

一种级联双降压并网逆变器及其控制研究

Research on a Cascaded Dual-Buck Grid-Connected Inverter and Its Control

崔朝晖

Chaohui Cui

西南石油大学电气信息学院 中国·四川 成都 610500

School of Electrical Information, Southwest Petroleum University, Chengdu, Sichuan, 610500, China

摘要: 论文首先提出了一种级联双降压光伏并网逆变器(CDBGCI)拓扑结构,基于此结构同时给出了一种新的三相单级移相载波 SPWM(UPSCSWPM)控制策略,使三相共模电压和三相差模电压之和满足线周期的约束条件。通过对建立 CDBGCI 高频等效模型 8 种运行模式下的电路分析,得出各自模式下的单相共模电压和三相差模电压,表明 CDBGCI 的共模泄漏电流理论上能够得到有效抑制。最后搭建了仿真实验平台对 CDBGCI 进行了仿真测试,由实验结果验证了上述单级 UPSCSWPM 控制策略和 CDBGCI 的正确性。

Abstract: The paper first proposed a cascaded dual-buck grid-connected inverter (CDBGCI) topology. Based on this structure, a new three-phase single-stage phase-shifted carrier SPWM (UPSCSWPM) control strategy was given to make the sum of the three-phase common mode voltage and the three-phase differential mode voltage meet the constraint condition of the line period. Through the establishment of the CDBGCI high-frequency equivalent model of the circuit analysis in 8 operating modes, the single-phase common mode voltage and the three-phase differential mode voltage in each mode are obtained, indicating that the common mode leakage current of CDBGCI can be effectively suppressed in theory. Finally, a simulation experiment platform was built to test CDBGCI, and the experimental results verified the correctness of the above-mentioned single-stage UPSCSWPM control strategy and CDBGCI.

关键词: 级联光伏并网逆变器;共模漏电流;UPSCSWPM 控制

Keywords: cascaded dual-buck grid-connected inverter; common-mode leakage current; UPSCSWPM control

DOI: 10.36012/etr.v2i7.2200

1 引言

随着光伏发电系统的发展,国际学者对级联型并网逆变器高电能质量、可靠性和效率的要求日益提高^[1]。但是由于在实际应用过程中共模电压的高频变化会导致共模漏电流的产生,出现的漏电流不只会使并网电流产生畸变,造成电磁干扰等问题,而且还存在一定的安全风险^[2,3],因而抑制共模漏电流是并网逆变器必须处理的核心问题^[4]。

传统的三相级联型光伏并网逆变器^[5],一般结构上电感对称放置,所以单相差模电压极小。但是在实际应用过程中,仍然存在着较大的三相共模电压、三相差模电压、单相共模电压。但为了防止上下桥臂而设置的死区时间,使逆变器输出的纹波产生不可避免的谐波电压,严重影响了逆变电路的性能指标^[6-9]。

基于此,本文提出了一种级联光伏并网逆变器拓扑结构,接着采用三相单级移相载波控制策略,通过对其简化的数学模型分为 8 种运行模式进行分析,得到每种模式下单相共模电压和三相差模电压为常数,因此,共模泄漏电流可以被有效抑制乃至消除。最后通过仿真实验平台参数的调制得出波形分析,进一步验证了 CDBGCI 和 UPSCSWPM 控制策略能够有效抑制共模漏电流。

2 级联双降压并网逆变器

2.1 级联双降压并网逆变器电路拓扑

级联双降压并网逆变器 (Cascaded Dual-Buck Grid-Connected Inverter, CDBGCI) 的拓扑结构如图 1 所示,其拓扑结构分为 a、b、c 三相。 $S_1 \sim S_{15}$ 为功率开关管 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor); $D_1 \sim D_{12}$ 为独立的高性能二极管

【作者简介】崔朝晖(2000~),女,四川达州人,在读本科生,从事光伏并网逆变器漏电流及其控制策略研究。

(Diode)^[10]。 $L_{a1} \sim L_{a4}$ 为 a 相的滤波电感(Filter Inductance), $L_{b1} \sim L_{b4}$ 为 b 相的滤波电感, $L_{c1} \sim L_{c4}$ 为 c 相的滤波电感。定义 $i = a, b, c$, 则每一相的 L_{2} 和 L_{3} 可以有效地防止桥臂直通现象的发生, 故电源开关不需要设置死区时间。 u_i 为电网电压, 其中 $U_s = U_m \sin(2\pi ft)$, U_m 和 f 分别是 u_i 的振幅和频率, U_{dc} 是光伏电池的直流端电压。 C_i ($i = a, b, c$) 为三相逆变器的滤波电容(Filter Capacitor), C_{g1} 和 C_{g2} 为三相逆变器直流光伏板对地的寄生电容(Parasitic Capacitance)。 i_a, i_b 和 i_c 为三相并网相电流(Three-Phase Grid-Connected Phase Current)。 与传统的三相级联型光伏并网逆变电路相比, CDBGCI 在直流电压侧各相正端子处增加了附加开关, 隔离了直流侧和电网, 避免了在光伏直流侧、交流电网和地面之间形成共模电路。

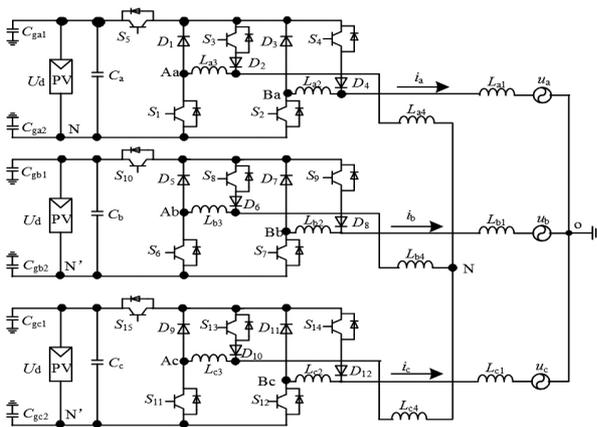


图 1 CDBGCI 的拓扑结构

2.2 单极移相载波正弦脉宽调制策略

为了提高逆变器的工作效率, 满足一定的条件, 提出了一种单极移相载波正弦脉宽调制(Unipolar Phase-Shifting Carrier Sinusoidal Pulse Width Modulation, UPSCSPWM)策略来解决上述问题。为减小 IGBT 开关损耗, 该调制策略下以半周期模式运行。图 2 显示了采用 UPSCSPWM 的提议下的 CDBGCI 的理想波形, 即开关管 $S_1 \sim S_{15}$ 在一个周期内的驱动波形。 $V_{e1+}, V_{e2+}, V_{e3+}, V_{e1-}, V_{e2-}$ 和 V_{e3-} 是分别是单极三角形载波, 决定了开关周期 T_s , V_{e1+}, V_{e2+} 和 V_{e3+} 位于 X 轴的正半周期上, 其相位差为 120° 。 V_{e1-}, V_{e2-} 和 V_{e3-} 位于 X 轴的负半周期上, 其相位差仍然为 120° 。 V_m (其中, b、c 相的 V_m 分别超前于 a 相的 $V_m 120^\circ$ 和 240°) 是调制信号。由图 2a 可看到, a 相包括开关管 $S_1 \sim S_5$ 。通过将调制波 V_m 与载波 V_{e1+} 和 V_{e1-} 进行比较得到 S_1 和 S_2 的驱动信号, 然后再通过将 V_m 与 0 比较得到 S_3 和 S_4 的驱动信号 (即 S_1, S_4 于正半周期导通, S_2, S_3 于负半周

期导通), S_5 的驱动信号在正半周期与 S_1 相同, 在负半周期与 S_2 相同; 在一个正弦 $T=2\pi$ 的周期下, 如图 2b 所示, b 相各个开关管 $S_6 \sim S_{10}$ 的驱动信号得出情况同 a 相一致, 只是相比于 a 相来说超前了 $2\pi/3$; 如图 2c 所示, 同理 c 相各个开关管 $S_{11} \sim S_{15}$ 的驱动信号得出情况也同上述 a, b 相一致, 只是相比较于 a 相来说超前了 $2\pi \times 3$ (即相对于 a 相来说超前了 $4\pi/3$)。

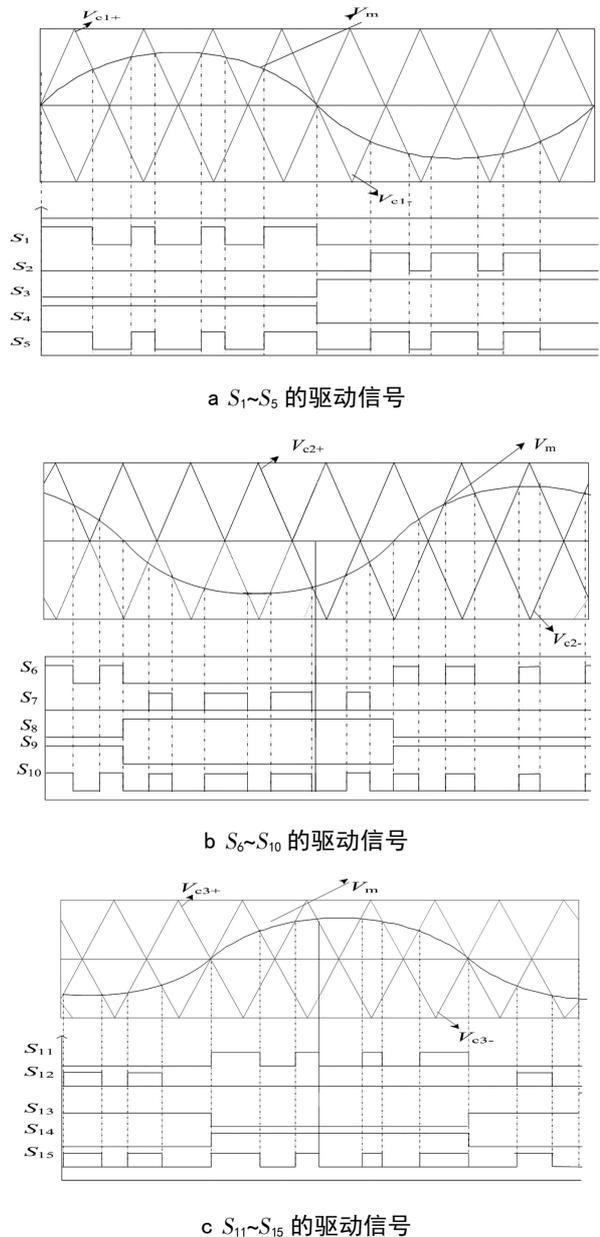


图 2 UPSCSPWM 控制下 CDBGCI 的理想波形

3 TPCDBGCI 运行特性

3.1 简化模型电路等效

根据文献^[11], 对三相级联光伏并网逆变器的共模漏电流

变化情况进行了分析,建立了简化的 CDBGCI 模型。从图 1 中可以看出, C_{gi} 被定义为光伏系统与地面之间的寄生电容。因 C_{gi} 电压高频变化,使产生较大共模泄漏电流。 $U_{Ai-Ni}(i=a,b,c)$ 是 A 和 N 之间的单相电压, $U_{Bi-Ni}(i=a,b,c)$ 是 B 和 N 之间的单相电压。从传统的三相级联型光伏并网逆变器中可知共模电压 U_{cm} (Common Mode Voltage, CMV) 和差模电压 U_{dm} (Differential Mode Voltage, DMV) 可定义如下:

$$U_{cm} = (U_{Ai-Ni} + U_{Bi-Ni})/2 \quad (1)$$

$$U_{dm} = (U_{Ai-Ni} - U_{Bi-Ni})/2 \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可知,桥臂 U_{Ai-Ni} 和 U_{Bi-Ni} 的单相中点电压为

$$U_{Ai-Ni} = U_{cm} + 0.5U_{dm} \quad (3)$$

$$U_{Bi-Ni} = U_{cm} - 0.5U_{dm} \quad (4)$$

低频电网电压对共模漏电流的影响较小,因而能够忽略电网电压的影响^[12,13]。并且在此基础上,可以在图 3 中建立模式 1 和模式 2 的 CDBGCI 简化模型。同时设其满足 $C_{gi} = C_{gi1} + C_{gi2}$, $L_1 = L_{a4} = L_{b4} = L_{c4} = L_m$, $L_{12} = L_{13} = L_n$ 。在电路设计过程中考虑了 $L_m \gg L_n$ 的关系。等效电阻 L_{gi} 满足:

$$L_{ea} = L_{aa} + L_{a3} \approx L_{aa} \quad (5)$$

$$L_{eb} = L_{bb} + L_{b3} \approx L_{bb} \quad (6)$$

$$L_{ec} = L_{cc} + L_{c2} \approx L_{cc} \quad (7)$$

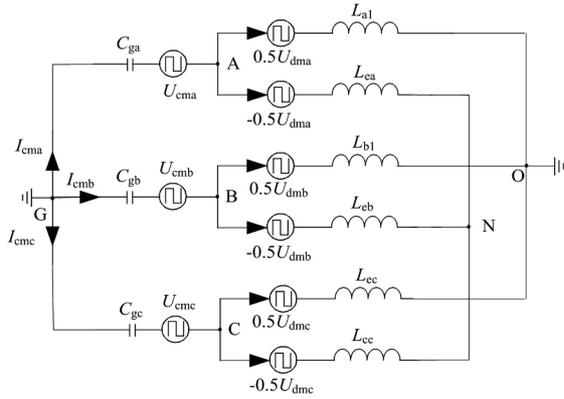


图 3 模式 1 和模式 2 的简化模型

对于图 3 中的简化模型,可以应用基尔霍夫定律(Kirchhoff's law)得出:

$$\frac{U_{A0} - 0.5U_{dma}}{Z_{La1}} + \frac{U_{A0} - U_{N0} + 0.5U_{dma}}{Z_{Lea}} + \frac{U_{A0} + U_{cma}}{Z_{ga}} = 0 \quad (8)$$

$$\frac{U_{B0} - 0.5U_{dmb}}{Z_{Lb1}} + \frac{U_{B0} - U_{N0} + 0.5U_{dmb}}{Z_{Leb}} + \frac{U_{CN} + U_{cmb}}{Z_{gb}} = 0 \quad (9)$$

$$\frac{U_{C0} + 0.5U_{dmc}}{Z_{Lc1}} + \frac{U_{C0} - U_{N0} + 0.5U_{dmc}}{Z_{Lec}} + \frac{U_{C0} + U_{cmc}}{Z_{gc}} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{U_{AN} + 0.5U_{dma}}{Z_{La1}} + \frac{U_{AN} + 0.5U_{dmb}}{Z_{Lb1}} + \frac{U_{CN} + 0.5U_{dmc}}{Z_{Lc1}} = 0 \quad (11)$$

$$\begin{cases} U_{AN} = U_{A0} - U_{N0} \\ U_{BN} = U_{B0} - U_{N0} \\ U_{CN} = U_{C0} - U_{N0} \end{cases} \quad (12)$$

为了便于分析,假设 $C_{ga} = C_{gb} = C_{gc} = C_g$, $L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = L/2$, $L_{ea} = L_{eb} = L_{ec} = L/2$ 。很容易看出, $L_{ga} = L_{gb} = L_{gc} = 1/(2sC_g)$, $Z_{La1} = Z_{Lb1} = Z_{Lc1} = Z_L/2 = sL/2$, $Z_{Lea} = Z_{Leb} = Z_{Lec} = Z_L/2 = sL/2$ 。推导式(8)到式(12)可得,单相共模漏电流为:

$$I_{cm} = \frac{(0.25Z_L + Z_g)U_{dm} - 0.5Z_L U_{cm} + (3Z_L + 6Z_g)U_{cm}}{(0.5Z_L + 2Z_g)(1.5Z_L + 3Z_g)} \quad (13)$$

并且 U_{cm} 和 U_{dm} 都满足以下:

$$U_{cm} = U_{cma} + U_{cmb} + U_{cmc} \quad (14)$$

$$U_{dm} = U_{dma} + U_{dmb} + U_{dmc} \quad (15)$$

由式(13)、式(14)和式(15)可知, i 相($i=a,b,c$)的共模漏电流主要取决于三相共模电压、三相差模电压和单相共模电压。因此,在如下条件: $U_{cm} = \text{常数}$, $U_{dm} = \text{常数}$ 下,模式 1 和模式 2 的共模漏电流可以被有效地抑制。同样,也可以建立其他模态的简化模型。根据理论计算验证,在 $U_{cm} = \text{常数}$, $U_{dm} = \text{常数}$ 的条件下能使共模漏电流得到有效抑制。

3.2 CDBGCI 运行特性分析

根据 CDBGCI 的拓扑结构及 UPSCSPWM 调制策略,提出的 CDBGCI 的工作方式可分为 8 种工作模态。

如图 4 模态一所示,电源功率开关管 $S_1, S_4, S_5, S_6, S_9, S_{10}, S_{12}, S_{13}, S_{15}$ 导通,其余电源功率开关管($S_2, S_3, S_7, S_8, S_{11}, S_{14}$)关断。在此条件下,相位 A、相位 B 和相位 C 都处于正向充电状态。根据电路运行图分析可以得出: $U_{Aa-Na} = U_{Ab-Nb} = 0$, $U_{Ba-Na} = U_{Bb-Nb} = U_{dc}$, $U_{Ac-Nc} = U_{dc}$, $U_{Bc-Nc} = 0$ 。从而计算出此时共模电压 $U_{cm} = U_{cmb} = U_{cmc} = U_{dc}/2$, 差模电压 $U_{dma} = U_{dmb} = -U_{dc}/2$, $U_{dmc} = U_{dc}/2$ 。

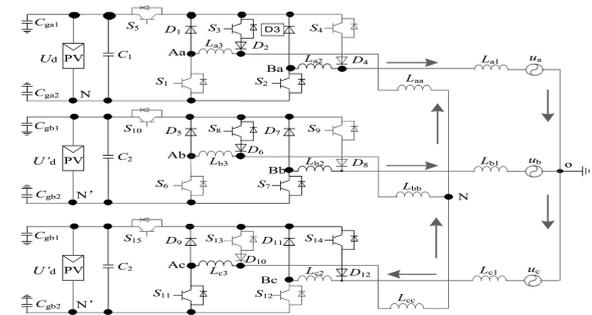


图 4 模态一

同理,可得出模态二至模态八的共模电压和差模电压,

CDBGCI 在上述 8 种运行模式下的共模电压和差模电压如表 1 所示。

表 1 CDBGCI 在上述 8 种运行模式下的共模电压和差模电压

模态	功率开关管导通	cmv			dmv			U_{cm}	U_{dm}
		U_{cm1}	U_{cm2}	U_{cm3}	U_{dm1}	U_{dm2}	U_{dm3}		
模态一	$S_1, S_4, S_5, S_6, S_9, S_{10}, S_{12}, S_{13}, S_{15}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$3U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$
模态二	$S_1, S_4, S_5, S_9, S_{13}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	0	0	$3U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$
模态三	$S_1, S_4, S_5, S_7, S_8, S_{10}, S_{11}, S_{14}, S_{15}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$3U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$
模态四	$S_4, S_8, S_{10}, S_{11}, S_{14}, S_{15}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	0	0	$-U_{dk}/2$	$3U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$
模态五	$S_2, S_3, S_5, S_7, S_8, S_{10}, S_{11}, S_{14}, S_{15}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$3U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$
模态六	$S_3, S_7, S_8, S_{10}, S_{14}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	0	$3U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$
模态七	$S_2, S_3, S_5, S_6, S_9, S_{10}, S_{12}, S_{13}, S_{10}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$-U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$3U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$
模态八	$S_2, S_3, S_5, S_9, S_{13}$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$	0	0	$3U_{dk}/2$	$U_{dk}/2$

由表 1 中 8 种运行模式分析可知, CDBGCI 为五电平输出, 可减少并网电流的谐波含量。表 1 中列出了 CDBGCI 的三相(a 相、b 相、c 相)在不同开关运行模式下的单相共模电压(U_{cm})、单相差模电压(U_{dm})、三相差模电压和(U_{dm})及三相共模电压和(U_{cm})。从上面的分析能够很容易看出, 在整个循环中, a 相、b 相、c 相的单相共模电压(U_{cm})始终保持为恒定的 $U_{dk}/2$, 因此三相共模电压在一个周期内皆为 $3U_{dk}/2$, 同时, 三相差模电压(U_{dm})在正半循环中的四个模式始终保持为恒定的 $-U_{dk}/2$, 在负半循环中保持为恒定的 $U_{dk}/2$ 。另外, 在 CDBGCI 拓扑运行续流阶段并没有体二极管参与续流, 因此系统反向恢复损耗小, 可靠性较高。根据 2.3 简化模型电路等效, 可知满足消除共模漏电流的条件: $U_{cm}=\text{常数}$, $U_{dm}=\text{常数}$, 故共模漏电流能够被有效抑制乃至消除。此外在运行续流阶段, 体二极管未参与续流, 故该电路反向恢复损耗极小, 可靠性较高。

4 基于 Simulink 的高可靠性三相逆变电路模型仿真

4.1 CDBGCI 的仿真模型

CDBGCI 的控制设计电路如图 5 所示, 电路采用固定开关工作频率的电流跟踪控制器, 使并网电流 i_a, i_b, i_c 与并网电压 u_a, u_b, u_c 的频率和相位相同。并网电流 i_a, i_b, i_c 分别指的是电路中 a、b、c 三相各自的相电流, 将参考电流信号 i_a^*, i_b^*, i_c^* 分别与 a、b、c 三相各自地相电流 i_a, i_b, i_c 做比较, 得出实际输出电流与参考电流信号两者之间的误差, 再经过 PI 调节, 将所得信号 $u_{control1}, u_{control2}, u_{control3}$ 作为调制波与三角载波 $u_{carrier}$ 比较放大作为主电路开关管 S1-S15 的控制信号。调制信号 $u_{control1}, u_{control2}, u_{control3}$ 三者相位上彼此相差 120° , 决定着单极性调制切换周期 T_s 。

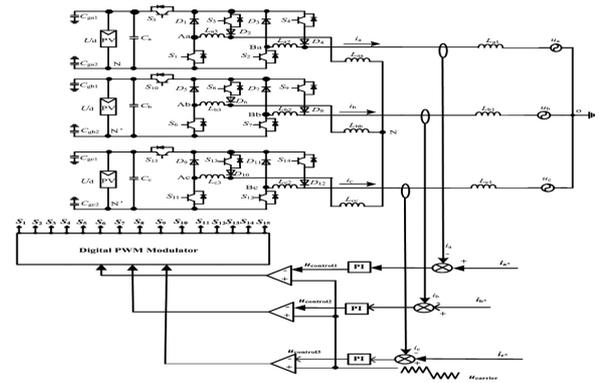


图 5 TP-CDBGCI 的控制电路

4.2 Simulink 仿真和实验结果

为进一步验证本文提出的 CDBGCI 拓扑及其 UPSCSPWM 调制策略的可行性和正确性, 搭建了仿真实验平台对 CDBGCI 进行测试。测试过程中的电路参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

参数	数值	参数	数值
U_{dk}/V	120	U_{dk}/V	220
Z_f/Ω	1.2	$T_s/\mu s$	20
f/Hz	50	$L_{i2}=L_{i3}/\mu H$	0.6
$L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}/\mu H$	450	$L_{i1}/\mu H$	250

CDBGCI 拓扑 a、b、c 三相各自的泄漏电流波形分别如图 6a、图 6b 和图 6c 所示, 如图 6a 中 CDBGCI 拓扑 a 相漏电流 I_{cm} 波形, 当 a 相电压 du/dt 达到最大值时, 此时漏电流 I_{cm} 将产生尖峰, 漏电流 I_{cm} 的最大值约 30mA, 但其值远远小于

300mA^[14]。同理,如图 6b 和图 6c 所示的 CDBGCI 拓扑 b、c 相泄漏电流 I_{cmb} 、 I_{cmc} 波形,同样其值远远小于 300mA,证明 CDBGCI 拓扑共模泄漏电流在线路周期内能被有效抑制。

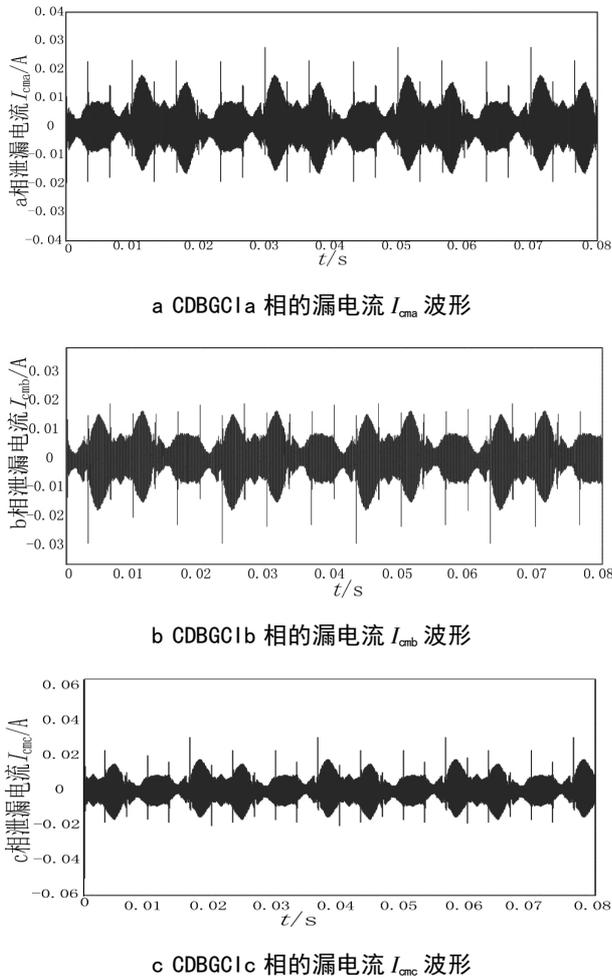


图 6 CDBGCI 拓扑 a、b、c 三相各自的泄漏电流波形

CDBGCI 拓扑的 a 相相电压 U_a 与 a 相相电流 i_a 如图 7 所示,呈现高度正弦同步,功率因数接近于 1,表明此时 CDBGCI 拓扑的输出接近只有有功功率,基本上没有无功功率,故降低了线路功率损耗,大大提高了利用率。而 b、c 两相与 a 相情况一致,只是彼此之间相位差了 120° 。

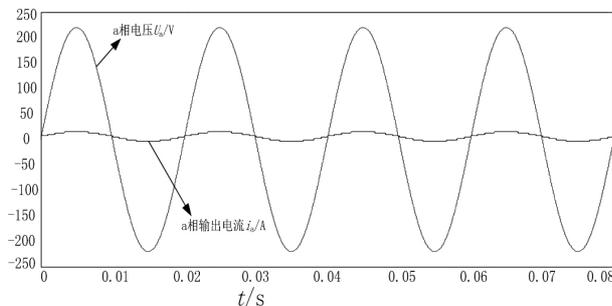


图 7 a 相相电压 U_a 与 a 相相电流 i_a 波形

再由图 8 中 CDBGCI 拓扑 a 相输出电流 i_a 的 FFT 分析可以看出,CDBGCI 拓扑 a 相输出相电流 i_a 的基波(50Hz)的幅值为 3.459A,总电流谐波失真率(THD) 仅仅为 0.40%, THD 远远小于 5%,能够满足实际的要求^[15]。

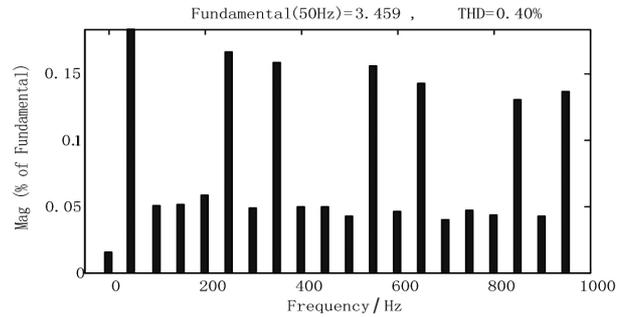


图 8 CDBGCI 拓扑 a 相输出电流 i_a 的 FFT 分析

此外,CDBGCI 桥臂 a 相上下桥臂电压 u_{Aa-Na} 、 u_{Ba-Na} 及两者之差 $u_{Aa-Na} - u_{Ba-Na}$ 波形如图 9 所示,当 $i_a > 0$ (即此时系统工作在正半周期)时,a 相上桥臂电压 u_{Aa-Na} 在 [0,60V] 范围内变化,a 相下桥臂电压 u_{Ba-Na} 在 [60V, 120V] 范围内变化。当 $i_a < 0$ (即此时系统工作在负半周期)时,a 相上桥臂电压 u_{Aa-Na} 在 [60V, 120V] 范围内变化,a 相下桥臂电压 u_{Ba-Na} 在 [0, 60V] 范围内变化。且桥臂 a 相上下桥臂电压 u_{Aa-Na} 、 u_{Ba-Na} 之差 $u_{Aa-Na} + u_{Ba-Na}$ 的波形在一个周期内在 -120V、0、120V 之间进行变化。根据 $U_{dmi} = (U_{Ai-Ni} - U_{Bi-Ni})/2$,可知其单相差模电压 U_{dmi} 在一个周期内在 -60V ($-U_{dk}/2$)、0、60V ($U_{dk}/2$) 之间进行变化,同上述表 1 中结论对应。

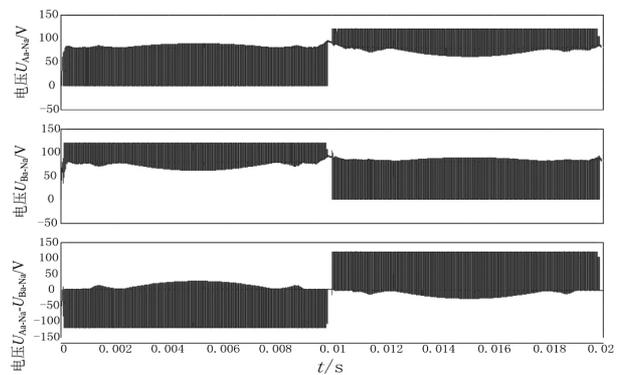


图 9 CDBGCI 桥臂 a 相 u_{Aa-Na} 、 u_{Ba-Na} 及两者之差 $u_{Aa-Na} - u_{Ba-Na}$ 波形

因为本电路 a、b、c 三相对称,仅仅是在相位上依次相差 120° 。所以 b、c 两相的输出电流 i_b 、 i_c 的 FFT 分析以及单相差模电压 U_{dmb} 、 U_{dmc} 与 a 相情况一致。

由图 10 和图 11 可以看到,三相差模电压之和 U_{dm} 及其

局部放大波形,在整个电源频率(50Hz)循环中, U_{dm} 在 $-60V$ ($-U_{dk}/2$)和 $60V$ ($+U_{dk}/2$)之间交替发生变换,三相差模电压(U_{dm})在正半循环中的 4 个模态始终保持恒定的 $-U_{dk}/2$,在负半循环中保持恒定 $U_{dk}/2$ 。与理论分析一致,满足消除共模泄漏电流的条件。

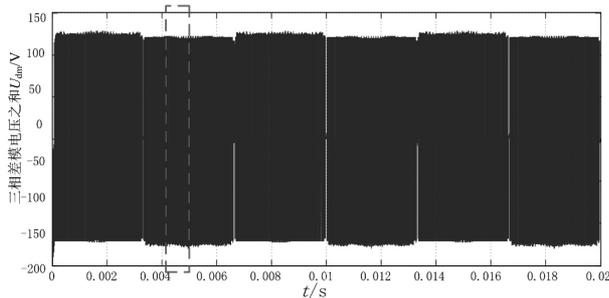


图 10 三相差模电压之和 U_{dm}

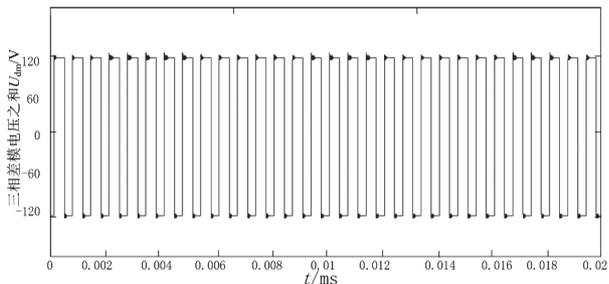


图 11 三相差模电压之和 U_{dm} 的局部放大波形

5 结语

本文提出 CDBGCI 及相应的调制策略(UPSCSPWM),通过对 CDBGCI 的理论分析和实验研究,可得出以下结论:①与传统的三相级联型光伏并网逆变器相比,由于 CDBGCI 采用双降压型(Dual-buck)结构,无须设置死区时间,对称结构使得逆变电路的性能较好,可靠性高。②在 PWM 控制的基础上,提出了一种全新的单极移相载波正弦脉宽调制(UPSCSPWM)策略。由实验验证可知,此调制策略满足 CDBGCI 可以降低开关损耗和导通损耗,提高逆变电路的工

作效率,使共模漏电流得到有效抑制。

参考文献

- [1] 姚志奎,肖岚,魏星.双降压全桥并网逆变器[J].中国电机工程学报,2011,31(12):29-31.
- [2] 郭小强,贺冉,菅佳敏,等.非隔离型三相四桥臂光伏逆变器漏电流抑制研究[J].电工技术学报,2016,31(19):66-73.
- [3] 徐少华,李建林,惠东.多储能逆变器并联系统在微网孤岛条件下的稳定性分析及其控制策略 [J]. 高电压技术,2015,41(10):3266-3273.
- [4] 张兴,邵章平,王付胜,等.非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流抑制[J].中国电机工程学报,2013,33(3):29-36.
- [5] 郭小强,周佳乐,贾晓瑜,等.三相级联型光伏并网逆变器漏电流抑制研究[J].中国电机工程学报,2015,35(2):1-10.
- [6] 姚致清,于飞,赵倩,等.基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J].中国电机工程学报,2013,36:27-33+6.
- [7] 刘飞.三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D].武汉:华中科技大学,2008.
- [8] 韩民晓,代双寅.分布式电源并网中电能质量及相关标准探讨 [J].中国标准化,2010(12):28-32
- [9] 陈伟,艾欣,吴涛,等.光伏并网发电系统对电网的影响研究综述 [J].电力自动化设备,2013(2):26-32+39.
- [10] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2000.
- [11] 姚致清,于飞,赵倩,等.基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J].中国电机工程学报,2013,36:27-33+6.
- [12] 郭小强,魏宝泽,杨秋霞,等.六开关光伏并网逆变器共模漏电流抑制方法[J].电力系统自动化,2014,38(14):101-105
- [13] 潘力,李红伟,代云中,等.六开关非隔离型双降压光伏并网逆变器共模漏电流抑制研究[J].智慧电力,2019,47(2):43-48.
- [14] 周玉斐,黄文新,赵萍.三相耦合电感单级升压逆变器非隔离光伏并网发电系统[J].电工技术学报,2015,30(6):190-199.
- [15] 肖湘宁.电能质量分析与控制[M].北京:中国电力出版社,2010.