

高功率因数交-直 Buck-Boost 变流器的分析

宋平岗 赵 莉

(电气工程系)

摘 要 提出了与普通整流器不同,具有 Buck-Boost 环节的高功率因数变流器¹⁹通过控制工作在非连续传导模式下的变流器,可使交流侧获得正弦波电流,且功率因数达到 1;通过分析,得出了功率因数、增益以及纹波系数的计算公式,并通过计算机仿真验证了分析结果¹⁹.

关键词 交-直变流器;Buck-Boost 变流器;非连续传导模式

分类号 TM 461.5

0 引 言

电容输入式整流器已广泛用于开关调节器和逆变器中,这种方式的整流器由于电容的作用,而使整流管工作在脉冲状态下,交流侧电压波形畸变,产生较为严重的谐波干扰和交流侧功率因数过低¹⁹.为了克服这些缺点,可以在整流器的末端再接一个变换器,但仅这样做又使得控制电路复杂,增加了电路的复杂性¹⁹.

另一种方法是使用非连续传导模式下的 Buck-Boost 变流器(简称 B-B 变流器),它可以克服以上不足,使用这种方法,在不增加任何元件的情况下,通过控制变流器,使整流器交流侧的电流为正弦波,并且使基波与电压同相位,功率因数达到 1¹⁹.交流侧可以用一低通滤波器来限制输入电流中的高次谐波¹⁹.

本文给出了此种变流器工作原理的数学描述,并推导出输入功率因数、增益、纹波系数的计算公式¹⁹.

1 电路原理及分析

具有 B-B 变流器环节的交-直变流器的原理图如图 1 所示¹⁹.

在此电路中,包含由 L_1, C_1 构成的输入端低通滤波器,由 $D_1 \sim D_4$ 构成的全波整流器,以及一个 Buck-Boost 变流器,功率 MOSFET 开关 Q 工作在非连续传导模式下(简称 DCM),其开关频率远高于输入电源的频率¹⁹.B-B 变流器的控制电路比较简单,其控制电路原理图如

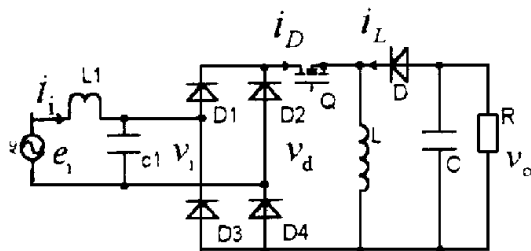


图1 具有B-B变流器环节的交-直变流器原理图

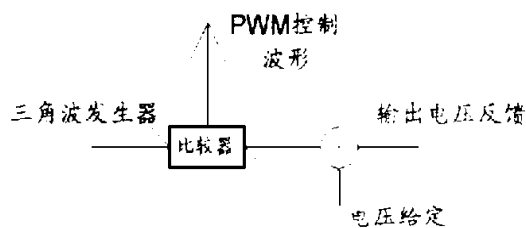


图2 B-B变流器控制电路框图

图2所示¹⁹。

电路工作过程分为3部分:状态1(时间 T^1 内),开关 Q 导通,二极管 D 截止;状态2(时间 T^2 内), Q 截止, D 导通;状态3(时间 T^3 内)¹⁹。为了方便分析,假设器件均为理想器件,开关频率 f_c 远大于 f_i ,在开关周期内输入和输出电压近似不变⁽¹³⁾

1.1 基本方程

假设输入电压 $e_i = E_{ip} \sin \omega t$ 。在DCM状态下,变流器有三种状态,每一种状态下的状态方程如下

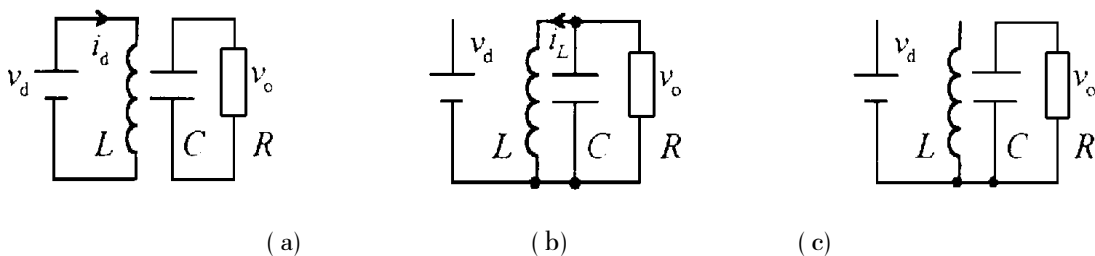


图3 在DCM下,变流器三种状态的等效电路图

状态1(等效电路如图3(a)所示)

$$v_d = L di_d/dt, \quad v_o/R = -C dv_o/dt. \quad (v_d = v_i(t)) \quad (1)$$

方程(1)的近似解为

$$\left. \begin{aligned} i_d(t) &= t v_d(t^1)/L + i_d(t^1); \quad i_d(t^1) = 0, \\ v_o(t) &= \left\{ 1 - t/(CR) + 0.5[t/(CR)]^2 \right\} v_o(t^1). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

状态2(等效电路如图3(b)所示)

$$L(di_L/dt) = -v_o, \quad C(dv_o/dt) = i_L - v_o/R \quad (3)$$

解得

$$\left. \begin{aligned} i_L(t) &= [1 - t^2/(2LC)] i_L(t^2) - t[1 - t/(2CR)] v_o(t^2)/L \\ v_o(t) &= t[1 - t/(2CR)] i_L(t^2)/C + \left\{ 1 - t/(CR) + t^2[1/(C^2 R^2) - 1/LC] \right\} v_o(t^2)/2 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

状态3(等效电路如图3(c)所示)

$$C(dv_o/dt) = -v_o/R. \quad (5)$$

解得

$$v_o(t) = \left\{ 1 - t/(CR) + 1/2 \cdot [t/(CR)]^2 \right\} v_o(t^3) \quad (6)$$

1.2 变流器的等效电路

漏极电流 i_o 是一锯齿形状,它的峰值电流 I_{o1} 正比于 v_d ,从方程(1)可得

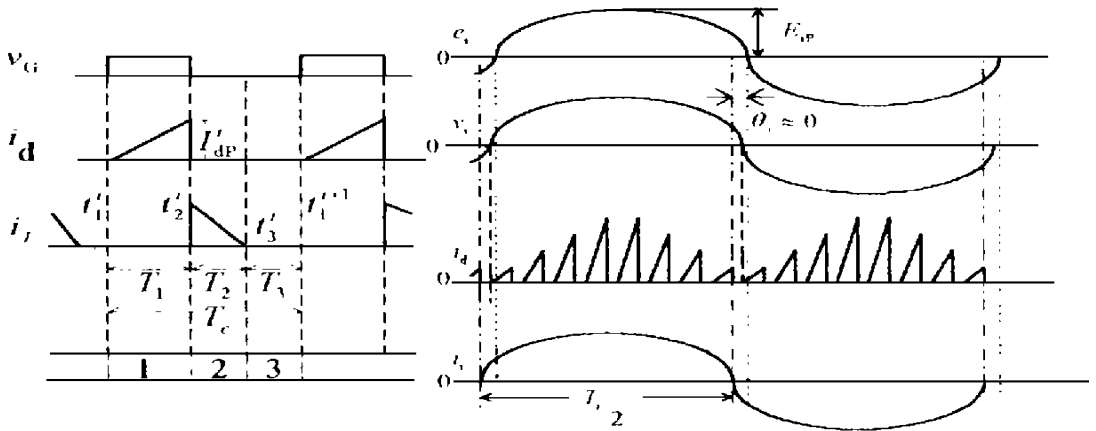


图4 电压和电流的波形

$$I'_{dp} = T_1 v_d(t) / L \quad (7)$$

通过富里叶展开式,漏极电流 i_d 为

$$i_d = v_d / Z_c + i_{ch} \quad (8)$$

其中

$$Z_c = 2L T_c / T_1^2 = \omega L \backslash (\pi D_1)^2 \quad (9)$$

$$i_{ch} = \frac{v_d}{\pi \omega L} \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin(m \omega t + \theta_m) \quad (10)$$

$$D_1 = T_1 / T_c; A_m = \frac{a_{cm}^2 + b_{cm}^2}{m^2}; \theta_m = \arctan(a_{cm} / b_{cm}); \omega = 2\pi / T_c;$$

$$a_{cm} = \theta_{cm} \sin \theta_{cm} + \cos \theta_{cm} - 1; b_{cm} = \sin \theta_{cm} - \theta_{cm} \cos \theta_{cm}; \theta_{cm} = m \omega T_1.$$

从式(8)可以看出,B-B变流器在DCM的等效电路如图5所示¹⁹.它由一输入阻抗 Z_c 和电流源 i_{ch} 组成⁽¹³⁾从图5和式(9),我们可以得到: Z_c 是一纯电阻,它正比于 $1/D_1^2$ 和 ωL ,与负载无关, i_d 包括平均电流 v_d / Z_c 和纹波电流 i_{ch} ⁽¹³⁾

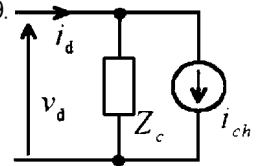


图5 等效电路

将图5的等效电路运用到图1所示的AC-DC变流器中,可以得出图1的等效电路如图6(a)所示⁽¹³⁾

图6中的 i_{ch} ,由式(10)的 i_{ch} 将 v_d 用 v_i 代替⁽¹³⁾假设 $Z_c \gg m \omega L_1, 1 / m \omega C_1$,图6(a)可以由2个电流替代:一个是基波频率组成的电路,如图6(b);一个是高频成份的电路,如图6(c)⁽¹³⁾

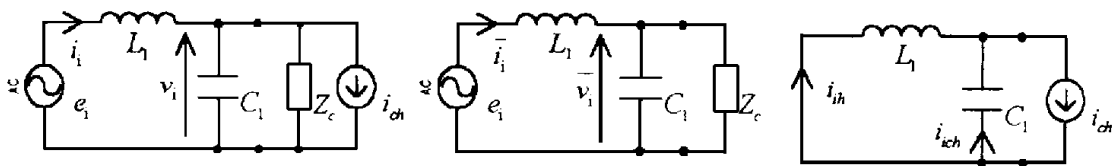
从图6(b)中可以得出平均电压 $\overline{v_i}$ 和平均电流 $\overline{i_i}$ ⁽¹³⁾

$$\overline{v_i(t)} = \frac{E_{ip}}{|h_{i0}|} \sin(\omega t - \theta) \quad (11)$$

$$\overline{i_i(t)} = \left| \frac{h_{i1}}{h_{i0}} \right| \frac{E_{ip}}{Z_c} \sin(\omega t + \theta - \theta) \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} h_{i0} &= 1 - \omega^2 L_1 C_1 + j \frac{\omega L_1}{Z_c} \\ h_{i1} &= 1 + j \omega C_1 Z_c, \quad \theta = \arg h_{i0}, \quad \theta = \arg h_{i1} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中:



(a) AC-DC 变流器

(b) 基波频率电路

(c) 高频成份电路

图 6 输入状态的等效电路

2 输出电压

下面推导在 DCM 下的 B-B 变流器的微分方程^[13]在式(2)、(4)、(6)中,忽略高于 3 次的谐波,可以得到如下等式

$$\frac{v_o(t_i^{i+1}) - v_o(t_i^i)}{T_c} = -\frac{1}{CR} \left[1 - \frac{T_c}{2CR} \right] v_o(t_i^i) + \frac{T_1^i}{2LCT_c} [2T_1 v_d(t_i^i) - T_2^i v_o(t_i^i)] \quad (14)$$

由式(2)、(4)和 $i_L(t_i^i) = 0$, 从式(6)中可以得到

$$T_2^i \approx T_1 [1 + T_1/CR] v_d(t_i^i) / v_o(t_i^i). \quad (15)$$

根据式(14)、(15), 当 $CR \gg T_1$ 时, 有

$$[v_o(t_i^{i+1}) - v_o(t_i^i)] / T_c = -v_o(t_i^i) / CR + T_1^2 v_d^2(t_i^i) / [2LCT_c v_o(t_i^i)]. \quad (16)$$

上式可近似为

$$dv_o/dt = -v_o(t) / (CR) + v_d^2(t) / [CZ_c v_o(t)], \quad (17)$$

整理上式得

$$0.5 dv_o^2/dt + v_o^2(t) / CR = v_d^2(t) / (CZ_c). \quad (18)$$

如果由纹波引起的电压下降值和平均电压 $\bar{v}_i$ 相比足够小, 输入电压 v_d 可近似地等于整流电压 $\bar{v}_i$, 式(11)中 v_d 的富里叶展开式为

$$v_d(t) = V_d [1 - \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos 2m(\omega t - \theta_m)] \quad (19)$$

其中 $a_m = 2 / (4m^2 - 1)$ (13)

由式(19)

$$v_d^2 = V_d^2 \left\{ 1 - 2 \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos 2m(\omega t - \theta_m) + 2 \sum_{m \neq n=1}^{\infty} a_m a_n \cos 2m(\omega t - \theta_m) \cos 2n(\omega t - \theta_n) + \sum_{m=1}^{\infty} a_m^2 \cos^2 2m(\omega t - \theta_m) \right\}, \quad (20)$$

为了简化分析, 忽略上式中的第 3 和第 4 项, v_d^2 近似为

$$v_d^2 \approx V_d^2 \left\{ 1 - 2 \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos 2m(\omega t - \theta_m) \right\}, \quad (21)$$

将式(21)代入式(18), 可以得出

直流解

$$v_{o,DCS}^2 = V_o^2 = RV_{iL}^2 / Z_c, \quad (22)$$

交流解

$$v_{o, \text{ACSM}}^2 = - \frac{2V_o^2}{1 + (m\omega CR)^2} a_m \cos 2m(\omega t - \theta - \theta_o/2m). \quad (23)$$

从式(22), (23), 得到式(18)中的稳态解

$$v_{os}^2 = v_{o, \text{ocs}}^2 + v_{o, \text{aACSM}}^2 = V_o^2 \left\{ 1 - 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{a_m \cos 2m(\omega t - \theta - \theta/2m)}{1 + (m\omega CR)^2} \right\}. \quad (24)$$

进一步, 从式(22), (24) 中可得到

$$V_o = \frac{R/Z_c V_d}{D_1} = \frac{\pi R}{\omega L} V_d, \quad (25)$$

电压增益为

$$V_o/V_d = D_1 \frac{\pi R}{\omega L}.$$

$$v_{os} = V_o \left[1 - 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{a_m \cos 2m(\omega t - \theta - \theta/2m)}{1 + (m\omega CR)^2} \right], \quad (26)$$

其中 $\theta = \arctan m\omega CR$.

从式(25), 可以看出 V_o 正比于导通比 D_1 和 B-B 变流器的输入平均电压 V_d 在 DCM 运行方式下, 导通期内 L 中存储的能量在截止期内, 转移到负载 R , 因此从能量平衡, 有

$$V_d^2/Z_c = V_o^2/R \quad (27)$$

从这个方程式中, 同样可以得到式(25) (13)

式(25)中, B-B 变流器(负载为 R , DCM 状态下) 直流等效电路, 可以由一个理想的直流

变压器表示, 其变比为 $1: \sqrt{R/Z_c}$ 如图 7 所示(13)

用 $I_o = V_o/R$ 来替代(25) 式中的 R , 有

$$V_o = V_d^2/(Z_c I_o) = I_d V_d/I_o = \pi/(\omega L) [(D_1 V_d)^2/I_o] \quad (28)$$

其中 $I_d = V_d/Z_c$

电路输出功率

$$P_o = V_o I_o = \frac{\pi}{\omega L} (D_1 V_d)^2 \quad (29)$$

上式表明, P_o 与 R 无关, 只要 D_1 为常数时, P_o 就为常数(13)

式(26) 表明输出电压 v_o 包含工频的 $2m$ 次纹波成份, 纹波成份的第 2 项当 $m \geq 2$ 时可以忽略(13)实际上 $m\omega CR \gg 1$, 因此式(26) 可简化为

$$v_{os} \approx V_o \left[1 - \frac{4 \cos 2(\omega t - \theta - \theta/2)}{3(1 + (\omega CR)^2)} \right] \quad (30)$$

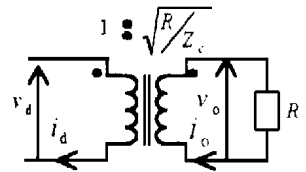


图 7 DC 等效电路

3 输入功率因数、输入和输出纹波系数

观察式(12) 中的电压 e_i 和平均电流 $\bar{i}_i$ 的相位差 $\theta = \theta_1 - \theta_2$, 功率因数 $PF = \cos \theta$ 为

$$PF = |1 + j\omega C_1 Z_c \{ 1 - [\omega/\omega_c]^2 - 1/[\omega C_1 Z_c]^2 \}|^{-1}, \quad (31)$$

其中 $\omega_c = (L_1 C_1)^{-1/2}$ (13)

如果 $\omega \ll 1/(C_1 Z_c) \ll \omega$, 则上式可近似为

$$PF \approx [1 + (\omega C_1 Z_c)^2]^{-1/2} \quad (32)$$

从上式可以看出, 当 C_1 和 Z_c 减少时, PF 变大⁽¹³⁾进一步, 若有如下关系式 $\omega \ll 1/(C_1 Z_c) \ll \omega$, 则上式近似为 $PF \approx 1$ ⁽¹³⁾减少 $C_1 L_1$ 的值使 $PF = 1$, 输入电流 i_i 的纹波成份变大, 从图(6)和式(10)可以得到输入纹波电流 i_{ih} 和电容纹波电流 i_{ich} 分别为

$$i_{ih} = \sum_{m=1}^{\infty} I_{chm} \sin(m\omega t + \theta), \quad (33)$$

$$i_{ich} = \sum_{m=1}^{\infty} (m\omega/\omega)^2 I_{chm} \sin(m\omega t + \theta - \pi), \quad (34)$$

其中

$$I_{chm} = A_m \bar{v}_i \sqrt{[1 - (m\omega/\omega)^2] \pi \omega L}. \quad (35)$$

上2式表明 i_{ih} 和 i_{ich} 的峰值可由 $\bar{v}_i$ 来调整⁽¹³⁾这里, 为了得到输入电流 i_i 的纹波系数, 假定输入电压 $e_i = E_i$ 为直流, 则 $\bar{v}_i = E_i$, 且当 $m=1$ 时, 从式(35)可以得出 i_{ih} 的峰值电流变为 $2I_{ch}$ ⁽¹³⁾进一步, 从图6的等效电路中可以得出 $i_i = I_i = E_{DC}/Z_c$ 代入(35), 可以推出

$$\gamma_i = |2I_{ch1}/I_i| = |2A_1| / \{ [1 - (\omega/\omega)^2] (\pi \omega L)^2 \} \quad (36)$$

为使 γ_i 较小, 必须选择 $\omega \gg \omega$ ⁽¹³⁾

输出电压纹波系统数可以从式(30)中得到, 输出电压最大值 $V_{o,max}$ 和最小值 $V_{o,min}$ 分别为:

$$V_{o,max} = V_o \sqrt{1 + 4/[3 - 1 + (\omega CR)^2]}, \quad V_{o,min} = V_o \sqrt{1 + 4/[3 - 1 - (\omega CR)^2]}. \quad (37)$$

因此, 纹波系数

$$\gamma_{v_o} = (V_{o,max} - V_{o,min}) \approx 4/(3\omega CR). \quad (38)$$

另一方面, 电压式全整流器的纹波系数

$$\gamma_{con} \approx \pi/(\omega CR), \text{ 比较 } \gamma_{con} \text{ 和 } \gamma_{v_o} \text{ 有 } \gamma_{v_o} = 4\gamma_{con}/(3\pi) \approx 0.4\gamma_{con} \quad (39)$$

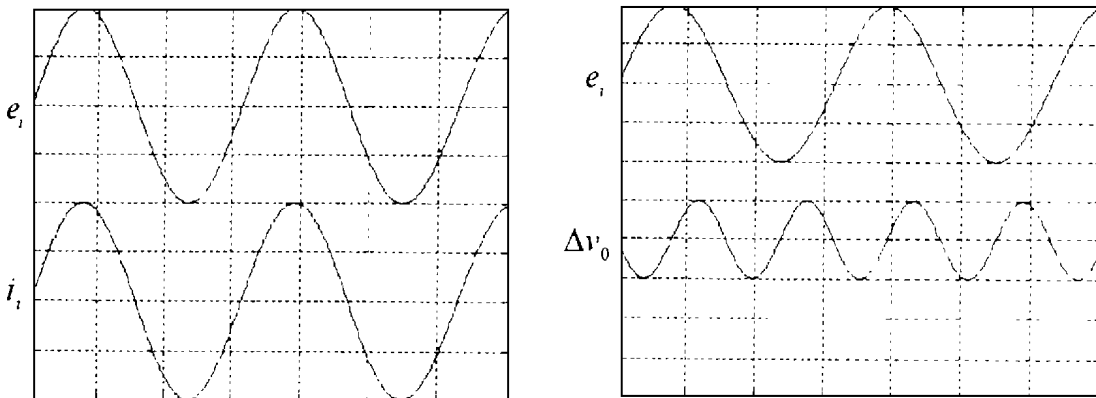


图8 输入电压和输入电流及纹波波形图

式(39)表明, 相同电容 C 和负载 R 的情况下, 使用 $B-B$ 变流器电路的纹波系数仅是电压

全波整流器的纹波系数的一半还小^[13]

4 验证及仿真结果

实验及仿真都验证了以上分析^[13]图 8 表示了输入电压与电流、输入电压与纹波的波形图^[13]
 e_i :输入电压, i_i :输入电流基波, Δu_o :输出电压纹波^[13]仿真结果与分析吻合^[13]

5 结论

本文对在 DCM 下带有 B-B 变流器的 AC-DC 变流器的稳态进行分析^[13]这里描述的交直变流器能在交流侧产生一正弦波电流,且输入功率因数为 1,电路结构比较简单^[13]交流器的输出功率独立于负载为常数^[13]

参 考 文 献

- 1 何希才,汪云霞.现代电力电子技术.北京:国防工业出版社,1996
- 2 林渭勋.电力电子技术基础.北京:机械工业出版社,1990
- 3 程仁杰.功率电子学.成都:成都电讯工程学院出版社,1989

Analysis of High Power Factor AC-DC Buck-Boost Converter

Song pinggang Zhao li

(Electrical Engineering Department)

Abstract This paper presents an analysis of a AC-DC converter with a Buck-Boost converter operating in the discontinuous conduction mode. In this case, the AC-DC converter produces sinusoidal ac current from the ac line with unity power factor and the circuit is simple. From the analysis, the input power factor, input-output voltage, input power factor, input and output ripple are derived.

Key words AC-DC converter; Buck-Boost converter; discontinuous conduction mode