

フライホイール電力貯蔵システム による負荷変動吸収

井口守万* 飯尾 稔**

(昭和54年5月29日受理)

Stabilization of Load Fluctuations by Flywheel-stored Energy System

Morikazu IGUCHI and Minoru IIO

The quick responsiveness of a thyristor-controlled flywheel-stored energy system can make load fluctuations in a power system stabilized.

Here is experimentally investigated the load-frequency control of a laboratory model power system.

By using deviations from the reference frequency as a control signal to the thyristorized inverter/converter, the flywheel-stored energy system maintained a constant frequency in spite of load fluctuations, and, moreover, the frequency was quickly restored even in sudden large load changes.

1 は し が き

最近の電力系統に於ては昼夜間の電力需要の差が著しく、この解消のため揚水発電所を中心に尖頭負荷対策が行なわれている。しかし今後の揚水発電所の建設は環境面などの制約から容易でなく、適地の枯渇化も考えられ、将来の電力需要の増大を考えれば、これに代る他の電力貯蔵システムの開発が必要である。

現在各国に於て圧縮空気貯蔵、蓄電池貯蔵、超電導磁石貯蔵など各種の新しい電力貯蔵システムの研究開発が進められているが、フライホイールによる電力貯蔵システムもその一つである^{1)~5)}。

目下の処、フライホイールの形状やその材料としての複合材料の開発に重点が置かれているが、将来の目標として、回転体に FRP (Fiber Reinforced Plastics) を用いた直径 3.6~4.6m, 重量100~200t, 回転数 3500rpm の 10~20MWh 貯蔵システムが試算されている¹⁾。

フライホイール電力貯蔵システム (以下 FW システムと略記する) では、常時回転して

* 大学院修士課程 (現在, 東京芝浦電気株式会社)

** 電気工学教室教授

いるフライホイールに連結された発電電動機からサイリスタ変換装置を介して電力系統へ電力の授受がなされるので、授受電力の制御を速やかに行なうことができ、単なるピーク供給力としてのみならず、瞬動予備力としてもすぐれた機能を有していると考えられる。

上述のようなFWシステムの速応性に着目すれば、電力系統との電力授受を定電力で行なわずに、電力系統の負荷変動に応じて制御することにより、負荷変動の一部を吸収するように運転することも可能である。筆者らはこのような観点から、小規模の実験用FWシステムを用い、模擬電力系統を対象に負荷変動吸収の実験を行ない良好な結果を得た。即ち、電力授受の何れの過程に於ても負荷変動の一部を吸収して周波数を規定値に保つことができ、また突発的な大容量負荷変動に対しても電力授受の自動切換により瞬動予備力としてもすぐれていることが確認された。本論文はこれらの結果について述べている。

2 実験の概要

実用的規模のFWシステムに於ては、フライホイールは電力授受により回転速度が広い範囲にわたり変化するので可変周波数の交流機により駆動し、定周波数系である電力系統とは、サイリスタ変換装置を用いDCリンクを介して接続するのが望ましいと考えられる。しかし実験に於ては設備の関係から直流機を用いてフライホイールを駆動することにした。これによりシステムはかなり簡略化されたものになったが、実験の目的にとって本質的な支障はないと考えられる。

実験は、Fig. 1に示すように、直流電動機と同期発電機からなるM-Gセットにランプ負荷を接続したものを模擬電力系統と見なし、このランプを適宜点滅することにより負荷変動を生じさせ、この負荷変動を補償するようにフライホイールへの授受電力を制御する、即ち、同期発電機の端子から見た負荷電力が一定値に保たれることを目的として行なった。負荷変動の検出には模擬電力系統の周波数偏差を用い、これによりサイリスタ変換装置の位相制御角の値を制御し、周波数が規定値に維持されるようにした。

なお、実際にFWシステムが使用される状況を考えるに、電力の授受を極めて短時間のうちに頻繁に繰返して行なうことはないと考えられるので、電力のフライホイールからの

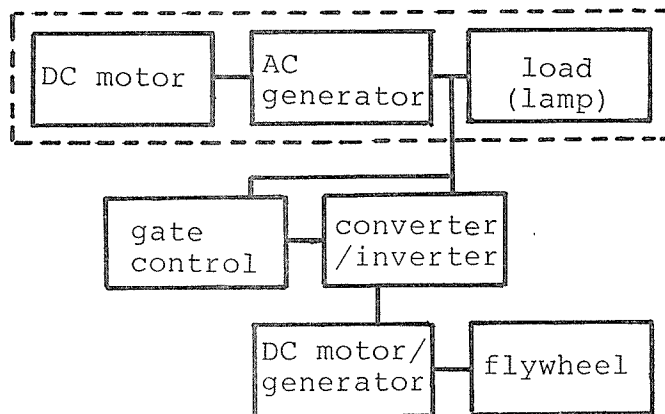


Fig. 1 Block diagram of flywheel-stored energy system.

放出過程 (以下インバータ運転という) 或はフライホイールへの貯蔵過程 (以下コンバータ運転という) のそれぞれの過程に於る 負荷変動吸収を想定して実験を行なった. したがってこの実験に於ては, インバータ 運転からコンバータ 運転或はその逆の切換は必要でない.

また, 瞬動予備力としての検討のために, FWシステムを最高使用回転数で運転して置き (このときは損失補填のためコンバータ運転になっている), かなり大きい負荷を突発的に投入することにより周波数ディップを生ぜしめ, これを検出して直ちにインバータ運転に自動的に切換え, 周波数を規定値に復旧させる実験も行なった.

3 実験装置とその特性

3-1 FWシステム

フライホイールは, 直径52cm, 重量50kg, GD^2 が 13.8kgm^2 の鋼鉄製平円板で, これに定格 1000rpm, 9.5A, 100V, 1P の直流機を直結し, 回転数を 2500rpm から1250rpm の範囲で変化させ, 電力を貯蔵ないし放出させるようにした.

フライホイールには材質と形状より定まる最高回転数があり³⁾, 本実験に使用したフライホイールの場合には 5600rpm と計算されるが, 直流機の定格回転数の低いことと安全性を考慮して上記の使用回転数範囲を決定した.

フライホイールへの電力の授受に伴ないフライホイールの回転数は変化する. しかし回転数の変化にも拘らず, 直流機の誘導起電力は一定値に保たなければならない. 本実験に於ては, 界磁回路にサイリスタによる単相全波均一ブリッジを使用し, サイリスタの位相制御を行なうことによって直流機端子電圧の一定化を計った.

なお, 界磁巻線は大きなインダクタンスを有しているので, 界磁電流の急速な制御を行なうのは難しいが, 本実験の場合, フライホイールの回転数変化による直流機の端子電圧の変化はそれ程急激ではないので, この制御は十分利用することができた. Fig. 2

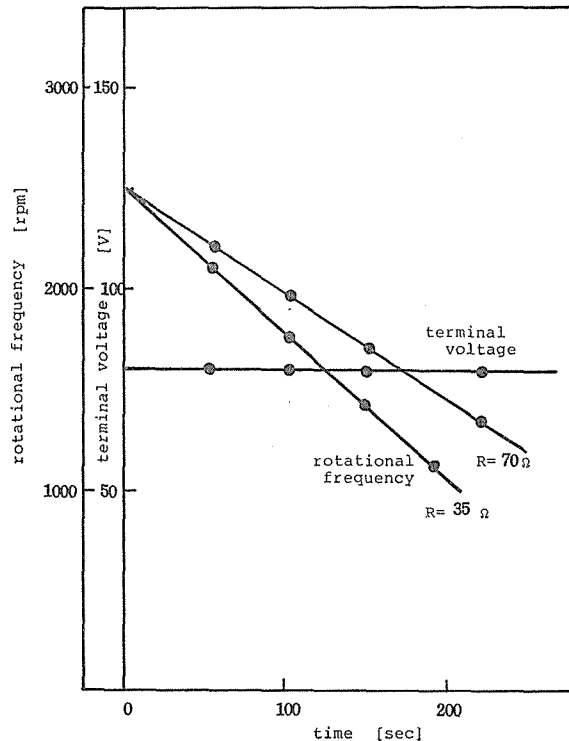


Fig. 2 Terminal voltage and rotational frequency vs. time characteristics of DC generator.

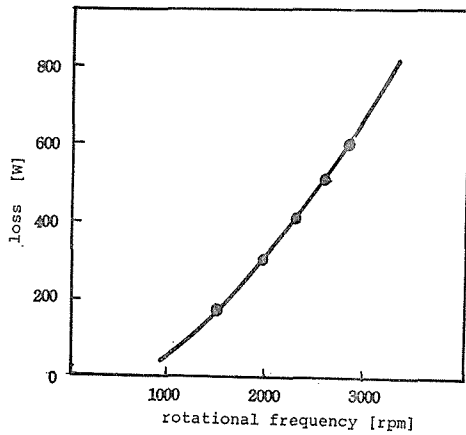


Fig. 3 Loss vs. rotational frequency characteristics of flywheel-stored energy system.

にフライホイールからの電力放出時の直流機端子電圧と回転数の時間的変化の様子を示す。これにより回転数の低下に拘らず、端子電圧は一定値80Vに保たれていることが判る。図中Rは直流機の負荷抵抗を示す。

3-2 FWシステムのエネルギー利用率

フライホイールの使用回転数範囲は2500rpm から 1250rpm までであるので、たとえば電力放出時には、フライホイールの有する初期運動エネルギーのうちの3/4が他のエネルギーに変換される訳であるが、本システムに於ては実際に電気エネルギーに変換されるのはその中の僅か1/3前後であり、残りの大部分はフライ

ホイール及び直流機の方損や軸受損その他の諸損失となって消費されてしまう。これらの損失は回転数の増加と共に急速に増大するが、この関係を Fig. 3 に示す。

また Fig. 4 は、直流機に直接抵抗負荷を接続した場合と、直流機の出力をインバータ

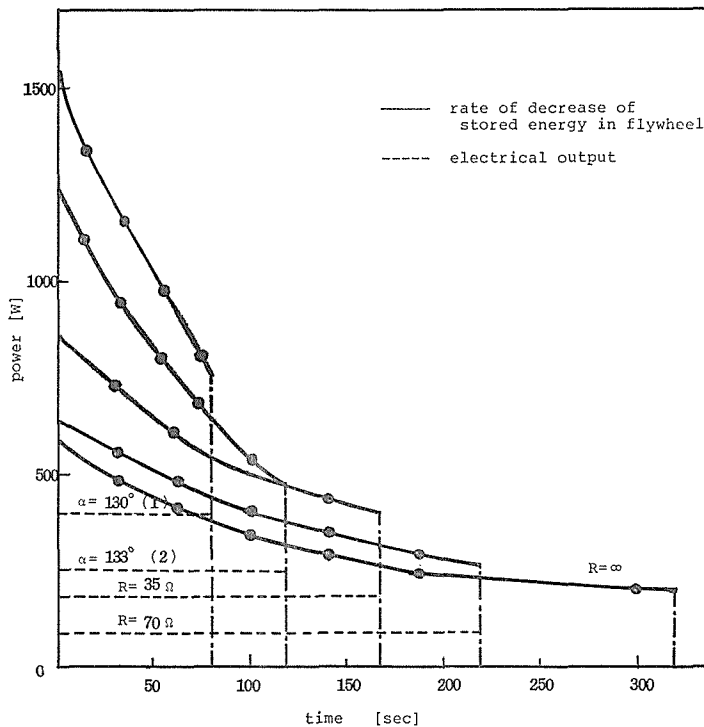


Fig. 4 Released power vs. time characteristics of flywheel-stored energy system.

を通して 60Hz 系統に電力を 返還した場合の FW システムの 放出電力・時間特性の一例である。図中 α はその時のインバータの位相制御角を示す。

これらの結果をもとに

$$\eta = \frac{P_e \cdot t}{E_0 - E} \tag{1}$$

で定義されるエネルギー利用率を求めれば、Tab. 1 のようになる。ただし P_e は直流機の有効出力 [W]、 t は放出時間 [s]、 E_0 は回転数 2500rpm に於るフライホイールの初期保有エネルギー 118,300Ws、 E は 1250rpm に於る残留エネルギーで 29,600Ws である。

Tab. 1 Energy availability

	P_e [W]	t [s]	η [%]
R = 35 Ω	183	172	35.5
R = 70 Ω	91.4	220	22.7
$\alpha = 130^\circ$	400	86	38.9
$\alpha = 133^\circ$	250	110	31.0

3-3 サイリスタ変換装置

直流系である FW システムと定周波数系 (50Hz) の模擬電力系統とを接続するために三相全波均一ブリッジ方式のサイリスタ変換装置を用いた。実験は主としてインバータ運転の場合を対象に行なわれたので、ここでは他励式インバータとしての特性について述べる。

Fig. 5 にこのインバータの位相制御角—直流電圧特性を、また Fig. 6 にインバータ変換効率を示す。これらより明らかなように、位相制御角が大きくなると力率はよくなるが効率が低下すること、また線形近似可能領域が135°附近までであること、更に他励式インバータは転流余裕角を必要とすることなどから、本実験に於ては位相制御角 α を 128° 附近に設定して用いることにした。

インバータからは交流側には $(6n \pm 1)$ 次の、直流側には 6n 次の理論高調波が、更に不平衡運転時には非理論高調波も発生する。これらの高調波は、誘導障害、交流機器の過熱、直流機の整流不良或はゲート回路への悪影響などの原因となる。本実験には於

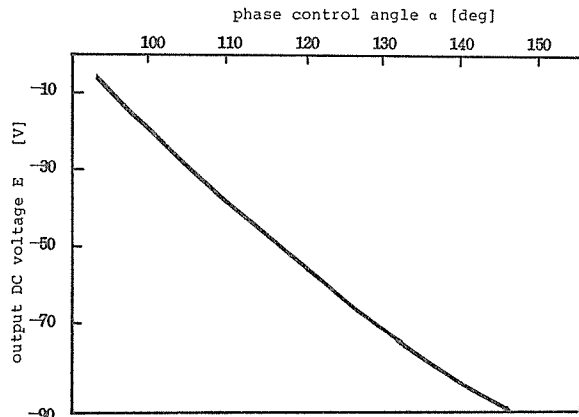


Fig. 5 DC voltage vs. phase control angle characteristics of inverter.

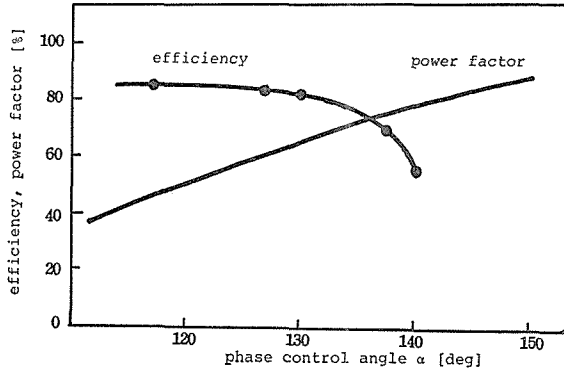


Fig. 6 Efficiency and power factor vs. phase control angle characteristics.

視でき、その補償回路を必要としない。また入力電圧変動により設定位相制御角が影響されることもなくなった。

ゲート回路のブロック線図を Fig. 7 に示す。本実験に使用した模擬電力系統の周波数は 50Hz であるので、水晶発振子により作られる正確な 100kHz のパルスをクリックパルスとして用い、これをカウントすることにより位相制御角の設定を行なっている。

このゲート回路による周波数制御の動作原理は以下の如くである。

クロックパルスを分周することにより正確な基準周波数 (50Hz) のパルスを作る。一方、系統電圧の u 相を方形波に変換し、両者の周期を比較する。この結果得られた周期の差に相当する時間の間だけアステープルマルチバイブレータの出力を通過させ、カウンタ 1 の

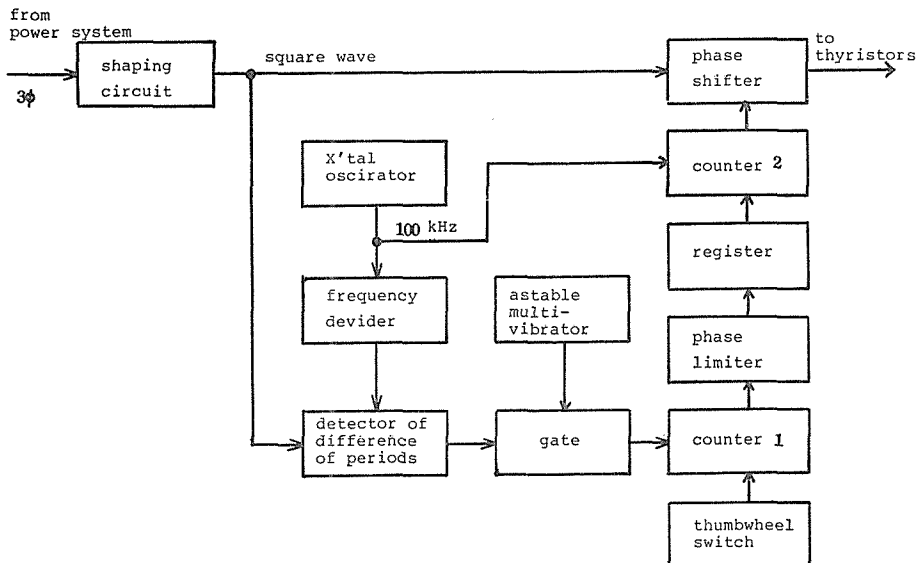


Fig. 7 Block diagram of gate circuit.

て、第 5, 7, 11 次までの高調波はそれぞれ R, L, C, 直列の単一共振フィルタで吸収し、それ以上の高調波に対してはコンデンサのみによった。

3-4 ゲート回路

ゲート回路は、移相回路も含めてすべてデジタル回路で構成されている。この結果、アナログ式ゲート回路に見られるような部品の特性の不揃いによる点弧角への影響は無

入力とする。この場合、系統の周波数が基準周波数より大きい小さいか従って、UP入力またはDOWN入力に切替える。カウンタ1にはサミールスイッチにより、予め設定された位相制御角(たとえば 130°)に対応する値がプリセットされているので、この値から周期の差に比例した数だけ加減され、その結果はレジスタを通してカウンタ2にプリセットされる。カウンタ2にはクロックパルスがDOWN入力として入り、カウント数が0になったら出力パルスを生じ、これを移相回路により各サイリスタに分配して点弧する。

かくて系統周波数が基準周波数と異なる限り、基準周波数に対応して設定された位相制御角とは異なる位相制御角で点弧パルスが作られることになり、これは系統周波数を基準周波数に近づけるように作用する。しかもこの位相制御角の差は周期の差に比例している。またマルチバイブレータの発振周波数を変えることにより、この場合の比例定数を変えることができるが、これはフィードバックゲインを変えたことに相当する。

本実験に使用した他励式インバータは、電流の重なり角や電源電圧の変動の結果、位相制御角が 180° 附近になると転流失敗を起す可能性があるため、位相余裕角を設定し、位相制御角がこの値を越えないようにする必要がある。図中の位相制限器とあるのはこのためのもので、デジタルコンパレータを用い、カウンタ1の出力を予め設定された値と比較し、これを越えるときは位相制御角をこの値にロックするようになっている。従ってこの部分は飽和特性をもった非線形要素により表わすことができる。

3-5 模擬電力系統

模擬電力系統は、定格2.2kW、100V、22A、1500rpmの直流電動機と定格3.5kW、220V、9.3A、50Hz、1500rpmの同期発電機からなるM-Gセットに、デルタ又はスター結線されたランプ負荷を接続したもので、ランプを点滅することにより段階的に0から最大1.22kWまで負荷を変化できるようにしてある。

模擬電力系統とはいっても、実際の電力系統のもつ特性を模擬するように作られたもの

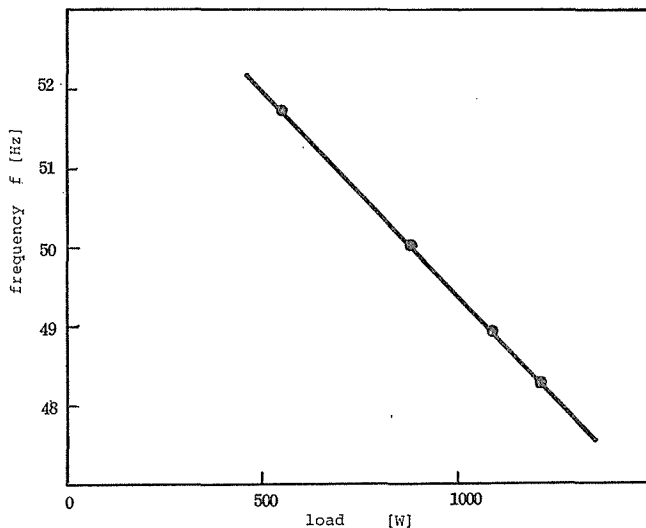


Fig. 8 Frequency vs. load characteristics of model power system.

ではなく、逆に速度制御を施さずに、負荷の僅かな変動によっても周波数が大きく変化するようになっている。これは FW システムの有効出力が小さく、電力放出時間も短いからである。

負荷変化に対する周波数変化の様子を Fig. 8 に示す。これより模擬電力システムの系統定数として $K = 0.02\text{kW}/0.1\text{Hz}$ が得られる。

4 実験結果とその解析

4-1 負荷変動吸収実験

模擬電力システムを周波数 50Hz、電圧 220V、負荷が 880W になるよう M-G セットの界磁を調整して置く。一方、FW システムは別系統から直流機により駆動し、2500rpm で待機運転をさせて置く。インバータ運転を行なうさい、直流機の定格電圧 100V で発電を行なったのでは、20~30s でフライホイールの回転数が半分に低下するため、本実験に於ては効率は多少悪くなるが、定格電圧より低い電圧 80V で発電させている。この結果、2500rpm から 1250rpm までの電力放出時間は 90s 程にすることができる。

以上の状態に於て模擬電力システムにランプ負荷 200W を追加して過負荷状態にし FW システムを位相制御角 $\alpha_0 = 128^\circ$ でインバータ

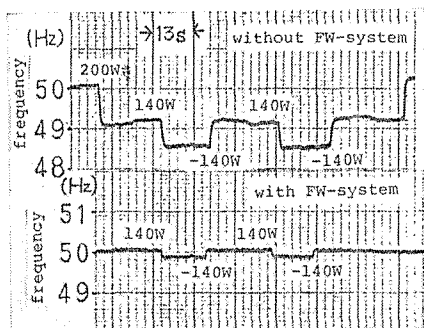


Fig. 9 Experimental results of load-frequency control.

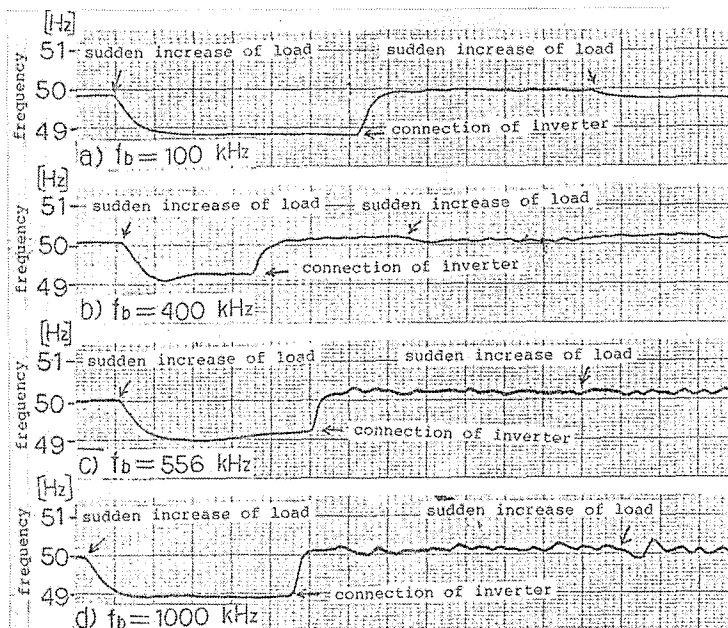


Fig. 10 Experimental results for several values of f_b .

運転に切替える。更にこの後、ランプ負荷 140W を模擬電力系統に投入又はしゃ断する。この場合の周波数制御状態を Fig. 9 に示す。同一負荷変動に対する周波数変動量を FW システムを接続することにより軽減できることが判る。コンバータ運転時のさいも同様の結果が得られる。

次に、FW システムを待機運転させた状態で負荷を投入し、続いてインバータ運転に移り、更に同じ大きさの負荷を投入したときの系統周波数のステップ応答を、アステープルマルチバイブレータの発振周波数 f_b を変えて測定した結果を Fig. 10 に示す。

f_b の増大、従ってフィードバックゲインの増大につれて、同一の負荷変動量に対してステップ応答の立ち上りはよくなり、系統周波数の定常偏差も小さくなることが判る。 $f_b = 550\text{kHz}$ 附近でこの定常偏差は最も小さくなり、それ以上の f_b ではレーシング気味になって来、 $f_b = 2000\text{kHz}$ 附近になると位相制限回路が動作し始める。従ってこの制御系の最適な f_b は約 550kHz となる。 f_b と定常偏差と関係を Fig. 11 に示す。

$f_b = 0$ の場合はフィードバック回路が切離されている場合に対応するが、それにも拘らず定常偏差が減少しているのは次のような理由による。

負荷の増加により生じた電圧降下が、他励式インバータに対して見かけ上逆起電力が小さくなったことと同じ効果を与えるが、FW システムの直流発電電圧は一定であるので、両者の電圧差が大きくなり、設定位相制御角に於る放出電力よりも余分に電力を模擬系統に供給できるからである。

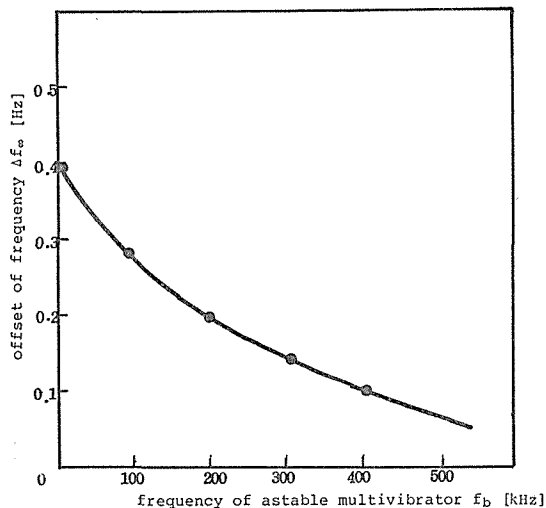


Fig. 11 Relation between offset and f_b .

4-2 小信号動作による解析

インバータ運転による負荷変動吸収を周波数制御と考え、この制御系に対し小信号動作による解析を行なう。

M-G セットは小容量であるため慣性性能率が小さく、直流電動機の電機子回路インダクタンスが無視できないので、次式の如く 2 次遅れ系で表わす。

$$-\frac{\Delta F(s)}{\Delta L(s)} = \frac{1}{K(0.122s + 1)(0.296s + 1)} \quad (2)$$

ここで $\Delta F(s)$, $\Delta L(s)$ は周波数変動量 $\Delta f[\text{Hz}]$, 負荷変動量 $\Delta L[\text{W}]$ のラプラス変換で、 K は系統定数 $[\text{W}/\text{Hz}]$ である。

ゲート回路のフィードバック部分の伝達関数は、僅かなデッドタイムを無視すれば

$$-\frac{\Delta a(s)}{\Delta F(s)} = \frac{3.6}{10^5} f_b \quad (3)$$

となる。ここに $\Delta\alpha(s)$ は位相制御角変化量 $\Delta\alpha$ のラプラス変換で、基準位相制御角は 128° である。

そのほか、位相制御に於る誤差分を $36/50$ で、更に前述のような模擬電力系統の電圧変動による電力増加分をゲイン $K_p' = 1.45$ の増加と見なしフィードバック回路に並列に挿入することにより補償する。

インバータはデッドタイムが僅かであるので比例要素と見なし、これを FW システムと一体にし一次遅れ要素で近似し

$$\frac{\Delta P(s)}{\Delta\alpha(s)} = -\frac{41.2}{1 + 1.1s} \quad (4)$$

で表わした。ここに $\Delta P(s)$ は位相制御角の変化に伴う電力変化量 ΔP [W] のラプラス変換であり、ゲインや時定数は Fig. 12 及び Fig. 13 の実験結果から定めた。

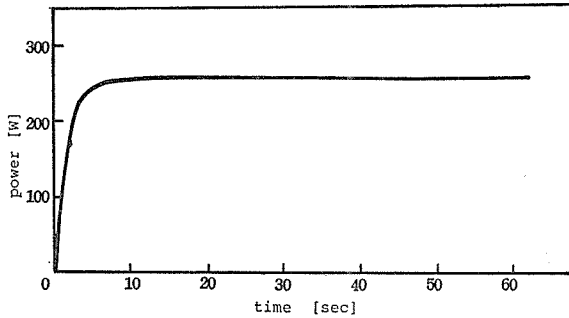


Fig. 12 Indicial response of flywheel-stored energy system.

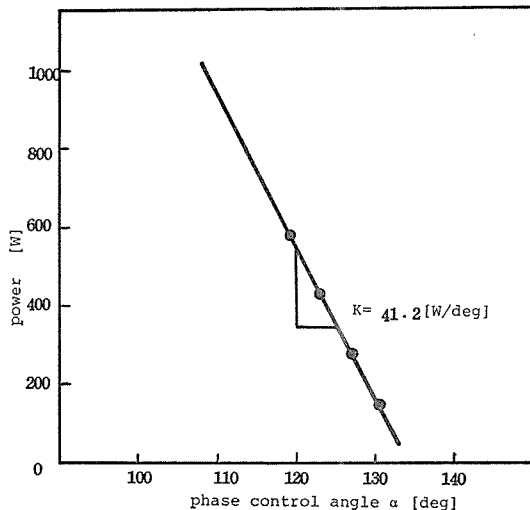


Fig. 13 Power vs. phase control angle characteristics.

かくて、負荷増加を外乱 $\Delta D(s)$ と見なしたときの各偏差分に対する制御系のブロック線図は Fig. 14 となる。これよりこの系の開ループ伝達関数は

$$G(s)H(s) = \frac{0.005}{(0.122s + 1)(0.296s + 1)} \cdot \frac{41.2K_f}{1.1s + 1} \quad (5)$$

となる。ただし

$$K_f = 3.6f_b \times 10^{-5} + K_p' + \frac{36}{50} \quad (6)$$

である。

フィードバック回路のゲイン ($20 \log K_f$) を除いてボード線図を描けば、Fig. 15 が得られる。 f_b の変化に伴ってこのゲイン曲線が上下することになるが、 $f_b = 550 \text{ kHz}$ ではゲイン余裕として 12.2 dB が得られ、良好な制御状態にあることが判る。

また、 140 W のランプ負荷

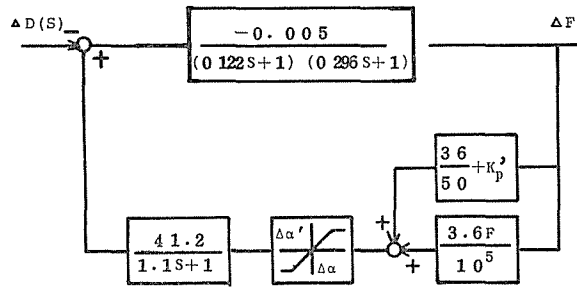


Fig. 14 Block diagram of load-frequency control system.

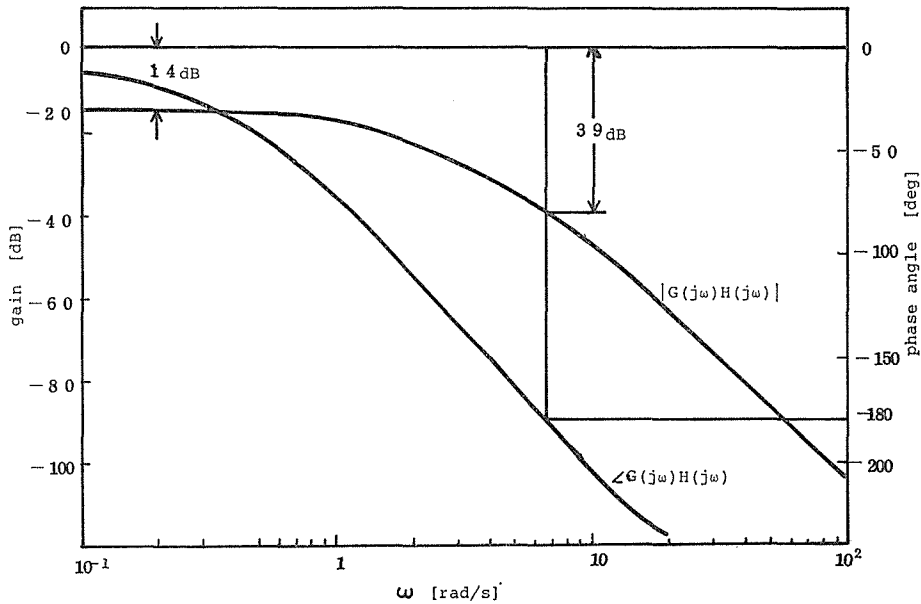


Fig. 15 Bode diagram of $G(s)H(s)$.

を投入したときの系統周波数の定常偏差量 Δf_∞ は最終値定理により

$$\Delta f_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ s \cdot \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \cdot \frac{140}{s} \right\} = \frac{0.7}{1 + 0.206K_f} \quad (7)$$

となる。 K_f に対する Δf_∞ の関係を Fig. 16 に示すが、実験結果に近い値が得られていることが判る。

4-3 瞬動予備力の実験

コンバータ運転或はインバータ運転中に極めて大きい負荷変動を突発的に与えることにより、直ちにインバータ運転或はコンバータ運転に自動的に切換え、周波数を規定値に復旧させる実験を行なった。

この切換にさいしては界磁電流の方向を逆転させることを避け、2台の三相全波均一サ

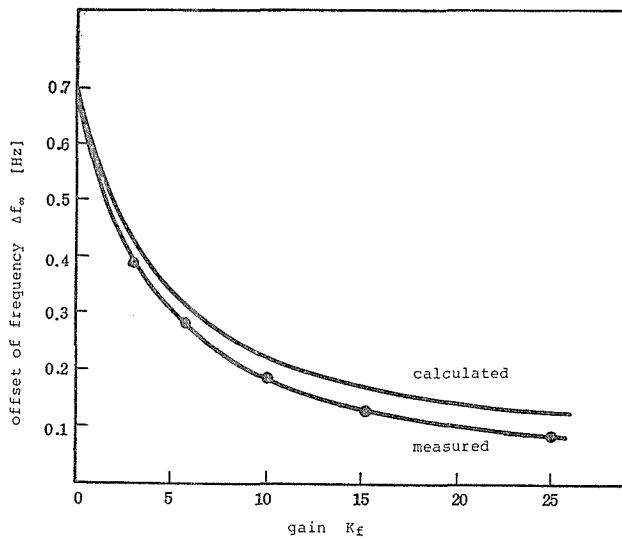


Fig. 16 Comparison between experimental and calculated values for Δf_∞ .

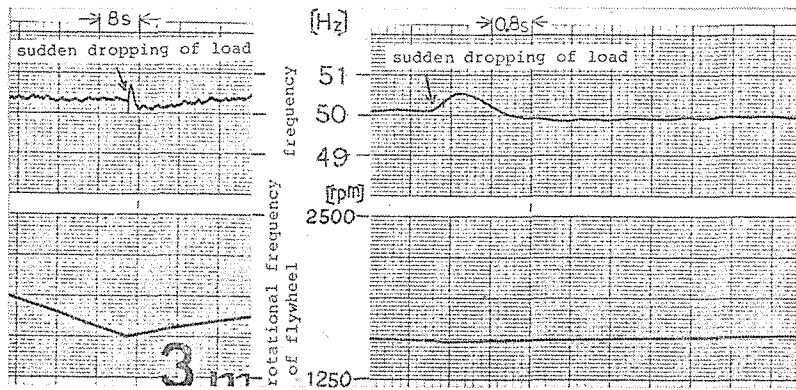


Fig. 17 Experimental results of transfer from converter to inverter.

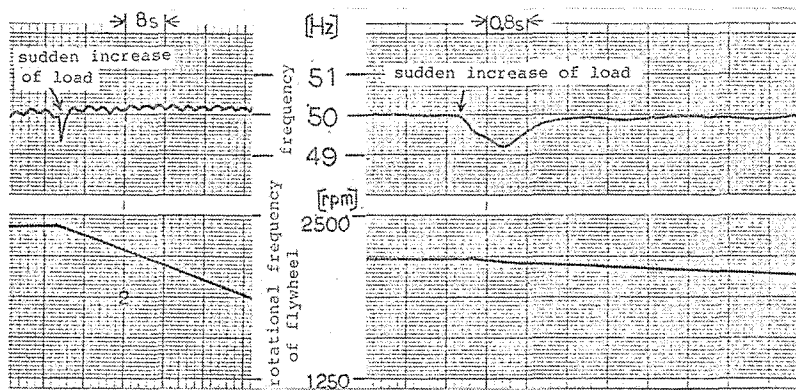


Fig. 18 Experimental results of transfer from inverter to converter.

イリスタブリッジを用い、リレーによりこれを切替えることにした。この切替は周波数変化がある一定値以上になれば自動的に行なわれる。

実験は、FWシステムを予めコンバータ運転またはインバータ運転にして置き、系統周波数に 1Hz 程度の変動を与えるような規模の負荷を突発的に投入或はシャ断することにより行なった。実験の結果を Fig. 17 及び Fig. 18 に示すが、いずれの場合も負荷の急変後 2~3s 間に切替が行なわれ、周波数が 50Hz 近くに復旧していることが判る。

5 結 論

サイリスタ変換装置による電力制御の速応性を利用して、FWシステムから電力系統への電力授受を系統周波数変動に応じて制御することにより、負荷変動の一部を吸収できること、また、FWシステムは大規模な負荷変動時の瞬動予備力としてもすぐれた機能をもっていることを小規模な実験により確認した。

実際への適用に当っては、授受電力の変動時、特に切替時の軸のねじれの問題、或は、揚水発電所などに比べて容量の小さいFWシステムにより負荷変動吸収などを有効に行なうためには、多くのFWシステムをまとめて群制御しなければならない問題など、検討すべきことは多い。

しかしながら、今後建設される発電所がいわゆる economy of size に従って益々大容量化して行くことを考えれば、負荷変動に速応でき、しかも立地点に比較的制約が少ないと思われるFWシステムは、極めて将来性のある電力貯蔵システムと考えられる。

最後に、本研究を進めるに当っては文部省科学研究費の補助を得たことを附記し、また実験にご協力をいただいた中尾真人氏に感謝の意を表する。

文 献

- 1) ポスト, ポスト; フライホイールの新利用, サイエンス, No. 2, pp. 67—75 (1974)
- 2) 伊東; 回転体によるエネルギーの備蓄, 応用物理, Vol. 44, No. 3 291—297 (1975)
- 3) 今井; フライホイール・エネルギー利用と問題点, 電総研彙報, Vol. 40, No. 10 pp. 853—877 (1976)
- 4) 今井; フライホイール・エネルギー利用と問題点(続き), 電総研彙報, Vol. 40, No. 11 pp. 930—954 (1976)
- 5) C. E. Caveness; Energy Storage Through Long Term Flywheel Application, Conf Rec IEEE Region 6th Conf, pp. 119—124 (1976)