

通信电源中单相 Buck 功率因数校正器的研究

冷春¹, 赵凤俭², 赵玉明³

(1. 辽宁工程技术大学 电子与信息工程系, 辽宁 葫芦岛 125105; 2. 辽宁工程技术大学 电气工程系, 辽宁 阜新 123000; 3. 北京中煤矿山工程有限公司, 北京 100013)

摘要:研究了断续电流模式(DCM)下单相 Buck 电路作为功率因数校正器的拓扑电路和工作原理,给出了实现功率因数校正的临界条件和临界电感的计算公式;分析了输入电流产生畸变的原因和影响畸变程度的主要因素;分别用功率匹配法和等效电流源法对该电路的输出电压纹波进行了分析,总结了输入电流畸变与输出电压纹波的定性关系。仿真结果验证了理论分析的正确性,表明单相 Buck 功率因数校正器(即单相 Buck PFC)可以满足通信电源对功率因数的要求。

关键词:单相 Buck 功率因数校正器;临界条件;临界电感;输入电流畸变;输出电压纹波

中图分类号:TM714

文献标识码:A

文章编号:1005-7641(2006)04-0063-05

0 引言

通信电源是整个通信系统的“心脏和源动力”,在通信系统中的地位是不可比拟的。通信系统对高频开关电源的各项指标要求都非常严格,尤其对功率因数的要求很高^[1]。

采用二极管整流、电容滤波整流环节的输入电流会严重畸变,谐波含量大且功率因数较低,影响电网的稳定运行。要有效地解决这个问题,就要对用电设备进行功率因数校正(PFC),从根本上消除谐波源^[2]。PFC 常用的方法有 LC 无源补偿方式、电容二极管结构的无源补偿方式和有源校正方式。有源功率因数校正技术已被认为是开关电源的最合适选择,研究者提出了大量的拓扑结构和控制方法。目前在有源功率因数校正技术中,电感电流工作在不连续导电模式下的单相 Boost 电路,由于其具有电路结构简单、成本低廉、功率因数较高等特点,已得到了广泛关注。电路工作在此模式下,开关 S 由输出电压误差信号控制,开关周期为常数,这种 PFC 技术称为电压跟随器 PFC 技术^[3],但其还有许多不足之处,主要是由于输入电流为脉动的三角波,较高的开关峰值电流会带来较大的开关关断损失,输出电压很高,会造成后一级校正器的开关应力很大。因此,单相 Buck 电路功率因数校正电路的研究有着重要的意义。就电压跟随器 PFC 来说,单相 Buck 功率因数校正器是电路结构最简单

的一种。但是工作在不连续电流模式(DCM)的单相 Buck 电路,虽然采用电压跟随器 PFC 技术,但在输入电压低于输出电压时,输入电流波形会有一些的畸变^[3-4];同时,电压跟随器 PFC 中单相 Buck 校正器输出电压存在频率是输入电压频率 2 倍的电压纹波,其振幅正比于校正器的输出电流。

本文推导出了保证高功率因数的临界条件和临界电感的计算公式,采用 2 种不同方法深入分析了单位功率因数单相 Buck 校正器的输出电压纹波,得到了一致的分析结果。研究表明:在输入电压低于输出电压时,输入电流畸变是降低功率因数的根本原因,且电流畸变仅与开关占空比有关,改善输入电流畸变与抑制输出电压纹波是一对矛盾。

1 单相 Buck PFC 主电路结构及工作原理

电压跟随式单相 Buck PFC 主电路拓扑如图 1 所示。

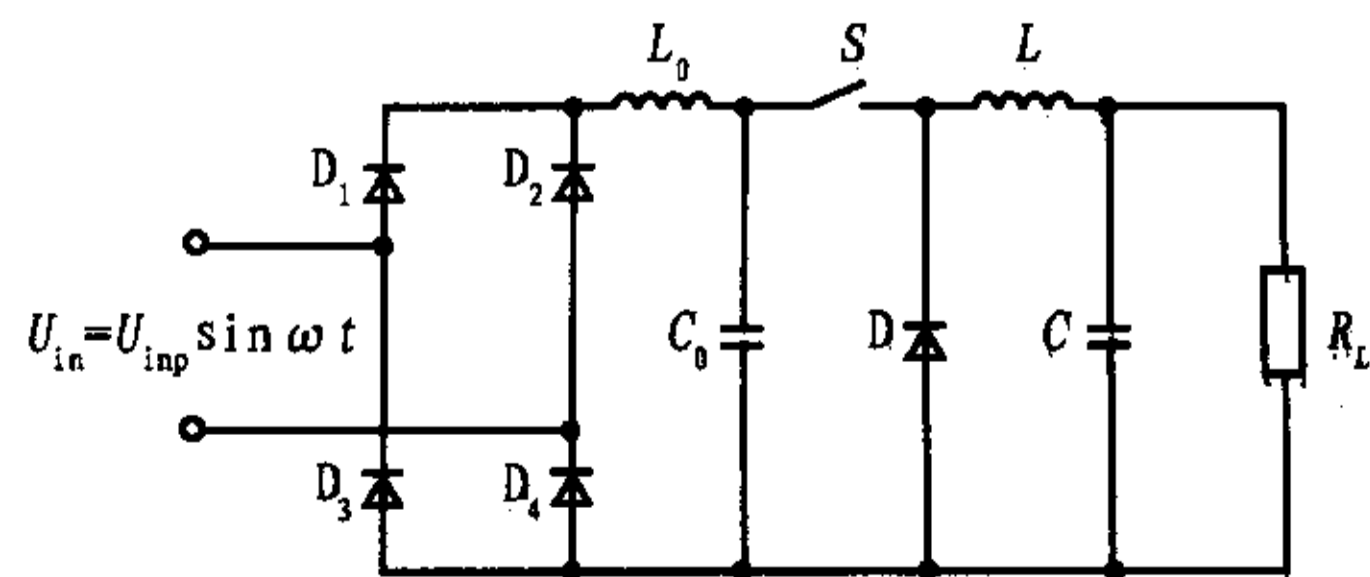


图 1 单相 Buck PFC 主电路拓扑

Fig. 1 Topology circuit of single-phase Buck PFC

从图 1 可以看出,该电路由 1 个 LC 输入滤波

器和1个单相 Buck 电路组成。输入电压经整流后成为频率是输入电压频率 2 倍的脉动直流电压,经过 LC 输入滤波后,进入单相 Buck 电路;当输入滤波器的 L_0 采用很大的电感,而 C_0 采用很小的电容时,可使得在每个开关周期内电流进入不连续工作状态(DCM),即电容完全放电,电压迅速降为零。当整流后的电压小于输出电压 U_{out} 时,电路不能工作,开关 S 不动作,电感 L 上无电流;而当整流后的电压大于 U_{out} 时,电路进入正常工作。下面首先分析单相 Buck PFC 电路的直流特性,再进一步说明功率因数校正原理。

根据电路特点,先假设:1) 电路工作在稳态,在开关管 S 导通前,电容电压达到最大值;2) 所有元器件是理想的;3) 输出平滑电容 C 足够大,从而在 1 个开关周期内输出电压 U_{out} 为常数,相应的纹波电流很小;4) 开关频率远大于电网工频,从而在 1 个开关周期内输入电压 U_{in} 为常数。这样,在每一个开关周期 T_s 内,该电路的直流特性等效电路如图 2 所示。

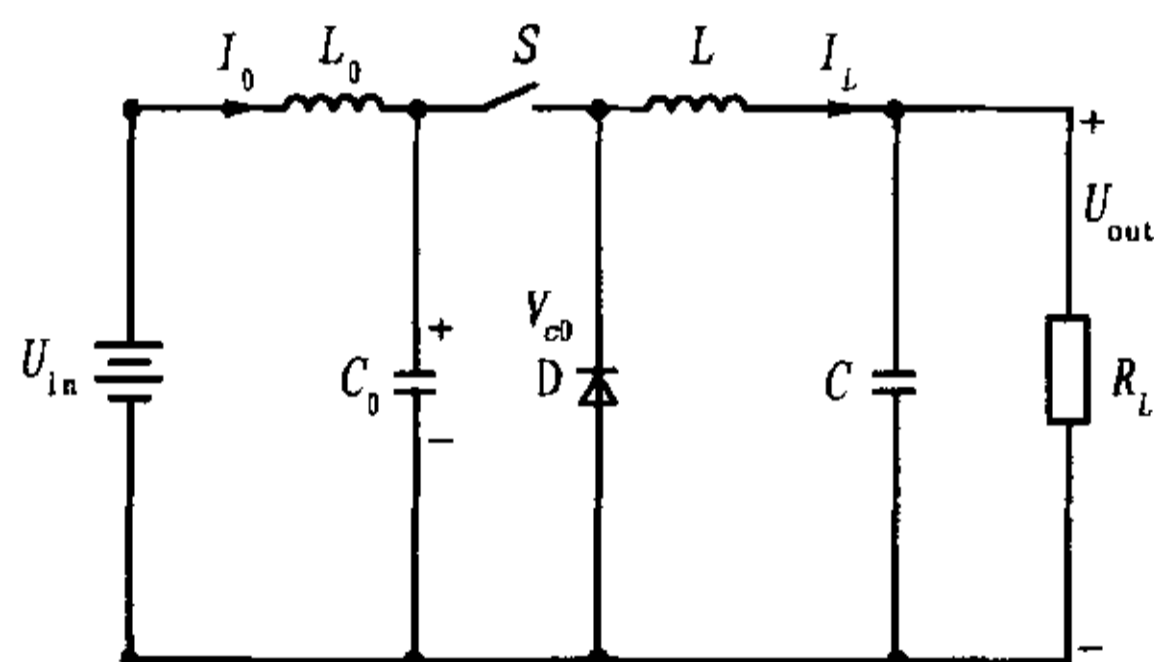


图 2 单相 Buck PFC 电路的直流特性等效电路
Fig.2 Equivalent circuit of single-phase Buck PFC with DC characteristic

其工作模式可分为 3 个阶段:在第 1 个阶段($0 \sim d_1 T_s$),开关周期开始,开关 S 导通, D 关断。 C_0 上存储的能量通过开关传递到 L 上,使得 L 电流上升。在这个过程中由于电容容量很小, U_{c0} 很快降为 0, L_0 上的电流也降到最低;在第 2 个阶段($d_1 T_s \sim d T_s$),在此期间, U_{c0} 维持 0 电压, D 导通, L 上电流通过 D 提供给负载, L 电流下降。输入电压加在 L_0 上, L_0 电流上升;在第 3 个阶段($d T_s \sim T_s$),在 $d T_s$ 时刻, S 关断,电源通过 L_0 给 C_0 充电,在 T_s 时, U_{c0} 达到最大, L 继续通过 D 向负载供电, L 上电流下降。各主要参数的波形如图 3 所示,其中 d 为占空比, U_{c0p} 为 C_0 的电压峰值。

已经假定 L_0 和 L 足够大,相应的纹波电流很小,通过 L_0 、 L 的电流可用平均电流 I_0 、 I_L 表示,开关的频率和占空比恒定,根据图 3 分析单相 Buck

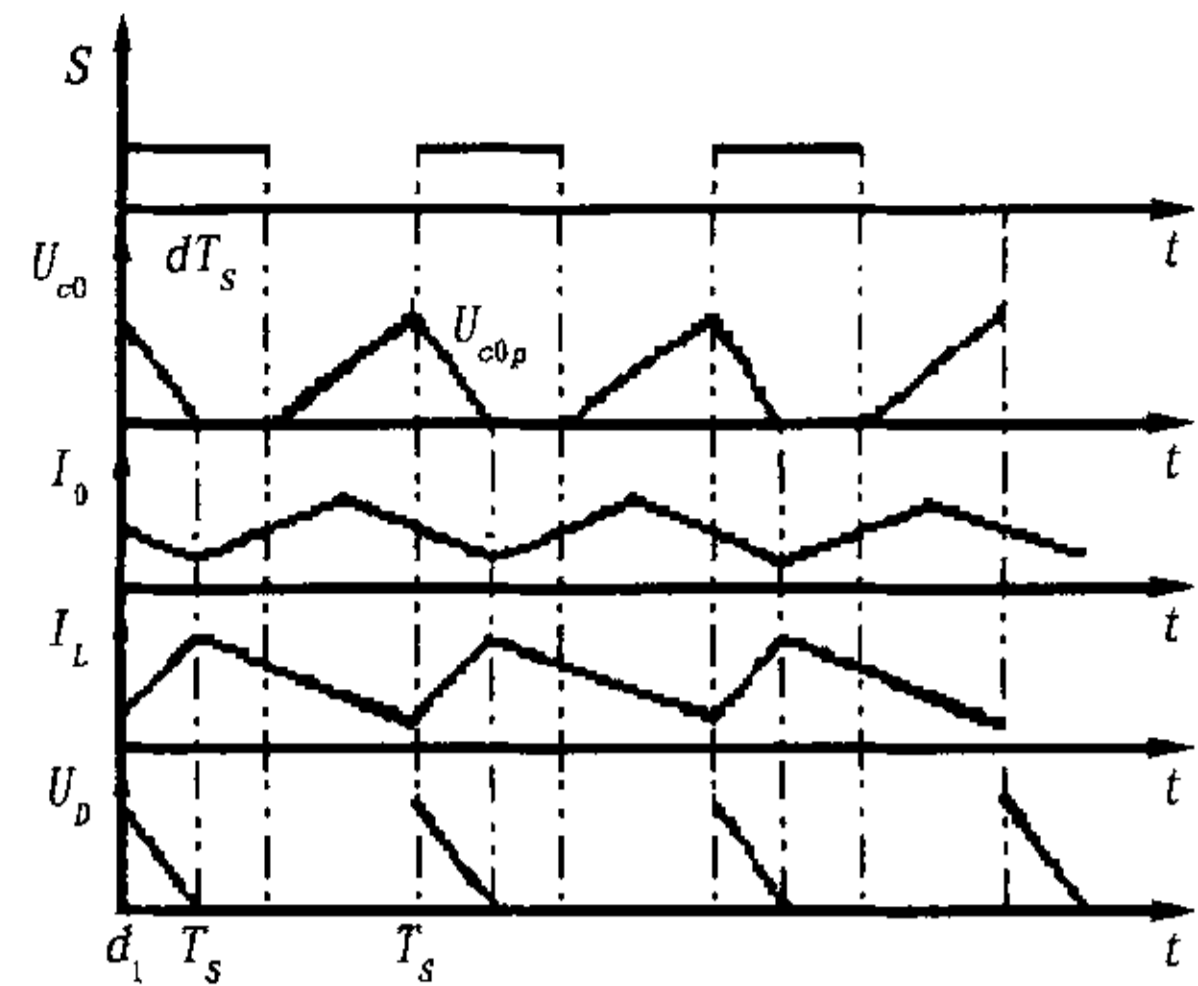


图 3 各主要参数的波形

Fig.3 Waveform of main parameter

PFC 主电路的直流特性,则可得,当输入电压变化时,根据等效模型,其输入等效电阻为

$$R_E = \frac{U_{in}}{I_0} = \frac{T_s}{2C_0} (1-d)(1-d+d_1) \quad (1)$$

当 $d_1 = d$ 时,有

$$R_E = \frac{T_s}{2C_0} (1-d)^2 \quad (2)$$

对于给定的占空比,式(2)中的实际输入阻抗是恒定的呈阻性,因此工作在不连续模式下的单相 Buck PFC 电路在理论上可以具有很高的功率因数。因此,在输入电压的 1 个周期内,只要采用恒定占空比,就能实现输入电流完全跟随输入电压,从而达到功率因数校正的目的。

2 实现单相 Buck PFC 的临界条件和临界电感的计算

当开关 S 导通时,流过开关的电流 $I_s(t)$ 等于流过电感的电流 $I_L(t)$,即

$$I_s(t) = I_L(t) = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} t, 0 \leq t \leq d T_s \quad (3)$$

式中 t 为在每一个开关周期内开关导通的时间。

设校正器的效率为 η ,则 Buck PFC 电路工作在不连续状态的临界条件为^[4]

$$K_{CRIT}^{PFC} = \frac{2L_B}{T_s R_L} = \frac{\eta}{2\pi} [(1+2d^2) (\pi - 2\arcsind) - 6d \cos(\arcsind)] \quad (4)$$

其临界电感为

$$L_B = \frac{\eta T_s R}{4\pi} [(1+2d^2) (\pi - 2\arcsind) - 6d \cos(\arcsind)] \quad (5)$$

至此,只要选定开关周期 T_s 和占空比 d ,假设校正器效率为 η ,根据负载 R_L 的大小,就可以很方

便地由公式(5)计算出工作在不连续状态单相 Buck PFC 电路的临界电感 L_B 。

3 输入电流波形畸变分析

在单相 Buck PFC 电路中,当输入电压在过零点附近低于输出电压时,输入的能量传递不到负载,输入电流为 0,使得输入电流波形产生畸变。

由式(3)可得,在每个开关周期开关电流的平

$$PF = \frac{\frac{d^2 T_s U_{inp}^2}{4\pi L} [(1 + 2d^2)(\pi - 2\arcsind) - 6d\cos(\arcsind)]}{\sqrt{\left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\arcsind}^{\pi - \arcsind} \frac{d^2 T_s U_{inp}}{2L} (\sin\omega t - d)^2 d(\omega t) \right\} \frac{U_{inp}}{\sqrt{2}}}} = \frac{1 - \frac{2}{\pi}\arcsind - \frac{2}{\pi}d\sqrt{1-d^2}}{\sqrt{(1 + 2d^2)(1 - \frac{2}{\pi}\arcsind) - \frac{6}{\pi}d\sqrt{1-d^2}}} \quad (7)$$

由式(7)可见,电压跟随式单相 Buck PFC 电路的输入功率因数唯一决定于开关占空比 d 。

由上述分析可知,工作在不连续状态下的单相 Buck PFC 电路正常工作时,输入电流自动跟随输入电压,相位失调引起的功率因数损失极小,因此输入功率因数的下降则主要是由于当整流输入电压 U_{in} 小于输出电压 U_{out} 时,单相 Buck PFC 电路未工作而引起的输入电流波形畸变所造成的。所以,由式(7)可以得出推论:输入电流的波形畸变是影响功率因数进一步提高的根本原因,且仅与开关占空比有关。因而单相 Buck PFC 电路只适合于低电压输出电路。

4 输出电压纹波分析

4.1 采用功率匹配法分析校正器的输出电压纹波

从能量的角度,假设单相 Buck PFC 校正器的输入功率因数为 1,建立电路拓扑模型如图 4 所示。

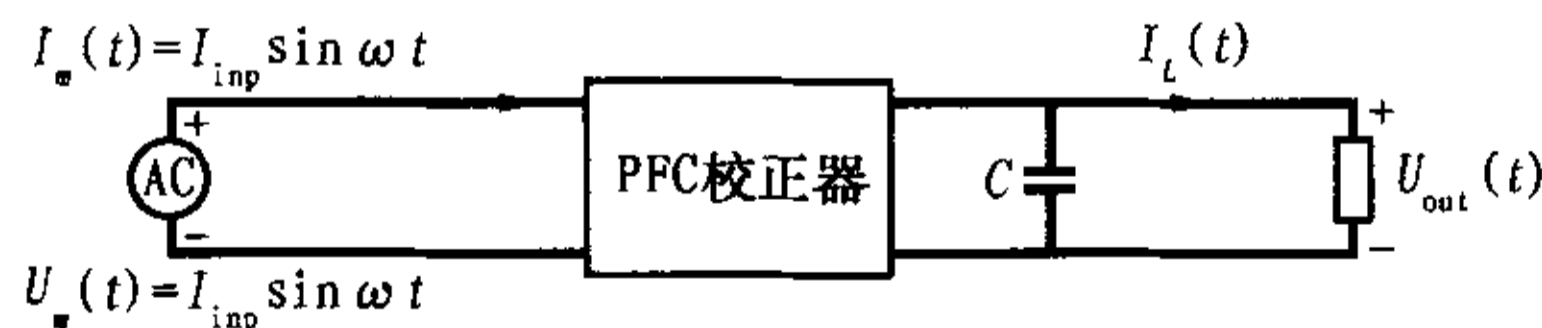


图 4 单位功率因数校正器电路拓扑模型

Fig. 4 Topology model of single-phase Buck PFC

输入瞬时功率 $P_{in}(t)$ 为

$$P_{in}(t) = U_{in}(t)I_{in}(t) = U_{inp}I_{inp}\sin^2\omega t = P_{in} - P_{in}\cos 2\omega t = P_{in} + P_{inr}(t) \quad (8)$$

式中 U_{inp} 、 I_{inp} 分别为输入电压和输入电流的振幅; ω 为输入电压的角频率; $P_{in} = 0.5U_{inp}I_{inp}$ 。

均值为

$$I_s(t) = I_{in}(t) = \frac{P_{in}d^2 T_s}{2L}(\sin\omega t - d)(\sin\omega t > d) \quad (6)$$

由于输入电压 U_{in} 及输出电压 U_{out} 在 1 个开关周期内为常数(参见前文假设),因此,输入功率因数为

由式(8)可以看出,输入功率由平均输入功率 P_{in} 和频率为 2ω 的波动项 $P_{inr}(t)$ 组成,将波动项表示成相量形式后,则有

$$\overset{ur}{P}_{inr} = -jP_{in} \quad (9)$$

而校正器的输出瞬时功率 $P_{out}(t)$ 为

$$P_{out}(t) = \frac{U_{out}^2(t)}{R_L} + P_c(t) \quad (10)$$

式中 $P_c(t)$ 为电容 C 上的瞬时功率。

令 P_{out} 为平均输出功率,并忽略 R_L 上的脉动功率后,式(10)成为

$$P_{out}(t) = P_{out} + C[U_{outDC} + U_r(t)] \frac{d}{dt}[U_{outDC} + U_r(t)] =$$

$$P_{out} + C[U_{outDC} + U_r(t)] \frac{d}{dt}U_r(t) = P_{out} + P_{outr}(t) \quad (11)$$

式中 U_{outDC} 为输出电压中直流分量,即平均输出电压; $U_r(t)$ 为输出电压纹波。

由式(11)可以看出,输出功率由平均输出功率 P_{out} 和波动项 $P_{outr}(t)$ 组成。输出电压纹波电平通常远低于平均输出电压,因此式(11)近似为

$$P_{out}(t) = P_{out} + P_{outr}(t) \approx P_{out} + CU_{outDC} \frac{d}{dt}U_r(t) \quad (12)$$

由于电路中的储能元件(如 L_0 、 L 和电容等)均根据开关频率设计,因此在考虑低频纹波时,它们的瞬时功率可以忽略,因此有 $P_{outr}(t) = P_{in}(t)$, 即有

$$P_{out} = P_{in}, P_{inr}(t) = P_{outr}(t) \quad (13)$$

对比式(12)和式(8)可知,单位功率因数单相 Buck PFC 校正器输出电压纹波的频率为 2ω 。于是将式(13)中的波动项 $P_{\text{out}r}(t)$ 表示成相量形式

$$P_{\text{out}r}^{\text{uur}} \approx j2\omega C U_{\text{outDC}} \dot{U}_r^{\text{uu}} \quad (14)$$

根据式(9)、(13)和(14)可得到

$$\dot{U}_r^{\text{uur}} = -\frac{P_{\text{out}}}{2\omega C U_{\text{outDC}}} \quad (15)$$

将输出电压纹波还原成瞬时值表达后,有

$$U_r(t) = -\frac{I_{\text{out}}}{2\omega C} \sin 2\omega t \quad (16)$$

式中 I_{out} 为校正器的平均输出电流,且

$$I_{\text{out}} = \frac{U_{\text{outDC}}}{R_L} = \frac{P_{\text{out}}}{U_{\text{outDC}}} \quad (17)$$

式(16)即为单位功率因数单相 Buck PFC 校正器的输出电压纹波的表达式。

4.2 采用等效电流源法分析校正器的输出电压纹波

单位功率因数单相 Buck PFC 校正器还可以采用图 5 所示的等效电流源电路模型来等效^[5]。

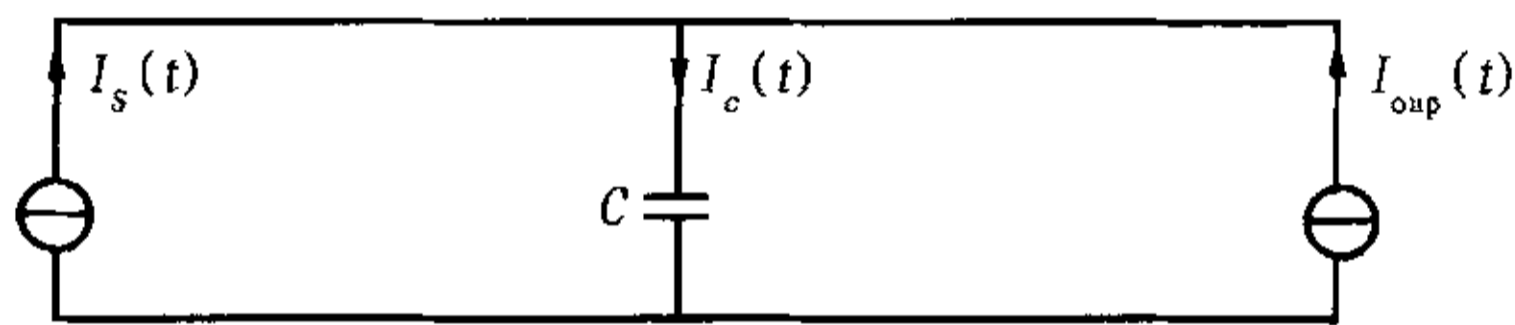


图 5 单位功率因数校正器的等效电流源电路模型

Fig. 5 Equivalent current source model of single-phase Buck PFC

根据式(8),并忽略 $U_r(t)$,则得流入电容器 C 的电流 $I_c(t)$ 为

$$I_c(t) = I_s(t) - I_{\text{out}}(t) \approx I_s(t) - I_{\text{out}} = \left(\frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{outDC}}} - I_{\text{out}}\right) - \frac{P_{\text{in}} \cos 2\omega t}{U_{\text{outDC}}} \quad (18)$$

由式(18)可见,在稳态下 $\frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{outDC}}}$ 须与 I_{out} 相等,

否则电容器 C 上的电压将持续上升 ($\frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{outDC}}} > I_{\text{out}}$)

或持续下降 ($\frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{outDC}}} < I_{\text{out}}$)。因此式(18)成为

$$I_c(t) = -\frac{P_{\text{in}} 2\omega t}{U_{\text{outDC}}} = -I_{\text{out}} \cos 2\omega t = C \frac{dU_{\text{out}}(t)}{dt} \quad (19)$$

于是有

$$U_{\text{out}}(t) = U_{\text{outDC}} + U_r(t) =$$

$$-\int \frac{I_{\text{out}}}{C} \cos 2\omega t dt = -\frac{I_{\text{out}}}{2\omega C} \sin 2\omega t + K \quad (20)$$

显然, $K = U_{\text{outDC}}$, $U_r(t) = -\frac{I_{\text{out}}}{2\omega C} \sin 2\omega t$, 可见得

出的结果与上节相同。

5 输入电流畸变与输出电压纹波的定性关系

上述分析过程中,仅忽略了 $U_r(t)$ 项,这符合纹波相对平均电压很小的实际情况。由式(16)可以看出,在输入单位功率因数的情况下,单相 Buck PFC 电路存在频率是输入电压频率的 2 倍的输出电压纹波,其振幅正比于校正器的输出电流,反比于输入电压频率和输出平滑电容的大小,其初始相位与输入电压的初始相位相差 180° ,若要降低输出电压纹波振幅,可以加大输出平滑电容的容量或增大输出电压反馈的带宽。增大输出电压反馈的带宽,即在控制系统中引入输出电压纹波,虽然可以改善输出电压质量,但会导致输入电流畸变,增大总谐波含量和降低功率因数,这已被大量实践证明^[6-7]。

因此,对于单相 Buck PFC 电路来说,减小输入电流畸变与抑制输出电压纹波是一对矛盾。到目前为止,在拓扑结构和控制方法上采取的各种措施,都不可能同时实现输入单位功率因数和零输出电压纹波。所以在对功率因数和输出电压纹波要求较高的场合,单相 Buck PFC 电路只能作为预调整器,用于实现输入单位功率因数,而在其后通过级联 DC/DC 变换器的方式降低输出电压纹波。

6 设计实例与仿真

例如设计 1 个 220 V/50 Hz 交流输入,60 V 直流输出,输出功率为 150 W 的高功率因数校正器,可以取开关频率为 100 kHz,开关占空比为 0.2,设校正器效率 η 为 0.9,根据式(19)可得 $L_B = 30 \mu\text{H}$ 。在具体应用电路中,可根据电路效率适当调整电感量(通常 $L < L_B$),以获得准确的输出电压和较高的功率因数。

从图 6 可以看出,输入电流为近似正弦波,有微小畸变产生。

从图 7 可以看出,输入电流的 3 次、5 次谐波及高次谐波已经很小,总 η_{THD} 值约为 7%,计算得到的功率因数为 0.995。

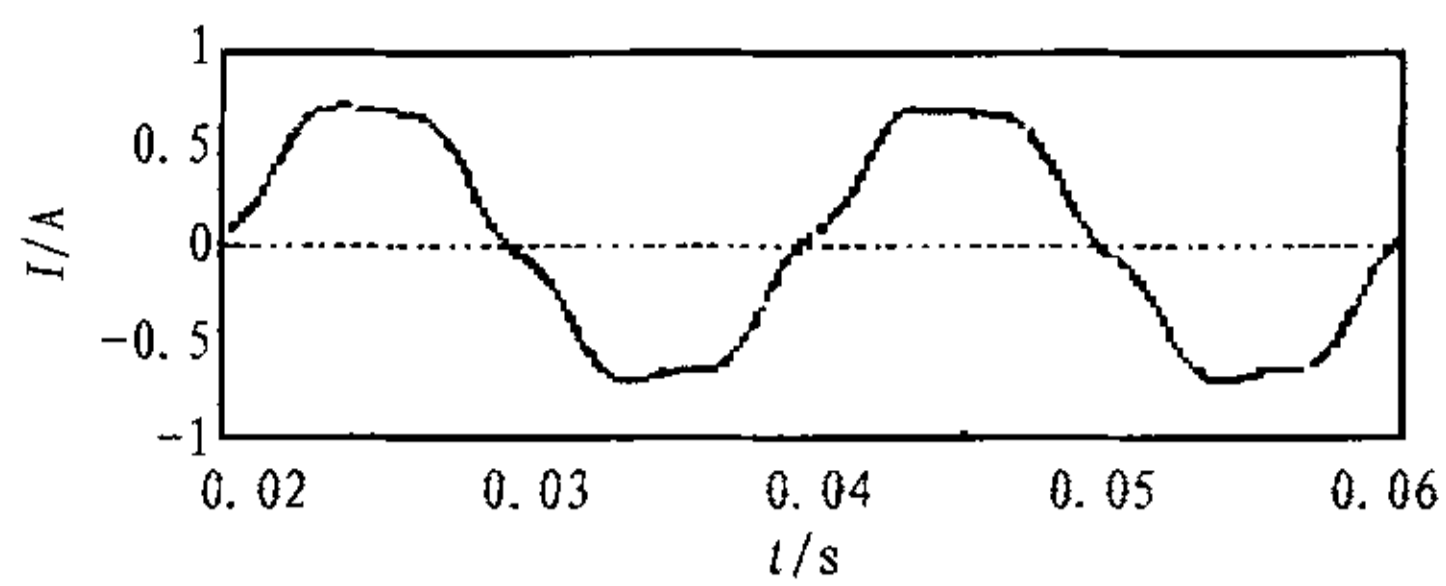


图 6 输入电流的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform of input current

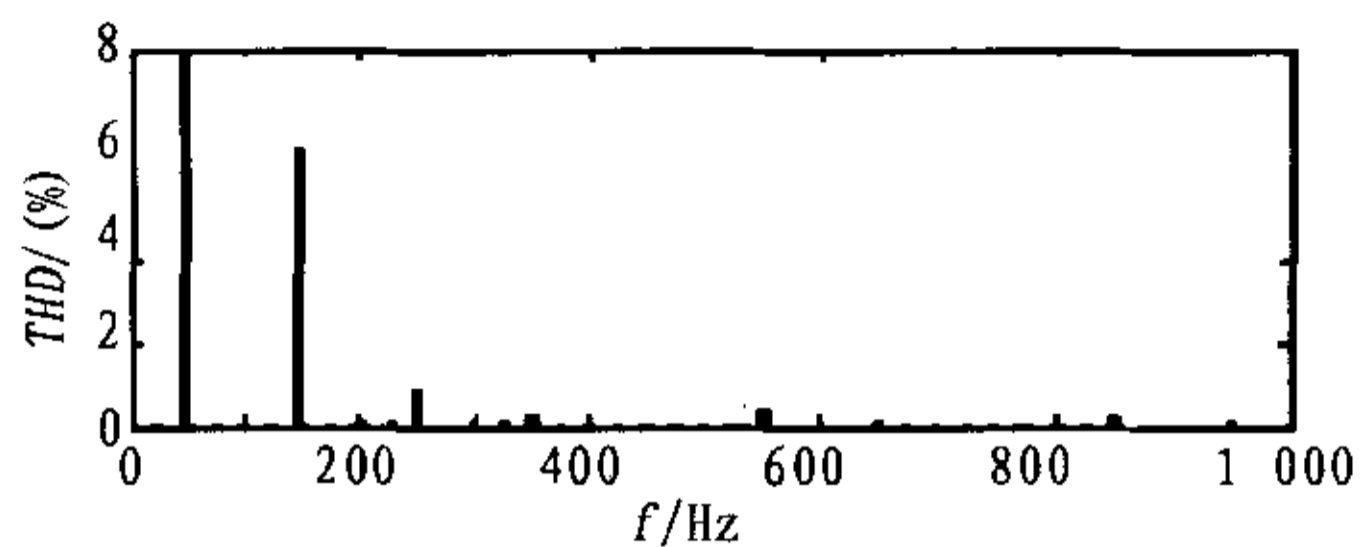


图 7 输入电流的谐波含量

Fig. 7 Harmonic content of input current

7 结束语

本文在单相 Buck PFC 电路的拓扑结构基础上,分析了该电路工作在不连续状态下实现功率因数校正的工作原理,给出该电路在开关周期内的波形和工作方程表达式,及其能够实现功率因数校正的机理;给出了该电路实现功率因数校正的临界条件和临界电感的计算公式;分析了输入电流产生畸变的原因,得出了电流的畸变程度只与开关占空比有关的结论;从能量的角度,对该电路的输出电压纹波进行了深入分析,得出了输入电流畸变与输出电压纹波的定性关系。最后,仿真验证了理论分析的正确性,表明单相 Buck PFC 电路完全可以满足现代通信电源对高功率因数的要求。(Z)

参考文献:

- [1] 常春泉. 通信电源[M]. 北京:国防工业出版社, 2002.
- [2] 王兆安,刘进军. 电力电子装置谐波抑制及无功补偿技术的进展[J]. 电力电子技术, 1997, (4): 100 - 104.
- [3] Liu K H, Lin Y L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous mode Boost converters[M]. IEEE PESC 1989 Records. USA: IEEE, 1989.
- [4] Sebastian. J, Cobos. J. A, Gi. P, et al. The Determination of the Boundaries between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC to DC Converters Used as Power Factor Preregulators[M]. IEEE PESC1992 Records. USA: IEEE, 1992.
- [5] 蔡宣三,龚绍文. 高频功率电子学——直流—直流变换部分[M]. 北京:科学出版社, 1993.
- [6] Rajagopalan J. High Performance Control of Singlephase Power Factor Correction Circuit Using a Discrete Time Domain Control Method. IEEE PESC 1995 Records [M]. USA: IEEE, 1995.
- [7] Williams J B. Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter[M]. IEEE PESC 1989 Records. USA: IEEE, 1989.

冷 春(1982 -),女,辽宁辽阳人,硕士研究生,主要研究方向为通信系统中关键技术的研究与应用。

赵凤俭(1979 -),男,辽宁阜新人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子技术应用。

赵玉明(1979 -),男,辽宁朝阳人,硕士研究生,主要研究方向为电子与自动化技术应用。

Research of single-phase Buck PFC in communication power source

LENG Chun¹, ZHAO Feng-jian², ZHAO yu-ming³

(1. Department of the Electronics and Information Engineering, Liaoning Technical University, Hulu-dao 125105, China;

2. Department of the Electrics Engineering, Liaoning Technical University, Fuxin 123000, China;

3. Beijing China Coal Mine Engineering Co., Ltd., Beijing 100013, China)

Abstract: The topology circuit configuration and operation principle are researched when single-phase Buck converter works as PFC in DCM condition, and the critical condition of the topology circuit as PFC and the formula of critical inductor are introduced, then these research provide engineering design with technical support. The reason why input current becomes abnormal and the main factor that influences the abnormality degree are analyzed. The output voltage ripple is analyzed respectively by power matching method and equivalent current source circuit method, and the quality relation between input current abnormality and output voltage ripple is summarized. At last, the simulation results confirm the validity of the analysis, which indicate that the single - phase Buck PFC could satisfy the high power factor demand of modern communication source.

Key words: single-phase Buck PFC; critical condition; critical inductor; input current abnormality; output voltage ripple