

圧電スピーカ駆動用 D 級パワーアンプ

製品概要

NJU8752 は、アナログ信号入力、D 級動作出力の圧電スピーカ駆動用モノラルオーディオパワーアンプです。

アナログ信号を 1 ビット PWM 信号に変換する変調器と電源電圧 16V まで動作可能な D 級動作のパワー MOSFET を内蔵しています。出力に圧電スピーカの容量成分を利用した LC 型ローパスフィルタを接続することで低損失にオーディオ再生ができます。また、出力端子の短絡保護機能を有し、電源電圧監視機能により電源投入時のポップ音を抑止する他、制御信号により無音状態と待機状態への遷移ができます。

応用回路

図 1 に NJU8752V (SSOP14 パッケージ) の代表的な応用回路例を示します。

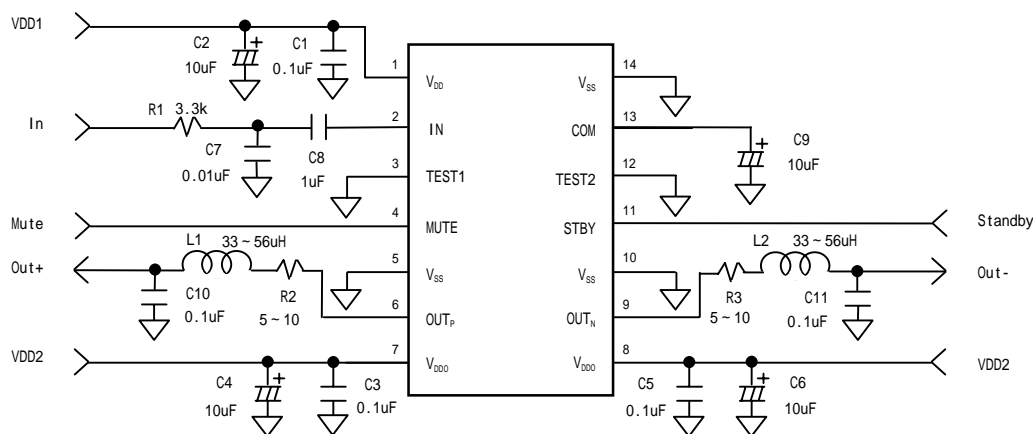


図 1. 応用回路例

< 注意事項 >

本アプリケーションノートに掲載されている製品の仕様等は、予告なく変更することがあります。ご使用にあたっては、納入仕様書の取り交わしが必要です。

このアプリケーションノート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・特性例については、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はありません。

最大出力電圧

[BTL 接続]

BTL (Bridge-Tied-Load) 接続の接続例を図 2-1 に示します。非反転信号出力端子 (OUT_P) と反転信号出力端子 (OUT_N) 出力を負荷の両端に接続します。

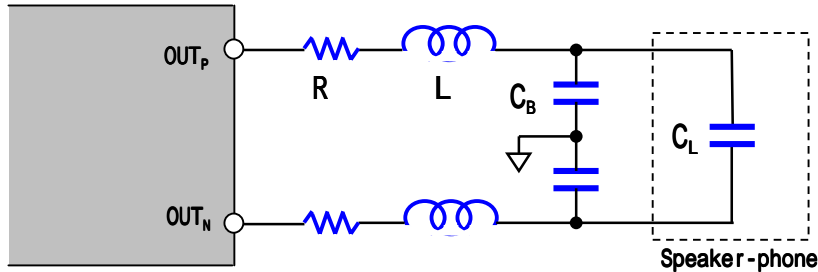


図 2-1. BTL 接続例

出力波形がクリップすることなく再生可能な最大出力電圧: V_0 [Vrms] は、パワー MOSFET のお抵抗: R_{DS} [Ω]、コイルの直流抵抗: R_{DC} [Ω]、電流制限抵抗: R_D [Ω]、コイルのインダクタンス: L [H]、コンデンサの容量: C_B [F]、オーディオ信号周波数: F_{AUD} [Hz] およびスピーカ-の負荷容量: C_L [F] より式(1) ~ (2)を用いて概算できます。

$$V_0 = \frac{V_{DDO}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{4R^2 + \left[\frac{1}{2\pi F_{AUD}C} - 4F_{AUD}L \right]^2}} \quad \dots (1)$$

ここに、

$$R = R_{DS} + R_D + R_{DC}、C = \frac{C_B}{2} + C_L \quad \dots (2)$$

です。

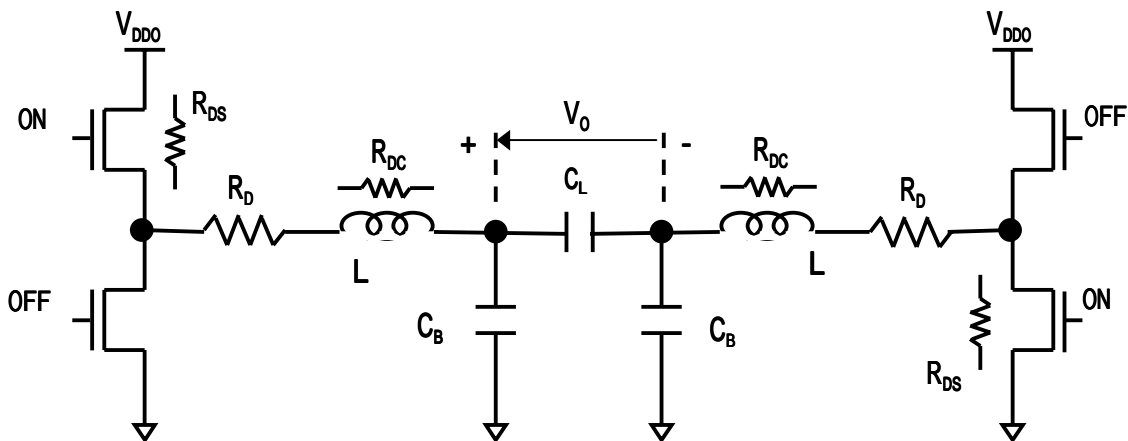


図 2-2. H-ブリッジ D 級出力段

例えば、パワー MOSFET のお抵抗は約 4 Ω ですから、電源電圧が 12V、電流制限抵抗が 3.3 Ω、コンデンサの容量が 0.1μF、コイルの直流抵抗が 1 Ω でインダクタンスが 47μH そしてスピーカ-の負荷容量を 1μF とすると、1kHz のオーディオ信号に対する最大出力電圧は約 8.5Vrms となります。

出力フィルタ

NJU8752 の出力はキャリア周波数が約 350kHz の PWM 信号です。負荷に供給される可聴帯域外の高周波成分を抑制するため出力フィルタとして 2 次以上の LC 型 LPF (Low-Pass-Filter) を使用します。この時、 π ネットワークはフィルタの一部として構成し、また、カット周波数近傍の負荷電流を制限するため負荷と直列に電流制限抵抗を挿入します。フィルタを構成するコイル (インダクタンス: L [H]) と電流制限抵抗 (抵抗値: R [Ω]) の値は負荷インピーダンス (キャパシタンス: C_L [F]) に依存し、図 2-1 の 2 次フィルタでは式 (3) ~ (4) により算出します。通常、カット周波数: F_{CLO} [Hz] として、15 ~ 30kHz、Q 値 (カット周波数近傍の特性) として $1/\sqrt{2}$ を使用して算出後、系列近傍の部品を選択します。例えば、カット周波数を 15kHz 辺りとした場合、1 μ F 負荷では 47 μ H/5.6 が、2 μ F 負荷では 33 μ H/3.9 が選択されます。

注: コイルの直流抵抗や負荷の直列等価抵抗を考慮に入れて電流制限抵抗の値を選択します。

注: カット周波数や Q 値の設定は音質に影響を与えます。また、Q 値が大きいとカット周波数近傍のオーディオ信号に対して消費電流が増加するため、 $Q \leq 1$ となるように定数を設定します。

$$L = \frac{1}{2(2 F_{CLO})^2 (C_L + C_B / 2)} \quad \dots (3) \quad R = \frac{2 F_{CLO} L}{Q} \quad \dots (4)$$

電圧利得

NJU8752 単体の電圧利得は、初段反転アンプの約 3.5 倍、次段アンプの約 5 倍と BTL 出力で約 35 倍となっています。

初段反転アンプの電圧利得は、内蔵の入力抵抗: R_I [Ω] と帰還抵抗: R_F [Ω] により固定になっていますが、外付けの調整用抵抗: R_{ADJ} [Ω] を追加することで変更することができます。

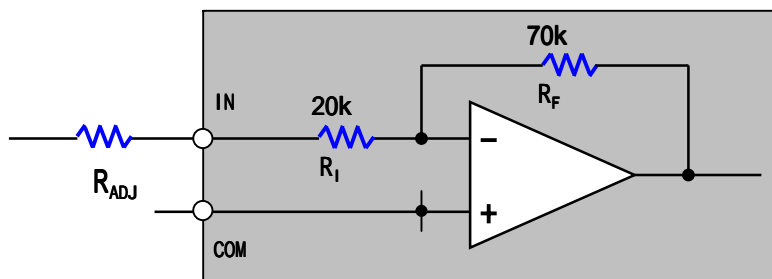


図 3. 電圧利得の調整

調整用抵抗挿入時の電圧利得: A_V は式 (5) で求められます。

$$A_V = \frac{70k}{20k + R_{ADJ}} \times 5 \times 2 \quad \dots (5)$$

注: 最大入力電圧を入力した時に式 (1) の最大出力電圧が得られるように調整用抵抗の値を選択します。

入力フィルタ

容量性負荷に流れる負荷電流は、図 4-2 に示すように、オーディオ信号の周波数に比例します。高い周波数領域の負荷電流を制限するため、入力に LPF を挿入します。

図 4-1 の入力フィルタは 1 次の RC 型 LPF と 1 次の RC 型 HPF (High-Pass-Filter) を構成します。

HPF のカット周波数： F_{CHI} [Hz] と LPF のカット周波数： F_{CLI} [Hz] は、入力抵抗： R_I [Ω]、LPF 用抵抗： R_{LPF} [Ω]、LPF 用容量： C_{LPF} [F] および AC カップリング容量： C_C [F] よりそれぞれ式(6)と式(7)で概算できます。例えば、LPF 用抵抗が 3.3kΩ、LPF 用容量が 0.01μF で AC カップリング容量が 1μF の場合、HPF のカット周波数は約 7Hz、LPF のカット周波数は約 6kHz になります。

$$F_{CHI} = \frac{1}{2 (R_I + R_{LPF}) C_C} \quad \dots (6)$$

$$F_{CLI} = \frac{1}{2 (R_I // R_{LPF}) C_{LPF}} \quad \dots (7)$$

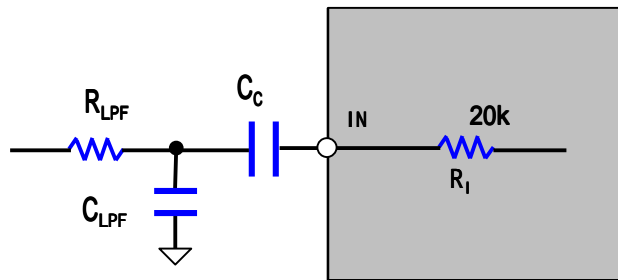


図 4-1. 入力フィルタ

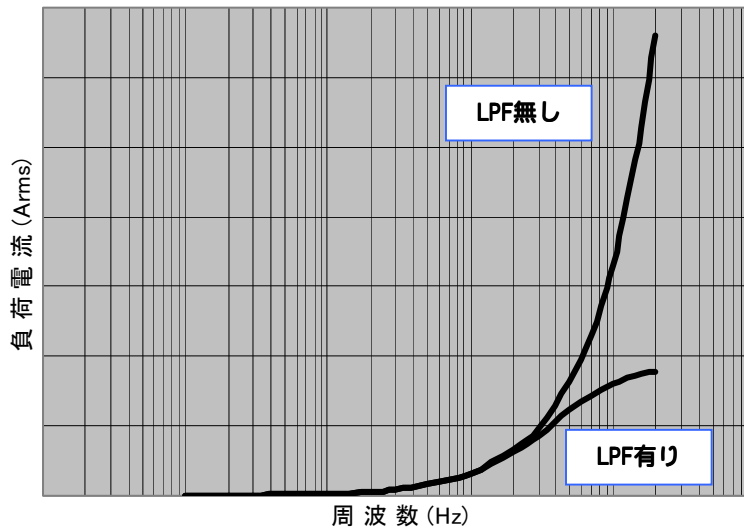


図 4-2. 負荷電流対周波数

スタンバイ/ミュート制御

STBY 端子をローレベルにするとスタンバイ機能が働き、出力端子(OUT_P、OUT_N)はハイインピーダンス状態となり、完全に回路を停止して、消費電流が 1 μ A 以下の待機状態になります。

MUTE 端子をローレベルにするとミュート機能が働き、入力信号とは無関係に出力端子(OUT_P、OUT_N)からはデューティ 50% の無音信号が出力されます。

NJU8752 は、STBY 端子をハイレベルにすると入力部外付け AC カップリング容量を動作点まで充電します。充電完了前に MUTE 端子をハイレベルにするとこの充電音出力されます。充電時間は容量値に依存しますが、電源投入時などの完全に放電した状態では 2.2 μ F で 100ms 以上が目安です。また、スタンバイ動作無しに電源を切ると放電音出力されます。STBY 端子をローレベルにしてから電源を切ります。

注：STBY 端子と MUTE 端子を共にローレベルにした場合、スタンバイ機能が優先されます。また、スタンバイ機能またはミュート機能を使用しない場合は、それぞれ STBY 端子または MUTE 端子を V_{DD} 電位に接続します。

注：STBY 端子と MUTE 端子の状態遷移は 100 μ s 以内に完了する必要があります。

電力損失

IC 固有の電力損失：P_D[W]は、負荷電流：I_O[Arms]、負荷出力電圧：V_O[Vrms]、オーディオ信号周波数：F_{AUD}[Hz]、パワー MOSFET のオン抵抗：R_{ON}[Ω] (BTL 接続時は 2R_{DS})、負荷インピーダンス：C_L[F]そして IC 内部回路の電力損失：P_{DIC}[W]より式(7)から(8)で概算できます。

$$I_O = 2 \sqrt{F_{AUD} C_L V_O} \quad \dots (7)$$

$$P_D = R_{ON} I_O^2 + P_{DIC} \quad \dots (8)$$

例えば、入力部電源電圧 3.3V、出力部電源電圧 12V で 1 μ F 負荷に 1kHz の信号を 6Vrms 出力する場合、IC 固有の電力損失は式(9)のように約 113mW となります。

$$8 \times (2 \times 1\text{kHz} \times 1\mu\text{F} \times 6\text{Vrms})^2 + 102\text{mW} = 113\text{mW} \quad \dots (9)$$

注：出力フィルタ 47 μ H/4.7 Ω (東光製コイル：A915BY-470M) で無音信号出力時の P_{DIC} は、約 102mW です。

注：P_{DIC} は電源電圧やコイルのインダクタンスによって変化します。

許容損失

D 級動作のアンプは、一般的なアンプ動作のアンプに比べて電力損失が低く、発熱も少ないのですが、NJU8752 は小型パッケージを使用しているため、高い周波数のオーディオ信号を最大出力で連続動作させた場合、最大許容損失を超える場合があります。一般的なオーディオ信号の場合、最大出力で連続動作することは無く、基板からの放熱もあるため、実使用上は許容損失を超えることはありませんが、使用の際、実装基板の熱抵抗、使用周囲温度、出力(平均値)等を考慮し、最大許容損失を超えないよう注意が必要です。

NJU8752 の SSOP14 パッケージの最大許容損失： P_{dMAX} [W] は、ジャンクション温度： T_{jMAX} []、周囲温度： T_a [] およびパッケージの熱抵抗： θ_{ja} [/W] より式(10)で求められます。例えば、ジャンクション温度は 125°C、IC 単体のパッケージ熱抵抗は 333°C/W ですから、周囲温度が 25°C の最大許容損失は約 300mW となります。

$$P_{dMAX} = \frac{T_{jMAX} - T_a}{\theta_{ja}} \quad \dots (10)$$

また、参考データとして、SSOP14 パッケージの IC 単体、2 層基板 (EIA/ JEDEC STD 仕様) 実装時および 4 層基板 (EIA/ JEDEC STD 仕様) 実装時の許容損失を図 5 に示します。

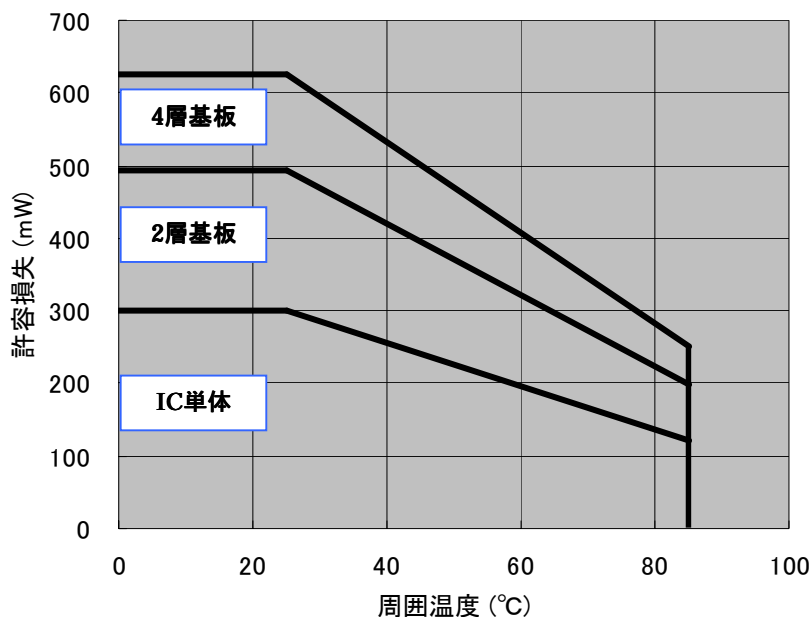


図 5. SSOP14 パッケージの許容損失

電源

NJU8752 の電源は、式(7)で示されるオーディオ信号帯域の電流供給と出力段のスイッチングによる吐き出し/吸い込み電流に対して安定動作する必要があります。電源端子間 $V_{DD} - V_{SS}$ および $V_{DDO} - V_{SS}$ のデカップリングコンデンサは、これら電流によるリップルを抑制するため補助的に働きます。アプリケーション回路や使用温度に合わせて容量値を調整します。また、配線インダクタンスはデカップリングコンデンサの周波数特性を劣化させます。デカップリングコンデンサは、高周波用途のものから IC の近くに配置し、太く短く配線します。

レイアウト

図 6 に部品配置およびレイアウト例を示します。例では、両面基板の表面を部品面および配線に、裏面を電源配線およびグランドプレーンとしています。

OUT_P/OUT_N 両端子出力特性を同じにするため、出力フィルタおよび出力部電源の部品配置と配線を対称にします。

EMI ノイズ (電磁ノイズ) の大きさは、高周波の電流が流れる部品および配線で囲まれた電流ループの面積と長さに依存します。IC の出力電源端子とデカップリングコンデンサで形成される電流ループおよび出力端子と出力フィルタで形成される電流ループの面積が最小となるよう部品を配置し、太く短く配線します。

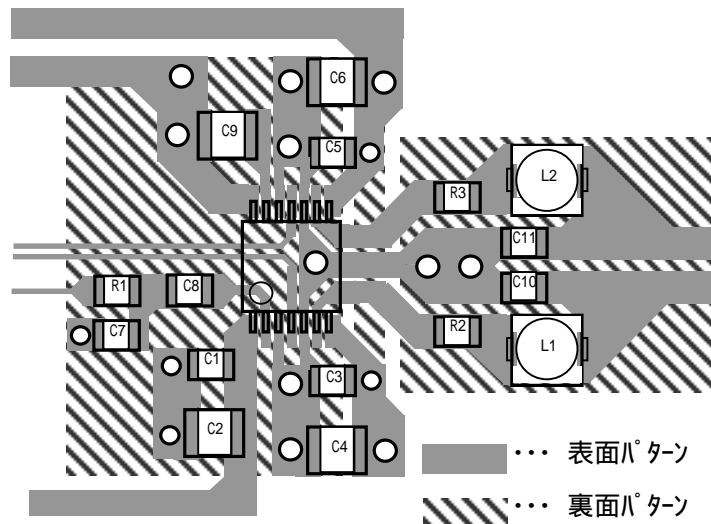


図 6. レイアウト例 (部品面)