

电流模式磁滞降压稳压器

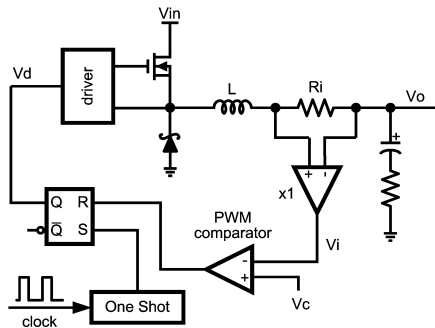
美国国家半导体公司
应用注释 AN1487
Dongbing Zhang
2006年8月



美国国家半导体公司已经开发出一系列峰值电流模式磁滞降压稳压控制器,如LM27212、LM27213和LM27292等。这种结构具有不同于PWM结构稳压器的一些特性。本应用注释重点描述一些独具特色的性能并对相关的折衷性进行讨论。

基本结构

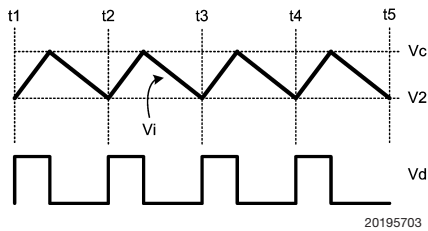
粗略地讲,磁滞模式或者PWM模式差别在于时序问题,也就是说,在给定的控制信号下(电流命令)顶部开关的ON/OFF控制之间的差异。换句话说,差别在于电感纹波电流是如何产生的。



20195701

图1

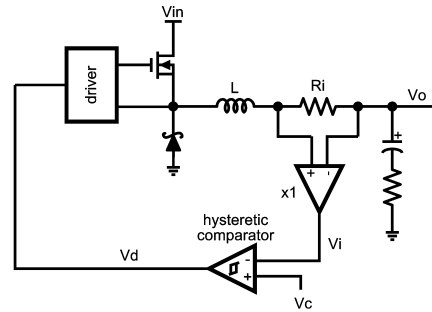
对于图1中的下降沿PWM结构,上升沿(图2所示的 t_1, t_2, t_3 等)的时序是固定的,同时下降沿的时序是通过控制电压 V_c (亦称之为"电流命令")来设定。 V_i 的谷点全部坐落在相同电压值 V_2 上,这是由于稳定状态工作的结果。当 V_{in} 、 V_{out} 和电感的任何组合发生变化, V_i 的纹波幅值也会改变。



20195703

图2

如图3中的磁滞结构,两个边沿的时序都会变化,但是可以明确地控制电感电流的峰值和谷值(图2中的 V_c 和 V_2)。可以看到由于稳定状态工作而使得 t_1 、 t_2 、 t_3 等在时序上平均地间隔开来。这是固有的可变频率结构。

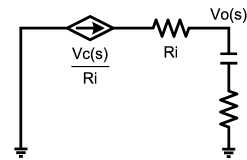


20195702

图3

所以简而言之,两种模式之间的根本差别在于一旦已知需要的电感电流(例如 V_c)如何产生切换动作。它是通过强制开关频率(PWM)还是通过强制电流纹波振幅(磁滞)?磁滞结构还可以称之为"纹波稳压器"。

这两种模式都会为控制电压的改变而提供接近即时的响应。在大多数小信号分析中,可以用电压控制电流源简单地代替电感,产生了如图4中所示的一个简单的控制至输出的模型。



20195704

图4

为了构造一个电压稳压器电路,控制电压 V_c 应对误差电压(适当比例的输出电压和基准电压之间的差值)以某种形式做出响应,使得可以连续调节电感的电流,从而保持输出稳压。实例如图5所示。

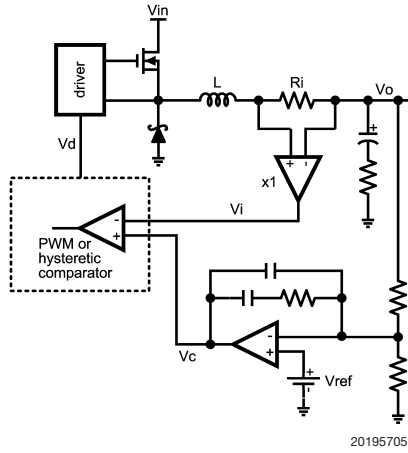


图5

基本结构 (续)

一个微妙之处是在开关频率的一半的地方，PWM结构的控制至电感电流的频率响应中表现出一个峰值。参见图6，当讨论的频率离开开关频率足够近时，电感不再是一对一的电压控制电流源，相反，它具有相当大的增益。

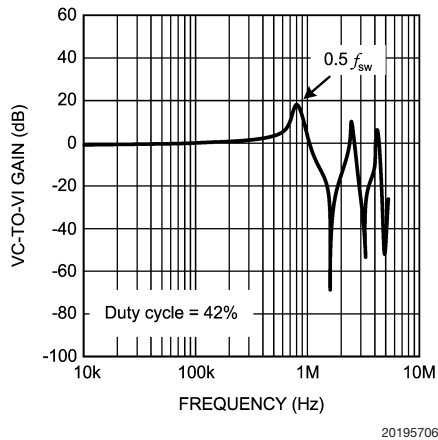


图6

这是因为当 V_c 频率接近开关频率的一半时，电感电流的波谷 ("自由端") 在不同的周期变化相当大，如图7所示。当占空比超过50%时该峰值会变得无限大。但即

使当占空比低于50%，一个设计不当的电压环路仍然会造成最终环路增益中的峰值穿越0dB (图8)，从而造成次谐波振荡 (图9)。

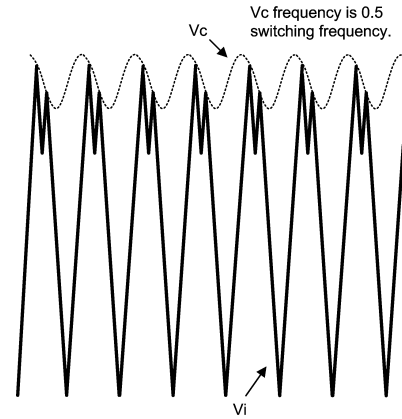


图7

磁滞结构不会产生这样的行为特性。这是因为峰值和谷值都是由 V_c 和它的磁滞作用来限定，因此在低于开关频率的时候增益总是接近1。从小信号的观点来看，控制至电感电流的特性在本质上是非线性的。所以电压环路带宽的设计接近于开关频率，占空比可以安全地超过50%而无需PWM稳压器提供斜率补偿。

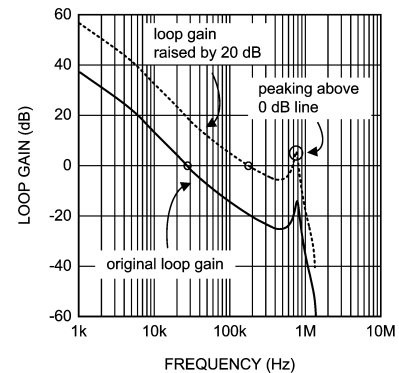


图8

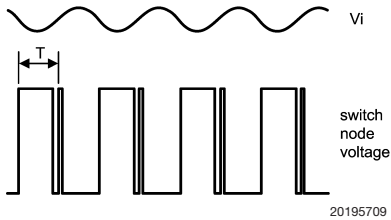


图9

开关频率

估算在连续导通模式 (CCM) 下磁滞降压稳压器的开关频率并不是很困难。如果已知磁滞回线, 并给定输入和输出电压以及电感值 (图10), 得到开关频率理论值为:

$$f = \frac{1}{\frac{2i_h}{S_1} + \frac{2i_h}{S_2}} = \frac{1}{2i_h \cdot L \left(\frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}$$

举例, 如果 $V_{in}=12V$, $V_{out}=1.2V$, $L=1\mu H$, 整个磁滞回路 $2i_h=6A$, 得到开关频率理论值为:

$$f = \frac{1}{6A \cdot 1 \mu H \left(\frac{1}{12V - 1.2V} + \frac{1}{1.2V} \right)} = 180 \text{ kHz}$$

在许多应用中, 允许的纹波电压大小是一个固定值 (例如 $\pm 10mV$)。磁滞方法的一个潜在优势在于开关频率仅需维持固定的纹波大小。在上述例子中, 如果 V_{in} 下降至 $5V$, 开关频率则会跌落至 $152kHz$, 从而减少了开关损耗。与之鲜明对比的是 PWM 结构, 其开关频率是固定的, 而电感电流纹波大小随 V_{in} 、 V_{out} 和 L 而变化。

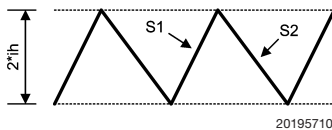


图10

一些应用要求开关频率设置在相当狭窄的范围内, 使其可以避免某些敏感的频率。在那些情况下, PWM 模式是更好的选择, 特别是当输入电压 V_{in} 范围比较大的时候。

如果电源设计在输出端仅使用陶瓷电容, 则输出电压纹波大小将会随着开关频率而改变。这是因为电容的阻抗基于频率的变化速率是 $20dB/十倍频$ 。因为输出电

容的阻抗不是由 ESR 在指定的开关频率范围内控制, 所以使用时要特别小心。

因为磁滞开关频率不是很确定地控制的, 其他的一些因素也会对实际频率产生影响。其中一个因素就是系统延迟。图11中的延迟 t_d 延缓了开关频率。在整个 V_{in} 和 V_{out} 范围内开关频率被降低的程度可能并不是一致的。但是这个延迟的影响在较低频率处是比较低的。延迟本身也不是一个固定的持续时间。至少, 比较器引入的延迟与到达比较器的两个输入信号互相靠近的速度有关。

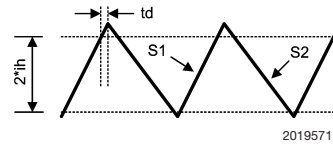


图11

另一个因素是电流感应电阻的自感。如果当主电感或者感应电阻足够大时自感因素可以忽略。在图12中可以看得很清楚。 V_o 和 V_{sw} 之间的电压是一个脉冲串。主电感 L 和感应电阻的自感 L_r 在开关频率或更高频率形成一个分压器。对于 2512 尺寸的电流感应电阻, 当贴装在印刷板上时 L_r 值大约为 $1nH$ 。所以如果 $L=1\mu H$ 和 $V_{in}=12V$, 在 L_r 上的微小脉冲串的幅度达到 $12mV$ 峰-峰值。这会导致电阻上的电压产生明显的“跳变”, 从而增加开关频率。如果在电池供电电路中 V_{in} 变化很大, 使得在不同的 V_{in} 电压条件下产生不同的开关频率“失真”, 所以要尽力去消除这个影响。

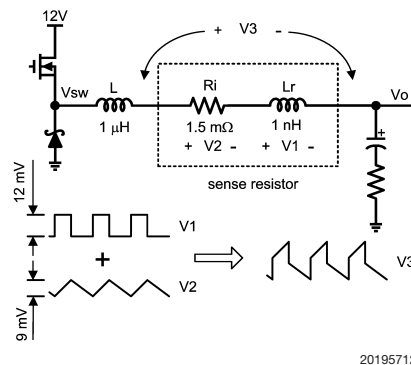


图12

可以通过如图13所示的RC网络来消除该效应。该方法的思想在于, 如果RC网络和LR网络的时间常数相等, 则电容上的电压将会 R_i 上的电压完全相同。在大电流低电压应用中该效果尤为突出, 此时主电感往往低于 $1\mu H$ 。

开关频率（续）

实现这个目标的一个好建议是使用一个COG电容，以确保方程能粗略地覆盖整个温度范围。

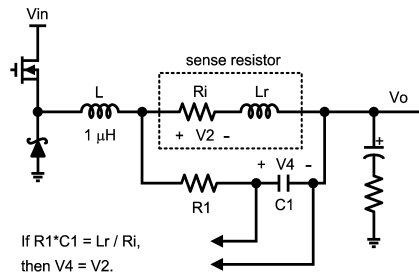


图13

轻负载工作

诸如在非同步降压稳压器，或者在具有二极管仿真器特性的同步降压稳压器中，若不允许电感电流取负值，则随着负载电流下降到关键的传导边界以下，开关频率会自动地下降。负载值越小，开关频率也会随之越低。图14则是个例子，从图中可以看出负载电流从8A下降至0.3A。该特性的优点就是由于减少了开关损耗在轻负载时可以提高效率。

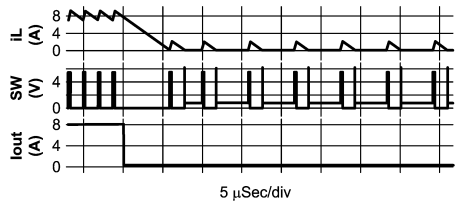


图14

在DCM中的开关频率可以通过下列方程来估算。

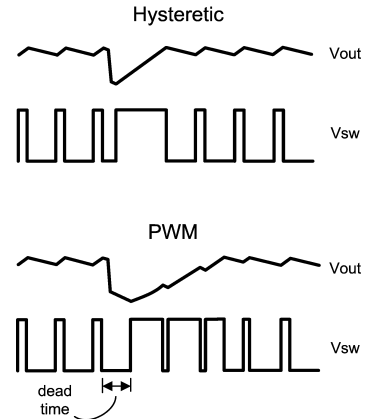
$$f = \frac{2I_o \cdot (V_{IN} - V_o) \cdot V_o}{(2Ih)^2 \cdot L \cdot V_{IN}}$$

PWM结构加上一些附加电路也可以实现类似的模式。在PWM术语中，这种模式被称之为“脉冲-跳跃”模式。如果没有脉冲-跳跃电路，开关频率将会同DCM中的保持一致。

负载瞬态响应

磁滞结构与其相对比的PWM结构之间的负载瞬态响应差别仅表现在像现代CPU这样的很大而且快速的负载瞬变上。对于下降沿调制PWM，一旦顶部开关已被断开，要到下一个时钟周期到来才能再次闭合。所以存在着一

个死区时间，在此期间PWM对任何瞬态事件都不响应。对于磁滞结构而言，就不存在这样的死区时间。图15显示出对于相同负载步长两种响应之间的微小差别。

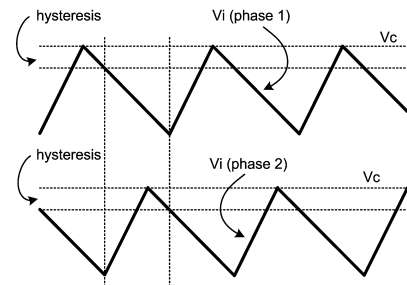


20195715

图15

多相位工作

因为磁滞结构没有时钟，所以要实现多相位工作并不是显而易见的。一个方法就是在两个相位控制器LM27212和LM27292中使用轮换方案。图16揭示了该原理。该思想是当通道电流达到磁滞窗口的较低阈值时，开启其他通道而非同一通道的顶部开关。如此通道依次开启顶部开关，由于对具体通道没有任何“歧视”，在时间上可以平均地分配通道。



20195716

图16

LM27292磁滞控制器一个突出的特性是相位脱落和恢复能力。集成电路使两个相位的其中一个关闭和恢复，以实现在不同负载水平的最高效率。实现该特性的挑战之一就是确保输出电压在转换期间不受影响。峰值电流模式磁滞结构有助于平滑转换曲线。在我们的测试中，输出电压在相位脱落和恢复转换中完全不会移动，除了由于纹波取消效应或者缺少该效应而产生的纹波电压轻微变化。上述提及的相位恢复模式在可实现的最大占空比上存在着限制。那就是说，每个相位都存在理论

多相位工作（续）

上最大占空比的 $1/n$ ，这里 n 是工作中的相位数目。所以应用的电压转换比（ V_{in}/V_{out} ）应该不小于 n 。对于所述的单相位磁滞控制器而言，例如LM27213，限制是不存在的，因为 n 是1。对于两相位控制器而言，允许最大的占空比为50%。其他需要考虑的因素是负载瞬态响应，因为没有两个相位中能同时上升电感电流。对于大而且超快逐级上升的负载瞬变的响应可能不如电源串产生的那样好。但在许多情况下这并不重要，特别是在现代CPU应用中，因为负载步幅在两个方向上具有相同的幅值，这就使得逐级下降的负载瞬变由于缺乏下降电感电流的可利用电压而变得更加困难。笼统而言，如果相位的数目少于一半的转换率，逐级下降的负载瞬变将会在输出电压中产生更多的偏移（更多细节详见附录）。对于两相位磁滞控制器而言，如果电压转换率大于4，逐级下降的负载瞬变将会比逐级上升产生更多的输出电压偏移。在负载瞬变不如现代CPU要求苛刻的应用中，根本没有必要去考虑这个细微的效应。

附录

为了根据输出电压的偏移来粗略判定最坏情况是递升的负载瞬变或是下降的负载瞬变，下列的推导提供了一个指南。假设在任何情况下仅有一个相位内有电感电流上升，剩下的相位中它们的电感电流下降。对于递升的负载瞬变，所有电感供应的总电流的压摆率为

$$V_{in}/L - V_o/L \times n$$

或者

$$V_{in}/L \times (1-D \times n)$$

这里 n 是相位的数目， D 是稳定状态工作的占空比。对于下降的负载瞬变，所有电感吸收的总电流的压摆率为

$$V_o/L \times n$$

或者

$$V_{in}/L \times D \times n$$

据此而言，下降的负载瞬变是最坏的情况，需要满足下列不等式：

$$V_{in}/L \times (1-D \times n) > V_{in}/L \times D \times n,$$

或者

$$n < 0.5 / D$$

或者

$$n < 0.5 \times r,$$

这里 r 是转换率，等于 $1/D$ 。

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com