

采用数字斜率补偿的峰值电流控制ZVS全桥转换器

作者: Sabarish Kalyanaraman
Microchip Technology Inc.

摘要

本应用笔记详细讨论了采用数字斜率补偿的750W峰值电流控制零电压开关全桥（Zero-Voltage Switching Full-Bridge, ZVS FB）转换器参考设计的被控对象建模、控制系统设计和固件实现。该ZVS FB转换器设计用于将400V直流输入电压降至12V直流输出电压。该参考设计的独特之处在于采用完全基于软件的斜率补偿算法实现峰值电流控制，无需使用外部模拟元件进行斜率补偿。该算法独立于拓扑结构，可轻松在数字信号控制器（Digital Signal Controller, DSC）中以最短延时实现，这对实现近模拟响应至关重要。

简介

电力电子行业对于效率、可靠性和功率密度的需求越来越高。这些需求推动了数字电源解决方案的快速发展，尤其是在电信和服务器电源领域。数字控制电源的优势和挑战几年来一直是讨论和辩论的话题。通过在单片机中集成用于电源控制的高级外设，再结合功率半导体行业的高级高速器件，有效促进了数字电源在行业中市场渗透率的增加。之前作为模拟解决方案重要优势的控制技术如今在数字领域中更为可行。由此而论，该参考设计的特点是采用全数字斜率补偿技术以最低的软件开销在ZVS全桥拓扑中实现峰值电流控制（图1给出了高级表示）。

本应用笔记中提出的算法是Microchip Technology Inc. 获得专利的专有算法，该算法能够以最短的软件延时逐周期计算斜率补偿峰值参考电流。

ZVS FB转换器是服务器和电信电源、电池充电器和可再生应用中最常用的拓扑之一，主要原因在于其能够高效运行且易于控制。在这种拓扑结构中，平均电流模式控制和电压模式控制实现通常都需要将电容与变压器串联，以防止磁通走漏。峰值电流控制实现采用动态磁通平衡，无需串联电容。但在峰值电流控制中，为了克服众所周知的次谐波振荡（占空比大于50%），需要在电感电流上加上斜率补偿斜坡，或者从电压环补偿器产生的峰值参考电流中减去斜率补偿斜坡。峰值电流控制通常使用线性放大器、晶体管、RC网络和模拟比较器（图2）或通过使用专用的应用特定集成电路（Application-Specific Integrated Circuit, ASIC）实现的模拟技术。

峰值电流控制也可以通过三种数字方法实现。第一种方法通常称为预测性峰值电流控制。在这种技术中，将使用先进的PWM调制并在每个周期开始时计算占空比。该技术无需斜率补偿和模拟比较器，将根据电感、检测到的输入和输出电压以及开关周期来计算有效占空比。这种方法的缺点是依赖于易受变化影响的电感值。

第二种方法基本上是一种混合技术，包括数字补偿器、模拟斜率补偿（外部）和模拟比较器（单片机内部）。

该混合技术包括移除图2中的模拟补偿器，然后将其替换为数字补偿器。补偿器的输出向内置高速模拟比较器的数模转换器（Digital-to-Analog Converter, DAC）提供“数字峰值参考电流”，如图3所示。（内部）模拟比较器随后将比较DAC输出与斜率补偿电感电流波形，并为PWM模块提供截断信号。电感/开关电流波形通过外部模拟电路添加到斜率补偿斜坡中。除了需要额外的元件外，对于宽输入电压范围，模拟斜率补偿可能也并不理想。

AN2388

本参考设计中使用的第三种方法是全数字实现，无需外部元件即可实现峰值电流控制（图3中给出了高级表示）。数字补偿器、斜率补偿和模拟比较器均位于单片机内部。此处的斜率补偿是通过在固件中实现的算法完成的。

该算法利用输入电压、输出电压、电感电流和数字峰值参考电流（来自数字补偿器）来生成斜率补偿峰值参考电流，如图3所示。

斜率补偿峰值参考电流随后馈入内部高速补偿器的DAC（反相输入）。电感电流反馈直接馈入比较器的同相输入。这种方法的优点在于通过减少元件来提高稳定性并且能够通过实现自适应算法来优化动态响应。后续部分将详细讨论全数字峰值电流控制的实现。

图1: ZVS全桥转换器

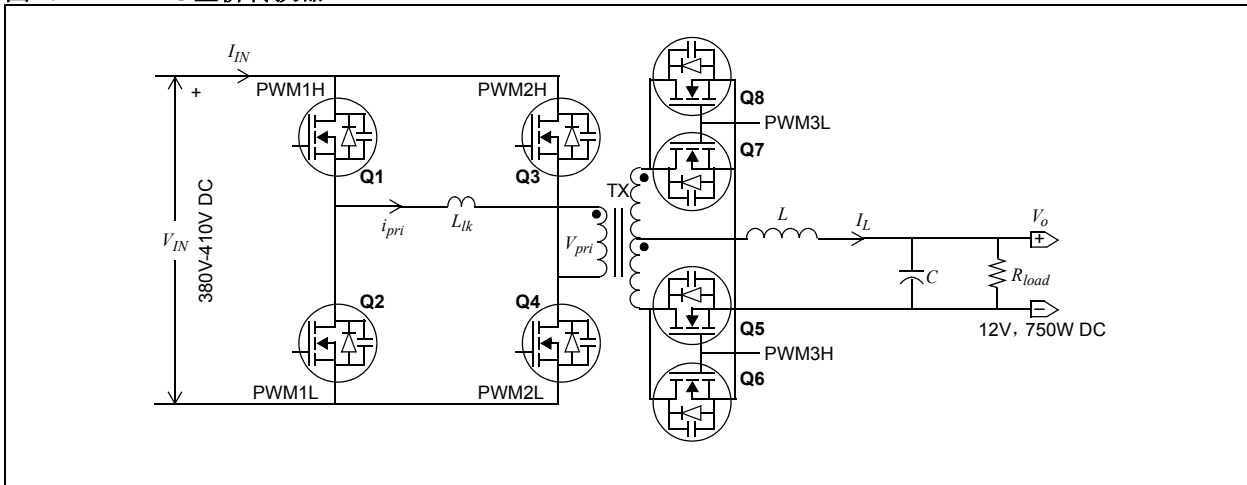


图2: 峰值电流控制——模拟

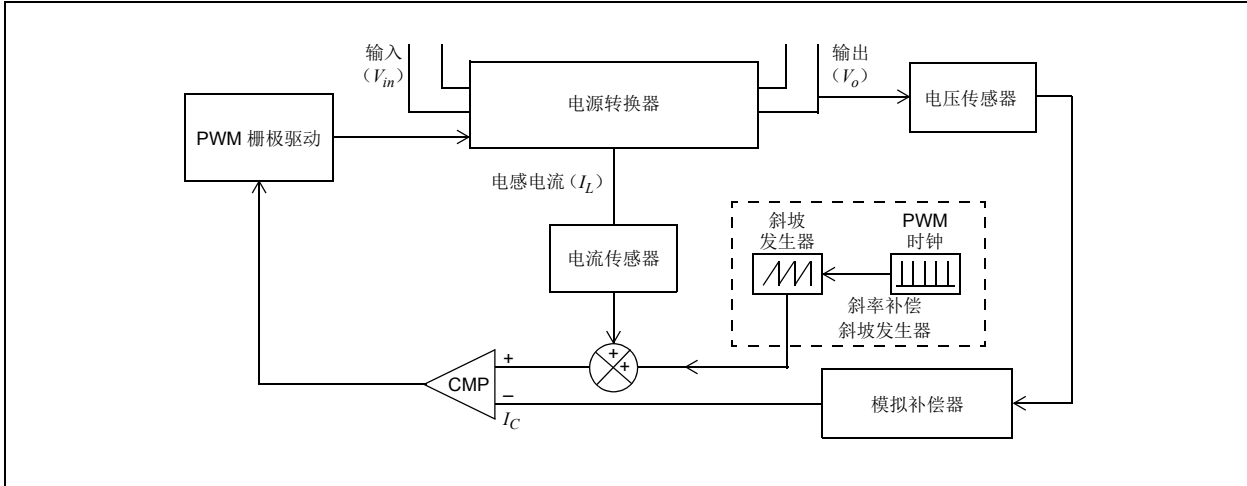
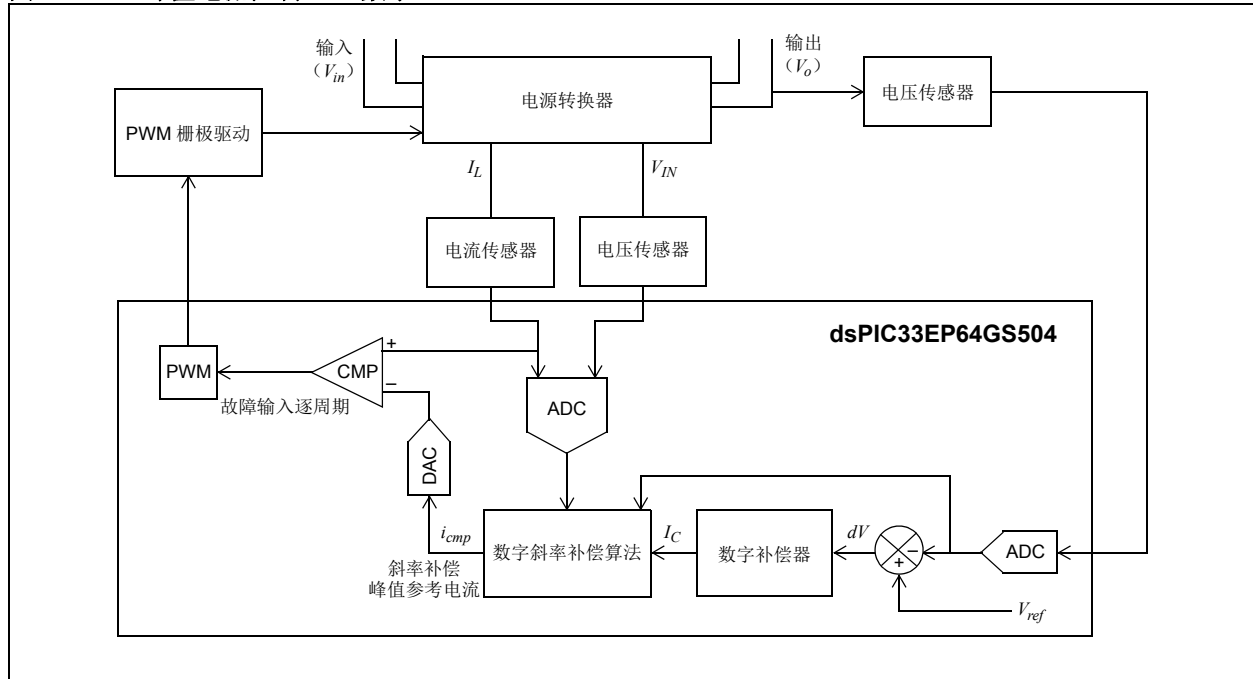


图3: 峰值电流控制——数字



硬件概述

本部分将：

- 概述拓扑和规范
- 详细讨论开关机制
- 详细说明高级控制机制和反馈网络

如图1所示，ZVS FB转换器具有采用中心抽头次级配置的变压器并应用全波同步整流。变压器初级侧全桥的每个桥臂（Q1-Q2和Q3-Q4）由一个PWM对驱动。在图1中， L_{lk} 表示实现泄漏能量的谐振转换所需的变压器泄漏电感和外部电感的总和。泄漏能量将在每个MOSFET导通（ZVS开关）之前耗尽其 C_{oss} 电容中的电荷。在次级侧，在同步整流器的每个桥臂中，两个MOSFET并联

（Q5-Q6和Q7-Q8），并由一个PWM对驱动。该并联配置能够在重载条件下高效工作。 L 和 C 构成输出滤波级，负载由 R_{load} 表示。

在典型服务器/电信应用中，ZVS FB转换器的输入通过前端功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）转换器提供。PFC级通常采用通用输入电压（90V-264V, 47 Hz-63 Hz AC）来提供400V标称输出电压。对于该参考设计，应考虑使用380V至410V范围内的输入电压。表1列出了750W ZVS FB转换器的规范和一些关键元件值。

表1： 转换器规范和关键元件值

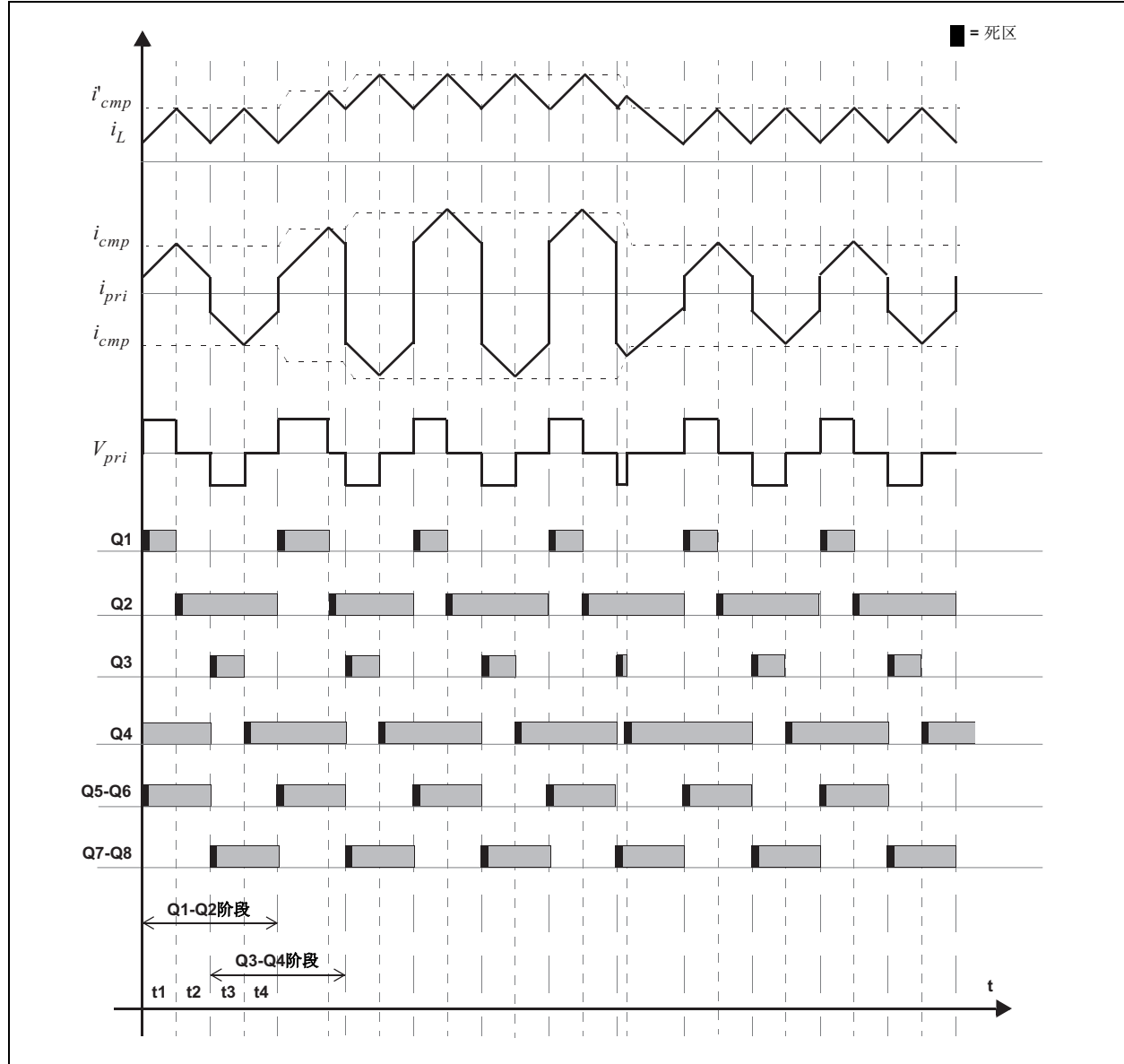
拓扑	采用中心抽头次级配置和同步全波整流的ZVS全桥转换器
输入电压	380V-410V DC
输出电压	12V, $\pm 1\%$
输出功率	750W (62.5A @ 12V DC)
控制方法	采用数字斜率补偿的峰值电流模式控制 (Peak Current-Mode Control, PCMC)
变压器匝数	25:1:1
滤波电感 (L)	2.78 μ H
输出滤波电容 (C)	7.5 mF
谐振电感 (L_{lk})	38 μ H
峰值效率	96%
尺寸规格	所有元件均设计为符合1U规格 (高度41 mm)
其他特性	<ul style="list-style-type: none">• 电气隔离• 支持I²C通信• 与前端PFC的UART通信

开关机制

次级侧的峰值参考电流输入， I_L 为电感电流。图4给出了图1中的各个MOSFET的开关波形。

图4所示为本参考设计中使用的ZVS FB转换器的开关波形。其中， i_{cmp} 为比较器的峰值参考电流输入， i'_{cmp} 为

图4: ZVS FB转换器的开关波形



如图4所示，在互补模式下，由Q1-Q2 MOSFET组成的桥臂由一对PWM（分别为PWM1H和PWM1L）驱动。在互补模式下，由Q3-Q4 MOSFET组成的桥臂由一对PWM（分别为PWM2H和PWM2L）驱动。MOSFET Q1-Q2相对于Q3-Q4存在180°相移，如图4所示。全桥的两个桥臂之间的这一相移保持固定，这一点与相移在闭环控制下动态变化的传统PSFB实现不同。图4中以黑色显示的PWM波形部分表示互补PWM之间的谐振间隔（死区）。驱动同步次级侧整流器（Q5-Q6和Q7-Q8）的PWM发生器配置为独立时基模式。在独立时基模式下，PWM对中每个PWM的相位和占空比均可单独配置。在本例中，PWM3L配置为与PWM3H之间存在180°相位差。PWM3H驱动Q5-Q6，PWM3L驱动Q7-Q8。MOSFET Q5-Q6在前半个PWM周期导通。MOSFET Q6-Q7在后半个PWM周期导通。如图4所示，在初级侧开关的一个PWM周期内，存在两个周期的电感电流（ I_L ）。间隔t1、t2、t3和t4构成一个PWM周期。

后续部分将简要介绍一个PWM周期内的不同间隔（其中，术语“MOSFET”和“开关”可互换使用）。

正向周期供电间隔（t1）

在PWM周期开始时，Q1和Q4对角线开关导通，在变压器中产生正向电流（ i_{pri} ）。对应的间隔从ZVS将开关Q1导通开始。电感电流开始增加，当它达到设定的峰值参考电流（ i'_{cmp} ）时，Q1开关关断，互补Q2开关在短暂的谐振间隔（死区）后导通。在此谐振间隔期间，谐振电感 L_{lk} 中存储的能量将使Q2 MOSFET的 C_{oss} 放电，Q1 MOSFET的 C_{oss} 充电。选择死区时应确保当Q2的 C_{oss} 完全放电后，Q2能够以ZVS导通。Q4 MOSFET继续保持导通状态，直至Q3-Q4阶段结束，这也标志着半个PWM周期结束。

在t1间隔期间，次级侧的电流通过导通的Q5-Q6 MOSFET从变压器端子流入输出滤波器和负载。Q5-Q6对在整个正向电流周期（t1和t2）期间保持导通状态。

正向周期续流间隔（t2）

这段间隔从ZVS将Q2开关导通时开始，Q2的导通状态将持续至Q1-Q2阶段结束，如图4所示。变压器电流（ i_{pri} ）继续在正方向上续流。t2期间的变压器初级侧电压基本为0。次级侧的电感电流（ I_L ）具有负斜率，将通过电感、Q5-Q6和变压器绕组续流。t2间隔结束后，Q4开关会在Q3-Q4互补对的周期结束时关断（因为该互补对相对于Q1-Q2存在180°相移，如图4所示）。互补Q3开关在短暂的谐振间隔后导通，在此期间， L_{lk} 中存储的能量将使Q3的 C_{oss} 放电，Q4的 C_{oss} 充电。这将导致Q3在t3间隔开始时ZVS导通。

在t2间隔结束时，Q5-Q6对关断，在短暂的死区后，Q7-Q8开关导通。在这段死区内，电感电流将流经Q5-Q6和Q7-Q8的内部二极管，直至Q7-Q8对导通。

负向周期供电间隔（t3）

这段间隔从次级侧整流器上的Q3 ZVS导通和Q7-Q8导通开始。应当注意的是，Q2开关已在t2间隔内导通。变压器电流（ i_{pri} ）在负方向上增加，产生负向供电周期。次级侧的电感电流开始增加（如图4所示）。在电流达到设定的峰值电流值（ i_{cmp} ）后，Q3 MOSFET关断。在经过谐振间隔后，互补Q4开关将导通。在谐振间隔内， L_{lk} 的泄漏能量将为Q3的 C_{oss} 充电至电源轨电压，同时使Q4的 C_{oss} 放电。Q4 MOSFET的漏-源极电压接近0V后即可导通，标志着t4间隔开始。Q7-Q8开关在变压器整个负向电流周期（t3-t4）内保持导通状态。

负向周期续流间隔 (t_4)

这段间隔从Q4开关ZVS导通时开始，Q4的导通状态将持续至Q3-Q4阶段结束（如图4所示）。变压器电流 (i_{pri}) 继续在负方向上通过Q2和Q4续流。 t_4 期间的变压器初级侧电压基本为0。次级侧的电感电流 (I_L) 具有负斜率，将通过电感、Q7-Q8和变压器绕组续流。在 t_4 结束后，Q2开关将在Q1-Q2互补对阶段结束时关断（如图4所示）。互补Q1开关在短暂的谐振间隔后导通，在此期间， L_{lk} 中存储的能量将使Q1的 C_{oss} 放电，Q2的 C_{oss} 充电。这将导致Q1在下一个正向供电间隔 (t_1) 开始时ZVS导通。在 t_4 结束时，Q7-Q8开关也会关断，在短暂的死区后，Q5-Q6开关导通。在这段死区期间，电感电流将流经Q7-Q8和Q5-Q6对的内部二极管，直至Q5-Q6对导通，标志着下一个正向供电周期开始。

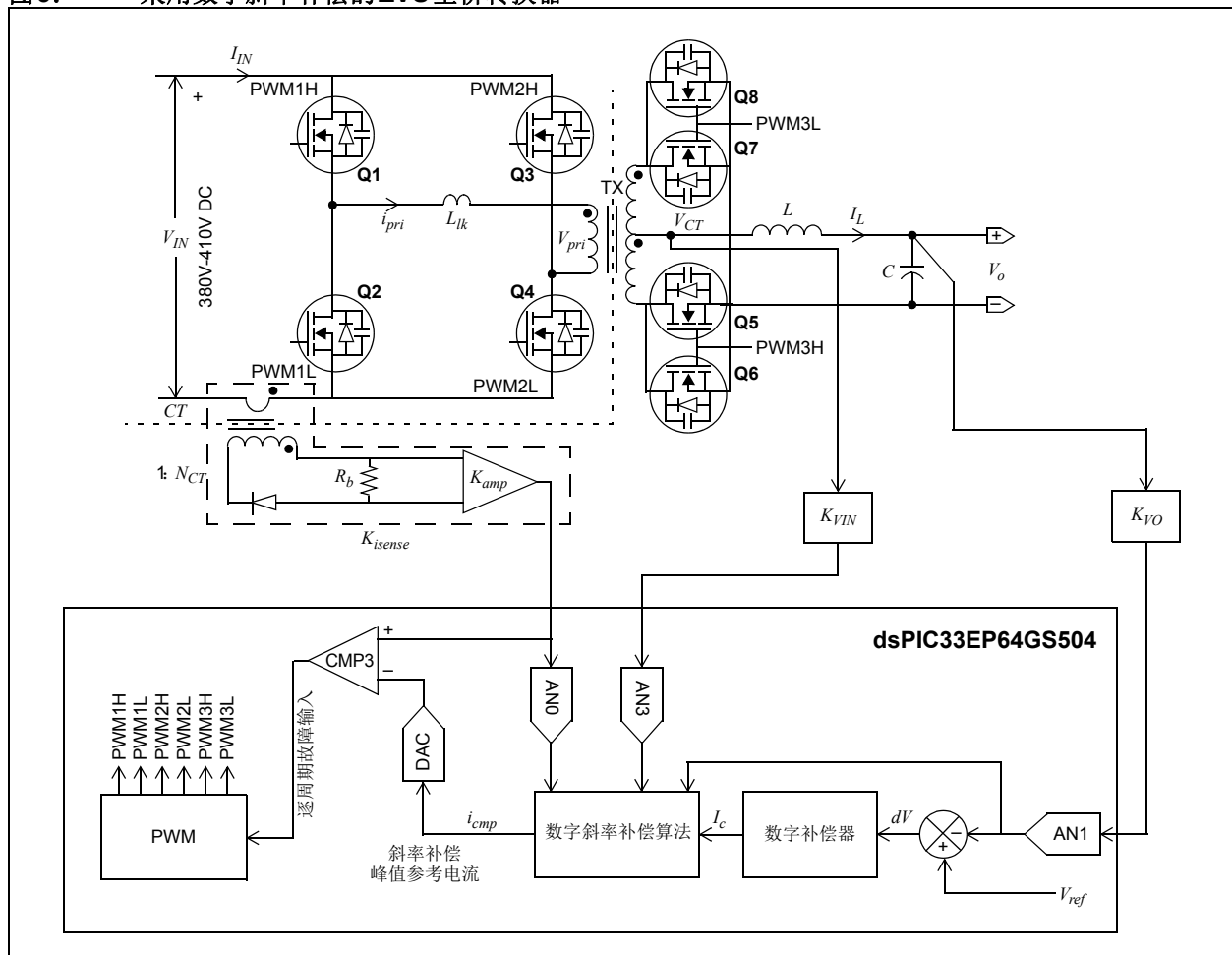
采用数字斜率补偿的ZVS FB转换器的数字控制

图5所示为采用dsPIC[®] DSC的概括控制框图。需要通过以下三个关键反馈信号来利用数字斜率补偿对ZVS FB转换器进行闭环控制。具体包括：

- 输出电压 (V_o)
- 电感电流 (I_L)
- 输入电压 (V_{in})

输出电压通过电阻分压器网络（增益为 K_{VO} ）检测，然后馈入专用ADC内核1通道AN1。随后将从数字参考电压 V_{ref} 中减去数字化输出电压，并将误差 dV 馈入数字电压环补偿器。数字补偿器的输出为未经补偿的峰值参考电流 I_c 。

图5： 采用数字斜率补偿的ZVS全桥转换器



电流互感器 (Current Transformer, CT) 检测转换器输入端子上反射电感电流 (i_{IN}) 的反馈, 该电流互感器的输出经放大后馈入专用ADC内核0通道AN0。电流检测网络的总增益为 K_{isense} , 如图5所示。可触发AN0通道以在每半个PWM周期开始时采样反射的电感电流 (谷值电流)。电阻分压器网络 (增益为 K_{VTN}) 检测反射输入电压 (在变压器次级侧, 如图5所示) 的反馈, 然后将其馈入ADC内核3通道AN3。仅在供电间隔 $t1$ 和 $t3$ (图4) 期间在次级侧绕组的中心抽头上有反射的输入电压。因此, 采样在AN3处检测到的反射输入电压所需的触发信号必须设置为在 $t1$ 或 $t3$ 内出现。数字峰值参考电流、输入电压反馈、输出电压反馈和检测的谷值电流均由数字斜率补偿算法处理, 该算法在全桥驱动的每半个周期开始时执行。数字斜率补偿算法的输出是斜率补偿峰值参考电流 i_{cmp} 。斜率补偿峰值参考电流经调整后馈入12位DAC。DAC输出是内部高速模拟比较器反相端子的输入。模拟比较器的同相输入端中馈入检测到的 (反射的) 电感电流, 该电流是电流检测网络的输出。当检测到的电感电流达到设定的 i_{cmp} 值时, 模拟比较器输出变为高电平。模拟比较器的输出配置为高速PWM模块的逐周期故障源, 用于关断PWM1H或PWM2H, 如图4所示。

如前文所述, 采用数字斜率补偿实现峰值电流控制需要三个关键反馈信号, 后续部分将对这些信号进行讨论。

电感电流

对于峰值电流控制, 必须准确反馈电感电流。全桥MOSFET上的开关频率 F_{sw} 导致电感电流频率为 $2F_{sw}$ 。通常, 为了准确再现电感电流, 传感器带宽必须至少为电感电流频率的15-20倍。因此, 对于75 kHz的 F_{sw} , 电流检测电路的带宽必须为2 MHz左右, 以便达到理想的电流再现效果。尽管可以通过使用电流检测电阻或霍尔效应传感器直接测量电感电流, 但这两种方法都存在缺点。在电流检测电阻测量方法中, 需要使用兼具高共模电压和高带宽的电路来处理电流检测电阻两端的电压 (在馈入ADC引脚之前), 但这类电路通常比较昂贵。而且, 电流检测电阻通常放置在电感电流的串联路径中, 往往会产生 I^2R 损耗, 因此这种解决方案效率不

高。霍尔效应传感器属于高带宽传感器, 缺点是成本较高, 因此不考虑该解决方案。

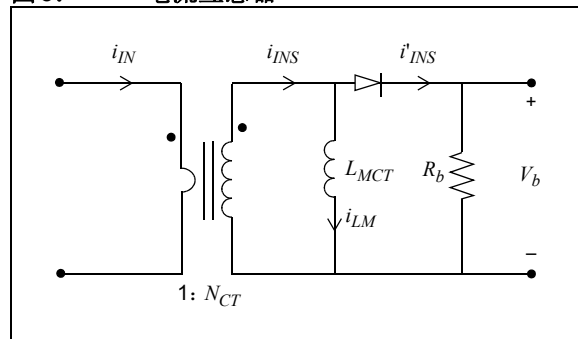
电流互感器 (CT) 是一种兼具低成本和高带宽的解决方案, 能够有效克服电流检测电阻和霍尔效应测量的缺点。电感电流本质上是直流电流, 无法通过CT直接测量。但是, 反射电感电流的反馈可通过在输入电流 I_{IN} 路径中放置CT (匝数为 N_{CT}) 来获得, 如图5所示。在该设计中, CT端子连接到负载电阻 (R_b), 后跟一个低通滤波器和一个高带宽放大器。电感电流仅在供电间隔 (图4中的 $t1$ 和 $t3$) 期间反射到初级侧。可用于重新设置电流互感器磁芯的时间间隔为每半个PWM周期 (或每个电感电流周期) 内的续流间隔 ($t2$ 和 $t4$)。

如果以 R_b 两端电压的形式反射流经CT初级侧端子的电流, 则当电流保持在最小值 (通过保持较低的 R_b 值实现) 时最为准确。在CT中, 流经负载电阻的电流是磁化电流和降压输入电流之和, 如图6所示 (这里假定磁芯损耗电流可忽略不计)。对于图6所示的CT, 公式1给出了流经负载电阻 R_b 的电流的表达式。

公式1:

$$i'_{INS} = i_{INS} + i_{LM}$$

图6: 电流互感器



目标是最大程度减小磁化电流 i_{LM} 以最真实地反射初级侧电流 ($i'_{INS} \approx i_{INS}$)。磁化电流与次级侧端子两端电压成正比, 与CT次级侧匝数的平方成反比 ($i_{LM} \propto \frac{V_b}{N_{CT}^2}$)。

为了最大程度降低 i_{LM} ，建议增加CT次级侧绕组的匝数，同时使负载电阻保持较低值。这意味着CT的固有增益必须保持最低值，以便理想地再现流经初级侧绕组的电流。这种减小增益的情况有一个缺点，即当CT初

级侧绕组中的电流较低时具有较差的信噪比（Signal-to-Noise Ratio, SNR）。要克服这一缺陷，需选择线性放大器来放大 R_b 两端的电压，同时增大 N_{CT} 。图7所示为CT网络的原理图。

图7： 电流检测网络的原理图

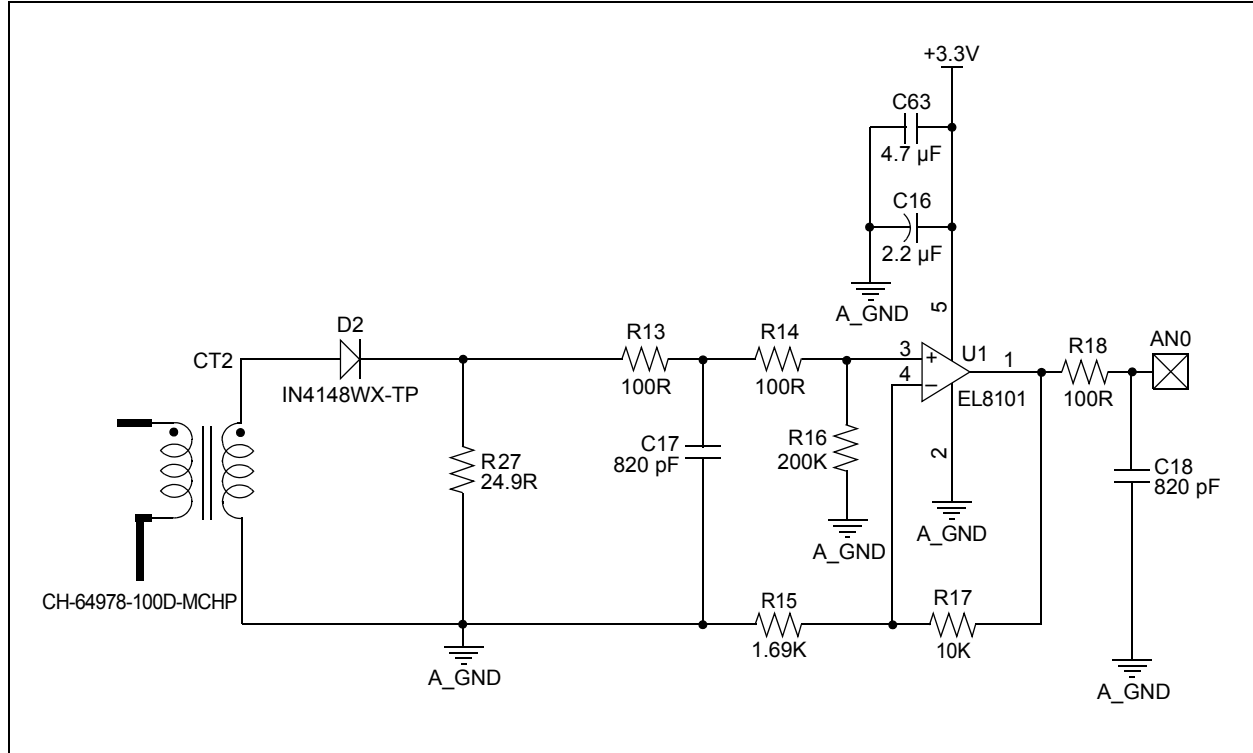


图7显示了两个低通滤波器：一个位于放大器输入端，另一个位于放大器输出端。已选择所形成的二阶滤波器的角频率，以便消除电流波形中存在的高频开关噪声。公式2给出了滤波级传递函数。

公式2:

$$G_{i_filter}(s) = \frac{1}{(1 + R13 \times C17 \times s)(1 + R18 \times C18 \times s)}$$

其中， $C17 = C18 = 820 \text{ pF}$ 且 $R13 = R18 = 100\Omega$ ，计算得到的角频率为1.24 MHz。这足以消除所有开关频率噪声分量，而不会向检测到的电流中引入相位滞后。

公式3给出了CT的增益。

公式3:

$$K_{CT} = \frac{R27}{N_{CT}}$$

其中， $R27 = R_b = 24.9\Omega$ 且 $N_{CT} = 200$ ，计算得到的 K_{CT} 值为0.1245Ω。

要放大电流检测网络的增益，需将高带宽同相放大器连接到负载电阻R27（图6中的U1）。公式4给出了同相放大器增益的表达式。

公式4:

$$K_{amp} = \frac{R16}{R14 + R16} \left(1 + \frac{R17}{R15} \right)$$

其中， $R14 = 100\Omega$ ， $R16 = 200 \text{ k}\Omega$ ， $R17 = 10 \text{ k}\Omega$ 且 $R15 = 1.69 \text{ k}\Omega$ ，计算得到的 K_{amp} 为6.91。

因此，电流检测网络的总增益 K_{isense} 如公式5所示。

公式5:

$$K_{isense} = K_{CT} \times G_{i_filter} \times K_{amp}$$

代入 K_{CT} 和 K_{amp} 的值后可得出 $K_{isense} = 0.86 G_{i_filter}(s)$ 。

AN2388

当电感电流频率为 $2 F_{sw}$ 时，可将滤波级提供的增益 $G_{i_filter}(s)$ 视为单位增益。因此，电流检测网络的标称增益为 0.86Ω 。

考虑到ADC的参考电压(ADC_REF)为 $3.3V$ ，电流传感器增益 K_{isense} 对应的系统基本电流可通过表达式

ADC_REF/K_{isense} 计算，将得出以下值：初级侧为 $3.83A$ ($I_{basepri}$)，反射到次级侧为 $95.8A$ ($I_{basesec}$)。

输出电压

输出电压使用电阻分压器网络检测，如图8所示。输出电压检测网络的增益表达式如公式6所示。

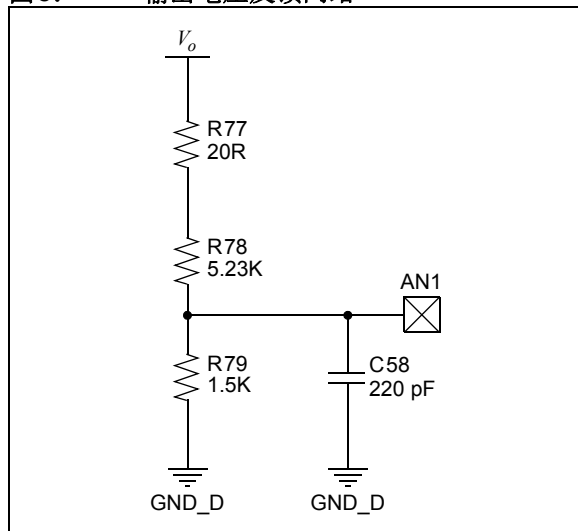
公式6:

$$K_{VO} = \frac{R79}{(R77 + R78 + R79)} \left(\frac{1}{1 + \frac{R79(R77 + R78)}{(R77 + R78 + R79)} \times C58 \times s} \right)$$

电阻R77 (20Ω)基本上用作注入电阻，与网络分析器的注入变压器配合使用来测量环路增益。选择了R79和R78的值来产生 $14.8V$ 的基本电压(V_{base})值，以在 $12V$ 标称值的基础上实现良好的输出电压动态范围。换句话说，电压检测网络的增益 K_{VO} 等于 ADC_REF/V_{base} 。从图8可知， $R78 = 5.23 k\Omega$ 且 $R79 = 1.5 k\Omega$ ，计算得到的 K_{VO} 为 0.222 。

要从反馈信号中滤除高频噪声，选择合适的滤波电容 C_f (图8中的C58)同样十分重要。对于输出电压反馈，必须在保留开关频率分量的同时只消除高频分量，并尽量减小开关频率下的相位滞后。因此，角频率约为开关频率的十倍。已为C58选择 $220 pF$ 的值，可获得 $600 kHz$ 左右的角频率。

图8: 输出电压反馈网络



输入电压

要实现数字斜率补偿，必须实时测量输入电压。如图5所示，数字信号控制器基本上以与输出电压相同的地为参考，原因如下：

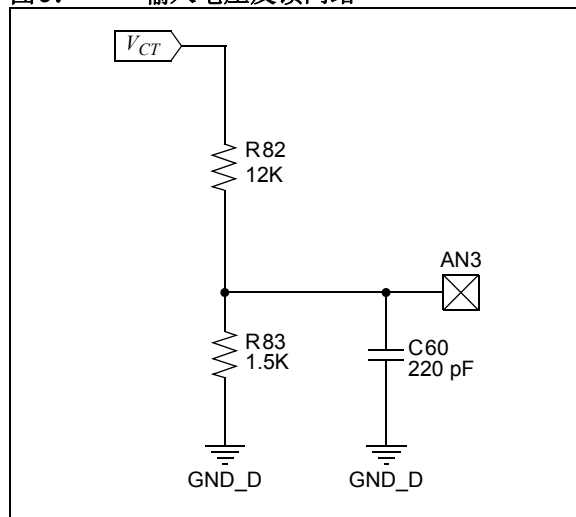
- 输出电压反馈可以是非隔离的
- 通信网络不需要隔离，因为它们以低压侧为参考

由于输入电压必须跨隔离屏障进行测量，需要使用昂贵的线性光电放大器，因此不是首选解决方案。另一种方法是在供电周期（图4中的t1和t3）期间检测变压器次级侧绕组的中心抽头相对于输出地的电压。在供电间隔期间，施加的输入电压将反射到次级侧绕组上。本测量可使用电阻分压器网络完成，如图9所示。输入电压检测网络的增益表达式如公式7所示。

公式7：

$$K_{VIN} = \frac{R83}{(R82 + R83)} \left(\frac{1}{1 + \frac{R82 \times R83}{(R82 + R83)} \times C60 \times s} \right)$$

图9： 输入电压反馈网络



必须选择输入电压传感器的增益以覆盖最高450V的输入电压，从而获得更大的动态范围。变压器（TX）匝数比为25:1:1时（ K_{VIN} ），可通过表达式 $ADC_REF/VIN_MAX/N$ 计算ADC引脚的满量程电压增益（转换为值0.1833）。

因此，可得出输入电压传感器的基础值（ $V_{baseinput}$ ）为18V（ ADC_REF/K_{VIN} ）。

由于系统的基础电压（ V_{base} ）选为14.8V，因此需要改变所测输入电压的基础值。这意味着检测到的数字输入电压必须通过因子 $V_{baseinput}/V_{base}$ （转换为值1.26）来调整。在单片机中实现此比例因子涉及在采样的输入电压上应用一个乘法因子和一个移位因子。一种更好的方法是将输入电压传感器增益选为输出电压传感器增益的一半，以便将基础值改变调整比例转换为2，同时满足动态范围。因此，选择大小为0.111的传感器增益 K_{VIN} 会为输入电压测量提供大小为2的基础值改变调整比例。将测得的数字输入电压左移1位即可轻松实现这一目的。代入 $R82 = 12\text{ k}\Omega$ 和 $R83 = 1.5\text{ k}\Omega$ ，可得到增益为0.111。对于滤波电容C60，选择的是220 pF的相同值，可得到542 kHz左右的角频率，足以在相位滞后最小的情况下滤除高频噪声。

数字斜率补偿

本参考设计的关键特性是采用Microchip获得专利的基于软件的斜率补偿算法[1]实现峰值电流控制。峰值电流模式控制（PCMC）及其在电源转换器控制中的应用是文献中深入研究的主题。该控制技术与电压模式控制相比具有众多优势。

其中几个关键优势如下：

- 卓越的动态响应
- 动态磁通平衡，无需在基于变压器的转换器中使用串联阻塞电容
- 固有线路前馈

通常情况下，可通过基于硬件的斜率补偿电路来克服众所周知的次谐波振荡现象（占空比大于50%）。图2所示的斜率补偿斜坡通常使用RC网络，并在每个电感电流周期结束时用晶体管复位电容的方式来实现。

本参考设计所提出的基于软件的斜率补偿技术无需使用外部元件即可进行斜率补偿，因此能够提高整个系统的可靠性。此外，由于该技术基于软件，因此可实现自适应斜率补偿，即可以相对于输入电压和输出电压的变化来调整斜率。这有助于在各种线路和负载条件下实现最佳斜率补偿（无差拍）。本部分提供数字斜率补偿表达式的数学推导。

以一个周期的电感电流为例，如图10所示。其中， i_c 是从数字电压补偿器获得的控制参考电流， i_{cmp} 是斜坡补偿峰值参考电流， i_L 是电感电流。电感电流的上升斜率（供电）为 m_1 ，下降斜率（续流）为 m_2 。开关周期由 T_s 表示，电感电流上升时间由 dT_s 表示，下降时间由 $d'T_s$ 表示，其中 $d' = 1 - d$ 。

图10： 使用补偿斜率电感电流波形

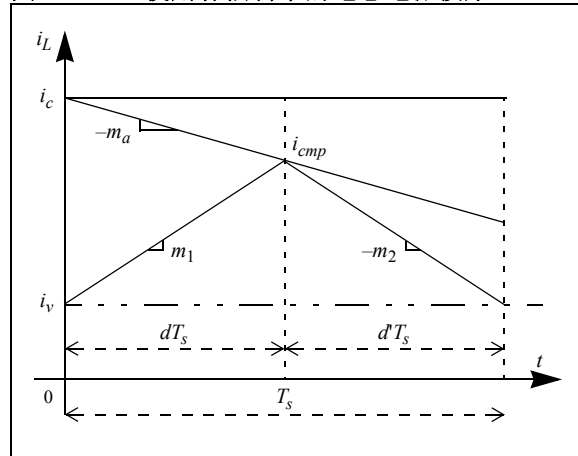


图10可得出以下结论：

公式8：

$$i_c - m_a dT_s = i_{cmp}$$

公式9：

$$i_v + m_1 dT_s = i_{cmp}$$

由公式8可知：

公式10：

$$d = (i_c - i_{cmp}) \frac{1}{m_a T_s}$$

将公式10代入公式9并重新整理各项可得出公式11。

公式11：

$$i_{cmp} = \frac{m_a i_v}{(m_1 + m_a)} + \frac{m_1 i_c}{(m_1 + m_a)}$$

公式11的通式为公式12。

公式12：

$$i_{cmp} = A i_v + B i_c$$

其中：

$$A = \frac{m_a}{(m_1 + m_a)}$$

$$B = \frac{m_1}{(m_1 + m_a)}$$

可以看出， $A + B = 1$ 。因此，如果A确定，则B可通过公式13来确定。

公式 13:

$$B = 1 - A$$

已知补偿斜坡的斜率必须满足 $m_a > \frac{1}{2}(m_1 + m_2)$ ，并且在 $m_a = m_2$ 时达到最优值。

公式 14:

$$\frac{1}{2}(m_1 + m_2) < m_a \leq m_2$$

因此， m_a 的范围如公式 14 所示。将公式 14 除以 m_2 可得到公式 15。

公式 15:

$$\frac{1}{2}\left(\frac{m_1}{m_2} + 1\right) < \frac{m_a}{m_2} \leq 1$$

如果 m_a 与 m_2 成比例变化，则：

公式 16:

$$\text{其中: } m_a = km_2$$

$$k \leq 1$$

将公式 16 代入公式 15 可得到公式 17。

公式 17:

$$\frac{1}{2}\left(\frac{m_1}{m_2} + 1\right) < k \leq 1$$

由公式 17 可知， k 的范围为 $\left(\left(0.5 + 0.5\frac{m_1}{m_2}\right), 1\right)$ 。

将公式 16 代入 A 的表达式可得到公式 18。

公式 18:

$$A = \frac{km_2}{(m_1 + km_2)}$$

ZVS FB 转换器本质上是一种降压拓扑。对于 ZVS FB 转换器，斜率 m_1 和 m_2 基本上与降压转换器相同，表达式为：

$$m_1 = \frac{v_{in} - v_o}{L} \text{ 和 } m_2 = \frac{v_o}{L}$$

其中， v_{in} 为初级侧输入电压 (v_{inpri})，也就是说次级侧输入电压为 $\frac{v_{inpri}}{N}$ ，其中 N 为变压器匝数比。

将 ZVS FB 转换器的 m_1 和 m_2 的表达式代入公式 18 可得到公式 19。

公式 19:

$$A = \frac{k\frac{v_o}{L}}{\left(\frac{v_{in} - v_o}{L} + k\frac{v_o}{L}\right)} = \frac{kv_o}{v_{in} - v_o + kv_o}$$

公式 20:

$$B = \frac{(v_{in} - v_o)}{v_{in} - v_o + kv_o}$$

要实现最优斜率补偿，可将 $k = 1$ 代入（用于无差拍响应）公式 19 和公式 20，斜率补偿峰值参考电流的表达式如公式 21 所示。

公式 21:

$$i_{cmp} = di_v + d'i_c$$

其中：

$d = \frac{v_o}{v_{in}}$ ， $d' = 1 - d$ ， i_v 是每个电感电流周期开始时的谷值电流，如图 4 所示。

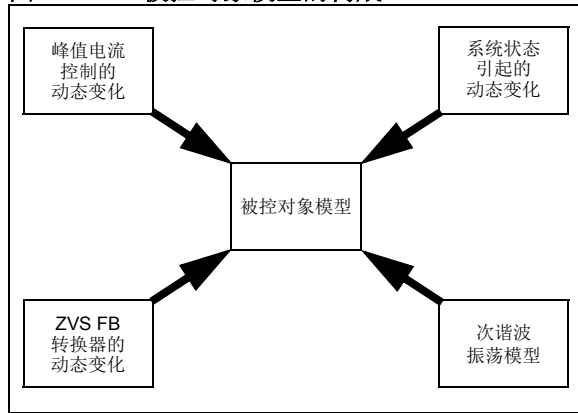
公式 21 给出了斜率补偿算法。在测量谷值电流 i_v 之后，必须在每个电感电流周期开始时用软件尽可能以最低延时实现该公式。从公式 21 中可以看出， d 和 d' 取决于输入和输出电压， i_c 为数字电压补偿器的输出。这三个信号 (d 、 d' 和 i_c) 可以较慢的速率（相对于电感电流频率）计算，因为电压的变化速率要慢得多。此外，补偿器输出也以较慢的速率变化。不过，谷值电流可能会逐周期动态变化。应当注意的是，对于 ZVS FB 转换器，由电压补偿器产生的峰值参考电流必须在偶数个电感电流周期内保持恒定（两个电感电流周期构成一个 PWM 周期，也就是一个变压器电流周期），以使变压器实现磁通平衡。换句话说，来自电压补偿器的未补偿峰值参考电流 (i_c) 可每 2 个（或每 2 的倍数个）电感电流周期更新一次，以实现磁通平衡。在给定 PWM 周期的软件实现中，将计算 d 、 d' 和 i_c 这几个量，并可在前一个 PWM 周期结束时获得这些量。公式 21 中的谷值电流在每半个 PWM 周期（一个电感电流周期）开始时测量和更新。

被控对象建模

本节推导出了采用数字斜率补偿的峰值电流控制ZVS FB转换器的完整被控对象数学模型。

图11给出了构成被控对象模型的四个部分。

图11: 被控对象模型的构成



以下各节将单独推导各个部分，然后进行整合，以获得可用于设计合适补偿器的整体被控对象模型。在峰值电流控制系统中，受控输出变量是输出电压 v_o ，控制变量是峰值参考电流 i_c 。因此，目标被控对象模型将获得表示输出电压与峰值参考电流关系的s域传递函数。

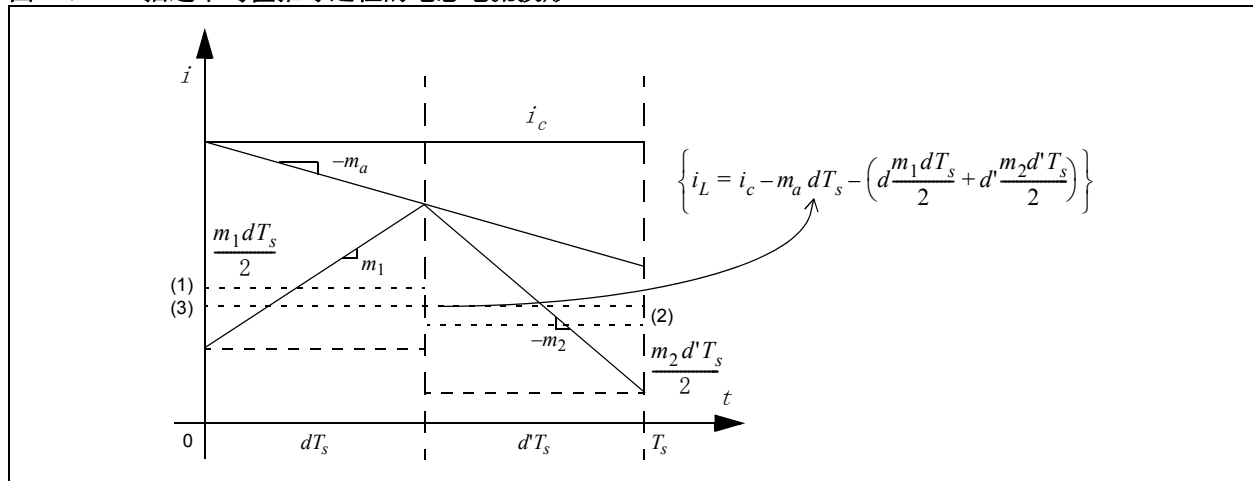
公式22:

$$G_{vic} = \frac{v_o(s)}{i_c(s)}$$

峰值电流控制的动态变化

以电感电流的波形为例，如图12所示。从图中可以看出，波形描绘了一个一般情况：周期开始和结束时的谷值电流不相等。

图12: 描述平均值推导过程电感电流波形



从图12可知，电感电流第一个三角区域的平均值（对应于斜率 m_1 和间隔 dT_s ）通过下式计算： $\frac{m_1 dT_s}{2}$

并用虚线(1)表示。电感电流第二个三角区域的平均值（对应于斜率 m_2 和间隔 $d'T_s$ ）通过下式计算： $\frac{m_2 d'T_s}{2}$

并用虚线(2)表示。整个开关周期 T_s 内电感电流的两个三角区域的平均值通过以下表达式计算：

$$\left(d \frac{m_1 dT_s}{2} + d' \frac{m_2 d'T_s}{2} \right)$$

因此，可以通过从控制电流 i_c 中减去补偿斜率波形的影响和电流波形三角区域的平均值来得到开关周期 T_s 内的平均电感电流；具体见公式23（在图12中用虚线(3)表示）。

公式23:

$$i_L = i_c - m_a dT_s - \left(d \frac{m_1 dT_s}{2} + d' \frac{m_2 d'T_s}{2} \right)$$

公式23是非线性的，可以围绕包括公式中所有量标称值的工作点添加扰动和进行线性化，可以表示为公式24。

公式24:

$$\begin{aligned} i_L &= I_L + \tilde{i}_L \\ i_c &= I_c + \tilde{i}_c \\ v_{in} &= V_{in} + \tilde{v}_{in} \\ m_1 &= M_1 + \tilde{m}_1 \\ m_2 &= M_2 + \tilde{m}_2 \\ m_a &= M_a + \tilde{m}_a \\ d &= D + \tilde{d} \\ d' &= D' - \tilde{d} \end{aligned}$$

公式24中用大写字母表示的所有项构成静止量，其扰动带有“~”符号。将公式24代入公式23，消去所有DC项（由静态量的乘积组成的项），然后再消去较小的项（由两个或多个扰动的乘积组成的项），可得到经线性化的平均电感电流的表达式，如公式25 [2]所示。

公式25:

$$i_c = i_L + M_a T_s d + D T_s m_a + \frac{D^2 T_s}{2} m_1 + \frac{D'^2 T_s}{2} m_2$$

应当注意的是，公式25中所有随时间变化的量都是小信号扰动；因此，在下面的数学表达式中，为了清楚起见，删除了“~”符号。

对于ZVS FB转换器，图12中的斜率 m_1 和 m_2 通过公式26计算。

公式26:

$$m_1 = \frac{v_{in} - v_o}{L} \quad \text{和} \quad m_2 = \frac{v_o}{L}$$

其中， v_{in} 为初级侧输入电压（ v_{inpri} ），也就是说次级侧输入电压为 $\frac{v_{inpri}}{N}$ ，其中 N 为变压器匝数比。

将公式26代入公式25并重新整理各项可得到公式27。

公式27:

$$d = F_m(i_c - i_L - F_g v_{in} - F_v v_o)$$

其中:

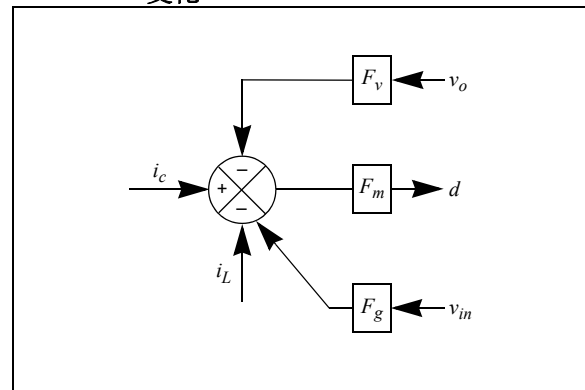
$$F_m = \frac{1}{M_a T_s}$$

$$F_g = \frac{D^2 T_s}{2L}$$

$$F_v = \frac{(1 - 2D) T_s}{2L}$$

图13所示为公式27的模型框图。

图13: 峰值电流控制和补偿斜坡引起的动态变化



系统状态引起的动态变化

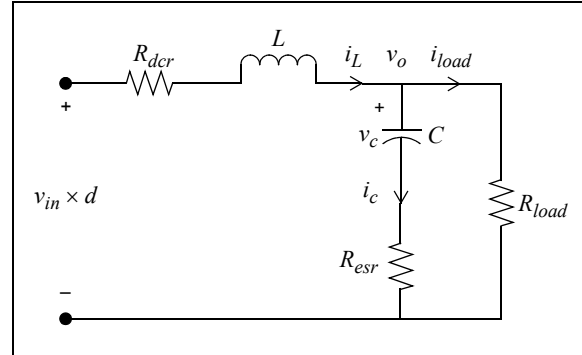
上一节推导并讨论了与控制电流、占空比和平均电感电流有关的广义线性化小信号模型（公式25）。该模型是全部三种常见转换器类型（降压、升压和降压升压）的典型模型。将各个拓扑特定的斜率代入表达式可得到与各个拓扑相关的特定表达式。如前文所述，ZVS FB是降压拓扑。通过查看输出级（变压器的次级侧），可以很容易地发现这一点，该输出级本质上是一个LC低通滤波器，如图14所示。全桥、变压器和中心抽头整流器网络可有效取代降压转换器的开关网络。该开关网络（由全桥、变压器和整流器组成）的输出实际上是全桥输入直流电压 V_{DC} （映射到次级侧）乘以有效占空比 d 。

在图14中：

$$v_{in} = \frac{v_{dc}}{N}$$

乘以占空比（ $v_{in} \times d$ ）后转换为LC滤波器的输入。

图14: ZVS FB输出级



降压转换器的小信号模型可以用状态空间形式表示，如公式28所示。

公式28:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{matrix} A \\ \left(\begin{array}{cc} \frac{-(R_{dcr} + R)}{L} & -\frac{R_1}{L} \\ \frac{R_1}{C} & -\frac{R_1}{R_{load} C} \end{array} \right) \end{matrix} x + \begin{matrix} B_1 \\ \left(\begin{array}{c} \frac{V_{IN}}{L} \\ 0 \end{array} \right) \end{matrix} u_c + \begin{matrix} B_2 \\ \left(\begin{array}{c} \frac{D}{L} \\ 0 \end{array} \right) \end{matrix} u_d \\ y &= \begin{matrix} C_v \\ (R R_1) \end{matrix} x \end{aligned}$$

在公式28的状态空间模型中：

- x 是由多个状态变量（电感电流 i_L 和电容电压 v_c ）组成的状态向量
- \dot{x} 是状态向量的一阶微分
- A 是主要由滤波电感、滤波电容、电容ESR、电感DCR和负载等电路参数组成的状态矩阵
- B_1 是将状态与控制输入 d （占空比）关联的控制向量
- B_2 是将状态与输入电压关联的输入向量
- y 是输出（在公式28中，该输出选作输出电压）
- C 是输出矩阵（可能随所选输出而有所变化）

与输出电压（ C_v ）和电感电流（ C_i ）对应的两个输出矩阵如公式29所示。

公式29:

$$\begin{aligned} C_v &= (R R_1) \\ C_i &= (1 \ 0) \end{aligned}$$

其中：

$$R = \frac{R_{esr} \cdot R_{load}}{(R_{esr} + R_{load})}$$

$$R_1 = \frac{R_{load}}{(R_{esr} + R_{load})}$$

目标被控对象模型将获得表示输出电压和峰值参考电流之间关系的表达式，如公式22所示。在峰值电流控制下，峰值参考电流决定有效占空比。这与电压模式控制或平均电流模式控制机制有所不同，占空比在这两种控制机制下是控制变量。因此，需要从公式25中消去中

间控制变量，即占空比 (d)。要消去占空比变量，需要获得表示占空比与输出电压关系的小信号传递函数以及表示占空比与电感电流关系的小信号传递函数。要获得这两个传递函数，需要将时域状态空间模型（公式28）转换为s域状态空间模型，如公式30所示。

公式30:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} x \\ i_L \\ v_c \end{pmatrix} &= \overbrace{\begin{pmatrix} -(R_{dcr} + R) & -R_1 \\ sL & sL \\ R_1 & -R_1 \\ sC & sR_{load} C \end{pmatrix}}^A \begin{pmatrix} x \\ i_L \\ v_c \end{pmatrix} + \overbrace{\begin{pmatrix} V_{IN} \\ sL \\ 0 \end{pmatrix}}^{B_1} u_c + \overbrace{\begin{pmatrix} D \\ sL \\ 0 \end{pmatrix}}^{B_2} \begin{pmatrix} u_d \\ v_{in} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} y \\ v_o \end{pmatrix} &= \overbrace{\begin{pmatrix} C_v \\ R R_1 \end{pmatrix}}^{C_v} \begin{pmatrix} x \\ i_L \\ v_c \end{pmatrix} \end{aligned}$$

从公式30的s域状态空间模型可获得表示状态与占空比或输入电压关系的小信号表达式。应当注意的是，公式30中的模型不完整，未将ZVS FB拓扑特定的谐振电感的

动态变化包含在内。下一节将修改公式30中的模型，将ZVS FB的动态变化包含在内。

ZVS FB模型的动态变化

如前文所述，观察ZVS FB转换器的输出级（在图14中）可发现转换器本质上是一个降压拓扑。与降压转换器相似，开关节点上的电压本质上等于输入电压乘以占空比（ $v_m \times d$ ），后跟一个低通滤波级。但是，开关节点电压的产生方式会有所差异。对于ZVS FB转换器而言，这是通过全桥MOSFET（后跟变压器和中心抽头全波整流器）实现的，如图1所示。图14中的输入节点实际上是变压器次级侧上的中心抽头，其中滤波电感与变压器相连，如图5所示。不为ZVS FB转换器使用降压转换器状态空间方程所带来的一个主要变化是，变压器初级侧存在谐振电感。该电感会对状态方程造成重大改变，必须通过适当修改降压转换器模型将谐振电感引起的动态变化包含在内。本节将推导由于整个系统模型引起的动态变化效应[3]。

在大多数ZVS FB应用中，谐振电感都内置为变压器的漏感（ L_{lk} ）。谐振电感本质上削弱了转换器检测到的有效占空比[3]。由谐振电感引起的占空比削弱的量受全桥输入电压（ V_{IN} ）和负载电流（ i_L ）的影响，如图15所示。公式31给出了有效占空比。

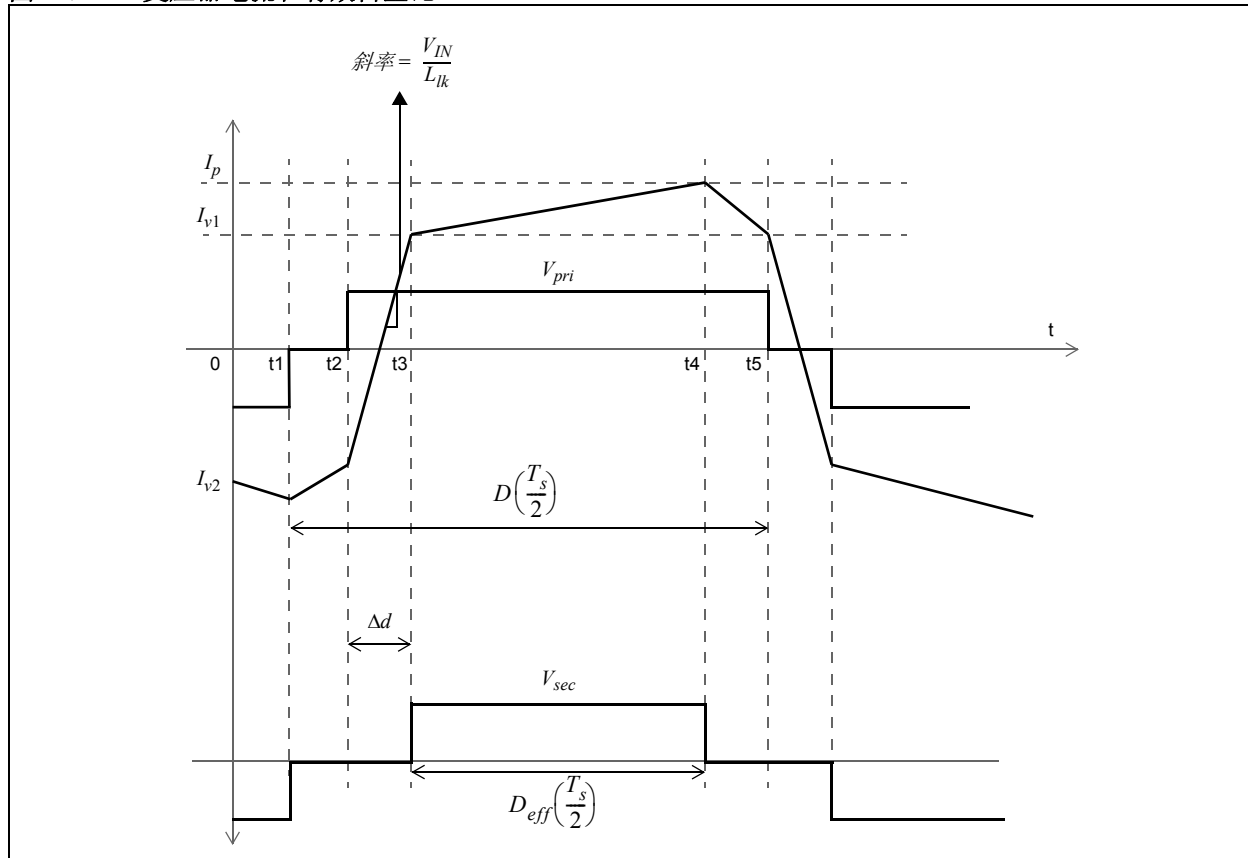
公式31:

$$d_{eff} = d_c + d_i + d_v$$

其中:

- d_c 为设定的因控制器动作引起的占空比（本例中为峰值电流控制引起的有效占空比）
- d_i 为负载电流引起的占空比
- d_v 为输入电压引起的占空比

图15: 变压器电流和有效占空比



由图15可知，变压器次级侧的占空比低于初级侧的占空比。当对角线开关导通时，开始供电周期，变压器电流 (i_{pri}) 将反向，斜率如公式32定义。

公式32:

$$L_{lk} \frac{\Delta i}{\Delta t} = v_{in}$$

在稳态下，电感电流的谷值点反射在变压器初级侧电流中（用 i_{v1} 和 i_{v2} 表示），如图15所示。此处，假设变压器的磁化电流可忽略不计并且 $i_{v1} = i_{v2}$ 。重新整理公式32可得到公式33。

公式33:

$$\Delta t = \Delta d \left(\frac{T_s}{2} \right) = \frac{L_{lk}(\Delta i)}{v_{in}} = \frac{L_{lk}(i_{v1} + i_{v2})}{v_{in}}$$

公式34可通过公式33推导得出。

公式34:

$$\Delta d = \frac{L_{lk}}{v_{in} \left(\frac{T_s}{2} \right)} (i_{v1} + i_{v2})$$

在稳态下，电感谷值电流仅仅是根据纹波值调整的平均电感电流，如图35所示。

公式35:

$$i_{v1} = i_{v2} = \frac{\left(i_L - \frac{\Delta i_L}{2} \right)}{N}$$

对于ZVS FB转换器，电感纹波电流 ($\frac{\Delta i_L}{2}$) 通过公式36计算。

公式36:

$$\frac{\Delta i_L}{2} = v_o D' T_s / 2L$$

将公式36代入公式35可得到公式37。

公式37:

$$\Delta d = \frac{NL_{lk}(4i_L - V_o D' T_s / L)}{v_{in} T_s}$$

从公式37可以看出，占空比校正因子是输入电压、输出电压、电感电流和开关频率以及谐振电感的函数。

公式38:

$$\Delta d = f(v_{in}, i_L, L_{lk}, T_s, v_o)$$

由于 T_s 、 L_{lk} 和输出电压是固定的，因此占空比校正因子可视为输入电压和负载电流的函数。

公式39:

$$\Delta d = f(v_{in}, i_L)$$

公式40:

$$\Delta d = \Delta d_i + \Delta d_v$$

公式37中的差值 Δd 相对于 i_L （输入电压保持固定），可得出负载电流引起的占空比的灵敏度，如图41所示。

公式41:

$$\Delta d_i = \tilde{d}_i = \frac{-R_d}{NV_{IN}} \tilde{i}_L$$

同样，公式37中的差值 Δd 相对于 v_{IN} （负载电流保持固定），可得出输入电压引起的占空比的灵敏度，如图42所示。

公式42:

$$\Delta d_v = \tilde{d}_v = \frac{-R_d}{NV_{IN}^2} \left(I_L - \frac{V_o D' T_s}{4L} \right) \tilde{v}_{in}$$

其中:

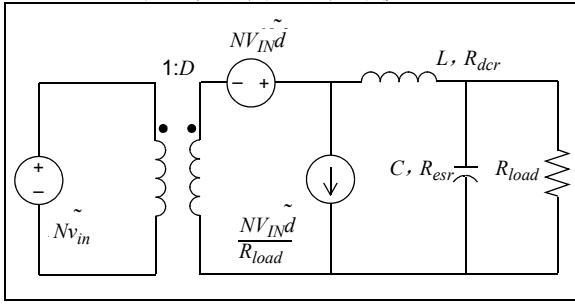
公式43:

$$R_d = 4N^2 \frac{L_{lk}}{T_s}$$

应当注意的是，公式43中的 R_d 项采用电阻单位。推导公式41和公式42可确保公式31中用于获得有效占空比的所有分量均可用。图16给出了ZVS FB转换器次级侧的小信号模型，其中未考虑公式30中推导的谐振电感。

AN2388

图 16: 未考虑谐振电感动态变化时ZVS FB转换器次级侧的小信号模型



将图 16 中的 \tilde{d} 替换为 (\tilde{d}_{eff}) 即可得出将谐振电感引起的动态变化考虑在内时 ZVS FB 转换器的小信号模型，如图 17 所示。ZVS FB 转换器的小信号模型如公式 44 所示。

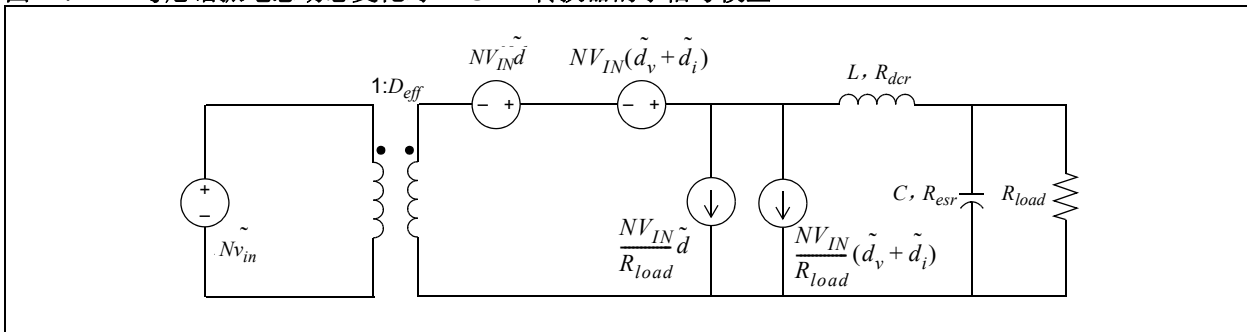
公式 44:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -(R_{dcr} + R + R_d) & -R_1 \\ L & L \\ R_1 & -R_1 \\ C & R_{load} C \end{bmatrix}}_A x + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{INS} \\ L \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} u_c + \underbrace{\begin{bmatrix} ND + \frac{R_d k}{V_{INP}} \\ L \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} v_{in} \\ y &= \underbrace{\begin{bmatrix} C_v \\ R R_1 \end{bmatrix}}_{C_v} x \end{aligned}$$

其中， $k = I_{load} - \frac{V_o D' 2T_s}{4L}$ ， R 和 R_1 如公式 29 中所定义。如公式 44 所示，与谐振电感有关的 R_d 项与电感 DCR 相加可增大系统的整体阻尼。可通过公式 44 推导出 ZVS

FB 的所有传递函数。图 17 所示为包含因负载电流变化和输入电压变化而引起的占空比项后实现的改进版小信号模型。

图 17: 考虑谐振电感动态变化时 ZVS FB 转换器的小信号模型



输出电压-占空比传递函数 $G_{vd}(s)$ 如公式45所示。

公式45:

$$G_{vd}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)}$$

$$G_{vd}(s) = C_v(SI - A)^{-1}B$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_g}{L} \left(R \left(s + \frac{R}{CR_{load}R_{esr}} \right) + \frac{R^2}{CR_{esr}} \right)}{den}$$

其中:

$$den = S^2 + \left(\frac{R}{CR_{load}R_{esr}} + \frac{(R_{dcr} + R_d + R)}{L} \right) S + \left(\frac{(R_{dcr} + R_d + R)R}{LCR_{load}R_{esr}} + \frac{R^2}{LCR_{esr}^2} \right)$$

电感电流-占空比传递函数 $G_{id}(s)$ 如公式46所示。

公式46:

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = C_i(SI - A)^{-1}B$$

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{v_g}{L} \left(s + \frac{R}{CR_{load}R_{esr}} \right)}{den}$$

输出电压-干扰 (v_{in}) 传递函数 $G_{vg}(s)$ 如公式47所示。

公式47:

$$G_{vg}(s) = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = C_v(SI - A)^{-1}B_1$$

电感电流-干扰 (v_{in}) 传递函数 $G_{ig}(s)$ 如公式48所示。

公式48:

$$G_{ig}(s) = \frac{i_L(s)}{v_{in}(s)} = C_i(SI - A)^{-1}B_1$$

在公式45至公式48中,所使用的矩阵 I 为二阶单位矩阵:

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

使用公式45至公式48可推导出表示系统状态与控制 and 干扰输入关系的线性化小信号表达式,如公式49和公式50所示。

公式49:

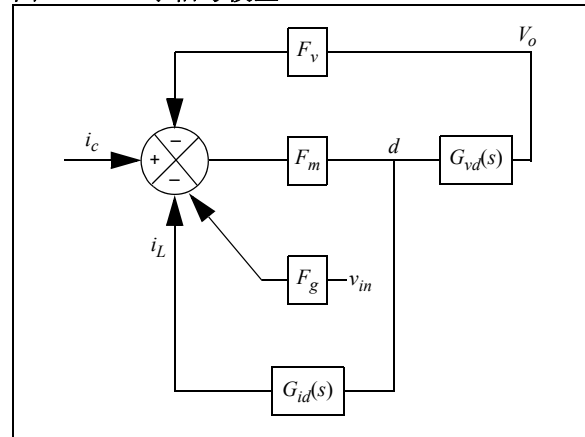
$$v_o(s) = G_{vd}(s)|_{v_{in}=0} d(s) + G_{vg}(s)|_{d=0} v_{in}(s)$$

公式50:

$$i_L(s) = G_{id}(s)|_{v_{in}=0} d(s) + G_{ig}(s)|_{d=0} v_{in}(s)$$

将公式45和公式46与公式27联立起来,消去 d , 可得出图18所示的小信号模型。通过图18可得到输出电压与峰值参考电流之间的关系,如公式51所示。

图18: 小信号模型



公式51:

$$G_{vc}(s) = \frac{v_o(s)}{i_c(s)} = \frac{F_m G_{vd}(s)}{(1 + F_m(G_{id}(s) + F_v G_{vd}(s)))}$$

次谐波振荡模型

峰值电流控制转换器中有一个众所周知的现象，即电感电流中出现占空比大于50%的次谐波振荡（如图B-3所示）。电感电流中的次谐波振荡出现在PWM开关频率的整数倍处。用于峰值电流控制的被控对象模型（公式51）不完整，其不包含以数学方式描述这些次谐波振荡的合适模型。

以图19中的波形为例，假定系统电压、控制参考电流（ i_c ）和补偿斜率是恒定的，则第k个周期开始时的电感电流扰动（用 $\tilde{i}_L[k]$ 表示）对后续任何周期的影响均

可以计算。从图19可以看出，任何第k个周期的电感电流扰动均可以通过公式52表示。

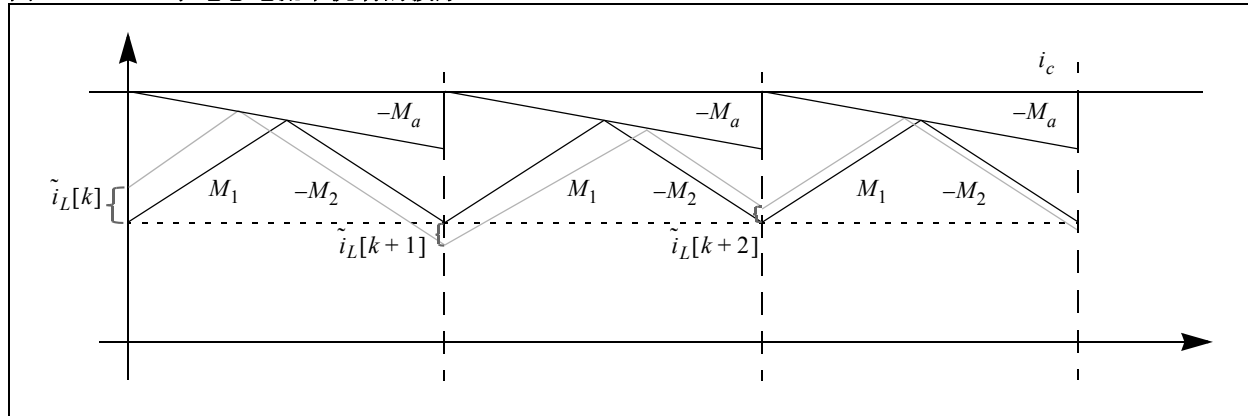
公式52:

$$\tilde{i}_L[k] = -\alpha \tilde{i}_L[k-1] + (1+\alpha) \tilde{i}_c[k]$$

其中:

$$\alpha = \frac{M_2 - M_a}{M_1 + M_a}$$

图19: 显示电感电流中扰动的波形



公式52经过z变换后可得到:

公式53:

$$\frac{\tilde{i}_L[z]}{i_c[z]} = (1+\alpha) \frac{z}{(z+\alpha)}$$

要得到电感电流扰动和控制电流之间的连续时间关系，需将 $z=e^{sT_s}$ 代入公式53，然后与ZOH传递函数（公式54）进行卷积，最终可得到公式55 [2] [4]。

公式54:

$$ZOH = \frac{(1-e^{-sT_s})}{sT_s}$$

公式55:

$$\frac{\tilde{i}_L[s]}{i_c[s]} = (1+\alpha) \frac{e^{sT_s}}{(e^{sT_s} + \alpha)} \frac{(1-e^{-sT_s})}{sT_s}$$

为 e^{-sT_s} 应用二阶帕德近似，如公式56所示。

公式56:

$$e^{-sT_s} = \frac{\left(1 - \frac{\pi}{2} \left(\frac{s}{\omega_s}\right) + \left(\frac{s}{\omega_s}\right)^2\right)}{\left(1 + \frac{\pi}{2} \left(\frac{s}{\omega_s}\right) + \left(\frac{s}{\omega_s}\right)^2\right)}$$

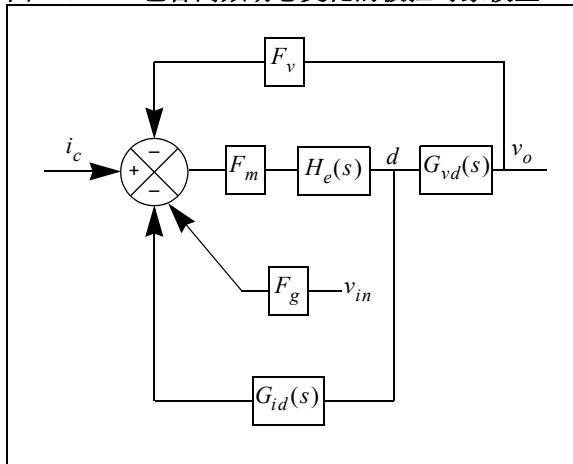
将公式56代入公式55，化简后可得到公式57。

公式57:

$$\frac{\tilde{i}_L[s]}{i_c[s]} = \frac{1}{1 + \frac{\pi}{2} \left(\frac{2}{1+\alpha} - 1\right) \frac{s}{\omega_s} + \left(\frac{s}{\omega_s}\right)^2}$$

公式 57 中的模型可包含在小信号模型中（公式 51），具体方法是将二者在高频下进行匹配。包含高频影响的模型如图 20 所示。

图 20: 包含高频动态变化的被控对象模型



在图 20 中，高频模型项 $H_e(s)$ 通过公式 58 来给出。

公式 58:

$$H_e(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}$$

其中:

$$\omega_p = 2\pi f_s \frac{\pi}{4} \left(\frac{2}{1+\alpha} - 1 \right)$$

$$\alpha = \frac{M_2 - M_a}{M_1 + M_a}$$

公式 59 给出了图 20 中对应的输出电压与控制电流之间的最终小信号关系。

公式 59:

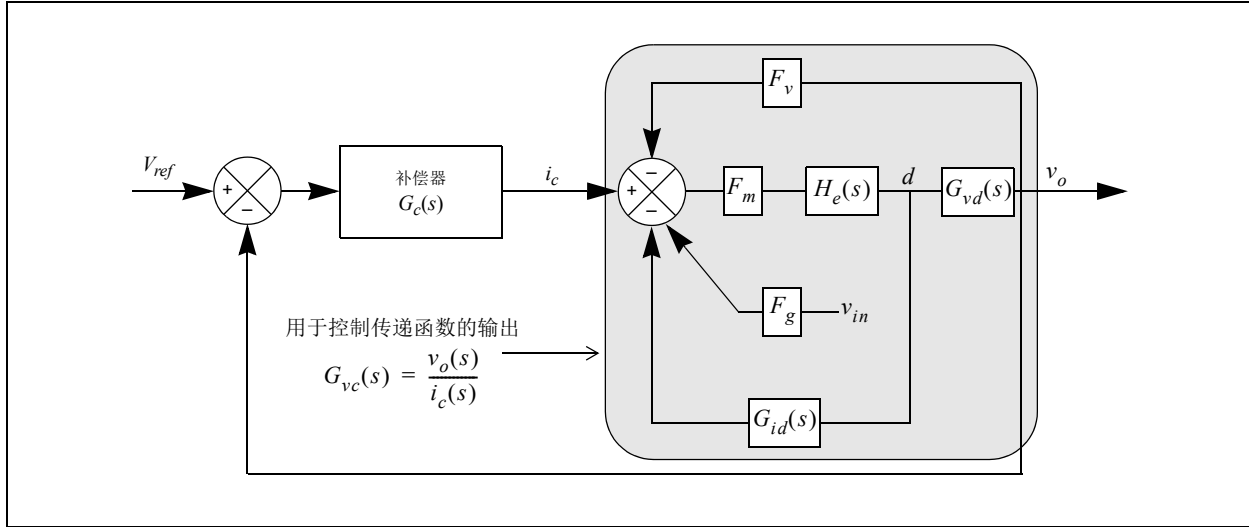
$$G_{vc}(s) = \frac{v_o(s)}{i_c(s)} = \frac{F_m G_{vd}(s)}{(1 + F_m H_e(s)(G_{id}(s) + F_m G_{vd}(s)))}$$

控制系统设计

本部分将使用上一部分中推导得出的被控对象模型来设计合适的控制系统。峰值电流控制ZVS FB转换器的控制框图如图21所示。通过简化图21中突出显示部分的框

图，可推导出用于控制输入传递函数的输出电压。“**峰值电流控制的动态变化**”部分给出了 F_v 、 F_m 和 F_g 的表达式。“**次谐波振荡模型**”部分给出了 $H_e(s)$ 的表达式。“**ZVS FB模型的动态变化**”部分的公式45和公式46给出了ZVS FB的 $G_{vd}(s)$ 和 $G_{id}(s)$ 的表达式。

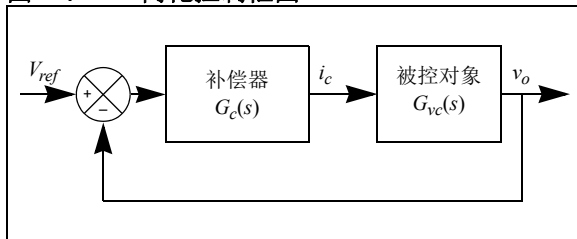
图21: 控制框图



输出电压与控制输入之间的关系表达式 $G_{vc}(s)$ 如公式59所示。

公式59给出了峰值电流控制系统的被控对象传递函数。将公式45和公式46中的 $G_{vd}(s)$ 和 $G_{id}(s)$ 表达式代入公式59可得到ZVS FB转换器的被控对象传递函数。图22给出了简化控制框图。要设计合适的补偿器，需考虑此被控对象传递函数 $G_{vc}(s)$ 。

图22: 简化控制框图



在图22中，不考虑反馈检测网络的影响。但在实时系统中，需要通过检测网络来测量电压和电流。对于峰值电流控制ZVS FB的闭环控制，需检测电感电流、输入电压和输出电压，如“**采用数字斜率补偿的ZVS FB转换器的数字控制**”部分所述。如前文所述，在实时控制中，输出电压的反馈相对于 V_{base} 进行标幺化，电感电流反馈相对于 I_{base} 进行标幺化。因此，模型的开环传递函数必须乘以因子 Y_{base} (I_{base}/V_{base}) (变压器次级侧) 以匹配从硬件获得的环路增益响应，如图23所示。

图23: 考虑传感器增益调整的闭环

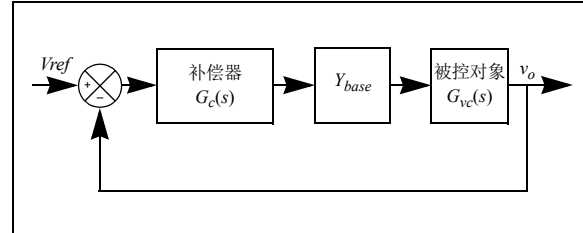


表2给出了被控对象各个部分的标称值。将各个部分的这些参数值代入公式45和公式46，即可得到含 Y_{base} 的被控对象传递函数（公式60）。

公式60:

$$G_{vc}(s)Y_{base} = \frac{0.5041\left(\frac{s}{4.44 \times 10^6} + 1\right)}{\left(\frac{s}{202.3 \times 10^3} + 1\right)\left(\frac{s}{1643} + 1\right)}$$

公式60表明，该被控对象模型在极高频率下实际上具有一个极点和一个零点，在低频下（1643弧度/秒）只有一个极点。这是峰值电流控制系统的典型特征，其中对应于电感状态的极点被推到一个非常高的频率，因此它的影响几乎为零。

表2: 被控对象各部分的标称值

参数	值	参数	值
R_{load}	0.1920Ω	V_g	400V
R_{esr}	0.03 mΩ	V_o	12V
Y_{der}	5 mΩ	C	7500 μF
N	25	Fsw	72.8 kHz
L	2.7 μH	M_1	$\frac{(V_g/N - V_o)L}{L}$
L_{lk}	38 μH	$M_2 (= M_a)$	$\frac{(V_o)L}{L}$

选择公式61所示的PI补偿器来控制被控对象。

公式61:

$$G_c = k_p + \frac{k_i}{s}$$

以下为设计补偿器时的关键注意事项：

- 相位裕量 > 45°
- 增益裕量 > 10 dB
- 交叉频率为3.5 kHz
- 开关频率衰减 ≤ 40 dB
- 开环：TF = $G_c(s)G_{vc}(s)G_{fb}(s)Y_{base}$
- $G_{fb}(s)$ 为输出电压传感器LP滤波器的传递函数
- 选择 k_p 和 k_i 来实现上述目标

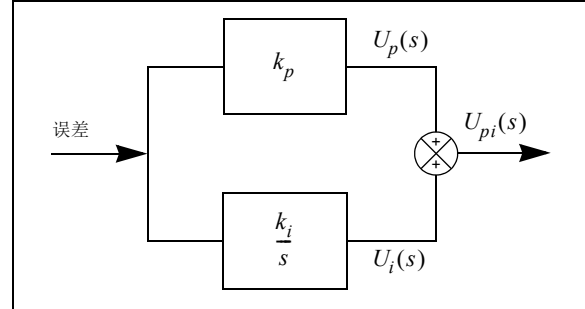
为 k_p 和 k_i 选择的值分别为18.5k和302.5k。因此，s域中的PI补偿器可通过公式62计算。

公式62:

$$G_c = 18.5 + \frac{302.5k}{s}$$

PI补偿器的实现基本上单独考虑比例 U_p 和积分输出 U_i ，如图24所示。

图24: PI补偿器框图



因此，

$$U_p(s) = k_p \text{error}(s)$$

将上述表达式转换为z域表达式可得到：

$$U_p(z) = k_p \text{error}(z)$$

对上述表达式执行z反变换可得到公式63。

公式63:

$$U_p[k] = k_p \text{error}[k]$$

类似地，

$$U_i(s) = \frac{k_i}{s} \text{error}(s)$$

采用双线性变换 $s = \frac{2}{T_s} \frac{(1-z^{-1})}{(1+z^{-1})}$ 将上述表达式转换到z域，可得到以下表达式。

$$U_i(z) = \frac{k_i T_s (1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} \text{error}(z)$$

其中，采样周期（位于双线性变换中的s表达式中）与开关周期 T_s 相同。重新整理前一个表达式中的各个项可得到：

$$U_i(z) - U_i(z)z^{-1} = \frac{k_i T_s}{2} \text{error}(z) + \frac{k_i T_s}{2} \text{error}(z)z^{-1}$$

对上述公式执行z反变换可得到公式64。

公式64:

$$U_i[k] = U_i[k-1] + \frac{k_i T_s}{2} error[k] + \frac{k_i T_s}{2} error[k-1]$$

因此，将公式63和公式64相加可得到数字PI补偿器的输出，如公式65所示。

公式65:

$$U_{pI}[k] = k_p error[k] + U_i[k-1] + \frac{k_i T_s}{2} error[k] + \frac{k_i T_s}{2} error[k-1]$$

公式65中的差分方程在dsPIC DSC中使用一条乘法指令（用于 U_p 计算）、两条MAC指令和一条求和指令（用于将各个分量相加）来实现。从公式62可知， k_p 的

值为18.5。为在定点处理器中以数字方式实现此值，选择Q6.10数字格式，因为此格式的范围为±32。对于积分控制器，实现的有效值为公式64中给出的 $k_i T_s/2$ ，转换为值2.074。选择Q3.13定点数字格式来表示 $k_i T_s/2$ ，因为该格式的动态范围为±4。公式66给出的系统开环传递函数的频率响应图如图25所示。

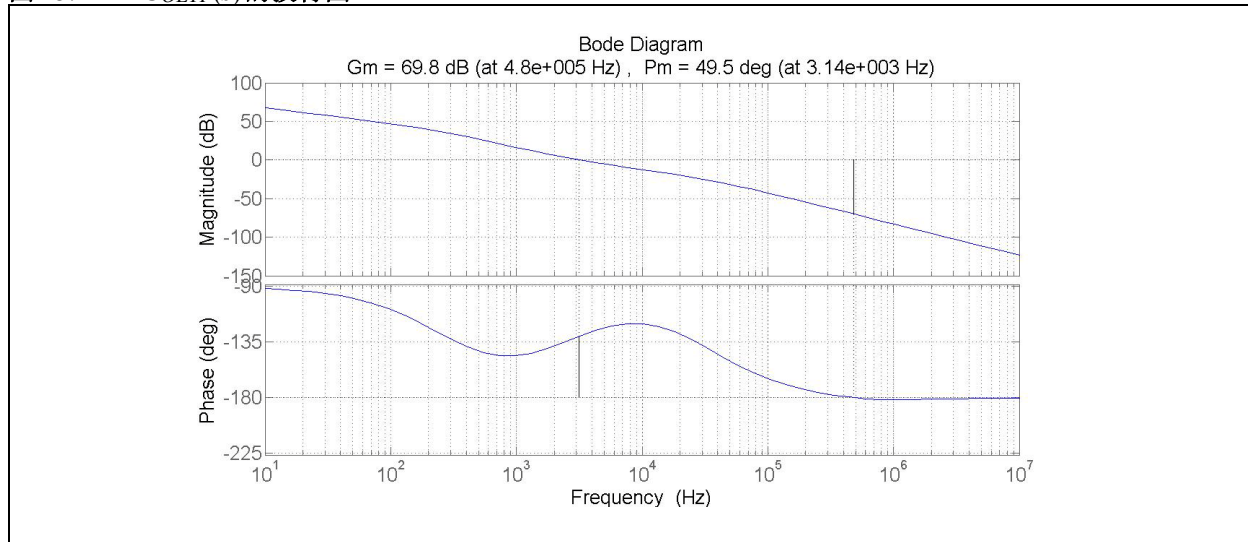
公式66:

$$G_{OLTF} = G_c G_{vc} G_{filter} Y_{base}$$

在公式66中， G_{filter} 与输出电压检测滤波器的频率分量相同，如公式6所示。

从图25中环路增益或开环传递函数（ $G_{OLTF}(s)$ ）的波特图可知，已满足所有设计目标。

图25: $G_{OLTF}(s)$ 的波特图



固件实现

本部分将讨论与固件设计和实现有关的所有方面，其中包括以下主要特性：

- 用于实时控制的dsPIC DSC
- 关键中断服务程序（Interrupt Service Routine, ISR）的描述
- 用于实现数字控制的dsPIC DSC资源
- 一些提高效率的技巧

dsPIC33EP “GS” 系列器件的主要特性

本参考设计使用dsPIC33EP “GS” 系列dsPIC DSC的dsPIC33EP64GS504数字信号控制器完成峰值电流控制ZVS FB转换器的实时实现。该系列数字信号控制器是数字电源转换应用的理想选择，兼具高分辨率PWM、高速12位ADC以及与模拟比较器配合使用的高速12位DAC。实现数字斜率补偿最佳性能的关键要求是具有快速的执行速度以及快速、高分辨率的ADC和模拟比较器。dsPIC33EP “GS” 系列器件满足上述所有要求。

以下特性有助于实现数字斜率补偿：

- 更短的软件执行时间
 - 70 MIPS，具有DSP引擎
 - 备用工作寄存器组
- 较低的ADC转换延时
 - 12位，3.25 Msps（大约300 ns转换时间）
 - 提前产生中断
 - 4个专用SAR ADC内核和1个共用SAR ADC内核
- 快速模拟比较器
 - 15 ns响应时间和12位DAC

除了器件的高时钟频率（70 MIPS）和低ADC转换延时之外，还有两个关键特性可提高性能：备用工作寄存器和ADC的提前产生中断功能。后续部分将讨论这两个特性。

备用工作寄存器

除默认工作寄存器组外，dsPIC33EPXXGS50X系列器件还有两组额外的备用工作寄存器（即现场）。这两个额外的备用工作寄存器组的名称分别为现场1（CTXT1）和现场2（CTXT2），可以配置为与任何特定的中断优先级（Interrupt Priority Level, IPL）绑定。

例如，可以使用适当的配置位设置将IPL7绑定到CTXT1，将IPL5绑定到CTXT2。这样，IPL7的ISR和IPL5的ISR便无需在执行ISR软件之前和之后保存和恢复现场。当调用IPL7的ISR时，器件硬件会自动切换到与CTXT1对应的备用工作寄存器组。同样，当调用IPL5的ISR时，器件硬件会自动切换到与CTXT2对应的备用工作寄存器组。

更多信息，请参见《dsPIC33/PIC24系列参考手册》中的“dsPIC33E增强型CPU”（DS70005158）。

提前产生中断

通过触发信号启动转换后，ADC内核需要花费一定的时间才能结束转换。通常是在转换结束时调用相应的ADC ISR，经过一段时间（约13个Tcy）才能再进入ISR。在dsPIC33EPXXGS50X系列中，即使ADC正在转换，控制也可进入ADC ISR，从而能够几乎完全屏蔽中断进入延时。此功能对于在转换过程中执行不依赖于采样值的任务时特别有用。

AN2388

器件资源和软件架构

表3列出了dsPIC33EP64GS504系列器件使用的所有资源。

表3: 器件资源

说明	器件资源
程序存储器 (无编译器优化)	4716 字节 (11%)
数据存储器	208 字节 (3%)
MIPS 使用	20 MIPS (28.5%) [不包含通信 ISR]
PWM 模块 (3 对)	PWM1H/1L —— 全桥 Q1-Q2 MOSFET PWM2H/2L —— 全桥 Q3-Q4 MOSFET PWM3H/3L —— 同步整流器 Q5-Q6 和 Q7-Q8
ADC 模块	AN0 —— 线路电流反馈 AN1 —— 输出电压反馈 AN3 —— 中心抽头电压反馈 AN4 —— 远程电压反馈 ⁽¹⁾ AN10 —— 负载均衡参考 ⁽¹⁾ AN11 —— 负载均衡反馈 ⁽¹⁾
模拟比较器	CMP3C —— 用于峰值电流控制的线路电流 CMP2D —— 输出电压故障
GPIO	RC5 和 RC6 —— 用于使能和禁止并联同步 MOSFET RC3 —— 风扇控制 RB3 —— 用于调试的 DACOUT RC8 —— 用于故障 LED 的 I/O RC7 —— 温度故障输入
UART1	与 PFC 级的通信: RC11 —— U1TX RC12 —— U1RX
UART2	外部通信: RC0 —— U2RX RC13 —— U2TX
I ² C	外部通信: ⁽¹⁾ RB6 —— SCL RB7 —— SDA RC4 和 RB5
编程/调试	PGEC3/PGED3

注 1: 未在软件中实现。

图26给出了软件实现的简要流程图。可以看出，共有5个关键的ISR用来控制转换器。图26中未给出用于PFC通信和外部通信的UART ISR。图26中给出了关键ISR

的描述，其优先级列于表4中。所有ISR的软件执行时序图如图27所示。

图26: 软件简要流程图

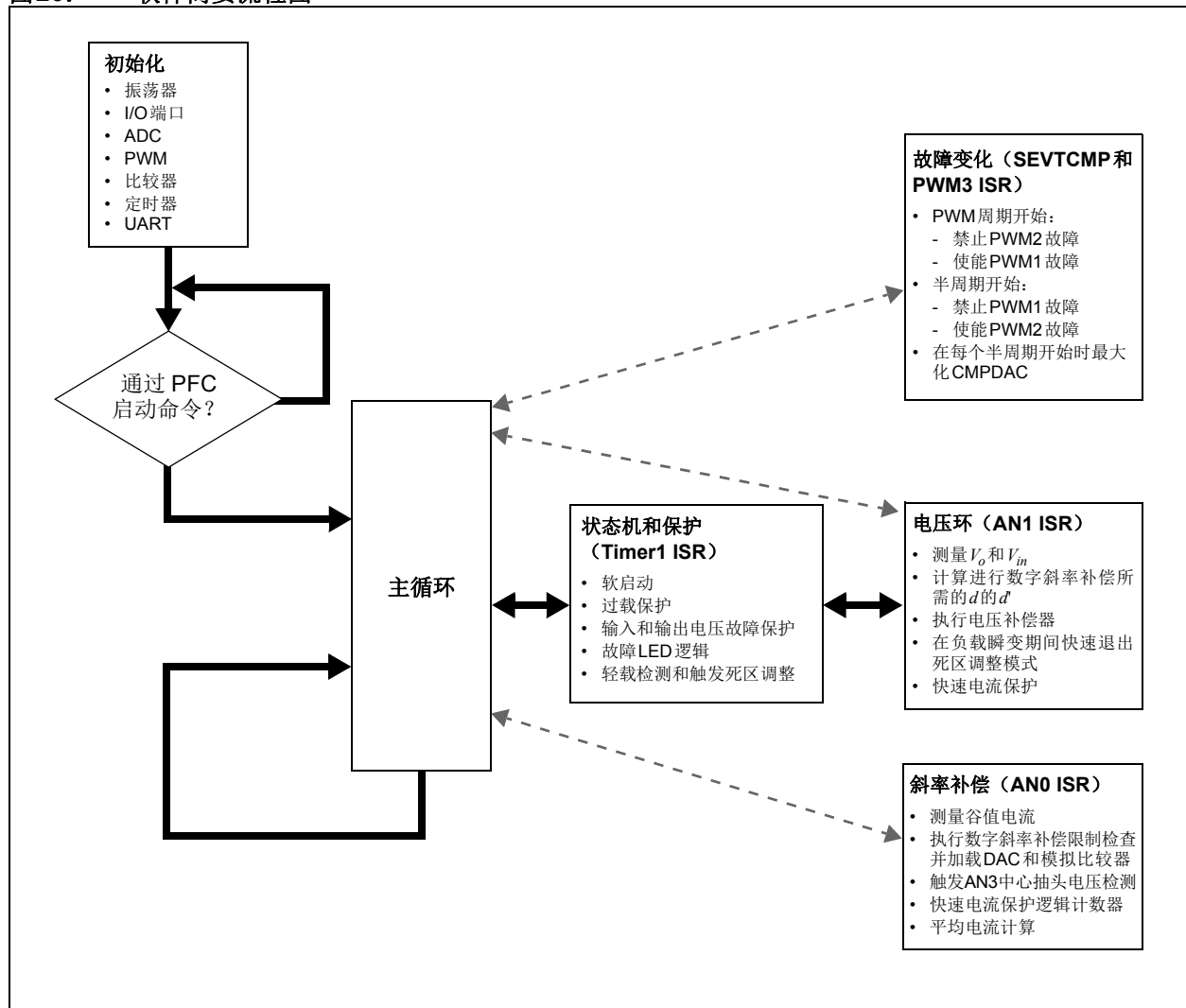


表4: 关键ISR及其优先级

ISR 名称	优先级	执行速率	说明
<code>_ADCAN0Interrupt ()</code>	7	146 kHz	斜率补偿和 CMPDAC 加载
<code>_PWM3Interrupt ()</code>	6	73 kHz	使能 PWM1 故障和禁止 PWM2 故障
<code>_PWMSpEventMatchInterrupt ()</code>	6	73 kHz	使能 PWM2 故障和禁止 PWM1 故障
<code>_ADCAN1Interrupt ()</code>	5	73 kHz	斜率补偿参数计算、电压补偿器和死区调整软件
<code>_T1Interrupt ()</code>	4	20 kHz	状态机和故障保护软件

ADCAN0Interrupt()

斜率补偿环（ADCAN0 ISR）必须在每个电感电流周期开始时执行。换句话说，ADCAN0 ISR必须在PWM信号的每半个周期开始时实现。该环路将实现公式21并更新比较器DAC以进行逐周期峰值电流控制。AN0 ISR在AN0通道转换结束（End-of-Conversion, EOC）后触发。AN0通道转换的触发信号是通过由PWM1发生器的TRIG1和STRIG1寄存器设置的触发信号进行逻辑或运算获得的。逻辑或运算通过将PWM1发生器的双触发模式（Dual Trigger Mode, DTM）位置1来完成。加速后的斜率补偿计算（使用备用工作寄存器）从进入ISR到更新比较器DAC需要约300 ns的时间。在不使用备用工作寄存器的情况下，相同的计算需要约425 ns的执行时间（使用备用工作寄存器时速度可提高30%）。

PWM3Interrupt() 和

PWMsEventMatchInterrupt()

使用单个比较器来检测变压器电流周期的正半周期和负半周期的峰值电流。这意味着正、负峰值电流检测使用相同的故障源。因此，PWM2故障在正半周期屏蔽（PWM3 ISR），PWM1故障在负半周期屏蔽（SEVTCMP ISR）。在每半个PWM周期，故障屏蔽ISR都必须优先于斜率补偿ISR。PWM3 ISR由TRIG3寄存器中配置的值触发，特殊事件触发ISR由SEVTCMP寄存器中配置的值触发。除了故障重映射，这些中断可以在每个电感电流周期开始时执行释放峰值电流比较器的DAC（DAC设置为最大值）的任务。这样做是为了避免在计算当前周期的峰值电流值期间检测峰值电流，因为当前周期的峰值电流值计算要使用前一个峰值参考电流。故障和DAC管理ISR各自需要约280 ns的执行时间。

ADCAN1Interrupt()

在AN1 ISR中执行斜率参数（ d 和 d' ）的计算，这些参数取决于测量的输入和输出电压以及电压补偿器的执行情况。电压补偿器的输出是未经补偿的峰值参考电流。在SEVTCMP ISR和AN0 ISR执行完毕后的负周期期间，将触发执行AN1 ISR。这样，所有五个高优先级的ISR（优先级5和更高优先级）都会执行而不会有任何重叠。在AN1 ISR中计算的斜率参数和峰值参考电流用于执行下一个PWM周期的斜率补偿算法。换句话说，斜率参数和峰值参考电流用于下一个PWM周期的正负电流周期中的斜率补偿。AN1通道转换的触发信号由PWM2发生器的TRIG2寄存器设置。

AN1 ISR还可实现：

- 快速电流保护：确定检测的电流是否超过两个电感电流周期的绝对最大值，并在电流超过最大值时关断所有MOSFET。
- 退出死区调整模式：在轻载情况下，全桥的每个桥臂中互补MOSFET之间的死区会增加以提高效率（见“死区调整”）。但是，在负载突变期间，建议退出死区调整模式并尽快地恢复正常死区，以最大程度提高有效占空比。此快速退出死区调整的软件在AN1 ISR中执行。

硬件经过加速（使用备用工作寄存器）的AN1 ISR需要1.7 μs的执行时间。不使用备用工作寄存器的实现需要大约2.2 μs的执行时间。

T1Interrupt()

Timer1 ISR实现了软启动、状态机和故障管理软件。

故障管理软件提供过载保护、输入欠压保护、输入过压保护、输出欠压保护和输出过压保护。该ISR还实现了LED故障指示逻辑。故障指示逻辑将指示LED指示灯（连接到RC8引脚）切换到预先确定的闪烁次数，以指示特定的故障类型（汇总于表5）。每个LED的点亮时间持续250 ms。

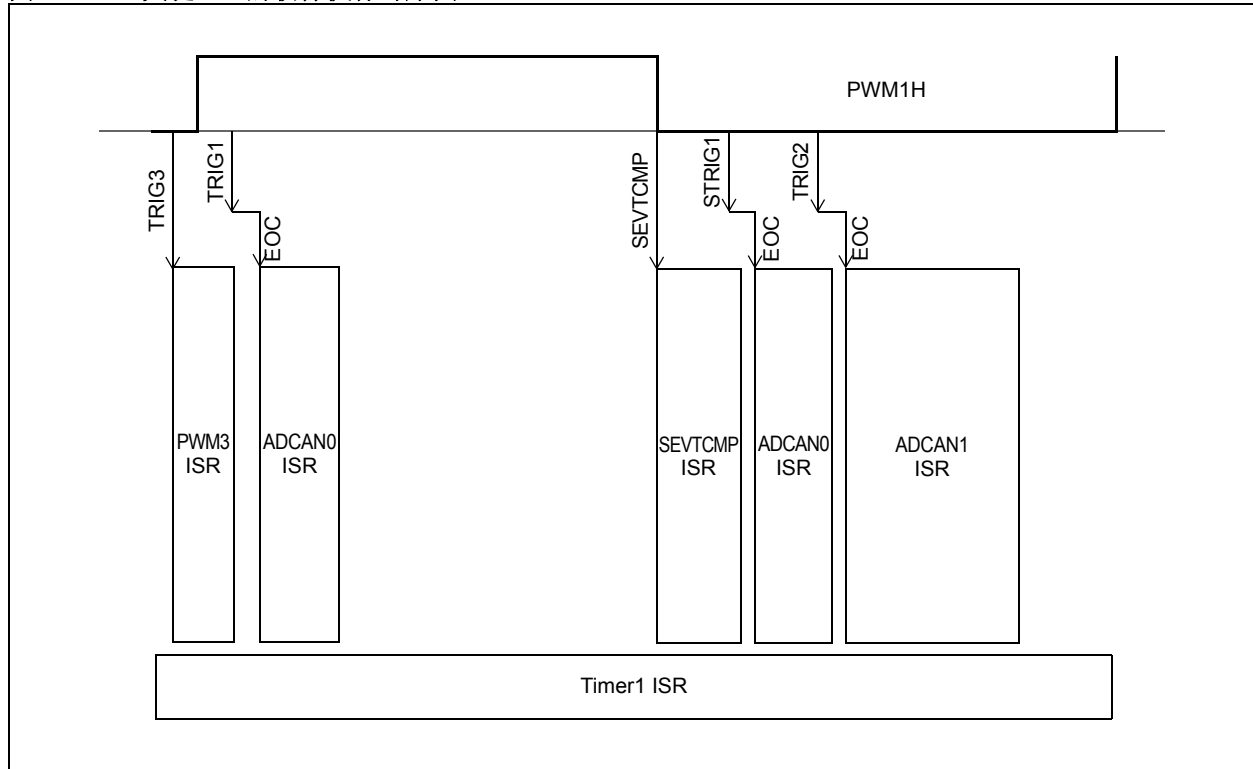
表5： 系统故障

故障指示	LED 闪烁次数
过载故障	1
输入过压故障	2
输入欠压故障	3
输出过压故障	4
输出欠压故障	5
高电流故障	锁定到点亮状态

Timer1 ISR还实现了轻载检测，并且可通过进入死区调整模式来缩短死区。进入死区调整模式是在Timer1 ISR中实现的，因为在轻载时进入该模式并不是时间关键型任务。

图27所示的时序图显示了关键ISR的相对执行时刻。从图中可以推断，斜率补偿环、故障管理和电压补偿器环的执行时间必须尽可能最短。为了达到最佳性能，所有关键ISR均使用汇编语言编写。非关键Timer1 ISR使用C语言编写。

图27: 关键ISR的软件执行时序图



效率提升技术

本部分将讨论一些可以用软件实现以提高转换器效率的关键技术。死区调整和突发模式可用于提高轻载时的效率，同步整流器重叠技术可提高中等负载和重载时的效率。

死区调整

在ZVS FB转换器中，在轻载电流下，存储在谐振电感 (L_{lk}) 中的能量将减少。因此，建议随着负载电流减小，增加全桥桥臂的上桥臂开关和下桥臂开关之间的死区（谐振间隔）。这为谐振切换提供了更多时间。图28所示为初级侧MOSFET的死区调整的典型实现。尽管可通过软件完成典型实现，但为简洁起见，将通过在两个固定值之间切换来完成死区调整的实际实现，如图29所示。在软件中，一个桥臂中的两个MOSFET（桥臂1 → Q1-Q2 和桥臂2 → Q3-Q4）之间的死区在520 ns和1250 ns之间切换，具体取决于检测到的CT电流。死区的标称值为520 ns。当负载电流降至10%以下时，死区切换为1250 ns。从图29可看出，提供了10%的滞后以退出死区调整模式。

图28: 死区调整的典型实现

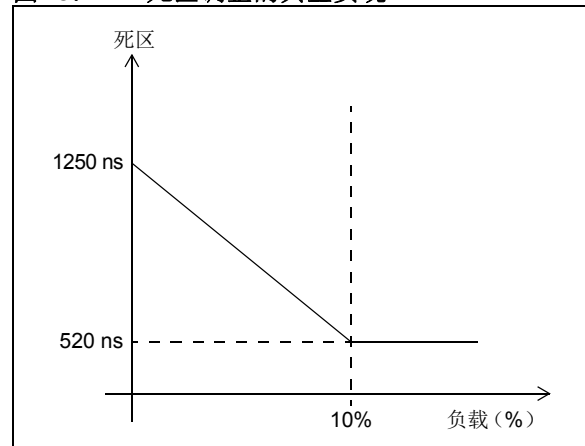
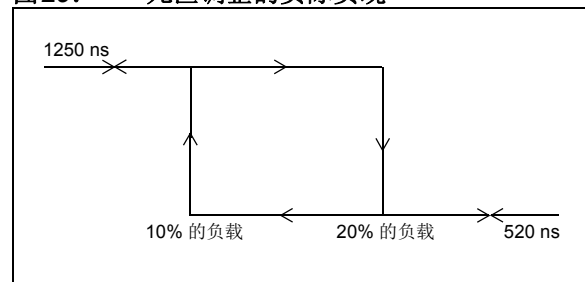


图29: 死区调整的实际实现

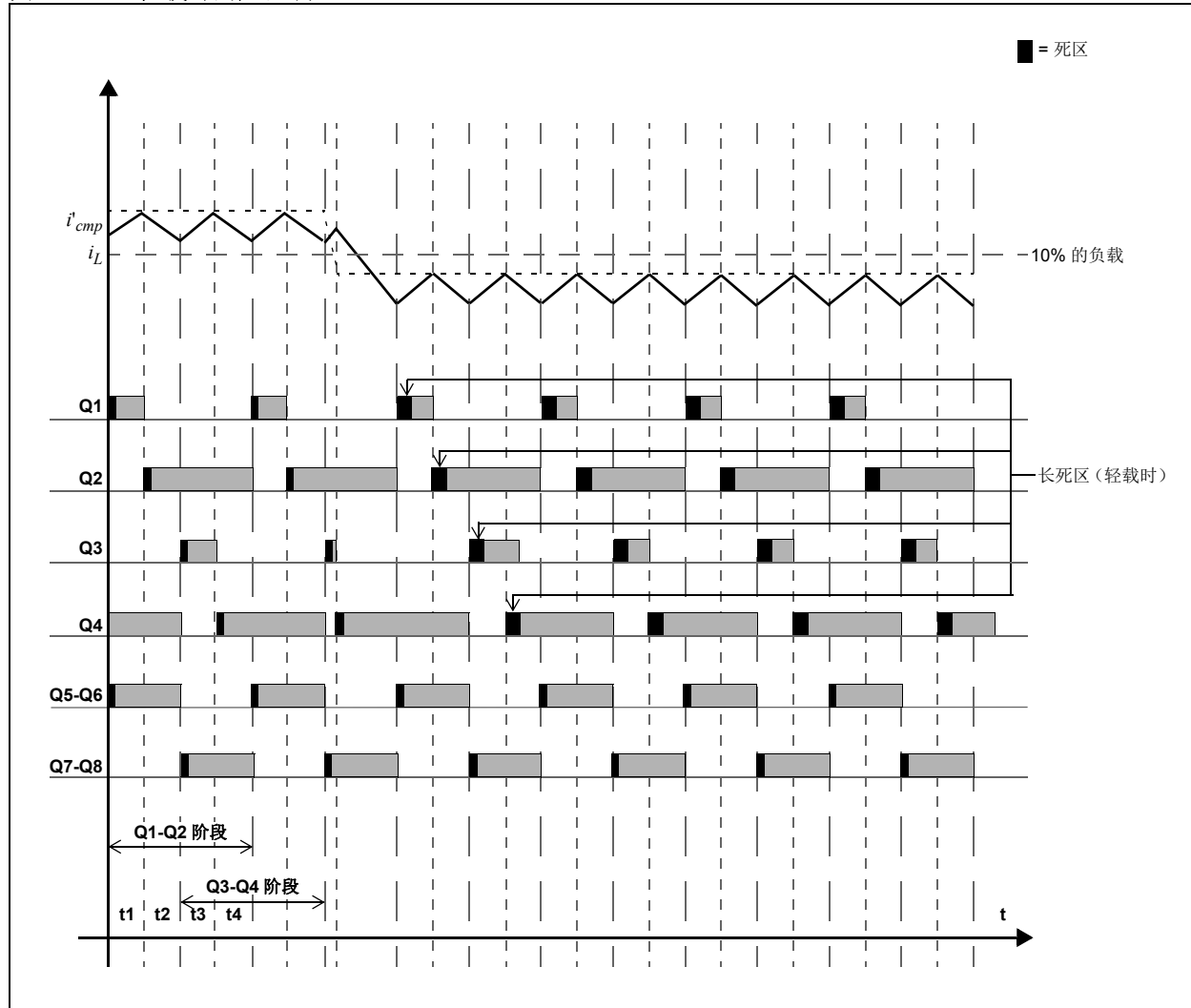


AN2388

应当注意的是，当处于轻载条件（死区为1250 ns）时，如果转换器突然出现重负载瞬变，软件应支持从死区调整模式快速退出以实现最大占空比。为了实现这一点，已将用于退出死区调整模式的软件包含在ADCAN1 ISR中，每个PWM周期执行一次。进入死区调整模式

（从重载到轻载）对时间要求不那么严格，可以慢得多的速率执行，并已在Timer1 ISR中实现。用于实现死区调整的开关波形如图30所示。从图中可以看出，当负载电流降至10%以下时，死区调整软件将Q1和Q2以及Q3和Q4之间的死区增加到较大的值。

图30: 轻载时的死区调整

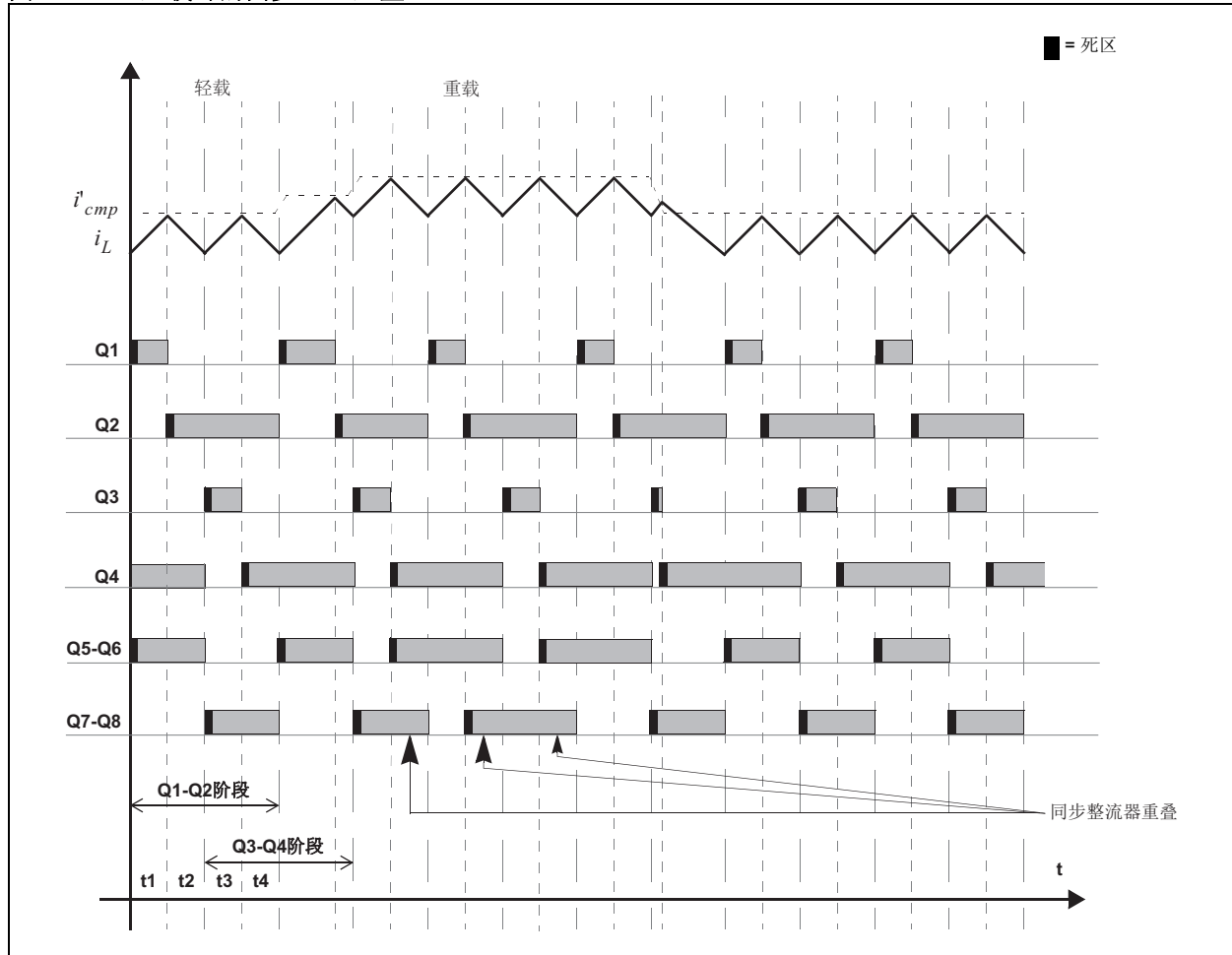


同步整流器重叠

在中等负载和重载下实现更高效率的常用技术是在续流间隔（图4中的 t_2 和 t_4 ）期间重叠同步整流器的导通时间。在本参考设计中，中心抽头同步整流器的每个桥臂都有两个并联的MOSFET以提高效率。因此，两个桥

臂的重叠会导致四个MOSFET在中等负载和重载下并联。并联MOSFET将导致 R_{dsON} 低很多，从而显著提高效率。重叠期间的开关波形如图31所示。从图中可以看出，随着负载电流的增加， i_{cmp} 也增加，同步整流器在续流间隔期间重叠。

图31: 重载时的同步FET重叠



为了实现同步重叠，需要通过以下设置来配置PWM发生器，该发生器为同步MOSFET提供驱动信号：

1. 将PWMx配置为真正独立模式。在该模式下，PWMxH和PWMxL占空比由DTRx和ALTDTRx寄存器独立控制。此外，PWMxH和PWMxL相位可以由PHASEx和SPHASEx寄存器独立控制。
2. 将SPHASEx置1以获得与PHASEx相差180°的相位差。
3. 将FCLCONx寄存器中的独立故障模式位置1。这会将PWMxH的故障控制权交给FCLCONx中的CLTSRC<4:0>位，将PWMxL的故障控制权交给FCLCONx中的FLTSRC<4:0>位。此外，故障期间的PWMxH状态由FLTDAT1位（IOCONx<5>）的值控制，故障期间的PWMxL状态由FLTDAT0位（IOCONx<4>）的值控制。
4. 将FLTDAT<1:0>位（IOCON<5:4>）设置为“0b11”。发生故障时，该设置将导致PWMxH和PWMxL变为高电平。
5. 如图31所示，Q5-Q6 MOSFET必须随Q4（PWM2L）的上升沿导通，Q7-Q8 MOSFET必须随Q2（PWM1L）的上升沿导通。换句话说，必须分别将Q2和Q4的上升沿配置为Q6和Q5的故障源。
6. Q2由PWM1L驱动，Q4由PWM2L驱动。由于PWM2L与可重映射引脚（Remappable Pin, RP）复用，因此该引脚可配置为输入引脚并映射为PWMxH的故障源。但是，在dsPIC33EP64GS504器件中，由于PWM1L不与可重映射引脚复用，因此提供两个选项将该PWM选为PWMxL的故障源：
 - a) 将PWM4配置为与PWM1配置相同（包括故障）。PWM4引脚可重映射到器件的任何可重映射引脚。因此，可以将PWM4L分配给任何（未使用的）可重映射引脚（配置为输出端口），而该可重映射引脚可以从外部连接到另一个可重映射引脚（配置为输入端口），后者可配置为PWMxL的故障源。
 - b) 选择用于Q1-Q2的PWM4发生器，并为PWM4H和PWM4L选择与可重映射引脚复用的引脚。

突发模式

在超轻载情况下，转换器将进入不连续导通模式。在这种模式下，同步MOSFET可以完全关断，只剩下MOSFET的内部二极管进行导通（二极管仿真模式）。这会使变压器次级侧的环流最小，并且有助于提高效率。在超轻载情况下，MOSFET的开关损耗与负载所需功率相当。这种情况下，建议将全桥（和同步整流器）的MOSFET完全关断几个周期，在此期间，通过输出电容组来支持负载。经过几个PWM周期后，MOSFET可再次导通以对输出电容组充电。这种技术也称为突发模式，因为输入功率仅在短突发中施加，并且转换器基本上在大部分时间内都处于关断状态。在这种技术中，应保持变压器磁通平衡，具体方法是在重新启动MOSFET之前等待偶数个电感电流周期。

如果控制器能够精确反馈负载电流，则二极管模式和突发模式技术都可以轻松实现。将电流检测电阻连接到负载电流可以实现这一目的。电流检测电阻两端的电压可在经过滤波和放大后反馈到dsPIC DSC。

本参考设计中通过实现以下技术来提高轻载期间的效率：

1. “死区调整”部分的图29和图30所示的死区调整。
2. 并联每个桥臂上的两个同步MOSFET，以提高重载下的效率。
3. 当负载<10%时，关断每对同步MOSFET中的一个MOSFET。

附录 A: 设计包

本参考设计的完整设计包以压缩文件夹的形式提供。可从Microchip公司网站下载此设计包：
www.microchip.com。

A.1 设计包内容

设计包中包含以下内容：

- 参考设计原理图
- 物料清单
- 硬件设计 Gerber 文件
- 源代码
- 硬件设计布线文件
- 演示说明
- MATLAB® 模型

附录B： 电气规范和工作波形

本部分提供了有关750W 直流/直流转换器电气规范的信息，并给出了从硬件中捕捉的几个关键波形。

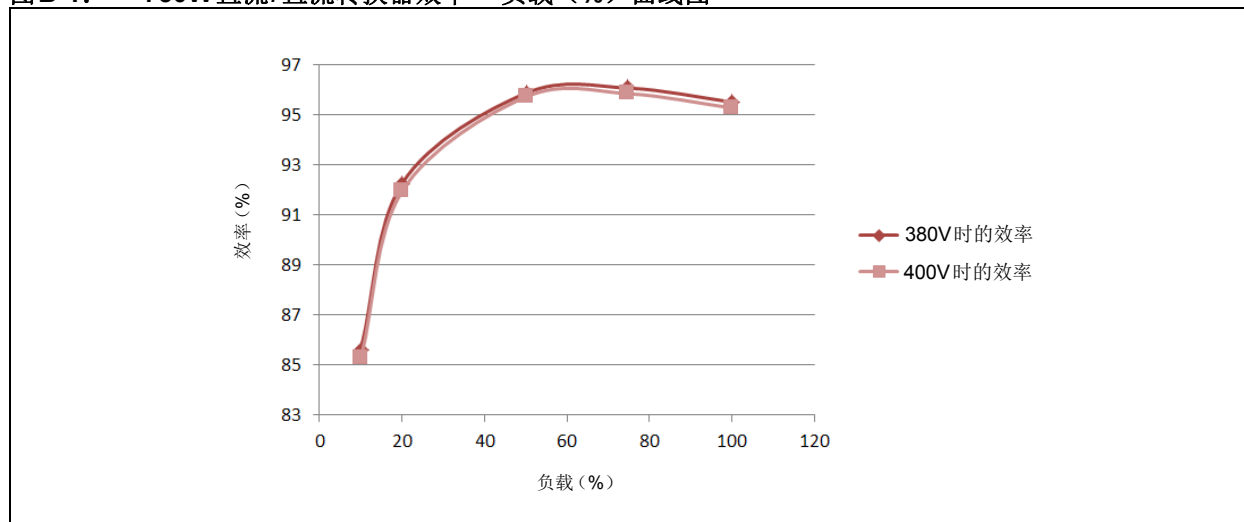
B.1 电气规范

表B-1列出了直流/直流转换器的关键电气规范。

表B-1: 直流/直流转换器电气规范

参数	说明	最小值	典型值	最大值	单位	备注
V_{IN}	直流输入电压	380	400	410	V	
V_o	直流输出电压	11.88	12	12.12	V	±1%
P_o	输出功率	—	750	—	W	
I_o	输出电流	—	62.5	71	A	
η	转换器效率	—	95.4	96	%	峰值效率
F _{SW}	开关频率	—	72.84	—	kHz	

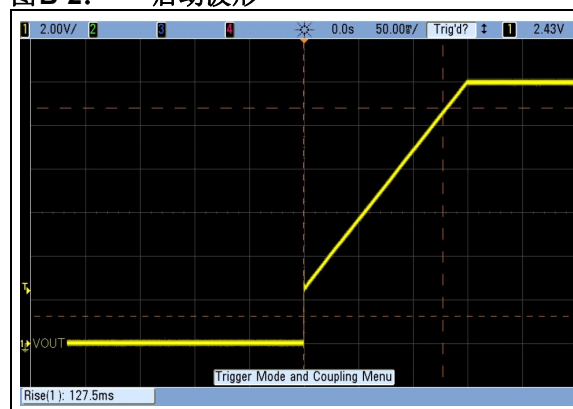
图B-1: 750W直流/直流转换器效率—负载(%) 曲线图



B.2 工作波形

图B-2所示为在施加400V输入电压且输出端连接750W负载的情况下启动时的输出电压波形。从波形中可以看出，软启动程序确保参考电压平滑斜升，并且输出电压跟随参考电压。

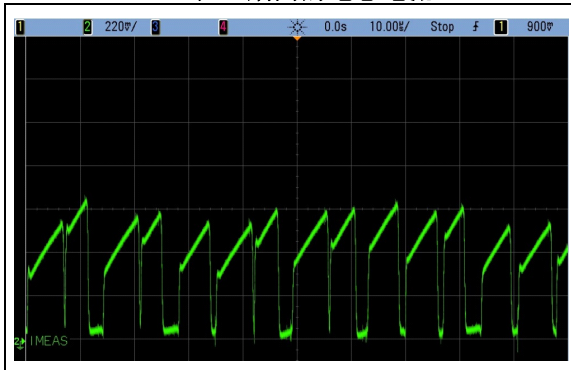
图B-2: 启动波形



从图B-2中可以看出，在软启动期间和软启动完成之后，输出电压没有下冲或过冲。在启动时（图B-2）可以观察到，输出电压在软启动期间升至斜升之前的最小值。这是因为转换器本质上是以固定峰值参考电流开环运行的。在此期间，输入电压施加在变压器初级侧绕组两端，能够瞬间为输出电容充电。因此，即使在使能闭环控制的软启动程序之前，输出电压也会增加。

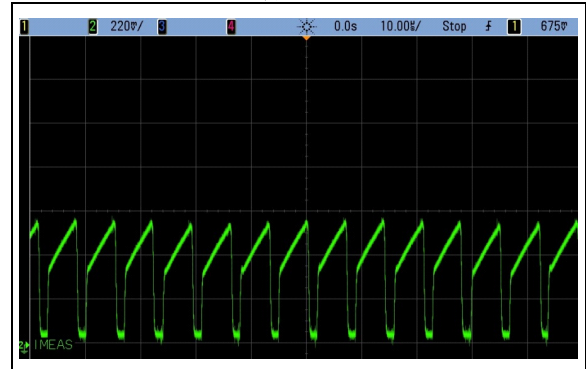
图B-3所示为未应用数字斜率补偿时（检测到）的电流波形。其中，电压补偿器的输出可直接调整，然后提供给模拟比较器的12位DAC。从图中可以清楚地看到次谐波振荡，这将导致稳态电流波形不均匀。

图B-3: 未应用斜率补偿时检测到的电流
(t1和t3期间的电感电流)



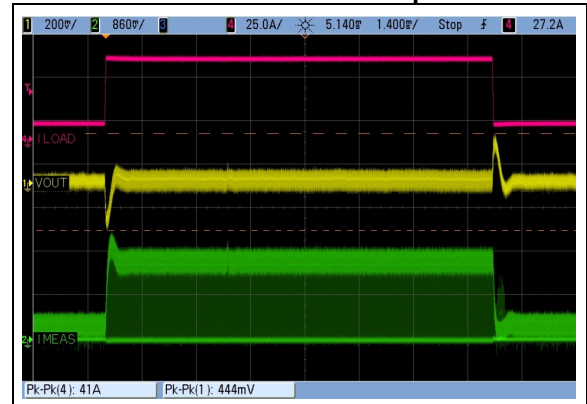
图B-4所示为将数字斜率补偿算法应用于电压补偿器输出时检测到的电流波形。从图B-4的波形中可以看出，有效占空比约为80%。可以得出以下结论：数字斜率补偿算法可有效消除占空比 > 50% 引起的次谐波振荡，从而产生平滑的稳态电流。

图B-4: 应用数字斜率补偿时检测到的电流
(t1和t3期间的电感电流)



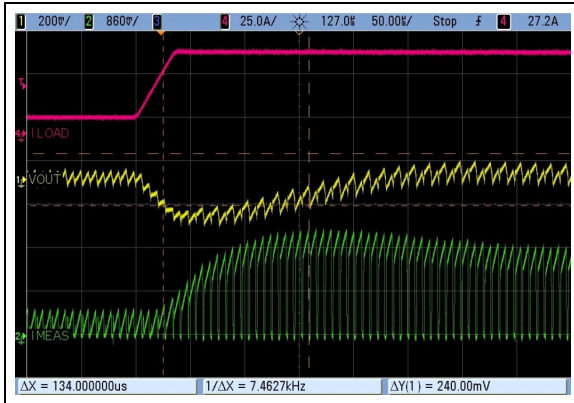
图B-5所示为动态负载设置为15%-75%-15%、压摆率为 $1\text{ A}/\mu\text{s}$ 且速率为100 Hz时转换器输出电压的瞬态响应。其中还显示了检测到的电流和负载电流。

图B-5: 瞬态响应
(15%-75%-15%, $1\text{ A}/\mu\text{s}$, 100 Hz)



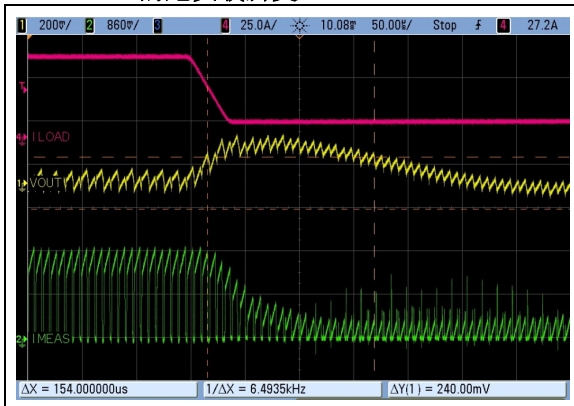
图B-6所示为负载从15%瞬变到75%时的放大图。该图还显示了负载瞬变期间的稳定时间和峰值下冲。

图B-6: 描述稳定时间（误差在±1%范围内）的负载瞬变（15%-75%）



图B-7所示为从75%到15%负载的甩负载瞬变的放大图。该图还显示了甩负载瞬变期间的稳定时间和峰值下冲。

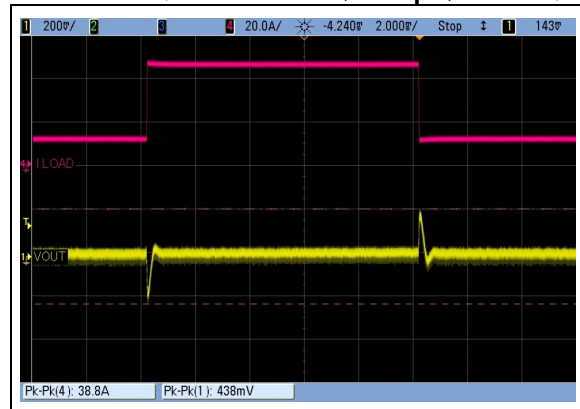
图B-7: 描述稳定时间（误差在±1%范围内）的甩负载瞬变（75%-15%）



从图B-6和图B-7可以看出，即使在负载瞬变期间，也可从电流波形中消除次谐波振荡。

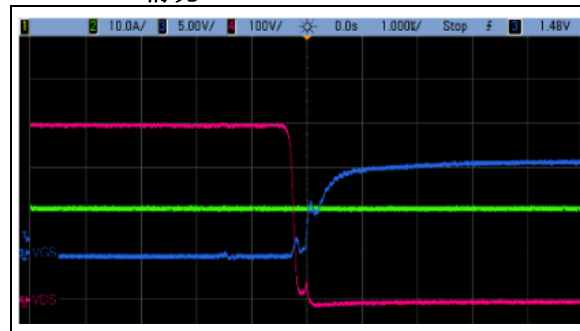
图B-8所示为100 Hz速率、1 A/μs压摆率、10%-75%-10%负载时的瞬态响应。

图B-8: 瞬态响应
(10%-75%-10%, 1 A/μs, 100 Hz)



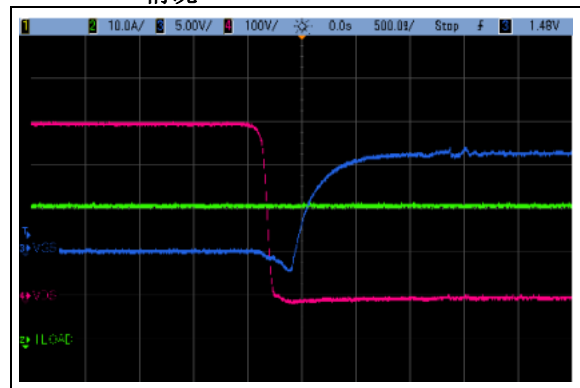
图B-9所示为在50%负载下Q1 MOSFET的漏-源极电压（VDS）和栅-源极电压（VGS）。该图还显示了图4所示的t1间隔开始时的ZVS导通情况。

图B-9: 50%负载下Q1 MOSFET的ZVS导通情况



图B-10所示为在50%负载下Q2 MOSFET的漏-源极电压（VDS）和栅-源极电压（VGS）。该图还显示了图4所示的t2间隔开始时的ZVS导通情况。

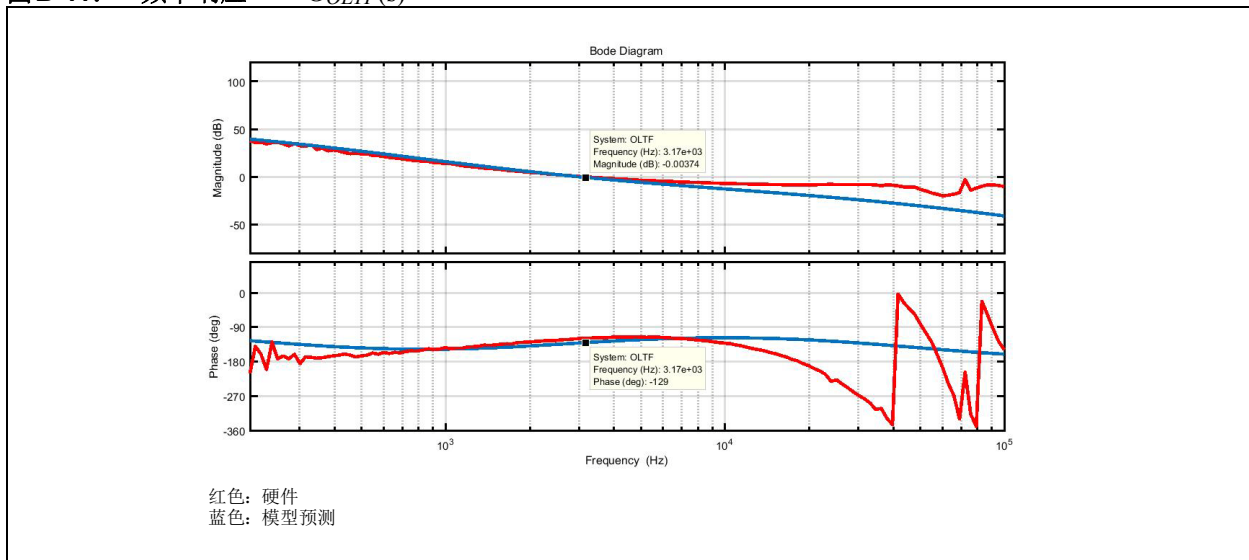
图B-10: 50%负载下Q2 MOSFET的ZVS导通情况



图B-11所示为根据数学模型（公式66）预测的频率响应曲线与使用频率响应分析器在硬件中捕捉的结果的对

比图。如图所示，硬件响应与模型预测紧密匹配。

图B-11： 频率响应—— $G_{OLTF}(s)$



附录 C： 安全注意事项



应遵守以下安全注意事项和操作说明，以避免安全隐患。如有任何疑问，请咨询您的供应商。

警告——本参考设计必须始终接地。

警告——本参考设计只能由了解电击危险并已阅读和理解用户说明的合格人员安装、操作、维修和修改。用户执行的任何维修或修改由用户自行承担风险，并且所有保修都将失效。

警告——输出端子可以连接到输入交流市电电源，并且相对于地的电压最高为410V，而不管施加的输入市电电源电压为何。这些端子在工作期间为火线，并且在断开电源后仍保持一段时间。在此期间切勿尝试接触端子或移除端子盖。

C.1 一般注意事项

- 本参考设计用于评估和开发目的，只应工作在符合 IEC 61010-1:2001 定义的标准实验室环境下
- 仅用干布清洁
- 在工作台上水平操作，不要在操作期间移动参考设计
- 在所有提供的盖子完全固定就位前，不得操作本参考设计
- 如果装置有任何明显损坏，则不应连接或操作本参考设计

参考资料

1. 美国专利9,379,621, Kalyanaraman等。
2016年6月28日
2. F. Dong Tan和R.D. Middlebrook, “*Unified and Measurements of Current-Programmed Converters*”, PESC'93论文集, 第380-387页。
3. V. Vlatkovic、J. A. Sabate、R. B. Ridley、F. C. Lee和B. H. Cho, “*IEEE Transactions on Power Electronics Education*”中的“*Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter*”, 第7卷, 第1部分, 第128-135页, 1992年1月, doi: 10.1109/63.124585。
4. F.J. Azcondo、Ch. Branas、R. Casanueva和Dragan Maksimovic, “*Approaches to Modeling Converters with Current Programmed Control*”和“*IEEE Transactions on Power Electronics Education*”, 2005年6月, 第98-104页

AN2388

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。除非另外声明，在 Microchip 知识产权保护下，不得暗或以其他方式转让任何许可证。

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。Microchip 的 PIC® MCU 与 dsPIC® DSC、KeeLoq® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器 and 模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949 ==

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、AnyRate、AVR、AVR 徽标、AVR Freaks、BitCloud、chipKIT、chipKIT 徽标、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、Heldo、JukeBlox、KeeLoq、Kleer、LANCheck、LINK MD、maXStylus、maXTouch、MediaLB、megaAVR、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 徽标、Prochip Designer、QTouch、SAM-BA、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash、tinyAVR、UNI/O 及 XMEGA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、Hyper Speed Control、HyperLight Load、IntelliMOS、mTouch、Precision Edge 和 Quiet-Wire 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、BodyCom、CodeGuard、CryptoAuthentication、CryptoAutomotive、CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、DAM、ECAN、EtherGREEN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、INICnet、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、KleerNet、KleerNet 徽标、memBrain、Mindi、MiWi、motorBench、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、SAM-ICE、Serial Quad I/O、SMART-I.S.、SQI、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 为 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

Silicon Storage Technology 为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2018, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-5224-3334-7

全球销售及及服务网点

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://www.microchip.com/support>

网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA

Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀 Austin, TX
Tel: 1-512-257-3370

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX
Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯 Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453
Tel: 1-317-536-2380

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608
Tel: 1-951-273-7800

罗利 Raleigh, NC
Tel: 1-919-844-7510

纽约 New York, NY
Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA
Tel: 1-408-735-9110
Tel: 1-408-436-4270

加拿大多伦多 Toronto
Tel: 1-905-695-1980
Fax: 1-905-695-2078

亚太地区

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588

中国 - 东莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 广州
Tel: 86-20-8755-8029

中国 - 杭州
Tel: 86-571-8792-8115

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海
Tel: 86-21-3326-8000

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 苏州
Tel: 86-186-6233-1526

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-577-8366

亚太地区

澳大利亚 **Australia - Sydney**
Tel: 61-2-9868-6733

印度 **India - Bangalore**
Tel: 91-80-3090-4444

印度 **India - New Delhi**
Tel: 91-11-4160-8631

印度 **India - Pune**
Tel: 91-20-4121-0141

日本 **Japan - Osaka**
Tel: 81-6-6152-7160

日本 **Japan - Tokyo**
Tel: 81-3-6880-3770

韩国 **Korea - Daegu**
Tel: 82-53-744-4301

韩国 **Korea - Seoul**
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚
Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-7651-7906

马来西亚 **Malaysia - Penang**
Tel: 60-4-227-8870

菲律宾 **Philippines - Manila**
Tel: 63-2-634-9065

新加坡 **Singapore**
Tel: 65-6334-8870

泰国 **Thailand - Bangkok**
Tel: 66-2-694-1351

越南 **Vietnam - Ho Chi Minh**
Tel: 84-28-5448-2100

欧洲

奥地利 **Austria - Wels**
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦
Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

芬兰 **Finland - Espoo**
Tel: 358-9-4520-820

法国 **France - Paris**
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 **Germany - Garching**
Tel: 49-8931-9700

德国 **Germany - Haan**
Tel: 49-2129-3766400

德国 **Germany - Heilbronn**
Tel: 49-7131-67-3636

德国 **Germany - Karlsruhe**
Tel: 49-721-625370

德国 **Germany - Munich**
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

德国 **Germany - Rosenheim**
Tel: 49-8031-354-560

以色列 **Israel - Ra'anana**
Tel: 972-9-744-7705

意大利 **Italy - Milan**
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

意大利 **Italy - Padova**
Tel: 39-049-7625286

荷兰 **Netherlands - Drunen**
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

挪威 **Norway - Trondheim**
Tel: 47-7289-7561

波兰 **Poland - Warsaw**
Tel: 48-22-3325737

罗马尼亚
Romania - Bucharest
Tel: 40-21-407-87-50

西班牙 **Spain - Madrid**
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

瑞典 **Sweden - Gothenberg**
Tel: 46-31-704-60-40

瑞典 **Sweden - Stockholm**
Tel: 46-8-5090-4654

英国 **UK - Wokingham**
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820