

序

作为电源行业的技术编辑，每天编写及整理出一篇篇技术文章便是我们工作的乐趣与重心，这是一个不停地思考、不停地接触新知识、不停地读书、不停地将灵感转化为现实的工作；同时，把自己编辑过程中的点滴努力都体现在文章中，留下一个个实实在在的印记。而今天我们有幸将所了解的知识变成一本电子书，这一份强烈的欣喜感油然而生。

熟悉电源网的网友都知道，一直以来，TI 在技术培训上面投入了很大的精力，而作为行业门户网站的我们也不停的在思考，以何种方式给网友提供更好的培训课程。一直以来，我们联合 TI 进行在线课程的培训讲解，为的就是能够让大家不受地域、时间限制了解知识。

《降压稳压器基础架构》是电源网的第二本电子书，后期还会继续推出更多更好的培训及相应电子书。在此，也请广大读者以及工程师批评指正，形成更好的电子书分享给大家。在这里也对部分已经观看过培训视频、并给出很多积极反馈的工程师朋友们表示感谢。希望更多工程师朋友加入到与我们互动的行列中，分享你们的学习经验。

电源网 2013年5月

前言

降压稳压器是一种能使输出电压降低，然后通过连接到误差放大器反相输入端的分压电阻采样，误差放大器的同相输入端连接到一个参考电压的稳压器。降压稳压器应用在电缆调制解调器、等离子电子、数据设备通信、机器人、DC/DC 电源、FPGA 电源、机顶盒、LCD 监控器、路由器、工业应用、医疗和自动化测试设备等方面。

降压稳压器由调压电路、控制电路、及伺服电机等组成，当输入电压或负载变化时，控制电路进行取样、比较、放大，然后驱动伺服电机转动，使调压器碳刷的位置改变，通过自动调整线圈匝数比，从而保持输出电压的稳定。容量较大的降压稳压器，还采用电压补偿的原理工作。

《降压稳压器基础架构》电子书共分为六章，从最简单的一种开关电源结构——降压开关稳压器开篇，述及多相降压稳压器、迟滞降压稳压器、恒定导通时间(COT)降压稳压器、电流/仿真电路模式降压稳压器、电压模式稳压器共六个类型稳压器的结构与原理。



目录

第一章 降压稳压器基础架构概述

1.1 概述	1
1.2 非同步降压转换器	1
1.3 降压拓扑电流和电压波形	2
1.4 轻负载操作：CCM 和 DCM	3
1.5 同步降压的直通	4
1.6 死区时间	4
1.7 控制模式	5

第二章 多相降压稳压器

2.1 多相概述	7
2.2 功率 FET 及其驱动器	7
2.3 输出滤波器	9
2.4 采用 COT 的多相优势实例	10
2.5 电感器尺寸改善	11
2.6 直通改善	12
2.7 输入电容器	12
2.8 均流	13
2.9 总结	14

第三章 迟滞降压稳压器

3.1 迟滞降压稳压器架构	15
3.2 迟滞稳压器波形	15

3.3 LM3485 架构	17
3.4 LM3485 迟滞控制器	17
3.5 计算开关频率	18
3.6 迟滞控制的优缺点	19
3.7 LM3475/85 的输出电容	19

第四章 恒定导通时间降压稳压器

4.1 恒定导通时间 (COT) 降压稳压器架构	22
4.2 工作效率	23
4.3 典型例子	24
4.4 注意事项	27

第五章 电流/仿真电路模式降压稳压器

5.1 电流模式	29
5.2 电流模式降压稳压器架构	30
5.3 CMC 次谐波振荡	31
5.4 调制器增益	32
5.5 输出滤波器	32
5.6 误差放大器	33
5.7 控制环路增益	33
5.8 误差放大器+输出滤波器	34
5.9 控制环路考虑因素	34
5.10 电流模式负载瞬变 - 性能折衷	34
5.11 电流模式输入电压瞬变 - 性能折衷	35
5.12 电流模式控制示例 - LM284x	35
5.13 仿真电流模式 (ECM) 降压稳压器	35

5.14 仿真电流模式工作原理	36
5.15 仿真电流模式工作波形	37
5.16 输入电压与工作频率的关系	37
5.17 可靠的过流保护	38

第六章 电压模式稳压器

6.1 电压模式降压稳压器	39
6.2 调制器增益	40
6.3 输出滤波器	40
6.4 误差放大器	41
6.5 内部 Type III 电压模式补偿 (LM367x)	43

附录一： 编委信息与后记

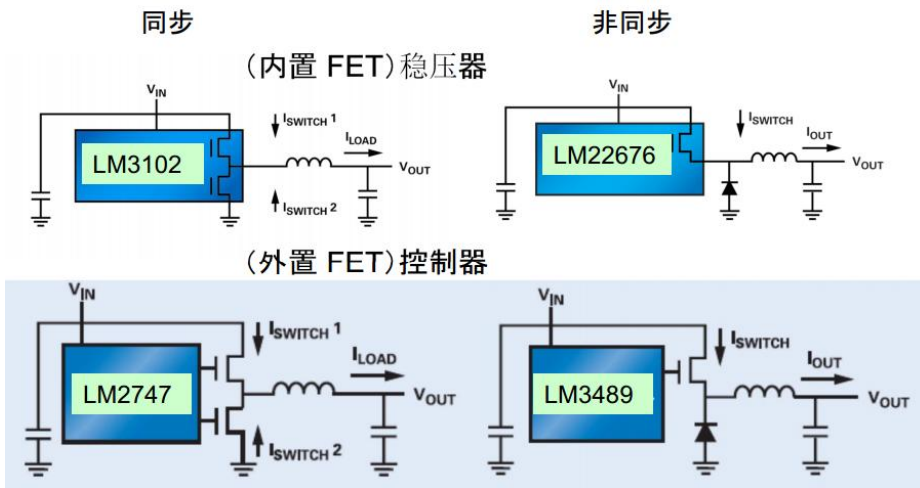
附录二： 版权说明

第一章 降压稳压器基础架构概述

1.1 概述

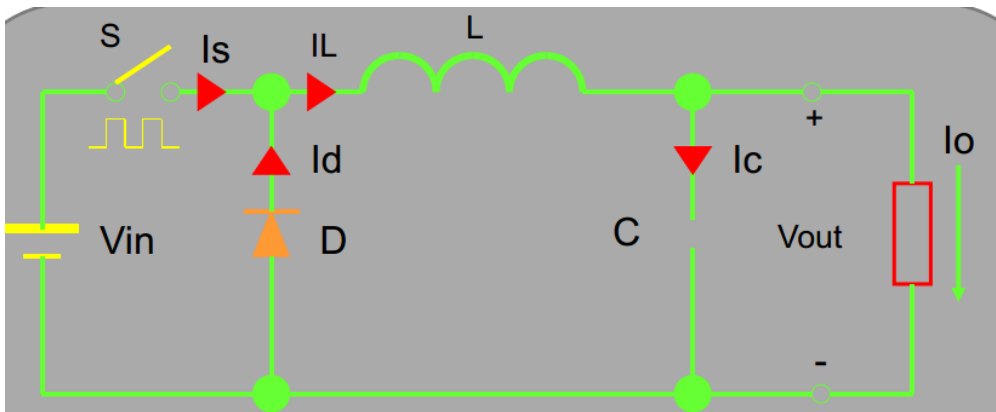
降压开关稳压器是最简单的一种开关电源结构。开关电源的结构里我们知道有降压、升压、升降压以及各种隔离的拓扑结构，降压开关稳压器之所以是最简单的一种开关稳压器，是因为它的各种静态、动态特性里都最简单的，因此我们先从它开始讲。

下图是四种降压稳压器的类型



左上图是一种全集成的同步降压稳压器;右上图是集成了上管 MOS 管的降压稳压器,它是一种非同步整流的结构,左下图是用单独的 PWM 控制器来控制同步整流结构的一上一下 MOS 管;右下图是一个 PWM 控制器来控制非同步整流的降压稳压器。

1.2 非同步降压转换器



上图的开关器件共有两个，一个是器件 S，它可以是 MOS 管或者是双极晶体管，但在开关电源的行业里一般使用的是 MOS 管，因为 MOS 管的效率在高频时候比晶体管高；另外一个就是中间的续流二极管 D，阳极接地，阴极接在开关管和电感之间。而 MOS 的开通时间占整个开通和关断时间的比例就是占空比 D。占空比决定了平均传送到负载的能量，从而决定了调节输出电压的能力。两个滤波元件分别是电感 L 和电容 C，它们把一个斩波成方波的能量转换成一个平均输出的直流能量。这几大部分构成了非同步的降压转换器。

降压稳压器在稳态工作时的电压和电流关系式：

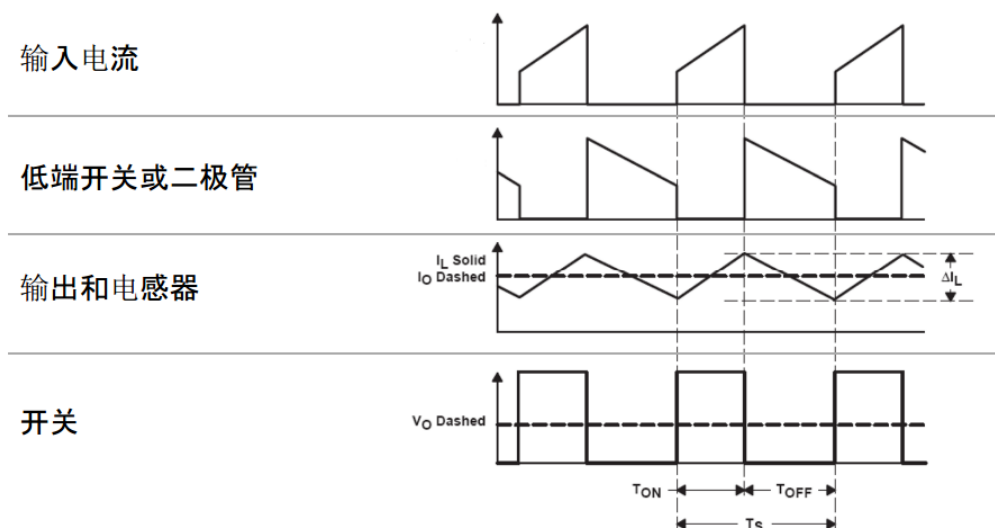
状态一：当 MOS 管导通的时候，能量从输入端经过电感传送到输出，同时电流线性上升，电感储能。可得式子： $\Delta I_L, T_{on} = (V_{in} - V_{out}) * T_{on} / L$;

状态二：当 MOS 管关断的时候，电感的能量释放，通过二极管进入续流状态，此时电流线性下降。可得式子： $\Delta I_L, T_{off} = -V_{out} * T_{off} / L$;

稳压器在稳态工作时，电感必须保持磁平衡，因此可得式子： $\Delta I_L, T_{on} = \Delta I_L, T_{off}$;

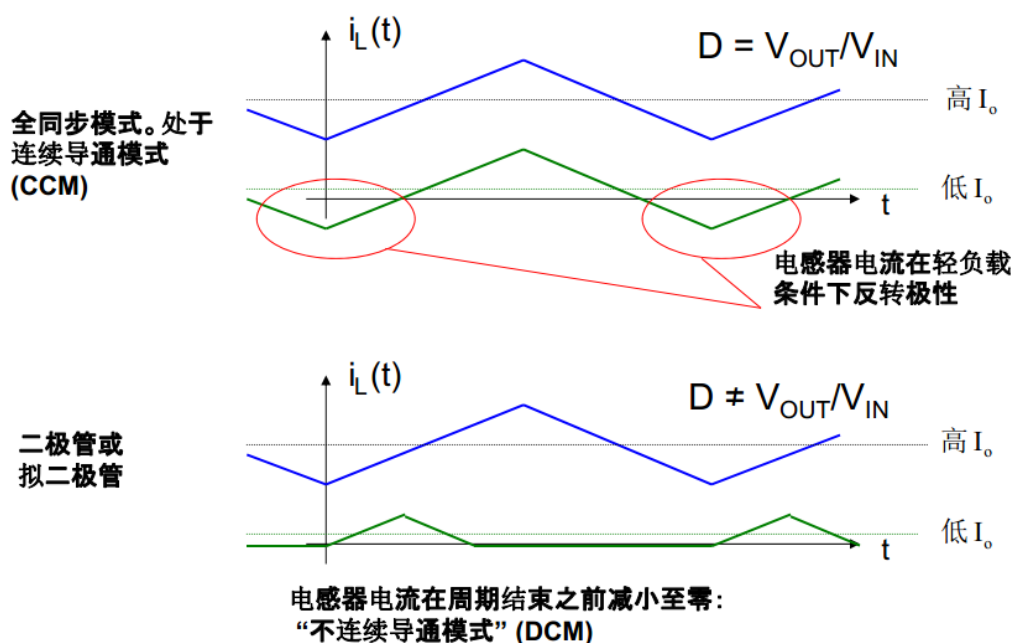
根据以上式子，我们可以得出转换器的输入、输出电压和占空比的关系式： $V_{out} = D * V_{in}$;
 $D = T_{on} / (T_{off} + T_{on})$ 。（前提条件：电感电流处于连续状态，也就是 CCM 模式）

1.3 降压拓扑电流和电压波形



上图是几个关键器件的电压电流波形，第一个输入电流就是 N 型 MOS 管漏极上的电流波形；第二个是续流二极管的电流波形，它和 MOS 管的波形叠加起来就是第三个电感器的电流波形，因为电感电流不能突变的特性，所以我们始终看到这样类似三角波的波形；第四个就是开关的电压波形，也就是三个器件汇集点的地方，我们也称它为开关节点，一般降压稳压器出故障的时候，我们一般会抓这个点上波形来观察，因为最简单的波形同时也包含了最丰富的系统工作信息。

1.4 轻负载操作：CCM 和 DCM



解析一下 CCM 模式和 DCM 模式：CCM 模式就是电感电流连续模式，DCM 模式是指电感电流不连续(断续)模式。我们回忆一下同步整流和非同步整流的降压稳压器，在同步整流的降压稳压器中，如果负载在轻到一定程度的时候，电感电流会进入 DCM 模式，电感能量释放完后电流反向，从输出→电感→续流 MOS 管→地。而在非同步的情况下则不会出现这一情况，因为续流二极管这时处于反偏状态，根据负载的不同，电感电流会在这两种情况之间变化，连续模式中功率级部分的小信号特性和断续模式里是完全不一样的，所以在非同步稳压器中的环路补偿设计需要特别关注这一点。

1.5 同步降压的直通

- V_{IN} 和地之间的直接连接



- “高 – 低”和“低 – 高”一定不得同时处于导通 (ON) 状态



- 有一个时段中需要将两个 MOSFET 全部关断: 死区时间

同步降压典型的故障问题一直通，直通就是指上管和下管同时导通的情况，输入的电源通过两个 MOS 管直接连到地，产生一个非常大的脉冲电流，因此必须避免这种状况。上下管在互补开通的时候加入一段时间间隔，也就是说在这段时间内两管同时关断，我们也称它为死区时间。

1.6 死区时间

死区时间的控制方法：

1、固定死区时间

- 关断与接通之间的固定时间
- 在 MOSFET 的选择上无灵活性

2、自适应死区时间

- 高端 MOSFET 仅在低端 (LS) MOSFET 关断时才接通，反之亦然
- 在 MOSFET 的选择上拥有灵活性
- 必需检测两个 MOSFET 的关断

1.7 控制模式

1、电压模式控制 (VMC)

2、电流模式控制 (CMC)

- 峰值电流模式控制 (PCMC)
- 谷值电流模式控制 (VCMC)
- 平均电流模式控制 (ACMC)

3、迟滞模式控制 (HMC)

各种控制模式的优缺点:

1、电压模式控制优点和缺点

优点

- 稳定的调制/对噪声不太敏感
- 单一反馈路径
- 能在很宽的占空比范围内工作

缺点

- 环路增益与 V_{IN} 成正比
- 双极点 LC 常常需要 Type III 补偿
- CCM 与 DCM 的差异 - 补偿难题
- 对输入电压变化的响应速度缓慢
- 必须单独实施电流限制

2、电流模式控制优点和缺点

优点

- 电源设备增益可提供一种单极点滚降
- 具有抵消输入扰动能力
- 逐周期电流限制
- 均流

缺点

- 噪声
- 要求最小导通时间
- 需要检测电阻器

3、迟滞模式控制优点和缺点

优点

- 超快的瞬态响应(在高耗电负载中优先使用)
- 无需相位补偿;换句话说, 迟滞模式是一种大信号控制

缺点

- 容易受到噪声的影响
- 对 PCB 布局非常敏感
- 开关频率偏差大;要求具有一定的纹波

第二章 多相降压稳压器

2.1 多相概述

多相降压稳压器的概念是把多个降压稳压器并联起来，但让它们以一种交错的方式运作。多相稳压器一定是多通道稳压器，但是多通道稳压器不一定是多相稳压器，多相稳压器它的输出相位必须是交错的，也就是错相。见图 1。三相同步降压稳压器其每相具有相同的组件，但开关动作则异相 120° 。图 1 右边是三相同步降压稳压器各自开关节点的波形以及它们电感每电流波形叠加在一块。

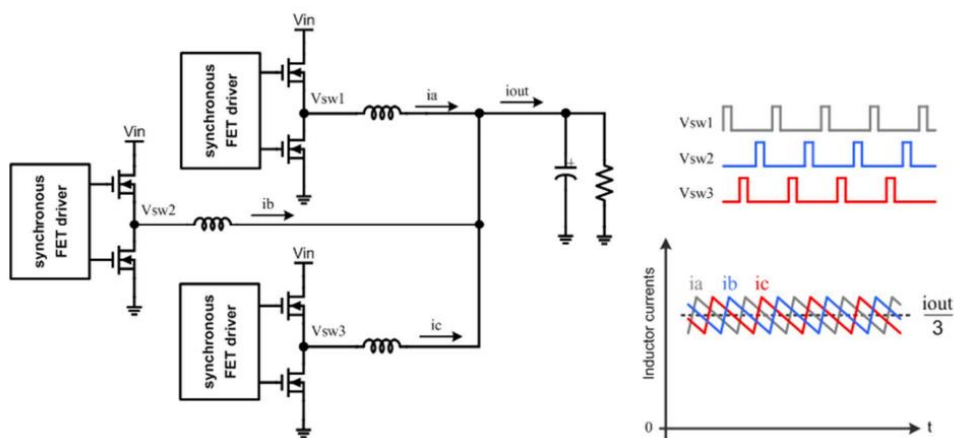


图 1

2.2 功率 FET 及其驱动器

当我们拿一个单相稳压器来进行比较高的功率转换的时候，为了把热散开，避免同一个器件承受太多的负担，所以我们可以考虑各种各样的手段。列如：

1. 把一颗 MOS 管变成两颗并联来工作，如图 2 左图所示

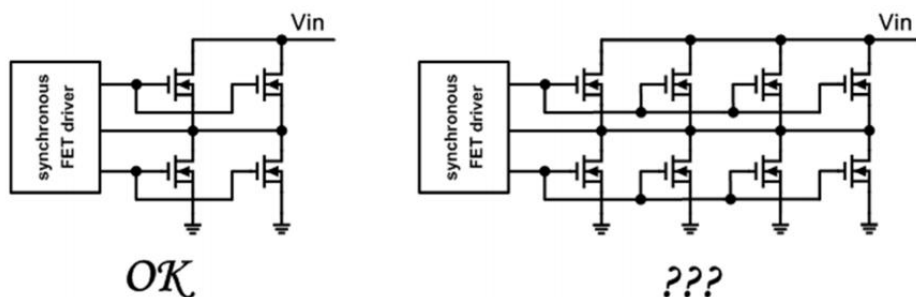


图 2

本来一对的 MOS 管也可以完成这样的开关工作，那么我们把上管用两颗并联起来，下管也用两颗并联起来，这样他们一起就构成了开关稳压器开关的部分，这样的做法其实就好像单个 MOS 管内部各个小单元的工作状态。

图 2 右图其实就是左图的一个延展，一分为四，但是其实这样的做法不是很好的，为什么呢，因为各个 MOS 管的匹配是不一样的，每个 MOS 管的门级电容是不同的，漏源极的电容也是不同的，它们的导通特性也是不同的，如果这样单纯的扩充下去，它们的开关效果是非常不好的，它们的均流效果也不好，另外对驱动器的负担也会越来越重。

2. 利用一个单独的同步驱动器去驱动每一对功率 FET（上端和下端）

当你的 MOS 管的驱动器不能驱动那么多的 MOS 管时，我们可以采用与功率 MOS 相同的技巧，就是分配。我们可以利用一个单独的同步驱动器去驱动每一对功率 FET（上端和下端）。如图 3 所示

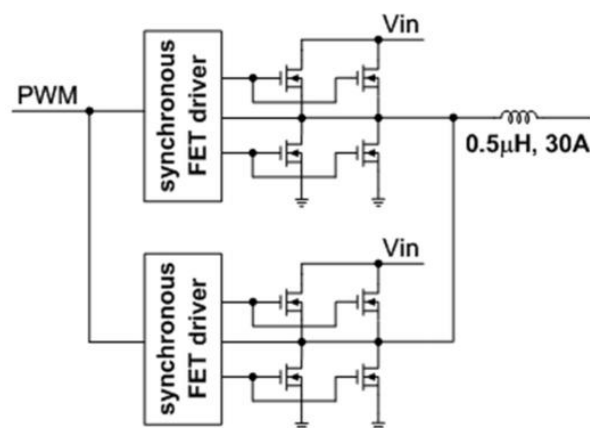


图 3

对于这种做法由于 MOS 管一样存在匹配问题，所以这种方法的问题是不能保证两组功率 MOS 恰好在相同的时间执行开关操作。因此，会有发生直通问题的隐忧。如果要保证不发生直通现象，那么就要设计较长的死区时间，这样效率就会降低，所以这个方法也不是最优的。

3. 利用两个 PWM 信号来驱动两套带有上下 MOS 管的电路

由于 MOS 管的匹配问题，那么假如各 MOS 组不共用同一个开关节点，那么为每组 FET 使用一个单独驱动器的想法就是可行的。如图 4 所示，利用利用两个 PWM 信号来驱动两套带有上下 MOS 管，然后经过电感之后再并联输出。

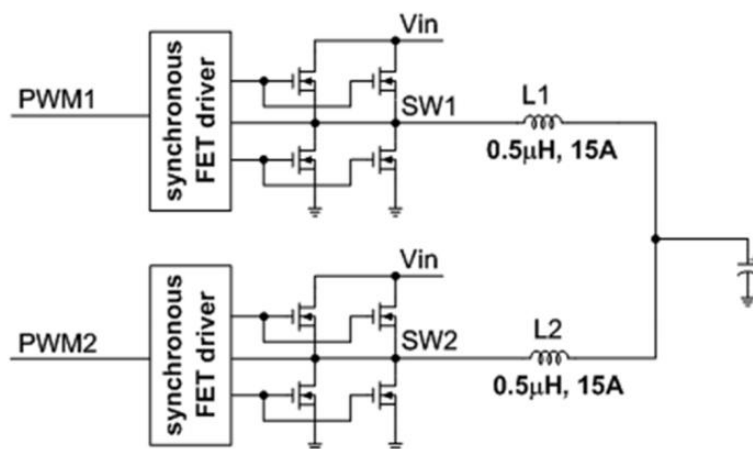
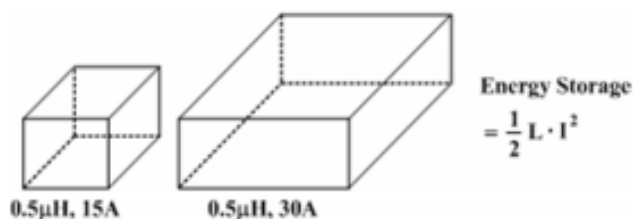


图 4

在多相配置中情况确实如此。不仅每组 MOS 无需与其余各组 MOS 同时执行开关操作，而且还故意让所有的 MOS 组于不同的时间进行开关操作以获得其他的好处。

2.3 输出滤波器

输出滤波器是功率链的一个主要部分，而且对于成本有着重大的影响。我们将阐释以下概念：纹波抵消、物理尺寸权衡和负载瞬态响应性能改善。为什么说上述的电路是比较优化的呢，考虑到输出滤波电感里面存储的能量和流过它电流的关系，例如：一个要求输出为 30A 的电路



那么单个电感要存储的能量为：

$$E = \frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}L \times 30^2 = 450L \quad ①$$

那么两个并联的电感存储的能量之和为：

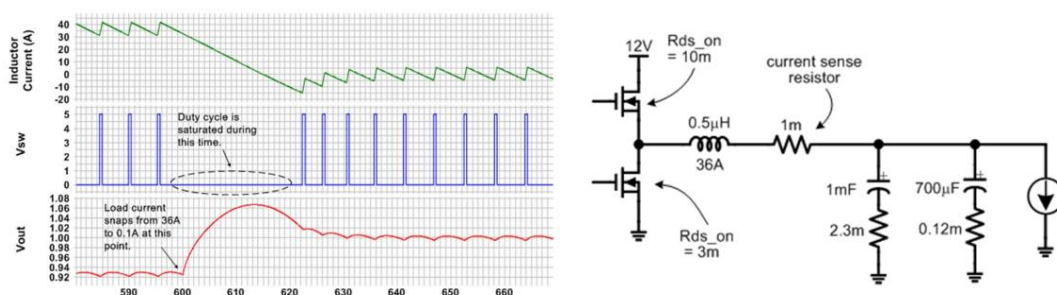
$$E = 2 \times \frac{1}{2}LI^2 = 2 \times \frac{1}{2}L \times 15^2 = 225L \quad ②$$

由①②式可以看到两个并联的电感需要存储的能量是单个的一半，我们也知道电感的体积与存储的能量是成正比的，所以两个电感并联的体积之和会比单个电感的体积小。

实际上，当最大负载电流倍增时输出电容器的数量通常也会倍增，当把单通道的电感变成双通道的电感的时候，电感器的电感值可以减半，而不会增加输出电压纹波。因此在许多场合中，当最大负载电流倍增时，电感器的物理尺寸只需倍增，而不是翻两番。

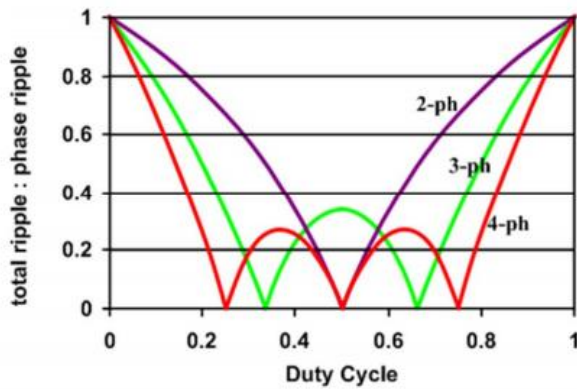
2.4 采用 COT 的多相优势实例

COT 就是恒导通时间控制，COT 的特点就是当电流从满负载迅速切换至无负载之时，COT 有能力它的上管 MOS 管一直关断，直到它的电压降到到达合理的范围之内。那么当电流从满负载迅速切换至无负载之时，这将造成控制环路立即将占空比减小到零，并把存储在电感器中的能量转储到输出电容器中。下方位于左侧的图示出了发生在单相降压稳压器中的此类负载瞬变(其中的电感器为 $0.5\mu\text{H}$)。



由图可以看出当负载突然变动是，输出的电源就会产生一个比较高的纹波，显然，电感器中存储的能量越少，需要的电容器也就越少。输出的纹波就越小，上方居右的图给出的是单相电路的功率级，而且控制方案为迟滞电流模式。

如果我们采用了多相的技术的话，那么就可以极大的减小上述的情况，我们前面也计算过，当把一个通道里面的电流分开两个通道的时候，它电感存储的能量不是减半的关系，而是一个平方根的关系往下减少，所以两个通道的电感存储能量之和是要比一个电感的存储能量要小。我们先来看一下组合输出纹波(总纹波)电流与每个个别电感器中的纹波电流(相位纹波)之间的关系。



$$\frac{\text{total ripple}}{\text{phase ripple}} = n \cdot \frac{(D - \frac{m}{n}) \cdot (\frac{1+m}{n} - D)}{(1-D) \cdot D}$$

where $\frac{1+m}{n} \geq D \geq \frac{m}{n}$

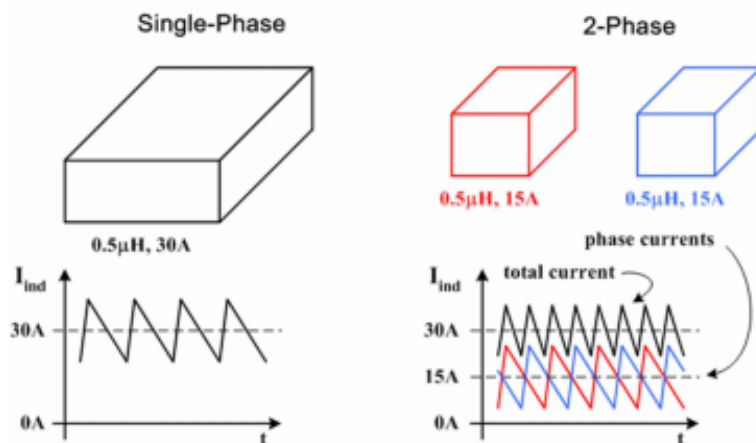
$n > m \geq 0$

n is the number of phases, and m is an integer.

由上图可以知道如果选择多相这种控制器的话,选择的相位数越多,那么可以使输出电压纹波出现在零的几率就越大。列如说我们采用的是双相控制的稳压器,两个稳压器的占空比都是在 50%的时候,由上图可以知道,它要两个刚好抵消,出现零纹波的时刻,那么它只能出现在 50%的情况下;如果我们采用的是三相控制稳压器,那么它出现零纹波的时刻就在 33.3%和 66.6%的时候;如果采用的是四相,那么它会有更多的点出现零纹波。

2.5 电感器尺寸改善

对于电感器的改善前面已经计算过了,在某些给定点上,可能比实现零纹波更重要的是“输出纹波电流总是小于各相位纹波电流”这一事实。这意味着我们可以用多个尺寸较小、但电感值相同的电感器来安全地取代单相电感器,而不会增加输出纹波电流。



2.6 直通改善

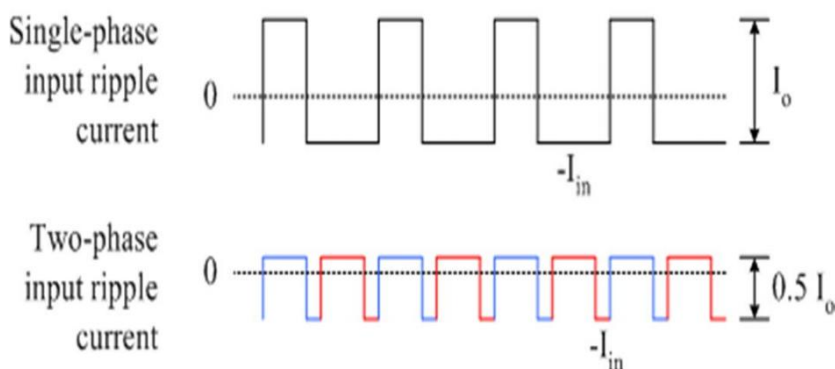
对于上下管直通这种情况呢，如果我们采用多相位这种情况的话可以大大的减小了直通的几率，因为我们在不牺牲死区时间的情况下，我们可以利用每一对上下 MOS 管来完成自己本相位时间内的开关，不用让它们出现那种环状的电流，这就是多相对其中的改善。

2.7 输入电容器

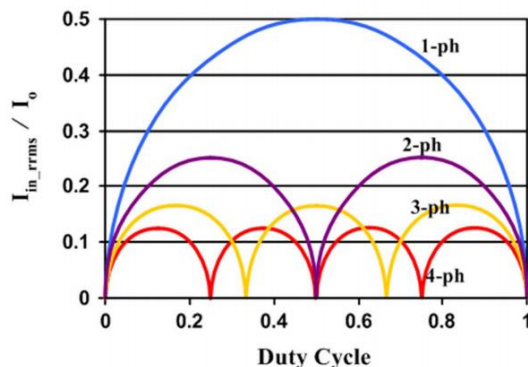
在单相降压稳压器中，输入纹波 RMS 电流可按式计算：

$$I_{rrms} = I_o \cdot \sqrt{D(1-D)}$$

如下图所示，倘若我们运用多相方法，则将减低输入纹波 RMS 电流。在两相电路中，输入纹波电流的大小为单相解决方案的一半，这是因为每相仅传输一半的负载电流。由此可以看出在要求纹波一样的情况下，输入的滤波电容可以大的减小。当然，每个时钟周期多了一个电流脉冲。



下图示出了占空比与输入纹波 RMS 电流和输出电流之比的关系。



$$I_{in_rrms} = I_o \cdot \sqrt{\left(D - \frac{m}{n}\right) \cdot \left(\frac{1+m}{n} - D\right)}$$

where $\frac{1+m}{n} \geq D \geq \frac{m}{n}$

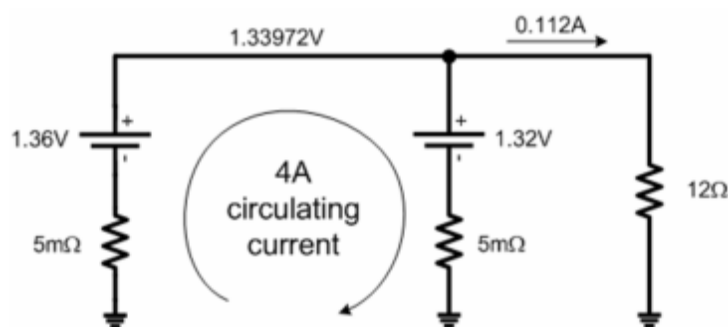
$$n > m \geq 0$$

n is the number of phases, and m is an integer.

对于输入电容器而言流过它纹波的 RMS 值，由于这些电流大部分会经过电容的 ESR，那么越高的 RMS 值，流经了电容的 ESR 就会产生越高的热损耗。那么如果采用了多相的控制呢，输入的电容热损耗就会越小。

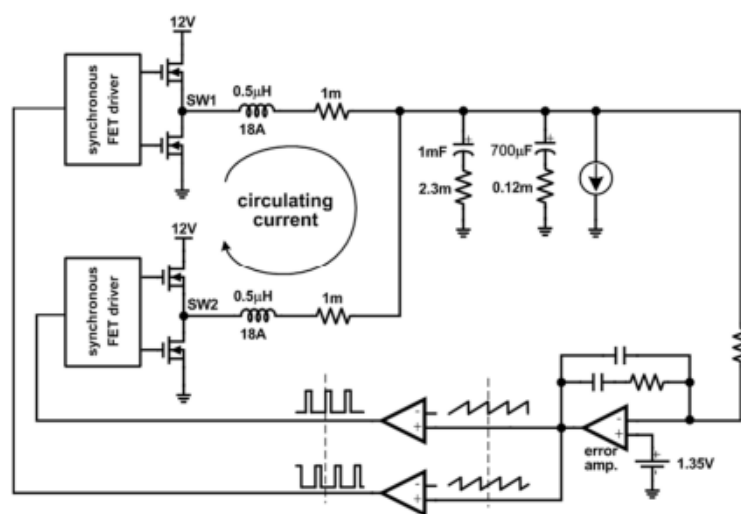
2.8 均流

均流是一个潜在的问题，其在单相解决方案中并不令人担忧。而在某些应用中，它也是 IC 行业汲取的一个教训。在先前的讨论中，我们假设在多相稳压器中所有的相位将传输大小完全相同的电流，换句话说就是理想的负载电流均分。事实上，这种假设并不成立。其情形类似于把两个相同类型的电池并联起来并预期它们将供应相同份额的电流。



上图描述的是两个电池直接并联的情况，因为没有两块电池的电压时可以完全相等的，如果不采取均流动作，那么两块电池之间就会出现环流。

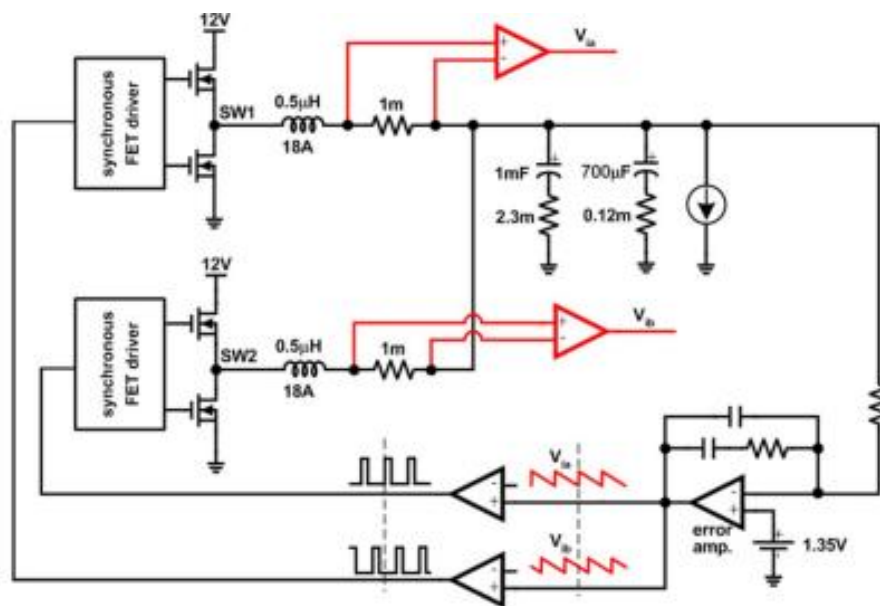
就多相降压稳压器而言，存在着一种非常相似的机理。下图示出了一种电压模式两相同步降压。



由图可以知道在多相控制中必须考虑均流的问题。

针对这种均流问题的解决办法是：检测每相中的电流并使用某种类型的反馈以强制检测电流相等。传统的峰值电流模式控制可自动实现此目标，并保证

电流的逐周期匹配。



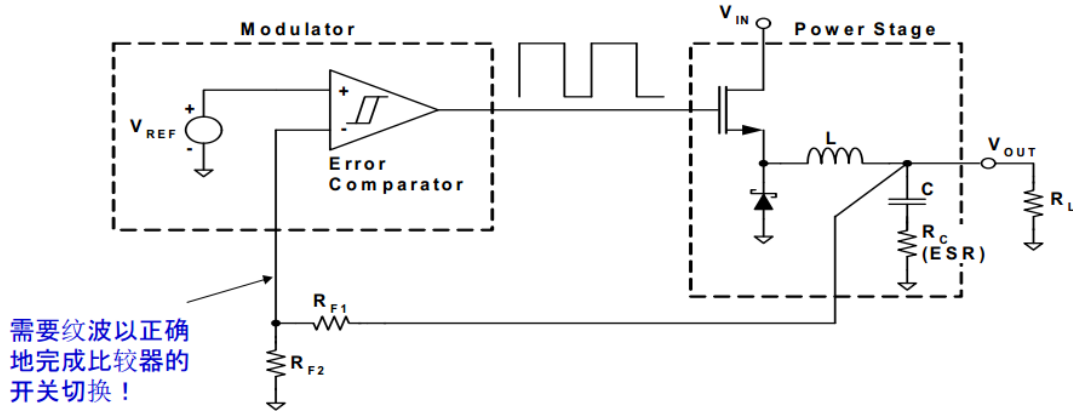
还有一种是精度比较高的方式，也是比较常用的方式，就是检测流过每一相的平均电流，然后让它们在一个比较器里做比较，再进行误差放大，误差放大之后就会让多输出电流的那个通道减小它的占空比，以使它的电流减小下了；少输出电流的那个通道就增加它的占空比，让它输出更大的负载电流，从而使它们达到均流。

2.9 总结

多相位的操作在动态响应方面，在输出纹波电压，输入纹波电流以及在热的分担方面，防止直通方面，相对单通道都用比较大的优势，但是在采用多相位操作的时候要采用合理的均流方式，是他们之间不会产生环流。

第三章 迟滞降压稳压器

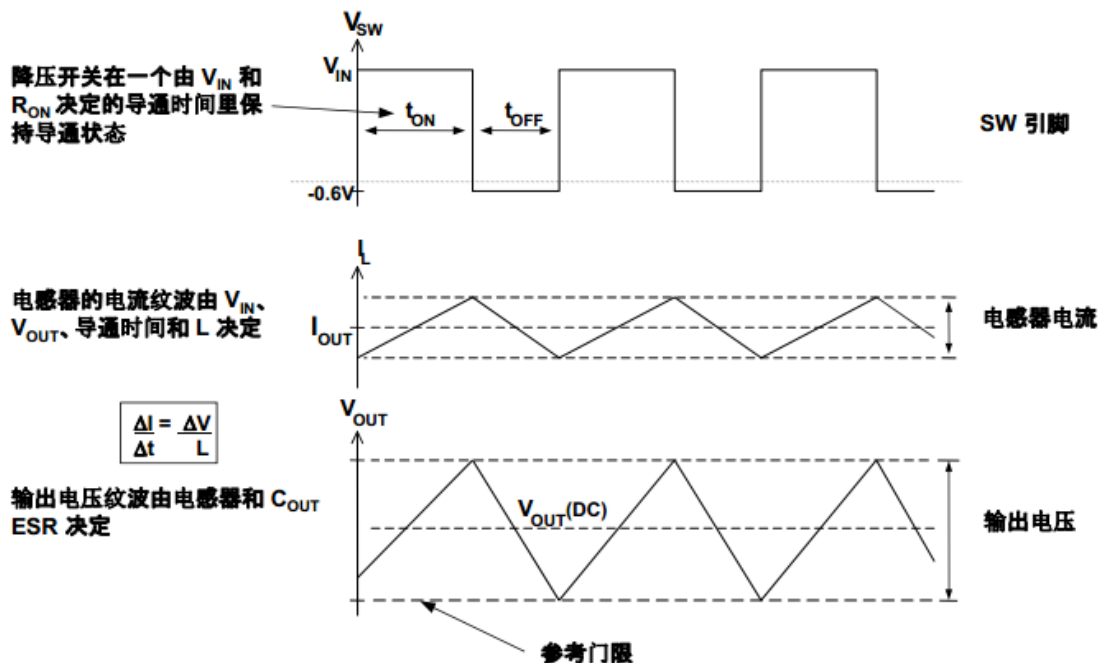
3.1 迟滞降压稳压器架构



普通型的迟滞降压稳压器的控制方式是比较简单的，事实上就是在输出电容上检测输出纹波电压，然后到比较器里面和一个基准比较，当输出电压高于上限电压的时候，就关断上位 MOS 管，当输出电压低于下限电压的时候，就开通上位 MOS 管。这个就是迟滞稳压器的控制方式，它是最简单的控制环路，所以它的动态响应也是最快的。

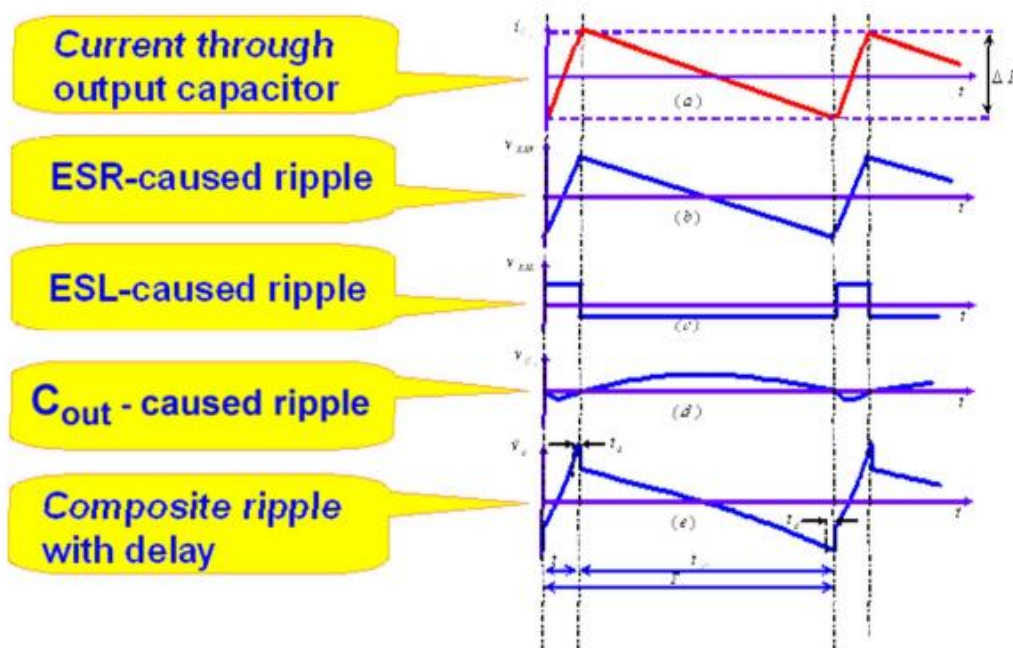
3.2 迟滞稳压器波形

下图是迟滞稳压器的典型波形



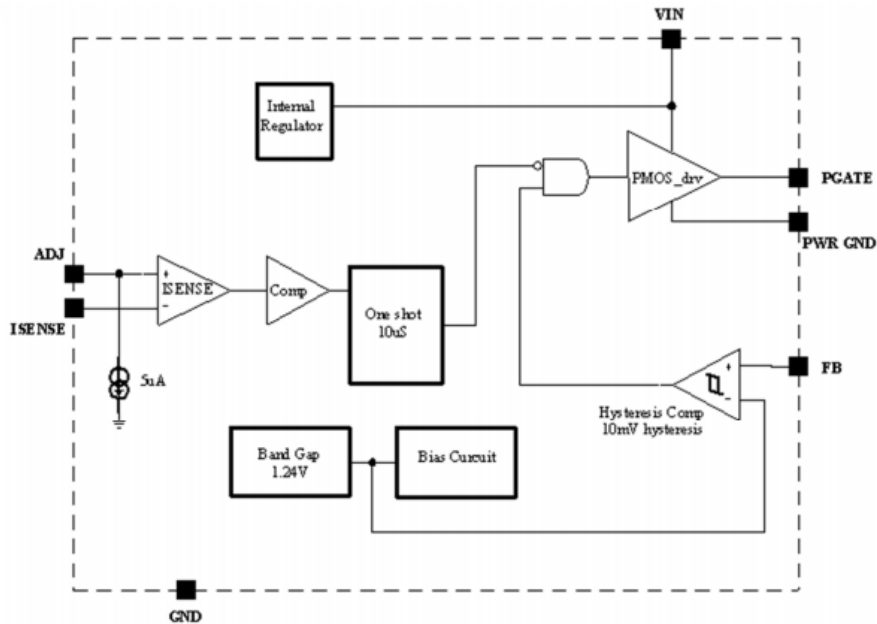
由上图第一个波形可以知道，在上管开通的时候，开关结点的电压时高的，当开关关断的时候进入续流状态，开关结点的电压时低的；分别对应的电感电流也会有变化(如上图第二个波形所示)，对应的输出电压纹波波形也会有变化(如上图第三个波形所示)。当输出电容的 ESR 比较大的时候，可以看到电容的电压纹波和电感上的电流纹波是同相的，这个时候我们就可以保证迟滞稳压器很稳定的操作了。

刚刚画的是比较理想的波形，而现实上的波形会略有不同，如下图所示；



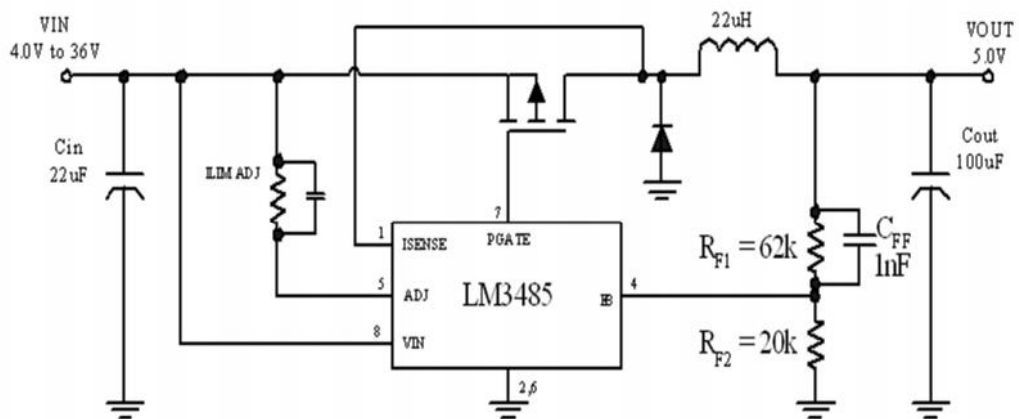
由于各项寄生参数的影响，输出的纹波电压波形和理想的波形也会不同，如上图所示，图 a 是流经输出电容里面的电流波形；图 b 就是与其想对应的在电容 ESR 上产生的电压纹波；ESL 也就是电感里串联等效电感，它会在电流每次变化的时候产生一个尖峰电压，如图 c 所示；那么这个小尖峰会叠加在三角波的 ESR 造成的电压纹波上面，使它的波形也有个小的尖峰(如图 e 所示)，这个波形就是输出电容真实的纹波波形；在这个里面还有一个波形图 d，这个是电容充放电的一个波形，这个波形和我们的开关波形是用一定的相移的，当这个相移足够小的时候，我们可以忽略它的影响。所以波形 e 就是最真实的波形。

3.3 LM3485 架构



这个是我们TI典型的做迟滞控制控制器，LM3485 它的内部结构就是一个比较器加一个控制器，如上图所示。

3.4 LM3485 迟滞控制器



LM3485 这个直流控制器它用的是一颗 P 型的 MOS 管，它组成的是一个非同步整理的架构。在上图这个架构里面我们可以看到它有一个非常有意思的电容，它除了输出电容以外，还有一个脚 Cff 的电容，这个电容在 1nF 左右，它被加在反馈网络的电阻上面去，这个看起来比较像 LDO 中前馈的一个电容。在这里他的作用和 LDO 中加在零点的电容似乎不同的，应为在这里不存在小信号控制，所以这里也不纯在零点。那么这个电容的作用呢就是把检测电压绕过上面的检测电阻，直接的加在反馈端，这样可以让输出的电压不用很高的纹波电压也可以满足芯片里面检测的需要的峰峰值，这样可以使输出更加稳定，纹波更加的小。

3.5 计算开关频率

计算这种迟滞稳压器的开关频率是比较复杂的，我们之前也提到在输出电压的纹波里面是有很多的成分的，如果你要把每一个成分都计算在内，还要考虑输出采样的关系，所以这个计算的公式就会比较复杂。

在大多数场合，开关频率都是由源于输出电容器 ESR 的输出纹波电压 (ΔV_{OUT}) 决定。 ΔV_{OUT} 的幅值由下面的两个公式说明：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \cdot DT \cdot ESR \quad DT = t_{ON} \quad D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\Delta V_{OUT} = V_{HYS} \cdot \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_{F2}} + \left[ESR \cdot \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} + \frac{V_{OUT}}{L} \right) \cdot t_d \right]$$

把这两个公式合并之后可生成一个用于计算开关频率的表达式。注：如果使用了一个加速电容器，也就是上面所说的 CFF 则该公式分母中被画了圆圈的那一项就变为 1，这意味着开关频率值将增加。

$$\frac{1}{T} = f_{SW} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot ESR}{\left[V_{HYS} \cdot \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_{F2}} \cdot L \right] + (V_{IN} \cdot ESR \cdot t_d)}$$

Using C_{FF} this term = 1

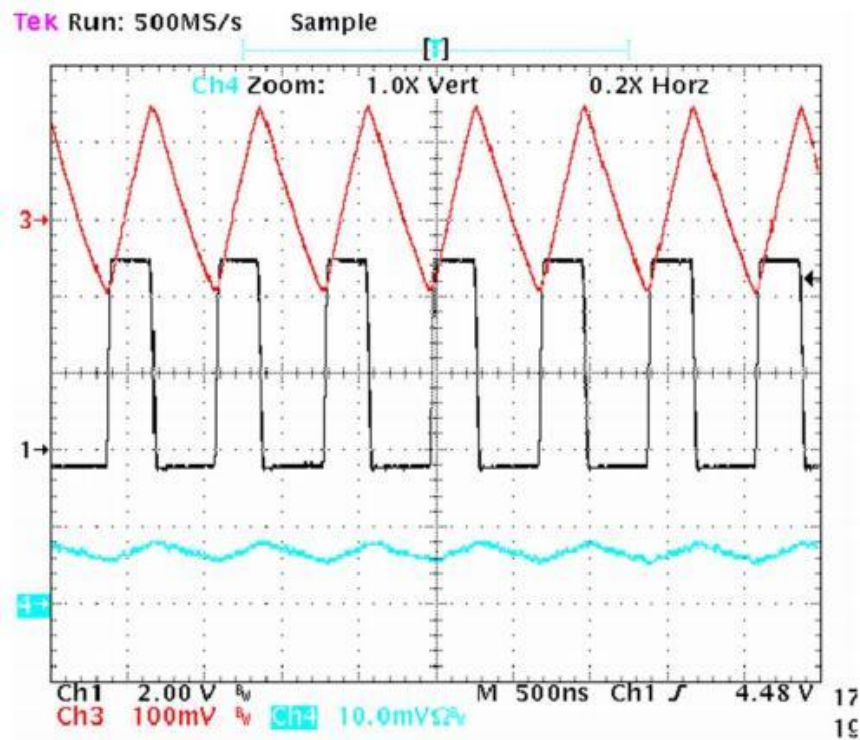
3.6 迟滞控制的优缺点

优点	缺点
<ul style="list-style-type: none"> • 相比于采用慢速反馈回路的其他控制器类型（如 PWM 电压和电流模式），迟滞控制器具有卓越的负载电流瞬态响应特性 • 这种控制器可在瞬变发生的那个周期之内对瞬变做出响应，并把对应的 FET 保持于一种导通状态，直到输出电压恢复至所需的 DC 电平为止 • 这样就只需采用极少的大容量输出电容器，从而节省总体系统成本 	<ul style="list-style-type: none"> • 迟滞稳压器不具备补偿电路，因此需要一种能在整个输入电压、输出电压、温度和负载电流范围内提供高准确度的设计 • 如果给位于微处理器封装周围的稳压器的输出端增设额外的电容器，那么这种补偿会进一步复杂化

3.7 LM3475/85 的输出电容

(1) 采用电解电容

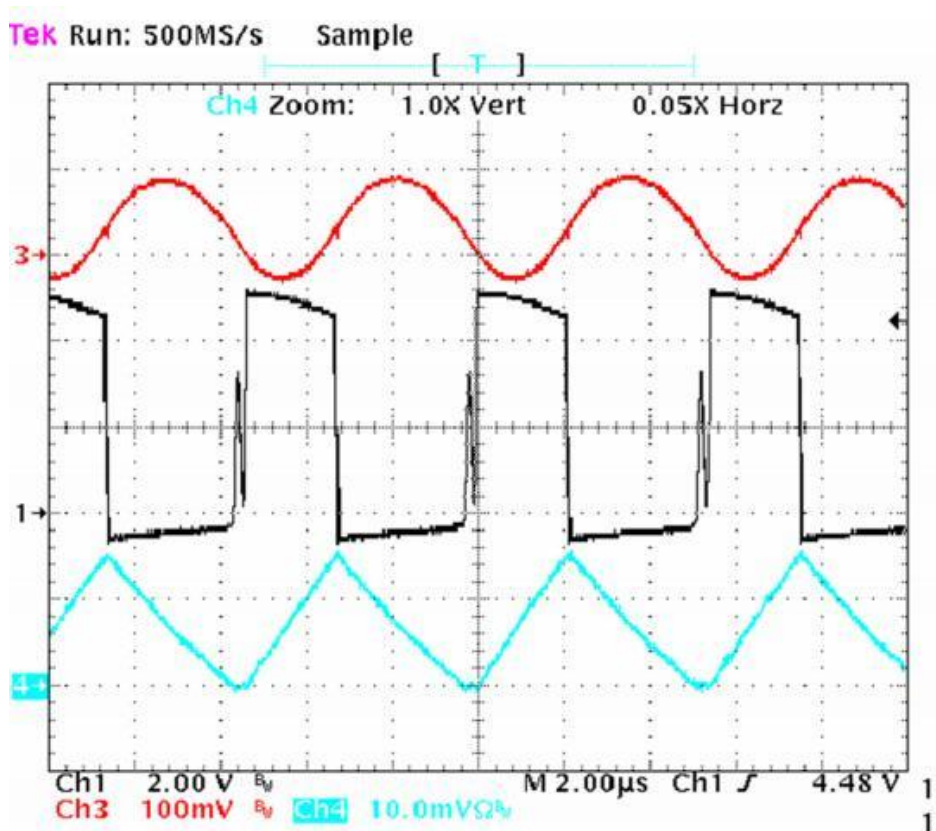
下曲线图示出了输出纹波和开关节点电压，工作频率为 1.43MHz 反馈网络未采用 CFF 加速电容器，3 通道为输出电容纹波电压，1 通道为开关波形，4 通道为输出电容纹波电流。



当采用电解电容的时候，是可以看见很清晰的纹波电压(上图红色部分)。当你的 ESR 比较高的时候，你可以看到电容里面有和纹波电流完全同步的纹波电压，这个纹波电压就是控制器需要看到的一个纹波电压，这样的控制电压值会比较稳定。

(2) 采用低 ESR 的陶瓷电容

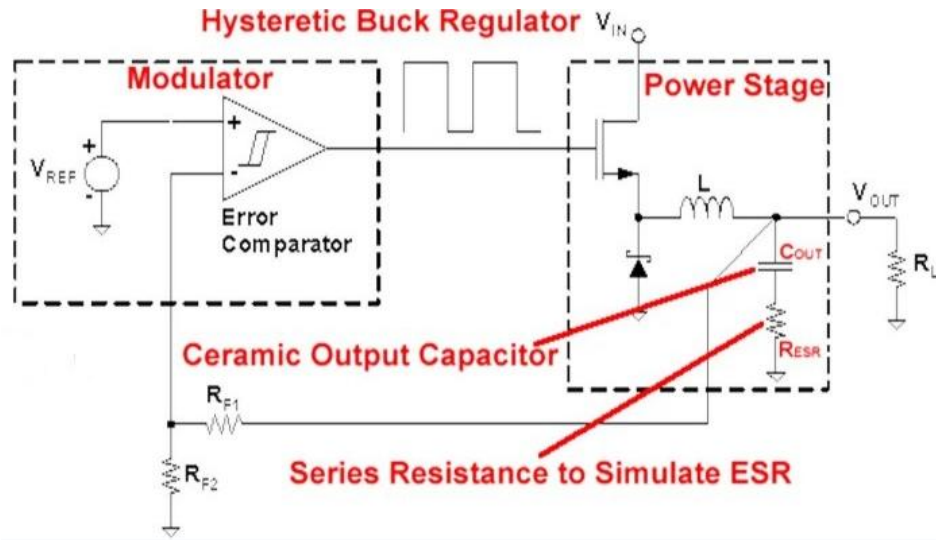
采用一个几乎没有 ESR 的陶瓷输出电容器的例子 工作频率出现下降且不能使用前述的公式来计算，原因：输出纹波从开关动作移相 90° 。下图 3 通道为输出电容纹波电压，1 通道为开关波形，4 通道为输出电容纹波电流。



由上图可以看出 3 通道的输出电容纹波电压值不在与 4 通道的输出电容纹波电流值的波形同相，当纹波电流上升的时候，纹波电压要比电流滞后 90° 。这样的不同步的效果很多时候会使 LM3485 这样电压模式的控制器内部的比较器产生困扰，因此一方面它会减低开关的频率，另一方面很容易产生各种个人的抖动。因为它不能检测到一个比较清晰的比较边缘。因此小的 ESR 是我们在使用这种电压模式的迟滞控制器的时候应该避免的情况。

如果在 LM3485 的这种迟滞控制中要与陶瓷电容配合工作，那么该怎么办呢。

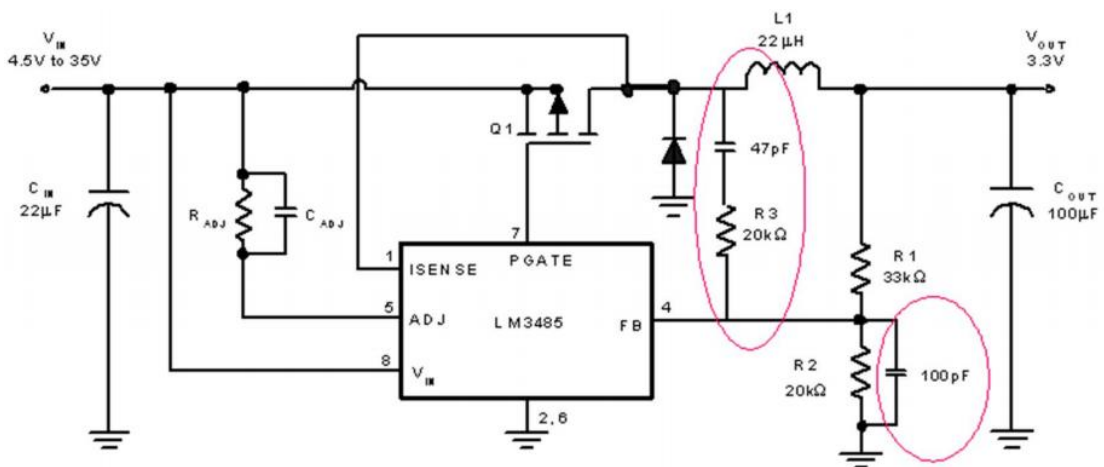
我们用什么办法是它既可以稳定工作，又可以输出比较低的输出纹波呢？我们就可以采用一种主动的注入纹波的工作方式，如下图所示：



解决方案

- 增设一个与陶瓷输出电容器相串联的低值电阻器，以提供一个 ESR 值
- 虽然有悖于直观的原则，不过这种组合可提供针对输出电压纹波的高度准确的控制

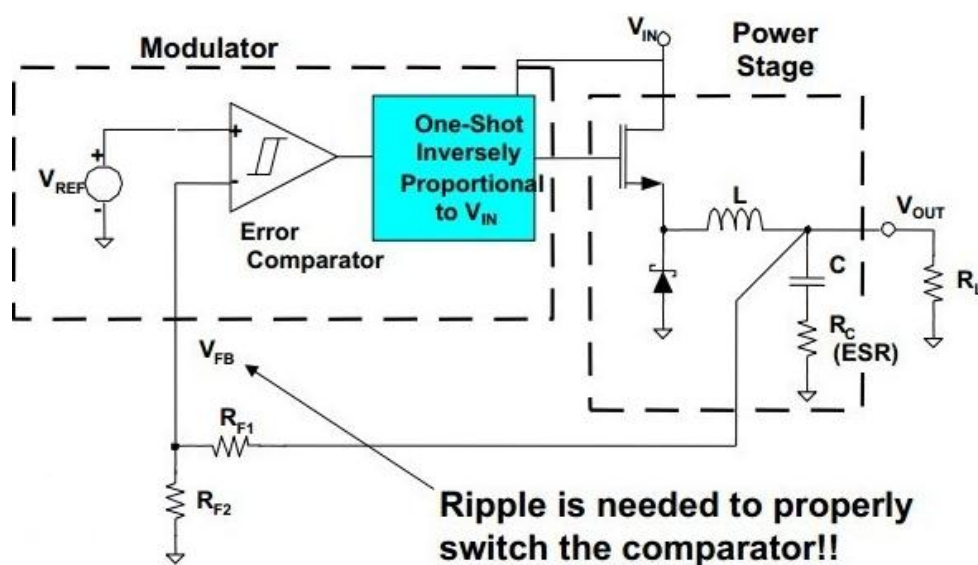
通过增设三个元件(示意下图中用圆圈框出)，我们可提供与开关动作同相的 AC 反馈。100pF 电容器用于对任何有可能引致 FB 比较器不当触发的高频边缘噪声进行旁路。这个电容配合着主动注入纹波的方式一起使用，这样实现一种稳定的控制。



第四章 恒定导通时间降压稳压器

4.1 恒定导通时间(COT)降压稳压器架构

COT 稳压器本质上还是一个迟滞控制的降压稳压器，下图是一个 COT 稳压器的模型，由模块框图可以看出它就是一个迟滞的减压稳压器。



优势

- 相对于 V_{IN} 的变化频率保持恒定
- 可在轻负载下实现高效率
- 快速瞬态响应

劣势

- 在反馈比较器上需要纹波
- 对输出噪声很敏感(因为它转换为反馈纹波)

4.2 工作效率

(a) 连续

在 LM3485 直流控制器中它控制的两个因素是输出纹波的上限电压和下限电压，而我们的 COT 控制的就是输出纹波下限电压和每个周期的导通时间。COT 的只这样做的好好处在于，由于它每个人周期的开通时间是输入电压时成反比的，也就是说当输入电压越高的时候，导通时间就越短的，用这种方式就可以抵消掉输入电压带来的频率变化，这个上就是 COT 与其他控制器的区别所在。它克服的问题就是在电压模式的控制器里面，开关频率随着输入电压的变化而变化的毛病。

COT 连续工作情况的频率计算如下：

T_{ON} 为导通时间， F_S 为工作频率。
恒定导通时间控制器负责设定降压开关的导通时间。

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = T_{ON} \cdot F_S$$

Basic Buck Regulator Equation

K 是一个常数， R_{ON} 是一个编程电阻器。 V_{IN} 如预期的那样在分母当中，将导通时间设定为与 V_{IN} 成反比。

$$T_{ON} = \frac{K \cdot R_{ON}}{V_{IN}}$$

Controller On Time One-shot Equation
 $K = \text{Constant}$, $R_{ON} = \text{Configuration Resistor}$

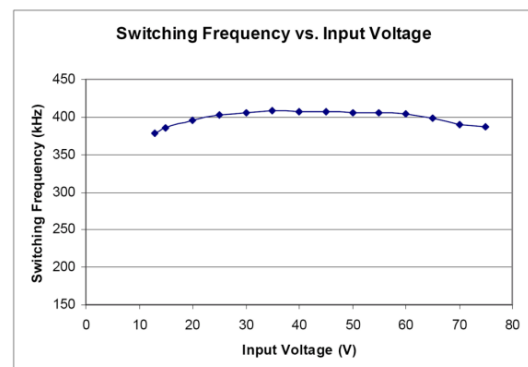
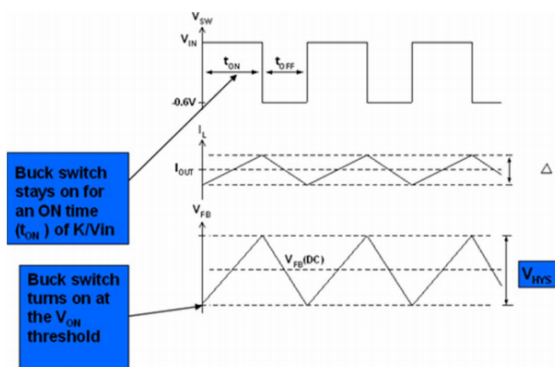
在上式当中 R_{on} 是决定时间的长短的电阻， K 是一个芯片内部的一个常数值。

重新整理并将 T_{ON} 代入第一个公式，然后求解 F_S

$$F_S = \frac{V_{OUT}}{K \cdot R_{ON}}$$

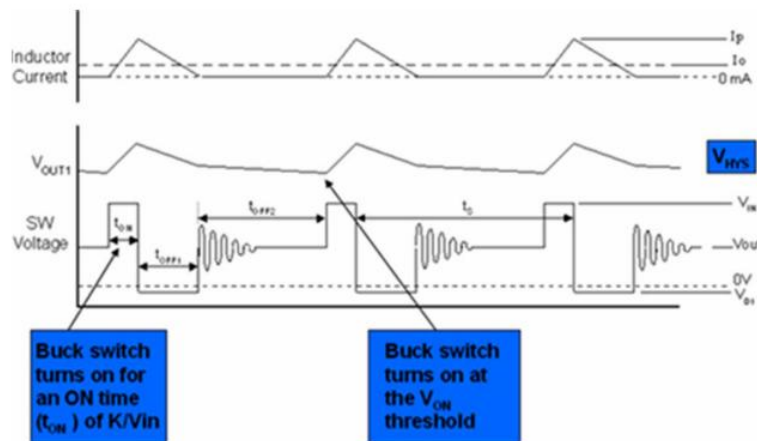
Substitute and Solve for F_S

把 2 式代进 1 式中可得出 3 式，由 3 式可以看出 COT 的频率 F_S 是由输出电压 V_{out} ，常数 K 还有电阻 R_{on} 决定的，它的开关频率与输入无关。



因此测试波形上可以看到由上图右侧的那些点其实就是在不同输入电压的时候，芯片工作的开关频率。因此在电压允许范围之内，把输入电压这一项抵消掉的这种工作方式可以实现一个基本稳定的开关频率，这个也是恒定导通时间给我们带来的好处，它一方面可以是恒定频率，另一方面依然具有直流稳压器的响应快速的优点。

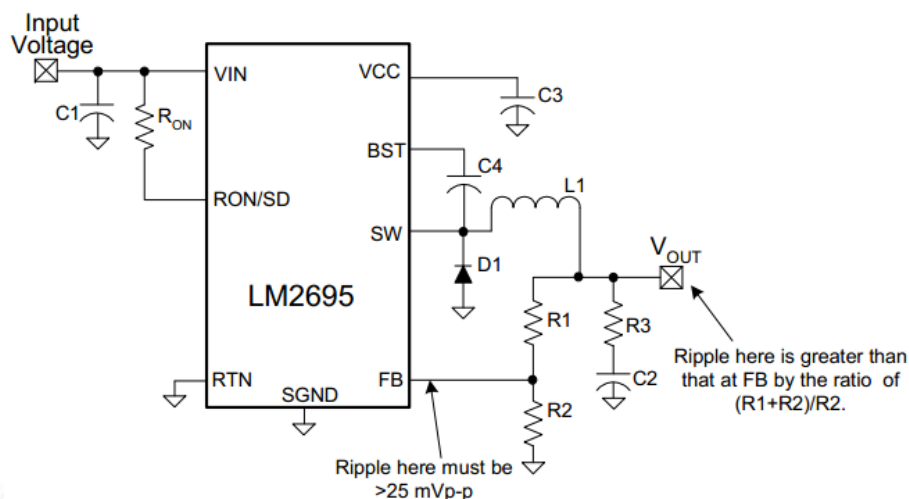
(b) 不连续



对于 COT 稳压器，假如电感器电流保持连续，则恒定频率关系式成立。在轻负载条件下，电感器中的电流将变得不连续。这里示出的是在不连续导通模式中采用恒定导通时间控制方法进行控制(这意味着斜坡电感器电流每个周期都恢复至零)的降压稳压器的开关波形。

4.3 典型例子

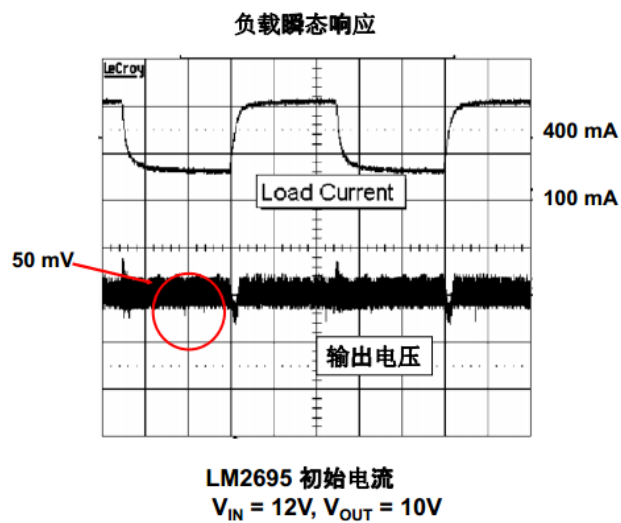
LM2695 是我们 TI 第一 COT 的降压稳压器，下面是典型电路图：



上述电路中 V_{OUT} 上的纹波电压为电感器的纹波电流 $\times R_3$; 由于电感器的纹波电流随 V_{IN} 的增加而增加, 因此 V_{OUT} 上的纹波电压也随之增加。

当输出电容采用比较小的 ESR 的陶瓷电容的时候, 需要认人为在输出串联一颗电阻, 起到之前 ESR 之前起到的作用, 这一点和迟滞控制器的是一样的, COT 一样有着这样的缺点, 所以在这里要加个电阻使它的反馈端能够检测到一个清晰的纹波。

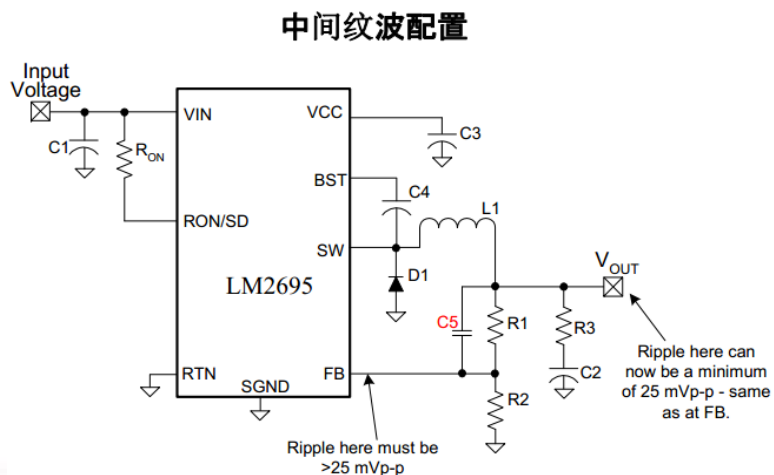
下图是 LM2695 的 COT 控制降压稳压器的瞬态响应图



由上图可以看出, LM2695 的 COT 控制降压稳压器的瞬态响应也是比较快的, 但是我们可以看出它的输出纹波电压也是比较高的。

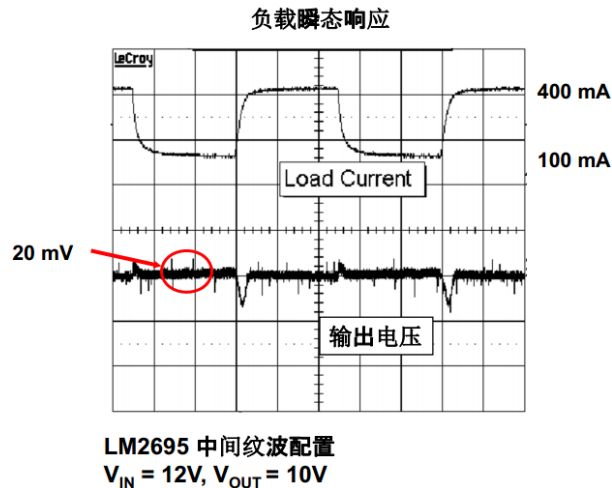
• 电路改进一

面对上述比较高的输出纹波电压的情况, 我们有什么应对的方法呢? 在同样的条件下减小它的输出纹波呢? 在这里有个方法就是我们在前边提到的加一个前馈电容, 如下图所示:



上图中的增设 C5, 它能够起到减小纹波的原理就是, 在输出的纹波不需要经过 R1、R2 的衰减就直接经 C5 到达 FB 反馈端, 这样可以减小纹波, 但是不能消除纹波。

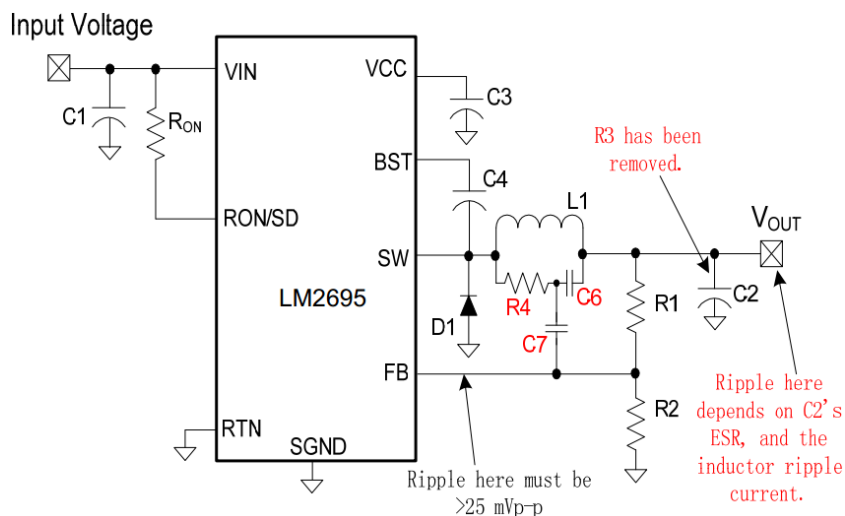
下图是采用前馈电容 C5 之后的瞬态响应图:



和前面没加前馈电容的图比较可以看出, 有前馈电容的电路它的纹波已从 50mV 降到了 20mV, 而它的瞬态响应并没有什么变化。

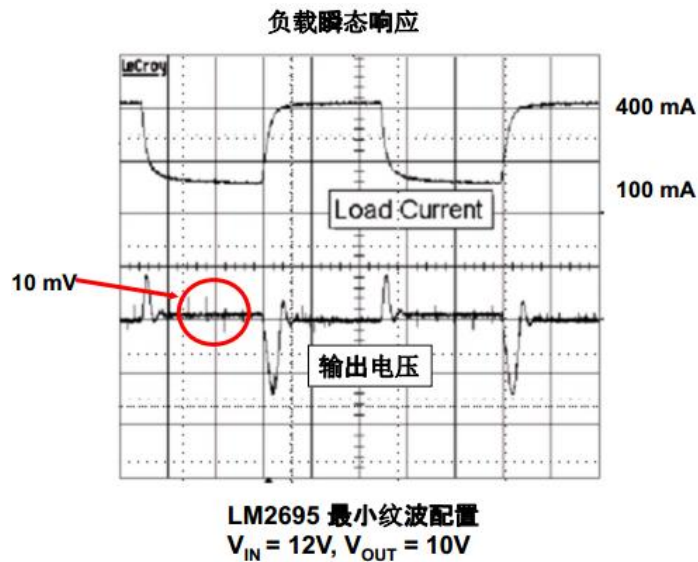
• 电路改进二

除了上述的电路改进图, 还有一种方法可使实现最小的输出纹波, 也就是我不需要在输出见到任何的纹波就可以使电路稳定的工作。人为的通过开关节点, 在通过 RC 电路搭配, 给芯片加入一个注入的电压纹波, 这样就不需要依赖在输出产生纹波来得到控制的目的了。其电路如下图所示:



图中 R4、C6、C7 的作用就是给芯片的反馈端注入纹波，使电路不需要在输出端检测纹波来控制，这样的方式也一样可是达到电路稳定的目的。而且还可以实现最小的输出纹波。

下面是采用注入纹波方式的瞬态响应图：

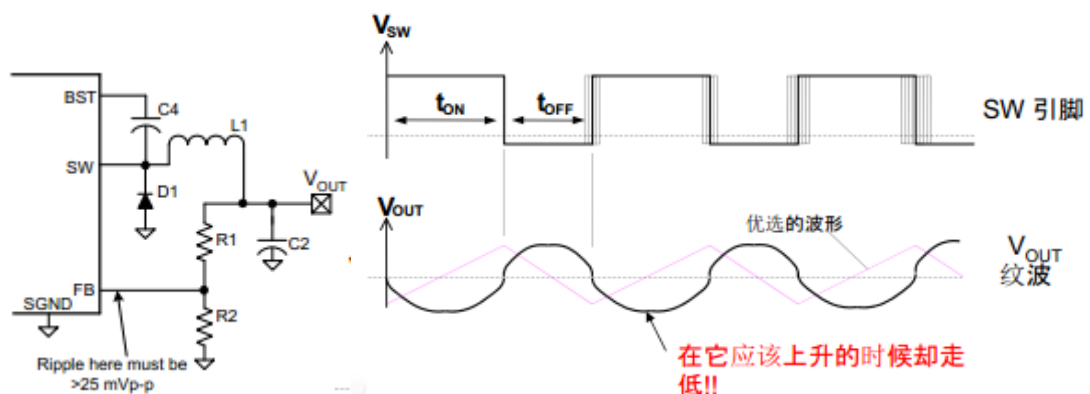


从上图我们可以看出电路的输出纹波进一步的减小，它的纹波可以看出已减小到了10mV，但是有一点我们需要注意的事，由于没有真正的检测到输出电压的纹波，所以单电路的负载突然改变的时候，电路的瞬态反应也会更加差一些，这个就是需要付出的代价。

4.4 注意事项

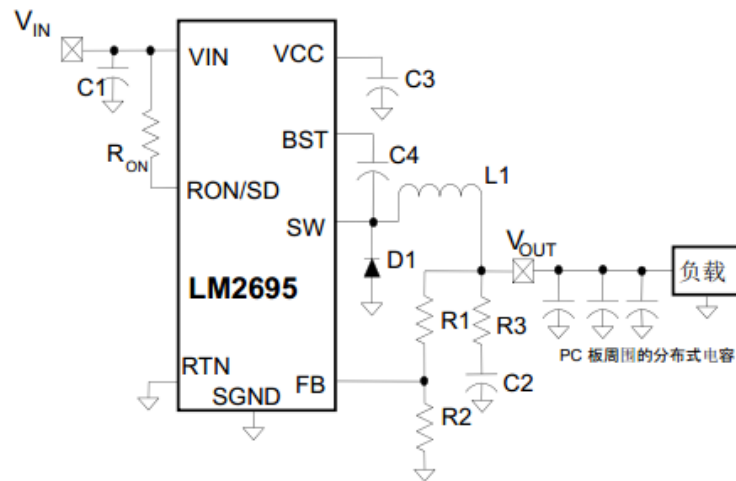
- 处理好电容的 ESR

我们先了解一下：如果去掉 R3 会发生什么？看看下图是去掉 ESR 之后的开关波形、输出电压纹波波形和电流波形。



由上图可是看大如果我们简单的把 ESR 减掉,那么它就会前面所说的降压直流控制器的那样,电路的调节性能会很差,并产生大量的噪声和抖动。起原因也是我们之前提到过的相移的效应,它的纹波电压的相位远远的错开了纹波电流的相位,也就是开关的相位,所以在反馈上会造成困扰,使电路不能及时的得到控制,使之产生抖动和噪声。

在很多时候有些工程师在采用直流控制器进行设计的时候,为了减小输出纹波而采用过大的输出电容(如下图所示),其实这样是不好的,因为它的效应和拿掉 ESR 的效果是一样的,因为在并联电容的时候,ESR 也是并联的关系,所以当 ESR 减小到一定的程度的时候,也会出现由于电压的相移而出现抖动,使电路出现不稳定。



- 续流二极管应该是一个肖特基二极管,而不是一个超快速二极管!

因为一般来讲这种非同步整流的降压稳压器在设计的时候它的频率是非常高的,如果用超快恢复二极管它的反向恢复的速度是不能够满足我们这个非同步整流降压稳压器的要求的。所以要用肖特基二极管来做续流的二极管。

- 必须在 VIN 引脚的近旁布设一个 $0.1 \mu F$ 陶瓷片式电容器

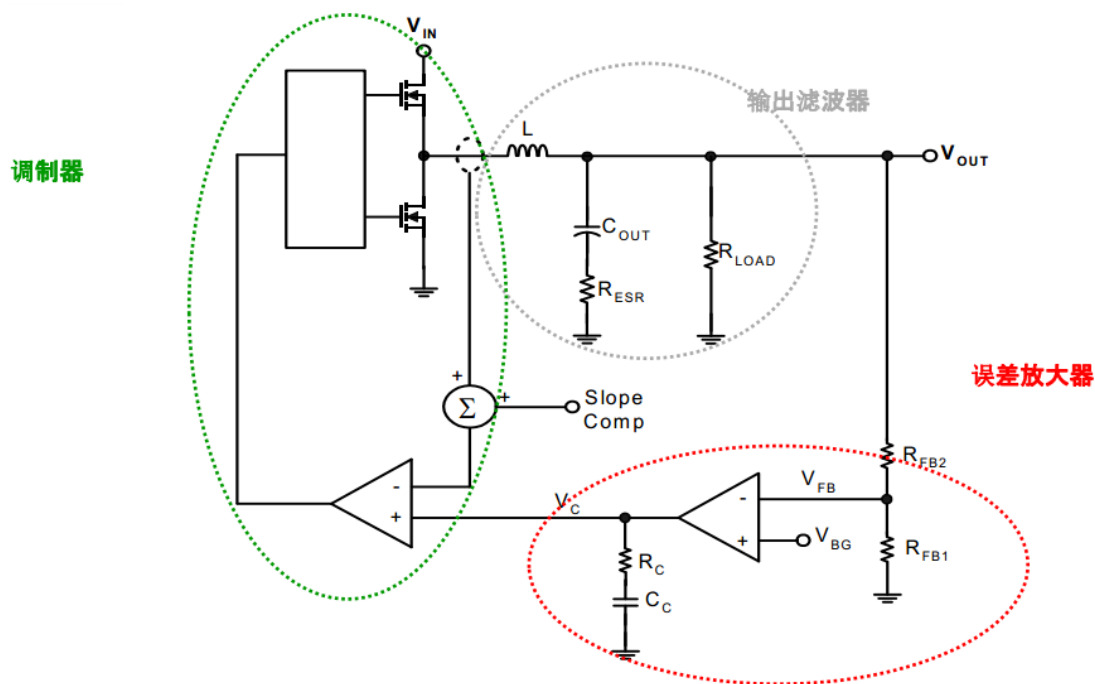
这个电容器是为了减小输入的噪声对电路的干扰

- 必须谨慎地排布 PC 板走线

由于 PCB 的布局会影响到整个电路的噪声,而这种直流控制器对噪声始终是比较敏感的,所以我们要严格遵循直流降压控制器和降压稳压器的 PCB 布局的规则,从而使整个地里面的噪声减到最小,从而使 IC 的噪声也最小。

第五章 电流/仿真电路模式降压稳压器

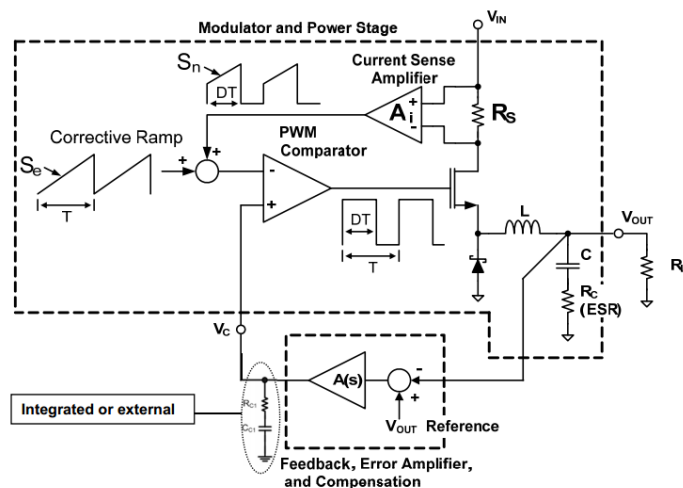
5.1 电流模式



上图为典型的电流模式降压稳压器框图，我们把他分成三大部分，红色部分为反馈部分，它包括反馈电阻网络、误差放大器、补偿器；绿色部分是调制器，它负责把误差放大器产生出来的控制电压转换成开关波形；灰色部分是输出滤波器，它里面只包含两种元件，电感和电容。

电流模式和电压模式的降压稳压器区别在于两者把误差放大器转换成开关信号的方法不同。电压模式是用一个内部的三角波与误差放大器的输出相比较，从而得出开关信号。电流模式稳压器是检测上位 MOS 管的电流波形与误差放大器的输出相比较而产生开关信号，这样的好处是能够实现每个开关周期控制，也就是逐周期地限制 MOS 管的峰值电流。

5.2 电流模式降压稳压器架构



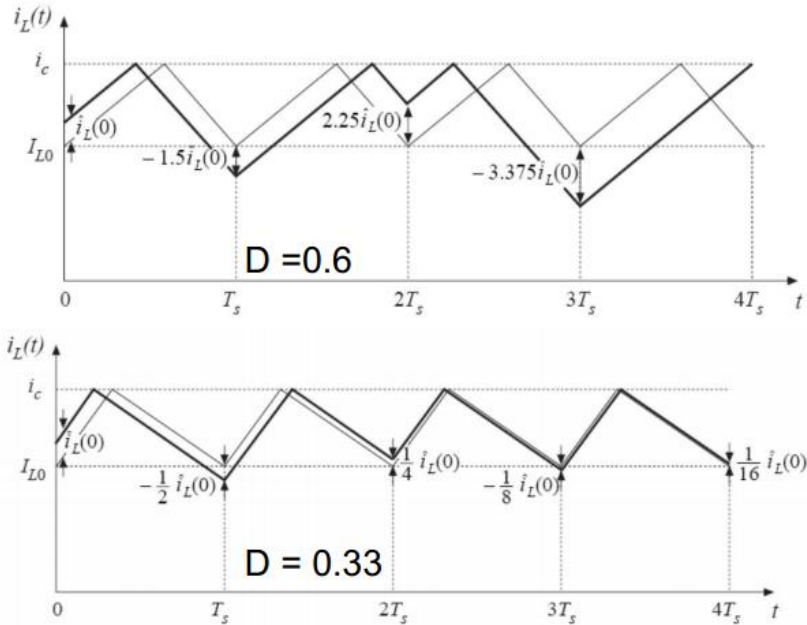
优势

- 电源设备增益可提供一种单极点滚降，补偿器只需要一个简单的单极点网络就能实现高带宽、高增益的特性，因此动态响应快，稳定性高；
- 具有抑制输入扰动能力；
- 逐周期电流限制保护；
- 能够很方便实现均流，在多个并联的时候只需要保持误差放大器输出的控制电压保持一致即可。

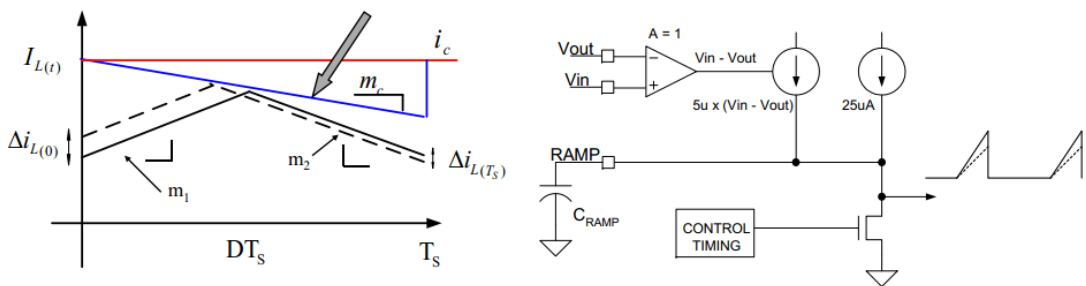
劣势

- 因为它是逐周期的限制电流，所以对噪声比较敏感；
- 由于续流二极管的反向恢复特性会导致 MOS 管开通时会叠加前沿尖峰电流，当占空比减少到一定程度时就无法判断是真实电流波形还是尖峰电流；
- 需要检测电阻器。

5.3 CMC 次谐波振荡



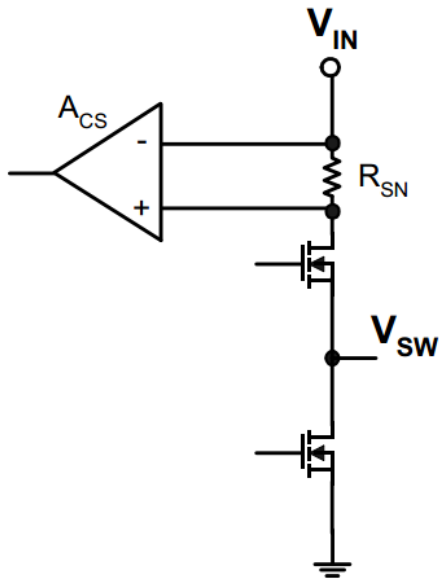
在没有任何补偿的情况下, 占空比>50%时候的电流模式控制型电源转换器容易产生次谐波振荡。当电感电流上升的时候加入任何的扰动(ΔI), 在周期的末端会被逐渐放大。因此需要加入斜率补偿来避免次谐波振荡, 如下图:



稳定性准则 $1 > \frac{m_2 - m_C}{m_1 + m_C}$

斜率补偿的方法有两种: 一、从控制电压上加入一个下降的斜坡; 二、在每个电感电流检测里面加入一个上升的斜坡。它的主要原理是让电感检测出来的电流不再与一个直流信号比较, 而是与一个带有下降沿的斜坡相比较得出占空比。

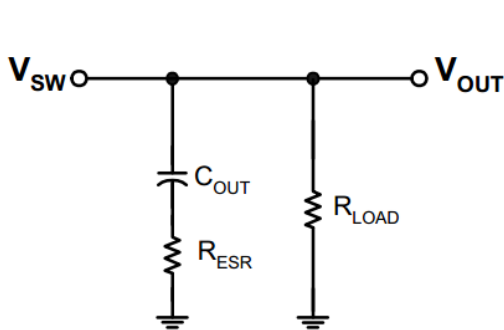
5.4 调制器增益



电流检测元件通常是一个电阻器或 FET 的 R_{DS-ON} 。

这一部分与环路补偿的章节里是高度相关的，在电流峰值控制型的调制器里电流检测元件的值与产生的电压信号直接影响到整个调制器的增益，而在电压模式的调制器里则与内部的三角波峰峰值有关。

5.5 输出滤波器

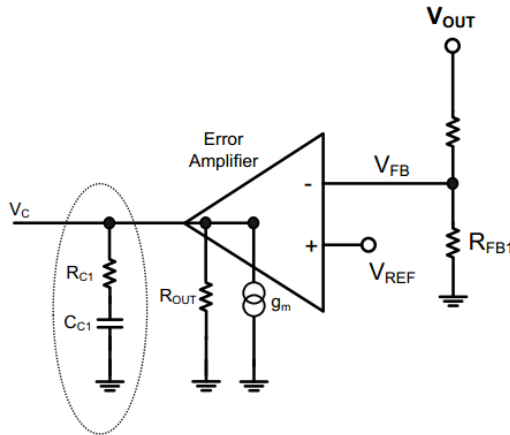


$$\omega_{z1} = \frac{1}{C_{OUT} R_{ESR}}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{OUT} R_{LOAD}} + \frac{1}{f_s L C_{OUT}} (m_c D' - 0.5)$$

电流模式稳压器的输出滤波器部分是一个单极型的系统，输出的电感相当于是一个受控的恒流源。

5.6 误差放大器



$$A_{FB} = \frac{R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}$$

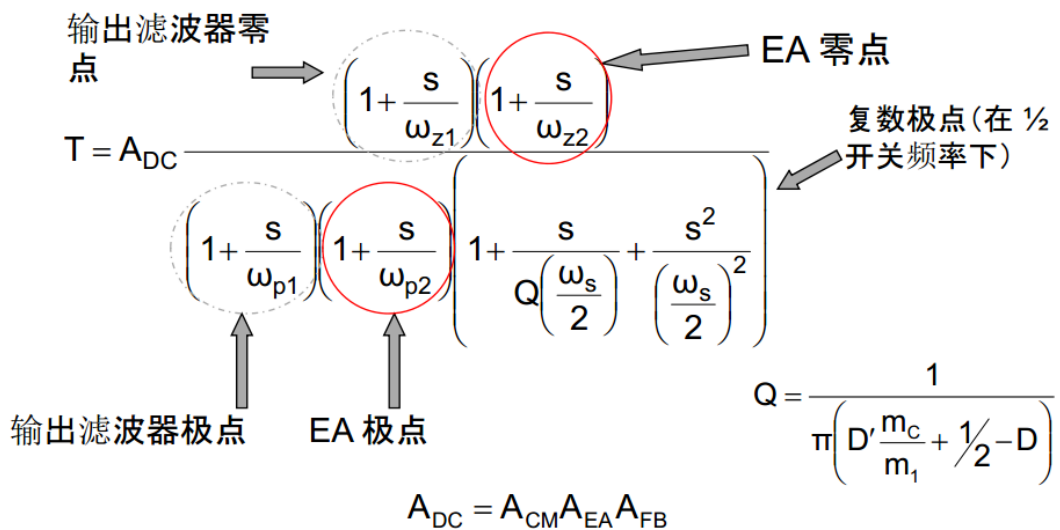
$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_{C1}R_{C1}} \quad \omega_{p2} = \frac{1}{C_{C1}R_{OUT}}$$

在某些器件中，补偿元件是内置的

$$A_{EA} = g_m R_{OUT}$$

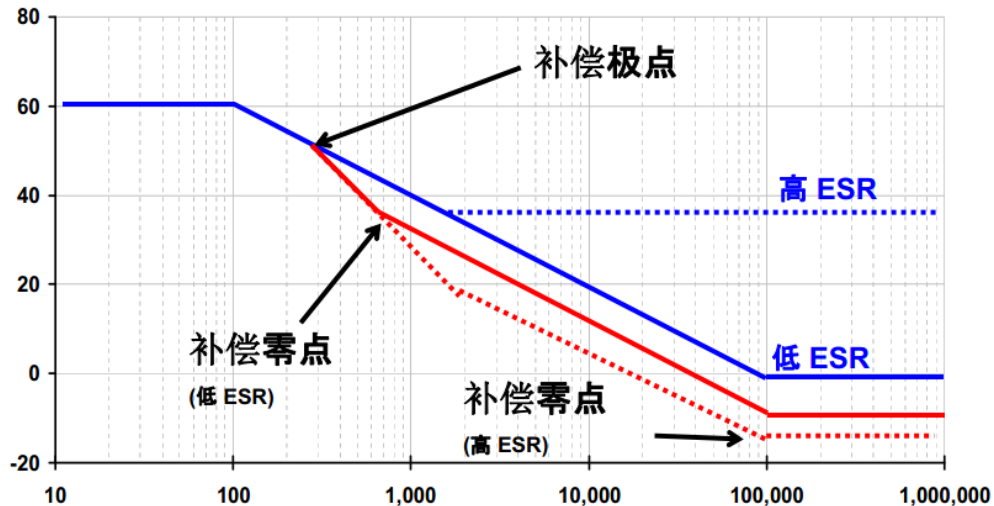
这是一个跨导型的误差放大器，它只能用在电流模式的控制器中，如果在电压模式中使用则不能进行 III 型补偿。由于电流模式只需要 II 型补偿即可实现输出稳定，因此可以采用这种低成本的跨导型的误差放大器。

5.7 控制环路增益



上面是计算环路增益的公式，分别是几个节点的乘积，Q 是指几个环节里的品质因数，它与斜率补偿、占空比相关。

5.8 误差放大器+输出滤波器



上图是一个经过补偿的输出滤波器的波特图，我们主要考虑高 ESR 和低 ESR 两种情况所需要加入的零点。当 ESR 比较高的时候它产生零点的频率点比较高，所以进行补偿的零点频率也比较高，当输出 ESR 比较低的情况我们需要在与它相近的地方加入补偿零点。

5.9 控制环路考虑因素

经验法则

- 穿越频率位于 1/5 开关频率，并具有 45° 的相位裕量
- 穿越频率的提高会引致瞬态响应速度的加快，以及出现不稳定的可能性的增加
- 穿越频率的降低会引致瞬态响应速度的减缓，以及 实现稳定的可能性的增加

5.10 电流模式负载瞬变 - 性能折衷

- 电流模式控制的作用就像一个驱动输出电容器的电流源
- 一个闭环系统的输出阻抗为：

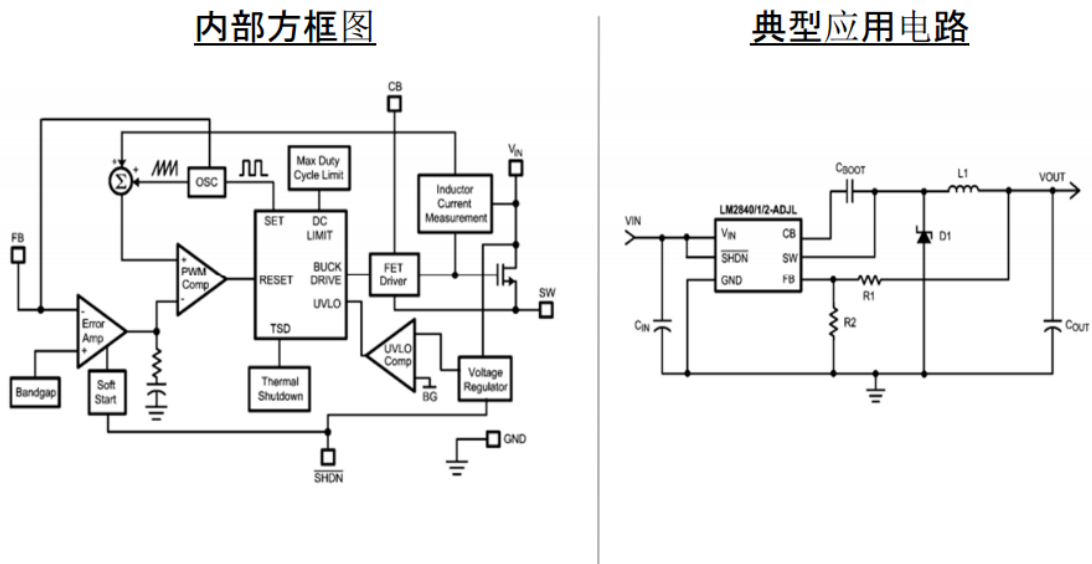
$$Z_{\text{OUT_CLOSED_LOOP}} = \frac{Z_{\text{OUT_OPEN_LOOP}}}{1 + \text{Loop_Gain}}$$

• 针对高频负载瞬变 ($t_{\text{SLEW}} \leq 1/f_{\text{CROSSOVER}}$) 的经验法则是： $\Delta V_{\text{OUT}} = Z_{\text{OUT}} \cdot \Delta I_{\text{OUT}}$ 其中， Z_{OUT} 是输出电容器在穿越频率下的阻抗。

5.11 电流模式输入电压瞬变 - 性能折衷

- 输入电压的骤变可通过使用一个大输入电容来减轻由于内含输入电压前馈的缘故，因此响应性能较好
- 是电流模式的固有特性使用多个并联电容器可减小 ESR，这也起到了改善性能的作用
- 高穿越频率使控制环路能快速适应系统中的扰动

5.12 电流模式控制示例 - LM284x

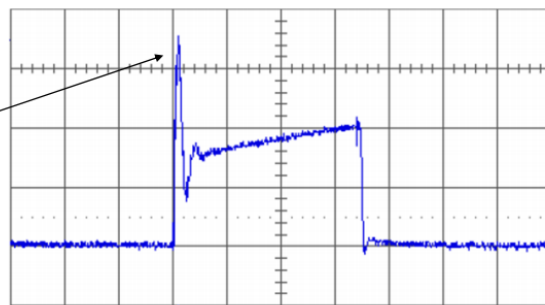


如图是一个非同步整流方式的电流模式稳压器典型示例，可以与理论分析的大框图做对比分析。

5.13 仿真电流模式 (ECM) 降压稳压器

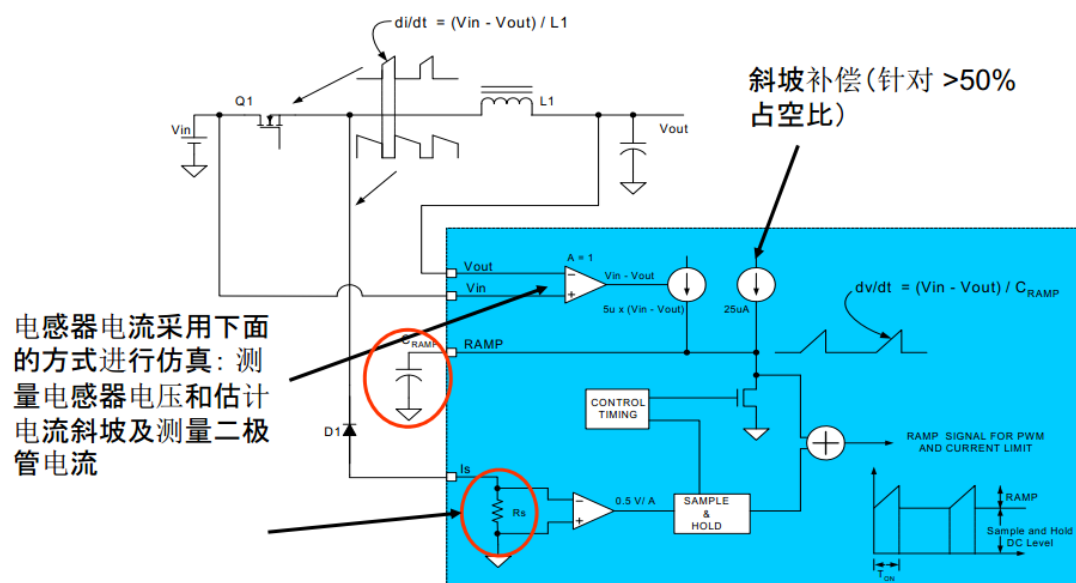
为什么采用仿真电流模式？

前沿脉冲尖峰, 传统电流模式控制。



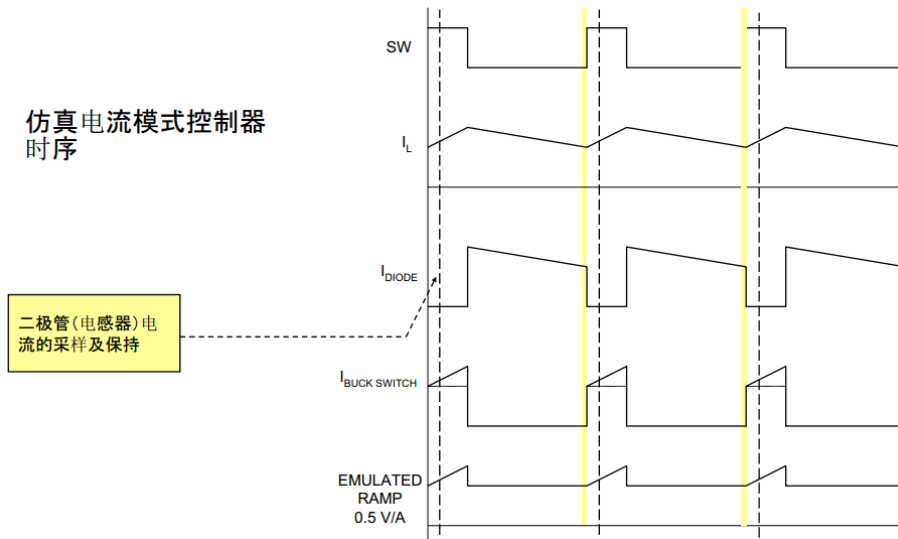
在前面提到过电流模式控制会有一个前沿脉冲尖峰产生的问题, 我们一般的做法是加一个前沿尖峰消隐的措施, 但在消隐的时间里控制器是不可控的。所以我们就需要一种方法来解决这种问题, 也就是仿真电流模式控制。

5.14 仿真电流模式工作原理



这种方式主要是通过另外一种方式来采样电流。传统的电流模式控制中电流采样实际上是采样流经电感上的纹波电流, 那么我们可以换一种方式来的得到这个电流的斜坡来进行采样, 从而得到一个干净的电流信号。电感纹波电流的上升斜坡等于 $di/dt = (V_{in} - V_{out}) / L1$, 如果把稳压器的输入和输出都引入芯片, 然后用它们的差值产生一个受控的恒流源对外接电容进行充放电, 当压差高时恒流源电流大, 压差低时恒流源电流小, 只要选择准确的电容, 就能通过这种方式精确的模拟出电感上的纹波电流, 得出公式: $dv/dt = (V_{in} - V_{out}) / C_{RAMP}$, 最后通过检测二极管续流阶段的电流量并保持它, 让它作为连续模式波形中下一周期的连续分量, 再进行叠加, 从而完整的模拟出电感的整个电流波形。

5.15 仿真电流模式工作波形

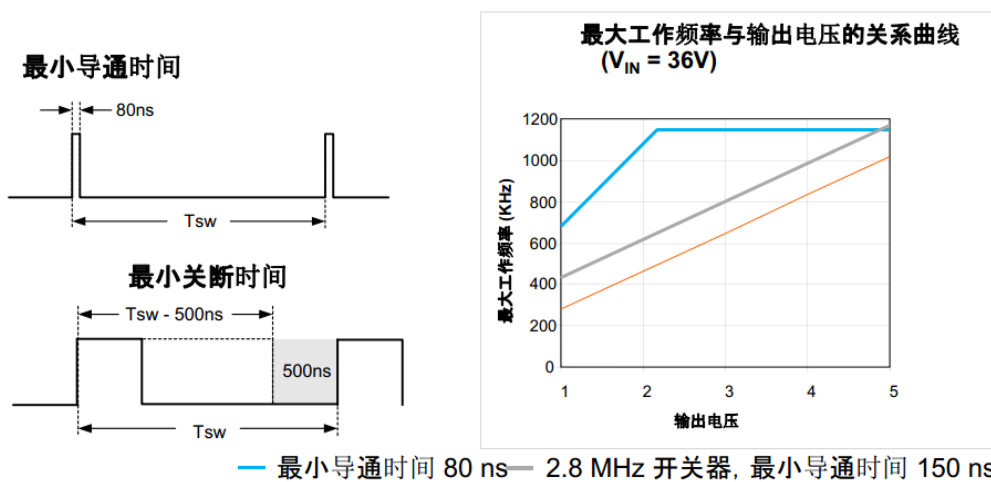


它的工作波形其实和传统的电流模式控制是相类似的，仿真电流模式只是用一种仿真的方式模拟出电感上的电流，也就是第四组波形。这种方式完全消除了前沿尖峰带了的问题。

5.16 输入电压与工作频率的关系

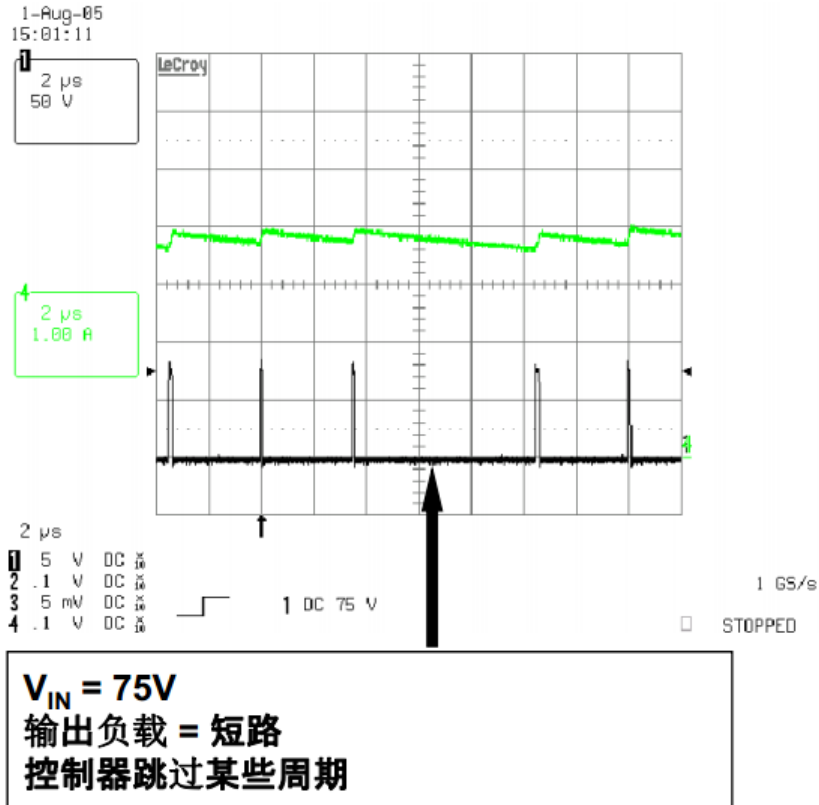
最大工作频率是最小和最大导通时间以及输入电压的一个函数：

$$FSW = (V_{OUT} + V_D) / (T_{ON(MIN)} \times V_{IN})$$



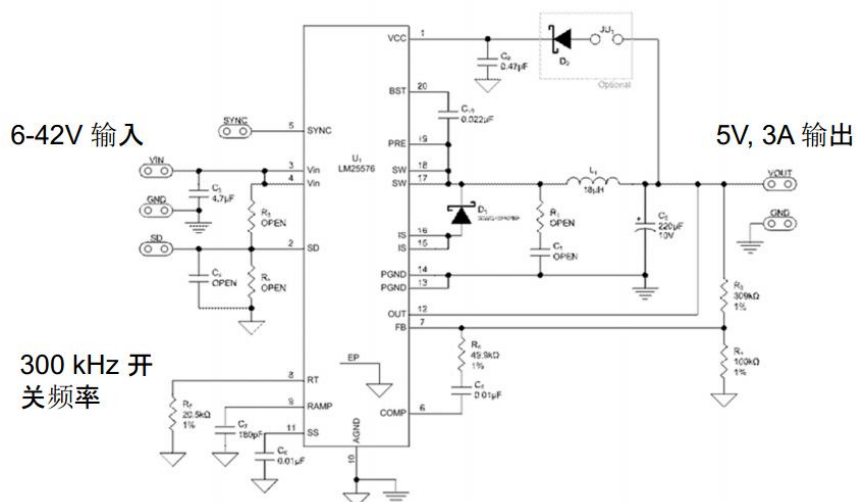
这种模式在每个开关周期的最后阶段需要采样续流电流，把它作为下一开通期间的电流斜坡起始点，因此要求有一个最小的关断时间，但这个时间并不影响仿真电流模式的应用。

5.17 可靠的过流保护



仿真电流模式还具有传统峰值电流模式所不具备的过流保护性能，当检测到电感电流过流后，我们可以设置它在下一个周期让 MOS 管不开通，因为它不需要导通上位 MOS 管来检测流过电感的电流，这样的过流保护更安全。

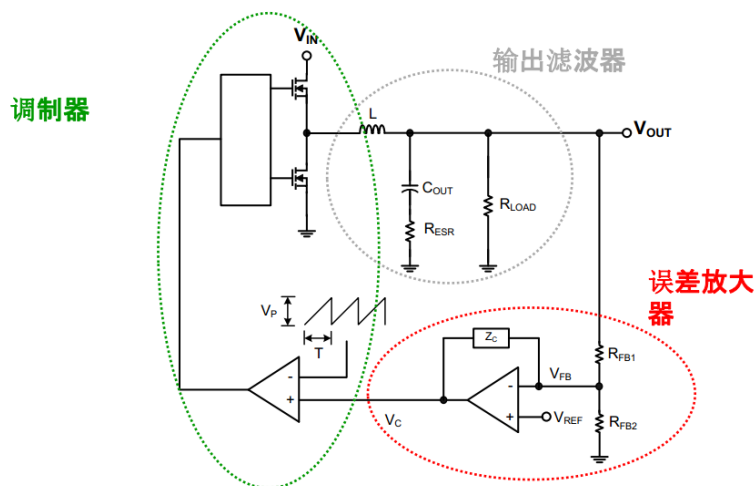
如下图是采用仿真电流模式稳压器 15W 电源的典型电路。





第六章 电压模式稳压器

6.1 电压模式降压稳压器



如图为电压控制模式的应用框图，它可以分成三大部分，分别是误差放大器和反馈网络构成的反馈调节部分；第二部分是调节器，这一部分没有采样电流的波形，而是内部产生一个三角波，让它和误差放大器的输出进行比较来得出 PWM；第三部分是输出滤波器，负载和输出滤波是密不可分的一部分，所以在计算时要充分考虑输出负载带来的影响。

优势和劣势

优势

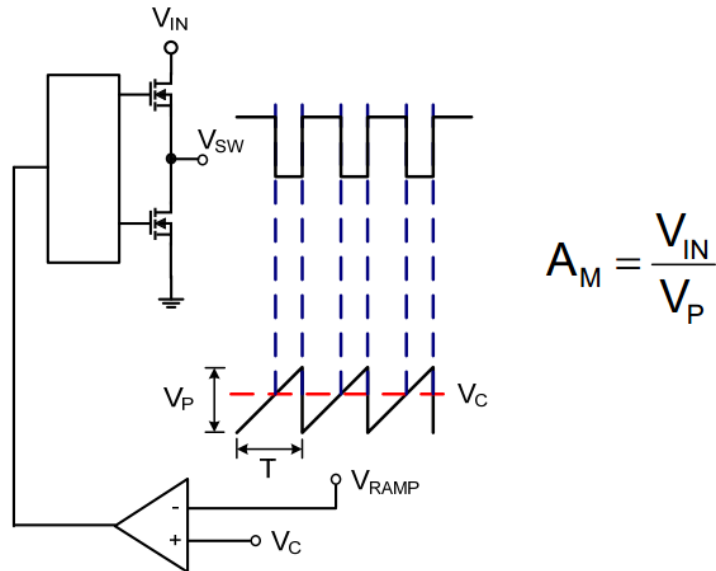
- 稳定的调制/对噪声不太敏感
- 单一反馈路径
- 能在很宽的占空比范围内工作

劣势

- 环路增益与 V_{IN} 成正比
- 双极点 LC 常常需要 Type III 补偿
- CCM 与 DCM 的差异 - 补偿难题
- 对输入电压变化的响应速度缓慢
- 必须单独实施电流限制

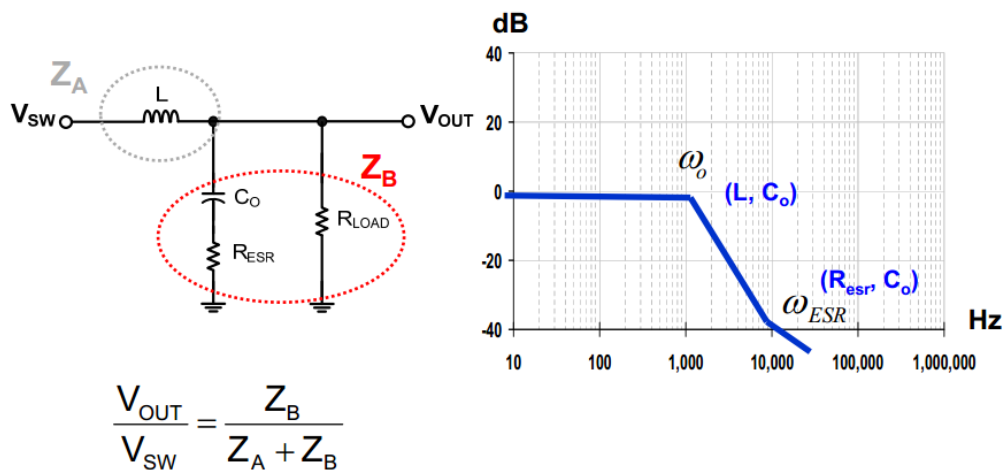


6.2 调制器增益



电压控制模式的调节器增益比较简单，它的增益等于输入电压和内部产生的斜波峰峰值之比。

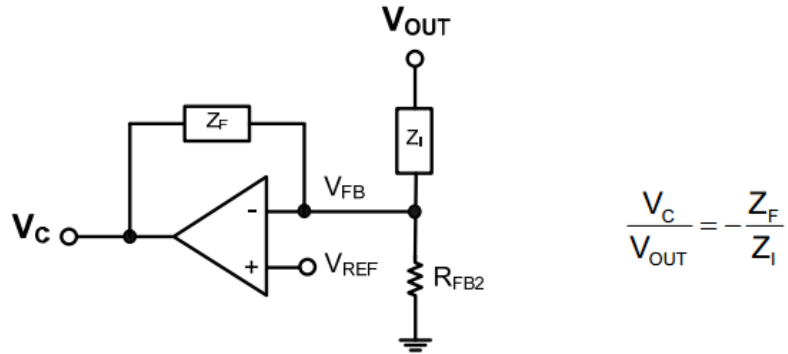
6.3 输出滤波器



* (R_x, C_y) 表示驱动极点和零点位置的组件，详细的公式见注释。

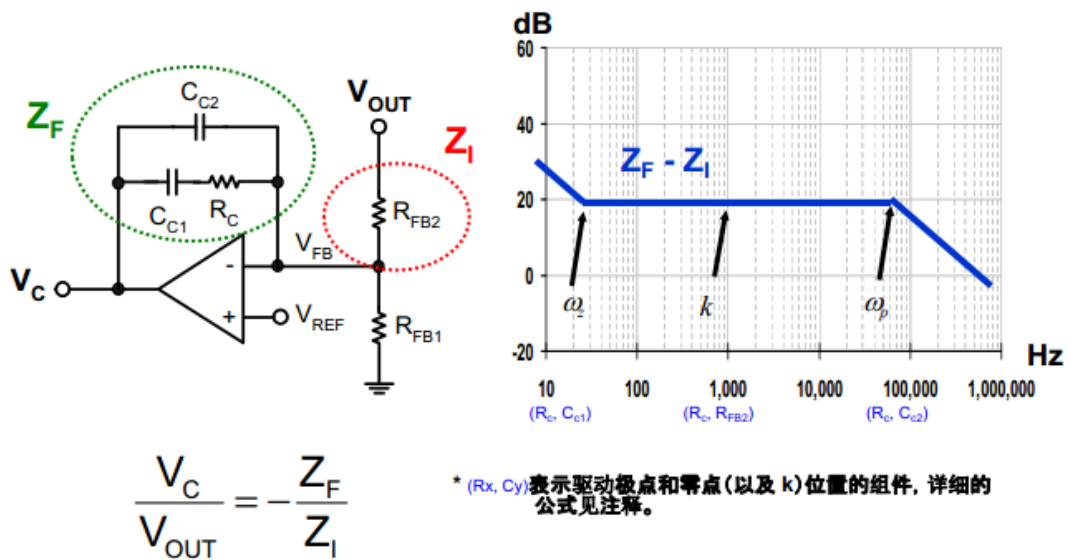
电流模式的输出滤波器是单极型的系统，而电压模式是一个双极型二阶的系统，它整个系统的小信号特性相当于一个压控的电压源连接在 LC 滤波器之前，LC 滤波器通过存储能量来变换电压，从而控制输出，因此这情况就必须对二阶环节进行补偿。

6.4 误差放大器



对整个环路进行补偿的最容易的位置是调整误差放大器周围的补偿电路。可以采用几种不同的方法。

1、Type II 补偿



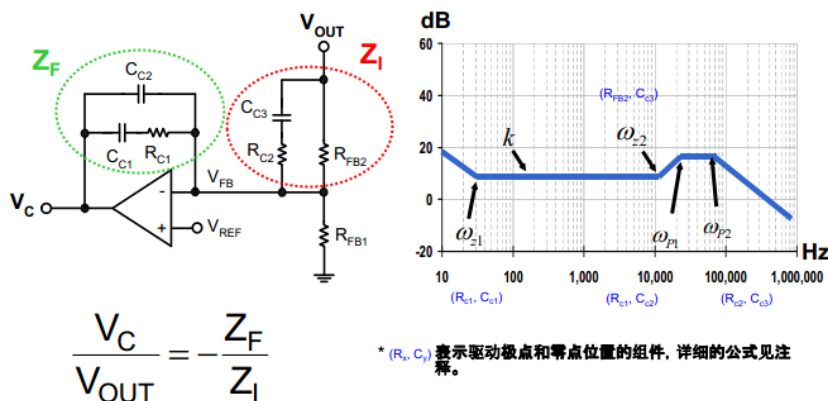
这种补偿通常是加了一对零极点进去, 图的左方描述了反馈网络里的误差放大器通过加RC环节从而实现一对零极点, 右方图是两个零极点分别所处的频率。

Type II 补偿的设计指引

- 选择一个大的 RFB2 阻值 (介于 2-200 kΩ 之间)
- 设定中间频带增益 k 以提供所需的带宽将 ω_P 设定为开关频率的一半: $\omega_P = 2\pi * F_{sw}/2$
- 将 ω_z 设定为输出滤波器双极点 ω_o
- 采用下面的公式去求解其余的变量

$$R_C = kR_{FB2} \quad C_{C1} = \frac{1}{\omega_z R_C} \quad C_{C2} = \frac{1}{\omega_P R_C}$$

2、Type III 补偿



对于输出滤波器输出的 ESR 比较小或者比较大的情况下都需要用到 III 型补偿, 一般在电压模式控制里面才出现。所谓 III 型补偿就是在 II 型补偿基础上再并联一个 RC 在反馈的上位电阻上, 从而加入零点和极点。

Type III 补偿的设计指引

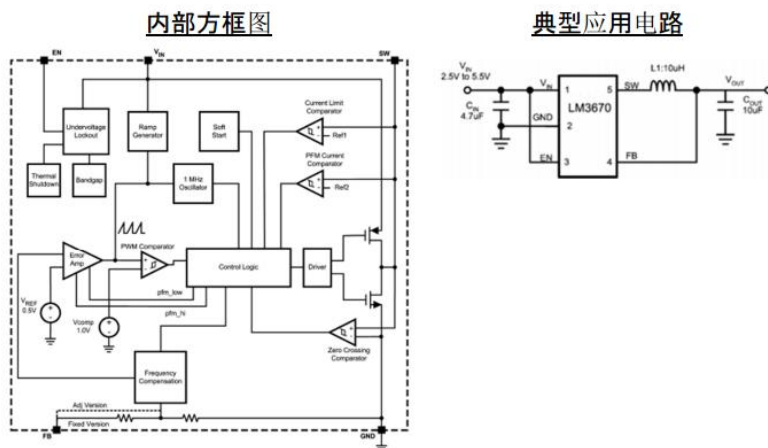
- 选择一个大的 RFB2 阻值 (介于 2-200 kΩ 之间)
- 设定中间频带增益 k 以提升开环增益, 从而提供所需的带宽
- 将 ω_{P1} 设定为开关频率的一半: $\omega_{P1} = 2\pi * F_{sw}/2$
- 将 ω_{P2} 设定为输出滤波器零点, ω_{ESR}

- 设定 $\omega_{Z1} = \omega_{Z2}$ 以消除输出滤波器双极点
- 运用下面的公式以求解其余的变量

$$R_{C2} = \frac{1}{\omega_{P2} C_{C3}} \quad C_{C3} = \frac{1}{\omega_{Z2} R_{FB2}} \quad C_{C1} = \frac{\omega_{Z2} R_{FB2}}{\omega_{Z1} R_{C1}} C_{C3} \quad R_{C1} = k R_{FB2}$$

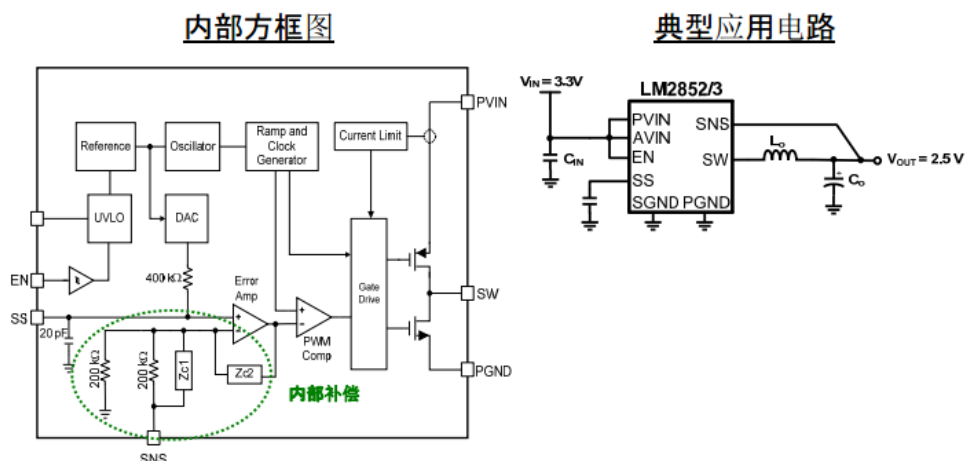
$$C_{C2} = \frac{1}{\omega_{P1} R_{C1}}$$

6.5 内部 Type III 电压模式补偿 (LM367x)



上图是用 LM367X 芯片做的全集成同步整流降压稳压器。它的工作电压和占空比变化范围都比较宽。

内部 Type III 电压模式补偿 (LM285x)



附录一：编委信息与后记

- 1、《降压稳压器基础架构》通过对 TI 培训班视频课程的整理，以帮助更多工程师能够更好的学习 TI 的课程知识。
- 2、 在此特别感谢 TI 公司大力支持。
- 3、 希望《降压稳压器基础架构》文档，能够为工程师朋友们带来更加详细全面的讲解！

电源网 2013 年 5 月

附录二：版权说明

- 1、《降压稳压器基础架构》著作权属 TI 和电源网共同所拥有；
- 2、本着开源思想，我们授权任何对《降压稳压器基础架构》有兴趣的工程师免费下载、复制、传播该书；
- 3、用于商业用途须经 TI 公司和电源网书面同意。