

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2021.05.001

一种新型开关模式的高增益低谐波三相逆变器

兰 征¹, 吴方初¹, 王军章¹, 廖晓斌², 刘 湘², 曾进辉¹

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007;
2. 株洲福德轨道交通研究院有限公司, 湖南 株洲 412000)

摘要: 直流电压利用率和输出电压谐波是影响逆变器性能的重要指标, 为提升逆变器的这两项性能, 提出一种新型开关模式的三相逆变器, 通过把交流侧滤波电路整合到 Buck 电路中, 使交流输出侧不需要电感电容等无源滤波元件, 没有直通和反向恢复问题。该逆变器每一相只有一个开关工作在高频状态, 其余开关工作在 50 Hz 的低频软开关状态。并引入了准比例谐振 (PR) 控制策略, 通过控制变量法详细分析了其控制参数对系统性能的影响, 且给出了一组合理的控制参数。最后, 在 Matlab/Simulink 中搭建了该系统仿真模型, 仿真结果表明, 应用该新型开关模式的三相逆变器能显著提高逆变器的直流电压利用率, 改善输出电压波形。

关键词: 三相逆变器; 开关模式; 准 PR 控制器; 直流电压利用率

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2021)05-0001-09

引文格式: 兰 征, 吴方初, 王军章, 等. 一种新型开关模式的高增益低谐波三相逆变器 [J]. 湖南工业大学学报, 2021, 35(5): 1-9.

A New Switching Mode High-Gain and Low-Harmonic Three-Phase Inverter

LAN Zheng¹, WU Fangcheng¹, WANG Junzhang¹, LIAO Xiaobin², LIU Xiang², ZENG Jinhui¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China;

2. Zhuzhou Fullde Rall Transit Research Institute Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 412000, Chian)

Abstract: DC voltage utilization and output voltage harmonics are important indicators that affect the performance of an inverter. In view of an improvement of these two performances of the inverter, a new switching mode three-phase inverter, which integrates the AC side filter circuit in the Buck circuit, has thus been proposed. Free from the requirement of such passive filter components as inductors and capacitors, the AC output is characterized with no direct through and reverse recovery problems. With only one switch in each phase of the inverter working in the high frequency state, the other switche work in the low frequency soft switching state of 50 Hz. After the introduction of the quasi proportional resonance (PR) control strategy, a detailed analysis has been made of the influence of control parameters on the system performance through the control variable method, with a group of reasonable control parameters given. Finally, the simulation model of the system is to be built in Matlab/Simulink. The simulation results show that the three-phase inverter with the new switching mode can significantly improve the DC voltage utilization and output voltage waveform of the inverter.

Keywords: three-phase inverter; switching mode; quasi PR controller; DC voltage utilization

收稿日期: 2020-11-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51807058); 湖南省自然科学基金资助项目 (2020JJ6082)

作者简介: 兰 征 (1986-), 男, 湖南株洲人, 湖南工业大学讲师, 博士, 主要从事分布式发电, 微电网, 电能质量等方面的教学与研究, E-mail: lanzheng20@foxmail.com

1 研究背景

随着电力电子技术的不断发展,DC/AC 逆变器现已经被广泛地应用于电源、新能源发电、电机驱动、不间断电源等电气领域^[1-2]。在各种逆变器拓扑结构中,基于桥式结构的三相逆变器,具有结构简单、控制灵活、既能并网运行又能离网运行等优点,得到了广泛的研究。逆变器的直流电压利用率和输出电压谐波是很重要的性能指标,直流电压利用率的高低将直接影响整个逆变器系统的运行效率。某些高端设备、精密仪器等负荷,要求逆变器输出电压具有较低的谐波畸变率^[3]。然而现有三相桥式逆变器的直流电压利用率提升能力有限,减少谐波含量的方法也有一定的局限性,因此三相桥式逆变器不太适用于这些特殊应用场景。

采用正弦脉冲宽度调制 SPWM (sinusoidal pulse width modulation) 的三相逆变器,理论上能够达到的最大直流电压利用率仅为 0.866^[4]。文献 [5] 分析了空间矢量脉冲宽度调制 SVPWM (space vector pulse width modulation) 方法,与 SPWM 相比,SVPWM 可以将直流电压利用率提升 15.47%。文献 [6] 通过在三相无中线系统的相电压调制信号中注入 3 次谐波,也使得直流电压利用率提升了 15.47%。提高直流电压的利用率能够提高逆变器的带载能力,减小功率器件的电压应力^[7],但是基于 PWM (pulse width modulation) 调制的桥式逆变器,理论上其最大直流电压利用率为 1,提升能力有限。

为减小逆变器输出电压的谐波畸变率,文献 [8-11] 提出了多电平变换器,该类型变换器交流侧电压的电平数不小于 3。逆变器输出的电平数越多,电压波形越接近于正弦波,谐波含量越少。但是,多电平变换器的系统结构和控制方法相对而言较为复杂,可靠性和稳定性较差^[12]。另外,有学者提出采用 LCL 型滤波器以减少逆变器的输出谐波含量^[13],但是 LCL 型滤波器容易引起谐振尖峰问题^[14],降低了系统的稳定性。

本文提出一种新型开关模式的高增益低谐波三相逆变器。首先,介绍了其拓扑结构,并且详细分析了其工作原理和开关模式;然后,将准 PR (quasi-proportional resonance) 控制引入其中,实现了对逆变器的恒压恒频控制,并且分析准 PR 控制参数对逆变器输出性能的影响;最后,在 Matlab/Simulink 中搭建了该仿真模型,给出仿真验证分析结果。仿真结果表明,该新型开关模式三相逆变器的最大直流电压利用率为 1.73,谐波含量也低于常规桥式三相逆变器,

从而验证了所提新型开关模式的三相逆变器及其控制策略的正确性和有效性。

2 拓扑结构与工作原理

2.1 拓扑结构

逆变器通常由斩波电路和逆变桥电路组成^[15],属于两级式结构的逆变器,本研究中所提出的新型三相逆变器的拓扑结构如图 1 所示。图 1 中: V_s 为输入直流电源, L 、 C 分别为滤波电感和电容, $Q_{11} \sim Q_{34}$ 为开关管。

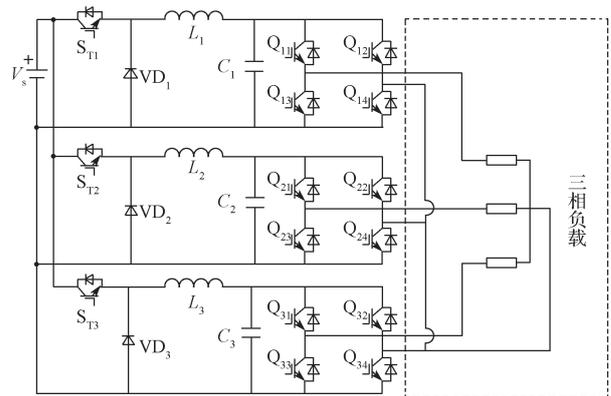


图 1 新型三相逆变器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of the new three-phase inverter

逆变器每一相的前端为 Buck 变换器,后段为 H 桥,如图 2 所示,其稳态输出电压为

$$V_c = \alpha V_s \quad (1)$$

式中: α 为 Buck 变换器功率开关管的导通占空比; V_s 为输入直流电压。

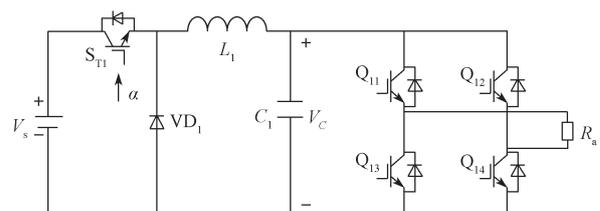


图 2 单相新型开关模式逆变器

Fig. 2 New single-phase switching mode inverter

直流电源电压恒定,通过控制开关频率的变化来使得占空比 α 随着直流脉动(如图 3a 所示)呈规律变化,即

$$\alpha = |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

所以在功率开关管 S_{11} 输出端的输出电压为等效正弦正半波的 PWM 波,如图 3b 所示。电压通过 Buck 电路中的 LC 滤波器后,输出的只有正弦正半周的直流脉动波形,如图 3c 所示。后面跟随的 H 桥与 50 Hz 的工频信号同步。通过 Q_{11}/Q_{14} 与 Q_{12}/Q_{13} 交替导通,将直流脉动波变换成标准的正弦波,如图 3d 所示。

虽然此种新型三相逆变器的开关器件较多,但是工作在高频的功率开关管只有 S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 3个,其余 H 桥电路的开关管的工作模式为零电压开通和零电流关断,即软开关状态,几乎不产生损耗。而逆变器的开关损耗主要来自高频开关,新型三相逆变器的高频开关数量是传统的三相桥式逆变器的一半,因而大大降低了开关损耗。

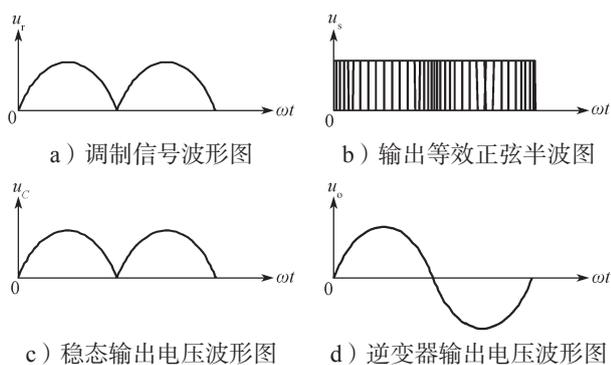


图3 主要原理波形示意图

Fig. 3 Schematic diagram of main principle waveforms

2.2 工作原理

2.2.1 原理分析

若 S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 的 PWM 波形都随着直流脉动波变化,并且其相位相差 120° ,由式(2)可以得知,图1中的功率开关管 S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 的导通占空比也均随着直流脉动波发生变化,且其相位相差 120° ,因此三相逆变器当中 S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 的占空比分别如下:

$$\begin{cases} \alpha_1 = m |\sin(\omega t)|; \\ \alpha_2 = m |\sin(\omega t - 120^\circ)|; \\ \alpha_3 = m |\sin(\omega t - 240^\circ)|. \end{cases} \quad (3)$$

式中 m 为调制系数,其表达式为 $m = V_o / V_s$,其中 V_o 为逆变器输出电压, V_s 为输入直流电压。

当系统达到稳态时,三相逆变器的 Buck 变换器输出侧电压如下:

$$\begin{cases} V_{C1} = \alpha_1 V_s; \\ V_{C2} = \alpha_2 V_s; \\ V_{C3} = \alpha_3 V_s. \end{cases} \quad (4)$$

结合式(3)可得:

$$\begin{cases} V_{C1} = m V_s |\sin(\omega t)|; \\ V_{C2} = m V_s |\sin(\omega t - 120^\circ)|; \\ V_{C3} = m V_s |\sin(\omega t - 240^\circ)|. \end{cases} \quad (5)$$

从式(5)可以看出,三相 Buck 电路输出端电容上所加电压 V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 都只含有正弦的正半周波

形,这是一直流量,因此电容 C_1 、 C_2 、 C_3 均可以按照直流量(如电解电容器)进行设计。然而,传统的桥式逆变器和 PWM 逆变器中的滤波电容上的电压都是交流量。与传统逆变器相比,相同容量大小的滤波电容,直流型的滤波电容体积较小、价格较低,但是滤波效果更好,滤波器输出电压谐波含量更少^[16]。随后 H 桥的 4 个开关管 Q_{11}/Q_{14} 与 Q_{12}/Q_{13} 以 50 Hz 的频率交替导通。比如在 $t=0$ 时, Q_{11}/Q_{14} 导通, Q_{12}/Q_{13} 关断; $t=T/2$ 时, Q_{11}/Q_{14} 关断, Q_{12}/Q_{13} 导通;其余 B、C 两相类似。变换后的输出电压如下:

$$\begin{cases} V_{o1} = m V_s \sin(\omega t); \\ V_{o2} = m V_s \sin(\omega t - 120^\circ); \\ V_{o3} = m V_s \sin(\omega t - 240^\circ). \end{cases} \quad (6)$$

式(6)表明,输出电压是一光滑的正弦波,实质上是由 Buck 变换器中的高频开关 S_{T1} 、 S_{T2} 、 S_{T3} 不断改变开关频率,使得输出电压等效为含有无限电平数的正弦波形,输出电压波形中电平数的增加在很大程度上降低了谐波。

每一相 H 桥中的 4 个开关管不但工作频率很低(50 Hz),而且都工作在软开关状态,因此几乎不产生损耗。式(6)中的电压是相位互差 120° 的相电压,最大的相电压峰值为 V_s 。当三相对称时,由式(6)可以推导出线电压如下:

$$\begin{cases} V_{o1} = m\sqrt{3}V_s \sin(\omega t + 30^\circ); \\ V_{o2} = m\sqrt{3}V_s \sin(\omega t - 90^\circ); \\ V_{o3} = m\sqrt{3}V_s \sin(\omega t - 210^\circ). \end{cases} \quad (7)$$

因此,当调制比为 1 时,能够获得最大的线电压峰值,为 $\sqrt{3}V_s$ 。若直流电压为 310 V 时,输出线电压有效值为 380 V。根据直流电压利用率定义式

$$\eta = \frac{V_1}{U_{dc}}, \quad (8)$$

式中: V_1 为输出线电压峰值;

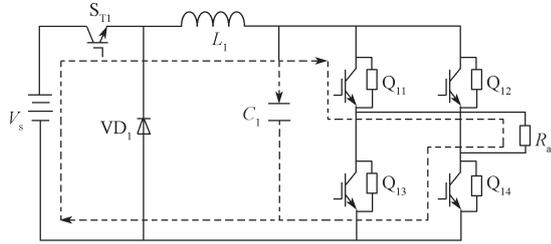
U_{dc} 为直流电源电压。

则该新型开关模式逆变器的最大直流电压利用率为 $\sqrt{3} \approx 1.73$ 。然而传统桥式三相逆变器采用 SPWM 调制时,其最大直流电压利用率只有 0.866。即使采用 SVPWM 调制或三次谐波注入法,能获得的最大直流电压利用率也只有 1^[17]。可见,该新型开关模式三相逆变器与现有桥式三相逆变器在直流电压利用率方面有显著的优势。

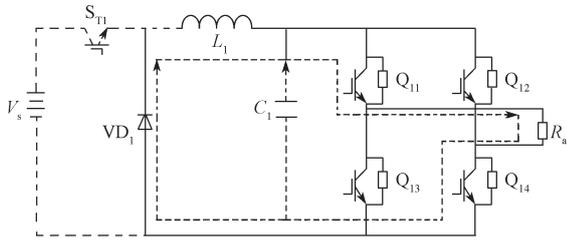
2.2.2 开关模式分析

正常运行状态下,每一相的 5 个功率开关管都有

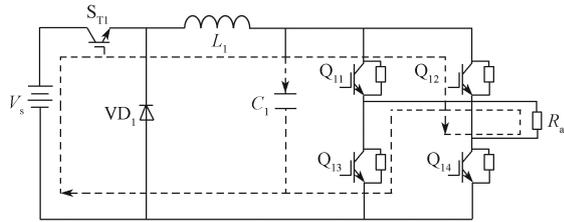
4种开关模式，且每一种开关模式对应不同的开关回路。为了详细分析每种开关模式的功能，以A相为例，给出各开关模式下的电流回路以及等效电路图，如图4所示。



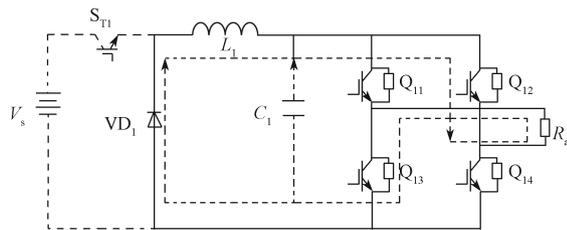
a) 开关模式 1: S_{T1} 开通, Q_{11} 和 Q_{14} 开通, Q_{12} 和 Q_{13} 关断



b) 开关模式 2: S_{T1} 关断, Q_{11} 和 Q_{14} 开通, Q_{12} 和 Q_{13} 关断



c) 开关模式 3: S_{T1} 关断, Q_{11} 和 Q_{14} 关断, Q_{12} 和 Q_{13} 开通



d) 开关模式 4: S_{T1} 关断, Q_{11} 和 Q_{14} 关断, Q_{12} 和 Q_{13} 开通

图 4 各开关模式的等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram of each individual switching mode

开关模式 1 时 (如图 4a): S_{T1} 开通, Q_{11} 和 Q_{14} 开通, Q_{12} 和 Q_{13} 关断。此时电流通过 V_s 、 S_{T1} 、 L_1 、 R_a 、 Q_{11} 和 Q_{14} 形成回路, 同时直流电源给电容 C_1 充电, 给负载供电。

开关模式 2 时 (如图 4b): S_{T1} 关断, Q_{11} 和 Q_{14} 开通, Q_{12} 和 Q_{13} 关断。此时电流通过 VD_1 、 L_1 、 R_a 、 Q_{11} 和 Q_{14} 形成回路, 同时电容 C_1 放电, VD_1 起到续流作用。

开关模式 3 时 (如图 4c): S_{T1} 开通, Q_{11} 和 Q_{14} 关断, Q_{12} 和 Q_{13} 开通。电流通过 V_s 、 S_{T1} 、 R_a 、 Q_{14} 和 Q_{13} 形成回路, 此时直流电源为电容充电, 为负载供电。

开关模式 4 时 (如图 4d): S_{T1} 关断, Q_{11} 和 Q_{14} 关断, Q_{12} 和 Q_{13} 开通。此时电流通过 VD_1 、 L_1 、 Q_{14} 、 R_a 和 Q_{13} 形成回路, 电容 C_1 放电, VD_1 续流。

Buck 变换器后面跟随的 H 桥由 4 个开关管 ($Q_{11} \sim Q_{14}$) 组成。H 桥实现随着参考电压同步逆变翻转的功能, 如图 5 所示。

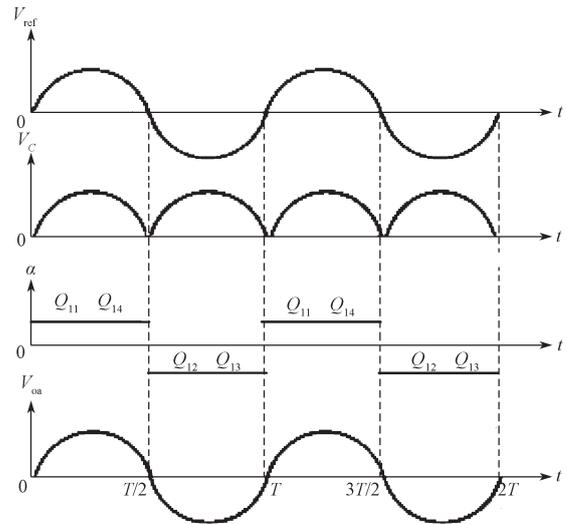


图 5 H 桥的开关工作方式

Fig. 5 Operation mode of H-bridge switches

在 $0 \sim T/2$ 、 $T \sim 3T/2$ 等时间段内, 开关管 Q_{11} 和 Q_{14} 处于导通状态, 开关管 Q_{12} 和 Q_{13} 处于关断状态; 在 $T/2 \sim T$ 、 $3T/2 \sim 2T$ 等时间段内, 开关管 Q_{12} 和 Q_{13} 处于导通状态, 开关管 Q_{11} 和 Q_{14} 处于关断状态。因此将 Buck 变换器输出侧电容电压 V_C 翻转为标准的正弦输出电压 V_{ou} 。

3 控制策略与参数设计

3.1 准 PR 控制

传统的 PI 控制器由比例和积分环节组成, 其传递函数为

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (9)$$

式中: k_p 和 k_i 为 PI 控制器的参数; s 为复频率。

控制器在基波频率 ω_0 处的增益为

$$|G_{PI}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{k_i}{\omega_0}\right)^2} \quad (10)$$

式中 j 为虚数单位。

从式(9)和式(10)中可以看出, PI控制器是一种线性控制器, 在基频处的增益为一有限定值, 因此只能对直流量进行准确跟踪。若要将PI控制应用于三相交流, 必须进行复杂的 abc/dq 或 $\alpha\beta/dq$ 坐标变换, 将交流量变化成直流量, 才能实现无静差跟踪控制。

为了克服PI控制器的缺陷, 很多文献提出了采用PR控制器^[18-19], 其传递函数如下:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (11)$$

将基波频率 ω_0 代入PR控制器的传递函数式(11)中, 可以得到其在基波频率 ω_0 处的增益为

$$|G_{PR}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{2k_r\omega_0}{-\omega_0^2 + \omega_0^2}\right)^2} \quad (12)$$

通过根轨迹法分析可知, PR控制器相比PI控制器, 传递函数在 s 平面的虚轴上增加了2个固定频率的闭环极点形成谐振, 使得PR控制器在基波频率处的增益趋近无穷大, 从而可实现该频率下交流量的无静差控制^[20]。

相比PI控制器, PR控制器理论上在特定频率处的增益为无穷大, 能实现对特定频率的交流量的无静差控制。在对电流内环控制设计中, 无需复杂的 dq 坐标变换, 也没有 dq 轴之间的耦合关系, 从而简化了控制系统设计。但是, 在实际电网中, 电网频率有一定的波动, 理想的PR控制器的带宽比较窄, 无法适应实际波动的电网。为了解决这一问题, 引入准PR控制器, 其传递函数为

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (13)$$

相比于PR控制器, 准PR控制器相当于在PR控制器的传递函数中增加了一个零点, 从而增加了控制器的带宽, 因而更能适应实际频率波动的电网, 可有效解决由于频率波动引起逆变器控制性能变差的问题。

3.2 控制参数分析

由式(13)可以得出, 准PR控制器的传递函数含有 k_p 、 ω_c 、 k_r 3个变量。为了研究每个参数对逆变器输出性能的影响, 此处使用控制变量法分析3个变量对系统性能的影响。

1) 设定 $k_p=1$ 、 $\omega_c=1$, k_r 为变量, 画出相应传递函数的伯德图(如图6所示), 以研究 k_r 对控制器性能的影响。从图6中可看出, 随着 k_r 参数的增大, 控制器的增益也增大, 然而控制器的带宽却没有变

化。因此, k_r 参数只影响控制器的增益, 而不影响控制器的带宽。

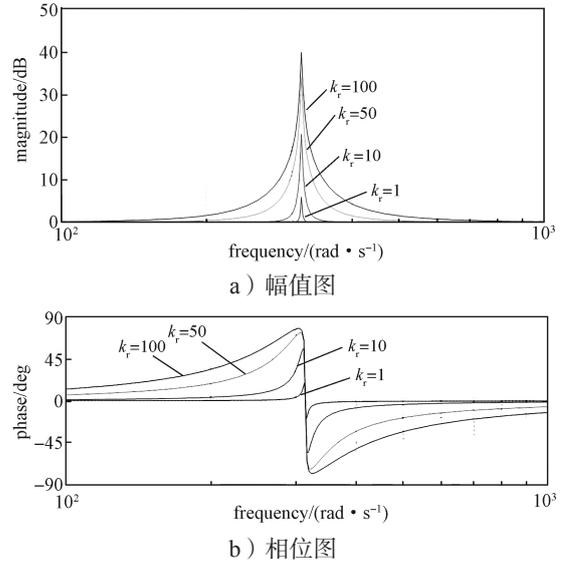


图6 k_r 变化时, 准PR的bode图

Fig. 6 Bode diagram of quasi-PR with changes of k_r

2) 设定 $k_p=1$ 、 $k_r=1$, ω_c 为变量, 画出相应传递函数的伯德图(如图7所示), 研究 ω_c 对控制器性能的影响。

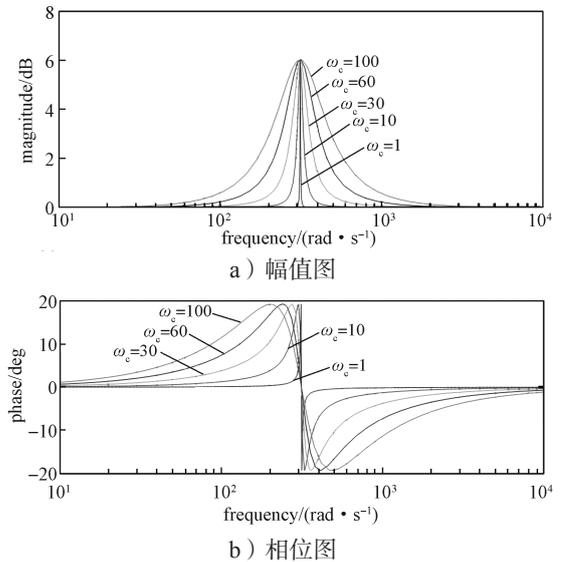


图7 ω_c 变化时, 准PR的bode图

Fig. 7 Bode diagram of quasi-PR with changes of ω_c

由图7可以看出, 随着 ω_c 参数的增大, 控制器的增益和带宽都增大, 但是在基频处的增益却没有变化。可见, ω_c 不仅会影响控制器的增益, 还会影响带宽, 因此在选择 ω_c 参数时不能一味追求大的带宽, 因为 ω_c 越大, 虽然带宽增大, 但是在基频较远处的谐波也会被放大。

3) 设定 $\omega_c=1$ 、 $k_r=1$, k_p 为变量, 画出相应传递函数的伯德图(如图8所示), 研究 k_p 对控制器性

能的影响。

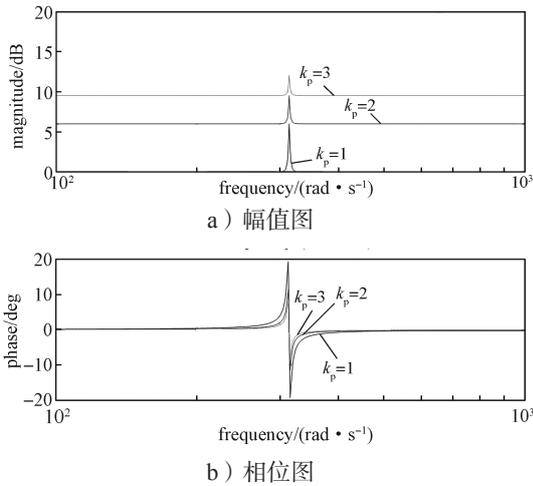


图 8 k_p 变化时, 准 PR 的 bode 图

Fig. 8 Bode diagram of quasi-PR with changes of k_p

从图 8 所示传递函数的伯德图中可以看出, 参数 k_p 影响了所有频率处的增益, 它影响着整个控制系统的整体性能。因此在设置 PR 控制器参数时, 应综合考虑稳态性能以及各参数之间的相互影响关系等因素, 确定最终参数。

3.3 总体控制策略

为简化说明总体控制策略, 以 A 相为例进行说明, 新型三相逆变器每相控制策略见图 9, 其余 B、C 两相类似, 只是给定的参考信号相位互差 120° 。

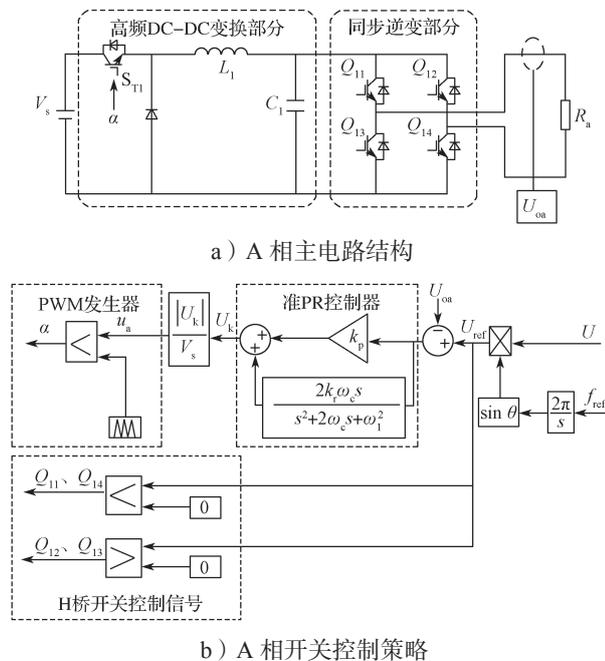


图 9 新型三相逆变器的控制策略

Fig. 9 Control strategy of the new three-phase inverter

为了使得逆变器在交流负载波动时, 三相逆变器仍能够恒压、恒频输出, 此处采用闭环控制策略 (如

图 9b 所示)。首先, 将给定的频率参考值 f_{ref} 进行积分, 得到相位角 θ ; 然后, 将给定电压幅值 U 乘以 $\sin \theta$, 得到最终的参考电压 U_{ref} , 等式表示为

$$U_{ref} = U \sin(\omega t); \quad (14)$$

最后, 直接将输出侧交流电压 U_{oa} 反馈到控制器, 形成闭环控制, 参考电压 U_{ref} 与输出电压 U_{oa} 进行比较, 将误差信号送入准 PR 控制器, 使得 PR 控制器对误差信号进行无静差跟踪。由式 (2) 可知, 为了使 Buck 变换器输出电压成直流脉动规律变化, PR 控制器输出信号 U_k 需要进行绝对值运算和归一化处理, 才能送入 PWM 发生器中, 与三角波进行脉冲宽度调制。则 A 相调制信号为

$$u_a = \frac{|U_k|}{V_s} \quad (15)$$

经过 PWM 调制过后, 得到 Buck 变换器高频开关 S_{T1} 的控制信号。H 桥是实现 Buck 变换器输出端的直流脉动电压波以 50 Hz 同步翻转的功能。所以每一相 H 桥的 4 个开关的控制信号产生方法如图 9b 所示。分别以 50 Hz 的参考电压 U_{ref} 与 0 做比较, 当参考电压大于 0 时, Q_{11} 、 Q_{14} 开关导通, Q_{12} 、 Q_{13} 开关关断, 输出电压为正弦电压的正半周波形。当参考电压小于 0 时, Q_{12} 、 Q_{13} 开通, Q_{11} 、 Q_{14} 关断, 输出电压为正弦电压的负半周波形。

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 中搭建新型开关模式三相逆变器的仿真模型, 仿真参数设置如下 (以 A 相为例): 直流电源电压为 311 V, 逆变输出为 50 Hz 的交流相电压有效值为 220 V, 线电压有效值为 380 V; 星形负载电阻为 20Ω , Buck 电路电感为 6 mH, 电容为 $10 \mu\text{F}$, 开关频率为 10 kHz; 准 PR 控制器的参数设置为 $\omega_c=3$ 、 $k_p=1.5$ 、 $k_r=100$ 。

4.1 恒压恒频运行

4.1.1 正常工况

图 10 为正常工况下三相逆变器的 A 相电压和电流波形图。

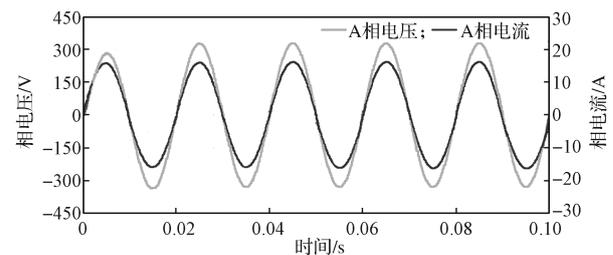


图 10 逆变器 A 相电压和电流波形图

Fig. 10 A-phase voltage and current of the inverter

由图 10 可以看出, 逆变器的输出电压为标准的 50 Hz 的交流电压, 在 0.01 s 后输出电压峰值稳定在 311 V, 从而实现了恒压恒频控制。

4.1.2 负荷突变

为了验证负荷突变时, 逆变器仍然能够实现恒压恒频输出, 仿真验证中设置在 0.206 s 时负荷突然增大 1 倍。其输出相电压和相电流的动态过程如图 11 所示。

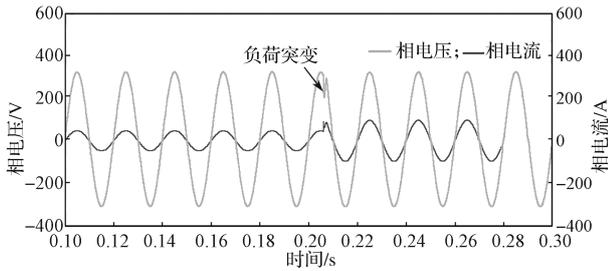


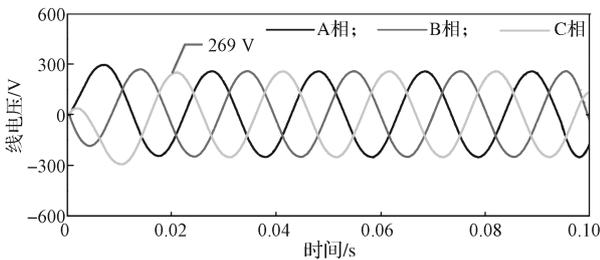
图 11 负荷突变时相电压和相电流波形图

Fig. 11 Waveform of phase voltage and phase current under the condition of a sudden load change

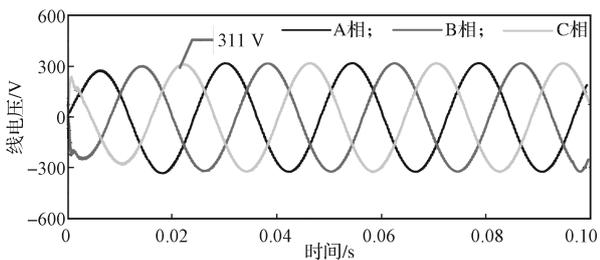
由图 11 所示负荷突变时新型三相桥式逆变器输出的电压电流动态波形可以看出, 在 0.206 s 负荷突然增大 1 倍时, 输出相电流峰值由 15.5 A 增大到 31.0 A, 因此输出功率也增大了 1 倍。在负荷突增 1 倍时, 逆变器输出的三相相电压在 0.206 s 时有所波动, 从峰值 311 V 突变到峰值 330 V, 但是 0.21 s 后就恢复为峰值 311 V 的 50 Hz 交流稳态输出, 从而实现了在负荷突变时的恒压恒频稳态输出。

4.2 直流电压利用率比较

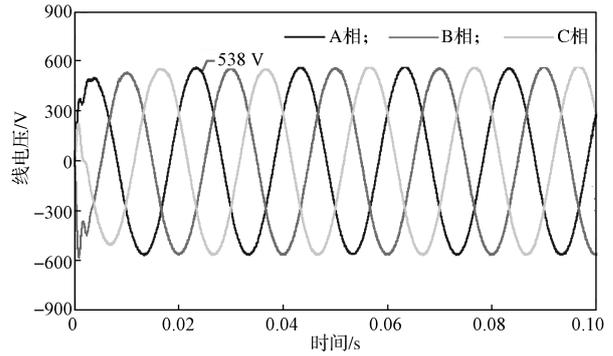
图 12 所示为不同模式下三相逆变器的输出三相电压波形。



a) SPWM 调制的三相桥式逆变器输出线电压



b) SVPWM 调制的三相桥式逆变器输出线电压



c) 新型开关模式三相逆变器输出线电压

图 12 不同模式的逆变器输出三相电压波形图

Fig. 12 Three phase voltage output from inverter in different modes

为便于比较, 将不同开关模式三相逆变器输出线电压绘制成如图 13 所示的柱状图。

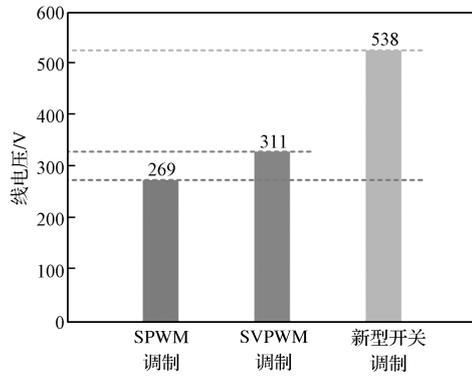


图 13 不同开关模式的三相逆变器输出线电压比较图

Fig. 13 Comparison of output line voltage of three-phase inverter in different switching modes

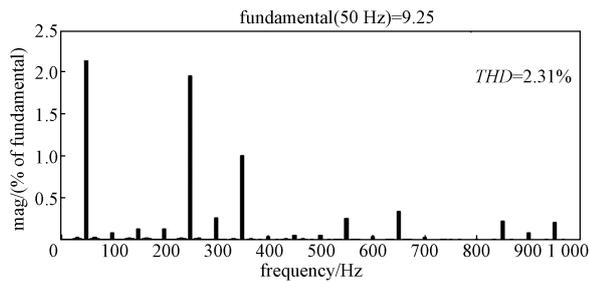
从图 12 和 13 中可以看出, 新型开关模式三相逆变器的输出线电压峰值约为 538 V, 然而在直流电源为 311 V 条件下, 传统三相逆变器采用 SPWM 调制时, 输出线电压最大峰值为

$$\frac{\sqrt{3}}{2} V_s \approx 0.866 V_s = 269.33 \text{ V} \quad (16)$$

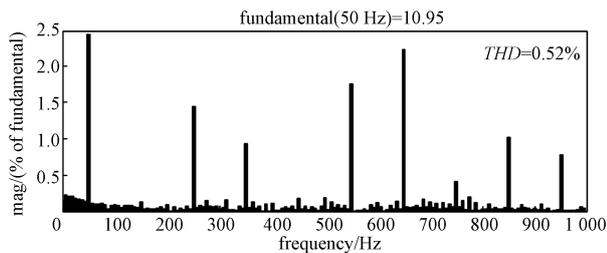
即使采用 SVPWM 调制法或者采用三次谐波注入法, 三相逆变器的输出线电压的最大值峰值也只有 311 V。因此, 此新型开关模式三相逆变器直流电压利用率提高为传统三相逆变器采用 SPWM 调制时的 2 倍; 直流电压利用率提高至采用 SVPWM 调制时的 1.73 倍。

4.3 谐波畸变率比较

在相同的输出滤波电感和电容时, 传统三相桥式逆变器和新型三相逆变器的输出电流谐波含量对比如图 14 所示。



a) SPWM 控制传统三相桥式逆变器输出相电压频谱图



b) 准 PR 控制新型三相逆变器输出相电压频谱图

图 14 逆变器输出电流谐波含量对比

Fig. 14 Comparison of harmonic content of the inverter output voltage

从图 14a 可以看出, 常规三相桥式逆变器输出电流总的谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 为 2.31%, 然而本文所提出的新型三相逆变器的输出电流总谐波畸变率仅为 0.52%, 最大单次谐波含量低于 0.3%。这一结果表明, 相比于传统桥式三相逆变器, 该新型三相逆变器能显著减少谐波含量, 这与前面工作原理分析中所得结论相一致。

5 结论

本文提出了一种新型开关模式的高增益低谐波三相逆变器, 介绍了其拓扑结构, 并详细分析了其工作原理和开关模式。在此基础上, 将准 PR 控制引入其中, 实现了对交流量的直接控制, 从理论和仿真结果分析中可以得出如下结论:

1) 新型开关模式三相逆变器的直流电压利用率约为常规 SPWM 调制的桥式逆变器的 2 倍, 约为 SVPWM 调制的桥式逆变器直流电压利用率的 1.73 倍, 可见所给出的新型开关模式三相逆变器能显著提升系统的带载能力。

2) 新型开关模式三相逆变器具有更低的谐波畸变率, 并且 Buck 电路上的电容电压是直流量, 与现有逆变器中的交流滤波电容相比, 相同容量的直流型电容体积更小、寿命更长, 从而减少了系统体积和生产成本。

3) 引入准 PR 控制器, 即使在负荷突变情况下, 逆变器依然能够实现稳定的恒压恒频输出。

本文未对逆变器效率和开关损耗进行分析和实验, 下一步研究将会进行完善。

参考文献:

- [1] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 15-18.
ZHANG Chongwei, ZHANG Xing. PWM Rectifier and Its Control[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2003: 15-18.
- [2] 曾正, 赵荣祥, 汤胜清, 等. 可再生能源分散接入用先进并网逆变器研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 1-12, 21.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, TANG Shengqing, et al. An Overview on Advanced Grid-Connected Inverters Used for Decentralized Renewable Energy Resources[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 1-12, 21.
- [3] JOY M C, JAYANAND B. Three-Phase Infinite Level Inverter Fed Induction Motor Drive[C]//2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Trivandrum: IEEE, 2016: 1-5.
- [4] HAREESH A, MANISANKAR B, JAYANAND B. A Novel Three Phase Infinite Level Inverter (TILI) Topology for Induction Motor Drive Application[C]// Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT). Singapore: IEEE, 2017: 1-8.
- [5] ATHIRA P S, RENUKADEVI V, JAYANAND B. Infinite Level Inverter Based DSTATCOM for Power Quality Enhancement[C]//2017 International Conference on Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon). Bangalore: IEEE, 2017: 1255-1258.
- [6] 李宁, 王跃, 王兆安. 基于双调制波的三电平 NPC 变流器载波调制策略 [J]. 电网技术, 2014, 38(3): 707-714.
LI Ning, WANG Yue, WANG Zhao'an. A Double Modulation Wave Carrier-Based PWM Strategy for Three-Level Neutral Point Clamped Converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(3): 707-714.
- [7] 熊健, 康勇, 张凯, 等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究 [J]. 电力电子技术, 1999, 33(1): 25-28.
XIONG Jian, KANG Yong, ZHANG Kai, et al. Comparison Study of Voltage Space Vector PWM and Conventional SPWM[J]. Power Electronics, 1999, 33(1): 25-28.
- [8] 官二勇, 宋平岗, 叶满园. 基于三次谐波注入法的三相四桥臂逆变电源 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 43-46, 52.
GUAN Eryong, SONG Pinggang, YE Manyuan. Three-Phase Inverter with Four Bridge Legs Based on Third

- Harmonic Injection Method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 43-46, 52.
- [9] 周玉斐, 黄文新, 赵健伍, 等. 高增益单级升压逆变器的恒定最大增益控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(1): 179-187.
ZHOU Yufei, Huang Wenxin, ZHAO Jianwu, et al. Constant Maximum Boost Control Method of High Step-Up Single-Stage Boost Inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(1): 179-187
- [10] 李 磊, 项泽宇, 胥佳梅. 交错并联反激式三电平逆变器[J]. 电网技术, 2015, 39(3): 837-842.
LI Lei, XIANG Zeyu, XU Jiamei. An Interleaved Flyback Three-Level Inverter[J]. Power System Technology, 2015, 39(3): 837-842.
- [11] 蔡智林, 侯 涛. 新型Z源T型五电平逆变器及其调制策略[J]. 高电压技术, 2017, 43(4): 1203-1213.
CAI Zhilin, HOU Tao. Novel Z-Source T-Type Five Level Inverter and Its Modulation Strategy[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(4): 1203-1213.
- [12] RODRÍGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel Inverters: a Survey of Topologies, Controls, and Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [13] 王琛琛, 李永东. 多电平变换器拓扑关系及新型拓扑[J]. 电工技术学报, 2011, 26(1): 92-99.
WANG Chenchen, LI Yongdong. Multilevel Converter Topologies and Two Novel Topologies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1): 92-99.
- [14] 徐 帅, 张建忠. 多电平电压源型逆变器的容错技术综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 39-50.
XU Shuai, ZHANG Jianzhong. Overview of Fault-Tolerant Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 39-50.
- [15] MALINOWSKI M, BERNET S. A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters with an LCL Filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1876-1880.
- [16] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on Control Mechanism of Active Damping for LCL Filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33.
- [17] YANG Z H, SEN P C. A Novel Switch-Mode DC-to-AC Inverter with Nonlinear Robust Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(4): 602-608.
- [18] 孟建辉, 石新春, 付 超, 等. 基于PR控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 42-47.
MENG Jianhui, SHI Xinchun, FU Chao, et al. Optimal Control of Photovoltaic Grid-Connected Current Based on PR Control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 42-47.
- [19] 王 哲, 王明彦, 郭 犇, 等. 基于PR控制的负载模拟系统[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 486-493.
WANG Zhe, WANG Mingyan, GUO Ben, et al. A Dynamic Load Simulation System Based on Proportional-Resonant Control Method[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 486-493.
- [20] 徐海亮, 廖自力, 贺益康. 比例-谐振控制器在PWM变换器应用中的几个要点[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(18): 151-159.
XU Hailiang, LIAO Zili, HE Yikang. Key Points of Proportional-Resonant Controller Applied for PWM Converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(18): 151-159.

(责任编辑: 廖友媛)