

V/FコンバータのF/V応答特性

周波数から電圧に変換を要求される場合、F-Vコンバータを使用します。主なアプリケーション例として、＜図1＞のようなモータなど回転体の速度検出や、絶縁デジタル伝送などに利用されます。

本アプリケーション・ノートは、以上のようなアプリケーションにおいてF/Vコンバータを設計する際に一般的なV-Fコンバータを使用する方法について記述するものです。

F-Vコンバータの入出力応答

＜図2＞のF-Vコンバータの動作原理から、スイッチSWがオンすると、定電流源IによってコンデンサC₂に充電されます。このときの出力電圧V_{ON}は、過度応答特性から式1のようになります。

次にスイッチSWがオフになると、コンデンサC₂に充電された電荷は抵抗Rを経由して放電されます。この時の出力電圧V_{OFF}は過度応答特性から式2のようになります。

動作原理で示したように、入力周波数の周期が長い場合は1周期内で充電した電荷をすべて放電するため、応答時間は入力周波数の1周期になります。しかし入力周波数の周期が短い場合は1周期内では放電しきれず、充放電を繰り返し一定時間後に平衡します。次にこの様子について検討します。

F-Vコンバータの動作原理

F-Vコンバータの動作原理を＜図2＞に示します。＜図2＞の回路において、＜図3＞のように周波数入力F_{IN}が入力されると、F_{IN}の立ち下がりエッジでワンショットがたたかれます。

それによってスイッチSWがオンし、電流源Iによって時定数RC₂でコンデンサC₂は充電されます。コンデンサC₁によって決まるワンショット時間がすぎるとスイッチSWがオフになり、時定数RC₂で次のF_{IN}立ち下がりエッジまで放電されます。以上の動作を繰り返し動作します。周波数入力F_{IN}の周期が短くなると、1周期内で放電しきれずに次の周期の充放電が開始され、定常状態になるまで充放電を繰り返します。

以上の動作原理からF-Vコンバータで重要となるスペックは、

- ゲイン誤差
- オフセット誤差
- ドリフト
- 直線性誤差
- 入出力応答時間

などです。この中で特に把握しづらい入出力応答時間について次項に示します。

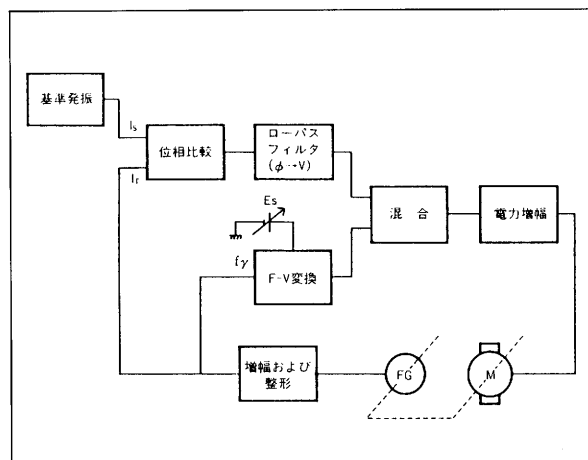


図1. PLL(位相比較)とFGサーボを共用した制御系

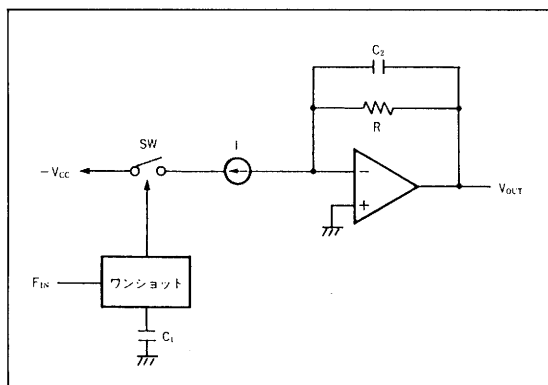


図2. F-Vコンバータの動作原理

スイッチオンの時の出力電圧

$$V_{ON} = IR \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} \right) \dots \text{式1}$$

スイッチオフの時の出力電圧

$$V_{OFF} = V_{ON} e^{-\frac{t_2}{\tau_2}} \dots \text{式2}$$

ただし t_2 は C_1 によって決まるワンショットのパルス幅

$$\text{VFC32, 62, 320 の場合 } t_2 = C_1 \frac{7.5V}{1mA}$$

$$t_1 \text{ は } t_1 = \frac{1}{F_{IN}} - t_2$$

τ_1, τ_2 は時定数 RC_2

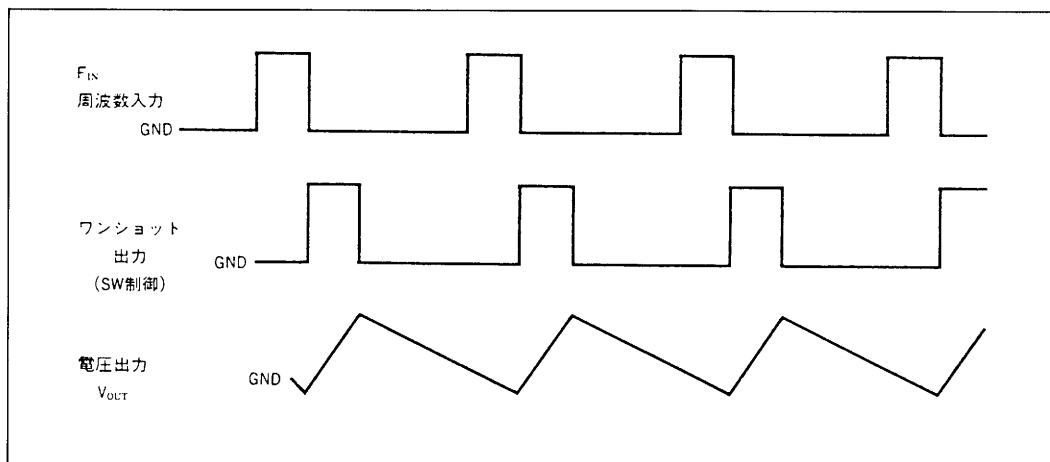


図3. F-Vコンバータ動作タイミング

入力信号の周期が長い状態から短い状態に変化したときの、出力応答を<図4>に示します。

<図4>において、入力信号の応答時間は無視します。動作原理から時間 T_1 までの電圧は、式3、4のようになります。次の充電は $V_{OFF}(T_1)$ によって蓄えられた電荷から充電を始めるため、式5のようになります。放電は $V_{ON}(T_2)$ 電圧を放電するため式6になり、同時に n 時までの出力電圧は式7、8になります。したがって式3から式8によって一般式を求めると、式9、10になります。以上から理解できるように、時定数によって1周期内で放電する時間が決まるので、それ以上の長い周期の入力の場合は応答時間として1周期かかり、それ以下の短い周期の場合、式9、10のように応答し、この式から応答時間とリップル量は以下に示す方法で求められます。

- (1) 式10をZ変換し nt の式を導き出し、逆Z変換を行って応答時間を求めた後、応答時間を式9、10に代入しリップル量を求める。

- (2) 式9、10を基に応答時間、リップル量を、プログラムによって求める。

- (3) SPICEなどのシミュレーションによって求める。

以上のような方法がありますが、今回はSPICEによって求めた結果を<図8>から<図10>に示します。

また、0Vからの応答について検討していますが、出力電圧が一定の電位を持つAからBへ増加するような入力信号の周波数変化があった場合についても同様に考えられ、A点の V_{OFF} 電圧から充電が開始され、平衡状態になるまで充放電が行われます。逆に、周期が短い状態から長い状態に変化した場合についても同様に考えられます。

<図4>の波形からも理解できるように、F-Vコンバータの出力はリップル成分を含んでいるため、UAF42などを用いた積分回路(ローパス・フィルタ)を通して点線のような出力を得ます。したがって応答特性とリップル量は、フィルタの特性も含めて検討する必要があります。

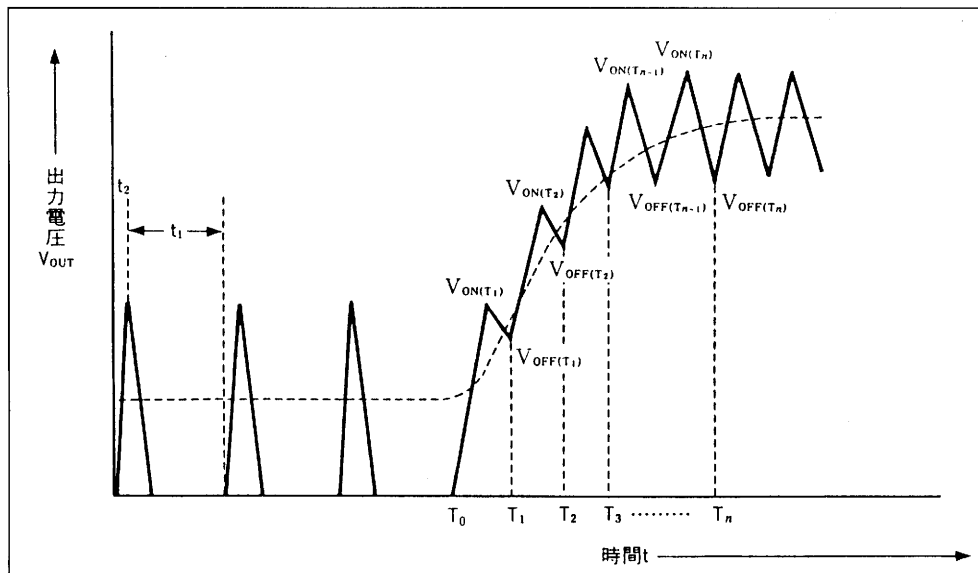


図4. F-Vコンバータの出力応答波形

T₁までの出力電圧 $\tau = RC_2$

$$V_{ON}(T_1) = I \cdot R \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right) \dots\dots\dots \text{式3}$$

$$V_{OFF}(T_1) = V e^{-\frac{t_2}{\tau}} \dots\dots\dots \text{式4}$$

T₂までの出力電圧

$$V_{ON}(T_2) = IR + (V_{OFF}(T_1) - IR)e^{-\frac{t_1}{\tau}} \dots\dots\dots \text{式5}$$

$$V_{OFF}(T_2) = V_{ON}(T_2)e^{-\frac{t_2}{\tau}} = IR e^{-\frac{t_1}{\tau}} + (V_{OFF}(T_1) - IR)e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau}} \dots\dots\dots \text{式6}$$

T_nまでの出力電圧

$$V_{ON}(T_n) = IR + (V_{OFF}(T_{n-1}) - IR)e^{-\frac{t_1}{\tau}} \dots\dots\dots \text{式7}$$

$$V_{OFF}(T_n) = V_{ON}(T_n)e^{-\frac{t_2}{\tau}} = IR e^{-\frac{t_1}{\tau}} + (V_{OFF}(T_{n-1}) - IR)e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau}} \dots\dots\dots \text{式8}$$

となります。したがって一般式は、

$$V_{ON}(T_n) = IR \left(\sum_{k=1}^n \left(e^{(-k+1)(t_1+t_2)/\tau} - e^{(-k+1)(t_1-kt_2)/\tau} + 1 \right) \right) \dots\dots\dots \text{式9}$$

$$V_{OFF}(T_n) = IR \left(\sum_{k=1}^n \left(e^{(-kt_1-(k-1)t_2)/\tau} - e^{-k(t_1+t_2)/\tau} \right) \right) \dots\dots\dots \text{式10}$$

VFC32 によるF-V コンバータの設計

VFC32/320 を使用したF-V コンバータの回路図を<図5>に示し、タイミング・チャートを<図6>に示します。次に示す仕様でVFC32 を用いて設計例を示します。

- 電源電圧 $\pm 15V$
- フルスケール入力周波数 $100kHz$
- 出力電圧 0 から $10V$
- 入力信号デューティ比 25%
- 入力信号レベル 0 から $10V$

(1) 入力微分回路

VFC32 のデータシートによれば、入力ピン7 に加わる微分波形の負の部分が $100ns$ から $150 \times 10^3 / f_{ma} [\mu s]$ 間 $-0.6V$ 以下にとどまれば、コンパレータが動作します。ここで $-0.6V$ はコンパレータ反転用のスレッショールド電圧で、ノイズによる誤動作を避けるためピン7を $1V$ にバイアスし、スレッショールド時間を満足するように微分回路の時定数を決めます。

<図5>の回路において

時定数は $C_3 \cdot R_6 // R_7$ になり $\dots\dots\dots \text{式11}$

バイアス電圧は $V_{cc} / (R_6 + R_7) \cdot R_7$ になる。 $\dots\dots\dots \text{式12}$

入力信号周波数が $100kHz$ のときに放電時間が最少になるため、 $100kHz$ 入力の際にスレッショールド時間を $1 \mu s$ とし設計すると

$$R_6 = 14.0k \Omega$$

$$R_7 = 1.0k \Omega$$

$$C_3 = 470pF$$

になります。

微分回路に使用される抵抗およびコンデンサの温度係数は、直接ゲイン誤差に影響するため検討を要します。また、コンデンサの誘電正接 ($\tan \delta$)、漏れ電流は小さくしなければなりません。部品として、抵抗は許容誤差 1% の金属被膜抵抗、コンデンサは温度保証型セラミック・コンデンサを推奨します。

また、コンパレータのスレッショールド時間を約 $250ns$ 以下のような短い設定にしたとき、コンパレータ入力ピン7を $1V$ にバイアスしておく、コンパレータが飽和しているためリカバリ・タイムからトリガされません。したがって、短いパルスでドライブするときの注意としては、バイアスを行わないことと、パターンなどによるインダクタンス、ストレイ・キャパシタンス、インピーダンス・マッチングなどによるリングングを押さえるための高周波実装技術が必要になります。

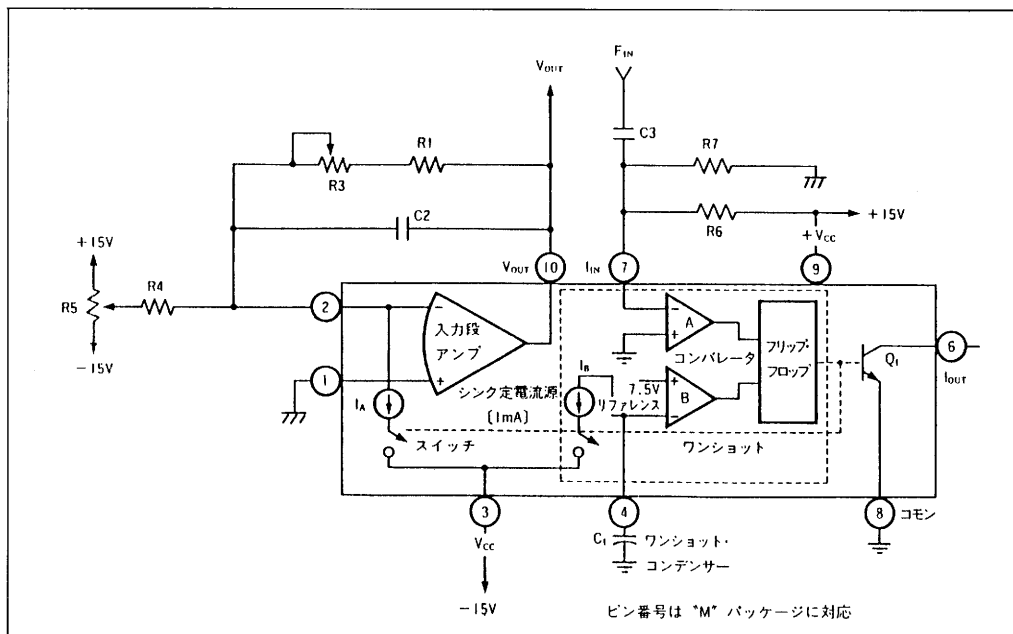


図5. FVC32/320を使用したF-Vコンバータ

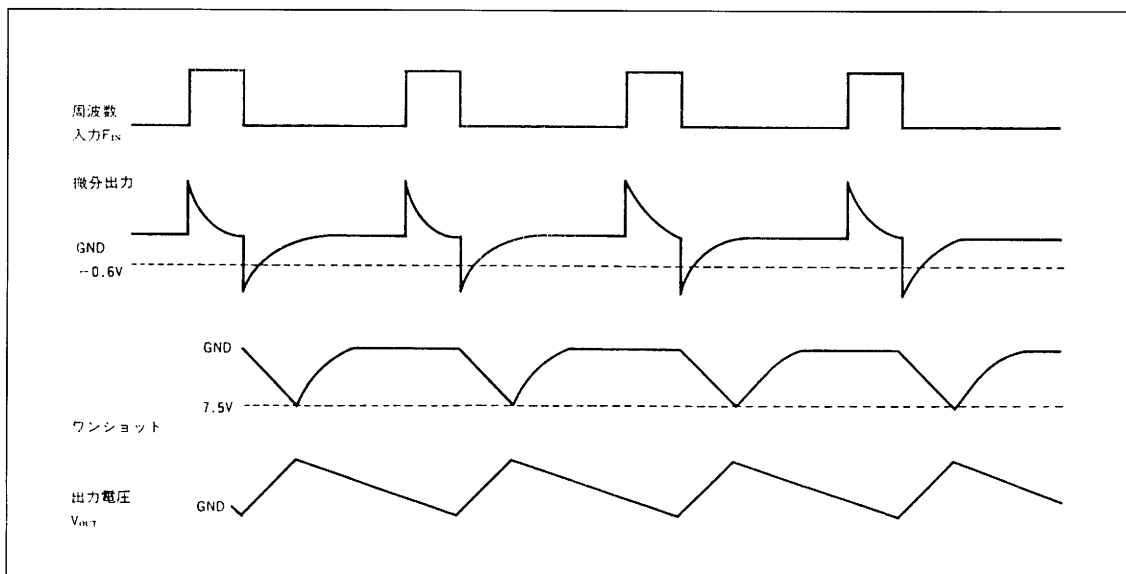


図6. F-Vコンバータ動作タイミング

(2) ワンショット・コンデンサC1の選択

V-Fコンバータの式を使用するとC1の標準値は次式のようにになります。

$$C_{1nom} = \frac{V_{IN}}{7.5R_1 \cdot f_{IN \max}} \dots\dots\dots \text{式 13}$$

リニアリティを最良とするためf_{IN}を25%デューティとし、f_{IN max}でV_{IN}/R₁=0.25mAの場合、約30pFのストレイ・キャパシタンスがあるため次式のようにになります。

$$C_1(\text{pF}) = \frac{33 \times 10^6}{f_{IN \max}} - 30 \dots\dots\dots \text{式 14}$$

したがって

$$C_1(\text{pF}) = \frac{33 \times 10^6}{100\text{KHz}} - 30 \\ \approx 330(\text{pF})$$

ワンショット・コンデンサC1の温度ドリフトは直接出力電圧ドリフトに影響するため、温度保証型セラミック・コンデンサを推奨します。

(3) 入力抵抗R1とR3の選択

V-Fコンバータの式においてデューティ比D=0.25であるため、ゲイン調整を行う場合、

$$R_1 = (90\% - C_1 \text{の}\% \text{許容誤差}) \times V_{out \max} / 0.25\text{mA} \\ \dots\dots\dots \text{式 15}$$

C1の許容誤差を10%とし、V_{OUT max}は10Vであるため、式15に代入すると、

$$R_1 = (0.9 - 0.1) \times 10\text{V} / 0.25\text{mA} \\ \approx 32.4\text{K}\Omega$$

入力抵抗 R_1 のドリフトは直接出力電圧ドリフトに影響するため、温度特性の良い許容誤差 1 % の金属被膜抵抗を推奨します。ゲイン調整用の R_3 は

$$\begin{aligned} R_3 &= V_{out\ max} / 0.25\text{mA} - R_1 \cdots \cdots \cdots \text{式 16} \\ &= 10\text{V} / 0.25\text{mA} - 32.4\text{K}\Omega \\ &= 8\text{K}\Omega \\ &\approx 10\text{K}\Omega \end{aligned}$$

R_3 も R_1 と同様に、温度特性の良いサーメット型ポテンシヨメータを推奨します。

(4) 積分用コンデンサ C_2 の選択

積分用コンデンサ C_2 の容量誤差および温度安定性は伝達関数に影響を与えないので、それほど重要ではありません、しかし、コンデンサの漏れ電流によりゲイン誤差を生じるため、

フルスケール入力電流 0.25mA に比べて充分小さいものを選択します。データシートによれば、 $F_{in\ max}$ が 100kHz ですので 0.001 μF になります。したがって、許容誤差 5 % のマイラー型コンデンサを推奨します。

ワンショット・コンデンサ C_1 の選択

$$C_{1nom} = \frac{V_{IN}}{7.5R_1 \cdot f_{INmax}} \cdots \cdots \cdots \text{式 13}$$

リニアリティを最良とするため

$$C_1[\text{pF}] = \frac{33 \times 10^6}{f_{INmax}} - 30 \cdots \cdots \cdots \text{式 14}$$

入力抵抗 R_1 と R_3 の選択

$$R_1 = (90\% - C_1\text{の}\% \text{許容誤差}) \times V_{OUTmax} / 0.25\text{mA} \cdots \cdots \text{式 15}$$

$$R_3 = V_{OUTmax} / 0.25\text{mA} - R_1 \cdots \cdots \cdots \text{式 16}$$

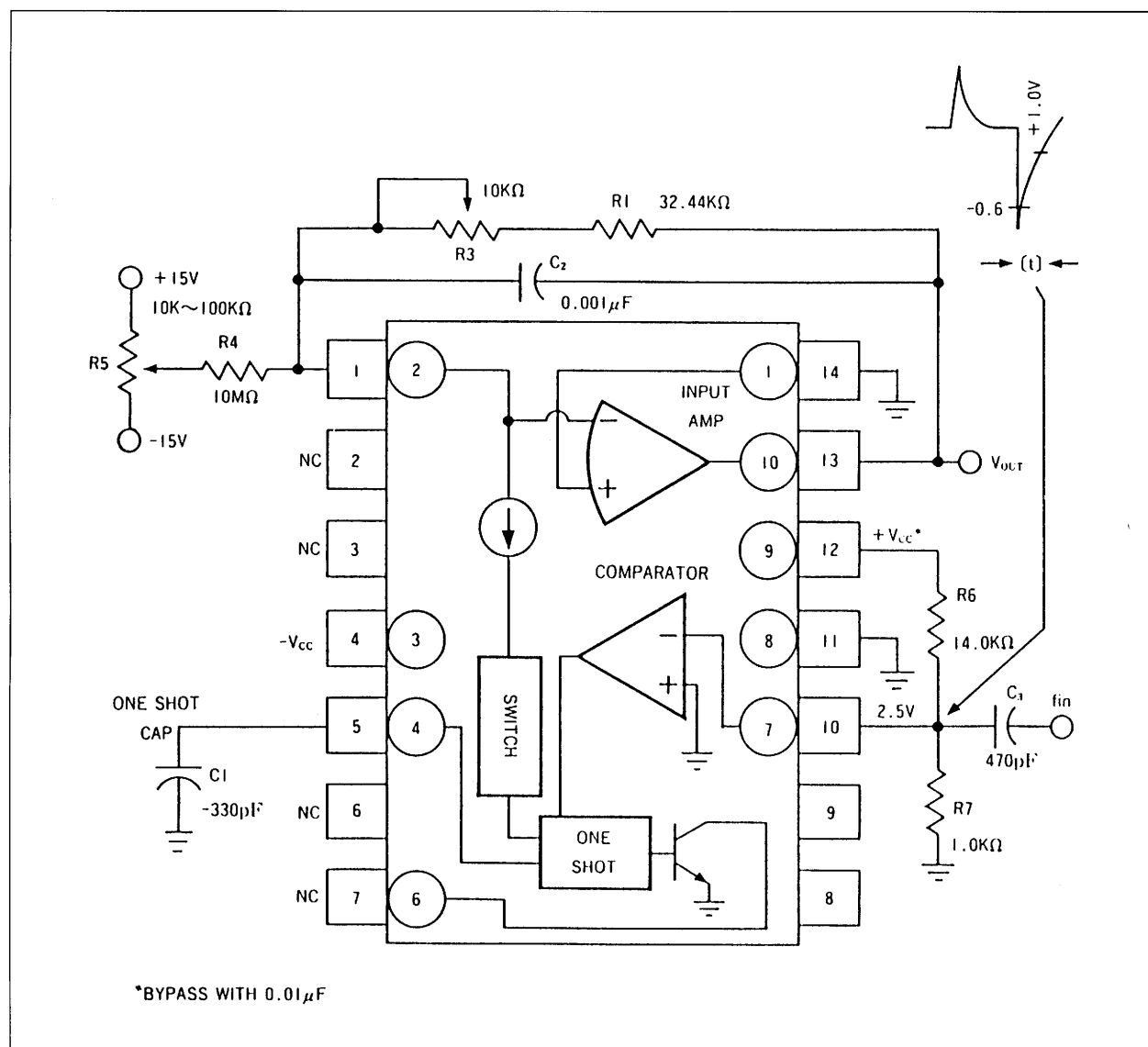


図7. VFC32を使用したFVコンバータ

- で囲ったピン番号はTO-100パッケージです。
- で囲ったピン番号はDIPパッケージです。

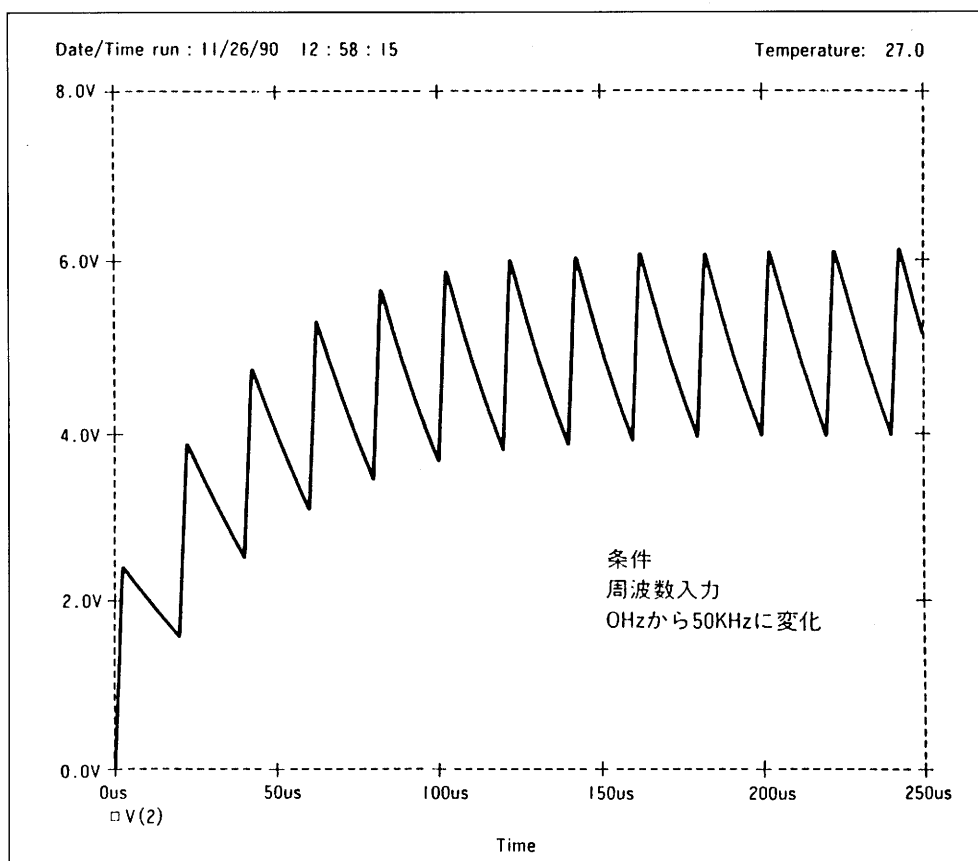


図8. F-Vコンバータ出力トランジェント・シミュレーション結果

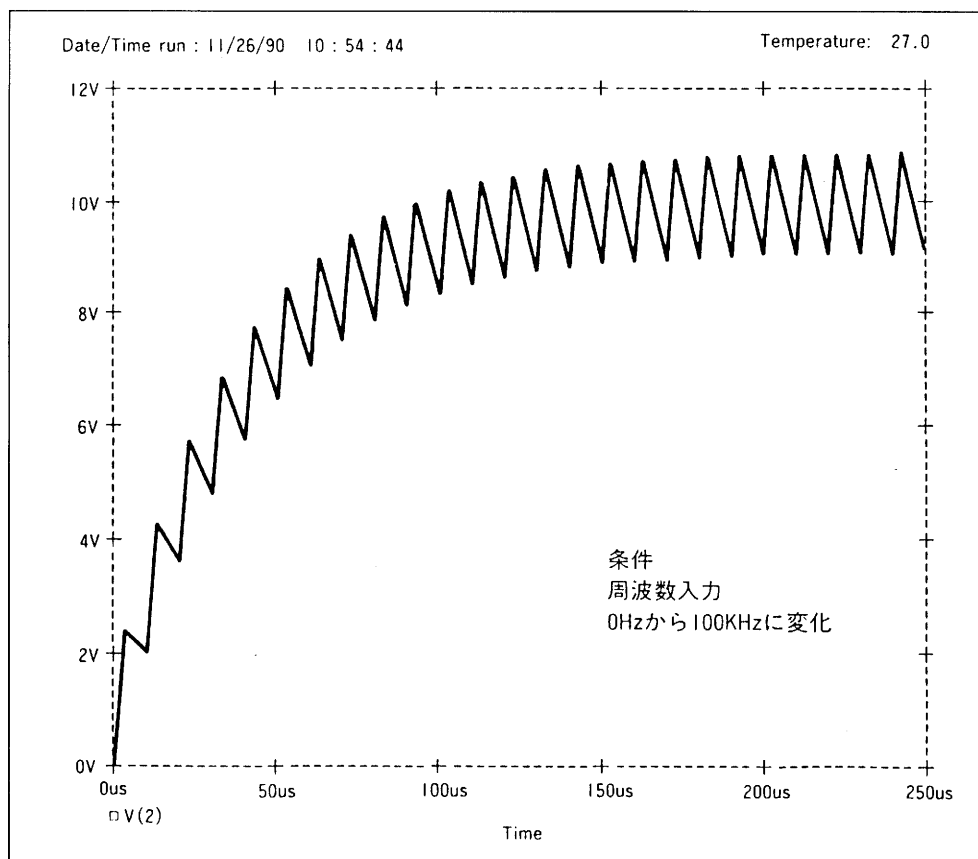


図9. F-Vコンバータ出力トランジェント・シミュレーション結果

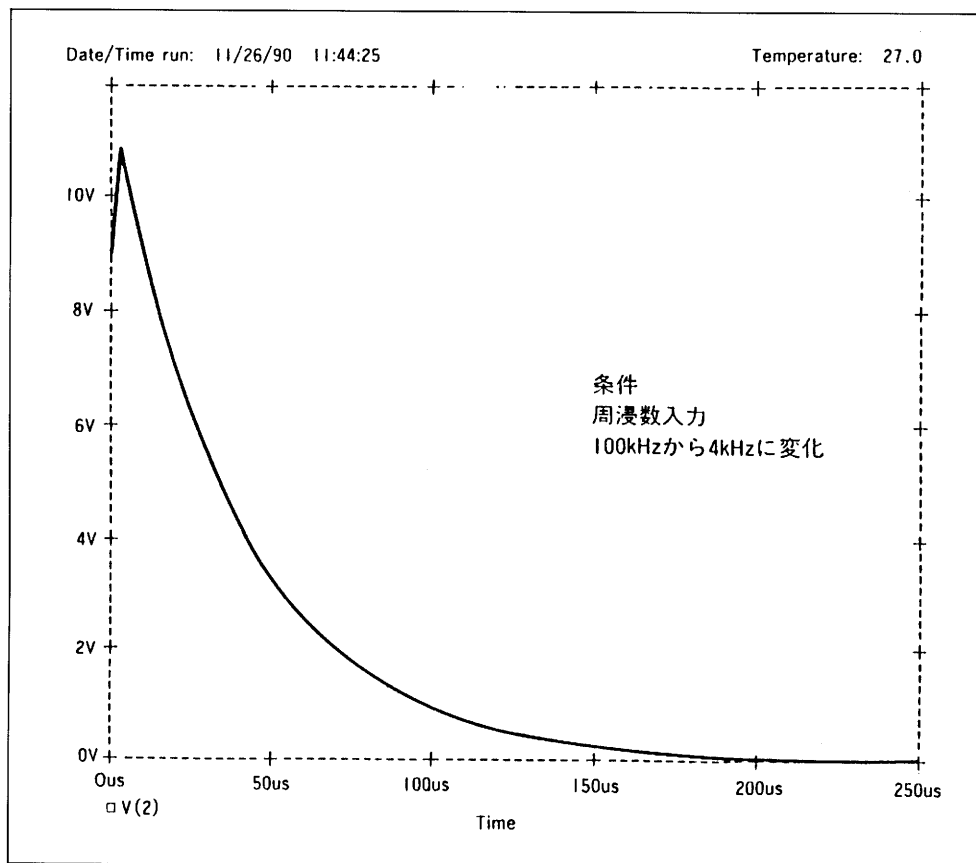


図10. F-Vコンバータ出力トランジェント・シミュレーション結果

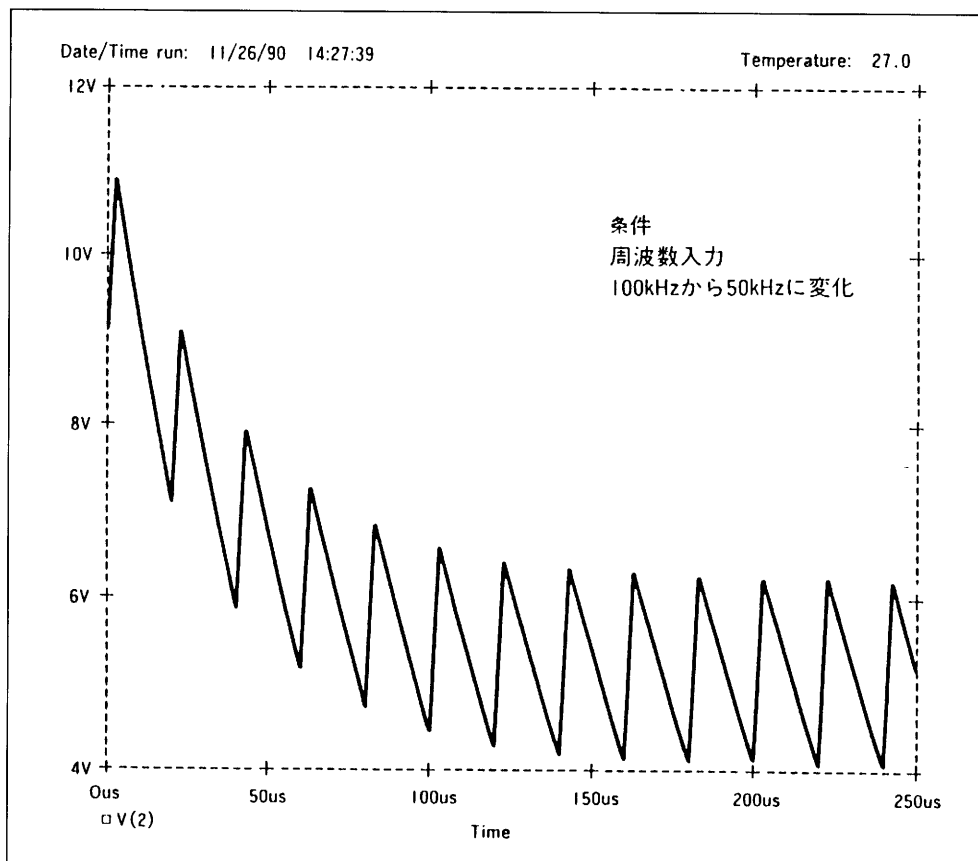


図11. F-Vコンバータ出力トランジェント・シミュレーション結果

日本バー・ブラウン株式会社

本 社 〒107 東京都港区赤坂7-10-20 アカサカセブンスアヴェニュービル ☎03-3586-8141
大阪営業所 〒532 大阪市淀川区中島4-5-1 新栄ビル ☎06-305-3287
名古屋営業所 〒465 名古屋市名東区本郷2-175 サニーホワイト藤 ☎052-775-6761

ホットラインFAX

東京  **FAX.01 20-068801**

大阪  **FAX.01 20-068805**

回路設計およびデータ収集・コントロールシステムの構築のあらゆるご相談をいつでも承ります。