

第 6 章

芯片建模之升压稳压器

升压稳压器作为最基本的稳压器结构,存在于众多的应用中,尤其是一些低电压供电应用场景,例如电池供电。由于电池的电压变化范围比较宽且各类便携式设备的电池容量不是很大,因此为了保证系统内部各种设备的正常工作,很多时候需要将低输入电压升高一个电位。本章先带领大家回顾一些基本知识,包括基本分类、结构、工作原理与控制策略等,然后以一个具体的芯片实例介绍升压稳压器的内部结构。相信学习完本章以后,可以掌握更多的控制方法、芯片建模方法以及实践经验。

本章包含如下知识点:

- (1) 升压稳压器的结构与工作原理。
- (2) 升压稳压器的常见控制策略。
- (3) 峰值电流+恒定关断时间控制策略。
- (4) 升压稳压器建模。

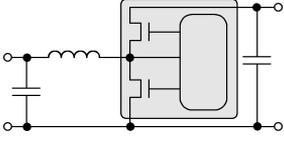
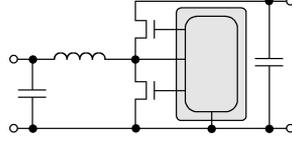
6.1 升压稳压器概述

升压稳压器无处不在,在移动互联网和物联网时代,各种智能设备与 IoT 设备等都使用电压波动范围很宽的各类电池。为了尽可能地延长工作待机时间,需要维持稳定的电压向电子产品的内部电路供电,这时通常需要一个升压稳压器来帮助实现。另外,在各种显示驱动芯片的供电场合也可以看见升压稳压器的身影。

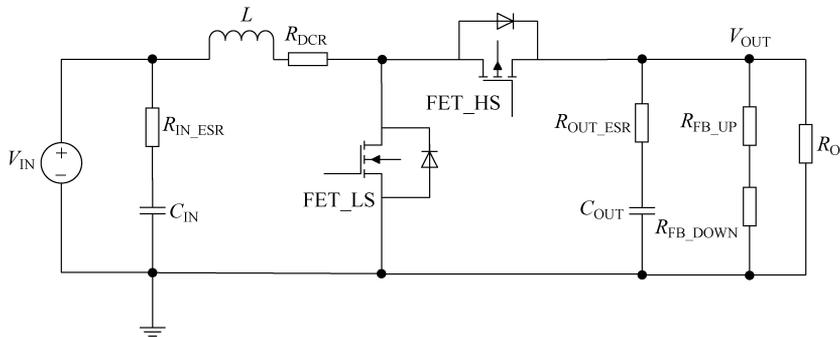
升压稳压器可以分为很多种,例如按照输入电压范围可以分为低压升压稳压器、中压升压稳压器和高压升压稳压器;按照是否隔离可以分为非隔离式升压稳压器、隔离式升压稳压器;按照性能特色和应用需求可以分为低 EMI 升压稳压器、高功率密度升压稳压器、低静态电流升压稳压器;等等。

按照比较通用的分类方法,我们可以参考 TI 从集成度角度将升压稳压器分为升压转换器 and 升压控制器,如表 6-1 所示。

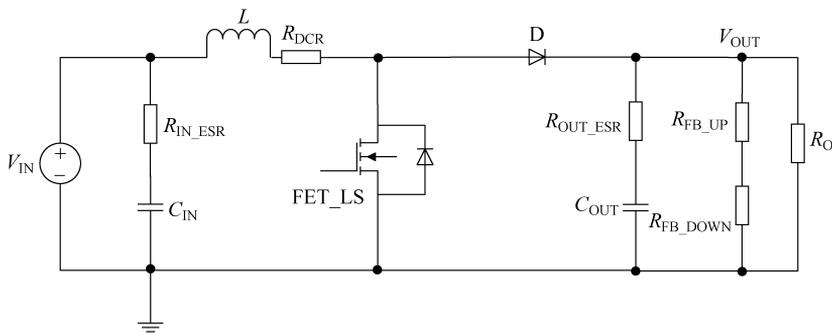
表 6-1 升压稳压器分类

分 类	升压转换器	升压控制器
典型结构		
特点	升压转换器内置开关管,适用于小尺寸解决方案、低系统成本和高功率密度的需求	升压控制器不集成开关管,适用于高压和大功率应用场景,搭配外部 FET 和电感、电容等为大功率应用提供了更大的设计灵活性

升压稳压器一般搭配两个 MOSFET 开关管工作,也可以将其中一个开关管变为二极管(一般为肖特基二极管,压降较低,效率更高),根据是否有两个开关管也可以分为同步升压稳压器(两个开关管)和异步升压稳压器(一个开关管加一个肖特基二极管),电路结构如图 6-1 所示。



(a) 同步升压稳压器



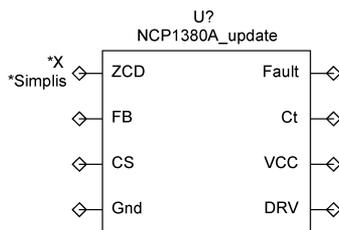
(b) 异步升压稳压器

图 6-1 升压稳压器电路结构

另外一种分类方法也很重要,即按照控制模式可以将升压稳压器分为峰值电流控制升压稳压器、电压控制升压稳压器、自适应恒定关断时间升压稳压器等。后面会详细分析各种控制模式的基本工作原理、优缺点和应用场景。

6.2 升压稳压器基本工作原理

根据升压稳压器中的电感电流在开关周期内是否会返回到零值将其工作状态分为 3 种:连续导通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)、临界导通模式(Boundary Conduction



(b) NCP1380封装模型

图 8-59 (续)

8.5 准谐振反激电源系统设计与仿真

下面将基于 NCP1380 芯片设计一个准谐振控制模式电源,介绍如何配置芯片功能以及外围元器件设计等。

表 8-13 是一个常见计算机适配器电源的实例参数。

表 8-13 NCP1380 应用实例参数

参数名	参数含义	参数值
V_{in_min}	最低输入电压值	85V(rms)
V_{in_max}	最高输入电压值	265V(rms)
V_{out}	输出电压值	19V
P_{out}	额定输出功率	60W
F_{SW}	V_{in_min} 、 P_{out} 下的开关频率	45kHz

8.5.1 计算准谐振反激电感值

电感值的设计涉及频率、功率、效率等方面,电感值是最重要的一个参数。可以按照如下的步骤计算电感值参数。

1. 计算变压器原副边匝数比

对于准谐振反激电源设计,有一个思路是先选定主开关管的耐压值再决定匝数比。所以要先选定开关管最大漏源间耐压最大值 BV_{dss} ,然后由此确定开关期间开关管的漏源间最大电压值 V_{ds_max} 要控制如下值

$$V_{ds_max} = BV_{dss} \times k_D \quad (8-9)$$

其中, k_D 是降额因子,一般选择 0.85。

接着考虑在最大输入电压条件下,选择最大的钳位电压 V_{clamp} (包括在开关管断开期间输出电压映射到原边的电压 $V_{reflect}$ 和寄生电感电容引起的谐振电压等),如图 8-60 所示。

其中, V_{os} 为二极管过充电压,一般选择为 20V。

钳位电压计算为

$$V_{clamp} = V_{ds_max} - V_{in_max} - V_{os} \quad (8-10)$$

接下来利用下式计算匝数比

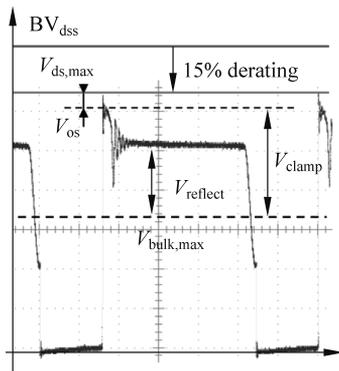


图 8-60 准谐振开关管漏源间开关波形

$$N_{ps} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{k_c \times (V_{out} + V_f)}{V_{clamp}} = \frac{k_c \times (V_{out} + V_f)}{BV_{dss} \times k_D - V_{in,max} - V_{os}} \quad (8-11)$$

其中, V_f 为复变续流二极管压降, k_c 为钳位因子, 定义为 $k_c = V_{clamp}/V_{reflect}$ 。

那么, 如何确定合适的 k_c 值呢? 一般选择依据为选择 k_c 的值使得 MOS 管导通损耗与钳位电阻损耗相同情况下的比例值。

钳位电阻损耗计算公式为

$$P_{R_{clamp}} = k_{leak} \times \frac{P_{out}}{\eta} \times \frac{k_c}{k_c - 1} \quad (8-12)$$

其中, η 为转换效率, 选择 0.85。

开关管的导通损耗和开关损耗分别计算如下:

$$P_{MOS_{on}} = R_{dson} \times \frac{4P_{out}^2}{3\eta^2 V_{in,min}} \times \left(\frac{1}{V_{in,min}} + \frac{k_c}{BV_{dss} k_D - V_{in,max} - V_{os}} \right) \quad (8-13)$$

$$P_{sw_{on}} = \frac{1}{2} \times \left(V_{in,max} + \frac{BV_{dss} k_D - V_{in,max} - V_{os}}{k_c} \right)^2 \times C_{oss} \times F_{sw,max} \quad (8-14)$$

图 8-61 分别是选择 600V 开关管和 800V 开关管下的计算绘制图。

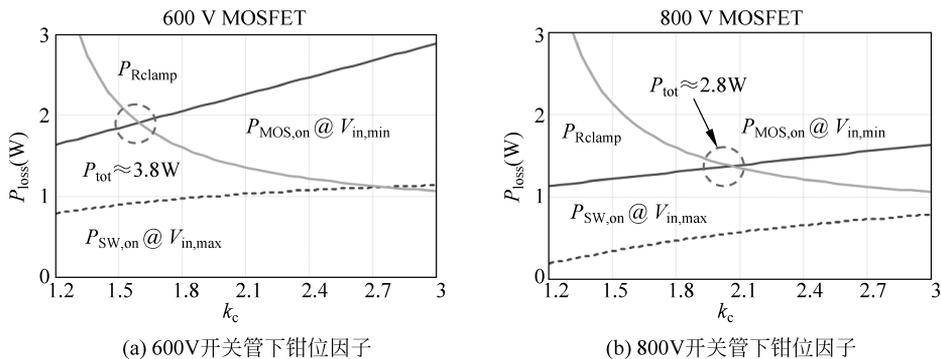


图 8-61 根据钳位电阻损耗与导通损耗决定钳位因子

对于本实例, 选择 600V 的开关管, 根据图 8-61(a) 中所示可选择钳位因子为 1.5, 则可计算原副边匝数比为