

基于有源功率解耦的小电容PFC变换器

蒋瑞科, 陈尚豪, 周万彬

江苏大学电气与信息工程学院, 江苏 镇江

收稿日期: 2023年5月22日; 录用日期: 2023年6月23日; 发布日期: 2023年6月30日

摘要

针对传统大容量电解电容PFC电路可靠性低、寿命短的优点, 论文研究了一种基于功率解耦的高可靠PFC变换器。它采用具备小容量薄膜电容的有源功率解耦电路替代传统PFC变换器的大容量的电解电容, 通过控制有源功率解耦电路实现电容电压互补, 从而有效避免电网二倍频脉动功率导致的母线电压脉动, 同时提高PFC变换器的可靠性和使用寿命。论文详细分析了有源功率解耦电路工作原理, 推导其数学模型, 提供了电路参数的设计思路。最后, 通过MATLAB软件仿真比较和验证该电路的可靠性。

关键词

有功功率解耦, 电容减容, 谐波补偿, PFC变换器

Small Capacitance PFC Converter Based on Active Power Decoupling

Ruike Jiang, Shanghao Chen, Wanbin Zhou

School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang Jiangsu

Received: May 22nd, 2023; accepted: Jun. 23rd, 2023; published: Jun. 30th, 2023

Abstract

Aiming at the disadvantages of low reliability and short life of traditional large capacity electrolytic capacitor PFC circuit, a high reliability PFC converter based on power decoupling is studied in this paper. It uses an active power decoupling circuit with a small-capacity thin-film capacitor to replace the large-capacity electrolytic capacitor of the traditional PFC converter. By controlling the active power decoupling circuit, the capacitor and voltage complement each other, so as to effectively avoid the voltage pulsation of the bus caused by the power grid double frequency pulsation, and improve the reliability and service life of the PFC converter. This paper analyzes the working principle of active power decoupling circuit in detail, deduces its mathematical model,

and provides the circuit parameter design idea. Finally, the reliability of the circuit is compared and verified by MATLAB simulation.

Keywords

Active Power Decoupling, Capacitance Reduction, Harmonic Compensation, PFC Converter

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

PFC 变换器能够有效提高电网电流质量, 因此在各类充电装置、家用空调及照明系统中都有着极其广泛的应用[1] [2] [3] [4]。在单相电网供电体系下, PFC 输入瞬时功率为频率 100 Hz 的脉动量[5] [6]。为有效吸收电网脉动功率, 实现直流母线电压稳定, 目前常用的方法是在直流母线中并联一个大容量的电解电容器[7]。然而, 电解电容存在寿命短的问题, 极大降低了系统的可靠性[8]。

薄膜电容具有耐压高、ESR 低、无极性、性能稳定、寿命长等优点[9], 用其替代电解电容可以有效解决传统系统寿命短的问题。但是, 目前薄膜电容仍存在成本高/功率密度低的缺点, 因此不能采用同值电容简单替换的技术方案。基于小容量薄膜电容的有源功率解耦电路可以精确控制电网脉动功率的吸收或释放, 是提高 PFC 变换器可靠性的有效手段之一。文献[10]提出一种并联 Buck/Boost 双向变换器的无电解电容功率解耦电路, 其变换器输出电能质量较高, 但需通过电流互感器或电流传感器来检测解耦电路的电感电流, 增加了电路的体积和成本。文献[11]提出了一种串联型功率解耦无电解电容 PFC 变换器拓扑, 该方案的功率损耗较低, 但辅助电路涉及了大量的开关器件与电容电感, 这使得电路的成本与体积很难得到控制。文献[12]中通过控制薄膜电容上电压的正弦变化来补偿纹波, 但这种波形可能包含高次谐波, 这对于欠阻尼的二阶系统难以跟踪和控制。文献[13]采用完全相同的电路配置, 提出在电容参考电压中注入直流偏置, 使谐波含量变小。然而, 由于电容器电压没有下降到零, 所以它不会完全放电, 这意味着薄膜电容器没有得到充分利用。上述文献所提出的各类解耦电路都能实现对电路中的电容减容, 但存在成本较高、不易控制、不能充分利用器件等缺点。

论文研究了一种对称半桥有源功率解耦电路, 并对其控制策略进行改进, 通过解耦电路的控制部分增加一个直流偏置因子来改变控制信号的占空比, 从而提高薄膜电容器的利用率。仿真验证所改进后的 PFC 变换器的有效性。

2. 电网脉动功率特性分析

理想工况下, PFC 变换器输出功率因数为 1。基于此, 交流侧电网电压与电流假设同频同相, 则有交流侧电网电压瞬时值 $u_{ac}(t)$ 和电流瞬时值 $i_{ac}(t)$:

$$u_{ac}(t) = \sqrt{2}U_{ac} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$i_{ac}(t) = \sqrt{2}I_{ac} \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中: U_{ac} 为交流侧电网电压有效值; I_{ac} 为交流侧电网电流有效值; ω 为电网自然角频率, 且 $\omega = 2\pi f$, 其中 f 为电网频率。

根据式(1)和(2)可得电网瞬时功率 $p_{ac}(t)$ 为:

$$p_{ac}(t) = 2U_{ac}I_{ac} \sin^2(\omega t) = P_{dc} - P_{dc} \cos(2\omega t) \quad (3)$$

$$P_{dc} = U_{ac}I_{ac} \quad (4)$$

由式(3)可以看出, 电网瞬时功率由一个直流恒定功率和一个二倍频脉动功率组成, 且二倍频分量的幅值与直流分量大小相等。由于 PFC 变换器直流侧输出功率恒定, 因此电路中始终存在脉动功率, 其表达式为:

$$p_{2\omega}(t) = -P_{dc} \cos(2\omega t) \quad (5)$$

为了消除脉动功率, PFC 变换器一般会在电路中并联一个大电解电容。

电解电容在工作时充入的能量为:

$$\Delta E = \frac{P_0}{\omega} = \frac{P_{dc}}{\omega} \quad (6)$$

式中 P_0 为交流侧平均功率, 在不考虑变换器功率损耗, 直流侧功率大小等于交流侧的功率平均值。另一方面电容储能的变化量由电容电压初始值和最终值决定, 所以有:

$$\Delta E = \frac{1}{2}C(U_{C_max}^2 - U_{C_min}^2) \quad (7)$$

比较(6), (7)有

$$\Delta U = \frac{P_0}{\omega U_{dc} C} \quad (8)$$

根据(8)式可知, 使用小容量薄膜电容会带来较大的纹波电压, 导致 PFC 整体性能下降。

3. 基于功率解耦的高可靠小电容 PFC 变换器的设计

3.1. 电路拓扑

有源功率解耦电路基于小容量薄膜电容实现PFC变换器的功率解耦。图 1 是本文研究的对称半桥解耦电路, 它由解耦电容 C_1 、 C_2 , 滤波电感 L_f , 以及开关管 Q_1 和 Q_2 构成。其中电容 C_1 、 C_2 容值相等并串联构成 PFC 变换器的直流母线电容, 两个电容中点通过滤波电感与开关管 Q_1 、 Q_2 连接。通过控制开关使波动能量在薄膜电容 C_1 和 C_2 之间传递, 实现两个小容量薄膜电容电压互补, 从而消除母线上的直流电压脉动。

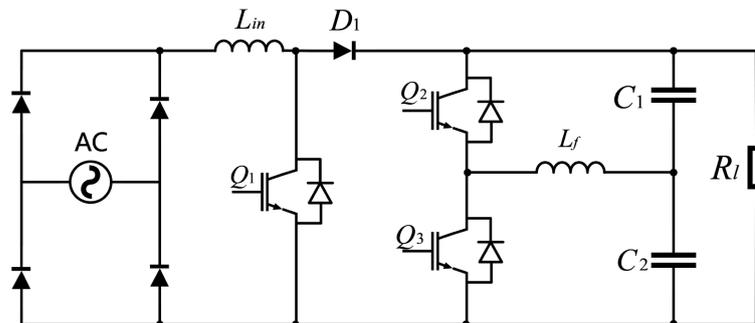


Figure 1. Main circuit topology of PFC converter
图 1. PFC 变换器主电路拓扑

3.2. 工作原理分析

解耦电路的工作模式根据 C_1 和 C_2 的能量传递方向不同, 分为模式 I 和模式 II。模式 I 中: C_1 对 C_2 充电。假设开关 Q_1 导通, Q_2 关断, 电容 C_1 对电感 L_f 充电, 电流方向如图 2 所示。当 Q_1 断开, Q_2 导通, 电感电流方向不变, L_f 对 C_2 进行充电, 如图 2 所示。模式 II 如图 3 所示, 其工作原理与模式 I 类似。

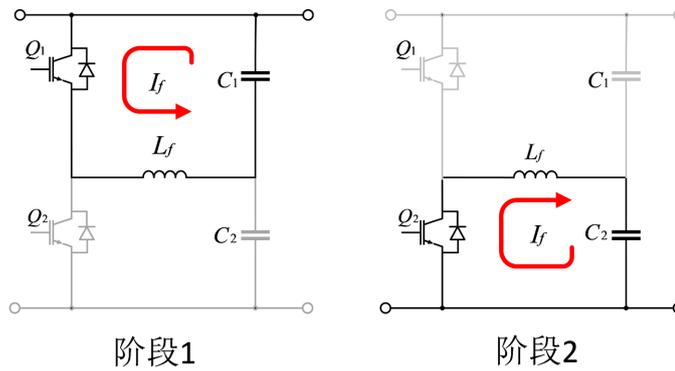


Figure 2. Inductor current flow in mode I
图 2. 模式 I 下电感电流流向

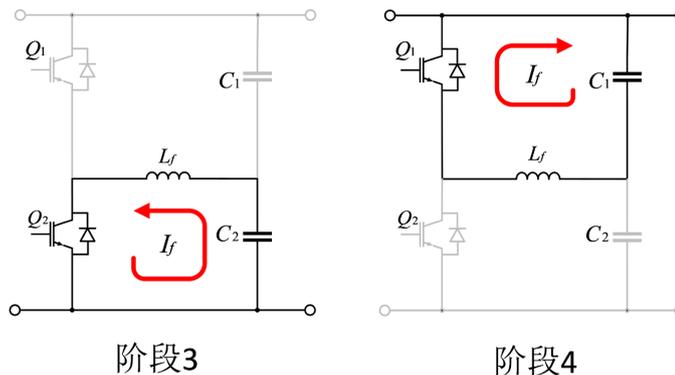


Figure 3. Inductor current flow in mode II
图 3. 模式 II 下电感电流流向

可见通过控制 Q_1 、 Q_2 , 能使电网脉动能量在薄膜电容 C_1 和 C_2 之间传递, 避免电网脉动功率直接作用到直流母线, 达到功率解耦的目的。图 1 所示电路中有 $C_1 = C_2 = C_f$, 对应电压分别是 $u_{c1}(t)$ 和 $u_{c2}(t)$:

$$\begin{aligned} u_{c1}(t) &= \frac{U_{dc}}{2} + V_c \sin(\omega t + \theta) \\ u_{c2}(t) &= \frac{U_{dc}}{2} - V_c \sin(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (9)$$

式中 θ 为电容电压 $u_{c1}(t)$ 与输入电压 $u_{in}(t)$ 之间的相位角, ω 为基本角频率。 V_c 为薄膜电容器电压幅值。由(9)可得电容电流 $i_{c1}(t)$ 和 $i_{c2}(t)$ 为:

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= I_c \cos(\omega t + \theta) = \omega C_f V_c \cos(\omega t + \theta) \\ i_{c2}(t) &= -I_c \cos(\omega t + \theta) = -\omega C_f V_c \cos(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (10)$$

式中 I_c 为滤波后电容电流的幅值。由(9), (10)两式可得瞬时功率电容 C_1/C_2 瞬时功率之和 $p_c(t)$ 为:

$$\begin{aligned} p_c(t) &= u_{c1}(t)i_{c1}(t) + u_{c2}(t)i_{c2}(t) \\ &= \omega C_f V_c^2 \sin(2\omega t + 2\theta) \end{aligned} \quad (11)$$

进一步, 根据(10)式可得滤波器电感 L_f 的电流及其瞬时功率 $p_{L_f}(t)$ 分别为:

$$\begin{aligned} i_{L_f}(t) &= i_{c1}(t) - i_{c2}(t) \\ &= 2I_c \cos(\omega t + \theta) = 2\omega C_f V_c \cos(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} p_{L_f}(t) &= L_f \frac{di_{L_f}(t)}{dt} i_{L_f}(t) \\ &= -2\omega L_f (\omega C_f V_c)^2 \sin(2\omega t + 2\theta) \end{aligned} \quad (13)$$

根据(11) (13)可以求得对称半桥电路总瞬时功率 $p_{hb}(t)$ 为:

$$\begin{aligned} p_{hb}(t) &= p_c(t) + p_{L_f}(t) \\ &= \left[\omega C_f V_c^2 - 2\omega L_f (\omega C_f V_c)^2 \right] \sin(2\omega t + 2\theta) \end{aligned} \quad (14)$$

通过上式可知滤波电感可能会降低改功率解耦电路的补偿能力, 所以其值设计的要尽可能小。

PFC 电路的瞬时功率 $p_{PFC}(t)$ 为输入电压 $u_{in}(t)$ 和电流 $i_{in}(t)$ 乘积加上电感 L_{in} 上的瞬时功率, 对应的公式如下:

$$\begin{aligned} u_{in}(t) &= V_{in} |\sin(\omega t)| \\ i_{in}(t) &= I_{in} |\sin(\omega t)| \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} p_{PFC}(t) &= p_{in}(t) + p_{L_{in}}(t) \\ &= u_{in}(t)i_{in}(t) + L_{in} \frac{di_{in}(t)}{dt} i_{in}(t) \\ &= \frac{V_{in} I_{in}}{2} - \frac{V_{in} I_{in}}{2} \cos(2\omega t) + \frac{\omega L_{in} I_{in}^2}{2} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (16)$$

将(14)和(16)的时变项相等, 可以推导出

$$\theta = \frac{1}{2} \arctan \left(-\frac{V_{in} I_{in}}{\omega L_{in} I_{in}^2} \right) = \frac{1}{2} \arctan \left(-\frac{V_{in}}{\omega L_{in} I_{in}} \right) \quad (17)$$

$$V_c = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{in} I_{in}}{2} \right)^2 + \left(\frac{\omega L_{in} I_{in}^2}{2} \right)^2}{\omega C_f - 2\omega L_f (\omega C_f)^2}} \quad (18)$$

上述公式表明: C_1 和 C_2 的电压参考值和 PFC 变换器的功率以及电容值有关。如果能控制 C_1 和 C_2 电压如(17) (18), 则能实现电容有效吸收电网脉动功率, 从而抑制直流母线电压纹波。

3.3. 关键参数计算

已知当 $V_c = \frac{U_{dc}}{2}$ 时, 对称半桥电路可提供最大脉动功率:

$$\omega C_f V_c^2 = \frac{V_{in} I_{in}}{2} \quad \text{and} \quad \frac{\omega C_f U_{dc}^2}{4} = p_{in} \quad (19)$$

$$C_{eq} = \frac{C_f}{2} = \frac{2p_{in}}{\omega U_{dc}^2} \quad (20)$$

其中 p_{in} 为输入脉动功率幅值, C_{eq} 为等效直流母线电容。该电路中电感 L_g 和 L_f 可由下式计算得到

$$L_x = \frac{U_{dc}}{8f_s \Delta I_x} \quad (21)$$

式中 ΔI_x 为电感 L_f 或 L_g 的电流纹波。

4. 控制原理

图 4 显示了 PFC 电路控制系统的总体框架。主电路采用双环控制, 输出的直流母线电压经采样与输出电压的给定值比较, 偏差量经过电压环 PI 调节器后与归一化后的直流侧输入电压相乘作为电流环的给定值, 再引入输入电流与给定值比较, 偏差经过电流环 PI 调节器, 作为信号波, 通过 PWM 波的方式控制开关管的占空比最终实现对电流的控制。

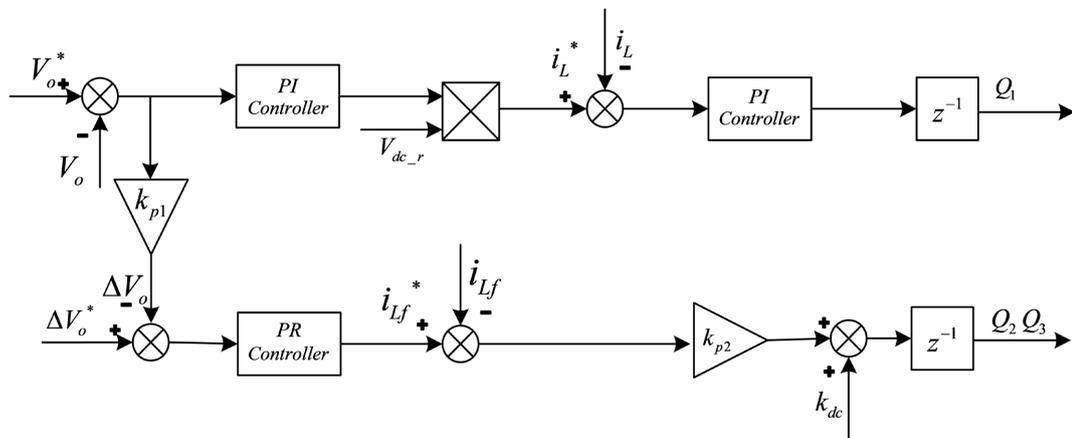


Figure 4. Composition of control system

图 4. 控制系统组成

功率解耦控制电路采用双环控制方案实现功率解耦, 外部控制器用于调节直流母线电压纹波为零, 并为滤波器电感电流 i_{Lf} 产生电流参考 i_{Lf}^* , 电流环采用比例控制器控制。在图 4 中, 直流电压的误差反馈到电源去耦环, PR 调谐时采用的频率为 2ω 和 4ω , 以抑制直流中的纹波电压。内环控制器输出的直流偏置因子 k 被设置为 0.8, 这样即使在电容变化的极端情况下, 半桥也能保持直流电压的完好。

其中 PR 控制器的公式为:

$$G_{PR-P}(s) = k_{pp} + \sum_{h=2,4} \frac{k_{ip}s}{s^2 + (h\omega)^2} \quad (22)$$

其中 k_{pp} 和 k_{ip} 分别为控制器增益。

5. 仿真结果及分析

基于 MATLAB/simulink 仿真软件对本文所研究的基于功率解耦的高可靠小电容 PFC 变换器进行验证。将传统的 PFC 变换器与本文所改进后的基于功率解耦的高可靠小电容变换器进行对比分析。传统的 PFC 电路与本文所研究的 PFC 电路输出功率与电压要求一致。表 1 为有源功率解耦电路关键参数。

Table 1. Key parameters of active power decoupling circuit
表 1. 有源功率解耦电路关键参数

电路参数	数值
U_g/V	220
功率器件工作频率/Hz	20K
$C_1/C_2/(\mu F/\mu F)$	90/90
L_f/mH	2
$\omega/(rad/s)$	314

图 5 是直流侧电压仿真波形对比，通过图可以看出，相同主电路和控制电路下，高可靠性 PFC 输出电压在 400V 上下波动 10V 左右，而传统 PFC 变换器并联一个 200 μF 的电解电容，其输出电压波动达到了 40V，本文研究的 PFC 变换器能很好地抑制输出电压的波动。

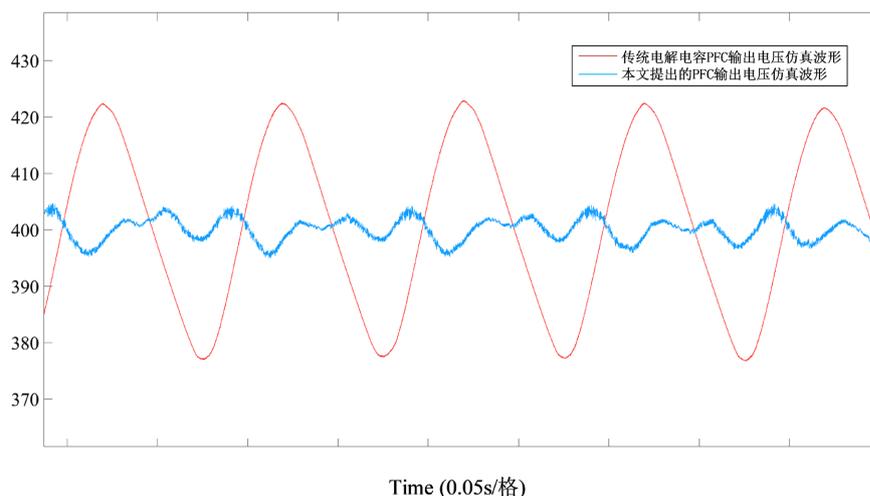
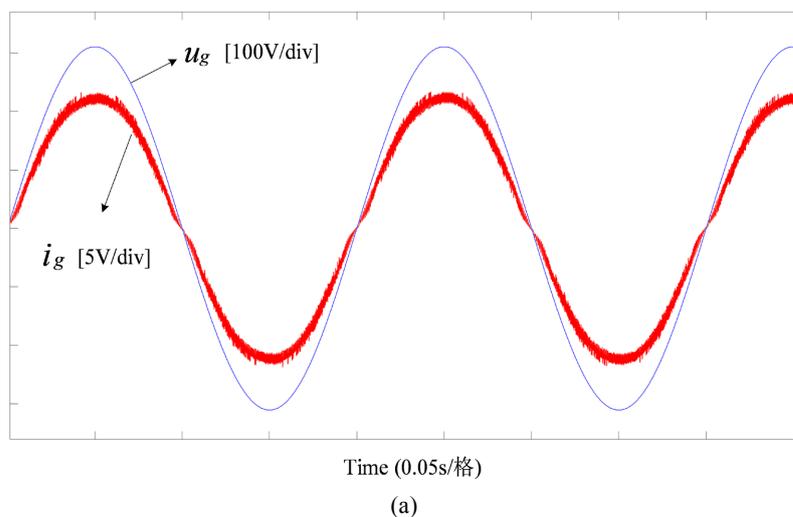


Figure 5. Output DC voltage simulation waveform

图 5. 输出直流电压仿真波形



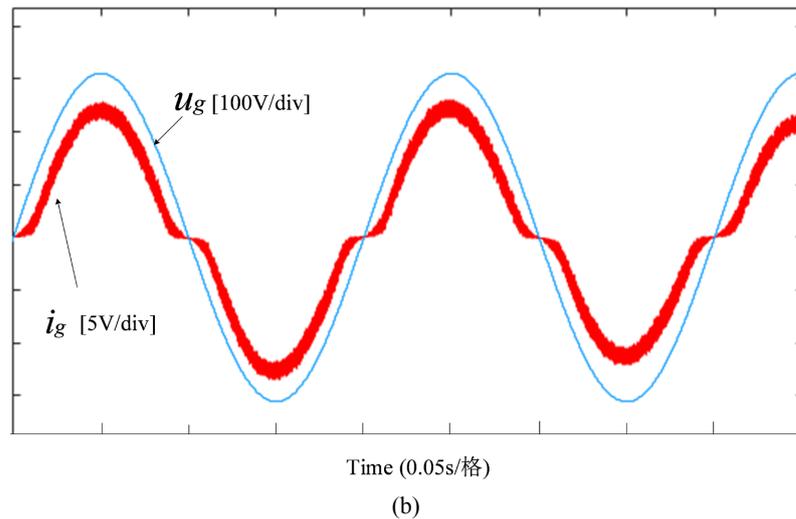


Figure 6. Simulation waveform of power grid current. (a) Grid current and voltage simulation waveform of PFC converter studied in this paper; (b) Grid current and voltage simulation waveform of traditional PFC converter

图 6. 电网电流的仿真波形。(a) 本文研究的 PFC 变换器电网电流和电压仿真波形；(b) 传统 PFC 变换器电网电流和电压仿真波形

图 6(a)显示本文研究的 PFC 变换器电网电流与电压相位几乎相同，电网电流接近正弦，在谐波次数最大值 40 倍、测量 2 个周期的情况下 THD 达到 5%。而在相同测量条件下，传统 PFC 电网电流 THD 达到了 30%。本文研究的 PFC 电路降低了电网电流的谐波失真。

图 7 是两个薄膜电容 C_1 和 C_2 两端电压仿真波形，可以看出电压波形满足公式(9)，验证了本文研究的控制策略的正确性。

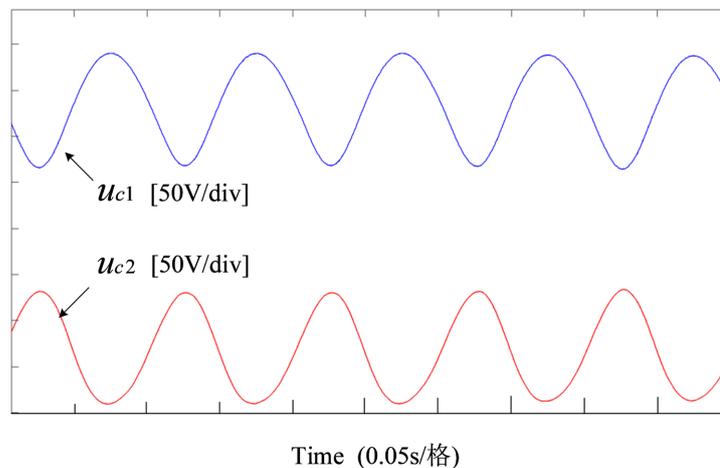


Figure 7. Capacitor and voltage on both sides of capacitor

图 7. 电容 C_1 和电容 C_2 两侧电压

6. 总结

本文研究了一种新型解耦电路及对应的控制，与传统电路的大电解电容相比，该电路采用了高可靠性的小薄膜电容作为功率解耦器件，极大地提高了 PFC 变换器的使用寿命和可靠性。本文对解耦电路的控制原理和设计过程进行了详细分析，得出以下结论：

1) 基于功率解耦的小薄膜电容系统能有效地解决交流侧所带来的脉动功率的影响, 且该系统所需辅助电路的器件较少, 更易控制。

2) 通过对紧凑型小电容系统进行仿真验证, 结果表明该系统能有效地实现直流侧并联电容的容值降容, 交流侧电网电流的 THD 也有显著降低, 证明了该方案的可行性。

3) 对比其它基于功率解耦的小电容系统, 所提出的变换器的体积和成本也较小, 更为符合我国可持续发展的战略目标。

参考文献

- [1] 孙莉莉, 付维, 王硕, 戚涛. 有源功率因数校正电路在电动叉车充电装置中的应用[J]. 工业仪表与自动化装置, 2022(1):82-85+90.
- [2] 柳思宇. 电动汽车充电桩有源功率因数校正与控制系统设计[D]: [硕士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2021.
- [3] 梁栋, 贺小林, 刘文斌, 杨帆, 黄伟. 应用于空调谐波抑制的三相无源 PFC 设计[J]. 制冷与空调, 2022, 22(12): 9-13.
- [4] 李在强, 薛磊, 彭冬丽, 何思豪, 王宏. 基于单级 PFC 的智能水电站照明电源设计方法[J]. 水电站机电技术, 2022, 45(12): 134-137.
- [5] 赵宇明, 许泽富, 唐芬, 周家宇. 不平衡工况下 AC/DC 变换器的有源功率解耦拓扑[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3): 8-11.
- [6] Kolar, J., Drofenik, U., Biela, J., Heldwein, M., Ertl, H., Friedli, T. and Round, S. (2008) PWM Converter Power Density Barriers. *IEEE Transactions on Industry*, **128**, 568-480. <https://doi.org/10.1541/ieejias.128.468>
- [7] Tang, Y., Blaabjerg, F., Loh, P.C., Jin, C. and Wang, P. (2015) Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**, 1855-1865. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2327134>
- [8] 林明钦. 基于变压器副边绕组短路控制的单相 AC/DC 变换器有源功率解耦方法研究[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北方工业大学, 2022.
- [9] 李小平. 新能源带火薄膜电容产业链 核心原料迎来高光时刻[N]. 证券时报, 2021-12-15(A04).
- [10] Kyritsis, A.C., Papanikolaou, N.P. and Tatakis, E.C. (2007) A Novel Parallel Active Filter for Current Pulsation Smoothing on Single Stage Grid-Connected AC-PV Modules. 2007 *European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2-5 September 2007, 1-10. <https://doi.org/10.1109/EPE.2007.4417545>
- [11] 王立乔, 王海旭, 崔舒敏, 沈虹. 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.
- [12] Krein, P.T., Balog, R.S. and Mirjafari, M. (2012) Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 4690-4698. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2186640>
- [13] Wang, R., Wang, F., Boroyevich, D., Burgos, R., Lai, R.X. and Ning, P.Q. (2011) A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier with Active Ripple Energy Storage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26**, 1430-1443. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2090670>