

# 浙江大学



## DC/DC 反激式变换器调研报告

专业班级： 电子信息工程 电信 2003

学号：

姓名：

Email 地址：

手机号码：

2022 年 10 月 22 日

## 反激式变换器调研报告

### 摘要:

反激式转换器应用前景广泛,在输入级和输出级之间提供绝缘隔离,是开关电源的一种。本次的调研报告的主要内容是从理论推导和仿真实验两个方面去了解分析反激式变换器工作在 CCM 和 DCM 模式下工作性质的不同。此外,还拓展了反激式变换器的简单应用,了解不同模式的应用场景。

**关键词:** 反激式变换器, CCM, DCM

## The Flyback Converter Research Report

### Abstract:

The flyback converter has a wide range of applications and provides insulation isolation between the input stage and the output stage, and is a type of switching power supply. The main content of this research report is to understand and analyze the difference between the working properties of the flyback converter in CCM and DCM modes from two aspects of theoretical derivation and simulation experiments. In addition, the simple application of the flyback converter is expanded to understand the application scenarios of different modes.

**Key words:** the flyback converter, CCM mode, DCM mode

## 1. 引言

随着时代的发展，社会对于电力电子技术的需求越来越强。电力电子技术依靠电力电子器件实现电能的高效率变换和控制，目前广泛应用于社会的方方面面。其中，DC/DC 技术更是核心技术之一，而报告所探讨的就是应用了 DC/DC 技术的反激式变换器。反激式变换器广泛应用于 AC/DC 和 DC/DC 转换，并在输入级和输出级之间提供绝缘隔离，是开关电源的一种。应用范围包括低功率的开关电源，显像管的高压电源，以及绝缘栅驱动器，具有结构简单，应用广泛的优点。为了更加全面的掌握反激式变换器，本报告从理论分析和 simulink 仿真实验两个方面，探究了反激式变换器 CCM 和 DCM 两种模式下的电路参数性质和电流电压波形，通过分析理论推导和实际仿真得到的数据之间的差距，理解实际应用中反激式变换器的真实性质。此外，本报告还拓展了反激式变换器的实际应用，通过分析实际应用的电路性质和理论知识，巩固印象，加深理解。

## 2. 理论推导

### 2.1. CCM 连续导通模式

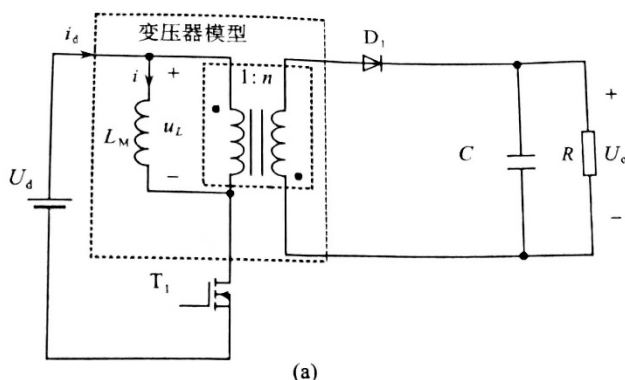


图 1. 反激式变换器电路图

反激式变换器如上，变压器模型是一个简化的等效模型，把变压器等效为一个理想变压器和一个励磁电感 $L_M$ 。在 CCM 下，反激式变换器主要有两个工作状态，分别是 $T_1$ 导通和 $T_1$ 关断。

#### (1) 直流分量的分析<sup>i</sup>

首先讨论 $T_1$ 晶体管导通的情况，直流电源给励磁电感充电，电容放电维持负载

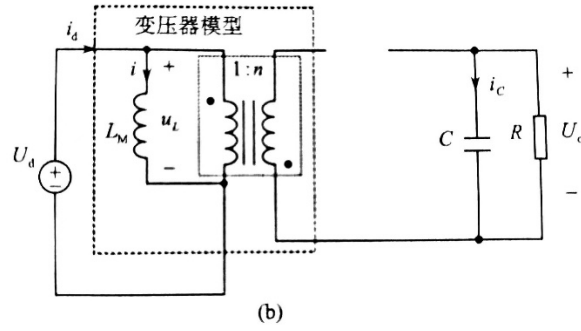


图 2. 晶体管导通等效电路图

两端电压。电感电压 $u_L$ 、电容电流 $i_C$ 和直流电源电流 $i_d$ 为

$$u_L = U_d$$

$$i_C = -\frac{u_o}{R}$$

$$i_d = i$$

当电感电流纹波和电容电压纹波相较于直流分量足够小时，励磁电流 $i$ 和输出电容电压 $u$ 可以分别近似为他们的直流成分 $I$ 和 $U$ ，因此式子可变为‘

$$u_L = U_d$$

$$i_C = -\frac{U_o}{R}$$

$$i_d = I$$

当晶体管处于截止态，二极管导通时，等效电路如下，此时直流电源不再给励磁电感充电，而励磁电感通过变压器给负载端供电，给电容充电，保持负载端

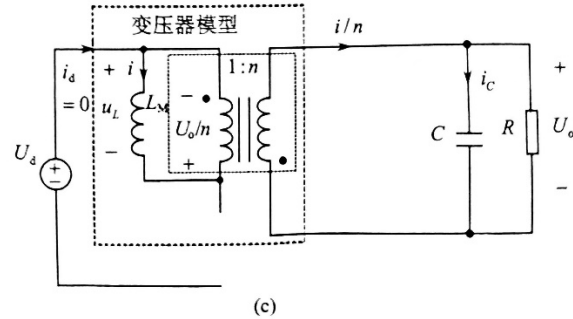


图 3. 晶体管截止态等效电路图

电压的稳定。

原边侧励磁电感电压 $u_L$ 、电容电流 $i_C$ 和直流电源电流 $i_d$ 为，

$$u_L = -\frac{u_o}{n}$$

$$i_C = \frac{i}{n} - \frac{u_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

基于小纹波近似，得

$$u_L = -\frac{U_o}{n}$$

$$i_C = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}$$

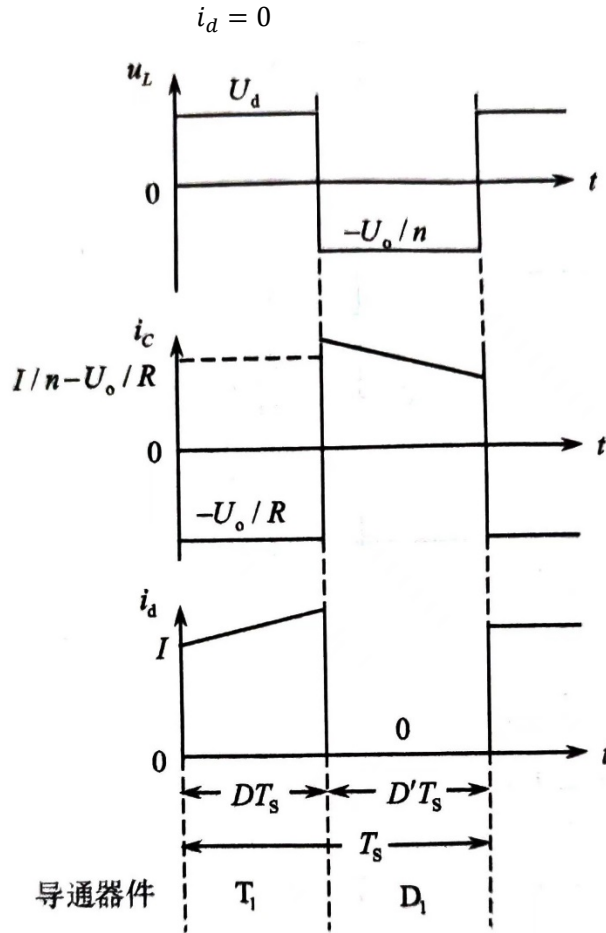


图 4. CCM 时反激式变换器波形

电路达到稳定后，励磁电感电压 $u_L(t)$ ，电容电流 $i_c(t)$ 和直流电源输出的电流 $i_d(t)$ 见图 3。

应用伏秒平衡原理于原边侧励磁电感得，

$$\langle u_L \rangle = D(U_d) + D' \left( -\frac{U_o}{n} \right) = 0$$

解变换比得

$$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = n \frac{D}{D'}$$

再应用电容安秒平衡原理于输出电容 C，得

$$\langle i_c \rangle = D \left( -\frac{U_o}{R} \right) + D' \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) = 0$$

解原边励磁电流的直流成分 I 得

$$I = \frac{nU_o}{D'R}$$

电源电流 $i_d$ 的直流分量为

$$I_d = \langle i_d \rangle = D(I) + D'(0) = DI$$

## (2) 波动量的分析

电路直流分量分析过后开始分析小纹波的分析，晶体管导通，根据电感电压计

算公式有

$$U_L = L \frac{di}{dt}$$

此时，励磁电感两端电压为 $U_d$ ，带入数据可得到

$$U_d = L_M \frac{di}{dt} = L_M \frac{2\Delta i_1}{DT_S}$$

进一步变换得到晶体管导通态**励磁电感电流的增加量**，

$$\Delta i_1 = \frac{U_d DT_S}{2L_M} = \frac{U_d D}{2L_M f_S}$$

得到小纹波后，也可以计算得到峰值电流

$$I_{max} = I + \Delta i = \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2L_M f_S}$$

当晶体管处于截止态时，励磁电感放电，流经电感的电流下降，由公式计算得到

$$\frac{U_o}{n} = L_M \frac{2\Delta i_2}{(1-D)T_S}$$

进一步推导得到**励磁电感电流的波动量**，

$$\Delta i_2 = \frac{U_o(1-D)T_S}{2nL_M} = \frac{U_o(1-D)}{2nL_M f_S}$$

此时也可得到**最小电流**

$$I_{min} = I - \Delta i_2 = \frac{nDU_d}{1-D} - \frac{U_o(1-D)}{2nL_M f_S}$$

当电路达到稳态后，会有电流上升量等于电流波动下降量，即

$$\Delta i_1 = \Delta i_2$$

根据这个公式，也可以得到电压变化比，且结果和伏秒平衡推出的变换比一致，

$$U_o = U_d \frac{nD}{1-D}$$

综上**峰值电流**为，

$$I_{max} = I + \Delta i = \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2L_M f_S} = \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_o(1-D)}{2nL_M f_S}$$

**电流纹波**

$$\Delta i = \frac{U_d D}{2L_M f_S} = \frac{U_o(1-D)}{2nL_M f_S}$$

倘若已知电流纹波，需要求**励磁电感大小**，则可以稍加变换，得到公式

$$L_M = \frac{U_d D}{2\Delta i_1 f_S} = \frac{U_o(1-D)}{2n\Delta i_2 f_S}$$

讨论完了电感电流纹波，再来讨论电容电压纹波，

此时会有两种情况需要具体分析，一种是当 $i_{C_{min}} > 0A$ ，另一种是 $i_{C_{min}} < 0A$ ，下面先分析 $i_{C_{min}} > 0A$ 的情况，另一种情况会在 DCM 模式中讨论电容小纹波时再仔细讨论，

当 $i_{C_{min}} > 0A$ 时，有如下分析

当晶体管导通，二极管截断时，根据电容电流公式 $i_C = C \cdot \frac{du}{dt}$ ，电容两端电压

为负载电压，得到**电容电压波动量**

$$\Delta u_1 = \frac{U_o D T_s}{2RC}$$

因此**电容电压峰峰值**为，

$$U_{max} = U_o + \frac{U_o D T_s}{2RC}$$

当晶体管截断，二极管导通后，流经电容的电流为

$$i_c = \frac{i}{n} - \frac{u_o}{R}$$

忽略电流波动，根据近似得到

$$i_c = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}$$

因此可以推出**电容电压的降低量**，

$$\Delta u_2 = \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2C}$$

**电容电压最小值**为，

$$U_{min} = U_o - \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2C}$$

当电路达到稳态后，会有

$$\Delta u_1 = \Delta u_2$$

由此得到励磁电感的直流电流分量，且发现结果和安秒平衡推出的结果一致

$$I = \frac{nU_o}{(1-D)R}$$

因此，综上得到电容两端**电压峰峰值**为

$$U_{max} = U_o + \frac{U_o D T_s}{2RC} = U_o + \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2C}$$

**电压纹波**为

$$\Delta u = \frac{U_o D T_s}{2RC} = \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2C}$$

倘若**电容大小**未知，而波动量已知，则可根据式子计算得到，

$$C = \frac{U_o D T_s}{2R \Delta u_1} = \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2 \Delta u_2}$$

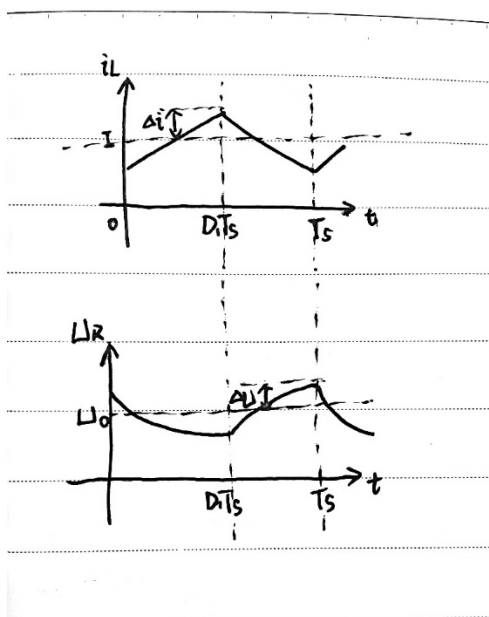


图 5. CCM 时反激式变换器波形

图 4 为励磁电感电流波形和负载两端电压波动波形

### (3) 变压器能量

最后讨论变压器的储能峰值，直流电源在晶体管导通时给励磁电感充电，变压器储能增加，当晶体管关断，励磁电感开始给负载供电时储能达到最大，根据

电感能量公式  $W_L = \frac{1}{2} L_M I^2$  可得

$$W_{Lmax} = \frac{1}{2} L_M I_{max}^2 = \frac{1}{2} L_M \left( \frac{n D U_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2 L_M f_s} \right)^2$$

## 2.2. DCM 断续工作模式

### (1) 直流分量

DCM 为电感电流断续状态，设晶体管打开的占空比为  $D_1$ ，截止后电流尚未断续的占空比为  $D_2$ ，剩下断续的占空比为  $1 - D_1 - D_2$

当晶体管导通时，电感电压  $u_L$ 、电容电流  $i_C$  和直流电源电流  $i_d$  为

$$u_L = U_d$$

$$i_C = -\frac{u_o}{R}$$

$$i_d = i$$

励磁电流  $i$  和输出电容电压  $u$  可以分别近似为他们的直流分量  $I$  和  $U_o$ ,

$$u_L = U_d$$

$$i_C = -\frac{U_o}{R}$$

$$i_d = I$$

当晶体管关断后，电路仍在续流状态时，原边侧励磁电感电压  $u_L$ 、电容电流  $i_C$



和直流电源电流 $i_d$ 为

$$u_L = -\frac{u_o}{n}$$

$$i_C = \frac{i}{n} - \frac{u_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

近似得到,

$$u_L = -\frac{U_o}{n}$$

$$i_C = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

当晶体管关断后, 电路处于断流状态时,

$$u_L = 0$$

$$i_C = -\frac{u_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

近似得到,

$$u_L = 0$$

$$i_C = -\frac{U_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

基于分析, 根据励磁电感两侧的伏秒平衡可得,

$$\langle u_L \rangle = U_d D_1 T_s + \left(-\frac{U_o}{n}\right) D_2 T_s = 0$$

由此推得 DCM 模式中电压变换比,

$$\frac{U_o}{U_d} = n \cdot \frac{D_1}{D_2}$$

再有电容两端得安秒平衡得到,

$$\langle i_C \rangle = -D_1 T_s \frac{U_o}{R} + \left(\frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}\right) D_2 T_s - (1 - D_1 - D_2) T_s \frac{U_o}{R} = 0$$

由此推得励磁电感电流的直流分量为,

$$I = \frac{U_o n}{D_2 R}$$

电源电流 $i_d$ 的直流分量为

$$I_d = \langle i_d \rangle = D_1 I$$

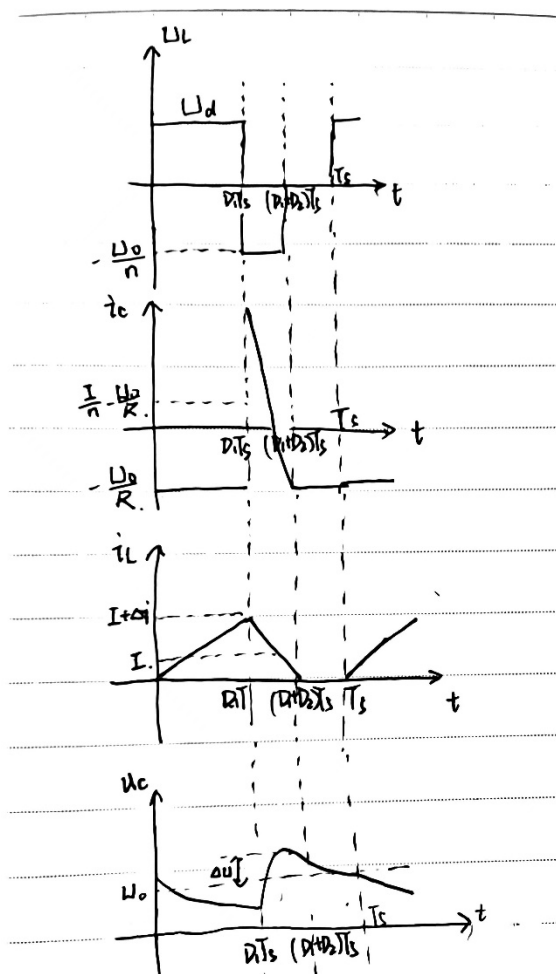


图 6. DCM 时反激式变换器波形

图 5 为 DCM 模式下励磁电感两端电压，电容电流，励磁电感电流和负载电压的波动变化

## (2) 不同工作模式的条件讨论

由电感电压计算公式有  $U_d = L_M \frac{di}{dt}$ ，可以计算得到纹波量

$$\Delta i_1 = \frac{U_d D_1 T_s}{2L_M}$$

因此，工作在连续和不连续导通模式的条件分别为，

$$\begin{cases} I > \Delta i_L, & \text{对于CCM} \\ I < \Delta i_L, & \text{对于DCM} \end{cases}$$

假定变换器工作在连续导通模式，得到  $I$  和  $\Delta i_L$ ，带入以上的关系，得到工作在不连续导通模式的以下条件

$$\frac{nU_o}{D'R} < \frac{U_o D' T_s}{2nL_M}$$

简化得到

$$nK < K_{crit}(D)$$

其中,

$$K = \sqrt{\frac{2L_M f_S}{R}}, \quad K_{crit}(D) = D'$$

也可表示为,

$$nK < K_{crit}(D), \quad \text{对于 DCM}$$

无量纲参数  $K$  是变换器工作在不连续导通模式的趋势的度量,  $K$  值大则导致 CCM,  $K$  值小则导致 DCM

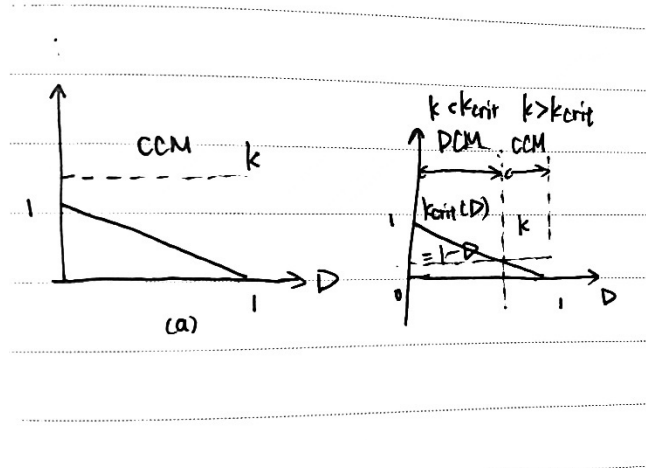


图 7. 反激式变换器  $K_{crit}(D)$  与占空比的关系图

但是用负载电阻  $R$  表示更加自然, CCM 和 DCM 关系如下,

$$\frac{2L_M f_S n^2}{D'^2} = n^2 R_{crit}(D) < R, \quad \text{对于 DCM}$$

$$\frac{2L_M f_S n^2}{D'^2} = n^2 R_{crit}(D) > R, \quad \text{对于 CCM}$$

式中

$$R_{crit}(D) = \frac{2L_M f_S}{D'^2}$$

所以当  $R$  超过临界值时, 变换器会进入不导通模式, 当  $R$  小于临界值时, 变换器会工作在连续导通模式

### (3) 波动量

分析完切换条件, 开始分析波动量

但因为在 DCM 中  $I < \Delta i$ , 所以**峰值电流**为

$$I_{max} = I + \Delta i_1 = \frac{U_d D_1 T_S}{L_M}$$

当晶体管截断后, 电感两端电压为,

$$U_L = -\frac{U_o}{n}$$

同样也可以得到峰值电流,

$$I_{max} = I + \Delta i_2 = \frac{U_o D_2 T_S}{n L_M}$$

电流纹波量  $\Delta i_1 = \Delta i_2$ ,

$$\Delta i = \frac{U_d D_1 T_S}{2 L_M} = \frac{U_o D_2 T_S}{2 n L_M}$$

由波动量相等也可以得到电压变换比, 结果也与根据伏秒平衡推出的结果已一致,

$$\frac{U_o}{U_d} = n \cdot \frac{D_1}{D_2}$$

综上, **电流峰峰值**,

$$I_{max} = \frac{U_o D_2 T_S}{n L_M} = \frac{U_d D_1 T_S}{L_M}$$

倘若需要计算**励磁电感**, 则可通过变换得到

$$L_M = \frac{U_o D_2 T_S}{n I_{max}} = \frac{U_d D_1 T_S}{I_{max}}$$

之后, 再讨论电容两端的电压波动, 在 DCM 模式中, 电容电流会在二极管导通时期回到  $-\frac{U_o}{R}$ , 因此必会一个时刻  $i_C = 0$ , 为了求出电容波动量, 我设  $i_C = 0$  的时间为  $t_1$ , 电流的峰峰值为  $i_{C\_peak}$ , 可以列出方程

$$\begin{cases} i = \frac{i_L}{n} - \frac{U_o}{R} = 0 \\ i_L = \frac{U_o}{n L_M} ((D_1 + D_2) T_S - t), \text{其中 } D_1 T_S < t < (D_1 + D_2) T_S \end{cases}$$

可以求出

$$\begin{cases} t_1 = (D_1 + D_2) T_S - \frac{n^2 L_M}{R} \\ i_{C\_peak} = \frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_S - \frac{U_o}{R} \end{cases}$$

由此, 可以列出公式

$$2C\Delta u_1 = \frac{1}{2} i_{C\_peak} (t_1 - D_1 T_S)$$

可以计算得到**电容电压波的波动量**为

$$\Delta u_1 = \frac{1}{4C} \left( \frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_S - \frac{U_o}{R} \right) \left( D_2 T_S - \frac{n^2 L_M}{R} \right)$$

所以, **电容电压峰峰值**为

$$U_{max} = U_o + \Delta u_1 = \frac{U_o}{R} + \frac{1}{4C} \left( \frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_S - \frac{U_o}{R} \right) \left( D_2 T_S - \frac{n^2 L_M}{R} \right)$$

特殊情况为 CCM 模式中, 有一段时间  $i_C < 0$ , 此时只需要把  $D_2 = 1 - D_1$  带入结果, 也可以得到一样的结果

最后, 再去**求解  $D_2$  的具体数值**, 根据励磁电感电流面积等于直流分量乘周期的电荷守恒, 可以得到

$$\frac{1}{2} (D_1 + D_2) T_S i_{peak} = I \cdot T_S$$

变换方程得到，

$$D_2^3 + D_1 D_2^2 - n^2 K^2 = 0$$

式中，

$$K = \sqrt{\frac{2L_M f_S}{R}}$$

但是式子为三次方程，不方便求解，所以就没有算出具体的 $D_2$ 表达式，不过在分析具体电路时，可以带入具体数值，求解三次方程得到 $D_2$   
最后综上，我们得到电压变换比的公式，

$$M = \begin{cases} n \frac{D}{D'}, & K > nK_{crit} \\ n \frac{D}{D_2}, & K < nK_{crit} \end{cases}$$

(4) 变压器能量

DCM 中，励磁电感在每个周期内都将能量放完，所以根据公式算出电感能量

$$W_{Lmax} = \frac{1}{2} L_M I_{max}^2 = \frac{1}{2} L_M \left( \frac{U_d D_1 T_S}{L_M} \right)^2$$

直流电源在晶体管导通状态给电感充电，提供了如上的能量，励磁电感在晶体管截止后放电，在下一个周期到来前，放光了所冲的能量，所以会有一段时间电感电流为 0A

2.3. CCM 和 DCM 参数的比较

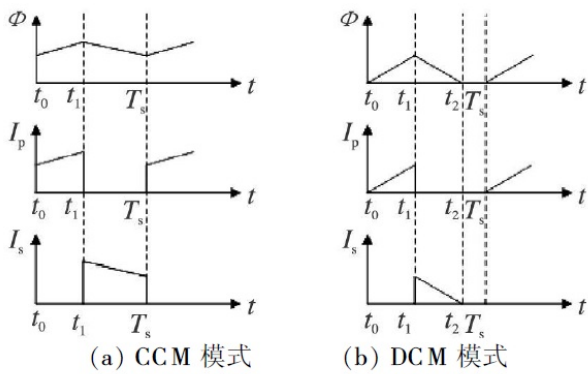


图 8. CCM 和 DCM 波形对比图

	CCM	DCM
电感电流直流分量 I	$I = \frac{nU_o}{D'R}$	$I = \frac{nU_o}{D_2R}$
电压转换比M(D)	$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = n \frac{D}{D'}$	$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = n \cdot \frac{D_1}{D_2}$
电感电流小纹波Δi	$\Delta i_1 = \frac{U_d D T_S}{2L_M}$	$\Delta i_1 = \frac{U_d D T_S}{2L_M}$
电感电流峰峰值I <sub>max</sub>	$I_{max} = \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2L_M f_S}$	$I_{max} = \frac{U_d D_1 T_S}{L_M}$

励磁电感 $L_M$	$L_M = \frac{U_d D}{2\Delta i_1 f_s}$	$L_M = \frac{U_d D_1 T_s}{I_{max}}$
电容电压小纹波 $\Delta u$	$\Delta u_1 = \frac{U_o D T_s}{2RC}$	$\Delta u_1 = \frac{1}{4C} (\frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_s - \frac{U_o}{R} (D_2 T_s - \frac{n^2 L_M}{R}))$
电容电压峰峰值 $U_{max}$	$U_{max} = U_o + (\frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}) \cdot \frac{(1-D)T_s}{2C}$	$U_{max} = \frac{U_o}{R} + \frac{1}{4C} (\frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_s - \frac{U_o}{R} (D_2 T_s - \frac{n^2 L_M}{R}))$
励磁电感储能峰值 $W_{max}$	$W_{Lmax} = \frac{1}{2} L_M I_{max}^2 = \frac{1}{2} L_M (\frac{n D U_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2 L_M f_s})^2$	$W_{Lmax} = \frac{1}{2} L_M I_{max}^2 = \frac{1}{2} L_M (\frac{U_d D_1 T_s}{L_M})^2$

表 1. CCM 和 DCM 各参数对比图

其中 $D_1$ 为晶体管导通的占空比， $D'$ 为 CCM 下晶体管关断的占空比； $D_2$ 为 DCM 下晶体管关断后电感电流大于 0 的占空比；

3. 仿真实验

3.1. CCM 连续电流模式

为了验证之前的推导是否正确，我使用了 simulink 进行仿真。电路图如下，

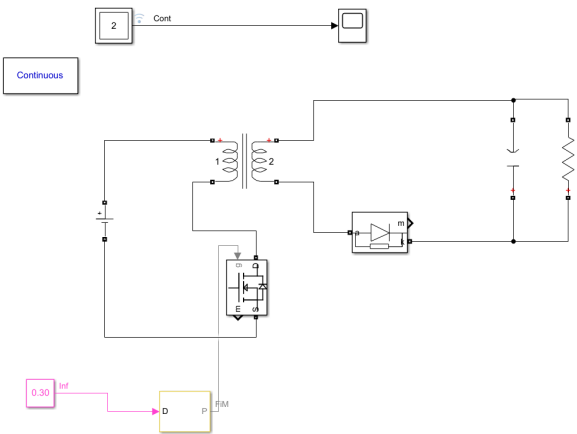


图 9. 反激式变换器仿真电路图

CCM 模式中，我选了如下的参数， $D=0.385$ ， $R=5\Omega$ ， $C=500\mu F$ ，二极管压降为 0.8V，励磁电感为 500 $\mu F$ ，直流电源 24V，开关频率 40KHz，变压器变比 1/3；

### (1) 负载电压和电感电流

在理想情况下，可以计算得到负载电压为

$$U_o = n \frac{D}{1-D} U_d = 5.01V$$

励磁电感电流

$$I = \frac{nDU_d}{D'^2 R} = 0.54A$$

当电路达到稳态后，通过 simulink 仿真得到的波形如下，

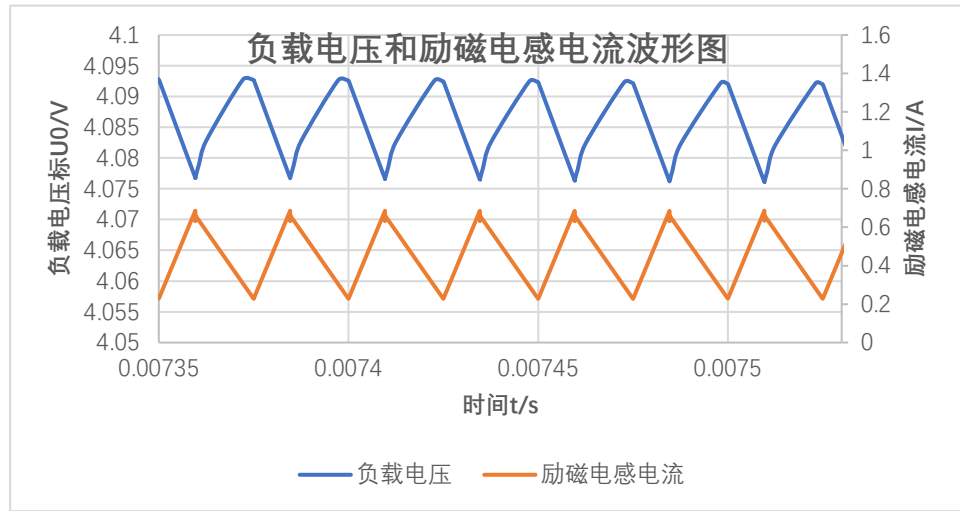


图 10. CCM 负载电压和励磁电感电流波形图

分析数据，得到负载两端直流分量为 4.085V，励磁电感电流的直流分量为 0.485A；

再计算理论中的负载上的电压波动量

$$\Delta u_1 = \frac{U_o D T_s}{2RC} = 0.0096V$$

理论中励磁电感电流的小纹波

$$\Delta i_1 = \frac{U_d D T_s}{2L_M} = 0.231A$$

而实际，计算得到的电压小纹波为 0.0082V，电流的小纹波为 0.203A

理论和实际存在偏差原因较大的原因可能是，二极管导通存在 0.8V 的压降，以及变压器并非理想变压器，其中还有漏感等导致的误差存在。

### (2) 励磁电感电压

之后再来观测励磁电感两端的电压波形，波形如下

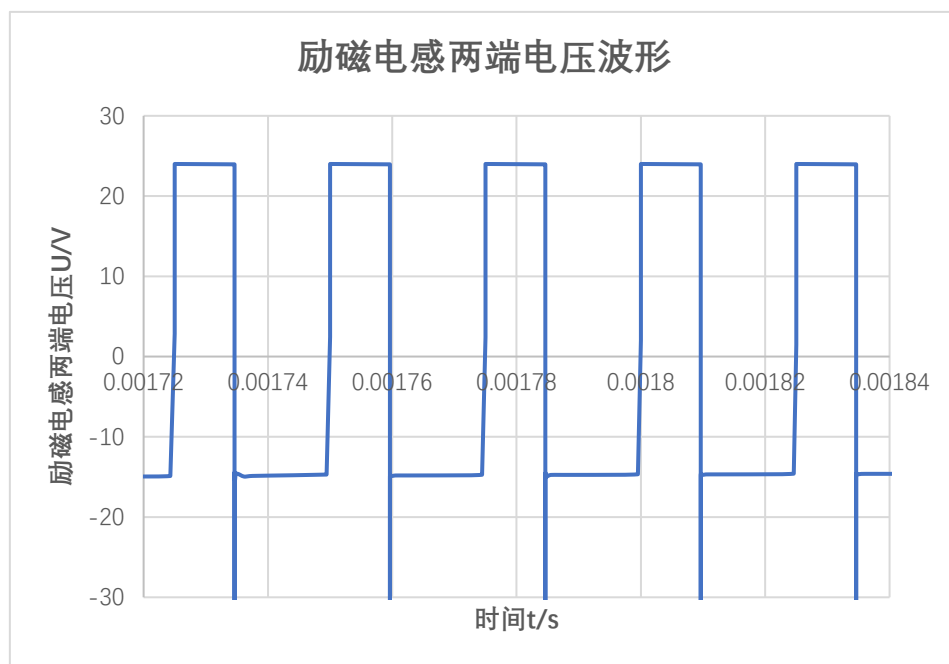


图 11. CCM 励磁电感两端电压波形

根据理论分析，在占空比为 0.385，电源电压为直流 24V 时，

$$-\frac{U_o}{n} = -15V$$

实际上，根据波形的数据可得，

$$-\frac{U_o}{n} = -14.54V$$

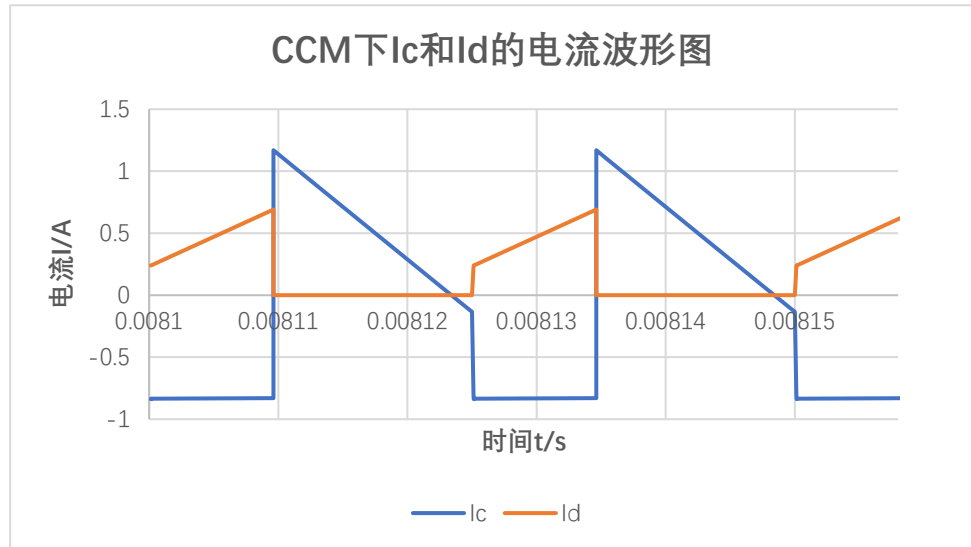
$$V_D = 23.99V$$

发现理论和实际误差较小；但发现实际波形的电压波动量巨大，在晶体管从导通到关断的一瞬间，励磁电感两端电压可能达到巨大的一个电压值，这在实际中可能直接导致变压器损坏，无法正常的继续实验，所以在实际设计电路时，需要注意巨大的电压波动量

### (3) 电容电流和直流电源电流

之后，还测量了电容电流和电源电流的波形图，如下



图 12. CCM 下  $i_c$  和  $i_d$  的电流波形图

通过理论分析，有在晶体管导通时，

$$i_c = -\frac{U_o}{R} = -1.000V$$

在晶体管关断后， $i_c$  的平均值为

$$i_c = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} = 0.620A$$

由仿真数据可测得，在晶体管导通时， $i_c = -0.824A$ ，在晶体管关断后，平均值为 **0.669A**

理论分析时， $i_d$  晶体管导通时平均值为

$$I = 0.540A$$

实际测得

$$I_d = 0.613A$$

此处的误差来源可能是非理想的变压器和二极管较大的导通压降

### 3.2. DCM 断续电流模式

在 DCM 中，我选择了如下的参数：D=0.30，R=10Ω，C=500uF，二极管压降 0.8V，励磁电感 500uF，直流电源电压 24V，开关频率 20KHz，变压器变比 1/3

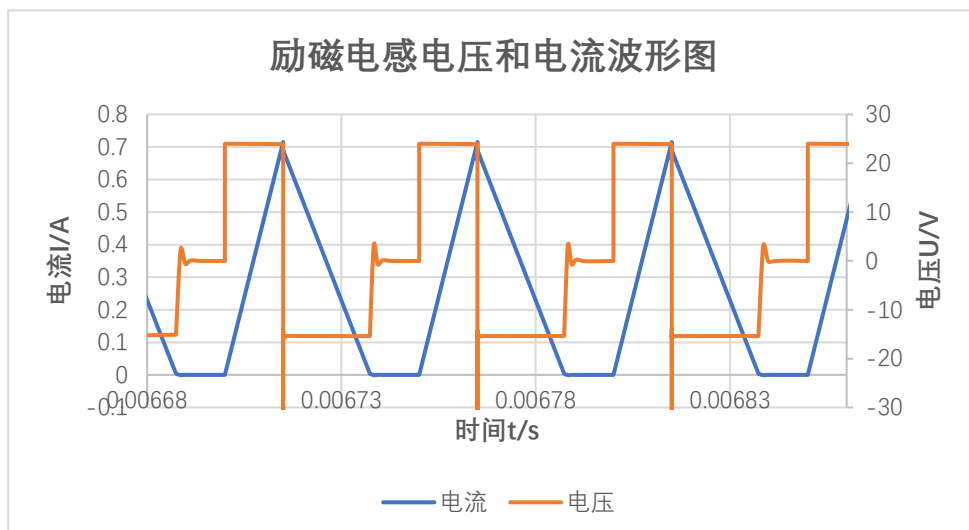


图 13. DCM 下励磁电感电压和电流波形图

### (1) 励磁电感电压和电流

通过理论分析,

$$\frac{2L_M f_s n^2}{D'^2} = n^2 R_{crit}(D) = 4.535\Omega < R = 10\Omega$$

所以可以确定电路此时工作在 DCM 模式中, 在此模式下, 电感电流出现了断续的现象, 见图 11 可以发现, 一个周期内某段时间, 励磁电感电流为 0A, 电压也为 0V

通过理论分析, 可以得到电感电流峰峰值,

$$I_{max} = \frac{U_d D_1 T_s}{L_M} = 0.720A$$

根据实验数据有, 电流峰峰值为 0.715A

然后, 将电路各参数带入去求解 $D_2$ , 根据三次方程解得三根, 舍去虚数跟, 得到

$$D_2 = 0.52$$

而在实际的测量中发现,

$$D_2 = 44.6$$

理论中, 晶体管关断后电感两端电压为

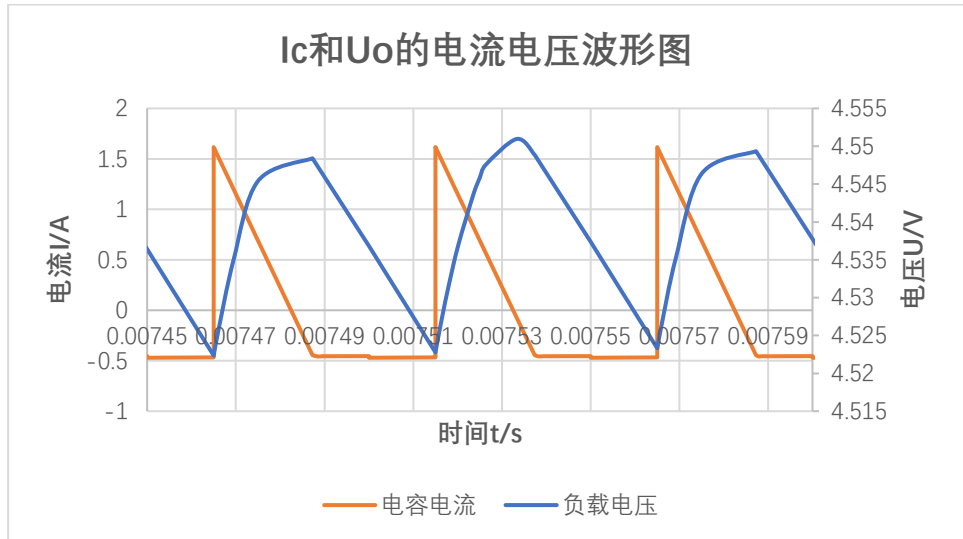
$$U_L = -\frac{U_o}{n} = -U_d \frac{D_1}{D_2} = -13.83V$$

实际测得,

$$\frac{U_o}{n} = 15.32V$$

### (2) 电容电流和负载电压

之后再分析,

图 14. DCM 下  $i_c$  和  $u_c$  的波形图

通过仿真，发现理论波形和实际波形趋势一致，  
理论上负载电压直流分量为

$$U_o = nU_d \frac{D_1}{D_2} = 4.61V$$

实际数据得到的负载直流分量为 4.54V

理论上  $i_c$  的峰峰值为

$$i_{c\_peak} = \frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_s - \frac{U_o}{R} = 1.69A$$

实际上测到的峰峰值为

$$i_{peak} = 1.62A$$

理论中的小纹波为

$$\Delta u_1 = \frac{1}{4C} \left( \frac{U_o}{n^2 L_M} D_2 T_s - \frac{U_o}{R} \right) \left( D_2 T_s - \frac{n^2 L_M}{R} \right) = 0.0173V$$

但实际上的小纹波为 0.02007V

误差存在的原因可能是非理想变压器和存在二极管的导通压降

## 4. 实际应用

### 4.1. MOS 管和二极管电压应力

为了方便分析，所以选择了电路工作在 CCM 模型下的情形，次级整流二极管在晶体管刚导通，二极管刚截止的一瞬间承受的电压应力最大，

$$V_D = nV_d + U_{omax} = nV_d + U_o + \frac{U_o D T_s}{2RC}$$

在实际应用中，要注意选择合适的二极管，保证最大反向击穿电压大于  $V_D$ ，使二极管工作在正常状态

根据仿真，得到如下波形，发现在那一瞬间二极管两端电压确实突增，容易造成器件的损坏

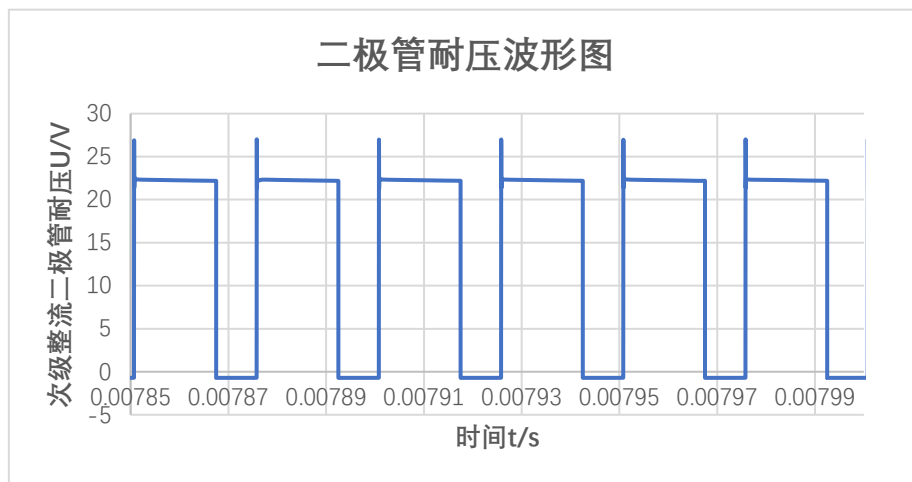


图 15. CCM 下次级整流二极管两端电压波形图

此外，我们还需要考虑原边 MOS 管承受的最大电压，当 MOSFET 即将导通，二极管即将截止的时刻，MOS 管所承受的电压应力为

$$V_{Mos} = V_d + \frac{U_{omax}}{n} = V_d + \frac{U_o + \frac{U_o DT_s}{2RC}}{n}$$

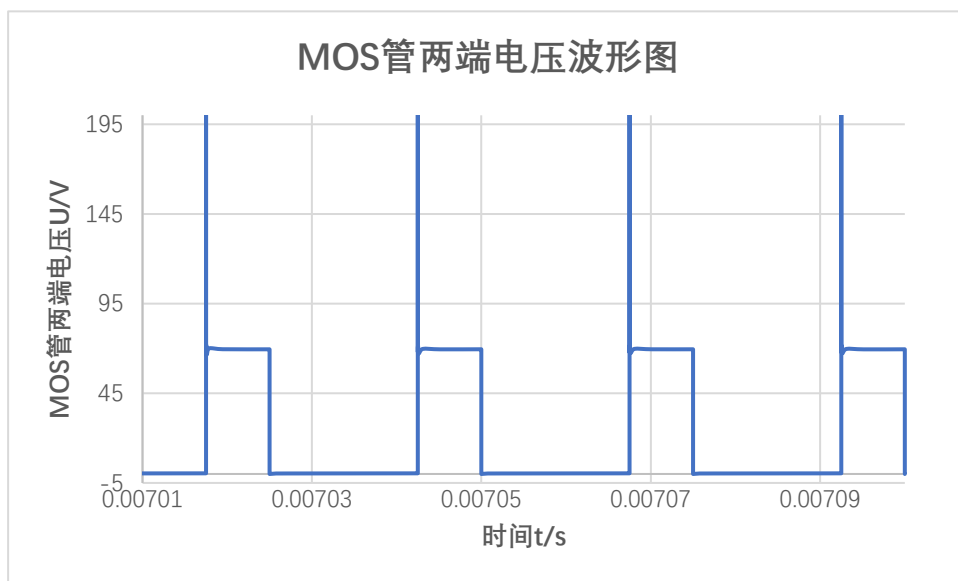


图 16. CCM 下 MOS 管两端电压波形图

在实际应用中，也要处理 MOS 管的最大承受电压，保证 MOS 管的正常工作而且发现调小占空比可以降低 MOS 管和二极管的电压应力，所以可以在综合考虑 MOS 管和次级整流管电压余量的同时，设定一个合理的占空比。一般来说，占空比的选择应该保证  $V_{Mos}$  不超过 MOS 管耐压等级的 80%<sup>[1]</sup>；同时，对于峰值电流模式控制的反激变换器，CCM 模式条件下，当占空比大于 0.5 时，会发生次谐波震荡。在实际应用中，为了减少这种情况的影响，可以引入钳位电路，

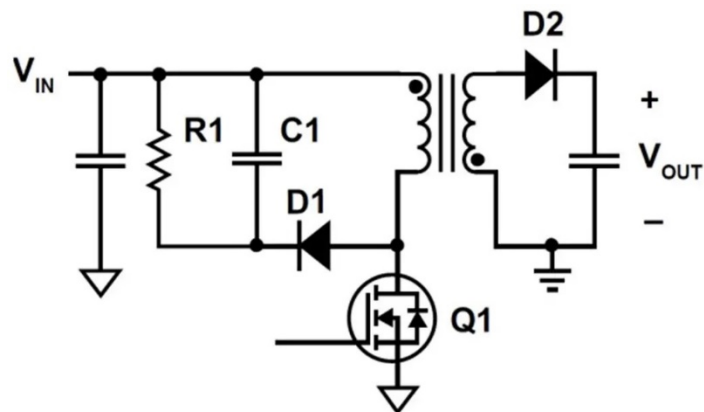


图 17. 无源钳位的反激式变换器电路

其中用于钳位的是 RCD 回路，二极管在 MOS 管断开时导通，吸收漏感能量，电容和电阻并联，电容器到电压钳位的作用，并吸收储存变压器初级漏感能量，后续在并联的电阻上消耗掉。

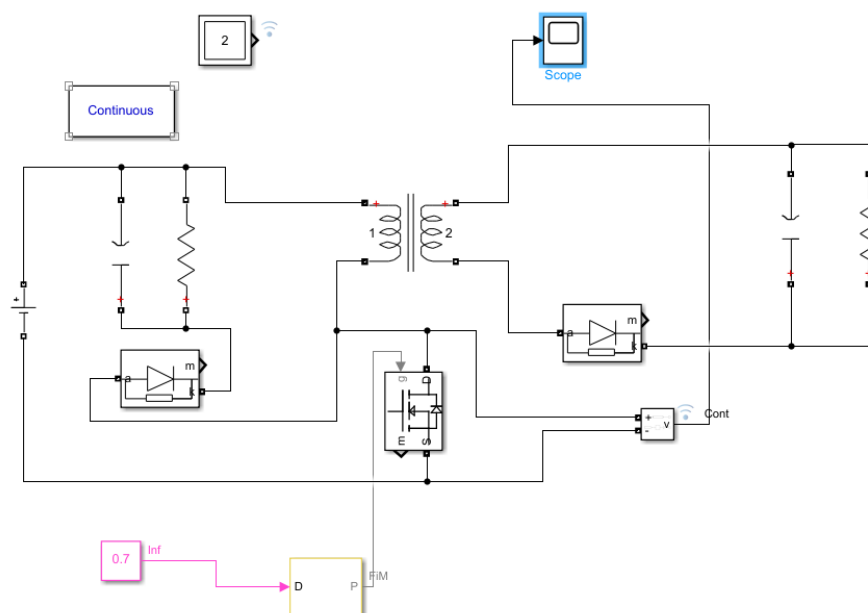


图 18. 无源钳位的反激式变换器仿真电路

我在原本的反激式变换电路中稍作修改，搭建了带无源钳位的反激式变换器电路，测量了 MOS 管两端的电压波形，波形如下

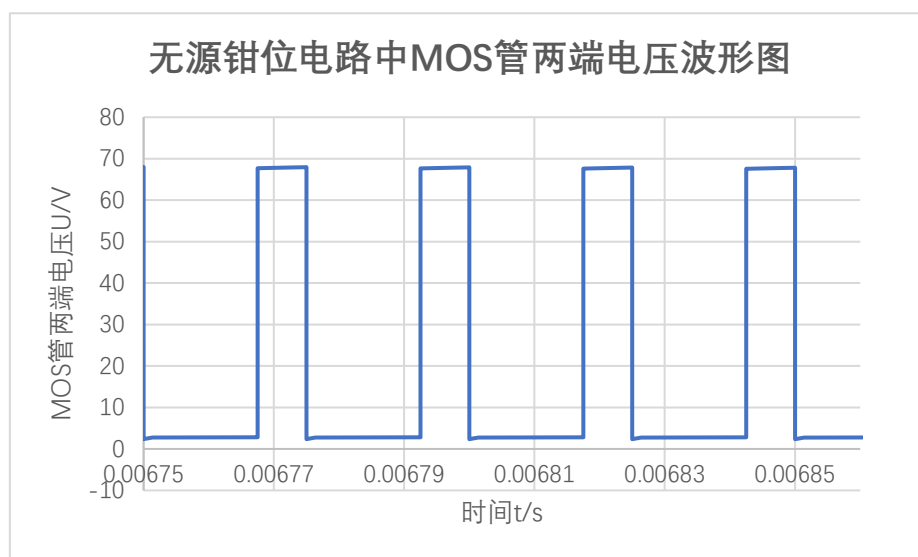


图 19. MOS 管两端电压波形图

发现加入无源钳位后，MOS 管两端电压的冲击量大幅减少，与理论一致，验证了无源钳位能够有效的保护 MOS 管不被击穿

但是这也造成了能量的浪费，为了提高电路的效率，又提出了有源钳位的反激式变换器

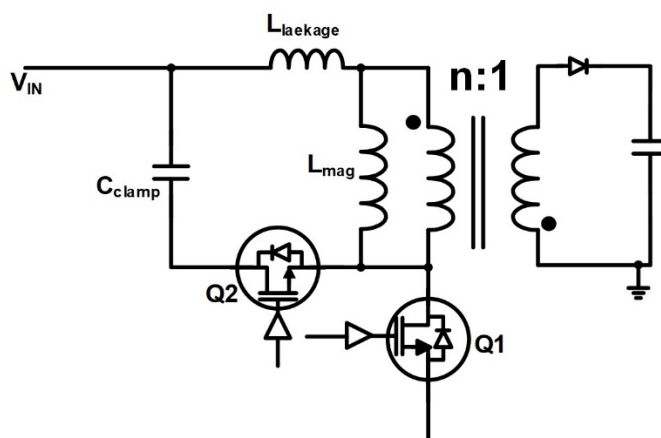


图 20. 有源钳位的反激式变换器电路

有源钳位的设计允许先前通过电阻器耗散的泄露能量被回收，将其存储在电容器中，然后将其传送到负载<sup>iii</sup>

#### 4.2. MOS 管和二极管电流应力

在实际设计电路时，还需要考虑 MOS 管和二极管能够承受的最大电流，MOS 管流经的最大电流为

$$I_{MOS\_max} = I + \Delta i = \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2L_M f_s}$$

二极管流过的最大电流为

$$I_{diode\_max} = \frac{I_{MOS\_max}}{n} = \left( \frac{nDU_d}{1-D} + \frac{U_d D}{2L_M f_s} \right) / n$$

设计时，需保证最大电流不超过 MOS 管最大电流值 80%

#### 4.3. MOS 管和二极管的消耗功率

如何降低功耗是设计开关电路的难点之一，首先分析在 CCM 模式中，在 MOS 管导通时，流经 MOS 管的电流函数为

$$I_{MOS} = \begin{cases} I - \frac{U_d D T_S}{2L_M} + \frac{U_d}{L_M} t, & \text{其中 } 0 < t < D T_S \\ 0, & \text{其中 } D T_S < t < 1 \end{cases}$$

由此计算出流经 MOS 管的电流有效值，

$$I_{MOS\_rma} = \sqrt{\frac{1}{D T_S} \int_{-\frac{D T_S}{2}}^{\frac{D T_S}{2}} (I + \frac{U_d}{L_M} t)^2 dt} = \sqrt{I^2 + \frac{U_d^2 D^2 T_S^2}{12 L_M^2}}$$

那么当 MOS 管的导通电阻为  $R_{MOS}$  时，MOS 管的消耗功率为

$$P_{MOS} = I_{MOS\_rma}^2 R_{MOS} = (I^2 + \frac{U_d^2 D^2 T_S^2}{12 L_M^2}) R_{MOS}$$

那么在一个周期内，MOS 管消耗的能量为

$$W = P_{MOS} \cdot D T_S = (I^2 + \frac{U_d^2 D^2 T_S^2}{12 L_M^2}) R_{MOS} \cdot D T_S$$

在二极管导通时，流经二极管的电流函数为

$$I_{diode} = \begin{cases} 0, & \text{其中 } 0 < t < D T_S \\ I - \frac{U_d D T_S}{2L_M} + \frac{U_d}{L_M} t, & \text{其中 } D T_S < t < 1 \end{cases}$$

由此算出流过二极管电流的有效值，

$$I_{diode\_rma} = \sqrt{\frac{1}{(1-D)T_S} \int_{D T_S}^{T_S} (\frac{I - \frac{U_d D T_S}{2L_M} + \frac{U_d}{L_M} t}{n})^2 dt}$$

若二极管的导通电阻为  $R_{diode}$  时，二极管消耗的功率为

$$P_{diode} = I_{diode\_rma}^2 R_{diode}$$

在一个周期内，二极管消耗的能量为

$$W = P_{diode} \cdot (1-D)T_S = I_{diode\_rma}^2 R_{diode} (1-D)T_S$$

在实际使用时，MOS 管和二极管的导通损耗是无法避免的，为了提高电路的效果，就需要通过更先进的技术来降低两管的导通损耗

#### 4.4. 电路功率

电路的功率设定在实际应用中也尤为重要，在 CCM 模式中，电感两侧的电流变化量为

$$2\Delta i = \frac{U_d D}{L_M f_S}$$

因此，在电路达到平衡后，电源在一个周期内给励磁电感充电的能量为

$$W = \frac{1}{2} L_M (2\Delta i)^2 = \frac{1}{2} L_M (\frac{U_d D}{L_M f_S})^2$$

也可以计算出电路功率为

$$P = \frac{W}{T_S} = \frac{1}{2} \frac{U_d^2 D^2 T_S}{L_M}$$

#### 4.5. CCM 和 DCM 的应用选择

虽然 CCM 和 DCM 看起来非常相似，但实际上各有优缺点，功率方面，CCM 操作适合中高功率使用，但如果是低功率应用，则可以使用 DCM 反激式变换器

效率方面，DCM 模式下，转换器的整流器电流在下一个开关周期开始之前即减小至零，这会降低二极管上的反向恢复损耗，而且，输出电压越高，该优势越明显，因为整流器的反向恢复时间也随着二极管额定电压的增大而增加。此外，在切换前将电流降至零将减少 MOS 管的耗散，这通常也会降低变压器的尺寸要求。

变压器，由于 DCM 需要的电感较小，所以理论上讲，可以采用更小的变压器，而且 DCM 模式下可以提高开关频率，应用更小的变压器。

但是 DCM 模式会对电感器完全充电和放电，因此逻辑上其原边电流纹波要比 CCM 模式下大很多。电流纹波将产生一个可变信号，由于原边电流回路中不同组件类似天线的行为，该信号随后被传播，并产生显著的电磁干扰（EMI）。

iv

CCM 下电容电流尖峰较小，但是由于开通与关断都不是零电流，所以会有较大的开关损耗，反应更慢，在输入电压突变和负载突变时会有较高的电压尖峰。同时二极管由于不是零电流关断，所以会有较大的尖峰，同时 MOS 管也会有较大的开通损耗。

#### 4.6. 应用场景

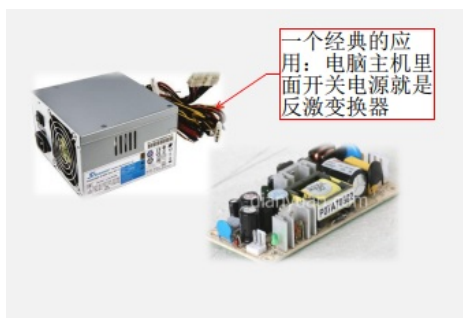


图 21. 反激式变换器具体应用

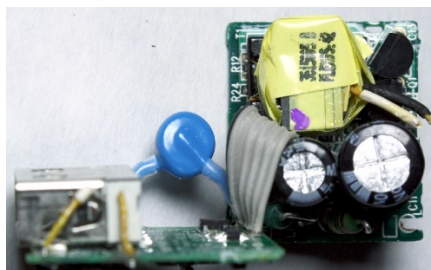


图 22. 反激式变换器具体应用

反激式变换器的应用场景十分广泛，有电脑主机中的开关电源、USB 充电器、CCD 电源等。<sup>9</sup>上图为电脑主机和典型的手机充电器中的反激式变换器电路板。

### 5. 结语



本次调研的主要对象是反激式变换器 CCM 和 DCM 模式下表现出的不同性质。主要调研了反激式变换器在两个模式下的负载端的电流、电压、励磁电感端的电流、电压等的波形图，通过理论推导和仿真观察波形两种方式，调研了反激式变换器的电路性质和实际表现。此外，还将理论与实际结合，调研了反激式变换器在实际应用中需要考虑的诸多参数，例如 MOS 管耐压、功率损耗等等，通过探究常常被书本理论所忽视的参数，加深了对反激式变换器应用的理解。最后，还分析了 CCM 和 DCM 两种模式的电路特征，巩固了知识。

## 6. 参考文献

---

<sup>i</sup> 徐德鸿, 马皓, 汪楷生, 电力电子技术[M].北京:科学出版社.2006:114-117

<sup>ii</sup> Eefocus, 反激变换器的设计步骤,[EB/PL],[2020-06-29] <https://www.eefocus.com/analog-power/468466>

<sup>iii</sup> Silanna Semiconductor, 什么是有源钳位反激(ACF)?[EB/PL], <https://powerdensity.com/zh/what-is-active-clamp-flyback-cn/>

<sup>iv</sup> John Betten, 怎么实现最佳的 DCM 反激转换器设计?[EB/PL], [2021-06-18], <https://www.eet-china.com/news/202106181132.html>

<sup>v</sup> hu18048595185, 反激式转换器[EB/PL], [2022-07-01], <https://baike.baidu.com/item/%E5%8F%8D%E6%BF%80%E5%BC%8F%E8%BD%AC%E6%8D%A2%E5%99%A8/4346674>