

DOI: 10.7667/PSPC170950

一种基于混合 Buck/Boost 电路的两级式逆变器功率解耦方法研究

章勇高, 熊健, 王帅, 何鹏

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对传统两级式逆变器由于输入输出功率不平衡所带来的二次功率扰动问题, 提出了一种六开关的混合 Buck/Boost 电路, 并联在逆变器交流输出侧进行功率解耦, 从而抑制母线电压和直流侧电流中的二次纹波, 并将大电解电容换成小容量和长寿命的薄膜电容。混合 Buck/Boost 电路可以处理双向变化的脉动能量, 通过脉冲能量调制法(Pulse Energy Modulation, PEM)计算每个开关周期的开关占空比, 实现对脉动功率的解耦控制。分析了混合 Buck/Boost 电路的四种工作模式, 推导了 PEM 控制原理。使用 Matlab/Simulink 平台搭建仿真模型进行验证, 结果证明了方法的合理性和有效性。

关键词: 二次功率扰动; 功率解耦; 混合 Buck/Boost; PEM

Research on a decoupling method of a two-stage inverter with hybrid Buck/Boost circuit

ZHANG Yonggao, XIONG Jian, WANG Shuai, HE Peng

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: To solve the problem of secondary power disturbance caused by power unbalance between input terminal and output terminal in a traditional two-stage inverter, a six-switch hybrid Buck/Boost circuit in parallel with AC side is proposed to handle power decoupling. Thus, second harmonic voltage appeared in DC bus and second harmonic current appeared in voltage source are suppressed, and large electrolytic capacitor can be substituted by a small, long lifespan film capacitor. The hybrid Buck/Boost circuit can handle bi-directional changed pulsation power through Pulse Energy Modulation (PEM), which calculates duty ratio in each switching cycle and achieves decoupling control. Furthermore, four operating modes of the hybrid Buck/Boost circuit are analyzed and the principle of PEM is deduced. Finally, theoretical analysis is verified by Matlab/Simulink simulation platform. Results indicate that the proposed scheme is reasonable and effective.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467006).

Key words: secondary power disturbance; power decoupling; hybrid Buck/Boost; pulse energy modulation (PEM)

0 引言

两级式并网逆变器由于控制简单, 广泛应用于能源领域^[1-3]。然而, 直流侧(燃料电池、光伏电池)输出恒定功率, 而传输到网侧的功率却是以二倍工频脉动。输入输出瞬时功率不匹配, 使系统中存在二次功率扰动, 导致母线电压及直流侧电流产生二

次纹波^[4], 母线电压纹波会影响并网电流质量, 而直流侧电流纹波将降低燃料电池使用寿命和光伏电池的利用率^[5]。通常在母线上并联大电解电容以实现输入恒定功率和输出脉动功率的解耦, 其缺点是: (1) 增加了系统的体积; (2) 当电容增大到一定值时, 其对低频纹波的抑制效果将非常有限, 且整个系统的动态响应将变得非常缓慢; (3) 电解电容由于水合反应易导致电容早期失效^[6], 降低了设备的使用寿命和可靠性, 极大地增加了维护成本。针对该问题, 国内外学者已提出多种功率解耦方法。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51467006); 江西省科技厅专项资助(20151BBE50118, 20161BBH80032)

文献[7]提出在中间母线上并联 LC 串联谐振,使其谐振频率为两倍工频,为逆变器输入侧的二次电流纹波提供零阻抗通路,能有效抑制直流输入源中的二次电流纹波,但 L 和 C 要取很大值,在小功率场合不适用,同时其谐振电流在大幅度波动,对级联系统的稳定性会造成影响。文献[8]提出一种快速跟踪模式的概念,当 DC/DC 变换器的输出侧电流快速地跟踪逆变器输入侧电流时,DC/DC 变换器输出功率会大幅波动,则直流母线所需存储或释放的能量减小,所以直流母线电压纹波随之降低。但该方法在前级 DC/DC 与直流源间仍然需要一个比较大的电容来完成解耦,所以相比其他方法没有明显优势。文献[9]提出一种控制方法,在适量增加中间母线电容的基础上,通过改变前级 DC/DC 变换器外环电压参数,达到抑制中间母线电容电压二次纹波的效果,是一种较为简单的方法,但是脉动能量并没有被解耦,而是被转移至直流输出侧,使直流侧电流产生大幅波动。文献[10]提出,根据脉动功率由中间母线电容提供时母线电压将产生脉动,来调整前级 DC/DC 变换器的占空比 d ,此时,变换器的调制信号由两部分组成,一部分为电压调节器的输出信号,另一部分为根据功率和电压脉动计算出来的附加调制信号,以使二次纹波电流完全有中间母线电容来提供,为避免干扰,电压环截止频率一般较低,当负载跳变时,中间母线电压有较大的波动。文献[11]提出一种改进方法,在前级 DC/DC 变换器中引入电感电流内环,大幅降低电压外环截止频率,在不增加额外元件的基础上有效抑制直流输入侧二次纹波电流,但较高的母线电压纹波势必会恶化逆变器输出电流质量。文献[12]提出改进方案,允许母线电压大幅波动而不明显影响输出电流质量。

为此,本文引入微型逆变器中常用到的有源功率解耦法^[13],优点是能同时抑制母线电压和直流侧电流中的二次纹波。微型逆变器中通常将功率解耦电路并(或串)联在低压直流侧,采用峰值电流控制法^[14],严重依赖采样电路性能,一般解耦电感电流采样频率要高于逆变器工作频率,而交流侧功率解耦电路却鲜有研究。文献[15]设计了一种交流侧解耦的三相全桥逆变电路,含有六个双向功率开关,且控制方法复杂。本文所设计的六开关混合 Buck/Boost 电路(解耦电路),并联在逆变器交流输出侧,解耦电路与逆变电路(DC/AC)同步工作,不影响逆变器的控制参数。解耦电路采用了一种简单

的 PEM 控制策略^[16-17],每个开关周期仅需采样一次电感电流和母线电压,充分利用交流侧高电压减小解耦电容,延长逆变器使用寿命,并能有效抑制母线电压和直流侧电流中的二次纹波。系统结构框图如图 1 所示。

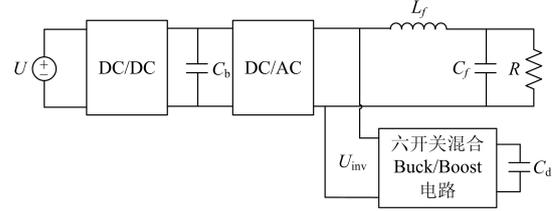


图 1 系统结构框图

Fig. 1 Structure diagram of system

1 功率解耦原理

理想条件下,逆变器直流侧输入恒定功率为

$$P_i = UI \quad (1)$$

式中: U 为直流侧电压; I 为直流侧电流。

逆变器输出侧经 LC 滤波器连接到负载,负载电压 $u_o(t)$ 、负载电流 $i_o(t)$ 瞬时值分别为

$$\begin{cases} u_o(t) = U_o \sin(\omega t) \\ i_o(t) = I_o \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_o 为负载电压幅值; I_o 为负载电流幅值; ω 为角频率; φ 为功率因数角。对于纯电阻负载, φ 等于零,则负载消耗的瞬时功率为

$$P_o(t) = \frac{U_o I_o}{2} - \frac{U_o I_o}{2} \cos(2\omega t) \quad (3)$$

式(3)等号右边由两部分构成,一部分为负载消耗的平均功率,另一部分为二倍工频的脉动功率,亦是解耦功率。在理想无损情况下,逆变器输出的平均功率应等于负载上的平均功率,亦等于直流侧输入功率 P_i ,式(3)可改写为

$$P_o(t) = P_i - P_i \cos(2\omega t) \quad (4)$$

负载电压、电流、输出瞬时功率与解耦电容电压波形关系如图 2 所示。其中, T 为逆变器输出周期, U_{av} 为解耦电容平均电压。从 $T/8 \sim 3T/8$ 时间内,解耦电容吸收脉动功率,大小为

$$\frac{1}{2} C U_H^2 - \frac{1}{2} C U_L^2 = \int_{T/8}^{3T/8} P_i \cos(2\omega t) dt = \frac{P_i}{\omega} \quad (5)$$

式中: U_H 、 U_L 分别为解耦电容电压的峰值和谷值。令二次电压纹波 $\Delta U = U_H - U_L$,代入式(5)得

$$C = \frac{P_i}{\omega U_{av} \Delta U} \quad (6)$$

可以看出,当 ω 、 P_i 不变, U_{av} 、 ΔU 越大,解耦电容 C 越小。

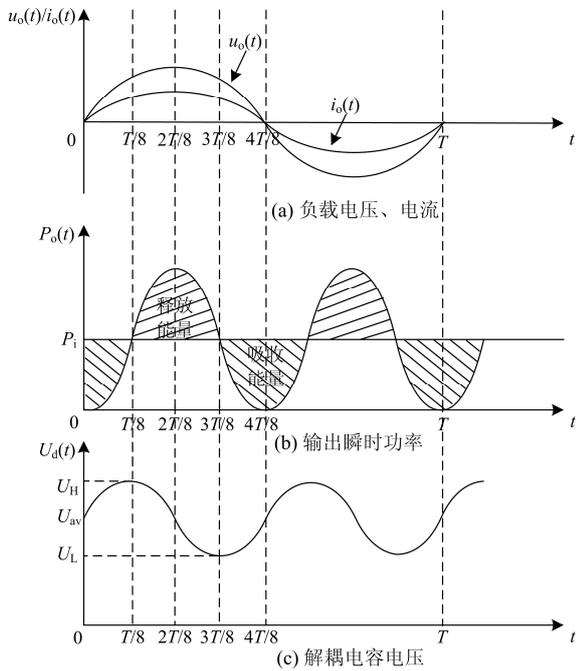


图 2 负载电压电流、输出瞬时功率与解耦电容电压的关系
Fig. 2 Relationship of load voltage, load current, output instantaneous power and decoupling capacitor voltage

2 解耦电路工作原理

逆变器输出双向脉动的方波电压，由于普通升降压变换器的输入源只能为单极性，所以无法连接在逆变器输出侧。如图 3 所示，为本文设计的解耦电路结构，其优势在于输入电压和电流可四象限运行，所以能够连接双极性的电压源，从而实现能量的双向流动。解耦电路可充分利用逆变器输出的高电压，在安全合理的情况下进一步抬升解耦电容上的平均电压及其纹波，减小解耦电容值。

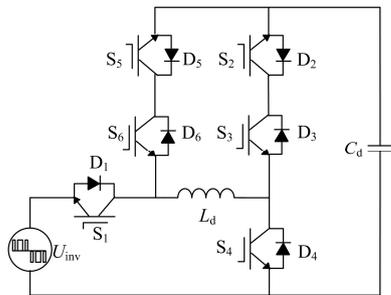


图 3 解耦电路结构

Fig. 3 Structure of decoupling circuit

图 3 中， U_{inv} 为逆变器输出电压。解耦电路并联在逆变器交流输出侧，采用混合 Buck/Boost 结构，由六个开关管 S_1 — S_6 、六个反并二极管 D_1 — D_6 、一个解耦电容 C_d 和一个电感 L_d 构成，其中， S_2 与 S_3 、

S_5 与 S_6 可分别组成一对双向开关。

该电路包含四种工作模式，如图 4 所示。

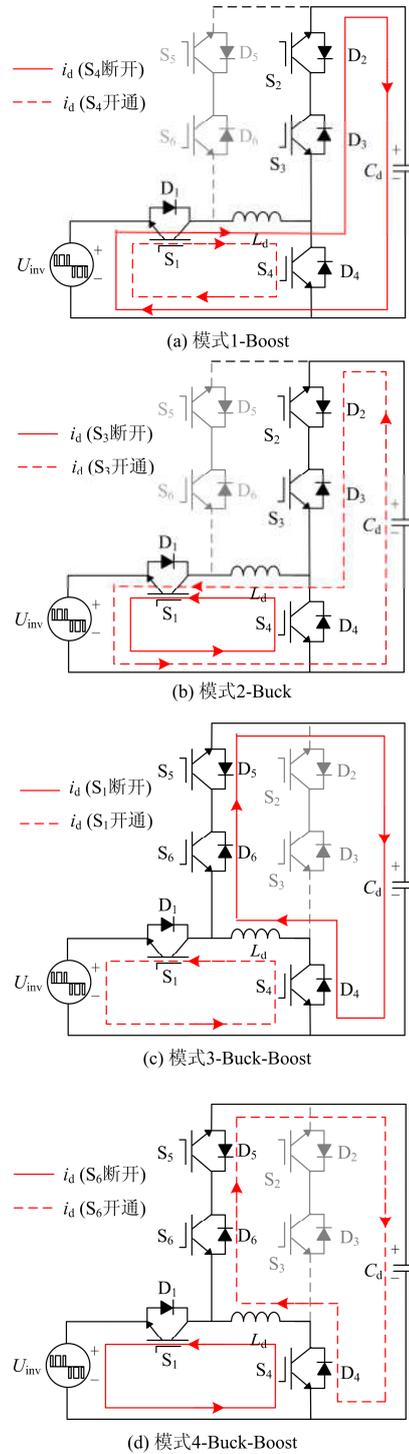


图 4 电路工作模式

Fig. 4 Operating modes of the decoupling circuit

模式 1: 当 $u_o(t) > 0$ 且 $P_i > P_o$ ， S_2 、 S_4 、 S_5 和 S_6 断开， S_2 导通，开关管 S_4 受 PEM 信号控制，工作在 Boost 模式。此时，解耦电容 C_d 存储能量，电压

上升。 S_4 开通时, 电流流通路径为电源正- D_1 - L_d - S_4 -电源负, S_4 断开时, 电流流通路径为电源正- D_1 - L_d - D_3 - S_2 - C_d -电源负。

模式 2: 当 $u_o(t) > 0$, $P_i < P_o$, S_1 、 S_3 、 S_5 和 S_6 断开, S_1 导通, 开关管 S_3 受 PEM 信号控制, 工作在 Buck 模式。此时, 解耦电容 C_d 释放能量, 电压下降。 S_3 开通时, 电流流通路径为电源负- C_d - D_2 - S_3 - L_d - S_1 -电源正, S_3 断开时, 电流流通路径为电源负- D_4 - L_d - S_1 -电源正。

模式 3: 当 $u_o(t) < 0$, $P_i > P_o$, S_2 、 S_3 、 S_4 和 S_6 断开, S_5 导通, 开关管 S_1 受 PEM 信号控制, 工作在 Buck-Boost 模式。此时, 解耦电容 C_d 吸收能量, 电压上升。 S_1 开通时, 电流流通路径为电源负- D_4 - L_d - S_1 -电源正, S_1 断开时, 电流流通路径为 D_4 - L_d - D_6 - S_5 - C_d 。

模式 4: 当 $u_o(t) < 0$, $P_i < P_o$, S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_5 断开, S_4 导通, 开关管 S_6 受 PEM 信号控制, 工作在 Buck-Boost 模式。此时, 解耦电容 C_d 吸收能量, 电压下降。 S_6 开通时, 电流流通路径为 C_d - D_5 - S_6 - L_d - S_4 ; S_6 断开时, 电流流通路径为电源正- D_1 - L_d - S_4 -电源负。

根据电路工作模式, 得到六个开关管的脉冲分配逻辑表达式为

$$\begin{cases} S_1 = \overline{R1} \cdot R2 + R1 \cdot R2 \cdot \text{PEM} \\ S_2 = \overline{R1} \cdot \overline{R2} \\ S_3 = \overline{R1} \cdot R2 \cdot \text{PEM} \\ S_4 = R1 \cdot R2 + \overline{R1} \cdot \overline{R2} \cdot \text{PEM} \\ S_5 = R1 \cdot \overline{R2} \\ S_6 = R1 \cdot R2 \cdot \text{PEM} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $R1 = \varepsilon[-u_o(t)]$; $R2 = \varepsilon[-P_i \cos(2\omega t)]$; ε 为阶跃函数。

3 PEM 控制策略分析

为解耦电路引入 PEM 控制策略。该电路与逆变器工作频率相等, 在不同工作模式下的等效电路均可视为一单开关电路, 由 PEM 信号控制, 故可根据不同模式下的功率解耦关系建立能量控制模型。通过每个开关周期, 电路需要处理的脉动功率, 计算得到 PEM 信号的占空比。

PEM 信号产生原理如图 5 所示。图 5(a)中, 逆变器经单极性 SPWM 调制, 输出电压 U_{inv} 为脉动的方波, 方波周期等于逆变器中开关管的开关周期 T_s 。

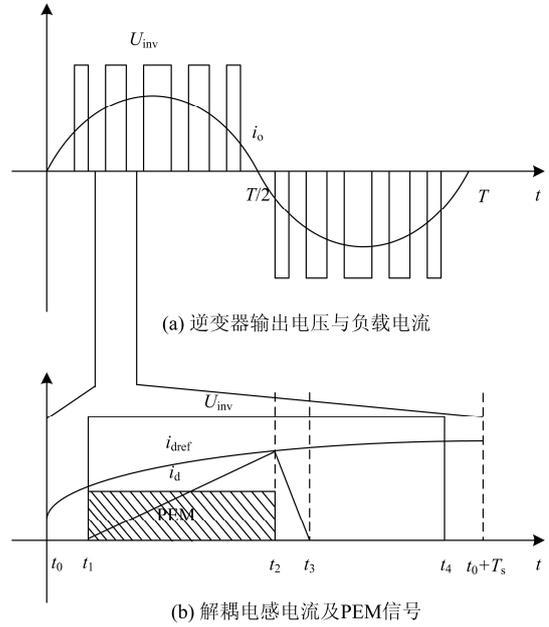


图 5 PEM 信号产生原理

Fig. 5 Generation principle of PEM signals

图 5(b)为一个开关周期内电感电流 i_d 与 PEM 信号, 以图 4(a)模式 1 等效电路为例, 在图 5(b)中 t_1 时刻, 逆变器开始输出正向电压, 同时, 解耦电路中的开关管 S_4 开通, 电感电流 i_d 上升, 电感 L_d 储能, t_2 时刻 i_d 到达值 i_{dref} , S_4 关断, i_d 开始下降, t_3 时刻, i_d 下降至零。令 $dT_s = t_2 - t_1$, $d'T_s = t_3 - t_2$, 满足 $d'T_s + dT_s < T_s$, 其中, dT_s 便是 PEM 的脉宽, 如图 5(b)中阴影部分所示, 其大小由 i_{dref} 决定。

不同模式下, PEM 信号的占空比 d 和电感电流给定值 i_{dref} 计算方法如下, 其中电感电流以顺时针为正方向。

一个开关周期内, 解耦电路处理的脉动功率为

$$P_{pd} = P_i T_s \cos(2\omega t) \quad (8)$$

模式 1: 解耦电路工作在 Boost 模式, 当 S_4 导通, 电感电流上升至 i_{dref} , 对该过程列写方程为

$$\frac{U_{inv}}{L_d} dT_s = i_{dref} \quad (9)$$

然后, S_4 立刻关断, 历时 $d'T_s$, i_d 下降至零。

$$\frac{U_d - U_{inv}}{L_d} d'T_s = i_{dref} \quad (10)$$

则电路的输入功率可以表示为

$$P_{pd} = \frac{1}{2} U_{inv} i_{dref} (d + d') \quad (11)$$

解耦电容 C_d 的瞬时能量为

$$E_c = E_{min} + \int_{-T/8}^t P_{pd} d\tau \quad (12)$$

式中, E_{\min} 为解耦电容电压 $U_d=U_L$ 时, C_d 所存储的能量, 其大小为 $1/2 \cdot C_d U_L^2$, 将式(8)代入式(12), 可以进一步表示为

$$\frac{1}{2} C_d U_d^2 = \frac{1}{2} C_d U_L^2 + \frac{P_i}{2\omega} [\sin(2\omega t) + 1] \quad (13)$$

经移项变化, 可以得到解耦电容电压 U_d 的表达式为

$$U_d = \sqrt{U_L^2 + \frac{P_i}{\omega C_d} [\sin(2\omega t) + 1]} \quad (14)$$

为了电路能够稳定工作, U_L 应大于 U_{inv} 。根据能量守恒, 每个开关周期内, 解耦电路的输入功率等于需要处理的脉动功率, 联立式(8)一式(14), 得到电感电流给定值 i_{dref} 和 PEM 信号占空比 d 的表达式为

$$i_{\text{dref}} = \sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{U_{\text{inv}} \left(\frac{L_d}{U_{\text{inv}}} + \frac{L_d}{U_d - U_{\text{inv}}} \right)}} \quad (15)$$

$$d = \frac{i_{\text{dref}} L_d}{U_{\text{inv}} T_s} = \frac{L_d}{U_{\text{inv}} T_s} \sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{U_{\text{inv}} \left(\frac{L_d}{U_{\text{inv}}} + \frac{L_d}{U_d - U_{\text{inv}}} \right)}} \quad (16)$$

同理, 得到其余三种模式下, 电感电流给定值 i_{dref} 和 PEM 信号占空比 d 的表达式为

$$i_{\text{dref}} \in \begin{cases} i_{\text{dref_mode1}} = \sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{U_{\text{inv}} \left(\frac{L_d}{U_{\text{inv}}} + \frac{L_d}{U_d - U_{\text{inv}}} \right)}} \\ i_{\text{dref_mode2}} = -\sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{U_{\text{inv}} \left(\frac{L_d}{U_{\text{inv}}} + \frac{L_d}{U_d - U_{\text{inv}}} \right)}} \\ i_{\text{dref_mode3}} = -\sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{L_d}} \\ i_{\text{dref_mode4}} = \sqrt{\frac{2P_i T_s |\cos(2\omega t)|}{L_d}} \end{cases} \quad (17)$$

$$d \in \begin{cases} d_{\text{mode1}} = \frac{i_{\text{dref}} L_d}{U_{\text{inv}} T_s}, d_{\text{mode2}} = \frac{i_{\text{dref}} L_d}{U_d T_s} \\ d_{\text{mode3}} = \frac{i_{\text{dref}} L_d}{U_{\text{inv}} T_s}, d_{\text{mode4}} = \frac{i_{\text{dref}} L_d}{U_d T_s} \end{cases} \quad (18)$$

通过式(17)和式(18)可以看出, 模式 1 与模式 2 中, 模式 3 与模式 4 中 i_{dref} 的表达式大小相等, 方向相反; 模式 1 与模式 3 中, 模式 2 与模式 4 中 PEM

信号占空比 d 的表达式一致。根据式(17), 绘制电感电流波形, 如图 6 所示。

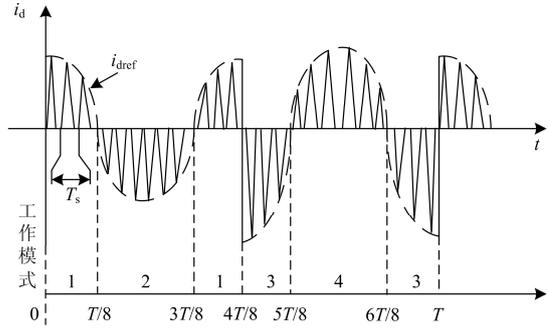


图 6 电感电流 i_d 波形

Fig. 6 Waveform of inductor current i_d

为了提高计算 PEM 信号占空比 d 的精确性, 需要在每个开关周期采样 U_{inv} 和 U_d 。逆变器输出电压 U_{inv} 在数值上等于母线电压 U_b , 采样 U_b 更加方便。结合第 2 节中对解耦电路开关状态的分析, 得到解耦电路的控制框图, 如图 7 所示。

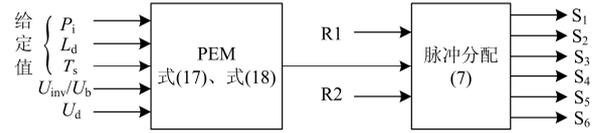


图 7 解耦电路控制框图

Fig. 7 Control diagram of decoupling circuit

4 仿真验证

本文利用 Simulink 仿真平台建立交流侧解耦的 200 W 两级式逆变器仿真模型, 逆变器与解耦电路分别独立控制, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

变量名	符号	数值
额定功率	P_n	200 W
逆变器输出周期	T	20 ms
逆变器输入电压	U	100 V
母线电压	U_b	200 V
负载电压	U_{o_rms}	110 V
解耦电路开关频率	f_s	20 kHz
母线电容	C_b	50 μF
解耦电容	C_d	20 μF
解耦电感	L_d	60 μH

图 8(a)、图 8(b)、图 8(c)分别为解耦电路投入运行前后其母线电压, 直流侧电流和逆变器输出电流的暂态仿真波形。

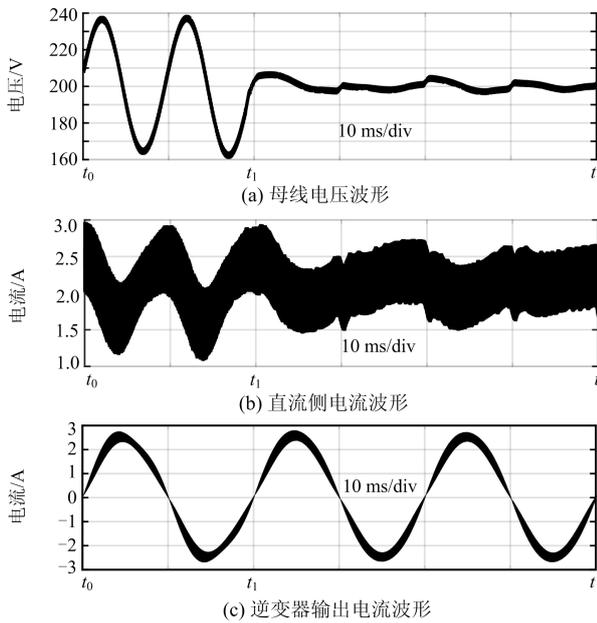


图 8 母线电压、直流侧电流和输出电流暂态仿真波形
 Fig. 8 Transient simulated waveforms of bus voltage, DC side current and output current

图中表明，母线电压、直流侧电流以二倍逆变器输出频率进行振荡，逆变器输出电流频率为 50 Hz。当 $t < t_1$ ，母线电压二次纹波高达 80 V，电流二次纹波达 1.7 A，逆变器输出电流发生畸变；当 $t \geq t_1$ ，解耦电路投入运行，母线电压纹波降至约 7 V，直流侧电流纹波已减小，逆变器输出电流质量自然提高，所以逆变器输出侧可以使用体积更小的滤波器。

图 9 为解耦电路投入稳定运行时解耦电容电压和解耦电感电流的波形。

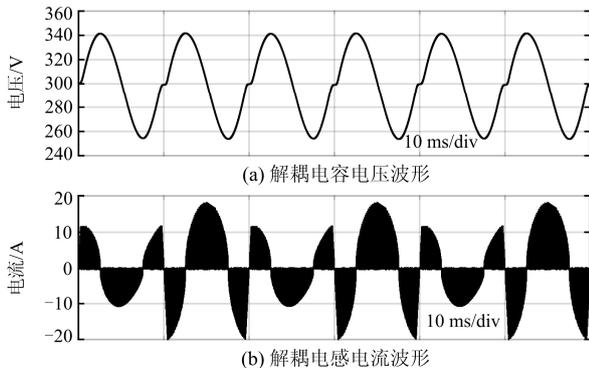


图 9 解耦电容电压、解耦电感电流稳态仿真波形
 Fig. 9 Steady simulated waveforms of decoupling capacitor voltage and decoupling inductor current

图 9(a)表明，解耦电容电压围绕 300 V 上下波动，以缓冲脉动功率，其频率为 100 Hz，与图 2(c)

的电压波形一致；图 9(b)中的解耦电感电流波形与图 6 中波形一致，说明了理论分析的正确性。

根据式(6)，直流母线需要并联 455 μF 电解电容才能使母线电压纹波降至 7 V，而当解耦电路投入工作后，解耦电容上的电压可以在较高值，且可以通过增加解耦电容电压波动范围以降低解耦电容值。仿真结果表明解耦电容电压在约 254~340 V 变化时，变化范围为 96 V，解耦电容容值为 20 μF ，此时母线电容可降至 50 μF ，电解电容可被替换成长寿命薄膜电容，说明本文设计的方法对二次功率扰动具有明显抑制效果。

5 结论

针对传统两级式逆变器中二次功率扰动问题，提出了一种六开关的混合 Buck/Boost 解耦电路，对交流侧解耦技术进行了研究。通过设计电路的开关控制逻辑和 PEM 控制策略，实现功率解耦。

- 1) 抑制了母线电压中的二次纹波，从而提升逆变器输出电流质量，降低滤波器的体积，又减小了母线电容大小，提高了电容使用寿命；
- 2) 抑制了直流侧电流中的二次纹波，提高了电源利用率和使用寿命；
- 3) 方法简单易行，取得了明显的效果。

参考文献

[1] 袁敞, 丛诗学, 徐衍会. 应用于微电网的并网逆变器虚拟阻抗控制技术综述[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(9): 144-154.
 YUAN Chang, CONG Shixue, XU Yanhui. Overview on grid-connected inverter virtual impedance technology for microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(9): 144-154.

[2] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI: 10.1186/s41601-016-0019-8.

[3] 易映萍, 罗海, 胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 64-68.
 YI Yingping, LUO Hai, HU Siqian. Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 64-68.

[4] 李朵, 蒋晨, 陈敏, 等. 光伏并网微型逆变器中功率解耦技术概述[J]. 电源学报, 2012(2): 57-61.
 LI Duo, JIANG Chen, CHEN Min, et al. Review of power decoupling techniques for photovoltaic micro-

- inverters[J]. *Journal of Power Supply*, 2012(2): 57-61.
- [5] 王翀. 两级式光伏并网逆变器及其功率解耦研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
WANG Chong. Research on two-stage PV grid-connected inverter and power decoupling[J]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010.
- [6] GASPERI M L. Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable-frequency drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(6): 1430-1435.
- [7] CHEN Y M, WU H C, CHEN Y C. DC bus regulation strategy for grid-connected PV power generation system [C] // *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, November 24-27, 2008, Singapore, Singapore: 437-442.
- [8] 朱成花, 石健将, 严仰光. 带有前级 DC/DC 变换器与逆变器相互作用分析[J]. *南京航空航天大学学报*, 2004, 36(5): 574-578.
ZHU Chenghua, SHI Jianjiang, YAN Yangguang. Interaction analysis between DC/DC converter and inverter[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2004, 36(5): 574-578.
- [9] 袁义生, 张育源, 陈进, 等. 两级式逆变器中间母线电压低频纹波抑制[J]. *电源学报*, 2016(3): 38-46.
YUAN Yisheng, ZHANG Yuyuan, CHEN Jin, et al. Low frequency ripple rejection of middle bus voltage of two-stage inverter[J]. *Journal of Power Supply*, 2016(3): 38-46.
- [10] KWON J M, KIM E H, KWON B, et al. High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 826-834.
- [11] LIU C, LAI J S. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, 22(4): 1429-1436.
- [12] BREKKEN T, MOHAN N, HENZE C, et al. Utility-connected power converter for maximizing power transfer from a photovoltaic source while drawing ripple-free current[C] // *IEEE PESC*, June 23-27, 2002, Cairns, Australia, 2002: 1518-1522.
- [13] HU H, HARB S, KUTKUT N, et al. Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-a review[C] // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 12-16, 2010, Atlanta, USA, 2010: 3235-3240.
- [14] 章勇高, 纵楠. 一种基于直流输出侧并联解耦的光伏微逆变器优化设计研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(5): 26-31.
ZHANG Yonggao, ZONG Nan. Research on the optimal design of a PV micro-inverter with parallel decoupling circuit on DC side[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(5): 26-31.
- [15] BUSH C R, WANG B. A single-phase current source solar inverter with reduced-size DC link[C] // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 20-24, 2009, San Jose, USA: 54-59.
- [16] WOLDEGIORGIS A T, ZHANG Y, CHANG L. Pulse energy modulation of a buck-boost inverter[C] // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 17-22, 2011, Phoenix, USA: 2001-2006.
- [17] XU S, SHAO R, CHANG L, et al. Modified pulse energy modulation technique of a three-switch buck-boost inverter[C] // *IEEE Energy conversion congress and Exposition*, September 18-22, 2016, Milwaukee, USA: 1-6.

收稿日期: 2017-06-24; 修回日期: 2017-08-17

作者简介:

章勇高(1975—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为分布式发电系统; E-mail: ygzhang@ecjtu.jx.cn

熊健(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为光伏逆变器功率解耦技术。E-mail: xj0791@foxmail.com

(编辑 周金梅)