

お客様各位

---

## カタログ等資料中の旧社名の扱いについて

---

2010年4月1日を以ってNECエレクトロニクス株式会社及び株式会社ルネサステクノロジが合併し、両社の全ての事業が当社に承継されております。従いまして、本資料中には旧社名での表記が残っておりますが、当社の資料として有効ですので、ご理解の程宜しくお願ひ申し上げます。

ルネサスエレクトロニクス ホームページ (<http://www.renesas.com>)

2010年4月1日  
ルネサスエレクトロニクス株式会社

【発行】ルネサスエレクトロニクス株式会社 (<http://www.renesas.com>)

【問い合わせ先】 <http://japan.renesas.com/inquiry>

## ご注意書き

1. 本資料に記載されている内容は本資料発行時点のものであり、予告なく変更することがあります。当社製品のご購入およびご使用にあたりましては、事前に当社営業窓口で最新の情報をご確認いただきますとともに、当社ホームページなどを通じて公開される情報に常にご注意ください。
2. 本資料に記載された当社製品および技術情報の使用に関連し発生した第三者の特許権、著作権その他の知的財産権の侵害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。当社は、本資料に基づき当社または第三者の特許権、著作権その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
3. 当社製品を改造、改変、複製等しないでください。
4. 本資料に記載された回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報は、半導体製品の動作例、応用例を説明するものです。お客様の機器の設計において、回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報を使用する場合には、お客様の責任において行ってください。これらの使用に起因しお客様または第三者に生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
5. 輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」その他輸出関連法令を遵守し、かかる法令の定めるところにより必要な手続を行ってください。本資料に記載されている当社製品および技術を大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的その他軍事用途の目的で使用しないでください。また、当社製品および技術を国内外の法令および規則により製造・使用・販売を禁止されている機器に使用することができません。
6. 本資料に記載されている情報は、正確を期すため慎重に作成したのですが、誤りが無いことを保証するものではありません。万一、本資料に記載されている情報の誤りに起因する損害がお客様に生じた場合においても、当社は、一切その責任を負いません。
7. 当社は、当社製品の品質水準を「標準水準」、「高品質水準」および「特定水準」に分類しております。また、各品質水準は、以下に示す用途に製品が使われることを意図しておりますので、当社製品の品質水準をご確認ください。お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途に当社製品を使用することができません。また、お客様は、当社の文書による事前の承諾を得ることなく、意図されていない用途に当社製品を使用することができません。当社の文書による事前の承諾を得ることなく、「特定水準」に分類された用途または意図されていない用途に当社製品を使用したことによりお客様または第三者に生じた損害等に関し、当社は、一切その責任を負いません。なお、当社製品のデータ・シート、データ・ブック等の資料で特に品質水準の表示がない場合は、標準水準製品であることを表します。  
標準水準： コンピュータ、OA 機器、通信機器、計測機器、AV 機器、家電、工作機械、パーソナル機器、産業用ロボット  
高品質水準： 輸送機器（自動車、電車、船舶等）、交通用信号機器、防災・防犯装置、各種安全装置、生命維持を目的として設計されていない医療機器（厚生労働省定義の管理医療機器に相当）  
特定水準： 航空機器、航空宇宙機器、海底中継機器、原子力制御システム、生命維持のための医療機器（生命維持装置、人体に埋め込み使用するもの、治療行為（患部切り出し等）を行うもの、その他直接人命に影響を与えるもの）（厚生労働省定義の高度管理医療機器に相当）またはシステム等
8. 本資料に記載された当社製品のご使用につき、特に、最大定格、動作電源電圧範囲、放熱特性、実装条件その他諸条件につきましては、当社保証範囲内でご使用ください。当社保証範囲を超えて当社製品をご使用された場合の故障および事故につきましては、当社は、一切その責任を負いません。
9. 当社は、当社製品の品質および信頼性の向上に努めておりますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、使用条件によっては誤動作したりする場合があります。また、当社製品は耐放射線設計については行っておりません。当社製品の故障または誤動作が生じた場合も、人身事故、火災事故、社会的損害などを生じさせないようお客様の責任において冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計およびエージング処理等、機器またはシステムとしての出荷保証をお願いいたします。特に、マイコンソフトウェアは、単独での検証は困難なため、お客様が製造された最終の機器・システムとしての安全検証をお願いいたします。
10. 当社製品の環境適合性等、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問合せください。ご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用される環境関連法令を十分調査のうえ、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
11. 本資料の全部または一部を当社の文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを固くお断りいたします。
12. 本資料に関する詳細についてのお問い合わせその他お気付きの点等がございましたら当社営業窓口までご照会ください。

注 1. 本資料において使用されている「当社」とは、ルネサスエレクトロニクス株式会社およびルネサスエレクトロニクス株式会社とその総株主の議決権の過半数を直接または間接に保有する会社をいいます。

注 2. 本資料において使用されている「当社製品」とは、注 1 において定義された当社の開発、製造製品をいいます。

# 高精度オペアンプ・シリーズの選択法と使用上の注意事項

## 1. 製品紹介

現在、高精度オペアンプは計測機器を中心に使用されていますが、測定精度の向上や、応用範囲の拡大に伴い、さらに高性能化の要求が増えています。

弊社では、従来より本用途のオペアンプとして、 $\mu$ PC254D、 $\mu$ PC354D、 $\mu$ PC454D を発売しておりますが、今回新たにオンチップ抵抗トリミング技術と超低ノイズ NPN トランジスタを入力段に採用し、入力オフセット電圧  $20\mu\text{V}$  TYP. 入力換算雑音電圧  $2.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  を実現した  $\mu$ PC815C/D、 $\mu$ PC816C/D を開発しました。

本技術資料では、各オペアンプの特徴を比較検討し、品種選定の解説をするとともに、使用上の注意事項を説明します。

表1 高精度オペアンプ・シリーズ

品名		機能	オリジナル
セラミック・パッケージ	プラスチック・モールド・パッケージ		
$\mu$ PC254D		シングル・オペアンプ	PMI OP-05C
$\mu$ PC354D		シングル・オペアンプ	PMI OP-07C
$\mu$ PC454D		デュアル・オペアンプ	PMI OP-207 (OP-10)
$\mu$ PC815D	$\mu$ PC815C	シングル・オペアンプ	NEC オリジナル
$\mu$ PC816D	$\mu$ PC816C	シングル・オペアンプ	NEC オリジナル

## 2. 高精度オペアンプに要求される特性

まず、最初に高精度オペアンプに要求される基本特性について説明します。

高精度オペアンプは、従来より計測機器を中心に微小センサ信号の増幅回路や、高分解能電流出力型 D/A コンバータの電流・電圧変換回路等に使用されてきました。このような、用途のオペアンプに要求される性能は以下の基本特性です。

- ① 入力オフセット電圧、入力バイアス電流が小さいこと。
- ② 入力オフセット電圧、入力バイアス電流の温度や時間に対する安定度が高いこと。
- ③ 入力インピーダンスが高いこと。
- ④ CMR, SVR 特性がすぐれていること。
- ⑤ 高利得であること。
- ⑥ 低ノイズであること。

また、最近では、デジタル・オーディオ機器の信号処理分野への応用も広がっており、上記の特性以外に以下

の特性が要求されています。

- ⑦ 高速であること（スルーレートが高いこと）。
- ⑧ 広帯域であること（GB積が大きいこと）。

弊社では、従来より高精度オペアンプ・シリーズとして  $\mu$ PC254D、 $\mu$ PC354D、 $\mu$ PC454D を製品化しておりますが、さらに低ノイズ、高精度、高速、広帯域化の要求が増えており、この要求に応じて開発した製品が  $\mu$ PC815C/D、 $\mu$ PC816C/D です。

### 3. 電気的特性比較

表2に各オペアンプの主要電気的特性を示します。

$\mu$ PC254Dと $\mu$ PC354Dは等価回路的にはまったく同じですが、 $\mu$ PC354Dでは抵抗トリミング技術を採用し、オフセット電圧および同温度ドリフト特性が向上しています。

$\mu$ PC454Dは、 $\mu$ PC354Dを2チップ1パッケージに収納した製品であり、個々のアンプの特性については、 $\mu$ PC354Dとまったく同じです。

$\mu$ PC815C/D、 $\mu$ PC816C/Dでは、パッケージ封入後にも最小ビットの抵抗トリミングが行える、オンチップ抵抗トリミング技術を採用し、オフセット電圧および同温度ドリフト特性がさらに向上しています。また、 $\mu$ PC816C/Dは $\mu$ PC815C/Dの高速、広帯域版です。

表2 主要電気的特性 ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^\pm = \pm 15\text{V}$ )

項目	品名		$\mu$ PC254D		$\mu$ PC354D/ $\mu$ PC454D		$\mu$ PC815C/D		$\mu$ PC816C/D		単位
	TYP.	LIMIT	TYP.	LIMIT	TYP.	LIMIT	TYP.	LIMIT	TYP.	LIMIT	
入力オフセット電圧	0.3	1.3 MAX.	0.06	0.15 MAX.	0.02	0.06 MAX.	0.02	0.06 MAX.	0.02	0.06 MAX.	mV
同温度ドリフト (unnull)	1.2	4.5 MAX.	0.5	1.8 MAX.	0.3	1.0 MAX.	0.3	1.0 MAX.	0.3	1.0 MAX.	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
" (null)	0.4	1.5 MAX.	0.4	1.5 MAX.	0.3	1.0 MAX.	0.3	1.0 MAX.	0.3	1.0 MAX.	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
入力バイアス電流	$\pm 1.8$	$\pm 7.0$ MAX.	$\pm 1.8$	$\pm 7.0$ MAX.	$\pm 15$	$\pm 55$ MAX.	$\pm 15$	$\pm 55$ MAX.	$\pm 15$	$\pm 55$ MAX.	nA
同相信号除去比	120	100 MIN.	120	100 MIN.	126	110 MIN.	126	110 MIN.	126	110 MIN.	dB
電源変動除去比	104	90 MIN.	104	90 MIN.	126	106 MIN.	126	106 MIN.	126	106 MIN.	dB
スルーレート	0.17	—	0.17	—	1.6	0.9 MIN.	8.0	4.5 MIN.	8.0	4.5 MIN.	V/ $\mu\text{S}$
利得帯域幅積*	0.5	—	0.5	—	7	4 MIN.	25	15 MIN.	25	15 MIN.	MHz
入力換算電圧性ノイズ**	9.8	11.5 MAX.	9.8	11.5 MAX.	2.7	3.8 MAX.	2.7	3.8 MAX.	2.7	3.8 MAX.	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

\*f = 100 kHz, \*\*f<sub>0</sub> = 1 kHz

図1に $\mu$ PC254/354シリーズの等価回路図、図2に $\mu$ PC815/816シリーズの等価回路図を示します。

図1  $\mu$ PC254D, 354D, 454D の等価回路図

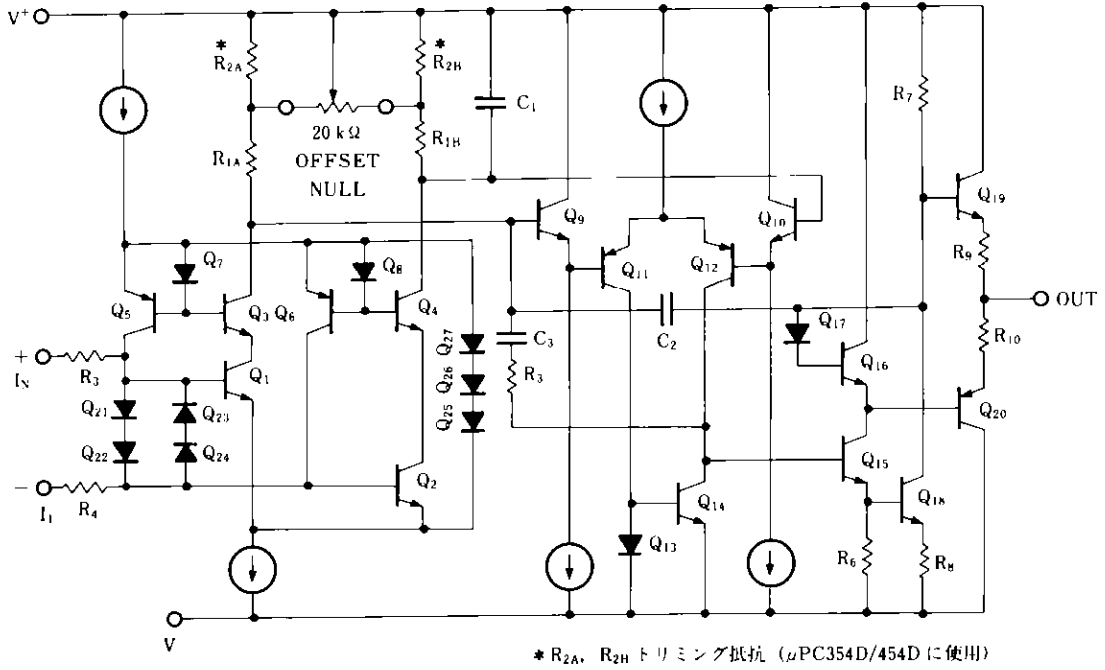
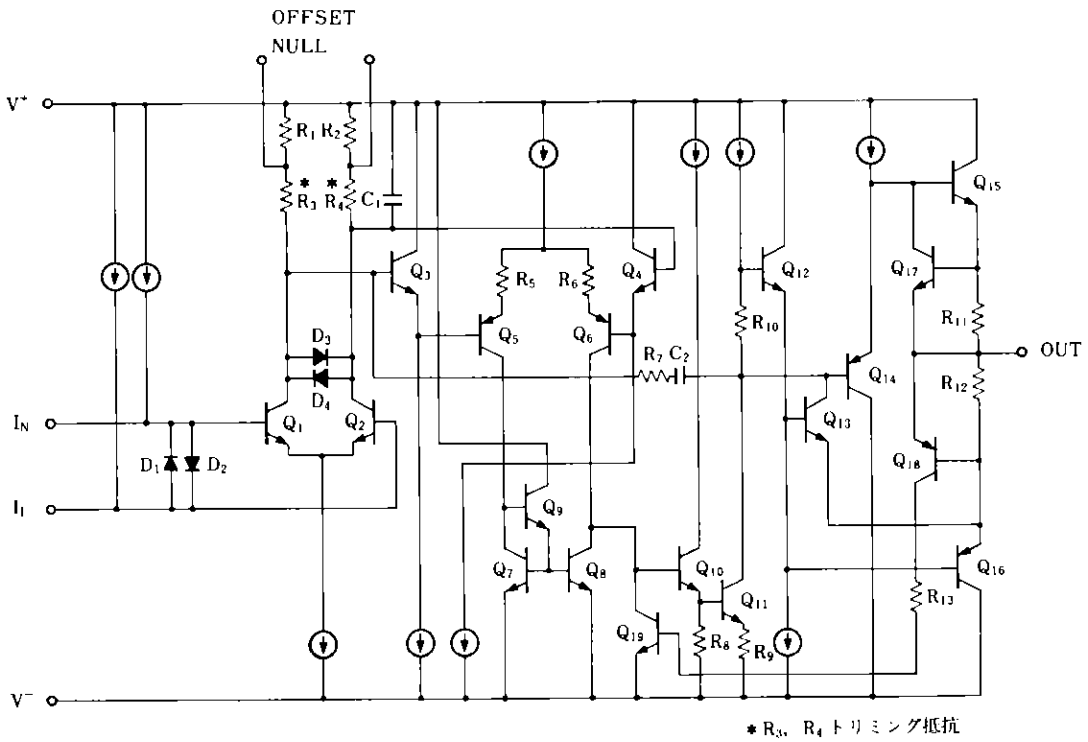


図2  $\mu$ PC815/816 等価回路図



#### 4. 各製品の代表特性について

##### 4.1 入力オフセット電圧トリミング

μPC354D, 454D, 815C/D, 816C/Dでは入力オフセット電圧を低くおさえるために、抵抗トリミング技術を採用しています。

抵抗トリミング技術の説明の前に、まずオフセット調整の原理から説明します。

まず図3より、

図3 OPアンプの入力段

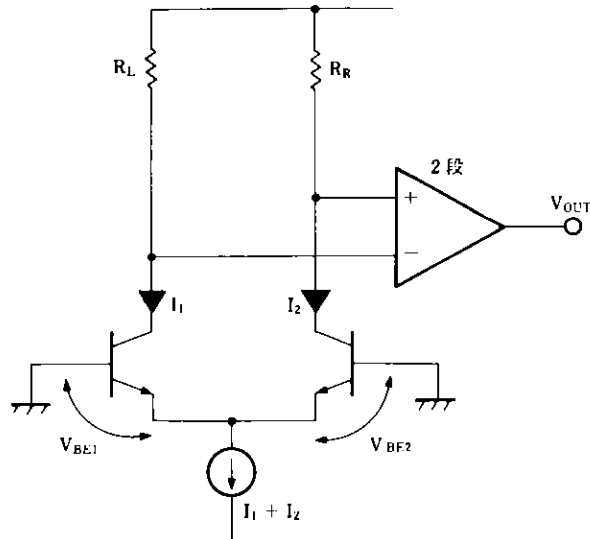
$$\begin{cases} I_1 \doteq I_{S1} \exp qV_{BE1}/KT \\ I_2 \doteq I_{S2} \exp qV_{BE2}/KT \end{cases}$$

したがって、

$$\begin{cases} \ell_n I_1/I_{S1} \doteq qV_{BE1}/KT \\ \ell_n I_2/I_{S2} \doteq qV_{BE2}/KT \end{cases}$$

よって、

$$\begin{cases} V_{BE1} = \frac{KT}{q} \ell_n I_1/I_{S1} \dots\dots ① \\ V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ell_n I_2/I_{S2} \dots\dots ② \end{cases}$$



オペアンプのゲインを無限大と仮定して、入力オフセット電圧  $V_{IO}$  は  $V_{BE1}$  と  $V_{BE2}$  の差ですから、①、②より、

$$V_{IO} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ell_n \frac{I_1}{I_{S1}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_2} \dots\dots ③$$

となります。2段目の入力オフセット電圧は、 $R_L I_1$  に比較して十分に小さいので、

$$R_L I_1 = R_R I_2 \dots\dots ④$$

よって③、④より、

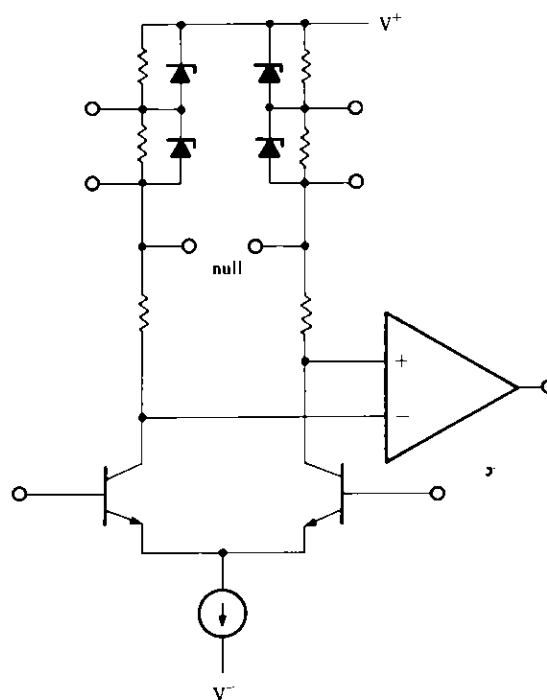
$$V_{IO} = \frac{KT}{q} \ell_n \frac{R_R}{R_L} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \dots\dots ⑤$$

となります。したがって、 $R_R/R_L$  の比を変えることにより、 $V_{IO}$  の調整が可能となります。

抵抗トリミングによるオフセット調整の方法は、  
図4に示すように、入力トランジスタのコレクタ負荷抵抗の一部に並列接続されたツェナーダイオードをチップテスト時に電氣的にショートさせて行っています。

また、 $\mu$ PC815C/D, 816C/Dでは、パッケージ封入後にも最小ビットのトリミングが実施できる、オンチップ抵抗トリミング技術を採用し、オフセット電圧の精度を向上させています。

図4 抵抗トリミング

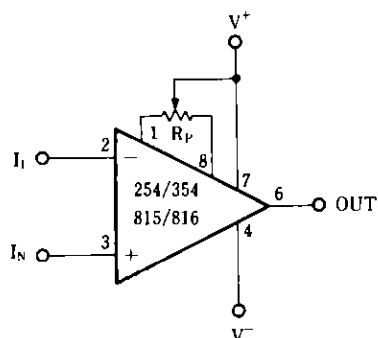


オフセット電圧での選択基準は以下の点が目安となります。

$\mu$ PC254D	$V_{10}$ MAX. が 1.3 mV 以下であればゼロ調の必要なし。
$\mu$ PC354D	" 0.15 mV "
$\mu$ PC815C/D, 816C/D	" 0.06 mV "
$\mu$ PC454D	2個ペアで必要

なお、全品種ともに、オフセット調整端子を有しているのでゼロ調整は可能です。

図5 オフセット調整回路



$R_p$  (オフセット調整抵抗) 推奨値

$\mu$ PC254, 354 : 20 k $\Omega$

$\mu$ PC815, 816 : 10 k $\Omega$

#### 4.2 デュアル・マッチング・オペアンプ $\mu$ PC454D の特性

高精度デュアルマッチングオペアンプの利点は、インストルメンテーションアンプ、デュアルトラック基準電圧などの回路設計が非常にたやすくできることです。

$\mu$ PC454D のマッチング特性の原理は個々のアンプが持つ DC エラーの影響を 2 つのオペアンプが広範囲にわたって打消し合うことに基きます。

図 6 の差動入力差動出力アンプ回路を参考にしてエラーの除去がどのように行われるのか考えてみましょう。使用されている抵抗が理想的にマッチングしていると仮定し、両サイドのゲインが同一とします。もし、それぞれのアンプのオフセット電圧が完全に等しいと、アンプ出力の差動電圧はゼロです。

このアンプの出力オフセットエラーは、個々のアンプのオフセット電圧の関数ではなくて 2 つのアンプ間のオフセット電圧の差の関数となります。

したがって 2 つのアンプの入力オフセット電圧が、温度や入力電圧の変動に対して、広範囲にわたってマッチングしていると、エラーキャンセルの原理により、個々のアンプでは不可能であった、すぐれた特性が得られます。

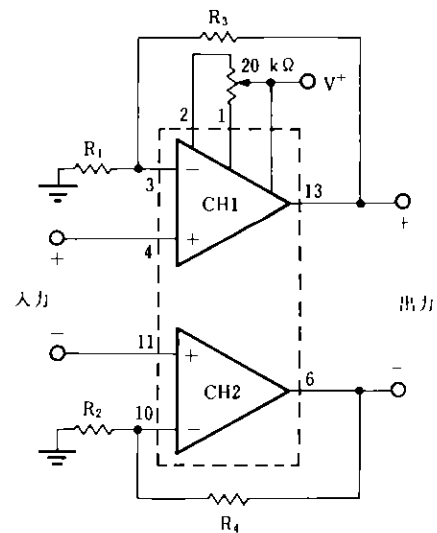
入力に関するエラーパラメータとしては、オフセット電圧、オフセット電圧温度ドリフト、入力バイアス電流、CMRR、SVRR などがありますが、 $\mu$ PC454D においては、

- ① 入力オフセット電圧をあらかじめトリミングしたチップを採用していること ( $\mu$ PC354D)。
- ② 2 チップが同一パッケージ内に組み込まれているため、外部の温度変化に対して 2 チップが同一条件におかれること。
- ③ 同一ウェハー内の近傍チップを組み合わせること。

等の理由により、前記のエラーパラメータが 2 つのアンプ間で良くマッチングしているため、エラーキャンセルの原理が成り立ちます。

以下に、 $\mu$ PC454D のマッチング特性および、マッチングパラメータの定義を示します。

図 6





マッチング特性 ( $V^{\pm} = \pm 15 \text{ V}$ ,  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ )

項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
入力オフセット電圧 マッチ	$ V_{101} - V_{102} $	$R_S \leq 100 \Omega$		100	300	$\mu\text{V}$
平均非反転入力バイアス 電流	$\frac{I_{B1}^{+} + I_{B2}^{+}}{2}$			$\pm 2.0$	$\pm 7.0$	nA
非反転入力オフセット 電流	$ I_{B1}^{+} - I_{B2}^{+} $		—	1.8	—	nA
反転入力オフセット電流	$ I_{B1}^{-} - I_{B2}^{-} $		—	1.8	—	nA
同相信号除去比マッチ	$\Delta\text{CMRR}$		—	117	—	dB
電源変動除去比マッチ	$\Delta\text{SVRR}$		—	106	—	dB
チャンネルセパレーション		$f = 100 \text{ Hz}$ , $R_L = \infty$	120	137		dB

$0 \leq T_a \leq 70^{\circ}\text{C}$

入力オフセット電圧 マッチ	$ V_{101} - V_{102} $	$R_S \leq 100 \Omega$		150	600	$\mu\text{V}$
入力オフセット電圧 マッチ温度ドリフト	$\frac{\Delta V_{101} - V_{102} }{\Delta T}$	$R_S \leq 100 \Omega$ , unnull	—	0.5	—	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
		$R_S \leq 100 \Omega$ , null, $R_p = 20 \text{ k}\Omega$ , CH1のみ調整	—	0.4	—	
非反転入力バイアス電 流温度変化	$\frac{\Delta I_B^{+}}{\Delta T}$		—	18	—	$\text{pA}/^{\circ}\text{C}$
非反転入力オフセット 電流温度変化	$\frac{\Delta I_{B1}^{+} - I_{B2}^{+} }{\Delta T}$		—	20	—	$\text{pA}/^{\circ}\text{C}$

マッチングパラメータの定義

- 入力オフセット電圧マッチ……………CH1とCH2の入力オフセット電圧の差 ( $V_{101} - V_{102}$ ) です。  
図6の回路で  $V_{101} = V_{102}$  であればアンプペア出力の差動オフセット電圧はゼロです。
- 入力オフセット電圧マッチ温度変化……………入力オフセット電圧マッチの温度変化率
- 平均非反転入力バイアス電流……………CH1とCH2の非反転入力のバイアス電流の平均値
- 非反転入力オフセット電流……………CH1とCH2の非反転入力のバイアス電流の差 ( $I_{B1}^{+} - I_{B2}^{+}$ )
- 反転入力オフセット電流……………CH1とCH2の反転入力のバイアス電流の差 ( $I_{B1}^{-} - I_{B2}^{-}$ )
- 非反転入力バイアス電流温度変化……………非反転入力バイアス電流の温度変化率
- 非反転入力オフセット電流温度変化……………非反転入力オフセット電流の温度変化率
- 同相信号除去比マッチ……………CH1とCH2のCMRRの差, CH1のCMRRが  $10 \mu\text{V}/\text{V}$   
CH2のCMRRが  $-10 \mu\text{V}/\text{V}$  であればCMRRマッチは  $20 \mu\text{V}/\text{V}$  (94 dB) となります。

- 電源変動除去比マッチ……………CH1 と CH2 の SVRR の差
- チャンネルセパレーション……………チャンネル 2 の出力電圧変化によって生ずるチャンネル 1 の入力オフセット電圧変化の割合

### 4.3 $\mu$ PC815C/D, $\mu$ PC816C/D の特性

$\mu$ PC815C/D,  $\mu$ PC816C/D は,  $\mu$ PC254D, 354D に比べ高精度であるばかりでなく, 超低ノイズ, 高速, 広帯域であるという特徴をもっています。

以下に, それぞれの特徴について説明します。

#### (1) 超低ノイズ

入力段に超低ノイズ NPN トランジスタを採用したことにより, 入力換算電圧性ノイズを  $2.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  と低く抑えています。

図 7 に  $\mu$ PC815C/D のノイズスペクトラムを示します。

#### (2) 高 速

出力段に  $f_T = 300 \text{ MHz}$  のハイスピード PNP トランジスタを採用したことにより, スルーレートは  $\mu$ PC815C/D で  $1.6 \text{ V}/\mu\text{S}$ ,  $\mu$ PC816C/D で  $8 \text{ V}/\mu\text{S}$  と高くなっています。

$\mu$ PC816C/D は,  $\mu$ PC815C/D の位相補正容量を減じていますが, 全帰還で安定に動作できます。

またハイスピード PNP トランジスタの効果により容量負荷に対しても安定で, 全帰還の場合でも  $\mu$ PC815C/D で  $1500 \text{ pF}$  まで,  $\mu$ PC816C/D では  $20 \text{ pF}$  までの容量負荷に対して安定に動作します。写真 1 に  $\mu$ PC816C/D のパルス応答波形を示します。

図 7  $\mu$ PC815 ノイズスペクトラム

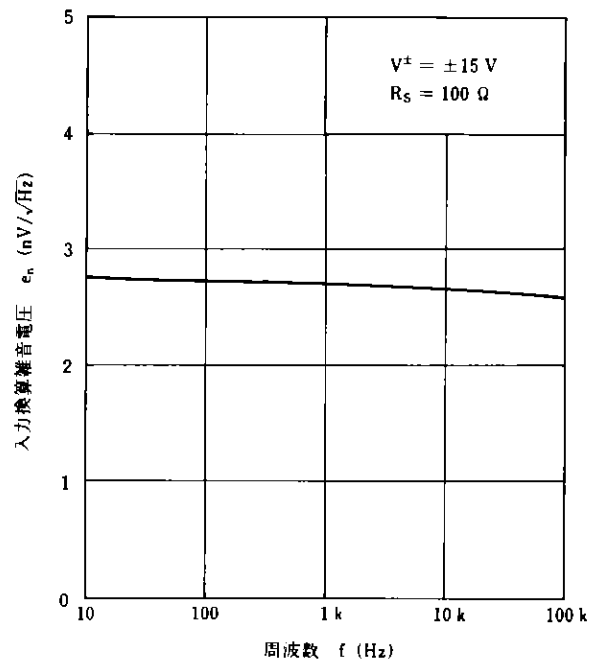
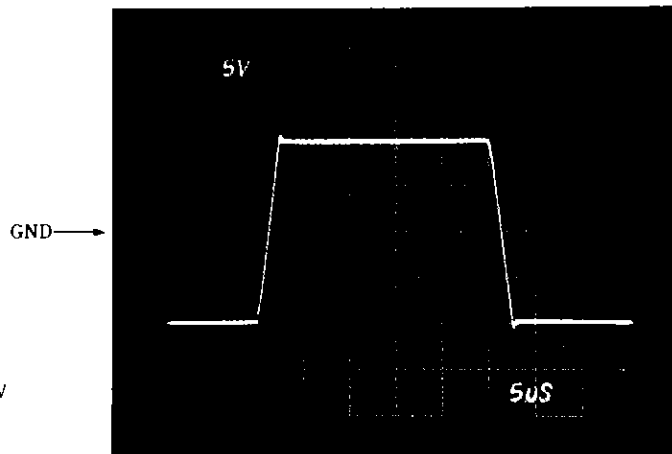


写真 1  $\mu$ PC816 出力応答波形



$V^\pm = \pm 15 \text{ V}$   
 $A_v = 1$   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$   
 $R_f = 1 \text{ k}\Omega$

(3) 広帯域

フィードフォワード位相補正を採用したことにより、利得帯域幅積は  $f = 100 \text{ kHz}$  で  $\mu\text{PC815C/D}$  で  $7 \text{ MHz}$ 、 $\mu\text{PC816C/D}$  で  $25 \text{ MHz}$  と広がっています。

図8に開ループゲインの周波数特性を示します。また、位相余裕度も高く  $\mu\text{PC815C/D}$  が  $60$  度（ゼロクロス周波数 =  $4 \text{ MHz}$ ）、 $\mu\text{PC816C/D}$  が  $40$  度（ゼロクロス周波数 =  $5.5 \text{ MHz}$ ）です。図9に位相特性を示します。

図8  $\mu\text{PC815/816}$   $A_v$ - $f$  特性

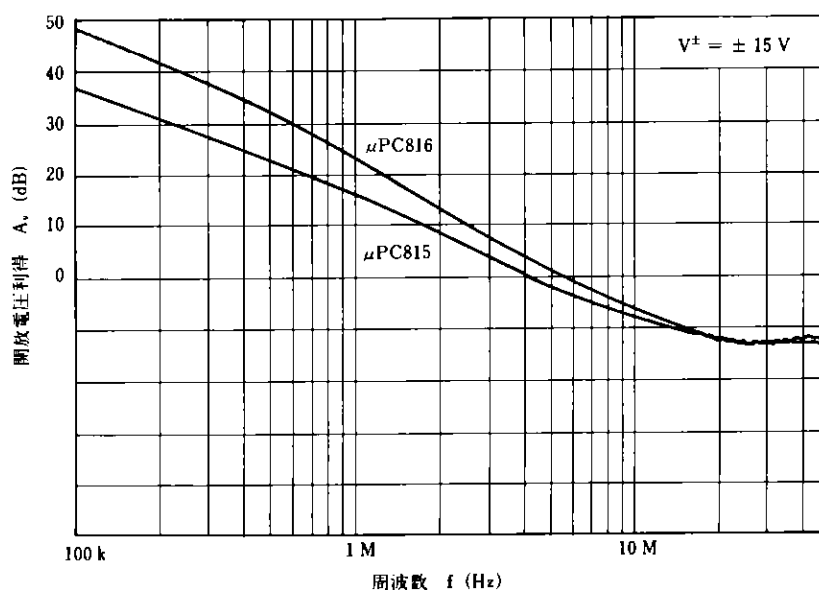
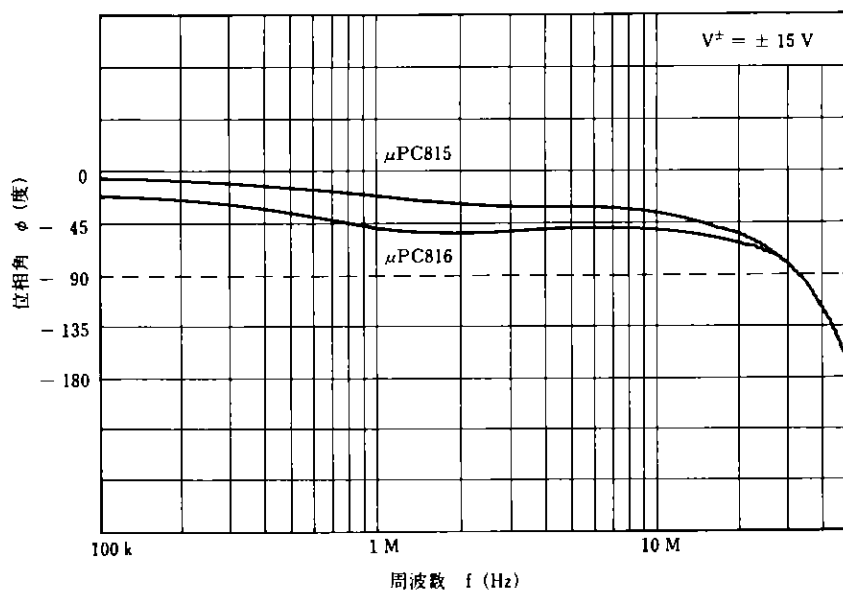
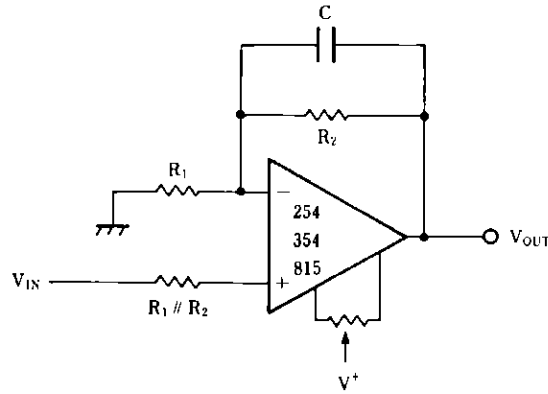


図9  $\mu\text{PC815/816}$  位相特性

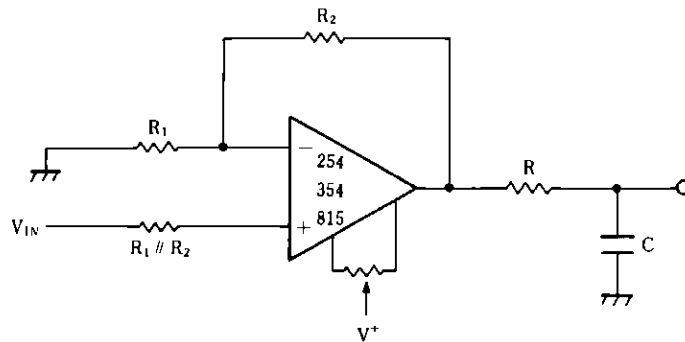


## 5. 応用回路例

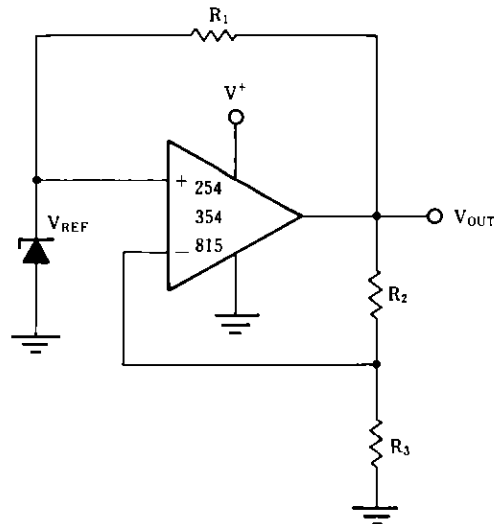
### (1) 低 DC ドリフト同相増幅回路



$R_2$  に並列に挿入された  $C$  はノイズフィルタ (Low Pass フィルタ) の役割を果たします。しかし、大きな容量性負荷が出力に接続される場合には、この  $C$  は位相余裕低下の原因となるため、負荷容量がつく場合は、下図のように出力に RC フィルタを形成した方が安全です。



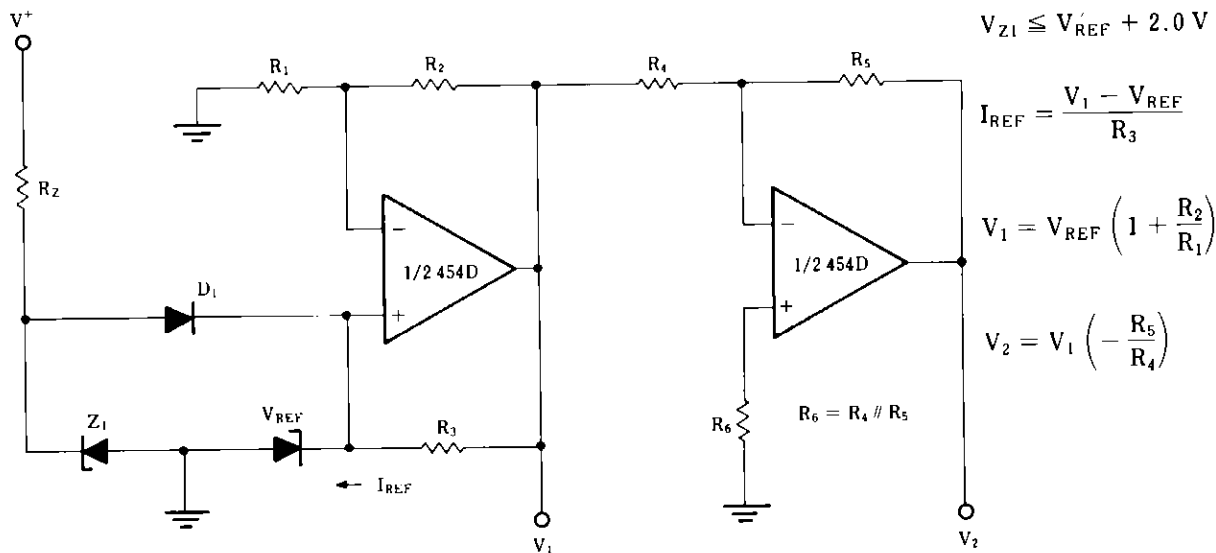
### (2) 高安定度基準電圧



$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

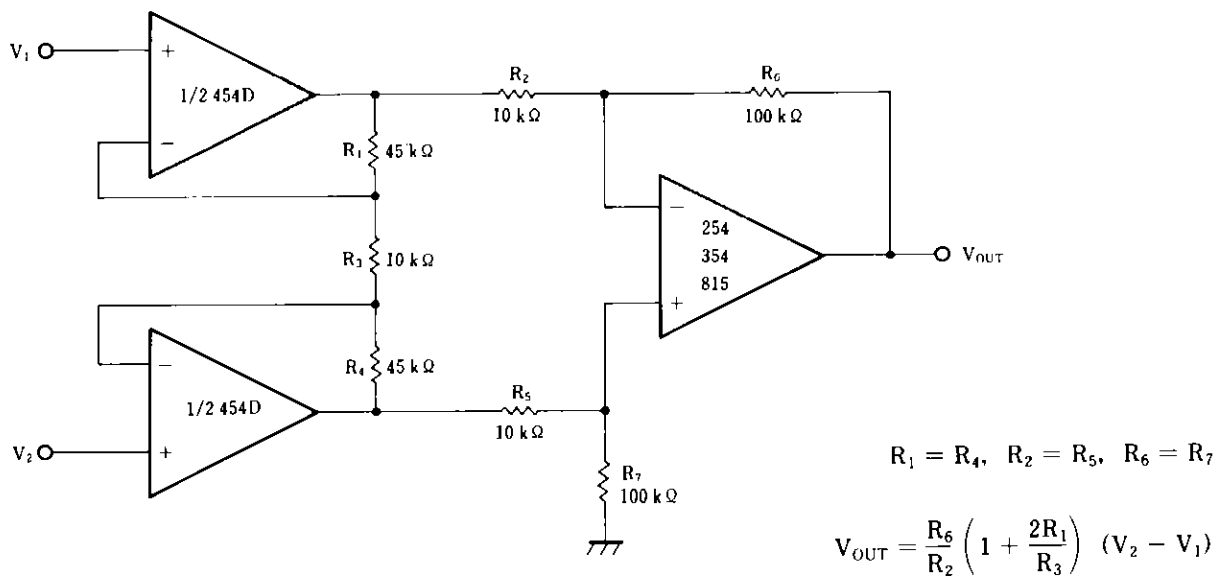
$$I_{REF} = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{R_1}$$

(3) 高精度デュアルトラッキング基準電圧



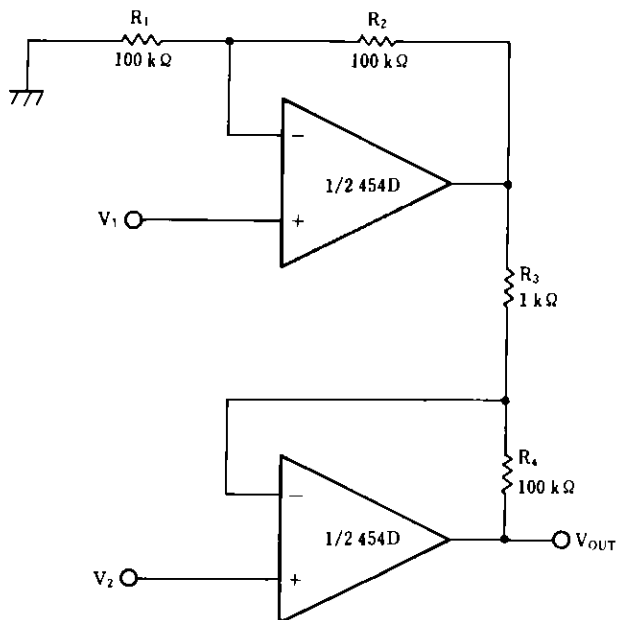
\*  $R_Z$ ,  $Z_1$ ,  $D_1$  はスタートアップ回路

(4) 高精度差動増幅回路 (3 AMP)



- 抵抗器はすべて精度 1% 以下 (金属皮膜抵抗)
- $R_3$  にてゲインの可変が可能です。

(5) 高精度差動増幅回路 (2 AMP)

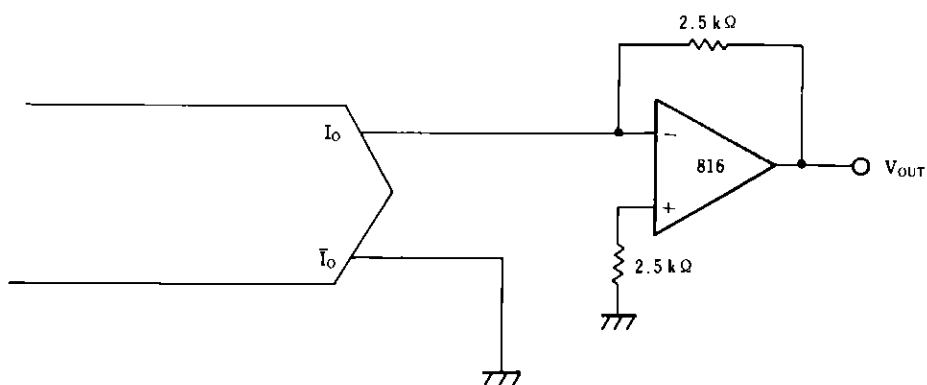


$$R_3 = R_2, R_1 = R_4$$

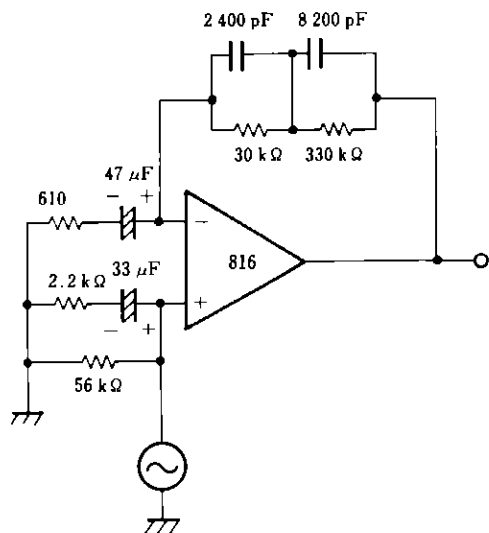
$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) (V_2 - V_1)$$

○抵抗器はすべて精度1%以下(金属皮膜抵抗)

(6) 電流出力型D/Aコンバータ電流電圧変換回路



(7) RIAA プリアンプ



## 6. 高精度オペアンプ・シリーズ使用上の注意点

NEC 高精度オペアンプ・シリーズは、微小電圧を増幅する OP アンプとしては現在容易に入手できる OP アンプの中で、最もすぐれた部類に属します。しかし、増幅する電圧が微小になればなるほど外付け部品の選定や実装方法などに十分な注意を払わないと本 IC の低温ドリフト、低ノイズ特性を生かしきることができません。

本章では、高精度オペアンプ・シリーズの性能をフルに活用するための応用上の諸注意を述べます。

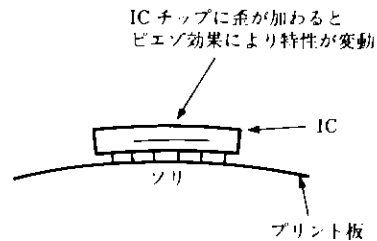
### 6.1 実装上の諸注意 (本 IC は主に初段に使用され、また高ゲインを必要とする場合が多いので実装上、以下の点に留意してください。)

#### (1) 十分な静電シールドを施すこと

外来ノイズの影響を防ぐばかりでなく、空気の流れ(風)で生じる摩擦電気の影響も除去します。

#### (2) パワートランジスタ等の熱源からはできるだけ離れた場所に実装すること

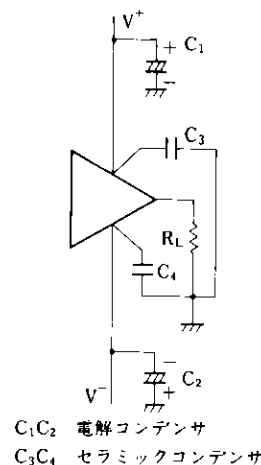
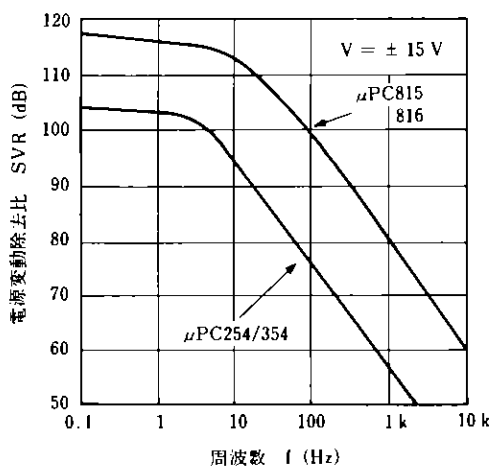
熱勾配や熱起電力の悪影響を防ぐのはもちろんのことですが、熱によってプリント板のソリが生ずると、特に DIP タイプの IC の場合は、IC チップに圧力が加わり圧電(ピエゾ)効果によって出力が変動するので注意が必要です。



#### (3) 電源バイパスは必ず行うこと

DC ~ 低周波では 100 dB 以上の SVRR 特性が得られますが、1 kHz では 20 dB 以上低下します。したがって、電源ノイズの多い環境では、パスコンは絶対必要です。

図10 電源バイパス方法





## 6.2 外付け部品の選定について

## (1) 抵抗

高精度オペアンプシリーズを使用するような回路では、フィードバック抵抗や信号源抵抗など負帰還アンプの精度を決定する部分には、精度の高く、ノイズや温度係数の低い精密巻線や金属皮膜の抵抗を使用しなければなりません。しかし個別抵抗では  $\pm 50$  ppm 程度の温度係数のバラツキは免れないため、マッチングの良く取れた集積抵抗や抵抗ネットワークを用いた方が安定なゲインを得るのに便利です。

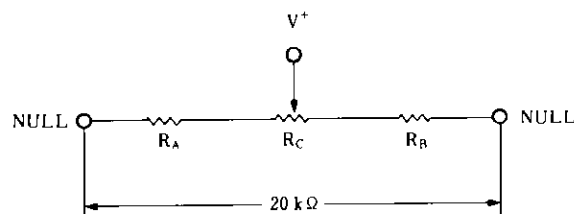
## (2) ポテンショメータ

$\mu$ PC254/354 シリーズのオフセット調整は、 $20\text{ k}\Omega$  のポテンショメータでトリムした時に最も低い温度ドリフト性能が得られるようになっています。しかし、オフセットのゼロ調をとった場合には、OP アンプの安定性よりもポテンショメータの安定性の方が重要になってくる場合があるので、使用するポテンショメータも分解能の高い (10 回転以上) 温度係数の低いタイプを選定しなければなりません。

また、 $20\text{ k}\Omega$  という値は調整範囲に十分な余裕があるので、図 11 のような回路を用いて、オフセット変動 VS ポテンショメータ変動を減らした方が安定性も向上し、オフセット調整作業も容易になります。

また  $\mu$ PC815/816 シリーズは  $8\text{ k}\Omega \sim 20\text{ k}\Omega$  のポテンショメータが推奨となります。

図 11 ポテンショメータの抵抗値変動に対してオフセット電圧変化の感度を低くしたい場合。(オフセット調整作業が容易)



- $R_A$ ,  $R_B$  固定  $7.5\text{ k}\Omega$   $R_C$  可変  $5.0\text{ k}\Omega$
- 調整範囲  $\pm 0.8\text{ mV TYP.}$

※  $R_A$ ,  $R_B$  は金属皮膜抵抗,  $R_C$  は 10 回転以上

### 6.3 応用回路上の注意事項

#### (1) 負荷電流とパッケージの温度上昇について

負荷を重くすると出力電圧の値によって負荷電流が大きく変化し、チップの自己発熱によってオフセットの温度ドリフトに影響を及ぼすので注意が必要です。

負荷電流によりチップが消費する電力は負荷抵抗を  $R_L$ 、出力電圧を  $V_O$  電源電圧を  $V_{CC}^+$ 、 $V_{CC}^-$  とすると、

$$P_d = (V_{CC} - V_O) \frac{V_O}{R_L} \quad \left( \begin{array}{l} \text{ただし, } V_O \geq 0 \text{ では } V_{CC} = V_{CC}^+ \\ V_O \leq 0 \text{ では } V_{CC} = V_{CC}^- \end{array} \right)$$

となります。したがって、

$$P_d = -\frac{1}{R_L} \left( V_O - \frac{V_{CC}}{2} \right)^2 + \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

となり、図13に示すように、 $V_O = V_{CC}/2$  で消費電力は最大となります。よって、

$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 、 $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$  の場合 MAX. 値で  $P_{d \text{ MAX.}} = 56 \text{ mW}$  の電力を消費します。パッケージの熱抵抗は、

- $\mu\text{PC254D}$ ,  $\mu\text{PC354D}$
- $\mu\text{PC815C/D}$ ,  $\mu\text{PC816C/D} \rightarrow 200 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- $\mu\text{PC454D} \rightarrow 90 \text{ }^\circ\text{C/W}$  ですから、
- $\mu\text{PC254D}$ ,  $\mu\text{PC354D}$
- $\mu\text{PC815C/D}$ ,  $\mu\text{PC816C/D} \rightarrow 11 \text{ }^\circ\text{C}$
- $\mu\text{PC454D} \rightarrow 5 \text{ }^\circ\text{C}$  (片チャンネルのみ)

の温度上昇となります。したがって、出力電圧の値によって熱による帰還が生じた、 $\mu\text{PC454D}$  においては、チャンネルセパレーションにも影響を及ぼすので、負荷は極力軽くすべきです。

#### (2) 信号源抵抗と電流性ノイズの関係について

$\mu\text{PC254/354}$  シリーズは、入力換算ノイズ TYP.  $0.38 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$  ( $R_S = 100 \Omega$ ,  $0 \sim 10 \text{ Hz}$ )、 $\mu\text{PC815/816}$  シリーズは TYP.  $0.06 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$  ( $R_S = 100 \Omega$ ,  $0 \sim 10 \text{ Hz}$ ) と非常に低ノイズになっておりますが、信号源抵抗が高くなると電流性ノイズの影響がでてきます。

たとえば、 $\mu\text{PC254/354}$  シリーズは  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$  ではノイズレベルは TYP.  $0.5 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$ 、 $R_S = 30 \text{ k}\Omega$  では TYP.  $1 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$  というように  $R_S$  の増大に伴って入力換算ノイズも増すので注意が必要です。

図12 出力段回路

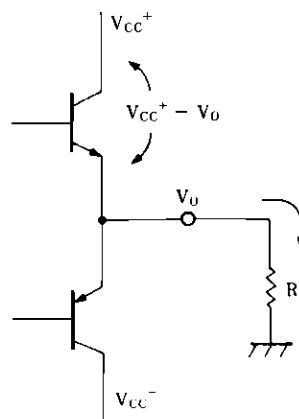
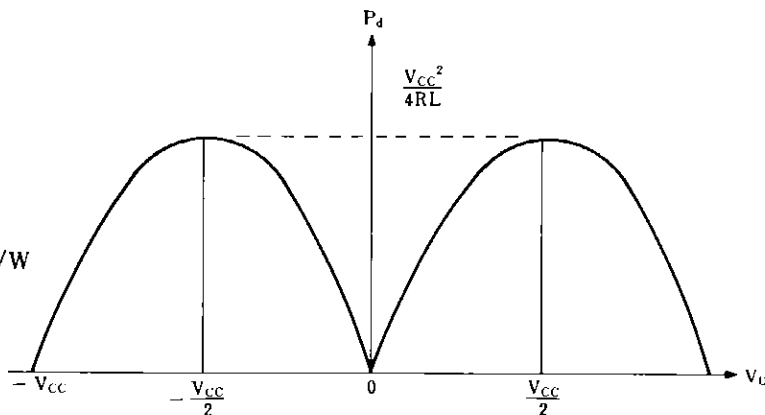


図13 電力消費カーブ



(3)  $\mu\text{PC815C/D}$ ,  $\mu\text{PC816C/D}$  の差動入力保護について

$\mu\text{PC815C/D}$ ,  $\mu\text{PC816C/D}$  の入力段には、入力 NPN トランジスタの保護用に反転入力、非反転入力端子間に差動入力保護用のダイオードが挿入されています (図 14 参照)。 $\mu\text{PC254/354}$  シリーズでも同様のダイオードが挿入されていますが、 $\mu\text{PC254/354}$  シリーズでは電流制限用の直列抵抗  $R_3$ ,  $R_4$  が入っているため差動入力電圧  $\pm 30\text{V}$  を保証しています。

$\mu\text{PC815C/D}$ ,  $\mu\text{PC816C/D}$  では、超低ノイズを実現するため  $\mu\text{PC254/354}$  シリーズのような電流制限抵抗が入っていません。したがって、過大差動入力電圧が印加される場合には、外部に直列抵抗を挿入して差動入力電流を定格の  $25\text{mA}$  以下に押える必要があります。

上記の過大差動入力電圧が印加されるケースは、帰還がかかっている場合でも生じます。たとえば図 15 の  $R_f = R_i = 0$  のボルテージフォロア回路の場合、入力の立ち上がりがスルーレートより早いと差動入力保護ダイオードが導通し、OP アンプの出力能力いっぱいの電流を引いてしまうため、写真 2 に示すように入力そのまま出力に出てきてしまいます。

本現象の対策としては、差動入力保護ダイオードが導通したときの電流制限をするため、フィードバック抵抗または、信号源抵抗を  $1\text{k}\Omega$  以上とする必要があります。

またフィードバック抵抗  $R_f$  が高くなると、入力端子の入力容量  $C_{in}$  の影響で  $f = \frac{1}{2\pi R_f C_{in}}$  の周波数にポールができ、位相余裕が低下して発振する場合があります。対策としては、フィードバック抵抗  $R_f$  と並列に数  $10\text{pF}$  のコンデンサを接続してください。

図 14  $\mu\text{PC815}$ ,  $\mu\text{PC816}$  入力段回路

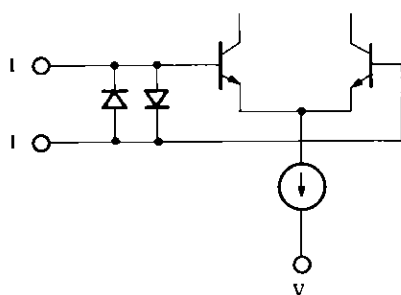


図 15 過大差動電流が流れるボルテージフォロア回路 ( $\mu\text{PC815/816}$ )

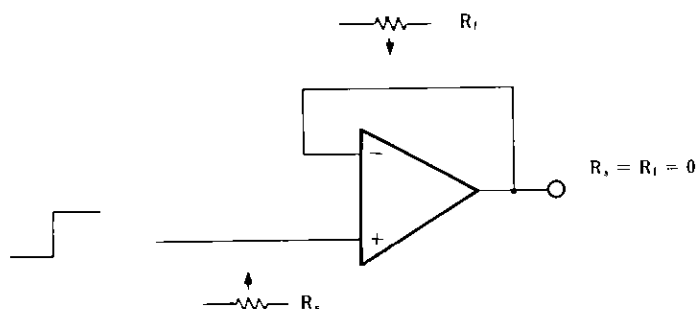
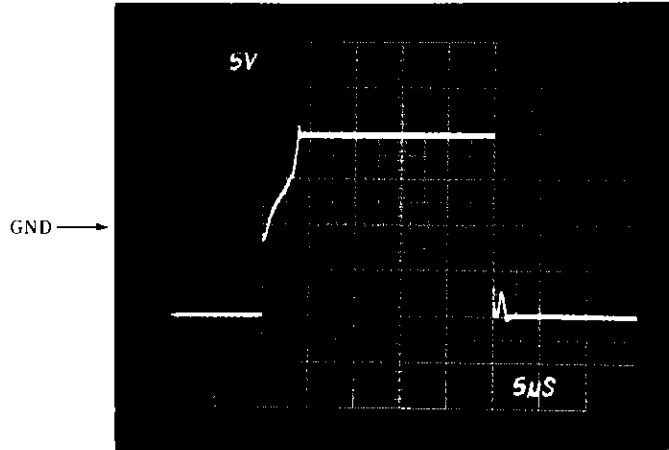


写真2 図15の回路で生ずる異常応答



$V^{\pm} = \pm 15 \text{ V}$   
 $A_s = 1$   
 $R_f = R_i = 0$



本製品が外国為替および外国貿易管理法の規定により戦略物資等(または役務)に該当する場合には、日本国外に輸出する際に日本国政府の輸出許可が必要です。

# NEC 日本電気株式会社

本社	東京都港区芝五丁目33番1号(日本電気本社ビル) 〒108 東京 (03)454-1111
半導体一、二期販売事業部	東京都港区芝五丁目29番11号(日本電気住生ビル) 〒108 東京 (03)456-6111
関西支社半導体販売部	大阪市北区堂島浜一丁目2番6号(新大阪ビル) 〒530 大阪 (06)348-1461 大阪 (06)348-1466
中部支社電子デバイス販売部	名古屋市中区栄四丁目15番32号(建研ビル) 〒460 名古屋 (052)262-3611

(技術お問い合わせ先)

半導体应用技术本部	川崎市幸区塚越三丁目484番11号(論技術センター) 〒210 川崎 (044)533-1111
半導体市場開発本部第一应用技术部	東京都港区芝五丁目29番11号(日本電気住生ビル) 〒108 東京 (03)456-6111
半導体市場開発本部第二应用技术部	大阪市北区堂島浜一丁目2番6号(新大阪ビル) 〒530 大阪 (06)348-1477

北海道支社	札幌(011)231-0161	甲府支店	甲府(0552)24-4141
東北支社	仙台(022)261-5511	府中支店	府中(0988)66-5611
関東支社	東京(0249)23-5511	立川支店	立川(0425)26-0911
中部支社	名古屋(0246)21-5511	千代田支店	千代田(0472)27-5441
近畿支社	京都(025)247-6101	岡崎支店	岡崎(0542)55-2211
北陸支社	金沢(0292)26-1717	新松田支店	新松田(0534)52-2711
山梨支社	山梨(0298)23-6161	北九州支店	北九州(0762)23-1621
静岡支社	静岡(045)324-5511	福岡支店	福岡(0764)31-8461
愛知支社	名古屋(0273)26-1255	山口支店	山口(082)247-4111
岐阜支社	岐阜(0276)46-4011	徳島支店	徳島(0862)25-4455
長野支社	長野(0286)21-2281	高松支店	高松(0878)22-4141
富山支店	富山(0262)35-1444	松山支店	松山(0899)45-4111
石川支店	金沢(0263)35-1666	高松支店	高松(092)271-7700
福井支店	福井(0266)53-5350	九州支店	九州(093)541-2887