

SATRplug™ TEA152X 高效、低功耗电源管理器件

提纲

这本使用手册为利用 TEA152X 开关控制器 IC 实现高效 AC/DC 转换提供了简单的指导。本书还描述了标准开关或 Buck 转换器的基本工作状态。而且对 TEA152X (STARplug) 控制器进行了概述。在这本书中还能给出了开关和 Buck 转换器一般的设计步骤。最后，还有一个小型演示板 (5V/3W) 的示例。

关键词

便携式产品
AC/DC 转换
DC/DC 转换
高效性
TEA152X
STARplug
开关转换器
空载电源
低功耗空闲
网络电话
GSM 充电器

概要

本文的第一部分讲述了标准开关和 Buck 转换器的工作的基础知识。然后给出了 STARplug (TEA152X) 的功能描述。在本章中还解释了 STARplug 的基本操作和特性。

第二部分详细的讲述了标准开关和 Buck 转换器的使用。通过分步讲解一般设计过程, 保证读者在工作中能够正确使用。

本手册的最后一章列举了一个小型的演示板 (5V/3W) 的例子。

目录

1 介绍	4.1.1 输入部分
2 开关和 Buck 转换器分析: 原理和操作	4.1.2 钳位
2.1 开关转换器	4.1.3 振荡器
2.2 Buck 转换器	4.1.4 OCP 电阻
3 概述	4.1.5 变压器
3.1 启动和低压封锁	4.1.6 调节器件
3.2 功率 MOS 管	4.1.7 退磁
3.3 振荡器	4.1.8 电源概述
3.4 控制机制	4.1.9 输出部分
3.4.1 PWM 控制	4.1.10 开关转换器的公式概览
3.4.2 最大工作周期	4.2 Buck 转换器的应用设计
3.4.3 最小工作周期	4.2.1 OCP
3.4.4 指数振荡器	4.2.2 输出部分
3.5 退磁	4.2.3 振荡器
3.6 谷值开关	4.2.4 退磁
3.7 电流保护	4.2.5 调节
3.7.1 过流保护 (OCP)	4.2.6 Buck 转换器的公式概览
3.7.2 短路线圈保护 (SWP)	5 演示板
3.8 过热保护 (OTP)	5.1 原理图
4 一般的分步设计过程	5.2 PCB
4.1 基础的 STARplug 应用设计	5.3 测试

1 介绍

本文介绍了 STARplug 开关转换器的操作和应用。适用于任何对本产品和开关转换器感兴趣的人员。

这篇介绍主要讲述了使用手册的内容和各章的划分。每一章都有其各自独立的内容，大部分都可以独立的学习而不需以其它各章做基础。当然，对它们的深刻理解可作为其它各章的有效参考。

使用手册的第一部分是关于开关转换器（单端输出变压器）、非独立 Buck 转换器、尤其是 STARplug 本身的背景资料。第二部分阐述了 STARplug 的设计参考。

在第二章“开关和 Buck 转换器分析；原理和操作”中简要介绍了开关转换器的基本操作。由于 STARplug 也可以以 Buck 转换器配置方式工作，所以这类问题的分析也很重要。更详细的关于开关和 Buck 转换器的工作信息可以在其它电子类参考书中找到。

第三章“功能说明”提供了一些 STARplug 一般特性的背景资料。

第四章“一般的分步设计过程”讲述了实际的应用设计，为读者进行设计提供指导。读完此章后，读者能够成功的实现开关或 Buck 转换器的设计。

最后一章着重介绍了参考设计的性能：一个通用的小型 5V/3W 输出电压源。

2 开关和 Buck 转换器分析；原理和操作

以下各图有助于理解独立开关转换器和非独立 Buck（下）转换器的操作。

2.1 开关转换器

在许多的应用中考虑到安全的原因，有必要使电源独立于主体之外。开关转换器不需要为此而附加感性元件，因为感应器本身能够提供能完成此功能的附加线圈。同推拉和前向转换器相比，开关转换器是最廉价和最简单的系统，因为它是唯一一种只需一个感性元件的电路。

图 1 显示了一个独立开关转换器的简化应用图，连接了一个电源和负载。图中标出了相关的电压和电流的极性。为了对应用有一个基本的理解， V_{in} 和 V_o 应被视为接近于 DC。在实际应用中，用一个 MOSFET 或双极型三极管来代替 S1，用一个二极管代替 S2。

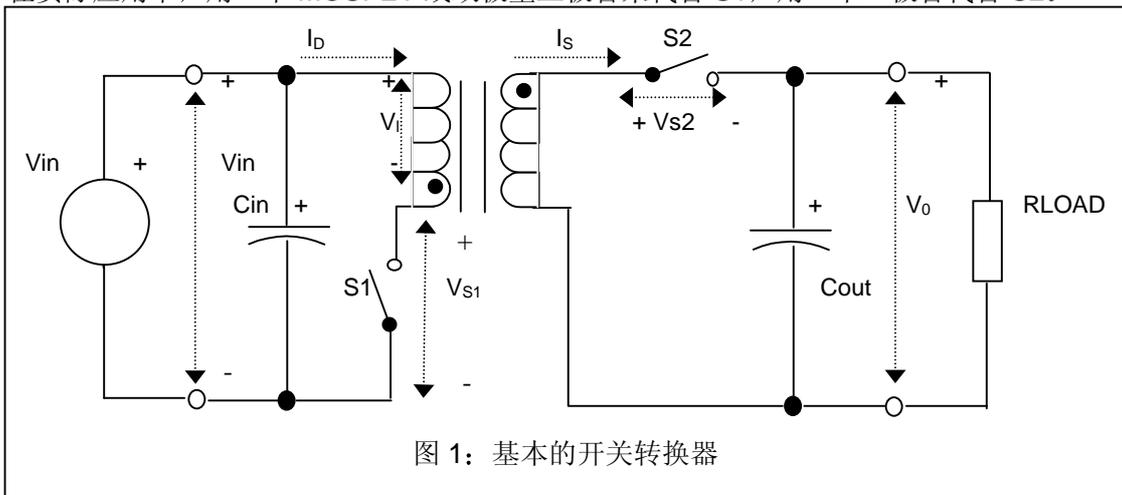


图 1: 基本的开关转换器

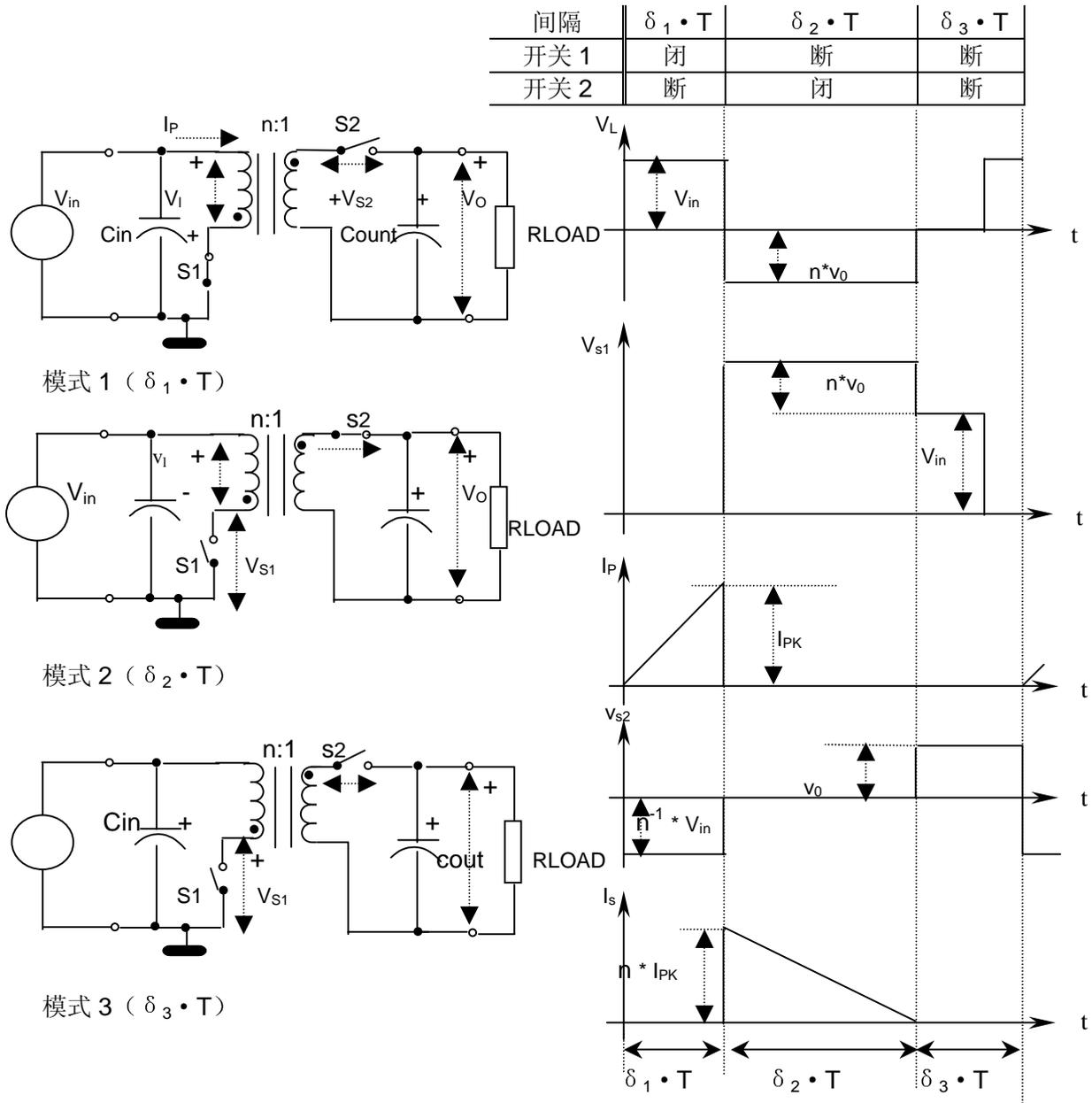
电路由开关的状态来定义。两个开关共有四种模式，但并不是都可用的。模式 1 和 2 最重要，几乎随时都在使用。而模式 3 只

模式	S1	S2	期间
1	开	关	$\delta_1 \cdot T$
2	关	开	$\delta_2 \cdot T$
3	关	关	$\delta_3 \cdot T$
4	关	开	NA

在非连续导通模式中才使用（模式 4 必须被禁止）。不同模式下的开关状态如表 1 所示。

有关开关转换器的工作在下一页作了简要的介绍。可用模式树的等效电路如图所示。图中还包括了一个完整开关周期的简化波形。

更准确的操作可以参阅其它电子类参考书。



在 $\delta_1 \cdot T$ （模式 1）期间，开关 S1 开启，电流开始流过变压器的主线圈。开关 S1 关闭的时候 S2 闭合，电流开始流向输出。电流的峰值等于变压器的转换率 (N_P/N_S) 乘 S1 关闭时的初级电流峰值。在 S2 导通期间，输出电压映射到变压器的初级电路上。一旦流经 S2 的电流减小到 0 就进入了模式 3。

其操作模式正如其名：“非连续导通模式”。区分非连续导通模式和连续导通模式是看 $\delta_3 \cdot T$ 是否为 0 秒。

2.2 Buck 转换器

并不是所有的应用中都需独立的输出。这时，Buck（下）转换器就是一个很好的选择。这种转换器只需一个（至少）感性器件来代替用在开关转换器中的双线圈的变压器。

图 2 是一个非独立的 Buck 转换器的简化应用图，连接了一个电源和一个负载。这种转换器类型使用一个未调节的输入电压，产生一个较低的调节过的输出电压。

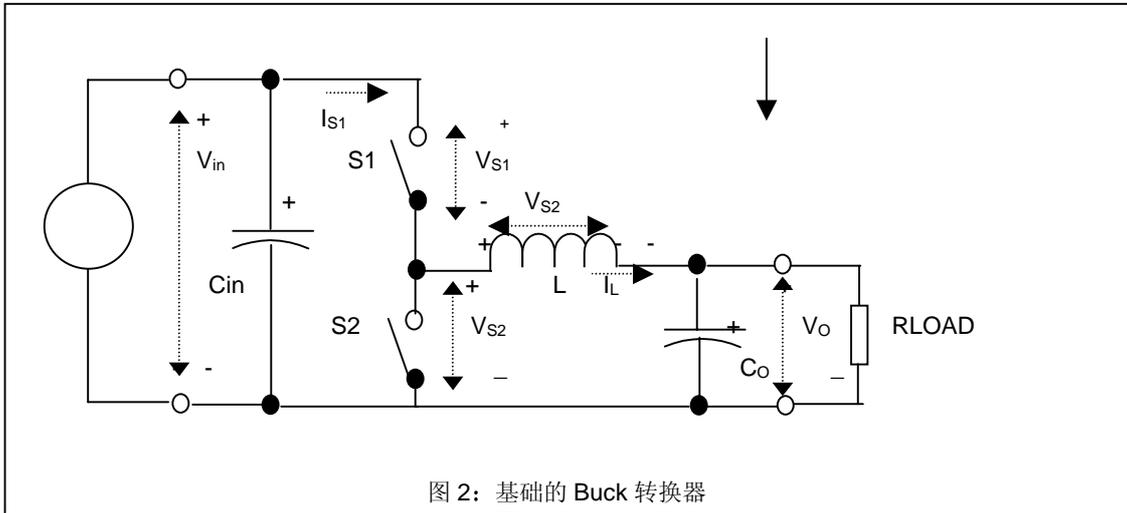


图 2: 基础的 Buck 转换器

图中标出了相关电压和电流的极性。为了对此应用有一个基本的理解， V_{in} 和 V_o 应被视为 DC。在实际应用中，用一个 MOSFET 或双极型三极管来代替 S1，用一个二极管来代替 S2。

电路由开关的状态来定义。两个开关共有四种模式，但并不是都可用的。模式 1 和 2 最重要，几乎随时都在使用。而模式 3 只在非连续导通模式中才使用（模式 4 必须被禁止）。不同模式下的开关状态如表 2 所示。

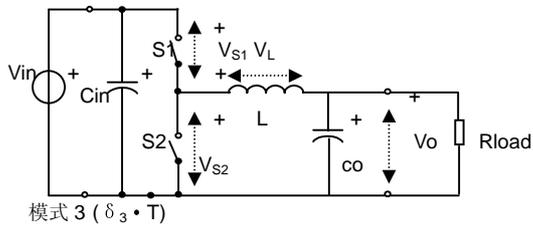
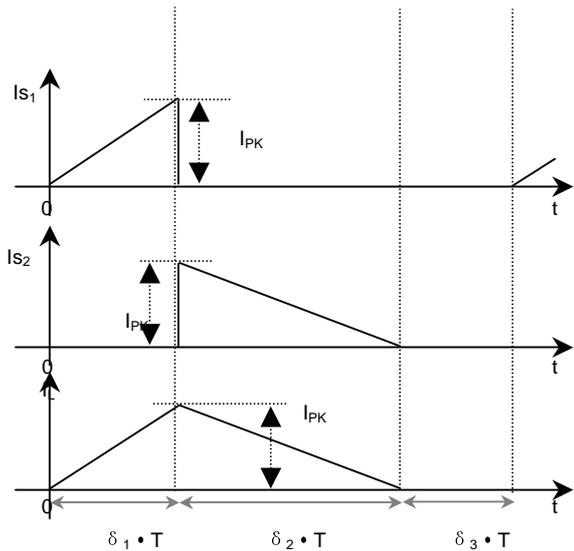
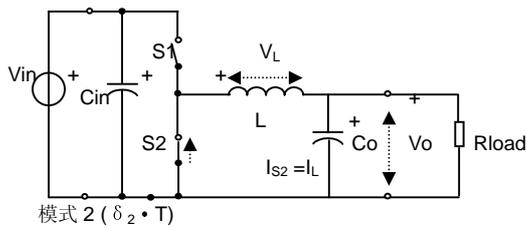
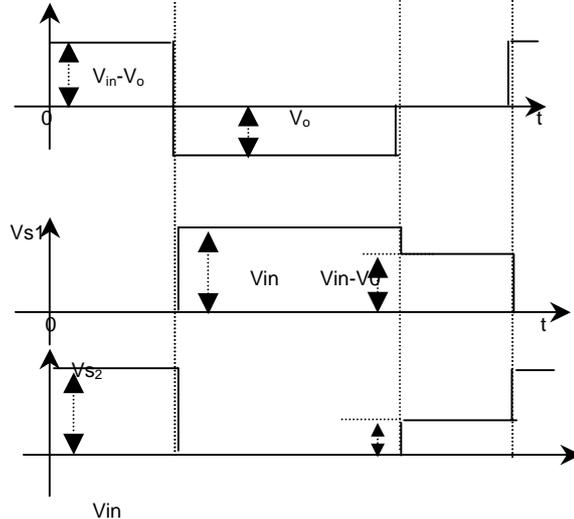
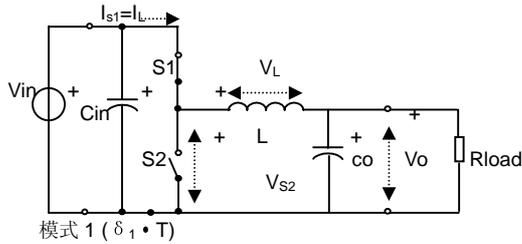
模式	S1	S2	期间
1	开	关	$\delta_1 \cdot T$
2	关	开	$\delta_2 \cdot T$
3	关	关	$\delta_3 \cdot T$
4	关	开	NA

表 2 可能模式列表

有关开关转换器的操作在下一页作了简要的介绍。可用模式树的等效电路如图所示。图中还包括了一个完整开关周期的简化波形。

更精确的工作信息可以参阅其它电子类参考书。

间隔	$\delta_1 \cdot T$	$\delta_2 \cdot T$	$\delta_3 \cdot T$
开关 1	关	开	开
开关 2	开	关	开



在 $\delta_1 \cdot T$ (模式 1) 期间, 开关 S1 打开, 一个逐渐增大的电流开始流过感应器输出。当 S1 关闭时, S2 闭合, 感应器电流流经 S2。感应器上的电流由于线圈上的负电压 (V_o) 而逐渐减小。一旦流经感应器的电流已减小到 0 就将进入模式 3。

其操作模式正如其名: “非连续导通模式”。区分非连续导通模式和连续导通模式是看 $\delta_3 \cdot T$ 是否为 0 秒。

3 概述

本章提供了一些背景资料, 讲述了 STARplug 的特性和控制机制。大部分的特性可由下面简化了的块图 (图 3) 看出。

如果开关的工作周期降低到低于某个值，频率就会减少。频率的减少由振荡器充电时间的增加来弥补。

3.4 控制机制

STARplug 使用电压模式控制。内部 MOS 管的导通时间经过调节从而也调节了经过变压器（翻转电压）的电流主峰值。这种控制电流主峰值的方法叫做脉冲宽度调制（PWM）。实现方法如图 4。

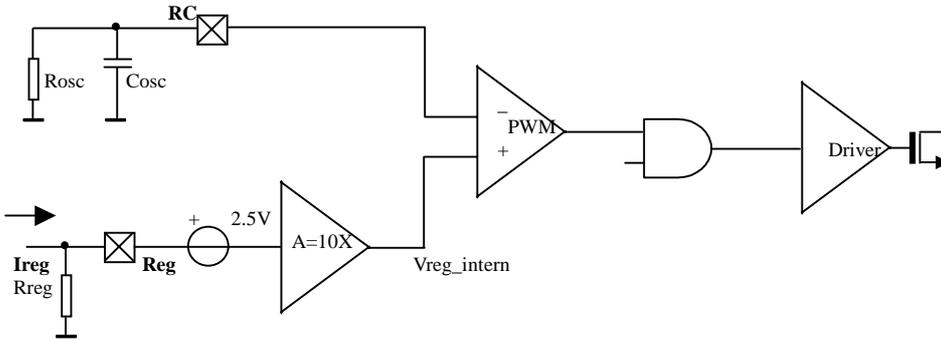
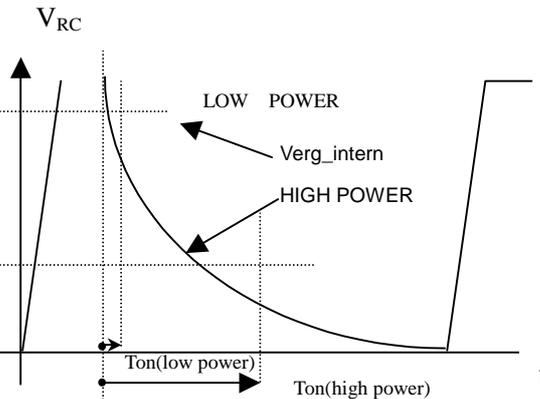


图 4 STARplug 调节机制

3.4.1 PWM 控制

内部调节电压 (V_{reg_intern}) 等于外部调节电压和内部电压源 (2.5V) 的差乘因数 10。这个内部调节电压是相对于振荡器电压的。如果振荡器电压比内部调节电压低，功率 MOS 管就被关闭。外部调节电压越高，MOS 管的导通时间就越短。图 5 表示了这种控制 MOS 管导通时间的机制。



3.4.2 最大工作周期

如果振荡器电压降低到低于 V_{RC-max} ，电功率 MOS 管将会被关闭。功率 MOS 管的最大导通时间由公式 2 计算。

$$t_{on-max} = R_{osc} \cdot C_{osc} \cdot \ln \left[\frac{V_{RC-max}}{V_{RC-Dmax}} \right] \quad \text{Equ.2}$$

3.4.3 最小工作周期

最小工作周期等于 0%。这在当内部调节电压等于（或高于）最大振荡器电压时实现。这时功率 MOS 管关闭。

3.4.4 指数振荡器

指数振荡器的好处在于工作周期相对于低工作周期的调节电压的灵敏度几乎等于在高工作周期的灵敏度。这将导致比用线性锯齿波振荡器的 PWM 系统在正常工作周期内更

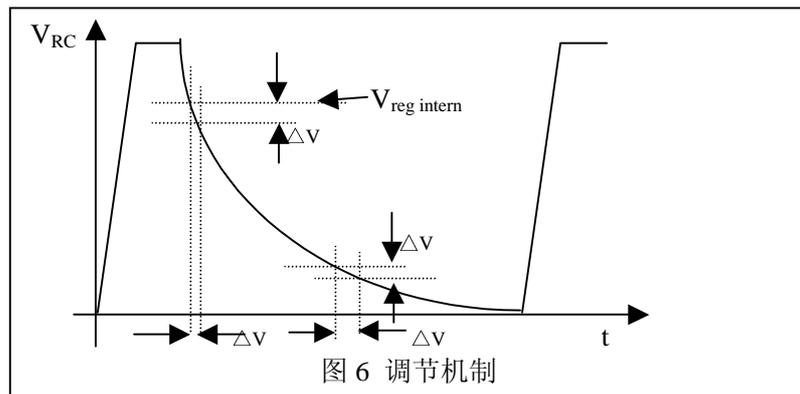


图 6 调节机制

大的常规增量。

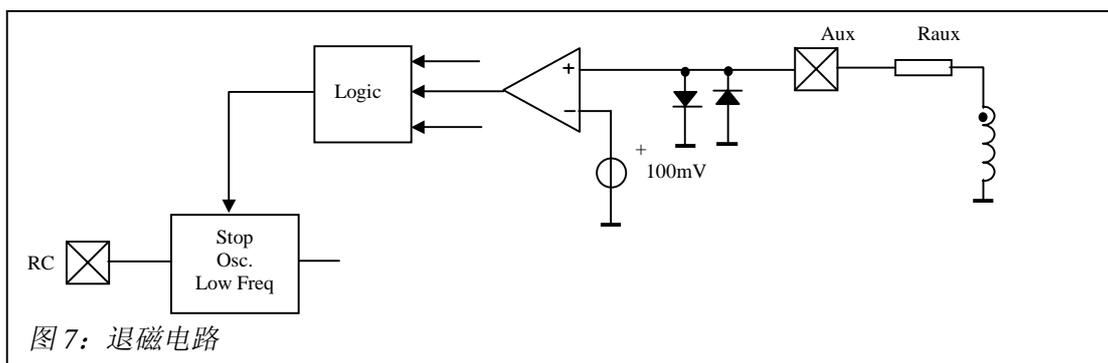
调节电压的微小变化，会导致 MOS 管导通时间的变化，见图 6。低电平工作周期的变化小于高电平工作周期。对于锯齿波振荡器，其变化等于所有工作周期内的变化。

在 MOS 管导通时间内的变化会导致传送功率的变化。对于指数振荡器来说，在低电平工作周期传输功率的变化要比线性振荡器的变化小。这将保证它在低电平工作周期的稳定操作。

3.5 退磁

STARplug 总是工作在非连续导通模式。

变压器的次级线圈通过一个电阻连接到 STARplug 的 AUX 引脚。电流通过两个反向并连的二极管流入（或流出）AUX 引脚。电流的流进或流出取决于变压器次级线圈的电压。

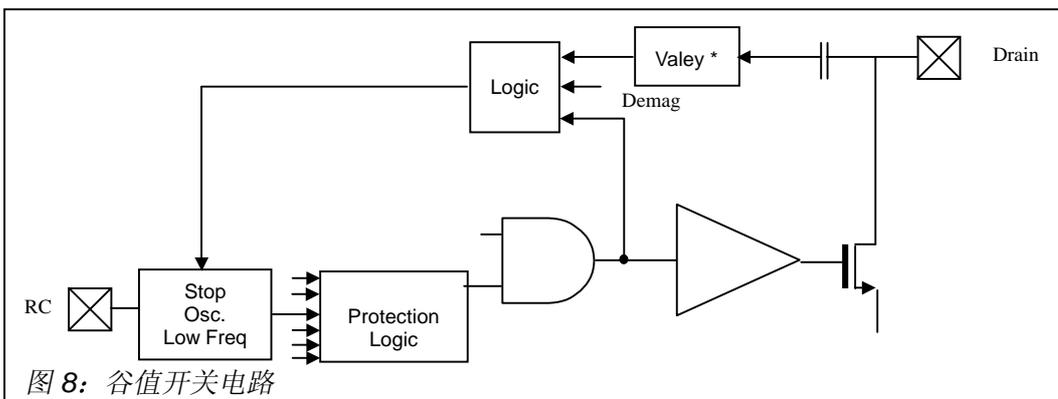


如果次级二极管导通，次级线圈的电压就为正，则向 AUX 引脚灌入电流。结果，AUX 的电压就被钳制为二极管的正向电压。如果 AUX 引脚的电压高于 100mV，振荡器将不会启动一个新的主选通。

退磁识别在 t_{suppr} 期间被禁止。这段时间在关闭集成的功率 MOS 管时开始。尤其在低输出电压和有较大漏电感的变压器的应用中，有必要防止错误的去磁检测。时间段 t_{suppr} 起始于关闭功率 MOS 管瞬间。

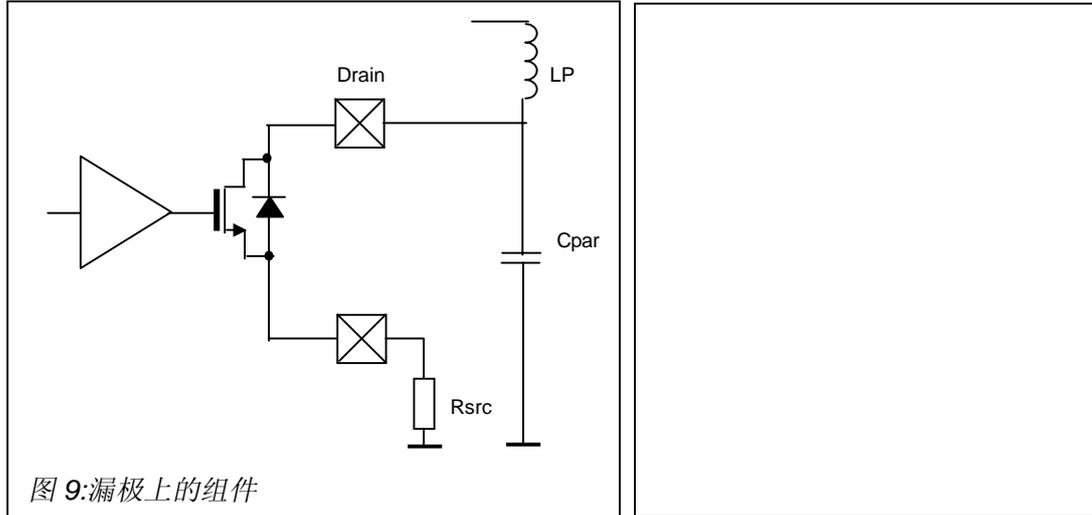
3.6 谷值开关

为了增加 STARplug 转换器的效率，其内建了一个专用的谷值开关。



减少功率 MOS 管的开损耗能够提高转换器的效率。见图 8 和图 9。当内部功率 MOS 管开启时，就启动了一个主选通。一段时间（由振荡器电压 V_{RC} 和内部调节电压 V_{reg_intern} 决定）后，关闭功率开关（见 PWM 控制一节）。这时，次级选通被启动。次级选通的持续时间由

变压器中储存的能量和输出电压决定。STARplug 用退磁功能检测次级选通。由于变压器的主级感应和管脚上的寄生电容，所以管脚上的引脚也表现出起伏性。这个波形的频率由公式 3 计算。如果振荡器准备好 ($V_{RC}=V_{RC-max}$) 且进入了次级选通 ($V_{AUX}<100mV$)，振荡器在一个新的主级选通之前等待漏极电压变低的。这个电压，和寄生电容的值以及开关频率决定了开损耗（见公式 4）。



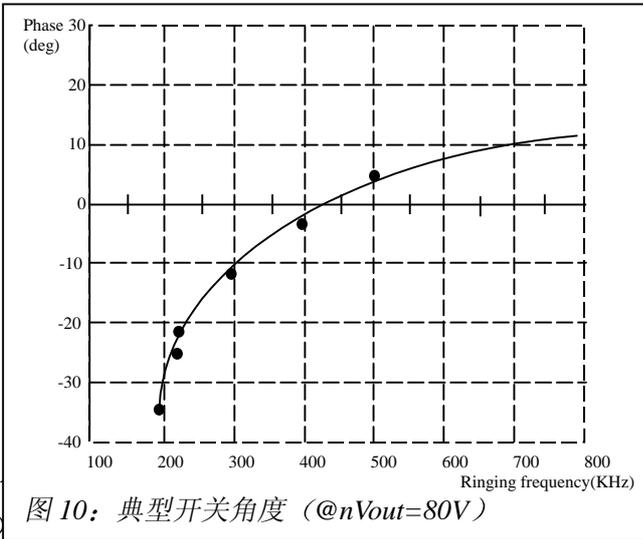
$$f_{环} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_{par}}} \quad \text{Equ.3}$$

$$P_{switch-on} = 1/2 \cdot C_{par} \cdot V_{Drain}^2 \cdot f_{switching} \quad \text{Equ.4}$$

实际上，功率 MOS 管可以在实际谷值（低环形频率）之前或高环形频率之后立即开启。对于一个带有 80V 映射输出电压的开关应用电路中，典型的曲线如图 10 所示。

图中所示的是环形频率为 480KHz 时的曲线，功率 MOS 管准确的在谷值开启，从而漏极电压最小。这样就减小了开损耗。在环形频率为 200Kz 时，MOS 管在实际谷值之前 33°开启，开损耗仍旧非常大。

对于 STARplug 各类型来说，在一个 DBS9P 框架（TEA152xAJM 版本）中谷值开关特性是禁能的。



3.7 电流保护

通过外部源电阻，流经内部功率 MOS 管的电流被转化为电压供给两个电容。根据这两个容性元件的不同，STARplug 中使用了两种类型的电流保护。这两种电流保护将在以下的章节中讨论。

3.7.1 过流保护 (OCP)

电压源引脚上的电压在每个周期都被测量并与 $V_{src-max}$ 相比较。一旦源引脚上的电平超过了 $V_{src-max}$ (典型值 0.5V), 功率 MOS 管就会被关闭。为了避免在开启功率 MOS 管时产生错误的 OCP 检测, 电容在 t_{LEB} 期间 (典型值 350ns) 被禁止。

3.7.2 短路线圈保护 (SWP)

如果由于某种原因 (例如输出二极管短路) 导致源引脚上的电压超过了 V_{SWP} , 电路将停止开关。只有上电复位才会将 STARplug 重启到正常的工作状态。当然, 为了避免错误检测, 在 t_{LEB} 期间应该禁能这个电容。

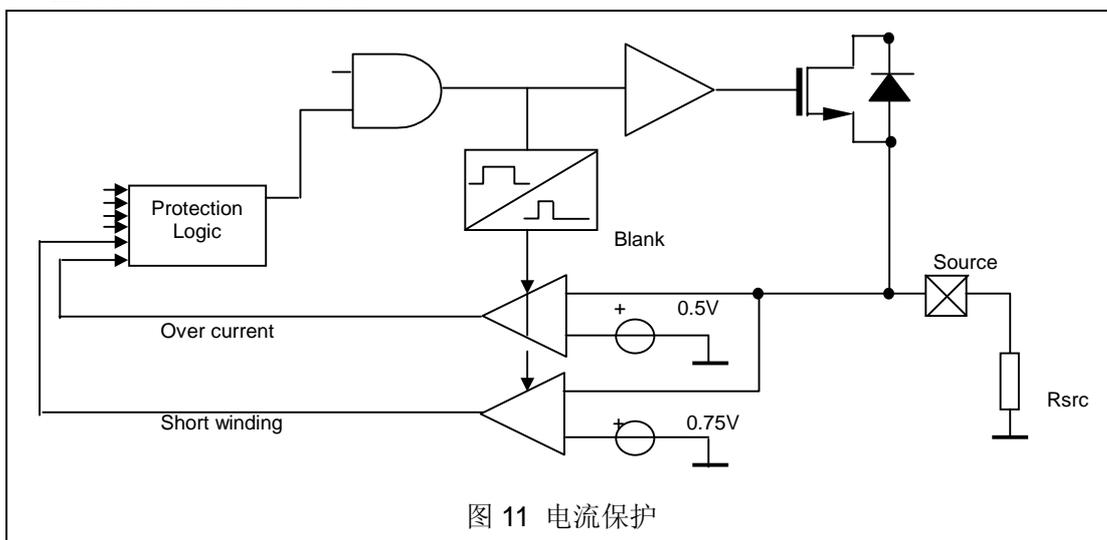


图 11 电流保护

3.8 过热保护 (OTP)

STARplug 提供了准确的温度保护。当节点温度超过了热关闭温度 ($T_{prot(max)}$) 时, IC 将停止开关, 电流源降低到启动电流水平。这样, 就会降低内部节点的温度。充分降低温度后 ($T_{prot(max)} - T_{prot(hys)}$), STARplug 继续工作。如果温度又升至高于 $T_{prot(max)}$, 将停止开关并降低电流源。如此就形成了开关状态之间的低频率循环。

4 一般的分步设计过程

本章就用 STARplug 设计基本的开关或 Buck 转换器的步骤向读者提供一些指导。

4.1 STARplug 基本应用设计

下图 12 所示的是 STARplug 最基本的应用。此应用可作为主级调节电压源。

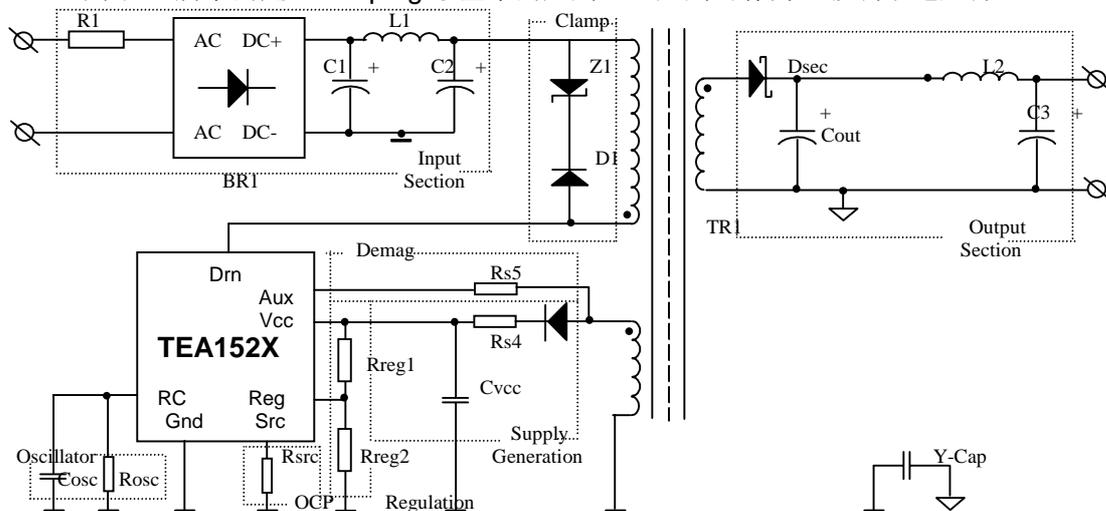


图 12 STARplug 基本应用

其它效率损失:

实用中因为其它元件的效率损失估计在 5%左右。

整个转换器的效率

整个转换器的效率估计值由公式 6 计算

$$\eta = \frac{100 - P_{\text{loss,diode}} - P_{\text{loss,clamp}} - P_{\text{loss,additional}}}{100} \quad \text{Equ.6}$$

注: 1) 实际应用中这些估计值可能不同。

2) 110V 电压范围内峰值钳制不是必需的。

卸流电阻 (R1) 的计算

这个电阻限制了通过二极管桥式整流器的电流峰值。这个电阻的最小值计算公式如下。几乎对于所有的二极管桥式整流器, I_{FSM} 都大约是 20A。

$$R_{\text{inrush}} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{AC,max}}}{I_{\text{FSM}}} \quad \text{Equ.7}$$

直流电压最小值的计算

在计算直流总线电压的最小值之前有两个参数必需定义。

a) 缓冲电容总和

从表 5 选择 C_{Buf} 乘数, 决定输入电容 C_{Buf, tot} 之和。

输入电压范围	C _{Buf} (μ F/W)
110V	3
230V	1
通用	3

$$C_{\text{buf,tot}} = (P_0 / \eta) \cdot C_{\text{Buf}} \quad \text{Equ.8}$$

表 5: C_{Buf} 乘数

b) 二极管桥式整流器的导通时间 (t_c)

二极管桥式整流器的导通时间取决于卸流电阻 (R1) 的值、输出功率和缓冲电容总和。实用中的一个典型值是 3ms。

直流电压的最小值可由公式 9 计算

$$V_{\text{DC,min}} = \sqrt{2 \cdot V_{\text{AC-MIN}}^2 - \frac{2 \cdot P_0 \cdot 1/2f_{\text{main}} - t_0}{\eta \cdot C_{\text{buf,tot}}}} \quad \text{Equ.9}$$

直流电压最大值的计算

直流电压的最大值由两个元件决定: 主电压 (V_{pk, main}) 的峰值和由主电压瞬变 (ΔV_{transient}) 引起的附加电压增量。

a) 第一部分可以由公式 10 简单的定义。

$$V_{\text{pk,mains}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{ac,max}}$$

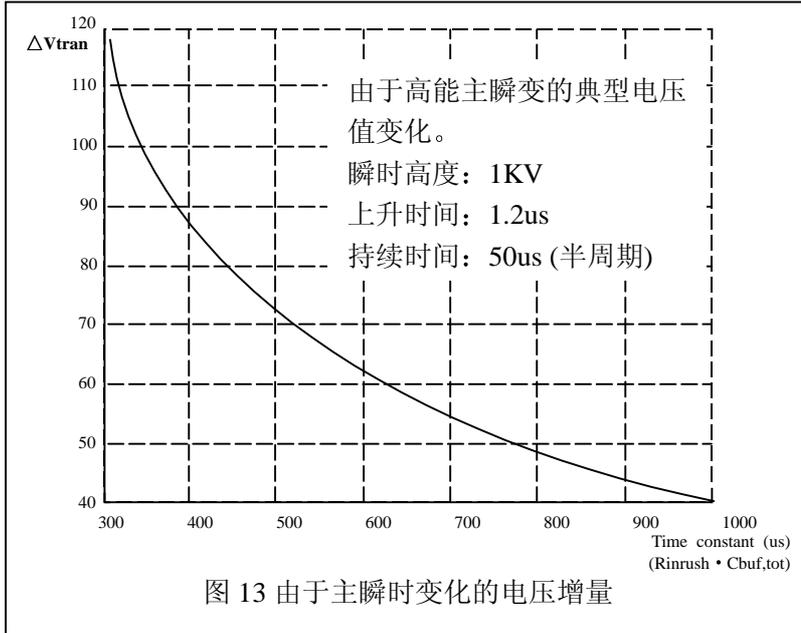
b) 第二部分的决定有些复杂, 见公式 11。

$$\Delta V_{\text{transient}} = V_{\text{tran,pk}} \cdot \alpha / (\alpha - \beta) \cdot (e^{\beta / (\alpha - \beta) \cdot \ln(\alpha / \beta)} - e^{(\alpha / (\alpha - \beta)) \cdot \ln(\alpha / \beta)})$$

$$\alpha = 1 / R_{\text{inrush}} \cdot C_{\text{buf,tot}}$$

$$\beta = 1 / t_{\text{tran}}$$

这个公式在计算由于瞬变引起的电压增量时不适用。图 13 采用了一个便利的方法。图 13 显示了直流电压源作为高能量主瞬变 (1kv/50us) 的输入滤波器常数 (R_{inrush} · C_{Buf, tot}) 的函数增长关系。



直流总线电压的最大值可由公式 12 决定。

$$V_{DC,max} = V_{pk,mains} + \Delta V_{tran} \quad \text{Equ.12}$$

要检验直流总线电压的最大值是否超过 475V。在这种情况下，推荐通过增加 R_{inrush} ($R1$) 的电阻值来减少主瞬变的影响。

例： $V_{pk,mains}=390V$ ，则 $\Delta V_{tran} \leq 85V$ (475V~390V)，时间常数为 450us。如果缓冲电容总和是 11.5 μF (6.8 μF +4.7 μF)，则需要的卸流电阻至少为 39 Ω 。

4.1.2 钳制

使用公式 13 就可得到最大钳制电压。公式中的 BV_{DSS} 是 STARplug 集成功率 MOS 管的雪崩电压。由于功率 MOS 管不是利用雪崩原理工作的，所以要有一个安全阈值 (25V 的 V_{margin} 就足够了)。

$$V_{clamp,max} = BV_{DSS} - V_{DC,max} - V_{margin} \quad \text{Equ.13}$$

4.1.3 振荡器

在推算振荡器的元件参数前应先选择工作频率。STARplug 的开关频率可在 10KHz~200KHz 之间。常用的开关频率是 40~50KHz 和 100KHz。

振荡器的频率由两个并连的元件设置：电阻 (R_{OSC}) 和电容 (C_{OSC})。电容能够快速充电到 V_{RC-max} (典型值 2.5V)，然后通过电阻放电到 V_{RC-min} 电平 (典型值 75mV)。放电时间是 3.5RC (RC=振荡器时间常数= $R_{OSC} \cdot C_{OSC}$)。用公式 14 计算时间常数。而振荡器的充电时间由 STARplug 说明书规定 ($t_{charge}=1 \mu s$)。

$$RC = 1/3.5 \cdot (1/f_{switch} - t_{charge}) \quad \text{Equ.14}$$

现在， R_{OSC} 和 C_{OSC} 的值就可以很容易的由 RC 时间常数导出。

不推荐使用低于 220pF 的振荡器电容。因为在这种情况下漏极电压可能会影响振荡器电压。从效率的观点出发，不要在高频工作 (200KHz, $C_{OSC}=10nF$ 时，振荡器功率是 12.5mW) 情况下使用较大的 C_{OSC} 电容器。

例：开关频率是 100KHz 时，所需振荡器的时间常数是 2.57us。这个时间常数由并连的

7.5KΩ 的电阻和 330pF 的电容器决定。

4.1.4 OCP 电阻

OCP 电阻 (R_{src}) 决定了变压器初级电路的电流峰值, 从而也决定了传送输出功率。变压器的峰值电流的最大值由公式 15 计算。

$$I_p = f_{sw} \cdot \frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot f_{sw}} \cdot \frac{1}{V_{DC,min}} + \frac{1}{nV_{out}} + \pi \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot P_0 \cdot C_{par}}{\eta \cdot f_{sw}}} \quad \text{Equ.15}$$

在这个公式中, 新变量 nV_{out} 代表反射输出电压。这时, 变压器参数都不可用。根据公式 13 计算出的钳制电压除以一个约值 1.5, 就得到了 nV_{out} 的确切值。实用中, nV_{out} 大多在 80V~120V 之间。

电容值 C_{par} 表示漏极电容, 典型值是 100pF。

公式 16 用于计算 OCP 电阻, $V_{src-max}$ 典型值是 0.5V。 $R_{src} \leq V_{src-max} / I_p$ Equ.16

例: 在开关频率在 100KHz, 效率为 75%, 功率为 3W 的应用中, 变压器的初级电路的峰值电流是 230mA ($V_{DC, min}=nV_{out}=80V$)。 R_{src} 为 2Ω, 将峰值电流限制为 250mA。

4.1.5 变压器

STARplug 应用需要一个 3 线圈的变压器。主线圈是 N_p , 输出线圈是 N_s , 辅助线圈是 N_a 。所有这些线圈的匝数都是可以计算的。也有公式计算 N_p 的电感值和 E—芯变压器中间一条腿的空隙。

计算初级电感

初级线圈 (N_p) 的电感值 (L_p) 用公式 17 计算。

$$L_p = 2 \cdot P_0 / \eta \cdot I_p^2 \cdot f_{sw} \quad \text{Equ.17}$$

选择芯型

磁芯是否合适由变压器最大的储存能量和所需要的气隙决定。铁芯中气隙越大储存能量越多。而铁芯气隙小的初级线圈的电感损耗较少, 这是由于漏电感较大造成的。因此不得不在储存能量高, 漏感低和感应误差小之间谨慎把握。在实际应用中, 开关变压器的气隙大约是 100 μm~300 μm。

用公式 18 计算变压器中最大能量储藏值。

$$E_{core} = I^2 L = I_p^2 \cdot L_p \quad \text{Equ.18}$$

从下表中选择或使用附录中的 $I^2 L$ 特性寻找合适的磁芯。用公式 19 作为选择的标准:

$$E_{core(100\mu)} \leq E_{core} \leq E_{core(300\mu)} \quad \text{Equ.19}$$

表 6 磁芯部分列表

E _{core} (mJ) 最大值		芯型	有效核心面积 A _e (mm ²)
I _{gap} =100 μ m	I _{gap} =300 μ m		
0.10	0.23	E13/7/4	12.40
0.13	0.33	E16/12/5	19.40
0.14	0.34	E16/8/5	20.10
0.15	0.35	E13/6/6	20.20
0.20	0.45	E19/8/5	22.60
0.21	0.50	E20/10/5	31.20
0.27	0.62	E20/10/6	32.00
0.33	0.78	E25/9/6	38.40
0.33	0.78	E25/10/6	37.00
0.38	0.88	E19/8/9	41.30
0.45	1.00	E25/13/7	52.00
0.64	1.40	E30/15/7	60.00
0.74	1.80	E31/13/9	83.20
0.74	1.80	E32/16/9	83.00
0.74	1.80	E34/14/9	80.70

表中只包括了 E—芯的一些相关数据。其它芯型也可能适合应用，请见相应的参考资料。

例： 如果通过变压器的最大峰值电流是 330mA（公式 15），主级电感等于 1.5mH（公式 17），则最大储存能量 E_{core}=0.163mJ。

可以使用以下的 E—芯： E13 和 E16。

气隙的决定

气隙的长度由公式 20 计算。

$$l_{gap}(\text{mm}) = \frac{4 \cdot \pi \cdot L_p \cdot I_p^2 \cdot 10^8}{A_e \cdot B_{max}^2} \quad \text{Equ.20}$$

在这个公式中，参数 A_e 表示有效的磁芯面积 (mm²)，B_{max} 表示最大磁通密度 (mT)。对于大多数的铁芯，275mT 的 B_{max} 已足够防止饱和。

例： 芯型： E13/7/4 (A_e=12.4mm²)

I_p: 330mA L_p=1.5mH B_{max}=275mT

气隙长度 0.1mm=100 μ m

初级线圈匝数

初级线圈的匝数由公式 21 决定。

$$N_p = \frac{B_{max} \cdot l_g}{4 \cdot \pi \cdot I_p} \cdot 10^4 \quad \text{Equ.21}$$

对计算出的值取最接近的整数，就得到了 N_p 的实用值。

次级线圈匝数

用公式 22 计算次级线圈匝数。

$$N_s = N_p \cdot \frac{V_0 + V_{f,Dsec}}{nV_{out}} \quad \text{Equ.22}$$

nV_{out} 和 V_{f, Dsec} 的值已在前面定义过了（见 4.1.1 和 4.1.4 节）。

对计算出的值取最接近的整数，就得到了 N_s 的实用值。

辅助线圈匝数

变压器的辅助输出的线圈的匝数取决于 STARplug 的电压源。STARplug 最初是电压自给，直到电源被辅助线圈控制。供应给 STARplug 的最大电压源是 40V。为了防止内部高压源传给

IC, V_{CC} 的最小电压值可以是 13V。实际应用中 V_{CC} 的值是 20V。

选定 V_{CC} 后, 辅助线圈的圈数就可以确定了 (公式 23)。

$$N_a = N_s \cdot \frac{V_{CC} + V_{f,Daux}}{V_0 + V_{f,Dsec}} \quad \text{Equ.23}$$

通常情况下, 辅助二极管是通用 PN 二极管。PN 管的电压降是 0.7V。对计算结果取最接近的整数, 就得到了 N_s 的实际值。

4.1.6 调节元件

简化初级和次级调节的接口是可能的。在次级调制中, 附加的电解电容驱动光电耦合器的光电管。这时, 电阻 R_{reg1} 由光电耦合器代替。

其它方法 (精确性较差) 叫做初级调制。这时, 输出电压由开关转换器的初级电路控制。由于变压器的所有线圈有相同的磁通变化, 所以次级电压和辅助电压 (V_{CC}) 与线圈匝数比 N_a/N_s 有关。电压源根据公式 24 计算。

$$V_{CC} = (N_a/N_s) \cdot (V_0 + V_{f,Dsec}) - V_{f,Daux} \quad \text{Equ.24}$$

V_{CC} 的电压信息通过电阻分压器提供给 REG 引脚。STARplug 直接调节 V_{CC} 电压, 间接调节输出电压。

两个电阻的比值由公式 25 定义。

$$R_{reg1} = (V_{CC} / V_{duty-DC} - 1) \cdot R_{reg2} \quad \text{Equ.25}$$

为了防止因与高压信号耦合而影响调整器引脚, 推荐使用低于 10k Ω 的调整器电阻 (R_{reg2})。

4.1.7 消磁

辅助电阻 (R_{aux}) 用来限制 STARplug 的 Aux 引脚上的电流。根据规定, Aux 引脚流入和流出的最大电流分别是 5mA 和 10mA。这些值大大超出退磁检测所需要的电流。公式 26 给出了 R_{aux} 约值的计算方法。

$$R_{aux} \approx 7 \cdot nV_{out}(k\Omega) \quad \text{Equ.26}$$

4.1.8 电源产生

由于集成的启动电流源只有当辅助线圈给 IC 提供了足够的能量时才关闭, 所以只需要一个低于 1 μF 的电源电容 (C_{VCC}), 实用中 470nF 的电容器已适合各种情况。

连接电源和辅助线圈的二极管是通用的 PN 型二极管。此二极管所需的雪崩电压由公式 27 计算。

$$V_{br,Daux} = (N_a/N_p) \cdot V_{dc,max} \quad \text{Equ.27}$$

变压器参数 N_a 和 N_p 的取值见 4.1.4 节, 最大直流电压的取值见 4.1.1 节。电阻与二极管串联。这个电阻的作用是为了峰值整流。这个电阻的确切值则完全根据经验。通常的起始值范围是 100 Ω ~ 560 Ω 。

4.1.9 输出部分

输出二极管

输出部分由输出二极管开始。哪种二极管可以使用 (PN 或肖特基) 见 4.1.1d 部分。公式 28 可用来决定二极管的最小雪崩电压。

$$I_{pk,Dsec} = (N_p/N_a) \cdot I_p \quad \text{Equ.28}$$

$$I_{pk,Dsec} = (N_p/N_a) \cdot I_p \quad \text{见公式 15 求得 } I_p \quad \text{Equ.29}$$

用下面的公式计算平均输出电流，用一个较大的值选择输出二极管。

$$t_{fb} = \frac{N_s \cdot L_p}{N_p \cdot (V_0 + V_{f,Dsec})} \cdot I_{pk,Dsec} \quad \text{Equ.30}$$

$$I_{avg,Dsec} = N_p/N_a \cdot I_p \cdot t_{fb} \cdot f_{switch} \quad \text{Equ.31}$$

输出电容

用低 ESR 特性选择输出电容，波动电流值 (I_{RMS}) 至少是公式 32 计算出的值。

$$I_p = \sqrt{(N_p/N_s \cdot I_p)^2 \cdot (t_{fb} \cdot f_{switch} / 3) - I_p^2} \quad \text{Equ.32}$$

输出滤波器

输出滤波器的振荡频率必须低于最小工作频率。STARplug 的最低工作频率可以是 0Hz，但是这在实际中是不可能的。利用下面的公式，可以计算出具有开关频率 $1/20^{th}$ 的振荡频率的输出滤波器部分。

$$LC = 100 / (\pi \cdot f_{switch})^2 \quad \text{Equ.33}$$

$$L_{filter} = LC / C_{filter} \quad \text{Equ.34}$$

4.1.10 开关转换器公式概览

● **选择输入电压范围**

输入电压范围	V _{AC-min}	V _{AC-max}	C _{Buf} (μF/W)
110V	80 V _{AC}	135 V _{AC}	3
230V	195 V _{AC}	276 V _{AC}	1
通用	80 V _{AC}	276 V _{AC}	3

(1)	V _{AC-max}	
(2)	V _{AC-min}	
(3)	C _{Buf}	

● **主频率**

总线频率 (f_{line}) :Hz
容差 (t_{ol}) :%

$$f_{mains} = \left(\frac{1 - t_{ol}}{100} \right) \cdot f_{line}$$

(4)	f _{mains}	
-----	--------------------	--

● **输出**

电压 (V₀) :V
功率 (P₀) :W

$$I_0 = P_0 / V_0$$

(5)	P ₀	
(6)	V ₀	
(7)	I ₀	

● **预期效率**

1) 输出二极管电压降

(V_{f, Dsec}):V

$$P_{loss,Dout}(\%) = V_{f,Dout} / V_0$$

2) 缓冲/钳制损耗

	功率范围	效率损失
RC 缓冲	P ₀ < 3W	20%
RCD 钳制	全范围	15%
薄型钳制	全范围	10%

3) 大约 5%的附加损耗

4) 系统效率计算

$$\eta = (100 - P_{loss,Dout} - P_{loss,clamp} - P_{loss,additional}) / 100$$

(8)	η	
(9)	C _{buf, tot}	

● **缓冲电容总和**

$$C_{buf,tot} = P_0(5) / \eta(8) \cdot C_{buf}(3)$$

● 直流电源电压的最小值

设置桥式整流器的导通时间
 $t_c=3ms$

$$V_{DC,min} = \sqrt{2 \cdot V_{ac,min}^2(2) - \frac{2P_o(5)}{\eta(8) \cdot C_{buf,tot}(9)} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{mains}(4)} - t_c \right)}$$

(10) | $V_{DC, min}$ |

● 卸流电阻

得到桥式整流二极管的非重复性峰值前向电流值 (I_{FSM} , 通常是 20A)

$$R_{inrush} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac,max}(1)}{I_{FSM}}$$

(11) | R_{inrush} |

● 直流电压最大值

a) 主电压峰值

$$R_{pk,inrush} = \sqrt{2} \cdot V_{ac,max}(1)$$

b) 瞬变影响

典型的瞬变定义如下:

高度 : $V_{tran}=1KV$

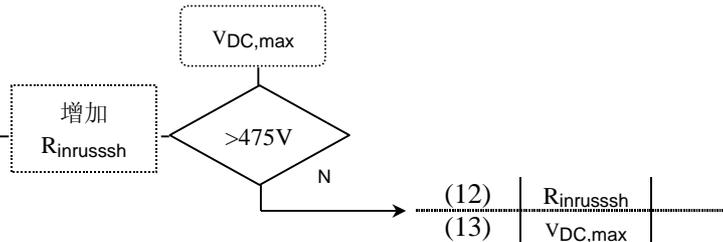
半脉冲宽度: $t_{tran}=50 \mu s$

$$\begin{cases} \Delta V_{transient} = V_{tran,pk} \cdot \alpha / (\alpha - \beta) \cdot (e^{\beta / (\alpha - \beta) \cdot \ln(\alpha / \beta)} - e^{\alpha / (\alpha - \beta) \cdot \ln(\alpha / \beta)}) \\ \alpha = 1 / R_{inrush} \cdot C_{buf,tot} \\ \beta = 1 / t_{tran} \end{cases}$$

c) 计算 $V_{DC, max}$

$$V_{DC,max} = V_{pk,mains} + \Delta V_{tran}$$

d) 检查 $V_{DC, max}$



● 最大峰值钳制电压

雪崩电压 (BV_{DSS}) = 650V

阈值 (V_{margin}) = 25V

$$V_{cl,max} = BV_{DSS} - V_{DC,max} - V_{margin}$$

(14) | $V_{cl,max}$ |

● 振荡器

在 10KHz~200KHz 之间选择一个最大工作频率。

f_{switch} :KHz

$$RC_{osc} = (1/3.5) \cdot (1 / f_{switch} - 1 \mu)$$

在 220pF~1000pF 之间选择一个振荡器电容并计算振荡器电阻

C_{osc} :Pf

$$R_{osc} = RC_{osc} / C_{osc}$$

(15) | R_{osc} |
 (16) | C_{osc} |

重新计算开关
频率的最大值

$$f_{\text{switch}} = \frac{1}{3.5 \cdot R_{\text{osc}}(15) \cdot C_{\text{osc}}(16) + 1 \mu} \quad (17) \quad \left| \begin{array}{c} f_{\text{switch}} \\ \hline \end{array} \right|$$

- 反射输出电压
nVout 的典型值:

$$nV_{\text{osc}} = V_{\text{clamp}}/1.5 \quad (18) \quad \left| \begin{array}{c} nV_{\text{out}} \\ \hline \end{array} \right|$$

$80V \leq nV_{\text{out}} \leq 120V$

- 初级峰值电流
 C_{par} 表示漏极上的寄生电容 (典型值 100pF)

$$I_p = f_{\text{switch}}(17) \cdot \left[\frac{2 \cdot P_0(5)}{\eta(8) \cdot f_{\text{switch}}(17)} \cdot \left(\frac{1}{V_{\text{DC,min}}(10)} + \frac{1}{nV_{\text{out}}(18)} \right) + \sqrt{\frac{\pi \cdot 2 \cdot P_0(5) \cdot C_{\text{par}}}{\eta(8) \cdot f_{\text{switch}}(17)}} \right]$$

- 源电阻

$$R_{\text{src}} = 0.5 / I_p(19) \quad (19) \quad \left| \begin{array}{c} I_p \\ \hline \end{array} \right|$$

$$(20) \quad \left| \begin{array}{c} R_{\text{src}} \\ \hline \end{array} \right|$$

- 初级电感

$$L_p = 2 \cdot P_0(5) / (\eta(8) \cdot I_p^2(19) \cdot f_{\text{switch}}(17)) \quad (21) \quad \left| \begin{array}{c} I_p \\ \hline \end{array} \right|$$

- 变压器的气隙

有效磁芯面积 (A_e) :mm²
最大磁通密度 (B_{max}) :mT
(B_{max} 典型值为 275mT)

$$L_{\text{gap}}(\text{mm}) = \frac{4 \cdot \pi \cdot L_p(21) \cdot I_p^2(19) \cdot 10^8}{A_e \cdot B_{\text{max}}^2}$$

$$(22) \quad \left| \begin{array}{c} I_{\text{gap}} \\ \hline \end{array} \right|$$

- 初级线圈

$$N_p = \frac{B_{\text{max}} \cdot I_g(22) \cdot 10^4}{4 \cdot \pi \cdot I_p(19)}$$

$$(23) \quad \left| \begin{array}{c} N_p \\ \hline \end{array} \right|$$

- 次级线圈

$$N_s = \frac{N_p(23) \cdot V_0(6) + V_{f,\text{Dsec}}}{nV_{\text{out}}(18)}$$

$$(24) \quad \left| \begin{array}{c} N_s \\ \hline \end{array} \right|$$

- 辅助线圈

将 V_{CC} 设置为 20V
 $V_{f,\text{Daux}}$ 为 0.7V

$$N_a = \frac{N_s(24) \cdot (V_{\text{CC}} + V_{f,\text{Daux}})}{V_0(6) + V_{f,\text{Dsec}}}$$

$$(25) \quad \left| \begin{array}{c} N_a \\ \hline \end{array} \right|$$

- 重新计算电压源

$$V_{\text{CC}} = \frac{N_a(25) \cdot (V_0(6) + V_{f,\text{Dsec}}) - V_{f,\text{Daux}}}{N_s(24)}$$

$$(26) \quad \left| \begin{array}{c} V_{\text{CC}} \\ \hline \end{array} \right|$$

- 调节电阻

设置 R_{reg2} 在
1K Ω ~ 10K Ω 之间

$$R_{\text{reg}} \left(= \frac{V_{\text{CC}}(26)}{2.5} \right) \cdot R_{\text{reg2}}$$

$$(27) \quad \left| \begin{array}{c} R_{\text{reg1}} \\ \hline \end{array} \right|$$

$$(28) \quad \left| \begin{array}{c} R_{\text{reg2}} \\ \hline \end{array} \right|$$

$$R_{\text{aux}}(\text{K}\Omega) \approx 7 \cdot nV_{\text{out}}(18)$$

- 辅助电阻

$$(29) \quad R_{aux}$$

- 辅助电源
设置辅助电容
为 470Nf

$$V_{br,Daux} = \frac{N_a(25) \cdot V_{DC,max}(13)}{N_p(23)}$$

$$(30) \quad V_{BR,Daux}$$

- 输出二极管
最小雪崩电压

$$V_{br,Dsec} = \frac{N_s(24) \cdot V_{DC,max}(13)}{N_p(23)}$$

$$(31) \quad V_{BR,Dsec}$$

最小平均电流

$$t_{fb} = \frac{N_s(24) \cdot I_p(21) \cdot I_p(19)}{N_p(23) \cdot (V_0(6) + V_{f,Dsec})}$$

$$I_{avg,Dsec} = \frac{N_p(23) \cdot I_p(19) \cdot t_{fb} \cdot f_{swith}(17)}{N_s(24)}$$

$$(32) \quad I_{avg,Dsec}$$

- 输出电容
选择一个由高波
形电流规定的低
ESR 电容

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\left[\frac{N_p(23) \cdot I_p(19)}{N_s(24)} \right]^2 \cdot \frac{t_{fb} \cdot f_{swith}(17)}{3} - I_0^2(7)}$$

$$(33) \quad I_{C,RMS}$$

- 输出滤波器

$$LC = \frac{100}{(\pi \cdot f_{swith}(17))^2}$$

选择一个滤波电容并确定滤波电感

滤波电容 (A_e) : μF

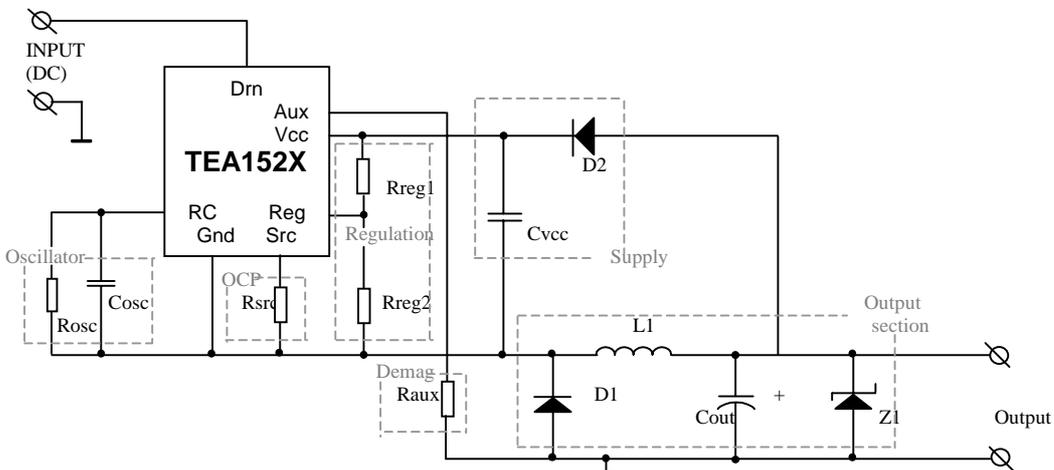
$$L_{filter} = LC / C_{filter}$$

$$(34) \quad C_{filter}$$

$$(35) \quad L_{filter}$$

4.2 Buck 转换器的应用设计

如图 14 所示, STARplug 周边的 Buck 转换器的应用图。此电路能够直接从整流主电压产生调节过的输出电压 (13V~40V)。不同的模块需要怎样标出尺寸将在下一章中解释。



4.2.1 OCP

电阻 R_{src} 限制了通过电感的最大峰值电流。由于 STARplugBuck 转换器工作在非连续导通模式，这个电阻在过载时也限制了最大输出电流。此电阻值可由公式 35 定义如下。

$$R_{src} = \frac{V_{src-max} \cdot V_0}{2 \cdot P_{0,max}} \quad \text{Equ.35}$$

参数 $V_{src-max}$ 表示 OCP 检测电压（典型值 0.5V）。

4.2.2 输出部分

● 电感的取值

如果输出短路，源电阻将限制输出电流。但这只有在预期的前沿时间段 (t_{LEB}) 之前通过源电阻 (R_{src}) 的电压不超过 OCP 阈值 ($V_{src-mar}$) 电平的条件下才能实现。

为了防止输出短路时电压增加，L1 需要有一个最小值。这个最小值可由公式 36 计算。对于 STARplug 最大前沿时间 (t_{LEB}) 是 450ns。

$$L_{min} = \frac{(V_{DC,max} - V_0) \cdot V_0 \cdot t_{LEB,max}}{2 \cdot P_{0,max}} \quad \text{Equ.36}$$

在最大能量输出时，电路工作在连续和非连续模式之间。这样，开关频率就取决于输入电压。公式 36 计算出的最小电感值设置最大可能开关频率。

$$f_{swith,max} = \frac{(V_{DC,max} - V_0)}{V_{DC,max}} \cdot \frac{V_0^2}{2 \cdot P_0 \cdot L_{min}} \quad \text{Equ.37}$$

如果最大开关频率超出了 STARplug (200KHz) 的限制或设计原则 (最大允许开关频率)，则应该增加 L1 的电感值。这时，L1 的值可由下面的公式计算。

$$L_{min} = \frac{(V_{DC,max} - V_0)}{V_{DC,max}} \cdot \frac{V_0^2}{2 \cdot P_0 \cdot f_{swith,max}} \quad \text{Equ.38}$$

例： $V_0=15V$ ， $P_0=5W$ 的 Buck 转换器

输入电压范围： 80VDC~400VDC， 最大开关频率 50KHz。

为了在输出电路上得到一个精确的 OCP， L1 的最小值是 270 μH (公式 36)。此值使得最大开关频率为 80KHz (公式 37)。为了得到 50KHz 的最大开关频率， L1 的电感值需要增加到 430 μH (公式 38)。

● 输出电容的要求

输出行波电流限制了输出电容的值。这个最大的 RMS 行波电流等于转换器的最大输出电流。

为了得到低电压行波输出， 应使用一个低 ESR 类型的电解电容。

● 惯性二极管

STARplug 的集成功率 MOS 管每一次开启的时候， 通过惯性二极管 (D1) 的电压就等于最大直流输出电压。二极管的最小雪崩电压一定要高于最大直流输入电压。通过二极管的最大平均电流由公式 39 计算。

$$I_{D,arg} = \frac{2 \cdot P_0^2 \cdot L \cdot f_{swith,max}}{V_0^3} \quad \text{Equ.39}$$

由于通过二极管的电压是瞬间加上去的， 所以需要一个快速恢复的二极管。

● OVP 薄型管

在正常工作模式，输出电压通过 IC 的电压源被调节。由于 IC 的电源电容通过调节电阻和 IC 的电源放电，所以会导致一个小的错误。电源电压已不再与输出电压一一对应。在低功率输出时，这种效应会造成太多的能量转换，从而导致输出电压增加。薄型二极管的使用就防止了预料之外高压的输出。

4.2.3 振荡器

振荡器必须设置在转换器能够工作的最大频率。这个频率用公式 37 计算。

振荡器频率的设置通过两个并连的元件：电阻 (R_{OSC}) 和电容 (C_{OSC})。

电容能够快速的充电到 V_{RC-max} (典型值 2.5V)，然后通过电阻放电到 V_{RC-min} (典型值 75mV)。放电过程需要 3.5RC 的时间 (RC=振荡器时间常数=R_{OSC} • C_{OSC})。振荡器的时间常数由公式 40 计算。振荡器的充电时间则由 STARplug 规定说明 (t_{charge}=1 μs)。

$$RC=(1/3.5) \cdot (1/f_{\text{swith,max}} - t_{\text{charge}}) \quad \text{Equ.40}$$

R_{OSC} 和 C_{OSC} 的值可以很容易的由 RC 时间常数导出。

不推荐使用低于 220pF 的振荡器电容。因为这种情况下漏极电容会影响振荡器电压。从效率的观点看，在工作频率较高时 (200KHz, C_{OSC}=10nF 时，振荡器耗散功率为 12.5mW) 最好不要用大电容 C_{OSC}。

4.2.4 退磁

通过连到 AUX 引脚上的消磁电阻 (R_{aux})，电路检测自由二极管是否还导通。如果此二极管仍然导通，则不会开始一个新的开关周期。这样在电路短路时，就限制了最大输出工作电流。

AUX 引脚在 STARplug 内部通过两个反并连的二极管与 Gnd 连接。因此，电流可以流入或流出 IC。由电阻 R_{aux} 限制这个电流。如果集成的 MOS 管导通了，电流就从 AUX 引脚流出。最大允许电流是 10mA。

这个电阻的最小值可由公式 42 和 41 计算出，同时也可计算出电阻的功耗。

$$R_{\text{aux}}=V_{\text{DC,max}}/I_{\text{aux,max}} \quad \text{Equ.42}$$

$$P_{\text{loss,Raux}}= \frac{V_{\text{DC,max}}^2}{R_{\text{aux}}} \cdot \frac{2 \cdot P_0 \cdot L}{V_0 \cdot (V_{\text{DC,max}} - V_0)} \cdot f_{\text{swith,max}} \quad \text{Equ.41}$$

如果使用最小值的电阻，这个器件的功耗就会很高，从而使转换器的效率降低。但是，电阻 R_{aux} 的值不是很关键，220K Ω 时也能很好的工作。且这将增加转换器的效率。

4.2.5 调制

如果 Buck 转换器使用了调制电路，则 STARplug 的电压就等于输出电压。电源通过一个电阻分压器向 STARplug 的 REG 引脚供电。这时，STARplug 的电压源 (和输出电压) 是调制过的。两个分压电阻的比值由公式 43 计算 (V_{duty-DC})。

$$R_{\text{reg1}}=(V_0/V_{\text{duty-DC}} - 1) \cdot R_{\text{reg2}} \quad \text{Equ.43}$$

为了防止因整流器引脚与高压信号耦合而使其引脚电压发生畸变，推荐使用低于 10K Ω 的低压整流器电阻 (R_{reg2})。

4.2.6 Buck 转换器公式概览

- OCP 电阻

输出要求:

V₀:V

$$I_{\text{pk}}= 2P_0/ V_0$$

(1)	V ₀	
(2)	P ₀	
(3)	I _{pk}	
(4)	R _{src}	

P_0 :W

$$R_{src} = 0.5 / I_{pk}$$

● 电感最小值

最大直流电压:

$V_{DC,max}$:V

$t_{LEB,max}$ =450ns

$$F_{switch,max} = \frac{(V_{DC,max}(5) - V_0(1)) \cdot V_0(1)}{2 \cdot P_0(2)} \cdot t_{leb,max}$$

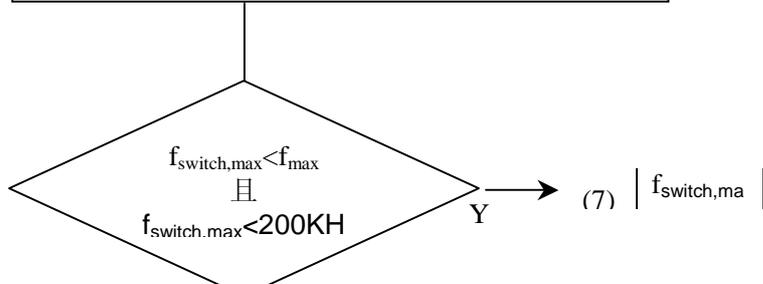
(5)	$V_{DC,max}$	
(6)	L	

● 最大频率

设置最大频率

f_{max} :V

$$F_{switch,max} \approx \frac{V_{DC,max}(5) - V_0(1)}{V_{DC,max}(5)} \cdot \frac{V_0^2(1)}{2 \cdot P_0(2) \cdot L(6)}$$



$$F_{switch,max} \approx \frac{V_{DC,max}(5) - V_0(1)}{V_{DC,max}(5)} \cdot \frac{V_0^2(1)}{2 \cdot P_0(2) \cdot f_{max}(8)}$$

(7)	f_{max}	
(6)	L	

● 输出电容

$$I_{ripple,RMS} = P_0(2) / V_0(1)$$

(8)	$I_{Cout,RM}$	
-----	---------------	--

● 惯性二极管

$$I_{D,avg} = \frac{2 \cdot P_0^2(2) \cdot L(6) \cdot f_{switch}(7)}{V_0^3(1)}$$

$$I_{br,min} = V_{DC,max}(5)$$

(9)	$I_{D,avg}$	
(10)	$V_{br,min}$	

● 振荡器

$$RC_{osc} = (1/3.5) \cdot (1/f_{switch}(7) - 1 \mu)$$

在 220pF~1000pF 之间选择振荡器电容，并计算振荡器电阻

薄型二极管 Zs2 的功能是过压保护 (OVP)。如果光耦合器出现错误, 转换器的输出电压就会增加。经过变压器的转换率 N_a/N_s , 反映在 IC 的电压源上。如果电压源太高 (=高输出电压), 薄型二极管将控制调整。

所使用的元器件列表如下。

分立元件

Ref.	说明	值	订货代码	制造商	网址
Ri1	熔断电阻	KNP 1W 5% 47E	C152M43Y5UQYFSP	TyOhm	www.tyohm.com.tw
Ci1	电解电容	6.8uF/400V/105°C/BXA	400BXA 6E8 M 10×16	Rubycon	www.rubycon.co.jp
Ci2	电解电容	4.7uF/400V/105°C/YXA	400YXA 4E7 M 10×16	Rubycon	
Ci3	电解电容	330uF/16V/20%/105°C/ZA	16 ZA 330 M 10×12.5	Rubycon	
Ci4	电解电容	120uF/16V/20%/105°C/JXA	16 JXA 120 M 6.3×11	Rubycon	
Ci5	Y1 电容	Y1-Cap/2.2n/20%/250	2251 837 51227	Philips	www.bccomponents.com
Li1	电感	SP0508/1mH/10%/190mA	SPT0508A-102KR19	TDK	www.tdk.com
Li2	电感	SP0508/10uH/10%/1900mA	SPT0508A-100K1R9	TDK	
Con1	连接器	MTA-100/3 脚	640454-3	AMP	connect.amp.com
Con2	连接器	MTA-100/2 脚	640454-2	AMP	
Tr1	变压器	CE133t 或 CE135t(E13/7/4) Lp=1.8mH/Np=134/Ns=8/Na=22	一般变压器	Philips Ovar (葡萄牙)	

SMD 元件

Ref.	说明	值	订货代码	制造商	网址
Rs1	电阻	RC11/7.5K/2%	2322 730 31752	Philips	www.acm.components-philips.com
Rs2	电阻	RC11/2.0E/2%	2322 730 31208	Philips	
Rs3	电阻	RC11/5.1K/5%	2322 730 61512	Philips	
Rs4	电阻	RC11/10E/5%	2322 730 61109	Philips	
Rs5	电阻	RC11/75K/5%	2322 730 61753	Philips	
Rs6	电阻	RC11/1K/5%	2322 730 61102	Philips	
Rs7					
Rs8	电阻	RC11/22K/5%	2322 730 61223	Philips	
Rs9	电阻	RC11/2.4K/2%	2322 730 31242	Philips	
Rs10					
Jp1	跳线	RC01/跳线 0E	2322 711 91032	Philips	
Cs1	电容	NP0/330p/2%/50V/0805	2238 861 14331	Philips	www.acm.components-philips.com
Cs2	电容	X7R/100n/20%/16V/0805	2222 780 15749	Philips	
Cs3	电容	Y5V/470n/20%/50V/1206	2238 581 19716	Philips	
Cs4	电容	X7R/47n/20%/16V/0805	2222 780 15745	Philips	
Cs5	电容	X7R/10n/20%/25V/0805	2222 910 15736	Philips	
Cs6					
Ds1	二极管	二极管桥 600V/1A	S1ZB60	Shinden-g en	www.shindengen.co.uk
Ds2	二极管	BAV 101/SOD80C	9336 993 40115	Philips	www.philips.semiconductors.com
Ds3	二极管	STPS340U/40V/3A/DO-214AA	STPS340U	Stmicroelectronics	us.st.com

5.2 测量

无负载特性

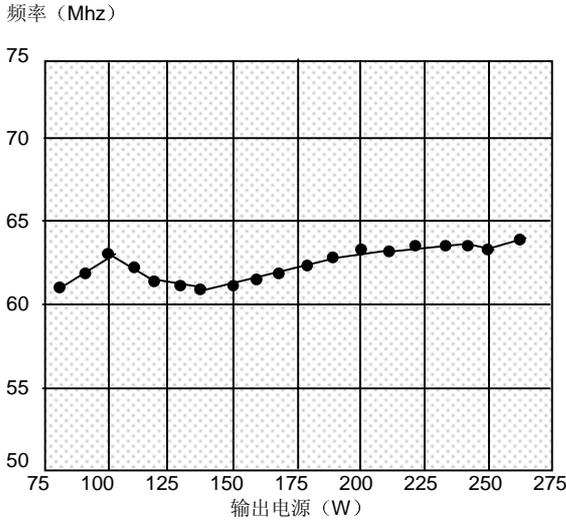


图 19 有效比输出电源(Vin=120V_{AC})

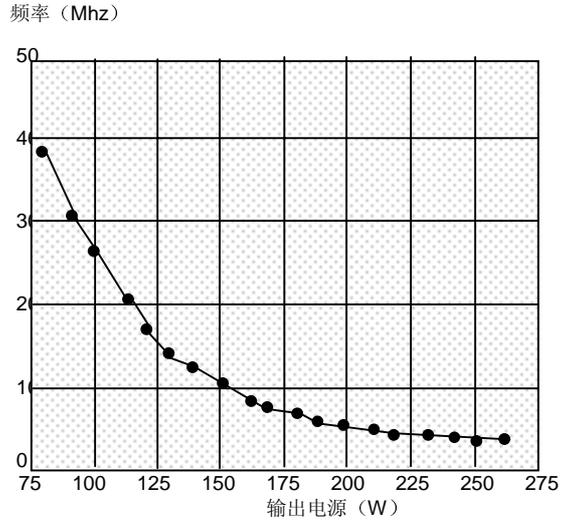


图 20 有效比输出电源(Vin=220V_{AC})

效率

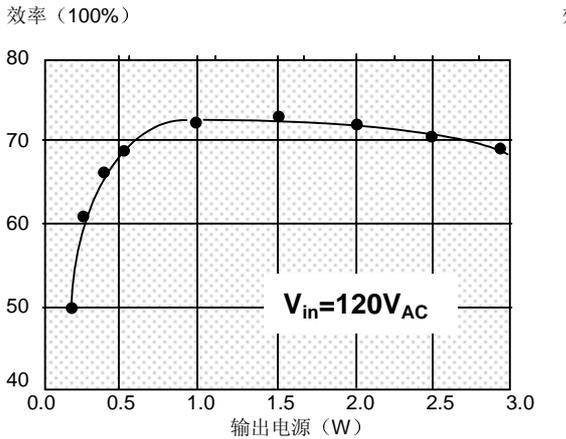
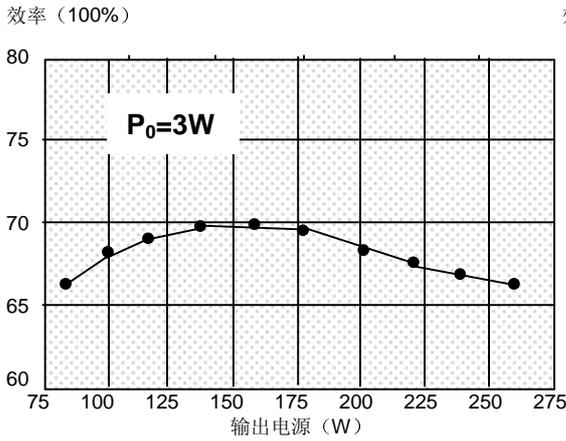


图 19 有效比输出电源(Vin=120V_{AC})

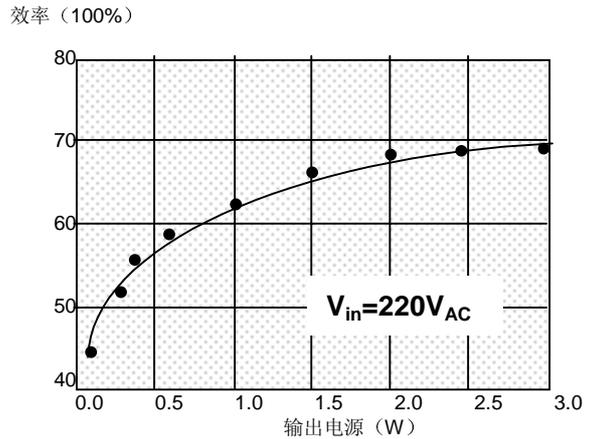
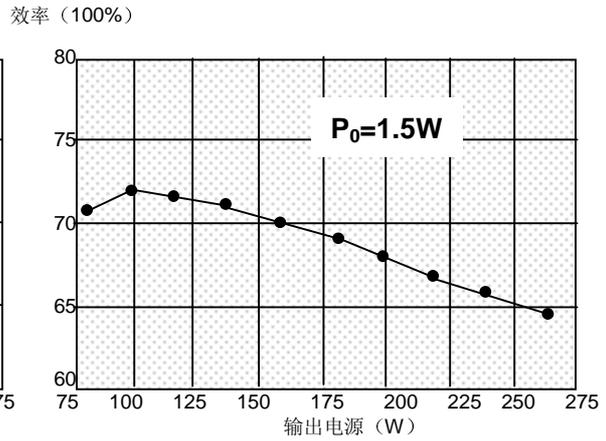


图 20 有效比输出电源(Vin=220V_{AC})

开启延时

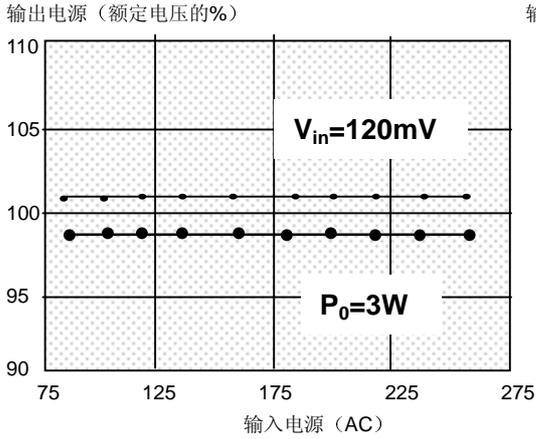


图 21 线性延时

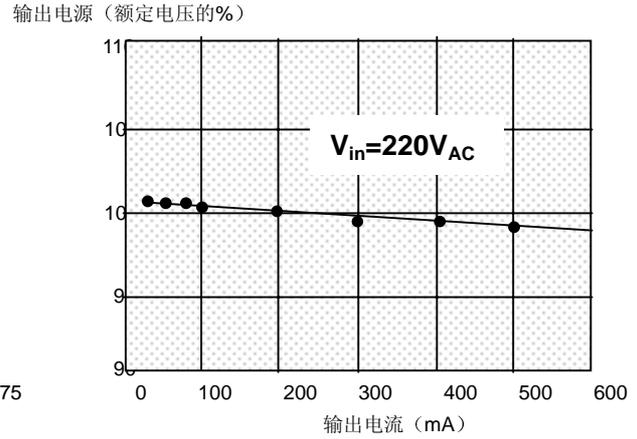


图 22 开启延时

输出电压行波

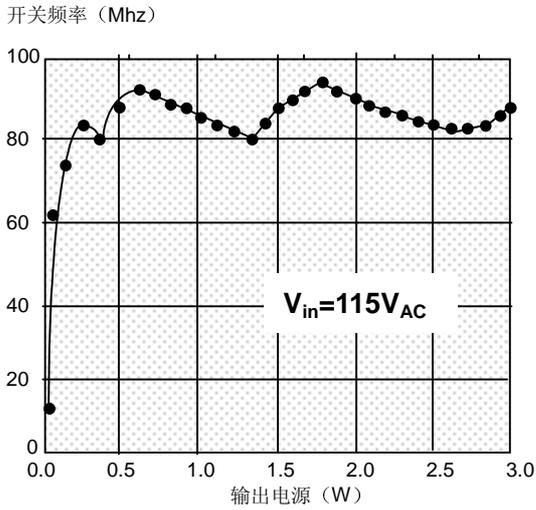


图 23 开关频率 ($V_{in}=115 V_{AC}$)

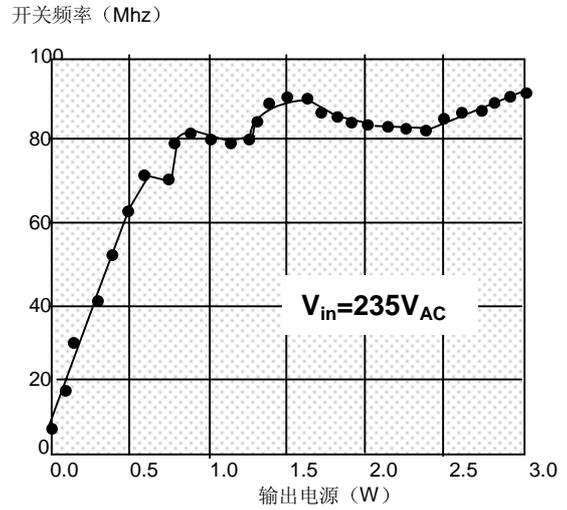


图 24 开关频率 ($V_{in}=235 V_{AC}$)