

三相 VSG 系统的高性能非线性控制策略

孟建辉, 石新春, 付超, 王毅

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 河北省保定市 071003)

A High-performance Nonlinear Control Strategy of Three-phase VSG Systems

MENG Jianhui, SHI Xinchun, FU Chao, WANG Yi

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Baoding 071003, Hebei Province, China)

ABSTRACT: To improve the response of the rectifier side when the inverter side of voltage sag generator (VSG) simulates that voltage sags, a novel high-performance control strategy based on nonlinear control was proposed. In the proposal an energy function which relative degree is two and reactive current component were considered as outputs. Then a full feedback linearization of the under-actuated three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier was obtained without model simplifications, thus avoiding zero dynamics of the system. The feedback regulation based on the energy function was used to improve the robustness against model parameter uncertainties. In addition, a simple open loop controller which can realize balanced and partial unbalanced voltage sags was designed for the inverter side of VSG according to the vector relationship of three-phase voltages. Digital simulation and practical experimental results show that the proposed control strategy has good performance in improving dynamic response when the VSG system voltage sags, guaranteeing fast regulation and stability of dc-bus voltage and achieving unity power factor control for input AC voltage.

KEY WORDS: voltage sag generator (VSG); pulse width modulation rectifier; complete feedback linearization; nonlinear control; feedback regulation

摘要: 为了提高电压跌落发生器在逆变侧模拟电网跌落故障时整流侧的响应速度, 提出一种基于非线性控制的高性能控制策略。通过将引入的相对阶为 2 的能量函数与无功电流分量作为输出, 在没有简化模型的基础上实现对三相脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 整流器这一欠驱动系统的完全精确反馈线性化, 避免了系统的零动态响应。在能量函数

的基础上增加一个反馈调节控制, 提高控制系统抵抗模型参数不确定性时的鲁棒性。此外, 针对电压跌落发生器(voltage sag generator, VSG)的逆变侧, 根据三相电压矢量关系图, 设计一种简单实现平衡跌落与部分不平衡跌落故障的开环控制器。仿真对比及实验结果表明, 所提控制策略能够提高 VSG 系统在电压跌落时的动态响应速度, 保证直流母线电压的快速稳定调节, 同时使网侧单位功率因数运行, 具有显著的优越性。

关键词: 电压跌落发生器; 脉宽调制整流器; 完全反馈线性化; 非线性控制; 反馈调节

0 引言

风能、太阳能等可再生能源的大量接入, 在一定程度上影响到电力系统的安全稳定运行, 尤其是当电网发生短时故障的情况下, 因此电网运营商要求分布式发电系统并网时必须具备低电压穿越的能力^[1-2]。但是, 由于电网故障的不可预测及不可操作性, 需要特定的设备来模拟电网的不同故障, 基于电力电子变换的电压跌落发生器(voltage sag generator, VSG)因其形式灵活、功能强大而受到广泛的关注^[3-4]。

VSG 的拓扑通常采用前级为三相电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器, 后级为三相 PWM 逆变器的背靠背对称结构, 其在模拟电网电压跌落时本身应具备较好的稳态和暂态特性, 以满足分布式发电系统的低电压穿越测试要求。前级 PWM 整流器的控制目标, 一是实现直流母线电压在稳态尤其是暂态下的快速稳定, 二是实现网侧单位功率因数运行^[5]。后级 PWM 逆变器的控制目标是模拟电网的各种故障类型, 主要包括平衡跌落与不平衡跌落故障两种^[6-7], 可以采用直接给定的开环控制方法以提高逆变侧的响应速度, 其控

基金项目: 国家自然科学基金项目(51277072, 50977028); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(13MS74)。

Project Supported by National Nature Science Foundation of China (51277072, 50977028); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (13MS74).

制器的设计较为简单。当逆变侧模拟电网电压跌落故障时, VSG 系统功率会发生很大的变化, 前级 PWM 整流器会受到严重考验, 其控制策略的优劣将直接影响到整个 VSG 控制系统的性能。在传统的三相 PWM 整流器的控制系统设计中, 通常采用电流内环、电压外环的级联式双闭环控制结构^[8-12]。文献[11-12]从理论上对采用这种结构的成因进行了完整的分析与解释, 由电压环的误差作为电流环的给定, 在调节有功电流的同时达到稳定直流母线电压的效果, 其直流电压控制响应速度较慢, 会直接影响到整流器在逆变侧发生给定电压跌落时的响应速度, 因此对于 VSG 中整流器控制系统的设计需要深入研究。

三相电压型 PWM 整流器模型本身具有非线性、多输入多输出及欠驱动的特性, 因此基于非线性控制理论的方法成为近年来研究的热点之一^[13-20]。文献[13-14]在模型简化的基础上实现了系统的输入-输出线性化, 避免了零动态的产生; 文献[15]利用微分几何理论及整流器的非线性模型, 提出了其状态反馈精确线性化非线性控制策略, 较好地实现了整流器的解耦控制; 文献[18]在对反馈线性化方法进行综述分析的基础上, 建立了一种由直流电压误差和负载电流误差并行的直接控制方法, 在简化控制和减少计算变量的同时, 提高了直流电压在负载大范围扰动下的响应速度; 文献[19]针对电压外环控制的抗扰性能不佳问题, 通过构造非线性状态误差反馈函数, 提出了整流器的自抗扰控制策略, 获得了较好的稳态和动态性能。

本文在上述文献的基础上, 通过引入能量函数作为系统输出变量之一, 在不简化系统模型的条件, 实现了对 PWM 整流器模型的完全反馈线性化。在此基础上, 提出一种基于非线性控制的高性能控制策略, 实现了对直流母线电压的快速控制, 提高了系统在暂态情况下的响应速度。针对 VSG 的逆变侧, 根据故障情况下三相交流电压的矢量关系图, 设计一种简单易行的开环控制器, 能够实现平衡跌落与不平衡跌落故障。最后, 搭建 VSG 系统的 Matlab/Simulink 仿真模型及实验平台, 将所提控制算法与传统双环级联的控制算法进行仿真对比及物理实验验证, 表明所提控制算法具有良好的稳态和暂态性能。

1 系统的建模

基于两端均为电压型换流器的 VSG 电路拓扑

结构如图 1 所示。图中: e_a 、 e_b 、 e_c 分别为整流侧三相交流输入电压; L_1 、 L_2 分别为整流侧和逆变侧滤波电感; R_1 、 R_2 分别为整流侧和逆变侧等效电阻; i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 分别为整流侧三相交流输入电流; C_{dc} 、 u_{dc} 分别为直流母线滤波电容和直流母线电压; i_{dc} 为流向逆变侧的电流; i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 分别为逆变侧三相交流输出电流。此外, 负载可以接有源负载或无源负载。

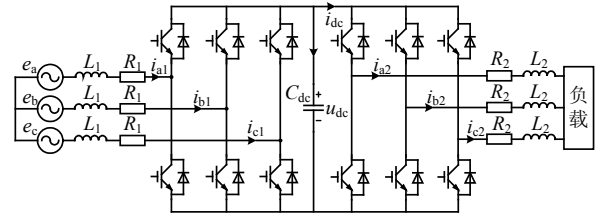


图 1 VSG 主电路拓扑图

Fig. 1 Power circuit topological diagram of VSG

由于前后两级的换流器拓扑结构相同, 故只需分析一侧即可, 以前级的三相电压型 PWM 整流器为例来建立系统的数学模型。在 dq 同步旋转坐标系下, PWM 整流器的数学模型可表示^[21]为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_d}{dt} = -R_1 i_d + \omega L_1 i_q - s_d u_{dc} + e_d \\ L_1 \frac{di_q}{dt} = -R_1 i_q - \omega L_1 i_d - s_q u_{dc} + e_q \\ C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (s_d i_d + s_q i_q) - i_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

其中 e_d 、 i_d 、 s_d 和 e_q 、 i_q 、 s_q 分别表示 d 、 q 轴的三相交流输入电压、电流及开关函数, 且当三相电网电压平衡时 $e_q=0$ 。

2 VSG 前级整流器的控制策略

2.1 输入输出反馈线性化

在对三相 PWM 整流器进行反馈线性化之前, 首先对“欠驱动系统、自由度和零动态”等相关概念进行说明^[12,22]。所谓欠驱动系统指的是控制输入数目小于自由度的系统, 其特点是可用较少的控制输入来确定其在比控制输入空间维数大的位形空间内运动; 自由度表示能描述系统运动状态的独立变量个数; 而零动态则指由输入-输出线性化状态反馈导致的不可观动态; 驱动变量是指在控制输入激励下, 可以直接实现稳定控制的状态变量; 欠驱动变量则指控制输入并不直接激励, 而仅由系统零动态影响的状态变量。根据上面的定义及 dq 旋转坐标系下的数学模型, 可以知道 PWM 整流器的控制输入为 s_d 和 s_q , 而系统的输出独立变量为有功电

流 i_d 、无功电流 i_q 及直流电压 u_{dc} ，自由度为 3。即其控制输入个数小于系统自由度，则 PWM 整流器是一个欠驱动系统。

在对 PWM 整流器的控制系统进行设计时，通常选择 i_d 、 i_q 为驱动变量， u_{dc} 为欠驱动变量，文献[11-12]对此选择的合理性进行了详细分析。由于不能通过坐标变换与状态反馈实现欠驱动系统完全精确反馈线性化，人们通常采用部分反馈线性化的方法进行控制器的设计^[23]。此时对 u_{dc} 的控制是间接控制，系统的响应较慢。为了能够对 PWM 整流器这一欠驱动系统实现完全精确反馈线性化，提高系统的稳态尤其是暂态下的控制性能，本文引入能量函数 W (相对阶相当于 2，表达式见下文 $c(x)$) 这一输出变量来直接控制 u_{dc} ，独立变量 i_q (相对阶为 1) 控制整流器网侧单位功率因数运行。

由式(1)可得多输入—多输出系统状态空间表达式的矢量矩阵形式为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}' = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{c}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{其中: } \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1}i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L_1} \\ -\frac{R_1}{L_1}i_q - \omega i_d + \frac{e_q}{L_1} \\ -i_{dc} / C_{dc} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = [g_1 \quad g_2] =$$

$$\begin{bmatrix} -u_{dc} / L_1 & 0 \\ 0 & -u_{dc} / L_1 \\ 3i_d / (2C_{dc}) & 3i_q / (2C_{dc}) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W \\ i_q \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{L_1}{2}(i_d^2 + i_q^2) + \frac{C_{dc}}{2}u_{dc}^2 \\ i_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x} = [i_d \quad i_q \quad u_{dc}]^T; \quad \mathbf{u} = [s_d \quad s_q]^T,$$

$$\mathbf{y} = [W \quad i_q]^T。$$

\mathbf{x} 、 \mathbf{y} 和 \mathbf{u} 分别为状态变量、输出变量及输入变量，引入 W 避免了零动态的产生。根据多输入—多输出系统的非线性反馈理论^[22]，可得 PWM 整流器完全反馈线性化的表达式为

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x})\{-\boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) + [u_{dc} \quad i_{eq}]^T\} \quad (3)$$

式中： $W'' = u_{dc}$ ； $i'_q = i_{eq}$ 。设 $e_q = e'_q = e'_d = 0$ ，则

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f c_1 & L_{g_2} L_f c_1 \\ L_{g_1} c_2 & L_{g_2} c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{L_1}(2R_1 i_d - e_d) - \frac{3i_d i_{dc}}{2C_{dc}} & \frac{2R_1 u_{dc} i_q}{L_1} - \frac{3i_q i_{dc}}{2C_{dc}} \\ 0 & -u_{dc} / L_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_f^2 c_1 \\ L_f c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2R_1^2}{L_1}(i_d^2 + i_q^2) - \frac{e_d}{L_1}(3R_1 i_d - e_d - \omega L_1 i_q) + \frac{i_{dc}^2}{C_{dc}} \\ -R_1 i_q / L_1 - \omega i_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

又 $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ 的行列式为

$$|\mathbf{E}(\mathbf{x})| = \frac{u_{dc}[C_{dc}u_{dc}(e_d - 2R_1 i_d) + \frac{3}{2}L_1 i_d i_{dc}]}{L_1^2 C_{dc}} \quad (6)$$

由于实际中 R_1 非常的小， $2R_1 i_d$ 相对于 e_d 可以忽略，故 $C_{dc}u_{dc}(e_d - 2R_1 i_d)$ 的值一直为正，在稳态情况下， i_d 和 i_{dc} 同方向，则 $(3/2)L_1 i_d i_{dc}$ 的值也为正；暂态情况下，有可能出现 i_d 与 i_{dc} 方向相反的情况，但此时电流的绝对值很小趋近于零，即 $(3/2)L_1 i_d i_{dc} \ll C_{dc}u_{dc}e_d$ 。因此， $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ 的行列式始终不等于零， $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ 为非奇异矩阵，则 $\mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x})$ 存在。

2.2 控制器的设计

直流母线电压 u_{dc} 是通过能量函数 W 进行控制的，令 $W_{err} = W - W_{ref}$ ，其中下标“ref”代表参考值，则动态跟踪误差为

$$W_{err}'' + k_1 W_{err}' + k_2 W_{err} = 0 \quad (7)$$

辅助输入控制变量 u_{dc} 为

$$u_{dc} = W_{ref}'' - k_1(W_{ref}' - W_{ref}') - k_2(W - W_{ref}) \quad (8)$$

又由能量函数 W 的定义、功率平衡及网侧单位功率因数运行可得

$$\begin{cases} W_{ref} = \frac{L_1}{2}(i_{dref}^2 + i_{qref}^2) + \frac{C_{dc}}{2}u_{dcref}^2 \\ W_{ref}' = p_{ref} = e_d i_{dref} - R_1(i_{dref}^2 + i_{qref}^2) - \frac{2}{3}u_{dcref} i_{dc} = 0 \\ i_{qref} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可得

$$W_{ref} = \frac{L_1}{2} \left[\sqrt{\left(\frac{e_d}{2R_1}\right)^2 - \frac{2u_{dcref} i_{dc}}{3R_1} - \frac{e_d}{2R_1}} \right]^2 + \frac{C_{dc}}{2}u_{dcref}^2 \quad (10)$$

为了提高控制系统抵抗模型参数不确定性时的鲁棒性，可以在能量参考函数 W_{ref} 的基础上增加一个反馈调节，如下式所示：

$$W_{refdyn} = W_{ref} - k_3(u_{dc} - u_{dcref}) - k_4 \int (u_{dc} - u_{dcref}) dt \quad (11)$$

式(11)中针对直流母线电压 u_{dc} 的反馈调节控制项主要用来纠正由于系统参数的不确定性带来的误差。因此控制器设计时可将式(11)中的 W_{refdyn} 代入式(8)中的 W_{ref} 。

通过上面的设计，对直流母线电压的调节不再

是通过外环依赖于电流误差的控制，而是利用直流电压动态直接控制输入变量，极大地提高了系统动态响应的快速性。并且设计的控制器具备反馈调节的功能，从而更好实现对直流母线电压的快速稳定控制。

整流器网侧的功率因数是通过 i_q 进行控制的，同样的定义跟踪误差 $i_{qerr}=i_q-i_{qref}$ ，其动态跟踪误差为

$$i'_{qerr} + k_5 i_{qerr} + k_6 \int i_{qerr} dt = 0 \quad (12)$$

根据上文可知 $i'_q = i_{eq}$ ，则

$$i_{eq} = i'_{qref} - k_5(i_q - i_{qref}) - k_6 \int (i_q - i_{qref}) dt \quad (13)$$

当设定 $i_{qref}=0$ 时，网侧单位功率因数运行。其中 $k_i(i=1\sim6)$ 为控制器参数，选择时应最大程度上保证被控量的快速稳定调节。

根据上文的分析与推导，可得 VSG 前级 PWM 整流器的控制结构如图 2 所示。图中：PLL 为锁相环； θ 为锁相环输出的角度； ω 为角频率。其中，直流侧采用电流传感器测量 i_{dc} ，可更快地检测到功率的变化，在一定程度上加快系统的动态响应速度，有助于取得更好的控制效果^[24-26]。

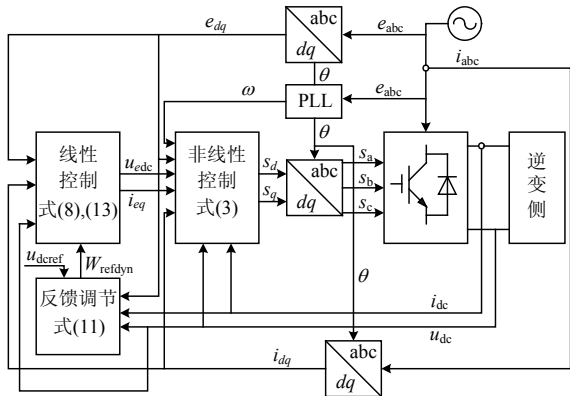


图 2 PWM 整流器控制框图
Fig. 2 Control diagram of PWM rectifier

3 VSG 后级逆变器的控制策略

电网电压跌落主要是由于系统的短路故障引起的，其形式主要有单相接地短路、两相相间短路、两相接地短路及三相接地短路 4 种故障类型，而这几种故障类型又可分为平衡跌落故障与不平衡跌落故障两种^[5-6]。本文以不含零序分量的三相平衡跌落故障与部分不平衡跌落故障为例来设计后级逆变器的控制器。

图 3 为平衡跌落与不平衡跌落故障下三相电压的矢量关系图。图中： U_a 、 U_b 、 U_c 为逆变器输出的

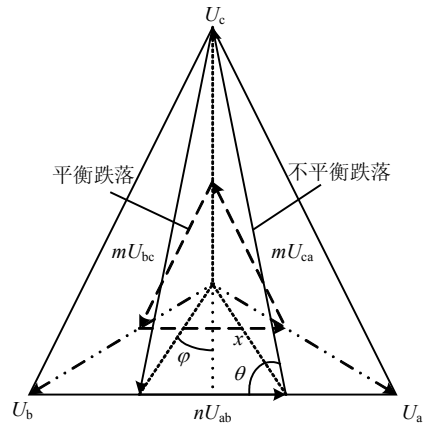


图 3 三相电压矢量图

Fig. 3 Vector diagram of three-phase voltage

交流相电压； θ 为线电压 U_{ab} 与 U_{ca} 的夹角； φ 和 x 为相电压 U_a 、 U_b 到中性点的角度与幅值。当发生三相平衡跌落故障时，各线电压均减小至原来的 $m(0 \leq m \leq 1)$ 倍，相角保持不变；当发生不平衡跌落故障时，各相电压的幅值和相角都会发生改变。以线电压 U_{ab} 跌落为例，当 U_{ab} 跌落至原来的 $n(0 \leq n \leq 1)$ 倍，为了保持中性点电压平衡， U_{bc} 和 U_{ca} 变为原来的 m 倍。

根据上面所述变量之间的向量关系及基尔霍夫定律可得

$$\begin{cases} \theta = \arctan(\sqrt{3}/n) \\ \varphi = \arctan(\sqrt{3}n) \\ x = \frac{nU}{2 \sin[\arctan(\sqrt{3}n)]} \\ m = \frac{n}{2 \cos[\arctan(\sqrt{3}/n)]} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} U_a(t) = \sqrt{2/3}nU \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = \sqrt{2/3}mU \sin(2\pi ft + \pi - \theta) \\ U_c(t) = \sqrt{2/3}mU \sin(2\pi ft - \pi + \theta) \end{cases} \quad (15)$$

其中 U 为线电压的有效值。可以看出，当 $m=n$ 时即为三相电压平衡跌落。根据上文的推导及分析可设计一个开环的逆变侧控制器，如图 4 所示。

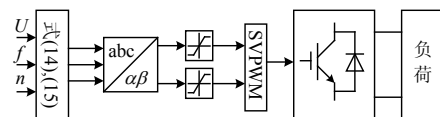


图 4 逆变侧控制框图

Fig. 4 Control diagram of inverter side

4 仿真分析及实验验证

4.1 仿真分析

针对 VSG 前级的 PWM 整流器，通常采用传统

3) VSG 进入稳态后, 由于在传统的级联控制模式下, 直流电压的改变是通过电流指令和实际电流之间的误差产生的, 要求电流内环控制选择较大的比例系数, 从而造成其超调且毛刺现象严重。

4) 逆变侧电压跌落到原来的 20% 时, 传统控制算法下直流母线电压最高上升到 540 V 左右, 经过 25 ms 调回设定值, 所提控制算法下直流母线电压最高升到 518 V 左右, 仅经过 5 ms 左右便调回到设定值, 实现了对直流母线电压的快速准确调节。由于跌落后系统的功率只有 0.54 kW 左右, 整流器网侧电流谐波较大, 两种控制算法下电流的响应速度基本一致, 且此时均有一定的无功产生, 但是相对于传统控制算法, 所提控制算法作用下的无功分量较小。

5) VSG 稳态运行下, 两种控制算法均可以实现单位功率因数运行, 但是传统控制算法在暂态及系统功率较小的情况下对无功分量 i_q 的控制没有所提控制算法优越。

图 8 为不对称跌落故障下两种控制算法的直流电压波形, 其响应特性与三相对称跌落故障时相似, 这是因为逆变侧不对称跌落与三相对称跌落两种不同的情况反映到 VSG 的整流侧仅为功率变化大小的不同。不对称跌落故障时, 传统控制算法下直流母线电压最高上升到 522 V 左右, 20 ms 左右达到稳定, 而所提控制算法下直流母线电压最高上升到 510 V, 经过 5 ms 左右达到稳定。此外, 由于逆

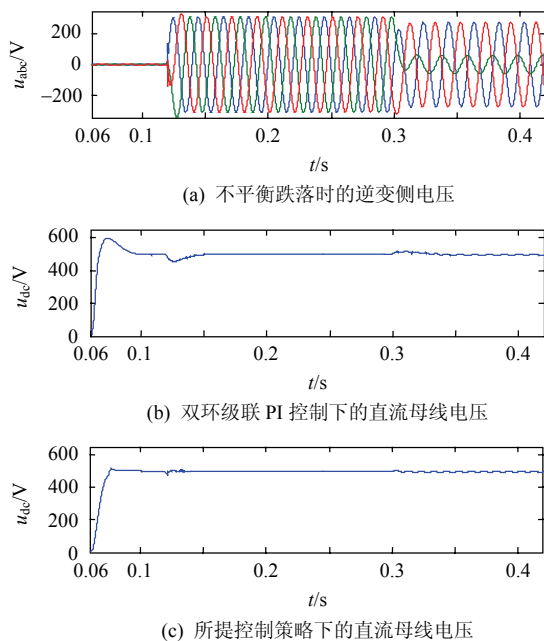


图 8 不平衡跌落故障下两种控制方法的直流电压比较

Fig. 8 Comparison of dc voltage between two control methods under single-phase voltage sags

变侧电压不对称跌落期间, 会产生负序分量, 进而造成直流母线电压中含有 2 倍频分量。

4.2 实验验证

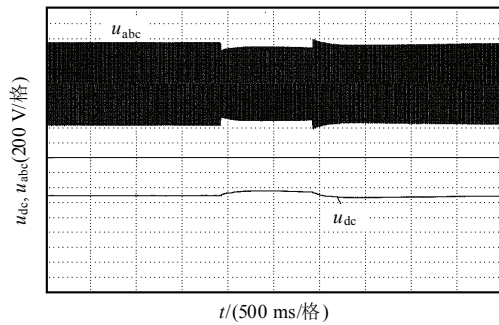
为了充分验证所提控制策略的有效性与优越性, 在额定容量为 50kVA 的 VSG 系统对上述两种控制策略进行对比实验。实验系统的主要参数为: 滤波电感 $L_1=L_2=4.2\text{mH}$; 滤波电容 $C_1=C_2=15\mu\text{F}$; 直流母线电容 $C_{dc}=9\,900\mu\text{F}$; 开关频率 $f_s=10\text{kHz}$; 负载电阻 $R=10\Omega$ 。核心控制器采用 TI 公司的 TMS320F28335, 功率开关管 IGBT 采用 Infineon 公司的 FF450R12ME4, 其驱动模块采用 Concept 公司的 2SC018T2A0-17, 实验波形的采集使用 Yokogawa 公司的 DL850 示波记录仪。此外, 为了简化 VSG 实际控制系统的开发过程, 根据已经搭建的 Matlab/Simulink 仿真模型, 利用 eZdsp 配置好 DSP 的资源及端口, 即可实现对仿真模型的快速控制程序代码的自动生成, 在极大缩短实验验证时间的同时, 最大程度上保证了系统仿真和实际应用的一致性。

VSG 后级逆变侧没有发生交流电压跌落, 即稳态运行时, 两种控制算法的效果基本相同, 均可以实现直流电压及整流器网侧单位功率因数运行, 限于篇幅不再给出实验结果。下文针对 VSG 暂态运行过程进行详细分析。

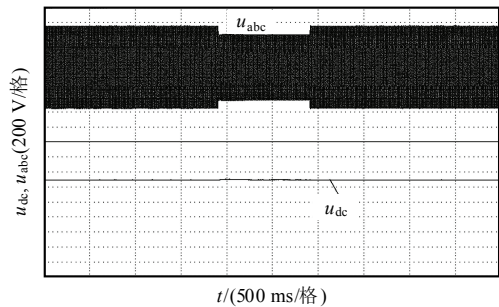
图 9 为传统双环级联控制及本文所提控制两种算法下逆变侧电压跌落与恢复的实验波形。传统控制算法下, 如图 9(a)所示, 将逆变侧交流线电压由 380 V 跌落到 80%, 并保持 1s 后恢复, 前后功率变化约 5 kW, 逆变侧交流电压进入新的稳态需要约 300 ms, 直流母线电压最高上升到 560 V 左右, 且跌落期间的调节速度很慢。而在所提控制算法下, 如图 9(b)所示, 此时直流母线电压仅变化了 6 V 左右, 跌落后的交流电压回到稳态时的时间仅为 20ms。需要说明的是, 由于受到实际装置中电容等参数与仿真不一致及其他方面的影响, VSG 运行在 80% 额定交流输出电压时直流母线电压的响应曲线与仿真时有所不同。此外为了设备的安全, 传统控制算法下没有试验跌落较深幅值的情况。

为了进一步验证所提控制算法的优越性, 测试了 VSG 系统的零电压跌落情况, 如图 9(c)所示, 其中 I_{abc} 表示逆变侧的输出电流, 此时 VSG 系统功率变化最大, 可以看出直流母线电压波动极小且恢复到设定值的速度很快。

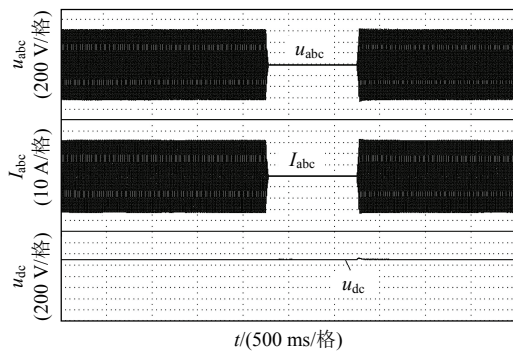
图 10 为本文所提控制算法下两相电压跌落到



(a) 传统控制下交流电压跌落到 80% 的波形图



(b) 所提控制算法下交流电压跌落到 80% 的波形图



(c) 所提控制算法下交流电压跌落到 0% 的波形图

图 9 两种控制算法下平衡跌落实验结果比较

Fig. 9 Comparison of Experimental results between two control methods under balanced voltage sags

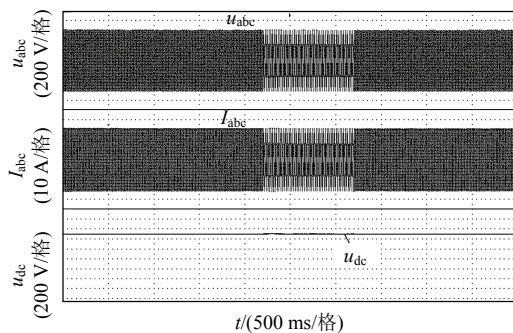


图 10 所提控制算法下不平衡跌落实验结果

Fig. 10 Experimental results under unbalanced voltage sag in the proposed method

50%的不平衡跌落实验波形图，此处测量所得是逆变侧的三相交流输出电压、电流以及直流母线电压。此时直流母线电压最高上升到 507 V，最低下降到 495 V，且直流电压恢复至设定值的时间较短。此外，可以看出在逆变侧交流电压不平衡跌落期

间，直流母线电压有轻微的波动，这是由于上面所述的 2 倍频分量引起的。由于本文所提控制算法能够实现对直流母线电压的快速控制，从而减小了 2 倍频波动的大小，在不平衡跌落故障下也能够保证直流母线电压的快速稳定，使 VSG 系统具有较高的性能。

以上实验充分验证了本文所提出的基于非线性控制的 VSG 系统具有良好的稳态和暂态特性。

5 结论

本文首先给出了 VSG 系统的组成结构，建立了 dq 同步旋转坐标系下 PWM 整流器的数学模型，并根据其模型本身具有的非线性、多输入多输出及欠驱动的特性，提出了一种基于非线性控制的高性能控制策略。其次，针对 VSG 后级逆变器，设计了一种简单易于实现平衡跌落故障与部分不平衡跌落故障的开环控制器。最后，在 Matlab/Simulink 环境下分别搭建了基于两种控制算法的 VSG 系统仿真模型，对两种控制算法的控制效果进行了仿真分析与物理实验验证。通过对提出的控制策略的原理和对比仿真实验分析，可以得出如下结论：

- 1) 通过引入能量函数 W 作为系统输出变量之一，并根据多输入-多输出非线性系统线性化原理，在没有简化模型的情况下，实现了对 PWM 整流器模型的完全反馈线性化，从而避免了内部动态过程。
- 2) 本文提出的基于非线性控制的策略能够提高 VSG 系统在电压跌落时的响应速度，保证直流母线电压的快速稳定调节，同时使网侧单位功率因数运行，其控制效果明显优于传统的双环级联控制模式。
- 3) 本文所提出的基于非线性控制的高性能控制策略具有适应性和可扩展性，可为相似拓扑结构(比如电压源型高压直流输电)的控制策略研究提供一定的基础。

参考文献

[1] 国家电网公司. Q/GDW 392-2009 风电场接入电网技术规定[S]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
State Grid Corporation of China. Q/GDW 392-2009 Technical rule for connecting wind farm into power grid [S]. Beijing: China Electric Power Press, 2010(in Chinese).

[2] 国家电网公司. Q/GDW 617-2011 光伏电站接入电网技术规定[S]. 北京: 中国电力出版社, 2011.
State Grid Corporation of China. Q/GDW 617-2011 Technical rule for photovoltaic power station connected to

- power grid[S]. Beijing: China Electric Power Press, 2011(in Chinese).
- [3] 胡书举, 李建林, 梁亮, 等. 风力发电用电压跌落发生器研究综述[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(2): 101-103. Hu Shuju, Li Jianlin, Liang Liang, et al. Review of voltage sag generator for wind power[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2): 101-103(in Chinese).
- [4] Senturk O S, Hava A M. A simple sag generator using SSRs[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2012, 48(1): 172-180.
- [5] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 49-112. Zhang Xing, Zhang Chongwei. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 49-112(in Chinese).
- [6] 张波, 颜湘武, 王树岐, 等. 基于 dq 变换的三相电压暂降生成方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 55-61. Zhang Bo, Yan Xiangwu, Wang Shuqi, et al. Method of three-phase voltage sag forming based on dq transformation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10): 55-61(in Chinese).
- [7] Eloy-Garcia Carrasco J, Tena J M, Ugena D, et al. Testing low voltage ride through capabilities of solar inverters [J]. Electric Power Systems Research, 2013, 96(6): 111-118.
- [8] 汪万伟, 尹华杰, 管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 67-72. Wang Wanwei, Yin Huajie, Guan Lin. Parameter setting for double closed-loop vector control of voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 67-72(in Chinese).
- [9] 王久和, 李华德, 王立明. 电压型 PWM 整流器直接功率控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 54-60. Wang Jiuhe, Li Huade, Wang Liming. Direct power control system of three phase boot type PWM rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 54-60(in Chinese).
- [10] Wu X H, Panda S K, Xu J X. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase PWM boost rectifiers under generalized supply voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1800-1810.
- [11] Lee T S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 11-22.
- [12] 张晓华, 郭源博, 周鑫, 等. PWM 整流器的欠驱动特性与非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 85-92. Zhang Xiaohua, Guo Yuanbo, Zhou Xin, et al. Underactuated property and nonlinear control for PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(33): 85-92(in Chinese).
- [13] Lee D C, Myoung G, Lee K D. DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 826-833.
- [14] Ye Yang, Kazerani M, Quintana V H. Modeling, control and implementation of three-phase PWM converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 857-864.
- [15] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 97-103. Deng Weihua, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. The research of decoupled state variable feedback linearization control method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 97-103(in Chinese).
- [16] 杨培志, 张晓华, 陈宏钧. 三相电压型 PWM 整流器模型准线性化[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 28-35. Yang Peizhi, Zhang Xiaohua, Chen Hongjun. Study of model quasi-linearization of three-phase voltage-type PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 28-35(in Chinese).
- [17] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚. 三相 PWM 整流器混合非线性控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(12): 30-35. Shuai Dingxin, Xie Yunxiang, Wang Xiaogang. Novel hybrid nonlinear control method for three-phase PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(12): 30-35(in Chinese).
- [18] 张平化, 杨贵杰, 李铁才. 三相 PWM 整流器的反馈线性化直接电压控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 39-46. Zhang Pinghua, Yang Guijie, Li Tiecai. Direct voltage control of three-phase PWM rectifiers based on feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 39-46(in Chinese).
- [19] 郭源博, 周鑫, 张晓华, 等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 87-93. Guo Yuanbo, Zhou Xin, Zhang Xiaohua, et al. Auto-disturbance rejection control for three-phase voltage-type PWM rectifier[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 87-93(in Chinese).
- [20] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 90-126. Wang Jiuhe. Nonlinear control of voltage-source PWM

- rectifiers[M]. Beijing: China Machine Press, 2008: 90-126(in Chinese).
- [21] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1997, 12(1): 116-123.
- [22] Alberto Isidori. 非线性控制系统[M]. 王奔, 庄圣贤, 译. 北京: 电子工业出版社, 2005: 172-228. Alberto Isidori. Nonlinear control systems[M]. Wang Ben, Zhuang Shengxian, translated. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 172-228(in Chinese).
- [23] Spong M W. Partial feedback linearization of underactuated mechanical systems[C]//Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Munich, Germany: IEEE, 1994: 314-321.
- [24] 郎永强, 徐殿国, HAD IANAMREI S R, 等. 三相电压型 PWM 整流器的一种改进前馈控制策略[J]. 电机与控制学报, 2006, 10(2): 160-163,170. Lang Yongqiang, Xu Dianguo, HAD IANAMREI S R, et al. Improved feedforward control of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2006, 10(2): 160-163,170(in Chinese).
- [25] 方天治, 阮新波, 肖岚, 等. 一种改进的分布式逆变器并联控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 30-36. Fang Tianzhi, Ruan Xinbo, Xiao Lan, et al. An improved distributed control strategy of parallel inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 30-36(in Chinese).
- [26] 王晗, 张建文, 蔡旭. 一种 PWM 整流器动态性能改进控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(S): 194-202. Wang Han, Zhang Jianwen, Cai Xu. An improved control method of the dynamic ability for PWM rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(S): 194-202(in Chinese).



孟建辉

收稿日期: 2013-05-08。

作者简介:

孟建辉(1987), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术、新能源发电与电力系统, mengjianhui2008@163.com;

石新春(1950), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为新型功率变换技术、现代电能质量、高频电源技术、SVC 及光伏并网发电技术等;

付超(1979), 男, 博士, 讲师, 研究方向为新能源发电、电力电子技术在电力系统中的应用;

王毅(1977), 男, 博士后, 副教授, 研究方向为风力发电并网控制技术、电力电子技术在电力系统中的应用等。

(责任编辑 吕鲜艳)