

DOI: 10. 20040/j. cnki. 1000-7709. 2023. 20221534

基于 Buck 变换器的单相逆变器有源功率解耦控制策略

罗晓阳, 边敦新, 赵晓英

(山东理工大学电气与电子工程学院, 山东 淄博 255000)

摘要: 单相光伏并网逆变器直流侧与交流侧功率不平衡会导致直流侧产生二倍频功率脉动, 附加有源功率解耦(APD)电路虽可以有效抑制二次纹波, 但由于附加了额外的元件, 必然会导致单相逆变器的系统工作效率降低。对此, 提出了一种基于 Buck 变换器的可以降低解耦电路功率损耗的控制策略, 通过对解耦电路功率损耗的计算及其工作约束条件的分析, 得到功率损耗与解耦电容平均电压值之间的关系, 进而提出一种直接控制解耦电容平均电压的控制策略。仿真验证表明, 所提控制策略有效抑制了直流侧电压纹波, 并降低了解耦电路的功率损耗。

关键词: 单相逆变器; 二倍频功率脉动; 有源功率解耦; 功率损耗

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-7709(2023)06-0206-05

1 引言

传统的无源功率解耦方法是在直流侧并联一个大电解电容, 该方法简单易实现, 但会增加系统成本和体积、降低功率密度^[1]。为了减小电容, 张丽云等^[2]在直流侧并入一个双向 Buck/Boost 变换器, 使用寿命更长的薄膜电容代替电解电容, 有效抑制了电压纹波; 王立乔等^[3]提出了一种无电解电容的功率解耦电路, 有效降低了解耦电容的大小, 但其使用了四个开关管, 增加了系统的损耗和成本; LI S 等^[4]提出了一种基于 Buck 变换器的有源功率解耦电路, 有效抑制了直流侧二次纹波, 使整个系统的效率降低了 5.4%。由于附加了额外电路, 必然会导致损耗增加, 为了减小损耗, XU S 等^[5]提出了一种基于单相差分逆变器的解耦策略, 该方法无需额外的解耦电路, 并且实现了纹波占比小于 10%, 但引入了四次纹波, 其控制策略还有待改进。为了减小低功率条件下系统的功率损耗, HANSON A J 等^[6]提出了一种软开关技术, 然而该方法需要很大的开关频率变化和复杂的控制器来保持较低的导通损耗。鉴此, 本文分析了 APD 电路功率损耗与解耦电容平均电压之间的关系, 进而分析了 APD 电路的工作约束条件, 由此提出了一种基于 Buck 变换器的

降低 APD 电路功率损耗的控制策略, 并利用所提出的解耦电容参考电压计算公式和解耦电容平均电压控制器实现 APD 电路功率损耗的降低; 并利用 PLECS 仿真软件对其进行验证, 证明了该方法的正确性和可行性。

2 单相逆变器功率解耦原理

2.1 拓扑结构

电路拓扑结构(图 1)主要由两部分构成, 第一部分是基于 Buck 变换器的 APD 电路, 由 2 个 IGBT、1 个解耦电容 C_d 和 1 个解耦电感 L_d 组成, 主要作用是通过解耦电容抑制直流侧纹波电压; 第二部分是单相全桥逆变器, 实现直流到交流的变换, 将直流电转换成交流电, 并输送到电网中。

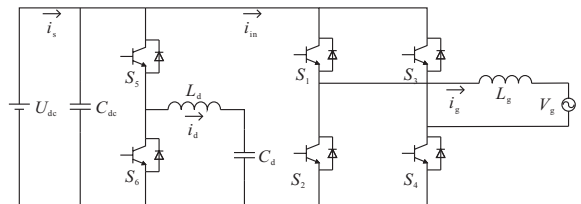


图 1 电路拓扑结构

Fig. 1 The circuit topology used

2.2 拓扑结构

单相逆变器以单位功率因数工作时, 电网电压 u_g 和电网电流 i_g 可表示为:

收稿日期: 2022-07-27, 修回日期: 2022-08-29

作者简介: 罗晓阳(1997-), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电与电力电子技术, E-mail: 827968547@qq.com

通讯作者: 边敦新(1971-), 男, 博士、副教授、硕导, 研究方向为新能源发电与电力电子技术, E-mail: dxbian@qq.com

$$\begin{cases} u_g(t) = U_g \sin \omega t \\ i_g(t) = I_g \sin \omega t \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_g 、 I_g 分别为电网电压的峰值和电网电流的峰值; ω 为电网频率; t 为时间。

在不考虑逆变器损耗及器件储能的情况下, 逆变器的输出功率 $p_g(t)$ 可表示为:

$$p_g(t) = u_g(t) i_g(t) = \frac{U_g I_g}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (2)$$

由式(2)可看出, 逆变器的输出功率中不仅有固定的直流分量, 还存在一个二倍于基频的脉动分量。在不考虑逆变器损耗的情况下, 根据能量守恒定律, 逆变器的直流侧也会产生一个二倍频的脉动分量。因此, 为了使直流侧与交流侧功率达到平衡, 实现功率解耦的目的, 需要通过控制 APD 电路使该二倍频的脉动分量与解耦电容的能量相抵消。

假设直流侧电压 U_{dc} 无纹波, 且忽略开关损耗, 则直流侧的电流 $i_{in}(t)$ 为:

$$i_{in}(t) = \frac{p_g(t)}{U_{dc}} = \frac{U_g I_g}{2U_{dc}} - \frac{U_g I_g}{2U_{dc}} \cos 2\omega t \quad (3)$$

式(3)可改写为:

$$i_{in}(t) = I_s - I_s \cos 2\omega t \quad (4)$$

式中, I_s 为直流电源提供给逆变器的直流电流的大小, 其值为 $U_g I_g / (2U_{dc})$ 。

图 2 为式(4)中 $i_{in}(t)$ 的波形图。如图 2 所示, 当 $i_{in}(t)$ 的值大于 I_s , 即交流侧功率大于直流侧功率时, APD 电路通过控制解耦电容放电, 向逆变器提供能量; 当 $i_{in}(t)$ 的值小于 I_s , 即交流侧功率小于直流侧功率时, APD 电路通过控制解耦电容吸收能量。

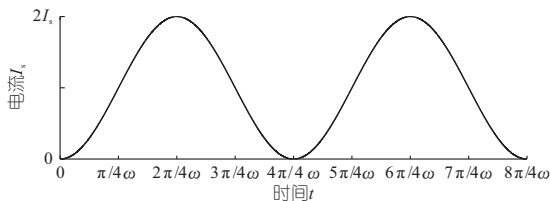


图 2 $i_{in}(t)$ 波形图

Fig. 2 Graphical representation of $i_{in}(t)$

3 有源功率解耦电路功率损耗计算

解耦电容在 $t = \pi/(4\omega)$ 到 $t = 3\pi/(4\omega)$ 提供的能量 ΔE 为:

$$\Delta E = \int_{\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{3\pi}{4\omega}} U_{dc} I_s \cos 2\omega t dt = -\frac{U_{dc} I_s}{\omega} \quad (5)$$

式中, 负号表示解耦电容在过程中释放能量。

解耦电容储存能量最大时对应的电压最大值, 储存能量最小时对应其电容电压的最小值。

故解耦电容提供的能量 ΔE 为:

$$\Delta E = C_d [(U_d - \Delta U_d/2)^2 - (U_d + \Delta U_d/2)^2] / 2 = -C_d U_d \Delta U_d \quad (6)$$

式中, C_d 为解耦电容; U_d 为解耦电容的平均电压; ΔU_d 为解耦电容纹波电压的峰峰值。

联立式(5)、(6)可得:

$$U_d \Delta U_d = U_{dc} I_s / (\omega C_d) = \alpha \quad (7)$$

由式(7)可看出, 在电网频率和输入功率不变的情况下, $U_d \Delta U_d$ 为常数, 可设为 α 。

解耦电路的瞬时功率 $p_d(t)$ 为:

$$p_d(t) = u_d(t) C_d \frac{du_d(t)}{dt} = U_{dc} I_s \cos 2\omega t \quad (8)$$

式中, $u_d(t)$ 为解耦电容的瞬时电压。

求解式(8)的一阶微分方程, 并将式(7)代入式(8), 则可求得 $u_d(t)$:

$$u_d(t) = \sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t} \quad (9)$$

根据式(9), 可计算得到 APD 电路电流 $i_d(t)$ 的表达式为:

$$i_d(t) = C_d \frac{du_d(t)}{dt} = \frac{\omega C_d \alpha \cos 2\omega t}{\sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t}} \quad (10)$$

假设开关管 S_5 的占空比为 $d(t)$, 而 Buck 型 APD 电路中两开关管互补导通, 则 APD 电路中解耦电容电压 $u_d(t)$ 和直流母线电压 U_{dc} 关系为:

$$d(t) = u_d(t) / U_{dc} = \sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t} / U_{dc} \quad (11)$$

开关管的导通损耗、开关损耗, 反并联二极管的导通损耗和反向恢复损耗(由于二极管的开通损耗和截止损耗较小, 此处忽略不计)以及解耦电容的等效串联电阻损耗是影响 APD 电路损耗的主要因素。开关管和反并联二极管的导通损耗 $P_{s,cond}$ 、 $P_{d,cond}$ 计算公式分别为:

$$P_{s,cond} = U_{on} I_{s,ave} + R_{on} I_{s,rms}^2 \quad (12)$$

$$P_{d,cond} = U_d I_{d,ave} + R_d I_{d,rms}^2 \quad (13)$$

式中, U_{on} 、 R_{on} 分别为 IGBT 导通时的正向电压和电阻; U_d 、 R_d 分别为二极管导通时的正向电压和电阻; $I_{s,ave}$ 为 IGBT 导通时的平均电流; $I_{s,rms}$ 为其平均电流的方均根值; $I_{d,ave}$ 为二极管导通时的平均电流; $I_{d,rms}$ 为其平均电流的均方根值。

其中, $I_{s,ave}$ 为:

$$I_{s,ave} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{4\omega}}^{\frac{4\pi}{4\omega}} i_d(t) d(t) dt \quad (14)$$

将式(10)、(11)代入式(14), 则可改写为:

$$I_{s,ave} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{4\omega}}^{\frac{4\pi}{4\omega}} \frac{\omega C_d \alpha \cos 2\omega t}{U_{dc}} dt \quad (15)$$

由式(15)可知, 由于 α 为定值, 因此 $I_{s,ave}$ 不变。 $I_{s,rms}$ 为 $I_{s,ave}$ 的均方根, 则 $I_{s,rms}$ 为:

$$I_{s,rms}^2 = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega^2 C_d^2 \alpha^2 \cos^2 2\omega t}{U_{dc} \sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t}} dt \quad (16)$$

由式(16)可看出, $I_{s,rms}$ 随着 U_d 增加而减小。因此,由式(12)、(14)、(15)可知,IGBT 的导通损耗随 U_d 的增大而减小。

二极管导通时的平均电流 $I_{d,ave}$ 为:

$$I_{d,ave} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} i_d(t)(1-d(t))dt \quad (17)$$

按照式(15)、(16)的推导过程,同理可得:

$$I_{d,ave} = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega C_d \alpha \cos 2\omega t}{\sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t}} dt - \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega C_d \alpha \cos 2\omega t}{U_{dc}} dt \quad (18)$$

$$I_{d,rms}^2 = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega^2 C_d^2 \alpha^2 \cos^2 2\omega t}{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t} dt - \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega C_d \alpha \cos 2\omega t}{U_{dc} \sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t}} dt \quad (19)$$

式(18)、(19)皆包含两个积分式,式(18)中前式随 U_d 增大而减小,后式不变,因此 $I_{d,ave}$ 的值随 U_d 增大而减小。式(19)中的两个积分式的分母都含有 U_d ,但 U_d^2 在第一个积分中没有平方根,而第二个积分中有平方根,故随着 U_d 增大,第一个积分减小的值更大,因此 $I_{d,rms}$ 在整体上随 U_d 增大而减小。结合式(13)、(18)、(19)可知,二极管的导通损耗随 U_d 增大而减小。

IGBT 的开关损耗和二极管的反向恢复损耗皆正比于 $I_d U_{dc}$,而 $I_d U_{dc}$ 为:

$$I_d U_{dc} = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega C_d \alpha U_{dc} \cos 2\omega t}{\sqrt{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t}} dt \quad (20)$$

由式(20)可看出, $I_d U_{dc}$ 随 U_d 的增大而减小,故 IGBT 的开关损耗和二极管的反向恢复损耗随着 U_d 增大而减小。

解耦电容的等效串联电阻损耗 P_R 为:

$$P_R = I_d^2 R_L = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{\pi}{4\omega}} \frac{\omega^2 C_d^2 \alpha^2 R_d \cos 2\omega t}{U_d^2 + \alpha \sin 2\omega t} dt \quad (21)$$

由式(21)可看出, P_R 随 U_d 的增大而减小。

综上所述,在电网频率和输入功率不变的情况下,有源功率解耦电路的功率损耗随着 U_d 增大而减小。因此,为了减小有源功率解耦电路的损耗,需要把解耦电容平均电压值的参考值设定为一个较大的值。

4 有源功率解耦电路控制策略

在设计的单相逆变器系统中,解耦电路并联

于逆变器的直流侧,故解耦电路和逆变电路的控制器可单独设计。解耦电路的控制框图见图 3。

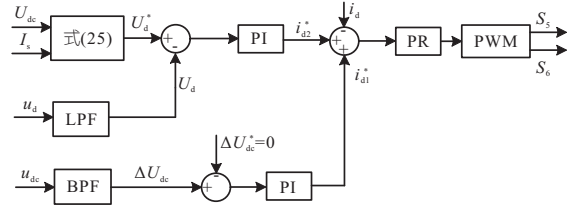


图 3 解耦电路控制框图

Fig. 3 Decoupling circuit control block diagram

4.1 参考电压最佳工作点

Buck 变换器在实际工作中有两个约束条件。约束 1 是其最大输出电压应小于输入电压,故解耦电容电压的最大值应小于直流侧电压,即:

$$U_d + \Delta U_d / 2 < U_{dc} \quad (22)$$

约束 2 是 Buck 变换器的输出电压为正,故解耦电容电压的最小值应大于零,即:

$$U_d + \Delta U_d / 2 > 0 \quad (23)$$

本文 Buck 变换器还需满足约束 3,即式(7),在额定功率条件下解耦电容平均电压 U_d 与其电压幅值 ΔU_d 的乘积为常数。

图 4 为 Buck 变换器的工作约束条件。如图 4 所示,约束 1 与约束 2 构成的阴影部分即为 Buck 变换器的工作区域,约束 3 为解耦电容的工作曲线。由于 APD 电路的功率损耗随着解耦电容平均电压 U_d 增大而减小,而约束 3 与约束 2 的交点为 U_d 能取得最大值,故该交点为最佳工作点。

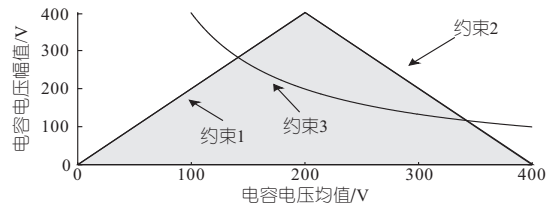


图 4 Buck 电路工作约束

Fig. 4 Buck circuit operating constraints

在实际工作中,由于受开关频率和损耗的限制,需要引入一个安全系数 λ , λ 定义为最大输出电压与输入电压的比值(λ 始终小于 1),由此可得:

$$\lambda U_{dc} = U_{dc}^* + \Delta U_{dc} / 2 \quad (24)$$

综上所述,解耦电容最佳工作点为:

$$U_d^* = \frac{\lambda}{2} U_{dc} + \frac{1}{2} \sqrt{(\lambda U_{dc})^2 - \frac{2U_{dc} I_s}{\omega C_d}} \quad (25)$$

4.2 控制策略

控制器包括 3 部分(图 3),即纹波电压控制器、解耦电容电压控制器和解耦电路电流控制器。纹波电压控制器的功能是抑制二次纹波,首先采样直流母线电压 u_{dc} ,经带通滤波器 BPF 滤除其

中的直流量,得到纹波电压分量 ΔU_d 。通过 PI 控制器对纹波电压 ΔU_d 进行控制,使其与零参考量比较,迫使其逐渐趋近于零,从而实现纹波抑制的目的。解耦电容电压控制器的功能是对解耦电容的电压均值进行控制,首先采样解耦电容电压 u_d ,经低通滤波器 LPF 滤除谐波分量后得到解耦电容平均电压值 U_d 。通过 PI 控制器实现对解耦电容平均电压 U_d 的直接控制,并利用式(25)的参考电压公式实现 APD 电路功率损耗的降低。最后,将两个 PI 控制器的输出作为解耦电路的参考电流 i_d^* ,与电流反馈值 i_d 进行比较,并通过 PR 控制器生成调制波。理想 PR 控制器可以更好地实现对正弦信号的无静差跟踪,其传递函数 $G_{PR}(s)$ 为:

$$G_{PR}(s) = k_p + k_r s / (s^2 + \omega_0^2) \quad (26)$$

式中, s 为拉普拉斯算子; k_p 、 k_r 分别为比例增益和谐振增益; ω_0 为谐振频率。

然而在实际应用中, ω_0 的值不是一个常数,理想 PR 控制器难以实现,故采用准 PR 控制器,其传递函数 $G_{PRz}(s)$ 为:

$$G_{PRz}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (27)$$

式中, ω_c 为谐振控制器的带宽。

在引入 ω_c 后,增加了谐振控制器的带宽,减小了频率偏移的影响。

5 仿真分析

为了验证所提的有源功率解耦控制策略的正确性和有效性,在 PLECS 仿真软件中搭建了相关的仿真模型,与传统的无源功率解耦控制策略和文献[4]中的开环占空比注入控制策略进行对比,并利用 PLECS 仿真软件对其功率损耗进行计算。具体仿真参数见表 1。

表 1 电路仿真参数

Tab. 1 Circuit simulation parameters

参数	数值		
输出功率/W	2 000	解耦电感 L_d /mH	3.5
电网电压/V	220	解耦电容 C_d /μF	120
电网频率/Hz	50	解耦电容等效串联电阻/Ω	0.003
直流侧电压/V	400	交流侧滤波电感 L_g /mH	3.5
直流侧电源内阻/Ω	4	IGBT 型号	IKW25N120H3
直流侧滤波电容 C_{dc} /μF	22	安全系数 λ	0.97

图 5 是在采用传统并联一个 440 μF 电解电容的无源功率解耦策略下,直流侧的电压波形图。如图 5 所示,直流母线电压纹波的峰峰值 ΔU 约为 27.52 V,计算可得纹波占比约为 3.44%,其纹波抑制效果并不好,直流侧母线电压仍存在较大

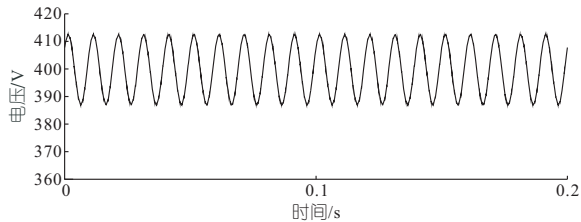


图 5 无源功率解耦策略电压波形图

Fig. 5 Voltage waveform diagram of passive powerdecoupling strategy

的电压波动。

图 6 为基于解耦电容电压的有源功率解耦控制策略下直流侧电压和解耦电容电压波形图^[4]。其纹波电压的峰峰值为 14.97 V,计算可得纹波占比约为 1.87%。

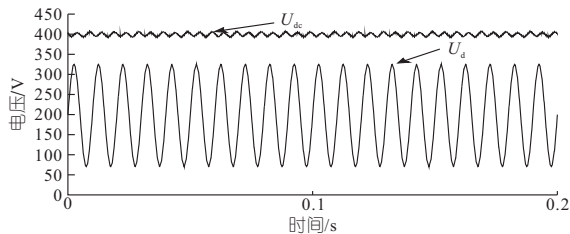


图 6 文献[4]中控制策略下电压波形图

Fig. 6 Voltage waveform under control strategy in reference [4]

图 7 为采用所提的有源功率解耦控制策略下直流侧电压和解耦电容电压波形图。其纹波电压的峰峰值为 8.80V,计算可得纹波占比约为 1.10%。

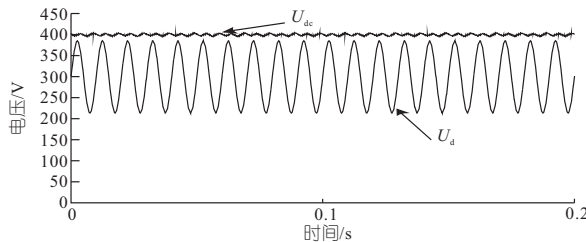


图 7 本文所提控制策略下电压波形图

Fig. 7 Voltage waveform diagram under the proposed control strategy

在 PLECS 仿真软件中,根据 IKW25N120H3 的数据手册,将 IGBT 的开关损耗、导通损耗和结温损耗及二极管的相关数据导入到仿真电路中,由此测得 APD 电路的功率损耗。图 8 为额定功

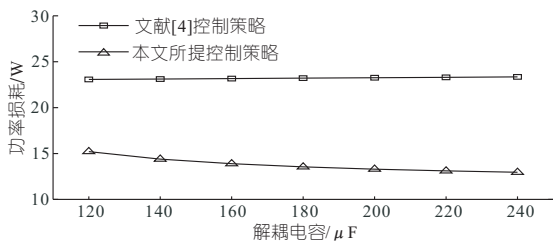


图 8 不同解耦电容值下 APD 电路功率损耗

Fig. 8 APD circuit power loss under different decoupling capacitance values

率下不同解耦电容值条件下两种控值策略的损耗值。由图 8 可看出,在不同解耦电容值的条件下,所提的改进控制策略使 APD 电路功率损耗相较于文献[4]中控制策略降低了 7.86~10.39 W。

图 9 为解耦电容值为 120 μf 时不同额定功率下两种控制策略对应的 APD 电路的功率损耗。由图 9 可看出,在所提的控制策略下、不同功率条件下 APD 电路的功率损耗相较于文献[4]中控制策略降低了 4.97~7.86 W。

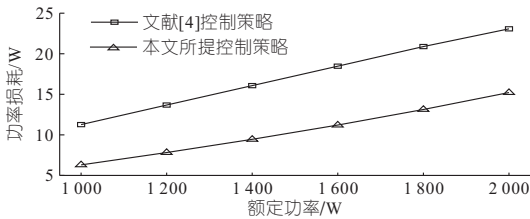


图 9 不同功率下 APD 电路功率损耗

Fig. 9 APD circuit power loss at different powers

通过两种 APD 控制策略的对比可以看出,所提的控制策略不仅提高了二次纹波抑制的效果,而且有效降低了 APD 电路的功率损耗。

6 结论

a. 本文通过对单相逆变器直流侧电压纹波产生原理和 APD 电路工作原理的分析,得出了 APD 电路功率损耗随解耦电容平均电压增大而减小的结论,由此提出了一种直接控制解耦电容

平均电压的控制策略,通过控制解耦电容的平均电压降低 APD 电路的功率损耗。

b. 与现有的基于 Buck 电路的 APD 控制策略进行对比,验证了所提控制策略不仅提高了纹波抑制效果,还降低了 APD 电路的功率损耗。

参考文献:

- [1] AGARWAL N, AHMAD M W, ANAND S. Quasi-online technique for health monitoring of capacitor in single-phase solar inverter[J]. IEEE transactions on power electronics, 2018, 33(6): 5283-5291.
- [2] 张丽云,冉岩,边敦新,等. 单相逆变器二倍频功率解耦控制策略[J]. 水电能源科学, 2021, 39(7): 201-205.
- [3] 王立乔,王海旭,崔舒敏,等. 串联型功率解耦型无电解电容 PFC 电路[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5195-5204, 5300.
- [4] LI S, LEE A, TAN S C, et al. Plug-and-play voltage ripple mitigator for dc links in hybrid ac-dc power grids with local bus-voltage control [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2018, 65(1): 687-698.
- [5] XU S, SHAO R, CHANG L, et al. Single-phase differential buck-boost inverter with pulse energy modulation and power decoupling control[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2018(99): 1-1.
- [6] HANSON A J, PERREAULT D J. A high-frequency power factor correction stage with low output voltage[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2019(99): 1-1.

Active Power Decoupling Control Strategy of Single-phase Inverter Based on Buck Converter

LUO Xiao-yang, BIAN Dun-xin, ZHAO Xiao-ying

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China)

Abstract: The power imbalance between DC side and AC side of single-phase grid-connected photovoltaic inverter leads to double frequency power pulsation on DC side. The additional active power decoupling circuit can effectively suppress the secondary ripple, but due to the additional components, the system efficiency of single-phase inverter will be reduced. Aiming at the above problems, this paper proposes a control strategy based on Buck converter that can reduce the power loss of decoupling circuit. By calculating the power loss of the decoupling circuit and analyzing the working constraints, the relationship between the power loss and the average voltage of the decoupling capacitor was obtained, and then a control strategy to directly control the average voltage of the decoupling capacitor was proposed. Simulation results show that the proposed control strategy can effectively suppress the DC side voltage ripple and reduce the power loss of the decoupled circuit.

Key words: single-phase inverter; double frequency power pulsation; active power decoupling; power loss