

(制御理論による)

I. C. を用いた電源回路の設計について

下 西 二 郎* 富 田 信 昭*

(昭和 47 年 9 月 30 日 受 理)

Design of Power Supply used I. C.
(by using control theory)

Jiro SHIMONISHI Nobuaki TOMITA

(Received September 30, 1972)

In recent years, the power supplies have been required for the superior characteristics according to demand. In this paper, we describe practice of amplifier of integrated circuit (hereafter referred to as op. amp. I.C.), from controlling view, because we have found that TA7502-M of op. amp. I.C. is suitable for error amplifier in the system of voltage stabilizer circuit. And then, by using this op. amp. I.C., we compose the voltage stabilizer with arbitrary characteristics of the transient response. And when load varies, the transient response with the system is analyzed. In conclusion, it is describe to be able to design the voltage stabilizer circuit without trial and error.

1. ま え が き

近年におけるエレクトロニクス機器は、ますます精密化、高性能化されつつある。そこでこれらの機器に電力を供給する定電圧、定電流の特性を持った電源装置も、その用途に応じてすぐれた特性が要求されるようになった。このような種々の厳しい要求に応じるためには、電源装置は設計の段階において、その系の特性が定量的に正確に明記されなければならない。

電源装置の特性は、利用される増幅器の性能によって大半が決定される。従来、高利得の増幅器の作成は設計通りには働かないことが多く、回路製作の段階で試行錯誤を繰り返しているのが現状である。特に高利得に加えて、帯域の広いものになるとなおさらである。

ここでは、市販されている集積回路演算増幅器が、適当な位相補償を施すことによって、高利得、広帯域に比較的安定に働くことに着目し、その定電圧電源回路への応用を試みた。その結果、二つのコンデンサをパラメータに選ぶことによって、比較的簡単に実用的な過渡特性を持つ、任意の系を構成させ得ることがわかった。

本報告書では、集積回路演算増幅器をブラックボックスとみたり、その特性を制御的見から解析する一手法を述べ、さらにアナログ集積回路の実験的解析によって得られた補足データ例を示した。

2. 集積回路演算増幅器 TA7502M の特性

最近、広く市販されている集積回路演算増幅器 TA7502M は、開ループ直流利得が 93 [dB] と非常に高く、その位相推移も著しいので配線に伴う浮遊容量が大きな影響を与える。したがって、一律にこの集積回路の特性を測定することは困難である。そこで TA7502M の特性を調べるに先だって Fig. 1 に示すプリント板で配線を規格化し、浮遊容量の標準化を行なった。

TA7502M を開プールの動作させると約 4 MHz の自励発振を生じた。したがって TA7502M は高次の伝達関数をもつことが推察され、これを増幅器として使用するためには、位相補償をほどこし、開ループ特性を修正しなければ実際に使用できないことがわかる。つまり、TA7502M は位相補償をほどこした状態で増幅回路とみなす必要がある。

TA7502M には、二ヶ所に位相補償用端子が設けられて

* 電気工学科

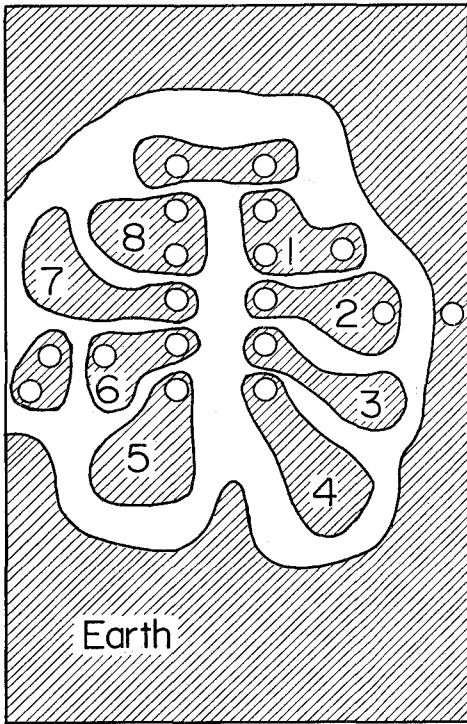
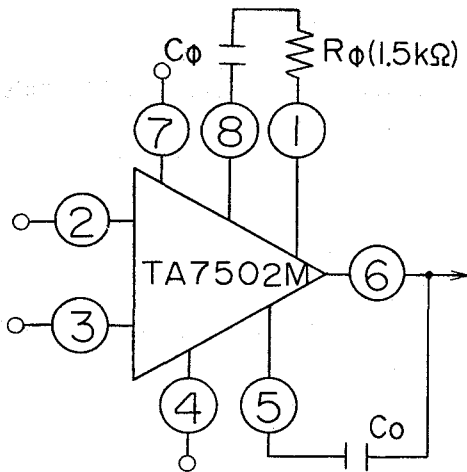


Fig.1 Wiring normalized by print panel.



- 1-8 phase compensation
- 5-6 phase compensation
- 6 out put
- 7 Vcc
- 2 inversion input
- 3 non inversion input
- 4 VEE

Fig.2 Amplifier used TA7502-M

おり、適当なC, Rを外付けすることにより位相補償が可能となる。

Fig. 2 において1-8端子にCR直列回路を接続することにより、直線減衰法¹⁾(ミラー効果を利用した補償法)が可能となり、5-6端子にCを接続することにより、位相遅れ補償が可能となる。²⁾外部接続したC, Rによって、それぞれの補償がされている様子をFig. 3の周波数一利得特性に示す。

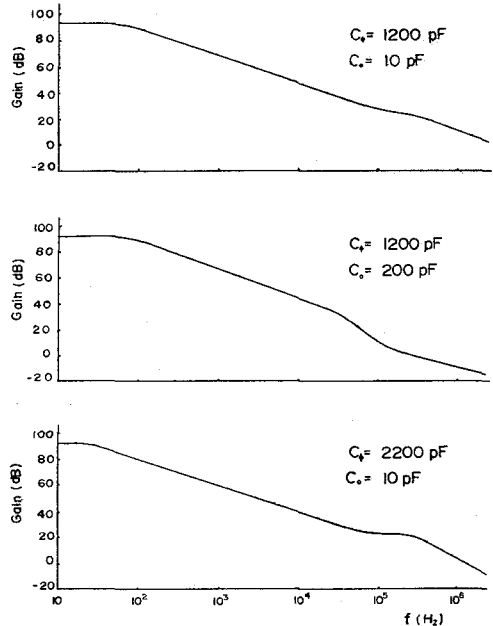


Fig.3 Gain frequency characteristic of the Ope. Amp. TA7502-M with parameter C_ϕ , C_o .

また、TA7502Mに帰還をかけて使用する場合、1ヶ所の位相補償では十分な帰還をかけることは困難であることが報告されている。³⁾

すなわち、TA7502Mの前述の二ヶ所に適当な位相補償をほどこして増幅器を構成するならば、その開ループ伝達関数はFig. 3の周波数一利得性から近似的に第(1)式で表現できることがわかる。

$$G(s) = \frac{k(1+T_3s)}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} T_1 &= K_1 C_\phi \\ T_2 &= K_2 C_o \\ T_3 &= K_3 C_\phi \end{aligned}$$

ただし、 K_1, K_2 は増幅器固有の定数、 K_3 はFig. 2に示す外付け抵抗 R_ϕ によって決まる定数である。

ところで、演算増幅器は適当な形の帰還をかけることにより、その利用形態が著しく拡大する。今、第(1)式で表わ

される伝達関数をもつ演算増幅器に帰還比 βf で帰還をかけた場合、その閉ループ伝達関数 $W(s)$ は、第(2)式で表わされる。

$$W(s) = \frac{G(s)}{1+G(s) \cdot H(s)} = \frac{C_1}{z} \cdot \frac{(s+z)\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \quad (2)$$

$$\zeta = \frac{T_1+T_2+T_3 k \beta f}{2\sqrt{(1+k\beta f)T_1 T_2}} \quad (3)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1+k\beta f}{T_1 \cdot T_2}} \quad (4)$$

$$z_1 = \frac{1}{T_3}, \quad C_1 = \frac{k}{1+k\beta f} \quad (5)$$

ただし、 βf は純抵抗比とする。

第(1)式を用いて第(3)、(4)式を書き換えると第(6)、(7)式のように C_ϕ 、 C_o の関数となることはあきらかである。

$$s = K_4 \sqrt{\frac{C_\phi}{C_o}} + K_5 \sqrt{\frac{C_o}{C_\phi}} \quad (6)$$

$$K_4 = \frac{K_2}{2\sqrt{(1+k\beta f)K_1 K_2}}$$

$$K_5 = \frac{K_1 + K_3 k \beta f}{\sqrt{(1+k\beta f)K_1 K_2}}$$

$$\omega_n = K_6 \frac{1}{\sqrt{C_\phi C_o}} \quad (7)$$

$$K_6 = \sqrt{\frac{1+k\beta f}{K_1 \cdot K_2}}$$

ここで閉ループ特性を決定する系のインディシャル応答を考察すれば、第(2)式で与えられる閉ループ系のインディシャル応答 $c(t)$ は第(8)式となる。

$$c(t) = \frac{k}{1+k\beta f} \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left\{ \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} - \frac{\omega_n}{z} \sin \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t \right\} \right] \quad (8)$$

$(\zeta < 1)$

第(8)式の減衰項に着目すれば整定時間 τ は、 ζ 、 ω_n の積で決定されることがわかる。

ここで被測定系 (TA7502M) に $\beta f = 1$ で帰還をかけた系の持つ ω 、 τ の実験式を求める。

まず第(1)式における K_1 、 K_2 、 K_3 は C_ϕ 、 C_o をパラメータとし、いくつかの T_1 、 T_2 、 T_3 の探索によって推定できる。すなわちこの場合 $K_1 = 3.5 \times 10^6$ 、 $K_2 = 2.8 \times 10^5$ 、 $K_3 = 8.8 \times 10^2$ となり、 $k = 4.5 \times 10^4$ となる。したがって第(6)式において $K_4 > K_5$ となり、かつ $C_\phi > C_o$ とするならば ζ は近似的に $K_4 \sqrt{C_\phi / C_o}$ で与えられる。

次に上に求めた各々の値を用いて、 K_4 、 K_6 を算出すれば第(9)、(10)式となる。

$$\zeta = 0.10 \sqrt{\frac{C_\phi}{C_o}} \quad (9)$$

$$\omega_n = 2.13 \times 10^{-4} \frac{1}{\sqrt{C_\phi \cdot C_o}} \text{ [rad/sec]} \quad (10)$$

また整定時間 τ を残留偏差が $\pm 0.5\%$ となるまでの時間とすれば、 τ は第(11)式で与えられる。

$$\tau = 0.22 \times 10^6 \cdot C_o \text{ [sec]} \quad (11)$$

第(11)式は整定時間 τ が C_o によって決まることを示している。つまり、上記のそれぞれの関係式は、 ζ 、 ω_n 、 τ を指定すれば C_ϕ 、 C_o が一義的に決定されることを明らかにしている。

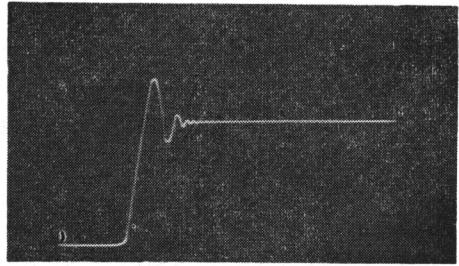


Fig.4 Initial response of unity feedback loop.
($C = 50\text{pF}$, $C_o = 15\text{pF}$, 1ms/cm)

Fig. 4 は被測定系 TA7502M のインディシャル応答実測波形である。これより ζ 、 ω_n を読み取ると、 $\zeta = 0.159$ 、 $\omega_n = 7.0 \times 10^6$ [rad/sec] となる。ただし、Fig. 4 における第一のオーバーシュートは除いて計算した。また実験式第(9)、(10)式より ζ 、 ω_n を求めると $\zeta = 0.165$ 、 $\omega_n = 7.83 \times 10^6$ [rad/sec] となった。ここでコンデンサ C_o 、 C_ϕ の誤差範囲を考慮すれば、 ζ 、 ω_n の近似は第(9)、(10)式で可能であるといえる。

3. 直流定電圧電源回路系

帰還形直流定電圧電源回路 (以後定電圧電源回路という。) の一般的構成は Fig. 5 の定値制御系となる。

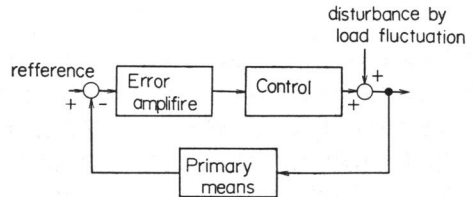


Fig.5 Blok diagram of voltage regulator.

その系の質の目安としては、系の持つ(1)残留偏差、(2)過渡特性、(3)速応性の三つが考えられる。

残留偏差は系の直流ループ利得によって決まり、そのほ

とんども、誤差増幅器の直流利得である。このような系においては直流利得の高い増幅器が有利であり、系の過渡特性、速応性は各要素の周波数帯域、位相余裕によって決定される。一般にループ利得の大半を受け持つ誤差増幅器の直流利得を高くすればするほど、系の特性は誤差増幅器の周波数帯域および位相余裕によって左右される。

前述したように、集積回路演算増幅器は帰還量や位相補償を適切に選ぶことによって、比較的高利得で広帯域にわたって動作させることが可能である。また、その温度特性も非常に良好である。(TA7502Mは $5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)

このような特性をもつ集積回路演算増幅器は定電圧電源回路の誤差増幅器として広く利用されつつある。

(a) 偏差の検出

ところで、Fig. 6において、一般には出力電圧が基準電圧より高い場合が多い。したがって定常偏差 $\epsilon = e_i / (1 + k\beta f)$ (k :誤差増幅器の直流利得)を検出する方法に、出力電圧を抵抗分割比 βf で分圧し、出力電圧の一部と基準電圧を比較する方式と、基準電圧をレベルシフトする方式がある。しかし、前者は基準電圧に対して出力電圧を高くする場合が多いから、定数 k の影響で負荷変動率が低下するという欠点をもつ。⁴⁾

(b) 出力電圧変動を表示するパラメータ

さて、このような定電圧電源回路においてその出力電圧変動の大きな原因は

- 1) 入力電源電圧変動
- 2) 負荷変動
- 3) 基準電圧変動
- 4) 温度変化による各部の電圧変動

の4つが考えられる。しかし、一般に定電圧電源回路では入力電圧、基準電圧の変動に対する系の応答はさほど重要ではなく、負荷変動に対する応答が問題となることが多い⁵⁾。したがって、実際に対象となるのは負荷変動に対する系の応答であり、それは負荷が急変した場合の系の応答、すなわち、系のインディシャル応答を知ることにつきる。

インディシャル応答は、一般に ω_n という2つのパラメータを用いて表わされているが、 τ が ξ と ω_n の積で決定されることに着目すれば、インディシャル応答は ξ 、 τ を用いて表わしても良いことになる。従来、定電圧電源回路の過渡特性は、インディシャル応答における整定時間 τ のみを規定したものが多く、具体的な表示はなされていない。しかし、 ξ 、 τ を規定するならば、その系のもつ過渡特性は一義的に決定することができる。したがって、定電圧電源回路のもつ過渡特性は、負荷によってさまざまなものが

要求されるが、 ξ 、 τ を任意に設計できるならば、あらゆる過渡特性において、より明確な仕様に応ずることが可能となる。

(c) 系のデザイン

演算増幅器の1つであるTA7502Mは、2つのパラメータを選定することによって、そのインディシャル応答 ξ 、 τ を自由に設計することが可能である。したがって、ここではTA7502Mを用いた任意の過渡特性をもつ定電圧電源回路の設計例について述べる。

たとえば、減衰係数 $\xi = 0.16$ 、整定時間 $\tau = 4\mu\text{s}$ のインディシャル応答特性を有する定電圧電源回路を考える。

Fig. 6にここで設計する定電圧電源回路の構成を示す。

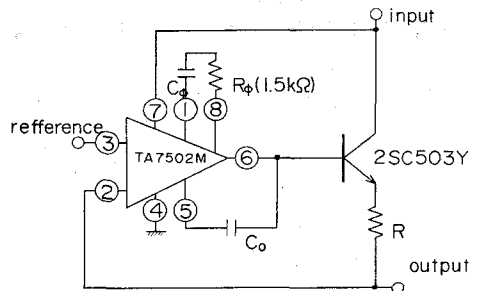
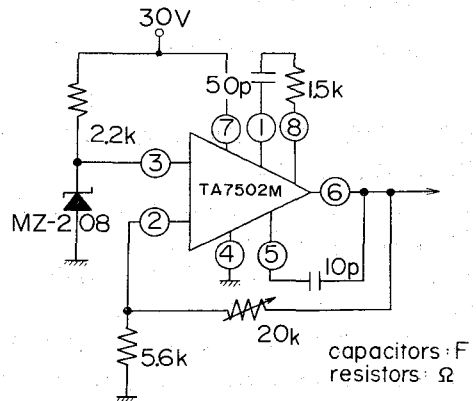


Fig. 6 The circuit of voltage regulator.

基準電圧発生部は、定電圧ダイオードMZ-208、演算増幅器TA7502Mで構成されたレベルシフターを用いた。(付図1)ただし、ここでは基準電圧部の種々の変動は考慮に入れていない。制御部は被測定系TA7502Mに比べて十分高いシャ断周波数をもつトランジスタ2SC503Yを用いると、比例要素として取り扱える。



App. map 1 Circuit of level shifter.

この定電圧電源回路系の伝達関数は、制御部の出力トランジスタが単位利得の比例要素であり帰還比 $\beta f = 1$ である

から第12式で表わされることになる。

$$W(s) = \frac{\omega_n^2}{z} \cdot \frac{s+z}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

ここで、 ζ 、 τ が与えられるから、第(9)、(11)式より C_o 、 C_ϕ を定めることができる。すなわち、 $C_\phi \doteq 50\text{pF}$ 、 $C_o \doteq 15\text{pF}$ となり、 $\omega_n = 8.0 \times 10^6$ [rad/sec] となる。ただし、 $R\phi = 1.5\text{K}\Omega$ である。

このようにして決定された $C_\phi = 50\text{pF}$ 、 $C_o = 15\text{pF}$ を用いて定電圧電源の誤差増幅器が構成された時、その系のインディシャル応答は Fig. 7 に示すようになる。

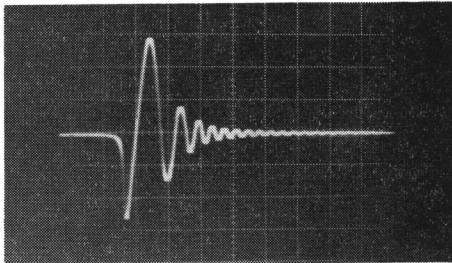


Fig.7 Response of the voltage regulator for load fluctuation. ($C_\phi = 50\text{pF}$, $C_o = 15\text{pF}$, $1\mu\text{s/cm}$, 0.2V/cm)

実測波形の ζ 、 τ をアナログ計算機でシミュレートすると、 $\zeta = 0.159$ 、 $\omega_n = 7.0 \times 10^6$ [rad/sec]、 $\tau = 3.7$ [μs] であった。ここで、コンデンサ容量の誤差範囲を考慮すれば設計値と実測値はほぼ等しいと言える。Fig.(8)、(9)は、ここで用いた計算機の演算回路と演算結果を示す。

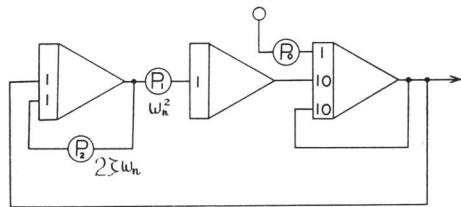


Fig.8 Analog computer blok diagram for the system of Fig.8

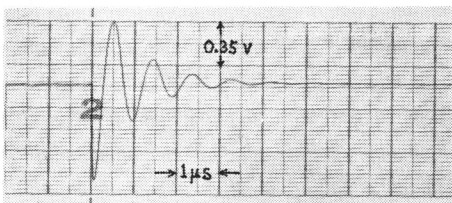


Fig.9 Waveform simulated Fig.9 by analog computer. ($C_\phi = 50\text{pF}$, $C_o = 15\text{pF}$)

同様に任意の ζ 、 τ を与え、設計を行なった結果を Table 1 に示す。

これらの場合にも、設計値は実測値にほぼ等しいことがわかる。

Table 1

designed value		capacitors		measured value	
ζ	τ (μs)	C_ϕ (pF)	C_o (pF)	ζ	τ (μs)
0.16	3.9	50	15	0.16	3.7
0.22	8.9	100	15	0.18	2.6
0.31	3.9	200	15	0.32	2.4
0.17	13	200	50	0.20	17
0.12	26	200	100	0.14	28
0.10	39	200	150	0.11	39
0.08	52	200	200	0.10	50

4. あとがき

市販されている集積回路演算増幅器 TA7502M に制御的見地から解析を加え、それを増幅器として構成した場合の伝達関数を求めた。

また、TA7502M で構成された増幅器を定電圧電源回路系の誤差増幅器に利用した場合の系の設計手法を検討した。その結果、次のことがわかった。

1. 集積回路演算増幅器 TA7502M は適当な位相補償を施したうえで増幅器とみなせば、その伝達関数は二次の有理伝達関数となる。
2. 定電圧電源回路の過渡特性をインディシャル応答における τ で表現すれば、そのもつ過渡特性の様子を具体的に知ることができる。また、定電圧電源回路系における誤差増幅器に TA7502M で構成された増幅器を用いるならば、その系の ζ 、 τ はそれを構成する C_ϕ 、 C_o によって決定される。

以上のことから、集積回路演算増幅器を用いた定電圧電源回路の定量的一設計法の足がかりを得た。しかし、ここでは非常に限られた条件のもとで検討が行なわれた。したがって、まだ後に残る問題は多い。たとえば、出力電流を増加した場合、あるいはリアクタンスを含む負荷を使用した場合などの電源回路に及ぼす影響等がある。

最後に、本報告書の一部を担当した浅野和宏氏（第二精工社勤務）、立石泰之氏（タケダ理研勤務）に謝意を表す。

参考文献

- 1) 岩瀬他；RCA リニア集積回路技術(1969) pp.128~129 誠文堂新光社
- 2) 東芝集積回路技術資料 JB-TA7502M-1(1970)pp.12~13
- 3) 東芝集積回路技術資料 JB-TA7502M-1(1970)p.2
- 4) 三菱集積回路技術資料 07-123A(1971)p.6
- 5) 長谷川他；定電圧装置設計ハンドブック(1967)p.61 日刊工業新聞社
- 6) 頓宮；昭和46年度卒業研究報告書(1971)p.4