

基于 C2000 的调光玻璃逆变控制器设计

Brian Wang/ Eric Fu

North and West China Sales Team

ABSTRACT

近年来出现了一种可以通过供电调节透光度的新型调光玻璃，可以阻隔外界光线、保护个人隐私，在汽车玻璃上有广泛的应用场景。调光玻璃的主要调光机构是加注在玻璃夹层中的液晶聚合物。在无电场状态下，液晶分子自由散布，玻璃对外呈现不透明状态；在通电状态下，液晶分子规则排布，光线得以透过玻璃，玻璃对外呈现透明状态。

为了避免液晶分子长期单向通电导致的液晶分子极化，调光玻璃需要频率为数十赫兹的正弦交流供电，通过改变正弦交流电压的幅值改变透光程度。在 12V 汽车供电系统当中，需要设计 DCAC 逆变器将 12V 直流转换为所需的正弦交流电压。DCAC 逆变器通常采用高频 PWM 进行数字控制，TI C2000 系列 MCU 专门针对数字电源应用设计，集成了诸如高性能 ADC，高精度 PWM 等外设，非常适合此类变换器的控制需求。

Contents

1	调光玻璃控制器系统概述	3
2	全桥逆变电路设计要点	4
2.1	全桥逆变电路工作原理	4
2.2	全桥逆变电路硬件设计	4
2.3	调制方式及栅极驱动器的选取	6
3	TMS320F28004x 设计要点	8
3.1	调光玻璃控制器软件架构	8
3.2	调光玻璃控制器控制算法	8
3.2.1	参考信号生成	9
3.2.2	PI 调节器的实现	9
3.3	外设配置	9
3.3.1	PGA 模块配置	9
3.3.2	ADC 模块配置	11
3.3.3	CMPSS 模块配置	11
4	调光玻璃控制器的升压电路实现	12
5	实验结果	12
6	总结	14
7	参考文献	14

Figures

Figure 1.	车载玻璃控制器系统框图.....	3
Figure 2.	单相全桥逆变电路	4
Figure 3.	单极性调制（左）及单极性调制（右）示意图.....	6
Figure 4.	单极性调制（左）及单极性调制（右）PWM 配置示意图	7
Figure 5.	UCC27201A 应用电路.....	7
Figure 6.	系统软件架构图.....	8
Figure 7.	车载玻璃控制器控制框图.....	8
Figure 8.	控制器正弦信号生成.....	9
Figure 9.	DCL_PI C4 Controller 框图.....	9
Figure 10.	PGA 模块框图.....	10
Figure 11.	用于交流信号采样的 PGA 原理图.....	10
Figure 12.	ADC 模块配置示意图	11
Figure 13.	过流保护电路配置框图	11
Figure 14.	TPS40210 典型应用电路.....	12
Figure 15.	UCC27201A LI (V1)、HI(V2)测试波形	12
Figure 16.	UCC27201A LI (V1)、LO(V2)测试波形.....	13
Figure 17.	UCC27201A HI (V1)、HO(V2)测试波形.....	13
Figure 18.	玻璃控制器输出电压测试结果	13

1 调光玻璃控制器系统概述

如图 1 所示为车载玻璃逆变控制器系统框图，主控 MCU 为 TI C2000 系列的 TMS320F280049。作为 TI C2000 系列的最新产品，TMS320F280049 不仅在处理能力上有着显著提升，而且对于外设也进行了大幅升级。特别是集成了模拟比较器、运放等丰富的模拟资源，极大地节省了板上空间及 BOM 成本。

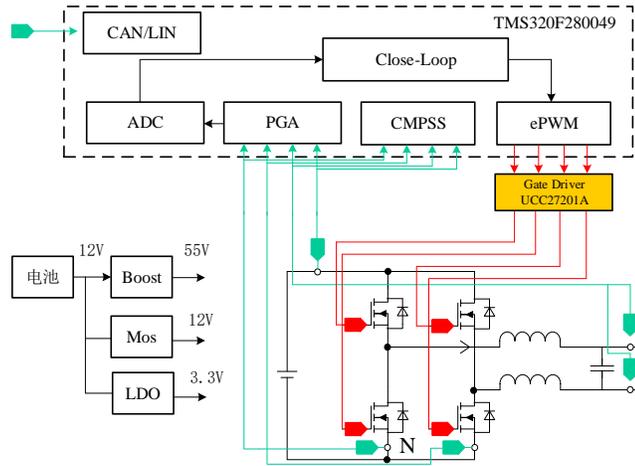


Figure 1. 车载玻璃控制器系统框图

系统主要由以下几部分构成：

- 1) 电源部分：车载电源通常由蓄电池提供，标准电压通常为 DC 12V，本设计使用蓄电池电压作为系统供电。
- 2) 升压电路部分：玻璃控制器输出电压一般为要求 30-50V 峰值的正弦波。因此，需要先通过升压环节将蓄电池提供的 12V 电压进行抬升，以满足逆变器的输入电压范围。F28004x 系列提供了丰富的外设资源，可用于升压电路控制，避免了使用额外的 Boost Controller。
- 3) 全桥逆变部分：主功率级负责将升压电路输出的直流电压逆变为幅值可变的正弦电压，作为调光玻璃的调压控制。本文以单功率级为例说明玻璃控制器的设计，而 F280049 系列的运算性能和外设资源完全可以控制多个功率级，实现多路独立输出控制多个调光玻璃负载。
- 4) 控制核心部分：控制核心选用 TMS320F280049 MCU。凭借 MCU 强大的处理能力和丰富的外设资源，系统的采样、AD 转换、环路计算、过流保护以及 PWM 信号生成等控制工作都在 F280049 中完成。
- 5) 辅助电路部分：除以上几部分之外，系统还需要其它辅助芯片保证电路的正常运行。主要包括用于 MOSFET 驱动的栅极驱动器（Gate Driver）、以及用于外围芯片供电的 LDO、DC/DC 等。

下文将介绍各部分设计过程中的技术难点及注意事项。

2 全桥逆变电路设计要点

2.1 全桥逆变电路工作原理

调光玻璃控制器的核心部分是单相全桥逆变电路，其电路图如图 1 所示。电路主要由三个部分构成：直流输入电源 V_{dc} 、全桥桥臂（Q1-Q4）以及由电感、电容组成的低频滤波电路。

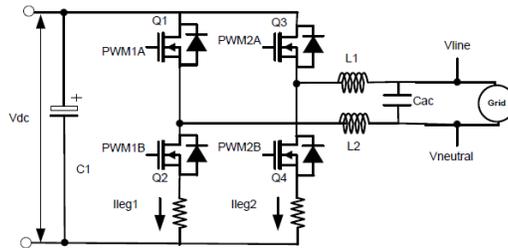


Figure 2. 单相全桥逆变电路

当开关管 Q1、Q4 导通（对应 II），桥臂中点电压 $U_{MN}=+V_{dc}$ ；开关管 Q2、Q3 导通（对应 III），桥臂中点电压 $U_{MN}=-V_{dc}$ ；两组对臂交替导通，同一桥臂开关管互补。两组状态切换期间存在短暂的死区，电感电流通过体二极管续流（对应 I、IV）。控制两组开关管在两种开关状态之间切换，使其两个桥臂中点上输出脉宽按照正弦规律变化的 SPWM 波形。输出测电感 L1、L2 和电容 Cac 构成一个 LC 低通滤波网络，桥臂中点上的 SPWM 电压经过低通滤波，在负载侧输出一个平滑的正弦波。

2.2 全桥逆变电路硬件设计

全桥逆变电路核心部分是由输出测电感 L1、L2 和电容 Cac 构成的 LC 低通滤波网络。LC 网络参数的选择将直接影响输出波形效果，甚至影响变换器安全运行。与此同时，作为电路中的主要被动功率器件，电容电感量的选择也直接影响电路的体积和成本。

1) 控制器主滤波电感的计算

控制器主滤波电感的设计通常以电路中所允许的最大电流纹波为原则，如果电感设计过小，开关周期内电流变化剧烈，带来较大的电流纹波，甚至使电路工作在断续模式。一方面会带来较大的 EMI 干扰，另一方面可能在启动瞬间带来较大的电流冲击，造成电路保护、启动失败。

根据电感电压电流关系有：

$$u = L \frac{di}{dt}$$

根据全桥逆变器原理，滤波电感两端电压电流存在如下的关系：

$$V_{bus} - V_{ac} = L_i \frac{\Delta i}{D \times T_s}$$

其中 L_i 代表滤波电感量， T_s 代表开关周期，D 代表某开关周期占空比。

根据全桥逆变器原理，占空比呈正弦规律调制，即：

$$D(t) = k \times \sin(\omega t)$$

其中 k 为调制系数，范围为 0-1。

相应地，输出电压与输入电压之间也存在如下关系：

$$V_{ac} = V_{bus} \times D$$

与前式联立可得：

$$\Delta i = \frac{V_{bus} \times T_s \times k \times \sin(\omega t) \times (1 - k \times \sin(\omega t))}{L_i}$$

对该式求最大值有：

$$\Delta i_{\max} = \frac{V_{bus} \times T_s}{4 \times L_i}$$

可得滤波电感最小值计算公式：

$$L_{i \min} = \frac{V_{bus} \times T_s}{4 \times \Delta i_{\max}}$$

例如开关频率 $f_s=60\text{kHz}$ ， $V_{bus}=55\text{V}$ ，电流纹波要求 200mA，带入上式可得滤波电感最小值：

$$L_{i \min} = 1.1\text{mH}$$

在实际应用中，贴片功率电感额定电流通常随着电感量升高而下降。对于额定电流较大的应用，可以选取 2 个电感串联在滤波网络当中构成 LCL，方便进行设计和选型。

2) 控制器主滤波电容的计算

控制器主电容的设计通常以电感量作为参考。由于滤波电容和滤波电感本质上构成一个 LC 型低通滤波器，滤除桥臂中点上开关频率的方波，输出低频的正弦波形。因此，该滤波网络的截止频率是电容值选取的重要指标。通常，为了能够有效滤除开关频率的方波，该滤波网络截至频率选为开关频率 f_s 的 1/10，即：

$$f_{\text{cut}} = \frac{f_s}{10} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

得到滤波电容最小值：

$$C = \frac{100}{L f_s^2}$$

同样以开关频率 $f_s=60\text{kHz}$ 为例，滤波电容最小值：

$$C_{\min}=25.25\mu\text{F}$$

在实际的设计当中，要基于以上原则综合体积、成本、耐压、电流等各方面性能指标，并基于调试结果，选取适合的滤波电感及滤波电容

2.3 调制方式及栅极驱动器的选取

为了桥臂中点能够输出 SPWM 波形，需要进行 SPWM 调制。根据 PWM 调制方法的不同，可以分为单极性调制和双极性调制。

在单极性调制中，每半个正弦波周期内桥臂中点上只出现一个极性的直流电压。两个桥臂的开关频率不同，一组为低频管（Q1、Q2），其开关频率与正弦波频率一致；另一组为高频管（Q3、Q4），其开关频率为几十至上百 kHz。

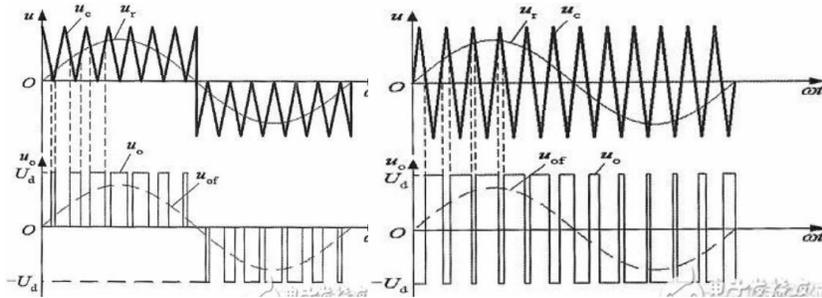


Figure 3. 单极性调制（左）及单极性调制（右）示意图

为了桥臂中点能够输出 SPWM 波形，需要进行 SPWM 调制。根据 PWM 调制方法的不同，可以分为单极性调制和双极性调制。

在单极性调制中，每半个正弦波周期内桥臂中点上只出现一个极性的直流电压。两个桥臂的开关频率不同，一组为低频管（Q1、Q2），其开关频率与正弦波频率一致；另一组为高频管（Q3、Q4），其开关频率为几十至上百 kHz。

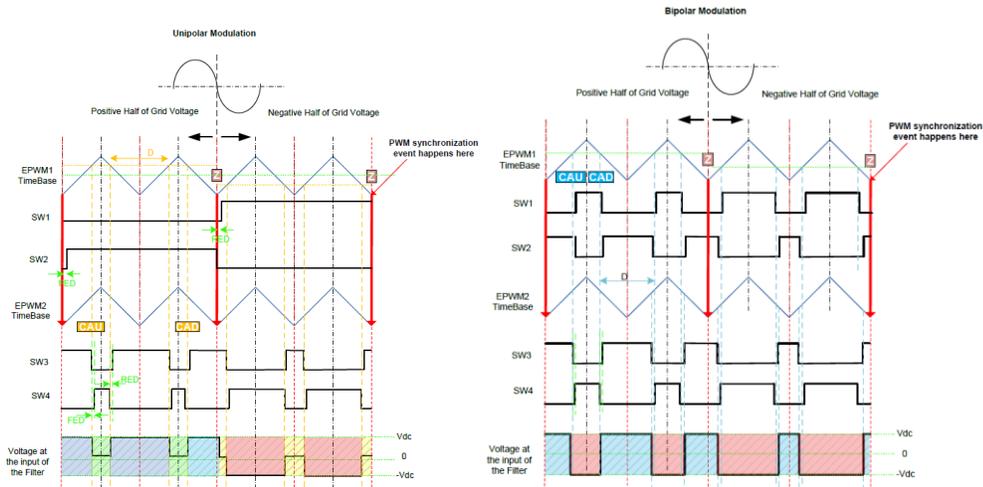


Figure 4. 单极性调制（左）及单极性调制（右）PWM 配置示意图

两种调制方式在控制策略上没有显著区别，其主要不同就在于开关管的开关频率是否一致。相较之下，单极性调制由于一组开关管开关频率略低，因此整体效率略高。但与此同时，单极性调制也会带来输出直流分量问题。此外，单极性调制的低频桥臂驱动方式选择也需要特殊的考虑。在常见的应用当中，低频桥臂开关管的频率一般是市电工频（50Hz），即开关管开通时间最长可达约 20ms。以 UCC27714、UCC27201 等为代表的半桥型 Gate Driver，其依靠充入 CBOOT 当中的能量进行上管驱动电压的抬升。由于电容储能有限，该能量很难维持长达数十毫秒的开通时间。因此，在使用单极性调制生成低频正弦波时，应该避免使用此类 Gate Driver。

本设计选则了双极性调制方式，Gate Driver 选择了 TI UCC27201A。UCC27201A 系列 MOSFET 驱动器支持最高 120V 电压，并且内置了二极管实现 High-Side 电压自举功能，直接用于驱动一组半桥 MOSFET。UCC27201A 典型输入高电平 Threshold 为 1.7V，可以直接匹配 TMS320F28004x 的 GPIO 输出电平。

UCC27201A 在 UCC27200/201 的基础上进行了改进，增加了增强型 ESD 功能、HS 负电压处理能力以及欠压锁闭功能等，大大增强了芯片在复杂电源环境下的可靠性。该芯片的电压范围、电流范围以及 High-Side Low-Side 的灵活的驱动能力十分适合车载玻璃逆变控制器的应用。

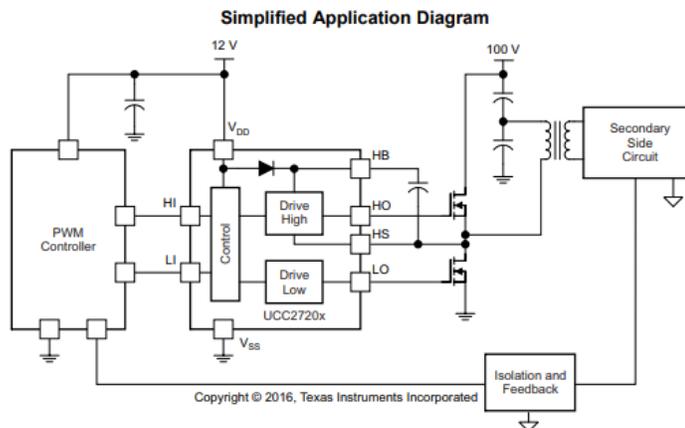


Figure 5. UCC27201A 应用电路

3 TMS320F28004x 设计要点

3.1 调光玻璃控制器软件架构

如图为调光玻璃控制器软件架构示意图。在主程序当中，主要完成系统初始化、外设配置等任务。玻璃控制器的控制过程在 **Control ISR** 中断当中完成。首先，若系统处于起动过程，首先控制 PWM 占空比缓慢增加，进行软起动。软起动完成后，进行 ADC 采样结果读取，完成控制环路运算并将运算结果更新至 PWM 模块。程序另一个主要部分是电源管理中断（**Power Manage ISR**）。在该中断中，系统对电池供电状态进行检测，一旦发现电池电压异常或 PWM 发生过流保护则将变换器转入错误状态，等待错误处理。



Figure 6. 系统软件架构图

3.2 调光玻璃控制器控制算法

车载玻璃控制器通常控制固定的负载，不存在负载突变的情况。因此，控制器对输出电压响应速度要求不高，可以采用电压型控制策略对变换器的输出电压进行控制。

下图为变换器的控制框图，采样输出电压 V_{oinst} 与参考值 V_{oref} 进行比较，将比较结果输入 PI 型控制器，输出 PWM 占空比，送入 C2000 内部转化为比较值，生成 PWM 信号。

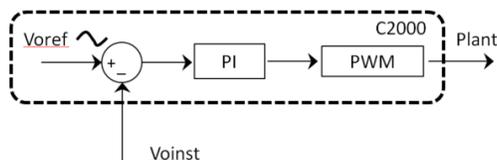


Figure 7. 车载玻璃控制器控制框图

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{OUT}}{R_{GND}}$$

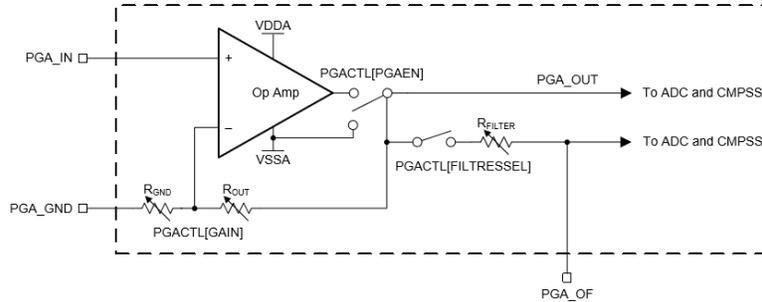


Figure 10. PGA 模块框图

车载玻璃逆变控制电流为交流电流，因此采样电阻两端的采样信号也为有正负的交流电压。但 F28004x PIN 脚输入电压及 ADC 支持的输入电压范围均为 0-3.3V。为了解决这个问题，可以使用 F28004x 内置 DAC 输出一个电压，并通过电阻 R1、R2 为采样信号提供一个偏置电压。此时，PGA 输入电压与源信号之间存在以下关系：

$$V_{PGA_IN} = \frac{R_2 \times (V_{SIGNAL} - V_{DAC_OUT})}{R_1 + R_2} + V_{DAC_OUT}$$

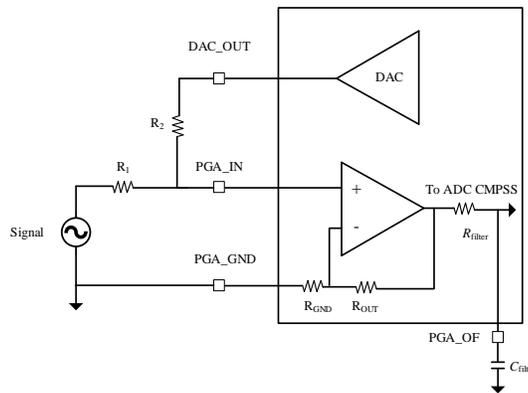


Figure 11. 用于交流信号采样的 PGA 原理图

例如选择 R1=10k, R2=20k, VDAC_OUT=1.65V 可以将一个 -0.5-0.5V 的双极性电压转换为一个 0.22V-0.88V 的单极性电压，选择 3 倍增益恰好满足 0-3.3V 输入范围。此时运放输入输出之间具有如下关系：

$$V_{PGA_IN} = \left(\frac{R_2 \times (V_{SIGNAL} - V_{DAC_OUT})}{R_1 + R_2} + V_{DAC_OUT} \right) \times \left(1 + \frac{R_{OUT}}{R_{GND}} \right)$$

3.3.2 ADC 模块配置

经 PGA 模块输出的采样信号送入 ADC 进行 AD 转换。如图为玻璃逆变控制器 ADC 配置参考示意图。本设计中，需要进行 AD 转换的模拟量共 5 个，分别对应 ADCx 模块的 5 个通道 ADCINx。相应地，每个通道对应各自的 SOC 信号 SOCx。SOC 触发信号由 ePWM 模块产生，具体时间可以通过 EPWMxETSEL[SOCxSEL]寄存器设置。

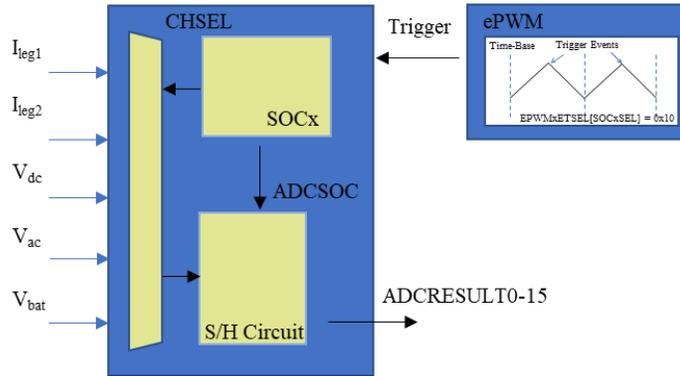


Figure 12. ADC 模块配置示意图

例如选择 EPWMxETSEL[SOCxSEL] = 10，即 Trigger 事件为 Counter = Period。当 Time-Base 计数器值达到 Period，ePWM 模块产生 SOC Trigger 信号。ADCx 模块触发号由 ePWM 模块产生，具体时间可以通过 EPWMxETSEL[SOCxSEL]寄存器设置。

3.3.3 CMPSS 模块配置

TMS320F280049 内置了窗口型模拟比较器，可以同时输入信号的上限、下限进行比较，一旦信号超出预设范围，模拟比较器即可迅速封锁 PWM 输出，实现快速保护。这对于电力电子装置中常见的双向电流检测保护带来了极大的便利。下面详细介绍本设计中比较器模块的使用及配置过程：

逆变器电流采样 AC 信号经 PGA 模块处理转换为 0-3.3V 范围内的单极性直流电压，送入模拟比较器当中。正负电流最大值分别对应单极性采样信号的最大值及最小值，因此需要采用窗口比较器分别限制采样电压的上限和下限。对应正反向电流的最大值。一旦电流采样信号达到上下限值，比较器结果通过 PWM X-BAR 对应到 XTrip4，并通过数字比较器对应 DCEVT1，触发 PWM 比较信号，封锁全部 PWM 输出。

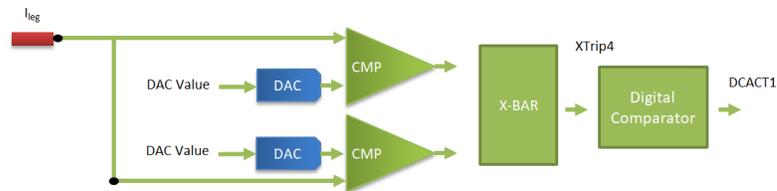


Figure 13. 过流保护电路配置框图

4 调光玻璃控制器的升压电路实现

调光玻璃通常需要 50V 左右峰值电压的正弦波输入，才能达到全透明的效果。根据全桥逆变电路原理，此时全桥逆变电路的输入电压一般需要高于输出电压峰值 10%-20%。显然，车载电池的 12V 电源不能直接用于全桥逆变电路，需要通过升压电路（Boost）进行升压。

针对升压电路的控制，TI 具有一些成熟的 Boost Controller 器件能够提供完善的控制功能。以 TPS40210 为例，可以支持 4.5V-52V 的宽电压输入范围，适合车载电源 12V 的应用场景。

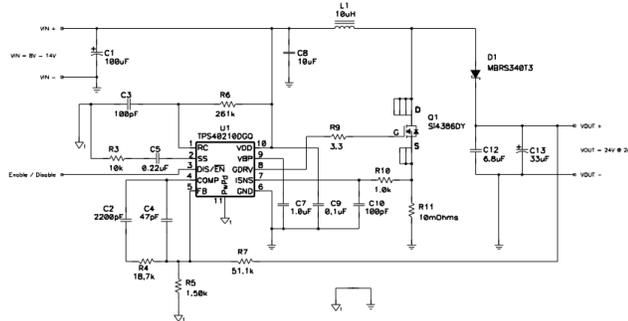


Figure 14. TPS40210 典型应用电路

与此同时，F28004x 内部集成的丰富外设资源也支持我们直接使用 C2000 进行升压电路的控制。升压电路控制的基本方法与后级逆变器控制方法基本一致，在此不再详细赘述。通过集成升压电路控制，可以节省 Boost Controller 及其外围器件的成本，同时也节约了 PCB 的布板空间。

5 实验结果

如图 14，展示了 UCC27201A Low-side 输入（LI）以及 High-Side 输入（HI）的波形。由左图可见，高低管 PWM 占空比在限制范围内变化，开关频率约 16us；如右图可见，上下管开通关断之间始终保持约 2us 的死区时间，有效避免了由开关管桥臂直通带来的可靠性问题。

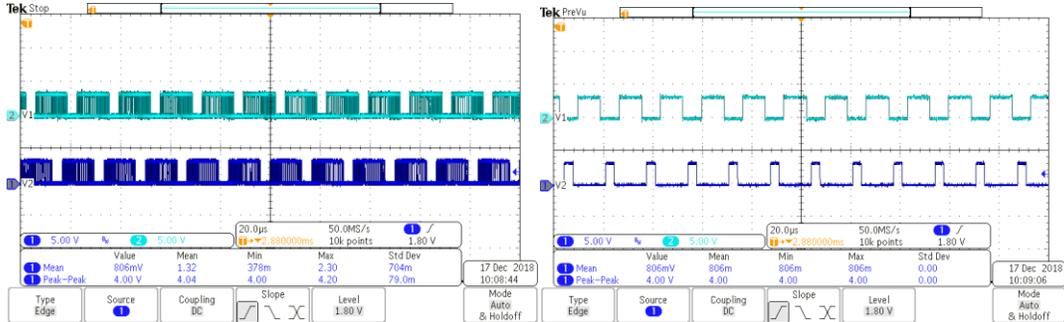


Figure 15. UCC27201A LI (V1)、HI(V2)测试波形

如图 15，展示了 UCC27201A Low-side 输入（LI）以及 Low-Side 输出（LO）的波形。F280049 输出 3.3V PWM 波形经 UCC27201A 的转换生成 12V PWM 波形输入 Mos 管栅极，驱动 Mos 管的开通与关断

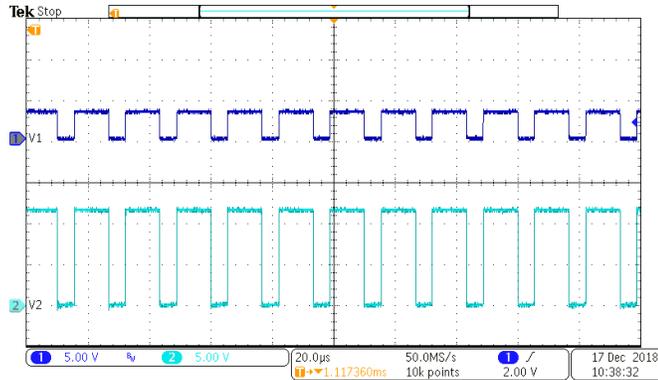


Figure 16. UCC27201A LI (V1)、LO(V2)测试波形

如图 16，展示了 UCC27201A High-side 输入（HI）以及 High-Side 输出（HO）的波形。当半桥上管关断，桥臂上官栅极电压升高至母线电压（55V）。当 F280049 输出 3.3V PWM 波形，UCC27201A 将开关管栅极电压进一步提高至约 67V，开关管栅源极间出现 12V 驱动电压，开关管开通。

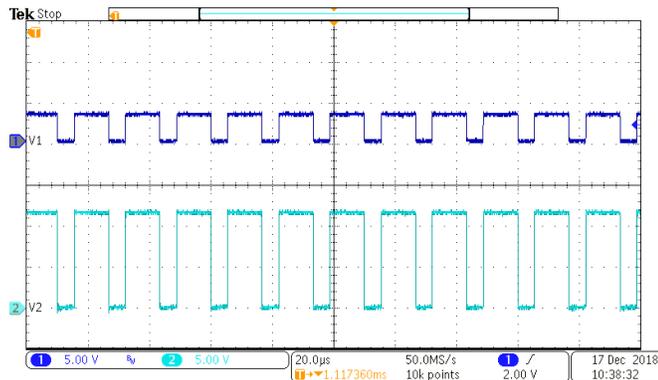


Figure 17. UCC27201A HI (V1)、HO(V2)测试波形

如图 17，展示了车载玻璃调光逆变控制器的输出电压波形。可见波形为平滑的正弦波形，峰峰值约 67V，逆变输出效果良好。

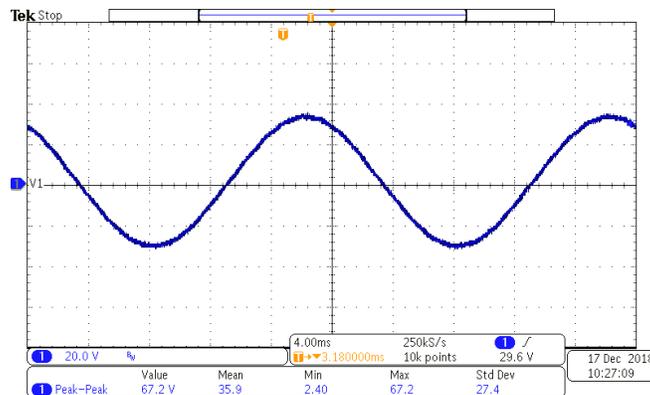


Figure 18. 玻璃控制器输出电压测试结果

6 总结

本文总结了一种用于车载玻璃调光的逆变控制器的实现方法。介绍了逆变电路的基本工作原理，并详细说明了主要软硬件部分的设计方法。目前，本设计只针对单个功率级进行了控制。而 F280049 系列的运算性能和外设资源完全可以控制多个功率级，实现多路独立输出控制多个调光玻璃负载。在后续的工作中，可针对该方向进行进一步的优化

7 参考文献

1. TMS320F28004x Piccolo™ Microcontrollers datasheet (SPRS945D)
2. TMS320F28004x Piccolo Microcontrollers Technical Reference Manual (SPRUI33A)
3. TI Designs: TIDM-HV-1PH-DCAC Voltage Source Inverter Reference Design (TIDUAY6C)
4. Smart Glass. Wikipedia https://en.wikipedia.org/wiki/Smart_glass

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性 & 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，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用 TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(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、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及 TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对 TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受 TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及 [ti.com.cn](http://www.ti.com.cn) 上或随附 TI 产品提供的其他可适用条款的约束。TI 提供所述资源并不扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122

Copyright © 2020 德州仪器半导体技术（上海）有限公司