

汽车音频功放系统升压电路功能介绍

夏伦腾 Alan Xia

FAE Auto Tier1

摘要

汽车座舱对于声学的体验越来越被重视，如何设计好一个稳定且性能优秀的汽车音频功放系统便尤为重要。本应用手册主要帮助用户了解 H 类音频功放拓扑，并且详细介绍 TI 针对音频功放系统设计的最新音频升压产品 LM5125(A)-Q1 的特色功能，介绍每个功能的设计目的，如何使用以及设计注意事项，最终促使用户使用芯片设计出性能优秀、体验极佳的汽车音频功放系统。

Contents

1. 座舱内功放应用介绍	2
2. H 类拓扑介绍	4
3. 功放系统中升压电路的几个功能介绍	5
(1) OVP (Overvoltage Projection, 过压保护)	6
(2) 逐周期峰值限流保护与峰值电流限制保护	6
(3) 平均电流限制	7
(4) ATRK(Analog Tracking) 和 DTRK (Digital Tracking)	9
(5) Bypass Mode	10
4. 评估板实验验证	13
5. 小结	16
参考文献:	17

Figures

图 1 汽车功放系统	3
图 2 TAS6684-Q1 电流限制	4
图 3 一种典型汽车 H 类功放音频系统	4
图 4 TAS6684 效率曲线	5
图 5 H 类功放工作波形	5
图 6 LM5125(A)-Q1 OVP 架构	6
图 7 峰值电流限制采样	7
图 8 平均电流限制	8
图 9 峰值电流限制控制环路	8

图 10 平均电流限制控制环路	9
图 11 ATRK 设计	10
图 12 DTRK 设计	10
图 13 V_{OUT} 编程方式	10
图 14 Bypass Mode 工作方式	11
图 15 Bypass Mode 进入和退出条件	11
图 16 VTRK Transient Bypass	12
图 17 VIN Transient Bypass	12
图 18 TI LM5125(A)-Q1+TAS6684-Q1 评估板	13
表 1 评估版关键参数	13
图 19 仿真 Bode 图	14
图 20 实测 Bode 图	14
图 21 输出电压 Tracking, 9V to 28V	15
图 22 Class H 测试波形	15
图 23 放大 Class H 测试波形	15
表 2 播放音乐使用/禁用 Class H 的效率数据	16

随着当前智能座舱的定义逐渐深化，座舱中的声学体验也被越来越重视。根据盖世汽车研究院数据，随着高阶座舱声学技术不断迭代升级，预计到 2025 年，全球乘用车声学系统市场空间有望达到 905 亿元，2022-2025 年 GAGR 为 9%。消费者对更好的座舱交互的需求提升，声学系统作为容易被客户感知的部分成为主机厂展示产品力的重要指标。

1. 座舱内功放应用介绍

汽车座舱内的音频功放的应用主要可以分析以下几类：

- (1) 集成在智能座舱核心板上的内置功放音响；
- (2) 独立于座舱主板外的，拥有独立 DSP 进行音频渲染、RNC、ANC 等算法的外置功放音响；
- (3) 同样独立于座舱主板外，无独立 DSP，使用音频接口跨板传输音频信号的外置功放音响；
- (4) 新能源汽车法规中所要求的：汽车声音警报系统 (Acoustic Vehicle Alert System, AVAS) ；
- (5) TCU (Telematics Central Unit) 中 eCall (Emergency-call) 通话使用的功放系统；
- (6) 其他应用，例如仪表屏幕中安全提示音等。

本文将就 (1) (2) (3) 中所可能存在的升压高功率输出要求，对功放的音频升压芯片功能做一个详细的功能介绍。

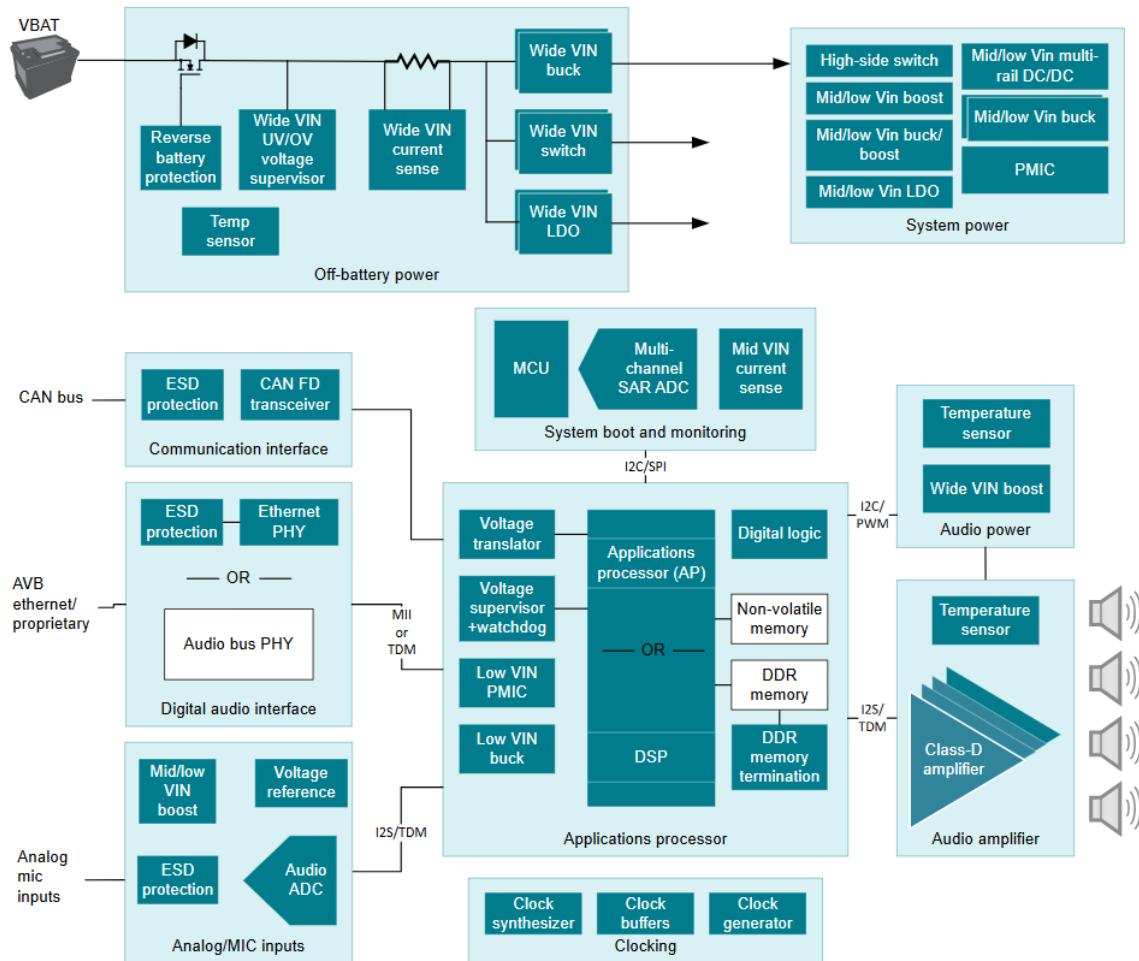


图 1 汽车功放系统

从图 1 汽车功放架构可以看到，汽车外置功放系统主要包含 DSP、D 类/AB 类功放、ADC、电源和通讯 (CAN/Ethernet)。另外，在电源树中有一个较为特殊的存在——音频功放升压芯片，因为音频信号的具有高动态范围的特点，因此对升压芯片的提出了很多功能要求。为了获得更高的输出功率，提升听感，通常需要 D 类功放的 PVDD 升压到高于电池电压。

在汽车功放音响中，听感是非常重要的评估标准，而响度则是听感中非常重要的一个参考因素。响度是人耳对声音强弱的主观感觉，即音量的大小。人耳可以感知到的声音频率在 20-20kHz，从等响曲线上看，声压级相同而频率不同的声音，听起来的音量是不同的，人耳感觉 1-4kHz 频段的声音最响，5kHz 以上的高音不太响。因此我们常常希望低音具有能量感，低音和中低音能量充足，丰满厚实。

LOAD OVERCURRENT PROTECTION				
I _{LIM}	Overcurrent limit	OC level 1, load current	4.2	
		OC level 2, load current	6.9	
		OC level 3, load current	8.8	
		OC level 4, load current	10.9	
I _{SD}	Overcurrent shutdown	OC level 1, any overload or short to supply, ground, or other channels	4.2	5.6
		OC level 2, any overload or short to supply, ground, or other channels	8.2	9.2
		OC level 3, any overload or short to supply, ground, or other channels	10.6	11.8
		OC level 4, any overload or short to supply, ground, or other channels	13	14.5

图 2 TAS6684-Q1 电流限制

但是在功放系统中，由于 Class D 功放的电流限制 (Current Limit , CL) , 例如图 2TAS6684-Q1 的限 OC Level 4 就是 10.9A,

$$P=UI \quad (1)$$

所以根据式 1 可以看到，为了输出更高的功率需要提高 PVDD。但是 PVDD 也不可以随意在增加，因为需要考虑 D 类功放的输入耐压，以及高电压带来了更高的功率损耗，更高的热耗损也可能对系统的热表现带来一定的风险。

2. H 类拓扑介绍

D 类音频放大器因效率高，失真低而广泛应用于汽车音频放大器系统。D 类功放的最大优点是效率较高，理论上可以达到 100%，但是实际 D 类放大器由于 MOS 的漏电流，直流损耗等，实际的效率在 80%-90%。为了进一步提高系统的效率，H 类放大器的拓扑就被提了出来如图 3，提升效率的方式就是通过对音频信号的幅值的追踪，根据音频的强度来实时的调节前级音频升压电路的输出电压，实现包络输出。

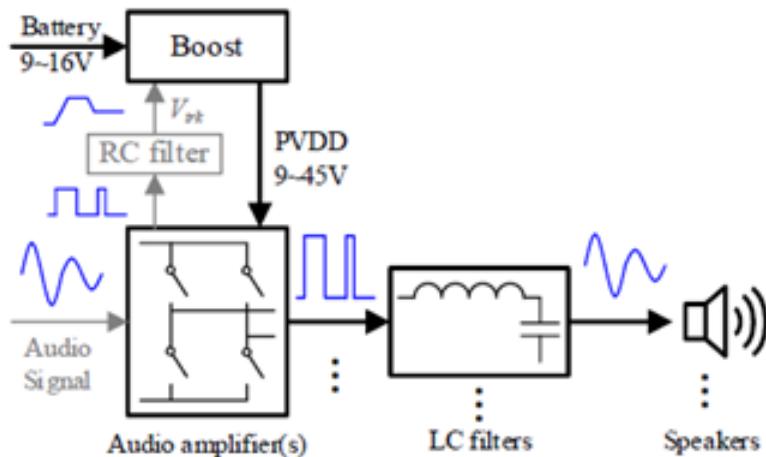


图 3 一种典型汽车 H 类功放音频系统

音频功放需要放大的信号源是音乐，通常具有很高的动态范围，合适幅度的 PVDD 有助于防止音乐峰值的削波失真，然而对于音乐中大部分较小幅度的信号来说，一个固定的 PVDD 电压是一种能源浪费，工作在较高 PVDD 时功放芯片的损耗会比较大，此时升压芯片的效率也是比较低的，系统的效率就会比相对低。如

图 4, 从曲线可以看到, 当输出功率不变, PVDD 越低, 效率越高, 例如 40W 输出功率时, PVDD=14.4V 比 PVDD=45V 的效率提高了接近 18%。

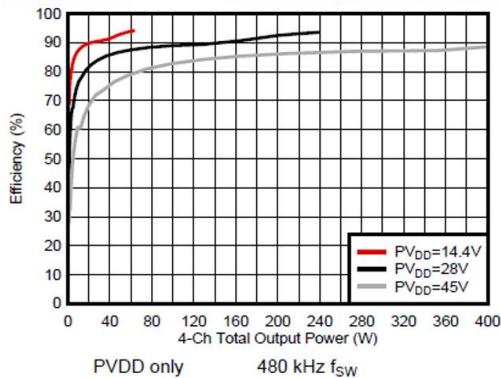


Figure 5-15. Efficiency vs Output Power - 8 Ω, PVDD

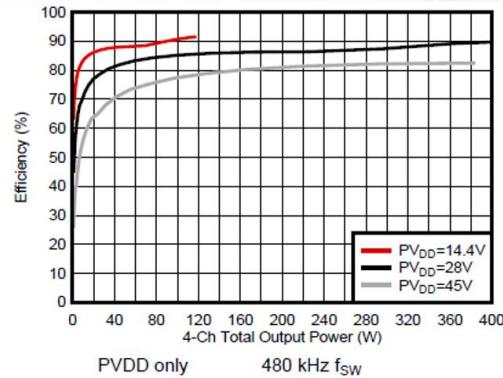


Figure 5-16. Efficiency vs Output Power - 4 Ω, PVDD

图 4 TAS6684 效率曲线

通常, 音频信号的频率范围为 20Hz 至 20kHz。音频放大器的开关频率 480kHz。为了降低 EMI, 采用了低通 LC 滤波器。TAS6684 -Q1 采用数字包络跟踪算法, 并通过 GPIO 发送 PWM 跟踪信号。RC 滤波器用于将 PWM 信号转换为平滑的参考电压。音频信号在发送至音频功率级之前, 会经过 0 至 5ms 的延迟。图 5 显示了 H 类音频放大器的工作波形, 并标注了电压裕度和延迟时间。必须保留足够的电压裕度以避免输出削波。延迟时间越短越好。

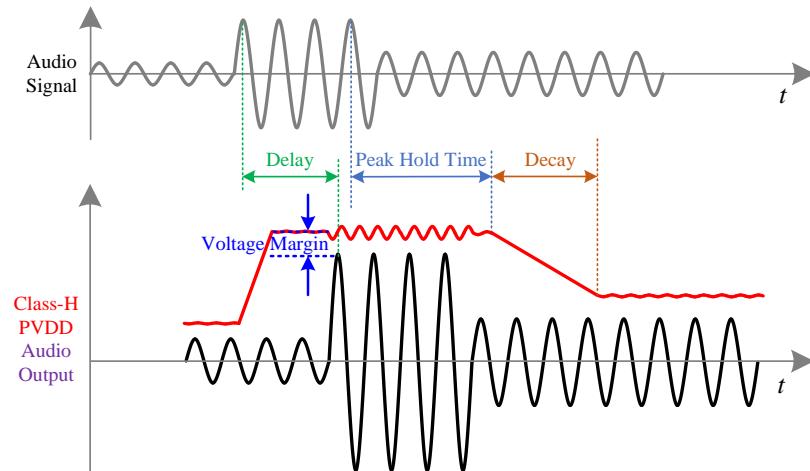


图 5 H 类功放工作波形

3. 功放系统中升压电路的几个功能介绍

前文说到, 因为音频信号的高动态范围、音频信号的峰值远高于平均值, 失真度的要求严格 1% THD 等, 因此在设计音频功放系统时, 除了 D 类功放中的自带的诊断功能, 音频升压电路需要具备多种保护功能来应对可能存在过流、过热、短路等风险场景。LM5125(A)-Q1 作为 TI 新一代宽压升压芯片, 针对音频功放应用做了很多功能更新, 本章节针对 LM5125(A)-Q1 拥有的几个功能进行介绍。

(1) OVP (Overvoltage Protection, 过压保护)

在汽车音频功放中通常由不同的应用场景，汽车内置功放常常考虑直连电池（9V-16V），不需要升压处理。而对于升压的场景，则存在集中不同的升压级别以便适配不同的输出功率等级，例如25V/30V/45V/50V等。当V_{OUT}超过可编程过压保护阈值(VOVP_max_H) (64V、50V、35V或28.5V)时，会将关闭低侧MOSFET，并开启高侧MOSFET，以防止器件在ATRK/DTRK进行追踪时超过绝对最大电压额定值。另外，当V_{OUT}超过编程输出电压10% (VOVP-H threshold)时停止开关。

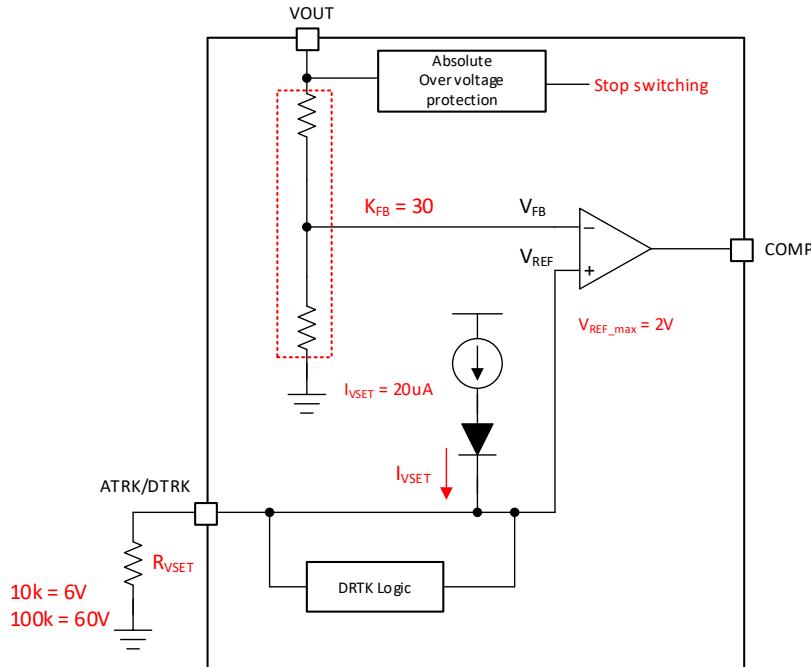


图 6 LM5125(A)-Q1 OVP 架构

如图6所示，通过电阻采样V_{OUT}侧的输出电压来监控，如果使用H类拓扑，可以通过调整ATRK/DTRK的外部电阻选择来调节追踪的电压上限，有关ATRK/DTRK的原理和设计将在后文详细介绍。OVP功能的最主要目的是保护后级的D类功放，例如TAS6424E-Q1的PVDD最高只能承受30V，一旦超过应力要求则有可能导致芯片损坏，这种场景下将OVP设为28.5V就是合适的配置。而对于TAS6684-Q1，因为它的PVDD上限是56V，因此，常常升压至40V/45V使用较为常见，此时OVP的设置在50V是较为合适的配置。

(2) 逐周期峰值限流保护与峰值电流限制保护

在DCDC的拓扑中，最常见的保护方法就是逐周期电流保护，也称CBC (Cycle by Cycle) 电流保护，常见的设计使用的检测方式是使用高精度的采样电阻来采样电感的电流，如下图7，采样信号与内部比较器比较，每个相位的峰值电流限值由检测电阻RSNS1和RSNS2设定，当触发CBC保护时，就会将电流钳位在设置的电流限制值，避免出现过流。

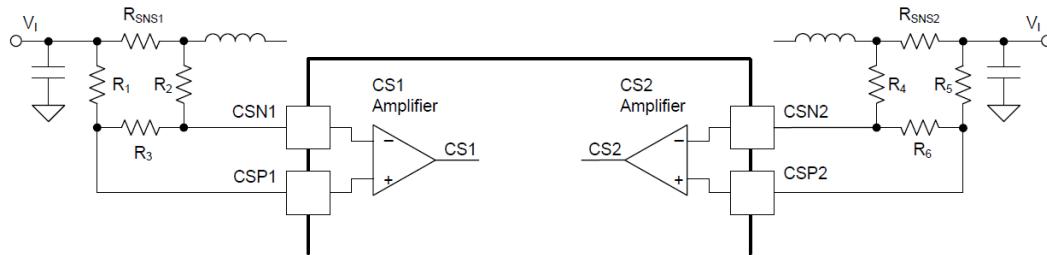


图 7 峰值电流限制采样

针对外置音频功放的应用，除上述 CBC 的保护外，还应该具有峰值电流限制保护的功能，主要作用是避免音频负载的剧烈变化可能导致 CBC 无法快速钳住瞬间的电流，这种“worst case”既有可能导致过流损坏。检测逻辑是当多个开关周期内达到更高等级的限流值，触发过流保护，一般可以配置为 HICCUP 或者 Latch off。LM5125(A)-Q1 通过 I_{CL_Latch} 启用峰值电流限制保护，当电感电流超出电流限制值的 20%，即 $1.2I_{limit}$ ，芯片会进入 Latch off 即关闭状态。当不启用 I_{CL_Latch} 时，芯片会尝试将电流钳位在电流限制值。完善的峰值电流保护，能够保护外围器件（MOSFET、电感或电容等。）和后级的 D 类功放，避免承受过流的风险。

(3) 平均电流限制

在外置音频功放应用中，音频升压芯片的平均电流限制的功能也是一个非常重要的功能，如前文提到，音频功放热损耗是需要考虑的重要因素，因为持续的热累积会造成功放板整体问题的升高，这可能会导致热关断。平均电流限制的目的是为了应对长时间在大电流，非 Peak 最大电流下工作的情况下（例如高音量持续播放音乐），虽然电流峰值没有达到限制值，但是持续高平均功率的工作，热持续累积也会造成热关断，所以平均电流限制和峰值电流限制都用起来更适合 Audio 的应用。

在过载条件下控制输入电流保持恒定，这意味着恒定输入电压下实现恒定输入功率控制。与峰值限流方案相比，平均恒流控制能够更精确地控制，使平均电流恒定，这有利于用户精确控制转换器可处理的最大平均功率。LM5125(A)-Q1 的平均电流限制时序图如图 8，LM5125(A)-Q1 监测 IMON 引脚上的平均 VI 输入电流。每个有效相的平均感测电流被累加，在 IMON 引脚上产生源电流，该电流由电阻 R_{IMON} 转换为电压。当 IMON 的电压超过 V_{LIMS} 时，输入电流平均值被限制。

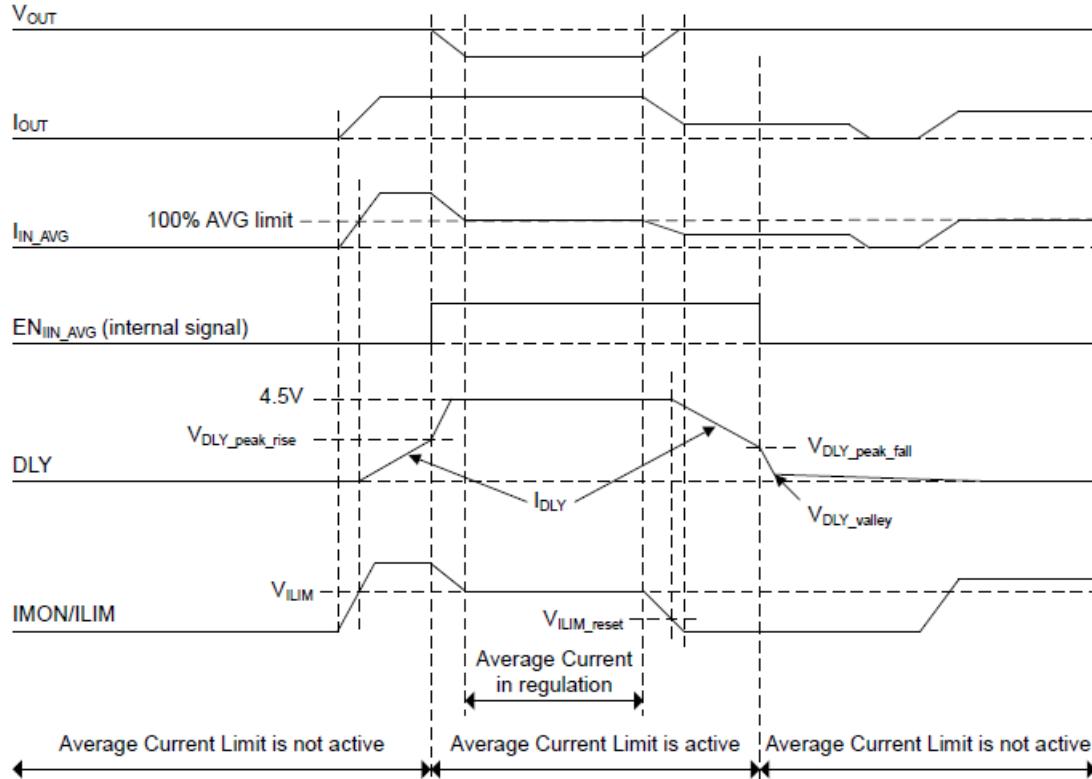


图 8 平均电流限制

那么平均电流限制的设计如何实现的呢？传统的 Peak current Limit 的架构图 9 所示。

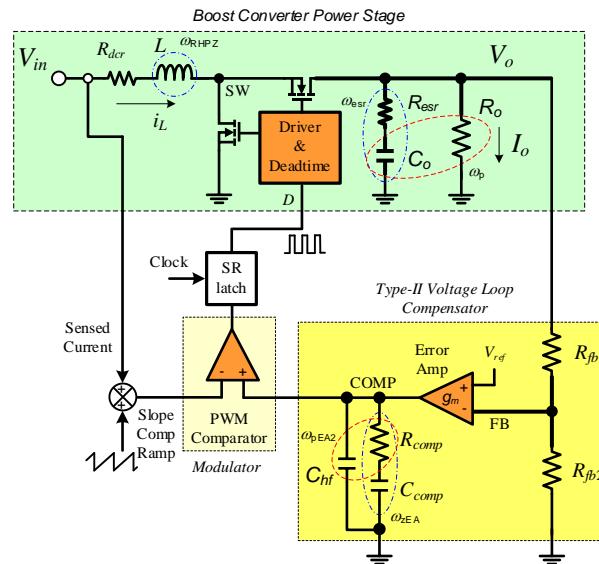


图 9 峰值电流限制控制环路

平均电流限制对比峰值电流限制增加了图 10 中的红色方框的这部分的设计，Current sense 的采样电流为 IMON 供电，电流源与 RC 的电压高过 1V 时，跨导输出的补偿电压 V_{comp} 会被拉低，所以就会通过这部分

电路把本应该较高的补偿电压降低, 导致 V_{OUT} 会被降低, 输出功率降低, 在输入电压不变的基础上, 输入电流就被降低钳位了, 从而实现功率的限制。

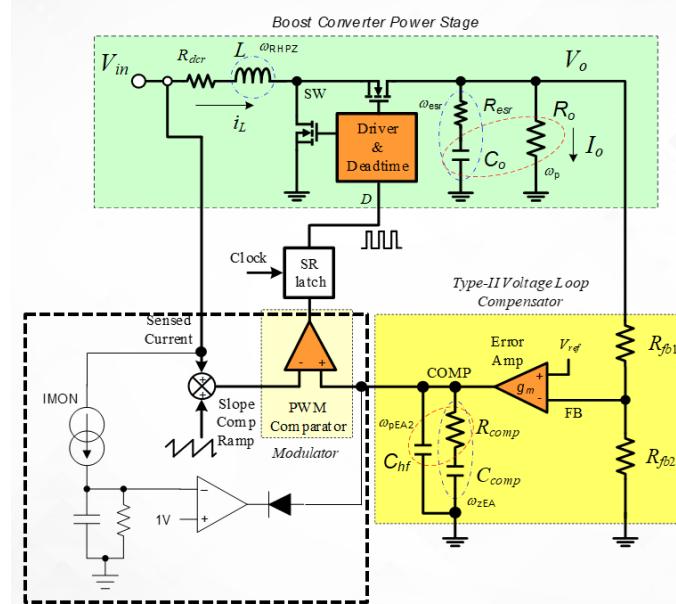


图 10 平均电流限制控制环路

针对音频功放来说, 高音量场景是一个非常常见且存在风险的场景, 所以具备平均电流限制的升压产品才能保证系统的安全稳定的工作。

(4) ATRK(Analog Tracking) 和 DTRK (Digital Tracking)

从上文介绍的 H 类拓扑可以看到, 通过追踪音频的信号强度来调节功放的供电升压芯片的输出, 实现 PVDD 的包络输出, 在输出音频的强度降低时适当降低 PVDD, 提高低功率场景下的效率。这个 Tracking 信号分为两种, 分别是 ATRK 和 DTRK。本章节将介绍 ATRK 和 DTRK 的定义和在音频功放中的实现方式。

ATRK 顾名思义就是 Analog Tracking 信号, 指的是通过一个模拟信号来追踪音频信号如图 11 所示, 对于 D 类功放例如 TAS6684-Q1 具有内部 DSP 的产品可以直接通过 TAS6684-Q1 的数字 PWM Tracking 信号通过二阶 RC 转为模拟信号给到升压芯片, 动态的调节升压芯片的输出。但是值得注意的是 LM5125(A)-Q1 的 DTRK 的占空比在 8%-80%之间, V_{OUT} 调节范围在 6V-60V, 而 TAS6684-Q1 可以输出 100%占空比的 DTRK 信号。因此, 二者而搭配使用需要注意占空比的调节范围以及输出电压范围的设计, 有关 LM5125 (A) -Q1 的 V_{OUT} 电压设计方法, 下文会做出介绍。

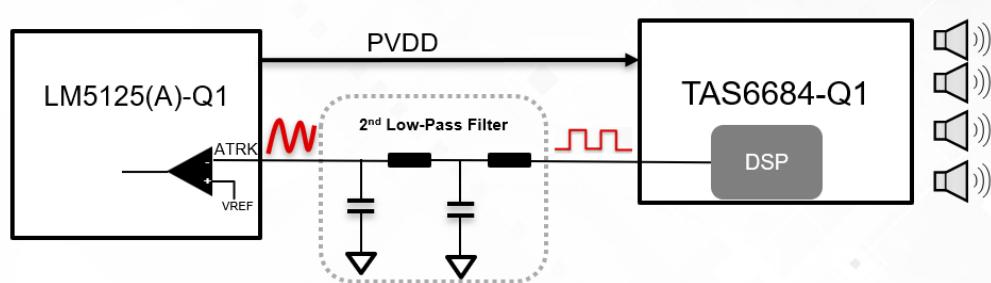


图 11 ATRK 设计

DTRK 就是通过直接通过 PWM 的数字信号来 Tracking，与上文的 ATRK 设计类似，如图 12 所示设计差异就是将二阶 RC 电路内置到芯片之中，从 DSP 或者 D 类功放输出的 Tracking PWM 信号需要 LM5152(A)-Q1 内部的二阶 RC 电路转换为模拟信号，然后经由内部的运放放大后处理。内置二阶 RC 有几个好处，Tracking 的不会被外围选择的 RC 的精度差异影响到 Tracking 的精度和速度，同时也不会被汽车工况内的水汽等环境因素影响到 RC 的精度，从而更精确的控制 PVDD。

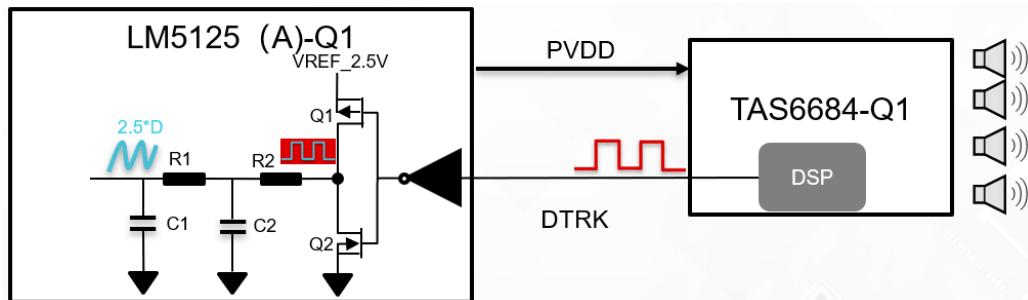
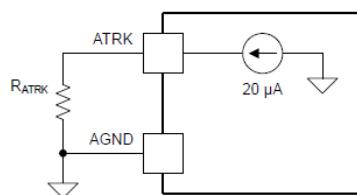
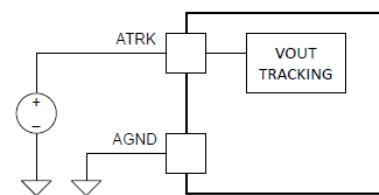
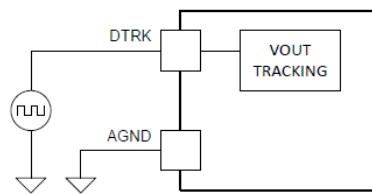


图 12 DTRK 设计

LM5125A-Q1 将这个二阶 RC 电路内置芯片中便可以经过检测电路来开关切换，从而可以同时支持 DTRK 和 ATRK。作为升压芯片侧，如下图 13 所示，LM5125(A)-Q1 有三种输出电压的编程方式，分别是 ATRK/DTRK 和电阻配置调节 V_{OUT} 电压。

图 6-8. 使用电阻进行 V_{OUT} 编程图 6-9. 通过模拟电压进行 V_{OUT} 跟踪图 6-10. 通过数字信号进行 V_{OUT} 跟踪图 13 V_{OUT} 编程方式

(5) Bypass Mode

在 DCDC 中比较常见的是 FPWM mode /AUTO(PFM、DEM) mode，分别对应高性能和轻载高效的场景。而对于外置功放应用来说，由于 Boost 升压电路的拓扑限制，即使使用 H 类拓扑，PVDD 的调节也不能够达到与输入达到一致，调节的下限电压受限代表效率的提升存在一个瓶颈。因此，Bypass Mode，即旁路

模式就被提出来了，在外置音频功放中是不是也可以应用？通过自动进入和退出 Bypass Mode，使得 H 类拓扑的电压调节可以跟随输入电压。

升压电路正常工作时应当是 $V_{OUT} > V_{IN}$ 。当 $V_{OUT} < V_{IN} - 100mV$ 时，Bypass Mode 会自动激活。 V_{IN} 会通过上管 MOSFET 耦合到 V_{OUT} ，上管会以 100% 占空比工作，而避免从上管的体二极管导通，这会有效的提高效率，避免通过体二极管的导通压降带来的功率损耗。

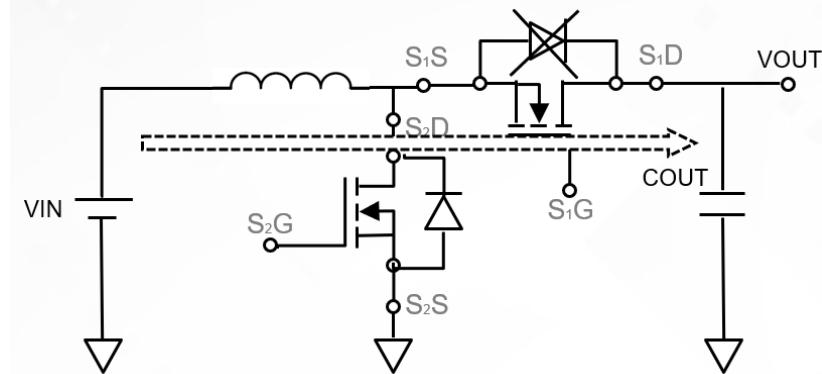


图 14 Bypass Mode 工作方式

H 类拓扑会包络音频输出来调节 PVDD，而在常规应用中，汽车电池正常的工作电压在 9-16V，用户为了避免 H 类拓扑调节到电池范围内，一般设计 H 类拓扑的调节下限大约在在 17V，避免在没有 Bypass mode 的情况下调节到低于输入电压，这种情况下，会通过体二极管导通，体二极管压降将带来 $0.2 \sim 0.7V \cdot I$ 的功耗损失，不仅会带来大量的热耗和温升，并且对效率来说就得不偿失了。

所以当音频升压芯片有 Bypass Mode，用户在系统设计就可以不需要考虑 Class H 的调节下限的问题。Bypass Mode 进入和退出的条件如图 15 所示：

表 6-7. 进入、退出旁路模式

运行模式	旁路	条件
DEM/FPWM	入门级	$V_{OUT} < V_{I} - 100mV$ 且 $V_{COMP} < V_{COMP-MIN} + 100mV$
DEM	退出	$V_{COMP} > V_{COMP-MIN} + 100mV$ 或 $((V_{CSP1} - V_{CSN1}) < V_{ZCD_BYP} \parallel (V_{CSP2} - V_{CSN2}) < V_{ZCD_BYP})$
FPWM	退出	$V_{COMP} > V_{COMP-MIN} + 100mV$ 或 $((V_{CSP1} - V_{CSN1}) < V_{NCLTH} \parallel (V_{CSP2} - V_{CSN2}) < V_{NCLTH})$

图 15 Bypass Mode 进入和退出条件

对于进入和退出 Bypass Mode 有两种常见的场景：

- 根据 ATRK/DTRK 调节时， V_{OUT} 调节至 V_{IN} 以下：

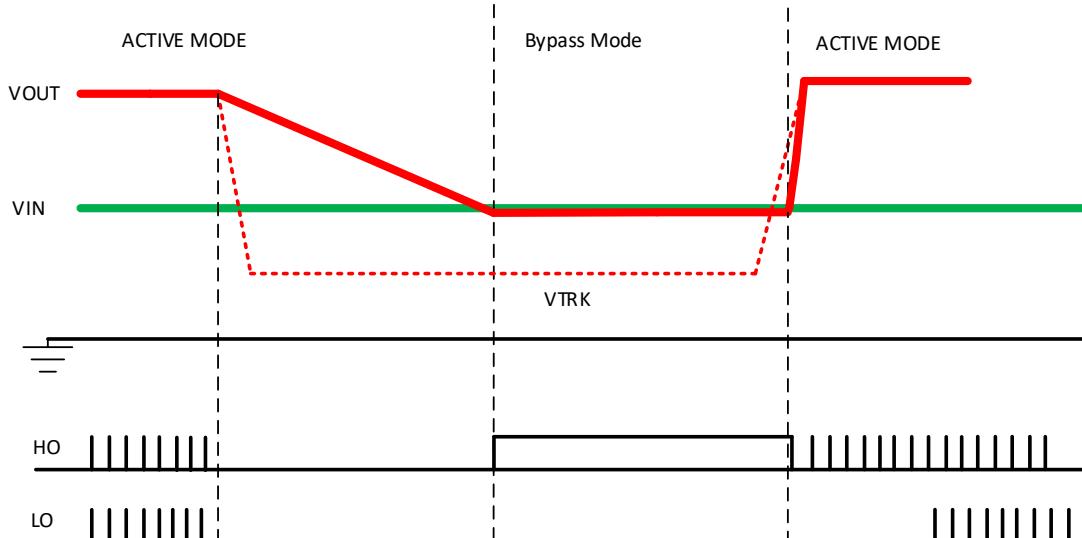


图 16 VTRK Transient Bypass

从时序图可以看到在 V_{OUT} 在 ATRK/DTRK 的调节下低于 V_{IN} 时，会自动进入 Bypass Mode，HO 侧会驱动上管 100% 占空比工作，下管关闭。之后在 ATRK/DTRK 的调节下高于 V_{IN} 时，芯片会自动退出 Bypass Mode，上下管会开始调节。可以看到 Bypass Mode 的切换非常的流畅，并会对 V_{IN} 和 V_{OUT} 产生任何的影响。

- 处于 Bypass Mode 状态下， V_{IN} 降至 V_{OUT} 以下：

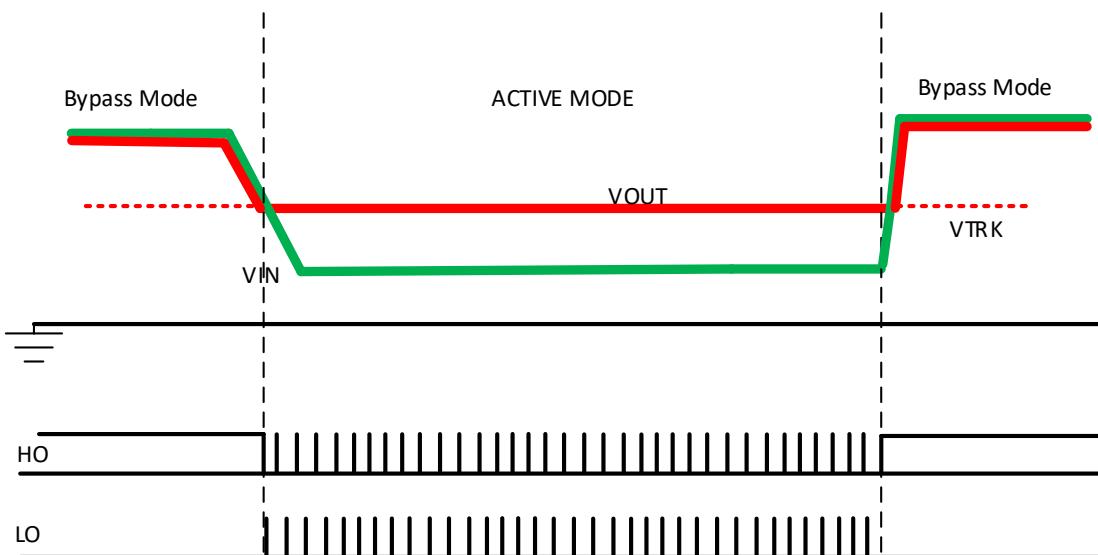


图 17 VIN Transient Bypass

当处于 Bypass Mode 时，此时 HO 驱动上管以 100% 占空比工作，LO 驱动下管关断。此时 V_{IN} 因为耗电或者其他负载抽电流导致降至 V_{OUT} 以下，芯片自动退出 Bypass Mode，HO 和 LO 开始进行调节。当 V_{IN} 电压恢复升至 V_{OUT} 以上时，又会自动进入 Bypass Mode。

4. 评估板实验验证

TI 针对 LM5125(A)-Q1+TAS6584-Q1 设计了 1kW 的评估板进行了系统的测试，下图 18 是评估板设计：



图 18 TI LM5125(A)-Q1+TAS6584-Q1 评估板

主要设计参数总结如下表 1：

表 1 评估版关键参数

Parameter	Value
Input voltage	9V~16V
Output voltage	9V~40V
Peak input power	1.2kW
Average power	300W
Total Phases	2
Peak current limit	45A/phase
Switching frequency	400kHz
Inductor L_m	3.3μH

在汽车系统中，为了避开传导发射受到严格限制的调幅频段（530 kHz 至 1.8 MHz），400 kHz 和 2.2 MHz 是首选频率。在本应用中，选择 400 kHz 是因为它在功率密度和效率之间取得了良好的平衡。考虑到音频系统的高峰值电流，功率电感器在峰值电流下不应饱和。为了实现紧凑的尺寸，选用了两个

3.3 μ H 的软饱和封装电感器。下面列出了典型输入电压 (14.4V) 下的 Simplis 仿真和台架测试结果。图 19 显示了波特图仿真结果。分频点为 2.7kHz。

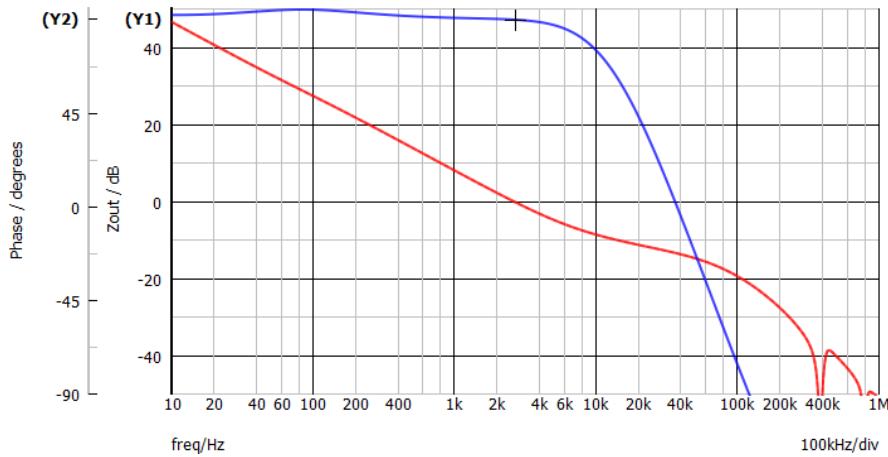


图 19 仿真 Bode 图

实测系统设计的 Bode 图如下：

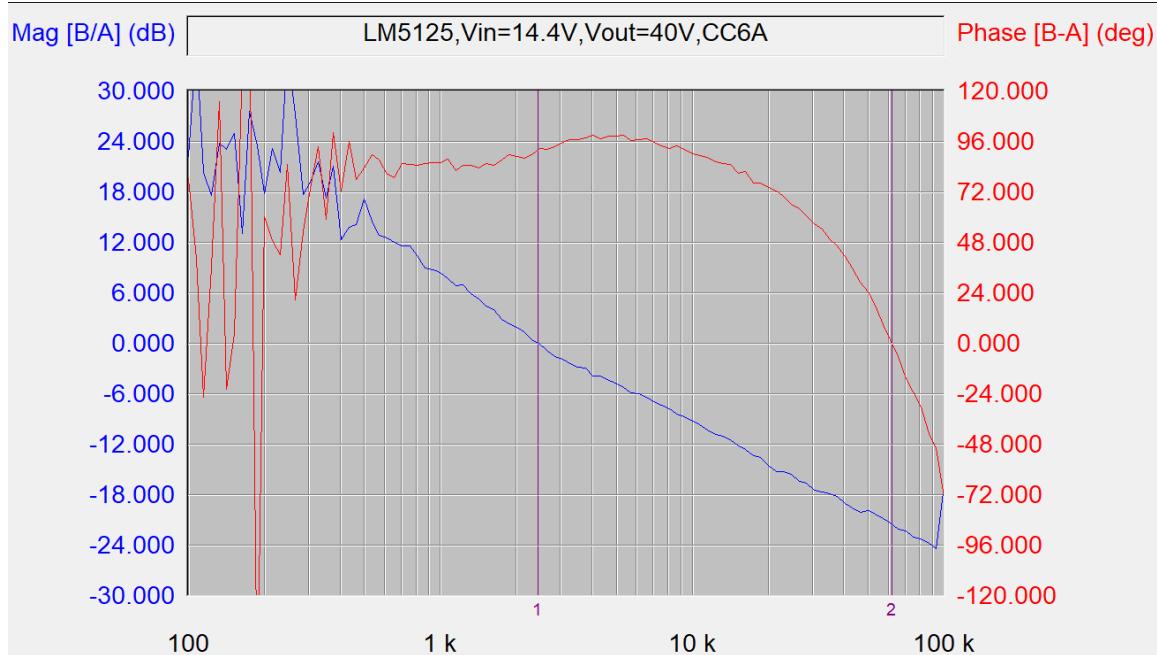


图 20 实测 Bode 图

图 21 显示了 PWM 占空比 d 从 0% 到 70% 的输出电压跟踪情况。所需的输出电压分别对应于 9V 和 28V。当 $d = 0$ 时，升压转换器处于旁路模式，输出电压等于输入电压。输出电压在 1.5ms 内从 14.4V 上升到 28V。

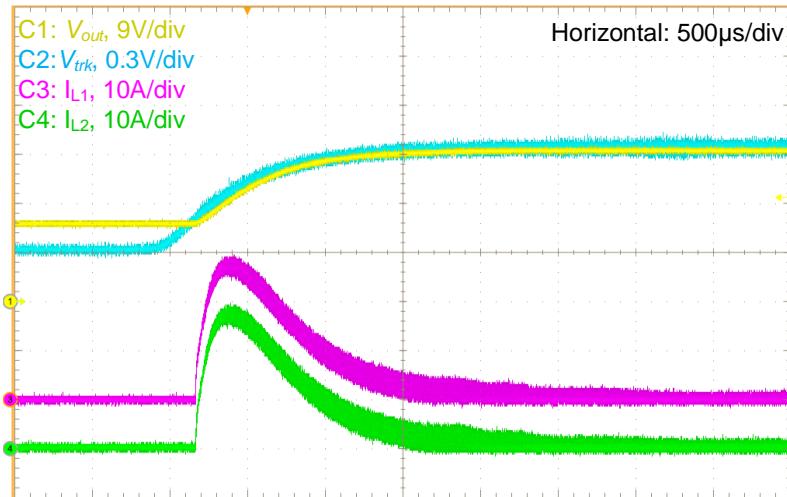


图 21 输出电压 Tracking, 9V to 28V

图 22 和图 23 显示了系统级 H 类工作波形。图中显示了升压输出电压和音频放大器输出电压。

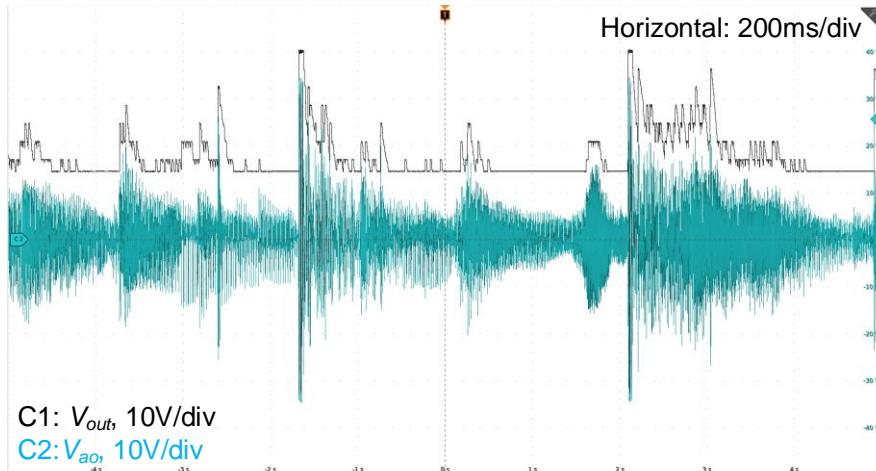


图 22 Class H 测试波形

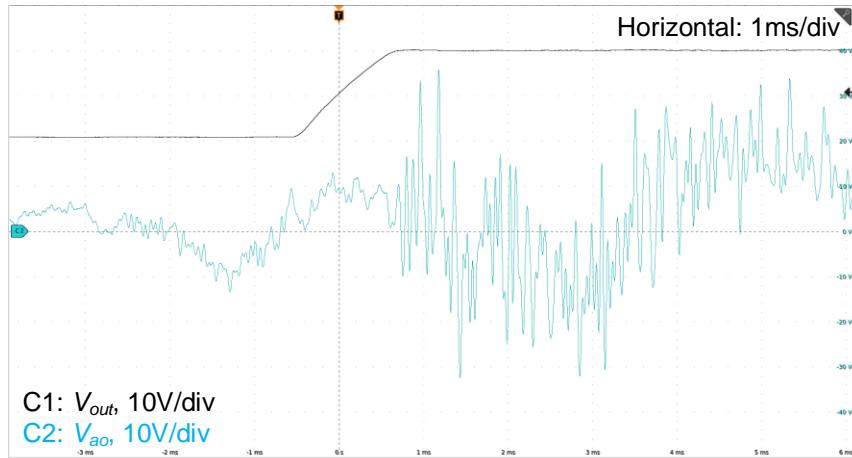


图 23 放大 Class H 测试波形

图 24 显示了启用和禁用 H 类放大器时，使用 1kHz 正弦波输出进行效率比较的结果。

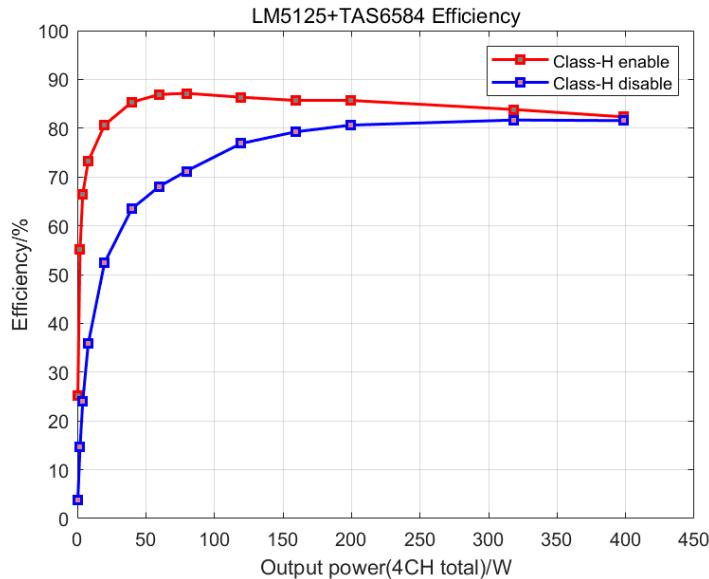


图 24 使用/禁用 Class H 效率对比

播放《加州旅馆》和《杜可》中的两段乐曲，下表 2 对比了启用和禁用 H 类放大器时的输入功率、输出功率和效率。启用 H 类放大器后，系统效率提高了近 20 个百分点，使用 Class H 拓扑效率提升显著。

表 2 播放音乐使用/禁用 Class H 的效率数据

Music	Class-H	Input Power	Output Power	Efficiency
Hotel California	disabled	30.97 W	21.72 W	70.15%
	enabled	25.09W	22.4 W	89.28%
DuKou	disabled	30.18 W	21.3 W	70.58%
	enabled	23.79 W	21.4 W	89.94%

5. 小结

当前全球汽车市场的竞争日益激烈，如何在有限的成本下，提高产品竞争力，提高性价比成为了主旋律。相对座舱的架构来说，外置功放音响的系统架构当前的趋势越来越趋于集成化，除去音频算法的软件亮点以外，硬件上可以体现技术核心的部分已然不多，D 类功放和升压芯片，能够体现音频功放硬件最核心的技术特点和要求。LM5125A-Q1 作为目前市场上唯一具备 Bypass Mode 的车规音频升压产品，不仅具备上述针对音频的特色功能之外，还有自适应死区、热关断保护、多相并联使用、DRSS 等诸多功能，对效率和系统稳定性作出了更多的保证。TAS6684-Q1 则作为市场上唯一的高功率 400VA 车规 D 类功放产品，不仅具有 Tracking 功能，内置 DSP 实现实时诊断，保障汽车功放工作过程中的安全和可靠。LM5125(A)-

Q1+TAS6684-Q1 系列，除了优秀的声学性能以外，二者实现的 H 类拓扑更是让效率的级别提升了一个台阶。

参考文献：

1. Datasheet" LM5125A-Q1, Wide-VIN, Dual-Phase, Automotive, Boost Controller With VOUT Tracking"
2. Datasheet" TAS6684-Q1 - 45V, 13A Digital Input 4-Channel Automotive Class-D Audio Amplifier with Current Sense and Real-time Load Diagnostics"
3. Article" Design Considerations of a Dual-Phase Interleaved Boost Converter in Class-H Audio Amplifier System"
4. Application Note" 如何提升 TAS58xx 功放的效率"
5. Technical Article "自适应死区在 DCDC 中对效率的提升"

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出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 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月