

狭帯域 FM IF アンプ

■ 概要

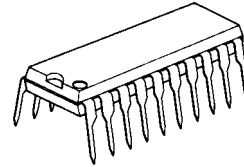
NJM2206 は、FM 受信機のためのシングルまたはダブル周波数変換 IF 増幅器及び検波器です。

低消費電力であり、電池駆動の携帯用無線機に最適です。

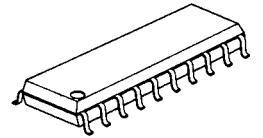
PLL 検波のために隣接チャンネル干渉除去能力に優れ、高 S/N を可能にしています。

1st IF 入力周波数 25MHz, 2nd IF 入力周波数 800kHz まで動作するために、CB トランシーバー、パーソナル無線、業務用無線機、ワイヤレスリモートコントロール用として利用できます。

■ 外形



NJM2206D

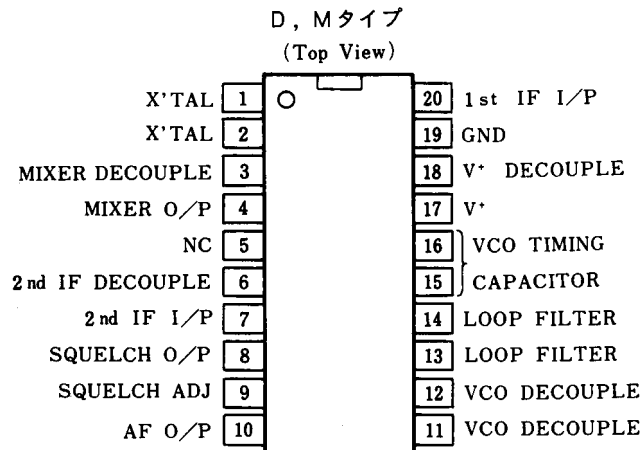


NJM2206M

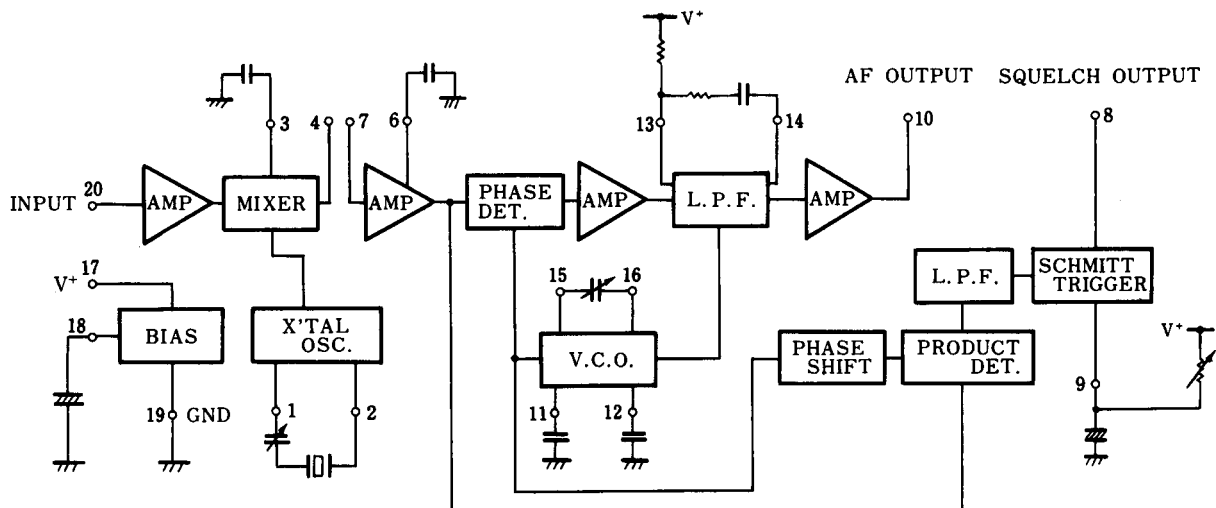
■ 特徴

- 高感度
- 低消費電力 2.8mA (V⁺=7V)
- 高 S/N 比 47dB (Typ.)
- 外付部品が少ない
- 外形 DIP20, DMP20

■ 端子配列



■ ブロック図



NJM2206

■ 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
消費電力	P_D	(Dタイプ) 700 (Mタイプ) 350	mW
動作温度	T_{opr}	-20~+75	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-40~+125	$^\circ\text{C}$

■ 電気的特性

($T_a=25^\circ\text{C}$, $V^+=7\text{V}$)

項目	記号	条 件	最 小	標 準	最 大	単 位
消費電流	I_{CC}		-	2.8	3.8	mA
1st IF 周波数帯域	f_{B1}		-	25	-	MHz
1st IF 増幅利得	G_{V1}		-	20	-	dB
ミキサー変換利得	G_{VM}		-	15	-	dB
2nd IF 増幅利得	G_{V2}		-	60	-	dB
入力信号ダイナミックレンジ	V_{IDR}	AF 出力の最大 1dB の変化に対して	-	100	-	dB
最大入力レベル	V_{IMAX}		0.2	-	-	Vrms
入力感度	S/N 1	入力レベル 10 μVrms の時の S/N 比	20	-	-	dB
信号対雑音比	S/N 2	入力レベル 1mVrms	40	45	-	dB
出力歪率	THD	入力レベル 1mVrms	-	-	3	%
AF 出力レベル	V_O	入力レベル 1mVrms	24	30	36	mVrms
AM 抑圧比	SUP _{AM}	入力 100 μVrms の時, 30%AM に対して	-	30	-	dB
スケルチ・ロウ・レベル	V_{SL}	10 μVrms 入力時	-	0.1	1.0	V
スケルチ・ハイ・レベル	V_{SH}	0.5 μVrms	5.0	6.4	-	V

(注) 特に指定のない場合, 試験条件は 1st IF 20.8MHz, 2nd IF 455kHz, 変調周波数 1kHz, 周波数偏移 3.5kHz

■ 動作説明

[1] IF AMP, MIXER 及び LOCAL OSC

(1) 1st IF Amp

pin②が信号入力端子。1st IF Amp は、グラフ 1 に示す周波数特性とグラフ 2 に示す入出力特性を持っています。また、入力インピーダンス対周波数特性をグラフ 3 に、入力レベル対 S/N 特性をグラフ 4 に示します。

(2) Local osc

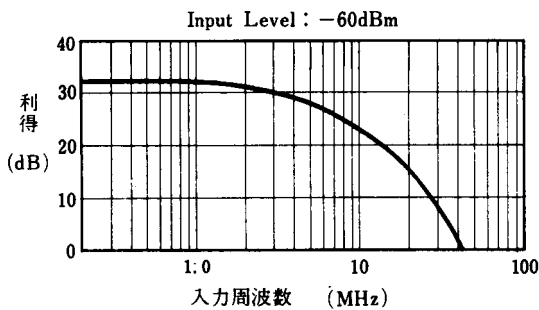
Local OSC は pin①—②間に、水晶発振子と直列コンデンサを接続して構成されます。直列に接続するコンデンサは発振周波数の微調整と温度ドリフトの低減のためです。

発振周波数対電源電圧、発振レベル対電源電圧特性をグラフ 5 に示します。また、直列に接続するコンデンサの容量に対する発振周波数の変化をグラフ 6 に示します。但し、詳細は、水晶発振子メーカーにお問い合わせ下さい。

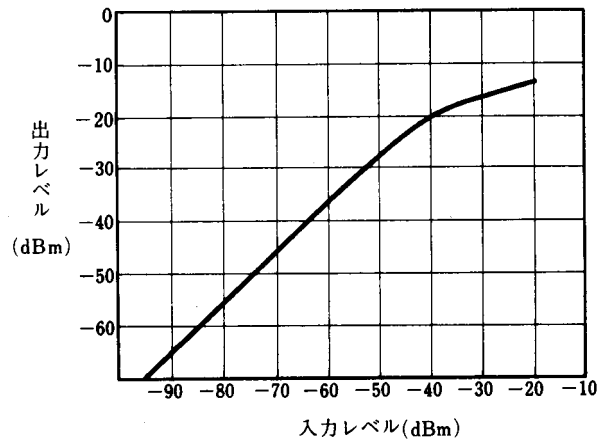
(3) Mixer

Mixer 回路で 1st IF Amp 出力と Local OSC の出力信号を Mix して 2nd IF 周波数を作り出しています。pin③にはデカップリングコンデンサを接続します。

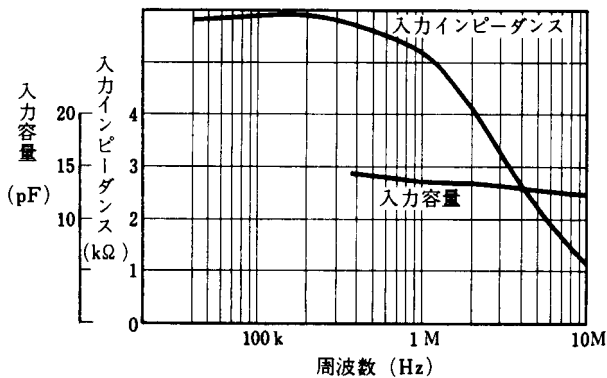
グラフ 1 1st IF Amp 周波数特性



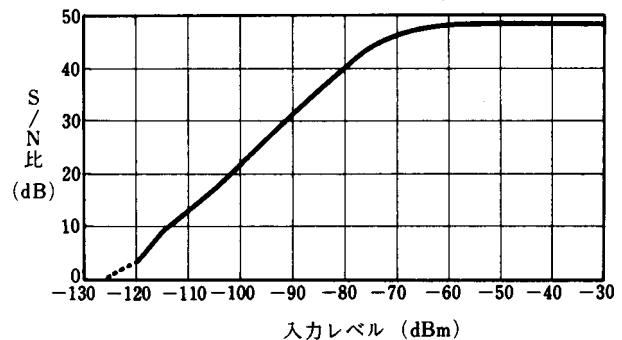
グラフ 2 1st IF Amp 入出力特性



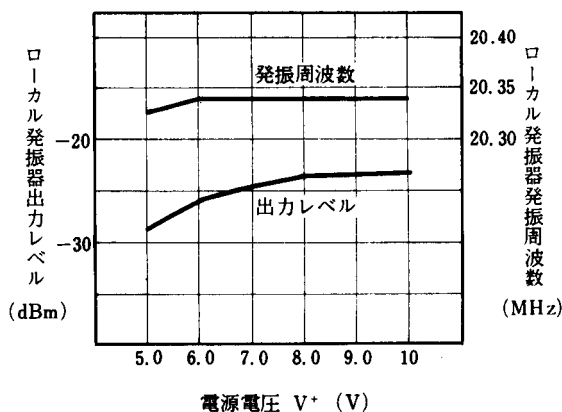
グラフ 3 入力インピーダンス, 入力容量対周波数特性



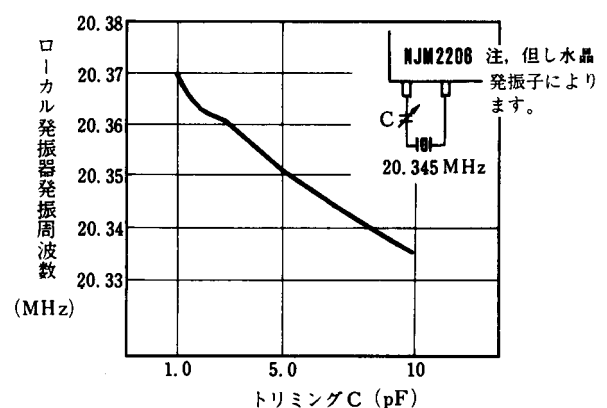
グラフ 4 入力レベル対 S/N 比特性



グラフ 5 ローカル発振器 出力レベル, 発振周波数対電源電圧特性



グラフ 6 トリミング C 対ローカル発振器発振周波数



(4) pin④-GND間コンデンサ

pin④とGND間に接続するコンデンサで図1に示すようなローパスフィルタを構成しています。

カット周波数 f_c は

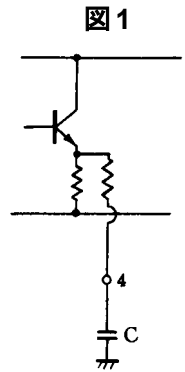
$$f_c = 1/2\pi CR$$

で与えられ、 f_c は 2nd IF 周波数の 2 倍以上にします。この C は 80pF 程度までで、455kHz 出力に影響を与えず、高調波成分を抑えることができます。この様子をグラフ 7 に示します。

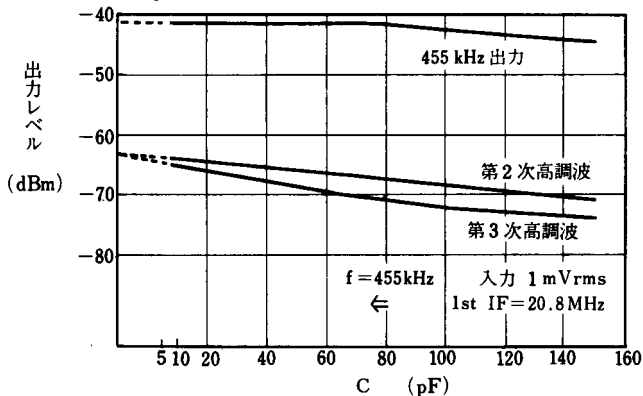
(5) pin④-⑦間のコンデンサは Mix out と 2nd IF Amp 段とのカップリングコンデンサです。

カップリング・コンデンサのかわりにセラミック・フィルタを入れることができます。

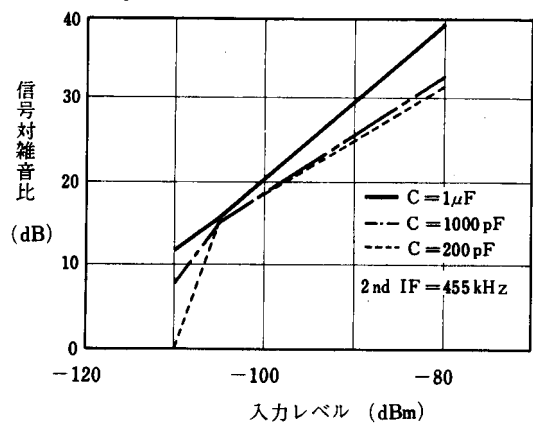
(6) pin⑥-GND間のコンデンサにより、グラフ 8 に示すように入力レベルが小さい時の S/N 比が変化します。これは pin⑥-GND間のコンデンサが 2nd IF Amp 初段のデカップリングコンデンサになっているため、このコンデンサを小さくすると 2nd IF Amp の利得が小さくなるためです。



グラフ 7 ④pin ローパスフィルタ C の値-高調波成分特性



グラフ 8 ⑥pin デカップル C による入力感度の変化



[2] PLL 復調の動作原理

(1) NJM2206 FM 復調回路の動作原理

PLL が FM の中心周波数にロックしていると VCO の発振周波数は FM 入力信号の周波数変化に追従して動作します。従って、ローパスフィルタを通った誤差信号電圧は VCO の発振周波数を入力信号の周波数にロックさせる制御電圧として働くため、制御電圧そのものが復調出力になります。

NJM2206 の FM 復調回路は、図 2 のような構成になっています。

図 2 PLL 復調回路構成図

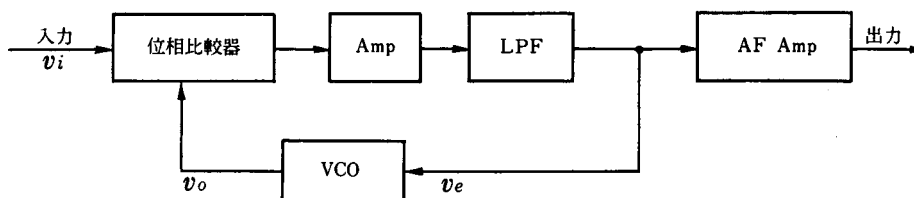


図 2 で入力信号電圧を v_i 、VCO 信号電圧を v_o とすると、

$$v_i = V_i \sin \{ \omega_i t + \theta_i(t) \} \dots \textcircled{1}$$

$$v_o = V_o \cos \{ \omega_o t + \theta_o(t) \} \dots \textcircled{2}$$

式①②から、LPF を通って高周波成分が取り除かれた後の信号電圧 v_e は式③となります。

$$v_e = KD \cdot F(S) \cdot \sin \{ (\omega_i - \omega_o) t + \theta_i(t) - \theta_o(t) \} \dots \textcircled{3}$$

$F(S)$: LPF の伝達関数

K_D : 位相比較器の変換利得

入力信号と出力信号の角周波数が一致した時、式④のような位相差に比例した誤差電圧 v_e が得られます。

$$v_e = K_D \cdot F(S) \cdot \sin\{\theta_i(t) - \theta_o(t)\} \approx K_D \cdot F(S) \{\theta_i(t) - \theta_o(t)\} \dots \text{④}$$

また v_e と VCO の角周波数 ω_o の関係は式⑤のようになります。

$$\omega_o = \omega f + K_o v_e \dots \text{⑤}$$

ωf : VCO の自走角周波数

K_o : VCO の変換利得

位相角の時間的微小変化は、角周波数変化分 $\Delta\omega_o$ になるから

$$\Delta\omega_o = K_o v_e = d\theta_o(t) / dt \dots \text{⑥}$$

式⑤⑥から、PLL の伝達関数を求めると式⑦のようになります。

$$H(S) = \frac{\theta_o(S)}{\theta_i(S)} = \frac{KF(S)}{S + KF(S)} \Lambda \Lambda \text{ ⑦}$$

$K = K_o \cdot K_D$: ループ利得係数

次に $\theta_e(S) = \theta_i(S) - \theta_o(S)$ とすると式⑦から

$$\frac{\theta_e(S)}{\theta_i(S)} = \frac{S}{S + KF(S)} \Lambda \Lambda \text{ ⑧}$$

ここで、PLL がロックしているときに、入力信号の角周波数がステップ状に $\Delta\omega$ 変化した場合の入力信号と VCO 出力信号の位相差について考えてみると、

$$\theta_i(S) = \Delta\omega / S^2 \text{ であるから式⑧から } \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{S \rightarrow 0} \theta_e(S) = \frac{\Delta\omega}{KF(S)} \Lambda \Lambda \text{ ⑨}$$

式⑨から入力信号と VCO 出力信号間の位相差 θ_e は角周波数偏移 $\Delta\omega$ の大きさに比例することがわかります。

式⑨から $\theta_e = \Delta\omega / KF(S)$ とおくと、位相差が θ_e が生じたときの誤差電圧 v_e は式④から、

$$v_e = K_D \cdot F(S) \cdot \theta_e \dots \text{⑩}$$

式⑩から

$$v_e = \Delta\omega / K_o \dots \text{⑪}$$

すなわち、位相差が生じたときに、位相比較器の出力電圧 (LPF 通過後) は、入力信号の角周波数偏移に比例しています。したがって、この誤差電圧がそのまま FM 信号の復調出力となります。

参考文献 “Phase lock Techniques” Floyd M Gardner 著

“PLL の基本と応用” 角田秀夫 著

“PLL 活用ガイド” 電子展望 別冊

(2) ローパス・フィルタ (L.P.F)

NJM2206 の LPF は図3のようになります。

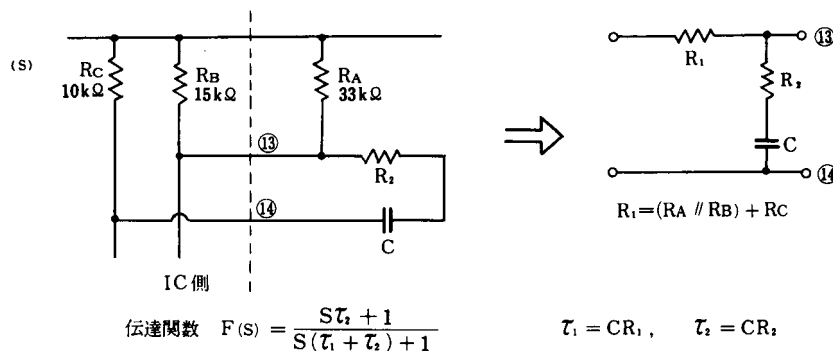


図3 NJM2206 の LPF

この LPF によってループ帯域が決まり、これより最大位相偏移キャプチャレンジ、最大周波数応答特性、また、雑音帯域幅に影響を与えます。

図2の LPF を用いた場合の PLL の伝達関数を求めると、

$$H(S) = \frac{S\omega_n(2\xi - \frac{\omega_n}{K}) + \omega_n}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad \xi = \frac{1}{2} \left(\frac{K}{T_1 + T_2} \right)^{1/2} \left(T_2 + \frac{1}{K} \right) : \text{ダンピングファクタ}$$

$$\omega_n = \left(\frac{K}{T_1 + T_2} \right)^{1/2} : \text{自然角周波数} \quad K \gg 1 \text{ のとき } \xi = \frac{1}{2} \omega_n T_2$$

このフィルタの特長は、ループ帯域、ループ利得、ダンピングファクタを別々に調整できるので、PLL の安定性を失うことなく狭帯域を得ることができることにあります。

LPF 定数の計算例

$K_0=0.5f_0$: VCO の変換利得, f_0 は VCO の自走周波数

$K_D=1.96$: 位相比較器の変換利得 × 増幅器の利得

$K_0K_D=0.98f_0$

$R_1=20k\Omega$

以上の値は NJM2206 回路定数の設計値から計算したものです。

最大周波数偏移 $\Delta f=3.5kHz$, 変調信号周波数 $f_m=1kHz$, $f_0=455kHz$ とすると, 最大位相誤差 $\varphi_{e\max}$ は,

$$\varphi_{e\max} = \frac{2\pi}{K_0K_D} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} = 0.05$$

自然角周波数 $f_n=10kHz$ とすると, 図 3 から

$$\frac{\varphi_e}{\frac{\Delta f}{f_n}} = 0.1$$

$$\therefore \varphi_e = 0.1 \times \frac{\Delta f}{f_n} = 0.035$$

したがって, $f_n=10kHz$ として

$$T_2 + T_2 = \frac{K_0K_Df_0}{(2\pi f_n)^2} = 113\mu S$$

ダンピングファクタ $\xi=0.707$ として

$$T_2 = \frac{2\xi}{2\pi f_n} = 22\mu S$$

$$\therefore T_1 = 91\mu S$$

これより C, R_2 を求めると

$$C = T_1 / R_1 = 4500pF$$

$$R_2 = T_2 / C = 4.9k\Omega$$

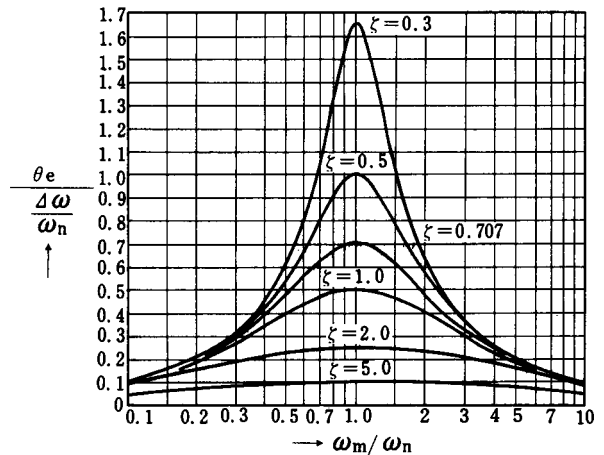


図 4 正弦波 FM による定常位相誤差

(3) LPF の定数が PLL 復調回路の検波特性に及ぼす影響

LPF の定数を変えた場合の入力対出力特性, 変調周波数対 AF 出力特性, 周波数偏移対歪率特性をそれぞれグラフ 9, 10, 11 に示します。また, それぞれの場合の LPF 定数を表 1 に示します。

●入力対出力特性 (グラフ 9)

-100dBm から -70dBm にかけてのノイズレベルは自然角周波数及びロックレンジに影響されます。また, ノイズレベルが抑圧され始める入力レベルは PPL がロックされる直前の過度状態にあるため, ダンピングファクタ, キャプチャレンジに影響されます。

●変調周波数対 AF 出力電圧特性 (グラフ 10)

①, ②から復調できる帯域は, 自然角周波数で決まります。この帯域を広くすると, ノイズレベルが増加します。

●周波数偏移対歪率特性 (グラフ 11)

最大周波数偏移は自然角周波数で決まります。

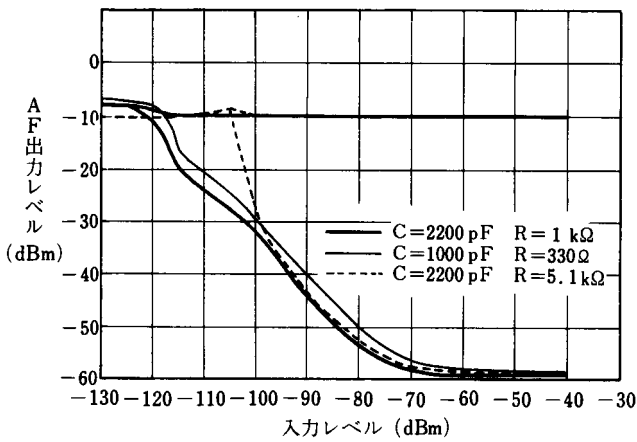
(4) LPF 定数とキャプチャレンジ, ロックレンジの範囲 (グラフ 12)

LPF の定数を変えた場合のキャプチャレンジ, ロックレンジの範囲を示します。グラフ 12 とグラフ 9 の入力対出力特性からノイズレベルがロックレンジにより変わることがわかります。

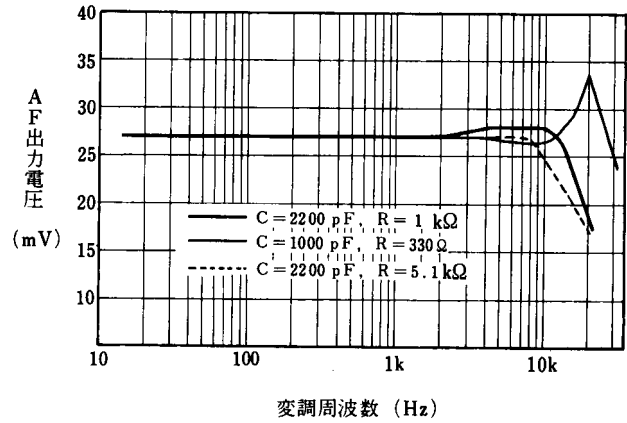
表-1

①	$C=2200pF, R_2=1k\Omega$	$f_n=15.6kHz, \xi=0.1$
②	$C=1000pF, R_2=330\Omega$	$f_n=23.6kHz, \xi=0.02$
③	$C=2200pF, R_2=5.1k\Omega$	$f_n=14.3kHz, \xi=0.5$

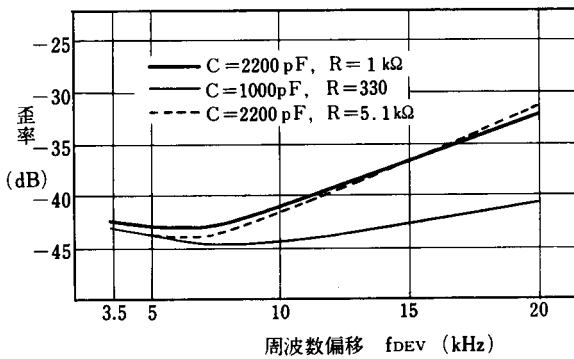
グラフ9 出力対入力特性



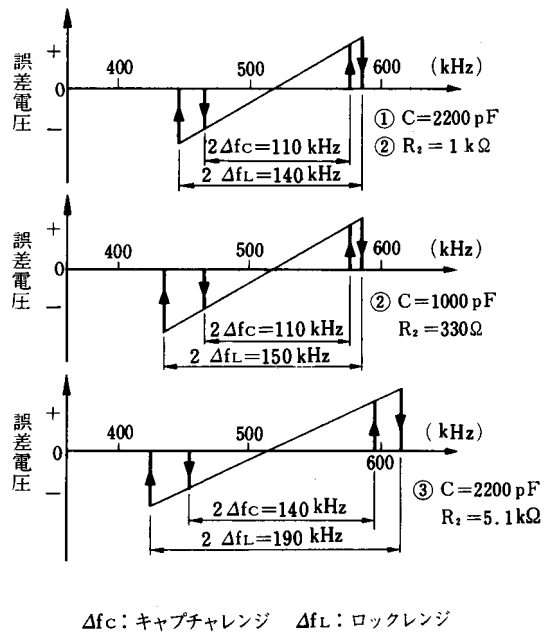
グラフ10 AF出力電圧対変調周波数特性



グラフ11 歪率特性対周波数偏移特性



グラフ12 LPF 定数とキャプチャレンジ, ロックレンジの範囲



(5) VCO

VCO 発振周波数対 LPF 出力電圧特性をグラフ 13 に示します。

LPF 出力電圧 (pin⑬-⑭間電圧) は VCO 制御電圧になります。

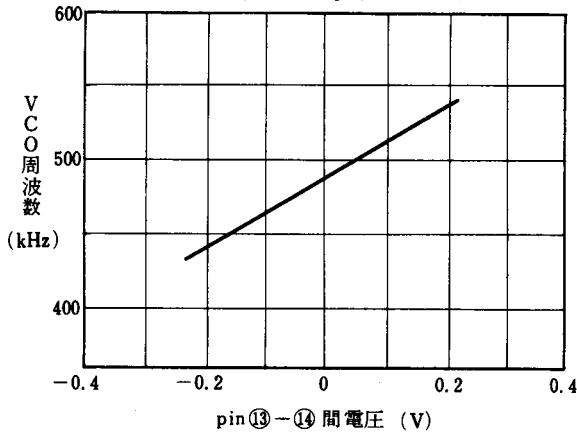
グラフ 13 からわかるように直線的な関係となり、傾きは VCO の変換利得で決まります。また、直線性の範囲は、ロクレンジと密接な関係があります。

VCO 自走周波数対タイミング C 特性をグラフ 14 に示します。タイミング C を変えた場合の VCO 自走周波数が変化する様子がわかります。

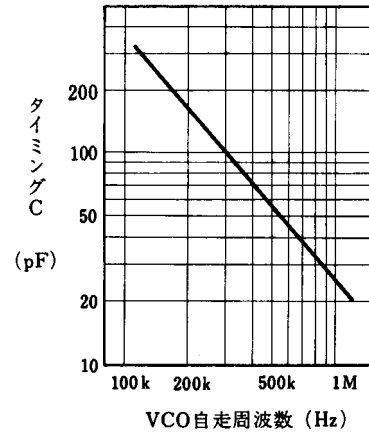
pin⑪, ⑫と GND 間に接続するコンデンサは VCO 出力の高調波を抑圧する働きがあります。

グラフ 13 VCO 周波数対 LPF 出力電圧特性

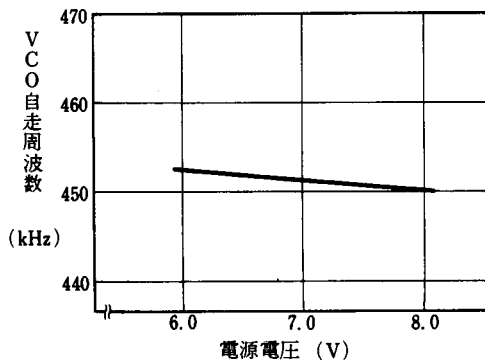
(LPF, C=2200pF, R₂=1kΩ)



グラフ 14 タイミング C 対 VCO 自走周波数特性

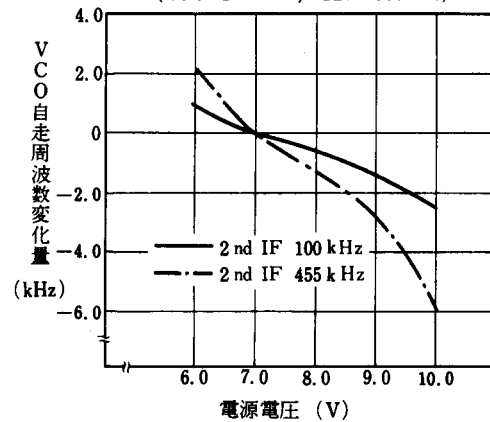


グラフ 15 VCO 自走周波数対電源電圧特性

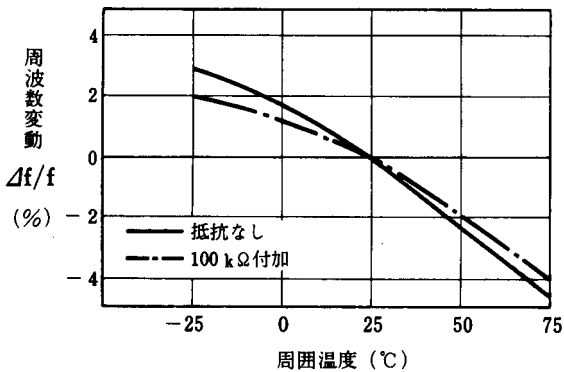


グラフ 16 VCO 自走周波数対電源電圧特性

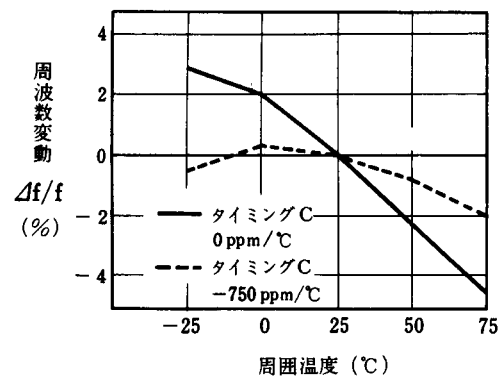
(V_{im}=1mV_{rms}, f_{DEV}=3.5kHz)



グラフ 17 VCO 発振周波数温度特性



グラフ 18 VCO 発振周波数温度特性



pin⑪-⑫間に抵抗を接続します。
タイミング C は 0 ppm/°C のものを使用



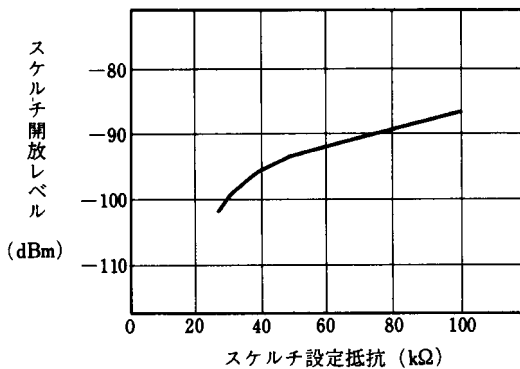
[3] スケルチ回路の機能

スケルチの感度は pin⑨と V⁺間に接続した抵抗値 R で調整できます。抵抗 R とスケルチ開放レベルの関係をグラフ 19 に示します。また、グラフ 20 に示しますように抵抗 R でミュートがかかるときの必要な S/N 比に応じたスケルチ感度を調整できます。グラフ 21 には電源電圧対スケルチ開放レベル特性を示します。

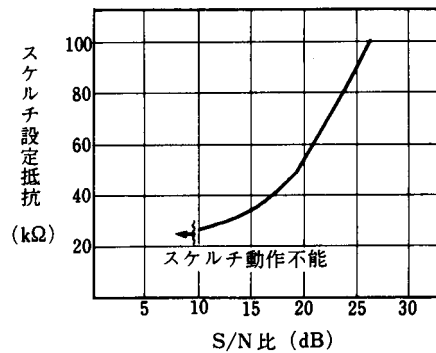
また pin⑨と GND 間のコンデンサでスケルチ・アタック・タイムを調整できます。この特性はグラフ 22 に示すようにスケルチレベルが Hi レベルから Low レベルになるときの傾きが外付 C によって変化することより得られます。

(注) スケルチ開放レベル: スケルチレベル (pin⑧ 直流電位) が Hi レベルから Low レベルになるときの入力信号レベル。
VCO タイミング C の大きさを調整するには 1mVrms の無変調信号を入力したとき pin⑨の直流電圧が最大になるようにします。

グラフ 19 スケルチ設定抵抗対スケルチ開放レベル特性

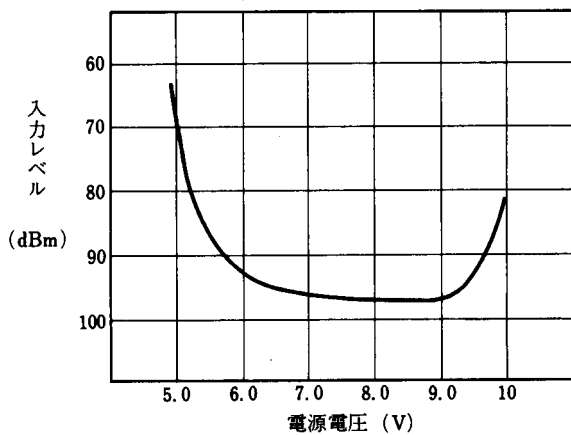


グラフ 20 スケルチ感度特性

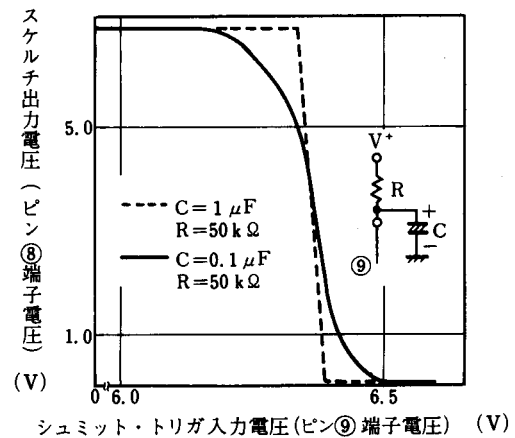


グラフ 21 スケルチ開放レベル対電源電圧特性

(C=1.0μF, R=5.0kΩ)



グラフ 22 スケルチ入出力特性



[4] NJM2206 総合特性

(1) DC 特性

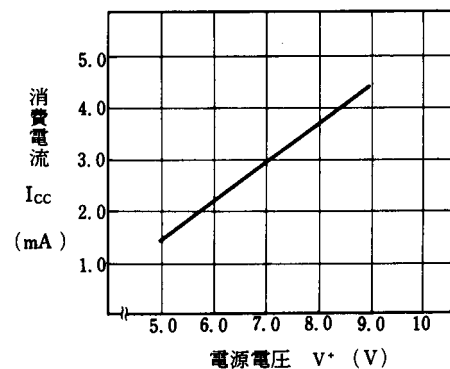
電源電圧対消費電流特性をグラフ 23 に、消費電流温度特性をグラフ 24 に示します。

(2) 交流特性

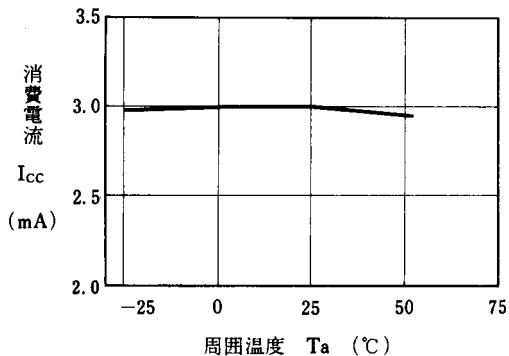
電源電圧対出力レベル特性をグラフ 25 に示します。このグラフからわかりますように本 IC は、電源変動に対する AF 出力レベルの変化が少ない特長を持っています。

また、入出力特性をグラフ 26 にグラフ 27 には離調周波数に対する歪率及び AF 出力特性を示します。グラフ 28、及び 29 には S/N 比、Sense、AF 出力レベルの対電源電圧及び対周囲温度特性を示します。

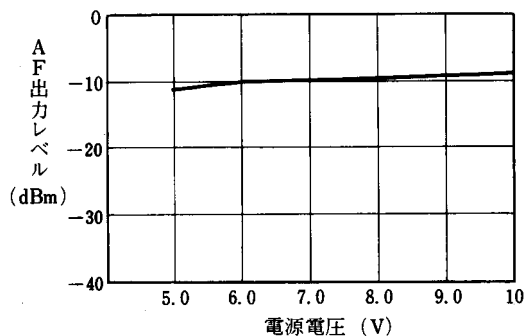
グラフ 23 電源電圧対消費電流特性



グラフ 24 消費電流温度特性

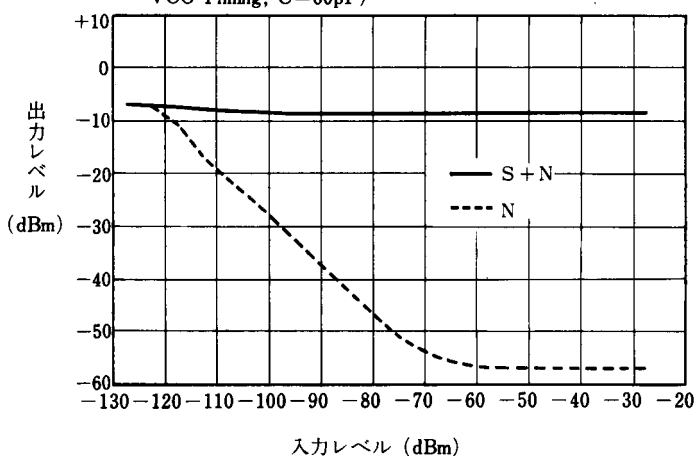


グラフ 25 出力レベル対電源電圧特性



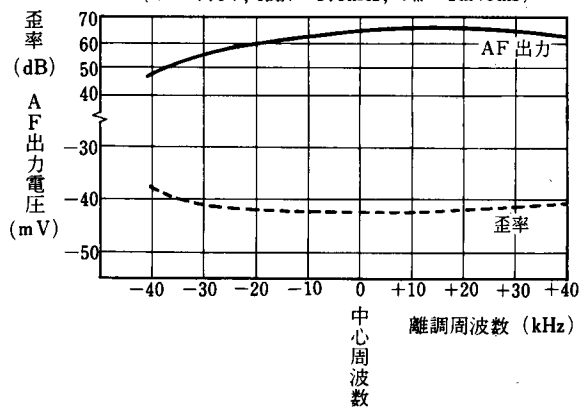
グラフ 26 入出力特性

($V^+ = 7.0V$, $f = 20.8MHz$, LPF, $C = 200pF$, $R = 1k\Omega$, VCO Timing, $C = 60pF$)

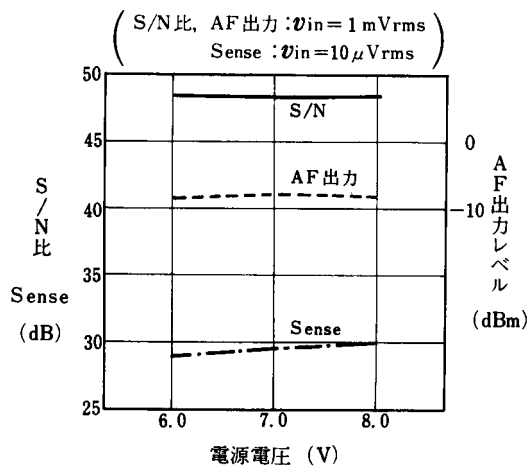


グラフ 27 離調周波数対歪率, AF 出力特性

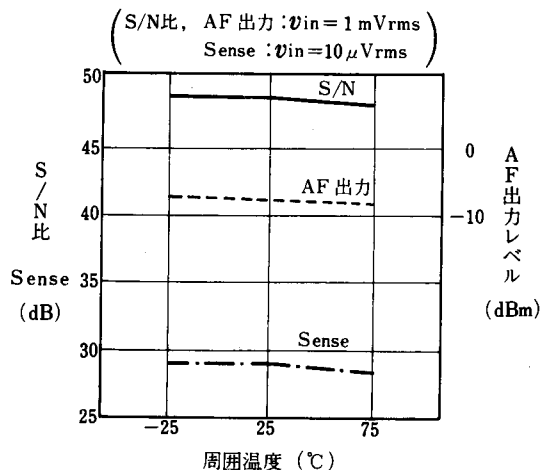
($V^+ = 7.0V$, $f_{DEV} = 3.5kHz$, $V_{in} = 1mV_{rms}$)



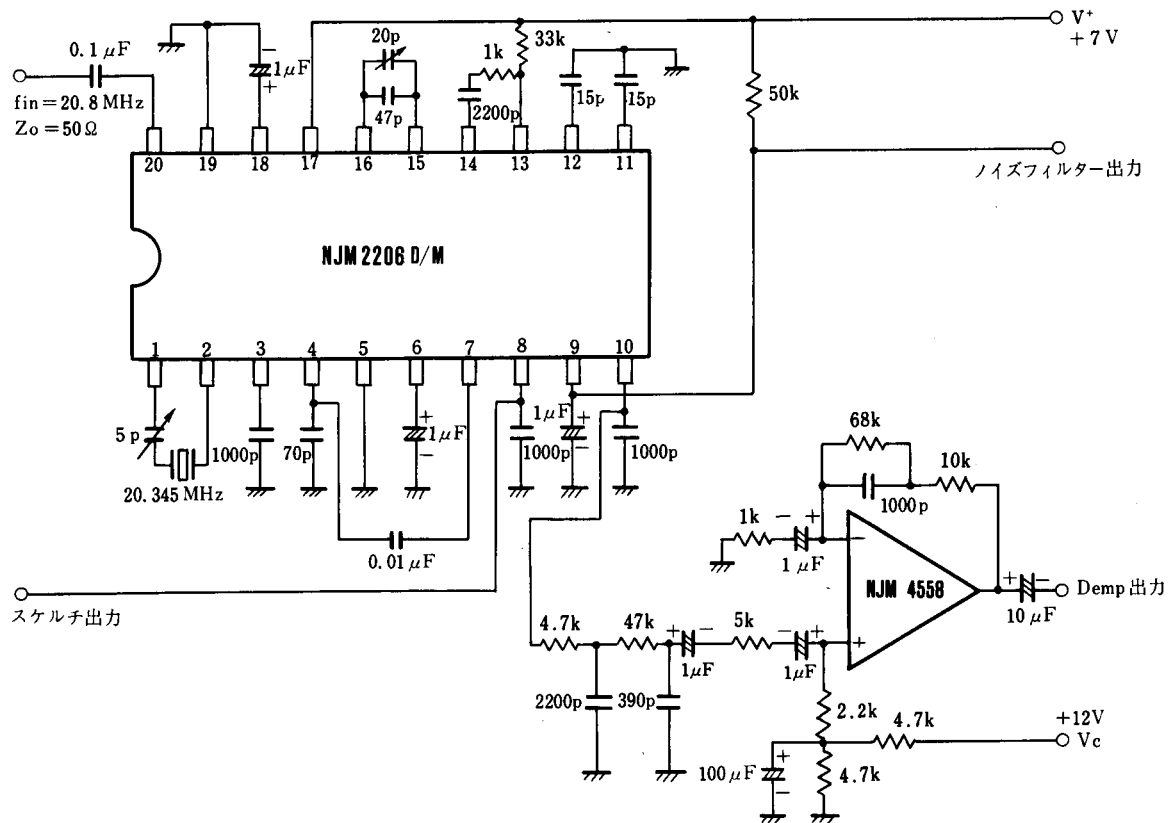
グラフ 28 S/N比, Sense, AF 出力レベル対電源電圧特性



グラフ 29 S/N比, Sense, AF 出力レベル温度特性



■ 測定回路図



<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。