



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于**电网电压定向**的直接电流控制策略

2.4

基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.5

并网逆变器控制中的**锁相环技术**



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于电网电压定向的直接电流控制策略

2.4

基于LCL滤波的并网逆变器控制

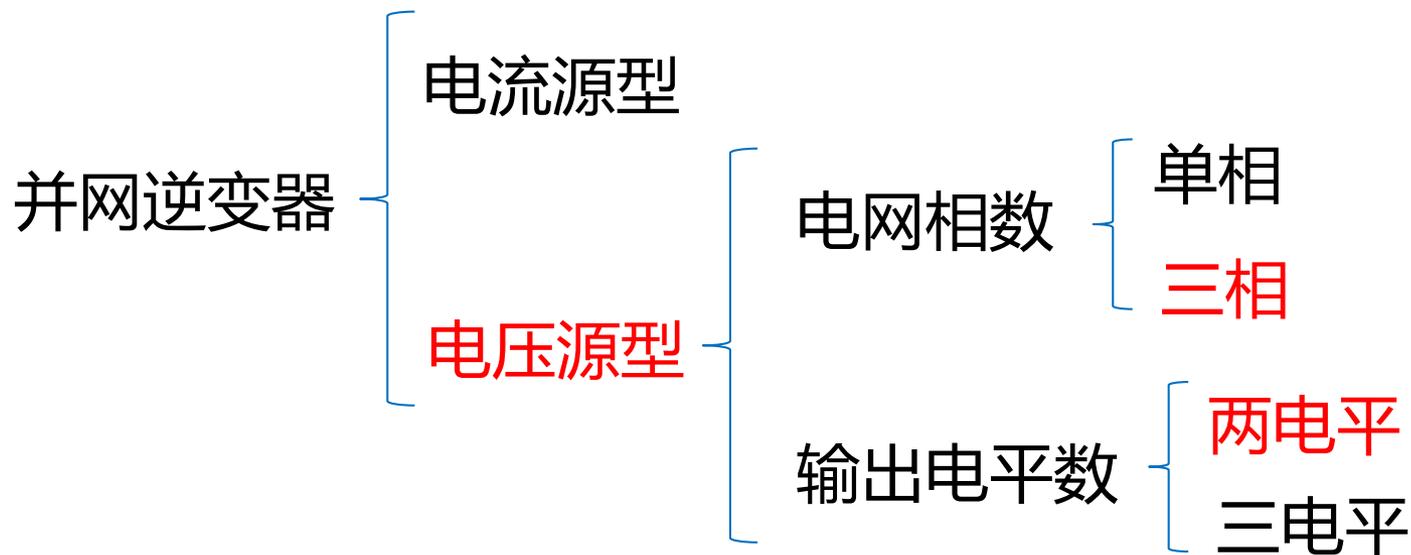
2.5

并网逆变器控制中的锁相环技术



2.1 并网逆变器概述

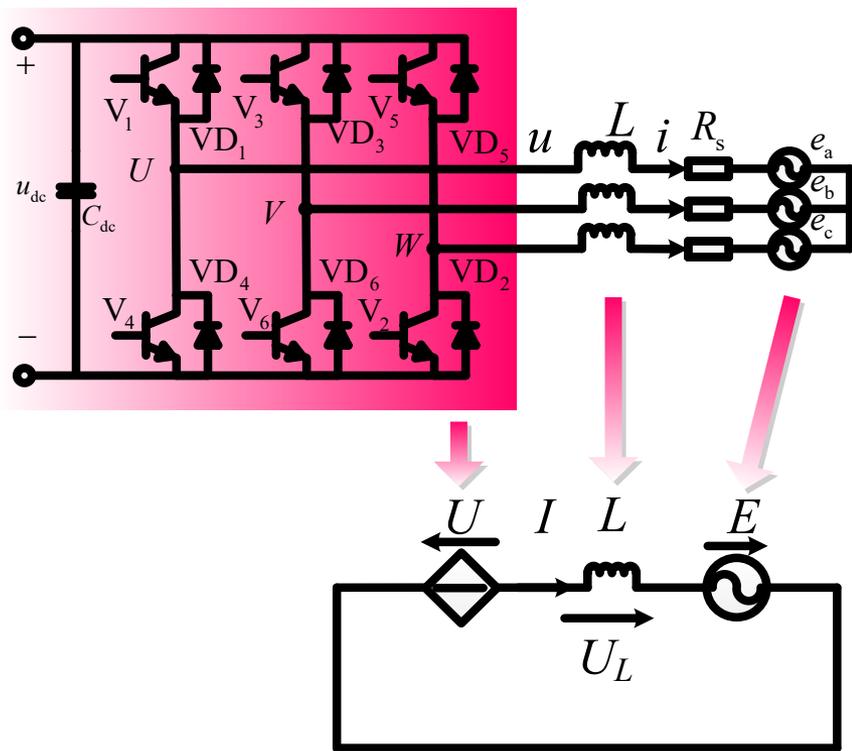
1. 基本分类:



- 并网逆变器交流输出接入电网，是一种有源逆变器
- 并网逆变器一般采用全控型开关器件及PWM控制
- 并网逆变器又称为PWM整流器

2.1 并网逆变器概述

2. 三相电压源型并网逆变器主电路：



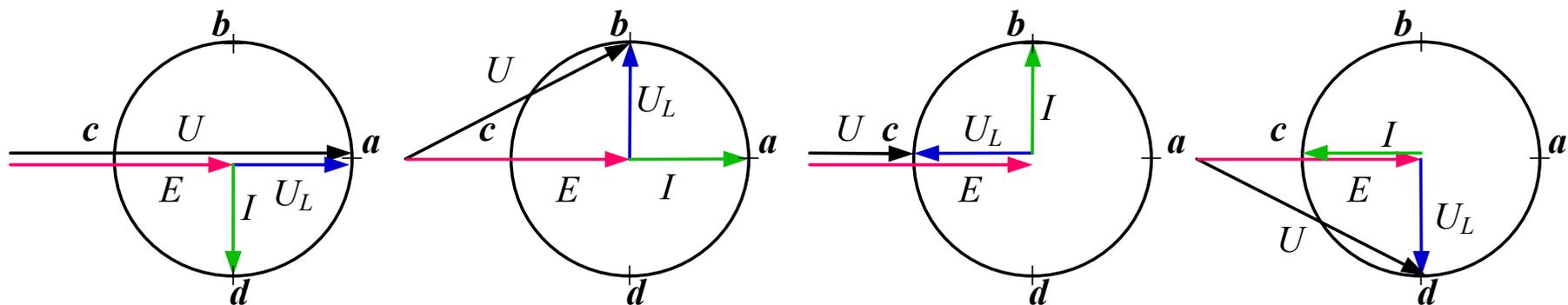
- 在电力电子技术中，电压源型逆变器由于只能输出有限的开关状态，在空间对应数个离散电压矢量，因此习惯上通常将三相逆变器的输出电压、电流向量称为**电压矢量**和**电流矢量**。

- 典型的并网控制策略**：通过调节逆变器的三相交流输出电压（幅值、相位）来控制其三相并网电流（幅值、相位），进而实现并网逆变器网侧**有功**、**无功**功率的控制。

图2-1 并网逆变器主电路 (**发电机惯例**)

2.1 并网逆变器概述

3. 三相电压源型并网逆变器交流侧典型运行状态时的矢量关系



a) 纯感性运行

b) 单位功率因数发电

c) 纯容性运行

d) 单位功率因数整流

● 满足矢量关系:

$$U = U_L + E \quad (2-1)$$

E : 电网电压矢量

U_L : 滤波电感上的电压矢量

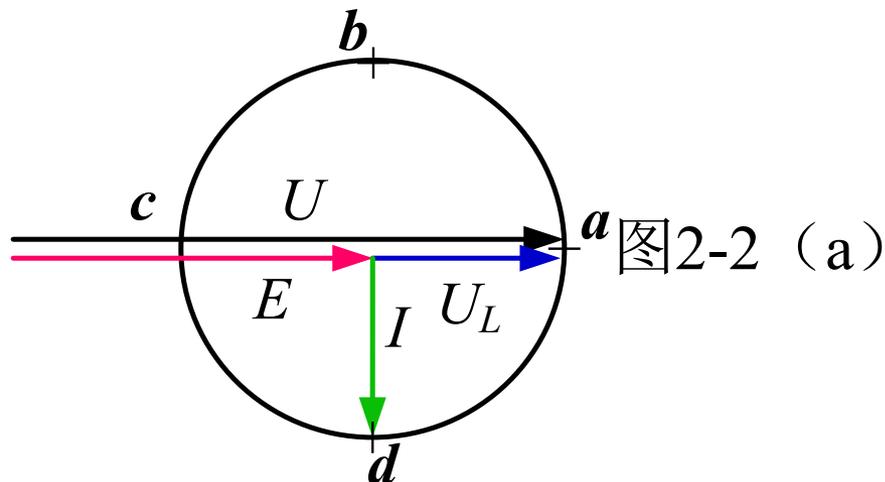
U : 交流侧电压矢量

I : 输出电流矢量

- 稳态运行时, 假设 $|I|$ 不变, 则 $|U_L| = \omega L |I|$ 不变, 因此并网逆变器交流侧电压矢量的端点形成一个以矢量 E 端点为圆心而以 $|U_L|$ 为半径的圆。
- 通过控制并网逆变器输出电压矢量的幅值和相位即可控制电感电压矢量的幅值和相位, 也就控制了输出电流矢量的幅值和相位。

2.1 并网逆变器概述

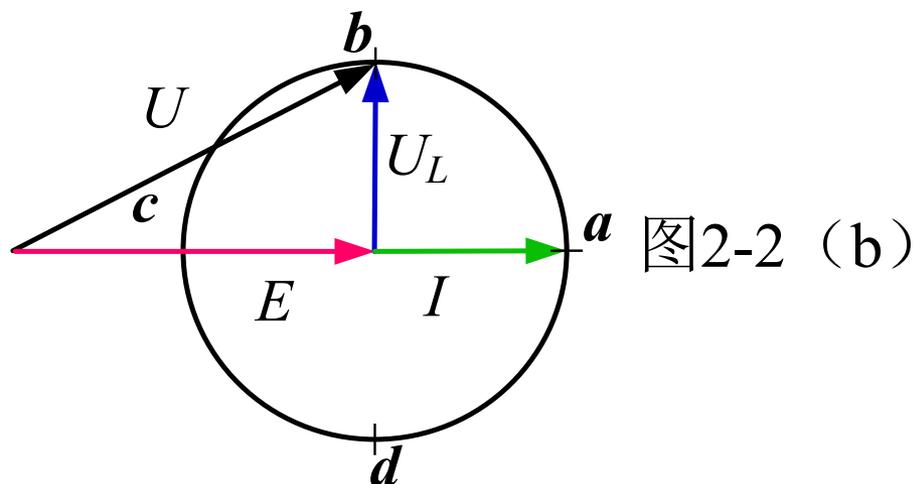
a) 纯感性运行



- **若按发电机惯例**（将电网等效为逆变器的负载，电流从逆变器流向电网，此时电流方向与上图所示参考方向同向）：当控制并网逆变器的输出**电流**并使其**滞后电网电压相位 90°** 时，此时电网呈现出**纯电感性**特性。
- **若按电动机惯例**（将逆变器等效为电网的负载，电流从电网流向逆变器，此时电流方向与上图所示参考方向反向）：则并网逆变器此时为**纯电容运行状态**。

2.1 并网逆变器概述

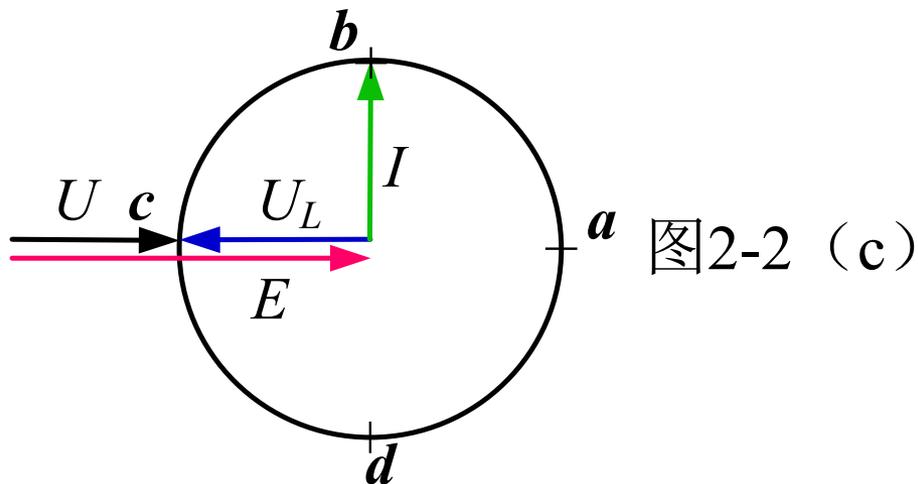
b) 单位功率因数发电运行



- **若按发电机惯例**：当控制并网逆变器的**输出电流**并使其**与电网电压同相位**时，此时电网呈现出**纯电阻特性**（吸收功率）。
- **若按电动机惯例**：并网逆变器此时呈现出**负阻特性**（吸收负功率—发电），表明此时并网逆变器为**单位功率因数发电运行状态**。

2.1 并网逆变器概述

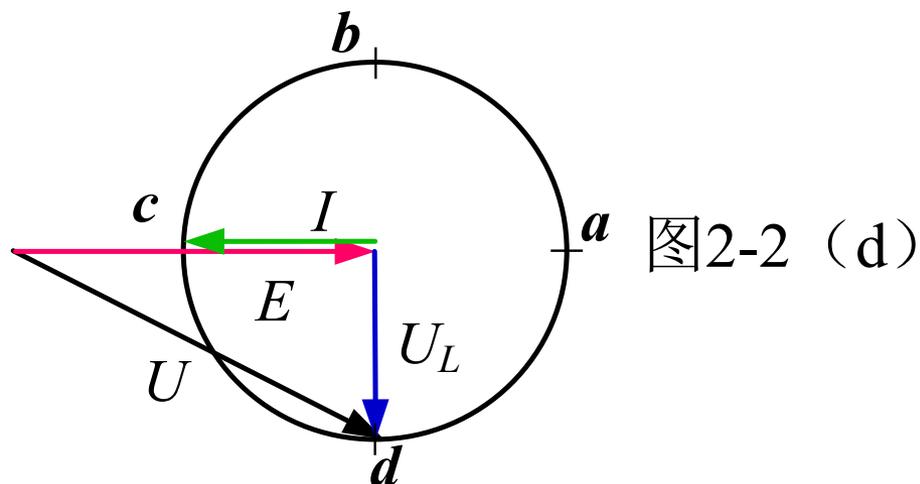
c) 纯容性运行



- 若按发电机惯例：控制并网逆变器的**输出电流**并使其**超前电网电压相位 90°** 时，此时电网呈现出**纯电容特性**。
- 若按电动机惯例（将逆变器等效为电网的负载，且电流从电网流向逆变器，此时电流方向与上图所示参考方向反向），则并网逆变器此时为**纯电感运行状态**。

2.1 并网逆变器概述

d) 单位功率因数整流运行



- **若按发电机惯例**：控制并网逆变器的**输出电流**并使其**与电网电压同相位相差 180°** ，此时电网呈现出**负阻特性**（吸收负功率—发电）。
- **若按电动机惯例**：并网逆变器此时呈现纯电阻特性（吸收功率），表明此时并网逆变器为**单位功率因数整流运行状态**。



2.1 并网逆变器概述

4. 并网逆变器并网控制的基本原理：

有功、无功指令
电网电压矢量



输出电流矢量 I^*



$$\begin{cases} U_L = j\omega LI^* \\ U^* = E + U_L \end{cases}$$



交流侧输出电压 U^*



SPWM或SVPWM
调制，按指令输出
电压矢量，实现
网侧电流控制

上述的并网控制方法即为：

间接电流控制 (Indirect Current Control, ICC)

优点：

- 无需电流检测
- 控制简单

缺点：

- 对系统参数变化敏感
- 由于基于系统稳态模型控制，动态响应速度慢
- 无电流反馈控制，输出电流波形品质难以保证



2.1 并网逆变器概述

为克服上述不足，提出了：

直接电流控制 (Direct Current Control, DCC)

原理：依据系统动态数学模型，构造了**电流闭环控制系统**

优点：与ICC相比，提高了系统的动态响应速度和输出电流的波形质量；

降低了对参数变化的敏感程度，提高了**系统的鲁棒性**

➤ **基于电压定向的直接电流控制— (Voltage Oriented) VO-DCC**

- **基本原理：**在**电压定向**基础上通过**直接电流控制**实现了并网逆变器的**输出有功和无功功率**的控制。

2.1 并网逆变器概述

- VO-DCC的矢量关系及**等幅值**坐标变换:

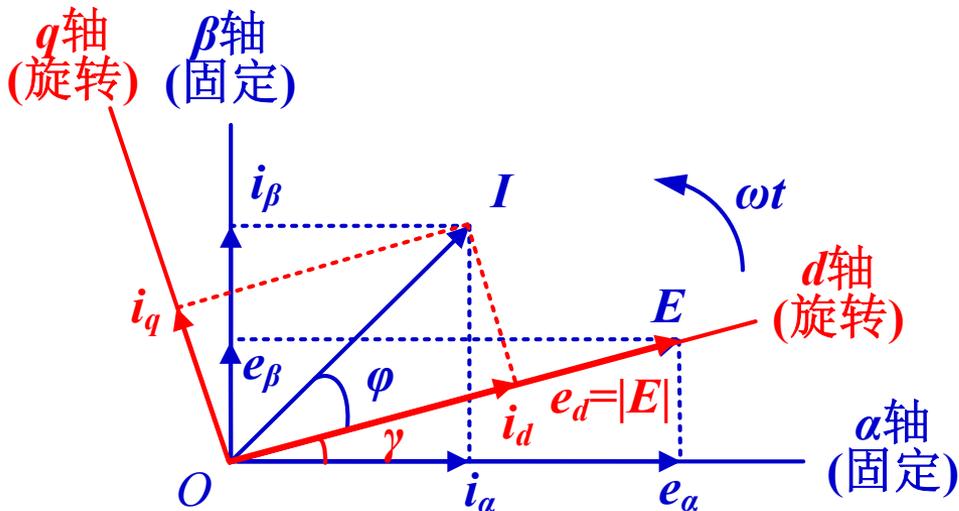


图2-3 VO-DCC矢量关系

Clarke 变换: abc to $\alpha\beta$

$$\mathbf{X}_{abc} = (x_a, x_b, x_c)^T \quad \mathbf{X}_{\alpha\beta} = (x_\alpha, x_\beta)^T$$

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}\mathbf{X}_{ab} \quad \mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} e_\alpha = E_m \cos(\omega t) \\ e_\beta = E_m \sin(\omega t) \\ E_m = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \end{cases}$$

Park变换: $\alpha\beta$ to dq

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = (x_\alpha, x_\beta)^T \quad \mathbf{X}_{dq} = (x_d, x_q)^T$$

$$\mathbf{X}_{dq} = \mathbf{T}(\gamma)\mathbf{X}_{\alpha\beta} \quad \mathbf{T}(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{pmatrix}$$

可控制并网逆变器的**有功电流 i_d** 和**无功电流 i_q** , 以此实现并网逆变器的**功率控制**。

$$\begin{cases} e_d = E_m \\ e_q = 0 \end{cases}$$



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于**电网电压定向**的直接电流控制策略

2.4

基于**LCL滤波**的并网逆变器控制

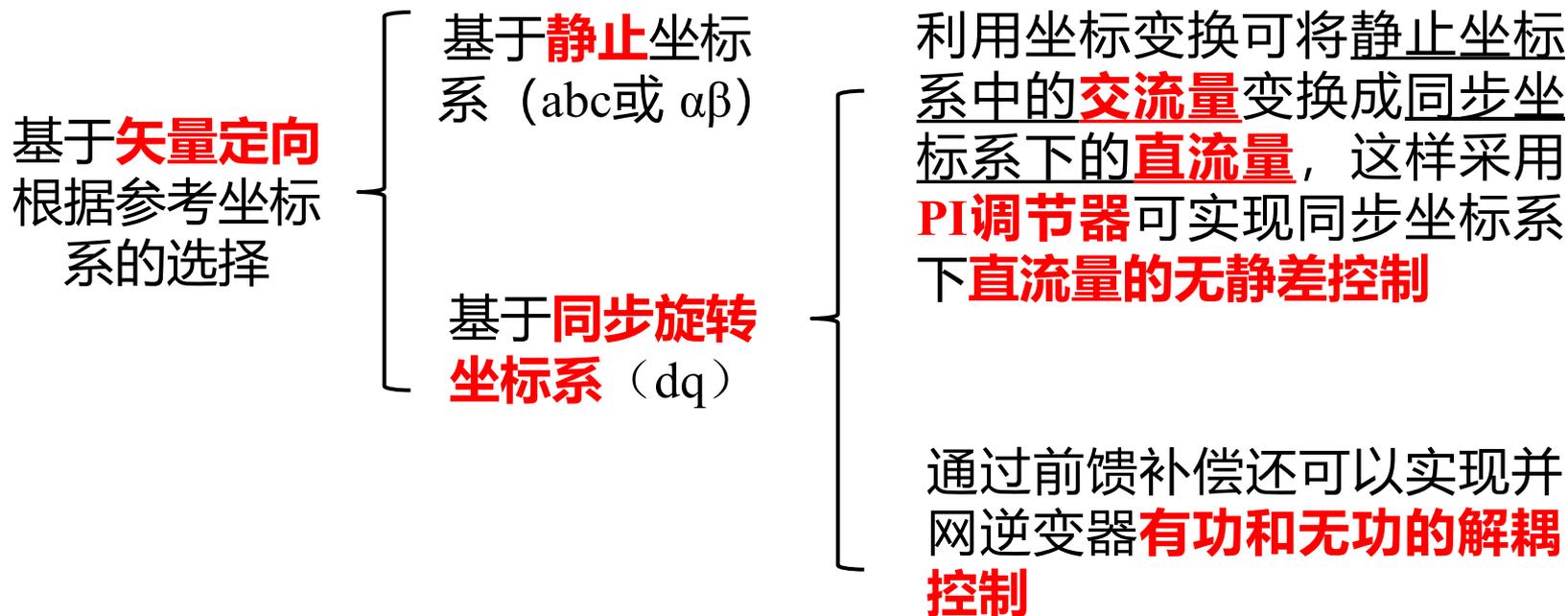
2.5

并网逆变器控制中的**锁相环技术**



2.2 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

1. 参考坐标系的分类:



对于三相并网逆变器的控制而言,
大都采用基于**同步旋转坐标系**的控制设计



2.2 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2. 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

根据电路分析知识，得
并网逆变器**状态方程**：

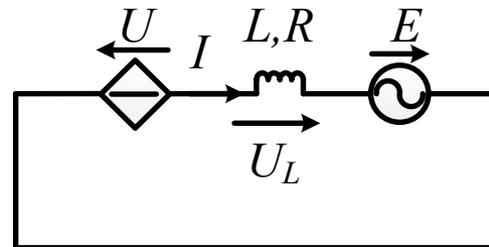


图2-1 三相电压源型并网逆变器交流侧**等效电路**

在abc坐标系

$$U_{abc} - E_{abc} = I_{abc}R + L \frac{dI_{abc}}{dt} \quad (2-2)$$

考虑三相平衡系统

Clarke 变换:

$$X_{\alpha\beta} = TX_{ab} \quad (2-3)$$

$$X_{abc} = (x_a, x_b, x_c)^T$$

$$T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

变换矩阵

在 $\alpha\beta$ 坐标系

$$U_{\alpha\beta} - E_{\alpha\beta} = I_{\alpha\beta}R + L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2-4)$$

$$X_{\alpha\beta} = (x_\alpha, x_\beta)^T$$



2.2 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2. 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

并网逆变器状态方程：

在 $\alpha\beta$ 坐标系

$$U_{\alpha\beta} - E_{\alpha\beta} = I_{\alpha\beta} R + L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2-4)$$

$$X_{\alpha\beta} = (x_{\alpha}, x_{\beta})^T$$

Park变换：

$$X_{dq} = T(\gamma) X_{\alpha\beta} \quad (2-5)$$

$$T(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{pmatrix}$$

在dq坐标系

$$U_{dq} - E_{dq} = L \begin{pmatrix} 0 & -\omega_0 \\ \omega_0 & 0 \end{pmatrix} I_{dq} + L \frac{dI_{dq}}{dt} + I_{dq} R \quad (2-6)$$

$$X_{dq} = (x_d, x_q)^T$$

忽略线路电阻R

同步旋转角频率 $\omega_0 = d\gamma/dt$

$$\begin{cases} u_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega_0 Li_q + e_d \\ u_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega_0 Li_d + e_q \end{cases} \quad (2-7)$$

e_d 、 e_q — 电网电动势矢量 E_{dq} 的dq轴分量
 u_d 、 u_q — 交流侧电压矢量 U_{dq} 的dq轴分量
 i_d 、 i_q — 交流侧电流矢量 I_{dq} 的dq轴分量



2.2 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2. 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

$$\begin{cases} u_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega_0 Li_q + e_d \\ u_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega_0 Li_d + e_q \end{cases} \quad (2-7)$$

并网逆变器的电流控制任务:

- ✓ 对动态电流的跟踪
- ✓ 对dq轴电感压降和电网电压扰动的抑制
- ✓ dq轴存在相互耦合的解耦

电流控制器采用PI调节器设计, 则 (2-7) 中的电流微分项 (动态电流) 可由PI调节器运算获得, 其他耦合与扰动项则采用前馈补偿运算, 可得基于 u_d 、 u_q 的并网逆变器电流控制方程:

$$\begin{cases} u_d = \left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega_0 Li_q + e_d \\ u_q = \left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega_0 Li_d + e_q \end{cases} \quad (2-8)$$

PI调节器 解耦与前馈

- ✓ K_{iP} 、 K_{iI} — 电流内环比例调节增益和积分调节增益
- ✓ i_d^* 、 i_q^* — i_d 、 i_q 电流指令值

2.2 同步坐标系下并网逆变器的数学模型

3. 基于前馈解耦的并网逆变器电流环控制结构

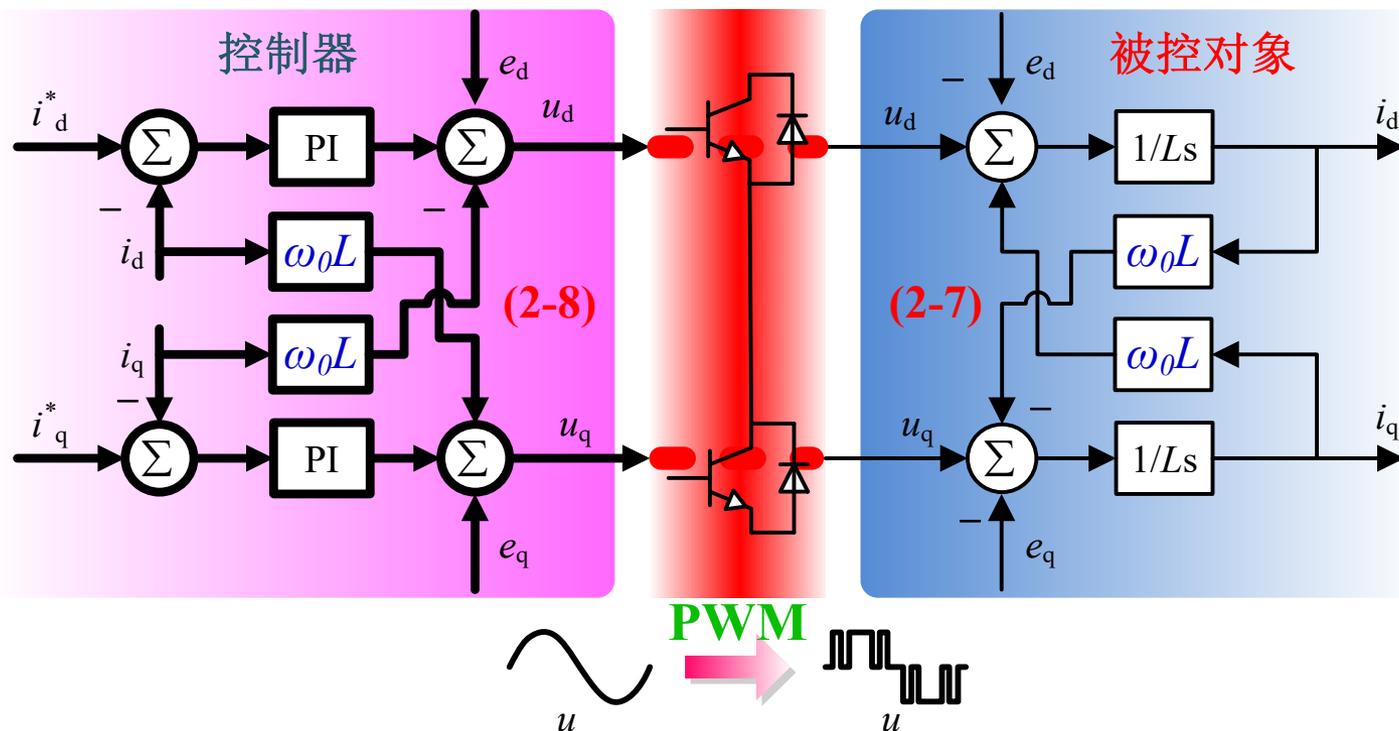


图2-4 系统控制结构框图

特点: 这种前馈解耦方案算法较为**简单**, 便于工程实现, 但其**解耦性能**则依赖于**系统模型参数的准确性**。



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于**电网电压定向**的直接电流控制策略

2.4

基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.5

并网逆变器控制中的**锁相环技术**

2.3 基于电网电压定向的VO-DCC策略

1. 满足的矢量关系:

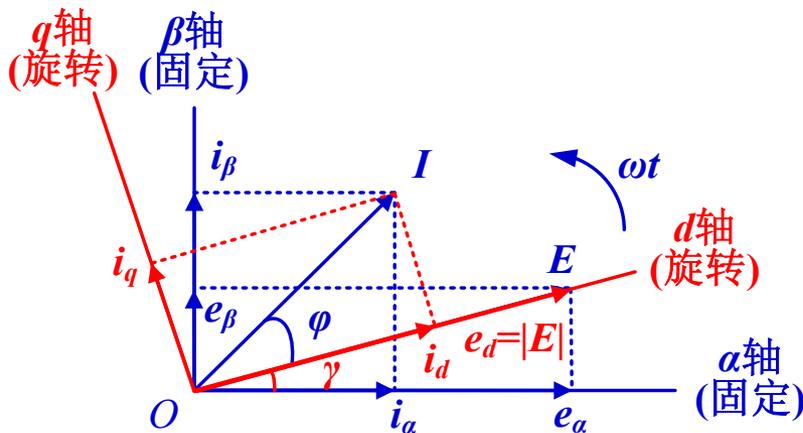


图2-3 VO-DCC矢量关系

根据**瞬时功率理论**，系统的瞬时有功功率 p 、无功功率 q 分别为：

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \\ q = \frac{3}{2}(e_d i_q - e_q i_d) \end{cases} \quad (2-10)$$

基于电网电压定向

$$e_q = 0$$

由公式 (2-11) 表明，如果电网电压不变，则通过控制 i_d 、 i_q 就可以分别控制并网逆变器的有功、无功功率

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} e_d i_d \\ q = \frac{3}{2} e_d i_q \end{cases} \quad (2-11)$$

为什么要 $\times 3/2$?

同步旋转 dq 坐标系与电网电压矢量 E 同步旋转，同步旋转坐标系的 d 轴与电网电压矢量 E 重合

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

2.3 基于电网电压定向的VO-DCC策略

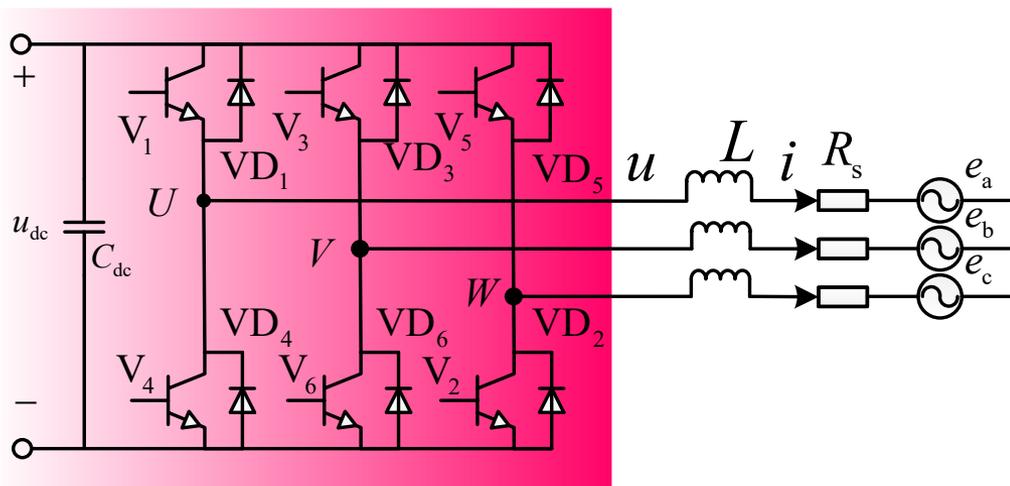


图2-1 并网逆变器主电路

- 如图所示的并网逆变器中，直流侧输入有功功率的瞬时值为：

$$p = i_{dc} u_{dc}$$

- 若不考虑逆变器的功率损耗，则由**公式(2-11)**得：

$$i_{dc} u_{dc} = p = \frac{3}{2} e_d i_d$$

由此可见，当电网电压不变且忽略逆变器的功率损耗时，并网逆变器**直流侧电压 u_{dc}** 的控制可通过**有功功率 p 或 i_d** 的控制来实现。

2.3 基于电网电压定向的VO-DCC策略

2. 基于电压矢量定向 (VO-DCC) 的并网逆变器双环控制结构:

VO-DCC控制可以采用直流电压外环和有功、无功电流内环的双环控制结构，其中电流环采用基于前馈解耦的电流控制。

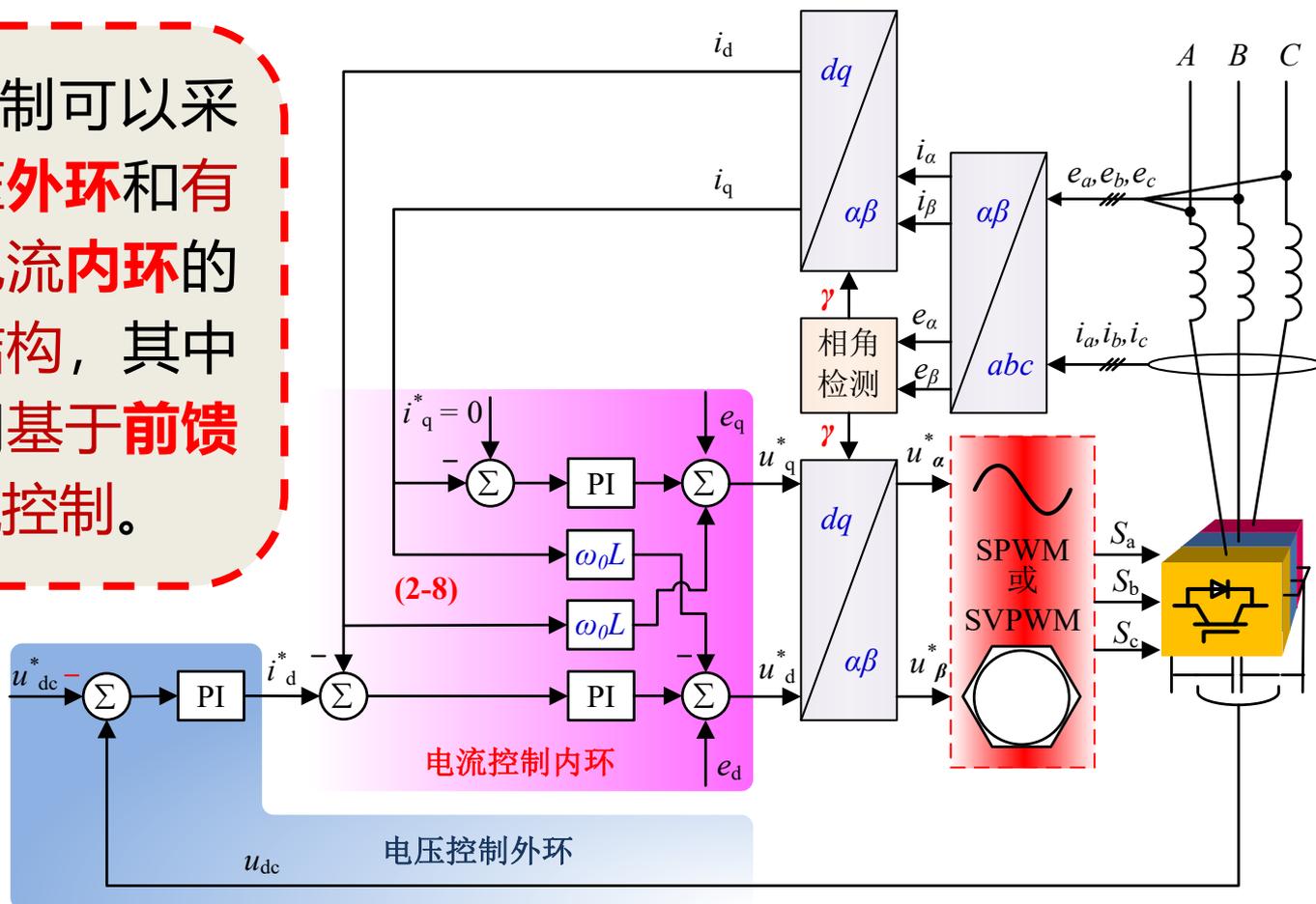


图2-5 基于电压矢量定向 (VO-DCC) 的并网逆变器双环控制结构 (发电机惯例)



2.3 基于电网电压定向的VO-DCC策略

电流内环控制

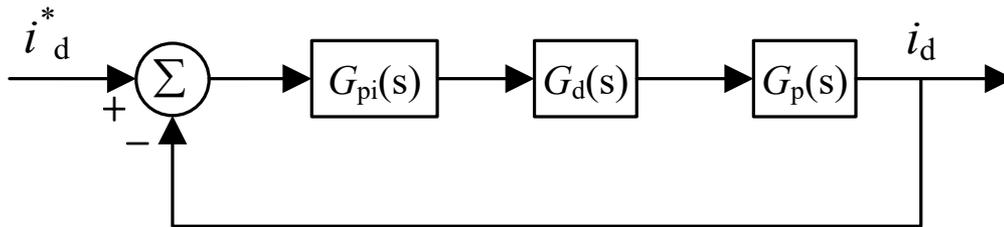


图2-6 电流内环控制结构(d-轴)

采用dq坐标系的前馈解耦控制，抵消电网电压扰动和dq轴耦合，电流内环被控对象传递函数：

$$G_p(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{Ls + R} \overset{\text{忽略电阻}}{\approx} \frac{1}{Ls}$$

此外，图2-6中还有，PI控制器传递函数： $G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$

$$\text{控制与调制延时: } G_d(s) = e^{-T_d s} \approx \frac{1}{1 + T_d s}$$

T_d 表示延时时间

综上，电流内环的开环传递函数： $T_o(s) = G_{pi}(s)G_d(s)G_p(s)$



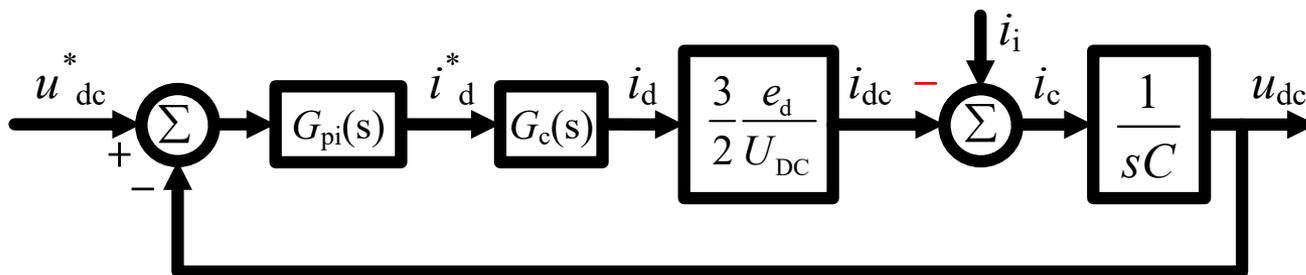
2.3 基于电网电压定向的VO-DCC策略

电压外环控制

$$\text{直流侧电容: } C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c \quad i_c = i_{dc} - i_i$$

构建并网逆变器的直流电压外环，关键在于求得**电流内环的输出 i_d** 与逆变桥**直流输入电流 i_{dc}** 之间的**传递关系**：

$$\left. \begin{aligned} \text{交、直流侧功率守恒: } p &= i_{dc} u_{dc} = \frac{3}{2} e_d i_d \\ &\downarrow \\ i_{dc} &= \frac{3}{2} \frac{e_d i_d}{u_{dc}} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} u_{dc} = U_{DC} \\ \text{稳态时} \end{array} \rightarrow i_{dc} = \frac{3}{2} \frac{e_d i_d}{U_{DC}} \quad (2-12)$$



图中， $G_c(s)$ 表示电流内环的闭环传递函数，设计电压环时，认为 $G_c(s)=1$ 。

图2-7 电压外环控制结构



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于电网电压定向的直接电流控制策略

2.4

基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.5

并网逆变器控制中的锁相环技术



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.1

概述

2.4.2

无源阻尼法

2.4.3

有源阻尼法

2.4.4

LCL滤波器参数设计



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.1 概述

- 对于并网逆变器，使用 L 滤波器存在以下**问题**：
 - ✓ 为抑制并网电流谐波，满足并网谐波指标要求，则需要**较大的滤波电感设计**，增加了**滤波器的体积、损耗和成本**；
 - ✓ 较大的滤波电感设计，增加了控制系统惯性，降低了**电流内环的响应速度**；
 - ✓ 滤波电感的增大将导致电感压降的增加，而为了确保并网控制的实现，需适当**提高逆变器的直流侧电压**，给电路控制和设计带来了一定的困难
- 相比于 L 滤波器，LCL 滤波器的**优点**：
 - 一般具有**三阶的低通滤波特性**，因而对于同样的开关频率的谐波电流指标，可以采用相对**较小的滤波电感设计**，因而可以**有效降低滤波器损耗、体积和成本**。

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.1 概述

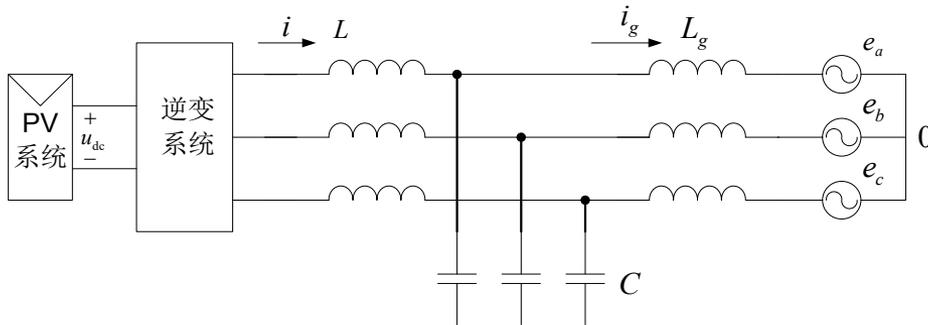


图2-8 基于LCL滤波的光伏并网系统

● L滤波器与LCL滤波器的对比（典型单相滤波）

输入电压对输出电流的传递特性

$$L: \frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{sL} \quad (2-13)$$

$$LCL: \frac{I_g(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{L_g C L s^3 + (L_g + L)s} \quad (2-14)$$

● 可见，由于**电容支路的增加**，使得并网逆变器的**电流控制系统由一阶系统变为三阶系统**

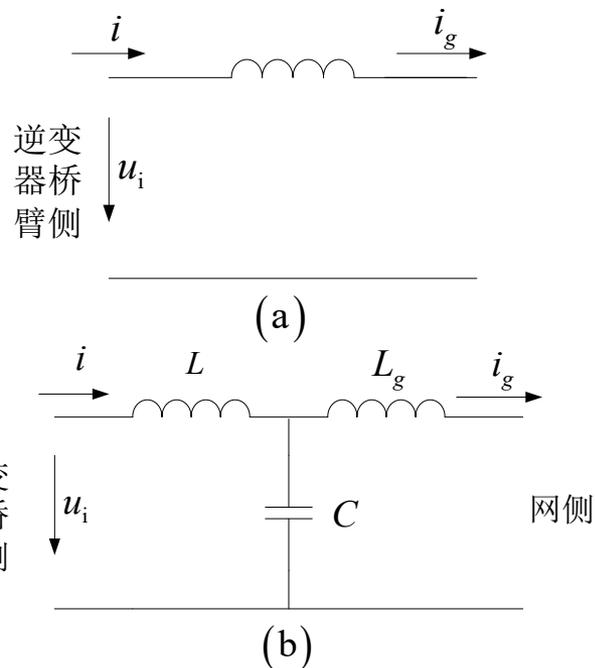


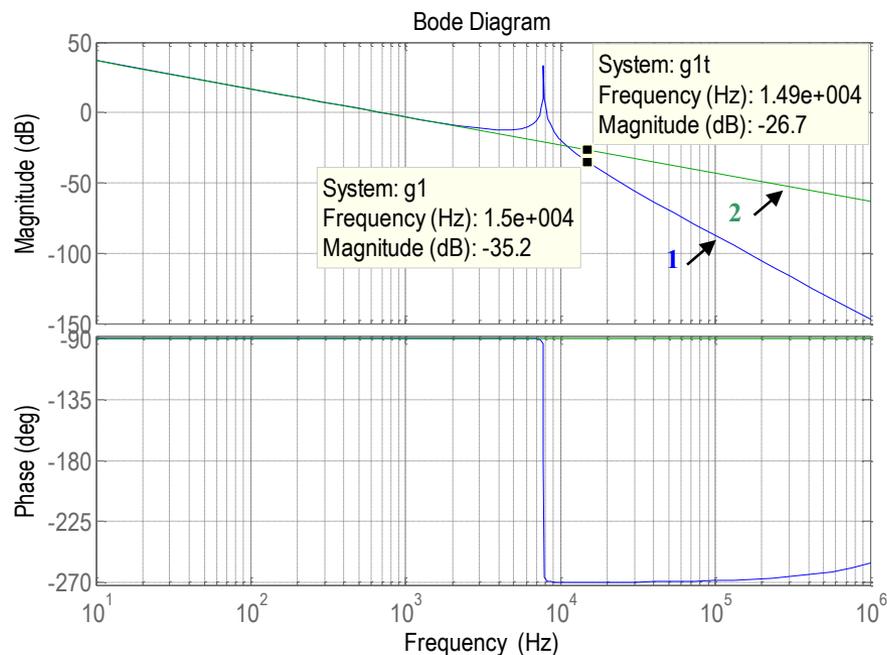
图2-9



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.1 概述

根据式(2-14)可画出LCL滤波器的Bode图:



- 由图可见，在某一频率范围内，系统将产生谐振，从而影响了系统的稳定性能
- LCL谐振频率:

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_g C}} \quad (2-15)$$

上式为滤波器参数设计的重要依据

其谐振特性是由于**较低的系统阻尼**导致的，因此需研究基于LCL滤波器的并网逆变器阻尼控制方案。并网逆变器阻尼控制方案主要包括**无源阻尼**和**有源阻尼**两类控制方案，以下分别进行讨论。

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.2 无源阻尼法

- **原理：**在滤波器的回路中串入电阻来增加系统的阻尼，抑制LCL滤波器的谐振特性，提高系统稳定性。
- **分类：**根据电阻与元器件连接方法的不同，可以分为下图所示的**几种方案：**

网侧电感串联电阻、
网侧电感并联电阻、
电容支路串联电阻以
及电容支路并联电阻

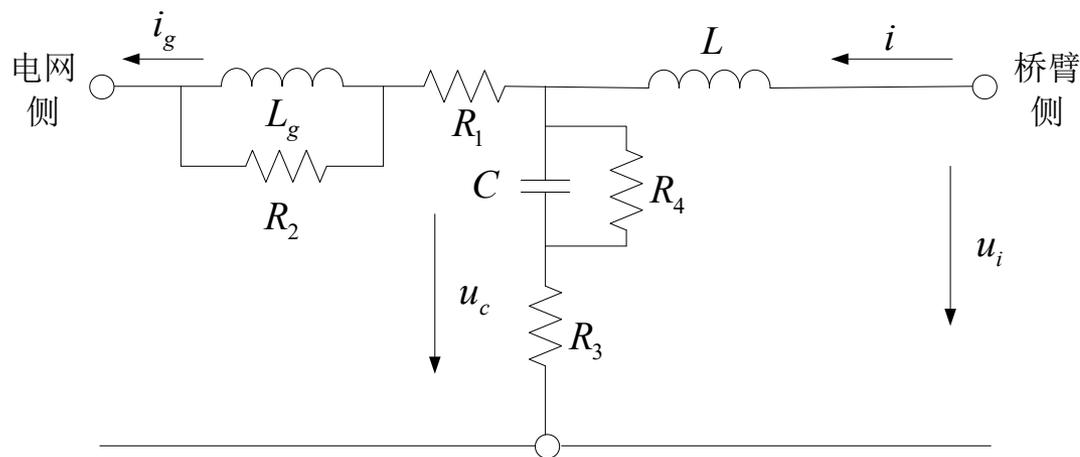


图2-11 无源阻尼安放位置

下面分别进行阻尼性能的分析讨论：



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

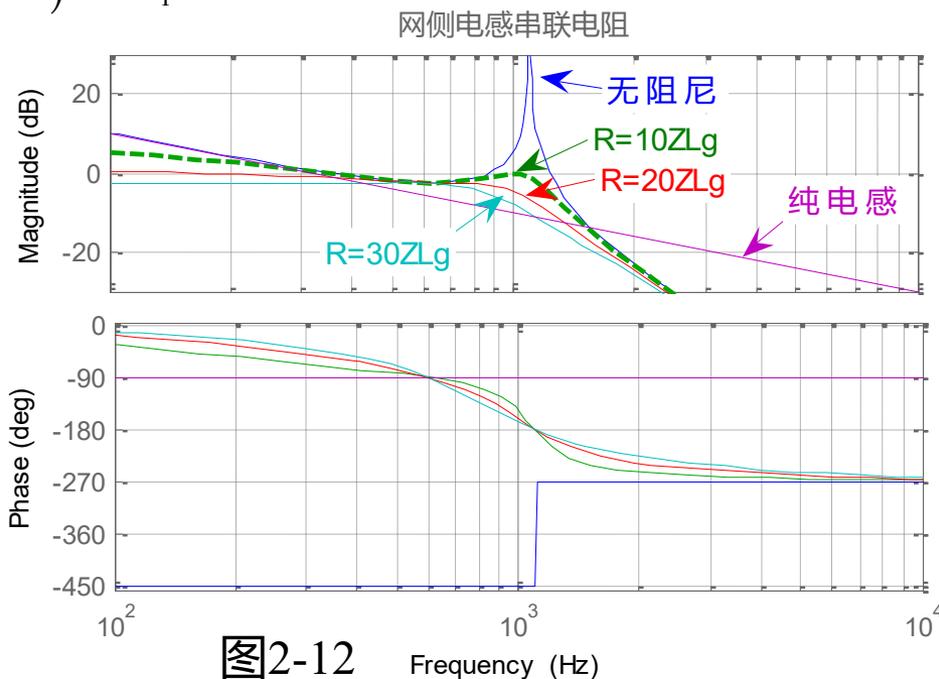
2.4.2 无源阻尼法

1. 网侧电感串联电阻时的无源阻尼特性分析

条件: $R_2 = \infty$ 、 $R_4 = \infty$ 、 $R_3 = 0$ 、 $R_1 \neq 0$

传递函数:
$$\frac{I_g(s)}{U(s)} = \frac{1}{L_g C L s^3 + C L R_1 s^2 + (L_g + L) s + R_1} \quad (2-16)$$
 由式(2-16)可作出Bode图:

- 阻尼电阻的加入使系统阻尼增加，其高频衰减特性基本保持不变，而**低频增益**随阻尼电阻值的增加而有所**下降**，从而影响了系统稳态控制性能。
- 当阻尼电阻较大时（网侧电抗的10倍以上）才能明显抑制谐振峰，这显然将导致**损耗增加**。
- 综上，无论是从控制性能还是系统功率损耗的角度分析，网侧电感串联电阻的无源阻尼方案**并不适用于工程应用**





2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.2 无源阻尼法

2. 网侧电感**并联电阻**时的无源阻尼特性分析

条件: $R_2 \neq \infty$ 、 $R_4 = \infty$ 、 $R_3 = 0$ 、 $R_1 = 0$

传递函数:
$$\frac{I_g(s)}{U(s)} = \frac{L_g s + R_2}{L_g C L R_2 s^3 + L L_g s^2 + (L_g + L) R_2 s} \quad (2-17)$$
 由式(2-17)可作出Bode图:

- 并入阻尼电阻使谐振峰得以衰减，且阻尼电阻越小，其谐振峰越小。
- 阻尼电阻的加入使系统阻尼有所增加，却改变了其高频衰减特性，即随着阻尼电阻的减小，高频段的幅值衰减速率变慢，从而导致**高频衰减滤波性能的下降**。
- 由于这种网侧电感并联电阻的无源阻尼法方案无法兼顾其阻尼和滤波特性，因此也**不适用于工程应用**

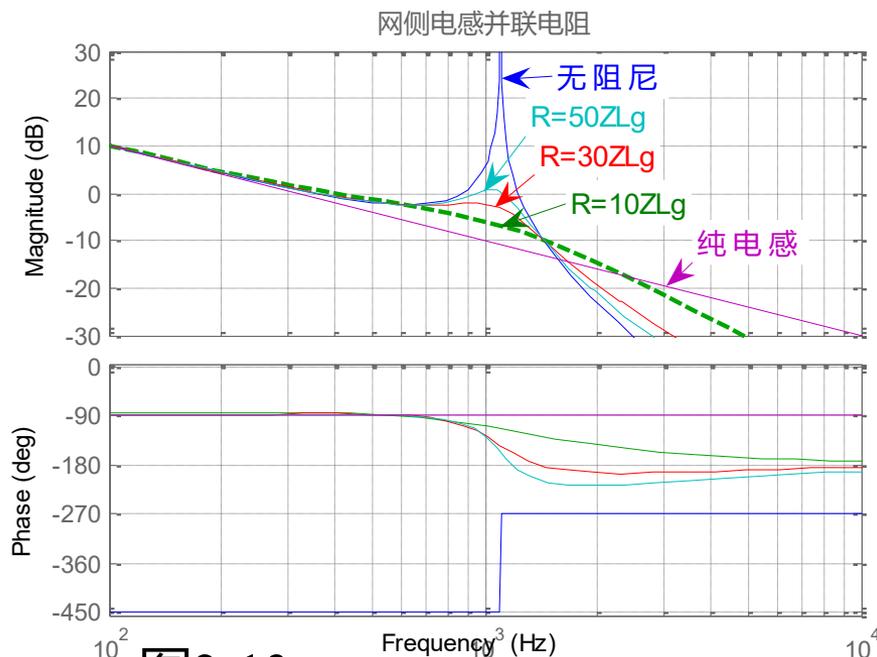


图2-13



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.2 无源阻尼法

3. 电容支路串联电阻时的无源阻尼特性分析

条件: $R_2 = \infty$ 、 $R_4 = \infty$ 、 $R_3 \neq 0$ 、 $R_1 = 0$

传递函数:
$$\frac{I_g(s)}{U(s)} = \frac{CR_3s+1}{L_gCLs^3 + C(L_g+L)R_3s^2 + (L_g+L)s} \quad (2-18)$$
 由式(2-18)可作出Bode图:

- 当串入阻尼电阻且阻尼电阻与电容容抗相比较小时, **阻尼电阻越大, 其谐振峰越小。**
- 串入阻尼电阻并不影响系统的低频特性, 高频段的衰减速率会受到一定影响, 但是, 当阻尼电阻与电容容抗相比较小时, 不会显著影响其滤波性能, 且阻尼电阻的功率损耗也相应较小。
- 显然, 这种电容支路串联电阻的无源阻尼方案较为**适用于工程应用。**

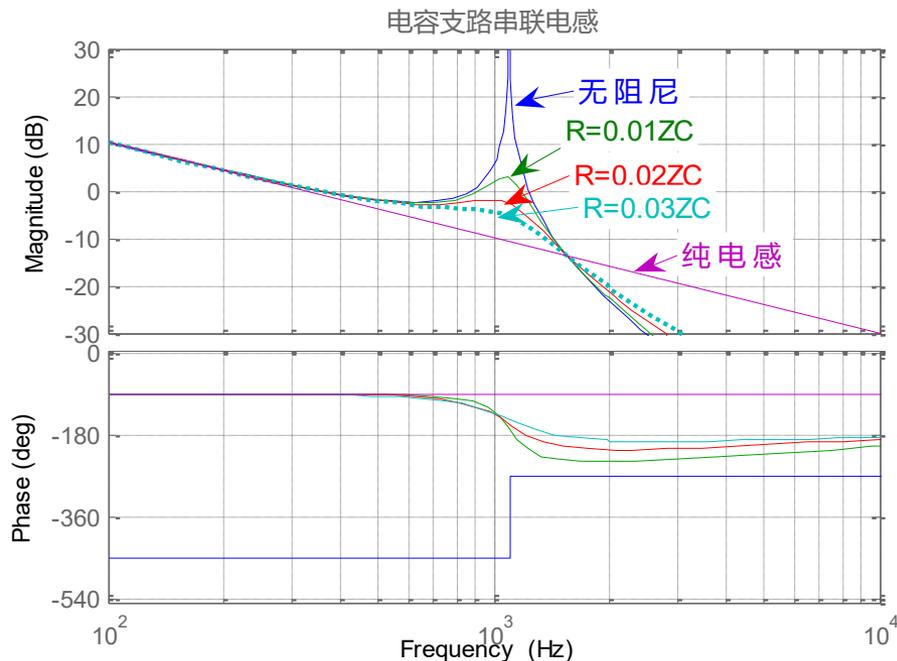


图2-14



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.2 无源阻尼法

4. 电容支路**并联电阻**时的无源阻尼特性分析

条件: $R_2 = \infty$ 、 $R_4 \neq \infty$ 、 $R_3 = 0$ 、 $R_1 = 0$

传递函数:
$$\frac{I_g(s)}{U(s)} = \frac{R_4}{L_g C L R_4 s^3 + L L_g s^2 + (L_g + L) R_4 s} \quad (2-19)$$

(2-19) 由式(2-19)可作出Bode图:

- 并入阻尼电阻, 其谐振峰得以衰减, 且**阻尼电阻越小, 其谐振峰越小**。
- 其特点就是在**不改变低频和高频段频率特性的同时, 能抑制中频段的谐振峰**; 但由图可知, 阻尼电阻的电阻值为电容容抗的25%时还不能完全将谐振峰值衰减掉, 由于阻尼电阻并联在电容两端, 使得随着阻尼电阻的减小, 其功率损耗随之增加。
- 因此, 这种电容并联电阻的无源阻尼方案**并不适用于工程应用**。

电容支路并联电阻

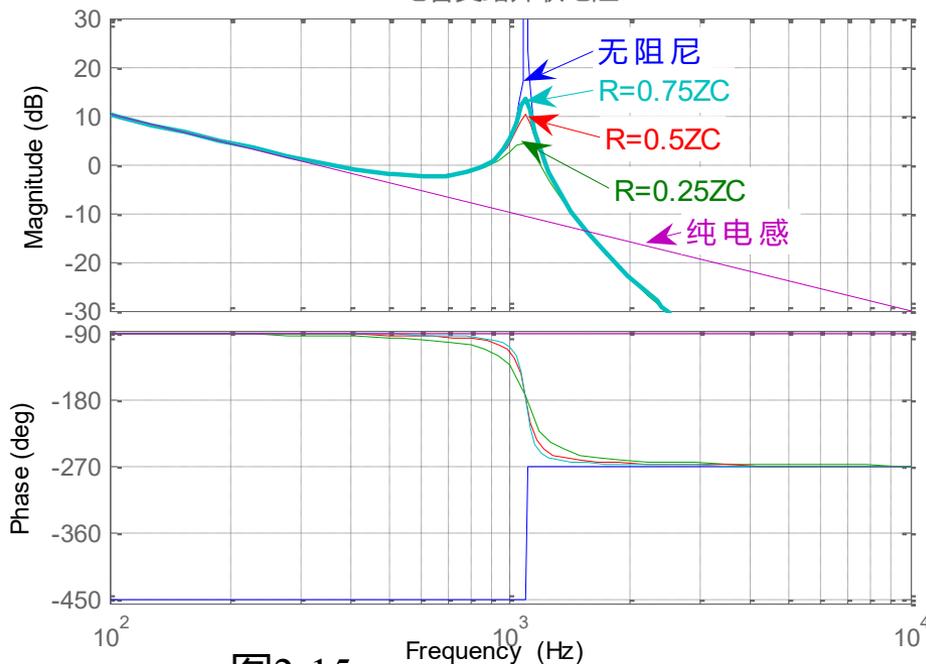


图2-15



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.2 无源阻尼法

综上所述，从控制特性、滤波特性、阻尼特性以及功率损耗的角度综合分析，由于**电容支路串联电阻**的方案综合性能要优于其它三种，因此，工程上一般都采用此种无源阻尼方案来增加并网逆变器的系统阻尼。



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

无源阻尼法

优点：有效抑制LCL滤波器的谐振，有利于控制系统的稳定性

缺点：

一方面可能会影响滤波器对高次谐波的滤波性能

一方面会增加系统损耗，降低系统效率，尤其是在大功率场合，阻尼电阻发热严重

有源阻尼法：采用控制算法来增加系统阻尼，没有附加阻尼电阻，从而避免了增加电阻提高阻尼而导致的额外损耗，提高了系统效率。

缺点：一般需要增加电压或电流传感器，且控制系统结构相对复杂，一定程度上影响了该在并网逆变器控制中的工程应用。

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

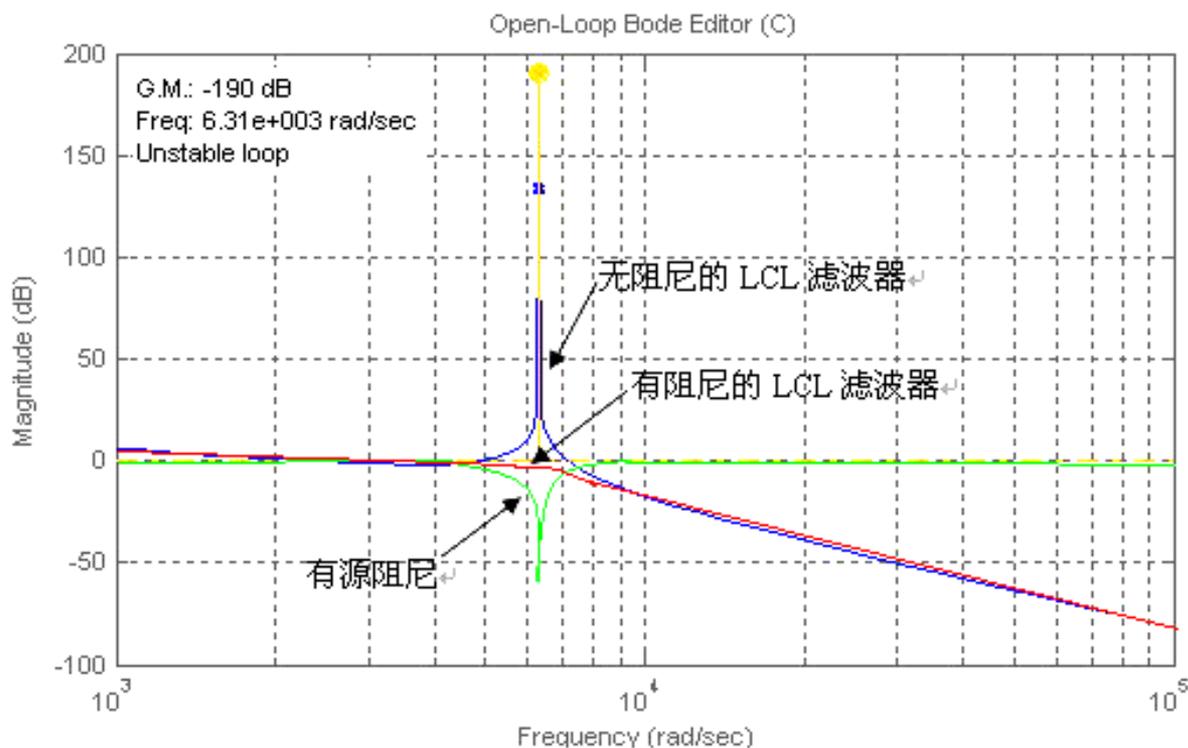


图2-16 有源阻尼原理示意图

当基于LCL滤波的并网逆变器系统由于缺少阻尼而使其Bode图的幅频特性出现正谐振峰时，可以**通过控制算法产生一个负谐振峰并与之迭加**，从而抵消或削弱系统Bode图的正谐振峰特性，以此增加系统阻尼，提高系统控制稳定性。

有源阻尼法主要分为**虚拟电阻法**和**陷波器校正法**，分别讨论如下：

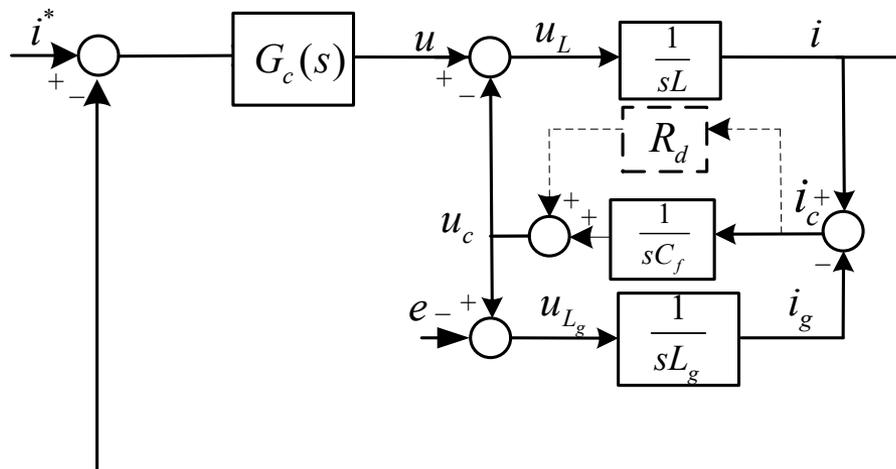
2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

1. 虚拟电阻法

原理：从无源阻尼控制出发，将相应的无源阻尼控制结构图进行**等效变换**，并以控制算法替代并实现无源阻尼的控制特性。

以工程上常用的**电容支路串联电阻的无源阻尼控制结构**为例：



$G_c(s)$ 为电流环控制器的传递函数

根据自控原理中系统结构等效变换规则，可将图变换为相应的等效结构：



图2-17 电容支路串联电阻的LCL并网逆变器电流环控制结构

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

等效变换

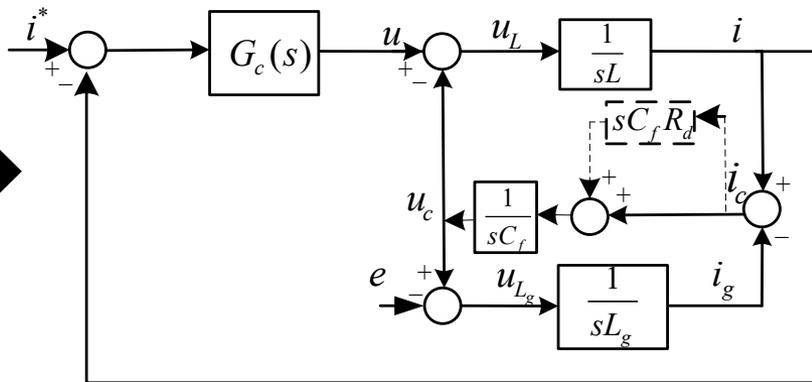


图2-18

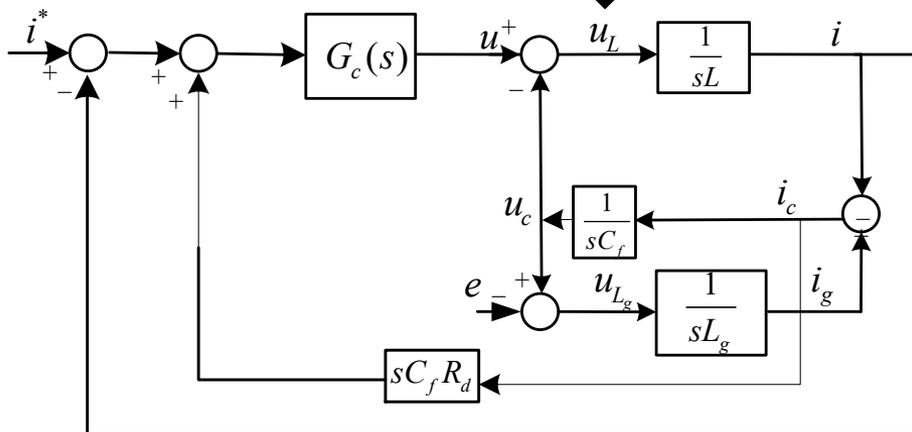


图2-19 基于虚拟电阻的有源阻尼电流环控制结构

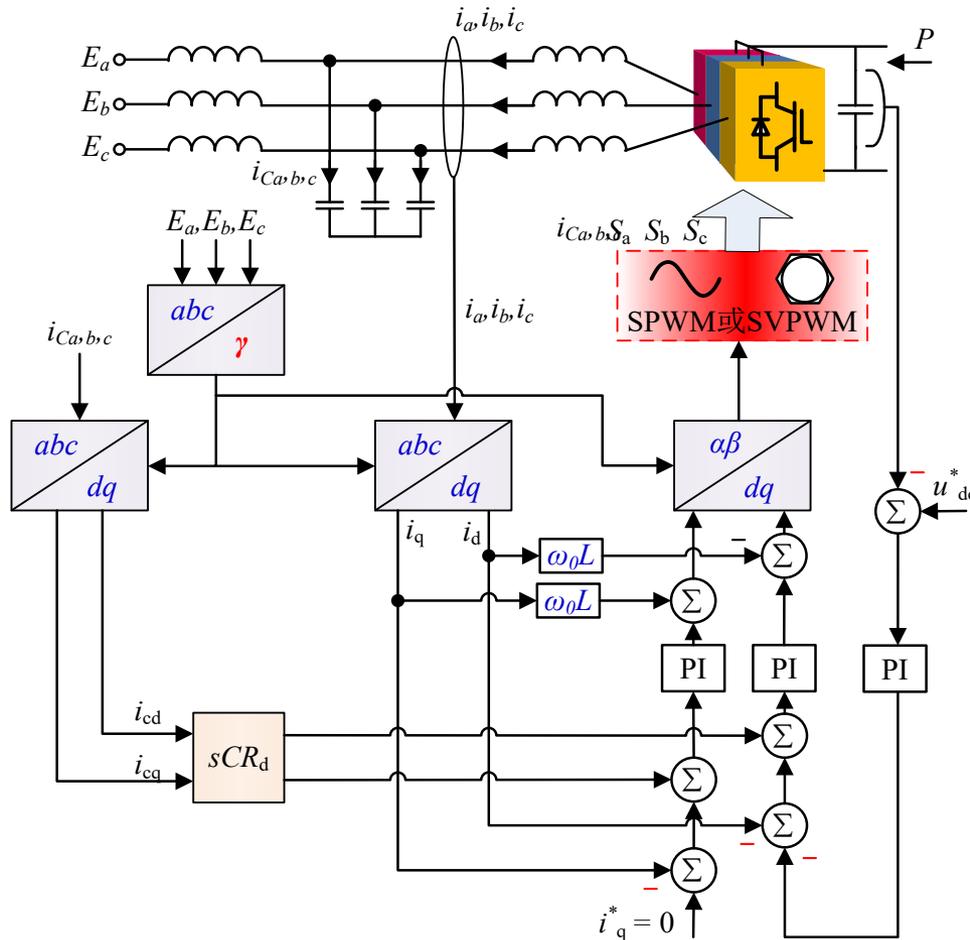
电容支路串联电阻的无源阻尼控制结构相当于在原有无阻尼结构的基础上多了一个阻尼电流分量 $i_c s C_f R_d$ ，而该阻尼电流分量实际上也可以引到电流控制器的输入端，通过控制器的调节控制加以实现，从而达到有源阻尼控制的目的。



根据这种思想，可以设计出基于虚拟电阻法（电容串联电阻）的LCL并网逆变器有源阻尼控制结构。

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法



思想： 检测LCL滤波器电容支路的电流 i_c ，并与 sCR_d 相乘后叠加到电压外环的输出电流指令上，并经电流环控制器以实现有并网逆变器的源阻尼控制。

图2-20 基于虚拟电阻法的LCL并网逆变器有源阻尼控制结构图



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

频率特性分析:

- 首先, 简化虚拟电阻法电流环控制结构:

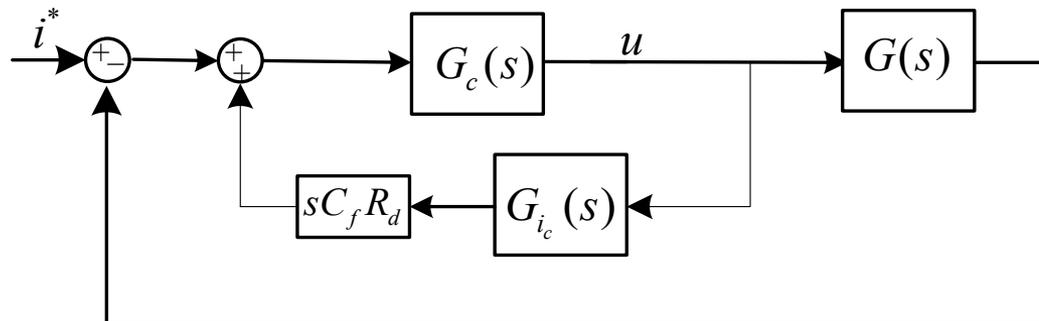


图2-21 虚拟电阻法电流环控制结构的简化

其中:

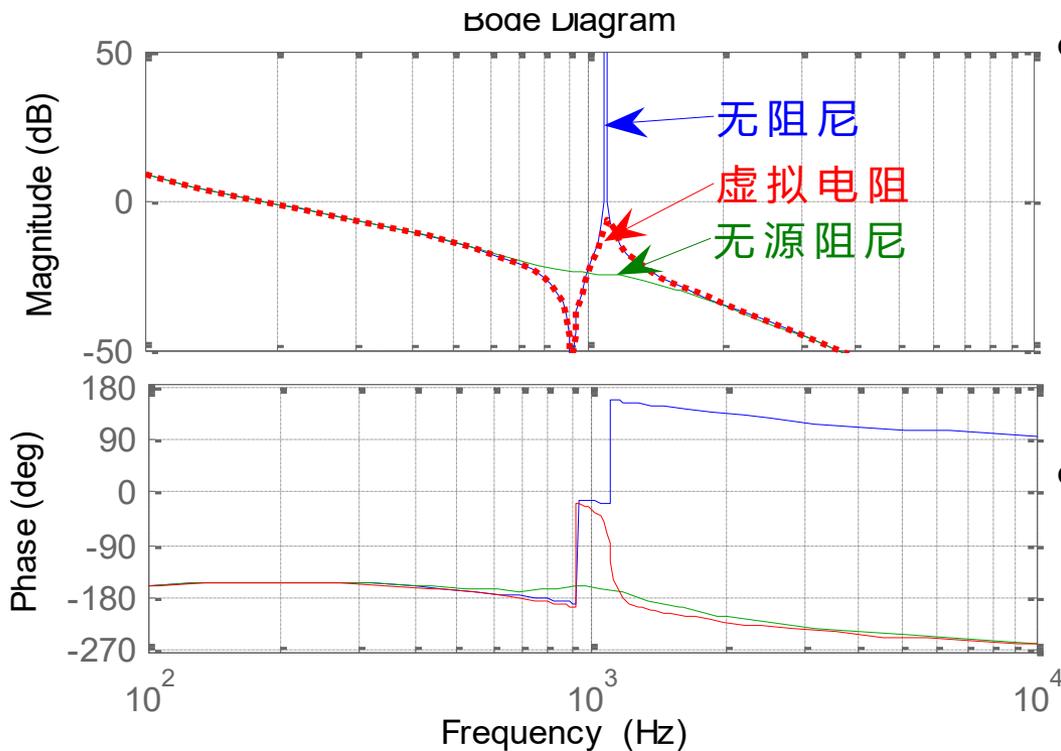
$$G(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + \frac{1}{L_g C_f}}{Ls(s^2 + \frac{L_g + L}{L_g C_f L})} = \frac{1}{Ls} \frac{(s^2 + z_{LC}^2)}{(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (2-20)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{L_g C_s}{L_g L C s^2 + (L + L_g)} \quad (2-21)$$

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

- 画出不同阻尼方案时控制系统的开环Bode图



- 无阻尼方案在谐振频率处产生一个谐振峰；采用无源阻尼方案时，原谐振频率处的谐振峰得到极大的衰减且远小于0dB；而采用基于虚拟电阻的有源阻尼方案时，系统谐振峰也得到较大的衰减
- 从图中所示的特性对比可以看出，由于控制器结构及控制带宽的局限性，这种**基于虚拟电阻法的有源阻尼方案从控制特性上并不能完全等效于相应的无源阻尼方案**

图2-22 不同阻尼方案时控制系统Bode图及其比较



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

2. 陷波器矫正法

原理：陷波器具有**负谐振峰特性**，引入系统中可抵消LCL滤波器产生的正谐振峰，实现有源阻尼控制。

如何引入

将电流环前向通道打开，同时引入适当的变量反馈，并将变量反馈构成的闭环环节整定为陷波器环节，如下图所示：

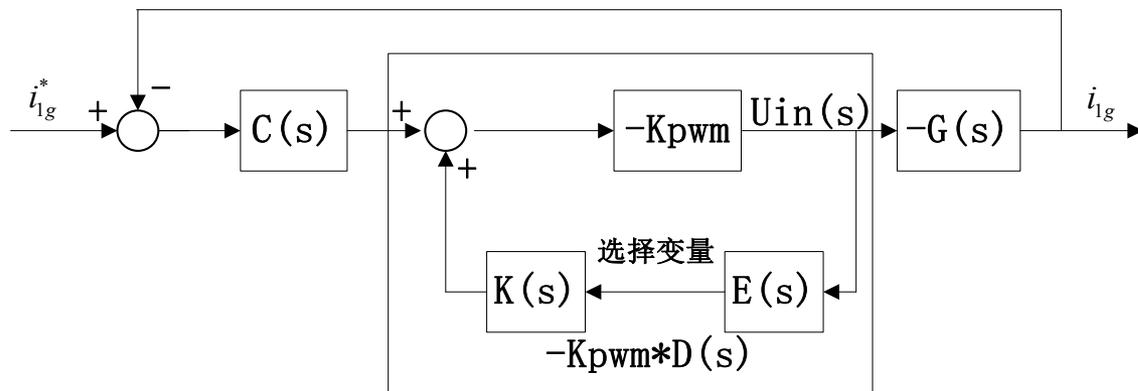


图2-23 陷波器结构有源阻尼算法结构简图

可供选择的5个反馈变量：

网侧电感电压、**滤波电容电压**、**滤波电容电流**、桥臂侧电感电压、桥臂侧电感电流

$$u_2(s)$$

$$u_c(s)$$

$$i_c(s)$$

$$u_1(s)$$

$$i_1(s)$$



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

$E(s)$ 为 $u_{in}(s)$ 到所选反馈变量的传递环节，即采用矩阵描述为：

$$\begin{bmatrix} u_2(s) & u_c(s) & i_c(s) & u_1(s) & i_1(s) \end{bmatrix}^T = E(s)u_{in}(s) \quad (2-22)$$

不同反馈变量选择所对应的各环节传递函数为：

$$\begin{bmatrix} E(s) \\ K(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{LC_f} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} & \frac{1}{LC_f} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} & \frac{s}{L} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} & -\frac{L_g C_f s^2 + 1}{L_g C_f} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} & -\frac{L_g C_f s^2 + 1}{LL_g C_f s} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} \\ -Ks & Ks & K & K \frac{L_g C_f s}{L_g C_f s^2 + 1} & K \frac{L_g C_f s}{L_g C_f s^2 + 1} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

$K(s)$ 是不同反馈变量所对应的陷波器的配置函数

为了消除 $G(s)$ 位于谐振点 ω_{res} 处的正谐振峰，可以将 $D(s)$ 构造成陷波器结构，使其在谐振点处产生一个负的谐振峰，如下：

Q为陷波器的品质因数

$$D(s) = \frac{1}{1 + K_{PWM} K(s) E(s)} = \frac{s^2 + \omega_{res}^2}{s^2 + Qs + \omega_{res}^2} \quad (2-24)$$

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

由公式 (2-24) 陷波器 $D(s)$ 的波特图:

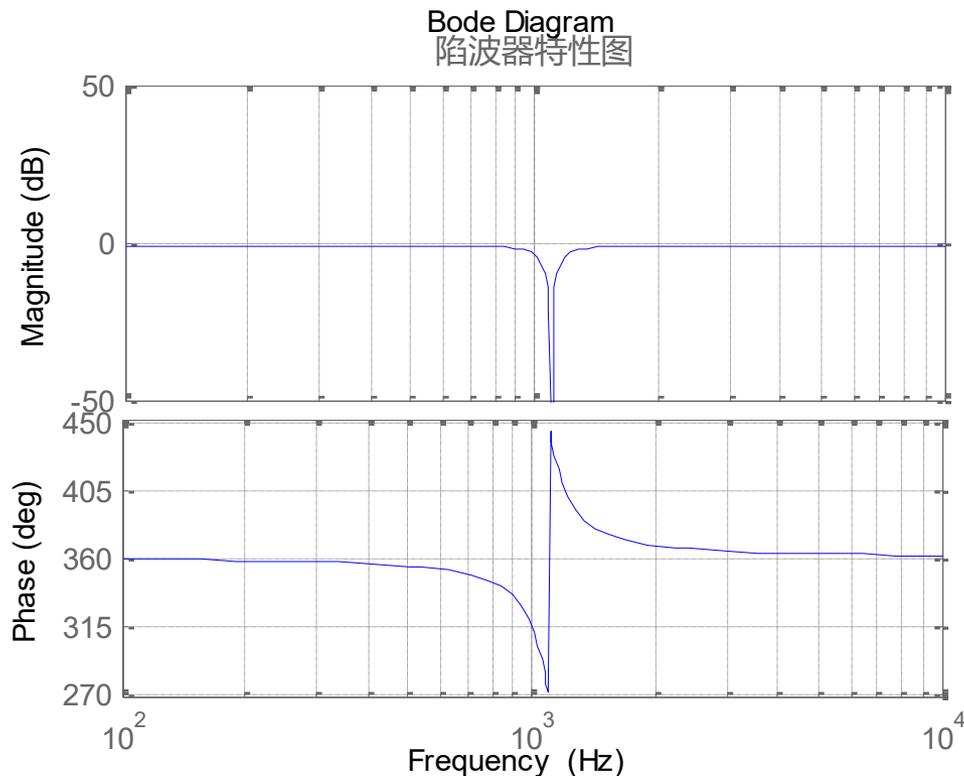


图2-24 陷波器的基本特性图

- 显然, 在频率 ω_{res} 处, 其增益为0, 而对于偏离该点的信号, 由于 $s^2 + \omega_{res}^2$ 远大于 Q_s , 其增益为1。
- 图中陷波器环节 $D(s)$ 的构造依赖于反馈变量的选择, 对于不同的反馈变量, 所需要的配置函数 $K(s)$ 也就不同



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

从式 (2-22) 、式 (2-23) 中可以看出:

- 当选用 u_2 或 u_c 作为反馈变量时, 需要将 $K(s)$ 配置成**微分环节**
- 当选用 u_1 或 i_1 作为反馈变量时, 需要配置的 $K(s)$ 较为复杂, 且配置参数和系统参数有关
- 当选用 i_c 作为反馈变量时, 只需要将 $K(s)$ 配置成一个**比例环节**, 且不受系统参数影响

以下分别研究以 u_c 和 i_c 为反馈变量时的陷波器校正有源阻尼法的实现:



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

1) 以 u_C 为反馈变量时的陷波器校正有源阻尼法的实现

需将 $K(s)$ 配置
成微分环节

微分环节工程实现时

易引入噪声

采用超前-滞后环
节代替微分环节

超前-滞后环节的表达式为：

$$L(s) = k_d \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \quad \text{其中: } \alpha < 1 \quad (2-25)$$

在本系统设计中，将超前-滞后环节串联在电容电压反馈检测通道中，然后将输出值叠加到电流调节器输出，从而实现以 u_C 为反馈变量的基于陷波器校正法的有源阻尼控制，其控制结构如下图：

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

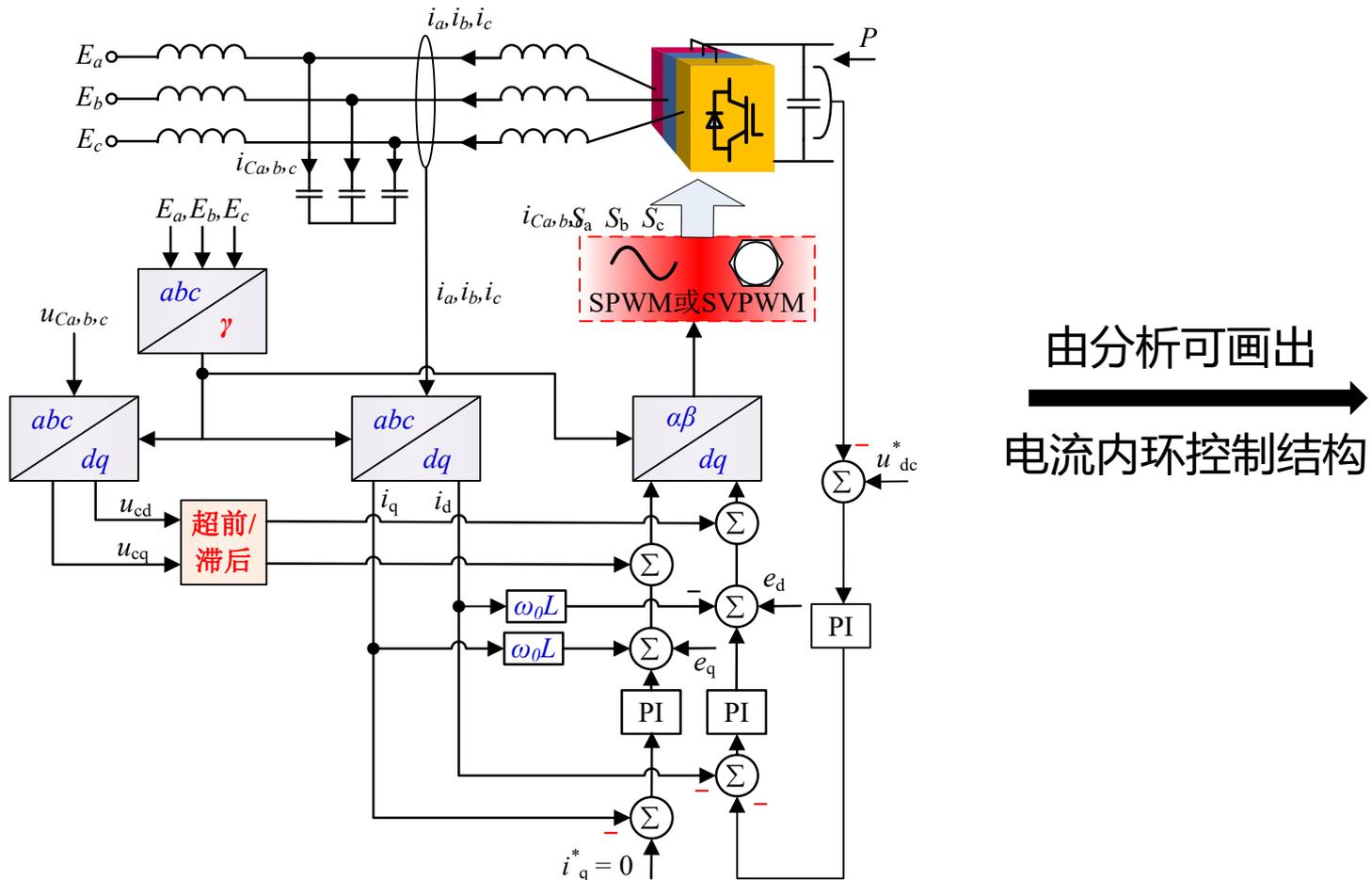


图2-25 以 u_c 为反馈变量的基于陷波器校正法的有源阻尼控制



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

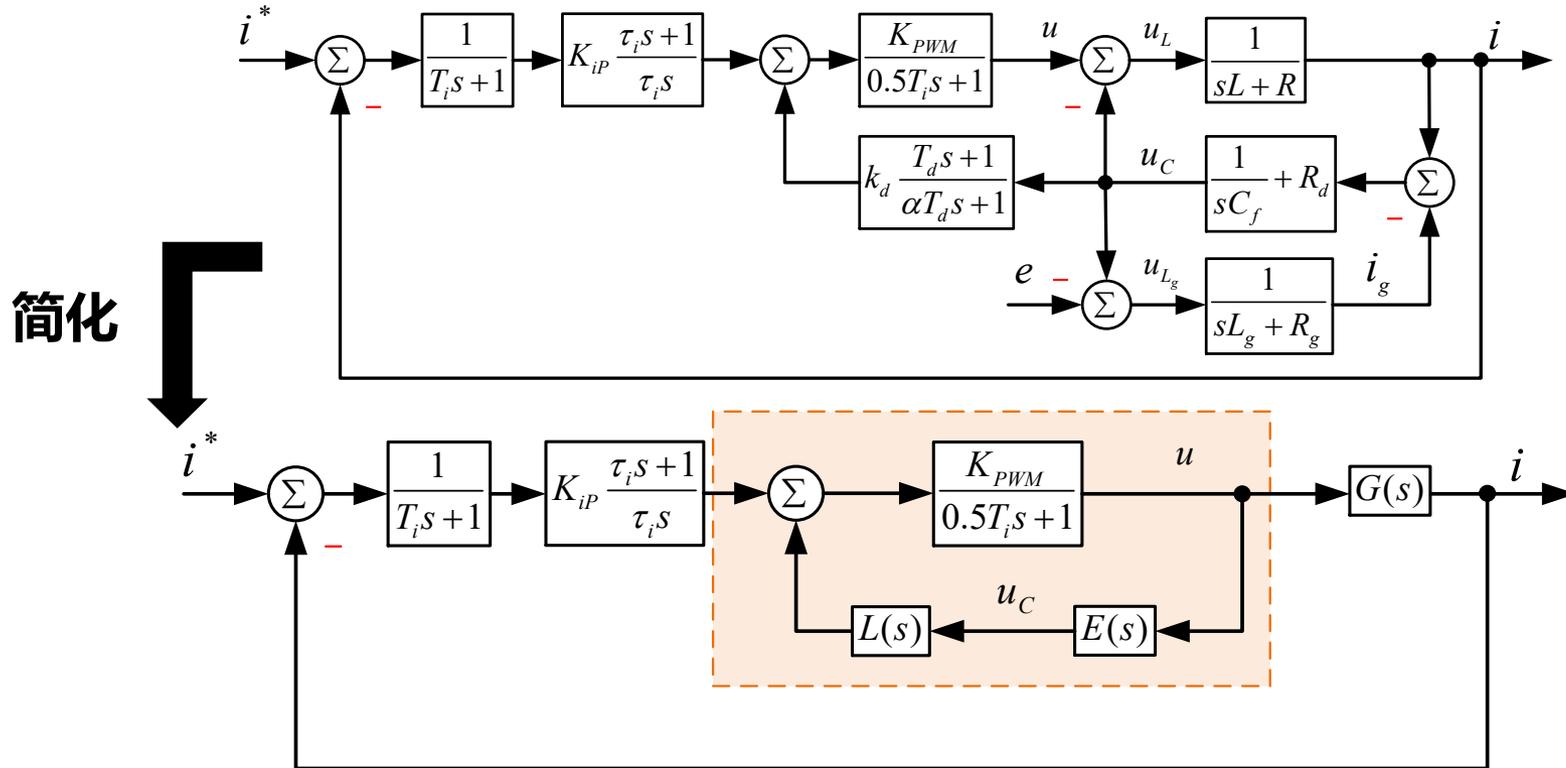


图2-27 电流内环简化框图

其中:
$$E(s) = \frac{U_c(s)}{U(s)} = \frac{1}{LC_f} \frac{1}{(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (2-26)$$

$$G(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + \frac{1}{L_g C_f}}{Ls(s^2 + \frac{L_g + L}{L_g C_f L})} = \frac{1}{Ls} \frac{(s^2 + z_{LC}^2)}{(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (2-27)$$

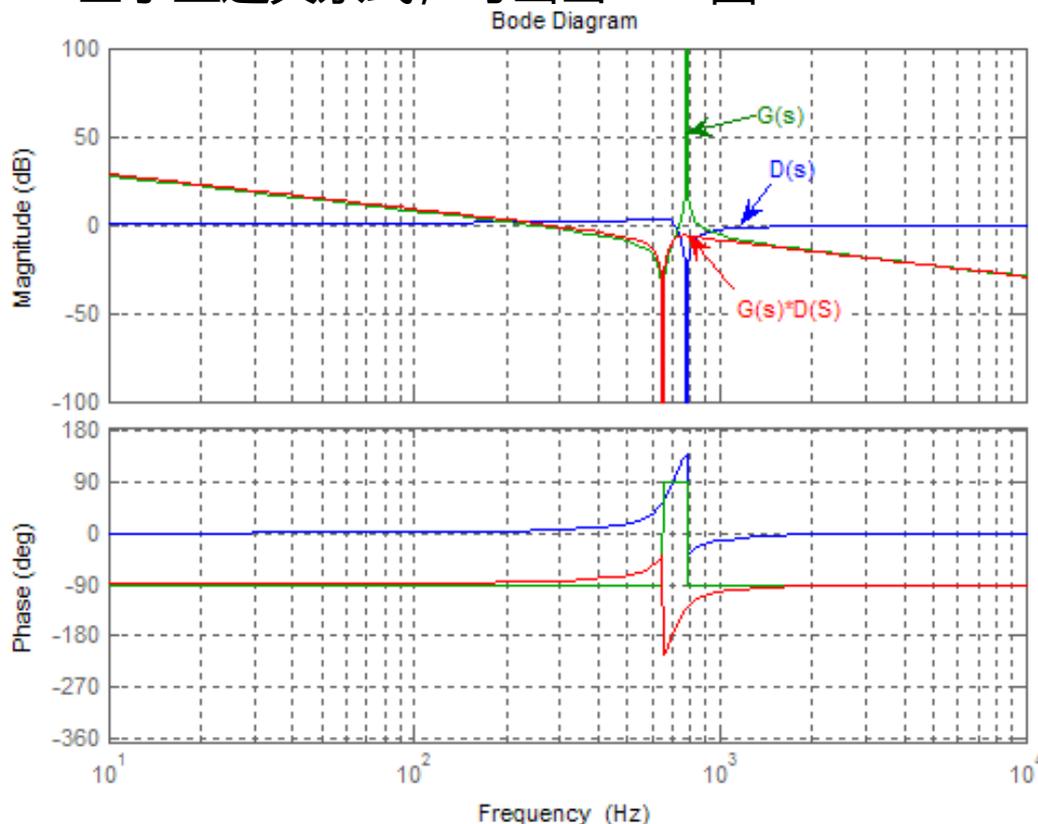
2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

则图中画**虚线框陷波器环节**的表达式为：

$$D(s) = \frac{1}{1 - L(s)E(s)} \quad (2-28)$$

基于上述关系式，可画出Bode图：



- 以 u_c 为反馈变量和超前-滞后环节的引入，使系统前向控制通道中构成了一陷波器环节 $D(s)$
- 图陷波器环节在低频阶段和高频段满足 $D(s)=1$ ，因而对电流环性能没有影响，而在谐振频率附近， $D(s)$ 引入了与 $G(s)$ 的正谐振峰相抵消的负谐振峰，从而有效地**增加了系统阻尼**
- 由于需要检测电容电压，因而需要在系统中**设置电压传感器**

图2-28 $D(s)$ 、 $G(s)$ 、 $D(s)G(s)$ 的bode图及其对比

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

2) 以 i_c 为反馈变量时的陷波器校正有源阻尼法的实现 需将 $K(s)$ 配置成比例环节

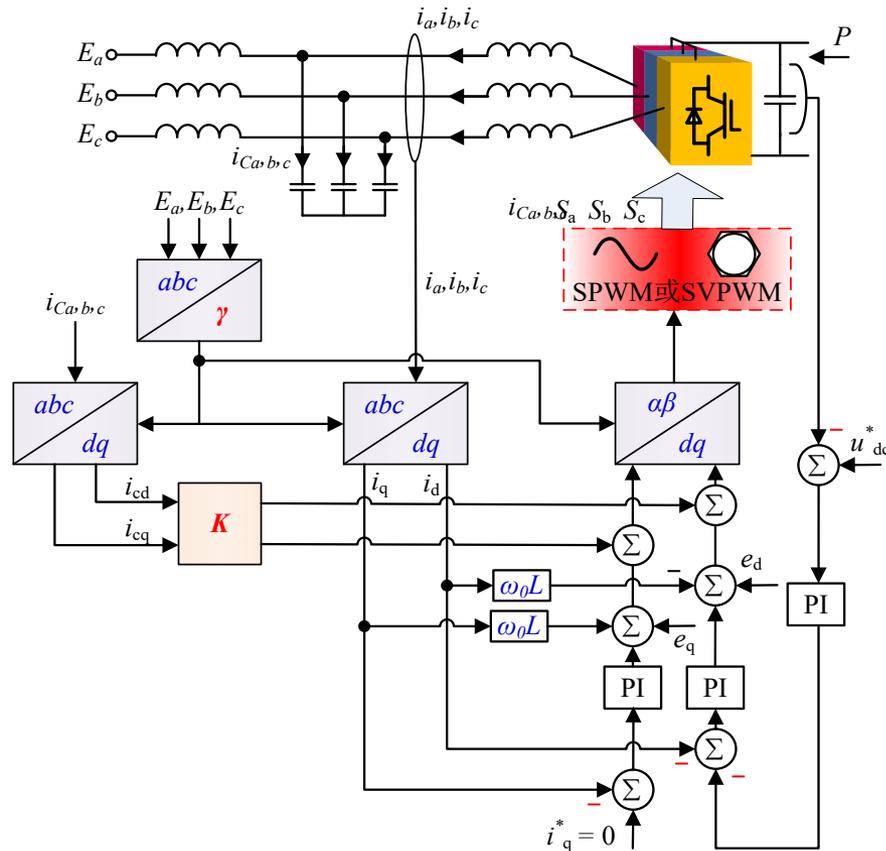


图2-29 以 i_c 为反馈变量的基于陷波器校正法的有源阻尼控制

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法

由此可得出其控制框图：

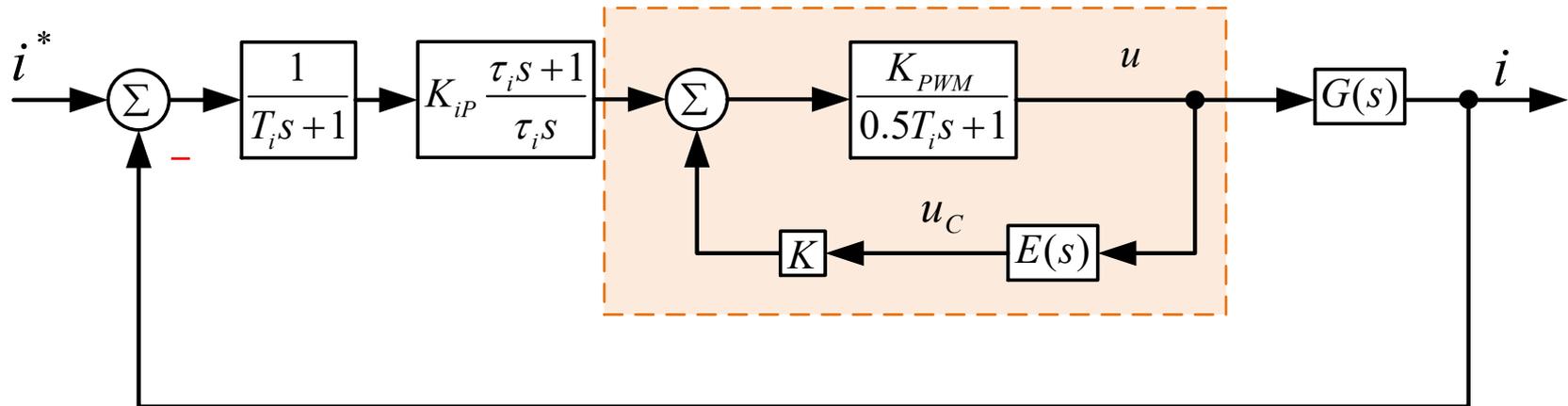


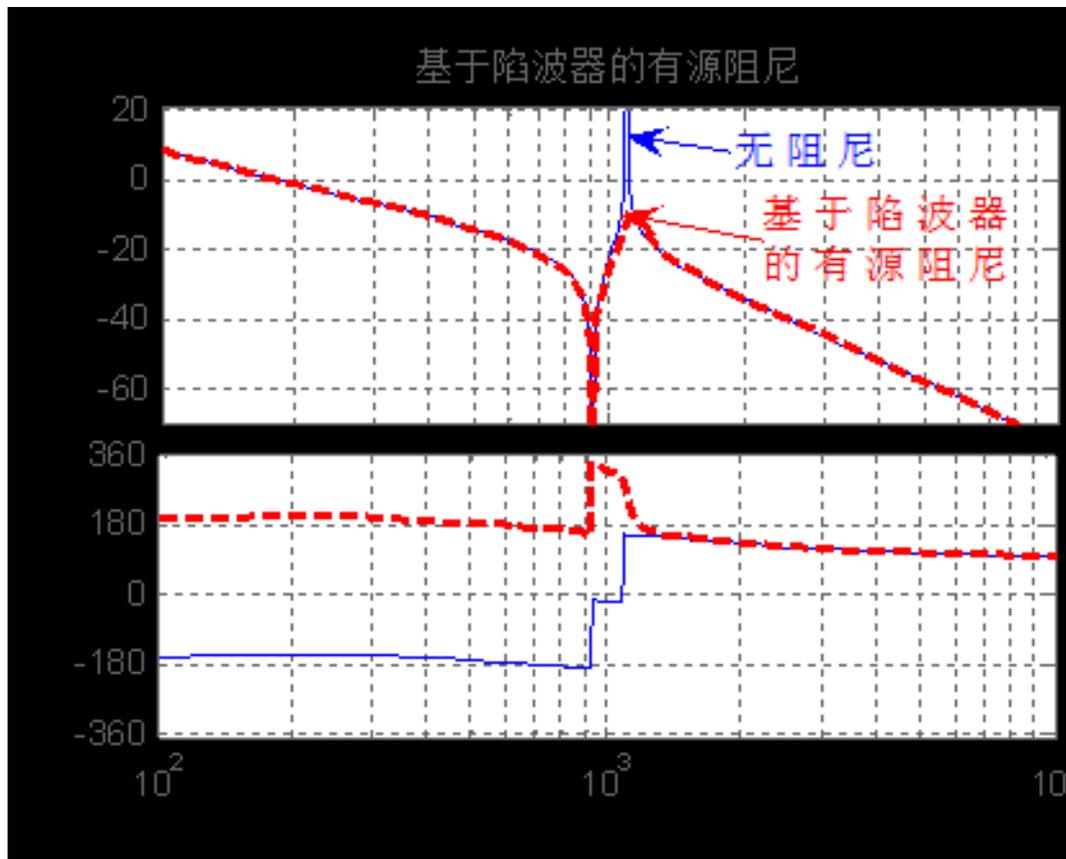
图2-30 以 i_c 为反馈变量的基于陷波器校正法的有源阻尼控制框图

其中： K 为比例配置系数，
$$E(s) = \frac{i_c(s)}{U(s)} = \frac{s}{L} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2}$$

由此可得出系统有、无有源阻尼控制时的开环bode图如下图所示：

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.3 有源阻尼法



- 由图可以看出，基于陷波器校正的有源阻尼可以有效地抑制系统的谐振，增加系统阻尼

图2-31 有、无有源阻尼控制时的电流内环开环Bode图



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

从并网逆变器的控制要求分析，并网逆变器LCL滤波器参数的选取主要可从以下三个方面进行考虑，即：

- 满足谐波电流指标的要求；
- 满足电流跟踪响应的要求；
- 满足有功功率、无功功率控制的要求

具体讨论如下：

- 参数设计的边界条件；
- 电感参数设计；

2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 1. 总电感电感量 (桥臂电感 L +网侧电感 L_g) 参数的**上限**设计

稳态时LCL滤波器可等效为电感为 $L+L_g$ 的 L 滤波器, 稳态条件下交流侧矢量关系如下图:

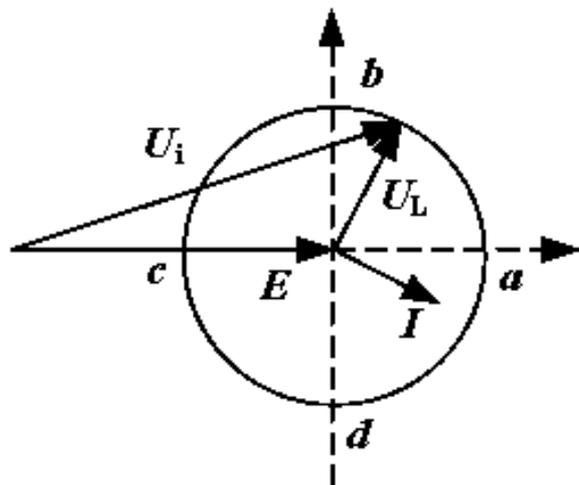


图2-32 稳态运行时并网逆变器交流侧矢量图

E —网侧电压矢量, U_i —交流侧电压矢量
 I —电感电流矢量, U_L —电感电压矢量

- 1) U_L 幅值大小与电流、电感大小成正比
- 2) U_i 的幅值本身与直流侧电压成正比
- 3) U_i 的幅值最大值取决于直流侧电压和PWM调制电压利用率。

对于一 U_i 幅值最大值确定的并网逆变器而言, 如果满足额定电流控制, 则必须限制其滤波电感取值 (存在上限), 以使并网逆变器运行于所示圆周相应位置时满足相应的矢量幅值要求。

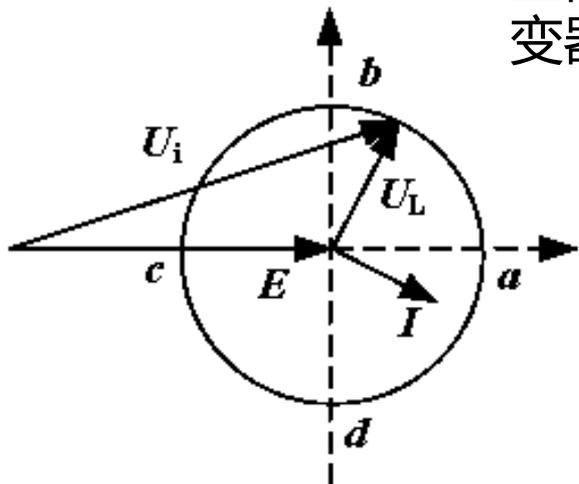
2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 1. 总电感电感量 (桥臂电感 L +网侧电感 L_g) 参数的**上限**设计

对于要求四象限运行的并网逆变器而言, 滤波电感上限值设计时应考虑**最严重**的情况, 即考虑并网逆变器运行于**a点**的情况



采用SVPWM时, 桥臂输出相电压基波峰值为 $V_{dc}/\sqrt{3}$, 总电感的上限值为:

$$L + L_g \leq \frac{V_{dc} / \sqrt{3} - E_P}{\omega I_{LP}} \quad (2-29)$$

图2-32 稳态运行时并网逆变器交流侧矢量图

E —网侧电压矢量, U_i —交流侧电压矢量
 I —电感电流矢量, U_L —电感电压矢量

其中: E_P 为网侧电压的峰值, I_{LP} 为电感电流的峰值。

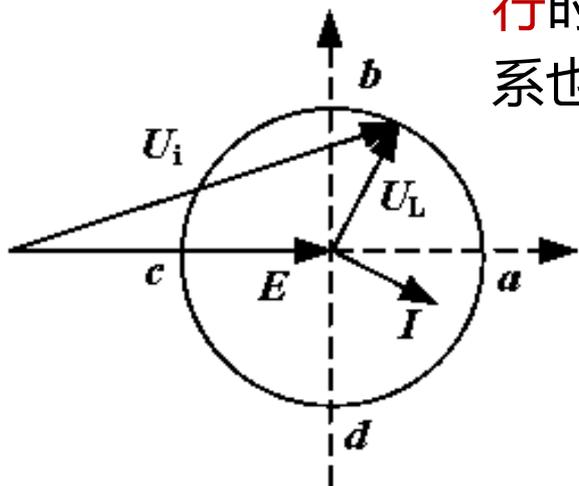
2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 1. 总电感电感量 (桥臂电感 L +网侧电感 L_g) 参数的**上限**设计

实际上, 当并网逆变器只运行于**单位功率因数发电运行**时, 即运行于所示圆周的**b点**, 根据相应的三角关系也可相应计算出相应的滤波器电感上限值如下:



$$L + L_g \leq \frac{\sqrt{(V_{dc} / \sqrt{3})^2 - E_p^2}}{\omega I_{LP}} \quad (2-30)$$

其中: E_p 为网侧电压的峰值, I_{LP} 为电感电流的峰值。

图2-32 稳态运行时并网逆变器交流侧矢量图

E —网侧电压矢量, U_i —交流侧电压矢量
 I —电感电流矢量, U_L —电感电压矢量



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 2. 滤波电容 C_f 参数的**上限**设计

工程上通常要求电容产生的无功功率**不超过5%**的系统额定功率，即有

$$3 \times u_c^2 \times \omega C_f \leq 5\% \times P_n \quad (2-31)$$

其中： u_c 为电容电压， P_n 为并网逆变器的额定功率。

当网侧电感上的压降相对较小时，则电容电压 u_c 可**近似为电网相电压** u_n ，则有：

$$C_f \leq 5\% \times \frac{P_n}{3 \times 2\pi f \times u_n^2} \quad (2-32)$$

在并网逆变器中，其LCL滤波器中的滤波电**容值越大**，高频电流的**滤波能力就越强**，而产生的无功也会相应增加，从而降低了逆变器的功率变换能力



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 3. 谐振频率 f_{res} 的上下限设计

f_{res} 的设计

- 一方面需考虑滤波器应充分滤除开关频率次谐波
- 一方面应使控制系统具有足够的控制带宽和稳定裕度

$$(3\sim 20) \times f_n \leq f_{res} \leq (0.5\sim 0.1) \times f_{sw} \quad (2-33)$$

通常可以按不同开关频率范围初步确定LCL滤波器谐振频率 f_{res} 的大致设计范围, 即:

$$\begin{cases} 20 f_n \leq f_{res} \leq 0.2 f_{sw}, f_{sw} > 10kHz \\ 10 f_n \leq f_{res} \leq 0.3 f_{sw}, 3kHz < f_{sw} \leq 10kHz \\ 5 f_n \leq f_{res} \leq 0.3 f_{sw}, 1kHz < f_{sw} \leq 3kHz \end{cases}$$

其中, f_n 、 f_{sw} 分别是电网基频和并网逆变器的开关频率



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

1. LCL滤波器参数设计的边界条件 (4个)

➤ 4. 无源阻尼电阻 R_d 的设计限制

在**大功率**并网逆变器的LCL滤波器设计中，由于**开关频率相对较低**，为了提高LCL并网逆变器的稳定性，通常在滤波电容中串入阻尼电阻。而阻尼电阻 R_d 的设计需要**在系统阻尼和损耗之间折衷考虑**。

在LCL滤波器参数的工程设计中，阻尼电阻的取值一般不超过谐振角频率 ω_{res} 处滤波电容 C_f 容抗的1/3，即：

$$R_d \leq \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (2-34)$$

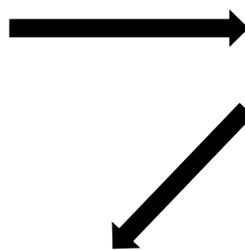


2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

2. LCL滤波器电感参数设计 (桥臂侧电感 L 和网侧电感 L_g)

桥臂电流的纹波过大不仅会使滤波元件的损耗增大,而且还使功率开关管承受较高的开关应力,同时还会影响到并网逆变器的控制



并网逆变器采用LCL滤波时,工程上一般将LCL滤波器的桥臂侧电感取值相对较大,而网侧电感取值相对较小

$$L_g = \gamma L \quad (2-35)$$

其中, γ 为网侧电感、桥臂侧电感比例系数, $\gamma \leq 0.5$

考虑滤波电容 C_f 设计时,先按照式(2-32)算出电容最大值,而电容初选值一般可选择为此最大值的一半,即:

$$C_f \leq 2.5\% \times \frac{P_n}{3 \times 2\pi f \times u_n^2} \quad (2-36)$$



2.4 基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.4.4 LCL滤波器参数的设计

2. LCL滤波器电感参数设计 (桥臂侧电感 L 和网侧电感 L_g)

对于LCL滤波器设计而言, 其谐振频率的表达式为:

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_g + L}{L_g LC_f}} \quad (2-37)$$

将式 (2-35) 代入式 (2-37) 得:

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_g + L}{L_g LC_f}} = \sqrt{\frac{\gamma L + L}{\gamma LLC_f}} = \sqrt{\frac{(\gamma + 1)}{\gamma LC_f}} \quad (2-38)$$

由式 (2-33) 初步以 f_{res} 取值的上限频率代入式(2-38)得出桥臂侧电感初步设计值:

$$L = \frac{\gamma + 1}{\gamma C_f (2\pi f_{res})^2} \quad (2-39)$$

考虑到工程设计中, LCL滤波器网侧电感值一般相对较小, 因此初步设计时, 式 (2-39) 中网侧电感、桥臂侧电感比例系数初步取 $\gamma = 0.2$



2 并网逆变器及其控制

2.1

并网逆变器概述

2.2

同步坐标系下并网逆变器的数学模型

2.3

基于电网电压定向的直接电流控制策略

2.4

基于LCL滤波的并网逆变器控制

2.5

并网逆变器控制中的**锁相环技术**

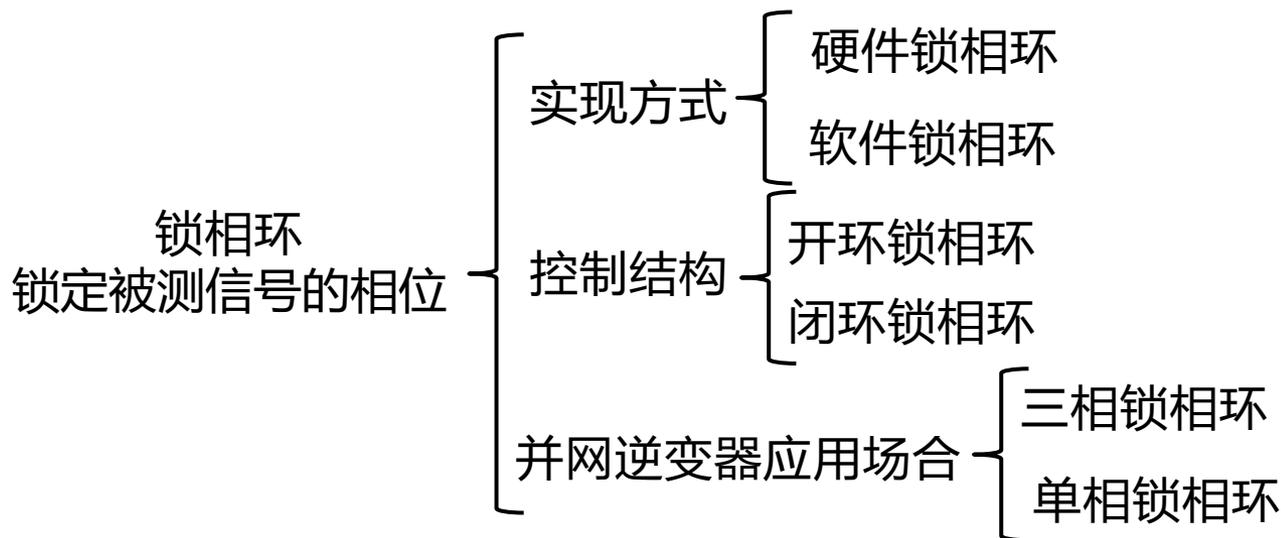


2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.1 锁相环概述

在**并网逆变器控制**中，为实现其并网运行时有功、无功功率（电流）控制，需动态获取电网电压相位信息，这样就要求采用锁相环对**电网电压**相位进行锁相，且在必要时还可提供有关电网电压的频率和幅值信息。

在实际应用时，特别是大规模新能源并网发电场合，常要求并网逆变器适应非理想电网环境（**三相不平衡、相位突变、电压跌落或骤升、频率变化、谐波污染**）的运行，这对锁相环提出了更高的控制性能要求。





2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

基本实现方法：**过零鉴相法**和**乘法鉴相法**

1. **过零鉴相法**——开环锁相法

基本原理：是通过实时检测电网电压的**过零点和频率信息**来跟踪电网电压的相位，进而实现锁相

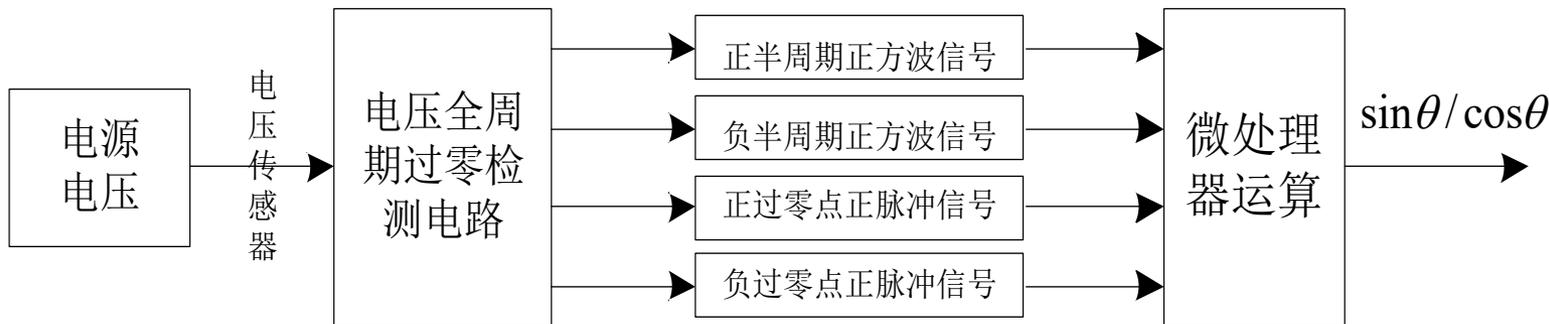


图2-33 过零鉴相法锁相原理框图

当电网电压经电压互感器检测处理后，由过零检测电路实时检测电压过零点，并分别在电压正、负半周及正、负过零点发出正方波和正脉冲信号，同时提供给微处理器作为电网电压的同步基准信号，使系统实时跟踪电网电压频率的变化



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

实现该方法的准确锁相须满足条件：

- (1) 信号的周期和采样周期成**整数倍关系**
- (2) 采样点的时间间隔应当保持**严格一致性**

优点：

- 锁相方案的原理和实现都比较简单

缺点：

- 由于电网电压每个周期只有两个过零点，这就**限制了锁相环的锁相速度**
- 电网电压本身的畸变以及检测电路中的各种干扰信号可能会使得过零点难以准确地被检测，甚至在**过零点处导致过零信号的振荡**
- 当**三相电网不平衡**时，这种方法无法通过某一相过零点的信息来获取电网电压正序分量的相位信息

因此，这种过零鉴相法锁相方案只适合于**电网电压平衡、频率较为稳定且对锁相环响应速度要求不高的并网逆变系统中。**



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

2. 乘法鉴相法——闭环锁相法

➤ 1. 乘法鉴相锁相环的基本构成

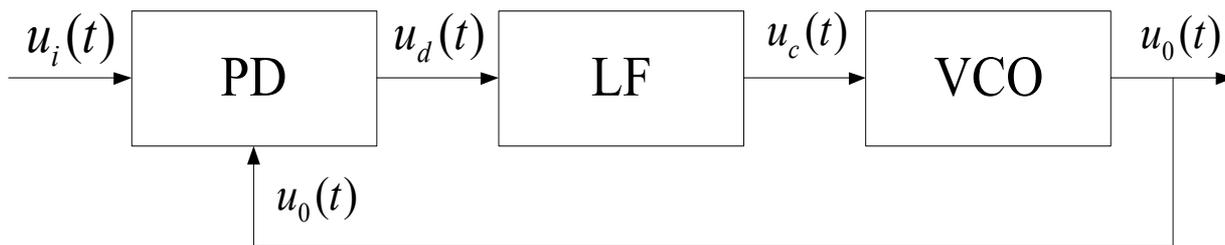


图2-34 基于乘法鉴相法的锁相环结构图

乘法鉴相法实际上是一种由乘法鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和压控振荡器(VCO)组成的闭环锁相环方案

实现原理：输入信号为 $u_i(t)$ ，输出信号为 $u_o(t)$ ，将 $u_o(t)$ 直接反馈到输入端，经环路的闭环反馈控制后，使**输出信号的角频率**等于**输入信号的角频率**。此时输出、输入信号的**相位差达到一固定的稳态相差**，即环路达到**“锁定”状态**，从而实现锁相功能。

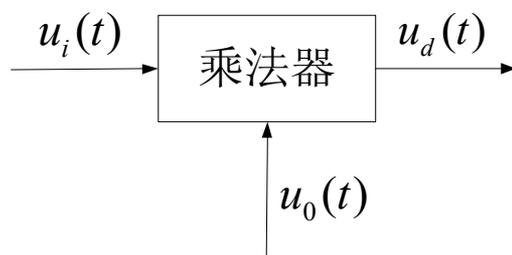


2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

1) 乘法鉴相器

作用：将压控振荡器的输出信号 $u_o(t)$ 与输入信号 $u_i(t)$ 进行**相位比较**，从而产生对应于两信号**相位差的误差电压 $u_d(t)$**



乘法鉴相器的输入信号为：

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_i t + \theta_i(t)] \quad (2-41)$$

压控振荡器的输出信号为：

$$u_o(t) = U_o \cos[\omega_o t + \theta_o(t)] \quad (2-42)$$

图2-35 采用乘法器构成的鉴相器结构

动态情况下，两信号的**频率不同**，为简化运算，常以 ω_o 为**参考频率**，重新定义输入信号的**瞬时相位**，即：

$$[\omega_i t + \theta_i(t)] = \omega_o t + [(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t)] = \omega_o t + \theta_1(t) \quad (2-43)$$

其中， $\theta_1(t) = (\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t) = \Delta\omega_o t + \theta_i(t)$ $\Delta\omega_o t$ 压控振荡器固有频差



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

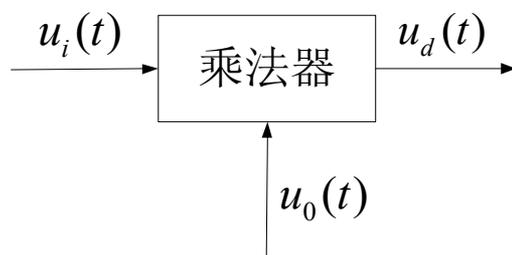
2.5.2 锁相环的基本实现方法

1) 乘法鉴相器

类似地，压控振荡器的输出信号可表示为：

$$\omega_0 t + \theta_0(t) = \omega_0 t + \theta_2(t) \quad (2-44)$$

$$\text{其中, } \theta_2(t) = \theta_0(t)$$



采用以上**新的相位定义**后，锁相环的输入、输出信号可分别写成：

图2-35 采用乘法器构成的鉴相器结构

$$\begin{cases} u_i(t) = U_i \sin[\omega_0 t + \theta_1(t)] \\ u_0(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \theta_2(t)] \end{cases} \quad (2-45)$$

将锁相环的输入、输出信号**经乘法**鉴相器后的输出电压信号 $u_d(t)$ 为：

$$u_d(t) = K_m u_i(t) u_0(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_0 \sin[2\omega_0 t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] + \frac{1}{2} K_m U_i U_0 \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)]$$

K_m 为乘法器的比例系数 (1 / V)

$$(2-46)$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

1) 乘法鉴相器

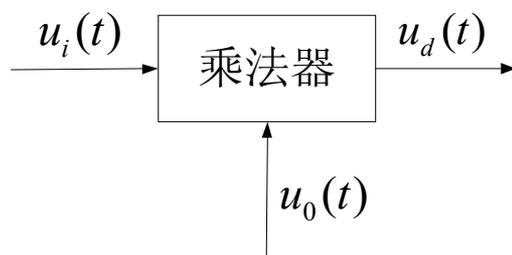


图2-35 采用乘法器构成的鉴相器结构

设置一具有低通滤波特性的环路滤波器滤除**二次谐波**，则乘法鉴相器输出电压信号可**近似简化**为：

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_0 \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] \quad (2-47)$$

$$\text{令 } U_d = \frac{1}{2} K_m U_i U_0$$

两相乘电压的瞬时相位差：

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) = \Delta\omega_0 t + \theta_i(t) - \theta_0(t)$$

那么式(2-47)式可表示为

$$u_d(t) = U_d \sin \theta_e(t) \quad (2-48)$$

若设式(2-48)所对应**正弦曲线过零点处的斜率**为 K_d ，则 K_d 称为鉴相器的**灵敏度或鉴相器的线性化增益系数** (V/rad)，其数值为：

$$K_d = \left. \frac{du_d}{d\theta_e} \right|_{\theta_e=0} = \left. \frac{d}{d\theta_e} (U_d \sin \theta_e) \right|_{\theta_e=0} = U_d$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

1) 乘法鉴相器

式(2-49)表明, K_d 在数值上与鉴相器的输出电压振幅 U_d 相等。因此, 式(2-40)又可写成以下形式:

$$u_d(t) = K_d \sin \theta_e(t) \quad (2-50)$$

显然, 式(2-50)就是鉴相器的数学模型, 其结构如下图所示:

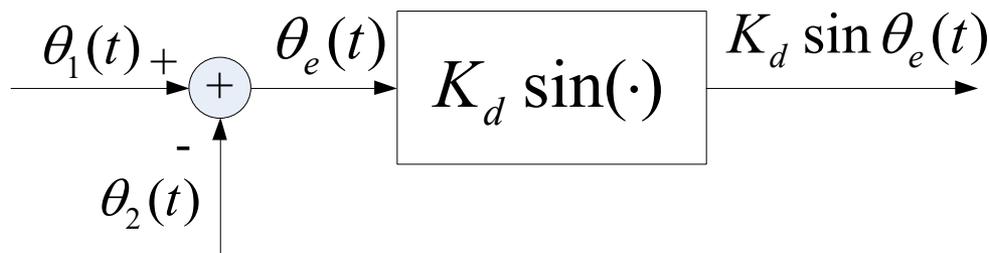


图2-36正弦鉴相器的模型



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

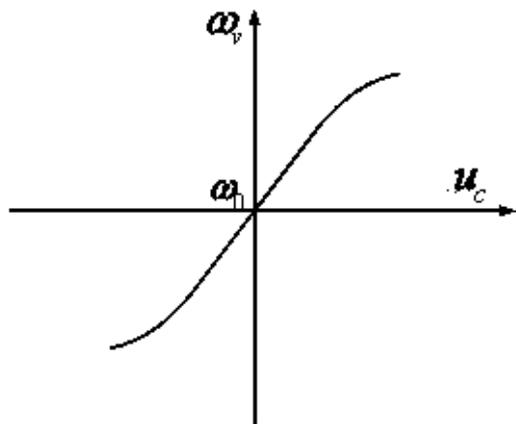
2) 压控振荡器

作用：完成电压/频率的变换，即压控振荡器的输出信号频率与误差电压 $u_d(t)$ 大小成**正比**

压控振荡器特性：瞬时频率 $\omega_v(t)$ 与控制电压 $u_c(t)$ 的特性曲线

ω_0 为**固有振荡角频率**

(未加控制电压而仅有静态偏压时的振荡角频率)



$$\omega_v(t) = \omega_0 + K_0 u_c(t) \quad (2-51)$$

其中， K_0 称为压控振荡器的控制灵敏度或增益系数 [rad / (v·s)]

在锁相环路中，压控振荡器输出对鉴相器起作用的**不是瞬时角频率**，而是**它的瞬时相位**，此瞬时相位可由式(2-51)求得，即：

$$\int_0^t \omega_v(t) dt = \omega_0 t + K_0 \int_0^t u_c(t) dt \quad (2-52)$$

图2-37 压控振荡器特性曲线



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

2) 压控振荡器

以 $\omega_0 t$ 为参考的输出瞬时相位为：

$$\theta_2(t) = K_0 \int_0^t u_c(t) dt \quad (2-53)$$

采用微分算子的倒数表示



$$\theta_2(t) = K_0 \frac{u_c(t)}{p} \quad (2-54)$$

可见，压控振荡器在锁相环路中**起了一次积分作用**，即压控振荡器实际上是锁相环路中的**固有积分环节**，其模型结构如图：

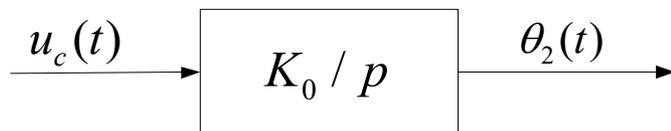


图2-38 压控振荡器模型



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

3) 环路滤波器

作用：用来**滤除**鉴相器输出信号中**二次谐波分量和噪声**，其通常采用线性滤波器设计

若不考虑电路的初始扰动，则基于频域表述的环路滤波器输出、输入关系为：

$$U_c(s) = F(s)U_d(s) \quad (2-55) \quad \text{其中, } F(s) \text{ 为环路滤波器的传递函数}$$

利用时域卷积公式：

$$u_c(t) = \int_0^t u_d(\tau) f(t-\tau) d\tau \quad (2-56)$$

使用微分算子来描述：

$$u_c(t) = F(p)u_d(t) \quad (2-57)$$



图2-39 环路滤波器模型



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

➤ 2.乘法鉴相法锁相环路的基本相位方程

将乘法鉴相器、压控振荡器、环路滤波器模型图按照闭环控制结构连接起来，就构成了锁相环路的相位反馈系统：

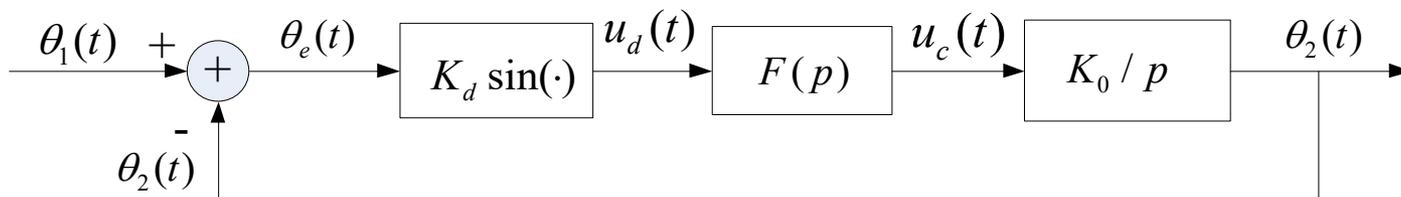


图2-40 锁相环路的相位反馈系统结构

由图2-40可得相位反馈系统的输出信号相位方程：

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) = \theta_1(t) - K_0 K_d F(p) \frac{1}{p} \sin \theta_e(t) \quad (2-58)$$

对上式两端微分，可得锁相环路的基本相位方程为：

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_0 K_d F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt} \quad (2-59)$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

◆ 注意

- ✓ 基本相位方程完整地描述了输入信号与压控振荡器输出信号之间的相位差 $\theta_e(t)$ 从环路闭合的那一瞬间起的时域变化关系。
- ✓ 基本相位方程给出了环路输入瞬时相位 $\theta_1(t)$ 与输出瞬时相位 $\theta_2(t)$ 之间的关系，而并不是给出了输入电压 $u_i(t)$ 与输出电压 $u_o(t)$ 之间的关系。由于锁相环路实际上是一个基于相位的闭环系统，因此只要研究锁相环路的基本相位方程，就能获得这个系统的完整性能。
- ✓ 基本相位方程是非线性微分方程，其阶数取决于环路滤波器的 $F(p)$ 。
- ✓ 基本相位方程是在不考虑干扰作用并且内部参数为常数的条件下导出的。



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

$$[\omega_i t + \theta_i(t)] = \omega_0 t + \theta_1(t) \quad (2-43)$$

➤ 3. 锁相环路的锁定问题

当锁相环路输入一个**频率和相位不随时间**变化的信号时，即：

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_i t + \theta_i(t)]$$

由于 ω_i 与 θ_i 是不随时间变化的量，则由式 (2-43) 微分得：

$$\frac{d\theta_1(t)}{dt} = \omega_i - \omega_0 = \Delta\omega_0 \quad (2-60)$$

将式 (2-60) 代入基本相位方程式 (2-59)，得：

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_0 K_d F(p) \sin \theta_e(t) = \Delta\omega_0 \quad (2-61)$$

其中，左边第一项表示环路的**瞬时频差**，左边第二项是称之为**控制频差**

假如通过环路的控制作用，能够使**控制频差**逐渐变化至**固有频差 $\Delta\omega_0$** ，则**瞬时频差将趋向于零**，即有：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d\theta_e(t)}{dt} = 0 \quad (2-62)$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.2 锁相环的基本实现方法

锁相环的一个重要特性:

在进入锁定状态之后，压控振荡器的频率被**锁定**在输入信号的频率上，即：

$$\omega_v - \omega_0 = \Delta\omega_0 = \omega_i - \omega_0 \quad \Rightarrow \quad \omega_v = \omega_i$$

当满足式(2-62)时：

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_e(t) \text{ 为固定值} \\ K_d \sin \theta_e(t) \text{ 为一恒定的直流信号} \\ p=j\omega=0 \text{ 代入 } F(P) \end{array} \right.$$

环路滤波器对直流的传输特性： $K_0 K_d F(0) \sin \theta_{e\infty} = \Delta\omega_0$ (2-63)

其中， $K_0 K_d F(0)$ 为环路的**直流总增益**(1/s)

$$\Rightarrow \theta_{e\infty} = \sin^{-1} \frac{\Delta\omega_0}{K_0 K_d F(0)}$$



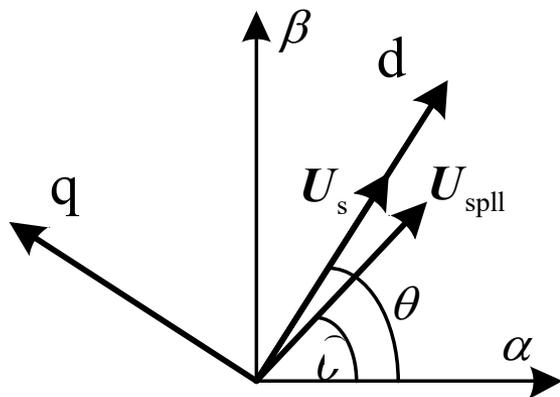
2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.3 三相软件锁相环技术

基本原理：在锁相环控制思路基础上，对三相系统进行静止坐标变换到旋转坐标系的变换，利用旋转坐标系的同步锁定来实现三相锁相环的控制。

典型：单同步坐标系软件锁相环——SSRF-SPLL

当电网平衡时，电网电压只存在正序分量，此时，两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系和同步dq坐标系中的**实际电压矢量 U_s** 和**锁相环输出电压矢量 U_{spll}** 位置如下图：



U_s ——实际电压矢量

U_{spll} ——锁相环的输出电压矢量

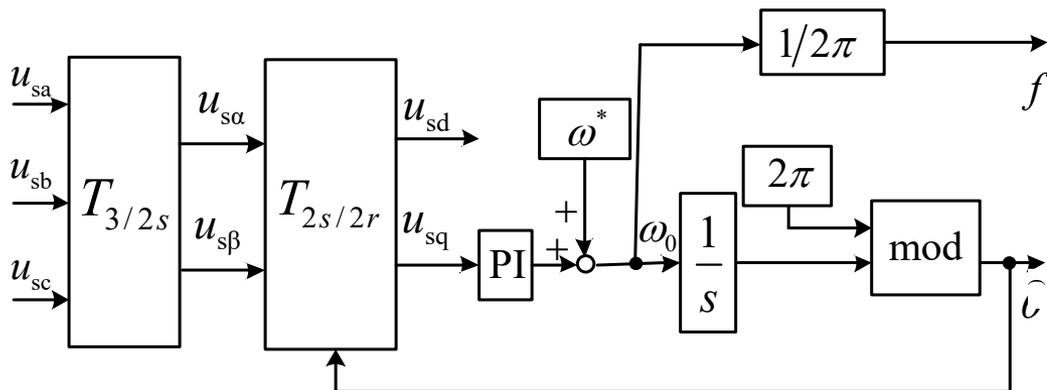
θ ——实际电压矢量的矢量角度

$\hat{\theta}$ ——锁相环输出的电压矢量角度

图2-41 SSRF-SPLL矢量图

2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.3 三相软件锁相环技术



- $T_{3/2s}$ ——abc到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换
- $T_{2s/2r}$ —— $\alpha\beta$ 到dq坐标系的变换
- ω_0 —— U_{sp11} 的旋转角速度
- ω^* ——检测电压的额定频率
- mod——相角 θ 的周期取为 2π

图2-42 SSRF-SPLL控制结构原理图

对电网电压进行Clark变换和Park变换的优势：可将三相静止坐标系中的正弦量变换成两相同步旋转坐标系中的**直流**量，只要通过闭环控制使 $u_{sq}=0$ 即可实现**锁相**。

$$(2-64)$$

为进一步理解SSRF-SPLL原理，可分析如下：

假设电网电压为三相平衡电压，并令A相电压的初始相位为0，则**三相电网电压**可分别表示为：

U ---电网电压的有效值, ω_1 ---电网电压角频率

$$\begin{cases} u_{sa} = \sqrt{2}U \cos(\omega_1 t) \\ u_{sb} = \sqrt{2}U \cos(\omega_1 t - 2\pi / 3) \\ u_{sc} = \sqrt{2}U \cos(\omega_1 t + 2\pi / 3) \end{cases}$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.3 三相软件锁相环技术

首先，将三相电网电压由abc变换到 $\alpha\beta$ 坐标系，再以d轴定向将 $\alpha\beta$ 变换到dq坐标系，可以分别得到：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2-65)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \theta \text{—电网电压矢量的实际角度} \\ \hat{\theta} \text{—锁相环的输出估计角度} \end{array} \quad (2-66)$$

$$\Rightarrow = U \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_e] \\ \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_e] \end{bmatrix} \quad (2-67)$$

其中， ω_0 为锁相环的**估计频率**， φ_e 为电网电压矢量实际相角与锁相环估计相角的**初始相位差**。



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.3 三相软件锁相环技术

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_e] \\ \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_e] \end{bmatrix} \quad (2-67)$$

由式(2-67)分析可知：
(dq坐标系以d轴定向)

当频率没有锁定时： ($\omega_o \neq \omega_1$)	u_{sq} 为一个交流分量
当频率锁定而相位没有锁定时： ($\omega_o = \omega_1$ 、 $\varphi_e \neq 0$)	u_{sq} 为一个直流分量，其直流分量大小与 φ_e 成正比
当频率、相位完全锁定时： ($\hat{\theta} = \theta$ 、 $\omega_o = \omega_1$ 、 $\varphi_e = 0$)	$u_{sd} = U$ 且 $u_{sq} = 0$

根据上述规律，只要通过原理图中基于 u_{sq} 输入的PI调节控制，即可实现SSRF-SPLL控制，从而实现锁相。

由于SSRF-SPLL系统本身存在两个积分环节，因而对高频分量有较强的抑制作用，因此，采用SSRF-SPLL方案，一般不需要增设滤波环节。

2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.4 单相软件锁相环技术

基本的设计思路

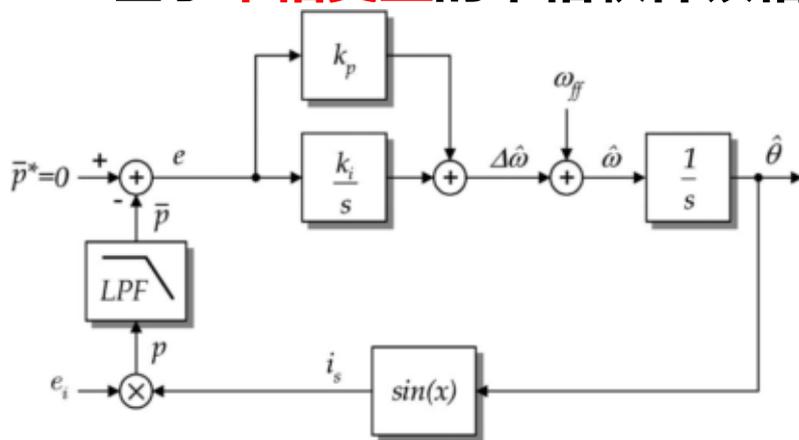
基于单相变量

主要是通过类似乘法鉴相方案或者是通过基于输入信号重构的自适应鉴相方案来实现单相锁相环控制。

基于两相正交变量

主要是通过一定的算法由输入信号 u_α 构造出两相静止坐标系下的另一相正交信号 u_β ，由 u_α 、 u_β 作为输入信号，再借鉴三相锁相环的同步旋转坐标锁定原理实现锁相环控制

1. 基于单相变量的单相软件锁相环方案



基本实现原理：假设输入电压 e_i 的基波分量为 $U\cos\theta$ ，相位估计值为 $\hat{\theta}$ ，借鉴乘法鉴相器原理，定义另一准确锁相时与 $U\cos\theta$ 正交的变量——虚拟电流为 $i_s = \sin\hat{\theta}$ ，并定义两者的乘积为虚拟无功功率 p ，去除其中必有2次谐波后，即为无功功率 p 的平均值，记为 \bar{P} ，当通过闭环控制使 $\bar{P} = 0$ 时，则虚拟电流 i_s 将与输入电压 e_i 的基波分量正交，从而实现相位锁定。

图2-47 基于虚拟平均无功鉴相的单相软件锁相环控制结构



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.4 单相软件锁相环技术

具体分析如下，图中**虚拟无功功率**的表达式为： $p = U \cos \theta \sin \hat{\theta}$ (2-68)

利用**三角函数公式**，又可以表示为： $p = \frac{U}{2} \sin(\hat{\theta} - \theta) + \frac{U}{2} \cos(\hat{\theta} + \theta)$ (2-69)

采用低通滤波器对式上式中的无功功率交流量进行滤波，可以得到无功功率的平均值

稳态时考虑： $\theta = \omega t + \phi$ $\hat{\theta} = \hat{\omega} t + \hat{\phi}$ $\hat{\omega} \cong \omega$ 其中上标“^”表示对应的估计值

显然，对于**足够小的相位偏差**，则有： $\bar{p} = \frac{U}{2} (\hat{\theta} - \theta)$ (2-70)

由此可以看出，若控制平均无功为0，则在稳态情况下， $\hat{\theta} = \theta$

缺点：由控制结构可以看出，由于采用了**低通滤波器**以获取平均无功功率，因此导致了**系统较大的延迟**。

2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.4 单相软件锁相环技术

2. 基于两相正交变量的单相软件锁相环方案

基本思路：设计关键在于针对输入信号的**虚拟正交信号的获得**，由此虚拟正交信号即可采用三相锁相环的基于同步坐标系的锁相环控制策略，以实现单相锁相环的控制

基本实现原理：90°延时模块用来产生与输入电网电压信号 u_β 相差90°的电压信号 u_α ，并构成静止正交坐标系，再通过Park变换得到同步旋转坐标系中的虚拟电压矢量的d, q分量 u_d 、 u_q ，当通过闭环控制使 $u_d=0$ 时，输入信号得以锁相

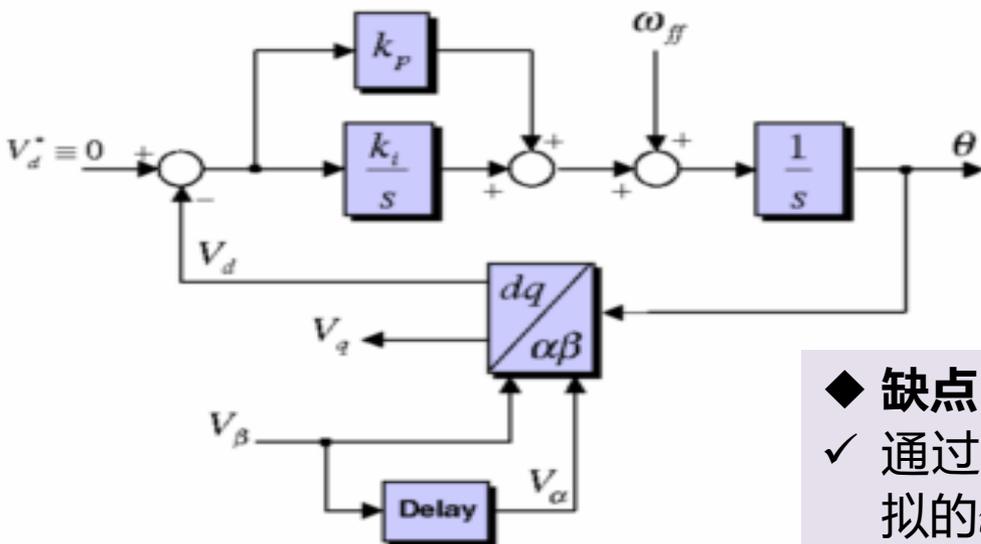


图2-49 基于延迟法虚拟两相的单相软件锁相环控制结构

◆ 缺点

- ✓ 通过延迟单元将电网电压**延迟90°**，以获得虚拟的 u_β 信号，**降低了锁相环的响应速度**
- ✓ 在输入电压畸变的情况下将会将谐波引入到控制环路中，降低了控制环的锁相控制性能

2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

2.5.5 锁相环控制参数整定

以单同步坐标系软件锁相环为例，讨论其控制器的参数整定问题：

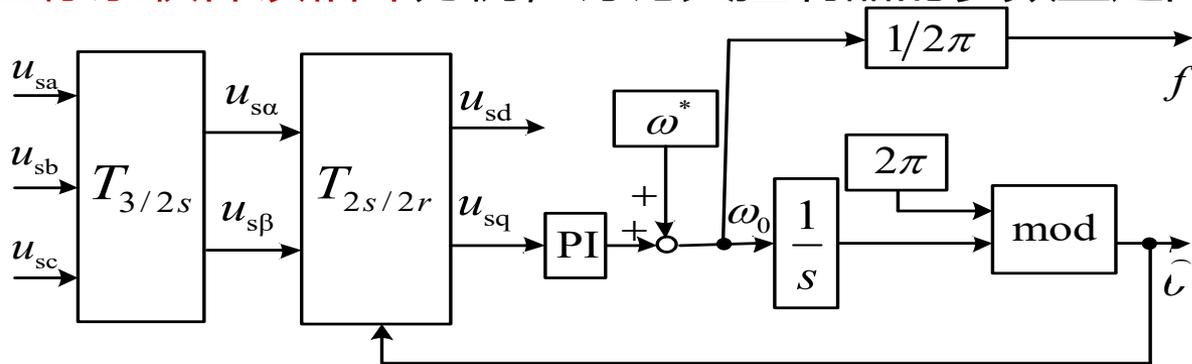


图2-42 SSRF-SPLL控制结构原理图

如上图所示，在SSRF-SPLL系统中，有：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2-71)$$

采用 $u_q=0$ 的闭环控制，令调节器传递函数为：

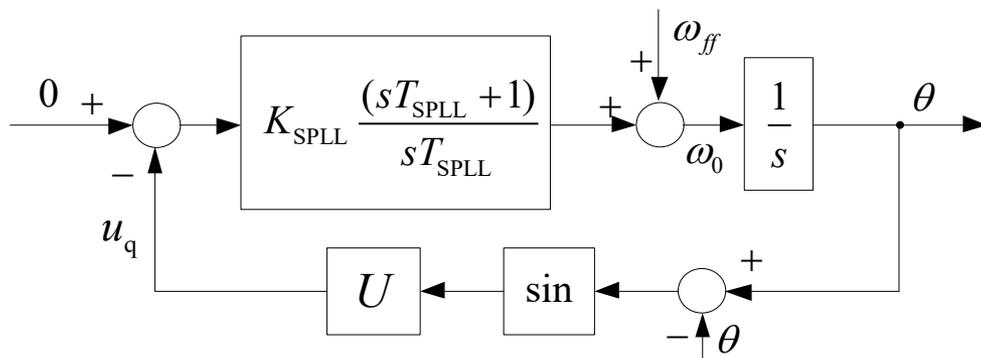
$$PI(s) = K_{SPLL} (sT_{SPLL} + 1) / sT_{SPLL}$$



2.5 并网逆变器控制中的锁相技术

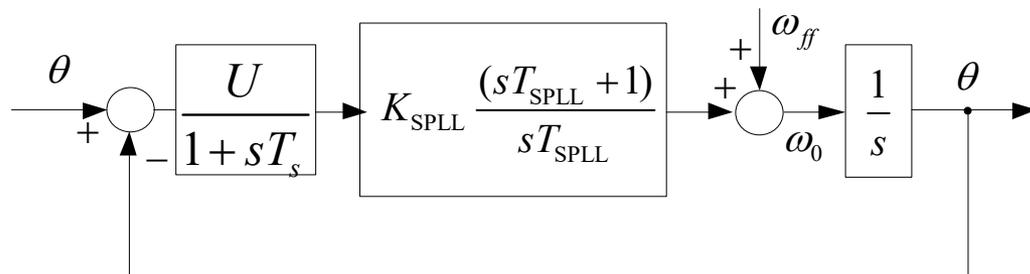
2.5.5 锁相环控制参数整定

对其控制模型进行工作点附近的**微偏线性化处理**，得锁相环系统线性化控制模型如下图所示：



(a) 锁相环控制模型结构

由于 $\Delta\theta$ 较小，即
 $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$



(b) 锁相环线性化控制模型结构

线性化控制模型结构的**开环传递函数** $H_O(s)$ 为：

$$H_O(s) = \left(K_{SPLL} \frac{sT_{SPLL} + 1}{sT_{SPLL}} \right) \left(\frac{1}{1 + sT_s} \right) \left(\frac{U}{s} \right) = \frac{a_1 s + a_0}{s^2 (a_3 s + a_2)} \quad (2-72)$$