

# 下垂特性对直驱永磁风电系统的小扰动稳定影响

李军军, 吴政球, 谭勋琼

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410082)

## Droop Characteristics Effect on Small Signal Stability of Directly Driven Permanent Magnet Wind Power System

LI Junjun, WU Zhengqiu, TAN Xunqiong

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

**ABSTRACT:** Frequency and magnitude droop characteristics effect on stability of direct-driven permanent magnet wind farm power system were researched, a small signal stability analysis mathematical model of single machine infinite system including permanent magnet synchronous generator (PMSG) was presented; In order to maximize output power, wind power system was controlled by a maximum power point tracking (MPPT) scheme; droop characteristics control scheme of grid side converter was studied, theory analysis shows: droop characteristics have great effect on system small signal stability; a simulation model was built by Matlab, analysis were performed under different slopes of droop characteristics conditions in time domain. Theory analysis was proved, which provides useful theory reference for stable and safe connected operation of direct-driven permanent magnet wind power system base on droop characteristics controlled.

**KEY WORDS:** permanent magnet synchronous generator; single machine infinite system; farm wind power system; small signal; droop characteristics

**摘要:** 为了研究频率、幅值下垂特性对直驱型永磁风电系统小扰动稳定性的影响,建立了包含永磁同步电机(permanent magnet synchronous generator, PMSG)的单机无穷大系统小扰动稳定性分析的数学模型;采用最大功率点跟踪控制(maximum power point tracking, MPPT),保证风力发电机输出功率最大;研究了网侧变换器基于下垂特性的控制方案,理论分析表明,下垂特性对系统的小扰动稳定性有较大影响;利用 Matlab 建模,对系统在不同下垂特性系数条件下进行了时域分析。仿真结果验证了理论分析的正确性,为采用下垂特性控制的直驱型永磁风力发电系统安全稳定的并网运行提供了一些可借鉴的理论依据。

**关键词:** 永磁同步电机; 单机无穷大; 风电场; 小扰动; 下垂特性

## 0 引言

直驱型永磁风力发电系统相对于目前主流的变速恒频风电机组——双馈型风力发电系统省去了电刷、滑环和齿轮箱,大大减少了系统的维护费用,提高了系统的可靠性<sup>[1]</sup>。基于双 PWM 变换器的直驱型永磁风力发电系统不但可以实现变速恒频发电运行,而且并网有功功率和无功功率能够独立控制,具有发电效率高、结构较简单、运行稳定性好等特点,使其得到了日益广泛的应用。文献[2]对基于双 PWM 变换器的直驱永磁风电系统的动、静态特性进行了建模仿真研究;文献[3-4]研究了下垂特性在微电网微电源及双馈型风力发电系统中控制器设计的应用;文献[5]研究了在最佳风能追踪控制下,直驱永磁风电系统机侧和网侧变换器的控制策略;文献[6-9]研究了电压型 PWM 变换器的数学模型及控制策略;文献[10]研究了电流型双 PWM 变换器直驱永磁风电系统的小信号模型,分析了系统参数变化对系统稳定性的影响。

研究风电系统与电网并网后的稳定性问题,建立风力发电系统数学模型进行小扰动稳定性分析,并进行仿真是重要的研究手段之一。本文在对上述文献研究的基础上,利用变换器输出的有功功率主要由相角差即频率决定,无功功率由电压幅值决定的原理,借助电力系统中同步发电机的下垂特性,设计了网侧变换器基于下垂特性的控制方案;建立了基于下垂特性控制的双 PWM 变换器直驱型永磁风电系统稳定性分析数学模型,并在此基础上分析了下垂特性系数变化对系统小扰动稳定性的影响;利用 Matlab 建模仿真,对系统在不同下垂特性系数条件下进行了时域分析。

### 1 双 PWM 变换器的直驱永磁风电系统模型

双 PWM 变换器的直驱永磁风电系统结构，如图 1 所示。由风轮机、永磁同步电机、双 PWM 变换器、网侧阻抗及电网组成。

1) 风轮机。风轮机主要由叶片、轮毂和联轴器等装置组成。叶片将风能转换成作用在轮毂上的机械转矩；轮毂用于连接叶片和联轴器；联轴器为传动装置，传递风轮机和发电机之间的转矩。由空气动力学可知，风力机产生的机械功率为

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v_m^3 C_p(\gamma, \beta) \quad (1)$$

式中： $\rho$ 为空气密度； $r$ 为叶片半径； $v_m$ 为风速； $\gamma$ 为叶尖速率比； $C_p$ 为风轮机转换效率系数，是 $\gamma$ 和桨距角 $\beta$ 的非线性函数。

2) PMSG 模型。假设  $dq$  坐标系以同步速度旋转，且  $q$  轴超前于  $d$  轴，将  $d$  轴定位定子永磁体的磁链方向上，电气部分可表示为

$$\begin{cases} L_d di_d / dt = -u_d - R_s i_d + L_q p \omega i_q \\ L_q di_q / dt = -u_q - R_s i_q - L_d p \omega i_d + \lambda p \omega \end{cases} \quad (2)$$

机械部分方程表示为

$$d\omega / dt = (T_m - T_e - F\omega) / J \quad (3)$$

PMSG 的电磁转矩

$$T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (4)$$

式中： $R_s$ 为定子电阻； $\lambda$ 为磁链； $\omega$ 为机械转速； $L_d$ 、 $L_q$ 为定子  $d$ 、 $q$  轴电感； $u_d$ 、 $u_q$ ( $i_d$ 、 $i_q$ )为定子  $d$ 、 $q$  轴电压(电流)； $F$ 为转子阻尼系数； $J$ 为转子转动惯量； $T_m$ 为风轮机输出机械转矩； $p$ 为极对数。

3) 网侧模型。如图 1 所示，将电网电压综合矢量定向在  $d$  轴上，网侧  $dq$  坐标系下方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_g \\ -\omega_g & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{gd} - U_d \\ u_{gq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

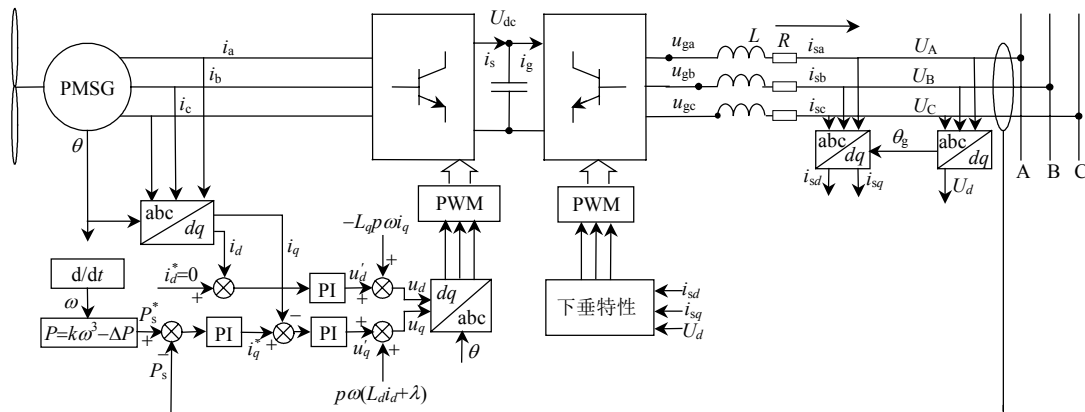


图 1 双变换器的直驱永磁风电系统

Fig. 1 Direct-driven PMSG wind power system with dual converter

式中： $u_{gd}$ 、 $u_{gq}$ 为网侧变换器输出电压； $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ 为变换器输出电流； $U_d$ 为电网电压； $\omega_g$ 为电网角频率。

直流电容器的电压、电流满足：

$$CdU_{dc} / dt = i_s - i_g \quad (6)$$

式中： $i_s$ 、 $i_g$ 分别为变换器直流侧电流。

### 2 双 PWM 变换器的控制策略

网侧和机侧变换器的控制结构图，如图 1 所示。PMSG 侧变换器采用双环控制方式，即功率外环控制和电流内环控制。外环的主要作用是提供电流内环参考值；电流内环按功率外环的输出指令进行电流控制，加快系统的动态响应。从式(2)可以看出，PMSG 定子  $d$ 、 $q$  轴电流  $i_d$ 、 $i_q$  间存在耦合，使控制变得复杂，因此可引入前馈信号，使  $dq$  轴电流  $i_d$ 、 $i_q$  仅仅取决于自身，实现解耦。同时  $i_d=0$ ，电磁转矩由  $q$  轴电流决定，定子磁链全都落在  $q$  轴，相当于直流电机的控制，最简单也最实用。

图 1 中网侧基于下垂特性控制的结构，如图 2 所示，主要由有功、无功计算、下垂特性、PI 调节器及 PWM 波生成器组成。网侧变换器若忽略变换器阻抗，则变换器输出的有功和无功表达式为

$$\begin{cases} P = U_1 U \sin \Delta\sigma / X \\ Q = (U_1 U \cos \Delta\sigma - U^2) / X \end{cases} \quad (7)$$

式中： $U_1$ 和 $U$ 分别表示变换器输出电压和电网电压； $\delta$ 为 $U_1$ 与 $U$ 的夹角，即广义功角。在输出电压相角差 $\Delta\sigma$ 很小的情况下， $\sin\Delta\sigma \approx \Delta\sigma$ 和 $\cos\Delta\sigma \approx 1$ 成立。从式(7)不难看出，变换器输出的有功功率主要由相角差 $\Delta\sigma$ 即频率决定，而无功功率主要由幅值 $U_1$ 决定。基于该原理，可以借助电力系统中同步发电机的下垂特性，改变变换器输出电压的幅值和频率，来分别调节有功功率和无功功率：

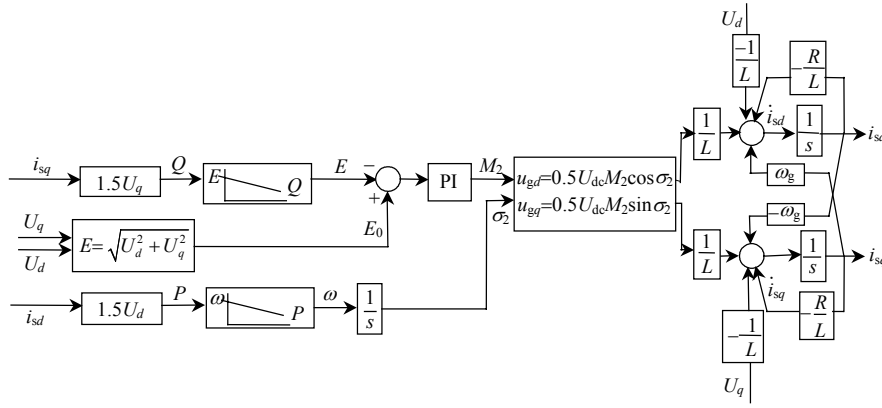


图2 下垂特性控制结构图

Fig. 2 Droop characteristic control structure

$$\begin{cases} E = E_0 - n(Q_0 - Q) \\ \omega = \omega_0 - m(P_0 - P_g) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $\omega_0$ 、 $E_0$ 为变换器空载时输出电压的频率和幅值； $P_0$ 、 $Q_0$ 为此时变换器输出的有功和无功； $m$ 、 $n$ 为变换器输出电压的频率、幅值的下垂系数。

### 3 最佳功率追踪控制

当桨距角一定时，不同风速下风力机输出的机械功率随风轮转速变化而变化，每一种风速都存在一个最大输出功率点，对应于最大的风能转换系数 $C_{pmax}$ 。若将各个风速下的最大输出功率点连起来，就可以得到风力机输出机械功率的最佳曲线。要使风力机运行在最佳曲线上，必须在风速改变时调节风力机转速，保持最佳叶尖比，以便风力机获得最大风能捕获，输出最大机械功率。风力机的最佳功率 $P_{m-opt}$ 只与其转速有关，即

$$P_{m-opt} = k\omega^3 \quad (9)$$

式中 $k=0.5\rho\pi r^5 C_{pmax}/(\gamma_{opt})^3$ ； $\gamma_{opt}$ 为最佳叶尖速率比。

若忽略变换器自身损耗(假定直流电压保持恒定)，对系统仅考虑PMSG自身定子铜耗和线路电阻上的损耗：

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 = 1.5R_s(i_d^2 + i_q^2) + 1.5R(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (10)$$

系统功率存在以下关系：

$$P_m = P_e + \Delta P \quad (11)$$

式中： $P_m$ 为风轮输出机械功率； $P_e$ 电磁功率。当功率满足式(12)时，系统达到稳态：

$$P_m - \Delta P = P \quad (12)$$

式中： $P$ 为馈入电网功率。网侧有功、无功为

$$\begin{cases} P = 1.5(U_d i_{sd} + U_q i_{sq}) = 1.5U_d i_{sd} \\ Q = 1.5(U_d i_{sq} - U_q i_{sd}) = 1.5U_d i_{sq} \end{cases} \quad (13)$$

### 4 小扰动分析数学模型

从图2可知，基于下垂特性的网侧变换器调制深度和调制角度为

$$\begin{cases} M_2 = K_p(\Delta E + 1/T_i \int \Delta E dt) \\ \sigma_2 = \int [\omega_0 - m(P_0 - P)] dt \end{cases} \quad (14)$$

式中下标“0”表示稳态值。求导得

$$\begin{cases} \dot{M}_2 = -K_p n \dot{Q} - n K_p Q / T_i = \\ \quad -1.5n K_p U_d \dot{i}_{sq} - 1.5K_p n U_d i_{sq} / T_i \\ \dot{\sigma}_2 = \omega_0 - m(P_0 - P) = \omega_0 - m(P_0 - 1.5U_d i_{sd}) \end{cases} \quad (15)$$

式中： $K_p$ 、 $T_i$ 为PI控制器参数，增量形式表达式为

$$\begin{cases} \Delta \dot{M}_2 = -1.5n K_p U_d \Delta \dot{i}_{sq} - 1.5K_p n U_d \Delta i_{sq} / T_i \\ \Delta \dot{\sigma}_2 = 1.5m U_d \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (16)$$

式(5)的增量形式为

$$\begin{cases} \Delta \dot{i}_{sd} = -R \Delta i_{sd} / L + \omega_g \Delta i_{sq} + \Delta u_{gd} / L \\ \Delta \dot{i}_{sq} = -\omega_g \Delta i_{sd} - R \Delta i_{sq} / L + \Delta u_{gq} / L \end{cases} \quad (17)$$

代入式(16)，化简得

$$\begin{cases} \Delta \dot{M}_2 = \frac{3}{2} n K_p U_d \omega_g \Delta i_{sd} + \left( \frac{3R}{2L} n K_p U_d - \frac{3K_p}{2T_i} n U_d \right) \Delta i_{sq} - \\ \quad \frac{3}{4L} n K_p U_d (M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \sin \sigma_{20} \Delta M_2 + \\ \quad U_{dc0} M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta \sigma_2) \\ \Delta \dot{\sigma}_2 = 1.5m U_d \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (18)$$

PMSG数学模型的增量形式( $L_d=L_q$ ):

$$\begin{cases} \Delta \dot{i}_d = -\frac{1}{L_d} \Delta u_d - \frac{R_s}{L_d} \Delta i_d + p \omega_0 \Delta i_q + p i_{q0} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_q = -\frac{1}{L_q} \Delta u_q - \frac{R_s}{L_q} \Delta i_q - p \omega_0 \Delta i_d - p i_{d0} \Delta \omega + \frac{\lambda p}{L_q} \Delta \omega \end{cases} \quad (19)$$

三相变换器输入端电压与调制电压、直流电压之间存在如下关系：

$$u_i = U_{dc} m_i / 2 \quad (20)$$

式中：调制电压  $m_i = M \cos(\omega t + 2k\pi/3 + \sigma)$ ； $k=0,1,2$ ； $i=a,b,c$ 。在网侧  $dq$  变换得

$$\begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} = \frac{M_2}{2} \begin{bmatrix} \cos \sigma_2 \\ \sin \sigma_2 \end{bmatrix} U_{dc} \quad (21)$$

式中： $\delta_2$ 为  $u_{gi}$ (即网侧变换器输出电压)与电网电压间  $U_i$ 的夹角； $M_2$ 为网侧调制深度。其增量形式为

$$\begin{cases} \Delta u_{gd} = 0.5(M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \cos \sigma_{20} \Delta M_2 - \\ U_{dc0} M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta \sigma_2) \\ \Delta u_{gq} = 0.5(M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \sin \sigma_{20} \Delta M_2 + \\ U_{dc0} M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta \sigma_2) \end{cases} \quad (22)$$

同理，机侧也存在类似关系：

$$\begin{cases} \Delta u_d = 0.5(M_{10} \cos \sigma_{10} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \cos \sigma_{10} \Delta M_1 - \\ U_{dc0} M_{10} \sin \sigma_{10} \Delta \sigma_1) \\ \Delta u_q = 0.5(M_{10} \sin \sigma_{10} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \sin \sigma_{10} \Delta M_1 + \\ U_{dc0} M_{10} \cos \sigma_{10} \Delta \sigma_1) \end{cases} \quad (23)$$

式(22)代入式(17)得

$$\begin{cases} \Delta \dot{i}_{sd} = -\frac{R}{L} \Delta i_{sd} + \omega_g \Delta i_{sq} + \frac{1}{2L} (M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta U_{dc} + \\ U_{dc0} \cos \sigma_{20} \Delta M_2 - U_{dc0} M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta \sigma_2) \\ \Delta \dot{i}_{sq} = -\omega_g \Delta i_{sd} - \frac{R}{L} \Delta i_{sq} + \frac{1}{2L} (M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta U_{dc} + \\ U_{dc0} \sin \sigma_{20} \Delta M_2 + U_{dc0} M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta \sigma_2) \end{cases} \quad (24)$$

式(23)代入式(19)得

$$\begin{cases} \Delta \dot{i}_d = -\frac{1}{2L_d} (M_{10} \cos \sigma_{10} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \cos \sigma_{10} \Delta M_1 - \\ U_{dc0} M_{10} \sin \sigma_{10} \Delta \sigma_1) - \frac{R_s}{L_d} \Delta i_d + p \omega_0 \Delta i_q + p i_{q0} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_q = -\frac{1}{2L_q} (M_{10} \sin \sigma_{10} \Delta U_{dc} + U_{dc0} \sin \sigma_{10} \Delta M_1 + U_{dc0} M_{10} \\ \cos \sigma_{10} \Delta \sigma_1) - \frac{R_s}{L_q} \Delta i_q - p \omega_0 \Delta i_d - p i_{d0} \Delta \omega + \frac{\lambda p}{L_q} \Delta \omega \end{cases} \quad (25)$$

假定直流侧电压保持恒定，并忽略变换器自身损耗，根据功率平衡原则，在网侧

$$u_{ga} i_{sa} + u_{gb} i_{sb} + u_{gc} i_{sc} = U_{dc} i_g \quad (26)$$

$dq$  变换后得

$$1.5(u_{gd} i_{sd} + u_{gq} i_{sq}) = U_{dc} i_g \quad (27)$$

同理，在机侧也满足：

$$1.5(u_d i_d + u_q i_q) = U_{dc} i_s \quad (28)$$

根据上述关系，式(6)变换后得

$$C U_{dc} dU_{dc} / dt = 1.5 u_q i_q - 1.5 (u_{gd} i_{sd} + u_{gq} i_{sq}) \quad (29)$$

进一步变换后得

$$dU_{dc} / dt = 0.75 M_1 \sin \sigma_1 i_q / C - \\ 0.75 (M_2 \cos \sigma_2 i_{sd} + M_2 \sin \sigma_2 i_{sq}) / C \quad (30)$$

其增量形式为

$$\Delta \dot{U}_{dc} = 0.75 (M_{10} \sin \sigma_{10} \Delta i_q + \sin \sigma_{10} i_{q0} \Delta M_1 + \\ M_{10} i_{q0} \cos \sigma_{10} \Delta \sigma_1) / C - 0.75 (M_{20} \cos \sigma_{20} \Delta i_{sd} + \\ \cos \sigma_{20} i_{sd0} \Delta M_2 - M_{20} i_{sd0} \sin \sigma_{20} \Delta \sigma_2 + \\ M_{20} \sin \sigma_{20} \Delta i_{sq} + \sin \sigma_{20} i_{sq0} \Delta M_2 + \\ M_{20} i_{sq0} \cos \sigma_{20} \Delta \sigma_2) / C \quad (31)$$

机侧变换器调制深度和调制角度由机侧变换器的控制信号按式(32)决定，如图1所示。

$$\begin{cases} u_d = -K_p (e_d + \frac{1}{T_i} \int e_d dt) + L_q p \omega i_q \\ u_q = -K_p (e_q + \frac{1}{T_i} \int e_q dt) + p \omega (\lambda - L_d i_d) \end{cases} \quad (32)$$

式中  $e_d$ 、 $e_q$  为偏差信号。其增量形式为

$$\begin{cases} \Delta u_d = -K_p (\Delta e_d + e_d \Delta t / T_i) + \\ L_q p i_{q0} \Delta \omega + L_q p \omega_0 \Delta i_q \\ \Delta u_q = -K_p (\Delta e_q + e_q \Delta t / T_i) + \\ p (\lambda - L_d i_{d0}) \Delta \omega - p \omega L_d \Delta i_d \end{cases} \quad (33)$$

因为  $\Delta t \rightarrow 0$ ，所以

$$\begin{cases} \Delta u_d = -K_p \Delta e_d + L_q p i_{q0} \Delta \omega + L_q p \omega_0 \Delta i_q \\ \Delta u_q = -K_p \Delta e_q + p (\lambda - L_d i_{d0}) \Delta \omega - p \omega_0 L_d \Delta i_d \end{cases} \quad (34)$$

其中， $e_d = i_d^* - i_d = -i_d$ ； $e_q = i_q^* - i_q$ ； $i_q^* = K_p (\Delta P^* + 1/T_i \int \Delta P^* dt)$ ； $\Delta P^* = k \omega^3 - \Delta P - 3U_d i_{sd} / 2 = k \omega^3 - 3R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2) / 2 - 3R(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) / 2 - 3U_d i_{sd} / 2$ 。

偏差的增量表达式为

$$\begin{cases} \Delta e_d = -\Delta i_d \\ \Delta e_q = K_p [3k \omega_0^2 \Delta \omega - 3R_s (i_{d0} \Delta i_d + i_{q0} \Delta i_q) - \\ 3R(i_{sd0} \Delta i_{sd} + i_{sq0} \Delta i_{sq}) - 3U_d \Delta i_{sd} / 2] - \Delta i_q \end{cases} \quad (35)$$

代入式(34)并整理得

$$\begin{cases} \Delta u_d = K_p \Delta i_d + L_q p \omega_0 \Delta i_q + L_q p i_{q0} \Delta \omega \\ \Delta u_q = (\frac{3}{2} U_d K_p^2 + 3i_{d0} R K_p^2) \Delta i_{sd} + 3i_{q0} R K_p^2 \Delta i_{sq} + \\ (3i_{d0} R_s K_p^2 - p \omega_0 L_d) \Delta i_d + (3i_{q0} R_s K_p^2 + K_p) \Delta i_q + \\ (p \lambda - 3k \omega_0^2 K_p^2 - p L_d i_{d0}) \Delta \omega \end{cases} \quad (36)$$

在机侧调制深度  $M_1$  和调制角度  $\delta_1$  满足：

$$\begin{cases} M_1 = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \\ \sigma_1 = \arctan u_q / u_d \end{cases} \quad (37)$$

增量表达式为

$$\begin{cases} \Delta M_1 = \frac{2u_{d0}\Delta u_d + 2u_{q0}\Delta u_q}{\sqrt{u_{d0}^2 + u_{q0}^2}} = K_1\Delta u_d + K_2\Delta u_q \\ \Delta \sigma_1 = \frac{1}{[1+(u_{q0}/u_{d0})^2]} \left( \frac{\Delta u_q}{u_{d0}} - \frac{u_{q0}\Delta u_d}{u_{d0}^2} \right) = K_3\Delta u_d + K_4\Delta u_q \end{cases} \quad (38)$$

其中,  $u_{d0} = L_p p \omega_0 i_{q0}$ ;  $u_{q0} = p \omega_0 (\lambda - L_d i_{d0})$ 。

将式(36)代入式(38), 整理后得

$$\begin{cases} \Delta M_1 = K_5 \Delta i_{sd} + K_6 \Delta i_{sq} + K_7 \Delta i_d + K_8 \Delta i_q + K_9 \Delta \omega \\ \Delta \sigma_1 = K_{10} \Delta i_{sd} + K_{11} \Delta i_{sq} + K_{12} \Delta i_d + K_{13} \Delta i_q + K_{14} \Delta \omega \end{cases} \quad (39)$$

将式(39)代入式(25)、(31)便可消除方程中的  $\Delta M_1$ 、 $\Delta \sigma_1$ 。PMSG 转速方程的增量形式为

$$\Delta \dot{\omega} = (2k\omega_0 \Delta \omega - 1.5 p \lambda \Delta i_q) / J \quad (40)$$

式(16)、(24)、(25)及式(31)、(40)构成了系统的状态方程。

### 5 特征值分析

当机侧和网侧功率满足式(12)时, 则认为系统处于稳态, 且假定稳态时,  $U_{dc0}=1\ 200\text{ V}$  (均为实名制, 系统有关参数见附录, 假定空载时输出的相电压幅值  $U_0=220\text{ V}$ , 频率  $\omega_{g0}=314\text{ rad/s}$ ), 通过理论计算得稳态工作点值。

对于有功-频率下垂特性, 考虑频率下降幅值不超过 0.2 Hz, 对应的有功变化量为额定功率的 5%,  $m$  可计算得

$$m = -\frac{\Delta \omega}{\Delta P} = -\frac{2\pi(50-49.8)}{50\ 000} = -0.000\ 025\ 12$$

对于电压-无功下垂特性, 考虑电压幅值下降不超过额定值的 5%, 对应的无功变化量为 1 Mvar,  $n$  值计算得

$$n = -\frac{\Delta U}{\Delta Q} = -\frac{\sqrt{2}(220-210)}{1\ 000\ 000} = -0.000\ 014$$

稳态时相关量的值:  $\omega_0=2.33\text{ rad/s}$ ,  $v_m=11.2\text{ m/s}$ ,  $i_{d0}=0$ ,  $i_{q0}=1\ 243\text{ A}$ ,  $P_{g0}=1.051\text{ MW}$ ,  $\Delta P_1=13\ 900\text{ W}$ ,  $i_{sd0}=2\ 149\text{ A}$ ,  $i_{sq0}=2\ 143\text{ A}$ ,  $P=1.003\text{ MW}$ ,  $\Delta P_2=48\ 360\text{ W}$ ,  $u_{d0}=207.8\text{ V}$ ,  $u_{q0}=564.1\text{ V}$ ,  $M_{10}=1.002$ ,  $\sigma_{10}=69.77^\circ$ ,  $u_{gd0}=177.8\text{ V}$ ,  $u_{gq0}=345.0\text{ V}$ ,  $M_{20}=0.575$ ,  $\sigma_{20}=27.26^\circ$ 。将上述值代入状态方程求解特征值, 考察下垂特性对系统小扰动稳定性的影响。

表 1 第 1 列数据显示, 当  $m=-2.512 \times 10^{-5}$ ,

$n=-1.4 \times 10^{-5}$  时, 系统是稳定的。当  $m$  增大(即网侧频率幅值跌落较大, 当然实际情况并不允许频率幅值有较大的跌落,  $n=-1.4 \times 10^{-5}$  保持不变), 特征值变化较小, 但相差非常大, 最后一个特征值与零非常接近, 系统的稳定性受该特征值的影响最大。

表 1 频率下垂特性系数改变时特征值的变化

Tab. 1 Eigenvalues variation when frequency droop characteristics coefficient changed

$m=-0.000\ 025\ 12$	$m=-0.000\ 050\ 24$	$m=-0.000\ 075\ 36$	$m=-0.000\ 104\ 8$
-2 541 820.75	-2 541 820.75	-2 541 820.75	-2 541 820.75
-1 940.98+11 709.1i	-1 940.99+11 709.0i	-1 940.99+11 708.9i	-1 941.00+11 708.8i
-1 940.98-11 709.1i	-1 940.99-11 709.0i	-1 940.99-11 708.9i	-1 941.00-11 708.8i
-4 148.66	-4 148.72	-4 148.77	-4 148.83
-11.55+89.23i	-11.51+126.27i	-11.48+155.30i	-11.44+179.69i
-11.55-89.23i	-11.51-126.27i	-11.48-155.30i	-11.44-179.69i
-197.209 4	-197.209 9	-197.210 2	-197.210 4
-0.022 146 966	-0.022 146 964	-0.022 146 961	-0.022 146 923

表 2 显示, 幅值下垂特性系数增大时(即电网电压幅值跌落较大,  $m=-2.512 \times 10^{-5}$  不变)特征值及其变化情况和频率下垂特性变化时的基本一致。

表 2 幅值下垂特性改变时特征值的变化

Tab. 2 Eigenvalues variation when magnitude droop characteristics coefficient changed

$n=-0.000\ 014$	$n=-0.000\ 028$	$n=-0.000\ 056$	$n=-0.000\ 112$
-2 541 818.09	-2 541 815.50	-2 541 812.90	-2 541 810.29
-1 853.77+11 721.6i	-3 548.79+11 334.6i	-5 067.65+10 751.8i	-6 410.34+10 019.1i
-1 853.77-11 721.6i	-3 548.79-11 334.6i	-5 067.65-10 751.8i	-6 410.34-10 019.1i
-4 149.52	-4 148.46	-4 147.41	-4 146.40
-11.58+87.21i	-11.58+85.09i	-11.58+82.92i	-11.58+80.69i
-11.58-87.21i	-11.58-85.09i	-11.58-82.92i	-11.58-80.69i
-197.209 5	-197.209 6	-197.209 7	-197.209 8
-0.070 158 46	-0.055 568 92	-0.039 028 13	-0.020 505 20

### 6 仿真

采用下垂特性控制时, 要求机侧  $i_d=0$ , 电磁转矩及电磁功率仅取决于  $i_q$ ; 直流电压调制到要求值 1200V, 且保持恒定; 网侧有功等于机侧 PMSG 输出功率, 输出无功 1 Mvar, 电压频率、幅值的变化在要求的范围内; 分析改变频率、幅值的下垂系数时, 系统能否保持小扰动稳定。仿真时,  $m=-0.000\ 025\ 12$ ,  $n=-0.000\ 014$ , 其它参数按附录所给的设置, 仿真时间 5s。图 3—14 显示了在下垂特性控制下的各变量的变化情况。

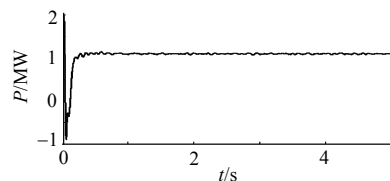


图 3 PMSG 输出的有功功率

Fig. 3 PMSG output active power

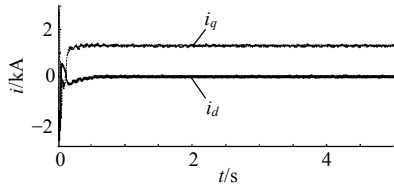


图 4 PMSG 电流 dq 分量  
Fig. 4 PMSG dq currents

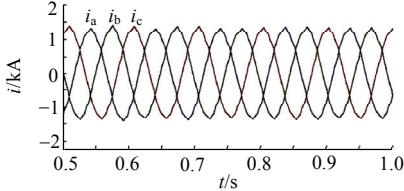


图 5 PMSG 三相电流  
Fig. 5 PMSG three phase currents

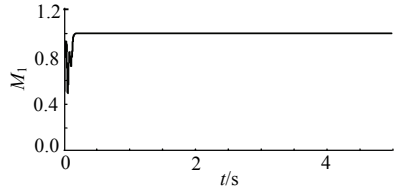


图 6 PMSG 侧变换器调制深度  $M_1$   
Fig. 6 PMSG side converter modulation index

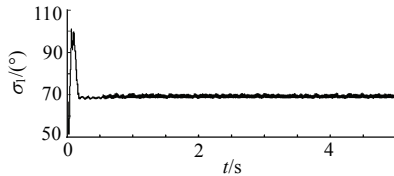


图 7 PMSG 侧变换器调制角度  $\sigma_1$   
Fig. 7 PMSG side converter modulation angle  $\sigma_1$

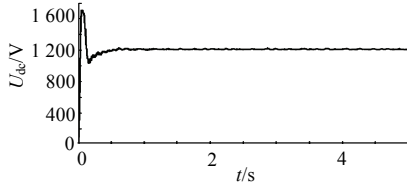


图 8 直流电压  
Fig. 8 Direct voltage

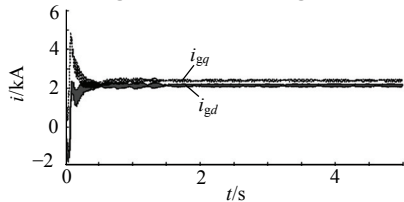


图 9 网侧电流 dq 分量  
Fig. 9 Grid side dq currents

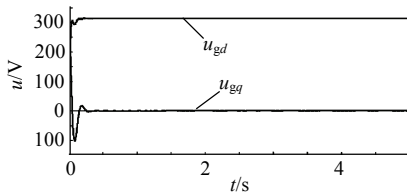


图 10 网侧电压 dq 分量  
Fig. 10 Grid side dq voltages

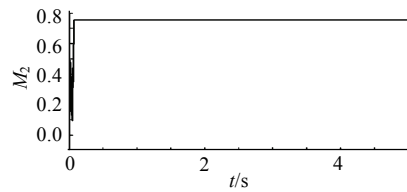


图 11 网侧变换器调制深度  $M_2$   
Fig. 11 Grid side converter modulation index

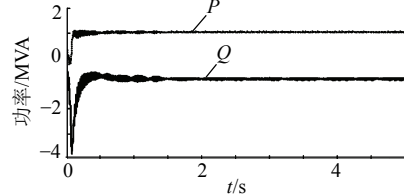


图 12 网侧变换器向电网输出的功率  
Fig. 12 Grid side converter output power to grid

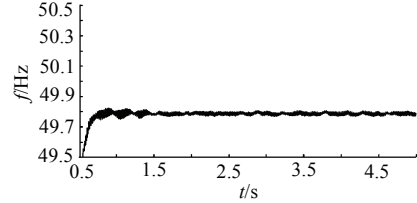


图 13 网侧频率  
Fig. 13 Grid side frequency

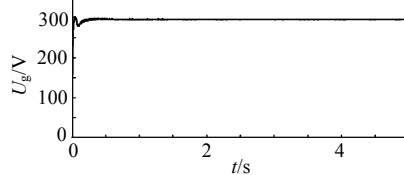


图 14 网侧电压幅值  
Fig. 14 Grid side voltage magnitude

仿真结果显示，系统是稳定的。机侧和网侧变换器调制深度、调制角度与理论计算值很接近，如图 6、7 和 11 所示；直流电压  $U_{dc}=1200\text{ V}$ ，基本恒定不变；网侧输出有功等于 PMSG 输出有功 1 MW，无功 1 Mvar，如图 3、8、12 所示；机侧  $i_d=0$ ，如图 4 所示；有功-频率下垂特性输出频率为 49.8 Hz，如图 13 所示；无功-幅值下垂特性输出电压幅值为 295.5 V，跌幅为 5%，如图 14 所示；网侧电流谐波 THD=1.18%，所设计的网侧变换器基于下垂特性控制达到了要求。

当  $m$  值变为  $-0.000\ 050\ 24$  时 ( $n=-1.4\times 10^{-5}$  不变)，仿真时系统有关变量波形如图 15—19 所示。

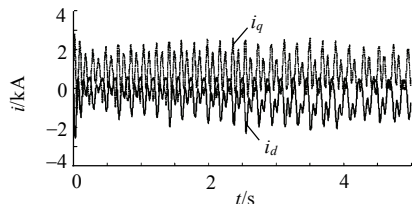


图 15 PMSG 电流 dq 分量  
Fig. 15 PMSG dq currents

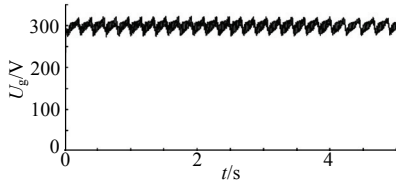


图 16 网侧电压幅值

Fig. 16 Grid side voltage magnitude

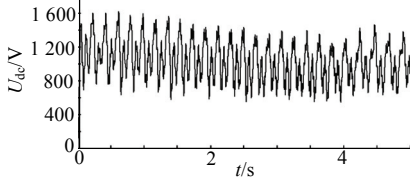


图 17 直流电压

Fig. 17 Direct voltage

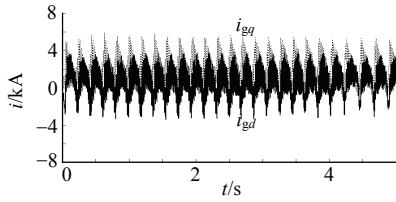


图 18 网侧电流 dq 分量

Fig. 18 Grid side dq currents

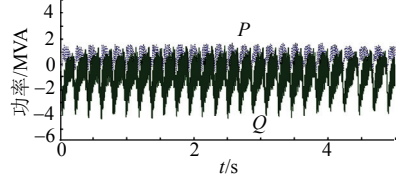


图 19 网侧变换器向电网输出的功率

Fig. 19 Grid side converter output power to grid

仿真波形显示,当  $m$  变为  $-0.000\ 050\ 24$  (即频率下降幅值为  $0.4\ \text{Hz}$ ),系统容易振荡,极不稳定,  $m$  值的改变对系统影响较大。

当  $n$  值变为  $-0.000\ 028$  时 (即电压幅值下降  $10\%$ ,  $m = -2.512 \times 10^{-5}$  不变),仿真时系统有关变量波形,如图 20—24 所示。

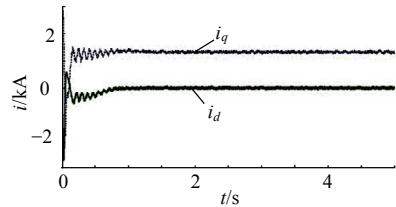


图 20 PMSG 电流 dq 分量

Fig. 20 PMSG dq currents

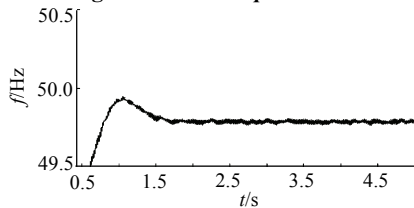


图 21 网侧频率

Fig. 21 Grid side frequency

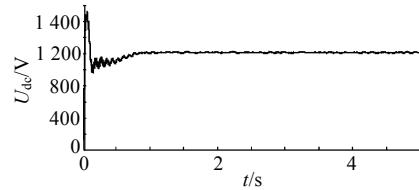


图 22 直流电压

Fig. 22 Direct voltage

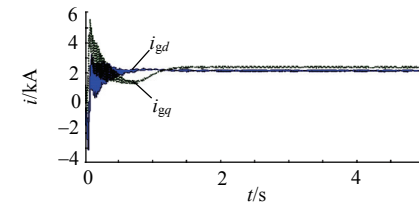


图 23 网侧电流 dq 分量

Fig. 23 Grid side dq currents

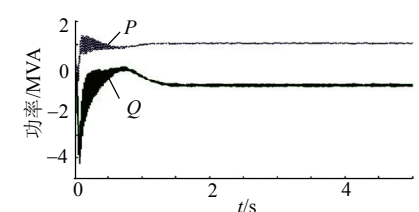


图 24 网侧变换器向电网输出的功率

Fig. 24 Grid side converter output power to grid

当  $n$  值为  $-0.000\ 056$  时,仿真时系统有关变量波形,如图 25—29 所示。相对  $m$  值的改变,合适的  $n$  值对系统稳定性的影响相对较小,但过大的  $n$  值,同样容易使系统产生振荡,变得不稳定。

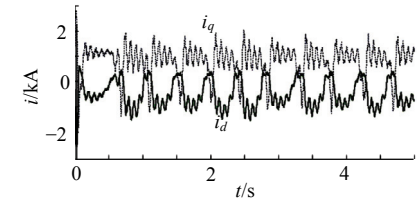


图 25 PMSG 电流 dq 分量

Fig. 25 PMSG dq currents

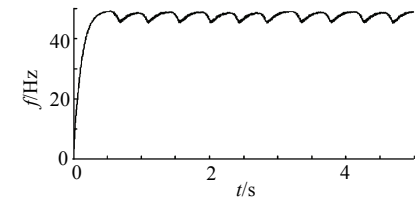


图 26 网侧频率

Fig. 26 Grid side frequency

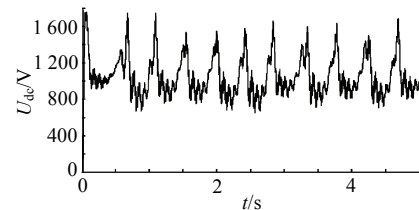


图 27 直流电压

Fig. 27 Direct voltage

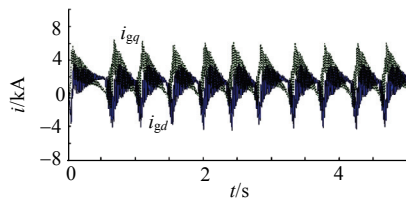


图 28 网侧电流 dq 分量

Fig. 28 Grid side dq currents

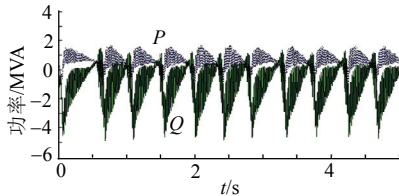


图 29 网侧变换器向电网输出的功率

Fig. 29 Grid side converter output power to grid

## 7 结论

过大的频率、幅值下垂特性系数容易使系统产生振荡，对系统的稳定性极为不利。系统一个特征值非常接近零，稳定性受该特征值的影响较大， $n$ 值和 $m$ 值的微小改变，对该特征值都有较大的影响；同时在变化相同的有功或无功时，系数愈大，频率或电压的幅值变化也越大，对系统的稳定性不利，仿真结果很好验证了理论分析的正确性。

## 参考文献

- [1] 胡书举, 李建林, 许洪华. 永磁直驱风电系统变流器拓扑分析[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(4): 77-82.  
Hu Shujie, Li Jianlin, Xu Honghua. Analysis of converter configuration for direct drive wind power system with PMSG [J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(4): 77-82.
- [2] 胡书举, 赵栋利, 李建林. 基于永磁同步发电机的直驱风电双脉宽调制变流器的研制[J]. 动力工程, 2009, 29(2): 195-201.  
Hu Shuju, Zhao Dongli, Li Jianlin. Development on dual-PWM converter for direct-driven wind power system based on PMSG [J]. Journal of Power Engineering, 2009, 29(2): 195-201.
- [3] Piagi P. Microgrid control[D]. Madison: University of Wisconsin Madison, 2005.
- [4] 杨淑英. 双馈型风力发电变流器及其控制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.  
Yang ShuYing. Converters and controlling of double feed induction based wind turbine[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2007.
- [5] 姚骏, 廖勇, 瞿兴鸿. 直驱永磁同步发电机的最佳风能跟踪控制[J]. 电网技术, 2008, 32(10): 11-17.  
Yao Jun, Liao Yong, Qu Xinghong. Optimal wind energy tracking control of direct-driven permanent magnet synchronous generators for wind turbines[J]. Power System Technology, 2008, 32(10): 11-17.
- [6] 李建林, 王立乔, 熊宇. 三相电压型变流器系统静态数学模型[J]. 电工技术学报, 2004, 19(7): 11-16.  
Li Jianlin, Wang Liqiao, Xiong Yu. A static state mathematical model of three phase voltage source converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(7): 11-16.
- [7] 裘迅, 方宇, 王儒. 三相高功率因素电压型 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(11): 96-103.  
Qiu Xun, Fang Yu, Wang Ru. Control strategy of three phase high power factor PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(11): 96-103.
- [8] 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): 54-61.  
Wang Jiuhue, Li Huade, Wang Liming. Direct power control system of three phase boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 54-61.
- [9] 瞿兴鸿, 廖勇, 姚骏. 永磁同步直驱风力发电系统的并网变流器设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(3): 22-25.  
Qu Xinghong Liao Yong, Yao Jun. Design of grid connected converter for a permanent magnet synchronous direct-drive wind power generation system[J]. Power Electronics, 2008, 42(3): 22-25.
- [10] Dai Jingya, Xu Dewei, Wu Bin. Dynamic performance analysis and improvements of a current source converter based PMSG wind energy system[C]//Power Electronics Specialists Conference. Rhodes: IEEE, 2008: 99-105.
- [11] Zou Zongwei, Yu Haisheng, Tang Yuliang. Maximum output power control PMSG based on energy shaping and PWM control principle[C]//Proceeding of the IEEE International Conference on Automation and Logistics. Qindao, China: IEEE, 2008: 1156-1161.
- [12] Nian Heng, Liu Jiao, He Yikang. Research on the unit power factor control of directly driven PM wind generator[C]//Proceeding of the IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan: IEEE, 2008: 2311-2316.
- [13] 姚骏, 廖勇, 庄凯. 永磁直驱风电机组的双 PWM 变换器协调控制策略[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(20): 88-94.  
Yao Jun, Liao Yong, Zhuang Kai. Coordinated control strategy of back-to-back PWM converter for permanent magnet direct-driven wind turbine[J]. Automation of Electric Power System, 2008, 32(20): 88-94.

## 附录

PMSG: 额定容量 1 MW, 定子额定电压 690 V, 定子额定电流 850 A,  $p=28$ ,  $R_s=0.006 \Omega$ , 额定转速 2.3 rad/s,  $L_d=L_q=2.56 \text{ mH}$ ,  $\lambda=8.748$ ,  $J=5000 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $F=0$ ;  $U_{dc}=1200 \text{ V}$ ,  $C=38 \text{ mF}$ ; 线路:  $L=300 \mu\text{H}$ ,  $R=3.5 \text{ m}\Omega$ , 电网: 频率 50 Hz, 电压 380 V; 风轮机:  $\rho=1.225 \text{ kg}/\text{m}^3$ ,  $\beta=0^\circ$ ,  $r=30 \text{ m}$ ,  $\gamma_{opt}=6.25$ ,  $C_{pmax}=0.4381$ , PI 调节器:  $K_p=0.5$ ,  $T_i=0.05$ ; 开关频率 6 kHz,  $k_{pwm}=1200$ ,  $P_0=1 \text{ MW}$ ,  $Q_0=0$ .



李军军

收稿日期: 2010-10-15。

作者简介:

李军军(1976), 男, 讲师, 博士研究生, 研究方向为分布式发电, lijunjun8181972@sina.com;

吴政球(1963), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统分析, 新能源并网、电力市场。

(责任编辑 王剑乔)