DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.61 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

双有源桥型 DC-AC 变换器调制策略与设计优化

冯洋洋[1]，李 睿[1]，杨佳涛[1]，李 勇[2]，鄂 飞[2]
(1.电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学)，上海 200240；2.宁德时代电船科技有限公司，宁德 352100)

摘要：双有源桥 DAB(dual active bridge)型微逆变器采用变压器隔离升压后，经双向开关周波变频接入电网。相较于其他微型逆变器方案，该拓扑具备转换效率高、软开关范围宽、功率变换级数少及可提供无功支撑等多重优势。首先，在电路调制与控制方面，详细分析了 DAB 型 DC-AC 变换器的电路拓扑和开关阶段过程，建立了电路时域模型，给出了传输功率与软开关范围，提出了一种可行的闭环控制框架。然后，在硬件设计方面，DAB 型微逆变器的主要无源元件包括变压器和电感。为进一步提升功率密度，提出了一种变压器和电感的磁集成设计方案。通过在微逆变器的变压器中构建额外磁路，可灵活调节变压器的集成电感，大幅减小磁元件体积。最后，搭建了 450 W 的实验样机，通过实验验证了所提调制策略和磁元件设计方法的有效性与可行性。

关键词：微型逆变器；双有源桥变换器；优化设计；磁集成

Modulation Strategy and Design Optimization for DAB-type DC-AC Converter

FENG Yangyang[1], LI Rui[1], YANG Jiatao[1], LI Yong[2], E Fei[2]
(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Ningde Times Electric Boat Technology Co., Ltd., Ningde 352100, China)

Abstract: The dual active bridge (DAB) microinverter employs a transformer for isolation and step-up before connecting to the grid through bidirectional switches and cycloconverter operation. In comparison to other microinverter solutions, this design boasts numerous advantages, including high conversion efficiency, a broad soft-switching range, a reduced number of power conversion stages, and the ability to provide reactive power support. First, in terms of circuit modulation and control, the circuit topology and switching stages of the DAB DC-AC converter are thoroughly analyzed, a time-domain model is established, the range of transmitted power and soft-switching range are provided, and a feasible closed-loop control framework is proposed. Then, for hardware design, the primary passive components of the DAB microinverter include transformers and inductors. To further enhance power density, a magnetic integration design for transformers and inductors is introduced. By constructing additional magnetic paths on the microinverter transformer, the inductance value of the integrated inductor can be flexibly adjusted, significantly reducing the volume of magnetic components. Finally, a 450 W experimental prototype was built, and experiments were conducted to validate the effectiveness and feasibility of the proposed modulation strategy and magnetic component design method.

Keywords: Microinverter; dual active bridge converter (DAB); optimization design; magnetic integration

近年来，随着户用储能技术的推进和屋顶光伏政策[1]的出台，模块化分布式光伏应用迅速崛起。微型逆变器[2]等技术作为户用光伏储能方案的代表，逐渐受到大众的认可。高效率、高功率密度的微型

收稿日期：2024-10-12；**修回日期**：2024-11-13；**录用日期**：2024-12-06；**网络首发日期**：2024-12-24
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52177187)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177187

逆变器设计成为学术界和工商业界新的研究热点。

根据功率变换的级数，微型逆变器主要可分为单级式拓扑和两级式拓扑[3]。两级式微型逆变器包括前级的隔离 DC-DC 升压电路和后级的 DC-AC 逆变电路[4-5]。为实现两级电路的解耦控制，两级式拓扑往往会在中间级直流母线上添加电解电容[6]或有源功率解耦电路[7]，这将导致可靠性及电路效率的降低。单级式拓扑结构可分为双向开关周波变频的矩阵式结构[8]和正弦包络电压工频整流的伪单级式结构。伪单级式结构前级采用反激或移相电路[9]，输出的直流电压为对应交流电压的绝对值包络；后级经全桥电路工频翻转输出交流电压。矩阵式单级微型逆变器通过双向开关周波变频直接将高频电压调制成工频交流电压，其功率变换级数少，在效率和功率密度上具有一定优势。

双有源桥 DAB(dual active bridge)型微逆变器[10-13]是单级矩阵式微逆变器的种类之一。DAB 型微逆变器具有 DAB 电路宽范围电压增益和易实现软开关的特性，能够满足微型逆变器高效、小型的设计需求，其双向传输功率的特性也能够为电网提供一定范围的无功功率[14]。与传统的 DC-DC 电路不同，DAB 型微逆变器交流端口电压瞬时值在宽范围大幅动态变化。如何在保证微逆变器稳定运行的同时优化通态损耗和开关损耗[15-16]，成为提升变换器能量变换效率的关键[17]。

在 DAB 型微逆变器中，为实现功率流动，一、二次侧之间还需要额外的高频电感用于能量存储和传递，该电感的感值应足够大以满足功率传输范围、电压增益和实现软开关的要求。DAB 型微逆变器一般采用独立的串联电感和漏感极小的近似理想变压器的设计方案，但相应独立电感不仅增加变换器的总成本，还增加无源元件的损耗、降低系统的运行效率。因此，采用磁集成[18-22]设计方法成为进一步优化微逆变器效率的方向。

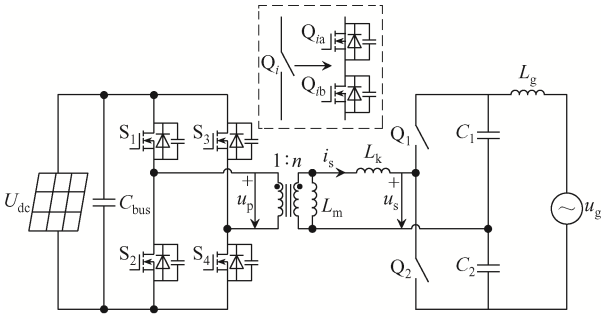
基于上述分析，现有 DAB 型微逆变器设计在效率和功率密度方面仍存在优化空间。本文在已有研究基础上进一步优化改进。硬件方面，为优化磁元件尺寸和损耗，本文提出了一种可调漏感与变压器的磁集成设计方案。该方案通过额外构建磁路，将电感集成，大幅减小磁元件的体积、提升功率密度和运行效率。控制方面，提出了一种综合考虑电感电流有效值和软开关实现的优化调制策略。通过优化调制策略，微逆变器在大部分工况下均能实现零电压开通，提升了系统的整体运行效率。

本文首先分析了 DAB 型 DC-AC 变换器的电路拓扑和相应开关状态，给出了稳态时域模型下的主要参数表达式；接着在此基础上分析了该变换器的闭环控制方法，继而分析了 DAB 磁集成变压器磁路模型和电路模型；最后搭建 450 W 的实验样机，通过实验验证了所提调制策略和磁元件设计方法的有效性和可行性。

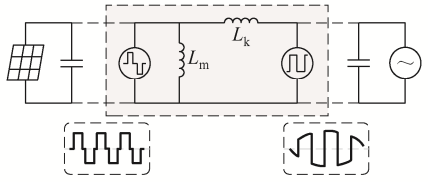
1 DAB 型微逆变器电路分析

1.1 拓扑结构

图 1(a)为 DAB 型微逆变器的基本电路结构，图 1(b)为高频变压器端口等效电路模型，其中：C_{bus} 为直流侧输入电容；L_m 为变压器励磁电感；L_g 为网侧电感。变压器一次侧开关 S_1~S_4 组成全桥结构，该结构可将直流电压逆变，产生高频的交流电压。变压器二次侧开关 Q_1 和 Q_2 与非极性薄膜电容



(a) 电路结构



(b) 等效电路

图 1 DAB 型微逆变器

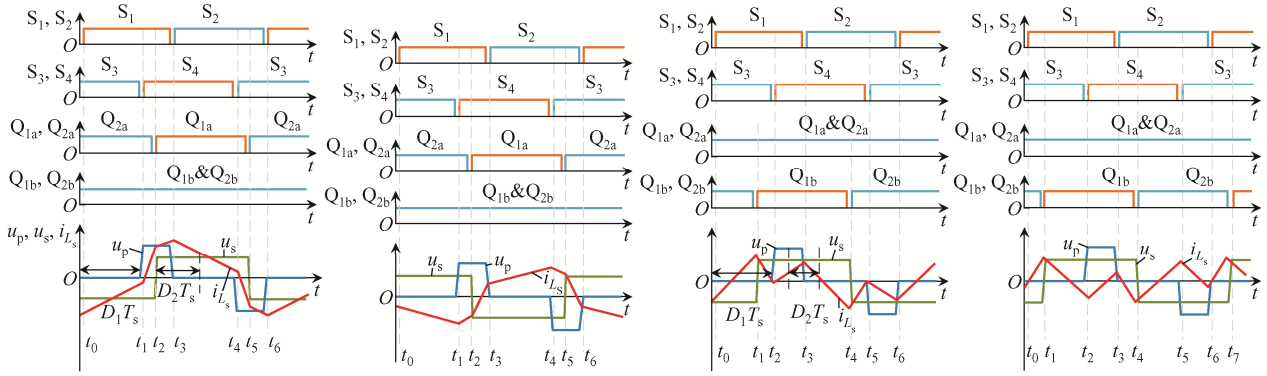
Fig. 1 DAB-type DC-AC converter

C_1 和 C_2 组成半桥结构，该结构可将高频电压转换成频率相对较低的工频交流电压。Q_1 和 Q_2 各含有 2 个共源极串联的金属−氧化物半导体场效应晶体管 MOSFET(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)Q_{ia} 和 Q_{ib}(i=1, 2)。高频变压器用于升压和传递功率，直流侧输入电压为 U_{dc}、交流侧电压为 u_g，调节变压器两端的一次侧电压 u_p 和二次侧电压 u_s 可控制传输功率的大小和方向。

根据移相电路的工作原理，可以定义 S_1 和 S_2 所在的桥臂为超前桥臂，S_3 和 S_4 所在的桥臂为滞后桥臂，Q_1 和 Q_2 所在的桥臂为二次侧桥臂。各个桥臂的上、下开关互补动作。对于双向开关 Q_1 和 Q_2，其内部 2 个开关管动作逻辑存在差异。当 u_g>0 时，Q_{1b} 和 Q_{2b} 持续开通、Q_{1a} 和 Q_{2a} 互补动作；当 u_g<0 时，Q_{1a} 和 Q_{2a} 持续开通、Q_{1b} 和 Q_{2b} 互补动作。

1.2　工作原理

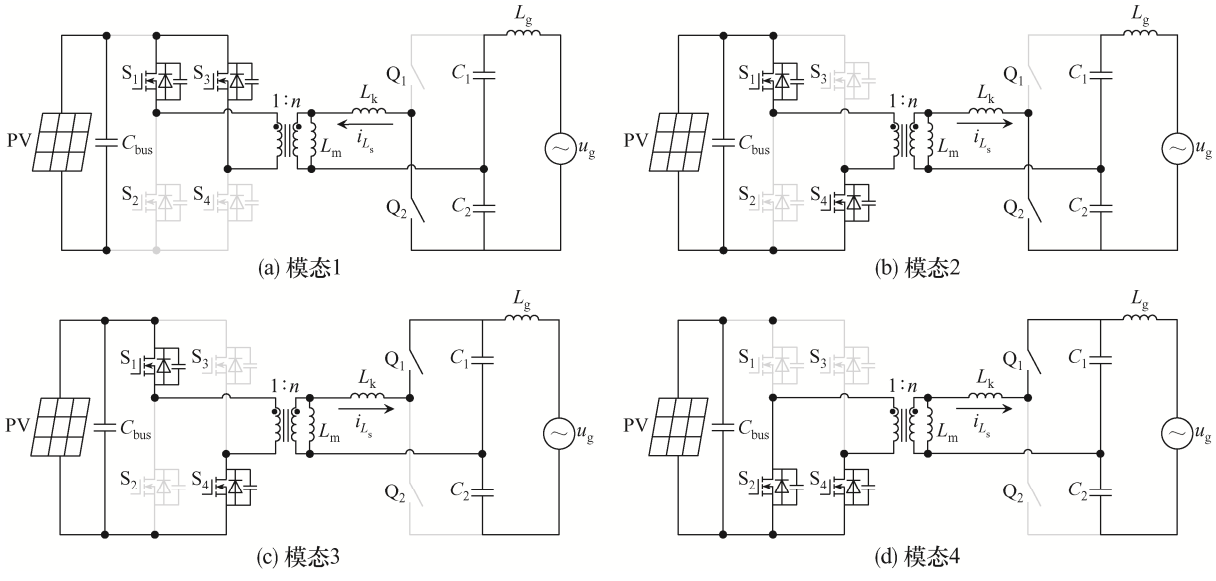
DAB 型微逆变器采用拓展移相 EPS(extended phase shift)调制策略，定义 S_1 超前 S_4 开通的时间相对于开关周期 T_s 的内移相角为 D_1，u_p 的基波分量超前 u_s 基波的时间相对于开关周期的外移相角为 D_2。根据 D_1 和 D_2 的大小关系，可以划分出多种工作模式。为了优化电感电流和软开关实现情况，本电路选取模式Ⅰ或模式Ⅱ作为工作模式。正向传输功率和反向传输功率下对应模式的开关逻辑和信号波形如图 2 所示。考虑到 DAB 型微逆变器双向运行的对称性，本文主要对模式Ⅰ的正向运行工况进行分析，模式Ⅰ中各个时段的开关等效电路如图 3 所示。



(a) 模式Ⅰ, u_g>0, P>0　(b) 模式Ⅰ, u_g>0, P<0　(c) 模式Ⅱ, u_g<0, P>0　(d) 模式Ⅱ, u_g<0, P<0

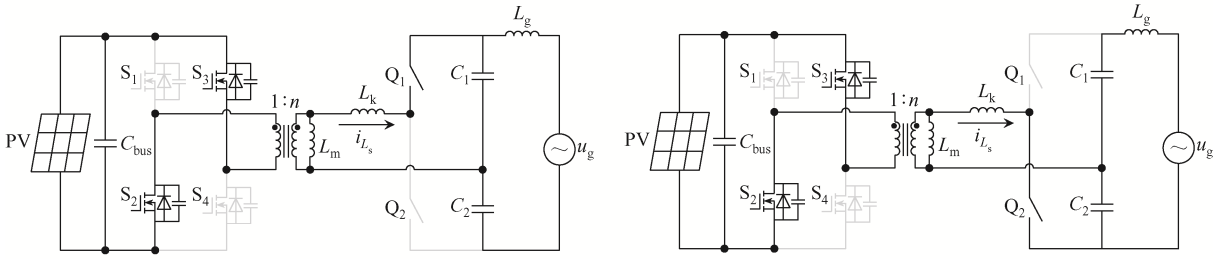
图 2　变换器主要工作模式

Fig. 2 Main operating modes of the converter



(a) 模态1　(b) 模态2

(c) 模态3　(d) 模态4



(e) 模态5 (f) 模态6

图 3 模式Ⅰ下各时段的开关等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits for each time period in Mode Ⅰ

模态 1(t_0, t_1)：如图 3(a)所示，S_1、S_3开通，S_2、S_4 关断，u_p=0；Q_{1b}、Q_{2a}、Q_{2b} 开通，Q_{1a} 关断，u_s=−|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在电感 L_k上，电感电流 i_{L_s} 开始增大。

模态 2(t_1, t_2)：如图 3(b)所示，S_1、S_4开通，S_2、S_3关断，u_p=+U_{dc}；Q_{1b}、Q_{2a}、Q_{2b}开通，Q_{1a}关断，u_s=−|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在 L_k上，i_{L_s} 继续增大。

模态 3(t_2, t_3)：如图 3(c)所示，S_1、S_4开通，S_2、S_3关断，u_p=+U_{dc}；Q_{1a}、Q_{1b}、Q_{2b}开通，Q_{2a}关断，u_s=+|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在 L_k上，根据 u_p和 u_s的大小，当 nu_p>u_s时，i_{L_s} 继续增大；当 nu_p<u_s时，i_{L_s} 开始减小，其中 n 为变压器变比。

模态 4(t_3, t_4)：如图 3(d)所示，S_2、S_4开通，S_1、S_3 关断，u_p=0；Q_{1a}、Q_{1b}、Q_{2b} 开通，Q_{2a} 关断，u_s=+|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在 L_k上，i_{L_s} 开始减小。

模态 5(t_4, t_5)：如图 3(e)所示，S_2、S_3开通，S_1、S_4关断，u_p=−U_{dc}；Q_{1a}、Q_{1b}、Q_{2b}开通，Q_{2a}关断，u_s=+|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在 L_k上，i_{L_s} 继续减小。

模态 6(t_5, t_6)：如图 3(f)所示，S_2、S_3开通，S_1、S_4关断，u_p=−U_{dc}；Q_{1b}、Q_{2a}、Q_{2b}开通，Q_{1a}关断，u_s=−|u_g|/2。u_p、u_s共同作用在 L_k上，根据 u_p和 u_s的大小，当 nu_p<u_s时，i_{L_s} 继续减小；当 nu_p>u_s时，i_{L_s} 开始增大。

1.3 稳态分析

根据图 2 中的电感电流波形和图 3 中的开关等效电路，可以得到模式Ⅰ内各时段对应的电感电流的表达式为

$$i_k(t)=\frac{u_p(t)-u_s(t)}{L_k}(t-t_i)+i_k(t_i)\qquad t_i\leqslant t<t_{i+1} \tag{1}$$

D_1 和 D_2 与各时间段满足关系 t_1=D_1T_s+t_0、t_2=(D_2+0.5D_1)T_s+t_0、t_3=0.5T_s+t_0、t_4=0.5T_s+t_1、t_5=0.5T_s+t_2、t_6=0.5T_s+t_3。T_s内平均传输功率表达式为

$$P(t)=\frac{1}{T_s}\int_0^{1/f_s}u_p(t)i_k(t)\mathrm{d}t=f_s\int_0^{1/f_s}u_s(t)i_k(t)\mathrm{d}t \tag{2}$$

式中，f_s为开关频率。正向运行时，模式Ⅰ的传输功率和内、外移相角的关系为

$$P_{\text{mode Ⅰ}}(t)=\frac{nU_{dc}|u_g(t)|}{4f_sL_k}\{2D_2(t)-[D_1(t)]^2-4[D_2(t)]^2\} \tag{3}$$

类似地，采用相同的分析方法，可以求出正向运行时，模式Ⅱ的传输功率为

$$P_{\text{mode Ⅱ}}(t)=\frac{nU_{dc}|u_g(t)|}{4f_sL_k}2D_2(t)[1-2D_1(t)] \tag{4}$$

2 调制策略与闭环控制算法

为了优化 DAB 型微逆变器的导通损耗和开关损耗，本文采取基于电感电流有效值最小的调制策略，根据电感电流有效值和功率传输的关系，建立优化函数为

$$f(D_1,D_2,\lambda)=i_{rms}^2(D_1,D_2)-\lambda P(D_1,D_2) \tag{5}$$

式中：λ为拉格朗日算法优化乘子；i_{rms}为电感电流有效值；$P(D_1, D_2)$为传输功率表达式，由式(3)和式(4)给出。对式(5)求偏导，建立约束方程为

$$\frac{\partial f}{\partial D_1}=\frac{\partial f}{\partial D_2}=\frac{\partial f}{\partial \lambda}=0 \tag{6}$$

求解得到在电感电流有效值最小的调制策略下，内、外移相角变化关系为

$$D_1=g(D_2)=\begin{cases}\dfrac{2-8D_2-\sqrt{(8D_2-2+m)^2+m^2(4D_2-1)^2}}{2m} & \text{模式 I}\\ \dfrac{2-m+\sqrt{(m-2)^2+16m(m-4)D_2^2}}{8-2m} & \text{模式 II}\end{cases} \tag{7}$$

式中，m 为电压增益。传输功率标幺值 $P_N=nU_{dc}|u_g|/(4f_sL_k)$，定义功率增益为 M，m 与 M 的表达式分别为

$$\begin{cases}m=\dfrac{|u_g|}{nU_{dc}}\\ M=\left|\dfrac{P_{ac}}{P_N}\right|\end{cases} \tag{8}$$

式中，P_{ac} 为变换器传输的瞬时功率。结合式(3)、式(4)和式(7)，可以建立微分方程组，求解给定功率下的内、外移相角。由于微分方程组的非线性特性，直接求取移相角的解析表达式具有一定的难度，在此基础上，可以通过牛顿迭代法求取内、外移相角的近似解。建立迭代方程 $\varphi(D_2)$为

$$\varphi(D_2)=P(D_1,D_2)-P_{ref}=P(g(D_2),D_2)-P_{ref} \tag{9}$$

式中：P_{ref} 为控制算法设定的变换器传输功率；$D_1=g(D_2)$，由式(7)给出。设方程 $\varphi(D_2)=0$ 的近似解为 $D_{2,k}$，对应的牛顿迭代式为

$$D_{2,k+1}=D_{2,k}-\frac{\varphi(D_{2,k})}{\varphi'(D_{2,k})} \tag{10}$$

式中，$\varphi'(D_{2,k})$ 为 $\varphi(D_{2,k})$ 的导函数。进一步考虑软开关边界，为实现所有开关的完全软开关或部分软开关，同时保证控制连续性和稳定性，设软开关边界电流为 0，可以求出各模式为实现一次侧滞后开关和二次侧开关软开关的内移相角[10]变化轨迹 $D_{1,P}$ 和 $D_{1,S}$ 分别为

$$\begin{cases}D_{1,P}=\begin{cases}\left[(2+m)-\sqrt{(2+m)^2-(2m^2+4m+4)[1+m^2(M-1/4)]}\right]\Big/(2m^2+4m+4) & \text{模式 I}\\ \dfrac{1}{2}-\dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{mM}{1-m/2}} & \text{模式 II}\end{cases}\\ D_{1,S}=\begin{cases}\sqrt{\dfrac{1}{4}-M-\dfrac{m^2}{16}} & \text{模式 I}\\ \dfrac{1}{2}-\dfrac{m}{4} & \text{模式 II}\end{cases}\end{cases} \tag{11}$$

为实现一次侧滞后开关的软开关，内移相角轨迹需满足 $D_{1,S}<D_1<D_{1,P}$。DAB 型 DC-AC 变换器调制策略和闭环控制算法调制策略如图 4 所示。根据式(8)~式(10)计算得到基于电感电流有效值最小的内、外移相角轨迹($D_{1,x}$, $D_{2,x}$)，由式(11)计算得到实现软开关的内移相角边界 $D_{1,S}$ 和 $D_{1,P}$。分别将 $D_{1,x}$、$D_{1,S}$ 和 $D_{1,P}$ 对比，确保对应内移相角满

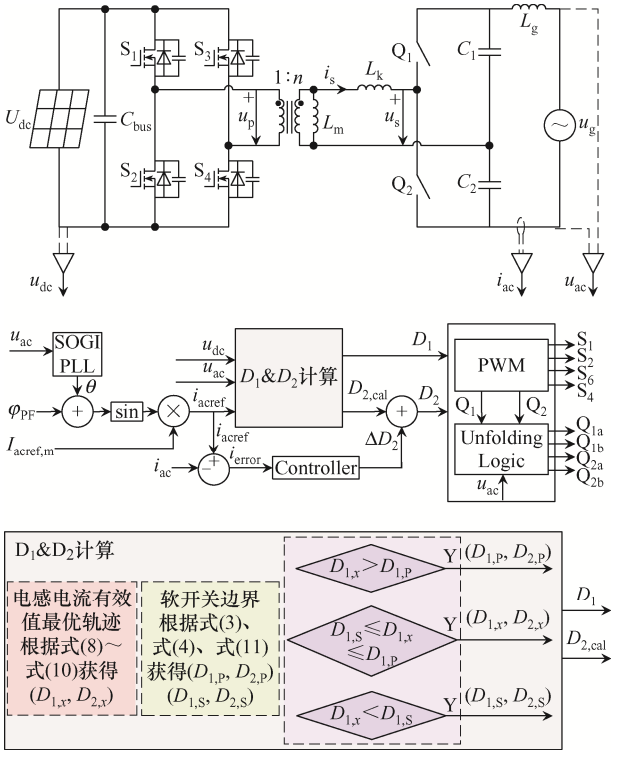


图 4　DAB 型 DC-AC 变换器调制策略和闭环控制算法

Fig. 4 Modulation scheme and closed-loop control algorithm for the DAB-type DC-AC converter

足软开关约束条件，并将最终得到的内、外移相角作为前馈给定值，通过比例积分 PI(proportional integral)控制器得到外移相角补偿量 ΔD_2，实现对并网电流的闭环控制。

3 电感与高频变压器磁集成设计

本文提出的适用于 DAB 电路的集成电感的变压器结构如图 5 所示。基于传统变压器磁心，在窗口内部加入 1 块具有高磁导率、低损耗磁性的磁片。磁片将一、二次侧绕组分隔，额外构建一条磁路，使得一、二次侧绕组的磁路不再对称，磁通不完全耦合。调整加入磁片的厚度、宽度、所在窗口的位置及材料类别可以改变集成变压器整体的磁阻分布，从而根据需要调节变压器的漏感。与其他磁集成方案相比，本设计中的磁片体积占比小、对应的铁心损耗低，不需要为电感设计额外的绕组和磁心，优化了变换器中高频电感带来的损耗，可提升电路整体运行效率。

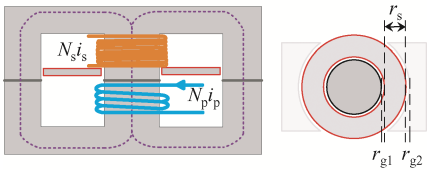


图 5 磁集成变压器基本结构

Fig. 5 Structure of the magnetic integrated transformer

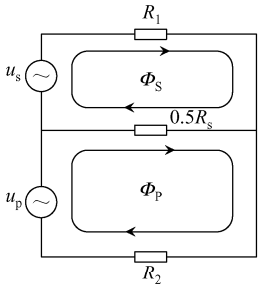
加入磁片后，变压器一、二次侧绕组的磁路不再对称，磁心内部磁通分布不再均匀，因此无法按照一般高频变压器进行设计分析。建立集成变压器对应的简化磁路模型和等效电路模型，如图 6(a)和 6(b)所示。

单独考虑一次侧磁势 $F_p=N_p i_p$ 和二次侧磁势 $F_s=N_s i_s$ 的激励，建立磁路方程为

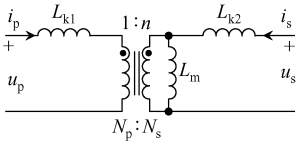
$$\begin{cases} \Phi_{PP}=\dfrac{N_p i_p}{R_2+R_1 \parallel R_S/2} \\ \Phi_{SS}=\dfrac{N_s i_s}{R_1+R_2 \parallel R_S/2} \end{cases} \tag{12}$$

式中：Φ_{PP}、Φ_{SS} 分别为一次侧磁势或一次侧磁势单独作用产生的自磁通；N_p、N_s 分别为一、二次侧绕组匝数；i_p、i_s 分别为一、二次侧绕组电流；R_1、R_2 和 R_S 分别为磁集成变压器各磁路磁阻。由叠加定理可得，绕组所在磁路的磁通为

$$\begin{cases} \Phi_P=\Phi_{PP}+\Phi_{SS}\dfrac{R_S/2}{R_S/2+R_2} \\ \Phi_S=\Phi_{SS}+\Phi_{PP}\dfrac{R_S/2}{R_S/2+R_1} \end{cases} \tag{13}$$



(a) 磁路模型



(b) 电路模型

图 6 磁集成变压器模型

Fig. 6 Models of the integrated transformer

根据法拉第电磁感应定律，有

$$\begin{cases} u_p=N_p\dfrac{\mathrm{d}\Phi_P}{\mathrm{d}t} \\ u_s=N_s\dfrac{\mathrm{d}\Phi_S}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{14}$$

根据式(12)~式(14)以及磁集成变压器的等效电路模型，求得变压器的励磁电感和漏感分别为

$$\begin{cases} L_m=\dfrac{N_s^2 R_S}{R_S R_M+2R_1 R_2} \\ L_{k1}=\dfrac{2N_p^2 R_1}{R_S R_M+2R_1 R_2} \\ L_{k2}=\dfrac{2N_s^2 R_2}{R_S R_M+2R_1 R_2} \end{cases} \tag{15}$$

式中：L_{k1} 和 L_{k2} 分别为一、二次侧的漏感；R_M 为未添加磁片的变压器磁心的总磁阻；R_S 包括了磁片本身的磁阻及磁片与变压器之间气隙的磁阻。磁片将变压器原磁路分隔为上、下 2 个部分，对应磁阻

分别为 R_1 和 R_2。集成变压器的漏感与磁片的厚度、气隙大小及在窗口的相对位置相关，可以根据需要集成的漏感大小设计磁片参数。

4　实验验证分析

为验证 DAB 型微逆变器的控制策略及集成变压器参数指标和工作特性，搭建了 450 W 的 DAB 型微逆变器样机，如图 7 所示。变压器采用磁集成设计，内部通过磁片集成了漏感，n=4、集成漏感为 20 μH、励磁电感为 905 μH。励磁电感远大于漏感，故该励磁电感对变换器运行的影响可以忽略不计。

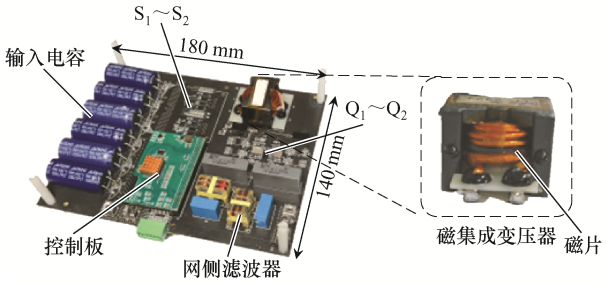
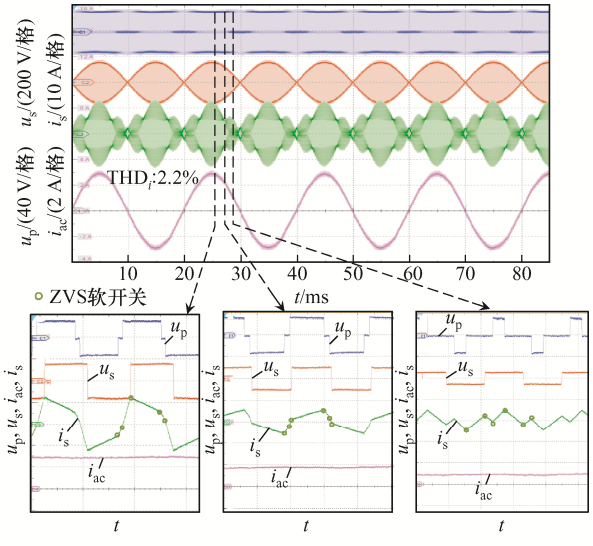


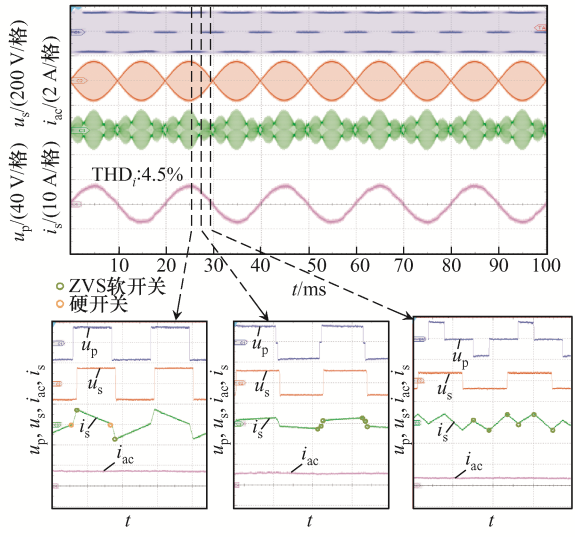
图 7　DAB 型微逆变器样机实物图

Fig. 7 Physical photograph of DAB-type microinverter prototype

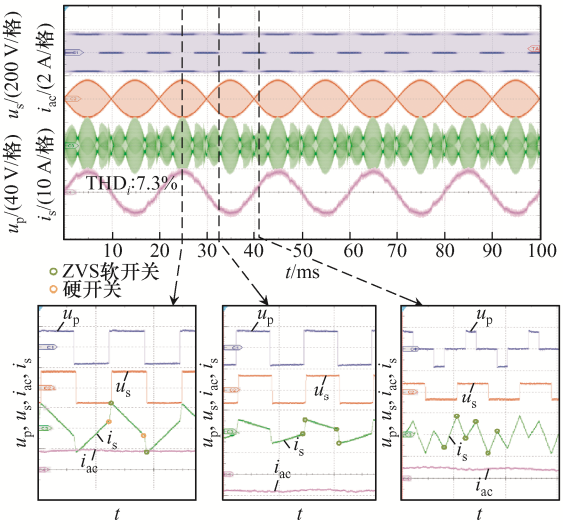
样机单位功率因数在不同功率下的实验波形如图 8 所示，其中，i_{ac} 为并网电流。测得满载工况下并网电流总谐波畸变率 THD_i(total harmonic distortion of current)为 2.2%，225 W 对应 THD_i 为 4.5%，150 W 对应 THD_i 为 7.3%。观察电网不同相位下开关过程波形，可以看到变换器能够在大多数状态下实现软开关。满载工况下变换器在模式Ⅰ和模式Ⅱ均能实现软开关。随着功率减小，在电网电压峰值处，内移相角逐渐趋向于 0，电路工作进入单移相调制模式，一次侧滞后开关将难以实现软开关，如图 8(b)和(c)所示。



(a) 450 W



(b) 225 W



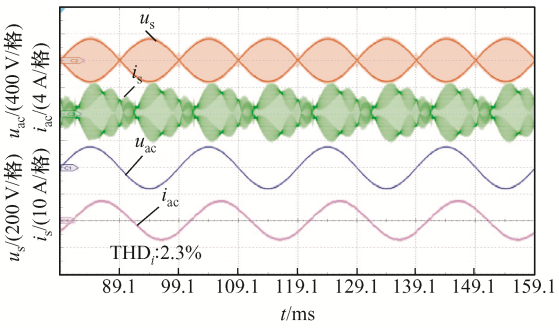
(c) 150 W

图 8　不同功率下单位功率因数实验波形

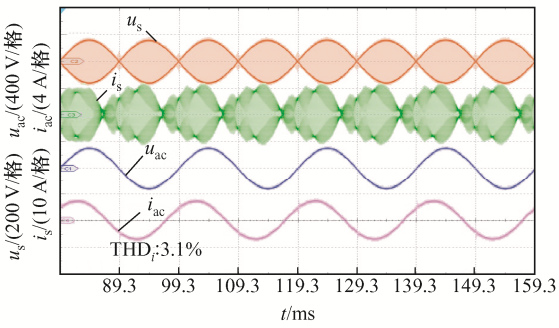
Fig. 8 Experimental waveforms for unit power factor under different load conditions

DAB 型微逆变器具备无功传输能力。满载 450 V·A 下非单位功率因数运行时，样机典型波形如图 9 所示，其中，u_{ac} 为并网电压。图 9(a)对应功

率因数为并网电流 0.8 滞后时的波形，图 9(b)为超前时的波形，非单位功率因数下电感电流波形包络发生偏移，但并网电流波形正弦度仍能维持在较高水平。实测 2 种工况下 THD_i 分别为 2.3%和 3.1%。



(a) PF=0.8滞后时

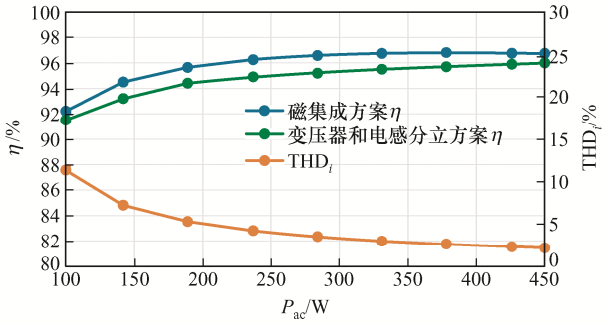


(b) PF=0.8超前时

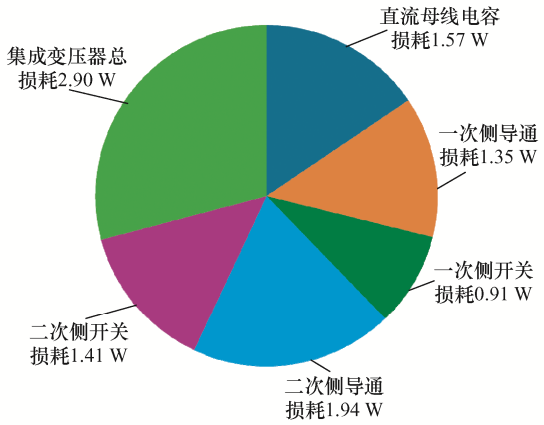
图 9 满载非单位功率因数实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms for non-unit power factor under full load conditions

将集成变压器替换为单独的变压器和独立电感，分别测算 2 种方案下样机的效率。图 10 为样机实验实测效率曲线和 THD 曲线，以及满载工况下理论计算的损耗分布。实测采用集成变压器方案，样机的峰值效率 $\eta=96.8\%$。将电感和变压器集成为单个磁元件后，磁元件体积及总铁耗和铜耗得到了优化，微逆变器样机的效率得到了明显提升。



(a) 实验效率与并网THD$_i$



(b) 满载损耗分布

图 10 实验效率、并网 THD$_i$ 及满载损耗分布

Fig. 10 Curves of experimental efficiency and THD$_i$, and breakdown of calculated loss for rate load power

5 结语

为优化 DC-AC 微型逆变器整体尺寸和效率，本文选用 DAB 逆变器方案，分别在硬件设计和软件控制上进行改进。硬件方面，为优化磁元件尺寸和损耗，本文提出了一种可调漏感与变压器的磁集成设计方案，通过额外构建磁路将电感集成，大幅减小了磁元件的体积，增大了功率密度，提升了运行效率；控制方面，提出了一种综合考虑电感电流有效值和软开关实现的优化调制策略，通过优化调制策略，微逆变器在大部分工况下均能实现零电压开通，系统整体运行效率得到提升。本文搭建样机进行了实验验证，实测满载工况下并网 THD_i 为 2.2%、半载 THD_i 为 4.5%，样机峰值效率达到 96.8%。实验验证了所提调制策略和磁元件设计方法的有效性和可行性。

参考文献：

[1] 国家能源局. 关于报送整县(市、区)屋顶分布式光伏开发试点方案的通知[Z]. 2021.
National Energy Administration. Notification on rooftop distributed photovoltaic development for the whole county (city or district) [Z]. 2021. (in Chinese)

[2] Alluhaybi K, Batarseh I, Hu Haibing. Comprehensive

review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1310-1329.

[3] Dey S, Mallik A, Warren T. A variable switching frequency-based triple-phase-shifted loss optimized modulation strategy for DAB-based DC-AC microinverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(1): 1110-1128.

[4] Kanathipan K, Lam J. An electrolytic capacitor-less PV micro-inverter based on CLL resonant conversion with a power control scheme using resonant circuit voltage control loops [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2022, 7(2): 139-149.

[5] Inoue S, Akagi H. A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2299-2306.

[6] Cha W J, Cho Y W, Kwon J M, et al. Highly efficient microinverter with soft-switching step-up converter and single-switch-modulation inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3516-3523.

[7] Qin Zian, Tang Yi, Loh P C, et al. Benchmark of AC and DC active power decoupling circuits for second-order harmonic mitigation in kilowatt-scale single-phase inverters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 15-25.

[8] Mazumder S K, Rathore A K. Primary-side-converter-assisted soft-switching scheme for an AC/AC converter in a cycloconverter-type high-frequency-link inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4161-4166.

[9] Sukesh N, Pahlevaninezhad M, Jain P K. Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4): 1819-1833.

[10] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 53-65.
Huang Yunfei, Zhong Qihao, Ouyang Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65. (in Chinese)

[11] 杨骐箐, 李睿, 徐君. 基于模式切换的双有源桥型微逆变器优化调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9273-9284.
Yang Qiqing, Li Rui, Xu Jun. Optimal modulation strategy of dual-active-bridge microinverter based on mode switching [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(23): 9273-9284. (in Chinese)

[12] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1907-1922. (in Chinese)

[13] 韩栋梁, 刘彬, 葛磊, 等. 基于模型前馈的双有源桥变换器优化控制[J]. 电源技术, 2024, 48(7): 1386-1392.
Han Dongliang, Liu Bin, Ge Lei, et al. Optimal control of dual active bridge converter based on model feedforward [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2024, 48(7): 1386-1392. (in Chinese)

[14] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 基于扩展相移的双有源全桥 DC-DC 变换器多目标优化控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 822-831, 961.
An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin. Multi-objective optimization control scheme based on extended phase-shift of dual-active-bridge DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 822-831, 961. (in Chinese)

[15] 李宁, 杨家林, 田博文, 等. 串联谐振型 DAB 变换器回流功率及损耗优化策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 1-9.
Li Ning, Yang Jialin, Tian Bowen, et al. Optimization strategy of power return and loss for series resonant DAB converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 1-9. (in Chinese)

[16] 崔凤新, 石安邦, 俞珊. 基于 EPS 的双有源桥 DC-DC 变换器回流功率优化控制[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 18-24.
Cui Fengxin, Shi Anbang, Yu Shan. Optimal control of

backflow power of dual active bridge DC-DC converter based on EPS [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 18-24. (in Chinese)

[17] 高祎韩, 周子航, 张欣, 等. 双有源桥串联欠谐振变换器的最小回流电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4480-4494.
Gao Yihan, Zhou Zihang, Zhang Xin, et al. Minimum backflow current control of under-resonant-dual-bridge-series-resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4480-4494. (in Chinese)

[18] Hanson A J, Perreault D J. Modeling the magnetic behavior of N-winding components: Approaches for unshackling switching superheroes [J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2020, 7(1): 35-45.

[19] Lee E S, Park J H, Kim M Y, et al. An integrated transformer design with a center-core air-gap for DAB converters [J]. IEEE Access, 2021, 9: 121263-121278.

[20] Mu Mingkai, Xue Lingxiao, Boroyevich D, et al. Design of integrated transformer and inductor for high frequency dual active bridge GaN Charger for PHEV [C]// 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA, 2015: 579-585.

[21] Sun Bingyao, Burgos R, Boroyevich D. Modeling and optimization of high-frequency litz-wire transformer for 10 kW GaN-based LLC resonant converter [C]// 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Padua, Italy, 2018: 1-7.

[22] Yu Shengyang, Hsiao C, Weng J. A high frequency CLLLC bi-directional series resonant converter DAB using an integrated PCB winding transformer [C]// 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans, LA, USA, 2020: 1074-1080.



冯洋洋

作者简介：

冯洋洋(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：高频高效率直流、交流变换器。E-mail：takafeng@sjtu.edu.cn。

李睿(1980—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：面向电池储能和可再生能源发电的高效电力电子变换与电网接入技术。E-mail：liruiqd@sjtu.edu.cn。

杨佳涛(1993—)，男，博士。研究方向：光伏发电系统，储能系统及双向 DC-DC 变换器。E-mail：yangjiatao@sjtu.edu.cn。

李勇(1976—)，男，博士。研究方向：微网及电力驱动。E-mail：liy152@catl.com。

鄂飞(1978—)，男，硕士。研究方向：微网及电力驱动。E-mail：EF@catl.com。

(责任编辑：耿越)