

通信开关电源的五种 PWM 反馈控制模式研究

摘要 根据实际设计工作经验及有关参考文献,比较详细地依据基本工作原理图说明了电压模式、峰值电流模式、平均电流模式、滞环电流模式、相加模式等 PWM 反馈控制模式的基本工作原理、发展过程、关键波形、性能特点及应用要点。

关键词 脉冲宽度调制 反馈控制模式 开关电源

1 引言

PWM 开关稳压或稳流电源基本工作原理就是在输入电压变化、内部参数变化、外接负载变化的情况下,控制电路通过被控制信号与基准信号的差值进行闭环反馈,调节主电路开关器件的导通脉冲宽度,使得开关电源的输出电压或电流等被控制信号稳定。PWM 的开关频率一般为恒定,控制取样信号有:输出电压、输入电压、输出电流、输出电感电压、开关器件峰值电流。由这些信号可以构成单环、双环或多环反馈系统,实现稳压、稳流及恒定功率的目的,同时可以实现一些附带的过流保护、抗偏磁、均流等功能。现在主要有五种 PWM 反馈控制模式。下面以 VDMOS 开关器件构成的稳压正激型降压斩波器为例,说明五种 PWM 反馈控制模式的发展过程、基本工作原理、详细电路原理示意图、波形、特点及应用要点,以利于选择应用及仿真建模研究。

2 开关电源 PWM 的五种反馈控制模式

一般来讲,正激型开关电源主电路可用图 1 所示的降压斩波器简化表示, U_g 表示控制电路的 PWM 输出驱动信号。根据选用不同的 PWM 反馈控制模式,电路中的输入电压 U_{in} 、输出电压 U_{out} 、开关器件电流(由 b 点引出)、电感电流(由 c 点引出或 d 点引出)均可作为取样控制信号。输出电压 U_{out} 在作为控制取样信号时,通常经过图 2 所示的电路进行处理,得到电压信号 U_e , U_e 再经处理或直接送入 PWM 控制器。图 2 中电压运算放大器(e/a)的作用有三:①将输出电压与给定电压 U_{ref} 的差值进行放大及反馈,保证稳态时的稳压精度。该运放的直流放大增益理论上为无穷大,实际上为运放的开环放大增益。②将开关电源主电路输出端的附带有较宽频带开关噪声成分的直流电压信号转变为具有一定幅值的比较“干净”的直流反馈控制信号(U_e)即保留直流低频成分,衰减交流高频成分。因为开关噪声的频率较高,幅值较大,高频开关噪声衰减不够的话,稳态反馈不稳;高频开关噪声衰减过大的话,动态响应较慢。虽然互相矛盾,但是对电压误差运算放大器的基本设计原则仍是“低频增益要高,高频增益要低”。③对整个闭环系统进行校

正，使得闭环系统稳定工作。

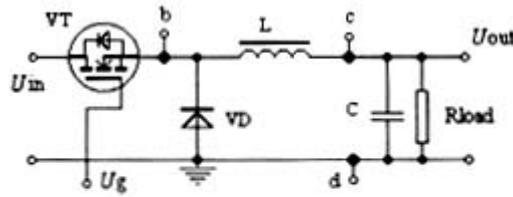


图1 正激型开关电源主电路

注：若下面各图中出现 b、c、d 点，均由图 1 引入

输入电压、电流等信号在作为取样控制信号时，大多也需经过处理。由于处理方式不同，下面介绍不同控制模式时再分别说明。

2.1 电压模式控制 PWM (Voltage-mode Control PWM)

图 3(a) 为 BUCK 降压斩波器的电压模式控制 PWM 反馈系统原理图。电压模式控制 PWM 是 60 年代后期开关稳压电源刚刚开始发展而采用的第一种控制方法。该方法与一些必要的过电流保护电路相结合，至今仍然在工业界很好地被广泛应用。电压模式控制只有一个电压反馈闭环，采用脉冲宽度调制法，即将电压误差放大器采样放大的慢变化的直流信号与恒定频率的三角波上斜坡相比较，通过脉冲宽度调制原理，得到当时的脉冲宽度，见图 3(a) 中波形所示。逐个脉冲的限流保护电路必须另外附加。当输入电压突然变小或负载阻抗突然变小时，因为主电路有较大的输出电容 C 及电感 L 相移延时作用，输出电压的变小也延时滞后，输出电压变小的信息还要经过电压误差放大器的补偿电路延时滞后，才能传至 PWM 比较器将脉宽展宽。这两个延时滞后作用是暂态响应慢的主要原因。

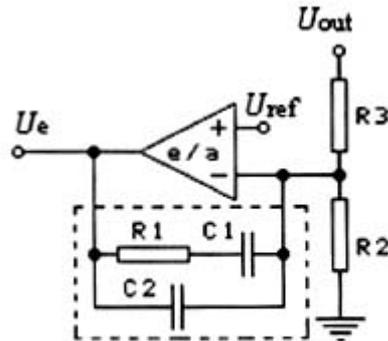
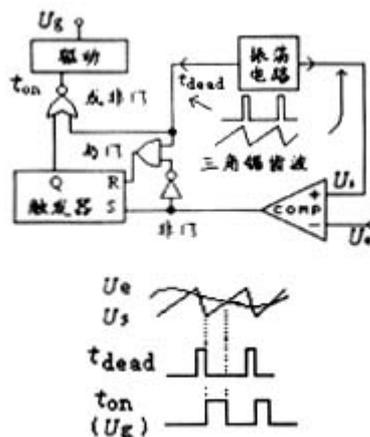


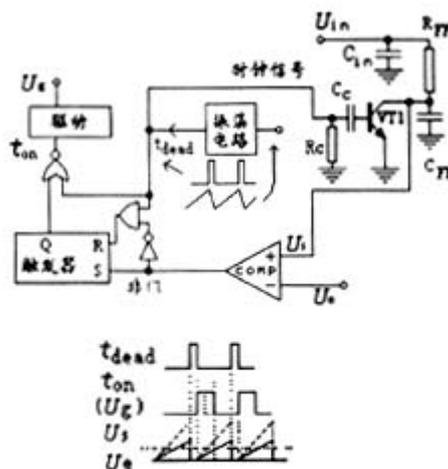
图2 输出电压控制电路图

电压模式控制的优点：①PWM 三角波幅值较大，脉冲宽度调节时具有较好的抗噪声裕量；②占空比调节不受限制；③对于多路输出电源，它们之间的交互调节效应较好；④单一反馈电压闭环设计、调试比较容易；⑤对输出负载的变化有良好的响应调节。缺点：①对输入电压的变化动态响应较慢；②补偿网络设计本来就较为复杂，闭环增益随输入电压而变化使其更为复杂；③输出 LC 滤波器给控制环增加了双极点，在补偿设计误差放大器时，需要将主极点低频衰减，或者增加一个零点进行补偿；④在传感及控制磁芯饱和故障状态方面较为麻烦复杂。

改善加快电压模式控制瞬态响应速度的方法有二种：一是增加电压误差放大器的带宽，保证具有一定的高频增益。但是这样容易受高频开关噪声干扰影响，需要在主电路及反馈控制电路上采取措施进行抑制或同相位衰减平滑处理；另一方法是采用电压前馈模式控制 PWM 技术，原理如图 3(b)所示。用输入电压对电阻电容(R_{FF} 、 C_{FF})充电产生的具有可变化上斜坡的三角波取代传统电压模式控制 PWM 中振荡器产生的固定三角波。此时输入电压变化能立刻在脉冲宽度的变化上反映出来，因此该方法对输入电压的变化引起的瞬态响应速度明显提高。对输入电压的前馈控制是开环控制，而对输出电压的控制是闭环控制，目的是增加对输入电压变化的动态响应速度。这是一个有开环和闭环构成的双环控制系统。



(a)BUCK 降压斩波器的电压模式控制



(b)电压前馈模式控制

图 3 电压模式控制 PWM 原理图

2.2 峰值电流模式控制 PWM (Peak Current-mode Control PWM)

峰值电流模式控制简称电流模式控制。它的概念在 60 年代后期来源于具有原边电流保护功能的单端自激式反激开关电源。在 70 年代后期才从学术上作深入地建模研究。直至 80 年代初期，第一批电流模式控制 PWM 集成电路(UC3842、UC3846)的出现使得电流模式控制迅速推广应用，主要用于单端及推挽电路。近年来，由于大占空比时所必需的同步不失真斜坡补偿技术实现上的难度及抗噪声性能差，电流模式控制面临着改善性能后的电压模式控制的挑战。如图 4 所示，误差电压

信号 U_e 送至 PWM 比较器后，并不是象电压模式那样与振荡电路产生的固定三角波状电压斜坡比较，而是与一个变化的其峰值代表输出电感电流峰值的三角状波形或梯形尖角状合成波形信号 U_Σ 比较，然后得到 PWM 脉冲关断时刻。因此(峰值)电流模式控制不是用电压误差信号直接控制 PWM 脉冲宽度，而是直接控制峰值输出侧的电感电流大小，然后间接地控制 PWM 脉冲宽度。

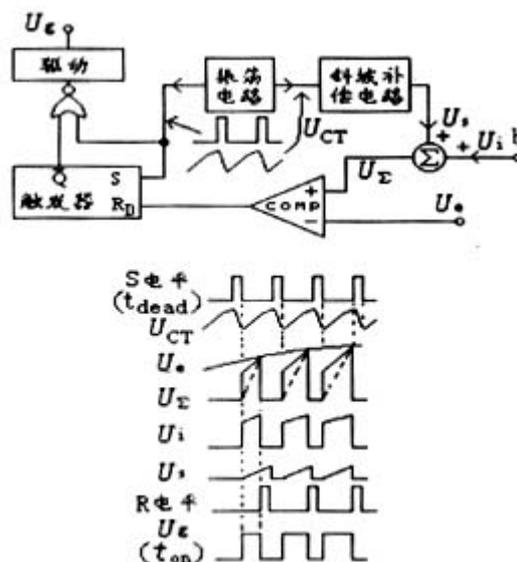


图 4 峰值电流模式控制 PWM 原理图

电流模式控制是一种固定时钟开启、峰值电流关断的控制方法。因为峰值电感电流容易传感，而且在逻辑上与平均电感电流大小变化相一致。但是，峰值电感电流的大小不能与平均电感电流大小一一对应，因为在占空比不同的情况下，相同的峰值电感电流的大小可以对应不同的平均电感电流大小。而平均电感电流大小才是唯一决定输出电压大小的因素。在数学上可以证明，将电感电流下斜坡斜率的至少一半以上斜率加在实际检测电流的上斜坡上，可以去除不同占空比对平均电感电流大小的扰动作用，使得所控制的峰值电感电流最后收敛于平均电感电流^[1]。因而合成波形信号 U_Σ 要有斜坡补偿信号与实际电感电流信号两部分合成构成。当外加补偿斜坡信号的斜率增加到一定程度，峰值电流模式控制就会转化为电压模式控制。因为若将斜坡补偿信号完全用振荡电路的三角波代替，就成为电压模式控制，只不过此时的电流信号可以认为是一种电流前馈信号，见图 4 所示。当输出电流减小，峰值电流模式控制就从原理上趋向于变为电压模式控制。当处于空载状态，输出电流为零并且斜坡补偿信号幅值比较大的话，峰值电流模式控制就实际上变为电压模式控制了。

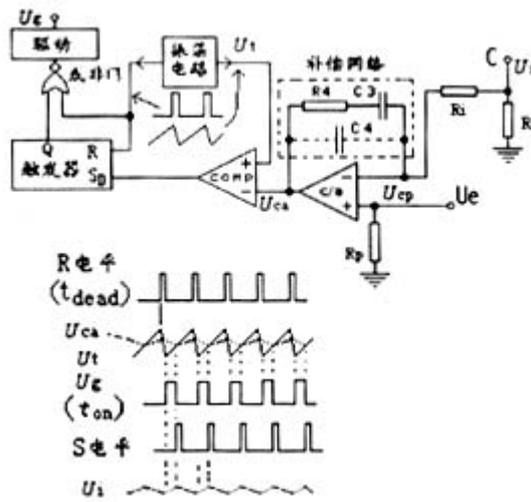
峰值电流模式控制 PWM 是双闭环控制系统，电压外环控制电流内环。电流内环是瞬时快速按照逐个脉冲工作的。功率级是由电流内环控制的电流源，而电压外环控制此功率级电流源。在该双环控制中，电流内环只负责输出电感的动态变化，因而电压外环仅需控制输出电容，不必控制 LC 储能电路。由于这些，峰值电流模式控制 PWM 具有比起电压模式控制大得多的带宽。

峰值电流模式控制 PWM 的优点: ①暂态闭环响应较快，对输入电压的变化和输出负载的变化的瞬态响应均快; ②控制环易于设计; ③输入电压的调整可与电压

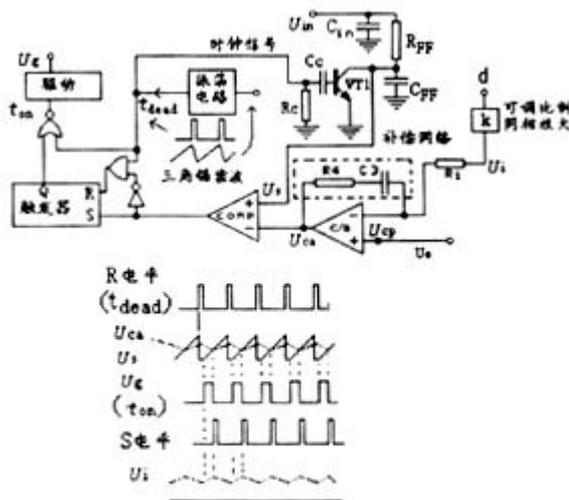
模式控制的输入电压前馈技术相媲美；④简单自动的磁通平衡功能；⑤瞬时峰值电流限流功能，即内在固有的逐个脉冲限流功能；⑥自动均流并联功能。缺点：①占空比大于 50%的开环不稳定性，存在难以校正的峰值电流与平均电流的误差；②闭环响应不如平均电流模式控制理想；③容易发生次谐波振荡，即使占空比小于 50%，也有发生高频次谐波振荡的可能性。因而需要斜坡补偿；④对噪声敏感，抗噪声性差。因为电感处于连续储能电流状态，与控制电压编程决定的电流电平相比较，开关器件的电流信号的上斜坡通常较小，电流信号上的较小的噪声就很容易使得开关器件改变关断时刻，使系统进入次谐波振荡；⑤电路拓扑受限制；⑥对多路输出电源的交互调节性能不好。

2.3 平均电流模式控制 PWM (Average Current-mode Control PWM)

平均电流模式控制概念产生于 70 年代后期。平均电流模式控制 PWM 集成电路出现在 90 年代初期，成熟应用于 90 年代后期的高速 CPU 专用的具有高 di/dt 动态响应供电能力的低电压大电流开关电源。图 5(a)所示为平均电流模式控制 PWM 的原理图^[1]。将误差电压 U_e 接至电流误差信号放大器(c/a)的同相端，作为输出电感电流的控制编程电压信号 U_{cp} ($U_{\text{current-program}}$)。带有锯齿纹波状分量的输出电感电流信号 U_i 接至电流误差信号放大器(c/a)的反相端，代表跟踪电流编程信号 U_{cp} 的实际电感平均电流。 U_i 与 U_{cp} 的差值经过电流放大器(c/a)放大后，得到平均电流跟踪误差信号 U_{ca} 。再由 U_{ca} 及三角锯齿波信号 U_T 或 U_s 通过比较器比较得到 PWM 关断时刻。 U_{ca} 的波形与电流波形 U_i 反相，所以，是由 U_{ca} 的下斜坡（对应于开关器件导通时期）与三角波 U_T 或 U_s 的上斜坡比较产生关断信号。显然，这就无形中增加了一定的斜坡补偿。为了避免次谐波振荡， U_{ca} 的上斜坡不能超过三角锯齿波信号 U_T 或 U_s 的上斜坡。



(a)平均电流模式控制 PWM



(b)增加了输入电压前馈功能 PWM

图 5 平均电流模式控制 PWM 原理图

平均电流模式控制的优点是：①平均电感电流能够高度精确地跟踪电流编程信号；②不需要斜坡补偿；③调试好的电路抗噪声性能优越；④适合于任何电路拓扑对输入或输出电流的控制；⑤易于实现均流。缺点是：①电流放大器在开关频率处的增益有最大限制；②双闭环放大器带宽、增益等配合参数设计调试复杂。

图 5(b)为增加输入电压前馈功能的平均电流模式控制，非常适合输入电压变化幅度大、变化速度快的中国电网情况。澳大利亚 R-T 公司的 48 V/100 A 半桥电路通信开关电源模块实际上采用图 5(b)的控制方式。

2.4 滞环电流模式控制 PWM (Hysteretic Current-mode Control PWM)

滞环电流模式控制 PWM 为变频调制，也可以为定频调制^[2]。图 6 所示为变频调制的滞环电流模式控制 PWM。将电感电流信号与两个电压值比较，第一个较高的控制电压值 U_c ($U_c=U_e$) 由输出电压与基准电压的差值放大得到，它控制开关器件的关断时刻；第二个较低电压值 U_{ch} 由控制电压 U_c 减去一个固定电压值 U_h 得到， U_h

为滞环带， U_{ch} 控制开关器件的开启时刻。滞环电流模式控制是由输出电压值 U_{out} 、控制电压值 U_c 及 U_{ch} 三个电压值确定一个稳定状态，比电流模式控制多一个控制电压值 U_{ch} ，去除了发生次谐波振荡的可能性，见图 6 右下示意图。因为 $U_{ch1}=U_{ch2}$ ，图 6 右下示意图的情况不会出现。

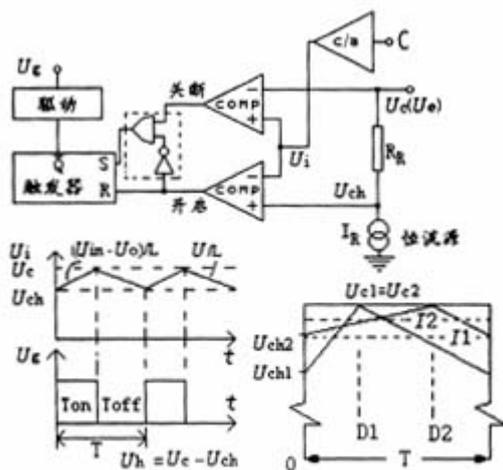


图 6 滞环电流模式控制 PWM 原理图

滞环电流控制模式的优点：①不需要斜坡补偿；②稳定性好，不容易因噪声发生不稳定振荡。缺点：①需要对电感电流全周期的检测和控制；②变频控制容易产生变频噪声。

2.5 相加模式控制 PWM (Summing-mode Control PWM)

图 7 所示为相加模式控制 PWM 的原理图。与图 3 所示的电压模式控制有些相似，但有两点不同^[3]：一是放大器(e/a)是比例放大器，没有电抗性补偿元件。控制电路中电容 C1 较小，起滤除高频开关杂波作用。主电路中的较小的 Lf、Cf 滤波电路（如图中虚线所示，也可以不用）也起减小输出高频杂波作用。若输出高频杂波小的话，均可以不加。因此，电压误差放大没有延时环节，电流放大也没有大延时环节；二是经过滤波后的电感电流信号 U_i 也与电压误差信号 U_e 相加在一起构成一个总和信号 U_z 与三角锯齿波比较，得到 PWM 控制脉冲宽度。相加模式控制 PWM 是单环控制，但它有输出电压、输出电流两个输入参数。如果输出电压或输出电流变化，那么占空比将按照补偿它们变化的方向而变化。

相加控制模式的优点是：动态响应快（比普通电压模式控制快 3~5 倍），动态过冲电压小，输出滤波电容需要较少。相加模式控制中的 U_i 注入信号容易用于电源并联时的均流控制。缺点是：需要精心处理电流、电压取样时的高频噪声抑

制。

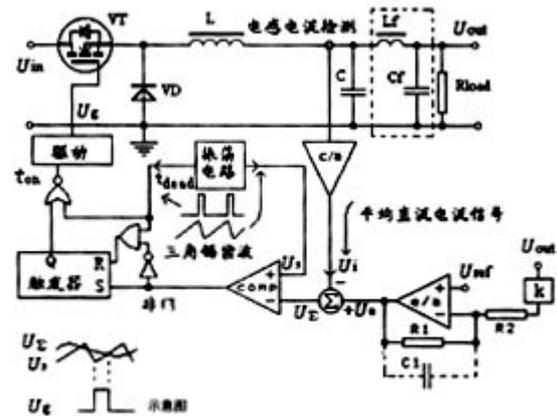


图 7 相加模式控制 PWM 原理图

3 结论

1)不同的 PWM 反馈控制模式具有各自不同的优缺点,在设计开关电源选用时要根据具体情况选择合适的 PWM 的控制模式。

2)各种控制模式 PWM 反馈方法的选择一定要结合考虑具体的开关电源的输入输出电压要求、主电路拓扑及器件选择、输出电压的高频噪声大小、占空比变化范围等。

3)PWM 控制模式是发展变化的,是互相联系的,在一定的条件下是可以互相转化的。

参考文献

- 1 Power Supply Control Products(PS)Data Book, Uni trode from Texas Instruments 2000
- 2 Anunciada V , Silva M New Constant-Frequency Current Mode Control for Power Converters, Stable for all values of Duty Ratio, and Usable in All Four Quadrants .IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1990, 37(4): 40~45
- 3 Lenk,Ron Summing-Mode Control ,PCIM, 1999 , (5): 24~35