
Primary side regulated flyback AC-DC

PSR技术

1、PSR技术简介

1.1 传统的次级端反馈的缺点

1.2 PSR技术的优点

1.3 PSR的应用

2、PSR技术的原理

2.1 flyback 变换器的原理

2.2 如何在原边检测输出电压 V_o 和输出电流 I_o

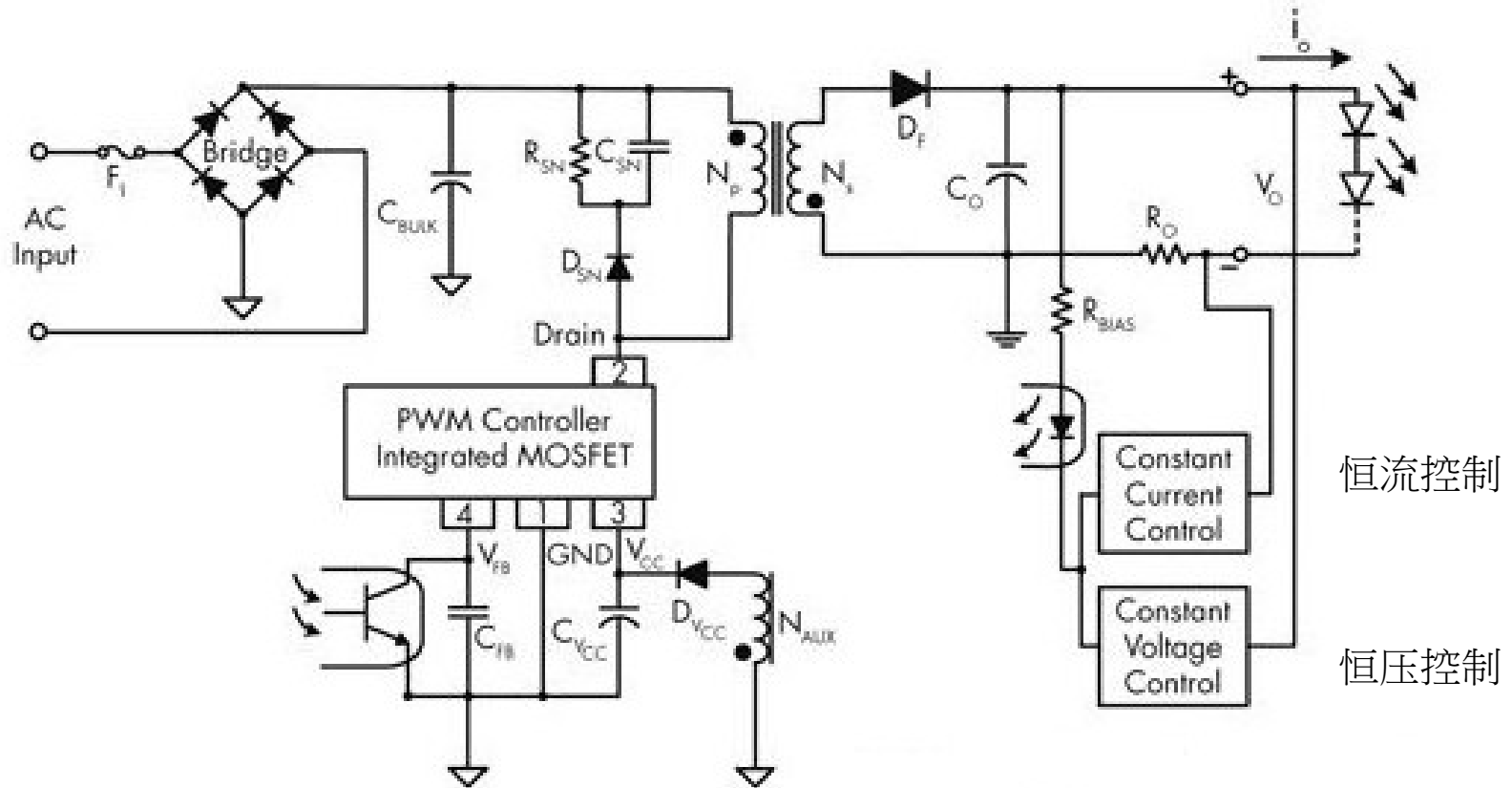
2.3 PSR实现恒压和恒流的原理

2.4 PSR恒压功能和恒流功能之间如何实现切换

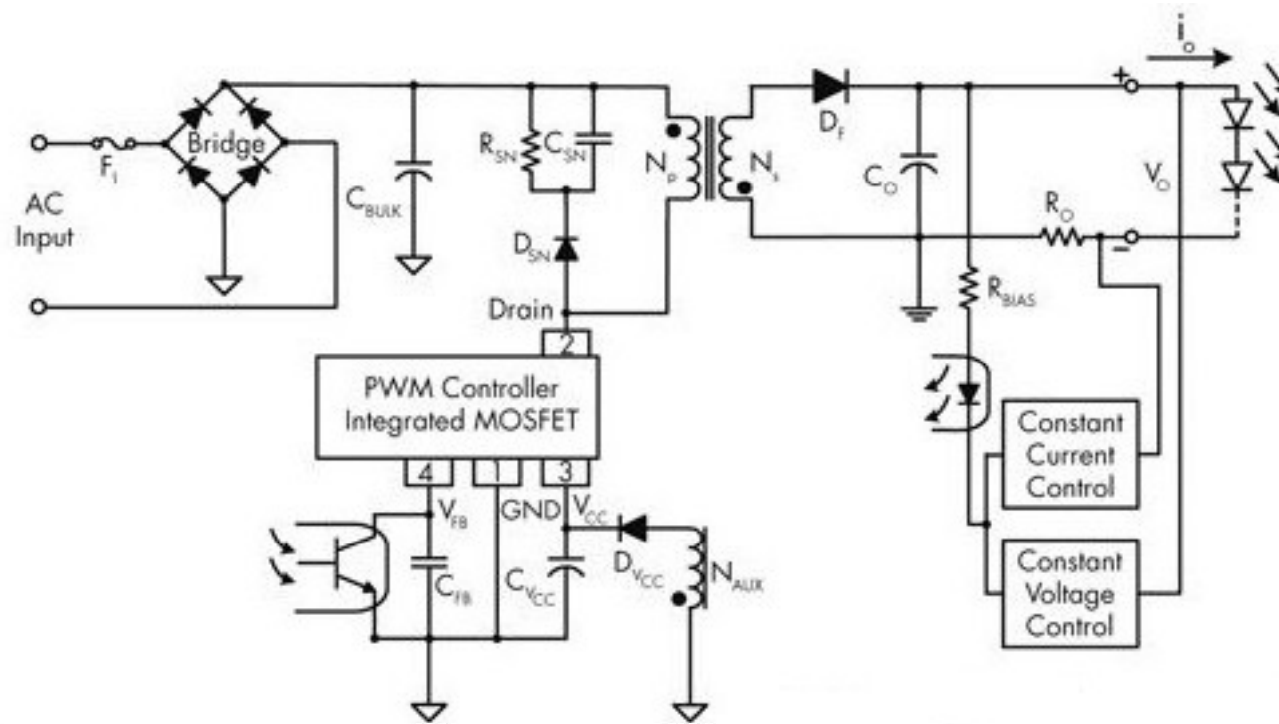
3、PSR的关键技术问题

1、PSR技术简介

1.1 传统的次级端反馈的缺点



采用传统次级端调节反激式转换器



采用传统次级端调节反激式转换器

此方案可提供精确的电压、电流控制，但缺点是：

(1) 组件数目较多，电路板空间 \uparrow ，成本 \uparrow ，可靠性 \downarrow

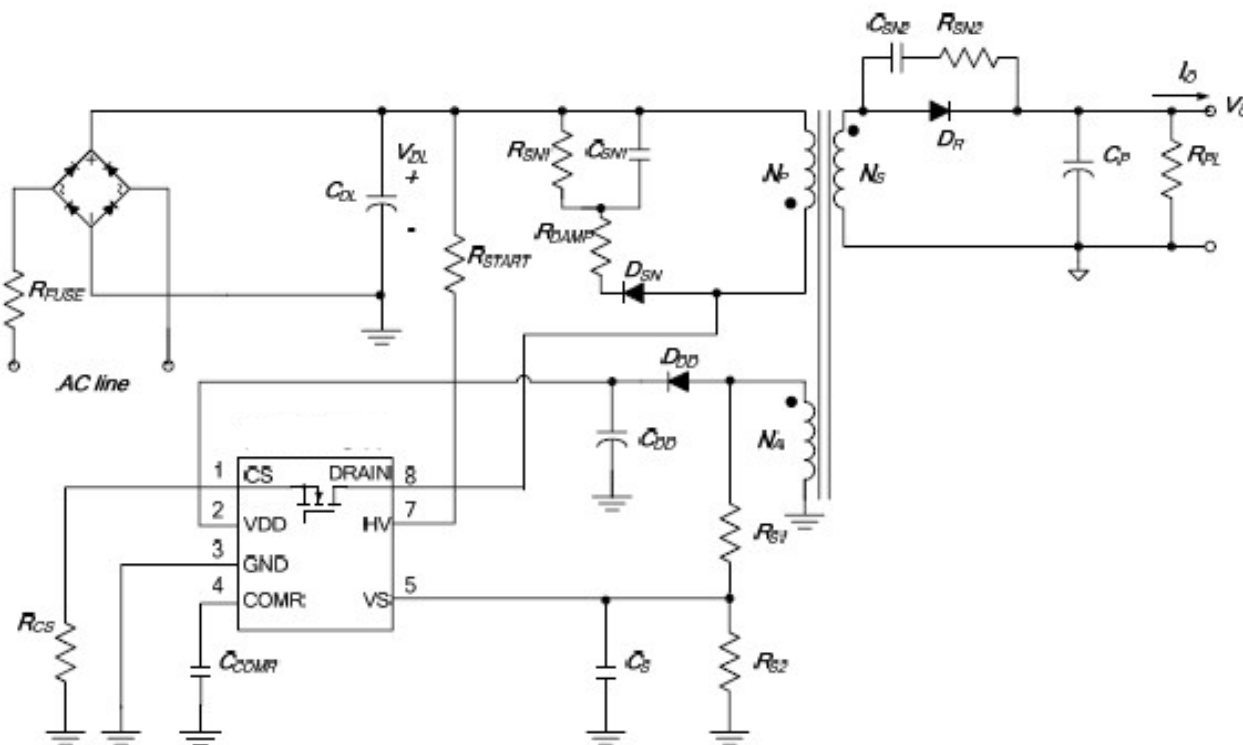
(2) 采样电阻 R_o 增加功耗，效率 \downarrow

(3) 光耦合器不能工作于高温环境下
(Current transfer ratio degradation due to temperature rises)

(4) 光耦合器存在一个低频极点 (20-30kHz)
this low frequency pole complicates the feedback loop design
and limits the crossover frequency

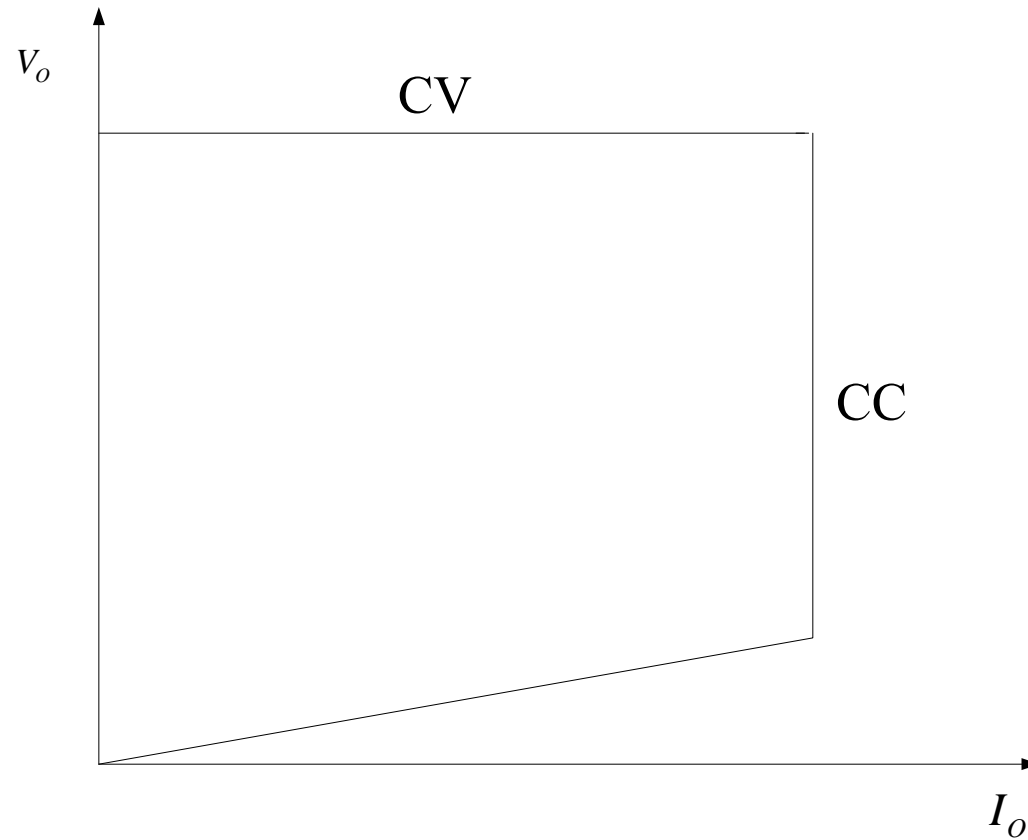
1.2 PSR技术的优点

PSR (Primary-Side-Regulation) : 原边调制



在变压器原边检测输出信息
消除了次级的采样电路
无须使用TL431和光耦合器
减少组件数目, 降低了整体电路的复杂性
更为高效和优化

PSR的典型输出特性曲线



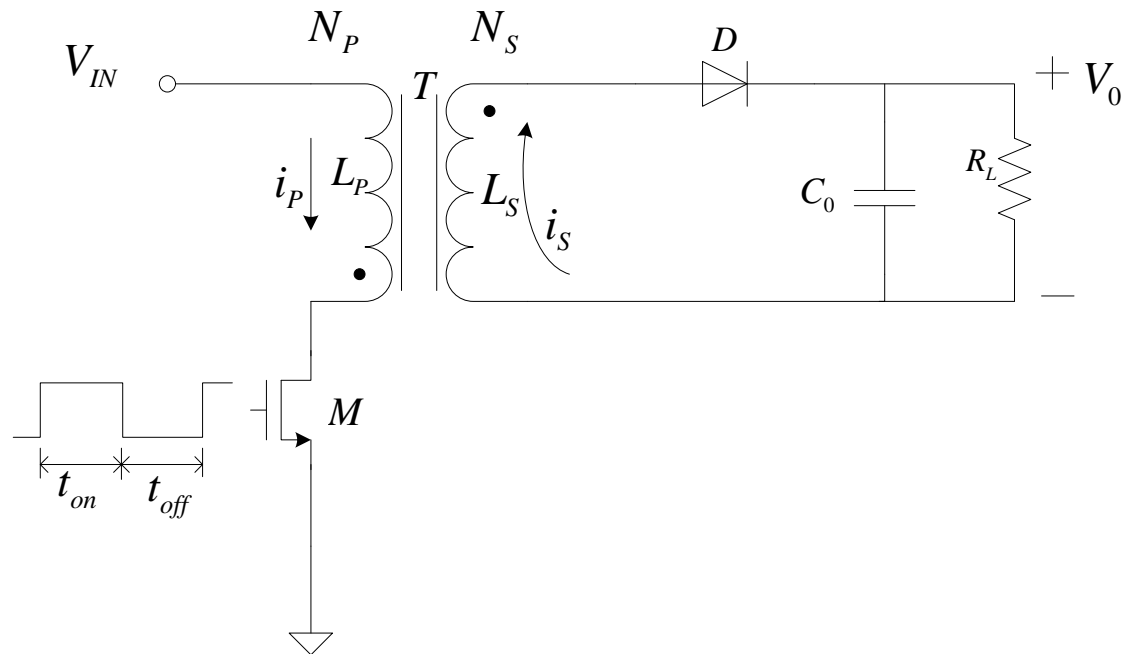
PSR 反激式变换器的典型输出V-I 特性

1.3 PSR的应用

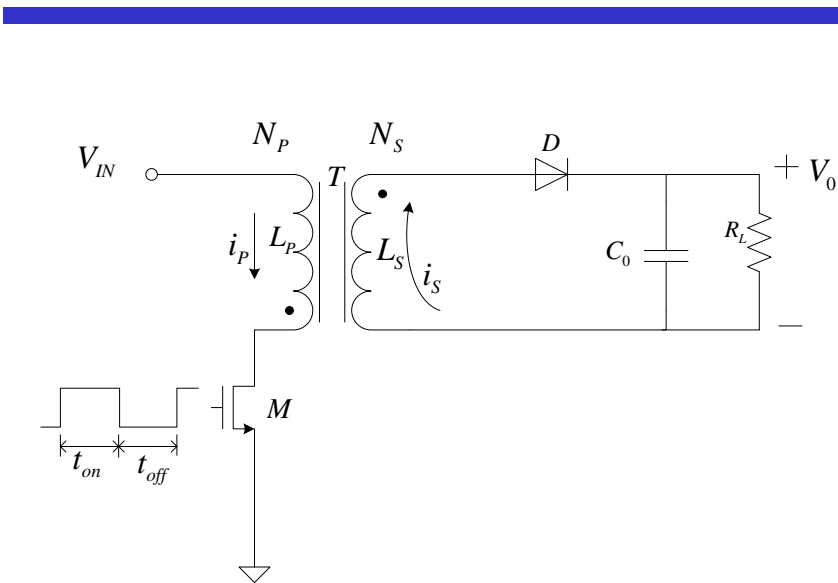
- 笔记本、手机、数码相机等数码产品的锂离子电池的充电器
- 计算机（PC）的辅助电源
- LED 驱动

2、PSR技术的原理

2.1 flyback 变换器的基本原理



Flyback 变换器的原理图



Flyback 变换器的原理图

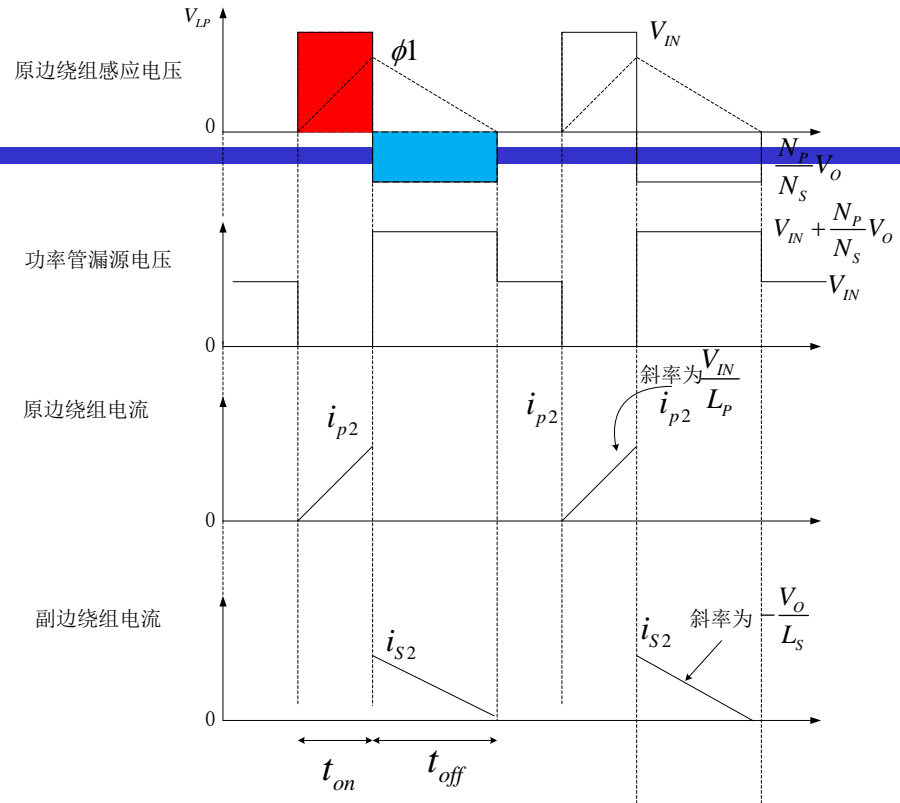
开关管M导通时:

原边电流线性增加, 斜率为
能量储存在原边

$$\frac{V_{IN}}{L_P}$$

开关管M截止时:

副边电流线性减小, 斜率为
能量从原边传递到副边 - $\frac{V_o}{L_s}$



DCM模式下的电压、电流波形

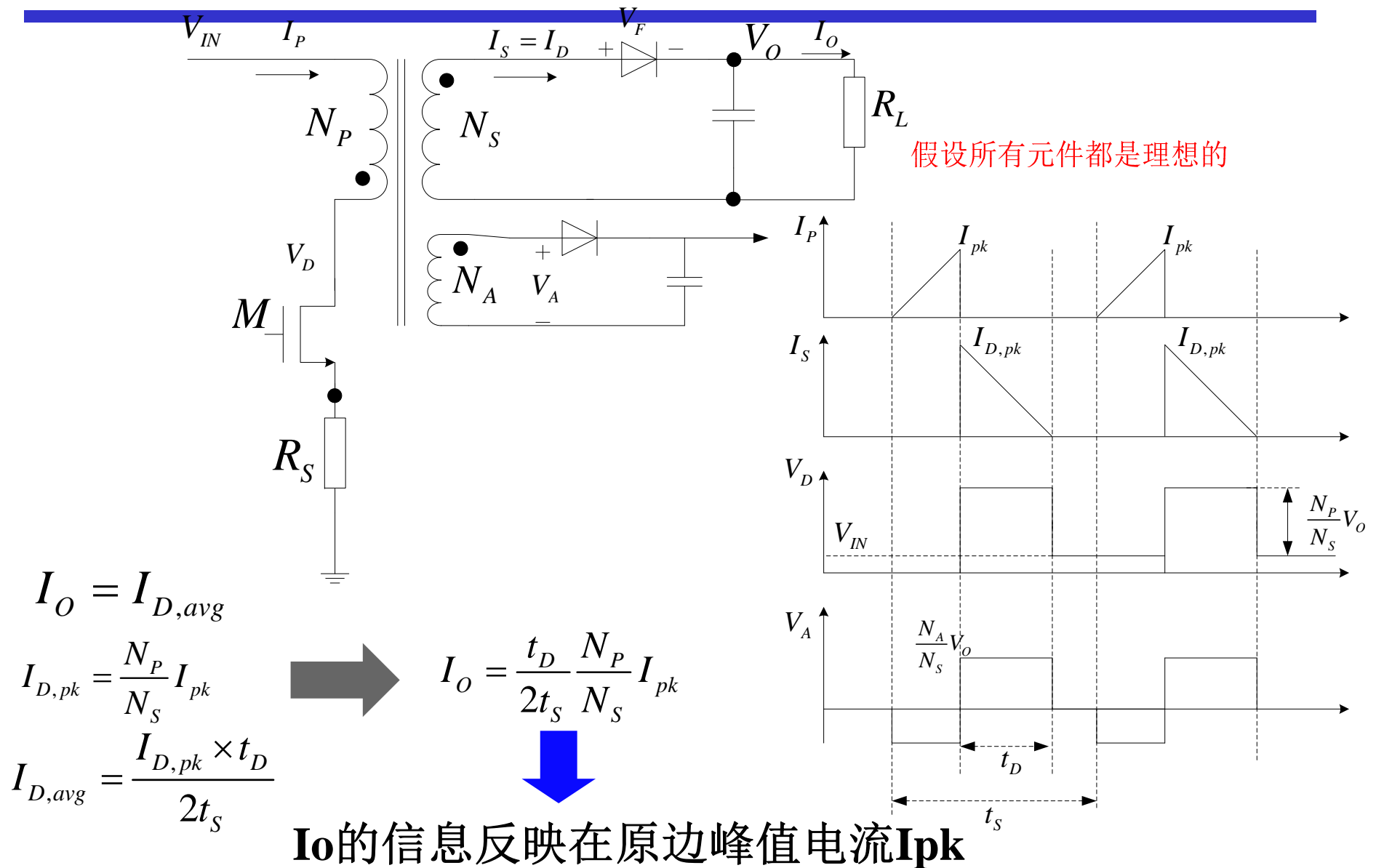
$$P_{IN} = E / T = \frac{L_P i_{PK}^2}{2T} = \frac{L_P}{2T} \left(\frac{V_{IN}}{L_P} t_{on} \right)^2 = \frac{V_{IN}^2 t_{on}^2}{2TL_P}$$

$$P_O = \frac{V_o^2}{R_L}$$

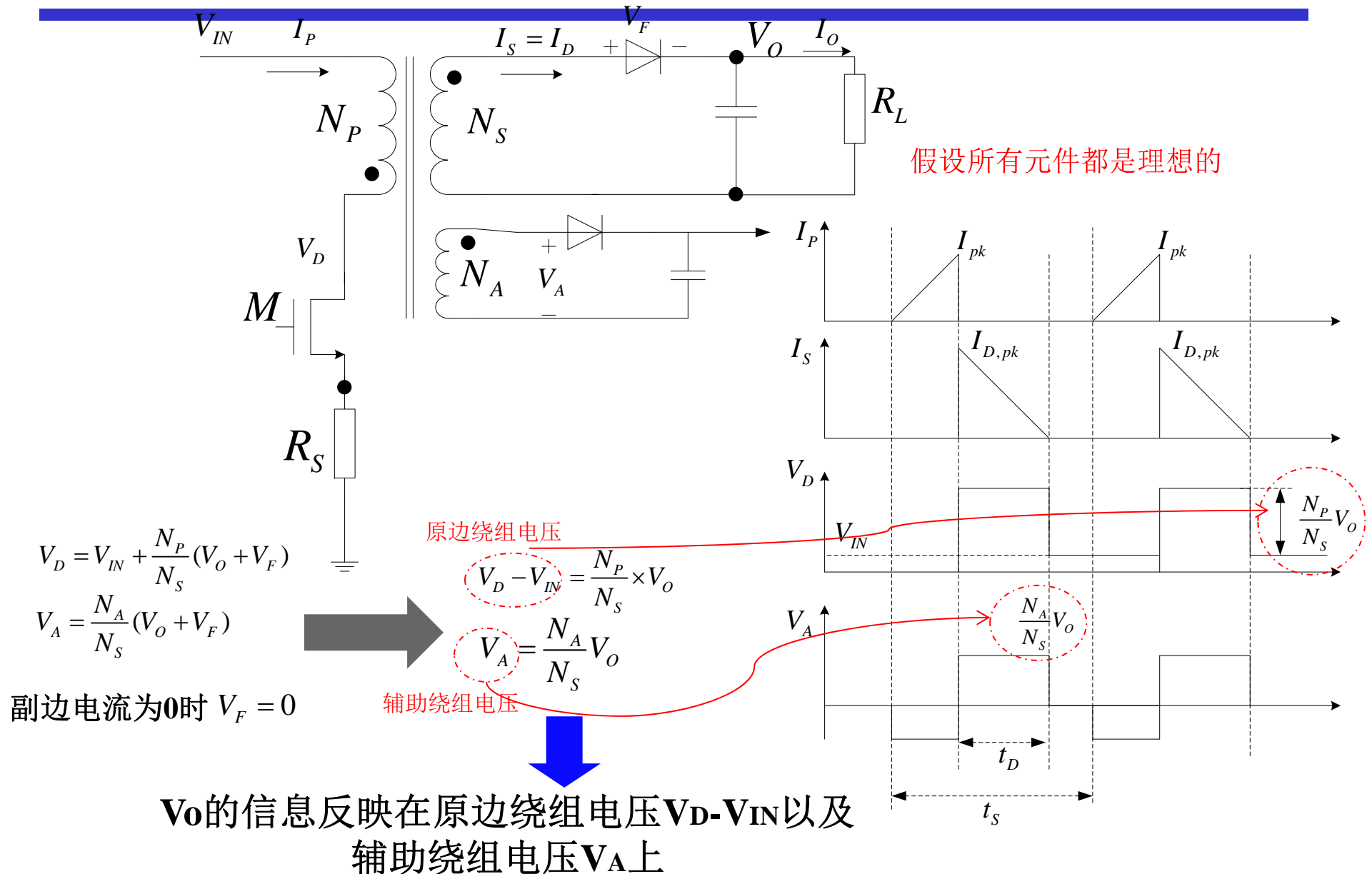
$$P_{IN} = P_O$$

$$V_o = V_{IN} \times t_{on} \times \sqrt{\frac{R_L}{2TL_P}}$$

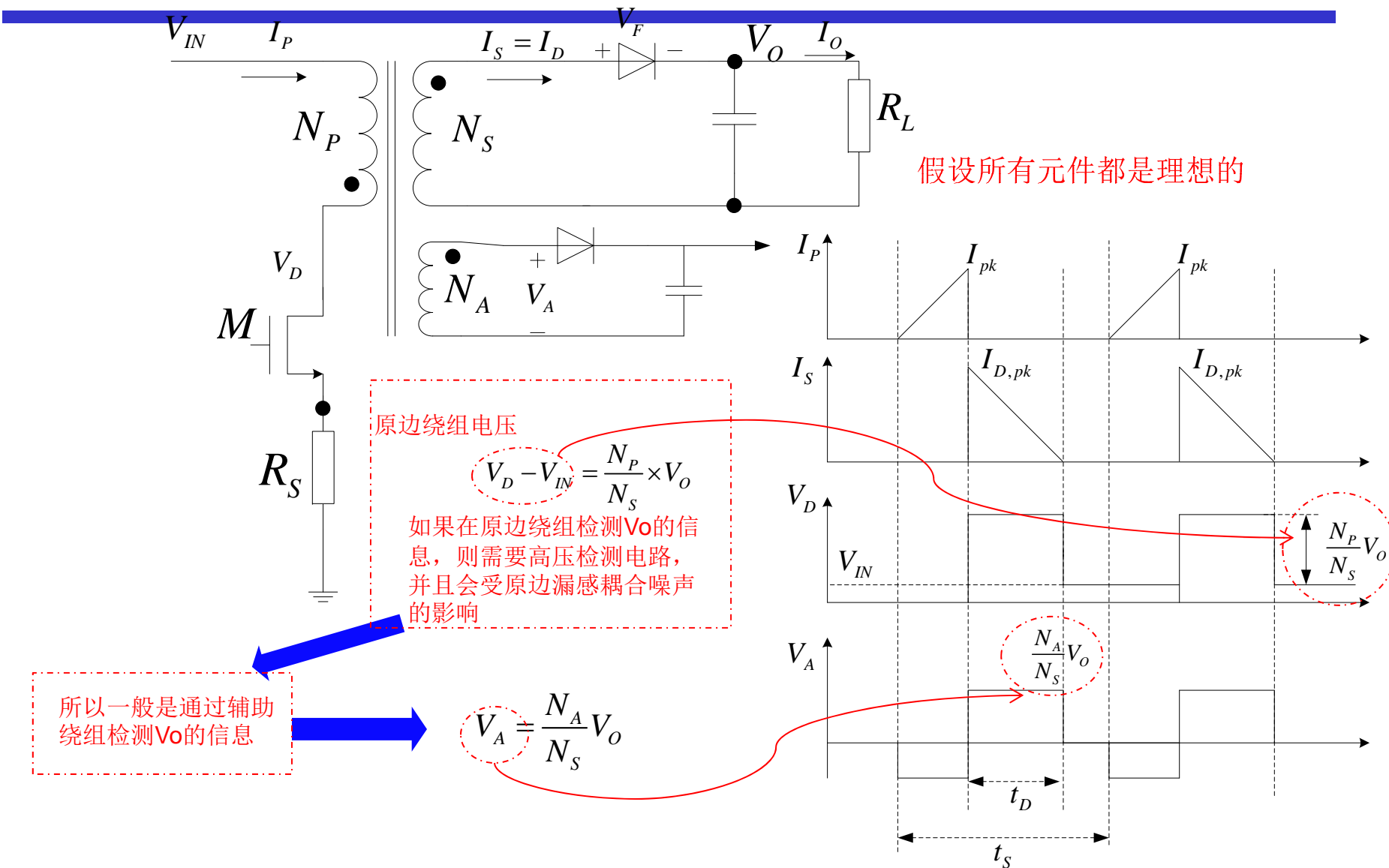
2.2 如何在原边获取 V_o 、 I_o 的信息



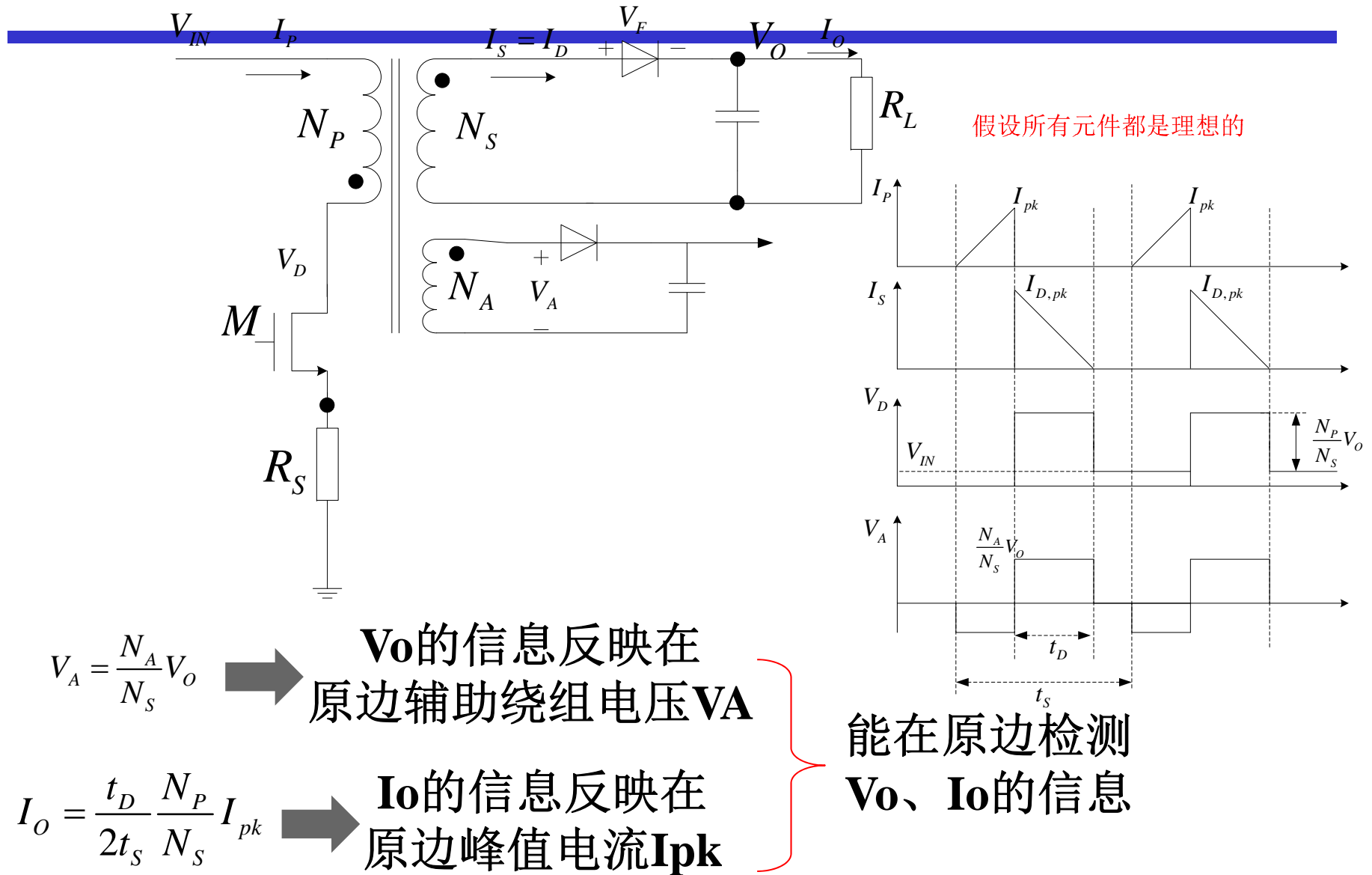
2.2 如何在原边获取 V_o 、 I_o 的信息



2.2 如何在原边获取Vo、Io的信息



2.2 如何在原边获取Vo、Io的信息



2.3 PSR实现恒压、恒流的原理

2.3.1 恒压 (CV) 原理

PSR的输出电压

$$V_O = V_{IN} \times t_{on} \times \sqrt{\frac{R_L}{2t_s L_P}} = \frac{V_{IN} \times t_{on}}{L_P} \times L_P \times \sqrt{\frac{R_L}{2t_s L_P}}$$
$$= I_{pk} \times \sqrt{\frac{R_L L_P}{2t_s}}$$

两种恒压方式

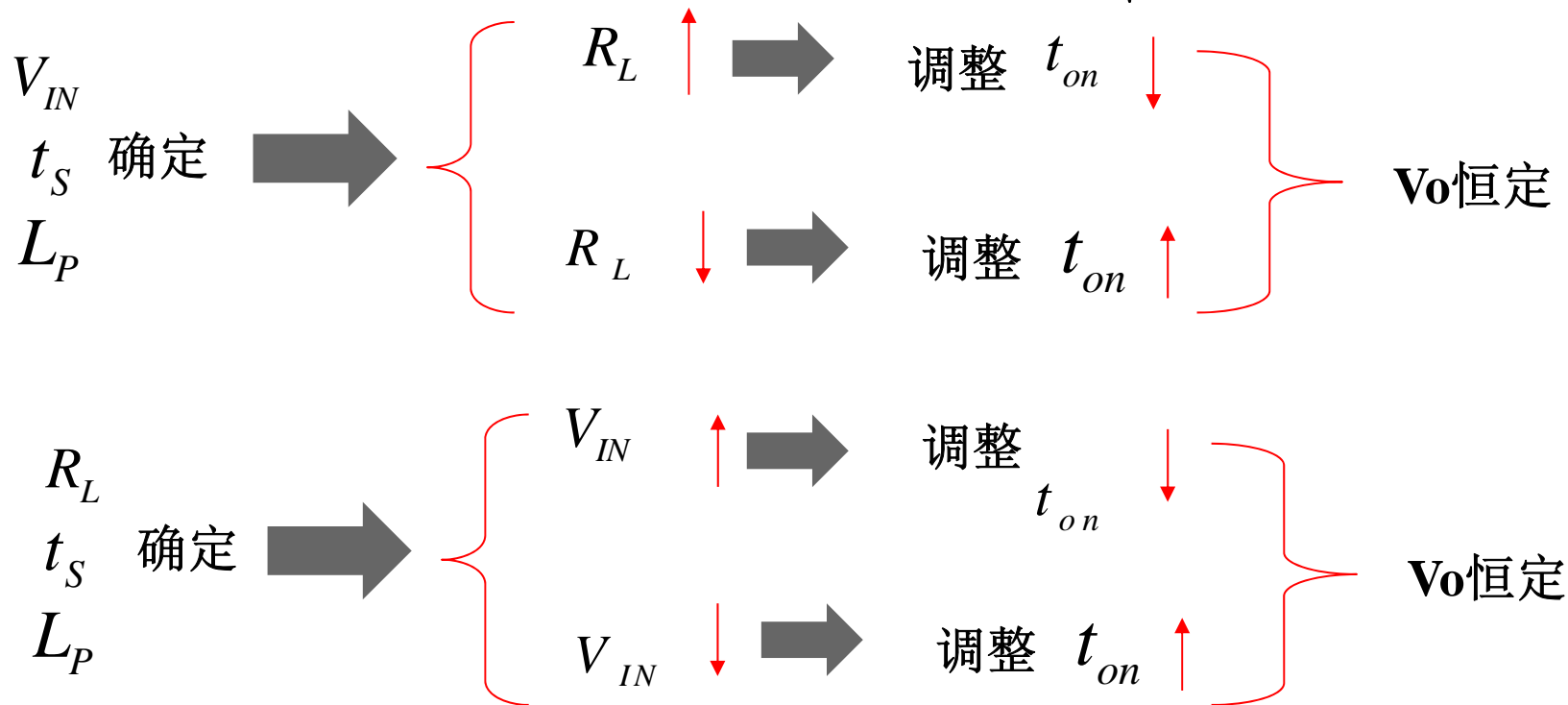
PFM方式: 保持 I_{pk} 不变, 检测 R_L 调整 t_s
开关频率不固定

PWM方式: 保持 t_s 不变 \rightarrow 根据 R_L 调整 $V_{IN} \times t_{on}$
开关频率固定

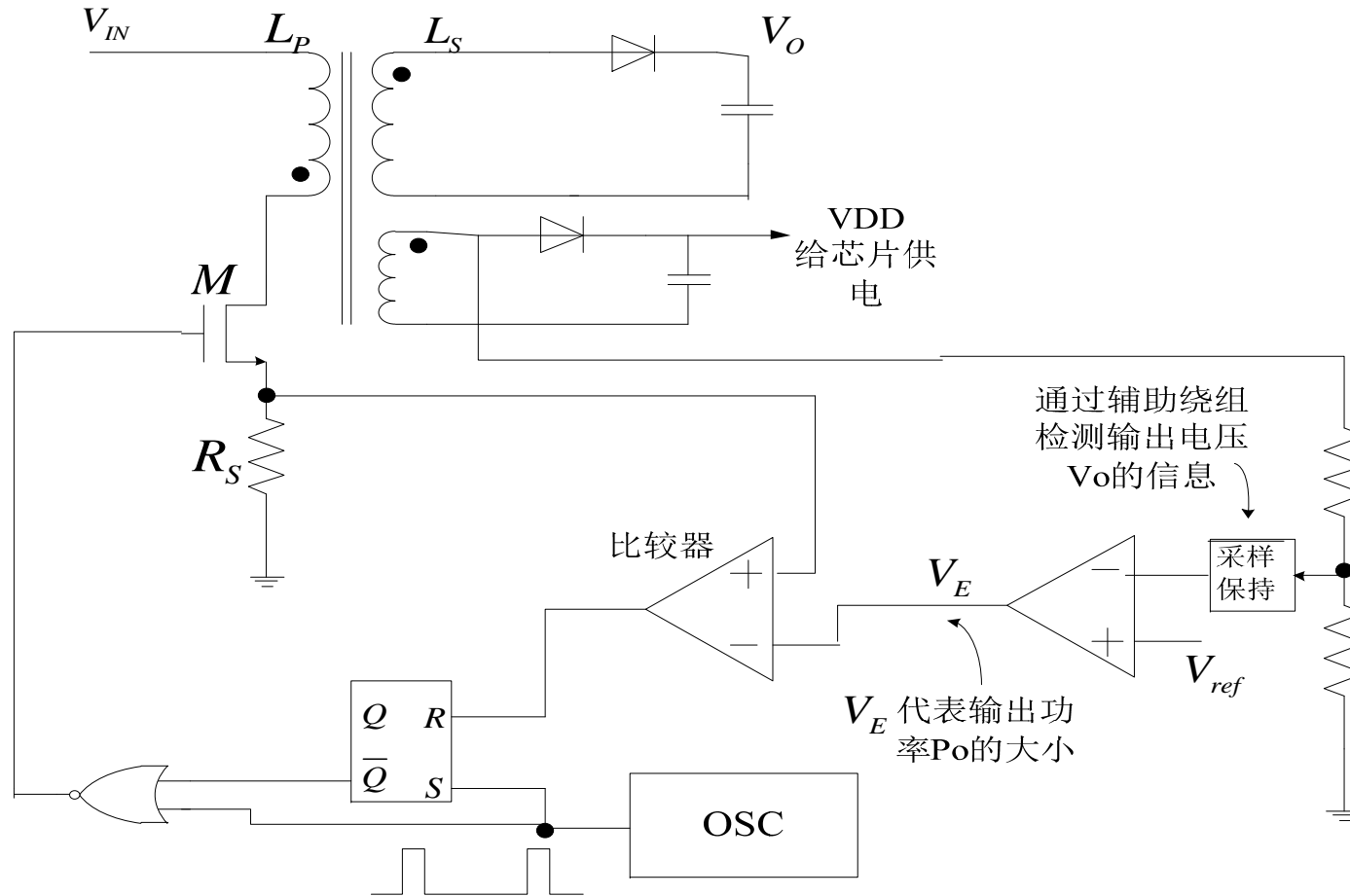
2.3.1.1 PWM 恒压 (CV) 原理

保持 t_s 不变 **开关频率固定**

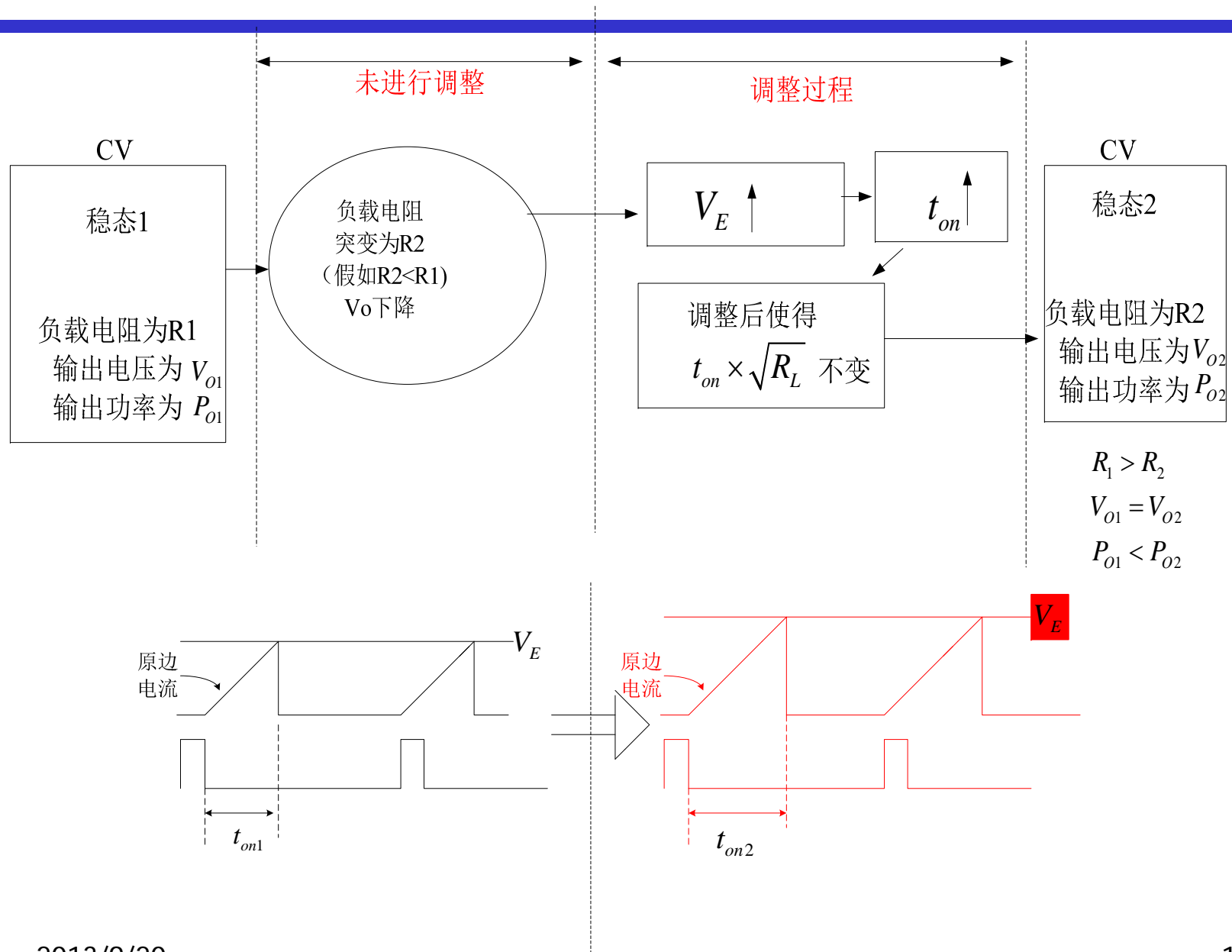
PSR的输出电压
$$V_O = V_{IN} \times t_{on} \times \sqrt{\frac{R_L}{2t_s L_P}}$$



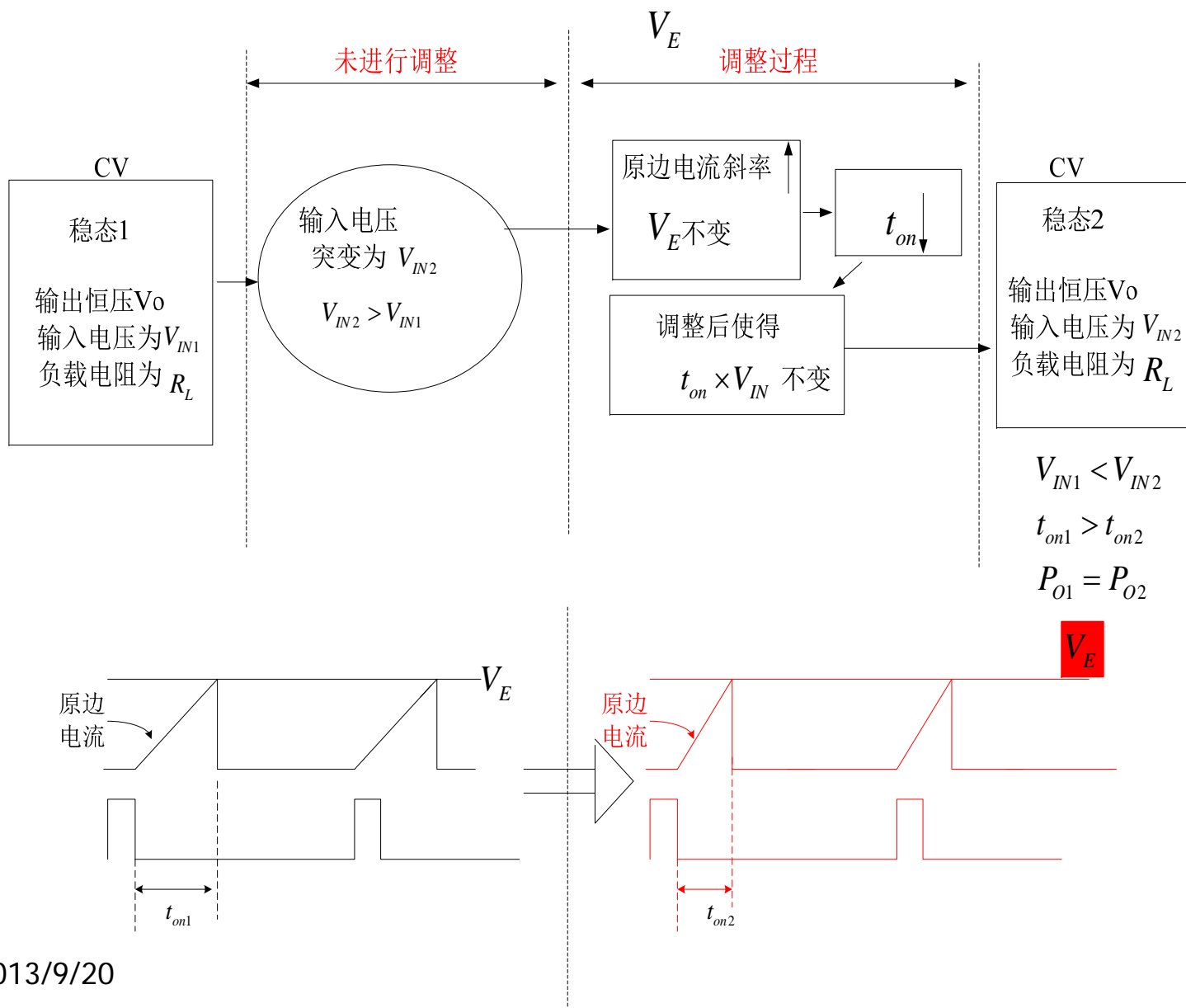
PWM方式恒压原理图



CV: 其他条件不变, RL变化时的调整过程



CV: 其他条件不变, V_{IN} 变化时的调整过程



PWM 恒压 (CV)模式下, 在 V_{IN} 最小并且满载时 \longrightarrow 导通时间 t_{on} 达到最大值
消磁时间 t_D 达到最大值

PSR的输出电压 $V_O = V_{IN} \times t_{on} \times \sqrt{\frac{R_L}{2t_s L_P}}$

满载时 R_L 最小
 t_s, V_O, L_P 不变
 V_{IN} 最小 \longrightarrow 导通时间 t_{on} 达到最大值

满载时 R_L 最小
 t_s, V_O, L_P 不变 \longrightarrow $V_{IN} \times t_{on}$ 达到最大值

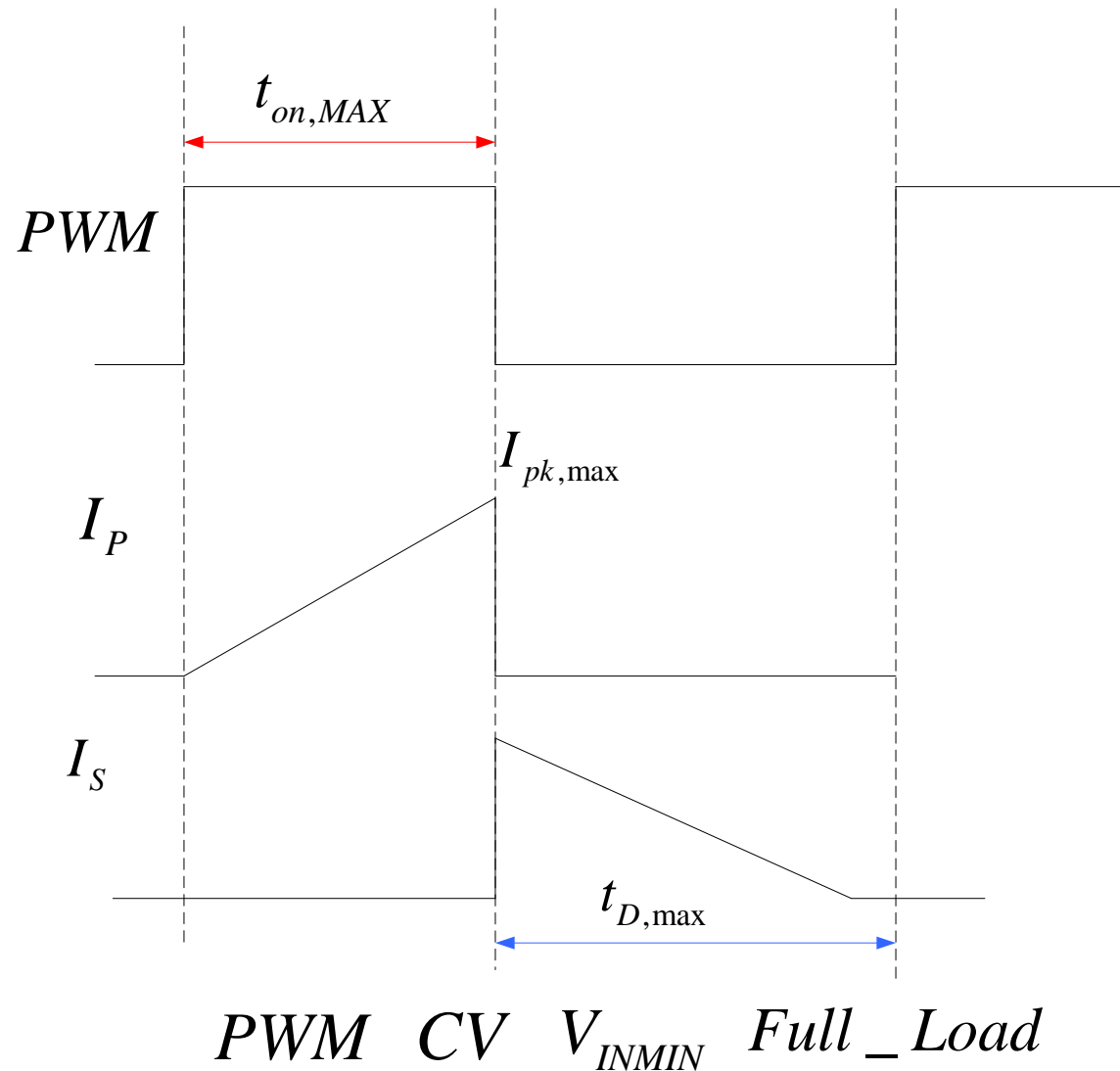
$I_{pk} = \frac{V_{IN} \times t_{on}}{L_P}$

$\frac{N_P}{N_S} I_{pk} = \frac{V_O}{L_S} t_D$

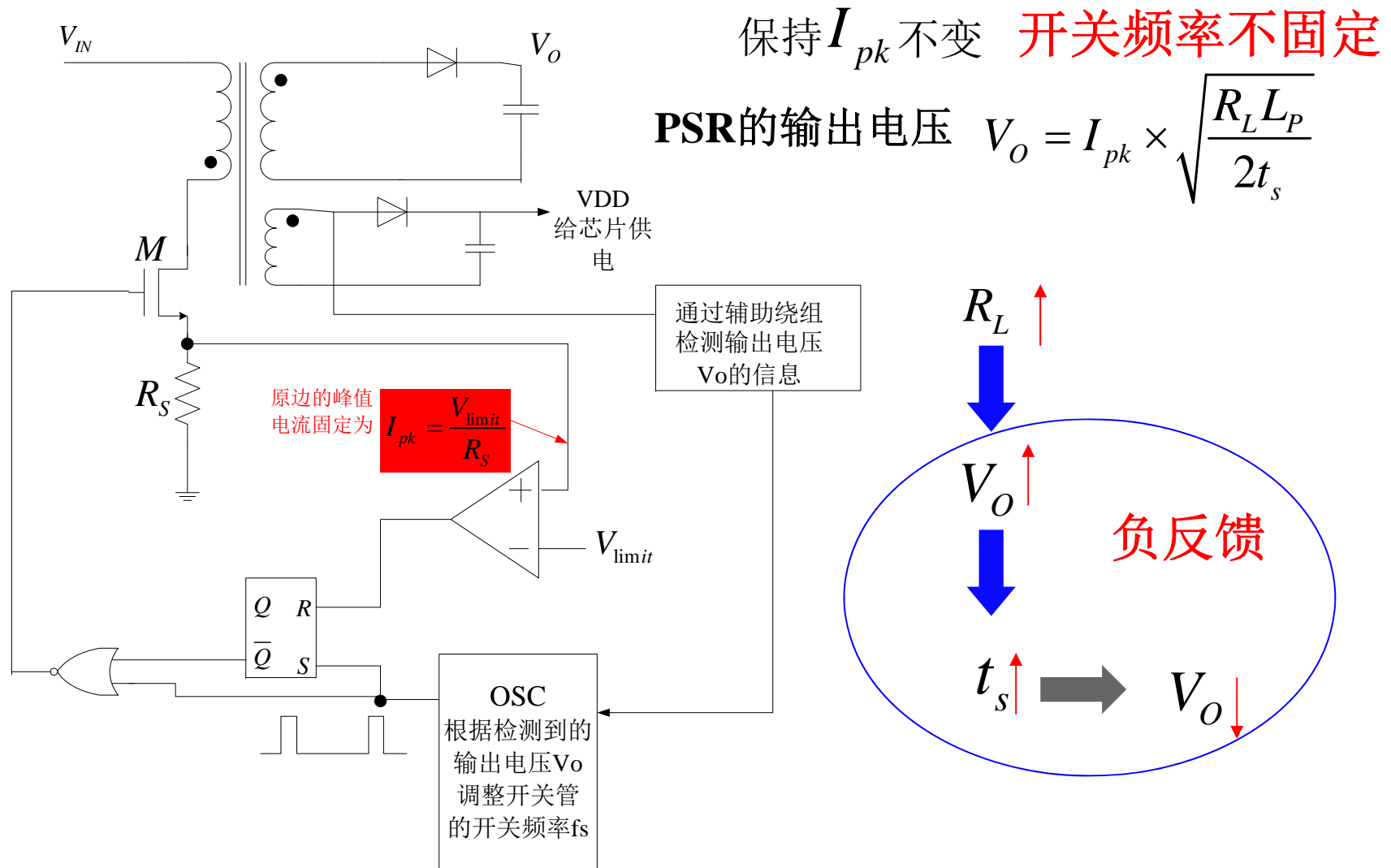
I_{pk} 达到最大值
 t_D 达到最大值

PWM 恒压 (CV)模式下,
在 V_{IN} 最小并且满载时

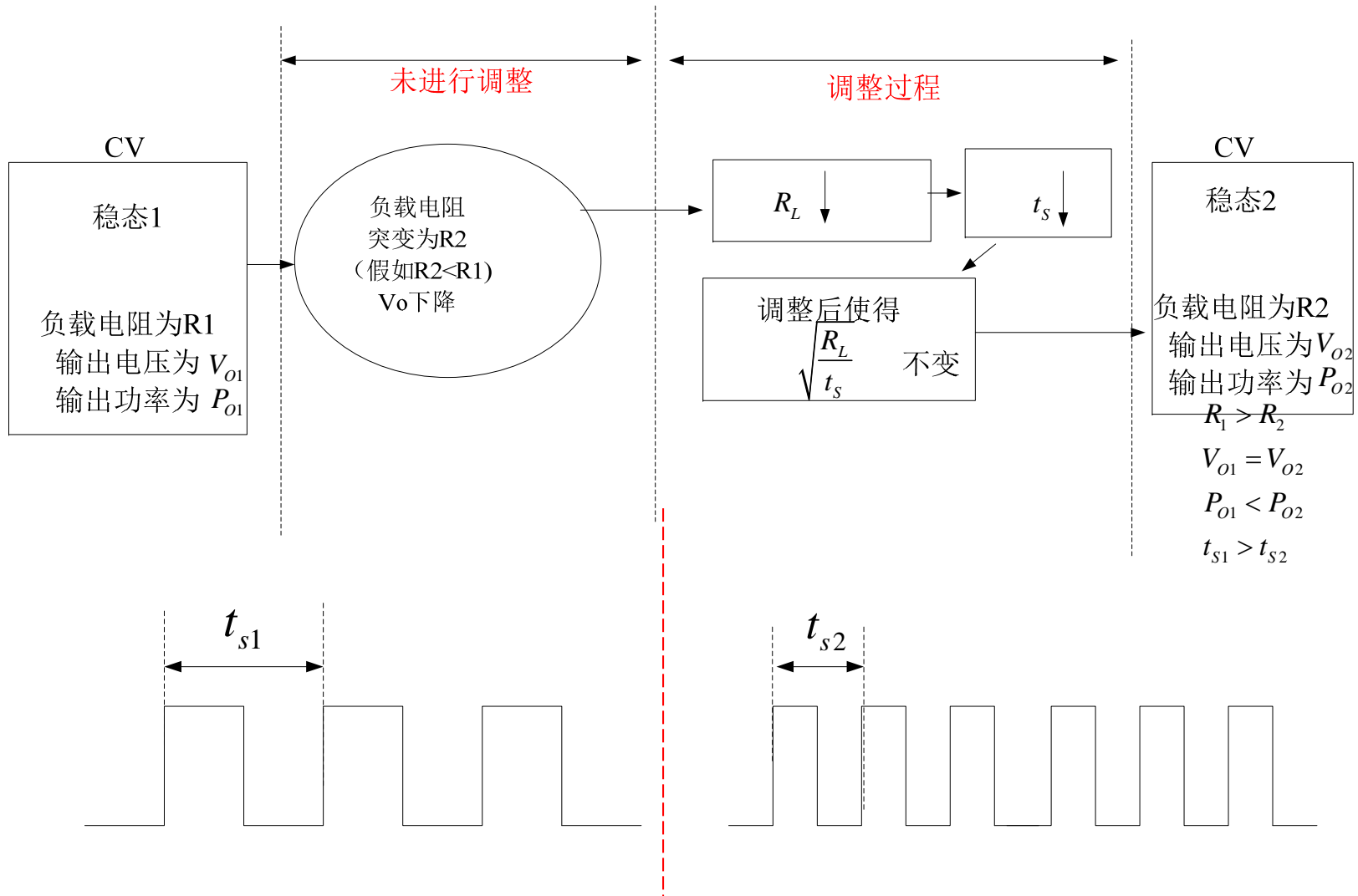
导通时间 t_{on} 达到最大值
消磁时间 t_D 达到最大值



2.3.1.2 PFM 恒压 (CV) 原理



PFM 恒压 (CV) 调整过程



2.3.2 恒流 (CC) 原理

PSR的输出电流 $I_O = \frac{t_D}{2t_S} \frac{N_P}{N_S} I_{pk}$

$\frac{N_P}{N_S}$ 固定时 \longrightarrow 维持 $\frac{t_D}{2t_S} I_{pk}$ 不变 \longrightarrow 实现恒流

两种恒流方式

PFM方式: 保持 I_{pk} 不变, 检测 t_D 调整 t_S

开关频率不固定

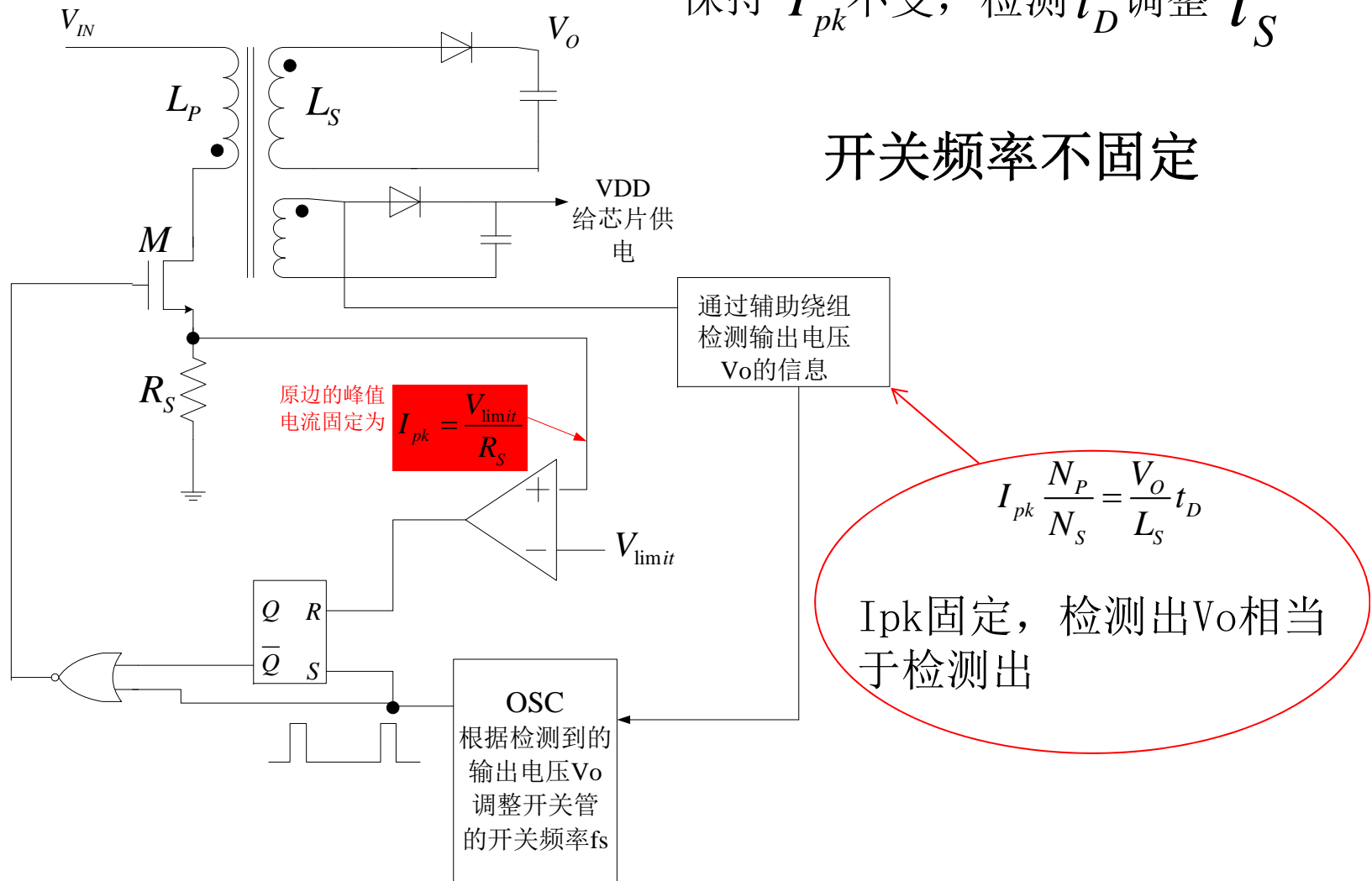
PWM方式: 保持 t_S 不变 \longrightarrow 调整 $t_D \times I_{pk}$ 使其不变

开关频率固定

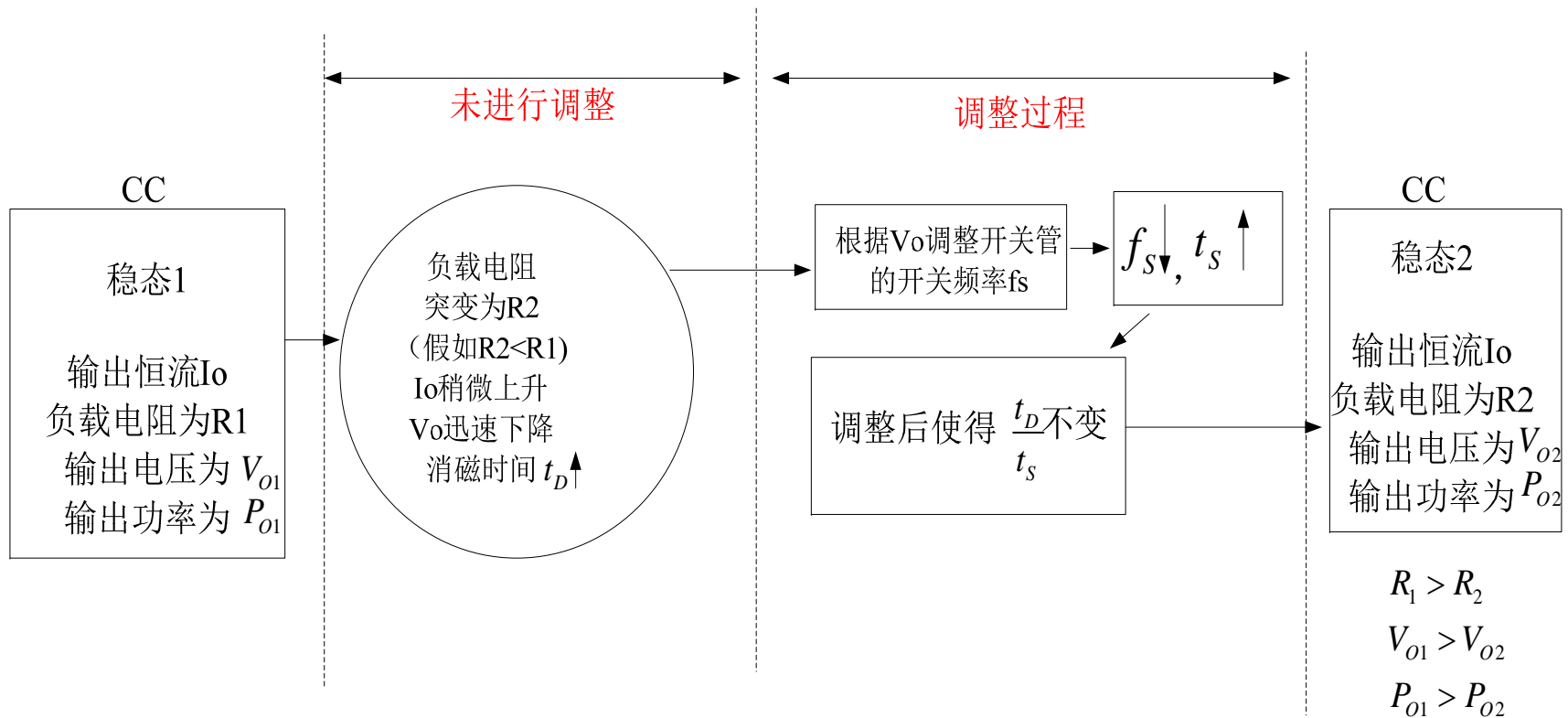
PFM方式恒流原理图

保持 I_{pk} 不变，检测 t_D 调整 t_S

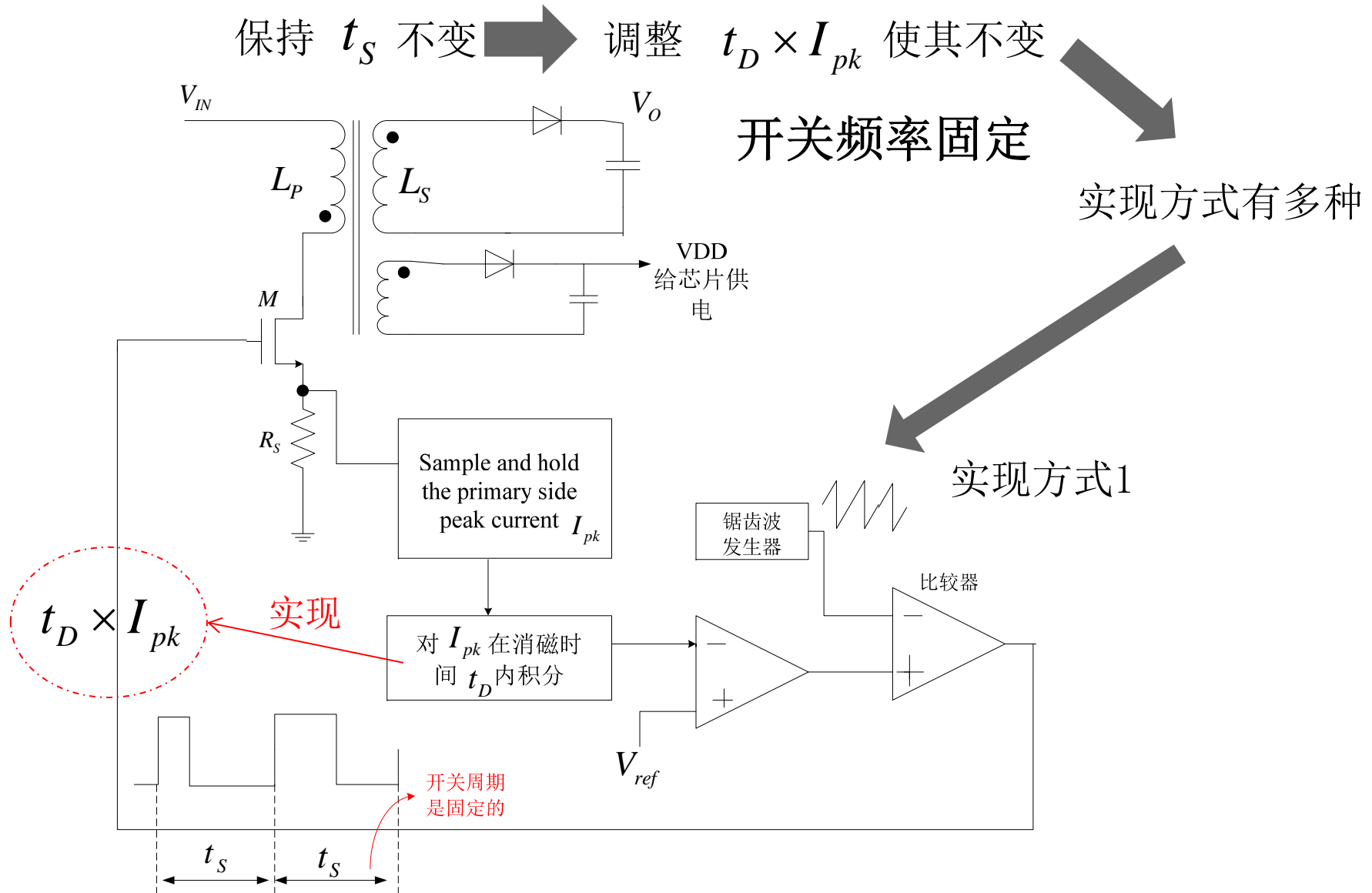
开关频率不固定



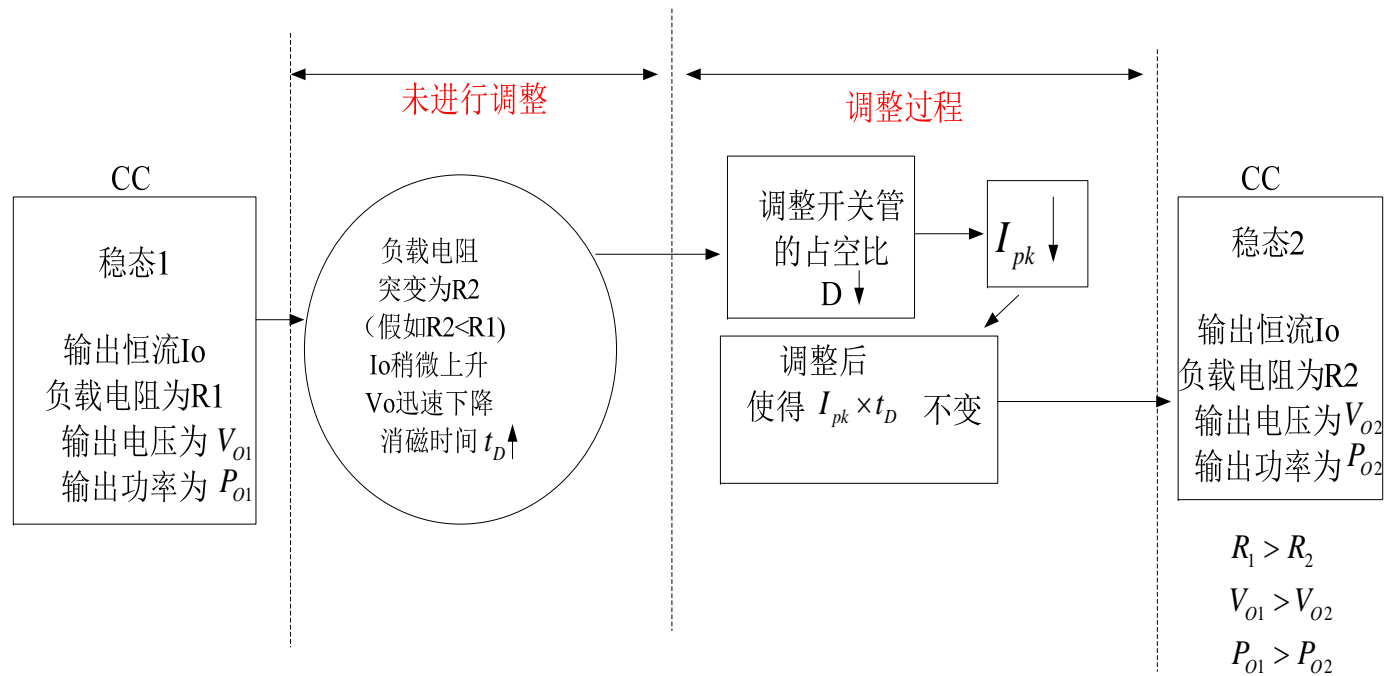
PFM方式恒流调整过程



PWM方式恒流原理图

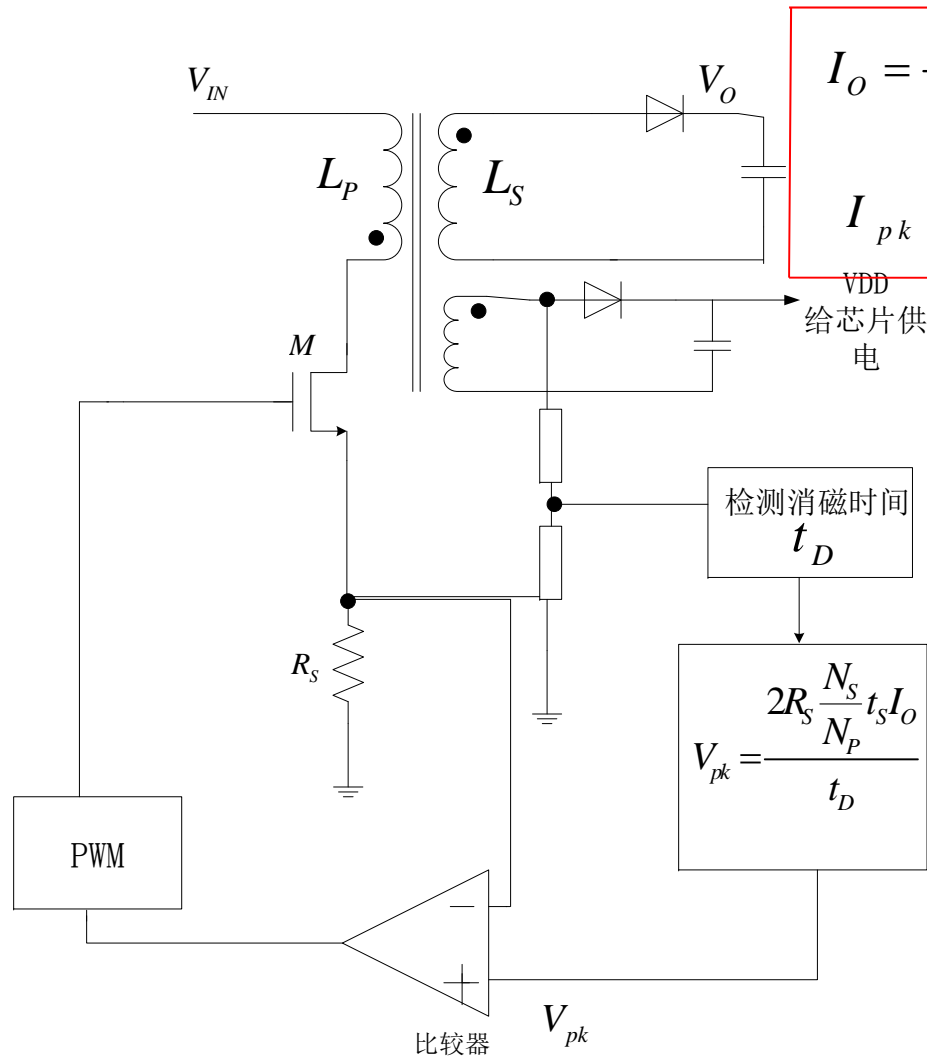


实现方式1的恒流调整过程



PWM恒流实现方式2原理图

保持 t_S 不变 \rightarrow 调整 $t_D \times I_{pk}$ 使其不变



$$I_o = \frac{t_D}{2t_s} \frac{N_P}{N_S} I_{pk} \Rightarrow I_{pk} t_D = 2I_o t_s \frac{N_S}{N_P}$$

$$I_{pk} = \frac{V_{pk}}{R_S}$$

$$V_{pk} = \frac{2R_S \frac{N_S}{N_P} t_s I_o}{t_D}$$

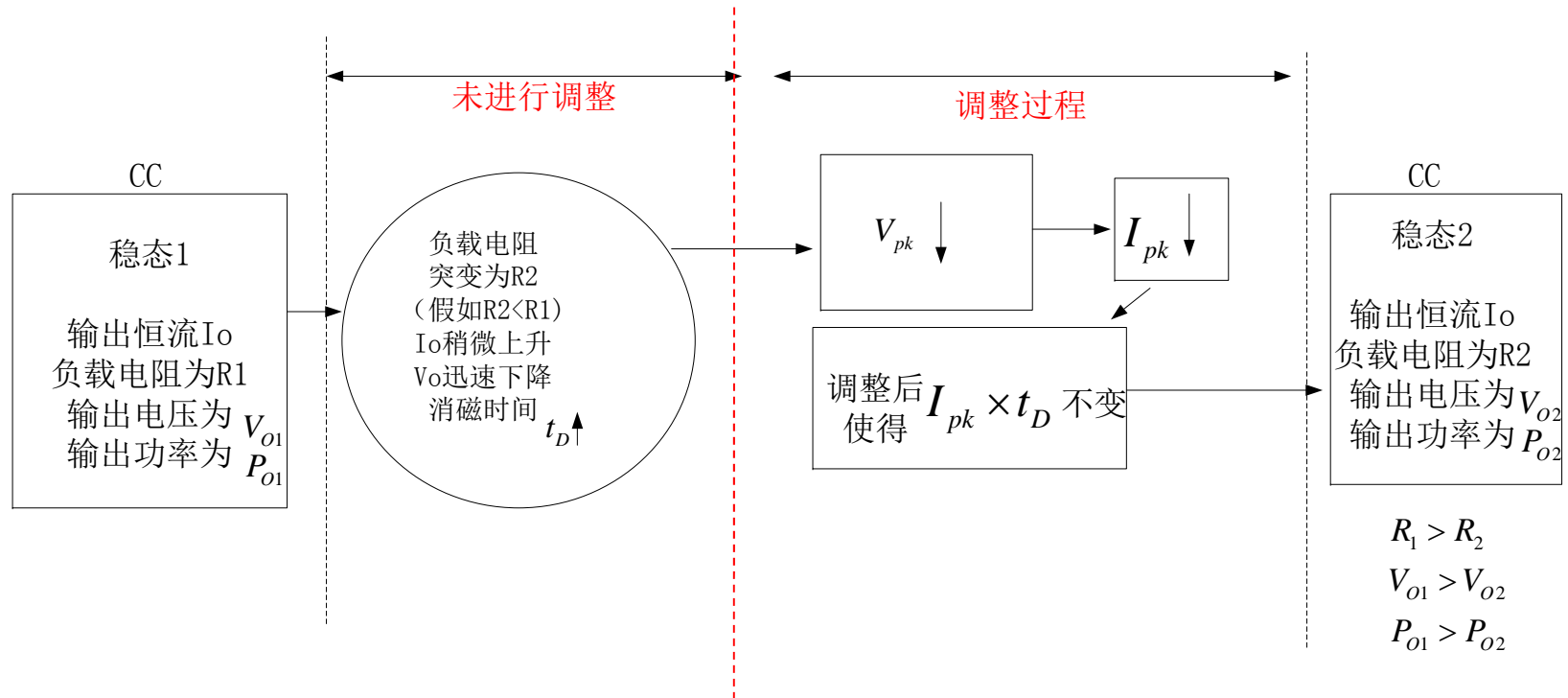
开关频率固定

$$V_{pk}(n) = \frac{2R_S \frac{N_S}{N_P} t_s I_o}{t_D(n-1)}$$

根据第n-1个周期的消磁时间 t_D 确定第n个周期的原边峰值电流 $\frac{V_{pk}}{R_S}$

实现方式2 (见专利 US 2008/0112193)

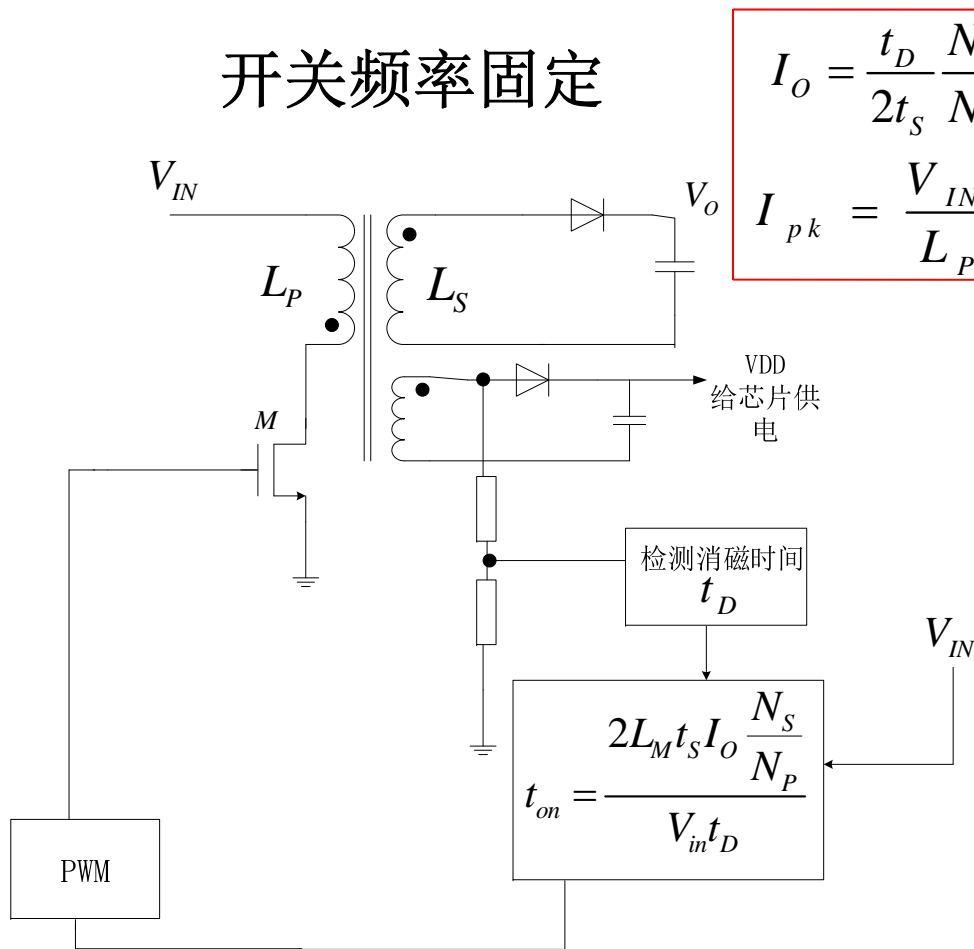
实现方式2的恒流调整过程



PWM恒流实现方式3原理图

保持 t_s 不变 \rightarrow 调整 $t_D \times I_{pk}$ 使其不变

开关频率固定



$$I_O = \frac{t_D}{2t_s} \frac{N_P}{N_S} I_{pk} \Rightarrow I_{pk} t_D = 2I_O t_s \frac{N_S}{N_P}$$

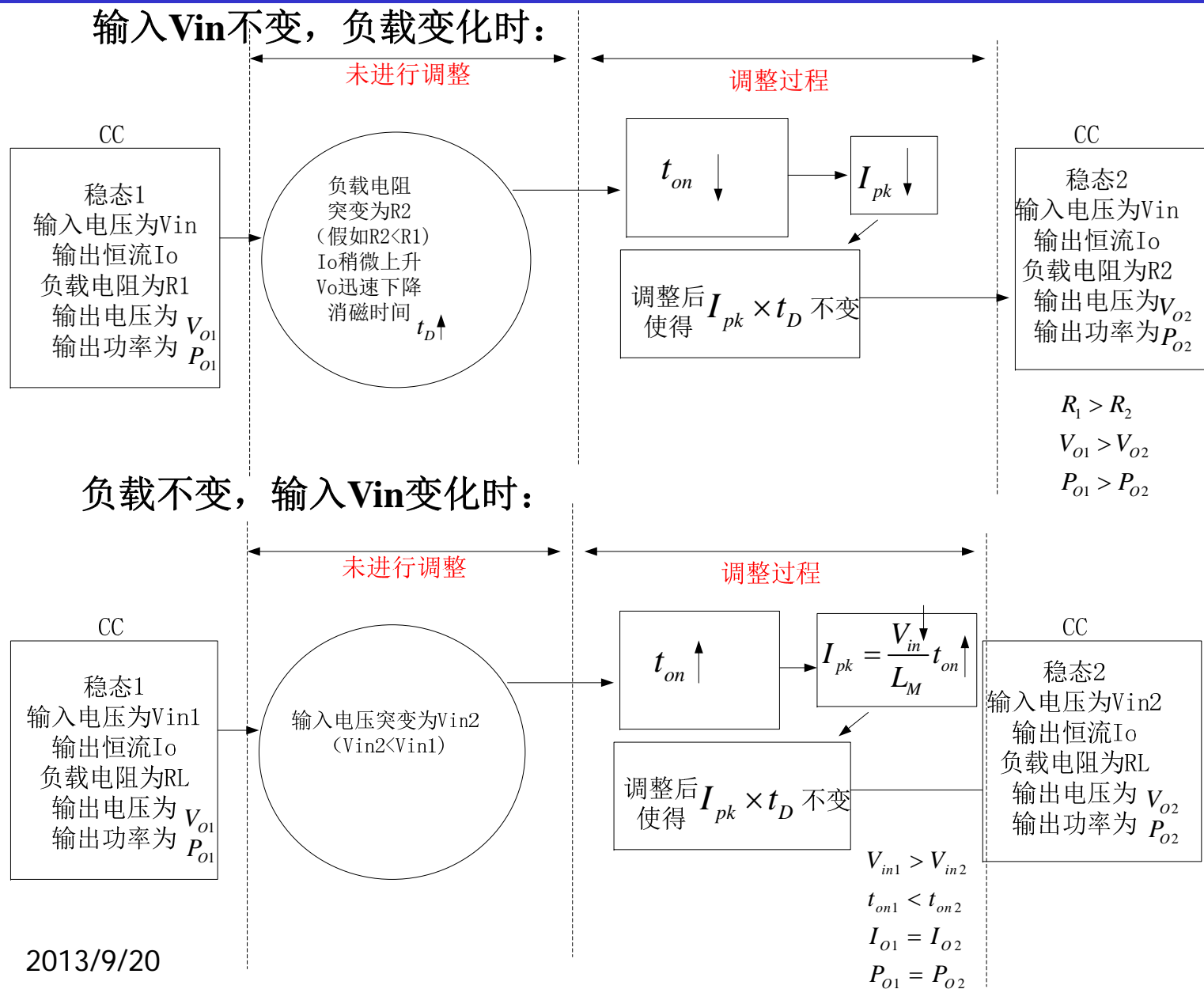
$$I_{pk} = \frac{V_{IN}}{L_P} t_{on} \Rightarrow t_{on} = \frac{2L_P t_s I_O \frac{N_S}{N_P}}{V_{in} \times t_D}$$

$$t_{on}(n) = \frac{2L_P t_s I_O \frac{N_S}{N_P}}{V_{in}(n-1)t_D(n-1)}$$

 根据第n-1个周期的消磁时间 t_D 以及输入电压 V_{in} 确定第n个周期的导通时间 t_{on}

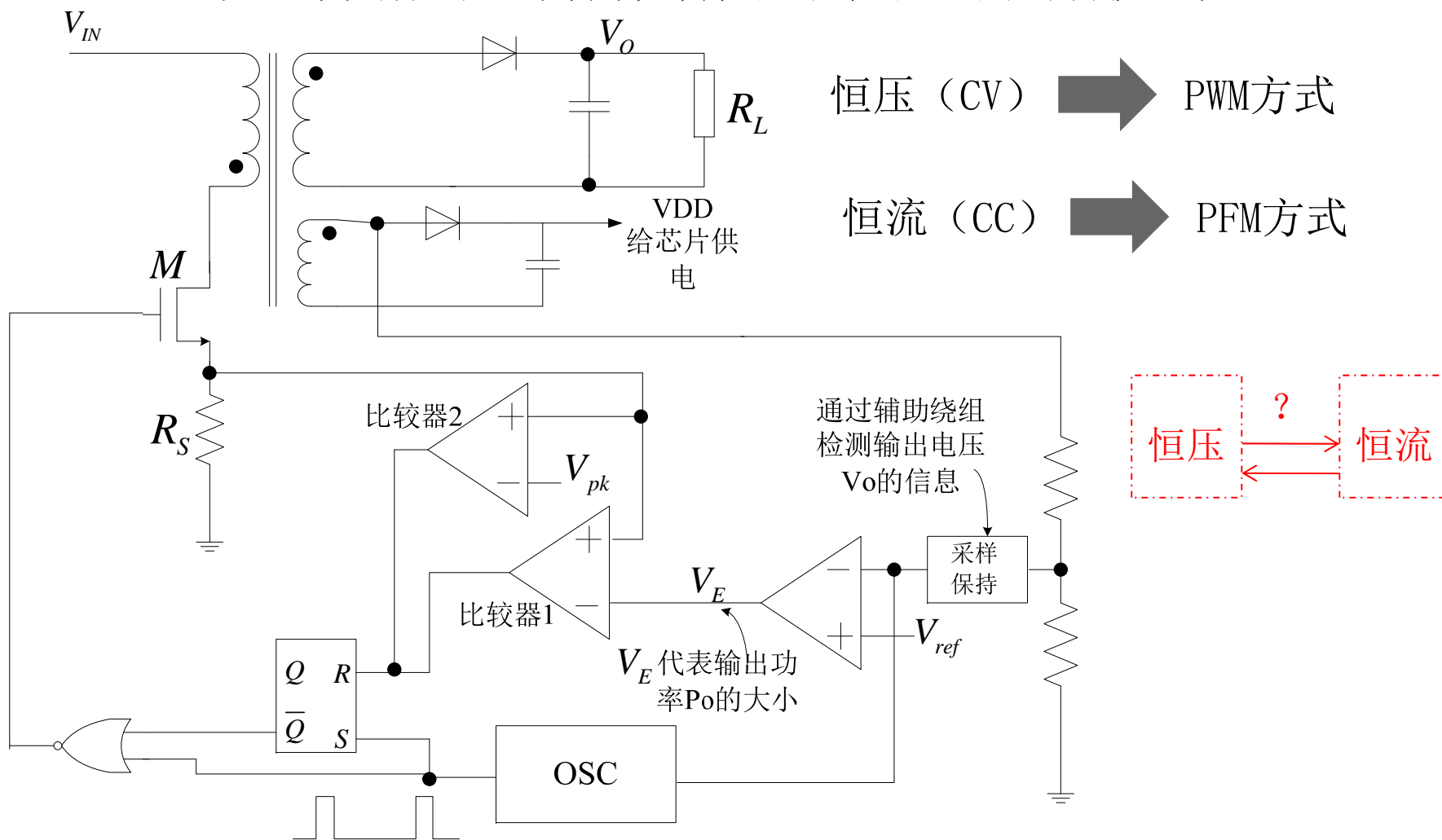
实现方式3 (见专利 US 7505287)

实现方式3的恒流调整过程



2.4 PSR恒压功能和恒流功能之间如何实现切换

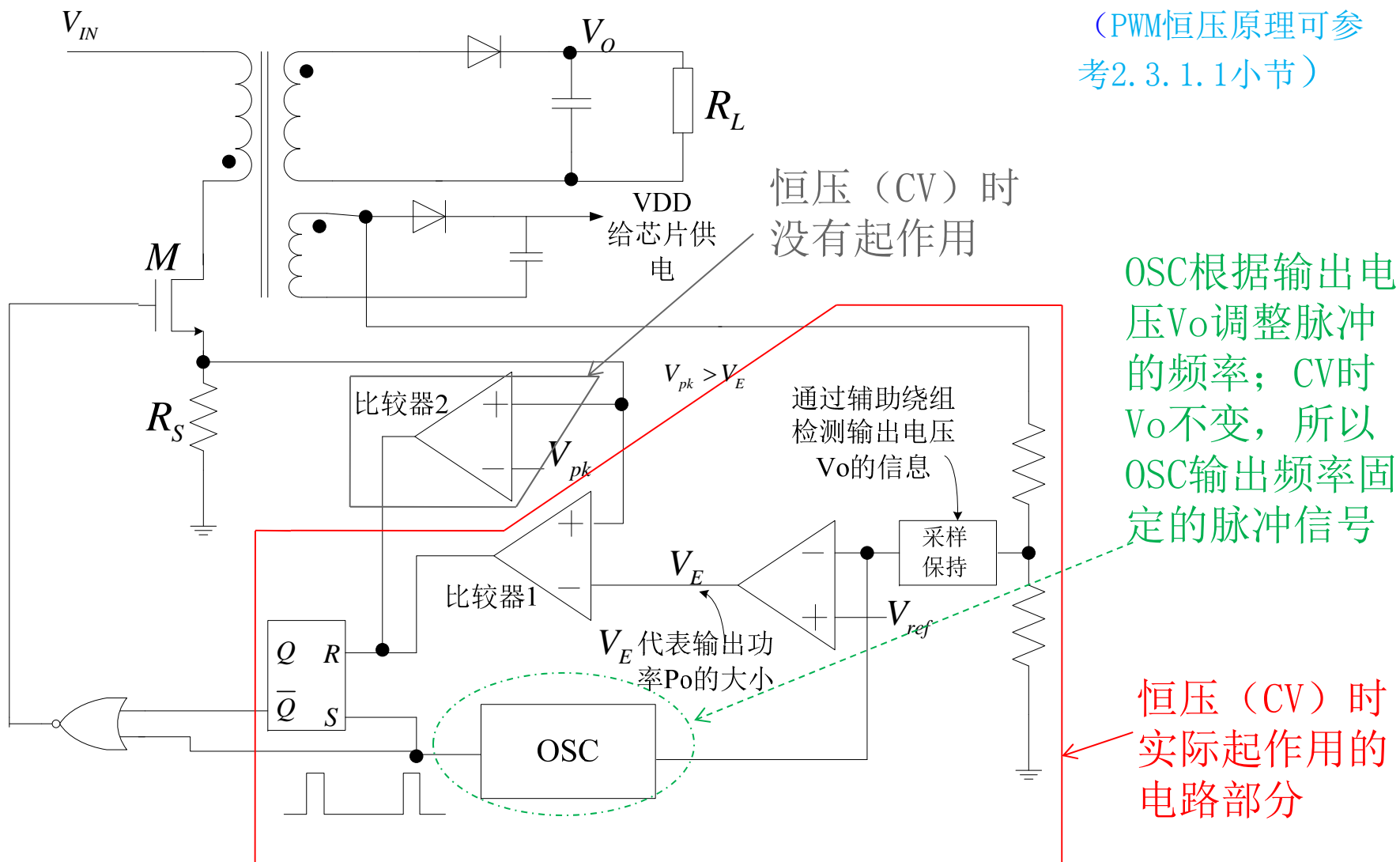
以一个具体的PSR为例说明恒压和恒流之间的切换过程



具有CV和CC功能的PSR（PWM方式实现恒压；PFM方式实现恒流）

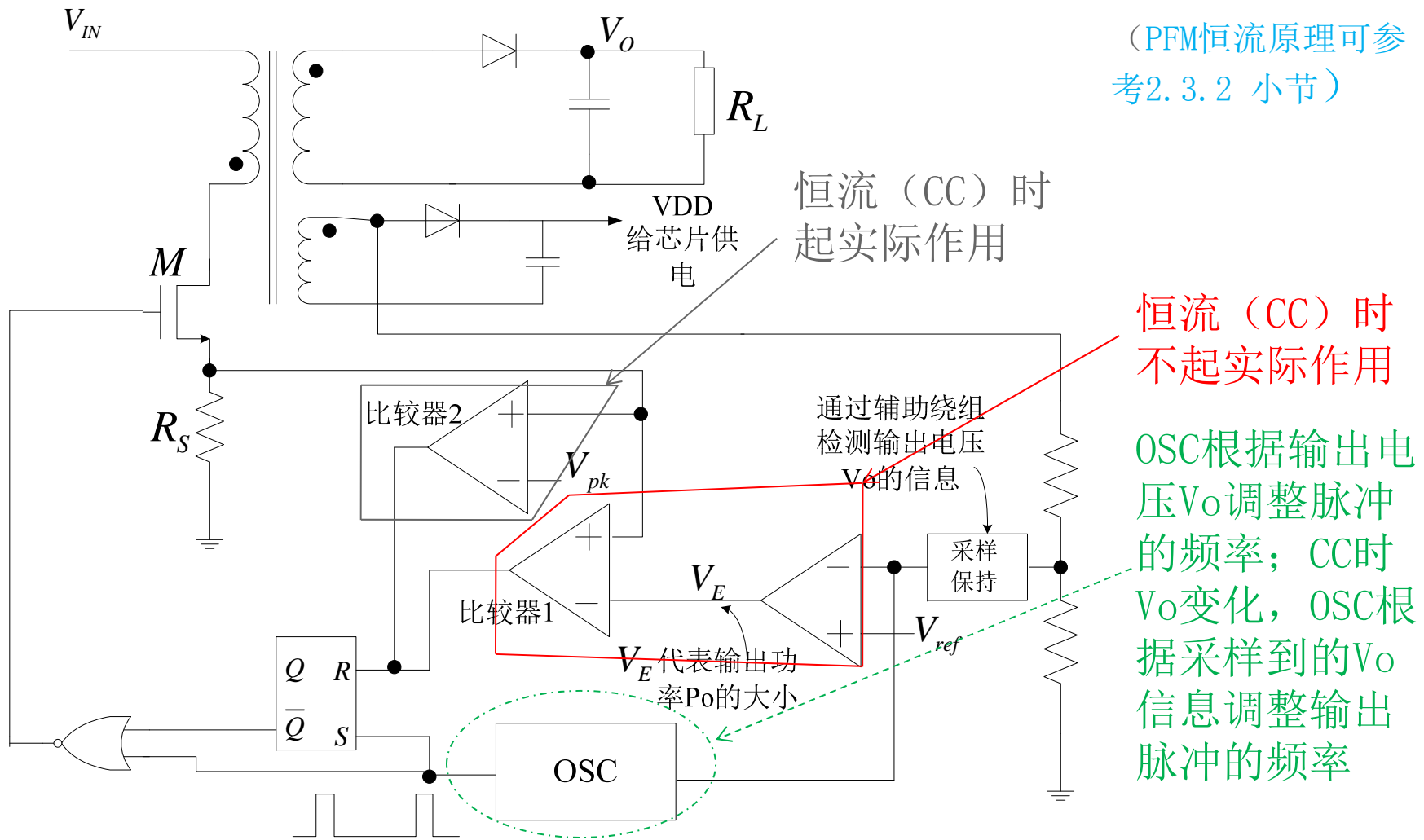
PSR工作在PWM方式恒压

PSR恒压工作 (CV) 时 $V_{pk} > V_E$ → 功率管M的关闭由比较器1决定



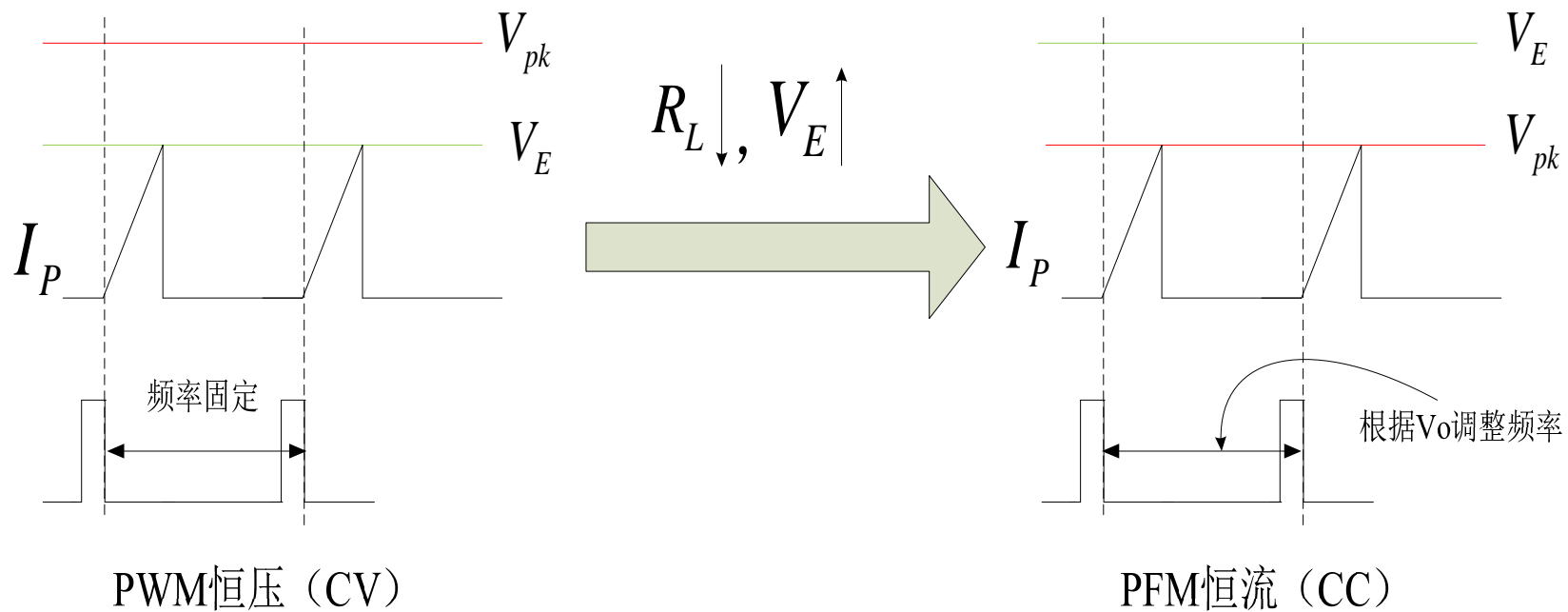
PSR工作在PFM方式恒流

PSR恒流工作 (CC) 时 $V_{pk} < V_E$ \rightarrow 功率管M的关闭由比较器2决定



PWM 方式的 CV向PFC方式的 CC的切换过程

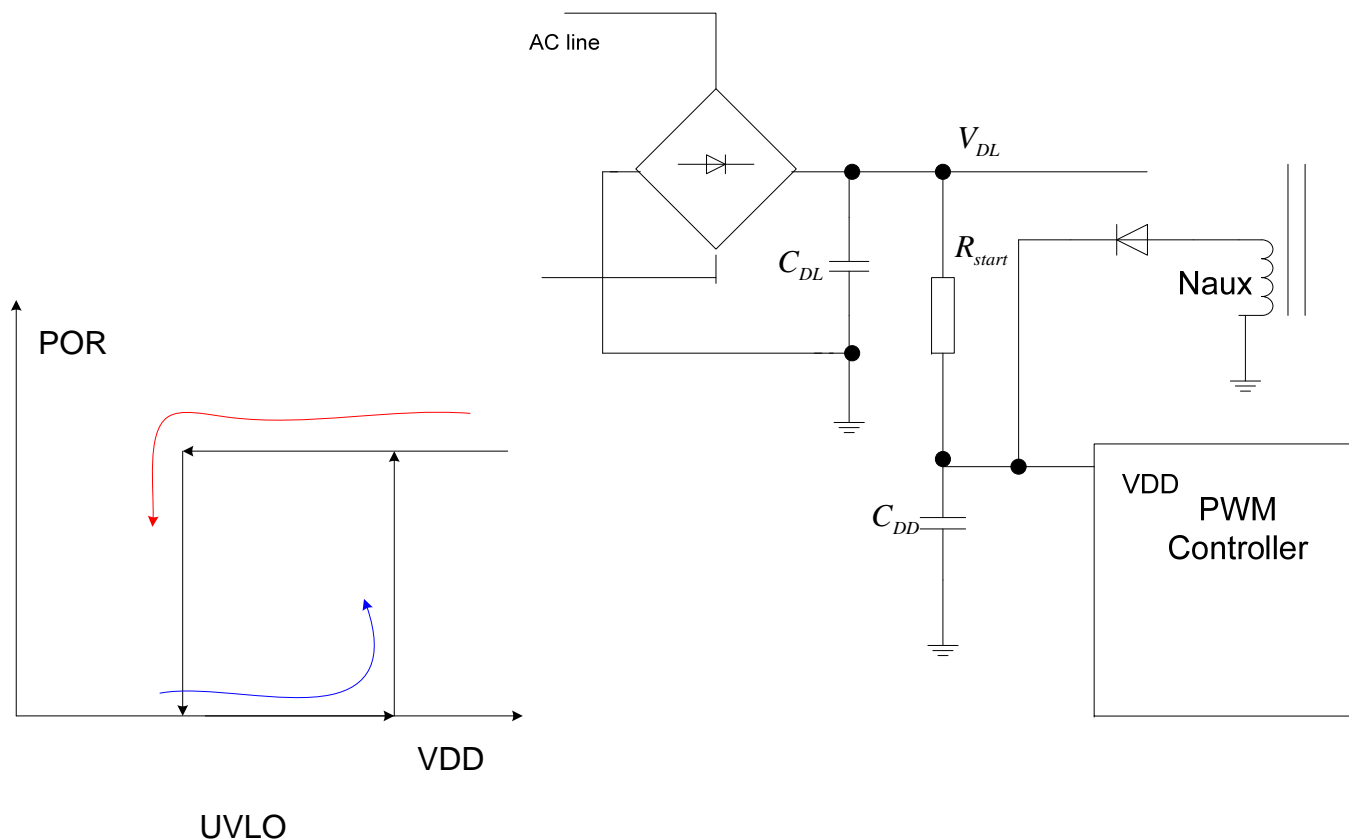
RL减小（负载加重） \rightarrow $V_E \uparrow$ \rightarrow $V_E = V_{pk}$ 开始由CV向CC切换



3、PSR的关键技术问题

- (1) 芯片的低启动电流和较大的UVLO滞回窗口
- (2) EMI问题
- (3) 轻载时的效率
- (4) 前沿消隐
- (5) 如何在原边精确检测副边的消磁时间
- (6) 如何在原边精确检测输出电压 V_o
- (7) 对输出整流二极管D的温度补偿
- (8) zero-voltage switching

(1) 低启动电流，较大的UVLO窗口



齐纳二极管（Zener）串联，施密特触发器实现滞回窗口

低启动电流

VDD达到开启阈值 → POR信号 打开模拟电源供电和数字电源供电

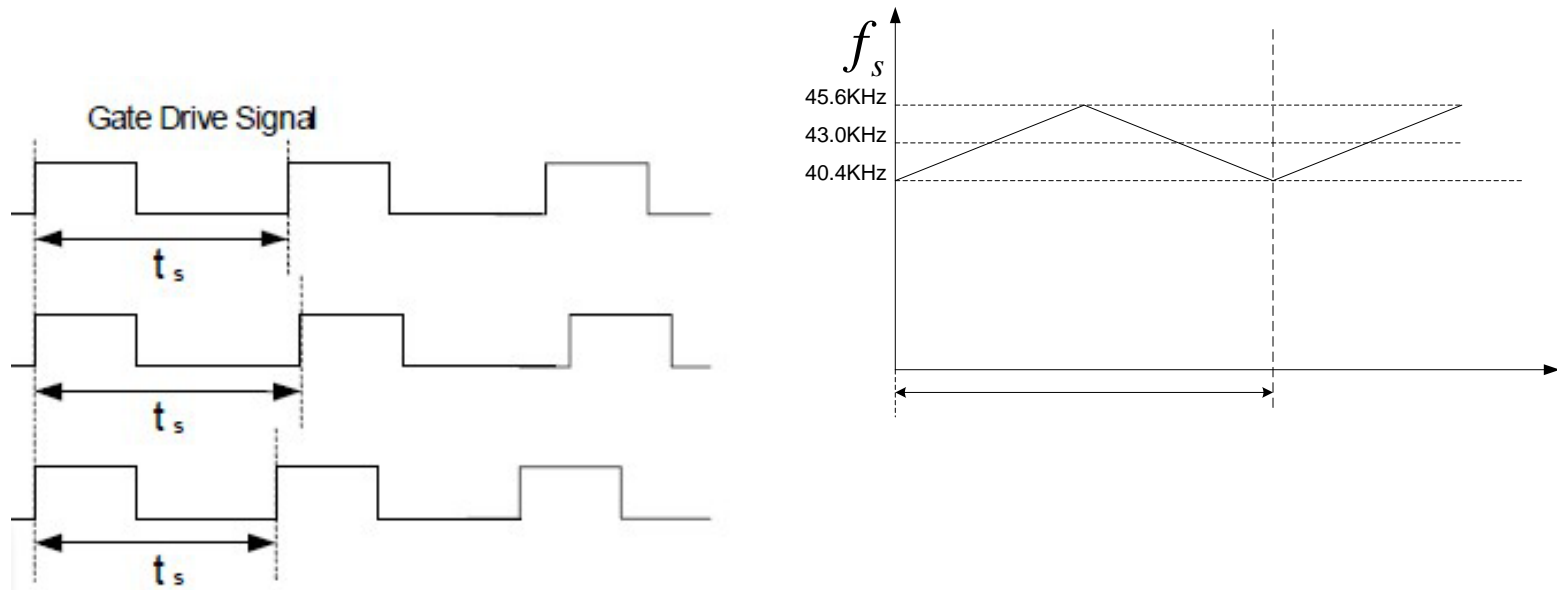
VDD未达到开启阈值 → POR信号 关闭模拟电源供电和数字电源供电

(2) EMI 问题

EMI: 电磁干扰

危害: 干扰电网, 高频辐射, 降低效率

解决办法: 跳频 (frequency hopping)

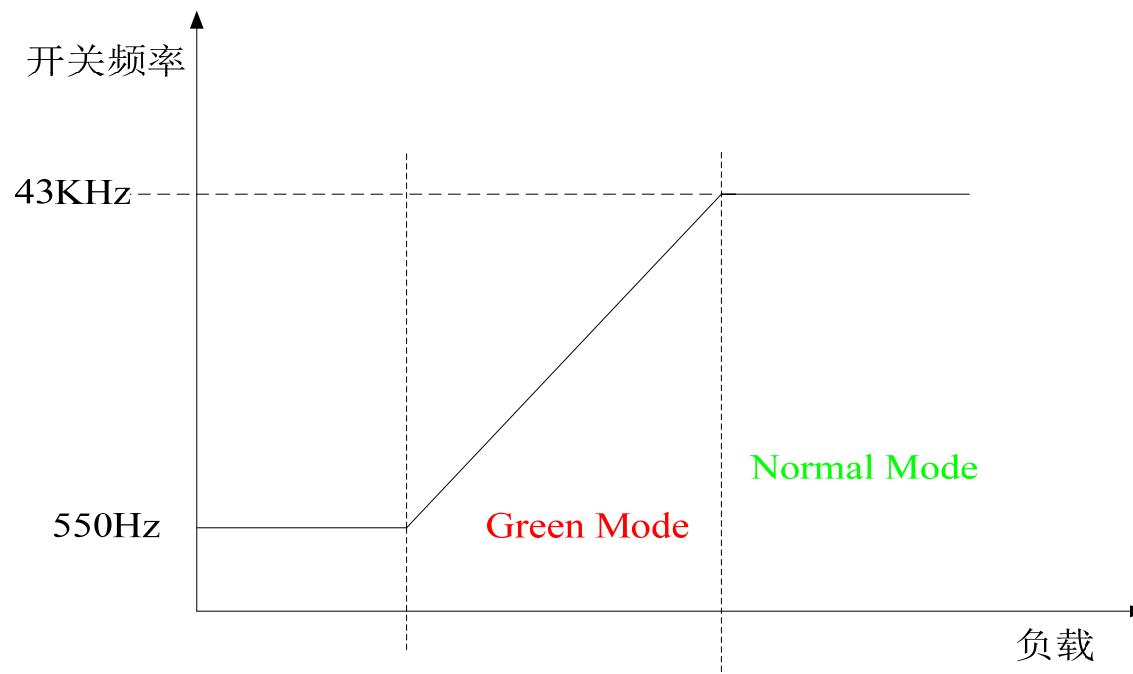


跳频技术 (frequency hopping) 通过将能量分散到比EMI测试仪带宽更广阔的范围, 从而实现降低EMI

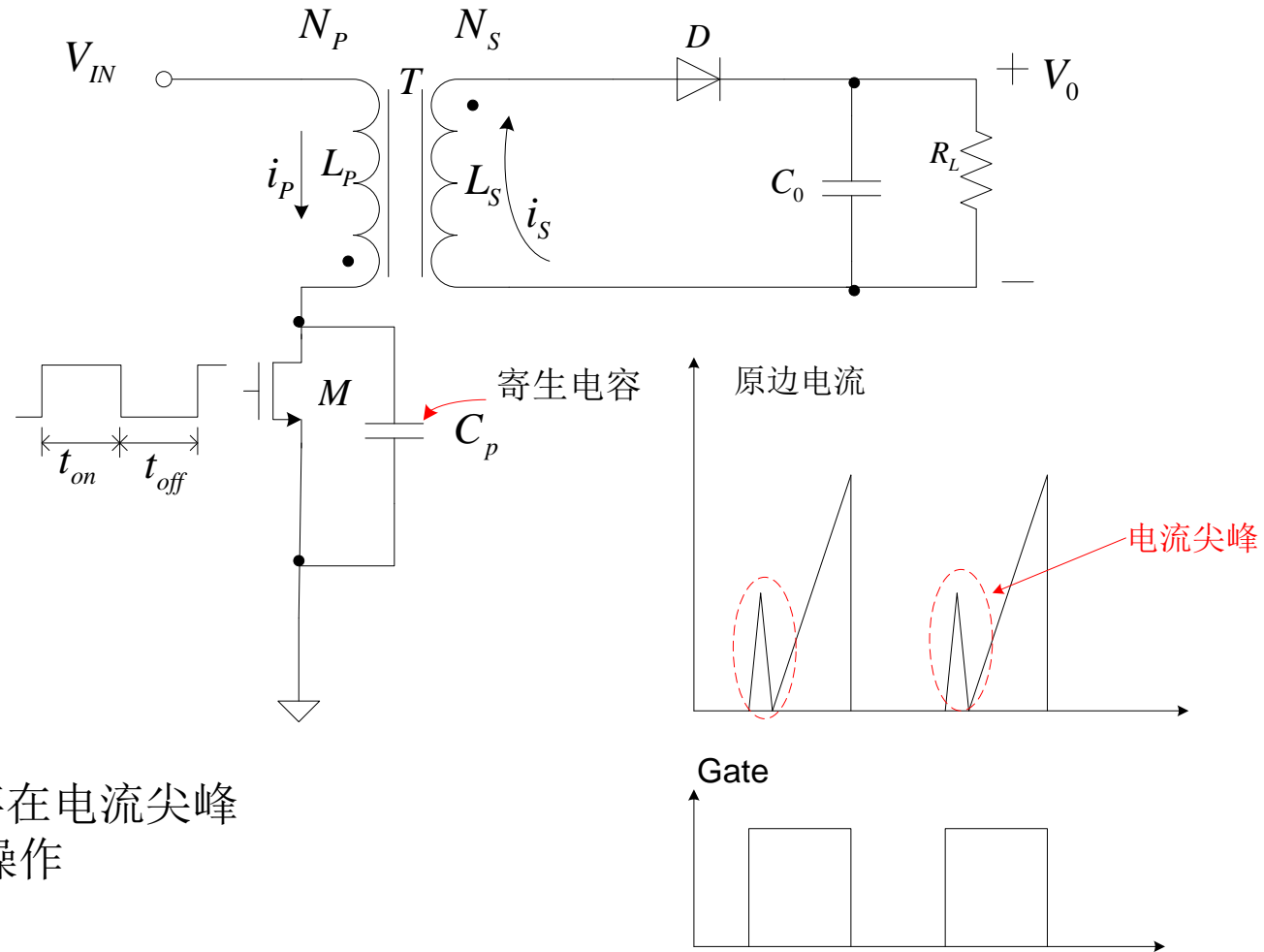
(3) 轻载时的效率

轻载时开关损耗增大，效率降低

降频，减小开关损耗，提高效率



(4) 前沿消隐 (LEB)

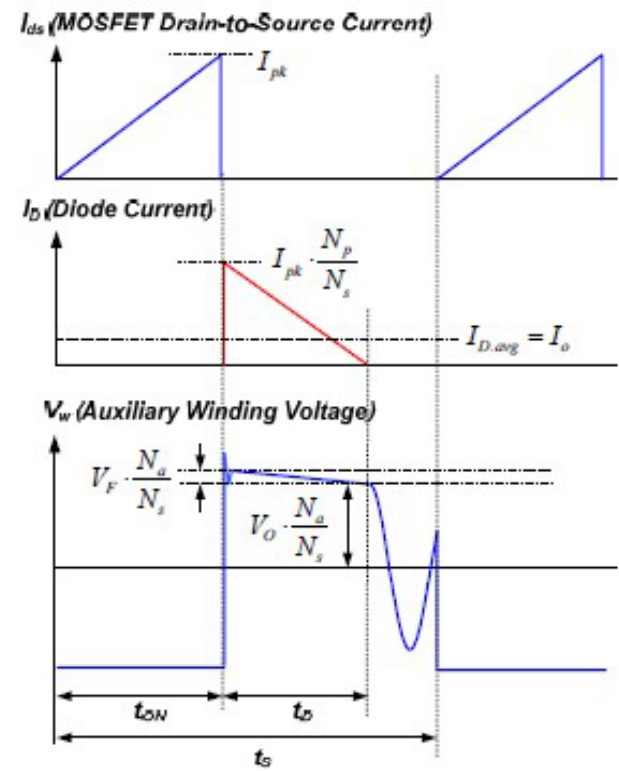
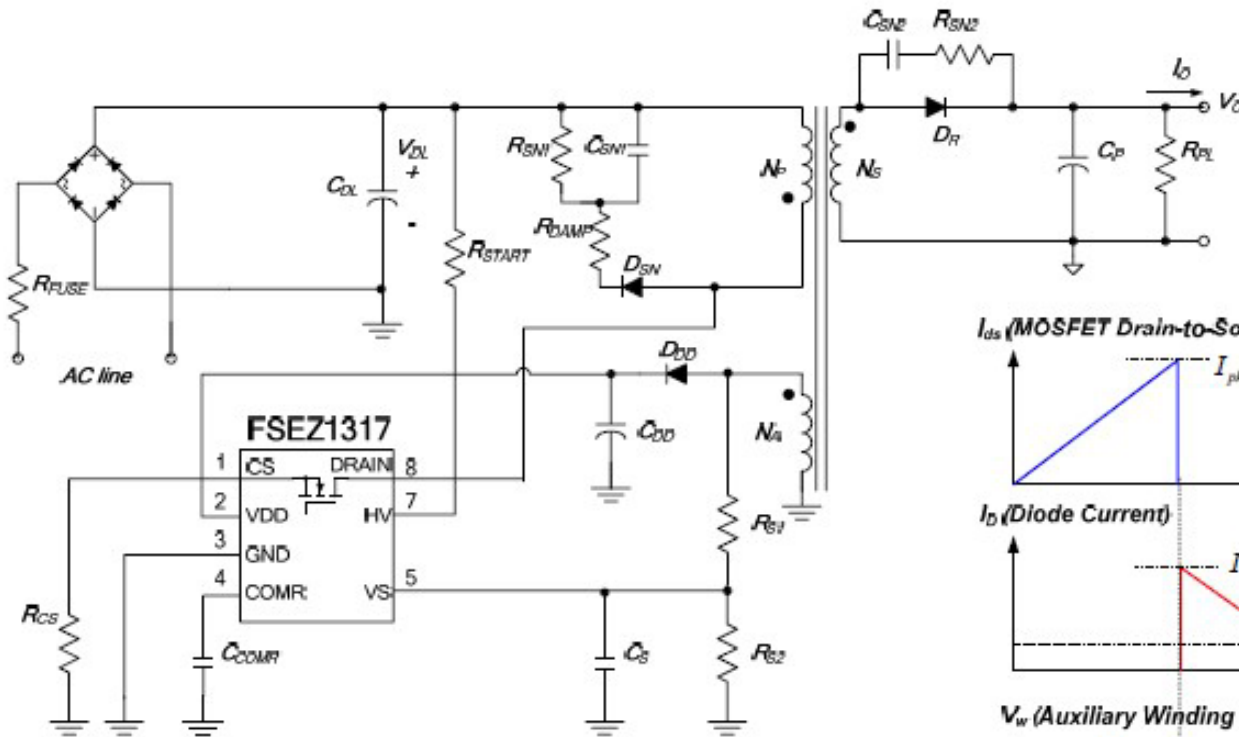


开关管导通瞬间存在电流尖峰
可能导致芯片误操作

设计前沿消隐电路
(Lead Edge Blank)

电流比较器在开关导通后
的一小段时间不工作，避免误操作

(5) 检测副边的消磁时间



检测消磁时间的重要性

$$I_o = \frac{t_D}{2t_S} \frac{N_P}{N_S} I_{pk}$$

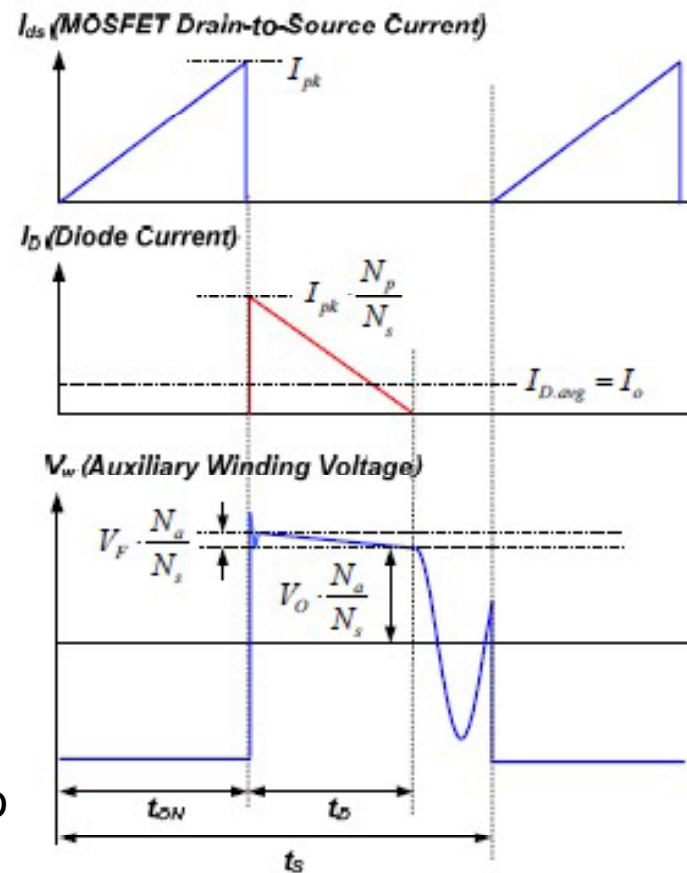
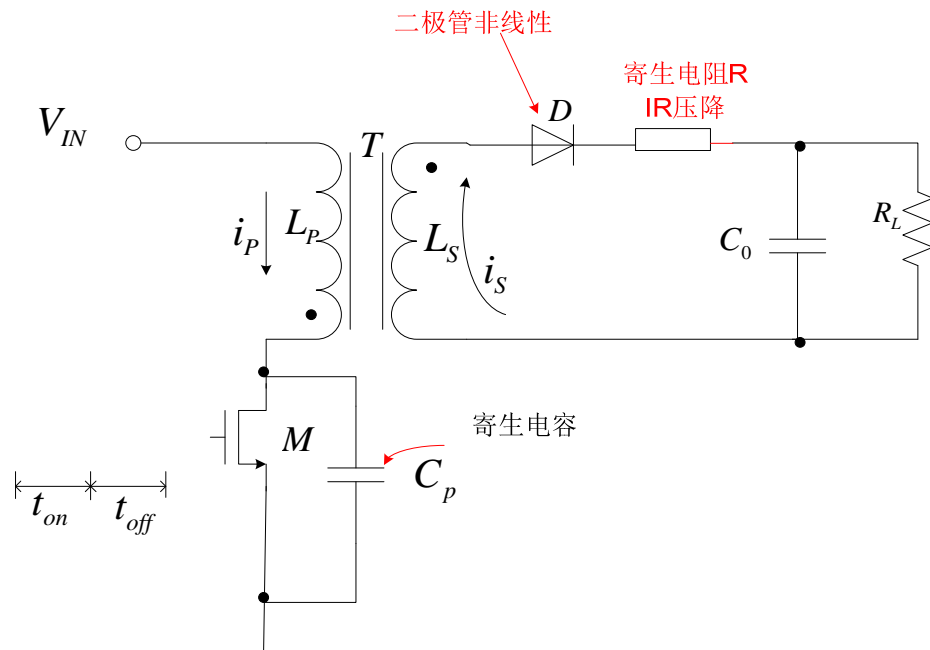
副边电流的过零点



转化

辅助绕组振铃电压的过零点

(6) 如何在原边检测输出电压 V_o

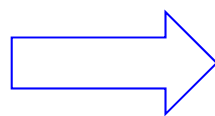


输出整流二极管D的非线性

次级端存在寄生电阻R
引起的IR压降

在原边精确检测
输出电压 V_o
很困难

副边消磁完毕时电流为0，
输出整流二极管的正向电压 V_f 和
寄生电阻的IR压降都为0



副边绕组的电压就等于输出电压 V_o ，
 V_o 耦合到原边就可以在原边
精确检测到输出电压

(7) 对输出整流二极管D的温度补偿

没有温度补偿时:

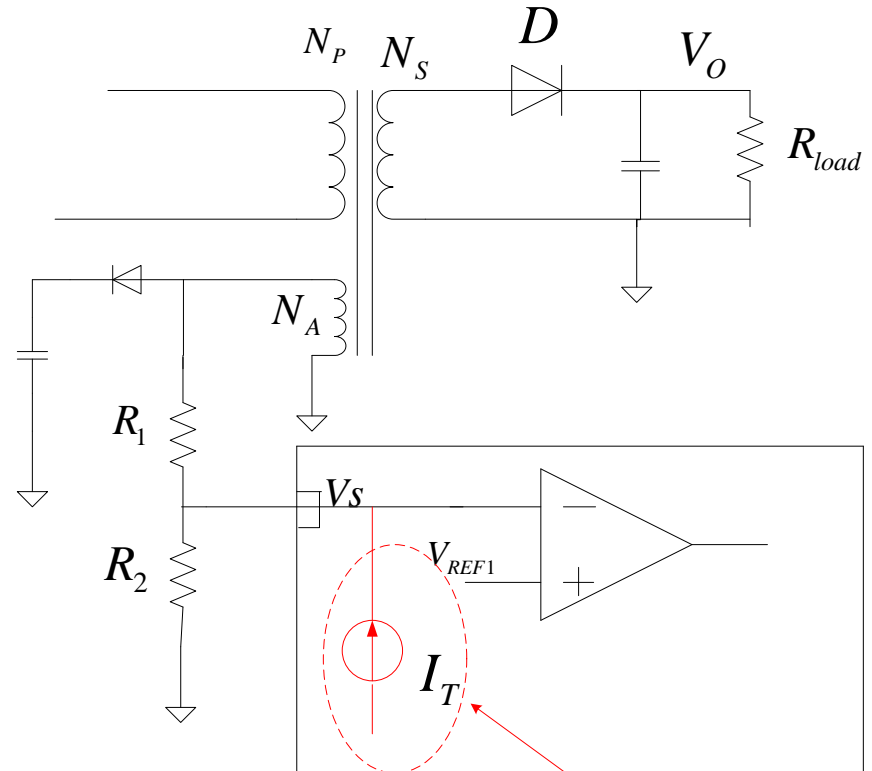
$$(V_O + V_F) \frac{N_A}{N_S} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{REF1} \Rightarrow V_O = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{N_S}{N_A} V_{REF1} - V_F$$

V_F 随着T的增加而减小, 则 V_O 随T增加而增加;

增加温度补偿后:

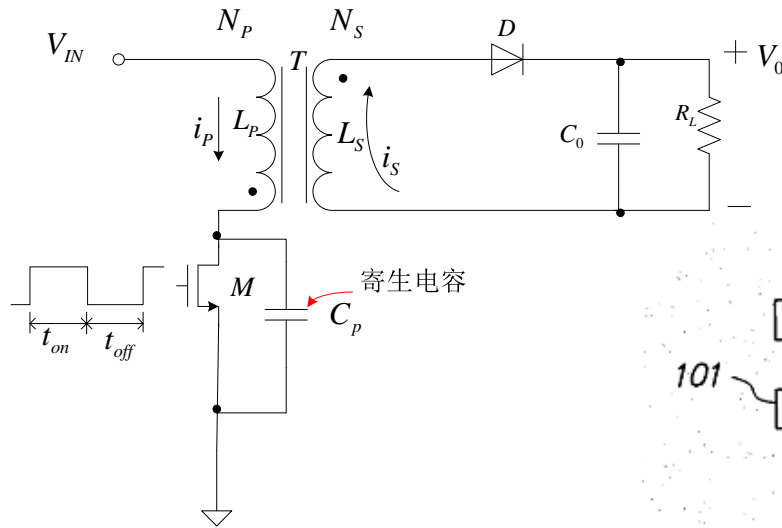
$$(V_O + V_F) \frac{N_A}{N_S} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + I_T \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = V_{REF1}$$
$$\Rightarrow V_O = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{N_S}{N_A} V_{REF1} - V_F - I_T \frac{R_1 N_S}{N_A}$$

V_F 负温度特性, I_T 正温度特性, 互相抵消, 实现补偿

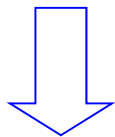


对输出整流二极管D的温度补偿

(8) zero-voltage switching (quasi-resonant mode)



在M的漏源电压V_{ds}最小时开启功率管M



最小化开关应力
和开关损耗,提高效益,
降低EMI

2013/9/20

T₃时刻V_{aux}最小, 开关管M的漏源电压V_{ds}也最小

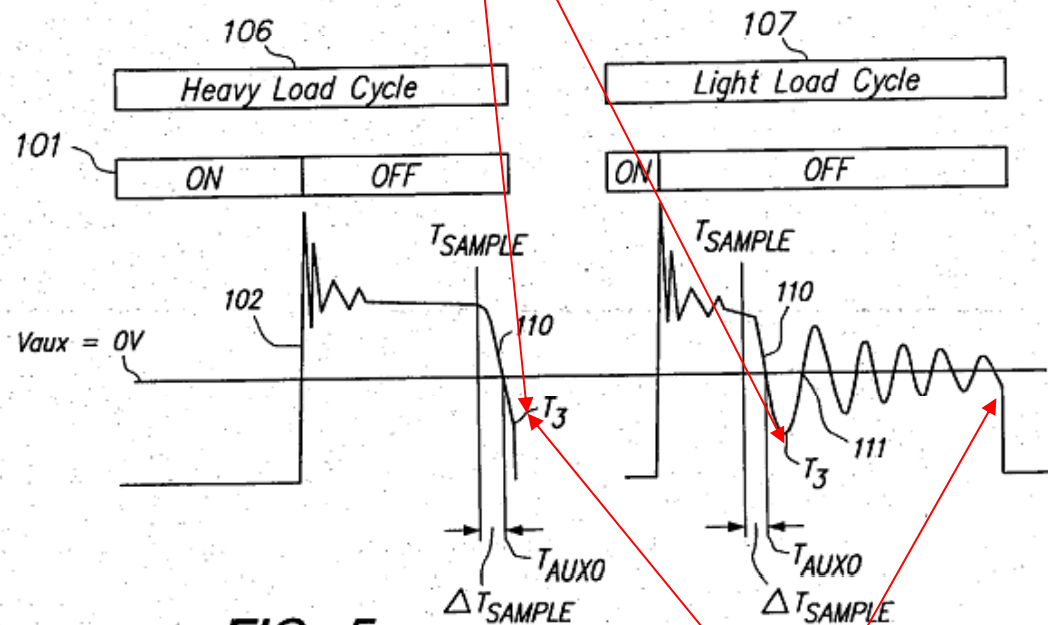


FIG. 5

在消磁完毕后
谐振的最小值处开启功率管

谢谢！