



第三章 无桥 Boost PFC 电路控制方案设计

无桥 Boost PFC 电路在效率方面的优势决定了其研究价值。如何选择适合无桥 Boost PFC 拓扑的控制方式及设计完善的控制电路是该拓扑在实际应用中需要解决的问题。首先回顾无桥 Boost PFC 电路控制设计中会遇到的难点及先前的一些控制方案。

3.1 无桥 Boost PFC 电路控制难点及方案回顾

传统连续电流模式控制一般采用基于乘法器的平均电流控制方法，例如典型的 UC3584 芯片。这种控制方法需要两个检测量：输入线电压整流后正弦半波电压参考和电感电流检测信号参考。如图 3-1 所示，传统 Boost PFC 电路中这两个量都比较容易获取。输入正弦半波电压参考可直接在整流桥后采样，电感电流信号可以使用图 3-1a 中的采样电阻检测方式，也可以使用图 3-1b 中电流互感器采样方式。前者采样电阻的损耗较大，适用于中小功率应用场合。后者电流互感器采样损耗很小，适用于大功率应用场合。

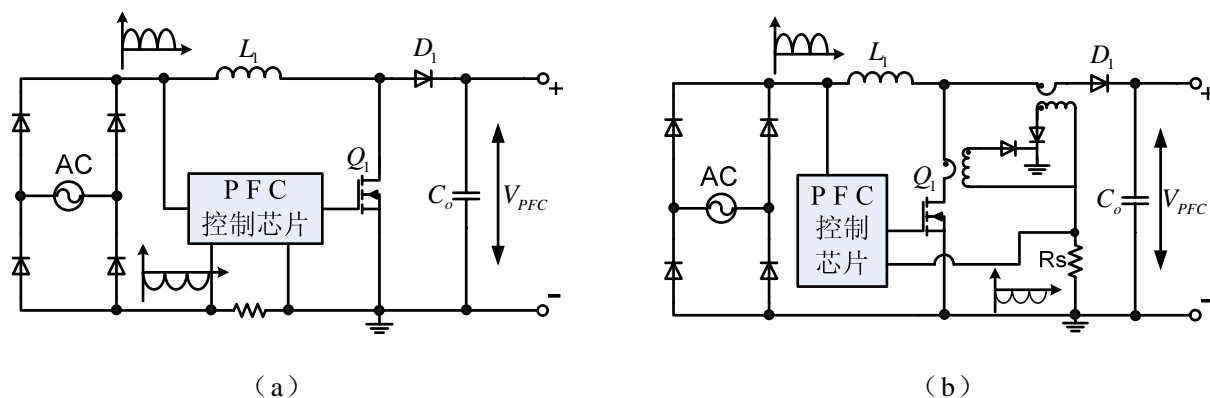


图 3-1 传统 Boost PFC 输入线电压及电感电流采样方式
(a) 电阻采样电感电流；(b) 电流互感器采样电感电流

Fig.3-1 Input voltage sensing and inductor current sensing methods of Conventional Boost PFC.

(a) Current sense resistor; (b) Current sense transform

但是在无桥 Boost PFC 电路中由于没有整流桥的存在，线电压整流后正弦半波电压参考就无法直接采样。同理由于无桥 Boost PFC 电感电流的方向是以两倍工频周期不断变化的，如何得控制芯片所需的电感电流信号也是需要解决的问题。下面就简单回顾以往的无桥 Boost PFC 电路控制方案。

最初 Rockwell 公司提出无桥 Boost PFC 拓扑时采用了图 3-2 中的方法来控制无桥 Boost PFC 电路^[3]。PFC 控制方法也是典型的基于乘法器的平均电流模式控

制，其中线电压采样是通过整流桥 B1 对输入网压整流后分压获取，这种方法增加了一个整流桥，会引起损耗及增加成本。电感电流检测使用了电流互感器采样方法，电流互感器获得的电感电流信号需要再经过 B2 整流后才能提供给控制电路使用。由此可见这种无桥 Boost PFC 控制信号的采样方式相当复杂而且不成熟。

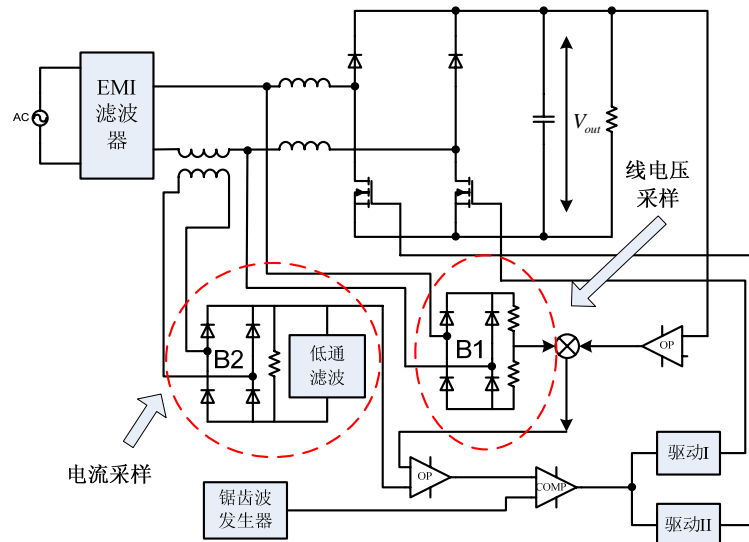


图 3-2 Rockwell 公司提出的无桥 Boost PFC 控制方法

Fig.3-2 Control method for Bridgeless Boost PFC provided by Rockwell

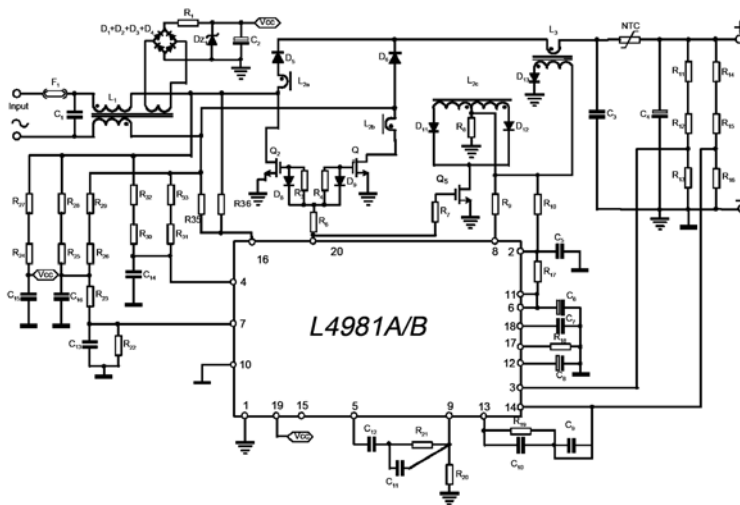


图 3-3 使用 L4981 控制的无桥 Boost PFC 电路

Fig.3-3 Bridgeless Boost PFC based on L4981 controller

2002 年 ST 公司尝试将 L4981PFC 控制芯片使用在无桥 Boost PFC 拓扑中。不过 L4981 依然是一种传统的基于乘法器的 PFC 控制芯片，文献[6]中给出了如图 3-3 的电路设计图。其中输入线电压采样使用了复杂的“电流镜”电路。电感电流的采样使用了两个电流互感器分别检测开关管电流和二极管电流，组合后还原电感电流。检测开关管电流的电流互感器副边绕组使用了一种中心抽头的输出方式，能够适用于无桥 Boost PFC 这种特殊的结构。该种检测方法降低了损耗，控

制效果理想，是一种比较好的无桥 Boost PFC 电感电流检测解决方案。具体工作原理将在后续章节中详述。

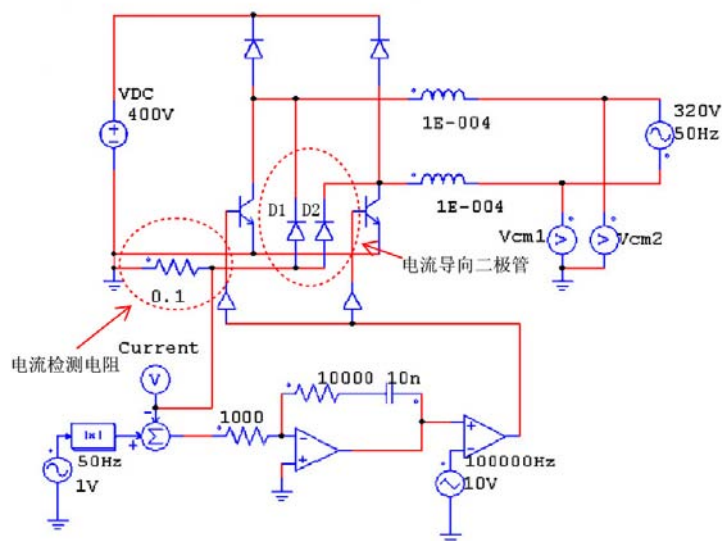


图 3-4 Tyco 公司无桥 Boost PFC 拓扑控制原理图

Fig.3-4 Bridgeless Boost PFC control schematic introduced by Tyco

2005 年 Tyco 公司在研究无桥 Boost PFC 电路的基础上推出第二代 PFC 模块 flowPFC0-HE 以及 fastPACK0-PFC。文献[7]中给出了图 3-4 所示的无桥 Boost PFC 理论控制图。Tyco 公司采用一种特殊的电阻采样方法来获得电感电流信号，如图所示，使用二极管 D1、D2 将续流电流重新导向即可在串联的电阻上检测到电感电流。该方法可以简单称之为电流导向采样法。这种方法相当简单，电阻采样信号要比电流互感器更精确。但是在电流的路径上添加了一个工频二极管和一个采样电阻，效率明显降低。需要注意的是该图中使用的是无体二极管的 IGBT。若采用 MOSFET 则又需要加入 2 个反串联二极管来阻挡续流电流流过 MOSFET。很明显，电流导向控制方法降低了无桥 Boost PFC 效率上的优势，甚至低于传统 Boost PFC 拓扑，在实际中并无价值。

通过对以往控制方案的回顾可以发现，无桥 Boost PFC 电路的控制方案设计中，如何简单有效的解决输入线电压和电感电流的采样问题是控制的关键。在完善控制方案的同时还要注意不能引起过大的损耗，否则会影响无桥 Boost PFC 电路的效率优势。

3.2 基于单周期控制的无桥 Boost PFC 电路

以往无桥 Boost PFC 控制方案都相当复杂，既要解决传统 PFC 控制芯片所需的输入正弦半波线电压的采样，又要对不断变化方向的电感电流进行检测。所以本文在控制方案设计方面的目标是找到一套简单、可靠的控制方案来简化无桥

Boost PFC 电路的控制复杂性。目前美国加州大学 K.Smedley 教授提出的新型控制技术——单周期控制（One-Cycle Control）已经运用到 PFC 电路设计之中，使用了这种控制技术的功率因数校正芯片也日益成熟。这种使用了单周期控制技术的 PFC 芯片有着结构简单、无需输入线电压采样、周边元件数量少等优点。尤其是无需输入线电压采样的优点对于简化无桥 Boost PFC 的控制电路是相当有意义的。本节首先给出单周期控制的基本概念和原理，然后介绍两种使用了单周期控制技术的 PFC 芯片及特点。

3.2.1 单周期控制 PFC 电路的原理及电路实现

PFC 电路的控制目的是要使得输入电流 i_g 的工频波形（50Hz 或 60Hz）跟随输入电压波形 v_g ，同时又要保持输出电压为 V_o （允许一定纹波）。首先定义 v_{ge} 为输入电压 v_g 的绝对值，即：

$$v_{ge} = \begin{cases} v_g & v_g > 0 \\ -v_g & v_g < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

式中 v_g 为 PFC 电路输入网压的瞬时值。

同样定义 i_{ge} 为输入电流 i_g 的绝对值，即：

$$i_{ge} = \begin{cases} i_g & i_g > 0 \\ -i_g & i_g < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

式中 i_g 为 PFC 电路输入电流的瞬时值。

若控制电路的控制策略满足了输入电流与输入电压成比例且相位一致，整个变换器可以等效为一个电阻 R_e 。则有：

$$v_{ge} = R_e \times i_{ge} \quad (3.3)$$

式中 R_e 为由输入端看过去的 PFC 变换器等效电阻。

对于 Boost 类型的变换器来说，其输入电压、输出电压和开关管占空比之间的关系为：

$$v_{ge} = V_o \times (1-d) \quad (3.4)$$

合并式 (3.3) 和式 (3.4) 可得：

$$R_e \times i_{ge} = V_o \times (1-d) \quad (3.5)$$

定义 R_s 为 PFC 变换器中电流检测电阻。将式 (3.5) 两边同乘以 R_s 并整理可得：

$$R_s \times i_{ge} = \frac{V_o \times R_s}{R_e} \times (1-d) \quad (3.6)$$

令 $V_m = \frac{V_o \times R_s}{R_e}$ ，化简并整理上式得：

$$V_m - i_{ge} R_s = V_m d \quad (3.7)$$

$$\text{或} \quad i_{ge} R_s = V_m \bar{d} \quad (3.8)$$

式 (3.8) 中 $\bar{d} = 1 - d$ 可称之为开关管的关断占空比。上述两式即为单周期控制 PFC 电路最重要的数学模型。 V_m 在理论上是与 V_o 成比例的直流电压，若占空比 d 或 \bar{d} 可以满足式 (3.7) 或式 (3.8)，则可以保证输入电流 i_{ge} 与输入电压 v_{ge} 波形成比例并同相位，以实现 PFC 功能。设变换器的开关周期为 T ，构造单周期控制方程组如下：

$$\text{I} \begin{cases} V1(t) = V_m - i_{ge}(t)R_s \\ V2(t) = \frac{1}{T} \int_0^{dT} V_m d\tau \end{cases} \quad 0 < \tau < T, 0 < t < 2\pi \quad (3.9)$$

或：

$$\text{II} \begin{cases} V1(t) = i_{ge}(t)R_s \\ V2(t) = \frac{1}{T} \int_0^{d\tau} V_m d\tau \end{cases} \quad 0 < \tau < T, 0 < t < 2\pi \quad (3.10)$$

控制方程组有式 (3.9) 和式 (3.10) 两种类型，它们分别对应着控制开关管的开通占空比和控制开关管的关断占空比两种控制方法。在电路实现上最关键的区分就是式 (3.9) 控制方程对应的电路中时钟信号 **CLOCK** 是开关管开通的控制信号，而式 (3.10) 对应的电路中时钟信号 **CLOCK** 是开关管关断的控制信号。所以也将式 (3.9) 表达的控制模式称作“后沿调制”，式 (3.10) 表达的控制模式称作“前沿调制”。由控制方程组可知，只要通过电路实现 $V1(t)$ 和 $V2(t)$ 的比较即可确定占空比 d 和 \bar{d} 。 $V1(t)$ 中的 i_{ge} 可通过采样输入电感电流获得。 $V2(t)$ 中的积分项则由带有复位开关的积分环节 (Integrator with reset) 实现。图 3-5 和图 3-6 分别给出了采用“后沿调制”型单周期控制的无桥 Boost PFC 电路结构和它的关键波形。

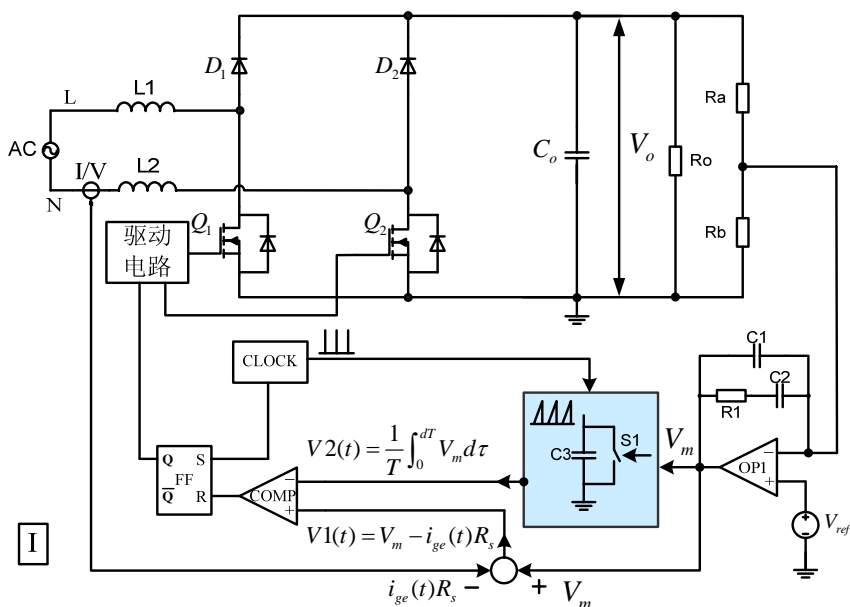


图 3-5 使用“后沿调制”型单周期控制的无桥 Boost PFC 电路

Fig.3-5 Bridgeless Boost PFC circuit using “Trailing edge” mode control

“后沿调制”型单周期控制 PFC 电路框图如下：输出电压 V_o 通过电阻 R_a 和 R_b 分压后接入误差放大器 OP1 反向输入端,通过 PI 调节得到控制电压 V_m 。 V_m 一路与电感电流检测信号 $i_{ge}(t)R_s$ 运算得到 $V1(t)$ ，另一路经过带有复位开关的积分器得到 $V2(t)$ 。之后 $V1(t)$ 与 $V2(t)$ 接入比较器 COMP 进行比较，以确定开关管占空比 d 。

关键波形如图 3-6 所示，一个周期内的工作状态如下所述：首先 t_1 时刻时钟 CLOCK 产生的时钟脉冲通过 RESET 脚将 RS 触发器置位。Q 端输出高电平，通过驱动电路开通开关管。同时由电容 C3 构成的积分器对控制电压 V_m 积分，三角波 $V2(t)$ 开始上升。直到 t_2 时刻 $V2(t)$ 达到 $V1(t)$ 的幅值，比较器 COMP 翻转输出高电平将 RS 触发器复位。Q 端输出低电平开关管关断。直到下一个周期初始 CLOCK 时钟来临 (t_3 时刻) 又开始重复上述过程。

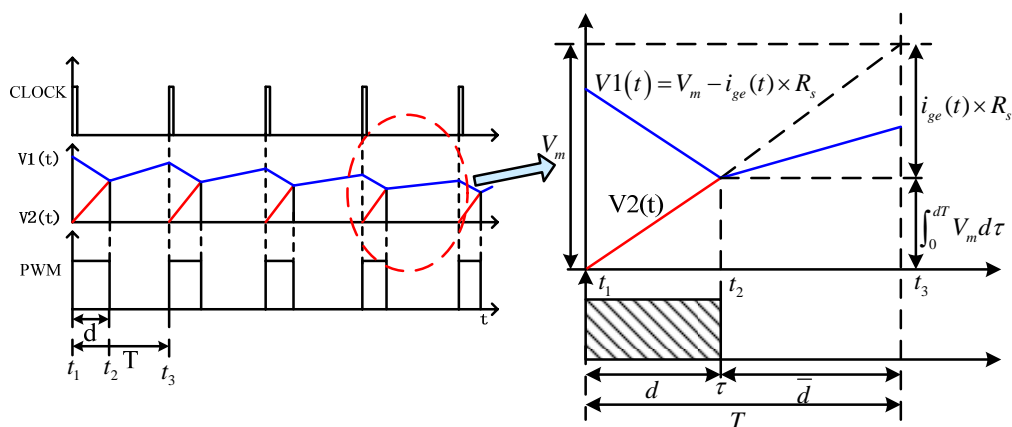


图 3-6 “后沿调制”型单周期控制 PFC 电路波形图

Fig.3-6 Waveforms of “Trailing edge” mode control PFC circuit

图 3-7 与图 3-8 分别给出了采用“前沿调制”型单周期控制的无桥 Boost PFC 电路结构和它的关键波形，其工作模式与“后沿调制”模式本质相同，故不再累述其工作过程。下面对两种工作模式的特点和区别做出说明。

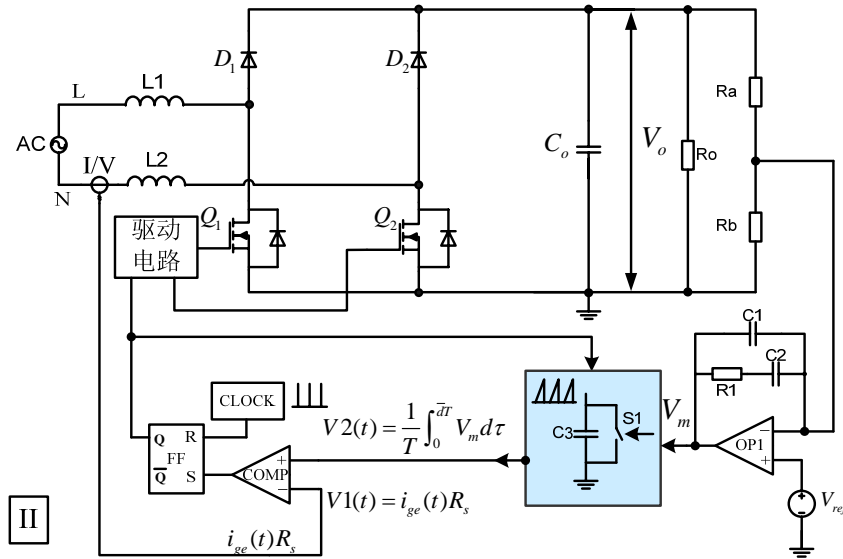


图 3-7 使用“前沿调制”型单周期控制的无桥 Boost PFC 电路

Fig.3-7 Bridgeless Boost PFC circuit using “Leading edge” mode control

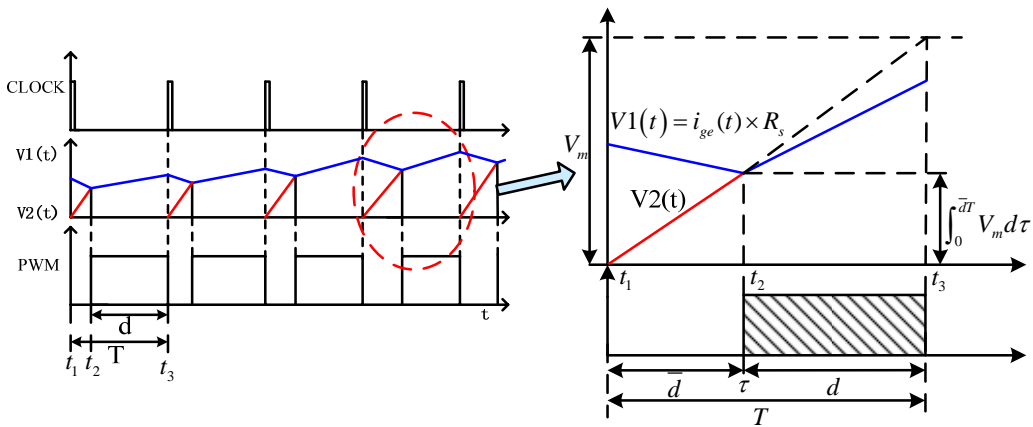


图 3-8 “前沿调制”型单周期控制 PFC 电路波形图

Fig.3-8 Waveforms of “Leading edge” mode control PFC circuit

同大多数普通的 PWM 控制方式一样，“后沿调制”型单周期控制是通过调制开关管的开通占空比 d 来实现所需控制的。这种控制方式中时钟信号 CLOCK 是用来触发开关管驱动的上升沿的，而驱动的下沿触发则是通过决定占空比的比较器输出来控制的。而“前沿调制”型单周期控制模式中 CLOCK 信号决定开关管驱动的下沿，通过调整开通时刻来改变占空比。也可以简单的看作是通过调制开关管的关断占空比 \bar{d} 来达到控制目的。

由两种调制模式的波形图可以看出，“后沿调制”模式中 $V1(t) = V2(t)$ 时对应了电感电流达到了该周期内的最大值，也就是说该种控制模式是一种峰值电流模式

控制。而且只需要开关管的电流参与比较即可确定开通占空比 d 。在对使用了这种“后沿调制”模式单周期控制的 PFC 芯片的介绍中也证实了这种控制模式是一种峰值电流模式控制并只需要采样开关管电流信号。

在“前沿调制”模式中，当电感电流采样信号下降到与 V_m 的积分电压相交时，比较器翻转并触发了开关管驱动的上升沿。这种模式理论上只需要电感电流的下降沿即电路中二极管电流即可确定关断占空比 \bar{d} 。但是实际使用中若只采样二极管电流，则在电路启动时刻图 3-7 中比较器 COMP 的反向输入端将无任何信号，比较器 COMP 的输出一直为高，开关管会持续导通。这将导致 PFC 电感在启动时饱和。所以“前沿调制”型单周期控制 PFC 电路若考虑只采样二极管电流就需要设计一个完善的启动电路。

“前沿调制”型单周期控制对无桥 Boost PFC 是相当有吸引力的。因为若能够完善启动电路，则可在无桥 Boost PFC 的输出直流地上放置一电阻或电流互感器来采样控制所需的二极管电流。大大简化了无桥 Boost PFC 电流采样的复杂程度。不过目前并无适用的控制芯片，日后使用 DSP 实现该种控制将是一个较好的解决方案。

3.2.2 单周期控制 PFC 芯片简介

目前使用了单周期控制技术的功率因数校正芯片只有两种，分别是英飞凌公司 (*Infineon Technologies AG*) 于 2003 年推出的 ICE1PCS01 和 2005 年国际整流器公司 (*International Rectifier*) 推出的 IR1150S。ICE1PCS01 采用了“前沿调制”单周期控制技术，而 IR1150S 采用了“后沿调制”技术。它们均为 8 脚封装，在管脚定义上都极为相似，本节将简单介绍两种芯片的参数及各自的特点。

3.2.2.1 “前沿调制”型单周期控制 PFC 芯片——ICE1PCS01

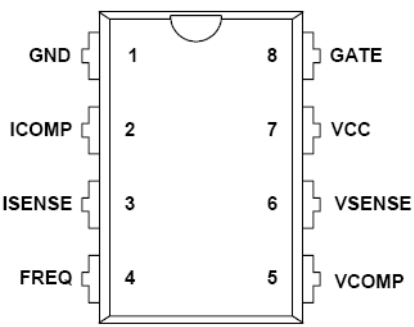
ICE1PCS01 是一种平均电流模式控制的单周期 PFC 芯片。它采用 8 脚封装，比传统的基于乘法器的平均电流模式芯片要简单很多，而且无需输入电压的采样，非常适合无桥 Boost PFC 拓扑使用。以下为 ICE1PCS01 的一些主要特性：

- 85~265V 宽范围线电压输入
- 平均电流模式控制，降低电感电流纹波及 EMI
- 通过调节外置频率设定电阻，工作频率可以设定在 50kHz-250kHz
- 极少的外部元件即可实现功率因数校正功能
- 单周电流峰值限制
- 输出过压、欠压、开路保护等
- 增强性的动态响应
- 可限制启动电流的软启动功能

下面表给出了引脚的功能说明：

表3-1 ICE1PCS01的管脚功能说明

Table 3-1 Pin configuration of ICE1PCS01

		序号	名称	功能说明
		1	GND	芯片接地
		2	ICOMP	电流环补偿
		3	ISENSE	电流检测信号输入
		4	FREQ	工作频率设定
		5	VCOMP	电压环补偿
		6	VSENSE	输出电压采样信号输入端
		7	VCC	芯片供电
		8	GATE	驱动输出

ICE1PCS01的内部结构和图3-7给出的“前沿调制”控制的原理图基本一致，但也有些在实际应用中的改动，下面就对其特点作补充说明：

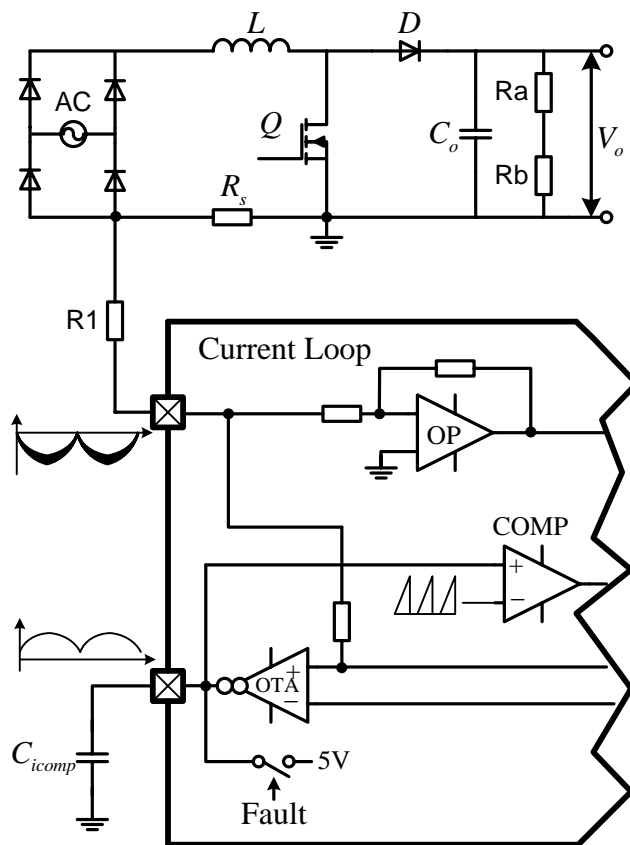


图3-9 ICE1PCS01电流环内部结构

Fig.3-9 Current loop of ICE1PCS01

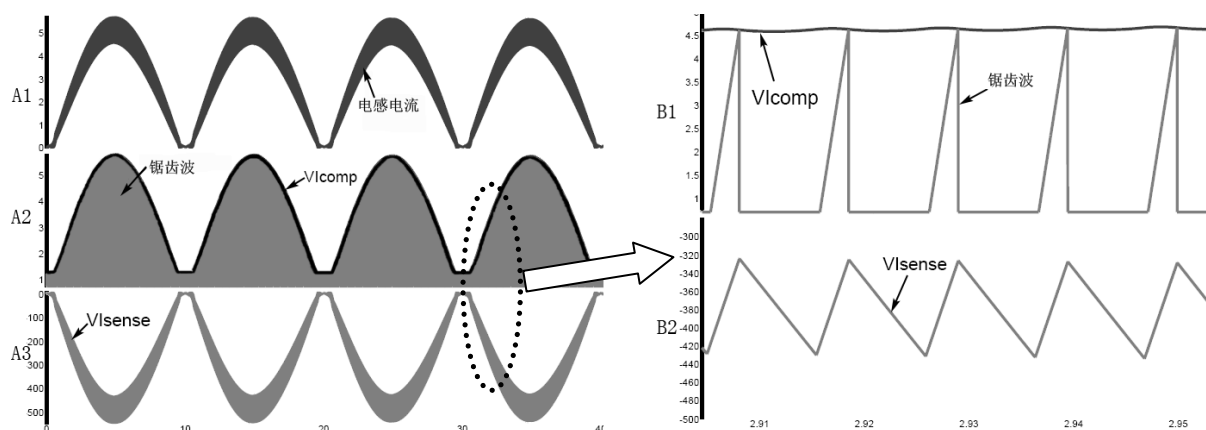


图3-10 ICE1PCS01电流环仿真波形。

A1:电感电流波形, A2: VIcomp与锯齿波, A3: Isense脚电流采样波形

B1: VIcomp与锯齿波细节波形, B2: Isense脚电流采样波形细节

Fig.3-10 Simulation waveforms of ICE1PCS01's current loop

A1: Inductor current; A2: VIcomp and Sawtooth; A3: Waveform of Isense pin

B1: Details of VIcomp and sawtooth; B2: Details of Isense pin waveform

在3.2.1节中给出的“前沿调制”模式单周期PFC控制方式中,用来决定占空比和与锯齿波比较的电感电流采样信号是带有纹波的。而且理论上只使用了电感电流的下降沿。但是ICE1PCS01并不是直接使用这种电感电流采样信号来工作的。如图3-9所示,在PFC电路中电流采样获得的是与电感电流成比例的负电压信号。该电压输入ICE1PCS01的ISENSE脚后接入内部跨导运放OTA的正向输入端,跨导运放OTA和ICOMP脚外接的补偿电容 C_{icomp} 构成电流环滤波环节,将输入ISENSE脚带有纹波、反映电感瞬时电流的负电压信号滤波为一个反映电感平均电流的正向电压信号波形,这个经过处理的电感电流采样值再与 V_m 积分形成的锯齿波进行比较来确定开关管占空比。

图3-10的仿真波形清楚地反映了上述分析过程。ICE1PCS01芯片通过跨导运放OTA和外接的 C_{icomp} 将 $V_{I_{sense}}$ (A3)波形处理后将得到图3-11中的 $V_{i_{comp}}$ 波形,该波形反映的是电感平均电流,所以ICE1PCS01是平均电流控制模式控制的PFC芯片。虽然它使用的是“前沿调制”模式控制,但是需要采样完整的电感电流信号。

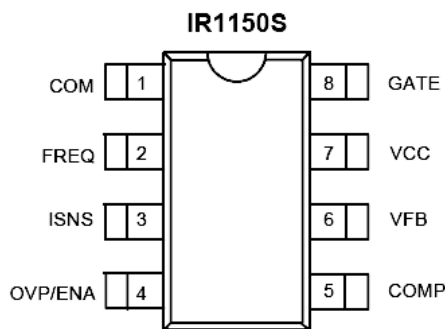
因PFC电路固有的电压环带宽较窄的特性,PFC电路输出电压的动态响应性能较差,ICE1PCS01使用了一种增强性的电压环反馈以改善其动态响应。这个功能是通过监测VSENSE脚的电压来实现的,当VSENSE脚电压的变化幅度超过 $\pm 5\%$,电压环将跳过响应缓慢的VCOMP脚电压,直接通过非线性增益模块(Nonlinear Gain)控制占空比,使得输出电压快速恢复到设定值。非线性增益是一组设定的常量,用来在85~265V输入电压范围内调节电压环的增益及保持环路稳定性。

3.2.2.2 “后沿调制”型单周期 PFC 芯片——IR1150S

表3-2 IR1150S的管脚功能说明

Table 3-2 Pin configuration of IR1150S

序号	名称	功能说明
1	COM	芯片接地
2	FREQ	工作频率设定
3	ISNS	电流检测信号输入
4	OVP/ENA	过压保护/使能端
5	COMP	电压环补偿
6	VFB	输出电压采样信号输入端
7	VCC	芯片供电
8	GATE	驱动输出



IR1150S是IR公司2005年推出的基于“后沿调制”模式的单周期PFC控制芯片。它的原理与3.2.1节介绍的“后沿调制”模式控制完全一致，是一种既可以通过检测电感电流又可以只检测开关管电流来实现PFC功能的峰值电流控制模式的功率因数校正芯片。从表3-2的引脚配置可知该芯片同ICE1PCS01极为相似。由于它使用了“后沿调制”模式的单周期控制方法，其电流环与ICE1PCS01相比较为简单。IR1150S无须电流环补偿，可直接使用简单滤波后的电感电流检测值来工作，图3-11为基于IR1150S芯片的仅采样开关管电流的Boost PFC电路结构图。该芯片还提供了单独的OVP脚来实现输出过压保护，并且通过将OVP脚拉底至0.62V以下，芯片可以进入电流消耗仅为200uA的“休眠模式”。这对于某些大功率电源在轻载时候通过关闭PFC级来减小损耗是非常方便的。

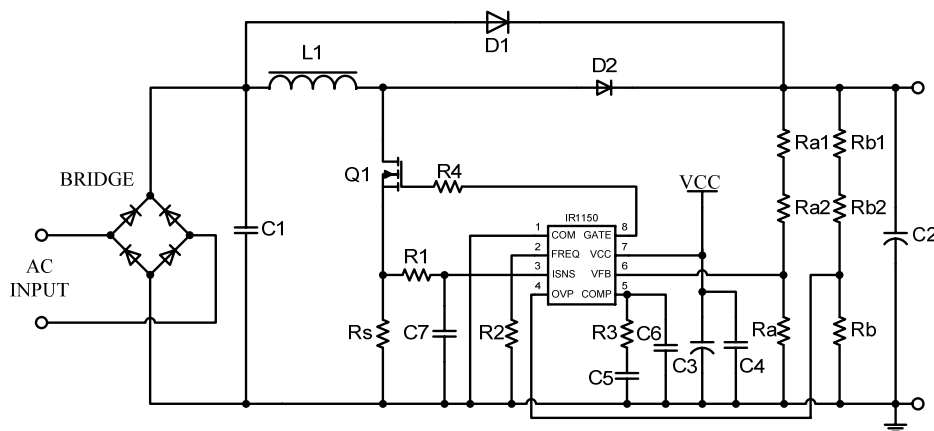


图3-11 IR1150S典型应用电路

Fig.3-11 Application circuit of IR1150S