

FSK 復調器

概要

NJM2211 はデータ通信に適した PLL IC です。

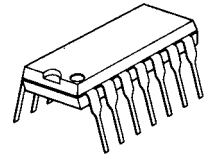
動作周波数範囲は、0.01Hz から 300kHz と広帯域で、検出入力信号レベルは 2mV から 3V と広いダイナミックレンジをもちます。また、通常の DTL, TTL, 及び ECL と直結して用いることができます。回路は外部定数によって設定された周波数帯域内の入力信号にトラッキングする基本的な PPL 回路, キャリア検出用のクオドラチャ位相検出回路, 及び FSK 復調用のコンパレータから構成されています。

中心周波数, トラッキング帯域幅, 出力遅延時間は外付け部品で個別に設定できます。FSK モデム回路に最適です。

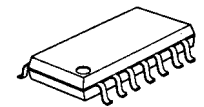
特徴

- 動作電源電圧 (4.5V ~ 20V)
- 周波数範囲が広い (0.01Hz ~ 300kHz)
- DTL/TTL/ECL と直結可能
- キャリア検出機能付き FSK 復調器
- ダイナミックレンジが広い (2mVrms ~ 3Vrms)
- トラッキング帯域幅が可変できます ($\pm 1\% \sim \pm 80\%$)
- 中心周波数の温度特性がよい (20ppm/°C typ.)
- 外形 DIP14, DMP14

外形

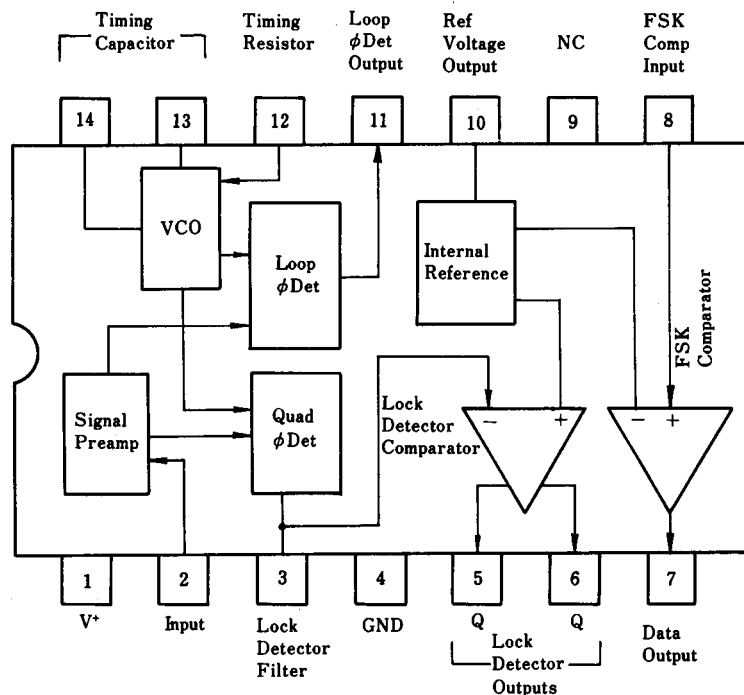


NJM2211D

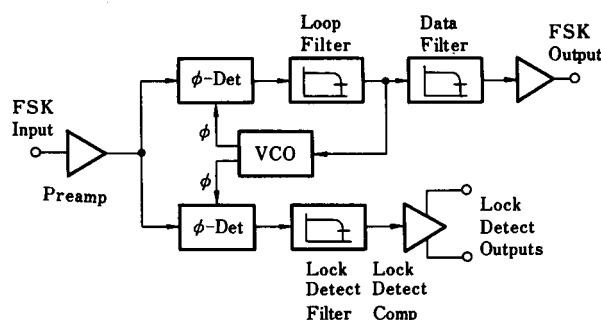


NJM2211M

端子配列



ブロック図



NJM2211

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^+	20	V
入力電圧	V_{IN}	3	V _{rms}
消費電力	P_D	(Dタイプ) 700 (Mタイプ) 300	mW 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

($V^+=+12\text{V}$, $T_a=+25^\circ\text{C}$)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
動作電源電圧範囲			4.5	-	20	V
電源電流	I_{CC}	$R_0 = 10\text{k}\Omega$	-	5	11	mA
オシレーター部						
周波数精度	Δf_0		-	± 1.0	-	%
周波数安定度	$\Delta f_0 / \Delta T$	$R_1 = \infty$	-	± 20	-	ppm / $^\circ\text{C}$
電源電圧除去比	PSRR	$V^+ = 12 \pm 1\text{V}$ $V^+ = 5 \pm 0.5\text{V}$	-	± 0.05 ± 0.2	$\pm 1.5\text{V}$	% / V % / V
最大中心周波数	$f_{0\text{MAX}}$	$R_0 = 8.2\text{k}\Omega$, $C_0 = 400\text{pF}$	-	300	-	kHz
最小中心周波数	$f_{0\text{MIN}}$	$R_0 = 2\text{M}\Omega$, $C_0 = 50\mu\text{F}$	-	0.01	-	Hz
タイミング抵抗(R_0)						
動作範囲			5	-	2000	k Ω
推奨範囲			15	-	100	k Ω
ループフェーズディテクター部						
出力ピーク電流	I_o	11 _{PIN} で測定	± 100	± 200	± 300	μA
出力オフセット電流	I_{OS}		-	± 2.0	-	μA
出力インピーダンス	Z_o		-	1.0	-	M Ω
最大出力振幅	V_{OM}	V_{REF} (10 _{PIN})を基準	± 4.0	± 5.0	-	V
クオドラチャフェーズディテクター						
出力ピーク電流	I_o	3 _{PIN} で測定	-	150	-	μA
出力インピーダンス			-	1.0	-	M Ω
最大出力振幅			-	11	-	V _{P-P}
入力アンプ部						
入力インピーダンス	R_{IN}	2 _{PIN} で測定	-	20	-	k Ω
最小検出力レベル	V_{IN}		-	2	-	mV _{rms}
ボルテージコンバーター部						
入力インピーダンス	R_{IN}	3 _{PIN} と8 _{PIN} で測定	-	2	-	M Ω
入力バイアス電流	I_B		-	100	-	nA
電圧利得	G_V	$R_L = 5.1\text{k}\Omega$	-	70	-	dB
出力飽和電圧	V_{SAT}	5, 6, 7 _{PIN} $I_C = 3\text{mA}$	-	0.3	1.0	V
出力リーク電流	I_{LEAK}	$V_0 = 12\text{V}$	-	0.01	11	μA
内部基準電源部						
出力電圧	V_{REF}	10 _{PIN} で測定	4.75	5.30	5.85	V
出力インピーダンス	Z_o		-	100	-	Ω

回路機能説明

信号入力(ピン 2)

入力信号はこの端子へ AC 結合で入れてください。ピン 2 の入力インピーダンスはおおよそ 20kΩ, 推奨入力信号レベルは 10mVrms から 3Vrms。

クオドラチャー・フェーズ・ディテクタ出力(ピン 3)

この端子はクオドラチャー位相検出器の出力端で高出力インピーダンスです。IC 内部でロック - ディテクトボルテージコンパレータの入力につながっています。トーン検出応用回路では R_D , C_D 平列部を通して接地させる (第 1 図参照) ことによってロックディテクト出力のチャタリングを消す効果が現れます。トーン検出部を使用しない場合は、ピン 3 は、オープンのままです。

ロックディテクト出力, Q(ピン 5)

PLL にロックがかかっていない場合は、ピン 5 の出力は“ HIGH ”の状態にあります。PLL がロックの状態では“ Low ”あるいは導通状態になります。出力はオープンコレクタなので、プルアップ抵抗 R_L を付け V^+ につながなければなりません。“ Low ”の状態では 5mA までの負荷電流を吸入できます。

ロックディテクトコンプリメント, Q(ピン 6)

出力ピン 6 はロックディテクト出力 (ピン 5) のロジックコンプリメントです。この出力もまた、オープンコレクタで “ Low ” あるいは “ ON ” 状態で 5mA までの負荷電流を引くことができます。

FSK データ出力(ピン 7)

この出力も又オープンコレクタなのでプルアップ抵抗 R_L を付ける必要があります。吸入電流は 5mA まで可能です。FSK 入力信号周波数が低い値のときは、FSK データ出力は “ HIGH ” あるいは “ OFF ” の状態であり高い周波数になるとこの端子は “ Low ” すなわち導通状態になります。もし入力信号がない場合は、このピン 7 の状態はきまりません。

FSK コンパレータ入力(ピン 8)

これは FSK ボルテージコンパレータの高入力抵抗に対する端子です。通常この端子と PLL フェーズディテクタ出力 (ピン 11) との間に FSK ポストディテクションあるいはデータフィルタといわれるものがつながれます。データフィルタは第 1 図の R_F と C_F とで形成される回路です。コンパレータのスレッシュホールド電圧は IC 内部基準電圧 V_{REF} (ピン 10 に現れる) によって決まります。

基準電圧, V_{REF} (ピン 10)

このピン 10 の基準電圧は、 $V_R = V^+ / 2 - 650\text{mV}$ 。このピンの DC 電圧がピン 3, 8, 11, 12 の電圧レベルに対し、内部基準電圧としての働きをします。ピン 10 は 0.1μF のキャパシタでグラウンドにバイパスする必要があります。

ループフェーズディテクタ出力(ピン 11)

ループフェーズディテクタの出力インピーダンスは大きい。PLL ループフィルタは第 1 図のピン 11 につながれている R_1 と C_1 によって形成されます。入力信号がない場合、あるいは PLL のフェーズエラーがない場合は、ピン 11 の DC レベルはほぼ V_{REF} に近い値となります。フェーズディテクタの最大振幅電圧はピン 11 に於いてほぼ $\pm V_{REF}$ です。

VCO コントロール入力(ピン 12)

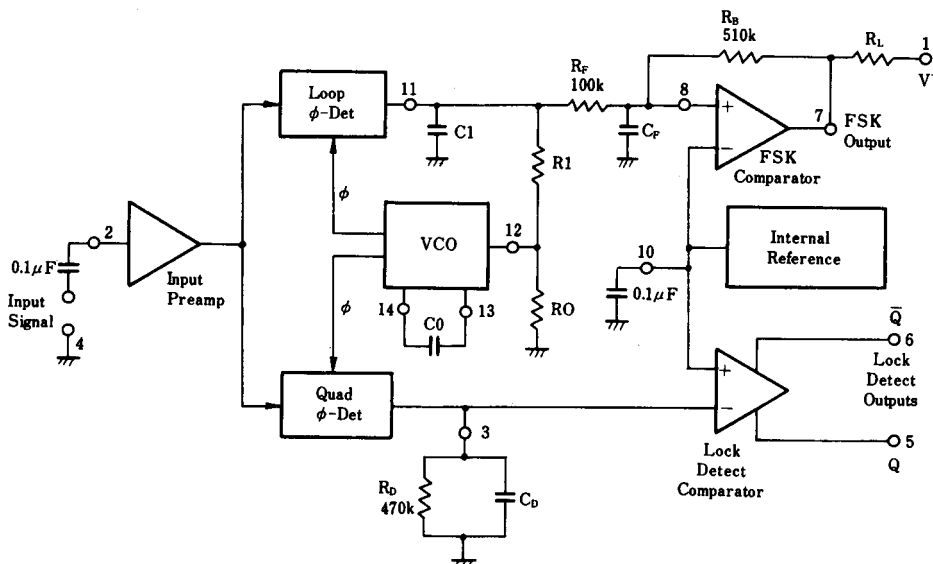
VCO の自走発振周波数はこの端子からグラウンドにつながれる、外部タイミング抵抗 R_0 によって決まります。VCO 自走発振周波数 f_0 は

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ (Hz)}$$

C_0 はピン 13 とピン 14 間につけられるタイミング容量。温度特性をよくするためには R_0 は 10kΩ から 100kΩ の範囲内になければなりません。(電気的特性例参照) この端子は低インピーダンス点で内部的に V_R に等しい DC レベルにバイアスされています。ピン 12 から引ける最大電流は < 3mA にしてください。

VCO タイミングキャパシタ(ピン 13, ピン 14 間)

VCO 周波数はこの両ピン間に接続される外部タイミング容量, C_0 に、反比例します。 C_0 は無極性のもので、200pF から 10μF の間にしてください。



第1図 FSK 及びトーン検出用回路

VCO 周波数調整

VCO の微調整はピン 12 につける R_0 と直列にポテンショメータ R_x をつけることによっておこなってください(第 2 図参照)。

VCO 自走発振周波数 f_0

この IC は VCO 外部取り出し端子がありません。そのかわり VCO の出力は IC 内部でフェーズディテクタ部につながっています。調整等の目的で VCO 自走発振周波数を測る場合は入力信号を入れずにピン 2 をピン 10 に結び C_D を取り付けずにピン 3 で測ればよいのです。

設計式

第1図に基づいて設計します。

1. VCO 中心周波数, f_0 ;

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ (Hz)} \quad (\text{No.1})$$

2. 内部基準電圧, V_{REF} (ピン 10 にて測定)

$$V_{REF} \left(\frac{V^+}{2} \right) - 650\text{mV} \quad (\text{No.2})$$

3. ループローパスフィルタ, 時定数, T

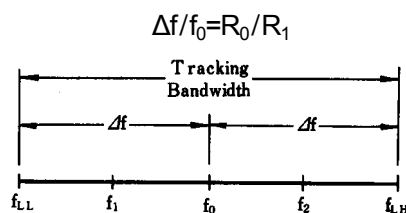
$$T = R_1 C_1 \quad (\text{No.3})$$

4. ループダンピング, ξ

$$\xi = \left(\sqrt{\frac{C_0}{C_1}} \right) \times \left(\frac{1}{4} \right) \quad (\text{No.4})$$

5. ループトラッキング帯域幅, $\pm \Delta f / f_0$

$$\Delta f / f_0 = R_0 / R_1 \quad (\text{No.5})$$



6. FSK データ, フィルタ時定数 T_F

$$T_F = R_F C_F$$

7. ループフェーズディテクタ変換利得, K_ϕ

(K_ϕ はピン 10, ピン 11 間の差動直流電圧で, フェーズディテクタ入力での単位フェーズ誤差に対するもの)

$$K_\phi (\text{ボルト/ラジアン}) = \frac{(-2)(V_{REF})}{\pi}$$

8. VCO 変換利得, K_0

ピン 11 での直流電圧変動の単位当たりに対する VCO 周波数変動の総計

$$K_0 (\text{Hz/ボルト}) = \frac{-1}{C_0 R_1 V_{REF}}$$

9. トータル・ループゲイン, K_T

$$K_T (\text{ラジアン/秒/ボルト}) = 2\pi K_\phi K_0 = 4 / C_0 R_1$$

10. ピークフェーズディテクタ電流, I_A

$$I_A (\text{mA}) = \frac{V_{REF}}{25}$$

NJM2211

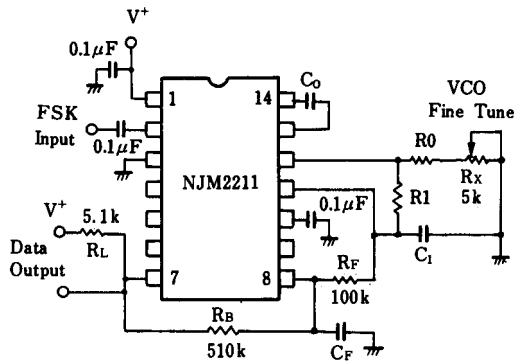
応用

FSK 復調

第2図は FSK 復調回路の基本的応用回路図です。第1図, 第2図に於いて, R_0, C_0 ; PLL 中心周波数の設定, R_1 ; 帯域幅の設定, C_1 ; ループフィルタ時定数及びループ・ダンピング・ファクタの決定, C_F, R_F ; FSK データ出力に対するフィルタの形成, R_B ; ピン7 とピン8 の間に入っているこの抵抗は, FSK コンパレータに対して正帰還の働きをし出力ロジック値が出来るだけ速く信号に応じて変化するようにしてあります。一般によく使用されている FSK ボーに対する各部品の推奨値を表1 に示します。

表1 一般的 FSK ボーに対する推奨部品値
(第2図に基づく)

FSK Baud	Component Values
300 Baud	$C_0 = 0.039\mu\text{F}$ $C_F = 0.005\mu\text{F}$
$f_1 = 1070\text{Hz}$	$C_1 = 0.01\mu\text{F}$ $R_0 = 18\text{k}\Omega$
$f_2 = 1270\text{Hz}$	$R_1 = 100\text{k}\Omega$
300 Baud	$C_0 = 0.022\mu\text{F}$ $C_F = 0.005\mu\text{F}$
$f_1 = 2025\text{Hz}$	$C_1 = 0.0047\mu\text{F}$ $R_0 = 18\text{k}\Omega$
$f_2 = 2225\text{Hz}$	$R_1 = 200\text{k}\Omega$
1200 Baud	$C_0 = 0.027\mu\text{F}$ $C_F = 0.0022\mu\text{F}$
$f_1 = 1200\text{Hz}$	$C_1 = 0.01\mu\text{F}$ $R_0 = 18\text{k}\Omega$
$f_2 = 2200\text{Hz}$	$R_1 = 30\text{k}\Omega$



第2図 FSK 復調回路

設計法

第2図は5種の周辺部分, すなわち R_0, R_1, C_0, C_1, C_F の値を各場合に依りて最適になるように選ばばあらゆる FSK 復調回路に対応出来ます。FSK 通信の“マーク”と“スペース”にあたる周波数 f_1, f_2 がきまっている場合各パラメータの計算は下記ようになります。

1. PLL 中心周波数 f_0 は

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

2. タイミング抵抗 R_0 は $10\text{k}\Omega$ から $100\text{k}\Omega$ の間で任意に選んでかまいません。推奨値としては $20\text{k}\Omega$ 近辺です。最終的な R_0 の値は通常直列につけるポテンションメータ R_x により最適値になるようにします。
3. C_0 の値は設計式 No.1 を適用して

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

4. R_1 は, “マーク”, “スペース” 周波数間隔 Δf からきまります。

$$R_1 = R_0 [f_0 / (f_1 - f_2)]$$

5. C_1 はループダンピングからきまります。(設計式 No.4 参照)

通常 $\xi = 1/2$ が最適なので,

$$C_1 = C_0 / 4 (\xi = 1/2)$$

6. データフィルタ容量 C_F は $R_F = 100\text{k}\Omega, R_B = 510\text{k}\Omega$ として

$$C_F (\mu\text{F}) = \frac{3}{\text{ボーレイト}}$$

設計数値例

75 ボー-FSK 復調器でマーク / スペース周波数が $1110/1170\text{Hz}$ の場合。

1. f_0 は $f_0 = (1110 + 1170) \times (1/2) = 1140\text{Hz}$
2. $R_0 = 20\text{k}\Omega$ を選定, 但し $18\text{k}\Omega$ の固定抵抗と直列につながれた $5\text{k}\Omega$ のポテンシオメータとで構成。
3. C_0 は VCO 周波数から $C_0 = 0.044\mu\text{F}$
4. R_1 は $R_1 = R_0 \times (1140/60) = 380\text{k}\Omega$
5. C_1 は $C_1 = C_0 / 4 = 0.011\mu\text{F}$

但し R_0 を除いて上記は全て標準値です。

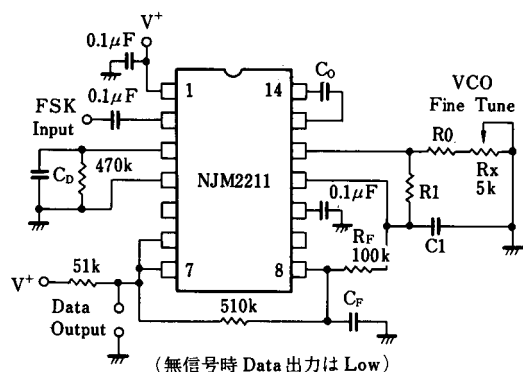
キャリア検出機能付 FSK 復調器

本 IC NJM2211 のロックディテクト部分は FSK 復調時においてキャリア信号検出用として使用できます。この応用回路の一例は図 3 です。ピン 6 のオープン・コレクタ・ロックディテクト出力部をデータ出力部（ピン 7）に直結します。こうすると PLL 検出帯域に信号がない場合、ピン 6 は低い値であるのでデータ出力は低い値のままとなります。PLL 検出帯域内に信号があらわれるとピン 6 出力は高い値となり、データ出力が可能な状態となります。

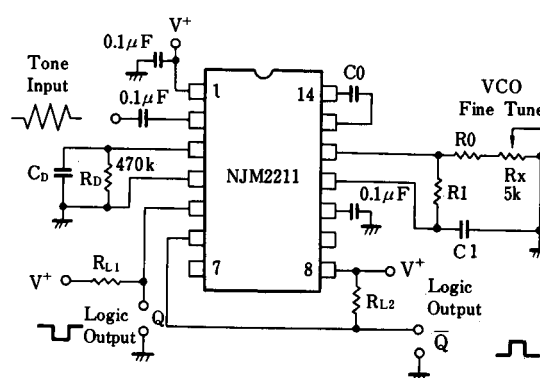
ロックディテクトフィルタ容量 C_D の最小値はキャプチャーレンジ, $\pm\Delta f_c$ に、反比例します。これは PLL のループにロックをかけることが出来る入力周波数の範囲のことです。通常 C_1 によっても制約されます。一般的な応用に於いては $\Delta f_c < \Delta f/2$ 。 $R_D=470k\Omega$ とすると C_D の最小値はほぼ

$$C_D(\mu F) \approx 16/\text{キャプチャーレンジ(Hz)}$$

となります。 C_D が小さすぎると、入力信号周波数がキャプチャー帯域に近づいたとき、チャタリングがロックディテクト出力端にあらわれます。 C_D が大きすぎるとロックディテクト出力の応答時間が遅くなります。



第 3 図 キャリア検出機能付 FSK 復調



第 4 図 トーン検出回路

トーン検出

第 4 図はトーン検出回路の一般的なものです。ピン 5, ピン 6 のロジック出力 Q , \bar{Q} はそれぞれ“高”, “低”の論理状態です。PLL の検出帯域内のトーン信号が入るとこれらの出力の論理状態はトーン信号が入っている期間は反転します。各々のロジック出力端は 5mA の負荷電流を吸い込むことができます。ピン 5, ピン 6 のロジック出力は両方ともオープンコレクタなので、プルアップ抵抗 R_{L1} , R_{L2} が必要です。第 1 図, 第 4 図の外部部品の役割は次のようになります; R_0 , C_0 は VCO 中心周波数を決めます。 R_1 は検出帯域幅, C_1 はローパス・ループフィルタの時定数及びループ・ダンピングファクタを決めます。 R_{L1} , R_{L2} はそれぞれ論理出力, Q , \bar{Q} のプルアップ抵抗です。

設計法

第 4 図は 5 ケの外部部品 R_0 , R_1 , C_0 , C_1 , C_D を、それぞれ選べば、ほとんどのトーン検出に応用できます。入力トーン信号 f_s に対してこれらの定数は次のようにして計算します。

1. R_0 は 15k Ω から 100k Ω までの任意の値でかまいません。
2. C_0 は中心周波数 f_0 (f_s と同一) により決まります。 $C_0=1/R_0f_s$
3. R_1 は帯域幅 $\pm\Delta f$ (設計式 No.5 参照) により決まります。 $R_1=R_0(f_s/\Delta f)$ これにより全検出帯域幅は、 $f_0\pm\Delta f$ の周波数範囲をカバーできます。
4. C_1 はループのダンピングファクタから決まります。

$$C_1=C_0/16\xi^2$$

通常の場合トーン検出では $\xi=1/2$ が良いので $C_1=0.25C_0$

C_1 を大きくすると帯域外信号の除去が良くなりますが、PLL キャプチャー時間の増加をまねきます。

5. フィルタ容量 C_D , 論理出力のチャタリングをさけるため $R_D=470k\Omega$ とすると

$$C_D(\mu F) \geq (16/\text{キャプチャーレンジ Hz})$$

C_D を増加させすぎると論理出力応答時間が長くなります。

NJM2211

設計数値例

検出帯域 1kHz±20Hz のトーン検出の場合

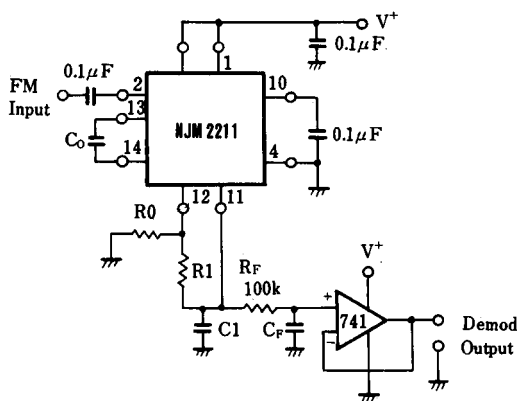
1. $R_0=20k\Omega$ (18k Ω と 5k Ω のポテンシオメーターを直列に)
2. $f_0=1kHz$ とすると $C_0=0.05\mu F$
3. $R_1=(R_0) \times (1000/20)=1M\Omega$
4. $\xi=(1/2)$, $C_0=0.05\mu F$ の場合 $C_1=0.25\mu F$, $C_0=0.013\mu F$
5. $C_D=16/38=0.42\mu F$
6. 中心周波数の微調整は, 5k Ω のポテンシオメーター R_X によりおこないます。

リニア FM 検出

本 IC, NJM2211 は広範なアナログ通信やテレメーターの応用を目的とするリニア FM 検出器として使用できます。第 5 図がその一例です。出力復調波はループフェーズ検出端 (ピン 11) から R_F と C_F による検出フィルタを通り, 外部のバッファアンプを経由して取り出せます。ピン 11 の出力インピーダンスが高いためバッファアンプが必要です。図 5 のように通常非反転ユニティゲイン ($G=1$) のオペアンプを使用します。FM 検出のゲインすなわち変移の単位あたりの出力電圧の変化は

$$V_{OUT}=R_1 \cdot V_{REF}/100R_0 \text{ ボルト}/\% \text{ デビエーション}$$

V_{REF} は内部基準電圧。又, 外部部品 R_1 , R_0 , C_D , C_1 , C_F の選定については設計式を参照してください。



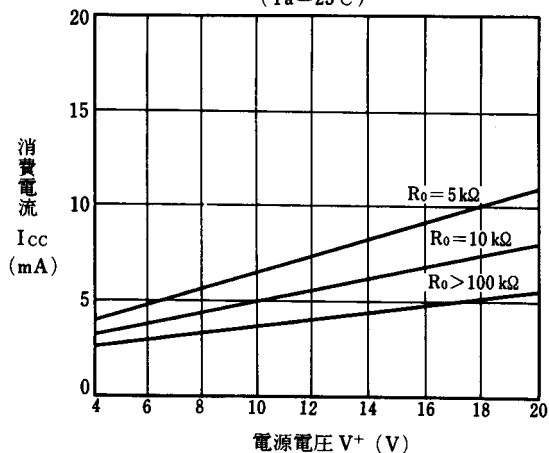
第 5 図 リニア FM 検出器
(外部オペアンプ付)

注意: 本データブックに記載されている設計方法等は参考であり, 絶対的なものではありません。
従って, お客様のアプリケーションを保証するものではありません。
アプリケーションの検証は, お客様の責任において十分行っていただきますようお願い致します。

特 性 例

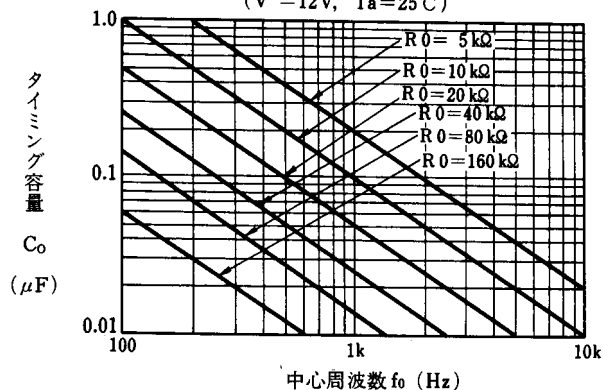
消費電流対電源電圧特性例

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



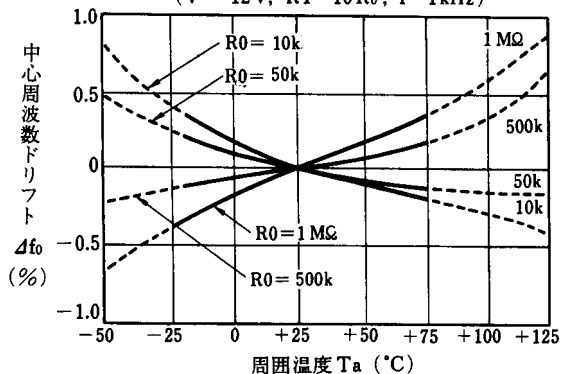
タイミング容量対中心周波数特性例

($V^+ = 12\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$)



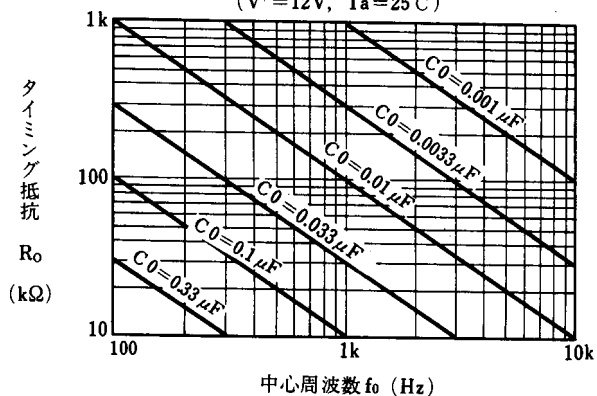
中心周波数ドリフト温度特性例

($V^+ = 12\text{V}$, $R_1 = 10R_0$, $f = 1\text{kHz}$)



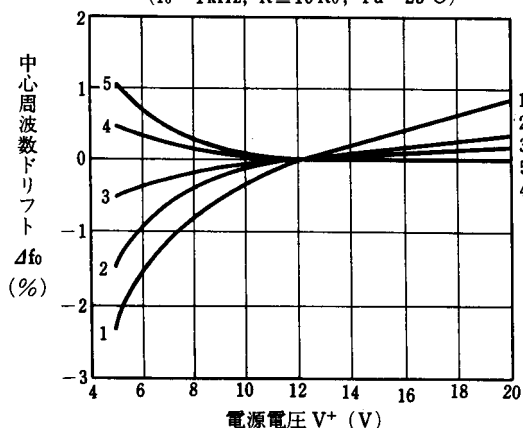
タイミング抵抗対中心周波数特性例

($V^+ = 12\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$)



中心周波数ドリフト対電源電圧特性例

($f_0 = 1\text{kHz}$, $R \geq 10R_0$, $T_a = 25^\circ\text{C}$)



Curve	R0
1	5 k
2	10 k
3	30 k
4	100 k
5	300 k

<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。