

交错反激式 CCM 逆变器并网控制策略研究

侯永全¹, 马立方¹, 梅霜¹, 吴波¹, 王坦¹, 陆韬²

(1. 国网江苏省电力有限公司沛县供电分公司, 江苏 徐州 221600;

2. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要:近年来,微型逆变器的使用作为住宅和商业光伏发电转换系统的可行方法之一,受到了人们的广泛关注。工作在电流连续导通模式(CCM)下的反激式逆变器以其输出纹波电流小、效率高、成本低等特点,受到了广泛研究。然而,其控制占空比到输出电流的传递函数具有右半平面(RHP)零,当逆变器与高增益反馈控制器组合时,可能造成系统不稳定。此外,反激式 CCM 逆变器还会受到电网时变电压的干扰。因此,传统的控制方案导致输出跟踪不准确。提出了一种交错反激式 CCM 微型逆变器迭代学习控制(ILC)方法,利用预测项和当前学习项,帮助系统输出收敛到参考轨迹。相较于传统的 PI 控制方案,在不存在状态干扰、输出噪声和初始状态误差的情况下,系统输出全局收敛于参考轨迹。

关键词:微型逆变器;电流连续导通模式;右半平面(RHP)零;迭代学习控制

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd25597

Research on Grid-connected Control Strategy of Interleaved Flyback CCM Inverter

HOU Yongquan¹, MA Lifang¹, MEI Shuang¹, WU Bo¹, WANG Tan¹, LU Tao²

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Peixian Power Supply Branch, Xuzhou 221600, Jiangsu, China;

2. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology,
Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

Abstract: In recent years, the use of microinverters has received a lot of attention as one of the viable methods for residential and commercial PV power conversion systems. Flyback inverters operating in current continuous conduction mode (CCM) have been widely studied for their low output ripple current, high efficiency, and low cost. However, its control duty cycle to output current transfer function has right-half-plane (RHP) zeros, which may cause system instability when the inverter is combined with a high-gain feedback controller. In addition, flyback CCM inverters are subject to grid time-varying voltage disturbances. As a result, the conventional control scheme leads to inaccurate output tracking. An interleaved flyback CCM microinverter iterative learning control (ILC) method was proposed to help the system output converge to the reference trajectory by utilizing the prediction term and the current learning term. Compared with the traditional PI control scheme, the system output globally converges to the reference trajectory without state disturbance, output noise and initial state error.

Key words: microinverter; current continuous conduction mode (CCM); right-half-plane (RHP) zero; iterative learning control (ILC)

当前,我国能源消耗仍以化石能源为主,其中煤炭、石油、天然气等化石能源储量不足^[1],大力发展新能源,降低化石能源的比重,是我国未来可持续发展的必然选择。随着科技的发展以

及相关政策的支持,为顺利实现“碳中和”、“碳达峰”,以光伏为代表的新能源及其相关产业在我国具有广阔的发展前景^[2]。近年来,光伏微型逆变器凭借其能够提高局部遮荫条件下的发电效

基金项目:中国博士后科学基金(2023M732412)

作者简介:侯永全(1973—),男,硕士,高级工程师,主要从事生产调度、检修运行、通信自动化、新型电力系统研究等工作,

Email:Wts_007@126.com

通讯作者:陆韬(2001—),男,硕士研究生,主要研究方向为新能源发电、新型电力系统、电力系统电力电子化,

Email:ts23230030a31tm@cumt.edu.cn

率、安全简便的安装方式以及不存在光伏模块间的功率失配问题等优点,在光伏并网发电系统中得到了广泛的关注和应用^[3-5]。

为了满足光伏组件的最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)、高效率、低成本、长寿命和电流隔离等要求,人们已经进行了大量的研究,以找到合适的逆变器拓扑^[6-7]。其中,基于反激式的微型逆变器因其结构和控制简单、成本较低以及固有的电流隔离特性而成为最有吸引力的解决方案之一^[8-9]。

反激逆变器主要在两种不同的导通模式下工作:不连续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)和连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)。当工作在DCM状态时,逆变器控制输入到输出的传递函数为常数。因此,输出电流的控制比较简单。但DCM状态下功率器件具有较高的电流压力,降低了系统整体的转换效率,同时输出滤波器的设计也由于高纹波电流而变得复杂^[10]。相比于DCM状态,反激式逆变器工作在CCM状态时具有电流应力小、转换效率高、输出滤波器设计简单等优点^[11]。然而,CCM状态下控制输入到输出的传递函数具有右半平面(right-half-plane, RHP)零,限制了系统的可实现的带宽。此外,根据工作点的不同,RHP零点位置在很大范围内变化。因此,控制器应考虑到最坏情况下RHP为零,这给控制器的设计带来了困难,限制了反激式CCM逆变器的实际应用。

为了解决上述问题,文献[12]采用传统的PI控制器,但CCM中的右半平面(RHP)零点会对控制系统的增益产生限制,使得控制器控制性能不佳,导致总谐波失真高,电能质量难以接受。文献[13]采用比例谐振(PR)控制器,PR控制器具有结构简单、稳态误差可忽略、计算量小等优点,但阶跃变化时的指数衰减是该控制器的局限性之一。此外,PR控制器的另一个缺点是对重复信号交流频率变化的敏感性以及被测信号中出现相移所导致的不稳定性。

本文通过推导工作在CCM状态下的反激式逆变器非线性平均模型,用于构造所提出的迭代学习(ILC)控制器。利用预测项和当前学习项来帮助并网电流输出跟踪误差收敛到零,避免了复杂的补偿网络设计,保证了系统的稳定性和并网电流的电能质量。

1 交错反激式微型逆变器

1.1 微型逆变器拓扑结构

图1为交错反激式微型逆变器的拓扑,它由光伏组件、交错并联反激变换器、工频换相桥和CL滤波器组成。光伏组件产生的光伏电流经过反激电路调制后形成整流正弦馒头波,全桥电路将形成的馒头波进行工频翻转并通过输出滤波器抑制电流中的谐波分量,最后将得到的正弦电流注入电网。

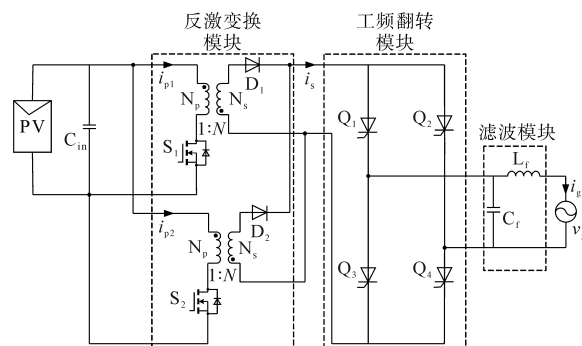


图1 交错反激式微型逆变器拓扑图

Fig.1 Topology diagram of interleaved flyback micro inverter

1.2 微型逆变器稳态分析

由于两路反激变换器交错并联,其工作模式完全相同,仅开关驱动信号互差180°^[14],为了简化分析,只分析其中一路。在恒定开关频率下,反激式逆变器的工作方式分为不连续导通模式(DCM)和连续导通模式(CCM)。

在DCM状态下,每个开关周期 T_s 内流过变压器励磁电感的磁化电流 i_{Lm} 变为零,变压器完全退磁,如图2所示。

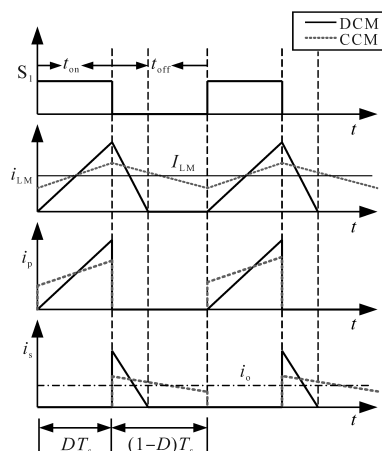


图2 DCM和CCM状态下的主要波形图

Fig.2 Key waveforms in DCM and CCM

当开关 S_1 导通时,初级侧电流给励磁电感 L_m 储能,其峰值表示为

$$I_{p-pk-DCM}(t) = \frac{V_{PV}}{L_m} D_{DCM}(t) T_s \quad (1)$$

式中: D_{DCM} 为工作在 DCM 状态下的占空比; V_{PV} 为光伏组件电压平均值。

存储在励磁电感中的能量 E_{Lm} 为

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} L_m I_{p-pk-DCM}^2(t) = \frac{[V_{PV} D_{DCM}(t) T_s]^2}{2 L_m} \quad (2)$$

假设不考虑逆变器的损耗,根据功率平衡方程有:

$$V_{PV} I_{PV} = \frac{V_m I_m}{2} = P_o \quad (3)$$

$$V_{PV} I_p(t) = v_g(t) i_g(t) = V_m I_m \sin^2(\omega t) \quad (4)$$

式中: I_{PV} 为光伏组件电流平均值; v_g, i_g 分别为电网电压和电网电流的瞬时值; V_m, I_m 分别为 v_g 和 i_g 的峰值; P_o 为平均输出功率; I_p 为初级侧电流平均值; ω 为电网电压的角频率。

如果不考虑系统损耗,则存储在 L_m 中的能量等于传递给电网的能量。根据式(2)~式(4), D_{DCM} 可以推导为

$$D_{DCM}(t) = \frac{2}{V_{PV}} \sqrt{P_o L_m f_s |\sin(\omega t)|} \quad (5)$$

式中: f_s 为开关频率。

在 CCM 状态下,开关 S_1 导通期间光伏组件输出电压直接施加在励磁电感 L_m 两端对其充能; S_1 关断期间,励磁电感 L_m 储存的能量传递到副边,而 L_m 两端的电压反射为 S_1 关断期间的输出电压。根据伏秒平衡原理,CCM 状态下的占空比 D_{CCM} 可以计算为

$$D_{CCM}(t) = \frac{V_m |\sin(\omega t)|}{N V_{PV} + V_m |\sin(\omega t)|} \quad (6)$$

式中: N 为变压器副边与原边的匝数比。

1.3 反激式逆变器的控制问题

反激式逆变器是一个具有时变特性的非线性系统。假设其工作点在小范围内变化,可以将其近似为一个线性时不变系统。由于工况的不同,应推导出一组与每种工况相对应的传递函数。控制器应考虑在不同工况下的稳定性和良好的跟踪性能。

当逆变器工作在 DCM 状态时,控制输入到输出电流的传递函数可以表示为

$$G_{id-DCM}(s) = \frac{V_{PV}}{V_g} \sqrt{\frac{P_o}{2 L_m f_s}} \quad (7)$$

式中: V_g 为电网电压有效值。

可以看到 DCM 状态下传递函数是一个在所有频

率下都具有较小值的增益。为了具有快速准确的参考跟踪和抗干扰性能,DCM 工况下需要使用高增益的反馈控制器。

CCM 中运行的转换器的传递函数可以表示如下式所示^[15]:

$$G_{id-CCM}(s) = \frac{As^2 + Bs + C}{s^2 (R_{PV} C_{in} L_m) + s L_m + D_{CCM}^2 R_{PV}} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} A = -\frac{I_{Lm}}{N} R_{PV} C_{in} L_m \\ B = -\frac{I_{Lm}}{N} L_m + R_{PV} C_{in} \frac{1 - D_{CCM}}{N} (V_{PV} + \frac{V_m}{N}) \\ C = -D_{CCM}^2 R_{PV} \frac{I_{Lm}}{N} + \frac{1 - D_{CCM}}{N} (V_{PV} + \frac{V_m}{N} - D_{CCM} I_{Lm} R_{PV}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: I_{Lm} 为流过变压器励磁电感的平均磁化电流; R_{PV} 为光伏组件等效内阻。

从式(8)中的传递函数可以观察到, $G_{id-CCM}(s)$ 具有 RHP 零点,该 RHP 零点对反馈控制器的增益施加约束以满足系统的稳定性要求。不同工况下 RHP 零点的取值随系统工作点变化,其最小值出现在最大功率传输时的电网电压峰值附近。逆变器的控制器设计应包含所有工作点,这导致反馈控制系统的增益非常低。

图3显示了采用具有两个不同比例增益的传统 PI 控制器时补偿系统的波特图,所用参数如表1所示。控制器的比例增益应较低,以满足对应于逆变器最小 RHP 零点的限制。这使得反激式变换器无法跟踪参考电流并抑制时变电网电压造成的干扰。解决这个问题的一种方法是增加控制器的比例增益。然而,由于系统增益对应于 RHP 零点的限制,增加控制器的比例增益会导致

表1 反激式 CCM 逆变器参数指标

Tab.1 Parameter indicators of flyback CCM inverter

参数	参数值	参数	参数值
开关频率 f_s	50 kHz	解耦电容 C_{in}	7.2 mF
电网电压 V_g	220 V	变压器励磁电感 L_m	28 μ H
电网频率 f	50 Hz	变压器漏感 L_{lk}	0.1 μ H
变压器副边和原边匝数比 N	6	网侧滤波电容 C_f	0.1 μ F
输出功率 P_o	200 W	网侧滤波电容等效电阻 R_{cf}	0.1 Ω
输入电压 V_{PV}	45 V	网侧滤波电感 L_f	5 mH
光伏电池等效电阻 R_{PV}	1 Ω	网侧滤波电感等效电阻 R_{Lf}	0.5 Ω

所有频率下的系统增益随之增加,从而造成系统不稳定。因此,在设计反激式逆变器控制系统时,选择适当的PI控制器增益和补偿网络是一个挑战。

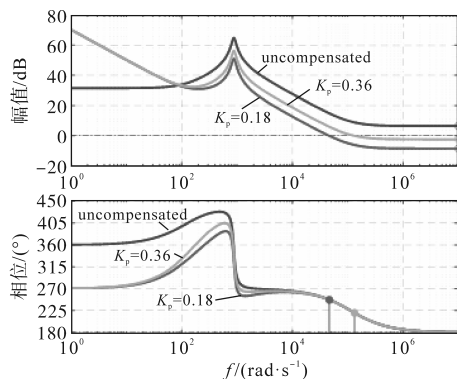


图3 传统PI控制器时补偿系统的伯德图

Fig.3 Bode diagram of compensation system for traditional PI controller

2 ILC控制方案

2.1 反激式CCM逆变器建模

为了消除一些非必要因素的影响,在建模之前做以下假设:

1)反激变换器的开关频率通常远高于电网频率,因此电网电压在一个开关周期内可以视为恒定的直流电压。

2)工作点是指稳态时获得预期瞬时输出电流的一对瞬时输出电压和占空比。

3)开关频率下的稳态平均功率等于工频下的瞬时输出功率。

4)光伏组件可以等效为与电阻串联的纯直流电压源,在文献[16]和文献[17]中已经对其进行了验证。

图4给出了反激式CCM逆变器的非理想等效数学模型。

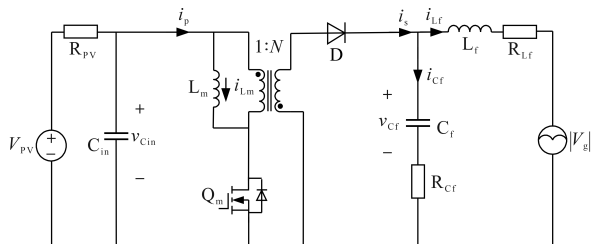


图4 反激式CCM逆变器等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of flyback CCM inverter

考虑整个开关周期,利用基尔霍夫电压和电流定律可以得到整个开关周期内的状态空间方程如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} \\ \frac{di_{Lf}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{Cf}}{N^2 L_m} & 0 & \frac{R_{Cf}}{N L_m} & -\frac{1}{N L_m} \\ 0 & -\frac{1}{R_{PV} C_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{R_{Cf}}{N L_f} & 0 & -\frac{R_{Cf} + R_{Lf}}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{N C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{Cin}(t) \\ i_{Lf}(t) \\ v_{Cf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_{Cf}}{N^2 L_m} & \frac{1}{L_m} & -\frac{R_{Cf}}{N L_f} & \frac{1}{N L_m} \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{Cf}}{N L_f} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{N L_f} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{Cin}(t) \\ i_{Lf}(t) \\ v_{Cf}(t) \end{bmatrix} d(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_{PV} C_{in}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PV} \\ V_g \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm}(t) \\ v_{Cin}(t) \\ i_{Lf}(t) \\ v_{Cf}(t) \end{bmatrix} = Cx(t) \quad (11)$$

式中: $d(t)$ 为CCM状态下的占空比; $x(t)$, $u_c(t)$, $y(t)$ 分别为状态变量、控制输入和输出。

2.2 ILC控制策略

采用采样时间为 ΔT 的正向欧拉方法对上述方程进行离散化。令 $f[x(k)] = \Delta T \cdot A \cdot x(k)$, $G[x(k)] = \Delta T \cdot B \cdot x(k)$, $d(k) = \Delta T \cdot E \cdot v(k)$, $H = C$, 则式(10)、式(11)可表示为差分方程:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= x(k) + f[x(k)] + G[x(k)]u_c(k) + d(k) \\ &= x(k) + \Delta T \cdot A \cdot x(k) + \Delta T \cdot B \cdot x(k) \cdot u_c(k) + \Delta T \cdot E \cdot v(k) \end{aligned} \quad (12)$$

$$y(k) = Cx(k) = Hx(k) \quad (13)$$

图5描述了所提出的控制系统的原理图。为了实现迭代学习控制系统更好的输出跟踪,采用

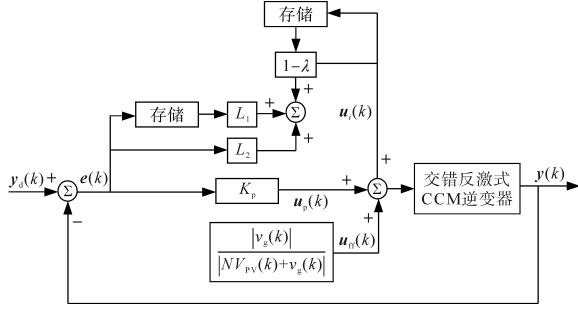


图5 拟采用的 ILC 控制器结构

Fig.5 Proposed ILC controller structure

了比例前馈控制器和占空比前馈控制器。

假设比例控制器 $u_p(k)$ 和占空比前馈控制器 $u_{ff}(k)$ 执行控制输入 $u_c(k)$, 其中有界误差 $\tilde{u}(k) = u_d(k) - u_c(k)$ 被认为是状态干扰; 所需的输入 $u_d(k)$ 将在性质 1 中定义。因此, 比例和占空比前馈控制器的动态方程可以写为

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + f[\mathbf{x}(k)] + \mathbf{G}[\mathbf{x}(k)]\mathbf{u}(k) + \boldsymbol{\beta}(k) \quad (14)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \boldsymbol{\gamma}(k) \quad (15)$$

式中: $\boldsymbol{\beta}(k)$ 为由不完全控制引起的状态扰动; $\boldsymbol{\gamma}(k)$ 为输出测量噪声; $\mathbf{u}(k)$ 为 ILC 的输入。

对于并网反激式逆变器, 控制目标是输出电流信号跟踪受到周期性输出电压干扰的周期性期望电流信号。反过来, 该逆变器执行 $[0, \infty)$ 中周期为 T_s 的重复任务。因此, 所得闭环系统的模型可以表示为

$$\mathbf{x}_i(k+1) = \mathbf{x}_i(k) + f[\mathbf{x}_i(k)] + \mathbf{G}[\mathbf{x}_i(k)]\mathbf{u}_i(k) + \boldsymbol{\beta}_i(k) \quad (16)$$

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}_i(k) + \boldsymbol{\gamma}_i(k) \quad (17)$$

式中: i 为迭代次数; $\mathbf{x}_i(k)$, $\mathbf{u}_i(k)$, $\mathbf{y}_i(k)$, $\boldsymbol{\beta}_i(k)$, $\boldsymbol{\gamma}_i(k)$ 分别为第 i 次迭代时的状态变量、控制输入、控制输出、状态扰动和输出测量噪声; $k \in [1, n]$ 为一个迭代周期内的离散时间索引。

需要注意, 反激式 CCM 逆变器的动态方程式 (16) 和式 (17) 满足以下性质:

性质 1: 假设 $\boldsymbol{\beta}_i(k)$, $\boldsymbol{\gamma}_i(k)$ 为 $\mathbf{0}$, ILC 方案的参考轨迹被给出为有界输出序列 $\mathbf{y}_d(k)$, 可以描述为 $\mathbf{x}_d(k+1) = \mathbf{x}_d(k) + f[\mathbf{x}_d(k)] + \mathbf{G}[\mathbf{x}_d(k)]\mathbf{u}_d(k)$

$$\mathbf{y}_d(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}_d(k) \quad (19)$$

性质 2: 函数 $f[\mathbf{x}_i(k)]$ 和 $\mathbf{G}[\mathbf{x}_i(k)]$ 对于每个 $\mathbf{x}_i(k)$ 满足全局利普希茨条件。

性质 3: 函数 $f[\mathbf{x}_i(k)]$, $\mathbf{G}[\mathbf{x}_i(k)]$ 和 $\mathbf{H}$ 是有界的, 即 $\|f[\mathbf{x}_i(k)]\| \leq b_f$, $\|\mathbf{G}[\mathbf{x}_i(k)]\| \leq b_G$, $\|\mathbf{H}\| \leq b_H$,

其中 b_f , b_G 和 b_H 为正常数。

反激并网逆变器的控制目标是使反激逆变器的输出电流跟踪参考正弦信号。然而, 在反激 CCM 逆变器中, 控制到输出电流的传递函数在 s 平面的右半侧具有零点。该 RHP 零点限制了系统的可实现带宽, 使得传统的控制方案表现出较差的输出跟踪性能。为了提高系统的输出跟踪能力和抗干扰能力, 本文提出的 ILC 控制器满足:

$$\mathbf{u}_{i+1}(k) = (1-\lambda)\mathbf{u}_i(k) + \mathbf{L}_1(k)\mathbf{e}_i(k+1) + \mathbf{L}_2(k)\mathbf{e}_{i+1}(k) \quad (20)$$

对于第 i 次迭代, $\mathbf{e}_i(k) = \mathbf{y}_d(k) - \mathbf{y}_i(k)$ 为输出跟踪误差; $\mathbf{L}_1(k)$ 和 $\mathbf{L}_2(k)$ 为满足 $\|\mathbf{L}_1(k)\| \leq b_{L1}$, $\|\mathbf{L}_2(k)\| \leq b_{L2}$ 的学习增益矩阵, $b_{L1} > 0$, $b_{L2} > 0$; λ 为满足 $0 < \lambda < 1$ 的遗忘因子; $(1-\lambda)\mathbf{u}_i(k) + \mathbf{L}_1(k)\mathbf{e}_i(k+1)$ 为预测学习项; $\mathbf{L}_2(k)\mathbf{e}_{i+1}(k)$ 为帮助输出跟踪误差收敛到零的当前学习项。

2.3 系统整体控制方案

图 6 给出了所设计的交错反激式 CCM 逆变器的整体控制框图。MPPT 算法采用常规的电导增量法, 通过对光伏电压和流过两路反激变换器的电流之和 (即光伏电流) 进行跟踪, 经过电压环后输出得到进网电流幅值基准。考虑到主电路前级为交错并联反激变换器, 两路变换器部分寄生参数的不一致, 会使得两路的功率不平衡, 影响电路正常工作。因此, 在电流环后加入均流控制以保证两路变换器功率及工作状态的一致性。

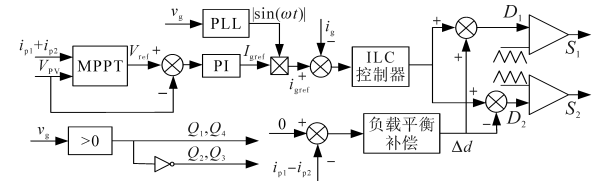


图6 整体控制框图

Fig.6 Overall control block diagram

将所提出的迭代学习控制系统应用于反激 CCM 逆变器时, 考虑其误差收敛性, 即证明当系统存在状态扰动、输出测量噪声和初始状态误差时, $\mathbf{y}_d(k) - \mathbf{y}_i(k)$ 最终是有界的。如果这些状态干扰、噪声和初始状态误差不存在, 那么输出跟踪误差收敛到零。

为保证 $\mathbf{y}_d(k) - \mathbf{y}_i(k)$ 最终有界, 只需要保证系统在最坏工况下的 RHP 零点处满足以下收敛条件:

$$\|(1-\lambda)\mathbf{I} - \mathbf{L}_1(k) \cdot \mathbf{H}\mathbf{G}[\mathbf{x}_i(k)]\| \leq \rho \leq 1 \quad (21)$$

其中

$$HG[x_i(k)] = -\frac{R_{Cr}i_{Lm}i_{Lf}\Delta T}{NL_f}$$

式中: ρ 为谱半径。

为了增强迭代学习控制对状态扰动、输出测量噪声和初始状态误差的鲁棒性,将遗忘因子选取为一个小的正常数,当 λ 过小时,状态扰动、输出测量噪声和初始状态误差的存在会使系统不稳定。另一方面,较大的 λ 值将导致较大的稳态跟踪误差。因此,在选择 λ 时,需要在ILC的鲁棒性和跟踪性能之间进行权衡。为了提高反激式CCM逆变器的跟踪性能,遗忘因子应选择较小的值,例如, λ 的下限由反激式CCM逆变器的实际设置确定,一般情况下,当 λ 小于0.01时,ILC系统变得不稳定。

3 仿真与实验验证

为了验证所提出的迭代学习控制(ILC)方案的可行性,首先使用Matlab软件进行了仿真。然后,搭建了200 W的实验测试平台,如图7所示(光伏板由直流源代替)。实验原型设计和关键参数见表1。控制算法使用基于数字信号处理器(DSP)的控制板在软件中编程,其中实现了诸如过压/过流保护的附加功能。

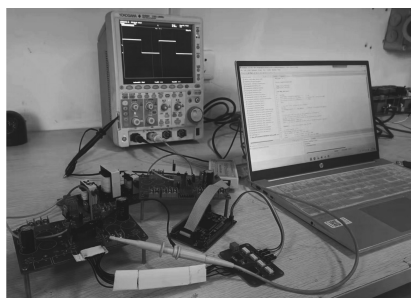


图7 反激式CCM逆变器实验平台

Fig.7 Flyback CCM inverter experimental platform

图8、图9分别为采用传统的PI控制器时输出功率为200 W和120 W时并网电流及THD仿真波形。当输出功率为200 W时,逆变器工作在CCM状态,并网电流THD为2.77%;随着输出功率减小,逆变器进入DCM与CCM混合工作状态,并网电流THD增加为5.38%。随着输出功率进一步降低,逆变器将完全进入DCM工作状态,并网电流THD将进一步增加。本文所述的ILC控制方案是以逆变器工作在CCM状态下进行建模和控制的,鉴于轻载状态下逆变器几乎完全进入DCM状态并且反激式变换器CCM工作状态不适用于100 W以下的小功率场合,本文对轻载状态

不做赘述。

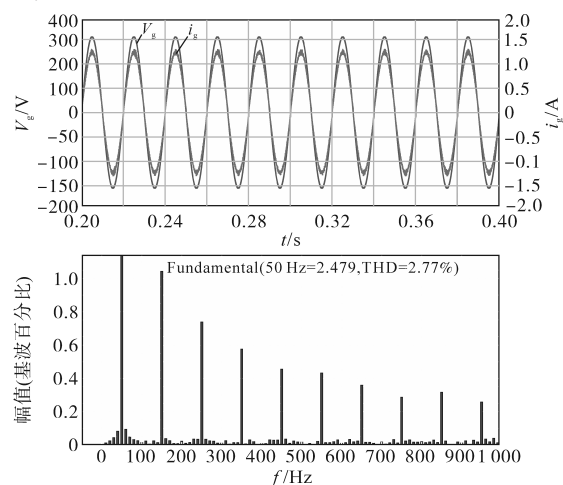


图8 采用PI控制器且输出功率为200 W时并网电流与THD

Fig.8 Grid connected current and THD when using PI controller and output power of 200 W

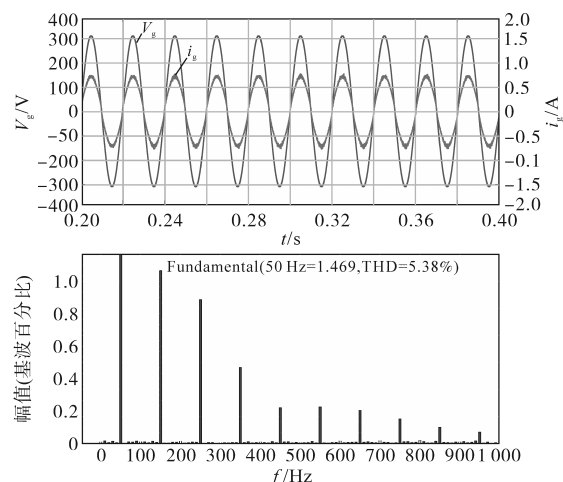


图9 采用PI控制器且输出功率为120 W时并网电流与THD

Fig.9 Grid connected current and THD when using PI controller and output power of 120 W

图10、图11分别为采用所提出的ILC控制器时输出功率为200 W和120 W时并网电流及THD仿真波形。当输出功率为200 W时,逆变器工作在CCM状态,并网电流THD为2.03%,相较于传统PI控制器并网电流THD降低了0.74%;随着输出功率减小,逆变器进入DCM与CCM混合工作状态,并网电流THD增加为4.07%,相较于传统PI控制器并网电流THD降低了1.31%。

图12和图13为输出功率为120 W和200 W情况下并网电压和并网电流的实验波形。当使用PI控制器时,输出的并网电流具有一定失真。然而,当使用所提出的ILC控制方案时,输出电流畸变率下降,并且实现了期望的功率输出,相较于传统PI控制器,并网电流具有更低的THD。

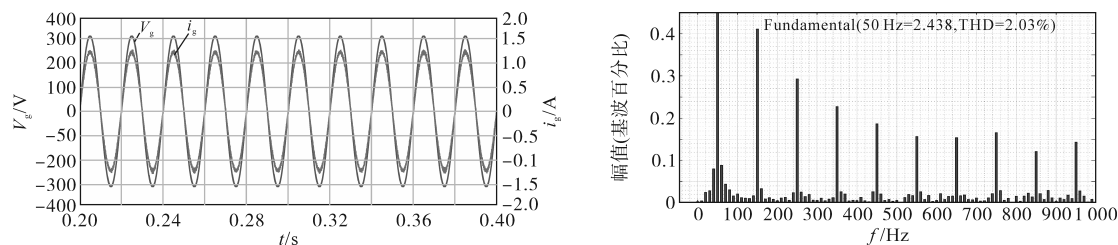


图10 采用ILC控制器输出功率为200 W时并网电流与THD

Fig.10 Grid connected current and THD when using ILC controller and output power of 200 W

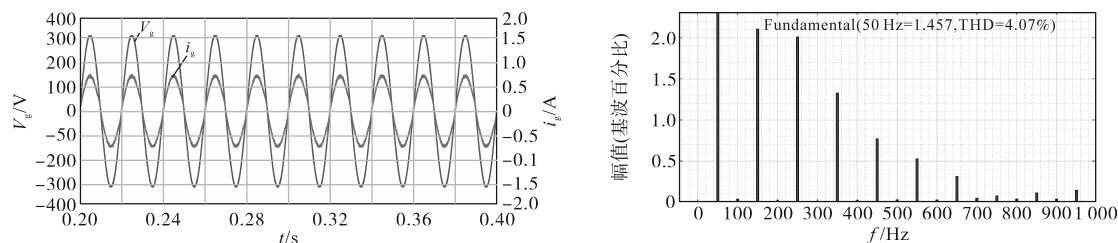


图11 采用ILC控制器输出功率为120 W时并网电流与THD

Fig.11 Grid connected current and THD when using ILC controller and output power of 120 W

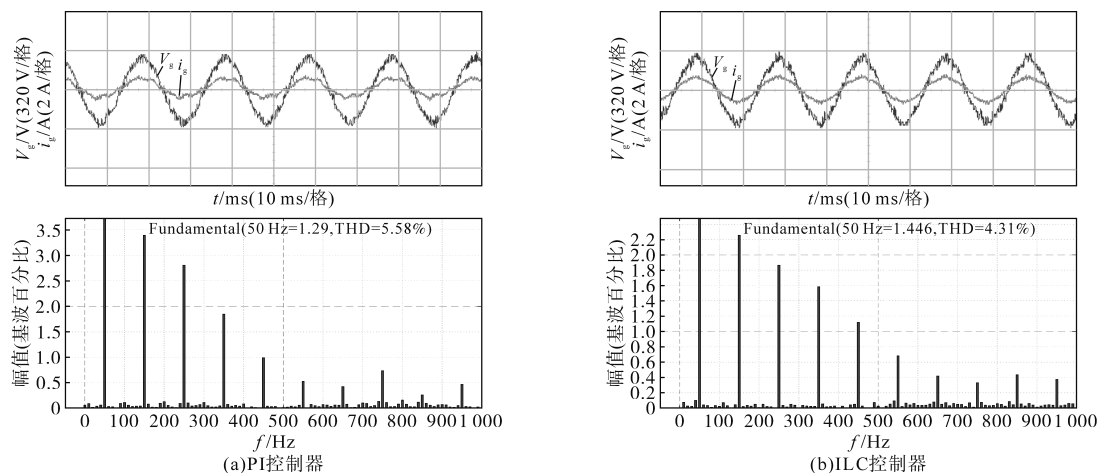


图12 输出功率为120 W时实验波形

Fig.12 Experimental waveforms when output power is 120 W

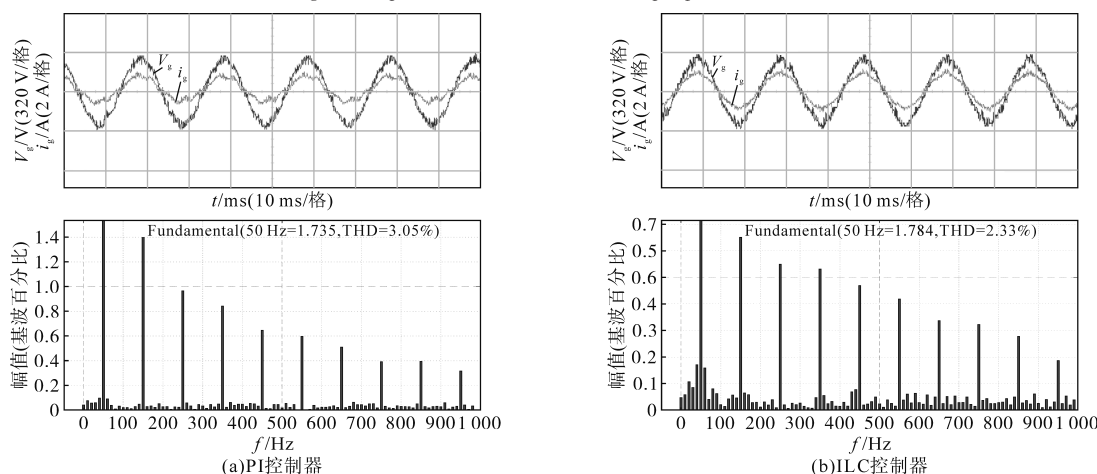


图13 输出功率为200 W时实验波形

Fig.13 Experimental waveforms when output power is 200 W

4 结论

本文提出了一种交错并联反激式CCM逆变

器ILC控制方案。反激式CCM逆变器具有输出电流纹波小、效率高、成本低等特点,在微型逆变器领域有着广泛的应用前景。但由于其控制占

空比到输出电流的传递函数存在RHP零点,存在非最小相位特性,而且还受到电网电压时变扰动的影响。传统的控制方案导致输出电流控制不准确,为了提高控制质量,将迭代学习控制器应用于反激式CCM逆变器中,提出了一种基于预测和电流学习的迭代学习控制器,使输出跟踪误差收敛到零,并利用非线性平均模型构造了控制器。仿真和实验结果表明,所提出的控制器能有效地提高系统的输出跟踪性能,并能使系统的输出跟踪误差全局收敛到零。本文主要对反激式逆变器CCM模式下的并网控制策略进行验证,针对越来越多的CCM模式反激式微型逆变器集群并入电网谐振诱发的稳定性问题并未做深入研究,可以作为后续研究方向。

参考文献

- [1] 陈志华. “3060”双碳背景下能源发展现状[J]. 现代工业经济和信
息化, 2023, 13(6): 195-196, 199.
CHEN Zhihua. Current situation of energy development under the background of "3060" dual carbon[J]. Modern Industrial Economy and Information Technology, 2023, 13(6): 195-196, 199.
- [2] 肖佳, 梅琦, 黄晓琪, 等. “双碳”目标下我国光伏发电技术现状与发展趋势[J]. 天然气技术与经济, 2022, 16(5): 64-69.
XIAO Jia, MEI Qi, HUANG Xiaoqi, et al. Status quo and development trend of photovoltaic power-generating technology under the dual-carbon goal[J]. Natural Gas Technology and Economy, 2022, 16(5): 64-69.
- [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.
ZHANG Feng, XIE Yunxiang, HU Yanshen, et al. Characteristics analysis for a boundary conduction mode hybrid-type photovoltaic micro-inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1290-1302.
- [4] 谢文浩, 王建骥, 纪延超. 提高多逆变器并网运行稳定性的控制方法[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2018, 23(1): 70-74.
XIE Wenhao, WANG Jianze, JI Yanchao. Research on control strategy for a multiple grid-connected-inverter system[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2018, 23(1): 70-74.
- [5] 马陈成, 於锋, 吴晓娟, 等. 计及时滞的单相反激微型逆变器并网控制策略[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2023, 28(6): 67-75.
MA Chencheng, YU Feng, WU Xiaoxin et al. Single-phase flyback photovoltaic micro-inverter grid-connected control strategy with a lag-time compensation technique[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2023, 28(6): 67-75.
- [6] 苏乐, 程静, 王维庆. 光伏并网的宽频振荡问题分析[J]. 电气传动, 2023, 53(9): 72-80.
SU Le, CHENG Jing, WANG Weiqing. Analysis of broadband oscillation problem of photovoltaic grid connection[J]. Electric Drive, 2023, 53(9): 72-80.
- [7] 冯磊, 陈祖能, 张跃文, 等. 考虑转换效率提升的两阶段光伏逆变器设计[J]. 电气传动, 2022, 52(6): 14-20.
FENG Lei, CHEN Zuneng, ZHANG Yuewen, et al. Design of two-stage photovoltaic inverter considering the improvement of conversion efficiency[J]. Electric Drive, 2022, 52(6): 14-20.
- [8] MOHAMMADI S, IZADFAR H R, ESKANDARIAN N. A new adaptive clamp for improving weighted efficiency in grid-tied photovoltaic interleaved two-switch flyback micro-inverter[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2019, 29(8): e12033.
- [9] CHANG C H, CHENG C A, CHENG H L, et al. An active-clamp forward inverter featuring soft switching and electrical isolation[J]. Applied Sciences, 2020, 10(12): 4220.
- [10] MONTES O A, SON S, KIM J W, et al. Duty-ratio feedforward controller design to minimize the capacitor effect of the flyback inverter under the light-load condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10979-10989.
- [11] SURIREY Q, HERNANDEZ-VIDAL R, RENAUDINEAU H, et al. Sub-module photovoltaic microinverter with cascaded push-pull and unfolding H-bridge inverter[C]//2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2017.
- [12] 谭世明. 交错并联反激式微型逆变器的效率分析[D]. 杭州: 浙江大学, 2015.
TAN Shiming. Efficiency evaluation of interleaved flyback micro-inverter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2015.
- [13] LEE S H, CHA W J, KWON J M, et al. Control strategy of flyback microinverter with hybrid mode for PV AC modules[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 995-1002.
- [14] 程德荣. 反激型光伏并网逆变器及其控制策略的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
CHENG Derong. Research on flyback-type photovoltaic grid-connected micro-inverters and its control strategies[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015.
- [15] 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.
- [16] MAHMOUD Y, XIAO W, ZEINELDIN H H. A parameterization approach for enhancing PV model accuracy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5708-5716.
- [17] MAHMOUD Y, XIAO W, ZEINELDIN H H. A simple approach to modeling and simulation of photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012, 3(1): 185-186.

收稿日期: 2024-01-11

修改稿日期: 2024-02-04