

Design Guide: TIDA-020088

8 通道 1kVA H 类音频放大器参考设计



说明

此参考设计演示了 1kVA H 类音频和跟踪电源音频子系统。TAS6684-Q1 音频放大器可跟踪数字音频输入包络，并调节 LM5125A-Q1 升压输出电压，以满足功效要求，而无需使用外部微控制器。此设计可提高效率、热性能并减少总占用空间。此外，此参考设计还允许在对汽车音频架构的其余部分进行少量软件更改的情况下，以即插即用的方式实现 H 类。

资源

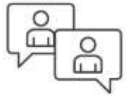
TIDA-020088	设计文件夹
LM5125A-Q1	产品文件夹
TAS6684-Q1	产品文件夹
MSPM0G3507-Q1	产品文件夹
LM74700-Q1	产品文件夹

特性

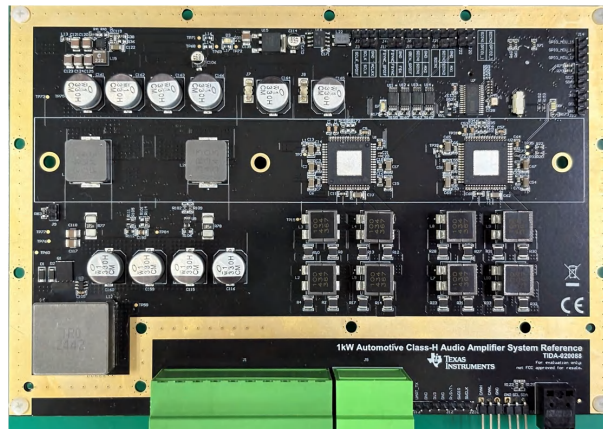
- TAS6684-Q1 是具有集成电流检测和集成 H 类控制的 45V 汽车级 D 类音频放大器
- 最大输出功率以及高保真音频
- LM5125A-Q1 是一款具有 ATRK/DTRK 引脚的宽 V_{IN} 双相同步升压控制器，用于简化跟踪电源设计
- 自包含的 H 类控制可简化外部放大器应用中的实现，并更大幅度地减少对额外数字电源控制器或软件的需求
- 包括一个输入保护电路，可防止外部瞬变、电池反向情况和系统过流事件

应用

- 具有 ANC 的升压音频放大器



请咨询 TI E2E™ 支持专家



电路板顶部

1 系统说明

在高端汽车音响系统中，为了获得更具沉浸感的聆听体验，系统对高功率级别下的多扬声器通道数量提出了极高的需求。这其中包括了大量的高音扬声器、低音扬声器和重低音扬声器，它们各自都拥有独特的动态需求，并且这些需求会随着音频源的变化而频繁改变。

出于效率优势的考量，汽车音响系统通常由 D 类音频放大器进行驱动。而对更高功率级别的要求，必然导致放大器所需的电源电压也随之增加，这一需求通常由一个升压转换器来解决。该升压转换器为音频放大器提供恒定的输出电压（即 PVDD）。音频放大器的输出电压与 PVDD 电压的关系如图 1-1 所示。

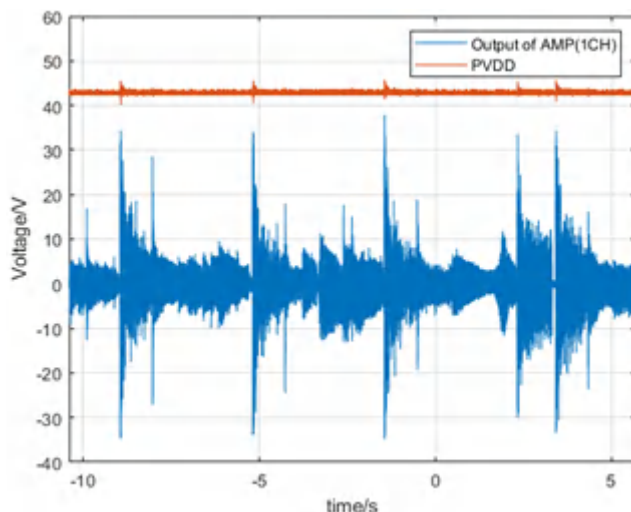


图 1-1. 音频放大器输出电压与 PVDD 间的关系

如图 1-1 所示，音乐通常只在极短的瞬间才需要这种最大电压。然而，音频放大器的高输出峰值电压却决定了必须维持一个很高的 PVDD 供电电压。高电源电压会导致在低功率运行状态下产生高开关损耗，从而降低系统效率。图 1-2 展示了 TAS6684-Q1 音频放大器在 480kHz 开关频率下、不同 PVDD 电压下的效率对比。在 40W 的输出功率下，将 PVDD 电压从 45V 降至 14.4V，效率提升了大约 15 个百分点。

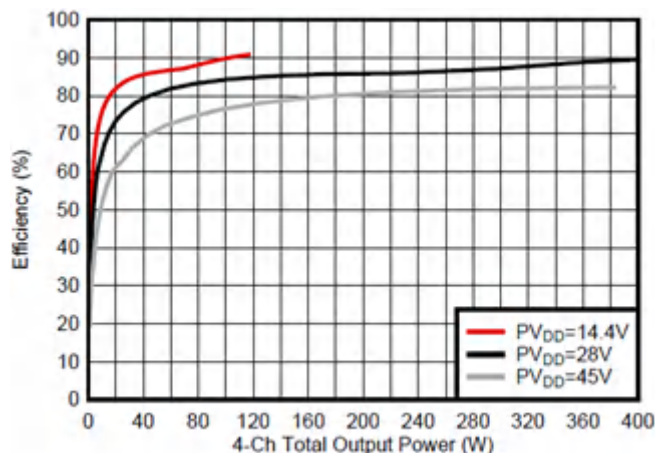


图 1-2. TAS6684 效率与输出功率间的关系

整个系统必须针对这种最大功率用例设计，并且其热性能和系统效率会受到影响。这会导致系统上的散热器、电感器、MOSFET 和铜面积更大，以处理增加的热负载。

通过引入音频包络跟踪的概念，我们可以动态控制升压转换器的电压，以便在任何特定的时间点，为音频波形提供恰到好处的电压裕量。H 类系统的 PVDD 电压与音频放大器输出电压的关系如图 1-3 所示。整个系统的运行在

任何时候都能直接满足音频信号的需求，而不是仅仅维持最大功率用例下所需的电压。系统中的功率损耗减少，功效和散热性显著提高。

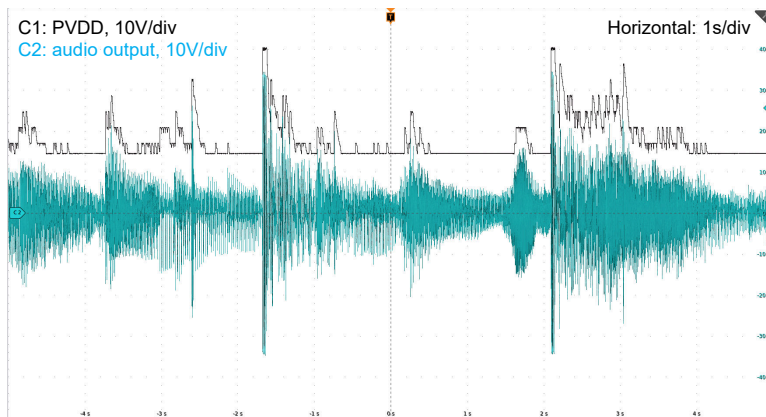


图 1-3. H 类运行波形

H 类跟踪电源系统如图 1-4 所示。对发送到音频放大器的音频信号进行分析，以确定音频流中给定时刻所需的 PVDD 电压，并相应地调整升压转换器。将 PWM 信号发送到升压转换器以调整 PVDD 电压。

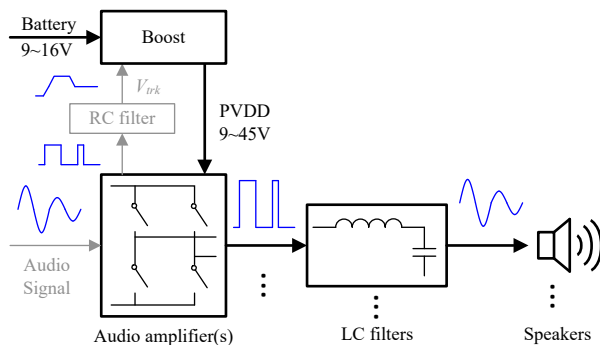


图 1-4. 简化版 H 类音频放大器系统方框图

图 1-5 展示了 TAS6684-Q1 所集成的 H 类功能。利用集成的 DSP，TAS6684-Q1 可以跟踪传入音频流的包络，并向 LM5125A-Q1 升压转换器发送信号，以调整 PVDD 电压。此功能自包含在这两个器件中。无需额外监控音频信号，也无需微控制器对升压转换器进行外部控制。

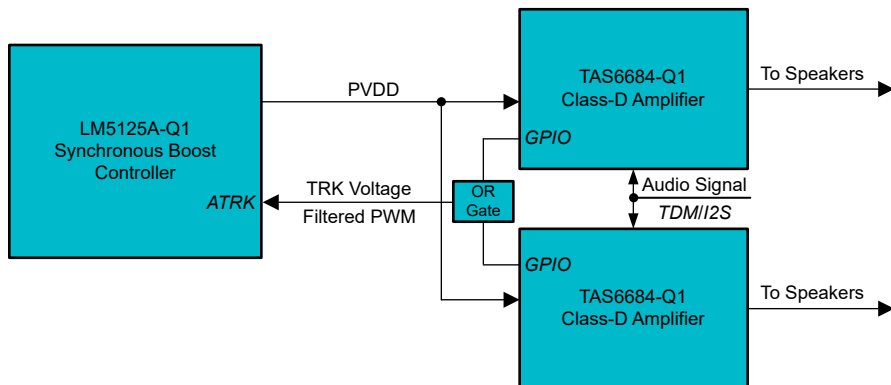


图 1-5. 使用 TAS6684-Q1 和 LM5125A-Q1 的简化 H 类系统

此自包含系统为汽车音频系统设计人员提供了设计灵活性。外置放大器可以更多地作为“即插即用”系统运行，而不是需要远程模块（如音响主机或无线电调谐器）进行监测和控制，以计算音频包络和控制电源。具有不同音

频系统要求的不同汽车车型不需要对外部放大器的音频数据传输进行重大更改，也不需要针对不同的 H 类包络跟踪需求开发新的软件版本。

在图 1-5 中实施 H 类功率控制还会在系统层面提供其他一些关键优势，例如：

- 由于电感器损耗更低，升压电感器的尺寸更小
- 由于损耗更低，TAS6684-Q1 D 类放大器的散热器尺寸更小
- 由于系统内部损耗更低，PCB 上的铜散热面积更小
- 由于开关节点电压更低，降低了电磁能量，从而使 EMI 性能得以提高

1.1 主要系统规格

表 1-1. 升压转换器的主要系统规格

参数	值
最小输入电压 V_{in_min}	9V
典型输入电压 V_{in_typ}	14.4V
最大输入电压 V_{in_max}	16V
最小输出电压 V_{out_min}	8V
最大输出电压 V_{out_max}	40V
最大输出电压和典型输入电压下的最大输出功率 P_{out_total}	1200W
平均电流输出功率 P_{rated_total}	300W
在两倍额定输出功率和典型输入电压下的最大延迟 t_{delay}	100ms
估计效率 η	95%

表 1-2. 音频放大器的主要系统规格

参数	值
总通道数	8
扬声器负载	4 Ω
输出的总峰值 VA	1kVA
持续输出功率	300W rms

2 系统概述

2.1 方框图

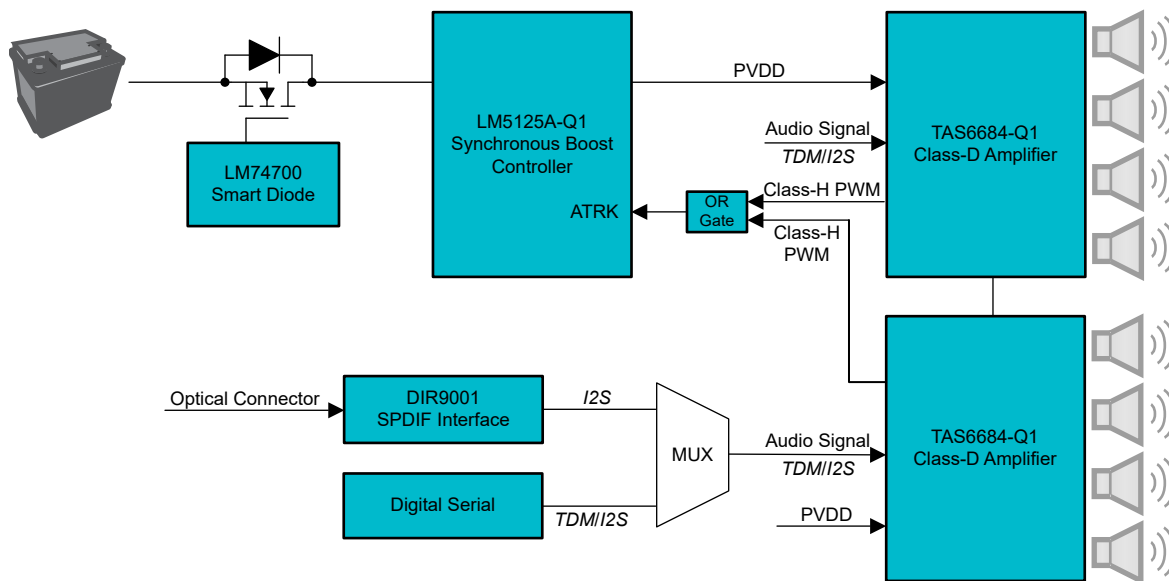


图 2-1. TIDA-020088 方框图

2.2 设计注意事项

图 2-2 展示了电源树和音频流。

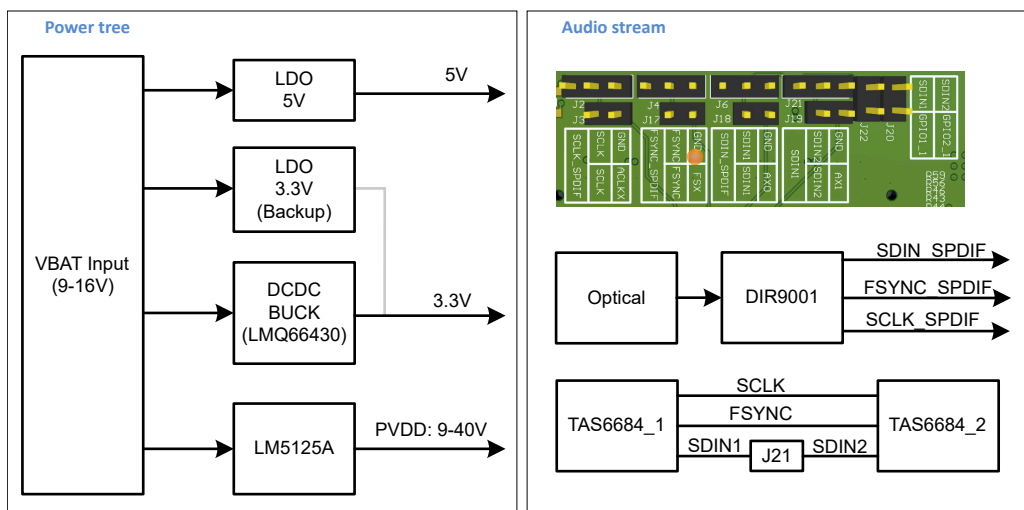


图 2-2. 电源树和音频流

2.3 重点产品

2.3.1 TAS6684-Q1

TAS6684-Q1 是一款四通道、数字输入、高压、D 类音频放大器，支持高达 45V 的电源电压。结合高达 13A 的输出电流，该器件可在高阻抗和低阻抗负载下提供超高输出功率和高保真音频。该器件在 118W (45V、8Ω、1% THD、BTL) 和 218W (45V、4Ω、1% THD、BTL) 下提供四个通道。

TAS6684-Q1 集成了直流和交流负载诊断功能，可在启用输出级之前确定所连接负载的状态。在音频播放期间，可通过适用于每个通道的输出电流检测功能和每个通道的温度来监控状态，并通过 TDM 以超小的延迟将测量结果

报告给主机处理器。该器件在播放音频时使用独立于主机和音频输入运行的实时负载诊断功能来监控输出负载状况。

为了优化系统效率，TAS6684-Q1 中集成的 DSP 支持 H 类包络跟踪控制，无需开发复杂的跟踪软件，而且无需外部微控制器即可实现本地升压控制。

TAS6684-Q1 器件为每个通道提供一个额外的低延迟信号路径，在 48kHz 条件下提供最高快 70% 的信号处理速度，在 96kHz 采样速率下支持小于 100us 的音频信号路径延迟，从而支持时间敏感型有源噪声消除 (ANC) 和道路噪声消除 (RNC) 应用。

2.3.2 LM5125A-Q1

LM5125A-Q1 是一款双相同步升压控制器，适用于高功率音频应用。此控制方法基于峰值电流模式控制。电流模式控制提供固有的线前馈、逐周期电流限制和简便的环路补偿。

LM5125A-Q1 支持 6V 至 60V 输出电压。可使用 ATRK/DTRK 功能对此输出电压进行动态编程。内部电荷泵允许高侧开关实现 100% 的占空比 (旁路操作)。此器件具有高达 2.2MHz 的可编程开关频率。

两个具有可选死区时间的 5V MOSFET 栅极驱动器可实现更高的效率。用户可选二极管仿真模式还可助力实现断续模式运行，从而提高轻负载条件下的效率。

集成了一个平均电流限制环路 (ILIM/IMON)。该环路可在短时间内实现高峰值功率，并将平均功率保持在较低水平。相移时钟输出可实现简单的多相交错配置。

其他功能性包括低静态电流、OVP、热关断、频率同步、电源正常指示和可调节线路欠压锁定。

2.3.3 MSPM0G3507-Q1

MSPM0G3507-Q1 是一款符合 AEC-Q100 标准的汽车级 MCU，采用主频为 80MHz 的 32 位 Arm® Cortex®-M0+ 内核，并集成内存保护单元 (MPU)，配备 128KB ECC 闪存和 32KB 奇偶校验 SRAM，可提供可靠的运行性能。该器件符合 ISO 26262 ASIL B 功能安全标准，并配备双窗口看门狗、全面的故障检测机制以及 TÜV 认证。它集成了高性能模拟外设，包括两个 4Msps 12 位 SAR ADC、零漂移斩波运算放大器、一个 12 位 1Msps DAC、可配置 VREF 和高速比较器，以及可编程模拟路由，可实现灵活的混合信号设计。为了满足数字和连接需求，它提供了丰富的接口，例如 CAN FD、支持 LIN/IrDA/DALI 的 UART、I2C 和 SPI，同时配备了 22 个具有死区时间控制功能的 PWM 通道、QE1/通用计时器、三角函数数据加速器、具有 TRNG 的 128/256 位 AES 加密以及 7 通道 DMA 控制器，可实现高效控制和安全通信。该器件的工作温度范围为 -40°C 至 125°C，供电电压范围为 1.62V 至 3.6V，支持超低功耗模式，并提供最多 60 个支持 5V 容限的 GPIO，采用紧凑型封装，非常适合空间受限的汽车安全关键型及混合信号应用。

3 系统设计原理

3.1 升压输出电容和最大输出电压

图 3-1 说明了 H 类音频放大器的工作波形，包括音频输入、音频输出以及升压输出电压 (PVDD)。为避免音频输出削波失真，升压最大输出电压必须比音频放大器的最大输出电压高出一定裕度。

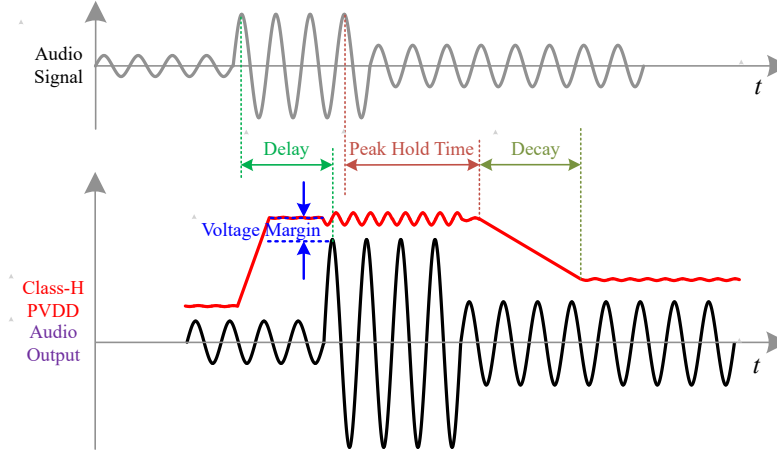


图 3-1. H 类系统工作波形

图 3-2 展示了平均音频放大器输出电压 $v_{ao}(t)$ 、输出电流 $i_{ao}(t)$ 、输出功率 $p_a(t)$ 和输入电流 $i_{ai}(t)$ 。纯电阻 R_{sp} 用作扬声器的最坏情况模型。该波形是音频频率范围内的平均波形。TAS6684-Q1 的开关频率远高于音频频率，因此可以忽略。

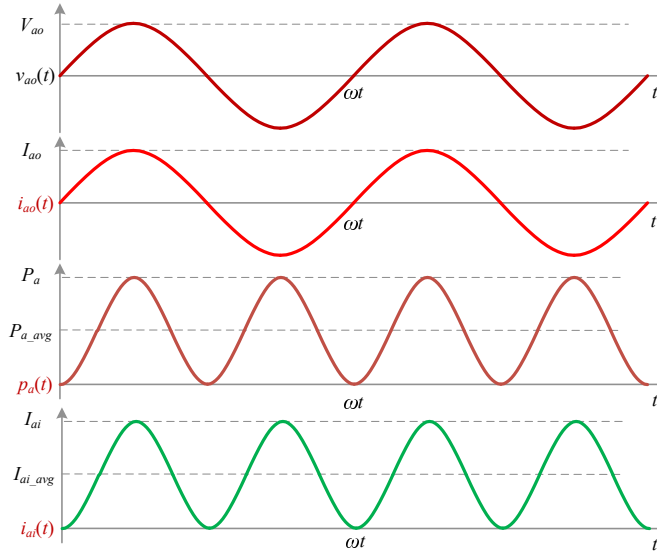


图 3-2. 平均音频输出和输入波形

音频输出电压 $v_{ao}(t)$ 表示为：

$$v_{ao}(t) = V_{ao} \sin \omega t \quad (1)$$

，其中 V_{ao} 是扬声器最大输出电压。

音频输出功率 $p_a(t)$ 可通过以下公式得出：

$$p_a(t) = \frac{V_{ao}^2}{R_{sp}} \cdot \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \quad (2)$$

方程式 2 展示音频放大器的平均功率 P_{a_avg} 是峰值功率的一半，并且音频放大器输出功率的频率是音频输出电压频率的两倍。

当定义 R_{sp} 和 P_{a_avg} 时， V_{ao} 可通过以下公式得出：

$$V_{ao} = \sqrt{2R_{sp}P_{a_avg}} \quad (3)$$

音频放大器输入电流 $i_{ai}(t)$ 表示为：

$$i_{ai}(t) = \frac{V_{ao}^2}{R_{sp}V_{out}} \cdot \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \quad (4)$$

音频放大器峰值输入电流可通过以下公式得出：

$$I_{ai} = \frac{V_{ao}^2}{R_{sp}V_{out}} \quad (5)$$

图 3-3 展示了升压和音频放大器的简化模型。

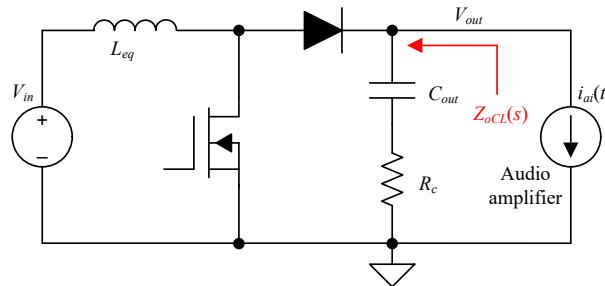


图 3-3. 升压和音频放大器的简单模型

将音频放大器简化为电流源，从升压输出端吸取 40Hz 至 40kHz 的正弦波电流。 C_{out} 是总升压输出电容； R_c 是 C_{out} 的等效串联电阻 (ESR)。 L_{eq} 是 n_p 相升压的等效电感，

$$L_{eq} = \frac{L_m}{n_p} \quad (6)$$

其中 L_m 是单相升压的电感。

考虑输出电压纹波 V_{out_pp} 、电源路径上的压降 V_s 以及输出电压容差 V_t ，输出电压裕度 V_m 可表示为：

$$V_m = \frac{V_{out_pp}}{2} + V_s + V_t \quad (7)$$

其中

$$V_{out_pp} = I_{ai} \cdot |Z_{oCL}(s)| \quad (8)$$

$$V_s = I_{ao}R_s \quad (9)$$

其中 $Z_{oCL}(s)$ 是闭环输出阻抗； R_s 是扬声器电源路径上的总电阻。对于采用 TAS6684 的设计， R_s 的良好估算值是 0.25Ω 。音频放大器内部功率 MOSFET $R_{ds(on)}$ 是 R_s 的主要影响因素。

应将 $|Z_{oCL}(s)|$ 的最大值用于最坏情况下的输出电压纹波计算。一种简单的方法是找到 $|Z_{oCL}(s)|$ 的最大值。

图 3-4 展示了近似开环输出阻抗 $|Z_{oOL}(s)|$ 。该阻抗由输出电容的阻抗决定，其表达式为：

$$Z_c(s) = \frac{1}{sC_{out}} + R_c \quad (10)$$

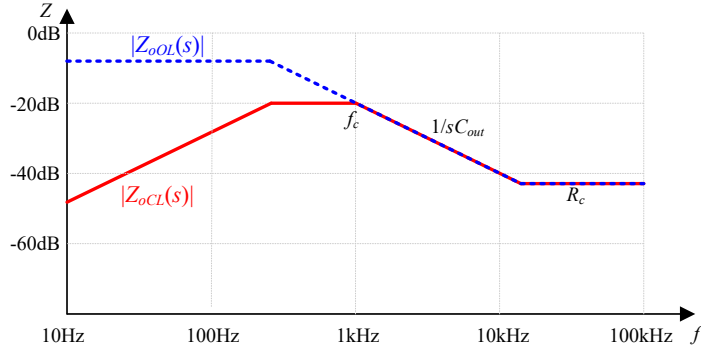


图 3-4. 开环输出阻抗 $|Z_{oOL}(s)|$ 和闭环输出阻抗 $|Z_{oCL}(s)|$

图 3-4 还展示了闭环输出阻抗 $|Z_{oCL}(s)|$ 。

$Z_{oOL}(s)$ 和 $Z_{oCL}(s)$ 之间的关系可通过以下公式得出：

$$Z_{oCL}(s) = \frac{Z_{oOL}(s)}{1+T(s)} \quad (11)$$

在较低频率 ($f < f_c$) (其中 $\|T\| > 1$, $1+T \approx T$) 下，闭环输出阻抗减小为原来的 $1/T$ 。

在较高频率 ($f > f_c$) (其中 $\|T\|$ 较小, $1+T \approx 1$) 下，输出阻抗主要由输出电容器阻抗决定。

从图 3-4 可以得出最大闭环输出阻抗如下：

$$Z_{oCL_max} = \frac{1}{2\pi f_c C_{out}} \quad (12)$$

随着 f_c 的增加，最大闭环输出阻抗会减小。然而， f_c 受升压转换器传递函数中的右半平面 (RHP) 零点限制。

升压转换器的 RHP 零点频率可通过以下公式得出：

$$f_{RHPZ} = \frac{R_{out}(1-D)^2}{2\pi L_{eq}} \quad (13)$$

其中 D 是升压转换器的占空比； R_{out} 是等效负载电阻器。

在峰值电流限制的升压中，最大输入电流相对恒定。方程式 13 可以写为：

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{in}}{2\pi L_{eq} I_{in}} \quad (14)$$

其中 I_{in} 是输入电流。

最小的 ω_{RHPZ} 出现在 V_{in_min} 和 I_{in_max} 条件下，

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{in_min}}{2\pi L_{eq} I_{in_max}} \quad (15)$$

升压电压环的交越频率 f_c 必须小于最小 RHP 零点频率的 $1/3$ 到 $1/5$ 。我们在此选择：

$$f_c = \frac{f_{RHPZ}}{5} \quad (16)$$

将方程 12、方程 15 和方程 16 代入 方程 7，可得出输出电压裕度 V_m 如下：

$$V_m = \frac{I_{ai}}{2} \cdot \frac{5L_{eq}I_{in_max}}{V_{in_min}C_{out}} + I_{ao}R_s + V_t \quad (17)$$

峰值功率下所需的升压输出电压计算如下：

$$V_{out} = \sqrt{2R_{sp}P_{a_avg}} + \frac{I_{ai}}{2} \cdot \frac{5L_{eq}I_{in_max}}{V_{in_min}C_{out}} + I_{ao}R_s + V_t \quad (18)$$

3.2 升压转换器的峰值功率

将 k 定义为升压输入峰值功率 P_{in_pk} 与平均功率 P_{in_avg} 之比，

$$k = \frac{P_{in_pk}}{P_{in_avg}} \quad (19)$$

音频放大器的瞬时功率由升压功率级和升压输出电容共同分担。在交叉频率 f_c 以上，升压输出电容器件呈现出更低的阻抗，因此在 f_c 以上分担了更多的功率。

当 $f < 0.1f_c$ (包括直流) 时，几乎所有的功率都来自于升压输入端。

此时，升压输入峰值功率 P_{in_pk} 是平均输入功率 P_{in_avg} 的两倍。即 $k = 2$ 。

当 $f > 10f_c$ 时：PVDD 滤波电容器承担了几乎所有的交流功率。即 $k = 1$ 。

当 $0.1f_c < f < 10f_c$ 时， k 的值介于 1 和 2 之间。

图 3-5 展示了支持上述分析的基准结果。

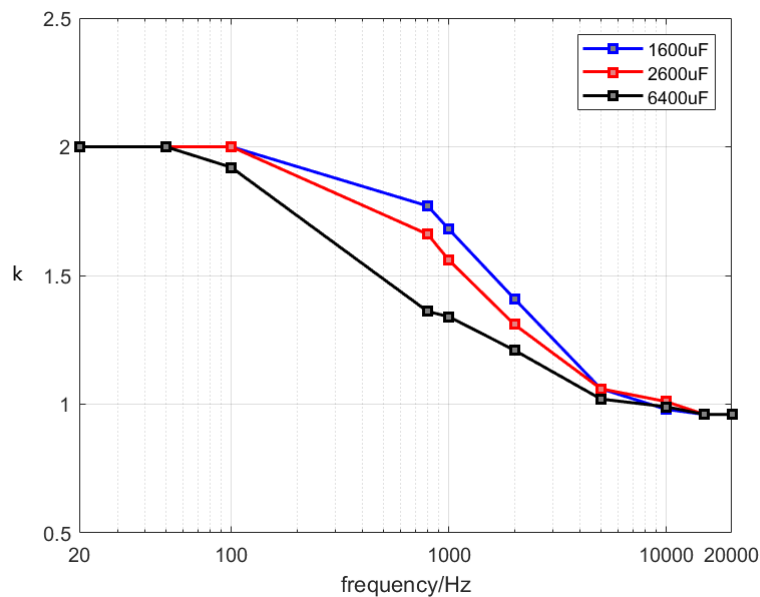


图 3-5. k 与频率之间的关系基准结果

表 3-1 展示了针对不同扬声器类型所建议的 k 值。

表 3-1. 针对不同扬声器类型的建议 k 值

扬声器类型	频率范围	k
低音扬声器	20Hz-2kHz	2
中音扬声器	250Hz-4kHz	1~2

表 3-1. 针对不同扬声器类型的建议 k 值 (续)

扬声器类型	频率范围	k
高音扬声器	2kHz 至 20kHz	1

3.3 斜升时间和 H 类延迟

升压输出电容通常高于 1mF。输出电压斜升需要时间。斜升时间受升压输出电容和升压转换器最大输入电流的限制。

最大输入电流 I_{in_max} 可以表示为：

$$I_{in_max} = I_{Lm_pk} - I_{pp_bias} \quad (20)$$

其中， I_{Lm_pk} 是峰值电流限制， pp_bias 是峰值电流限制下的电感器电流纹波。对于粉末芯电感器，电感随着直流偏置电流的增加而降低。这会导致在更高电流下出现更大的纹波电流。

当输出电压 (V_{in}) 从最小值斜升至最大输出电压时，可从能量角度计算出斜升时间 t_r ，

$$t_r = \frac{C_{out}(V_{out}^2 - V_{in}^2)}{2\eta V_{in} I_{in_max}} \quad (21)$$

其中， η 是升压转换器的效率。 $\eta = 0.95$ 是一个很好的起点。

选择一个大于斜升时间的 H 类延迟。

3.4 H 类两级 RC 滤波器的设计

TAS6684-Q1 提供 384kHz H 类 PWM。TAS6684-Q1 的跟踪 GPIO 支持两种输出模式：推挽和开漏。

图 3-6 展示了两级 RC 滤波器，用于在推挽模式下将 PWM 信号转换为平滑的模拟电压。滤波器的选择需综合考量 ATRK/DTRK 引脚上的信号斜升时间。

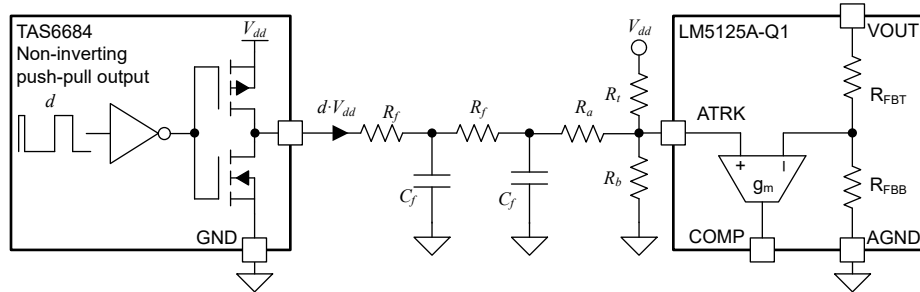


图 3-6. 两级 RC 滤波器连接到 ATRK/DTRK

100% PWM 占空比将输出电压设置为 V_{out_max} ，0% PWM 占空比将输出电压设置为 V_{out_min} 。 R_t 和 R_b 用于调整 ATRK/DTRK 偏移电压。

V_{trk_max} 和 V_{trk_min} 计算如下：

$$V_{ATRK_max} = V_{dd} \frac{R_b}{(2R_f + R_a) \parallel R_t + R_b} \quad (22)$$

$$V_{ATRK_min} = V_{dd} \frac{(2R_f + R_a) \parallel R_b}{(2R_f + R_a) \parallel R_b + R_t} \quad (23)$$

其中 V_{dd} 是 PWM 信号的振幅； d 是 PWM 占空比。

从输入到 V_{ATRK} 的交流传递函数如下所示：

$$G_{\text{trk}}(s) = \frac{\frac{R_L}{2R_f + R_L}}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_n} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad (24)$$

其中

$$R_L = R_a + R_b \parallel R_t \quad (25)$$

$$\omega_n = \frac{1}{R_f \times C_f \sqrt{\frac{R_L}{2R_f + R_L}}} \quad (26)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{R_f}{R_L} + 3 \right) \sqrt{\frac{R_L}{2R_f + R_L}} \quad (27)$$

分母的根可表示为：

$$s_1 = -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (28)$$

$$s_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (29)$$

由于 $\zeta > 1$ ，这是一个过阻尼二阶系统。 s_1 是主导极点。2% 趋稳时间 t_s 估算为：

$$t_s = \frac{1}{s_1} \cdot \ln \left(-\frac{0.02 \cdot 2s_1\sqrt{\zeta^2 - 1}}{\omega_n} \right) \quad (30)$$

3.5 使用多个 TAS6684-Q1 实现 H 类跟踪

对于不带跟踪引脚的升压控制器，可将 RC 滤波器连接到 FB 引脚。但在这种情况下，PWM 占空比为 100% 时对应最低输出电压，而 PWM 占空比为 0% 时对应最高输出电压。为确保跟踪功能正常工作，应将 TAS6684-Q1 的跟踪 GPIO 配置为“反相输出”。

多个 TAS6684-Q1 器件可通过 SCLK 实现同步。来自多个 TAS6684-Q1 器件的“或”信号即为所需的跟踪 PWM。图 3-7 展示了采用“或”门的方框图。

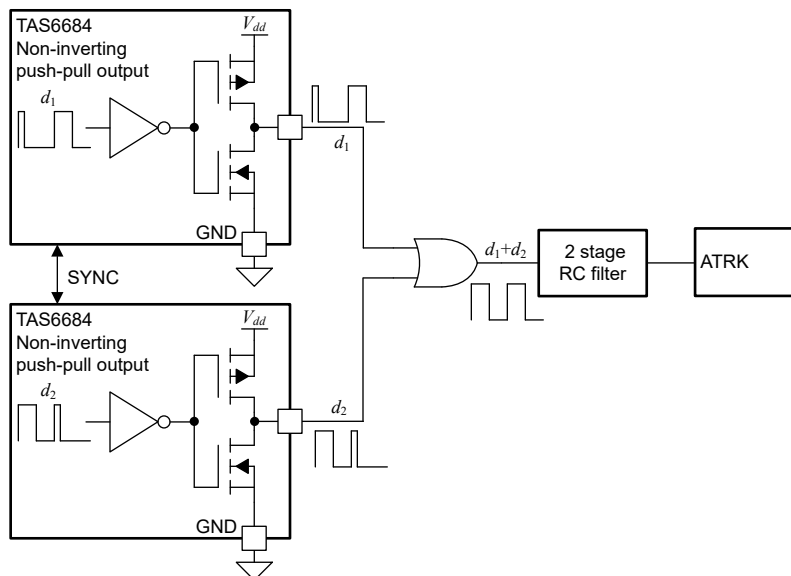


图 3-7. 使用两个 TAS6684-Q1 和“或”门实现 H 类跟踪

通过将 TAS6684-Q1 器件的输出连接在一起，开漏模式可以提供“与”信号。图 3-8 展示了将两个 TAS6684-Q1 器件的输出连接在一起来实现“或非”信号。请注意，TAS6684-Q1 输出被设置为反相开漏模式。“或非”信号适合 FB 引脚连接。

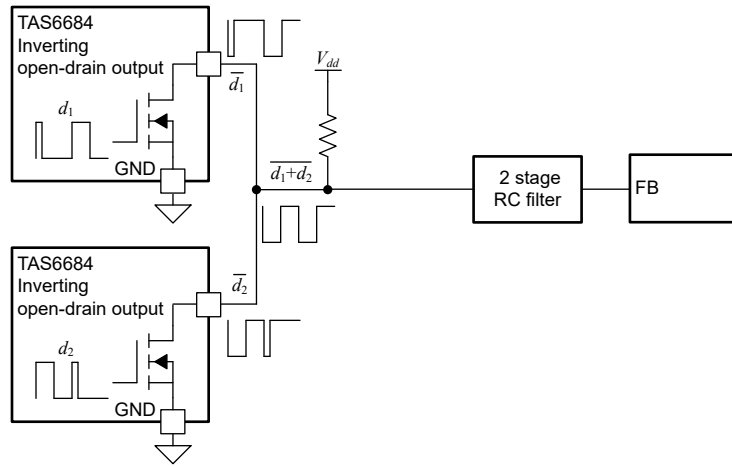


图 3-8. 连接到 FB 引脚、基于两个 TAS6684-Q1 实现 H 类跟踪

也可基于图 3-8 生成“或”信号。只需插入一个“非”门，即可得到“或”信号，并可连接至 ATRK。

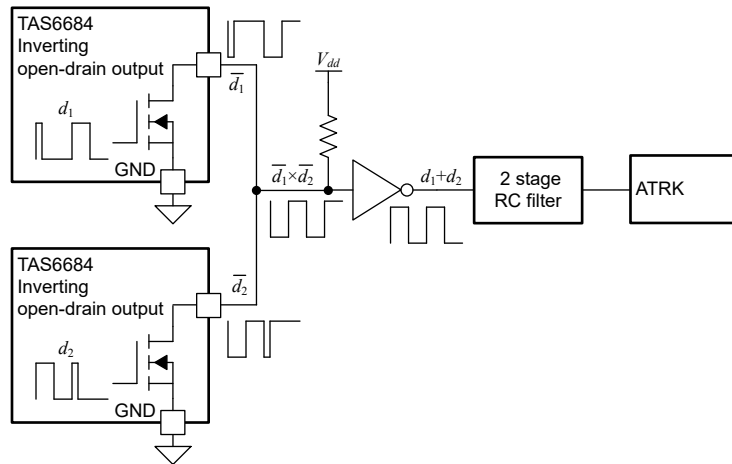


图 3-9. 连接到 ATRK 引脚、基于两个 TAS6684-Q1 实现 H 类跟踪

图 3-10 展示了 PWM 跟踪信号 (d_1 和 d_2) 以及“或”信号 (d_1+d_2)。

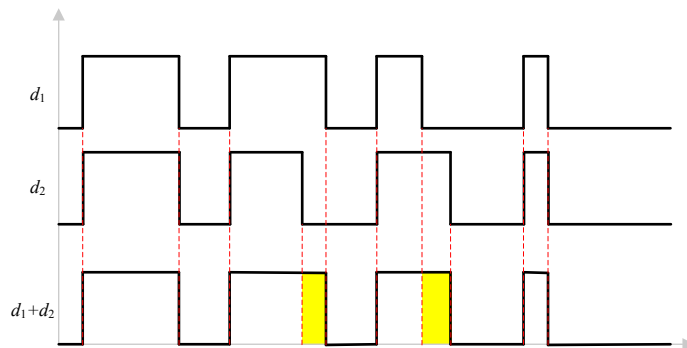


图 3-10. PWM 跟踪信号 (d_1 和 d_2) 与或信号 (d_1+d_2)

然而，如图 3-11 所示，多个 TAS6684-Q1 之间可能会产生同步延迟。最坏情况下的延迟为 325ns。延迟可以将所需占空比增加多达 325ns。

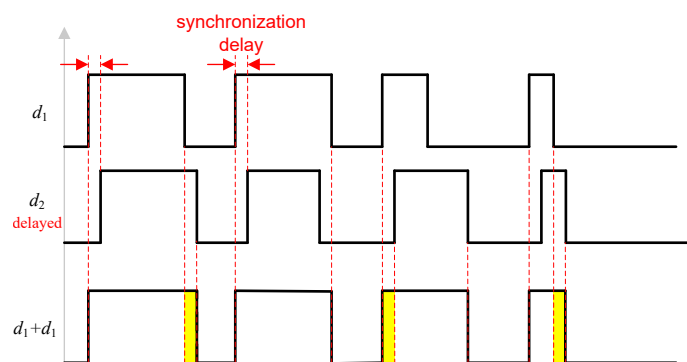


图 3-11. TAS6684-Q1 之间的同步延迟

TAS6684-Q1 H 类跟踪 PWM 具有九个占空比：0%、12.5%、25%、37.5%、50%、62.5%、75%、87.5% 和 100%。表 3-2 展示了最坏情况下的延迟影响（假设多个 TAS6684-Q1 输出相同的占空比，且处于最坏情况的延迟下；同时设定最高 PVDD 电压为 40V，最低 PVDD 电压为 9V）。在最坏的情况下，PVDD 电压可能会比无延迟时的 PVDD 电压高出约 4V。

表 3-2. 最坏情况下的延迟影响

无延迟		存在最坏情况延迟		
占空比	PVDD/V	脉冲宽度/ns	占空比	PVDD/V
0.0%	9.00	0	0%	9.0
12.5%	12.88	650.52	25%	16.74
25%	16.75	976.04	37.5%	20.62
37.5%	20.63	1301.5	50%	24.49
50%	24.5	1627.0	62.5%	28.37
62.5%	28.38	1952.6	75%	32.24
75%	32.25	2278.1	87.5%	36.12
87.5%	36.16	2603.65	100%	39.99
100%	40	/	100%	40

3.6 TAS6684-Q1 H 类参数

图 3-12 展示了 TAS6684-Q1 H 类 DSP 处理流程。TAS6684-Q1 具备数字包络跟踪算法，该算法集成延迟缓冲区，可提供前瞻功能以防止音频削波失真。内部 DSP 处理输入音频数据，然后通过 GPIO 输出跟踪信号，以调节升压转换器输出电压。前瞻延迟缓冲区支持最长 5ms 音频信号跟踪，这对于大多数应用而言已足够。使用集成 H 类算法替代外部 DSP，可降低硬件成本和开发时间。

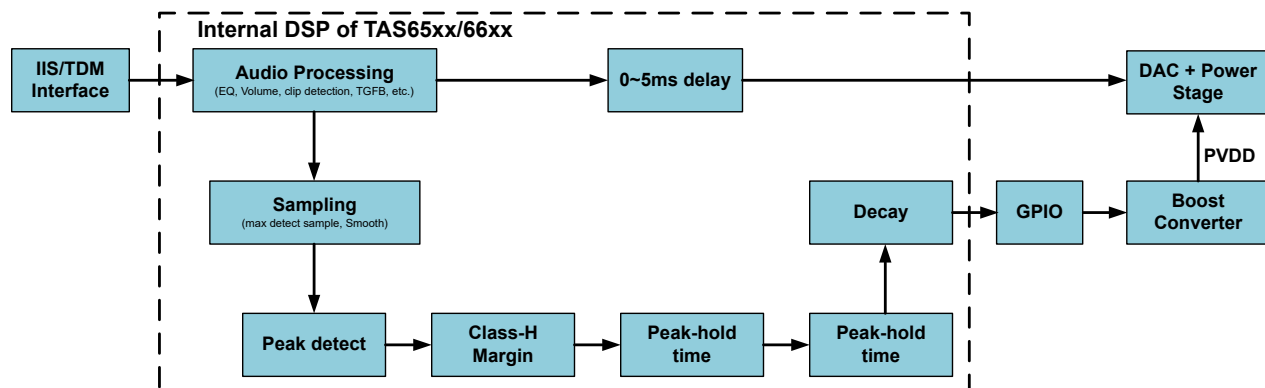


图 3-12. TAS6684-Q1 H 类流程图

图 3-13 说明了 H 类工作波形，并标注了一些关键参数。

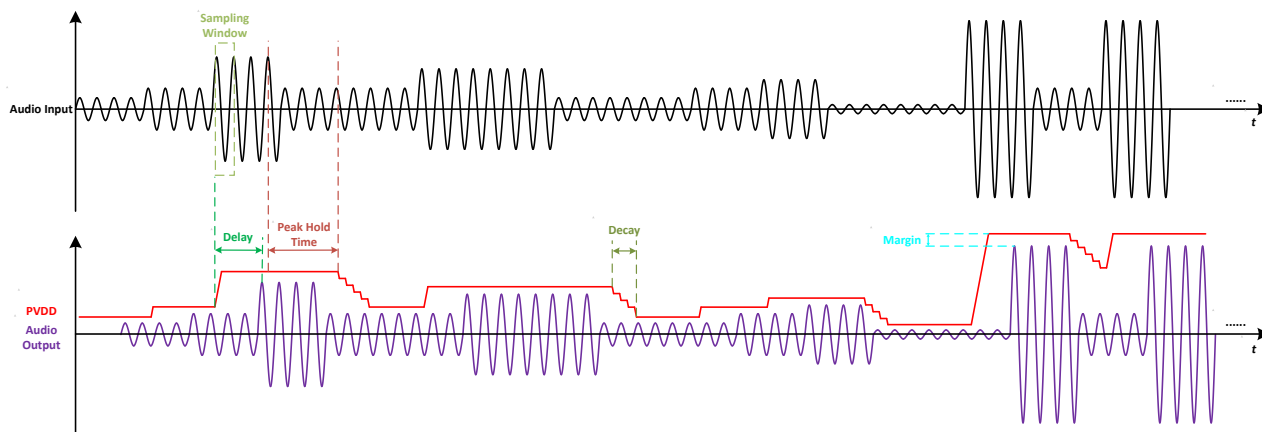


图 3-13. H 类工作波形

PPC3 GUI 允许客户根据不同应用场景调整部分参数。图 3-14 展示了建议的 H 类设置。

Configuration Window

TAS6684

Speaker Load 4 Ohm

DVDD Voltage 3.3 V

HPFB PWM Steps 8-steps 384kHz PWM

Analog Gain 0 dB ☒ Manual

Configuring Analog gain in Manual Mode overrides the Class-H calculated Analog gain. Take necessary steps to avoid any error

Boost/Buck

Boost/Buck Output Voltage

Min Voltage 9 V

Max Voltage 40 V

Boost/Buck Spec

FB Reference Voltage 1 V

R2 Resistance 3.65 kOhm

R1 Resistance 108.06 kOhm

R3 / R4 Resistance 5.75 kOhm

C1 / C2 Capacitance 395.30 pF

Configuration Window

Advanced

CH-L Delay Time (samples) 120

CH-R Delay Time (samples) 120

Peak Hold Time (samples) 480

Peak Decay 0.99 db/ms

Peak Offset 0.99

Smooth 0.001 ms

Max Detect Sample 24

Class-H Threshold 0.173

Class-H Step Size 0.075

Class-H Margin 0.9

图 3-14. 建议的 H 类设置

参数说明如下。

- 模拟增益

根据输出 PVDD 的幅度范围调整模拟增益，以避免输出削波。

- 最小电压和最大电压

设置最小和最大 PVDD 电压。内部 DSP 根据设定的最小和最大 PVDD 电压，将输出线性划分为九个电平。每个电平的电压计算方法如下：

$$V_{out} = PVDD_{min} + d \cdot (PVDD_{max} - PVDD_{min}) \quad (31)$$

其中 d 是 H 类跟踪输出的占空比， $d = 0、12.5\%、25\%、...、87.5\%、100\%$ 。

- 延迟时间

延迟时间在选择时需考虑升压输出电压斜升时间，如节 3.3 所述。

$$\text{Delay time} = \frac{\text{Delay time setting} \times 3}{\text{sample rate}} \text{ ms} \quad (32)$$

- 峰值保持时间

峰值保持时间指当前 H 类最大电平的保持时间。当检测到峰值信号时，保持计数器会重新计数，并维持 PWM 电平不变。保持时间计算公式如下：

$$\text{Audio out Real delay time} = \frac{\text{Hold time setting}}{\text{sample rate}} \text{ ms} \quad (33)$$

- 峰值衰减

峰值衰减是指每个电平的衰减率。该参数用于控制 H 类输出电平从高到低变化的速度（非反相输出）。较小的峰值衰减表示 PVDD 电压下降更快。一般而言，当 PVDD 电容器较大时，应将峰值衰减设得更高。

- 峰值偏移

峰值偏移是一种磁滞，用于设定 H 类触发阈值的变化速率。建议保留默认值。

- 光滑

平滑时间常数是 α 平滑。该参数用于实现 PWM 电平从初始状态到最终状态的平滑过渡。当在 H 类 PWM 输出端使用 RC 滤波器（如节 3.4 所述）时，应将平滑时间设为非常小的值。

- 最大检测样本

最大检测样本是在音频信号电平检测期间使用的样本。

$$\text{Max detect sample time} = \frac{\text{Max Detect Sample}}{\text{sample rate}} \text{ ms} \quad (34)$$

- H 类裕度

H 类裕度用于调整阈值和电平，以确保输出余量足够，从而防止削波失真。但是，裕度过大会降低效率。

3.7 设计参数

表 3-3 显示音频系统中扬声器的数量和平均功率。k 是根据表 3-1 选择的。

表 3-3. 扬声器的数量和平均功率

扬声器类型	平均功耗	数量	k
低音扬声器	150W	2	2
中音扬声器	80W	2	1.5
高音扬声器	40W	4	1

音频放大器的峰值功率 P_t 可通过以下公式得出：

$$P_t = 150W \cdot 2 \cdot 2 + 80W \cdot 2 \cdot 1.5 + 40W \cdot 4 \cdot 1 = 1kW \quad (35)$$

已知 4Ω 低音扬声器的平均功率为 150W，可通过方程式 3 得出低音扬声器两端的最大电压 V_{ao} ，

$$V_{ao} = \sqrt{2R_{sp}P_{a_avg}} = 34.6V \quad (36)$$

低音扬声器峰值电流 I_{ao} 可由以下公式得出：

$$I_{ao} = \frac{V_{ao}}{R_{sp}} = 8.7A \quad (37)$$

V_s 可以由以下公式得出：

$$V_s = I_{ao}R_s = 2.2V \quad (38)$$

假设 $V_{out_pp} = 2V$ ，则最小输出电容可通过以下公式得出：

$$C_{out} = I_{ai} \cdot \frac{5I_{eq}I_{in_max}}{V_{in_min}V_{out_pp}} = 1060\mu F \quad (39)$$

其中 I_{ai} 是最坏情况下的音频放大器总输入电流，通过 P_t / V_{ao} 估算。

由于成本低且单位体积电容密度高，优先选用铝电解电容器。考虑低温下电容器的降额特性，选用 6 颗 330 μF 电解电容器。

陶瓷电容器是必需的，用于承受电流纹波并降低开关频率下的电压纹波。使用 18 颗 10 μ F 和 8 颗 0.1 μ F 陶瓷电容器。根据“垂直环路”概念，将 0.1 μ F 陶瓷电容器放置在靠近 MOSFET 的位置。有关更多详细信息，请参阅《[通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器 EMI 性能](#)》。

根据[方程式 17](#)，考虑 2% 的稳态误差和 2% 的输出电压容差，电压裕度需大于 4.8V。选择 40V 作为最大输出电压。选择 9V 作为最小输出电压。当所需输出电压低于输入电压时，升压电路进入旁路模式，以进一步提升轻载效率。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 硬件要求

需要的硬件和附件

- TIDA-020088 参考电路板
- 支持 16V/80A 的电源单元 (PSU)
- 1-4 个电阻负载或扬声器负载
- USB-I2X 电路板 (请参阅 [PCM186X EVM 用户指南](#))
- USB-A 公口转 Micro B 公口线缆
- 光学 SPDIF 电缆或 PSIA 线路 (音频信号输入)
- 使用 Microsoft® Windows® 7、8 或 10 操作系统的台式机或笔记本电脑

4.2 软件要求

所需软件

- [PPC3 \(PUREPATHCONSOLE\)](#)
- [TAS6684 PPC3 GUI](#)

4.3 测试设置

4.3.1 硬件设置

请按照以下步骤操作：

1. 将电源连接到连接器 J1。确保输入电缆由于高输入电流而具有低阻抗。
2. 将扬声器负载连接到连接器 J1 和 J5。
3. 根据音频输入设置跳线。选中光输入时，请遵循[光输入的跳线设置](#)。选中外部数字音频源 (如 Audio Precision 的可编程串行接口适配器 (PSIA)) 时，请遵循[表 4-2](#)。

表 4-1. 光输入的跳线设置

跳线	名称	光学
J2	SCLK_SPDIF、SCLK、GND	连接 SCLK_SPDIF 和 SCLK
J3	SCLK、ACLKX	OUT
J4	FSYNC_SPDIF、FSYNC、GND	连接 FSYNC_SPDIF 和 FSYNC
J6	SDIN_SPDIF、SDIN1、GND	连接 SDIN_SPDIF 和 SDIN1
J17	FSYNC、FSX	OUT
J18	SDIN1、AX0	OUT
J19	SDIN2、AX1	OUT
J20	SDIN2、GPIO2_1	IN
J21	SDIN1、SDIN2、GND	连接 SDIN1 和 SDIN2
J22	SDIN1、GPIO1_1	IN

表 4-2. PSIA 输入的跳线设置

跳线	名称	PSIA (两条 SDIN 线路)	PSIA (一条 SDIN 线路)
J2	SCLK_SPDIF、SCLK、GND	IN - SCLK	IN - SCLK
J3	SCLK、ACLKX	OUT	OUT
J4	FSYNC_SPDIF、FSYNC、GND	IN - FSYNC	IN - FSYNC
J6	SDIN_SPDIF、SDIN1、GND	IN - SDIN1	IN - SDIN1
J17	FSYNC、FSX	OUT	OUT
J18	SDIN1、AX0	OUT	OUT
J19	SDIN2、AX1	OUT	OUT
J20	SDIN2、GPIO2_1	可选	可选

表 4-2. PSIA 输入的跳线设置 (续)

跳线	名称	PSIA (两条 SDIN 线路)	PSIA (一条 SDIN 线路)
J21	SDIN1、SDIN2、GND	IN - SDIN2	连接 SDIN1 和 SDIN2
J22	SDIN1、GPIO1_1	可选	可选

初始化代码已烧录到电路板中，可以使用默认设置为电路板供电。

要手动更改设置，请执行以下额外步骤：

1. 将 GPIO_MCU_17 (J14) 连接至 GND。(当 MCU 检测到 GPIO 被拉至接地时，MCU 只上拉 PDN 和 STANDBY 引脚，而不执行其他初始化操作。)
2. 将 I2C 端口 (J11) 连接到 USB-I2X 电路板，并通过 USB 电缆将 USB-I2X 电路板连接到 PC。

4.3.2 软件设置

打开 PPC3 GUI，图 4-1 展示了“Startup”窗口。

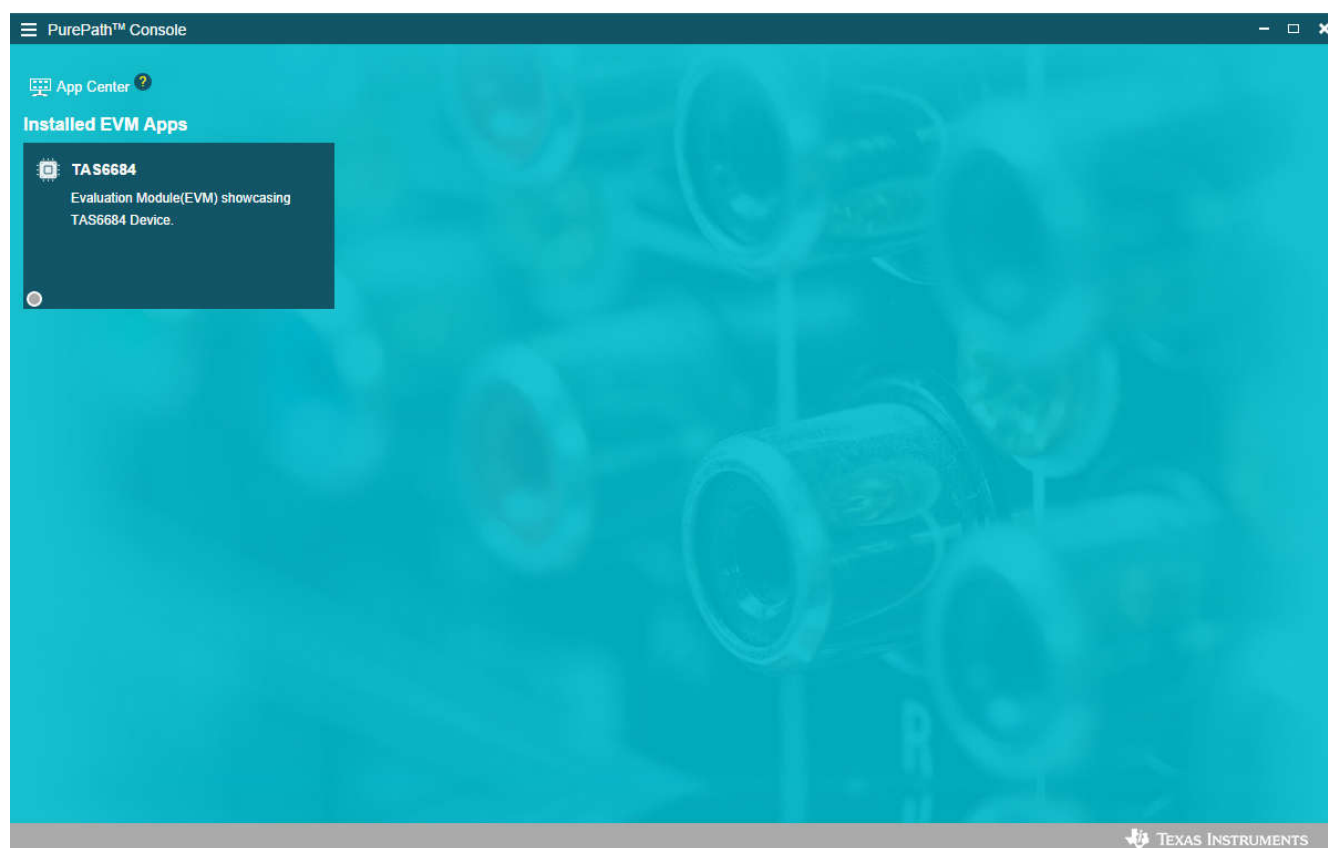


图 4-1. PPC3 “Startup” 窗口

如果“TAS6684”未出现在“Startup”窗口中，请按照以下步骤操作

1. 下载 [TAS6684.tar.gz](#) 文件。
2. 打开 PPC3 软件。(需要注销)。
3. 选择“Open”按钮。
4. 选择“All Files”，然后选择“TAS6684.tar.gz”进行安装。

点击图 4-1 中标记为“TAS6684”的深绿色框。这将打开 TAS6684 的“Startup”选项卡。然后，设置音频输入类型、处理流程、I2C 地址、GPIO 设置等，并点击“Apply Config”按钮。

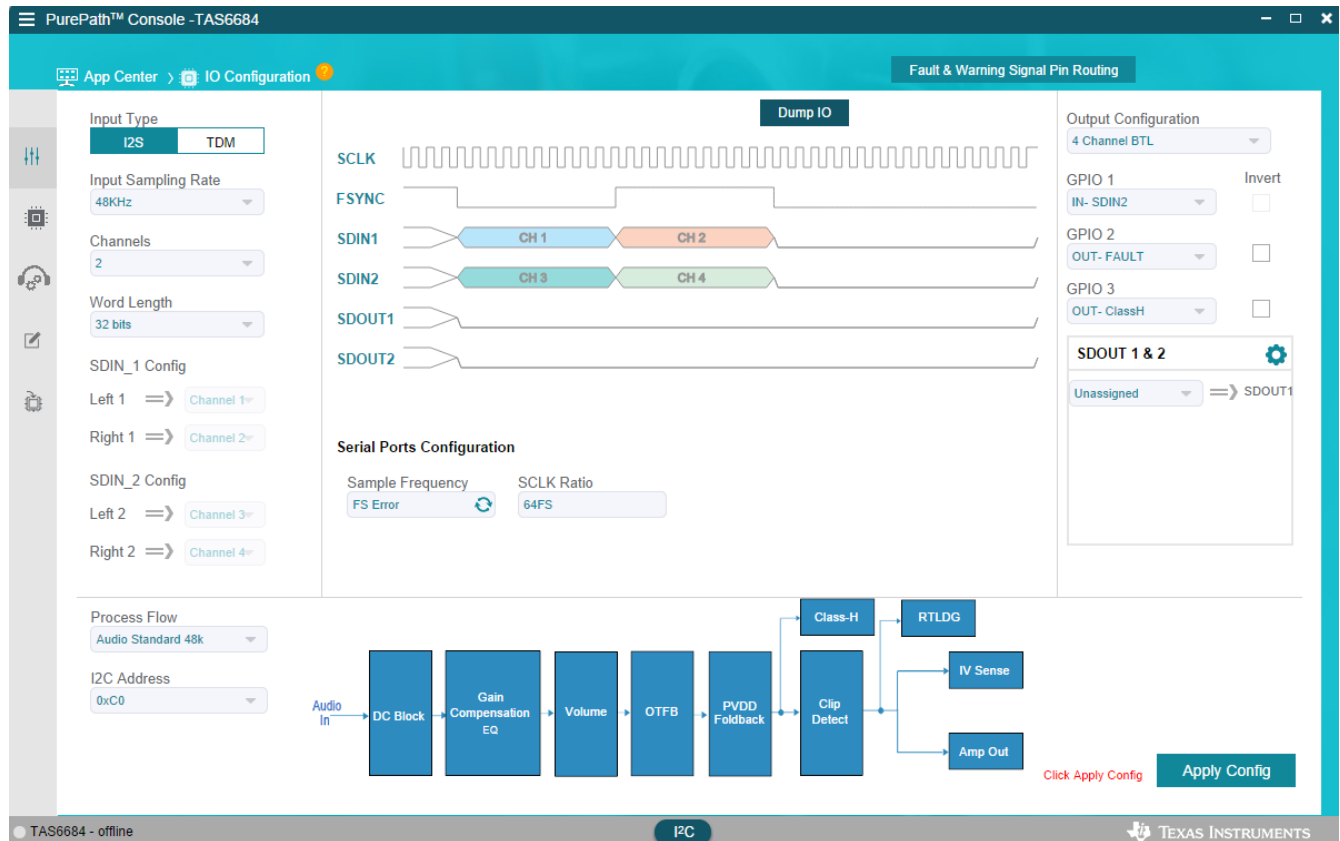


图 4-2. PPC3 “Startup” 选项卡

GUI 一次只能配置一个 TAS6684。请更改地址以配置其他 TAS6684。电路板上的 TAS6684 有两个默认的地址：0xC0 (U1) 和 0xC2 (U2)。

“Device Monitor & Control” 选项卡可用于控制 TAS6684 的多项功能。

- 各个通道状态和音量
- 全局通道状态
- 混合控制
 - 过流电平。根据需要更改电平。
 - PWM 频率
 - 展频控制
 - 模拟增益
 - 通道间 PWM 相位的相位选择
- 故障和警告监控
- 交流负载诊断
- 直流负载诊断

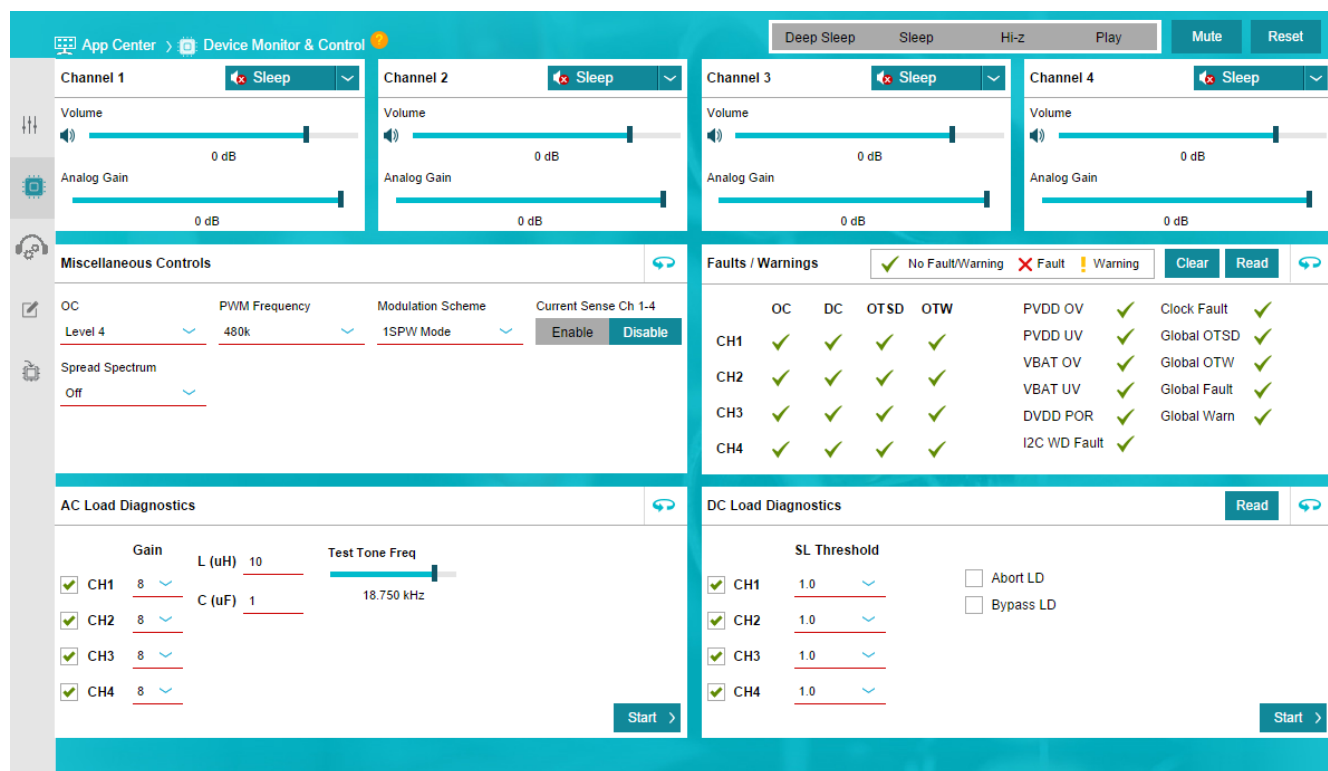


图 4-3. “Device Monitor & Control” 选项卡

“Audio Processing” 选项卡提供在处理流程中可选的功能。根据需要调整参数。

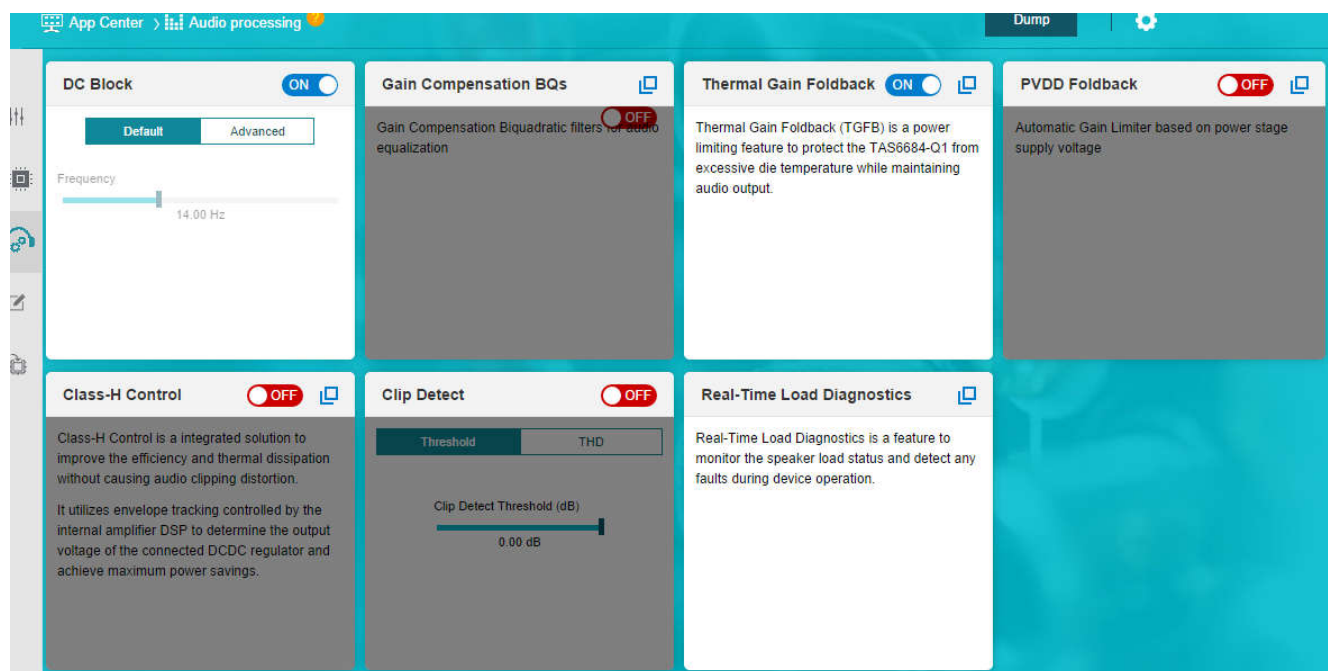


图 4-4. “Audio Processing” 选项卡

“End System Integration” 选项卡提供导出最终 .h 或 .cfg 配置代码的选项。

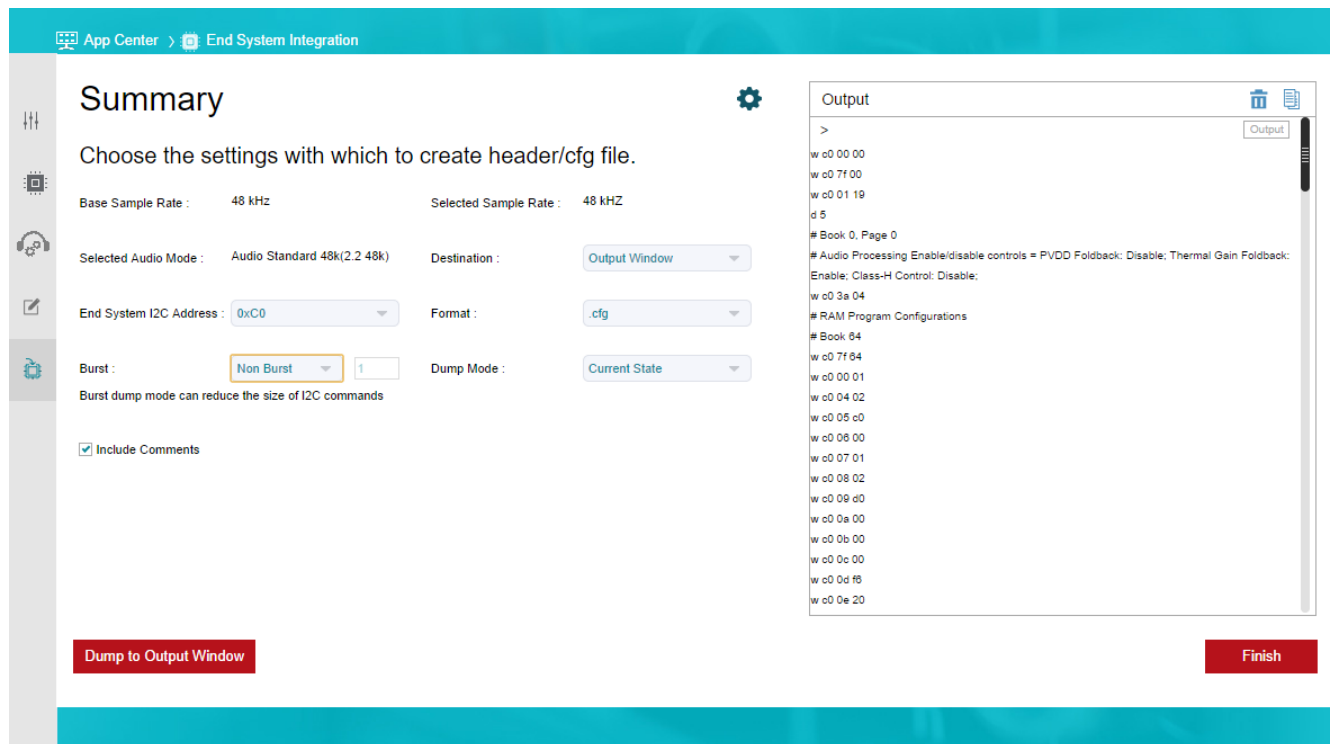


图 4-5. “End System Integration” 选项卡

I²C “Monitor” 按钮位于 PPC3 窗口底部。

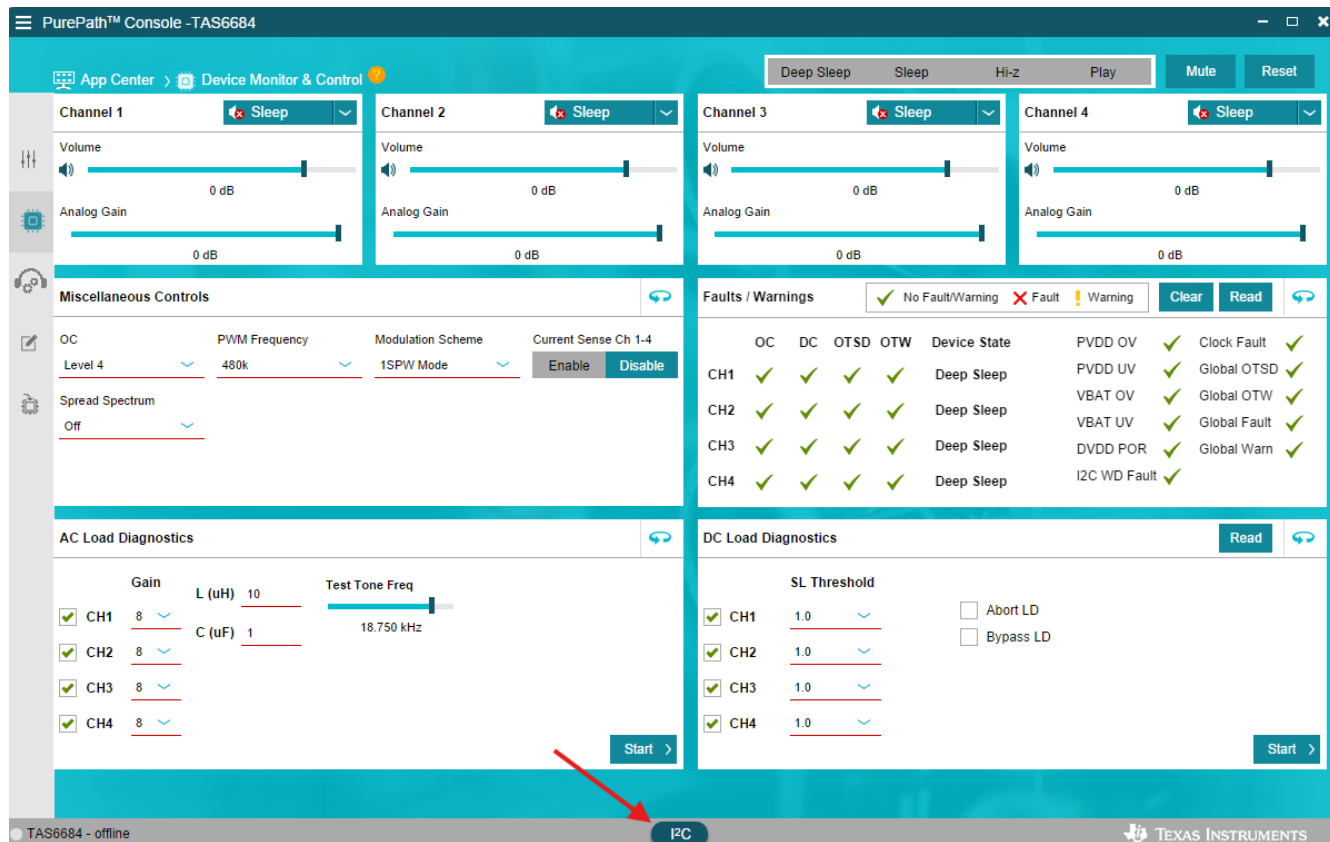


图 4-6. I²C “Monitor” 按钮

选择“I/O”选项卡可直接从 TAS6684 寄存器读取和写入其中。您可以在此处开发和测试脚本。可以通过在窗口中直接输入来创建脚本，或打开计算机中已保存的脚本。然后，按下“Execute”按钮运行脚本，并在“Output”窗格中查看结果。

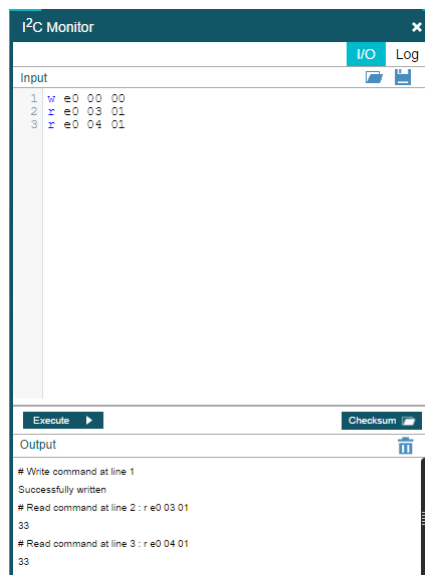


图 4-7. I²C 监测功能中的 I/O 标签

选择“Log”选项卡，并开始记录 I²C，“Monitor”窗口会在您执行 PPC3 GUI 中每一步操作时，报告对应的 I²C 命令。这有助于查看其他窗口上每个按钮的 I²C 事务。事务中使用的代码可在“I/O”选项卡中使用。

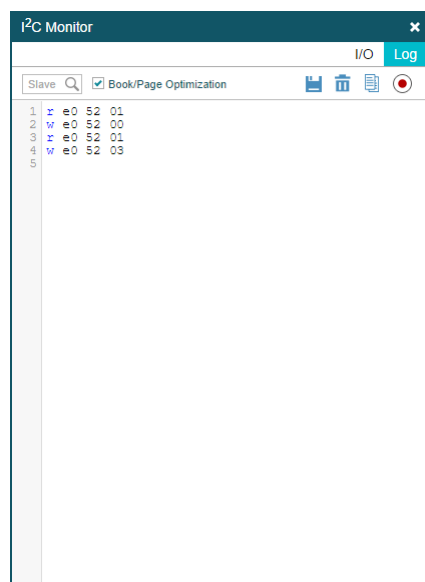


图 4-8. I²C 监测功能中的“Log”选项卡

4.4 测试结果

4.4.1 音频放大器的测试结果

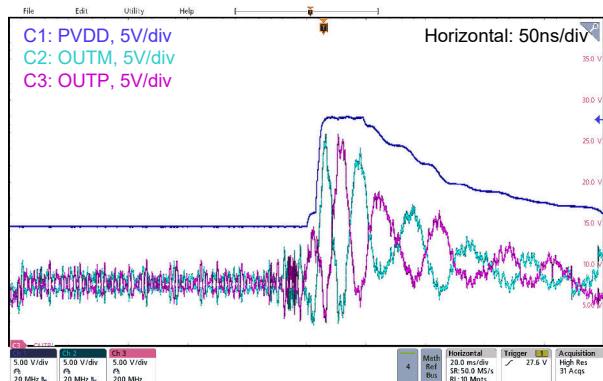


图 4-9. H 类放大器输出和 PVDD , $V_{in} = 9V$

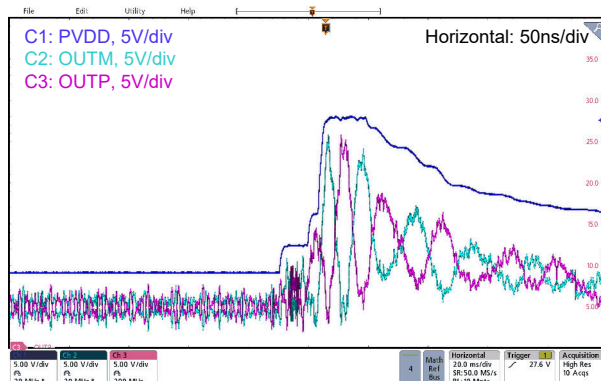


图 4-10. H 类放大器输出和 PVDD , $V_{in} = 14.4V$

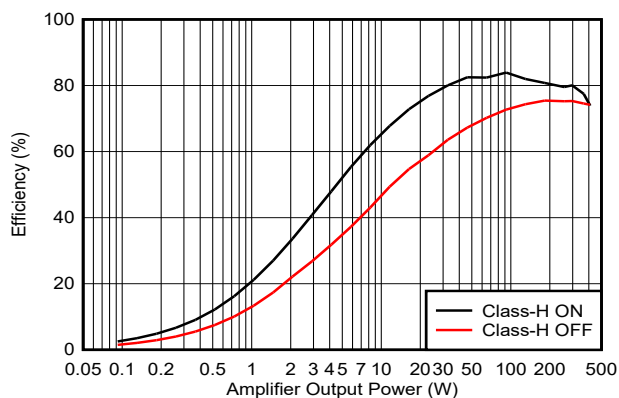


图 4-11. 启用与禁用 H 类时的系统效率比较

4.4.2 升压转换器的测试结果

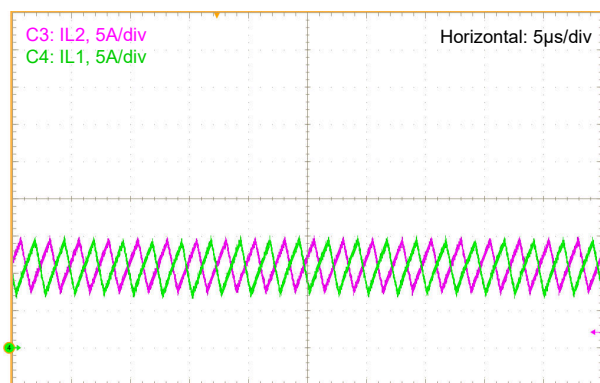


图 4-12. 静态电流共享

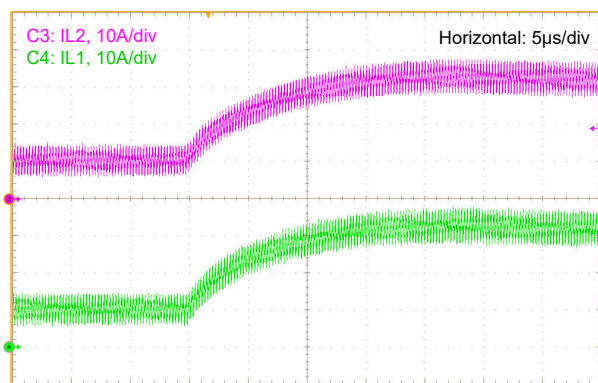


图 4-13. 动态电流共享

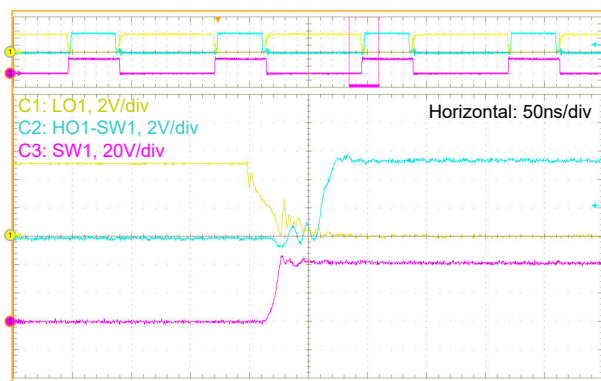


图 4-14. 死区时间 LO 至 HO

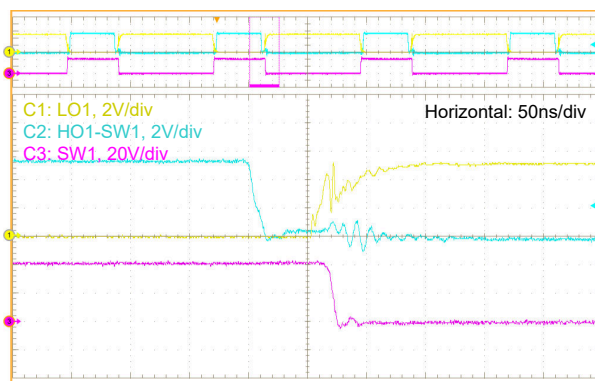


图 4-15. 死区时间 HO 至 LO

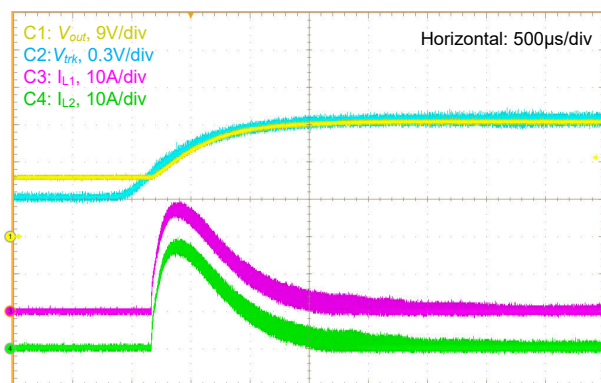


图 4-16. PVDD 电压跟踪 9V 至 28V

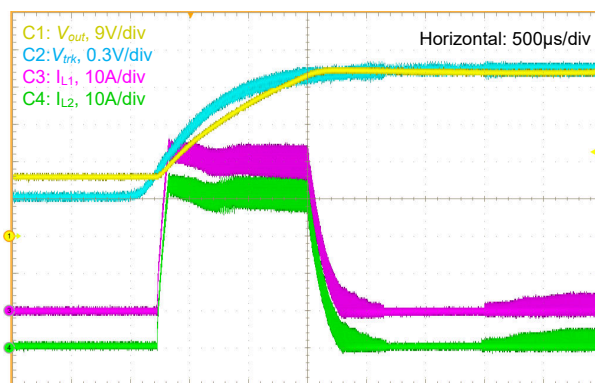


图 4-17. PVDD 电压跟踪 9V 至 40V

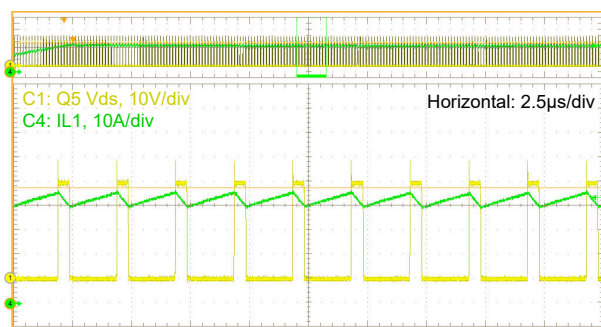


图 4-18. 峰值电流限制下的 Q5 Vds 电压应力

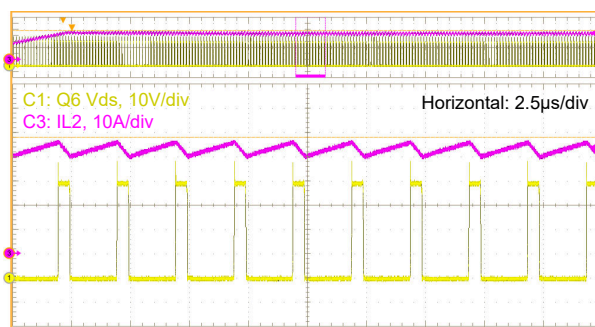


图 4-19. 峰值电流限制下的 Q6 Vds 电压应力

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-020088](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-020088](#) 中的设计文件。

5.1.3 PCB 布局建议

5.1.3.1 布局图

要下载板层图，请参阅 [TIDA-020088](#) 中的设计文件。

5.2 软件

- [PPC3 \(PUREPATHCONSOLE\)](#)
- [TAS6684 PPC3 GUI](#)

5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[LM5125A-Q1 具有 VOUT 跟踪功能的宽 VIN 2.2MHz 双相升压控制器](#)
2. 德州仪器 (TI)，[TAS6684-Q1 - 具有电流检测和实时负载诊断功能的 45V、13A 数字输入 4 通道汽车级 D 类音频放大器](#)
3. F. Ji、W. Qiu 和 F. He，“H 类音频放大器系统中双相交错式升压转换器的设计注意事项”，*PCIM Conference 2025*；国际电力元件、可再生能源管理展览会暨研讨会，德国纽伦堡，2025 年，第 2063-2070 页，doi: 10.30420/566541272。

5.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

5.5 商标

E2E™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 作者简介

FENG JI 是德州仪器 (TI) 的应用工程师。他的工作重点是宽输入电压升压转换器和双向转换器。他毕业于南京航空航天大学，获电气工程硕士学位。

WEI QIU 是德州仪器 (TI) 的应用工程师。他的工作重点是汽车音频放大器。他毕业于南京航空航天大学，获电气工程硕士学位。

FERGUS HE 是德州仪器 (TI) 的应用工程师。他的工作重点是中等输入电压升压转换器。他毕业于南京航空航天大学，获电气工程硕士学位。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月