

ドアホン用ボイススイッチ

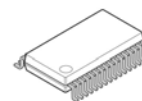
■ 概要

NJW1124 はドアホン等のハンズフリー機器に必要なアンプ、アッテネータ、レベル検出器、制御回路を内蔵した IC です。

ラインアンプ、ミュート付きマイクアンプ、受話アンプ、送話/受話アッテネータ、バックグラウンドノイズモニタ、レベル検出器から構成され、相互受話を行うセットに最適です。

外付け部品の定数を小さく設定しましたので、全てのコンデンサをセラミックコンデンサで構成する事が可能です。

■ 外形



NJW1124V

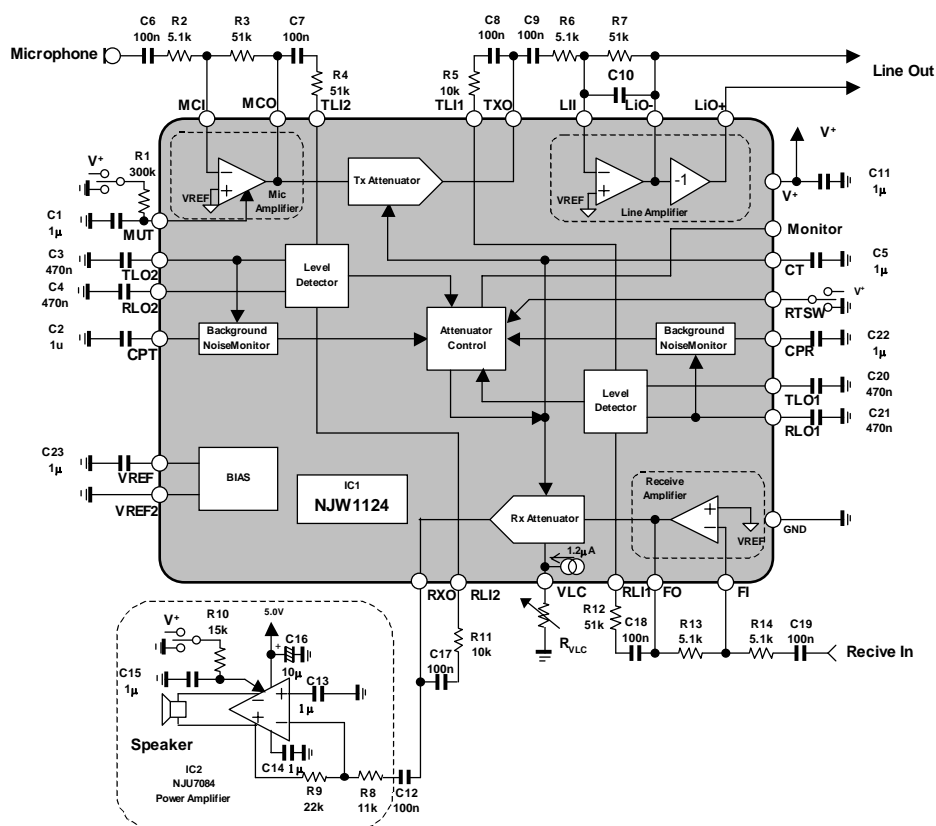
■ アプリケーション

- ドアホン/インターホン
- 給湯器リモコン
- 会議システム
- 無線機
- 警備システム

■ 特徴

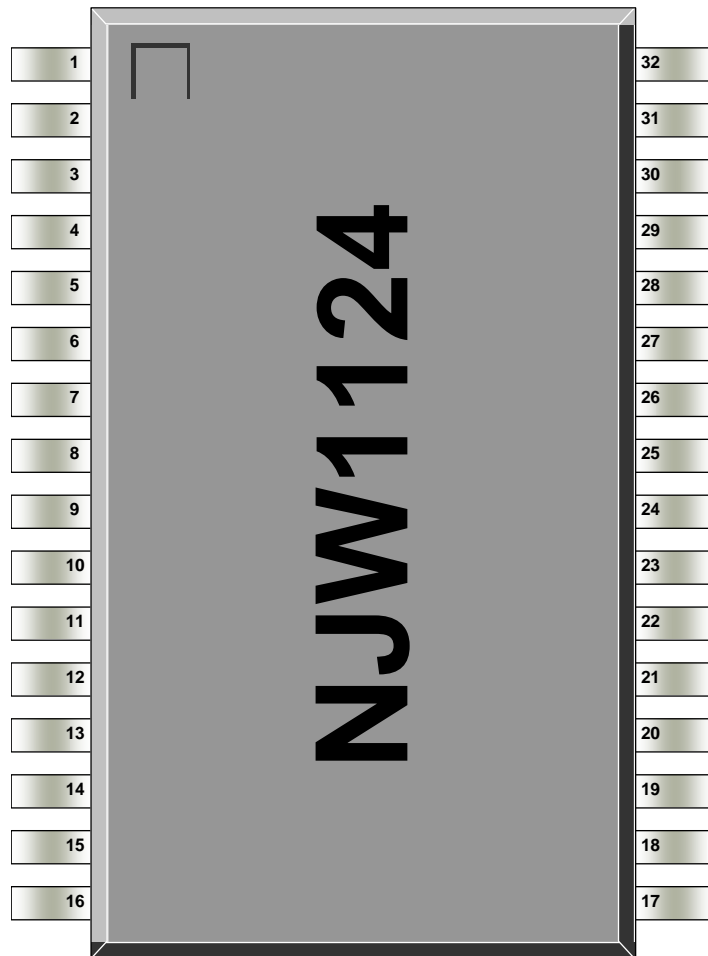
- 電源電圧範囲 2.9~4.5V
- 強制送受話スイッチ端子
- モード監視モニタ端子
- アッテネータレンジ 52dB
- ミュート機能つきマイクアンプ
- 送/受話両系統にバックグラウンドノイズモニタを装備
- 受話音量調整回路内蔵
- 4点信号検出
- マイクアンプ、受話アンプは外付け部品により利得および周波数特性を調整可能
- 外形 SSOP32

■ ブロック図



NJW1124

■端子配置図



1	VREF2	32	MON
2	MUT	31	RTSW
3	NC	30	VREF
4	CPT	29	CPR
5	TLO2	28	RLO1
6	RLO2	27	TLO1
7	CT	26	VLC
8	MCI	25	FI
9	MCO	24	FO
10	TLI2	23	RLI1
11	TLI1	22	RLI2
12	TXO	21	R XO
13	LII	20	NC
14	LIO-	19	NC
15	LIO+	18	NC
16	GND	17	V+

■絶対最大定格 (Ta=25°C)

項 目	記 号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V ⁺	5.5	V
消 費 電 力	P _D	800 注: EIA/JEDEC 仕様基板 (76.2x114.3x1.6mm, 2 層, FR-4) 基板実装時	mW
動 作 温 度	Topr	-40~85	°C
保 存 温 度	Tstg	-40~125	°C
最 大 入 力 電 圧	V _{IM}	0~V ⁺	V

■電源電圧範囲 (指定なき場合には Ta = 25°C)

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
動作電源電圧	V ⁺		2.9	4.0	4.5	V

■電気的特性 (指定なき場合には Ta=25°C, V⁺=4.0V, MUT=ACTIVE, RTSW=OPEN, R_{VLC}=0Ω, マイクアンプ G_v=0dB、受話アンプ G_v=0dB)

●電源特性

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
消 費 電 流 1	I _{CC1}	Rx-mode(受話時)	0.7	2.0	4.0	mA
消 費 電 流 2	I _{CC2}	Tx-mode(送話時)	0.7	2.0	4.0	mA
消 費 電 流 3	I _{CC3}	Idle-mode(待機時)	0.7	2.0	4.0	mA
基 準 電 圧	V _{REF}	Idle-mode	1.7	2.0	2.3	V

●受話減衰器(RxIN=200Vrms, 受話アンプ G_v=0dB)

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
受 話 利 得 1	G _{R1}	Rx-mode(受話時)	3.0	6.0	9.0	dB
受 話 利 得 2	G _{R2}	Tx-mode(送話時)	-43	-46	-50	dB
受 話 利 得 3	G _{R3}	Idle-mode(待機時), CPT=CPR=V ⁺	-17	-20	-23	dB
減 衰 範 囲	ΔG _R	Rx-mode – Tx-mode	47	52	57	dB
ダイナミック DC 電圧	G _{RDC}	Rx-mode – Tx-mode(DC)	-50	-	50	mV
ボリュームコントロール幅	G _{RVR}	Rx-mode, R _{VLC} =0~100kΩ	30	40	50	dB
検出器最大シンク電流	I _{RSINKMAX}	RLI1, TLI1, Maximum Sink Current	-	-	200	μA

●送話減衰器(TxIN=200Vrms, マイクアンプ G_v=0dB)

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
送 話 利 得 1	G _{T1}	Tx-mode(送話時)	3.0	6.0	9.0	dB
送 話 利 得 2	G _{T2}	Rx-mode(受話時)	-43	-46	-50	dB
送 話 利 得 3	G _{T3}	Idle-mode(待機時), CPT=CPR=V ⁺	-17	-20	-23	dB
減 衰 範 囲	ΔG _T	Tx-mode – Rx-mode	47	52	57	dB
ダイナミック DC 電圧	G _{TDC}	Tx-mode – Rx-mode(DC)	-50	-	50	mV
検出器最大シンク電流	I _{TSINKMAX}	RLI2, TLI2, Maximum Sink Current	-	-	200	μA

●マイクアンプ(TxIN=1mVrms, G_v=40dB, R_L=5.1kΩ)

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
出力オフセット電圧	V _{MOS}	R5=300kΩ, V _{MOS} =V _{MCI} -V _{MCO}	-30	0.0	30	mV
入 力 電 流	I _{MBIAS}	-	-	0.0	-	nA
電 圧 利 得 1	G _{VM1}	f=1kHz	-	40	-	dB
電 圧 利 得 2	G _{VM2}	f=20kHz	-	38	-	dB
最 大 振 幅	V _{MMAX}	THD=1%	0.9	-	-	Vrms
最 大 出 力 電 流	I _{MOMAX}	-	-	1.5	-	mA
ミュート減衰量	G _{MMUTE}	MUT=MUTE	-70	-73	-	dB

NJW1124

●受話アンプ (RxIN=1mVrms, Gv=40dB, RL=5.1kΩ)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
出力オフセット電圧	V _{ROS}	RF=300kΩ, V _{FOS} =FI-FO	-30	0.0	30	mV
入力電流	I _{RBIAS}	-	-	30	-	nA
電圧利得 1	G _{VR1}	f=1kHz	-	40	-	dB
電圧利得 2	G _{VR2}	f=20kHz	-	38	-	dB
最大振幅	V _{RMAX}	THD=1%	0.9	-	-	Vrms
最大出力電流	I _{ROMAX}	-	-	1.5	-	mA

●ラインアンプ (LINEIN=50mVrms, Gv=26dB, RL=1.2kΩ)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
出力オフセット電圧	V _{LOS}	R9=51kΩ	20	0.0	20	mV
入力電流	I _{LBIAS}	-	-	0.0	-	nA
電圧利得 1	G _{VL1}	f=1kHz	-	26	-	dB
電圧利得 2	G _{VL2}	f=20kHz	-	25	-	dB
閉ループ利得	G _{LC}	LIO- to LIO+	-0.5	0	0.5	dB
最大振幅	V _{LMAX}	THD=1%	1.5	-	-	Vrms
全高調波歪率	THD _{LN}	f=1kHz	-	-	0.5	%
最大出力電流	I _{LOMAX}	-	-	4.0	-	mA

●モニタ端子出力電圧 (MONOUT)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
Rx-mode	Rx	-	V ⁺ -0.3	-	-	V
Tx-mode	Tx	-	-	-	0.3	V
Idle-mode	Idle	無信号	-	V+/2	-	V
最大出力電流	I _{MON}	Rx-mode /Tx-mode	-	1.0	-	mA

■制御部

●スイッチ特性 1 (MUT)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
Low Level 入力電圧	V _{IL1}	-	-	-	0.3	V
High Level 入力電圧	V _{IH1}	-	1.5	-	-	V

●スイッチ特性 2 (RTSW)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
Low Level 入力電圧	V _{IL2}	-	-	-	0.3	V
High Level 入力電圧	V _{IH2}	-	V ⁺ -0.3	-	-	V

■ファンクション

●MUT(2pin)

印加電圧	記号	動作
V _{IH}	MUTE	マイク入力をミュートします
V _{IL}	ACTIVE	マイク入力を有効にします

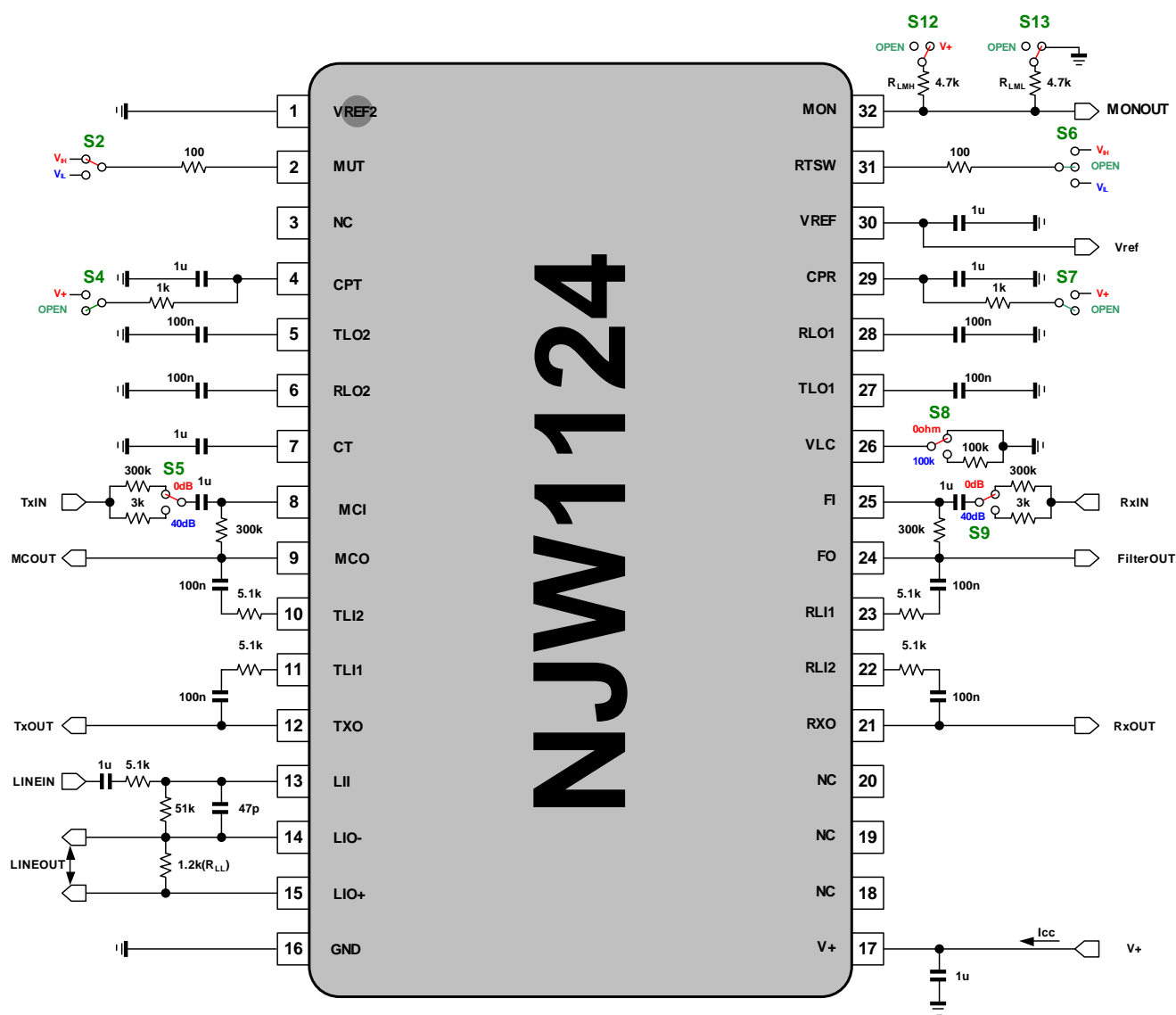
●RTSW(31pin)

印加電圧	記号	動作
V _{IH}	Receive	強制的に受話状態にします
OPEN	AUTO	自動的に送受話を切り替えます
V _{IL}	Transmit	強制的に送話状態にします

●R_{VLC}(26pin)

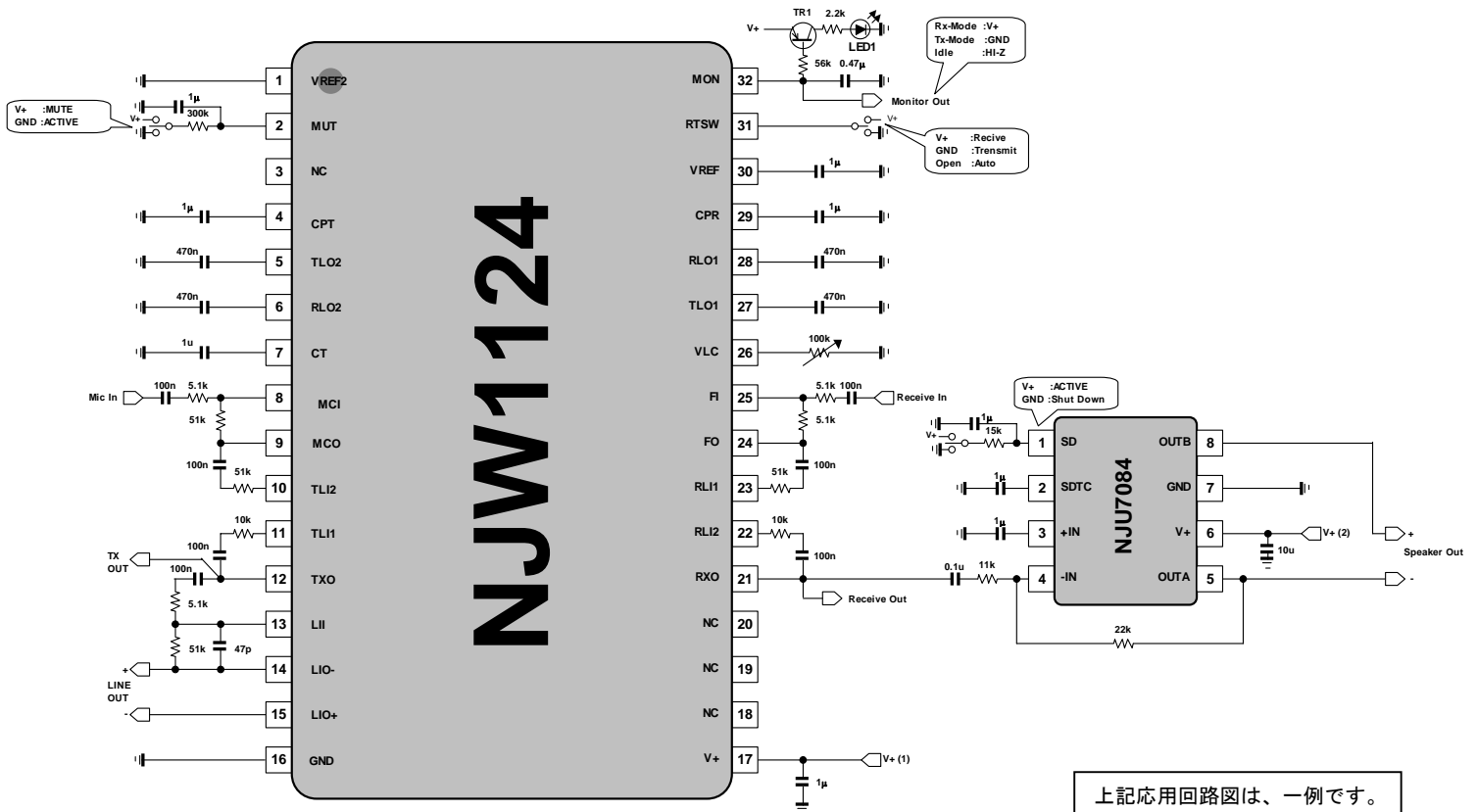
接続抵抗	記号	動作
0	Vol _{MAX}	受話減衰器の減衰なし
100kΩ	Vol _{MIN}	受話減衰器の減衰量最大

■測定回路図



NJW1124

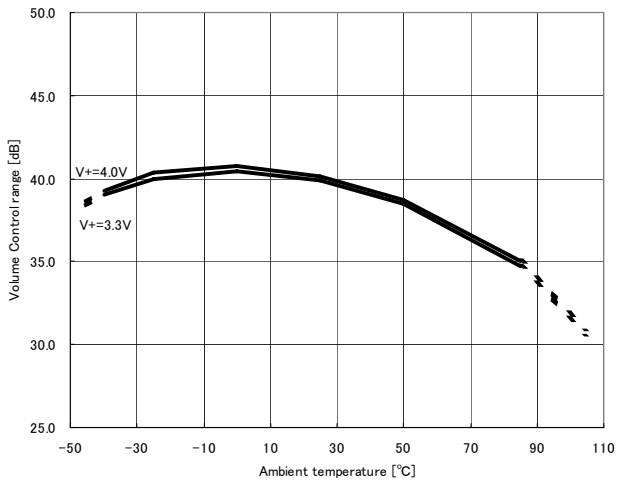
■応用回路図



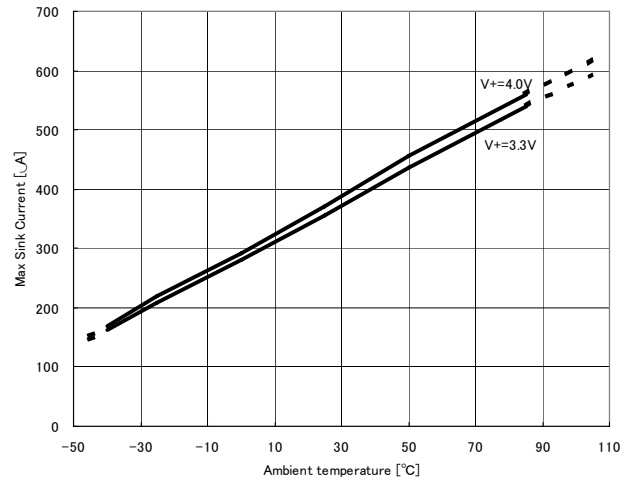
上記応用回路図は、一例です。
 実際の使用条件に合わせて、
 外付け部品の定数などは、
 ご選定願います。

■ 特性例

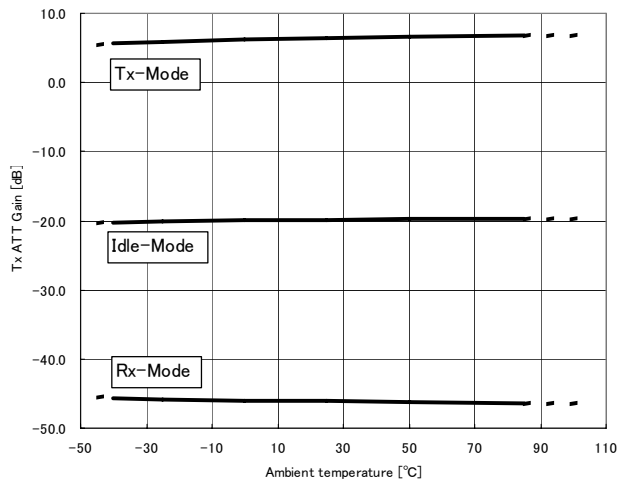
Volume control range vs ambient temperature
(VLC=0Ω/100kΩ)



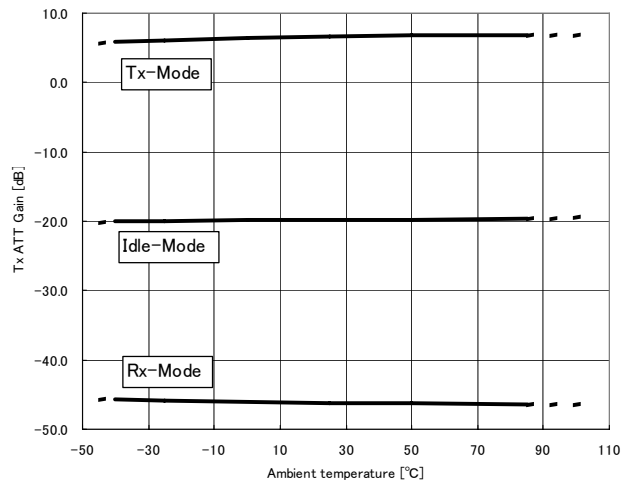
Detector Max Sink Current vs ambient temperature
(TLI1, TLI2, RL11, RL12 Max Sink Current)



Tx ATT Gain vs ambient temperature
(V+=3.3V, Receive Amp Gain = 0dB, VLC=0Ω)

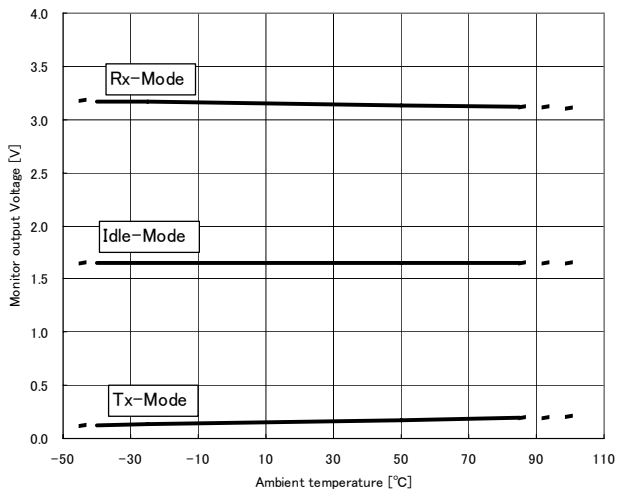


Tx ATT Gain vs ambient temperature
(V+=4.0V, Receive Amp Gain = 0dB, VLC=0Ω)



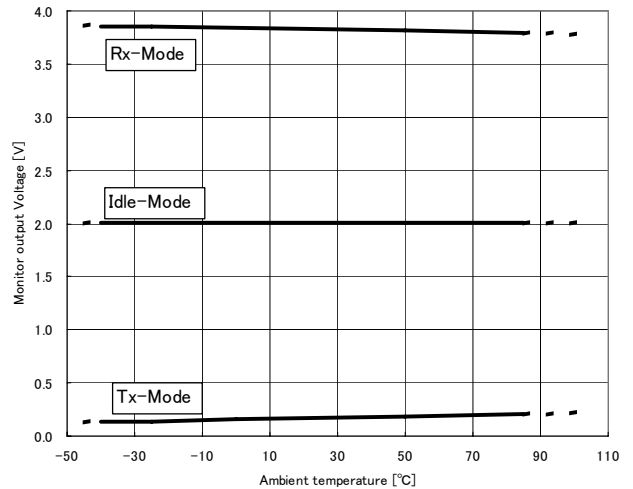
Monitor Out vs ambient temperature
(V+=3.3V, RLMH=RLML=4.7kΩ)

note: The MONITOR OUT(@Idle-mode) is Hi-Z when there are neither RLMH and RLML.



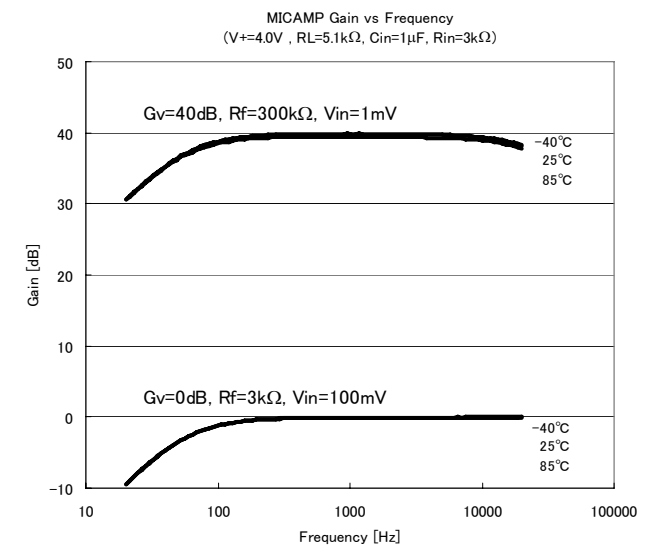
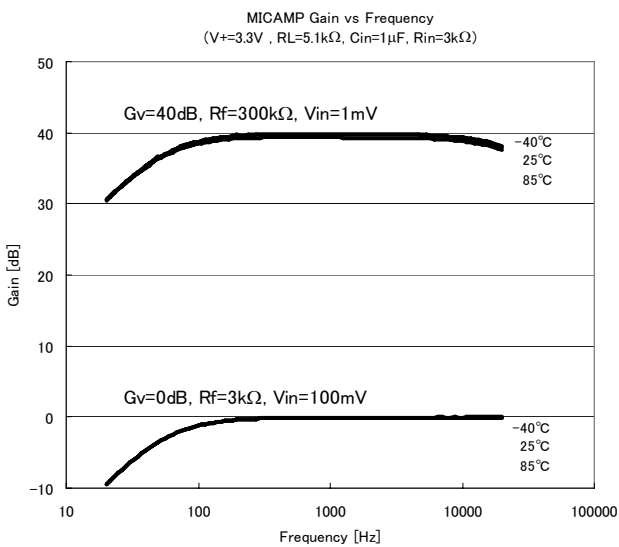
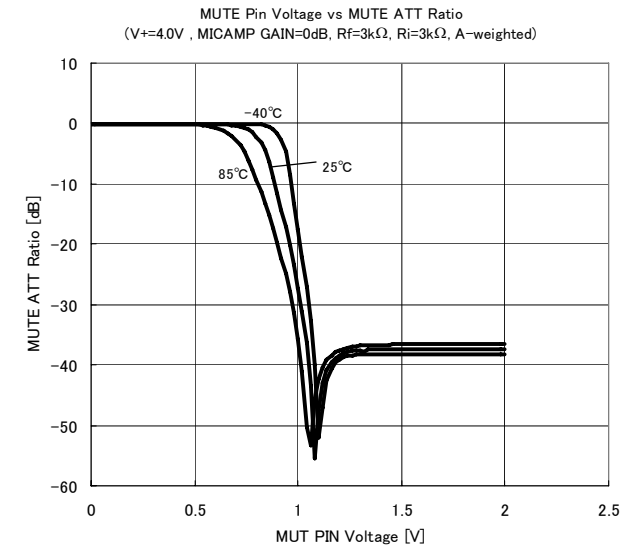
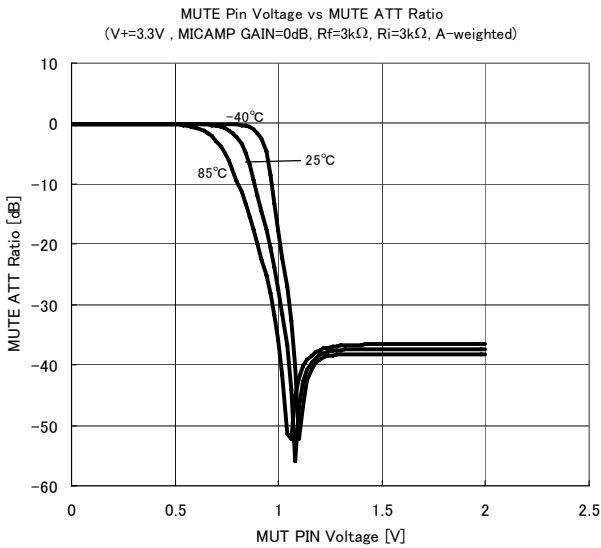
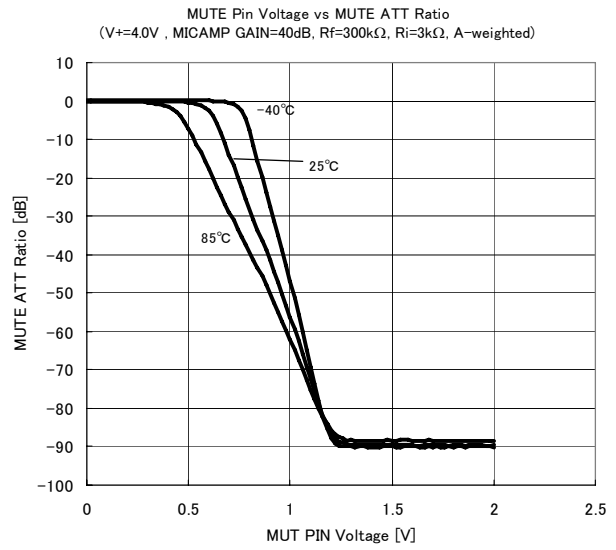
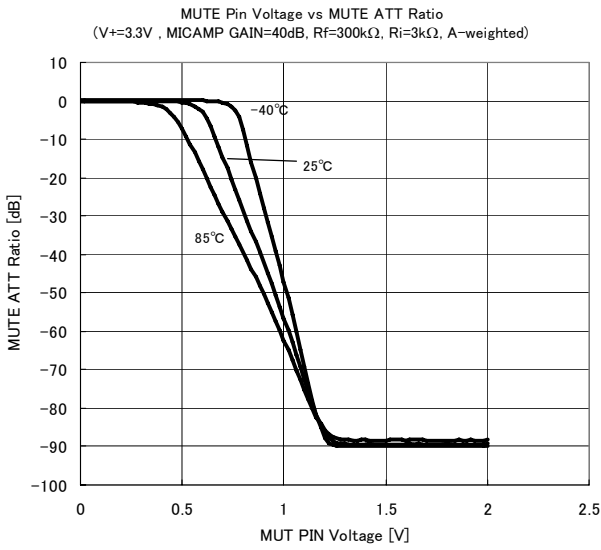
Monitor Out vs ambient temperature
(V+=4.0V, RLMH=RLML=4.7kΩ)

note: The MONITOR OUT(@Idle-mode) is Hi-Z when there are neither RLMH and RLML.

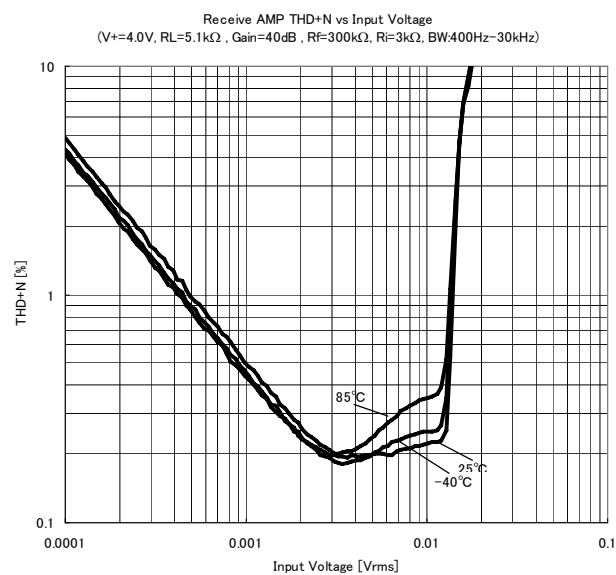
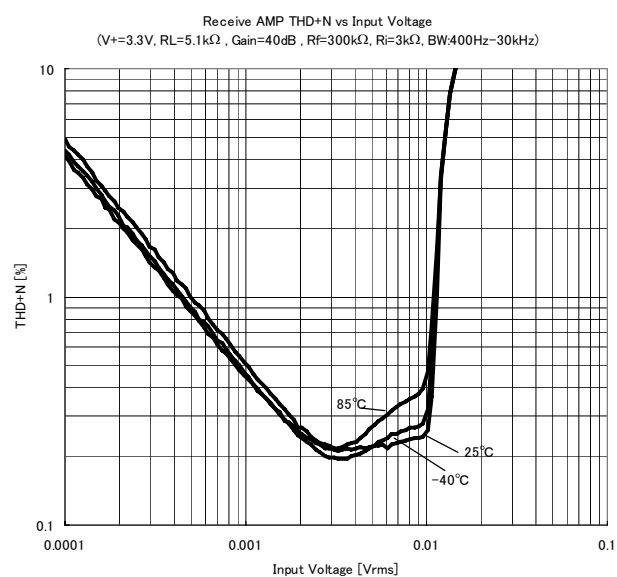
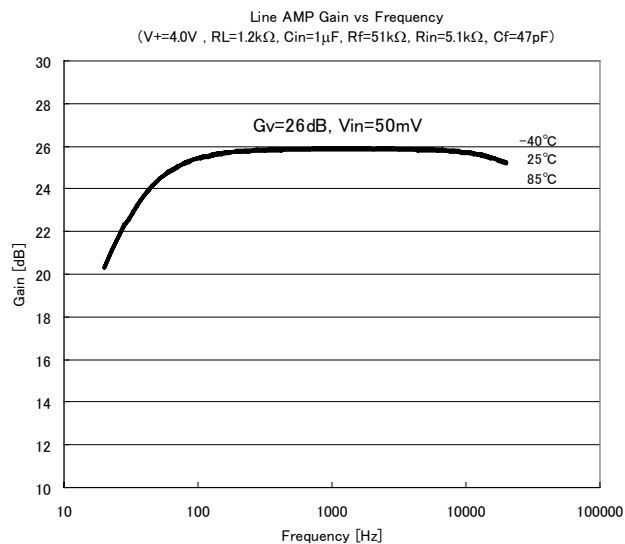
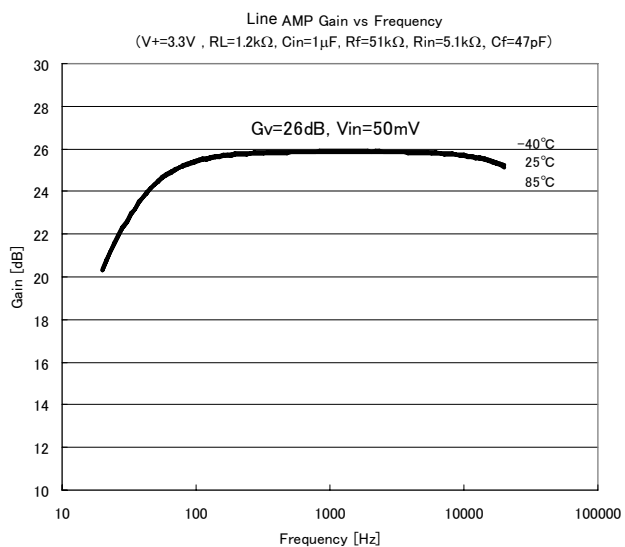
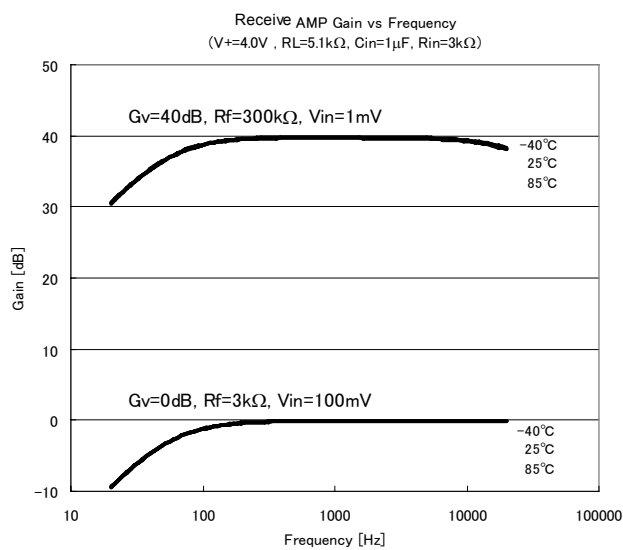
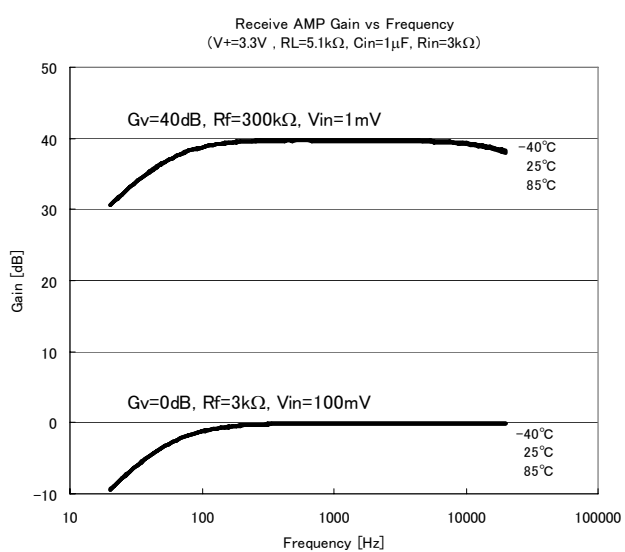


NJW1124

■特性例



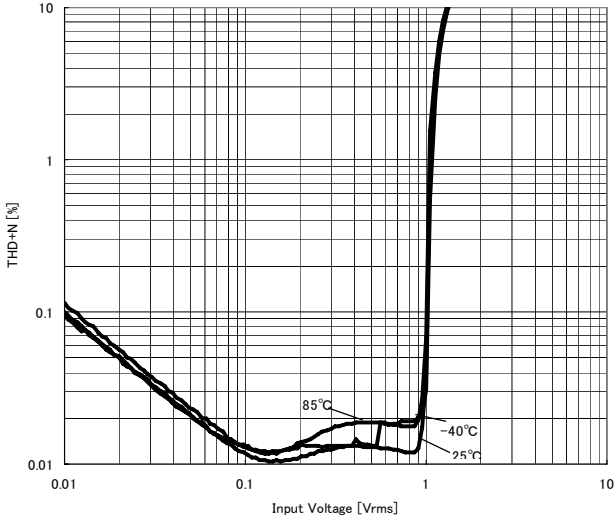
■特性例



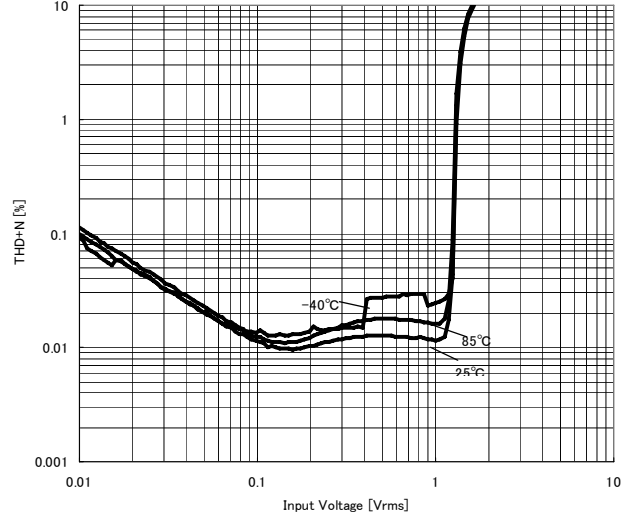
NJW1124

■特性例

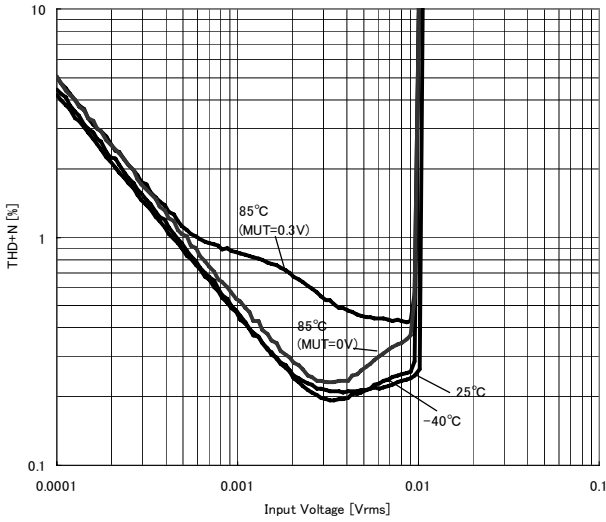
Receive AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=3.3V, RL=5.1kΩ, Gain=0dB, RF=3kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)



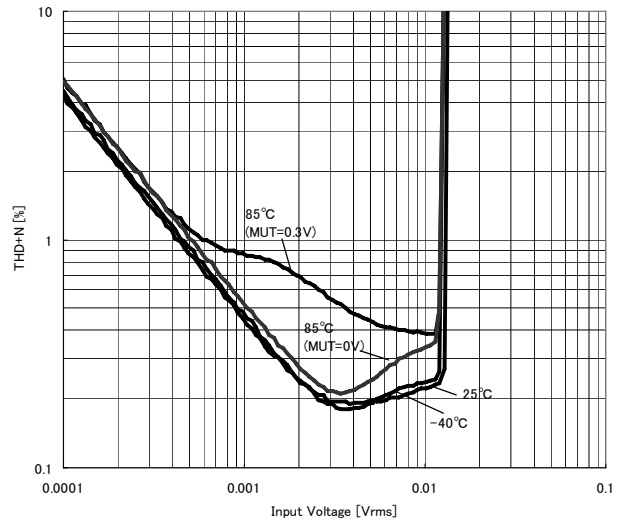
Receive AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=4.0V, RL=5.1kΩ, Gain=0dB, RF=3kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)



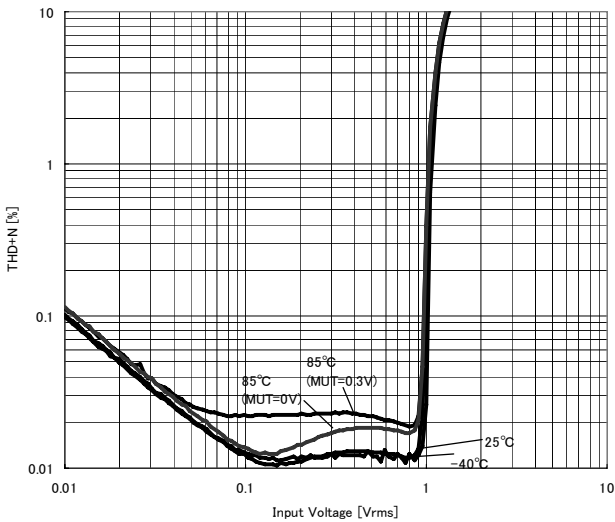
Mic AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=3.3V, MUT=0.3V, RL=5.1kΩ, Gain=40dB, RF=300kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)



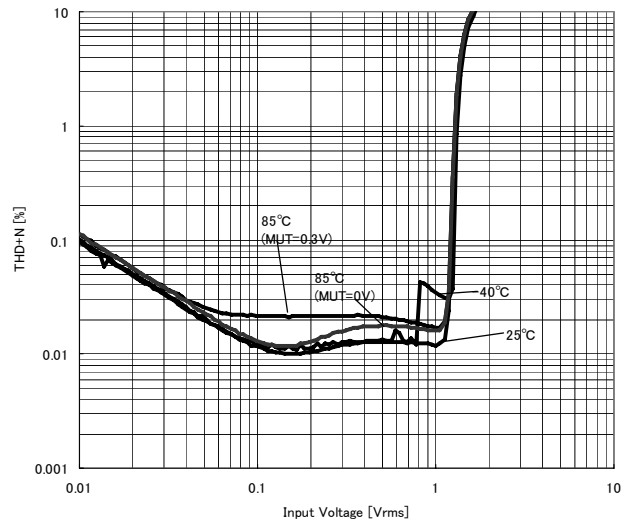
Mic AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=4.0V, MUT=0.3V, RL=5.1kΩ, Gain=40dB, RF=300kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)



Mic AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=3.3V, MUT=0.3V, RL=5.1kΩ, Gain=40dB, RF=300kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)

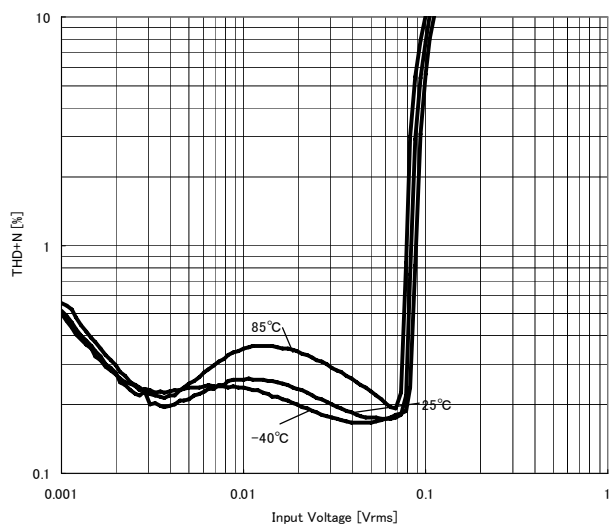


Mic AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=4.0V, MUT=0.3V, RL=5.1kΩ, Gain=40dB, RF=300kΩ, Ri=3kΩ, BW=400Hz-30kHz)

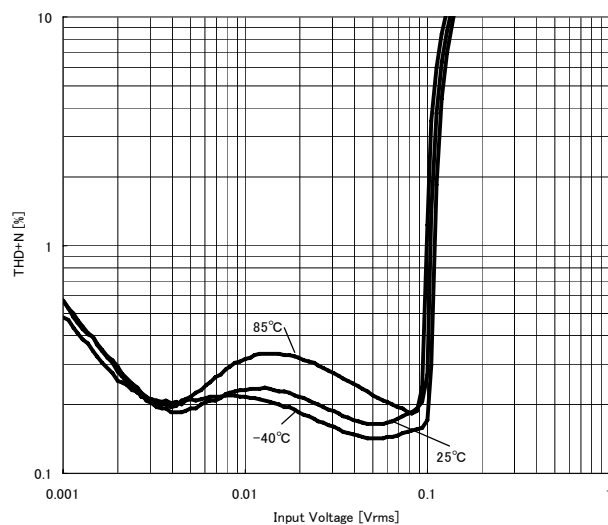


■特性例

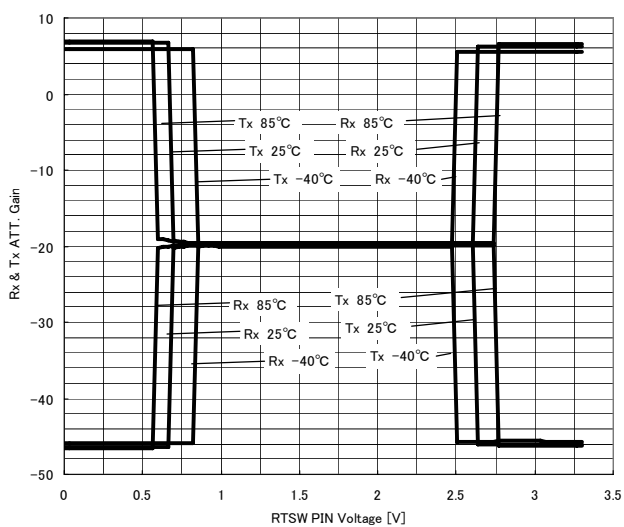
LINE AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=3.3V, RL=1.2kΩ, Gain=26dB, Rf=51kΩ, Ri=5.1kΩ, BW=400Hz-30kHz)



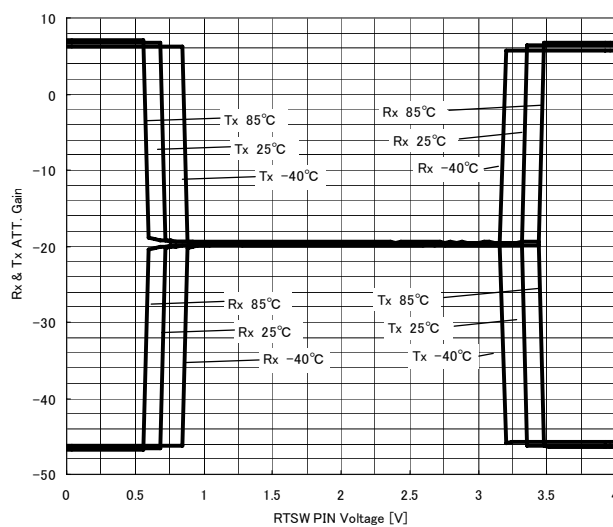
LINE AMP THD+N vs Input Voltage
(V+=4.0V, RL=1.2kΩ, Gain=26dB, Rf=51kΩ, Ri=5.1kΩ, BW=400Hz-30kHz)



RTSW PIN Voltage vs Rx&Tx ATT. Gain
(V+=3.3V)



RTSW PIN Voltage vs Rx&Tx ATT. Gain
(V+=4.0V)



NJW1124

■NJW1124 アプリケーションノート

【製品概要】

NJW1124 は、ドアホンの動作において、親機に内蔵されたマイクの音声を子機に送信するためのマイクアンプ、送話減衰器と送話、子機からのライン音声を親機のスピーカで再生するための受話アンプ、受話減衰器と、それらを総括的に制御するレベル検出器やバックグラウンドノイズ検出器、コントローラ等を一体としたシステム IC です。

NJW1124 では、親機と子機のどちらが話しているか(どちらがより大きな声で話しているか)を検知し、人が話している方向のみの経路を動作状態として、他方は減衰状態とするように動作します。(半二重動作)

適切に半二重動作を行うことによって、送話系と受話系がループするゲインを 0dB 以下に保つことによって、ハウリングを防止できます。

応用回路例に表示されているコンデンサ、抵抗の値は参考値です。正しい送受信を行うためには、実際の親機/子機の形状と同じ筐体、使用部品、親機子機の距離、その他条件を極力合わせた条件でテストを行い、各レベル検出器に入力されるレベルが、適切になるように調整する必要があります。

以下の説明においては、図 1 を参照してください。(本稿では、NJW1124 を内蔵した送話側を親機と定義します。)

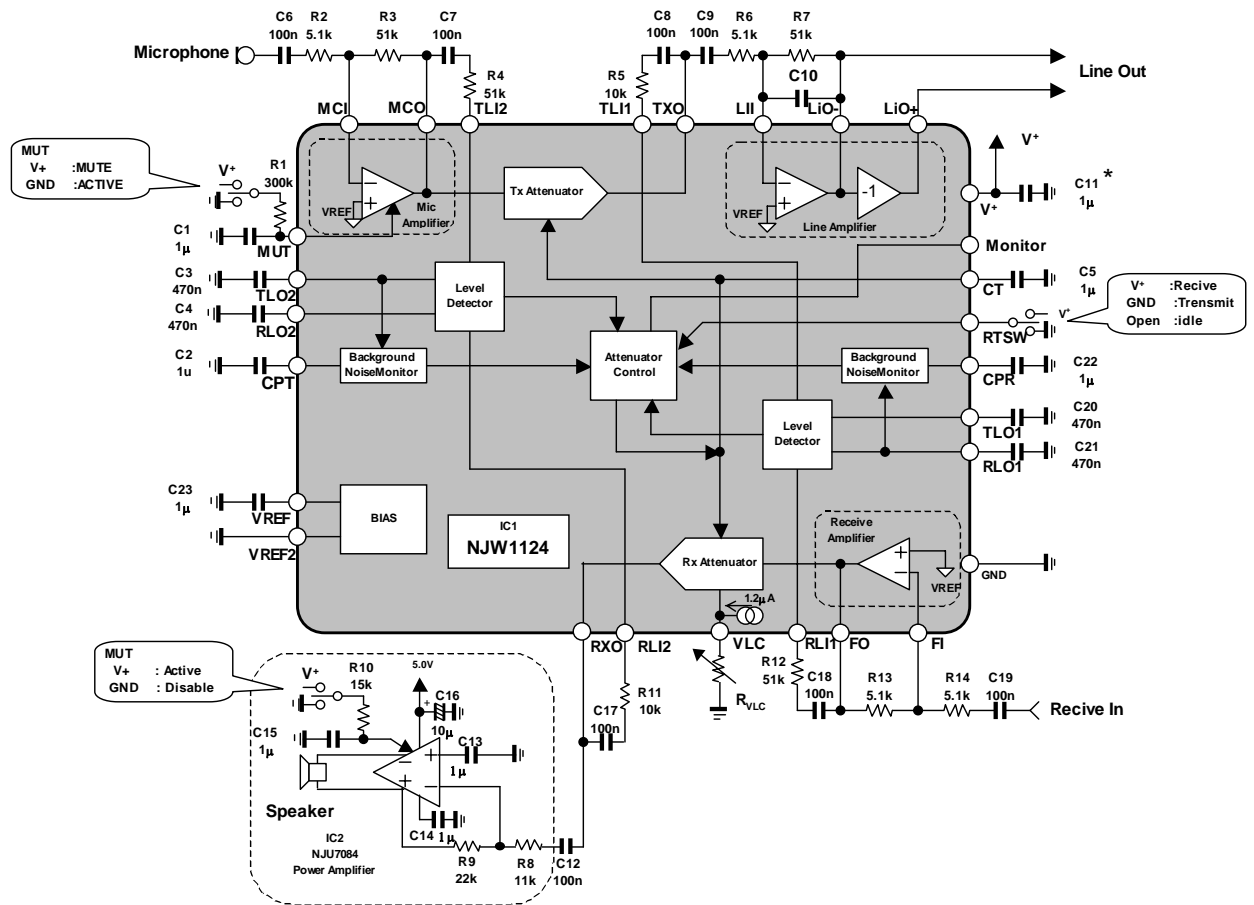


図1 NJW1124 のブロックダイアグラムと応用回路例

図 1 に示した抵抗、コンデンサ等の定数は、一例であり、正常な半二重動作を保证するものではありません。ご使用になるマイク、スピーカ、筐体等により、最適な数値は異なりますので、ご注意ください。

特に、電源端子 V+(17pin)は、電源のノイズやリップルの影響を受けやすい短、V+端子に接続するバイパスコンデンサ(図 1 の C11)は、17pin 部分のノイズや電圧リップルが、十分小さくなる(目安としては、10mVp-p 以下)ように、値を選定してください。(1μF で不足の場合は、値を大きくして対応ください。)

【機能詳細】

1. 受話減衰器 (ブロック:受話回路系)

受話減衰器(Rx Attenuator)は、親機と子機の状態により、下記の 3 モードに推移します。

項 目	記号	条 件	最小	標準	最大	単位
受 話 利 得 1	G _{R1}	Rx-mode(受話時)	3.0	6.0	9.0	dB
受 話 利 得 2	G _{R2}	Tx-mode(送話時)	-43	-46	-50	dB
受 話 利 得 3	G _{R3}	Idle-mode(待機時),CPT=CPR=V ⁺	-17	-20	-23	dB

- ① 子機から音声を受話状態で、親機から音声の送話がないと判断した場合 … +6dB の増幅器として動作 (受話利得1:受話モード)
- ② 親機から音声を送話状態で、子機から音声の受話がないと判断した場合 … -46dB の減衰器として動作 (受話利得2:送話モード)
- ③ 上記のいずれでもない場合… -20dB の減衰器として動作 (受話利得3:アイドルモード)

受話減衰器の動作モードは後述するレベルコントローラの検知モードによって動作が切り替わります。

[ボリュームコントロール機能]

受話減衰器にはボリュームコントロール機能があります。

ボリュームコントロールは、VLC 端子とグランドの間の抵抗値を変化させることでコントロールします。

ボリュームのアッテネート値と、VLC 端子に接続する抵抗値の関係は、図 2 をご覧ください。

VLC に接続する抵抗が 0 オームで接地するとき、ボリュームは最大、100k オームで接続するとき、ボリュームは最小となり、-40dB となります。

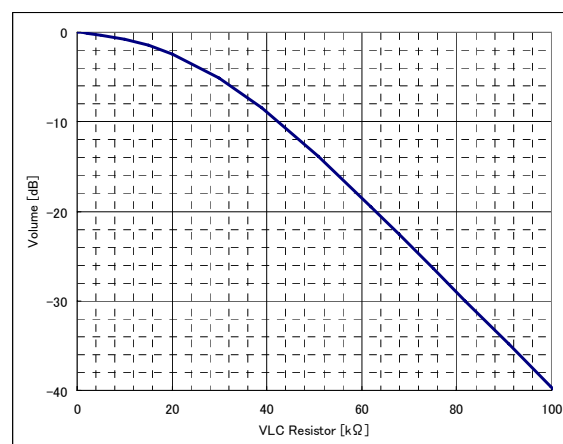


図 2 ボリュームコントロール特性例

NJW1124

2. 送話減衰器 (ブロック:送話回路系)

送話減衰器(Tx Attenuator)は、親機と子機の状態により、下記の3モードに推移します。

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
送話利得 1	G _{T1}	Tx-mode(送話時)	3.0	6.0	9.0	dB
送話利得 2	G _{T2}	Rx-mode(受話時)	-43	-46	-50	dB
送話利得 3	G _{T3}	Idle-mode(待機時), CPT=CPR=V ⁺	-17	-20	-23	dB

- ① 親機から音声を送話状態で、子機から音声の受話がないと判断した場合 ... +6dB の増幅器として動作 (送話利得 1:送話モード)
- ② 子機から音声を受話状態で、親機から音声の送話がないと判断した場合 ... -46dB の減衰器として動作 (送話利得 2:受話モード)
- ③ 上記のいずれでもない場合 ... -20dB の減衰器として動作 (送話利得 3:アイドルモード)

送話減衰器の動作モードは後述するレベルコントローラの検知モードによって動作が切り替わります。

なお、送話減衰器にはボリウムコントロール機能はありません。

3. マイクアンプ (ブロック:送話回路系)

マイクアンプ (Mic Amplifier) は、送話回路系における親機のマイクから入力された信号を、ラインと同等のレベルまで増幅するための差動増幅器です。マイクアンプのアプリケーション回路例を、図 3 に示します。

非反転入力には IC 内部で VREF のレベルになっており、常に反転増幅回路として使用します。ゲインは 40dB 以下を推奨いたします。

マイクアンプにはミュート機能が付いております。GND~0.3V の間では、マイクアンプはアクティブ状態で動作し、1.5V~V+の電圧で、ミュート状態となります。

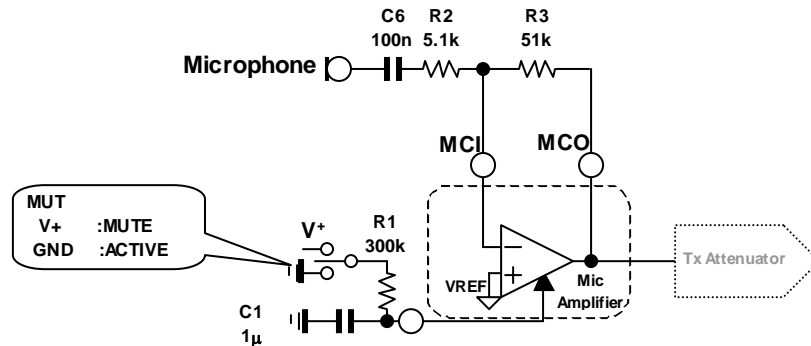


図 3 マイクアンプ部応用回路図 (20dB アプリケーション例)

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C6	DCデカップリング	100nF~10μF	-	$f_c=1/(2\pi \times C6 \times R2)$ でHPFを形成
R2	ゲイン設定	3kΩ~300kΩ	Gv=R3/R2 入力インピーダンス=R2	Gvは40dB以下でご使用を推奨します 抵抗値が大きいと寄生発振しやすくなります
R3				
R1	ポップ音低減	100Ω~300kΩ	MUTE/ACTIVE切替時の、ポップ音低減用	-
C1	100n~10μF			

MUT端子入力電圧	状態
V _{IH}	>1.5V マイクアンプをミュートにします
V _L	<0.3V マイクアンプをアクティブにします

4. 受話アンプ (ブロック:受話回路系)

受話アンプ (Receive Amplifier) は、受話回路系において、子機から送られてくるライン信号を受信する差動増幅器です。非反転入力には IC 内部で VREF のレベルになっており、常に反転増幅回路として使用します。受話アンプのアプリケーション回路例を、図 4 に示します。回路の定数の選定方法は、マイクアンプと同様です。ゲインは 40dB 以下を推奨します。

なお、受話アンプにはミュート機能はありません。

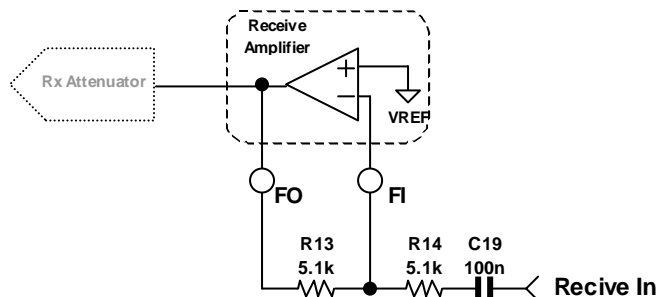


図 4 受話アンプ部応用回路図 (0dB アプリケーション例)

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C19	DCデカップリング	100nF~1μF	-	$f_c=1/(2\pi \times C19 \times R14)$ でHPFを形成
R14	ゲイン設定	3kΩ~300kΩ	$G_v=R13/R14$	Gvは40dB以下でご使用を推奨します 抵抗値が大きいと寄生発振しやすくなります
R13			入カインピーダンス=R14	

NJW1124

5. ラインアンプ (ブロック: 送話回路系)

ラインアンプ (Line Amplifier)は、送話回路系において、Tx アッテネータから出力された送話信号を増幅し、子機に送出するための増幅器です。ラインアンプは 2 段の差動増幅器で構成されており、1 段目の増幅器の非反転入力には IC 内部で VREF のレベルに固定された反転増幅回路で、二段目のアンプはゲインが-1 に固定された反転増幅器で構成されています。この構成により、Tx アッテネータから出力されたシングルエンドの信号から差動出力を生成します。

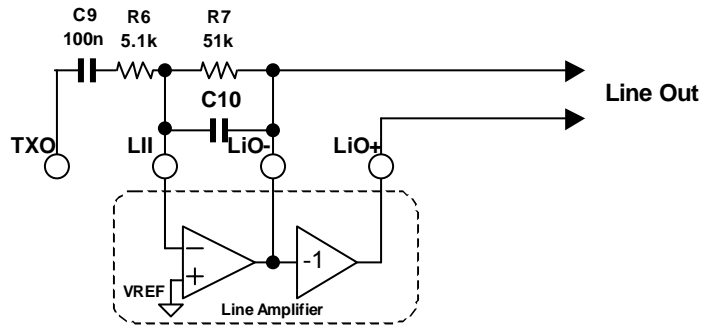


図 5 ラインアンプ部応用回路図 (26dB アプリケーション例)

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C9	直流カット	100nF ~ 1μF	-	$f_c = 1 / (2\pi \times C9 \times R6)$ で HPF を形成
R6	ゲイン設定	5.1kΩ ~ 51kΩ	$G_v = 2 \times (R7 / R6)$ 入力インピーダンス = R6	Gv は 26dB 以下でご使用ください 抵抗値が大きいと寄生発振しやすくなります
R7				
C10	発振防止	10p ~ 100pF	-	$f_c = 1 / (2\pi \times C10 \times R7)$ で LPF を形成

また、伝送系経路が長い場合等は、R6,R7 の抵抗値が小さくても、容量性の負荷が大きくなり、発振する恐れがあります。この場合は、LII、LIO- 端子間に、47p ~ 100p 程度のセラミックコンデンサを接続してください。(端子にできる限り近い場所に接続してください。可能であれば必要帯域以上の周波数はカットできるような定数を選んでください。)

LIO+,LIO-端子は、いずれもアンプの出力段からの出力端子ですので、直流的・交流的に、どちらか片方でも GND に落とすような使い方はしないでください。(無信号時の LIO+,LIO-端子の電圧は、 $V+/2$ にバイアスされています。)

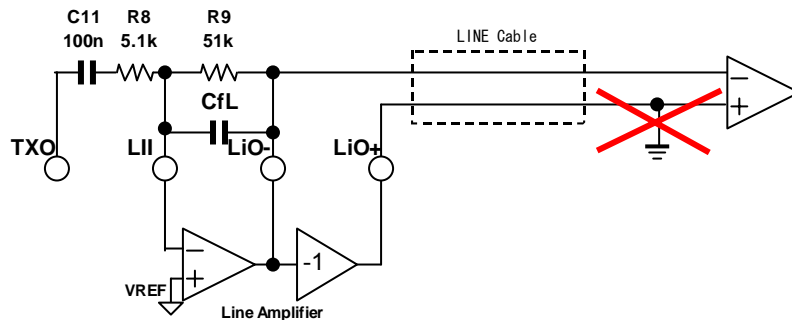


図 6 ラインアンプ禁止回路例

6. モニタ端子

モニタ端子は、NJW1124 の動作状態によって、電圧モードが切り替わります。

受話モード時は (V+) - 0.3V、送話モード時は (GND) + 0.3V、アイドルモード時にはハイインピーダンス状態になります。

7. 会話レベル検出器

会話レベル検出器（Level Detector）は、送話側と受話側に同一の構成の検出器が用意されています。
 2組の会話レベル検出器には、その中に、同一構成の2組の個別レベル検出器とノイズ検出器を備えています。
 会話レベル検出器のブロックダイヤグラムを図7に示します。
 各検出器の出力 S1～S4 は後述のアッテネータコントローラに送られ、モードの切り替えに使用されます。
 各検出器の詳しい動作を、後述の（7.1）と（7.2）で詳しく説明します。
 論理レベル S1～S4 による動作モードは、「8. アッテネータコントローラ」の項目をご参照ください。

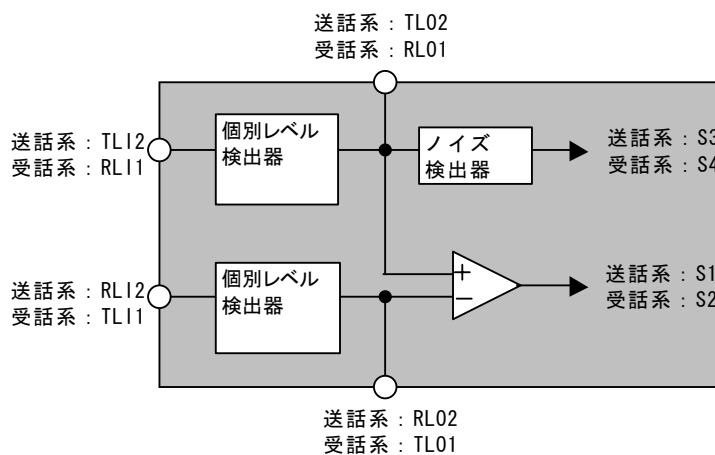


図7 会話レベル検出器 のブロックダイヤグラム

(7.1) 個別レベル検出器

個別レベル検出器の回路構成を、図 8 に示します。

内部には、定電流源 I1,I2 により、同一の電流を流しているダイオード D1,D2 を用いた対数アンプが内蔵されており、入力電圧に対するダイナミックレンジを確保しています。

各検出器に入力される信号は、外付けのカップリングコンデンサ C_i を解して、入力抵抗 R_{in} により電流に変換されて、TLI1,2 と RLI1,2 から対数アンプに入力されます。入力された電流は、ダイオード D1 に流れる電流を変化させる働きをします。電流を流し込む場合、定電流源の電流 $0.54\mu\text{A}$ を超える電流を入力すると、ダイオード D1 は OFF し、AMP1 の出力 A 点の電圧は GND 側に落ち込みます。電流を引き出す場合、引き出される電流はダイオード D1 に流す電流を増加させ、A 点の電圧を上昇させます。A 点の電圧上昇 ΔV_A は、

$$\Delta V_A = 0.026 \times \ln \left[\frac{I_{in} + (0.54 \times 10^{-6})}{(0.54 \times 10^{-6})} \right] \quad \dots (10.1.1)$$

で表現されます。ここで、 $I_{in} = V_{in} \div R_{in}$ です。(実際には C_i の影響を考慮する必要があります)

A 点に発生した電圧は、バッファアンプ AMP2 を介して、TLO1,2 と RLO1,2 に接続されたコンデンサに充電されます。充電はほぼ瞬時に終了します。

マイク出力 MICOUT (MCO) から、 $200\text{mVrms}/1\text{kHz}$ が出力されたときの、TLO2 ($C_o = C5 = 0.1\mu\text{F}$) の信号波形を、応答例 1 に示します。

入力 TLI1,2 と RLI1,2 に入力がなくなると、A 点での出力 ΔV_A は減少し、 C_o は放電を始めます。

コンデンサは、定電流源 I3 により吸い出されるため、電圧の下降勾配 δV_c の目安は、

$$\delta V_c = -0.3\mu\text{A} / C_o \quad \dots (10.1.2)$$

で定義されます。例えば、 $C_o=0.1\mu\text{F}$ の場合、 $\delta V_c = -3\text{V/sec}$ になります。信号が入力されなくなったときの信号応答例については、応答例 2 をご覧ください。実際のアプリケーションでは、コンデンサの漏洩電流や等価直列抵抗等の影響を受け、 δV_c は計算値とは完全には一致しませんので、実際のコンデンサを搭載してご確認ください。(測定を行うときは、FET プローブ等、高入力インピーダンスで測定ください。)

また、 C_o の値が小さくすると、入力終了時の検出速度が速くなりますが、低周波での整流特性が悪化し、次項目のノイズ検出器のノイズ検出能力に影響を与えます。逆に C_o の値を大きくすると、整流特性が改善し、ノイズ検出能力が向上しますが、入力終了時の検出が遅くなり、会話信号を常にノイズと判断したり、送受話の切替が遅くなる可能性があります。

C_o の値は、実際のアプリケーションによるテストを行い、最適となる値をご選定ください。

なお、IC を正常に動作させるため、TLI1,TLI2,RLI1,RLI2 の入力電流 I_{in} が **100 μA (絶対値:-40 $^{\circ}\text{C}$ 時) 以下** になるようにしてください。(25 $^{\circ}\text{C}$ 時の正常動作保証値は、200 μA です。)

送話、受話アッテネータがそれぞれゲインモードで動作している場合、最大 9dB のゲインがかかっていますので、TLI1,RLI2 の入力電流が過大にならないよう、特にご注意願います。**過大入力が行われるとボイススイッチの切替が誤動作します。**

TLI1,RLI2 の各個別検出器が、次項目のノイズ検出器の動作モードを、アイドルモード→送話・受話の各モードに切り替える最小入力感度の関係と、最大許容電圧の、入力抵抗 R_{in} 依存性の特性例を、図 9 に示します。

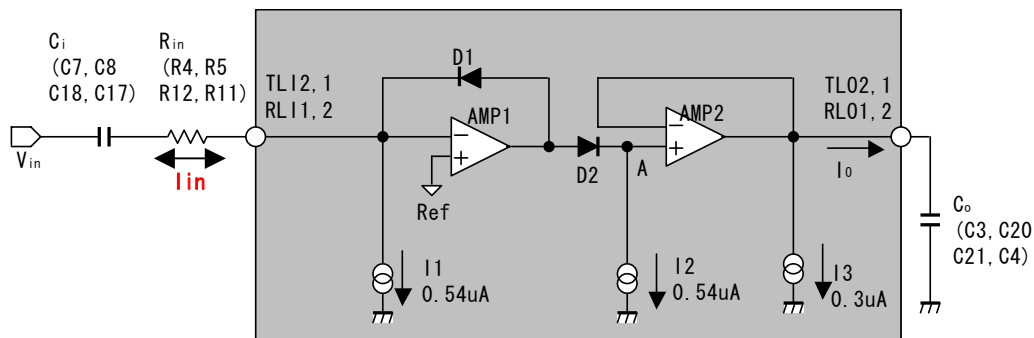
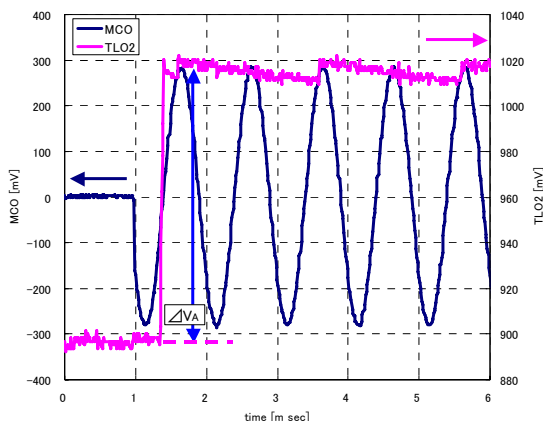
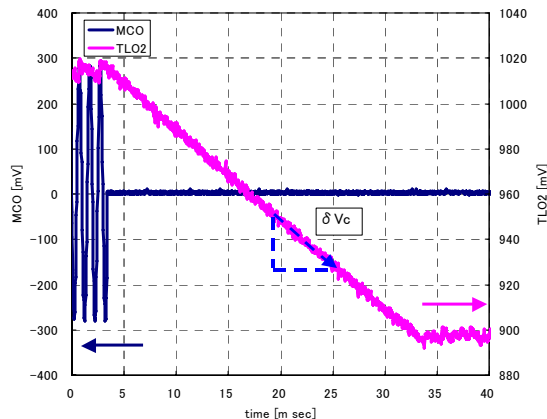


図 8 個別レベル検出器 のブロックダイアグラム

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C_{in}	直流カット	100nF~1 μF	-	$f_c = 1 / (2\pi \times C_{in} \times R_{in})$ で HPF を形成 各検出器の入力電流をそろえてください
R_{in}	V→I変換	5k~100k Ω	$I_{in} = V_{in} / R_{in}$	$I_{in} < 100\mu\text{A}$ でご使用ください
C_o	レベル保持	0.05 μF ~1.0 μF	$\delta V_c = -0.3\mu\text{A} / C_o$	漏洩が小さいコンデンサを使用してください 数値が小さいと、低周波の整流特性が悪化します。



応答例 1 MCO 対 TLO2 信号応答例 (入力開始時)
MCO = 200mVrms/1kHz、C5 = 0.1μF



応答例 2 MCO 対 TLO2 信号応答例 (入力終了時)
MCO = 200mVrms/1kHz、C5 = 0.1μF

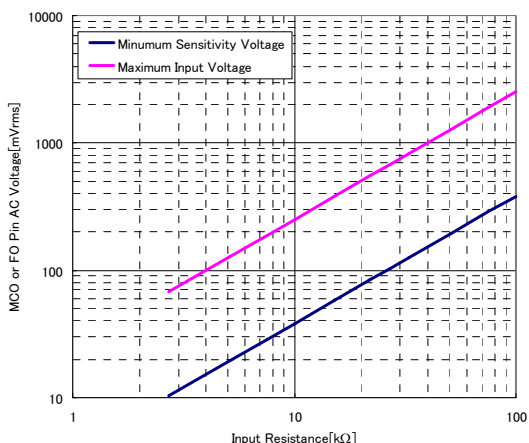


図 9 最低入力感度 対 入力抵抗 (理論値)
最大許容電圧 対 入力抵抗 (理論値)
(Input Resistance: R4 または R12 の抵抗値
R4=R5, R12=R11 で、
受話または送話どちらか一方からのみ
入力した場合の理論値)

最大許容電圧
図 8 の V_{in} に入力できる最大音声電圧
→ MCO または FO の出力電圧と等価

最小入力感度
アイドル→受話、アイドル→送話に切り替わる
最低音声電圧 (MCO, FO の電圧)

※ 最大入力電圧は、R5, R11 の抵抗値の 35%か、
R4, R11 抵抗値のいずれか小さい方で規定する。

(7.2) ノイズ検出器

ノイズ検出器 (Background Noise Monitor) は、マイクやラインから受信した信号が、会話であるかノイズであるかを判別し、送話・受話・アイドルモードの移行を行わせる検出器です。ノイズ検出器は、送話側、受話側のそれぞれに各 1 個用意されており、それぞれ、TLO2 と RLO1 の電圧を用いてノイズの判別を行っています。ノイズ検出器のブロックダイアグラムを図 10 に示します。

前段の個別レベル検出器の出力(=TLO2,RLO1 の電圧)と Ref の差が、ノイズ検出器初段の AMP1 で 8.6dB (約 2.7 倍) 増幅されます。この出力が、2 段目のアンプ AMP2 とコンパレータ COMP の非反転入力端子に入力されます。COMP の非反転入力端子の電圧が反転入力端子の電圧(CPT,CPR の電圧)より 36mV 以上高くなると、COMP1 の出力は『1』となり、送受話状態にあることを示すようになります。同時に、AMP2 の入力電圧よりも 46mV だけ、C_{CP} の電圧が高くなるまで、0.8uA の電流源から外部コンデンサに充電されます。C_{CP} の充電による電圧上昇 ΔV_{CP} は、

$$\Delta V_{CP} = 0.8\mu A / C_{CP} \quad \dots (10.2.1)$$

例えば、C_{CP} = 1μF のとき、 $\delta V_{CP} = 0.8V/sec$ です。充電勾配例は、応答例 3 をご覧ください。

入力信号がなくなると、個別レベル検出器の電圧低下に比例して C_{CP} は放電され、ノイズ検出器はリセットされます。応答例を応答例 4 に示します。

連続正弦波のようなノイズ性の信号が入力されて、C_{CP} が充電され続けて、コンパレータ COMP の非反転入力端子の電圧より高くなると、COMP の出力は『0』となり、ノイズを検出している状態へと移行します。

会話信号のように、不連続的な信号や音量の大きさを繰り返すような信号を受信しているときは、C_{CP} は短時間で充・放電を繰り返し、COMP の出力は送受話の状態を示す『1』が、継続的に保持されます。

C_{CP} の容量を小さくすると短時間でノイズ検出器の状態が『0』に移行しますので、値を小さくしすぎると会話信号も減衰させてしまいます。逆に C_{CP} の容量を大きくすると、長時間『1』の状態が保持されるため、ノイズを減衰させるまでの時間が長くなります。適切な C_{CP} の容量は、実際のアプリケーションの検討時に、程よい時間でノイズが検出されるように調整してください。

(CPT,CPR 端子の実際の電圧の測定を行うときは、高入力インピーダンスの測定機で測定ください。)

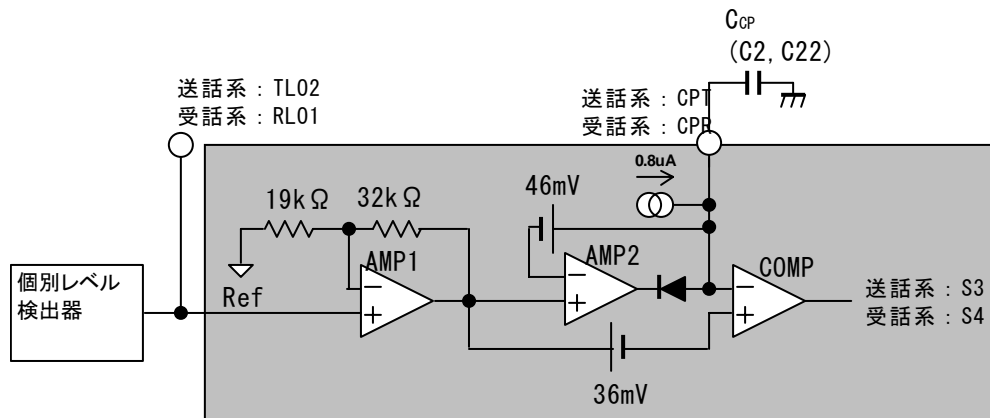
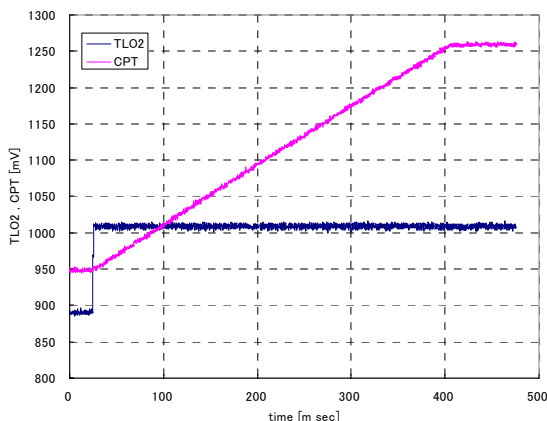
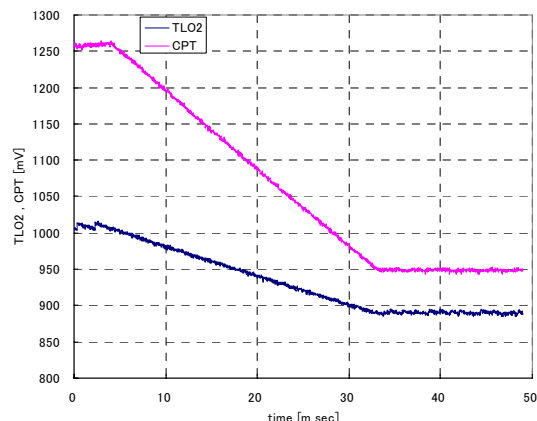


図 10 ノイズ検出器 のブロックダイアグラム

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C _{CP}	ノイズ検出	100nF ~ 1μF	-	ノイズ検出までの時間決定します



応答例 3 TLO2 対 CPT 信号応答例 (入力開始時)
MCO = 200mVrms/1kHz、
C5 = 0.1μF、C4 = 1μF



応答例 4 TLO2 対 CPT 信号応答例 (入力終了時)
MCO = 200mVrms/1kHz、
C5 = 0.1μF、C4 = 1μF

8. アッテネータコントローラ

アッテネータコントローラ (Attenuator Control) では、2 組の会話レベル検出器で検出された、S1～S4 の制御信号を、表 1 の真理値表にしたがって、送話・受話のコントローラを制御します。

会話レベル検出器内の各論理レベル S1～S4 により、送話・受話アッテネータの動作状態を切り替えます。

S1～S4 の真理値表を表 1 に示します (RTSW=Open 時)。

CT 端子に接続したコンデンサ C7 には、コントローラの CT 端子から、内部の 12 μ A の電流源によって、充放電されます。アイドルモード→送話モード、受話→送話モード等、モードの移行時のコンデンサ C7 の電圧変化率 δV_{C_7} は、

$$\delta V_{C_7} = \pm 12\mu A / C_7 \quad \dots (11.1)$$

(C7 は CT 端子に接続したコンデンサ C5 の容量値です。)

初期状態において、CT 端子の電圧は、VREF の電圧と同電位となっております。送話モードに移行時は、C7 の電荷は電流源から放電され、VREF よりも電圧が下がる方向に動きます。このときの動作状態については、応答例 5, 応答例 6 をご覧ください。ここで、 V_{CT} は、CT 端子の電圧から、VREF の電圧を引いた電圧値です。

受話モード時は、逆に C5 に電流源から充電され、CT 端子の電圧は上昇します。このときの CT 端子電圧の変化の仕方は、応答例 5 の変化と絶対値が同じで、電圧は + 方向に動きます。

動作状態は、CT ピンの電圧をモニターすることでチェックすることができます。(CT 端子の電圧をモニターするときは、高インピーダンスのプロバを使用してください。)

動作モードの「FAST アイドルモード」では、CT 端子と内部の VREF が 10k Ω (R_{A1}) で接続され、CT 端子に接続されたコンデンサ C7 の電荷を急速に VREF に向かって充放電するため、急速にアイドルモードに移行します。SLOW アイドルモードでは、接続される抵抗が 0.6M Ω (R_{A2}) となり、緩やかにアイドルモードに移行する状態となります。

それぞれのモードにおける時定数 τ は、

$$\tau = R_{AX} C_5 \quad \dots (11.2)$$

で表現されます。(R_{AX} は、R_{A1}、R_{A2} の抵抗値。τ 秒後に、電圧が初期値の 1/e に減衰します。)

例えば、C7 が 1 μ F のとき、SLOW アイドルモード時の時定数 τ は、600m sec となります。

実際を送・受話アッテネータの減衰量は、CT 端子の電圧に対して係数がかかった状態でコントロールされます。

送・受話アッテネータの利得 G_{AT} の概算値は、

$$G_{AT(TX)} = 0.1 \times \exp \{-V_{CT} / 0.026\} \quad (\text{送話アッテネータ}) \quad \dots (11.3)$$

$$G_{AT(RX)} = 0.1 \times \exp \{V_{CT} / 0.026\} \quad (\text{受話アッテネータ}) \quad \dots (11.4)$$

と表されます。

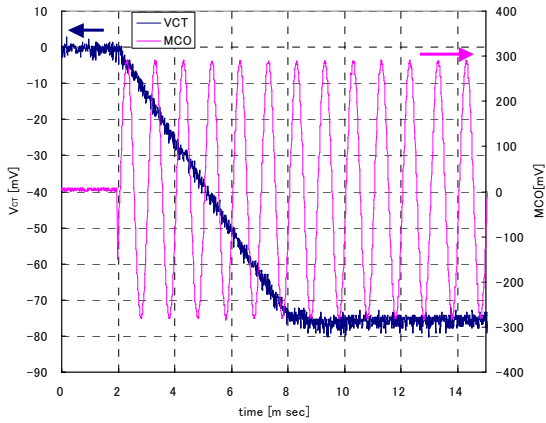
上記の式(11.3)より、C5 = 1 μ F 時、SLOW モードのアッテネータの減衰量の時定数は、約 225m sec です。送波形の応答については、応答例 6 をご覧ください。V_{CT} と G_{AT} の関係は、図 11 をご覧ください。

なお、調整時は CT 端子のコンデンサの容量を調整する前に、TLI1,2 と RLI1,2 の抵抗値 → TLO1,2 と RLO1,2 のコンデンサの値 → CPT, CPR のコンデンサの数値の順に調整し、CT 端子のコンデンサ C5 の値は、それでも調整が不十分 (会話信号の減衰が早い時や、送受話の切替が遅い時など) のとき、標準の 1 μ F から変更するようにしてください。

表 1 モード切替真理値表

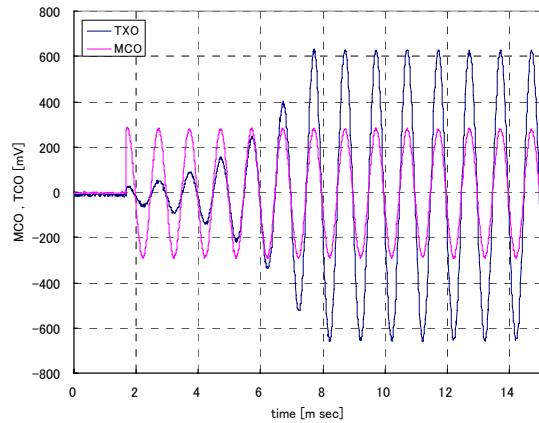
S1	S2	S3	S4	モード
Tx	Tx	1	X	送話モード
Tx	Rx	y	y	FASTアイドルモード
Rx	Tx	y	y	FASTアイドルモード
Rx	Rx	X	1	受話モード
Tx	Tx	0	X	SLOWアイドルモード
Tx	Rx	0	0	SLOWアイドルモード
Rx	Tx	0	0	SLOWアイドルモード
RX	Rx	X	0	SLOWアイドルモード

S1 : RLO2とTLO2の比較結果(RLI2とTLI2・・・親機側のレベル検出) RLO2>TLO2で『Rx』、TLO2>RLO2で『Tx』
S2 : RLO1とTLO1の比較結果(RLI1とTLI1・・・子機側のレベル検出) RLO1>TLO1で『Rx』、TLO1>RLO1で『Tx』
S3&S4 : バックグラウンドノイズモニタの出力 会話を検出した状態で『1』、ノイズと判定した場合『0』
『X』 : 条件によらない
『y』 : C3,C4の両方が『0』ではない



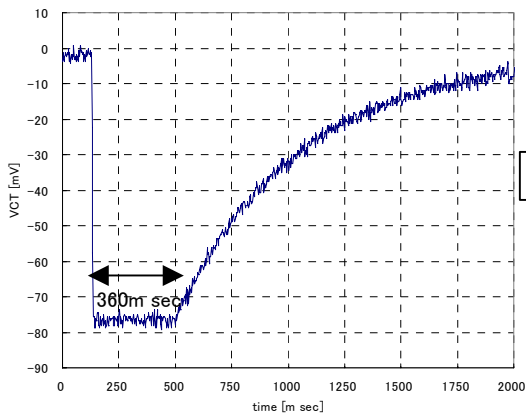
応答例 5 MCO 対 (CT-VREF) 信号応答例 (入力開始時)

MCO = 200mVrms/1kHz、C7 = 1 μ F



応答例 6 MCO 対 TXO (AC) 信号応答例 (入力開始時)

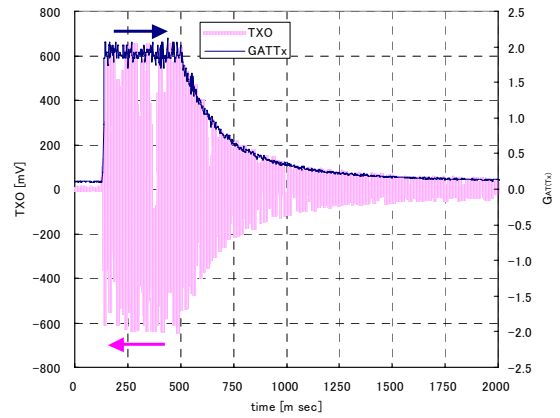
MCO = 200mVrms/1kHz、C7 = 1 μ F



応答例 7 (CT-VREF) 信号応答例 (信号継続入力時)

MCO = 200mVrms/1kHz、C7 = 1 μ F

SLOW アイドルモード



応答例 8 $G_{AT(TX)}$ (換算値) 対 TCO 信号応答例 (信号継続入力時)

MCO = 200mVrms/1kHz、C7 = 1 μ F

SLOW アイドルモード

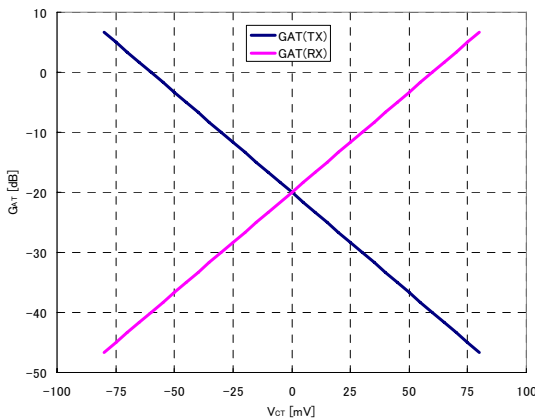


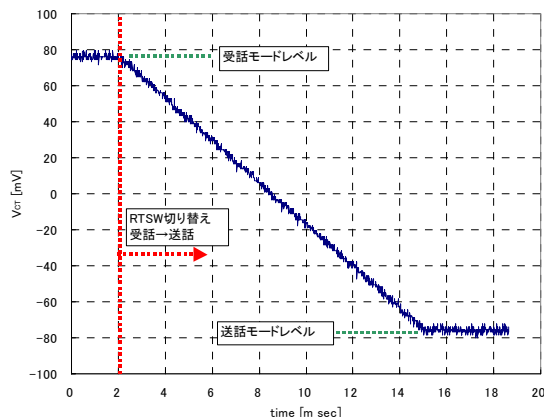
図 11 G_{AT} 対 V_{CT} 計算値

- 2. 受話減衰器 (ブロック:受話回路系)
 - 3. 送話減衰器 (ブロック:送話回路系)

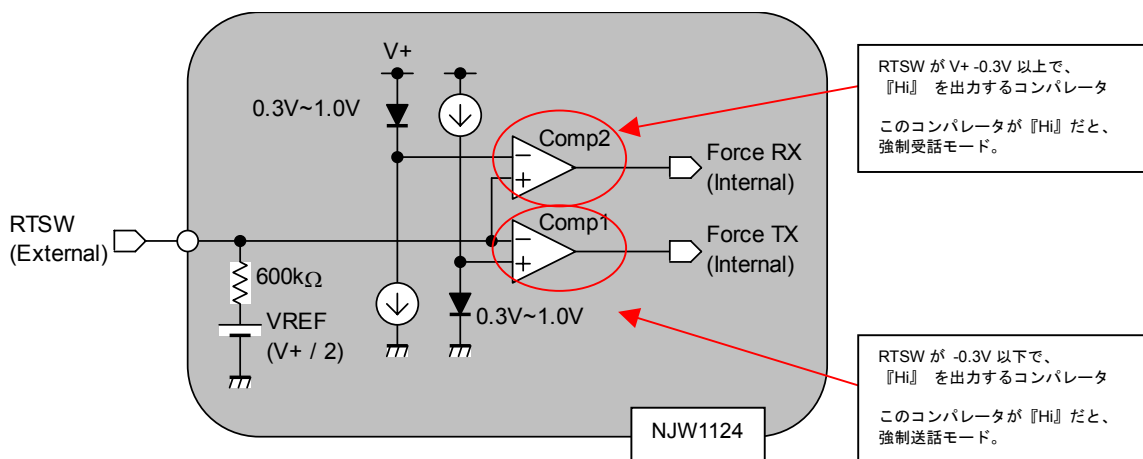
の項目もご参照ください

9. 強制送受話スイッチ(RTSW)

RTSW は、送・受話のモードを強制的に切り替えます。RTSW で受話→送話に強制的にモードを切り替えたときの CT 端子の電圧を強制的に変化させて、送・受話のモードを切り替えます。受話→送話モードを切り替えたときの応答例を、応答例 9 に示します。



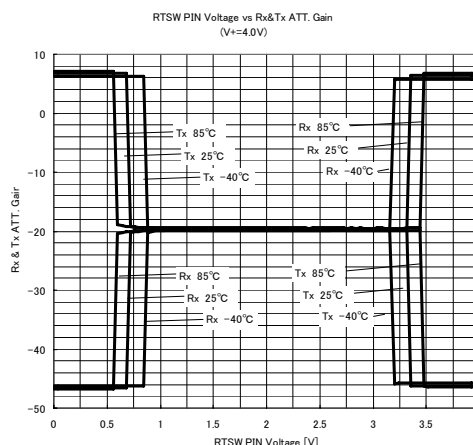
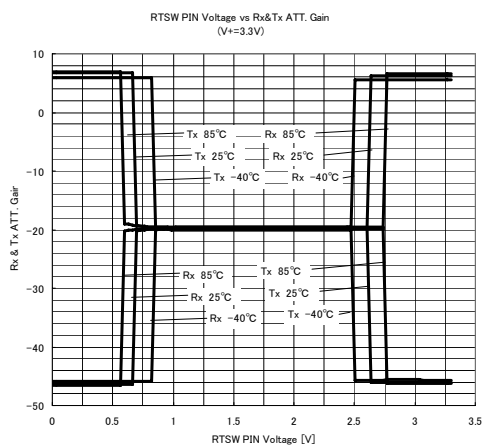
応答例 9 RTSW 切り替え時の V_{CT} 応答例
(受話モード→送話モードに切り替え) $C7 = 1\mu$



RTSW 端子の電圧に対するモードの変化も以下に示します。

AUTO(idle)モードにする方法としては、端子を OPEN にする以外にも、1.0V~(V+ - 1.0V)の範囲にする方法があります。

RTSW Voltage	Force Rx	Force Tx	Mode
GND ~ 0.3V	Lo	Hi	Tx-Mode
0.3V ~ 1.0V	Lo	transition range	not supported
1.0V ~ (V+ - 1.0V)	Lo	Lo	Auto (Idle) Mode
(V+ - 1.0V) ~ (V+ - 0.3V)	transition range	Lo	not supported
(V+ - 0.3V) ~ V+	Hi	Lo	Rx-Mode



10. 音響結合の軽減

ドアホン、送話側・受話側共に音響結合が大きいアプリケーションの場合、この音響結合が原因で、送受話が希望通りに行えなくなることがあります。

音響結合による影響の軽減には、受話側・送話側の双方において、スピーカとマイクの距離を離す以外に、TLI1,2 と RLI1,2 に接続する抵抗の数値を調整し、感度の調整を行うことが有効です。

具体的には、Tx, Rx の各アッテネータの出力側の検出器入力 TLI1,RLI2 の入力抵抗 R5,R11 に対して、RLI1,TLI2 の入力抵抗 R12, R4 の抵抗値を 2 倍～ 6 倍程度大きい値に設定してください。

これによって、音響結合によって発生するエコーに対する感度を減少し、望まないモードへの切替を抑制することが出来ます。

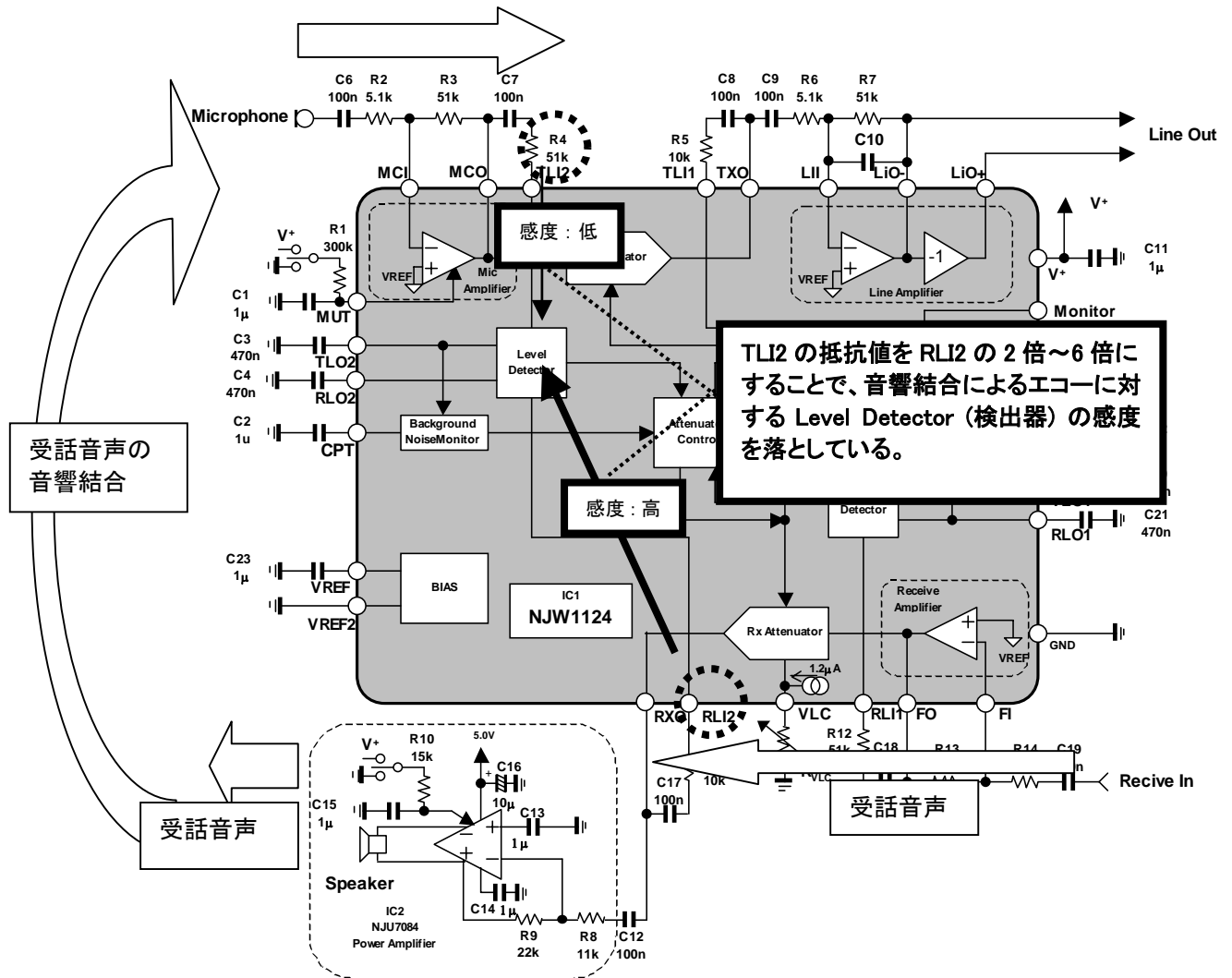


図 12 音響結合軽減時の信号の概念図

なお、Tx, Rx の各アッテネータの出力側の検出器入力 TLI1,RLI2 の入力抵抗 R5,R11 に対して、TLI2,RLI1 の入力抵抗 R4, R12 の抵抗値を 6 倍程度までは、Tx, Rx の各アッテネータのアイドルモードの最小減衰量-17dB(約 7 分の 1)によって、最小入力感度は R5, R11 の抵抗値が支配的であり、R4, R12 を大きくしても、最小入力感度の上昇はほとんど起こりません。

※ ただし、R4, R12 の感度を下げると、ノイズ検出器がノイズモードに移行する時間が早くなりますので、ノイズモードの移行が早くなりすぎる場合は、CPT,CPR につけるコンデンサの容量を大きくすることで、対応してください。

【付録1】

電源 ON/OFF 時のポップノイズについて

電源投入の順番を適切にする事で、ポップ音の対策が可能です。

○初期状態: 全 IC への電源供給停止状態。

SP アンプ IC の CD(チップディセーブル)スイッチは省電力モード状態。

Line OUT、Receive In に接続される回路の電源も停止状態。

【電源 ON 時シーケンス】

- ① NJW1124 の電源を投入する。同時に Recive In に接続されている回路の電源も投入する。
- ② 1sec 程度のウェイトの後、Line OUT に接続される回路と、SP アンプ IC の電源を投入する。
- ③ 1sec 程度のウェイトの後、SP アンプの CD スwitchを、アクティブモードに投入する。

【電源 OFF 時シーケンス】

- ① SP アンプの CD スwitchを、省電力モードに投入する。
- ② 1sec 程度のウェイトの後、Line OUT に接続される回路と、SP アンプ IC の電源を OFF にする。
- ③ 1sec 程度のウェイトの後、NJW1124 の電源を OFF にする。同時に Recive In に接続されている回路の電源も OFF する。

【付録 2】

受話アンプ、マイクアンプ、ラインアンプを用いたフィルタ回路

マイクアンプ、受話アンプ、及びラインアンプを用いて、アクティブフィルタ回路を形成することが可能です。フィルタ回路は単帰還型(1次)か、多重帰還型(2次)の HPF, LPF, BPF をそれぞれ形成することが可能です。下図に、構成可能なフィルタ回路の例を示します。(回路例では、受話アンプを用いて説明します。)

① 単帰還型 HPF, LPF (BPF) 回路例

図 13 に単帰還型 HPF, LPF の回路例を示します。

この回路では、それぞれ 1 次 (-6dB/oct) の HPF, LPF を形成可能です。

C_0 と R_1 で HPF、 C_1 と R_2 で LPF をそれぞれ形成し、両方を組み合わせる事により BPF を形成します。

(なお、 C_0 は標準アプリケーション回路でも用いており、直流デカップリングのため必須となります。)

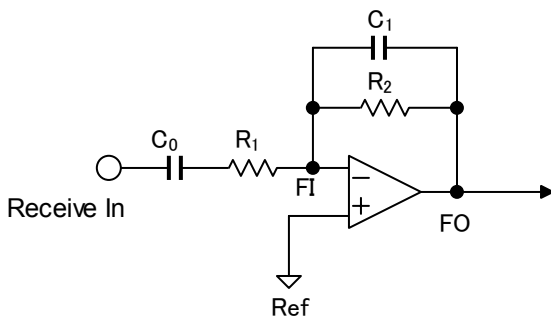
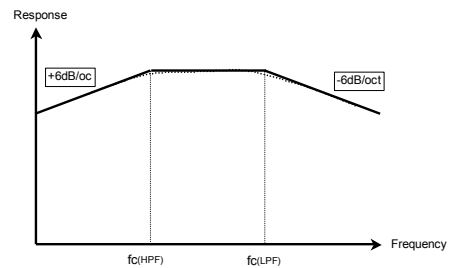


図 13 単帰還型 HPF, LPF 回路例

$$f_{C(HPF)} = \frac{1}{2\pi C_0 R_1}$$

$$f_{C(LPF)} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$



② 多重帰還型 LPF 回路例

図 14 に、2 次 (-12dB/oct) の多重帰還型 LPF の回路例を示します。

(単帰還型と同様、 C_0 は直流デカップリングのため必須となります。これにより実質的に BPF として動作します。) バターワース型のフィルタを構成する場合の係数の設定は、下記のとおりとなります。(C_2 を任意に選定したとき。)

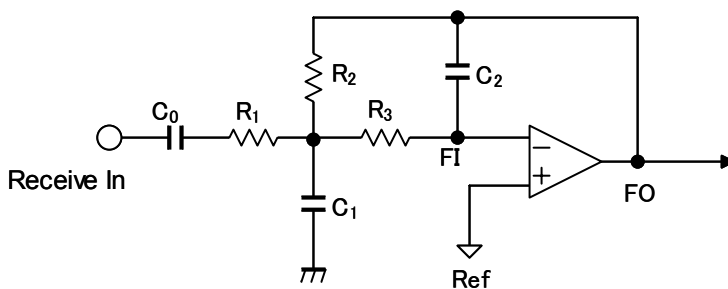


図 14 多重帰還型 LPF 回路例

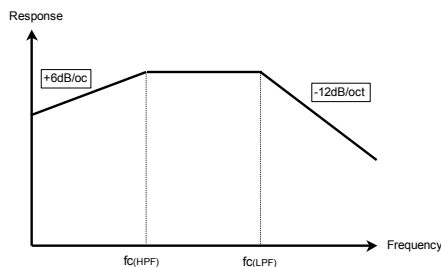
$$R_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}G\pi f_{C(LPF)}C_2}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi f_{C(LPF)}C_2}$$

$$R_3 = \frac{1}{2\sqrt{2}(G+1)\pi f_{C(LPF)}C_2}$$

$$C_1 = 2(G+1)C_2$$

$$G = \text{Gain}$$



※ $f_{c(HPF)}$ は単帰還型の計算と同様です。

図 15 に、Gain=20dB、 $f_{c(LPF)} = 4\text{kHz}$ の LPF の回路例を示します。

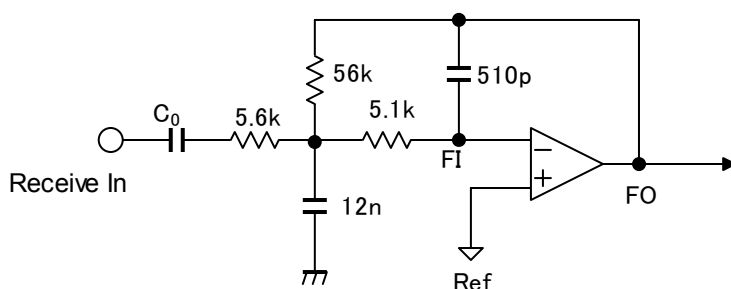
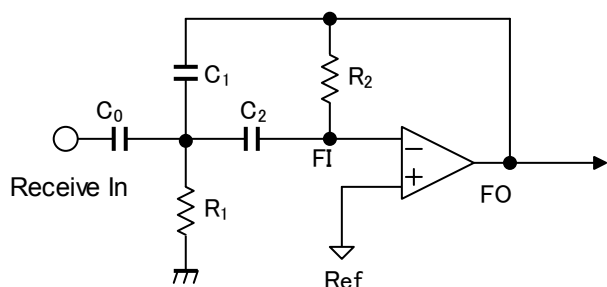


図 15 多重帰還型 LPF 回路例
Gain=20dB、 $f_{c(LPF)} = 4\text{kHz}$ 、バターワース型

②多重帰還型 HPF 回路例

図 16 に、2 次 (+12dB/oct) の多重帰還型 HPF の回路例を示します。
バターワース型のフィルタを構成する場合の係数の設定は、 $C_0 = C_2$ とすると、下記のとおりとなります。



$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_{C(HPF)} C_0 (2 + 1/G)}$$

$$R_2 = \frac{2G + 1}{2\pi f_{C(HPF)} C_0}$$

$$C_1 = \frac{C_0}{G}$$

$$* C_0 = C_2$$

図 16 多重帰還型 HPF 回路例

図 17 に、Gain=20dB、 $f_{c(HPF)} = 200\text{Hz}$ の HPF の回路例を示します。

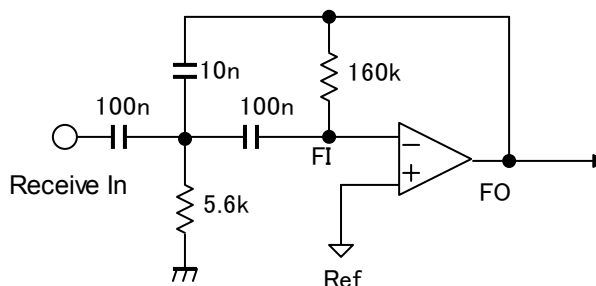


図 17 多重帰還型 HPF 回路例
Gain=20dB、 $f_{c(HPF)} = 200\text{Hz}$ 、バターワース型

本アプリケーションノートにおける数値、グラフ等は、特性例であり、性能を保証するものではありません。

NJW1124

【付録 3】 送受話アッテネータコントロール関連 の 部品と推奨定数、機能説明の一覧です。

名称	部品名	推奨値	説明
Cin	C7,C8,C17,C18	100nF~1μF	入力カップリングコンデンサです。RinとHPFを形成します。
Rin	R4,R5,R11,R12	5.1k~51kΩ	V→I変換抵抗です。 電流値は、各Level検出器とノイズ検出器の感度を決定します。 抵抗値を小さくすると、感度が高くなります。 抵抗値を大きくすると、感度が低くなります。 なお、入力電圧/Rinが100uA以下となるように設計してください。 (25°C時の保証値は、200uAです。)
Co	C4,C5,C20,C21	0.05μF~1μF	レベル保持用コンデンサです。 容量を大きくすると、切替時間が長くなります。 容量を小さくすると、切替時間は早くなりますが、整流特性が悪化するため、 低周波でのバックノイズモニタが動作しにくくなります。
Ccp	C2,C22	100nF~1μF	ノイズ判定用のコンデンサです。 定期的に出ている信号がノイズであるか判断するために使用します。 容量を大きくすると、ノイズであると判断するまでの時間が長くなります。 容量を小さくすると、ノイズであると判断するまでの時間が短くなります。
Cct	C5	1μF	送受話アッテネータを、コントロールするための電圧を発生させます。 この容量を大きくすると、切替やアイドルモードでの減衰時間が長くなります。 容量を小さくすると、切替やアイドルモードの減衰時間が長くなります。 この端子は、インピーダンスが高いため、隣接するピン等と、結露などによる導通が 発生しないように注意してください。 (数メガΩ程度の導通でも、アッテネータのゲインを乱します。)

＜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。