

三相并网逆变器改进型直接功率预测控制

陈强¹,任浩翰²,杨志超¹,吕干云¹,章心因¹,叶曙光³

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167; 2. 上海绿色环保能源有限公司, 上海 200090;

3. 江苏金思源电力科技有限公司, 江苏 南京 210018)

摘要: 在三相并网逆变器数学模型基础上,提出了一种基于空间矢量调制的改进型直接功率预测控制,该控制方法在同步旋转坐标系下实现。由于控制系统实际延时两拍,需对下一拍的输出功率和电流进行预估,然后得到两拍后达到目标功率所需要的输出。采用2倍于控制频率的采样频率,准确计算出下一拍的并网功率、电流,同时采用邻域平均通过2次采样计算得到电感辨识值,提高辨识精度,据此计算下一个载波周期三相逆变电路的输出。利用MATLAB/Simulink搭建电路和控制模型进行仿真验证,并通过实验进一步验证,所提出的控制方法具有良好的动静态特性。

关键词: 三相并网逆变器; 空间矢量调制; 直接功率预测控制; 采样; 电感辨识; 逆变器; 功率控制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.12.017

0 引言

随着新能源分布式发电的发展,实现新能源与电网功率转换的三相并网逆变器得到了广泛的应用与研究,其性能直接影响到并网电能质量。在众多控制方法中,直接功率控制DPC(Direct Power Control)具有控制算法简单、功率因数可调和良好的动态性能的优点^[1-4]。DPC源于电机的直接转矩控制DTC(Direct Torque Control)^[5],DTC不需要对电流进行控制,根据扇区和需求由开关表选择电压矢量,实现电机转矩和磁链的直接控制。根据同样的原理,将DPC应用到三相逆变器中,可实现三相并网逆变器有功和无功功率的瞬时功率控制^[6-8]。

DPC是通过滞环控制实现功率控制,这导致运行过程中开关频率的变化,给功率电路和冷却系统设计带来很大困难,且宽频带不利于并网滤波器的设计,从而降低了并网逆变器的输出电能质量。针对以上问题,提出了采用固定开关频率DPC方案^[9-10]。但传统定频直接功率控制CF-DPC(Constant Frequency DPC)通过闭环控制得到逆变器输出电压,这需要对闭环控制参数进行整定以获得良好的动静态性能,而且数字控制的延时也影响系统的性能^[11-12]。针对数字控制延时、控制参数整定等难题,为进一步提高控制性能,预测控制技术被引入CF-DPC中,直接功率预测控制P-DPC(Predictive DPC)是基于数学模型

实现并网功率的无差拍优化控制^[10,13-14]。传统的预测控制是开环预测,针对一拍延时进行预测控制^[15-16],忽略了包括来不及更新占空比的当前采样控制周期和起作用的下个控制周期的延时^[17],很难精确预测下一拍输出量,进而影响控制精度。而且预测控制对并网电感参数比较敏感,精确实现对电感的在线辨识显得尤为重要^[18-19]。

本文提出一种在同步旋转坐标系下实现的改进型P-DPC。根据控制系统实际延时两拍进行分析,首先结合电感在线辨识值对下一拍的输出功率和电流进行预估,然后得到两拍后达到目标功率所需要的输出。预测控制是基于电路参数的开环控制,预测精度和参数辨识对于控制性能至关重要,同时下一拍功率和电流预测计算复杂。为减少电感辨识误差对下一拍输出功率和电流预测精度的影响和简化预测计算,同时对电感在线辨识控制进行优化,进一步采用2倍于控制频率的采样频率,准确得到下一拍的输出功率和电流,同时采用邻域平均得到电感辨识值,提高了控制精度,然后计算得到下一个载波周期三相逆变电路的输出。利用MATLAB/Simulink构建三相并网逆变器的仿真模型进行仿真验证,并通过搭建样机进行实验研究,对控制方法进行实验验证。

1 三相并网逆变器数学模型

三相并网逆变器主功率电路拓扑如图1所示,图中, U_{dc} 为直流电源, C 为直流母线电容, L 为交流侧并网电感, R 为线路电阻, e_a 、 e_b 和 e_c 为三相电网的相电压。

根据图1,假定三相电网对称,由基尔霍夫电压定律,在三相静止坐标系下的逆变器数学模型可表示为式(1):

收稿日期:2014-05-07;修回日期:2014-10-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51107120);江苏教育厅自然科学基金资助项目(12KJB470006,13KJB470006);南京工程学院校级科研基金资助项目(YKJ201315)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51107120),the Natural Science Foundation of Jiangsu Education Department(12KJB470006,13KJB470006) and the Scientific Research Fund of Nanjing Institute of Technology(YKJ201315)

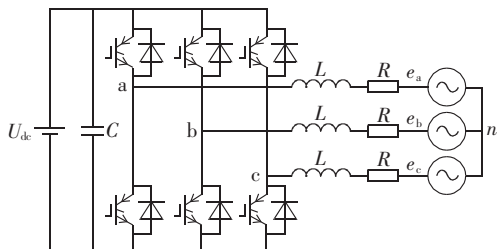


图 1 三相并网逆变器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of three-phase grid-connected inverter

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 为三相逆变器桥臂的输出端(a、b、c)相对电网中性点的输出电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相并网电流。

在两相静止坐标系下进行 P-DPC, 电网电压 $\alpha\beta$ 分量是变化的, 进行预测控制时, 如果不考虑这种变化将会影响系统性能, 特别是在开关频率较小时。如果考虑电网电压 $\alpha\beta$ 分量的变化, 会增加控制算法的复杂度, 而在同步旋转坐标系下, 三相对称电网的 d 轴和 q 轴分量是近似不变的, 所以本文的控制策略是在同步旋转坐标系下实现的。经过 dq 坐标变换, 在两相同步旋转坐标系下的逆变器数学模型可表示为:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, i_d 和 i_q 为并网电流; u_d 和 u_q 为逆变器桥输出电压; e_d 和 e_q 为电网电压。

同步旋转坐标系和静止坐标系的夹角 $\theta = \theta_1 + 2\pi f_1 t$, f_1 为电网频率, θ_1 为起始角, θ_1 可以为任意值, 仅需检测电网频率, 这降低了控制难度。

为方便分析, 通过式(3)进行耦合:

$$\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega L i_q \\ -\omega L i_d \end{bmatrix} \quad (3)$$

并忽略线路电阻 R 的影响, 可得如下数学模型:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

根据瞬时功率理论, 在同步旋转坐标系中, 三相并网逆变器输出的瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 为:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

2 传统预测控制方法

本文首先分析传统预测控制方法。将式(4)离散化, 可得到如下差分方程:

$$\frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u'_d(k) \\ u'_q(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 由 kT 时刻的采样值计算得到; T 为控制周期, 控制周期和三角载波周期同相同频; $u'_d(k) = u_d(k) + \omega L i_q(k)$, $u'_q(k) = u_q(k) - \omega L i_d(k)$, $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 为根据 kT 时刻采样值计算得到的控制输出量。

将式(5)离散化, 并将式(6)代入, 可得如下的差分方程:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{3T}{2L} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d(k) - e_d \\ u'_q(k) - e_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $P(k)$ 、 $Q(k)$ 分别为由 kT 时刻的采样值计算得到的有功和无功功率。

令 $P(k+1) = P_{\text{ref}}(k+1)$, $Q(k+1) = Q_{\text{ref}}(k+1)$, $P_{\text{ref}}(k+1)$ 为 $(k+1)T$ 时刻有功功率参考值, $Q_{\text{ref}}(k+1)$ 为 $(k+1)T$ 时刻无功功率参考值, 由式(7)和式(3)可得三相逆变电路输出为:

$$\begin{cases} u_d(k) = \frac{2L}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_d [P_{\text{ref}}(k+1) - P(k)] + e_q [Q_{\text{ref}}(k+1) - Q(k)] \} + e_d - \omega L i_q(k) \\ u_q(k) = \frac{2L}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_q [P_{\text{ref}}(k+1) - P(k)] - e_d [Q_{\text{ref}}(k+1) - Q(k)] \} + e_q + \omega L i_d(k) \end{cases} \quad (8)$$

在数字控制中, 需要足够的时间进行采样和控制输出量的计算, kT 时刻采样并网电压和电流值, 在 $kT \sim (k+1)T$ 时间段计算得到控制输出量, 在 $(k+1)T \sim (k+2)T$ 时间段输出。传统的预测控制显然不满足需求: $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 是对 $(k+1)T$ 时刻并网功率参考值的控制计算得到, 但 $(k+1)T$ 时刻并网功率其实是由 $u_d(k-1)$ 、 $u_q(k-1)$ 控制作用得到, 因此 $(k+1)T$ 时刻并网功率将不能达到预期值, 影响控制性能。这就需要在 $kT \sim (k+1)T$ 时间段预测 $(k+1)T$ 时刻的并网功率和电流, 实现对 $(k+2)T$ 时刻并网功率的预测控制。

3 改进预测控制方法

3.1 同频采样改进预测控制方法

如图 2 所示, kT 时刻根据采样值计算得到有功功率 $P(k)$ 和无功功率 $Q(k)$, $kT \sim (k+1)T$ 时间段的控制运算得到 $(k+1)T \sim (k+2)T$ 时间段三相桥输出电压 $u_d(k+1)$ 和 $u_q(k+1)$, 系统的状态量在 $(k+2)T$ 时刻达到期望值, 所以整个延迟时间是 $2T$ 。预测控制系统如图 3 所示。

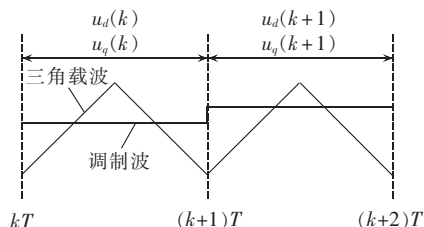


图 2 三角载波和调制波关系图

Fig.2 Relationship between triangular carrier wave and modulation wave

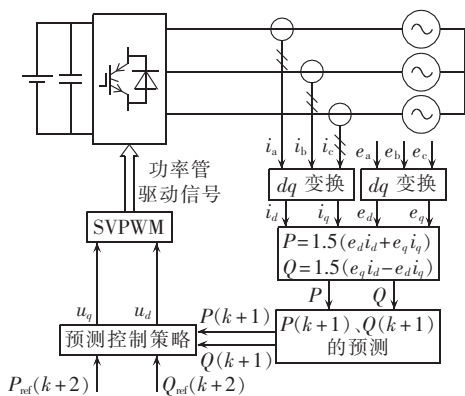


图3 三相并网逆变器 P-DPC 系统

Fig.3 P-DPC system of three-phase grid-connected inverter

将式(4)离散化得:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \left(\begin{bmatrix} u_d'(k) \\ u_q'(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

将式(5)离散化,并将式(9)代入得:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{3T}{2L} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} u_d'(k) \\ u_q'(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

为提高对 $(k+1)T$ 时刻并网功率和并网电流的预测精度,首先对电感进行辨识,由式(9)可得:

$$L^*(k) = \frac{T u_d(k-1) - T e_d}{i_d(k) - i_d(k-1) - T \omega i_q(k-1)} \quad (11)$$

从式(11)可以看出,如单独采用 d 轴或 q 轴分量进行电感辨识,容易出现分量过小导致辨识公式中分母趋向于零而影响辨识结果的情况,故本文电感辨识采用 d 轴和 q 轴分量合成向量的模,结合式(9)和式(2)可得:

$$L^*(k) = T \{ [u_d(k-1) - e_d]^2 + [u_q(k-1) - e_q]^2 \}^{1/2} \div \{ [i_d(k) - i_d(k-1) - T \omega i_q(k-1)]^2 + [i_q(k) - i_q(k-1) + T \omega i_d(k-1)]^2 \}^{1/2} \quad (12)$$

由式(10)和式(9),可得 $(k+1)T$ 时刻并网功率和并网电流预测方程为:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{3T}{2L^*(k)} \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} u_d'(k) \\ u_q'(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T}{L^*(k)} \left(\begin{bmatrix} u_d'(k) \\ u_q'(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

令 $P_{\text{ref}}(k+2) = P(k+2)$, $Q_{\text{ref}}(k+2) = Q(k+2)$,由式(13)和式(3)可得:

$$\begin{cases} u_d(k+1) = \frac{2L^*(k)}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_d [P_{\text{ref}}(k+2) - P(k+1)] + e_q [Q_{\text{ref}}(k+2) - Q(k+1)] \} + e_d - \omega L^*(k) i_q(k+1) \\ u_q(k+1) = \frac{2L^*(k)}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_q [P_{\text{ref}}(k+2) - P(k+1)] - e_d [Q_{\text{ref}}(k+2) - Q(k+1)] \} + e_q + \omega L^*(k) i_d(k+1) \end{cases} \quad (15)$$

由式(13)和式(14)对 $(k+1)T$ 时刻并网功率和电流预测计算,结合式(15)可得到三相逆变电路在 $(k+1)T \sim (k+2)T$ 时间段输出 $u_d(k+1)$ 和 $u_q(k+1)$ 。

3.2 倍频采样改进预测控制方法

从以上可知, $(k+1)T$ 时刻逆变器输出电压的计算均涉及到电感辨识值 $L^*(k)$,且 $(k+1)T$ 时刻并网功率和电流预测计算复杂。为进一步提高功率的预测精度和 $L^*(k)$ 的辨识精度,简化预测计算,本文采用 2 倍于载波频率的采样频率,如图 4 所示, $(k-1)T$ 、 $(k-1/2)T$ 、 kT 、 $(k+1/2)T$ 、 $(k+1)T$ 、 $(k+3/2)T$ 以及 $(k+2)T$ 均为采样点。

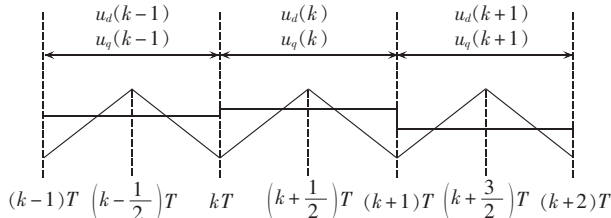


图4 采样倍频下三角载波和调制波关系图

Fig.4 Relationship between triangular carrier wave and modulation wave when sampling frequency is twice control frequency

由于 PWM 中的三角载波为等腰三角形,因此 $kT \sim (k+1/2)T$ 时间段和 $(k+1/2)T \sim (k+1)T$ 时间段三相逆变输出电压均为 $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 。 $(k+1/2)T$ 时刻的有功功率 $P^{\text{mid}}(k)$ 和无功功率 $Q^{\text{mid}}(k)$ 可由式(5)根据 $(k+1/2)T$ 时刻采样值计算得到。根据式(10)可得 $kT \sim (k+1/2)T$ 时间段的有功功率和无功功率增量与 $(k+1/2)T \sim (k+1)T$ 时间段的有功功率和无功功率增量相同,因此 $P(k+1)$ 和 $Q(k+1)$ 的预测公式:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} P^{\text{mid}}(k) \\ Q^{\text{mid}}(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

同理可得 $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 的预测公式:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} i_d^{\text{mid}}(k) \\ i_q^{\text{mid}}(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, $i_d^{\text{mid}}(k)$ 和 $i_q^{\text{mid}}(k)$ 为 $(k+1/2)T$ 时刻的并网电流。

由式(16)和式(17)可以看出, $(k+1)T$ 时刻的功率值和电流值可以由 kT 时刻和 $(k+1/2)T$ 时刻的采样值准确计算得到,避免由于电感辨识值的误差影响预测精度,也极大简化了计算。

由式(12),根据 $(k-1/2)T \sim kT$ 时间段的逆变器输出电压和输出电流得到电感辨识值:

$$L_1^*(k) = T \{ [u_d(k-1) - e_d]^2 + [u_q(k-1) - e_q]^2 \}^{1/2} \div \{ 2 \{ [i_d(k) - i_d^{\text{mid}}(k-1) - T \omega i_q^{\text{mid}}(k-1)/2]^2 + [i_q(k) - i_q^{\text{mid}}(k-1) + T \omega i_d^{\text{mid}}(k-1)/2]^2 \}^{1/2} \} \quad (18)$$

同理,根据 $kT \sim (k+1/2)T$ 时间段的逆变器输出电压和输出电流得到电感辨识值:

$$L_2^*(k) = T \{ [u_d(k) - e_d]^2 + [u_q(k) - e_q]^2 \}^{1/2} \div \{ 2 \{ [i_d^{\text{mid}}(k) - i_d(k) - T\omega i_q(k)/2]^2 + [i_q^{\text{mid}}(k) - i_q(k) + T\omega i_d(k)/2]^2 \}^{1/2} \} \quad (19)$$

采用邻域平均得到电感辨识值:

$$L^*(k) = [L_1^*(k) + L_2^*(k)]/2 \quad (20)$$

令 $P_{\text{ref}}(k+2) = P(k+2)$, $Q_{\text{ref}}(k+2) = Q(k+2)$, 由式(3)、式(13)、式(16)和式(17)可得三相逆变电路输出为:

$$\begin{cases} u_d(k+1) = \frac{2L^*(k)}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_d [P_{\text{ref}}(k+2) - 2P^{\text{mid}}(k) + P(k)] + e_q [Q_{\text{ref}}(k+2) - 2Q^{\text{mid}}(k) + Q(k)] \} + e_d - \omega L^*(k) [2i_q^{\text{mid}}(k) - i_q(k)] \\ u_q(k+1) = \frac{2L^*(k)}{(e_d^2 + e_q^2)3T} \{ e_q [P_{\text{ref}}(k+2) - 2P^{\text{mid}}(k) + P(k)] - e_d [Q_{\text{ref}}(k+2) - 2Q^{\text{mid}}(k) + Q(k)] \} + e_q + \omega L^*(k) [2i_d^{\text{mid}}(k) - i_d(k)] \end{cases} \quad (21)$$

4 仿真和实验验证

利用 MATLAB/Simulink 搭建三相并网逆变器主电路和控制器的仿真模型对倍频采样改进预测控制方法进行验证, 仿真参数为: $u_{\text{dc}} = 600 \text{ V}$, $L = 0.4 \text{ mH}$, $380 \text{ V AC}/50 \text{ Hz}$ 三相电网, 载波频率为 6 kHz 。

图 5 为 $P_{\text{ref}} = 70 \text{ kW}$ 、 $Q_{\text{ref}} = 70 \text{ kvar}$ 时, 并网电流和电感辨识的仿真波形, 由于电网三相对称, 故选取 A 相的电压和电流波形。从图中可以看出, 采用倍频采样改进预测控制方法的并网电流正弦度高且平稳, 辨识电感值波动较小且很稳定, 达到预期的控制目标。

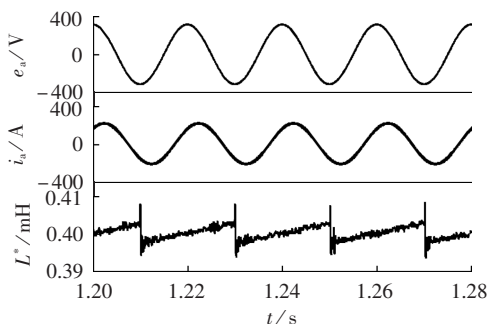


图 5 并网电流和电感辨识仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of grid-connecting current and inductance identification

图 6 为给定功率突变下并网电流仿真波形, 有功和无功率启动参考值分别为 20 kW 和 50 kvar , 然后有功功率跳变到 70 kW , 无功功率不变。从图中可以看出跳变几乎瞬间完成, 并网电流平稳跳变, 通过仿真可以看出功率突变下动态性能良好。

在仿真的基础上, 搭建了 100 kW 实验样机进行实验验证倍频采样改进预测控制方法, 采用英飞凌半桥模块 FF600R12ME4 搭建三相逆变电路, 控制系

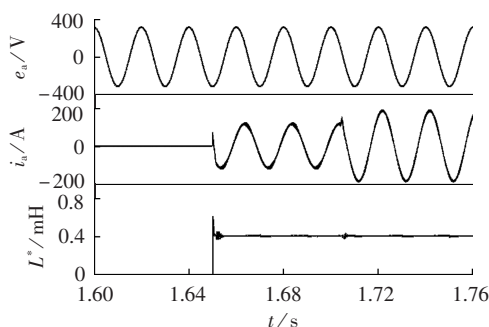
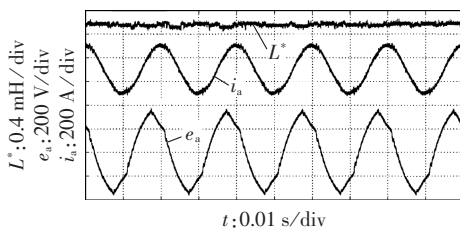


图 6 给定并网功率突变下并网电流仿真波形

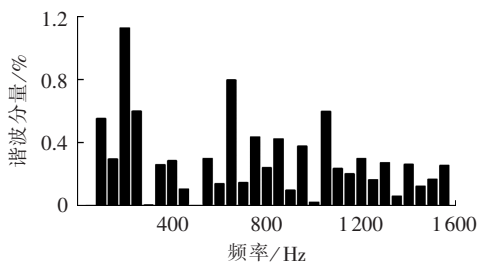
Fig.6 Simulative waveforms of grid-connecting current for sudden change of grid-connecting power reference

统由 TMS320F28335 和 CPLD 组成, 直流母线电压为 550 V , 变压器变比为 $270:400$, 滤波电感为 0.4 mH , 开关频率为 6 kHz 。

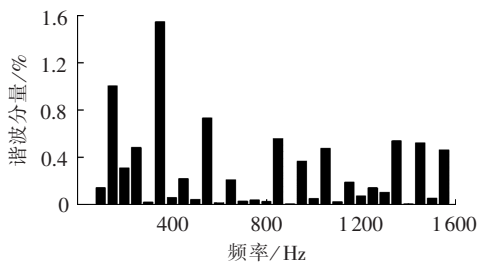
图 7 为有功和无功率参考值分别为 70 kW 和 70 kvar 时的并网波形。利用功率分析仪得到有功和无功率检测值分别为 69.9 kW 和 70.5 kvar 。可以看出, 实验结果验证了仿真结果, 进一步验证了本文所提控制策略良好的静态性能。



(a) 电网电压和并网电流实验波形



(b) 并网电流谐波分量



(c) 电网电压谐波分量

图 7 有功功率和无功率参考值分别为 70 kW 和 70 kvar 时的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms when active power reference is 70 kW and reactive power reference is 70 kvar

图 8 为启动的并网电流波形, 启动时有功功率和无功率参考值分别为 20 kW 和 50 kvar 。图 9 为有

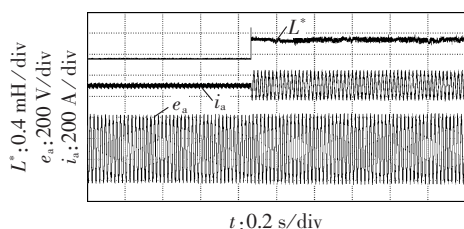


图 8 启动的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of grid-connecting current during startup

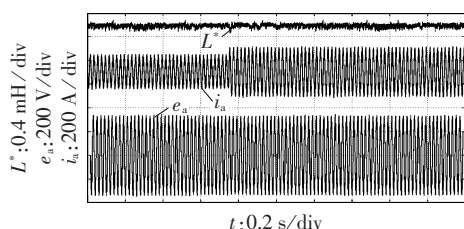


图 9 有功功率从 20 kW 跳变到 70 kW,无功功率为 50 kvar 不变时的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms when active power changes suddenly from 20 kW to 70 kW and reactive power keeps 50 kvar

功率从 20 kW 跳变到 70 kW、无功功率为 50 kvar 不变时的并网电流波形。从图 8 和图 9 可以看出,功率的跳变几乎是瞬间完成,过程平稳,验证了仿真结果,证明了本文所提控制策略的优良动态性能。

5 结论

本文对三相并网逆变器的 P-DPC 进行了分析和改进,提出了一种改进型 P-DPC,在同步旋转坐标系下实现。提出了采用 2 倍于载波频率的采样频率,不需要复杂计算,就能准确计算得到下一拍的并网功率和电流值,同时采用领域平均得到较好的电感辨识结果,并将预测值和辨识值应用于无差拍并网功率预测控制。利用 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型进行验证,用样机进行了实验验证,仿真和实验结果显示本文所提方法具有良好的动静态性能。

参考文献:

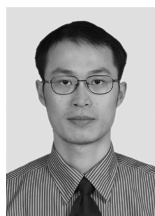
- [1] HU Jiabing, ZHU Z Q. Investigation on switching patterns of direct power control strategies for grid-connected DC-AC converters based on power variation rates[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3582-3598.
- [2] PORTILLO R, VAZQUEZ S, LEON J I, et al. Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1148-1157.
- [3] 张小凤, 王孝洪, 张海霞, 等. 并联型有源滤波器的直接功率模糊控制[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(12): 10-15.
ZHANG Xiaofeng, WANG Xiaohong, ZHANG Haixia, et al. Direct power fuzzy control of shunt APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(12): 10-15.
- [4] 王国强, 王志新, 张华强, 等. 基于 DPC 的海上风场 VSC-HVDC 变流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 115-119.

- WANG Guoqiang, WANG Zhixin, ZHANG Huaqiang, et al. DPC-based control strategy of VSC-HVDC converter for offshore wind farm [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 115-119.
- [5] ZHI Dawei, XU Lie, WILLIAMS B W. Improved direct power control of grid-connected DC/AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(5): 1280-1292.
- [6] 李响, 韩民晓. VSC-HVDC 直接虚拟功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(16): 2729-2735.
LI Xiang, HAN Minxiao. Direct virtual power control strategy of VSC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(16): 2729-2735.
- [7] 韩恩拙, 林明耀, 郝立, 等. 电压型 PWM 整流器三状态直接功率控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 208-212, 226.
HAN Yuzhuo, LIN Mingyao, HAO Li, et al. Triple-state direct power control strategy of three phase Boost type PWM rectifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 208-212, 226.
- [8] 赵葵银, 杨青, 唐勇奇. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器的直接功率控制[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(2): 82-84.
ZHAO Kuiyin, YANG Qing, TANG Yongqi. Direct power control of PWM rectifier based on virtual flux[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 82-84.
- [9] 杨达亮, 卢子广, 杭乃善, 等. 三相电压型 PWM 整流器准定频直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 66-73.
YANG Daliang, LU Ziguang, HANG Naishan, et al. Novel quasi direct power control for three-phase voltage-source PWM rectifiers with a fixed switching frequency [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 66-73.
- [10] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase Pulse Width Modulation (PWM) rectifier using Space-Vector Modulation (SVM) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [11] 尚磊, 孙丹, 胡家兵, 等. 三相电压型并网逆变器滑模变结构直接功率控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(14): 79-83.
SHANG Lei, SUN Dan, HU Jiabing, et al. Sliding mode variable structure based direct power control of three-phase grid-connected voltage source inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(14): 79-83.
- [12] 马宏伟, 李永东, 郑泽东, 等. 一种 PWM 整流器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(11): 21-25.
MA Hongwei, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Model predictive control of PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(11): 21-25.
- [13] 杨兴武, 姜建国. 电压型 PWM 整流器预测直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 34-39.
YANG Xingwu, JIANG Jianguo. Predictive direct power control for three-phase voltage source PWM rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 34-39.
- [14] 李爽, 王志新, 王国强. 海上风电柔性直流输电变流器 P-DPC 控制研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 264-270.
LI Shuang, WANG Zhixin, WANG Guoqiang. Predictive direct power control strategy for offshore wind power VSC-HVDC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 264-270.
- [15] 赵方平, 杨勇, 阮毅, 等. 三相并网逆变器直接功率控制和直接功率预测控制的对比[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 212-220.
ZHAO Fangping, YANG Yong, RUAN Yi, et al. Comparative

- study for direct power control and direct power predictive control in three-phase grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 212-220.
- [16] 沈坤,章兢. 具有建模误差补偿的三相逆变器模型预测控制算法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 86-91.
- SHEN Kun, ZHANG Jing. Model predictive control scheme with modeling error compensation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 86-91.
- [17] 王伟华,肖曦,丁有爽. 永磁同步电机改进电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 50-55.
- WANG Weihua, XIAO Xi, DING Youshuang. An improved predictive current control method for permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 50-55.
- [18] 吴小进,魏学业,于蓉蓉,等. 并网逆变器预测电流控制算法性能分析[J]. 电网技术, 2012, 36(6): 220-225.
- WU Xiaojin, WEI Xueye, YU Rongrong, et al. Performance analysis on predictive current regulation algorithms for grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2012, 36(6): 220-225.
- [19] 孙向东,任碧莹,钟彦儒,等. 滤波电感在线估计方法在预测电流控制中的应用[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 150-156.
- SUN Xiangdong, REN Biying, ZHONG Yanru, et al. An online estimation method of the filter inductance for a predictive

current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 150-156.

作者简介:



陈 强

陈 强(1981—),男,江西黎川人,讲师,博士,主要研究方向为分布式发电与微电网技术(**E-mail**: qchen1019@foxmail.com);

任浩翰(1972—),男,辽宁营口人,高级工程师,硕士,主要研究方向为新能源发电生产管理(**E-mail**: renhaohan@hotmail.com);

杨志超(1960—),男,江苏常州人,副教授,主要研究方向为电力设备在线监测与状态评估、主动配电网电能质量补偿控制技术(**E-mail**: yangzcnj@126.com);

吕千云(1976—),男,浙江丽水人,教授,博士,主要研究方向为电能质量以及人工智能在电力系统中的应用(**E-mail**: ganyun_lv@njit.edu.cn);

章心因(1978—),男,江苏溧阳人,讲师,博士研究生,主要从事风力发电、电力电子技术及应用方面的研究(**E-mail**: zhang_xinyin@126.com);

叶曙光(1967—),男,江苏泰兴人,高级工程师,硕士,主要研究方向为电力系统自动化(**E-mail**: yeshuguang2000@163.com)。

Improved predictive direct power control of three-phase grid-connected inverter

CHEN Qiang¹, REN Haohan², YANG Zhichao¹, LÜ Ganyun¹, ZHANG Xinyin¹, YE Shuguang³

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2. Shanghai Green Environmental Protection Energy Co., Ltd., Shanghai 200090, China;

3. Jiangsu King Source Electric Co., Ltd., Nanjing 210018, China)

Abstract: Based on the mathematical model of three-phase grid-connected inverter, an improved method of predictive direct power control based on SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) is proposed, which is implemented in synchronous rotating coordinates. Since the delay of the control system is two cycles, the output power and current of next cycle should be estimated to obtain the grid-connecting power reference after two cycles. The sampling frequency twice the control frequency is adopted to accurately calculate the grid-connecting power and current of the next cycle. The neighborhood averaging method is applied to improve the accuracy of inductance identification by sampling twice, based on which, the three-phase inverter output of next carrier wave period is calculated. The circuit and control model are built with MATLAB/Simulink. The simulative and experimental results show the proposed method has better static and dynamic performance.

Key words: three-phase grid-connected inverter; SVPWM; predictive direct power control; sampling; inductance identification; electric inverters; power control