

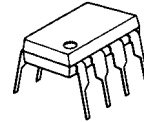
## トーン・デコーダ

### ■ 概要

NJM567 は、汎用のトーンデコーダであり、あらかじめ設定された帯域に入力信号が存在すると出力トランジスタを ON させます。

2つのディテクタと VCO を持ち、中心周波数、帯域、出力遅延時間は外部部品で独立に決定できます。

### ■ 外形



NJM567D

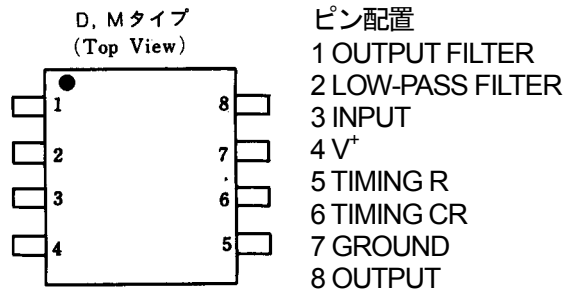


NJM567M

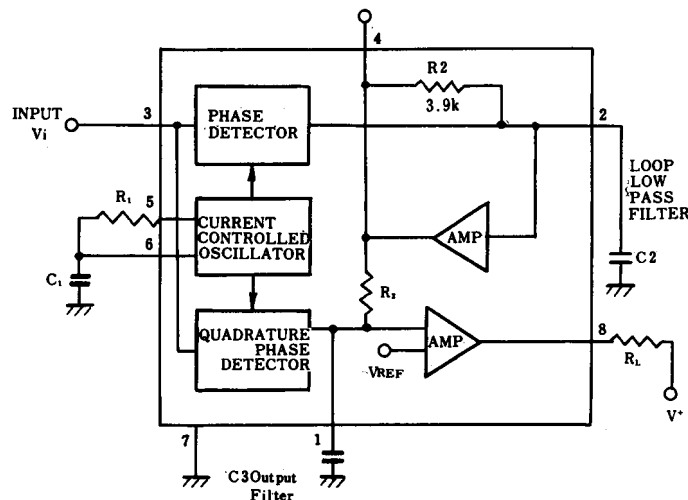
### ■ 特徴

- 動作電源電圧 (4.75~9V)
- 広周波数範囲 (0.01Hz~500kHz)
- 中心周波数の安定度が良い
- 帯域の制御可 (14%迄)
- 出力 100mA シンク可
- 帯域外の信号雑音除去特性が良い
- 周波数範囲は外付け抵抗にて 20 : 1 まで調整可
- 外形 DIP8, DMP8

### ■ 端子配列



### ■ ブロック図



# NJM567

## ■ 絶対最大定格

( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

項目	記号	定格	単位
電源電圧	$V^+$	10	V
入力正電圧	$V_{IP}$	$V^++0.5$	V
入力負電圧	$V_{IN}$	-10	Vdc
出力電圧	$V_o$	(ピン8) 15	Vdc
消費電力	$P_D$	(Dタイプ) 500 (Mタイプ) 300	mW
動作温度	$T_{opr}$	-40~+85	$^\circ\text{C}$
保存温度	$T_{stg}$	-40~+125	$^\circ\text{C}$

## ■ 電気的特性

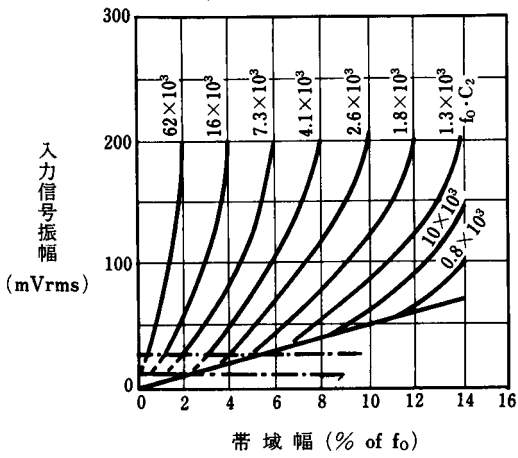
( $V^+=5.0\text{V}$ ,  $T_a=25^\circ\text{C}$ )

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
最高中心周波数	$f_{OH}$		100	500	-	kHz
中心周波数安定度	$\Delta f_o / \Delta T$	-20~+75 $^\circ\text{C}$	-	35±60	-	PPM/ $^\circ\text{C}$
中心周波数電源電圧依存性	$\Delta f_o / \Delta V$	$f_o=100\text{kHz}$	-	0.7	2	%/V
最大検出帯域	$B_{WM}$	$f_o=100\text{kHz}$	10	14	18	% $\times f_o$
最大検出帯域スキュー	$B_{WS}$		-	2	3	% $\times f_o$
最大検出帯域温度特性	$\Delta B_W / \Delta T$	$V_i=300\text{mVrms}$	-	±0.1	-	%/ $^\circ\text{C}$
最大検出帯域電源電圧依存性	$\Delta B_W / \Delta V$	$V_i=300\text{mVrms}$	-	±2	-	%/V
入力抵抗	$R_{IN}$		-	20	-	k $\Omega$
最小検出力電圧		$I_L=100\text{mA}$ , $f_i=f_o$	-	20	25	mVrms
最大無出力入力電圧		$I_L=100\text{mA}$ , $f_i=f_o$	10	15	-	mVrms
最大信号弁別比			-	+6	-	dB
最小信号検出レベル		$B_n=140\text{kHz}$	-	-6	-	dB
最高オン・オフサイクル			-	$f_o / 20$	-	
“1”出力リーク電流			-	0.01	25	$\mu\text{A}$
“0”出力電圧		$I_L=30\text{mA}$	-	0.2	0.4	V
		$I_L=100\text{mA}$	-	0.6	1.0	V
出力下降時間		$R_L=50\Omega$	-	30	-	ns
出力上昇時間		$R_L=50\Omega$	-	150	-	ns
動作電圧範囲	$V^+_{opr}$		4.75	-	9.0	V
消費電流 I	$I_{CC I}$		-	7	10	mA
消費電流 II	$I_{CC II}$	$R_L=20\text{k}\Omega$	-	12	15	mA
静止消費電力	$P_D$		-	35	-	mW

■ 特性例

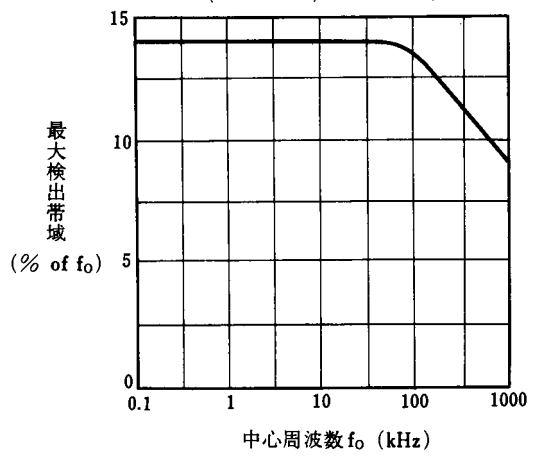
入力信号振幅対帯域幅特性例

( $V^+ = 5.0V, T_a = 25^\circ C$ )



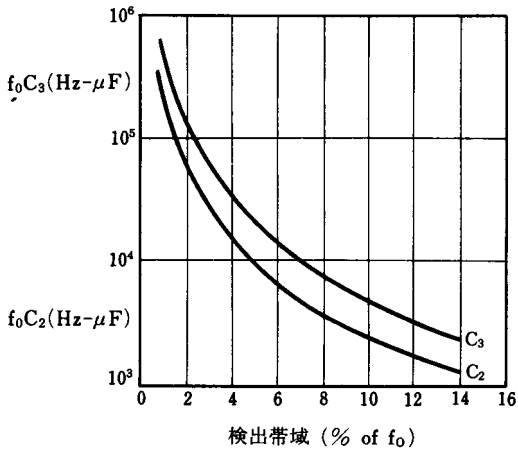
最大検出帯域対中心周波数特性例

( $V^+ = 5.0V, T_a = 25^\circ C$ )



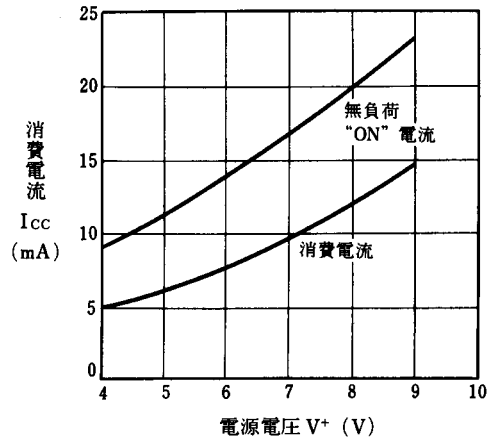
$C_2, C_3$  対検出帯域特性例

( $V^+ = 5.0V, T_a = 25^\circ C$ )



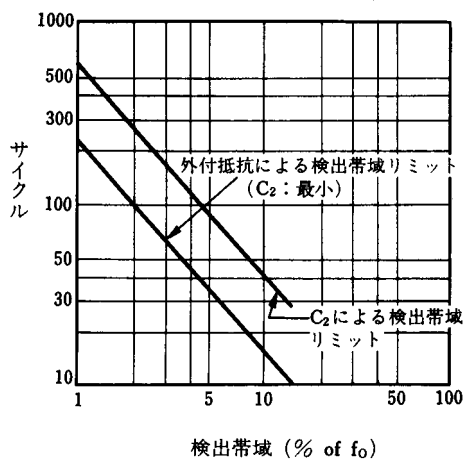
消費電流対電源電圧特性例

( $T_a = 25^\circ C$ )



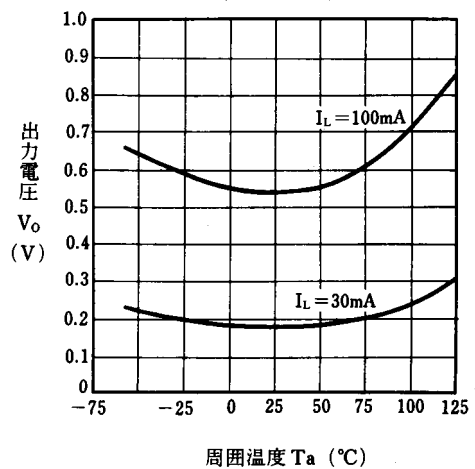
最高オン・オフサイクル特性例

( $V^+ = 5.0V, T_a = 25^\circ C$ )



出力電圧温度特性例

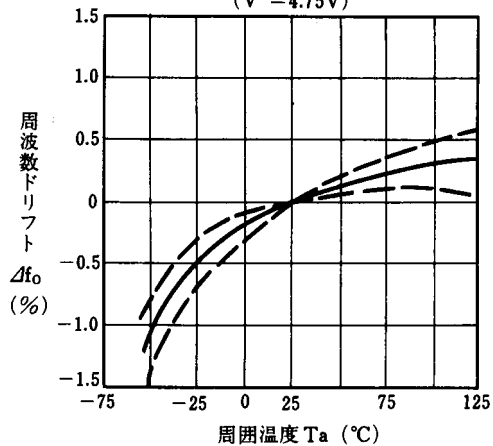
( $V^+ = 5.0V$ )



## ■ 特性例

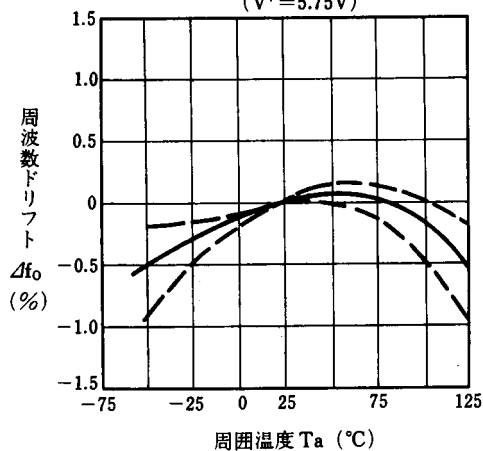
周波数ドリフト温度特性例

( $V^+ = 4.75V$ )



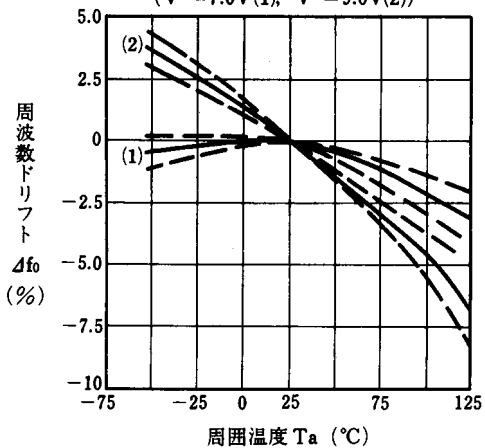
周波数ドリフト温度特性例

( $V^+ = 5.75V$ )



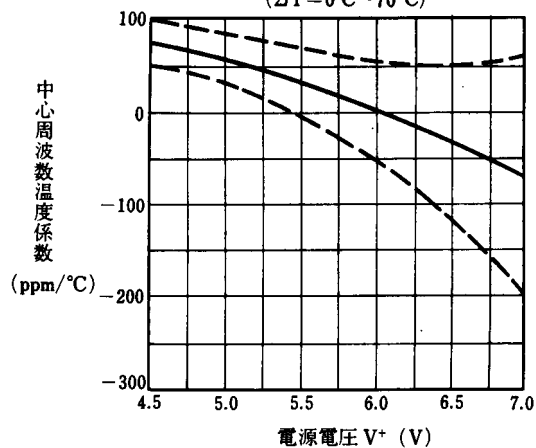
周波数ドリフト温度特性例

( $V^+ = 7.0V(1), V^+ = 9.0V(2)$ )



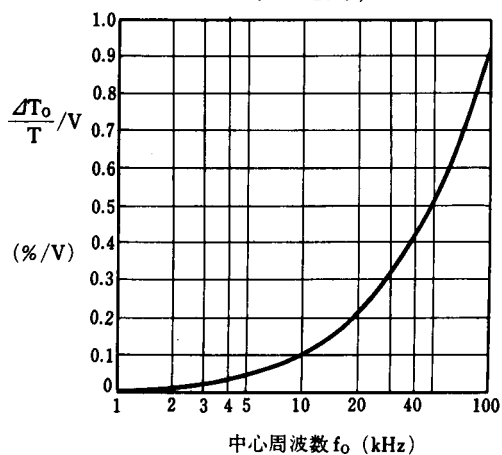
中心周波数温度係数特性例

( $\Delta T = 0^\circ C \sim 70^\circ C$ )



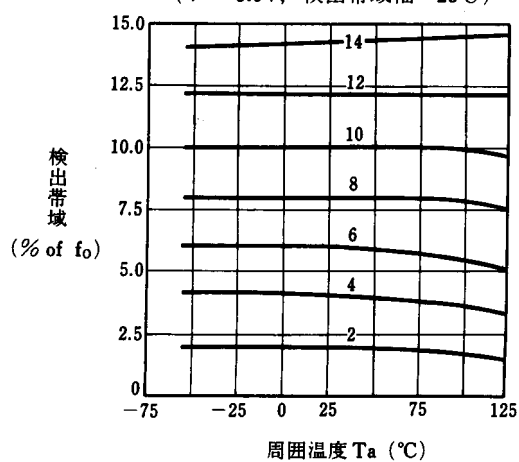
中心周波数シフト特性例

( $T_a = 25^\circ C$ )



検出帯域温度特性例

( $V^+ = 5.0V, \text{検出帯域幅} = 25^\circ C$ )



## ■ 設計公式

$$f_0 = \frac{1}{1.07R_1C_1} (V_{IN} = 0\text{mV})$$

$$BW \approx 1070 \sqrt{\frac{V_{IN}}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0, V_{IN} \leq 200\text{mVrms}$$

ここで  $V_{IN}$  : 入力電圧 (Vrms)

$C_2$  : LPF 容量 ( $\mu\text{F}$ )

## ■ PLL 用語の説明

☆中心周波数 ( $f_0$ )

入力信号がない時の電流制御発振器 (CCO) の自走周波数。

☆検出帯域幅 (BW)

スレッシュホールド電圧 (20mVrms TYP) を超える入力信号の中で、出力状態を論理的に 0 にする  $f_0$  を中心とした周波数範囲。この検出帯域幅はループキャプチャレンジと一致します。

☆ロックレンジ

スレッシュホールド電圧を超える入力信号の中で出力状態を論理 0 に保つ最大周波数範囲。

☆検出帯域スキュー

中心周波数  $f_0$  と検出帯域の中心度のズレを示す指標。スキューは次式で定義されます。

$$(f_{\max} + f_{\min} - 2f_0) / 2f_0$$

ここで  $f_{\max}$ ,  $f_{\min}$  は検出帯域の端に相当する周波数です。必要により、センター調整を付加すればスキューを 0 にできます。

## ◎動作説明

図 1 が NJM567 の一般的な接続図です。

外付け部品  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  の値は以下の手順により決定します。

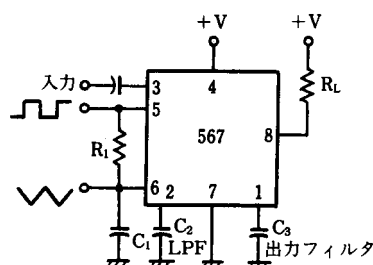


図 1

1.  $R_1$  と  $C_1$  を希望する中心周波数に設定します。

まず  $R_1$  を  $2\text{k}\Omega \sim 20\text{k}\Omega$  の間に設定し、次に、要求される温度範囲において十分安定となるように  $R_1C_1$  の複合温度係数を考慮しながら  $C_1$  を決めます。

2. 帯域幅対入力信号振幅のグラフを参照してローパスフィルタの容量  $C_2$  を選んで下さい。もし、入力振幅変動がわかっているならば、 $f_0C_2$  の近似値から帯域幅がわかります。逆にある動作面積をこのグラフから選択すれば、入力レベルと  $C_2$  が決められます。たとえば一定の帯域幅動作が必要なときは入力振幅を 200mVrms 以上にする必要があります。帯域幅はグラフの(注)にあるように  $f_0C_2$  積 ( $f_0$  の単位は Hz,  $C_2$  は  $\mu\text{fd}$ ) のみによって決定されます。

3.  $C_3$  は一般に厳密な値でなくてもよいでしょう。 $C_3$  はスプリアス出力を減少するために検出帯域外の周波数成分を減衰させるローパスフィルタの高域遮断周波数を決定します。 $C_3$  が小さすぎると、検出帯域のちょうど外側の周波数が入ったときビート状態で出力段を ON, OFF とスイッチしたり、出力が ON に向かうトランジェントの間に ON, OFF のパルスが発生させるでしょう。逆に  $C_3$  が大きすぎると、出力段の立ち上がり立ち下がりが  $C_3$  の電圧をスレッシュホールド電圧になるまで充電する必要があるので遅れます。

標準値は  $C_3 = 2C_2$  です。

## ◎出力端子 (図2)

第1の出力はトランジスタコレクタ出力の8番ピンです。

帯域内の入力信号が存在するとき、このトランジスタは飽和します。このコレクタ電圧は出力電流が100mAの場合でも、1.0V以下(通常0.6V)となります。第2の出力である2番ピンの電圧は、位相検波出力であり、およそ中心周波数に対して20mV/%の傾きをもっており0.95~1.05 $f_0$ の範囲の周波数に対して良好な直線性が得られます。

第4の出力である5番ピンは+V/2の平均直流電圧をもち、(+V-2V<sub>be</sub>)即ち(+V-1.4V)の振幅で方形波発振を行います。この5番ピンに接続可能な負荷抵抗は1k $\Omega$ 以上として下さい。最後に6番ピンは+V/2のDC平均レベルをもち1V<sub>P-P</sub>の指数三角波を発生させます。CCOのデューティサイクルや温度安定度に影響を与えないで6番ピンに接続できるのは高インピーダンス負荷だけです。

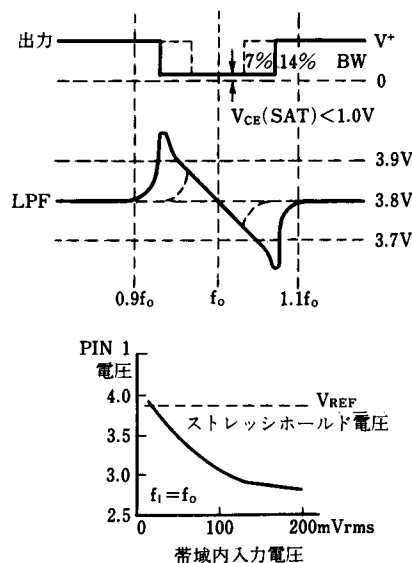


図2

## ■ 使用上の注意

以下に述べる簡潔なチェックによってユーザーはNJM567の高いパフォーマンスを得ることができます。

1. 高い入力信号レベル(200mV以上)で動作させておけば、入力信号の変化による帯域幅の変動からユーザーを解放します。しかしながらこのとき帯域外信号や高い雑音レベルが帯域内信号を抑圧するような帯域幅減少を引き起こします。

また、同時に高調波信号から帯域内成分を作り出すので、NJM567は $f_0/3$ 、 $f_0/5$ 等の信号に対して感度がよくなります。

2. NJM567は $(2n+1)f_0$ の信号にロックし、 $(4n+1)f_0$ の信号に対して出力を発生します。ここで $n=0, 1, 2, \text{etc.}$ 。従って $5f_0$ と $9f_0$ の信号が入ることが予想されるならば、NJM567の入力の前で減衰させるべきです。
3. 帯域外の信号と雑音に対する入力信号の弁別比は、低い入力レベル(200mVrms以下)において最大になります。このとき動作モード帯域幅は減少しています。

しかしながら、ループダンピングが減少するので、出力まで最大サイクル数対帯域幅のグラフによって示されるようにロックアップ時間が増加します。

4. NJM567を、高速のスイッチングスピード(20ns)で動作させる場合は、配線に気をつけなければなりません。導線の長さは、最短にすべきです。電源は0.01 $\mu\text{F}$ 以上のコンデンサーをNJM567の電源端子の近くに接続し十分バイパスしましょう。

グラウンドの配線は、グラウンドループと望ましくない電圧変動を避けるように注意深く選びましょう。考慮しなければならないもう一つの要因は、電源上の負荷エネルギー(energization)の効果です。例えば、白熱灯はスイッチを入れる時、通常10倍の電流が引かれます。これは、電源電圧変動を引き起こし、この変動はたとえば十分に狭い帯域のシステムの検出帯域をシフトさせ、瞬間的なロックはずれを引き起こします。これは、ロックはずれとロック状態の低周波発振を生じます。重い負荷電流を引くときは分離した電源を用いたり電源フィルターの容量を増やすことによって上述の問題を防ぐことができます。

## ◎動作速度

最小ロックアップ時間は、自然発振周波数に関係します。低ければ低いほど立ち上がりのトランジェントは長くなります。このように最大動作速度は、 $C_2$ が最小の時得られます。信号が最初に供給される時、位相は入力周波数にむかうよりはむしろ離れるように制御発振器をドライブするようになるでしょう。この条件では、もちろん予想はできませんが、ロックアップトランジェントは最悪で理論的な最小ロックアップ時間は達成できません。トランジェントが消えるまで待たねばなりません。

下記の式は種々の帯域の中心周波数に対して最高の動作速度を与える  $C_2$  と  $C_3$  の値を示します。情報のロス無しに動作させることのできるデジタル情報の最小の比は、1ビットあたり約10サイクル必要とするが、これは  $f_0/10$  バウドの比で変換する事に関係しています。

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{260}{f_0} \mu\text{F}$$

立ち上がり時間を早くすることは、 $C_3$  電圧を低くする（スレッシュホールド電圧に近づける）ことで可能となります。しかしながら、この場合ビート周波数、ノイズ、外来信号に対する感度が上がります。

## ◎外部からの特性の調整

NJM567 は、多くの応用に対して、外部調整の必要がないように設計されています。しかしながら、付加的に外部部品を使用することである応用において良好な特性を得ることができます。図1では、標準値を示します。

一般的に、もっともよい結果を得るためには、抵抗は同じ温度係数のものを使うべきでしょう。理想的には、シリコンダイオードはベースエミッタを順方向バイアスしたトランジスタのようなタイプが良いでしょう。しかしながら普通のシリコンダイオードでも多くの応用に対しては十分です。

## ◎感度調整 (図3)

非常に狭い検波帯域 (8%以下) で動作させる時、ノイズと帯域外信号除去を改良するためには  $C_2$  と  $C_3$  は両方も大きくすべきです。しかしこれは必然的に応答時間が遅くなります。しかしながら、もし出力段がスレッシュホールドレベル近くにバイアスされているならば立ち上がり時間は改善されるでしょう。これは1番ピンに付加電流を流すことによってできます。この条件下では、NJM567 は低いレベルの信号 (10mV以下) に対して出力を得られます。1番ピンに電流を付加することにより、出力段はスレッシュホールド電圧から更にバイアスされます。これは、最大の動作速度を得るために  $C_2$  と  $C_3$  の値を非常に小さくさせる時、もっとも有効です。通常、検出帯域のちょうど外側の周波数は、この条件下で誤出力を引き起こします。出力段の感度を減らすことによって出力帯域のビートが出力段に供給されなくなります。

出力段の感度をより小さくさせた時、入力段の信号レベルはいくらか大きくなるので、帯域内の高周波 (低い周波数)、3次高周波の制限もまた改善されるでしょう。

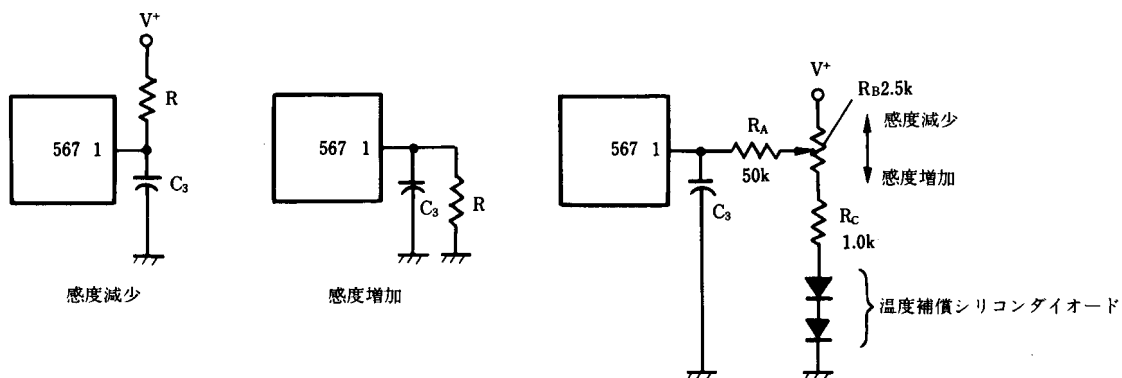


図3

## ◎チャタ－（チャタリング）防止

チャタ－は出力段で  $C_3$  が比較的小さい時に起きます。それでクオドラチャー位相検波（ロック検波）出力の、ロックトランジェントと AC 成分は、出力段をそのスレッシュホールドか又は、それ以上に動かすことを引き起こします。多くの負荷、例えば、ランプやリレーは、チャタ－の応答はないでしょう。

しかしながら、出力が直列につながっている場合は、論理回路はチャタ－を認識するでしょう。出力段の出力をその入力（端子 1）にフィードバックすることによってチャタ－は、消滅することができます。これを行うために 3 つの回路例を図 4 で示します。最初の実出力ステップ（ON, OFF どちらでも）を入力にフィードバックすることによって、全ての動作はトランジェント条件がおわるまでスレッシュホールド後の入力をプッシュします。フィードバック時定数は、予期された最高速度の動作を妨げるまで大きくないと仮定する必要があります。チャタ－は  $C_3$  を大きくすることによって常に消滅できますが、フィードバック回路は  $C_3$  を小さく保つことによって NJM567 のより早い動作を可能にするでしょう。

もしフィードバック時定数が大きくなった場合、入力周波数における短いバーストが長い出力パルスを引き伸ばすことに注意しなければなりません。これは例えば、ステッピングリレーをドライブする時に有効です。

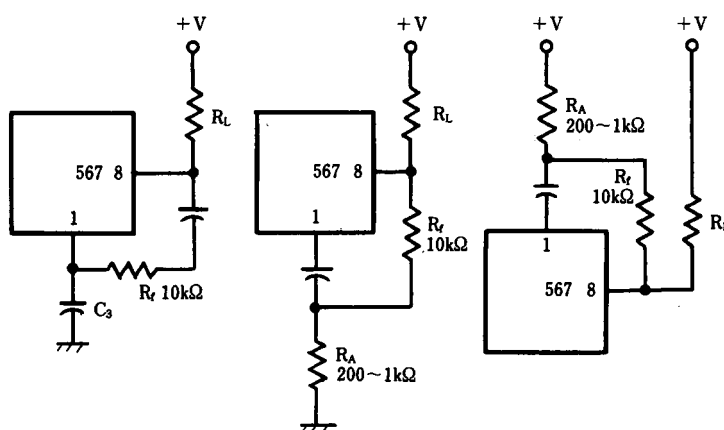


図 4

## ◎検出帯域中心（スキュー）調整（図 5）

ロックレンジ内での検出帯域（ループキャプチャーレンジと比較して）の方向を変えることを望む時、下に示された回路を使用することができます。検出帯域が、レンジの一方の端に動くことによって、例えば入力信号変動が一方方向のみにおいて検出帯域を拡張することができます。これは、強い望ましくない信号が中心周波数の一方、又は他方に予測される時に有効でしょう。 $R_B$  は、わずかにデューティサイクルを変えるので、この方法は NJM567 が発振器として用いられる時に、正確なデューティサイクルが得られるように使われます。

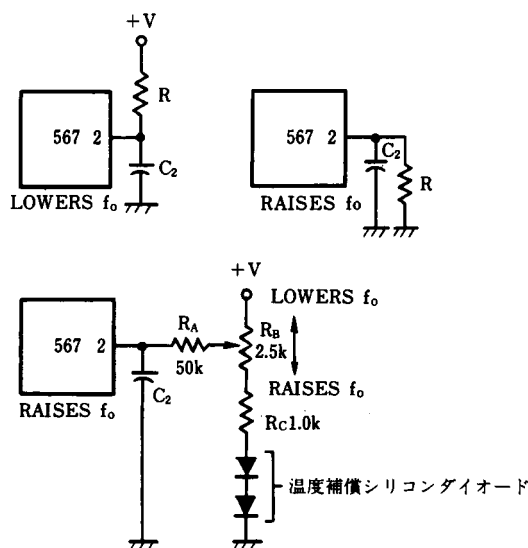


図 5



## ◎検出帯域縮小のオルタネード方法 (図6)

大きな値の  $C_2$  は検出帯域を減少させるけれども、これはまた回路の応答時間を遅くするためにループダンピングを減少させます。これは望ましいことではありません。検出帯域はループゲインを減少させることによって減少させることができます。この設計は帯域条件のもとに、より早い動作をもたらし、ダンピングを改善することができます。

2番端子における減少したインピーダンスレベルは、フィルタのカットオフ周波数を与えるのに使用される  $C_2$  の値を大きくすることに注目して下さい。もし3つ以上の NJM567 を使用できるならば、 $R_B$  と  $R_C$  の回路は消滅させることができ、 $R_A$  の抵抗は、お互いにつながれます。この接合とグラウンド間のコンデンサは、高い周波数成分を並列に要求されます。

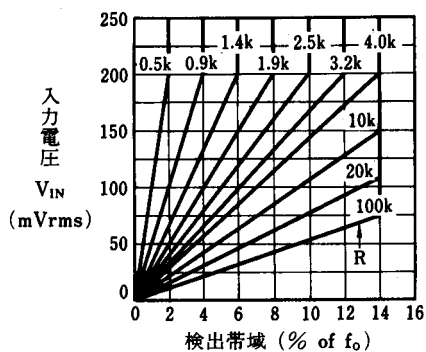
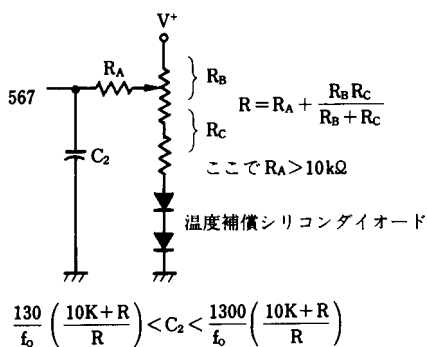


図6



$$\frac{130}{f_0} \left( \frac{10K + R}{R} \right) < C_2 < \frac{1300}{f_0} \left( \frac{10K + R}{R} \right)$$

(注) 感度帯域エッジの対称性に対する調整コントロール

## ◎出力ラッチング (図7)

ある信号を受信した後の出力をラッチするために、出力段 (端子1と8の間) のまわりにフィードバック抵抗を付ける必要があります。端子1は出力段にアンラッチするまで引っぱられます。

### 出力ラッチング

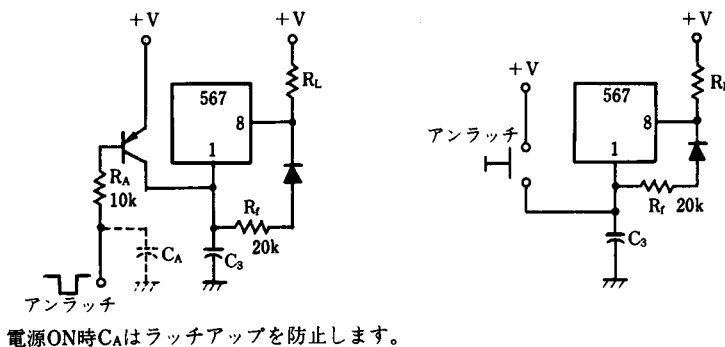


図7

# NJM567

## ◎ $C_1$ 値の減少 (図 8)

正確な非常に低い周波数での応用に対しては、 $C_1$  の値は大きくなります。オーバーオールのコストの節約は、与えられた周波数に対して  $R_1$  の値は高く、 $C_1$  の値は低くするように  $R_1 C_1$  を接続することと 6 番端子との間にボルテージフォロワを挿入することで達成できます。

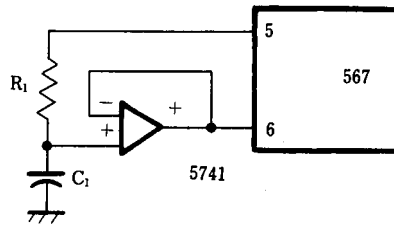


図 8

## ◎プログラミング

中心周波数を変えるために  $R_1$  の値は機械的に又はソリッドスイッチで変えられます。また一方、付加的な  $C_1$  のコンデンサーは、NPN トランジスタの飽和を通してそれらをグラウンドすることによって付け加えられます。

### <注意事項>

このデータブックの掲載内容の正確さには万全を期しておりますが、掲載内容について何らかの法的な保証を行うものではありません。とくに応用回路については、製品の代表的な応用例を説明するためのものです。また工業所有権その他の権利の実施権の許諾を伴うものではなく、第三者の権利を侵害しないことを保証するものでもありません。