

反激微型逆变器的控制策略研究

吴飞跃¹

WU Feiyue

摘要

反激微型逆变器因可直接与光伏组件连接,且具备体积小、结构简单紧凑、输入输出隔离等优势,在光伏并网发电领域得到广泛应用。为优化其功率密度与损耗特性,文章首先阐述反激逆变器的工作原理,明确临界导通模式(BCM)与断续导通模式(DCM)下的控制策略;针对单一控制策略难以兼顾功率密度与低损耗的不足,提出一种 BCM/DCM 混合控制策略,并将其应用于交错并联微型逆变器拓扑中,实现逆变器根据不同工况自适应切换工作模式;最后,通过仿真实验验证了所提混合控制策略的可行性与有效性,为反激微型逆变器的性能优化提供了可行方案。

关键词

光伏;反激微型逆变器;交错并联;控制策略

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2026.01.021

0 引言

随着化石能源逐渐耗尽,发展以光伏发电为代表的可再生能源已成为能源转型的重要途径^[1]。并网光伏系统中,逆变器是连接光伏组件与电网的核心能量转换装置。微型逆变器因能独立对单块组件进行最大功率追踪、提升阴影适应性和系统效率,受到广泛关注,其模块化、小型化、即插即用、安全性高等优点,使其成为逆变器研究与应用的热点方向^[2-3]。

反激微型逆变器的拓扑,前级实现直流升压,后级采用全桥电路将直流电流转换为交流正弦波电流并入电网。反激逆变器能够在断续导通模式(DCM)及临界导通模式(BCM)两种状态下工作。DCM 模式控制相对简单,电感电流在周期结束时归零,二极管关断时没有反向电流降低了开关损耗,但在 DCM 模式下会产生更高的峰值电流,器件要承受更大的电流,在重载下,导通损耗较大,效率较低^[4-5]。相较于 DCM,BCM 模式下效率更高,功率密度更高,但在轻载下工作频率较高,降低了效率。因此本文将两种工作模式结合,在轻载工况下工作在 DCM 下,这样可以降低峰值电流,并且频率也在正常范围内,在重载工况下切换为 BCM 模式,有效提高功率密度^[6]。将该混合控制策略应用在交错并联反激逆变器上,根据输出电流的不同选择工作在不同的工作模式^[7]。

1 反激逆变器的模型分析

1.1 基本工作原理

图 1 和图 2 为交错并联反激逆变器的主电路和简化电路,

整个拓扑由两级构成,包括前级交错反激变换电路和后级全桥逆变电路。前级部分通过主、从开关管 VT_1 、 VT_2 在控制信号下交错 180° 导通,在变压器原边进行储能,当开关管 VT_1 和 VT_2 关断时,原边储存的能量通过高频变压器耦合到副边,形成高频交流信号,随后该信号通过后级逆变全桥电路,将高频双倍频半波电路转换为工频的正弦交流电,最后经过滤波实现并网输出^[8]。反激逆变器工作在 DCM 和 BCM 模式下都采用原边峰值电流控制,通过控制原边电流可实现并网电流的正弦化以及改变并网电流的大小^[9]。

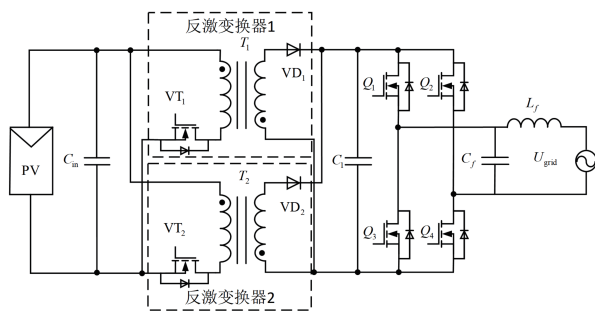


图 1 交错并联反激逆变器主电路

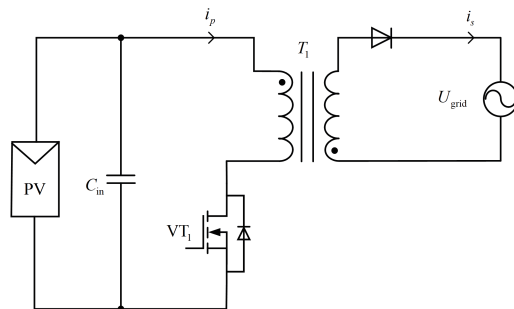


图 2 反激逆变器简化电路

1. 安徽理工大学电气与信息工程学院 安徽淮南 232001

当原边开关管 VT_1 导通时, 励磁电流 i_p 从零开始线性上升, 并在到达 i_{ref} 时触发关断信号, 关断 VT_1 , 开关管的导通持续时间 t_{on} 可通过公式表示为:

$$t_{on} = \frac{L_m}{V_{pv}} i_{ref} \quad (1)$$

式中: V_{pv} 是反激逆变器输入电压; L_m 是变压器励磁电感。

当 VT_1 关断时, 副边二极管承受正向电压开始导通, 副边二极管电流开始下降, 下降时间为 t_{off} , 理想情况下电网电压为:

$$v_g = \sqrt{2} V_g \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中: V_g 为电网电压有效值; t_{off} 可以表示为:

$$t_{off} = \frac{NL_m}{\sqrt{2} V_g \sin(\omega t)} i_{ref} \quad (3)$$

式中: N 为变压器匝数比。

副边二极管的平均电流表示为:

$$i_{s,avg} = \frac{i_{ref}}{2N} \frac{t_{off}}{t} \quad (4)$$

为了实现并网电流与电网电压严格同步并呈现正弦波形变化, 则有:

$$i_{s,avg} = \sqrt{2} I_g \sin(\omega t) \quad (5)$$

式中: I_g 为电网电压有效值。

在 BCM 模式下, 开关周期为:

$$t_{BCM} = t_{on} + t_{off} \quad (6)$$

在 DCM 模式下由于开关频率固定为 f_{DCM} , 开关周期可以表示为:

$$t_{DCM} = \frac{1}{f_{DCM}} \quad (7)$$

联立公式 (1) (3) (4) (5) (6) (7), 可以求得原边峰值电流的基准值分别为:

$$i_{ref} = \begin{cases} 2 \sin(\omega t) \sqrt{\frac{P_o}{f_{DCM} L_m}}, & \text{DCM} \\ 2 \sqrt{2} P_o \sin(\omega t) \left[\frac{N}{V_g} + \frac{\sqrt{2} \sin(\omega t)}{V_{pv}} \right], & \text{BCM} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $P_o = I_g V_g$ 。从式中可以看出当电路参数 V_{pv} 、 V_g 、 N 、 L_m 、 f_{DCM} 确定时, 峰值电流基准只与 P_o 有关, 通过调节峰值电流参考公式中的 P_o , 可以改变电流参考值的幅值, 进而控制输出电流。

交错并联反激逆变器的结构将两路相同的功率通道并联运行, 在理想工况下, 假定并联的两路子电路参数完全一致, 此时每一路的原边峰值电流基准值可将式 (8) 的总输出功率 P_o 替换为 $P_o/2$ 而求得, 得到的交错并联下的原边峰值电流的基准值为:

$$i_{ref} = \begin{cases} \sin(\omega t) \sqrt{\frac{2P_o}{f_{DCM} L_m}}, & \text{DCM} \\ \sqrt{2} P_o \sin(\omega t) \left[\frac{N}{V_g} + \frac{\sqrt{2} \sin(\omega t)}{V_{pv}} \right], & \text{BCM} \end{cases} \quad (9)$$

1.2 反激逆变器控制策略

1.2.1 DCM 控制

图 3 为反激逆变器工作在 DCM 模式下的控制框图, 光伏系统最大功率点跟踪 (MPPT) 模块输出的电流指令值经过比例积分调节器处理后, 生成并网电流的幅值控制量, 该电流幅值与该控制量与经过锁相同步处理的单位正弦半波信号相乘得到峰值电流调制信号 i_{ref} , 通过将调制信号与三角载波信号交截, 得到主开关管 PWM 驱动脉冲信号 g_1 。全桥电路 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动信号由电网电压过零检测电路产生的同步信号控制, 确保输出电流与电网电压保持严格的相位同步。

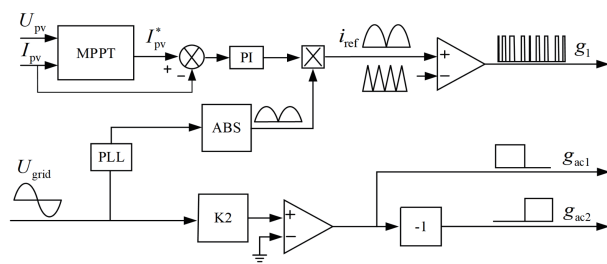


图 3 反激逆变器 DCM 控制框图

1.2.2 BCM 控制

BCM 模式的控制框图如图 4 所示, 工作在 BCM 模式下的峰值电流调制信号 i_{ref} 也是 MPPT 生成的参考电流幅值后与单位正弦半波信号相乘得到。与 DCM 控制模式不同的是, BCM 模式下需要实时检测变压器原边电流 i_p 并与调制信号进行比较, 同时将副边二极管电流 i_s 的过零检测信号经逻辑反相处理后, 与前述比较结果进行逻辑与运算, 最终得到主开关管的驱动信号, 全桥逆变电路的驱动信号同 DCM 模式下的驱动信号。

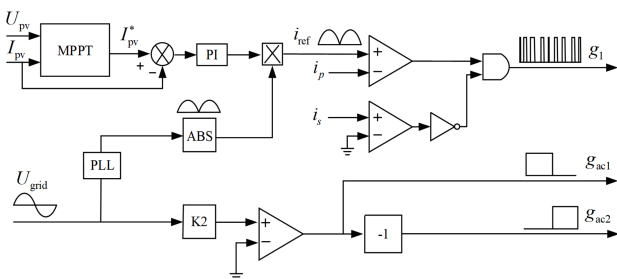


图 4 反激逆变器 BCM 控制框图

1.2.3 BCM 和 DCM 混合控制策略

反激逆变器工作在 DCM 模式时频率固定, 在轻载时具有较高的效率, 对于 BCM 模式, 由于励磁电流不存在断续, 功率密度较高, 然而当工作在轻载时开关频率变得极高, 增加开关管的损耗。因此在轻载和电流过零时工作在 DCM 模式下, 避免了开关频率过高的问题, 同时在重载时工作在 BCM 模式下, 提高功率密度, 降低开关损耗。

如图 5 所示, 根据并网电流的幅值大小, 划分 BCM 和 DCM 工作区间。设置 I_A 为工作切换点, 当输出电流大于 I_A 时, 工作在 BCM; 当输出电流小于 I_A 并且大于 0 时, 工作

在 DCM, 分区电流 I_d 的选取主要依据反激逆变器开关管的工作频率、工作效率以及并网电流的总谐波畸变率 (THD) 综合选取^[10]。混合控制框图如图 6 所示。

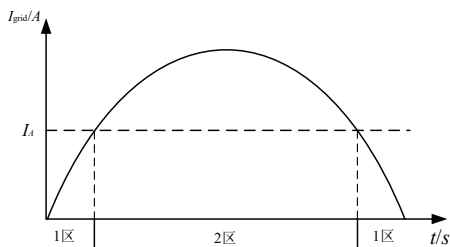


图 5 混合工作模式的区间分布

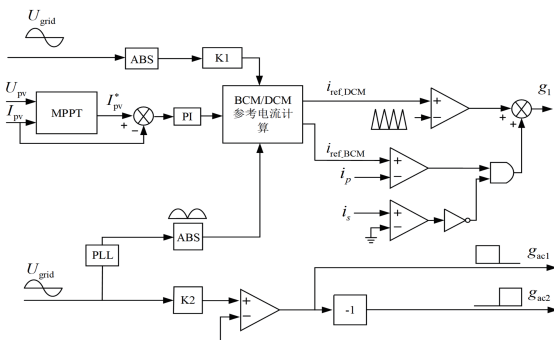


图 6 BCM/DCM 混合控制框图

上面分析的是交错并联反激逆变器其中一条子电路单独工作时的控制策略，而对于交错并联反激逆变器如果工作在轻载时主从开关管都工作将会增加开关损耗，因此针对交错并联反激逆变器提出主从开关管不同时导通的控制策略，具体在此前已经详细介绍。

1.3 交错并联的反激逆变器混合控制策略

反激逆变器工作在 DCM 和 BCM 的原边电流峰值都较高, 器件的电流应力较大, 采用交错并联结构可以有效降低器件承受的电流应力, 式 (9) 为交错并联下的原边峰值电流的基准值。交错并联的混合控制相较于单路进行了细化, 划分为 3 个区间。

(1) I 区, $0 < I_{\text{grid}} < I_B$, 交错并联反激逆变器工作在单路 DCM。此时只有主开关 VT_1 工作在 DCM 模式。

(2) 2 区, $I_B < I_{\text{grid}} < I_A$, 此时工作在单路 BCM, 只有主开关 VT_1 工作在 BCM 模式。

(3) 3 区, $I_{\text{grid}} > I_A$, 工作在交错并联的 BCM, 主开关管 VT_1 和从开关管 VT_2 均工作在 BCM 模式下, 区间分布如图 7 所示。

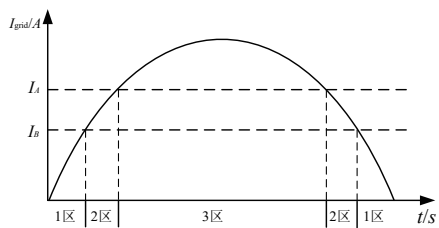


图 7 交错并联混合工作模式的区间分布

交错并联反激逆变器与单路反激逆变器在控制策略上有所不同,具体如图 8 所示,其中 i_{refQ1} 和 i_{refQ2} 分别为主从反激变流器的峰值基准电流; i_{p1} 和 i_{p2} 为对应的变压器励磁电流,在主开关管 VT_1 关断时触发从开关管 VT_2 导通,实现开关管交错导通。

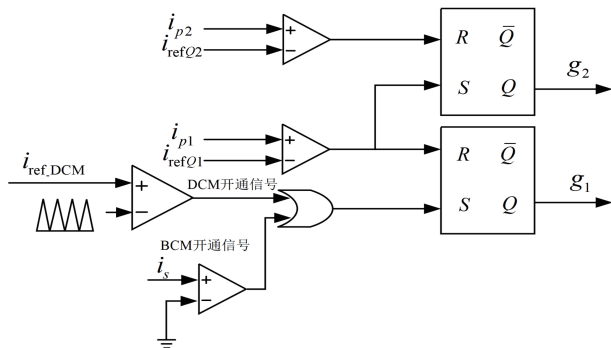


图 8 交错并联控制框图

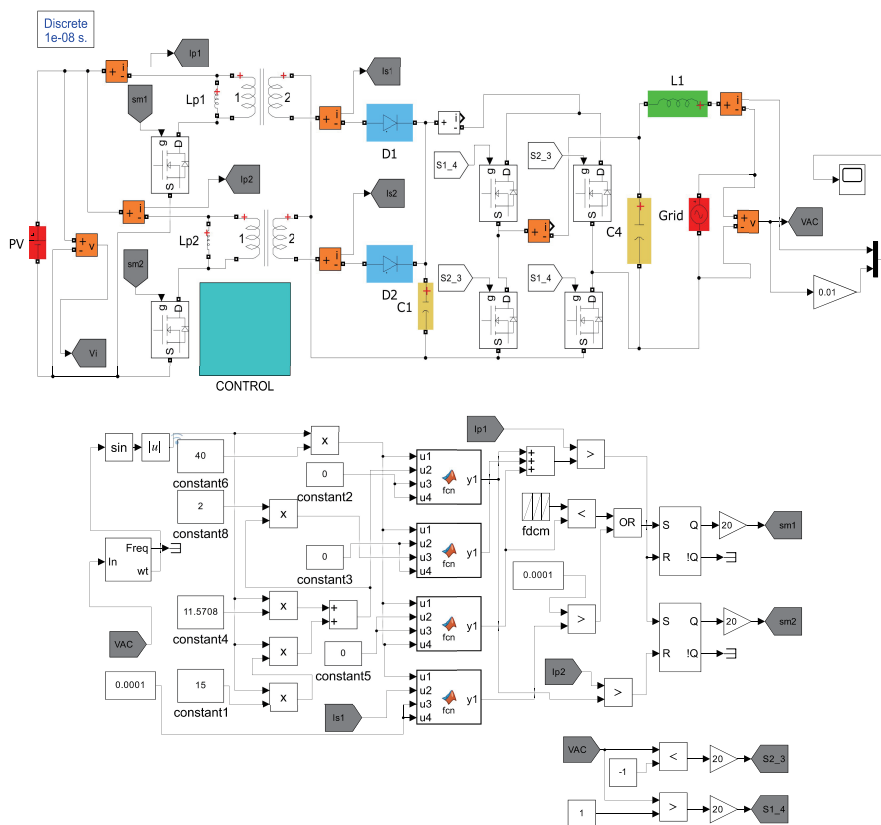


图 9 交错并联反激逆变器仿真图

2 仿真分析

图9所示为所建立的交错并联反激逆变器系统仿真模型结构图。基于MATLAB/Simulink构建了仿真模型,仿真参数设置如下:

工作DCM模式下,开关频率设置为100 kHz;直流输入侧电压为40 V,额定输入功率350 W;交流输出侧接入220 V/60 Hz电网;变压器采用1:6的匝数比。

图10展示了交错并联反激逆变器在混合控制模式下主、从变压器原边励磁电流的仿真波形,反激逆变器在BCM和DCM模式之间进行动态切换,图11为逆变器的并网电压和电流的仿真波形,可以看出并网电流与电网电压保持同相。对并网电流进行FFT分析,如图12所示,其总谐波畸变率THD为1.89%,符合低于5%的标准要求,满足并网要求。

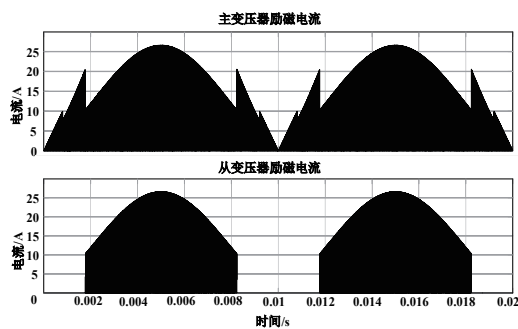


图10 主、从变压器励磁电流仿真图

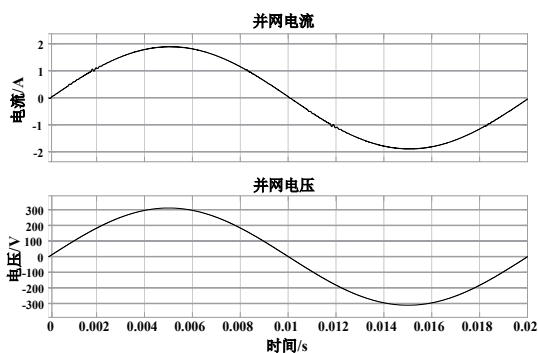


图11 并网电流和并网电压仿真图

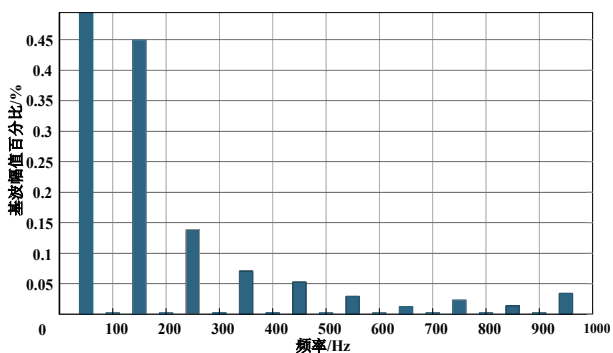


图12 并网电流谐波含量

3 结论

本研究针对交错并联反激微型逆变器,提出了一种BCM/DCM混合控制策略,根据不同工况条件,使其运行在以下3种模式:

- (1) 单路DCM控制模式;
- (2) 单路BCM控制模式;
- (3) 交错并联BCM控制模式。

本文所提控制方法在全负载范围内显著提高了能量转换效率,并且有效降低了并网电流的总谐波畸变率。最后通过仿真研究验证控制算法的有效性,后续将通过硬件平台测试进一步优化控制参数。

参考文献:

- [1] 吴琪.反激式光伏微型逆变器的研究[D].镇江:江苏大学,2020.
- [2] 李涛,任一峰,安坤,等.反激式微型逆变器及控制策略[J].实验室研究与探索,2020,39(7):6-10.
- [3] 张峰,谢运祥,胡炎申,等.临界模式混合光伏微型逆变器的特性分析[J].电工技术学报,2020,35(6):1290-1302.
- [4] 李佳龙,杨燕翔,王军,等.DCM变频控制的反激单相光伏并网微型逆变器[J].电测与仪表,2020,57(2):129-134.
- [5] ZHANG F, XIE Y X, HU Y S, et al. A hybrid boost-flyback/flyback microinverter for photovoltaic applications[J].IEEE transactions on industrial electronics, 2019, 67(1): 308-318.
- [6] 李涛.双通道交错反激并网微型逆变器的研究与设计[D].太原:中北大学,2021.
- [7] 张哲.模块化光伏并网系统中微型逆变器和功率优化器结构和控制策略研究[D].杭州:浙江大学,2014.
- [8] 赖良发.光伏并网微型逆变器拓扑及控制策略的研究[D].合肥:合肥工业大学,2012.
- [9] 侯大成.基于平面变压器的光伏微逆的研究与设计[D].无锡:江南大学,2024.
- [10] 黄学宇,陈国定,胡孟杰,等.联网微型光伏逆变器分段混合控制方法研究[J].机电工程,2014,31(4):522-526.

【作者简介】

吴飞跃(1999—),男,安徽阜阳人,硕士研究生,研究方向:电力电子技术。

(收稿日期:2025-07-10 修回日期:2026-01-12)