

单端同步正激 控制器

特点


- 实现高效率的同步整流器控制
- 可编程伏特-秒钟位
- 25W 至 500W 的输出功率电平
- 低电流启动
- 真正的 PWM 软启动
- 低应力短路保护
- 精准的 100mV 电流限制门限
- 用于同步定时的可调延迟
- 具有可编程迟滞的精确停机门限
- 可编程斜率补偿
- 可编程脉冲前沿消隐
- 可编程频率 (100kHz 至 500kHz)
- 可同步至一个频率高达 $1.5 \cdot f_{OSC}$ 的外部时钟
- 内部 1.23V 基准
- 2.5V 外部基准
- 电流模式控制
- 小外形 16 引脚 SSOP 封装

应用

- 电信电源
- 工业和分布式电源
- 隔离型和非隔离型 DC/DC 转换器

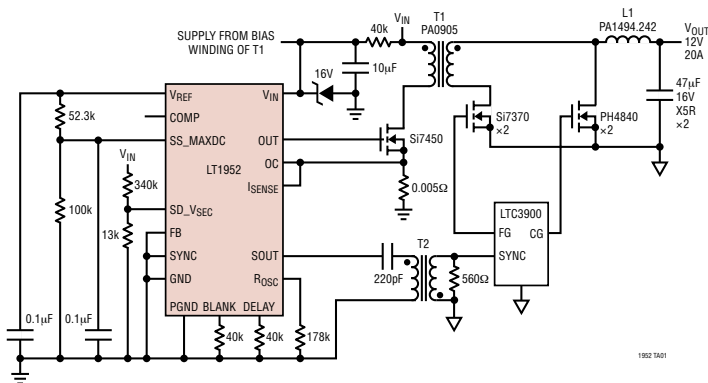
描述

LT[®]1952 是一款专为正激变换器拓扑结构而优化设计的电流模式 PWM 控制器，采用一个主 MOSFET。LT1952 可提供同步整流器控制，因此得了极高的效率。一个可编程伏特-秒钟位为用于防止变压器发生饱和的变压器复位提供了安全保障。这使得原边上的 MOSFET 能够以大于 50% 的占空比可靠地运行，以实现高 MOSFET、变压器和整流器利用率。LT1952 具有软启动功能，旨在以受控的方式从停机、过流条件和欠压闭锁状态退出。与占空比无关的精准 100mV 电流限制门限和软启动功能相组合，以提供“打嗝”短路保护。微功率启动使得 LT1952 能够在高输入电压情况下实现高效启动。可编程斜率补偿和前沿消隐允许采用多种电感器和 MOSFET 来对环路带宽实施优化。可以在 100kHz 至 500kHz 的频率范围内对 LT1952 进行编程工作，而且，该器件可同步至一个外部时钟。误差放大器是一个真正的运算放大器，因而可采用各种补偿网络。LT1952 采用小外形 16 引脚 SSOP 封装。

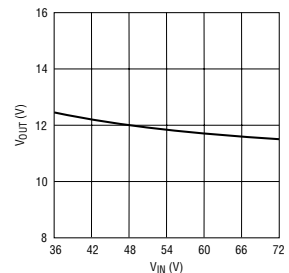
、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

典型应用

36V 至 72V 输入、12V/20A
输出半调节总线转换器



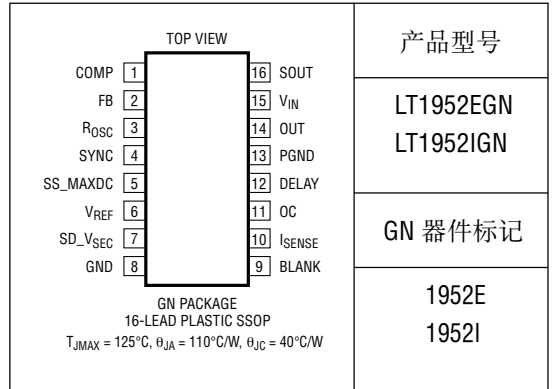
12V 总线转换器
 V_{OUT} 与 V_{IN} 的关系曲线



绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} (注8)	-0.3V 至 25V
SYNC, SS_MAXDC, SD_VSEC, I_SENSE, OC, COMP, BLANK, DELAY	-0.3V 至 6V
FB	-0.3V 至 3V
R_OSC	-50 μ A
V_{REF}	-10mA
工作结温范围 (注2, 5)	-40°C 至 125°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息



对于规定工作温度范围更宽的器件, 请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。COMP = 开路, FB = 1.4V, R_OSC = 178k, SYNC = 0V, SS_MAXDC = V_{REF} , $V_{REF} = 0.1\mu\text{F}$, SD_VSEC = 2V, BLANK = 40k, DELAY = 40k, I_SENSE = 0V, OC = 0V, OUT = 1nF, $V_{IN} = 15\text{V}$, SOUT = 开路, 除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
PWM 控制器						
工作输入电压	$I_{(VREF)} = 0\mu\text{A}$	● $V_{IN\ OFF}$	25		V	
V_{IN} 静态电流	$I_{(VREF)} = 0\mu\text{A}$, FB = 0V, I_SENSE = OC = 开路		5.2	6.5	mA	
V_{IN} 启动电流	FB = 0V, SS_MAXDC = 0V (注4, 9)	●	460	700	μA	
V_{IN} 停机电流	SD_VSEC = 0V		240	350	μA	
SD_VSEC 门限	$10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$	●	1.261	1.32	1.379	V
SD_VSEC(ON) 电流	SD_VSEC = SD_VSEC 门限 + 100mV		0		μA	
SD_VSEC(OFF) 电流	SD_VSEC = SD_VSEC 门限 - 100mV		9.5	11.2	12.9	μA
$V_{IN\ ON}$		●	12.75	14.25	15.75	V
$V_{IN\ OFF}$		●	8.0	8.75	9.25	V
$V_{IN\ HYSTERESIS}$		●	3.75	5.5	6.75	V
V_{REF}						
输出电压	$I_{(VREF)} = 0\mu\text{A}$	●	2.425	2.5	2.575	V
电压调节	$I_{(VREF)} = 0\mu\text{A}$, $10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$			1	10	mV
负载调节	$0\mu\text{A} < I_{(VREF)} < 2.5\text{mA}$			1	10	mV
振荡器						
频率: f_{OSC}	R_OSC = 178k, FB = 1V	●	165	200	240	kHz
最小可编程 f_{OSC}	R_OSC = 365k		80	100	120	kHz
最大可编程 f_{OSC}	R_OSC = 64.9k, COMP = 2.5V, SD_VSEC = 2.64V		440	500	560	kHz
SYNC 输入电阻				18		k Ω
SYNC 开关门限	FB = 1V			1.5	2.2	V
SYNC 频率/ f_{OSC}	FB = 1V (注7)			1.25	1.5	
f_{OSC} 电压调节	FB = 1V, R_OSC = 178k; $10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$, SS_MAXDC = 1.84V			0.05	0.33	%/V
V_{ROSC}	R_OSC 引脚电压			1		V

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。COMP = 开路, FB = 1.4V, $R_{\text{OSC}} = 178\text{k}$, SYNC = 0V, SS_MAXDC = V_{REF} , $V_{\text{REF}} = 0.1\mu\text{F}$, $\text{SD_V}_{\text{SEC}} = 2\text{V}$, BLANK = 40k, DELAY = 40k, $I_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$, OC = 0V, OUT = 1nF, $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$, SOUT = 开路, 除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
误差放大器					
FB 基准电压	$10\text{V} < V_{\text{IN}} < 25\text{V}$, $V_{\text{OL}} + 0.2\text{V} < \text{COMP} < V_{\text{OH}} - 0.2\text{V}$ ●	1.201	1.226	1.250	V
FB 输入偏置电流	FB = FB 基准电压		-75	-200	nA
开环电压增益	$V_{\text{OL}} + 0.2\text{V} < \text{COMP} < V_{\text{OH}} - 0.2\text{V}$	65	85		dB
单位增益带宽	(注 6)		3		MHz
COMP 供电电流	FB = 1V, COMP = 1.6V	-4	-9		mA
COMP 吸收电流	COMP = 1.6V	4	10		mA
COMP 电流 (失效)	FB = V_{REF} , COMP = 1.6V	18	23	28	μA
COMP 高电平: V_{OH}	FB = 1V, $I_{\text{(COMP)}} = -250\mu\text{A}$	2.7	3.2		V
COMP 有效门限	FB = 1V, SOUT 占空比 > 0%	0.7	1.0		V
COMP 低电平: V_{OL}	$I_{\text{(COMP)}} = 250\mu\text{A}$		0.15	0.4	V
电流检测					
I_{SENSE} 最大门限	COMP = 2.5V, FB = 1V	197	220	243	mV
I_{SENSE} 输入电流 (占空比 = 0%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (注 4)		-8		μA
I_{SENSE} 输入电流 (占空比 = 80%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (注 4)		-35		μA
OC 门限		98	107	116	mV
OC 输入电流	(OC = 100mV)		-50	-100	nA
默认消隐时间	COMP = 2.5V, FB = 1V (注 10)		180		ns
可调消隐时间	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{\text{BLANK}} = 120\text{k}$		540		ns
V_{BLANK}			1		V
SOUT 驱动器					
SOUT 箝位电压	$I_{\text{(GATE)}} = 0\mu\text{A}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	10.5	12	13.5	V
SOUT 低电平	$I_{\text{(GATE)}} = 25\text{mA}$		0.5	0.75	V
SOUT 高电平	$I_{\text{(GATE)}} = -25\text{mA}$, $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	10			V
停机模式中的 SOUT 有源失步	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$, $\text{SD_V}_{\text{SEC}} = 0\text{V}$, SOUT = 1V	1			mA
SOUT 至 OUT (上升) 延迟 (t_{DELAY})	COMP = 2.5V, FB = 1V (注 10) $R_{\text{DELAY}} = 120\text{k}$		40	120	ns
V_{DELAY}			0.9		V
OUT 驱动器					
OUT 上升时间	FB = 1V, CL = 1nF (注 3, 6)		50		ns
OUT 下降时间	FB = 1V, CL = 1nF (注 3, 6)		30		ns
OUT 箝位电压	$I_{\text{(GATE)}} = 0\mu\text{A}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	11.5	13	14.5	V
OUT 低电平	$I_{\text{(GATE)}} = 20\text{mA}$ $I_{\text{(GATE)}} = 200\text{mA}$		0.45	0.75	V
OUT 高电平	$I_{\text{(GATE)}} = -20\text{mA}$, $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V $I_{\text{(GATE)}} = -200\text{mA}$, $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	9.9			V
停机模式中的 OUT 有源失步	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$, $\text{SD_V}_{\text{SEC}} = 0\text{V}$, OUT = 1V	20			mA

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。COMP = 开路，FB = 1.4V， $R_{\text{OSC}} = 178\text{k}$ ，SYNC = 0V，SS_MAXDC = V_{REF} ， $V_{\text{REF}} = 0.1\mu\text{F}$ ，SD_VSEC = 2V，BLANK = 40k，DELAY = 40k， $I_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$ ，OC = 0V，OUT = 1nF， $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$ ，SOUT = 开路，除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
OUT 最大占空比	COMP = 2.5V，FB = 1V， $R_{\text{DELAY}} = 10\text{k}$ ($f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$)， $V_{\text{IN}} = 10\text{V}$ SD_VSEC = 1.4V，SS_MAXDC = V_{REF}	83	90		%
OUT 最大占空比箝位	COMP = 2.5V，FB = 1V， $R_{\text{DELAY}} = 10\text{k}$ ($f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$)， $V_{\text{IN}} = 10\text{V}$ SD_VSEC = 1.32V，SS_MAXDC = 1.84V SD_VSEC = 2.64V，SS_MAXDC = 1.84V	63.5 25	72 33	80.5 41	% %
软启动					
SS_MAXDC 低电平： V_{OL}	$I_{(\text{SS_MAXDC})} = 150\mu\text{A}$ ，OC = 1V		0.2		V
SS_MAXDC 软启动复位门限	在 SS_MAXDC 引脚上测量		0.45		V
SS_MAXDC 有效门限	FB = 1V，DC > 0%		0.8		V
SS_MAXDC 输入电流 (软启动下拉： I_{dis})	SS_MAXDC = 1V，SD_VSEC = 1.4V，OC = 1V		800		μA

注 1：绝对最大额定值是指超过该值则器件的使用寿命可能会受损。

注 2：LT1952EGN 保证满足 0°C 至 125°C 结温范围内的性能指标。
 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的指标通过设计、特性分析以及统计过程控制中的相关性来保证。LT1952IGN 的性能在整个 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内是得到保证的。

注 3：上升和下降时间是在 10% 和 90% 的电平条件下测量的。

注 4：由静态测试中的相关性来保证。

注 5：该 IC 具有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能生效时，结温将超过 125°C 。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能损害器件的可靠性。

注 6：由设计提供保证但未经测试。

注 7：推荐的最大 SYNC 频率 = 500kHz。

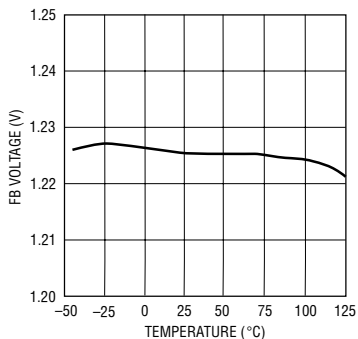
注 8：在通过一个从系统 $V_{\text{IN}} > 25\text{V}$ 引出的外部 RC 网络来向 V_{IN} 引脚供电的应用中，应在 V_{IN} 引脚与地之间连接一个具有箝位电压 $V_{\text{IN ON (MAX)}} < V_Z < 25\text{V}$ 的外部齐纳二极管。

注 9： V_{IN} 启动电流是在 $V_{\text{IN}} = V_{\text{IN ON}} - 0.25\text{V}$ 的条件下测量的，并按 1.18 的比例因子进行放大 (以便与 $V_{\text{IN ON}}$ 条件下的最坏情况 V_{IN} 启动电流相关联)。

注 10：针对 R = 40k 条件的定时是从采用 R = 240k 时的测量结果推导出来的。

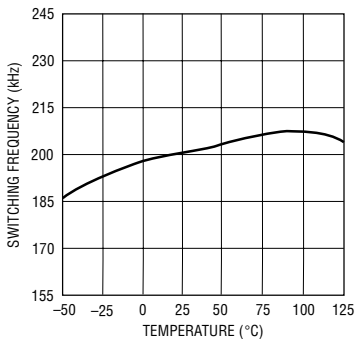
典型性能特征

FB 电压与温度的关系曲线



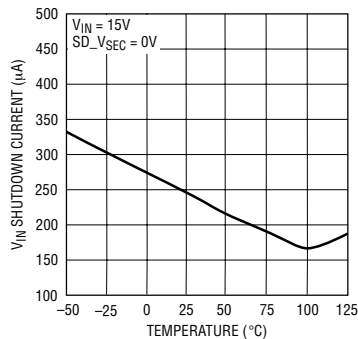
1952 G01

开关频率与温度的关系曲线



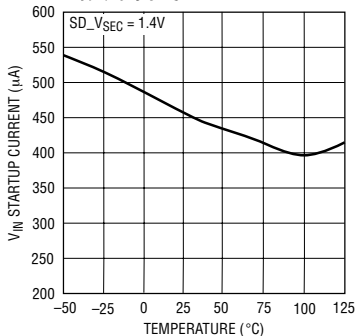
1952 G02

V_{IN} 停机电流与温度的关系曲线



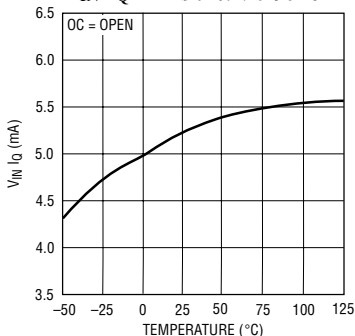
1952 G03

V_{IN} 启动电流与温度的关系曲线



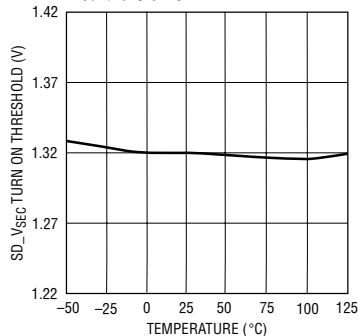
1952 G04

V_{IN} I_Q 与温度的关系曲线



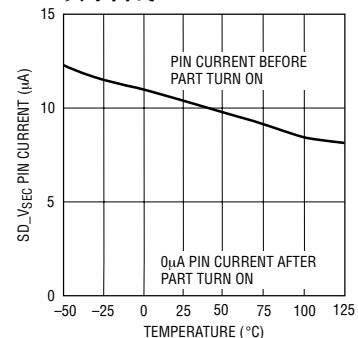
1952 G05

SD_V_{SEC} 导通门限与温度的关系曲线



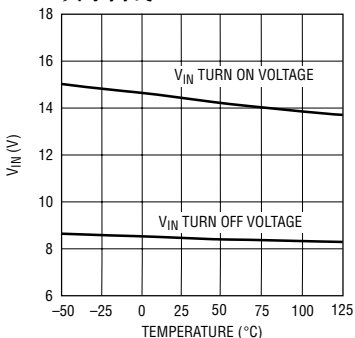
1952 G06

SD_V_{SEC} 引脚电流与温度的关系曲线



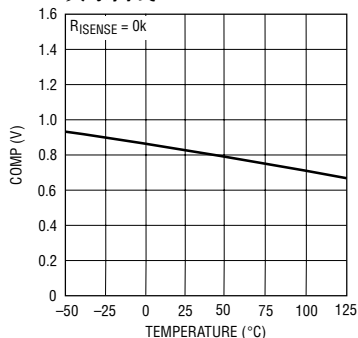
1952 G07

V_{IN} 接通/关断电压与温度的关系曲线



1952 G08

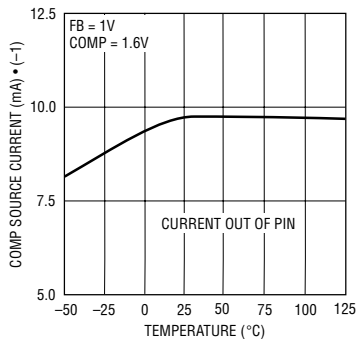
COMP 有效门限与温度的关系曲线



1952 G09

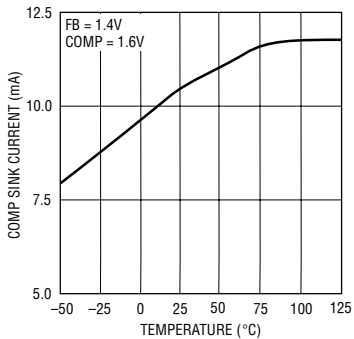
典型性能特征

COMP 供电电流与温度的关系曲线



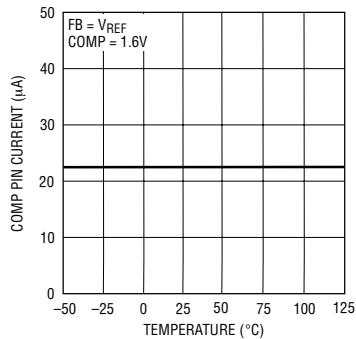
1952 G10

COMP 吸收电流与温度的关系曲线



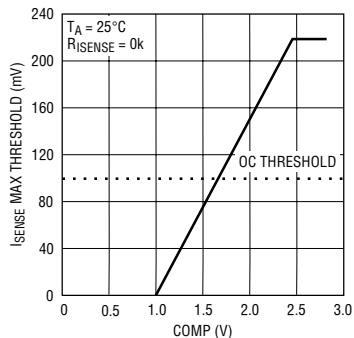
1952 G11

(失效) COMP 引脚电流与温度的关系曲线



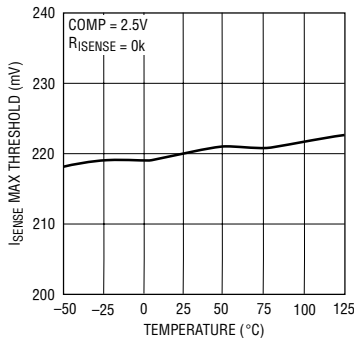
1952 G12

I_{SENSE} 最大门限与 COMP 的关系曲线



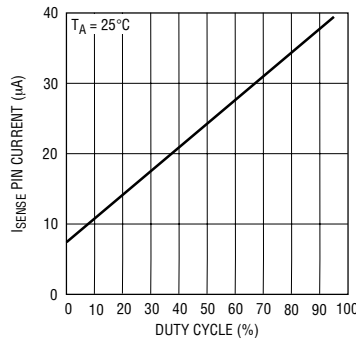
1952 G13

I_{SENSE} 最大门限与温度的关系曲线



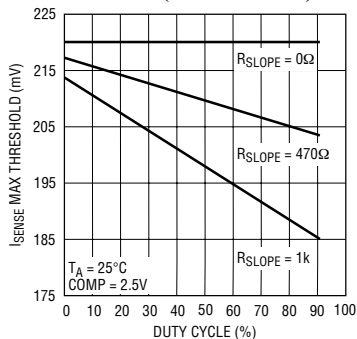
1952 G14

I_{SENSE} 引脚电流 (流出引脚) 与占空比的关系曲线



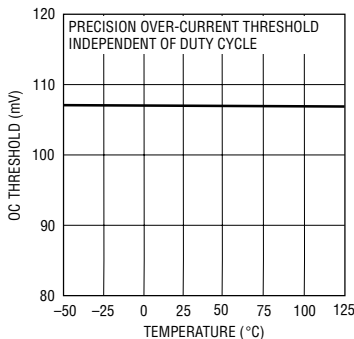
1952 G15

I_{SENSE} 最大门限与占空比的关系曲线 (设置斜率补偿)



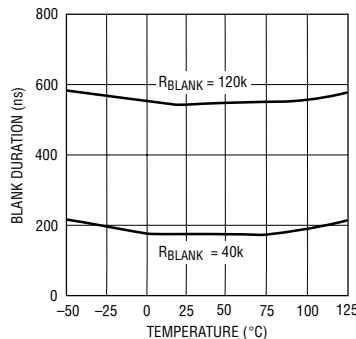
1952 G16

OC (过流) 门限与温度的关系曲线



1952 G17

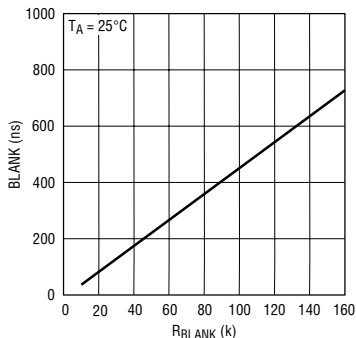
消隐持续时间与温度的关系曲线



1952 G18

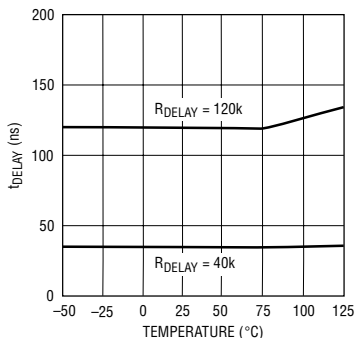
典型性能特征

消隐持续时间与 R_{BLANK} 的关系曲线



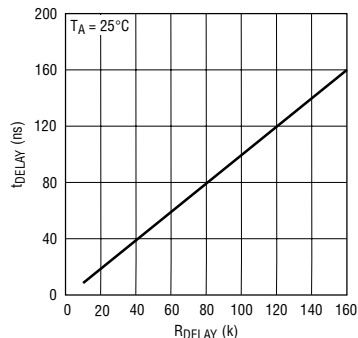
1952 G26

t_{DELAY} : SOUT 上升至 OUT 上升与温度的关系曲线



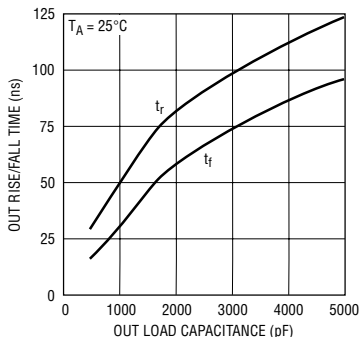
1952 G19

t_{DELAY} : SOUT 上升至 OUT 上升与 R_{DELAY} 的关系曲线



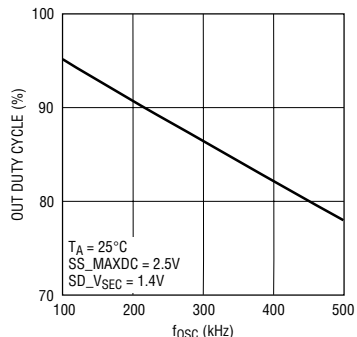
1952 G27

OUT 上升/下降时间与 OUT 负载电容的关系曲线



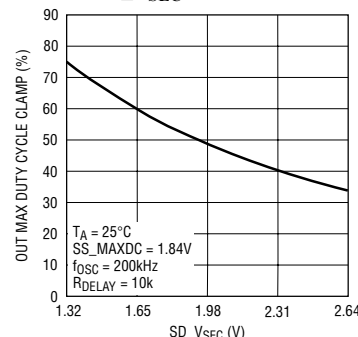
1952 G20

OUT : 最大占空比与 f_{OSC} 的关系曲线



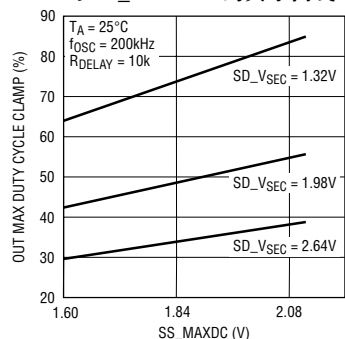
1952 G21

OUT : 最大占空比 CLAMP 与 SD_VSEC 的关系曲线



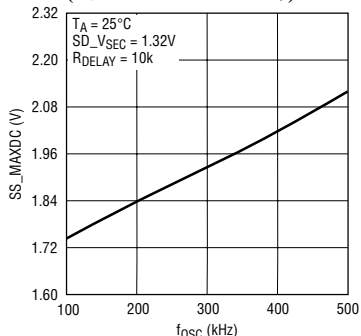
1952 G22

OUT : 最大占空比 CLAMP 与 SS_MAXDC 的关系曲线



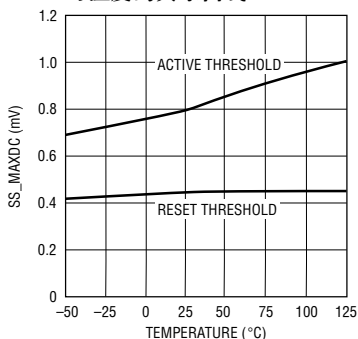
1952 G23

SS_MAXDC 设定与 f_{OSC} 的关系曲线 (当 OUT DC = 72% 时)



1952 G24

SS_MAXDC 复位和有效门限与温度的关系曲线



1952 G25

引脚功能

COMP (引脚 1)：误差放大器的输出引脚。误差放大器是一个运算放大器，因而允许在 COMP 引脚与 FB 引脚之间连接各种补偿网络，以实现最佳的瞬态响应。该引脚上的电压对应于外部 FET 的峰值电流。满工作电压范围为 0.8V 至 2.5V，这对应于 I_{SENSE} 引脚上的 0mV 至 220mV。对于采用 100mV OC 引脚来进行过流检测的应用，COMP 引脚的典型工作范围为 0.8V 至 1.6V。对于 COMP 受控于一个光耦合器的隔离型应用，使 $FB = V_{REF}$ 可令 COMP 引脚输出驱动失效，从而将 COMP 引脚电流减小至 (COMP - 0.7)/40k。

FB (引脚 2)：由误差放大器将 FB 脚电压与一个内部 1.23V 基准进行比较，通过一个外部电阻分压器来监视输出电压。将 FB 连接至 V_{REF} 可使误差放大器输出失效。

R_{OSC} (引脚 3)：通过一个接地电阻器将该 IC 的工作频率设置于 100kHz 至 500kHz 之间。R_{OSC} 引脚的标称电压值为 1.0V。

SYNC (引脚 4)：用于使内部振荡器与一个外部信号同步。它与逻辑器件直接兼容，并可由任何占空比范围为 10% 至 90% 的信号来驱动。不用时可将该引脚置于开路状态或接地。

SS_MAXDC (引脚 5)：从 V_{REF} 引出的外部电阻分压器设定最大占空比箝位 (当 SS_MAXDC = 1.84V、SD_VSEC = 1.32V 时，占空比为 72%)。SS_MAXDC 引脚上的电容器与外部电阻分压器共同设定软启动定时。

V_{REF} (引脚 6)：一个用于给该 IC 中的控制电路供电的内部 2.5V 基准的输出。能够提供用于外部电路的高达 2.5mA 的驱动电流。应通过一个 0.1μF 的陶瓷电容器将该引脚旁路至地。

SD_VSEC (引脚 7)：当被拉至其 1.32V 精确门限以下时，SD_VSEC 引脚被用来关断 IC，并减少 V_{IN} 的电流消耗。SD_VSEC 引脚被通过一个电阻分压器连接至系统输入电压，用以确定欠压闭锁 (UVLO) 并在 OUT

引脚上提供一个伏特-秒箝位。一个 10μA 引脚电流迟滞允许对 UVLO 迟滞进行外部设置。

GND (引脚 8)：模拟地。

BLANK (引脚 9)：通过一个接地电阻器在 FET 导通期间调节过流和电流检测放大器输出的扩展消隐周期——以防止电流限制电路发生误跳变。增大电阻器的阻值将延长消隐周期。

I_{SENSE} (引脚 10)：控制环路的电流检测输入。将该引脚连接至位于外部功率 MOSFET 源极中的检测电阻器。一个与 I_{SENSE} 引脚串联的电阻器设置斜率补偿。

OC (引脚 11)：一个用于过流检测和软启动电路触发且与占空比无关的 100mV 精确门限。将该引脚直接连接至位于外部功率 MOSFET 源极中的检测电阻器。

DELAY (引脚 12)：通过一个接地电阻器调节 SOUT 上升沿与 OUT 上升沿之间的延迟周期。用于通过调节副边同步整流器 MOSFET 的控制定时来最大限度地提升正激变换器应用的效率。增大电阻器的阻值将延长延迟时间。

PGND (引脚 13)：电源地。

OUT (引脚 14)：在 0V 至 V_{IN} 的电压范围内驱动 N 沟道 MOSFET 的栅极。OUT 引脚被有源箝位至 13V。在停机模式中存在有源失步 (见电规格)。

VIN (引脚 15)：器件的输入电源。它必须紧密去耦至地。有一个用于 V_{IN} 的内部欠压闭锁门限，约为 14.25V (接通) 和 8.75V (关断)。

SOUT (引脚 16)：与 OUT 引脚同相的开关输出。提供同步信号，用于控制需要进行高效同步整流的正激变换器应用中的副边 FET。SOUT 引脚被有源箝位至 12V。在停机模式中存在有源失步 (见电规格)。

时序图

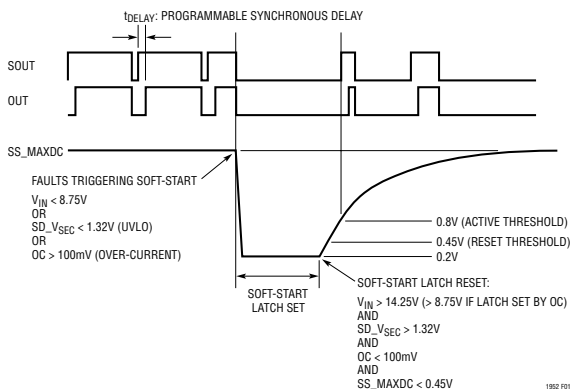


图 1：时序图

方框图

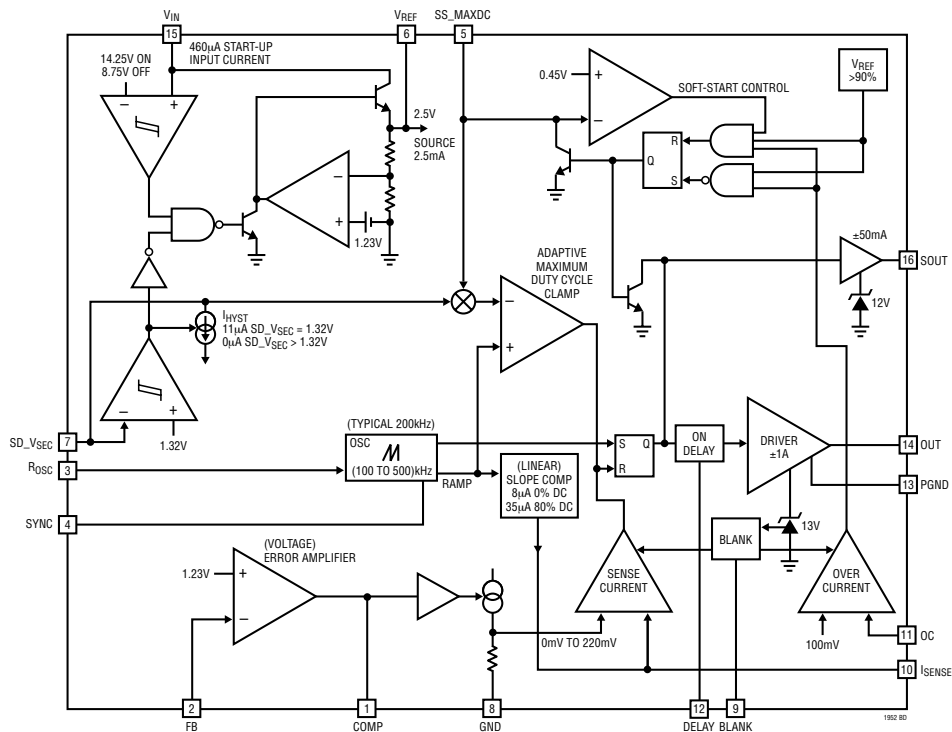


图 2：方框图

工作原理

引言

LT1952 是专为对最简单的正激变换器拓扑结构进行控制而优化设计的电流模式同步 PWM 控制器——仅采用一个主 MOSFET。对于要求在一个狭小的空间里实现非常高的效率和可靠性以及低复杂度和低成本的 25W 至 500W 电源系统而言，LT1952 是一种理想的选择。LT1952 的主要特点包括用于单个主 MOSFET 的自适应最大占空比箝位，还增加了一个用于同步整流控制的输出信号，另外，一个精准的 100mV 门限负责检测过流条件，并触发软起动电路，以实现低应力短路保护和控制。LT1952 的主要功能示于图 2 中的方框图。

器件启动

在正常工作状态下，SD_VSEC 引脚电压必须高于 1.32V，而且，V_{IN} 引脚电压必须超过 14.25V，使器件启动。引脚电压的这种组合允许 2.5V V_{REF} 引脚被激活，从而向 LT1952 控制电路供电，并提供高达 2.5mA 的外部驱动电流。SD_VSEC 门限可被用来对系统输入电压上的欠压闭锁 (UVLO) 门限进行外部设置。由于 SD_VSEC 引脚在器件接通之前吸收 11μA 的电流，而在器件接通之后则吸收 0μA 的电流，因此，也可对 UVLO 门限上的迟滞进行设置。

在 LT1952 接通时，当 V_{IN} 引脚电压最低可降至 8.75V，器件才开始停机。该 V_{IN} 引脚迟滞 (5.5V) 与 460μA 的低启动输入电流相结合允许通过采用一个从系统 V_{IN} 引出以用于给 V_{IN} 引脚供电的电阻器/电容器网络来实现低功率启动 (图 3)。应选择合适的 V_{IN} 电容器数值，以防止 V_{IN} 在变换器中的一个辅助绕组接替向 V_{IN} 引脚供电之前降至 8.75V 以下。

输出驱动器

LT1952 具有两个输出，即 SOUT 和 OUT。OUT 引脚能被箝位于 13V 以提供一个 ±1A 峰值 MOSFET 栅极驱动电流。SOUT 引脚被箝位于 12V，能提供 ±50mA 峰值驱动电流，并提供了用于同步整流控制的同步信号定时。

当 SOUT 和 OUT 接通时，在每个主振荡器周期的开始阶段对 PWM 锁存器进行设置。OUT 的接通相对于 SOUT 的接通有一个时间长度为 t_{DELAY} 的延迟 (图 2)。t_{DELAY} 由一个连接在 DELAY 引脚与地之间的电阻器来设置，用来设定副边同步整流器的定时控制，以实现最佳效率。

SOUT 和 OUT 每个周期同时关断，关断的方法有三种：

- (1) 在 I_{SENSE} 引脚上进行 MOSFET 峰值电流检测
- (2) 在负载/电压瞬变期间达到自适应最大占空比箝位
- (3) PWM 锁存器的最大占空比复位

在出现下列任何一种条件的情况下——低 V_{IN}、低 SD_VSEC 或在 OC 引脚上进行过流检测时——软起动事件将被闭锁，而且 SOUT 和 OUT 将立即被关断 (图 1)。

脉冲前沿消隐

为了防止 MOSFET 开关噪声导致 SOUT 和 OUT 被过早关断，LT1952 采用了可编程脉冲前沿消隐。这意味着在 MOSFET 导通期间以及 OUT 脉冲前沿之后的一段较长的时间里，电流检测比较器和过流比较器的输出均被忽略 (图 6)。通过调节连接在 BLANK 引脚与地之间的一个电阻器的阻值，即可对该扩展消隐时间进行设置。

自适应最大占空比箝位 (伏特-秒箝位)

对于采用最简单拓扑结构 (在原边仅有一个 MOSFET) 的正激变换器应用来说，如果想要实现 MOSFET 的可靠控制，就必需采用一个与变压器输入电压相适应的最大开关占空比箝位。该伏特-秒箝位为用于防止变压器发生饱和的变压器复位提供了安全保障。瞬时负载变化有可能导致变换器环路要求最大占空比。如果开关的最大占空比过大，则变压器复位电压会超过原边 MOSFET 的额定电压，从而造成灾难性的损坏。许多变换器都是通过将 MOSFET

工作原理

的工作占空比限制为 50% (或更小) — 或者采用一个固定 (非自适应) 最大占空比箝位和一个具有很大的额定电压的 MOSFET 来解决这一问题。LT1952 提供了一个伏特-秒箝位使 MOSFET 占空比能够远远大于 50%。这将大幅度地提高 MOSFET、整流器和变压器的功率利用率, 从而可在同样的功率输出条件下占用较小的空间。此外, 这种伏特-秒箝位允许 MOSFET 的额定电压要求有所降低, 因而使得 $R_{DS(ON)}$ 有所减小, 以便提升效率。该伏特-秒箝位规定了一个最大占空比“保护电压轨”, 当系统输入电压升高时, 该保护电压轨下降。

LT1952 的 $SD_{V_{SEC}}$ 和 SS_{MAXDC} 引脚提供了一种无电容器型可编程伏特-秒箝位解决方案。有些采用伏特-秒箝位的控制器通过使用一个外部电容器来设置最大开关导通时间, 由此来控制最大开关占空比。此类技术存在伏特-秒箝位不精确度, 而这种不精确度与外部电容器/引脚电容的误差以及内部振荡器的误差/漂移直接相关。LT1952 用了简单的电阻器阻值比, 以便在无需采用一个精确的外部电容器的情况下实现伏特-秒箝位, 且与振荡器误差的相关性下降了一个数量级。

$SD_{V_{SEC}}$ 引脚电压的上升将导致最大占空比箝位的减小。如果 $SD_{V_{SEC}}$ 引脚电压是从变压器输入电压阻性分压而获得的, 则可实现伏特-秒箝位。如欲调节初始最大占空比箝位, 则可利用一个连接在 $2.5V V_{REF}$ 引脚与地之间的电阻分压器来设置 SS_{MAXDC} 电压。 SS_{MAXDC} 引脚上的设定电压的升高将使开关最大占空比箝位有所增加。

软起动

LT1952 通过采用 SS_{MAXDC} 引脚来控制软起动定时提供了真正的 PWM 软起动。 SS_{MAXDC} 引脚电压与开关最大占空比箝位之间的比例关系使得 SS_{MAXDC} 引脚能够通过提高最大开关占空比箝位 (直到开关占空比箝位与变换器的自然占空比无缝会合为止) 来缓慢提升输出电压。

当 V_{IN} 过低、 $SD_{V_{SEC}}$ 过低 (UVLO) 或 OC 引脚上的过流门限被超过时, 软起动事件被触发。当软起动事件被触发时, SOUT 和 OUT 引脚上的开关操作立即停止。

SS_{MAXDC} 引脚处于放电状态, 并只在电压降至其 0.45V 的复位门限以下且所有的故障均被清除时才被释放 (以便进行充电)。把 SS_{MAXDC} 引脚电压提升至 0.8V 以上将增加开关最大占空比。 SS_{MAXDC} 引脚上的一个接地电容器和一个从 V_{REF} 引出的电阻分压器一道确定了软起动定时。

电流模式拓扑结构 (I_{SENSE} 引脚)

由于输出电感器并不会对变换器环路中的相位延迟产生影响, 因此, LT1952 的电流模式拓扑结构放宽了频率补偿要求。这种电流模式技术意味着由误差放大器 (非隔离型应用) 或光耦合器 (隔离型应用) 来控制输送至输出端的电流 (而不是电压)。这使得频率补偿变得较为容易, 并且加快了对输出负载瞬变的环路响应速度。

从应用的输出电压引出的电阻分压器将在 LT1952 误差放大器的反相 FB 输入端上产生一个电压 (或产生至一个外部光耦合器输入端的电压), 并将其与一个精确的基准电压 (对 LT1952 来说为 1.23V) 进行比较。误差放大器输出 (COMP) 确定了电流检测比较器的输入门限 (I_{SENSE})。0.8V (有效门限) 和 2.5V 之间的 COMP 电压确定了一个 0mV 至 220mV 的最大 I_{SENSE} 门限。通过把 I_{SENSE} 连接至一个与某一外部功率 MOSFET 的源极相串联的检测电阻器, 便可利用 COMP 电平 (因而也可以由输出电压) 来控制 MOSFET 峰值电流触发点 (关断)。引起输出电压下降的输出负载电流增加将导致 COMP 引脚电压上升, 从而使得 I_{SENSE} 门限和输送至输出端的电流增加。对于隔离型应用, 可使误差放大器 COMP 输出失效, 以便由光耦合器来进行控制。设定 $FB = V_{REF}$ 将使误差放大器 COMP 输出失效, 并将引脚电流减小至 (COMP - 0.7)/40k。

工作原理

斜率补偿

电流模式架构要求在电流检测环路中增加斜率补偿，以防止有可能在占空比大于 50% 的情况下发生的次谐波振荡。与大多数电流模式转换器所采用的内部固定式斜率补偿斜坡（这样做会对电感值和工作频率有所限制）不同，LT1952 采用的是可在外部进行调节的斜率补偿。可以通过插入一个与 I_{SENSE} 引脚串联的外部电阻器 (R_{SLOPE}) 来设置斜率补偿。LT1952 具有一个线性斜率补偿斜坡，其从 I_{SENSE} 引脚获取的供电电流约为 8μA (占空比为 0% 时) 至 35μA (占空比为 80% 时)。

过流检测和软起动(OC 引脚)

LT1952 的一项附加功能是在 OC 引脚上设置了一个精准的 100mV 检测门限，用来检测变换器中的

过流条件，并对一个软起动锁存器进行设置。OC 引脚与主端 MOSFET 的源极直接相连，以监视 MOSFET 中的峰值电流 (图 7)。由于该 100mV 门限不会受到 I_{SENSE} 引脚上增加的斜率补偿的影响，因此它在变换器的整个占空比范围内都是恒定的。

同步

一个 SYNC 引脚允许 LT1952 振荡器与一个外部时钟相同步。该 SYNC 引脚可由一个逻辑电平输出来驱动，所需电压低于 0.8V (对于逻辑电平低) 或高于 2.2V (对于逻辑电平高)。工作占空比应在 10% 至 90% 之间。为了防止在同步期间发生斜率补偿损失，应将自由运行振荡器频率 (f_{OSC}) 设置为外部时钟频率 (f_{SYNC}) 的 80%。针对非同步操作而选择的 R_{SLOPE} 电阻器的阻值应增加为原先的 1.25x (= f_{SYNC}/f_{OSC}) 倍。

应用信息

停机和欠压闭锁设置

LT1952 在 SD_V_{SEC} 引脚上设有一个精确的 1.32V 停机门限。该门限可与一个电阻分压器一道被用来确定功率转换器的系统输入电压 (V_S) 的欠压闭锁门限 (UVLO) (图 3)。引脚电流迟滞 (在器件接通之前为 11μA，在器件接通之后为 0μA) 使得能够对 UVLO 迟滞进行编程。功率转换器的电源 (S_{V_{IN}}) 的接通/关断门限可按下面的公式来计算：

$$V_{S \text{ OFF 门限}} = 1.32 [1 + (R1/R2)]$$

$$V_{S \text{ ON 门限}} = S_{V_{IN \text{ OFF}}} + (11\mu A \cdot R1)$$

可以给位于 SD_V_{SEC} 引脚上的电阻分压器网络增加一个漏极开路晶体管，以控制 LT1952 的关断 (图 3)。

一定不得将 SD_V_{SEC} 引脚置于开路状态，因为必须采用一个大于 11μA 的外部源电流来把该引脚电压提升至其 1.32V 门限之上，以接通器件。

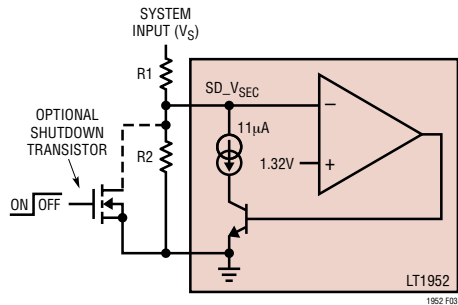


图 3：设置欠压闭锁 (UVLO)

微功率启动：选择用于 V_{IN} 的启动电阻器和电容器

LT1952 在 V_{IN} 引脚上利用导通电压迟滞和低启动电流，以实现微功率启动 (图 4)。LT1952 通过监视 V_{IN} 引脚电压来使器件在 14.25V 时接通，而在 8.75V 时关断。低启动电流 (460μA) 允许把一个大电阻器连接在系统输入电源和 V_{IN} 之间。器件一旦接通，输入

应用信息

电流将增加，以驱动 IC (4.5 mA) 和输出驱动器 (I_{DRIVE})。在 V_{IN} 引脚上选了一个足够大的电容器，用于防止 V_{IN} 在转换器中的一个辅助绕组接替向 V_{IN} 供电之前降至 8.5V 以下。该技术利用一个简单电阻器/电容器使启动时，从系统电源仅吸取低功率供给变换器。 R_{START} 和 C_{START} 的数值可由下式求出：

$$R_{START(MAX)} = (V_S(MIN) - V_{IN ON(max)})/I_{START(MAX)}$$

$$C_{START(MIN)} = (I_Q(MAX) + I_{DRIVE(MAX)}) \cdot t_{START}/V_{IN HYST(MIN)}$$

实例：

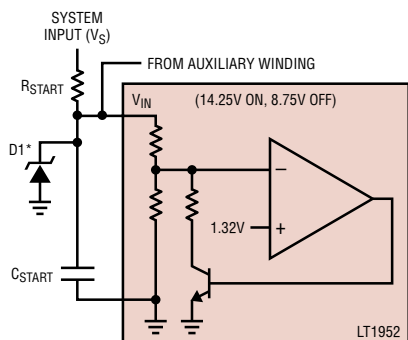
当 $V_S(MIN) = 36V$ ， $V_{IN ON(MAX)} = 15.75V$ ， $I_{START(MAX)} = 700\mu A$ ， $I_Q(MAX) = 5.5mA$ ， $I_{DRIVE(MAX)} = 5mA$ ， $V_{IN HYST(MIN)} = 3.75V$ 以及 $t_{START} = 100\mu s$ 时，

$$R_{START} = (36 - 15.75)/700\mu A = 28.9k \text{ (选择 } 28.7k)$$

$$C_{START} = (5.5mA + 5mA) \cdot 100\mu s/3.75V = 0.28\mu F$$

(通常选择 $\geq 1\mu F$ 的电容值)

对于超过 LT1952 V_{IN} 引脚的绝对最大额定值的系统输入电压，应在 V_{IN} 引脚与地之间连接一个外部齐纳二极管。这适用的情形是 V_{IN} 被充电至 $V_{IN ON}$ (通常为 14.25V) 以上，但器件却因为 SD_V_{SEC} 引脚电压低于 1.32V 而未接通。在这种条件下， V_{IN} 将继续充电至系统 V_{IN} 的附近，有可能超过 V_{IN} 引脚的



*FOR $V_S > 25V$, ZENER D1 RECOMMENDED ($V_{IN ON(MAX)} < V_Z < 25V$)

图 4：低功率启动

额定值。齐纳电压应遵循 $V_{IN ON(MAX)} < V_Z < 25V$ 。

设置振荡器频率

LT1952 的振荡器频率 (f_{OSC}) 是采用一个连接在 R_{OSC} 引脚与地之间的外部电阻器 (R_{OSC}) 来设置的。图 5 示出了典型的 f_{OSC} 与 R_{OSC} 电阻器阻值的关系曲线。LT1952 自由运行振荡器频率的可设置范围为 100kHz 至 500kHz。

应通过将 R_{OSC} 电阻器布设在尽可能靠近 R_{OSC} 引脚的地方并保持尽可能小的 R_{OSC} 节点面积来最大限度地减少 R_{OSC} 引脚上的杂散电容和潜在的噪声干扰。 R_{OSC} 电阻器的接地侧应直接返回至 (模拟地) GND 引脚。 R_{OSC} 的阻值可由下式计算：

$$R_{OSC} = 9.125k [(4100k/f_{OSC}) - 1]$$

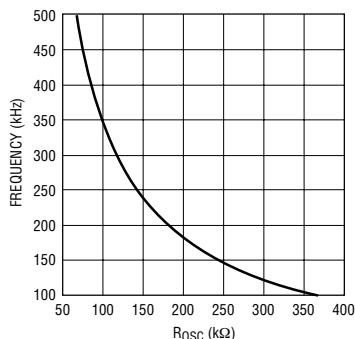


图 5：振荡器频率 (f_{OSC}) 与 R_{OSC} 的关系曲线

设置前沿消隐时间

对于驱动外部 MOSFET 的 PWM 控制器，在栅极电压上升期间以及之后的一段时间里，MOSFET 的源极上将会产生噪声。该噪声有可能超过 LT1952 的 OC 和 I_{SENSE} 引脚门限，因而除了会造成软起动的误触发之外，还将导致 SOUT 和 OUT 引脚被过早关断。LT1952 提供了 OC 和 I_{SENSE} 比较器输出的可编程前沿消隐，以避免在 MOSFET 开关操作期间发生错误的电流检测。

应用信息

消隐分为两个阶段(图6)。第一阶段在栅极电压上升期间自动消隐。栅极电压上升时间会因MOSFET的种类的不同而存在差异,因此,LT1952是通过在OUT上升至 V_{IN} 的0.5V以内或达到其13V的箝位电平之前对OC和 I_{SENSE} 比较器输出进行自动消隐来执行真正的“前沿消隐”的。消隐的第二阶段在OUT的前沿结束之后开始。该阶段可由用户利用一个连接在BLANK引脚与地之间的电阻器来设置。这一部分消隐周期的持续时间从45ns(当 $R_{BLANK} = 10k$ 时)到540ns(当 $R_{BLANK} = 120k$ 时)。消隐持续时间可近似为:

$$\text{消隐(扩展)} = [45(R_{BLANK}/10k)]ns$$

(请参见“典型性能特征”部分中的相关曲线图)

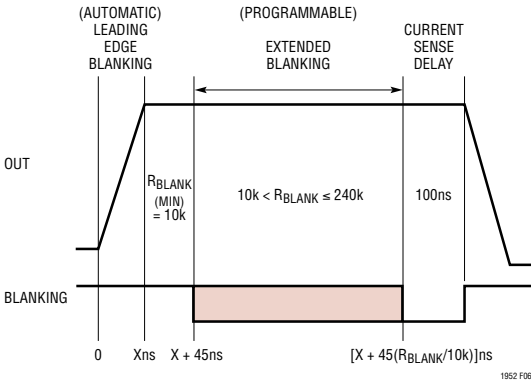


图6: 脉冲前沿消隐定时

设定电流限值(OC引脚)

LT1952在OC引脚上采用了一个精准的100mV检测门限,用于检测转换器中的过流条件并设置软起动锁存器。由于它不受在 I_{SENSE} 引脚上设置的斜率补偿的影响,因此与占空比无关。OC引脚通过检测MOSFET源极中的检测电阻器(R_S)两端的电压来监视原边MOSFET中的峰值电流。变换器的电流限值可利用下式来设置:

$$\text{电流限值} = (100mV/R_S)(N_p/N_S) - (1/2)(I_{RIPPLE})$$

式中,

R_S = 主MOSFET源极中的检测电阻器

I_{RIPPLE} = 输出电感器L1中的峰-峰纹波电流

N_S = 变压器副边匝数

N_p = 变压器原边匝数

设定斜率补偿

LT1952采用电流模式架构来改善了负载瞬变的快速响应并且降低频率补偿要求。工作占空比大于50%且具有连续电感器电流的电流模式开关变换器必须在其电流检测环路中增加斜率补偿,以防止发生次谐波振荡。(如需了解更多有关斜率补偿的信息,请参见“Application Note 19”。LT1952采用可编程斜率补偿,因而允许采用各种电感值,以降低了对由PCB产生的噪声的敏感性并优化了环路带宽。LT1952通过插入一个与 I_{SENSE} 引脚串联的电阻器 R_{SLOPE} 来设置斜率补偿(图7)。LT1952在 I_{SENSE} 引脚上产生一个电流,该电流在0%占空比至OUT引脚的最大占空比范围内是线性的。 $I(I_{SENSE}) \cdot R_{SLOPE}$ 的简单计算为 I_{SENSE} 引脚上的电压提供了一个用于可编程斜率补偿的附加斜坡。(请参见“典型性能特征”部分中的“ I_{SENSE} 引脚电流与占空比的关系曲线”和“ I_{SENSE} 最大门限与占空比的关系曲线”)。

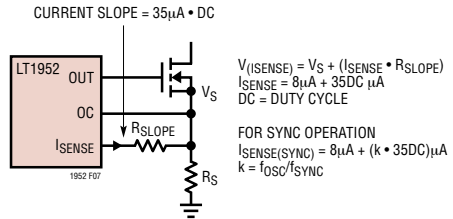


图7: 设定斜率补偿

应用信息

设置同步整流器定时：

SOUT 至 OUT 延迟 (“ t_{DELAY} ”)

LT1952 具有一个附加输出 SOUT，它被箝位于 12V，能提供了一个 $\pm 50\text{mA}$ 峰值驱动电流。在为实现高效率而要求进行同步整流的应用中，LT1952 SOUT 提供了一个用于副边同步整流 MOSFET 的控制同步信号 (图 11)。变转换器产生的延迟会导致非最佳的同步整流器 MOSFET 控制定时。LT1952 在 SOUT 上升沿和 OUT 上升沿之间提供了一个可编程延迟 (t_{DELAY} ，图 8)，用于优化同步整流器 MOSFET 的定时控制，从而达到最大限度地提升效率的目的。一个连接在 DELAY 引脚与地之间的电阻器 R_{DELAY} 用来设定 t_{DELAY} 的数值。 t_{DELAY} 的典型值范围在 10ns ($R_{DELAY} = 10\text{k}$) 至 160ns ($R_{DELAY} = 160\text{k}$) 之间。(见“典型性能特征”部分中的相关曲线图)

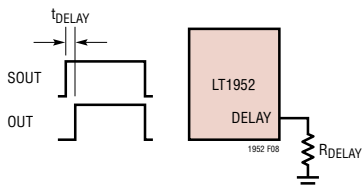


图 8：设定 SOUT 至 OUT 延迟： t_{DELAY}

设置最大占空比箝位

对于采用最简单拓扑结构 (在原边仅有单个 MOSFET) 的正激变器应用，需要一个与变压器输入电压相适合的最大开关占空比箝位，以实现 MOSFET 的可靠控制。该伏特-秒箝位为用于防止变压器发生饱和的变压器复位提供了安全保障。LT1952 SD_V_{SEC} 和 SS_MAXDC 引脚提供了一个采用简单电阻比的无电容器型可编程伏特-秒箝位解决方案 (图 9)。

SD_V_{SEC} 引脚电压的增加会导致最大占空比箝位减小。从一个与系统输入电压相连的电阻分压器来获得 SD_V_{SEC} 电压将产生该伏特-秒箝位。通过采用一个从 V_{REF} 引出的电阻分压器来设置 SS_MAXDC

引脚上的电压，可对最大占空比箝位进行调节。 SS_MAXDC 引脚电压的增加将导致最大占空比箝位的增加。

如需设置伏特-秒箝位，则应采取以下步骤：

- (1) 必须针对给定的应用来计算变换器的最大工作占空比。
- (2) 应采用下面的公式和 SS_MAXDC 引脚电压的第一遍猜测来计算最大占空比箝位的初值。

注：由于最大工作占空比出现在最小系统输入电压 (UVLO) 条件下，因此， SD_V_{SEC} 引脚上的电压 = 1.32V 。

$$\begin{aligned} \text{最大占空比箝位 (OUT 引脚)} \\ = k \cdot 0.522(SS_MAXDC(\text{DC})/SD_V_{SEC}) - \\ (t_{DELAY} \cdot f_{OSC}) \end{aligned}$$

其中，

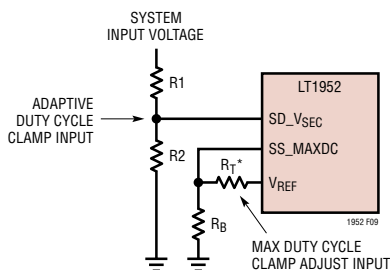
$$SS_MAXDC(\text{DC}) = V_{REF} (R_B / (R_T + R_B))$$

$$SD_V_{SEC} = 1.32\text{V} \text{ (在最小系统输入电压条件下)}$$

$$t_{DELAY} = \text{SOUT 和 OUT 之间的设定延迟}$$

$$k = 1.11 - 5.5e^{-7} \cdot (f_{OSC})$$

- (3) 应将在 (2) 中计算的最大占空比箝位设置得比在 (1) 中计算的最大工作占空比大 10%。可通过调整 SS_MAXDC 引脚电压来完成最大占空比的简单调节。



* MINIMUM ALLOWABLE R_T IS $10\text{k}\Omega$ TO GUARANTEE SOFT-START PULL-OFF

图 9：设置最大占空比箝位

应用信息

(2) 的计算实例

当 $R_T = 35.7k$, $R_B = 100k$, $V_{REF} = 2.5V$,
 $R_{DELAY} = 40k$, $f_{OSC} = 200kHz$ 且 $SD_V_{SEC} = 1.32V$ 时,
 得出: $SS_MAXDC(DC) = 1.84V$, $t_{DELAY} = 40ns$
 且 $k = 1$

最大占空比箝位
 $= 1 \cdot 0.522(1.84/1.32) - (40ns \cdot 200kHz)$
 $= 0.728 - 0.008 = 0.72$ (占空比箝位 = 72%)

注1: 为了在100kHz条件下获得与200kHz时相同的最大占空比箝位计算值, 应根据下式重新设置 SS_MAXDC 引脚电压:

$$SS_MAXDC(DC) (100kHz) \\ = SS_MAXDC(DC) (200kHz) \cdot k (200kHz)/k (100kHz) \\ = 1.84 \cdot 1.0/1.055 = 1.74V \text{ (对于 } 100kHz, k = 1.055)$$

对于 $SS_MAXDC(DC)$ 的最终调节而言, t_{DELAY} 的二阶效应也应被考虑在内。

注2: 为了在与一个位于 SYNC 引脚上的外部时钟同步的情况下获得相同的最大占空比箝位, 应将 SS_MAXDC 引脚电压重新设置为:

$$SS_MAXDC(DC) (f_{sync}) \\ = SS_MAXDC(DC) (200kHz) \cdot [(f_{osc}/f_{sync}) + \\ 0.09(f_{osc}/200kHz)^{0.6}]$$

当 $SS_MAXDC(DC)(200kHz) = 1.84V$ 时(在占空比为72%的情况下),

$$SS_MAXDC(DC) (f_{sync} = 250kHz) \text{ (在 } 72\% \text{ 的占空比条件下)} \\ = 1.84 \cdot [(200kHz/250kHz) + 0.09(1)^{0.6}] \\ = 1.638V$$

设置软起动定时

LT1952 具有内置软起动能力, 用于在一系列有可能在应用中发生的故障的条件下提供低应力受控启动(见图1和图10)。LT1952通过采用 SS_MAXDC 引脚进行软起动定时控制来提供真正的 PWM 软起动。由于 SS_MAXDC 引脚电压与开关最大占空比箝位之间存在一定的比例关系, 因而 SS_MAXDC 引脚通过使最大开关占空比箝位斜坡上升(直到开关占空

比箝位与转换器的自然占空比无缝会合为止)来控制输出电压缓慢提升。 SS_MAXDC 引脚上的电容器 C_{SS} 和从 V_{REF} 引脚引出的、用于设置最大开关占空比箝位的电阻分压器决定了软起动定时(图11)。

下列故障将触发软起动事件:

- (1) $V_{IN} < 8.75V$, 或
- (2) $SD_V_{SEC} < 1.32V$ (UVLO), 或
- (3) $OC > 100mV$ (过流条件)

当一个软起动事件被触发时, S_{OUT} 和 O_{UT} 引脚上的开关操作将立即停止。软起动锁存器将被设置, 而且 SS_MAXDC 引脚将被放电。只有当软起动锁存器被复位之后, SS_MAXDC 引脚才会再充电。

注: 一个由上面的(1)和(2)条件所引发的软起动事件也会造成 V_{REF} 失效并降至地电位。

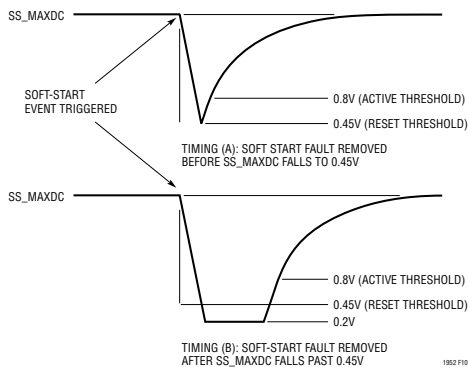
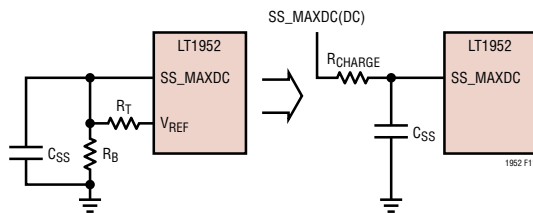


图 10: 软起动定时



$$SS_MAXDC \text{ CHARGING MODEL} \\ SS_MAXDC(DC) = V_{REF} [R_B / (R_T + R_B)] \\ R_{CHARGE} = [R_T \cdot R_B / (R_T + R_B)]$$

图 11: 设置软起动定时

sn1952 1952fs

应用信息

软起动锁存器复位需要满足下列所有条件：

- (A) $V_{IN} > 14.25V^*$ ，和
- (B) $SD_{VSEC} > 1.32V$ ，和
- (C) $OC < 100mV$ ，和
- (D) $SS_{MAXDC} < 0.45V$ (SS_{MAXDC} 复位门限)

*如果锁存器仅由上面的 (3) 中的过流条件进行设置，则对于锁存器复位而言， $V_{IN} > 8.75V$ 就可以了。

SS_MAXDC 放电定时

由图 10 可见， SS_{MAXDC} 引脚有可能发生两类放电。在定时(A)中，引发软起动事件的故障在 SS_{MAXDC} 引脚电压降至 0.45V 之前已经被清除。这意味着软起动锁存器将在 SS_{MAXDC} 降至 0.45V 之时被复位，而且 SS_{MAXDC} 将开始充电。在定时(B)中，直到 SS_{MAXDC} 引脚电压降至 0.45V 以下之后的一段时间为止，引发软起动事件的故障仍未被清除。 SS_{MAXDC} 引脚继续放电至 0.2V，并将保持在低电平上，直到所有的故障均被清除为止。

SS_{MAXDC} 引脚电压降至一个给定电压所需的时间可由下式近似求出：

$$SS_{MAXDC}(t_{FALL}) = (C_{SS}/I_{DIS}) \cdot [SS_{MAXDC}(DC) - V_{SS(MIN)}]$$

其中，

I_{DIS} = 上的净放电电流 C_{SS}

C_{SS} = SS_{MAXDC} 引脚上的电容值

$SS_{MAXDC}(DC)$ = 设定的 DC 电压

$V_{SS(MIN)}$ = 再充电之前的最小 SS_{MAXDC} 电压

$$I_{DIS} \sim 8e^{-4} + (V_{REF} - V_{SS(MIN)})[(1/2R_B) - (1/R_T)]$$

对于产生自 (1) 和 (2) 的故障，

$$V_{REF} = 100mV.$$

对于一个产生自 (3) 的故障，

$$V_{REF} = 2.5V.$$

$$SS_{MAXDC}(DC) = V_{REF}[R_B/(R_T + R_B)]$$

$$V_{SS(MIN)} = SS_{MAXDC} \text{ 复位门限} = 0.45V$$

(如果故障在 t_{FALL} 之前被清除)

实例

对于过流故障 ($OC > 100mV$)， $V_{REF} = 2.5V$ ， $R_T = 35.7k$ ， $R_B = 100k$ ， $C_{SS} = 0.1\mu F$ 并假设 $V_{SS(MIN)} = 0.45V$ ， $I_{DIS} \sim 8e^{-4} + (2.5 - 0.45)[(1/2 \cdot 100k) - (1/35.7k)] = 8e^{-4} + (2.05)(-0.23e^{-4}) = 7.5e^{-4}$

$$SS_{MAXDC}(DC) = 1.84V$$

$$SS_{MAXDC}(t_{FALL}) = (1e - 7/7.5e^{-4}) \cdot (1.84 - 0.45) = 1.85e^{-4} s$$

如果 OC 故障在 $185\mu s$ 之前未被清除，则 SS_{MAXDC} 将降至 0.45V 以下，并接近一个新的 $V_{SS(MIN)}$ 。在 $150\mu A$ 条件下， SS_{MAXDC} 的典型 V_{OL} 为 0.2V。

SS_MAXDC 充电定时

当所有故障均被清除且 SS_{MAXDC} 引脚已经降至其 0.45V 的复位门限或更低的电压值时， SS_{MAXDC} 引脚将被释放并允许进行充电。

SS_{MAXDC} 引脚电压将上升，直到稳定于其设定的 DC 电压为止——从而设定了最大开关占空比箝位。 SS_{MAXDC} 引脚在任何两个电压电平之间的充电时间的近似计算可参考图 11 所示模型的 RC 充电波型。

如果能够预测 SS_{MAXDC} 在任何两个电压之间的上升时间，则可预测多个关键的定时周期：

- (1) 无开关操作周期
(从 $SS_{MAXDC}(DC)$ 降至 $V_{SS(MIN)}$ 的时间 + 从 $V_{SS(MIN)}$ 升至 $V_{SS(ACTIVE)}$ 的时间)
- (2) 变换器输出上升时间
(从 $V_{SS(ACTIVE)}$ 升至 $V_{SS(REG)}$ 的时间； $V_{SS(REG)}$ 是最大占空比箝位与开关的自然占空比相等时 SS_{MAXDC} 引脚的电平)
- (3) 最大占空比箝位达到目标值的 X% 以内所需的时间。

SS_{MAXDC} 充电至一个给定电压 V_{SS} 所需的时间可通过下式的重新整理，

$$V_{SS}(t) = SS_{MAXDC}(DC) (1 - e^{(-t/RC)})$$

应用信息

从而得出，

$$t = RC \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC))$$

其中，

V_{SS} = 时点 t 上的 SS_MAXDC 电压

$SS_MAXDC(DC)$ = 最大占空比箝位对应的 DC 电压

$$= V_{REF} (R_B)/(R_T + R_B)$$

$$R = R_{CHARGE} \text{ (图 11)} = R_T \cdot R_B/(R_T + R_B)$$

$$C = C_{SS} \text{ (图 11)}$$

$$\begin{aligned} t &= R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC)) \\ &= 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.8/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.565) = 1.5e^{-3} \text{ s} \end{aligned}$$

由步骤 1 和步骤 2 的计算结果可得：

$$t_{CHARGE} = (1.5 - 0.73)e^{-3} \text{ s} = 7.7e^{-4} \text{ s}$$

由软起动事件所导致的转换器无开关操作的总时间

$$= t_{DISCHARGE} + t_{CHARGE} = 1.85e^{-4} + 7.7e^{-4} = 9.55e^{-4} \text{ s}$$

实例 (1) 无开关操作周期

转换器的无开关操作周期(当已经出现一个软起动事件时) 取决于 SS_MAXDC 引脚在再充电开始之前能够达到的降幅以及一个故障的持续时间。假设一个触发软起动的故障将在 SS_MAXDC 能够达到其复位门限 (0.45V) 之前被清除。

$$\text{无开关操作周期} = t_{DISCHARGE} + t_{CHARGE}$$

$t_{DISCHARGE}$ = 从 $SS_MAXDC(DC)$ 至 0.45V 的放电时间

t_{CHARGE} = 从 0.45V 至 $V_{SS(ACTIVE)}$ 的充电时间

前面已经计算出 $t_{DISCHARGE} = 185\mu\text{s}$ 。

t_{CHARGE} 的计算基于以下假设：

$V_{REF} = 2.5\text{V}$, $R_T = 35.7\text{k}$, $R_B = 100\text{k}$, $C_{SS} = 0.1\mu\text{F}$ 及 $V_{SS(MIN)} = 0.45\text{V}$ 。

$$t_{CHARGE} = t(V_{SS} = 0.8\text{V}) - t(V_{SS} = 0.45\text{V})$$

步骤 1：

$$SS_MAXDC(DC) = 2.5[100\text{k}/(35.7\text{k} + 100\text{k})] = 1.84\text{V}$$

$$R_{CHARGE} = (35.7\text{k} \cdot 100\text{k}/135.7\text{k}) = 26.3\text{k}$$

步骤 2：

$t(V_{SS} = 0.45\text{V})$ 由下式计算：

$$\begin{aligned} t &= R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC)) \\ &= 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.45/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.755) = 7.3e^{-4} \text{ s} \end{aligned}$$

步骤 3：

$t(V_{SS} = 0.8\text{V})$ 由下式计算：

实例 (2) 转换器输出上升时间

转换器输出达到调节点所需的上升时间可以精密地近似为从开关操作的起动 ($SS_MAXDC = V_{SS(ACTIVE)}$) 到转换器占空比处于调节状态 ($DC(REG)$) 且不再受控于 SS_MAXDC ($SS_MAXDC = V_{SS(REG)}$) 之间的时间。转换器输出上升时间可以表示为：

$$\text{输出上升时间} = t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)})$$

步骤 1：确定输出处于正常工作状态时的变换器占空比 $DC(REG)$

转换器的自然占空比 $DC(REG)$ 取决于诸多因素。就本例而言，对于接近欠压闭锁门限 (UVLO) 的系统输入电压时，假设 $DC(REG) = 60\%$ 。这将得出 $SD_VSEC = 1.32\text{V}$ 。

另外，当 $SS_MAXDC(DC) = 1.84\text{V}$ 、 $f_{OSC} = 200\text{kHz}$ 且 $R_{DELAY} = 40\text{k}$ 时，还假设针对该条件所设定的最大占空比箝位为 72%。

步骤 2：计算 $V_{SS(REG)}$

如欲计算将不再对转换器的自然占空比进行箝位的 SS_MAXDC 电平 ($V_{SS(REG)}$)，则必须采用最大占空比箝位的计算公式 (参见前面的“设置最大占空比箝位”部分)。

最大占空比箝位与 $DC(REG)$ 在软起动期间的会合点由下式给出：

$$DC(REG) = \text{最大占空比箝位}$$

应用信息

$$0.6 = k \cdot 0.522(SS_MAXDC(DC)/SD_VSEC) - (t_{DELAY} \cdot f_{OSC})$$

当 $SD_VSEC = 1.32V$, $f_{OSC} = 200kHz$ 且 $R_{DELAY} = 40k$ 时, 得出 $k = 1$ 且 $t_{DELAY} = 40ns$ 。

$$\begin{aligned} \text{对上式进行重新整理以求解 } SS_MAXDC = V_{SS(REG)} \\ &= [0.6 + (t_{DELAY} \cdot f_{OSC})(SD_VSEC)] / (k \cdot 0.522) \\ &= [0.6 + (40ns \cdot 200kHz)(1.32V)] / (1 \cdot 0.522) \\ &= (0.608)(1.32)/0.522 = 1.537V \end{aligned}$$

步骤 3: 计算 $t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)})$

回想一下, SS_MAXDC 充电至一个给定电压 V_{SS} 所需的时间是由下式求得的:

$$t = R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC))$$

(图 11 示出了用于 SS_MAXDC 充电的模型)

当 $R_T = 35.7k$, $R_B = 100k$, $R_{CHARGE} = 26.3k$ 时,

$$\begin{aligned} \text{如果 } C_{SS} = 0.1\mu F, \text{ 则得出 } t(V_{SS(ACTIVE)}) \\ &= t(V_{SS(0.8V)}) = 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.8/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.565) = 1.5e^{-3} s \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} t(V_{SS(REG)}) &= t(V_{SS(1.537V)}) = 26.3k \cdot 0.1\mu F \cdot -1 \cdot \\ &\ln(1 - 1.66/1.84) = 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.146) \\ &= 5e^{-3} s \end{aligned}$$

转换器输出的上升时间

$$\begin{aligned} &= t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)}) = (5 - 1.5)e^{-3} s \\ &= 3.5e^{-3} s \end{aligned}$$

实例 (3) 最大占空比箝位达到目标值的 X% 以内所需的时间

在前面的“设置最大占空比箝位”部分中, 我们计算出最大占空比箝位为 72%。用于 $SS_MAXDC(DC)$ 的设定值为 1.84V。

SS_MAXDC 从其最小值 $V_{SS(MIN)}$ 充电至 $SS_MAXDC(DC)$ 的 X% 以内所需的时间由下式得出:

$$t(SS_MAXDC \text{ 充电至目标值的 } X\% \text{ 以内所需的时间}) = t[(1 - (X/100) \cdot SS_MAXDC(DC))] - t(V_{SS(MIN)})$$

当 $X = 2$ 且 $V_{SS(MIN)} = 0.45V$ 时, $t(0.98 \cdot 1.84) - t(0.45) = t(1.803) - t(0.45)$

从之前的计算, $t(0.45) = 7.3e - 4s$ 。

采用前文给出的 R_T 、 R_B 和 C_{SS} 值, 得出:

$$\begin{aligned} t(1.803) &= 2.63e^{-4} \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 1.803/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.02) = 1.03e^{-2} s \end{aligned}$$

于是, SS_MAXDC 从其最小复位门限 (0.45V) 充电至其目标值的 2% 以内所需的时间由下式给出:

$$\begin{aligned} t(1.803) - t(0.45) &= \\ 1.03e^{-2} - 7.3e^{-4} &= 9.57e^{-3} \end{aligned}$$

正激变换器应用

下面介绍的内容是将 LT1952 与其他 LTC 器件一道用来在采用单端正激变换器拓扑结构时实现高效率转换器的一些应用。

95% 效率、5V、同步正激变换器

图 14 中的电路基于 LT1952, 是最简单的正激功率变换器电路——只采用一个主 MOSFET。LT1952 的 SOUT 引脚提供一个用于副边上的 LTC1698 的同步控制信号。LTC1698 负责驱动副边同步整流器 MOSFET, 以实现高效率。LTC1698 还用作一个误差放大器和光耦合驱动器。

效率和瞬态响应示于图 12 和 13。95% 的峰值效率和超快的瞬态响应均优于目前市面上的电源模块。集成软启动、过流检测和短路打嗝模式提供了低应力的可靠保护。此外, 图 14 中的电路还是一款全陶瓷电容器解决方案, 可提供低输出纹波电压和更加优良的可靠性。这款基于 LT1952 的转换器可被用来以低得多的成本取代电源模块转换器。LT1952 解决方案得益于系统电路板的热传导, 从而实现了较高的效率和较低的元件温升。7mm 的高度使得能够采用高密度的封装, 而且可以轻松地完成电路调整来提供一个 1.23V 至 26V 的输出电压。可以借助简单的功率元件参数调整来获得较高的电流。图 14 中基于 LT1952 的解决方案是一种用于取代各种电源模块的功能强大的拓扑结构。

应用信息

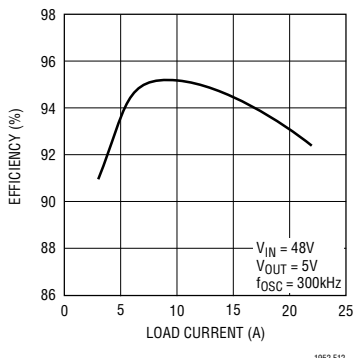


图 12：基于 LT1952 的同步正激变换器效率与负载电流的关系曲线 (针对图 14 所示的电路)

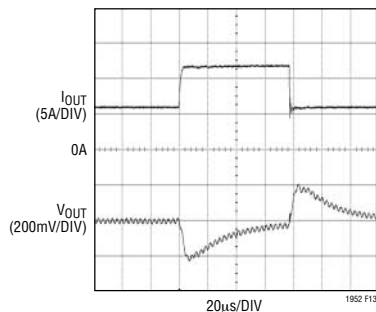


图 13：输出电压瞬态响应 (6A/µs 的 6A 至 12A 负载阶跃)

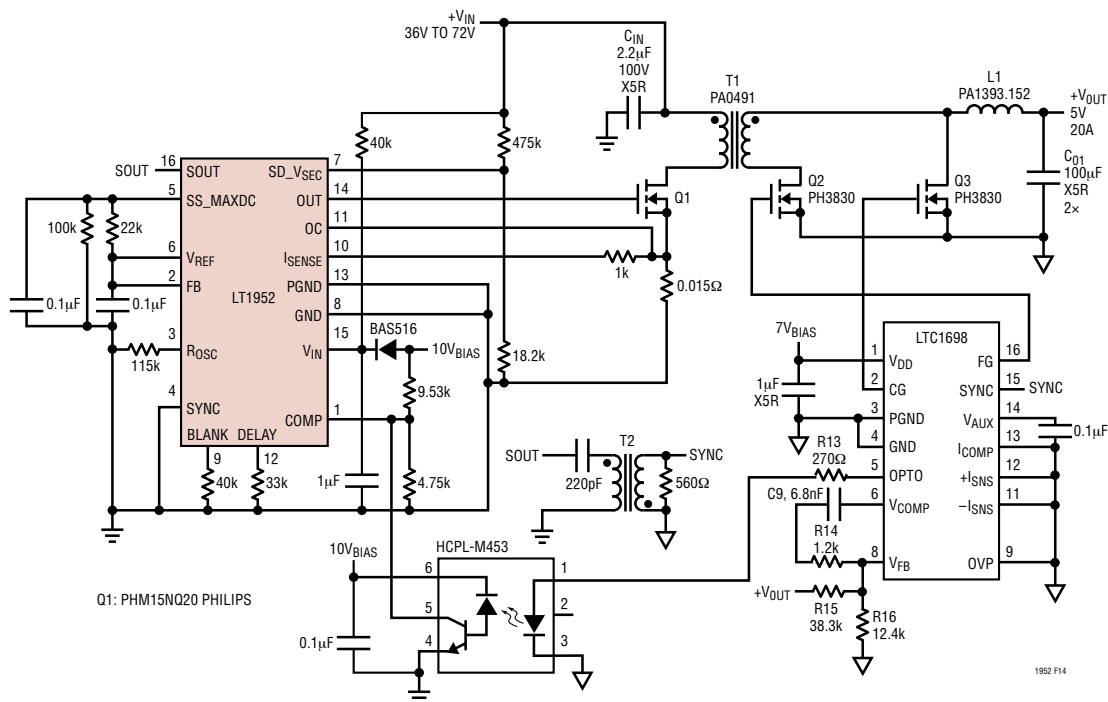


图 14：36V~72V 输入至 5V/20A 输出同步正激变换器

应用信息

48V 至隔离 12V、20A (无光耦合器) “总线转换器”

LT1952 伏特-秒箝位的宽可编程范围和准确度使得 LT1952 成为“总线转换器”应用的理想选择，在该应用中，伏特-秒箝位为转换器输出提供电压调节。图 16 中的 48V 至 12V 20A “总线转换器”应用示出了一个无需采用光耦合器、光耦合器驱动器、基准和反馈网络的半调节隔离输出。有些“总线转换器”解决方案采用 50% 的工作占空比，从而在一个具有 72V 至 36V 输入范围的应用中导致一个 2 : 1 输出变化。LT1952 采用一个精确的宽可编程范围伏特-秒箝位，用于进行初始设置，并随后在相同的 36V 至 72V 输入范围条件下将电源输出电压变化率控制在 $\pm 10\%$ (典型值)。图 16 中基于 LT1952 的总线转换器效率在 20A 时可高达 94% (图 15)。该解决方案的外形尺寸

仅比 1/4 “砖” 稍大，并且只采用陶瓷电容器 (以实现高可靠性)。

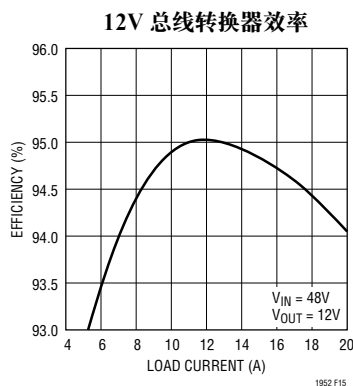


图 15 : 基于 LT1952 的同步“总线转换器”的效率与负载电流的关系曲线 (针对图 16 中的电路)

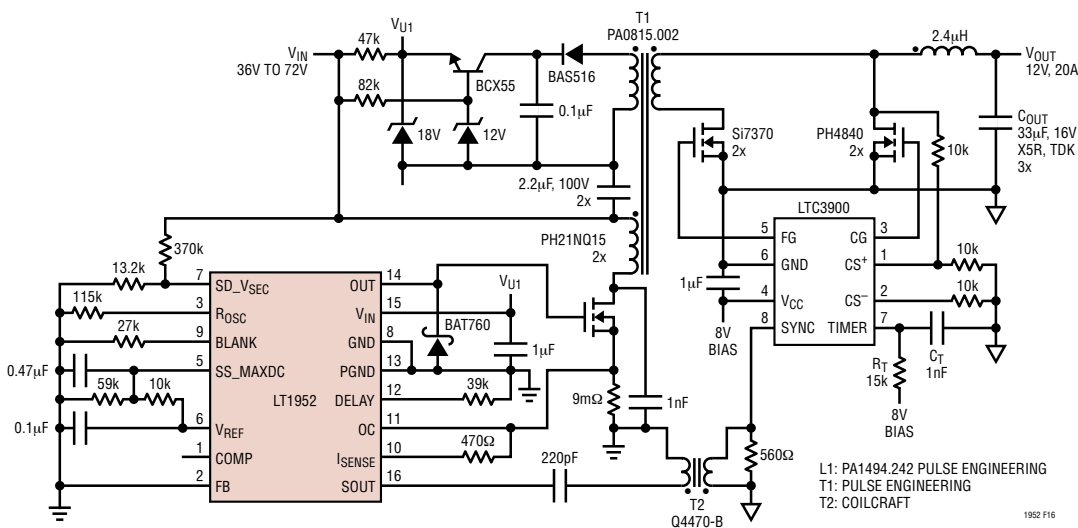


图 16 : 36V~72V 输入至 12V/20A 输出无“光耦合器”同步“总线转换器”

应用信息

36V ~ 72V 输入、3.3V 40A 输出转换器

对于要求在低输出电压和高负载电流条件下具有高效率的电源而言，基于 LT1952 的同步正激变换器提供了理想的解决方案。图 18 中的 3.3V/40A 解决方案通过最大限度地降低源自输出端上的整流的功耗实现了 92.5% 的峰值效率 (图 17)。具有可编程延迟的同步整流器控制输出 SOUT 优化了副边同步 MOSFET 控制器 (LTC3900) 的定时控制，从而实现了高效同步整流。LT1952 在 OC 引脚上采用了精准的电流限值门限，并采用了软起动“打嗝”模式，旨在提供低应力输出短路保护。在整个 V_{IN} 范围内，最大输出电流将只发生 10% 的变化。由于采用了一种软起动控制“打嗝”模式，因此短路期间的电路平均功耗将低于最大额定功耗的 15%。这使得采用基于

LT1952 的转换器时的功率元件的尺寸显著减小。

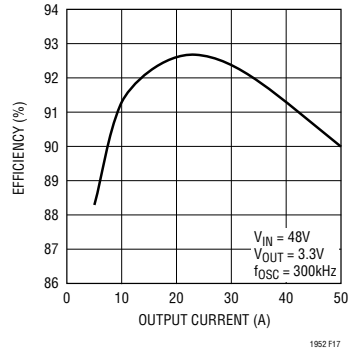


图 17：基于 LT1952 的同步正激变换器的效率与负载电流的关系曲线 (针对图 18 中的电路)

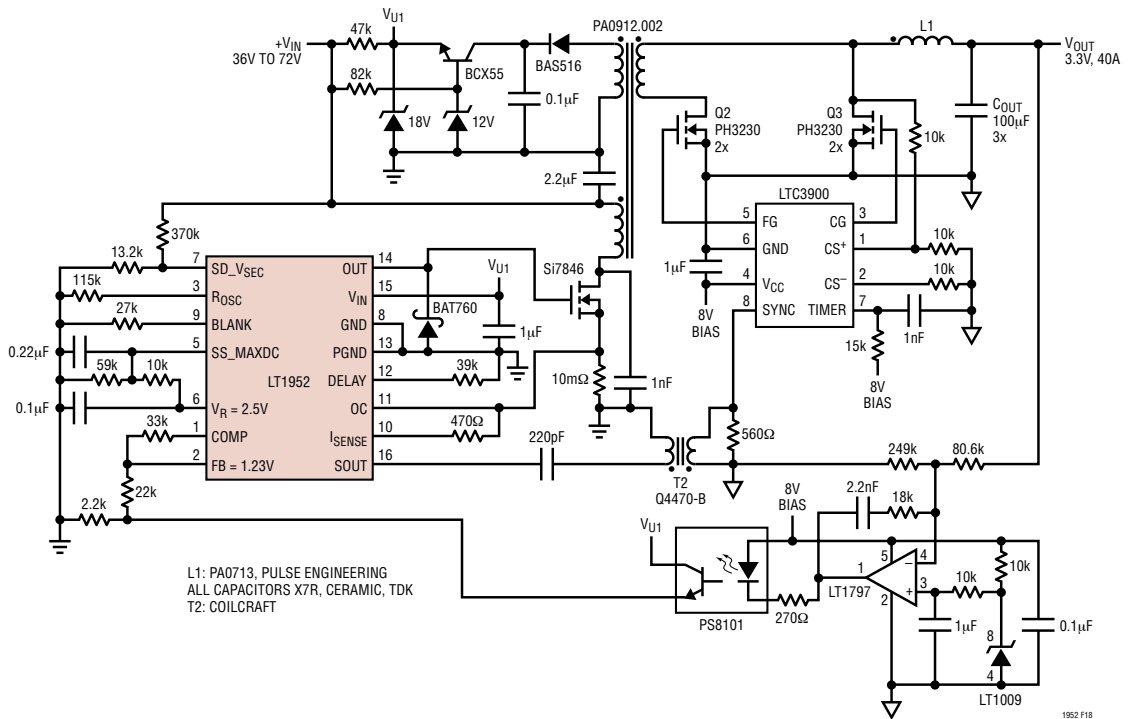


图 18：36V~72V 输入、3.3V/40A 输出同步正激变换器

应用信息

总线转换器：最佳输出电压容限

本数据表第1页和图16中示出的总线转换器应用提供了半调节隔离输出，而无需使用光耦合器、光耦合器驱动器、基准或反馈网络。LT1952 伏特-秒箝位可针对输入电压对开关占空比进行反比例调节，以提供一个针对输入电压变化而进行调节的输出电压。有些总线转换器采用了一个开关占空比限值，这会导致输出电压在一个2:1的输入电压范围内发生±33% (典型值) 的变化。而对于相同的输入电压变化范围，LT1952产生的输出电压变化率通常为±10%。通过在系统输入电压与SS_MAXDC引脚之间插入一个电阻器(图19中的Rx)可进一步改善LT1952的典型输出容限。

LT1952针对OUT最大占空比箝位的电气规格表明：对于一个2倍的输入电压变化，典型开关占空比从72%变至33% (SS_MAXDC引脚电压=1.84V)。由于输出电压调节遵循VIN·占空比，所以72%至36%的开关占空比变化(对于一个2倍的输入电压变化)可为LT1952总线转换器提供最小的输出电压变化。为此，在高输入电压条件下有可能需要使SS_MAXDC引脚电压增加为原先的1.09 (36/33)倍。一个插入在SS_MAXDC引脚与系统输入电压之间的电阻器Rx(图19)可使SS_MAXDC引脚电压随输入电压的增加而增加，从而最大限度地减小输出电压在2:1输入电压变化范围内的波动。

以下步骤将确定Rx、RT和RB的数值：

- (1) 设置最小系统输入电压 (VS(MIN)) 条件下的开关占空比
- (a) RT(1) = 10k (仍能确保软起动下拉的最小允许电阻值)

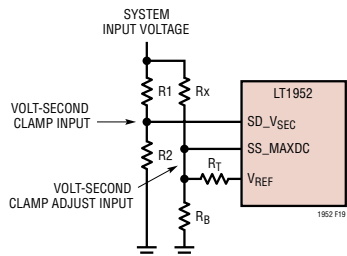


图19：面向总线转换器应用的最佳最大占空比箝位设置 (增设了电阻器 Rx)

- (b) 选择针对一个给定输出电压 VS(MIN) 的总线转换器开关占空比，并计算 SS_MAXDC 电压 (SS1) (见“应用信息”部分中的“设置电大占空比箝位”)。

- (c) 计算 $R_{B(1)} = [SS1 / (2.5 - SS1)] \cdot R_{T(1)}$

- (2) 计算 Rx

$$R_x = ([V_{S(MAX)} - V_{S(MIN)}] / [SS1 \cdot (X - 1)]) \cdot R_{THEV(1)}$$

$$R_{THEV(1)} = R_{B(1)} \cdot R_{T(1)} / (R_{B(1)} + R_{T(1)}), X = \text{理想占空比 } (V_{S(MAX)} / \text{实际占空比 } (V_{S(MAX)}))$$

- (3) 增设 Rx 会导致最初设定的 SS_MAXDC 电压 SS1 增大。因此应该计算一个新的 RB(1) 阻值，以提供一个较低的 SS_MAXDC 电压 (SS2) 来校正该电压偏移。

- (a) $SS2 = SS1 - [(V_{S(MIN)} - SS1) \cdot R_{THEV(1)} / R_x]$

- (b) $R_{B(2)} = [SS2 / (2.5 - SS2)] \cdot R_{T(1)}$

- (4) 用于计算 Rx 的 Thevinin 电阻 RTHEV(1) 应针对 RT 和 RB 重新确定。

- (a) $R_B(\text{终值}) = R_{B(2)} \cdot (R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)})$

- (b) $R_T(\text{终值}) = R_{T(1)} \cdot (R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)})$ 式中，

$$R_{THEV(2)} = R_{B(2)} \cdot R_{T(1)} / (R_{B(2)} + R_{T(1)})$$

实例：

对于一个需要 36V 至 72V 输入作为工作电压的总线转换器，VS(MIN) = 36V，VS(MAX) = 72V。

选择 RT(1) = 10k，SS_MAXDC = SS1 = 1.84V (对于 VS(MIN) = 36V 条件下的 72% 占空比)

$$R_{B(1)} = [1.84V / (2.5V - 1.84V)] \cdot 10k = 28k$$

$$R_{THEV(1)} = [28k \cdot 10k / (28k + 10k)] = 7.4k$$

$$SS_MAXDC \text{ 校正} = 36\% / 33\% = 1.09$$

$$R_x = [(72V - 36V) / (1.84 \cdot 0.09)] \cdot 7.4k = 1.6M$$

$$SS2 = 1.84 - [(36V - 1.84) \cdot 7.4k / 1.6M] = 1.682V$$

$$R_{B(2)} = [1.682 / (2.5 - 1.682)] \cdot 10k = 20.6k$$

$$R_{THEV(2)} = [20.6k \cdot 10k / (20.6k + 10k)] = 6.7k$$

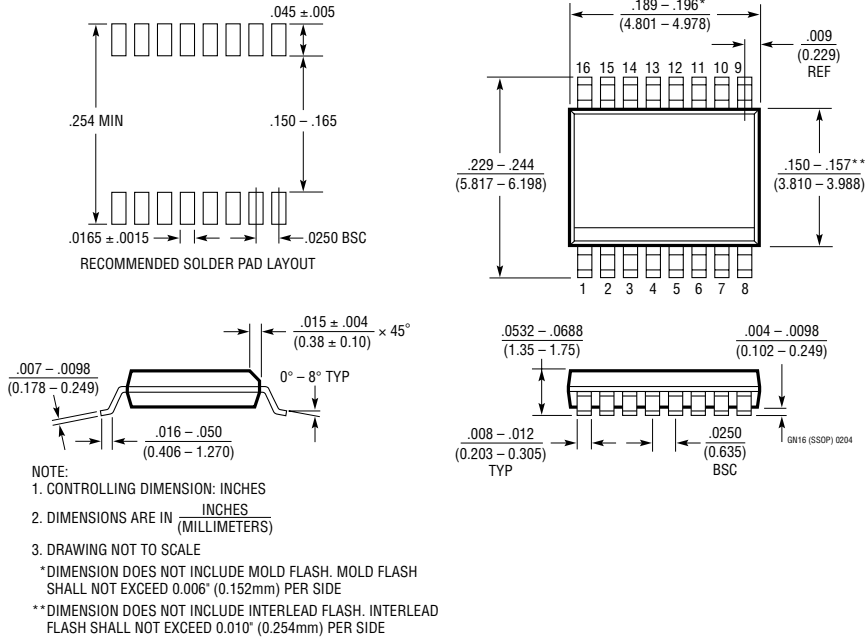
$$R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)} = 7.4k / 6.7k = 1.104$$

$$R_B(\text{终值}) = 20.6k \cdot 1.104 = 22.7k \text{ (选择 } 22.6k)$$

$$R_T(\text{终值}) = 10k \cdot 1.104 = 11k$$

封装描述

GN 封装 16 引脚塑料 SSOP (窄式 .150 英寸) (参考 LTC DWG # 05-08-1641)



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1681/LT3781	同步正激控制器	高效双开关正向控制
LT1698	辅助同步整流器控制器	用于隔离型电源，包括电压裕度调节、光耦合器驱动器、具有主端误差放大器的同步电路
LT1725	通用隔离型回扫控制器	驱动外部功率 MOSFET，直接由主端开关来检测输出电压——无需光耦合器，16 引脚 SSOP 封装
LT1950	单开关正激控制器	$3V \leq V_{IN} \leq 25V$ ，25W 至 500W，自适应最大占空比箝位，可编程斜率补偿，100mV 低检测门限，16 引脚 SSOP 封装
LTC3722-1/LTC3722-2	双模式相位调制全桥式控制器	ZVS 全桥式控制器
LTC3723-1/LTC3723-2	同步推挽式 PWM 控制器	高效推挽 PWM
LTC3803	采用 SOT-23 封装的回扫控制器	可调斜率补偿，内部软起动，200kHz
LTC3806	同步回扫控制器	极佳的交叉调节性能、高效率、多输出
LTC3900	用于正激转换器的同步整流器驱动器	用于隔离型电源， $4.5V \leq V_{IN} \leq 11V$ ，N 沟道同步 MOSFET 驱动器，可编程超时，反向电感器电流检测，16 引脚 SSOP 封装