

反激式变换器 DCM 与 CCM 模式的分析与比较

孟建辉, 刘文生

(大连交通大学, 辽宁 大连 116028)

摘要: 反激式变换器有两种工作模式, 一种是不连续导通工作模式(DCM), 另一种是连续导通工作模式(CCM)。文中在分析其工作原理的基础上, 通过推导计算两种模式下主要参数的大小, 从不同的方面来分析二者的优缺点, 进而得出相关的结论。

关键词: 反激式变换器; 不连续导通工作模式; 连续导通工作模式

中图分类号: T M 461.5

文献标识码: A

The Analysis and Comparison between Discontinuous Conduction Mode and Continuous Conduction Mode of Flyback Converter

M ENG Jian-hui, LIU Wen-sheng

(Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: There are two modes in flyback converter, one is the discontinuous conduction mode (DCM), and the other is the continuous conduction mode (CCM). Before analyzing the basis of flyback converter and calculating the main parameter of two modes, this paper analyzes the advantages and disadvantages of DCM and CCM from different aspects, some interrelated conclusions are given at last.

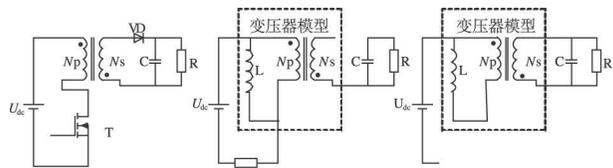
Key words: flyback converter; DCM; CCM

0 引言

反激变换器是 Buck-boost 变换器的隔离模式, 它主要被用在小功率的各类开关电源中, 其主要优点是结构简单, 成本较低。在实际应用中, 反激变换器又经常被设计成不连续导通模式(DCM 模式)和连续导通模式(CCM 模式), 以满足所实现开关电源的最佳性能。两种模式各有优缺点, 因此如何根据自己设计的反激式开关电源的情况选择合适的导电模式, 是本文要着重探讨的问题。

1 反激式开关电源的简化模型

图 1 是理想反激变换器和它的等效电路图^[1], 在一个开关周期内共有两个不同的工作阶段, 各阶段的工作原理如下。



(a) 原理图; (b) 阶段 1 的等效电路; (c) 阶段 2 的等效电路

图 1 理想反激变换器和它的等效电路图

(1) 阶段 1: 储能模式 $t_0 \sim t_1$ 。该模式从开关管 T 导通开始到其关断结束。一旦 T 导通, 输入电压直接加于变压器一次侧。二极管 VD 则因反偏而截止。此时变压器一次的励磁电感储能, 负载由电容 C 提供能量。

(2) 阶段 2: 传能模式 $t_1 \sim t_2$ 。该模式从开关管 T 关断开始, 到下一个周期到来时结束。一旦开关管 T 被关断, 因励磁能量不能突变, 将使 VD 正向导通。电感能量传递到二次侧向负载供电, 并补偿电容在前一间隔损失的能量。

在上面的分析中, 若二次绕组电流在下一个周期开始前已经下降到零, 则电路工作于 DCM 模式; 反之, 则电路工作于 CCM 模式。两种模式下变压器初级和次级绕组的电流波形如图 2 所示。

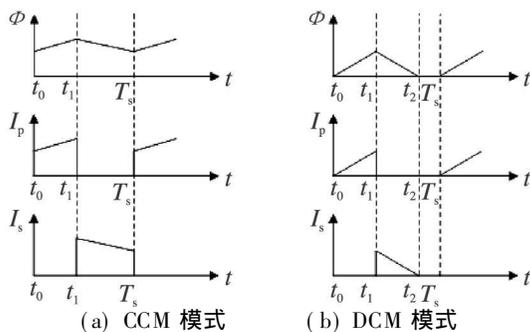


图 2 单端反激变换器工作波形

2 DCM 与 CCM 模式反激变换器的比较

2.1 两种模式下相关参数的计算

下面通过将一个 30 W 的反激式开关电源分别用

收稿日期: 2010-06-23

作者简介: 孟建辉(1987-), 男, 河南扶沟县人, 大连交通大学电力电子与电力传动专业硕士研究生, 研究方向: 功率变换技术及应用。

刘文生(1961-), 男, 大连交通大学电气信息学院教授, 研究方向: 电力牵引与电力传动。

DCM 模式和 CCM 模式来进行设计, 比较其相关参数的大小。

具体的设计参数如下: 输出功率 $P_o = 300 \text{ W}$, 输出电压 $U_o = 12 \text{ V}$, 开关频率 $f = 50 \text{ kHz}$, 初级最小直流输入电压 $U_{dc} = 210 \text{ V}$, 初级最大直流输入电压 $U_{dc(\max)} = 365 \text{ V}$ 。

(1) DCM 模式

在开关管导通期间, N_p 电压恒定, 电流线性增加, 斜率为 $di/dt = (U_{dc} - 1)/L_p$, 其中考虑开关管的压降为 1 V , L_p 是初级电感量。在导通结束时, 初级电流 $I_p = (U_{dc} - 1)T_{on}/L_p$ 。此时变压器存储的能量为

$$E = \frac{L_p(I_p)^2}{2} \quad (1)$$

则, 一个周期 T 内的输入功率为

$$P_{in} = \frac{\frac{1}{2}L_p(I_p)^2}{T} = \frac{[(U_{dc} - 1)T_{on}]^2}{2TL_p} \approx \frac{(U_{dc}T_{on})^2}{2TL_p} \quad (2)$$

从式(1), 式(2)可以看出, 为了保持输出的恒定, 应使 $U_{dc}T_{on}$ 保持恒定。并且最大导通时间 T_{on} 出现在输出电压最低的时候, 即 $U_{dc(\min)}$ 。此时 $I_p = U_{dc(\min)}T_{on}/L_p$ 。假设开关电源的效率 $\eta = 80\%$, 则有

$$P_{in} = 1.25P_o = \frac{1.25U_o^2}{R_o} = \frac{\frac{1}{2}L_p I_p^2}{T} = \frac{(U_{dc}T_{on})^2}{2TL_p} \quad (3)$$

则

$$U_o = U_{dc}T_{on} \sqrt{\frac{R_o}{2.5TL_p}} \quad (4)$$

若忽略漏感尖峰并设整流管压降为 1 V , 则直流输入电压最大时开关管的最大电压为^[2]

$$U_{ms(\max)} = U_{dc(\max)} + \frac{N_p}{N_s}(U_o + 1) \quad (5)$$

其中, 参数的选择应使 $U_{ms(\max)}$ 尽量小, 以保证即使有 $0.3U_{dc}$ 的漏感尖峰叠加至 $U_{ms(\max)}$, 对开关管的极限值仍留有 30% 的裕度。假定实用额定值为 700 V 的 MOSFET, 假设开关管的最大关断电压应力 $U_{ms(\max)}$ 为 520 V , 则

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{ms(\max)} - U_{dc(\max)}}{U_o + 1} = \frac{520 - 365}{12 + 1} = 12 \quad (6)$$

假设开关管和整流二极管的正向导通压降均为 1 V , 根据伏秒法则有

$$(U_{dc(\min)} - 1)t_{on} = (U_o + 1)\frac{N_p}{N_s}t_r \quad (7)$$

式中, t_r 是次级电流降为零所需的时间。

为了保证电路工作于不连续模式, 必须设定死区时间 T_{dc} , 而一般最大导通时间与次级电流降为零所需的时间之和不超过整个周期的 80% 。即

$$t_{on} + t_r = 0.8T \quad (8)$$

联立式(6)、(7)可得

$$t_{on} = \frac{(U_o + 1)(N_p/N_s)(0.8T)}{(U_{dc(\min)} - 1) + (U_o + 1)(N_p/N_s)} \quad (9)$$

则

$$t_{on} = \frac{(U_o + 1)(N_p/N_s)(0.8T)}{(U_{dc(\min)} - 1) + (U_o + 1)(N_p/N_s)} = \frac{13 \times 12 \times 0.8 \times 20 \times 10^{-6}}{209 + 13 \times 12} = 6.82 \mu\text{s} \quad (10)$$

初级电感为

$$L_p = \frac{R}{2.5T} \left(\frac{U_{dc(\min)}T_{on}}{U_o} \right)^2 = \frac{4.8}{2.5 \times 20 \times 10^{-6}} \left(\frac{210 \times 6.82 \times 10^{-6}}{12} \right)^2 \mu\text{H} = 1367.46 \mu\text{H} \quad (11)$$

由上面的推导可知初级电流为

$$I_p = \frac{U_{dc(\min)}T_{on}}{L_p} = \frac{210 \times 6.82 \times 10^{-6}}{1367.46 \times 10^{-6}} \text{ A} = 1.05 \text{ A} \quad (12)$$

次级电流三角波峰值为

$$I_s = (N_p/N_s)I_p = 12 \times 1.05 \text{ A} = 12.57 \text{ A} \quad (13)$$

(2) CCM 模式

同样假设开关管和整流二极管的正向导通压降均为 1 V , 根据伏秒法则有

$$(U_{dc(\min)} - 1)T_{on} = (U_o + 1)\frac{N_p}{N_s}T_{off} \quad (14)$$

又 $T_{on} + T_{off} = T$, 故有

$$U_o = \left[\frac{(U_{dc(\min)} - 1)(N_s/N_p)(T_{on}/T)}{1 - T_{on}/T} \right] - 1 \quad (15)$$

代入已知数据, 可得 $(t_{on}/T) = 0.43$, 即 $t_{on} = 8.60 \mu\text{s}$, $t_{off} = 11.40 \mu\text{s}$

输出功率等于输出电压与次级电流脉冲乘积的平均值。而次级电流 I_{csr} 等于次级电流上升斜坡的中间值, 有如下关系式:

$$P_o = U_o I_{csr} \frac{T_{off}}{T} = U_o I_{csr} (1 - T_{on}/T) \quad (16)$$

则

$$I_{csr} = \frac{P_o}{U_o(1 - T_{on}/T)} \quad (17)$$

代入已知数据得次级峰值电流为

$$I_{csr} = \frac{P_o}{U_o(1 - T_{on}/T)} = \frac{30}{12 \times (1 - 0.47)} \text{ A} = 4.31 \text{ A} \quad (18)$$

又 $P_o = 0.8P_{in}$, 初级电流 I_{cpr} 等于初级电流上升斜坡的中间值, 则有如下关系式

$$P_{in} = 1.25P_o = U_{dc} I_{cpr} \frac{T_{on}}{T} \quad (19)$$

则

$$I_{cpr} = \frac{1.25P_o}{U_{dc}(T_{on}/T)}$$

代入已知数据得初级峰值电流为

$$I_{qpr} = \frac{1.25P_o}{U_{dc(min)}(T_{on}/T)} = \frac{1.25 \times 30}{176 \times 0.47} A = 0.43 A \quad (20)$$

当电路处于连续模式的最小值时, 则对应于最小输出功率 $P_{o(min)}$ 的 $I_{qpr(min)}$ 为

$$I_{qpr(min)} = \frac{dI_p}{2} = \frac{1.25P_{o(min)}}{U_{dc(min)}(T_{on}/T)} \quad (21)$$

即

$$dI_p = \frac{2.5P_{o(min)}}{U_{dc(min)}(T_{on}/T)} \quad (22)$$

而对应于最小直流电压, 斜坡斜率 dI_p 的值为 $dI_p = (U_{dc(min)} - 1)T_{on}/L_p$, 则初级电感为

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{(U_{dc(min)} - 1)T_{on}}{dI_p} \\ &= \frac{(U_{dc(min)} - 1)(U_{dc(min)})(T_{on})^2}{2.5P_{o(min)}T} \end{aligned} \quad (23)$$

式中, $P_{o(min)}$ 是最小额定输出功率。

初级电感量为

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{(U_{dc(min)} - 1)(U_{dc(min)})(t_{on})^2}{2.5P_o T} \\ &= \frac{175 \times 176 \times (9.40 \times 10^{-6})^2}{2.5 \times 30 \times 20 \times 10^{-6}} \mu H \\ &= 2164.07 \mu H \end{aligned} \quad (24)$$

2.2 分析与比较

首先, 根据上面的计算值可以列表 1。

表 1 DCM 与 CCM 两种模式下相关参数的比较

	DCM 模式	CCM 模式
初级电感/ μH	1367.46	2164.07
初级峰值电流/A	1.05	0.43
次级峰值电流/A	12.57	4.31

下面从几个方面来讨论两种模式的优缺点。

(1) 功率元器件的选择

在开关电源元器件的选择方面, 功率器件的选择是比较重要的, 这其中包括 MOSFET 的选择和二极管的选择。从上面的计算中可以看到在 DCM 模式下, 初级电流和次级电流的大小是 CCM 模式下的两倍多, 大的峰值电流需要电流应力比较高的 MOSFET 和二极管, 这样势必会增加元器件的成本, 因此如果从功率元器件的选择方面来进行比较的话, 选择 CCM 模式会比 DCM 模式占优势。

(2) 变压器体积

一般情况下, 在反激式开关电源中, 变压器的体积大小直接影响到开关电源体积的大小。因此可以通过分析两种模式下变压器的体积来得出不同模式对开关电源体积大小的影响。下面通过对两种模式下变压器的铁心窗口面积与截面积的乘积进行对比, 看不同模式下变压器的铁心窗口面积与截面积的乘积是否差别很大。

CCM 模式铁心窗口面积与截面积的乘积公式为^[3]:

$$W_a A_c = \frac{P_{o \max} \frac{1-D_{\min}}{1-D_{\max}} (\sqrt{1-D_{\min}} + \sqrt{D_{\max}}) F(\lambda)}{B_m J K f \eta_l} \times 10^6 \text{ cm}^4 \quad (25)$$

DCM 模式铁心窗口面积与截面积的乘积公式为:

$$W_a A_c = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_{o \max} (\sqrt{1-D_{\min}} + \sqrt{D_{\max}})}{B_m J K f \eta_l} \times 10^6 \text{ cm}^4 \quad (26)$$

式中, W_a 为铁心窗口面积; A_c 为变压器铁心的截面积; $P_{o \max}$ 为功率变换器的最大输出功率; D_{\max} 为满载/低限所对应的最大占空比; D_{\min} 为满载/高限所对应的最小占空比; η_l 为满载/低限所对应的功率级效率; η_h 为满载/高限所对应的功率级效率; B_m 为变压器的最大工作磁密; K 为窗口系数; J 为绕组的电流密度; $F(\lambda) = \frac{1+\lambda/2}{\lambda}$; $\lambda = \frac{\Delta I_m}{I_m}$ 励磁电感电流的纹波系数。

将 CCM 模式和 DCM 模式中的铁心窗口面积与截面积的乘积相比, 可以得到如下关系式。

$$\frac{W_a A_c(\text{DCM})}{W_a A_c(\text{CCM})} = \frac{2(1-D_{\max})}{\sqrt{3}(1-D_{\min})} \frac{1}{F(\lambda)} \quad (27)$$

在假定 $\eta_l = \eta_h$, $\lambda = 0.5$ 时, 有 $F(\lambda) = 2.5$, 则

$$\frac{W_a A_c(\text{DCM})}{W_a A_c(\text{CCM})} = 0.46 \times \frac{1-D_{\max}}{1-D_{\min}} \quad (28)$$

从上面铁心窗口面积与截面积的乘积的比值可以看出, DCM 模式下的反激式变压器要比 CCM 模式下的反激式变压器小很多。

但是在实际应用中, 由于 DCM 模式下的磁密变化幅度比 CCM 模式下的要大, 如图 3 所示, 所以其铁心的铁损也更大。因此在上面铁心窗口面积与截面积的乘积公式的计算时, 对于 DCM 模式, 最大磁密 B_m 的取值必须要更小一些。实际的 DCM 模式下的变压器会比 CCM 模式下的, 但是没有理论公式计算的那么小。

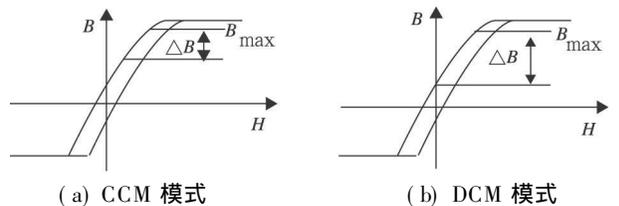


图 3 反激式变换器磁密幅度图

(3) 输出滤波器 LC 的大小

从表 1 可以看出, DCM 模式有较大的次级峰值电流, 开关管关断时刻, 所有的次级大电流流入电容 C , 假设其等效串联电阻为 R_{esr} , 这将产生窄而高的输出电压尖峰 $I_p(N_p/N_s)R_{esr}$ 。而通常来说, 电源是以有效值或峰-峰基值来规定输出电压纹波要求的, 尖峰的宽度通常小于 $0.5 \mu s$ (随时间常数 R_{esr} 不同而不

(下转第 38 页)

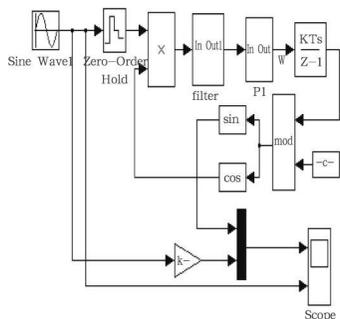


图 4 SPLL 的 Simulink 仿真模型

相位比较图如图 5 所示, 参考信号幅值为 2, 跟踪信号幅值为 1, 由图可知, 该 SPLL 很好地实现了相位跟踪效果。

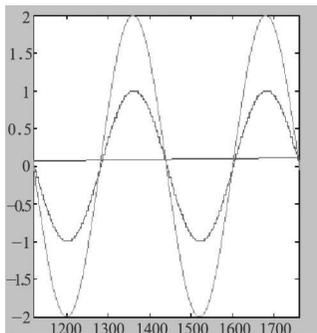


图 5 SPLL 输出信号与参考信号的相位比较图

图 6 是 CCS 的 Graph 窗口截图。该图验证了基于 DSP2407 的软件锁相, 图下方的波形是通过电网电压采样所取得的参考信号, 图上方的波形是根据锁相环程序运算所求得输出信号, 该信号与参考信号

的相位差为 0.45°, 符合设计要求。

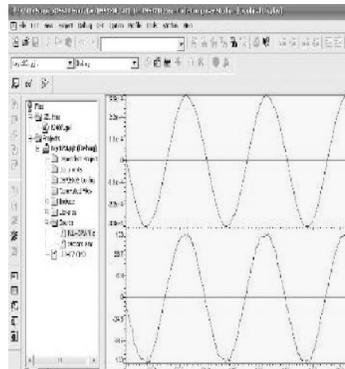


图 6 软件锁相的实现

3 结束语

本文详细介绍了单相 SPLL 算法的确立, 并在 DSP2407 上得以实现, 给出了 SPLL 的 Simulink 仿真及实验结果, 表明了设计思路的正确性。

参考文献:

- [1] Roland E Best. 锁相环设计仿真与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [2] 郭宗光, 杨光明. 锁相环路工作原理[J]. 大庆师范学院学报, 2007, (5): 21-23.
- [3] 刘东华, 杨君, 屈强, 吴涛. 软件锁相环并行化方法研究[J]. 系统仿真学报, 2007, (6): 28-30.
- [4] 解鹏. 一种用于 DSP 时钟系统的锁相环的设计[D]. 湖南大学硕士学位论文, 2004.

(上接第 35 页)

同), 因此这样的高尖峰的有效值很小。当选用大容量输出滤波电容时, 电流很容易满足有效值纹波要求, 但电源会输出危害很大的尖峰电压。因此, 通常要在反激式变换器后面加小型的 LC 滤波器。因为在 DCM 模式下有较高的尖峰电压, 所以需要 LC 值较大的滤波器以达到满足纹波要求的目的。DCM 模式较大容量的 LC 滤波器需要占用较大的体积, 这在一定程度上缩小了反激式开关电源工作在 DCM 模式和 CCM 模式下体积大小的差距。

(4) 从其它方面来分析

除了可以从上面的因素来分析两种模式对开关电源的影响之外, 还可以从损耗以及 EMI 等方面来分析。譬如, 由于 DCM 模式下初级和次级电流都比较大, 同等条件下的损耗会相应的增大, 以至于降低开关电源的效率。

3 结论

通过上面的计算和分析可以看出, CCM 模式的主

要优点是初次级电流比较小, 同等条件下输出性能比较好, 损耗小等; 而缺点主要是变压器体积较大。DCM 模式的主要优点是变压器体积较小; 缺点主要是初次级电流较大, 同等条件下输出性能没有 CCM 模式好, 需要较大 LC 滤波器, 损耗高等。因此, 当设计一个反激式开关电源时, 需要综合考虑多种因素, 折中选择较为合适的工作模式。

参考文献:

- [1] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [2] Abraham I. Pressman. 王志强等, 译. 开关电源设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [3] 张兴柱. 开关电源功率变换器拓扑与设计[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.