



ADSP-BF533 Blackfin®处理器开关式稳压器设计时需要考虑的事项

Bob Libert、Brian Erisman和Joe Beauchemin提供

2005年2月2日 第一版

简介

Blackfin®嵌入式处理器的片上稳压器是一个开关降压调整器，需要外部元件才能正常工作。本应用指南介绍了降压转换器是如何工作的，并就如何挑选与ADSP-BF531 / ADSPBF532 / ADSP-BF533 Blackfin处理器一起工作的控制电路的外部元件，给出了指导意见。由于内部稳压器设计与其他Blackfin处理器类似，本应用指南也适用于ADSP-BF534 / ADSP-BF536 / ADSP-BF537 和ADSP-BF561处理器。

内部稳压器

Blackfin处理器上的内部稳压器是一个降压转换器，可以使输入电压（电压范围是2.25 V–3.6 V）降至施加在内核上的电压（通过编程使其电压范围变为0.8 V–1.2 V）

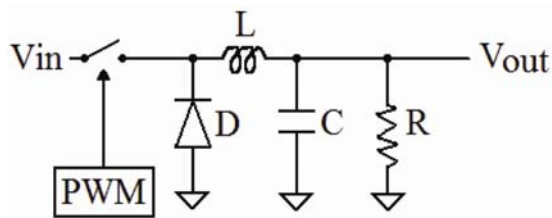


图1 基本的降压变换器

降压转换器由一个开关、一个电感、一个二极管、一个电容和一个脉宽调制器(PWM)组成，如图1所示。

PWM控制器在Blackfin处理器的内部，其余的元件在外部。

控制环路自动检测稳压器电压，并设置PWM的占空比系数(D)，以产生编程电压，D约等于：

$$D = \frac{V_{out} + V_d}{V_{in} + V_d}$$

从这个公式可以看到，二极管的正向电压(V_d)对两个项都有影响。二极管正向电压和输入与输出电压的变化，使D大约在范围30%–63%内变动。

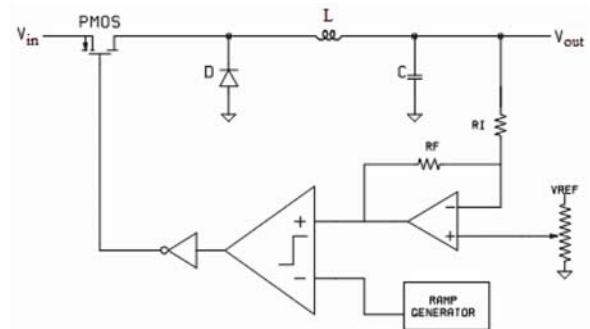


图2 内部稳压器电路

内部稳压器电路（图2）包括一个基准电压、一个误差放大器、一个斜波发生器、一个比较器和一个驱动器。

开关有两种状态，闭合(T_{on}) 和断开 (T_{off})，D的定义如下：

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

Ton期间，开关将电源电压(Vin)与电感(L)连接，使得电感中的电流急剧上升。

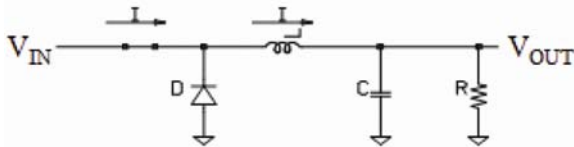


图3 Ton期间的开关特性

在Toff期间，开关关断、二极管导通，给电感施加负电压。相应地，引起电流降低。

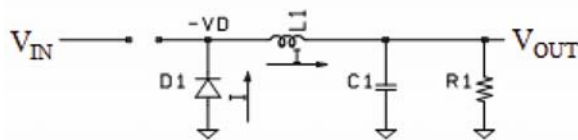


图4 Toff期间的开关特性

平均电流即是负载电流(Iload)。电感电流(Iinductor)和电感输入端的电压(Vin)波形如图5所示。

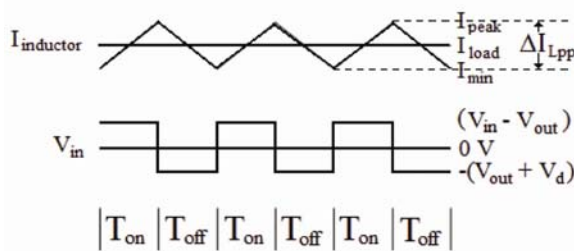


图5 电感波形图

图5引入的另一个参数是电感的纹波电流(ΔILpp)，它是流过电感电流的峰-峰测量值。

实际电路中也包含一些与外部元件有关的寄生参量。功率管(PMOS FET)有两个导致效率降低的寄生参量。第一个是功率管源极与漏极

间电阻RDS(on)。源极和漏极之间的功耗(PRDS)是功率管自身沟道内的功耗，仅在Ton期间存在，可以简单地表达为：

$$P_{RDS} = I_{load}^2 * R_{DS(on)} * D$$

影响功率管效率的第二个参量是其栅电荷(QG)。由QG(PQG)导致的功耗在两种开关期间(当栅极驱动器充电和栅极放电(Vgs)时)都发生。PQG的值取决于开关频率(fsw)和栅极的打开(Tr)、关闭时间(Tf)，定义如下：

$$P_{QG} = f_{sw} * ((V_{in}/2) * (I_{load} * (T_r + T_f)) + (Q_G * V_{gs}))$$

电感具有DC电阻(RL)，由RL(PRL)引起的损耗定义如下：

$$P_{RL} = I_{load}^2 * R_L$$

对总损耗贡献最大的是二极管。由于二极管在Toff期间有正向电压(Vd)，并取决于Iload，所以限制了它的效率(PD)。可以从下面的公式中，可以很明显地看出由二极管引起的效率恶化：

$$P_D = I_{load} * V_d * (1 - D)$$

输出滤波器电容具有寄生电感(LESL)和电阻(RESR)。寄生电感对效率的影响不是直接的，但由于提高了输出纹波并提高了其它负载旁路电容的负荷，使滤波器性能下降。寄生电阻也会降低效率，并将直接将电感纹波电流转化为输出纹波电压中的主要成分。由于RESR引起的功耗由下式决定：

$$P_{ESR} = (\Delta I_{Lpp}^2 * R_{ESR}) / 12$$

通过分析两种开关状态下的损耗模型，可以得到两个简单的观测结果。图6是去掉了二极管的开关接通时的等效电路图。

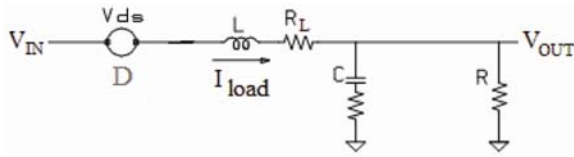


图6 开关闭合时的损耗模型

图6表明开关在闭合状态时的损耗与输入源 V_{in} 串联，因此，在公式D中可以从输入电压中减去等效电压损耗项 V_{ds} ：

$$D = \frac{V_{out} + V_d}{V_{in} - V_{ds} + V_d}$$

类似地，图7是开关断开时的等效电路图：

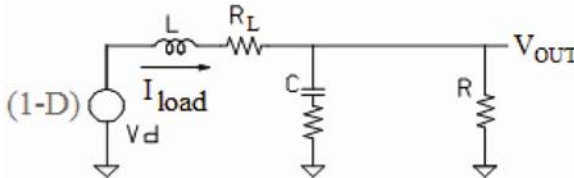


图7 开关断开时的损耗模型

此时，可以观察到输出电感损耗与输出串联，因此可以向输出中加入等效电压损耗项，可以简单地表示为电感的等效电阻(R_L)与负载电流(I_{load})相乘。因此，D等式变为：

$$D = \frac{(V_{out} + (I_{load} * R_L) + V_d)}{(V_{in} - V_{ds} + V_d)}$$

降压转换器通常工作在连续模式下。在连续模式下工作时，通过电感的电流在 T_{on} 状态下增大、在 T_{off} 状态下减小，开关频率覆盖这两种状态：

$$f_{sw} = 1 / (T_{on} + T_{off})$$

在通常的Blackfin处理器工作模式下（即Full On模式和Active模式），稳压器运行在连续模式下。

其它的工作模式（不连续模式），是一种在 T_{off} 之后，有一段时间没有电流流过电感时的模

式。当Blackfin内核低电压供电，Blackfin处理器处于低功率状态下时，就处于这种模式中。通常，需要避免此模式，因为这种模式改变了环路特性。图8表明了这两种操作模式对电感电流的影响：

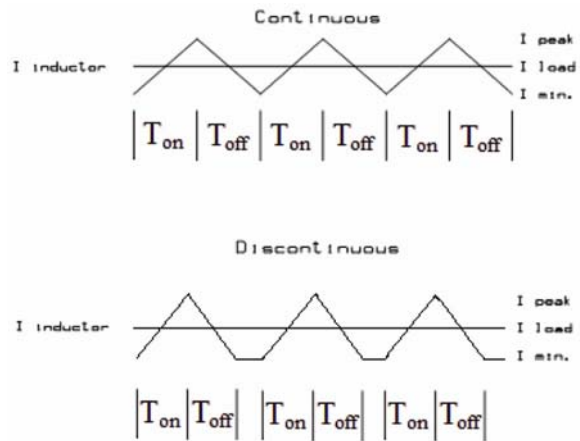


图8 连续IL和不连续IL的比较

在上面的不连续模式图中， T_{off} 和随后的 T_{on} 之间的间隔被称为“死区时间”。

外部元件的选择

为了满足Blackfin处理器内部开关稳压器的工作需要，需要选择合适的四个外部元件和输入电源电压的旁路电容。考虑到成本或效率的需要，可以对它们进行折衷选择。每个元件都有寄生参量。降低这些寄生参量通常会提高效率，但可能会增加成本。

功率晶体管(FET)

Blackfin处理器的内部稳压器的门驱动，可以提供高达200 mA的驱动电流。小的内部限流电阻、接合线的寄生参量和封装引线限制了实际的充电时间，并降低了效率。选择的FET的栅电荷(QG)应该低于20 nC。

FET的其它关键参数是 $R_{DS(on)}$ 。通常情况下， $R_{DS(on)}$ 越低越好，不过，由于电源电压(V_{gs})可以从2.25V变化到3.6 V，所以必须查看FET数据

手册中的 $R_{DS(on)}$ 与 V_{GS} 的关系曲线，确定最小 V_{GS} 时的 $R_{DS(on)}$ 。

由于大多数FET的崩溃电压大于12 V，因此崩溃电压(BVDSS)不成问题。由于 V_{in} 的最大值是3.63 V，预计二极管的电压在4 V左右。最保守的估计时，规定的BVDSS应该超过这个值的两倍。规定的开关功耗应该大于0.5 W。

总而言之，FET应该满足下面的最低要求：

$R_{DS(on)} @ V_{GS} = 2.5V \text{ or less}$	< 0.2Ω
Gate charge	< 20nC
Power dissipation	> 0.5W
BVD _{SS}	> 10V

电感

在给定的预选开关频率和固定PWM控制下，电感控制电流纹波的大小、控制环路的响应，以及稳压器是在连续模式还是不连续模式下工作。可以从下式计算电感的最小值(L_{min})：

$$L_{min} > \frac{(V_{in} - V_{out}) * D}{(\Delta I_{Lpp} * f_{SW})}$$

ΔI_{Lpp} 项是电感中纹波电流的峰峰值幅度，在稳定状态下， ΔI_{Lpp} 是流入输出电容的电流。在稳定状态下，占空比系数(D)由反馈环路调节，使电感中的上升电流和下降电流的幅度相等(图8)。不过，请注意需要一个最低负载电流，以便使稳压器工作在连续模式下。这个电流称为临界电流，用 $I_{critical}$ 表示。图9表明了 $I_{critical}$ 与 ΔI_{Lpp} 的关系：

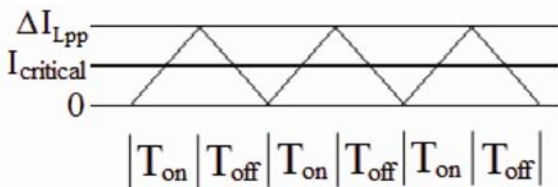


图9 电感电流

为使电感值最小，假定 ΔI_{Lpp} 是 $I_{critical}$ 的两倍。

由于工作条件变化范围很大，所以选择电感时需要进行折衷考虑。在所有负载情况下的计算值范围是0.9 μH–68 μH。仅选择一个值，不会工作在连续操作模式下或对瞬态快速响应。在1 MHz缺省时钟频率下，选择10 μH电感来覆盖大多数工作范围。

仅选择电感值是不够的，在为稳压器电路选择电感时，还要考虑其它参数。

将电感的DC电阻最小化到大约0.1-0.25 Ω (典型值)。电感的电阻(R_L)和负载阻抗(R)也影响DC增益。

RMS 电流额定值(I_{rms})必须能够处理来自Blackfin处理器的预计的最大电流。关于电流值的详细计算，请参考应用指南：*估计ADSP-BF533 Blackfin处理器功率(EE-229)*

饱和电流(I_{sat})必须大于 $I_{rms} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lpp}$ + 安全的富余量。一些 I_{sat} 最大指标规定最大值是在电感降低10%的情况下的值。

最后，应该规定1 MHz电感，以支持所有的三种可编程开关频率。

电容

需要规定两个电容，均有各自的要求。

第一个电容是电源旁路电容。由于开关瞬态反而可能会对电源有影响，必须将低ESR (RESR)、>68 μF的电解电容和0.01 μF (或 0.1 μF)的陶瓷电容与开关FET的源极近可能近地连接。

由于RESR为环路响应增加了零点，取消了一个LC极点，滤波器电容的RESR应该在20 – 40 m Ω范围内。由于电压模式控制的优点，这个限制是真实的：

$$\frac{V_{out}}{V_{sw}} = \frac{(s * R_{ESR} * C + 1)}{(s^2 * L * C * (1 + \frac{R_{ESR}}{R})) + (s * (\frac{L}{R} + R_{ESR} + 1))}$$

RESR也对纹波有贡献:

$$\Delta V_{out} = \Delta I_{Lpp} * R_{ESR}$$

滤波器电容最小值(Cmin)的等式是:

$$C_{min} = \frac{\Delta I_{Lpp}}{(f_{SW} * \Delta V_{out})}$$

不过, 由于电容值也影响环路响应, 最小的电容值可能会引起过纹波和/或振荡。为满足环路响应标准并提供很好的瞬态响应, 电感值应该接近其最小值, 电容/电感极点应该设置为10 kHz。来自RESR和电容的零点应约为极点频率的3-5倍。

二极管

可以使用任何开关二极管, 建议使用肖特基二极管, 降低与正向二极管电压(Vd)有关的损耗。二极管也必须能够处理最大负载电流。

设计实例

下面的实例设计可以用作参考。实例的参数如下:

$V_{in} = 3.3V$
 $V_{out} = 1.2V$ (缺省值)
 $f_{SW} = 1MHz$ (缺省值)
 $I_{load} = 300mA$
 $\Delta I_{Lpp} = I_{load}$ 的30% (纹波电流)
 $\Delta V_{out} < 10mV$ (纹波电压)
 $R_L = 0.046\Omega$
 $R_{DS(on)} = 0.18\Omega$
 $Q_G = 8.5nC$
 $T_r = T_f = 35ns$
 $V_d = 375mV$
 $R_{ESR} = \sim 60m\Omega$

上述的一些指标从选定元件的数据手册中得到。在这个实例中, 使用下面的元件:

电感 – Miller PM3316 15 μ H [2]

FET – Fairchild FDS9431A [3]

二极管 – Zetex ZHCS1000 [4]

电容 – 钽100 μ F

在这个实例中, 使用选定元件的特性和指标, 用本指南中讨论的理论可以获得最小电感(Lmin)和最小电容(Cmin)值。从而, 可以计算出极点频率(Fpole)、电容和RESR零频(Fzero), 也可以计算出效率(η)。

除了上面列出的参数, 在使用给定的电感和电容公式前, 必须首先得到占空比系数和纹波电流。

在求解D之前, 必须首先获得Vds:

$$V_{ds} = I_{load} * R_{DS(on)}$$

$$V_{ds} = 300mA * 0.18\Omega$$

$$V_{ds} = 54mV$$

然后, 将这个Vds值带入D公式:

$$D = \frac{(V_{out} + (I_{load} * R_L) + V_d)}{(V_{in} - V_{ds} + V_d)}$$

$$D = \frac{(1.2V + (300mA * 0.046\Omega) + 375mV)}{(3.3V - 54mV + 375mV)}$$

$$D = 0.44$$

请注意, 这个D值落在预计的30% – 63%范围里。

Lmin公式里的第二个未知数是纹波电流:

$$\Delta I_{Lpp} = 30% * I_{load}$$

$$\Delta I_{Lpp} = 0.3 * 300mA = 90mA$$

这个值可以和D一起带入Lmin公式:

$$L_{min} > \frac{(V_{in} - V_{out}) * D}{(\Delta I_{Lpp} * f_{SW})}$$

$$L_{min} > \frac{(3.3V - 1.2V) * 0.44}{(90mA * 1MHz)}$$

$$L_{min} > 10.27\mu H$$

15 μ H的电感可以满足上述的Lmin要求。如果选择15 μ H的电感, 纹波电流变为:

$$\Delta I_{Lpp} = \frac{(V_{in} - V_{out}) * D}{(L * f_{sw})}$$

$$\Delta I_{Lpp} = \frac{(3.3V - 1.2V) * 0.44}{(15\mu H * 1MHz)}$$

$$\Delta I_{Lpp} = 62mA$$

现在，可以计算最小电容。已知10mV指标是最大的电压纹波值，可以使用Cmin等式：

$$C_{min} = \frac{\Delta I_{Lpp}}{(f_{sw} * \Delta V_{out})}$$

$$C_{min} = \frac{62mA}{(1MHz * 10mV)}$$

$$C_{min} = 6.2\mu F$$

瞬态响应由滤波器的输出阻抗(Z)决定，Z等于：

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$Z = \sqrt{\frac{15\mu H}{6.2\mu F}}$$

$$Z = 1.56\Omega$$

为降低输出阻抗、改善瞬态响应，电容增加到了100 μF，Z变为0.39 Ω。

下一步，可以计算极点频率(Fpole)：

$$F_{pole} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$F_{pole} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15\mu H * 100\mu F}}$$

$$F_{pole} = 4109 Hz = \sim 5kHz$$

零频(Fzero)变为：

$$F_{zero} = \frac{1}{(2\pi * R_{ESR} * C)}$$

$$F_{zero} = \frac{1}{(2\pi * 60m\Omega * 100\mu F)}$$

$$F_{zero} = 26.5kHz$$

这些Fpole和Fzero值在需要的稳定度范围内。

为满足效率要求，必须考虑电路的总功耗，并从负载端的总功率输出(Pout)中减去：

$$P_{out} = V_{out} * I_{load}$$

$$P_{out} = 1.2V * 300mA \quad P_{out} = 360mW$$

电路的损耗，如前所述，是PRDS、PQG、PRL、PD和PESR。

计算PRDS：

$$PRDS = I_{load}^2 * R_{DS(on)} * D$$

$$PRDS = 300mA^2 * 0.18\Omega * 0.44 \quad PRDS = 7.1mW$$

计算PQG：

$$PQG = f_{sw} * ((I_{load} * (T_r + T_f)) + (Q_G * V_{gs}))$$

$$PQG = 1MHz * ((300mA * (35ns + 35ns)) + (8.5nC * 3.3V))$$

$$PQG = 49mW$$

计算PRL：

$$PRL = I_{load}^2 * R_L$$

$$PRL = 300mA^2 * 0.046\Omega$$

$$PRL = 4.1mW$$

计算PD：

$$PD = I_{load} * V_d * T_{off}$$

$$PD = 300mA * 375mV * (1 - 0.44)$$

$$PD = 63mW$$

计算PESR：

$$PESR = (\Delta I_{Lpp}^2 * R_{ESR}) / 12$$

$$PESR = (62mA^2 * 60m\Omega) / 12 \quad PESR = 0.02mW$$

最后的损耗来自驱动PWM转换开关(PLPWM)自身需要的功率，是0.5mW。考虑到所有这些损耗，总功耗(PLTOT)可以描述如下：

$$PL_{TOT} = PRDS + PQG + PRL + PD + PESR + PL_{PWM}$$

$$PL_{TOT} = (7.1 + 49 + 4.1 + 63 + 0.02 + 0.5)mW$$

$$PL_{TOT} = 124mW$$

计算总功耗之后，可以计算出电路的效率(η)：

$$\eta = P_{out} / (P_{out} + PL_{TOT})$$

$$\eta = 360mW / (360mW + 124mW)$$

$$\eta = 74.4\%$$

由于49mW开关损耗与负载无关，低负载电流时效率会更低。

板布局的考虑

板布局必须使VROUT[1:0]管脚和FET栅管脚之间的连接最短。导线线阻和自感应系数必须足够低，以处理1MHz开关速度和200 mA开关电流。如果可能的话，连接FET源极和BlackfinVddext电源管脚的导线应尽可能的和电源的Kelvin系数匹配，以避免与同一个电源相连的其它器件

上的瞬态响应。FET漏极、二极管、电感和电容的连接线路应尽量短，并可以处理负载电流。

因为接地连接在Toff期间有与电源相同的负载电流（通过二极管的负载电流）、在Ton期间有相同的栅开关电流，接地连接的要求也与上述要求一样。

最后，将电解电容放置在FET源极和电感输出侧，并联0.1或0.01 μF 的陶瓷电容来降低高频阻抗。

参考文献

- [1] *Estimating Power for ADSP-BF533 Blackfin® Processors (EE-229)*. Rev 1, February 2004. Analog Devices, Inc.
- [2] *PM3316-100M Inductor Data Sheet*. J.W. Miller Magnetics.
- [3] *FDS9431A P-Channel 2.5V Specified MOSFET Data Sheet*. September 1999. Fairchild Semiconductor.
- [4] *ZHCS1000 Schottky Rectifier Diode Data Sheet*. Zetex Semiconductors

文件历史

版本	描述
第一版—2005年2月2日, Bob Libert、Brian Erisman和Joe Beauchemin提供	第一版