

プリントモータを利用した 変動トルク発生装置*

大崎 栄喜・清水 浩** 田村 英之**

The Fluctuating Torque Generator with Print Motor

By

Eiki OSAKI, Hiroshi SHIMIZU and Hideyuki TAMURA

The purpose of the present paper is to develop the fluctuating torque generator by the electric machine system.

As for the fluctuating torque generator by machine system, many studies have been performed, but this system made remarkable vibration and noise in machine parts, and it is difficult to get optional torque waveforms.

In the electric machine system used here, to overcome this problem, the signal from the frequency function oscillator was fed via preamplifier stage and intermedial amplifier stage which provided voltage and current amplifier to switching circuit.

The switching circuit principally comprised the power transistors, the DC-servo motor and the DC-power source, and the signal from intermedial amplifier stage was connected to the base of the power transistors.

The current of the DC-servo motor between emitter and collector of the power transistors was controlled by the base signal.

The application of this system made the torque waveform under continuous control in the frequency range from DC to 1 KC/S.

1. 緒 言

回転軸系によじれ振動試験などを行う際に変動トルクを発生する装置が必要となるが、従来、研究されているものは純機械式の方法によるものが多い。

* 水産大学校研究業績 第658号, 1972年1月24日 受理。
Contribution from the Shimonoseki University of Fisheries, No. 658.
Received Jan. 24, 1972.

** 九州大学工学部 Department of Mechanical Engineering, Kyushu University.

ここに述べる装置は、極めて時定数の短い直流サーボモータ〔プリントモータ (YE 社商品名)〕を軸系に接続し、その負荷電流を外部信号によって制御する方式によっており、純機械式では実現不可能な多くの利点を有する電気機械式によるものである。

原理的には簡単であるが、回路構成上、多少の問題点があり、実験研究を重ねることによって、一応満足する結果を得たので、ここに報告する。

2. 構 成

2・1 全構成概略

第1図に概略図によって示す通り、直流サーボモータを負荷発電機として、試験しようとする供試軸系と接続し、直流サーボモータの回路の負荷抵抗値を変化させるために、スイッチング回路のパワートランジスタの内部抵抗値を外部信号により制御しようとするもので、この外部信号はその電力の程度からして、増巾段を要する上に、最終段では直流サーボモータの負荷電流を、制御すべき外部信号電圧に忠実に追従させるために、特にパワートランジスタを大振巾にて作動させるため、ひずみが大きくなると予想されるので、最終段から多量の負帰還 (N.F.B.) をかける必要が生じる。その結果、前置増巾、中間増巾の2段の増巾回路を必要とする。

また負荷回路には直流電源を直列につけ加え、回路の起電力が常に一定となるように、回転数の変化による逆起電力の変化に合わせて直流電源の電圧を調整する。

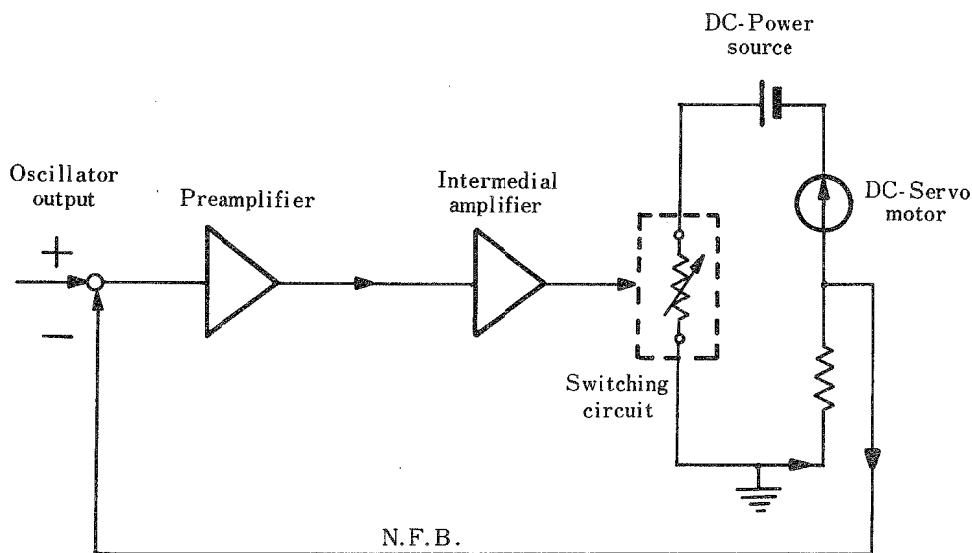


Fig. 1. Schematic diagram of the whole circuitry used here.

2・2 各段の構成

2・2・1 要求性能

直流サーボモータは与えられているものとして、その制御電流からして、スイッチング回路電流は最大：20 A；入力信号：DC~1 KC/S；入力インピーダンス：2 K Ω ；周波数特性：DC~1 KC/Sにて ± 3 dB；位相遅れ：30°以内として、スイッチング回路の電流波形は変換電圧として測定可能なことである。

2・2・2 前置増巾段

多少の電力増巾能力をもった電圧増巾段である，中間増巾段が電力増巾段にあてられるため，全体の電圧利得はほとんどこの段で決定されると見て，ほぼ 40dB 程度の利得を要求する。

この目的のためにトランジスタ 2 段増巾よりなる差動演算増巾器を利用して，利得 40dB 程度の増巾段とする。

差動演算増巾器の仕様を表に示し，前置増巾段の回路図を第 2 図に示す。

Table. The electrical characteristics of the differential operational amplifier.

VOLTAGE GAIN (dc open-loop)	
+25°C (5KΩ output load)	20,000 (min.)
+25°C (100KΩ output load)	80,000 (min.)
-25°C to +85°C (5KΩ output load)	5,000 (min.)
RESPONSE (as inverting amplifier)	
Small signal unity gain-bandwidth	1.3 Mc/s (min.)
Large signal (full output)	10 Kc/s (min.)
Rate limit	0.6 V/μsec.
INPUT VOLTAGE RANGE	
Both inputs	±10 V
Between inputs	5 V (abs. max.)
Common mode rejection ratio (dc)	1000 : 1 (min.)
INPUT IMPEDANCE	
Between inputs (dc)	150 KΩ (min.)
Common mode (dc)	20 MΩ (min.)
INPUT VOLTAGE OFFSET	
Initial offset voltage	Externally adjustable to zero
INPUT CURRENT OFFSET	
Initial offset (25°C)	500 nA (max.)
OUTPUT (5KΩ load)	
Voltage	± 11 V (min.)
Current	± 2.2 mA
POWER REQUIREMENT	
Quiescent	± 5.5 mA at ±15 V
Full output (at ±11 V, 5KΩ load-typical)	+ 7.7 mA at +15 V
(add 10% for maximum requirement)	- 5.5 mA at -15 V

2・2・3 中間増巾段

最終段のスイッチングトランジスタは使用する直流サーボモータの許容電流が 8A 程度で，これを平均値と見て，最大約 20A のコレクタ電流を制御する必要がある。

これに必要なベース電流，すなわちゲート入力信号は，たとえ多数のパワートランジスタを並列に使用する場合としても，その電流増巾率分の 100 程度，すなわち 200 mA，余裕を見て 500 mA 程度の最大出力が中間増巾段に要求される。

前置増巾段の出力が最大 2 mA であるから，この間 250 倍の電流増巾が必要となる。

この出力は中型パワートランジスタで十分であるが，一段では利得不足と見て，電圧増巾用トランジスタ

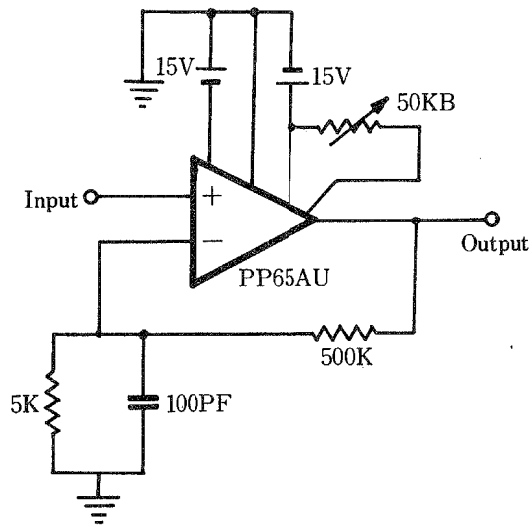


Fig. 2. Circuit diagram of the preamplifier stage.

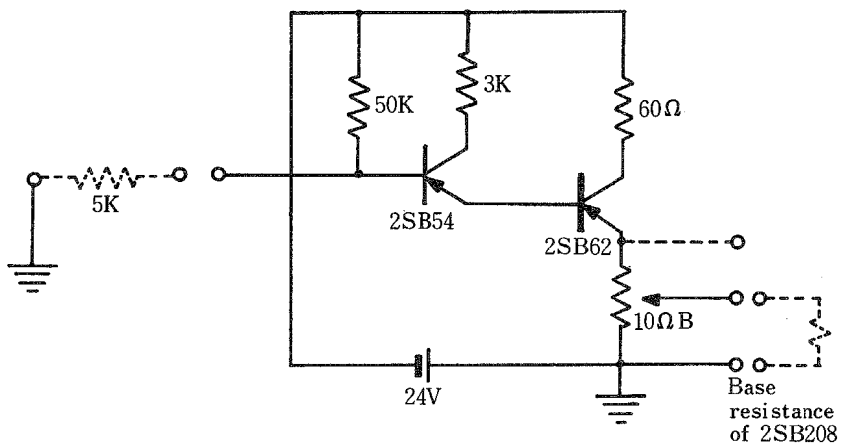


Fig. 3. Circuit diagram of the intermedial amplifier stage

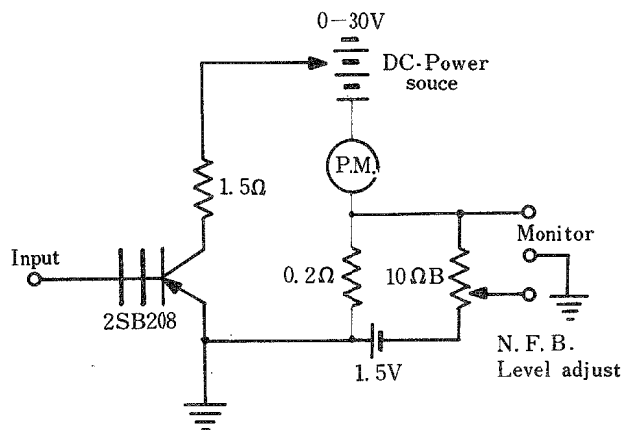


Fig. 4. Circuit diagram of the switching circuit stage.

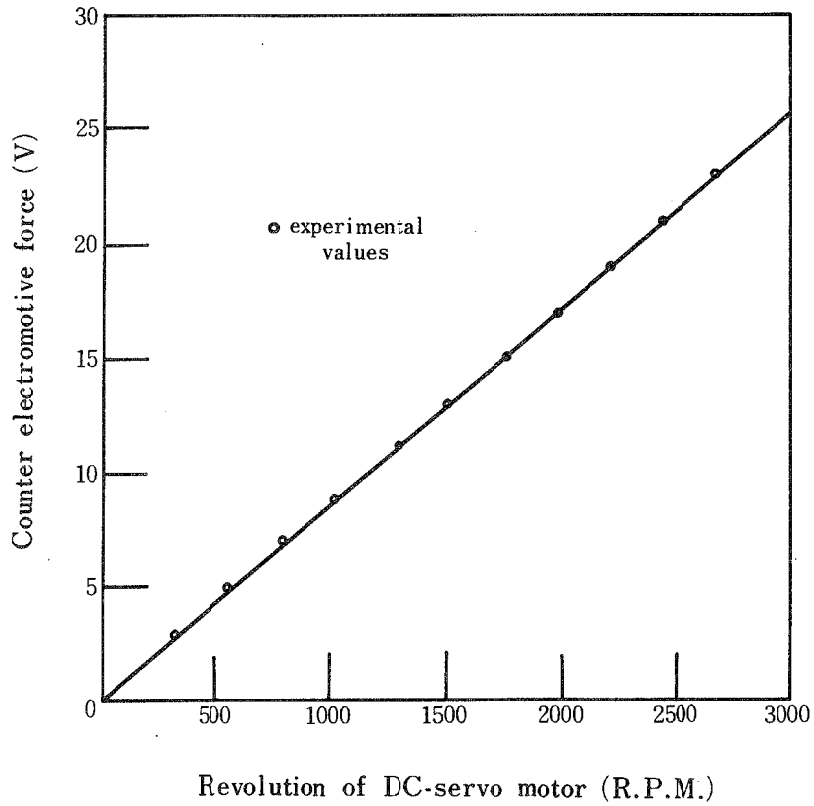


Fig. 5. Relationship between revolution per minute of the DC-servo motor and counter electromotive force.

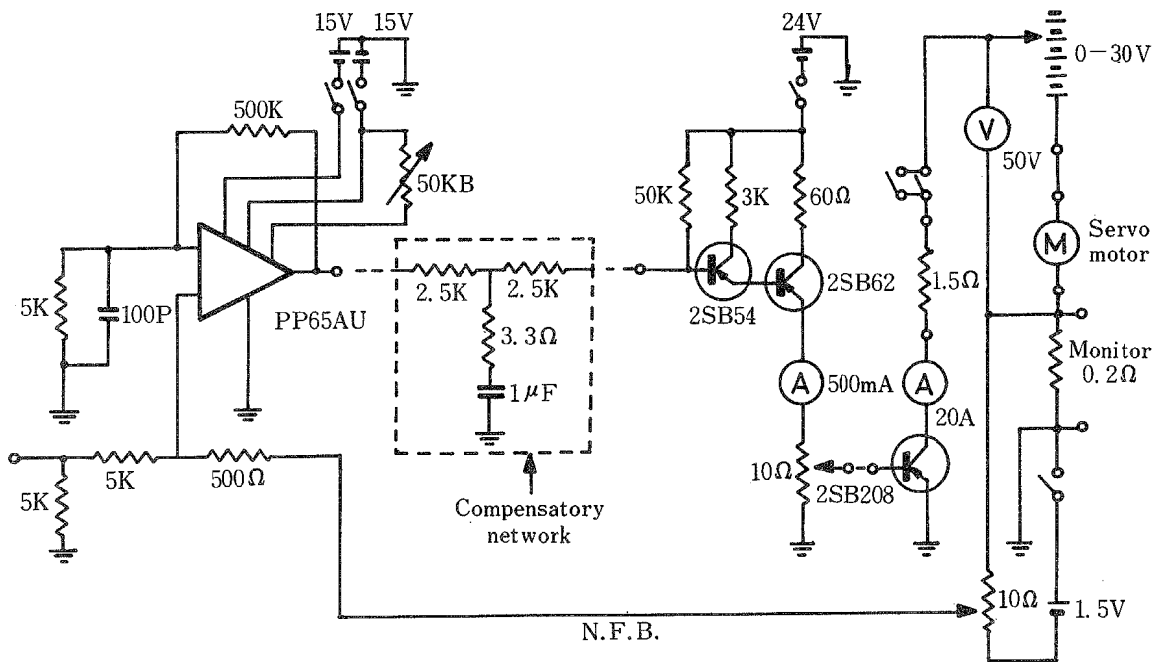


Fig. 6. Complete circuit of the fluctuating torque generator.

を前置して全2段で構成する。

この回路図は第3図に示すように、すべての回路を直流増巾とする必要から、対前段及び対後段のレベルの整合のためにダーリントン回路として、2段目のエミッタ回路が後続段のベースに直結する。各トランジスタのコレクタ抵抗値は電源24Vに対するコレクタ損失が許容値を越えない条件のみから決定する。

また一段目のベース抵抗値50K Ω は前段が5K Ω (指定抵抗)で接続されるとして実験的に決定する。

2・2・4 スイッチング回路

第4図に示すようにスイッチングトランジスタは電力増巾用パワートランジスタを使用する。

直流サーボモータはその逆起電力は第5図に示すように約10V/krpmであり、0~3000rpmを実験条件とすれば最大30Vの電圧が生じる、故にすべての回転数で回路の電圧が30Vとなるように直列に挿入した直流電源を調整する。この電圧は電圧計でモニタしながら手動で調整する。

またコレクタ抵抗1.5 Ω は許容損失より決定する。

以上全3段をまとめた回路図を第6図に示す。

3. 補償回路及び帰還回路

3・1 開ループ周波数特性

多量のN.F.B.をかけるために、あらかじめ回路の開ループ特性を調べる必要がある。

まずこの周波数特性を測定した結果を第7図にボデー線図にて示す。

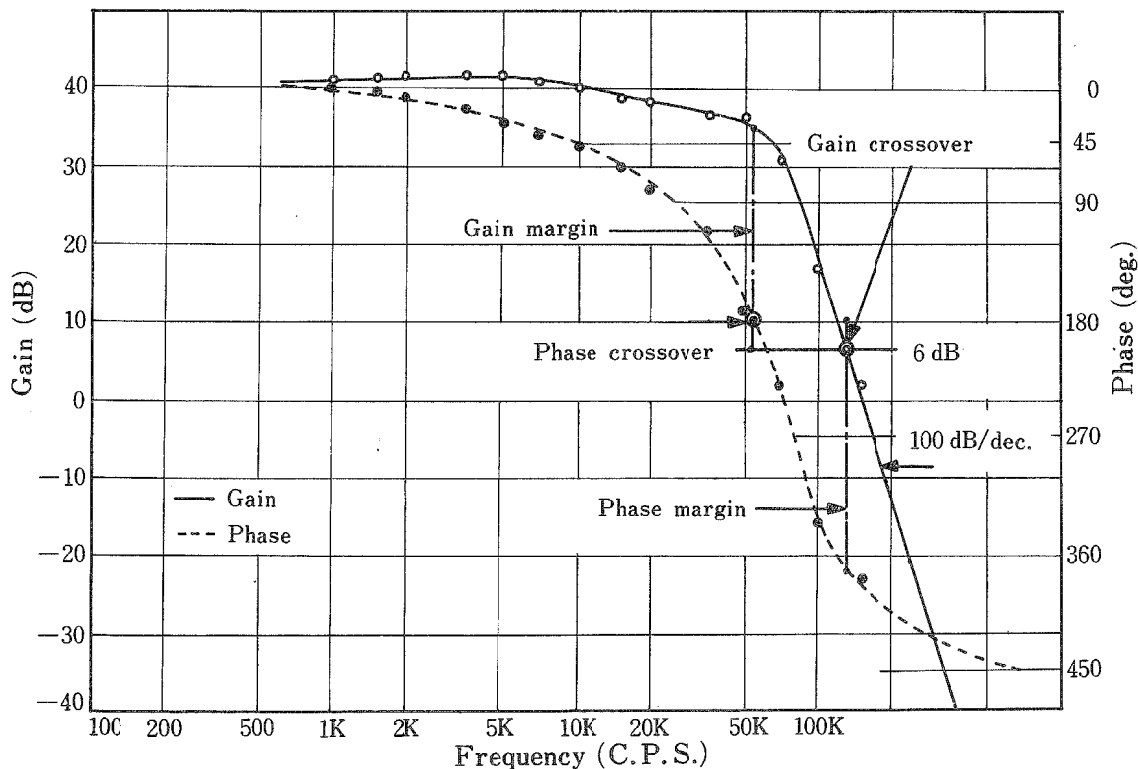


Fig. 7. Frequency characteristics of open loop (Bode diagram).

この線図にてわかるように

- 利得交点 — 130 (KC/S)
- 位相交点 — 54 (KC/S)
- 利得余有 — -23 (dB)
- 位相余有 — 190°

となり、位相が -180° の水平線を切る利得が0 dBを越えているので明らかに発振(不安定)である。

5次要素と見た際、カットオフ周波数がほぼ50 KC/Sであって、全てのトランジスタが低周波用であることを考慮すると、この伸びは予想以上であるが、今の目的からすると無意味であるから高域を切るために前置増巾段と中間増巾段の間に位相遅れ補償回路を施す必要がある。

3・2 補償回路

この回路が通常の電圧ライン補償回路と異なっている点は、受ける側の入力インピーダンスが極めて低く(中間増巾段トランジスタ: 2SB54のベース)、電流ラインとして考えなければならない点である。

補償回路としては高域部分の利得を減じて、位相遅れが 180° に近づく以前に利得が0 dB以下となる、いわゆる位相遅れ補償回路として発振しないようにする自動制御の定石とする。

位相遅れ補償回路の一般的な回路図を第8図に示し、各抵抗値及び容量の値を以下に計算する。

$$i_1 = i_0 + i_2 \quad (1)$$

$$e_i = R_1 i_1 + (R_0 + \frac{1}{CS}) i_2 \quad (2)$$

$$e_o = R_2 i_0 - (R_0 + \frac{1}{CS}) i_2 \quad (3)$$

ここで

$e_o \cong 0$ とすると(1)(2)(3)より

$$i_0 = \frac{e_i}{R_2} \frac{\frac{R_2(R_0 + \frac{1}{CS})}{R_2 + R_0 + \frac{1}{CS}}}{R_1 + \frac{R_2(R_0 + \frac{1}{CS})}{R_2 + R_0 + \frac{1}{CS}}} = \frac{(CR_0 S + 1) e_i}{C \{R_1(R_0 + R_2) + R_0 R_2\} S + R_1 R_2}$$

ここで

$$R_1 \cong R_2 \gg R_0 \text{ ならば } i_0 \cong \frac{CR_0 S + 1}{CR_1 R_2 S + R_1 + R_2} e_i \cong \frac{(CR_0 S + 1) e_i}{\left\{ \left(\frac{R_1}{R_2} \right) CS + 1 \right\} (R_1 + R_2)} \quad (4)$$

となる。

(4) において、

$C \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$: Cut down 時定数

$C R_0$: Cut up 時定数

$R_1 + R_2$: 定数抵抗 (前置増巾段負荷抵抗) である。

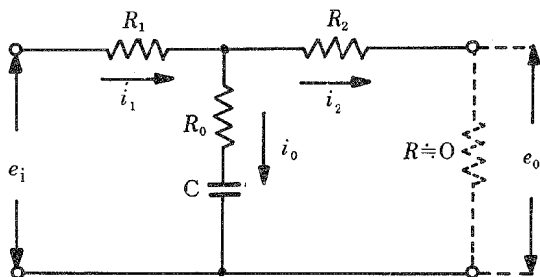


Fig. 8. Typical circuit of compensatory network.

第7図の特性を見た上で、位相遅れ補償回路の定石通り、位相交点附近の位相はあまり動かさないうで位相余有を $40^\circ \sim 60^\circ$ 近くにする。利得交点附近で利得を切り下げ、利得余有を $10 \sim 20$ dB として発振しないようにする。

以上のように設定すると、各時定数は次のようになる。

Cut down 時定数： $T_{down} = 0.12 \times 10^{-2}$ sec (但し Cut down 周波数： $f_{down} \cong 130$ C/S)

Cut up 時定数： $T_{up} = 0.32 \times 10^{-5}$ sec (但し Cut up 周波数： $f_{up} \cong 50$ KC/S)

又 $R_1 + R_2$ は前置増巾段の指定抵抗値 5 K Ω とすれば、容量 C の値をなるべく小さくするために、 $R_1 = R_2 = 2.5$ K Ω とする以外にない。故に次のようになる。

$$\left(\frac{R_1}{R_2} \right) = 1.25 \text{ K}\Omega$$

$$T_{down} = C \left(\frac{R_1}{R_2} \right) = 1.25 \times 10^3 C = 0.12 \times 10^{-2}$$

$$\therefore C \cong 1 \mu\text{F},$$

$$T_{up} = CR_0 = 10^{-6} R_0 = 0.32 \times 10^{-5}$$

$$\therefore R_0 \cong 3.3 \Omega,$$

以上の位相遅れ補償回路図を第9図に示し、補償回路を施した後の周波数特性を第10図にボータ線図にて示す。

この線図よりわかるように次の様になる。

利得交点 —— 7 (KC/S)

位相交点 —— 37 (KC/S)

利得余有 —— 16 (dB)

位相余有 —— 66°

となり明らかに安定に作動する。

3・3 閉ループ周波数特性

位相遅れ補償回路を施した後、N.F.B. をかけると、スイッチング回路の 0.2Ω の出力中点では、ほぼ利得が半分になる (動作レベルの設定で変化する)。故に第10図の特性において -6 dB 下げたと考えて、この直結N.F.B. とすれば、実際の 0 dB ラインを 6 dB 上げた点を設定計算上の 0 dB であると考えて検討する。

その結果第11図にボータ線図で示すようにN.F.B. ラインにそって 7 KC/S 附近でブレイクポイントがあり、その後は補償後の開ループ特性と一致する。

また第11図によりわかるように位相特性は改善され、 100 C/S 附近では位相 0° となり、利得の測定値は設計上より 20 dB 下がっているが、これは N.F.B. 回路抵抗によるもので、入力が 20 dB 下がった状態であることになり、測定値を 20 dB 上げることによって制御計算通りになる。

3・4 総合特性

N.F.B. をかけた後の特性は次のようになる。

100 C/S にて 位相遅れ： 2° 以内

1 KC/S にて 利得： -1% 以内； 位相遅れ： 15% 以内

その他の測定値として 100 C/S にて、 電圧利得 (モニタ端)： $1/5$

電圧—電流利得： 1 A/Volt

モニタ感度： 5 A/Volt

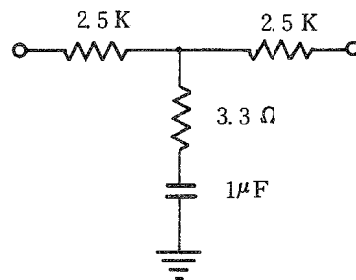


Fig. 9. Complete circuit of the compensatory network used here.

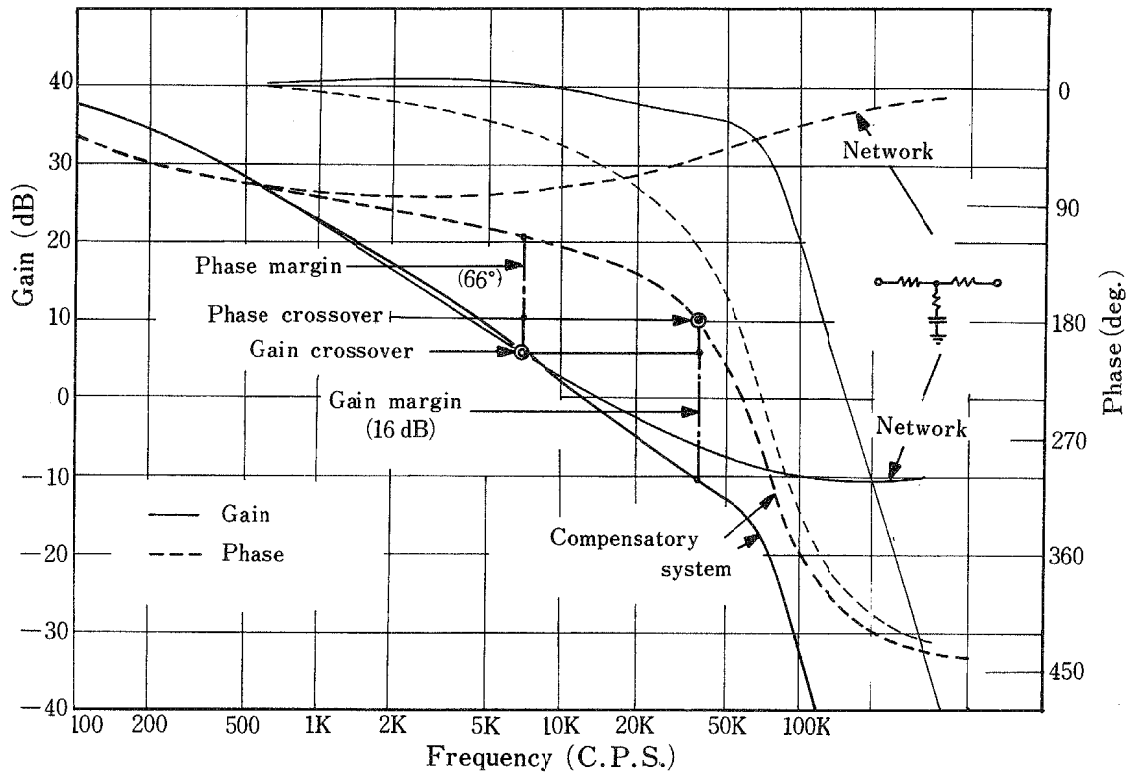


Fig. 10. Frequency characteristics of open loop with compensatory network (Bode diagram).

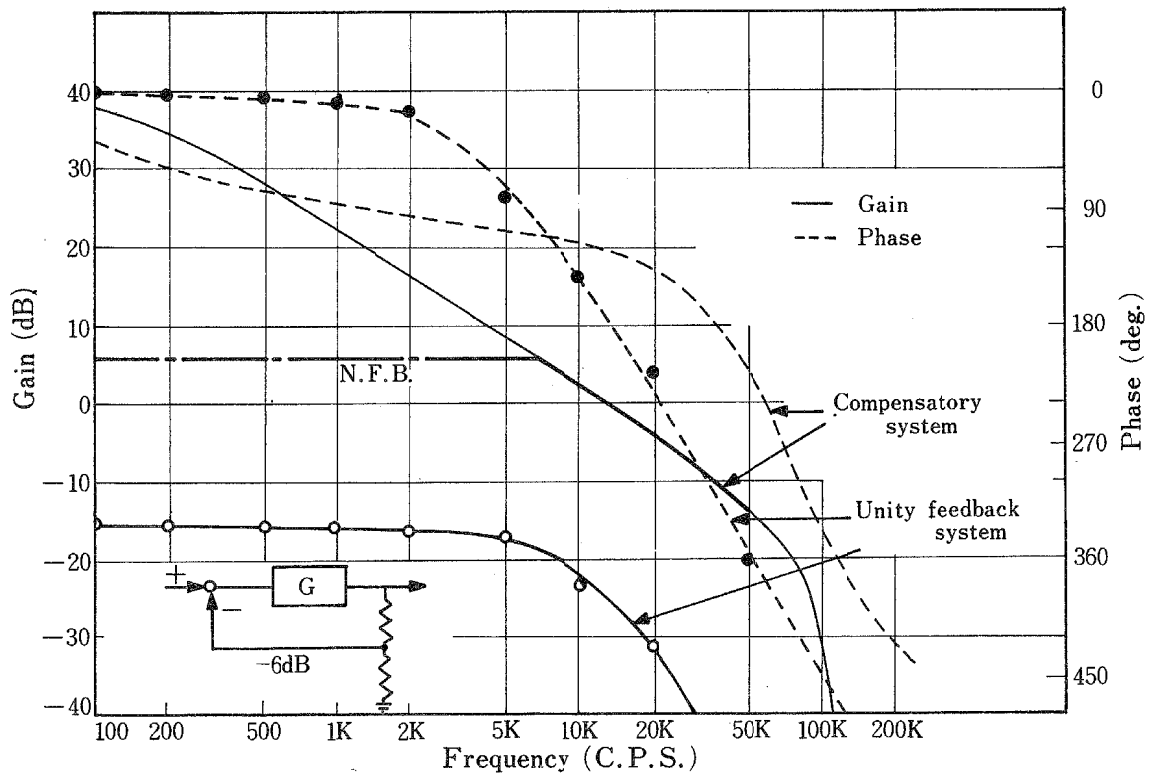


Fig. 11. Frequency characteristics of closed loop (Bode diagram).

となり、著者らはこの装置を機械系に変動トルクを加える目的に開発したので、その周波特性も DC ~ 数 KC/S まであればよいとして一応 1 KC/S として見ると、利得、位相とも十分であると考ええる。

4. 変動トルク発生装置の系全体としての安定性

この装置によってトルクを加えられ、振動系がはげしく振動を始めると、直流サーボモータの回転子も大きく振動し、このために生じる逆起電力によって直流サーボモータを流れる電流も変化する。

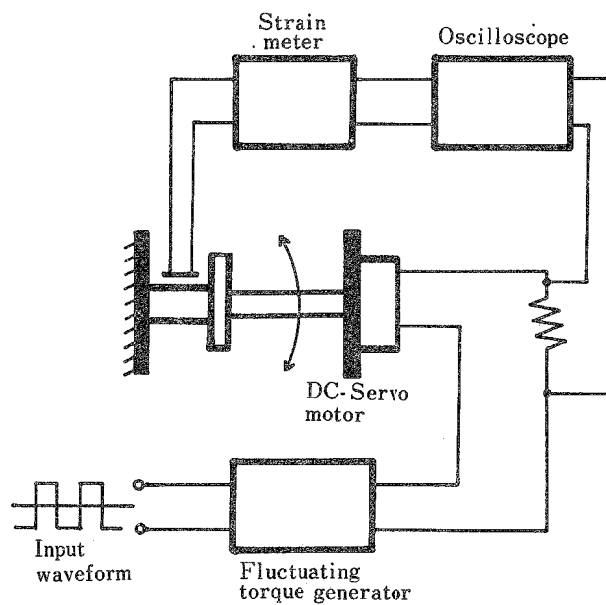


Fig. 12. Schematic diagram of the experimental apparatus.

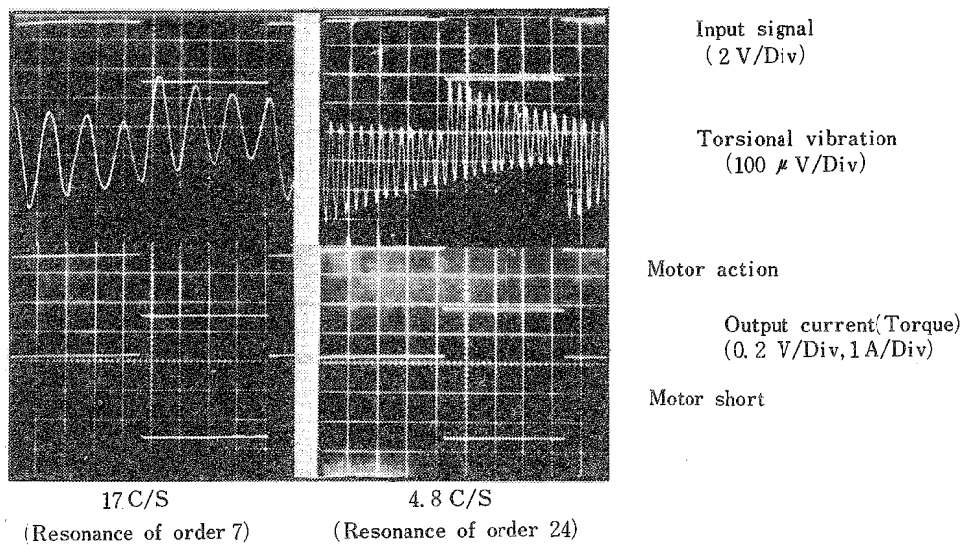


Fig. 13. Effect of the negative feedback.

その結果、実効的なトルク波形も入力信号と異なってくると思われる。しかし、今の場合多量のN.F.B.をかけているために、この反作用の影響は微少となると思われる。

これをたしかめるために、供試振動系にはげしい複雑な振動が発生している状態で、サーボモータ電流、すなわちトルク波形と入力信号波形とを比較する実験を行った。

振動系としては片持のよじれ振動系を作り、これに矩形波トルクを加えて、高次共振を起こさせた。この実験装置概略図を第12図に示し、第13図はその実験結果である。

この第13図は、入力波形、振動波形、サーボモータ電流(トルク)、サーボモータ回路を短絡させた場合(純電気系として)の出力電流波形を比較したもので、この結果、入力、出力(サーボモータあり)、出力(サーボモータなし)の波形はよく一致しており、反作用の効果は全くあらわれてなく、系全体は安定に作動していると考えられる。

5. 応用実験及び結果

変動トルク発生装置の応用実験として、よじれ軸系に変動トルクを加え、実際によじれ軸に加わる変動トルク波形を測定した。

実験装置の概略図を第14図に示す、ここでトルクの測定はよじれ軸にストレインゲージを接着することにより検出した。

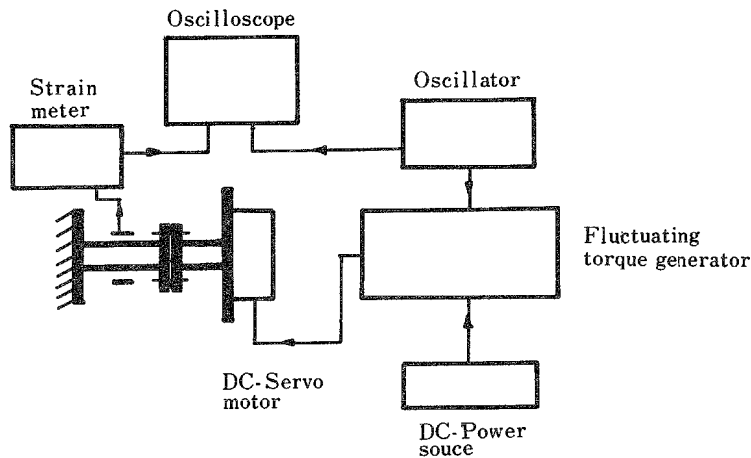


Fig. 14. Schematic diagram of the experimental apparatus.

第15図に示すように入力信号波形に対するトルク波形の比較を正弦波、三角波、矩形波について行なった。

またよじれ軸に加わるトルクの大きさは、前もって、直流サーボモータのトルク-電流特性を測定し(この結果を第16図)・パワートランジスタのコレクター-エミッタ間に流れる電流の大きさに対比させることによって得られる。

6. 装置の操作

周波数特性は実験装置の性質上一応は十分と思われる。また、サーボモータをこの大きさに指定する限り出力も十分と考えられる、利得も通常の発振器で30_V P-P程度の信号は得られる。もし不足であれば

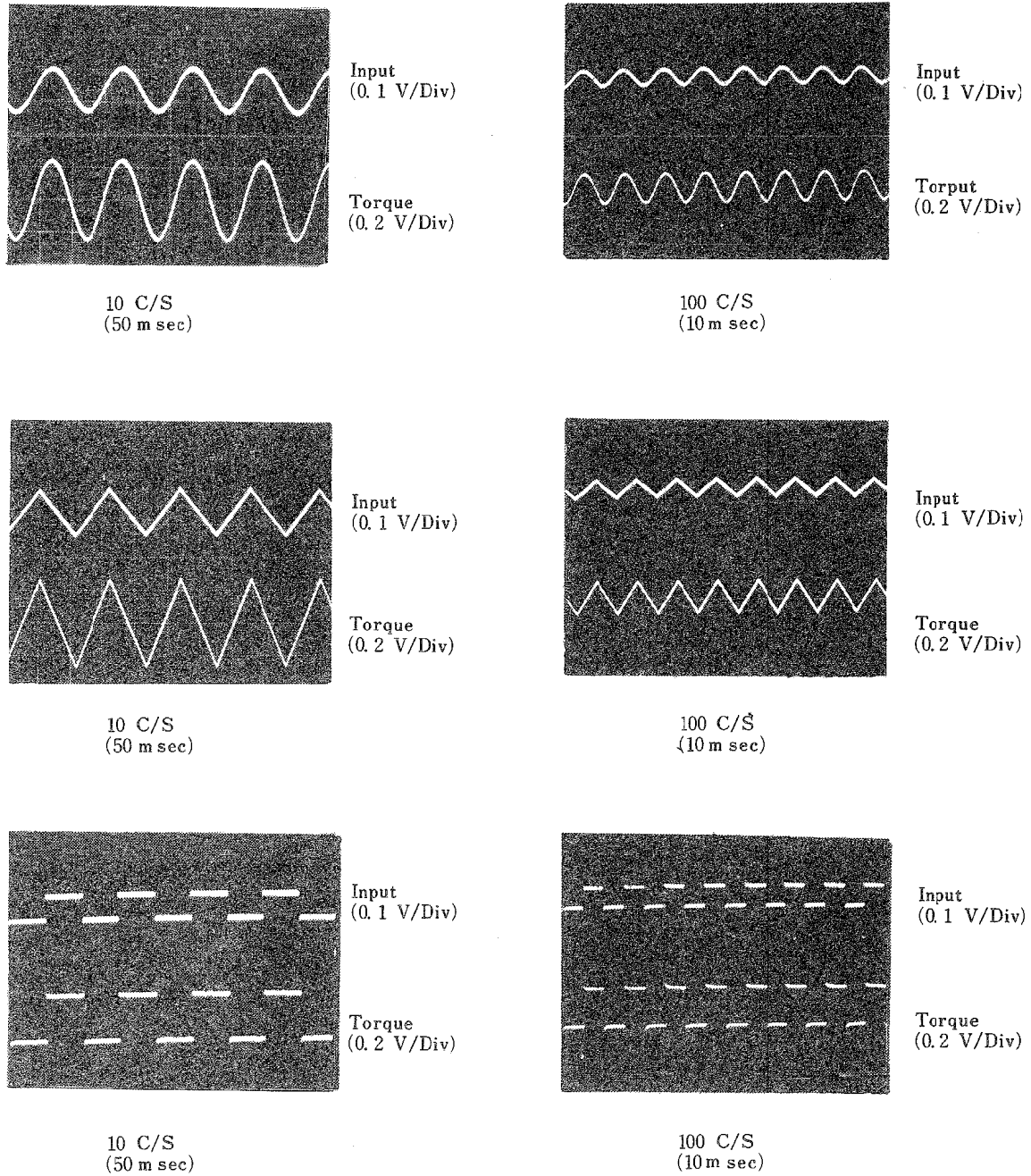


Fig. 15. Examples of the waveforms.

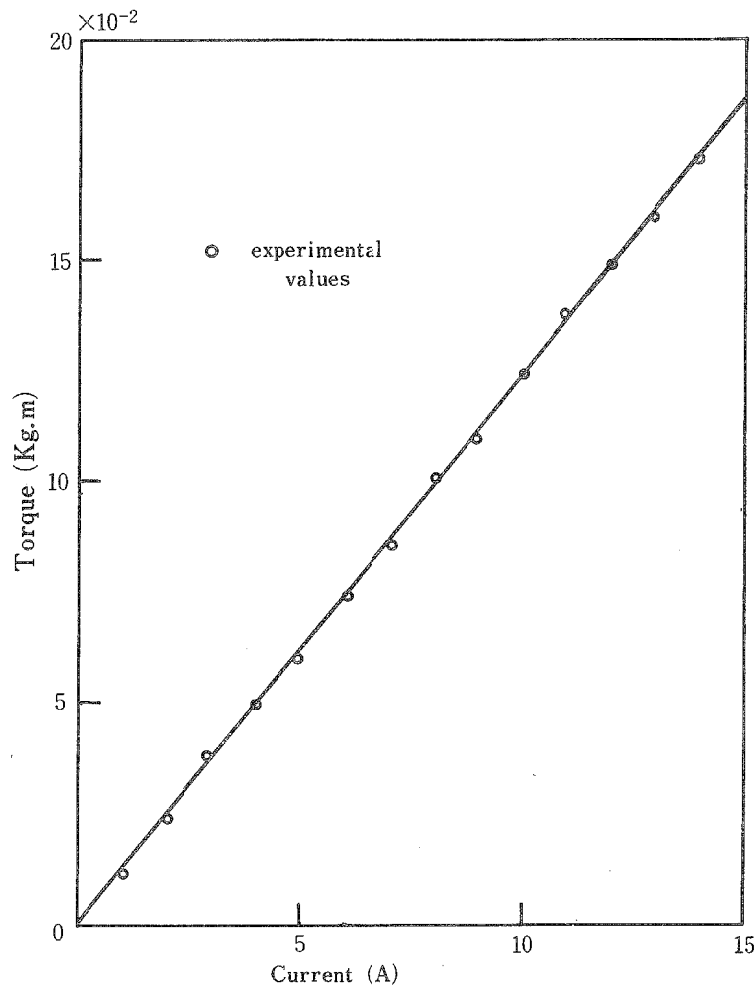


Fig. 16. Relationship between torque and current of the DC-servo motor.

N.F.B. 量を減らし、補償回路の低域時定数を小さくすることで周波数特性もさほど害することなく目的を達することが出来る。

回路構成上一方向性トルクであり、トルク波形は平均値に対して変動振巾を色々えらぶことは基礎実験の段階ではあまり必要ではないと思われる。

平均値と変動振巾が等しいような波形（すなわちピーク値が平均値の2倍）を作ることはこの装置の特性から次のようにして簡単に実行出来る。

N.F.B.の効果により、出力波形は最終段トランジスタのカットオフおよび完全ONの点で急激にクリップするのでカットオフ側のクリップ点に辛うじてかかる波形を、入力信号の振巾を加減してさがせば、それが所要の波形である。

出力波形を観測しながら、周波数に無関係に常に一定振巾のトルク発生することが可能であって手順は次の通りである。

サーボモータを止めた状態で極低周波（0.1 C/S の矩形波がよい）のやや大きめの信号を加えて、上下両端のクリップレベルをさがす。この際下のクリップレベルは完全にゼロとなる筈であり、もしなければ動作点の不適か、入力振巾の不足のいずれかである。

上のクリップがクリップレベルであることを確認するには、やや高い周波数（1C/S）の三角波か正弦波を入れてみるとわかる。

上クリップレベルの位置でサーボモータに流れる電流を電流計でよみとる（そのためには極低周波の矩形波がよい）。この値はスイッチング回路の全電圧が変わらなければ一定である。

この検定の後、別の周波数あるいはサーボモータの回転数においては、まず信号なしでスイッチング回路の全電圧をはじめと同じ値に調整し、信号を入れて、上下同時にわずかにクリップする状態を振巾と動作点との調整できがし出せばそれは次のようになり

ピーク値 $=2 \times$ 平均値および $P-P$ 値 $=$ 上クリップレベル（はじめの検定値）を満足する波形である。

もしスイッチング回路全電圧を検定時と一致させることが困難ならば、クリップレベルの電流はそれだけ補正すればよい。またクリップレベル電流はスイッチング回路全電圧に比例する。

この方法は時間の制約をうける実験中に容易に形と大きさの確かなトルク波形を実現するのに好都合である。

7. 結 語

装置構成を電気機械式にしたため、次の点が他の方式に比べて、すぐれていると思われる。

トルク波形を任意に得られる（通常の発振器で可能な範囲の正弦波、三角波、矩形波、複合波）。周波数の変化範囲を広くとることが出来ると共に供試回転軸系の回転数と無関係にトルク周波数を選ぶことが出来る。トルク振巾の変化が簡単である。サーボモータの代わりに電磁石をもちいると電動加振器として利用される。

この反面、考慮すべき点としては、サーボモータの逆起電力がかなりの値に達し、これを打消さない現行の方式では発生トルクが一方向性のものとなる。サーボモータはトルク/慣性モーメントが大きくなければならないが、このようなサーボモータは出力が一般に小さく発生トルクが制限される。

以上のような問題点が今後の課題である。

文 献

福島弘毅, 1960: 東北大学基礎電子工学入門講座 自動制御理論