

# TPS65105

## 线性调节器和 VCOM 缓冲的三输出 LCD 供电

### 特点:

- 2.7v 到 5.8v 输入电压范围
- 1.6MHz 的开关频率
- 3 个独立的可调节输出
- 最高主输出达到 15v，以<1%de 精准度
- 虚拟同步变压技术
- 负压充电泵驱动  $V_{o2}$
- 正压充电泵转换  $V_{o3}$
- 集成 VCOM 缓冲器
- 辅助 3.3v 线性校准控制器
- 内置软启动
- 内置上电顺序
- 全输出故障识别
- 热关断
- 支持 TSSOP-24 和 QFN-24 的 PowerPAD 封装

### 应用

- 笔记本 TFT-LCD 显示器
- 监视器 TFT-LCD 显示器
- 便携 DVD 播放器
- 平板电脑
- 汽车导航系统
- 工控显示设备

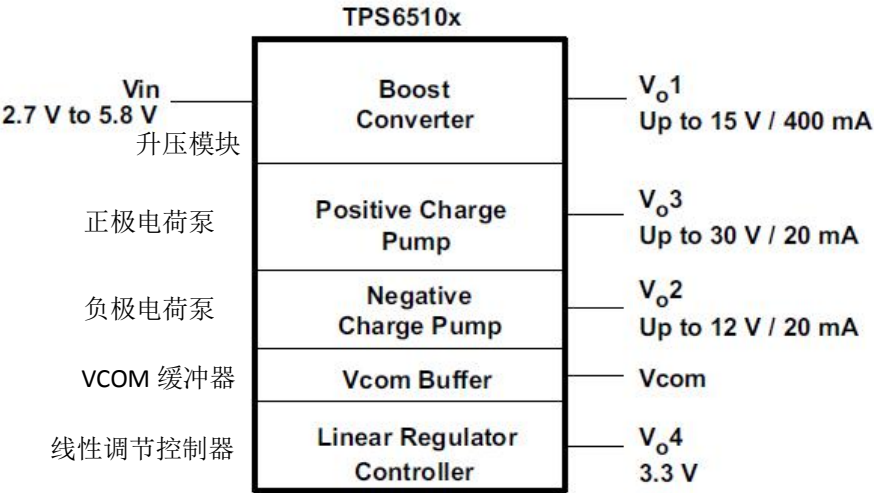
### 描述

TPS6510X 系列为所有需要三电压供电的 TFT-LCD 显示器提供了一个简洁又小巧的解决方案。

那个辅助线性变压控制器可以用来给单 5v 电压轨供电系统产生一个 3.3v 的逻辑电源轨。

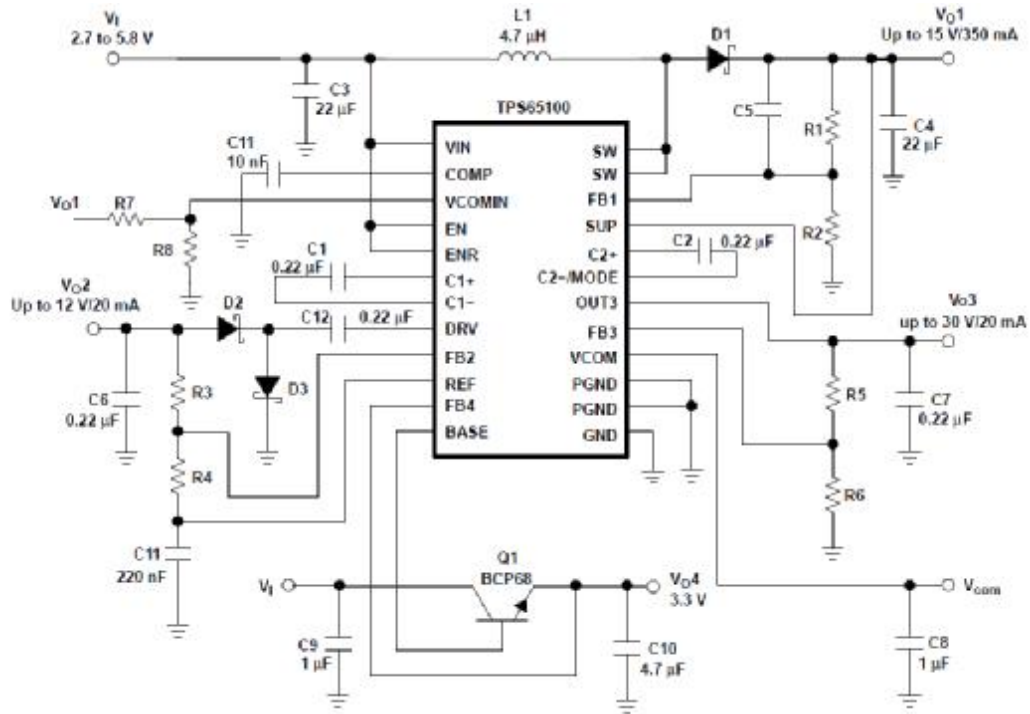
主输出  $V_{o1}$  是一个有 1.6Mhz 频率的升压模块，可以提供 LCD 显示器的驱动源。当需要稍低的电源输出的时候，同时通过使用更小的外接电感的方法受限时，可以选择不同设备版本来实现。其中 TPS65100/01 是使用了典型限制电流为 2.3A 的开关电路，而 TPS65105 的典型开关限制电流 1.37A。一个全集成的可调充电泵可以提供正的栅极（gate）驱动源。一个外接的可调节的负极充电泵提供负的栅极(gate)电压驱动。由于使用了高达 1.6MHz 开关频率的电荷泵，那么只要使用又小又便宜的 220nF 的电容就可以了。

TPS6510X 系列还集成了 VCOM 缓冲器给 LCD 背板供电。由于 LCD 背板只是 5V 供电，TPS6510X 内置了一个线性调节器只要使用一个外接的晶体管就可以为数字电路部分提供一个调整过的 3.3v 的输出。为了起到最大的安全性能，TPS65100/05 在某一个输出发生失控的情况下最快地关闭。当设备的输入引脚或者 EN 引脚接到 GND 之后，设备又能工作了。TPS65101 在一个输出低于阈值的时候无法进入关断状态。



基本框图

## 典型应用电路



## 规则信息

温度	线性调节器 输出电压	开关电流最 小极限值	封装		封装标志
			TSSOP	QFN	
-40℃ 到 85℃	3.3V	1.6A	TPS65100PWP	TPS65100RGE	TPS65100
	3.3V	1.6A	TPS65101PWP	TPS65101RGE	TPS65101
	3.3V	0.96A	TPS65105PWP	TPS65105RGE	TPS65105

## 最大绝对等级参数

如果不是特殊说明，以下参数均是室温下的值。

	单位
VIN 引脚输入电压	-0.3V 到 6V
V <sub>o1</sub> 、SUP、PG 引脚的电压	-0.3V 到 15.5V
EN、MODE、ENR 引脚的电压	-0.3V 到 V <sub>in</sub> +0.3V
VCOMIN 的电压	14V
SW 的电压	20V
电源的波动	看纹波率表格
连接操作温度范围	-40℃ 到 150℃
存储温度范围	-65℃ 到 150℃
焊接温度（10 秒）	260℃

- (1) 强调一下，如果超过以上最大极限值，那么会对器件产生永久性破坏。
- (2) 所有的值都是对地而言的。

## 消耗率

封装	R θ <sub>JA</sub>	<25℃ 功率	70℃ 功率	85℃ 功率
24-PIN TSSOP	30.13℃/W	3.3W	1.83W	1.32W
24-PIN QFN	30℃/W	3.3W	1.8W	1.3W

## 推荐使用参数

	MIN	TYPE	MAX	单位
VIN 输入电压范围	2.7		5.8	V
L 电感		4.7		μ H(微亨)
T <sub>A</sub> 运行温度	-40		85	℃
T <sub>J</sub> 焊接温度	-40		125	℃

# 电气特性

VIN=3.3V，EN=VIN，VO1=10V，TA=-40℃到 85℃，这些典型值都是在 TA=25℃的情况下（某有特殊说明）。

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SUPPLY CURRENT						
V <sub>I</sub>	Input voltage range		2.7		5.8	V
I <sub>Q</sub>	Quiescent current into VIN	ENR = VCOMIN = GND, V <sub>O3</sub> = 2 x V <sub>O1</sub> , Boost converter not switching		0.7	0.9	mA
I <sub>Qcharge</sub>	Charge pump quiescent current into SUP	V <sub>O1</sub> = SUP = 10 V, V <sub>O3</sub> = 2 x V <sub>O1</sub>		1.7	2.7	mA
		V <sub>O1</sub> = SUP = 10 V, V <sub>O3</sub> = 3 x V <sub>O1</sub>		3.9	6	
I <sub>QVCOM</sub>	VCOM quiescent current into SUP	ENR = GND, V <sub>O1</sub> = SUP = 10 V		750	1300	µA
I <sub>QEN</sub>	LDO controller quiescent current into VIN	ENR = VIN, EN = GND		300	800	µA
I <sub>SD</sub>	Shutdown current into VIN	EN = ENR = GND		1	10	µA
V <sub>UVLO</sub>	Undervoltage lockout threshold	VIN falling		2.2	2.4	V
	Thermal shutdown	Temperature rising		160		°C
LOGIC SIGNALS EN, ENR						
V <sub>HI</sub>	High-level input voltage		1.5			V
V <sub>LI</sub>	Low-level input voltage				0.4	V
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I <sub>leak</sub>	Input leakage current	EN = GND or VIN		0.01	0.1	µA
MAIN BOOST CONVERTER						
V <sub>O1</sub>	Output voltage range		5		15	V
V <sub>O1</sub> - V <sub>I</sub>	Minimum input to output voltage difference		1			V
V <sub>REF</sub>	Reference voltage		1.205	1.213	1.219	V
V <sub>FB</sub>	Feedback regulation voltage		1.136	1.146	1.154	V
I <sub>FB</sub>	Feedback input bias current			10	100	nA
r <sub>DS(ON)</sub>	N-MOSFET on-resistance (Q1)	V <sub>O1</sub> = 10 V, I <sub>SW</sub> = 500 mA		195	290	mΩ
		V <sub>O1</sub> = 5 V, I <sub>SW</sub> = 500 mA		295	420	
I <sub>UM</sub>	N-MOSFET switch current limit (Q1)	TPS85100, TPS85101	1.6	2.3	2.6	A
		TPS85105	0.96	1.37	1.56	A
r <sub>DS(ON)</sub>	P-MOSFET on-resistance (Q2)	V <sub>O1</sub> = 10 V, I <sub>SW</sub> = 100 mA		9	15	Ω
		V <sub>O1</sub> = 5 V, I <sub>SW</sub> = 100 mA		14	22	
I <sub>MAX</sub>	Maximum P-MOSFET peak switch current				1	A
I <sub>leak</sub>	Switch leakage current	V <sub>SW</sub> = 15 V		1	10	µA
f <sub>SW</sub>	Oscillator frequency	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C	1.295	1.6	2.1	MHz
		-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C	1.191	1.6	2.1	
	Line regulation	2.7 V ≤ V <sub>I</sub> ≤ 5.7 V, I <sub>load</sub> = 100 mA		0.012		%/V
	Load regulation	0 mA ≤ I <sub>O</sub> ≤ 300 mA		0.2		%/A

## 负极电荷泵：

NEGATIVE CHARGE PUMP V <sub>O2</sub>						
V <sub>O2</sub>	Output voltage range		-2			V
V <sub>ref</sub>	Reference voltage		1.205	1.213	1.219	V
V <sub>FB</sub>	Feedback regulation voltage		-36	0	36	mV
I <sub>FB</sub>	Feedback input bias current			10	100	nA
r <sub>DS(ON)</sub>	Q8 P-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>	I <sub>O</sub> = 20 mA		4.3	8	Ω
	Q9 N-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>			2.9	4.4	
I <sub>O</sub>	Maximum output current		20			mA
	Line regulation	7 V ≤ V <sub>O1</sub> ≤ 15 V, I <sub>load</sub> = 10 mA, V <sub>O2</sub> = -5 V		0.09		%/V
	Load regulation	1 mA ≤ I <sub>O</sub> ≤ 20 mA, V <sub>O2</sub> = -5 V		0.126		%/mA

正极电荷泵：

POSITIVE CHARGE PUMP V <sub>O3</sub>						
V <sub>O3</sub>	Output voltage range			30		V
V <sub>ref</sub>	Reference voltage		1.205	1.213	1.219	V
V <sub>FB</sub>	Feedback regulation voltage		1.187	1.214	1.238	V
I <sub>FB</sub>	Feedback input bias current		10	100		nA
r <sub>DS(ON)</sub>	Q3 P-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>	I <sub>O</sub> = 20 mA		9.9	15.5	Ω
	Q4 N-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>			1.1	1.8	
	Q5 P-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>			4.8	8.5	
	Q6 N-Channel switch r <sub>DS(ON)</sub>			1.2	2.2	
V <sub>d</sub>	D1 – D4 Schottky diode forward voltage	I <sub>D1-D4</sub> = 40 mA		610	720	mV
I <sub>O</sub>	Maximum output current		20			mA
	Line regulation	10 V ≤ V <sub>O1</sub> ≤ 15 V, I <sub>load</sub> = 10 mA, V <sub>O3</sub> = 27 V		0.56		%/V
	Load regulation	1 mA ≤ I <sub>O</sub> ≤ 20 mA, V <sub>O3</sub> = 27 V		0.05		%/mA

线性调压控制器：

LINEAR REGULATOR CONTROLLER V <sub>O4</sub>						
V <sub>O4</sub>	Output voltage	4.5 V ≤ V <sub>I</sub> ≤ 5.5 V, 10 mA ≤ I <sub>O</sub> ≤ 500 mA	3.2	3.3	3.4	V
I <sub>BASE</sub>	Maximum base drive current	V <sub>I</sub> - V <sub>O4</sub> - V <sub>BE</sub> ≥ 0.5 V <sup>(1)</sup>	13.5	19		mA
		V <sub>I</sub> - V <sub>O4</sub> - V <sub>BE</sub> ≥ 0.75 V <sup>(1)</sup>	20	27		
	Line regulation	4.75 V ≤ V <sub>I</sub> ≤ 5.5 V, I <sub>load</sub> = 500 mA		0.186		%/V
	Load regulation	1 mA ≤ I <sub>O</sub> ≤ 500 mA, V <sub>I</sub> = 5 V		0.064		%/A
	Start up current	V <sub>O4</sub> ≤ 0.8 V	11	20	25	mA

VCOM 缓冲器

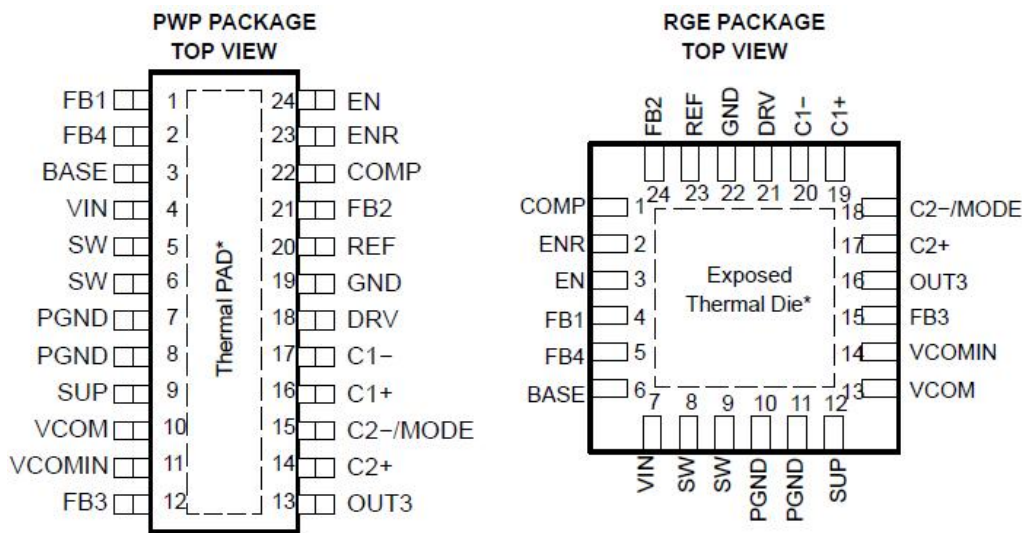
VCOM BUFFER						
V <sub>cm</sub>	Common mode input range		2.25	(V <sub>O1</sub> )-2		V
V <sub>os</sub>	Input offset voltage	I <sub>O</sub> = 0 mA	-25	+25		mV
	DC Load regulation	I <sub>O</sub> = ±25 mA	-30		37	mV
		I <sub>O</sub> = ±50 mA	-45		55	
		I <sub>O</sub> = ±100 mA	-72		85	
		I <sub>O</sub> = ±150 mA	-97		110	
I <sub>B</sub>	VCOMIN input bias current		-300	-30	300	nA
I <sub>peak</sub>	Peak output current	V <sub>O1</sub> = 15 V	1.2			A
		V <sub>O1</sub> = 10 V	0.65			A
		V <sub>O1</sub> = 5 V	0.15			A

故障保护阈值

FAULT PROTECTION THRESHOLDS						
V <sub>(th, vo1)</sub>	Shutdown threshold	V <sub>O1</sub> Rising	-12	-8.75% V <sub>O1</sub>	-6	V
V <sub>(th, vo2)</sub>		V <sub>O2</sub> Rising	-13	-9% V <sub>O2</sub>	-5	V
V <sub>(th, vo3)</sub>		V <sub>O3</sub> Rising	-11	-8% V <sub>O3</sub>	-5	V

注：（1）V<sub>I</sub>=TPS6510X 的供电电压，V<sub>O4</sub>=调压器的输出电压，V<sub>BE</sub>=外加晶体管的基极电压。

器件信息



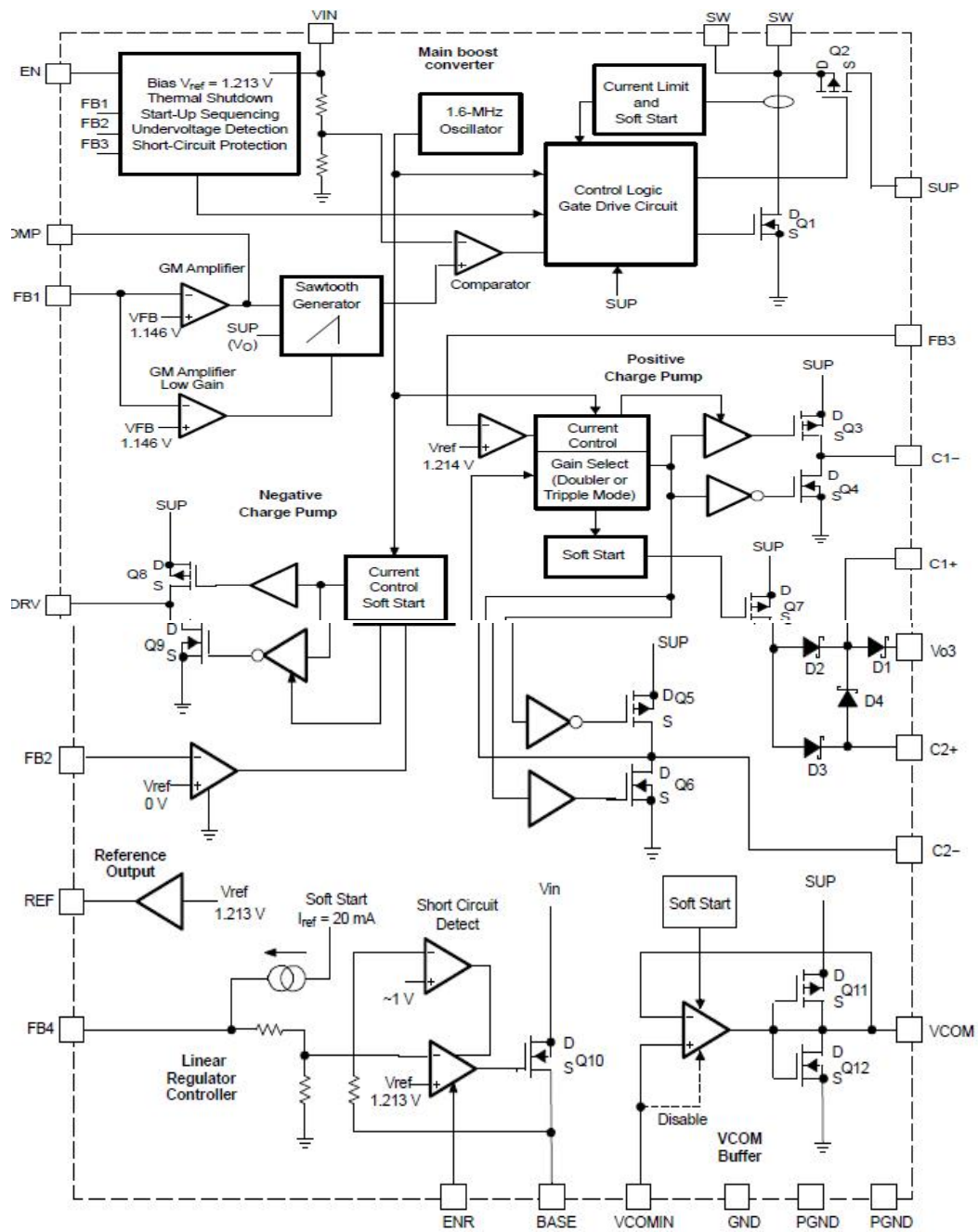
设备信息

PIN Name	I/O	功能描述
VIN	I	器件的输入电压管脚
EN	I	器件的使能管脚。这个引脚应该被设置好，不能被悬空。高逻辑电平使器件使能，低逻辑电平使器件关断。
COMP		这个是主升压模块的补偿引脚。这个引脚连接一个小电容就可以。
VCOMIN	I	VCOM 缓冲器的正输入端。当 VCOM 缓冲器不使用的时候，此端接地，以减少芯片休眠时的电流消耗。
ENR	I	线性调压控制器的使能端。这个引脚需要被连接而不能悬空。高电平使能，低电平关断。
C1+		快速充电电容电荷泵的正极
C1-		快速充电电容电荷泵的负极
DRV	O	外接电荷泵的驱动
FB2	I	负极电荷泵的反馈端
REF	O	内置参考输出，典型值 1.23V
FB4	I	线性调压模块控制器的反馈端。线性调压模块的输出是 3V 还是 3.3V 是由芯片版本决定的。
BASE	O	外接晶体管基本驱动的输出
GND		地
PGND		电源地
VCOM	O	VCOM 缓冲器的输出
FB3	I	正极电荷泵的反馈端
OUT3	O	正极电荷泵的输出

C2-/MODE		电荷泵快速充电电容的负极，和电荷泵 <b>MODE</b> 的引脚。如果快速充电电容接到这个引脚，那么转换器将是三输出模式。如果转换器需要工作在 2 输出模式，那么快速充电电容需要去除，并且将此引脚接地。
C2+		电荷泵快速充电电容的正端。如果转换器工作在 <b>doubler</b> 模式，那么此引脚悬空。
SUP	I	这个是正负电荷泵、升压转换栅极驱动电路和 <b>VCOM</b> 缓冲器的供电端。这个端口需要和主升压模块的输出接在一起，而不能和其他任何电压源相连接。出于性能的考虑，此脚不要直接接旁路电容。
FB1	I	升压模块的反馈端
SW	I	升压模块的开关引脚
PowerPAD™/ Termail Die		PowerPAD 散热焊盘需要连接至电源地（PGND）

结构功能图





## 典型特性

			FIGURE
<b>Main Boost Converter</b>			
$\eta$	Efficiency, main boost converter $V_{O1}$	vs Load current	1
	Efficiency, main boost converter $V_{O1}$	vs Load current	2
	Efficiency	vs Input voltage	3
$f_{sw}$	Switching frequency	vs Free-air temperature	4
$r_{DS(on)}$	$r_{DS(on)}$ N-Channel main switch Q1	vs Free-air temperature	5
PWM operation, continuous mode			6
PWM operation at light load			7
Load transient response, $C_O = 22 \mu F$			8
Load transient response, $C_O = 2 \times 22 \mu F$			9
Power-up sequencing			10
Soft start $V_{O1}$			11
<b>Negative Charge Pump</b>			
$I_{max}$	$V_{O2}$ Maximum load current	vs Output voltage $V_{O1}$	12
<b>Positive Charge Pump</b>			
$I_{max}$	$V_{O3}$ Maximum load current	vs Output voltage $V_{O1}$ (doubler mode)	13
$I_{max}$	$V_{O3}$ Maximum load current	vs Output voltage $V_{O1}$ (tripier mode)	14

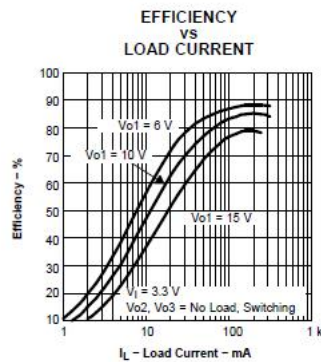


Figure 1.

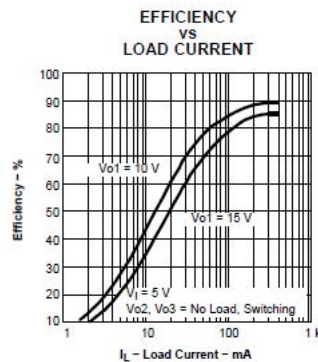


Figure 2.

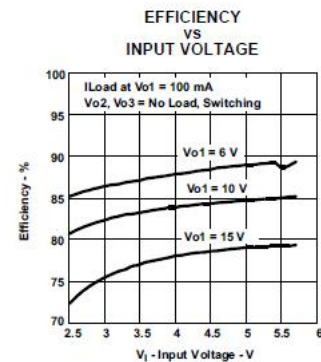


Figure 3.

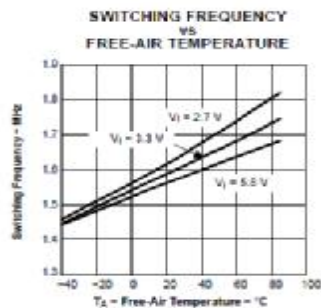


Figure 4.

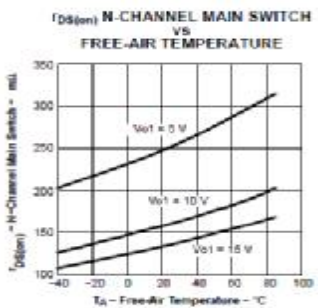


Figure 5.

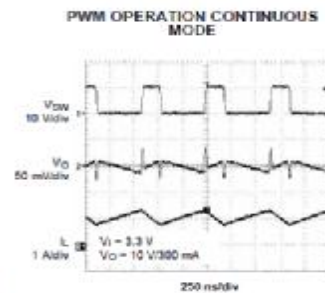


Figure 6.

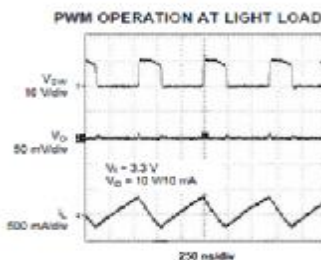


Figure 7.

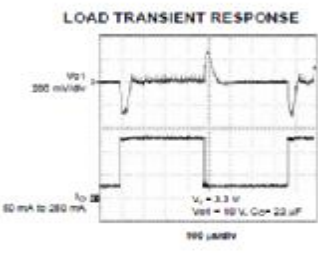


Figure 8.

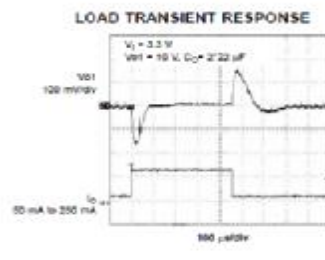


Figure 9.

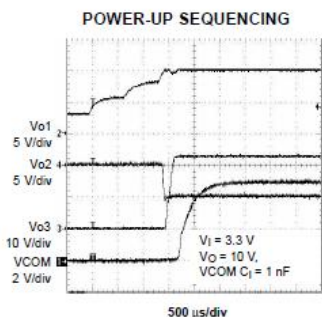


Figure 10.

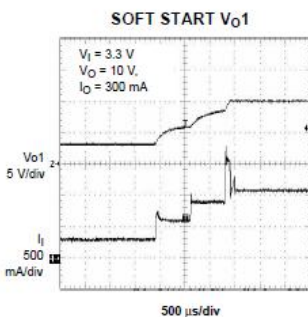


Figure 11.

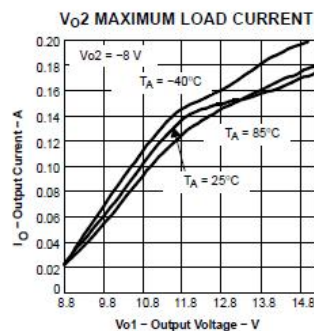


Figure 12.

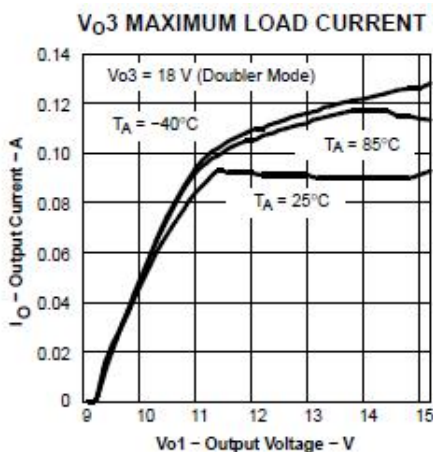


Figure 13.

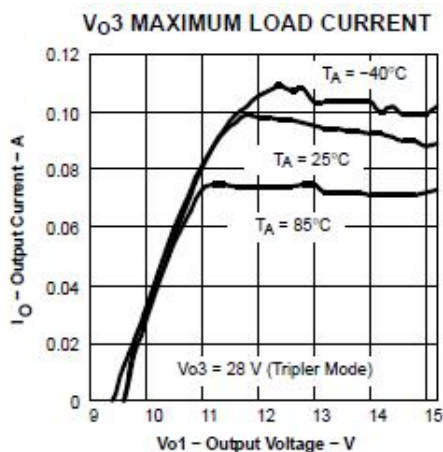


Figure 14.

## 详细描述

TPS6510X 系列包含了一个主要的升压转换模块, 通过一个固定的开关频率 1.6MHz 使得只需要外加一些很小的元器件。升压模块的输出电压  $V_{O1}$  同时也是一个输入电压, 通过 SUP 引脚连接, 作为正负极电荷泵和 VCOM 缓冲器的供电。线性转换控制器是和这个系统相独立的, 他拥有自己的使能引脚。这使得线性转换控制器能在其他供电轨因为故障失效的情况关断的时候, 能够继续运行。要想获得更多信息请看结构框图。

### 主升压转换器

主升压转换器运行于 PWM 模式, 以及一个固定的开关频率 1.6MHz。这个转换器使用了一个特殊的快速响应模式的电压模式控制器, 采用了输入正反馈的方法。这使得器件具有优异的线性性能和带负载能力。这也使得只需要外接一些小型的元器件。为了获得更加灵活的外接元器件的选择, 器件使用了外加的环路补偿。尽管升压模块运行在看似非同步的拓扑间断

模式，但 **TPS6510X** 还是维持了连续的导通状态甚至是在轻负载状况下。这是通过虚拟同步转换技术来提高了负载瞬态响应。在结构上，是通过外接一个肖克利二极管和内置的 **MOSFET** 在 **SW** 引脚和 **SUP** 引脚之间做并联实现的。那个内置的 **MOSFET Q2** 可以使电感电路在轻负载的情况下变成负极。为了达到这个目的，一个小的内置 **P** 沟道的 **MOSFET** 只要  $10\Omega$  就足够了。当电感电路变成正极的时候，外接的肖克利二极管的导通电压更低。这使得转换器可以在整个负载电流范围内以一个固定的频率工作在连续导通的模式。这避免了标准非同步升压转换器开关引脚上的振铃。同时，也使得升压电路可以用更简单的方式补偿。

## VCOM 缓冲器

**VCOMIN** 是 **VCOM** 缓冲器的输入端。如果应用电路不需要这个 **VCOM** 缓冲器，那么可以将 **VCOMIN** 直接接地关断 **VCOM** 缓冲器，从而可以减少静态电流损耗。**VCOM** 缓冲器是为了避免在 **V<sub>O1</sub>** 上电时带来的电压的大跳变。**VCOMIN** 不能在器件运行的时候被动态地拉至地。

## 使能以及上电顺序（**EN**，**ENR**）

器件拥有两个使能引脚。为了避免意外，这些引脚必须端接不能悬空。将 **EN** 拉高，器件被使能，然后器件按照这样的上电顺序：首先是主升压模块 **V<sub>O1</sub>** 上电，然后是负极和正极电荷泵，接着是 **VCOM** 缓冲器。如果 **VCOMIN** 被保持在低电平，**VCOM** 缓冲器被保持在无效状态。线性稳压模块有一个独立的使能引脚（**ENR**）。将这个引脚拉低，会使这个稳压器失效，反之则使能。

如果 **EN** 被拉高，器件会按照顺序上电。主升压模块首先通过自己的软启动上电。如果其输出电压一旦达到了他自己输出电压的 **91.25%**，那么接着负极电荷泵会启动。负极电荷泵会通过一个软启动上电，当达到 **91%** 的时候正极电荷泵会软启动。一旦正极电荷泵达到设定值，那么 **VCOM** 缓冲器就被使能了。**VCOMIN** 的值会高 **1.0V**。将使能引脚拉低，会关断整个器件。根据负载电路和输出溶质，每个输出都会下降。

## 正极电荷泵

**TPS6510X** 拥有一个完全校准的集成的正极电荷泵，用来产生 **V<sub>O3</sub>**。电荷泵的输入电压 **SUP** 等同于主升压模块的输出 **V<sub>O1</sub>**。电荷泵可以输出的最小负载电流是 **20mA**。根据 **V<sub>O1</sub>** 和 **V<sub>O3</sub>** 之间的压差不同，更高的负载电流可以输出。详见图 12。

## 负电荷泵

**TPS6510X** 的负电荷泵使用 2 个外接的肖克利二极管。负电荷泵的输入电压连接在 **SUP**，和主升压模块的 **V<sub>O1</sub>** 连接在一起。负电荷泵翻转了主升压模块的输出电压的极性。最小输出 **20mA** 的负载电流。根据 **V<sub>O1</sub>** 和 **V<sub>O2</sub>** 的压差的不同，可以得到更高的电流输出。详见图 12。

## 线性稳压控制器

TPS6510X 包含了一个线性稳压的控制器可以产生一个 3.3V 电源轨。当系统是单 5V 供电的时候，这个就非常有用。这个稳压是独立于器件其他电压轨的。并且有他自己的使能端 ENR。如果很多系统需要这个电压源轨第一个启动，那么推荐使用一个 R-C 延时网络加在 EN 端。这个主升压模块的启动延时会减少大电流的涌入。

## 软启动

主升压模块，正负电荷泵、线性稳压模块以及 VCOM 缓冲器都有一个内置的软启动。这避免了过大的电压落差以及带来的大电流涌入输入电压轨。在主升压模块的软启动期间，内置的电流阈值会增加 3 次。器件第一步启动的时候限流会达到典型值的  $\frac{2}{5}$ ，接着经过 1024 个时钟周期之后电流阈值会达到  $\frac{3}{5}$ ，再经过 1024 个周期之后，阈值回答道最大限流值。TPA65101 会有一个扩展的软启动的时间，每一步的时间间隔是 2048 个时钟周期。

## 故障保护

所有的输出都有短路检测，使得器件会自动进入关断。TPS65101 不会进入关断，只要还有一个输出低于他的阈值范围。主升压模块拥有过压和低压保护。如果输出 Vo1 达到了输出电压的阈值 Vo1 的 5%，那么器件会停止开关状态，但是任然会运行。当输出电压回落到阈值之下，那么器件又会正常工作。当输出电压低于输出的 8.75% 的时候，为了避免出现短路，器件会进入关断。因为这里有一个直接输入到输出的通路由二极管相连，短路的情况会持续。如果这样的情况要避免，那么在输出或输入端，一个保险熔丝和一个单晶体管电阻将是很有必要的。正极和负极电荷泵的有一个低压关闭，用来防止 LCD 面板的闩锁效应的发生。当负极电荷泵的输出高于典型值的 9.5% 时，器件关断。当正极电荷泵的输出低于输出 8% 的时候，器件关断。可以查阅电气特性表关于故障保护阈值的。器件可以通过使 EN 降低 0.4V 或者是输入低于 UVLO1.7V 来使器件再一次工作。当线性稳压器的输出电压低于典型值 1V 时，那么输出电流会降至 20mA 来防止短路的发生。具体细节可以查看功能结构框图。注意，线性稳压器在发生短路的时候，不会进入关断的状态。

## 热关断

热关断是被用来防止过热和功率损耗带来的毁坏。典型的，热关断的阈值是 160°C。如果达到了这个温度，器件会关断。只要将使能端先拉低再拉高或者循环地将输入接地在接高就可以使器件回复工作。

# 应用指南

## 升压转换设计指南

设计的第一步就是在给定的输入输出电压条件下计算主升压模块的最大可能输出电流。下面的例子就是在输入 3.3V 输出 10V 的情况：

$V_{IN}=3.3V$ ， $V_{OUT}=10V$ ，开关电压降  $V_{SW}=0.5V$ ，肖克利二极管正向压降  $V_D=0.8V$

1、占空比：

$$D = \frac{V_{out} + V_D - V_{in}}{V_{out} + V_D - V_{sw}} = \frac{10V + 0.8V - 3.3V}{10V + 0.8V - 0.5V} = 0.73$$

2、平均电感电流：

$$I_L = \frac{I_{out}}{1 - D} = \frac{300mA}{1 - 0.73} = 1.11A$$

3、电感脉动电流峰峰值：

$$\Delta I_L = \frac{[V_{in} - V_{sw}] \times D}{f_s \times L} = \frac{(3.3V - 0.5V) \times 0.73}{1.6MHz \times 4.2\mu H} = 304mA$$

4、开关电流峰值：

$$I_{swpeak} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.11A + \frac{304mA}{2} = 1.26A$$

集成开关、电感、外加的肖克利二极管必须要能承受开关电流的峰值。计算出的开关电流峰值必须等于或者比电气特性表里给出的 N-MOSFET 开关电流的极小值还要小。如果开关电流峰值高了，那么升压器将无法提供需要的负载电流了。最小输入电压必须要计算好。计算时，一定要把电感上和传输线上的损耗考虑好。在实际应用中，往往要把开关电流的峰值设置高一点。这样的计算可以得到很好的设计和器件的选择。

## 电感的选择

TPS6510X 的运行需要一些电感的配合。**特别是外加的补偿元件**。具体的参数可以根据具体的应用进行调整。电感选择时的主要的参数是要考虑电感的饱和电流要比开关电流的峰值要高，要考虑到重负载的情况和极端的启动条件。另外一个方法是选择一个饱和电流最小都要比 1.6A 要高的（TPS65100/1），比 0.96A 要高的（TPS65105）。不同的电流限制将使需要更小的输出时选择小一点的电感。**第二个比较重要的参数是电感的直流阻抗。通常电感直流阻抗越小，效率越高。然而电感的直流阻抗并不是效率的唯一决定条件。**

特别是对于一个升压模块而言，电感是一个储能元件，电感的材质也能影响效率。特别当开关频率达到 1.6MHz 的时候，电感的磁芯损耗、接近效应、趋肤效应也会对效率影响很大。



通常，一个电感的形状系数越高效率越高。不同的电感的效率差异会达到 2%到 10%。比如 TPS6510X 系列，电感在 3.3 μH 到 6.8 μH 之间是比较好的。其他的电感值也是可以的。可以的电感在下图所示：

DEVICE	INDUCTOR VALUE	COMPONENT SUPPLIER	DIMENSIONS / mm	ISAT/DCR
TPS65100	4.7 μH	Coilcraft DO1813P-472HC	8,89 x 6,1 x 5	2.6 A/54 mΩ
	4.2 μH	Sumida CDRH5D28 4R2	5,7 x 5,7 x 3	2.2 A/23 mΩ
	4.7 μH	Sumida CDC5D23 4R7	6 x 6 x 2,5	1.6 A/48 mΩ
	3.3 μH	Wuerth Elektronik 744042003	4,8 x 4,8 x 2	1.8 A/65 mΩ
	4.2 μH	Sumida CDRH6D12 4R2	6,5 x 6,5 x 1,5	1.8 A/60 mΩ
	3.3 μH	Sumida CDRH6D12 3R3	6,5 x 6,5 x 1,5	1.9 A/50 mΩ
TPS65105	3.3 μH	Sumida CDPH4D19 3R3	5,1 x 5,1 x 2	1.5 A/26 mΩ
	3.3 μH	Coilcraft DO1606T-332	6,5 x 5,2 x 2	1.4 A/120 mΩ
	3.3 μH	Sumida CDRH2D18/HP 3R3	3,2 x 3,2 x 2	1.45 A/69 mΩ
	4.7 μH	Wuerth Elektronik 744010004	5,5 x 3,5 x 1	1.0 A/260 mΩ
	3.3 μH	Coilcraft LPO6610-332M	6,6 x 5,5 x 1	1.3 A/160 mΩ

## 输出电容的选择

输出电压的最好的滤波器，推荐使用一个低的 ESR 输出电容。陶瓷电容有一个低的 ESR 值，但是依据不同的应用，钽电容也能使用。一个 22 μF 的陶瓷电容是用的最多的。更高的容值的电容可以使得负载的瞬态稳态更好。看下表对于输出电容的选择。输出电压纹波可以这样计算：

$$\Delta V_{out} = \frac{I_{out}}{C_{out}} \times \left[ \frac{1}{f_s} - \frac{I_p \times L}{V_{out} + V_d - V_{in}} \right] + I_p \times ESR$$

with:

IP = Peak switch current as calculated in the previous section with  $I_{SW(peak)}$

L = Selected inductor value

IOUT = Normal load current

fs = Switching frequency

Vd = Rectifier diode forward voltage (typical 0.3 V)

COUT = Selected output capacitor

ESR = Output capacitor ESR value

## 输入电容的选择

要想输入电路得到很好的滤波处理，那么推荐使用低 ESR 的陶瓷电容。一个 22 μF 陶瓷电容足以应用于大多数应用。要想获得更好的滤波特性，那么这个值可以提高。看表二，喝一些典型的应用输入电容的推荐：

输入输出电容的选择：

Table 2. Input and Output Capacitors Selection

CAPACITOR	VOLTAGE RATING	COMPONENT SUPPLIER	COMMENTS
22 μF/1210	16 V	Taiyo Yuden EMK325BY226MM	Cout
22 μF/1206	6.3 V	Taiyo Yuden JMK316BJ226	Con

## 整流二极管的选择

为了获得高效率，一个肖特基二极管必须使用。其额定电压必须要比升压模块的最大输出电压要大。平均导通电流必须等于转换电感的平均电流。影响转换器效率的最大因素是二极管的导通电压和反向漏电流，他们越小越好。比较可行的选择是：安森美孚的 MBRRM120L, Microsemi 的 UPS120E, 仙童半导体的 MBR5130L。

## 电压转换环路的设计和稳定性

TPS6510X 系列的转换环路可以被在外部补偿，使得内置的误差放大器从 COMP 引脚输出。一个小的前馈电容加上反馈电阻分压器能够提高电路的速度。为了测试转换器的稳定性以及负载瞬态性能，将负载电流按照 50mA 到 250mA 做步进，来监控输出电压的监控。用步进的方法调试转换器的输出是判断升压模块稳定性的方法。

## 快速设计方法

- 1、选择负反馈的分压网络来设置输出电压。
- 2、选择前馈电容让截止频率设置在 50kHz。
- 3、在 COMP 端选择一个补偿电容。越小的值，可以获得越高的低频段的增益。
- 4、用 50KΩ 的电位器与  $C_c$  做串联，并且能在负载发生跳变的时候监控输出电压。通过调整电位器对负载的瞬时响应做微调。然后选择一个最接近分压电阻的固定电阻值。这需要在输入电压和输出负载电流最高的时候完成，因为稳定性是所有参数里最重要的。

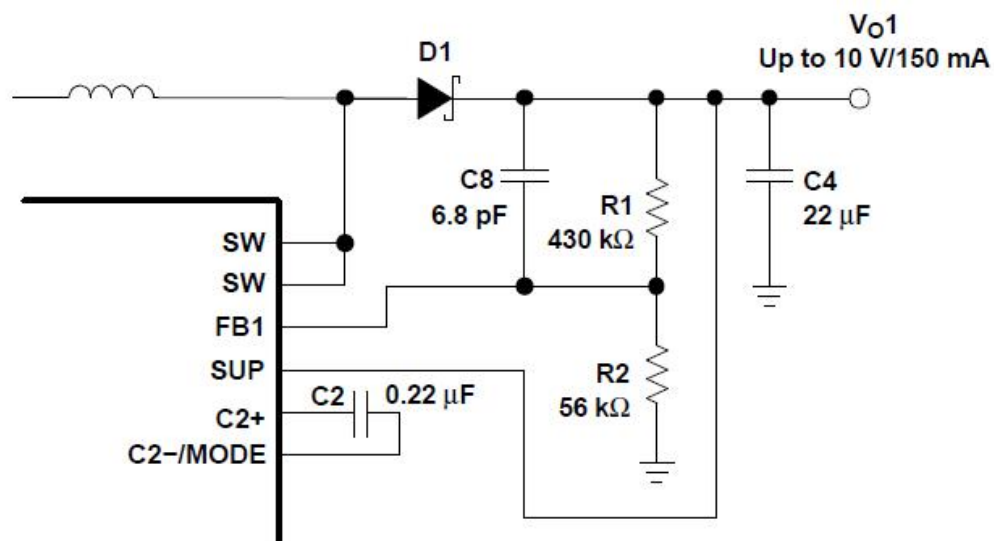
## 设置输出电压，选择前馈电容

输出电压是通过外接电阻分压网络和通过计算得到的：

$$V_{out} = 1.146 \text{ V} \times \left[ 1 + \frac{R1}{R2} \right]$$

在上面的一个电阻上需要跨接一个旁路电容，这样再负载发生跳变的时候可以提高回路的速度。



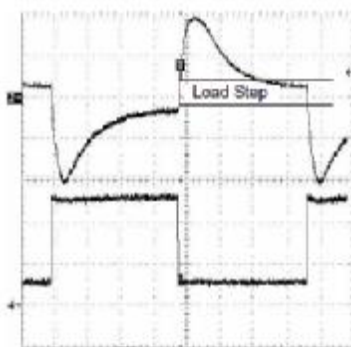


**Figure 15. Feedforward Capacitor**

旁路电容 C8 和 R1 一起，将回路的截止频率控制在 50kHz 左右。

$$f_z = \frac{1}{2 \times \pi \times C8 \times R1}$$

在实际使用的时候应该尽量选择 and 计算值接近的值。越大的前馈电容值会降低负载的调节，还会引起负载的阶跃响应如下：



## 补偿

调压环路可以通过外接的元件进行补偿。COMP 引脚连接在内部误差跨导放大器的输出上。一个典型的补偿设计如下：

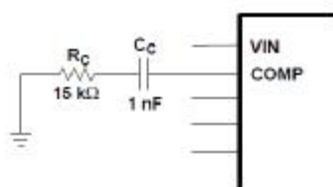


Figure 17. Compensation Network

补偿电容  $C_c$  是用来调整低频增益的，电阻是调整高频增益的。下面的公式说明了怎样用电阻增加高频增益。

$$f_z = \frac{1}{2 \times \pi \times C_c \times R_c}$$

越低的输入电压需要越高的增益，因此补偿电容的值也就越低。对于 3.3V 而言  $C_c=1\text{nF}$  是个不错的选择，对于 5V 而言  $C_c=2.2\text{nF}$ 。如果器件运行在超出了整个输入电压范围 2.7V 到 5.8V，那么将需要一个大致 10nF 的电容。下图说明了一个更大的补偿电容带来的瞬时负载响应：

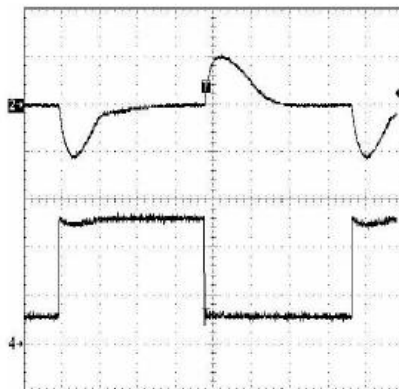


Figure 18.  $C_c = 4.7 \text{ nF}$

下图所示的是一个更小的电容带来的瞬时响应：

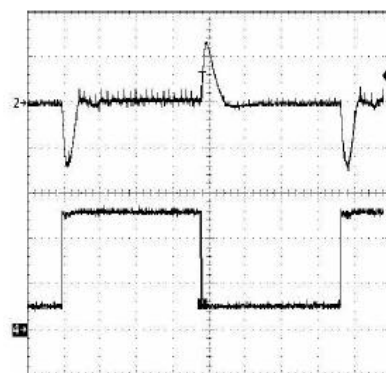
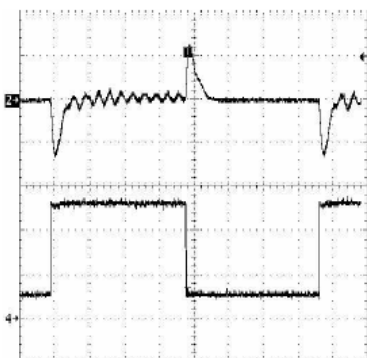


Figure 19.  $C_c = 1 \text{ nF}$

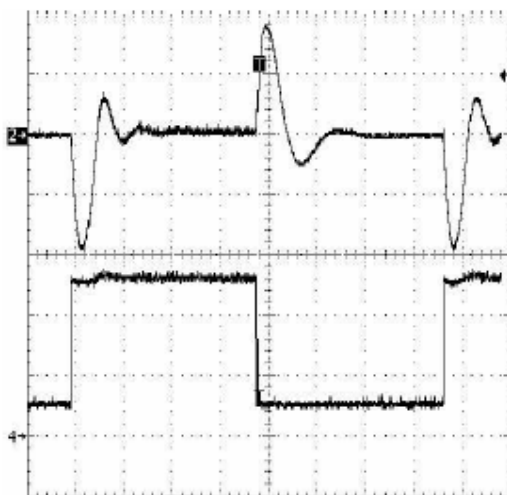
最后， $R_c$  也需要被好好选择一下。一个比较好的，是选择 50kΩ 的电位器去调整使得电路获

得最好的负载瞬时响应而使电路不发生震荡。必须在输入电压最高负载电流最大的情况下进行测试，因为电路的稳定性是最重要的。

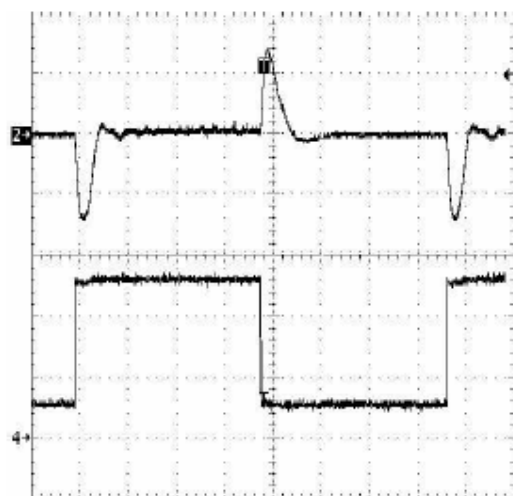
下图是调节环路电阻  $R_c$  的结果：



上图是过补偿（阻尼震荡）， $R_c$  太大



欠补偿（环路速率太低）， $R_c$  太小



最佳的效果，此时的  $R_c$  正好。

## 负极电荷泵

负极电荷泵提供了一个可调节的输出电压，他是主输出电压  $V_{O1}$  的反相。负极电荷泵的输出电压可以通过反馈电压网络设置。

负极电荷泵的最大负载电流输出依赖于外加的肖特基二极管的压降、内置电荷泵的 MOSFETS Q8Q9 的导通电阻以及快速充电电容 C12 的阻抗。当这些元件的压降比  $V_{O1}$  到  $V_{O2}$  的压差还要大的时候，电荷泵就会截止了，提供一个最大的可能的输出电流。因此， $V_{O1}$  到  $V_{O2}$  的压差越大，可以输出的负载电流就越大。可以查看下图：

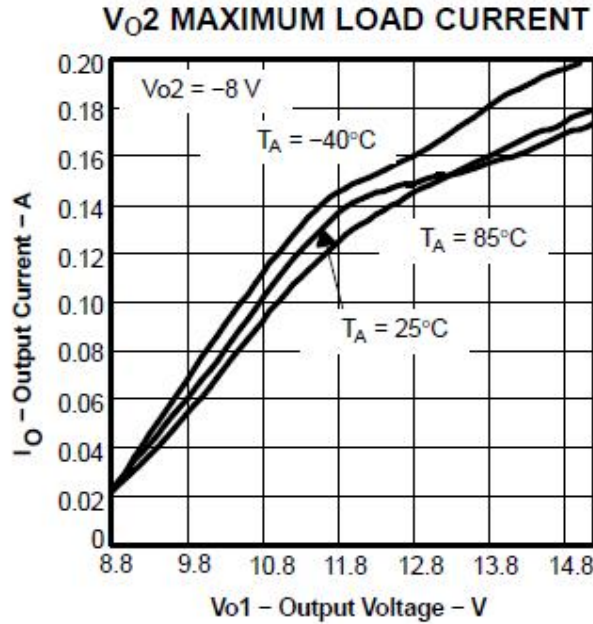


Figure 12.

$$V_{O(\min)} = -(V_O - 2 V_D - I_O (2 \times r_{DS(on)Q8} + 2 \times r_{DS(on)Q9} + X_{cfly}))$$

设置输出电压：

$$V_{OUT} = -V_{REF} \times \frac{R3}{R4} = -1.213 V \times \frac{R3}{R4}$$

$$R3 = R4 \times \frac{|V_{OUT}|}{V_{REF}} = R4 \times \frac{|V_{OUT}|}{1.213}$$

R4 的值应该在 40k  $\Omega$  到 120k  $\Omega$  之间，或者说整个反馈电阻网络的阻值应该在 500k  $\Omega$  到 1M  $\Omega$  之间。值太小驱动不了负载，值太大会带来稳定性不好的问题。负极电荷泵需要两个外接的肖克利二极管。肖克利二极管的额定电流应该是输出的负载电流的两倍。比如 20mA 的输出电流，那么双肖特基管 BAT54 或者类似的二极管就是比较好的选择。

## 正极电荷泵

正极电荷泵可以运行在双输出或者三模式下，他的工作模式用 C2+和 C2-/MODE 这两个引脚来配置。让 C2+悬空、将 C2-接至 GND 会让正电荷泵进入 doubler 的模式。如果需要更高的输出电压，正极电荷泵可以运行在 tripler 模式。如果运行在 tripler 模式，那么在 C2+和 C2-之间需要连接一个快速充电电容。

正极电荷泵的最大输出负载电流取决于内部的肖特基二极管的压降、内置电荷泵 MOSFETS 的导通电阻以及快速充电电容的阻抗。当这些元件上的电压压降比 Vo1x2 和 Vo3（doubler 模式）还要大，或者比 Vo1x3 和 Vo3（tripler 模式）还要大的时候，就可以获得更高的负载输出电流。因此 Vo1x2 和 Vo3（doubler）或者 Vo1x3 和 Vo3（tripler）的压差越大，可能的负载输出电流就越大。下面两个图是针对 Vo1 的输出电流：

Voltage doubler:

$$V_{O3\max} = 2 \times V_{O1} - (2 \times V_D + 2 \times I_O \times (2 \times r_{DS(on)Q5} + r_{DS(on)Q3} + r_{DS(on)Q4} + X_{C1}))$$

Voltage tripler:

$$V_{O3\max} = 3 \times V_{O1} - (3 \times V_D + 2 \times I_O \times (3 \times r_{DS(on)Q5} + r_{DS(on)Q3} + r_{DS(on)Q4} + X_{C1} + X_{C2}))$$

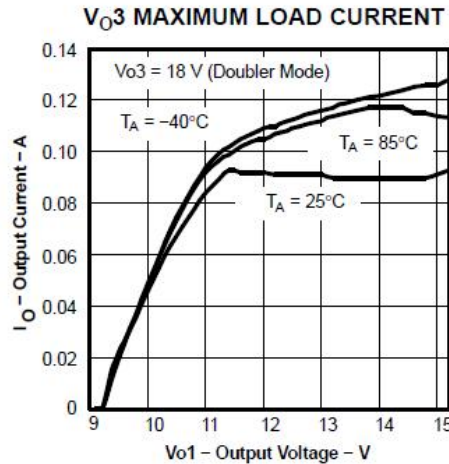


Figure 13.

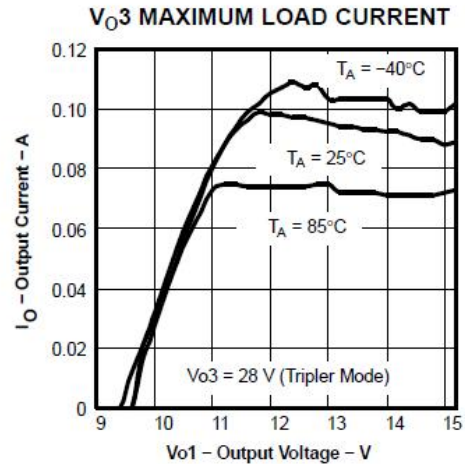


Figure 14.

输出电压可以通过外加电阻分压器进行设置，计算如下：

$$V_{out} = 1.214 \times \left[ 1 + \frac{R5}{R6} \right]$$

$$R5 = R6 \times \left[ \frac{V_{out}}{V_{FB}} - 1 \right] = R6 \times \left[ \frac{V_{out}}{1.214} - 1 \right]$$

## VCOM 缓冲器

VCOM 缓冲器是被用来驱动 TFT-LCD 背板的。**VCOM 缓冲器典型的输出电压是将只输出电压**

**Vo1 取半然后加上一个小的补偿电压。**

TFT 视频信号是通过 TFT 储能电容和 LCD 晶格电容耦合到 VCOM 缓冲器输出电压上的。因此短电流脉冲会出现在正负极方向，影响在 VCOM 缓冲器上。为了使电流脉冲引起的电压纹波最小，一个跨导放大器必须要有一个电流源输出，一个输出电容器也要用上。输出电容可以吸收电流脉冲的高频部分。VCOM 缓冲器只需要处理电流脉冲的低频部分。**对于大多数应用电路，一个 1 μF 的陶瓷电容就已经很好了。**当你使用其他容值的电容时，一定要记得，这个电容是存在于整个 VCOM 缓冲器环路之中的，他影响整个环路的稳定性。

VCOM 缓冲器拥有一个集成的软启动，这样可以避免在上电过程中的 Vo1 的电压跳变。**当 VCOMIN 被保持低电平直至 VCOM 缓冲器的输出到达正常范围。**正极输入被释放，VCOM 缓冲器的输出也被缓慢上升。通常，在 VCOMIN 和 GND 之间接一个 1nF 的电容，用以滤去耦合进 Vo1 的高频噪声。这个电容的大小和那个上方的电阻一起决定了电路的启动时间。接在 VCOMIN 和 GND 之间的电容越大，那么软启动就越慢。

## 线性调压控制器

TPS6510X 系列包含了一个线性的调压控制器，用来产生 3.3V 的电源轨，当系统只有一个 5V 供电的时候。因为这需要外接一个 npn 的三极管，所以输入电压 VIN 就需要比调压器的输出电压要大。为了提供最小的驱动电流 13.5mA，在 Vin 和 Vbase 之间需要一个最小的内在的压降 500mV。这可以通过下面的公式表达这一关系：

$$VIN_{min} = V_{O4} + V_{BE} + 0.5 V$$

基极驱动电流和外接三极管的  $h_{FE}$  共同决定了可能的输出电流值。使用一个标准的 npn 晶体管，比如 BCP68 可以使输出电流达到 1A。使用 BCP54 可以在输入电压为 5V 的时候负载电流达到 337mA。其他的晶体管可以根据具体的输出电流值功率损耗以及 PCB 空间允许来进行选择。**外加一个 4.7 μF 的陶瓷电容，器件可以稳定地工作。**当需要更大的负载电流时，可以使用更大的电容值来改进负载瞬态响应曲线。

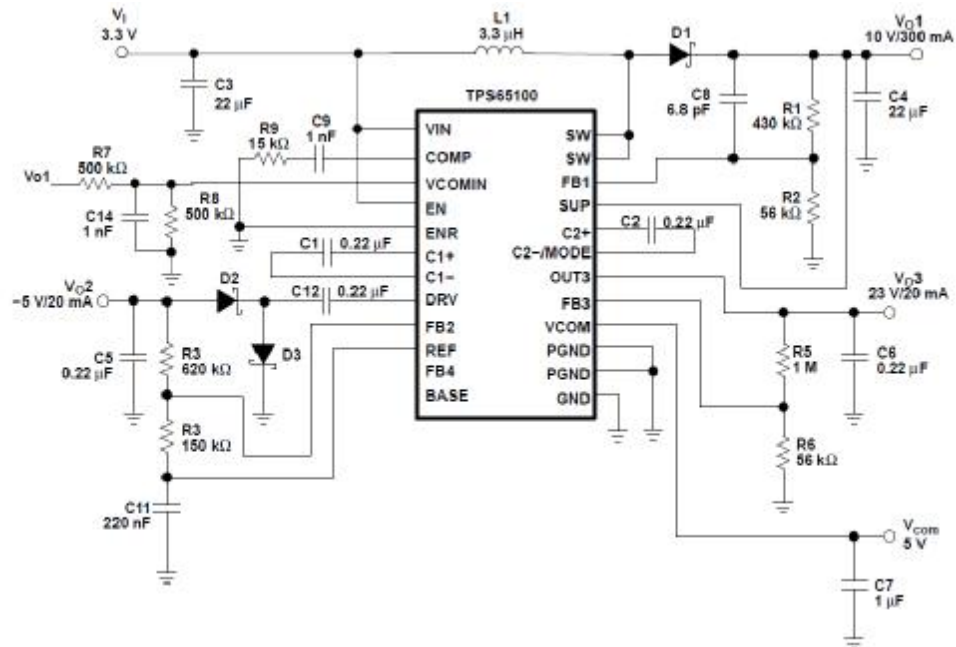
## 布局考虑

对于多有开关电源电路来说，布局始终都是一个重要的设计步骤。特别是高峰值电流和高开关频率的电路。如果布局设计考虑不好，那么调压器会显现不稳定或 EMI 的问题。因此在布线时，应该采用又短又粗的走线。输入滤波电容器应该尽可能地放在靠近引脚和芯片的位置。可以参考给出的评价模块参考布局。

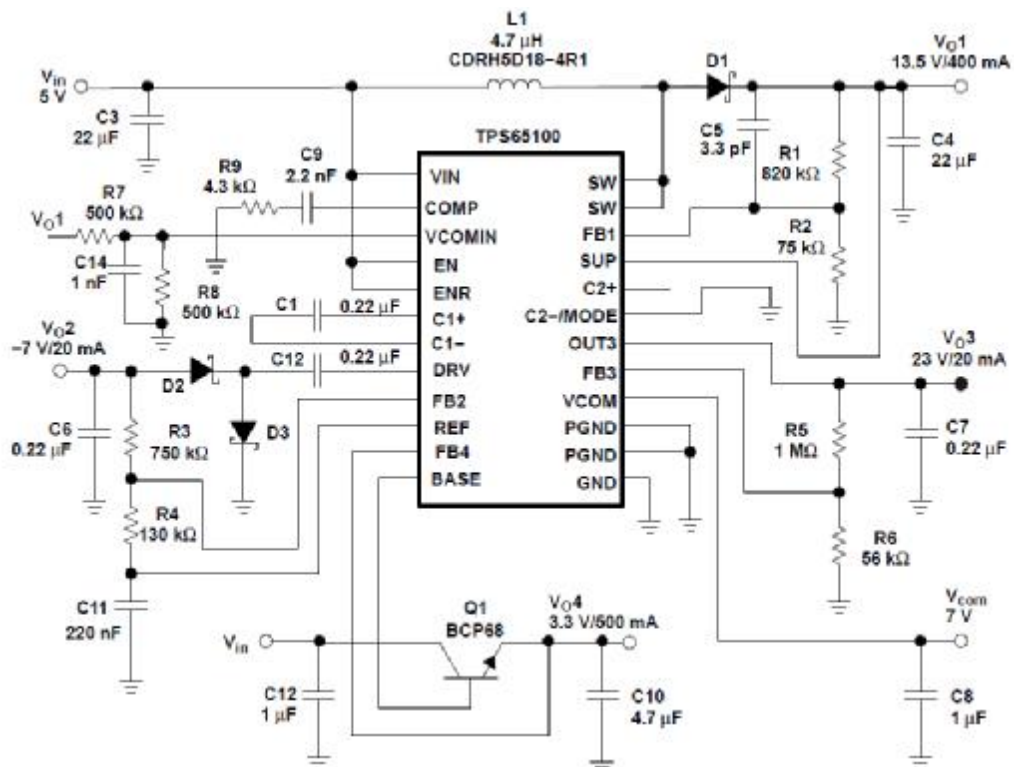
## 热处理信息

板子设计是散热性能的重要影响点。为了最大发挥 PowerPAD 或者 QFN 的散热区性能，板子需要设计一个类似于热沉的散热结构。更多的可以参考 TI 的 SLMA002 文档。

## 典型应用，用于笔记本供电的



## 典型应用，用于监视器供电的





本文档为汉化的 **datasheet**，仅供参考。

若有疑问，请致电 TI 官网。或致电本人:[15135141294@139.com](mailto:15135141294@139.com)