应用指南AN-37

LinkSwitch®-TN

设计指南

介绍

*LinkSwitch-TN*将一个高压功率MOSFET开关与一个开／关控制器集成在一个器件当中。该器件可以完全由漏极引脚提供自供电，开关频率调制用于降低EMI并具备完善的故障保护功能。自动重启动功能（限于LNK304-306）在输出过载和输出短路情况下限制了器件和电路的功率损耗。而在过热情况下，其过温保护功能可以禁止内部MOSFET的操作。很高的过温关断阈值特别适宜于环境温度较高的应用，而很大的迟滞范围可以保证PCB板及周围元件的平均温度不会过高。

*LinkSwitch-TN*设计用于任何非隔离电源的应用，比如家用电器（咖啡壶、电饭煲、洗碗机、微波炉等）、夜间照明、应急灯标志及LED驱动。*LinkSwitch-TN*可用在所有常见拓扑结构当中，得到以相线或中线为参考的输出及反相或同相的输出电压，特别适合于使用三端可控硅来控制AC负载的应用。与被动降压型（电容或电阻）电源相比开关电源具有很多好处。其部分优点列明如下：

- 通用电压输入 – 同一电源/产品可在全球范围内使用
- 高功率密度 – 体积小，无需μF级的X电容
- 高效率 – 对于12 V输出，典型满载效率>75%
- 极好的输入电压调整率及负载调整率
- 很高的轻载效率 – 开／关控制方式即使在轻载时也维持很高的效率
- 高效节能 – 空载时的输入功率<100 mW
- 可以完全实现电源的SMD生产
- 更加坚固，适于机械跌落测试
- 完善的故障保护（过载、短路及过热保护）
- 升级方便 – *LinkSwitch-TN*产品系列允许使用相同的基本设计实现小于50 mA至360 mA的输出

范围

本应用指南帮助工程师使用产品系列完成一个非隔离电源的设计。本文介绍了使用集成的*LinkSwitch-TN*产品系列实现离线式降压和降压-升压型变换器的设计过程。本文旨在给电源工程师提供设计指导，帮助他们快捷高效地

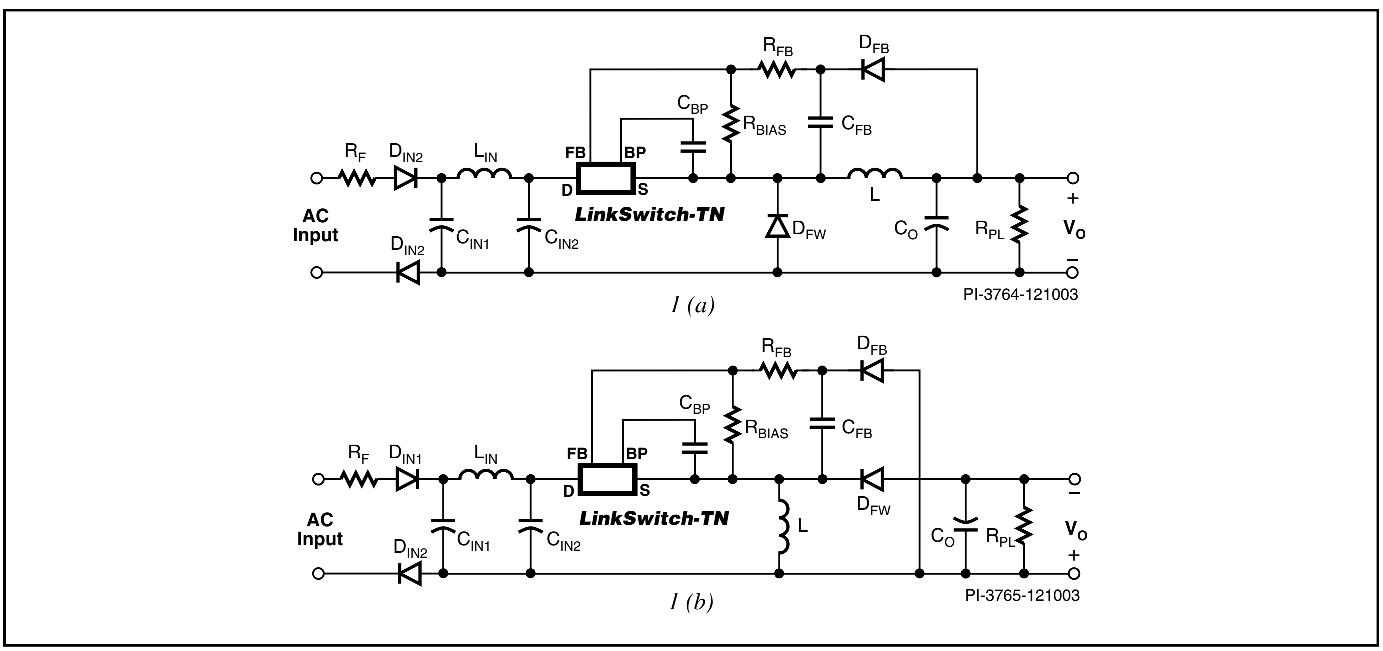


图 1. (a) 降压型变换器使用LinkSwitch-TN的基本电路结构　　*图 1. (b) 降压-升压型变换器使用LinkSwitch-TN的基本电路结构*

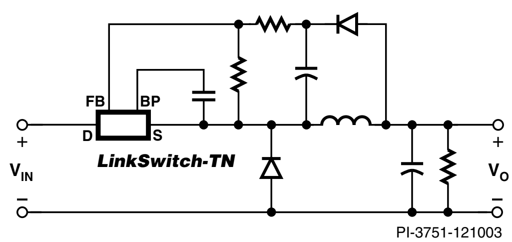
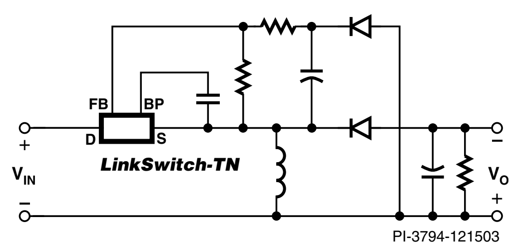
利用标准电感完成低成本的降压或降压-升压变换器的设计。本文同时提供了用于选择变换器关键元件的全部设计方程式。由于功率MOSFET和控制器集成在一个单片IC当中，设计过程可得到极大地简化。电路结构中所用元件数目很少，无需变压器。因此，可以利用设计速成部分，使用标准元件完成常用输出电压和电流的设计。

除了此应用指南以外，在*PI Expert*设计软件包内的PIXls设计工具还提供了设计表单。读者还可以找到*LinkSwitch-TN*的DAK工程样板，作为工作电源的范例。关于设计工具的更详细信息及本文的最新更新可以访问*www.powerint.com*

设计速成

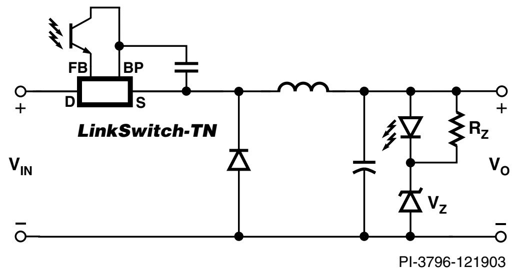
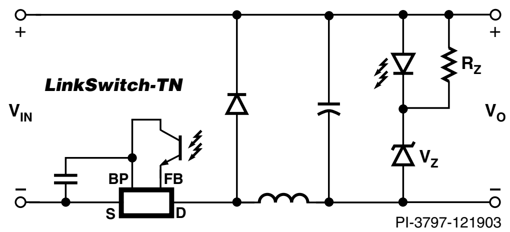
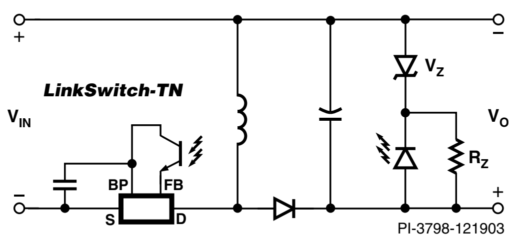
对于希望立即开始设计的读者可以使用下面的信息，参考图1、表1和表2快速选择新设计所需要的元件。

1) 对于AC输入的设计，选择输入级（表9）。
2) 选择拓扑结构（表1和表2）。
   如果输出稳压精度要求高于±10%，则使用适当的参考电压利用光耦器进行反馈。
3) 选择*LinkSwitch-TN*器件、L、R_{FB}或V_Z、R_{BIAS}、C_{FB}、R_Z和D_{FW}的反向恢复时间。
   （表4：降压型；表5：降压-升压型）
4) 选择续流二极管，使得其t_{rr}满足步骤3中的要求 (表3)。
5) 对于直接反馈的设计，如果最小负载< 3 mA，则根据公式$R_{PL} = V_O$ / 3 mA计算RP_{PL}的数值。
6) 电容C_O采用100 µF的耐压为1.25 V_O的低ESR类型的电容。
7) 制作样板并验证设计。

拓扑结构	基本原理图	电路特点
高压端 降压型电路 – 直接反馈 方式		1) 输出与输入共用参考点 2) 相对于-V_{IN}，为正的输出 3) 电压降低 – V_O < V_{IN} 4) 低成本的直接反馈方式（精度的典型范围为±10%） 5）需要一个输出负载来维持输出稳压。(参见注释2)
高压端 降压-升压 型电路 – 直接反馈 方式		1) 输出与输入共用参考点 2) 相对于-V_{IN}，为负的输出 3) 电压升高或降低–V_O > V_{IN} 或V_O < V_{IN} 4) 低成本的直接反馈方式（精度的典型范围为±10%） 5) 故障时安全可靠-如果内部MOSFET损坏，输出不受输入电压影响 6) 适合于驱动LED–与低端降压型的恒流LED驱动电路相比，有较好的恒流精度及温度稳定性 7）需要一个输出负载来维持输出稳压。(参见注释2)

注释
1. 低成本的采用直接反馈方式的电路可达到±10%的稳压精度。
2. 为保证输出稳压精度，输出端需要有3 mA的最低负载要求 (仅限于降压和降压-升压型电路)。
3. 同时适用于升压型拓扑，但图中没有显示。

表 1. 使用直接反馈方式的LinkSwitch-TN电路结构

拓扑结构	基本原理图	电路特点
高压端 降压型– 光耦器 反馈方式		1) 输出与输入共用参考点 2) 相对于-V_{IN}，为正的输出 3) 电压降低 – V_O < V_{IN} 4) 光耦器反馈 - 精度取决于电压参考的选择 - 低成本的无安全要求的的光耦器 - 无需假负载 5) 最低的空载功率消耗
低压端 降压型– 光耦器 反馈方式		1) 输出与输入共用参考点 2) 相对于+V_{IN}，为负的输出 3) 电压降低 –V_O < V_{IN} 4) 光耦器反馈 - 精度取决于电压参考的选择 - 低成本的无安全要求的的光耦器 - 无需假负载
低压端 降压-升压 型光耦器 反馈方式		1) 输出与输入共用参考点 2) 相对于+V_{IN}，为正的输出 3) 电压升高或降低 –V_O > V_{IN} 或V_O < V_{IN} 4) 光耦器反馈 - 精度取决于电压参考的选择 - 低成本的无安全要求的的光耦器 - 无需假负载 5) 故障时安全可靠 – 如果内部MOSFET损坏，输出不受输入电压影响 6) 最低的空载功率消耗

注释

1. 光耦器反馈方式的性能仅由电压参考（稳压管或IC）的精度所限制。
2. 光耦器无需安规认证。
3. 电压参考的偏置电流提供了最小负载。电阻R_Z的数值由稳压管或IC的测试电流决定。一般为470 欧姆至2.1 KΩ的1/8 W、5％的电阻。
4. 同时适用于升压型拓扑，但图中没有显示。
5. 光耦器反馈提供了最低的空载功率消耗。

表 2. 使用光耦器反馈的LinkSwitch-TN电路结构

型号	V_{RRM} (V)	I_F (A)	t_{rr} (ns)	封装	生产商
MUR160	600	1	50	Leaded	Vishay
UF4005	600	1	75	Leaded	Vishay
BYV26C	600	1	30	Leaded	Vishay/Philips
FE1A	600	1	35	Leaded	Vishay
STTA10 6	600	1	20	Leaded	ST Microelectronics
STTA10 6U	600	1	20	SMD	ST Microelectronics
US1J	600	1	75	SMD	Vishay

表 3. 适用于续流二极管的超快恢复二极管

V_{OUT}	$I_{OUT(MAX)}$	电感 µH	I_{RMS} (mA)	电感 TOKIN	电感 COILCRAFT	LNK30X	模式	二极管 t_{rr}	R_{FB}*	V_Z
5	65	1200	70	-	RFB0807-122	LNK302	MDCM	75 ns	3.84 kΩ	3.9 V
	80	1200	80	-	RFB0807-122		CCM	35 ns		
	120	680	220	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	160	680	230	SBC2-681-211	RFB0807-681		CCM	35 ns		
	175	680	320	SBC3-681-211	RFB0810-681	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	680	340	SBC4-681-211	RFB0810-681		CCM	35 ns		
	280	680	440	SBC4-681-211	RFB0810-681	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	680	430	SBC4-681-211	RFB0810-681		CCM	35 ns		
12	60	1800	70	-	RFB0807-222	LNK302	MDCM	75 ns	11.86 kΩ	11 V
	80	2700	80	-	RFB0807-272		CCM	35 ns		
	85	680	180	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	1000	230	SBC3-102-281	RFB0807-102		MDCM	75 ns		
	160	1500	320	SBC3-152-251	RFB0810-152		CCM	35 ns		
	175	680	340	SBC3-681-361	RFB0810-681	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	1000	440	SBC4-102-291	RFB0810-102		CCM	35 ns		
	280	680	430	SBC4-681-431	RFB0810-681	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	1500	400	SBC6-152-451	RFB1010-152		CCM	35 ns		
15	65	2200	70	SBC3-222-191	RFB0807-222	LNK302	MDCM	75 ns	15.29 kΩ	13 V
	80	3300	80	SBC3-332-151	RFB0807-332		CCM	35 ns		
	70	680	160	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	1200	210	-	RFB0807-122		MDCM	75 ns		
	160	1800	210	-	RFB0810-182		CCM	35 ns		
	175	820	310	-	RFB0810-821	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	1200	310	-	RFB1010-122		CCM	35 ns		
	280	820	390	-	RFB1010-821	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	1500	390	SBC6-152-451	RFB1010-152		CCM	35 ns		
24	65	3300	70	SBC3-332-151	RFB0807-332	LNK302	MDCM	75 ns	25.6 kΩ	22 V
	80	4700	80	SBC3-472-181	RFB0807-472		CCM	35 ns		
	50	680	130	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	1500	190	SBC4-152-221	RFB0810-152		MDCM	75 ns		
	160	2200	180	SBC4-222-211	RFB0810-222		CCM	35 ns		
	175	1200	280	-	RFB0810-122	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	1500	280	SBC6-152-451	RFB1010-152		CCM	35 ns		
	280	1200	350	-	RFB1010-122	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	2200	360	SBC6-222-351	-		CCM	35 ns		

其它标准元件

R_{BIAS}: 2 kΩ, 1%, 1/8 W
C_{BP}: 0.1 µF, 50 V 陶瓷
C_{FB}: 10 µF, 1.25 · V_O
D_{FB}: 1N4005GP
R_Z: 470 Ω to 2 kΩ, 1/8 W, 5%

*表 4. 降压型变换器中元件的快速选择。*选取最接近标准数值的元件*

V_{OUT}	$I_{OUT(MAX)}$	电感				LNK30X	模式	二极管t_{rr}	R_{FB}*	V_Z
		μH	I_{RMS} (mA)	TOKIN	COILCRAFT					
5	65	1200	70	-	RFB0807-122	LNK302	MDCM	75 ns	3.84 kΩ	3.9 V
	80	1500	80	SBC3-152-251	RFB0807-152		CCM	35 ns		
	120	680	220	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	160	680	230	SBC2-681-211	RFB0807-681		CCM	35 ns		
	175	680	340	SBC3-681-361	RFB0810-681	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	680	320	SBC4-681-431	RFB0810-681		CCM	35 ns		
	280	680	440	SBC4-681-431	RFB0810-681	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	680	430	SBC4-681-431	RFB0810-681		CCM	35 ns		
12	55	2200	70	SBC3-222-191	RFB0807-222	LNK302	MDCM	75 ns	11.86 kΩ	11 V
	80	3300	90	SBC3-332-151	RFB0807-332		CCM	35 ns		
	70	680	180	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	1200	220	-	RFB1010-122		MDCM	75 ns		
	160	1800	210	-	RFB0807-182		CCM	35 ns		
	175	820	320	-	RFB0807-821	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	1200	310	-	RFB0810-122		CCM	35 ns		
	280	820	410	-	RFB0810-821	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	1800	410	-	RFB1010-182		CCM	35 ns		
15	55	2200	70	SBC3-222-191	RFB0807-222	LNK302	MDCM	75 ns	15.29 kΩ	13 V
	80	3900	90	-	RFB0807-392		CCM	35 ns		
	50	680	180	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	1500	220	SBC3-152-251	RFB0807-152		MDCM	75 ns		
	160	2200	220	SBC4-222-211	RFB0810-222		CCM	35 ns		
	175	1000	320	SBC4-102-291	RFB0810-102	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	1500	320	SBC4-152-251	RFB0810-152		CCM	35 ns		
	280	1200	400	-	RFB0810-122	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	2200	410	SBC6-222-351	RFB1010-222		CCM	35 ns		
24	45	3300	70	SBC3-332-151	RFB0807-332	LNK302	MDCM	75 ns	25.6 kΩ	22 V
	80	6800	100	SBC3-682-111	RFB0807-682		CCM	35 ns		
	35	680	180	SBC2-681-211	RFB0807-681	LNK304	MDCM	75 ns		
	120	2200	210	SBC3-222-191	RFB0810-222		MDCM	75 ns		
	160	3300	210	SBC4-332-161	RFB0810-332		CCM	35 ns		
	175	1800	300	-	RFB0810-182	LNK305	MDCM	75 ns		
	225	2200	290	SBC4-222-211	RFB1010-222		CCM	35 ns		
	280	1800	370	-	RFB1010-182	LNK306	MDCM	75 ns		
	360	3300	410	-	-		CCM	35 ns		

其它标准元件

R_{BIAS}: 2 kΩ, 1%, 1/8 W
C_{BP}: 0.1 μF, 50 V 陶瓷
C_{FB}: 10 μF, $1.25 \cdot V_O$
D_{FB}: 1N4005GP
R_Z: 470 Ω to 2 kΩ, 1/8 W, 5%

*表 5. 升压-降压型变换器元件的快速选择　　*选取最接近的标准数值的元件*

*LinkSwitch-TN*电路设计

*LinkSwitch-TN*工作方式

使用*LinkSwitch-TN*的降压型变换器的基本电路结构如图1(a) 所示。

为了稳定输出，表6中对开 / 关控制的原理加以说明。由于开关的操作是逐周期确定的，因而这种电源具有极佳的瞬态响应特性，而且无需控制环路补偿元件。如果在50 ms内没有反馈信号，则电源（仅限于LNK304-306）进入自动重启动工作方式。

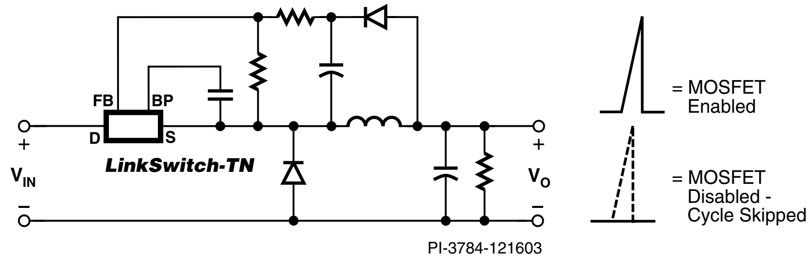
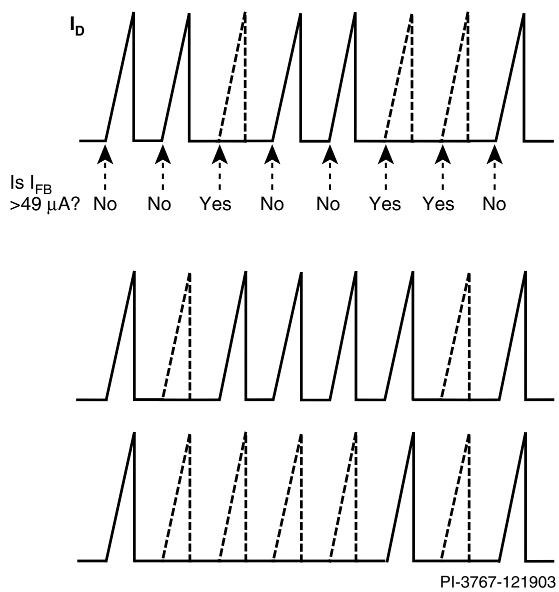
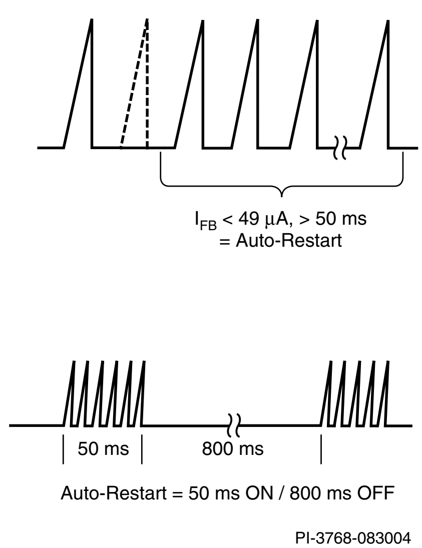
参考电路图及关键点		
正常操作		在每个周期开始时对反馈引脚(FB)进行采样。 • 如果I_{FB} < 49 µA，则进入下个周期 • 如果I_{FB} > 49 µA，则跳过下个周期 负载高时 – 极少的周期被跳过 负载低时 – 跳过很多周期
自动重启动 (仅限LNK304-306)		如果反馈(I_{FB} < 49 µA)持续> 50 ms, 输出开关将禁止大约800 ms.

表 6. LinkSwitch-TN的操作

版本F 04/09

在整个温度范围内FB引脚电压的容差都非常精确，这样可以使用直接检测输出电压的方法，而无需使用电压参考（稳压二极管或电压或电压参考IC）。例如，对于一个12 V输出的设计，其整个输出容差范围为±10%。为达到更好的性能，也可如表2所示采用光耦器和电压参考。由于光耦器仅仅用于电平移动，因而无需具有安规额定要求或安规认证的光耦器。光耦器的使用同时也允许将器件*LinkSwitch-TN*灵活地安放在不同位置，比如，在降压型电路中可以将*LinkSwitch-TN*置于低压返回端一侧，由于源极引脚及其相连接的元件不再是开关节点的一部分电路，因而其EMI会大大降低。

选择拓扑结构

如果可能，尽量使用降压型拓扑结构。降压型拓扑对于给定的*LinkSwitch-TN*器件及电感可以提供最大的输出功率。同时，功率开关及续流二极管上的电压应力及经过输出电感的平均电流在降压型电路中比在降压-升压拓扑结构中稍微低一些。

选择工作模式 – MDCM和CCM工作方式

在设计的起始阶段，在极度非连续导通方式(MDCM)和连续导通方式(CCM)之间加以选择。因为这决定了如何选择*LinkSwitch-TN*器件、续流二极管及电感。为得到最大的输出电流，可选择CCM工作方式。否则，对于其它情况则建议选择MDCM工作方式。总体上讲，通过选择工作方式及其相应的元件可以得到整个方案的最低成本。表7对两种工作方式的优缺点进行了总结。

CCM和MDCM的差异还包括，DCM具有较好的瞬态响应，而CCM的输出纹波较低（电容ESR相同的情况下）。但是这些差异在*LinkSwitch-TN*低输出电流的应用中通常不是很重要。

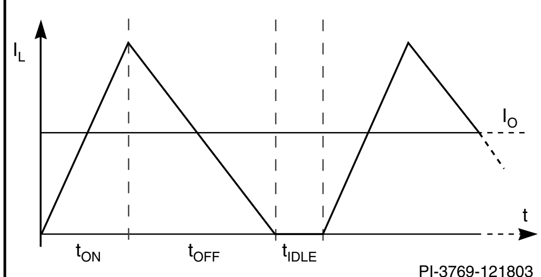
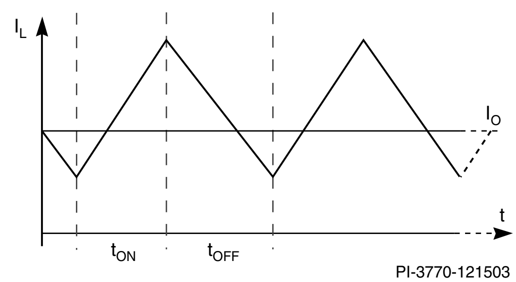
CCM和MDCM工作方式的比较		
工作方式	**MDCM**	**CCM**
操作描述	在t_{OFF}期间电感电流下降到零。当t_{IDLE} = 0时，介于MDCM和CCM工作方式的临界状态。	在整个开关周期内，电感中都流过连续的电流。
电感	**成本低** 感量小，体积小。	**较高的成本** 较高的感量，体积大。
续流二极管	**成本低** 75 ns超快反响恢复类型 (35 ns，环境温度>70 °C)。	**成本高** 要求35 ns的超快恢复类型二极管。
LinkSwitch-TN	**潜在的成本较高** 可能需要使用较大的器件来输出所要求的输出电流-取决于所要求的输出电流。	**潜在的成本最低** 可能允许使用较小的器件来输出所需要的输出电流-取决于所要求的输出电流。
效率	**效率较高** 开关损耗较低。	**效率较低** 开关损耗较高。
总体评价		**通常成本较高。**

表 7. 极度非连续导通工作方式(MDCM)和连续导通方式工作方式(CCM)的比较

降压型或降压-升压型变换器工作于CCM还是MDCM导通方式主要依赖于输入电压、输出电压、输出电流以及所用器件的限流点。输入电压、输出电压、输出电流都是已经确定好的设计参数。因此，*LinkSwitch-TN*器件（限流点）才是决定导通方式的唯一设计参数。

“极度非连续”一词仅用于开-关控制方式。在此状态下，只有少数的开关周期使电感中的电流连续，大多数的开关周期将工作于非连续导通方式。可以将电源设计在完全非连续的工作状态，但这样会限制输出端可得到的输出电流的大小，从而没有实现性价比高的最佳设计。

详细设计步骤

步骤 1 – 确定系统要求的VAC_{MIN}、VAC_{MAX}、P_O、V_O、f_L、η

根据表8确定输入电压范围。

输入(VAC)	VAC_{MIN}	VAC_{MAX}
100/115	85	132
230	195	265
宽电压范围	85	265

表 8. 标准的全球输入线电压范围

线电压（输入电压）频率，f_L:50或60 Hz，使用半波整流时使用$f_L/2$的数值。
输出电压，V_O:以伏特为单位。
输出功率，P_O:以瓦特为单位。

电源效率，η:如果没有合适的数据，对12 V输出使用0.7的数值；对5 V输出使用0.55的数值。

	总的电容容量$C_{IN(总)}$ μF/P_{OUT} (C_{IN1} + C_{IN2})	
AC 输入电压(VAC)	半波整流	全波整流
100/115	6-8	3-4
230	1-2	1
宽电压输入	6-8	3-4

表 10. 对应不同的输入电压范围建议的总的输入电容容量

步骤 2 – 确定AC输入级

输入级由可熔电阻、输入整流二极管及线滤波器网络所组成。可熔电阻应选用阻燃类型的电阻，根据不同的输入端雷击测试要求，需要使用线绕类型的电阻。可熔电阻的作用为保险丝、浪涌电流限制及差模噪声衰减。

对于输出功率小于等于1 W的设计，使用半波整流时成本最低；输出功率大于1 W时，则采用全波整流 (此时输入电容较小)。通过在低压返回端增加第二个二极管的方法，可以改善半波整流设计的EMI性能。这样相当于提供了一个EMI选通门（EMI电流只有在二极管导通时才能流过），同时在做差模雷击测试时，由于电压被两个二极管所分担，因而也使雷击测试的耐压值提高了一倍。表9所示为对应不同输出功率、输入电压为宽电压范围的情况下建议采用的输入级。而表10所示为对应其它输入电压范围情况下，如何调整输入电容的容量。

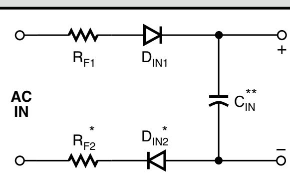
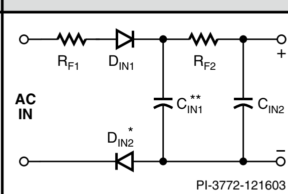
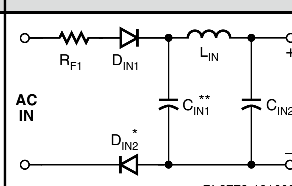
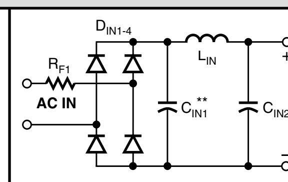
P_{OUT}	0.25 W	0.25-1 W	> 1 W	
85-265 VAC 输入级				
	R_{F1}, R_{F2}: 100-470 Ω, 0.5 W, Fusible C_{IN}: 2.2 μF, 400 V D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible R_{F2}: 100 Ω, 0.5 W, Flameproof C_{IN1}, C_{IN2}: 3.3 μF, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible L_{IN}: 470 μH-2.2 mH, 0.05 A-0.3 A C_{IN1}, C_{IN2}: 4 μF/W_{OUT}, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1}: 8.2 Ω, 1 W Fusible L_{IN}: 470 μH-2.2 mH, 0.05 A-0.3 A C_{IN1}, C_{IN2}: 2 μF/W_{OUT}, 400 V each D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4005, 1 A, 600 V
注释	*可选的，用于改善EMI及输入雷击特性。对于在返回端有无阻抗要求的设计可以省去。 **可增加数值以满足所要求的差模雷击测试。			

表 9. 对应宽电压输入范围所建议的AC输入级

步骤3 – 根据AC输入电压确定最小和最大的DC输入电压 V_{MIN}和 V_{MAX}

V_{MAX}可计算如下

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \cdot V_{ACMAX} \qquad (1)$$

假定输入可熔电阻的数值很小，其两端的电压降可以忽略。

如果没有更好的参考数据，假定桥式二极管的导通时间为t_c = 3 ms。

最小输入电压V_{MIN}

$$V_{MIN} = \sqrt{\left(2 \cdot V_{ACMIN}{}^2\right) - \frac{2 \cdot P_O\left(\frac{1}{2 \cdot f_L} - t_C\right)}{\eta \cdot C_{IN\,(TOTAL)}}} \qquad (2)$$

如果V_{MIN}小于等于70 V，则增加输入电容$C_{IN(TOTAL)}$的容量。

步骤4 – 根据输出电流和限流点选择*LinkSwitch-TN*器件

参照表7确定工作方式。

对于MDCM工作方式，输出电流(I_O)应小于等于所选器件的数据手册中列明的最小限流点的一半。

$$I_{LIMIT\_MIN} > 2 \cdot I_O \qquad (3)$$

对于CCM工作方式，电源输出电流I_O可以比所选器件最小限流点I_{LIMIT_MIN}高50%，但不能超过80%。

$$0.5 \cdot I_{LIMIT\_MIN} < I_O < 0.8 \cdot I_{LIMIT\_MIN} \qquad (4)$$

请参考*LinkSwitch-TN* 数据手册中的限流点数值。

步骤5 – 选择输出电感

表4和表5提供了设计表单计算出来的针对常用输出电压和电流的电感数值及其RMS电流额定值。选择邻近最接近的电感，使其电压及／或电流额定值高于电源所要求的输出规格。作为选择，也可采用*PI Expert*设计软件包中的PIXls设计表单工具或附录A来计算出精确的电感数值（公式A7）及RMS电流额定值 (公式A21)。

由于较低的DC阻抗及较高的RMS电流额定值，建议所选电感的感量要接近L_{TYP}的数值，而不要选择L_{TYP}的1.5倍。680 μH电感的下限值限制了di/dt的最大值，从而防止很高的峰值电流值出现。表3和表4提供了两个供应商制作的标准电感的参考型号。

$$680\ \mu H < L_{TYP} < L < 1.5 \cdot L_{TYP} \qquad (5)$$

对于*LinkSwitch-TN*的设计，其工作方式不是依赖于电感的大小。工作方式是负载电流和所选器件限流点的函数。电感数值仅仅决定电源的平均开关频率。

图2所示为典型标准电感制造商的数据手册。非定制“鼓型磁芯／狗骨型／I型磁芯”电感随电流的增加，其感量数值会降低高达20%。公式（A7）中的常数K_{L_TOL}及设计表单都针对这种感量的下降及最初电感量的容差进行了考量。

例如，如果需要一个680 μH、360 mA的电感，参照图2，考虑到10%的误差以及工作电流（约[0.36/0.38] • 10）处估算得到的9.5%的感量降低。因而K_{L_TOL}的数值为K_{L_TOL} = 1.195 (19.5%)。

如果没有合适的数据作参考，可以假定K_{L_TOL}的数值为1.15 (15%)。

电感量及其容差　电流额定值 20 °C温升　电流额定值 40 °C温升　电流额定值 对应-10%的数值

● SBC3系列(SBC3-□□□-○○○)

型号	电感量 L(mH/ at 10 kHz	Rdc (Ω) max.	额定电流 (A) ΔT = 20 °C	电流（参考数值）(A) ΔT = 40 °C	电流（参考数值）(A) L change rate -10%
681-361	680±10%	1.62	0.36	0.50	0.38
102-281	1000±10%	2.37	0.28	0.39	0.31
152-251	1500±10%	3.64	0.25	0.35	0.26
222-191	2200±10%	5.62	0.19	0.26	0.21
332-151	3300±10%	7.66	0.15	0.21	0.17

PI-3783-121404

图 2. 标准电感的数据手册举例

由于电感本身损耗的存在，并不是所有储存在电感中的能量都会传送至负载。考虑到此因素，使用一个称为损耗因子的参数K_{LOSS}。如公式6中所给出的结果，建议的数值为电源总损耗的50%至66%之间。例如，对于一个总体效率(η)为0.75 的设计，其K_{LOSS}数值介于0.875和0.833之间。

$$K_{LOSS} = 1 - \left(\frac{(1-\eta)}{2}\right) \; to \; 1 - \left(\frac{2(1-\eta)}{3}\right) \qquad (6)$$

步骤6 – 选择续流二极管

对于环境温度t_{AMB} 70 °C的MDCM工作方式，选择t_{rr} 75 ns的超快速二极管。环境温度t_{AMB} >70 °C选取t_{rr} 35 ns的二极管。

对于CCM工作方式，选取t_{rr} 35 ns的超快速二极管。

续流二极管的反向耐压要留有25%的设计裕量，

$$V_{PIV} > 1.25 \cdot V_{MAX} \qquad (7)$$

二极管必须能够流过满载电流。因此

$$I_F > 1.25 \cdot I_O \qquad (8)$$

表3所列出为常用续流二极管的型号。

步骤7 – 选择输出电容

应根据输出电压的纹波要求选择输出电容。一般地，输出电压的纹波由电容的ESR决定。ESR由下式来估算：

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{LIMIT}} \qquad (9)$$

其中V_{RIPPLE}为所要求的最大输出纹波，I_{LIMIT}为*LinkSwitch-TN*的限流点。电容的ESR数值应该在接近66 kHz开关频率的频点上加以规定。

不建议使用数值高于100 µF的电容，因为会使输出电压不能在50 ms内达到稳压值，从而使电源进入自动重启动状态。如果需要使用更大的电容容量，则应增加缓启动电容（参见其它信息部分）。

步骤8 – 选择反馈电阻

选取电阻R_{FB}和R_{BIAS}的数值，使得在输出端稳压时反馈引脚电压(V_{FB})为1.65 V。此电压产生的反馈引脚电流(I_{FB})为49 µA。

假设R_{BIAS}的电阻值为R_{BIAS} = 2 kΩ；这样反馈网络的偏置电流约为0.8 mA。因而R_{FB}的数值为

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{BIAS}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}) \cdot R_{BIAS}}{V_{FB} + (I_{FB} \cdot R_{BIAS})} = \frac{(V_O - 1.65\text{ V}) \cdot 2\text{ k}\Omega}{1.748\text{ V}} \qquad (10)$$

步骤9 – 选择反馈二极管和电容

反馈电容使用10 µF的一般用途的电解电容，耐压额定高于输出电压V_O的1.25倍。

反馈二极管使用玻璃钝化的1N4005GP或者1N4937GP，电压额定高于最大直流输入电压V_{MAX}的1.25倍。

步骤10 – 选择旁路电容

使用0.1 µF、50 V的陶瓷电容。

步骤11 – 选择假负载电阻

对于直接反馈方式的设计，如果最小负载小于3 mA，则R_{PL}可利用$R_{PL} = V_O$ / 3 mA加以计算。

其它信息

非电阻性负载的启动

如果总的系统输出电容容量大于100 µF或者输出电压高于12 V，则开机时输出电压可能不会在50 ms内达到稳压值，进而触发自动重启动工作状态。当负载不是阻性负载，比如马达或风扇时，这种情况尤其会发生。但对于LNK302器件，不会出现此情况，因为LNK302不具备自动重启动功能。

为了增加启动时间，可以在反馈电阻两端增加缓启动电容，如图3所示。该缓启动电容的数值一般在0.47 µF至47 µF之间，其耐压额定值为输出电压V_O的1.25倍。图4所示为一个12 V、150 mA的设计中，驱动一个马达负载情况下，使用C_{SS}的效果。

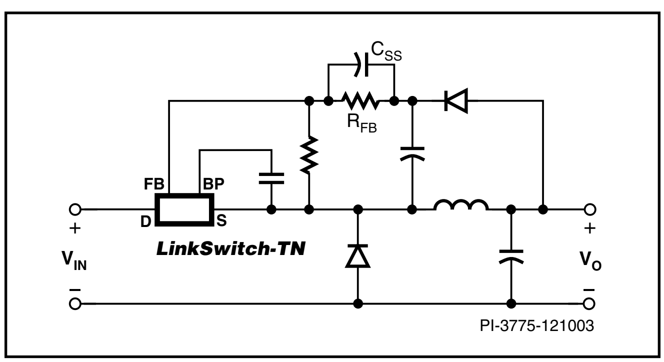


图 3. 显示缓启动电容位置的原理图举例

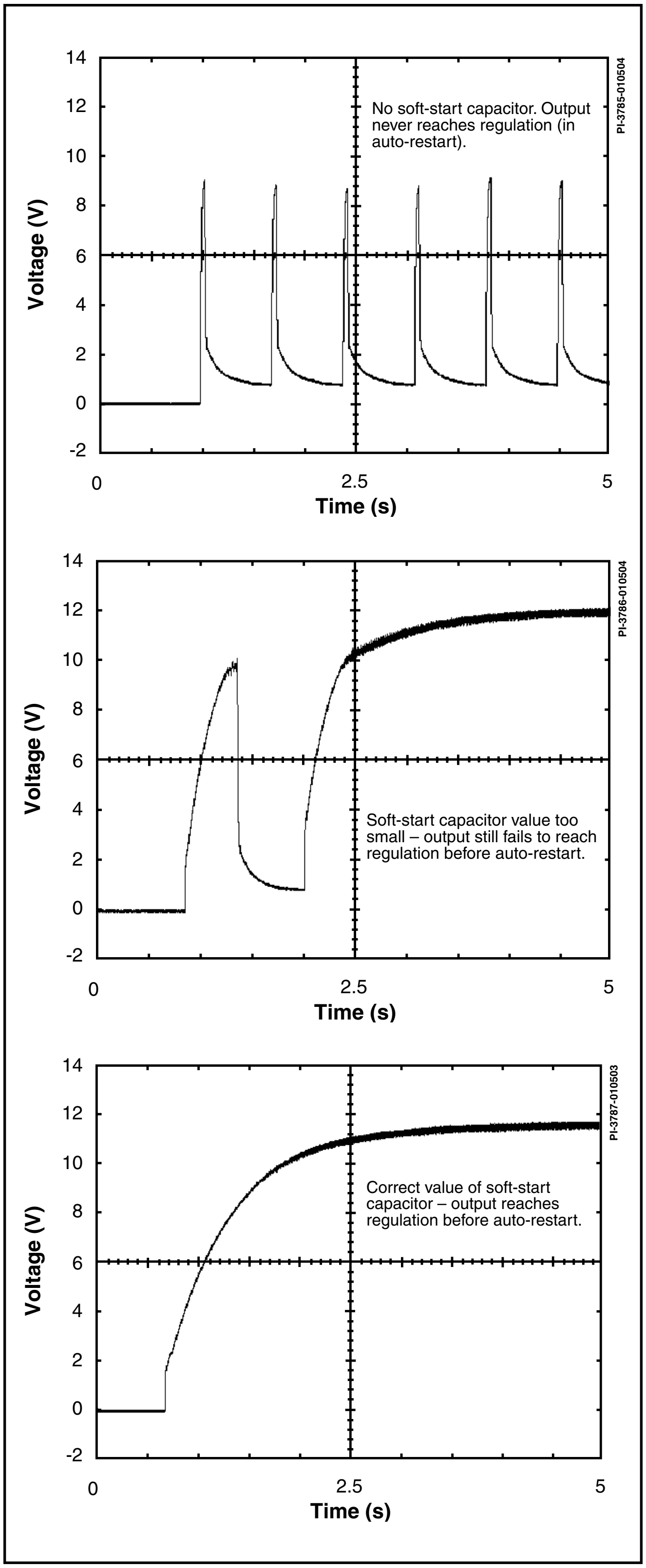


图 4. 使用缓启动电容来驱动一个12 V、0.15 A马达负载的例子。所有测量都是在85 VAC的输入电压情况下（最差条件下）进行的

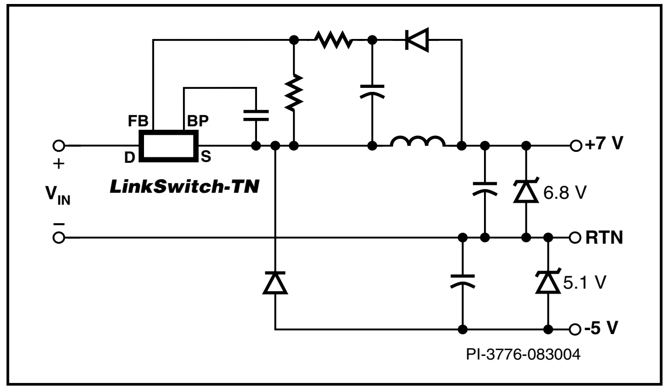


图 5. 电路举例 – 双路输出电压的产生

负输出和正输出的产生

在家电应用中经常要求有以AC输入作为参考的极性为正和极性为负的输出。可以采用图5中的电路来实现。在每路输出都有一个稳压值接近所要求输出电压的稳压二极管，确保在一路输出轻载而另外一路输出重载时其输出电压的稳压精度。采用*LinkSwitch-TN*设计的电路就仿佛单路输出电源一样，只是其输出电流等于两路输出电流之和。在本例中两路输出电压的幅值之和为12 V。

恒定输出电流的电路（LED驱动）

图6所示的电路适合于驱动类似LED的恒流负载。它利用*LinkSwitch-TN*具有严格容差及温度稳定性的反馈引脚电压作为电压参考，提供了精确的输出电流。

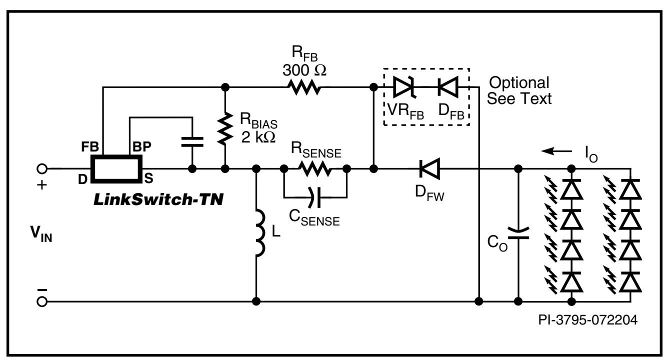


图 6. 高压端连接的降压-升压型恒定输出电流的电路结构

为产生恒定的输出电流，平均输出电流由电阻R_{SENSE}和电容C_{SENSE}转换为一个电压信号，通过R_{FB}和R_{BIAS}加到反馈引脚。

对应图中所示的R_{BIAS}和R_{FB}数值，选取R_{SENSE}的数值使得在所要求的输出电流点处，其两端产生的电压降为2 V。电容C_{SENSE}对R_{SENSE}两端由电感纹波电流调制的电压进行滤波。电容C_{SENSE}的数值必须足够大，以降低纹波电压，特别是在MDCM设计的情况下。选取C_{SENSE}的数值，使得R_{SENSE}和C_{SENSE}的时间常数(t)高于开关周期(15 µs) 的20倍。C_{SENSE}两端的峰值电压等于$R_{SENSE} \times I_{LIMIT(MAX)}$。

输出电容是可选的，但如果没有输出电容，负载端会流过所选*LinkSwitch-TN*的全部峰值电流 (I_{LIMIT})。为了将负载的峰值电流降低到可以接受的水平，可以增加C_O的数值(一般在100 nF至10 uF的范围以内)。

如果负载开路，会失去反馈，输出端很高的输出电压可能会引起电路故障。为防止此情况发生，如图6所示，可以增加另一个由D_{FB}和VR_{FB}组成的电压控制环路。该电路同样要求选用适当的C_O电容。所选稳压管的稳压值应高于LED灯串恒流工作时灯串两端的最高电压。

同样的设计公式 / 设计表单也可用在标准的降压-升压型设计当中，但要考虑如下因素。

1. V_O = LED的$V_F \times$ 每串中所用LED的数目
2. I_O = LED的$I_F \times$ LED灯串的串数
3. 由于R_{SENSE}的损耗，使用较低的估算效率（将R_{SENSE}作为电感电阻输入至设计表单当中）
4. 设定$R_{BIAS} = 2\ k\Omega$，$R_{FB} = 300\ \Omega$
5. $R_{SENSE} = 2/I_O$
6. $C_{SENSE} = 20 \times (15\ \mu s/R_{SENSE})$
7. 根据负载可接受的纹波电流选取C_O
8. 如果负载可能开路或者有额外的故障保护要求，除了增加C_O以外还要增加电压反馈元件D_{FB}和VR_{FB}

散热环境

为了确保良好的散热性能，利用足够的散热片可以将源极引脚的温度维持在低于100 °C以下。

对于环境温度较高(>50 °C)的应用，建议在最大环境温度下对制作的电源进行测试，以确保电源具有足够的散热裕量。数据手册中提供的最大输出电流的数值是相应于50 ℃的环境温度条件，如果过热则要降额使用。同时，在工作温度较高(>70 °C)时，建议使用超快速低反向恢复时间(~35 ns)的二极管。

建议的布局考量

载有高电流的走线要尽量使用较短及较宽度的铺铜。这些走线包括连接至输入电容、电感、*LinkSwitch-TN*、续流二极管及输出电容的走线。

多数现货供应的非定制电感都采用“鼓”型磁芯或者“狗骨头”型的磁芯。这些电感的磁路都不会很好的闭合，会产生严重的磁耦合。这样它们成为差模噪音的噪声源。因此，这些电感的位置必须尽量远离AC输入线。

附录A:

降压型及降压-升压型拓扑中电感量的计算

不管输入电压和工作方式如何，都有一个最低电感量的要求，以输出所要求的输出功率。

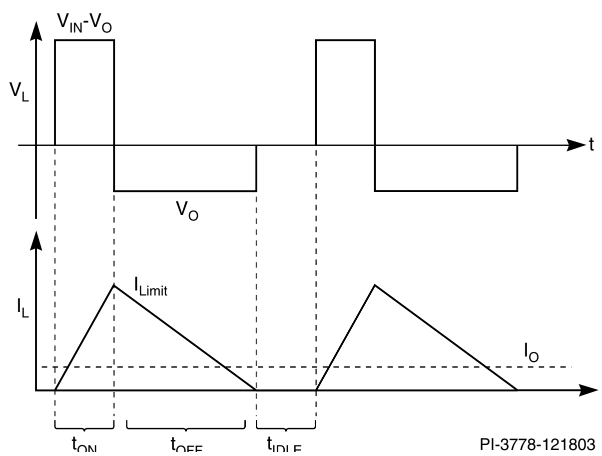


图 7. 降压型变换器DCM工作时电感的电压及电流

在一般情况下，非连续导通模式（DCM）时电感中的电流波形如图7所示。下面的公式对CCM和DCM工作方式都有效。从图7可以看到有三个独立的时间段。t_{ON}为*LinkSwitch-TN*导通而续流二极管关断的时间段。电感中的电流从零初始值开始斜坡上升。峰值电流为所用器件的限流点I_{LIMIT}。t_{OFF}为*LinkSwitch-TN*关断而续流二极管导通的时间段。在此期间电流斜坡下降至零。t_{IDLE}为*LinkSwitch-TN*和续流二极管都处于关断状态的时间段。在此期间电感电流为零。

在CCM工作方式，此空闲状态不存在，因而$t_{IDLE} = 0$。

如果忽略续流二极管的正向电压降，在降压型变换器中我们可以将t_{ON}时间段结束时的电流振幅表示为

$$\Delta I(t_{ON}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{MIN}} \cdot t_{ON}$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \cdot (I_{LIMIT\_MIN} - I_O) \quad t_{IDLE} = 0 \; (for\ CCM)$$

$$I_{RIPPLE} = I_{LIMIT\_MIN}, \quad t_{IDLE} > 0 \; (for\ DCM)$$

(A1)

其中

I_{RIPPLE} = 电感纹波电流
I_{LIMIT_MIN} = 最小限流点
V_{MIN} = 最低DC总线电压
V_{DS} = 导通状态的漏极至源极电压降
V_O = 输出电压
L_{MIN} = 最小电感量

类似地，我们可以将t_{OFF}时间段结束时的电流振幅表示为

$$\Delta I(t_{OFF}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_O}{L_{MIN}} \cdot t_{OFF} \quad (A2)$$

在每个开关周期开始时流经电感的初始电流可以表示为

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT\_MIN} - I_{RIPPLE} \quad (A3)$$

一个开关周期中流经电感的平均电流等于输出电流I_O。该电流可表示为

$$I_O = \frac{1}{T_{SW\_MAX}} \left(\begin{array}{l} \frac{1}{2} \cdot (I_{LIMIT\_MIN} + I_{INITIAL}) \cdot t_{ON} + \frac{1}{2} \cdot \\ (I_{LIMIT\_MIN} + I_{INITIAL}) \cdot t_{OFF} + 0 \cdot t_{IDLE} \end{array} \right)$$

(A4)

其中

I_O = 输出电流。
T_{SW_MAX} = 与最小开关频率FS_{MIN}相对应的开关时间间隔。

由公式(A1)和(A2)替换t_{ON}和t_{OFF}我们可以得到

$$I_O = \frac{1}{T_{SW\_MAX}} \left(\begin{array}{l} \frac{1}{2} \cdot (I_{LIMIT\_MIN} + I_{INITIAL}) \frac{I_{RIPPLE} \cdot L_{MIN}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_O} \\ + \frac{1}{2} \cdot (I_{LIMIT\_MIN} + I_{INITIAL}) \frac{I_{RIPPLE} \cdot L_{MIN}}{V_O} \end{array} \right)$$

(A5)

$$L_{MIN} = \frac{2 \cdot (V_O \cdot I_O) \cdot (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT\_MIN}{}^2 - I_{INITIAL}{}^2) \cdot FS_{MIN} \cdot (V_{MIN} - V_{DS})}$$

(A6)

输出电压高于20 V时，使用V_{MAX}来计算L_{MIN} (公式A6)。输出电压低于20 V时，使用V_{MIN}来计算L_{MIN}，这样可以对限流点延迟时间过冲加以补偿。

但是，这里并没有将电感(绕组阻抗和磁芯损耗)和续流二极管的损耗计算在内。这些损耗会限制电源的最大输出功率能力，进而降低最大输出电流。为了能够输出规定的满载功率，最小电感量的数值必须对这些损耗加以补偿。通过估计电源中总损耗的方法可以对这些损耗加以估算，然后再将这些损耗分配至电感和二极管部分。可以利用损耗因子K_{LOSS}来完成上述损耗的分配，这相应地增大了电感的尺寸。

此外，这类应用常用的电感为骨架型电感或狗骨型扼流圈。规范电流额定时要考虑20 °C或40 °C的温升情况，并将电感量降低10%。在最小电感量的表达式中还必须加入一个电感量容差因子K_{L_TOL}，用于考量生产中可能出现的容差。这样，典型电感量的数值可以表示为

$$L_{TYP} = \frac{2 \cdot K_{L\_TOL} \cdot \left(\frac{V_O \cdot I_O}{K_{LOSS}} \right) \cdot (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT\_MIN}{}^2 - I_{INITIAL}{}^2) \cdot FS_{MIN} \cdot (V_{MIN} - V_{DS})}$$

(A7)

其中

K_{LOSS}为损耗因子，用于计算关断状态时电感的总损耗。

K_{L_TOL}为电感容差因子，位于1.1和1.2之间。典型值为1.15。

使用此电感量典型值，我们可以将最大输出功率表示为

$$P_{O\_MAX} = \frac{1}{2} \cdot L_{TYP} \cdot \left(I_{LIMIT\_MIN}{}^{2} - I_{INITIAL}{}^{2}\right) \cdot FS_{MIN} \cdot \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_{O}} \cdot \frac{K_{LOSS}}{K_{L\_TOL}} \quad (A8)$$

类似地，对于降压-升压型拓扑结构，L_{TYP}和P_{OMAX}可以表示为

$$L_{TYP} = \frac{2 \cdot K_{L\_TOL} \cdot \left(\frac{V_O \cdot I_O}{K_{LOSS}}\right)}{\left(I_{LIMIT\_MIN}{}^{2} - I_{INITIAL}{}^{2}\right) \cdot FS_{MIN}} \quad (A9)$$

$$P_{O\_MAX} = \frac{1}{2} \cdot L_{TYP} \cdot \left(I_{LIMIT\_MIN}{}^{2} - I_{INITIAL}{}^{2}\right) \quad (A10)$$

平均开关频率

LinkSwitch-TN 采用开-关控制方式，由于周期被跳过的原因，开关频率是不均匀的。将公式A8中的最大输出功率用输出功率加以替代，这样我们就可以对开关频率进行平均。化简后得到

$$FS_{AVG} = \frac{2 \cdot V_O \cdot I_O \cdot K_{L\_TOL}}{L \cdot \left(I_{LIMIT}{}^{2} - I_{INITIAL}{}^{2}\right) K_{LOSS}} \cdot \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{V_{MIN} - V_{DS}} \quad (A11)$$

类似地，对于降压-升压型拓扑结构，化简公式A9，可以得到

$$FS_{AVG} = \frac{2 \cdot V_O \cdot I_O}{L \cdot \left(I_{LIMIT}{}^{2} - I_{INITIAL}{}^{2}\right) K_{LOSS}} \cdot \frac{K_{L\_TOL}}{K_{LOSS}} \quad (A12)$$

RMS电流的计算

流经电感的RMS电流大小主要用来确保适当的电感，并且不会出现过热。同样，流经*LinkSwitch-TN*和续流二极管的RMS电流用于估算电源的损耗。

假定工作于CCM工作方式，稳态工作时电感的初始电流为

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT\_MIN} - \frac{V_O}{L} \cdot t_{OFF} \quad (A13)$$

对于DCM工作方式，此初始电流为零。

流经*LinkSwitch-TN*的电流与时间成函数关系，可由下式给出

$$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L} \cdot t, 0 < t \le t_{ON}$$

$$i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \le t_{ON} \quad (A14)$$

流经续流二极管的电流与时间成函数关系，可由下式给出

$$i_D(t) = 0, \quad 0 < t \le t_{ON}$$

$$i_D(t) = I_{LIMIT\_MIN} - \frac{V_O}{L}, t_{ON} < t \le t_{SW} \quad (A15)$$

$$i_D(t) = 0, \quad I_{LIMIT\_MIN} - \frac{V_O}{L} \cdot t < 0 \quad (A16)$$

流经电感的电流与时间成函数关系，可由下式给出

$$i_L(t) = i_{SW}(\mathrm{t}) + i_D(t) \quad (A17)$$

根据RMS电流的定义，流经开关、续流二极管及电感中的RMS电流可以表示如下

$$i_{SW\_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^{t_{ON}} i_{SW}(t)^2 \cdot dt} \quad (A18)$$

$$i_{D\_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_{t_{ON}}^{t_{ON}+t_{OFF}} i_D(t)^2 \cdot dt} \quad (A19)$$

$$i_{L\_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^{T_{AVG}} \left(i_{SW}(t) + i_D(t)\right)^2 \cdot dt} \quad (A20)$$

由于开关和续流二极管在关断和开通期间电流分别下降到零，电感的RMS电流可以简化为

$$i_{L\_RMS} = \sqrt{i_{SW\_RMS}{}^{2} + i_{D\_RMS}{}^{2}} \quad (A21)$$

表A1列出了使用降压及降压-升压拓扑结构时一些重要参数的设计公式。

参数	降压	降压-升压
L_{TYP}	$L_{TYP} = \dfrac{2 \cdot K_L \cdot \left(\dfrac{V_O \cdot I_O}{K_{L\_LOSS}}\right) \cdot (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT\_MIN}{}^2 - I_{INITIAL}{}^2) \cdot FS_{MIN} \cdot (V_{MIN} - V_{DS})}$	$L_{TYP} = \dfrac{2 \cdot K_L \cdot \left(\dfrac{V_O \cdot I_O}{K_{L\_LOSS}}\right)}{(I_{LIMIT\_MIN}{}^2 - I_{INITIAL}{}^2) \cdot FS_{MIN}}$
F_{AVG}	$FS_{TYP} = \dfrac{2 \cdot V_O \cdot I_O \cdot K_L}{L \cdot (I_{LIMIT}{}^2 - I_{INITIAL}) \cdot K_{L\_LOSS}} \cdot \dfrac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{V_{MIN} - V_{DS}}$	$FS_{AVG} = \dfrac{2 \cdot V_O \cdot I_O}{L \cdot (I_{LIMIT}{}^2 - I_{INITIAL}{}^2)} \cdot \dfrac{K_L}{K_{L\_LOSS}}$
$i_{SW}(t)$ *LinkSwitch-TN* 电流	$i_{SW}(t) = i_{INIT} + \dfrac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L} \cdot t\ , t \le t_{ON}$ $i_{SW}(t) = 0\ , t > t_{ON}$	$i_{SW}(t) = i_{INIT} + \dfrac{V_{MIN} - V_{DS}}{L} \cdot t\ , t \le t_{ON}$ $i_{SW}(t) = 0\ , t > t_{ON}$
$i_d(t)$ 二极管正向电流	$i_D(t) = I_{LIMIT\_MIN} - \dfrac{V_O}{L} \cdot t\ , t > t_{ON}$ $i_D(t) = 0\ , I_{LIMIT\_MIN} - \dfrac{V_O}{L} \cdot t < 0$ $i_D(t) = 0\ , t \le t_{ON}$	$i_D(t) = I_{LIMIT\_MIN} - \dfrac{V_O}{L} \cdot t\ , t > t_{ON}$ $i_D(t) = 0\ , I_{LIMIT\_MIN} - \dfrac{V_O}{L} \cdot t < 0$ $i_D(t) = 0\ , t \le t_{ON}$
$i_L(t)$电感电流	$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t)$	$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t)$
最大漏极电压	V_{MAX}	$V_{MAX} + V_O$

表A1. 降压和降压-升压拓扑结构的电路特性

版本	注释	日期
A	最终发布版本。	1/04
B	修改了表3和表4。	4/04
C	增加了LNK302。	7/04
D	表4和表5中增加了信息。	12/04
E	修改了公式2。	5/05
F	更新了表1内的关键产品特性一栏。	4/09

有关最新的产品信息，请访问 *www.powerint.com*

全球销售支持网络

全球总部
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@powerint.com

中国（上海）
Rm 807-808A
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

中国（深圳）
Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828
e-mail: chinasales@powerint.com

德国
Rueckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: eurosales@powerint.com

印度
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-41138020
Fax: +91-80-41138023
e-mail: indiasales@powerint.com

意大利
Via De Amicis 2
20091 Bresso MI – Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@powerint.com

日本
Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

韩国
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@powerint.com

新加坡
51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@powerint.com

台湾
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

欧洲总部
1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@powerint.com

技术支持热线
World Wide +1-408-414-9660

技术支持传真
World Wide +1-408-414-9760