

DOI: 10.7667/PSPC171530

# 基于超稀疏矩阵变换器的直驱风力发电系统控制研究

徐艳春, 杨昊, 程杉

(三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002)

**摘要:** 超稀疏矩阵变换器(Ultra-Sparse Matrix Converter, USMC)相较于双级矩阵变换器(Two-Stage Matrix Converter, TSMC)来说具有开关数量少、控制简单等优点, 近年来引起广泛关注。常见的 TSMC 直驱风力发电系统中, 其开关数量多且控制复杂, 而采用 USMC 取代 TSMC, 则控制更加简单, 且能量单向流通满足直驱风力发电系统的要求。针对这种情况, 分析推导了 USMC 整流侧和逆变侧的 SVPWM 控制策略, 给出其开关调制序列, 并建立了 USMC 直驱风力发电系统各个部分的数学模型。最后利用 Matlab/Simulink 软件搭建了系统整体仿真模型。仿真结果验证了控制策略和模型的可行性, 为 USMC 直驱风力发电系统的实现奠定了理论基础。

**关键词:** 超稀疏矩阵式变换器; 直驱风力发电; SVPWM; Matlab/Simulink

## Research of control strategy for direct-driven wind-power generation system based on ultra-sparse matrix converter

XU Yanchun, YANG Hao, CHENG Shan

(College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

**Abstract:** The Ultra-Sparse Matrix Converter (USMC) has the advantages of fewer switches and simple control compared with the Two-Stage Matrix Converter (TSMC), which has drawn increasing amounts of attention in recent years. For the traditional TSMC direct-driven wind-power generation system, the number of switches is larger and the control is more complex. However, the replacement of TSMC with USMC would make it easier to control and enables the energy flow to meet the requirements of direct-driven wind-power generation systems. In this paper, the SVPWM control strategy for USMC is analyzed and deduced, and the switch modulation sequence and the mathematical model of each part of USMC direct drive wind power generation system are given. Finally, the model of USMC direct-driven wind-power generation is built by Matlab/Simulink software. The simulation results verify the feasibility of the control strategy and model, which lays a theoretical foundation for the realization of the USMC direct-driven wind-power generation system.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 5160070515).

**Key words:** ultra-sparse matrix converter; direct-driven wind-power generation; SVPWM; Matlab/Simulink

## 0 引言

双级矩阵变换器(Two-Stage Matrix Converter, TSMC)的概念由美国 Wisconsin-Madison 大学的 Lixiang Wei 和 Thomas A. Lipo 于 2001 年提出<sup>[1]</sup>, 它具有正弦的输入和输出波形、输入功率因数可调、结构上比较紧凑、开关器件数量少等优点, 且能量能够实现双向流通<sup>[2]</sup>。

双级矩阵变换器虽然具有诸多优点, 但是其开关器件数目比较多, 因此如何根据实际需要适当减

少双级矩阵变换器的开关器件数量, 正引起国内外学者的广泛关注<sup>[3-5]</sup>。而在能量可以单向流通的情况下, 双级矩阵变换器的开关器件数量可以减少至 9 个, 称之为超稀疏矩阵变换器(Ultra-Sparse Matrix Converter, USMC)<sup>[6]</sup>。与 TSMC 相比, USMC 开关器件更少, 只需一步就可实现简单换流<sup>[2,6-7]</sup>。例如常见的 TSMC 直驱风力发电系统<sup>[8-9]</sup>中, 开关数量多且控制复杂, 若采用 USMC 取代 TSMC, 则控制更加简单, 且能量单向流通满足直驱风力发电系统的要求。针对这种情况, 本文分析推导了 USMC 整流侧和逆变侧的 SVPWM 控制策略, 给出其开关调制序列, 并建立了 USMC 直驱风力发电系统各个部

分的数学模型,最后利用 Matlab/Simulink 软件搭建了系统整体仿真模型。仿真结果验证了该控制策略和模型的可行性,为 USMC 直驱风力发电系统的实现奠定了理论基础。

## 1 USMC 调制策略

9 开关 USMC 拓扑结构如图 1 所示,其拓扑结构可分为整流和逆变两部分,整流部分的三相桥臂每相由一个单管 IGBT 和 4 个二极管组成,而逆变部分的结构与传统的双电平逆变器相同<sup>[2]</sup>。空间矢量调制(SVPWM)策略对于双级矩阵变换器而言,是一种比较成熟的解决方案<sup>[3]</sup>,但是现今关于 USMC 的研究较少,因此本文若将 SVPWM 策略应用到 USMC 时,理论上讲控制更加简单且易于实施。故本文在 USMC 整流侧以及逆变侧均采用 SVPWM 策略,同时由于 USMC 能量单向流通的特性,必须保证其直流链路电流  $i_{dc} \geq 0$ <sup>[6]</sup>。

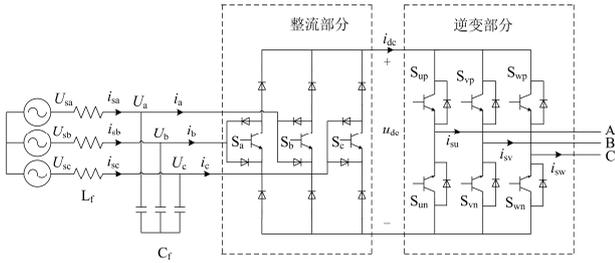


图 1 超稀疏矩阵式变换器电路拓扑结构

Fig. 1 Topology of ultra-sparse matrix converter

为简化分析,设线路侧无输入滤波器,则

$$L_r = 0; C_f = 0; U_{sx} = U_x; i_{sx} = i_x; x = a, b, c \quad (1)$$

设三相输入电压为

$$\begin{cases} U_{sa} = U_m \cos \theta_a = U_m \cos(\omega_i t) \\ U_{sb} = U_m \cos \theta_b = U_m \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ U_{sc} = U_m \cos \theta_c = U_m \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

三相输出电流为

$$\begin{cases} i_{su} = I_o \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ i_{sv} = I_o \cos(\omega_o t - \varphi_o - 2\pi/3) \\ i_{sw} = I_o \cos(\omega_o t - \varphi_o + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\omega_i$ 、 $\omega_o$  分别为输入、输出角频率;  $\varphi_o$  为输出功率因数角;  $U_m$  和  $I_o$  分别为输入电压幅值以及输出电流幅值。

### 1.1 整流侧 SVPWM 控制策略

在整流侧通过 SVPWM 策略产生恒定电压  $U_{dc}$ , 将其供给逆变级,同时为了确保  $U_{dc} > 0$  且幅值最大,需将三相输入电压划分为 6 个区间,如图 2 所示,

其中每个区间的宽度为  $\pi/3$  且满足:一相电压绝对值最大,另两相电压极性同它相反<sup>[10]</sup>。

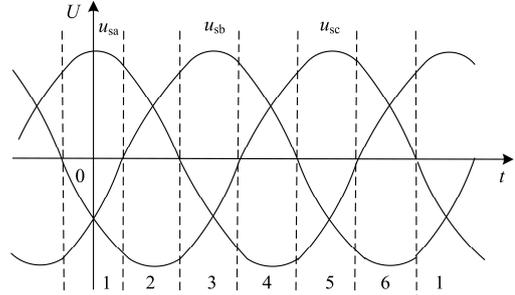


图 2 三相输入电压六区间划分

Fig. 2 Six intervals of three-phase input voltage

而在每个区间内,开关导通状态又可以分为两部分,以 2 区间为例:  $U_{sc}$  为负且绝对值最大,  $U_{sa}$ 、 $U_{sb}$  为正,故整流电路始终保持开关  $S_c$  导通,开关  $S_a$ 、 $S_b$  接受调制<sup>[7]</sup>,调制方法如下所述。

1) 开关  $S_b$ 、 $S_c$  导通,  $S_a$  关断,整流侧电压  $U_{dc} = U_{sb} - U_{sc}$ ,故在一个 PWM 周期内, b、c 相导通的占空比为

$$d_{bc} = -\frac{u_b}{u_c} = -\frac{\cos \theta_b}{\cos \theta_c} \quad (4)$$

2) 开关  $S_a$ 、 $S_c$  导通,  $S_b$  关断,整流侧电压  $U_{dc} = U_{sa} - U_{sc}$ ,故在一个 PWM 周期内, a、c 相导通的占空比为

$$d_{ac} = -\frac{u_a}{u_c} = -\frac{\cos \theta_a}{\cos \theta_c} \quad (5)$$

且占空比满足:  $d_{ab} + d_{ac} = 1$ ,以此类推,即可得到 USMC 整流侧开关导通表,如表 1 所示。

表 1 USMC 整流侧六区间的开关状态、占空比和电压

Table 1 Switch state, duty cycle and voltage of rectifier

区间	$\omega t$	第一时间段			第二时间段		
		导通开关	直流电压	占空比	导通开关	直流电压	占空比
1	$(-\pi/6, \pi/6]$	$S_a S_b$	$u_{ab}$	$-u_b/u_a$	$S_a S_c$	$u_{ac}$	$-u_c/u_a$
2	$(\pi/6, \pi/2]$	$S_b S_c$	$u_{bc}$	$-u_b/u_c$	$S_a S_c$	$u_{ac}$	$-u_a/u_c$
3	$(\pi/2, 5\pi/6]$	$S_b S_c$	$u_{bc}$	$-u_c/u_b$	$S_b S_a$	$u_{ba}$	$-u_a/u_b$
4	$(5\pi/6, 7\pi/6]$	$S_c S_a$	$u_{ca}$	$-u_c/u_a$	$S_b S_a$	$u_{ba}$	$-u_b/u_a$
5	$(7\pi/6, 3\pi/2]$	$S_c S_a$	$u_{ca}$	$-u_a/u_c$	$S_c S_b$	$u_{cb}$	$-u_b/u_c$
6	$(3\pi/2, 11\pi/6]$	$S_a S_b$	$u_{ab}$	$-u_a/u_b$	$S_c S_b$	$u_{cb}$	$-u_c/u_b$

故在一个 PWM 周期内,平均直流电压为

$$U_{dc} = d_{ac} \cdot (U_{sa} - U_{sc}) + d_{bc} \cdot (U_{sb} - U_{sc}) \quad (6)$$

将式(2)、式(4)、式(5)代入式(6)得

$$U_{dc} = \frac{3 \cdot U_m}{2 \cdot |\cos \theta_c|} \quad (7)$$

以此类推, 各 PWM 周期内平均直流电压为

$$U_{dc} = \frac{3 \cdot U_m}{2 \cdot |\cos \theta_m|} \quad (8)$$

$$\cos(\theta_m) = \max(|\cos \theta_a|, |\cos \theta_b|, |\cos \theta_c|)$$

## 1.2 逆变侧 SVPWM 控制策略

通过上述证明可得整流侧输出的最大直流电压为  $3U_m/2$ , 故假定逆变侧所期望的输出电压矢量为

$$\vec{U}_{o\_ref} = U_{su} + U_{sv} e^{j2\pi/3} + U_{sw} e^{-j2\pi/3} = k \cdot \frac{3U_m}{2} \angle \theta_o \quad (9)$$

式中,  $k$  为电压传输比, 且  $0 < k < \sqrt{3}/2$ 。

若逆变器工作于第 1 区间 ( $0 < \theta_o < \pi/3$ ), 则输出电压矢量可由其相邻的两个电压矢量  $U_1$ 、 $U_2$  和零电压矢量  $U_0$  进行合成, 如图 3 所示。其占空比分别为

$$\begin{cases} d_1 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_o) \\ d_2 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin(\theta_o) \\ d_o = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (10)$$

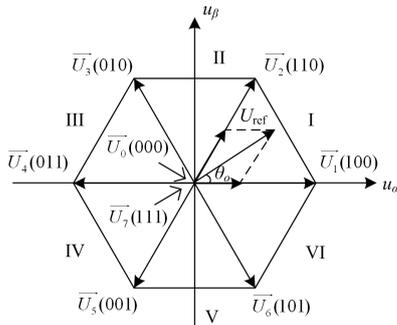


图 3 逆变器空间矢量调制 ( $0 < \theta_o < \pi/3$ )

Fig. 3 Space vector modulation of the inverter ( $0 < \theta_o < \pi/3$ )

在电压矢量  $U_0$ 、 $U_1$ 、 $U_2$  的作用下, 逆变器的直流电流分别为  $0$ 、 $i_{su}$ 、 $-i_{sw}$ 。故具有上述占空比的逆变器的平均直流电流为

$$i_{dc} = k \cdot I_o \cdot \cos(\theta_o - \varphi_o) = I_{im} \quad (11)$$

而每个开关区间又分为两段, 故电压矢量  $U_0$ 、 $U_1$ 、 $U_2$  的占空比也需分配给每一段, 则第一段的占空比为

$$\begin{cases} d_{1bc} = d_1 \cdot |\cos \theta_b|; & d_{2bc} = d_2 \cdot |\cos \theta_b| \\ d_{obc} = d_o/2; & d_{bc} = d_{1bc} + d_{2bc} + d_{obc} \end{cases} \quad (12)$$

第二段的占空比为

$$\begin{cases} d_{1ac} = d_1 \cdot |\cos \theta_a|; & d_{2ac} = d_2 \cdot |\cos \theta_a| \\ d_{oac} = d_o/2; & d_{ac} = d_{1ac} + d_{2ac} + d_{oac} \end{cases} \quad (13)$$

结合式(4)一式(12)可知, 实际的输出电压矢量和输入电流为

$$\begin{cases} \vec{U}_o = k \cdot \frac{3U_m}{2} \angle \theta_o; & i_{sa} = I_{im} \cdot \cos \theta_a \\ i_{sb} = I_{im} \cdot \cos \theta_b; & i_{sc} = I_{im} \cdot \cos \theta_c \end{cases} \quad (14)$$

该结果表明, SVPWM 调制策略产生的实际输出电压与假定的参考输出电压相同, 并且线侧功率因数也与之保持一致。对于其他开关条件, 例如  $\theta_o > \pi/3$ , 以此类推, 可得相同结果。USMC 的 PWM 调制序列如图 4 所示, 由图可知整流侧开关管在逆变侧插入零矢量时开始换流, 故此时整流侧的所有电流都为零, 因此可以保证开关器件的零电流换流。

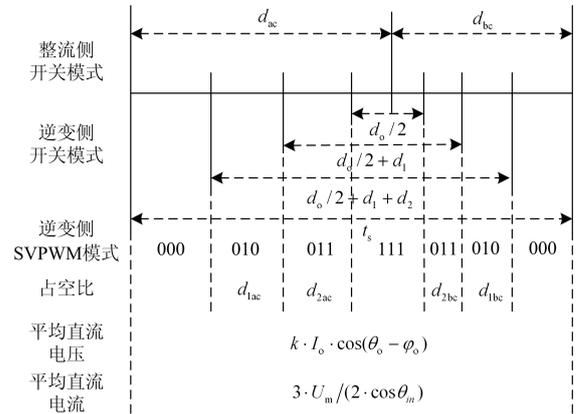


图 4 USMC 的 PWM 调制序列 ( $0 < \theta_o < \pi/3$ )

Fig. 4 PWM sequence of the USMC ( $0 < \theta_o < \pi/3$ )

## 1.3 直流链路电流和负载侧的功率因数

综上所述, 当输出电压矢量为  $U_1$  时, 直流电流等于  $i_{su}$ , 结合式(3)可得

$$i_{dc} = I_o \cos(\theta_o - \varphi_o) \geq 0 \Rightarrow -\frac{\pi}{2} \leq \theta_o - \varphi_o \leq \frac{\pi}{2} \quad (15)$$

$$0 < \theta_o < \pi/3 \Rightarrow -\frac{\pi}{6} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{2} \quad (16)$$

而当输出电压矢量为  $U_2$  时, 直流电流等于  $-i_{sw}$ , 则有

$$i_{dc} = -I_o \cos(\theta_o - \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \geq 0 \quad (17)$$

$$\Rightarrow \frac{\pi}{2} \leq \theta_o - \varphi_o + \frac{2\pi}{3} \leq \frac{3\pi}{2}$$

$$0 < \theta_o < \pi/3 \Rightarrow -\frac{\pi}{2} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{6} \quad (18)$$

根据式(16)、式(18)可知, 采取 SVPWM 调制策略后 USMC 所输出的功率因数角为

$$-\frac{\pi}{6} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{6} \Rightarrow \cos \varphi_o \leq 0.866 \quad (19)$$

## 2 模型建立

USMC 直驱风力发电发电系统拓扑结构如图 5

所示。从左 1 开始，分别为风机、永磁同步电机、电容、USMC、电感以及电网。

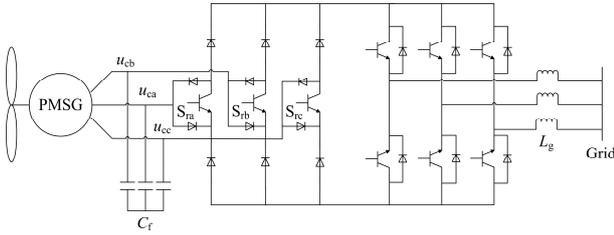


图 5 USMC 直驱风力发电拓扑结构示意图  
Fig. 5 Topology of direct-driven wind-power generation system for USMC

### 2.1 风速模型

现实中的风速具有间歇性和随机性的特点，故本文采用四分量叠加法的风速模型<sup>[11-13]</sup>为

$$v = v_b + v_g + v_r + v_t \quad (20)$$

式中， $v_b$ 、 $v_g$ 、 $v_r$ 、 $v_t$  分别为基本风、阵风、渐变风、随机风。其中：

$$v_b = \int_0^{+\infty} v_0 f(v_0) dv = c \Gamma\left(\frac{1}{k} + 1\right) \quad (21)$$

$$v_g = \begin{cases} 0, t < T_1 \\ \frac{v_{g \max}}{2} \left[ 1 - \cos\left(2\pi \cdot \frac{t - T_1}{T_g}\right) \right], T_1 \leq t \leq T_1 + T_g \\ 0, t > T_1 + T_g \end{cases} \quad (22)$$

$$v_r = \begin{cases} 0, t < T_{r1}, t > T_{r2} + T \\ v_{\max} \cdot \frac{t - T_{r1}}{T_{r2} - T_{r1}}, T_{r1} \leq t \leq T_{r2} \\ v_{\max}, T_{r2} \leq t \leq T_{r2} + T \end{cases} \quad (23)$$

$$v_t = v_{r \max} R_{\text{random}}(-1, 1) \cos(\omega_v + \varphi_v) \quad (24)$$

式中： $T_1$ 、 $T_g$ 、 $T_{r1}$ 、 $T$ 、 $T_{r2}$  分别为阵风开始时间、阵风周期、渐变风开始时间、渐变风结束时间以及渐变风持续时间； $R_{\text{random}}$  为-1 和 1 之间的随机变量； $\omega_v$  为风速平均距离，单位 rad/s； $\varphi_v$  为 0~ $2\pi$  间的随机数； $t$  为时间，单位 s。

所搭建的风速模型如图 6 所示。

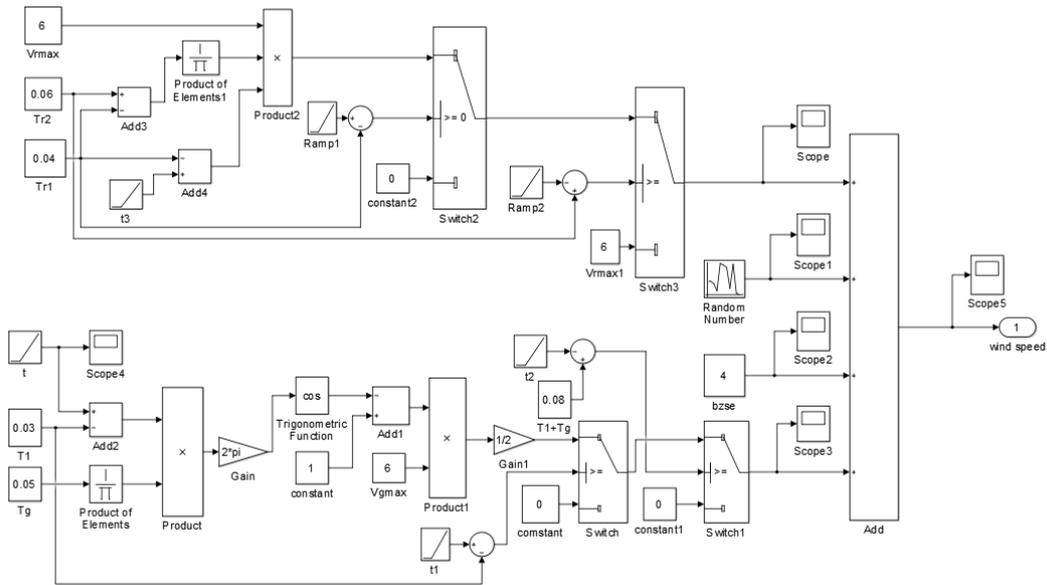


图 6 风速模型

Fig. 6 Model of wind speed

### 2.2 风力机模型

当风速为  $v$  时，一台半径为  $R$  的风力机所产生的机械功率为<sup>[14-16]</sup>

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\beta, \lambda) v^3 \quad (25)$$

式中， $\lambda$  为叶尖速比，见式(26)。

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (26)$$

其中机械转矩表达式为

$$T_m = \frac{P_m}{\omega} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\beta, \lambda) \frac{v^2}{\lambda} \quad (27)$$

式中： $\rho$  为空气密度，取 1.225 kg/m<sup>3</sup>； $v$  为通过风力机叶片的风速，单位 m/s； $R$  为叶片半径，取 15 m； $C_p$  为风力机的功率系数，取 0.479 8。

所搭建的风力机模型如图 7 所示。

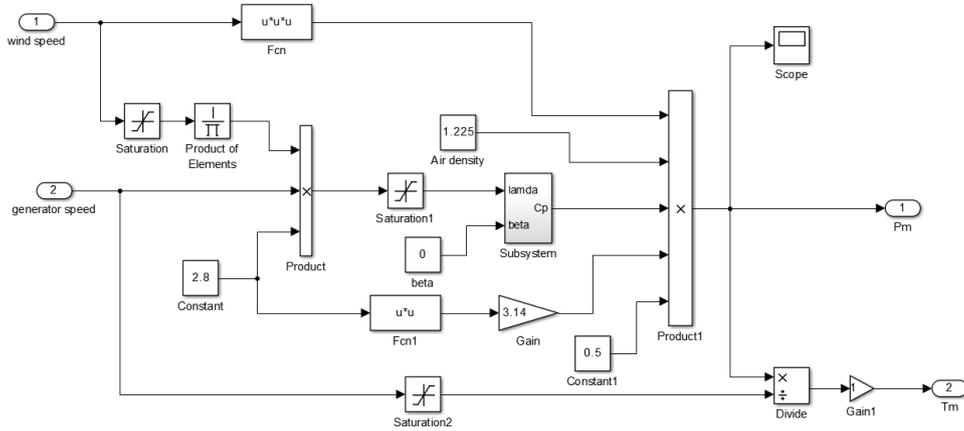


图 7 风力机模型

Fig. 7 Model of wind turbine

### 2.3 PMSG 数学模型

静止坐标系下的永磁同步电机数学模型为

$$J \frac{d\omega_n}{dt} = T - T_e \quad (28)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = -R_s \vec{i}_s + \vec{u}_c \quad (29)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + \psi_{PM} e^{j\theta} \quad (30)$$

$$T_e = \frac{3n_p}{2} \text{imag}[\vec{\psi}_s \cdot \vec{i}_s] \quad (31)$$

式中:  $\vec{\psi}_s$ 、 $\vec{u}_c$ 、 $i_s$ 、 $\psi_{PM}$ 、 $\theta$  分别为定子磁链矢量、定子电压矢量、定子电流矢量、转子磁链幅值以及转子磁链角度;  $J$ 、 $n_p$  分别为 PMSG 的转动惯量以及极对数。

### 2.4 USMC 的数学模型

考虑滤波器的影响, USMC 的数学模型为

$$C_s \frac{d\vec{u}_c}{dt} = -\vec{i}_s - i_{dc} \vec{d}_r \quad (32)$$

$$u_{dc} = \frac{3}{2} \vec{u}_c \cdot \vec{d}_r \quad (33)$$

$$i_{dc} = \frac{3}{2} \vec{d}_i \cdot \vec{i} \quad (34)$$

式中:  $\vec{d}_r$ 、 $\vec{d}_i$ 、 $\vec{i}$ 、 $u_{dc}$  和  $i_{dc}$  分别为整流侧调制矢量、逆变侧调制矢量、注入到电网中的电流矢量、直流链路中的电压以及电流。

### 2.5 电网侧的数学模型

电网侧数学模型为

$$L_g \frac{d\vec{i}}{dt} = u_{dc} \vec{d}_i - \vec{u}_g \quad (35)$$

式中,  $L_g$ 、 $\vec{u}_g$  分别为输出电感以及电网侧电压矢量。

同时整流侧以及逆变侧的调制矢量须满足以下条件:

$$\begin{cases} |\vec{d}_r| \leq 1 \\ |\vec{d}_i| \leq \sqrt{3}/3 \end{cases} \quad (36)$$

### 2.6 USMC 直驱风力发电系统的 $d$ - $q$ 模型

在转子同步旋转坐标系下, 式(29)~式(34)可分解成如下  $d$ - $q$  方程:

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + L \omega i_{sq} + u_{cd} \quad (37)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - L \omega i_{sd} - \omega \psi_{PM} + u_{cq} \quad (38)$$

$$T_e = 3n_p / 2 \psi_{PM} i_{sq} \quad (39)$$

$$C_s \frac{du_{cd}}{dt} = -i_{sd} + C_s \omega u_{cq} - 1.5(i_d d_{id} + i_q d_{iq}) d_{rd} \quad (40)$$

$$C_s \frac{du_{cq}}{dt} = -i_{sq} + C_s \omega u_{cd} - 1.5(i_d d_{id} + i_q d_{iq}) d_{rq} \quad (41)$$

在电网侧电压同步旋转坐标系下, 式(35)可分解成相应的  $d$ - $q$  方程如下:

$$L_g \frac{di_d}{dt} = 1.5(u_{cd} d_{rd} + u_{cq} d_{rq}) d_{id} + L_g \omega_g i_q - u_g \quad (42)$$

$$L_g \frac{di_q}{dt} = 1.5(u_{cd} d_{rd} + u_{cq} d_{rq}) d_{iq} - L_g \omega_g i_d \quad (43)$$

其中  $d$ - $q$  坐标下系统的等效电路图如图 8 所示。

## 3 仿真验证

为验证所提方案的正确性, 本文使用 Simulink 软件搭建如图 9 所示的 USMC 直驱风力发电系统模型, 其中所设置的基本参数见表 2 所示。

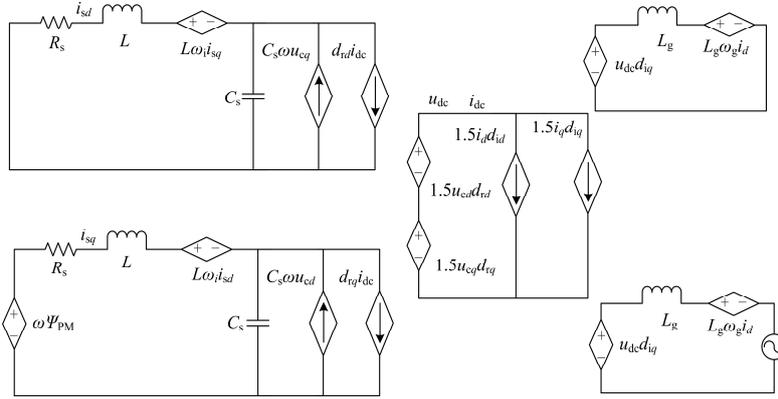


图 8 USMC 直驱风力发电系统的等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit of direct-driven wind-power generation system for USMC

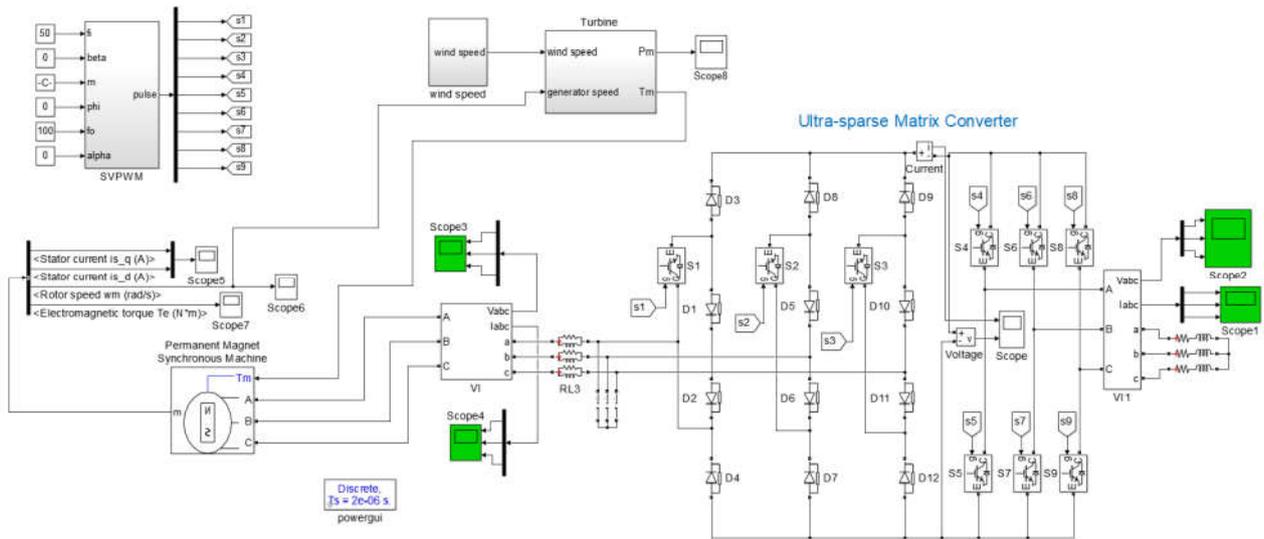


图 9 USMC 直驱风力发电系统模型

Fig. 9 Model of direct-driven wind-power generation system for USMC

表 2 系统基本参数

Table 2 Basic parameters for system

器件	参数	参数
风速	$V_b/(m/s)$	4
	$V_{gmin}, V_{gmax}/(m/s)$	0,6
	$V_{vmin}, V_{vmax}/(m/s)$	0,6
	$V_{tmin}, V_{tmax}/(m/s)$	0,2
PMSG	$R_s/\Omega$	0.625
	$L_d, L_q/mH$	7.5
	$\Psi_{PM}/Wb$	0.45
	$J/(kg \cdot m^2)$	$1.82e^{-3}$
输入滤波器	$n_p$	8
	$C_f/\mu F$	30
输出滤波器	$L_g/mH$	5

由表 2 风速参数所搭建的 4 种风速模型仿真图

如图 10 所示，图 11 是最终叠加的风速仿真图。

在风速的作用下，风机驱动 PMSG 旋转进而为系统产生电能，本文中 PMSG 所设置的额定功率为 4.8 kW，其他参数详见表 2。此时 PMSG 的电磁转矩波形以及  $d-q$  电流波形分别如图 11、图 12 所示。由图可知 PMSG 的电磁转矩纹波较小，在 0~0.02 s 有一个微弱的波动，随后逐渐趋于稳定。图 13、图 14 展示了 PMSG 的定子侧电压电流波形，其中定子侧电压的最大值为 378.32 V，电流的最大值为 11.84 A，满足 PMSG 的功率需求，最终在 USMC 的控制下输出如图 15 所示稳定的 220 V/12 A 并网电压电流波形。仿真结果验证了所提方案的正确性，为日后 USMC 直驱风力发电系统的实现奠定了理论基础。

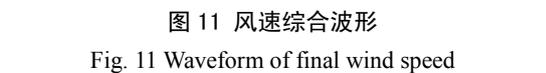
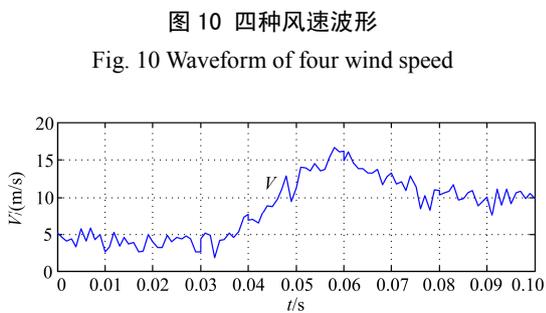
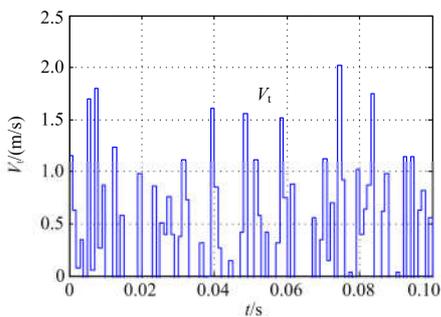
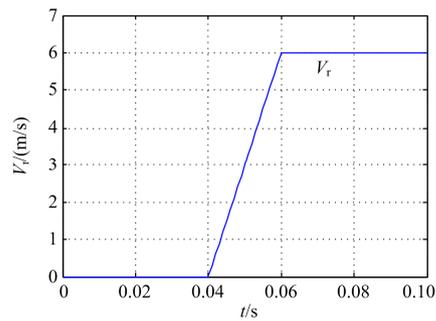
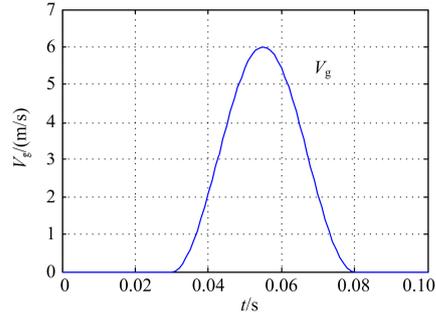
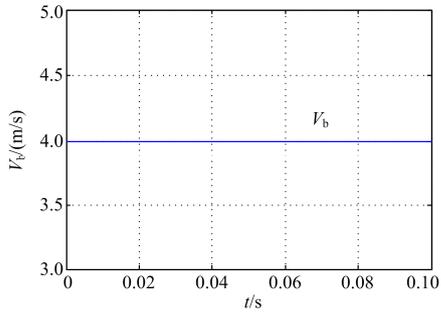


图 10 四种风速波形

Fig. 10 Waveform of four wind speed

图 11 风速综合波形

Fig. 11 Waveform of final wind speed

图 12 电磁转矩波形

Fig. 12 Waveform of electromagnetic torque

图 13 d-q 电流波形

Fig. 13 Waveform of d-q axis current

图 14 定子侧 a 相电压波形

Fig. 14 Voltage waveform of phase a on stator side

图 15 定子侧 a 相电流波形

Fig. 15 Current waveform of phase a on stator side

图 16 并网 A 相电压电流波形

Fig. 16 Voltage and current waveform of phase A when grid-connected

#### 4 结论

本文分析推导了 USMC 整流侧和逆变侧的

SVPWM 控制策略, 给出其开关调制序列, 并建立了 USMC 直驱风力发电系统各个部分的数学模型, 最后通过 Matlab/Simulink 软件搭建系统整体仿真模型, 验证其有效性。仿真结果验证了所提方案的正确性, 为 USMC 的硬件实现提供理论上的参考依据, 同时也为日后 USMC 直驱风力发电系统的实现奠定了理论基础。

### 参考文献

- [1] WEI L, LIPO T A. A novel matrix converter topology with simple commutation[C] // Conference Record of the 2001 Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Meeting, September 30-October 4, 2001, Chicago, USA: 1749-1754.
- [2] KOLAR J W, FRIEDLI T, RODRIGUEZ J, et al. Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 4988-5006.
- [3] LI S, XIA C, YAN Y, et al. Space vector over-modulation strategy for ultra sparse matrix converter based on the maximum output voltage vector[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, PP(99): 1-1.
- [4] LI S, CHEN W, YAN Y, et al. A multi-mode space vector over modulation strategy for ultra sparse matrix converter with improved fundamental voltage transfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, PP(99): 1-1.
- [5] XIA C, LI S, YAN Y, et al. Research on linear output voltage transfer ratio for ultra sparse matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(3): 1811-1815.
- [6] NGUYEN D T, LEE H H, CHUN T W. A carrier-based pulse width modulation method for indirect matrix converters[J]. Journal of Power Electronics, 2012, 12(3): 448-457.
- [7] NGUYEN T D, LEE H H. Dual three-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 569-581.
- [8] 余帅. TSMC 直驱风力发电系统预测直接功率控制[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2015.  
YU Shuai. Predictive direct power control strategy for direct-driven wind power generation system with two stage matrix converter[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2015.
- [9] 倪泽平. 基于双级矩阵变换器的直驱风力发电系统控制研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2011.  
NI Zeping. Study on control strategies for direct-driven wind-power generation system on two stage matrix converter[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2011.
- [10] DABOUR S M, HASSAN E W, RASHAD E M. Analysis and implementation of space vector modulated five-phase matrix converter[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(8): 1374-1378.
- [11] 孟克其劳, 陈虎, 钱春震, 等. 永磁直驱风力发电系统最大功率追踪策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(22): 83-87.  
MENG Keqilao, CHEN Hu, QIAN Chunzhen, et al. Study on maximum power point tracking strategy for direct-driven permanent magnet synchronous generating system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(22): 83-87.
- [12] 管维亚, 吴峰, 鞠平. 直驱永磁风力发电系统仿真与优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(9): 54-60.  
GUAN Weiya, WU Feng, JU Ping. Simulation and optimized control of direct-drive permanent magnet wind power system[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(9): 54-60.
- [13] 刘丹, 李强, 冯承超. 小型直驱式永磁同步风力发电机快速最大功率追踪仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(5): 141-145.  
LIU Dan, LI Qiang, FENG Chengchao. A simulation study of small direct drive type permanent magnet synchronous generator fast maximum power tracking[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(5): 141-145.
- [14] 程辉, 杨克立, 王克军, 等. PMSG 风力发电系统转速估计算法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(5): 24-29.  
CHENG Hui, YANG Keli, WANG Kejun, et al. Study on a rotor speed estimation algorithm of PMSG wind power system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(5): 24-29.
- [15] 王银涛, 何山, 王维庆, 等. 基于改进的 RMC-分散式小型风电场并网仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 53-58.  
WANG Yintao, HE Shan, WANG Weiqing, et al. Simulation study of distributive small wind farms integration based on an improved RMC[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 53-58.
- [16] TAO R, LI F, CHEN W, et al. Research on the protection coordination of permanent magnet synchronous generator based wind farms with low voltage ride through capability[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 311-319. DOI: 10.1186/s41601-017-0050-4.

收稿日期: 2017-10-15; 修回日期: 2018-03-01

作者简介:

徐艳春(1973—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为微弱电气信号检测等; E-mail: xyc7309@163.com

杨昊(1994—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为矩阵变换器等; E-mail: 529547824@qq.com

程杉(1981—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为微电网协调运行与优化等。E-mail: hpucquyzu@ctgu.edu.cn

(编辑 姜新丽)