

一种断续导电模式的单相 AC—DC 变换器

蔡子琨,袁乐,杨喜军,唐厚君

(上海交通大学,电子信息与电气工程学院,上海 201100)

摘要:基于一种已有三相 AC—DC 变换器拓扑,提出一种升降压型单相 AC—DC 变换器拓扑,其特点是:功率电感置于桥臂内部,3 只功率开关采用同一 PWM 驱动信号,且工作在断续导电模式(DCM),可以获得单位输入功率因数。对该单相 AC—DC 变换器的工作原理进行理论分析,包括最大占空比限制和关键器件参数选择依据,采用 Matlab/Simulink 进行仿真验证,结果表明:该单相 AC—DC 变换器电路控制简单,易于实现。

关键词:单相 AC—DC 变换器;电感内置;断续导电模式;功率因数校正;升压/降压

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19456

A Single-phase AC—DC Converter Using Discontinuous Conduction Mode

CAI Zikun, YUAN Le, YANG Xijun, TANG Houjun

(School of Electronic Information and Engineering, Shanghai

Jiaotong University, Shanghai 201100, China)

Abstract: Based on an existing three-phase AC—DC converter topology, a kind of step up/down single-phase AC—DC converter topology was proposed. It is characteristic of that the power inductor is built inside the bridge arm, three power switches employ the same PWM driving signal and work in the discontinuous conduction mode (DCM), and the unitary input power factor can be obtained. The principle of the single phase AC—DC converter was theoretically analyzed, including the maximum duty cycle limit and the selection of key device parameters, and the simulation verification was carried out by means of Matlab/Simulink. The results show that the single-phase AC—DC converter has simple circuit and easy to implement.

Key words: single-phase AC—DC converter; built-in inductor; discontinuous conduction mod; power factor corrector; step up/step down

单相 AC—DC 变换器的研究和应用已经非常普遍,诞生了大量的电路拓扑、调制算法和控制理论,许多调制算法来源于其他电力电子变换器,如电压源逆变器和电压源整流器,而且单相 AC—DC 变换器的调制算法也可以应用于其他电力电子变换器^[1]。到目前为止,单相 AC—DC 变换器领域具有如下几种类型:1)有桥结构和无桥结构^[2];2)升压电感置于直流侧、交流侧与桥臂内部;3)电感电流连续模式(continuous current mode, CCM)、电感电流断续模式(discontinuous current mode, DCM)与临界导通模式(critical conduction mode, CRM)导电模式^[3];4)单级结构与多级交错结构^[4];5)PID 控制、比例谐振(proportion resonant, PR)控制、准 PR 控制与单周期控制等^[5];6)直接电感电流检测与电感电

测算^[6];7)具有电流内环与无需电流内环;8)采用分流电阻测流和电流互感器(CT)测流^[7];9)单倍压整流或二倍压整流;10)两电平结构与三电平结构^[8]。每一种类型又有许多不同的具体实现方法。一般而言,基于三相 AC—DC 变换器,都可以简化出单相 AC—DC 变换器^[9],有关控制算法也可以沿用,但是理论细节与变换性能需要重新分析。

本文根据文献[10]得到一种单相 AC—DC 变换器拓扑,其特点是升压电感内置于整流器桥臂中间,全部 3 只功率器件使用同一 PWM 驱动信号,系统工作在 DCM 状态,具有升压和降压能力,能够实现单位输入功率因数。文中对这种单相 AC—DC 变换器进行了理论分析和仿真验证。

1 功率电路与工作原理

1.1 功率电路

对文献[10]提出的一种四开关 DCM 升降压型三相 AC-DC 变换器拓扑进行简化后,得到一种三开关 DCM 升降压型单相 AC-DC 变换器拓扑,如图 1 所示。

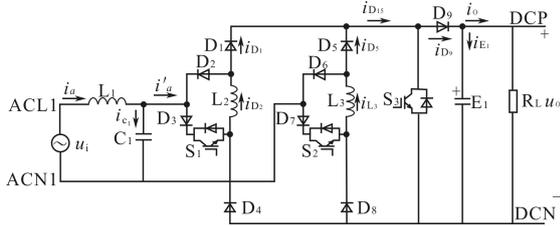


图 1 三开关单相 AC-DC 变换器

Fig. 1 Three-switch single-phase AC-DC converter

图 1 的基本原理如下:在 1 个开关周期中,功率开关 IGBT S_1, S_2 与 S_3 同时通断,采取 DCM 工作方式。开关导通时,电感 L_2, L_3 由零升流储能;开关断开时,电感 L_2, L_3 降流放能,大多数情况下电感电流断续运行,只有在个别工况下会出现电流波形临界的情况,例如网压峰值处。这样该变换器输入侧电流呈现三角脉冲序列,电流脉冲序列的平均值按照网压波形变化。借助 L_1, C_1 滤波器的作用下,在网侧可以获得同网压波形的网侧电流。如果网压畸变,且不采用补偿措施,则网流随之畸变^[11]。

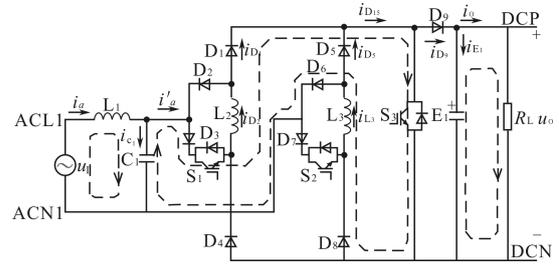
1.2 工作原理

1.2.1 开关过程

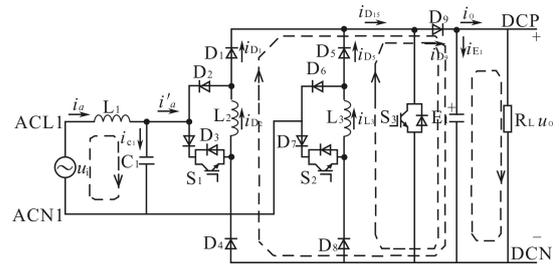
图 1 所示的三开关单相 AC-DC 变换器的开关模态描述如下:网压正半周时电流路径如图 2 所示,网压负半周时电流路径如图 3 所示。鉴于采用 DCM 导电模式,因此可以采用单一电压外环控制器,无需电流内环^[12]。3 只功率开关的 PWM 模式完全相同,在线路完全对称情况下, L_2 和 L_3 两只功率电感具有完全相同的电流波形,1 个开关周期内电感电流波形变化过程如图 4 所示。

在任意第 k 个开关周期中,每个功率电感电流 $i_{L,k}$ 为

$$i_{L,k} = \begin{cases} \frac{|u_{i,k}|}{2L_s} t & [0, T_{on}] \\ i_{L,max,k} - \frac{u_{o,k}}{L_s} t & (T_{on}, T_{off1}] \\ 0 & (T_{off1}, T_s] \end{cases} \quad (1)$$



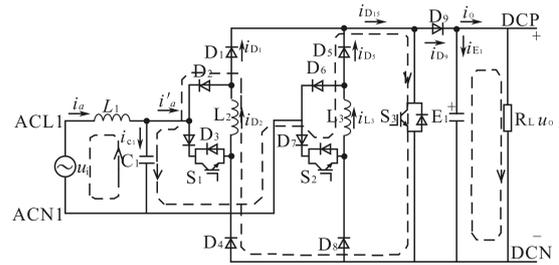
(a) 功率开关通态



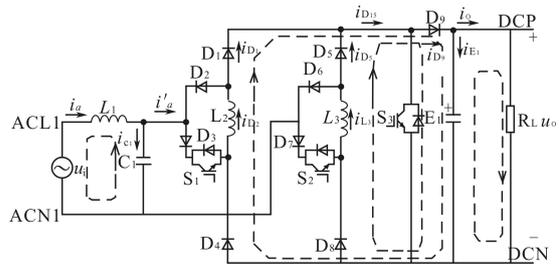
(b) 功率开关断态

图 2 电网电压正半周时电流路径

Fig. 2 The current path in the positive half cycle of the grid voltage



(a) 功率开关通态



(b) 功率开关断态

图 3 电网电压负半周时电流路径

Fig. 3 The current path in the positive half cycle of the grid voltage

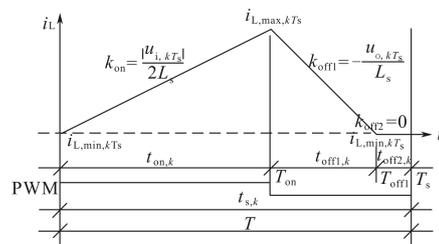


图 4 一个开关周期内电感电流波形

Fig. 4 Inductor current waveform during one switching cycle

式中: $u_{i,k}$ 为第 k 个开关周期的输入电压; $u_{o,k}$ 为第 k 个开关周期的输出电压; L_s 为功率电感的电感量。电感的最小电流 $i_{L,\min,k}$ 为零,最大电流 $i_{L,\max,k}$ 为

$$i_{L,\max,k} = \frac{|u_{i,k}|}{2L_s} dT_s \quad (2)$$

式中: d 为占空比。

1.2.2 理论分析

1.2.2.1 网侧电流正弦波形原理。

给定输入电压为

$$u_i = \sqrt{2}U_i \sin(\omega_i t) = U_{im} \sin(\omega_i t) \quad (3)$$

式中: U_i, U_{im} 分别为输入电压有效值与幅值; ω_i 为输入电压角频率。

输出电压 u_o 的平均值即直流分量为 U_o , 经过整流桥电路后,输出电压的谐波分量主要为 2 倍网频谐波 u_r , 忽略含量较低的高次谐波电压后可得:

$$u_o = U_o - U_{im} \sin(2\omega_i t) \quad (4)$$

式中: U_{im} 为二倍网频纹波电压幅值。

由于滤波参数(L_1 与 C_1) 较小和被滤波参数 i'_a 频率较高,电容 C_1 电压 u_{c1} 为正弦基波,但叠加上高次谐波电压。 C_1 足够大时, u_{c1} 越接近于正弦基波电压,高次谐波电压幅值越小,但此时网侧容性电流比重较大。 C_1 较小时,高次谐波电压幅值越大,不利于功率器件耐压设计,但此时网侧容性电流比重较小。

以下从开关控制角度,对这种电感内置的单相 AC-DC 变换器做进一步分析。

电流上升阶段的斜率 $k_{on} = |u_i| / (2L_s)$, 与瞬时网压成正比,网压瞬时值越高,电流上升越快,与输出电压无关。

电流下降阶段的斜率 $k_{off1} = -u_o / L_s$, 输出电压瞬时值越高,电流下降越快,与网压无关。如果输出直流电压纹波足够小,可以认为 $u_o \approx U_o$, 而且 k_{off1} 保持不变。电流完全截止阶段的斜率 $k_{off2} = 0$ 。

i'_a 为滤波后的网侧电流,其控制目标是:控制每个开关周期内断续电流 i'_a 的电流平均值 I'_a 的变化符合正弦规律,通过网侧 L_1 与 C_1 滤波器作用使得网侧电流 i_a 为连续正弦波形。

进入稳态后,认为占空比不变, $d = d_{kT_s}$, 则第 k 个开关周期内电感电流峰值 I'_{ap} 为

$$I'_{ap} = \frac{|u_{i,k}|}{2L_s} t_{on} = \frac{|u_{i,k}|}{2L_s} dT_s \quad (5)$$

第 k 个开关周期内滤波后的网侧电流均值 I'_a 为

$$\begin{aligned} I'_a &= \frac{1}{2} \cdot dT_s \cdot i_{L,\max,k} / T_s \\ &= \left(\frac{1}{2} \cdot dT_s \cdot \frac{|u_{i,kT_s}|}{2L_s} dT_s \right) / T_s \\ &= \frac{d^2 \cdot T_s \cdot |u_{i,k}|}{4L_s} \end{aligned} \quad (6)$$

可见, I'_a 按照正弦规律变化。如果保持占空比不变,经过网侧 L_1 与 C_1 滤波后,就能获得正弦波形 i_a 。

网侧电流 i_a 的幅值 $I_{a,\max}$ 为

$$I_{a,\max} = \frac{d^2 \cdot T_s \cdot U_{im}}{4L_s} = \frac{d^2 \cdot U_{im}}{4f_s L_s} \quad (7)$$

1.2.2.2 最大占空比确定方法。

根据伏秒积守恒原理,可推导出以下公式:

$$\frac{|u_{i,k}|}{2L_s} dT_s = \frac{|u_{i,k}|}{2L_s} t_{on} = \frac{|u_{o,k}|}{L_s} t_{off1} \quad (8)$$

$$\frac{t_{on}}{t_{off1}} = \frac{2u_{o,k}}{|u_{i,k}|} \quad (9)$$

$$d = \frac{2u_{o,k}}{|u_{i,k}| + 2u_{o,k}} \left(1 - \frac{t_{off2}}{T_s} \right) \quad (10)$$

式中: t_{on}, t_{off1} 为有效时间; t_{off2} 为无效时间。

消除 t_{off2} 能够大大提高电源利用率。为了确保全程都能够工作在 DCM,在网压最高和负载最重时(此时占空比较大)只能工作在 CRM。在 CRM 状态时 $t_{off2} = 0$, 可得:

$$\begin{aligned} d_{\max} &= \frac{2u_{o,k}}{|u_{i,k}| + 2u_{o,k}} \\ &= \frac{2[U_o - U_{im} \sin(2\omega_i t_k)]}{|u_{i,k}| + 2[U_o - U_{im} \sin(2\omega_i t_k)]} \end{aligned} \quad (11)$$

式中: d_{\max} 为网压瞬时值的函数。

在网压峰值处,允许最小的最大占空比 mind_{\max} 为

$$\text{mind}_{\max} = \frac{2(U_o - U_{im})}{U_{im} + 2(U_o - U_{im})} \quad (12)$$

在忽略输出电压纹波后,临界条件下的临界占空比 d_{cri} 和电压变比 U_o / U_{im} 为

$$d_{\text{cri}} = \frac{2U_o}{U_{im} + 2U_o} \quad (13)$$

$$\frac{U_o}{U_{im}} = \frac{d_{\text{cri}}}{2(1 - d_{\text{cri}})} \quad (14)$$

当电解电容总值不变时,对于电阻负载,有纹波电压时输出功率与无纹波电压时输出功率的差 ΔP_o 为

$$\Delta P_o = \frac{U_o^2 + U_r^2}{R_L} - \frac{U_o^2}{R_L} = \frac{U_r^2}{R_L} \quad (15)$$

负载重时 R_L 较小,纹波电压峰峰值变大, ΔP_o 变大,功率偏差率为

$$\begin{aligned} \epsilon &= \frac{U_r^2}{(U_o^2 + U_r^2)} \\ &= \frac{1}{[1 + (U_o/U_r)^2]} \end{aligned} \quad (16)$$

当 $U_o/U_r \rightarrow 1$ 时,偏差率增加,此时应该选择有纹波电压时输出功率计算式。

1.2.2.3 电感参数选择依据。

假定输出电压恒定,在任意开关周期中二极管 D_9 电流平均值 $I_{D_9,k}$ 为

$$I_{D_9,k} = \frac{d^2}{4f_s L_s} \frac{U_{im}^2}{u_{o,k}} \quad (17)$$

鉴于 D_9 电流平均值与负载电流平均值相等,电解电容电流平均值 I_o 为零,即

$$\begin{aligned} I_o &= I_{D_9,k} \\ &= \frac{d^2}{4f_s L_s} \cdot \frac{U_{im}^2}{u_{o,k}} \\ &= \frac{u_{o,k}}{R_L} \end{aligned} \quad (18)$$

则电压变比为

$$\begin{aligned} \frac{u_{o,k}}{U_{im}} &= \sqrt{\frac{d^2 R_L}{4f_s L_s}} \\ &= \frac{d}{2} \sqrt{\frac{R_L}{f_s L_s}} \end{aligned} \quad (19)$$

可见,通过调节占空比可以线性改变输出电压。

由式(14)和式(19),可得系统工作在 CRM 时最大电感量 $L_{s,max}$ 为

$$L_{s,max} = \frac{R_L}{f_s} (1 - d_{cri})^2 \quad (20)$$

1.2.2.4 电容参数选择依据。

由式(17)可得 D_9 电流的直流分量 I_{D_9o} 与二倍频交流分量有效值 I_{D_9a} 分别为

$$I_{D_9o} = \frac{d^2 U_{im}^2}{8L_s f_s \cdot u_{o,k}} \quad (21)$$

$$I_{D_9a} = \frac{d^2 U_{im}^2}{8\sqrt{2}L_s f_s \cdot u_{o,k}} \quad (22)$$

因此, D_9 电流的低频交流部分 I_{D_9l} 为

$$I_{D_9l} = \frac{d^2 U_{im}^2}{8L_s f_s \cdot u_{o,kT_s}} [1 - \cos(2\omega_i t)] \quad (23)$$

对式(23)进行积分,可得电解电容空载时,电容电压为

$$\begin{aligned} u_c &= U_o + u_r \\ &= \frac{1}{C} \cdot \frac{d^2 U_{im}^2}{8L_s f_s \cdot u_{o,kT_s}} \int [1 - \cos(2\omega_i t)] dt \\ &= \frac{1}{C} \cdot \frac{d^2 U_{im}^2}{8L_s f_s \cdot u_{o,kT_s}} t - \frac{1}{C} \cdot \frac{d^2 U_{im}^2 \sin(2\omega_i t)}{16\omega_i L_s f_s \cdot u_{o,kT_s}} \end{aligned} \quad (24)$$

稳态时,前一项提供负载功率平衡,维持直流电压平均值不变。后一项维持二倍网频纹波电压,纹波电压为

$$u_r = -\frac{1}{C} \cdot \frac{d^2 U_{im}^2 \sin(2\omega_i t)}{16\omega_i L_s f_s \cdot u_{o,k}} \quad (25)$$

可得纹波电压幅值为

$$U_{rm} = \frac{1}{C} \cdot \frac{d^2 U_{im}^2}{16\omega_i L_s f_s \cdot u_{o,k}} \quad (26)$$

则电容取值公式为

$$\begin{aligned} C &= \frac{d^2 U_{im}^2}{16\omega_i L_s f_s \cdot u_{o,k}} \cdot \frac{1}{U_{rm}} \\ &= \frac{d^2 U_{im}}{4\sqrt{2}f_s L_s} \cdot \frac{U_{im}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}\sqrt{2}}{4\omega_i \cdot u_{o,k} U_{rm}} \\ &= \frac{P_i}{2\omega_i (U_o + u_{o,k}) U_{rm}} \\ &= \frac{P_o}{2\pi f_i \cdot 2\eta (U_o + u_{o,k}) U_{rm}} \end{aligned} \quad (27)$$

由式(27)可得纹波电压幅值的另一种描述形式为

$$U_{rm} = \sqrt{\sqrt{U_o^4 + \frac{P_o^2}{8\pi\eta f_i C^2}} - U_o^2} \quad (28)$$

在输入电压为 220V 时,不同输出功率、不同输出电压时,最大占空比与电感取值计算结果如表 1 所示。

表 1 最大占空比与电感取值计算

Tab. 1 Calculation of maximum duty cycle and inductance values

P_o/kW	U_o/V	$C/\mu\text{F}$	U_{rm}/V	d_{max}	$L_{s,max}/\text{mH}$	R_L/Ω
5.0	500	4×680	8.273 3	0.759 7	0.034 90	50
4.0	400	4×680	8.273 1	0.715 8	0.038 74	40
3.0	300	4×680	8.272 3	0.652 2	0.042 89	30
2.0	200	4×680	8.270 4	0.552 1	0.046 10	20
1.0	100	4×680	8.259 9	0.371 0	0.137 64	10
0.5	50	4×680	8.218 6	0.211 7	0.027 11	5

2 仿真分析

2.1 仿真参数

采用 Matlab/Simulink 建立该升降压型单相

AC-DC 变换器的仿真模型。所提变换器拓扑结构仿真模型参数设置如下:输入电源为单相交流电压 220 V,负载为电阻,开关频率 40 kHz,升压电感 0.025 mH,电解电容总值 $4 \times 680 \mu\text{F}$,输出功率分别为 0.5 kW, 1.0 kW, 2.0 kW, 3.0 kW, 4.0 kW 和 5.0 kW。网侧滤波电感 1.0 mH,网侧滤波电容 $2.0 \mu\text{F}$,二者自然谐振频率 3.561 kHz,远小于开关频率。电压控制器的响应不宜过快,仿真中比例系数 2.5,时间常数 5 ms,小于 $RC = (5 \sim 50) \times 4 \times 680 \mu\text{F} = 13.6 \sim 136 \text{ ms}$ 。

2.2 仿真结果

仿真分析验证了有关理论分析的正确性。以输出功率 2.0 kW 为例给出仿真波形,网压峰值邻域占空比细节、桥前电流细节、电感电流细节与二极管电流细节的仿真波形如图 5 所示。

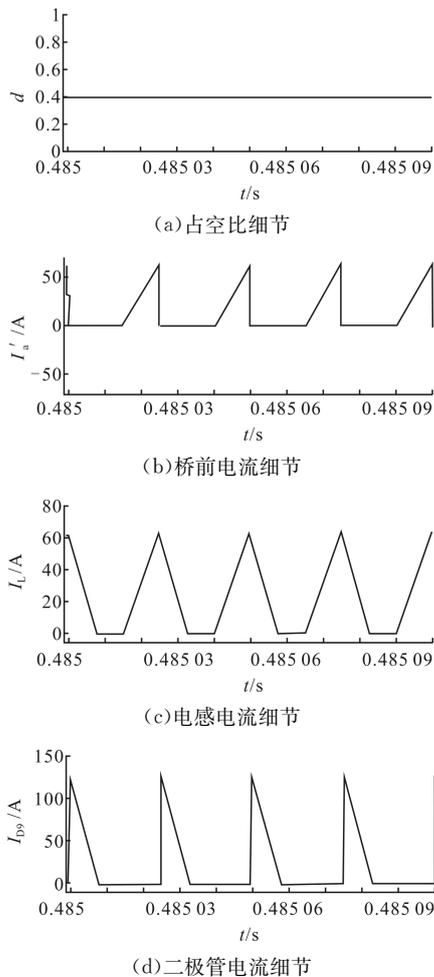


图 5 网压峰值邻域波形

Fig. 5 Waveforms in the neighborhood of grid voltage peak

1 个电源周期内网压、网流、滤波电容电压与输出电解电容电压的仿真波形图 6 所示。

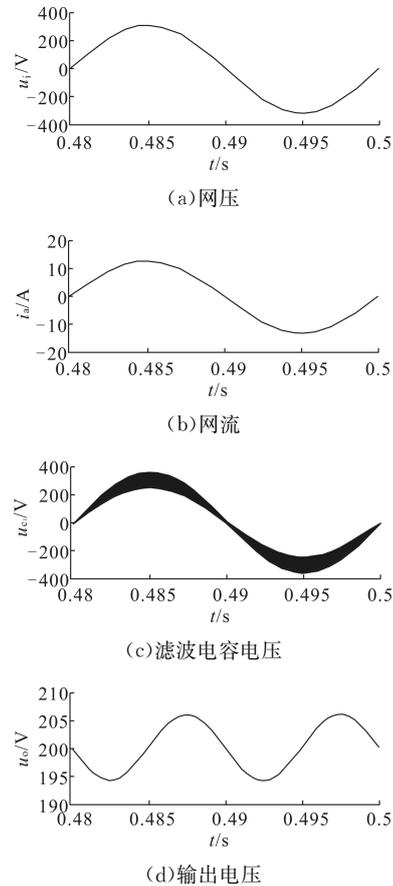


图 6 一个电源周期内仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms in an input voltage cycle

在输入电压异常时,如果不对电压环采取补偿措施,电网电流将会发生畸变,产生一些潜在的威胁。

对三种电网电压畸变情况进行分析仿真,结果表明:调整占空比或者电感值可以有效地解决电网电压畸变带来的问题。

情况 1:异常的电网电压 u'_{a1} 为

$$u'_{a1} = 220\sqrt{2}[\sin(\omega_1 t) + 0.1 \times \sin(3\omega_1 t)] \quad (29)$$

情况 2:异常的电网电压 u'_{a2} 为

$$u'_{a2} = 220\sqrt{2}[\sin(\omega_1 t) - 0.1 \times \sin(3\omega_1 t)] \quad (30)$$

情况 3:异常的电网电压 u'_{a3} 为

$$u'_{a3} = 220\sqrt{2}[\sin(\omega_1 t) + (1/10) \times \sin(3\omega_1 t) + (1/20) \times \sin(5\omega_1 t) + (1/30) \times \sin(7\omega_1 t)] \quad (31)$$

对于情况 1,最大占空比需要降低,或者降低电感取值;对于情况 2,最大占空比可以提升。以输出功率 2.0 kW 为例,给出上述 3 种情况的仿真波形,分别如图 7、图 8 和图 9 所示。可见,上述补偿方法正确,补偿效果满意。

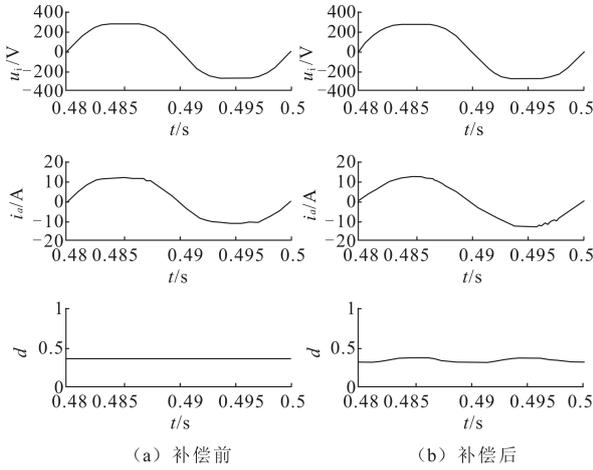


图 7 情况 1 的仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of case one

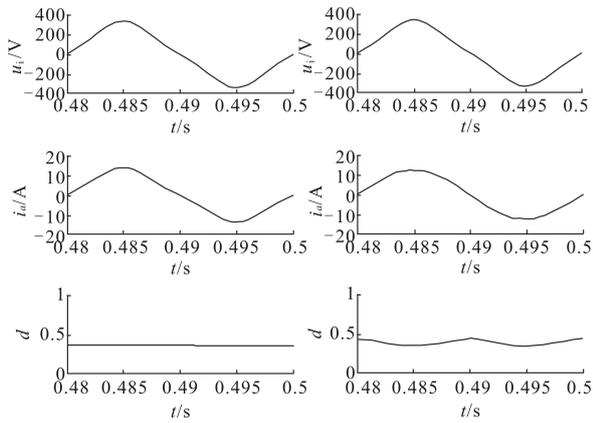


图 8 情况 2 的仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of case two

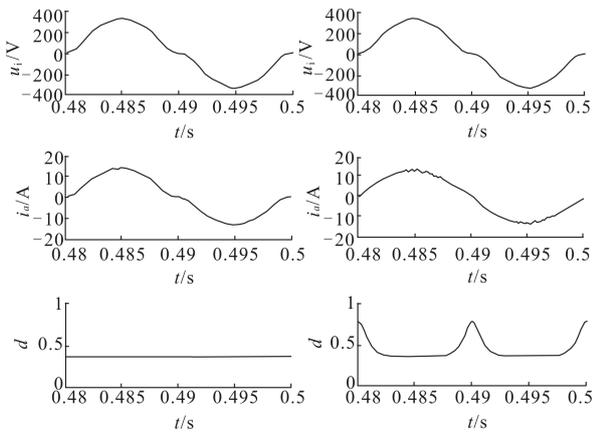


图 9 情况 3 的仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of case three

3 结论

详细分析了一种基于 3 只功率器件且采用同一原始 PWM 驱动信号能够升压和降压的单相 AC-DC 变换器拓扑,采用断续导电模式(DCM),可以获得单位输入功率因数,有关理论

分析结果得到了仿真验证。这种变换器具有以下值得注意的问题:

1)采用 DCM 的优点:可以提高磁芯利用率,1 个开关周期内 1 次自然磁复位,开关频率恒定时有利于输入滤波器参数设计,可以实现全局升降压变换,没有 Buck 与 Boost 变换器切换时过渡影响。在负载非常轻时,仍然获得网侧单位功率因数;

2)采用 DCM 的不足:只有电感电流的上升阶段交流电源参与提供能量,因此负载能力较低,此外需要增加额外网侧 LC 滤波器。网侧滤波电容引起的容性电流不能被补偿,抵抗负载波动能力较差;

3)同其它不全部采用逆导型开关的单相 AC-DC 变换器一样,这种电感内置的单相 AC-DC 变换器不存在逆变功能,不能实现网侧电流相位连续可调;

4)可以采用电压波形前馈,通过修正电压闭环输出,动态改变占空比,使得当网压畸变时,在确保最大占空比不超限情况下,获得网侧单位功率因数;

5)配合好滤波器件 L_1 与 C_1 参数,防止在重载时,电容产生过高纹波电压,危害电路中功率器件的工作安全;

6)如果采用关断时间 t_{off2} 固定的 DCM 或采用 CRM 控制策略,网侧 LC 滤波器的设计难度非常大。

参考文献

[1] Celanovic N, Boroyevich D. A Fast Space-vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-phase Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2):637-641.

[2] Zhao K, Zhao Y, Liang J. A Vibration-powered Bluetooth Wireless Sensor Node with Running PFC Power Conditioning[C]// IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2017:1-4.

[3] Garcia O, Cobos J A, Prieto R, et al. Single Phase Power Factor Correction: A Survey[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3):749-755.

[4] Fan L R, Sun F T, Hui L I, et al. Research on the Saber Simulation Application Based on the Single-phase Staggered Type Paralleled PFC[J]. Telecom Power Technology, 2014, 66(7):653-656.

[5] Zhang C, Zhang X, Zhao Q, et al. Analysis and Design of a Single Phase PFC with One-cycle Control[J]. Power Electronics, 2002, 36(5):35-37.

- [6] Miller D, Kennel R, Reddig M, *et al.* High Efficient Digital Controlled Bridgeless Boost PFC Without Direct Current Sensing[C]// PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of. VDE, 2015:1-8.
- [7] Kim D K, Kim K W, Jeong Y, *et al.* Study on Structure and Control Method of Current Transformer for Bidirectional Bridgeless Boost PFC[C]// Power Electronics Conference, 2017.
- [8] Baggio J E, Hey H L, Grundling H A, *et al.* Discrete Control for Three-level Boost PFC Converter[C]// Telecommunications Energy Conference, 2002. Intelec. International. IEEE, 2002:627-633.
- [9] Hahn J, Enjeti P N, Pitel I J. A New Three-phase Power-factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single-phase PFC Modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 38(1):123-130.
- [10] Yang L S, Liang T J, Chen J F. Analysis and Design of a Novel Three-phase AC-DC Buck-Boost Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 707-714.
- [11] Wang X, Ruan X, Liu S, *et al.* Full Feedforward of Grid Voltage for Grid-connected Inverter with LCL Filter to Suppress Current Distortion Due to Grid Voltage Harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 25(12):3119-3127.
- [12] Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Open-loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1649-1657.

收稿日期:2018-08-29

修改稿日期:2018-11-20

重要声明

近来,有用户反映在网络上有以《电气传动》杂志名义开设的网站,通过电子邮件等方式发布征稿信息,从事征稿活动,对《电气传动》编辑部及用户造成了不良的影响。为了维护作者及投稿人的利益,《电气传动》编辑部声明:《电气传动》唯一网站为中国电气行业网,网址:www.au365.cn,邮箱:mde@tried.com.cn,其它的网站及邮箱均非《电气传动》官方联系方式,切勿投稿,以免上当受骗。如遇到有冒充《电气传动》名义从事欺诈行为的网站组织及个人请拨打举报电话:12318、或向《电气传动》编辑部提供线索,拨打电话 022-84376191、84376192。

特此声明。

《电气传动》编辑部