

パワーアンプ内蔵ドアホン用ボイススイッチ

■ 概要

NJW1128 はドアホンに必要なアンプ、アッテネータ、レベル検出器、制御回路、スピーカアンプを内蔵した IC です。

ミュート付きマイクアンプ、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るボイススイッチ部に加え、スピーカアンプを内蔵しています。回路を使用しないときの消費電流を抑えるためボイススイッチ部とスピーカアンプを、それぞれ独立にパワーセーブすることができます。

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



NJW1128FR3

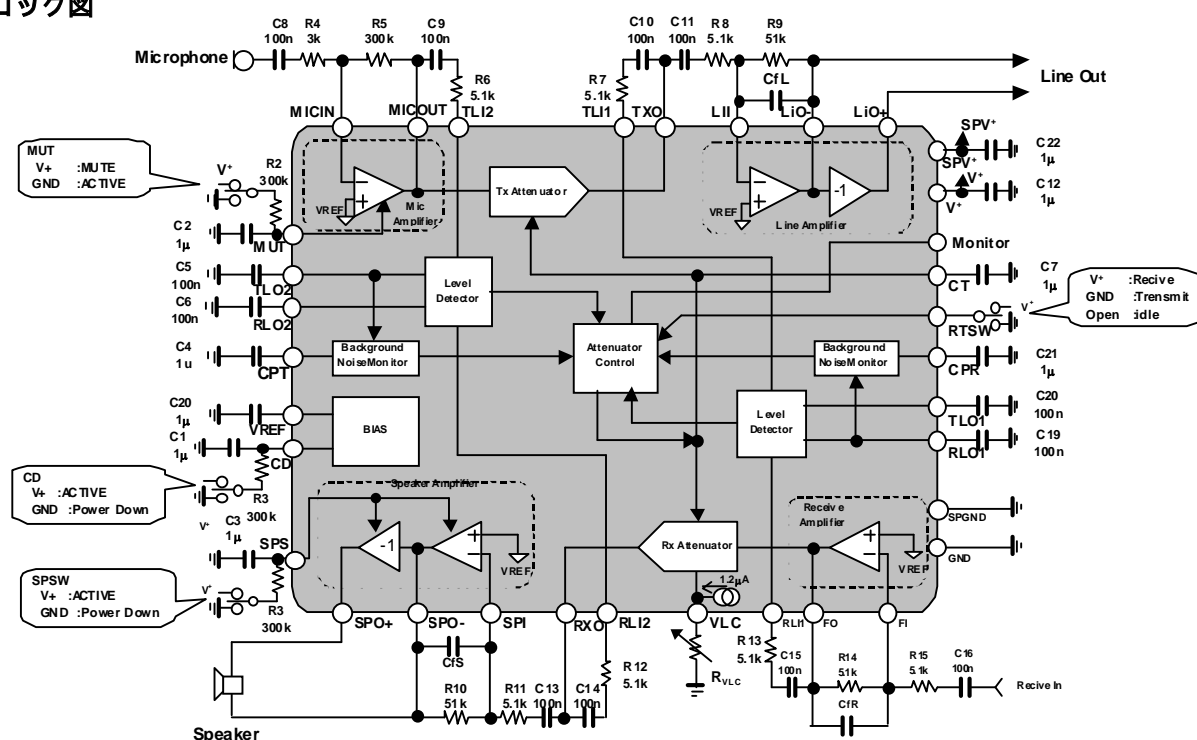
■ アプリケーション

- 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 3.9 ~ 5.5V
- アッテネータレンジ 52dB
- スピーカアンプ内蔵
- ミュート機能つきマイクアンプ
- 強制送受話スイッチ端子
- モード監視モニタ端子
- 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
- チップディセーブル機能 (パワーセーブ)
- 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 LQFP48-R3

ブロック図



NJW1128

絶対最大定格 (Ta=25°C)

項目	記号	定格	単位
電源電圧	V ⁺	7	V
消費電力	P _D	1,330 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

推奨電源電圧範囲 (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 ⁺		3.9	5.0	5.5	V

電気的特性 (指定なき場合には Ta=25°C, V⁺=5V, MUT=CD=SPSW=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),	2.0	3.5	6.0	mA
消費電流 2	I _{CC2}	Tx-mode(送話時),	2.0	3.5	6.0	mA
消費電流 3	I _{CC3}	Idle-mode(待機時)	2.0	3.5	6.0	mA
消費電流 4	I _{CC4}	Idle-mode(待機時), SPSW=PD	1.0	2.5	4.0	mA
消費電流 5	I _{CC5}	CD=PD, SPSW=PD	0.5	1	1.5	mA
基準電圧	V _{REF}	Idle-mode(待機時)	2.2	2.5	2.8	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)	-50	-46	-42	dB
受話利得 3	G _{R3}	Idle-mode(待機時), CPT=CPR=V ⁺	-23	-20	-17	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	35	45	55	dB

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)	-50	-46	-42	dB
送話利得 3	G _{T3}	Idle-mode(待機時), CPT=CPR=V ⁺	-23	-20	-17	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

マイクアンプ (TxIN=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 _{MOS}	R5=300kΩ, V _{MOS} =V _{MCI} -V _{MCO}	-50	0.0	50	mV
入力電流	I _{MBIAS}	-	-	30	-	nA
電圧利得 1	G _{VM1}	f=1kHz	-	40	-	dB
電圧利得 2	G _{VM2}	f=20kHz	-	36	-	dB
最大振幅	V _{MMAX}	THD=1%	1.0	-	-	Vrms
ミュート減推量	G _{MMUTE}	MUT=MUTE	-70	-73	-	dB

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}	R14=300kΩ, V _{FOS} =V _{FI} -V _{FO}	-50	0.0	50	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	-	36	-	dB
最大振幅	V _{RMAX}	THD=1%	1.0	-	-	Vrms

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	-50	0.0	50	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
利得帯域幅	G _{LBW}	RL=600Ω, LIO	-	1.5	-	MHz
閉ループ利得	G _{LC}	RL=1.2kΩ, LIO- to LIO+	-0.5	0	0.5	dB
最大振幅	V _{LMAX}	RL=1.2kΩ, THD=1%	2.0	-	-	Vrms
全高調波歪率	THD _{LN}	GV=20dB, RL=1.2kΩ	-	-	0.5	%

スピーカアンプ (SPIN=50mVrms, Gv=26dB, RL=32Ω)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
出力オフセット電圧	V _{SPOS}	R10=51kΩ	-50	0.0	50	mV
入力電流	I _{SPBIAS}	-	-	0	-	nA
電圧利得 1	G _{VSP1}	f=1kHz	-	26	-	dB
電圧利得 2	G _{VSP2}	f=20kHz	-	24	-	dB
電圧利得 3	G _{VSP3}	f=1kHz, G _{VSP} =6dB, RL=8Ω	-	6	-	dB
電圧利得 4	G _{VSO4}	f=20kHz, G _{VSP} =6dB, RL=8Ω	-	4	-	dB
閉ループ利得	G _{SPC}	SPO ⁻ to SPO ⁺	-0.6	0	0.6	dB
最大出力電力	P _O MAX1	f=1kHz, R _{LSP} =32Ω, THD=3%	200	300	-	mW
	P _O MAX2	f=1kHz, R _{LSP} =8Ω, THD=3%	300	500	-	mW
全高調波歪率	THD _{SP1}	VIN=50mVrms, f=1kHz, G _{VSP} =26dB, RL=32Ω	-	-	1.0	%
	THD _{SP2}	VIN=500mVrms, f=1kHz, G _{VSP} =6dB, RL=8Ω	-	-	1.0	%

NJW1128

モニタ端子出力電圧 (MON)

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
Rx-mode	Rx	-	$V^+ - 0.6$	-	V^+	V
Tx-mode	Tx	-	GND	-	0.6	V
Idle-mode	Idle	無信号	2.4	2.5	2.6	V
最大出力電流	I_{MON}	Rx-mode /Tx-mode	-	0.9	-	mA

制御部

スイッチ特性 1 (CD,MUT,SPSW)

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

CD

印加電圧	記号	動作
V_{IH}	ACTIVE	チップの動作を有効にします
V_{IL}	PD	SP アンプ以外の動作を無効にします

MUT

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

SPSW

印加電圧	記号	動作
V_{IH}	ACTIVE	スピーカアンプの動作を有効にします
V_{IL}	PD	スピーカアンプの動作を無効にします

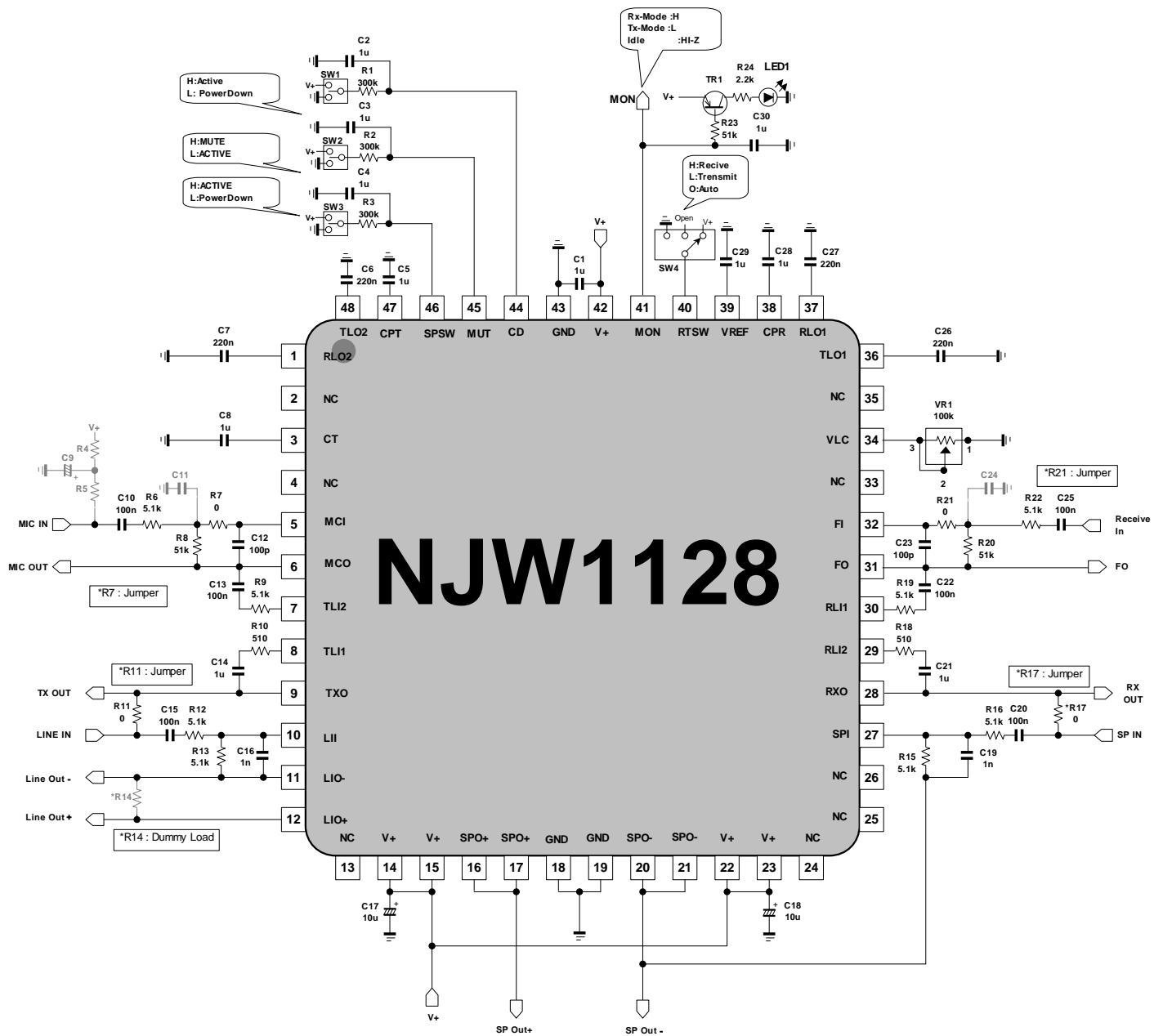
RTSW

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

RvLc

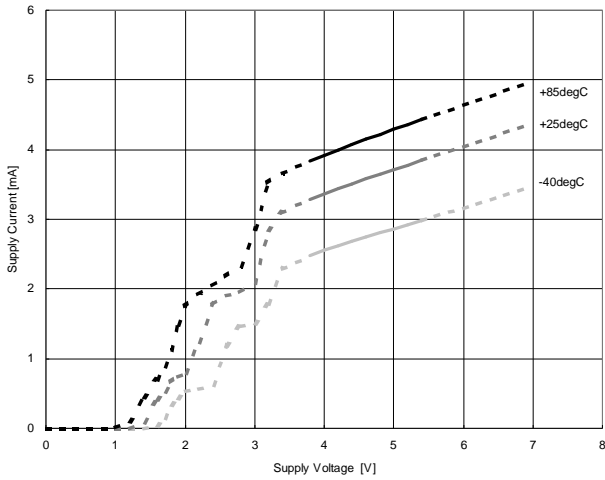
接続抵抗	記号	動作
0	Vol_{MAX}	受話減衰器のボリューム最大
100k	Vol_{MIN}	受話減衰器のボリューム最小

応用回路例

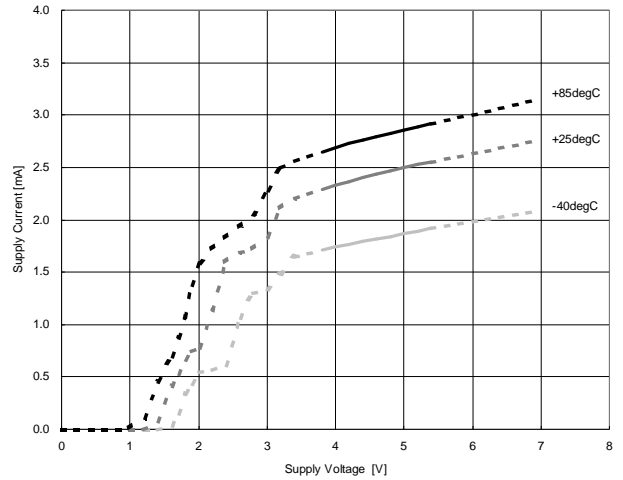


■特性例

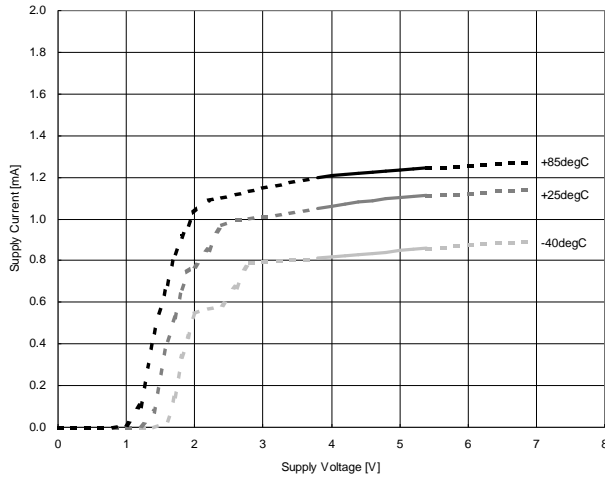
Supply Current vs Supply Voltage
No Signal, Supply Current 1



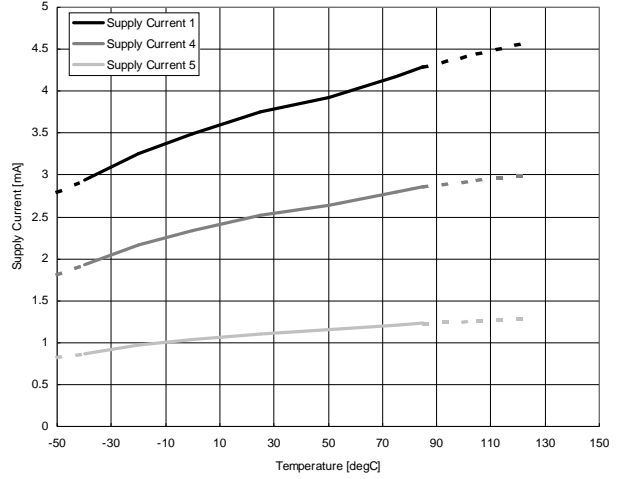
Supply Current vs Supply Voltage
No Signal, Supply Current 4



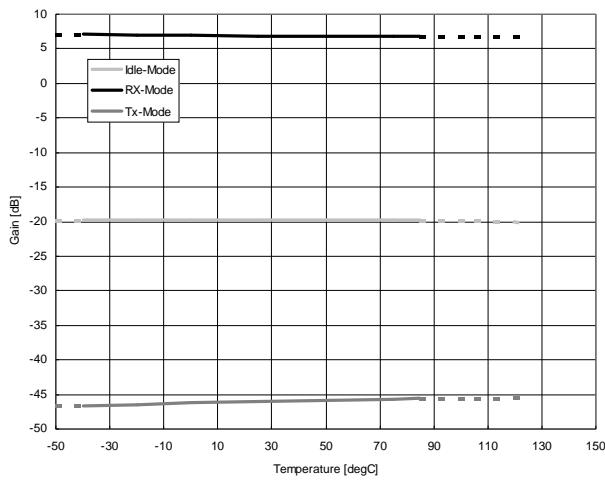
Supply Current vs Supply Voltage
No Signal, Supply Current 5



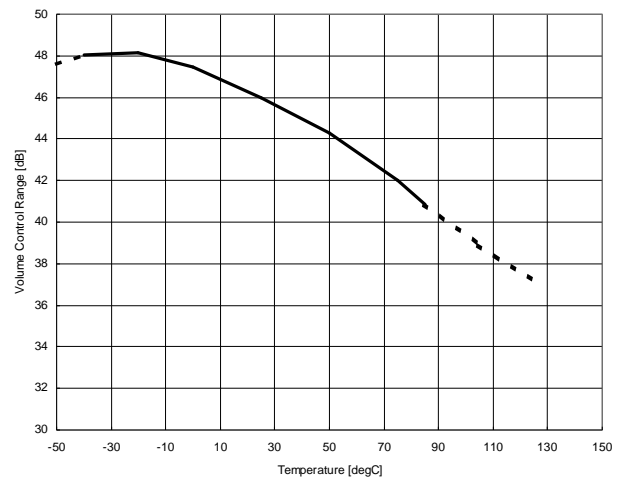
Supply Current vs Temperature
V+ =5.0V, No Signal



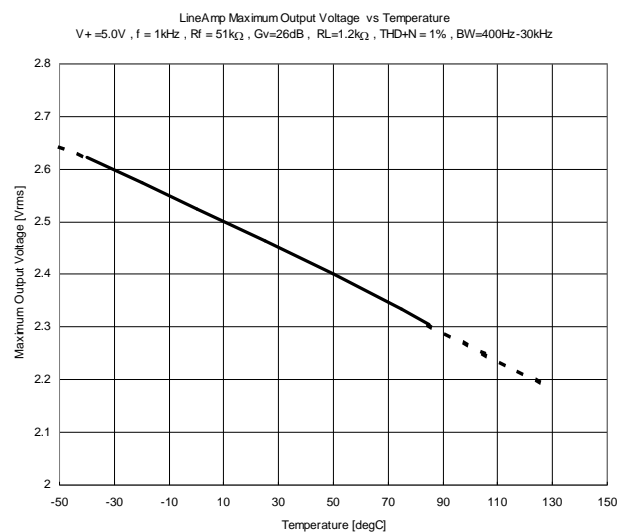
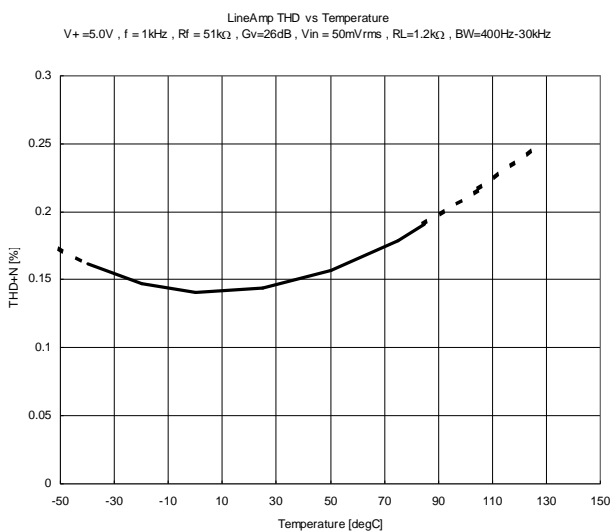
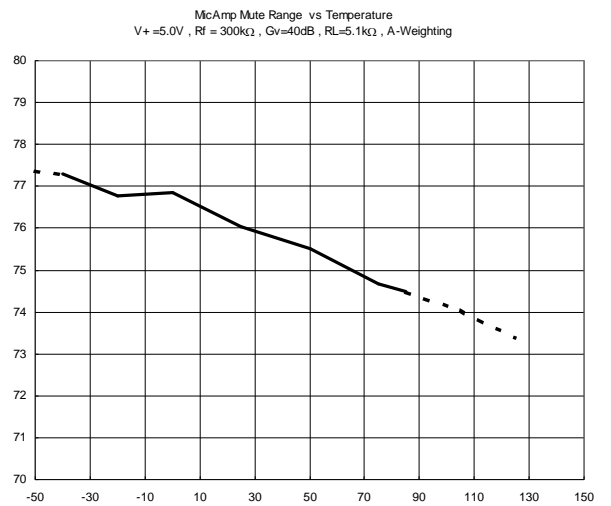
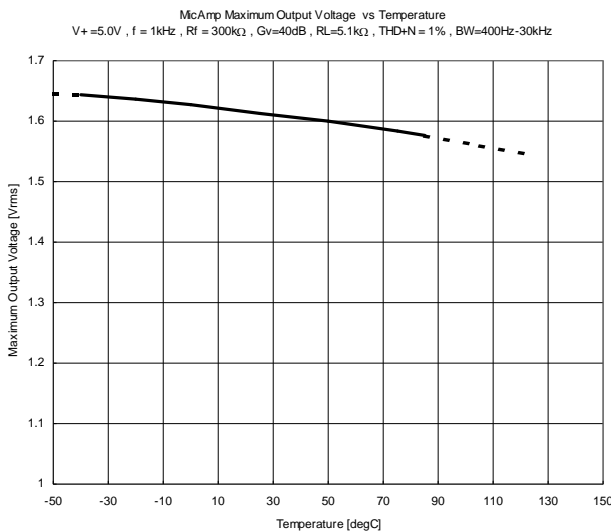
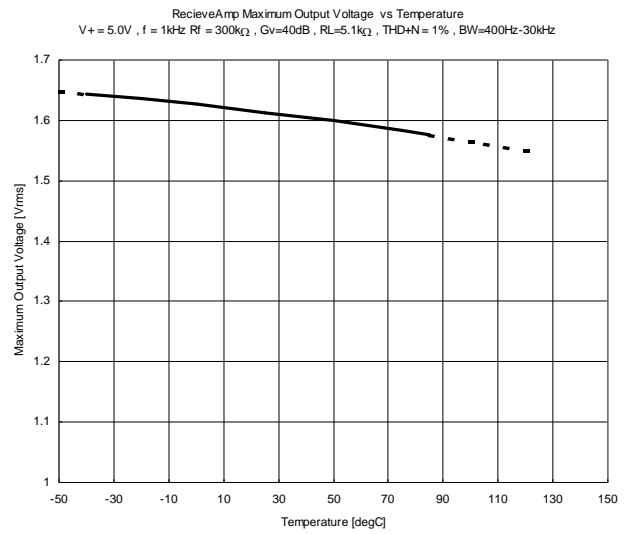
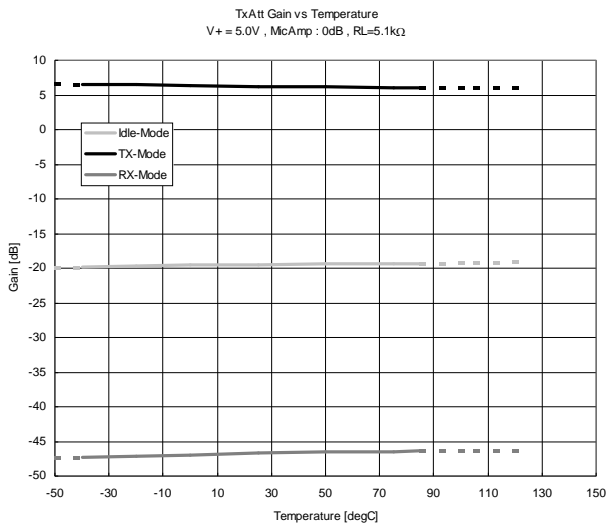
RxAtt Gain vs Temperature
V+ =5.0V, RecieveAmp : 0dB, RL=5.1kΩ



RxAtt Gain vs Temperature
V+ =5.0V, Rx-Mode, RecieveAmp : 0dB, RL=5.1kΩ

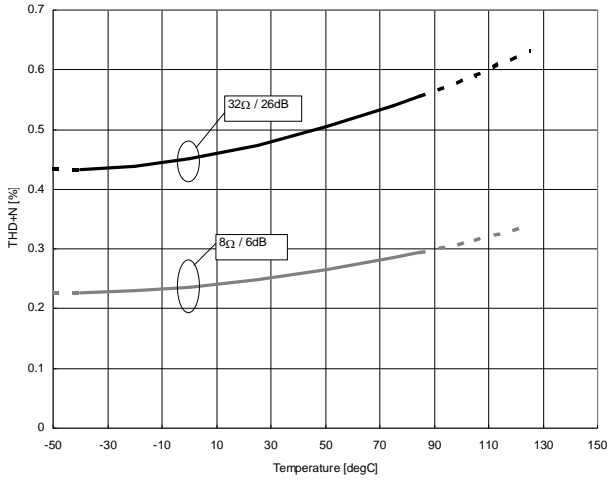


■特性例

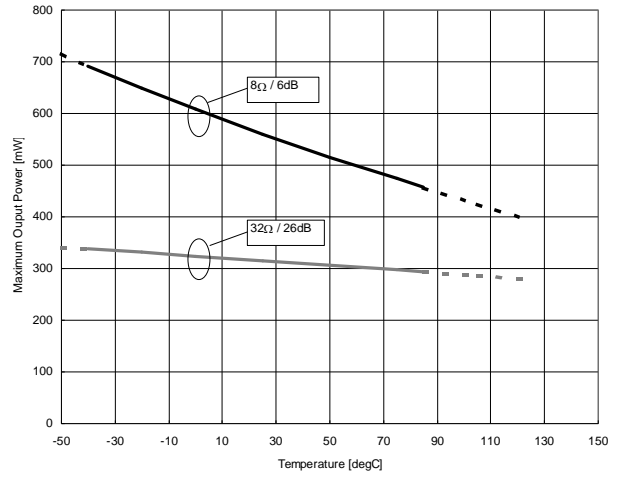


■特性例

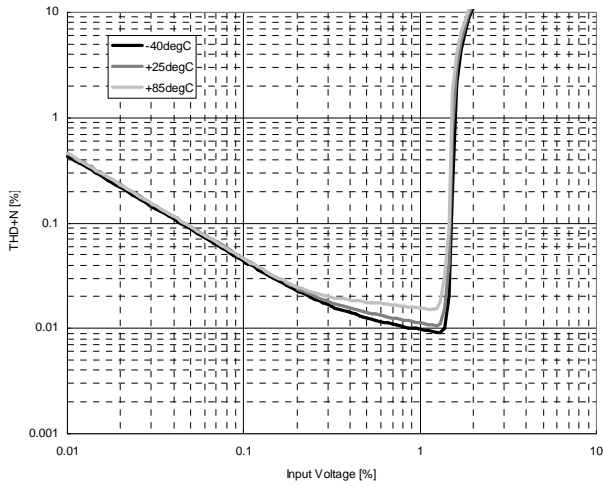
Speaker Amp THD+N vs Temperature
 $V+ = 5.0V, f = 1kHz, BW = 400Hz - 30kHz$



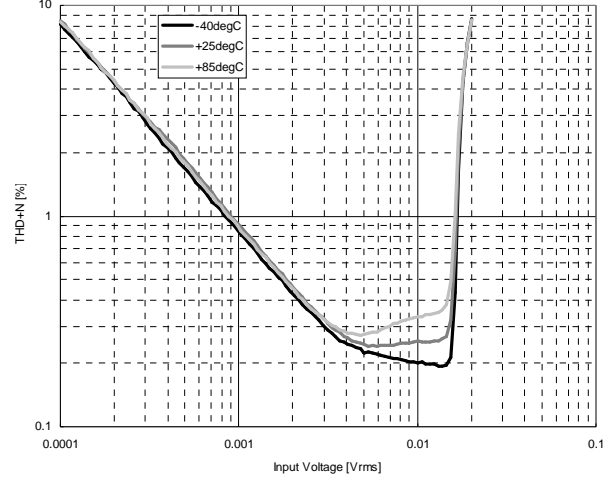
Speaker Amp Maximum Output Power vs Temperature
 $V+ = 5.0V, f = 1kHz, THD+N = 3%, BW = 400Hz - 30kHz$



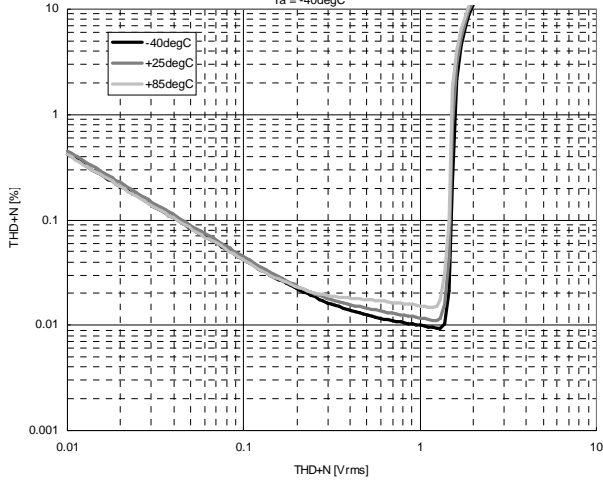
Receive Amp THD+N vs Input Voltage
 $V+ = 5.0V, f = 1kHz, Rf = 3k\Omega, Ri = 3k\Omega, Ci = 1\mu F, Gv = 0dB, RL = 5.1k\Omega, BW = 400Hz - 30kHz$



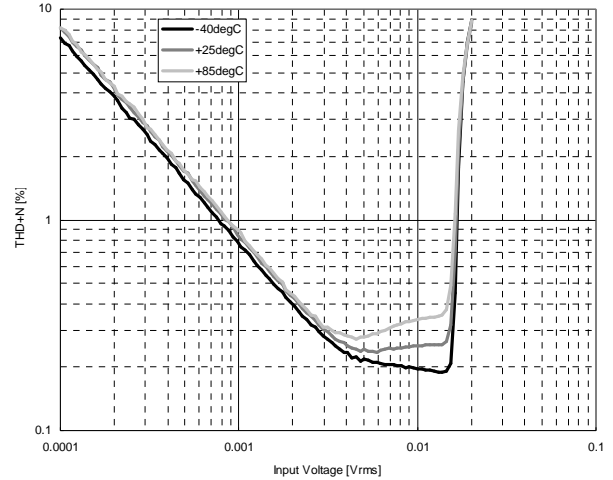
Receive Amp THD+N vs Input Voltage
 $V+ = 5.0V, f = 1kHz, Rf = 300k\Omega, Ri = 3k\Omega, Ci = 1\mu F, Gv = 40dB, RL = 5.1k\Omega, BW = 400Hz - 30kHz$



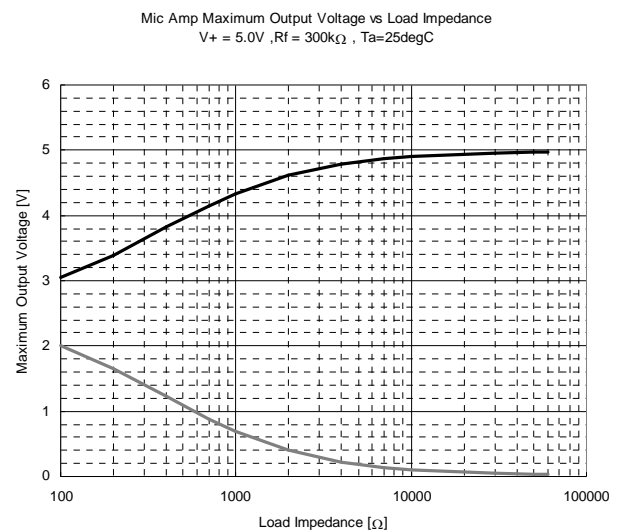
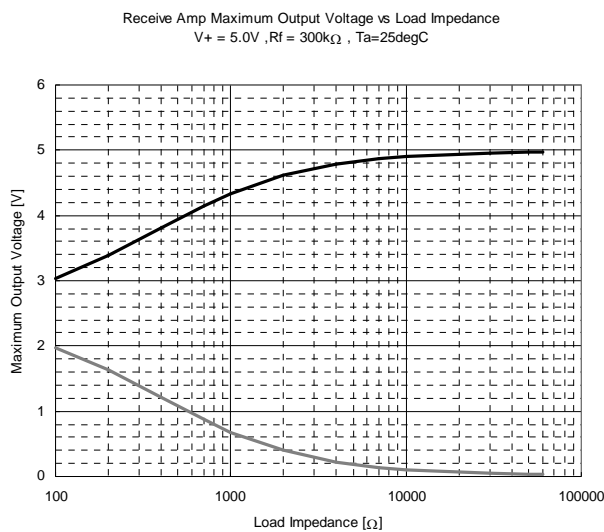
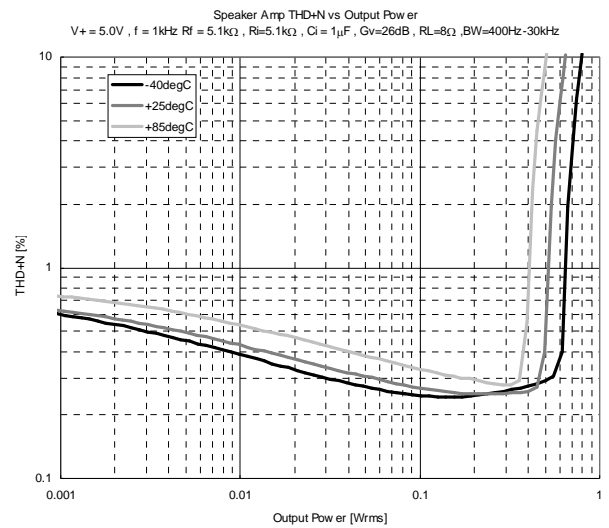
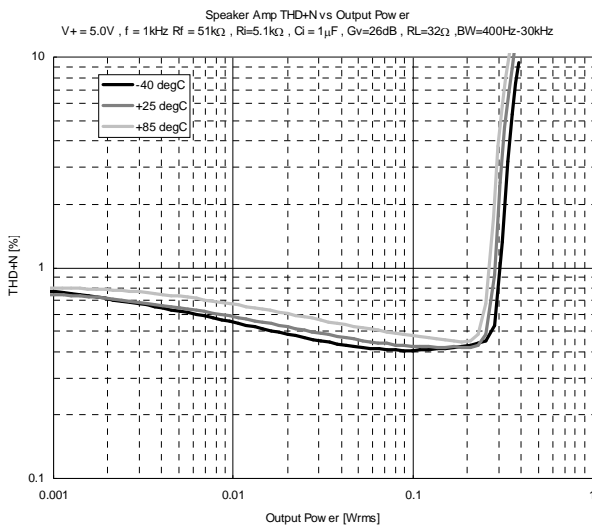
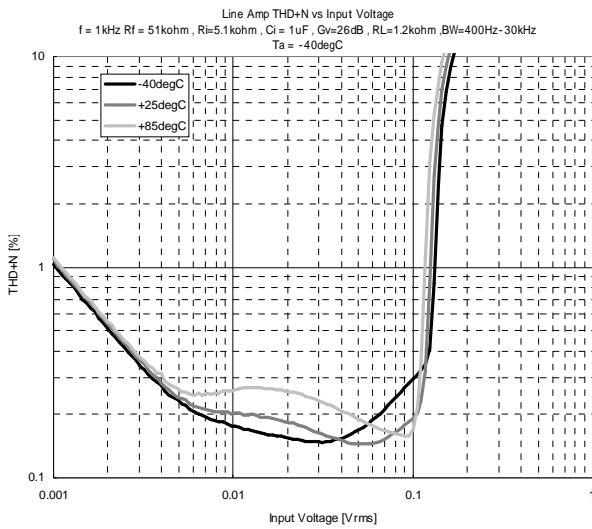
Mic Amp THD+N vs Input Voltage
 $f = 1kHz, Rf = 3k\Omega, Ri = 3k\Omega, Ci = 1\mu F, Gv = 0dB, RL = 5.1k\Omega, BW = 400Hz - 30kHz, Ta = -40degC$



Mic Amp THD+N vs Input Voltage
 $V+ = 5.0V, f = 1kHz, Rf = 300k\Omega, Ri = 3k\Omega, Ci = 1\mu F, Gv = 40dB, RL = 5.1k\Omega, BW = 400Hz - 30kHz$



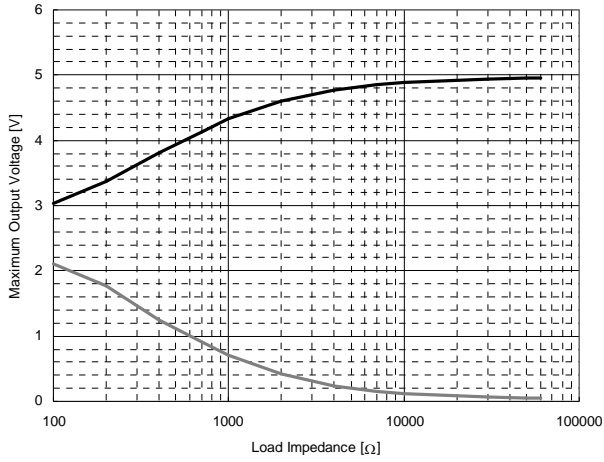
■特性例



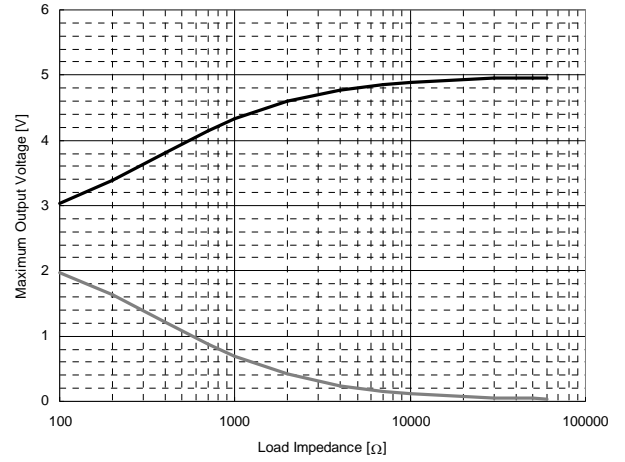
NJW1128

■特性例

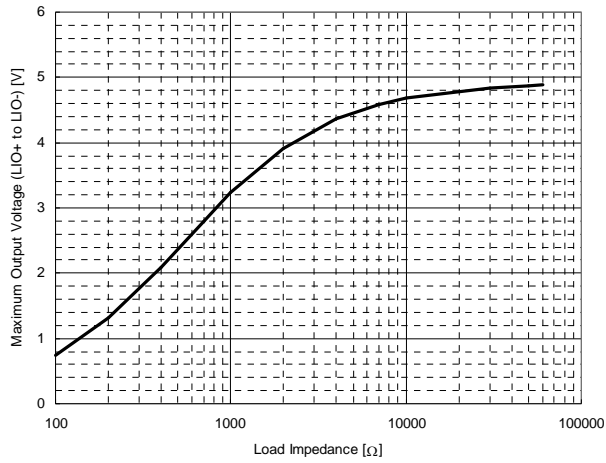
Rx Att Maximum Output Voltage vs Load Impedance
V+=5.0V, Ta=25degC



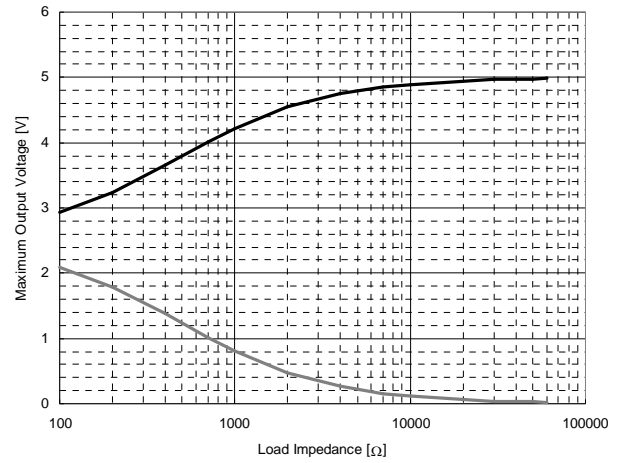
Tx Att Maximum Output Voltage vs Load Impedance
V+=5.0V, Ta=25degC



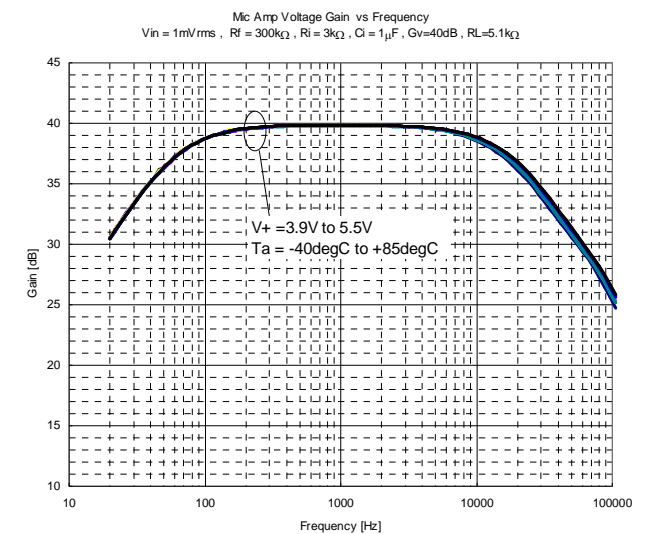
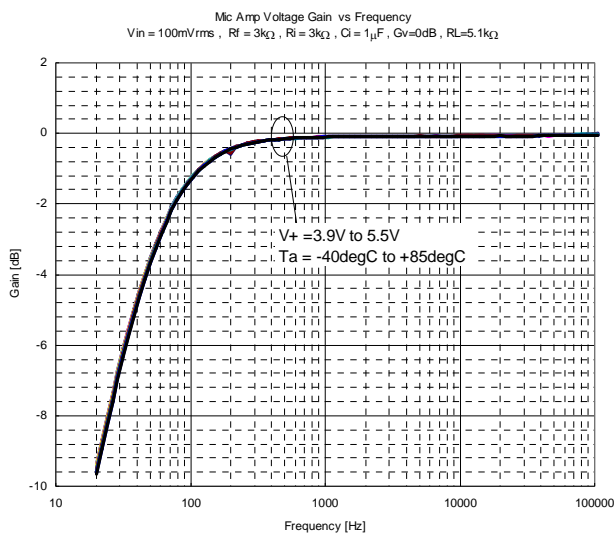
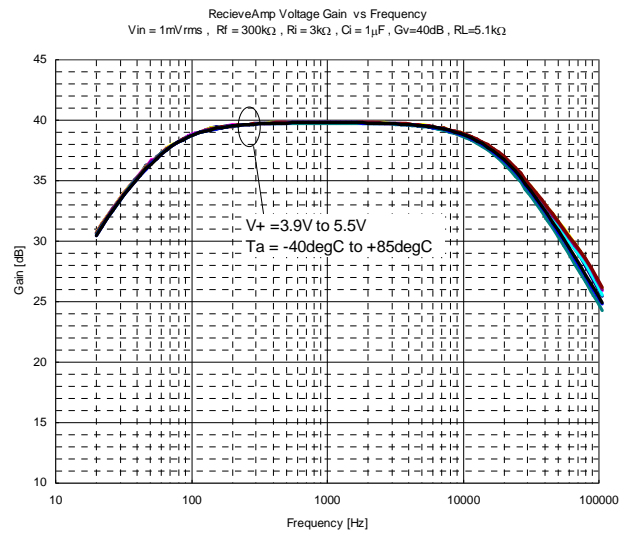
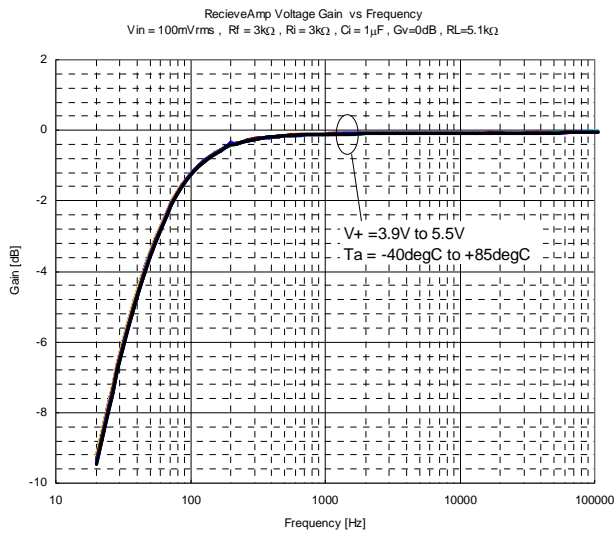
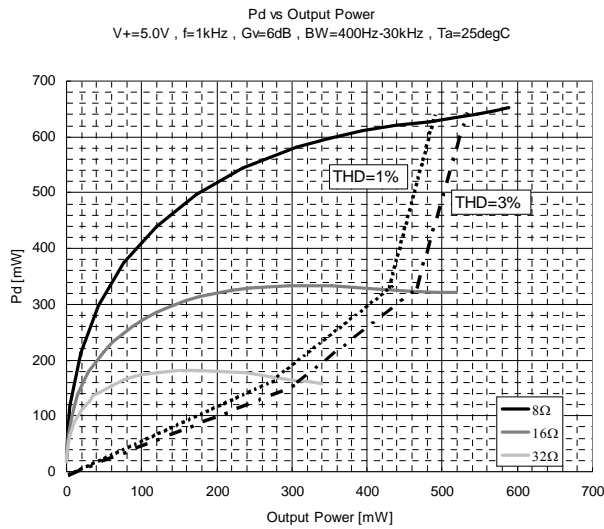
Line Amp Maximum Output Voltage vs Load Impedance
V+ = 5.0V, Rf = 51kΩ, Ta=25degC



Monitor out Maximum Output Voltage vs Load Impedance
V+=5.0V, Ta=25degC

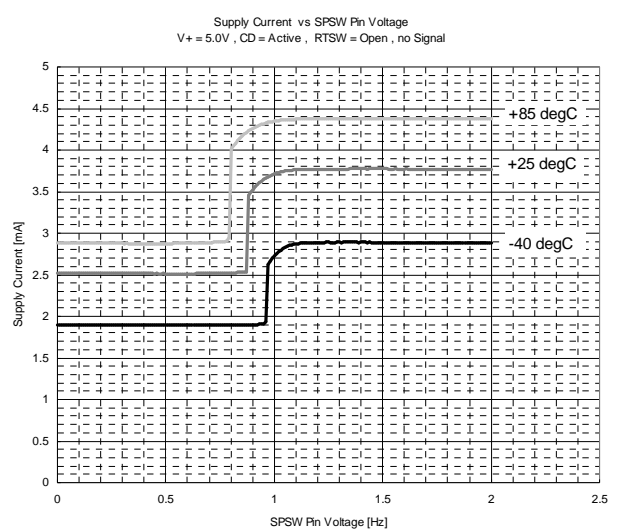
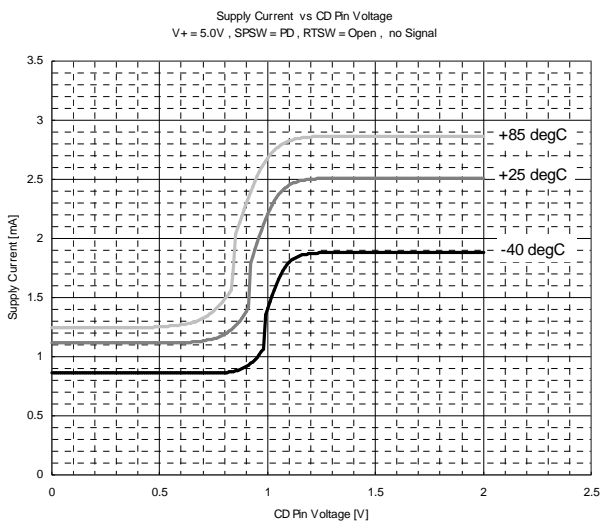
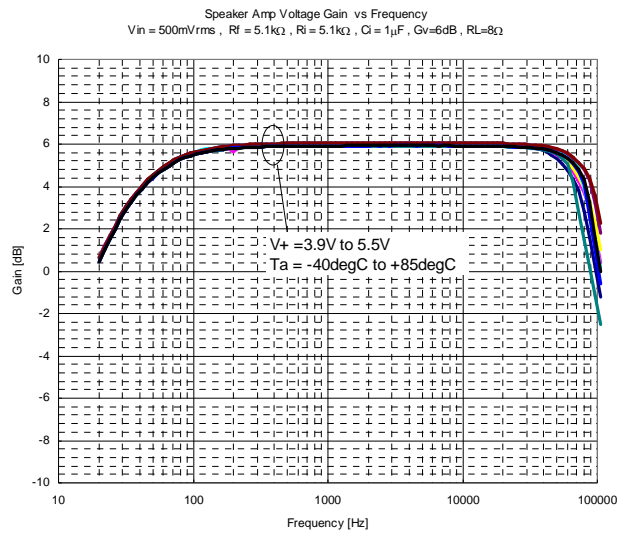
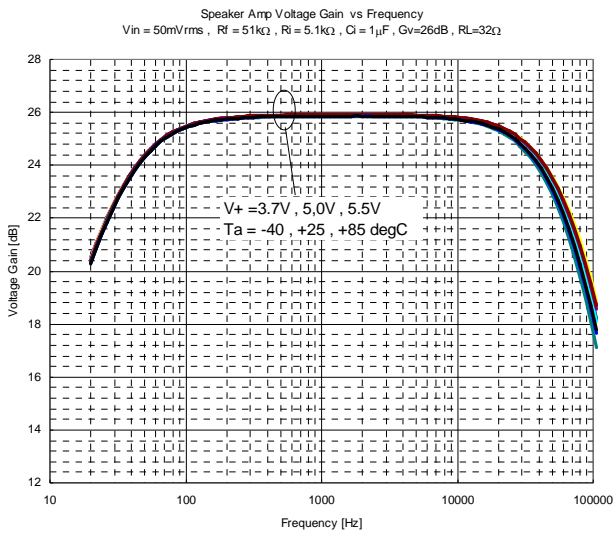
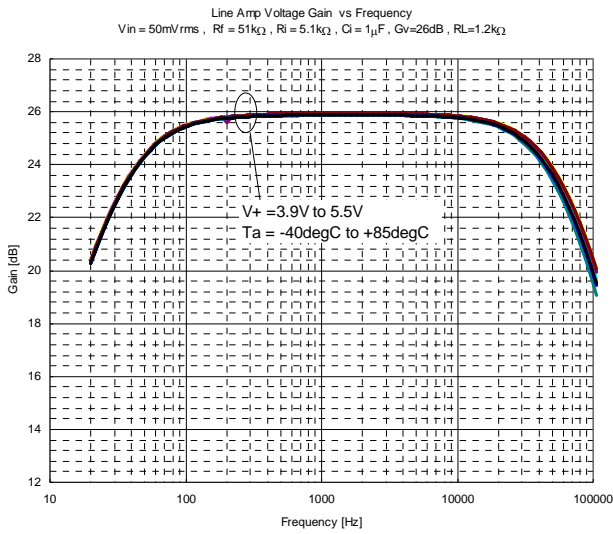


■特性例

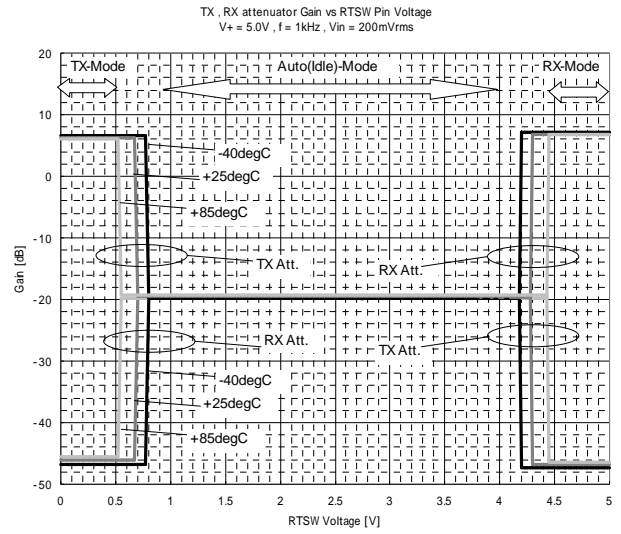
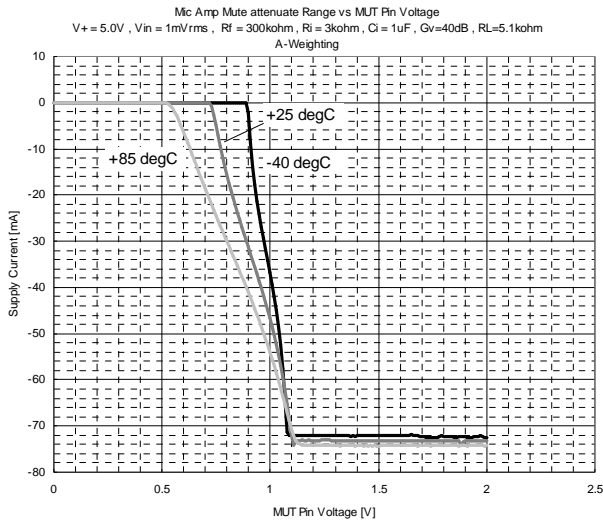


NJW1128

■特性例



■特性例



NJW1128

NJW1128 アプリケーションノート

【製品概要】

NJW1128 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、スピーカアンプ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。

NJW1128 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。

なお、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、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。親機と子機の距離は十分に取り、親機と子機の音響結合が起こらない距離で調整することも大切です。

以下の説明においては、図 0.1 を参照してください。(本稿では、NJW1128 を内蔵した送話側を親機と定義します。)

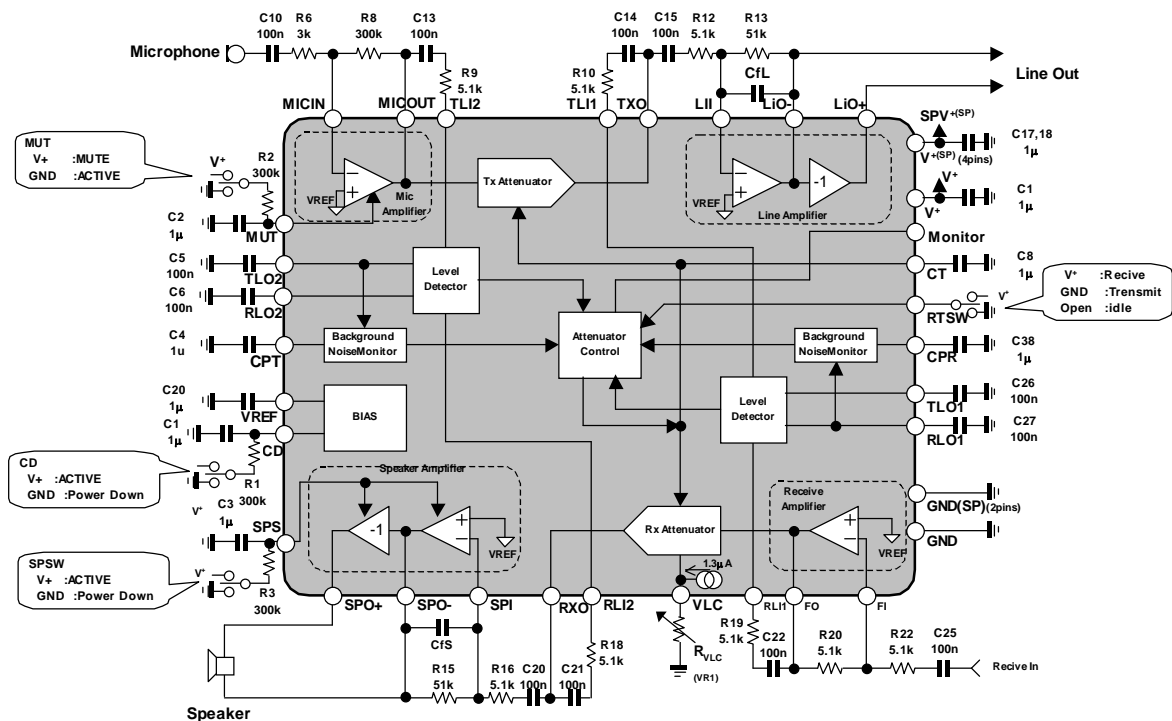


図 0.1 NJW1128 のブロックダイアグラムと応用回路例

図 0.1 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証するものではありません。

正常な半二重動作を実現するためには、当アプリケーションノートを参照頂き、適切な部品定数を選定してください。

ご使用になるマイクやスピーカ、それら相互の距離、筐体の大きさ等により、最適な数値が異なります。

採用に当たっては、NJW1128 の動作原理について、十分なご理解をお願いします。

【デモボード回路図】

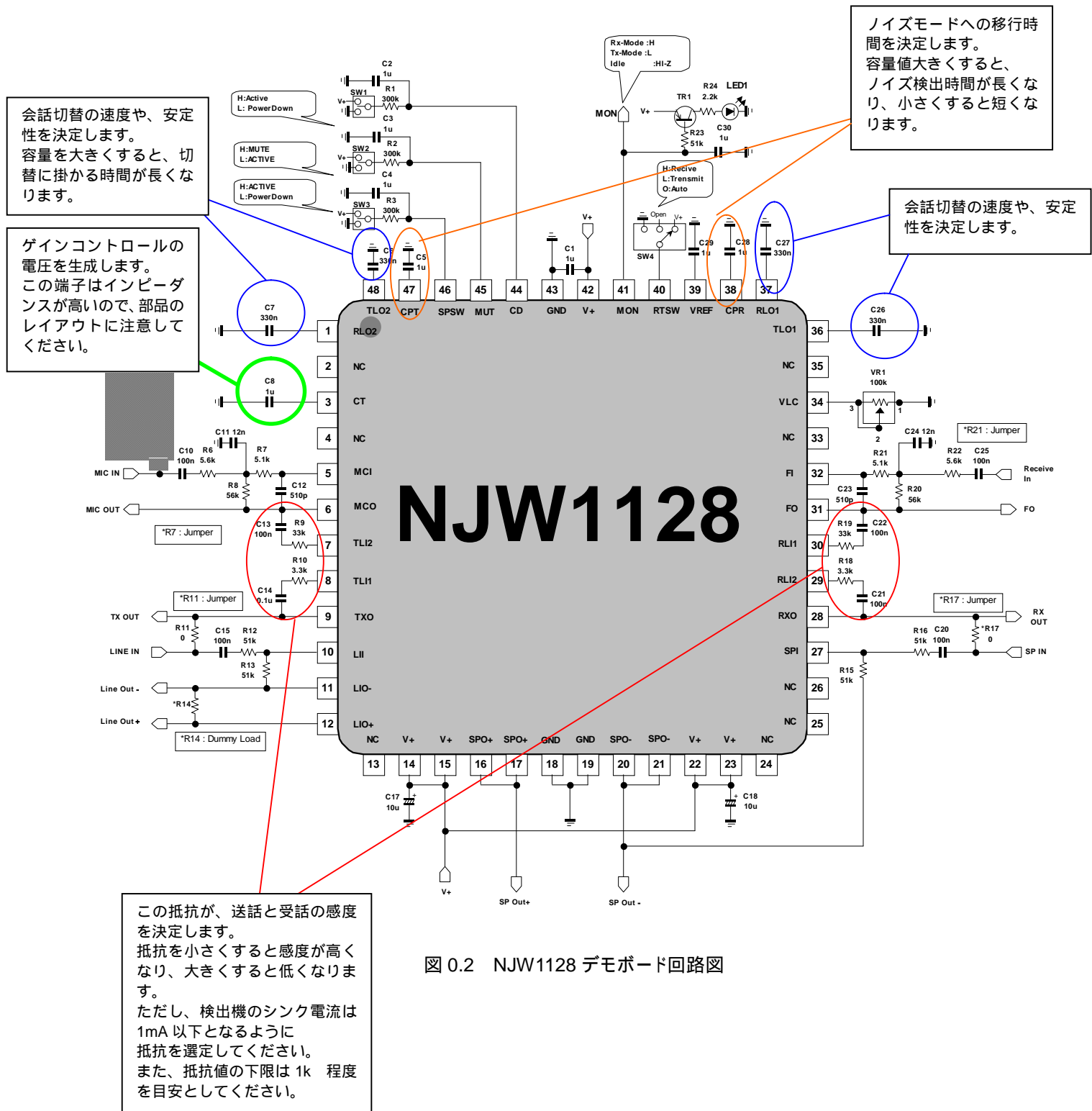


図 0.2 NJW1128 デモボード回路図

NJW1128

【電源配線に関する注意点】

NJW1128 の電源端子 V+のうち、42pin は電源リップルに対して、敏感になっております。
 当該端子のリップルが十分に小さく(目安としては 10mVpp 以下)なるように、下記の点に注意して設計してください。
ご使用に当たっては、必ずレギュレータを用いて、電源の安定化を行って、ご使用ください。

42pin の V+とその他の V+端子は、**共通インピーダンスを最大限に避けて配線して下さい。**

また、43pin の GND 端子も、共通インピーダンスを避けて配線して下さい。

共通インピーダンスが十分に下げられない場合や、電源のリップルが大きい場合は、42pin-43pin 間のデカップリングコンデンサの値を大きくしてください。

必要であれば、42pin のバイパスコンデンサの前に、コイル挿入等もご検討頂き、電源リップルの除去を行ってください。

42pin と 14,15,22,23pin の V+は、必ず同じ電圧源(レギュレータ)から供給してください。

各 V+を異なる電圧で使用することはできません。

14,15pin と、22,23pin にも、必ずそれぞれにデカップリングコンデンサ(バイパスコンデンサ)を接続してください。

また、43pin と 18,19pin の GND 端子も、必ず GND パターンに接続してください。

必ず、全ての V+、GND 端子を接続して下さい。

VREF、CPT、CPR、TLO1、TLO2、RLO1、RLO2、CT の各端子に接続するコンデンサの GND 側は、43pin の GND に対して、できる限りインピーダンスを低く配線して下さい。

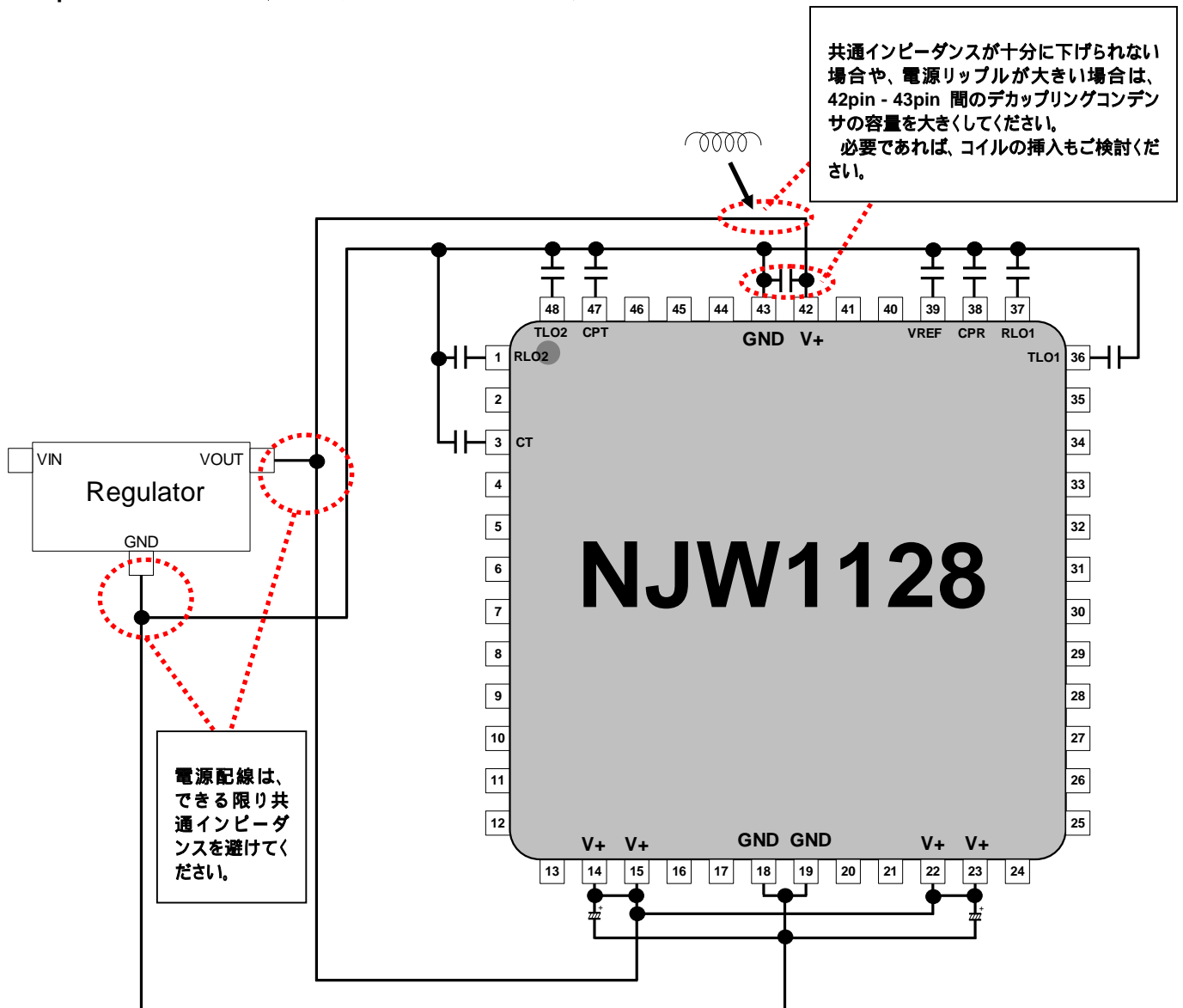


図 0.3 NJW1128 電源回路に関する注意点

【動作概要】

NJW1128 は、マイクからの入力や、子機からの受話入力に応じて、下記のような動作モードを持ちます。
簡易化した NJW1128 のブロックダイアグラムと、その動作の経路を、図 0.4 に示します。

< 送話モード(Tx Mode) > マイク入力(送話側)に入力があった場合

送話減衰器 (Tx Attenuator)が+6dB となり、マイク入力 ラインアンプを介するの の経路で、送話が行われます。
このとき、後述の の経路は、受話減衰器が-46dB となり、経路が遮断されます。

< 受話モード(Rx Mode) > 受話入力に入力があった場合

受話減衰器 (Rx Attenuator)が+6dB となり、受話入力 スピーカアンプを介するの の経路で、受話が行われます。
このとき、先述の の経路は、送話減衰器が-46dB となり、経路が遮断されます。

< SLOW アイドルモード > 環境ノイズが入力されたときや、音声入力が無い場合

マイク入力、または受話入力に、『連続的で音量変化の無い音』が入力され続けるか、どちらにも音声入力が無い場合、送話減衰器、受話減衰器共に-20dB となり、両方の経路が、半遮断状態となります。
このとき、送話または受話モードから、-20dB の半遮断状態への移行は、緩やかに時間をかけて行われます。

< FAST アイドルモード > 送・受話に同時に入力があった場合

マイク入力、受話入力に、同時に音声が入力された場合、送話減衰器、受話減衰器共に-20dB となり、両方の経路が、半遮断状態となります。
このとき、送話または受話モードから、-20dB の半遮断状態への移行は、短時間で急峻に行われます。

より安定した半二重動作を実現するためには、マイクアンプや受話アンプをフィルタとして利用し、音声以外の不要な帯域を、検出器入力や、送話・受話減衰器に入力しないようにすることをお勧めします。

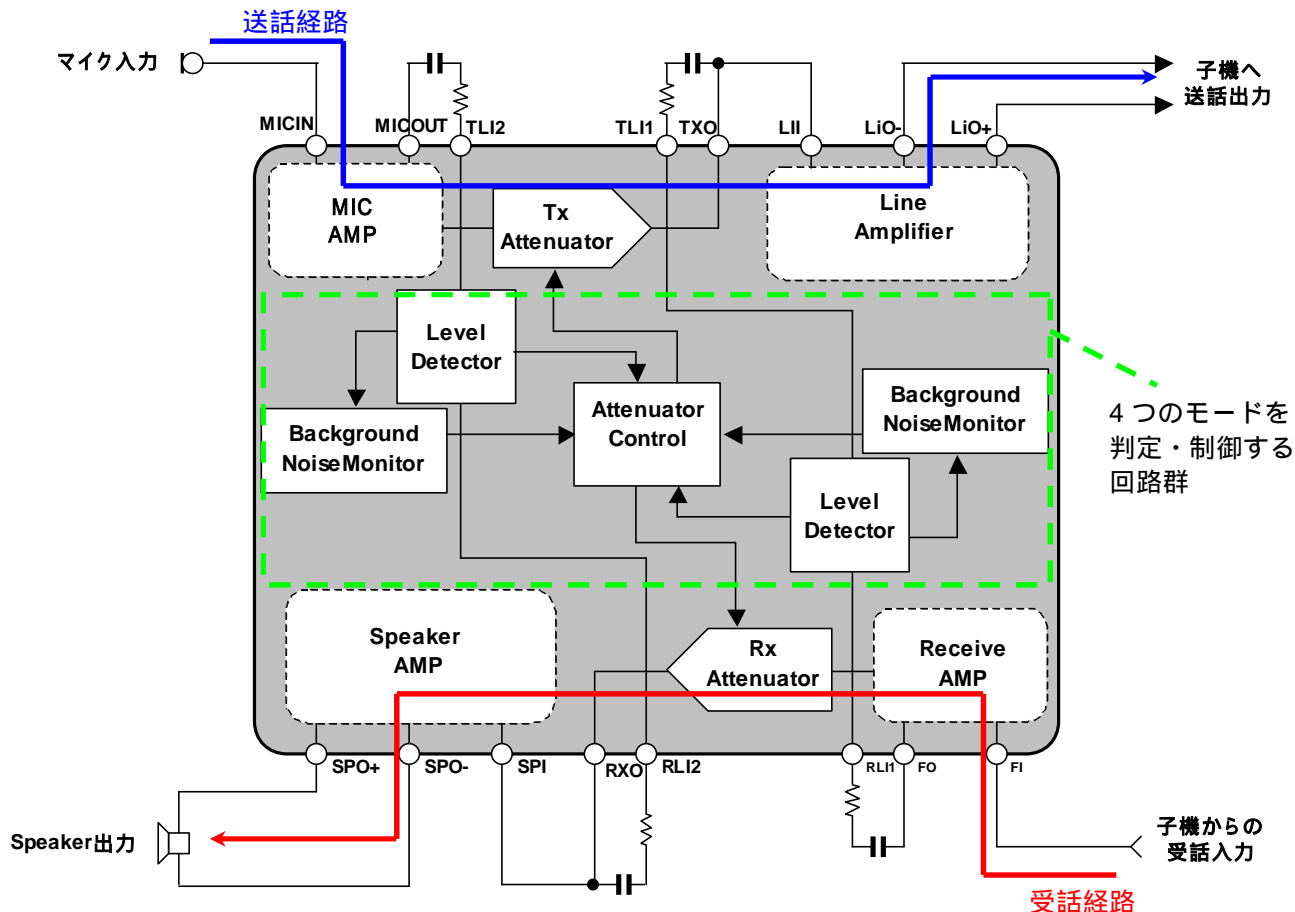


図 0.4 NJW1128 簡易ダイアグラムと送受話経路

NJW1128

【2線-4線変換回路】2線式回線での利用について

NJW1128を2線式回線を用いて転送する場合は、2線-4線変換回路(ハイブリッド回路)を用いて、送話系・受話系の混合/分離を行う必要があります。

図0.5に、2線-4線変換回路の概念図を示します。

この回路において、各インピーダンスが、

$$Z_{14} = \frac{Z_{12} \times Z_{13}}{Z_{11}}$$

$$Z_{24} = \frac{Z_{22} \times Z_{23}}{Z_{21}}$$

の条件を満たせば、 V_{IN1} 、 V_{OUT1} 、 V_{IN2} 、 V_{OUT2} への信号は発生しません。つまり、親機側、子機側それぞれの送話側の音声、受話側に漏れることはなく、送受話を2本の線で行うことが可能となります。

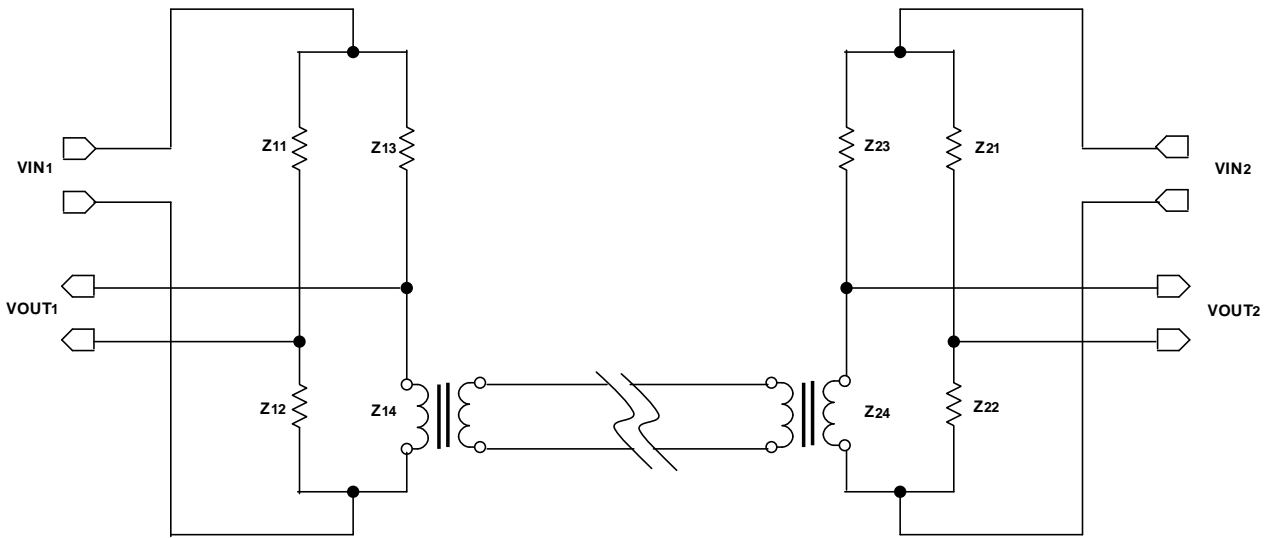


図 0.5 2線-4線変換回路概念図

また、図0.6に、NJW1128のラインアンプとハイブリッドトランスを用いた2線-4線変換回路の回路例を示します。

この回路において、Z1とZ2のインピーダンスに整合が取れていれば、TXOから出力される送話音声、受話側には伝わらないため、正常な送受話動作が可能となります。

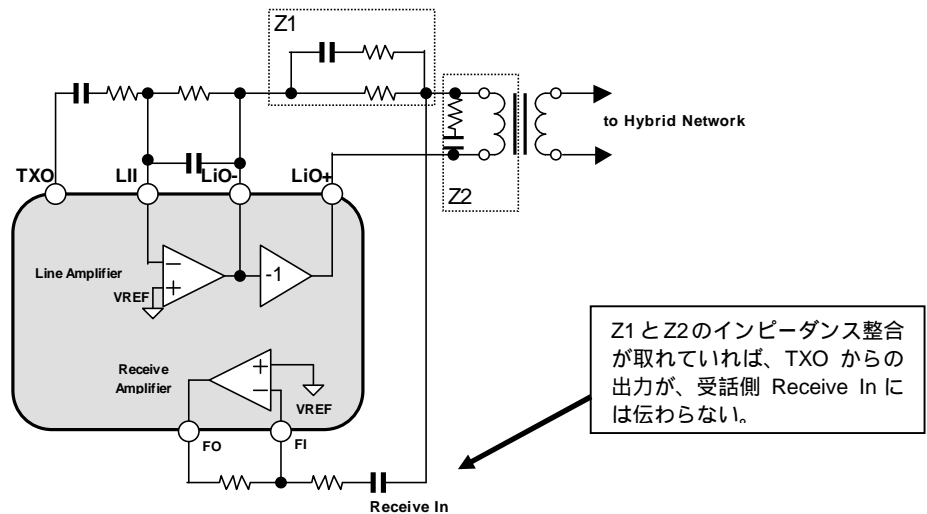


図 0.6 NJW1128における2線-4線変換回路例

同等の回路をトランジスタ等で構成したり、電源を重畳する等、2線-4線変換回路に関する詳細は、電話回線などについて書かれた、専門書をご覧ください。

【熱設計】スピーカアンプご利用に当たっての熱抵抗設計の注意点

ご使用に当たっては、熱設計にご注意ください。

NJW1128 (LQFP-48-R3) における最大許容損失 P_{Dmax} と、周囲温度 T_a の関係を、図 0.7 に示します。

(測定結果は、JEDEC 2層基板と JEDEC 4層基板に実装した場合の結果です。)

ご使用温度の上限においても、NJW1128 の IC 内電力損失 P_D が、 P_{Dmax} を上回らないように熱設計を行ってください。

NJW1128 の IC 内損失電力 対 スピーカ出力を、図 0.8 に示します。

実際の最大許容損失は、ご使用になる基盤の種類や大きさ、配線により異なります。適切な熱設計となるよう、十分にご検討をお願いします。

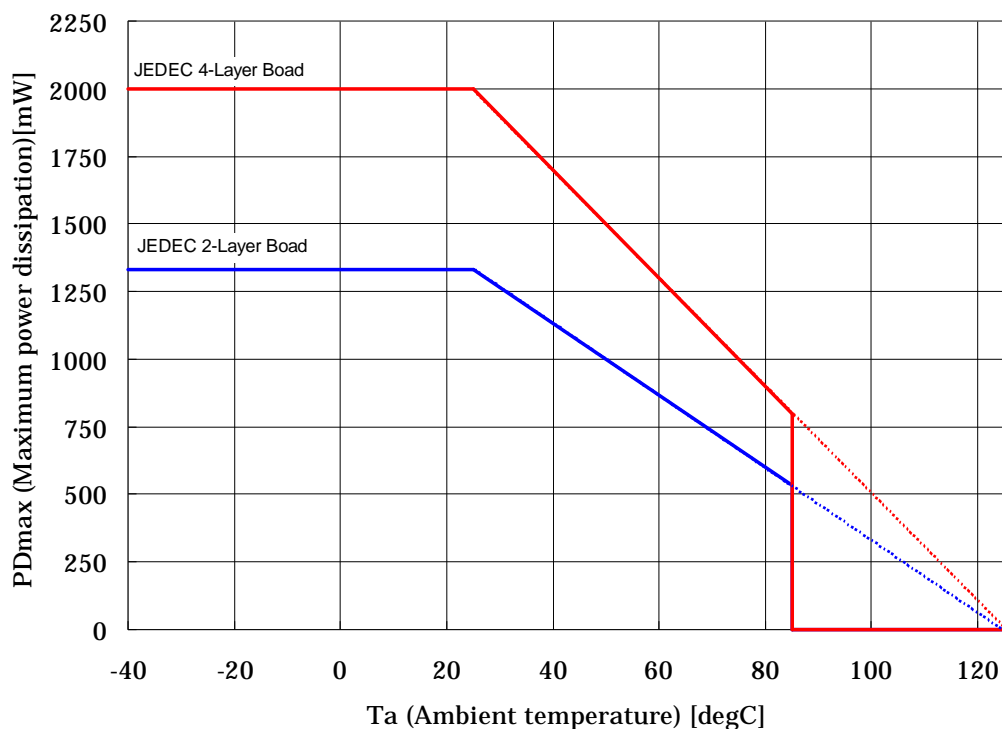


図 0.7 NJW1128(LQFP48-R3) の最大許容損失と周囲温度の関係

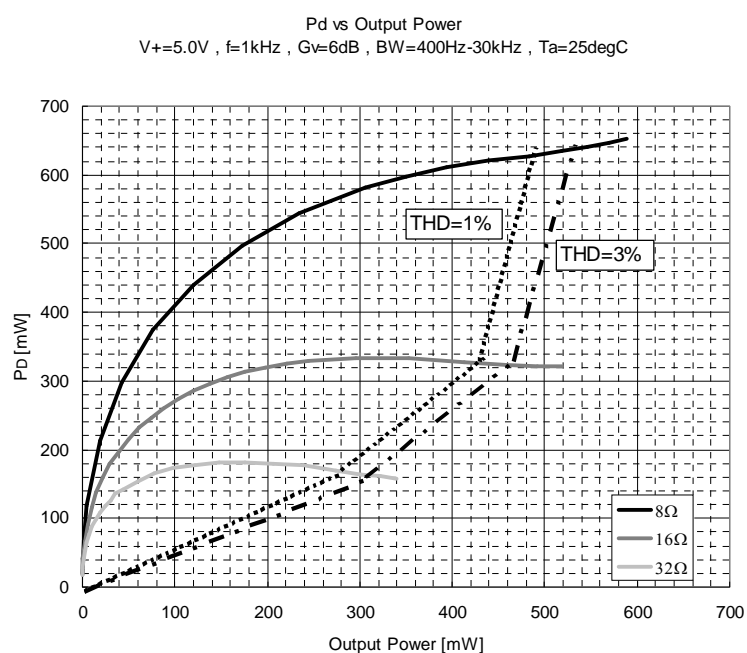


図 0.8 NJW1128 の IC 内電力損失のスピーカ出力依存性

NJW1128

【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)	-17	-20	-23	dB

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)

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)

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。

< ボリウムコントロール機能 >

受話減衰器にはボリウムコントロール機能があります。

ボリウムコントロールは、VLC 端子とグランドの間の抵抗値を変化させることで、アッテネート量をコントロールします。

ボリウ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 0Ω で接地するとき、ボリウムは最大(アッテネート量:最小)となり、減衰量は 0dB です。100kΩ で接続するとき、ボリウムは最小(アッテネート量:最大)となり、-45dB (Typ) となります。

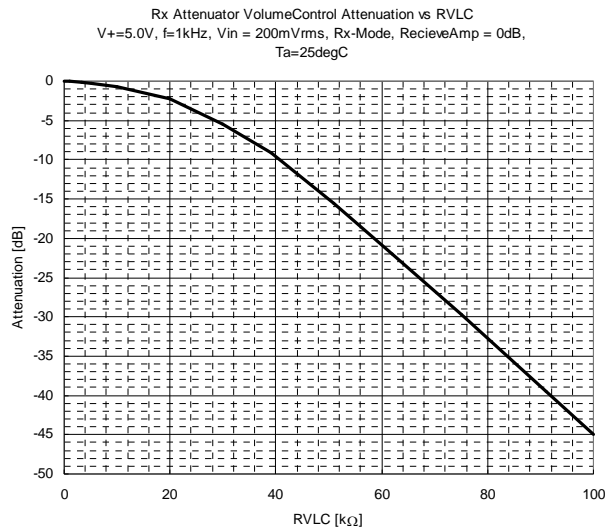


図 1.1 ボリウムコントロール特性例

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)	-17	-20	-23	dB

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)

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)

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ュー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 3.1 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。

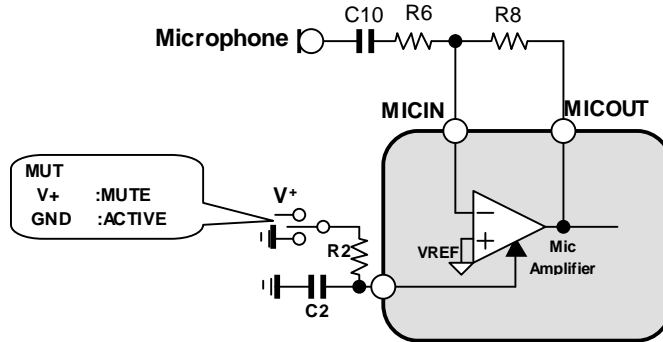


図 3.1 マイクアンプ部アプリケーション回路例

表 3.1 マイクアンプ外付け部品表

外部部品	目的	推奨値	説明	注意点
C10	DC デカップリング	100n ~ 10μF	-	C10 と R6 で HPF を形成する。
R8	ゲイン設定	3k ~ 300kΩ	$G_v = R8/R6$ 入力インピーダンス = R6	Gv < 40dB での仕様を推奨。
R6				
R2	ポップノイズ低減	10k ~ 300kΩ	MUTE/ACTIVE 切替時の ポップノイズ軽減用	
C2		100n ~ 1μF		

表 3.2 マイクアンプ ミュート回路論理表

MUTE 端子電圧		状態
VIH	>1.5V	マイクアンプをミュートにします
VIL	<0.3V	マイクアンプをアクティブにします

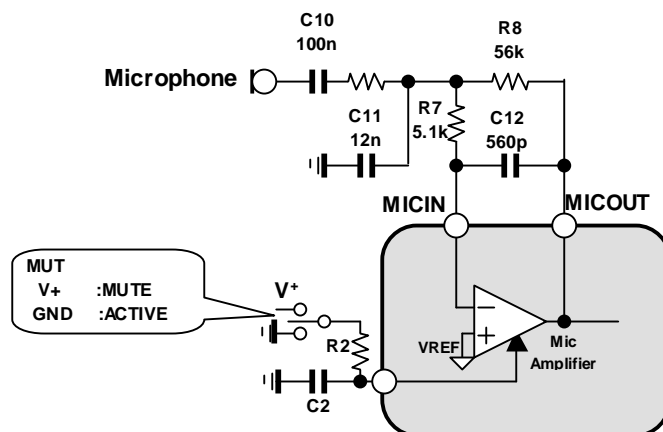


図 3.2 マイクアンプ Gv=20dB、fc=4kHzLPF 回路例

また、マイクアンプ回路は、多重帰還 LPF,HPF,BPF として用いることもできます。

図 3.2 は、Gv=20dB、fc=4kHz (-40dB/deg) LPF の回路例です。

会話以外の帯域をマイクアンプで除去しておくことにより、より安定したボイススイッチ動作が可能となります。

(フィルタの係数設定については、巻末の『付録 2』のの計算式をご参照ください。)

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 4.1 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。

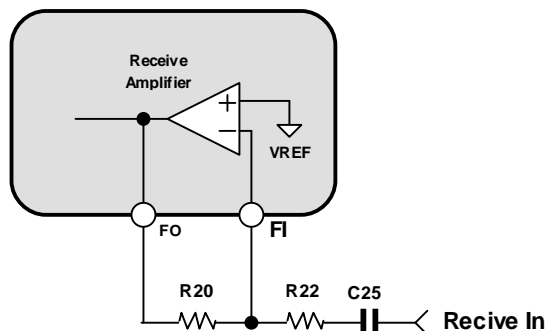


図 4.1 受話アンプ部アプリケーション回路例

表 4.1 受話アンプ外付け部品表

外部部品	目的	推奨値	説明	注意点
C25	DC デカップリング	100n ~ 10 μ F	-	C25 と R22 で HPF を形成する。
R20	ゲイン設定	3k ~ 300k Ω	$G_v = R20/R22$	$G_v < 40\text{dB}$ での仕様を推奨。
R22			入力インピーダンス = R22	

受話アンプも、マイクアンプ同様に、多重帰還 LPF,HPF,BPF 等として用いることができます。

図 4.2 は、 $G_v=20\text{dB}$ 、 $f_c=4\text{kHz}$ (-40dB/deg) の回路例です。

会話以外の帯域を受話アンプで除去しておくことにより、より安定したボイススイッチ動作が可能となります。

(フィルタの係数設定については、巻末の『付録 2』の計算式をご参照ください。)

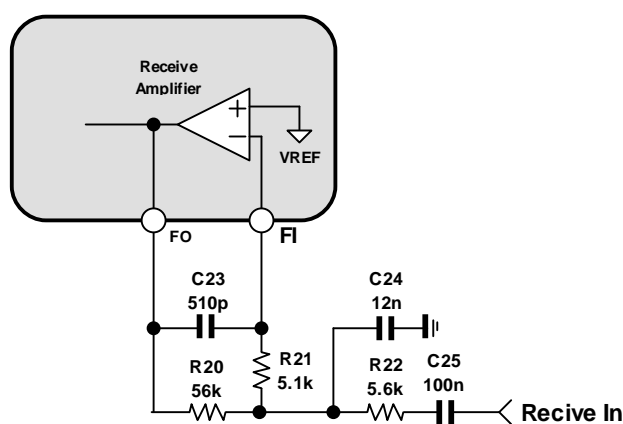


図 4.2 受話アンプ $G_v=20\text{dB}$ 、 $f_c=4\text{kHz}$ LPF 回路例

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倍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。

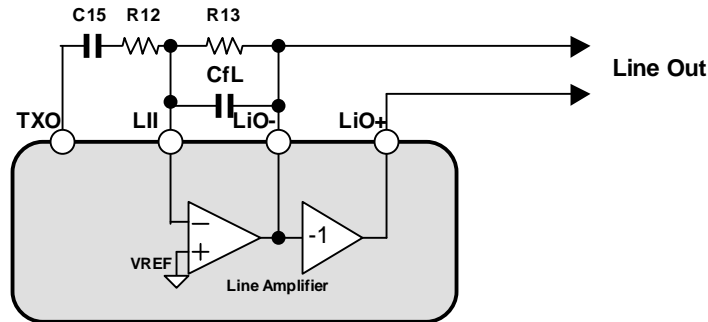


図 5.1 ラインアンプ部アプリケーション回路例

表 5.1 ラインアンプ外付け部品表

外部部品	目的	推奨値	説明	注意点
C15	DC デカップリング	100n ~ 10μF	-	C15 と R12 で HPF を形成する。
R13	ゲイン設定	3k ~ 300kΩ	$G_v = R_{13}/R_{12}$ 入力インピーダンス = R12	$G_v < 40\text{dB}$ での仕様を推奨。
R12				
CfL	発振防止	10p~100pF	通常は不要ですが、配線長やインダクタンスにより、発振する場合に挿入。	-

ラインアンプの差動出力を利用して、ハイブリッド回路を形成することもできます。詳しくは、『2線-4線変換回路』の項目をご覧ください。

図 5.2 に、ラインアンプにおける禁止回路の例を示します。

ラインアンプの出力は、GND にショートするような接続での使用はできません。

また AC カップリングを行っても、AC 的に GND ショートするよう接続では、使用できません。

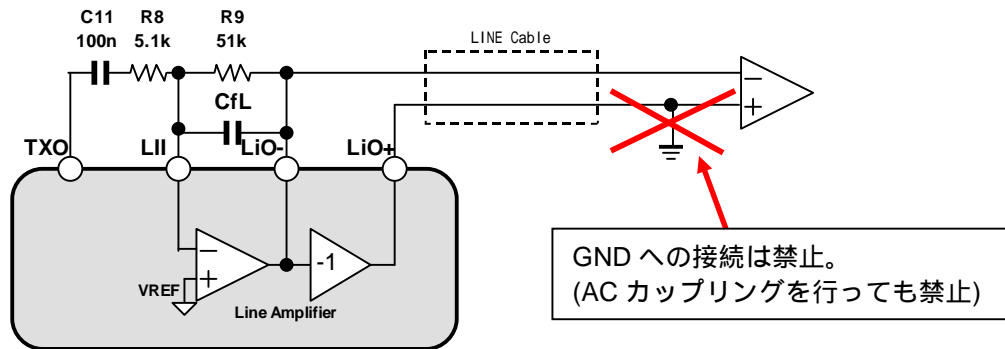


図 5.2 ラインアンプ部 禁止回路例

6. スピーカンプ (ブロック:受話回路系)

スピーカンプ (Speaker Amplifier)は、受話回路系において、Rx アッテネータから出力された受話信号を増幅し、スピーカを駆動するための増幅器です。スピーカンプは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 倍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、Rx 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 BTL 出力を生成します。スピーカのインピーダンスは、8Ω以上のスピーカをご使用ください。

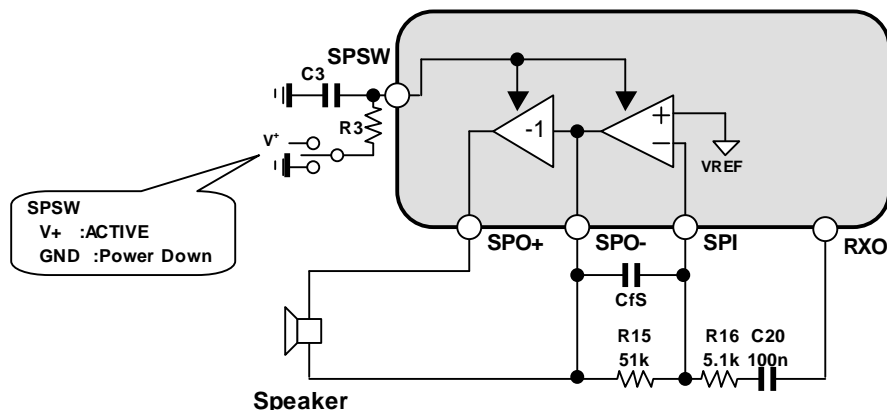


図 6.1 スピーカンプ部アプリケーション回路例

外部部品	目的	推奨値	説明	注意点
C20	DC デカップリング	100n ~ 10μF	-	C16 と R22 で HPF を形成する。
R15	ゲイン設定	3k ~ 300kΩ	Gv = R15/R16 入力インピーダンス = R12	Gv < 40dB での仕様を推奨。
R16				
CfL	発振防止	10p~100pF	通常は不要ですが、配線長やインダクタンスにより、発振する場合に挿入	-

電源投入時のポップ音低減のため、電源投入時は SPSW を Power Down モードで起動し、1sec ~ 3sec 後に、SPSW を ACTIVE にして、スピーカンプを起動してください。

なお、駆動するスピーカの種類や配線長によるインダクタンスによっては、図 6.1 の CfL の挿入よりも、下記の図 6.2 のように、SPO-/+間にコンデンサと抵抗を直列に挿入(位相補償)することで、耐発振性を向上できる場合があります。挿入する抵抗は 10Ω ~ 20Ω 程度、コンデンサは 1n ~ 100nF 程度を目安に挿入してください。

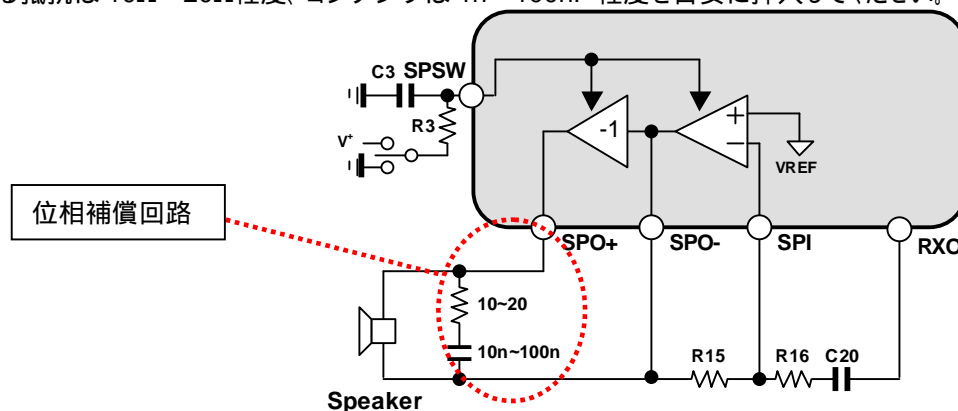


図 6.2 発振耐性強化回路例

図 6.3 に、スピーカアンプにおける禁止回路の例を示します。
 スピーカアンプの出力は、GND にショートするような接続での使用はできません。
 また AC カップリングを行っても、AC 的に GND ショートするような接続では、使用できません。

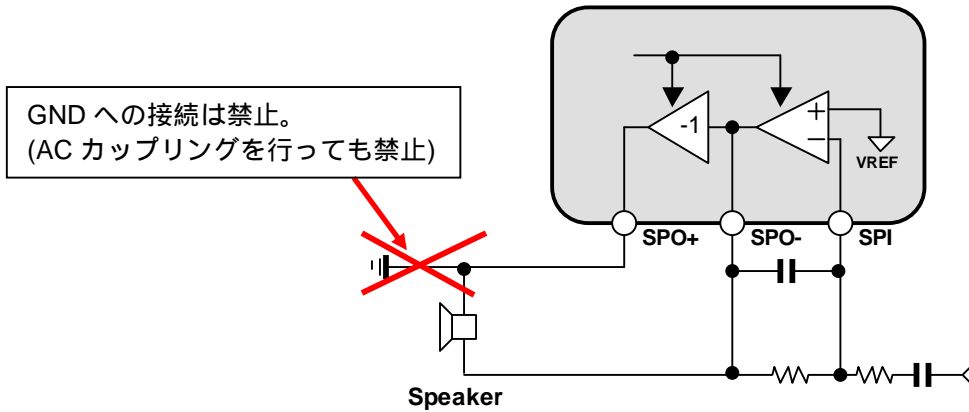


図 6.3 スピーカアンプ部 禁止回路例

7. モニタ端子

モニタ端子は、NJW1128 の動作状態によって、電圧モードが切り替わります。
 モニタ端子のブロックダイアグラムを、図 7.1 に示します。
 NJW1128 が受話モードの時、SW-R が ON、SW-T が OFF となり、モニタ出力は Hi(V+) となります。
 送話モードの時は、SW-R が OFF、SW-T が ON となり、モニタ出力は Lo(GND) となります。
 アイドルモード時には、SW-R、SW-T 共に OFF となり、モニタ出力はハイインピーダンス状態になります。

特性測定においては、図 7.1 にあるような測定回路を接続して特性保証を行っております。
 また、SW-R、SW-T はそれぞれ、等価的に 300Ω (Typ, V+=5V 時) 程度の抵抗を持っています。
 なお、出力レベルの負荷インピーダンスに対する特性は、データシートの特性格を参照ください。

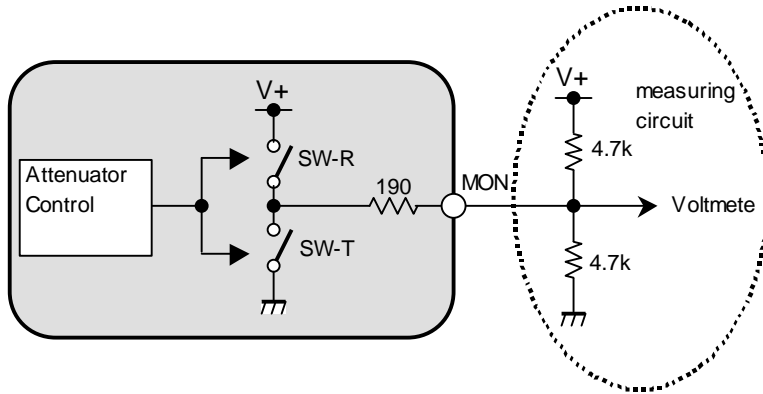


図 7.1 モニタ端子のブロックダイアグラム

表 7.1 モニタ端子のモード別スイッチ状態

Mode	SW-R	SW-T
Tx Mode	OFF	ON
Rx Mode	ON	OFF
FAST Idle Mode	OFF	OFF
SLOW Idle Mode	OFF	OFF

8. 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アグラムを図8(a)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。各論理レベルによる動作モードの真理値表を、表8に示します。各検出器の詳細な動作を、後述の(8.1)と(8.2)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、「9. アッテネータコントローラ」の項目をご参照ください。

会話レベル検出器は、

- (1) 送話側:マイクアンプ出力 対 受話側:受話アッテネータ出力 (またはスピーカ出力) の比較
- (2) 受話側:受話アンプ出力 対 送話側:送話アッテネータ出力 (またはラインアンプ出力) の比較

を行います。それぞれのレベルは、

- (1)マイクアンプ出力 … TLI2、受話アッテネータ出力 … RLI2
- (2)受話アンプ出力 … RLI1、送話アッテネータ出力 … TLI1

で、それぞれ検出させます。

上記4点の検出、比較を行うことで、送話状態か受話状態なのか、または無入力、ノイズ入力状態なのかを判定します。

レベル比較を行うコンパレータのヒステリシスを図8(b)に示します。

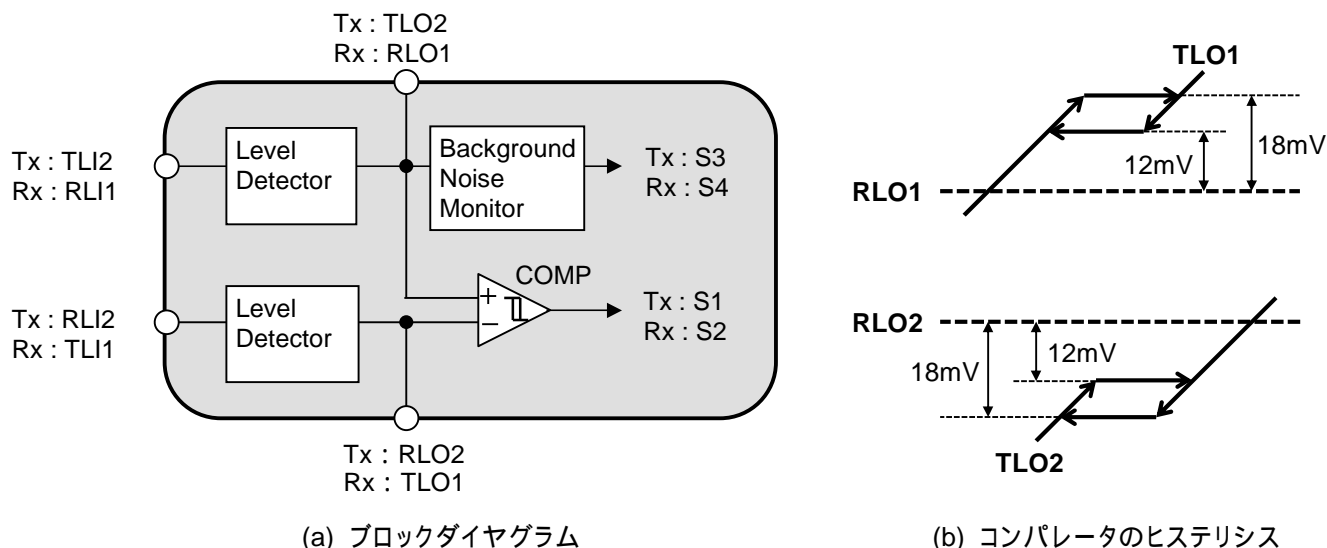


図8 会話レベル検出器

表8 モード切替真理値表

S1	S2	S3	S4	Mode
Tx	Tx	1	X	Tx Mode
Tx	Rx	y	y	FAST Idle Mode
Rx	Tx	y	y	FAST Idle Mode
Rx	Rx	X	1	Rx Mode
Tx	Tx	0	X	SLOW Idle Mode
Tx	Rx	0	0	SLOW Idle Mode
Rx	Tx	0	0	SLOW Idle Mode
RX	Rx	X	0	SLOW Idle Mode

S1 : RLO2とTLO2の比較結果(RLI2とTLI2…親機側のレベル検出)
 RLO2>TLO2で[†]R_X、TLO2>RLO2で[†]T_X

S2 : RLO1とTLO1の比較結果(RLI1とTLI1…子機側のレベル検出)
 RLO1>TLO1で[†]R_X、TLO1>RLO1で[†]T_X

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_z、ノイズと判定した場合[†]0_z
[†]X_z : 条件によらない
[†]Y_z : C3,C4の両方が[†]0_zではない

(8.1) 個別レベル検出器

個別レベル検出器では、各検出点での音声信号を検出し、入力レベルに応じた検出レベルを出力します。回路のブロック構成を、図 8.1 に示します。

各点での入力電圧 V_{in} に対して、出力電圧 V_o (Ref に対する電位差) は、

$$V_o = 0.026 \times L_n \left(\frac{\frac{V_{in}}{R_i} + 0.54 \times 10^{-6}}{0.54 \times 10^{-6}} \right) \quad [\text{unit : Volt}] \quad \dots \quad (8.1.1)$$

となります。例えば、 $V_{in} = 200\text{mV}_{\text{rms}}$ ($= 283\text{mV}_{\text{peak}}$)、 $R_i = 10\text{k}\Omega$ の場合、 $V_o = 103\text{mV}$ となります。

式(8.1.1)から解けるとおり、**入力抵抗 R_i が個別レベル検出器の感度を決定します。**

実際には、表 8.1 にあるとおり、 C_i のインピーダンスが、 R_i に対して HPF として働きますので、カットオフ周波数にも注意してください。

また、**検出器への入力電流 $I_{\text{sink}} = V_{in}/R_i$ は、1mA 以下となるように設計してください。** また、抵抗値の下限は 1k を目安としてください。(5kΩ以上を推奨します。)

note: 不要な低域や高域の音声は、マイクアンプや受話アンプでフィルタを構成し、低減した方が、不要な信号で検出動作しないで済むため、良好な結果を生むことがあります。マイクアンプ、受話アンプで、LPF、HPF、BPF を構成いただくことを推奨いたします。フィルタ構成方法については、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」をご覧ください。

TLO1,2, RLO1,2 に接続されるコンデンサ C_o は、検出したレベル V_o を保持するためのコンデンサです。

充電は、AMP2 によって瞬時に行われますが、放電は電流源 $I_3 = 0.3\mu\text{A}$ によって、緩やかに行われます。

この放電勾配を V_o と定義すると、

$$\delta V_o = -3 \times 10^{-7} / C_o \quad [\text{unit : V/sec}] \quad \dots \quad (8.1.2)$$

となります。

例えば、 $C_o = 0.33\mu\text{F}$ の場合、 $V_c = -0.909 \text{ V/sec}$ になります。

また、個別レベル検出器は、 I_{sink} でレベルを決定する半波整流器ですので、検波が行われない半周期は、 C_o が放電サイクルに入ります。したがって、 C_o の値を小さくしすぎると、 V_o の整流特性が悪化し、後段の Background Noise Monitor で、ノイズとして検出できなくなります。

逆に、 C_o の値を大きくしすぎると、保持時間が長くなるため、送受話の切替時間が長くなったり、レベル変化が少なくなるため、Background Noise Monitor が、常にノイズであると判断する可能性があります。

コンデンサ C_o は、実際のセットにあわせて、適切に調整してください。(必ず $0.05\mu\text{F}$ 以上のコンデンサが必要です。)

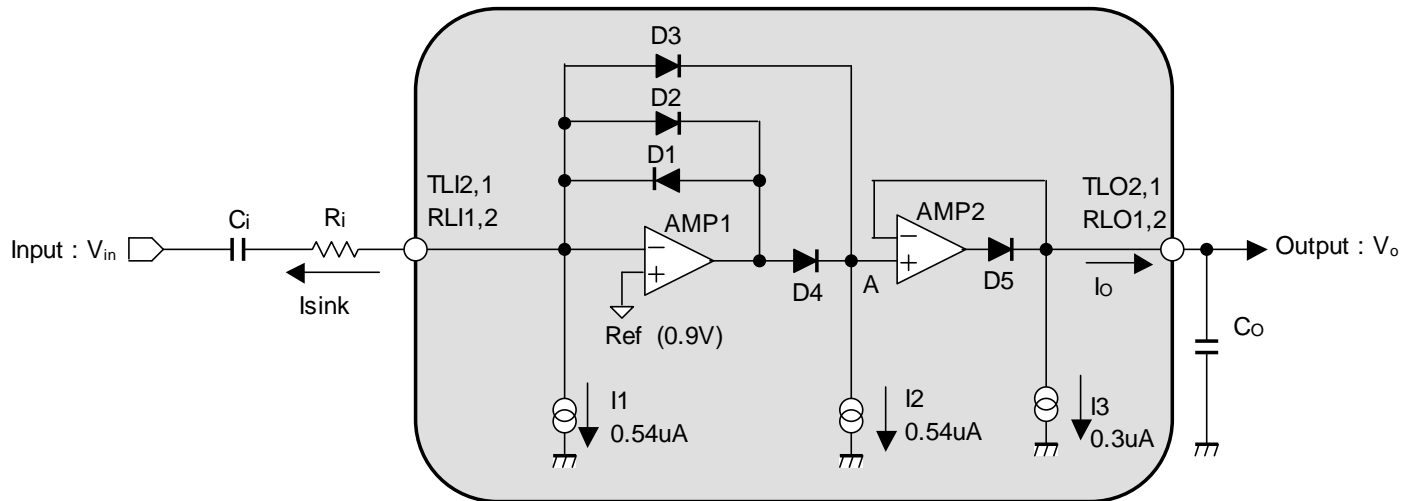


図 8.1 個別レベル検出器 のブロックダイアグラム

表 8.1 個別レベル検出器の各外付け部品の説明

外付部品	使用目的	推奨値	説明	注意点
C_{in}	直流カット	$100\text{nF} \sim 1\mu\text{F}$	-	$f_c = 1 / (2\pi \times C_{in} \times R_{in})$ で HPF を形成
R_{in}	V/I変換	$5\text{k} \sim 100\text{k}\Omega$	$I_{in} = V_{in} / R_{in}$	各検出器の入力電流をそろえてください $I_{in} < 100\mu\text{A}$ でご使用ください
C_o	レベル保持	$0.05\mu\text{F} \sim 1.0\mu\text{F}$	$V_c = -0.3\mu\text{A} / C_o$	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。

(8.2) 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 8.2 に示します。

Background Noise Monitor に、TLO2,RLO1 から入力が入ると、以下の ~ のような動作を行います。

- 初期状態は、コンパレータ COMP の非反転入力よりも、反転入力が 46mV 高く、COMP の初期出力は '0 (Lo)' になっている。
- TLO2,RLO1 に入力が入ると、COMP の非反転入力は AMP1 で 2.7 倍された TLO2,RLO1 の信号が入力される。
- このとき、AMP1 の出力が、COMP のヒステリシス 36mV よりも高ければ、COMP の出力は '1 (Hi)' となる。
- 同時に、AMP2 を介して、CPT,CPR 端子の外部コンデンサ Ccp に充電が始まる。
- Ccp の電圧は、一定の勾配を持って徐々に上昇し、最終的には AMP1 の出力よりも 46mV 高い電圧に制御される。
- Ccp の電圧が上昇し、AMP1 の電圧よりも 36mV 高くなった時点で、COMP の出力は再び '0' に戻る。

この ~ の動作は、下記のような原理により行われます。

[,]

ノイズ検出器の前段の個別レベル検出器の出力 Vo (= TLO2,RLO1 の Ref との電位差) が、ノイズ検出器初段の AMP1 で約 2.7 倍に増幅されます。

この出力が、2 段目の AMP2 と COMP の非反転入力端子に入力されます。一方、COMP の反転端子は、46mV のオフセットを持ったバッファアンプ AMP2 を介して入力されます。

COMP の反転端子は、AMP1 の出力に対して、46mV 高くなるように AMP2 によって制御されます。

従って、初期状態では COMP の出力は '0' となっており、入力が入り、COMP の出力を反転させた時点で、'1' に変わります。

[~]

AMP2 の出力は、AMP1 の出力に対して、46mV 高い電圧になるように制御されますが、AMP2 が Ccp を充電するとき、充電は 0.8μA の電流源によって行われます。そのため、一定の勾配を持って Ccp の電圧が上昇し、最終的に AMP1 の出力 + 46mV に到達します。この充電勾配を V_{CCP} とすると、

$$\Delta V_{CCP} = 8 \times 10^{-7} / C_{CP} \quad [\text{unit : V/sec}] \quad \dots \quad (8.2.1)$$

となります。例えば、C_{CP} = 1μF のとき、V_{CP} = 0.8 V/sec です。

Ccp の電圧が、COMP のヒステリシス 36mV を上回るだけ、COMP の非反転入力よりも高くなると、COMP の出力は '0' になります。

~ の動作模式図を、図 8.2.2(a) に示します。

また、断続的な信号や、レベル変化のある信号が入力された場合の動作模式図を、図 8.2.2(b) に示します。ノイズ検出器は、一定レベルの連続信号を 'ノイズ' と判定してます。

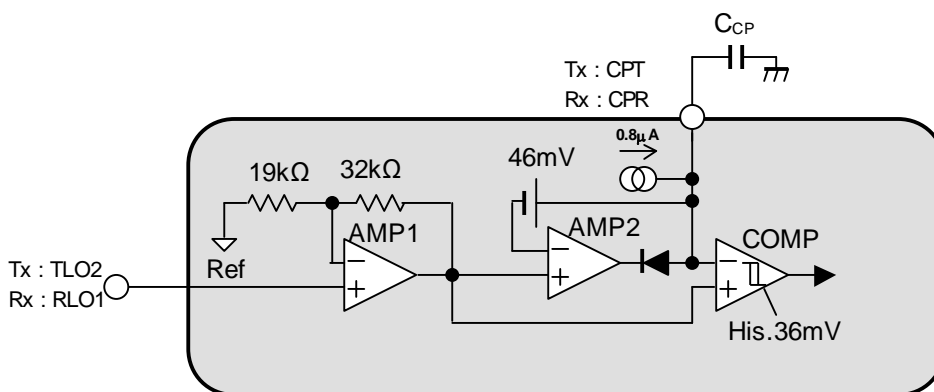
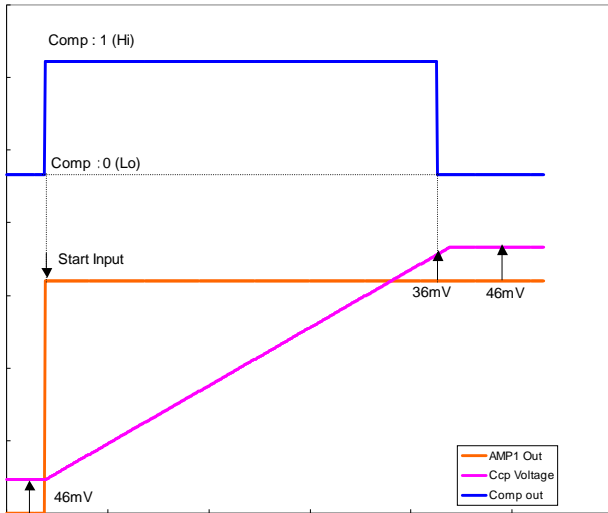


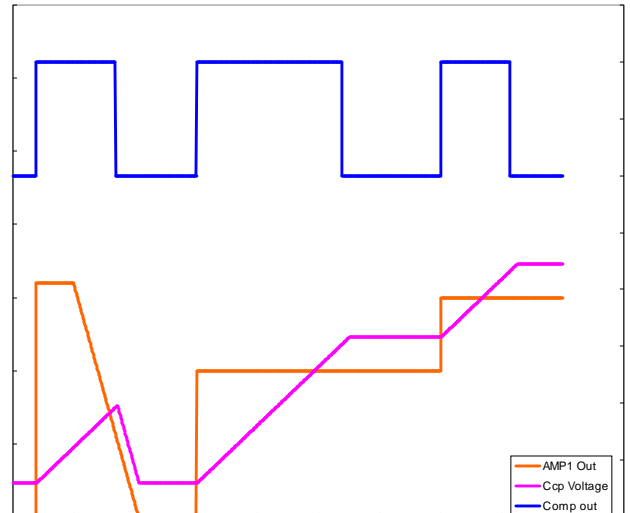
図 8.2.1 ノイズ検出器 のブロックダイアグラム

表 8.2 ノイズ検出器 外付け部品の説明

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



(a) 定常音声入力時の動作模式図



(b) 断続、レベル変化のある音声入力時の動作模式図

図 8.2.2 ノイズ検出器の動作 模式図

ノイズ検出（一定音声が入力されてから、BNM 検出力「0」に戻るまでの）時間を長くするには、 C_{CP} の容量を大きくし、短くするには C_{CP} の容量を小さくしてください。

C_{CP} は必ず接続し、容量の最低値は 0.1 μ F としてください。また C_{CP} には、リーク電流の小さなコンデンサを用いてください。

9. 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(8. 会話レベル検出器を参照)を、表8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。

アッテネータコントローラのブロック図を、図9.1に示します。また、各動作モードにおけるスイッチのON/OFF状態について、表9.1に示します。

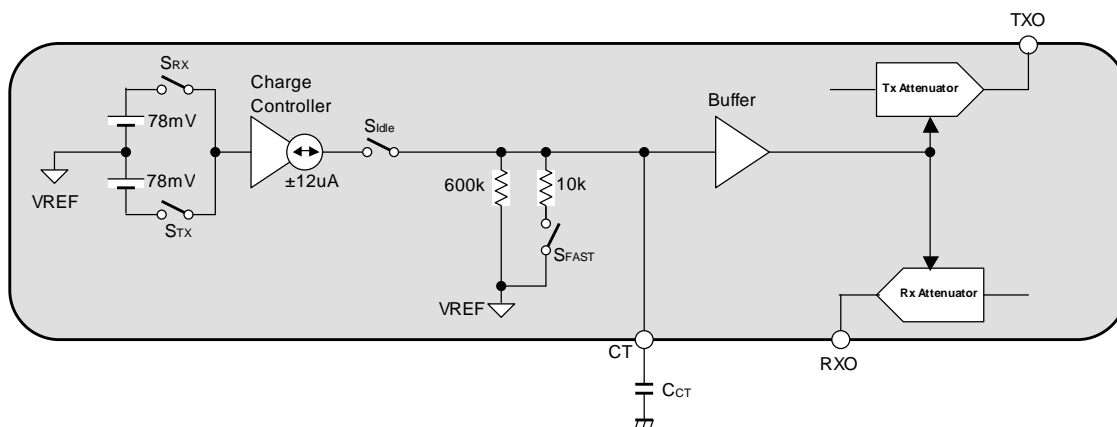


図 9.1 アッテネータコントローラのブロックダイヤグラム

表 9.1 アッテネータコントローラの動作モード別のスイッチ状態

Mode	SRX	STX	Sidle	SFAST
Tx Mode	OFF	ON	ON	OFF
Rx Mode	ON	OFF	ON	OFF
FAST Idle Mode	OFF	OFF	OFF	ON
SLOW Idle Mode	OFF	OFF	OFF	OFF

CT 端子は、Tx モード (送話モード) と Rx Mode(受話モード) 時には、それぞれ S_{TX} と S_{RX} が ON , Slidle が ON になり、 $V_{REF} + 78mV$ または $V_{REF} - 78mV$ になるよう、CT 端子の外付けコンデンサ C_{CT} を充電します。 C_{CT} の電圧は、充電コントローラ (Charge Controller) の電流源 ($\pm 12\mu A$) で制御されますので、式(9.1)の勾配を持って充電されます。

$$\Delta V_{CCP} = 1.2 \times 10^{-5} / C_{CT} \quad [\text{unit : V/sec}] \quad \dots \quad (9.1)$$

例えば、 $C_{CT} = 1\mu F$ の場合、 $V_{CCP} = 12V/sec$ であり、 $78mV$ の電圧変化には約 $6.5msec$ の時間が掛かります。

Idle モード時は、 S_{TX} と S_{RX} が OFF , Slidle が OFF になり、Fast Idle モード時は、 S_{FAST} が ON、SLOW Idle モード時は、 S_{FAST} が OFF となります。この状態では、CT の電圧は、時定数を持って、 V_{REF} の電圧に収束します。

C_{CT} の放電時の時定数は、

$$\tau = R \times C_{CT} \quad [\text{unit : sec}] \quad \dots \quad (9.2)$$

です。ここで、R は、SLOW Idle モード時は $600k\Omega$ 、FAST Idle モード時は、約 $10k\Omega$ で計算します。

CT 端子で生成された電圧は内部でバッファリングされた後、直接送話減衰器と受話減衰器をコントロールします。

CT 端子の電圧を、 V_{CT} とすると、送話・受話アッテネータの利得 $G_{AT(TX)}$ と $G_{AT(RX)}$ とすると、その概算値は、

$$G_{AT(TX)} = 20 \text{Log} \left[0.1 \times \exp \left\{ - \frac{(V_{CT} - V_{REF})}{0.026} \right\} \right] \quad [\text{unit : dB}] \quad \dots \quad (9.3)$$

$$G_{AT(RX)} = 20 \text{Log} \left[0.1 \times \exp \left\{ \frac{(V_{CT} - V_{REF})}{0.026} \right\} \right] \quad [\text{unit : dB}] \quad \dots \quad (9.4)$$

となります。

よって例えば、Rx Mode 時、 $V_{ct} = V_{REF} + 78mV$ ですので、 $G_{AT(RX)} = -46dB$, $G_{AT(TX)} = +6dB$ と計算できます。また Idle モード時は、 $V_{ct} = V_{REF}$ ですので、 $G_{AT(RX)} = G_{AT(TX)} = -20dB$ であることが計算できます。

これらの動作の模式図を、図 9.1.2 (a),(b) に示します。

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、 $TL1,2$ と $RL1,2$ 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 C_5 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 $1\mu F$ から変更するようにしてください。

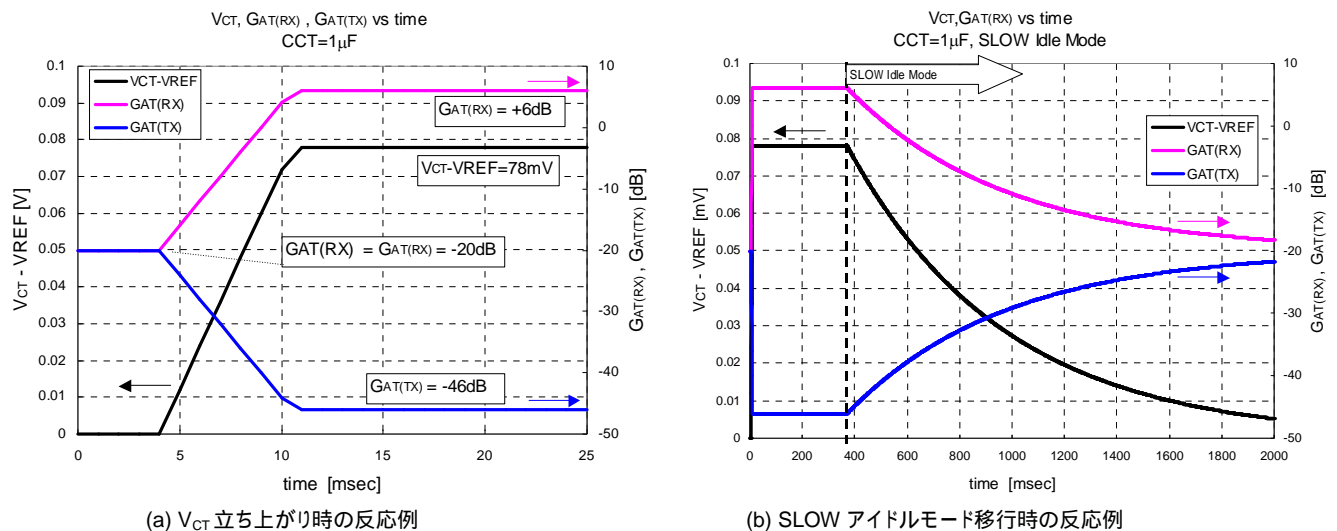


図 9.2 アッテネータコントローラの動作模式図

CT 端子は出力インピーダンスが極めて高く、また送受話減衰器のゲインは CT 端子の電圧に対して、非常に敏感であるため、CT 端子の電圧を測定する場合は、高抵抗 ($1G\Omega$ 以上を推奨) の測定器を用いて測定してください。

また、ご使用においては、CT 端子への結露やごみの付着などは、動作に著しく変化を与えることになります。同端子へは結露対策やごみの付着対策を十分に行ってください。

10. 強制送受話切替スイッチ(RTSW)

表 10.1 RTSW の論理レベル

項目	記号	最小	標準	最大	単位
Low Level 入力電圧	V_{IL}	0	-	0.3	V
High Level 入力電圧	V_{IH}	$V^+ - 0.3$	-	V^+	V

表 10.2 RTSW の論理レベルに対する NJW1128 動作モード

印加電圧	記号	動作
V_{IH}	Rx Mode	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}	Tx Mode	強制的に送話状態にします

Open または V^+ と GND の中点電位となります。

RTSW は送受話入力の状態に関係なく、強制的に送話モード、または受話モードに切り替えるスイッチです。RTSW の論理レベルと動作モードの関係を、表 10.1、表 10.2 に示します。

RTSW を使用すると、

送話、受話の信号入力レベルや、信号入力の有無に関係なく、RTSW で決定したモードに経路が固定されます。RTSW のモードを切り替えるまで、送話モードまたは受話モードの切替は行われません。定常的な音声が入力されたり、送受話に同時に音声が入力されても、アイドルモードへの移行は行われません。

となり、通常のモードとは異なる動作モードとなります。

RTSW の電圧を検知し、強制送話モード、強制受話モード、Auto モード(通常モード) の設定の切替を行います。内部の等価ブロックを図 10.1 に、その切替の動作状態を、表 10.3 と表 10.4 に示します。

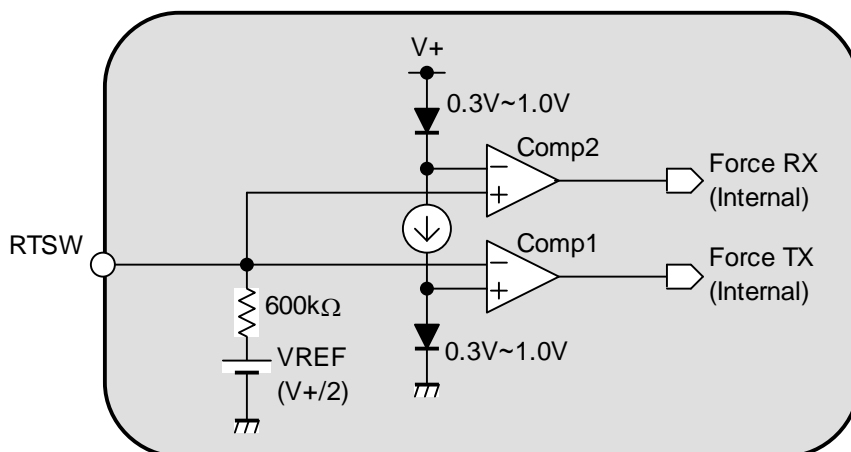


図 10.1 RTSW の等価ブロック図

表 10.3 RTSW 電圧に対する内部回路の論理状態

RTSW Voltage	Force Rx	Force Tx
GND ~ 0.3V	Lo	Hi
0.3V ~ 1.0V	Lo	transition range
1.0V ~ ($V^+ - 1.0V$)	Lo	Lo
($V^+ - 1.0V$) ~ ($V^+ - 0.3V$)	transition range	Lo
($V^+ - 0.3V$) ~ V^+	Hi	Lo

表 10.4 内部論理に対する動作モード

Force RX	Force TX	Mode
Lo	Lo	Auto Mode
Lo	Hi	Tx Mode
Hi	Lo	Rx Mode
Hi	Hi	not supported

NJW1128

【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

・SPSW = MUT=GND (0.3V 以下)、CD=V+

【電源 ON 時シーケンス】

NJW1128 の電源を投入する。同時に Mic In や Recive In に接続されている回路の電源も投入する。

1sec 程度のウェイトの後、SPSW を GND V⁺ にして、NJW1128 内蔵のスピーカアンプを有効化する。

【電源 OFF 時シーケンス】

SPSW を V⁺ GND にして、電源をスピーカアンプを無効化する。

NJW1128 の電源を遮断する。同時に Mic In や Recive In に接続されている回路の電源も遮断する。

【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

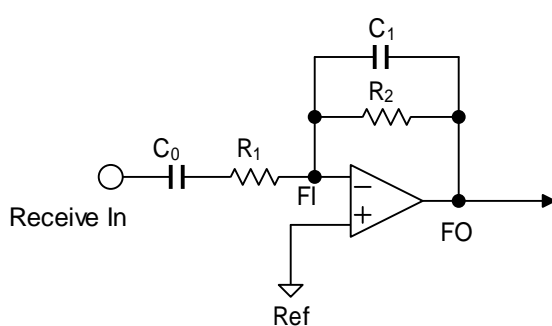
マイクアンプ、受話アンプ、及びラインアンプを用いて、アクティブフィルタ回路を形成することが可能です。
 フィルタ回路は単帰還型(1次)か、多重帰還型(2次)の HPF, LPF, BPF をそれぞれ形成することが可能です。
 下図に、構成可能なフィルタ回路の例を示します。(回路例では、受話アンプを用いて説明していますが、マイクアンプでも同様の手法でフィルタを構成できます。)

単帰還型 HPF, LPF (BPF) 回路例

付録図 2.1 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。

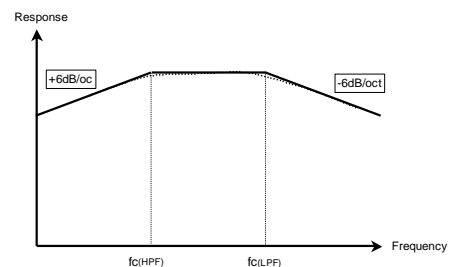
C_0 と R_1 で HPF、 C_1 と R_2 で LPF をそれぞれ形成し、両方を組み合わせる事により BPF を形成します。
 (なお、 C_0 は標準アプリケーション回路でも用いており、直流デカップリングのため必須となります。)



付録図 2.1 単帰還型 HPF,LPF 回路例

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

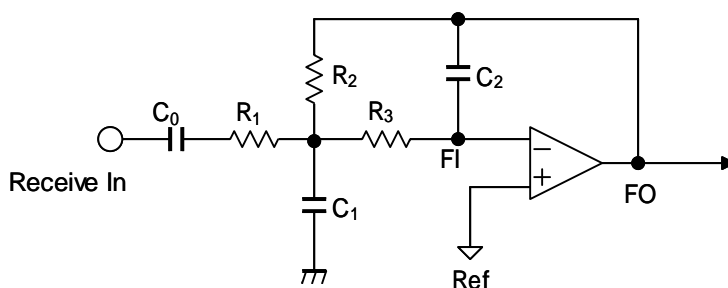
$$f_{C(LPF)} = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$



多重帰還型 LPF 回路例

付録図 2.2 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。(はじめに C_2 を任意に決定して計算しています。)



付録図 2.2 多重帰還型 LPF 回路例

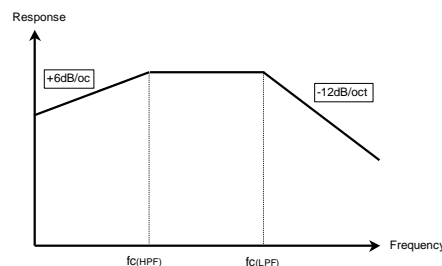
$$R_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}G\pi f_{C(LPF)} C_2}$$

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

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

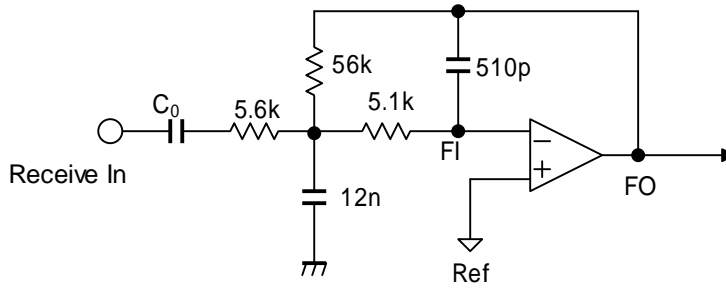
$$C_1 = 2(G+1)C_2$$

G : Gain



$f_{C(HPF)}$ は単帰還型の計算と同様です。

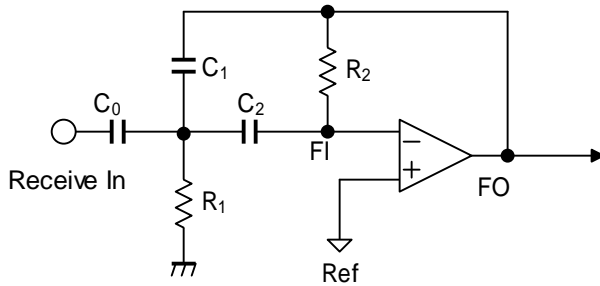
付録図 2.3 に、Gain = 20dB、 $f_{c(LPF)} = 4\text{kHz}$ の LPF の回路例を示します。



付録図 2.3 多重帰還型 LPF 回路例
Gain = 20dB、 $f_{c(LPF)} = 4\text{kHz}$ 、バターワース型

多重帰還型 HPF 回路例

付録図 2.4 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下記のとおりとなります。(はじめに C_0 を任意に決定して計算しています。)



付録図 2.4 多重帰還型 HPF 回路例

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

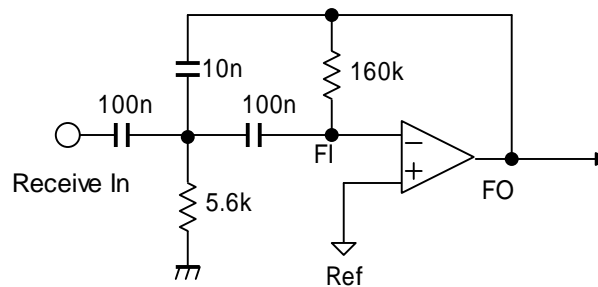
$$R_2 = \frac{2G + 1}{2\pi f_{C(HPF)} C_0}$$

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

$$C_0 = C_2$$

G : Gain

付録図 2.5 に、Gain = 20dB、 $f_{c(HPF)} = 200\text{Hz}$ の HPF の回路例を示します。

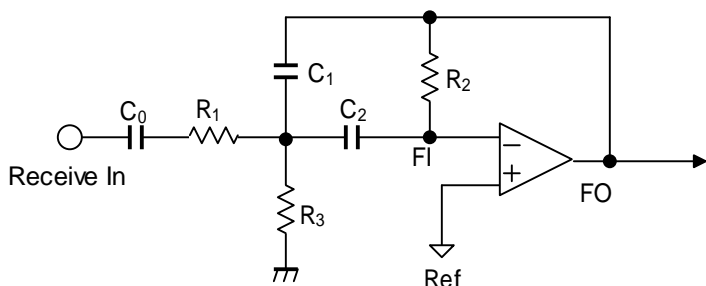


付録図 2.5 多重帰還型 HPF 回路例
Gain = 20dB、 $f_{c(HPF)} = 200\text{Hz}$ 、バターワース型

多重帰還型 BPF 回路例

付録図 2.6 に、1 次多重帰還型 BPF 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下記のとおりとなります。(はじめに R_2 を任意に決定して計算しています。)



$$R_1 = \frac{R_2}{2G}$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{4Q^2 R_1 - R_2}$$

$$R = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

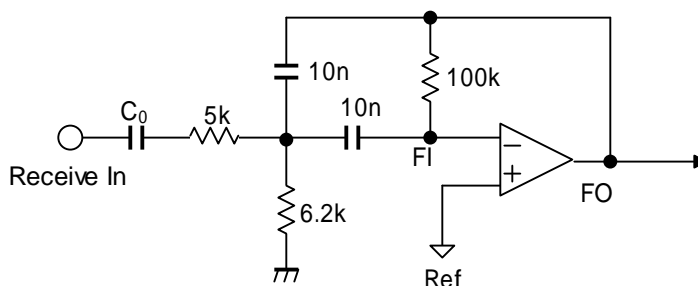
$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_{C(BPF)} \sqrt{R_3 R}}$$

Q : QualityFactor
 G : Gain

付録図 2.6 多重帰還型 BPF 回路例

実際には、 C_0 と R_1 による HPF 効果も加わります。

付録図 2.7 に、Gain = 20dB、 $f_{C(BPF)} = 1\text{kHz}$ 、Quality Factor = 3 の場合の BPF の回路例を示します。



付録図 2.7 多重帰還型 BPF 回路例
 Gain = 20dB、 $f_{C(BPF)} = 1\text{kHz}$ 、Quality Factor = 3

【付録 3】 その他の応用回路

(1) Background Noise Monitor の無効化

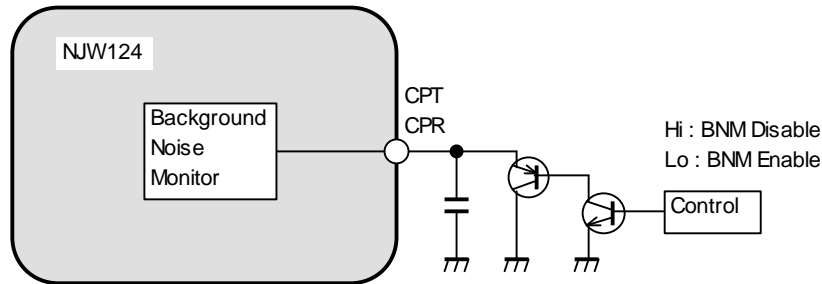
付録図 3.1 において、Background Noise Monitor の CPT, CPR 端子を、AMP1 の出力よりも低い電圧を保つことによって、Comp の出力を、常に『1』とすることができます。

具体的には、CPT,CPR の電圧を、0.3V ~ 0.6V とすることで、Comp の出力を『1』に保つことができます。

これにより、Background Noise Monitor は、連続的な音声が入力されていても、SLOW アイドルモードには移行せず、常に送話モード、または受話モードを保つことができるようになります。

ただし、送話と受話が同時になされた場合は、FAST アイドルモードに移行します。

これを実現するための回路例を、付録図 3.1 に示します。



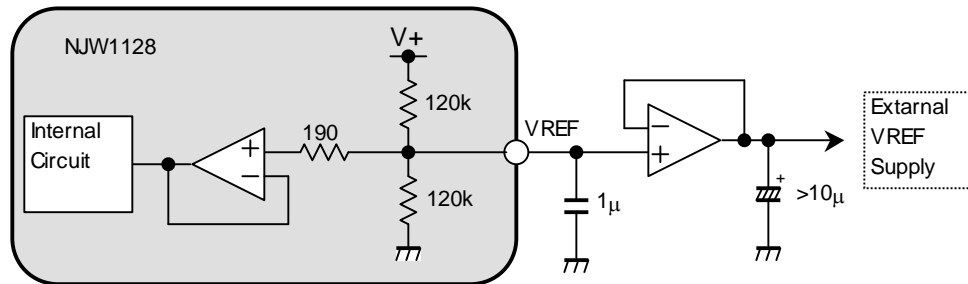
付録図 3.1 Background Noise Monitor の無効/有効切替回路例

(2) 外部回路への VREF (基準電圧) 電圧の供給

NJW1128 の VREF (基準電圧) 回路は他の回路に直接電源を供給することを想定しておりません。

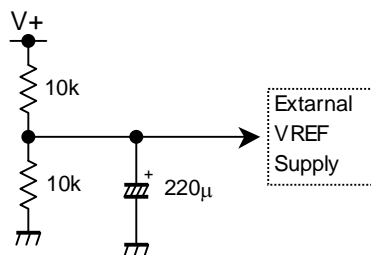
従って、NJW1128 の VREF の電圧を他の回路に供給する場合は、付録図 3.2 に示すようにオペアンプによりバッファを構成して供給してください。

バッファを構成せずに VREF を外部回路に供給すると、NJW1128 内部の VREF が外部回路の信号の影響を受けてしまうため、クロストークの増加や内部回路の誤動作が発生します。



付録図 3.2 VREF(基準電圧)の外部回路への供給回路例 (1)

バッファ用のオペアンプを確保できない場合は、付録図 3.3.2 のように、抵抗とコンデンサを用いて、NJW1128 の VREF 以外の回路を用いて、外部回路に VREF を供給してください。



付録図 3.3 VREF(基準電圧)の外部回路への供給回路例 (2)

<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。