DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.1 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于时分复用的信号-功率单隔离通道复合传输的栅极驱动技术

宋世杰(中国电源学会学生会员)，彭 晗(中国电源学会高级会员)
(强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院)，武汉 430074)

摘要：在中高压应用中，传统的隔离栅极驱动采用双隔离通道分别传输驱动信号和驱动功率，存在信号延迟大、尺寸大和成本高的问题。单隔离通道下驱动信号-功率复合传输，是实现功率模块和驱动系统集成化、低成本、高性能的关键技术。针对现有驱动信号-功率初级复合传输方法中存在信号占空比范围受限、无法双向传输、功率传输不稳定等问题，提出一体化驱动的信号-功率时分复用传输架构及方法，聚焦传输时序、调制方式、实现电路等关键技术，提供高效可靠的设计方案。针对驱动信号在宽范围下高保真传输的要求，深入分析了制约驱动信号传输性能的关键因素，并总结了驱动信号、调制载波及电路带宽三者相互影响的规律，为mW级驱动信号与W级驱动功率复合传输奠定了理论基础。进一步地，采用共享链路型时分复用技术，突破了现有一体化传输中难以在驱动信号全占空比范围下实现驱动电平稳定传输和双向信号兼容传输的关键难题，研制了一款基于隔离反激变换器的一体化驱动器，采用脉冲占空比调制和异步时序正向传输驱动信号与驱动能量，反向采用脉冲幅值调制传输故障信号。样机采用平面印刷电路板 PCB(printed circuit board)隔离变压器，尺寸低至20 mm× 17 mm×16 mm，驱动信号占空比范围覆盖0%~100%，信号频率最高达100 kHz，实现了驱动信号、驱动功率及反向故障信号的全双工一体化传输。

关键词：功率器件；隔离栅极驱动；信号-功率复合传输；单隔离通道；时分复用；双向传输

Single Isolation Channel Gate Driver Technology with Signal-power Integrated Transmission Based on Time-division Multiplexing

SONG Shijie, *Student Member*, *CPSS*, PENG Han, *Senior Member*, *CPSS*
(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In medium- and high-voltage applications, the traditional isolated gate driver uses dual isolation channels to transfer the drive signal and drive power respectively, which suffers from a long delay, a large size and a high cost. The single isolation channel with signal-power integrated transmission is crucial for achieving the integration, low cost and high performance of power devices and driver systems. A time-division multiplexing transmission architecture and the corresponding method are proposed to overcome the limitations in the existing elementary signal-power integrated transmission methods, such as limited duty cycle, unidirectional transmission and unstable power transfer, providing an efficient and reliable design scheme by focusing on key technologies including the transmission timing, modulation method and implementation circuit. Aimed at the requirement that the drive signal should be transferred with high fidelity in a wide range, the key factors that restrain the drive signal transmission performance are analyzed in depth, and the laws of interactions among drive signals, modulation carriers and bandwidth are also formulated, so as to support the transmission of milliwatt-level drive signal and watt-level drive power theoretically. Moreover, the shared-link time-division multiplexing technology is used to address challenges in the stable tran-

收稿日期：2024-08-23；**修回日期**：2024-10-04，2024-11-06；
录用日期：2024-11-25；**网络首发日期**：2024-12-27
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52277178)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52277178

smission of drive signals and compatible transmission of bidirectional signals under the full-duty cycle range of drive signals during the integrated transmission, and an integrated driver based on an isolated flyback converter is developed, enabling the forward transmission of drive signals and power by means of pulse duty-cycle modulation and asynchronous timing, as well the reverse transmission of fault signals realized by pulse amplitude modulation. The compact prototype (20 mm×17 mm×16 mm) adopted a planar printed circuit board (PCB) isolated transformer, and the duty cycle range of drive signals covered 0%−100%, with a signal frequency up to 100 kHz. As a result, the full-duplex integrated transmission of drive signals, drive power and reverse fault signals was realized.

Keywords: Power device; isolated gate driver; signal-power integrated transmission; single isolation channel; time-division multiplexing; bidirectional transmission

功率器件耐压水平的提升促进了固态变压器、中压驱动和中压变流器等的中高压应用市场快速发展[1]。面对参考电压节点的持续浮动，保证低压控制信号免受高压功率侧的电磁干扰[2]是现有高压大功率器件驱动设计的主要难题。传统隔离栅极驱动采用双隔离通道分别传输驱动信号和驱动功率。数字信号隔离器的工作电压等级不高于 1.7 kV[3]。面对 3.3 kV 及以上电压等级的功率器件，需要采用光纤或光耦的光隔离模块传输驱动隔离信号。然而光隔离模块成本高、体积大、对高温敏感(−40~85 ℃)、可靠性低且难以集成到功率模块中[4]。同时，栅极驱动通常需要配备隔离电源以实现驱动功率的传输。隔离电源需维持足够的绝缘强度和较低的寄生电容，其体积较为庞大。驱动隔离电源采用隔离变压器，通过脉冲序列进行功率变换，也具备信息传输的潜质[5-6]。若将其用于传输驱动信号，有望基于单个隔离变压器同时实现驱动信号和功率隔离传输[7]，可提高隔离栅极驱动的集成度，也将使得功率模块和驱动的系统集成成为可能[8-9]。因此，为满足 3.3 kV 及以上中高压功率器件驱动的需求，并实现驱动器的高功率密度集成，需要突破驱动功率和信号的一体化隔离传输技术。

最早的一体化驱动将驱动信号或经过边沿提取的短脉冲作为驱动功率的控制信号，进行复合隔离传输。文献[10]通过提取的短脉冲和变压器同时传输信号和功率，系统架构简单。然而，由于受漏电流的影响，输出电压会逐渐下降，且固定的开关时序使其难以实现全占空比驱动。为克服这一局限，已有研究采用高频载波对驱动信号进行开关键控调制，并将调制后的信号作为驱动功率传输的控制信号，通过单隔离通道实现传输。文献[11]采用 500 kHz 高频载波实现 0~200 kHz 开关频率和 0%~100%占空比驱动。但在低占空比下，系统传输功率不足，难以确保二次电路状态，尤其是保护电路的稳定供电。为解决这一问题，文献[3]和文献[12]采用两路互补高频载波调制，通过并联的双路隔离变换器进行传输和放大，在全占空比范围下提供稳定的功率。然而，该设计需要 2 个隔离通道，违背了集成化设计的初衷。以上复合方法中，驱动信号与功率共用同一路调制方式，驱动信号的调制载波频率是功率控制开关频率，调制自由度低，导致驱动信号占空比范围与驱动电平的稳定传输相互制约。同时，现有研究忽略了反向信号传输，无法实现故障预警和电压闭环功能。综上所述，亟待形成信号和功率的独立复合传输方法，在高度集成的驱动系统中满足双向信号高保真和功率稳定传输。

信道复用技术通过独立调制驱动信号与功率，可有效解决驱动信号与功率传输质量相互制约的问题[13-14]。信道的时分复用中，信号和功率传输无时间重叠，无需额外信号合成或传输器件，是实现隔离驱动高集成度的有效方法。本文提出了基于时分复用的多信号复合传输的驱动方法，并针对驱动信号的低延时传播需求、驱动功率的稳定性要求以及故障信号的高速响应需求，探讨了异步传输时序、脉冲调制方式、共享型链路结构等关键技术。驱动信号高质量和宽范围传输是一体化驱动传输中需首要保障的关键指标，为此，本文推导了制约驱动信号传输性能的关键因素，并形成了驱动信

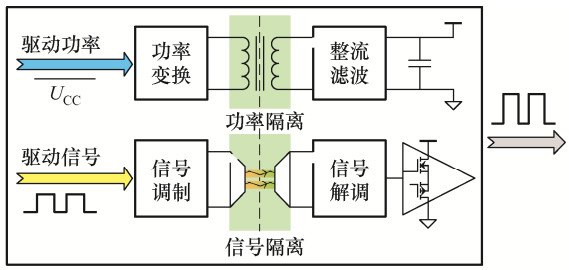
号、调制载波及电路带宽三者相互影响的规律，为mW级驱动信号与W级驱动功率复合传输奠定理论基础。在此基础上，本文以共享链路型时分复用技术为例，突破现有一体化传输中难以在驱动信号全占空比范围下实现驱动电平稳定传输和双向信号兼容传输的关键难题，研制了一款基于隔离反激变换器的一体化驱动器，采用脉冲占空比调制和异步模式正向传输驱动信号与驱动能量，反向采用脉冲幅值调制传输故障信号，实现了驱动信号、驱动功率以及反向故障信号的全双工一体化传输。

1　传输信道时分复用的一体化驱动架构与关键技术

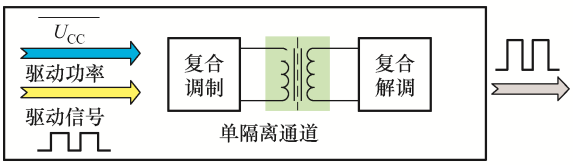
面向现有驱动信号和功率复合传输方法中驱动信号和驱动功率控制方法冲突的问题，本节探讨基于信道时分复用技术的隔离栅极驱动架构和关键技术，以实现驱动信号、驱动功率和反向信号在同一隔离通道中的高效传输。尽管信道时分复用已应用于通信领域，但因待传输信号能量和优先级的区别，需要针对驱动中 mW 级信号和 W 级功率共传的特点，突破在传输时序、调制方式、实现电路中的关键技术，并着重探讨一体化传输中信号高质量和宽范围传输的制约因素。

1.1　时分复用的一体化驱动架构

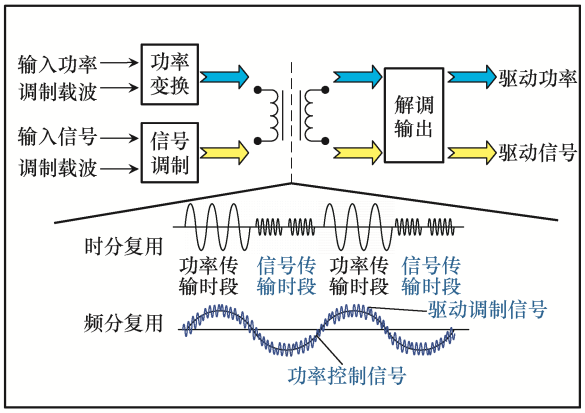
相比于双隔离通道驱动架构，现有单隔离通道架构将驱动信号融入驱动功率控制信号，允许驱动信号和驱动功率在单通道内复合传输，如图 1 所示，不需要额外的隔离电源和光纤，成本低、集成度高。然而，驱动信号和驱动功率共用同一路调制方式，导致信号和功率传输存在冲突和限制。基于信道复用技术的单隔离通道驱动架构通过独立调制驱动信号和驱动功率，能够有效提高信号和功率传输的质量与稳定性，如图 1(c)所示。常用的信道复用技术有频分复用和时分复用[15]。频分复用在频域上分开信号，能够提供较高的频带利用率。然而，为避免相邻信道产生干扰，需要设置隔离频带和选频网络，额外引入的变压器或电感不符合一体化驱动的紧凑设计要求[16]。时分复用在时域上分开信号，利用一个周期的不同时间段传输不同信号，并可在占有的时间段内使用信道全部带宽，且不需要引入额外磁性器件[17-18]。因此，基于信道时分复用的一体化驱动架构为高集成度需求的隔离驱动系统提供了有效方案，以实现驱动信号、驱动功率和反向信号在同一隔离通道中的高效传输。



(a) 传统双隔离通道驱动架构



(b) 一体化传输的单隔离通道驱动架构



(c) 信道时分复用的单隔离通道驱动架构

图 1　功率器件的不同驱动架构

Fig. 1 Different driving architectures of power devices

1.2　时分复用的一体化驱动的关键技术

在数字通信系统中，多个信号在同一信道上高速传输，各信号源相似且与信道特性相匹配，实现信号的高保真传输[15]。而在一体化驱动系统中，因需同时满足 W 级功率传输要求，信号-功率复合传输时序、调制方式、实现电路等方面与数字通信系统中存在显著区别。针对信号与功率的传输需求，本节将

讨论适用于一体化驱动的时分复用技术方案。

1.2.1 时分复用驱动下的信号-功率传输时序

数字通信系统通常采用同步时分复用，各信号在预分配的固定时隙内传输，延迟(ms 级)和优先级一致[15]。然而，在栅极驱动中，各信号传输特点有显著区别。驱动信号相较于较低带宽的驱动功率控制信号，需具备更高的传输优先级和可靠性，支持 ns 级的高速切换与低延迟传输，并覆盖从百 Hz 至数 MHz 的宽频率范围。此外，为确保驱动和器件的高效可靠运行，还需实时监测运行状态，包括功率器件故障信号(如过流、过压、过热)和驱动电源反馈信号(如输出电压或电流)，如图 2 所示。当出现过热、过压等故障时，故障信号需被快速响应，以确保及时采取保护措施，需极低的传输延迟(ns 级)。驱动电源反馈信号的传输频率则受采样周期限制，通常介于几 kHz 到几十 kHz 之间，对延迟要求较低(ms 级)。

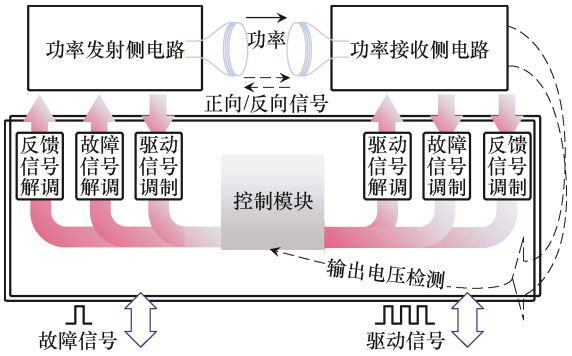


图 2 信号-功率复合传输隔离栅极驱动系统

Fig. 2 Signal-power integrated transmission isolated gate driver system

因此，在栅极驱动中应用时分复用技术，需根据不同信号类型合理分配时隙与优先级，制定高效且不冲突的信号-功率复合传输时序。首先，为降低信号对功率传输的干扰并保障功率的稳定传输，信号传输时隙应显著小于功率传输时隙，如图 3 所示。同时，在功率传输时隙内，功率控制信号应保持连续传输状态，为驱动、控制和保护功能提供不间断供电。由于驱动信号与故障信号的触发时刻不确定，且频率与脉宽动态变化，应采用异步时分复用，根据信号触发时刻动态分配时隙：对信号进行预处理，提取驱动信号的上升和下降边沿以及故障信号的上升边沿，并将其作为触发信号，用于动态分配信号传输时隙的标志。驱动电源反馈信号的传输时刻取决于信号采样周期。对于低带宽模拟电压采样，需先通过模数转换预处理信号，并可采用同步时分复用预分配时隙，以减少信号冲突。

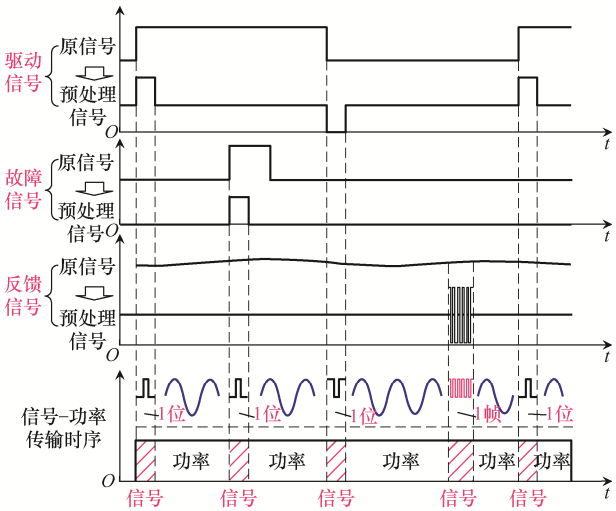


图 3 时分复用驱动下的信号-功率复合传输时序

Fig. 3 Signal-power integrated transmission timing based on time-division multiplexing driver

1.2.2 时分复用驱动下的信号-功率调制方式

在数字通信系统的时分复用中，各信号在时域上彼此分离。各传输信号通常采用相同的频率载波和调制方式，在时分复用传输时序下进行合成传输[15]。在栅极驱动中，为减少 W 级功率对 mW 级信号的耦合或干扰，驱动、故障、反馈及驱动功率控制信号应分别采用不同的载波或独立调制方式进行复合传输。

为提升信号传输的可靠性，采用数字调制方式对信号进行处理。常用的数字调制方式包括幅移键控 ASK(amplitude-shift keying)、频移键控 FSK(frequency-shift keying)、相移键控 PSK(phase-shift keying)[15]。然而，PSK 因需要同步参考波进行相干解调，不适合单隔离通道的一体化驱动。此外，由于经过预处理的驱动和故障等信号均为脉冲信号，除以上基于载波的调制方式外，还可采用无载波调制方式，直接利用脉冲的特征(如占空比或幅值)进行调制[19]。本文主要分析适用于一体化驱动

的基本调制方式，即 ASK、FSK 和脉冲调制方式。

(1)适用于一体化驱动的 ASK 调制或 FSK 调制。采用载波的不同幅度或频率表示信号的不同状态，如图 4 所示，利用载波的 2 个幅度 A_H 与 A_L 或载波的 2 个频率 f_H 与 f_L 传输信号电平 0 或 1。同时，功率控制信号通过幅度为 A_M 或频率为 f_M 的载波单独传输，为降低信号传输对功率稳定性的影响，需确保 $A_H+A_L=2A_M$ 或 $f_H+f_L=2f_M$。

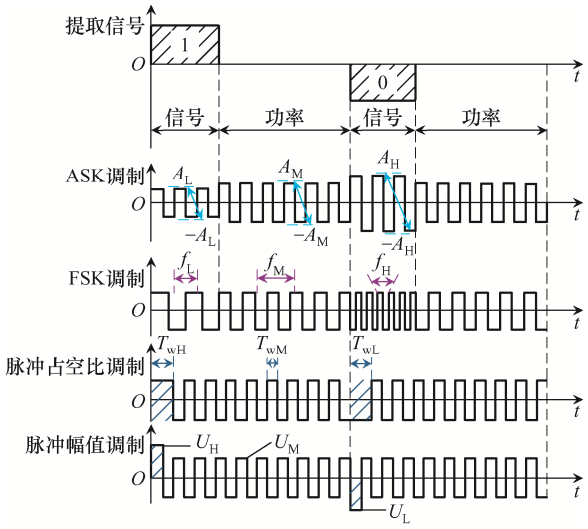


图 4　时分复用驱动下的信号−功率复合传输调制方式

Fig. 4 Modulation mode of signal-power integrated transmission based on time-division multiplexing driver

(2)适用于一体化驱动的脉冲调制。脉冲调制采用脉冲的占空比和幅值等特征对信号进行调制，分为脉冲占空比调制和脉冲幅值调制。

脉冲占空比调制如图 4 所示，采用脉冲的不同占空比 T_w 表示信号的不同状态，利用脉冲的 2 个占空比 $T_{wL}/(T_{wL}+T_{wM})$ 与 $T_{wH}/(T_{wH}+T_{wM})$ 传输信号电平 0 和 1，功率控制信号则通过占空比为 50%的载波单独传输。参数设计时确保 $T_{wL}=T_{wH}$，以降低信号传输对功率稳定性的影响。

脉冲幅值调制如图 4 所示，采用脉冲的不同幅值表示信号的不同状态，利用脉冲的 2 个幅值 U_L 与 U_H 传输信号电平 0 和 1，功率控制信号则通过幅值为 U_M 的载波单独传输。参数设计时确保 $|U_L|=|U_H|$，以降低信号传输对功率稳定性的影响。

1.2.3　时分复用驱动下的实现电路

数字通信系统中信号能量等级通常为 mW 级[15]。然而，在驱动系统中，驱动信号为 mW 级，而驱动功率为 W 级。根据是否采用独立支路分别传输信号流和功率流，实现电路分为分离链路型和共享链路型 2 种类型。

(1)分离链路型。由功率传输支路和信号控制支路组成，通过可控开关分别控制信号和功率传输，如图 5 所示。当开关 S_1 和 S_3 导通，开关 S_2 和 S_4 关断时，电路传输功率。当开关 S_1 和 S_3 关断，开关 S_2 和 S_4 导通时，电路传输信号。

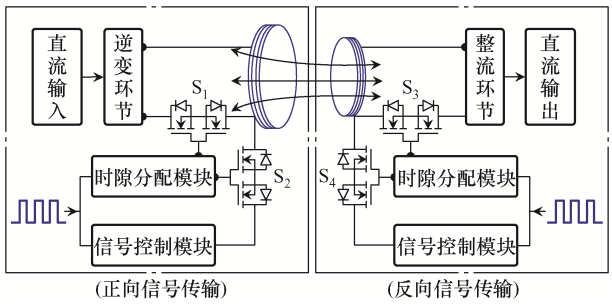


图 5　基于分离链路型的一体化驱动系统

Fig. 5 Unified driver system based on separated-link-type

为了提高功率传输的效率和功率密度，功率传输支路应优先选择高频软开关拓扑。信号控制支路包括正向信号控制模块和反向信号控制模块，实现双工通信。正向信号控制模块可采用线性放大电路或推挽电路处理输入的正弦波或脉冲信号。反向信号控制模块配置相同。

(2)共享链路型。在传输侧通过可控开关器件将待传信号加载于功率传输波形上，接收侧通过提取包络特征完成信号解调，如图 6 所示。该系统分为 4 个环节：直流输入、逆变环节、整流环节、直流输出。每个环节均可进行信号调制。该方法理论上具有多种不同实现方法，受限于可行性、

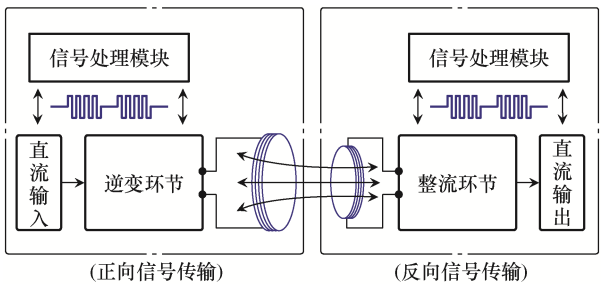
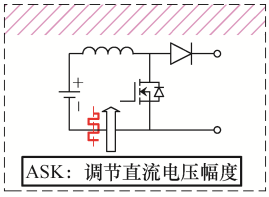


图 6　基于共享链路型的一体化驱动系统

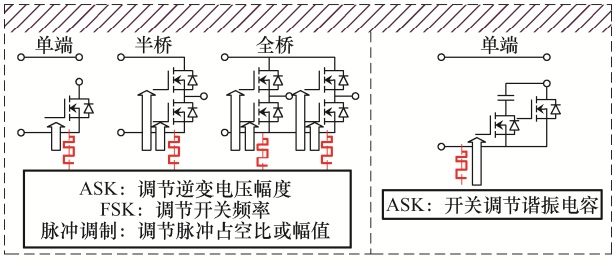
Fig. 6 Unified driver system based on shared-link-type

传输质量等因素，本文仅探讨具有较高应用价值的实现电路。

信号调制可以通过调整直流输入和逆变环节实现，如图 7 所示。采用 Buck/Boost 等 DC-DC 变换器，调整输入直流电压幅度实现 ASK 调制，如图 7(a)所示；或利用单端、半桥、全桥等拓扑改变逆变器输出电压幅值，以实现 ASK、FSK 和脉冲调制；或通过通断控制电容支路调整谐振电路的谐振点，改变变压器二次侧的感应电压，实现 ASK 调制，如图 7(b)所示。反向信号调制则通过调节整流环节和直流输出电压实现，如图 8 所示。使用 Boost 型半桥有源整流器改变脉宽调制 PWM(pulse width modulation)占空比，从而调整反射阻抗实现 ASK 调制，如图 8(a)所示；或通过控制调制电阻 R_{O} 的通断，改变等效负载阻抗，进而改变电流幅值实现 ASK 调制；或通过钳位输出电压实现 ASK 调制，如图 8(b)所示。



(a) 直流输入



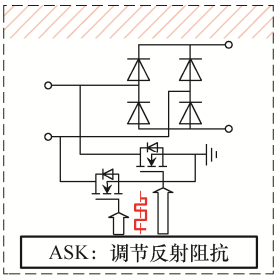
(b) 逆变环节

图 7 基于共享链路型的正向信号调制电路

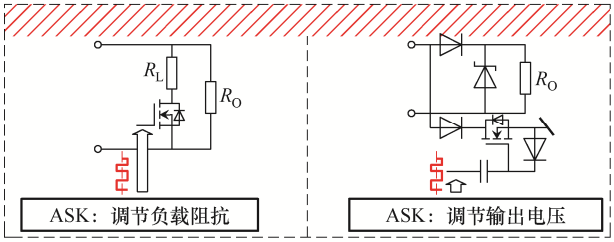
Fig. 7 Forward signal modulation circuits based on shared-link-type

1.3 时分复用的一体化驱动的性能分析与对比

驱动信号在宽频率和占空比范围内高质量传输是驱动信号与功率的一体化传输架构下需要首要保障的关键指标。为此，本节对所提的时分复用驱动架构下的驱动信号传输性能展开理论分析。其中，在不同传输架构下，信号调制载波频率和电路带宽存在不同的制约关系，而调制模式和实现电路等关键技术分别影响信号调制载波频率和电路带宽上限，因此，本文将围绕信号频率与信号调制载波频率及电路带宽的相互作用规律进行分析。



(a) 整流环节



(b) 直流输出

图 8 基于共享链路型的反向信号调制电路

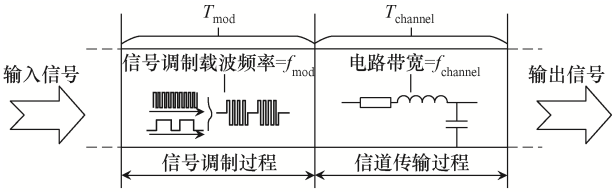
Fig. 8 Reverse signal modulation circuits based on shared-link-type

1.3.1 传输延迟和失真

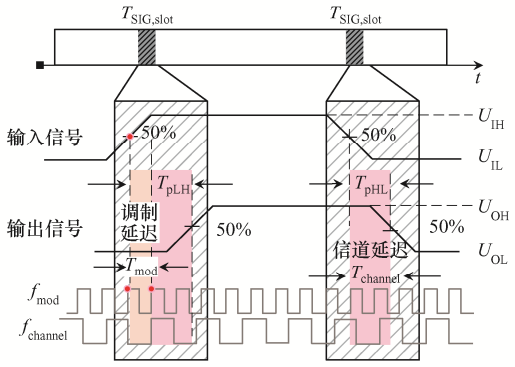
信号传输分别经过信号调制过程和信道传输过程，信号传输延迟 T_{pd} 由调制延迟 T_{mod} 和信道延迟 T_{channel} 组成，如图 9(a)所示。信号调制载波频率 f_{mod} 越大，调制延迟越小，而信道延迟与 f_{mod} 和电路带宽 f_{channel} 的乘积成反比。在本文信号-功率时分复用架构中，信号和功率独立调制，f_{channel} 受功率传输需求限制，不超过 f_{mod}。在传统信号独立传输架构中，信道仅需考虑信号传输需求，电路带宽可满足信号调制载波频率最大需求。而在信号-功率直接复合架构中，信号和功率复合调制，因需首先满足功率传输需求，信号调制载波频率只能向下兼容较低的电路带宽。因此，3 种传输架构下的传输延迟表达式为

$$\begin{cases} T_{\mathrm{pd1}} = T_{\mathrm{mod}} + T_{\mathrm{channel}} = \dfrac{m}{f_{\mathrm{mod}}} + \dfrac{n}{f_{\mathrm{mod}} f_{\mathrm{channel}}} \\ T_{\mathrm{pd2}} = T_{\mathrm{mod}} + T_{\mathrm{channel}} = \dfrac{m}{f_{\mathrm{mod}}} + \dfrac{n}{f_{\mathrm{mod}} f_{\mathrm{mod}}} \\ T_{\mathrm{pd3}} = T_{\mathrm{mod}} + T_{\mathrm{channel}} = \dfrac{m}{f_{\mathrm{channel}}} + \dfrac{n}{f_{\mathrm{channel}} f_{\mathrm{channel}}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：T_{pd1}~T_{pd3} 分别为信号-功率时分复用架构、信号独立传输架构、信号-功率直接复合架构的传输延迟；m 和 n 为对应系数，由具体调制方式和实现电路决定。



(a) 传输流程

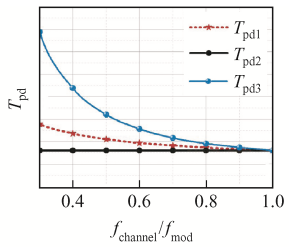


(b) 传输波形

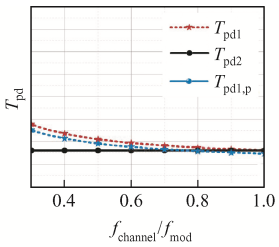
图 9　信号传输流程和波形

Fig. 9 Signal transmission process and waveforms

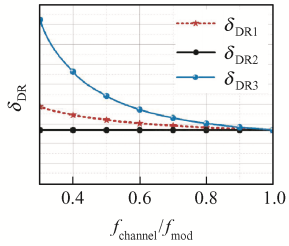
3 种传输架构的传输延迟、占空比分辨率和频率最高值随 $f_{channel}/f_{mod}$ 变化的规律如图 10 所示。如图 10(a)，在单通道内同时传输信号和功率，电路带宽受制于功率传输需求，远低于信号调制载波频率，使得传输延迟大于信号独立传输架构下



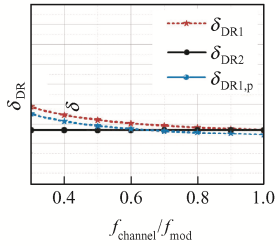
(a) 不同传输架构下传输延迟



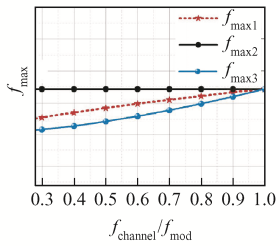
(b) 不同调制模式下传输延迟



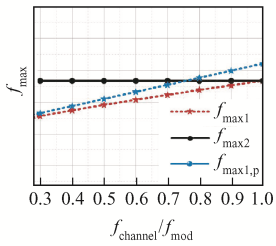
(c) 不同传输架构下占空比分辨率



(d) 不同调制模式下占空比分辨率



(e) 不同传输架构下频率最高值



(f) 不同调制模式下频率最高值

图 10　传输延迟、占空比分辨率和频率最高值的变化规律

Fig. 10 Variation laws of T_{pd}, duty ratio resolution and f_{max}

的传输延迟。采用信号-功率时分复用，可较大程度解耦电路带宽对信号传输的影响，相比于信号-功率直接复合架构，传输延迟大幅降低。

本文进一步分析在信号-功率时分复用架构中不同关键技术对信号传输的影响。在确定元器件参数后，实现电路带宽和信道延迟固定，但在不同调制方式下调制延迟变化较大。调制延迟主要由输入信号和调制载波的触发不同步引起。采用 ASK 或 FSK 的载波调制模式时，如图 9(b)所示，当输入信号边沿与载波信号边沿不同步时，触发延迟最长不超过 1 个载波周期，m 在 0~1 内变化，$T_{SIG,slot}$ 表示信号传输时隙长度。由于上升或下降边沿时刻不定，信号上升边沿延迟 T_{pLH} 和下降边沿延迟 T_{pHL} 不对称，从而引起信号脉宽失真 PWD(pulse width distortion)，其表达式为

$$\delta_{PWD}=\left|T_{pLH}+T_{pHL}\right|=\left|\frac{m_{LH}}{f_{mod}}+\frac{n}{f_{mod}f_{channel}}-\frac{m_{HL}}{f_{mod}}-\frac{n}{f_{mod}f_{channel}}\right|=\frac{\left|m_{LH}-m_{HL}\right|}{f_{mod}} \tag{2}$$

式中，m_{LH} 和 m_{HL} 分别为信号上升和下降边沿传输时的系数。此时 PWD 变化范围为 $0\leqslant\delta_{PWD}\leqslant 1/f_{mod}$。在脉冲调制模式中，由于无需载波信号的同步，不存在同步延迟，m=0，δ_{PWD}=0。

脉冲调制方式可等效为更高频率 $f_{mod,p}$ 的载波调制方式($f_{mod,p}=1/T_{pulse}$，T_{pulse} 为脉冲宽度)。基于式(1)，不同调制模式下传输延迟与 $f_{channel}$ 和 f_{mod} 变化规律如图 10(b)所示，图中 $T_{pd1,p}$ 表示采用脉冲调制模式方案下的参数。脉冲调制模式不存在调制延

迟和具备更高的等效载波频率，使时分复用传输架构与信号独立传输架构下的传输延迟差异进一步减小，且随电路带宽增大而效果更显著。

1.3.2 占空比范围和分辨率

本文基于异步传输时序的信号-功率时分复用架构可实现驱动信号全占空比范围内的稳定传输。当信号以 0%或 100%占空比运行时，不存在信号上升或下降边沿，功率依旧不中断传输。然而，为避免驱动信号误触发，驱动信号最小脉冲宽度 $P_{\min}$ 应等于 $T_{\mathrm{SIG,slot}}$，理论上需大于最大上升沿延迟 $T_{\mathrm{pLH,max}}$。因此，信号占空比分辨率 DR(duty-cycle resolution)的表达式为

$$\delta_{\mathrm{DR}}=P_{\min}f_{\mathrm{signal}}=T_{\mathrm{SIG,slot}}f_{\mathrm{signal}}\geqslant T_{\mathrm{pLH,max}}f_{\mathrm{signal}}=\left(\frac{m}{f_{\mathrm{mod}}}+\frac{n}{f_{\mathrm{mod}}f_{\mathrm{channel}}}\right)_{\max}f_{\mathrm{signal}} \tag{3}$$

式中，f_{signal} 为输入信号频率。基于式(1)，3 种传输架构下占空比分辨率对比如图 10(c)所示，其随 f_{channel} 和 f_{mod} 变化规律与传输延迟情况类似。信号-功率时分复用架构，可以较大程度解耦电路带宽对信号传输的影响，相比于信号-功率直接复合架构，占空比分辨率精度更高。

若采用载波调制模式，$\geqslant[1/f_{\mathrm{mod}}+n/(f_{\mathrm{mod}}\cdot f_{\mathrm{channel}})]f_{\mathrm{signal}}$；若采用脉冲调制模式，占空比分辨率精度更高，$\delta_{\mathrm{DR}}\geqslant n/(f_{\mathrm{mod,p}}f_{\mathrm{channel}})f_{\mathrm{signal}}$。不同调制模式下占空比分辨率与 f_{channel} 和 f_{mod} 变化规律如图 10(d)所示，图中 $\delta_{\mathrm{DR1,p}}$ 表示采用脉冲调制模式方案下的参数。与传输延迟情况类似，采用脉冲调制模式可使占空比分辨率精度进一步提高，且随电路带宽增大而效果更显著。

1.3.3 传输频率范围

为保证驱动信号可靠传输和复原，信号最小周期应大于上、下边沿的信号传输时隙之和，即为最小脉冲宽度的 2 倍。基于式(1)，3 种传输架构下信号频率最高值 $f_{\max}$ 对比如图 10(e)所示，其随 f_{channel} 和 f_{mod} 变化规律与传输延迟情况类似。采用信号-功率时分复用架构，可以较大程度解耦电路带宽对信号传输的影响，相比于信号-功率直接复合架构，信号频率上限更高。此时输入信号频率满足

$$f_{\mathrm{signal}}\leqslant\frac{1}{2T_{\mathrm{SIG,slot}}}=\frac{1}{2P_{\min}} \tag{4}$$

若采用载波调制模式，$f_{\mathrm{signal}}\leqslant1/[2/f_{\mathrm{mod}}+2n/(f_{\mathrm{mod}}\cdot f_{\mathrm{channel}})]$；若采用脉冲调制模式，传输频率上限更高，$f_{\mathrm{signal}}\leqslant1/[2n/(f_{\mathrm{mod,p}}f_{\mathrm{channel}})]$。不同调制模式下 $f_{\max}$ 与 f_{mod} 和 f_{channel} 变化规律如图 10(f)所示，图中 $f_{\mathrm{max1,p}}$ 表示采用脉冲调制模式方案下的参数。脉冲调制模式使时分复用传输架构与信号独立传输架构下的信号最高频率差异进一步减小，且随电路带宽增大而效果更显著。

综上可见，在单通道内同时传输信号和功率，电路带宽受制于功率传输需求，使得信号延迟、占空比和频率范围难以达到信号独立传输架构的水平。采用信号-功率时分复用传输架构，可较大程度解耦电路带宽对信号传输的影响，相比于信号-功率直接复合架构，传输延迟大幅降低。脉冲调制模式不存在调制延迟和具备更高的等效载波频率，使得信号传输性能进一步提高，且随信道带宽增大而效果更显著。因此，在一体化驱动的设计中，为实现信号传输需求，应综合考虑传输架构、调制方式和实现电路等关键要素。

2 基于共享链路型的时分复用一体化驱动

基于第 1 节理论分析，针对驱动信号低延迟、宽占空比和频率范围的需求，突破现有一体化传输中难以在全占空比范围下实现驱动电平稳定传输的问题，本节提出一种基于时分复用传输架构的一体化驱动。采用脉冲调制方式和异步复用传输时序，首次实现驱动信号、驱动功率及反向故障信号的全双工多信号复合传输，解决单通道内双向信号兼容传输的难题。按照功率开关管器件数量最少和系统体积最小化的原则，采用反激变换器实现信号-功率共享同一链路的一体化驱动电路。一体化驱动样机的驱动信号频率达 100 kHz，尺寸低至 20 mm×17 mm×16 mm。

2.1 基本原理

基于共享链路型的时分复用驱动的基本原理如图 11 所示，采用异步时分复用将整个开关周期分为信号传输时隙和功率传输时隙。首先判断是否存在需要传输的信号，若是，则切换电路至信号传输工作状态。驱动信号和故障信号在经脉冲边沿预处理后，与驱动隔离电源中的功率控制信号通过时序叠加方式进行叠加，经反激变换器传输。采用脉冲幅值解调方法实现驱动信号的重构和故障信号的还原，并将故障信号传递至控制器 DSP/MCU，实现预警功能。若无信号传输，则切换电路为功率传输工作状态，实现驱动功率和电平的整流。该设计方案能在驱动信号全占空比范围下，实现驱动功率的稳定传输和故障信号的反向传输。

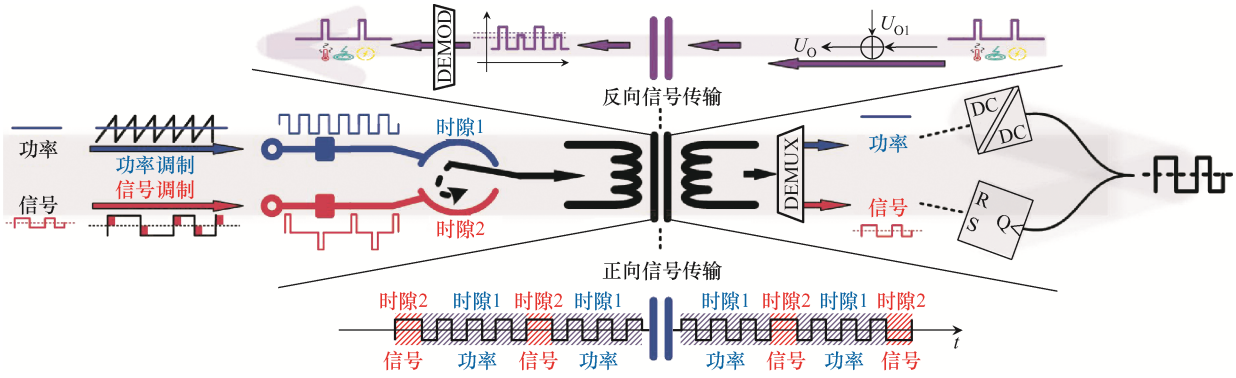


图 11　基于共享链路型的时分复用驱动的基本原理

Fig. 11 Basic principle of time-division multiplexing driver based on shared-link-type

2.2 实现电路

基于共享链路型的时分复用驱动的实现电路如图 12 所示，分为功率、正向信号和反向信号 3 部分。功率部分包括功率传输电路和输出电路；正

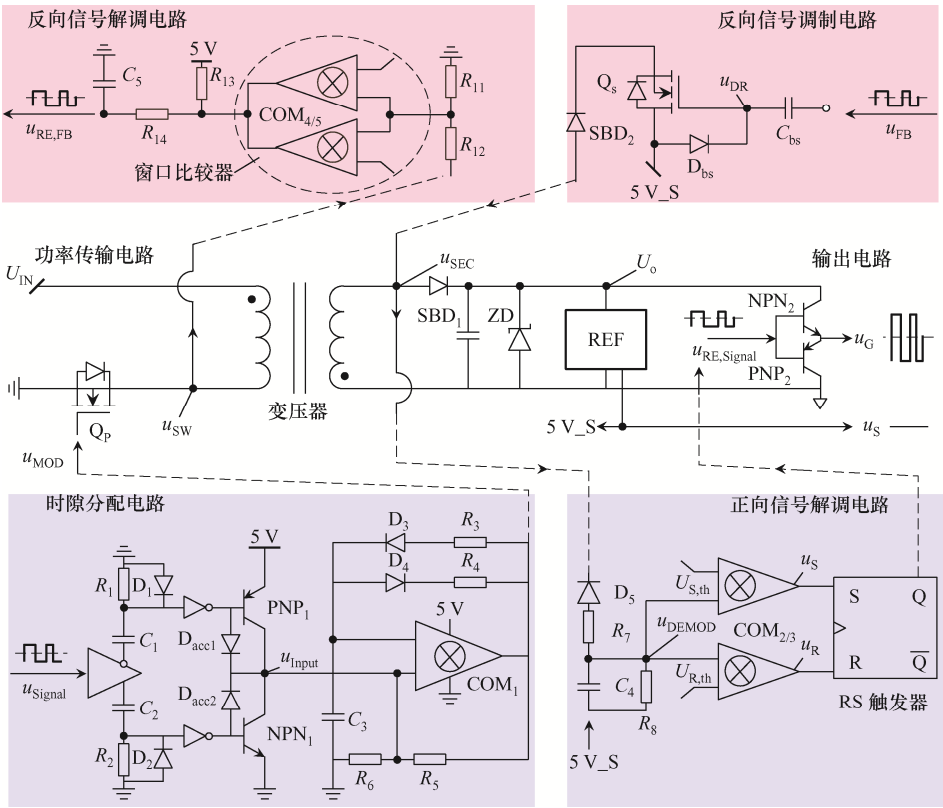
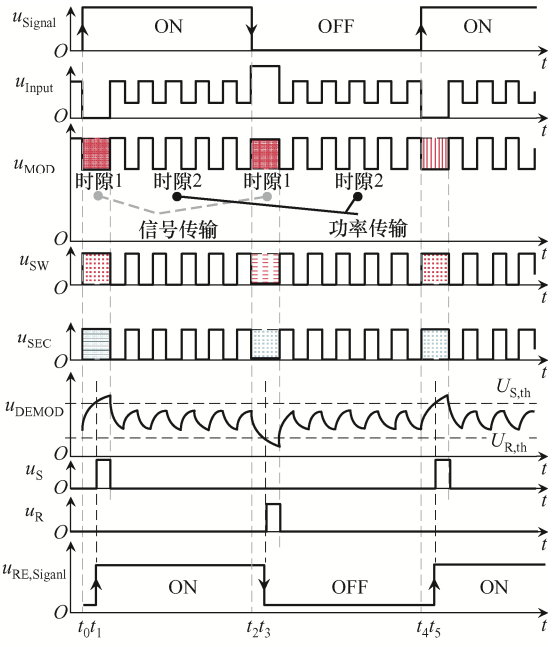


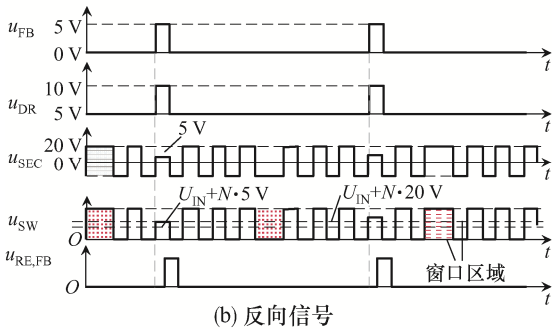
图 12　基于共享链路型的时分复用驱动的实现电路

Fig. 12 Implementation circuit of time-division multiplexing driver based on shared-link-type

向信号部分包含时隙分配电路和正向信号解调电路；反向信号部分则由反向信号调制电路和反向信号解调电路构成。功率传输电路由反激变换器、稳压二极管、非隔离电压调节器和推挽电路组成。在反激变换器二次侧，驱动功率经过肖特基二极管、稳压二极管和电容稳压，生成稳定的 20 V 电压，并从中分压 5 V 作为栅源驱动参考电平。时隙分配电路由 RCD 微分电路和方波发生器组成，正向信号解调电路由 RCD 滤波器、比较器和 RS 触发器构成。当驱动信号边沿脉冲到达时，时隙分配电路分配时隙给驱动信号。被调制信号 u_{MOD} 将反激变换器开关管钳位至高或低电平，钳位时间 T_{clamp} 大于功率调制载波脉宽 $1/(2f_{carrier})$，调制系数 $k=T_{clamp}\cdot f_{carrier}>0.50$。在电路设计中，驱动信号上升或下降沿触发的钳位时间应一致，从而可使变压器正负电平抵消，以确保变压器伏秒积能够相互抵消，不影响输出电压和功率传输。二次侧正向信号解调电路检测并恢复驱动信号，如图13(a)所示。反向信号调制电路由二极管 SBD_1、开关管 Q_s 和自举驱动电路构成；反向信号解调电路由分压电路和窗口比较器构成，如图13(b)所示。当故障信号脉冲触发时，自举开关电路将 u_{DR} 从 5 V 抬升至 10 V，使 Q_s 导通，输出电压被钳位至 5 V。信号经过隔离信道传输后，对 u_{SW} 采样，通过窗口比较器解调。



(a) 正向信号



(b) 反向信号

图 13 关键传输波形

Fig. 13 Key waveforms during transmission process

2.3 实验验证

所设计的一体化驱动样机如图 14 所示。为防止绝缘闪络，采用硅凝胶浇灌封装，并配有塑料外壳。平面变压器采用 E 型磁心(型号 PLT14/5/1.5/S)，绕组匝数比设计为 7:7，耦合电容为 5.6 pF，励磁电感为 129 μH。通过局部放电测试，满足 50 Hz 5 kV(有效值)交流电压绝缘耐压要求。样机总尺寸为 20 mm×17 mm×16 mm，与传统双隔离通道驱动方案[20]相比，省去了光纤，整体尺寸降低了 96%。本文栅极驱动器方案与其他方案的性能对比结果见表 1。

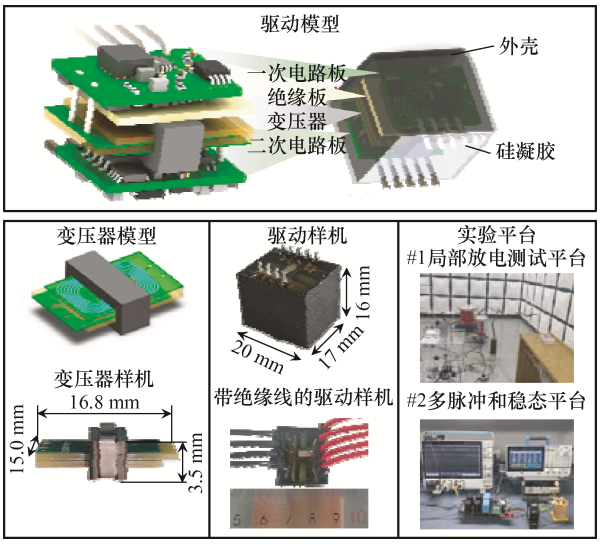


图 14 一体化驱动样机和实验平台

Fig. 14 Unified driver prototype and experimental platform

功率调制载波频率 $f_{carrier}$ 为 1 MHz，占空比为 45%，钳位时间 T_{clamp} 设定为 750 ns(k=0.75>0.50)。

正向信号传输关键节点波形如图 15 所示，驱动信号频率为 100 kHz。信号调制、传输和解调的具体过程如图 16 所示，当驱动信号边沿到达时，解调电压 u_{DEMOD} 触发置位或复位信号，协同 RS 触发器成功复原驱动信号，传输前后信号上升沿延迟为 436 ns，下降沿延迟为 320 ns，占空比范围为 0%∪[7.5%, 92.5%]∪100%。

表 1　不同栅极驱动器方案的性能对比

Tab. 1 Comparison of performance among different gate driver schemes

方案	尺寸/(mm×mm)	有无光纤	故障信号预警	占空比范围/%
传统方案[20]	199×44	有	有	0~100
方案 A[11]	87×24	无	无	0~100
方案 B[10]	82×19	无	无	10~90
本文方案	20×17	无	有	0~100

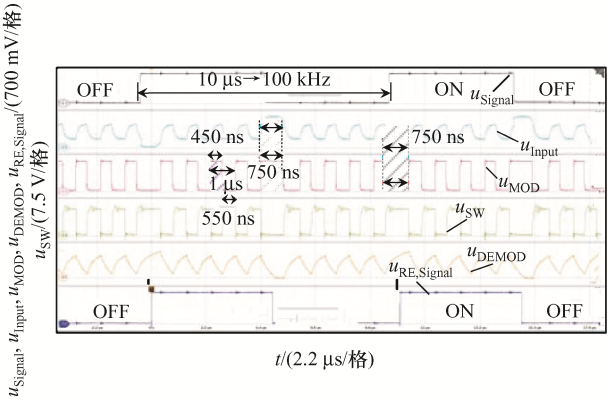


图 15　正向信号传输关键节点波形

Fig. 15 Waveforms at key nodes during forward signal transmission process

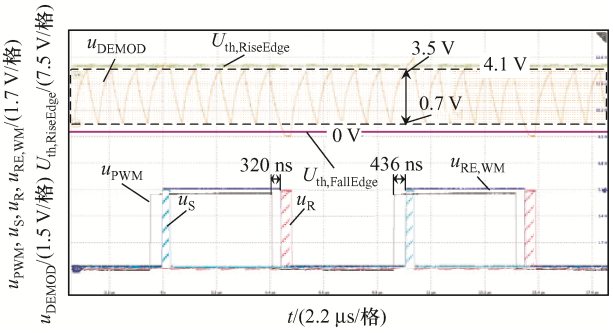
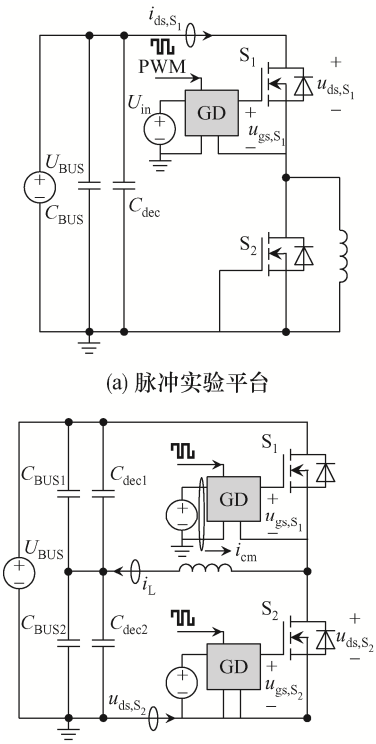


图 16　正向信号解调具体过程波形

Fig. 16 Waveforms during specific forward signal demodulation process

采用多脉冲测试以检验所提驱动的动态开关性能，实验平台如图 17(a)所示。所用功率器件为 SiC MOSFET(型号 C3M0040120K)，母线电压为 600 V，负载电流为 50 A，驱动电阻为 3 Ω。多脉冲实验波形如图 18 所示，功率器件关断瞬态的 di/dt 达 5.4 A/ns，du/dt 达 154 V/ns。采用稳态实验进一步评估驱动在动态开关条件下的鲁棒性，实验



(a) 脉冲实验平台

(b) 稳态实验平台

图 17　脉冲实验平台和稳态实验平台

Fig. 17 Platforms for pulse test and steady-state test

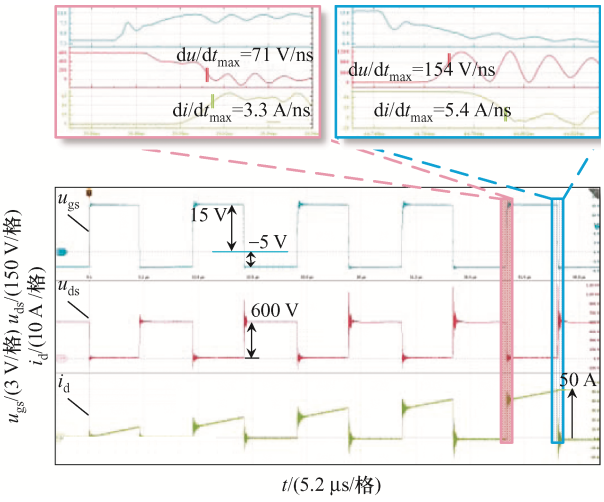


图 18　多脉冲实验波形

Fig. 18 Waveforms in multi-pulse test

平台如图 17(b)所示。母线电压为 600 V，负载电流峰值为±12 A。稳态实验波形如图 19 所示，此时功率器件关断瞬态的 d*u*/d*t* 达 42 V/ns，开通瞬态的 d*u*/d*t* 达 50 V/ns。以退饱和实验验证功率器件过流的故障信号反向传输功能。退饱和实验关键节点波形如图 20 所示，当 SiC MOSFET 漏极电流超过 60 A，保护电路激活并迅速响应，将 SiC MOSFET 栅源极电压钳位到−5 V，传输延迟为 340 ns。

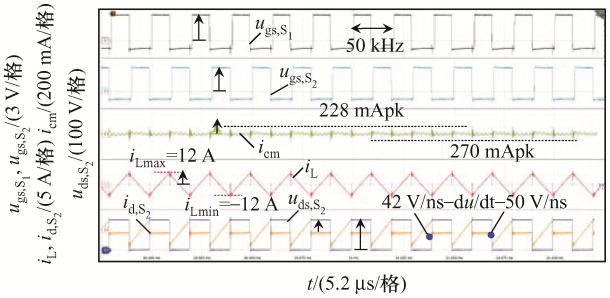


图 19 稳态实验波形

Fig. 19 Waveforms in steady-state test

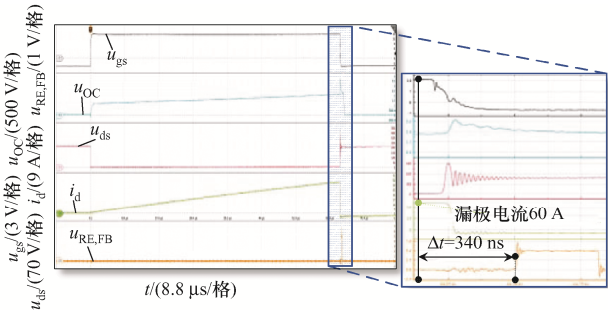


图 20 退饱和实验关键节点波形

Fig. 20 Waveforms at key nodes in desaturation test

3 结论

本文探讨了基于信道时分复用的一体化驱动架构和关键技术，聚焦驱动信号的宽范围下高保真传输的要求，系统性地分析了信号、功率复合传输的相互制约关系。在此基础上，提出了一种共享链路型的异步时分复用的驱动信号、驱动功率以及反向故障信号的全双工一体化传输驱动方法和电路。主要结论归纳如下。

(1)以信道时分复用技术实现单隔离通道驱动，在不同时隙内独立调制驱动信号和驱动功率，并采用独立的控制方法，可有效解决驱动信号占空比与驱动功率稳定传输之间的矛盾，以及信号无法双向传输的难题。

(2)因 mW 级信号和 W 级功率共存且各信号传输时刻易冲突，需对信号进行预处理，并结合同步和异步时分复用模式，制定高效灵活的传输时序和调制方式，以确保信号低误码率和系统的稳定运行。

(3)本文提出了一种共享链路的时分复用一体化驱动电路，采用脉冲调制方式和异步复用传输时序，以反激变换器作为隔离传输通道，可实现驱动功率稳定传输、驱动信号全占空比传输和故障信号反向传输。驱动模块尺寸不及商用驱动 1/10，驱动信号频率达 100 kHz，占空比范围覆盖 0%~100%。

参考文献：

[1] Johannesson D, Nawaz M, Ilves K. Assessment of 10 kV, 100 A silicon carbide MOSFET power modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5215-5225.

[2] Anurag A, Acharya S, Kolli N, et al. Gate drivers for medium-voltage SiC devices [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(1): 1-12.

[3] Guo Zhehui, Li Hui. A MHz-pulse-transformer isolated gate driver with signal-power integrated transmission for medium-voltage SiC MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9415-9427.

[4] Guo Zhehui, Li Hui. A fiber-optic-less 50-MHz single transformer isolated gate driver with fault feedback for 10-kV SiC MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10854-10863.

[5] He Xiangning, Wang Ruichi, Wu Jiande, et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power [J]. Nature Communications, 2020, 11: 2479.

[6] Song Shijie, Peng Han, Jiang Cheng, et al. A novel single isolation channel gate driver with bidirectional-signal and forward-power transmission [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6580-6585.

[7] Muhammad K S, Lu D D. Magnetically isolated gate driver with leakage inductance immunity [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1567-1572.

[8] Garcia J, Saeed S, Gurpinar E, et al. A study of integrated signal and power transfer for compact isolated SiC MOSFET gate-drivers [J]. Electronics, 2021, 10(2): 159.

[9] Texas Instruments. TPSI3100 isolated switch driver with 15-V gate supply and dual isolated comparators datasheet [EB/OL]. [2023-12-21]. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpsi3100.pdf.

[10] Garcia J, Gurpinar E, Castellazzi A. Impulse transformer based secondary-side self-powered gate-driver for wide-range PWM operation of SiC power MOSFETs [C]// 2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). Fayetteville, AR, USA, 2016: 59-63.

[11] Garcia J, Gurpinar E, Castellazzi A. High-frequency modulated secondary-side self-powered isolated gate driver for full range PWM operation of SiC power MOSFETs [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 919-924.

[12] Naik B S, Shan S, Umanand L, et al. A novel wide duty cycle range wide band high frequency isolated gate driver for power converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 437-446.

[13] 张若琦, 惠悦, 翁婉莹, 等. 基于控制环叠加正交频分复用信号实现直流微网载波通信的变换器设计方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5423-5433.
Zhang Ruoqi, Hui Yue, Weng Wanying, et al. Design method of converters realizing carrier communications in DC microgrids by superimposing OFDM signal into control loop [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5423-5433. (in Chinese)

[14] Wu Jiande, Zhao Chongwen, Lin Zhengyu, et al. Wireless power and data transfer via a common inductive link using frequency division multiplexing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7810-7820.

[15] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 7 版. 北京: 国防工业出版社, 2012.
Fan Changxin, Cao Lina. Principles of Communications [M]. 7th ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2012. (in Chinese)

[16] He Xiangning, Liu Sheng, Wu Jiande, et al. Wireless power and information dual transfer system via magnetically coupled resonators [J]. Communications Engineering, 2024, 3: 8.

[17] Gupta A, Mazumder S K. Sequential co-transmission of high-frequency power and data signals [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(10): 4440-4445.

[18] 张杰, 赵航, 许知博, 等. 基于磁耦合谐振式海下无线电能与信息共享耦合线圈分时传输方法[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 74-83.
Zhang Jie, Zhao Hang, Xu Zhibo, et al. Time-sharing transmission method of undersea wireless power and information shared coupling coil based on magnetic coupling resonance [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 74-83. (in Chinese)

[19] 李建国, 张波, 荣超. 近场磁耦合无线电能与信息同步传输技术的发展(上篇): 数字调制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3487-3501.
Li Jianguo, Zhang Bo, Rong Chao. An overview of simultaneous wireless power and information transfer via near-field magnetic links(part Ⅰ): Digital modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3487-3501. (in Chinese)

[20] 深圳青铜剑技术有限公司. 1QP0635V(S)xx IGBT 驱动器产品说明书[EB/OL]. [2023-12-21]. https://www.qtjtec.com/list_25/196.html.
Shenzhen Bronze Sword Technology Co., Ltd. 1QP0635V(S)xx IGBT Driver Product Manual [EB/OL]. 2023-12-21. https://www.qtjtec.com/list_25/196.html. (in Chinese)



宋世杰

作者简介：

宋世杰(2000—　)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：宽禁带半导体器件建模及应用，高频高功率密度驱动设计。E-mail：songsj@hust.edu.cn。

彭晗(1984—　)，女，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：柔直高压大功率器件，驱动与控制，智能化状态感知技术。E-mail：pengh@hust.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)