

---

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

---

### 一、概述

STH2153 是一款 1.2MHz 恒定频率的电流模式 PWM 降压转换器。STH2153 在采用单节锂电池供电输出 2A 电流时的效率仍能达到 90%以上,非常适合便携设备。STH2153 在占空比为 100% 时工作在低压降状态,延长了手持设备电池的供电时间,在负载较轻时输出时波纹极小,对噪声敏感设备影响极小。

STH2153 在输入电压为 2.5~5.5 伏范围内能提供高达 2A 的负载电流,输出电压可以低至 0.6V。高的开关频率使得可以在采用小尺寸外围元件的情况下保持较低的开关损失。内部斜率补偿设置使得在采用低值电感的情况下保持高的效率。

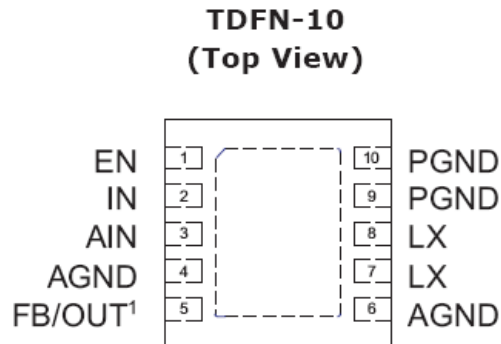
STH2153 采用 TDFN33-10 封装形式。并且符合-40°C~85°C 的工业温度范围。

STH2153 被广泛使用蜂窝移动电话、数字相机、DSP 供电、PDA、手持仪器、智能手机等场合。

### 二、电路基本特性

- 1、输入电压范围: 2.5V~5.5V
- 2、输出电压范围: 0.6V~VIN
- 3、输出电流 2A
- 4、高效率: 高达 95%
- 5、1.2MHz 固定开关频率
- 6、低导通开关电阻: 150mΩ
- 7、可以采用瓷片电容
- 8、工作于电流模式,具有出色的线路瞬态响应和负载瞬态响应
- 9、短路保护和过热保护
- 10、 软启动
- 11、 100%占空比时工作于低压降状态 (LOW DROPOUT)

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

**三、管脚图及描述**


序号	名称	I/O	功能
1	EN	I	使能管脚。高有效。在关断模式所有功能被禁止，消耗电路小于 1uA。该管脚请勿悬空。
2	IN	P	电源输入管脚。必须尽可能近的采用 2.2uF 或更大的瓷片电容和 AGND 之间去耦。
3	AIN	P	模拟电源输入管脚。为内部电路提供偏置。
4, 6	AGND	P	模拟地管脚。
5	FB	I	FB 管脚：输出电压可调版本反馈输入端，该管脚连接到外部分压电阻的中点。反馈电压是 0.6V。
7, 8	LX	O	开关管脚，电感连接到该管脚。
9, 10	PGND	P	功率地管脚。
	EP	P	功率地管脚，必须接到裸露的大片接地覆铜板（便于散热）。

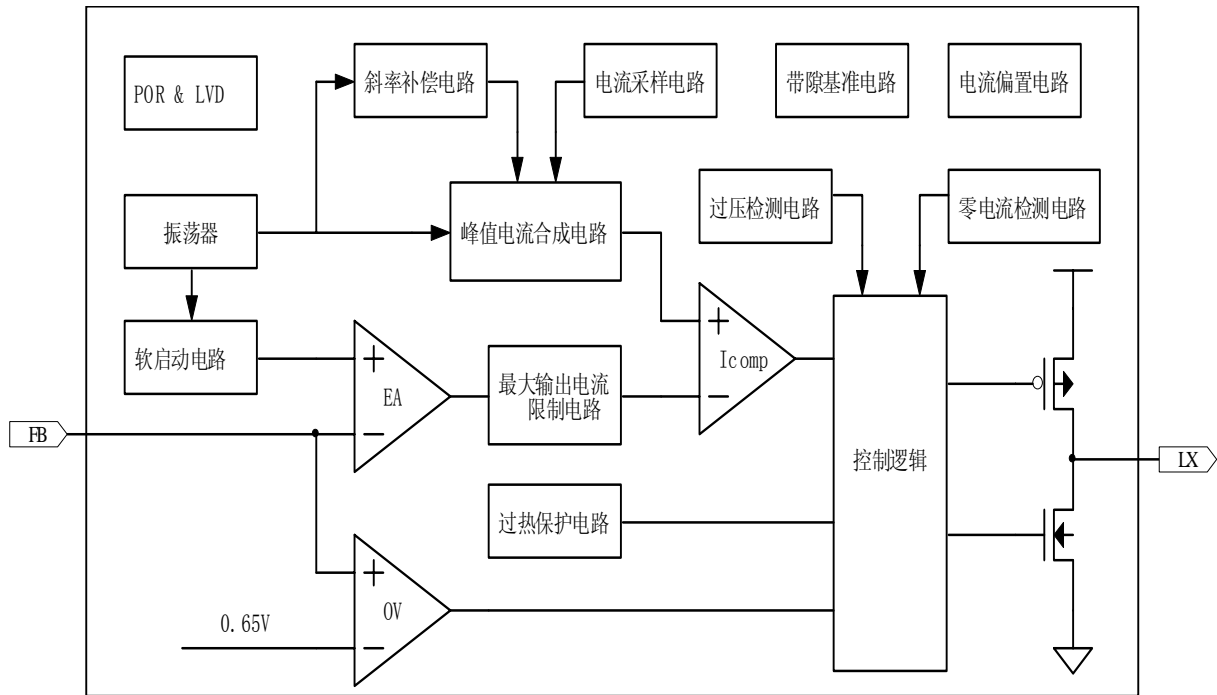
**四、极限参数和电参数**

参数	标志	范围	单位
输入电压	$V_{IN}$	-0.3 ~ 6.0	V
PGND、AGND电压		-0.3 ~ 6.0	V
$V_{FB}$ 、 $V_{EN}$ 电压		-0.3 ~ $V_{in}+0.3$	V
工作温度		-40°C~85	°C
工作焊接温度	$T_{LEAD}$	300	°C
贮存温 度		-65°C~150	°C
ESD电压	$V_{ESD}$	2000	V

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

符号	参数说明		条件	最小	典型	最大	单位
VIN	输入电压范围			2.5		5.5	V
VOUT	输出电压范围			0.6		VIN	V
IQ	输入直流 电流	活动模式	VFB=0.5V		300	500	uA
		关断模式	VEN=0V, VAIN=5.5V		0.1	1	uA
IFB	反馈输入偏置电流		VFB=0.65V			30	nA
VFB	反馈电压		TA=25°C	0.5880	0.6000	0.6120	V
			TA=0°C ≤ TA=85°C	0.5865	0.6000	0.6135	
			TA=-40°C ≤ TA=85°C	0.5850	0.6000	0.6150	
FOSC	振荡频率		VFB = 0.6V		1.2		MHz
TS	启动时间		从使能到输出稳定		1.3		mS
TSD	过热保护温度				170		°C
THYS	过热保护滞回温度				10		°C
ILIM	开关峰值电流			2.5	3.5		A
RDS (ON)	P 管		VIN=3.6V		135	200	mΩ
	N 管		VIN=3.6V		95	150	
VEN(L)	使能端低电平阈值					0.3	V
VEN(H)	使能端高电平阈值			1.5			V
IEN	输入低电平电流		VIN=VEN=5.5V	-1.0		1.0	uA

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

**五、功能框图**

**六、工作原理**

STH2153 是一个峰值电流模式降压转换电路。流过输出 PMOS 管的电流值被采样用来作为电流环路控制，并用于短路和过载保护。一个斜率补偿电流加到采样电流中用来在驱动占空比大于 50% 时使电路保持稳定。峰值电流模式环路就像一个电压控制电流源一样并联在输出电容上。电压误差放大器的输出控制电流模式环路的输出峰值电流从而得到在所有输出负载和所有输入情况下得到恒定的输出电压。

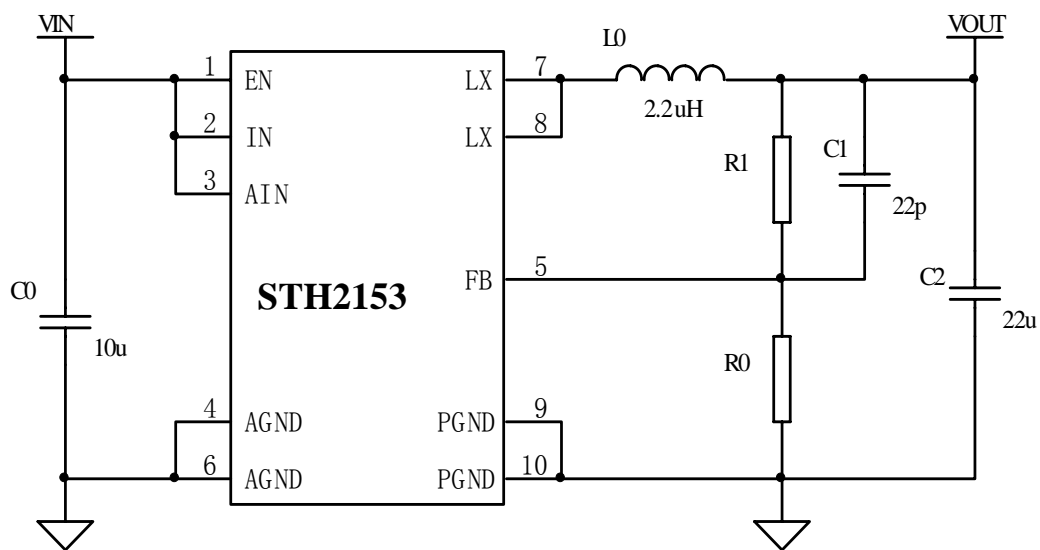
当电池电压降到和输出电压接近时，PMOS 开关管有可能在长于一个开关周期的时间内保持开启直至始终保持开启（占空比达到 100%）。降压型电压调节器的占空比 D 如下定义：

$$D = T_{ON} * F_{OSC} * 100\% \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} * 100\%$$

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

其中 TON 是主开关的开启时间、FOSC 是振荡器频率。输出电压就是电源电压减去主开关管沟道电压降和电感的电压降。在输入电压较低时，PMOS 管的导通沟道电阻增大，转换效率降低。此时应该注意输出管的功耗不要超过电路安全工作结温。

## 七、典型应用图



## 八、应用说明

## 1、输出电压设定

在典型电路应用图中，电阻 R0 和 R1 用于设定输出电压值。输出电压 Vout 和 R0、R1 的关系计算公式为：

$$V_{OUT} = 0.6 * \left(1 + \frac{R1}{R0}\right)$$

为了在电流消耗和抗噪声能力之间采取折中，R0 的最小推荐值是 59kΩ。尽管增大电阻可以降低静态电流，但是这回增加反馈节点的阻抗，使其对外部的噪声更加敏感。

下表列出了各种不同输出电压时推荐电阻值：

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

VOUT (V)	R1 (kΩ) (R0=59kΩ)	R1 (kΩ) (R0=316kΩ)
0.8	19.6	105
0.9	29.4	158
1.0	39.2	210
1.1	49.9	261
1.2	59.0	316
1.3	68.1	365
1.4	78.7	422
1.5	88.7	475
1.8	118	634
1.85	124	655
2.0	137	732
2.5	187	1000
3.3	267	1430

R0 取 59kΩ 时电路具有较好的抗噪声性能，R0 取 316kΩ 时电路具有较小的静态功耗。

## 2、电感选择

在大多数设计中，STH2153 选用 1μH 到 4.7μH 的电感值。低的电感值的电感在外形上小一些，但是需要更快的开关速度，这将降低效率。电感值可以根据以下公式来选择：

$$L = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot \Delta I_L \cdot f_{OSC}}$$

公式中  $\Delta I_L$  是电感纹波电流。大的电感值可以降低纹波电流。把电感的纹波电流设置为最大负载电流的大约 30%（即 450mA）。当输出电压高于 2.0V，轻载效率很重要，推荐最小电感值是 2.2μH。

电感制造商的规格会列出电感的额定直流电流（限制了电感的热功耗）和峰值额定电流（由电感的饱和特性决定）。在普通负载条件下电感不应该表现出任何饱和现象。一些电感在

---

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

---

达到峰值和额定电流时由于高的 DCR 会导致额外的损耗。

选择电感时始终要意识到损耗和 DCR 相关并且影响到转换器的总的效率。为了优化负载瞬态变化时电路的电压定位能力，应该选择直流串联电阻在  $20\text{m}\Omega \sim 100\text{m}\Omega$ 。为了提高在重的负载（大于  $200\text{mA}$ ）或小的负载调整率（但是会有瞬态过冲）时的效率，直流串联电阻应该低于  $100\text{m}\Omega$ 。为了防止铁芯饱和，电感的额定直流电流应该选择为最大负载电流加上波纹电流的一半。

### 3、输入电容选择

输入电容可以减小从输入端吸入的浪涌电流和器件产生的开关噪声。输入电容在开关频率时的阻抗应该低于输入电压源的阻抗以阻止开关电流从输入端涌入。输入电容的计算值根据输入电压的不动而不同，当  $V_{IN}$  是  $V_{OUT}$  的 2 倍时带到最大值。

$$C_{IN} = \frac{\frac{V_O}{V_{IN}} \cdot (1 - \frac{V_O}{V_{IN}})}{(\frac{V_{PP}}{I_O} - ESR) \cdot f_S}$$

$$C_{IN(MIN)} = \frac{1}{(\frac{V_{PP}}{I_o} - ESR) \cdot 4 \cdot f_S}$$

用最大均方根电流来定低 ESR 的输入电容。强烈推荐采用 X5R 或 X7R 绝缘材料的瓷片电容，因为它们有低的 ESR 和小的温度系数。对大多数应用来说，一个  $10\mu\text{F}$  的瓷片电容已经足够了。更大电容值的输入电容可以提高输入电压滤波效果。

输入电容的最大均方根电流计算如下：

$$I_{RMS} = I_O \cdot \sqrt{\frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN}}\right)}$$

输入电容的均方根波纹电流根据输入和输出电压的不同而不同并且将始终小于或等于做那个的直流负载电流的一半。

$$I_{RMS(MAX)} = \frac{1}{2} \cdot I_O$$

---

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

---

为了使杂散电感最小化，电容应该尽可能放置在电路旁边。这将保持高频率的输入电流局部化，使 EMI 和输入电压波纹最小化。

实验室测试时经常是两条长线从直流电源端到评估板的电压输入端。这两个长线的电感和低 ESR 的输入瓷片电容组成一个高 Q 值的网络可能会影响转换器的工作。这个问题明显的表现在当负载变化时会出现过多的振铃。输出环路的相位和增益将被错误的测量出来。

由于短的 PCB 走线的压降远远低于测试台电源线的压降，大多数设备不存在这个现象。

在电源线的电感不能减小到影响转换器工作的应用环境下，可以在低 ESR、ESI 瓷片波旁路电容上并联一个高 ESR 的钽电容或铝电容。这将抑制高 Q 值网络，使系统稳定。

### 4、输出电容选择

输出电容的功能就是存储能量，试图维持一个恒定的电压。能量存储于电容的电场中。输出电容值通常选择满足输出电压波纹的要求。因为输出电感的波纹电流通常由  $L$ 、 $V_{OUT}$  和  $V_{IN}$  决定，输出电容的串联阻抗主要决定了输出电压波纹。组成电容的电抗的三个因素是等效串联电阻 ESR、等效串联电感 ESL 和电容值 C。

由于负载变化导致的输出电压跌落受控于输出瓷片电容的电容值。在负载电流阶跃增大时，输出瓷片电容作为负载的电压源直到反馈环路响应。在两个开关周期内，环路作出响应并且电感的电流增大来适应负载电流需求。在这两个开关周期内输出电容上的电压的跌落可以通过下式估计：

$$C_{OUT} = \frac{2 \cdot \Delta I_{LOAD}}{V_{DROOP} \cdot f_S}$$

在很多实际的设计中，为了达到要求的 ESR 值，往往选择一个比要求的电容值大的多的电容器。

在连续或不连续的电感电流模式下，输出电容的 ESR 需要根据输出电压波纹选择：

$$ESR \leq \frac{\Delta V_O}{\Delta I_L}$$

流过电容的 ESR 的波纹电流产生功率耗散。这将导致电容内部温度升高。高温将会缩短电容的使用寿命。电容有依赖于环境温度的额定波纹电流。输出电容的波纹电流是电感电流 ( $I_L$ )



---

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

---

减去输出电流 ( $I_O$ )。流入输出电容的均方根电流由下式计算 (连续电感电流工作模式):

$$I_{RMS} = \Delta I_L \cdot 0.289$$

ESL 将在低兆赫兹区域引起振铃, 但是可以通过选择低 ESL 电容、限制 PCB 走线长度和多个小电容并联来解决。

总的来说, 为了使输出波纹符合需求并保持环路稳定, 建议选用 X5R 和 X7R 电介质的瓷片电容, 因为它们 ESR 低并且额定纹波电流大。输出纹波由下式计算:

$$\Delta V_{OUT} \leq \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot f_{OSC} \cdot L} \cdot \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f_{OSC} \cdot C_{OUT}} \right)$$

一个 22uF 的瓷片电容可以满足大多数应用。

### 5、热计算

STH2153 有三种损耗: 开关损耗、导通损耗和静态损耗。导通损耗和输出功率开关管的导通沟道电阻  $R_{DS(ON)}$  有关。开关损耗是由于输出功率开关管栅极充放电引起。在满载时, 假设是连续导通模式 (CCM), 一个简单的损耗公式如下:

$$P_{TOTAL} = \frac{I_O^2 \cdot (R_{DS(ON)(HS)} \cdot V_O + R_{DS(ON)(LS)} \cdot (V_{IN} - V_O))}{V_{IN}} + (t_{SW} \cdot F \cdot I_O + I_Q) \cdot V_{IN}$$

$I_Q$  是静态电流。  $t_{SW}$  是满载降压转换器的开关损耗。

当降压转换器工作在 100% 的占空比时, 电路的总损耗减为:

$$P_{TOTAL} = I_O^2 \cdot R_{DS(ON)(HS)} + I_Q \cdot V_{IN}$$

由于  $R_{DS(ON)}$ 、静态电流和开关损耗和输入电压有关, 总的损耗应该在输入电压范围内考虑。给出总的损耗, 最大结温可以从 DFN-10 封装的  $\theta_{JA}$  值 (45°C/W) 推出:

$$T_{J(MAX)} = P_{TOTAL} \cdot \Theta_{JA} + T_{AMB}$$

### 6、PCB 布线指导

设计 PCB 时, 请遵循以下布线指导:

1. 裸露焊盘 EP 必须可靠地焊接到地线平面
2. 电源线和地线、LX 以及 IN 端的连线应该保持粗短以允许大电流流过。电感应该因可

## 电流型恒定频率 PWM 降压转换电路

- 能靠近电路的 LX 引脚。在不同层次走线时多使用几个过孔。
3. 输入电容应该尽可能靠近电路的 IN 和 AGND 引脚以得到好的电源滤波效果。
  4. 保持开关节点 LX 和敏感的结点 FB/OUT 结点的距离。
  5. 反馈线 OUT 应该和电源线保持距离并尽可能的接近负载点。从一根大电流走线感应将降低直流负载调整率。反馈电阻应该尽可能接近 FB 引脚，使高阻反馈走线尽可能短。
  6. 输出电容和输出电感应该尽可能靠近。电感和引脚 LX 的连线应该尽可能短，并且电感下方不要走信号线。
  7. 从负载返回到 PGND 的走线应该尽可能短。这将最小化由于内部 AGND 和 PGND 电位不同造成的直流输出误差。

## 九、封装尺寸

### TDFN33-10

