

三相LCL电压源型逆变器的 新型入网控制策略

并网时采用LCL型滤波器相对于L型滤波器在同样谐波标准以及比较低的开关频率的条件下,能够采用较小的电感设计,减少了系统的体积和降低损耗。但LCL型滤波器由于电容支路的加入也使电压源型逆变器的控制系统由一阶变为三阶,因此设计相应的拓扑结构,针对该拓扑结构,在两相静止坐标系下建立数学模型,相对于两相旋转坐标系的建模而言,其避免了旋转坐标系下建模所导致的电流交叉耦合问题,因此整个系统的控制过程得到简化。最后,采用电容电流及并网电流双电流闭环的控制策略,通过反馈电容电流使系统谐振得到抑制,并采用基于期望系统开环对数频率特性的方法来有效地设置系统参数,且考虑参数的变化对系统稳定性的影响,通过仿真验证了该控制方法的可行性,且通过该方法可获得高功率因数的并网电流。

林宏健 苏宏升/兰州交通大学自动化与电气工程学院



林宏健/硕士研究生

关键词/Keywords

LCL型滤波器·
并网逆变器·
电流双闭环控制·
参数设置·

由于石油、煤炭和天然气等不可再生能源的大规模开发使用而引发的环境污染和不可再生能源日趋枯竭等问题,风能、太阳能等可再生清洁能源的利用及其发电技术成为新能源发展的重要组成部分^[1-2]。新能源发电最终目的是实现单位功率因数并网,因此并网控制策略的研究也随之成为研究的热点。并网控制策略所针对的对象是并网逆变器,而现今逆变器中逆变桥开关管的导通与关断几乎都采用PWM(Pulse Width Modulation)调制技术。PWM调制技术主要有SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation)调制技术和SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)

调制技术^[3]。当运用PWM调制技术控制三相逆变桥开关管导通与关断而输出电流时,所输出的电流会含大量的高次谐波,如果不进行滤波而直接并网,则会导致高次谐波流入电网进而降低电能质量和造成谐波污染^[4]。为抑制谐波给电网造成的污染,满足并网要求,需要在并网侧设置较大的电感值^[5],然而较大滤波电感的设置会增加控制系统的惯性,降低电流内环的响应速度并且增加损耗和成本。因此合理选择滤波装置成为研究的重中之重^[6-7]。

为获得高质量的并网电能,针对大功率的并网发电系统,采用LCL型滤波器^[8]。LCL型滤波器相对于L型滤波器而言,其具有三阶低通滤波特性,对于相同的谐波标准和较低的开关频率,其可采用较小的滤波电感^[9]。

LCL型滤波器仍然存在一定缺陷。LCL型滤波器由于电容支路的加入,增加了控制系统设计的困难以及造成系统发生谐振。针对由电容支路的加入所造成的谐振问题,最简单,最直接的方法就是在滤波回路中串入电阻来增加系统的阻尼,但是阻尼电阻的加入虽使系统谐振得到抑制,但也会增加系统损耗,降低系统效率,尤其是在大功率场合,阻尼电阻发热比较严重。

针对以上问题,选择在两相静止坐标系下建立三相并网逆变器数学模型,避免两相旋转坐标系下并网电流的交叉耦合,其次采用并网电流外环、电容电流内环双电流闭环的控制策略实现其有

国家自然科学基金(61263004),甘肃省自然科学基金(1212RJZA071)。

效并网，最后通过反馈电容电流来抑制系统谐振。

由于该并网逆变器数学模型是在两相静止坐标系下建立的，此时采用传统的PI调节器不能实现交流电流的无静差控制，再加上电流内环对准确性要求不高，仅侧重于快速性^[10]。因此在并网电流外环、电容电流内环上，分别采用PR（比例谐振）控制器与P（比例）控制器对系统进行调节控制，通过对其参数的准确计算，将其合理运用于并网系统中，确保系统具有较好性能的同时也拥有一定的鲁棒性。仿真结果表明，针对并网逆变器，采用该控制策略能达到单位功率因数并网的目的。

基于三相LCL型滤波器的并网逆变器数学模型

基于LCL型滤波器的并网逆变器拓扑结构如图1所示。图1中， U_{dc} 为直流侧电压； u_a 、 u_b 和 u_c 为逆变器侧三相电压； u_{ga} 、 u_{gb} 和 u_{gc} 为网侧三相电压； u_{Ca} 、 u_{Cb} 和 u_{Cc} 为三相滤波电容电压； i_{1a} 、 i_{1b} 和 i_{1c} 为逆变器侧三相电流； i_{Ca} 、 i_{Cb} 和 i_{Cc} 为流入滤波电容的三相电流； i_{ga} 、 i_{gb} 和 i_{gc} 为网侧三相电流。

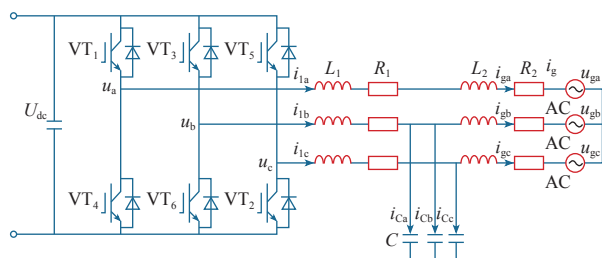


图1 基于LCL型滤波器的并网逆变器拓扑结构

根据该拓扑结构可得三相静止坐标系下其状态方程为

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{pmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix} \\ R_1 \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} + L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

$$R_2 \begin{pmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{pmatrix} + L_2 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix}$$

以LCL型滤波器电压、逆变侧电感电流和网侧电感电流为状态方程的状态变量，对式（1）进行Clark变换。将三相静止坐标系（abc）下的变量变换到两相静止坐标系（ $\alpha\beta$ ），可得对应的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \\ i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} = C_1 \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \\ i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} + C_2 \begin{pmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \\ u_{g\alpha} \\ u_{g\beta} \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中，

$$C_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}。$$

对该两相静止坐标系下的状态方程进行Laplace变换，得其在复频域下的表达式为

$$\begin{cases} I_{1\beta} = \frac{U_{\beta} - U_{C\beta}}{L_1 s + R_1} \\ I_{2\beta} = \frac{U_{C\beta} - U_{g\beta}}{L_2 s + R_2} \\ I_{C\beta} = I_{1\beta} - I_{2\beta} \\ U_{C\beta} = \frac{I_{C\beta}}{Cs} \end{cases} \begin{cases} I_{1\alpha} = \frac{U_{\alpha} - U_{C\alpha}}{L_1 s + R_1} \\ I_{2\alpha} = \frac{U_{C\alpha} - U_{g\alpha}}{L_2 s + R_2} \\ I_{C\alpha} = I_{1\alpha} - I_{2\alpha} \\ U_{C\alpha} = \frac{I_{C\alpha}}{Cs} \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 电流和电压没有出现交叉耦合。因此可方便获得LCL滤波器输入电压与输出电流的传递函数关系。根据该表达式可得出 U_{α} 与 $I_{C\alpha}$ 、 U_{β} 与 $I_{C\beta}$ 以及 $U_{C\alpha}$ 与 $I_{2\alpha}$ 、 $U_{C\beta}$ 与 $I_{2\beta}$ 的数学关系, 即

$$\begin{cases} U_{\alpha} = F_{U1} I_{C\alpha} - F_{U2} I_{g\alpha} \\ U_{\beta} = F_{U1} I_{C\beta} - F_{U2} I_{g\beta} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} U_{C\alpha} = F_{I1} I_{2\alpha} + F_{I2} I_{g\alpha} \\ U_{C\beta} = F_{I1} I_{2\beta} + F_{I2} I_{g\beta} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $F_{U1} = (L_1 s + R_1) + \frac{(L_1 + L_2)}{C(L_2 s + R_2)} + \frac{(R_1 + R_2)}{Cs(L_2 s + R_2)}$,

$$F_{U2} = \frac{L_1 s + R_1}{L_2 s + R_2}, F_{I1} = L_2 s + R_2, F_{I2} = Cs.$$

控制策略的提出

针对该电流双闭环控制策略, 忽略滤波电感的电阻 R_1 、 R_2 的影响, 由图1可得逆变侧电压与并网电流之间的传递函数为

$$G_1(s) = \frac{I_g}{U(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 该特征方程缺少了 s^2 项, 进而造成系统发生谐振。此时可在并网电流处增加一个二次微分项, 增加完后, 可得

$$G'_1(s) = \frac{I_g(s)}{U'(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + K_1 s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (7)$$

根据式(7), 分别令 $K_1=0$ 与 $K_1=1$ 及 $L_1=1$ mH, $L_2=1.6$ mH, $C=20$ μ F, 可得LCL滤波器未引入二次微分项与引入二次微分项后的响应曲线如图2所示。

由图2可看出, LCL滤波器在没引入并网电流的二次微分项时, 在系统谐振频率处发生谐振, 而引入并网电流的二次微分项后该谐振得到了抑制,

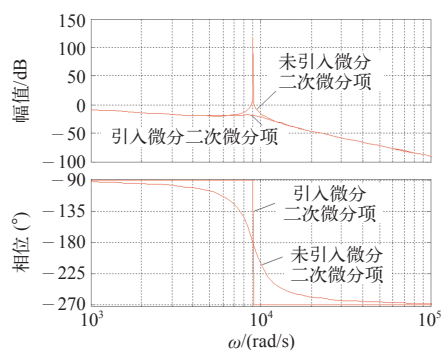


图2 LCL滤波器引进微分项的对数频率特性

而且LCL滤波器在低频段和高频段分别以 -20 dB/十倍频程和 -60 dB/十倍频程衰减, 所以该滤波器具有较好的控制性能和滤波性能。

针对常规的电压外环电流内环控制方法, 上述的控制策略是通过网侧电流乘以二次微分项反馈叠加到桥臂侧电压进而作用到LCL滤波器上。而对于所描述的控制系统由于二次微分项直接作用于LCL滤波器的电容电流, 因此借鉴上述控制策略, 采用电容电流乘以二次微分项来反馈作用到LCL滤波器, 进而实现抑制谐振的效果。由于电网相对于三相并网逆变器而言相当于一无穷大电压源, 因此逆变器并网后输出电压固定, 所以要想实现单位功率因数并网只需控制并网电流即可。

综上所述, 采用并网电流外环、电容电流内环双电流的控制策略并且通过相应控制器来实现该逆变器有效并网。

由于在两相静止坐标中, 采用常规的PI控制器不能实现电流无静差的跟踪, 因此在电流外环上采用比例谐振(PR)控制器。常见的结构主要有以下两种^[11]。

第一种为

$$R' = \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} \quad (8)$$

第二种为

$$R = \frac{1}{s^2 + \omega_s^2} \quad (9)$$

式(8)、式(9)在谐振角频率(基波频率) ω_s 处均有无穷大增益, 所以可对角频率为 ω_s 的正弦信号进行无差控制。式(8)在谐振角频率处

会引入 90° 的相角滞后,式(9)在谐振角频率处会引入 180° 的相角滞后,针对系统相角裕度的增加来考虑,式(8)更合适。因此采用的比例谐振控制器为

$$K_{PR} = K_P + K_R \frac{s}{s^2 + \omega_s^2} \quad (10)$$

式中, K_P 为比例项的增益系数; K_R 为谐振项的增益系数。

综上所述,可得出并网电流外环与电容电流内环的控制方程为

$$\begin{cases} I_{C\alpha}^* = (K_{iP} + K_{iR} \frac{s}{s^2 + \omega_s^2})(I_{2\alpha}^* - I_{2\alpha}) + F_{I2} U_{g\alpha} \\ I_{C\beta}^* = (K_{iP} + K_{iR} \frac{s}{s^2 + \omega_s^2})(I_{2\beta}^* - I_{2\beta}) + F_{I2} U_{g\beta} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} U_\alpha = K_{uP}(I_{C\alpha}^* - I_{C\alpha}) - F_U U_{g\alpha} \\ U_\beta = K_{uP}(I_{C\beta}^* - I_{C\beta}) - F_U U_{g\beta} \end{cases} \quad (12)$$

式中, K_{iP} 、 K_{uP} 为比例谐振控制器的比例系数; K_{iR} 为比例谐振控制器的谐振系数; $I_{2\alpha}^*$ 、 $I_{2\beta}^*$ 分别为 α 轴、 β 轴上并网电流的给定值; $I_{C\alpha}^*$ 、 $I_{C\beta}^*$ 分别为 α 轴、 β 轴上电容电流的给定值。

从式(11)、式(12)可见, α 轴上的电流电压及 β 轴上的电流电压能实现独立控制。

根据以上理论推导可知系统的控制示意图如图3所示。

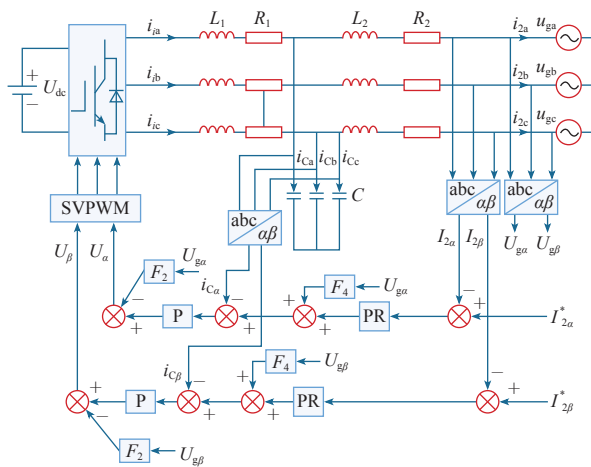


图3 基于LCL滤波器并网逆变器的控制示意图

控制框图及参数的设计

针对本文的双电流闭环控制策略,电流外环

给定指令是电网电流指令,把电网电流给定值与实际的电网电流反馈值进行比较,比较的结果经PR控制器后得电容电流的参考值,再把比较的结果经过P调节器后得到的电压指令送给并网逆变器。由于 α 轴与 β 轴具有对偶性^[12],仅以 α 轴为标准来设计控制器的参数。系统的控制框图如图4所示。

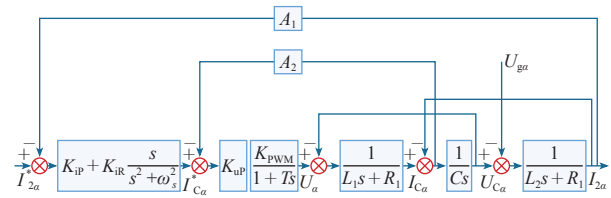


图4 系统控制框图

图4中, K_{PWM} 为逆变桥的等效增益; T 为考虑PWM控制的小惯性延迟及电流环采样的延迟后的时间常数,一般将其取为开关周期的一半;电感 L_1 和 L_2 的寄生电阻分别为 R_1 和 R_2 ,通常比较小,可以忽略。由于PR控制器实际上为PI控制器在静止坐标系上的表达形式,所以按照设计PI控制器参数的方法来设计PR控制器的参数,并且选择忽略系统在频域响应较小的相应项。根据以上系统控制框图可得系统的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{a_2 s + a_1}{b_4 s^5 + b_3 s^4 + b_2 s^3 + b_1 s^2} = \frac{a_2 s + a_1}{s^2 (b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s + b_1)} \quad (13)$$

由于 T 比较小,所以忽略上式中 T 的有关项。所以开环传递函数改为

$$G(s) = \frac{a_2 s + a_1}{b_3 s^4 + b_2 s^3 + b_1 s^2} = \frac{a_2 s + a_1}{s^2 (b_3 s^2 + b_2 s + b_1)} \quad (14)$$

相应的系统的闭环传递函数为

$$\varphi(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1}{b_3 s^4 + b_2 s^3 + b_1 s^2 + a_2 s + a_1} \quad (15)$$

其中, $a_2 = K_{iP} K_{uP} K_{PWM} A_1$, $a_1 = K_{iR} K_{uP} K_{PWM} A_1$, $b_4 = L_1 L_2 C T \approx 0$, $b_3 = L_1 L_2 C$, $b_2 = (L_1 + L_2) T + K_{uP} K_{PWM} L_2 C \approx A_2 K_{uP} K_{PWM} L_2 C$, $b_1 = L_1 + L_2$ 。

根据劳斯稳定判据,可知要使系统稳定必须要满足下列条件,即

$$\begin{cases} L_1 + L_2 - K_{iP} L_1 > 0 \\ K_{iP} L_1 + K_{iP} L_2 - K_{iP}^2 L_1 - K_{PWM} K_{iR} K_{uP} L_2 C > 0 \end{cases}$$

令系统的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{K(K_1s+1)}{s^2(K_2s^2+2\xi K_2s+1)} \quad (16)$$

$$\text{其中, } K = \frac{K_{up}K_{ir}K_{PWM}}{L_1+L_2}, \quad K_1 = \frac{K_{ip}}{K_{ir}},$$

$$K_2^2 = \frac{L_1CL_2}{L_1+L_2}, \quad 2\xi K_2 = \frac{K_{up}K_{PWM}L_2C}{L_1+L_2}。$$

式中, ξ 为阻尼比, 一般取 $\xi = 0.707$ 。

采用期望系统的开环对数频率特性的方法来原因确定控制器的参数。如图5所示, 在低频段为保证系统的稳态准确度, 所以低频段的对数幅频特性曲线的斜率为 -40 dB/dec , 中频段应使系统具有一定的中频带宽来确保系统的稳定裕度和平稳性, 系统的幅频特性曲线以 -20 dB/dec 穿过 0 dB 线, 而高频率可使系统幅频特性曲线的斜率恢复为 -40 dB/dec 来增强系统的抗干扰能力。

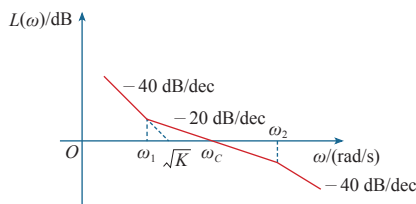


图5 期望系统的开环对数频率特性曲线

基于系统的期望开环对数频率特性可知 $1/K_2 > \sqrt{K} > 1/K_1$; 系统的中频带宽 $h = \omega_2/\omega_1 = K_1/K_2$, 一般取 $h = 10$, 则 $K_1 = hK_2$, 而 $K_2 = \sqrt{\frac{L_1CL_2}{L_1+L_2}}$; 由上文可知, $K_{up} = \frac{2\xi K_2(L_1+L_2)}{K_{PWM}L_2C}$, 选取满足上述不等式的 K 值可计算出 $K_{ir} = \frac{KL_1+KL_2}{K_{up}K_{PWM}}$; 最后由以上已计算的参数可得 $K_{ip} = K_1K_{ir}$ 。

至于电感与电容的取值跟上文中的取值一样, $C = 20 \mu\text{F}$, $L_1 = 1 \times 10^{-3} \text{H}$, $L_2 = 1.6 \times 10^{-3} \text{H}$, 由上式计算 $K_2 = 1.109 \times 10^{-4}$, $K_1 = 1.109 \times 10^{-3}$, 则 K 的取值范围为 $0.81 \times 10^6 < K < 0.81 \times 10^7$, 这里选 $K = 2.18 \times 10^6$, 逆变桥等效增益 $K_{PWM} = 200$, 电流环的反馈系数 $A_1 = A_2 = 3.21 \times 10^{-3}$, 则得到一组控制参数, $K_{up} = 16.01$, $K_{ip} = 0.613$, $K_{ir} = 553.031$ 。

在满足劳斯稳定判据的前提下, 可得到系统

的开环对数频率特性如图6所示。系统的相位裕度为 51.14 dB 。

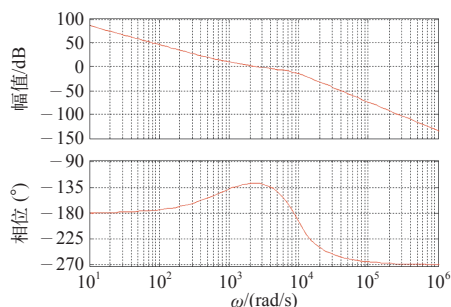
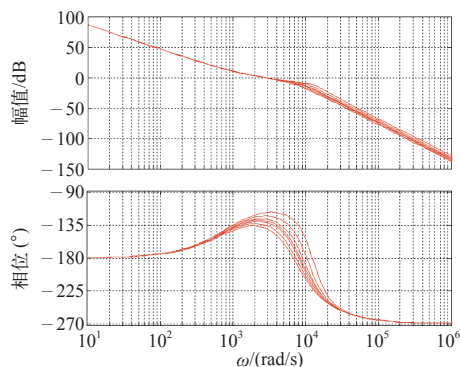


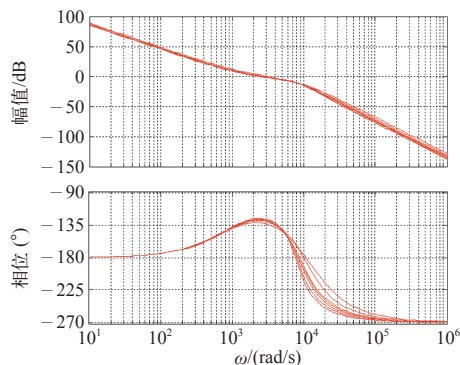
图6 系统对数频率特性

实际的LCL型滤波器中, 滤波电感和电容的数值会由于外界环境温度的变化而发生变化, 因此系统在实际运行时, 运行参数会与理论上的参数有一定的误差, 进而影响系统的稳定性。下面分别考虑电容 C , 电感 L_1 和电感 L_2 变化 $\pm 50\%$ 时, 系统的幅值裕度和系统的相角裕度的变化情况, 如图7所示。

由图7可知, 电容 C 的参数在 $\pm 50\%$ 变化时, 系统的相角裕度的变化范围为 $39.32^\circ \sim 69.13^\circ$, 系



(a) C 变化 $\pm 50\%$ 时系统的开环频率特性



(b) L_1 变化 $\pm 50\%$ 时系统的开环频率特性

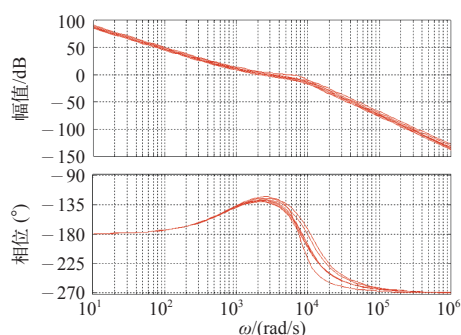
(c) L_2 变化 $\pm 50\%$ 时系统的开环频率特性

图7 LCL滤波器参数变化时系统的bode图

统的幅值裕度的变化范围为11.93~13.32 dB; 电感 L_1 的参数在 $\pm 50\%$ 变化时, 系统的相角裕度的变化范围为 $45.12^\circ \sim 60.66^\circ$, 系统的幅值裕度范围为12.01~14.98 dB; 电感 L_2 的参数在 $\pm 50\%$ 变化时, 系统的相角裕度变化范围为 $31.47^\circ \sim 65.73^\circ$, 系统幅值裕度的变化范围为12.13~13.39 dB。

仿真结果分析

在Matlab/Simulink中搭建仿真模型。电网线电压为380 V, 频率为50 Hz, 直流侧母线电压为600 V, 开关频率为10 kHz, 调制方式采用空间矢量脉宽调制。

当采用上述控制策略时, 三相并网电流以及电压的波形如图8所示。并网电压的幅值为312 V, 并网电流的幅值为20 A, 并网电流与并网电压相位几乎一致, 功率因数接近于1, 实现了高功率因数并网的要求。

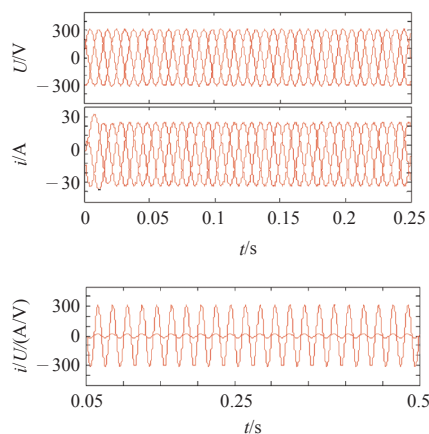


图8 LCL型并网逆变器并网电流与电压

当 $t=0.05$ s时, 并网逆变器交流侧负载从满载突变为半载以及从满载突变为半载时系统的动态响应波形图如图9所示。

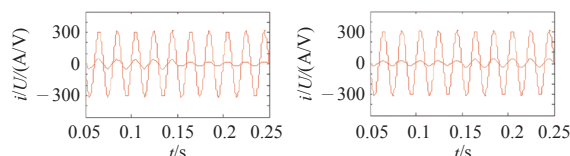


图9 并网逆变器负载突变时并网电流和电压

由图9可知, 无论并网逆变器的负载如何变化, 即从半载变为满载还是从满载变为半载。该系统仍然能够保持高功率因数运行, 具有良好的动态性能。

结束语

采用反馈电容电流及并网电流双电流环的控制策略, 建立基于LCL型滤波器的三相并网逆变器的数学模型, 通过坐标变换得到该并网逆变器在两相静止坐标系下的数学模型, 避免了两相旋转坐标系下复杂的解耦计算, 内环采用比例控制器, 外环采用比例谐振控制器来进行控制, 采用期望系统的开环对数频率特性的方法来确定控制器的参数并分析了当系统参数变化时系统的动态性能和稳定性。仿真表明, 该控制策略在保证系统稳定性的同时, 也使系统具有优良的动态性能, 并且获得高的进网电流功率因数。

参考文献

- [1] 张宪平. 基于LCL滤波器的电压型PWM整流器新型电流控制策略研究[J]. 大功率变流技术, 2009(6): 36-40.
- [2] 周晓娟, 王奎英, 张将. 基于辅助函数思想的城市高压电网无功优化[J]. 郑州大学学报, 2014, 35(4): 79-82.
- [3] 潘冬华, 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.
- [4] 吴浩伟, 段善旭, 徐正喜. 一种新颖的电压控制型逆变器并网控制方案[J]. 中国电机工程学报,

(下转第51页)

满功率并网三相电流波形如图9所示。此时测量电流谐波分量总THD在4.5%左右, 7次的THD最大为3.2%, 13次的THD为1.2%, 如图10所示。并网电流谐波含量整体满足国标要求。

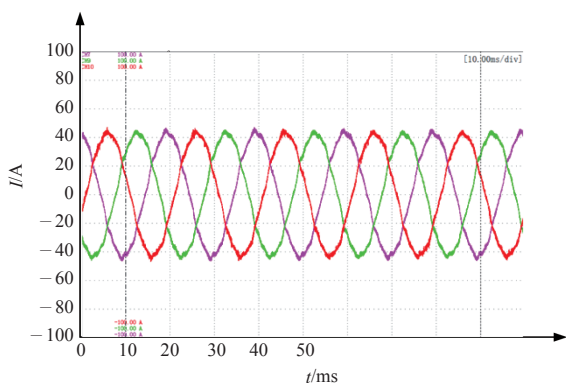


图9 逆变器满功率并网时的三相电流波形

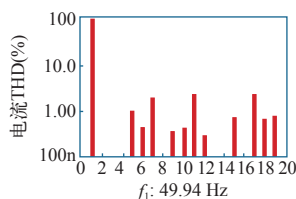


图10 逆变器满功率并网时的电流谐波畸变率

结束语

通过自主研发的20 kW三电平光伏逆变器的样机, 获得了良好的并网波形以及满功率的电压和

电流波形, 并验证了两种方式下的中点平衡控制方式, 证实了控制策略的可行性。目前样机已经进入并网运行阶段, 完成型式试验后, 将随着公司的微电网项目投入现场使用。

参考文献

- [1] 刘飞, 查晓明, 周彦. 基于极点配置与重复控制相结合的三相光伏发电系统的并网策略 [J]. 电工技术学报, 2008, 23 (12): 130-136.
- [2] 周德佳, 赵争鸣, 袁立强. 300 kW 光伏并网系统优化控制与稳定性分析 [J]. 电工技术学报, 2008, 23 (11): 116-122.
- [3] 阮新波. 三电平直流变换器及其软开关技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [4] 姜卫东, 王群京, 史晓峰, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29 (3): 49-55.
- [5] 张崇巍, 苑春明, 张兴. 中点电位平衡的三电平逆变器SVPW简化算法及其实现 [J]. 电气传动, 2008, 38 (11): 67-72.
- [6] 郭巍, 肖遥, 孙永佳. 基于DSP与FPGA的变流器通用控制平台研究 [J]. 电气传动, 2014, 44 (2): 43-50.

(收稿日期: 2015-05-29) **EA**

(上接第45页)

- [5] 赵清林, 郭小强, 郭伟扬. 单相逆变器并网控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2007 (16): 60-64.
- [6] 孙孝峰, 顾和荣, 王立乔, 等. 高频开关型逆变器及其并网技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [7] 陈新, 韦微, 胡雪峰, 等. 三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (6): 71-79.
- [8] 阮毅, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

- [9] 杨淑英, 张兴, 张崇巍, 等. LCL滤波电压源并网逆变器多环控制策略设计 [J]. 电力系统自动化, 2011, 35 (5): 66-70.
- [10] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [11] 李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM整流器在静止坐标系下的准直接功率控制 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (9): 47-54.
- [12] 赵晋斌, 张元吉, 屈克庆, 等. 单相LCL并网逆变器控制策略综述 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (10): 134-142.

(收稿日期: 2015-04-22) **EA**