

# 一种新型单级隔离型 AC-DC 变换器研究

刘猛, 孙孝峰\*, 王洪龙, 赵巍, 张韶磊

(电力电子节能与传动控制河北省重点实验室(燕山大学), 河北省 秦皇岛市 066004)

## Research on Novel Single-stage Isolated AC-DC Converter

LIU Meng, SUN Xiaofeng\*, WANG Honglong, ZHAO Wei, ZHANG Shaolei

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province (Yanshan University),

Qinhuangdao 066004, Hebei Province, China)

**ABSTRACT:** A novel single-stage isolated AC-DC converter and its control scheme were proposed. On the premise of not changing the characteristics of two-stage AC-DC converter of totem pole bridge-free PFC (TP-PFC) cascaded DAB, the TP-PFC high-frequency bridge arm and the first bridge arm on the original side of DAB multiplex a H bridge, thus reducing the number of switching devices. Moreover, compared with TP-PFC cascaded DAB two-stage AC-DC converter, the electrolytic capacitor of DC bus of the proposed scheme is canceled and the current peak of AC inductor is suppressed. Under the proposed control scheme, the soft switching can be realized for all operation conditions. In this paper, the operation characteristics of the proposed topology are analyzed in detail, including operation mode, topological advantages, conversion characteristics and soft switching features. Secondly, a simple control strategy is proposed based on topology analysis. Finally, the proposed topology and control scheme are verified by experiments.

**KEY WORDS:** AC-DC converter; phase shift control; power factor correction (PFC); zero voltage switching (ZVS)

**摘要:** 文中提出一种新型单级式隔离 AC-DC 变换器及控制方案。所提结构在不改变图腾柱无桥功率因数校正(totem pole bridge-free power factor correction, TP-PFC)和双向全桥(dual active bridge, DAB)两级式 AC-DC 变换器特性的前提下, 将 TP-PFC 高频桥臂和 DAB 原边侧第一个桥臂进行开关复用, 减小了开关器件数目。同时, 相较于 TP-PFC 和 DAB 两级式 AC-DC 变换器, 取消了直流母线电解电容并且抑制了交流电感电流尖峰。利用其拓扑特点及所提出的控制方案, 实现了拓扑开关器件的全范围软开关。首先详细分析所提拓扑结构的工作特性, 包括工作模式、拓扑优点、功

率特性及软开关特性; 其次基于对拓扑的分析, 提出控制简单的控制策略; 最后, 对所提拓扑结构及控制方案进行实验验证。

**关键词:** AC-DC 变换器; 移相控制; 功率因数校正; 零电压开关

## 0 引言

目前, AC-DC 变换器被广泛应用于开关电源、通信电源、电动汽车充电系统等领域之中。通常, 在这些系统中均要求 AC-DC 变换器在实现 AC-DC 变换的同时还具备功率因数校正(power factor correction, PFC)和输出电压调节等能力。

根据是否具有电气隔离, AC-DC 变换器可以分为隔离型和非隔离型两种结构。传统非隔离型 AC-DC 拓扑结构通常为带 PFC 功能的 Buck-Boost 变换器<sup>[1]</sup>、PFC 功能的 SEPIC 电路<sup>[2]</sup>、带 PFC 功能的 CUK 电路<sup>[3]</sup>。在此基础上, 文献[4]提出集成 Buck 无桥 PFC 变换器, 通过增加二极管和开关管实现电压宽范围调节; 文献[5]提出了一种电容串接式并联 Buck PFC 变换器, 利用电容实现超高压比; 文献[6]提出了采用交错并联升降压变换器的方案, 由于采用交错并联, 使得变换器具有更低的电压应力和较小的电流纹波<sup>[1,6]</sup>, 并且可以实现相同的输入输出极性, 但是增加了半导体开关器件, 使设备成本较高。

非隔离拓扑虽然结构简单, 但是由于无电气隔离, 在安全性方面稍逊于隔离方案, 因此, 隔离型 AC-DC 变换器方案受到广泛关注。隔离型 AC-DC 变换器可分为两级和单级结构。两级结构通常由实现功率因数校正的 AC-DC 变换器和隔离的 DC-DC 变换器<sup>[7-12]</sup>组成。两级结构电路拓扑虽然能够实现

基金项目: 河北省自然科学基金重点项目(E2021203162); 河北省重点研发计划项目(19214405D)。

Project Supported by Natural Science Foundation of Hebei Province (E2021203162); Key R&D Program of Hebei Province (19214405D).

较宽的电压范围，但是两级结构中存在较大的电解电容，在功率密度的提高和成本的降低方面存在一定的局限性。

相较于两级结构，单级结构将能够实现功率因数校正的 AC-DC 变换器与隔离 DC-DC 变换器相集成。单级结构的开关器件更少，由开关器件带来的开关损耗减小，使得单级结构拥有更高的效率与较低的成本。此外，大多数单级结构的电路拓扑均中间母线侧无电解电容拓扑，这更加使得单级结构拥有更高的功率密度以及更低的成本。文献[13-14]提出了一种无需电解电容的单级 AC-DC 变换器拓扑，但是其采用的二极管未实现零电流开关(zero current switching, ZCS)，增加了变换器的损耗；文献[15-16]提出了无电解电容的单级结构的电路拓扑，但是所采用的控制方案复杂，对于控制要求较高，且只实现了部分开关器件的软开关。文献[17]同样为中间级无电解电容拓扑，此外增加了有源钳位电路，降低了开关管的应力，实现了开关管的软开关，但是其存在二极管整流桥，使得开关损耗会增加。文献[18]将交错并联 Boost 电路与双向全桥

(dual active bridge, DAB)电路进行集成得到单级电路结构，该电路适合较大功率应用场合，但是所用的无源元件数量较多。

为了实现软开关，文献[19-22]提出了矩阵变换器，其虽能够实现软开关，但控制复杂性增加，且开关器件较多，增加了系统的损耗以及成本，此外矩阵变换器采用背对背相连的开关形式，有序地对开关管进行控制是该变换器主要困难和挑战；文献[23]通过增加辅助电路并采用变频变占空比控制才能够实现零电压开关(zero voltage switching, ZVS)；文献[24]采用脉冲跨周期(pulse skip modulation, PSM)与调频结合的控制方案；文献[25]采用多种移相控制相结合的方案实现 ZVS；文献[26]采用混合调制将梯形调制与三角形调制相结合，上述控制方案虽都实现了 ZVS，但是控制参数较多，控制方案复杂，这无疑增加了控制方案的实现难度。

本文提出了一种新型单级隔离型 AC-DC 变换器结构。表 1 将上述所对比的不同结构的电路拓扑进行了汇总，总结了不同结构的特点。

表 1 不同拓扑结构对比

Table 1 Comparison of different topologies

拓扑结构	拓扑级数	隔离类型	开关管数目	二极管数目	电感数目	电容数目	母线电容	软开关实现情况	控制方案难易
文献[1]	单级	非隔离	4	8	2	2	薄膜电容	部分开关软开关	较复杂
文献[10]	两级	隔离	12	0	2	2	电解电容	部分开关软开关	复杂
文献[11]	两级	隔离	6	6	4	2	电解电容	部分开关软开关	较复杂
文献[14]	单级	隔离	4	8	3	1	薄膜电容	部分开关软开关	较复杂
文献[15]	单级	隔离	6	0	2	2	薄膜电容	部分开关软开关	复杂
文献[16]	单级	隔离	2	6	2	3	无电容	部分开关软开关	复杂
文献[20]	单级	隔离	10	4	4	2	薄膜电容	全部开关软开关	容易
文献[24]	单级	隔离	8	0	2	3	薄膜电容	全部开关软开关	复杂
所提拓扑	单级	隔离	10	0	2	2	薄膜电容	全部开关软开关	容易

该拓扑结构具有以下优点：

1) 开关器件较少，减小了由开关器件带来的开关损耗；

2) 取消了中间级直流母线及其稳压、滤波所用的大电解电容，使用薄膜电容即可，一定程度上使得变换器体积得以缩小。

3) 变压器原边侧高频桥臂  $G_{S1}(G_{S3})$  和  $G_{S2}(G_{S4})$  互补导通， $G_{S1}(G_{S4})$  和  $G_{S2}(G_{S3})$  驱动脉冲相同且占空比恒定为 0.5。由于占空比恒定为 0.5，不存在占空比阶跃现象，过零点尖峰问题得到有效抑制，有利于提高变换器的功率因数；

4) 控制策略中仅为移相控制，通过控制桥间

移相角和桥内移相角便能够实现所需要的控制目标，如能够实现所有开关器件的软开关。

本文重点分析提单级隔离型 AC-DC 拓扑结构，对工作结构原理进行详细分析；通过控制目标，分析针对该电路拓扑所提出的控制策略；对所提拓扑结构进行实验分析。

## 1 拓扑结构分析

### 1.1 拓扑结构

本文所提出的单级隔离型 AC-DC 变换器拓扑结构如图 1 所示，该拓扑将图腾柱无桥功率因数校正(totem pole bridge-free power factor correction,

TP-PFC)与 DAB 电路(如图 2 所示)进行桥臂复用,即将 TP-PFC 的高频桥臂与 DAB 电路原边侧第一个桥臂进行开关复用。拓扑共包含 2 个工频开关管( $G_{N1}$  和  $G_{N2}$ )和 8 个高频开关管( $G_{S1}$ — $G_{S8}$ )。通过变压器连接可以实现能量双向传输,输入端口与输出端口存在电气隔离。变压器原边侧工频开关管  $G_{N1}$ 、 $G_{N2}$  和 8 个高频开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  通过交流电感  $L_{ac}$  与交流侧电压连接,对交流侧电压进行整流,定义其输出侧为  $v_{bus}$ 。 $v_{bus}$  并联电容  $C_{bus}$  用于滤除高次谐波,使得  $v_{bus}$  波形为交流输入电压的绝对值。原边侧 H 桥  $G_{S1}$ — $G_{S4}$  同交流母线连接,并通过移相电感  $L_r$  和变压器原边进行连接,副边侧通过 H 桥  $G_{S5}$ — $G_{S8}$  连接至直流电压侧。直流电压侧与输出滤波电容  $C_2$  连接; $L_r$  表示移相电感; $T$  为变压器。开关管  $G_{S1}$  和  $G_{S2}$  为复用桥臂,即作为输入整流级的高频桥臂,同时又作为 DAB 第一个高频输入桥臂。

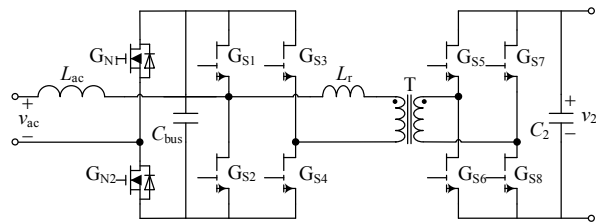


图 1 新型单级隔离型 AC-DC 变换器

Fig. 1 A novel single-stage isolated AC-DC converter

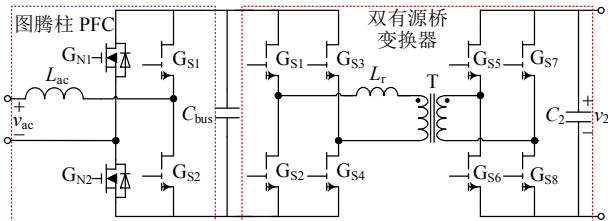


图 2 等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit

本文所提的拓扑结构可以等效为图腾柱 PFC 和 DAB 两级式 AC-DC 变换器结构。

1.2 工作模式

定义变换器输入交流电压  $v_{ac} = V_{ac} \sin(\omega t)$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  为电网频率, 高频开关管开关频率为  $f_s$ , 且  $f_s \gg f$ 。工频开关管  $G_{N1}$ 、 $G_{N2}$  根据交流电压的极性互补导通, 即当  $v_{ac} > 0$  时,  $G_{N2}$  导通; 当  $v_{ac} \leq 0$  时,  $G_{N1}$  导通。图 3 为变换器的稳态波形, 图中:  $G_{N1}$  和  $G_{N2}$  为工频开关管的驱动脉冲;  $v_{ac}$  为交流侧电压;  $i_{ac}$  为交流侧电感电流, 呈正弦包络;  $v_{bus}$  为整流后母线电压;  $u_{ab}$  为变压器原边电压;  $u_{cd}$  为变压器副边电压。由于  $f_s \gg f$ , 一个开关周期内变压器原边和

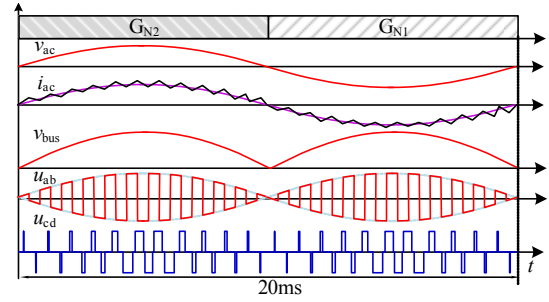


图 3 典型工作波形

Fig. 3 Typical operating waveform

副边电压可分别近似为方波和梯形波, 且满足  $u_{ab} = \pm v_{bus}$  (当  $G_{S1}$ 、 $G_{S3}$  导通时为 +,  $G_{S2}$ 、 $G_{S4}$  导通时为 -);  $u_{cd} = 0, -v_{dc}, +v_{dc}$  ( $G_{S5}$ 、 $G_{S7}$  导通时为 +,  $G_{S6}$ 、 $G_{S8}$  导通时为 -,  $G_{S5}$ 、 $G_{S7}$  关断时为 0), 变换器始终满足  $nV_{dc} > v_{bus}$ 。高频开关管  $G_{S1}$  和  $G_{S2}$  以恒定的 0.5 占空比互补导通, 在半个工频周期内, 整流级可以等效于一个 Boost 变换器。

该变换器包含 2 个控制自由度  $\varphi_{ps}$  和  $\varphi_{ss}$ , 原副边侧  $u_{ac}$  和  $u_{cd}$  基波分量之间的桥间移相角为  $\varphi_{ps}$ ; 副边侧  $u_{cd}$  梯形波高电平时间对应的桥内移相角为  $\varphi_{ss}$ , 且  $\varphi_{ss}$  满足:

$$\varphi_{ss} = \frac{v_{bus}}{nV_{dc}} \pi = \frac{2V_{ac}}{nV_{dc}} \pi |\sin(\omega t)| \quad (1)$$

通过控制桥间移相角  $\varphi_{ps}$  和桥内移相角  $\varphi_{ss}$  两个变量的大小与方向, 变换器可实现所具有的功能。如表 2 所示, 该变换器共存在 4 中工作模式, 功率正向传输与反向传输各两种模式。

表 2 工作模式

Table 2 Operation mode

模式	电压波形	限制条件
模式 IA		$\begin{cases} \varphi_{ps} > 0 \\ \varphi_{ps} + \frac{\varphi_{ss}}{2} \leq \frac{\pi}{2} \end{cases}$
模式 IB		$\begin{cases} \varphi_{ps} < 0 \\ \varphi_{ps} + \frac{\varphi_{ss}}{2} < \frac{\pi}{2} \end{cases}$
模式 IIA		$\begin{cases} \varphi_{ps} > 0 \\ \varphi_{ps} + \frac{\varphi_{ss}}{2} \geq \frac{\pi}{2} \end{cases}$
模式 IIB		$\begin{cases} \varphi_{ps} < 0 \\ \varphi_{ps} + \frac{\varphi_{ss}}{2} > \frac{\pi}{2} \end{cases}$

本文主要对变换器功率正向传输时的工作原理进行分析，两种模式的稳态波形如图 4 所示。本节将主要对模式 IA 的电路过程进行分析，其它模式可以按照类似方法进行推导。本节仅给出正向功率传输结果，反向功率传输可按照相似方法进行推导。图 4(a)、(b)分别给出了忽略死区时间影响时，模式 IA 和 IIA 稳态下电路工作波形。

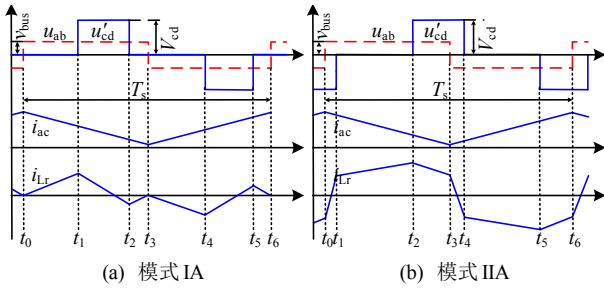


图 4 变换器稳态工作波形  
Fig. 4 Operation waveforms

下面对前半个开关周期内变换器进行分析。

1) 阶段 1[ $t_0, t_1$ ]，如图 5(a)所示， $t_0$ 时刻，开关管  $G_{S1}$  和  $G_{S3}$  导通，原边槽电压  $u_{ab}$  开始由 0 上升到母线电压  $v_{bus}$ ，电感电流开始下降，开关管  $G_{S6}$  和  $G_{S7}$  导通，副边槽电压  $u_{cd}$  为 0，电感电流  $i_{Lac}$  和移相电感电流  $i_{Lr}$  的时域表达式分别为：

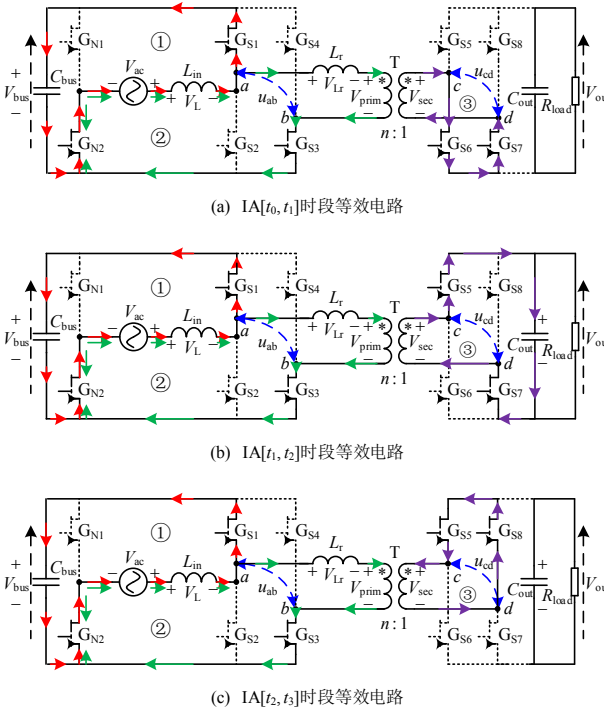


图 5 模式 IA 前半个开关周期等效电路  
Fig. 5 Equivalent circuit for the first half of the switching cycle of mode IA

$$i_{Lac}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{v_{ac} - v_{bus}}{L_{ac}}(t - t_0) \quad (2)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_0) \quad (3)$$

2) 阶段 2[ $t_1, t_2$ ]，如图 5(b)所示， $t_1$ 时刻，开关管  $G_{S5}$  导通， $G_{S6}$  关断。原边槽电压依然为  $u_{ab} = v_{bus}$ ，电感电流继续以相同的速率下降，副边槽电压  $u_{cd} = V_{dc}$ 。电感电流  $i_{Lac}$  时域表达式同阶段 1，移相电感电流  $i_{Lr}$  时域表达式为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) + \frac{v_{bus} - nV_{dc}}{L_r}(t - t_1) \quad (4)$$

3) 阶段 3[ $t_2, t_3$ ]，如图 5(c)所示， $t_2$ 时刻，开关管  $G_{S8}$  导通， $G_{S7}$  关断，副边槽电压  $u_{cd} = 0$ 。电感电流  $i_{Lac}$  持续下降，表达式与阶段 1 和 2 相同，移相电感电流  $i_{Lr}$  上的时域表达式为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) + \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_2) \quad (5)$$

前半个周期变换器等效电路如图 5 所示。

由图 4 可知，变换器在一个开关周期内，共包含 6 个阶段，又由于波形具有对称性，本文直接给出模式 IA 后半周期及模式 IIA 的表达式。模式 IA 和模式 IIA 交流侧电感  $L_{ac}$  和移相电感  $L_r$  各时刻电流表达式分别如表 3、4 所示，其中，模式 IA 和 IIA 下交流侧电感  $L_{ac}$  电流表达式相同。

表 3 不同模式下交流侧电感电流时域表达式

Table 3 Time domain expression of AC side inductance current under different modes

模式	时刻	表达式
IA	$[t_0, t_3]$	$i_{Lac}(t) = i_{Lac}(t_0) + \frac{v_{ac} - v_{bus}}{L_{ac}}(t - t_0)$
IIA	$[t_3, t_6]$	$i_{Lac}(t) = i_{Lac}(t_3) - \frac{v_{ac} - v_{bus}}{L_{ac}}(t - t_3)$

表 4 不同模式下移相电感电流时域表达式

Table 4 Time domain expression of phase shifted inductor current under different modes

模式	时刻	表达式
IA	$[t_0, t_1]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_0)$
	$[t_1, t_2]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) + \frac{v_{bus} - nV_{dc}}{L_r}(t - t_1)$
	$[t_2, t_3]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) + \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_2)$
	$[t_3, t_4]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) - \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_3)$
	$[t_4, t_5]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_4) - \frac{v_{bus} - nV_{dc}}{L_r}(t - t_4)$
	$[t_5, t_6]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_5) - \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_5)$



续表

模式	时刻	表达式
IIA	$[t_0, t_1]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{v_{bus} + nV_{dc}}{L_r}(t - t_0)$
	$[t_1, t_2]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) + \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_1)$
	$[t_2, t_3]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) + \frac{v_{bus} - nV_{dc}}{L_r}(t - t_2)$
	$[t_3, t_4]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) - \frac{v_{bus} + nV_{dc}}{L_r}(t - t_3)$
	$[t_4, t_5]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_4) - \frac{v_{bus}}{L_r}(t - t_4)$
	$[t_5, t_6]$	$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_5) - \frac{v_{bus} - nV_{dc}}{L_r}(t - t_5)$

### 1.3 无电解电容

在两级结构的电路拓扑中，为了对母线电压进行滤波得到直流电压，通常需要较大的电解电容来实现。这便使得变换器的体积增加，功率密度减小，同样会增加变换器的成本。其次由于存在大电解电容，当变换器启动时，交流侧还会产生较大的浪涌电流。

通过分析所提出的单级隔离型 AC-DC 变换器拓扑的工作模式以及其工作波形图，由 1.1 与 1.2 节可知，所提出的电路拓扑结构中，其母线电压波形为交流电压绝对值波形，其值为交流输入电压幅值的两倍，母线电压为

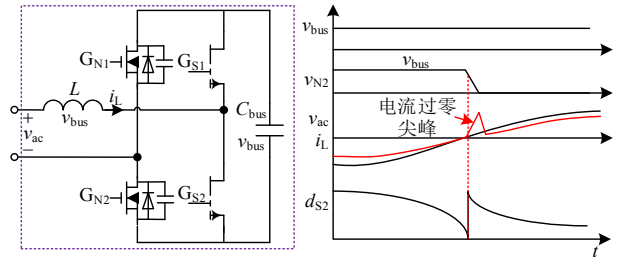
$$v_{bus} = 2v_{ac} = 2V_{ac} \sin(\omega t) \quad (6)$$

正是由于母线电压不为直流电压，因此无需电解电容进行稳压，仅使用薄膜电容滤除高频(开关级)纹波即可。

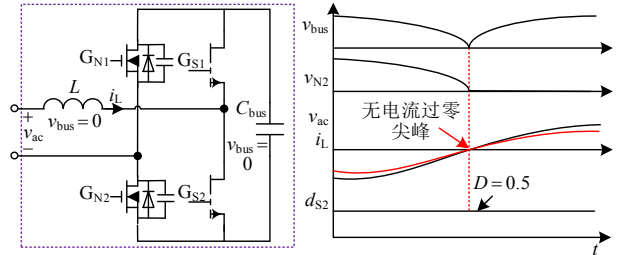
### 1.4 无电感电流过零尖峰

传统图腾柱无桥 PFC 电路采用平均电流控制，其存在的一个问题为电感电流在过零点处存在较大的电流尖峰如图 6(a)所示，图中： $v_{N2}$  为工频桥臂开关器件  $G_{N2}$  的漏源电压包络图； $d_{S2}$  为高频桥臂开关器件  $G_{S2}$  的占空比。该问题使图腾柱无桥 PFC 电路的 THD 增加，电路的功率因数降低。

在传统的图腾柱无桥 PFC 电路中，在电感电流过零点处(以交流电压从负周期到正周期时为例)，高频开关管  $G_{S2}$  的占空比几乎从 0 到 100%，高频开关管  $G_{S1}$  的占空比几乎从 100%到 0。由于工频开关管  $G_{N1}$  的体二极管未反向恢复以及工频开关管  $G_{N2}$  的寄生电容  $C_{oss}$  开始放电， $G_{N2}$  两端的电压等于母线电压  $v_{bus}$ ，此时  $G_{S2}$  处于导通状态，母线电压加到电感两端，使得电感在此时会产生较大的电流尖峰。



(a) 使用图腾柱 PFC 平均电流控制



(b) 使用所提出拓扑结构

图 6 过零处电流尖峰问题

Fig. 6 Zero crossing current spike

所提出的变换器拓扑结构能够地有效抑制电感电流在过零处的较大尖峰，如图 6(b)所示。所提变换器拓扑中高频开关管  $G_{S1}$  和  $G_{S2}$  均以占空比为 0.5 恒定导通，因此在电感电流过零点处不存在占空比突变的现象。另一方面，所提的变换器拓扑的母线电压在电感电流过零点处电压为 0，也使得  $G_{N2}$  两端电压为 0，也有效地抑制了电感电流在过零点处产生的较大电流尖峰。

### 1.5 功率传输特性

本文所提变换器的拓扑结构具有双向工作特性，在双向工作时具有对称性，本文以模式 IA 为例，分析变换器功率传输特性。在模式 IA 和 IIA 两种模式下，变换器原副边电压  $u_{ab}$ 、 $u'_{cd}$  和交流电感电流  $i_{Lac}$  和移相电感电流  $i_{Lr}$  波形如图 4 所示。

根据图 4 可知，变换器在一个开关周期内呈现奇对称特性，即在各时间节点满足如下关系：

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = -i_{Lr}(t_0) \\ i_{Lr}(t_4) = -i_{Lr}(t_1) \\ i_{Lr}(t_5) = -i_{Lr}(t_2) \end{cases}$$

基于以上 3 个等式关系，再结合表 3、4 中的模式 IA 所对应的时间段中交流侧电感电流  $i_{Lac}$  和移相电感电流  $i_{Lr}$  表达式可求出各时刻电流表达式为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = -\frac{v_{bus}(t)(\pi - M\varphi_{ss})}{4\pi f_s L_r} \\ i_{Lr}(t_1) = \frac{v_{bus}(t)[2\varphi_{ps} + (M-1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} \\ i_{Lr}(t_2) = \frac{v_{bus}(t)[2\varphi_{ps} - (M-1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} \end{cases} \quad (7)$$

式中  $M=nV_{dc}/v_{bus}$  为电压匹配比。

对变压器原边侧桥臂中点电压  $u_{ab}$  和式(7)中的移相电感电流  $i_{Lr}$  的乘积在一个开关周期内进行积分，便可得变换器的功率传输表达式：

$$P(t) = \begin{cases} \frac{2n|v_{ac}(t)|V_{dc}\varphi_{ss}\varphi_{ps}}{4\pi^2 f_s L_r}, & \text{IA} \\ \frac{n|v_{ac}(t)|V_{dc}[\pi^2 - (\pi - \varphi_{ss})^2 - (\pi - 2\varphi_{ps})^2]}{4\pi^2 f_s L_r}, & \text{IIA} \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可得到变换器的功率由多个因素决定，包括输入电压、输出电压  $V_{dc}$ 、变压器变比  $n$ 、开关频率  $f_s$ 、移相电感  $L_r$ 、桥间移相角  $\varphi_{ps}$  和桥内移相角  $\varphi_{ss}$ 。绘制出变换器在正向工作时的功率传输特性，即变换器功率与桥间移相角  $\varphi_{ps}$  和桥内移相角  $\varphi_{ss}$  之间的关系，如图 7 所示。

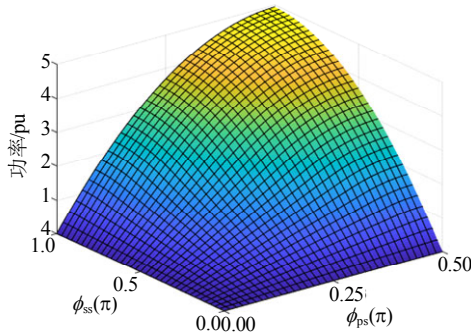


图 7 正向功率传输特性

Fig. 7 Characteristics of forward power transfer

由图 7 所示的功率传输特性可知，变换器功率与桥内移相角  $\varphi_{ss}$  呈单调性，且随着  $\varphi_{ss}$  的增加，变换器功率也会增加，当  $\varphi_{ps}$  处于  $[0, 0.5\pi]$ ，变换器功率随着移相角的增加而增加。

### 1.6 软开关特性分析

本节主要对变换器的软开关范围进行分析。变换器原边侧高频开关管软开关条件与交流侧电感  $L_{ac}$  和移相电感  $L_r$  均有关，而副边侧开关管软开关仅与移相电感  $L_r$  相关。

本文所提变换器开关管  $G_{S3}$ — $G_{S8}$  实现理论软开关的条件如表 5 所示。

将模式 IA 和 IIA 各时刻电流时域表达式代入表 5 各时刻理论 ZVS 软开关条件中，并结合两种模式下边界约束关系，便可得到为了最大范围实现软开关，副边侧桥内移相角  $\varphi_{ss}$  需要满足式(9)所示约束条件。

$$\varphi_{ss} = \frac{\pi}{M} = \frac{v_{bus}}{nV_{dc}} \pi = \frac{2V_{ac}}{nV_{dc}} \pi |\sin(\omega t)| \quad (9)$$

表 5  $G_{S3}$ — $G_{S8}$  实现 ZVS 的条件

工作模式	关键波形	理论 ZVS 条件
模式 IA		$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) < 0 \\ i_{Lr}(t_1)/n > 0 \\ i_{Lr}(t_2)/n < 0 \\ i_{Lr}(t_3) > 0 \\ i_{Lr}(t_4)/n < 0 \\ i_{Lr}(t_5)/n > 0 \end{cases}$
模式 IIB		$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) < 0 \\ i_{Lr}(t_1)/n > 0 \\ i_{Lr}(t_2)/n > 0 \\ i_{Lr}(t_3) > 0 \\ i_{Lr}(t_4)/n < 0 \\ i_{Lr}(t_5)/n < 0 \end{cases}$

将式(9)中移相角的约束条件和各模式移相角约束条件代入表 5 的理论 ZVS 约束条件中，可得模式 IA 各时刻电流瞬时值：

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = -\frac{v_{bus}\pi - nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = -\frac{v_{bus}(\pi - M\varphi_{ss})}{4\pi f_s L_r} = 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_1) = \frac{1}{n} \frac{v_{bus}(2\varphi_{ps} - \varphi_{ss}) + nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = \frac{1}{n} \\ v_{bus}(2\varphi_{ps} - \varphi_{ss} + \pi)/(4\pi f_s L_r) > 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_2) = \frac{1}{n} \frac{v_{bus}(2\varphi_{ps} + \varphi_{ss}) - nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = \frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} + 0.5\varphi_{ss} - 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) < 0 \\ i_{Lr}(t_3) = \frac{v_{bus}\pi - nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = \frac{v_{bus}(\pi - M\varphi_{ss})}{4\pi f_s L_r} = 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_4) = -\frac{1}{n} \frac{v_{bus}(2\varphi_{ps} - \varphi_{ss}) + nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = -\frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} - 0.5\varphi_{ss} + 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) < 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_5) = -\frac{1}{n} \frac{v_{bus}(2\varphi_{ps} + \varphi_{ss}) - nV_{dc}\varphi_{ss}}{4\pi f_s L_r} = -\frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} + 0.5\varphi_{ss} - 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) > 0 \end{cases} \quad (10)$$

同理可推导出模式 IIA 下各时刻电流瞬时值：

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = -\frac{v_{bus}[2M\varphi_{ps} - (M-1)\pi]}{4\pi f_s L_r} < 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_1) = \frac{1}{n} \frac{v_{bus}[2\varphi_{ps} - 2\pi + (M+1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} = \frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} + 0.5\varphi_{ss} - 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) > 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_2) = \frac{1}{n} \frac{v_{bus}[2\varphi_{ps} + (M-1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} = \frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} - 0.5\varphi_{ss} + 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) < 0 \\ i_{Lr}(t_3) = \frac{v_{bus}[2M\varphi_{ps} - (M-1)\pi]}{4\pi f_s L_r} > 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_4) = -\frac{1}{n} \frac{v_{bus}[2\varphi_{ps} - 2\pi + (M+1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} = -\frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} + 0.5\varphi_{ss} - 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) < 0 \\ \frac{1}{n}i_{Lr}(t_5) = -\frac{1}{n} \frac{v_{bus}[2\varphi_{ps} + (M-1)\varphi_{ss}]}{4\pi f_s L_r} = -\frac{1}{n} \\ v_{bus}(\varphi_{ps} - 0.5\varphi_{ss} + 0.5\pi)/(2\pi f_s L_r) > 0 \end{cases} \quad (11)$$

结合表 5 和式(10)、(11)可知, 变换器副边侧开关管  $G_{S5}$ — $G_{S8}$  在模式 IA 和 IIA 下均满足表 5 中的理论 ZVS 约束条件, 即副边侧开关管  $G_{S5}$ — $G_{S8}$  可以实现全范围 ZVS。而原边侧高频开关管  $G_{S3}$ 、 $G_{S4}$  在模式 IIA 下可以实现 ZVS, 在模式 IA 下可以实现 ZCS。

变换器的原边侧高频开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  的软开关约束条件受交流侧电感电流  $i_{Lac}$  和移相电感电流  $i_{Lr}$  共同作用, 前文已经对移相电感电流  $i_{Lr}$  进行分析, 接下来主要对交流侧电感电流  $i_{Lac}$  进行分析。

由于变换器输入的瞬时功率等于移相电感传输的瞬时功率, 而交流侧电压为  $v_{ac} = V_{ac} \sin(\omega t)$ , 所以结合式(8)两种模式下功率传输表达式可求得, 交流侧电流平均值  $i_{ac\_mean}$  满足:

$$\begin{cases} i_{ac\_mean}(t) = \frac{2nV_{dc}\varphi_{ss}\varphi_{ps}}{4\pi f_s L_r}, & \text{IA} \\ i_{ac\_mean}(t) = \frac{nV_{dc}[\pi^2 - (\pi - \varphi_{ss})^2 - (\pi - 2\varphi_{ps})^2]}{4\pi f_s L_r}, & \text{IIA} \end{cases} \quad (12)$$

又因为交流侧电感电流存在电流纹波, 其纹波电流表达式为

$$\Delta i = \frac{\pi |v_{ac}(t)|}{2\pi f_s L_{ac}} \quad (13)$$

结合式(12)和(13)可以求出交流侧电感电流最小值:

$$\begin{cases} i_{ac\_min}(t) = \frac{2nV_{dc}\varphi_{ss}\varphi_{ps}}{2\pi^2 f_s L_r} - \frac{\pi |v_{ac}(t)|}{2\pi f_s L_{ac}}, & \text{IA} \\ i_{ac\_min}(t) = \frac{nV_{dc}[\pi^2 - (\pi - \varphi_{ss})^2 - (\pi - 2\varphi_{ps})^2]}{4\pi^2 f_s L_r} - \frac{\pi |v_{ac}(t)|}{2\pi f_s L_{ac}}, & \text{IIA} \end{cases} \quad (14)$$

变换器的原边侧高频开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  实现理论软开关的条件如表 6 所示。

表 6  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  实现 ZVS 的条件  
Table 6 Conditions for realizing ZVS in  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$

工作模式	关键波形	理论 ZVS 条件
模式 IA		$\begin{cases} i_{Lac}(t_0) - i_{Lr}(t_0) > 0 \\ i_{Lac}(t_3) - i_{Lr}(t_3) < 0 \end{cases}$
模式 IIA		$\begin{cases} i_{Lac}(t_0) - i_{Lr}(t_0) > 0 \\ i_{Lac}(t_3) - i_{Lr}(t_3) < 0 \end{cases}$

将交流侧电感电流表达式和各时刻移相电感电流表达式代入表 6 所示的理论 ZVS 约束条件, 可得  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  实现软开关的约束条件:

$$\begin{cases} \frac{|v_{ac}(t)|}{2\pi^2 f_s L_r} (4\pi\varphi_{ps} - \frac{m}{2}\pi^2) < 0, & \text{IA} \\ \frac{|v_{ac}(t)| [\pi(\pi - \varphi_{ss}) + 2M\varphi_{ps}(\pi - 2\varphi_{ps}) - \frac{m}{2}\pi^2]}{2\pi^2 f_s L_r} < 0, & \text{IIA} \\ 0, & \end{cases} \quad (15)$$

式中  $m$  定义为移相电感和交流侧电感比, 满足  $m = L_r/L_{ac}$ 。

根据式(15)可得不同电感比  $m$  对应的流过开关管的电流随着移相角  $\varphi_{ss}$  的变化规律, 如图 8 所示。移相角  $\varphi_{ss}$  的变化范围为  $[0, \pi]$ , 电感比  $m$  介于 0~4 之间。

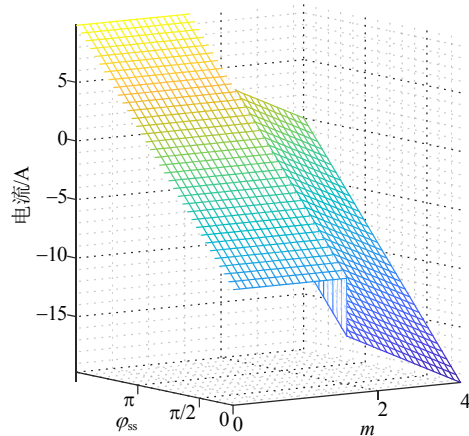


图 8  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  电流与电感比  $m$  和移相角  $\varphi_{ss}$  的关系  
Fig. 8 Relationship between  $G_{S1}$  and  $G_{S2}$  currents and inductance ratio  $m$  and phase shift angle  $\varphi_{ss}$

由图 8 可知, 通过合理的选择  $m$  值, 可以保证流过开关管的电流小于 0, 实现开关管 ZVS, 但是由图 8 也可知, 随着  $m$  的增加, 电感负向电流会逐渐增加, 进而会引起较大的反向导通损耗。因此, 需要合理的控制各参数的变化范围, 已最小化变换器的反向导通损耗。

对于表 7 中所给出的样机参数, 图 9 给出了在不同桥间移相角  $\varphi_{ps}$  下, 半个工频周期内流过高频开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  的电流波形。由图 9 可知, 在所设计的参数下, 原边侧开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  负向电流区域随着移相角的增加而逐渐增加, 软开关范围会增加, 但是反向电流增大会增大反向导通损耗。在设计控制中, 为了避免较大的反向电流, 对桥间移相角  $\varphi_{ps}$  的上限进行了限制, 在实验时控制其不超过  $0.25\pi$ 。

表 7 变换器样机参数

Table 7 Parameters of converter prototype

参数/器件	数值/型号
交流侧电压 $v_{ac}/VAC$	110
直流侧电压 $V_{dc}/VDC$	350
额定传输功率 $P_o/W$	400
开关频率 $f_s/kHz$	100
变压器变比 $n$	1
交流侧电感 $L_{ac}/mH$	1
移相电感 $L_r/\mu H$	100
直流侧电容 $C_{out}/\mu F$	$3 \times 220$
功率开关管 $G_{N1}, G_{N2}, G_{S1}-G_{S8}$	GS66502B

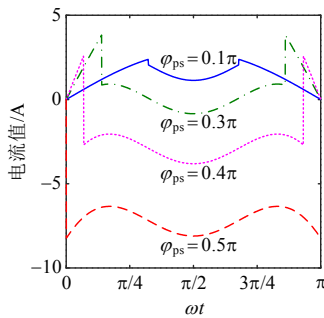


图 9 不同移相角  $\varphi_{ps}$  下，高频开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  的电流波形  
Fig. 9 Current waveforms of high frequency switches  $G_{S1}$  and  $G_{S2}$  under different phase shifting angles  $\varphi_{ps}$

## 2 控制策略

本节主要对变换器的控制策略进行分析，该变换器需要实现的控制目标为交流侧实现功率因数校正和输出电压恒压输出。

该变换器所使用的控制方案共包含两个控制自由度，分别是桥间移相角  $\varphi_{ps}$  和副边侧桥内移相角  $\varphi_{ss}$ 。通过控制桥间移相角  $\varphi_{ps}$  的极性实现功率流向的控制，当  $\varphi_{ps}$  为正时，系统功率从 AC 侧流向 DC 侧实现整流变换；当  $\varphi_{ps}$  为负时，系统功率从 DC 侧流向 AC 侧实现逆变变换。同时，通过调节桥间移相角  $\varphi_{ps}$  的大小进行输出电压的控制。副边侧桥内移相角  $\varphi_{ss}$  用来控制变换器交流侧 PFC 并进行软开关区域的调整。

在理想状态下，在 AC-DC 整流变换过程中，当实现 PFC 控制时，变换器的瞬时输入功率为

$$P_{ac} = V_{ac} \sin(\omega t) I_{ac} \sin(\omega t) \quad (16)$$

结合前面分析的变换器的功率传输特性，可将式(16)所示的输入瞬时功率表达式改写为

$$P_{ac} = \frac{n |V_{ac} \sin(\omega t)| |V_{dc} k| |\sin(\omega t)|}{\pi \omega_s L_r} \quad (17)$$

式中  $k = I_{ac} \pi \omega_s L_r / (n V_{dc})$ 。

由此可得，变换器在不同模式下功率传输等式关系，如式(18)(模式 IA)和(19)(模式 IIA)所示。

$$\frac{n |v_{ac}(t)| |v_{dc} k| |\sin(\omega t)|}{\pi \omega_s L_r} = \frac{2n |v_{ac}(t)| |v_{dc} \varphi_{ss} \varphi_{ps}|}{\pi \omega_s L_r} \quad (18)$$

$$\frac{n |v_{ac}(t)| |v_{dc} k| |\sin(\omega t)|}{\pi \omega_s L_r} = \frac{n |v_{ac}(t)| |v_{dc} [\pi^2 - (\pi - \varphi_{ss})^2 - (\pi - 2\varphi_{ps})^2]}{2\pi \omega_s L_r} \quad (19)$$

为了提高电压利用率，并降低移相电感电流的有效值，此时取副边侧桥内移相角  $\varphi_{ss} = \pi |\sin(\omega t)|$ ，由此可依据式(18)和(19)推导出桥间移相角  $\varphi_{ps}$  的表达式：

$$\varphi_{ps} = \begin{cases} \frac{k}{2\pi^2}, & \text{IA} \\ \frac{\pi - \sqrt{|\sin(\omega t)| (2\pi^2 - 2k - \pi^2 |\sin(\omega t)|)}}{2}, & \text{IIA} \end{cases} \quad (20)$$

式(20)有意义的前提是  $k \leq \pi^2/2$ ，所以  $k$  需要满足该约束条件。

由式(20)可知，在变换器的功率正向传输时，即变换器工作在 AC-DC 整流模式时，在模式 IA 时，桥间移相角  $\varphi_{ps}$  为固定值，此时约束条件为  $0 < \varphi_{ps} < \pi/2$ ， $\varphi_{ss} < \pi - 2\varphi_{ps}$ 。在模式 IIA 时，桥间移相角  $\varphi_{ps}$  处于调制状态。由于桥间移相角  $\varphi_{ps}$  为变量  $k$  的函数，所以  $k$  的值可以通过 PI 调节器经过计算获得，然后根据变换器的模式以及变量  $k$  的值计算桥间移相角  $\varphi_{ps}$ 。所以变换器的整体控制框图如图 10 所示。

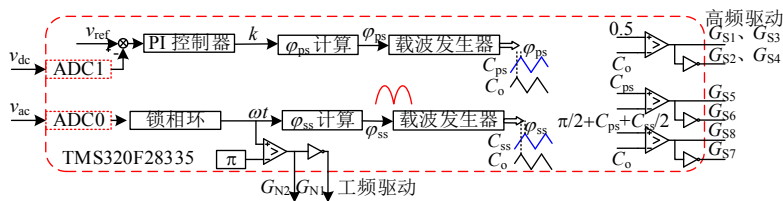


图 10 控制框图

Fig. 10 Control diagram



由图 10 可知，该控制方案仅包含一个 PI 调节器，且交流侧不参与闭环控制，控制方案简单易行，并且根据式(9)和(20)可知，移相角  $\varphi_{ps}$ 、 $\varphi_{ss}$  计算复杂度较低，方便直接使用 DSP 实现。此外，所设计的控制方案仅检测交流侧电压和直流侧电压便可以完成控制，无需对交流侧电流采样便可以实现功率因数校正，从而减少电流传感器的使用，进一步降低设备成本。

### 3 实验验证

本文所提拓扑结构能够应用在开关电源、通讯电源、车载充电系统等领域之中，每个系统所需电压及功率等级不尽相同，本文仅为了验证所提拓扑结构以及控制方案的正确性，针对目前实验室所拥有的器件，本文选择功率等级 400W，输入电压等级 110VAC 进行实验。样机变换器参数如表 7 所示。此外样机中采用 TMS320F28335 型号 DSP 芯片作为控制器，该芯片具有较高的时钟周期和浮点计算能力，并且具有多路 EPWM 输出等，能够很好地作为本次拓扑的控制芯片。

该样机共包含由 4 个高频半桥模块和 1 个工频半桥构成的主电路、高频变压器、输入交流电感、移相电感、直流母线电容、输出电解电容、采样电路、控制电路和辅助电源等模块。实验样机如图 11 所示。

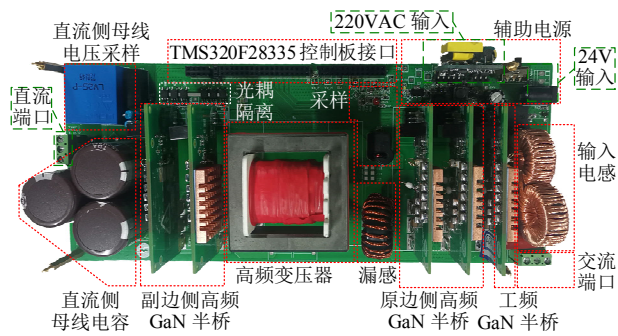


图 11 所提拓扑实验样机

Fig. 11 Experimental prototype of full gan scheme

本文实验采用所设计的控制策略，对所提变换器拓扑的基本工作情况进行分析。下述实验波形中，在各个变量的量程中，div 表示在实验波形坐标轴中，两条粗虚线之间的距离。

图 12 为本文所研究变换器拓扑结构的整流波形，从上往下依次为交流输入电压  $v_{in}$ 、整流后母线电压  $v_{bus}$  和交流输入电流  $i_{in}$  波形。由图可知，整流后的母线电压  $v_{bus}$  为馒头波，频率为交流电压频率

的 2 倍，且幅值为交流电压  $v_{in}$  的 2 倍，与两级式变换器不同，该拓扑母线电压为馒头波，因此相较于两级式拓扑母线处无需电解电容；此外，通过交流电压  $v_{in}$  和交流电流  $i_{in}$  的波形可知，所提出的变换器拓扑结构具备良好的功率因数校正的功能，电感电流纹波较小。由于开关管  $G_{S1}$ 、 $G_{S2}$  恒定 0.5 占空比导通，母线电压  $v_{bus} = 2|v_{in}|$ ，所以在电感电流过零点处有效抑制了电感电流的过零尖峰，有效降低了变换器的 THD。图 12 所显示的实验波形与理论分析相一致。

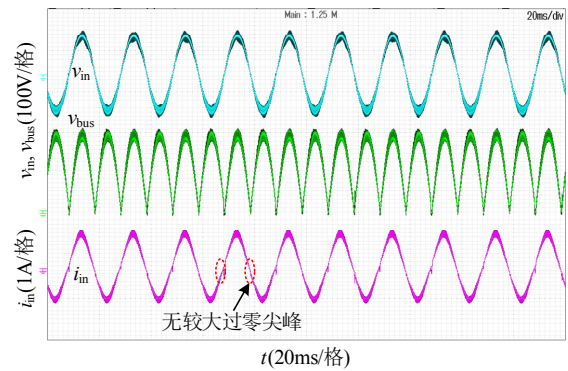


图 12 输入电压、整流电压和输入电流波形

Fig. 12 Waveform of input voltage, rectifier voltage and input current

图 13 为变换器稳态工作时，交流侧电压电流和变压器原副边槽电压波形，从上到下依次为交流输入电压  $v_{in}$ 、原边侧高频桥臂中点 ab 间的电压  $u_{ab}$ 、交流侧输入电流  $i_{in}$ 、副边侧高频桥臂中点 cd 间的电压  $u_{cd}$ 、移相电感电流  $i_{Lr}$ 。由图可知，变压器原边槽电压  $u_{ab}$  为正弦包络，副边槽电压  $u_{cd}$  为输出直流侧电压包络，移相电感电流  $i_{Lr}$  呈关于 0 轴周期性奇对称特性，与理论分析一致。

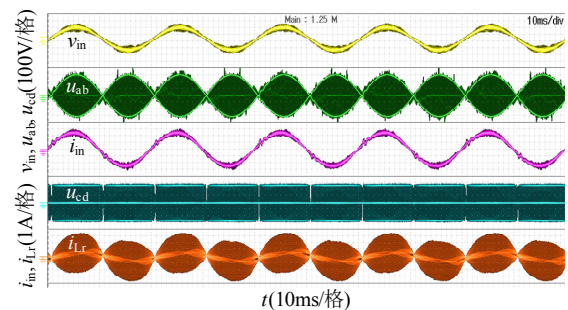


图 13 稳态下实验波形

Fig. 13 Steady State Experimental Waveform

图 14 为变化器稳态工作时，一个周期内两种模态下放大后的波形，从上到下依次为原边侧高频桥臂中点 ab 之间的电压  $u_{ab}$ 、副边侧高频桥臂中点

cd 之间的电压  $u_{cd}$ 、交流侧输入电压  $v_{in}$ 、移相电感电流  $i_{Lr}$  和锁相结果。将波形进行放大后可以得到，变换器在两种模式下的变压器原副边槽电压和漏感电流波形，变压器原边侧电压为两电平方波，其值为正母线电压值和负母线电压值，副边侧电压为三电平梯形波，其值为 0、正输出电压值以及负输出电压值，与理论分析相符。此外经放大后，电感电流在两种模式下的波形与理论分析相一致，整个波形的正确性说明了拓扑及控制方案的正确性。

图 15 为变换器稳态时变压器原副边槽电压和

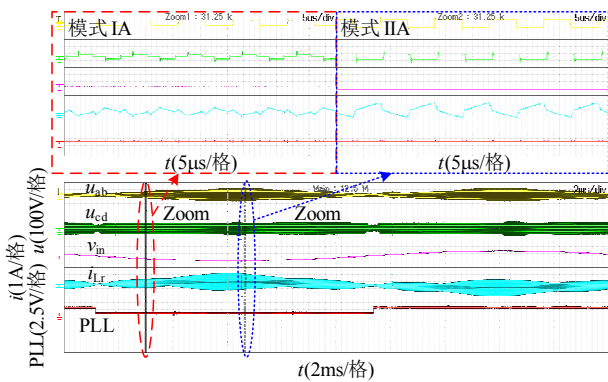
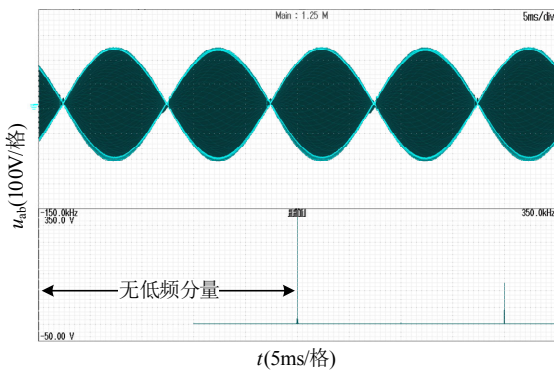
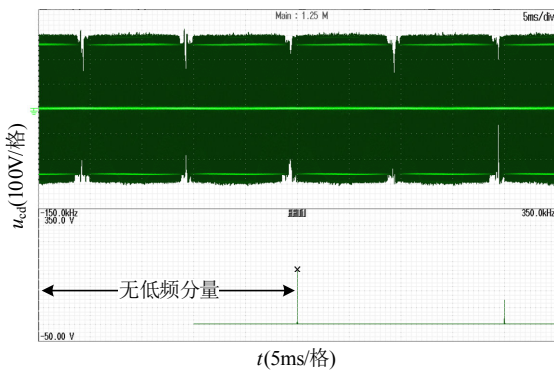


图 14 模式 IA 和模式 IIA 稳态波形图

Fig. 14 Steady state waveforms of mode IA and mode IIA



(a) 变压器原边槽电压及傅里叶分析结果



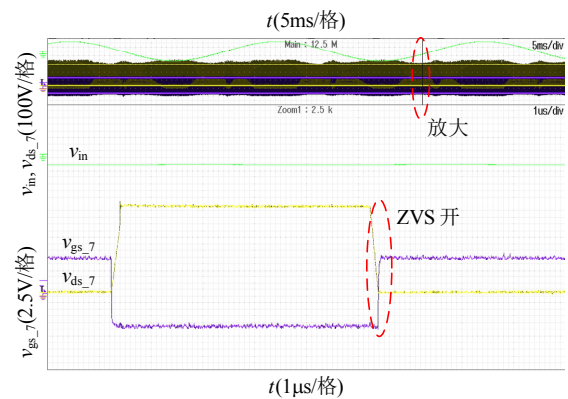
(b) 变压器原边槽电压及傅里叶分析结果

图 15 稳态下原副边槽电压及其 FFT 分析

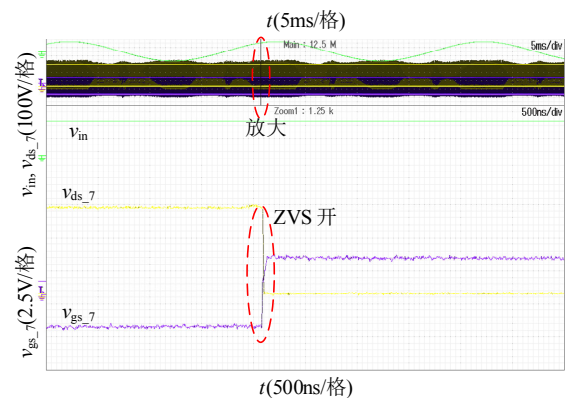
Fig. 15 Primary and secondary side slot voltage under steady state and its FFT analysis

其傅里叶分析结果，其中图 15(a)为变压器原边槽电压及其傅里叶分析结果，图 15(b)为变压器副边槽电压及其傅里叶分析结果。由图可知，原边槽电压呈现正弦包络，副边槽电压为方波包络，通过对变压器原副边电压实验波形进行傅里叶分析可得，变压器的原副边电压均不存在低频分量，使得变压器无需处理低频含量，便于高频变压器的设计。

为验证所提变换器拓扑开关管均实现软开关，对开关管软开关情况进行了测试。由于开关管工况的对称性，本文中仅给出  $G_{S7}$ 、 $G_{S4}$ 、 $G_{S2}$  共 3 个开关管的软开关情况，并且为了使测试结果具有一般性，又给出了过零点附近和最大值处开关管的软开关情况。实验中对开关管的电流进行测量难度较大，因此为了验证软开关实现情况，本文测试开关管的漏源电压与其驱动电压。图 16—18 分别为开关管  $G_{S7}$ 、 $G_{S4}$  和  $G_{S2}$  的软开关情况。由图 16—18 可知，无论是在交流电压过零点附近还是在最大值附近，各个开关管均为在其漏源电压下降到 0 后，相应的驱动电压才开始上升，所提拓扑中所有开关管均可以实现软开关。



(a) 交流电压过零点附近软开关情况

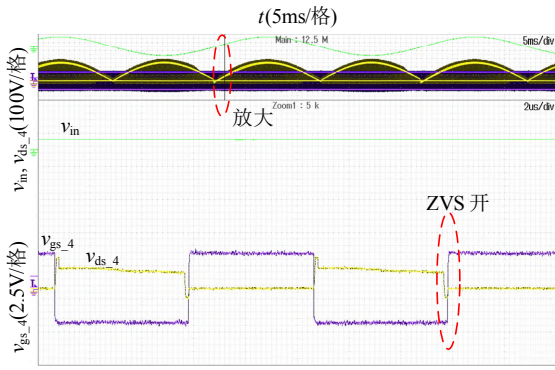


(b) 交流电压最大值附近软开关情况

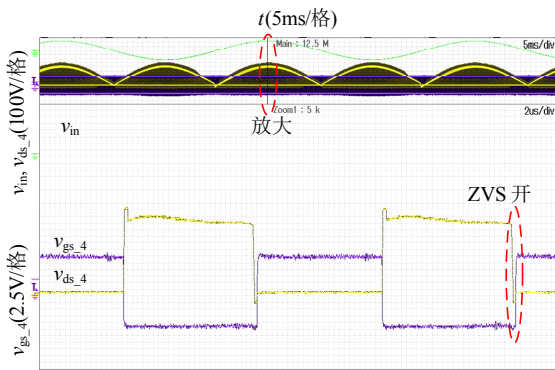
图 16 副边侧开关管  $G_{S7}$  软开关情况

Fig. 16 Soft switch of  $G_{S7}$  on the secondary side





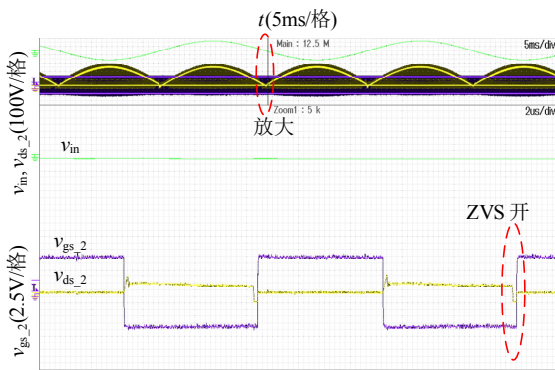
(a) 交流电压过零点附近软开关情况



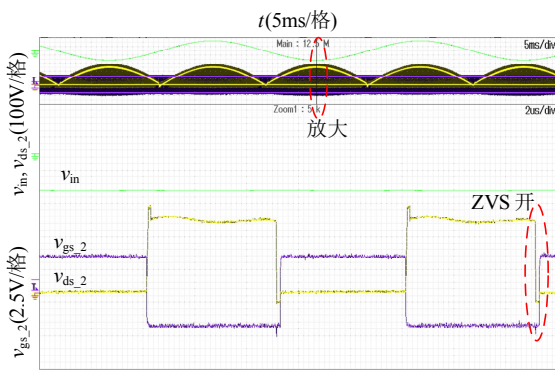
(b) 交流电压最大值附近软开关情况

图 17 原边侧开关管 G<sub>S4</sub> 软开关情况

Fig. 17 Soft switch of G<sub>S4</sub> switch tube on the original side



(a) 交流电压过零点附近软开关情况



(b) 交流电压最大值附近软开关情况

图 18 原边侧开关管 G<sub>S2</sub> 软开关情况

Fig. 18 Soft switch of G<sub>S2</sub> switch tube on the original side

图 19 为变换器的动态实验波形图。如图 19 所示，该图给出了在变换器工作在半载时，对变换器进行加卸 100W 的实验波形。由图可知，在变换器进行加卸载时，输入电流会跟随负载进行变化，且输出电压均经过较短时间恢复稳定，电压波动很小，动态性能良好。

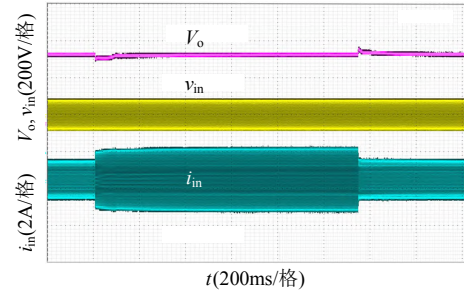


图 19 变换器动态实验波形

Fig. 19 Dynamic experimental waveform of converter

测试在不同的功率等级下的所提变换器的效率如图 20 所示，变换器的功率因数如图 21 所示。在变换器的功率为 400W 时，变换器的效率达到了 97.7%，功率因数达到了 0.992。

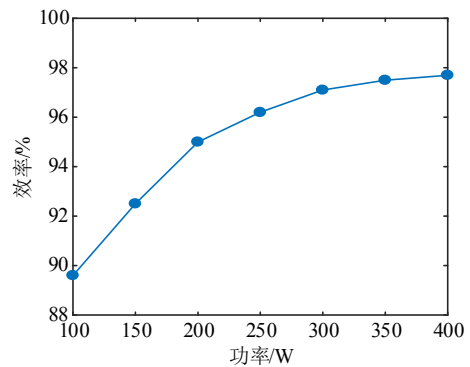


图 20 变换器在不同功率等级下的效率

Fig. 20 Converter efficiency at different power levels

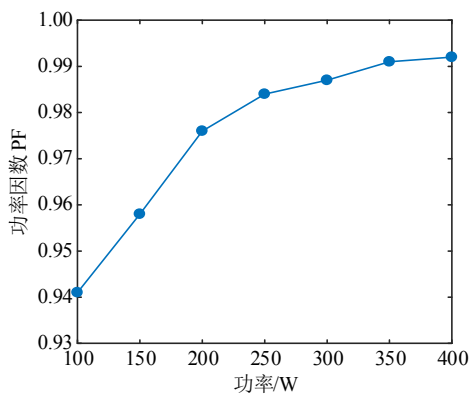


图 21 变换器在不同功率等级下的功率因数

Fig. 21 Power factor of converter at different power levels

## 4 结论

本文提出了一种新型单级式隔离型 AC-DC 拓扑结构及控制方案。将图腾柱无桥 PFC 高频桥臂和 DAB 原边侧第一个桥臂进行开关复用,减少了原有两级式结构中开关管器件的使用数量。通过对所提拓扑进行理论分析与实验验证说明:

1) 该拓扑无需电解电容,并消除了交流侧启动防浪涌电流抑制装置,系统的功率密度和成本均得到较大的改善;

2) 通过控制桥间移相角和桥内移相角进行功率流向和输出电压调节,控制方案容易实现,并且能够实现全范围 ZVS;

3) 开关管占空比均为 50%,交流电感电流在过零处不存在较大的电流尖峰。

该拓扑能够适用于开关电源、通信电源、储能系统以及电动汽车充电系统等多个系统中,具有普遍性及较好的工程应用前景。

## 参考文献

- [1] OH C Y, KIM D H, WOO D G, et al. A high-efficient nonisolated single-stage on-board battery charger for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5746-5757.
- [2] DO H L. Soft-switching SEPIC converter with ripple-free input current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2879-2887.
- [3] DIAN Songyi, WEN Xuefeng, DENG Xiang, et al. Digital control of isolated Cuk power factor correction converter under wide range of load variation[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(1): 142-150.
- [4] 吴红飞, 张炎锋, 杨帆. 宽输出电压范围集成 Buck 型无桥 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(22): 6655-6661.  
WU Hongfei, ZHANG Yanfeng, YANG Fan. Bridgeless power factor correction converter with integrated Buck converter for wide output voltage range applications [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(22): 6655-6661(in Chinese).
- [5] 张晨雨, 吴云峰, 陈章勇, 等. 高功率因数的电容串接式交错并联 Buck PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5205-5215.  
ZHANG Chenyu, WU Yunfeng, CHEN Zhangyong, et al. Series-capacitor based interleaved Buck PFC converter with high power factor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(17): 5205-5215(in Chinese).
- [6] KIM D H, KIM M J, LEE B K. An integrated battery charger with high power density and efficiency for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4553-4565.
- [7] LEE C S, JEONG J B, LEE B H, et al. Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles[C]// Proceedings of 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Chicago: IEEE, 2011: 1-4.
- [8] CHO E G Y, KIM J S, LEE B K, et al. A bi-directional battery charger for electric vehicles using photovoltaic PCS systems[C]//Proceedings of 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Lille: IEEE, 2010: 1-6.
- [9] WANG Yijie, QI Na, GUAN Yueshi, et al. A single-stage LED driver based on SEPIC and LLC circuits[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5766-5776.
- [10] XUE Lingxiao, SHEN Zhiyu, BORROYEVICH D, et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7299-7307.
- [11] WHITAKER B, BARKLEY A, COLE Z, et al. A high-density, high-efficiency, isolated on-board vehicle battery charger utilizing silicon carbide power devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2606-2617.
- [12] LIU Zhengyang, LI Bin, LEE F C, et al. High-efficiency high-density critical mode rectifier/inverter for WBG-device-based on-board charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9114-9123.
- [13] LEI Lei, ZHANG Bo, QIU Dongyuan. A novel valley-fill single-stage boost-forward converter with optimized performance in universal-line range for dimmable LED lighting[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2770-2778.
- [14] KIM B, KIM M, CHOI S. A reduced component count single-stage electrolytic capacitor-less battery charger with sinusoidal charging[C]//Proceedings of the 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia. Kaohsiung, China: IEEE, 2017: 242-246.
- [15] KWON O, KIM J S, KWON J M, et al. Bidirectional grid-connected single-power-conversion converter with low-input battery voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3136-3144.
- [16] JEONG S G, KWON J M, KWON B H. High-efficiency bridgeless single-power-conversion battery charger for light electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 215-222.
- [17] 张志, 孟利伟, 唐校, 等. 有源钳位单级隔离型 AC-DC 功率因数变换器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2616-2626.



- ZHANG Zhi, MENG Liwei, TANG Xiao, et al. A single stage isolated AC-DC power factor corrected converter with active clamping[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2616-2626(in Chinese).
- [18] BELKAMEL H, KIM H, CHOI S. Interleaved totem-pole ZVS converter operating in CCM for single-stage bidirectional AC-DC conversion with high-frequency isolation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3486-3495.
- [19] NORRGA S. Experimental study of a soft-switched isolated bidirectional AC-DC converter without auxiliary circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1580-1587.
- [20] LI Chushan, XU Dewei. Family of enhanced ZCS single-stage single-phase isolated AC-DC converter for high-power high-voltage DC supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3629-3639.
- [21] WU Fengjiang, LI Xiaoguang, YANG Guijie, et al. Variable switching periods based space vector phase-shifted modulation for DAB based three-phase single-stage isolated AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13725-13734.
- [22] DAO N D, LEE D C. Modulation of bidirectional AC/DC converters based on half-bridge direct-matrix structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 12657-12662.
- [23] PAHLEVANINEZHAD M, DAS P, DROBNIK J, et al. A ZVS interleaved boost AC/DC converter used in plug-in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3513-3529.
- [24] JAUCH F, BIELA J. Combined phase-shift and frequency modulation of a dual-active-bridge AC-DC converter with PFC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8387-8397.
- [25] LU Juncheng, LIU Guanliang, BAI Hua, et al. Applying variable-switching-frequency variable-phase-shift control and e-mode GaN HEMTs to an indirect matrix converter-based EV battery charger[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 554-564.
- [26] ZENGIN S, BOZTEPE M. A novel current modulation method to eliminate low-frequency harmonics in single-stage dual active bridge AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1048-1058.



刘猛

在线出版日期: 2022-03-26。

收稿日期: 2021-11-04。

作者简介:

刘猛(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变换器拓扑结构与控制, liumeng3019@163.com;

\*通信作者: 孙孝峰(1970), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为变流器拓扑及波形控制技术、功率因数校正与有源滤波技术、新能源变换与组网技术等, sxsf@ysu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)

# Research on Novel Single-stage Isolated AC-DC Converter

LIU Meng, SUN Xiaofeng\*, WANG Honglong, ZHAO Wei, ZHANG Shaolei

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province (Yanshan University))

**KEY WORDS:** AC-DC converter; phase shift control; power factor correction (PFC); zero voltage switching (ZVS)

At present, AC-DC converters are widely used in switching power supply, communication power supply, electric vehicle charging system and other fields. In this paper, without changing the characteristics of totem pole bridgeless PFC (TP-PFC) and DAB two-stage AC-DC converter, the TP-PFC high-frequency bridge arm and the first bridge arm on the primary side of DAB are switched and multiplexed, and a new single-stage isolated AC-DC converter is proposed, as shown in Fig. 1. Compared with TP-PFC and DAB two-stage AC-DC converters, the proposed converter topology reduces the number of switching devices. At the same time, because its bus voltage is  $2|v_{ac}|$ , the proposed converter topology eliminates the bus electrolytic capacitor and eliminates the anti-surge current suppression device on the AC side. At the same time, the duty cycle of the switch is constant 0.5, which suppresses the peak at the zero crossing of the AC inductor current, reduces the THD of the inductor and increases the power factor of the converter.

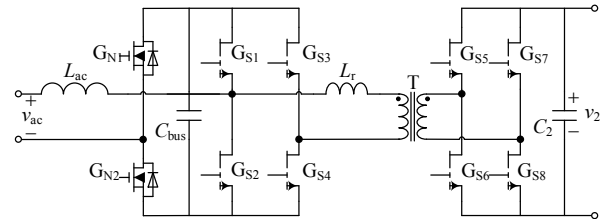


Fig. 1 A novel single-stage isolated AC-DC converter topology

Fig. 2 shows the control scheme proposed in this paper for the proposed converter topology. The control of power flow direction is realized by controlling the polarity of phase shift angle  $\varphi_{ps}$  between bridges and the output voltage is controlled by the value of phase shift angle  $\varphi_{ps}$ . The power factor correction of AC side is realized by controlling the internal phase shift angle  $\varphi_{ss}$  of the auxiliary side bridge, and the soft switching area is adjusted. By analyzing the working process, soft switching and power characteristics of the proposed converter topology, the expressions of inter bridge phase shift angle A and intra bridge phase shift angle a are obtained, as shown in (1) and (2).

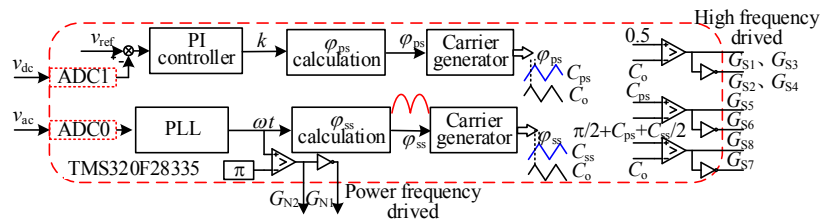


Fig. 2 Control diagram

$$\varphi_{ps} = \begin{cases} \frac{k}{2\pi}, & \text{IA} \\ \frac{\pi - \sqrt{|\sin(\omega t)| (2\pi^2 - 2k - \pi^2 |\sin(\omega t)|)}}{2}, & \text{IIA} \end{cases} \quad (1)$$

$$\varphi_{ss} = \frac{\pi}{M} = \frac{v_{bus}}{nV_{dc}} \pi = \frac{2V_{ac}}{nV_{dc}} \pi |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

The control scheme proposed in this paper only includes one PI regulator, and the AC side does not participate in the control. The control scheme is simple and easy. According to (1) and (2), two phase-shifting angles  $\varphi_{ps}$ ,  $\varphi_{ss}$  has low computational complexity and is convenient to be realized directly by DSP. In addition, the designed control scheme can complete the control only by detecting the AC side voltage and DC side voltage, and can realize power factor correction without sampling the AC side current, so as to reduce the use of

current sensors and further reduce the equipment cost.

Fig. 3 shows the efficiency and power factor of the proposed converter at different power levels. The peak efficiency of the converter reaches 97.7% and the power factor reaches 0.992. It shows that the proposed converter topology has high efficiency and high-power factor.

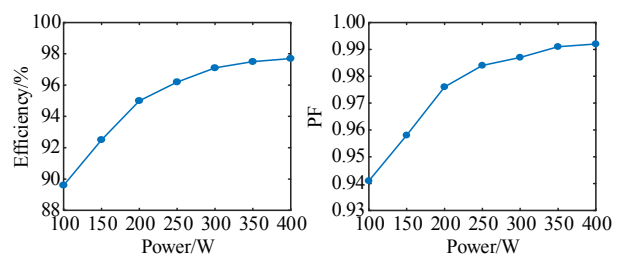


Fig. 3 The efficiency and power factor of the proposed converter topology