

張力の指令はHTDに与えられているが、いまこれを単位函数的に変化した場合の、被制御量である電動機の負荷電流の応答を第27図のオシロに示す。

〔VI〕 結 言

以上従来のHTDと、新型分極HTDの特長性能などを述べ、あわせてその二、三の応用例を紹介したのであるが、要するに増幅発電機としての必要条件是、高い増幅率と短い時定数であり、高周波になつても増幅率の減衰しないことである。

さらに位相おくれの少いことも系の安定度の観点から重要な条件である。すなわちある周波数に対して、閉ループ内の位相おくれのため、負饋還されるはずのものが正饋還となるようになれば不安定となるおそれがある。

しかしながら実際に増幅器を用いて一つの制御系を構成した場合、その制御系の動作は増幅機のみならず他のすべての構成要素の特性に支配されるものであるから、増幅器とともに他の構成要素を含め系全体として総合的に考慮することが必要である。

終りにあつて種々御指導を賜つた日立製作所日立工場稲木部長、山本課長、泉課長、田附主任および日立研究所小林主任に厚く御礼申上げるとともに試験、測定に御尽力を頂いた木村氏、坂井氏に厚く感謝する。

参 考 文 献

- (1) 田附: 電学誌 Vol. 72 No. 769
- (2) 田附, 吉田, 笠原: 日立評論 33 1036 (昭 26)
- (3) 稲木: 日立評論 19 611, 781 (昭 11)
- (4) Brown and Campbell: Principle of Servo-mechanism