

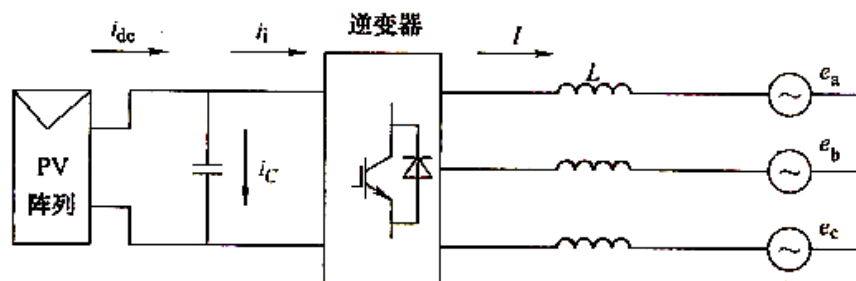
第六章 光伏并网逆变器控制策略

- 电力电子系统的**控制**主要包括对给定信号的跟随（**跟随性**）和对扰动信号的抑制（**抗扰性**）两个方面。

两个基本控制要求：

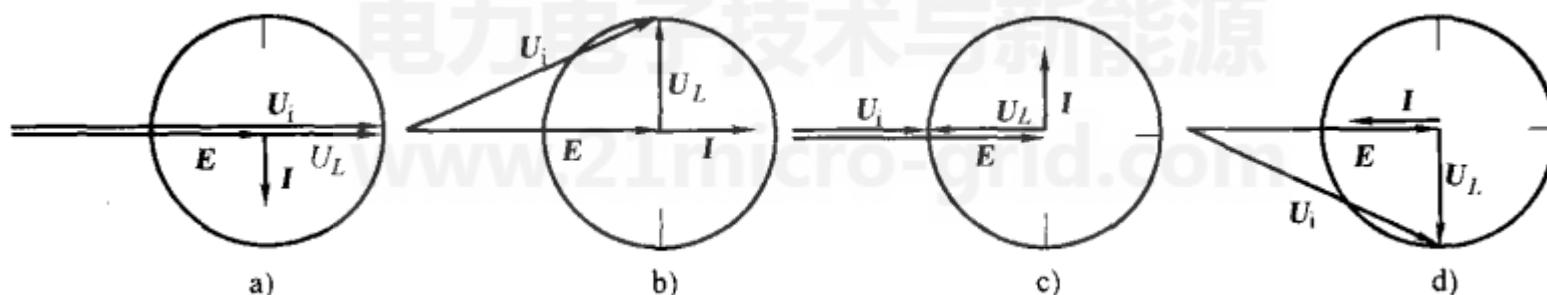
一是要保持前后级之间的直流侧电压稳定

二是要实现并网电流控制



三相光伏并网主电路图

显然通过控制交流侧 U_i 的幅值和相位，便可控制 U_L 的幅值和相位，也即控制了电感电流的幅值和相位。



a) 纯电感特性运行 b) 单位功率因数逆变运行 c) 纯电容特性运行 d) 单位功率因数整流运行

并网控制的工作原理：首先由并网控制给定的有功、无功功率指令和电网电压矢量，计算出输出电流矢量 I^* ；

再由 $U_i = U_L + E$ ；可得交流侧输出电压指令

$$U_i^* = j\omega L I^* + E$$

通过 SPWM 或 SVPWM 控制逆变器输出所需交流侧电压矢量，实现逆变器并网电流的控制。

间接电流控制：通过控制并网逆变器交流侧电压来间接控制输出电流矢量。

直接电流控制方案依据**系统动态模型构造电流闭环控制系统**，

电力电子技术与新能源
www.21micro-grid.com

- 相对于电网电压矢量位置的电流矢量控制，称为**基于电压定向的矢量控制 (VOC)**。
- 相对于电网电压矢量位置的功率控制，称为**基于电压定向的直接功率控制 (V-DPC)**。

以上两种并网逆变器控制策略的控制性能取决于电网电压矢量位置的精确获得。

目前，三相逆变器的控制技术目前主要有三类。

第一类在三相 abc 静止坐标系中对三相瞬时变量分别进行瞬时值反馈控制；

第二类是在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下对 α 、 β 轴的瞬时变量进行反馈控制；

第三类是在两相 dq 旋转坐标系中对 d 、 q 轴的瞬时变量进行反馈控制。

因此，无论采用何种坐标系，只要在该坐标系下测量得到电网电压矢量位置即可。

$$\begin{cases} \sin\gamma = \frac{e_\beta}{\sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}} \\ \cos\gamma = \frac{e_\alpha}{\sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}} \end{cases}$$

基于电压定向的控制的不足，实际电网电压不是理想的正弦波，而是存在谐波，所以电压检测除了基波还有谐波，造成误差。

解决的方法有两种，一是采用锁相环技术；
二是采用虚拟磁链。

光伏并网逆变器控制策略有 4 类：

- 1) 基于电压定向的矢量控制
- 2) 基于电压定向的直接功率控制
- 3) 基于虚拟磁链定向的矢量控制
- 4) 基于虚拟磁链定向的直接功率控制

6.2 电流闭环的矢量控制策略

- 对于逆变器控制而言，其指令信号常为工频正弦信号，一般要求其输出信号实现对给定正弦信号的无静差控制。
- 在闭环系统中，无静差控制这一目标通常是通过调节器的无静差调节来完成的，而调节器的无静差调节主要由调节器的结构所决定的。

无静差原理控制是指被控对象稳态、无差地运行在平衡状态或跟踪某一目标信号上。

- ✓ 通过 **abc-dq** 的坐标变换可以将三相静止系下的交流量转成同步坐标系下的直流量，所以无静差控制与相应坐标系有关。
- ✓ 在静止坐标系中，逆变器的指令信号为正弦波信号，因此必须设计相应的调节器结构以满足正弦时变信号的无静差控制要求；而在**同步旋转坐标系中，逆变器的指令信号被变换为直流信号**，因此可以采用常规的 **PI 调节器**设计，以满足对直流信号的无静差控制要求。

可见**逆变器控制**可分为在**同步坐标系**下实现对**直流**给定信号的无静差控制和在**静止坐标系**下的实现对**正弦**给定信号的无静差控制**两大类**

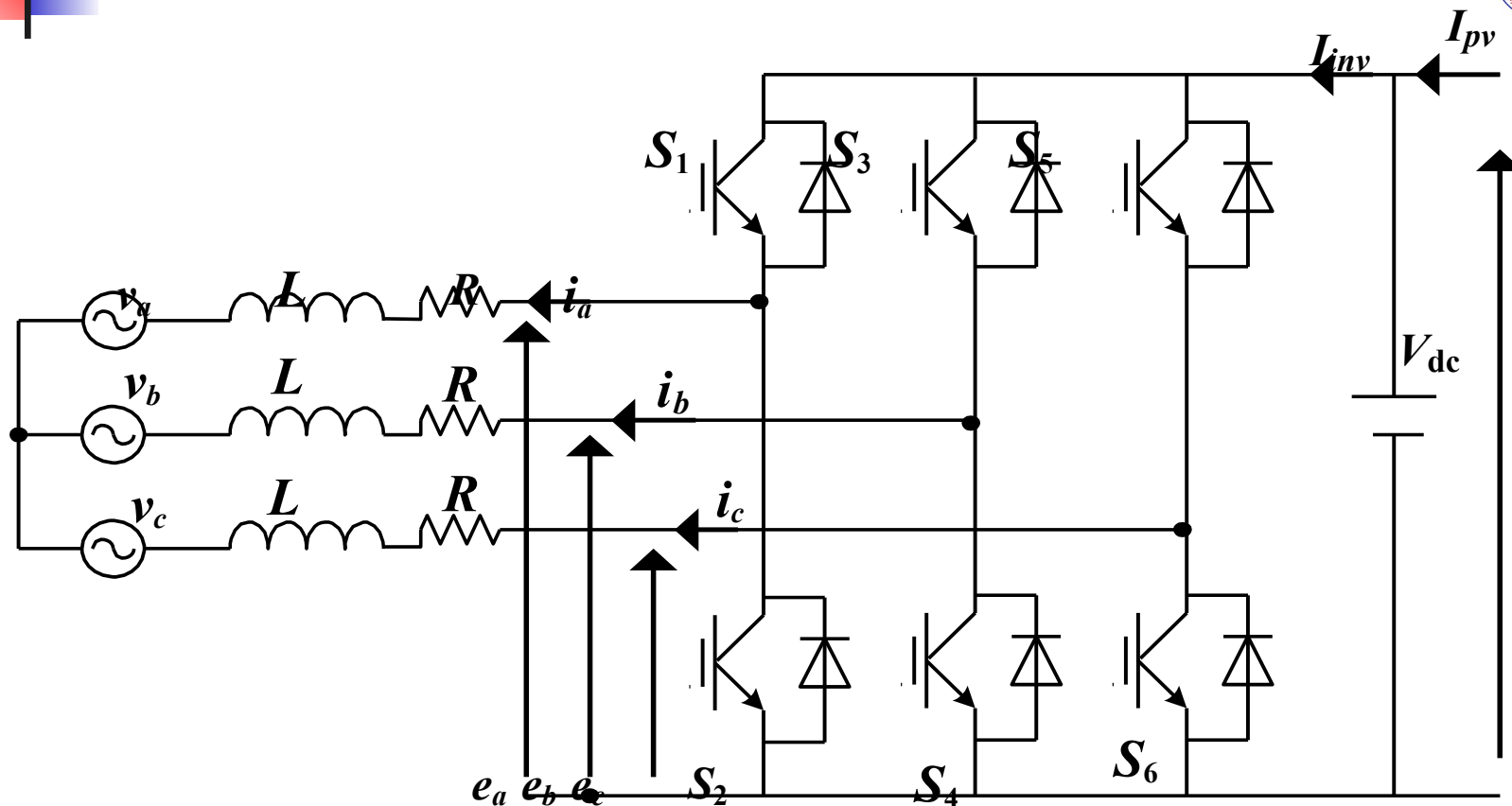
- ✓ **类**采用基于电流闭环的矢量控制策略，其控制设计主要分为：**基于同步旋转坐标**以及**基于静止坐标**的控制设计。

基于同步旋转坐标的控制设计，是利用坐标变换将静止坐标系中的交流量变换成同步旋转坐标系下的直流量。在同步旋转坐标系中，为实现对直流给定信号的无静差控制，其控制环路中必须含有积分环节，一般采用典型的 PI 调节器实现。

基于静止坐标系的控制设计，为对正弦给定信号的无静差跟随，则要求系统基于静止坐标系模型中的开环传递函数包含 $1/(s^2 + \omega^2)$ 环节。一般采用比例谐振 (PR) 调节器。

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2}$$

6.2.1 同步坐标系下并网逆变器的数学模型



单级式三相光伏并网逆变器电路结构图

- 图中，三相静止坐标系下并网逆变器的电压方程

$$U_{ix} - E_x = I_x R + L \frac{dI_x}{dt} \quad (x = a, b, c)$$

- 由三相静止 abc 坐标系下的数学模型转换为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标下的数学模型

$$X_{\alpha\beta} = TX_{abc} \quad T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

得：

$$U_{i\alpha\beta} - E_{\alpha\beta} = I_{\alpha\beta} R + L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} \quad (x = a, b, c)$$

- 再由两相静止 $\alpha\beta$ 坐标下的数学模型变换成同步旋转 dq 坐标系下的数学模型

$$X_{dq} = T(\theta)X_{\alpha\beta} \quad T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

由上面两式并进行相应的数学变换，可得

$$U_{iqd} - E_{qd} = L \begin{pmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{pmatrix} I_{qd} + L \frac{dI_{qd}}{dt} + I_{qd} R$$

- 零初始状态下，对上式进行拉氏变换，可得同步旋转 dq 坐标系下并网逆变器频域的数学模型，对应的模型结构如图所示。

$$U_d(s) - E_d(s) + L\omega_0 I_q(s) = (sL + R)I_d(s)$$

$$U_q(s) - E_q(s) - L\omega_0 I_d(s) = (sL + R)I_q(s)$$

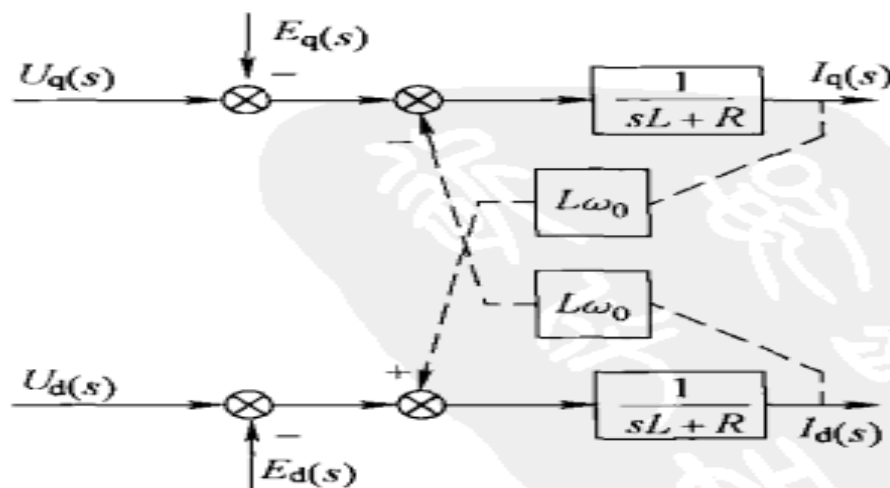


图 6-5 同步坐标系下的模型结构图

- 前馈解耦的并网逆变器模型结构如图所示。

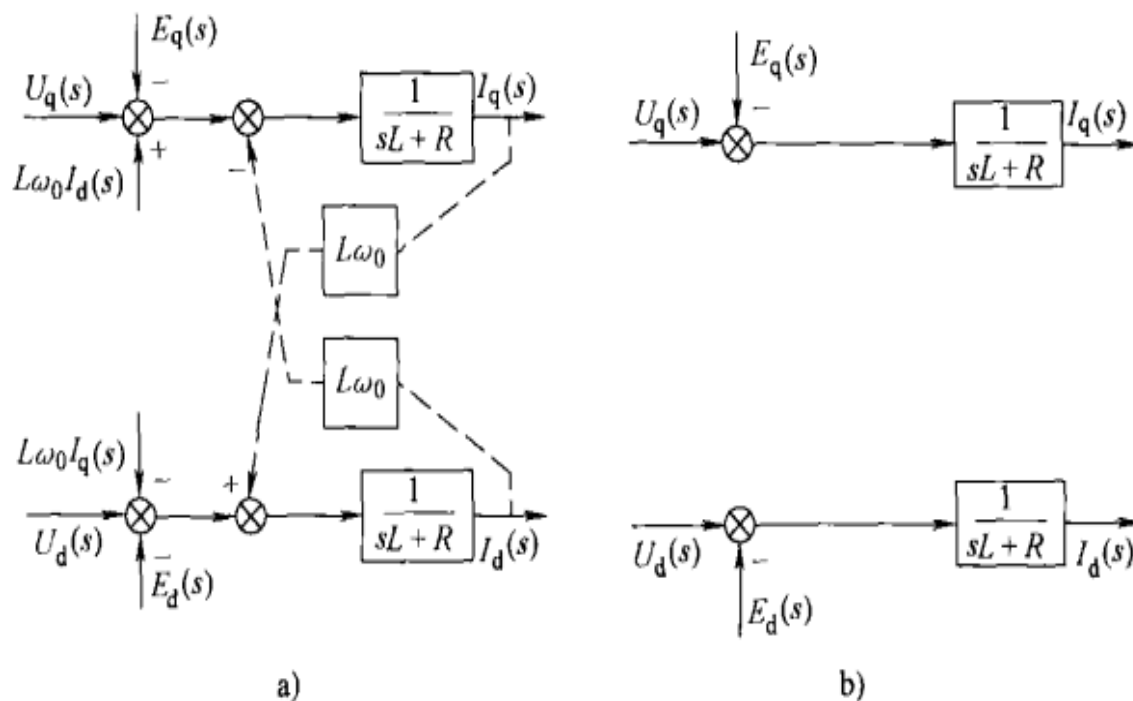
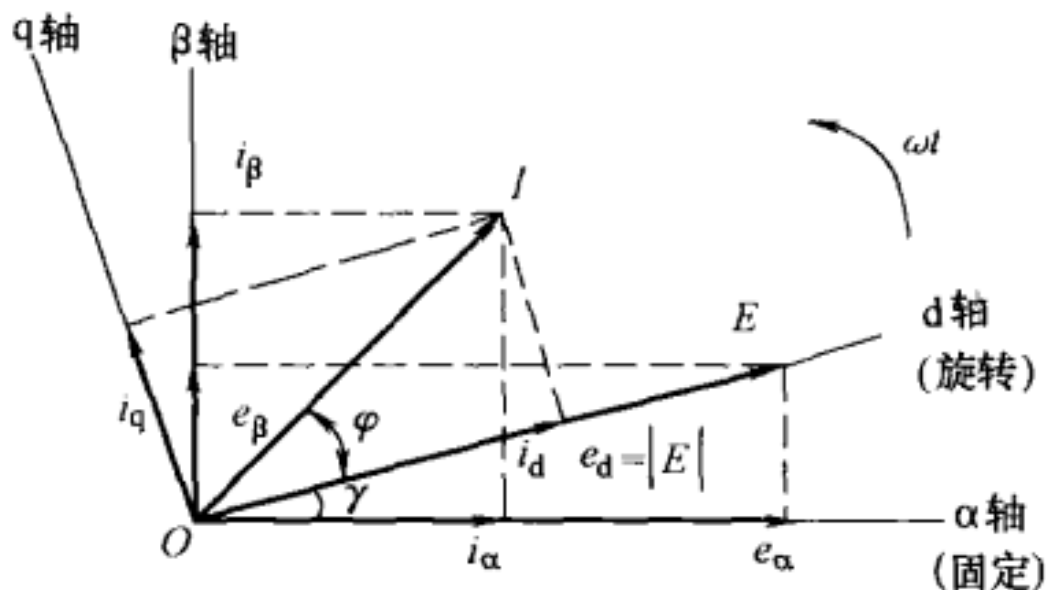


图 6-6 引入前馈解耦的模型结构

图

6.2.2 基于电压定向的矢量控制

图示为基于电网电压定向的矢量控制系统矢量图



• 基于电网电压定向的矢量控制 (VOC)。

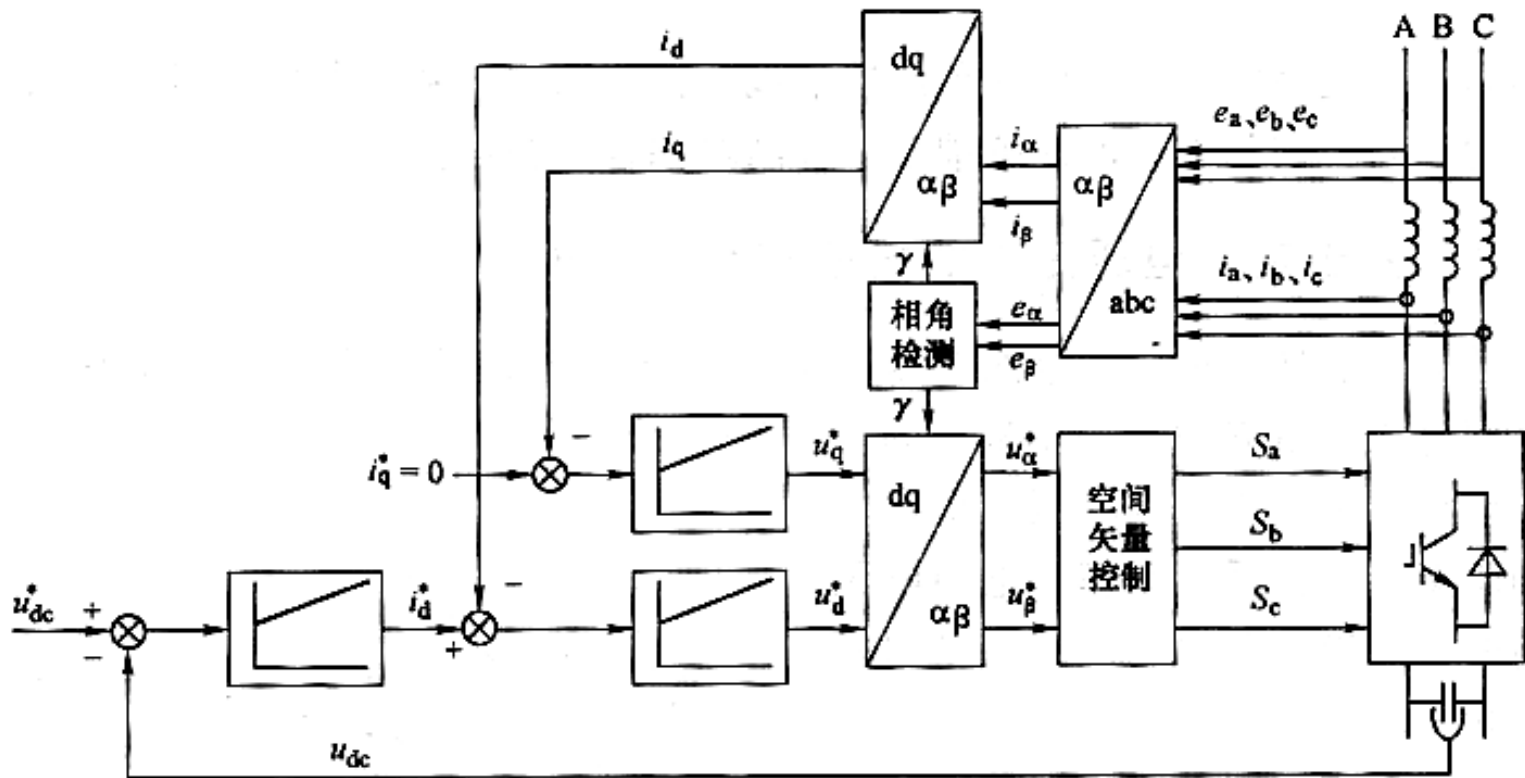
由**瞬时功率**理论，系统的瞬时有功功率 p 、无功功率 q 分别为

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \\ q = \frac{3}{2}(e_d i_q - e_q i_d) \end{cases}$$

在电网电压定向的同步旋转坐标系中， $e_d = |E|$ ， $e_q = 0$ 。简化为

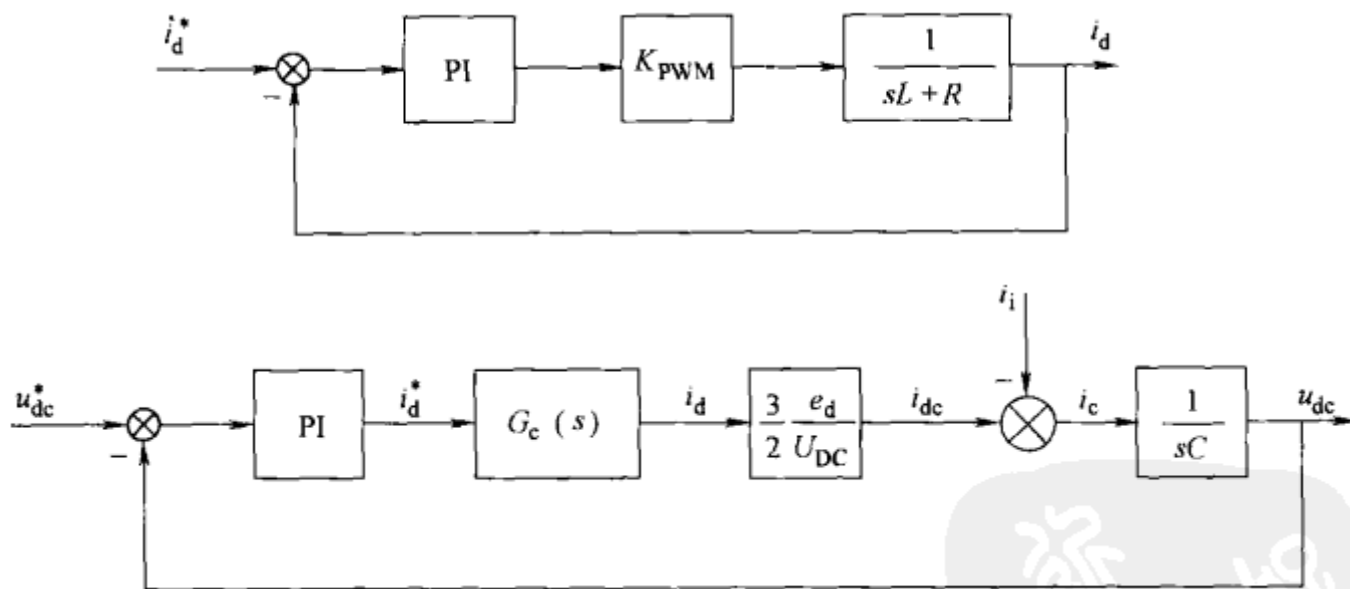
$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} e_d i_d \\ q = \frac{3}{2} e_d i_q \end{cases}$$

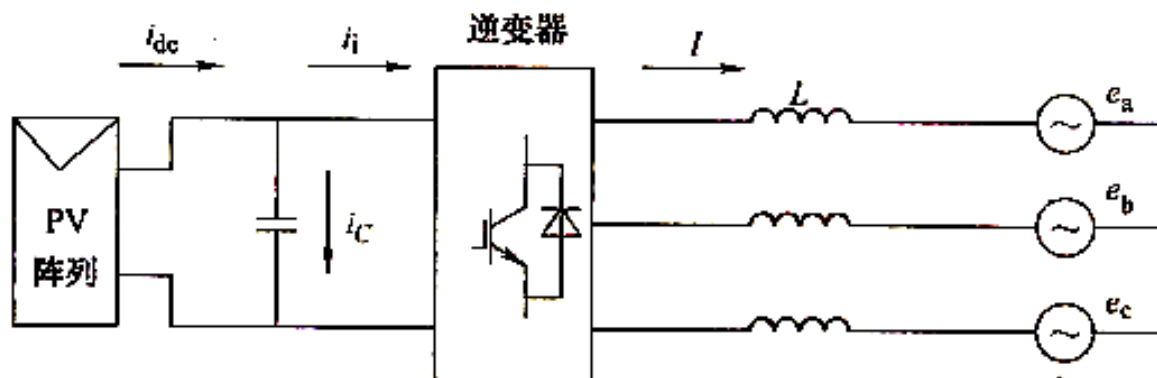
若不考虑电网电压 e_d 的波动，则通过控制就可分别控制并网逆变的有功、无功功率。



基于电压定向的矢量控制系统（VOC）示意图

• 基于电网电压定向的矢量控制 (VOC)。其中的**电流内环**、**直流电压外环**控制结构分别如图所示。





三相光伏并网主电路图

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c \quad i_c = i_{dc} - i_1 \quad \text{功率} \quad p = i_{dc} u_{dc} = \frac{3}{2} e_d i_d$$

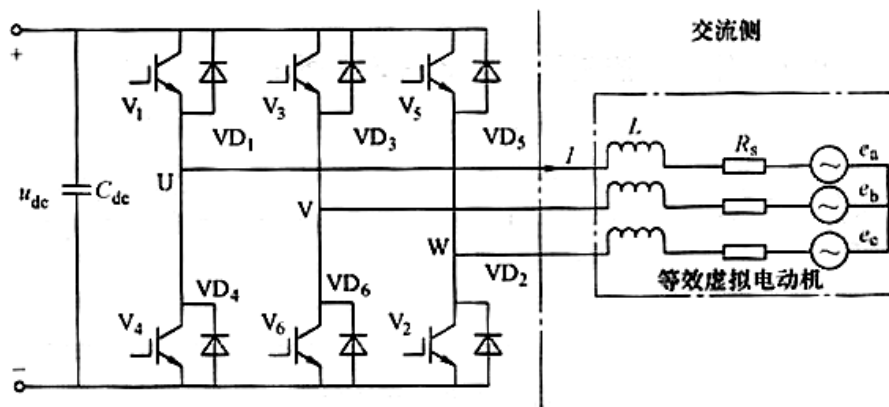
$$i_{dc} = \frac{3}{2} \frac{e_d i_d}{u_{dc}} \quad \text{稳态时} \quad u_{dc} = U_{DC}$$

6.2.3 基于虚拟磁链定向的矢量控制

磁链：导电线圈或电流回路所链环的磁通量。

磁链等于导电线圈匝数 N 与穿过该线圈各匝的平均磁通量 ϕ 的乘积，故又称**磁通匝**。

虚拟磁链定向的基本出发点是将并网逆变器交流侧（包括滤波器环节和电网）等效成一个虚拟的**交流电动机**，如图所示。

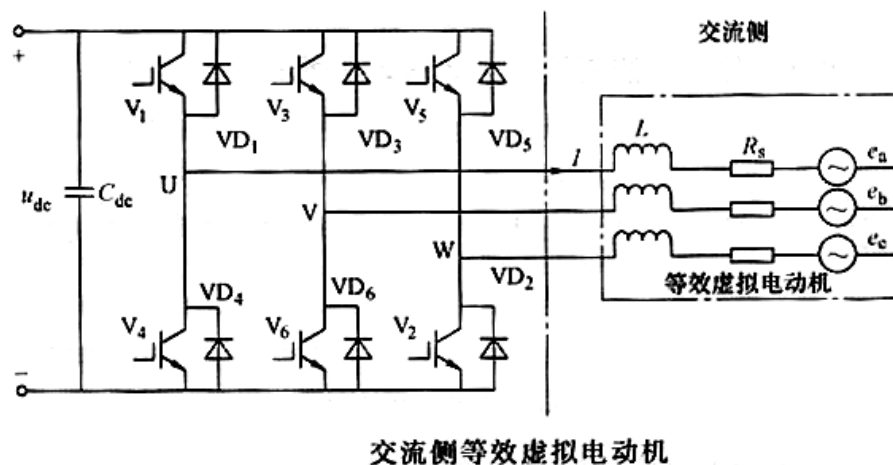


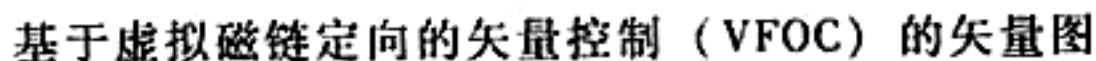
交流侧等效虚拟电动机

图中， R_s 、 L 可分别看作是该交流电机的定子电阻和定子漏感。

三相电网电压矢量 E 经过积分后所得的矢量

$\Psi = \int E dt$ 可认为是该虚拟电机的气隙磁链





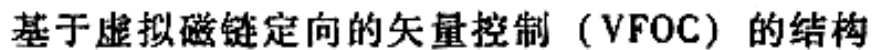
由于虚拟磁链矢量 ψ 比电网电压矢量 E 滞后 90° ，若控制并网逆变器运行于单位功率因数状态时需满足：

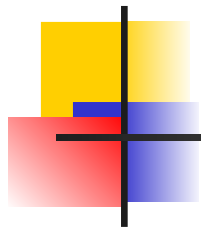
$$e_d = 0 \quad e_q = E$$

这样并网逆变器的瞬时功率为：

$$\begin{cases} p = e_q \dot{i}_q \\ q = -e_q \dot{i}_d \end{cases}$$

与电压定向的矢量控制方案中的 d 、 q 轴电流分量的有功、无功定义正好相反。





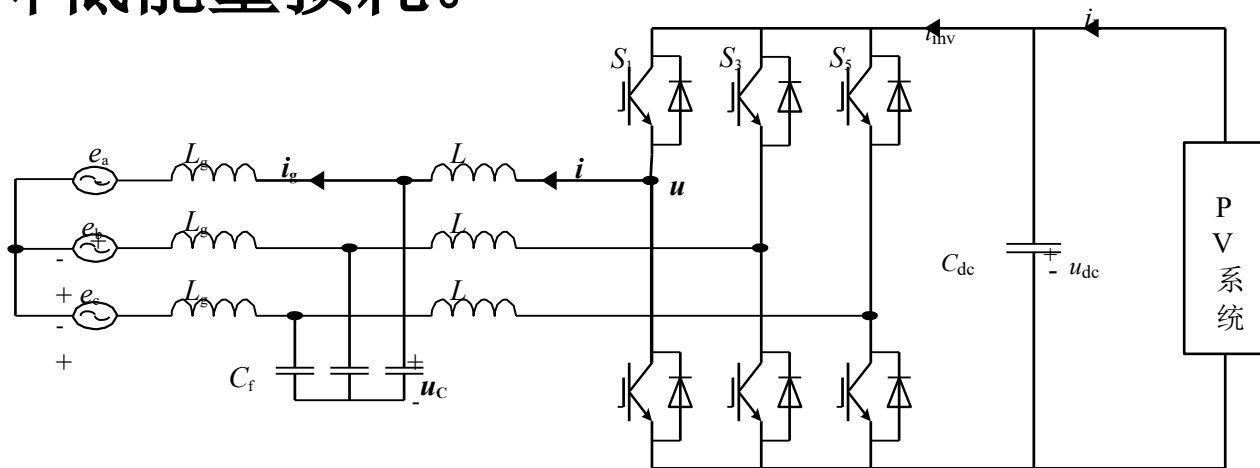
由于采用磁链矢量 ψ 定向，其磁链矢量的位置角 γ 由 $\alpha\beta$ 坐标系下的电网电压 α 、 β 轴分量 e_α 、 e_β 积分所得的 φ_α 、 φ_β 计算而得，即：

$$\begin{cases} \sin\gamma = \frac{\psi_\beta}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \\ \cos\gamma = \frac{\psi_\alpha}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \end{cases}$$



6.3 LCL 滤波的并网逆变器控制策略

大功率光伏并网逆变器的滤波器。逆变器的容量较大，采用较低的开关频率以降低开关损耗和电磁干扰。同样谐波标准和功率器件开关频率下，相比于 L 滤波电路， LCL 滤波电路可采用较小的滤波电感设计，有效减小系统体积，并降低能量损耗。



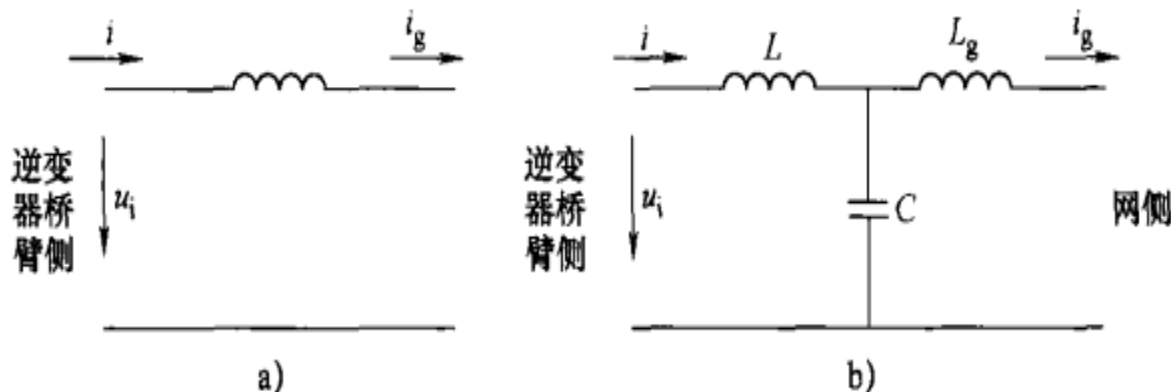
• 滤波器输入电压对输出电流的传递特性

L 滤波器:

$$\frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{sL}$$

LCL 滤波器:

$$\frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{L_g C L s^3 + (L_g + L)s}$$



• ***LCL* 滤波器特性：** *LCL* 滤波电路具有**三阶特性**，其频率响应在谐振频率处存在**谐振尖峰**，且相位发生 180° 跳变，易造成并网变换器振荡甚至引起不稳定，因此 *LCL* 并网滤波器必须对滤波电路的谐振尖峰进行**阻尼**。三阶 *LCL* 滤波电路的谐振频率计算：

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_g C}}$$

可见 *LCL* 滤波电路中的 3 个储能元件参数都对 *LCL* 滤波电路的谐振频率有影响。

• LCL 滤波器特性

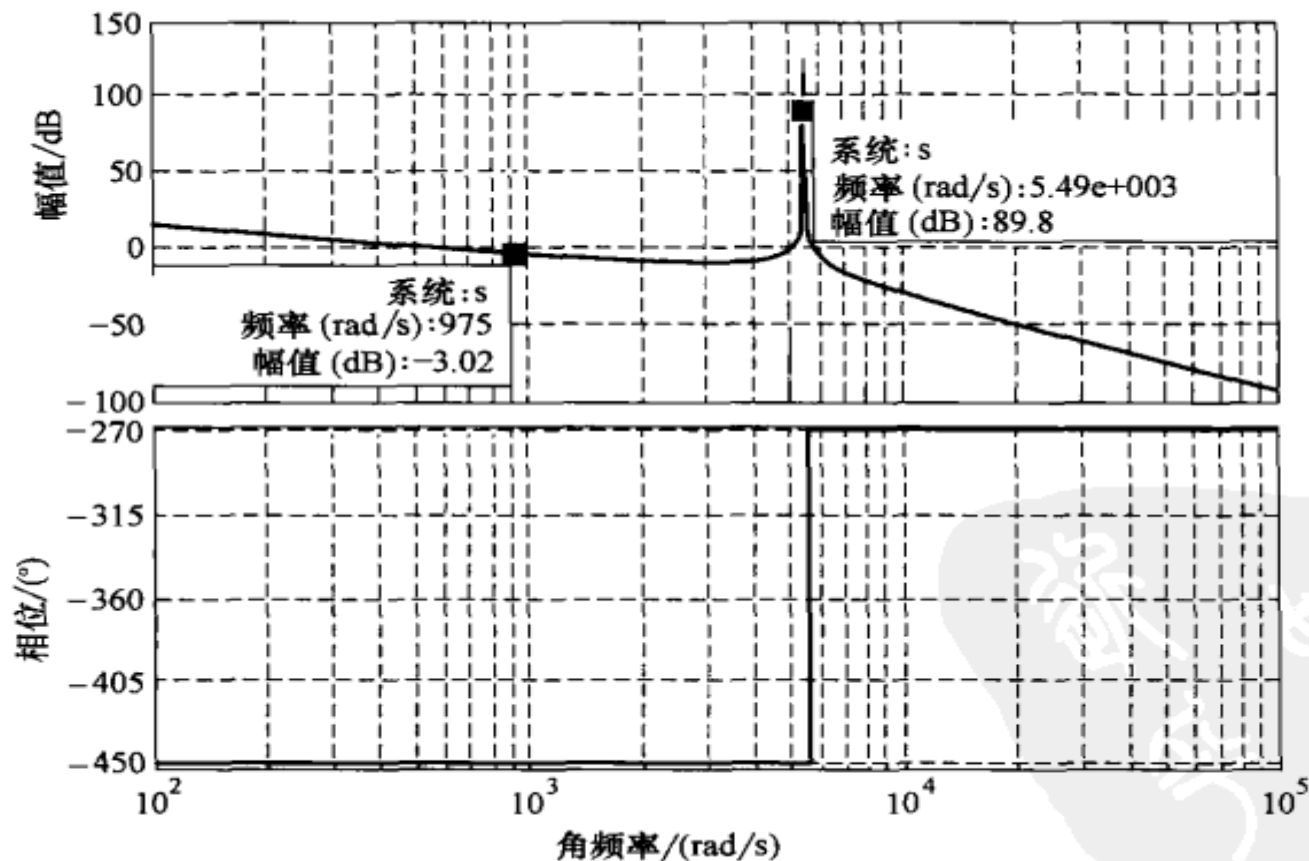
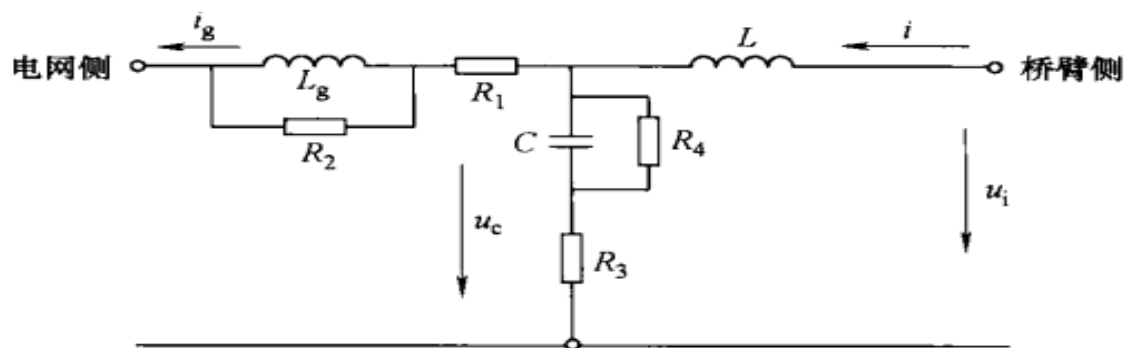


图 6-13 LCL 型频率特性

无源阻尼法——在滤波器的回路中串入电阻来增加系统的阻尼 根据电阻与元件连接方法的不同，可以分为图所示的几种无源阻尼方法。



- 电容支路串联电阻 (即 $R_1=0$ 、 $R_2=\infty$ 、 $R_3\neq 0$ 、 $R_4=\infty$) 时的方案，无论从控制特性、滤波性能、阻尼特性以及功率损耗的角度分析，其综合性能要优于其他 3 种，工程上一般采用这种无源阻尼法。

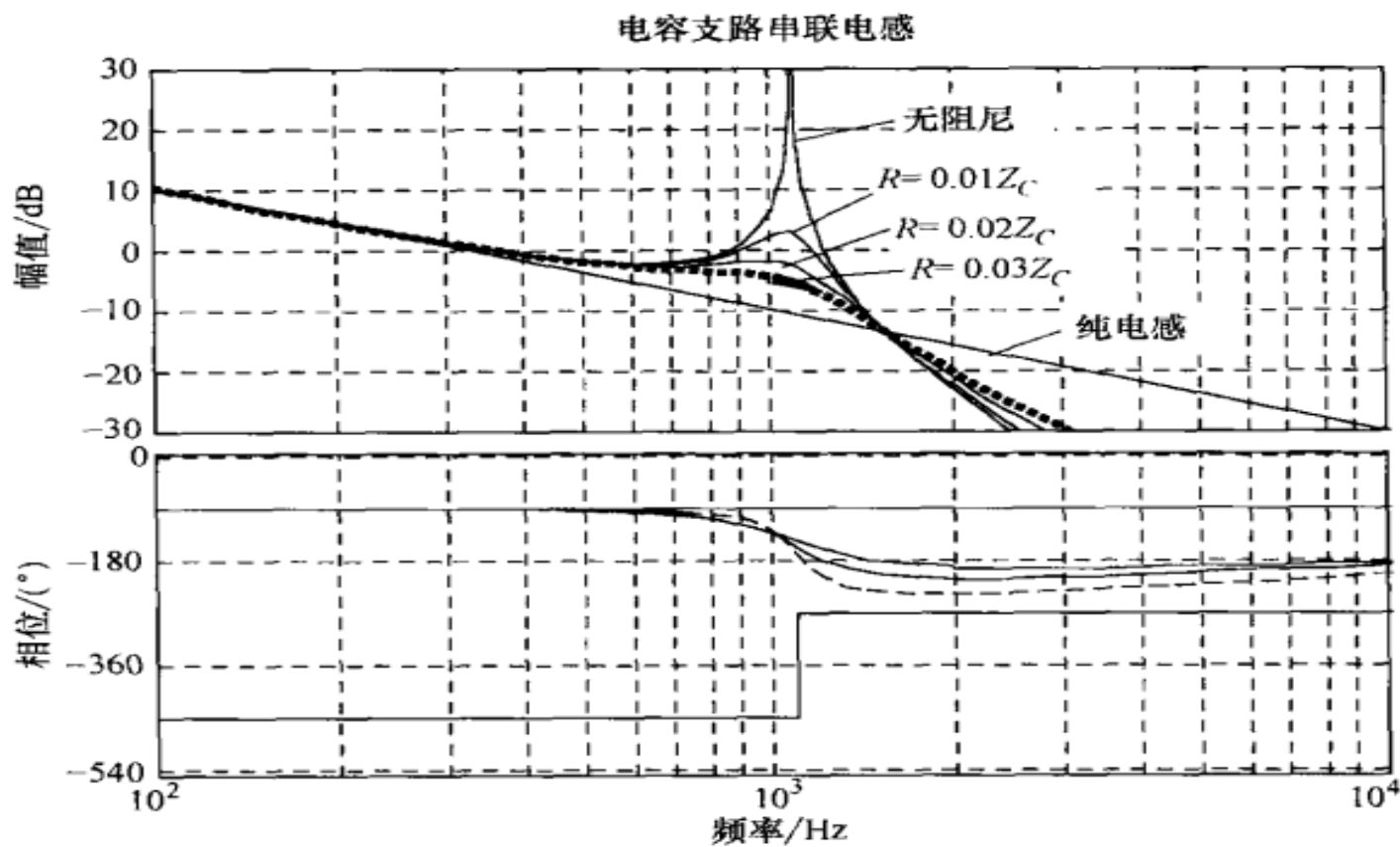


图 6-15 $I_g(s)/U(s)$ 随电容串联电阻变化的博德图

- **有源阻尼法**——无需实际的阻尼电阻，而是通过系统的**控制算法**来实现阻尼。
- **基本思想**：当原系统博德图出现正谐振峰时，利用算法产生一个负谐振峰与之叠加。

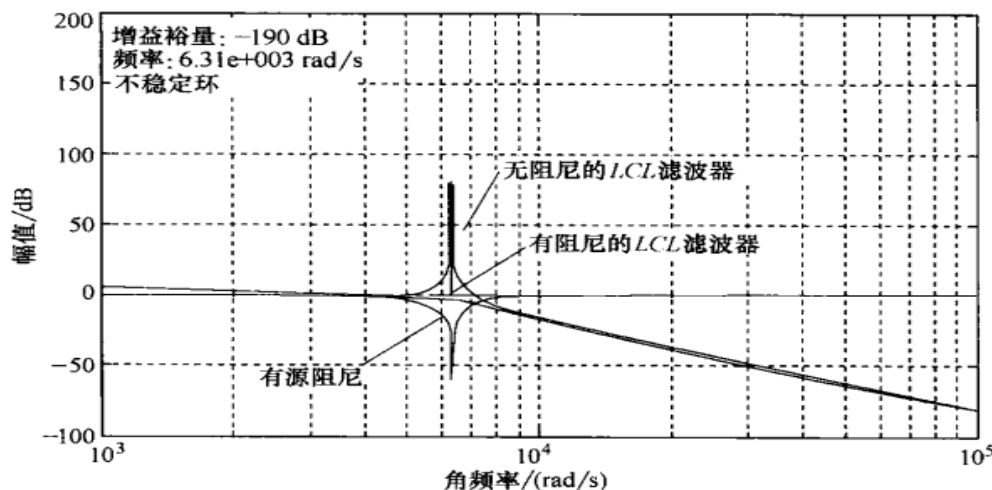


图 6-16 有源阻尼原理示意

• 有源阻尼法

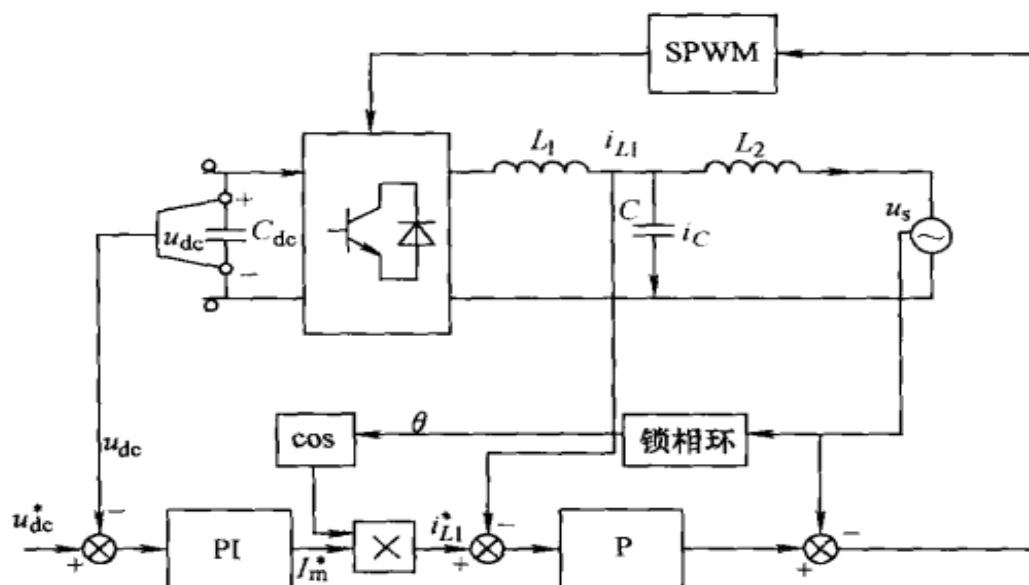
- 只是通过算法增加系统阻尼，没有附加阻尼电阻，因此没有增加损耗，从而提高了系统效率。
- 一般需要额外的电压或电流传感器、且控制系统结构相对复杂。
- 可分为虚拟电阻法、陷波器校正法、和双带通滤波器法等。

6.4 单相并网逆变器的控制

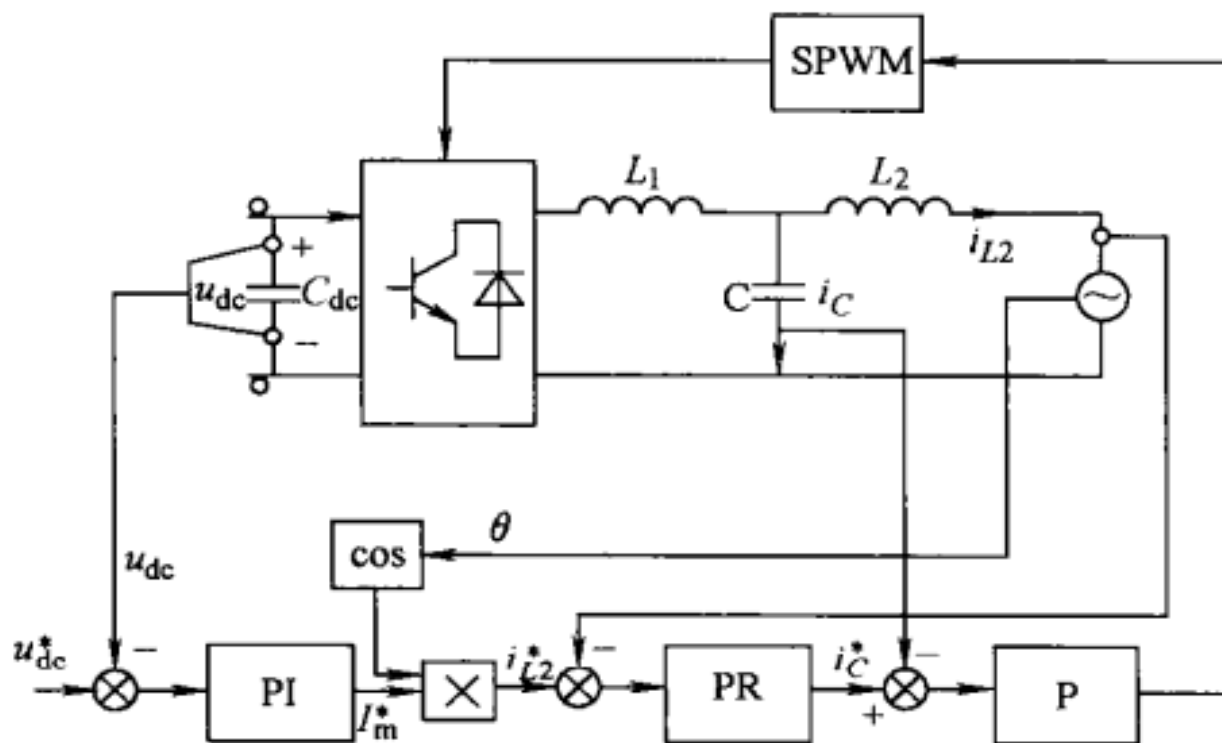
单相并网逆变器由于只有单一的交流量，一般引入**虚拟的正交电流**，构成虚拟的两相正交的交流系统，也可与三相系统那样，实现在**静止坐标系或同步坐标系**中的控制策略。

一、静止坐标系中单相并网逆变器的控制

基于 PI、P 调节器的单相并网逆变器的双环控制系统结构



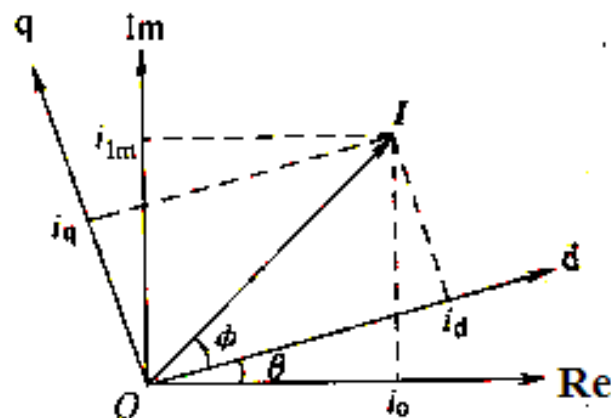
基于 PR 调节器的单相并网逆变器的控制系统结构



二、同步旋转坐标系中单相并网逆变器的控制

在单相系统中，将实际的交流量（如输出电流 i_o ）延迟 90° 就可以虚拟出一个正交分量 i_{Im} ，而将 i_o 和虚拟出的正交分量 i_{Im} 合成实际上构成了两相静止坐标系 ReIm 中的**虚拟矢量 I**。

将 i_o 和 i_{Im} ，经同步旋转坐标系 d、q 轴分解，即可得到虚拟矢量 I 相应的 d 轴及 q 轴分量。



虚拟矢量与坐标变换示意

设单相并网逆变器的网测电流为

$$i_o = I \cos(\omega_0 t + \phi)$$

式中： I 电流幅值； ϕ 为初相角； ω_0 为基波角频率
虚拟的变量：

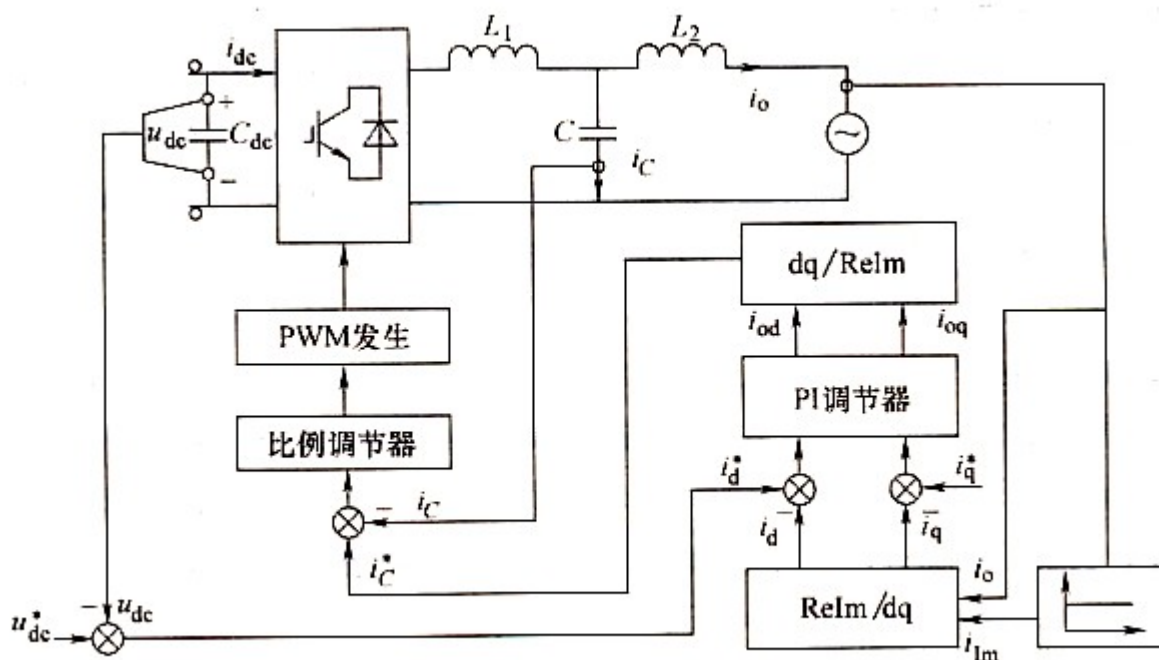
$$i_{lm} = I \sin(\omega_0 t + \phi)$$

坐标变换后， dq 坐标系下的 d 、 q 轴变量 i_d 、 i_q 为：

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} = T(\theta) \begin{pmatrix} i_{lm} \\ i_o \end{pmatrix} = I \begin{pmatrix} \sin\phi \\ \cos\phi \end{pmatrix} \quad T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix}$$

i_q 表示有功电流分量， i_d 表示无功电流分量

基于同步旋转坐标系单相并网逆变器的控制结构如图所示



基于同步旋转坐标系的单相并网逆变器的控制结构