



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

Please note: As part of the Fairchild Semiconductor integration, some of the Fairchild orderable part numbers will need to change in order to meet ON Semiconductor's system requirements. Since the ON Semiconductor product management systems do not have the ability to manage part nomenclature that utilizes an underscore (_), the underscore (_) in the Fairchild part numbers will be changed to a dash (-). This document may contain device numbers with an underscore (_). Please check the ON Semiconductor website to verify the updated device numbers. The most current and up-to-date ordering information can be found at www.onsemi.com. Please email any questions regarding the system integration to Fairchild_questions@onsemi.com.

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.



FAN7688

具有同步整流控制功能的先进次级端 LLC 谐振变换器控制器

特性

- 适用于具有同步整流控制功能的 LLC 谐振变换器的次级端 PFM 控制器
- 可提高瞬态响应的充电电流控制功能和简单的反馈环路设计
- 具有双缘跟踪的自适应同步整流控制功能
- 用于单调上升输出的闭环软启动
- 宽工作频率范围 (39 kHz ~ 690 kHz)
- 可提高轻负载效率的绿色功能
 - 在轻载下用于限制开关频率同时降低开关损耗的对称 PWM 控制功能
 - 在轻负载条件下禁用 SR
- 可自动重启的保护功能
 - 过流保护 (OCP)
 - 输出短路保护 (OSP)
 - 通过补偿截止 (频率偏移) 的非零电压开关防止功能 (NZS)
 - 通过补偿削减 (频率偏移) 的功率限制
 - 关断延迟时间可调的过载保护 (OLP)
 - 过温保护 (OTP)
- 适用于初级端开关和次级端同步整流器的可编程死区时间
- V_{DD} 欠压锁定 (UVLO)
- 宽工作温度范围 -40°C 到 +125°C

说明

FAN7688 一款高级脉冲频率调制 (PFM) 控制器, 用于带同步整流 (SR) 功能的 LLC 谐振控制器, 为隔离 DC/DC 转换器提供了一流效率。其电流模式控制技术以电荷控制为基础, 来自振荡器的三角形波形结合整合的开关电流信息共同确定开关频率。从而提供了更佳的功率级控制到输出传递函数, 在简化反馈环路设计的同时真正实现了输入功率限制功能。闭环软启动可防止误差放大器饱和并允许输出电压单调上升, 无论负载条件如何。双缘跟踪自适应死区时间控制功能尽可能减小了体二极管的导通时间, 因而实现了效率最大化。

应用

- 台式 ATX、台式衍生服务器、刀片服务器和电信电源
- 智能 100 W-2 kW+ 离线电源
- 高效率隔离 DC-DC 转换器
- 大屏幕显示器电源
- 工业电源

订购信息

部件编号	工作温度范围	封装	包装方法
FAN7688SJX	-40° 到 125°C	16- 引脚小尺寸封装	卷带和卷盘

说明:

1. 根据 JEDEC:J-STD-020B 标准, J-STD-020B 标准。

引脚配置

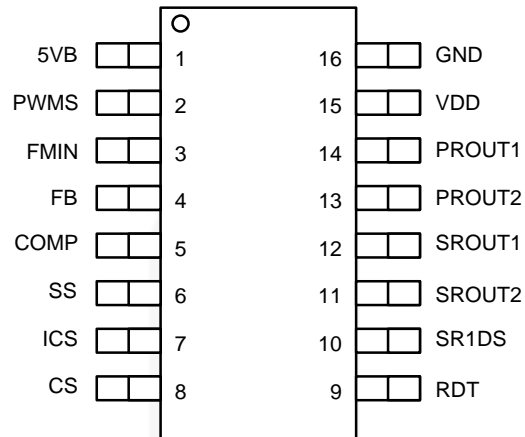


图 1. 引脚分配

热阻测试

符号	参数	数值	单位
Θ_{JA}	节—环境之间热阻	102	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

引脚定义

引脚编号	名称	引脚描述
1	5VB	5 V REF
2	PWMS	PWM 模式入口电平设置。
3	FMIN	最小频率设置引脚。
4	FB	用于反馈控制的输出电压感测。
5	COMP	误差放大器的输出。
6	SS	软启动时间设置引脚。
7	ICS	用于电流模式控制的电流信息整合引脚。
8	CS	用于过流保护的电流感测。
9	RDT	用于初级端开关和次级端 SR 开关的死区时间设置引脚。
10	SR1DS	SR1 漏极至源极电压检测。
11	SROUT2	用于次级端 SR MOSFET 2 的栅极驱动输出。
12	SROUT1	用于次级端 SR MOSFET 1 的栅极驱动输出。
13	PROUT2	用于初级端开关的栅极驱动输出 2。
14	PROUT1	用于初级端开关的栅极驱动输出 1。
15	VDD	IC 电源电压。
16	GND	接地。

典型应用

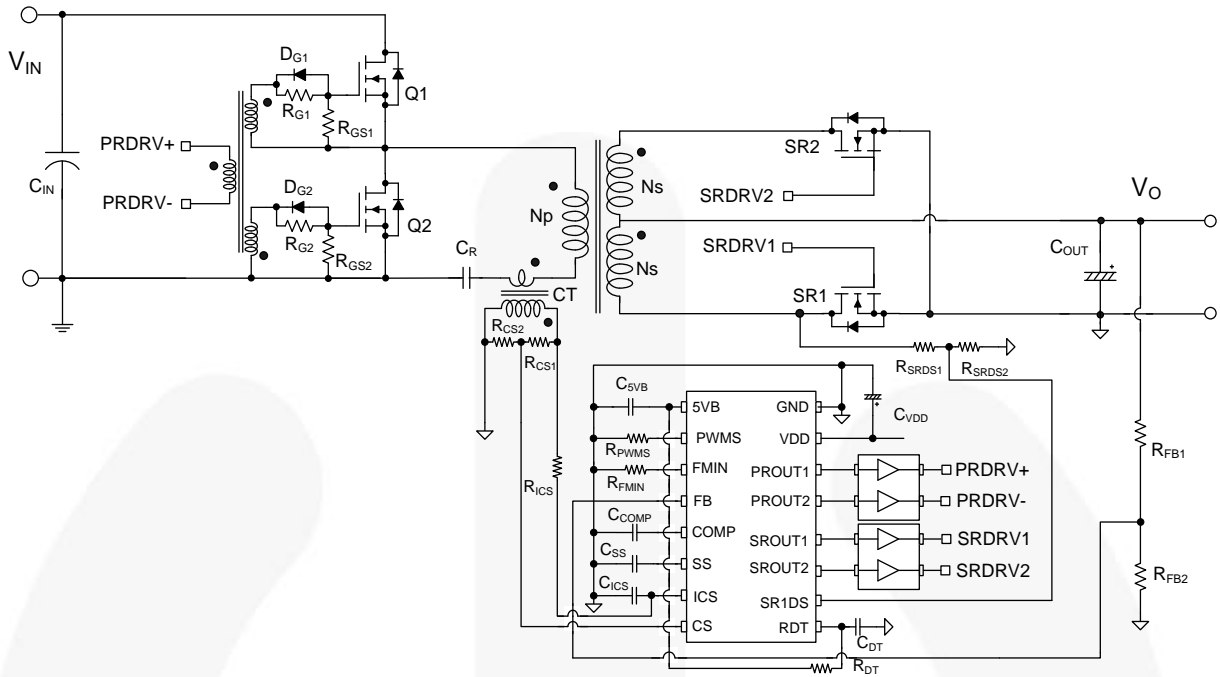


图 2. 典型应用

框图

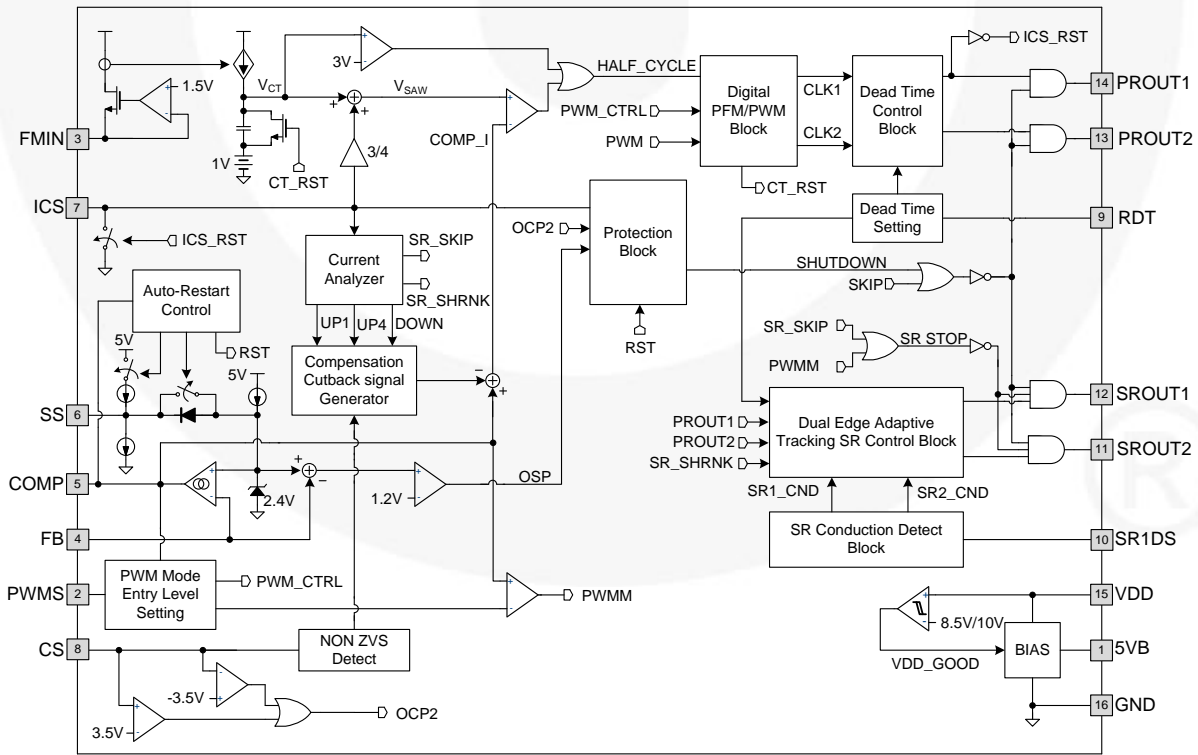


图 3. 框图

绝对最大额定值

应力超过绝对最大额定值，可能会损坏器件。在超出推荐的工作条件的情况下，该器件可能无法正常工作，所以不建议让器件在这些条件下长期工作。此外，长期在高于推荐的工作条件下工作，会影响器件的可靠性。绝对最大额定值仅是应力规格值。

符号	参数	最小值	最大值	单位
V _{DD}	VDD 引脚对 GND 电压	-0.3	20.0	V
V _{5VB}	5VB 引脚电压	-0.3	5.5	V
V _{PWMS}	PWMS 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{FMIN}	FMIN 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{FB}	FB 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{COMP}	COMP 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{SS}	SS 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{ICS}	ICS 引脚电压	-0.5	5.0	V
V _{CS}	CS 引脚电压	-5.0	5.0	V
V _{RDT}	RDT 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{SR1DS}	SR1DS 引脚电压	-0.3	5.0	V
V _{PROUT1}	PROUT1 引脚电压	-0.3	V _{DD}	V
V _{PROUT2}	PROUT2 引脚电压	-0.3	V _{DD}	V
V _{SROUT1}	SROUT1 引脚电压	-0.3	V _{DD}	V
V _{SROUT2}	SROUT2 引脚电压	-0.3	V _{DD}	V
T _J	结温	-40	+150	°C
T _L	引脚焊接温度，10 秒		+260	°C
T _{STG}	存储温度	-65	+150	°C
ESD	静电放电能力	人体模型，JEDEC JESD22-A114	3	kV
		元件充电模型，JEDEC JESD22-C101	2	

推荐工作条件

推荐的操作条件表明了器件的真实工作条件。指定推荐的工作条件，以确保器件的最佳性能达到数据表中的规格。飞兆半导体建议不要超过推荐工作条件，也不能按照绝对最大额定值进行设计。

符号	参数	最小值	最大值	单位
V _{DD}	VDD 引脚电源电压到 GND	0	18	V
V _{5VB}	5VB 引脚电压	0	5	V
V _{INS}	信号输入电压	0	5	V
T _A	操作环境温度	-25	+105	°C

电气特性

否则 $V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_{5VB} = 33\text{ nF}$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 到 $+125^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压 (VDD 引脚)						
$I_{STARTUP}$	启动电源电流	$V_{DD} = 9\text{ V}$		80	115	μA
I_{DD}	工作电流	$V_{COMP} = 0.1\text{ V}$		2.8		mA
I_{DD_DYM1}	动态工作电流	$f_{SW} = 100\text{ kHz}$; $C_L = 1\text{ nF}$, 仅限 PR 运行		10		mA
I_{DD_DYM2}	动态工作电流	$f_{SW} = 100\text{ kHz}$; $C_L = 1\text{ nF}$, PR 和 SR 运行		13		mA
V_{DD_ON}	VDD 导通电压 (VDD 上升)		9	10	11	V
V_{DD_OFF}	VDD 关断电压 (VDD 下降)			8.5		V
V_{DD_HYS}	UVLO 滞环		1	1.5	2	V
参考电压						
V_{5VB}	5 V 参考	$T_A = 25^\circ\text{C}$	4.94	5.00	5.06	V
		$-40^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$	4.9	5.0	5.1	V
误差放大器 (COMP 引脚)						
V_{SS_CLMP}	电压反馈参考	$T_J = 25^\circ\text{C}$	2.37	2.40	2.43	V
		$-40^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$	2.35	2.40	2.45	V
g_M	误差放大器增益跨导		210	300	390	μmho
I_{COMP1}	误差放大器最大输出电流 (源电流)	$V_{FB} = 1.8\text{ V}$, $V_{COMP} = 2.5\text{ V}$	70	90	110	μA
I_{COMP2}	误差放大器最大输出电流 (灌电流)	$V_{FB} = 3.0\text{ V}$, $V_{COMP} = 2.5\text{ V}$	70	90	110	μA
V_{COMP_CLMP1}	误差放大器输出高箝位电压	$V_{FB} = 1.8\text{ V}$	4.2	4.4	4.6	V
V_{COMP_PWM}	适用于 PWM 运行的 V_{COMP} 内部箝位电压	RPWM = 开路	1.35	1.50	1.65	V
		RPWM = 200 k	1.45	1.60	1.75	V
		RPWM = 50 k	1.75	1.90	2.05	V
V_{PWMS}	PWMS 引脚电压	RPWM = 200 k	1.9	2.0	2.1	V
V_{COMP_SKP}	用于进入脉冲跳变工作的 V_{COMP} 阈值		1.15	1.25	1.35	V
$V_{COMP_SKP_HYS}$	用于进入脉冲跳变工作的 V_{COMP} 阈值滞后			50		mV
死区时间 (DT 引脚)						
I_{DT}	死区时间编程电流	$V_{RDT} = 1.2\text{ V}$	140	150	160	μA
V_{THDT1}	用于死区时间检测的第一个阈值		0.9	1.0	1.1	V
V_{THDT2}	用于死区时间检测的第二个阈值		2.8	3.0	3.2	V
V_{RDT_ON}	V_{RDT} 导通电压 (V_{RDT} 上升)		1.2	1.4	1.6	V

电气特性 (续)

否则 $V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_{5VB} = 33\text{ nF}$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 到 $+125^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
软启动 (SS 引脚)						
$I_{SS.T}$	软启动总电流 (包括 $I_{SS.UP}$)	$V_{SS} = 1\text{ V}$	32	40	48	μA
V_{OLP}	过载保护阈值		3.45	3.60	3.75	V
$I_{SS.UP}$	用于延迟关断的软启动电容器充电电流	$V_{SS} = 3\text{ V}$	8.4	10.5	12.6	μA
$I_{SS.DN}$	软启动电容器放电电流	$V_{SS} = 3\text{ V}$	8.4	10.5	12.6	μA
$V_{SS.MAX}$	SS 电容器最大充电电压		4.5	4.7	4.9	V
$V_{SS.INIT}$	SS 电容器初始电压		0.05	0.10	0.20	V
反馈 (FB 引脚)						
$V_{FB.OVP1}$	用于进入脉冲跳变工作的 VFB 阈值	$V_{COMP} = 3\text{ V}$	2.53	2.65	2.77	V
$V_{FB.OVP2}$	用于退出脉冲跳变工作的 VFB 阈值	$V_{COMP} = 3\text{ V}$	2.18	2.30	2.42	V
$V_{ERR.OSP}$	可启用输出短路保护 (OSP) 的误差电压	$V_{SS} = 2.4\text{ V}$	1.0	1.2	1.4	V
振荡器						
V_{FMIN}	FMIN 引脚电压	$R_{FIMN} = 10\text{ k}\Omega$,	1.4	1.5	1.6	V
f_{OSC}	PROUT 开关频率	$R_{MINF} = 10\text{ k}\Omega$, $V_{CS} = 1\text{ V}$ $V_{COMP} = 4.0\text{ V}$, $V_{ICS} = 0\text{ V}$	96	100	104	kHz
$f_{OSC.min}$	最小 PROUT 开关频率 (40 MHz/1024)	$R_{MINF} = 40\text{ k}\Omega$, $V_{CS} = 1\text{ V}$ $V_{COMP} = 4.0\text{ V}$, $V_{ICS} = 0\text{ V}$	36	39	42	kHz
$f_{OSC.max}$	最大 PROUT 开关频率 (40 MHz/58)	$R_{MINF} = 2\text{ k}\Omega$, $V_{CS} = 1\text{ V}$ $V_{COMP} = 2.0\text{ V}$, $V_{ICS} = 0\text{ V}$	635	690	735	kHz
D	PFM 模式下的 PROUT 占空比	$R_{MINF} = 20\text{ k}\Omega$, $V_{CS} = 1\text{ V}$ $V_{COMP} = 4.0\text{ V}$		50		%
集成的电流感测 (ICS 引脚) :						
$V_{ICS.CLMP}$	ICS 引脚信号箝位电压	$I_{CS} = 400\text{ }\mu\text{A}$		10	50	mV
$R_{DS-ON.ICS}$	ICS 引脚箝位 MOSFET R_{DS-ON}	$I_{CS} = 1.5\text{ mA}$		20		Ω
V_{TH1}	SR_SHRINK 使能阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	0.15	0.20	0.25	V
$V_{TH1.HYS}$	SR_SHRINK 禁用滞后	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$		50		mV
V_{TH2}	SR_SKIP 禁用阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	0.10	0.15	0.20	V
V_{TH3}	SR_SKIP 使能阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	0.025	0.075	0.125	V
V_{OCL1}	过流限制第一个阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	1.12	1.20	1.28	V
V_{OCL2}	过流限制第二个阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	1.34	1.45	1.56	V
$V_{OCL1.BR}$	深低于谐振操作下的过流限制第一个阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	1.34	1.45	1.56	V
$V_{OCL2.BR}$	深低于谐振操作下的过流限制第二个阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	1.59	1.70	1.81	V
V_{OCP1}	过流保护阈值	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	1.77	1.90	2.03	V
$V_{OCP1.BR}$	过流保护阈值低于谐振操作	$V_{COMP} = 2.4\text{ V}$	2.02	2.15	2.28	V
$T_{OCP1.DLY}^1$	过流保护 1 去抖动时间			150		ns

接下页

电气特性 (续)

否则 $V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_{5VB} = 33\text{ nF}$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 到 $+125^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
电流感测 (CS 引脚)						
V_{OCP2P}	过流保护阈值		3.3	3.5	3.7	V
$T_{OCP2.DLY}^1$	过流保护 2 去抖动时间			150		ns
V_{OCP2N}	过流保护阈值		-4.0	-3.5	-3.0	V
$V_{CS.NZVS}$	Non-ZVS 检测的 CS 信号阈值	$V_{COMP} = 3.5\text{ V}$	0.24	0.30	0.36	V
$V_{COMP.NZVS}$	Non-ZVS 检测的 COMP 信号阈值	$V_{CS} = 0.1\text{ V}$	2.7	3.0	3.3	V
栅极驱动 (PROUT 1 和 PROUT 2)						
I_{SINK}	PROUT 灌电流	$V_{PROUT1} \text{ \& } V_{PROUT2} = 6\text{ V}$		140		mA
I_{SOURCE}	PROUT 源电流	$V_{PROUT1} \text{ \& } V_{PROUT2} = 6\text{ V}$		150		mA
$t_{PR.RISE}$	上升时间	$V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_L = 1\text{ nF}$, 10% 到 90%		100		ns
$t_{PR.FALL}$	下降时间	$V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_L = 1\text{ nF}$, 90% 到 10%		85		ns
TSD^1	热关断温度		120	135	150	$^\circ\text{C}$
同步整流 (SR) 控制						
$T_{RC_SRCD}^{(2)}$	内部 RC 时间常数 SR 导通检测		50	100	150	ns
$V_{SRCD.OFFSET1}^{(2)}$	内部比较器偏置上升沿检测		0.15	0.25	0.35	V
$V_{SRCD.OFFSET2}^{(2)}$	内部比较器偏置下降沿检测		0.10	0.20	0.30	V
$V_{SRCD.LOW}$	SR 导通检测阈值		0.4	0.5	0.6	V
$T_{DLY.CMP.SR}$	SR 导通检测比较器延迟			65		ns
$V_{FB.SR.ON}$	SR 使能 FB 电压		1.6	1.8	2.0	V
$V_{FB.SR.OFF}$	SR 使能 FB 电压		1.0	1.2	1.4	V
SR 输出 (SROUT 1 和 SROUT 2)						
$I_{SR.SINK}$	PROUT 灌电流	$V_{SROUT1} \text{ \& } V_{SROUT2} = 6\text{ V}$		140		mA
$I_{SR.SOURCE}$	PROUT 源电流	$V_{SROUT1} \text{ \& } V_{SROUT2} = 6\text{ V}$		150		mA
$t_{SR.RISE}$	上升时间	$V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_L = 1\text{ nF}$, 10% 到 90%		100		ns
$t_{SR.FALL}$	下降时间	$V_{DD} = 12\text{ V}$, $C_L = 1\text{ nF}$, 90% 到 10%		85		ns

说明:

2. 这些参数尽管通过设计得到保证, 但未经过生产测试

典型性能特征

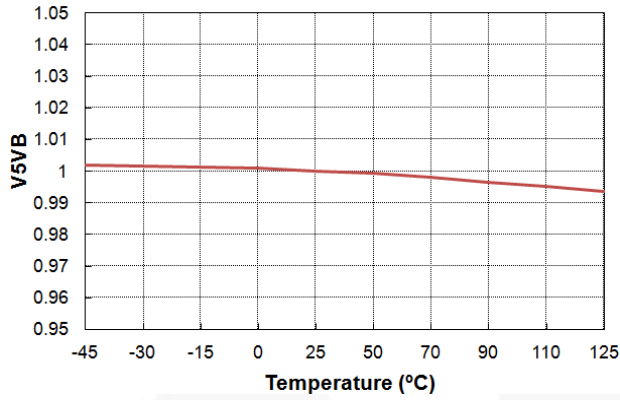


图 4. V5VB 与温度的关系

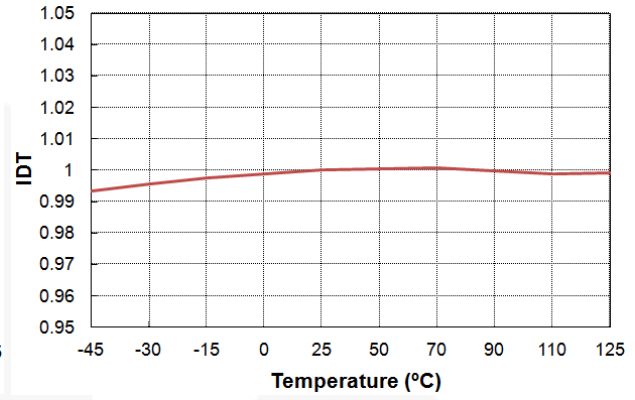


图 5. IDT 与温度的关系

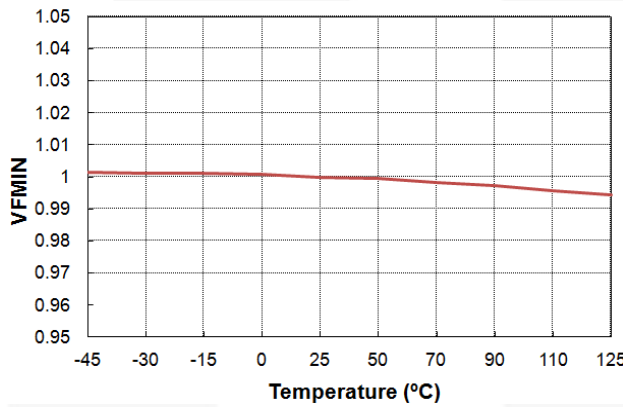


图 6. VFMIN 与温度的关系

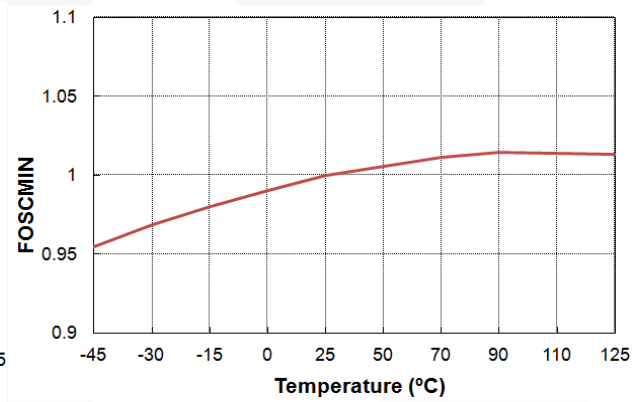


图 7. FOSCMIN 与温度的关系

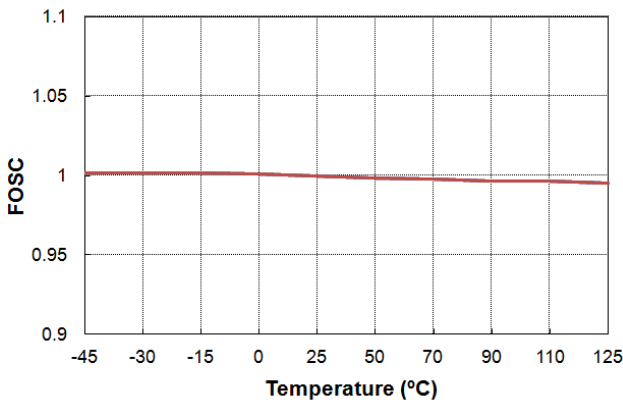


图 8. FOCS 与温度的关系

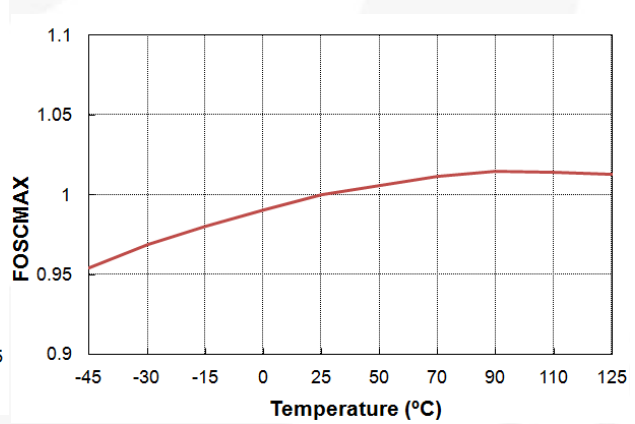


图 9. FOSCMAX 与温度的关系

典型性能特征

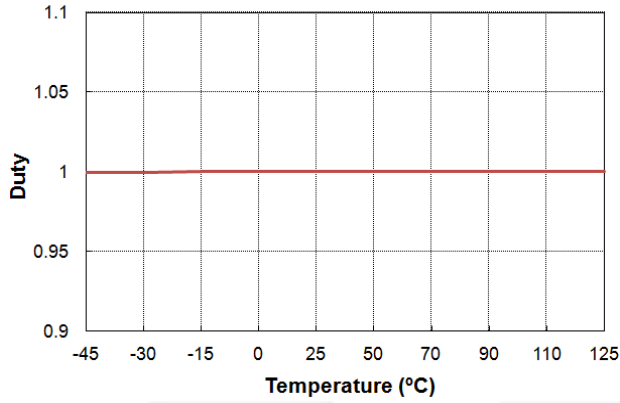


图 10. 占空比与温度的关系

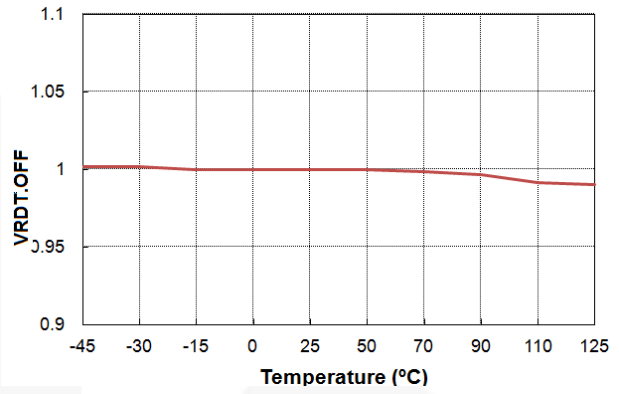


图 11. VRDT.OFF 与温度的关系

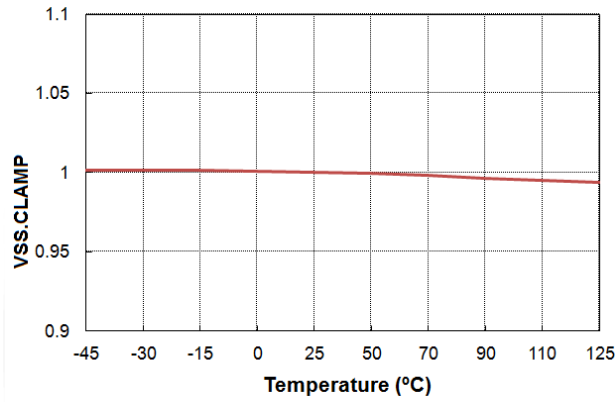


图 12. VSS.CLAMP 与温度的关系

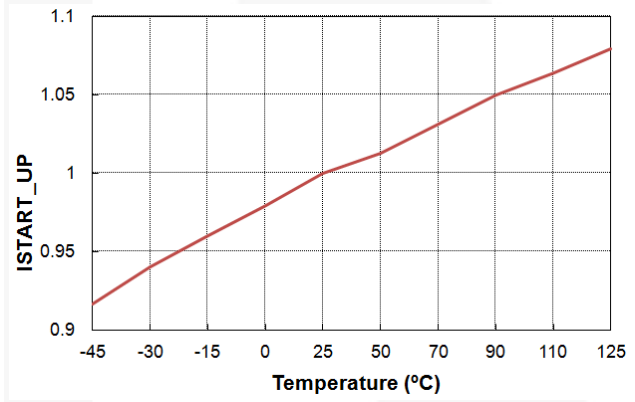


图 13. ISTART_UP 与温度的关系

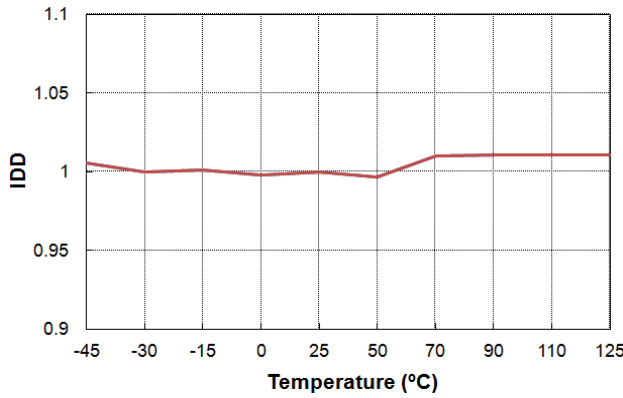


图 14. IDD 与温度的关系

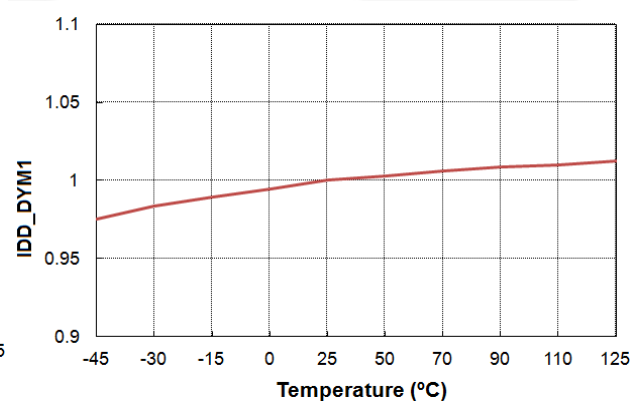


图 15. IDD_DYM1 与温度的关系

典型性能特征

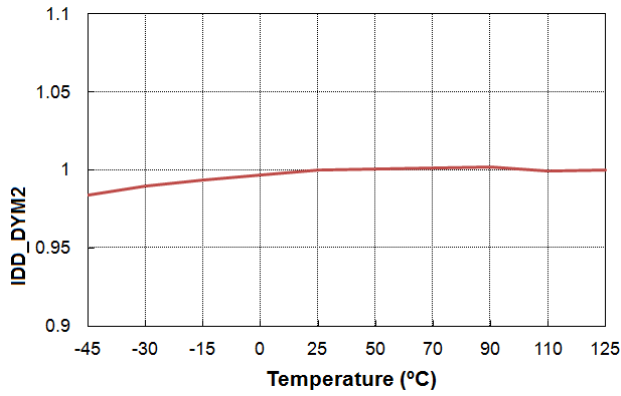


图 16. IDD_DYM2 与温度的关系

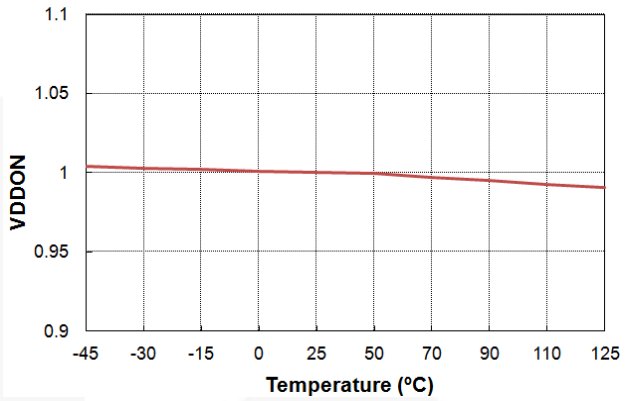


图 17. VDDON 与温度的关系

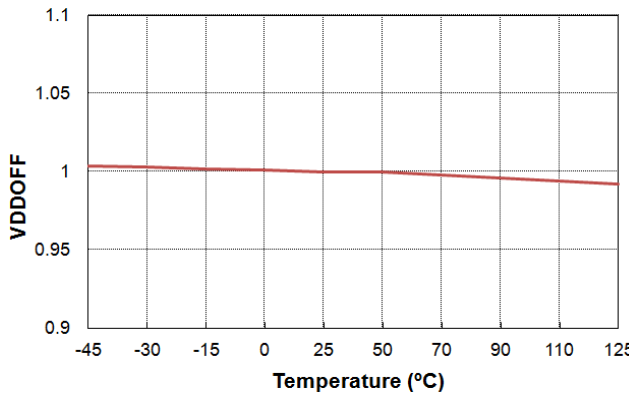


图 18. VDDOFF 与温度的关系

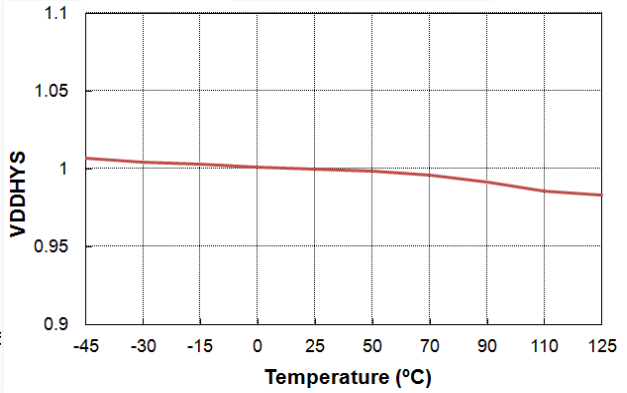


图 19. VDDHYS 与温度的关系

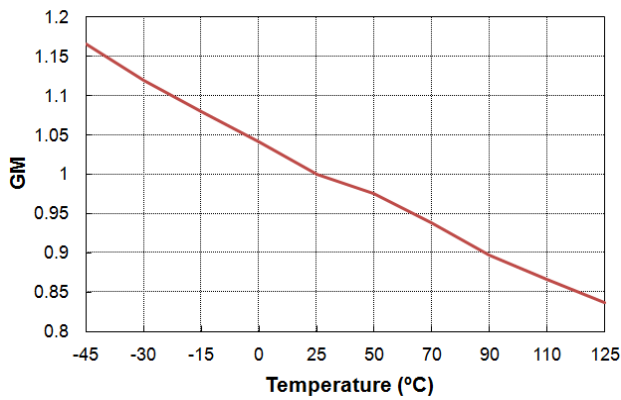


图 20. GM 与温度的关系

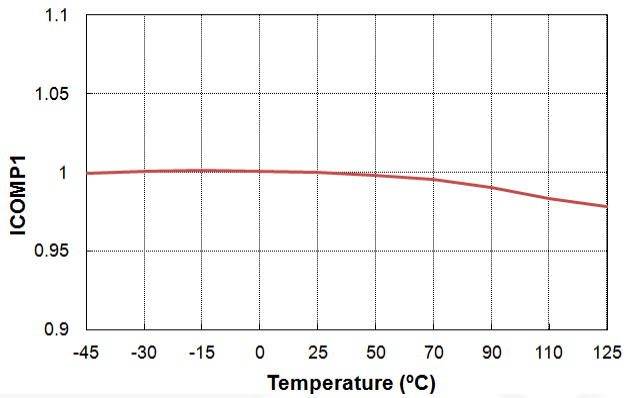


图 21. ICOMP1 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

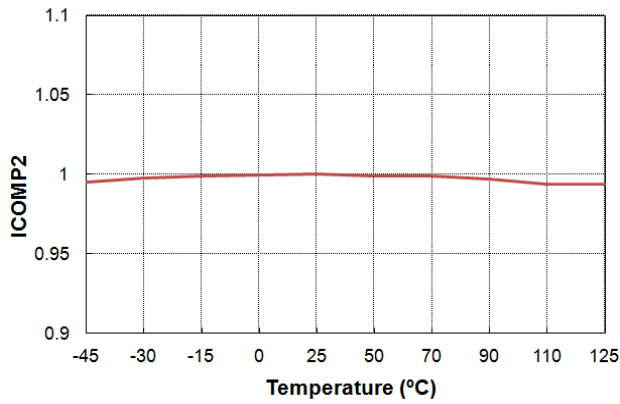


图 22. ICOMP2 与温度的关系

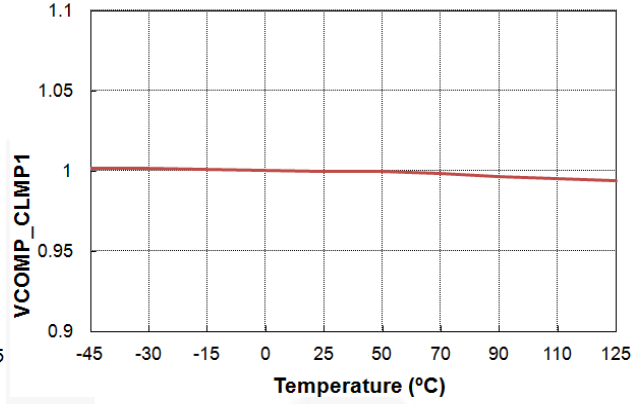


图 23. VCOMP_CLMP1 与温度的关系

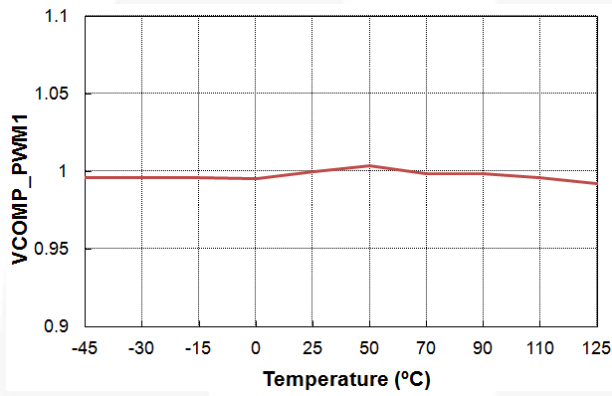


图 24. VCOMP_PWM1 与温度的关系

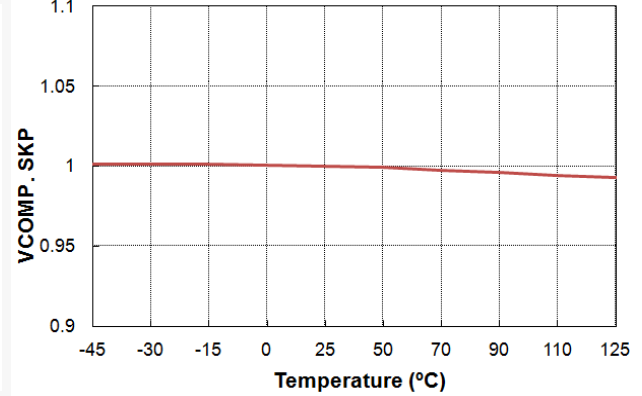


图 25. VCOMP.SKIP 与温度的关系

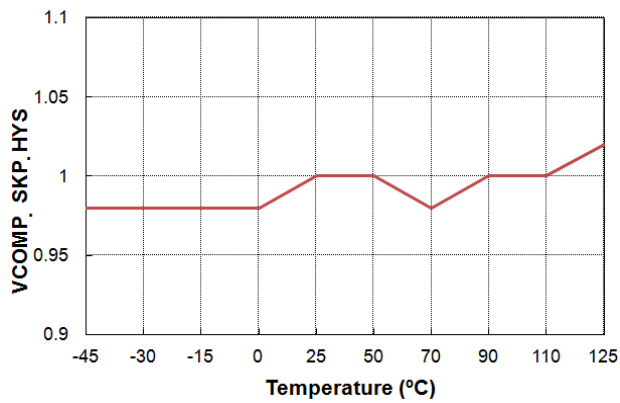


图 26. VCOMP.SKIP.HYS 与温度的关系

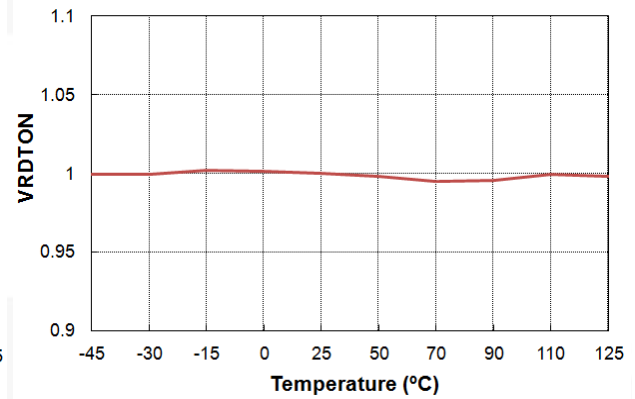


图 27. VRDTON 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

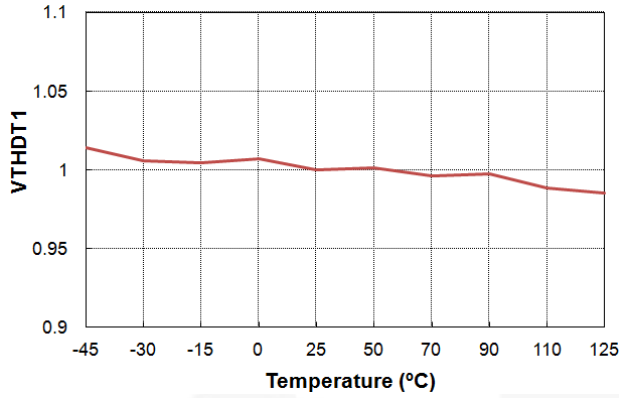


图 28. VTHDT1 与温度的关系

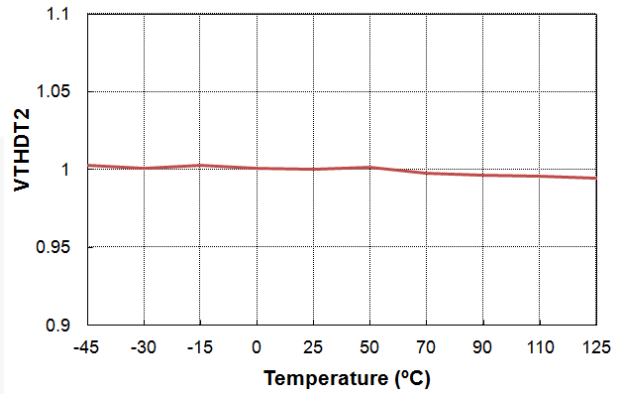


图 29. VTHDT2 与温度的关系

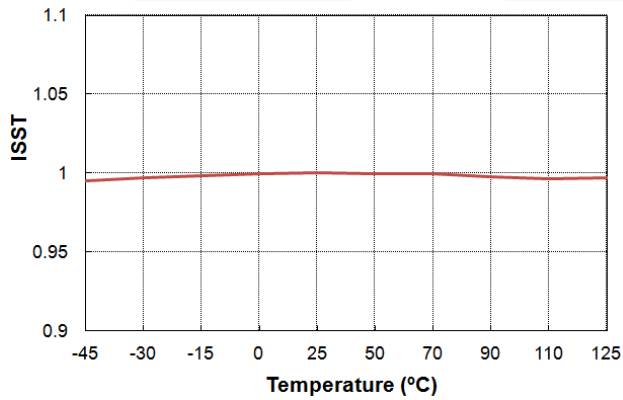


图 30. ISST 与温度的关系

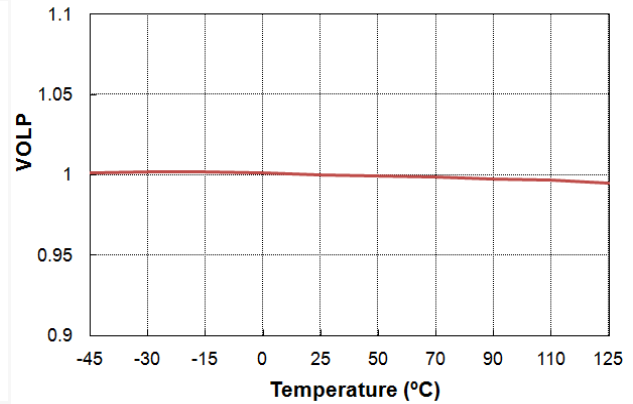


图 31. VOLP 与温度的关系

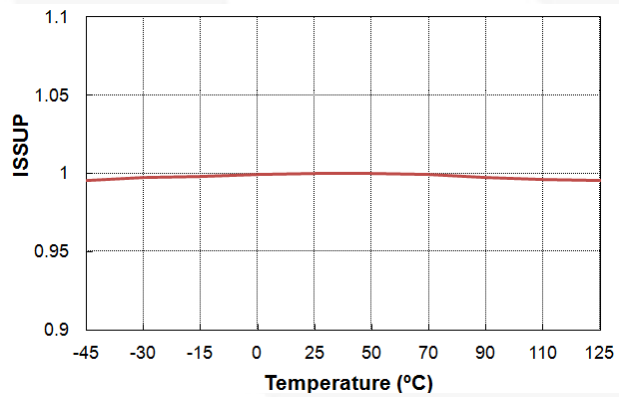


图 32. ISSUP 与温度的关系

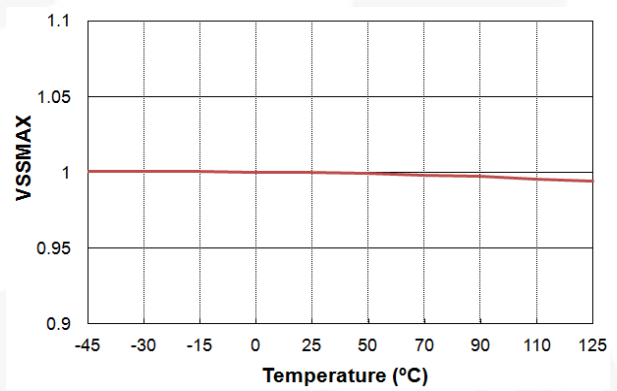


图 33. VSSMAX 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

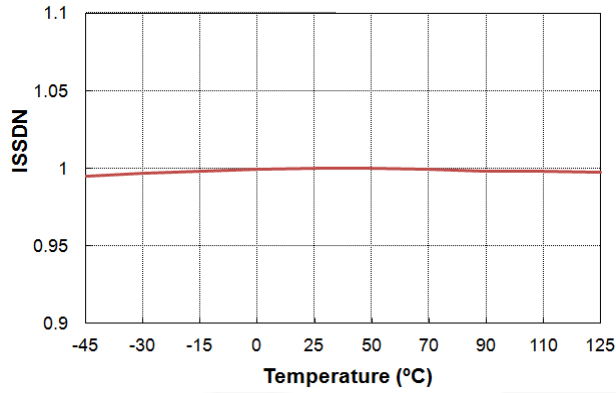


图 34. ISSDN 与温度的关系

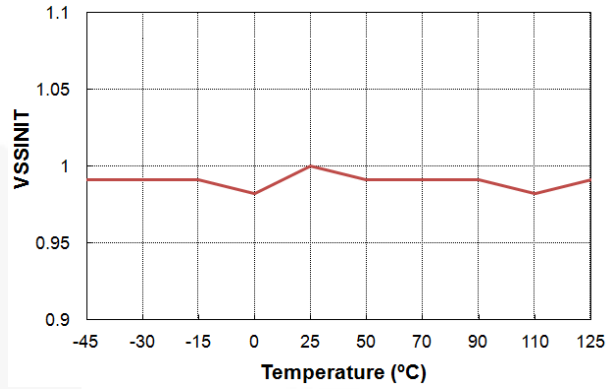


图 35. VSSINIT 与温度的关系

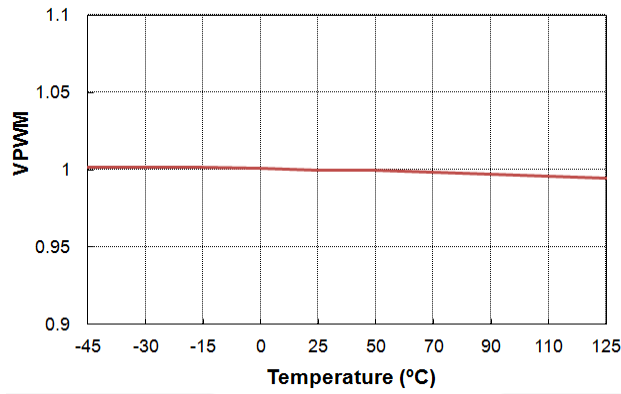


图 36. VPWM 与温度的关系

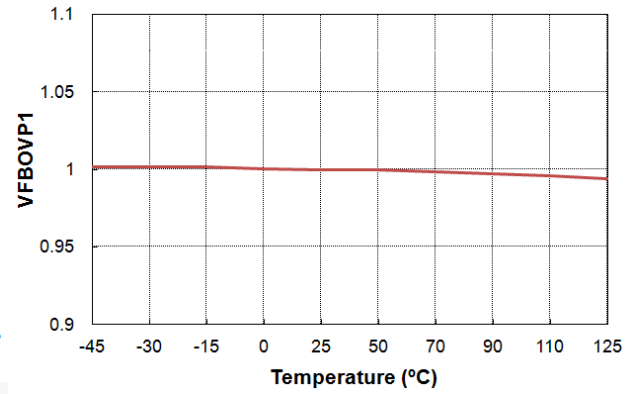


图 37. VFBOVP1 与温度的关系

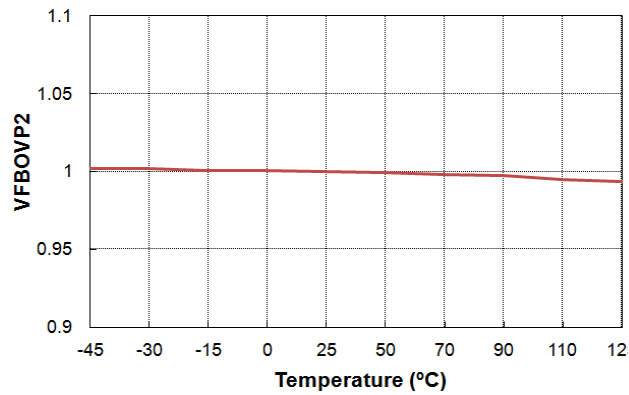


图 38. VFBOVP2 与温度的关系

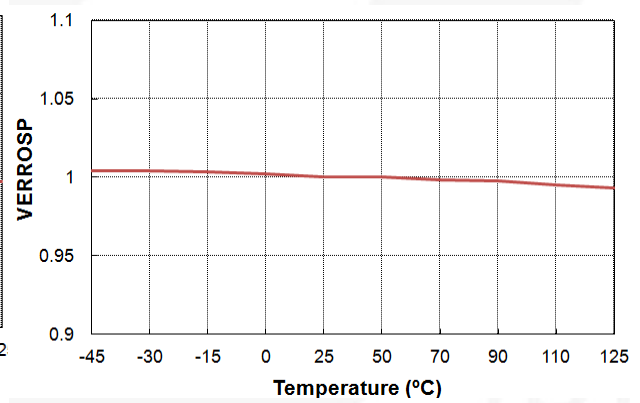


图 39. VERROSP 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

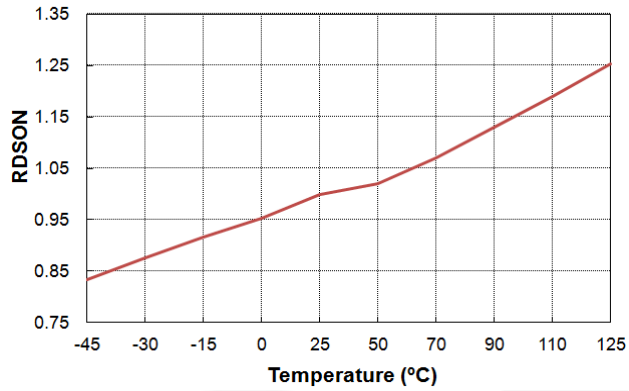


图 40. RDSON 与温度的关系

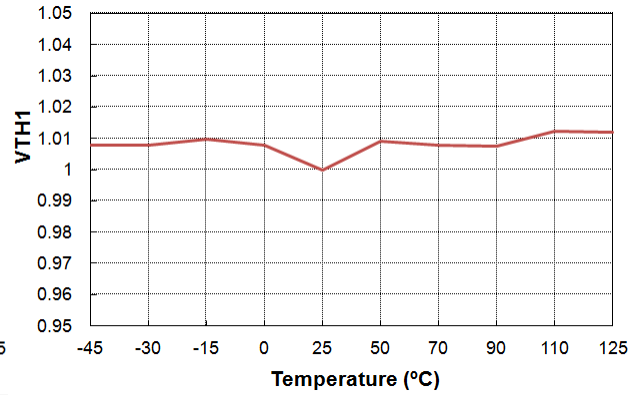


图 41. VTH1 与温度的关系

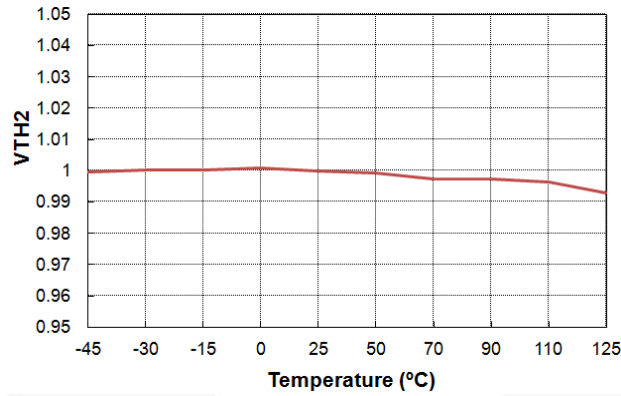


图 42. VTH2 与温度的关系

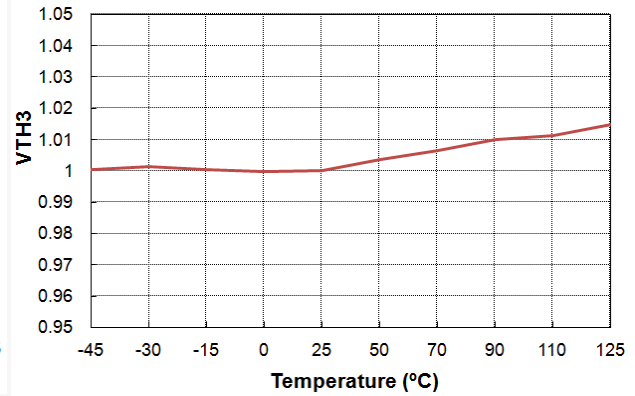


图 43. VTH3 与温度的关系

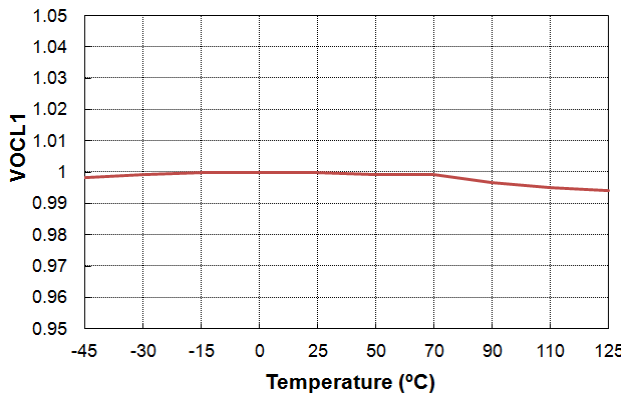


图 44. VOCL1 与温度的关系

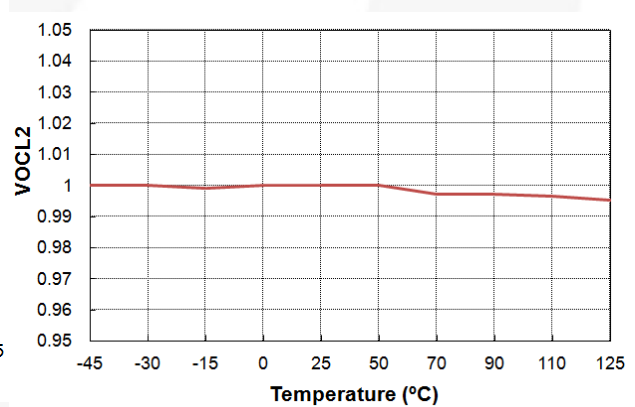


图 45. VOCL2 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

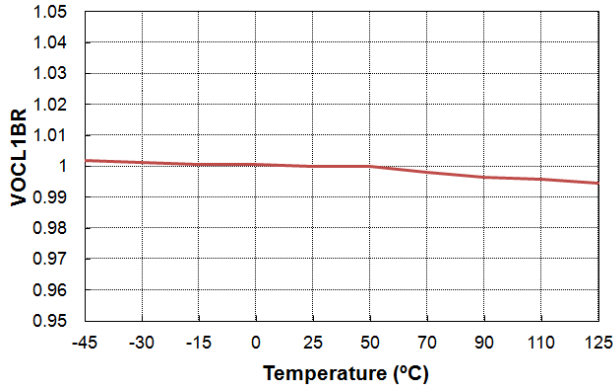


图 46. VOCL1BR 与温度的关系

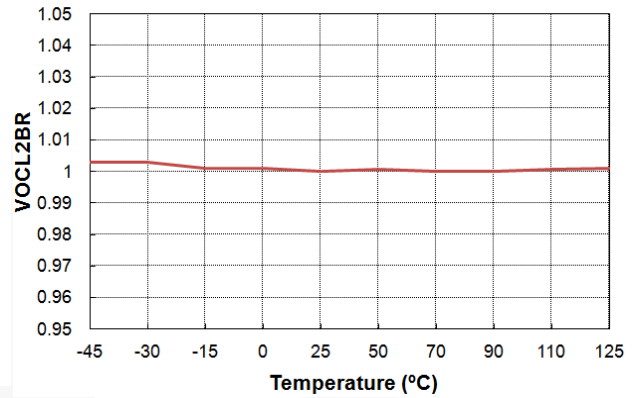


图 47. VOCL2BR 与温度的关系

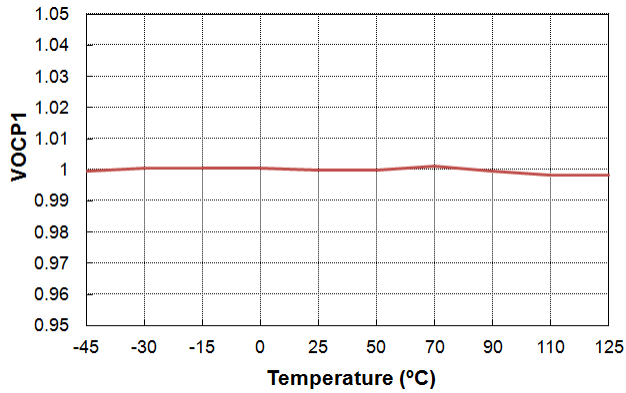


图 48. VOCP1 与温度的关系

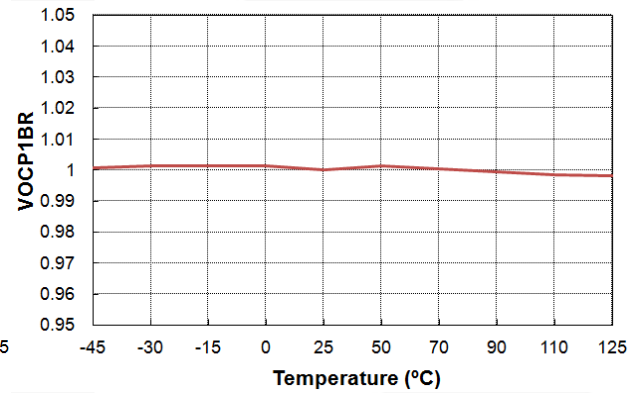


图 49. VOCP1BR 与温度的关系

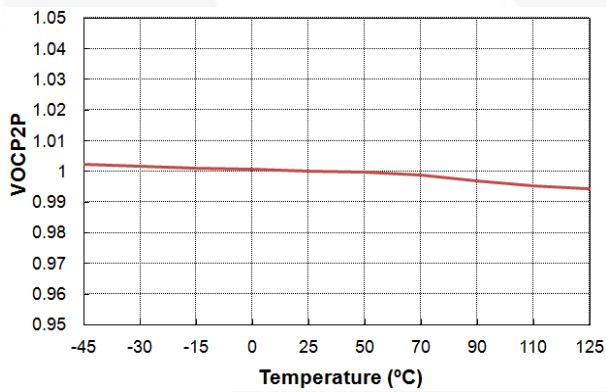


图 50. VOCP2P 与温度的关系

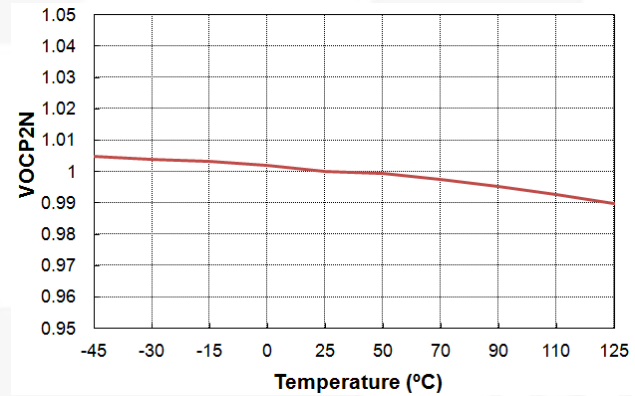


图 51. VOCP2N 与温度的关系

典型性能特征与温度的关系

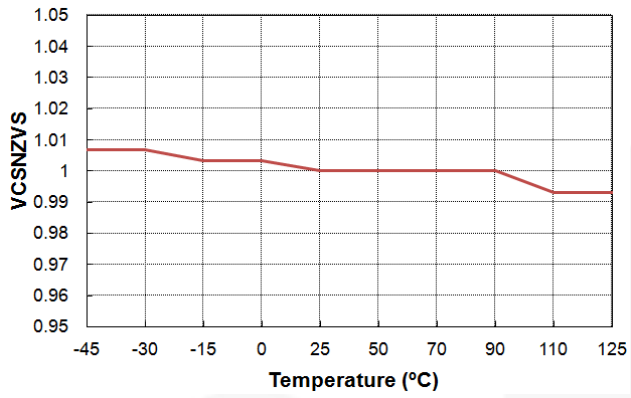


图 52. VCSNZVS 与温度的关系

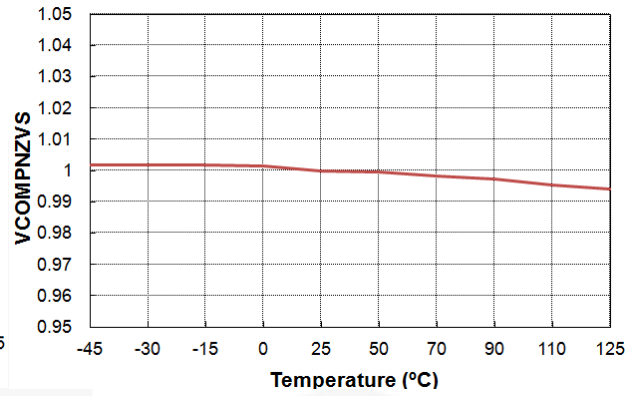


图 53. VCOMPZVS 与温度的关系

功能说明

充电电流控制的工作原理

LLC 谐振转换器具有许多优点，广泛应用于许多应用。它可以调节整个负载变化范围内的输出且开关频率变化相对较小。它可以在整个工作范围内实现初级端开关零电压开关 (ZVS) 以及次级端整流器零电流开关 (ZCS)，谐振电感可与变压器一起集成到单个磁性组件中。图 54 显示采用了电压模式控制的 LLC 谐振转换器的简化原理图。电压模式控制通常用于通过误差放大器输出电压直接控制开关频率的 LLC 谐振转换器。但是，LLC 谐振转换器的补偿网络设计相对具有挑战性，因为通过电压模式控制的频率响应包括四个极点，极点的位置会随输入电压和负载变化的变化而变化。

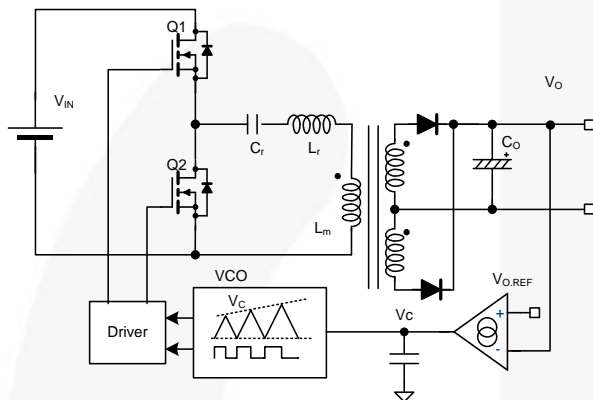


图 54. 采用电压模式控制的 LLC 谐振转换器

FAN7688 采用充电电流模式控制，来提高 LLC 谐振转换器的动态响应。图 55 显示了使用 FAN7688 的半桥 LLC 谐振转换器的简化原理图，其中 L_m 是励磁电感， L_r 是谐振电感， C_r 是谐振电容。图 56 和图 57 分别显示了适用于重载和轻载条件的 LLC 谐振转换器的典型主要波形。假设工作频率与谐振频率相同，通过 L_r 和 C_r 之间的谐振确定。由于初级端开关电流不会单调增加，因此开关电流本身无法用于进行输出电压调节的脉冲频率调制 (PFM)。此外，初级端电流的峰值无法正确反映负载条件，因为大循环电流（励磁电流）包含在初级端开关电流内。但是，开关电流 (V_{ICS}) 的积分未单调增加且具有类似于用于峰值电流模式控制的峰值，如图 56 和图 57 所示。

因此，FAN7688 采用充电电流控制，将开关电流的总电荷（开关电流的积分）与控制电压进行比较，来调节开关频率。由于开关电流的电荷在一个开关周期内与平均输入电流是成比例的，因此充电控制技术通过一个快速的内部环路实现了包括固有线路前馈在内的卓越瞬态响应。PFM 块拥有内部时序电容 (CT)，其充电电流取决于从 FMIN 引脚流出的电流。FMIN 引脚电压是从 1.5 V 开始调节的。时序电容电压存在上限 (3 V)，用于确定与 FMIN 引脚连接的给定电阻的最小开关频率。锯齿波形 (V_{SAW}) 是通过将 Q1 开关电流 (V_{ICS}) 的积分与振荡器的时序电容电压 (V_{CT}) 相加生成的。然后，将锯齿波形 (V_{SAW}) 与补偿电压 (V_{COMP}) 进行比较来确定开关频率。

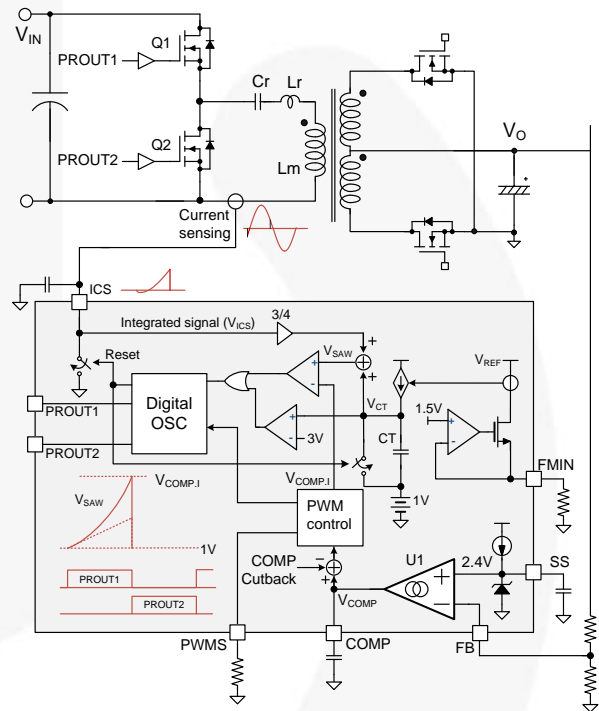


图 55. LLC 谐振转换器功率级的示意图

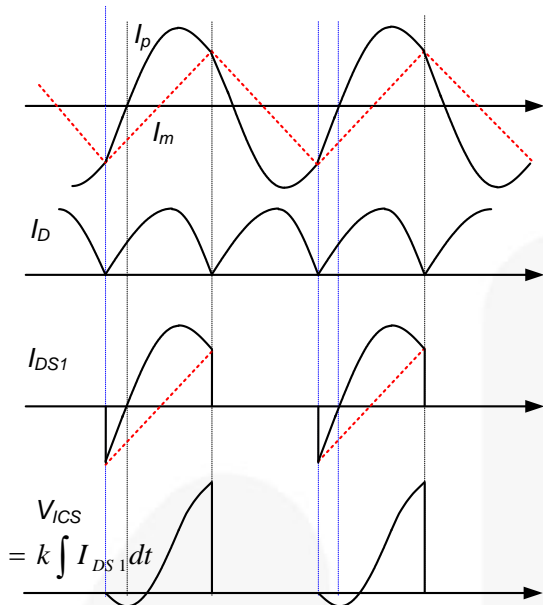


图 56. 适用于重载条件的 LLC 谐振转换器的典型波形

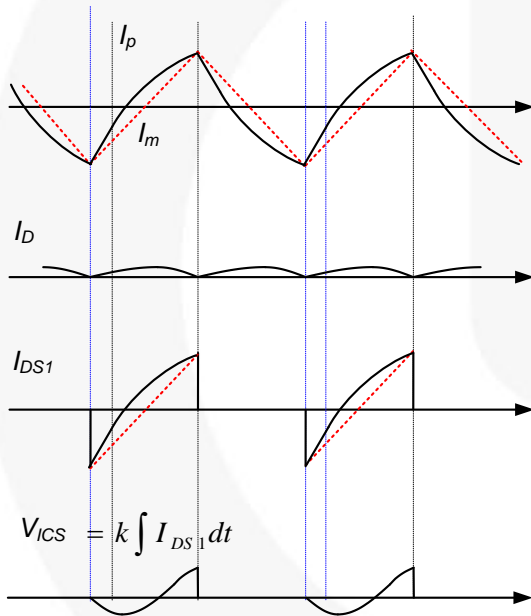


图 57. 适用于轻载条件的 LLC 谐振转换器的典型波形

混合控制 (PWM+PFM)

传统的 PFM 控制方法仅调节占空比固定为 50% 时的开关频率，由于循环初级端电流较大，通常导致相对较低的轻负载效率。为提高轻负载效率，FAN7688 采用了混合控制，在轻负载下 PFM 将切换到脉宽调制 (PWM) 模式，如图 58 所示。图 59 和图 60 分别显示了 PFM 模式和 PWM 模式的典型波形。当误差放大器电压 (V_{COMP}) 小于 PWM 模式阈值时，内部 COMP 信号将被箝位在阈值电平且 PFM 运行将切换到 PWM 模式。在 PWM 模式下，开关频率通过 COMP 内部箝位电压 (V_{COMP1}) 固定，占空比取决于 COMP 电压和 PWM 模式阈值电压之差。因此，占空比将随着 V_{COMP} 降至 PWM 模式阈值

以下而降低，从而限制了轻负载条件下的开关频率，如图 58 所示。PWM 模式阈值可以在 1.5 V 和 1.9 V 之间通过 PWMS 引脚上的电阻进行编程。

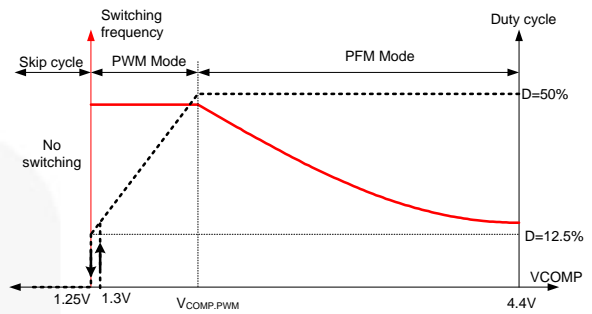


图 58. 随 COMP 电压变化的模式

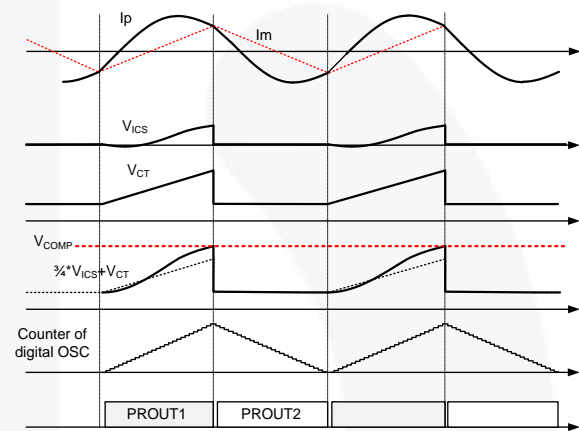


图 59. PFM 运行的主要波形

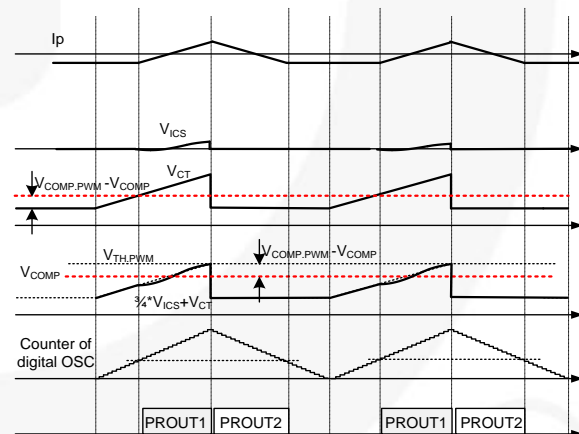


图 60. PWM 运行的主要波形

电流检测

FAN7688 可检测瞬时开关电流和开关电流的积分，如图 61 所示。由于 FAN7688 位于次级端，因此通常使用电流互感器检测初级端电流。如果 PROUT1 低，ICS 引脚将通过内部复位 MOSFET 箝位在 0 V。反之，如果 PROUT1 高，ICS 引脚将不会被箝位，且积分电容 (C_{ICS}) 将根据感测电阻电压 (V_{SENSE}) 和 ICS 引脚电压之间的压差进行充放电。在正常运行期间，由于功率限制阈值为 1.2 V，因此 ICS 引脚的电压小于 1.2 V。电流感测电阻和电流互感器匝数比的设计应满足在满载条件下，电流感测电阻上的电压 (V_{SENSE}) 大于 4V。因此，充电和放电电流 C_{ICS} 应几乎与电流感测电阻上的电压 (V_{SENSE}) 成比例关系。图 62 比较了 V_{SENSE} 的幅度为 4 V 时 VICS 信号与理想的积分信号。由图可知，VICS 信号与理想的积分信号之间存在大约 10% 误差，对于大多数设计来说这是可以接受的。如果需要更高精度的 VICS，则应增加 V_{SENSE} 的幅度。

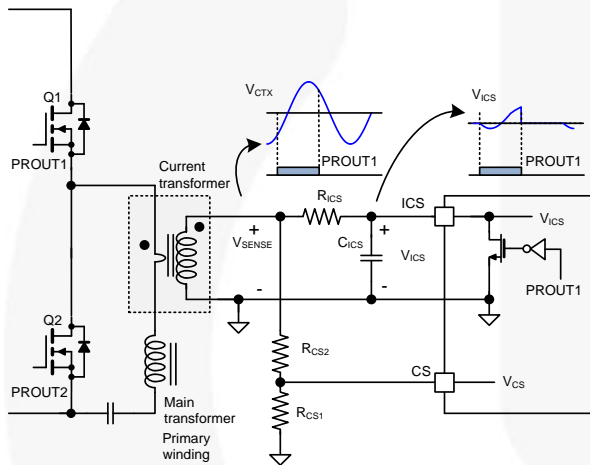


图 61. FAN7688 的电流感测

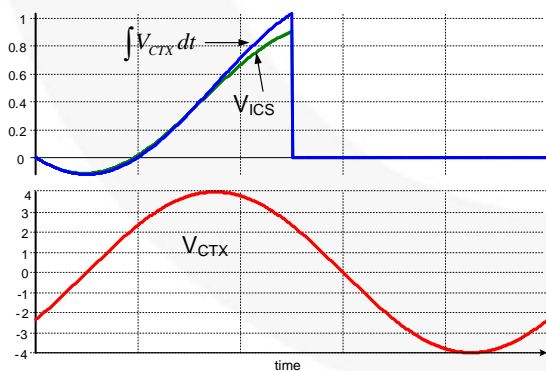


图 62. 通过 V_{SENSE} 生成积分信号 (V_{ICS})

由于电流感测电压 (V_{ICS}) 积分的峰值与 LLC 谐振转换器的平均输入电流成比例关系，用于四个主要功能，如图 63 所示。

- (1) SR 栅极收缩：为保证轻负载运行期间 SR 运行稳定，SR 死区时间（导通/关断转换）将增加，从而导致 V_{ICS} 峰值降至 V_{TH1} (0.2 V) 以下时 SR 栅极收缩。当 V_{ICS} 峰值升至 0.25 V 以上时，SR 死区时间将降至编程值。
- (2) SR 禁用和使能：在极轻负载条件下，当 V_{ICS} 峰值小于 V_{TH3} (0.075 V) 时，将禁用 SR。当 V_{ICS} 峰值增加到 V_{TH2} (0.15 V) 以上时，将使能 SR。
- (3) 过流限制： V_{ICS} 峰值还用于输入限流。如图 63 所示，存在两种不同的限流（快速和缓慢）。在轻度过载条件下，当 V_{ICS} 峰值增加到缓慢限流电平 (V_{OCL1}) 以上时，内部反馈补偿电压将缓慢降低以限制输入功率。此情况将一直持续，直到 V_{ICS} 峰值降至 V_{OCL1} 以下。在较为严重的过载条件下， V_{ICS} 峰值将超过快速限流阈值 (V_{OCL2}) 且内部反馈补偿电压将快速降低以限制输入功率，如图 64 所示。此情况将一直持续，直到 V_{ICS} 峰值降至 V_{OCL2} 以下。 V_{ICS} 值的限流阈值还会随着电压感测信号 (V_{FB}) 的减弱而改变，以便在过载条件下限制输出电流，如图 65 所示。当转换器在深低于谐振操作下运行较长的保持时间（请参考保持时间升压功能）时，这些限制阈值将变为较高的值 ($V_{OCL1.BR}$ 和 $V_{OCL2.BR}$)。
- (4) 过流保护 (OCP1)：当 V_{ICS} 峰值大于 V_{OCP1} (1.9 V) 时，将触发过流保护。将增加 150 ns 去抖动时间，以进行过流保护。当转换器在深低于谐振操作下运行较长的保持时间（请参考保持时间升压功能）时，这些 OCP 阈值将变为较高的值 ($V_{OCP1.BR}$)。

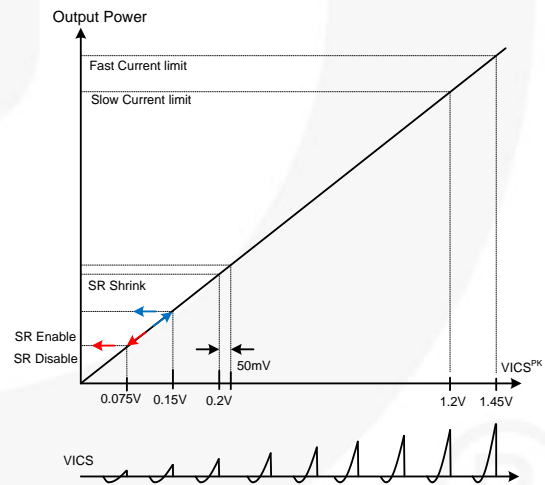


图 63. 与 V_{ICS} 峰值电压有关的功能

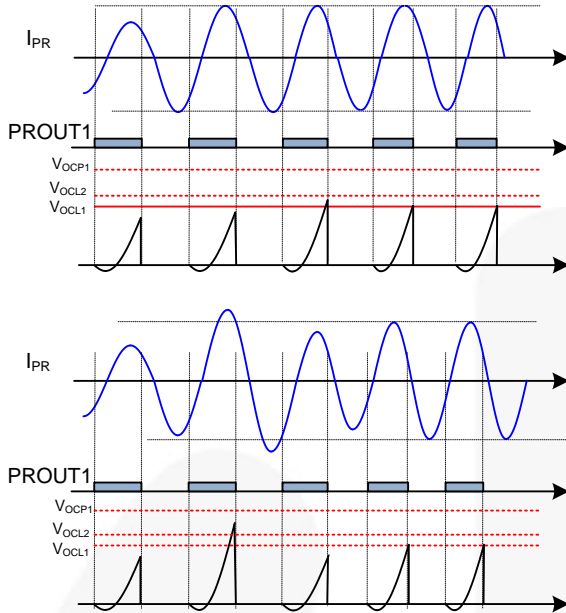


图 64. 通过频率偏移（补偿截止）的 ICS 引脚限流

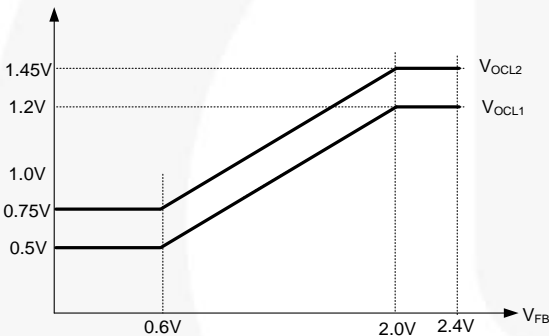


图 65. 限流阈值调制与反馈电压的函数关系

CS 引脚上的瞬时开关电流感测还用于以下功能。

(1) 非零电压开关预防：当补偿电压 (V_{COMP}) 大于 3 V 且 V_{CS} 峰值小于 0.3 V 时，将检测到 NonZVS 条件，从而减弱内部补偿信号以增加开关频率。

(2) 过流保护 (OCP2)：当 V_{CS} 大于 3.5 V 或小于 -3.5 V 时，将触发过流保护 (OCP)。还会在 CS 引脚上感测到初级端瞬时电流。由于 CS 引脚上的 OCP 阈值为 3.5 V 和 -3.5 V (如图 66 所示)，因此通常通过使用分压器从 V_{SENSE} 获得 CS 信号，如图 61 所示。将增加 150 ns 去抖动时间以进行 OCP。

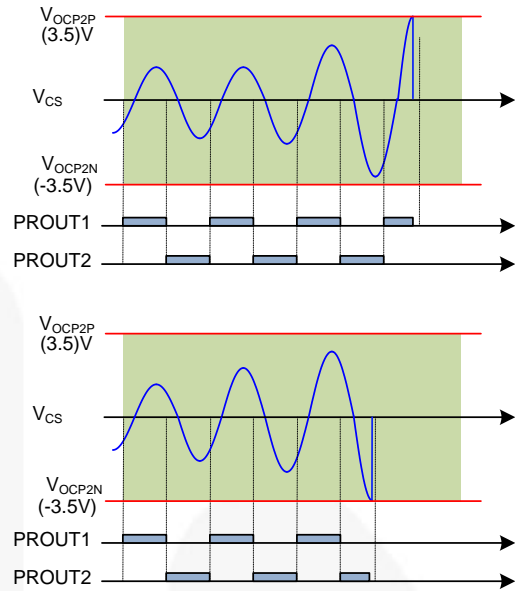


图 66. CS 引脚的过流保护

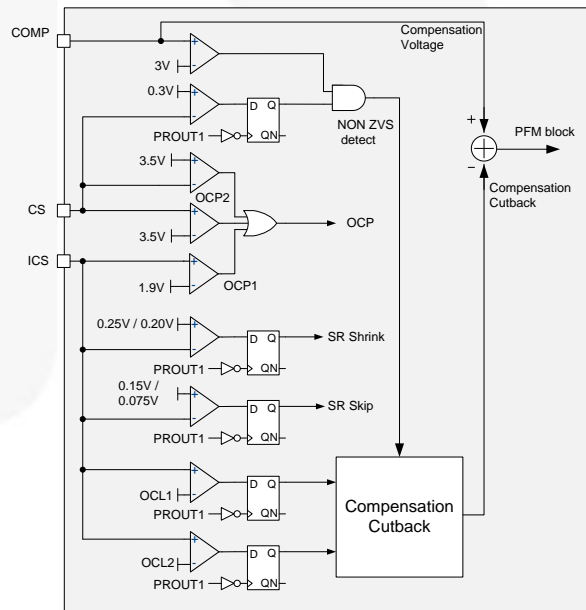


图 67. 利用电流感测信号

软启动和输出电压调节

图 68 显示了反馈控制和闭环软启动的简化电路框图。在正常的稳态运行中，软启动 (SS) 引脚将连接到箝位在 2.4 V 的误差放大器同相输入端。反馈环路在检测到的输出电压与 SS 引脚电压相同时运行。在启动期间，内部电流源极 ($I_{SS,T}$) 会对 SS 电容器进行充电，SS 引脚电压将逐渐增加。由于处于闭环 SS 控制，因此输出电压也会单调增加。

SS 电容器还用于过载保护 (OLP) 期间的关断延迟时间。图 69 显示了 OLP 波形。在正常运行期间, SS 电容器电压将被箝位在 2.4 V。如果输出过载, 则 V_{COMP} 将饱和至高电平, SS 电容器将从箝位电路通过 SS 控制块去耦。 I_{SS} 受到 D_{BLCK} 的阻碍, SS 电容器通过电流源极 $I_{SS,UP}$ 缓慢充电。当 SS 电容器的电压达到 3.6 V 时, 将触发 OLP。软启动电容器从 2.4 V 充电到 3.6 V 所需的时间决定了过载保护的关断延迟时间。

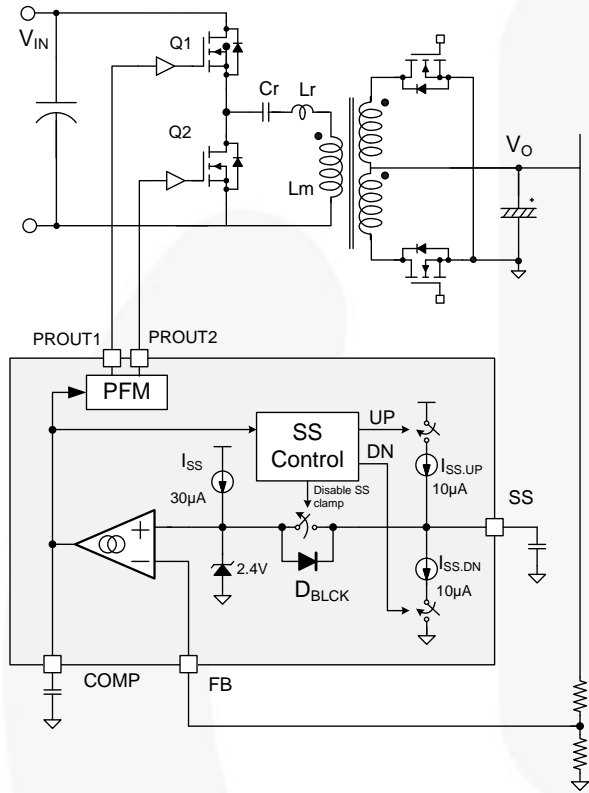


图 68. 闭环软启动的原理图

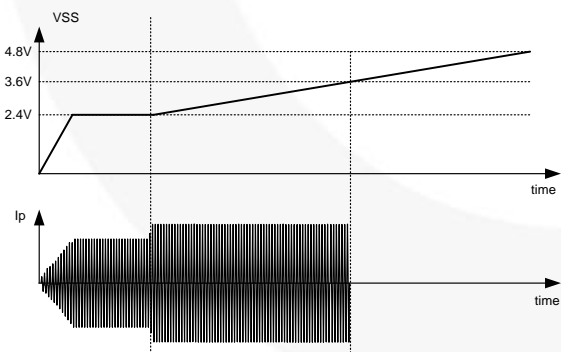


图 69. 软启动延迟关断

完成保护后自动重启

FAN7688 的所有保护均为非闭锁自动重启, 延迟重启将通过充电或放电 SS 电容器实现, 如图 70 所示。在正常运行期间, SS 电容器电压将被箝位在 2.4 V。在触发任意保护后, 将禁用 SS 箝位电路。然后, SS 电容器将通过内部电流源极 ($I_{SS,UP}$) 充电到 4.7 V。然后, SS 电容器将通过内部电流源极 ($I_{SS,DN}$) 充电到 0.1 V。再次将 SS 进行三次充电和放电后, 将使能自动恢复。

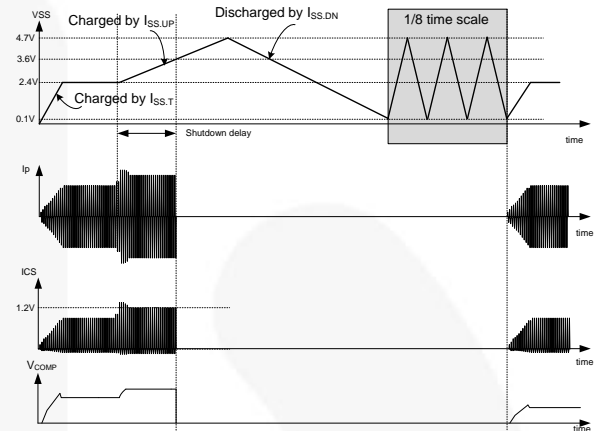


图 70. 触发保护后的自动重启

输出短路保护

为了在严重的故障条件期间通过功率级尽可能降低功耗, FAN7688 提供输出短路保护 (OSP)。如果输出严重过载或短路, 则反馈电压 (输出电压感测) 不会与误差放大器的参考电压 (2.4 V) 相同。如果误差放大器的参考电压与 FB 电压之差大于 1.2 V, 将立即触发 OSP, 而不会等到 OLP 触发, 如图 71 所示。

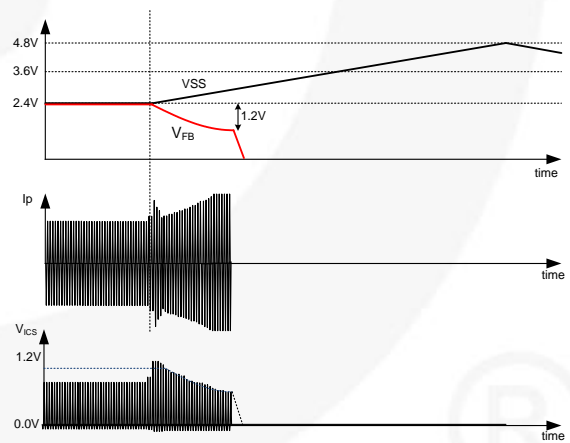


图 71. 输出短路保护

死区时间设置

通过单个引脚（RDT 引脚），初级端栅极驱动信号（PROUT1 和 PROUT2）和次级端 SR 栅极驱动信号（SROUT1 和 SROUT2）之间的死区时间将使用开关电流源来调节，如图 72 和图 73 所示。在使能 5 V 偏压后，将上拉 RDT 引脚电压。在 RDT 引脚电压达到 1.4 V 后， C_{DT} 上的电压将通过内部电流源 I_{DT} 放电到 1 V。随后，将禁用 I_{DT} ，RDT 引脚电压将通过 RDT 电阻充电。如图 73 所示，RDT 引脚电压从 1 V 上升值 3 V 所需时间 (T_{SET1}) 的 1/64 决定了次级端 SR 栅极驱动信号之间的死区时间。

随后将禁用开关电流源 I_{DT} 并对 RDT 引脚电压进行放电。RDT 引脚电压从 3 V 降至 1 V 所需时间 (T_{SET2}) 的 1/32 决定了初级端栅极驱动信号之间的死区时间。在 RDT 电压下降到 1 V 后，将第二次禁用电流源 I_{DT} ，从而允许 RDT 电压充电到 5 V。

0 显示了使用建议的 R_{DT} 和 C_{DT} 组件值编程的 SROUT 和 PROUT 死区时间。由于时间是通过内部 40 MHz 时钟信号测得的，因此死区时间设置的分辨率为 25 ns。因而，最长和最短死区时间分别限制为 75 ns 和 375 ns。要在考虑电路参数容差的同时确保稳定的 SR 运行，不建议采用 75 ns 死区时间，尤其是对于 SR 死区时间。

在轻负载条件下，当 FAN7688 在 PWM 模式下运行时，死区时间将翻倍，以降低开关损耗。

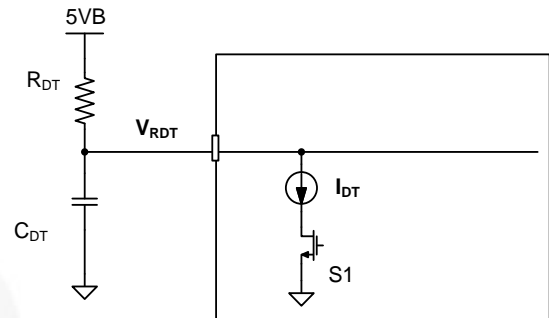


图 72. RDT 引脚的内部电流源

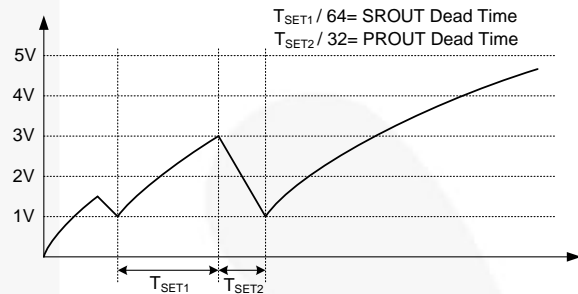


图 73. RDT 引脚的多功能操作

表 1. PROUT 和 SROUT 的死区时间设置

R _{DT}	C _{DT} =180 pF		C _{DT} =220 pF		C _{DT} =270pF		C _{DT} =330 pF		C _{DT} =390 pF		C _{DT} =470 pF		C _{DT} =560 pF	
	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)
28 k	75	375	75	375	75	375	100	375	125	375	150	375	175	375
30 k	75	250	75	325	100	375	100	375	125	375	150	375	175	375
33 k	75	200	75	250	100	300	125	375	150	375	175	375	200	375
36 k	75	175	75	200	100	250	125	325	150	375	175	375	225	375
40 k	75	150	100	175	125	225	150	275	175	325	200	375	250	375
44 k	75	125	100	150	125	200	150	250	175	300	225	350	275	375
48 k	100	125	125	150	150	175	175	225	200	275	250	325	300	375
53 k	100	100	125	125	150	175	200	200	225	250	275	300	325	375
58 k	125	100	150	125	175	150	200	200	250	250	300	300	350	350
64 k	125	100	150	125	175	150	225	200	275	225	325	275	375	325
71 k	150	100	175	125	200	150	250	175	300	225	350	250	375	325
78 k	150	100	175	100	225	150	275	175	325	200	375	250	375	300
86 k	175	75	200	100	250	125	300	175	375	200	375	250	375	300
94 k	175	75	225	100	275	125	325	175	375	200	375	225	375	275
104 k	200	75	250	100	300	125	375	150	375	200	375	225	375	275
114 k	225	75	275	100	325	125	375	150	375	175	375	225	375	275
126 k	250	75	300	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	275
138 k	275	75	325	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250
152 k	300	75	350	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250

最小频率设置

通过比较时序电容电压 (V_{CT}) 与内部 3 V 参考限制最小开关频率, 如图 74 所示。由于时序电容电压的上升斜率取决于与 F_{MIN} 引脚连接的电阻 (R_{FMIN}), 因此将通过以下公式确定最小开关频率:

$$f_{SW_MIN} = 100kHz \times \frac{10k\Omega}{R_{FMIN}} \quad (1)$$

在内部 40 MHz 时钟上运行的数字计数器限制了最小可编程开关频率。由于使用了 10 位计数器, 因此通过数字振荡器得到的最小开关频率为 39 kHz ($40\text{ MHz}/1024=39\text{ kHz}$)。因而, 允许的 R_{FMIN} 最大值为 25.5 k Ω 。

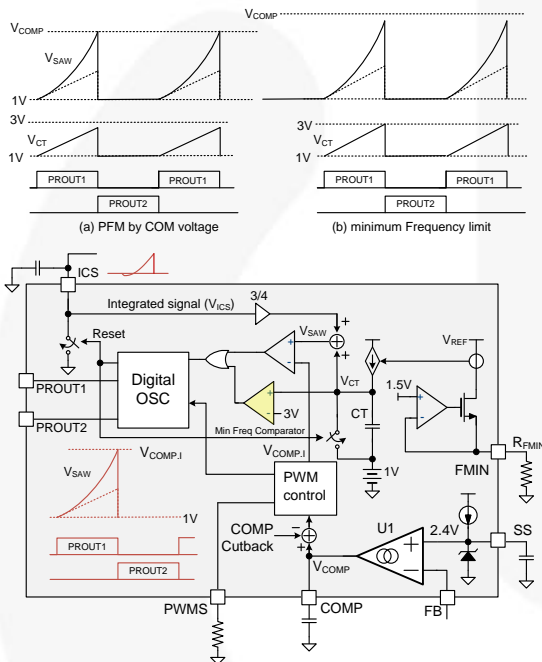


图 74. 最小开关频率设置

PWM 模式入口电平设置

由于负载减少导致 COMP 电压降至 $V_{COMP.PWM}$ 以下时, 内部 COMP 信号将被箝位在阈值电平, PFM 运行将切换到 PWM 模式。通过 PWMS 引脚上的电阻在 1.5 V 和 1.9 V 之间编程 PWM 入口电平阈值, 如图 75 所示。在 FAN7688 进入 PWM 模式后, 将禁用 SR 栅极驱动器。

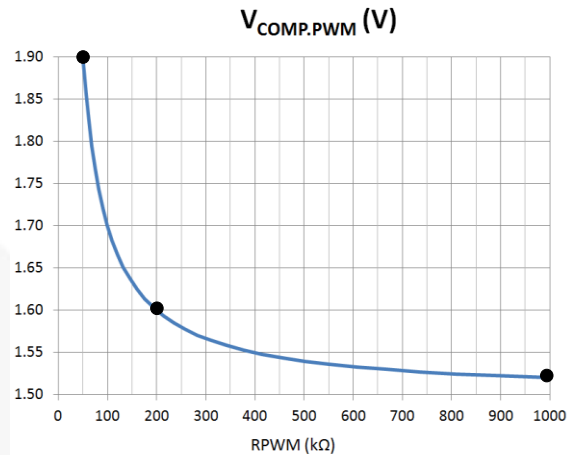


图 75. PWM 模式入口电平设置

脉冲跳变工作

如图 76 所示, 由于负载减少导致 COMP 电压降至 $V_{COMP.SKIP}$ (1.25 V) 以下时, 将采用脉冲跳变工作, 以降低开关损耗。随着 COMP 电压升至 1.3 V 以上, 将恢复开关操作。在 FB 电压升至 $V_{FB.OVP1}$ (2.65 V) 以上时, 还将使能脉冲跳变工作, 以限制输出电压上升太快。随着 FB 电压降至 $V_{FB.OVP2}$ (2.3 V) 以下, 将恢复开关操作。

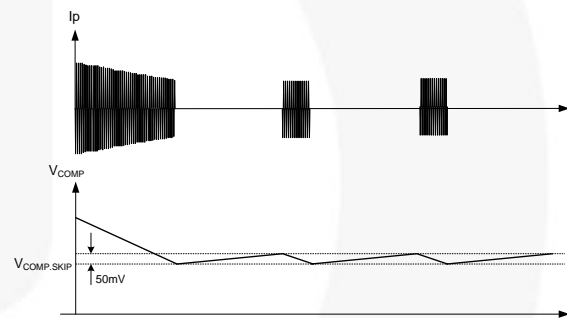


图 76. 脉冲跳变工作

同步整流

FAN7688 使用双缘跟踪自适应栅极驱动方法相对于两个不同的时间参考预测 SR 电流过零瞬间。图 77 和图 78 显示了在低于和高于谐振下操作的双边跟踪自适应 SR 驱动方法的工作波形。为简化说明, 将假设 SR 死区时间为零。第一个跟踪电路用于测量 SR 导通时间 (T_{SR_CNDCTN}) 并使用此信息为持续时间与前一开关循环的 SR 导通时间相同的下一开关循环生成第一个自适应驱动信号 (V_{PRD_DRV1})。第二个跟踪电路用于测量定义为从初级端驱动下降沿到对应 SR 关断瞬间 (T_{EXT}) 的持续时间的关断延长时间。随后, 此信息将用于为下一个开关周期生成第二个自适应驱动信号 (V_{PRD_DRV2})。当初级端驱动信号的关断位于低于谐振操作对应 SR 后面时, 第二个自适应 SR 驱动信号与对应的初级端栅极驱动信号相同。然而, 当初级端驱动信号的关断位于高于谐振操作对应 SR 的关断瞬间之前时, 通过将对应的初级端栅极驱动信号延长前一开关循环的 T_{EXT} 生成第二个自适应 SR 驱动信号。

由于第二个自适应栅极驱动信号的关断瞬间相对于初级端栅极驱动信号的下降沿扩展了 T_{EXT} ，因此此信号的持续时间必然随开关频率发生变化。通过合并 V_{PRD_DRV1} 和 V_{PRD_DRV2} 这两个信号与 AND 门，将获得最佳自适应栅极驱动信号。

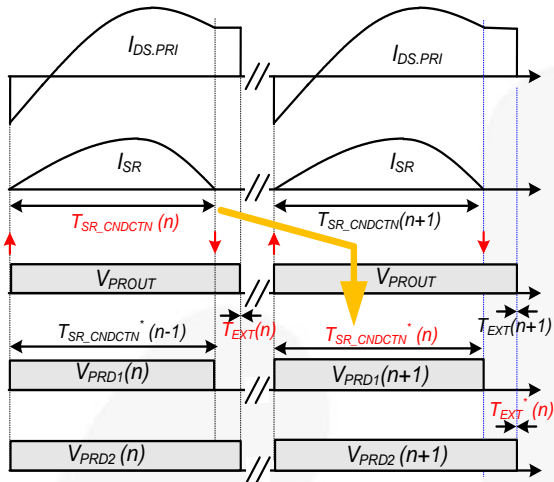


图 77. 双缘跟踪自适应 SR 控制（低于谐振）操作

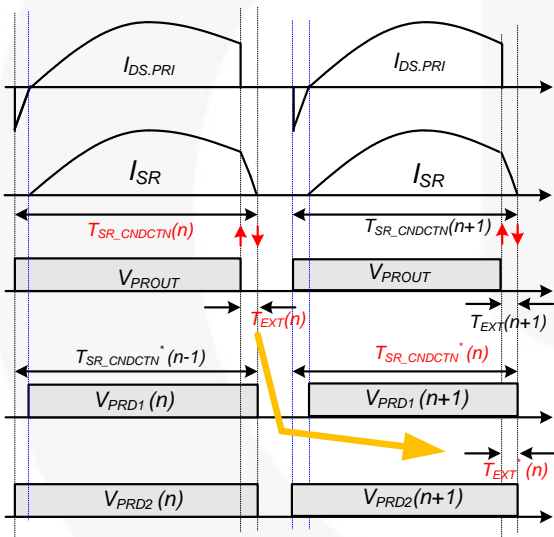


图 78. 双缘跟踪自适应 SR 控制（低于谐振）操作

每个开关周期的 SR1 和 SR2 的 SR 导通时间通过单个引脚（SR1DS 引脚）测得。通过 100 ns RC 时间常数获得的 SR1DS 电压及其延迟信号的比较结果如图 79 所示。当 SR 导通时，SR1DS 电压将被箝位到接地或高压轨（输出电压的两倍），如图 80 所示。但是，如果存在开关转换，SR1DS 电压将快速变化。在两个 SR MOSFET 均关闭后，SR1DS 电压将振荡。如果在上升沿和下降沿上 SR1DS 电压变化速度分别快于 0.25 V/100 ns 和 0.2 V/100 ns，将检测到 SR 导通状态的开关转换。FAN7688 将根据检测到的开关转换，预测下一个开关周期的 SR 电流过零瞬间。RC 时间常数导致的 100 ns 检测延迟将在 SR 的正确栅极驱动的内部计时检测电路中进行补偿。

图 80 和图 81 显示 SR1DS 引脚电压的典型波形和其他主要波形。由于 SR1DS 引脚的电压额定值为 4 V，因此分压器的设计应保证此引脚上不会出现过压。可以将其它旁路电容 (C_{DS}) 连接到 SR1DS 引脚，以提高抗噪能力。但是，通过旁路电容和分压器电阻生成的等效时间常数应小于检测电路的内部 RC 时间常数 (100 ns)，才能实现正确的 SR 电流过零检测。

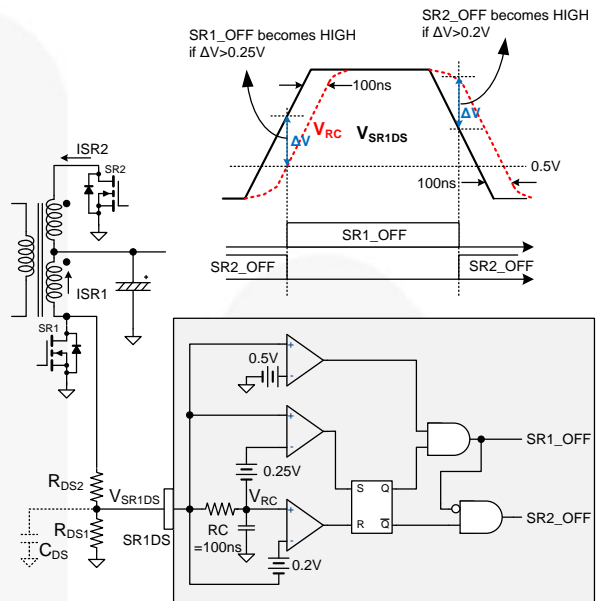


图 79. 通过单个引脚的（SR1DS 引脚）SR 导通检测

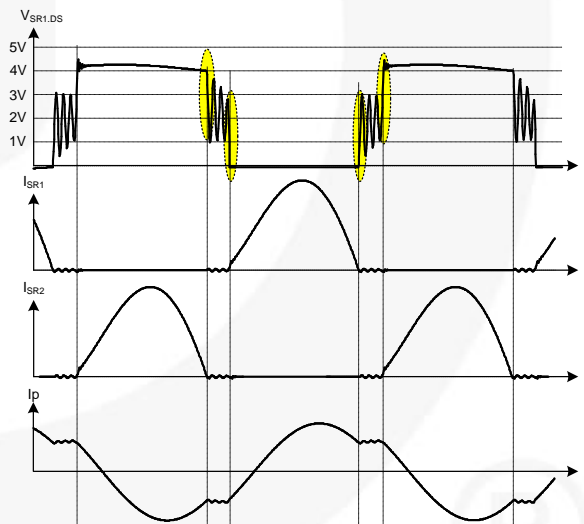


图 80. 低于谐振操作的 SR 导通检测波形

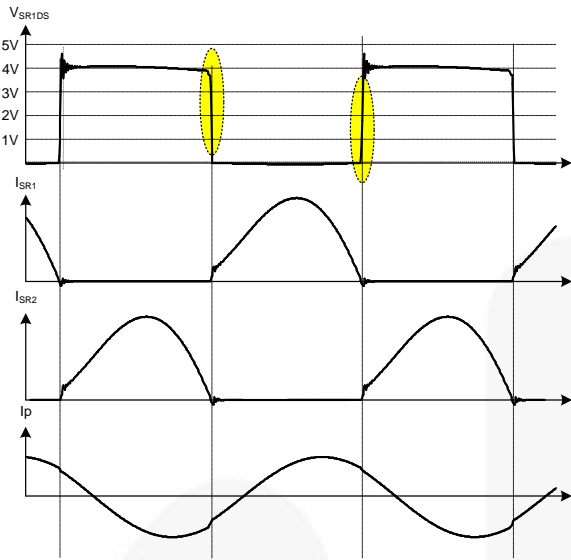


图 81. 高于谐振操作的 SR 导通检测波形

保持时间升压功能

离线电源的保持时间定义为输出电压要在 AC 输入电压移除后保持在调节范围内所需的时间。由于输入降压电容电压在保持时间内降低，因此需要从降压电容输出更多电流才能为负载提供相同的功率。在为标称输入电压设计固定的电源功率限制大小后，由于电源的输入电流增加，保持时间将受到限制。

FAN7688 具有保持时间升压功能，如果 LLC 谐振转换器在保持时间内在低于谐振操作下运行，该功能可增加 ICS 引脚电压上的限流阈值。当 SR 导通时间小于长于 1.6 ms 的半个开关周期的 94% 时，将使能此保持时间升压操作。当 SR 导通时间大于长于 3.2 ms 的半个开关周期的 98% 时，ICS 引脚上的限流值将恢复至正常值。

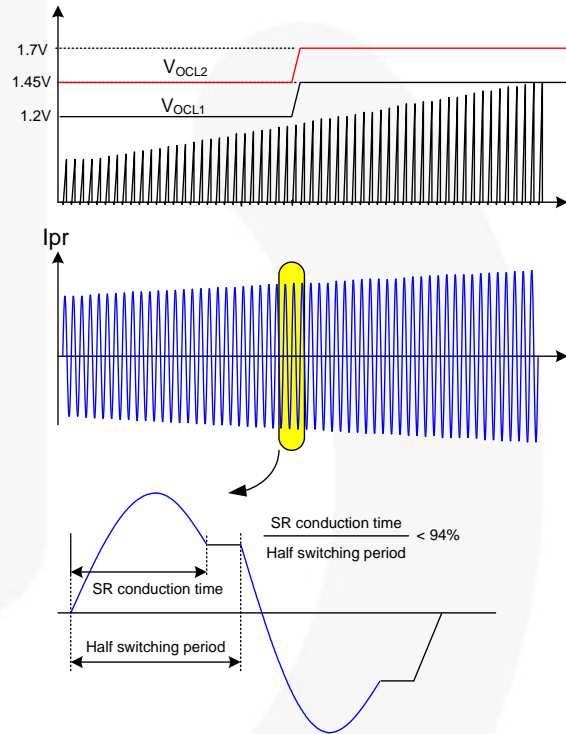


图 82. 保持时间升压功能运行

电流感测和软启动的快速设置指南

假设开关频率与谐振频率相同，电流互感器 (V_{SENSE}) 的次级端电压的峰值 v 通过以下公式确定：

$$V_{SENSE}^{PK} = I_O \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times (R_{CS1} + R_{CS2})$$

[示例] 在标称负载条件下， $I_O=20\text{ A}$ ， $N_P=35$ ， $N_S=2$ ， $n_{CT}=50$ ， $R_{CS1}+R_{CS2}=100\ \Omega \rightarrow V_{SENSE}^{PK}=3.59\text{ V}$ 。
选择的 CS 引脚上的分压器应保证在正常运行期间不会触发 OCP。

$$V_{CS}^{PK} = I_O \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times \frac{R_{CS1}}{R_{CS1} + R_{CS2}} < 3.5\text{ V}$$

[示例] 在标称负载条件下， $I_O=21\text{ A}$ ， $N_P=35$ ， $N_S=2$ ， $n_{CT}=50$ ， $R_{CS1}=30\ \Omega$ ， $R_{CS2}=70\ \Omega \rightarrow V_{CS}^{PK}=1.07\text{ V}$ 。
选择的 ICS 引脚上的电阻和电容应保证在正常运行期间不会触发限流。

$$V_{ICS}^{PK} = I_O \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{sw}} < 1.2\text{ V}$$

[示例] 在标称负载条件下， $I_O=20\text{ A}$ ， $N_P=35$ ， $N_S=2$ ， $n_{CT}=50$ ， $R_{CS1}=30\ \Omega$ ， $R_{CS2}=70\ \Omega$ ， $R_{ICS}=10\text{ k}\Omega$ ， $C_{ICS}=1\text{ nF}$ ， $f_s=100\text{ kHz}$ 。

$\rightarrow V_{ICS}^{PK}=1.14\text{ V}$ (由于拟积分效应，实际 V_{ICS}^{PK} 比图 62 所示的低 10%)。

假设实际的 V_{ICS}^{PK} (V_{ICS}^{PKA}) 为 1 V，选择的软启动电容应确保在满载条件下启动期间不会触发过载保护。

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4\text{ V}}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{\frac{1.2 - V_{ICS}^{PKA}}{V_{ICS}^{PKA}} I_O}$$

[示例] $I_O=20\text{ A}$ ， $C_{SS}=680\text{ nF}$ ， $I_{SS}=40\ \mu\text{A}$ ， $C_{OUT}=7,200\ \mu\text{F}$ ， $V_{ICS}^{PKA}=1\text{ V}$ ， $V_O=12.5\text{ V}$ 。

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4\text{ V}}{I_{SS}} = 40.8\text{ ms} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{\frac{1.2 - V_{ICS}^{PK}}{V_{ICS}^{PK}} I_O} = 22.5\text{ ms}$$

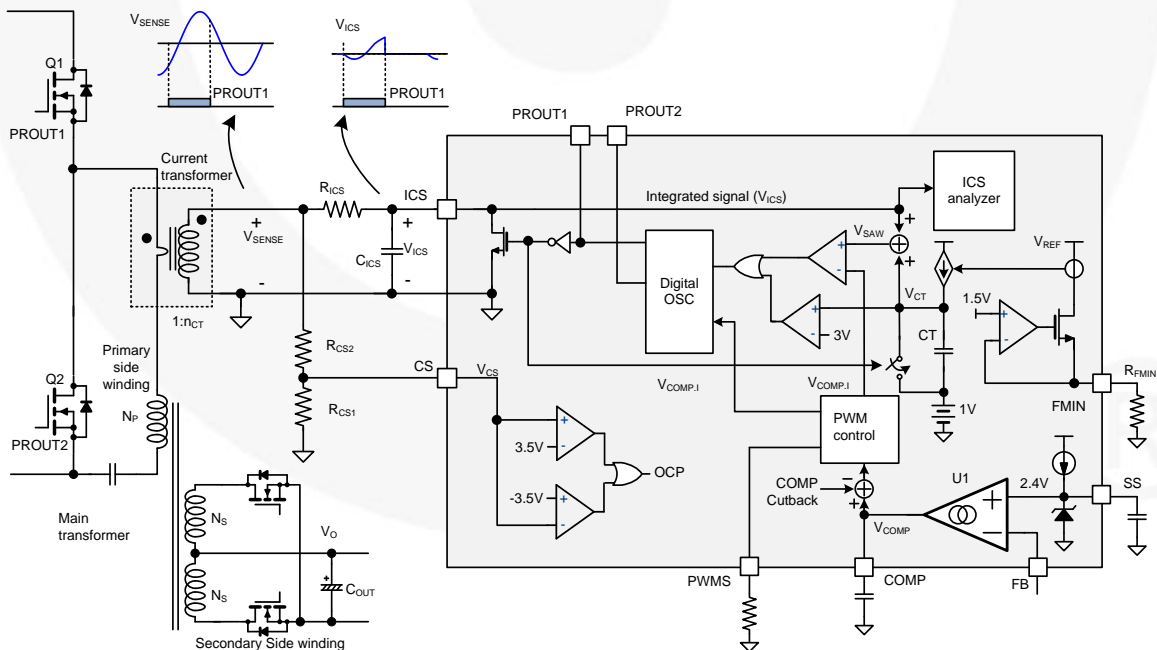


图 84. 用于电流感测和软启动的基本应用电路

典型应用电路 (LLC 谐振转换器)

应用	Fairchild 器件	输入电压范围	输出
PC 电源	FAN7688	350~400 V _{DC}	12 V/21 A (252 W)

特性

- 肖特基二极管整流效率提高 4%。
- 在 50% 负载下达到 96.7% 的峰值效率。
- 在 100% 负载下达到 96.0% 的峰值效率。
- 在 20% 负载下达到 95% 的效率。
- 在 10% 负载下达到 89.7% 的效率。
- 可通过添加与每个 SR 并联的低 V_F 肖特基整流器提高轻负载效率 (<15% 的负载)。

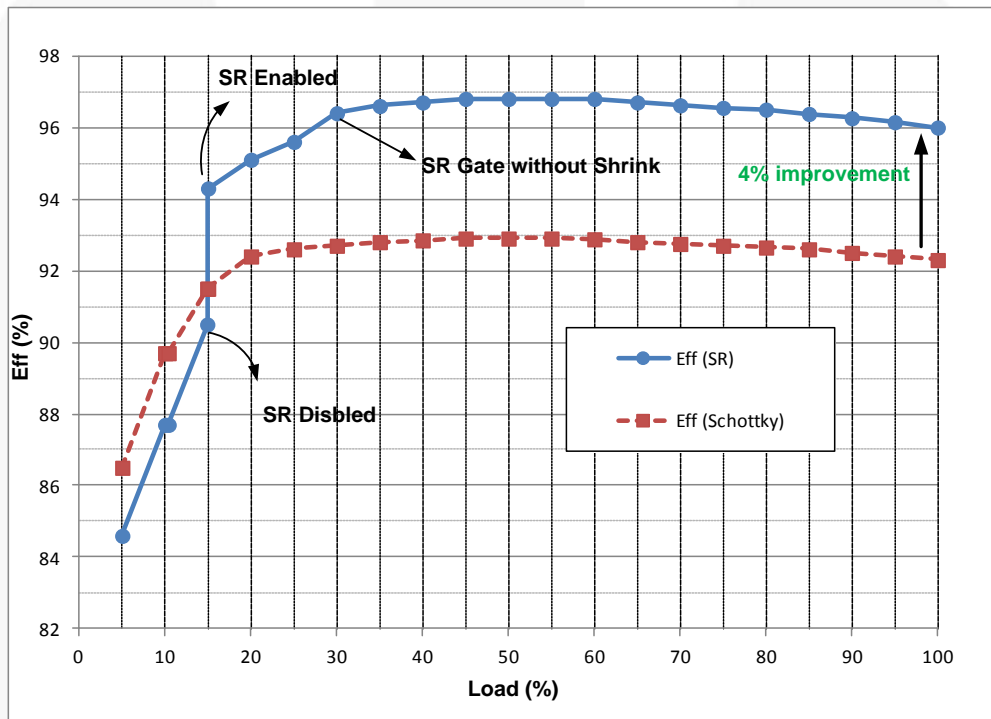


图 85. 评估板 (EVB) 测得的效率

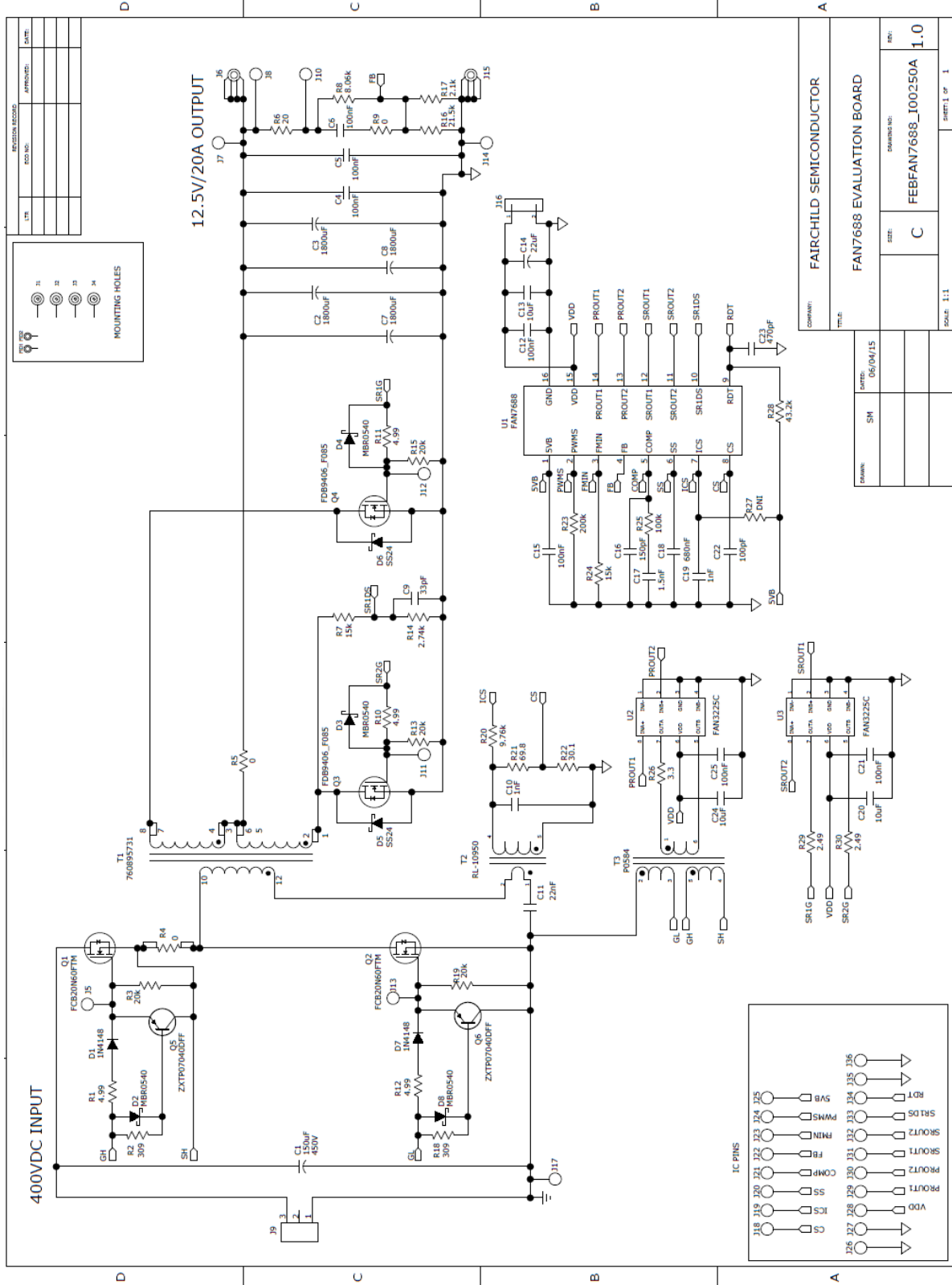
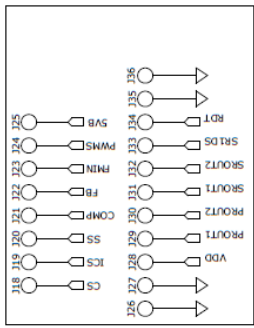


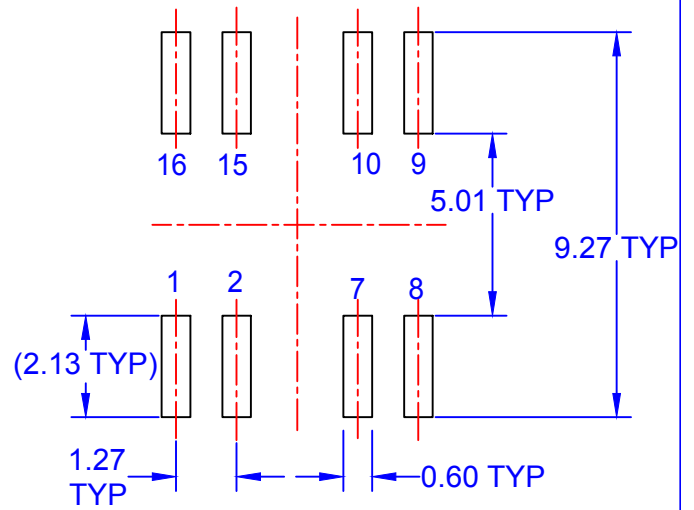
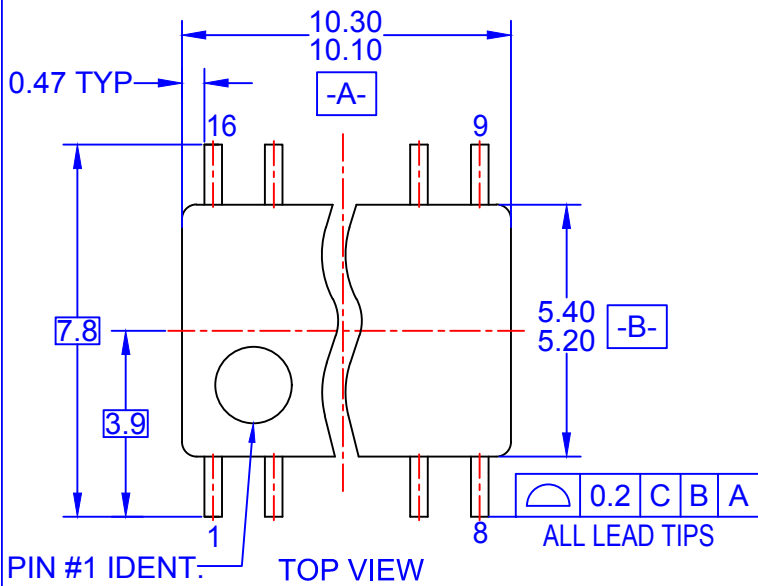
图 86. 典型应用电路的原理图

REV	DESCRIPTION	DATE

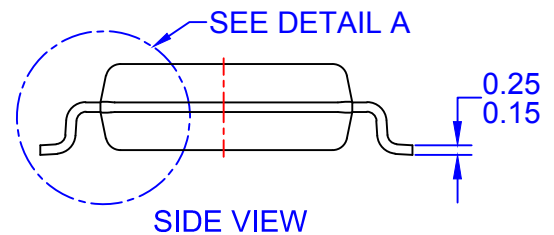
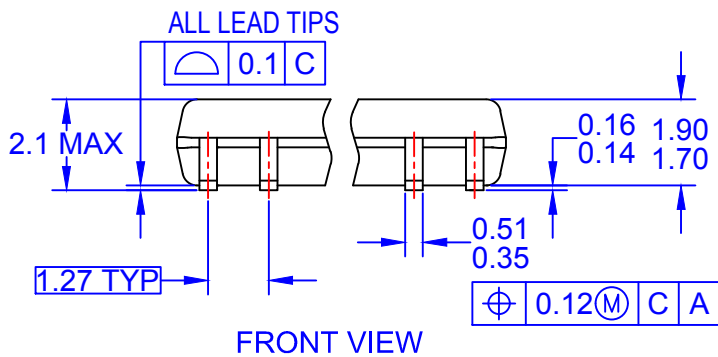


COMPANY:		FAIRCHILD SEMICONDUCTOR	
TITLE:		FAN7688 EVALUATION BOARD	
DATE:	06/04/15	VERSION:	C
DRAWN BY:		DESIGNED BY:	FEBFAN7688_100250A
CHECKED BY:			
SHEET: 1 OF 1			1.0



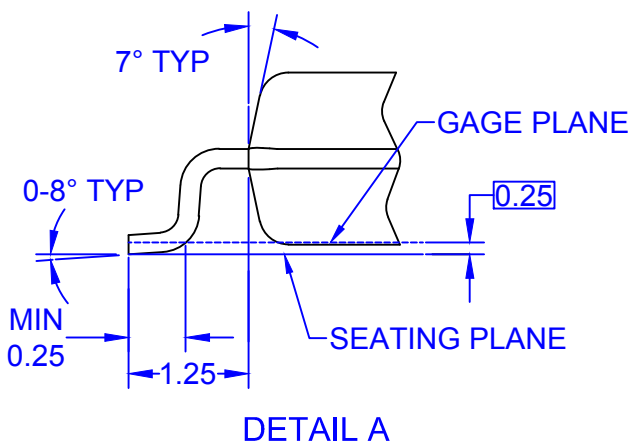


LAND PATTERN RECOMMENDATION



NOTES:

- A. CONFORMS TO EIAJ EDR-7320 REGISTRATION, ESTABLISHED IN DECEMBER, 1998.
- B. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH, AND TIE BAR EXTRUSIONS.
- D. DRAWING FILENAME: MKT-M16Drev5



ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative