

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.6.100

中图分类号: TM464

文献标志码: A

一种新型模块化三相光伏逆变器及其 分布式控制策略

党兴华, 潘尚智(中国电源学会高级会员), 葛晓露, 宫金武,
郝利东(中国电源学会会员), 查晓明
(武汉大学电气与自动化学院, 武汉 430072)

摘要: 级联 H 桥被认为是最适合光伏发电场景的拓扑之一。针对传统三相级联 H 桥光伏逆变器电容体积大、寿命短、相间功率失配及控制通信系统复杂的问题, 基于磁通抵消原理提出 1 种新型模块化三相光伏逆变器及其分布式控制策略。首先, 介绍了模块化拓扑的基本结构; 然后, 对磁通抵消功率解耦的基本原理及二倍频电压纹波的影响因素进行了详细分析, 提出 1 种分布式控制策略以实现二倍频电压纹波的抑制并保证三相输出功率平衡; 最后, 通过仿真与实验验证了分析的正确性与控制策略的可行性。

关键词: 光伏级联 H 桥; 功率失配; 多端口变换器; 功率解耦; 分布式控制

Novel Modular Three-phase Photovoltaic Inverter and Its Distributed Control Strategy

DANG Xinghua, PAN Shangzhi, *Senior Member, CPSS*, GE Xiaolu, GONG Jinwu,
HAO Lidong, *Member, CPSS*, ZHA Xiaoming
(School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: The cascaded H-bridge is considered as one of the most suitable topologies for photovoltaic (PV) power generation. Aimed at the problems of the traditional three-phase cascaded H-bridge PV inverter such as a large capacitor volume, a short service life, inter-phase power mismatch and a complex control communication system, a novel modular three-phase PV inverter and its distributed control strategy are proposed based on the principle of magnetic flux cancellation. First, the basic structure of the proposed modular topology is introduced. Then, the basic principle of magnetic flux cancellation power decoupling and the influencing factors of double-line frequency voltage ripple are analyzed in detail, and a distributed control strategy is proposed to suppress the double-line frequency voltage ripple and ensure the balance of three-phase output power. Finally, the correctness of theoretical analysis and the feasibility of the proposed control strategy were verified by simulation and experimental results.

Keywords: Photovoltaic (PV) cascaded H-bridge; power mismatch; multi-port converter; power decoupling; distributed control

光伏发电具有资源丰富、环境友好等特点, 是实现“碳达峰”、“碳中和”目标的重要技术措施。级联 H 桥 CHB(cascaded H-bridge)拓扑因其模

块化、易于扩展、可实现独立的输入端最大功率点跟踪 MPPT(maximum power point tracking)控制、并网电流谐波少等优点, 被认为是最适合光伏发电的拓扑之一^[1-3]。

现阶段, 应用于光伏发电系统的 CHB 拓扑主要存在以下几个问题需要解决。首先是功率失配问题, 由于光照不均、局部阴影、灰尘堆积等原因,

收稿日期: 2021-12-14; 修回日期: 2022-03-10; 录用日期:
2022-03-16; 网络首发日期: 2022-04-22
基金项目: 湖北省重点研发计划资助项目(2020BHB002)
This work is supported by the Key Research and Development
Program of Hubei Province under the grant 2020BHB002

导致各子模块传输的功率不一致^[4]。具体又可分为2种类型:相内功率失配和相间功率失配。对于相内功率失配,文献[5-6]提出了1种优化的单相CHB光伏逆变器谐波补偿策略扩展调制比的范围,但在严重功率失配下仍会出现过调制问题;文献[7-9]通过有功和无功的独立分配,在严重功率失配的情况下可保证所有模块均不会过调制,但这会降低系统的功率因数;文献[10]通过简单地让输出功率较大的模块退出MPPT,从而避免输出电压的过调制,虽然牺牲了部分发电量,但有利于分布式控制的实施。相间功率失配时,需要一些更为复杂的控制策略协调整个三相级联系统,保证系统的稳定运行,文献[11-12]通过向逆变器的输出电压中注入基频零序分量以使三相之间的功率重新分配。上述大多数方法均需要主控制器获取各个模块的相关电压和电流信息,进行计算后再将控制指令传输给各子控制器,随着子模块数量的增加无疑会给控制和通信系统带来挑战。

另外,三相级联H桥的各个子模块本质上是单相逆变结构,通常在逆变器直流侧设置大容量电解电容^[13]缓冲交直流之间的瞬时功率差,减小直流侧二倍频电压纹波。相关研究表明,相比于陶瓷电容和薄膜电容,电解电容更容易发生故障^[14-15],这使得逆变器的寿命与可靠性要小于光伏组件,进而降低了整个光伏发电系统的寿命与可靠性。

本文提出1种基于多绕组变压器耦合的模块化三相光伏逆变器以改善上述2个问题。首先,对模块化拓扑的基本结构进行简单介绍;其次,介绍二倍工频纹波的产生机理,详细分析利用磁通抵消进行功率解耦的基本原理及其影响因素;然后,提出1种分布式控制策略,用以抑制子模块中的二倍工频电压纹波并保证三相输出功率平衡;最后,通过仿真和实验验证分析的正确性和所提控制策略的有效性。

1 模块化拓扑的基本结构

本文所提拓扑的1个模块单元如图1所示,其

中每个模块由两级结构组成。前级为单输入-三输出的四有源桥QAB(quadruple active bridge)变换器,中间采用四绕组变压器隔离,其辅助电感 L_p 设置在变压器一次侧。后级为三相独立H桥逆变器,其含有3个H桥,分别经滤波电感连接至三相电网,或与其他模块连接扩展,组成级联H桥架构以获得更高的输出电压直接接入中压交流电网。

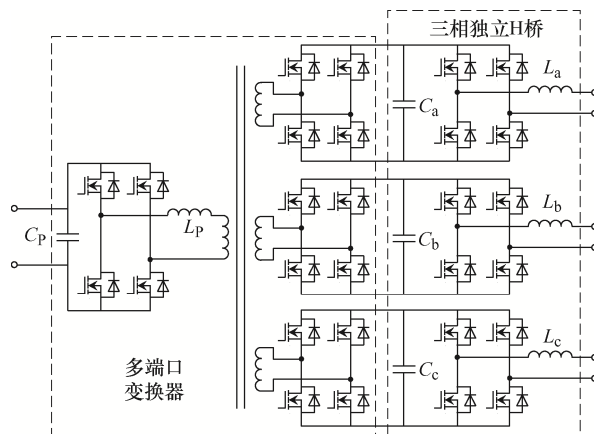


图1 单个模块单元拓扑

Fig. 1 Topology of single module unit

每个子模块中的四绕组变压器是该拓扑的关键结构,其构造了光伏输入端至三相输出端的功率通道,使得光伏端发出的能量可以通过一定的控制方法均匀传输至三相,从而解决相间功率失配的问题。同时,三相脉动功率可以以磁通的形式在变压器磁芯中相互抵消,以实现逆变器交直流的功率解耦,从而抑制二倍工频电压纹波,使电容容量得以减少。

2 电压纹波抑制的基本原理与影响因素

2.1 二倍工频电压纹波的产生机理分析

直流侧电容的二倍工频电压纹波为逆变器共性问题,此处仅以逆变器的A相为例进行分析,并考虑单位功率因数。逆变器的输出电压 u_a 和电流 i_a 分别为

$$\begin{cases} u_a = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \\ i_a = \sqrt{2}I \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U 、 I 分别为输出电压和电流的有效值; $\omega=2\pi f$, f 为输出交流信号的频率, 一般工频为 50 Hz。

逆变器的输出功率 p_a 为

$$p_a = u_a i_a = UI[1 - \cos(2\omega t)] = P_a - p_{a2\omega} \quad (2)$$

可以看出逆变器的输出功率包含 1 个直流分量 P_a 和 1 个二倍工频分量 $p_{a2\omega}$ 。通常, 光伏阵列输出的电压和电流均为直流分量, 在逆变器直流侧设置电容以缓冲逆变器输入、输出的瞬时功率差。对电容充、放电过程进行分析, 并结合能量守恒定律, 可以得到电容与电压纹波的关系表达式为

$$C = \frac{UI}{2\omega V_{DC} \Delta V_C} \quad (3)$$

式中: V_{DC} 为平均电压; ΔV_C 为二倍频电压纹波的幅值。可以看出, 电容与二倍频纹波幅值成反比。为了获得较小的纹波, 通常需要大容量的电解电容。

2.2 磁通抵消功率解耦的基本原理

2.1 节的分析说明逆变器输出功率中的二倍工频分量是导致电容电压纹波的根本原因, 本节将对磁通抵消功率解耦的基本思想进行详细阐述。逆变器的三相输出功率可以表示为

$$p_x = UI[1 - \cos(2\omega t - \theta_x)] = P - p_{x2\omega} \quad (4)$$

式中: $x=a, b, c$; $\theta_a=0$, $\theta_b=-2\pi/3$, $\theta_c=2\pi/3$ 。

可以看出, 输出功率的二倍工频分量呈现三相对称、负相序的特点, 只要将三相脉动功率转移至变换器中的同一节点, 即可实现二倍工频分量的相互抵消, 可以表示为

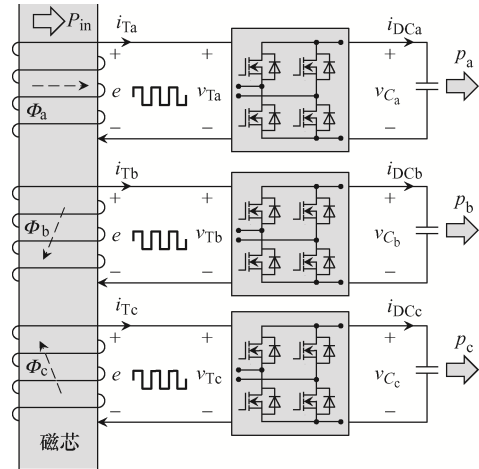
$$\begin{cases} P_m = p_a + p_b + p_c = 3UI \\ p_{a2\omega} + p_{b2\omega} + p_{c2\omega} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

下面对本拓扑前级 QAB 变换器的 3 个二次侧端口进行详细分析, 说明磁通抵消的过程。前级 QAB 变换器二次侧端口示意如图 2 所示。为了简化分析, 不考虑变压器二次侧的漏感, 如图 2(a)所示。假设 QAB 的 3 个二次侧的开关管均同步通断, 则 3 个整流网络的调制系数可以表

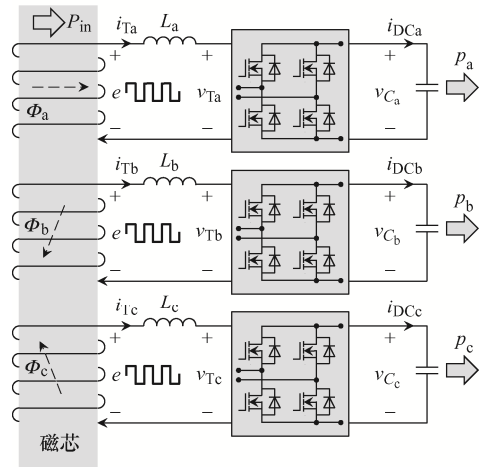
示为

$$\begin{cases} m = \sum_{n=0}^{\infty} m_0(t - nT_1) & n = 1, 2, \dots \\ m_0 = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_1/2 \\ -1 & T_1/2 \leq t \leq T_1 \end{cases} \end{cases} \quad (6)$$

式中, T_1 为前级 QAB 变换器的开关周期。



(a)理想情况



(b)实际工况

图 2 前级 QAB 变换器二次侧端口示意

Fig. 2 Schematic of secondary port of QAB converter

由于变压器的 3 个二次侧绕组均绕在同一磁芯上, 根据法拉第电磁感应定律, 有

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (7)$$

式中: N 为变压器绕组匝数; $\Phi = \Phi_a + \Phi_b + \Phi_c$ 为磁芯中的总磁通, Φ_a 、 Φ_b 、 Φ_c 分别为由二次侧不同端口的电流在磁芯中产生的磁通。由式(7)可知, 只要变压器的二次侧绕组匝数 $N_a = N_b = N_c = N$, 由于变压

器的3个二次侧端电压均由同一磁通感应获得, 即

$$v_{Ta} = v_{Tb} = v_{Tc} = e \quad (8)$$

经过整流网络后, 可以得到直流侧电容电压为

$$v_{C_a} = v_{C_b} = v_{C_c} = e / m = V_{DC} \quad (9)$$

显然, QAB 的二次端口需要分别向三相传输相应的功率, 每个整流网络直流侧流出的电流可以表示为

$$i_{DCx} = p_x / v_{C_x} = \frac{UI}{V_{DC}} [1 - \cos(2\omega t - \theta_x)] \quad (10)$$

整流网络交流侧的电流可以表示为

$$i_{Tx} = i_{DCx} m = \frac{UI}{2e} [1 - \cos(2\omega t - \theta_x)] \quad (11)$$

不考虑磁饱和, 根据磁通与电流的关系可以写出, 电流在变压器的3个二次侧绕组所产生的磁通量为

$$\Phi_x = \frac{\mu SN UI}{l} \frac{1}{2e} [1 - \cos(2\omega t - \theta_x)] \quad (12)$$

式中: μ 为磁芯材料的磁导率; S 为磁芯的横截面积; l 为平均磁路长度。

根据基尔霍夫磁路第一定律, 可以得到

$$\Phi_a + \Phi_b + \Phi_c = 3 \cdot \frac{\mu SN UI}{l} \frac{1}{2e} \quad (13)$$

式(13)说明含有二倍工频分量的磁通在磁芯中可以互相抵消, 仅有磁通高频分量在磁芯中流动, 三相功率互相补偿实现了功率解耦。这样, 直流侧电容就可以不再承担缓冲交直流功率差的功能, 仅需要吸收高频开关纹波, 其容值可以大大减小。

2.3 二倍工频纹波电压抑制效果的影响因素

2.2 节为了说明磁通抵消的基本过程, 忽略了变压器二次侧的漏感。但是在实际工况中, 漏感是必然存在的, 这会导致直流侧电容电压上出现二倍工频纹波, 如图 2(b)所示。本节将分析变压器二次侧漏感对二倍工频纹波电压的影响。

为简化分析, 方波信号通过傅里叶变换展开, 仅考虑基频分量, 式(6)可以进一步表示为

$$m =$$

$$\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)\omega_1 t] \approx \frac{4}{\pi} \sin(\omega_1 t) \quad (14)$$

式中, $\omega_1 = 2\pi/T_1$ 。假设直流侧电容电压包含 1 个直流分量和二倍工频分量, 即

$$v_{C_x} = V_{DC} + \Delta v_{C_x} = V_{DC} + \Delta V_C \cos(2\omega t - \theta_x) \quad (15)$$

变压器二次侧 3 个端口的电压可以表示为

$$v_{Tx} = v_{C_x} m = (V_{DC} + \Delta v_{C_x}) \frac{4}{\pi} \sin(\omega_1 t) \quad (16)$$

图 3 为变压器的星形等效电路模型, 由于仅讨论变压器二次侧 3 个端口之间的互相影响, 变压器的原边支路和励磁支路在此处忽略。

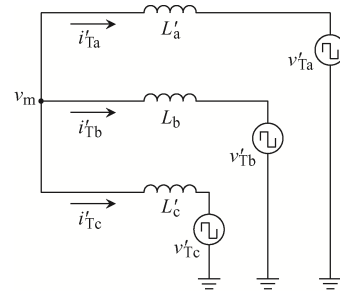


图 3 变压器二次侧绕组的“Y”形等效电路

Fig. 3 Y-type equivalent circuit of transformer secondary winding

图 3 中的变量均折算至变压器一次侧, 即

$$\begin{cases} L'_x = L_x / N^2 \\ i'_{Tx} = i_{Tx} N \\ v'_{Tx} = v_{Tx} / N \end{cases} \quad (17)$$

式中, L_x ($x=a, b, c$) 为变压器二次侧不同绕组的漏感。通过应用叠加定理, 可以获得中心点的电压值 v_m 为

$$\begin{aligned} v_m = & \frac{L'_b L'_c}{(L'_b + L'_c)L'_a + L'_b L'_c} v'_{Ta} + \\ & \frac{L'_a L'_c}{(L'_a + L'_c)L'_b + L'_a L'_c} v'_{Tb} + \\ & \frac{L'_a L'_b}{(L'_a + L'_b)L'_c + L'_a L'_b} v'_{Tc} \end{aligned} \quad (18)$$

假设 $L'_a = L'_b = L'_c = L$, 有

$$v_m = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin(\omega_1 t) \quad (19)$$

变压器二次侧各绕组的电流可以表示为

$$i'_{Tx} = \frac{v_m - v'_{Tx}}{j\omega_1 L'_x} = \frac{4\Delta v_{C_x}}{\omega_1 L\pi} \cos(\omega_1 t) \quad (20)$$

由变压器流向各相的功率可以表示为

$$P_{Tx} = v'_{Tx} i'_{Tx} = \frac{8}{\omega_1 \pi^2 L} (V_{DC} + \Delta v_{C_x}) \Delta v_{C_x} \sin(2\omega_1 t) \quad (21)$$

其有效值为

$$P_{Tx} = \frac{4\sqrt{2}(V_{DC} + \Delta v_{C_x}) \Delta v_{C_x}}{\omega_1 \pi^2 L} \quad (22)$$

假设电压纹波相对于直流侧电压幅值较小,可以作以下近似: $V_{DC} + \Delta v_{C_x} \approx V_{DC}$ 。并考虑电压纹波交流分量的有效值,可以进一步得到

$$P_{Tx} = \frac{4V_{DC}\Delta V_C}{\omega_1 \pi^2 L} \quad (23)$$

进而可以得到直流电压纹波幅值与变压器二次侧漏感值、QAB 开关频率以及传输功率的关系为

$$\Delta V_C = \frac{\pi^3 f_1 L P_{Tx}}{2V_{DC}} \quad (24)$$

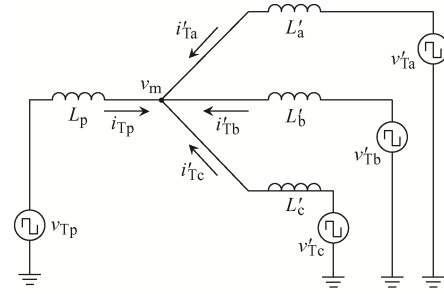
由式(24)可以看出,在这种新型拓扑结构下,二倍工频电压纹波的幅值与前级 QAB 变换器的开关频率、变压器二次侧的漏感值以及传输功率的大小成正比,而与电容的容值无关。

3 电压纹波抑制控制策略

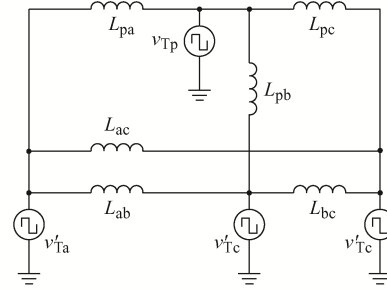
在许多应用场景下,变压器的漏感会较大,从而导致严重的电压纹波。本节提出 1 种抑制电压纹波的控制策略,其基本思想是采用移相控制 QAB 变换器将各相所需的瞬时功率传输至交流输出端。

3.1 QAB 变换器的“ Δ ”等效电路

QAB 的等效电路模型如图 4 所示。QAB 各个端口之间的功率传输存在一定耦合关系,首先构建 QAB 的三角形模型,以解耦 QAB 各个端口的功率传输,如图 4(b)所示。以端口 p 和端口 a 为例,说明如何由星形模型得到三角形模型。



(a) QAB 星形等效电路



(b) QAB 三角形等效电路

图 4 QAB 的等效电路模型

Fig. 4 Equivalent circuit model of QAB converter

如图 4(a),由叠加定理,可以写出端口 p 电压 v_{Tp} 在中心点 m 的作用量 v_{Tp1} 为

$$v_{Tp1} = \frac{L'_a L'_b L'_c}{(L'_a L'_b + L'_b L'_c + L'_a L'_c) L_p + L'_a L'_b L'_c} v_{Tp} \quad (25)$$

参考 DAB 变换器的功率传输表达式,由端口 p 传输至端口 a 的功率可以写为

$$P_{p,a} = \frac{V_p v'_{Ca}}{2\pi f_1 L'_a} \varphi_{pa} \left(1 - \frac{|\varphi_{pa}|}{\pi} \right) \quad (26)$$

同时,根据 QAB 的三角形等效电路,由端口 p 传输至端口 a 的功率还可以写为

$$P_{p,a} = \frac{V_p v'_{Ca}}{2\pi f_1 L_{pa}} \varphi_{pa} \left(1 - \frac{|\varphi_{pa}|}{\pi} \right) \quad (27)$$

式中: V_{p1} 为 v_{Tp1} 的幅值; V_p 为 v_{Tp} 的幅值。比较式(26)和式(27),即可得到 QAB 三角形等效电路中端口 p 和端口 a 之间的等效电感 L_{pa} 为

$$L_{pa} = V_p / V_{p1} \cdot L'_a = \frac{L'_a L'_p}{L'_c} + \frac{L'_a L'_p}{L'_b} + L_p + L'_a \quad (28)$$

上述分析方法适用于 QAB 变换器的任意 2 个端口之间,这样就可以得到 QAB 的三角形等效电路模型。

3.2 电压纹波抑制控制策略

为了简化分析, 认为 $L'_a = L'_b = L'_c = L$, 则对于三角形模型, 有

$$L_{pa} = L_{pb} = L_{pc} = 3L_p + L \quad (29)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = (3L_p + L)L / L_p \quad (30)$$

对于多绕组变压器耦合的 QAB, 其任意 2 个端口之间传输的功率可以表示为

$$P_{m,n} = \frac{v_m v_n}{2\pi f_1 L_{mn}} \varphi_{mn} \left(1 - \frac{|\varphi_{mn}|}{\pi} \right) \quad (31)$$

$$\begin{cases} \frac{V'_{DC}}{2f_1(3L_p + L')} \left\{ V_p \frac{\varphi_{pa}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{pa}}{\pi} \right) + \frac{L_p}{L'} V_{DC} \left[\frac{\varphi_{ca}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{ca}}{\pi} \right) - \frac{\varphi_{ab}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{ab}}{\pi} \right) \right] \right\} = \frac{UI}{2} [\cos \beta - \cos(2\omega t - \beta)] \\ \frac{V'_{DC}}{2f_1(3L_p + L')} \left\{ V_p \frac{\varphi_{pb}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{pb}}{\pi} \right) + \frac{L_p}{L'} V_{DC} \left[\frac{\varphi_{ab}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{ab}}{\pi} \right) - \frac{\varphi_{bc}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{bc}}{\pi} \right) \right] \right\} = \frac{UI}{2} \left[\cos \beta - \cos \left(2\omega t - \beta + \frac{2}{3}\pi \right) \right] \\ \frac{V'_{DC}}{2f_1(3L_p + L')} \left\{ V_p \frac{\varphi_{pc}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{pc}}{\pi} \right) + \frac{L_p}{L'} V_{DC} \left[\frac{\varphi_{bc}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{bc}}{\pi} \right) - \frac{\varphi_{ca}}{\pi} \left(1 - \frac{\varphi_{ca}}{\pi} \right) \right] \right\} = \frac{UI}{2} \left[\cos \beta - \cos \left(2\omega t - \beta - \frac{2}{3}\pi \right) \right] \end{cases} \quad (33)$$

显然, 式(33)是 1 个超越方程组, 无法得到其解析解。设 $\varphi_p=0$, 并结合表 1 的参数, 可以得到 φ_a 、 φ_b 、 φ_c 的数值解, 如图 5 所示。可以发现, 3 个二次侧端口相对于一次侧端口的移相角近似包含 1 个直流分量和二倍工频分量, 且呈现三相对称、负相序的特点。

表 1 数值计算参数

Tab. 1 Numerical calculation parameters

参数	数值
子模块总传输功率 P/W	300
输入端电压 V_p/V	40
直流侧电容电压 V_{DC}/V	40
QAB 变换器开关频率 f_1/kHz	200
QAB 一次侧辅助电感 $L_p/\mu H$	2.5
QAB 二次侧漏电感 $L/\mu H$	1
逆变器输出频率 f/Hz	50
四绕组变压器变比 $N_p:N_a:N_b:N_c$	1:1:1:1

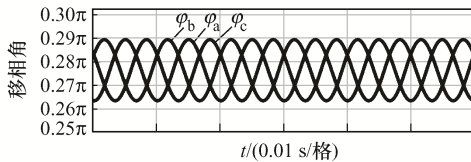


图 5 式(33)在表 1 条件下的数值解

Fig. 5 Numerical solution of Eq. (33) under the condition listed in Tab. 1

式中: $m, n \in \{p, a, b, c\}$ 且 $m \neq n$; $\varphi_{mn} = \varphi_m - \varphi_n$ 为 2 个端口之间的移相角。根据能量守恒定律, 对于本文研究的集成三相逆变器, 有

$$\begin{cases} P_{p,a} + P_{c,a} - P_{a,b} = P_a - p_{a2\omega} \\ P_{p,b} + P_{a,b} - P_{b,c} = P_b - p_{b2\omega} \\ P_{p,c} + P_{b,c} - P_{c,a} = P_c - p_{c2\omega} \end{cases} \quad (32)$$

如果采用移相控制使直流侧电压保持为恒定值, 即 $v_{c_a} = v_{c_b} = v_{c_c} = V_{DC}$, 式(32)可以扩展为

基于上述分析, 本文为级联并网逆变系统提出 1 种分布式控制策略, 如图 6 所示。其中, 主控制器采集三相电网电压信息, 并提取电压幅值和相角信息发送给各个子模块。对于每个子模块, 首先采集输入端电压 v_{pv} 和电流 i_{pv} , 经过 MPPT 运算得到输入端电压的参考值 V_{pvref} , 与反馈值作差后经 PI 控制器调节, 得到平均移相角信号 φ 。分别采集电容 C_a 、 C_b 、 C_c 的电压 v_{c_a} 、 v_{c_b} 、 v_{c_c} , 分别与直流侧参考电压 V_{dcref} 作差后经 PI 控制器调节, 得到 3 个附加移相角信号 $\Delta\varphi_a$ 、 $\Delta\varphi_b$ 、 $\Delta\varphi_c$ 。平均移相角信号分别与附加移相角信号相加, 得到移相角信号 φ_a 、 φ_b 、 φ_c , 经过移相运算分别生成开关器件控制信号作用于 QAB 变换器的各 H 桥。为了保证每个子模块的三相输出功率平衡, 求取电压 v_{c_a} 、 v_{c_b} 、 v_{c_c} 的平均值, 与直流侧参考电压 V_{dcref} 作差后经 PI 控制器调节, 得到子模块输出有功电流参考值, 结合无功电流参考值并经电流内环 PI 控制调节和 Park 反变换, 得到参考调制波信号, 经 SPWM 调制生成开关器件控制信号作用于三相独立 H 桥。

可以看出, 结合本文提出的拓扑和分布式控制策略, 主控制器只需要向各子控制器发送相关信

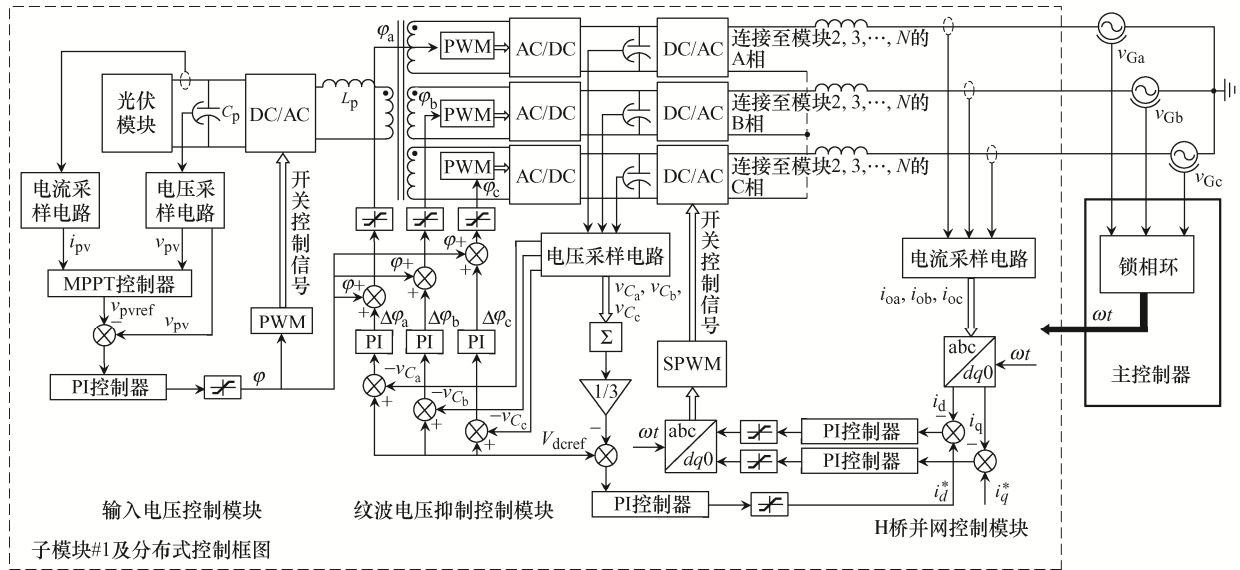


图 6 系统控制框图

Fig. 6 Control block diagram of system

号，而无需将子控制器的相关参数发送给其他子控制器或主控制器，大大减小了系统通信和控制的复杂度。

4 仿真与实验验证

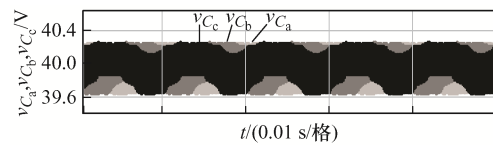
4.1 仿真验证

为了验证上述分析和控制策略的有效性，使用 PSIM 搭建了级联逆变并网系统，其参数如表 2 所示。仿真结果如图 7 和图 8 所示。

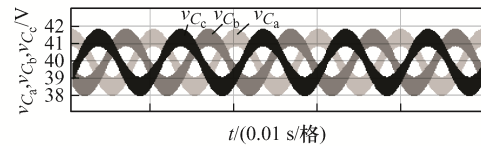
表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters

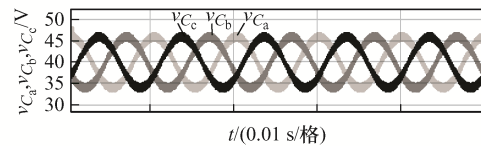
参数	数值
子模块总传输功率 P/W	300
输入端电压 V_p/V	40
直流侧电容电压 V_{DC}/V	40
QAB 变换器开关频率 f_1/kHz	200
QAB 一次侧辅助电感 $L_p/\mu H$	2.5
逆变器输出基波频率 f/Hz	50
四绕组变压器变比 $N_p:N_a:N_b:N_c$	1:1:1:1
级联模块数量 N	3
输入端电容 $C_p/\mu F$	10
直流侧电容 $C_x(x=a,b,c)/\mu F$	20
电网电压幅值 V_{Grid}/V	100



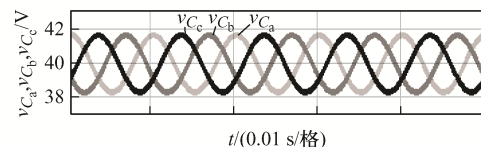
(a) 变压器二次侧漏感为 1 nH 时



(b) 变压器二次侧漏感为 100 nH 时



(c) QAB 变换器开关频率为 400 kHz 时



(d) 电容为 200 μF 时

图 7 直流侧电容电压在不同参数下的仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of DC-link capacitor voltage under different parameters

图 7(a) 给出了变压器二次侧漏感为 1 nH 时的三相独立 H 桥的直流侧电压，可以看出，此时变压器二次侧的 3 个端口强耦合，当直流侧电容为

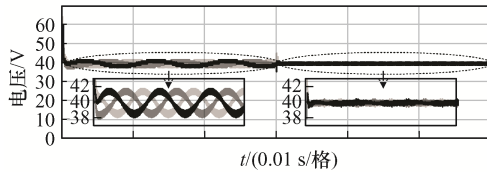


图 8 采用所提控制策略前后直流侧电容电压的仿真波形
Fig. 8 Simulation waveforms of DC-link capacitor voltage before and after using the proposed control strategy

20 μF 时, 电压纹波约为 0.6 V。图 7(b)为变压器二次侧漏感为 100 nH 时的仿真结果, 可以看出, 随着漏感的增加, 此时直流侧电压纹波增大至约 4 V, 电压纹波呈现二倍工频脉动。

图 7(b)和(c)比较了 QAB 开关频率对电压纹波的影响, 图 7(c)中, 原边励磁电感被设置为 1.25 μH , QAB 变换器的开关频率提高至 400 kHz。可以看出, 在相同功率传输的情况下, 此时电压纹波幅值增加至约 15 V。

图 7(b)和(d)比较了直流侧电容对电压纹波的影响, 图 7(d)中, 直流侧电容设置为 200 μF 。可以看出, 当电容增加 10 倍时, 电容电压纹波幅值并未明显减小, 仅高频纹波被滤除。

上述对图 7 的对比, 验证了式(24)所得二倍工频电压纹波影响因素的正确性。

图 8 展示了纹波抑制控制策略的效果。在 0.03 s 前, QAB 变换器未施加本文所提控制策略, 在 0.03 s 后, 投入本文所提控制策略。很明显, 电压纹波幅值由约 4 V 抑制到了约 1 V, 验证了所提控制策略的有效性。对于传统拓扑, 根据式(3)可以计算得到, 将电容电压纹波抑制到 1 V, 约需要 4 mF 的电容, 而本文直流侧电容仅需约 20 μF , 容值减小了约 99.5%。

4.2 实验验证

为了进一步验证上述分析和所提控制策略的有效性, 搭建了 1 个子模块样机, 如图 9 所示。在该实验样机中, 仅使用了小容值的陶瓷电容。

首先在没有纹波抑制控制的情况下, 说明漏感对电压纹波的影响。直流侧电容的电压波形如图 10 所示。可以看出, 直流侧电压呈现二倍工频、负相序的特点, 纹波幅值略有差异。经过粗略测量,

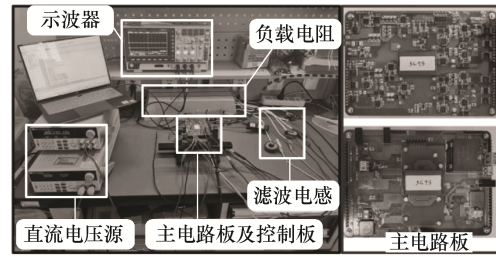


图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

得到绕组 a、b、c 对应的漏感值分别约为 173、88、187 nH。比较各绕组所对应的直流侧电压 V_{dcA} 、 V_{dcB} 、 V_{dcC} 的纹波大小, 可以发现, 漏感越大时, 对应的电压纹波幅值越大, 这与仿真及理论分析结论一致。

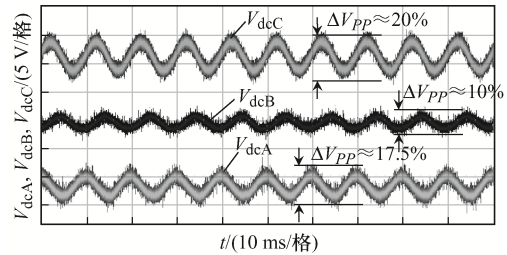


图 10 直流侧电容电压实验波形(未施加所提控制策略)
Fig. 10 Experimental waveforms of DC-link capacitor voltage (without the proposed control strategy)

图 11 和图 12 展示了在本文所提控制策略下的实验波形。由图 11 可以看出, 电压纹波被抑制到约 5%, 仅存在高频分量。由图 12 可以看出, 输出电流为三相对称的良好正弦波形, 说明三相, 输出功率平衡, 验证了理论分析的正确性和控制的有效性。

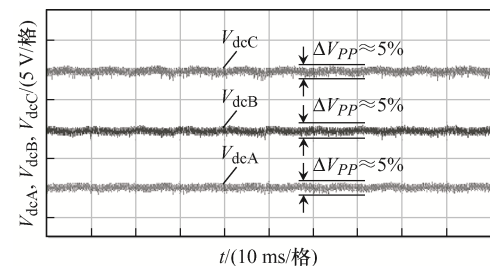


图 11 直流侧电容电压实验波形(施加所提控制策略)
Fig. 11 Experimental waveforms of DC-link capacitor voltage (with the proposed control strategy)

为了体现本文所提拓扑的优势, 在相同工况下与传统隔离型三相 CHB 拓扑在体积、损耗、成

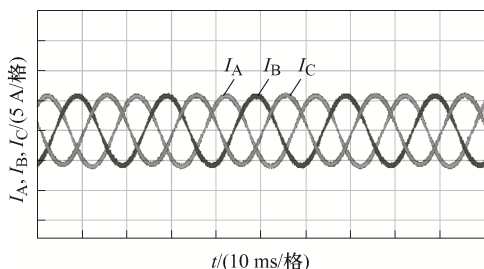


图 12 三相输出电流实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of three-phase output current

本方面进行对比,考虑变换器子模块将相同功率传输至三相电网的情况,所有数据均根据表 3 中所列出的条件进行估算,对比结果如图 13 所示。

表 3 参考元器件及数量

Tab. 3 Reference components and quantity

元器件	本文所提拓扑子模块	传统拓扑子模块
变压器 一次侧 MOSFET	BSC070N10NS5ATMA1 (×4)	BSZ150N10LS3G (×12)
变压器 二次侧 MOSFET	BSZ150N10LS3G (×24)	BSZ150N10LS3G (×24)
H 桥逆变器 直流侧电容	陶瓷电容 4.7 μF (×18) (1206 封装)	电解电容 470 μF (×27) (直径 16 mm, 高度 25 mm)
变压器 磁芯	EE 32/6/20 (3F3 材料)	EE 22/6/16 (3F3 材料)(×3)

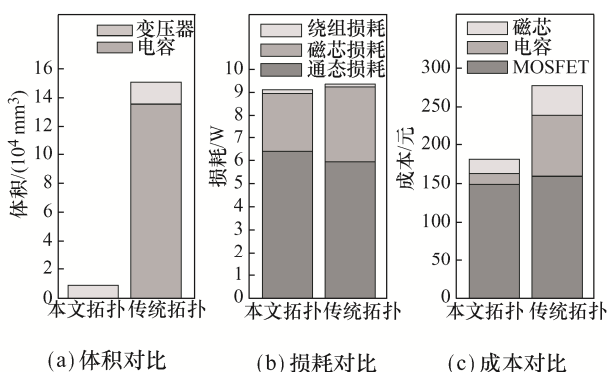


图 13 所提拓扑与传统拓扑体积、损耗、成本对比

Fig. 13 Comparison of volume, loss and cost between the proposed topology and traditional topology

综合图 13 可以看出,本文所提拓扑子模块在体积、成本方面均比传统拓扑有很大提升,损耗方面两者差别不大。

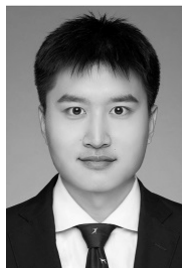
5 结语

为了解决传统光伏三相级联 H 桥拓扑的相间功率失配问题及采用大容量电解电容引起的寿命与可靠性问题,本文提出了 1 种新型模块化三相光伏逆变器。在各个子模块中利用多端口变换器构造光伏端至三相输出的功率通道以解决相间功率失配问题,同时使三相脉动功率在各子模块多绕组变压器磁芯中互相抵消,以实现交直流功率解耦,减小电容电压纹波,大大降低子模块电容值。本文详细分析了磁通抵消抑制纹波的过程,分析了变压器漏感、开关频率及传输功率对电压纹波的影响。为了减小控制与通信系统的复杂程度,本文提出了 1 种分布式控制策略以保证电压纹波抑制效果并保证输出三相功率平衡。仿真与实验验证了分析的正确性与控制策略的可行性。

参考文献:

- [1] 叶满园, 康力璇. 单相级联 H 桥光伏并网逆变器功率平衡控制策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(4): 137-143. Ye Manyuan, Kang Lixuan. Research on power balance control strategy for single-phase cascaded H-bridge photovoltaic grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(4): 137-143 (in Chinese).
- [2] 李彬彬, 周少泽, 徐殿国. 模块化多电平变换器与级联 H 桥变换器在中高压变频器应用中的对比研究[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 9-17, 27. Li Binbin, Zhou Shaoze, Xu Dianguo. Comparative study about application of modular multilevel converter and cascaded H-bridge in medium-high voltage converter [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6): 9-17, 27 (in Chinese).
- [3] 张承慧, 周江伟, 杜春水, 等. 单相级联多电平光伏并网逆变器控制策略综述[J]. 电源学报, 2017, 15(1): 1-8. Zhang Chenghui, Zhou Jiangwei, Du Chunshui, et al. Review of control strategies of single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(1): 1-8 (in Chinese).
- [4] Wang Kangan, Zhu Rongwu, Chen Wei, et al. Cascaded H-bridge multilevel converter topology for large-scale photovoltaic system with balanced operation [J]. IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7694-7705.
- [5] 王明达, 张兴, 赵涛, 等. 一种优化的单相级联 H 桥逆变器三次谐波补偿策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1073-1081, 1400.
Wang Mingda, Zhang Xing, Zhao Tao, et al. An optimized third harmonic compensation strategy for single-phase cascaded H-bridge inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1073-1081, 1400 (in Chinese).
- [6] Wang Mingda, Zhang Xing, Zhao Tao, et al. Harmonic compensation strategy for single-phase cascaded H-bridge PV inverter under unbalanced power conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10474-10484.
- [7] 赵涛, 张兴, 毛旺, 等. 基于无功补偿的级联 H 桥光伏逆变器功率不平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5076-5085, 5227.
Zhao Tao, Zhang Xing, Mao Wang, et al. Control strategy for cascaded H-bridge photovoltaic inverter under unbalanced power conditions based on reactive compensation [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5076-5085, 5227 (in Chinese).
- [8] Liu Liming, Li Hui, Xue Yaosuo, et al. Reactive power compensation and optimization strategy for grid-interactive cascaded photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 188-202.
- [9] Liu Liming, Li Hui, Xue Yaosuo, et al. Decoupled active and reactive power control for large-scale grid-connected photovoltaic systems using cascaded modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 176-187.
- [10] Eskandari A, Javadian V, Iman-Eini H, et al. Stable operation of grid connected cascaded H-bridge inverter under unbalanced insolation conditions [C]// 2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems. Istanbul, Turkey: IEEE, 2013: 1-6.
- [11] Yu Yifan, Konstantinou G, Hredzak B, et al. Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 292-303.
- [12] Yu Yifan, Konstantinou G, Townsend C D, et al. Comparison of zero-sequence injection methods in cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration [J]. IET Renewable Power Generation, 2017, 11(5): 603-613.
- [13] Wang Haoran, Wang Huai, Zhu Guorong, et al. An overview of capacitive DC-links-topology derivation and scalability analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1805-1829.
- [14] Wang Huai, Blaabjerg F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—An overview [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3569-3578.
- [15] 俞珊, 徐志望, 董纪清. 开关电源中电解电容寿命预测分析[J]. 电源学报, 2016, 14(6): 87-92, 121.
Yu Shan, Xu Zhiwang, Dong Jiqing. Analysis of electrolytic capacitor life prediction in switching power supply [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(6): 87-92, 121 (in Chinese).



党兴华

作者简介:

党兴华(1997—),男,硕士研究生。研究方向:多端口变换器、级联变换器在光伏发电中的应用。E-mail: xinghua.dang@whu.edu.cn。

潘尚智(1976—),男,中国电源学会高级会员,通信作者,博士,教授。研究方向:功率变换器数字控制、高功率密度高效率电源、分布式太阳能发电、分布式直流微电网技术。E-mail: shangzhi.pan@whu.edu.cn。

葛晓露(1999—),女,硕士研究生。研究方向:级联变换器的分布式控制。E-mail: xiaolu.ge@whu.edu.cn。

宫金武(1981—),男,博士,副教授。研究方向:高效率高功率密度电力电子变流器设计、宽禁带半导体器件应用。E-mail: gongjinwu@whu.edu.cn。

郝利东(1987—),男,中国电源学会会员,博士研究生。研究方向:多端口变换器、级联变换器在电机驱动中的应用。E-mail: haold@whu.edu.cn。

查晓明(1967—),男,博士,教授。研究方向:大功率电力电子装置及其在电能质量控制、高压电机驱动、柔性输电、新能源及微电网技术中的应用。E-mail: xmzha@whu.edu.cn。