

带恒功率负荷的直流微电网母线电压稳定控制策略

李玉梅^{1,2}, 查晓明¹, 刘飞¹, 孙建军¹

(1. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072; 2. 海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘要: 呈现负阻特性的恒功率负荷与分布式电源接入变换器级联容易导致系统出现振荡, 给直流微电网稳定运行带来隐患。通过建立带恒功率负荷变换器在平衡点的小信号模型, 推导变换器占空比与母线电压的传递函数, 并从理论上分析传统PI控制器不能提高系统稳定性的原因, 进而提出一种提高直流微电网母线电压稳定性的新型控制策略。通过绘制闭环系统的根轨迹图, 分析控制器各参数的变化对系统稳定性的影响。以两源两负荷的直流微电网为例, 建立MATLAB/Simulink仿真模型, 仿真结果表明孤岛和并网运行下采用所提控制策略均可以保证直流微电网稳定运行。

关键词: 微电网; 直流微电网; 恒功率负荷; 振荡; 稳定性; 控制; 电压控制

中图分类号: TM 712

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.08.011

0 引言

近年来传统化石能源日趋枯竭, 世界各国大力发展可再生能源。微电网是将分布式能源、负荷、储能装置及能量变换装置等集成而形成的一个可控单元, 是微型化、模块化发电装置与低压分布式电网结合的产物, 其在提高可再生能源利用率、缓解能源需求与环境保护之间的矛盾、提高供电的安全性和可靠性等方面具有重要的意义。它作为一个独立的整体, 既可以并网运行, 也可以孤岛运行。从结构上分类, 微电网可以分为交流微电网和直流微电网。交流微电网可以利用现有的交流系统结构, 但并网时与大电网的同频同相控制实现起来比较复杂, 稳定性问题也比较复杂^[1-2]。由于大多数可再生能源(如光伏、燃料电池)和储能装置都是直流的, 现代化的电子负载如计算机、数据中心、通信设备等都是利用直

流供电, 大多数电机驱动也需要直流供电(变频电机用直流供电可以省掉整流电路), 而且由于没有集肤效应, 直流电缆比交流电缆的传输容量更大, 因此从效率、体积和成本上而言, 直流微电网结构都要优于交流微电网结构。但是, 直流微电网也存在自身的稳定性问题, 尤其是当直流微电网中存在大功率的恒功率负荷(CPL)时, 可能会引起直流母线的不稳定^[3-9]。

现有的一些文献对直流微电网母线电压不稳定机理做了分析, 并提出了一些提高稳定性的措施^[10-16], 其中文献[11]中提出在源侧变换器与恒功率负荷之间增加无源阻尼装置来提高系统的稳定性, 但这种方法会增大系统的体积和损耗; 因此文献[9]中提出把直流微电网看成一个整体, 通过与交流大电网的接口变换器的控制器增加有源阻尼信号来改变变换器的等效阻抗, 这种方法不需要改变原有系统结构, 通过选取合适的控制器参数就可以极大改善系统的稳定性, 但是没有考虑当直流微电网孤岛运行时, 并网变换器不参加运行, 系统的稳定控制问题; 文献[12]针对于带恒功率负荷的DC/DC变换器, 通过在输出

收稿日期: 2014-02-11; 修回日期: 2014-06-20

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51277137)

Project supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China(51277137)

Hybrid areal oscillation control strategy of AC-DC power system

MA Yanfeng¹, DU Jianglong^{1,2}, ZHAO Shuqiang¹

(1. Department of Electrical Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;

2. Tianjin Electric Power Corporation, Tianjin 300072, China)

Abstract: The sensitivity of mode damping ratio to generator active power or DC line active power is calculated to obtain the critical generators or DC lines participating in the oscillation mode, based on which, a hybrid control strategy consisting of the generator power output regulation and the DC power transmission adjustment is proposed to suppress the areal power oscillation of large power grid. An 8-generator AC-DC power system is built in DIgSILENT and the simulative results are compared between with and without the implementation of the proposed strategy, which shows that, with the proposed strategy, the areal oscillation of AC-DC power system is effectively suppressed and the system stability is enhanced.

Key words: AC-DC power system; damping ratio; sensitivity analysis; oscillation; control; DIgSILENT; stability; genetic algorithms

电压的控制环中引入电感电流反馈来实现有源阻尼,可以有效抑制恒功率负荷引起的不稳定问题,但只研究了单源单负荷的级联系统。本文兼顾直流微电网并网和孤岛稳定运行需求,以储能装置接入变换器为控制对象来研究提高直流微电网母线电压稳定性的措施。

1 带恒功率负荷的 Buck 变换器的控制策略

1.1 带恒功率负荷的级联系统

典型的直流微电网结构如图 1 所示,其中包含了大量的电力电子变换装置。当负荷侧变换器与负荷一起工作于恒功率工况时,与源侧变换器级联就会引起不稳定问题。在图 1 所示的典型直流微电网中,通常含有多个分布式电源和多个恒功率负荷(一个典型的直流微电网大概含有 75%~80% 的恒功率负荷,20%~25% 的阻性负荷^[10],阻性负荷可以提供正阻尼)。

图 1 中直流微电网直流母线电压的稳定是微电网正常运行的关键。直流微电网的电压稳定可以定义为:当系统受到干扰时,将直流母线电压保持在一定范围内(电压波动不超过额定值的 ±5%)的能力^[17]。分布式能源通常需要经过变换器接入直流微电网,而负载通常也需要变换器来实施控制,以最常用的直流分布式能源经过 Buck 变换器接入直流母线为例,负荷包括阻性负荷和恒功率负荷,作为一个简化的直流系统来研究系统的稳定性,如图 2 所示。图中, R_L 为等效线路电阻, L 为滤波电感, C 为稳压电容, R_1 代表阻性负荷, E 为分布式能源的电压, i_L 为电感电流, u_C 为电容电压,工作于恒功率工况下的负荷及负荷侧变换器一起以电流源 i_{CPL} 来表征, $i_{CPL} = P_L / u_C$, P_L 为恒功率负荷的功率。

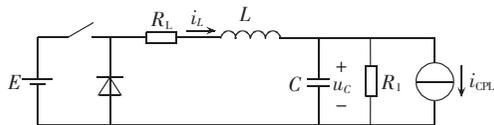


图 2 带有恒功率负荷的级联系统
Fig.2 DC system with CPL

图 2 所示电路的状态空间平均模型为:

$$\begin{cases} \frac{L di_L}{dt} = d(t)E - i_L R_L - u_C \\ \frac{C du_C}{dt} = i_L - \frac{P_L}{u_C} - \frac{u_C}{R_1} \end{cases} \quad i_L \geq 0, u_C > \varepsilon \quad (1)$$

其中, $d(t)$ 为开关管的占空比函数; ε 为一个比较小的正数。由于恒功率负荷的存在,这是一个典型的非线性系统。 $d(t) = D$ 时,由式(2)计算出系统的平衡点 (I_L, U_{dc}) :

$$\begin{cases} -R_L i_L - u_C + DE = 0 \\ i_L - \frac{1}{R_1} u_C - \frac{P_L}{u_C} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

求解上式方程组可得:

$$\begin{cases} u_C = U_{dc} = \frac{R_1 DE + \sqrt{R_1^2 (DE)^2 - 4P_L R_1 (R_L + R_1)}}{2(R_L + R_1)} \\ i_L = I_L = \frac{DE - U_{dc}}{R_L} \end{cases}$$

即为式(1)非线性系统的平衡点。

如果进行开环控制,即 $d(t) = \hat{d} + D$,设其平衡点为 (I_L, U_{dc}) ,令 $x_1 = \hat{i}_L = i_L - I_L, x_2 = \hat{u}_C = u_C - U_{dc}$,系统在小信号模型为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{\hat{d}E}{L} - \frac{R_L}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{R_1 C} x_2 - \frac{P_L x_2}{CU_{dc}(x_2 + U_{dc})} \end{cases} \quad (3)$$

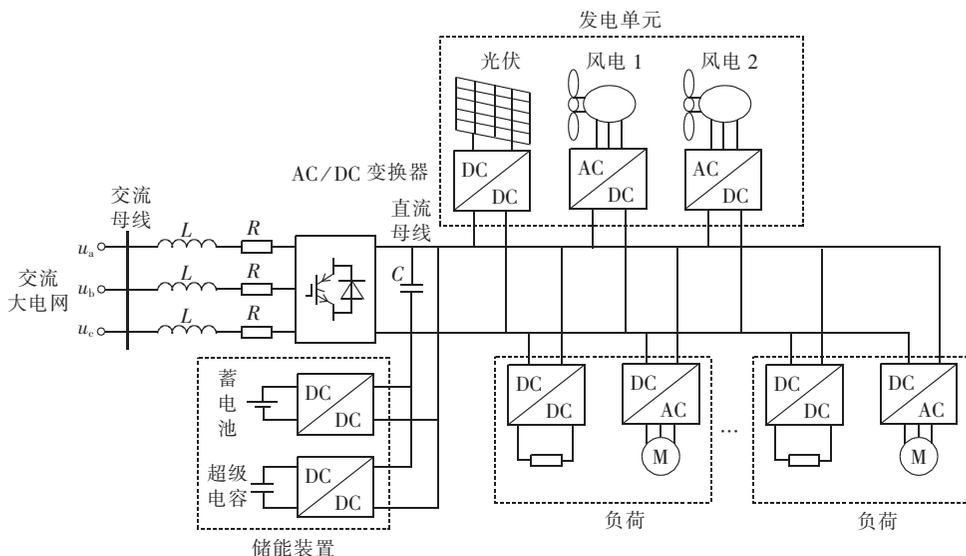


图 1 直流微电网结构
Fig.1 Structure of DC microgrid

对上式在平衡点进行线性化,得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{\hat{d}E}{L} - \frac{R_L}{L}x_1 - \frac{1}{L}x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{R_1C}x_2 + \frac{P_L}{CU_{dc}^2}x_2 \end{cases} \quad (4)$$

结合图 2 和式(4)可以看出,恒功率负荷可以看作阻值为 $-U_{dc}^2/P_L$ 的负电阻。令 $R=R_L//(-U_{dc}^2/P_L)$, 根据式(4)可画出系统模型方框图如图 3 所示。

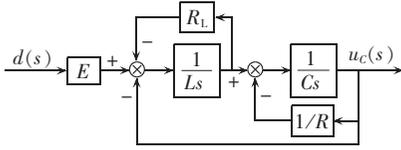


图 3 级联系统模型方框图

Fig.3 Block diagram of system model

可以得到电容电压与占空比的传递函数为:

$$H(s) = \frac{\hat{u}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{E}{LC} \left/ \left[s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{R_L}{L} \right) s + \left(\frac{1}{LC} + \frac{R_L}{L} \frac{1}{RC} \right) \right] \right. = \frac{k}{s^2 + a_1s + a_2} \quad (5)$$

$$a_1 = \frac{1}{RC} + \frac{R_L}{L}, \quad a_2 = \frac{1}{LC} + \frac{R_L}{L} \frac{1}{RC}, \quad k = \frac{E}{LC}$$

根据李雅普诺夫稳定理论可知,非线性系统在平衡点稳定的条件是所有特征根的实部为负。等价于 $a_1 > 0, a_2 > 0$, 整理为:

$$\begin{cases} P_L < \frac{R_L}{L} CU_{dc}^2 + \frac{U_{dc}^2}{R_1} \\ P_L < \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} \right) U_{dc}^2 \end{cases} \quad (6)$$

恒功率负荷的大小满足上面的不等式,系统在平衡点是稳定的,因为 R_L 为线路电阻,比较小, L 和 C 通常为一个数量级,一般满足式(6)中第一个不等式,第二个不等式也会成立。由第一个不等式可以看出:系统带恒功率负荷保持稳定的能力与 R_L, L, C 以及阻性负荷的大小 R_1 有关系。 L 的选取通常取决于电流、开关频率的大小, C 的选取通常取决于输出直流电压的大小及电压波动的要求。增大 R_L 、减小 R_1 都可以提高系统带恒功率负荷的能力。

如果不计 R_L 的影响,则系统平衡点稳定的充要条件为 $P_L < U_{dc}^2/R_1$, 即恒功率负荷要小于恒电阻负荷。也即如果系统只有恒功率负荷,开环运行必定是不稳定的。提高系统稳定性可以通过串联线路阻抗、增大电容 C 、安装储能装置等硬件措施实现;也可以采用控制手段来实现,比如有源阻尼法(虚拟电阻)、边界控制器、反馈精确线性化控制等。

1.2 采用 PI 控制器的稳定性分析

如果采用传统的 PI 控制器,控制策略为:

$$d(t) = k_p(U_{dref} - u_c) + k_i \int_0^t (U_{dref} - u_c) dt \quad (7)$$

其中, k_p, k_i 分别为比例、积分系数; U_{dref} 为直流侧参考电压。

则有:

$$G_{PI}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (8)$$

闭环控制框图如图 4 所示。

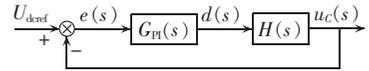


图 4 闭环系统方框图

Fig.4 Block diagram of closed-loop system

闭环传递函数为:

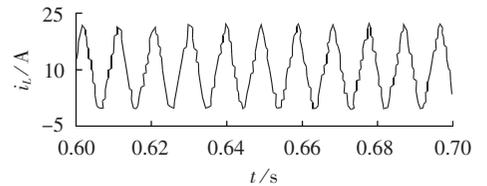
$$G(s) = \frac{G_{PI}(s)H(s)}{1 + G_{PI}(s)H(s)} = \frac{k(k_p s + k_i)}{s^3 + a_1s^2 + (a_2 + k k_p)s + k k_i} \quad (9)$$

利用劳思判据可得到系统的稳定条件为:

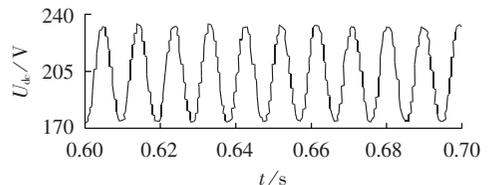
$$P_L < \left(\frac{1}{R_1} - \frac{CEk_i}{1 + k_p E} \right) U_{dc}^2 \quad (10)$$

与开环控制稳定的条件 $P_L < U_{dc}^2/R_1$ 相比,采用传统 PI 控制后,系统稳定的条件不仅受制于恒电阻负荷,而且还与 PI 参数有关,由于 $CEk_i/(1 + k_p E) > 0$, 因此采用 PI 控制,系统的稳定条件更加苛刻,所以采用传统的 PI 控制不能提高式(1)所描述系统的稳定性。

假设 $E=400 \text{ V}, R_1 = \infty, L=39.5 \text{ mH}, C=501 \text{ }\mu\text{F}, P_L=2000 \text{ W}, U_{dc}=200 \text{ V}, k_p=0.1, k_i=0.01$ 。建立图 2 的 MATLAB/Simulink 仿真模型,仿真波形如图 5 所示,电感电流和电容电压发生振荡,而不是稳定在平衡点(200,5)上。



(a) 电感电流波形



(b) 电容电压波形

图 5 采用 PI 控制器时仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of PI controller

PI 控制器参数 k_p 和 k_i 变化的根轨迹如图 6 所示,闭环系统有 1 个负实根、2 个正实部复根。随着 k_p 的增大,2 个复根实部变小但不会为负;随着 k_i 的增大,2 个复根的实部由零变大。所以从根轨迹的变化趋势上也可以看出,采用 PI 控制器系统在平衡点是不会稳定的。

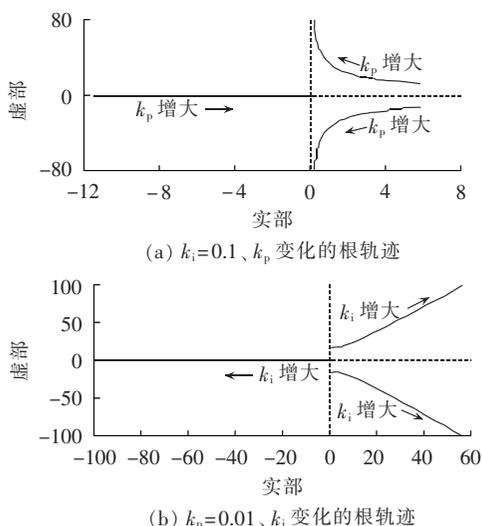


图 6 PI 参数变化时的系统根轨迹图

Fig.6 System root locus charts vs. PI parameters

1.3 采用 PID 控制器系统的稳定性分析

采用 PID 控制器,传递函数为:

$$G_{\text{PID}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (11)$$

其中, k_d 为高通滤波器的增益。

对应于图 4 所示系统的闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{k(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{s^3 + (a_1 + k k_d) s^2 + (a_2 + k k_p) s + k k_i} \quad (12)$$

不计及 R_L 的影响,系统在平衡点稳定的条件是:

$$P_L < \frac{U_{\text{dc}}^2}{R_1} + \frac{k_d E}{L} U_{\text{dc}}^2 - \frac{C E k_i}{1 + E k_p} U_{\text{dc}}^2 \quad (13)$$

即使没有电阻负荷,即 $R_1 = \infty$,只有恒功率负荷,也可以通过选取合适的 k_d 值,使系统工作于稳定状态,值得注意的是,虽然 k_i 会降低系统带恒功率负荷的能力,但积分环节的存在有助于消除系统静态跟踪误差。

其他仿真参数与 1.2 节相同,增加微分环节 $k_d = 0.1$,仿真波形如图 7 所示。电感电流和电容电压都稳定在平衡点上。

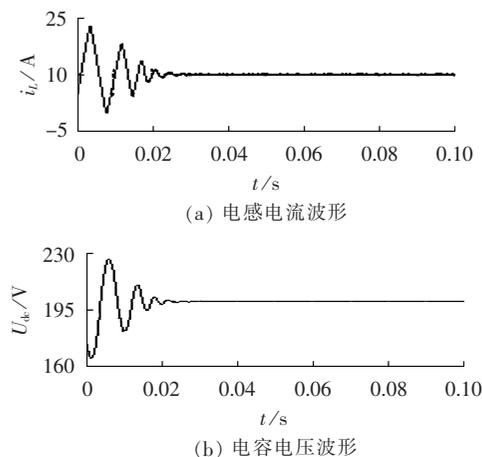
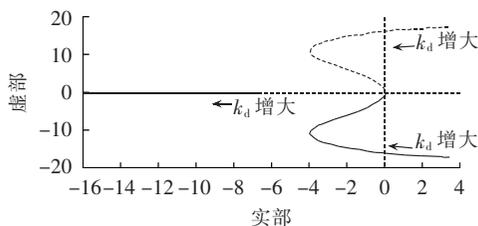


图 7 采用 PID 控制器时仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of PID controller

$k_p = 0.1, k_i = 0.01, k_d$ 变化时的闭环系统根轨迹如图 8 所示。随着 k_d 的增大,一对复根实部由正变负,负实根也越来越小;但 k_d 大于一定的值后,复根实部会越来越大,系统的稳定性降低。

图 8 k_d 变化时闭环系统的根轨迹图Fig.8 Chart of closed-loop system root locus vs. k_d

2 采用新型控制器系统的稳定性分析

PID 控制器中的微分环节虽然可以提高带恒功率负荷的级联系统的稳定性,但会放大噪声,而电力电子变换器中会产生很多高次谐波,所以很少采用微分环节,对微分环节进行改进,采用高通滤波器来代替,控制器的传递函数为:

$$G_{\text{PIH}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{s + \omega_c} \quad (14)$$

其中, ω_c 为高通滤波器的截止频率。

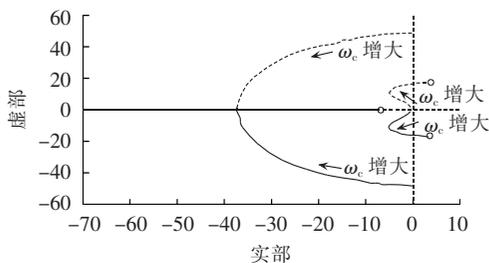
这里可以采用低通滤波器来实现高通滤波器,控制器的传递函数写为:

$$G_{\text{PIH}}(s) = k_p + k_d + \frac{k_i}{s} - \frac{k_d \omega_c}{s + \omega_c} \quad (15)$$

系统的闭环传递函数为:

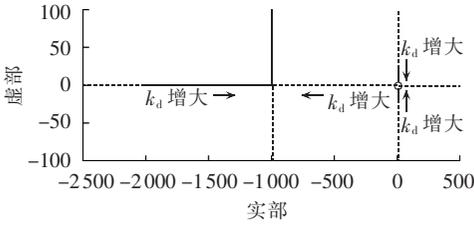
$$G(s) = k [(k_p + k_d) s^2 + (k_p \omega_c + k_i) s + k_i \omega_c] \div [s^4 + (a_1 + \omega_c) s^3 + (a_1 \omega_c + a_2 + k k_p + k k_d) s^2 + (a_2 \omega_c + k k_p \omega_c + k k_i) s + k k_i \omega_c] \quad (16)$$

$k_p = 0.1, k_i = 0.01, k_d = 0.1, \omega_c$ 变化时的根轨迹如图 9 所示。系统有 1 对离原点比较近的复根和 1 对离原点比较远的复根(随着 ω_c 的增大变成 2 个负实根),当 ω_c 大于一定的值时,原点附近的复根实部会变正,系统不稳定。

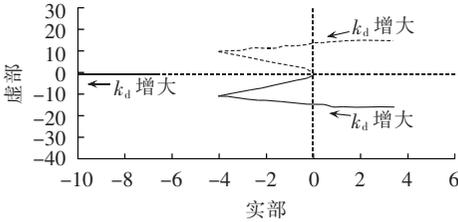
图 9 ω_c 变化时闭环系统的根轨迹图Fig.9 Chart of closed-loop system root locus vs. ω_c

$\omega_c = 1000 \text{ rad/s}, k_d$ 变化时的根轨迹如图 10 所示,图(b)为图(a)原点附近的放大图,离原点比较远的 2 个根随着 k_d 的变化停留在左平面;原点附近的 2 个根随着 k_d 的增大由右半平面到达左半平面,但

当增大到一定值时,又会从左半平面返回到右半平面。



(a) k_d 变化时根轨迹



(b) 根轨迹在原点附近的放大图

图 10 k_d 变化时闭环系统的根轨迹图

Fig.10 Chart of closed-loop system root locus vs. k_d

3 直流微电网的母线电压稳定控制策略

以图11所示的两分布式能源、两恒功率负荷组成的直流微电网为例,需要有变换器工作于恒压控制来稳定直流母线电压。假定源侧变换器1采用本文提出的新型控制器,工作于电压控制模式,用来稳定直流母线电压;源侧变换器2工作于恒功率或恒电流输出。

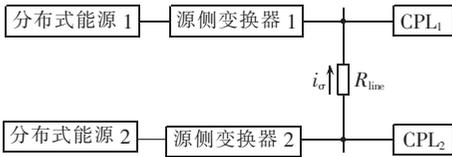


图 11 两源两负荷直流微电网

Fig.11 Two-generator two-load DC microgrid

对于源侧变换器1,有:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = d(t)E - i_L R_L - u_C \\ C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{P_L}{u_C} - \frac{u_C}{R_1} - i_g \end{cases} \quad (17)$$

其中,直流母线电流 $i_g = \frac{u_{C2} - u_{C1}}{R_{line}}$ 可以看作是对源侧变换器1的干扰信号,对应的系统框图如图12所示。

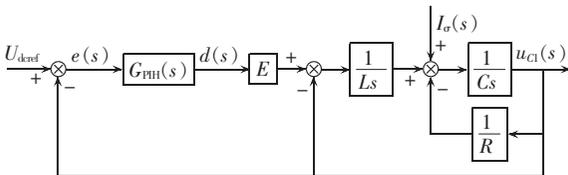


图 12 源侧变换器1的系统框图

Fig.12 Block diagram of generator-side converter 1

i_g 与母线电压稳态误差 $e = U_{dref} - u_{C1}$ 的传递函数为:

$$\begin{aligned} \frac{e(s)}{I_g(s)} = & -\frac{s^2}{C} (s + \omega_c) / \left[s^4 + \left(\frac{1}{RC} + \omega_c \right) s^3 + \right. \\ & \left. \left(\frac{\omega_c}{RC} + \frac{1}{LC} + k k_p + k k_d \right) s^2 + \right. \\ & \left. \left(\frac{\omega_c}{LC} + k k_p \omega_c + k k_i \right) s + k k_i \omega_c \right] \end{aligned} \quad (18)$$

其为 II 型系统,因此对于形如冲激、阶跃以及斜坡的 $i_g(t)$ 信号的稳态误差都是零,即恒功率负荷和源侧变换器2输出电流的变化不会影响直流母线电压的跟踪控制精度。

源侧变换器2采用电流控制模式,维持输出电流为恒定,直流母线电压不变时,也等效为恒功率控制,控制框图如图13所示。

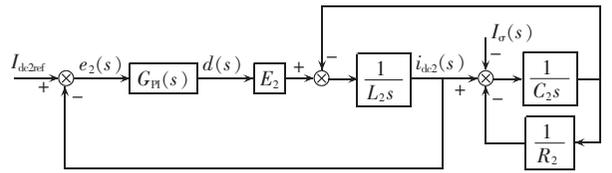


图 13 源侧变换器2的系统框图

Fig.13 Block diagram of generator-side converter 2

直流母线电流 i_g 与源侧变换器2输出电流的跟踪误差 $e_2(s)$ 的传递函数为:

$$\begin{aligned} \frac{e_2(s)}{I_g(s)} = & -s \left(\frac{1}{R_2} + C_2 s \right)^2 / \left[L_2 C_2 s^3 + \left(E_2 k_{p2} C_2 + \frac{L_2}{R_2} \right) s^2 + \right. \\ & \left. \left(\frac{E_2 k_{p2}}{R_2} + E_2 k_{i2} C_2 + 1 \right) s + \frac{E_2 k_{i2}}{R_2} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

其为 I 型系统,对于形如冲激和阶跃的 $i_g(t)$ 信号的稳态误差为零。即源侧变换器1和CPL1引起的 i_g 的变化不会影响源侧变换器2输出电流(功率)的跟踪控制精度。

4 仿真分析

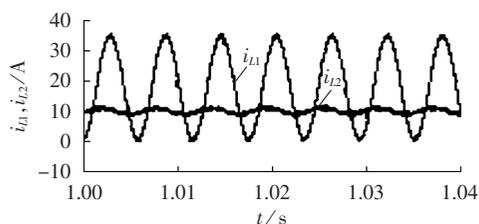
利用仿真软件 MATLAB/Simulink 建立图13所示的仿真模型,仿真参数如下: $E_1 = 400 \text{ V}$, $E_2 = 400 \text{ V}$, CPL1 功率 $P_{L1} = 3000 \text{ W}$, CPL2 功率 $P_{L2} = 2500 \text{ W}$, $R_{line} = 0.1 \Omega$, $L_1 = 3 \text{ mH}$, $L_2 = 3 \text{ mH}$, $C_1 = 1000 \mu\text{F}$, $C_2 = 1000 \mu\text{F}$ 。

源侧变换器1采用本文提出的新型控制器来控制直流母线电压为 200 V ,其中 $k_p = 0.01$, $k_i = 0.1$, $k_d = 0.1$, $\omega_c = 4000 \text{ rad/s}$,开关频率 $f_s = 25 \text{ kHz}$ 。

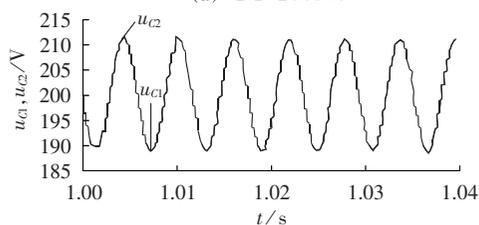
源侧变换器2采用PI控制输出电流为 10 A ,其中 $k_p = 0.01$, $k_i = 0.3$, $f_s = 25 \text{ kHz}$ 。

图14为源侧变换器1采用PI控制器时的仿真波形。由仿真波形可以看出,带恒功率负荷时,源侧变换器1采用PI控制器控制输出电压,系统发生振荡现象。

图15为源侧变换器1新型控制器控制电容电压为 200 V 、源侧变换器2采用PI控制器控制输出电流为 10 A 时的仿真波形,由于CPL2功率为 2500 W ,



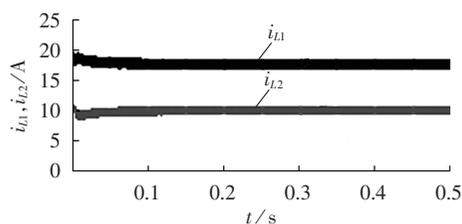
(a) 电感电流波形



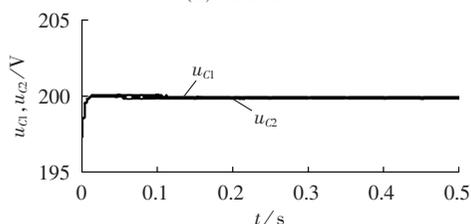
(b) 电容电压波形

图 14 源侧变换器 1 和 2 均采用 PI 控制器时仿真波形图

Fig.14 Simulative waveforms when both generator-side converters apply PI controller



(a) 电感电流波形



(b) 电容电压波形

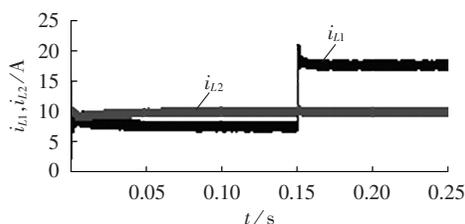
图 15 源侧变换器 1 采用新型控制器时仿真波形图

Fig.15 Simulative waveforms when generator-side converter 1 applies new controller

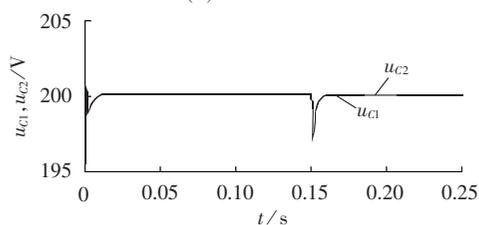
而源侧变换器 2 的输出电流为 10 A,源侧变换器 1 除了给 CPL₁ 供电,还需通过直流母线给 CPL₂ 供电,由仿真波形图可以看出,源侧变换器 1 的电容电压 u_{C1} 稳定在 200 V,源侧变换器 2 电感电流 i_{L2} 平均值稳定在 10 A,考虑线路电阻 R_{line} 的影响, u_{C2} 略小于 u_{C1} 。

图 16 为 CPL₁ 功率在 0.15 s 时由 1000 W 变为 3000 W 的电感电流和电容电压波形,由于 CPL₁ 突加负载,电容电压会有 3 V 的暂时的跌落,但在 0.01 s 内恢复设定值 200 V,表明本文提出的新型控制器有很好的动态特性。

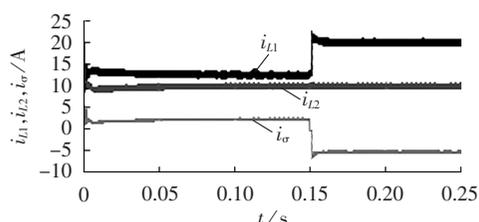
图 17 为 CPL₂ 功率在 0.15 s 时由 1500 W 变为 3000 W 的电感电流以及电容电压波形,源侧变换器 2 保持 10 A(2000 W)输出不变,CPL₂ 在 0.15 s 突加负载由 1500 W 变为 3000 W,为了保持功率平衡,需要源侧变换器 1 增加输出功率,因此耦合电流由 +2.5 A 突变到 -5 A,正负代表直流母线电流 i_{σ} 的方向不同,直



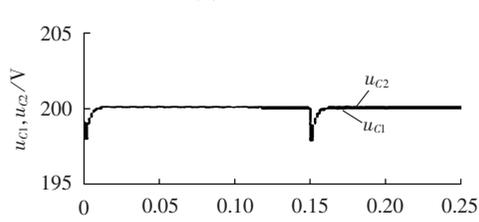
(a) 电感电流波形



(b) 电容电压波形

图 16 CPL₁ 功率在 0.15 s 由 1000 W 突变为 3000 W 的仿真波形Fig.16 Simulative waveforms when CPL₁ power changes suddenly from 1000 W to 3000 W at 0.15 s

(a) 电感电流波形



(b) 电容电压波形

图 17 CPL₂ 功率在 0.15 s 由 1500 W 突变为 3000 W 的仿真波形Fig.17 Simulative waveforms when CPL₂ power changes suddenly from 1500 W to 3000 W at 0.15 s

流母线电压有约 0.01 s 的 2 V 的跌落,因此对于突变的 i_{σ} ,源侧变换器 1 的恒电压控制和源侧变换器 2 的恒电流控制都能保持良好的跟踪效果。

图 11 中的分布式能源 2 以交流大电网(三相交流电压源)来代替,源侧变换器 2 以三相全桥可控整流电路(并网变流器)来代替,对并网/孤岛切换运行进行仿真分析,源侧变换器 1 采用本文的新型控制策略,源侧变换器 2 采用恒功率控制策略,额定功率为 2000 W,CPL₁ 功率为 2000 W,CPL₂ 功率为 3000 W,在 0.1 s 时实现并网运行,在 1 s 时实现孤岛运行,仿真波形如图 18—20 所示,其中图 18 为并网变流器 A 相电压和电流波形,在 0.1 s 前,并网变流器没有工作,电流为零,0.1 s 时实现并网运行,电流幅值稳定在 20 A,电流波形畸变率为 3.2%,1 s 时实现

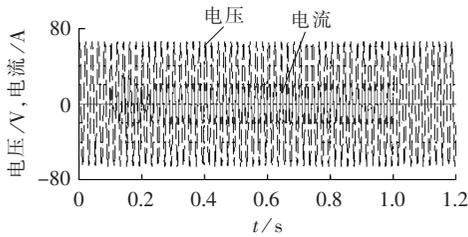


图 18 并网变流器的电流、电压波形
Fig.18 Current and voltage waveforms of grid-connected converter

孤岛运行,电流为零。

图 19 为源侧变换器 1 输出电流、并网变流器输出电流以及母线电流。在 0.1 s 前,并网变流器输出电流为 0,由源侧变换器 1(斩波器)承担 2 个恒功率负荷的供电,输出电流为 25 A,因此有 15 A 的电流流过直流母线给 CPL₂(3000 W)供电;0.1 s 时实现并网,经过约 0.12 s 的暂态过程,变流器输出电流平均值稳定在 10 A,源侧变换器 1 的输出电流平均值为 15 A,流过直流母线的电流平均值为 5 A;1 s 后孤岛运行,并网变流器输出电流为 0,源侧变换器 1 的输出电流变为 25 A,流过直流母线的电流为 15 A。

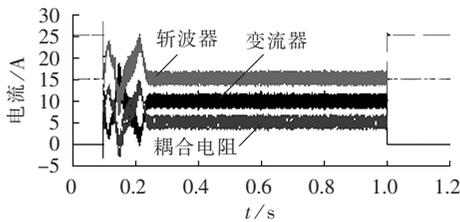


图 19 并网/孤岛切换时电流波形
Fig.19 Current waveforms during switchover between grid-connection and island modes

图 20 是直流母线电压的仿真波形,在 0.1 s 并网时有一个约 1.5 V 的尖峰,在 1 s 孤岛运行时,有一下向下的约 5 V 尖峰,但很快稳定在 200 V 的设定值上。

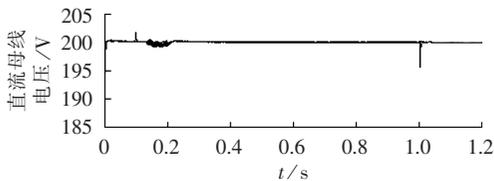


图 20 并网/孤岛切换时直流母线电压波形
Fig.20 DC voltage waveform during switchover between grid-connection and island modes

图 18—20 表明,系统在并网运行和孤岛运行切换时,均能保持稳定并具有良好的动态特性。

5 结论

直流微电网中含有大量的恒功率负荷,与源侧变换器级联容易引起直流母线电压振荡,给直流微电网的安全稳定运行带来隐患,本文通过建立带恒功率负

荷变换器的小信号模型,推导了占空比与电容电压的传递函数,给出了开环系统稳定运行的条件。通过理论分析得出,对于实现直压控制的闭环系统采用传统的 PI 控制器不能稳定运行;PID 控制器可以实现系统的稳定运行,但会放大噪声,基于此,本文通过把 PI 控制器和高通滤波器相结合提出了一种新型控制策略,通过绘制控制器各参数变化的根轨迹图得出了满足系统稳定运行的各参数的取值范围,为直流微电网母线电压控制提供理论依据。以两源两负荷的直流微电网为例,建立了 MATLAB/Simulink 仿真模型,仿真结果表明孤岛和并网运行下采用本文提出的新型控制策略均可以保证系统稳定运行,而且有良好的跟踪精度和动态响应。

参考文献:

- [1] HAN Mixiao, SU Xiaoling, LIN shaobo, et al. Transient analysis and control for microgrid stability controller[C]//2013 IEEE Grenoble PowerTech (POWERTECH). Grenoble, France: [s.n.], 2013:1-6.
- [2] IYER S V, BELUR M N, CHANDORKAR M C. A generalized computational method to determine stability of a multi-inverter microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (9):2420-2432.
- [3] SALOMONSSON, SÖDER L, SANNINO A. An adaptive control system for a DC microgrid for data centers[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2008, 44(6):1910-1917.
- [4] ARCIDIACONO V, MONTI A, SULLIGOI G. Generation control system for improving design and stability of medium-voltage DC power systems on ships[J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2012, 2(3):158-167.
- [5] 吴卫民,何远彬,耿攀. 直流微网研究中的关键技术[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1):98-106.
WU Weimin, HE Yuanbin, GENG Pan. Key technologies for DC micro-grids [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1):98-106.
- [6] 支娜,张辉,邢小文. 直流微电网协调控制策略研究[J]. 西安理工大学学报, 2012, 28(4):421-426.
ZHI Na, ZHANG Hui, XING Xiaowen. DC microgrid coordinated control strategy research[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2012, 28(4):421-426.
- [7] KAKIGANO H, MIURA Y, ISE T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12):3066-3075.
- [8] GRIFFO A, WANG J, HOWE D. Large signal stability analysis of DC power systems with constant power loads[C]//IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Harbin, China: [s.n.], 2008:1-6.
- [9] 李玉梅,查晓明,刘飞. 含有多个恒功率负荷的多源直流微电网振荡抑制研究[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(3):40-46.
LI Yumei, ZHA Xiaoming, LIU Fei. Oscillation suppression of multi-source DC microgrid with multiple constant-power loads [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(3):40-46.
- [10] AHMED A, RADWAN A, ABDEL-RADY Y, et al. Linear active stabilization of converter-dominated DC microgrids[J]. IEEE

- Transactions on Smart Grid, 2012, 3(1):203-215.
- [11] CESPEDES M, XING Lei, SUN Jian. Constant-power load system stabilization by passive damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7): 1832-1836.
- [12] RAHIMI A M, MADI A. Active damping in DC/DC power electronic converters; a novel method to overcome the problems of constant power loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1428-1439.
- [13] KWASINSKI A, ONWUCHEKWA C N. Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 822-834.
- [14] MAGNE P, MARX D, NAHID-MOBARAKEH B. Large-signal stabilization of a DC-link supplying a constant power load using a virtual capacitor: impact on the domain of attraction[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(3): 878-887.
- [15] 高朝晖, 林辉, 张晓斌. Boost 变换器带恒功率负载状态反馈精确线性化与最优跟踪控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 13(5): 71-75.
GAO Zhaohui, LIN Hui, ZHANG Xiaobin. Exact linearization and optimal tracking control of boost converter with constant power loads[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 13(5): 71-75.
- [16] 高朝晖, 张晓斌, 林辉, 等. BUCK 变换器带恒功率负载反馈精确线性化控制[J]. 控制与决策, 2009, 24(7): 1117-1120.
GAO Zhaohui, ZHANG Xiaobin, LIN Hui, et al. Exact feedback linearization control to BUCK converter with constant power loads[J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1117-1120.
- [17] 施婕, 郑漳华, 艾芊. 直流微电网建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 86-90.
SHI Jie, ZHENG Zhanghua, AI Qian. Modeling of DC microgrid and stability analysis[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 86-90.

作者简介:



李玉梅

李玉梅(1975-),女,山东嘉祥人,讲师,博士研究生,研究方向为直流微电网技术(E-mail:liyumei75@163.com);

查晓明(1967-),男,安徽安庆人,教授,博士,主要研究方向为电力电子及其控制技术、电能质量问题分析与调节以及实时信号检测与处理系统等;

刘飞(1977-),男,湖北汉川人,副教授,博士后,主要研究方向为电力系统的谐波抑制与无功补偿、光伏发电;

孙建军(1975-),男,江西九江人,副教授,博士,研究方向为微电网电能质量分析及治理以及功率电力电子技术应用。

Stability control strategy for DC microgrid with constant power load

LI Yumei^{1,2}, ZHA Xiaoming¹, LIU Fei¹, SUN Jianjun¹

(1. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: When constant power load with negative impedance characteristics and distributed power sources are integrated into a DC microgrid via converters, oscillation may easily occur, causing the system stability problem. A small signal model of the converter with constant power load at the equilibrium point is established and the transfer function of converter between duty ratio and bus voltage is deduced. The reason that the traditional PI controller cannot improve system stability is theoretically analyzed and a control strategy is proposed for DC microgrid to improve its bus voltage stability. The root locus chart of a closed-loop system is drawn and the impact of converter parameter variation on the system stability is analyzed. The simulation model of a two-generator two-load DC microgrid is built with MATLAB/Simulink and the simulative results show that, the stability of DC microgrid can be guaranteed by the proposed control strategy under both island and grid-connection operations.

Key words: microgrid; DC microgrid; constant power load; oscillation; stability; control; voltage control