

一种 LC 逆变器优化采样控制策略

范恩泽^{1,2}, 李耀华^{1,2}, 葛琼璇¹, 赵鲁¹

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室(中国科学院电工研究所), 北京 100190;

2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

摘要: LC 逆变器在数字控制下电流内环受到控制延时的影响, 导致其有源阻尼效果减弱, 提高采样控制频率可以有效减小数字控制延时的不利影响。此外, 为了抑制强非线性负载带来的高次谐波扰动, 电压外环需采用多个谐振控制器。为减小电压外环的程序时间复杂度, 提高谐波控制数量, 提出一种针对 LC 逆变器电压电流双闭环控制的优化采样数字控制策略, 其中, 电流内环为双采样控制频率而电压外环为单采样控制频率。此优化采样数字控制策略在保证电流内环的稳定域度下同时增强了对非线性负载扰动的抑制能力, 降低了输出电压总谐波畸变率。最后, 通过实验验证了所提优化采样数字控制策略的可行性和有效性。

关键词: LC 逆变器; 有源阻尼; 非线性负载; 多谐振控制器; 采样控制

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24918

An Optimal Sampling Control Strategy for LC-type Inverter

FAN Enze^{1,2}, LI Yaohua^{1,2}, GE Qiongjuan¹, ZHAO Lu¹

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive (Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences), Beijing 100190, China; 2. School of Electronics, Electrical and Communication Engineering,

University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Under digital control, the inner current loop of the LC-type inverter is affected by the control delay, which leads to the weakening of its active damping effect. Increasing the sampling control frequency can effectively reduce the negative influence of digital control delay. Furthermore, in order to suppress the high order harmonic disturbance caused by strongly nonlinear load, multiple resonant controllers are needed in the outer voltage loop. For reducing the time complexity of the outer voltage loop and increasing the quantity of the controlled harmonics, an optimal sampling digital control strategy was proposed for the current and voltage double loop control of the LC-type inverter. Specifically, the inner current loop was set to the double sampling control frequency and the outer voltage loop was set to the single sampling control frequency. The optimal sampling digital control strategy enhance the suppression ability of nonlinear load disturbance and reduce the total harmonic distortion of the output voltage while maintaining the stability margin of the inner current loop. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed optimal sampling digital control strategy were verified by experiments.

Key words: LC-type inverter; active damping; nonlinear loads; multiple resonant controllers; sampling control

输出侧为 LC 滤波的 LC 型逆变器是一种输出电压控制型逆变器, 其输出电压波形质量较高, 目前已广泛应用于不间断电源 (uninterruptible power supply, UPS)^[1-2]、新能源分布式发电^[3]、独立式交流供电^[4-5]等多种场合。由于负载的多样性, 往往需要 LC 逆变器必须具有处理不平衡负载和非线性负载的能力。基于内模原理的谐振控制

器可以在静止坐标系下具有同时控制正、负序输出电压的能力, 通过多个谐振控制器的并联也可以实现不同次数谐波电压的控制或抑制, 因此其得到了较多的研究和应用^[6-7]。

由于数字控制相比于模拟控制存在特有的控制延时, 导致数字控制系统稳定裕度会有所降低, 尤其是需要关注中高频范围内的控制系统

基金项目: 中国科学院青年创新促进会资助项目(2020146); 北京市自然科学基金(L201005)

作者简介: 范恩泽(1994—), 男, 博士, 主要研究方向为大功率电力电子变换器及控制, Email: fanenze@mail.iee.ac.cn

通讯作者: 赵鲁(1984—), 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为大功率变流器及高性能电机牵引控制技术, Email: zhaolu@mail.iee.ac.cn

特性时。LC逆变器空载时由于处于弱阻尼状态,因此为了提高谐振阻尼,一般会采用电流内环加电压外环的双闭环控制结构,其中电流内环的作用相当于给LC滤波器添加了一个有源阻尼,实现抑制谐振增益,从而增强整个控制系统的稳定性。但是考虑数字控制和脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)延时的影响,此有源阻尼并非一个固定值,而是随着信号频率的增高而降低,在大于1/6控制频率时降为负阻尼,此时反而会降低控制系统的稳定性^[8-10]。另一方面,为了减小LC滤波器的体积和重量,兼顾开关谐波抑制,一般会尽量取较小的电感和电容,通常来说LC谐振频率小于开关频率的1/10,这时数字控制系统的延时将会产生较为明显的影响。

传统的PWM变换器的数字控制系统采用单一的采样控制频率,即对称采样(等于开关频率)和非对称采样(开关频率的2倍)^[11]。为了减小逆变器的数字控制系统的延时,最直接有效的方式是改变采样方式或提高采样频率,目前有即时采样^[12]和多采样(2倍开关频率以上)^[13]这两类采样方式,但是他们都存在一个共同的问题,即采样时刻可能会与开关时刻重叠,从而导致电流反馈或电压反馈值存在较大的开关噪声,并且控制系统需要保证在很短的时间内完成计算,这对数字处理器的运算速度又提出了更高的要求。

考虑到为抑制非线性负载带来的输出电压谐波,电压外环需要含有多个谐振控制器^[14],而造成电压外环的计算量较大。为兼顾双闭环控制下的内环有源阻尼作用和外环多个不同次数谐波电压的抑制效果,本文提出一种电流内环采用双采样控制速率而电压外环采用单采样控制速率的LC逆变器优化采样控制策略,该方法易于实现,对处理器的运算速度要求较低,并且也不会带来开关噪声干扰。本文详细分析了电流内环的采样控制特性,给出了电流内环与电压外环的参数设计方法,最后通过实验验证了所提控制策略与设计方法的可行性和有效性。

1 LC逆变器及其电流内环分析

1.1 LC逆变器模型

工作于离网模式的LC逆变器结构如图1所示。其中, V_{dc} 为输入侧直流电压源, L_f 和 R_f 为输出滤波电感及其等效串联电阻, C_f 为输出滤波电容, i_{fx} , v_x 和 i_{ox} ($x=a, b, c$) 分别为滤波电感电流、滤波

电容电压和输出负载电流。

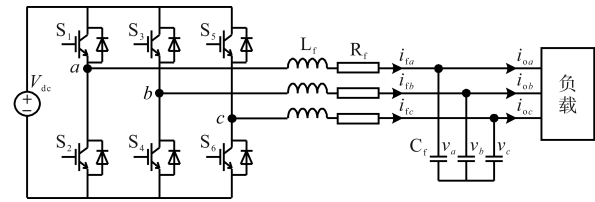


图1 LC逆变器结构原理图

Fig.1 Diagram of LC-type inverter

采用Clark变换,可将三相 $a-b-c$ 静止坐标系下的电压量和电流量变换到两相 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下,LC逆变器在 $\alpha-\beta$ 坐标系下的模型为

$$\begin{cases} u_\alpha = L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} + R_f i_{f\alpha} + v_\alpha \\ u_\beta = L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} + R_f i_{f\beta} + v_\beta \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{f\alpha} = C_f \frac{dv_\alpha}{dt} + i_{o\alpha} \\ i_{f\beta} = C_f \frac{dv_\beta}{dt} + i_{o\beta} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_α, u_β 分别为三相桥臂输出电压的 α, β 轴分量; $i_{f\alpha}, i_{f\beta}$ 分别为三相滤波电感电流的 α, β 轴分量; $i_{o\alpha}, i_{o\beta}$ 分别为三相输出负载电流的 α, β 轴分量; v_α, v_β 分别为三相滤波电容电压的 α, β 轴分量。

从式(1)和式(2)可以看出,在 $\alpha-\beta$ 坐标系下不存在 α, β 轴分量的耦合,因此基于两相静止坐标下的控制具有自然解耦的特点,两个分量下的模型具有完全对称的特性,因此后文分析不再具体指出 α, β 轴分量。将式(1)和式(2)转换为 s 域传递函数模型,并且将输出负载电流看作扰动分量。由于滤波电感等效串联电阻 R_f 较小,其阻尼效果很弱,因此将其视为0,则LC逆变器的桥臂输出电压 u 到滤波电容电压 v_o 和电感电流 i_f 的传递函数分别为

$$G_{vo}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (3)$$

$$G_{if}(s) = \frac{C_f s}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (4)$$

1.2 LC逆变器电流内环控制系统

目前,LC逆变器一般采用电感电流或电容电压内环加电容电压外环,由于电感电流可以起到桥臂过流保护的作用,因此基于电感电流内环的控制应用更为广泛。输出滤波器在谐振频率处具有很大的增益尖峰,容易导致控制系统振荡甚至出现不稳定情况,所以电感电流内环的主要作用是电压外环的被控对象提供一个合适的“有

源阻尼”,以增强电压控制环的稳定性^[14]。

基于电感电流内环和电容电压外环的LC逆变器的连续域控制系统框图如图2所示。其中 k_c 为电流内环的比例控制系数, $G_d(s)$ 为数字控制延时和PWM延时的总和, $G_v(s)$ 为电压控制器。

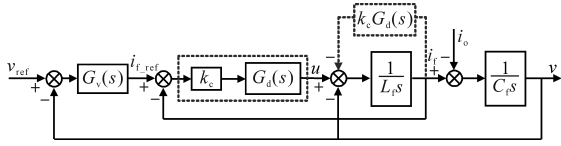


图2 LC逆变器双闭环连续域控制系统框图
Fig.2 Control diagram of LC-type inverter under double-loop in the continuous domain

从图2可以看出,若将电感电流环的前向通道 $k_c G_d(s)$ 后移到被控对象LC滤波器的电感侧,可以看作是在滤波电感上并联了一个虚拟的阻抗,从而实现了阻尼增强作用。若数字控制系统的采样控制周期为 T_s ,则数字控制一拍滞后和PWM造成的零阶保持器(zero-order holder, ZOH)作用共造成 $1.5T_s$ 的纯延时^[8],有源阻尼 Z_a 的值为

$$Z_a(j\omega) = k_c e^{-1.5T_s s} \Big|_{s=j\omega} = k_c [\cos(1.5\omega T_s) - j\sin(1.5\omega T_s)] \quad (5)$$

从式(5)可以发现,考虑数字控制时虚拟阻抗 Z_a 的值与控制频率 f_s 有关, Z_a 的电阻值在频率小于 $f_s/6$ 时为正,频率大于 $f_s/6$ 且小于 $f_s/2$ 时为负。有源阻尼的大小不仅与电感电流内环的比例系数 k_c 大小有关,而且还随频率变化。只有所考虑的信号频率远低于控制频率 f_s 时,此有源阻尼才可以近似等效为大小为 k_c 的纯电阻。实际上有源阻尼的目的是为了抑制LC滤波器在谐振频率处的增益,由于谐振频率较高,经常接近或大于 $f_s/10$,那么此时数字控制带来的影响便不能忽略。

为了便于进一步精确分析数字控制下的电流内环的特性,将LC逆变器的模型转换为离散 z 域下的传递函数模型,在数字控制模式下PWM可以等效为一个ZOH环节,则对式(3)、式(4)采用ZOH离散方法可以得到离散传递函数分别为

$$G_{vo}(z) = \frac{[1 - \cos(\omega_r T_s)](z + 1)}{z^2 - 2\cos(\omega_r T_s)z + 1} \quad (6)$$

$$G_{if}(z) = \frac{\sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_f} \cdot \frac{z - 1}{z^2 - 2\cos(\omega_r T_s)z + 1} \quad (7)$$

其中 $\omega_r = 1/\sqrt{L_f C_f}$
式中: ω_r 为LC滤波器谐振角频率。

LC逆变器的电感电流内环和电容电压外环

数字控制系统框图如图3所示。所研究与分析的三相LC逆变器的具体参数及数值如下:直流母线电压260 V,输出电压频率50 Hz,输出相电压有效值80 V,三相滤波电感 $L_f=0.15$ mH,滤波电容 $C_f=0.13$ mF,开关频率10 kHz。

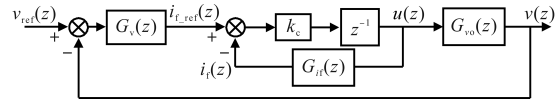


图3 LC逆变器双闭环离散域控制系统框图
Fig.3 Control diagram of LC-type inverter under double-loop in the discrete domain

由图3和式(7)可以得到电感电流内环控制的开环传递函数为

$$T_{if}(z) = k_c \frac{\sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_f} \cdot \frac{z - 1}{z^3 - 2\cos(\omega_r T_s)z^2 + z} \quad (8)$$

利用式(8),可以得到电感电流内环控制闭环系统的特征方程为

$$z^3 - Az^2 + (1 + k_c B)z - k_c B = 0 \quad (9)$$

其中

$$A = 2\cos(\omega_r T_s) \\ B = \frac{\sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_f}$$

采用 ω 变换,利用离散系统的劳斯判据可得到电感电流内环的闭环系统稳定的充要条件为

$$\begin{cases} 0 < k_c < \frac{A - 1}{B} & 0 < \omega_r < \frac{\omega_s}{6} \\ \frac{A - 1}{B} < k_c < 0 & \frac{\omega_s}{6} < \omega_r < \frac{\omega_s}{4} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)的结果和前文从有源阻尼角度分析的结果具有一致性,即当谐振频率小于 $f_s/6$ 时正的比例系数才会产生正的阻尼效果,当谐振频率大于 $f_s/6$ 时,只有负的比例系数才能产生正的阻尼效果,使得电流内环稳定。虽然即使电流内环控制不稳定,也可以通过电压外环的补偿及控制使得整个系统稳定,但是会导致电压外环控制难以设计及其稳定性变差,因此一般需要将电流内环配置为不存在不稳定极点的情形。

依据式(10)和三相LC逆变器的参数可得到单采样控制频率下电流内环比例系数需小于0.83。文献[10]以 z 域极点离原点距离最近为最优阻尼依据在根轨迹图中选取比例系数,与其设定的参数对比可以发现,在实际工程中为了方便计算与应用,采用式(10)可以方便地求出 k_c 的临界最大值,因此本文提出一种简化选取规则,即可设定 k_c 的实际值为其临界最大值的1/3~1/2,此

时电流内环具有较好的阻尼性能,同时系统的稳定裕度也较高。

根据前文的最优阻尼计算方法,得到在单采样控制时电流内环比例系数 k_c 约为0.4,而采用双采样控制方式,此时电流内环的最优阻尼系数约为1。两种采样控制频率 f_{s_i} 下的电流内环的环路增益伯德图如图4所示,可以看出,虽然已经是最优阻尼情况,但是在单采样控制时阻尼效果仍然很弱,存在稳定域度不足的问题。减小比例系数 k_c 可以降低相位穿越频率,实现提高相位裕度,但由于谐振频率处的无穷增益,相位穿越频率的降低有限,因此相位裕度始终会小于 30° ,并且过小的比例系数 k_c 会减小谐振频率处电流控制的带宽,总之此时电流内环难以满足控制系统鲁棒性的要求。当电流内环为双采样控制时,其相位裕度有了明显提高,达到了 42° ,说明稳定域度明显得到了提高,可以满足电流内环控制系统鲁棒性的要求。

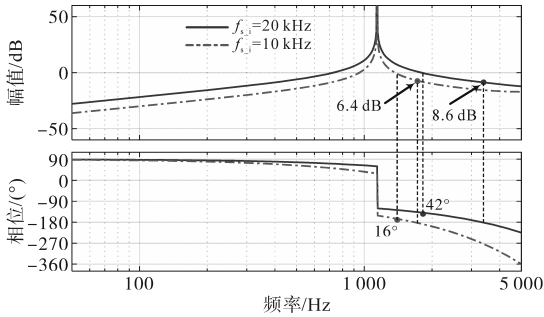


图4 LC逆变器电流环的环路增益伯德图

Fig.4 Bode plot of the current loop gain for LC-type inverter

2 电压外环分析与设计

从1.2节对电流内环的分析可以发现,为了提高电流内环采样控制的稳定域度,电流内环需采用双采样控制频率,即采样频率为开关频率的2倍。而电压外环的作用是实现输出电容电压的跟踪,考虑到实际的独立LC逆变器负载类型多样且往往非线性负载较大,因此基于静止坐标系的多谐振控制器电压外环控制得到了广泛的关注。在三相三线制输出中,三相非线性负载会产生丰富的高次谐波电压,谐波次数为 $6k\pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$),因此各个谐振控制器的谐振频率需分别设定为1,5,7,11,13 \dots 等。由于需要控制的谐波次数较多且存在 α, β 轴两组分量,即电压控制器的数量为需要控制的谐波数量的2倍,从而造成电压外环运算量过大,在开关频率较高时且

在双采样控制下电压外环的计算资源会受到控制周期的明显限制,因此被控谐波数量会受到一定限制,难以提高。

为了提高电压外环谐波控制次数,本文提出一种电流内环采用双采样控制方式、电压外环采用单采样控制方式的优化采样控制策略。具体是将电压外环的 α 轴和 β 轴计算任务分开,在2次电流内环采样控制内 α 轴和 β 轴电压外环分别依次采样控制1次,使得电压外环的运算量为单纯采用双采样控制时的1/2,可以使得在相同程序计算量下电压外环的被控谐波数量或次数增加1倍。

由于内、外环的采样控制频率不一致,因此使用连续域模型分析控制系统更加方便。在连续域模型中,电流内环前向通道存在1.5拍个双采样控制周期 T_s 的延时。电压外环相当于增加了一个采样周期为单采样控制周期 T_{sv} 的ZOH,该延时环节称之为 $G_{vd}(s)$ 。LC逆变器在优化采样控制下等效连续域控制系统如图5所示。

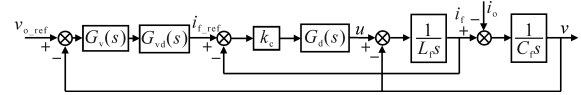


图5 LC逆变器在优化采样下的连续域双闭环控制系统框图

Fig.5 Control diagram of LC-type inverter under optimal sampling control in the continuous domain

图5中,延时环节 $G_{vd}(s)$ 计算式为

$$G_{vd}(s) = e^{-T_{sv}s} \quad (11)$$

电压外环的控制对象即电感参考电流到电容电压的闭环传递函数为

$$\begin{aligned} G_p(s) &= \frac{k_c G_d(s) G_{vo}(s)}{1 + k_c G_d(s) G_{if}(s)} \\ &= \frac{k_c G_d(s)}{L_r C_r s^2 + k_c C_r G_d(s) s + 1} \end{aligned} \quad (12)$$

电压控制器采用多谐振控制器并联,其表达式为

$$G_v(s) = \sum_{n=1,5,7,\dots}^m \frac{k_{v_n} (s \cos \theta_n - n \omega_1 \sin \theta_n)}{s^2 + (n \omega_1)^2} \quad (13)$$

式中: ω_1 为基波角频率; k_{v_n} 为谐振增益系数。每个谐振控制器需要补偿的超前角度 θ_n 应该为 $G_{vd}(s)G_p(s)$ 在 $n\omega_1$ 处的滞后角度。

由于常见的不控整流负载在理想正弦电压输入下的谐波电流幅值与频率成反比关系,由于谐振控制器相当于正弦信号的广义积分器,因此将高次谐波的谐振控制器的谐振系数 k_{v_i} 选取为基波控制器的谐振系数 k_{v_1} 除以谐波次数,即

$$k_{v,i} = \frac{k_{v,1}}{i} \quad i = 5, 7, \dots, m \quad (14)$$

采用Nyquist图进行电压控制器的谐振系数设计选取,由于经过式(14)的约束,整个电压控制器本质上只有一个自由度,在Nyquist图保证电压外环的开环增益距离点(-1,0)有一定的距离,即可保证系统的稳定性和鲁棒性。电压外环控制系统的Nyquist图如图6所示。

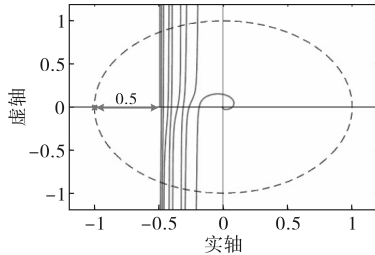


图6 电压外环控制系统的Nyquist图

Fig.6 Nyquist diagram of the voltage control loop

3 实验验证及结论

为了验证所提控制策略的有效性和可行性,在一台三相LC逆变器样机平台上进行了实验,实验平台如图7所示。数字控制芯片为TMS320F28335,实验平台的其他主要参数和1.2节中三相LC逆变器的具体参数一致。

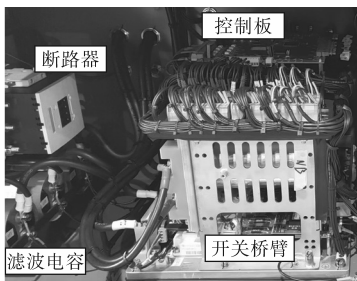
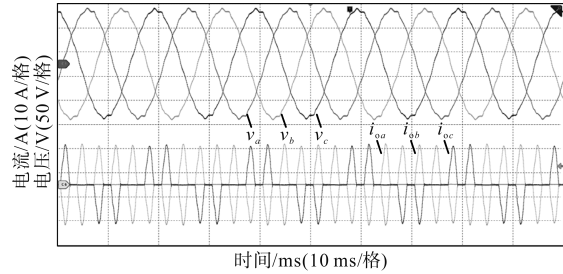


图7 实验平台

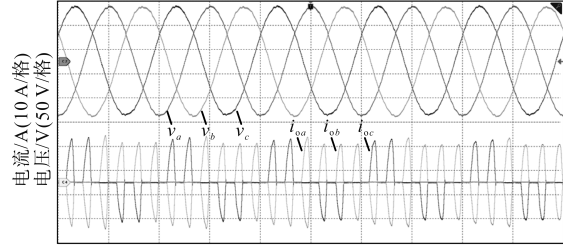
Fig.7 Experimental platform

首先对三相不控整流负载工况进行实验,三相不控整流输出侧串联0.2 mH的滤波电感,并联1 mF的滤波电容,直流负载电阻为36 Ω,此时逆变器在额定输出电压下的输出功率约为1 kW。图8为三相输出滤波电容电压和输出负载电流的实验波形。其中,图8a为传统双采样控制输出波形,图8b为优化采样控制策略下输出波形,图8c为输出电压的各次谐波幅值。从图8可以看出,优化采样控制下输出电压的谐波畸变更小,正弦度更好,相电压的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)从2.1%降为0.84%,得到了明显的改善。



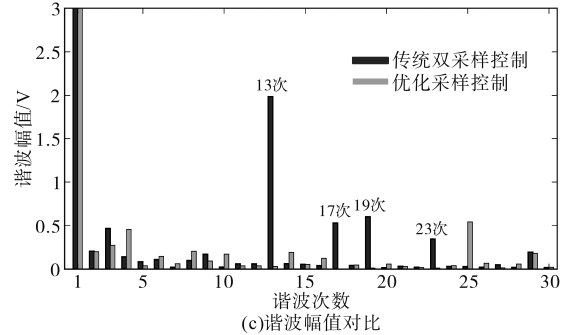
时间/ms(10 ms/格)

(a)传统双采样控制



时间/ms(10 ms/格)

(b)优化采样控制



(c)谐波幅值对比

图8 非线性负载下逆变器波形及频谱

Fig.8 Waveforms and frequency spectrum of LC-type inverter under nonlinear load

图9为输出负载为三相6 Ω对称线性负载下的两种控制策略的实验结果,图10为输出负载为两相6 Ω的不对称线性负载下的两种控制策略的实验结果。可以看出,无论是对称还是不对称线性负载,优化采样控制策略都具有良好的性能,三相输出电压的对称性和变换器的稳定性良好。

图11为两种控制策略下输出负载从空载突加三相6 Ω对称线性负载时的输出电压和电流动态波形,可以看出,当突加负载后输出相电压存在一定暂态降落,两种控制策略下a相电压最大跌落都约为17 V左右,恢复时间都约为2 ms左右,相比传统双采样控制,优化采样控制下输出电压的振荡略小,实验结果表明所提的优化采样控制及设计方法具有较好的鲁棒性及抗扰性能。

针对LC逆变器在传统单采样控制下电流内环阻尼弱、在传统双采样控制下为抑制强非线性负载造成的电压外环谐振控制运算量大,提出了一种电流内环为单采样控制速率而电压外环采用双采样控制速率的优化采样控制策略。首先

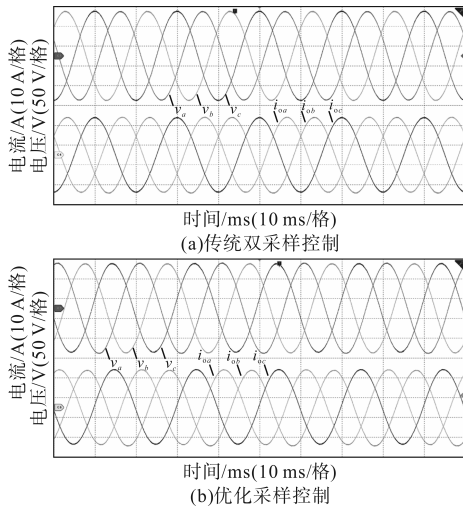


图9 三相平衡负载下逆变器波形

Fig.9 Waveforms of LC-type inverter under balanced linear load

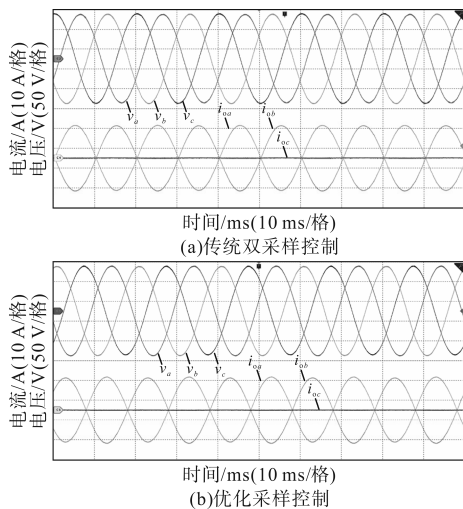


图10 三相不平衡负载下逆变器波形

Fig.10 Waveforms of LC-type inverter under unbalanced linear load

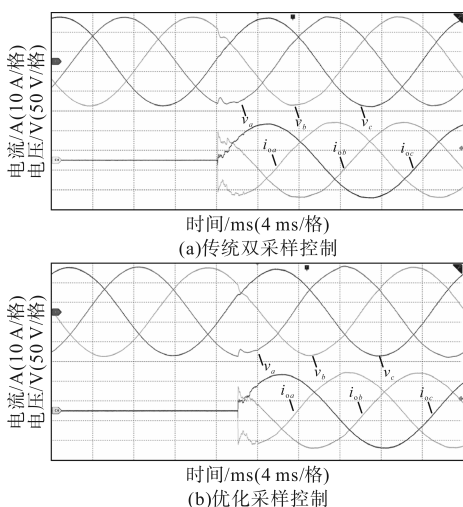


图11 突加负载下逆变器波形

Fig.11 Waveforms of LC-type inverter under load increase

分析了电流内环最优阻尼参数的选取,得到电流内环比例系数的取值范围的解析表达式,其次给

出在优化采样控制下电压外环多谐控制器的设计方法,最后通过实验验证了本文提出的优化采样控制方法不仅可以保证稳定性和动态性能,而且可以明显地将非线性负载下输出电压THD由2.1%降为0.84%,从而证明了所提方法的有效性和可行性。

参考文献

- [1] CORTES P, ORTIZ G, YUZ J I, et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (6) : 1875-1883.
- [2] RAZI R, MONFARED M. Simple control scheme for single-phase uninterruptible power supply inverters with Kalman filter-based estimation of the output voltage[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(9) : 1817-1824.
- [3] ZHANG H, XIANG W, LIN W, et al. Grid forming converters in renewable energy sources dominated power grid: control strategy, stability, application, and challenges[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6) : 1239-1256.
- [4] LIDOZZI A, SOLERO L, BIFARETTI S, et al. Sinusoidal voltage shaping of inverter-equipped stand-alone generating units [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6) : 3557-3568.
- [5] BOSIO F D, RIBEIRO L, FREIJEDO F D, et al. Effect of state feedback coupling and system delays on the transient performance of stand-alone VSI with LC output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8) : 4909-4918.
- [6] 赵志宏. 储能变流器并网电流环控制与离网发电应用研究 [D]. 南京:东南大学, 2017.
ZHAO Zhihong. Research of grid-connected current loop control and off-grid generation application for power control system [D]. Nanjing: Southeast University, 2017.
- [7] 毕京斌,周双雷,夏猛,等. 地铁辅助逆变器新型控制策略研究[J]. 电气传动, 2021, 51(1):45-50.
BI Jingbin, ZHOU Shuanglei, XIA Meng, et al. Research on new control strategy of subway auxiliary inverter[J]. Electric Drive, 2021, 51(1) : 45-50.
- [8] WANG X, LOH P C, BLAABJERG F. Stability analysis and controller synthesis for single-loop voltage-controlled VSIs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9) : 7394-7404.
- [9] GENG Y, YUN Y, CHEN R, et al. Parameters design and optimization for LC-type off-grid inverters with inductor-current feedback active damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1) : 703-715.
- [10] WANG Jinyu, CHEN Lu, LIU Zhijie, et al. Optimized parameter design of the dual-loop control for grid-forming VSCs with (下转第89页)

- [4] 贾宏杰,王丹,徐宪东,等. 区域综合能源系统若干问题研究[J]. 电力系统自动化,2015,39(7):198-207.
JIA Hongjie, WANG Dan, XU Xiandong, et al. Research on some key problems related to integrated energy systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(7): 198-207.
- [5] 余晓丹,徐宪东,陈硕翼. 综合能源系统与能源互联网综述[J]. 电工技术学报,2016,31(1):1-13.
YU Xiaodan, XU Xiandong, CHEN Shuyi. A brief review to integrated energy system and energy internet[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 1-13.
- [6] GU Wei, WANG Zhihe, WU Zhi, et al. An online optimal dispatch schedule for CCHP microgrids based on model predictive control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 8(5): 2332-2342.
- [7] GU W, WU Z, BO R, et al. Modeling, planning and optimal energy management of combined cooling, heating and power microgrid: a review[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014, 54(1): 26-37.
- [8] 邓佳乐,胡林献,邵世圻,等. 电热联合系统多时间尺度滚动调度策略[J]. 电网技术,2016,40(12):3796-3802.
DENG Jiale, HU Linxian, SHAO Shiqi, et al. Multi-time scale rolling scheduling method for combined heat and power system[J]. Power System Technology, 2016, 40(12): 3796-3802.
- [9] 朱承治,陆帅,周金辉,等. 基于电-热分时间尺度平衡的综合能源系统日前经济调度[J]. 电力自动化设备,2018,38(6):138-151.
ZHU Chengzhi, LU Shuai, ZHOU Jinhui, et al. Day-ahead economic dispatch of integrated energy system based on electricity and heat balance in different time scales[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 138-151.
- [10] 刘方,杨秀. 含电蓄热解决高渗透率风电消纳问题的微网热电能量综合优化[J]. 现代电力,2015,32(4):19-26.
LIU Fang, YANG Xiu. Comprehensive optimization of heat and electric energy for micro-grid with electric heat storage to solve the high penetration problem of wind power consumption[J]. Modern Electric Power, 2015, 32(4): 19-26.
- [11] 卢志刚,杨宇,耿丽君,等. 基于 Benders 分解法的电热综合能源系统低碳经济调度[J]. 中国电机工程学报,2018,38(7):1922-1934,2208.
LU Zhigang, YANG Yu, GENG Lijun, et al. Low-carbon economic dispatch of the integrated electrical and heating systems based on benders decomposition[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1922-1934, 2208.
- [12] 张雨曼,刘学智,严正,等. 光伏-储能-热电联产综合能源系统分解协调优化运行研究[J]. 电工技术学报,2020,35(11):94-108.
ZHANG Yuman, LIU Xuezhi, YAN Zheng, et al. Decomposition-coordination based optimization for PV-BESS-CHP integrated energy systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(11): 94-108.
- [13] 周灿煌,郑杰辉,荆朝霞,等. 面向园区微网的综合能源系统多目标优化设计[J]. 电网技术,2018,42(6):1687-1697.
ZHOU Canhuang, ZHENG Jiehui, JING Zhaoxia. Multi-objective optimal design of integrated energy system for park-level microgrid[J]. Power System Technology, 2018, 42(6): 1687-1697.
- [14] ZARE M, NIKNAM T, AZIZIPANAH-ABARGHOEE R, et al. New stochastic bi-objective optimal cost and chance of operation management for smart microgrid[J]. IEEE Transation on Industrial Informatics, 2016, 12(6): 2031-2040.
- [15] ABDOLLAHI H S G. Application of the multi-objective optimization and risk analysis for the sizing of a residential small-scale CCHP system[J]. Energy and Buildings, 2013, 60(3): 330-344.
- [16] 赵号,原云周,徐德树,等. 基于多代理技术的多区域综合能源管理系统架构设计[J]. 电力需求侧管理,2022,24(4):47-52.
ZHAO Hao, YUAN Yunzhou, XU Deshu, et al. Architecture design of multi-region integrated energy management system based on multi-agent technology[J]. Power Demand Side Management, 2022, 24(4): 47-52.

收稿日期:2023-09-11

修改稿日期:2023-11-30

(上接第47页)

- LC filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 820-829.
- [11] 陈坚. 电力电子学:电力电子变换和控制技术[M]. 北京:高等教育出版社,2011.
CHEN Jian. Power electronics: transformation and control technique[M]. Beijing: Higher Education Press, 2011.
- [12] 潘冬华,阮波,王学华,等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报,2013,33(18):1-10.
PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 1-10.
- [13] HE Shan, ZHOU Dao, WANG Xiongfei, et al. A review of multi-sampling techniques in power electronics applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10514-10533.
- [14] ZHAO Zhihong, SUN Zhichao, FENG Yilong, et al. High-performance resonant controller implemented in the discrete-time domain for voltage regulation of grid-forming converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3913-3926.

收稿日期:2023-01-16

修改稿日期:2023-02-27