

新型相移谐振 PWM 控制器 UCC3895 及其应用

王永强

(华菱集团涟钢薄板有限公司, 湖南 娄底 417009)

摘要: UCC3895 是一种新型的相移谐振 DC/DC 变换 PWM 控制器, 它保留了 UC3875 和 UC3879 的功能, 增加了自适应延迟时间设置及其他增强的逻辑功能, 且采用 BCDMOS 工艺制造, 使得整体性能优于 UC3875 和 UC3879, 是未来 DC/DC 变换器的一种较理想的控制芯片。介绍了 UCC3895 的性能及应用中需注意的特点。

关键词: 相移谐振; PWM 控制; DC/DC 变换器

A Novel Phase Shift PWM Controller UCC3895 and Its Application

WANG Yong-Qiang

(Liangang Sheet Metal Co Ltd, Hualin Group, Loudi Hunan 417009, China)

Abstract: UCC3895 is a advanced phase shift PWM controller. It maintains the function of the UC3875 and UC3879, and it improves on that controller family with additional features such as enhanced control logic and adaptive delay set, and is built in BCDMOS. UCC3895 is a perfect PWM controller for the future DC/DC converter. The features and the application notices of UCC3895 are introduced.

Keywords: phase shift resonant; PWM controller; DC/DC converter

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 0219-2713(2005)06-0039-05

0 引言

全桥相移谐振 ZVS 变换器是实现几十到几千 W 高效 DC/DC 变换的理想变换器, 它具有主电路拓扑简单, 器件少, 主开关管实现 ZVS 等优点, 从而得到了广泛的应用^[4]。全桥相移谐振 ZVS 变换器的控制芯片常采用 TI 公司的 UC3875 或 UC3879。但 UC3875 实现峰值电流控制不方便, UC3879 内部误差放大器同相输入端不外接, 使用也不便。而 TI 公司新推出的 UCC3895^[1]改进了这些缺点, 且增加了自适应延迟时间设置及其他增强的逻辑功能, 并采用 BCDMOS 工艺制造, 使得整体性能优于 UC3875 和 UC3879, 是未来 DC/DC 变换器的一种较理想的控制芯片。本文介绍了 UCC3895 的性能及应用中需注意的特点。

1 UCC3895 功能及性能特点

图 1 给出了 UCC3895 内部功能框图。下面介绍各管脚功能。

ADS 自适应延迟时间设置。该功能可设置最大和最小输出延迟死区时间之比值。当 ADS 直接接到脚 CS 时, 延迟时间没有改变。当 ADS 接地时, 延迟时间校正达到最大, 此时, CS = 0 时的延迟时间是 CS = 2.0V (峰值电流限制值) 时延迟时间的 4 倍。当 ADS 接到 CS 和 GND 之间的电阻分压器输出时 (见图 2), $V_{CS} - V_{ADS}$ 项减小, 使 V_{DEL} 电压也减小, 这将减小死区调节量。ADS 按式 (1) 改变延迟脚 DELAB 和 DELCD 输出电压值。

$$V_{DEL} = [0.75(V_{CS} - V_{ADS})] + 0.5V \quad (1)$$

式中: V_{CS} 和 V_{ADS} 单位为 V, V_{ADS} 必须限制在 0V 到 2.5V 且必须小于等于 V_{CS} 。

DELAB 和 DELCD 也将被箝位到最小 0.5V。

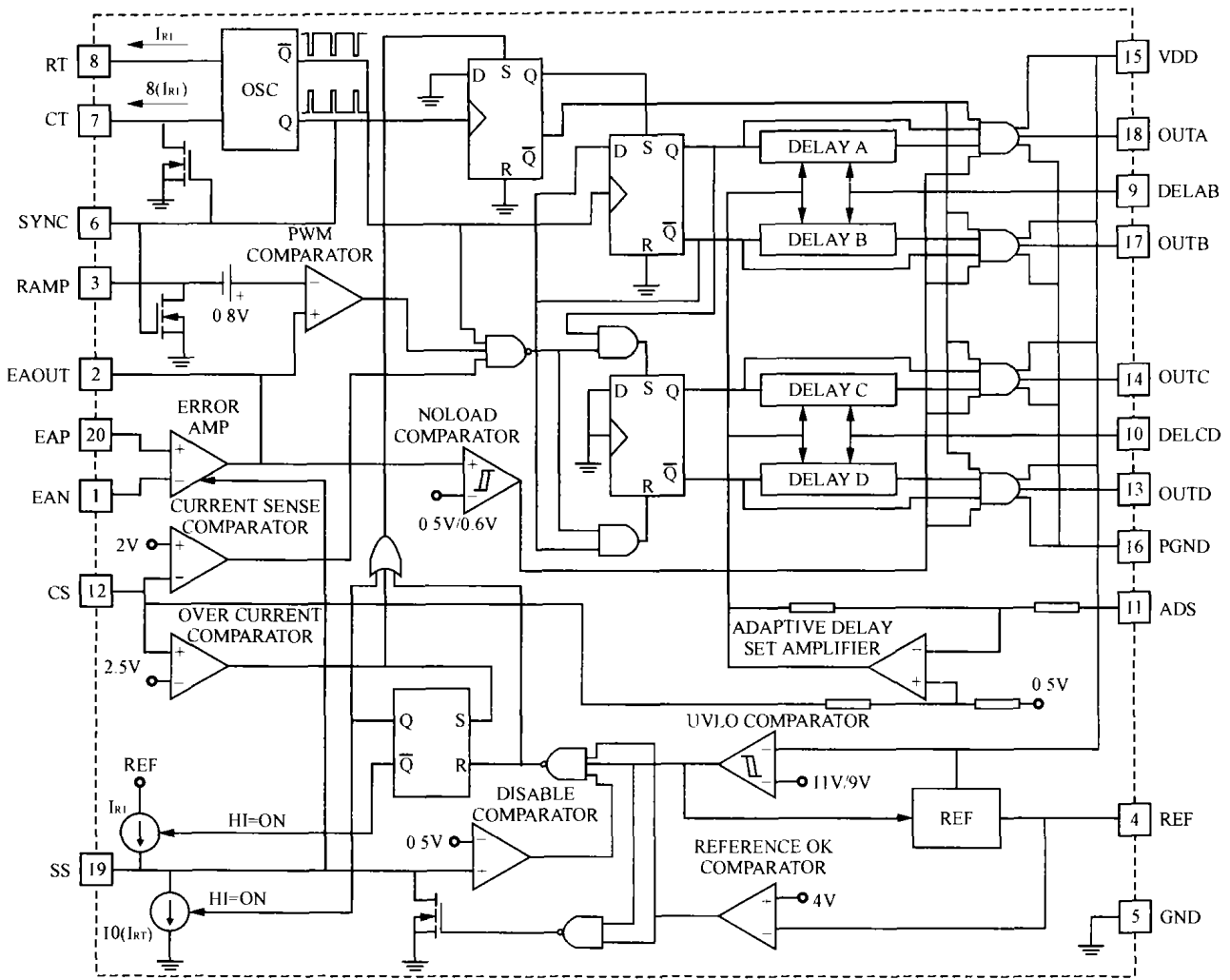


图 1 UCC3895 功能框图

EAOUT 误差放大输出。在内部接到 PWM 比较器的正输入端及无载比较器。EAOUT 在内部被箝位到软启动电压。当 EAOUT 低于 500mV 时无载比较器关闭 PWM 输出，当 EAOUT 高于 600mV 时启动 PWM 输出。

CT 接振荡定时电容。振荡器通过一个编程的电流对 C_T 充电， C_T 上波形为锯齿波，峰值约 2.35V。振荡周期近似由式(2)估算。

$$t_{osc} = \frac{5R_T C_T}{48} + 120ns \quad (2)$$

式中： C_T 单位为 F， R_T 单位为 Ω ， t_{osc} 单位为 s。 C_T 可从 100pF 到 880pF。

当 C_T 过大而 R_T 过小时会导致振荡下降时间过长，SYNC 脉宽变大，限制了移相范围并使输出脉宽受到限制。

CS 电流测量。内部接到电流测量比较器负输入端和过流比较器正输入端以及 ADS 放大器。电流测量信号用于实现峰值电流模式控制中的逐

周期限流，及过流关闭输出脉冲保护。过流关闭输出脉冲会导致一个重新软启动过程。

DELAB、DELCD 互补输出管死区延时设置。DELAB 设置 OUTA 和 OUTB 之间的开关死区，DELCD 设置 OUTC 和 OUTD 之间的开关死区。UCC3895 允许选择延时时间，外部功率器件的谐振开关发生在该延时时间内。两桥臂允许不同的延时时间以适应谐振电容充电电流的不同。延时时间由式(3)决定。

$$t_{DELAY} = \frac{(25 \times 10^{-12}) R_{DEL}}{V_{DEL}} + 25ns \quad (3)$$

式中： V_{EDL} 单位为 V， R_{DEL} 单位为 Ω ， t_{DELAY} 单位为 s。

DELAB 和 DELCD 可输出最大 1mA 电流，应选择好电阻使输出电流不会超过该值。

图 2 给出了与延时设置有关的电阻接线方法。

图 3 给出了死区延时时间与电流测量端 (CS)

电压的关系。

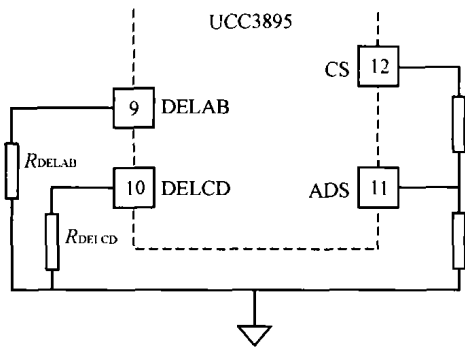


图2 延时时间设置电阻接线

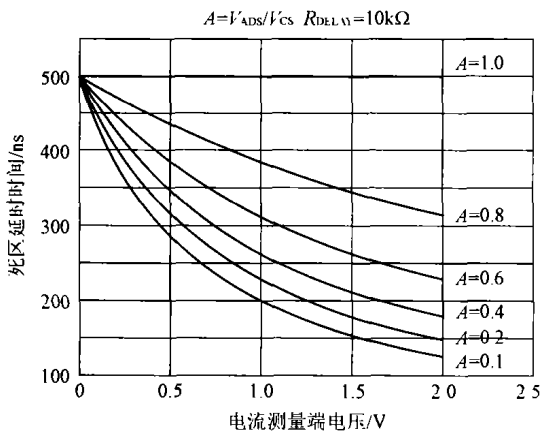


图3 死区延时时间与电流测量端(CS)电压的关系

- EAP 误差放大器的正输入端。
- EAN 误差放大器的负输入端。
- GND 芯片内除输出电路外所有电路的地。

OUTA, OUTB, OUTC, OUTD 4个100mA的互补输出 MOS 驱动信号。OUTA 和 OUTB 互补, 驱动外部功率电路的一个桥臂功率开关, 它们工作在接近 50% 的占空比及一半的振荡频率。OUTC 和 OUTD 与 OUTA 和 OUTB 特性相同, 驱动外部功率电路的另一个桥臂功率开关。OUTC 相对于 OUTA 移相, OUTD 相对于 OUTB 移相。

PGND 输出电路地。为使输出开关干扰远离关键的模拟电路, UCC3895 设置了两个不同的地。PGND 是为大电流输出端设置的, GND 和 PGND 必须在离芯片较远处接在一起, 另外, 由于 PGND 有较大电流, 回路杂散电感必须小。

RAMP PWM 比较器的反相输入端。该端输入电压和平均电流模式控制时的 CT 信号, 或峰值

电流模式控制下的电流信号(带斜坡补偿)。RAMP 端在内部有一个放电晶体管, 在振荡死区时间导通放电。

RT 外接振荡定时电阻。UCC3895 内的振荡器通过对外部定时电容充放电来工作, 充电电流固定且由 R_T 决定。

$$I_{RT} = 3.0V / R_T \quad (4)$$

式中: R_T 单位为 Ω , I_{RT} 单位为 A。 R_T 的阻值范围 40 ~ 120k Ω 。

软启动充电和放电电流也由 R_T 决定。

SS/DISB 软启动和禁止端。其中禁止模式即芯片输出的快速关闭, 或在外部强制 SS/DISB 低于 0.5V, 外部强制 REF 低于 4V, V_{DD} 低到 UNLO 设定值之下时, 或在发生过流故障(CS = 2.5V) 时启动。

在 REF 低于 4V 或 UNLO 情况发生时, SS/DISB 被内部 MOSFET 拉低到地, 如果是发生过流, SS/DISB 吸入 10 倍 I_{RT} 电流直到 SS/DISB 低于 0.5V。需注意的是当 SS/DISB 由外部强制到低于 0.5V 时, 该端将开始输出 I_{RT} 的电流。

软启动模式即故障过后, V_{DD} 大于启动设定值, 且/或 SS/DISB 低于 0.5V, SS/DISB 将切换到软启动模式, 该端开始输出 I_{RT} 电流。用户选定的软启动电容器将决定软启动速度。该电容并联一个电阻可限制 SS/DISB 上的最大电压。要注意, 在软启动、软关闭及关闭状态, SS/DISB 都将 EAOUT 的电压箝位到 SS/DISB 的电压大小。

SYNC 同步信号。振荡器同步, 双向端口。当作为输出端时, SYNC 可作为时钟使用(与芯片内部时钟相同)。当作为输入端时, SYNC 将取代芯片内部振荡器而作为芯片时钟。这种双向特性可用于多台电源的同步。SYNC 信号也使得 C_T 电容及其他接于 RAMP 端的滤波电容自动放电。在 SYNC 与 GND 之间接 3.9k Ω 电阻可减小同步信号脉宽。

VDD 电源。VDD 需通过一个 1.0 μ F 的低 ESR 和低 ESL 电容滤波。

REF 5V, $\pm 1.2\%$ 精度的电源。为内部电路提供电源, 也可为外部电路提供 5mA 电流。低压闭锁时该电源被关闭。需通过一个 0.1 μ F 的低 ESR 和低 ESL 电容滤波。

2 不对称输出脉冲及处理

在某些应用中,OUTC 和 OUTD 会出现不对称脉宽的脉冲。这种情况在 UCC3895 使用电流模式控制且在轻载或启动过程中出现。当 UCC3895 误差放大器输出约 0.875V 时, PWM 比较器的输出会按 RAMP 端较平的斜坡信号发生变化。RAMP 端信号是电流信号与斜坡补偿信号相加的信号,在轻载时斜坡会变平,使得 PWM 比较器的反相端电压大约为 0.8V。由于 PWM 比较器正负输入端电压完全接近,使得 PWM 比较器输出不稳定,从而使得 OUTC 和 OUTD 输出不对称脉宽的脉冲。OUTA 和 OUTB 由于是从内部时钟直接驱动输出,因而不会出现这种现象。图 4 给出了不对称脉宽的脉冲波形^[21]。

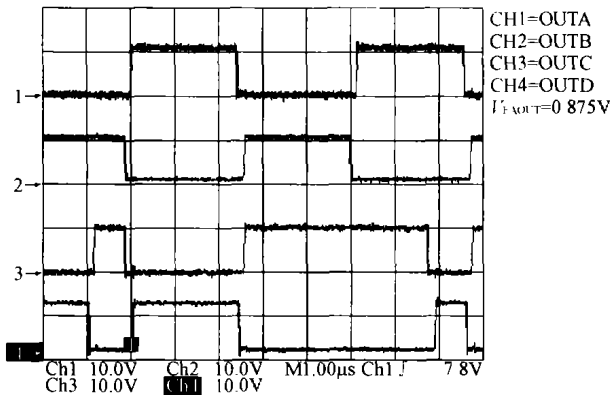


图 4 不对称脉宽的脉冲波形

图 5 给出了电流模式控制的典型接线图。T₁ 为电流互感器, D₁ 和 R₁ 测量负载电流, R₃ 和 C₂ 对开通尖峰信号滤波。

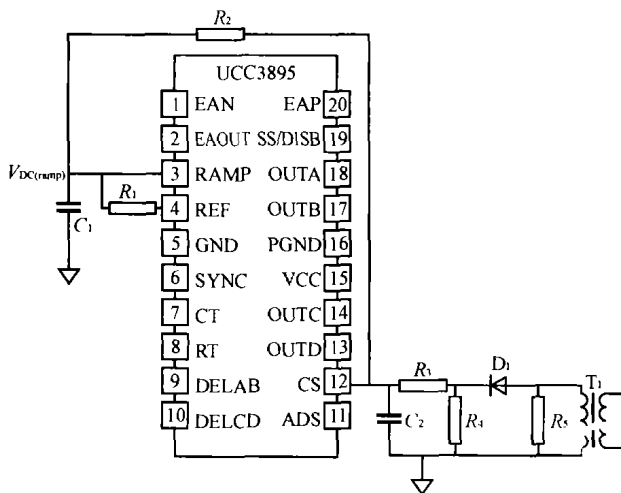


图 5 不对称脉宽输出脉冲解决方法

UCC3895 内部有一个下拉 RAMP 信号的 MOSFET, 该 MOSFET 的门极由 SYNC 信号驱动。通过对 RAMP 信号引入一个直流偏置电压, 该偏置电压结合 C₁ 的充电和放电过程可在电源启动过程中或轻载时制造出一个更好的斜坡信号。1V 的直流偏置电压足够, 可按式(5)确定 R₁ 阻值。

$$R_1 = \left(\frac{V_{REF}}{V_{DC(ramp)}} - 1 \right) \times (R_2 + R_3 + R_4) \quad (5)$$

3 基于 UCC3895 的 1kW DC/DC 变换器

图 6 给出了使用 UCC3895 实现 DC 48 ~ 3.3V/15A 变换的电源原理图^[3]。图中采用了峰值电流模式控制, 可在较大负载范围内实现全桥开关管的 ZVS。ZVS 过程通过开关管的寄生电容、变压器漏感及一个附加谐振电感实现。使用 UCC3895 实现几百到几千 kW 功率的 DC/DC 变换器时可参考该原理图中的相关电路。

4 结语

UCC3895 具有比 UC3875 和 UC3879 更增强的多项功能, 是相移谐振全桥变换器理想的 PWM 控制芯片, 将会在今后 DC/DC 变换器中得到极广泛的应用。

参考文献

- [1] UCC 3895: BiCMOS Advanced Phase Shift PWM Comparator[R]. Texas Instruments Company Application Report SLUS157B, Jan. 2001.
- [2] UCC 3895, OUTC / OUTD Asymmetric Duty Cycle Operation[R]. Texas Instruments Company Application Report SLUA275, Sept. 2002.
- [3] UCC3895 Phase Shift PWM Controller EVM Kit Setup and Usage[Z]. Texas Instruments Company User Guide SLUU069A, Sept. 2000.
- [4] Balogh L, Design Review: 100W, 400kHz, DC/DC Converter with Current Doubler Synchronous Rectification Achieves 92% Efficiency[Z]. Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, Unitrode Corporation, 1996, Topic 2.

作者简介

王永强(1971-),男,学士,华菱集团涟钢薄板有限责任公司从事企业管理工作。

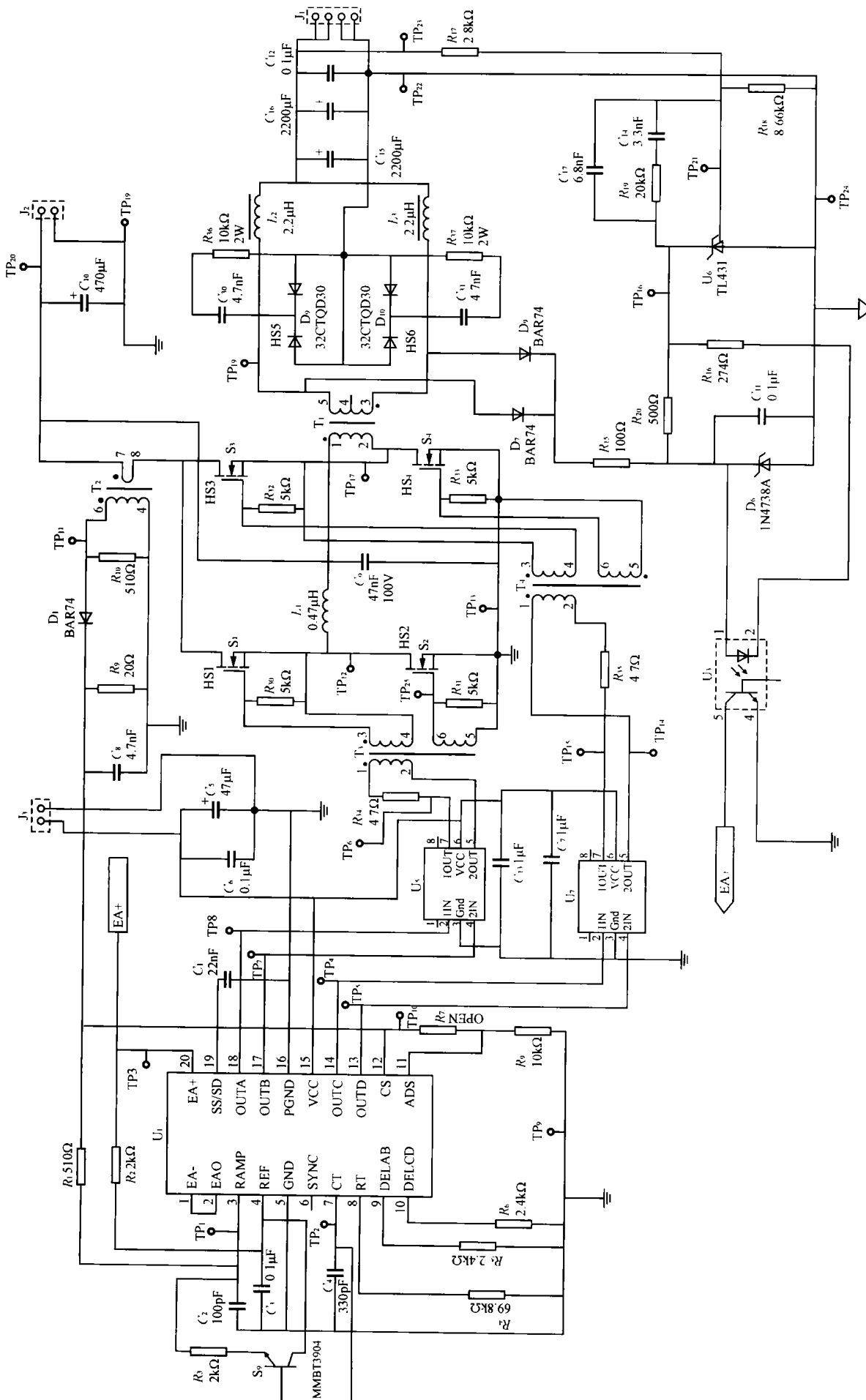


图 6 使用 UCC3895 的 DC 48V ~ 3.3V/15A 的变换器原理图