

全面认识开关型电源中的BUCK-BOOST功率级

Everett Rogers

系统能源

摘要

开关电源由功率级和控制电路组成，功率级完成从输入电压到输出电压的基本能量转换，它包括开关和输出滤波器。这篇报告只介绍降压-升压（buck-boost）功率级，不包含控制电路。详细介绍了工作在连续模式和非连续模式下buck-boost功率级的稳态和小信号分析，同时也介绍了标准buck-boost功率级的不同变型，并讨论了功率级对组成部件的要求。

目录

1 简介	2
2 Buck-Boost级稳态分析	3
2.1 Buck-Boost 稳态连续导通模式分析	3
2.2 Buck-Boost 稳态非连续导通模式分析	7
2.3 Critical Inductance	11
3 Buck-Boost功率级小信号模型	12
3.1 Buck-Boost 连续导通模式小信号分析	13
3.2 Buck-Boost非连续导通模式小信号分析	16
4 Buck-Boost功率级的变型	21
4.1 反向(Playback)功率级	21
5 组件选择	24
5.1 输出电容	24
5.2 输出电感	26
5.3 功率开关	27
5.4 输出二极管	28
6 总结	29
7 参考文献	31

商标属于各自所有者持有。

1 介绍

开关电源最常见的三种结构布局是降压（buck）、升压（boost）和降压-升压（buck-boost），这三种布局都不是相互隔离的，也就是说，输入级电压和输出电压是共地的，但是也存在这种隔离拓扑的变型。电源布局主要是指这些开关、输出电感和输出电容怎么连接的。每种布局都有它独自的特性，这些性能主要包括稳态电压转换比、输入输出电流的状态、输出电压的纹波特征，另一个主要特性就是占空比-输出电压的传输函数的频率响应。

Buck-boost是一种流行的非隔离、逆功率级的拓扑，有时也称为升降功率级。电源设计者选用buck-boost功率级是因为输出电压和输入电压是反向的，这种拓扑结构可以得到在幅度上，比输入电压更高的输出电压（像升压（boost）功率级），或者更低的输出电压（像降压（buck）功率级），这就是它名字的由来，但是输出电压在极性上跟输入电压是相反的。由于功率开关（Q1）的作用，buck-boost的输入电流是非连续的或脉冲的，在每个开关周期内，脉冲电流从0变化到 I_L ，输出电流也是非连续或脉冲的，这是因为输出二极管只能在开关周期内的一部分时间内导通，输出电容提供开关周期内其它时间的所有负载电流。这篇报告描述了在给定的理想波形下，连续模式和非连续模式中buck-boost转换器的稳态工作过程。

在介绍了脉冲宽度调制（PWM）开关模型后，给出了占空比-输出电压的传输函数。图1显示了包括驱动电路模块在内的buck-boost功率级的简单原理图，功率开关Q1是以一个n通道的金属氧化物半导体场效应管（MOSFET），输出二极管是CR1。电感L和电容C组成了有效的输出滤波器。在分析过程中，考虑了电容ESR（等效串联电阻） R_C 和电感DC的阻抗， R_L 。电阻R，代表了在功率输出端的负载。

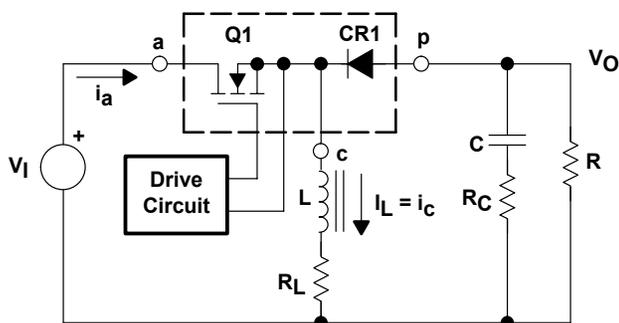


图1.buck-boost 功率级原理图

在buck-boost功率级的正常工作中，Q1在控制电路的开关时间内，重复的打开、关上。在Q1、CR1和L的连接节点处，开关动作产生了一个脉冲序列。电感L跟输出电容C相连，只有在CR1导通时，一个有效的L/C输出滤波器才形成，过滤脉冲序列，产生直流输出电压。

2 Buck-Boost 功率级稳态分析

功率级可以在连续电感器电流和非连续电感器电流模式下工作，连续电感器电流模式在稳态工作时，整个开关周期内都有电流连续通过电感器；非连续电感器电流模式是开关周期内的一部分时间电感电流为0，它在整个周期内从0开始，达到一个峰值后，再回到0。

这两种模式稍后再详细探讨，在给出额定负载情况下如何选择电感值，来保证工作在选定模式的设计指导书也会提供。对于转换器来说，在预期工作条件下只保持希望的工作模式是很理想的，因为在两种不同工作模式下功率级的频率响应变化相差很大。

经过这些分析发现，采用n通道的功率型金属氧化物半导体场效应管（MOSFET），驱动电路打开通管（FET）时，Q1的栅极和漏极间加上正的电压 $V_{GS(ON)}$ ，采用n通道场效应管的优势在于它的低导通电阻 $R_{DS(on)}$ ，但是驱动电路就更加复杂，因为需要浮动电极。而同样大小的p通道场效应管有较高的 $R_{DS(on)}$ ，通常也不需要浮动电极回路。晶体管Q1和二极管CR1画在点划线方框里面，终端接口标为a，p和c，这些会在BUCK-BOOST功率级模型部分详细讲到。

2.1 Buck-Boost 稳态连续导通模式分析

紧接着介绍Buck-Boost 的稳态连续导通模式分析，这部分主要目的就是给出一个Buck-Boost 稳态连续导通模式下电压转换关系的推导。这是很重要的，因为它揭示了输出电压怎样由占空比和输入电压决定，或者相反，怎样基于输入电压和输出电压来计算占空比。稳态说明输入电压、输出电压、输出负载电流和占空比都是固定不变的，大写字母表示出了稳态下的变量名。

在连续导通模式，buck-boost转换器保证每个开关周期有两个功率态，当Q1是开、CR1是关时，就是开态（ON）；当Q1是关而CR1是开时，就是关态（OFF）。在每个状态中，当回路中的开关被等价回路所代替时，一个简单的线性回路可以用来表示这两种状态，两种状态的回路图表见图2。

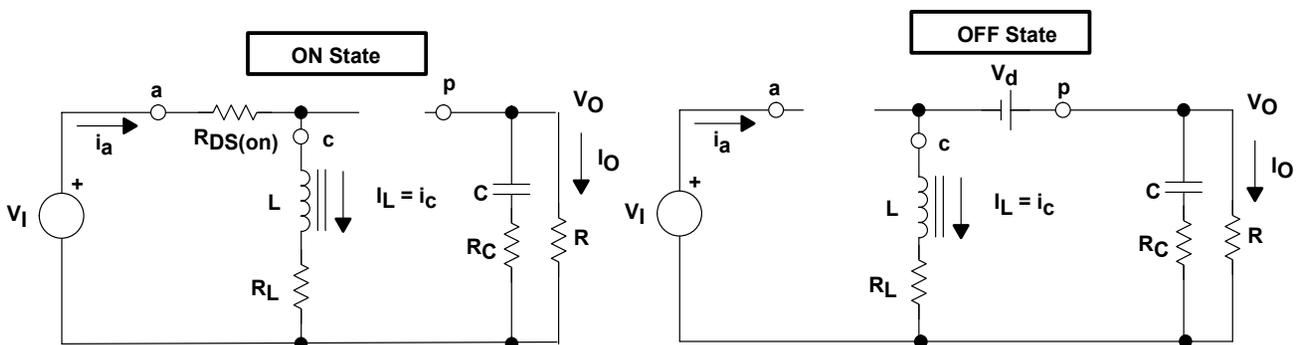


图2.buck-boost功率级状态图

开态的时间为 $D \times T_S = T_{ON}$ ，其中 D 为由控制回路设定的占空比，代表了开关在开态的时间占整个开关周期 (T_S) 的比值。关态的时间叫 T_{OFF} ，因为对于连续导通模式下在整个开关周期中只有两个状态，所以 T_{OFF} 等于 $(1 - D) \times T_S$ ，数值 $(1 - D)$ 有时被成为 D' ，这些时间与波形一起显示在图3中。

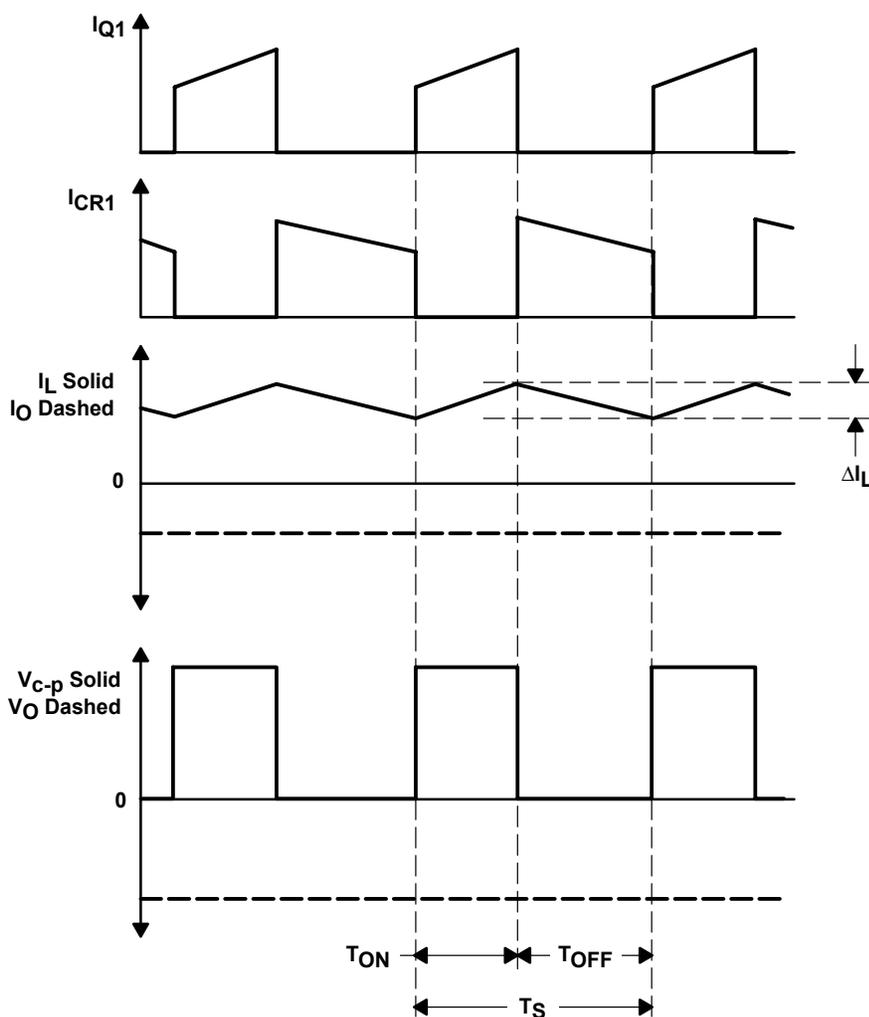


图3.连续模式下buck-boost功率级波形图

参考图2，在ON态，Q1此时为低电阻， $R_{DS(ON)}$ ，从漏极到源极，只有很小的电压降 $V_{DS} = I_L \times R_{DS(ON)}$ 。同时电感器的直流电阻上的电压降也很小，等于 $I_L \times R_L$ 。因此，输入电压 V_I ，减去损耗 $(V_{DS} + I_L \times R_L)$ ，就加载到电感器L两端。在这段时间CR1是关的，因为它是反向偏置的。电感电流 I_L ，从输入源 V_I 流出，经过Q1，到地。在开(ON)态，加在电感器两端的电压为定值，等于 $V_I - V_{DS} - I_L \times R_L$ 。通过改变图2中电流 I_L 的极性，电感上的电流会随着所加的电压而增大。同时，由于加载的电压通常必须为定值，所以电感电流线性增加。图3描述了在 T_{ON} 时间内电感电流的增加。

电感电流的增加量可以由类似关系式来求得:

$$v_L = L \times \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{v_L}{L} \times \Delta T$$

在开态 (ON) 时间内电感电流的增量由下式可得:

$$\Delta I_L(+)=\frac{V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L)}{L} \times T_{ON}$$

量 $\Delta I_L(+)$ 代表了电感的纹波电流, 同时注意在此期间, 所有的输出负载电流由输出电容C提供。

参考图2, 当Q1关时, 它的漏极和源极间有很高的阻抗, 所以, 流过电感L的电流不能瞬时的变化, 从Q1转移到CR1。随着电感电流的减小, 电感两段的电压改变极性直到整流器CR1变为前向偏置, 打开的时候, 这时电感L两段的电压变为 $(V_O - V_d - I_L \times R_L)$, 式中的 V_d 是CR1的前向电压降。电感电流 I_L , 这时从输出电容和负载电阻的组合, 经过CR1到地。

注意CR1的方向和电感中电流的流向意味着输出电容和负载电阻中电流导致 V_O 为负电压。在关态 (OFF) 时, 电感两端的电压为定数, 且为 $(V_O - V_d - I_L \times R_L)$, 为了保证同样极性的转换, 这个加载电压必须是负的 (或者在开态 (ON) 时为极性相反的加载电压), 因为输出电压为负的。因此, 电感电流在OFF态时是减小的, 而且由于加载电压必须是常数, 所以电感电流线性减小。 T_{OFF} 时间内电感电流的减小见图3。

在关态 (OFF) 电感电流的减小可以由下式求得:

$$\Delta I_L(-)=\frac{-(V_O - V_d - I_L \times R_L)}{L} \times T_{OFF}$$

量 $\Delta I_L(-)$ 也代表了电感的纹波电流。

在稳态条件下, 开态 (ON) 下的电流增加量 $\Delta I_L(+)$ 和关态 (OFF) 下的电流减小量 $\Delta I_L(-)$ 必须是相等的。否则, 在一个周期到下一个周期, 电感电流就会有一个净的增加量或者减小量, 这就不是一个稳态了。所以, 这两个方程必须相等, 从而求出 V_O , 得到连续导通下buck-boost能量转换的关系式:

求解出 V_O :

$$V_O = - \left[(V_I - V_{DS}) \times \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} - V_d - I_L \times R_L \times \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} \right]$$

用 $T_{ON}+T_{OFF}$ 来替换 T_S ，并利用 $D = T_{ON}/T_S$ 和 $(1 - D) = T_{OFF}/T_S$ ， V_O 的稳态方程可变为：

$$V_O = - \left[(V_I - V_{DS}) \times \frac{D}{1 - D} - V_d - \frac{I_L \times R_L}{1 - D} \right]$$

注意在上式的化简中，用到了 $T_{ON}+T_{OFF}$ 等于 T_S ，这只是在连续导通模式下成立的，在我们以后分析到非连续导通模式下就可以看到。

我们还发现， ΔI_L 的两个值相互相等的假定，等同于电感上的电压-秒曲线的平衡。电感上的电压-秒关系是由加载在电感上的电压和加载电压的时间来确定的。这是用已知的电路参数来计算像 V_O 和 D 等未知值的最好方法，这种方法在本文中经常用到。电感上的电压-秒关系平衡在物理上是必须的，而且就像欧姆定律一样容易理解。

在上面关于 $\Delta I_L(+)$ 和 $\Delta I_L(-)$ 的方程中，输出电压默认为常数定值，在ON时间和OFF时间内没有交流纹波电压。这是一个常用的简化，涉及到两方面的假设，首先，输出电容足够大，它上面的电压变化可以忽略；其次，由于电容等效串联电阻（ESR）造成的电压也可以忽略。这些假设是合理的，因为设计的交流纹波电压是远小于输出电压的直流部分的。

上面 V_O 的电压转换关系表明一个事实，就是可以通过调节电控比 D 来调节输出电压。这种关系在 D 接近于0时也接近0，在 D 接近1时逐渐增加而没有限制。一个常用的简化就是假定 V_{DS} ， V_d 和 R_L 足够小，可以忽略。假设 V_{DS} ， V_d 和 R_L 等于0，上面的式子就可以简单地看作为：

$$V_O = - V_I \times \frac{D}{1 - D}$$

一个简单定性的想象电路工作的方法就是把电感看作是一个能量储存单元，当Q1打开时，能量加到电感器上，当Q1关上时，电感就把它储存的一部分能量输送到输出电容和负载上。输出电压就通过设定Q1的开关时间来控制，例如，增大Q1开的时间，输送到电感的能量就增加，在Q1关时有越多的能量输出，输出电压就会增加。

不像降压（buck）功率级，电感电流的平均值并不等于输出电流。想知道电感电流和输出电流的关系，可以参考图2和图3，注意电感只有在能量级的关（OFF）态才向输出传送电流。这样在整个开关周期内的电流平均值就等于输出电流，因为输出电容中的电流平均值必须等于0。

在buck-boost功率级的连续导通模式中，电感电流的平均值和输出电流的关系有下式给出：

$$I_{L(Avg)} \times \frac{T_{OFF}}{T_S} = I_{L(Avg)} \times (1 - D) = -I_O$$

或者

$$I_{L(Avg)} = \frac{-I_O}{(1 - D)}$$

另外一个重要的现象就是电感电流的平均值跟输出电流是成比例的，因为电感纹波电流 ΔI_L 是跟输出负载电流无关的，电感电流的最大值和最小值精确的跟随电感电流的平均值变化。例如，当电感电流的平均值由于负载电流降低而减小2A时，电感电流的最大值和最小值也会随着减小2A（假定一直保持在连续导通模式下）。

现在就停止对buck-boost能量级在连续导通模式下电感电流的分析了，在接下来的部分描述在非连续模式下的稳态工作，主要任务是buck-boost能量级在非连续导通模式下电压转换关系的推导。

2.2 Buck-Boost 稳态非连续导通模式分析

现在我们研究当导通模式从连续变为非连续，负载电流降低时会发生什么，回想连续导通模式，电感平均电流跟随输出电流变化，也即是，如果输出电流减小，电感电流平均值也会减小。此外，电感电流的最大值和最小值也会准确的随着电感电流平均值变化。

如果输出负载电流减小到临界电流水平以下，在开关周期的一部分时间内电感电流就会变为0。从图3的波形图中可以明显看出来这点，因为纹波电流的峰峰值幅度并不随着输出负载电流变化。在buck-boost能量级，如果电感电流试图减低到0以下时，它会停在0（因为CR1只能有单向电流通过），并保持为0直到下一个开关周期的开始。这个工作模式就叫做非连续导通模式。一个工作在非连续导通模式下的功率级在一个开关周期内有三个状态，相比下连续导通模式只有两个状态。功率级在连续模式和非连续模式的分界处电感电流的条件见图4，这也是电感电流突然降到0，而且在电流降到0时并马上开始下个开关周期的地方。注意，图4中显示的是 I_O 和 $I_{O(Crit)}$ 的绝对值，因为 I_O 和 I_L 有相反的极性。

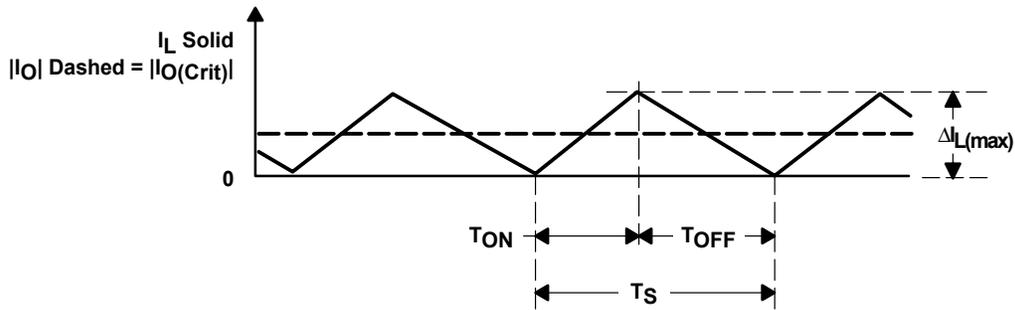


图4.连续模式和非连续模式的分界线

输出负载电流的继续下降把功率级变为非连续导通模式，在图5中说明这种情况。非连续导通模式的功率级频率响应跟在连续导通模式下的频率响应非常不一样，这会在buck-boost功率级模型部分给出；而且，输入到输出的关系也非常不一样，会在下面的推导中看出来。

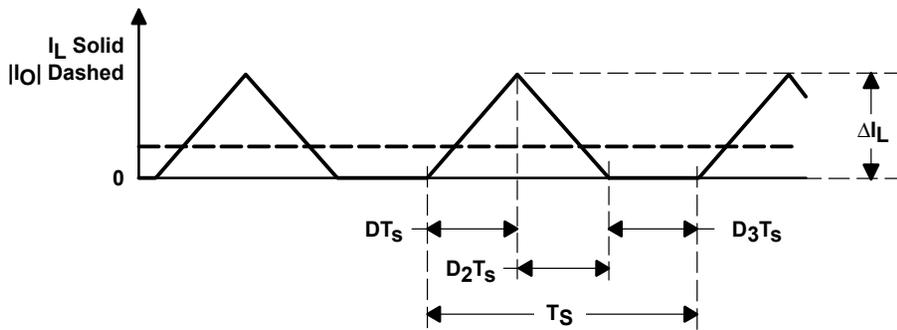


图5.非连续电流模式

在开始推导buck-boost功率级非连续导通模式下电压转换比之前，先回想一下在非连续导通模式下工作的转换器的三种状态。在Q1开，CR1关时，是开态（ON）；在Q1关，CR1开时，是关态（OFF）；在Q1和CR1都关时，是空闲态（IDLE）。前两种状态跟连续模式下的是一样的，图2中显示的电路也适用，只是 $T_{OFF} \neq (1 - D) \times T_S$ 。开关周期的剩余时间就是空闲（IDLE）态。此外，输出电感的直流阻抗、输出二极管的前向电压降和功率型金属氧化物半导体场效应管（MOSFET）开态下的电压降都足够小，可以忽略。

开态（ON）的时间 $T_{ON} = D \times T_S$ ，D为占空比，由控制电路来设定，表征开关开态内的时间与开关周期总时间 T_S 的比值。关态（OFF）的时间 $T_{OFF} = D_2 \times T_S$ ，空闲态（IDLE）的时间就是开关周期内的剩余时间，即为 $T_S - T_{ON} - T_{OFF} = D_3 \times T_S$ 。在图6中给出这三种时间和响应的波形。

跟前面一样，没有进行详细的解释，电感电流增加和减少的方程直接在下面给出。

在开态（ON）内电感电流的增加为：

$$\Delta I_L(+)=\frac{V_I}{L}\times T_{ON}=\frac{V_I}{L}\times D\times T_S=I_{PK}$$

纹波电流幅度 $\Delta I_L(+)$ 也是峰值电感电流 I_{pk} ，因为在非连续模式下，每个周期内电流都是从0开始的。

在关态（OFF）内电感电流的减小为：

$$\Delta I_L(-)=\frac{-V_O}{L}\times T_{OFF}=\frac{-V_O}{L}\times D_2\times T_S$$

跟在连续导通模式下一样，开态（ON）的电流增量 $\Delta I_L(+)$ ，和关态（OFF）的电流减小 $\Delta I_L(-)$ 是相等的。所以这两个方程相等，解出 V_O ，从而由这两个方程中第一个来解出电压转换比：

$$V_O=-V_I\times\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}=-V_I\times\frac{D}{D_2}$$

现在我们来计算输出电流（输出电压 V_O 除以负载电阻 R ）。它是在CR1导通时间内（ $D_2\times T_S$ ）整个开关周期上的电感电流的平均值。

$$\frac{V_O}{R}=I_O=\frac{1}{T_S}\times\left[\frac{-I_{PK}}{2}\times D_2\times T_S\right]$$

把 I_{PK} ($\Delta I_L(+)$)的关系代入上式，可以得到：

$$\frac{V_O}{R}=I_O=\frac{1}{T_S}\times\left[\frac{1}{2}\times(-1)\times\left(\frac{V_I}{L}\times D\times T_S\right)\times D_2\times T_S\right]$$

$$\frac{V_O}{R}=\frac{-V_I\times D\times D_2\times T_S}{2\times L}$$

现在有两个方程，一个就是刚得到的输出电流（ V_O 除以 R ），一个就是用 V_I ， D 和 D_2 来表示的输出电压。从每个方程中解出 D_2 ，然后令它们相等，再解这个方程就可以得到输出电压的表达式 V_O 。

非连续导通模式下buck-boost功率级电压转换关系为:

$$V_O = -V_I \times \frac{D}{\sqrt{K}}$$

其中K定义为

$$K = \frac{2 \times L}{R \times T_S}$$

从上面的关系式可以看出两种导通模式的主要不同，对于非连续导通模式，电压转换关系是输入电压、占空比、功率级电感、开关频率和输出负载的方程；而对于连续导通模式，电压转换关系只是取决于输入电压和占空比。

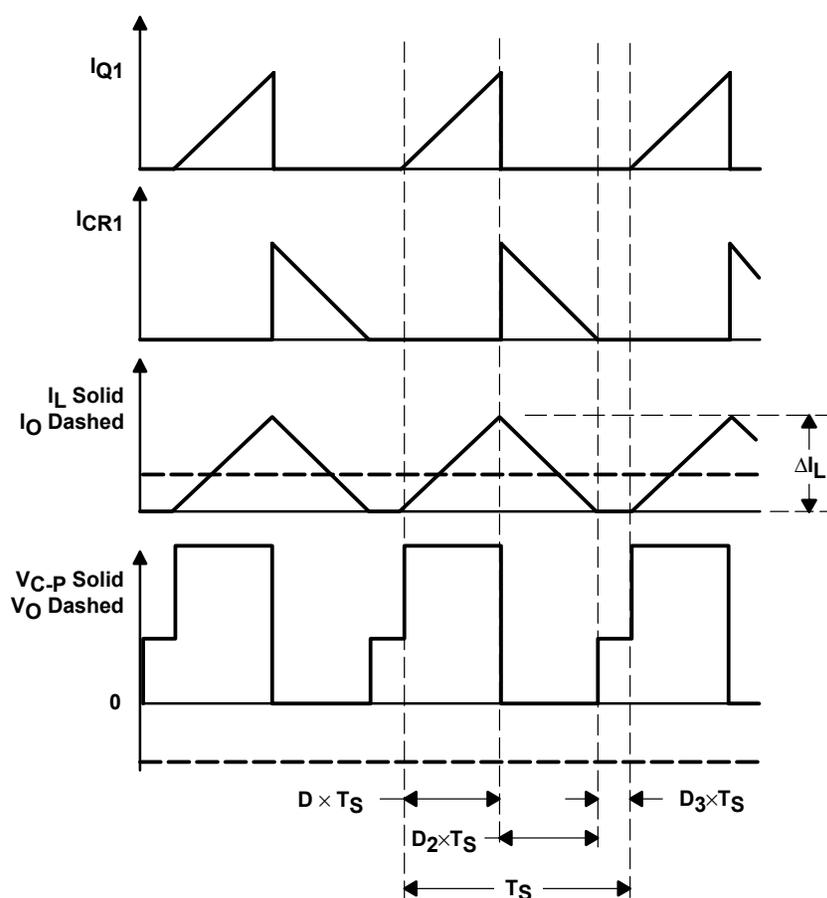


图6.非连续导通模式下buck-boost转换器波形图。

在典型的应用中，buck-boost功率级或者工作在连续导通模式，或者工作在非连续导通模式。而对于一些特殊的应用，选定一个导通模式后，功率级就会维持在这种相同的模式工作。下一部分会给出功率级的电感关系，在已知给定的输入电压、输出电压和输出负载电流的范围内，让它工作在一种导通模式。

2.3 关键电感

前面对buck-boost转换器的分析主要是在连续导通模式下和非连续导通模式下的稳态工作。转换器的导通模式是输入电压、输出电压、输出电流和电感值的函数。Buck-boost转换器设计时，一般都设定工作在连续导通模式下，负载电流都高于某个一定的水平，这个水平通常是全负载电流的5%到10%。输入电压范围、输出电压和负载电阻通常都是由转换器规格来确定，这样电感值就成了让转换器工作在连续导通模式的可设计参数。让转换器工作在连续导通模式的电感的最小值可以由下面的过程来确定。

首先，定义保持转换器工作在连续导通模式下的最小输出电流 $I_{O(crit)}$ ，通常是一个临界电流，这个值在图4中给出了。因为我们要得到电感的最小值，所以用电感电流的推导更加直接。保持连续导通模式的电感电流平均值的最小值由下式给出：

$$I_{L(min-avg)} = \frac{\Delta I_L}{2} = I_{O(crit)}$$

第二，计算满足上述关系的L。为了解出上面的方程，关系式中的 $\Delta I_L(+)$ 和 $\Delta I_L(-)$ 都可以看作是 ΔI_L 。同时还要注意， ΔI_L 的两个关系式都跟输出电流水平无关，这里，采用 $\Delta I_L(+)$ 。最差情况（给出最大的 L_{min} ）就是在最大输入电压下，因为这时有最大的 ΔI_L 。

现在代换并解出 L_{min} ：

$$L_{min} \geq \frac{1}{2} \times (V_{I(max)} - V_{DS} - I_L \times R_L) \times \frac{T_{ON(min)}}{I_{O(crit)}}$$

通过忽略小寄生电阻和二极管电压降，上面的方程可以化简为：

$$L_{min} \geq \frac{-V_O \times T_S}{2 \times I_{O(crit)}} \times \frac{V_{I(max)}}{(V_O - V_{I(max)})}$$

利用刚计算的电感值，就可以保证转换器工作在连续导通模式下，而且输出负载电流高于临界电流水平 $I_{O(crit)}$ 。

3 Buck-Boost功率级小信号模型

现在把我们对buck-boost功率级的分析从面向细节电路的分析方法转向系统级别的分析研究，功率级设计者在模型中把功率级作为buck-boost功率源控制环路的一部分，文章这部分主要提供了针对这些设计者的，在精确模拟时的辅助技术。功率源控制环路的三个主要部分（即功率级、脉冲宽度调制器和误差放大器）见图7中表格所示。

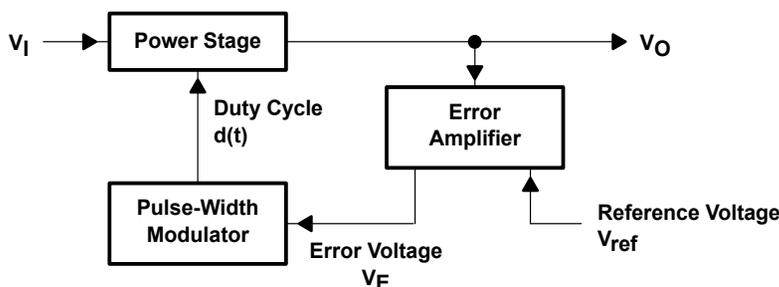


图7.功率源控制环路部件图

对功率源进行建模模型分析是那些功率源设计者面临的最大的挑战，在模型设计中常用的技术只有功率级的开关部分。这部分相同的电路可以推导出来，称为脉冲宽度调制（PWM）开关模型，其中PWM是脉冲宽度调制的缩写，现在介绍这种方法。

如图7所示，功率级有两个输入量：输入电压和占空比。占空比是控制输入，也就是说这个输入是用来控制功率级的开关动作和输出电压的逻辑信号。大多数的功率级具有非线性的电压转换比和占空比的关系。为了显示这种非线性，图8给出了工作在连续导通模式下buck-boost功率级的电压转换比与稳态占空比D的函数关系图。非线性特征是由功率级中开关部件Q1和CR1的开关动作造成的，可以参考文献【5】，只有功率级中的非线性部分是开关部件，电路其它部分由线性元件组成。同样参考文献【5】可以发现，对于只有非线性部分的线性模型可以在整个开关周期内通过平均跟非线性部件相关的电压和电流来得到。在分析完整的功率级的时候，就可以用这个模型来代替原始电路，这样就得到了开关器件的模型，称为脉冲宽度调制(PWM)开关模型。

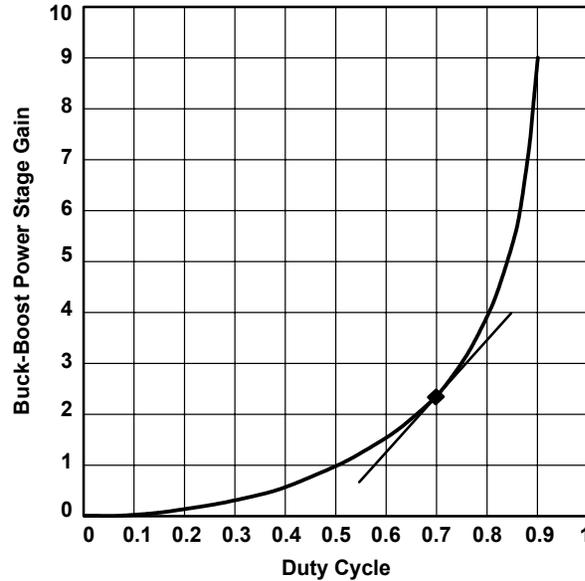


图8.功率级增益-占空比图

对功率级进行模型设计的基本目标就是像工作点的线性一样，来表征功率级的非线性行为。我们希望是线性的，这样就可以应用很多已经有的用在线性系统的分析工具。再次参考图8，如果我们选择工作点在 D 为0.7，就可以在 $D=0.7$ 的地方画出一条原始曲线的切线，这就是工作点的线性性的描述，这种技术可以用推导脉冲宽度调制开关模型。定性的，可以看到，如果占空比的变化量保持很小，现在分析的功率级的非线性行为就可以用线性模型来精确表征。

由于功率级可以工作在两种不同的导通模式下，即连续导通模式（CCM）和非连续导通模式（DCM），这样脉冲宽度调制开关模型就也有两种导通模型。非连续导通模式脉冲宽度调制开关模型（DCM PWM）在这里推导。连续导通模式脉冲宽度调制（CCM PWM）开关模式的推导请参考应用报告《buck功率级开关模式功率源的综合分析》，TI文献号为SLVA057。

3.1 Buck-Boost连续导通模式小信号分析

为工作在连续导通模式下的buck-boost功率级建立模型，我们采用了应用报告《buck功率级开关模式功率源的综合分析》（TI文献号为SLVA057。）中推导的连续导通模式脉冲宽度调制（CCM PWM）开关模型。通过替换开关元件，把脉冲宽度调制开关模型加入到功率级电路中。CCM PWM 开关模型见图9，这个模型在确定功率级的直流工作点和交流传输函数上很有用。

再次参考图1，功率晶体管Q1，和二极管CR1，都画在点画线盒子里。这些部件将要由脉冲宽度调制开关等效电路来代替。脉冲宽度调制开关模型中用到的终端编号分别为a（有源极），p（无源极）和c（公共极）。

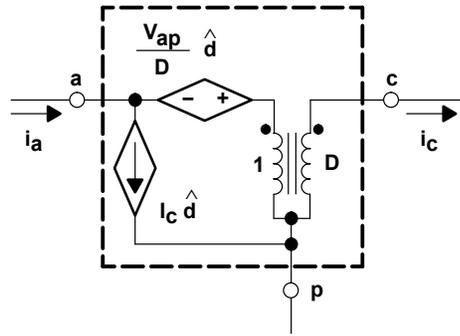


图9.直流和小信号的连续导通模式脉冲宽度调制开关模型

终端a是连接有源开关的端，p是无源开关的端，c是有源开关和无源开关共有的端。三种通常使用的功率级拓扑布局都包含了有源开关和无源开关，使用了上面相同的终端定义。此外，把脉冲宽度调制开关模型（我们将要推导）替代进其它的功率级拓扑也可以得到其它特殊功率级的正确模型。为了在其它的功率级中使用脉冲宽度调制开关模型，只需要把图9中显示的模型替换为特定应用的功率级。

在图9中的PWM开关模型和替代模型中，大写字母显示的稳态（或直流）参量取决于需要研究的电路的工作点；小写字母显示了时间变量，也显示了跟直流部分和交流部分有关的参量；头上有线的小写字母显示了特定可变的小的交流变量；例如， D 代表了稳态的占空比， \hat{d} 代表了占空比的小的交流变量， d 或者 $d(t)$ 就代表了包括任何直流部分和交流部分的全部的占空比。

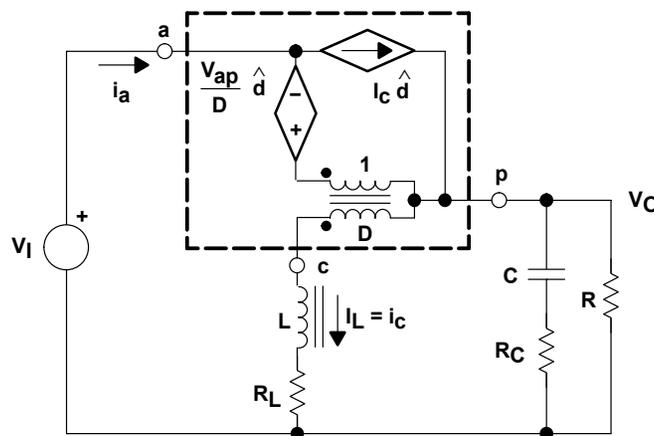


图10.连续导通模式下buck-boost小信号交流功率级的模型

下面给出一个直流分析的例子来说明运用PWM开关模型以后分析功率级变得多么简单。对于直流分析， \hat{d} 为0，L是短路的，C是断路的。这时我们就可以得到一个简单的回路方程：

$$-V_I + \frac{V_{ac}}{D} + V_O = 0$$

利用下面的关系式

$$I_L = \frac{-I_O}{1-D}$$

$$I_O = \frac{V_O}{R}$$

写出VCP的另一个回路，我们得到：

$$V_{cp} = -V_O \times \left(1 + \frac{R_L}{R \times (1-D)} \right)$$

利用这两个回路方程，我们解得了工作在连续导通模式下buck-boost功率级的稳态电压转换关系，这个过程中我们考虑了电感的直流电阻和负载电阻 R_L ：

$$V_O = -V_I \times \frac{D}{1-D} \times \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \times (1-D)^2}}$$

上面的方程通常用来描述输出电压 V_O 对输入电压 V_I 的比值，就像下面说的通常称为 M ：

$$M = \frac{V_O}{V_I} = -\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \times (1-D)^2}}$$

当 R_L 为0时（就像前面假定的）得到的，就等于之前计算的稳态下的I/O传递函数。有了由直流分析决定的PWM开关参数 V_{ap} 和 I_c ，就可以进行交流分析。对于交流分析，可以计算得到下面几个传递函数：开环的线-输出、开环的输入阻抗、开环的输出阻抗和开环的控制-输出。控制-输出，或者占空比-输出是在控制环路分析中用到最多的传递函数。为了确定这个传递函数，首先利用直流分析得到工作点的信息，这些信息决定了相关源的参数值；例如，

$$V_{ap} = V_I - V_O = V_I \times (1-M)$$

和

$$I_c = I_L = \frac{-I_O}{1-D} = \frac{-V_O}{R \times (1-D)} = \frac{-M \times V_I}{R \times (1-D)}$$

利用上面的两个方程和环路方程，可以导出占空比-输出电压的传递函数，然后设定输入电压为0，因为我们只希望得到传递函数的交流部分。在不需要细节的情况下，传递函数可以表示为下面的形式：

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) = G_{do} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \times \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_o \times Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

这里：

$$G_{do} \approx \frac{V_I}{(1-D)^2}$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_C \times C}$$

$$s_{z2} \approx \frac{(1-D)^2 \times R}{D \times L}$$

$$\omega_o \approx \frac{1-D}{\sqrt{L \times C}}$$

$$Q \approx \frac{(1-D) \times R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

3.2 Buck-Boost非连续导通模式小信号分析

现在我们继续讨论工作在非连续导通模式下（DCM）功率级的模型，这个模型非常不同于刚才讲到的连续导通模式下的模型。从buck-boost功率级的DCM下的脉冲宽度调制开关模型的推导开始，这个也可以在【4】中找到。平均后的波形是Q1两端的电压 v_{ac} ，CR1两端的电压 i_a 和CR1上的电流 i_p 。波形如图6所示。

我们首先给出了这个重复用到的关系式，整个开关周期内的终端平均电流由下式给出：

$$\langle i_a \rangle = \frac{i_{pk}}{2} \times d$$

$$\langle i_p \rangle = \frac{i_{pk}}{2} \times d_2$$

括号里的变量（像 $\langle i_a \rangle$ ）代表了在整个开关周期内取均值的量。

因为在整个开关周期内，电感上的电压均值为0，下面的电压均值关系成立：

$$\begin{aligned}\langle v_{ac} \rangle &= V_I + (i_c \times R_L) \\ \langle v_{cp} \rangle &= -V_O - (i_c \times R_L)\end{aligned}$$

由于 $i_c R_L$ 的值相比于 V_I 和 V_O 很小，所以在做模型时就忽略了这些值以便方程更容易处理。在时间 $d \times T_s$ 内，电流 i_a 从0值开始，停止于 i_{pk} ，因为在这段时间内电感上的电压是常数，且有 $V_I = \langle v_{ac} \rangle$ ，所以有下式成立：

$$V_I = L \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = L \times \frac{i_{pk}}{d \times T_s} \Rightarrow \langle v_{ac} \rangle = L \times \frac{i_{pk}}{d \times T_s}$$

类似的，在时间 $d2 \times T_s$ 内，电流 i_a 从 i_{pk} 值开始，停止于0，同样因为在这段时间内电感上的电压是 $-V_O = \langle v_{cp} \rangle$ ，所以有下式成立：

$$V_O = L \frac{\Delta i_p}{\Delta t} = L \times \frac{-i_{pk}}{d2 \times T_s} \Rightarrow \langle v_{cp} \rangle = L \times \frac{i_{pk}}{d2 \times T_s}$$

有了上面的四个方程，我们从脉冲宽度调制开关模型的输入边（ v_{ac} 边）开始推导。解方程（3）得到 i_{pk} ，利用 $V_I = \langle v_{ac} \rangle$ ，然后代入方程（1）就可以得到：

$$\langle i_a \rangle = V_I \times \frac{d^2 \times T_s}{2 \times L}$$

我们注意到流进终端a的电流均值与输入电压 V_I 成正比，有效阻抗定义如下：

$$R_e = \frac{V_I}{\langle i_a \rangle} = \frac{2 \times L}{d^2 \times T_S}$$

当输入像等效阻抗时，我们就可以得到将要在下一步用到的表征输入功率 V_I^2 / R_e 。

为了开始输出边（ v_{cp} 边）的推导，我们从方程（4）开始，从方程（3）解得 i_{pk} ，再代回方程（4），就可以得到：

$$\langle v_{cp} \rangle = \frac{\langle v_{ac} \rangle \times d}{d_2}$$

再解上面的方程得到 d_2 ，代入到方程（2），再利用 i_{pk} （由方程（3）得到），代回到方程（2），经过整理我们得到：

$$\langle i_p \rangle = \frac{\langle v_{ac} \rangle^2 \times d^2 \times T_S}{\langle v_{cp} \rangle \times 2 \times L}$$

最后，我们用 $\langle v_{ac} \rangle = V_I$ 代入上面的方程，得到输出边的关系：

$$\langle i_p \rangle \times \langle v_{cp} \rangle = V_I^2 \times \frac{d^2 \times T_S}{2 \times L} = \frac{V_I^2}{R_e}$$

这个方程显示输出电流均值乘以输出电压均值等于表征输入功率。

现在我们可以把上面的输入和输出关系应用到等效的电路模型。这个模型在确定功率源的直流工作点很有用。输入端口可以简化模型为电阻 R_e ，输出端口简化为一个从属的功率源，这个功率源输送的功率等于输入电阻 R_e 消耗的功率。这个等效电路的构成见图11所示。

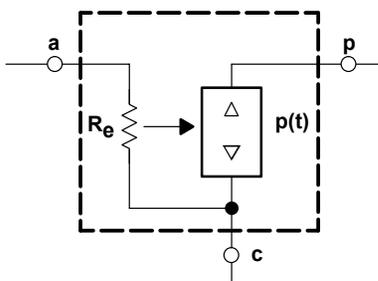


图11.非连续导通模式脉冲宽度调制开关模型

为了用这个模型来描述非连续导通模式下功率级的稳态分析，我们研究这种buck-boost转换器。这个分析过程跟之前的连续导通模式（CCM）是一样的，等效电路带进原始电路，电感看作是短路，电容看作是断路。非连续导通模式下的buck-boost转换器的原理图如图12所示。

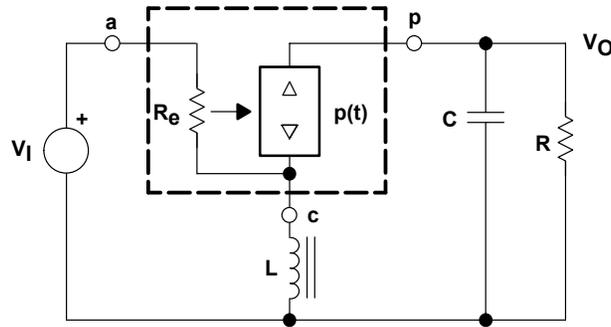


图12. 非连续导通模式下的buck-boost转换器原理图

R_e 上消耗的特征功率由下式决定：

$$P_{Re} = \frac{V_I^2}{R_e}$$

这个从属功率源传送上面数量的功率到输出负载电阻R，我们可以通过令下面两个功率相等来计算电压增益关于D的函数：

$$\begin{aligned} \frac{V_I^2}{R_e} &= \frac{V_O^2}{R} \\ \frac{V_O}{V_I} &= \pm \sqrt{\frac{R}{R_e}} \quad (\text{choose the negative root}) \\ \sqrt{\frac{R}{R_e}} &= \sqrt{\frac{R}{\frac{2 \times L}{D^2 \times T_s}}} = D \sqrt{\frac{R \times T_s}{2 \times L}} \end{aligned}$$

DCM buck-boost转换器的电压转换关系由下式给出：

$$\frac{V_O}{V_I} = -D \sqrt{\frac{R \times T_s}{2 \times L}}$$

回想前面的：

$$K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$$

将这个式子代入上面的方程，得到的结果跟在buck-boost稳态非连续导通模式分析部分中利用平衡电感电压 - 秒关系得到的结果一样。

非连续导通模式下buck-boost的稳态电压转换关系变为：

$$\frac{V_O}{V_I} = -\frac{D}{\sqrt{K}}$$

现在为了推导小信号模型，跟在连续导通模式（CCM）中的推导过程一样，扰动图12中的电路，并线性化，想了解推导的详细过程，读者可以参考【4】中的细节。这个工作在非连续导通模式下buck-boost功率级的小信号模型如图13所示。

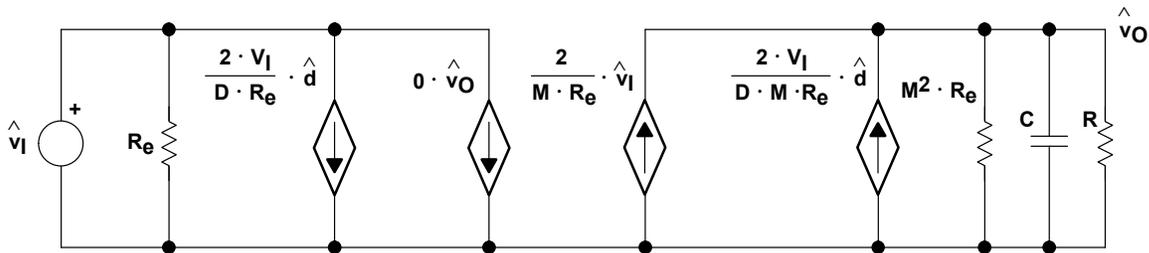


图13. 非连续导通模式下buck-boost功率级的小信号模型

工作在非连续导通模式下buck-boost功率级的占空比-输出传递函数由下式给出：

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = G_{do} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

其中

$$G_{do} = \frac{V_O}{D}$$

$$D = -M \times \sqrt{K}$$

$$M = \frac{V_O}{V_I}$$

$$K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$$

还有：

$$\omega_p = \frac{2}{R \times C}$$

G_{do} 的表达式可以简化为下面形式：

$$G_{do} = -V_I \times \sqrt{\frac{R \times T_s}{2 \times L}}$$

4 Buck-Boost功率级的变型

4.1 反驰式 (Flyback) 功率级

传统buck-boost功率级的变压器耦合的变型是反驰式功率级。这种功率级像传统的buck-boost功率级一样的工作，除了把单一的线圈电感替换为两个（或者更多）的线圈耦合电感。功率开关Q1，见图14，把输入电压加载到耦合电感的主线圈上 (L_{PRI})，能量储存直到Q1关上。接着从耦合电感的副线圈 (L_{SEC}) 通过输出二极管将能量传送到输出电容和负载电阻的组合上。这种功率级提供了输入电压和输出电压间的电隔离，除了之外，隔离变压器还可以对输入电压进行降压（或升压）。通过设计变压器的变换比得到合适的占空比，从而得到几乎任何的输入电压/输出电压的组合，以避免出现极大或极小的占空比值。

这种反向功率级还可以消除两种有时会让标准buck-boost功率级变得不理想的缺点，即输出电压与输入电压的极性相反和功率开关需要浮动驱动。除了提供隔离，耦合电感副线圈相连还可以用来产生正极性的或者负极性的输出电压。此外，功率开关跟耦合电感的主线圈串联，可以连接功率开关让源极为参考地，而不是像标准的buck-boost功率级一样，把漏极连接到输入电压。

反驰式功率级在48V输入电信应用和输出功率高到大约50瓦的110V交流或220V交流的离线应用上非常流行。反驰式功率级的精确额定功率是由输入电压/输出电压组合、工作环境和许多其它因素来决定的。通过在增加输出二极管和输出电容的同时，简单增加耦合电感的另一个线圈就可以很容易地产生额外的输出电压。用单一的功率级得到多个输出电压是反向功率级的另一个优势。

带有驱动电路模块的反向功率级的简单原理图如图14所示，图中，连接耦合电感的副线圈用来产生一个正极性的输出电压。功率开关Q1是一个n通道的金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET)。二极管CR1通常叫做输出二极管。副线圈的电感 L_{SEC} 和电容C组成了滤波器。电容ESR（等效串联电阻） R_C 未包括。电阻R代表了功率源的输出负载。

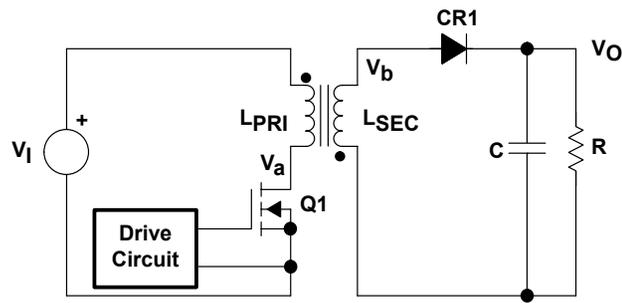


图14. 反向功率级的原理图

工作在非连续导通模式下反向功率级的重要波形图如图15所示。

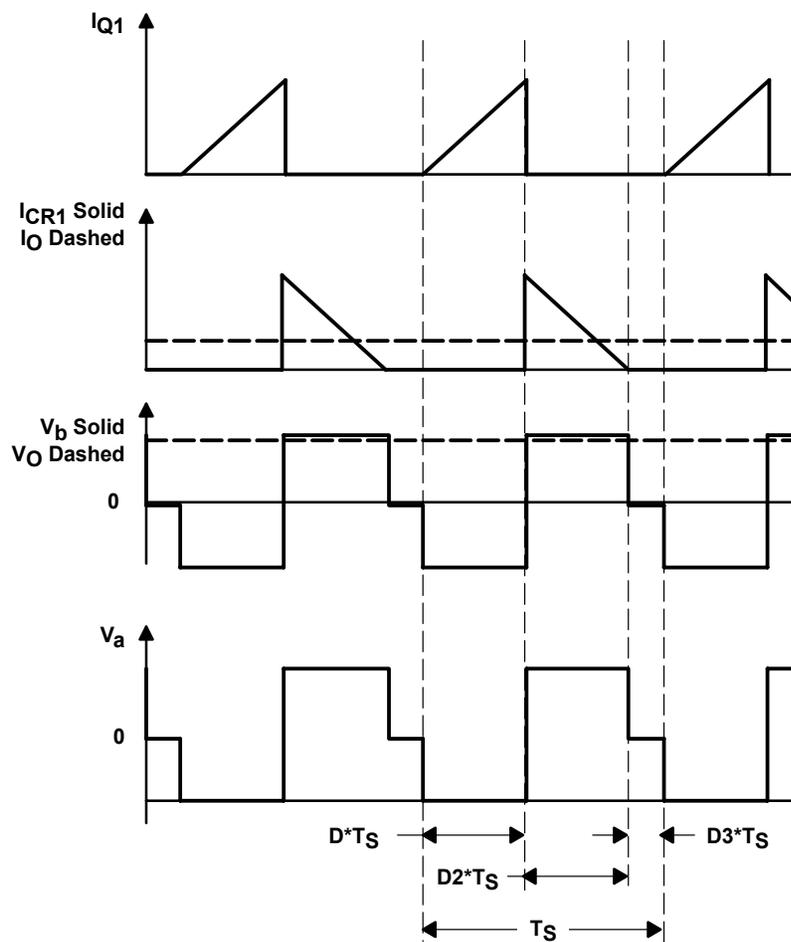


图15.非连续模式下飞弛功率级的波形图

工作在连续导通模式下（CCM）反向功率级的简化电压转换关系（忽略寄生效应）由下式给出:工作在连续导通模式下（CCM）反向飞驰式功率级的简化电压转换关系（忽略寄生效应）由下式给出:

$$V_O = V_I \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{D}{1-D}$$

工作非连续导通模式下（DCM）反向功率级的简化电压转换关系（忽略寄生效应）由下式给出:

$$V_O = V_I \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{D}{\sqrt{K}}$$

其中K定义为:

$$K = \frac{2 \times L_{SEC}}{R \times T_s}$$

工作在连续导通模式下（CCM）反向功率级的简化占空比-输出传输函数由下式给出:

$$\frac{\hat{V}_O}{\hat{d}}(s) = G_{do} \times \frac{N_S}{N_P} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \times \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_o \times Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

式中:

$$G_{do} \approx \frac{V_I}{(1-D)^2}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_C \times C}$$

$$\omega_{z2} \approx \frac{(1-D)^2 \times R}{D \times L_{SEC}}$$

$$\omega_o \approx \frac{1-D}{\sqrt{L_{SEC} \times C}}$$

$$Q \approx \frac{(1-D) \times R}{\sqrt{\frac{L_{SEC}}{C}}}$$

工作非连续导通模式下（DCM）反向功率级的简化占空比-输出传输函数由下式给出:

$$\frac{\hat{V}_O}{\hat{d}} = G_{do} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

式中:

$$G_{do} = V_I \times \frac{N_S}{N_P} \times \sqrt{\frac{R \times T_S}{2 \times L_{SEC}}}$$

和:

$$\omega_p = \frac{2}{R \times C}$$

5 部件选择

这部分主要讨论buck-boost功率级每个主要组成部件的功能。给出了功率级中每个部件的电子性能需求和压力。

一个完整的功率源，由一个功率级和一个控制电路组成，通常满足最小的性能要求。这些要求通常是参考功率源的规格。很多时候，功率源的规格决定了每个部件的需求。

5.1 输出电容

在开关功率源的功率级中，由于加载电压输出电容在电场储存能量，所以定性的说，电容的功能就是试图保持一个固定不变的电压。

通常选取Buck-boost功率级的输出电容值使得把输出电压的纹波电压限制在规格要求的水平。电容的串联阻抗和功率级的输出电流决定了输出电压的纹波。导致电容产生阻抗（和输出电压纹波）的三个元素是等效串联电阻（ESR）、等效串联电感（ESL）和电容（C）。下面给出了选择输出电容的原则。

对于连续电感器电流模式下的工作，为了确定电容值，需要知道它一个关于输出负载电流 I_O 、开关频率 f_S 、要求的输出纹波电压 ΔV_O 的函数，在假定所有的输出电压纹波都是由电容器的电容产生的情况，使用下面的方程。这是因为在功率级开态（ON），输出电容器提供了所有的输出负载电流。

$$C \geq \frac{I_{O(Max)} \times D_{Max}}{f_S \times \Delta V_O}$$

式中 $I_{O(Max)}$ 是最大输出电流， D_{Max} 是最大占空比。

对于非连续电感器电流模式下的工作，为了确定需要的电容值，在假定所有的输出电压纹波都是由电容器的电容产生的情况，使用下面的方程。

$$C \geq \frac{I_{O(Max)} \times \left(1 - \sqrt{\frac{2 \times L}{R \times T_s}}\right)}{f_s \times \Delta V_O}$$

但是在很多实际的设计中，为了得到需要的等效串联电阻（ESR），通常都要选择比我们计算出来的电容值大的电容器。

对于连续电感器电流模式工作，假定有足够的电容使得电容导致的纹波可以忽略不计，用来把限制纹波在 ΔV_O (V peak-to-peak) 而需要的ESR为:

$$ESR \leq \frac{\Delta V_O}{\left(\frac{I_{O(Max)}}{1 - D_{Max}} + \frac{\Delta I_L}{2}\right)}$$

对于非连续电感器电流模式工作，假定有足够的电容使得电容导致的纹波可以忽略不计，用来把限制纹波在 ΔV_O (V peak-to-peak) 而需要的ESR为:

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

纹波电流流过电容器的ESR，造成在电容器上的功率损耗，这个功率损耗会导致电容器内部的温度升高，过高的温度会严重缩短电容器的预计寿命。电容器有取决于周围温度的额定纹波电流，而且不能超过。参考图3，输出电容器纹波电流等于电感器电流 I_L 减去输出电流 I_O 。流过输出电容器的纹波电流均方根值（RMS）由下式给出（连续电感器电流模式）：

$$I_{C\ RMS} = I_O \times \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

等效串联电感（ESL）有在低频（兆赫兹）区产生阻尼振荡的问题，但是可以通过选择低ESL的电容器、限制引线长度（印刷电路板PCB和电容器）和并联更大的器件代替几个小器件等方法来控制这个问题

制作电容器的三种技术：低阻抗铝、有机半导体和固态钽主要用于廉价的商业应用中。低阻抗铝电解电容器最便宜，可以在很小的体积提供很高的电容值，但是等效串联电阻（ESR）都比其它两种高。有机半导体电解电容器，像三洋（Sanyo）OS-CON系列，在最近几年功率源工业中非常流行，他们是世界上最好的电容器，在整个温度范围稳定的低ESR和小体积提供大电容，大部分OS-CON电容器都是采用引线安装的辐射形封装，也提供表面贴装器件，但是牺牲了很多体积和性能的优势。固态钽片电容器对于那种只能选用表面贴装器件的情况是最好的选择。像AVX TPS系列和Srague 593D系列的产品就主要开发来用在功率源上的。这些产品有很多优点：在温度范围内相对稳定的ESR、高的纹波电流容限、低的ESL、浪涌电流测试和很高的电容体积比。

5.2 输出电感

在开关功率源的功率级中，电感器的功能是储存能量，电流流过时能量会以磁场的方式储存下来，所以定性的说，电感器的作用就是试图保持固定不变的电流值，或者等效的说是限制流过电感器电流的变化率。

选择Buck-boost功率级的输出电感器电感值主要是限制流过它的纹波电流的峰峰值。选择以后，功率级的工作模式，连续或非连续，就确定下来了。电感器纹波电流跟加载的电压和加载电压的时间成正比，跟电感值成反比，这些在前面已经详细解释了。

很多设计者喜欢自己设计电感器，但是这并不是我们这篇报告的主题。下面我们讨论在选择合适电感器必须考虑的事项。

除了电感值，在选择电感器时需要考虑的其它重要因素有最大直流或峰值电流和最大工作频率。让电感器在它的额定直流电流内工作对确保电感器不出现过热或饱和很重要。电感器工作在低于最大额定频率可以保证不会超过最大内部损耗，从而避免出现过热或饱和。

磁器件制造商可以提供很多类型适用于直流-直流转换器的直接就可以买来用的电感器，其中有些是表面贴装器件。电感器有很多种类，最流行的内部材料是铁氧体和铁精粉。简管状或杆状核心电感器很容易买到而且也很便宜，但是使用这些电感器的的时候要非常小心，因为比起其它形状的电感器，它们更容易产生噪声问题。考虑到体积空间足够大的话，用户自己设计也是可行的。

由于电感器直流电阻，电流流过电感器时会有功率损耗，这个损耗可以很容易计算得。功率也会因为加载在电感器上的交流电压导致的流量振荡而损耗在电感器的内核上，不过这些信息很少会在制造商的数据说明书中直接给出。一般，电感器的最大工作频率和（或）加载的额定电压-秒曲线给了设计者关于内核损耗的指导。功率的损耗会导致电感器内部温度升高，过高的温度会降低线圈的绝缘性，导致更多的内核损耗。必须注意保证电感器所有的最大额定值都没有超过。

电感器的损耗由下式给出：

$$P_{inductor} = (I_{Lrms})^2 \times R_{Cu} + P_{Core}$$

式中 R_{Cu} 为线圈电阻。

5.3 功率开关

在开关式功率源的功率级，功率开关的功能是控制从输入功率源到输出电压的能量流动。在buck-boost功率级，功率开关（图1中的Q1）当开关打开时连通输入到电感器，开关关上时断开连接。功率开关必须在开时在输出电感器传导电流，关时阻止输入电压和输出电压的差值。而且功率开关必须很快的完成一个状态到另一个状态的转换，从而避免在开关转换时间内的功率损耗。

这篇报告中考虑的功率开关类型是功率型金属氧化物半导体场效应管（MOSFET）。其它的功率器件也可以用，但是在大多数情况下，在考虑到费用和性能时（考虑驱动电路时），MOSFET是最好的选择。可以使用的MOSFET有两种类型：n通道型和p通道型。P通道型MOSFET在buck-boost功率级中的使用更流行，因为驱动p通道的门比驱动n通道MOSFET中的门要简单。

功率开关Q1消耗的功率由下式给出：

$$P_{D(Q1)} = (I_{Lrms})^2 \times R_{DS(on)} \times D + \frac{1}{2} \times (V_I - V_O) \times \left(\frac{I_O}{1-D} \right) \times (t_r + t_f) \times f_S + Q_{Gate} \times V_{GS} \times f_S$$

其中：

t_r 和 t_f 是MOSFET的打开和关闭的转换时间。

Q_{Gate} 是MOSFET总的门电荷。

除了选择p通道或n通道以外，在选择合适的MOSFET时需要考虑的其它参数是漏极-源极间击穿电压的最大值 $V_{(BR)DSS}$ ，和最大漏极电流 $I_{D(Max)}$ 。

MOSFET选取时， $V_{(BR)DSS}$ 的额定值要大于输入电压和输出电压的最大差值，而且要为瞬变量和尖峰信号预留一点的余量。选择MOSFET时还要求额定 $ID_{(Max)}$ 至少是功率级电感器最大电流的两倍。然而有很多时候这还不是足够的余量，还要考虑到MOSFET结的温度，保证没有超过范围。结温度由下式估算：

$$T_J = T_A + P_D \times R_{\theta JA}$$

式中：

T_A 是周围空气或热沉的温度；

$R_{\theta JA}$ 是MOSFET片到周围空气或热沉的热阻抗。

5.4 输出二极管

输出二极管在功率开关关闭时导通，为电感器电流提供通路。在选择整流器时要考虑的主要要素为：快速开关、击穿电压、额定电流、为降低功率损耗的低正向电压下降和合适的封装。除非应用场合确实需要用到高费用和复杂的同步整流器，肖特基整流器通常是低压输出的最好解决方案。

击穿电压必须大于输入电压和输出电压的最大差值，而且必须为瞬时值和尖峰预留一定的余量。额定电流要至少是功率级最大电流的两倍。通常额定电流要远大于输出电流，因为功率和结温度的限制决定了器件的选择。

二极管上的损耗主要由导通态二极管上的电压降造成的，二极管上的功率损耗可以由前向电压和输出负载电流的乘积来计算得。从导通态转化为非导通态时的转换损耗相比于传导损耗来说，非常小，通常忽略。

整流器上的功率损耗为：

$$P_{D(Diode)} = V_D \times I_O \times (1 - D)$$

式中 V_D 为整流器的前向电压降。

结温度估算公式为：

$$T_J = T_A + P_D \times R_{\theta JA}$$

6 总结

这篇应用报告介绍分析了buck-boost功率级的工作过程。研究了连续导通模式和非连续导通模式两种工作模式。分析了buck-boost功率级的稳态模型和小信号模型。还介绍了作为基本buck-boost功率级变型的反向功率级。

稳态分析的主要结果总结如下。

连续导通模式下的电压转换关系为:

$$V_O = - \left[(V_I - V_{DS}) \times \frac{D}{1-D} - V_d - \frac{I_L \times R_L}{1-D} \right]$$

或者稍微简单些的关系式为:

$$V_O = - V_I \times \frac{D}{1-D} \times \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \times (1-D)^2}}$$

还可简化为:

$$V_O = - V_I \times \frac{D}{1-D}$$

连续导通模式buck-boost功率级的电感器平均电流和输出电流的关系为:

$$I_{L(Avg)} = \frac{-I_O}{(1-D)}$$

非连续导通模式buck-boost电压转换关系为:

$$V_O = - V_I \times \frac{D}{\sqrt{K}}$$

其中K定义为:

$$K = \frac{2 \times L}{R \times T_s}$$

小信号分析的主要结果总结在下面。

连续导通模式下buck-boost功率级的小信号占空比-输出电压传输函数有下式给出:

$$\frac{\hat{V}_O}{\hat{d}}(s) = G_{do} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \times \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_o \times Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

式中:

$$G_{do} \approx \frac{V_I}{(1-D)^2}$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_C \times C}$$

$$s_{z2} \approx \frac{(1-D)^2 \times R}{D \times L}$$

$$\omega_o \approx \frac{1-D}{\sqrt{L \times C}}$$

$$Q \approx \frac{(1-D) \times R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

非连续导通模式下buck-boost功率级的小信号占空比-输出电压传输函数由下式给出:

$$\frac{\hat{V}_O}{\hat{d}} = G_{do} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

式中:

$$G_{do} = \frac{V_O}{D} = -\frac{V_I}{\sqrt{K}}$$

和:

$$\omega_p = \frac{2}{R \times C}$$

功率级工作过程中加载的电压和电流的压力, 以及基于这些压力的buck-boost功率级组成部件的各种要求。

为了方便读者更深入的研究, 这里给出了一些参考文献。

7 参考文献

1. 应用报告TL5001脉冲宽度调制控制器设计, TI 文献号SLVA034A.
2. 应用报告 利用TPS5210设计快速响应的同步buck整流器, TI 文献号 SLVA044
3. V. Vorperian, R. Tymerski, and F. C. Lee, 谐振腔和脉冲宽度调制开关的等效电路模型, IEEE功率电子学学报, Vol. 4, No. 2, pp. 205-214, April 1989.
4. R. W. Erickson, 功率电子学基础 New York: Chapman and Hall, 1997.
5. V. Vorperian, 利用脉冲宽度调制开关模型来简单分析脉冲宽度调制转换器: Parts I and II, IEEE 航天和电子系统学报, Vol. AES-26, pp. 490-505, May 1990.
6. E. van Dijk, et al., 直流-直流转换器的脉冲宽度调制开关模型, IEEE 功率电子学学报, Vol. 10, No. 6, pp. 659-665, November 1995.
7. G. W. Wester and R. D. Middlebrook, 开关式直流-直流转换器的低频特性, IEEE航天和电子系统学报, Vol. AES-9, pp. 376-385, May 1973.
8. R. D. Middlebrook and S. Cuk, 一种设计开关式转换器功率级模型的通用一体化方法, 电子学国际期刊, Vol. 42, No. 6, pp. 521-550, June 1977.
9. E. Rogers, 开关式功率源的控制回路模型, Proceedings of EETimes模拟和混合信号应用会议, July 13-14, 1998, San Jose, CA.

样片及品质信息

免费样片索取

您是否正没日没夜的忙于工作而又急需一块免费的 TI 产品样片？那就请立刻登录 TI 样片中心，马上申请吧！

数千种器件，极短的递送时间，高效的反馈速度：

- 8000多种器件及各种封装类型任君选择
- 一周 7*24 小时网上随时申请
- 两个工作日内得到反馈
- 已经有成千上万的客户通过申请样片，优质高效地完成了产品设计。

立即注册 **my.TI** 会员，申请免费样片，只需短短几天，样片将直接寄到您所指定的地址。

<http://www.ti.com.cn/freesample>

电话支持——如果您需要帮助如何选择样片器件，敬请致电中国产品信息中心 **800-820-8682** 或访问

www.ti.com.cn/support

品质保证

持续不断的专注于品质及可靠性是 TI 对客户承诺的一部分。1995 年，TI 的半导体群品质系统计划开始实施。该全面的品质系统的使用可满足并超越全球客户及业界的需求。

TI 深信促进业界标准的重要性，并一直致力于美国 (U.S) 及国际性自发标准的调整。作为活跃于诸多全球性的业界协会的一员，以及 TI 对环境保护负有强烈的使命感，TI 引领其无铅 (lead [Pb]-free) 计划，并逐渐成为了该方向的领导者。该计划始于上世纪 80 年代，旨在寻求产品的可替代原料，时至今日，绝大多数的 TI 产品均可提供无铅及绿色 (Green) 的封装。

如果您对“无铅”抱有任何疑问，敬请访问：

www.ti.com.cn/quality



Safe Harbor Statement:

This publication may contain forward-looking statements that involve a number of risks and uncertainties. These "forward-looking statements" are intended to qualify for the safe harbor from liability established by the Private Securities Litigation Reform Act of 1995. These forward-looking statements generally can be identified by phrases such as TI or its management "believes," "expects," "anticipates," "foresees," "forecasts," "estimates" or other words or phrases of similar import. Similarly, such statements herein that describe the company's products, business strategy, outlook, objectives, plans, intentions or goals also are forward-looking statements. All such forward-looking statements are subject to certain risks and uncertainties that could cause actual results to differ materially from those in forward-looking statements. Please refer to TI's most recent Form 10-K for more information on the risks and uncertainties that could materially affect future results of operations. We disclaim any intention or obligation to update any forward-looking statements as a result of developments occurring after the date of this publication.

Trademarks:

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

Real World Signal Processing, the black/red banner, C2000, C24x, C28x, Code Composer Studio, Excalibur, Just Plug It In graphic, MicroStar BGA, MicroStar Junior, OHCI-Lynx, Power+ Logic, PowerPAD, SWIFT, TMS320, TMS320C2000, TMS320C24x, TMS320C28x, TMS320C6000, TPS40K, XDS510 and XDS560 are trademarks of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

相关产品链接:

- DSP - 数字信号处理器 <http://www.ti.com.cn/dsp>
- 电源管理 <http://www.ti.com.cn/power>
- 放大器和线性器件 <http://www.ti.com.cn/amplifiers>
- 接口 <http://www.ti.com.cn/interface>
- 模拟开关和多路复用器 <http://www.ti.com.cn/analogswitches>
- 逻辑 <http://www.ti.com.cn/logic>
- RF/IF 和 ZigBee® 解决方案 www.ti.com.cn/radiofreq
- RFID 系统 <http://www.ti.com.cn/rfidsys>
- 数据转换器 <http://www.ti.com.cn/dataconverters>
- 时钟和计时器 <http://www.ti.com.cn/clockandtimers>
- 标准线性器件 <http://www.ti.com.cn/standardlinearde>
- 温度传感器和监控器 <http://www.ti.com.cn/temperaturesensors>
- 微控制器 (MCU) <http://www.ti.com.cn/microcontrollers>

相关应用链接:

- 安防应用 <http://www.ti.com.cn/security>
- 工业应用 <http://www.ti.com.cn/industrial>
- 计算机及周边 <http://www.ti.com.cn/computer>
- 宽带网络 <http://www.ti.com.cn/broadband>
- 汽车电子 <http://www.ti.com.cn/automotive>
- 视频和影像 <http://www.ti.com.cn/video>
- 数字音频 <http://www.ti.com.cn/audio>
- 通信与电信 <http://www.ti.com.cn/telecom>
- 无线通信 <http://www.ti.com.cn/wireless>
- 消费电子 <http://www.ti.com.cn/consumer>
- 医疗电子 <http://www.ti.com.cn/medical>

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated