

功率因数校正

背景

- ★ 开关电源多数通过整流器与电力网相接，经典的整流器是由二极管或晶闸管组成的一个非线性电路，在电网中产生大量电流谐波和无功而污染了电网，成为电力公害，电力电子装置已成为电网最主要的谐波源之一。
- ★ 我国国家技术监督局在1994年颁布了《电能质量公用电网谐波》标准（GB/T 14549-93）。
- ★ 国际电工委员会也于1988年对谐波标准IEC 555-2进行修正，另外还制定了IEC61000-3-2标准，传统整流器因谐波远远超标而面临前所未有的挑战。

IEC 61000-3-2A类标准对电网谐波的要求

	谐波次数	最大允许的谐波电流值 (A)
奇次	3	2.30
	5	1.14
	7	0.77
	9	0.40
	11	0.33
	13	0.21
	n=15 至 39	$0.15 \cdot 15/n$
	偶次	2
4		0.43
6		0.30
n=8 至 40		$0.23 \cdot 8/n$

注：表中n为谐波次数

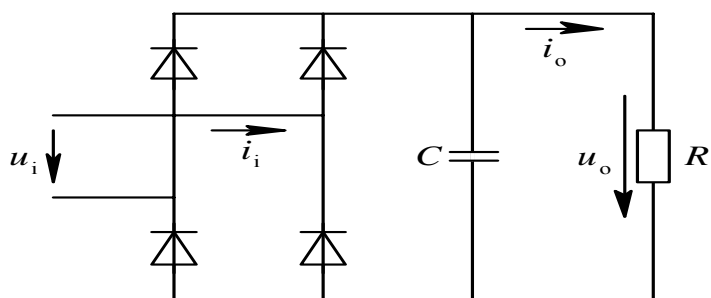
功率因数定义

$$\begin{aligned} PF &= P_{\text{实}} / P_{\text{视}} = P / (V_{RMS} \times I_{RMS}) \\ &= V_R \times I_1 \cos \psi / (V_R \times I_R) = I_1 \cos \psi / I_R \\ &= \gamma \cos \psi \end{aligned}$$

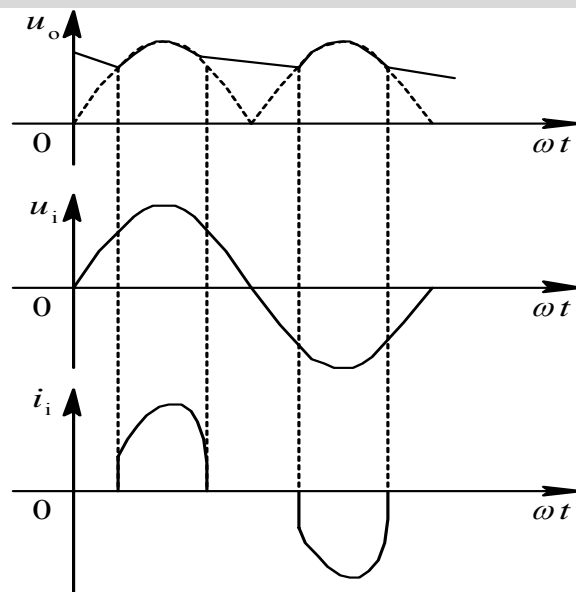
$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}}$$

$$THD = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots I_n^2 + \dots / I_1^2}$$

谐波的产生及其危害



(a)



(b)

大量电流谐波分量倒流入电网(称为 Harmonic Emission),造成对电网的谐波污染。一方面产生二次效应即电流流过的线路阻抗造成谐波电压降,反过来使电网电压(原正弦波)也发生畸变;另一方面,会造成电路故障,使变电设备损坏

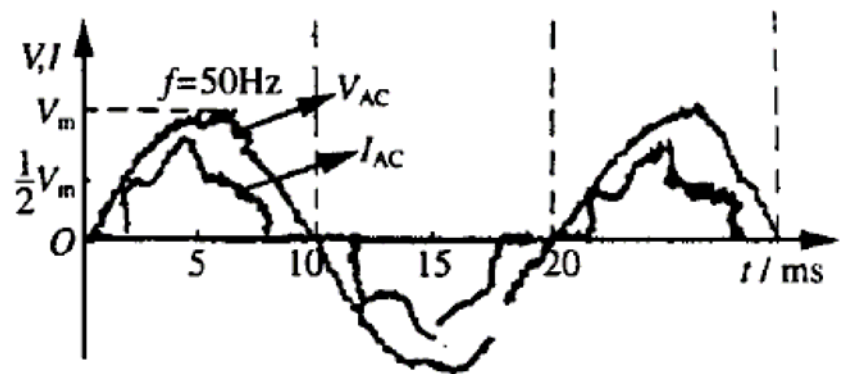
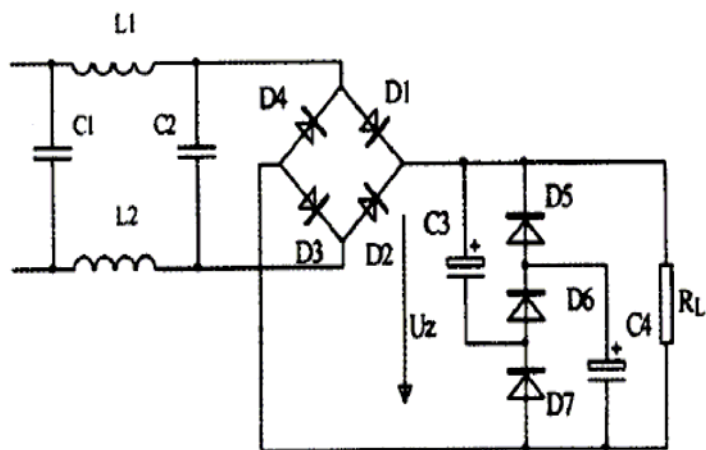
抑制开关电源谐波的主要方法

1. 无源滤波和无源无功补偿。采用 L、C 等无源元件组成滤波和无功补偿电路。因体积大，耗费铜铁较多，属低级技术。

2. 有源滤波和有源无功补偿。此法技术含量高，效果好，但系统复杂，成本较高。

3. 功率因数校正技术(PFC)。通过新的整流电路拓朴结构，采用一定的控制策略，使 AC/DC 变换电路的网侧不产生谐波电流，因而网侧功率因数接近 1。

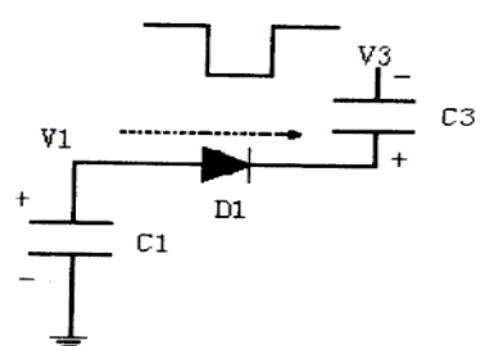
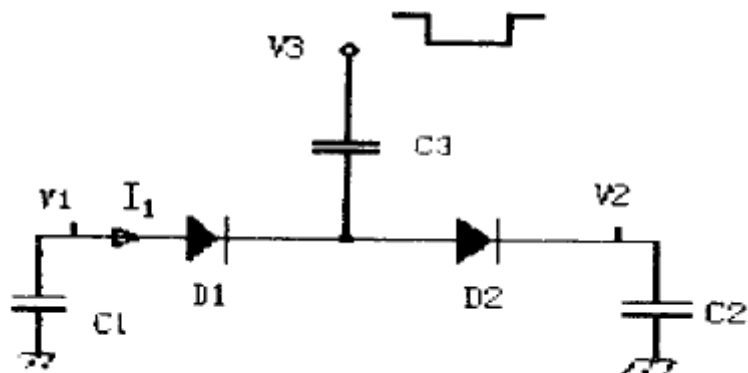
无源逐流PFC



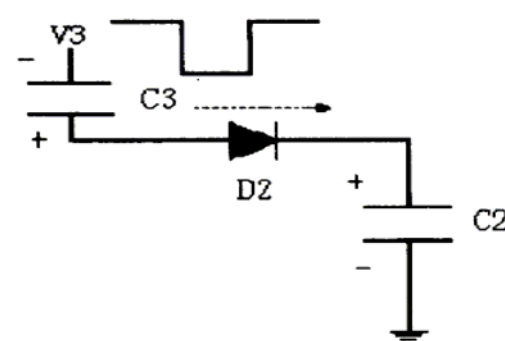
电容和二极管网络的串并联特性，增大了二极管的导通角，从而使输入电流的波形得到了改善。

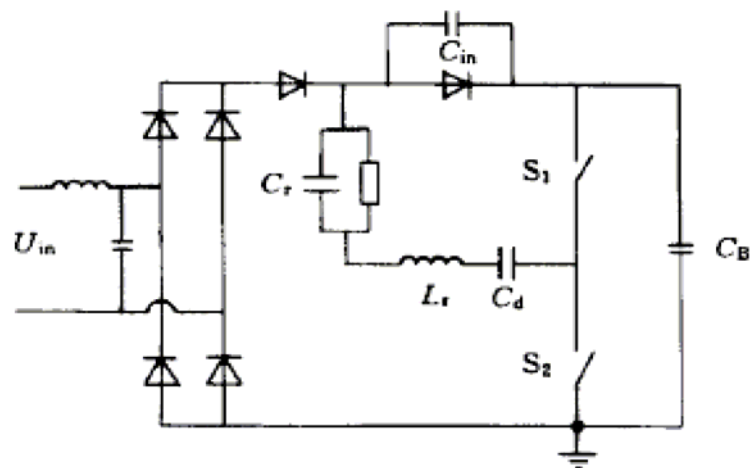
电荷泵(CHARGE PUMP)

通过电容对电荷的积累效应而产生高压使电流由低电势流向高电势，增大桥式整流电路中各个整流二极管的导通角。



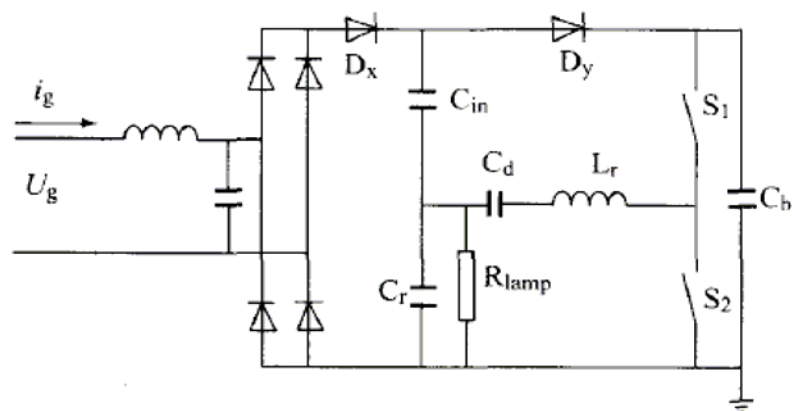
V1 小于 V2，在 V1 和 V2 之间的充电泵电路是由二个二极管 D1、D2 以及电容 C3 组成。电容 C3 容量比 C1 和 C2 容量小的多，V3 是一个高频负脉冲辅助电源，如果辅助负脉冲电压的幅度 V3（绝对值）大于 V2 与 V1 的电压差值 ($V2 - V1$)，那么就可能使电流从电压较低的 V1 端流向电压较高的 V2 端。





电流源电荷泵PFC电路 (CS-CPPFC)

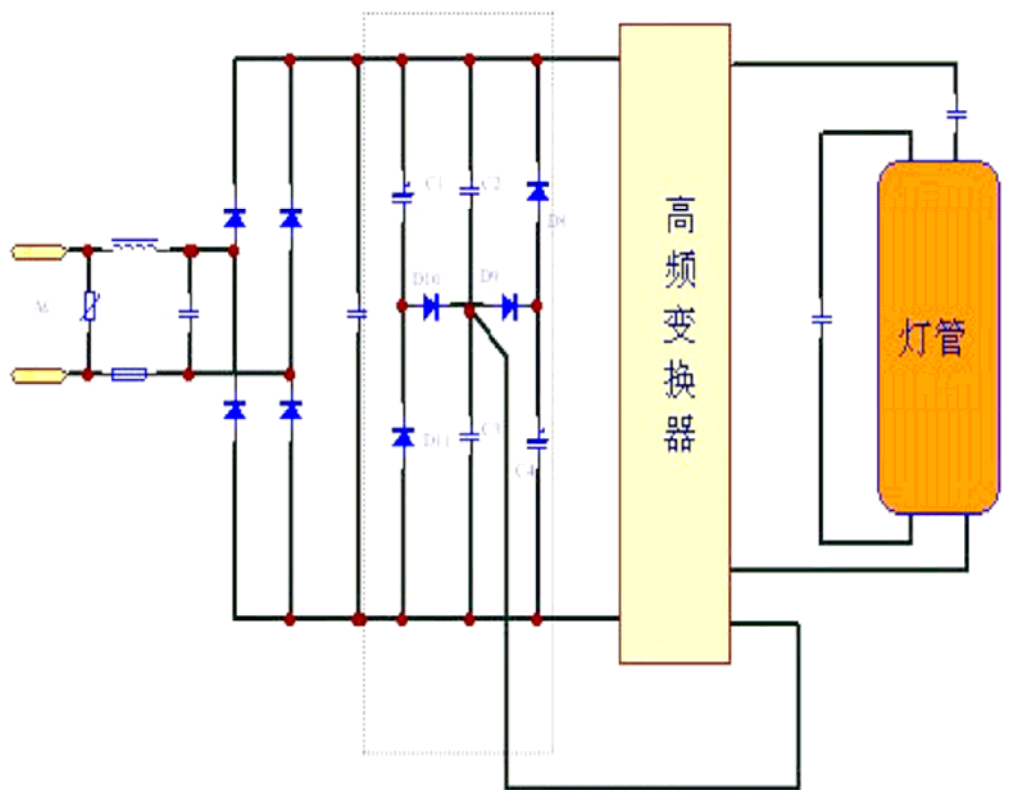
电流源电荷泵功率因数校正电路利用高频电流源实现功率因数校正的功能。当输入电流小于高频电流源的电流时，泵电容充电；当输入电流高于高频电流源的电流时，泵电容放电。



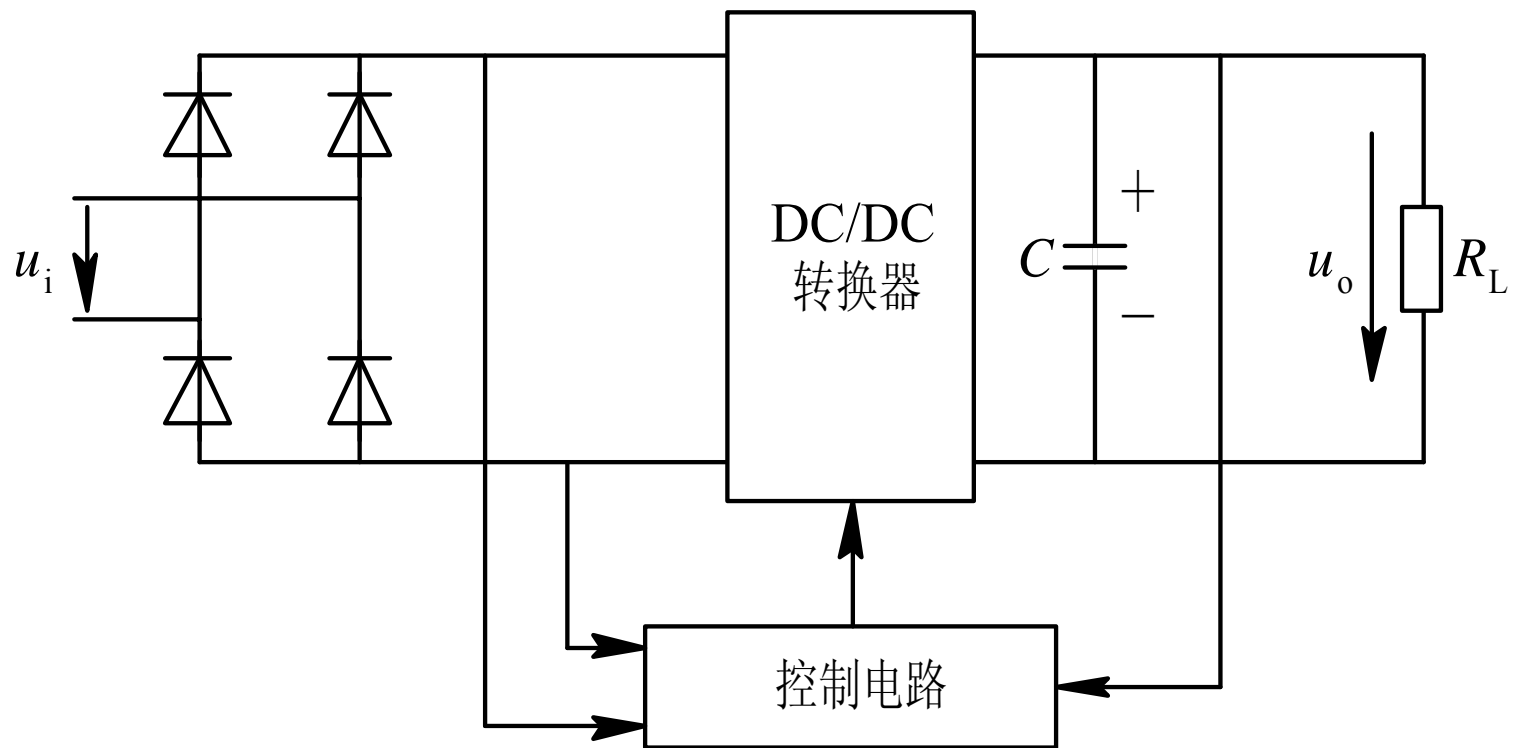
电压源电荷泵PFC电路 (VS-CPPFC)

电压源电荷泵功率因数校正电路由高频电压源为泵电容提供基准电压，当输入电压高于电容电压和高频电压源的和时，输入电流给电容充电；当高频电压源和电容电压的和高于直流母线电压时，电容放电。这样输入电流不直接给滤波电容充电，改善了输入波形，提高了功率因数。这

无源逐流与高频能量反馈的结合



有源功率因数校正



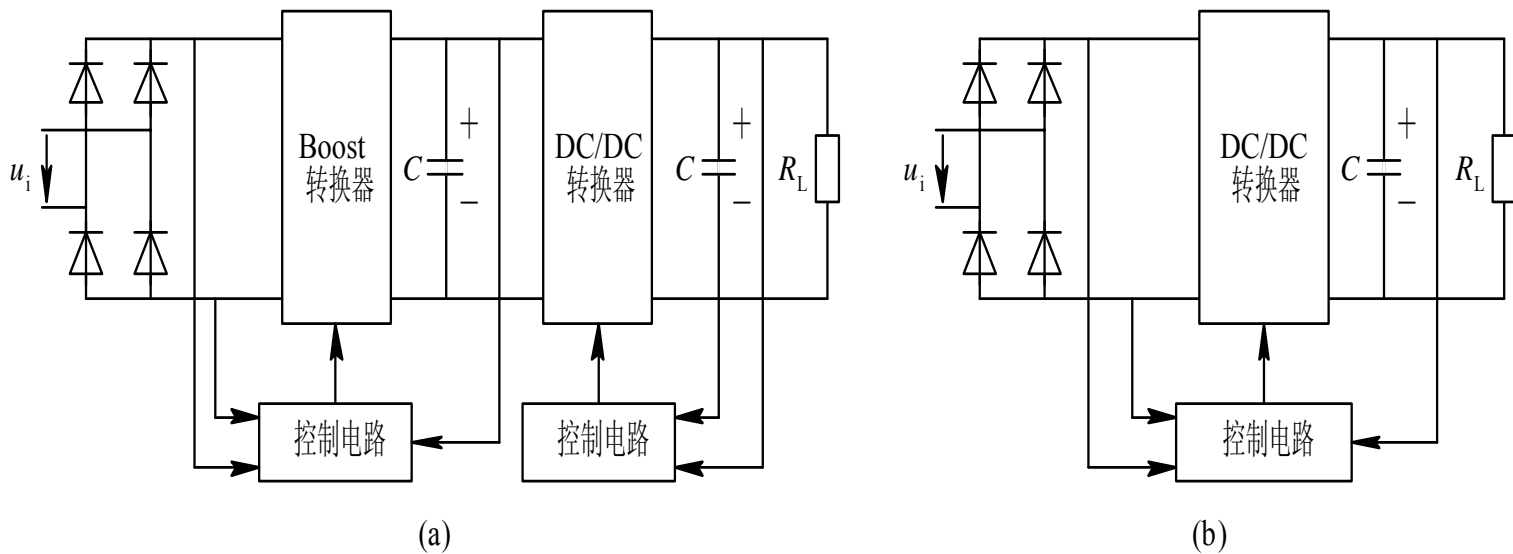
有源功率因数校正技术的思路是，控制已整流后的电流，使之在对滤波大电容充电之前能与整流后的电压波形相同，从而避免形成电流脉冲，达到改善功率因数的目的。

APFC的电路结构有双级式和单级式两种。

双级式电路通常由Boost转换器和DC/DC变换器级联而成的。前级的Boost电路实现功率因数校正，后级的DC/DC变换器实现隔离和降压。其优点是每级电路可单独分析、设计和控制，特别适合作为分布式电源系统的前置级。

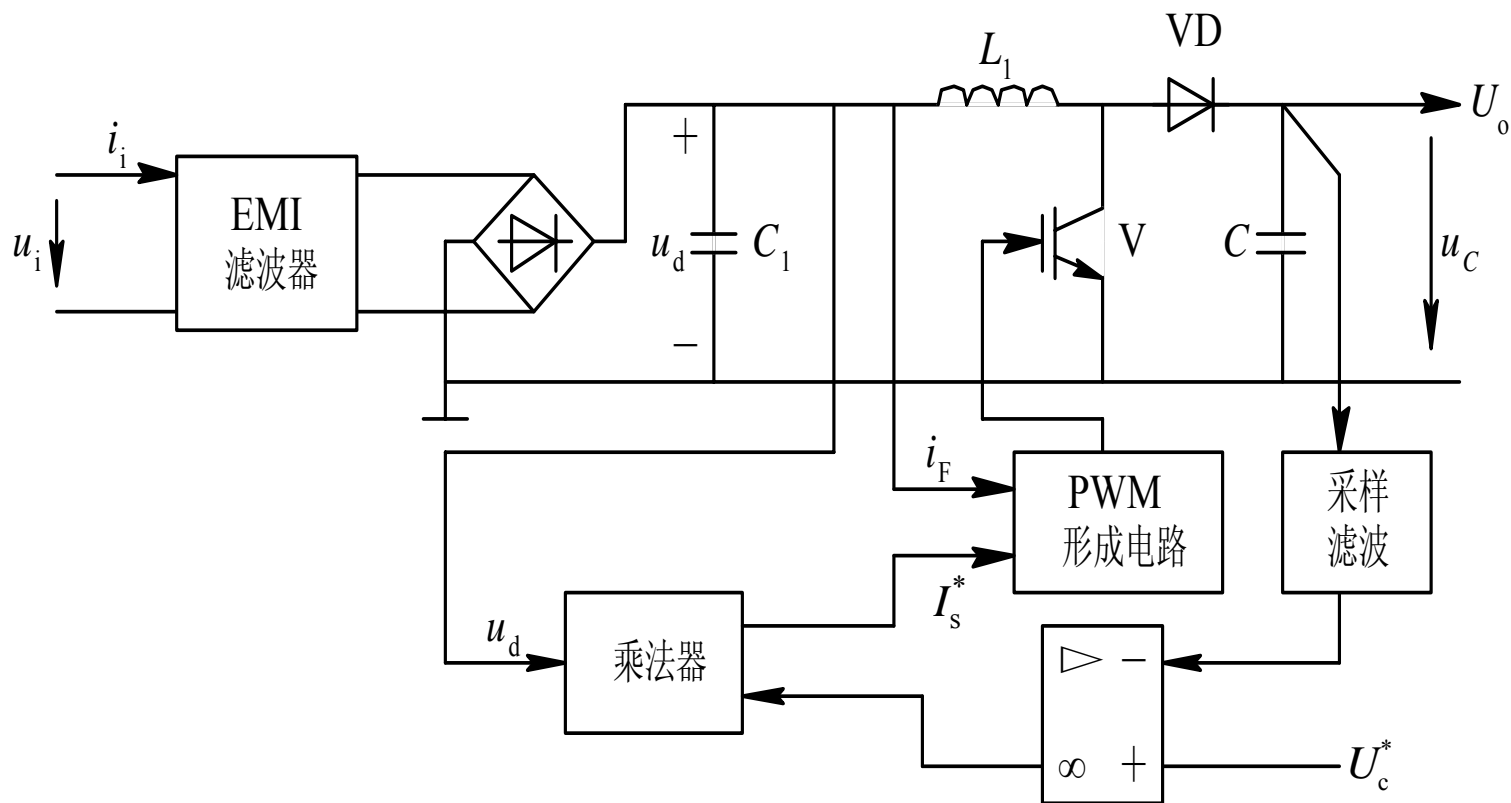
单级式APFC电路集功率因数校正和输出隔离、电压稳定于一体，结构简单，效率高，但分析和控制复杂，适用于单一集中式电源系统。

有源功率因数校正的电路结构



有源功率因数校正电路结构
(a) 双级式； (b) 单级式

有源功率因数校正电路原理

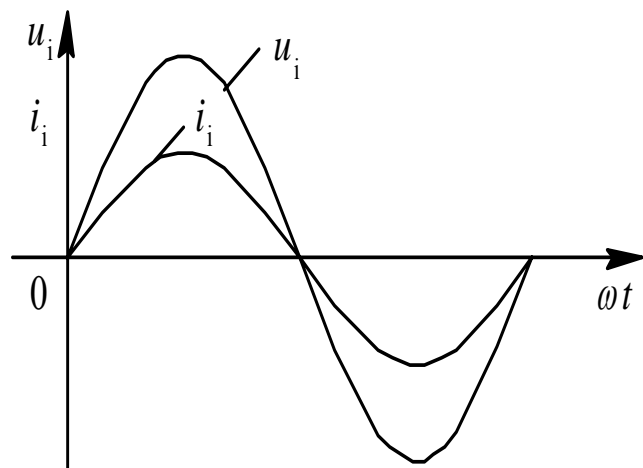
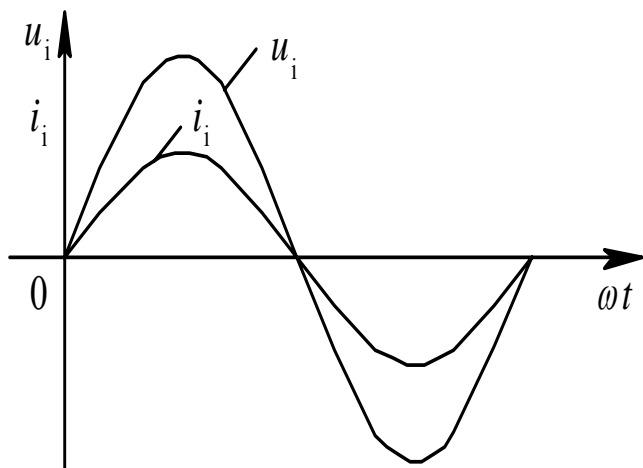
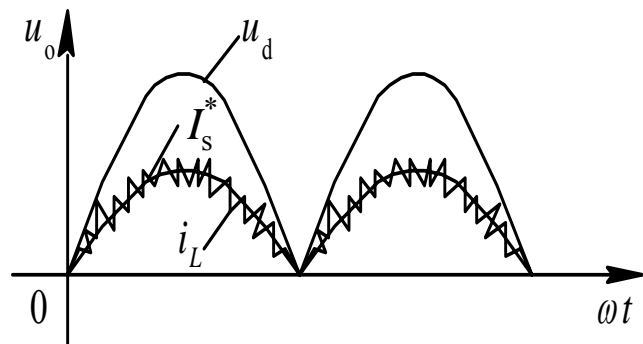
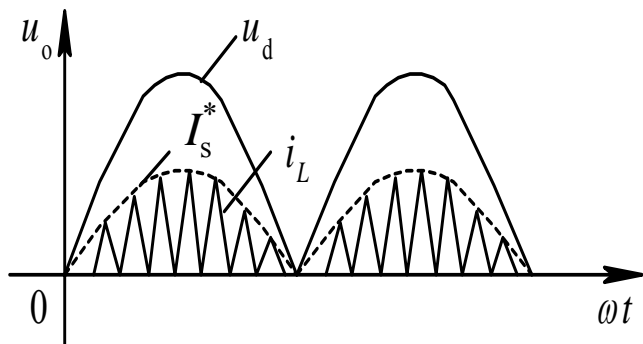


整流器输出电压 u_d 、升压变换器输出电容电压 u_C 与给定电压 U_c^* 的差值都同时作为乘法器的输入，构成电压外环，而乘法器的输出就是电流环的给定电流 I_s^* 。

升压变换器输出电容电压 u_C 与给定电压 U_c^* 作比较的目的是判断输出电压是否与给定电压相同，如果不相同，可以通过调节器调节使之与给定电压相同，调节器（图中的运算放大器）的输出是一个直流值，这就是电压环的作用。而整流器输出电压 u_d 显然是正弦半波电压波形，它与调节器结果相乘后波形不变，所以很明显也是正弦半波的波形且与 u_d 同相。

将乘法器的输出作为电流环的给定信号 I_s^* ，才能保证被控制的电感电流 i_L 与电压波形 u_d 一致。 I_s^* 的幅值与输出电压 u_C 同给定电压 U_c^* 的差值有关，也与 u_d 的幅值有关。 L_1 中的电流检测信号 i_F 与 I_s^* 构成电流环，产生PWM信号，即开关V的驱动信号。V导通，电感电流 i_L 增加。当 i_L 增加到等于电流 I_s^* 时，V截止，二极管导通，电源和 L_1 释放能量，同时给电容C充电和向负载供电，这就是电流环的作用。

由升压直流变换器的工作原理可知，升压电感 L_1 中的电流有连续和断续两种工作模式，因此可以得到电流环中的PWM信号即开关V的驱动信号有两种产生方式：一种是电感电流临界连续的控制方式，另一种是电感电流连续的控制方式。



(a)

(b)

APFC技术的应用

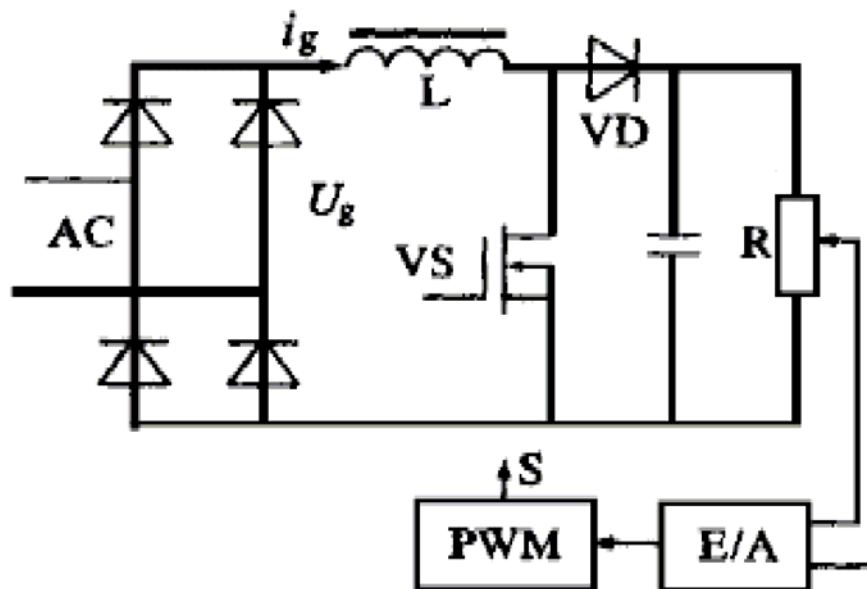
从上述控制技术可知，交流电网电压在一个很大的范围内变化，通过功率因数校正后的直流电压都为稳压的电压源，随后再经过变换满足各种不同应用的要求。由于APFC使得电网端的功率因数为1，减小了输入电流，降低了配电输电线的损耗，消除了用电装置的谐波分量对电网的污染。因此，凡是本身的工作会产生非线性，引起电网电压、电流畸变的电力电子装置，如果增加功率因数校正部分，对电网带来的效益是明显的。

同时，由于APFC增加了一级功率调节环节，它既要使输入电流波形呈正弦波，又要能够稳定输出电压，要同时具有这两个互相矛盾的特性，势必会造成动态响应的恶化。

例如，传统的PWM技术使用Boost转换器时，在负载和电网电压变化时改变脉冲宽度，使输出电压保持稳定，而APFC电路则必须将输入电流波形调整成正弦波，所以至少要有半个周期时间保持同一控制方式，其结果会造成输出电压稳定时间的恶化和脉动电压增大。这种影响会因电路方式的不同而有差异，但如果合理设计输出滤波电容 C ，就可得到适当补偿。增大输出滤波电容 C 的容量，使之同时满足电压纹波和交流突然断电时维持时间的要求。

因此，只要是双级式的APFC，系统的动态响应就由级联的DC/DC变换器的后级承担，这样就可以改善系统的动态响应，满足各种不同电器的需要。

恒频DCM控制模式

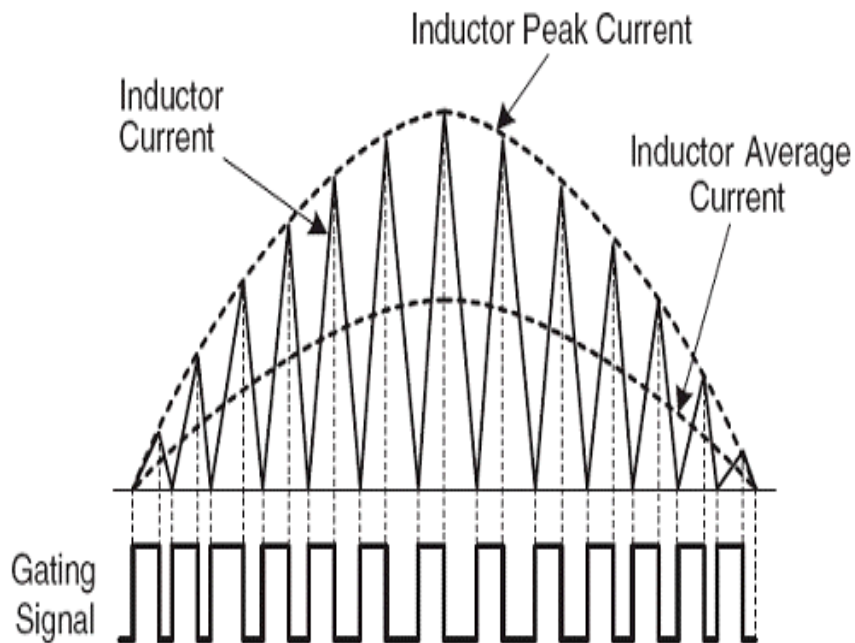


$$i_{gp} = \frac{U_g}{L} T_{on}$$

$$I_{gav} = \frac{U_g T_{on} (T_{on} + T_{don})}{L (2 T_s)}$$

控制脉冲的占空比在半个工频周期内保持不变，输入电流峰值与输入电压成正比，电流平均值与输入电压同相， T_{don} 是影响平均电流的重要因数

变频DCM控制模式（临界电流模式）



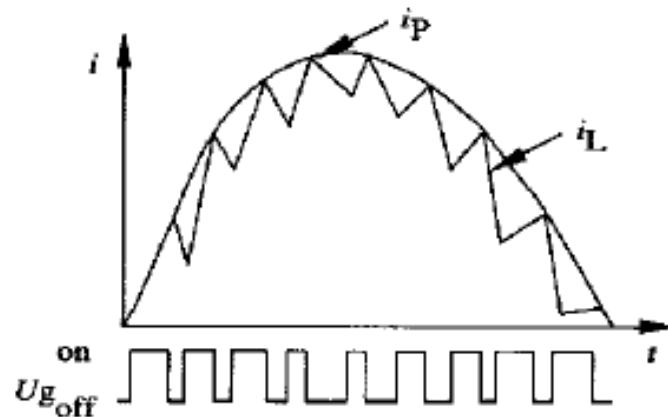
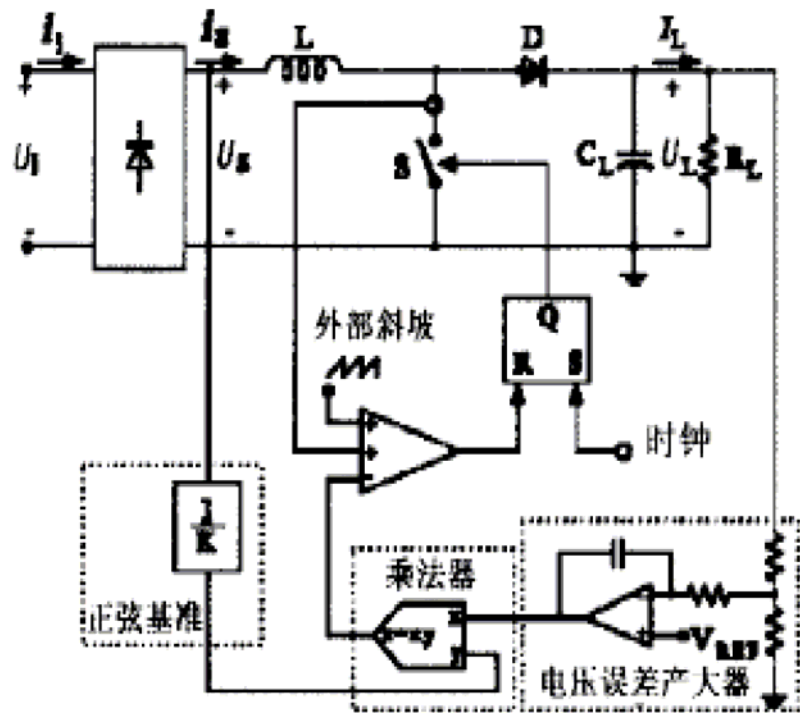
临界电流模式PFC控制器
MC34261 L6561 UC3852

$$T_s = T_{on} + T_{don}$$

$$i_{gav} = \frac{u_g T_{on}}{2L}$$

- ◆ 输入电流自动跟踪电压且保持较小的电流畸变率
- ◆ 功率管实现零电流开通且不承担二极管的反向恢复电流
- ◆ 输入输出电流纹波较大，对滤波电路要求高
- ◆ 峰值电流远高于平均电流，器件承受较大应力
- ◆ 用于小功率

峰值电流控制

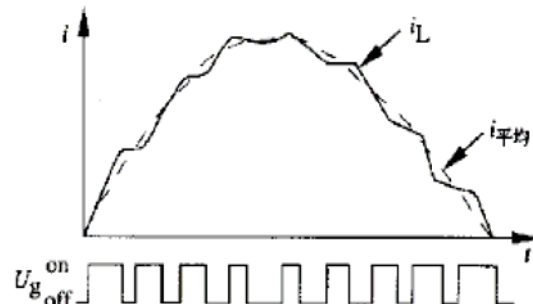
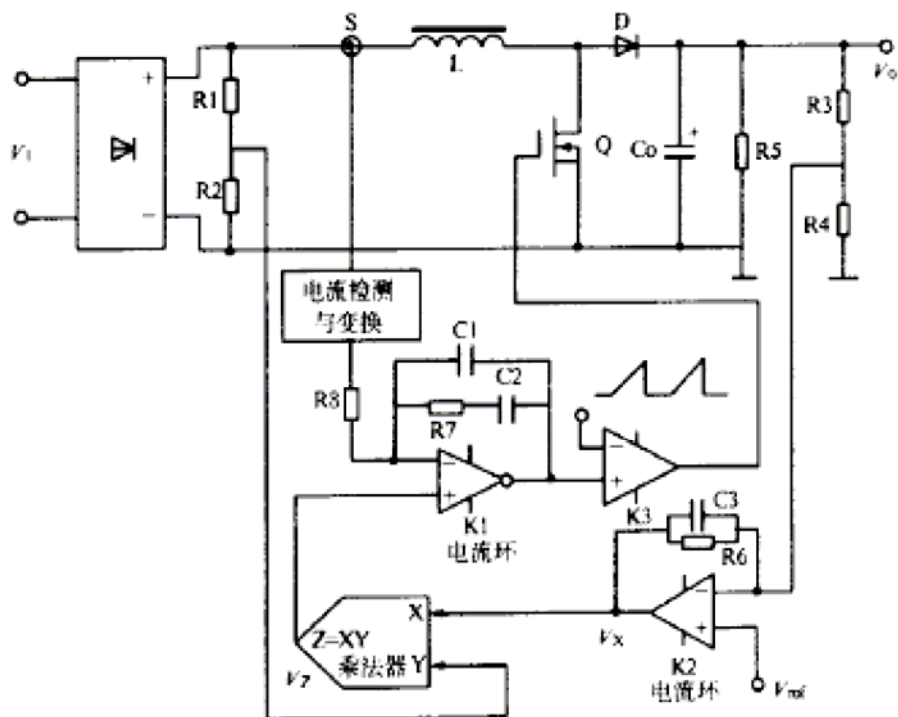


- ◆ 响应速度快
- ◆ 控制环易于设计
- ◆ 具有瞬时电流限制功能
- ◆ 对噪声敏感
- ◆ 需要斜坡补偿

峰值电流控制芯片

ML4812, ML4819

平均电流模式

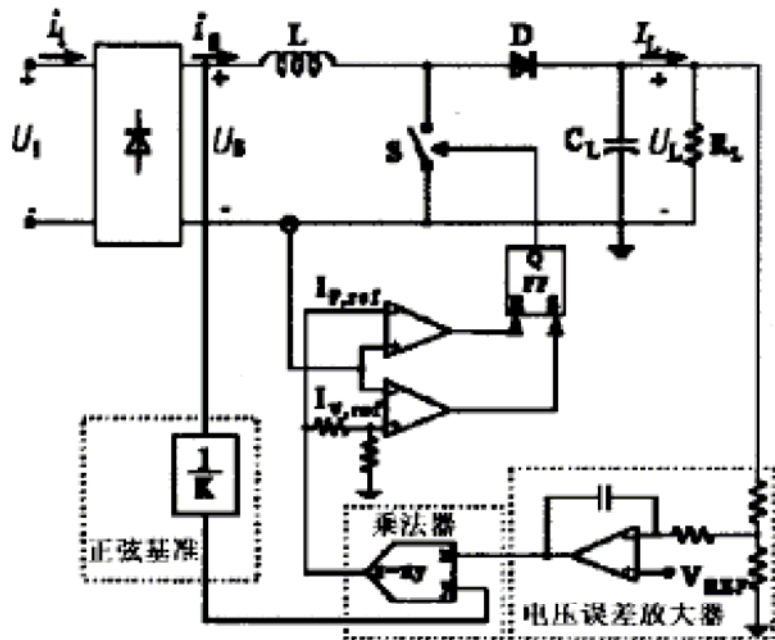


- ◆ 跟踪误差小，瞬态特性好
- ◆ 对噪声不敏感
- ◆ 开关频率固定
- ◆ THD小
- ◆ EMI小
- ◆ 需检测电感电流和乘法器，控制结构复杂
- ◆ 二极管反向恢复问题

平均电流控制的控制器

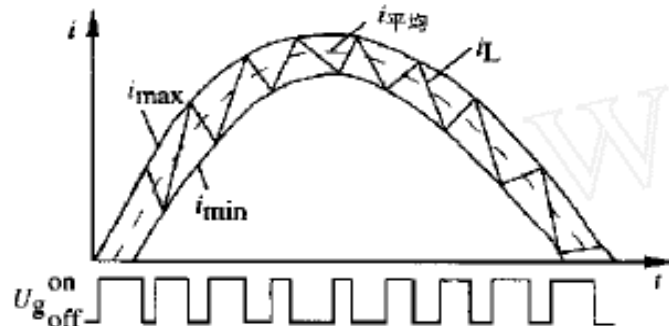
UC3854A/B

滞环电流控制



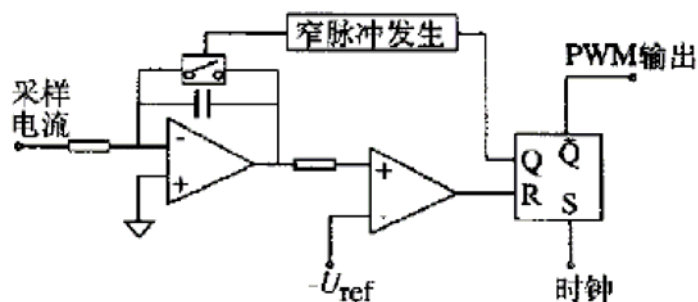
滞环电流控制的控制器

CS3810



- ◆ 控制简单、电流动态响应快、具有内在的电流限制能力
- ◆ 不需要斜坡补偿，稳定性好
- ◆ 开关频率在一个工频周期中不恒定，引起EMI问题和电流过零点的死区
- ◆ 负载对开关频率影响很大，滤波器只能按最低频率设计
- ◆ 滞环宽度对开关频率和系统性能影响大，需合理选取

单周期控制



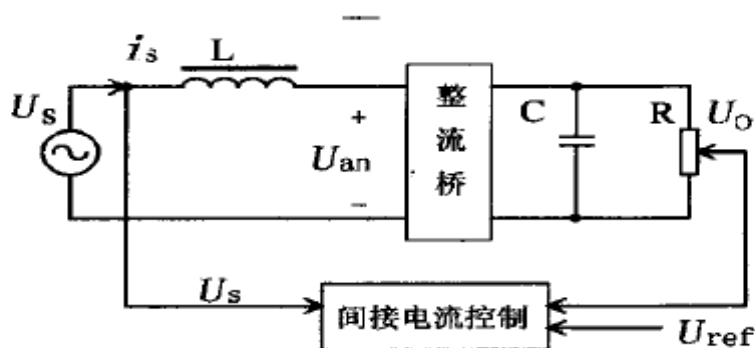
单周期控制器IR1150

这种方法的基本思想是通过控制开关占空比,在每个周期内强迫开关变量的平均值与控制参考量相等或成一定比例,从而在一个周期内自动消除稳态、瞬态误差,前一周期的误差不会带到下一周期。单周控制能优化系统响应、减小畸变和抑制电源干扰,具有反应快、开关频率恒定、鲁棒性强、易于实现、抗电源干扰、控制电路简单等优点,是

缺点:需要快速复位的积分电路

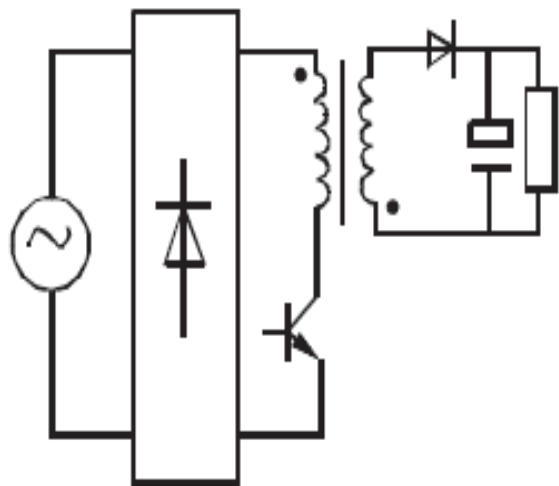
间接电流控制

间接电流控制是一种基于工频稳态的控制方式



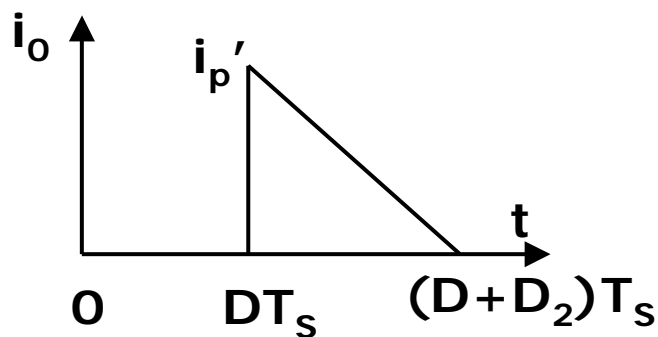
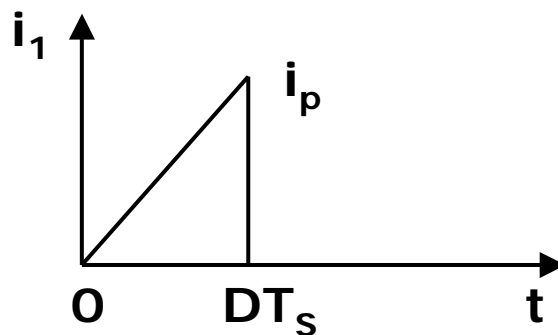
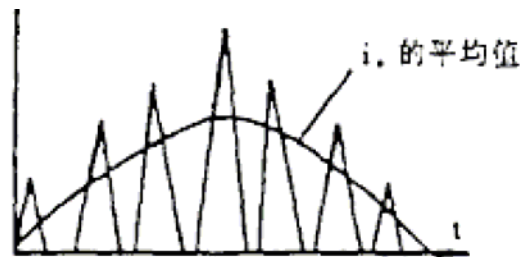
整流器为单相可逆结构, 电感电流由电源电压和输入电压的基波分量决定。当电源电压和电感值一定时, 控制输入电压的幅值和相位, 即可控制输入电流, 这就是间接电流控制的基本原理。其缺点是: 自身无限流功能, 需另加电流保护电路, 系统从一个稳态到另一个稳态, 会出现直流分量, 系统动态响应慢。

单级DCM反激式功率因数校正变换器

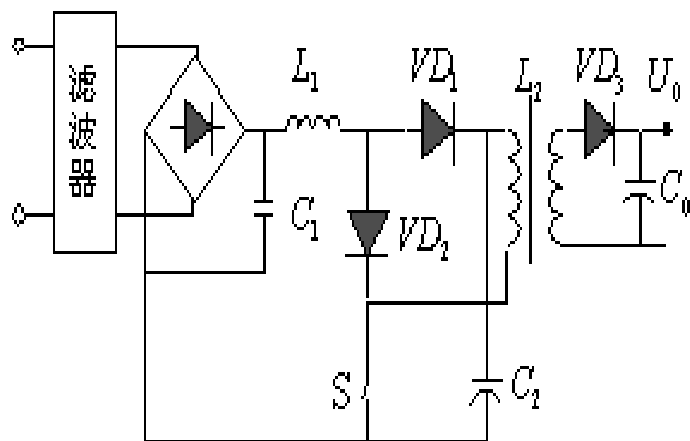


$$R_e = \frac{2n^2 L}{D^2 T_s}$$

n 为变压器匝比， L 为折算到变压器副边的电感输入等效阻抗为一个由 D 控制的电阻 R_e



单级式功率因数校正变换器



Boost 和Fly back组合式开关电路

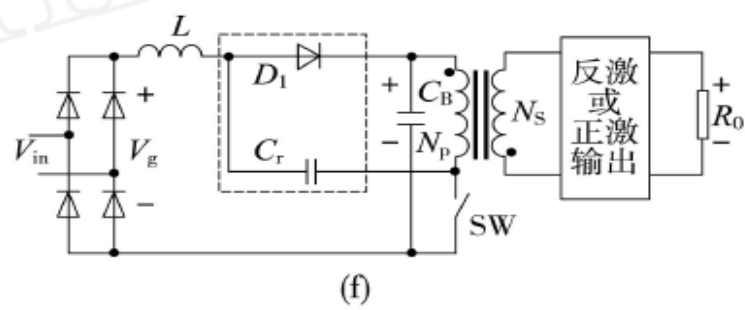
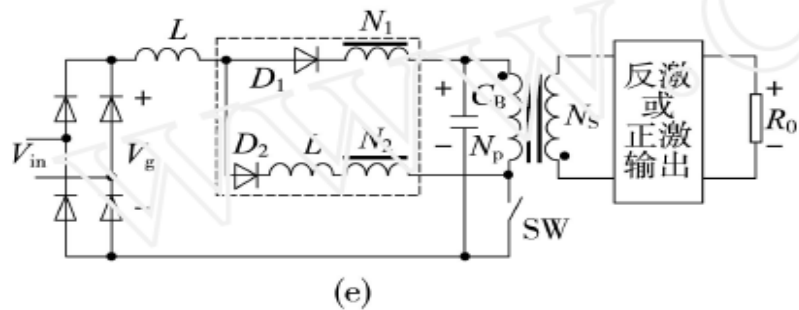
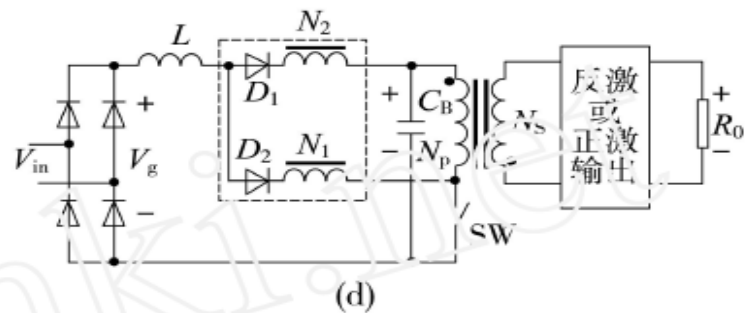
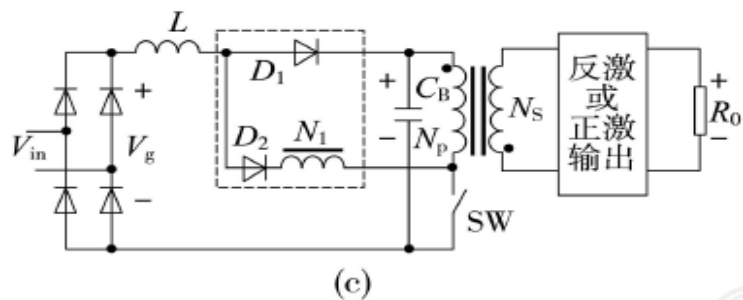
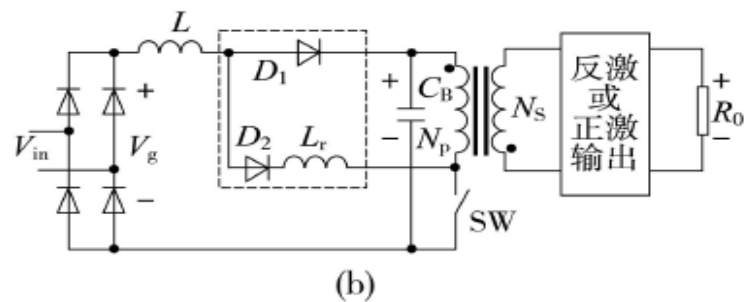
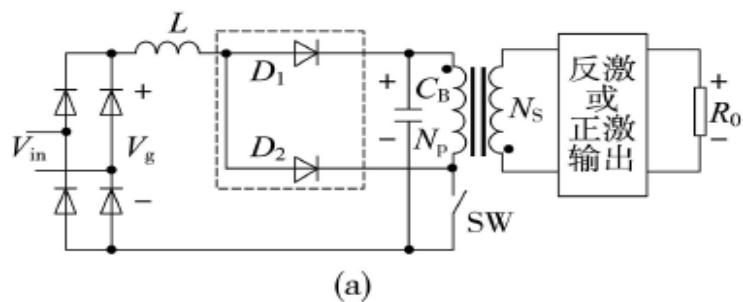
单级方案将 PFC 级和直-直变换器结合成一级,两级共用一个开关管,只调节一个变量。单级 PFC 在实现输出电压快速调节的同时,不用增加功率开关器件数和控制电路就能提高功率因

由于 PFC 级和 DC/DC 级共用一套开关管和控制电路,控制电路只是保证输出电压的稳定。对 PFC 级输出功率恒定时,输入功率是一个周期性变化的量,所以瞬时输入和输出功率不等,两者之间必须有储能电容作为缓冲。

单级 PFC 变换器具有电路简单、成本低,尤其适用于小功率应用

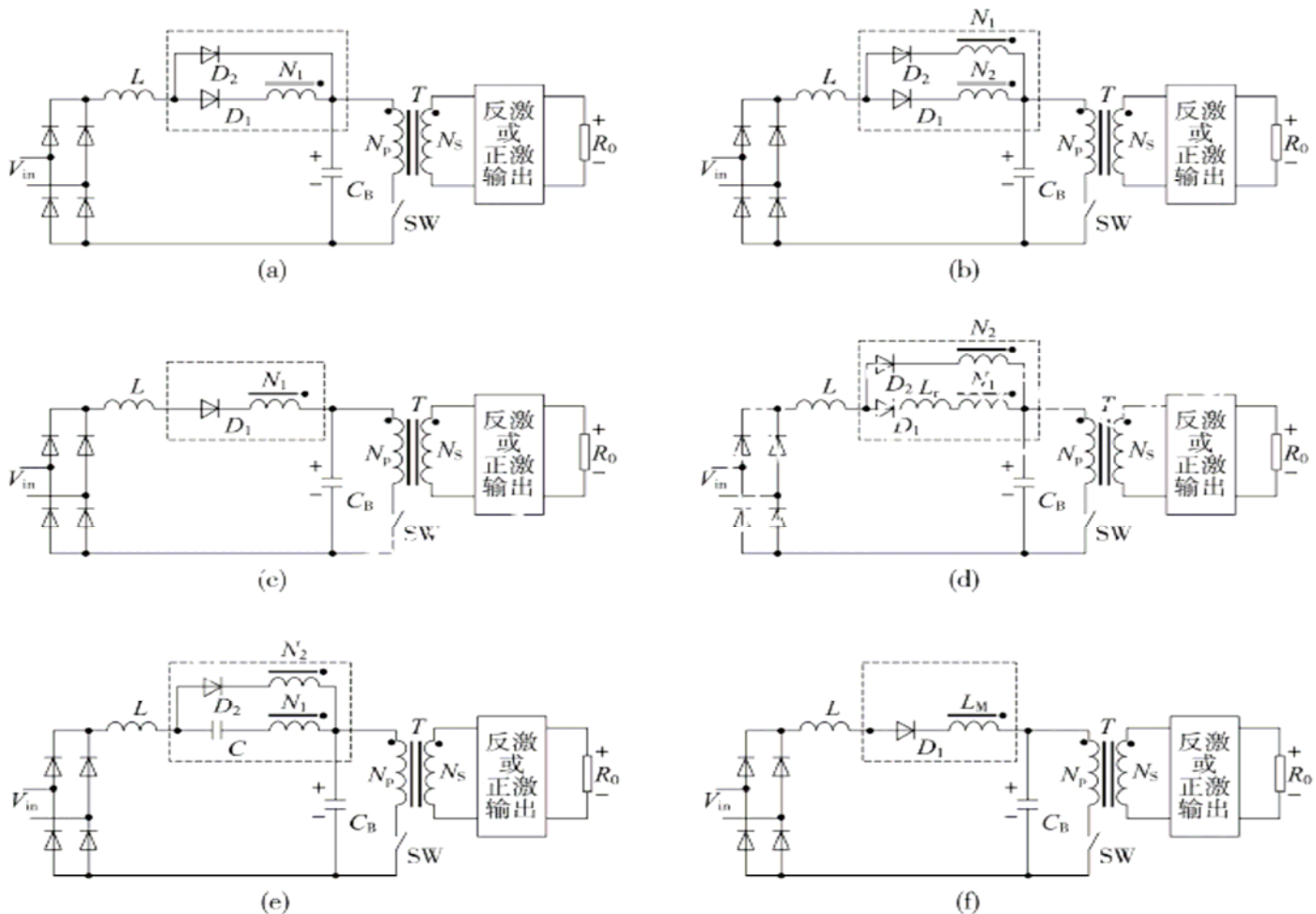
单级三端模式PFC电路结构

在两级PFC变换器基础上直接把PFC级和DC/DC级的开关管合并为一个，加入两个二极管以防止电流反向，同时去掉PFC控制电路

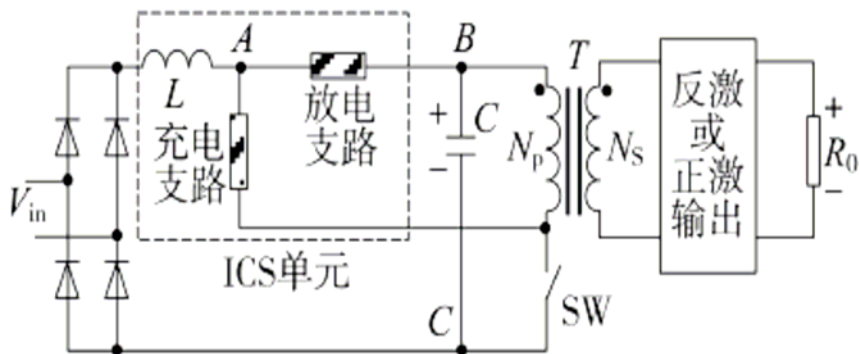


单级两端模式PFC电路结构

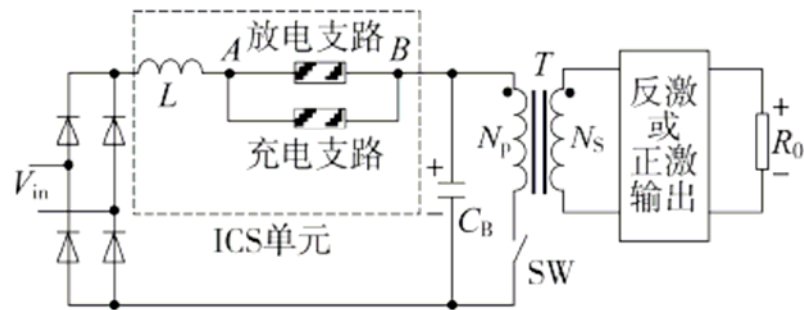
输入电流整形ICS连接在全桥整流和储能电容之间



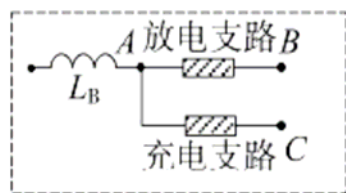
单级PFC模式的通用结构



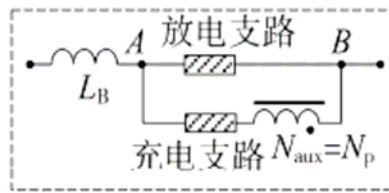
三端模式通用结构



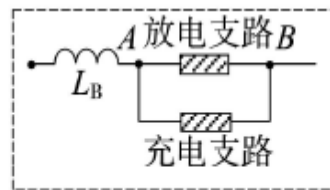
两端模式通用结构



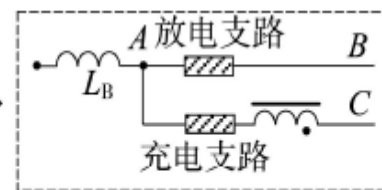
三端结构ICS单元



两端结构ICS单元



两端结构ICS单元



三端结构ICS单元

三端模式和两端模式的相互转换

双级、单级APFC比较

