一种减小反激 PFC 储能电容容量的控制方式 A Method to Reduce the Flyback PFC Storage Capacitor Control Mode

陈博洋,李磊,涂芮菘,周一帆 南京理工大学自动化学院,(南京,210094) Chen Boyang, Li Lei, Tu Ruisong, Zhou Yifan Depeartment of Automation, NUST (Nanjing, 210094)

摘 要:DCM Flyback PFC 变换器主要应用于中小功率场合,具有开关管零电流开通、二极管无反向恢复、PF 高等优点。在电力电子得到广泛应用的今天,限制设备功率密度提高的往往是无源器件。本文推导了 DCM Flyback PFC 变换器在开关周期内的导通时间及工频周期内的输入电流表达式,并提出一种变占空比的控制方法,可以在 PF 不小于 0.9 的情况下,满足相同输出电压纹波并使变换器的储能电容减小为原来的 65.6%,大大提高了设备的功率密度。最后,用 Saber 搭建了一个 200W 仿真模型,验证了理论分析的正确性。

关键词: 功率因数校正 储能电容 变占空比 功率密度

Abstract: DCM Flyback PFC converter is mainly used in medium and low power applications, having such advantages as zero-current turning on of switch, no reverse recovery of diode and high PF. At the time power electronics widely used today, passive components volume limits the improvement of power density. This paper derives the expressions of the switching turn-on time and the input current of DCM Flyback PFC converter, and based on which, a variable duty control is proposed so as to make the energy storage capacitor reduce to the original 65.6% at the same voltage ripple level while PF is not less than 0.9. The simulation results from a 200W universal input prototype are given to verify the effectiveness of the analysis.

Keywords: Power factor correction, Energy storage capacitor, Variable duty control, Power density [中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 04-0025-05

1 引言

在电力电子得到广泛应用的今天,高频化、小型化是其 发展趋势。电力电子装置运行过程中,带来的大量谐波注入公 共电网,严重影响了电网的供电质量和其他设备的正常工作。 为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,满足国际组织制 定的谐波标准 IEC61000-3-2,需要采用功率因数校正(PFC) 变换器来加以抑制。

反激 PFC 变换器相较于同类 PFC 具有输入输出隔离、器件少、结构简单、成本低等优点,是最常用的有源功率因数校正(APFC)变换器之一。而根据反激 PFC 变换器开关管关断期间副边二极管电流是否持续导通,又可将其工作模式分为连续导通模式(CCM)、临界导通模式(CRM)、断续导通模式(DCM)。

其中, DCM Flyback PFC 具有控制简单、单位功率因数 校正、无反向恢复电流、反馈环路稳定、响应快等优点,一 般在中小型场合比较适用。

2 DCM Flyback PFC 变换器的工作原理

图 1 是 Flyback PFC 变换器主电路。为了分析方便,作如 下假设:① 所有器件均为理想元件;② 输出电压纹波与其直 流量相比很小;③ 开关频率远高于输入电压频率。



研究与设计 Research and Design

图 2 给出了 DCM Flyback PFC 变换器在一个开关周期中的电感电流与磁通变化波形。



图 2 DCM 模式工作模态

当Q_b导通时,副边反向二极管截止。此时变压器的端电 压为v_g,其电流 i_p由零开始以v_g/L_m的斜率线性上升,磁通 **¢** 线性增加,能量储存在变压器中。Q_b关断时,变压器副边电 压迅速上升,直至其电压高于储能电容电压时,副边开始导通。 副边电感电流I_s线性下降至零,变压器存储的能量转移到副边。 由于工作在 DCM 模式,电感电流下降至零后经过一段死区, 重新开始下一个开关周期。

在半个工频周期内,假设输入电压为 *v_{in}(t)= V_msin(ωt)*,则 在一个开关周期内,流经整流桥的电压瞬时值为:

$$V_{\rm g}(t) = V_{\rm m} |\sin(\omega t)| \tag{1}$$

其中: V_m和ω分别为输入交流电压的幅值和角频率。 一个开关周期内的输入电流峰值可表示为:

$$i_{\rm pk}(t) = \frac{V_{\rm m} \left| \sin(\omega t) \right|}{L_{\rm p}} DT_{\rm s}$$
⁽²⁾

其中: *L*_p为原边激磁电感, *D*为占空比, *T*_s为开关周期。 由式(1)可以推出一个开关周期内的输入电流平均值为:

$$i_{av}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{pk}(t) \cdot D$$

= $\frac{V_{m} \cdot D^{2} \cdot |\sin(\omega t)|}{2 \cdot L \cdot f}$ (3)

其中: f。为开关频率。

而一个工频周期内的输入电流有效值可表示为:

$$I_{\rm rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{\rm av}^2 \cdot dt}$$
(4)

由式(1),式(3)带入可求得半个工频周期内理想输 入功率为:

26 | The World of Power Supply Apr 2015

$$P_{\rm in} = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} v_{\rm in}(t) \cdot i_{\rm av}(t) \cdot dt$$
$$= \frac{D^2 \cdot V_{\rm m}^2}{4 \cdot L_{\rm p} \cdot f_{\rm s}}$$

进一步带入(4),可以得到理想情况下的功率因数表达式为:

$$PF = \frac{P_{\rm in}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{\rm m} \cdot I_{\rm rms}} = 1 \tag{6}$$

(5)

33次谐波对输入功率脉动的影响

因为PFC变换器在一个工频周期内的输入功率是脉动的, 而输出功率是平稳的,故瞬时输入功率与瞬时输出功率并不 平衡,而储能电容的作用为平衡瞬时脉动功率。如果输入输 出瞬时功率平衡,则储能电容大小为零。则若通过一定的控 制方式,在输入电流中注入一定量与基波电流初始相位相同 的3次谐波,可以抵消一部分脉动功率,即

$$i_{in3}(t) = I_1 \sin(\omega t) + I_3 \sin(3\omega t)$$

= $I_1(\sin(\omega t) + I_3^* \sin(3\omega t))$ (7)

其中: I_1 为输入电流基波的幅值大小, I_3 为输入电流与基波同相位的3次谐波的幅值大小, I_3^* 为输入电流3次谐波关于基波的标幺值。

此时变换器的功率因数为:

$$PF' = \frac{1}{\sqrt{1 + I_3^*}}$$
(8)

而根据 Energy Star 标准规定, 商业照明供电设备的功率 因数应不低于 0.9。在此情况下,可以求得所注入 3 次谐波的 幅值为基波的 48.4%。

假设变换器为单位效率,则注入3次谐波后,在半个工 频周期内地输入平均功率为:

$$P_{\text{in3}} = P_{\text{o}} = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_{0}^{\frac{T}{2}} v_{\text{in}}(t) \cdot \dot{i}_{\text{in}}(t) \cdot dt$$

$$= \frac{V_{\text{m}}I_{1}}{2}$$
(9)

以此为基准功率,可以求得注入3次谐波后的瞬时功率 的标幺值为:

$$p_{in3}^{*}(t) = \frac{v_{in}(t)i_{in3}(t)}{P_{o}}$$

$$= 2\sin(\omega t) \cdot (\sin(\omega t) + I_{3}^{*}\sin(3\omega t))$$
(10)

而采用定占空比控制时,工作于 DCM 模式的反激 PFC 的瞬时输入功率的标幺值为:

$$p_{in1}^{*}(t) = \frac{v_{in}(t)i_{in}(t)}{P_{o}} = 2\sin^{2}(\omega t)$$
(11)

 p_{in1}^* 与 p_{in3}^* 如图3所示。



图 3 输入功率的标幺值

当 $p_{in1}^{*}(t) > 1$ 时,储能电容 C_{o} 充电;当 $p_{in1}^{*}(t) < 1$ 时, 储能电容 C_{o} 放电。假设从 $\omega t=0$ 时开始,定占空比控制和注 入 3 次谐波的变占空比控制下的 $p_{in}^{*}(t)$ 波形与I的第一个交 点对应的时间轴坐标为分别为 ωt_{1} 和 ωt_{2} ,则 C_{o} 在半个工频周 期内存储的最大能力标幺值(基准值为工频周期内的输出能 量)分别为:

$$\Delta E_{1} = \frac{2}{T} \cdot 2 \int_{0}^{t_{1}} \left[1 - p_{in1}^{*}(t) \right] dt \Delta E_{3} = \frac{2}{T} \cdot 2 \int_{0}^{t_{2}} \left[1 - p_{in3}^{*}(t) \right] dt$$
(12)

根据电容储能的计算公式,该最大能量标幺值又可以表示为:

$$\Delta E_{1} \approx \frac{\frac{1}{2}C_{o1}(V_{o} + \frac{V_{o1}}{2})^{2} - \frac{1}{2}C_{o1}(V_{o} - \frac{V_{o1}}{2})^{2}}{P_{o}T/2}$$

$$= \frac{2C_{o1}V_{o}\Delta V_{o1}}{P_{o}T}$$

$$\Delta E_{3} \approx \frac{\frac{1}{2}C_{o3}(V_{o} + \frac{V_{o3}}{2})^{2} - \frac{1}{2}C_{o3}(V_{o} - \frac{V_{o3}}{2})^{2}}{P_{o}T/2}$$

$$= \frac{2C_{o3}V_{o}\Delta V_{o3}}{P_{o}T}$$
(13)

可得:

$$\Delta V_{o1} = \frac{2P_{o}}{C_{o1}V_{o}} \int_{0}^{t_{1}} \left[1 - p_{in1}^{*}(t) \right] dt$$

$$\Delta V_{o3} = \frac{2P_{o}}{C_{o3}V_{o}} \int_{0}^{t_{2}} \left[1 - p_{in3}^{*}(t) \right] dt$$
(14)

当纹波要求相同时,带人 $t_1 = \frac{\pi}{4}$, $t_2 = \frac{\pi}{6}$,联立式(12),

式 (13),式 (14),可以求得:
$$\frac{C_{o1}}{C_{o3}} = 1.52$$
(15)

即注入3次谐波时,在相同纹波要求下储能电容容量仅为原来的65.6%。

4 变占空比控制的实现

将注入3次谐波后的电流式(7)带入式(3),可以得到:

$$D = \sqrt{\frac{2L_{p} \cdot f_{s} \cdot 2P_{o}(\sin(\omega t) + I_{3}^{*}))}{V_{m}^{2}\sin(\omega t)}}$$
(16)

设

$$D_{\rm o} = \frac{2\sqrt{L_{\rm p}f_{\rm s}P_{\rm o}}}{V_{\rm m}} \tag{17}$$

则

$$D = D_{o} \cdot \sqrt{1 + I_{3}^{*} (3 - 4\sin^{2}(\omega t))}$$
(18)

由于该式实现比较复杂,需要多个乘法器和开方电路, 因此有必要将其简化。

为方便起见, 令 $y = |\sin(\omega t)|$, 则有:

$$D_{y} = D_{0} \cdot \sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y^{2})}$$
(19)

根据泰勒级数展开公式,将该函数在 y=y。处展开:

$$D_{y} = D_{0} \cdot \left\{ \sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})} - \frac{4I_{3}^{*}y_{0}}{\sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})}} (y - y_{0}^{2}) + \dots \right\}$$

(20)

忽略高次项,仅取上式的前两项来拟合,那么拟合的占 空比为:

$$D_{y} = D_{0} \cdot \left\{ \sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})} - \frac{4I_{3}^{*}y_{0}}{\sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})}} (y - y_{0}^{2}) \right\}$$
$$= D_{0} \left\{ \frac{1 + 3I_{3}^{*}}{\sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})}} - \frac{4I_{3}^{*}y_{0}y}{\sqrt{1 + I_{3}^{*}(3 - 4y_{0}^{2})}} \right\}$$
$$= D_{1} \cdot (1 + 3I_{3}^{*} - 4I_{3}^{*}y_{0}y)$$

(21)

其中:
$$D_1 = D_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + I_3^* (3 - 4y^2)}}$$

下面以 PF 不小于 0.9 为例,讨论如何选择合适的展开点 y_0 。前面的分析已经得到 $I_3^* = 0.484$,将其带入式(21)中,有:

$$D_{y_{1}\text{fit}} = D_{1} \cdot \left\{ 2.452 - 1.936 y_{0} y \right\}$$
(22)

世界 2015/04 | 27

|研|究|与|设|计| Research and Design ——

将式(22)带入式(3),可得:

$$\dot{i_{in3}}(t) = \frac{V_{\rm m} \left| \sin(\omega t) \right|}{2L_{\rm p} f_{\rm s}} D_1^2 \cdot \left\{ 2.452 - 1.936 y_0 y \right\}^2$$
(23)

假设变换器为单位效率,变换器的平均输入功率为:

$$P_{\rm in} = P_{\rm o} = \frac{2}{T} \int_{\rm o}^{\rm T} v_{\rm in}(t) \cdot i_{\rm in}(t) \cdot dt$$

= $\frac{1}{\pi} \int_{\rm o}^{\pi} \frac{V_{\rm m}^2 \sin^2(\omega t)}{L_{\rm p} f_{\rm s}} D_{\rm l}^2 (2.452 - 1.936 y_{\rm o} y)^2 d(\omega t)$

(24)

$$\begin{aligned}
\mathbf{PF} &= \frac{P_{\text{in}}}{\sqrt{2}V_{\text{m}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi}(\dot{l}_{\text{in3}}(t))^{2}d(\omega t)}} \\
&= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\int_{0}^{\pi} \sin^{2}(\omega t)(2.452 - 1.936y_{0}\sin(\omega t))^{2}d(\omega t)}{\sqrt{\int_{0}^{\pi} \sin^{2}(\omega t)(2.452 - 1.936y_{0}\sin(\omega t))^{4}d(\omega t)}}
\end{aligned}$$
(25)

即 PF 大小与展开点 *y=y*。有关,下面讨论如何选取合适的 *y*。,以使 PF 值最大程度接近 0.9。

根据式(25)得出图4所示。 可得当 y₀=0.77时, PF=0.901。 将其带入式(22)得出占空比:

$$D_{\rm y_{fit}} = \frac{1.752\sqrt{L_{\rm p}f_{\rm s}P_{\rm o}}}{V_{\rm m}} \cdot \left\{ 2.452 - 1.491 |\sin(\omega t)| \right\}$$
(26)



图 4 PF 与 y₀ 的选取

5 控制电路

如图所示,整流后的输入电压经过 R_1 和 R_2 分压得到 $v_A = k_l V_m |sin(\omega t)|$,其中 k_1 为电压采样系数, R_3 , R_4 ,D,C₁构 成峰值采样电路,可得 $v_B = v_z = k_2 \cdot V_m$;经过运放环节,电压可 表示为 $v_x = k_3 v_{ref} - k_4 v_A$ 。

输出电压经过 *R*₁₁, *R*₁₂ 分压, 经过 PI 调节得到 *v*_y; 经过乘 法电路,所得的信号可以表示为:

$$v_{\rm EA} = \frac{v_{\rm y} \cdot (k_3 v_{\rm ref} - k_1 k_4 V_{\rm m} \sin(\omega t))}{k_2 V_{\rm m}}$$
(27)

28 | The World of Power Supply Apr 2015

VEA 环节与高频锯齿波比较得到 PWM 信号。



图 5 控制电路

6 仿真验证

为了验证上述理论分析,在 Saber 搭建了一个仿真模型, 其主要参数如表 1。

表 1 仿真模型主要参数

输入电压:	90V
输出电压:	15V(±0.75V)
输入电压频率:	50Hz
最大输出功率:	200W
开关频率:	100Hz

由分析可得,按照定占空比控制所得到的储能电容容量为 C₂=14.15mF



图 6 定占空比控制下的电压电流波形

而经过变占空比控制的主功率电路,在实现相同纹波大小的情况下,储能电容容量的选取只有定占空比控制时的65.6%。

