

复合功能并网逆变器的线性最优控制

程冲¹, 曾正², 汤胜清¹, 杨欢¹, 赵荣祥¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027;

2. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘要: 针对具有工频隔离变压器和 LC 滤波环节的三相复合功能并网逆变器, 将其等效变换为带有 LCL 滤波器的逆变器结构。利用 LCL 滤波环节的状态方程建立小信号模型, 提出了一种基于线性二次型理论的最优控制策略, 在消除了 LCL 滤波器固有的谐振现象的同时, 实现了对并网点 PCC 处谐波、无功和不平衡电流的补偿, 提高了并网点处的电能质量。为了提高系统稳定性, 给出了与线性最优控制相适应的前馈控制算法, 并采用了无锁相环补偿电流和功率跟踪电流生成算法。利用电磁暂态综合分析程序 PSCAD/EMTDC 的仿真结果验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 复合功能并网逆变器; LCL 滤波器; 线性二次型最优控制; 前馈控制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.01.020

0 引言

随着能源危机的日益加剧, 绿色可再生能源的发展受到了越来越多的关注。作为一种可以友好接纳具有间歇性和不稳定性特点的光伏、风电等分布式电源的组织结构, 微电网得到了快速发展^[1-2]。并网逆变器作为分布式电源与负荷、电网间的关键接口和一种微电网中有效的能量变换装置, 受到了越来越多的关注^[3-4]。为了提高并网逆变器运行的灵活性和经济性, 功能复合化的“复合功能并网逆变器”成了近来研究的热点^[5-7]。

现有的复合功能并网逆变器主要复合了并网功率调节和并联有源滤波或统一电能质量补偿等功能^[8-10]。根据拓扑的不同, 可以将复合功能并网逆变器分为 3 类: 单相全桥/半桥、三相桥式、三相四桥臂。起初为了补偿本地非线性负荷, 有学者在单相光伏并网逆变器上复合了有源滤波功能^[10-12]。然而, 单相系统的应用受到其功率限制, 为了扩大复合功能并网逆变器的应用范围, 又有学者将其推广到三相系统中, 在三相桥式并网逆变器的基础上复合有源滤波功能或静态无功补偿功能^[13-14]。也有结合三相桥式串并联补偿以实现统一电能质量补偿的应用^[9]。然而, 三相桥式拓扑只能补偿三相平衡量, 还无法实现对不平衡电流的补偿。随后有学者提出了三相四桥臂的拓扑形式, 以补偿不平衡电流分量^[15-16]。这些三相拓扑对直流电压的要求都比较高,

因此对于光伏或储能等分布式系统应用, 还需要一个前级 DC/DC 升压斩波环节。

针对复合功能并网逆变器的补偿电流计算和控制方法, 也有很多文献进行了分析。对单相逆变器, 文献[17]中对负荷电流中谐波分量的检测采用了一种基于希尔伯特(Hilbert)变换和 $p-q$ 功率理论的方法, 并基于 Lyapunov 函数和改进的重复控制器实现对并网电流的跟踪; 文献[18]提出了一种正弦信号积分器 SSI(Sinusoidal Signal Integrator)的概念, 这种方法融合了瞬时无功功率理论的谐波和无功电流检测算法, 为实现对指令电流的跟踪, 采用了比例积分和重复控制相结合的控制方法。对三相的复合功能逆变器, 文献[19]采用负荷电流分析器提取负荷电流中的谐波分量, 为防止逆变器的输出电流超过额定值, 提出根据逆变器的剩余容量, 确定谐波补偿电流容量大小的方法; 文献[20]为了检测三相电流中的谐波成分, 提出了一种多输出自适应线性化的检测方法; 文献[21]将复合功能并网逆变器的概念运用到微电网分层控制框架的初级控制中, 并通过多频比例谐振控制器实现了电流基波分量和谐波分量的解耦, 另外采用一种功率闭环控制方案实现了无锁相环情况下基波参考电流的计算。为了实现在孤岛运行模式下, 复合功能逆变器也可以具有谐波、不平衡电压补偿的功能, 文献[22]利用下垂策略控制逆变器的输出电压, 并通过“负序无功-电导下垂控制”补偿本地负荷的不平衡电流; 文献[23]在分析了电压型与电流型逆变器特征的前提下, 提出了一种混合型控制策略的概念, 实现并、离网模式下均能进行电能质量治理的逆变器控制方案。

本文采用了 3 个单相全桥组合, 并且配有隔离升压变压器的三相逆变器拓扑。此拓扑不仅降低了对直流母线电压的要求, 能补偿并网点处的谐波、无

收稿日期: 2015-03-27; 修回日期: 2015-11-05

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2011-AA050204); 国家自然科学基金资助项目(50907060)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2011AA-050204) and the National Natural Science Foundation of China(50907060)

功和不平衡电流;同时将隔离变压器的漏感与 LC 滤波电路结合,形成一个 LCL 滤波电路,与单纯的 LC 滤波电路相比,可以更好地滤除高次谐波^[24-25]。与三相四桥臂的逆变器拓扑相比,本文的拓扑结构采用的开关器件数量比较多,但是在功能上优于三相四桥臂的结构,可以实现 abc 三相电流的完全解耦,各相电流可以单独控制,具有更强的带不平衡负载能力。

本文首先介绍了所采用的三相复合功能并网逆变器的拓扑,并针对此拓扑给出了等效的电路结构,建立了 LCL 滤波环节的状态方程;分析了系统的小信号模型,并进一步提出了线性二次型最优控制策略。为更好地实现系统稳定性,还详细探讨了前馈环节的设计。接着,给出了一种无锁相环的指令电流生成算法。最后,利用电磁暂态综合分析程序 PSCAD/EMTDC 建立模型,并对所得的仿真结果进行了分析总结。

1 复合功能并网逆变器的拓扑

为了降低直流侧电压的要求且实现对公共耦合点(PCC)处的不平衡电流进行补偿,本文采用 3 个单相全桥逆变器并联的拓扑;并且利用了升压隔离变压器,在隔离直流分量的同时,进一步地降低了直流侧电压的要求。复合功能并网逆变器的拓扑如图 1 所示。整个系统由电压为 U 的直流电压源、3 个单相全桥拓扑、输出滤波器、隔离变压器和控制器组

成。复合功能并网逆变器的输出端接到 PCC 处,在 PCC 处还接有平衡负载、不平衡负载和非线性整流负载。

2 复合功能并网逆变器的建模与控制

2.1 复合功能并网逆变器的建模

图 1 所示的复合功能并网逆变器拓扑可以看作 3 个独立的单相系统,其中任一个单相系统都可以用图 2 所示的拓扑来描述。

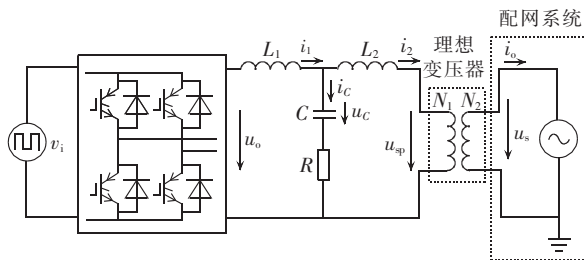


图 2 复合功能并网逆变器的任一单相拓扑
Fig.2 Single-phase topology of multi-functional grid-connected inverter

其中 L_2 为隔离变压器二次侧漏感折算到变压器原边并与一次侧漏感相加后的值。实际上本文采用的 L_2 是一种简化变压器模型下的等效电感值。通常在考虑激磁电感时,变压器的等效电路是一种“T 型”电路,由于“T 型”等效电路中流过激磁电感的励磁电流与额定电流相比较而言很小,因此在本文中忽略了“T 型”等效电路中激磁电感部分。从图 2 可以看出,当并网逆变器系统中存在隔离变压器时,逆

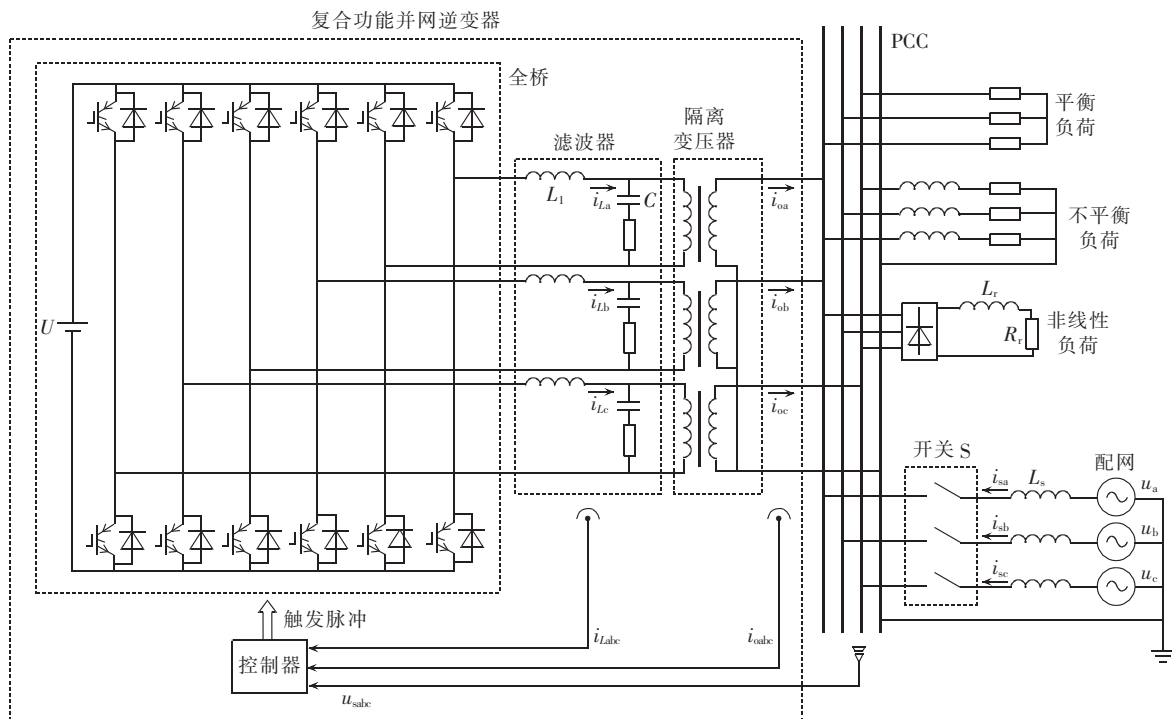


图 1 复合功能并网逆变器的拓扑
Fig.1 Topology of multi-functional grid-connected inverter

变器原有的 LC 滤波环节变成了 LCL 滤波。 LCL 滤波器存在一个固有的高频谐振点,为消除谐振的影响,提高系统的稳定性,本文采用在滤波电容处串联一个阻尼电阻 R 的方法来抑制其谐振^[26]。

图 2 中滤波环节有 3 个储能元件,可以列出一个三阶的动态方程,由电路原理得:

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_1 = u_o - u_c - i_c R \\ L_2 \dot{i}_2 = u_c + i_c R - u_{sp} \\ C \dot{u}_c = i_c \end{cases} \quad (1)$$

其中, i_1 为流过滤波电感 L_1 的电流; i_2 为逆变器网侧输出电流经变比等效到隔离变压器原边的电流值; i_c 为滤波电容支路电流; u_c 为滤波电容上的电压; u_{sp} 为隔离变压器的原边电压; u_s 为逆变器单相输出电压。又由 $i_c = i_1 - i_2$, 逆变器输出电压满足 $u_o = K_{pwm} v_i$, 其中 v_i 为控制器输出的调制信号, 对于双极性调制 PWM, 逆变器的放大系数 K_{pwm} 满足 $K_{pwm} = U$, U 是直流母线电压值。故:

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_1 = K_{pwm} v_i - u_c - (i_1 - i_2) R \\ L_2 \dot{i}_2 = u_c + (i_1 - i_2) R - u_{sp} \\ C \dot{u}_c = i_1 - i_2 \end{cases} \quad (2)$$

选取系统状态变量为 $\mathbf{x} = [i_1, i_2, u_c]^T$, 控制变量为 $\mathbf{u} = [v_i, 0, 0]^T$ 。可将式(2)写为状态空间方程形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 u_{sp} \quad (3)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L_1 & R/L_1 & -1/L_1 \\ R/L_2 & -R/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} K_{pwm}/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\mathbf{u}$ 为控制器输出的调制信号 v_i , 这里将隔离变压器原边的电网电压 u_{sp} 当作了扰动。设系统待跟踪的参考输入为 $\mathbf{x}_{ref} = [i_{1ref}, i_{2ref}, u_{cref}]^T$, 状态变量的小信号偏差为 $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_{ref}$ 。在 $\mathbf{x}_{ref}$ 处对系统进行局部线性化, 可以得到其用于线性控制器设计的小信号模型如下:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 u_{sp} \quad (7)$$

2.2 线性最优控制器的设计

参照上文提出的小信号模型, 系统调节的目标是状态变量的偏差尽可能小, 即其线性调节器的平衡状态为 $\Delta \mathbf{x} = 0$ 。考察由状态方程式(8)所描述的线性系统:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{w}(t) \quad (8)$$

其中, $\Delta \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ 和 $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^p$ 分别为状态向量、控制向量和干扰向量; $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B}_1 \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{B}_2 \in \mathbb{R}^{n \times p}$ 为矩阵; 平衡状态时 $\Delta \mathbf{x}(t) = 0$ 。

采用线性最优控制器的目的就是要求系统的状态始终保持在平衡状态附近, 当系统状态由于干扰偏离了平衡状态时, 控制系统能在消耗能量最少的情况下, 使其回到原平衡状态。文献[27]利用二次型线性最优理论实现了含有 LCL 滤波器的单相并网逆变器控制; 文献[28]根据内模原理, 将输出反馈转化为状态反馈, 将线性二次型最优控制的输出跟踪问题转化为状态调节器问题, 并加入了比例谐振控制器优化了对电流的跟踪性能。

一般而言, 线性最优控制调节器问题可分为有限时间状态调节器和无限时间状态调节器 2 种。状态方程(8)所描述的定常系统的稳态目标为 $\Delta \mathbf{x}(t) = 0$, 所以采用无限时间状态调节器。

考虑到式(8)中电网电压扰动项 $\mathbf{w}$ 的存在会给系统的稳定带来不良的影响, 是不能忽视的。因此本文采用了一种电网电压前馈的控制方法。

对复合功能并网逆变器的拓扑进行简化后, 可得图 3 所示拓扑。含前馈和反馈控制的系统框图如图 4 所示。其中, $W_p(s)$ 为被控对象的传递函数模型; $W_d(s)$ 为扰动系统的传递函数模型。

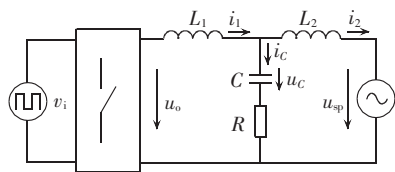


图 3 复合功能并网逆变器单相简化拓扑
Fig.3 Simplified single-phase topology of multi-functional grid-connected inverter

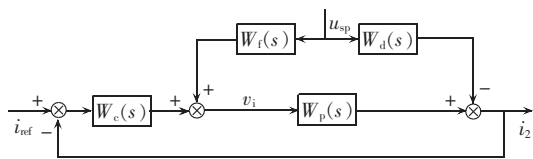


图 4 含补偿和前馈的并网逆变器的传递函数模型
Fig.4 Model of transfer function with compensation and feedforward

由图 3 易知:

$$W_p(s) = K_{pwm} \frac{1}{L_1 C L_2 s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (9)$$

$$W_d(s) = \frac{1 + s^2 L_1 C}{s^3 L_1 L_2 C + s L_1 + s L_2} \quad (10)$$

其中, 计算时由于 $\frac{1}{sC} \gg R$, 为了计算方便, 将 R 的影响忽略不计。

图 4 中, $W_c(s)$ 为复合功能并网逆变器的输出电流线性控制器; $W_f(s)$ 为待设计的前馈控制器。前馈

控制的目的是消除扰动量 u_{sp} 对逆变器输出 i_2 的影响,故前馈控制应满足 $W_f(s) \times W_p(s) - W_d(s) = 0$,也即:

$$W_f(s) = \frac{W_d(s)}{W_p(s)} \tag{11}$$

将式(9)和式(10)代入式(11),化简可得:

$$W_f(s) = \frac{W_d(s)}{W_p(s)} = \frac{s^2 L_1 C + 1}{K_{pwm}} \approx \frac{1}{K_{pwm}} \tag{12}$$

在具有电网电压前馈的条件下,忽略式(8)中的电网侧电压扰动 w ,选择二次型性能指标为:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (\Delta x^T Q \Delta x + u^T R u) dt \tag{13}$$

其中, $Q = \text{diag}(q_1, q_2, q_3)$ 为状态变量的加权矩阵。从经典控制理论分析,性能指标由两部分组成,第一部分 $J_1 = \frac{1}{2} \int_0^\infty \Delta x^T Q \Delta x dt$,称为过程代价,用它来限制过程中状态变量的误差 $\Delta x(t)$,以保证系统输出的准确性和响应的快速性;第二部分 $J_2 = \frac{1}{2} \int_0^\infty u^T R u dt$ 称作控制代价,用它来限制控制向量 $u(t)$ 的幅值及平滑性,以保证系统安全运行,同时它对限制控制过程的能源消耗也能起到重要的作用,从而保证系统具有适当的节能性。使得综合性能指标 J 的值最小,意味着系统在控制过程中的动态误差与能量消耗以及控制结束时的系统稳态误差综合最优。

进一步从物理意义的角度考察二次型最优控制的性能指标。考虑到本文中的小信号模型实际上是状态变量在给定值附近的偏差值 Δx ,针对指标的第一部分,将其展开来可得 $J_1 = \frac{1}{2} \int_0^\infty (q_1 \Delta i_1^2 + q_2 \Delta i_2^2 + q_3 \Delta u_c^2) dt$ 。控制目标使得 J_1 的值尽可能小,即旨在将状态变量相对于参考值的误差尽量减小,达到准确控制的目的。类似地,分析指标中第二部分的物理意义可得, $J_2 = \frac{1}{2} \int_0^\infty r v_i^2 dt$ 。 J_2 作为与控制功率有关的惩罚项,在逆变器的控制系统中,实现控制误差尽量小的同时约束系统的控制功率。值得指出的是,由于权重矩阵 Q, R 的存在,可以针对不同的控制目标,权衡误差与控制能力消耗的大小,灵活调整加权系数,得到不同的系统控制效果,这也是与传统的 PI 调节控制器最主要的区别。

根据泛函极值理论,线性二次型最优控制的反馈增益为:

$$K = R^{-1} B^T P \tag{14}$$

其中, P 为黎卡提方程(15)的解。

$$A^T P + PA - PB_1 R^{-1} B_1^T P + Q = 0 \tag{15}$$

最终可以得到最优控制律为:

$$u = -Kx \tag{16}$$

得到的最优反馈控制量为各状态量的线性组合。针对式(7)所建立的线性系统,其无限时间最优状态调节系统的结构图可以由图 5 表示。

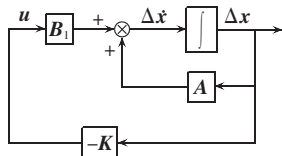


图 5 线性最优状态调节系统结构图
Fig.5 Structure of linear optimal status regulation system

对性能指标式(13),取权矩阵 $Q = \text{diag}(100, 100, 5)$,由于在本文采用的逆变器模型中控制分量只有调制信号 v_i ,所以正定加权矩阵只有 1 个变量,可以写成 $R = [1]$ 。系统的各项参数如表 1 所示,可以计算出系统的参数矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} -1.5 \times 10^3 & 1.5 \times 10^3 & -0.5 \times 10^3 \\ 3 \times 10^3 & -3 \times 10^3 & 1 \times 10^3 \\ 1 \times 10^5 & -1 \times 10^5 & 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$B_1 = [2 \times 10^5, 0, 0]^T \tag{18}$$

表 1 复合功能并网逆变器系统参数
Table 1 Parameters of multi-functional grid-connected inverter system

变量	取值
开关频率 f_s	8 kHz
直流母线电压 U	400 V
滤波电感 L_1	2 mH
滤波电容 C	10 μ F
滤波器阻尼电阻 R	3 Ω
隔离变压器变比 $N_1:N_2$	150 V:220 V
隔离变压器漏感折算到原边值 L_2	1 mH

将式(17)与(18)代入,求解黎卡提方程(15)可得:

$$P = \begin{bmatrix} 5.0497 \times 10^{-5} & 2.0214 \times 10^{-5} & 1.0132 \times 10^{-6} \\ 2.0214 \times 10^{-5} & 0.0287 & -4.4163 \times 10^{-4} \\ 1.0132 \times 10^{-5} & -4.4163 \times 10^{-4} & 2.1811 \times 10^{-4} \end{bmatrix} \tag{19}$$

这样即可得到最优反馈增益:

$$K = -B_1^T P = \begin{bmatrix} -10.0993 \\ -4.0428 \\ -2.0265 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \tag{20}$$

由此可得,系统的最优状态控制器可表示为:

$$v_i = -10.0993(i_1 - i_{1ref}) - 4.0428(i_2 - i_{2ref}) - 2.0265(u_c - u_{cref}) \tag{21}$$

其中, i_2 为控制系统需要的输出电流, i_{2ref} 为其给定量; i_1 为滤波电感上的电流。和 i_1 相比, i_2 上少了电容上的电流 i_c 纹波,故也可将 i_2 的给定值 i_{2ref} 设定为 i_{1ref} 。对于 u_{cref} ,由图 2 可得:

$$u_{cref} = u_{sp} + L_2 \frac{di_{2ref}}{dt} \tag{22}$$

参照本系统 $\Delta \mathbf{x} = 0$ 的控制目标,其最终的控制律为:

$$v_i = -10.0993(i_1 - i_{1\text{ref}}) - 4.0428(i_2 - i_{1\text{ref}}) - 2.0265(u_c - u_{\text{sp}} - L_2 \frac{di_{1\text{ref}}}{dt}) \quad (23)$$

综合式(12)和式(23),可以得到带前馈控制的复合功能并网逆变器二次型最优控制策略框图,如图6所示。其中 K_1 、 K_2 、 K_3 即式(20)中所给出。

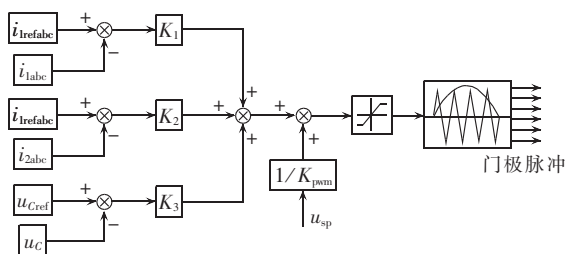


图6 复合功能并网逆变器的线性控制框图
Fig.6 Block diagram of linear control for multi-functional grid-connected inverter

2.3 无锁相环参考电流生成算法

传统的带锁相环控制策略在电网电压畸变、三相不严格对称的情况下,控制精度较低。为了得到逆变器所需输出的补偿电流瞬时值,实现复合功能并网逆变器对谐波、无功和不平衡电流的补偿,本文利用基于同步旋转坐标系的无锁相环补偿电流和功率跟踪参考电流生成算法^[29]。

采用式(24)所示的恒功率 Park 变换:

$$\mathbf{C}_{abc/dq} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中, $\theta = \omega t + \theta_0$, θ_0 为初相位,即 dq 坐标系 d 轴与 abc 坐标系 a 轴之间的夹角,可以是任意值。

由瞬时功率理论,可以得到正序基波有功电流 i_{pd} 、 i_{pq} , 即:

$$\begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v & 0 \\ 0 & v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{v} = \frac{\bar{u}_d \bar{i}_d + \bar{u}_q \bar{i}_q}{\bar{u}_d^2 + \bar{u}_q^2} \quad (26)$$

其中, $\bar{i}_d$ 、 $\bar{i}_q$ 、 $\bar{u}_d$ 、 $\bar{u}_q$ 分别为 $\mathbf{i}$ 与 $\mathbf{u}$ 低通滤波后的 d 、 q 轴分量。

将三相电压和电流分量向统一的 $dq0$ 坐标系投影,经过式(25)、(26)所示算法,即可提取正序基波有功分量,总电流减去正序基波有功分量即可得到待补偿的电流分量。

对于并网功率参考电流生成算法,采用式(24)同样的坐标变换分析。设逆变器有功和无功给定输出分别为 P 和 Q ,不难发现:

$$\begin{cases} P = 1.5 U_m I_m \cos(\varphi_u - \varphi_i) = u_d i_d + u_q i_q \\ Q = 1.5 U_m I_m \sin(\varphi_u - \varphi_i) = u_q i_d - u_d i_q \end{cases} \quad (27)$$

其中, U_m 和 I_m 分别为电压、电流相量的幅值, φ_u 和 φ_i 为其对应的相位。

由式(27)易知参考电流可写为:

$$\begin{cases} i_{d\text{ref}} = \frac{u_d P + u_q Q}{u_d^2 + u_q^2} \\ i_{q\text{ref}} = \frac{u_q P - u_d Q}{u_d^2 + u_q^2} \end{cases} \quad (28)$$

结合以上正序基波有功电流分量的检测原理和复合功能并网逆变器并网功率跟踪电流 i_{gabc} 部分的生成算法,可以得到完整的补偿电流检测方法如图7所示。其中, u_{sabc} 为 PCC 处的电压即复合功能并网逆变器的机端电压; i_{oabc} 为复合功能并网逆变器的输出电流, i_{sabc} 为配网系统提供的电流, $i_{\text{oabc}} + i_{\text{sabc}}$ 可看作广义的负荷电流; i_{labc} 为检测出的正序基波有功电流分量; i_{habc} 为检测的谐波、不平衡和无功电流; i_{gabc} 为复合功能并网逆变器并网功率跟踪电流,其和前面检测出来的谐波、无功和不平衡补偿电流 i_{habc} 之和,即为复合功能并网逆变器需要向微电网注入电流的指令值 i_{refabc} 。

3 仿真结果与分析

前面已经给出了复合功能并网逆变器的微电网结构、参考电流生成方法及各部分的控制方法,为了验证上述控制算法的有效性和正确性,本文运用

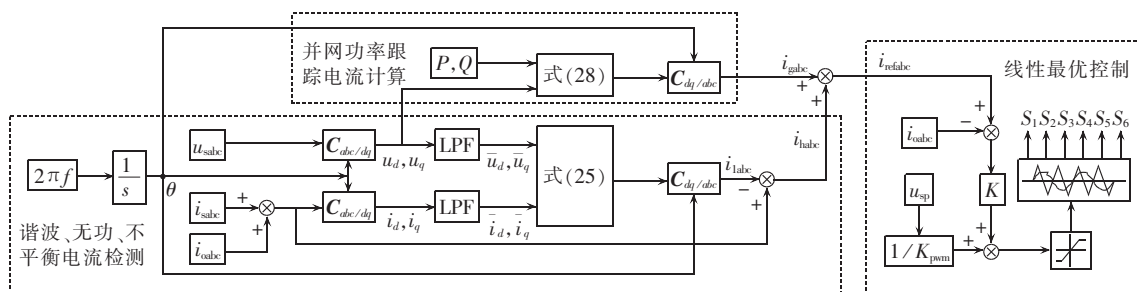


图7 复合功能并网逆变器线性最优控制原理框图
Fig.7 Schematic diagram of linear optimal control for multi-functional grid-connected inverter

PSCAD/EMTDC 仿真程序进行了仿真分析。对于如图 8 所示的微电网结构:在并网点 PCC 处连接一台复合功能逆变器(DG)、非线性整流负荷(Load1)、不平衡负荷(Load2)、可控负荷(Load3)和三相平衡负荷(Load4),并与无限大的配电网相连接。

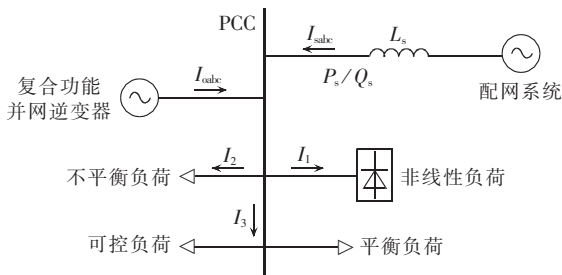


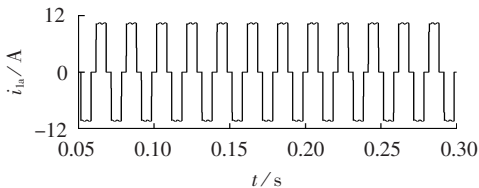
图 8 微电网结构
Fig.8 Structure of microgrid

并网逆变器系统参数如表 1 所示,表 2 给出了图 8 中各种负荷的具体参数。仿真方案设定为:开始时,复合功能并网逆变器的给定输出功率为 0,到 0.13 s 时逆变器的有功输出指令阶跃到 5 kW,0.21 s 时切断可控负荷。

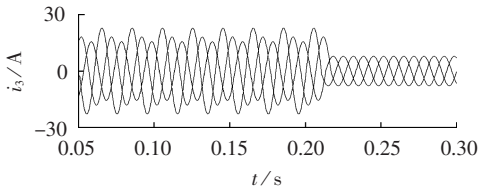
表 2 微电网负载参数
Table 2 Load parameters of microgrid

负荷类型	取值
不控整流负荷(Load1)	$L_1=0.1\text{ H}, R_1=50\text{ }\Omega$
不平衡负荷(Load2)	$L_{2a}=0.015\text{ H}, R_{2a}=10\text{ }\Omega$
	$L_{2b}=0.01\text{ H}, R_{2b}=15\text{ }\Omega$
	$L_{2c}=0.01\text{ H}, R_{2c}=20\text{ }\Omega$
可控负荷初始值(Load3)	$L_{3a}=0.015\text{ H}, R_{3a}=20\text{ }\Omega$
	$L_{3b}=0.01\text{ H}, R_{3b}=30\text{ }\Omega$
	$L_{3c}=0.015\text{ H}, R_{3c}=40\text{ }\Omega$
三相平衡负荷(Load4)	$R_4=40\text{ }\Omega$

先考虑并网逆变器不具有谐波电流、无功电流补偿功能的配电网情况,图 9(a)给出了非线性三相不控整流负荷的 a 相电流 i_{1a} ,图 9(b)是三相可控负



(a) 非线性负荷(a相)



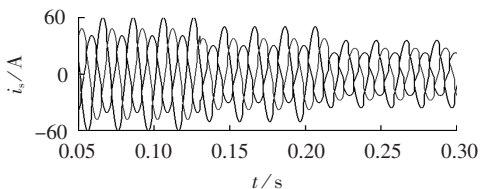
(b) 三相可控负荷

图 9 非线性和可控负荷电流波形

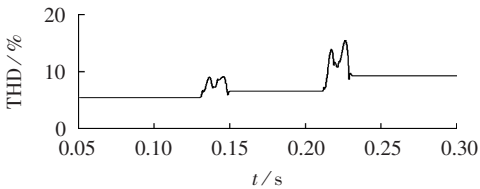
Fig.9 Nonlinear load current waveform and controllable load current waveform

荷与平衡负荷的电流之和 i_3 。从图 9 可以看出, i_{1a} 含有大量的谐波, i_3 开始阶段存在较大的负序电流分量,当切断可控负荷后,只剩下流过平衡负荷的电流。

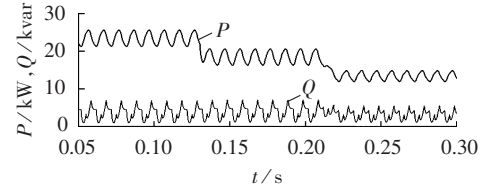
图 10 所示的是电网侧的输出电流及其 THD 分析和瞬时功率,从中可以看出,由于电网所接负载的不平衡和非线性的特征,电网输出电流中有很大的谐波成分,输出的三相电流也不平衡,输出功率同样不稳定。



(a) 网侧电流



(b) 网侧电流 THD

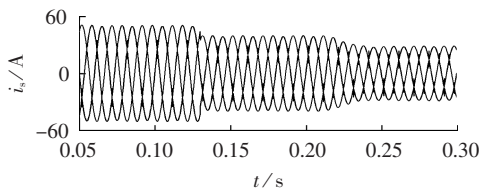


(c) 网侧瞬时功率

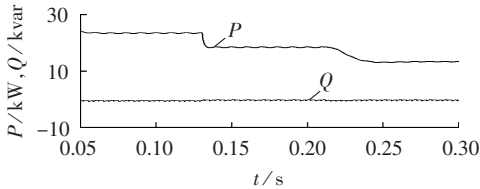
图 10 不含复合功能并网逆变器时的网侧电流和瞬时功率

Fig.10 Grid-side current and transient power of grid without multi-functional grid-connected inverter

将本文中提出的关于谐波电流、无功电流补偿的控制算法集成在并网逆变器上,投入到配网中,图 11 给出了此时配网系统电流和输出功率的情况。



(a) 网侧电流



(b) 网侧瞬时功率

图 11 含复合功能并网逆变器时的网侧电流和瞬时功率

Fig.11 Grid-side current and transient power of grid with multi-functional grid-connected inverter

对比图 10 可以看出,连接复合功能并网逆变器后,并网电流三相对称,且谐波含量很小,其 THD 分析如图 12 所示,THD 的值只有在系统启动和逆变器的给定输出功率阶跃的时候比较大,当系统稳定运行时 THD 很小;当逆变器的有功给定为 0 时,复合功能逆变器的输出电流全部用来补偿负载中产生的谐波和不平衡电流,THD 为 1.41%,0.13 s 后逆变器的有功给定为 5 kW 时,PCC 处电流的 THD 为 1.81%,在 0.21 s 可控负荷发生变化后,复合功能并网逆变器依然可以实现既定的谐波和不平衡电流的补偿目标,体现出线性最优算法的较强稳定性,并网点的电流 THD 为 2.46%,满足电网的运行要求。图 13 是复合功能并网逆变器输出电流的情况,由于复合功能并网逆变器复合了谐波电流无功电流的补偿功能,为了使 PCC 处电流质量提高,逆变器的输出电流会跟随负载的特征而变化。

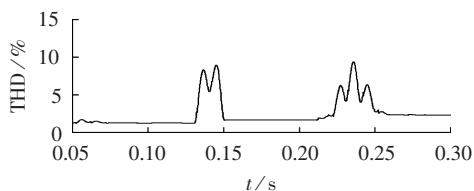


图 12 含复合功能并网逆变器时网侧电流 THD
Fig.12 Grid-side current THD of grid with multi-functional grid-connected inverter

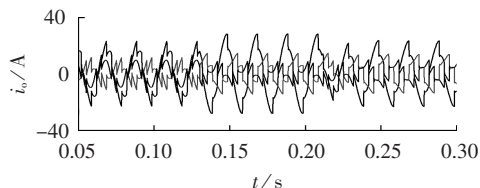


图 13 复合功能并网逆变器输出电流波形
Fig.13 Output current of multi-functional grid-connected inverter

值得指出的是,针对本文图 1 采用的微电网结构,逆变器与 PCC 直接相连,因此可以直接改善 PCC 处电网侧的输出电流。然而对于分布在微电网中没有直接与 PCC 相连的逆变器,在功能上虽没有直接针对 PCC 处的电流进行改善,但是可以根据电流潮流的分析,起到本地有源滤波的功能。比如当配电网输出的电流流向本地负载和逆变器时,定义来自配电网的电流处在“上游”,本地的负荷和分布式电源处在“下游”,复合功能逆变器输出电流可以补偿“下游”本地负载中的谐波和不平衡部分,使得来自“上游”的电网电流质量得到提高。另一方面,本文中提到的逆变器在对 PCC 处的电流(或与 PCC 处相距较远时所考虑的“上游”电流)进行补偿时,必须满足输出电流幅值不超过逆变器额定电流的要求。当逆变器的实际给定输出功率没有达到额定值时,可以

充分利用逆变器的剩余容量,用来对 PCC 处的电流进行治理。

4 结论

本文给出了一种能同时补偿谐波、无功和不平衡电流的复合功能并网逆变器的新型控制算法,通过对逆变器进行线性系统建模,得到了线性二次型的最优控制策略;同时还提出了相应的前馈控制策略和补偿电流检测、指令电流生成算法。最后利用电磁暂态综合分析程序 PSCAD/EMTDC,在含有一台复合功能并网逆变器的微电网中验证了所提方法的正确性和有效性,结果表明:复合功能并网逆变器接入微电网后,能明显改善微电网的电能质量,同时还能调节 PCC 与配网之间的潮流,能在必要时为配网提供一定的有功和无功支撑,当负荷发生变化时依然能够实现谐波、无功和不平衡电流补偿的目标,具有较强的稳定性。

参考文献:

- [1] 王鹤,李国庆. 含多种分布式电源的微电网控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(5):19-23.
WANG He,LI Guoqing. Control strategy of microgrid with different DG types[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012,32(5):19-23.
- [2] 李鹏,窦鹏冲,李雨薇,等. 微电网技术在主动配电网中的应用[J]. 电力自动化设备,2015,35(4):8-16.
LI Peng,DOU Pengchong,LI Yuwei,et al. Application of microgrid technology in active distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(4):8-16.
- [3] BLAABJERG F,CHEN Z,KJAER S B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2004,19(5):1184-1194.
- [4] 吴雄,王秀丽,刘世民,等. 微电网能量管理系统研究综述[J]. 电力自动化设备,2014,34(10):7-12.
WU Xiong,WANG Xiuli,LIU Shimin,et al. Summary of research on microgrid energy management system[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(10):7-12.
- [5] CHENG C,ZENG Z,YANG H,et al. Multi-objective optimal compensation of a multi-functional grid-connected inverter for power-quality enhancement[C]//2012 IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems. Sapporo,Japan: IEEE,2012:1-6.
- [6] ZENG Z,YANG H,TANG S Q,et al. Objective-oriented power quality compensation of multifunctional grid-tied inverters and its application in microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(3):1255-1265.
- [7] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(8):5-15.
ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang,et al. Overview of multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(8):5-15.
- [8] WU T F,NIEN H S,HSIEH H M,et al. PV power injection and active power filtering with amplitude-clamping and amplitude-

- scaling algorithms[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(3): 731-741.
- [9] 张国荣, 张铁良, 丁明, 等. 具有光伏并网发电功能的统一电能质量调节器仿真[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(14): 82-86.
ZHANG Guorong, ZHANG Tieliang, DING Ming, et al. Simulation research on unified power quality conditioner with PV grid connected generation[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(14): 82-86.
- [10] 张国荣, 张铁良, 丁明, 等. 光伏并网发电与有源电力滤波器的统一控制[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(8): 61-66.
ZHANG Guorong, ZHANG Tieliang, DING Ming, et al. Combined control of active power filter and PV grid connected generation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(8): 61-66.
- [11] VASQUEZ J C, MASTROMAURO R A, GUERRERO J M, et al. Voltage support provided by a droop-controlled multi-functional inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4510-4519.
- [12] MATTINS D C, SOUZA K C A. A single-phase grid-connected PV system with active power filter[J]. International Journal of Circuits Systems and Signal Processing, 2008, 2(1): 50-55.
- [13] ZOU Z, WANG Z, CHENG M. Modeling, analysis, and design of multifunction grid-interfaced inverters with output LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(7): 3830-3839.
- [14] 曾正, 杨欢, 赵荣祥, 等. 多功能并网逆变器及其在微电网中的应用[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(4): 28-34.
ZENG Zheng, YANG Huan, ZHAO Rongxiang, et al. Multi-functional grid-connected inverter and its application in micro-grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(4): 28-34.
- [15] MIRET J, CAMACHO A, CASTILLA M, et al. Controlscheme with voltage support capability for distributed generation inverters under voltage sags[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5252-5262.
- [16] SAWANT R R, CHANDORKAR M C. Methods for multi-functional converter control in three-phase four-wire systems[J]. IET Power Electronics, 2009, 2(1): 52-66.
- [17] DASGUPTA S, SAHOO S K, PANDA S K. Single-phase inverter control techniques for interfacing renewable energy sources with microgrid-part I: parallel-connected inverter topology with active and reactive power flow control along with grid current shaping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 717-731.
- [18] BOJOI R I, LIMONGI L R, ROIU D, et al. Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 798-806.
- [19] WU T F, SHEN C L, CHANG C, et al. 1 Φ 3W grid-connection PV power inverter with partial active power filter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 635-646.
- [20] MAREI M I, EL-SAADANY E F, SALAMA M M A. A novel control algorithm for the DG interface to mitigate power quality problems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(3): 1384-1392.
- [21] HE J W, LI Y W, BLAABJERG F, et al. Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected DG units with closed-loop power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 642-653.
- [22] CHENG P, CHEN C, LEE T, et al. A cooperative imbalance compensation method for distributed-generation interface converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 805-815.
- [23] HE J W, LI Y W. Hybrid voltage and current control approach for DG-grid interfacing converters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1797-1809.
- [24] 王要强, 吴凤江, 孙力. 并网逆变器用 LCL 滤波器新型有源阻尼控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(5): 75-79.
WANG Yaoqiang, WU Fengjiang, SUN Li. Active damping control strategy for LCL filter used in grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(5): 75-79.
- [25] 王盼, 刘飞, 查晓明. 基于有源阻尼的并联有源滤波器输出 LCL 滤波器设计[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(4): 161-166.
WANG Pan, LIU Fei, ZHA Xiaoming. Design of output LCL filter based on shunt APF with active damping[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(4): 161-166.
- [26] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [27] TANG Hao, ZHAO Rongxiang, TANG Shengqing, et al. Linear quadratic optimal control of a single-phase grid-connected inverter with an LCL filter[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Hangzhou, China: IEEE, 2012: 372-376.
- [28] 陆明科, 揭贵生, 王恒利, 等. 基于线性二次型调节器的三相逆变器积分状态反馈控制[J]. 电网技术, 2013, 37(7): 1941-1947.
LU Mingke, JIE Guisheng, WANG Hengli, et al. A linear quadratic regulator based control strategy with integral control and state feedback for three-phase inverter[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1941-1947.
- [29] 杨欢, 赵荣祥, 程方斌. 无锁相环同步坐标变换检测法的硬件延时补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 78-83.
YANG Huan, ZHAO Rongxiang, CHENG Fangbin. Delay compensation for harmonics detection based on synchronous reference frame without phase lock loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 78-83.

作者简介:



程 冲

程 冲(1988—),男,江苏徐州人,博士研究生,主要研究方向为分布式发电与微电网、并网逆变器(E-mail:chengchong@zju.edu.cn);

曾 正(1986—),男,重庆人,博士,主要研究方向为分布式发电与微电网、并网逆变器;

汤胜清(1977—),男,湖南益阳人,博士研究生,主要研究方向为储能及其应用、并网逆变器;

杨 欢(1981—),男,江苏南通人,副教授,主要研究方向为分布式发电与微电网、储能及其应用、并网逆变器等;

赵荣祥(1962—),男,浙江杭州人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为交流调速系统、分布式发电与微电网、并网逆变器、储能及其应用等。

(下转第 148 页 continued on page 148)

- 2008,23(3):1136-1143.
- [14] 徐遐龄,林涛,张帆,等. 基于 TLS-ESPRIT 的低频振荡负荷参与程度量化分析[J]. 电网技术,2012,36(11):109-113.
- XU Xialing,LIN Tao,ZHANG Fan,et al. TLS-ESPRIT based quantitative analysis on participating degree of load in low-frequency oscillation[J]. Power System Technology,2012,36(11):109-113.
- [15] 罗斐,王健. 天广直流孤岛运行测试与分析[J]. 电力系统及其自动化学报,2011,23(6):101-104.
- LUO Fei,WANG Jian. Test and analysis of Tian-Guang HVDC transmission system in island operation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2011,23(6):101-104.
- [16] 徐攀腾. 云广特高压直流输电工程送端孤岛频率控制分析[J]. 电力建设,2011,32(11):48-50.
- XU Panteng. Frequency control analysis for island system at sending terminal in Yunnan-Guangdong UHVDC transmission project[J]. Electric Power Construction,2011,32(11):48-50.

- [17] KUNDUR P. Power system stability and control[M]. New York, USA:McGraw-Hill,1994:11-22.
- [18] OGATA K. 现代控制工程[M]. 5 版. 卢伯英,佟明安,译. 北京:电子工业出版社,2012:238-245.
- [19] PILOTTO L A S,BIANCO A, LONG W F,et al. Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2003,18(1):243-252.

作者简介:



魏 亮

魏 亮(1990—),男,河北秦皇岛人,硕士研究生,研究方向为高压直流输电、电力系统稳定与控制(E-mail:willian_weiliang@163.com);

王渝红(1971—),女,重庆人,教授,博士,研究方向为高压直流输电、电力系统稳定与控制(E-mail:yuhongwang@scu.edu.cn)。

Design of additional frequency controller for islanded sending-end operation of HVDC system

WEI Liang,WANG Yuhong,LI Xingyuan,LI Dongxiang,LIU Xiaohan,TANG Hua

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

Abstract: Due to the lack of load frequency modulation effect in the islanding mode of HVDC system operation,the disturbance of AC/DC system may easily lead to system frequency instability. TLS-ESPRIT algorithm is applied to identify the transfer function of a real power system and an additional frequency controller is designed based on the root-locus approach,which utilizes the fast controllability of HVDC system power to stabilize the frequency of its sending-end AC system. A traditional PI controller is also designed and compared with the additional frequency controller by PSCAD/EMTDC simulation,and the results show the designed additional frequency controller enhances the frequency stability of islanded system effectively.

Key words: HVDC power transmission; islanded operation; frequency stability; root-locus approach; additional frequency control

(上接第 142 页 continued from page 142)

Linear optimal control of multi-functional grid-connected inverter

CHENG Chong¹,ZENG Zheng²,TANG Shengqing¹,YANG Huan¹,ZHAO Rongxiang¹

(1. College of Electrical Engineering,Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The topology of a three-phase multi-functional grid-connected inverter with isolation transformer and *LC* filtering sections is converted into an equivalent structure of an inverter with *LCL* filter. The small-signal model of *LCL* filter is built based on its state equation and a linear quadratic optimal control strategy is proposed,which eliminates the inherent resonance phenomenon of *LCL* filter,compensates the harmonics,reactive power and unbalanced currents at the PCC(Point of Common Coupling),and improves the power quality of PCC. In order to enhance the system stability,a feedforward control algorithm is utilized to adapt to the linear quadratic optimal control and a PLL-less algorithm is applied to generate the compensating current and power tracking current. Simulative result with PSCAD/EMTDC verifies the correctness and validity of the proposed control strategy.

Key words: multi-functional grid-connected inverter; *LCL* filter; linear quadratic optimal control; feedforward control