

收稿日期: 2014-06-

基金项目: 国家自然科学基金项目(61203031)。

通讯作者: 董 密(1976—), 女, 博士, 副教授, 主要从事电力电子技术及电力系统自动化的研究。联系电话: 13707313048, Email: mi.dong@csu.edu.cn

文章编号:

CCM 交错反激式光伏并网微逆变器的建模和控制

杨 建, 阮 璇, 孙 尧, 粟 梅, 董 密

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083)

摘要: 建立了 CCM 交错反激式微逆变器的整体四阶模型, 分析了系统的零极点分布, 并基于该模型提出控制设计策略。相对已有的采用单路反激式微逆变器模型近似分析交错反激式微逆变器系统特性并进行控制设计的方法, 该方法能准确描述系统控制输入到并网电流传递函数中存在的右半平面零点位置, 提高控制设计的精确性和控制效果, 修正已有方法中存在的控制偏差, 同时改善两路反激变换器参数不同而引起的负载不平衡, 提高系统整体性能。最后设计了一台 250W 微逆变器实验样机, 实验结果验证了整体建模和控制的有效性。

关键词: 微逆变器; 交错反激; CCM; 建模; 控制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

10 引言

太阳能作为可再生能源之一, 近年来引起了人们的高度重视, 光伏并网发电技术已成为新能源领域的研究热点^[1-3]。光伏并网微逆变器能够独立实现单块光伏电池板的最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT), 克服了传统集中式逆变器能源利用率低的缺点, 其中基于反激变换器的单相并网微逆变器又因其结构简单、成本低、可靠性高而备受关注^[4-7]。

反激式微逆变器工作模式分为电流断续模式(discontinuous conduction mode, DCM)和电流连续模式(continuous conduction mode, CCM), 相比 DCM, 运行于 CCM 时反激式微逆变器电流应力小, 开关频率低, 效率较高^[4]。将交错技术运用于反激式微逆变器, 可有效提高光伏电池板的利用率, 降低系统损耗, 减小电流纹波^[5-7]。因此 CCM 交错反激式微逆变器具有广泛的应用前景和研究价值。

然而, CCM 交错反激式微逆变器系统控制输入到并网电流的传递函数中存在右半平面(right half plane, RHP)零点, 降低了闭环系统带宽和动态性能, 增加了控制难度^[8,9]。目前对 CCM 交错反激式微逆变器的研究, 大多基于单路反激式微逆变器建模来间接分析交错反激式微逆变器^[10]。一方面, 该方法不能准确反映

实际系统右半平面零点的分布规律, 无法分析实际零点对控制系统设计的影响; 另一方面, 该方法无法直接分析交错式电路中两组反激变换器因参数不匹配而引起的负载不平衡。这些问题直接影响到控制设计和控制效果。

针对上述问题, 本文从两方面展开研究: (1)建立了 CCM 交错反激式微逆变器的整体四阶模型, 分析其零极点分布情况, 结果显示相比将交错反激式微逆变器近似为单路反激式微逆变器而得到的三阶模型, 整体四阶模型右半平面零点影响较小, 而原有的单路建模间接分析法在输出功率降低时适用性下降; (2)基于整体模型, 进行电流闭环控制、前馈控制和均流控制相结合的控制设计, 减小对单路反激式微逆变器建模近似分析交错反激式微逆变器所产生的控制偏差, 校正两路反激变换器参数不一致所引起的电流差异, 提高系统性能。

1 工作原理和动态建模

1.1 工作原理

交错反激式并网微逆变器的拓扑结构如图 1 所示, 该微逆变器包括解耦电容 C_{pv} 、反激变换器 I 组(Flyback I)、反激变换器 II 组(Flyback II)、H 桥逆变电路和 LC 输出滤波电路。各参数和变量说明如下: V_{pv} ——光伏板电压; C_{pv} ——解耦电容; n ——变压器匝比; L_{m1} 、 L_{m2} ——原边励磁电感; i_{m1} 、 i_{m2} ——原边电流; i_{s1} 、 i_{s2} ——副边电流; L_f ——滤波电感; C_f ——滤波电容; v_{fly} ——反激变换器输出电压; v_{ac} ——滤波电感电压; i_{ac} ——并网电流; v_g ——电网电压; D ——稳

¹收稿日期: 2014-06-

基金项目: 国家自然科学基金项目(61203031)

通讯作者: 董 密(1976—), 女, 博士, 副教授, 主要从事电力电子技术及电力系统自动化的研究。mi.dong@csu.edu.cn

态占空比, $D'=1-D$ 。

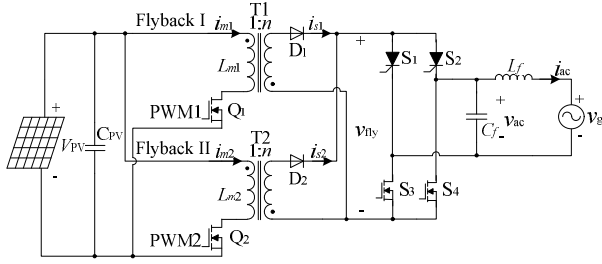


图1 交错反激式微逆变器拓扑结构图

Fig. 1 Topology of interleaved flyback micro-inverter

根据伏秒平衡, 以及 CCM 时输入电压与输出电压的关系, 可得到反激变换器中开关的稳态占空比表达式

$$D = \frac{|v_g|}{nV_{pv} + |v_g|} \quad (1)$$

图2为 $v_g > 0$ 时系统工作模态图。 $v_g > 0$ 时微逆变器共有4种工作模态, 详细分析如下。

模态 I: Q_1 导通, Q_2 关断, D_1 反向关断, D_2 正向导通, Flyback II 向电网输出功率;

模态 II: Q_1 关断, Q_2 导通, D_1 正向导通, D_2 反向关断, Flyback I 向电网输出功率;

模态 III: Q_1 导通, Q_2 导通, D_1 反向关断, D_2 反向关断, Flyback I 和 Flyback II 都不向电网输出功率;

模态 IV: Q_1 关断, Q_2 关断, D_1 正向导通, D_2 正向导通, Flyback I 和 Flyback II 同时向电网输出功率。

$v_g < 0$ 时微逆变器的工作模态与 $v_g > 0$ 时类似, 本文不再赘述。反激变换器输出电流为正弦整流半波, H 桥逆变电路两组桥臂工频切换, 将正弦整流半波直流电流逆变为正弦电流。

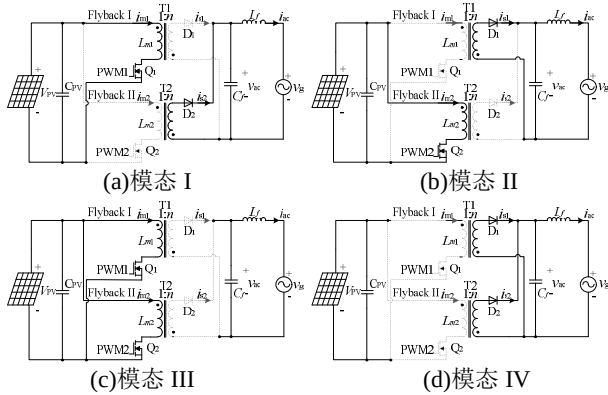


图2 CCM 交错反激式微逆变器工作模态图($v_g > 0$)

Fig. 2 Operating modes of CCM interleaved flyback micro-inverter($v_g > 0$)

1.2 动态建模

为了便于建模及分析, 本文做以下假设:

1) 直流侧解耦电容 C_{pv} 足够大, 不考虑直流端电

压纹波的影响;

2) 同一开关周期中 Flyback I 和 Flyback II 占空比 D 相同;

3) 考虑变压器原副边电感和输出滤波器电感的串联等效电阻 (equivalent series resistance, ESR), 忽略变压器漏感。

图3为交错反激式微逆变器 PWM 波和占空比关系图。如图所示, 主开关 Q_2 滞后主开关 Q_1 半个开关周期($T_s/2$)导通, CCM 交错反激式微逆变器系统模型分为两部分。

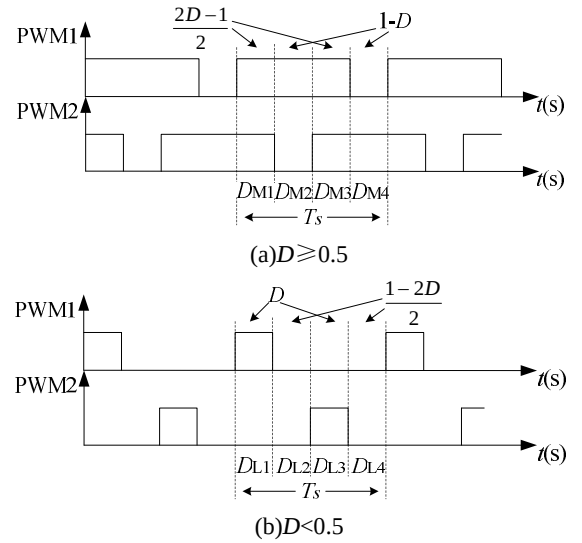


图3 PWM 波和占空比关系图

Fig. 3 Relationship between PWM and duty cycle

当 $D \geq 0.5$ 时, Flyback II 主开关 Q_2 在 Flyback I 主开关 Q_1 关断前开通, 两路反激变换器在一个开关周期 T_s 内分为4个工作区间, 每个工作区间模态及所占周期比例分别为: D_{M1} —模态 III— $[(2D-1)/2]$; D_{M2} —模态 I— $[1-D]$; D_{M3} —模态 III— $[(2D-1)/2]$; D_{M4} —模态 II— $[1-D]$ 。

当 $D < 0.5$ 时, Flyback II 主开关 Q_2 在 Flyback I 主开关 Q_1 关断后开通。两路反激变换器在一个开关周期 T_s 内分为4个工作区间, 每个工作区间模态及所占周期比例分别为: D_{L1} —模态 I— $[D]$; D_{L2} —模态 IV— $[(1-2D)/2]$; D_{L3} —模态 II— $[D]$; D_{L4} —模态 IV— $[(1-2D)/2]$ 。

根据状态空间平均和工作点附近微偏线性化, 由模态 I、II、III 和 D_{M1} — D_{M4} 可得 $D \geq 0.5$ 时系统的开关周期小信号模型; 由模态 I、II、IV 和 D_{L1} — D_{L4} 可得 $D < 0.5$ 时系统的开关周期小信号模型。再由上述二者得到 CCM 交错反激式微逆变器系统的四阶开关周期小信号模型和控制输入到并网电流的传递函数 G_{it} 为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{m1}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{m2}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{ac}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{ac}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_{m1}} & 0 & 0 & -\frac{D'}{nL_{m1}} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_{m2}} & 0 & -\frac{D'}{nL_{m2}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ \frac{D'}{nC_f} & \frac{D'}{nC_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{m1} \\ \hat{i}_{m2} \\ \hat{i}_{ac} \\ \hat{v}_{ac} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_1}{L_{m1}} \\ \frac{k_2}{L_{m2}} \\ 0 \\ -\frac{I_{m1} + I_{m2}}{nC_f} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (2)$$

$$\hat{y} = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} \hat{i}_{m1} \\ \hat{i}_{m2} \\ \hat{i}_{ac} \\ \hat{v}_{ac} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$G_{it}(s) = \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{As^2 + Bs + M}{s^4 + Es^3 + Fs^2 + Gs + N} \quad (4)$$

其中参数 R_1 , R_2 , k_1 , k_2 , A , B , E , F , G , M 和 N 的表达式见附录。式中, R_{p1} 、 R_{p2} ——原边电感串联等效电阻; R_{s1} 、 R_{s2} ——副边电感串联等效电阻; R_f ——滤波电感串联等效电阻。

将交错反激式微逆变器简化为单路反激式微逆变器得到系统近似三阶模型 $G_{sg}^{[10]}$ (为与本文假设统一, 不考虑解耦电容 C_{pv} 电压纹波的影响)。与近似三阶模型类似, 整体四阶模型 G_{it} 也含有一个右半平面零点, 其位置主要由原边励磁电感、系统工作功率、电网电压 v_g 和光伏板电压 V_{pv} 共同决定。而四阶模型分子分母中各系数均含有两组反激变换器的参数, 且有两组参数乘积的耦合项, 因而零极点分布同时受到两组反激变换器参数的影响。

2 系统零极点分析

根据表 1 中的电路参数表, 可得图 4 所示的整体四阶模型和近似三阶模型零极点分布图。由图 4 可知, 四阶模型和近似三阶模型极点均在左半平面, 差异较小; 两模型均存在右半平面零点, 若负载电流增加, 电流闭环调节使得开关占空比增大, 此时反激变换器开关导通时间增加, 关断时间减小, 导致输出平均电流减小, 直到调整若干开关周期后才能恢复。相比三阶模型, 同一工作点四阶模型右半平面零点距离虚轴较远, 四阶模型的调整时间较短。对比四阶模型不同工作点右半平面零点分布, 功率越大, 电网电压瞬时值越大(如 $P_o=250W$, $v_g=311V$), 右半平面零点距离虚轴越近, 对系统动态性能影响越大。

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
解耦电容 C_{pv}/mF	7.2
原边电感 L_{m1} 、 $L_{m2}/\mu H$	55
滤波电容 $C_f/\mu F$	0.345
滤波电感 $L_f/\mu H$	300
变压器匝比 $n/$	6.5
主开关频率 f_s/kHz	57
原边电感串联等效电阻 R_{p1} 、 R_{p2}/Ω	0.15
副边电感串联等效电阻 R_{s1} 、 R_{s2}/Ω	0.05
滤波电感串联等效电阻 R_f/Ω	0.29
电网电压有效值 V_g/V	220
电网电压频率 f_g/Hz	50

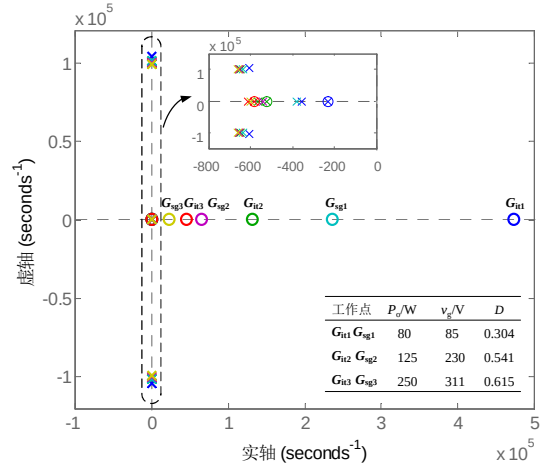


图 4 四阶模型和三阶模型零极点分布图

Fig. 4 Pole-zero locations for forth-order and third-order models

3 控制设计

3.1 电流闭环控制

系统波特图如图 5 所示, 由于 LC 滤波电路影响, 系统在 9.66kHz 处有一谐振点, 相位变化约 180° , 补偿前相位裕量为 -149.49° , 系统不稳定。又由式(1)可知开关稳态占空比 D 仅与光伏板电压 V_{pv} 、电网电压 v_g 和匝比 n 有关, 因此为了控制并网电流, 采用电流闭环控制, 并设计相应的补偿控制器以保证闭环系统稳定性。在开关频率 $f_s=57kHz$, 参考信号频率为二倍工频(100Hz)的条件下, 设计 PI 补偿控制器, 控制目标为:

- 1) 相位裕量大于 45° ;
- 2) 幅值裕量大于 10dB;
- 3) 带宽为 5~15 倍参考信号频率;

同一设计原则下, $P_o=250W$, $v_g=311V$ 时, 基于近似三阶模型间接设计的 PI 控制器(间接法) $G_{C_{sg}}$ 参数为 $K_p=2.69 \times 10^{-3}$, $K_i=6.1$, 作用于交错反激式微逆变器系统上, 补偿后控制效果为: 相位裕量 57° , 幅值裕量 3.4dB, 带宽 1.18kHz。基于整体四阶模型直接设计的

PI 控制器(直接法) G_{C_it} 参数为 $K_p=1.07 \times 10^{-3}$, $K_i=5.6$, 作用于交错反激式微逆变器系统上, 补偿后控制效果为: 相位裕量 46° , 幅值裕量 11.4dB, 带宽 1.17kHz, 系统开环波特图如图 5 所示。间接法控制时虽然系统相位裕量提高, 但幅值裕量偏低, $P_o=30W$, $v_g=130V$ 时, 直接法控制幅值裕量为 2.45dB, 而间接法控制幅值裕量仅为 1.03dB, 系统稳定性下降。由于近似三阶模型与整体四阶模型右半平面零点位置差异较大, 因而间接法与直接法所设计的控制参数不同, 间接法控制效果出现偏差, 且功率越小, 偏差越大。

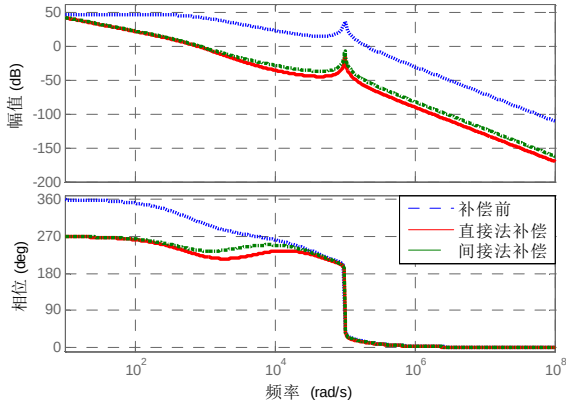


图 5 系统补偿后波特图

Fig. 5 Bode plot for the compensated system

3.2 均流控制

由式(4)和图 4 可知, G_{it} 是四阶模型, 理想情况下 Flyback I 和 Flyback II 各电路参数相同, 四阶模型中存在零极点相消现象, 可视为三阶模型(与近似三阶模型 G_{sg} 不同)。实际电路中两路反激变换器参数存在差异, 导致反激变换器负载不平衡, 变压器温升不同。此时系统模型不能降阶, 因此基于四阶模型进行均流控制设计, 由式(2)和式(5)可得电流均流控制到反激变换器输入电流误差的传递函数, 如式(6)所示。

$$\Delta \hat{i}_{pv}(s) \approx (G'(s) + G''(s)) \Delta d(s) \quad (5)$$

$$G_{\Delta i_{pv}, \Delta d} = \frac{\Delta \hat{i}_{pv}(s)}{\Delta d(s)} = \frac{kDLs^2 + \frac{DD'L(I_{m1} + I_{m2})}{n^2 C_f} s + \frac{kDL}{L_f C_f} + \frac{2D}{n^2 L_{m1} L_{m2} L_f C_f}}{s^3 + (\frac{D^2 L}{n^2 C_f} + \frac{1}{L_f C_f}) s} \quad (6)$$

式中, $k=V_{pv}+V_{ac}/n$; $L=1/L_{m1}+1/L_{m2}$; G' 、 G'' ——Flyback I 和 Flyback II 输入电流到占空比的传递函数。为简化均流模型的建立和分析, 在此忽略原副边电感和滤波电感串联等效电阻。如图 6 所示, 均流控制采用 PI 控制, 参数为 $K_p=0.22 \times 10^{-3}$, $K_i=0.36$, 参考信号为 0, 反激变换器输入电流误差($i_{pv1}-i_{pv2}$)为控制输入, 占空比偏移量 Δd 为控制输出, Flyback I 最终开关占空比为

$(D+d+\Delta d)$, Flyback II 最终开关占空比为 $(D+d-\Delta d)$, d 为电流闭环控制输出的动态占空比, 反激变换器输入电流误差逐渐逼近参考信号。

3.3 整体控制方案

CCM 交错反激式微逆变器系统控制框图如图 6 所示。正弦半波电流参考信号由最大功率点跟踪控制环和锁相环计算得到。为了提高系统响应速度, 引入前馈控制, 稳态占空比根据式(1)计算。电流闭环控制在前馈控制的基础上进行动态占空比校正, PI 控制器 G_{C_it} 根据式(4)的整体四阶模型设计。均流控制在上述二者基础上进行微调, PI 控制器 G_{cs} 根据式(6)设计。

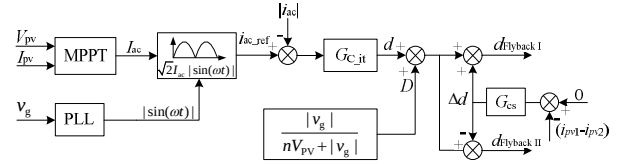


图 6 CCM 交错反激式微逆变器系统控制框图

Fig. 6 Control diagram of CCM interleaved flyback microinverter

4 实验结果

如图 7 所示, 本文设计了 CCM 交错反激式并网微逆变器实验样机, 额定功率为 250W, 每路反激变换器最大功率为 125W, 额定功率运行时系统效率为 94.5%。系统控制单元采用 STM32F207VET6, 光伏组件用光伏模拟器 Agilent E4360A 代替, 其输出电压, 即 V_{pv} 范围为 20~45V, 实测 Flyback I 和 Flyback II 变压器参数见表 3, 其他系统参数见表 1。

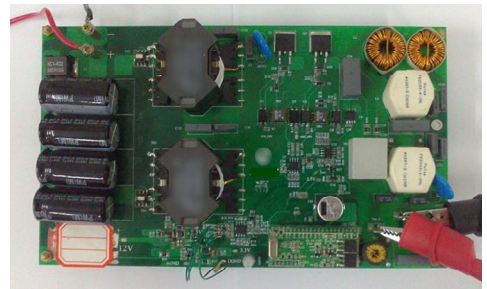


图 7 CCM 交错反激式光伏微逆变器样机

Fig. 7 Prototype of CCM interleaved flyback micro-inverter

表 3 变压器参数

Tab. 3 Transformer parameters

参数	数值
原边电感 L_{m1} 、 $L_{m2}/\mu H$	54.9、57.4
原边电感串联等效电阻 R_{p1} 、 R_{p2}/Ω	0.15、0.18
副边电感串联等效电阻 R_{s1} 、 R_{s2}/Ω	0.051、0.085

图 8 为本文设计的微逆变器输出功率 $P_o=250W$ 时的并网电流和反激变换器输出电压波形。反激变换器输出电压 v_{ny} 为正弦半波, 系统输入电压为 37.4V, 并网电流峰值为 1.6A, 输出电压峰值为 310V, THD 为

2.37%，符合电网要求。

图 9 为 Flyback I 和 Flyback II 移向 180° PWM 信号和原边采样电流波形。由图可知，反激开关管 Q_1 和 Q_2 以半开关周期交错模式工作，CCM 模式下，开关周期内励磁电感电流不会下降到零，反激变压器的寄生参数导致开关导通时产生高频谐振电流。

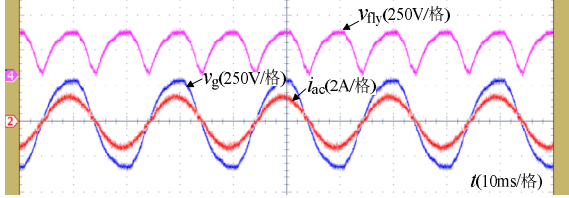


图 8 并网电流和反激变换器输出电压波形($P_o=250W$)

Fig. 8 Waveforms for micro-inverter's output current and flyback converter's output voltage ($P_o=250W$)

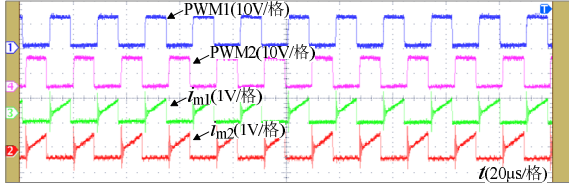
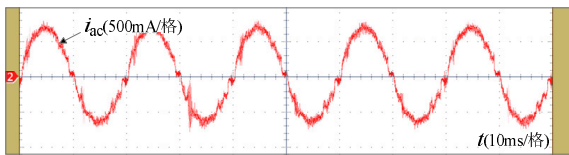


图 9 PWM 信号和原边采样电流波形

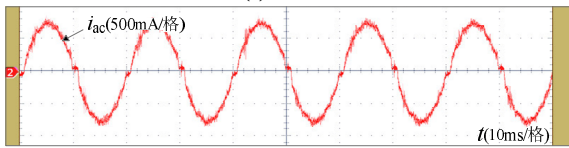
Fig. 9 Waveforms of PWM and primary sampling current

图 10(a)(b)为两种建模控制下并网电流波形图，输出功率为 $P_o=120W$ 。如图所示，为了可靠换向，实验过程中设置了过零死区，过零点处产生畸变。直接法控制时并网电流 THD 为 5.65%，间接法控制时并网电流 THD 为 7.34%，由于间接法和直接法设计的控制器参数存在偏差，间接法控制时产生明显畸变，尤其在过零点处间接法跟踪信号能力有限，导致系统性能下降，小功率时控制偏差明显。

图 11 为加入均流控制环前后 Flyback I 和 Flyback II 经采样调理后的原边电流波形。均流控制前二者峰值相差约 0.3V，Flyback I 原边电流较大，加入均流控制后，二者峰值相差约 0.1V，偏差减小。



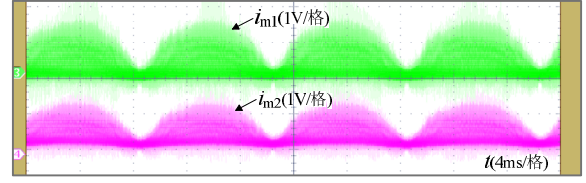
(a) 间接法



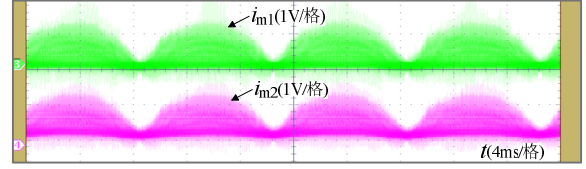
(b) 直接法

图 10 两种建模控制时系统输出电流($P_o=120W$)

Fig. 10 Output current for the two modeling and control methods($P_o=120W$)



(a) 加均流控制前



(b) 加入均流控制后

图 11 均流控制前后原边电流波形

Fig. 11 Waveforms for primary current before and after current sharing control

5 结论

本文对 CCM 交错反激式微逆变器进行整体四阶建模。通过分析零极点分布情况，发现相比其近似的单路单路反激式微逆变器三阶模型，整体四阶模型控制输入到并网电流传递函数中的右半平面零点距离虚轴更远。基于三阶模型设计得到的并网电流控制器近似应用于交错反激式微逆变器系统中，补偿后幅值裕量偏低，小功率时偏差较大。本文基于交错反激式微逆变器的整体建模分析设计并网电流闭环控制策略，获得了品质良好的并网电流，同时设计均流控制器，改善了由两路反激变换器参数差异引起的负载不平衡。整体建模分析和控制有助于提高 CCM 交错反激式微逆变器的整体性能，具有实际意义。

[参考文献]

- [1] 周林, 冯玉, 郭珂, 等. 单相光伏并网逆变器建模与控制技术研究[J]. 太阳能学报. 2012, 33(3): 485-493.
Zhou Lin, Feng Yu, Guo Ke, et al. Research on Modeling and Control Strategy for Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2012, 33(3): 485-493.
- [2] 张懋, 郝晓飞, 张炜, 等. 单相光伏集成逆变器的综述与研究[J]. 太阳能学报. 2012, 33(S1): 167-174.
Zhang Mao, Hao Xiaofei, Zhang Wei, et al. A Review and Study on Module Integrated Converter for PV System[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2012, 33(S1): 167-174.
- [3] Kjaer S B, Pedersen J K, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [4] Li Y, Oruganti R. A low cost flyback CCM inverter for AC module application[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012, 27(3): 1295-1303.
- [5] Kim Y H, Ji Y H, Kim J G, et al. A new control strategy for improving

- weighted efficiency in photovoltaic AC module-type interleaved flyback inverters[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013, 28(6): 2688-2699.
- [6] 张凤阁, 朱仕禄, 殷孝睢, 等. 交错反激式光伏并网微逆变器的控制器实现[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 142-147.
- ZHANG Fengge, ZHU Shilu, YIN Xiaoju, et al. Controller Design of Grid-Connected Microinverter Based on Interleaved Flyback Structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 142-147.
- [7] 孙林, 梁永春, 龚春英, 等. 基于反激变换器的单级式 DC/AC 逆变器[J]. 电工技术学报, 2006, 21(3): 89-93.
- SUN Lin, LIANG Yongchun, GONG Chunying, et al. Research on Single-Stage Inverter Based on the Flyback Converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 89-93.
- [8] Viswanathan K, Oruganti R, Srinivasan D. A novel tri-state boost converter with fast dynamics[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2002, 17(5): 677-683.
- [9] Terashi H, Cohen I, Ninomiya T. Stability and dynamic response improvement of flyback DC-DC converter by a novel control scheme[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE. IEEE, 2002, 1: 389-394.
- [10] Edwin F F, Xiao W, Khadkikar V. Dynamic Modeling and Control of Interleaved Flyback Module Integrated Converter for PV Power Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1377-1388.
- [11] He X F, Zhang Z, Li X. An optimal control method for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverters to achieve high efficiency in wide load range[C]//Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International. IEEE, 2012, 2: 1429-1433.
- [12] Hu H, Harb S, Kutkut N H, et al. A single-stage microinverter without using eletrolytic capacitors[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013, 28(6): 2677-2687.
- [13] 马皓, 毛兴云, 徐德鸿. 兼顾电感电流连续导通和断续运行模式的 DC/DC 电路建模和参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 64-69.
- MA Hao, MAO Xinyun, XU Dehong. Modeling and Parameter Identification of DC/DC Converters in Both CCM and DCM Mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 64-69.
- [14] Trujillo Rodriguez C, Velasco de la Fuente D, Garcerá G, et al. Reconfigurable control scheme for a PV microinverter working in both grid-connected and island modes[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2013, 60(4): 1582-1595.
- [15] Zhang J, Huang X, Wu X, et al. A high efficiency flyback converter with new active clamp technique[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2010, 25(7): 1775-1785.

[附录]

$$A = -\frac{I_{m1} + I_{m2}}{nL_f C_f} \quad (7)$$

$$B = \frac{k_1 D'}{nL_{m1} L_f C_f} + \frac{k_2 D'}{nL_{m2} L_f C_f} - \frac{(I_{m1} + I_{m2})}{nL_f C_f} \left(\frac{R_1}{L_{m1}} + \frac{R_2}{L_{m2}} \right) \quad (8)$$

$$M = \frac{k_1 R_2 D'}{nL_{m1} L_{m2} L_f C_f} + \frac{k_2 R_1 D'}{nL_{m1} L_{m2} L_f C_f} - \frac{(I_{m1} + I_{m2}) R_1 R_2}{nL_{m1} L_{m2} L_f C_f} \quad (9)$$

$$E = \frac{R_1}{L_{m1}} + \frac{R_2}{L_{m2}} + \frac{R_f}{L_f} \quad (10)$$

$$F = \frac{R_1 R_2}{L_{m1} L_{m2}} + \frac{R_1 R_f}{L_{m1} L_f} + \frac{R_2 R_f}{L_{m2} L_f} + \frac{D'^2}{n^2 L_{m1} C_f} + \frac{D'^2}{n^2 L_{m2} C_f} + \frac{1}{L_f C_f} \quad (11)$$

$$G = \frac{D'^2 (R_1 + R_2)}{n^2 L_{m1} L_{m2} C_f} + \frac{D'^2 R_f}{n^2 L_{m1} L_f C_f} + \frac{D'^2 R_f}{n^2 L_{m2} L_f C_f} + \frac{R_1}{L_{m1} L_f C_f} + \frac{R_2}{L_{m2} L_f C_f} + \frac{R_1 R_2 R_f}{L_{m1} L_{m2} L_f} \quad (12)$$

$$N = \frac{D'^2 R_f (R_1 + R_2)}{n^2 L_{m1} L_{m2} L_f C_f} + \frac{R_1 R_2}{L_{m1} L_{m2} L_f C_f} \quad (13)$$

$$R_1 = \begin{cases} R_{p1} + D' \frac{R_{s1}}{n^2} & (D \geq 0.5) \\ R_{p1} - D' \frac{R_{s1}}{n^2} & (D < 0.5) \end{cases} \quad (14)$$

$$R_2 = \begin{cases} R_{p2} + D' \frac{R_{s2}}{n^2} & (D \geq 0.5) \\ R_{p2} - D' \frac{R_{s2}}{n^2} & (D < 0.5) \end{cases} \quad (15)$$

$$k_1 = V_{PV} + \frac{V_{ac}}{n} + I_{m1} \left(\frac{R_{s1}}{n^2} - R_{p1} \right) \quad (16)$$

$$k_2 = V_{PV} + \frac{V_{ac}}{n} + I_{m2} \left(\frac{R_{s2}}{n^2} - R_{p2} \right) \quad (17)$$

Modeling and Control of Photovoltaic Grid-connected Interleaved Flyback Micro-inverter on CCM Operation

Yang Jian, Ruan Xuan, Sun Yao, Zhang Pengfei, Dong Mi

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The overall fourth-order model of the interleaved flyback micro-inverter operating in continuous conduction mode (CCM) is established to analyze the pole-zero locations, and then design the controllers. Compared with the existing indirect design method based on the model of a single flyback micro-inverter, the proposed method could more accurately reflect the right-half-plane (RHP) zero locations in the inverter's control-to-output-current transfer function. As a result, the control precision and effectiveness is improved, and the control deviation is reduced, as well as the load imbalance caused by the parameters differences. So the performance of the whole system is improved. A 250-W micro-inverter prototype is built to verify the effectiveness of the proposed modeling and control approaches.

KEY WORDS: micro-inverter; interleaved flyback; CCM; modeling; control

作者简介:

杨建(1978), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 主要从事运动控制、新能源发电技术等方面的研究;

阮璇(1989), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子, 光伏并网逆变器;

孙尧(1981), 男, 博士, 副教授, 主要从事新能源发电与电力电子系统建模、优化与控制领域的研究工作;

栗梅(1967), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事新能源发电与现代电力电子系统建模、优化与控制领域的研究工作;

董密(1976), 女, 博士, 副教授, 主要从事电力电子技术及电力系统自动化的研究, 联系电话: 13707313048, E-mail:

mi.dong@csu.edu.cn。