

非理想工况下并网逆变器的谐波分析与抑制

王力,雷勇,林晓东,罗仁和

(四川大学 电气信息学院,四川 成都 610065)

摘要:为了抑制电网电压畸变、死区时间、直流电压脉动等非理想工况引起分布式电源并网逆变器产生大量的谐波电流,通过对并网电流谐波的机理分析和数学推导,提出了 $d-q$ 坐标下的PI+双侧重复控制的复合控制策略,并对复合控制策略进行谐波抑制特性分析,同时给出复合控制策略的设计方案。分析结果表明,复合控制策略可以降低波形的总畸变率(THD)和稳态跟踪误差。通过Matlab/Simulink仿真,验证了机理分析的正确性和复合控制策略的有效性。

关键词:分布式电源;并网逆变器;谐波分析;双侧重复控制;谐波抑制

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19472

Harmonic Analysis and Suppression of Grid-connected Inverters Under Non-ideal Conditions

WANG Li, LEI Yong, LIN Xiaodong, LUO Renhe

(College of Electrical Engineering and Information, Sichuan University,
Chengdu 610065, Sichuan, China)

Abstract: In order to restrain the grid-connected current of grid-connected inverter of distributed generation contains a large number of harmonic currents due to non-ideal conditions such as grid voltage distortion, dead-time, DC voltage fluctuation and so on, based on the mechanism analysis and mathematical derivation of grid-connected current harmonics, a compound control strategy of PI + dual-side repetitive control in $d-q$ coordinates was proposed, the harmonic suppression characteristic of the compound control strategy was analyzed, and the design scheme of the compound control strategy was given. The analysis results show that the combined control strategy can reduce the total distortion rate (THD) and steady-state tracking error of the waveform. The correctness of the mechanism analysis and the effectiveness of the composite control strategy were verified by Matlab/Simulink simulation.

Key words: distributed power; grid-connected inverter; harmonics analysis; dual-side repetitive control; harmonics suppression

随着全球对生态环境和资源利用率的关注度增加,分布式电源系统不仅可以利用风能、太阳能、生物质能等可再生能源,还能有效地提高资源利用率,克服电厂建设周期长、环境污染程度高等缺点。因此,与传统电网集中发电、长距离输电相比,分布式电源系统可以成为传统电网的重要补充部分,二者的有机结合是近年全球能源领域关注的重点,也是未来世界电力工业与能源产业合作的重要方向^[1-3]。

并网逆变器是分布式电源系统的核心组成部分之一,是连接电网与分布式电源系统的纽带,对并网电流的质量起到决定作用。由于分布式电源系统具有数量较多、离用户侧更近、接入

的配电网等级较低等特点,使接入电网时产生的谐波电流与传统电网的谐波电流相比,对用户的用电质量影响较大^[4-7],在线路两端产生的谐波电压比传统电网的谐波影响更加明显。所以分布式电源系统并网时,所产生的谐波电流对电网有着不可忽略的影响。

目前,众多的专家学者对并网逆变器的控制策略进行了大量的研究工作,如直接功率控制、滞环电流控制、自抗扰控制、无差拍控制等^[8-13]。而在抑制并网电流谐波方面,现在的主要集中在2个方面:一种方案是利用PR控制在特定频率增益无穷大,实现无静差跟踪,抑制谐波。但是单个PR控制器只能抑制1种谐波,要提高并网

电流质量,需要级联多个PR控制器,增加系统的复杂度;另一种方案是采用重复控制对周期性扰动进行抑制,其具有很好的抑制效果且容易数字化实现,可以很好地提高并网电流质量。但是重复控制存在固有的单个周期延迟,动态响应较差^[7-10,14]。综上所述,鲜有文献对影响并网电流质量的因素进行详细深入的机理分析,缺乏完善的解决网侧电压畸变、直流侧脉动的方案。

本文从死区时间、电网电压畸变、直流脉动3个主要影响并网电流质量的因素进行详细地数学推导和机理分析。首次从调制的角度分析直流脉动对并网电流质量的影响。提出一种基于比例积分与双侧重复控制的复合控制策略,抑制并网电流谐波。最后通过 Matlab/Simulink 仿真分析验证本文机理分析的正确性和控制策略的有效性。

1 并网逆变器数学模型

三相逆变器的拓扑结构如图1所示。

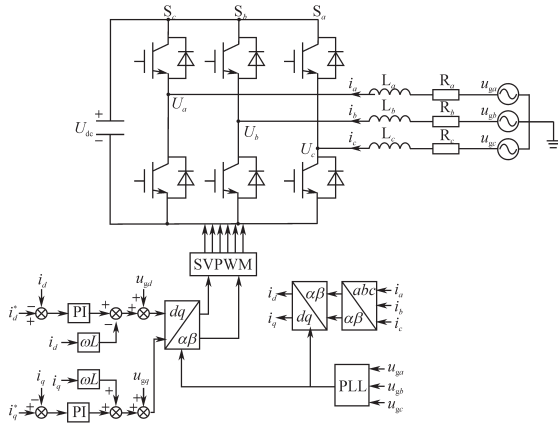


图1 并网逆变器结构和PI控制图

Fig.1 Diagram of grid connected inverter structure and PI control chart

图1中, $L_k, R_k (k=a, b, c)$ 分别为逆变器交流侧的滤波电感和等效电阻; u_{ga}, u_{gb}, u_{gc} 为电网电压; U_a, U_b, U_c 为并网逆变器端口输出电压;三相逆变器的并网电流 $i_j (j=a, b, c)$ 作为状态变量。参考方向如图1所示,利用基尔霍夫定律,并网逆变器的数学模型表示如下:

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} = -R_a i_a - (S_a - \sum_{k=a,b,c} S_k/3) U_{dc} + u_{ga} \\ L_b \frac{di_b}{dt} = -R_b i_b - (S_b - \sum_{k=a,b,c} S_k/3) U_{dc} + u_{gb} \\ L_c \frac{di_c}{dt} = -R_c i_c - (S_c - \sum_{k=a,b,c} S_k/3) U_{dc} + u_{gc} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $S_k (k=a, b, c)$ 为PWM调制的开关函数, $S_k=1$ 表示上桥臂导通, $S_k=0$ 表示下桥臂关断; i_j 为交流侧电流; U_{dc} 为直流侧电压。

通过Clark和Park变换后,得到在同步旋转坐标系下并网逆变器的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = \omega_0 L_a i_d - R_a i_d - u_{1d} - u_{gd} \\ L \frac{di_q}{dt} = \omega_0 L_a i_q - R_a i_q - u_{1q} - u_{gq} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$u_{1d} = S_d U_{dc} \quad u_{1q} = S_q U_{dc}$$

式中: S_d, S_q 分别为开关函数的 d, q 轴分量; ω_0 为基波角频率; i_d, i_q 分别为交流侧电流的 d, q 轴分量; u_{gd}, u_{gq} 分别是三相电压的 d, q 轴分量。

2 并网电流谐波机理分析

2.1 死区时间对并网电流的影响

逆变器为了防止同一桥臂上、下2个开关管同时导通,会在同一桥臂的上、下开关管的驱动信号加入一段死区时间。而死区时间的存在会造成桥臂端口电压输出存在一定的偏差。当逆变器按照要求运行在单位功率因数时,死区时间^[13]所产生的偏差电压 U_{mh} 的窄脉冲可以用调制波矩形脉冲等效,对其进行傅里叶分析为

$$U_{mh} = \sum_{h=3,5,7,\dots} (-1)^{\frac{h+1}{2}} \frac{4f_s T_m U_{dc}}{k\pi} \sin(k\omega_0 t) \quad (3)$$

式中: f_s 为开关频率; T_m 为死区时间。

由式(3)得出死区时间所产生的偏差电压对并网侧电流的影响。并网电流谐波的幅值 I_{mh} 的数学表达式为

$$I_{mh} = \frac{u_{gk} - U_{mh}}{\sqrt{(R_k + k\omega_0 L_k)^2}} \quad (4)$$

由式(4)可以看出,变流器的死区效应会引起交流侧的并网电流产生低次谐波。

2.2 电网电压畸变对并网电流的影响

在实际应用中,逆变器主要通过变压器与公共电网相连,而不是与电网直接相连。假设现场的非线性负载较多,会造成电网电压畸变,含有较多的谐波成分。而电网电压的畸变会对并网电流产生较大的影响。需要说明的是,由于交流侧L型滤波器存在,采样电压中的开关频率附近以及更高频率的谐波会被很大程度地衰减。

以电网电压中含有5次谐波为例,分析电网

电压的畸变对逆变器并网侧电流的影响。三相谐波电压 $E_k(k=a,b,c)$ 表示如下:

$$\begin{cases} E_a = A_m \sin(5\omega_0 t + \varphi_5) \\ E_b = A_m \sin(5\omega_0 t + \varphi_5 - \frac{2\pi}{3}) \\ E_c = A_m \sin(5\omega_0 t + \varphi_5 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (5)$$

式中: A_m 为5次谐波的幅值; φ_5 为初始相位角。

5次谐波电压经过Clarke变换、Park变换后,得到在 d - q 坐标系下的 U_d , U_q 表达式如下:

$$\begin{cases} U_d = A_{md} \cos(4\omega_0 t + \varphi_5) \\ U_q = A_{mq} \sin(4\omega_0 t + \varphi_5) \end{cases} \quad (6)$$

式中: A_{md} , A_{mq} 分别为5次谐波在 d , q 轴幅值分量。

讨论电网谐波电压对并网电流 q 轴分量的影响,电流内环在 q 轴的控制框图如图2所示。

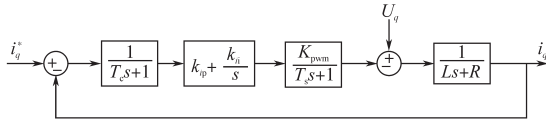


图2 内环无功电流的控制图

Fig.2 Control diagram of reactive current inner loop

图2中, U_q 为5次谐波电压在 q 轴分量; T_c 为电流内环采样时间; T_s 为开关周期; k_p , k_i 为电流内环的控制参数; K_{pwm} 为逆变器的等效增益; i_q^* 为 q 轴电流内环参考值; i_q 为 q 轴电流内环输出值。

由于 T_c 和 T_s 的时间很短,可以忽略不计,则无功电流内环控制图可以简化如图3所示。

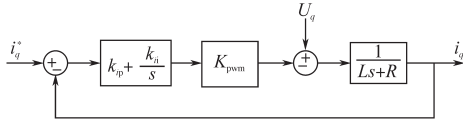


图3 简化内环框图

Fig.3 Diagram of simplified inner loop

根据电流内环 q 轴分量的控制框图,分析5次谐波电压扰动对 q 轴分量的影响,扰动传递函数 $G_{iuq}(s)$ 如下式:

$$G_{iuq}(s) = \frac{i_q(s)}{U_q(s)} = \frac{s}{Ls^2 + (R + k_p K_{pwm})s + k_i K_{pwm}} \quad (7)$$

式中: L 为交流侧电感; R 为交流侧电阻; $U_q(s)$ 为5次谐波电压在 q 轴的频域分量。

由式(7)可知,5次谐波电压在 q 轴产生的扰动分量是正弦量。根据自动控制原理可知,可以利用动态误差系数法求出扰动分量产生的系统稳态误差 $e_{ss}(t)$ 为

$$e_{ss}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i r^{(i)}(t) \quad (8)$$

其中

$$C_i = \frac{1}{i!} G_{iuq}^{(i)}(0) \quad i=0,1,2 \dots \quad (9)$$

式中: $r(t)$ 为扰动的时域表达式; C_i 为扰动的误差系数; i 为扰动的 i 阶导数。

联立式(7)~式(9),可得出电网电压5次谐波扰动对 q 轴分量的影响,只考虑稳态误差 $i_{qs}(t)$ 表达式的前3项,具体如下:

$$\begin{aligned} i_{qs}(t) = & \frac{4\omega_0}{k_{ii} K_{pwm}} A_{mq} \cos(4\omega_0 t + \varphi_5) - \\ & \frac{16\omega_0^2 k_{ip} (1 + K_{pwm})}{k_{ii}^3 K_{pwm}^2} A_{mq} \sin(4\omega_0 t + \varphi_5) \end{aligned} \quad (10)$$

同理,参考对电流内环 q 轴分量的影响,在 d 轴分量产生的稳态误差 $i_{ds}(t)$ 表达式如下:

$$\begin{aligned} i_{ds}(t) = & -\frac{4\omega_0}{k_{ii} K_{pwm}} A_{md} \sin(4\omega_0 t + \varphi_5) - \\ & \frac{16\omega_0^2 k_{ip} (1 + K_{pwm})}{k_{ii}^3 K_{pwm}^2} A_{md} \cos(4\omega_0 t + \varphi_5) \end{aligned} \quad (11)$$

5次谐波电压扰动在 d , q 轴产生的稳态误差 i_{ds} , i_{qs} 经过坐标转换后,会在三相并网电流中产生同样频率的谐波电流,超过国家规定的谐波标准,会影响公共电网电能质量。

2.3 直流侧电压脉动对并网电流的影响

当分布式电源系统处于工作状态时,忽略IGBT损耗,遵守瞬时功率守恒理论,即并网逆变器瞬时输入功率等于瞬时输出功率。设网侧 a 相电压 $u_a = U_0 \sin(\omega_0 t)$, a 相电流 $i_a = I_0 \sin(\omega_0 - \varphi)$, 则逆变器瞬时输入功率 P_1 为

$$\begin{aligned} P_1 = & 3U_0 \sin(\omega_0 t) \times I_0 \sin(\omega_0 - \varphi) \\ = & \frac{3U_0 I_0}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t - \varphi)] \end{aligned} \quad (12)$$

逆变器瞬时输出功率 P_{dc} 为

$$P_{dc} = U_{dc} \times I_{dc} + C U_{dc} \times \frac{du_{ac}}{dt} \quad (13)$$

式中: U_0 为 a 相电流的峰值; I_0 为 a 相电流的峰值; φ 为相电流与相电压的相位差; I_{dc} 为直流侧平均电流; u_{ac} 为直流侧电压的交流分量; U_{dc} 为直流侧电压平均值; C 为直流侧支撑电容。

不计开关管的损耗,输出功率与输出功率的交流分量应一一对应相等,可以表示如下:

$$C U_{dc} \times \frac{du_{ac}}{dt} = -\frac{3U_0 I_0}{2} \cos(2\omega_0 t - \varphi) \quad (14)$$

由式(14)可知,直流侧电压的交流分量 u_{ac} 为

$$u_{ac} = -\frac{3U_0 I_0}{4\omega_0 C U_{dc}} \sin(2\omega_0 t - \varphi) \quad (15)$$

由式(15)可以看出,逆变器处于工作状态时,会在直流侧产生二倍频的周期性电压波动,同时也是直流侧电压脉动的主要源头。

根据PWM调制原理可知,SVPWM的开关函数和SPWM的开关函数基本相同,表达式如下:

$$[S_a \ S_b \ S_c]^T = \begin{bmatrix} M_i \sin(\omega_0 t) \\ M_i \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \\ M_i \sin(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: M_i 为SVPWM的调制比。

逆变器端口输出电压为

$$[U_{an} \ U_{bn} \ U_{cn}]^T = [S_a \ S_b \ S_c]^T u_{dc} \quad (17)$$

其中

$$u_{dc} = U_{dc} - u_{ac} \sin(2\omega_0 t) \quad (18)$$

式中: U_{an} , U_{bn} , U_{cn} 为并网逆变器端口输出电压; u_{dc} 为直流侧脉动电压。

联立式(16)~式(18)得到并网逆变器端口输出电压:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_i U_{dc} \sin(\omega_0 t) + u_{ac} M_i \cos(\omega_0 t) - u_{ac} M_i \cos(3\omega_0 t) \\ M_i U_{dc} \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) + u_{ac} M_i \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) - u_{ac} M_i \cos(3\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \\ M_i U_{dc} \sin(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) + u_{ac} M_i \cos(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) - u_{ac} M_i \cos(3\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (19)$$

由式(19)可知,若直流侧电压包含二次电压纹波时,经过三相桥则会在交流侧产生3次电压谐波,3次谐波电压会产生3次谐波电流。由此推理,直流侧的 K 次纹波,会在交流侧产生 $K+1$ 次谐波电流。所以直流侧的脉动也会造成并网电流的低次谐波。

3 复合控制策略

3.1 PI+双侧重复控制的复合控制策略

为了抑制并网电流谐波,本文采用PI+双侧重复控制的复合控制策略,2个重复控制器并联在PI两侧。PI控制器用于控制 d - q 坐标系下的直流分量,同时也弥补重复控制器动态响应慢的缺点,保持复合控制策略的动态响应速度,而利用重复控制(repetitive controller, RC)抑制非理想工况下在 d - q 坐标系上产生的谐波。由式(15)可

知,并网逆变器会在直流侧产生周期为二倍频的电压波动,为了防止锁相环受外界环境的影响输出的角频率与电网角频率产生偏差,造成单位周期采样次数 N 不同,所以采用2个重复控制器, RC_1 用于控制电网电压畸变、死区时间引起的并网电流谐波, RC_2 用于控制直流侧电压脉动引起的并网电流谐波。 RC_1 与 RC_2 结构相同,只存在采样次数 N 的不同。以 q 轴为例,给出复合控制策略的控制框图如图4所示。

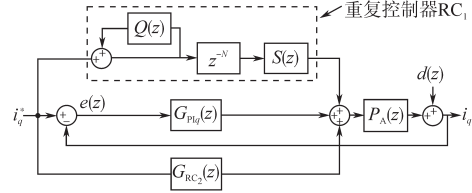


图4 q 轴复合控制策略框图

Fig.4 Block diagram of q -axis compound control strategy

图4中, $S(z)$ 为重复控制的补偿函数; $Q(z)$ 为重复控制器的低通函数,一般为小于1的常数,增强系统鲁棒性与稳定性; $P_A(z)$ 为系统控制对象; $e(z)$ 为系统误差; $G_{PIq}(z)$ 为PI控制器的离散传递函数; $G_{RC_2}(z)$ 为重复控制器 RC_2 离散传递函数; $d(z)$ 为外部扰动; i_q^* 为 q 轴参考电流; N 为1个基波周期内系统采样次数。

由于PI控制器动态响应快,波形控制效果差,跟踪精度不足,控制器存在原理性误差。而重复控制器控制精度精准,可以准确跟踪波形,但是动态响应差。利用PI控制器和重复控制各自的优点,将PI控制器并联在重复控制器的前向通道上的复合控制策略,使得逆变器的控制系统既能提高系统的动态响应速度,又能提高系统低次谐波的抑制能力。

3.2 重复控制的谐波抑制分析

综上所述,死区时间、电网电压畸变、直流脉动等会引起并网电流的低次谐波,而基于内模原理的重复控制,控制框图如图5所示,其控制器中 $Z^{-N}/(1-Z^{-N})$ 对电网电压畸变等周期性扰动具有一定的超前性,所以可以有效地抑制周期性扰动所引起的并网电流谐波。

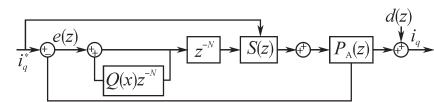


图5 重复控制系统框图

Fig.5 Block diagram of repetitive control system

以 q 轴为例,具体分析重复控制对谐波电流抑制能力。根据图5,在外界扰动的情况下,推导

误差的传递函数 $R(z)$ 如下式:

$$R(z) = \frac{e(z)}{d(z)} = \frac{-1}{1 + \frac{Z^{-N}}{1 - Q(z)Z^{-N}} S(z) P_A(z)}$$

$$= \frac{Q(z)Z^{-N} - 1}{1 - [Q(z) - S(z)P_A(z)]Z^{-N}} \quad (20)$$

误差传递函数 $R(z)$ 在时域的表达式如下:

$$R(j\omega) = R(z) \Big|_{z=e^{j\omega_0 T}} \quad (21)$$

式中: T 为控制系统的采样周期。

逆变器的控制系统的扰动一般为电网电压畸变、死区时间。假设, $Q(z)=1$, 控制对象 $P_A(z)$ 稳定, $Z^{-N}=1$, 可以推导出:

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_m} \|R(j\omega)\| = 0 \quad (22)$$

其中 $\omega_m = k\omega_0$ $k=3, 5, 7 \dots$

式中: ω_m 为扰动 $d(z)$ 的角频率。

式(22)表明, 对于频率小于奈奎斯特频率的任何周期性参考信号, 即模型受外界干扰参数存在不确定性时, 重复控制器也能保证系统的零稳态误差跟踪。

但是一般情况下, $Q(z)$ 的取值一般在 0.95 左右, 可以得出:

$$\|R(j\omega)\| < u(j\omega) \quad (23)$$

其中, $u(j\omega)$ 是一个相当小的数, 所以 $\|R(j\omega)\|$ 近似看做是 0。

由式(22)可知, 重复控制可以抑制任意频率的并网谐波电流, 可以对频率低于采样频率 50% 的输入信号实现无静差跟踪。

4 重复控制器设计

内模原理是重复控制理论基础^[15]。内模是指在稳定的闭环控制系统嵌入了外部输入信号的数学模型, 其本质就是把控制系统的外部信号的数学模型嵌入到控制结构中, 组成系统误差极小的反馈控制系统, 以实现输入信号的无静差跟踪。

4.1 内模设计

重复控制器内模的离散函数如下式:

$$G(z) = \frac{Z^{-N}}{1 - Q(z)Z^{-N}} \quad (24)$$

由于内模的离散传递函数的特征根分布在单位圆上, 则系统处于临界的稳定状态。加入滤波器 $Q(z)$ 可以使特征根分布在单位圆内, 提高系统的稳定性。但是, $Q(z)$ 一般是小于 1 的常数, 牺牲系统一定跟踪精度, 保证了系统的稳定性。通常 $Q(z)$ 取 0.98^[15]。

4.2 补偿器 $S(z)$ 设计

补偿函数 $S(z)$ 根据控制对象 $P_A(z)$ 进行设计, 当重复控制器内模输出信号包含指令信号与扰动信号时, 补偿器决定系统是否可以完美地跟踪指令信号, 也决定了重复控制器的谐波抑制能力与系统的稳定裕度。具体的表达式如下:

$$S(z) = k_r z^k C(z) \quad (25)$$

式中: k_r 为重复控制器增益; z^k 为相位超前环节; $C(z)$ 由超前校正和二阶低通滤波器组成。

本文串联等效电阻为 0.06 Ω , 滤波电感 $L=6$ mH, 开关频率为 10 kHz, 逆变桥增益 $K_{pwm}=3$, 可以得出:

$$P_A(s) = \frac{3}{0.006s + 0.06} \quad (26)$$

$P_A(s)$ 的伯德图如图 6 所示。

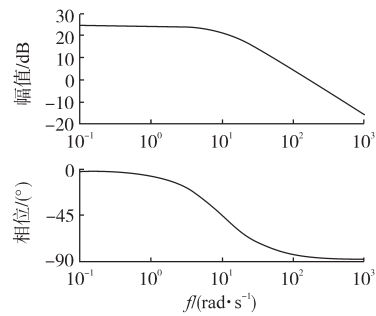


图 6 $P_A(s)$ 的伯德图

Fig.6 Bode diagram of $P_A(s)$

为了使控制对象实现中低频零增益, 控制系统需要串联超前校正环节实现控制对象的零增益。由自动控制原理可知, 设计串联校正的函数 $C_1(z)$ 使用零阶保持方法离散, 具体表达式如下式:

$$C_1(z) = \frac{20z - 19.99}{z - 0.3679} \quad (27)$$

设计一个二阶低通滤波器 $C_2(z)$ 提高系统的高频衰减特性, 增强系统的抗干扰和稳定性。二阶低通滤波器的截止频率设计为 1 kHz, 阻尼比为 0.707, 采用零阶保持离散, 则

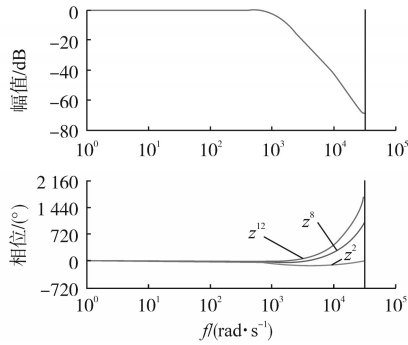
$$C_2(z) = \frac{0.004768z + 0.004549}{z^2 - 1.859z + 0.8681} \quad (28)$$

$C(z)$ 是由超前校正 $C_1(z)$ 和二阶低通滤波器 $C_2(z)$ 组成的, 表达式如下:

$$C(z) = C_1(z)C_2(z)$$

$$= \frac{20z - 19.99}{z - 0.3679} \times \frac{0.004768z + 0.004549}{z^2 - 1.859z + 0.8681} \quad (29)$$

补偿函数 $S(z)$ 中引入二阶滤波器可以实现高频衰减, 但是会引起控制系统的相位延迟, 需要加入相位超前环节 z^k 进行补偿, 补偿后的 $P_A(z)$ 伯德图如图 7 所示。

图7 补偿后 $P_k(z)$ 伯德图Fig.7 Compensated bode diagram of $P_k(z)$

由图7可知,当超前相位环节为 z^{12} 时,相位补偿效果最佳,实现控制系统在中低频保持零增益、零相移、高频快速衰减的设计要求。

5 仿真验证

为了验证本文对分布式电源并网逆变器并网谐波电流机理分析的合理性和抑制方案的有效性,搭建Matlab/Simulink模型进行仿真。仿真参数为:电网电压380 V,滤波电感6 mH,直流侧电压600 V,采样频率10 kHz,开关频率8 kHz,电网频率50 Hz。其中,网侧电压加入3%的3次谐波、4%的5次谐波、5%的7次谐波,直流侧电压加入幅值为15 V、频率为100 Hz和200 Hz的电压脉动,开关管加入 2×10^{-7} s的死区时间。

图8是在系统仿真参数下的Simulink仿真波形,验证了对并网电流谐波的机理分析。

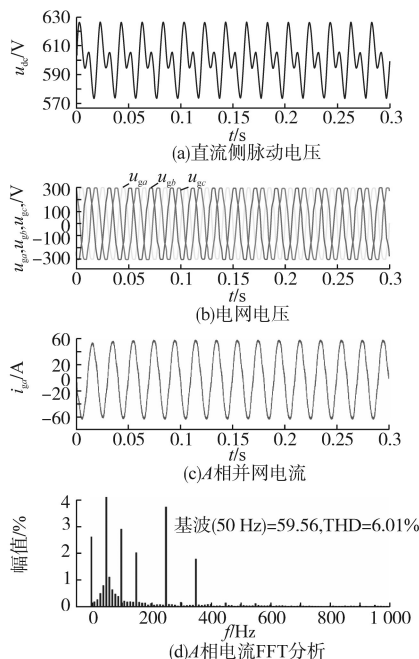


图8 PI控制

Fig.8 PI control

在死区时间、电网电压畸变、直流脉动的干扰下,传统的PI控制很难抑制分布式电源并网逆变器的并网谐波电流。图8以A相并网电流为例,波形发生明显畸变,验证了并网电流谐波的机理分析和数学推导。利用FFT分析可知,包含了大量的3次、5次、7次谐波电流,THD(总电流畸变率)高达6.01%,超过国家相应的标准并对用电质量产生较大影响。

图9是在PI+双侧RC复合控制策略下的A相并网电流波形和频谱分析。

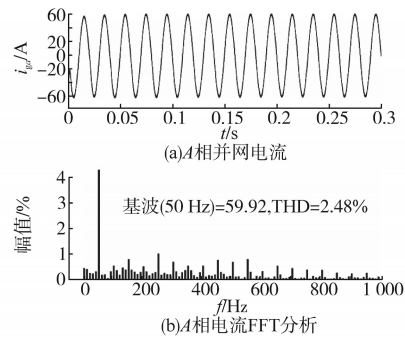
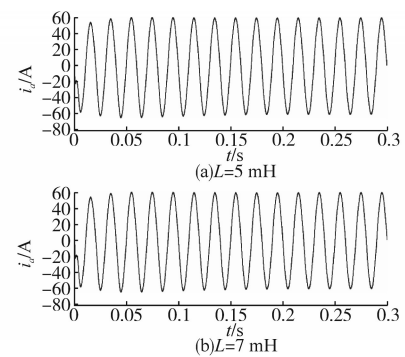


图9 PI+双侧重复控制

Fig.9 PI + dual-side repetitive control

由图9可知,复合控制策略面对外界扰动具有较快动态响应,并网的各次谐波电流得到了有效抑制,THD(总电流畸变率)下降到2.48%,验证本文控制策略的有效性。

在外界扰动引起参数变化的情况下,通过改变电感参数模拟参数变化,验证复合控制策略的有效性。图10是交流侧电感参数 L 取不同值时A相并网电流的波形图。由图10可知,在不同电感参数下,A相并网电流波形的THD分为2.51%和2.53%,与图9的A相并网电流波形与THD相比未发生明显变化,验证了复合控制策略在外界扰动引起参数变化情况下的有效性。

图10 L 取不同值时A相电流的波形Fig.10 Waveform of A phase current when L takes different values

6 结论

本文首先从死区时间、电网电压畸变、直流电压脉动3个方面对分布式电源并网逆变器的并网电流谐波的产生进行了详细的机理分析和数学公式推导。其次,在传统的PI控制很难抑制并网电流的谐波情况下,采用了在 $d-q$ 坐标下PI+RC的复合控制策略,抑制外部扰动对并网电流的影响。最后,利用仿真验证了机理分析的正确性和控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 王成山,武震,李鹏. 分布式电能存储技术的应用前景与挑战[J]. 电力系统学报,2014,38(16):1-8,73.
- [2] 李建林,马会萌,惠东. 储能技术融合分布式可再生能源的现状与发展趋势[J]. 电工技术学报,2016,31(5):1-10,20.
- [3] 陈海生,刘畅,齐智平. 分布式储能的发展现状与趋势[J]. 中国科学院院刊,2016,31(2):224-231.
- [4] 付学谦,陈皓勇,刘国特. 分布式电源电能质量综合评估方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(25):4270-4276.
- [5] 沈鑫,曹敏. 分布式电源并网对于配电网的影响研究[J]. 电工技术学报,2015,30(S1):346-351.
- [6] 易桂平,胡仁杰. 分布式电源接入电网的电能质量问题研究综述[J]. 电网与清洁能源,2015,31(1):38-46.
- [7] 柳睿,杨镜非,程浩忠. 分布式电源并网的综合评价[J]. 电力系统及其自动化学报,2013,25(1):34-39.
- [8] 蔡斌军,朱建林. 光伏并网逆变器的自抗扰电流跟踪控制[J]. 电工技术学报,2012,32(3):104-108.
- [9] 顾和荣,杨子龙. 并网逆变器输出电流滞环跟踪控制技术[J]. 中国电机工程学报,2006,22(9):108-112.
- [10] 马琳,金新民,唐芬. 三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析[J]. 电工技术学报,2012,27(8):56-63.
- [11] 吴凤江,彭浩荣. 双极性数字限频式电流滞环控制并网逆变器[J]. 电力自动化设备,2013,33(3):40-45.
- [12] 杨昆,陈国柱. 基于重复控制的DSTATCOM补偿电流控制[J]. 电力系统自动化,2013,37(10):80-85.
- [13] 宋聪颖. 一种高效软开关三电平逆变器死区模式研究[J]. 电气传动,2017,47(8):34-37.
- [14] 张宸宇,梅军,郑建勇. 基于内置重复控制器改进无差拍的有源滤波器双滞环控制方法[J]. 电工技术学报,2015,30(22):124-132.
- [15] 黄海宏,王钰,许若冰,等. 双环重复控制三相四线制有源电力滤波器[J]. 电力设备自动化,2016,36(4):40-45.

收稿日期:2018-09-04

修改稿日期:2018-11-15