



Chen Jiang, Hrishikesh Nene, Shamim Choudhury

摘要

本应用报告提供了使用 **Type-4 ePWM** (包含的器件: 2807x、2837xD、2837xS、28004x) 模块实现谷底开关的相关指南。介绍了使用 TI 的 **C2000™** 微控制器通过谷底开关控制升压 PFC 的详细方法。修改后的两相交错式功率因数校正 (ILPFC) 套件用于验证软件和系统的运行。文中提供了详细的波形和测试结果以及软件说明。本文档是对 TI 设计的 **TIDM-1022** 谷底开关升压 PFC 的进一步补充说明。

内容

1 引言.....	2
2 谷底开关.....	3
3 基于 Type-4 PWM 的谷底开关实现.....	4
4 PWM 模块配置.....	5
5 升压 PFC 的数字控制算法.....	7
6 示例代码.....	8
7 试验结果.....	11
8 总结.....	13
9 修订历史记录.....	13

插图清单

图 2-1. 反激式电路.....	3
图 2-2. 谷底开关波形.....	3
图 3-1. 谷点检测.....	4
图 3-2. 消隐窗口.....	4
图 4-1. 谷底开关功能以及事件过滤逻辑.....	6
图 5-1. 数字交错式 PFC 转换器.....	7
图 5-2. 基于瞬时电压和负载的三种控制方法.....	7
图 5-3. ZVS 和谷底跳跃计算.....	8
图 5-4. 谷底开关、ZVS 和谷底开关之间的阈值、固定频率控制 (自上而下).....	8
图 7-1. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 在不采用优化的 ZVS (含谷底跳跃) 和固定频率控制方法的情况下, 零交叉点附近发生高电流失真.....	11
图 7-2. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 采用优化的 ZVS (含谷底跳跃) 和固定频率控制方法后, 零交叉点附近发生低电流失真.....	11
图 7-3. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 放大 (a) 的电流失真.....	11
图 7-4. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 放大零交叉点附近的输入电流以显示控制逻辑.....	11
图 7-5. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 采用谷底开关和谷底跳跃方法的 V _{ds} 波形.....	11
图 7-6. 120V 输入, 380V 输出, 40W 输出: 采用固定频率控制方法的 V _{ds} 波形.....	11
图 7-7. 输入电压 120V, 输出电压 380V: THD.....	12
图 7-8. 输入电压 120V, 输出电压 380V: 效率.....	12
图 7-9. 输入电压 220V, 输出电压 380V: THD.....	12
图 7-10. 输入电压 220V, 输出电压 380V: 效率.....	12

表格清单

商标

C2000™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

随着电动汽车充电市场的快速发展，提高充电效率成为研究人员关注的重点，因为这有助于实现涓流充电和快速充电。与重负载条件下的性能相比，轻负载条件下更难提高效率并降低 THD。谷底开关是一种软开关技术，可提高交流/直流及直流/直流转换器的系统效率。谷底开关主要用于在效率标准难以满足的低负载条件下显著提高效率。

图 2-1 用于此类应用的数字控制 PFC 转换器如所示。在某些重负载条件下，这种交错式升压 PFC 转换器主要在连续导通模式 (CCM) 下运行。在轻负载条件下，转换器进入不连续工作模式 (DCM) 和切相模式。在这种情况下，关闭 MOSFET 且升压电感器 (L) 电流减小至零时，电感器和 PFC MOSFET 寄生电容 (C) 形成谐振回路。谐振电路的能量将在这两个谐振元件之间交替变化，直到下一个 PWM 周期开始。在轻负载条件下，与由 PFC 电流控制环路控制的转换器开关电流相比，该谐振电流可能会很大。因此，PFC 输入电流出现严重失真，进而导致输入电流 THD 变高。

谷底开关技术有助于在降低输入电流 THD 的同时提高轻负载条件下的效率。电感器电流反向流动，并使得 MOSFET 电压以谐振频率振荡至低电压，从而为谷底电压开关创造理想条件。MOSFET 的谷底电压导通提高了 PFC 转换器的轻负载效率。同样，当电压处于谷底处，电感器电流从负值返回为零。如果 MOSFET 恰好在此时导通，则谐振电流对电感器开关电流的影响最小，从而降低输入电流的轻负载 THD。

在轻负载条件下，开关频率会非常高，因此，为了降低开关损耗，需要对其进行限制。谷底跳跃是一种可以限制开关频率以保持高效率并同时保持低 THD 的方法，因为 MOSFET 使用可编程的谷底技术在接下来的几个谷底处导通，无需使用复杂的外部逻辑和感应电路。

2 谷底开关

图 2-1 为反激式转换器的简化电路图。图 2-2 描述了反激式转换器的谷底开关波形。打开该开关后，初级电流逐渐增大。反激运行时，如果将该开关关闭，存储的能量将传递至负载。在此过程中，电流开始减小。在非连续运行模式下，电流会一直降低，直到为 0。此时，由于电路电感和电容的原因，开关电压和电流会出现谐振振荡。

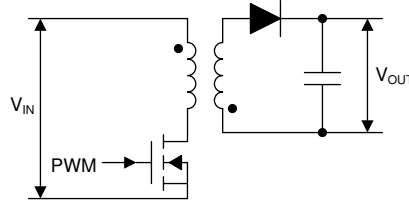


图 2-1. 反激式电路

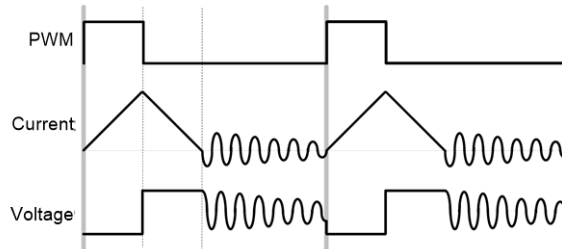


图 2-2. 谷底开关波形

要实现谷底开关，应在电压达到谷点时将其接通。低负载运行时，等待几个振荡周期（又称谷底跳跃）后再打开该开关可能会使效率提高。这类谐振振荡与电路寄生电容器相关，且频率通常为兆赫兹。对控制器和/或控制逻辑而言，这是一个巨大的挑战。此外，需要存在一定数量的可编程谷底，才能打开该开关。C2000 器件上的 Type-4 PWM 模块提供了一种无需额外的外部电路即可实现可编程谷底开关的方法。

3 基于 Type-4 PWM 的谷底开关实现

图 3-1 展示了如何检测基于 Type-4 PWM 的谷点。可通过比较器子系统 (CMPSS) 模块设置阈值，一旦检测到设计的边沿数，便会获取目标周期。在这种情况下，可在最后一个边沿后面加上 1/4 的周期延迟，以找到谷点。还可以进一步增加软件延迟，以便调整不同条件下的导通点。显然，需要基于输出电压对阈值进行更新，并借助动态计算实现最佳性能。

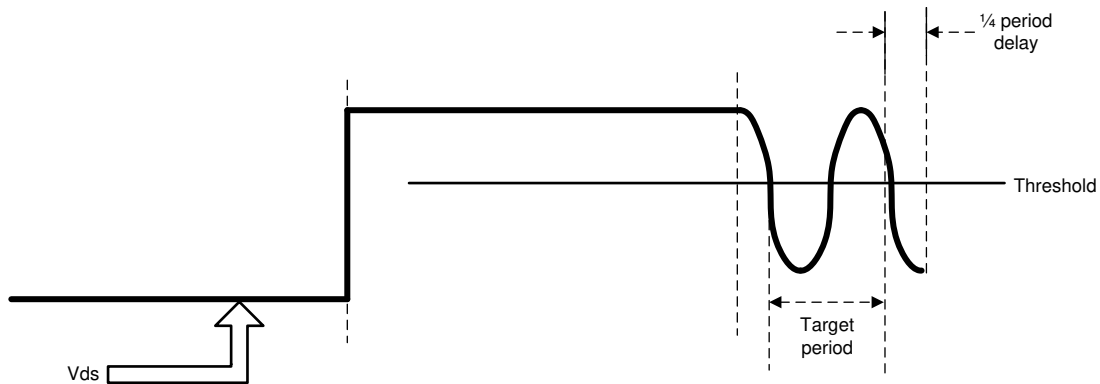


图 3-1. 谷点检测

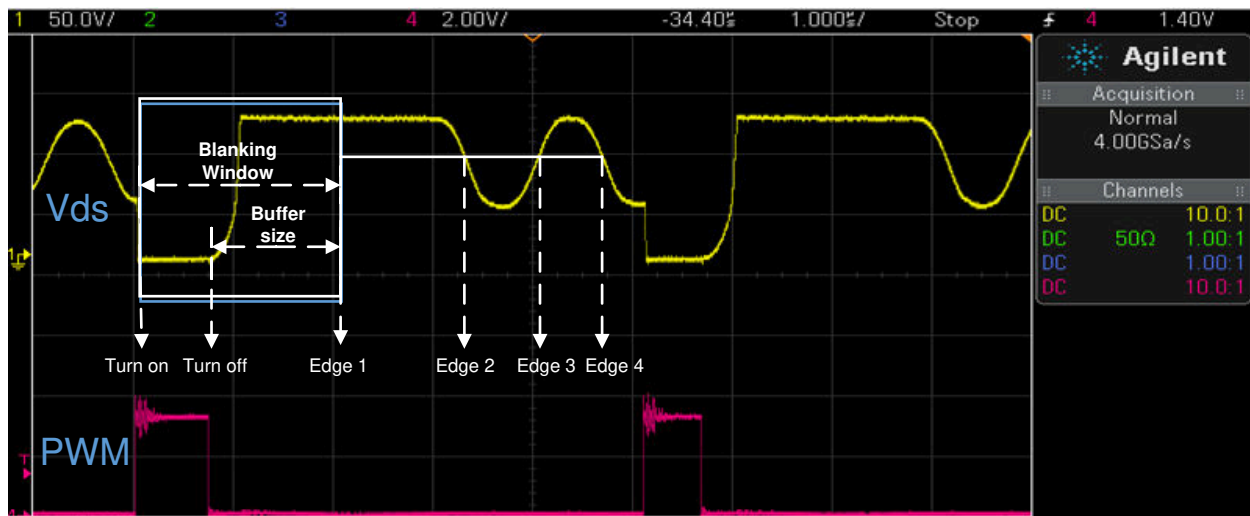


图 3-2. 消隐窗口

图 3-2 漏源电压 (Vds) 和 PWM 波形如 所示，通过调整消隐窗口使谷底开关更稳定且具有更多可能性。在消隐窗口内，所有边沿都将被忽略。根据 MOSFET 的导通时间和缓冲器大小对消隐窗口进行动态更新。还值得注意的是，第一个边沿是消隐窗口的末端边沿。

使用消隐窗口最基本的目的是设置最高的钳位频率，避免因开关频率过高而导致损坏以及 PFC 性能的降低。此外，如果检测到 Vds 信号中存在一些噪声，且高到低或低到高边沿的数量异常，消隐窗口也将发挥作用。当 Vds 感应信号存在一定程度的失真时，尤其是在 Vds 从零增加至 Vout 期间，消隐窗口还可以防止误开某些开关。

4 PWM 模块配置

本部分重点介绍了如何利用 Type-4 PWM 的各项功能来配置 PWM 模块以实现谷底开关。图 4-1 对谷底开关功能以及事件过滤逻辑进行了具体介绍。此功能可用于实现可编程的谷底开关，无需任何额外的外部电路。该模块所提供的片上硬件机制可以实现以下功能：

- 获取振荡周期
- 精确延迟 PWM 开关瞬间
- 允许在延迟生效之前设置可编程的边沿数
- 有多种触发器和事件可供选择
- 轻松适应不断变化的系统/运行条件，实现最佳性能

需要对 DCxEV_{Ty} 信号作进一步处理才能支持谷底开关。以下是有关如何启用谷底开关功能的简要说明：

- 选择其中一个 DCxEV_{Ty} 事件作为谷底开关模块 (DCFCTL[SRSEL]) 的输入，并提供一个选项来添加消隐窗口 (空白控制逻辑)。这时，上述比较器输出 (或外部输入) 被选为谷底开关模块的输入。
- 配置边沿滤波器以通过边沿选择逻辑 (DCFCTL[EDGEMODE, EDGECOUNT]) 捕获“n”个上升边沿、下降边沿或两者皆有。
- 选择正确的事件以重置并重新启动边沿滤波器 (VCAPCTL[TRIGSEL])。边沿捕获事件由该选定的边沿触发或防护。
- 启用谷底捕获逻辑 (VCAPCTL[VCAPE])。
- 选择可指示已开始捕获振荡周期测量值的起始边沿 (VCNTCFG[STARTEDGE])。这是 16 位计数器开始计数的位置。
- 选择停止边沿 (VCNTCFG[STOPEDGE])，该停止边沿将指示 16 位计数器停止计数的边沿。捕获的计数器值 (CNTVAL) 提供振荡周期信息。
 - STOPEDGE 的值必须始终大于 STARTEDGE 的值。
- 配置已捕获的延迟 (CNTVAL) 并将其应用于经过边沿滤波的 DCxEV_{Ty} 信号。CNTVAL 值可按原样应用，也可以与软件编程值 (SWVDELVAL，可用于失调电压调节) 结合使用，或者在有或没有 SWVDELVAL 的情况下仅应用于部分延迟。这对于正确应用与谷点相对应的延迟非常有用。(VCAPCTL[VDELAYDIV])
- 根据上述已捕获的值，将 VCAPCTL [EDGEFILTDLYSEL] 配置为应用硬件延迟。

计数器停止后，其值会被复制到 CNTVAL 寄存器中，然后计数器会复位至零。在发生由 VCAPCTL [TRIGSEL] 选择的事件而使逻辑再次被触发之前，不会进行进一步的捕获。在此实现中，软件触发器被用作 VCAPCTL [TRIGSEL] 的来源。发生触发事件时，无论计数器的当前状态如何，计数器都会复位，并在发生 STARTEDGE 时从零开始计数。同样，发生触发事件时，边沿滤波器就会复位，并在发生 STARTEDGE 时从零开始计数。

然后，使用谷底开关模块 (DCEVTFILT) 的输出来同步 PWM 时基。图 4-1 该过程如 所示。

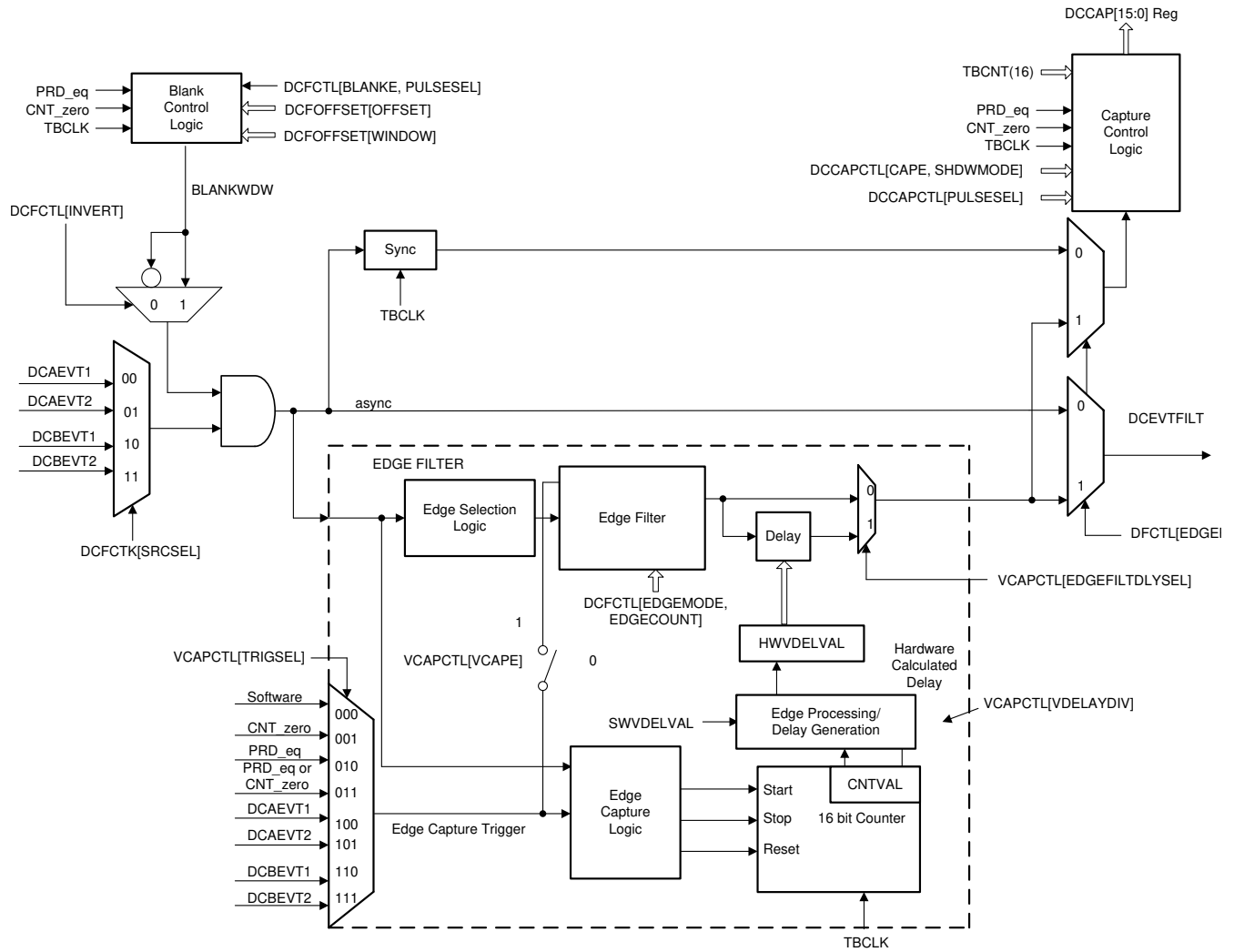


图 4-1. 谷底开关功能以及事件过滤逻辑

5 升压 PFC 的数字控制算法

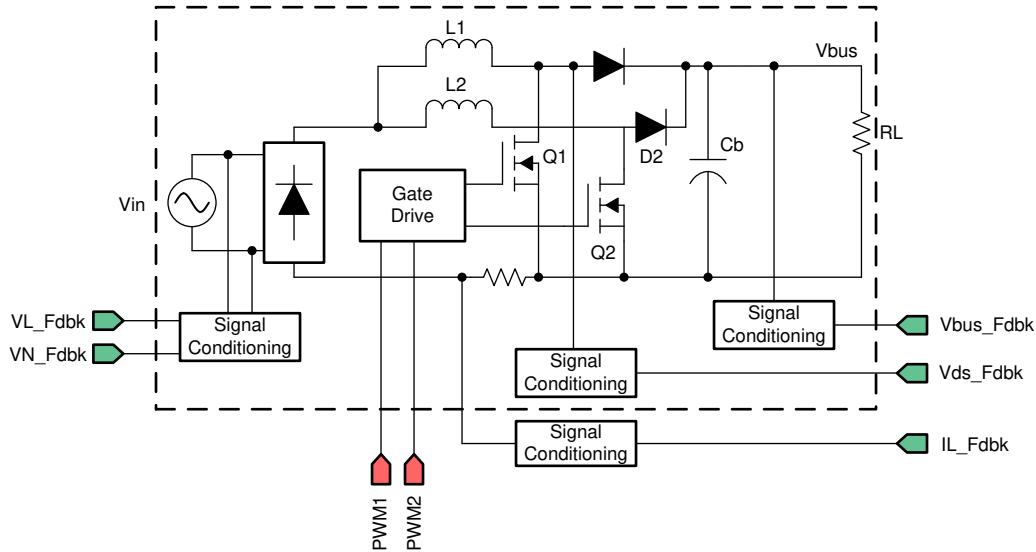


图 5-1. 数字交错式 PFC 转换器

图 5-1 本部分详细介绍了数字控制算法，该算法涵盖了交错式升压 PFC 转换器从超轻负载到重负载的情况，如所示。如果负载高于 10%（测试中使用的是 ILPFC 板，75W），则该交错式升压 PFC 转换器将以两相运行。负载低于 10% 时，就会触发切相，以单相运行。图 5-2 根据中整流后的输入电压波形，可在轻负载条件下基于瞬时输入电压采用三种不同的控制方法，以避免电流失真并提高系统效率。

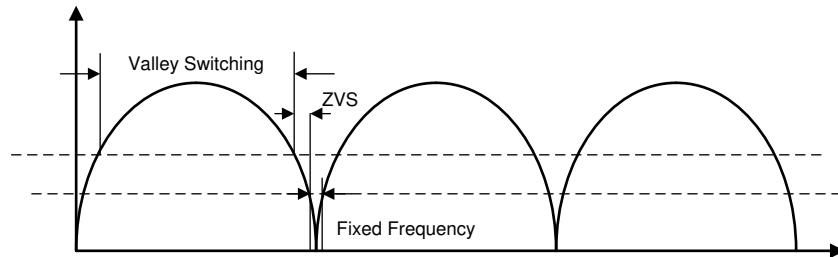


图 5-2. 基于瞬时电压和负载的三种控制方法

5.1 谷底开关

瞬时输入电压高于输出电压的一半时，谷底开关将启用。使用控制器上的片上谷底开关模块确定正确的谷底位置。该模块可获取振荡频率，以精确延迟 PWM 开关瞬间。它还具备在延迟生效之前设置可编程边沿数的功能。MOSFET 漏源电压反馈送至微控制器上的比较器输入端。另一个比较器输入端由片上 DAC 驱动，该 DAC 被设置为从转换器工作点导出的值，并且表示发生谐振振荡的电压电平。比较器输出端的变化表示振荡周期的数量及其周期。在经过一定数量的可编程振荡周期后，这些信息可在下一个开关周期中精确延迟 PWM 信号的启动（MOSFET 导通瞬间）。建议使用消隐窗口，以消除可能会意外触发谷底开关的噪声，从而实现更可靠的控制。

5.2 ZVS

瞬时输入电压低于输出电压的一半时，零电压开关 (ZVS) 将启用。方程式 1 基于稳定状态下升压电感器的伏秒平衡原理，升压电感器电流首次恢复为零的时间 T_{Db} 可由开通时间 T_{Da} 、输入电压和输出电压表示为：

$$T_{Db} = T_{Da} \cdot V_{in} / (V_o - V_{in}) \quad (1)$$

图 5-3 如果瞬时交流电压低于输出电压的一半，MOSFET 的漏源电压 (Vds) 将谐振至零伏，且被 MOSFET 体二极管钳位，如所示。在此谐振期间，如果升压电感器电流谐振至负值，且第二次时在时间 t_x 时恢复至零，则施加到升压电感器的 $V \cdot S$ 也将保持平衡。方程式 2 通过使用 $V \cdot S$ 平衡 ($S_A = S_B + S_C$) 和简化方法，可将 t_x 描述为，

$$T_x = V_o \cdot T_r / (8 \cdot V_{in}) \quad (2)$$

这个简化方程式可减少处理器的计算时间。方程式 1 方程式 2 图 5-3 根据、方程式 3 和，预计 PWM 开关周期为，

$$T_s = T D a + T D b + (T_r / 4 + T_x) \cdot 3 \quad (3)$$

但是，如果将该方程式用于更新数字控制器内部的每个循环周期，便不能忽略漏源电压对输出电容的影响。实际上，输出电容与其漏源电压是非线性关系。如果 V_{ds} 非常小，问题将变得更糟。典型 MOSFET（例如 SPP20N60C3）的输出电容在 600V 至 50V 的范围内保持相对恒定，但在 $V_{ds} = 25V$ 时该值增加约 10 倍，在 $V_{ds} = 0V$ 时该值增加近 100 倍。非线性问题导致进行导通点相关计算时产生一定的误差。不过，在邻近所计算的开关点时， V_{ds} 钳位至零，误差则会变得很小。

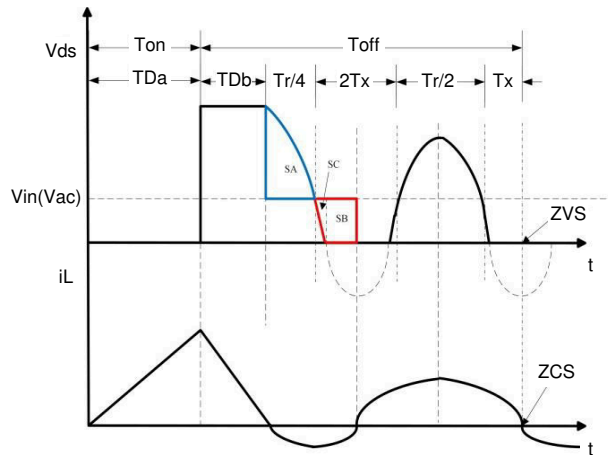


图 5-3. ZVS 和谷底跳跃计算

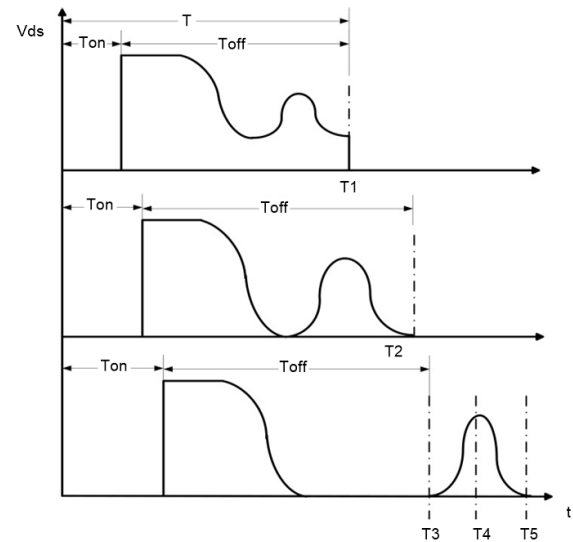


图 5-4. 谷底开关、ZVS 和谷底开关之间的阈值、固定频率控制（自上而下）

5.3 固定频率控制

当瞬时输入电压接近零时，如果使用相同的 ZVS 计算，则计算出的开关频率（导通时间 T_5 ）将显著降低。节 5 图 5-4 另外，考虑到（ZVS 部分）中所述的 MOSFET 输出电容所引起的计算误差，如果 V_{ds} 从零开始增加，便会出现基于实际计算的导通点，如中（ T_4 点）所示。为克服这一缺点，选择的固定频率控制装置须邻近瞬时输入电压的零交叉点。理想的导通点 T_3 跳过 V_{ds} 的峰值。如果正确选择了固定频率以实现无缝过渡，则可以在很大程度上避免微小的频率抖动。因此，可以减小瞬时输入电压零交叉点附近的电流失真。

6 示例代码

以下示例代码展示了如何在 ISR 代码中为谷底开关、ZVS 和固定频率控制配置 EPWM 模块。

```
//谷底开关代码
if (valley_switching_MODE == valley_switching_enable)
{
    //根据 EPwm7Regs.TZFLG 选择使用谷底开关还是 ZVS//谷底开关模式
    if (EPWM_getTripZoneFlagStatus(EPWM1_BASE) == 0x0000 ||
        forceValleyFlag == 1)
    {
        GPIO_setPortPins(GPIO_PORT_A, 0x00008000);
        //需要重新初始化 TBPRD = max_period
        EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE, max_period);
        EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C,
            max_period);
        //如果上一个周期基于 zvs，则再次启用谷底开关
        EPWM_enablePhaseShiftLoad(EPWM1_BASE);
    }
}
```



```

EPWM_enableValleyCapture(EPWM1_BASE);
EPWM_startValleyCapture(EPWM1_BASE);
//DCCAP
capturedPeriod = EPWM_getDigitalCompareCaptureCount(EPWM1_BASE);
if (capturedPeriod < min_period)
{
    EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C,
                                min_period);
}
else if (capturedPeriod > max_period)
{
    EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C,
                                max_period);
}
else if (capturedPeriod < max_period && capturedPeriod > min_period)
{
    EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C,
                                capturedPeriod);
}
//设置标志信号以进行模式选择调试
modeFlag = 1;
//更新 CMPSS 阈值
if (guiVrectRMS >= 160)
{
    // 更新 Vds 阈值
    vds_Th_Factor = 0.77;
    // 更新 DAC 输出
    CMPSS_setDACValueLow(CMPSS5_BASE, (int16_t)(threshold1Highline));
}
else
{
    // 更新 Vds 阈值
    vds_Th_Factor = 0.73;
    // 更新 DAC 输出
    CMPSS_setDACValueLow(CMPSS5_BASE, (int16_t)(threshold1Lowline));
}
//添加条件代码以在 zvs 和谷底开关之间进行迟滞//WAIT_FOR_ZVS
if (quadrant_flag == 1)
{
    forceValleyFlag = 0;
    XBAR_enableEPWMMux(XBAR_TRIP8, XBAR_MUX09);
}
//FORCE_VALLEY
else
{
    forceValleyFlag = 1;
    XBAR_disableEPWMMux(XBAR_TRIP8, XBAR_MUX09);
    //清除跳闸区标志
    EPWM_clearTripZoneFlag(EPWM7_BASE, EPWM_TZ_FLAG_DCAEVT2);
}
}
//ZVS 模式
else
{
    GPIO_clearPortPins(GPIO_PORT_A, 0x00008000);
    //禁用谷底开关, 使用 TBPRD 更新周期
    EPWM_disablePhaseShiftLoad(EPWM1_BASE);
    EPWM_disableValleyCapture(EPWM1_BASE);
    //设置标志信号以进行模式选择调试
    modeFlag = 2;
    //更新 CMPSS 阈值
    if (guiVrectRMS >= 160)
    {
        //更新 DAC 输出
        CMPSS_setDACValueLow(CMPSS5_BASE, (int16_t)(threshold2Highline));
    }
    else
    {
        //更新 DAC 输出
        CMPSS_setDACValueLow(CMPSS5_BASE, (int16_t)(threshold2Lowline));
    }
    //高压线条件
    if (guiVrectRMS >= 160)
    {
        fix_freq = 400;
        EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE, fix_freq);
        if (quadrant_flag == 2)
        {
            //清除跳闸区标志

```

```

        EPWM_clearTripZoneFlag(EPWM7_BASE, EPWM_TZ_FLAG_DCAEVT2);
    }
}
//低压线条件
else
{
    fix_freq = 550;
    if (ac_vol_sensed < fix_freq_th)
    {
        EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE, fix_freq);
    }
    else
    {
        ePwm1Cmpc = EPWM_getCounterCompareValue(EPWM1_BASE,
                                                EPWM_COUNTER_COMPARE_C);
        //Tda = dutyPU*ePwm1Cmpc
        zvs_T1 = dutyPU*ePwm1Cmpc*zvs_T_coeff1;
        zvs_Ttotal = zvs_T1 + zvs_T2;
        EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C,
                                    zvs_Ttotal);
        //以下是错位 PWM 周期
        if (zvs_Ttotal < min_period)
        {
            EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE,
                                        EPWM_COUNTER_COMPARE_C, min_period);
        }
        else if (zvs_Ttotal > max_period)
        {
            EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE,
                                        EPWM_COUNTER_COMPARE_C, max_period);
        }
        else if (zvs_Ttotal < max_period && zvs_Ttotal > min_period)
        {
            EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE,
                                        EPWM_COUNTER_COMPARE_C, zvs_Ttotal);
        }
        ePwm1Cmpc = EPWM_getCounterCompareValue(EPWM1_BASE,
                                                EPWM_COUNTER_COMPARE_C);
        EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE, ePwm1Cmpc);
        //为 zvs 和谷底开关的选择添加 EPWM7
        EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM7_BASE, ePwm1Cmpc);
        //FORCE_ZVS
        if (quadrant_flag == 1)
        {
            zvs_Resonant_T = 130;
        }
        //CLEAR_FLAG
        else
        {
            zvs Resonant_T = 115;
            //清除跳闸区标志
            EPWM_clearTripZoneFlag(EPWM7_BASE, EPWM_TZ_FLAG_DCAEVT2);
        }
    }
}
}
ePwm1Cmpc = EPWM_getCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_C);
//EPWM3、EPWM4 与 EPWM1 同步以进行过采样//EPWM3/4 周期 = 0.5 * EPWM1 周期
EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM3_BASE, ePwm1Cmpc/2);
EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM4_BASE, ePwm1Cmpc/2);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM3_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A, ePwm1Cmpc/4);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM4_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A, ePwm1Cmpc/4);
//更新通道 A//CMPC 用于加载 DCCAP 或周期寄存器值。//这样便可将错位的频率值用于计算占空比。//DCCAP 寄存器值表示
得到的 PWM 周期//使用谷底开关期间
ePwm1Cmpa = ePwm1Cmpc - ePwm1Cmpc*dutyPU;
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A, ePwm1Cmpa);
//更新通道 B
ePwm1Cmpb = ePwm1Cmpc*dutyPU;
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_B, ePwm1Cmpb);
//更新消隐窗口的长度
blankingWindowLength = blankingBuffer+ePwm1Cmpb;
EPWM_setDigitalCompareWindowLength(EPWM1_BASE, blankingWindowLength);
//更新消隐窗口的长度
EPWM_setDigitalCompareWindowLength(EPWM7_BASE, blankingWindowLength);
}

```

7 试验结果

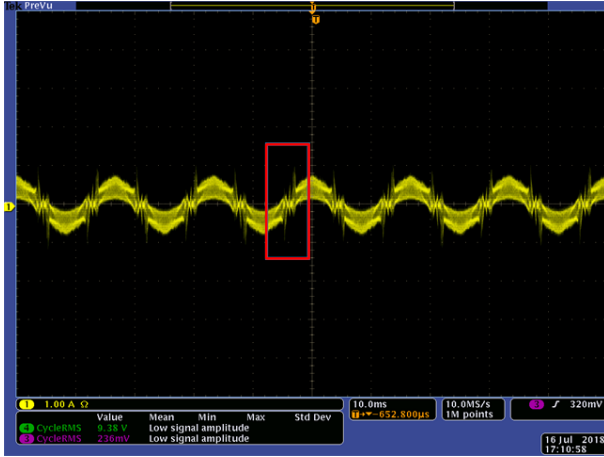


图 7-1. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：在不采用优化的 ZVS (含谷底跳跃) 和固定频率控制方法的情况下，零交叉点附近发生高电流失真

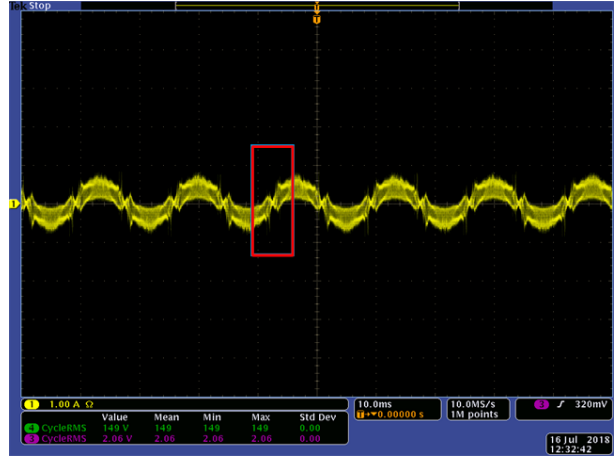


图 7-2. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：采用优化的 ZVS (含谷底跳跃) 和固定频率控制方法后，零交叉点附近发生低电流失真

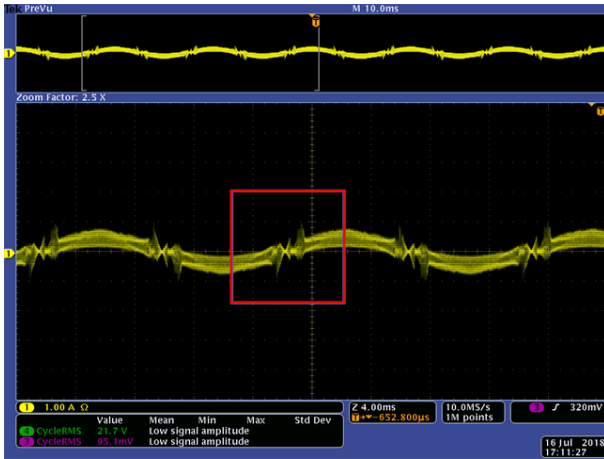


图 7-3. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：放大 (a) 的电流失真

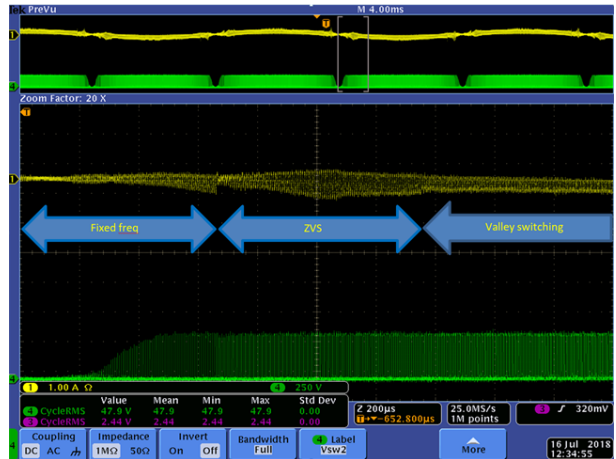


图 7-4. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：放大零交叉点附近的输入电流以显示控制逻辑

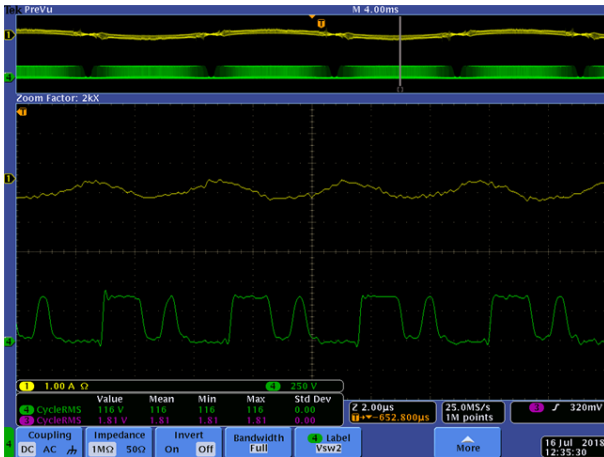


图 7-5. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：采用谷底开关和谷底跳跃方法的 Vds 波形

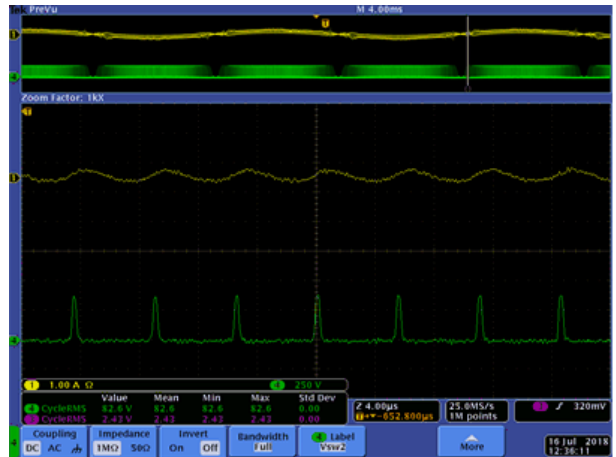


图 7-6. 120V 输入，380V 输出，40W 输出：采用固定频率控制方法的 Vds 波形

图 7-1 图 7-2、图 7-3 和 中的一些测试结果验证了在实施增强型控制解决方案后性能得到提升。图 7-7 图 7-8 和 所示为在低压线条件下使用传统的恒定频率控制 (150kHz)、谷底开关和增强型控制解决方案时的 THD 和效率。结果表明，与恒定频率控制相比，THD 在某一时刻降低 15%，且在增加优化的 ZVS 和固定频率控制后进一步降低。在负载为 5% (37.5W/750W) 的情况下，THD 接近 5。图 7-9 图 7-10 基于 到 ，在高压线和低压线条件下，效率和 THD 均得到改善。

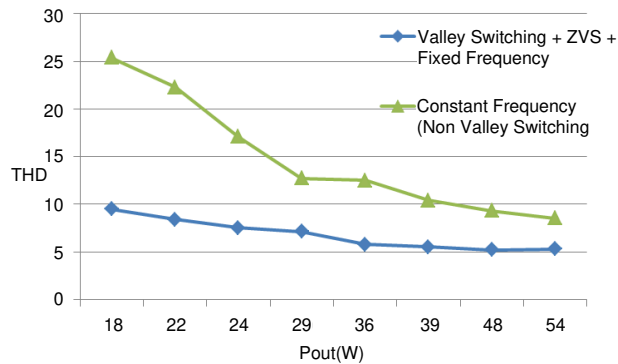


图 7-7. 输入电压 120V，输出电压 380V : THD

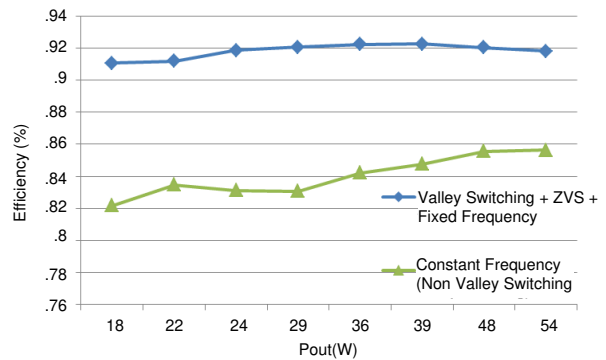


图 7-8. 输入电压 120V，输出电压 380V : 效率

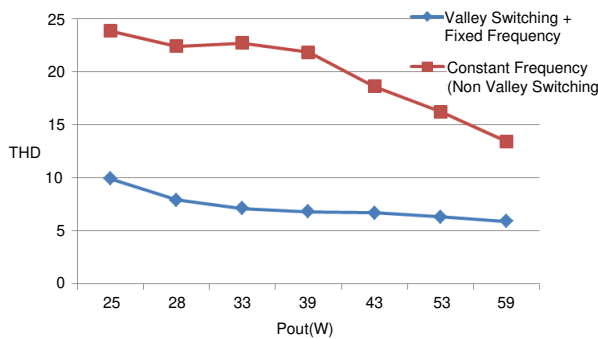


图 7-9. 输入电压 220V，输出电压 380V : THD

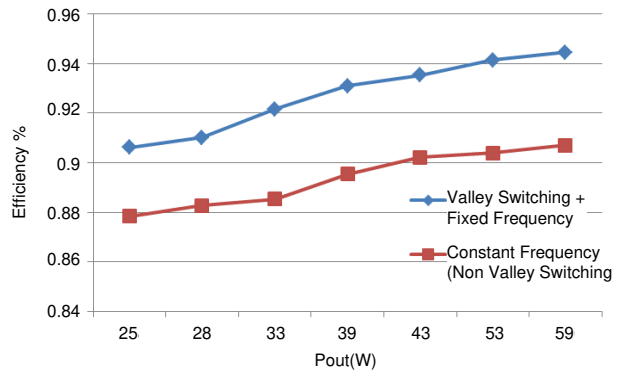


图 7-10. 输入电压 220V，输出电压 380V : 效率

8 总结

本文介绍了谷底开关技术以及如何配置 PWM 模块以在轻负载条件下实现该技术。文中提出了一种数控优化解决方案，可在不使用任何复杂的外部逻辑电路的情况下提高轻负载的性能，尤其是升压 PFC 转换器的效率和 THD。该优化方法将数字控制器可编程谷底开关功能和升压 PFC 转换器的数学模型相结合，以轻松实现谷底开关和 ZVS。通过谷底跳跃使开关频率保持在相对较低的值，从而获得更高的轻负载效率。瞬时输入电压非常低时，采用增强的固定频率控制方法来消除电流失真。实验结果表明，输入电流的轻负载 THD 和效率均得到改善。该方法已通过由德州仪器 (TI) C2000 微控制器控制 750W 交错式升压 PFC 板得到了验证。

9 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (November 2018) to Revision A (April 2021)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式。.....	2

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司