

考虑数字控制影响的虚拟阻抗控制改进

李金科,金新民,吴学智,周 啸,刘京斗,李 楠

(北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心 北京电动车辆协同创新中心,北京 100044)

摘要: 交流模拟电源装置基本运行状态需要模拟出大电网的特性,但其电压及阻抗性能常受到被测设备的影响而无法满足设计需要。为保证其输出特性,对交流模拟电源的控制器进行设计。通过分析基于电感或电容电流反馈的虚拟阻抗控制方法的输出特性,选择更为有效的电容电流反馈的控制方式,该方式下改变虚拟阻抗系数来调整系统输出阻抗及增益特性。考虑数字延时对虚拟阻抗控制的影响,采用减小控制延时的方式,提高系统的鲁棒性,保证交流模拟电源装置对被测设备输出的稳定性。仿真及实验验证了所提方法的有效性。

关键词: 交流模拟电源; 虚拟阻抗; 电容电流反馈; 采样延时

中图分类号: TM 76

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.09.020

0 引言

新能源发电一般都是通过并网变流器并入电网,但由于电网的频率偏差、电压畸变、不平衡等因素具有很大的偶然性和不可控性,直接或间接影响发电系统运行状态,因此需要研制专门的设备用于测试发电系统在电网发生故障时的敏感性和适应能力,大功率交流模拟电源^[1]可用于实现这一目的。

交流模拟电源拓扑结构主要分为 2 类:第一类是利用阻抗分压或变压器原副边切换实现电压突变;第二类是基于三相背靠背形式的电力电子变换器,这类装置还能够实现频率突变及谐波注入等功能,适合不同故障情况下系统测试的需求^[2-5],因此常用于作为电网模拟装置的基本拓扑结构。

国外文献对于大功率交流模拟电源的控制器设计也相对较少^[6-12],而例如 Pacific(美国太平洋电源公司)、parwa(深圳菊水皇家)等国内外企业研制的测试装置是能够不受负载影响、稳定输出的可编程电源。然而针对此类装置,国内外并没有相应的设计标准和规范。因此,通过对现有设备的比较、分析,测试新能源发电设备的电网模拟装置常规 220 V 输出时要模拟出大电网的特性,即理想电压源串联极小的阻抗。所以,在不考虑输出各类故障功能的情况下,设备稳态输出时设计的基本目标类似于不间断电源 UPS(Uninterruptible Power Supply),即能够输出对称的三相交流电压,并在不同负载情况下,保证输出电压指标满足 IEEE-519 的技术标准。然而自主设

计的模拟电源装置,当采用常规的控制方法时,受自身滤波装置设计的限制,或受实际接入测试的发电设备的影响,可能发生未知频率的谐振,导致输出电压的 THD 无法满足要求,进而影响测试的有效性。为抑制未知谐振的影响,一些无源阻尼的方案^[13]会削弱对高频谐波的衰减能力,增加系统损耗及成本。

因此,为了增强这类电力电子装置的鲁棒性,需要在控制方法上进行改进。预测控制^[14]、最优状态反馈^[15]、特定次谐波补偿^[16]、重复控制^[17]等高性能的控制策略被应用于变流器的控制系统中。尽管这些方法得到了较好的实验结果,但它们需要更为准确的系统参数以及更高的开关频率和计算速度。近年来,虚拟阻抗控制策略广泛地应用于此类状况的控制策略中^[18-20]。虽然从理论分析中得到了虚拟阻抗控制的有效性,但在实际的数字控制系统中,对于虚拟阻抗反馈控制的实时性要求更高。因此,文献[21]开始研究离散控制环对虚拟阻抗控制的影响;文献[22-23]分析了数字控制系统下,不同谐振频率范围对于虚拟阻抗有效性的影响,但却没有给出非理想范围内的解决方案。一台通用的设备,控制环节中某一部分在不同频率范围内呈现不同的阻抗特性,则对控制参数的确定产生极大的影响。

因此,为解决虚拟阻抗有效性问题,本文讨论电感电流反馈与电容电流反馈的虚拟阻抗性能;在保证虚拟阻抗系数 H_0 对系统输出阻抗特性 Z 可调的前提下,再分析 H_0 对系统环路增益 G 的影响。为实现大电网特性,讨论数字延时在不同谐振频率范围内对虚拟阻抗效果的影响;通过对装置需要的输出性能分析,提出采用减少电容电流采样延时的虚拟阻抗方式,使虚拟阻抗在不同谐振频率点保持单一的特性,完成模拟电源所需要的性能。最终在 250 kW 交流模拟电源进行实验验证。

收稿日期:2015-11-06;修回日期:2016-07-11

基金项目:国家能源应用技术研究及工程示范项目(NY2015-0302);北京市委资助项目(D141100001714001)

Project supported by Application Technology Research and Engineering Demonstration Program of National Energy of China(NY20150302) and Science and Technology Commission of Beijing(D141100001714001)

1 虚拟阻抗设计及性能分析

图 1 为大功率模拟电源的拓扑结构图,输入侧变流器采用常规电压、电流双闭环控制器^[24],而输出侧变流器的控制器设计用于实现交流模拟电源的测试功能。因此本文对于控制系统,主要针对输出侧变流器进行研究。

虚拟阻抗控制^[16-18]主要采用电容电流反馈及电感电流反馈 2 种方式,因此本节将针对这 2 种方式进行对比选择。具体控制框图如图 2 所示。图中, U_{ref} 、 U_C 分别为参考电压与实际输出电压; i_1 为电感电流, i_2 为负载电流, i_C 为电容电流; L_1 为滤波电感, R_1 为线路阻抗, C_1 为滤波电容。

1.1 电容电流反馈

根据图 2 可以得到电容电流反馈情况下,输出电压关于参考电压及负载电流的表达式,如式(1)所示。式(1)的第二部分由系统的输出阻抗决定。不考虑负载电流的影响时,输出电压应恰好跟踪电压指令。因此,负载电流部分项可以作为扰动量,控制时需要将输出电压传递函数中的负载电流部分的增益控制为零。

$$U_0 = \frac{H_G}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 H_0 + H_G} U_0^* - \frac{s L_1}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 H_0 + H_G} i_2 \quad (1)$$

1.2 电感电流反馈

基于电感电流反馈的传递函数如式(2)所示。在稳态条件下,由 $H_G(s)$ 在基波频率处产生的无限大的增益,使输出电压具有很强的跟踪能力($U_0/U_0^* \rightarrow 1$),而对于谐波电流的扰动具有抑制能力($U_0/i_2 \rightarrow 0$)。然而,电感电流相比于电容电流反馈存在一个明显的不足:式(2)中第二部分分子中 H_0 的存在,使得在输出电流含有谐波的情况下,即使很小的滤波电感也会对输出电压造成大的影响;然而减小 H_0 的增益,会降低动态性能,并且当负载变化时需要较长的恢复时间。

$$U_0 = \frac{H_G}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 H_0 + H_G} U_0^* - \frac{H_0 + s L_1}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 H_0 + H_G} i_2 \quad (2)$$

在时域范围内,根据 Laplace 变换可知 s 等效于微分变化。因此根据式(1)的第二项可知,当负载突升(降),将转化为一个正(负)斜率的斜坡量,导致电压输出出现跌落(冲击)。而由于式(2)的第二项 H_0

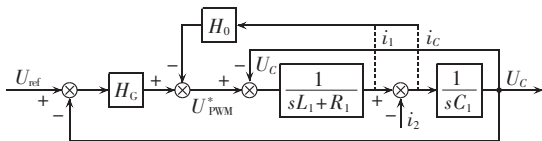


图 2 闭环控制框图

Fig.2 Block diagram of closed-loop control

项的存在,在同样的负载变化情况下,将会造成更为严重的电压冲击。

1.3 虚拟阻抗设计

当选择电容电流作为反馈量时,它的物理意义不是很明显。因为滤波电感的存在,参考电压的修正无法通过电容支路的虚拟阻抗回路直接体现出来。但效果可以通过电容支路建立起来。基于电容支路反馈的虚拟阻抗图如图 3 所示,图中, L_1 、 C_1 分别为滤波电感和滤波电容, L_2 为变压器漏感或者线路杂散电感, Z_0 为等效的虚拟阻抗, i_1 、 i_2 、 i_C 分别为变流器输出电流、负载电流以及电容电流。

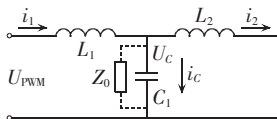


图 3 电容电流反馈的虚拟阻抗图

Fig.3 Virtual impedance of capacitive current feedback

在不考虑虚拟阻抗环节的情况下,负载电流的表达式如式(3)所示。

$$i_2 = i_1 - i_C = \frac{U_{PWM} - U_C}{s L_1} - s C_1 U_C \quad (3)$$

根据图 2 分析可知,当加入虚拟阻抗环节,修正后的电流表达式如式(4)所示。

$$i_2' = i_1' - i_C = \frac{U_{PWM} - U_C}{s L_1} - s C_1 U_C - \frac{H_0 i_C}{s L_1} \quad (4)$$

通过比较式(3)与式(4)可知,虚拟阻抗的投入使负载电流增加了附加的部分,因此,流经虚拟阻抗的电流相当于补偿负载电流的附加增量。通过图 2 的物理模型,可以得到基于电容电流反馈的虚拟阻抗的表达式,如式(5)所示。因此,通过对 H_0 的改变,有助于实现对系统输出阻抗特性的改变,利于模拟各类情况的发生。

$$Z_0 = \frac{U_C}{-(i_2' - i_2)} = \frac{L_1}{C_1 H_0} \quad (5)$$

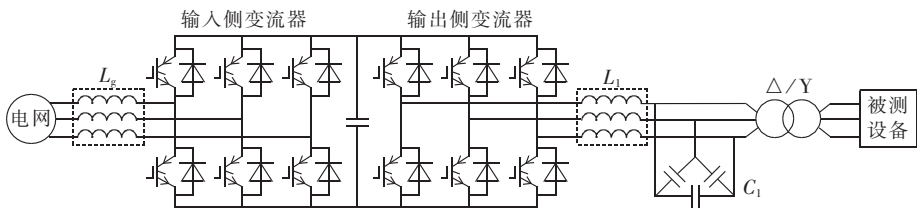


图 1 系统拓扑图

Fig.1 System topology

1.4 控制参数设计

图 3 所示滤波装置模型可以描述为式(6)。

$$U_0=GU_{\text{PWM}}^*-Zi_2$$

其中, G 为系统的增益; Z 为阻抗特性。

通过电路理论可以得到电容电流反馈的虚拟阻抗方法下的系统增益及阻抗特性分别如式(7)、(8)所示。

$$G_c=\frac{Z_0Z_2}{Z_0Z_2+Z_1(Z_0+Z_2)}$$

$$Z_c=\frac{Z_2Z_3Z_0+Z_1Z_3Z_0+Z_1Z_2Z_0+Z_1Z_2Z_3}{Z_0Z_2+Z_1Z_0+Z_1Z_2}$$

其中, $Z_1=sL_1$; $Z_2=1/(sC_1)$; $Z_3=sL_2$; $Z_0=L_1/(C_1H_0)$ 。

同理,可以推导得到滤波电感侧加入虚拟阻抗后的表达式:

$$G_L=\frac{Z_0}{Z_0+Z_1+Z_2}$$

$$Z_L=\frac{Z_2Z_0+Z_3Z_0+Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}{Z_0+Z_1+Z_2}$$

其中, Z_1 、 Z_2 、 Z_3 不变,利用 1.3 节的设计方法,可以得到基于电感电流反馈的虚拟阻抗表达式 $Z_0=H_0$ 。

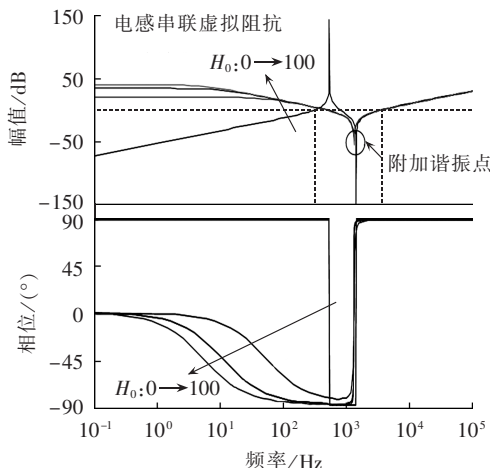
为实现大电网特性,需通过调节 H_0 保证输出阻抗的性质满足要求。因此,在 H_0 分别取 0、10、50、100 的情况下,利用 250kW 交流模拟电源的滤波器参数(见表 1),分别得到利用电感电流及电容电流反馈的虚拟阻抗方法下,系统的输出阻抗波特图如图 4 所示。

从图 4(a)可知,电感串联虚拟阻抗可以对谐振峰值起到一定的阻尼作用,但是随着虚拟参数的增大,附加的谐振会产生。过大的 H_0 也会改变 $G(s)$ 在低频段的幅值,电流突变时,影响系统的动态跟踪性

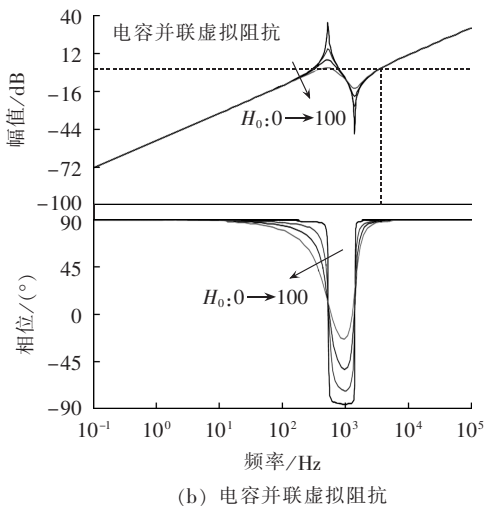
表 1 逆变器的参数

Table 1 Parameters of inverter

功率等级/ kW	中间直流 电压/V	开关 频率/Hz	滤波电感 L_1 /mH	滤波电容 C_1 /mF
250	650	3 000	0.3	0.167



(a) 电感串联虚拟阻抗



(b) 电容并联虚拟阻抗

图 4 虚拟阻抗情况下系统输出阻抗波特图

Fig.4 Bode plot of output impedance of system under virtual impedance control

能。而与图 4(a)不同,图 4(b)所示的电容并联虚拟阻抗的结果显示,虚拟阻抗的加入不会产生附加谐振点,且低频段特性没有受到影响。因此,电容侧加入虚拟阻抗有更加明显的优势,装置的控制系统将选择单电压闭环加电容电流反馈的虚拟阻抗方式。

2 数字控制系统下的虚拟阻抗改进

尽管数字控制具有抗干扰能力强、噪声容限大、可重复编程等优点。但是由于 A/D 转换时间、计算时间所造成的控制延时直接影响系统控制精度及稳定性。因此,为了更好地对控制环进行设计,根据图 2,采用电容电流反馈的方法并考虑采样及延时环节后,可得到详细的输出侧模型,如图 5(a)所示。其中, k_{PWM} 为调制波的传递函数; $1/T_s$ 代表采样开关; $G_h(s)$ 为零阶保持器 ZOH (Zero Order Holder) 的传递函数^[25],表达式如式(11)所示,零阶保持器产生的平均延时为 $0.5 T_s$; $H_G(s)$ 为电压调节器的连续域传递函数; $G_d(s)$ 为常规的采样与计算得到的调制信号值,在下一个采样时刻装裁所产生的一拍滞后环节,其表达式为式(12)。

$$G_h(s)=\frac{1-e^{-sT_s}}{s}\approx T_s e^{-0.5sT_s}$$

$$G_d(s)=e^{-sT_s}$$

控制延时可等效为在前向通道串入延时环节,其对数字控制系统的性能有很大影响。将图 5(a)中的采样时间 T_s 置于前向通道,可以得到简化的机侧变流器表达式,如图 5(b)所示。

将图 5(b)方框图中反馈量 $U_c(s)$ 调整为反馈量 $i_{cl}(s)$,同时将反馈点从 $G_{\text{PWM}}(s)$ 的输出端移至 $H_G(s)$ 的输出端,调整对应反馈函数可得图 6(a)。继续将 $i_{cl}(s)$ 两路反馈函数合并,可得图 6(b),其中:

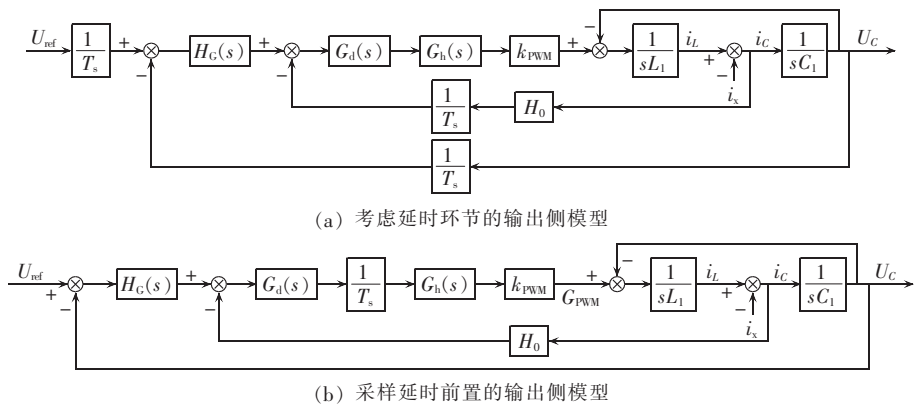


图 5 传统控制框图
Fig.5 Block diagrams of traditional control

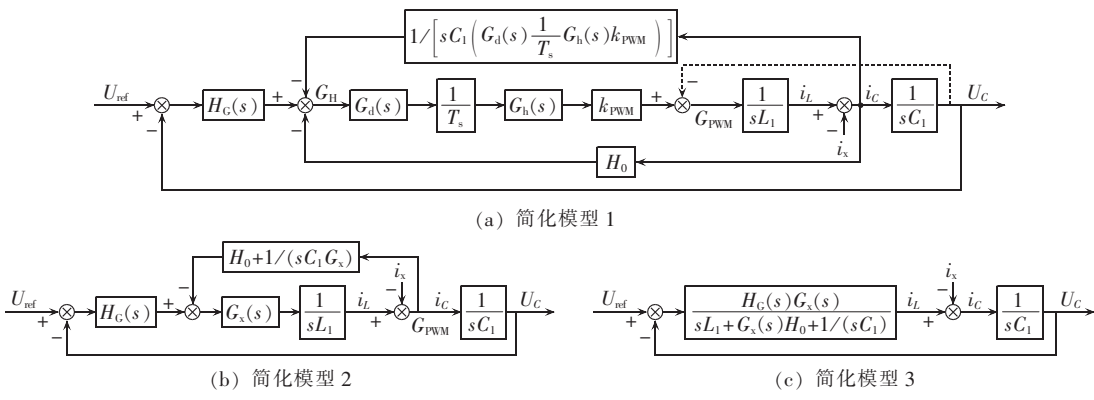


图 6 简化的控制模型
Fig.6 Simplified control models

$$G_x(s) = G_d(s)G_h(s)\frac{1}{T_s}k_{PWM} \approx e^{-1.5sT_s}k_{PWM} \quad (13)$$

将图 6(b)进一步简化可以得到最终简化模型, 见图 6(c)。

根据图 6(c)可以得到基于电容电流反馈的电源 逆变系统环路增益 $G_g(s)$, 如式(14)所示。通过系统的 增益表达式可知, 系统的环路增益是随着 H_0 可调 的, 因此根据式(8)和式(14)可以了解, H_0 的改变可 以控制系统呈现不同的性质, 有助于实现设备设定的 功能。而为了设备测试需要, 模拟出大电网特性, 需要系统的增益以及阻抗特性始终满足要求。但式 (14)中, 1.5 拍的系统延时环节将会影响控制系统的 精确度; 同时, 使 1.1 节中得到的虚拟阻抗的特性发 生了变化。详细的虚拟阻抗表达式可以改写为 $Z'_0 = [(Z_0/L_1)k_{PWM}]e^{1.5sT_s}$, 其特性如图 7 中实线所示。

$$G_g(s) = \frac{H_G(s)G_x(s)}{L_1C_1s^2 + G_x(s)H_0C_1s + 1} = \frac{G_{PI}(s)e^{-1.5sT_s}k_{PWM}}{L_1C_1s^2 + e^{-1.5sT_s}k_{PWM}H_0C_1s + 1} \quad (14)$$

因此, 如图 7(b)实线所示, 如果系统的采样时 间与系统谐振频率设计不当, 将会导致 Z'_0 呈现出 不同的特性(正阻性或负阻性), 十分不利于虚拟阻抗 的设计。所以, 为保证控制的稳定性, 需要使等效虚

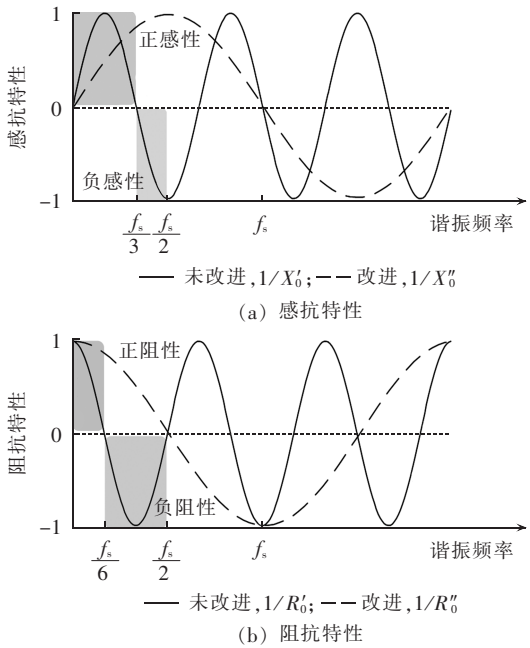


图 7 虚拟阻抗特性曲线
Fig.7 Characteristic curve of virtual impedance

拟阻抗部分在控制环节中保持同一特性^[26]。
通过对式(14)分析可知, 系统的延时时间直接 影响了阻抗特性, 因此, 缩短系统的延时时间可能将 改善系统的输出特性。图 8(a)为传统的采样装载方

式,而图 8(b)则为改进的采样时序图。图 8(b)显示在不改变电容电压、电感电流采样时刻的情况下,利用装载等待与装载时刻的间隙,对电容电流进行采样。尽量缩短电容电流的等待延时,以保证电容电流虚拟阻抗的实时性。

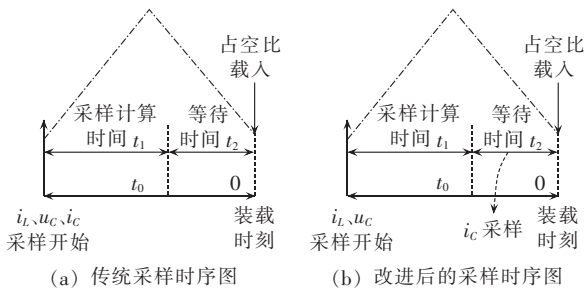


图 8 采样时序图
Fig.8 Illustration of sampling sequence

电容电流实时反馈控制框图如图 9 所示。因此对比于图 5(a),这种方式对于虚拟阻抗的控制而言,减小了常规的计算延时 $G_d(s)$ 对电容电流的影响。利用上述方式,可以得到改进后系统的环路增益 $G'_g(s)$ 如式(15)所示。

$$G'_g(s)=\frac{H_G(s)G_x(s)}{L_1C_1s^2+G_x(s)H_0C_1s+1}=\frac{G_{PI}(s)e^{-1.5sT_s}k_{PWM}}{L_1C_1s^2+e^{-0.5sT_s}k_{PWM}H_0C_1s+1}\tag{15}$$

因此虚拟阻抗表达式改写为 $Z''_0=[(Z_0/L_1)k_{PWM}]e^{0.5sT_s}$ 。

通过 Z'_0 与 Z''_0 的表达式可以了解,其是一个与装置自身参数相关而与负载参数无关的量。因此,当系统参数确定,电容并联虚拟阻抗表达式系数 $(Z_0/L_1)k_{PWM}$ 随着虚拟阻抗调节系数 H_0 的改变,性质不会改变。

图 7 为 $(Z_0/L_1)k_{PWM}=1$ 时, Z'_0 与 Z''_0 虚拟阻抗的特性曲线。实线为电容电流反馈的虚拟阻抗方法在传统采样方式下,谐振频率不同时,电容所呈现的特性曲线;而虚线则为采用电容电流延时采样法时电容所表现的特性。通常认为虚拟阻抗的作用范围不超过 $0.5f_s$ ^[26],因此由图中阴影部分可知,改进前, $f_s/6$ 前后,电容的电阻特性不同,并且 $f_s/3$ 前后,电容也呈现出不同的电抗特性。这对于虚拟阻抗系数的调节产生了负面的影响,使虚拟阻抗的投入效果不确定;而从虚线可以了解,在虚拟阻抗作用范围内,无

论谐振频率如何改变,改进后的电容电阻及电抗将保持单一的特性(正阻性及正感性)。这样,当逆变器以电压源形式工作接入不同的负载时,可以保证电容电流虚拟阻抗的有效性不受负载影响。

因此,改进后系统的闭环特性如图 10 所示。其中,电压环控制参数 $k_p=1$ 、 $k_i=10$ 。从结果可以了解,系统的增益特性可以随着虚拟阻抗系数 H_0 的改变而发生变化;且随着系数的增加,谐振点处增益得到了有效抑制。

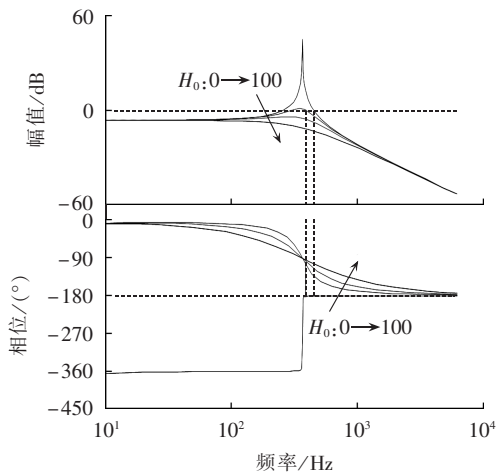


图 10 改进虚拟阻抗情况下闭环系统波特图
Fig.10 Bode plot of closed-loop system under improved virtual impedance control

因此,比较图 4(b)与图 10 的分析结果可以得出:针对系统输出表达式(6)而言,系统的输出阻抗 Z 与增益系数 G ,均可以受 H_0 调节,且随着 H_0 的增加,谐振会受到抑制。

3 仿真与实验

3.1 仿真验证

利用表 1 的系统参数以及表 2 所示控制器参数,对控制策略进行仿真验证。当负载接入 2 台未知滤波参数的并网逆变器时,分别产生 f_r 为 350 Hz 及 550 Hz 的谐振频率,以此 2 种情况为算例,进行分

表 2 控制器参数
Table 2 Parameters of controller

电压环 k_p	电压环 k_i	虚拟阻抗系数 H_0
1	10	10

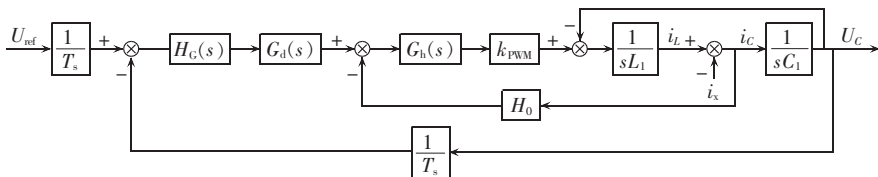


图 9 改进后控制框图
Fig.9 Block diagram of improved control

析。具体仿真结果如图 11 所示。

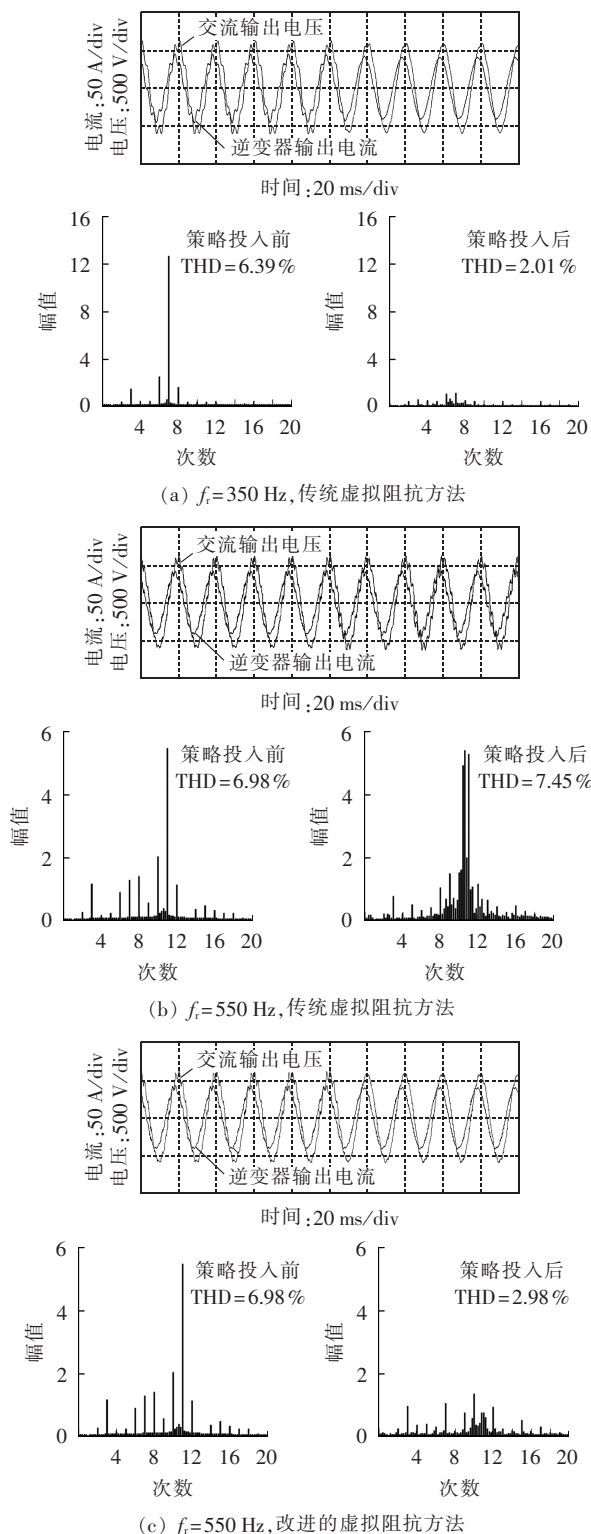


图 11 仿真结果

Fig.11 Simulative results

通过仿真结果可以了解:在使用传统的虚拟阻抗控制策略的情况下,在 350 Hz 处谐振抑制效果是有效的,输出电压 THD 从 6.39% 降低至 2.01%,如图 11(a)所示;而当谐振频率为 550 Hz 时,虚拟阻抗抑制效果相反,如图 11(b)所示。输出电压 THD 不满

足接入变流器负载后小于 3% 的要求。这与图 7 中虚拟阻抗曲线相符,在谐振频率大于 $f_s/6$ 时,其阻抗特性相反。保持控制器参数不变,当使用改进后的虚拟阻抗策略时,图 11(c)表明,虚拟阻抗控制策略对大于 $f_s/6$ 的谐振频率点的抑制效果也很明显,输出电压的 THD 从 6.98% 降低至 2.98%,抑制策略有效。因此,通过图 11 的仿真结果证明了缩小电容电流延时的虚拟阻抗方法的有效性。

3.2 实验验证

实验以分布式并网检测装置为平台,系统设计参数如表 1 所示。

根据表 1 的 LC 滤波器参数得出模拟电源固有谐振频率为 410 Hz,基本的控制器参数如表 2 所示。当未加入抑制谐振的控制策略,且空载及线性负载接入时,测试结果均能满足 IEEE-519 的标准:空载输出电压 THD < 3%,线性负载情况下 THD < 2%。

测试时,负载随机接入一台光伏逆变器时,逆变器侧电流和电容电压波形如图 12 所示。

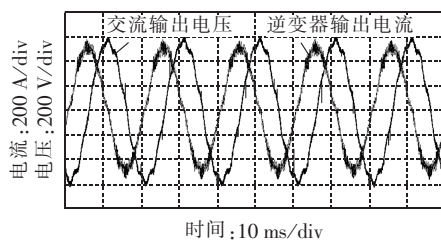


图 12 无虚拟阻抗方案输出波形
Fig.12 Output waveforms, without virtual impedance control

从输出波形可以看出,未加虚拟阻抗控制时,系统的输出电压容易受到负载装置的影响产生谐振,并且谐振次数因负载滤波参数的不同以及负载逆变器的控制方法不同而变化,进而使模拟电源的输出电压无法达到需求的标准。实验中,输出电压的谐振频率为 550 Hz 附近,其中输出电压的 THD 和谐振次谐波分别为 5.32% 和 2.44%,且含有一定的低次谐波成分(250 Hz),由于谐振频率靠近 $1/6$ 的系统开关频率,接近特性转换的边界频率,为虚拟阻抗的设计增加了难度。

采用电容电流反馈的虚拟阻抗控制方法情况下,接入同样的变流器负载、控制器参数相同时,输出波形如图 13(a)所示。从输出波形可知,系统产生了更为明显的谐振,无法满足标准。其原因是由于谐振频率大于 $f_s/6$,使投入的虚拟阻抗的阻抗特性呈现负阻特性,影响策略的有效性。因此,当采用电容电流延后采样反馈下虚拟阻抗的实验波形如图 13(b)所示,电压 THD 和谐振次谐波分别为 2.16% 和 0.7%。从波形质量和 THD 分析上可以明显看出电容电流延后采样反馈下虚拟阻抗的有效性。

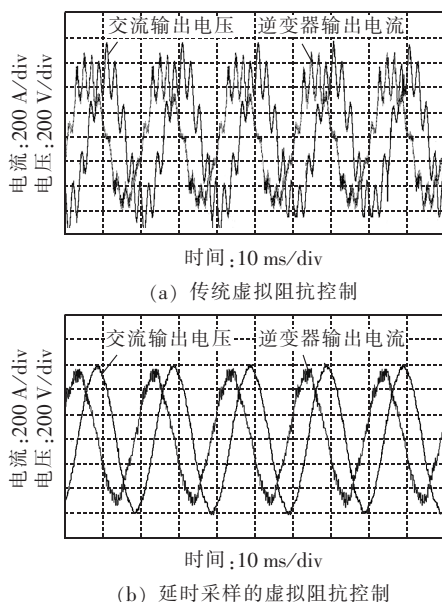


图13 虚拟阻抗方案下变流器实验波形

Fig.13 Experimental waveforms, with virtual impedance control

4 结论

本文首先通过比较分析输出阻抗特性,得到了更具优势的电容电流反馈的虚拟阻抗方法。再通过对环路增益的推导,得到了虚拟阻抗系数 H_0 对系统的环路增益 G 及阻抗特性 Z 的可调能力。

以实际数字系统控制为基础,为实现模拟大电网特性,分析了采样延时对虚拟阻抗特性在不同谐振频率范围内的影响。并以此为出发点,通过推导、比较减少采样延时前后虚拟阻抗特性表达式发现:减少采样延时可以使电容并联的虚拟阻抗环节在 $f_s/6 \sim f_s/2$ 范围内始终呈现正阻特性,保证了系统阻抗呈现大电网特性,简化了虚拟阻抗控制环参数的选择。最终,通过仿真及实验验证了减小控制延时的虚拟阻抗方法的有效性。

参考文献:

- [1] MA Yan, KARADY G G. A single-phase voltage sag generator for testing electrical equipments[C]//Transmission and Distribution Conference and Exposition. Chicago, USA; IEEE, 2008: 1-5.
- [2] IEEE. IEEE recommended practice for evaluating electric power system compatibility with electronic process equipment: IEEE Std 1346-1998[S]. [S.l.]: IEEE, 1998.
- [3] COLLINS E R, MORGAN R L. A three phase sag generator for testing industrial equipment[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996, 11(1): 526-532.
- [4] ZHANG R, CARDINAL M, SZCZESNY P. A grid simulator with control of single phase power converters in rotating frame [C]//Power Electronics Specialists Conference. [S.l.]: IEEE, 2002: 1431-1436.
- [5] RICHTER S A, VON BLOH J. Control of a medium voltage test

- generator[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Australia; IEEE, 2008: 3787-3793.
- [6] LI Y W, CHING N K. An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operation in a low voltage multibus microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2977-2988.
- [7] 黄伟煌, 胡书举, 林资旭, 等. 一种采用相位超前校正技术的电压源逆变器单环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 18-25.
- HUANG Weihuang, HU Shuju, LIN Zixu, et al. A single-loop control strategy based on phase lead correction for voltage source inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30): 18-25.
- [8] POULIQUEN H, MASSABO D. Disturbed network simulator using a dead beat control method for the supply of nonlinear loads [C]//Power Electronics and Variable-Speed Drives, Fourth International Conference. London, UK; IET, 1990: 556-561.
- [9] 胡雯, 孙云莲. 逆变型微电源孤岛模式下的控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 107-113.
- HU Wen, SUN Yunlian. Control strategy of inverter-based micro-sources in island mode[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 107-113.
- [10] KARUPPASWAMY A B, VINOD J. A grid simulator to evaluate control performance of grid-connected inverters[C]//IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. Mumbai, India; IEEE, 2014: 1-6.
- [11] RYAN M J, BRUMSICKLE W E, LORENZ R D. Control topology options for single-phase UPS inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 493-501.
- [12] LOW K S. A DSP-based single-phase AC power source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 936-941.
- [13] WANG T, YE Z, SINHA G, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]//Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Acapulco, Mexico; IEEE, 2003: 779-784.
- [14] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.
- SHEN Kun, ZHANG Jing, WANG Jian. A model predictive control scheme of multi-step prediction finite control set for converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 37-44.
- [15] VILATHGAMUWA M, PERERA A A D R, CHOI S S. Performance improvement of the dynamic voltage restorer with closed-loop load voltage and current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 824-834.
- [16] LIU F, DUAN S, YIN J, et al. Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4483-4491.
- [17] BIERHOFF M H, FUCHS F W. Active damping for three-phase PWM rectifiers with high-order line-side filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 56(2): 371-379.
- [18] LOH P C, NEWMAN M J, ZMOOD D N, et al. A comparative analysis of multi-loop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1176-1185.
- [19] 张宇, 余蜜, 刘方锐, 等. 模块化UPS采用虚拟阻抗的瞬时均流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 8-14.

- ZHANG Yu,YU Mi,LIU Fangrui,et al. Instantaneous current-sharing control strategy for modular UPS using virtual impedance[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(21):8-14.
- [20] 许津铭,谢少军,肖华锋. LCL滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(9):27-33.
- XU Jinming,XIE Shaojun,XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(9):27-33.
- [21] ORELLANA M,GRINO R. On the stability of discrete-time active damping methods for VSI converters with a LCL input filter[C]//IEEE IECON. Montreal,Canada:IEEE,2012:2378-2383.
- [22] BAO C,RUAN X,WANG X,et al. Design of injected grid current regulator and capacitor-current-feedback active-damping for LCL-type grid-connected inverter[C]//IEEE Energy Congr Expo. Raleigh,USA:IEEE,2012:579-586.
- [23] PARKER S G,MCGRATH B P,HOLMES D G. Regions of active damping control for LCL filters[C]//IEEE Energy Congr Expo. Raleigh,USA:IEEE,2012:53-60.
- [24] 梁建钢,金新民,吴学智,等. 基于下垂控制的微电网变流器并网运行控制方法改进[J]. 电力自动化设备,2014,34(4):59-65.
- LIANG Jiangang,JIN Xinmin,WU Xuezhi,et al. Improved grid-connection operation of microgrid converter based on droop control[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(4):59-65.
- [25] 刘春喜,马伟明,孙驰,等. 大功率400 Hz逆变电源数字控制设计[J]. 电工技术学报,2011,26(1):100-107.
- LIU Chunxi,MA Weiming,SUN Chi,et al. Control of power 400Hz inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(1):100-107.
- [26] 潘东华,阮新波,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 the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(18):1-10.

作者简介:



李金科

李金科(1989—),男,辽宁凤城人,博士研究生,通信作者,主要研究方向为新能源发电、高压直流输电(**E-mail**: 12117355@bjtu.edu.cn);

金新民(1950—),男,浙江临海人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力电子与交流传动、新能源发电、微电网;

吴学智(1977—),男,山西大同人,副教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力电子变换器及可再生能源发电系统。

Improved virtual impedance control considering effect of digital control

LI Jinke,JIN Xinmin,WU Xuezhi,ZHOU Xiao,LIU Jingdou,LI Nan

(Collaborative Innovation Center of Electric Vehicles in Beijing,National Active Distribution Network Technology Research Center(NANTEC),Beijing Jiaotong University,Beijing 100044,China)

Abstract: The basic operating conditions of AC grid simulator should simulate the characteristics of large power grid,but normally its voltage and impedance could not meet the design requirements due to the impact of the tested equipment,aiming at which,its controller design is improved to guarantee its output characteristics. The output characteristics of the virtual impedance control based on inductive or capacitive current feedback are analyzed respectively and the more effective virtual impedance control based on capacitive current feedback is adopted,under which,the characteristics of system output impedance and gain are adjustable by changing the virtual impedance coefficient. The impact of digital delay on the virtual impedance control is considered and a corresponding method is applied to reduce the control delay for improving the system robustness and ensuring the stability of system output to the tested equipment. Simulation and experiment verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: AC grid simulator; virtual impedance; capacitor current feedback; sampling delay