

基于 GaN 器件的面向 48V 系统混合开关电容变换器

王勋, 韩晓明, 谢平, 牟恬恬, 张若晨, 黄福恩

(思瑞浦微电子科技(苏州)股份有限公司, 上海市 201210)

Hybrid Switched-Capacitor Converter for 48V Power Systems Based on GaN Devices

WANG Xun, HAN Xiaoming, XIE Ping, MOU Tiantian, ZHANG Ruochen, HUANG Fuen

(3PEAK INCORPORATED, Shanghai 201210, China)

ABSTRACT: This paper investigates a hybrid switched-capacitor (HSC) converter that combines switched-capacitor circuits with an autotransformer. A fixed 4:1 voltage conversion ratio application is specifically optimized designed. The proposed topology employs a non-resonant operation mode, significantly simplifying both the transformer and power stage design. A comprehensive analysis of the operational principles is provided. Besides, an equivalent circuit model for the autotransformer in this topology is also derived in this paper, which demonstrates that the transformer's leakage inductance can effectively replace the output filter inductor, reducing magnetic component volume. A 200W GaN-based HSC prototype is tested to verify the operation of this topology, achieving a peak efficiency of 97.14%.

KEY WORDS: HSC; Autotransformer; GaN

摘要: 本文研究了一种结合开关电容与自耦变压器的混合开关电容变换器(HSC), 并针对 4:1 固定电压增益大电流应用场景进行优化设计。该电路采用非谐振工作模式, 简化了变压器及电路实现复杂度。本文深入分析了电路工作原理与输出增益, 推导了自耦变压器在该变换器中的等效模型, 并提出变压器漏感可以起到输出滤波电感的同等作用, 实现磁性元件数量减少与系统体积优化的双重效益。本文搭建了一台基于氮化镓(GaN)器件的 HSC 样机。在 48V-12V 工作模式下, 实验测得峰值效率达 97.14%。

关键词: 混合开关电容; 自耦变压器; 氮化镓

1 引言

随着通信技术、数据中心、人工智能、汽车电子等新兴领域的迅猛发展, 用电规模与日俱增。传统 12V 电源架构在大负载下面临线损严重、效率低下的问题。相比之下, 48V 系统架构在相同功率下可将工作电流降低至 12V 系统的 1/4, 从而减小导线成本与重量, 并显著提升系统功率密度^[1]。然而, 实现 48V 至负载所需低压(0.8-3.3V)的高效转换面临重大技术挑战, 主要源于高降压比导致的转换

效率急剧下降问题^[2]。为解决这一难题, 目前业界普遍采用两级降压架构^[3]: 第一级采用固定输出 DC-DC 变换器, 将 48V 总线电压高效转换为 12V 中间电压; 第二级通过负载点(Point-of-Load, PoL)变换器将 12V 中间电压进一步转换为负载所需的各种低压(如 3.3V、1.8V、0.8V 等)。这种架构设计在保证转换效率的同时, 实现了更好的热管理和功率分配。得益于 PoL 技术的成熟, 如何开发具有高效率、高功率密度的 48V-12V DC-DC 变换器已成为工业界、学术界的研究热点^[4-5]。

混合开关电容(Hybrid Switched-Capacitor, HSC)变换器通过减少对大型磁性元件的依赖, 显著降低了无源器件的体积, 从而为实现高功率密度提供了可能^[6]。与谐振型变换器^[7-8]不同, HSC 变换器采用非谐振工作模式, 其优势在于对电容和电感元件的参数精度要求较低, 降低了电路的设计复杂度和制造成本。图 1 展示了 HSC 变换器的原理图, 其中自耦变压器变比为 1:1。为进一步提高功率密度, 这里采用交错并联的方式。由于变压器无需承担储能的作用, 同时输出电感 L_{OUT} 可以利用变压器漏感实现, 因此整体磁性元件的体积得以大幅缩减。

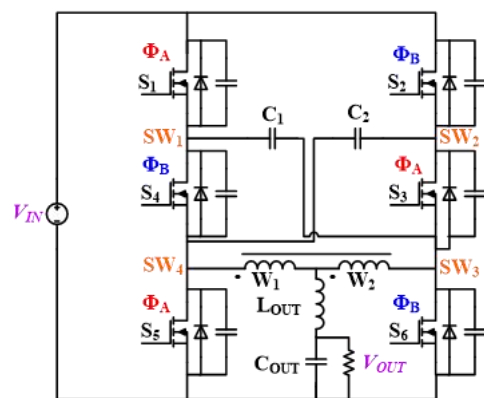


图 1 HSC 原理图

除此之外, 宽禁带半导体器件的快速发展正逐

步突破硅基功率器件在诸多应用场景中的性能局限。其应用不仅能够大幅提升现有功率变换器的性能指标，还将推动新型高效拓扑结构的创新，优化电能转换效率，促进能源的高效利用^[9]。其中氮化镓（GaN）功率器件作为典型代表，凭借更低的导通电阻、超快开关速度和耐高温特性，可大幅降低系统开关损耗，同时减少散热需求，减小系统体积^[10]。

本文主要讨论了一种基于 GaN 器件的 HSC 变换器。首先,详细分析了 HSC 电路的工作原理,重点探讨了死区时间对系统效率及输出特性的影响机制。其次,建立了自耦变压器的等效电路模型,理论推导表明其漏感可有效替代传统输出滤波电感,这一特性显著减少了磁性元件的体积和数量。基于上述理论分析,研制了一台 200W 样机,实验测试该样机峰值效率达到 97.14%,验证了所提拓扑的高效特性。

2 工作原理

2.1 等效电路与增益

为建立理论分析框架, 本节首先以 HSC 变换器的基本单元——单桥臂结构为研究对象 (如图 2 所示)。需要说明的是, 该分析结论可推广至交错并联结构, 因其工作机理与单桥臂结构具有一致性。

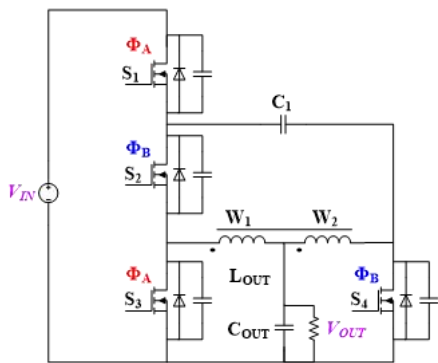
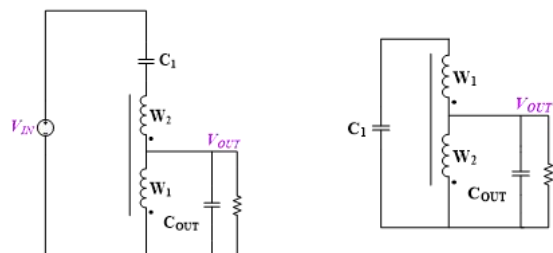


图 2 HSC 单桥臂结构

在理想工作条件下, HSC 变换器的稳态运行可分为两个工作模态: 模态 Φ_A 和模态 Φ_B 。这两个互补的工作模态在 50% 的占空比下交替运行, 其对应的等效电路分别如图 3(a) 和图 3(b) 所示。



(a) 模态 ϕ_A 等效电路

图 3 不同模态下的等效电路

当占空比为 50% 时, HSC 变换器可简化为图 4 所示的等效电路模型。

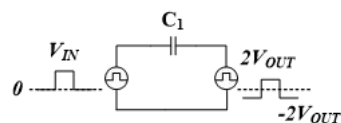


图 4 50%占空比下等效电路模型

根据电荷守恒定律

$$C_1 U_{C1(0-)} = C_1 U_{C1(0+)} \quad (1)$$

即

$$C_1(V_{IN} - 2V_{OUT}) = C_1 * 2V_{OUT} \quad (2)$$

所以输出增益为

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{4} \quad (3)$$

其中, 串联电容 C_I 稳态电压为 $V_{IN}/2$, 是输入电压的一半。

2.2 死区的影响

在 2.1 的分析中未考虑死区时间 t_d 的影响。实际应用中, 为防止桥臂直通, 必须设置合理的死区时间。在死区阶段, 桥臂中所有功率器件 (S_1 - S_4) 均处于关断状态, 此时输出电容 C_{OUT} 单独为负载提供能量。该工作模式存在两个主要问题:

(1) 当负载电流较大时, 输出电压会出现显著跌落;

(2) 输出纹波电压增大, 影响供电质量 ($\Delta V_{OUT} \approx I_{OUT} t_d / C_{OUT}$)。

为解决上述问题,需要在输出支路加入滤波电感 L_{OUT} ,如图 5 所示。加入 L_{OUT} 后,死区阶段的等效电路如图 6 所示。电感电流的连续性可有效抑制输出电压跌落。

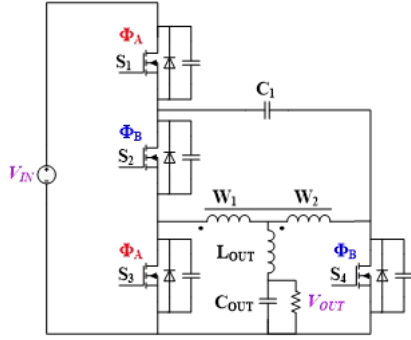


图 5 含输出电感的 HSC 单桥臂结构

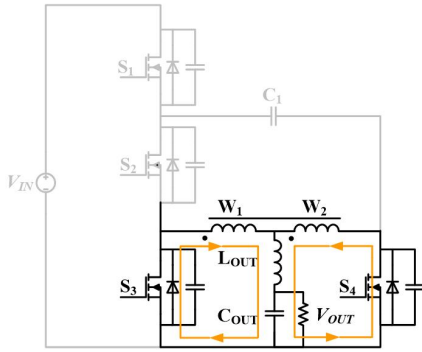


图 6 死区阶段等效电路

在死区期间，输出电流通过功率开关管 S_3 和 S_4 的体二极管实现续流通路。此时自耦变压器的 W_1 和 W_2 绕组压降为 0，使得输出电压 V_{OUT} 直接施加于输出滤波电感 L_{OUT} 两端。

假设串联电容 C_1 足够大，忽略 C_1 的纹波，则图 5 中 HSC 变换器可简化为图 7 所示的等效电路模型，即 BUCK 电路。

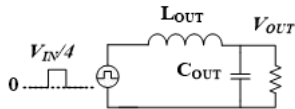


图 7 考虑死区效应 HSC 等效电路

设每个模式的占空比为 D ，则图 7 中 BUCK 电路的等效占空比为 $2D$ 。因此考虑死区效应后，有

$$\frac{V_{OUT}}{\frac{V_{IN}}{4}} = 2D \quad (4)$$

即

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{2} \quad (5)$$

由(5)可得，输出电压可通过占空比 D 进行线性调节。由于 HSC 变换器每个模式占空比最大为 50%，因此输出增益最大为 1/4。

电感电流纹波为

$$\Delta I_{L_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{L_{OUT} f_s} (0.5 - D) \quad (6)$$

输出电压纹波为

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 L_{OUT} C_{OUT} f_s^2} (0.5 - D) \quad (7)$$

其中 f_s 为原 HSC 变换器的开关频率。因此，类似于 BUCK 电路，在低电压增益应用，为维持较小的电感电流纹波，需选取较大值的滤波电感。同时输出电压纹波与 $L_{OUT} C_{OUT}$ 滤波器参数直接相关。当占空比较小，对电感量的需求更为显著。

3 自耦变压器及其等效模型

前文的分析将自耦变压器视为理想变压器，即励磁电感无限大，漏感无限小。本节将考虑励磁电感与漏感对 HSC 变换器的影响。

3.1 自耦变压器励磁电感等效模型

在忽略漏感的前提下，变压器的一般等效模型如图 8 所示：

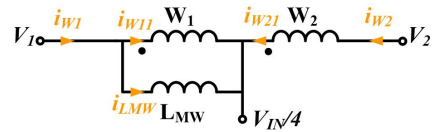


图 8 自耦变压器一般等效模型

根据图 8，有

$$i_{W1} = i_{W11} + i_{LMW} \quad (8)$$

$$i_{W11} = i_{W21} = i_{W2} \quad (9)$$

由(8)、(9)可得

$$i_{W1} = i_{W2} + i_{LMW} \quad (10)$$

由于自耦变压器两个绕组对称导通，为便于分析，可将上述一般模型等效为图 9 对称模型。

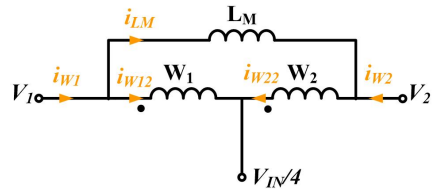


图 9 自耦变压器对称等效模型

根据图 9，有

$$i_{W1} = i_{LM} + i_{W12} \quad (11)$$

$$i_{W2} = -i_{LM} + i_{W22} \quad (12)$$

$$i_{W12} = i_{W22} \quad (13)$$

由(11)~(13)，可得

$$i_{W1} = i_{W2} + 2i_{LM} \quad (14)$$

由(10)、(14)，图 8 电路与图 9 电路等效的充要条件为

$$i_{LMW} = 2i_{LM} \quad (15)$$

以模态 ϕ_A 为例，有 $V_1=0$, $V_2=V_{in}/2$ ，故

$$\frac{\frac{V_{in}}{4}}{sL_{MW}} = 2 * \frac{\frac{V_{in}}{2}}{sL_M} \quad (16)$$

即

$$L_M = 4L_{MW} \quad (17)$$

3.2 自耦变压器漏感等效模型

包含漏感的自耦变压器一般等效模型如图 10 所示。为简化分析，假设原副边漏感相等 ($L_{k1}=L_{k2}=L_k$)：

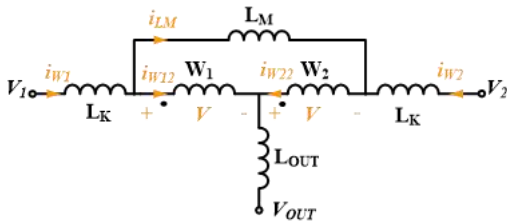


图 10 包含漏感的自耦变压器一般等效模型
根据图 10，有

$$v_1 = sL_K i_{W1} + v + sL_{out}(i_{W1} + i_{W2}) + v_{out} \quad (18)$$

$$v_2 = sL_K i_{W2} - v + sL_{out}(i_{W1} + i_{W2}) + v_{out} \quad (19)$$

$$i_{W1} - \frac{2v}{sL_M} = i_{W2} + \frac{2v}{sL_M} \quad (20)$$

经推导可得变压器电压特性：

$$v_1 - v_2 = \left(\frac{4L_K}{L_M} + 2 \right) v \quad (21)$$

$$v_1 + v_2 = s(L_K + 2L_{out})(i_{W1} + i_{W2}) + 2v_{out} \quad (22)$$

在电源模块设计中，为提升功率密度，通常需要最小化输出滤波电感。实际上，在一定条件下，自耦变压器漏感可有效替代传统输出滤波电感，其等效模型如图 11 所示。

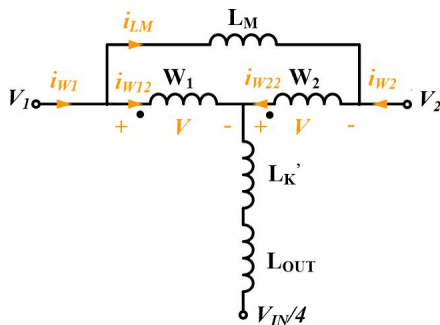


图 11 包含漏感的变压器等效输出电感模型
由图 11 同理可得

$$v_1 - v_2 = 2v \quad (23)$$

$$v_1 + v_2 = s(2L_K' + 2L_{out})(i_{W1} + i_{W2}) + 2v_{out} \quad (24)$$

结合(21)~(24)，当满足下列等式时，图 10 与图 11 等效，即

$$\begin{cases} 4L_K \ll L_M \\ L_K = 2L_K' \end{cases} \quad (25)$$

此时自耦变压器的漏感可以视为输出滤波电感的一部分。这一特性使得在满足纹波要求的前提下，可省去独立输出滤波电感，从而减小磁性元件体积。

4 样机设计与器件选型

为验证理论分析，本文基于 GaN 器件设计交错并联 HSC 变换器实验样机，如图 12 所示。其中开关频率 500kHz，死区 5ns，最大输出功率 200W。

样机采用的主要器件如表 1 所示。其中功率器件选用 EPC 的新一代 GaN 器件 EPC2218。驱动电路采用数字隔离器(TPT7710)配合低边驱动芯片(TPM1025)的方式。为确保 GaN 有较高精度的驱动电压，HSC 每个桥臂的上两管驱动采用隔离供电的方式。相较于自举供电，隔离供电方式驱动电压跌落更小。同时，还采用了 LDO(TPL8031)进行稳压。

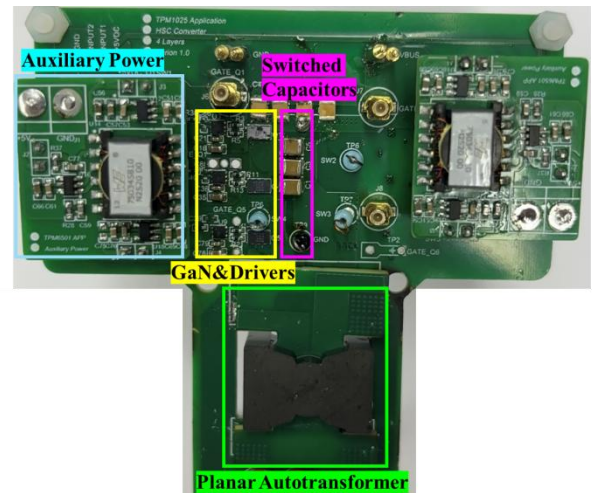


图 12 $V_{IN}=48V$ 稳态运行波形

基于第 3.2 节的理论分析，本文样机采用了创新性的磁性元件设计。磁芯选用 TDK 公司 PC95PQI20 型号，并采用尺寸为 23 mm*33 mm 的平面变压器。通过优化绕组结构，实现在漏感 $L_K=0.8\mu H$ 、励磁电感 $L_{MW}=20\mu H$ 的条件下运行。根据式(17)计算，等效励磁电感 $L_M=80\mu H$ ，满足式 $4L_K \ll L_M$ 。同时，等效变压器漏感 $L_K'=0.4\mu H$ ，可作为输出滤波电感使用，有助于降低输出电压纹波。

表 1 样机主要器件选型

型号	描述	厂商
EPC2218	80V/60A GaN	EPC
TPM1025	GaN Driver	3PEAK
TPT7710	Digital Isolator	3PEAK
TPM6501	Transformer Driver	3PEAK
750345810	Transformer	Würth Elektronik
TPL8031	LDO	3PEAK

5 实验结果

稳态运行波形如图 13 所示，从上至下分别对应图 1 中 S_6 、 S_3 的栅源电压，以及节点 SW_4 和 (SW_2-SW_3) 电压。为保证测量的准确性， Q_3 的栅源电压采用带宽 500 MHz、在 1 MHz 下共模抑制比大于 160 dB 的光隔离探头进行采集。

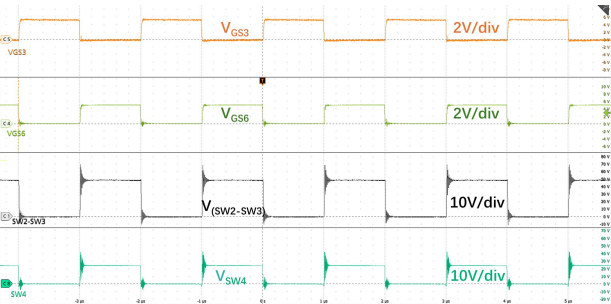
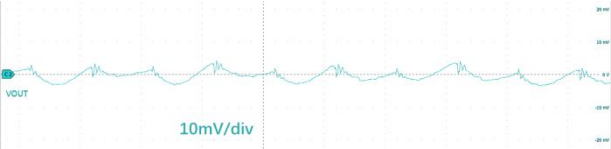
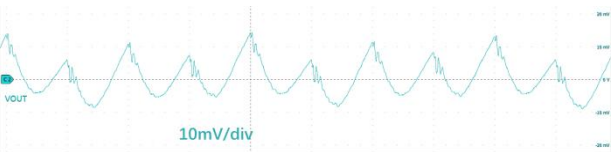


图 13 $V_{IN}=48V$ 稳态运行波形



(a) $I_{OUT}=1A$, AC ripple=7mV



(b) $I_{OUT}=18A$, AC ripple=25mV

图 14 $V_{IN}=48V$ 输出电压纹波

在轻载与重载条件下的输出电压纹波如图 14 所示。输出电容由两个 10 μF 的陶瓷电容（MLCC）并联构成。根据式(7)的理论计算，输出电压纹波约为 2mV。但实际测试中，由于电容的 ESR 和 ESL 影响以及测量误差的存在，轻载时纹波电压略大于理论值，为 7 mV；在重载条件下，寄生效应更为显著，纹波电压达到 25 mV。图 14 的结果验证了 3.2 节的理论分析，即自耦变压器漏感能有效承担输出滤波功能，在死区阶段为输出电容补充能量。由此可见，在死区时间较小的情况下，输出端无需

采用体积与容值较大的电解电容，仅采用 MLCC 电容即可满足要求，从而提升系统功率密度。

图 15 展示了所设计样机的效率曲线。其中输入与输出电流采用同轴电阻进行测量，并使用六位半数字万用表测量输入与输出电压，以确保数据的准确性。结果表明峰值效率可达 97.14%，在输出功率 100 W 至 160 W 范围内，效率均保持在 97% 以上。

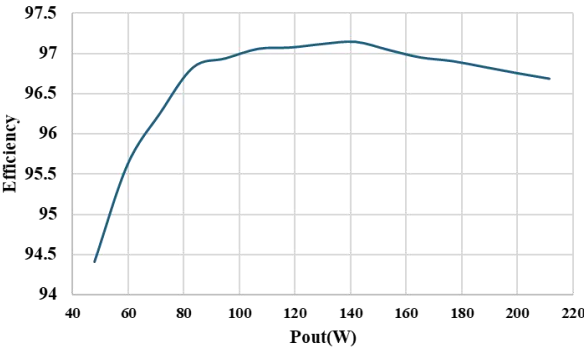


图 15 $V_{IN}=48V$ 效率曲线

影响效率曲线的主要损耗包括器件导通损耗、磁芯损耗、绕组铜损以及器件开关损耗，如图 16 所示。由于本文所研究的 HSC 电路工作于硬开关模式，开关频率较高，故其开关损耗占比较大，并随负载电流增加而显著上升。器件导通损耗与绕组铜损同样随负载电流呈正相关关系，而磁芯损耗则与负载电流的相关性较弱。

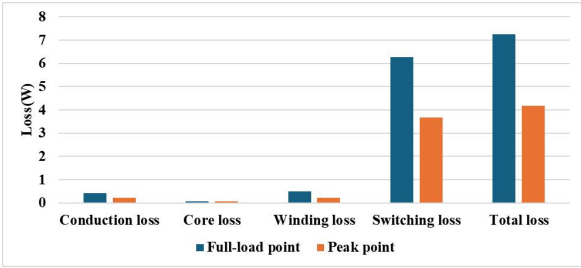


图 16 样机损耗分布

负载调整率如图 17 所示。由于 GaN 与变压器存在等效阻抗，且系统处于开环状态，因此负载越重，输出越低。在全负载范围内，输出电压波动最大约 0.2V。

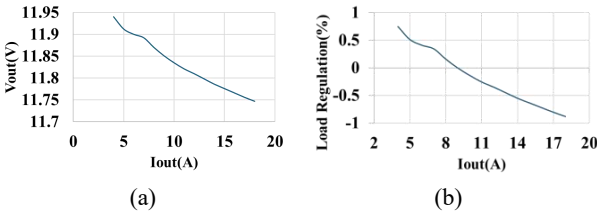


图 17 $V_{IN}=48V$ 负载调整率曲线

6 结论

本文以混合开关电容 (HSC) 变换器为研究对象, 通过建立精确的等效电路模型深入分析了死区时间对系统电压增益和输出特性的影响机制, 并创新性地提出了基于自耦变压器漏感复用的磁集成设计方案。理论推导和实验验证表明, 在满足一定条件下, 自耦变压器漏感可有效替代传统输出滤波电感, 从而省去独立输出滤波电感。同时, 在较小死区时间下可用 MLCC 作为输出电容, 有助于实现系统整体体积的缩减。与谐振型拓扑相比, 该拓扑结构简洁, 对无源器件参数精度的依赖较低。基于上述特性, 本文结合平面变压器实现了一台 48 V/12 V、200 W 的样机, 并采用 GaN 器件以进一步提升效率。实验结果显示, 样机在全负载范围内输出电压波动不超过 25 mV, 峰值效率高达 97.14%, 验证了所提方案的可行性与有效性。

参考文献

- [1] Jiang S, Li X. Keytalk with xin li and shuai jiang: Google 48v power architecture[C]. Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, Tampa, USA, 2017.
- [2] Liu Y, Tan D. A discussion on ultrahigh efficiency and ultrahigh power density dc-dc converter technologies[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(3): 2457-2468.
- [3] Rahman S, Ayaz M A, Khan I A. Review of Non-Isolated DC/DC Converters for Application in Data Center Power Delivery[C]. Proceedings of International Conference on Smart Grid and Renewable Energy, Doha, Qatar, 2024.
- [4] Krein P T. Data center challenges and their power electronics[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017, 2(1): 39 - 46.
- [5] Ahmed M H, Fei C, Lee F C, Li Q. 48-V voltage regulator module with PCB winding matrix transformer for future data centers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9302-9310.
- [6] Li C, Serrano D, Cobos J A. A novel hybrid 4:1 step down converter using an autotransformer with DC winding current[C]. Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Detroit, USA, 2020.
- [7] 张瑜, 吴红飞, 李泽伟, 宋昱锋, 王子铭. 面向数据中心 48V 供电系统的混合型母线变换器及其高密度集成[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(16): 6578-6586.
- [8] Song W, Wu H and Li Z. Derivation of Families of Non-isolated DC Transformers Based on Integration of Switched-Capacitor and Resonant Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025: 1-11, DOI: 10.1109/TPEL.2025.3605151. (Early Access).
- [9] Millán J, Godignon P, Perpiñà X, Pérez-Tomás A, Rebollo J. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2155-2163.
- [10] Kozak J P, Zhang R, Porter M, Song Q, Liu J, Wang B. Stability, Reliability, and Robustness of GaN Power Devices: A Review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8442-8471.

作者简介:

王勋, 男, 工学硕士, 研究方向为电源管理芯片及在电力电子变换器中的应用, wang.xun@3peak.com;

韩晓明, 男, 工学硕士, 研究方向为电源管理芯片与电力电子技术, han.xiaoming@3peak.com;

谢平, 男, 工学硕士, 研究方向为电池管理系统与电源管理芯片, xie.ping@3peak.com;

牟恬恬, 女, 工学硕士, 研究方向为电力电子变换器与电力电子高频磁技术, mou.tiantian@3peak.com;

张若晨, 男, 工学硕士, 研究方向为电源管理芯片与电力电子变换器, zhang.ruochen@3peak.com;

黄福恩, 男, 工学硕士, 研究方向为模拟芯片以及电力电子技术, huang.fuen@3peak.com。