

基于H-MMC的直驱式永磁同步风力发电系统的运行与控制

荣飞, 严家俊, 孙文隆, 黄守道

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要:提出了一种基于六边形模块化多电平交交变流器(H-MMC)的直驱式永磁同步风力发电系统,可以将三相风力发电机通过一级交交变换后直接并入三相交流电网,具有功率损耗低、变流器电容电压纹波小、无升压变压器并网的优点。详细分析了该系统的功率特性及变流器子模块电容电压波动情况,提出了基于环流控制的电容电压平衡控制和基于双比例谐振控制器的电流跟踪控制,最终实现了风力发电机最大功率点跟踪下系统的稳定运行。MATLAB/Simulink仿真和RT-LAB硬件在环实验结果验证了基于H-MMC的风电系统具有良好的稳态运行特性和动态响应特性。

关键词:风电;直驱式;H-MMC;电容电压平衡;双比例谐振控制器

中图分类号:TM 614

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202001001

0 引言

随着传统能源日渐枯竭,以风力发电为代表的新能源发电技术受到世界范围的普遍关注^[1]。其中,直驱永磁同步风力发电系统因具有效率高、制造方便、控制效果好等优点,逐渐成为风电研究的热点^[2]。为了提升风能利用效率和降低风电场单位成本,直驱永磁风机单机容量已经达到10 MW的功率等级^[3]。风机端电压也逐渐从低压690 V升至3.3 kV、6.6 kV等中压水平,以减小系统损耗和降低成本^[4]。

对于风电变流器,受目前功率器件耐压水平的限制,采用多电平技术是实现中压大容量风机并网的现实方案^[5]。文献[6]采用背靠背二极管箝位型三电平变流器,实现三相中压风力发电机直接并入三相中压交流电网。但三电平变流方案输出电压等级有限,往往需要升压变压器并入中压电网,增大了系统的体积和成本^[7]。虽然采用箝位型多电平变流器可以获得更高的输出电压,但是其中点电压平衡控制将会更复杂,导致系统可靠性降低^[8]。

文献[9]采用背靠背模块化多电平换流器BTB-MMC(Back-To-back Modular Multilevel Converter)将中压风机并入中压交流电网。MMC具有模块化设计、冗余特性良好、输出电压等级高、功率器件电压应力低等优势^[10-11]。但这种结构存在低频时子模块电容电压纹波大的问题,应用于风力发电系统中时需要额外的电容电压波动抑制策略^[12]。文献[13]提出一种基于模块化多电平矩阵式变流器M3C

(Modular multilevel matrix Converter)的风力发电系统,实现了10 MW/5.4 kV的风机并入5.4 kV的交流电网。M3C同样具备模块化多电平的优点,且作为只有一级变换的直接交交变流器,其效率较高,但M3C拓扑结构复杂,内部环流通路较多,控制难度高,稳定性较差^[14]。

文献[15]提出了一种新型六边形模块化多电平交交变流器H-MMC(Hexagonal Modular Multilevel Converter),与BTB-MMC和M3C相比,H-MMC只使用6个桥臂就可以实现2个不同频率和幅值的三相交流系统的连接,大幅降低了设备体积和生产成本,而且H-MMC的电容电压波动较小,较适合于低频大功率应用场合^[16]。

然而,目前对H-MMC的相关研究仅限于对其变流技术理论的分析,没有对H-MMC应用于实际系统中的可能性及相关性能进行深入探讨。本文将H-MMC应用于中压大功率直驱永磁同步风力发电系统,并对该系统的运行特性进行了详细的分析。将H-MMC应用于风电系统时,需考虑风机对风能的高效利用,因此本文提出了相应的最大功率点跟踪控制;文献[15-16]中要求变流器两侧三相系统无功平衡,而本文为了保证电网功率因数为1,利用环流和中性点电压对风机无功进行补偿以实现电容电压的平衡控制;考虑到变流器的桥臂电流包含机侧和网侧2种频率,采用双比例谐振控制器直接对2种频率的电流进行跟踪控制,最终实现了风力发电机最大功率点追踪下系统的稳定运行。最后在仿真和实验中,对风速恒定下系统的稳态性能以及风速变化时系统的动态性能进行了验证,为H-MMC在风电系统中的应用提供了有力的支持。

收稿日期:2019-02-25;修回日期:2019-11-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977070)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977070)

1 拓扑结构

根据H-MMC的拓扑结构^[15],可以搭建基于H-MMC的直驱永磁同步风力发电交流并网系统的拓扑结构,如图1所示。系统包括1个H-MMC,该变流器由6个相同的桥臂形成1个六边形环,每个桥臂由 N 个全桥子模块SM(Sub-Module)和1个电感 L 串联而成。永磁同步发电机PMSG(Permanent Magnet Synchronous Generator)三相绕组A、B、C和电网的三相U、V、W交替地连接到各个桥臂上。

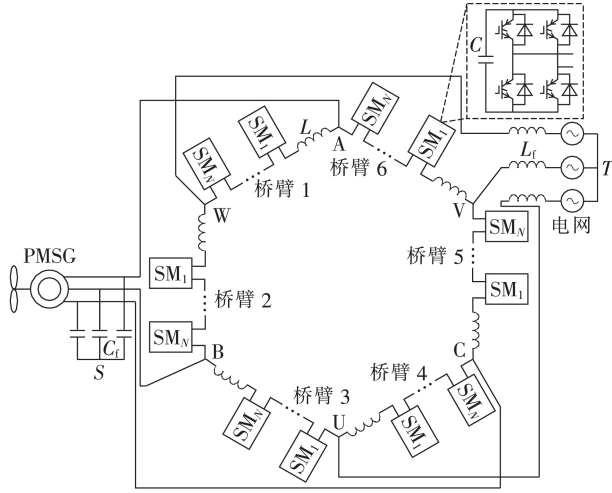


图1 系统拓扑结构

Fig.1 Topology of system

根据输入、输出的电压幅值以及系统输送功率的要求,H-MMC可以灵活地选择桥臂子模块的个数与参数。可以将每个桥臂的模块级联部分等效为电压源。风机部分可以等效为交流电压源,以方便该系统的电路分析。忽略机侧滤波电容 C_f 和网侧滤波电感 L_f ,由此可得系统的简化电路模型,如图2所示。风机的A、B、C三相电压为 v_{m1} 、 v_{m2} 、 v_{m3} ,电流为 i_{m1} 、 i_{m2} 、 i_{m3} ;电网U、V、W三相电压为 v_{g1} 、 v_{g2} 、 v_{g3} ,电流为 i_{g1} 、 i_{g2} 、 i_{g3} ;采用 $x(x=1,2,\dots,6)$ 表示H-MMC桥臂的序号,桥臂 x 的模块级联部分的输出电压表示为 v_x ,桥臂电流表示为 i_x 。各电气量的参考方向如图2所示。

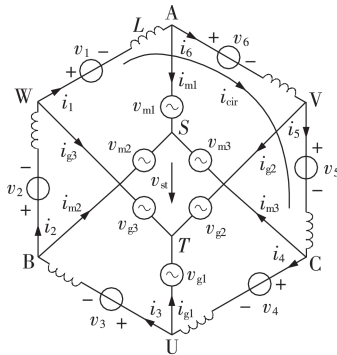


图2 系统的简化电路模型

Fig.2 Simplified circuit model of system

根据基尔霍夫电压、电流定律和叠加原理,由图2的简化电路可列出H-MMC各桥臂的电压和电流方程,以桥臂1和桥臂2为例,则有:

$$\begin{cases} v_1 = v_{g3} - v_{m1} - L di_1/dt - v_{st} \\ v_2 = v_{m2} - v_{g3} - L di_2/dt + v_{st} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_1 = (i_{m1} - i_{m2} + i_{g2} - i_{g3})/3 + i_{cir} \\ i_2 = (i_{m1} - i_{m2} + i_{g3} - i_{g1})/3 + i_{cir} \end{cases} \quad (2)$$

其中, v_{st} 为机侧和网侧中性点S、T的电压差; i_{cir} 为环流。同理可以得到其余桥臂的电压和电流方程。

2 运行特性

2.1 功率特性分析

假设PMSG的各相电压、电流瞬时表达式如下:

$$\begin{cases} v_{mk} = \sqrt{2} V_m \sin \left[2\pi f_m t - \frac{2(k-1)\pi}{3} \right] \\ i_{mk} = \sqrt{2} I_m \sin \left[2\pi f_m t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \varphi_m \right] \end{cases} \quad (3)$$

其中, $k=1,2,3$; V_m 、 I_m 分别为PMSG相电压、相电流的有效值; f_m 为PMSG频率; φ_m 为PMSG的功率因数角。

假设电网的各相电压、相电流瞬时表达式如下:

$$\begin{cases} v_{gk} = \sqrt{2} V_g \sin \left[2\pi f_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \varphi_0 \right] \\ i_{gk} = \sqrt{2} I_g \sin \left[2\pi f_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \varphi_0 - \varphi_g \right] \end{cases} \quad (4)$$

其中, V_g 、 I_g 分别为电网相电压、相电流的有效值; f_g 为电网频率; φ_g 为电网功率因数角; φ_0 为PMSG的A相电压和电网U相电压的初始相位差。

设 P_x 为变流器各桥臂的模块级联部分所吸收的瞬时功率,则有:

$$P_x = v_x i_x \quad (5)$$

理想情况下,当变流器两侧三相系统的无功平衡时,环流 i_{cir} 和两中性点电压差 v_{st} 为0,根据式(5),结合式(1)~(4),忽略桥臂电感压降,可以计算出 P_x 。根据三角函数关系计算可得,桥臂瞬时功率包含5种频率分量,表1给出了各分量的表达式。表中, $x=1,2,\dots,6$; $j=1,2,3$ 。

由表1可见,每个桥臂的瞬时功率均包含一部分功率常量和 $2f_m$ 、 $2f_g$ 、 $f_g - f_m$ 、 $f_g + f_m$ 这4种频率的分量,分别表示为 P_x^{const} 、 $P_x^{2f_m}$ 、 $P_x^{2f_g}$ 、 $P_x^{f_g - f_m}$ 、 $P_x^{f_g + f_m}$ 。因为中压大功率风力发电中PMSG的电压输出频率较低,远小于电网频率, $f_g - f_m > 0$,所以每个桥臂瞬时功率包含的功率常量部分只有 P_x^{const} ,其他功率分量随时间做周期性波动。功率常量会造成桥臂能量的累积,若要使系统稳定工作,各桥臂吸收功率的功率常量部分必须为0,则有:

表1 H-MMC各桥臂的功率分量

Table 1 Power components of H-MMC bridge arms

频率	桥臂 x 的功率分量表达式
0	$P_x^{\text{const}} = -(V_m I_m \cos \varphi_m + V_g I_g \cos \varphi_g)/2 + (-1)^{x-1} (-V_m I_m \sin \varphi_m + V_g I_g \sin \varphi_g)/2\sqrt{3}$
$2f_m$	$P_x^{2f_m} = V_m I_m \cos[4\pi f_m t - \varphi_m + \pi/6 + (x-1)\pi/3]/\sqrt{3}$
$2f_g$	$P_x^{2f_g} = -V_g I_g \cos[4\pi f_g t - \varphi_g - 2\varphi_0 + \pi/6 + (x-1)\pi/3]/\sqrt{3}$
$f_g - f_m$	$P_x^{f_g - f_m} = (-1)^x V_m I_g \cos[2\pi(f_g - f_m)t - \varphi_g - \varphi_0 - \pi/2]/\sqrt{3} + (-1)^x V_g I_m \cos[2\pi(f_g - f_m)t + \varphi_m - \varphi_0 - \pi/2]/\sqrt{3}$
$f_g + f_m$	$x=2j-1$ 时, $P_x^{f_g + f_m} = V_m I_g \cos[2\pi(f_g + f_m)t - \varphi_g - \varphi_0 - \pi/2 + 2\pi(j-1)/3]/\sqrt{3} + V_g I_m \cos[2\pi(f_g + f_m)t - \varphi_m - \varphi_0 - \pi/6 + 2\pi(j-1)/3]/\sqrt{3}$; $x=2j$ 时, $P_x^{f_g + f_m} = V_m I_g \cos[2\pi(f_g + f_m)t - \varphi_g - \varphi_0 - 5\pi/6 + 2\pi(j-1)/3]/\sqrt{3} + V_g I_m \cos[2\pi(f_g + f_m)t - \varphi_m - \varphi_0 + 5\pi/6 + 2\pi(j-1)/3]/\sqrt{3}$

$$P_x^{\text{const}} = 0 \quad (6)$$

根据图2定义的参考方向, PMSG发出的有功功率 P_m 、无功功率 Q_m 可表示为:

$$\begin{cases} P_m = -3V_m I_m \cos \varphi_m \\ Q_m = -3V_m I_m \sin \varphi_m \end{cases} \quad (7)$$

电网吸收的有功功率 P_g 、无功功率 Q_g 可表示为:

$$\begin{cases} P_g = 3V_g I_g \cos \varphi_g \\ Q_g = 3V_g I_g \sin \varphi_g \end{cases} \quad (8)$$

将式(6)和式(7)代入表1中的 P_x^{const} 可得:

$$P_x^{\text{const}} = \frac{1}{6} (P_m - P_g) + (-1)^{x-1} \frac{\sqrt{3}}{18} (Q_m + Q_g) \quad (9)$$

式(9)表明,变流器每个桥臂均匀分担风机发出和电网吸收的有功功率之差,奇数桥臂和偶数桥臂吸收功率的常量部分存在差异,主要取决于风机发出和电网吸收的无功功率之和。

为了保持电网的稳定,电网功率因数设定为1,电网无功功率 Q_g 始终为0,此时变流器两侧无功无法平衡,式(9)无法保持恒等于0,因此需要对风机的无功功率进行补偿。本文以环流 i_{cir} 和中性点电压差 v_{st} 作为控制量来补偿风机无功,在注入一个常数分量的环流 $i_{\text{cir1_ref}}$ 的同时附加一个中性点电压 $v_{\text{st1_ref}}$,则变流器桥臂吸收功率的功率常量为:

$$P_x^{\text{const}} = \frac{1}{6} (P_m - P_g) + (-1)^{x-1} \left(\frac{\sqrt{3}}{18} Q_m - i_{\text{cir1_ref}} v_{\text{st1_ref}} \right) \quad (10)$$

当满足式(11)和式(12)时,可以使各桥臂吸收功率的常量部分 $P_x^{\text{const}}=0$,以保证系统稳定工作。

$$P_m - P_g = 0 \quad (11)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{18} Q_m - i_{\text{cir1_ref}} v_{\text{st1_ref}} = 0 \quad (12)$$

当电网功率因数设定为1,变流器两侧无功无法平衡时,利用环流和中性点电压差来补偿风机无功,由于风机发出的无功功率相比有功功率很小,因此注入的环流和附加的中性点电压远小于各桥臂电流和电压的幅值,在保证 $P_x^{\text{const}}=0$ 的同时,对表1中其余各频率的功率分量的影响可以忽略。

2.2 电容电压波动分析

对瞬时功率 P_x 进行积分,可得各桥臂级联模块的能量波动函数:

$$W_x(t) = \int P_x dt = \int (P_x^{\text{const}} + P_x^{2f_m} + P_x^{f_m + f_g} + P_x^{f_g - f_m} + P_x^{2f_g}) dt \quad (13)$$

为保证变流器稳定工作, P_x^{const} 控制为0,故 P_x 为一周期函数,则桥臂电容电压的波动也呈周期性。

H-MMC每个桥臂子模块数为 N ,电容电压设定值为 U_c ,电容值为 C ,电容电压波动系数为 ε_1 ,则有:

$$\frac{\frac{1}{2} C U_c^2 \left[(1 + \varepsilon_1)^2 - (1 - \varepsilon_1)^2 \right]}{N} = \frac{\max(W_x(t)) - \min(W_x(t))}{N} \quad (14)$$

因此可得到H-MMC电容电压波动系数为:

$$\varepsilon_1 = \frac{\max(W_x(t)) - \min(W_x(t))}{2 C N U_c^2} \quad (15)$$

文献[17]给出了传统BTB-MMC桥臂子模块电容电压波动系数 ε_2 的计算公式,具体如下:

$$\varepsilon_2 = \frac{U_{\text{dc}} I_{\text{ac}}}{4 \omega_{\text{ac}} C N_1 U_c^2} \left[1 - \frac{4 U_{\text{ac}}^2 (1 + \sin^2 \varphi)}{3 U_{\text{dc}}^2} \right] \quad (16)$$

其中, U_{dc} 为直流母线电压; U_{ac} 、 I_{ac} 分别为交流侧输出电压、电流幅值; ω_{ac} 为交流电压角频率; N_1 为单个桥臂子模块数; φ 为交流侧功率因数。

以5 MW/3.3 kV的风电机组并入10 kV/50 Hz电网的风电系统为例,表2给出了风电变流器分别采用H-MMC和BTB-MMC的变流器参数。其中,BTB-MMC的母线电压是按照网侧MMC调制比为1设定的。子模块电容电压额定值均设置为2500 V,可以计算出BTB-MMC网侧每个桥臂至少需要7个子模块,机侧每个桥臂至少需要5个子模块。如表2

表2 采用H-MMC和BTB-MMC的变流器参数对比

Table 2 Comparison of parameters between H-MMC and BTB-MMC

参数	数值	
	H-MMC	BTB-MMC
桥臂数	6	12
电容电压额定值/V	2500	2500
母线电压/V	—	16330
桥臂子模块数	6	网侧7,机侧5
电容值/mF	20	20
IGBT数	144	144
电容数	36	72
电感数	6	12

所示, H-MMC 和 BTB-MMC 所需的 IGBT 数相同, 但 H-MMC 所需电容和电感数仅为 BTB-MMC 的一半, 因此降低了变流器设备的体积和生产成本。

不同型号的 5 MW / 3.3 kV 风机的额定频率也不同, 在电网功率因数为 1, 风机工作在额定功率且忽略风机无功的情况下, 根据式 (15) 和式 (16), 以 PMSG 额定频率 f_{m_rate} 为变量, 可以绘出不同 f_{m_rate} 下采用 H-MMC 的电容电压波动情况和采用 BTB-MMC 的机侧桥臂电容电压的波动情况, 如图 3 所示, 图中 ε 为波动系数。H-MMC 桥臂子模块数量为 6, 为了增强可比性, BTB-MMC 还取了机侧桥臂子模块数为 6 的这种情况, 如图 3 所示。

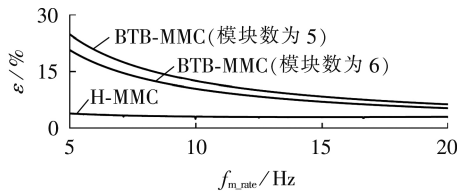


图 3 电容电压波动情况

Fig.3 Capacitor voltage fluctuation situations

从图 3 可以看出, 在 f_{m_rate} 为 5~20 Hz 的范围内, H-MMC 的电容电压波动均在 4% 以下, 相较于 BTB-MMC, H-MMC 的电容电压波动很小, 具有明显的低频优势, 更适用于中压风电交流并网的应用场合。

3 控制策略

3.1 最大功率点跟踪控制

最大功率点跟踪控制是实现风机高效利用风能的基础。转速参考值的计算公式如下:

$$\omega_{ref} = \lambda_{opt} v / R \quad (17)$$

其中, ω_{ref} 为转速参考值; λ_{opt} 为风机的最佳叶尖速比, 取 8.1; v 为当前风速; R 为风机叶片半径。

PMSG 采用 $i_d=0$ 控制方式, 将其 d 轴分量 i_{md_ref} 设为 0, 将转速参考值 ω_{ref} 与实际转速 ω 作差后通过一个比例积分控制器, 得到 PMSG 的 q 轴电流分量的参考值 i_{mq_ref} 。具体计算表达式如下:

$$i_{mq_ref} = (K_{p1} + K_{i1}/s)(\omega_{ref} - \omega) \quad (18)$$

其中, K_{p1} 为比例系数; K_{i1} 为积分系数。

3.2 网侧电流控制

由式 (11) 可知, 要想实现变流器稳定工作, 需要不断调整变流器网侧输出功率, 以实现电网吸收有功与风机发出有功的平衡。为保证网侧功率因数为 1, 将网侧 q 轴电流给定值 i_{gq_ref} 设为 0。式 (9) 表明变流器每个桥臂均匀分担风机发出和电网吸收的有功功率之差, 所以将变流器所有子模块电容电压平均值和子模块电容电压给定值比较后通过一个比例积分调节器, 输出作为网侧 d 轴电流给定值 i_{gd_ref} 。

$$i_{gd_ref} = (K_{p2} + K_{i2}/s)(U_{C_ref} - \bar{U}_c) \quad (19)$$

其中, K_{p2} 为比例系数; K_{i2} 为积分系数; U_{C_ref} 为子模块电容电压的给定值; $\bar{U}_c$ 为变流器所有桥臂子模块电容电压的平均值。

3.3 电容电压平衡控制

由式 (12) 可知, 注入常数分量的环流 i_{cir1_ref} , 同时附加一个中性点电压 v_{sl_ref} , 可以补偿风机的无功, 以保证各桥臂吸收功率的常量部分为 0。式 (9) 表明, 当电网不吸收无功时, 变流器奇数桥臂和偶数桥臂吸收功率的常量部分存在差异, 这取决于风机无功功率。所以将奇数桥臂和偶数桥臂电容电压的平均值的差通过比例积分调节器, 其输出作为参考值 i_{cir1_ref} 和 v_{sl_ref} 。

$$i_{cir1_ref} = (K_{p3} + K_{i3}/s)(\bar{U}_{C1,3,5} - \bar{U}_{C2,4,6}) \quad (20)$$

$$v_{sl_ref} = (K_{p4} + K_{i4}/s)(\bar{U}_{C1,3,5} - \bar{U}_{C2,4,6}) \quad (21)$$

其中, K_{p3} 、 K_{p4} 为比例系数; K_{i3} 、 K_{i4} 为积分系数; $\bar{U}_{C1,3,5}$ 、 $\bar{U}_{C2,4,6}$ 分别为变流器奇数桥臂、偶数桥臂子模块电容电压的平均值。

在实际系统中, 不同桥臂之间的能量偏差是不可避免的, 为了平衡这种偏差, 仅仅靠功率补偿是不够的, 本文通过控制环流进一步实现各桥臂之间子模块电容电压的平衡。考虑桥臂子模块电容电压和模块功率的关系, 将各桥臂子模块电容电压平均值和子模块电容电压给定值比较后通过一个比例调节器, 再与对应桥臂的输出电压相乘, 最后将各组结果相加, 得到环流交流分量的参考值 i_{cir2_ref} 。具体计算表达式如下:

$$i_{cir2_ref} = \sum_{x=1}^6 K_{p5} v_{bx} (U_{C_ref} - \bar{U}_{Cx}) \quad (22)$$

其中, K_{p5} 为比例系数; $\bar{U}_{Cx}$ 为桥臂 x 的子模块电容电压平均值; v_{bx} 为桥臂 x 的输出电压。

因此可以得到环流参考值 i_{cir_ref} 为:

$$i_{cir_ref} = i_{cir1_ref} + i_{cir2_ref} \quad (23)$$

通过以上控制可以实现变流器各桥臂之间子模块电容电压平均值的平衡。但由于本文采用单极性载波移相的调制方式, 同一桥臂内各个子模块之间的电容电压可能出现不平衡, 因此需要叠加一个如式 (24) 所示的补偿量到调制信号上, 以控制同一桥臂内各子模块之间的电容电压平衡。

$$v_{hxn_ref} = K_{p6} i_x (\bar{U}_{Cx} - U_{Cxn}) \quad (24)$$

其中, v_{hxn_ref} 为叠加到桥臂 x 的第 n 个子模块的电压补偿量; K_{p6} 为比例系数; U_{Cxn} 为桥臂 x 的第 n 个子模块的电容电压。

3.4 桥臂电流跟踪控制

将机侧电流和网侧电流 dq 轴分量的参考值通过 dq/abc 坐标变换得到三相静止坐标系下的参考

值,再与环流参考值一起代入式(2),可以得到各桥臂电流的给定值 i_{x_ref} 。由于桥臂电流包含直流分量以及风机频率和电网频率2种频率的交流分量,因此本文采用准双比例谐振控制器,在三相静止坐标系下对桥臂电流参考值进行无静差跟踪,可以得到各桥臂电压参考值 v_{x_ref} 。具体表达式如下:

$$v_{x_ref} = \left(K_{p7} + \frac{K_{sc1}\omega_m^2 s}{s^2 + 2\omega_{sc1}s + \omega_m^2} + \frac{K_{sc2}\omega_g^2 s}{s^2 + 2\omega_{sc2}s + \omega_g^2} \right) (i_{x_ref} - i_x) \quad (25)$$

其中, K_{p7} 为比例系数; K_{sc1} 、 K_{sc2} 为谐振系数; ω_m 、 ω_g 分别为风机和电网的角频率; ω_{sc1} 、 ω_{sc2} 为截止角频率。

附加的中性点电压 v_{st_ref} 也是通过叠加到各桥臂调制信号上来实现,其叠加的正负号与式(1)中的符号保持一致,即对于奇数桥臂则减去 v_{st_ref} ,对于偶数桥臂则加上 v_{st_ref} 。综合式(21)、式(24)和式(25)可得各个桥臂子模块的调制信号,具体表达式如下:

$$v_{xn_ref} = v_{x_ref} + v_{bn_ref} + (-1)^x v_{st_ref} \quad (26)$$

其中, v_{xn_ref} 为第 x 个桥臂的第 n 个子模块的调制信号。

根据上述控制策略,所绘制的系统控制框图如附录中图A1所示。

4 仿真分析

在MATLAB/Simulink软件中按照图1搭建了一组额定功率为5 MW的基于H-MMC的直驱永磁同步风力发电系统的仿真模型,仿真参数如下:额定功率 $P_N=5$ MW,额定风速为10 m/s,叶片半径为74.4 m,额定转速为10.46 r/min,极对数为54,电机额定线电压为3.3 kV,转子磁链为45.5 Wb,电机的 dq 轴电感为4 mH,定子电阻为0.05 Ω ,电网额定线电压为10 kV,电网额定频率为50 Hz,桥臂子模块数 $N=6$,子模块电容容值 $C=20$ mF,电容电压给定值 $U_{C_ref}=2500$ V,桥臂电感 $L=10$ mH。

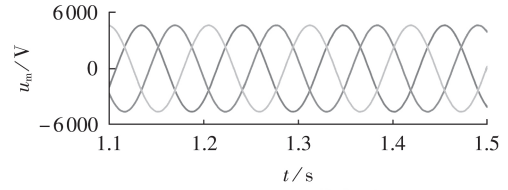
4.1 稳态仿真分析

在额定风速下进行稳态仿真,结果如图4所示。

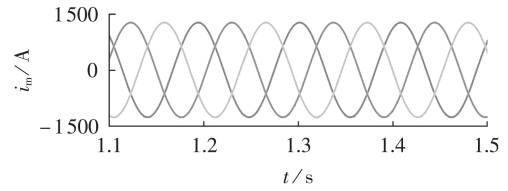
图4(a)、(b)分别为PMSG线电压、相电流的波形图。对AB相线电压、A相相电流进行快速傅里叶变换分析,基波频率均为9.357 Hz,线电压的基波幅值为4568 V,谐波含量仅为0.26%;相电流基波幅值为1270 A,谐波含量仅为0.16%。可见,在额定风速下,风机稳定运行,电压电流波形畸变率很低。

图4(c)为网侧相电流波形图。对电网U相相电流进行快速傅里叶变换分析,基波幅值为405.2 A,谐波含量仅有0.54%,系统的并网电流波形质量很高。

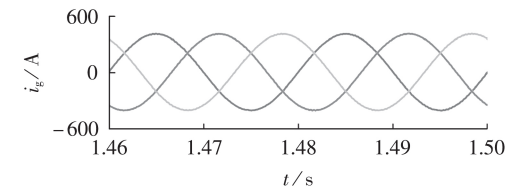
从图4(d)中可以看出,发电机发出的有功稳定在额定功率5.0 MW左右;电网吸收的有功在4.96 MW左右波动,系统效率很高。



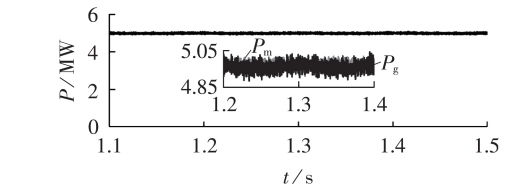
(a) PMSG 线电压



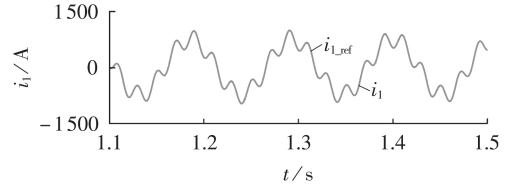
(b) PMSG 相电流



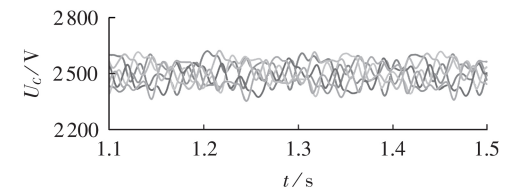
(c) 网侧相电流



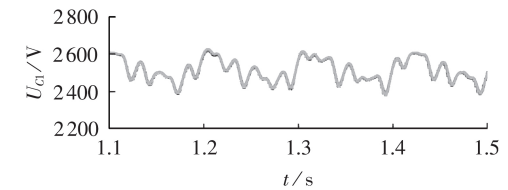
(d) 风机发出有功及电网吸收有功



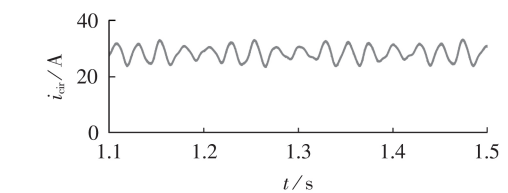
(e) 桥臂1电流参考值和实际值



(f) 各桥臂子模块电容电压平均值



(g) 桥臂1子模块电容电压



(h) 变压器环流

图4 稳态仿真结果

Fig.4 Steady state simulative results

从图4(e)中可以看出,桥臂电流包含2种频率的交流分量,且实际值能很好地跟踪参考值。其余各桥臂情况相似,在此不再给出。由此验证了基于双比例谐振控制器的桥臂电流跟踪控制的有效性。

从图4(f)可以看出,各桥臂子模块电容电压均在给定值2500 V附近波动,波动幅度为5%左右,略大于2.2节所计算出的理论值,这是因为理论计算时对桥臂电感压降和环流等进行了忽略。从图4(g)中可以看出,桥臂1内各子模块电容电压波动一致。其余各桥臂情况相似,在此不再给出。图4(f)和(g)说明电容电压平衡控制效果良好。

图4(h)为变流器环流波形图。可以看出,环流稳定在35 A以下,相较于桥臂电流而言非常小,对变流器的成本及损耗的影响很小。

从系统稳态仿真结果可以看出,在额定风速下,系统能够稳定工作在额定状态,稳态运行特性良好。

4.2 动态仿真分析

设风速从 $t=1.5$ s开始,在0.5 s内从额定风速10 m/s线性下降到7 m/s,对系统进行动态仿真分析,结果如图5所示。

从图5(a)~(d)可以看出,在风速下降过程中,PMSG线电压、PMSG相电流、网侧相电流和发电机输出功率下降平稳,且在风速稳定后也很快稳定。整个过程中,电网吸收的有功功率对风机输出有功功率的跟随效果较好,说明网侧电流控制效果较好。

从图5(e)可以看出,在风速下降过程中,风机转速下降平稳,虽然对转速参考值的跟踪稍有滞后,但总体跟随效果较好,在风速稳定后,转速也能很快稳定在参考值,说明系统最大功率点跟踪控制整体效果较好。

图5(f)说明电容电压平衡控制效果较好,整个过程中,各子模块电容电压均在给定值附近波动。

从仿真结果可看出,系统的动态响应特性良好。

为了验证2.2节的结论,搭建了一组基于BTB-MMC的直驱永磁同步风电系统的仿真模型,控制方法与文献[9]中的一致。风机及电网参数与前文相同,机侧桥臂子模块数取6,其余参数与表2一致。

设定风速为额定风速,得到BTB-MMC机侧桥臂电容电压的波形图,如图6所示。可以看出,各桥臂子模块电容电压均在给定值2500 V附近波动,波动幅度为12%,与2.2节中计算出的理论值11%接近。而在相同情况下H-MMC桥臂电容电压仿真波形如图4(f)所示,波动幅度仅为5%,减小了58%。该仿真结果验证了2.2节中相关分析的正确性。

5 实验结果

搭建RT-LAB硬件在环实验平台,采用TMS320F28335作为控制器,RT-LAB OP5600模拟基于H-MMC的风力发电系统。实验参数与仿真参数一致。

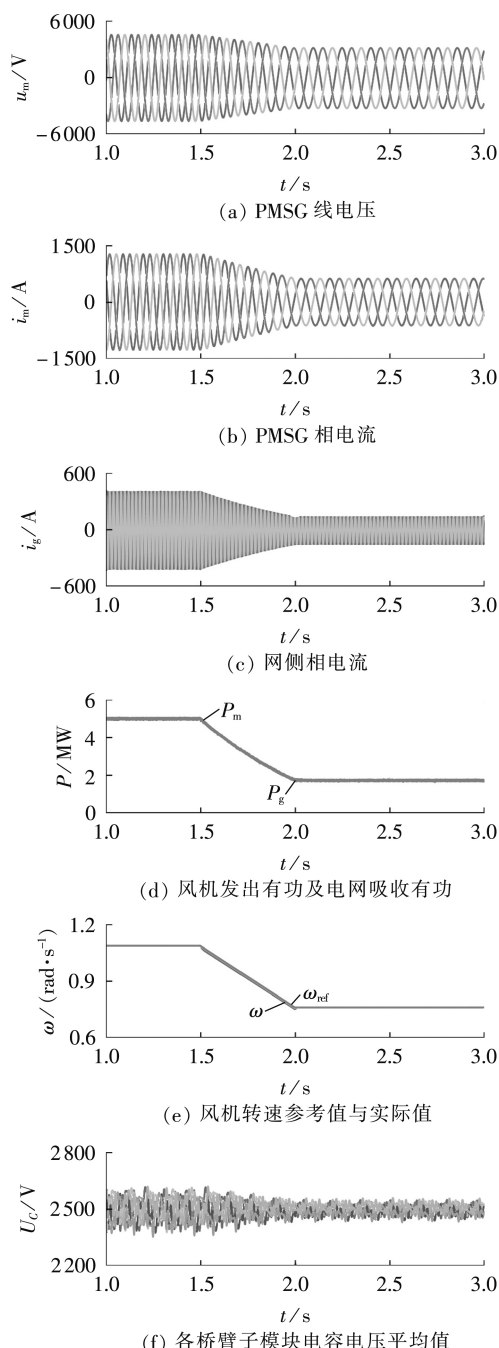


图5 动态仿真结果

Fig.5 Dynamic simulative results

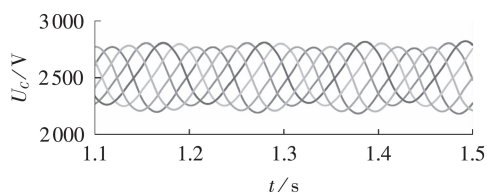


图6 BTB-MMC机侧桥臂电容电压平均值

Fig.6 Generator-side arms' average capacitor voltages of BTB-MMC

在额定风速下进行稳态实验,实验结果如图7所示。从图7(a)可以看出,PMSG线电压、相电流波形良好。AB相线电压幅值为4575 V,A相相电流幅

值为1237 A,均十分接近额定值。从图7(b)可以看出,网侧电压和电流波形良好,电网U相相电压幅值为8195 V,U相电流幅值为408 A,均接近额定值,两者相位差为0,电网功率因数为1。从图7(c)可以看出,桥臂1、桥臂2子模块电容电压平均值均在给定值2500 V附近波动,波动幅度在 ± 120 V以内。

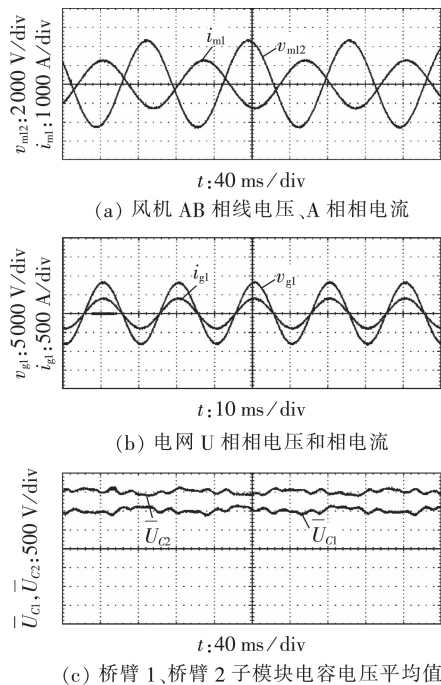


图7 稳态实验结果

Fig.7 Steady state experimental results

设定风速在0.5 s内从额定风速10 m/s线性下降到7 m/s,进行动态实验,实验结果如图8所示。

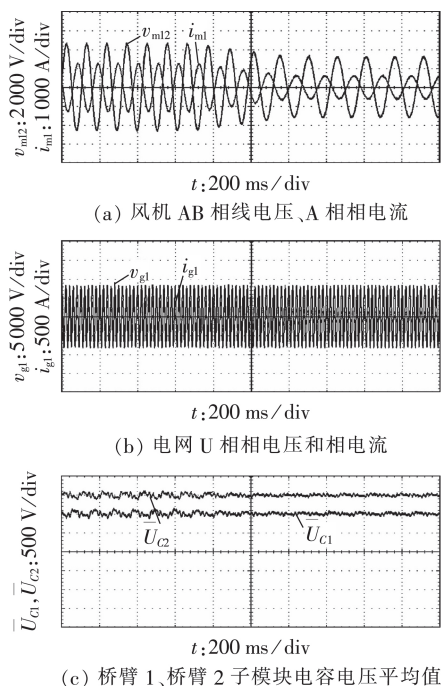


图8 动态实验结果

Fig.8 Dynamic experimental results

从图8可以看出,随着风速的下降,风机电压、电流和网侧电流均平稳下降,变流器电容电压均在2500 V附近波动,波动幅度也随着传输功率的下降而平稳减小。

通过以上实验结果可以看出,系统的稳态运行特性和动态响应特性均较好。

6 结论

本文提出一种基于H-MMC的直驱式永磁同步风力发电系统,具有功率损耗低、变流器电容电压纹波小、无升压变压器并网的优点,得到主要结论如下。

(1)本文详细分析了基于H-MMC的风电系统的功率特性,提出通过环流和中性点电压对风机无功进行补偿的方法,平衡了变流器的电容电压,并取得了单位功率因数。

(2)对比了BTB-MMC和H-MMC应用于风力发电时的电容电压纹波,相较于BTB-MMC,H-MMC的电容电压波动很小,具有明显的低频优势。

(3)本文所提控制策略实现了风力发电机最大功率点追踪下整个风电系统的稳定运行。仿真和实验结果表明,基于H-MMC的风电系统具有良好的稳态运行特性和动态响应特性,验证了所提出的系统及其控制策略的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 王冕,陈国柱. 风电背靠背PWM变流器直流能量平衡新方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):28-33.
WANG Mian, CHEN Guozhu. DC energy balance scheme for back-to-back PWM converters of wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 28-33.
- [2] 黄科元,刘静佳,黄守道,等. 换流器开路故障下永磁直驱风电系统运行分析[J]. 电力系统自动化,2014,38(14):23-29.
HUANG Keyuan, LIU Jingjia, HUANG Shoudao, et al. Operational analysis of D-PMSG based wind power generation system under open-circuit converter faults[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(14): 23-29.
- [3] YUAN X B. A set of multilevel modular medium-voltage high power converters for 10 MW wind turbines[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 5(2): 524-534.
- [4] YARAMASU V, WU B, SEN P C, et al. High-power wind energy conversion systems: state-of-the-art and emerging technologies[J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(5): 740-788.
- [5] BLAABJERG F, LISERRE M, MA K. Power electronics converters for wind turbine systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(2): 708-719.
- [6] YARAMASU V, WU B. Predictive control of a three-level Boost converter and an NPC inverter for high-power PMSG-based medium voltage wind energy conversion systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5308-5322.
- [7] MA K, BLAABJERG F. Modulation methods for neutral-point-clamped wind power converter achieving loss and thermal redistribution under low-voltage ride-through[J]. IEEE Tran-

- sactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2):835-845.
- [8] 刘战, 谭国俊, 李浩, 等. 基于空间电压矢量的有源中点箝位型五电平逆变器母线中点电压平衡问题的研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(24):6499-6507.
- LIU Zhan, TAN Guojun, LI Hao, et al. Research on neutral-point potential balancing problems of active neutral-point-clamped five-level inverter based on space vector pulse width modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(24):6499-6507.
- [9] WANG M, HU Y, ZHAO W, et al. Application of modular multilevel converter in medium voltage high power permanent magnet synchronous generator wind energy conversion systems[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(6):824-833.
- [10] 杨立敏, 李耀华, 李子欣, 等. MMC子模块故障下能量再平衡控制与安全运行域分析[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(4):52-59.
- YANG Limin, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Energy rebalance control and safe operation region analysis of MMC with sub-module fault[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(4):52-59.
- [11] 张芳, 黄维持, 李传栋. 适用于多种子模块拓扑的MMC通用化快速仿真模型[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5):129-136.
- ZHANG Fang, HUANG Weichi, LI Chuandong. General fast simulation model applicable to multiple sub-module topologies of MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5):129-136.
- [12] DEBNATH S, QIN J C, SAEEDIFARD M. Control and stability analysis of modular multilevel converter under low-frequency operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9):5329-5339.
- [13] DIAZ M, CÁRDENAS R, ESPINOZA M, et al. Modelling and control of the modular multilevel matrix converter and its application to wind energy conversion systems[C]//IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016:5052-5057.
- [14] 刘勃, 孟永庆, 白森戈, 等. 一种新的Y型大功率模块化多电平交变流器及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6):1764-1777.
- LIU Bo, MENG Yongqing, BAI Senge, et al. A novel high-power AC/AC modular multilevel converter in Y configuration and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(6):1764-1777.
- [15] BARUSCHKA L, MERTENS A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3):1400-1410.
- [16] HAMASAKI S I, OKAMURA K, TSUJI M. Control of modular multilevel converter based on bridge cells for 3-phase AC/AC converter[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Busan, South Korea: IEEE, 2013:1532-1537.
- [17] 王奎, 郑泽东, 李永东. 新型模块化多电平变换器电容电压波动规律及抑制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5):8-14.
- WANG Kui, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Voltage ripple principle and restrain method of floating capacitors in a new modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5):8-14.

作者简介:



荣飞

荣飞(1978—),男,湖北仙桃人,副教授,博士,主要研究方向为分布式能源发电技术、电力电子变流技术、电力系统有源滤波和无功补偿(E-mail:rf_hunu@126.com);

严家俊(1997—),男,湖北孝感,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变流技术、分布式能源发电技术(E-mail:2376696325@qq.com);

孙文隆(1994—),男,浙江温州人,硕士研究生,主要研究方向为新能源发电、电力电子变流技术(E-mail:826259590@qq.com);

黄守道(1962—),男,湖南资兴人,教授,博士,主要研究方向为电机与电器、电力电子以及新能源发电(E-mail:shoudaohuang@tom.com)。

(编辑 李莉)

Operation and control of direct-drive permanent magnet synchronous wind power generation system based on H-MMC

RONG Fei, YAN Jiajun, SUN Wenlong, HUANG Shoudao

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

Abstract: A topology of direct-drive permanent magnet synchronous wind power generation system based on H-MMC (Hexagonal Modular Multilevel Converter) is proposed, which can connect the wind turbine and the AC grid with one stage converter and has the advantages of low power losses, low ripple of capacitor voltage and transformerless grid connection. The power characteristics of the system and the voltage fluctuation of arm capacitors are analyzed in detail, and the capacitor voltage balance control by regulating loop current and the current tracking control based on double proportional resonant controller are proposed to achieve the stable operation of system under the maximum power point tracking of wind turbine. The MATLAB/Simulink simulations and RT-LAB hardware in loop experiments verify that the wind power generation system based on H-MMC has good steady state operation and dynamic response characteristics.

Key words: wind power; direct-drive; H-MMC; capacitor voltage balance; double proportional resonant controller

附录

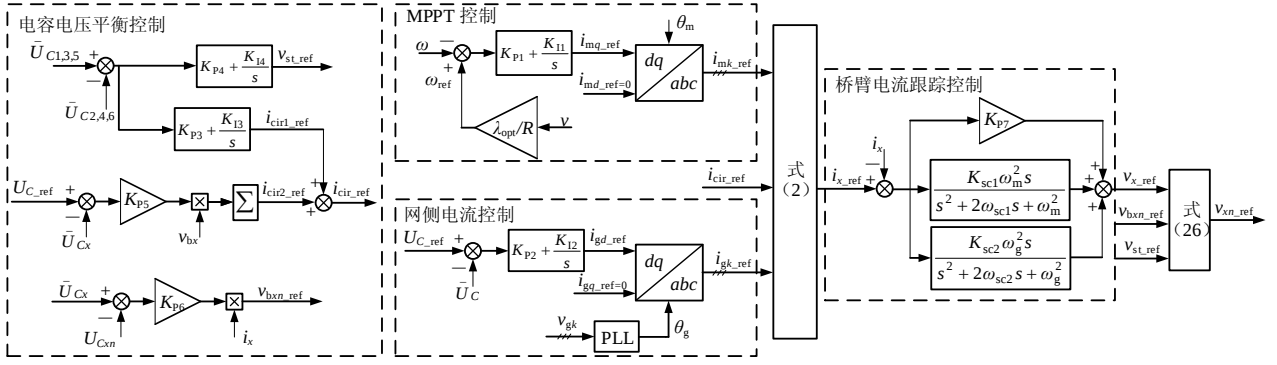


图 A1 系统控制框图

Fig.A1 Control block diagram of system