

## 第五章 离网模式下 PCS 电压源输出的系统控制

对于 PCS 而言，其直流侧可以通过储能介质以及 DC/DC 提供稳定的直流电压，从而使得 VSC 可以对外输出有功功率。当 PCS 安装在用户侧，比如医院、军事设施等场合，在电网因故障停电的情况下，要求 PCS 能够对负载提供可靠供电。此外，当微电网工作于离网模式下，此时 PCS 通常在系统中扮演电压源的角色。

因此，这就要求 PCS 具有离网运行的功能，为本地负荷提供不间断的优质供电，此时变流器的控制与并网状态具有明显的不同。由前述分析可知，当变流器工作在并网模式时，无论是电网电压平衡抑或存在不平衡以及畸变条件下，均是通过控制注入电网的电流，从而实现并网有功与无功功率的调节，此时 PCS 对电网而言等效为一个可控电源，因此对控制系统而言，并网电流质量成为关注的重点。**而在离网模式下，变流器负责向负荷提供稳定的（恒定的频率与幅值、三相平衡、低 THD）电压，而输出电流是由负载决定的。**由于负载的类型各式各样，比如有三相平衡负荷、三相不平衡负荷以及单相负荷，还有整流非线性负荷等等，因此电流的波形与频谱可能非常复杂。而无论何种负荷的接入，要求变流器均能够提供三相稳定的电压，此时 PCS 对负载而言等效为一个可控电压源，因此变流器输出电压质量是控制系统关注的重点。**需要特别指出的是，变流器输出电压源控制也是 UPS、独立式分布式发电、微电网以及岸电电源等领域**的核心关键技术，因此电压源输出系统控制的研究具有重要的理论与应用价值。

由于 VSC 的出口是一个脉宽调制电压，对于大功率变流器一般采用 LC 滤波器，以滤除输出电压的高频分量，而 LC 滤波器的设计要满足截止频率（滤波能力）、空载无功电流以及满载电压降落（直流母线输出能力）的要求。**LC 滤波器存在固有串联谐振点，而 VSC 出口脉宽调制电压具有非常丰富的频率分量，因此电压谐波分量容易引起 LC 滤波器谐振，导致变流器过流并恶化输出电压质量，因此需要小心设计控制系统以避免这个问题。**总体而言，**电压源输出变流器的控制可以分为三大类，即单电压闭环控制、电压外环+电流内环以及电压外环+虚拟电阻，三种控制各具特色且均有实际应用。**其中单电压闭环又分为输出电压有效值闭环与电压瞬时值闭环两类，输出电压有效值闭环的优势在于控制简单，并且系统稳定性不受负载阻抗影响，因此系统鲁棒性很强，不足之处在于系统响应速度慢，在负载投入瞬间存在较大的冲击电流；并且由于控制器不能为 LC 滤波器提供阻尼，一般需要在电容支路串联电阻以抑制谐振并提高稳定性，而这又将带来额外的损耗以及滤波能力下降的问题；此外当变流器带不平衡负荷时，三相不平衡电流将在滤波器上产生不平衡压降，将导致负载端电压不平衡，而电压有效值闭环控制方式不具备不平衡电压的补偿能力，**更加恶劣的情况是变流器带非线性负荷（如二极管整流负载），此时负荷电流含有大量的谐波分量并在变流器输出滤波器上产生谐波压降，并进一步引起负荷端电压的畸变，而电压有效值闭环控制同样也不具备谐波电**

压的补偿能力，因此其比较适合于对电压质量要求不高且负荷确定的场合（不平衡较小且没有非线性负载的情况）。另一方面，单电压闭环瞬时值控制方式与有效值控制相比，可以获得更快的电压调节速度，且通过对负序以及各次谐波分量的调节，可以补偿由不平衡与非线性负载带来的影响，因此可以获得很高的输出电压质量，存在的问题是控制器依然不能为 LC 提供阻尼，因此系统存在潜在的谐振风险，但是由于其不需要电流传感器并且可以获得很高的输出电压质量，因此该控制方式适用于可靠性要求不高且对成本比较敏感的场合。

双闭环控制采用电压外环与电流内环的结构，通过电流内环的比例增益可以为输出 LC 滤波器提供虚拟阻尼，在不增加损耗的前提下改善其频率响应从而抑制谐振，并且电流环的引入可以避免负载投入瞬间的电流冲击问题，减小变流器过流的风险，并且通过在电压外环引入负序以及各次谐波分量的调节可以实现对不平衡以及非线性负载的补偿，因此可以获得很高的输出电压质量。其中电流内环分为电感电流反馈与电容电流反馈两种，并且均可以为滤波器提供有效的额外阻尼，而电感电流反馈的优势是可以为变流器实现过流保护，并且可以设置较大的比例增益从而更为有效地抑制谐振，但是其传感器的量程为变流器额定电流，因此量程大并伴随价格昂贵。而电容电流反馈只需要测量电容支路的电流，也即变流器的空载电流，因此所需电流传感器的量程小，相应的造价也低，并且电容电流反馈可以获得更快的响应速度，即系统抗负载扰动的能力更强，而其不足之处在于无法对变流器实现过流保护。因此，电容电流反馈适用于对成本敏感的小功率变流器场合，而电感电流反馈适用于侧重可靠性的大功率变流器控制。除此之外，借鉴 LCL 有源阻尼的思想，可以通过电感电流或者电容电流反馈引入阻尼，达到改善滤波器特性并抑制谐振的目的，从而获得与双闭环控制相媲美的效果，并且有源阻尼的实现更为直接且物理概念清晰，不受电流环稳定性影响从而更为有效地调节系统阻尼，存在的不足是阻尼系数选择不当将引起变流器输出容量的下降。

到目前为止，有关电压源输出变流器的分析与控制器设计绝大多数是在连续域进行，或者没有考虑数字控制的一拍延时，或者使用一阶 Pade 函数近似，这对于开关频率较高（比如 10kHz 及以上）的情况下分析是有效的（误差较小）。但是如前所述，大功率变流器为了满足温升散热的要求，一般开关频率限制在 3kHz ~ 4kHz 左右，无论是为了分析与设计的准确性与可靠性，抑或是离散域控制器的直接设计，都有必要首先建立系统的离散域模型。其次，由 PCS 并网模式电流环的分析可知，电网电压相对系统而言是一个扰动分量，并且可以通过电网电压前馈抑制该扰动分量的影响，即使电流环使用 RCs 实现各频次的闭环调节，一般也加入电网电压前馈以提高变流器的响应速度。然而通过分析可以发现，对于电压源输出变流器而言，通过电容电压前馈并不能带来任何益处，反而会减低系统稳定性，尤其大功率 PCS 开关频率不高的情况表现尤为明显，为此应摒弃输出电压前馈的做法，然而这种方法在文献 [202–205] 均被采用。除此之外，文献 [206–209] 认为应设置电流环的带宽以实现输出电流对宽频率范围（约采样频率的 1/10）信号的无静差调节，为了实现内环与外环的响应速度匹配，需要设置电流内环响

应速度远快于电压外环，为此在电压环分析时近似认为电流内环为单位增益，从而简化分析；然而通过分析可知，双闭环控制电流内环的作用是改善输出滤波器频率特性，即抑制谐振及其峰值并提高系统稳定性，其最终目的不是对电流进行无静差调节，并且电流环均采用比例控制器，从而等效于在电感支路串联电阻（电感电流反馈）或者电容支路并联电阻（电容电流反馈），这也进一步说明引入电流环的根本目的改善输出 LC 滤波器的阻尼特性。

而具体到电压环的控制，由前述分析可知当变流器输出带不平衡负荷时，不平衡电流将在滤波器上产生三相不平衡压降，这就要求电压控制器具备负序电压补偿能力，以保持负荷端三相电压的平衡。此外，当负荷含有非线性负载的情况下，谐波电流将在滤波器上产生压降，并引起输出电压畸变，因此要求电压控制器具有各次谐波补偿能力，以保持负荷端电压的 THD 在要求范围以内（一般小于 5%）。事实上，即使变流器输出带三相平衡线性负荷，也希望电压控制器具备低次谐波补偿能力，以抑制死区、母线电压波动等非线性因素对输出电压造成的畸变，进一步提高输出电压质量。由前述分析可知，由于 RCs 无需坐标变换且可以同时实现对正序与负序分量的无静差控制，并且通过多个 RCs 并联可以实现对各频次分量的闭环控制，因此 RCs 在电压源输出变流器的电压环控制获得了非常广泛的关注与应用。文献 [149,159] 针对航空 400Hz 中频电源的电压环控制，指出载波比低下的原因，系统很难包含电流环，电压环采用 PR 控制器以补偿不平衡与谐波负载的影响，并进行了控制器参数设计与延时补偿分析，指出在比例环节极易导致系统不稳定，并建议舍弃比例环节而使用纯 R 控制器，然而从作者的分析结果来看，系统的稳定裕度依然不高（其中一对闭环极点非常靠近单位圆），并且由于比例环节的缺失，导致系统的响应速度变慢，此外谐波电压补偿次数也不高，从实验结果看最高补偿只到 7 次。文献 [154,210] 针对电压源输出变流器在铁路牵引辅助供电系统的应用展开研究，分析了电流环比例增益的设计方法以及基于 VPI 控制器的电压外环设计，但是分析与设计均在连续域进行（将延时进行一阶 Pade 近似）并且没有进行延时补偿，因此其分析方法与结论不能直接应用在低载波比的情况，并且作者的实验结果表明电压外环最高补偿到 11 次，否则系统将发生不稳定。

归纳起来，目前最常用的两种 RCs (PR 与 VPI) 在电压源输出变流器均有应用，并且其负序补偿以及各次谐波补偿能力得到很好验证，但是依然存在许多不足之处，具体表现如下：

1) 离散域系统模型的缺失，由于输出 LC 滤波是二阶系统，当转换到 SRF 后，系统表现为两输入两输出系统并且含有 4 个耦合项，导致系统分析以及控制器设计困难，因此有必要建立系统离散域的矢量模型。

2) 电流环功能定位不明确，虽然电流环具有改善系统阻尼的功能得到广泛认可，但是依然存在需要提高电流环带宽以实现无静差调节的错误观念，而有关如何设置电流环增益以达到系统阻尼最优化的目的目前还没有报道，而这也是双环控制参数设计的关键，直接关系到系统的稳定性以及外部电压环的参数设计。

3) 电压环参数设计方法与准则, 目前有关 RCs 在电压源输出变流器的分析与设计均是以频率响应的相角裕度作为稳定判据, 由前述分析可知对于 RCs 调节系统, 相角裕度并不是可靠判据, 且有关电压源输出变流器闭环奇异点的分析还未见报道。

4) 电压环谐波补偿次数不高, 当变流器输出接二极管整流等高度非线性负荷时, 负载电流含有非常丰富的频率分量, 这些高频谐波电流均会在滤波电感以及输出变压器的漏感产生压降, 因此需要电压控制器具备高次谐波补偿能力。

5) 电压控制器对直流偏置的抑制, 当变流器输出接有隔离变压器时, 此时变压器对输入电压的直流偏置具有严格的要求, 一般要求输入电压的直流分量小于其额定电压的 0.1%, 否则将极易引起变压器的励磁饱和。这就要求电压控制器具有良好的直流偏置抑制能力, 以减小由传感器以及调理电路引入的直流分量的影响。

6) 负载阻抗对控制系统的影响分析, 一般而言负载支路的阻抗是未知的 (输出负荷固定的情况除外), 而控制器的设计以及参数调节均是在变流器空载情况下进行, 因此有必要在变流器输出接不同负荷的情况下, 对控制系统进行稳定性分析与验证, 确保系统工作的可靠性。

与 PCS 并网模式离散域电流控制器的直接构造相类似, 电压源输出变流器控制的另一个重要方向是在离散域直接构造控制器, 以获得期望的输出响应。文献 [157,211] 通过等阻尼率的方法配置系统闭环极点, 输出电压获得了很好的暂态响应, 并且系统对输出滤波器参数鲁棒性很高, 不足之处在于其控制系统是单电压闭环方式, 因此无法为输出滤波器提供有效阻尼, 并且由于其在静止坐标系构造, 因此无法对正弦信号进行无静差调节, 并且控制器也不具有负序以及高次谐波电压补偿能力。

## 5.1 离散模型

如图5.1所示, 为电压源输出变流器主电路及其闭环控制框图, 其中直流侧因应用场合的不同而有所区别, 对于两级式 PCS 而言直流侧通过 DC/DC 与储能介质提供, 如图1.8b所示, 对于光伏发电而言直流侧则是通过前级 Boost 升压得到, 而对于岸电电源直流侧可以通过对电网二极管整流或者 PWM 整流得到。对于大功率变流器输出一般接 LC 滤波器, 其中  $R_L$  为电抗器以及功率开关器件的损耗等效电阻, LC 的后级可以直接接负载, 而对于需要隔离的场合 (如岸电电源等), 为满足隔离的要求, LC 滤波器输出一般通过隔离变压器接负荷, 此时变压器的一次侧一般采用三角形接法, 二次侧采用星形接法从而为负载提供中性线, 如图5.1所示。其中双闭环控制框图的调节过程如下, 首先通过检测电容端线电压并与参考电压相比较, 并将误差信号送入电压控制器, 而电压控制器的输出作为电流内环的参考信号, 其中电流环既可以采用电感电流也可以采用电容电流反馈, 并且电流环一般采用比例控制器, 而电流控制器的输出即为调制波, 通常采用 SVM 调制以提高直流母线电压利用率。此外, 如果在双闭环基础上省去电流内环控制器, 即可得到单电压闭环控制框图, 此时电压控制器的输出直接为调制波, 如图5.1所示。

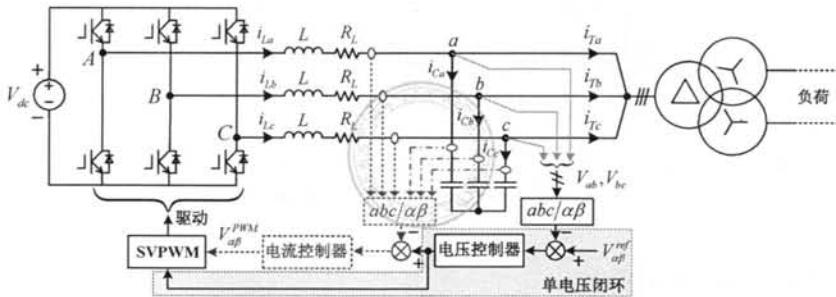


图 5.1: 电压源输出变流器主电路及其闭环控制框图

其中，基于数字控制的单电压闭环控制框图如图5.2所示，图中各电压/电流分量均以静止坐标系的矢量形式给出，如  $V^{ref} = V_\alpha^{ref} + j \cdot V_\beta^{ref}$ ，其中  $C_V(z)$  为电压控制器。需要注意的是，在分析过程中忽略了滤波电抗的等效电阻，即认为  $R_L = 0$ ，此时输出 LC 滤波器为零阻尼状态，即考虑最为恶劣的情况。**首先不考虑负载阻抗的影响，即将负载电流作为扰动分量考虑，则由图5.2可以得到：**

$$\left\{ [V^{PWM}(s) - V(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot L} - I_T(s) \right\} \cdot \frac{1}{s \cdot C} = V(s) \quad (5.1)$$

即：

$$G_V(s) = \frac{V(s)}{V^{PWM}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} = \frac{1}{L \cdot C} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L \cdot C}} = \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.2)$$

其中  $\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{LC}}$  为输出 LC 滤波器的谐振角频率，由于变流器 PWM 输出具有零阶保持特性<sup>[163-166]</sup>，由此进一步由式(5.2)得到其在离散域传递函数如下：

$$G_V(z) = \frac{V(z)}{V^{PWM}(z)} = ZOH \left\{ \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \right\} = \frac{(z+1) \cdot (1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s))}{z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1} \quad (5.3)$$

其中  $T_s$  为采样周期。

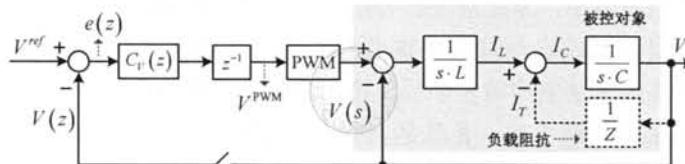


图 5.2: 数字单电压闭环控制框图

图5.3为电压源输出变流器的典型数字双闭环控制框图，其中  $C_I(z)$  为电流控制器，如前所述，电流环既可以采用电感电流反馈也可以是电容电流反馈，分别为图5.3的  $I_L$  与  $I_C$  所示。

同样将负载电流看作扰动分量，即忽略负载阻抗的影响，由图5.3可以得到以下方程：

$$\begin{cases} [V^{PWM}(s) - V(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot L} = I_L(s) \\ [I_L(s) - I_T(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot C} = V(s) \end{cases} \quad (5.4)$$

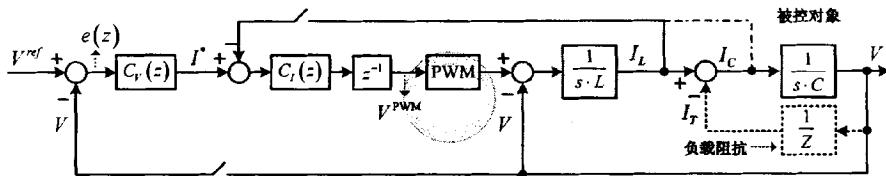


图 5.3: 数字双闭环控制框图

进一步由式(5.4)可以得到:

$$G_{iL}(s) = \frac{I_L(s)}{V^{\text{PWM}}(s)} = \frac{s \cdot C}{s^2 \cdot LC + 1} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{s \cdot C}{s^2 + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.5)$$

最后, 对式(5.5)采用 ZOH 离散化得到:

$$G_{iL}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_{iL}(s)}{s} \right\} \right\} = \frac{1}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \frac{\sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z - 1)}{z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1} \quad (5.6)$$

当采用电容电流反馈时, 在不考虑负载扰动的情况下有  $I_L = I_C$ , 即均等于变流器输出的空载电流, 此时  $G_{iL}(z) = I_C(z)/V^{\text{PWM}}(z)$  与式(5.6)相同。

## 5.2 单电压闭环控制

如前所述, 单电压闭环控制只需要对负载电压进行反馈控制, 因此具有结构简单以及控制器参数设计方便等优点, 并且由于无需电流传感器, 因此有利于系统成本的降低。总体上, 单电压闭环可以分为输出电压有效值闭环与瞬时值闭环两类, 其中输出电压有效值闭环控制的优势是系统稳定性不受负载的影响, 因此系统鲁棒性很高, 不足之处在于输出电压响应速度较慢, 并且由于控制器无法为滤波器提供额外的阻尼, 并考虑到实际电抗器的等效电阻很小, 因此系统阻尼很小甚至有谐振的风险, 并且由于系统的这种弱阻尼特性, 容易在系统启动以及负载投入/切除瞬间引发系统过流问题。此外, 电压有效值闭环控制方式无法完成对负序以及各次谐波分量的有效控制, 也无法进行死区补偿, 因此输出电压的质量不高, 尤其是当变流器需要带不平衡以及非线性负载的时候, 会进一步恶化输出电压的质量。

另一方面, 输出电压瞬时值闭环控制方式可以获得比有效值闭环更快的响应速度, 并且通过加入负序以及各次谐波分量的调节, 消除输出电压的不平衡与畸变, 因此可以获得很高的输出电压质量。然而, 尽管如此, 电压瞬时值闭环依然无法为滤波器提供额外的阻尼, 因此系统依然处于弱阻尼状态。

### 5.2.1 输出电压有效值闭环控制方式

电压有效值闭环的控制框图如5.4所示, 首先通过移动滑窗有效值计算方法得到输出电压的有效值  $V_{\text{RMS}}$ , 并与设定的参考值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$  进行比较, 由于有效值设定值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$  是

直流分量，因此电压控制器采用 PI 调节器即可实现无静差调节，控制器的输出即为调制波  $V^{\text{PWM}}$  信号。

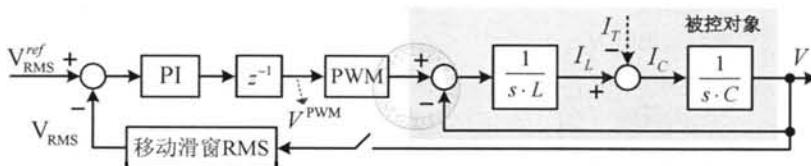


图 5.4: 电压有效值闭环控制框图

其中移动滑窗有效值计算方法如图5.5所示，假设采用对称规则采样，并且在一个电压周波含有  $N$  个采样点，且在当前时刻  $t$  的电压采样值为  $V(k)$ ，则取前  $(N-1)$  个历史数据计算当前时刻输出电压有效值，如图5.5a所示。而在下一个采样点，如图5.5b所示，对应时刻  $(t+T_s)$  以及电压采样值为  $V(k+1)$ ，同样取前  $(N-1)$  个历史数据对下一个时刻的输出电压有效值进行计算，并依此类推。

其中有效值计算公式为：

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} V^2[i]} \quad (5.7)$$

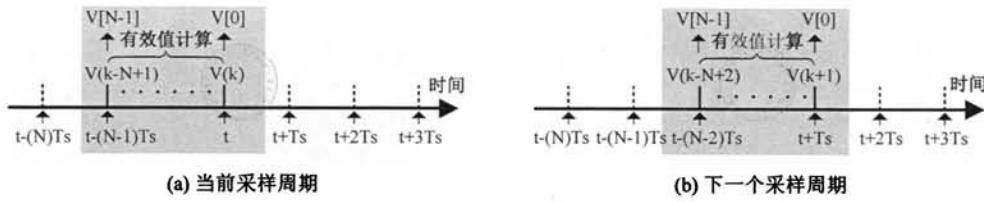


图 5.5: 移动滑窗有效值计算方法

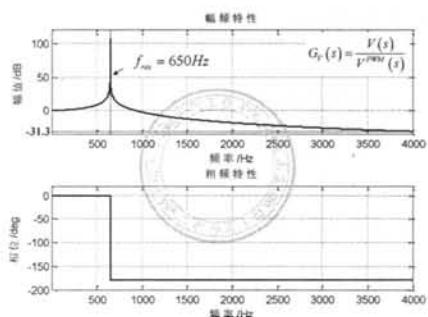
主要系统参数如表5.1所示，可知 LC 的谐振频率  $\omega_{\text{res}}$  约为 650Hz，需要特别指出的是，在本章中将基波频率设置为 60Hz，这是考虑到 PCS 作为船舶供电的情况，而国际大型船舶的标准频率均为 60Hz，但是分析过程与所得结论同样可以用于基频 50Hz 的情况。其中输出电压  $G_V(s)$  的频率响应如图5.6a所示，通过观察可知在谐振频率处输出电压增益为无穷大，因此在该频率处容易产生输出电压放大问题。另一方面，在开关频率处幅值增益约为  $-31.3\text{dB}$ ，因此滤波器可以很好地衰减输出电压的高频开关纹波。

采用电压有效值闭环控制方式，并且在 0.4s 时刻投入 50A 感性无功负荷，输出电压有效值调节过程如图5.6b所示，可见无论是空载还是带载情况下，控制器均很好地将输出电压有效值调整与参考值相等。

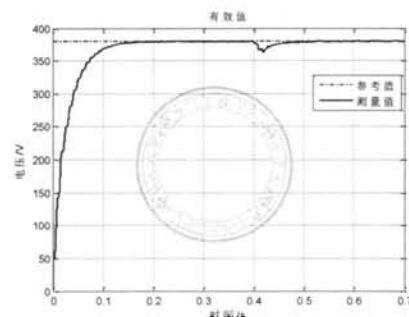
其中空载情况下输出线电压与电流分别如图5.6c与图5.6d所示，可见虽然输出电压的有效值与参考值是相等的，但是输出电压波形并不理想，经测量 THD 为 3.36%，其中主要是 5、7、11、13 次含量较大，占基波百分比分别为 2.99%、0.73%、0.51% 和 0.63%。

表 5.1: 系统参数

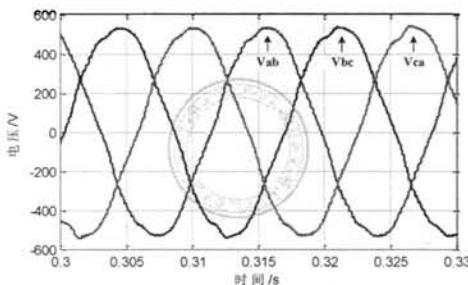
名称	数值	单位
电感 $L$	0.4	mH
电感等效电阻 $R_L$	0.04	$\Omega$
电容 $C$	150	$\mu\text{F}$
开关频率	4	kHz
直流侧电压 $V_{dc}$	750	V
输出电压频率	60	Hz
输出线电压有效值	380	V



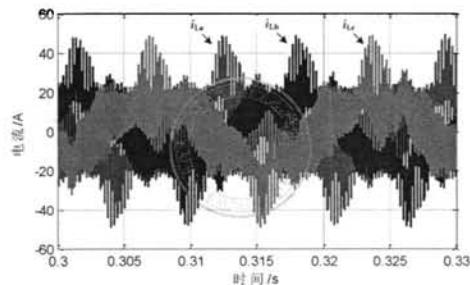
(a) 输出滤波器频率响应



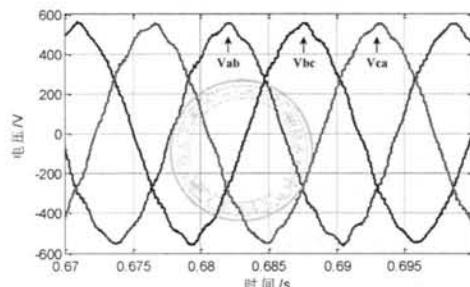
(b) 电压有效值调节过程



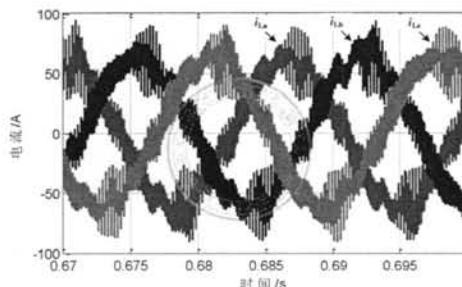
(c) 输出电压



(d) 线电流



(e) 输出电压



(f) 线电流

图 5.6: 输出电压有效值闭环控制: (a) 输出滤波器频率响应; (b) 电压有效值调节; (c)(d) 空载情况下输出电压与电流; (e)(f) 带 50A 无功负载输出电压与电流

此外,交流器带 50A 感性无功负载情况下的输出电压与电流分别如图5.6e与图5.6f所示,此时由图5.6b可知此时输出电压有效值依然与设定值是相等的,但是与空载情况相同的是输出电压质量不高,此时电压的 THD 为 3.13%,其中 5、7、11、13 次含量分别为 1.16%、0.89%、2.15% 和 0.95%。

进一步,如图5.7a所示,考察不平衡与非线性负载情况下有效值闭环控制方式的输出性能,其中不平衡负载为  $a$ 、 $b$  相接入  $L_1 = 10\text{mH}$  的无功负荷且  $c$  相空载,非线性负载为三相二极管整流  $C_1 = 2000\mu\text{F}$  以及  $R_1 = 10\Omega$ 。在 0.3s 时刻投入不平衡负载,并且在 0.5s 继续投入非线性负载,得到输出电压  $V_{ab}$  有效值调节过程如图5.7b所示,可见无论是不平衡还是非线性负载情况下,输出线电压  $V_{ab}$  的有效值均可以很好地调节至参考值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$ 。

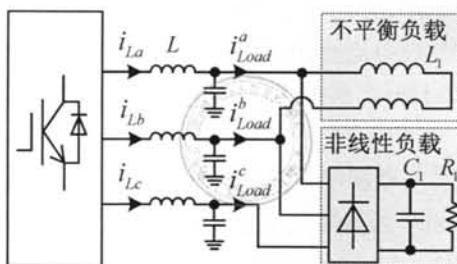
然而,在负载不平衡的情况下,图5.7c为变流器输出线电流,此时  $a$ 、 $b$  相投入约 50A 感性无功负荷,而  $c$  相为空载电流。对应的线电压如图5.7d所示,可见此时三相输出电压呈现不平衡状态,产生的原因在于控制器不具备负序补偿能力,当负载不平衡时将导致输出电压含有负序分量,最终导致负载端电压不平衡的出现。

最后,在投入非线性负载后变流器输出电流与线电压分别如图5.7e与图5.7f所示,此时三相电流呈现严重不对称与畸变状态,注意此时变流器并没有发生过调制,因此输出电压畸变完全是由负载电流导致的(暂不考虑死区的影响),经测量 THD = 12.9%,其中 5、7、11、13 次含量分别为 6.02%、3.91%、8.27%、2.45%,其中 11 次谐波含量最大,原因是单电压闭环无法为 LC 滤波器提供阻尼,导致变流器在谐振频率附近存在输出放大的风险。

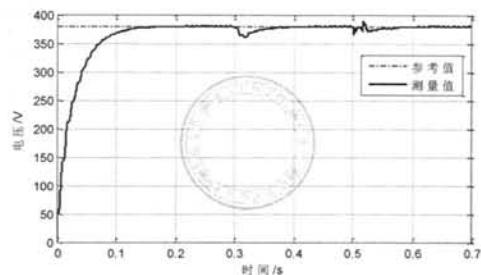
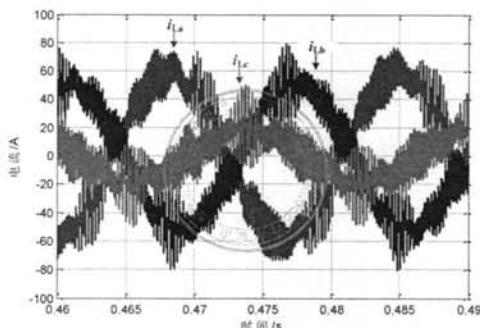
总体而言,由以上分析可知,输出电压有效值闭环控制方式无需电流传感器,并且实现了输出电压有效值无静差调节,但是由于控制器不具备负序以及各次谐波电压的补偿能力,导致负载端供电电压质量不高,并且由于电压有效值闭环控制方式无法为系统提供额外阻尼,变流器在启动以及负载投入瞬间存在过流的风险,如图5.7g与图5.7h所示。

### 5.2.2 输出电压瞬时值闭环控制方式

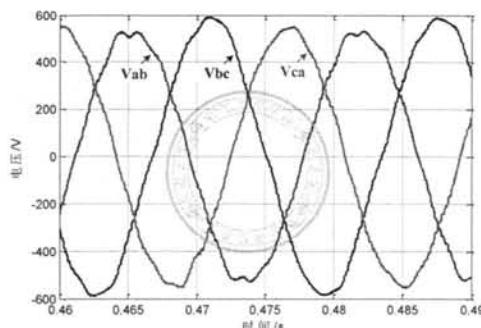
如图5.2所示为输出电压瞬时值闭环控制的控制框图,其中  $C_V(z)$  为电压控制器,对其基本要求是无论负载如何变化,均能够控制三相输出电压与参考值相等。在不考虑死区、直流侧电压波动等因素影响的情况下,当负荷为三相对称负载时,只需控制输出电压的基波正序分量即可满足要求;而当负载三相不平衡(比如存在单相负荷)时,三相不平衡电流将在滤波电感上产生不平衡压降,因此需要在控制器加入负序电压控制,以减小负荷端电压的不平衡度;以及当变流器带非线性负载(如二极管整流)时,谐波电流将在滤波电感上产生谐波压降,因此要求控制器具备各次谐波补偿能力,以减小负荷端电压的畸变率。实际上,即使变流器带平衡的线性负载,同样也希望控制器具备低次谐波补偿能力,以消除死区、直流母线电压波动等带来的影响,而这都是电压有效值闭



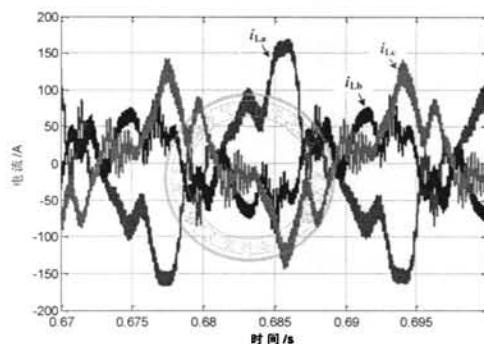
(a) 不平衡与非线性负载

(b) 输出电压  $V_{ab}$  有效值调节过程

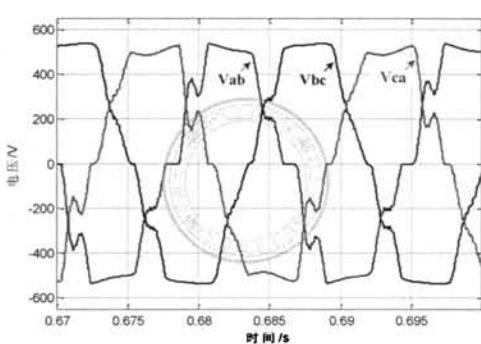
(c) 变流器输出不平衡电流



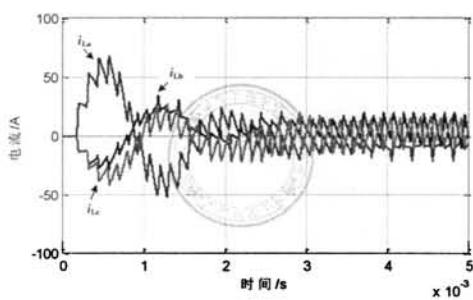
(d) 负载端线电压



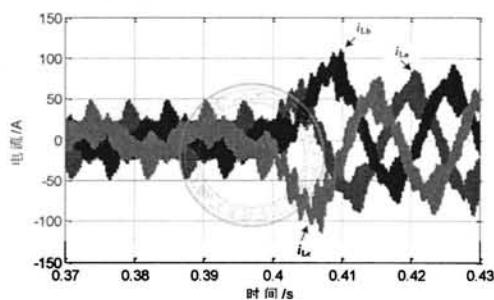
(e) 变流器输出不平衡与非线性电流



(f) 负载端线电压



(g) 启动瞬间



(h) 负载投入瞬间

图 5.7: 输出电压有效值闭环控制: (a) 不平衡与非线性负载; (b) 电压有效值调节过程; (c)(d) 不平衡负载; (e)(f) 不平衡与非线性负载; (g)(h) 电流冲击现象

环控制方式所不具备的。

由前述分析可知, RCs 等效为 PS-SRF-PI/cPI 与 NS-SRF-PI/cPI 的叠加, 具备正序与负序分量无静差调节能力, 并直接在静止坐标系实现从而避免了坐标变换, 以及通过多个 RCs 并联即可实现对各次谐波分量的闭环调节。除此之外, 为了减少运算量, 可以采用重复控制器以避免多个 RCs 的直接计算, 而重复控制器的实现形式多样, 比如文献 [155] 提出设置各并联谐振器的谐振系数相同, 从而可以通过延时的方法实现高达奈奎斯特频率的各次谐波补偿, 并且通过加入额外的基频谐振器以提高输出电压响应速度。类似的结构在文献 [162] 也有推导, 但是各频次谐振器的系数必须满足其指定的约束关系。此外, 文献 [212] 提出使用 PR 与重复控制器结合的方法, 即使用 PR 控制器控制基波分量, 而重复控制器用于各次谐波补偿。然而, 相比较于重复控制器, RCs 依然更具优势, 具体原因如下:

1) RCs 可以非常方便地进行选择性谐波补偿 (选择补偿哪些次谐波) 以及设置最高补偿次数, 而重复控制器虽然通过各种改进在一定程度上可以选择补偿次数, 但是依然不如 RCs 灵活。

2) 重复控制器的系数必须满足其指定的约束关系, 而 RCs 可以独立调节各谐振器的系数, 而这对于电压源输出变流器的控制至关重要, 意味着可以独立设置控制器在各次谐波分量的带宽, 从而实现动态响应的最优化。显然, 在满足系统稳定裕度的基础上, 应尽量加大基波正序分量附近的带宽, 以获得输出电压的快速调节, 而对负序以及各次谐波分量更侧重于稳态精度的要求。此外, 控制器参数设计以及延时补偿还应满足系统对闭环奇异点的要求, 以提高系统稳定性并避免输出电压的“微振”现象。

3) 由前述分析可知, 延时补偿对系统稳定性以及闭环奇异点抑制具有决定性作用, 而 RCs 的延时补偿更为方便, 表现为可以为各并联谐振器设定独立的延时补偿角, 进而最大程度提高系统稳定裕度以及闭环奇异点抑制能力。

总体而言, RCs 可以获得比重复控制器更高的控制灵活性, 具体表现在选择性谐波补偿、参数调节以及延时补偿等方面。并且前述分析可知, 目前 RCs 主要有 PR 和 VPI 两种形式, 有必要将其引入到电压源输出变流器的控制, 考察两种控制器的在这种应用背景下的控制性能。

### 5.2.2.1 基于 PR 控制器的单电压闭环控制

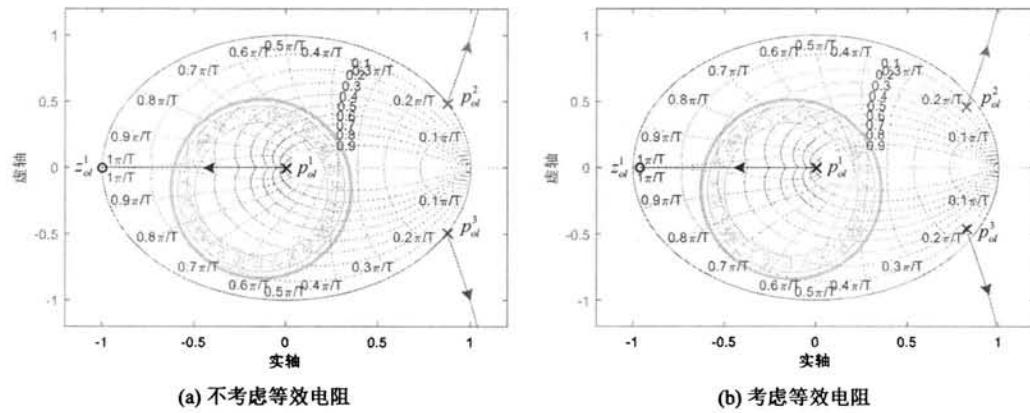
其中 PR 控制器的离散域方程  $G_{\text{PR}}^d(z)$  如式(4.54)所示 (采用预曲双线性变换), 首先不考虑延时补偿的影响, 即令式(4.54)延时补偿角  $\varphi = 0$ , 进一步令图5.2的  $C_V(z) = G_{\text{PR}}^d(z)$  并结合式(5.3), 即可得到系统开环传递函数如下:

$$G_{\text{OL}}(z) = C_V(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) = G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) \quad (5.8)$$

首先不考虑谐振项的影响, 即取  $G_{\text{PR}}^d(z) = K_p$ , 结合式(5.3)一起代入式(5.8)得到:

$$G_{\text{OL}}(z) = K_p \cdot \frac{(z+1) \cdot (1 - \cos(\omega_{\text{res}} \cdot T_s))}{z \cdot (z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot T_s) + 1)} \quad (5.9)$$

因此，系统有 3 个开环极点  $p_{ol}^1 = 0$ 、 $p_{ol}^2 = \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + j \cdot |\sin(\omega_{res} \cdot T_s)|$  以及  $p_{ol}^3 = \cos(\omega_{res} \cdot T_s) - j \cdot |\sin(\omega_{res} \cdot T_s)|$ ，其中  $|p_{ol}^2| = |p_{ol}^3| = 1$ ，即  $p_{ol}^2$  与  $p_{ol}^3$  为共轭极点且位于单位圆上。其中，随着  $K_p$  变化的系统根轨迹曲线如图 5.8a 所示，可见无论  $K_p$  取值多少，始于开环极点  $p_{ol}^2$  和  $p_{ol}^3$  的两条根轨迹分支始终处于单位圆外，因此闭环系统肯定是不稳定的。事实上，该结论在文献 [159] 也得到了验证，不同的是文献 [159] 考虑了电抗器的等效电阻，相应的系统根轨迹曲线如图 5.8b 所示，此时开环极点  $p_{ol}^2$  和  $p_{ol}^3$  阻尼非常小，即呈现为弱阻尼状态，为了维持系统稳定必须满足  $K_p \leq 0.034$ ，而如此小的  $K_p$  值对提高系统暂态响应作用有限，并且由于一对闭环极点非常靠近单位圆，因此系统稳定性裕度很小，滤波器阻抗估计误差极易引起系统不稳定。

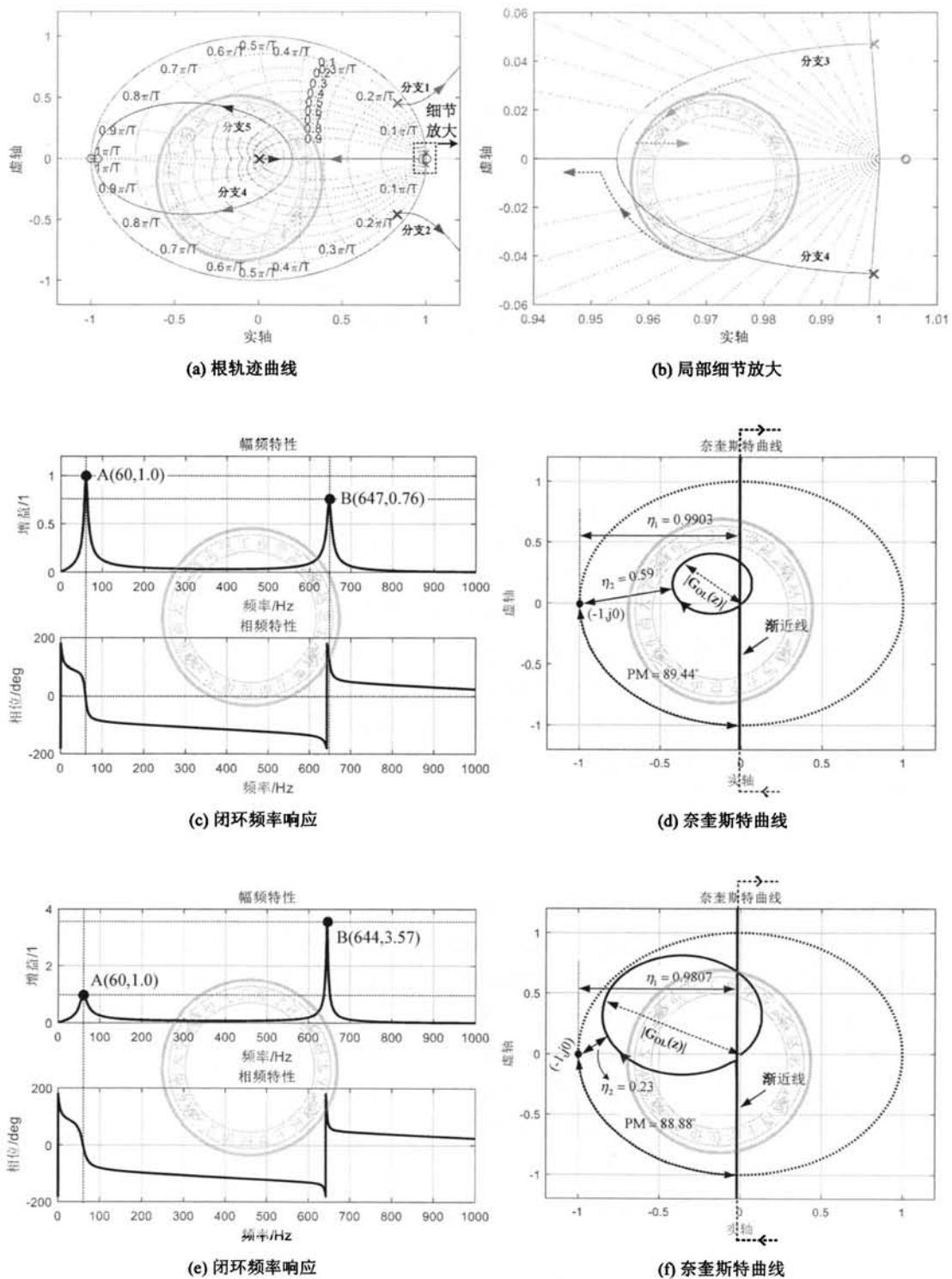
图 5.8: 随着  $K_p$  变化的系统的根轨迹曲线

为此，文献 [159] 提出在 PR 控制器舍弃比例项的做法，即令式(4.54)的  $K_p = 0$ ，进一步结合式(4.54)、式(5.3)以及式(5.8)，得到系统开环传函如下：

$$G_{OL}(z) = K_i \cdot \frac{\left\{ \frac{1}{2}(z^2 - 1) \cos(\varphi) \sin(\omega_e \cdot T_s) - (z^2 + 2z + 1) \sin(\varphi) [\sin(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2})]^2 \right\} (z + 1) [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)]}{\omega_e \cdot z \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + 1] \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1]} \quad (5.10)$$

取延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s}) = 5.36^\circ$ ，即采用 PR 控制器延时补偿方法 2，得到随着谐振系数  $K_i$  变化的系统根轨迹曲线，如图 5.9a 与图 5.9b 所示。可见系统有 5 条根轨迹分支，其中随着  $K_i$  的增加根轨迹分支 1 和分支 2 向单位圆外移动，为了保持系统稳定要求  $K_i \leq 137$ 。尽管如此，由于处于根轨迹分支 1 与分支 2 的闭环极点非常靠近单位圆，因此系统稳定性很差，在滤波器参数估计存在偏差的情况下容易发生不稳定，并且系统抵抗负载扰动的能力差，负载阻抗的变化同样容易引起系统发散。

设置  $K_i = 50$ ，得到系统闭环频率响应以及奈氏曲线分别如图 5.9c 与图 5.9d 所示，可见由于控制器在控制频率处提供了无穷大增益，因此闭环系统在控制频率处获得了单

图 5.9: PR 控制器单电压闭环控制: (a)(b) 随着  $K_i$  变化系统根轨迹曲线; (c)(d) $K_i=50$ ; (e)(f) $K_i=100$

位增益输出，如图5.9c所示的 A 点；另一方面，如图5.9d所示渐近线至临界点的距离为  $\eta_1 = 0.9903$ ，由前述分析可知这是一个非常安全的距离，因此系统在控制频率附近没有产生闭环奇异点，如图5.9c所示。然而，进一步观察图5.9d可知，由于 LC 滤波器具有固有的谐振问题，导致系统在谐振频率附近的开环增益  $|G_{OL}(z)|$  增大，并伴随奈奎斯特曲线至临界点  $(-1, j0)$  的距离减小，如图5.9d所示  $\eta_2 = 0.59$ ，而这也进一步导致闭环系统在谐振频率  $\omega_{res}$  处产生输出放大，如图5.9c所示的 B 点。

进一步，设置  $K_i = 100$ ，对应的系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线如图5.9e与图5.9f所示。首先由图5.9f可知，系统在控制频率附近的奈氏曲线与图5.9d是非常相似的，渐进线至临界点的距离  $\eta_1 = 0.9807$ ，不同的是此时系统在谐振频率附近开环增益  $|G_{OL}(z)|$  进一步增大，但是由于奈氏曲线没有包围临界点，因此闭环系统依然是稳定的。然而，由于奈氏曲线至临界点的最小距离减小为  $\eta_2 = 0.23$ ，闭环系统在谐振频率附近存在严重的输出放大问题，如图5.9e所示的 B(644, 3.57)。

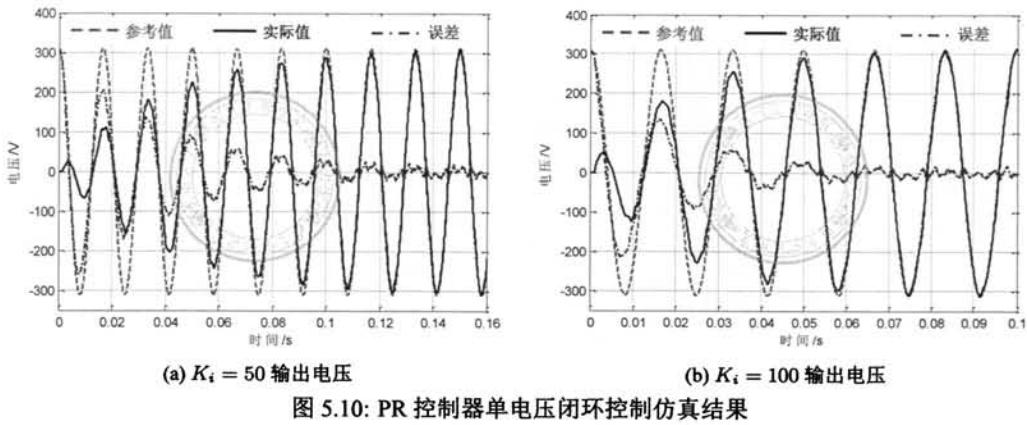
结合图5.9d与图5.9f可知，当  $K_i = 50$  时系统（系统一）的相位裕度为  $PM = 89.44^\circ$ ，而当  $K_i = 100$  时系统（系统二）相位裕度为  $PM = 88.88^\circ$ ，因此如果仅从相位裕度的角度考虑，两个系统具有几乎完全相同的稳定性。然而，无论是从闭环频率响应、奈氏曲线至零极点最小距离以及根轨迹闭环极点分布可知，系统一的稳定性显然要优于系统二，这也进一步说明对于 RCs 调节系统，相位裕度并不是系统稳定程度的可靠判据。

另一方面，由图5.9d可知，当  $K_i = 50$  时奈氏曲线至临界点最小距离  $\eta_2 = 0.59$ ，并且在谐振频率处的闭环增益为 0.76，系统似乎获得了不错的稳定性以及闭环输出性能，但此时系统在控制频率处的带宽仅为 4Hz，因此输出电压调节将会非常缓慢。此外，输出滤波参数估计误差也将极大地影响系统稳定性，比如当  $\hat{L} = 1.2 \cdot L$  且  $\hat{R}_L = 0.8 \cdot R_L$  时，奈奎斯特曲线至临界点的距离  $\eta_2$  将减小为 0.37，此时系统在谐振频率处的输出增益也将增大为 1.74 倍。

如图5.10a与图5.10b所示，分别为  $K_i = 50$  与  $K_i = 100$  时变流器空载启动的输出电压调节过程，可见当  $K_i = 50$  时输出电压经过约 120ms 才完全建立，因此暂态响应非常缓慢，与图5.6b有效值闭环控制控制方式的电压上升时间大致相等，可以预见当负载投入/切除瞬间输出电压同样需要经历漫长的调节过程才能进入稳态，这是由于当  $K_i = 50$  时系统在控制频率附近的带宽过小而造成的。另一方面，当  $K_i = 100$  时系统在控制频率处带宽增大到 16Hz，因此输出电压调节速度加快，由图5.10a可知大约经过 60ms 后系统进入稳态，然而由图5.9a以及图5.9f可知此时系统一对闭环极点更加靠近单位圆并且奈氏曲线逼近临界点，因此当  $K_i = 100$  时系统稳定性很差，当输出滤波参数估计存在偏差以及负载阻抗变化时极易引发系统不稳定。

### 5.2.2.2 基于 VPI 控制器的单电压闭环控制

由前述单 L 滤波 PCS 并网电流环的分析可知，为了消除耦合项的影响，需要设置控制器的零点与被控对象的极点相互抵消，这即是 cPI 控制器的由来，而 VPI 控制器是



PS-SRF-cPI 与 NS-SRF-cPI 控制器在静止坐标系的叠加。因此，VPI 控制器的诸多优异控制性能，比如并网参数鲁棒性、延时补偿有效性、抑制闭环奇异点等，均是以变流器输出接单 L 滤波器作为前提条件 [98,100,102,143,145,178,181]。此外，与 PR 控制器类似，VPI 控制器同样可以在控制频率处为系统提供无穷大增益，因此 VPI 控制器也可以实现与谐振频率同频信号的无静差调节，并且 VPI 控制器的零点提供了额外的延时补偿角  $\arctan\left(\frac{\omega_c \cdot L}{R_L}\right)$ ，因此直观上采用 VPI 控制器可以获得比 PR 控制器更高的系统稳定裕度。

首先，将式(4.55)代入图5.2，并结合式(5.3)即可得到基于VPI控制器的系统开环传递函数，如下所示：

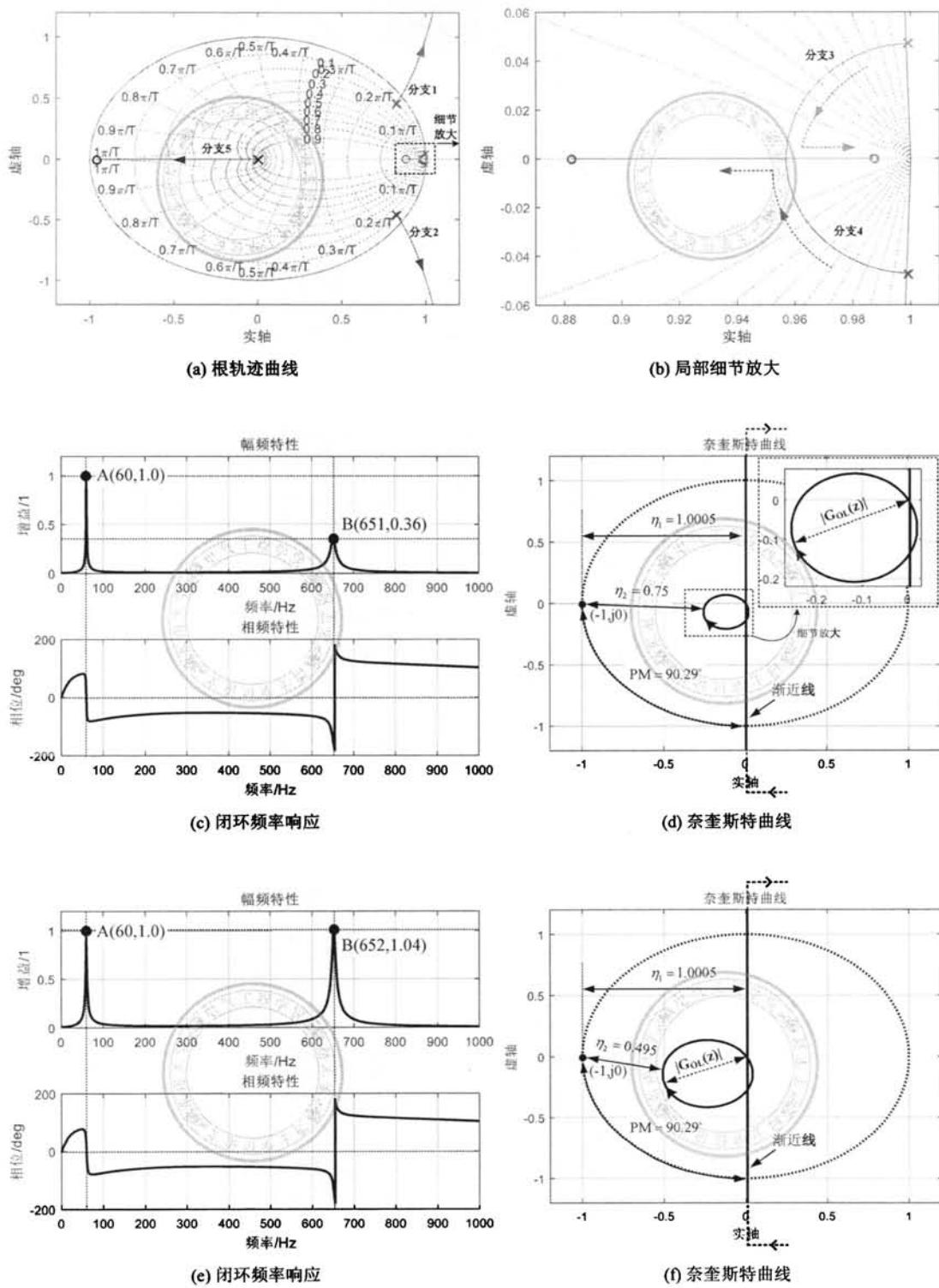
$$G_{\text{OL}}(z) = C_V(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) = G_{\text{VPI}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) \quad (5.11)$$

由图4.40闭环奇异点分析可知，当  $\angle D(z) = 0$  的时候闭环输出峰值取值最小，进一步由图4.36b可知基于VPI控制器调节系统渐近线与实轴的夹角满足  $\gamma = \pi/2 + \varphi + \arctan\left(\frac{\omega_e \cdot L}{R_L}\right) - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ ，因此令  $\gamma = \pi/2$  即可得到延时补偿角的取值如下：

$$\varphi = \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(z) - \arctan\left(\frac{\omega_e \cdot L}{R_L}\right) \quad (5.12)$$

如图5.11a与图5.11b所示,为随着VPI控制器增益 $K$ 变化系统的根轨迹曲线,其中根轨迹分支1和分支2随着 $K$ 值的增大逐渐向单位圆外移动,为了保持系统稳定要求 $K < 202$ 。然而,在此如此小的控制器增益下,闭环极点的位置与图5.9a几乎相同,因此此时VPI与PR控制器获得了几乎相同的输出响应。

设置控制器增益  $K = 50$ , 得到系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线分别如图5.11c与图5.11d所示, 由于 VPI 控制器在谐振频率处提供无穷大增益, 闭环频率响应在控制频率处获得了单位增益输出, 如图5.11c所示的 A 点。并且由图5.11d可知渐近线与临界点距离约为 1.0, 因此奈奎斯特曲线在控制频率处获得了与临界点足够的距离, 相应的闭环频率响应在控制频率附近没有发生输出放大现象, 如图5.11c所示。此外, 如图5.11d所示

图 5.11: VPI 控制器单电压闭环控制: (a)(b) 随着  $K$  变化系统根轨迹曲线; (c)(d) $K = 50$ ; (e)(f) $K = 100$

示，在LC谐振频率处奈氏曲线向临界点移动，相应的至临界点距离减小为 $\eta_2 = 0.75$ ，伴随闭环频率响应在谐振频率附近的闭环增益逐渐增大，并且在谐振频率处取得极大值为0.36，如图5.11c所示的B点。最后，需要特别指出的是，系统在控制频率处的带宽仅为0.63Hz，可以预见如此小的带宽将导致输出电压的调节非常缓慢。

如图5.11e与图5.11f所示，为控制器增益 $K = 100$ 对应的系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线，可以看出奈奎斯特曲线在谐振频率附近与临界点得距离最小值为 $\eta_2 = 0.495$ ，对应的闭环输出增益为1.04，并且通过测量可知系统在控制频率处的带宽为1.24Hz，同样地存在输出电压响应缓慢的问题。

电压环采用VPI控制器并设置 $K = 50$ 以及 $K = 100$ ，得到变流器空载启动电压调节过程分别如图5.12a与图5.12b所示。通过观察可知，当 $K = 50$ 时输出电压大约经过0.8s才完全建立，而 $K = 100$ 时大约需要0.4s。如前所示，导致输出电压调节缓慢的原因在于系统在控制频率附近的闭环带宽过小，并且如图5.11a所示，在保持系统稳定的基础上要求 $K < 202$ ，虽然可以继续增大控制器增益以提高输出电压的响应速度，但与此同时闭环极点也将进一步靠近单位圆，因此系统稳定性呈现下降趋势，并且存在与PR控制器类似的问题，即系统极易因参数估计误差以及负载阻抗而引发不稳定。

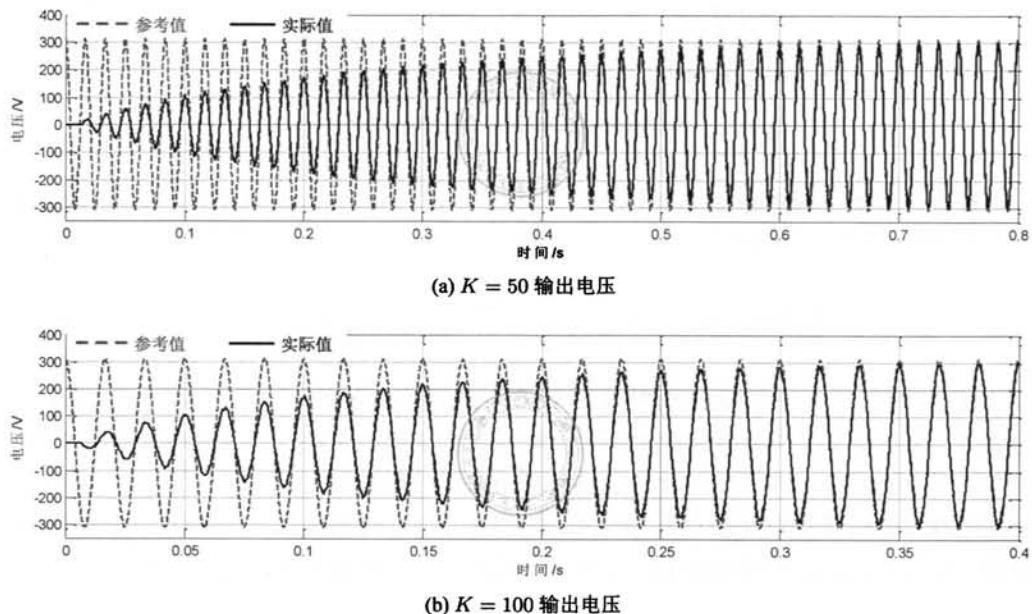


图 5.12: VPI 控制器单电压闭环控制仿真结果

以上分析了PR与VPI控制器在电压源输出变流器的单电压闭环应用情况，首先对于PR控制器而言，比例项将极大降低系统稳定性，而为了维持合适的稳定裕度将导致比例增益取值非常小，而如此小的比例项对系统性能的改善几乎没有帮助，因此当以PR调节器进行单电压闭环控制时应舍弃比例项。其次，而对于VPI控制而言，其通过零点提供了等效延时补偿，因此在相同控制器增益情况下，VPI控制器调节系统稳定性

要优于 PR 控制器，然而由于 VPI 控制器是以单 L 滤波并网变流器的电流环控制推导而来，因此在以 LC 输出的电压源输出变流器的情况下，VPI 控制器并不具有明显的优势。此外，无论是基于 PR 还是 VPI 控制器，将其直接应用在单电压闭环控制都存在闭环带宽小、系统稳定性差、对主电路滤波参数敏感以及对负载参数鲁棒性差等不足，并且由于控制器无法为 LC 滤波器提供有效阻尼，系统在谐振频率附近存在输出放大的问题。

### 5.3 基于 PR 控制器的双闭环控制

如前所述，双闭环控制结构如图5.3所示，鉴于电感电流反馈具有的过流保护优势，为此以电感电流反馈为研究对象，首先考察电流内环比例增益的设计，以最大程度抑制输出 LC 滤波器的谐振，在此基础上分析电压外环控制器的设计。

#### 5.3.1 电流内环设计

首先，由图5.3可以进一步得到电流内环控制框图，如图5.13所示。

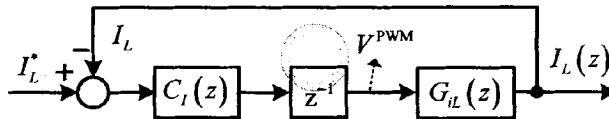


图 5.13: 电感电流内环控制框图

电流环采用比例控制器，则令  $C_I(z) = K_I$ ，进一步结合图5.13以及式(5.6)，即可得到电流环开环传递函数如下：

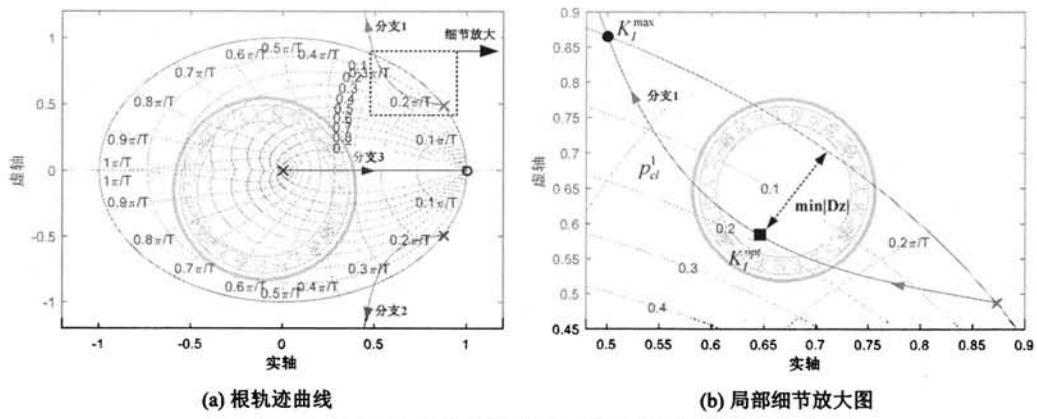
$$G_{OL}^I(z) = K_I \cdot \frac{1}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \frac{\sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z - 1)}{z \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1]} \quad (5.13)$$

如图5.14a所示，为随着控制器增益  $K_I$  增大的电流环根轨迹曲线，可见随着增益  $K_I$  的增大，处于分支 1 和分支 2 的闭环极点首先向单位圆内移动，然后逐渐靠近单位圆并最终处于单位圆外。进一步，由图5.14b根轨迹分支 1 局部放大图可知，当  $K_I = K_I^{opt}$  时闭环极点与单位圆距离的最小值  $\min |D_z|$  取得极大值，相应的阻尼特性以及系统稳定性最好。而当  $K_I = K_I^{\max}$  时闭环极点处于单位圆上，此时系统处于临界稳定状态，因此为了保持系统稳定，要求  $K_I < K_I^{\max}$ 。

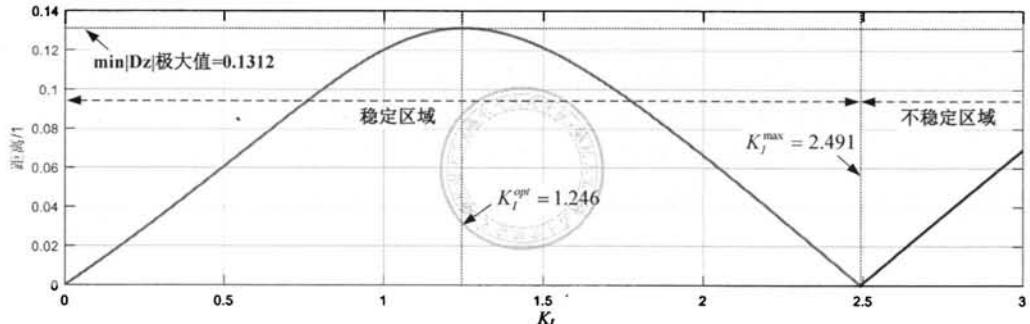
为此，定义闭环极点至单位圆距离的最小值，如下所示：

$$\min |D_z| = \min |p_{cl}^1 - e^{j\theta}|, \text{ 其中 } \theta \in [0, 2\pi] \quad (5.14)$$

设置  $K_I$  从零开始逐渐增大，并求出对应闭环极点  $p_{cl}^1$  的位置，然后代入式(5.14)得到相应的  $\min |D_z|$  取值，最后得到  $K_I$  与  $\min |D_z|$  的关系曲线，如图5.15所示。通过观察可知，根据电流环是否稳定，将  $K_I$  分为稳定区域与不稳定区域两部分，即当  $K_I < K_I^{\max}$

图 5.14: 电流环随着  $K_I$  增大根轨迹曲

时闭环系统是稳定的，而  $K_I > K_I^{\max}$  时系统是不稳定的（闭环极点处于单位圆外）。在系统稳定的前提下，当  $K_I = K_I^{\text{opt}}$  时闭环极点  $p_d^1$  与单位圆的最小距离  $\min |D_z|$  取得极大值为 0.1312，因此相应的  $K_I = K_I^{\text{opt}} = 1.246$  为电流环最优控制器增益。

图 5.15: 随着  $K_I$  增大  $\min |D_z|$  取值曲线

### 5.3.2 电压外环设计

为了便于电压环控制器的分析与设计，有必要得到其开环传递函数，首先由图5.3可以得到以下方程：

$$[e(z) \cdot C_V(z) - I_L(z)] \cdot C_I(z) \cdot z^{-1} = V^{\text{PWM}}(z) \quad (5.15)$$

由式(5.6)可知：

$$G_{iL}(z) = \frac{I_L(z)}{V^{\text{PWM}}(z)} \Rightarrow I_L(z) = G_{iL}(z) \cdot V^{\text{PWM}}(z) \quad (5.16)$$

此外，由式(5.3)有：

$$G_V(z) = \frac{V(z)}{V^{\text{PWM}}(z)} \Rightarrow V^{\text{PWM}}(z) = \frac{V(z)}{G_V(z)} \quad (5.17)$$

将式(5.16)、式(5.17)代入式(5.15)，得到：

$$V(z) = \frac{C_V(z) \cdot C_I(z) \cdot G_V(z)}{z + C_I(z) \cdot G_{iL}(z)} \cdot e(z) \quad (5.18)$$

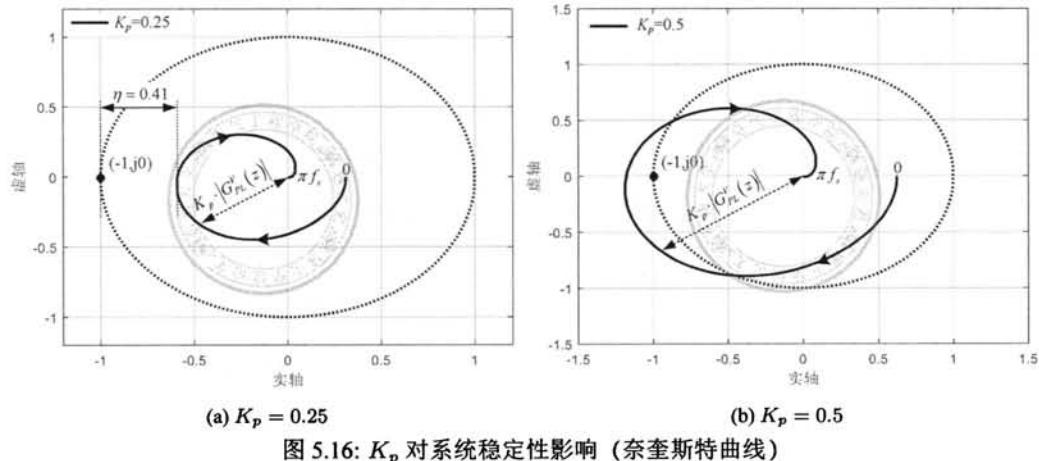
进一步，将式(5.3)、(5.6)代入式(5.18)，得到电压环的开环传递函数如下：

$$\begin{aligned} G_{OL}(z) &= \frac{V(z)}{e(z)} \\ &= \frac{C_V(z) \cdot C_I(z) \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^3 - 2z^2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + \left\{1 + \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)\right\} z - \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)} \end{aligned} \quad (5.19)$$

事实上，对于电压环而言，将电压控制器以外部分看做其等效被控对象，则由：

$$\begin{aligned} G_{PL}^V(z) &= \frac{V(z)}{I^*(z)} \\ &= \frac{C_I(z) \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^3 - 2z^2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + \left\{1 + \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)\right\} z - \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)} \end{aligned} \quad (5.20)$$

首先不考虑 PR 控制器谐振项的影响，为此令  $C_V(z) = K_p$ ，此时电压控制器对被控对象  $G_{PL}^V(z)$  而言是一个比例项，因此控制器仅会对开环频率幅频响应产生影响，表现为奈奎斯特曲线至原点的距离与  $K_p$  成正比。如图5.16所示，分别为  $K_p = 0.25$  以及  $K_p = 0.5$  情况下的电压环奈奎斯特曲线，当  $K_p = 0.25$  时奈氏曲线没有包围临界点，因此闭环系统是稳定的，并且至临界点最小距离为  $\eta = 0.41$ ；而当  $K_p = 0.5$  时奈氏曲线包围了临界点，因此闭环系统是不稳定的。



因此，与 PCS 并网模式电流环的调节类似，首先需要确定 PR 控制器的比例项  $K_p$ ，以获得期望的最大稳定裕度（奈奎斯特曲线至临界点的最小距离）。如图5.17所示，设置

$K_p$  从零逐渐增大，测量对应的奈氏曲线至临界点的最小距离，可见随着  $K_p$  的增大，奈氏曲线至临界点的最小距离呈现直线下降的趋势，并且在  $K_p = K_p^{\max} = 0.423$  时奈氏曲线刚好穿过临界点，电压环处于临界稳定状态，如果进一步增大  $K_p$  将导致系统不稳定。

此外由图5.16可知，在系统稳定的前提下，奈氏曲线与临界点距离最小对应的频率点满足  $\angle D(z) = 0$ ，则进一步由图4.40可知，系统在谐振频率处的闭环输出增益为  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}}T_s})| = \frac{1}{\eta} - 1$ 。如图5.17所示，随着  $K_p$  的增大， $\eta$  逐渐减小，系统在谐振频率处输出增益  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}}T_s})|$  迅速增大，并且当  $K_p = K_p^{\max}$  时  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}}T_s})| = \infty$ 。

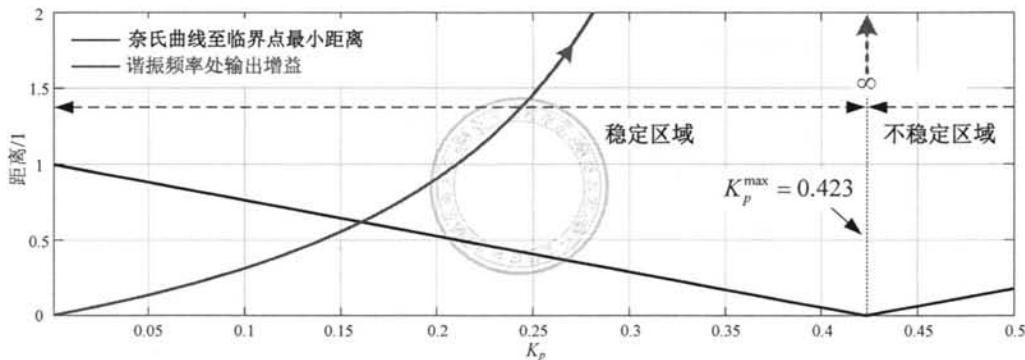


图 5.17: 奈氏曲线至临界点最小距离与谐振峰值随  $K_p$  增大变化曲线

因此， $K_p$  的取值主要满足谐振频率处输出增益的要求，比如期望  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}}T_s})| \leq 0.5$ ，则由图5.17可知应取  $K_p = 0.14$ ，相应的奈氏曲线至临界点距离应满足  $\eta \geq 0.67$ 。而在谐振项参数的设计中，最为重要的是延时补偿角  $\varphi$  的选择，以控制基波分量为例，图5.18a为延时补偿角  $\varphi = 0$  的系统奈氏曲线，可见谐振项的引入仅在谐振频率附近改变曲线的轨迹，并且奈氏曲线至临界点距离最小对应频率点满足  $\angle D(z) = 0$ 。通过进一步结合图4.40可知，设置  $\varphi = -\angle G_{\text{PL}}^V(z)$  将使得奈氏曲线在谐振频率处的渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2$ ，从而可以最大程度抑制闭环奇异点的产生，如图5.18b所示。

另外一方面，图5.18c与图5.18d为相应的延时补偿前后系统闭环频率响应，首先由于延时补偿前后闭环系统均是稳定的，因此在正序与负序控制频率处均获得了无静差输出，如图5.18c所示。然而，由图5.18d所示正序附近的细节放大图可知，延时补偿前电压环在 61Hz 的闭环增益为 1.007，即图中的 B 点，因此存在微弱的输出放大风险，而加入延时补偿后则可以避免这个问题。

另外一个更加典型的例子是当控制 11 次电压谐波的情况，如图5.18e与图5.18f所示为延时补偿前后系统奈氏曲线。通过观察图5.18e所示延时补偿前奈氏曲线可知，由于控制器在谐振频率处存在的突变特性，导致奈氏曲线过于靠近临界点  $(-1, j0)$ ，经测量奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.19$ 。而如图5.18f所示，设置延时补偿角  $\varphi = -\angle G_{\text{PL}}^V(z)$ ，此时奈氏曲线在谐振频率处的渐近线与实轴的夹角  $\gamma = \pi/2$ ，并且此时奈氏曲线与临界点最小距离为  $\eta = 0.65$ ，因此谐振项的引入很好地维持了由比例增益设置的稳定裕度  $\eta = 0.67$ 。

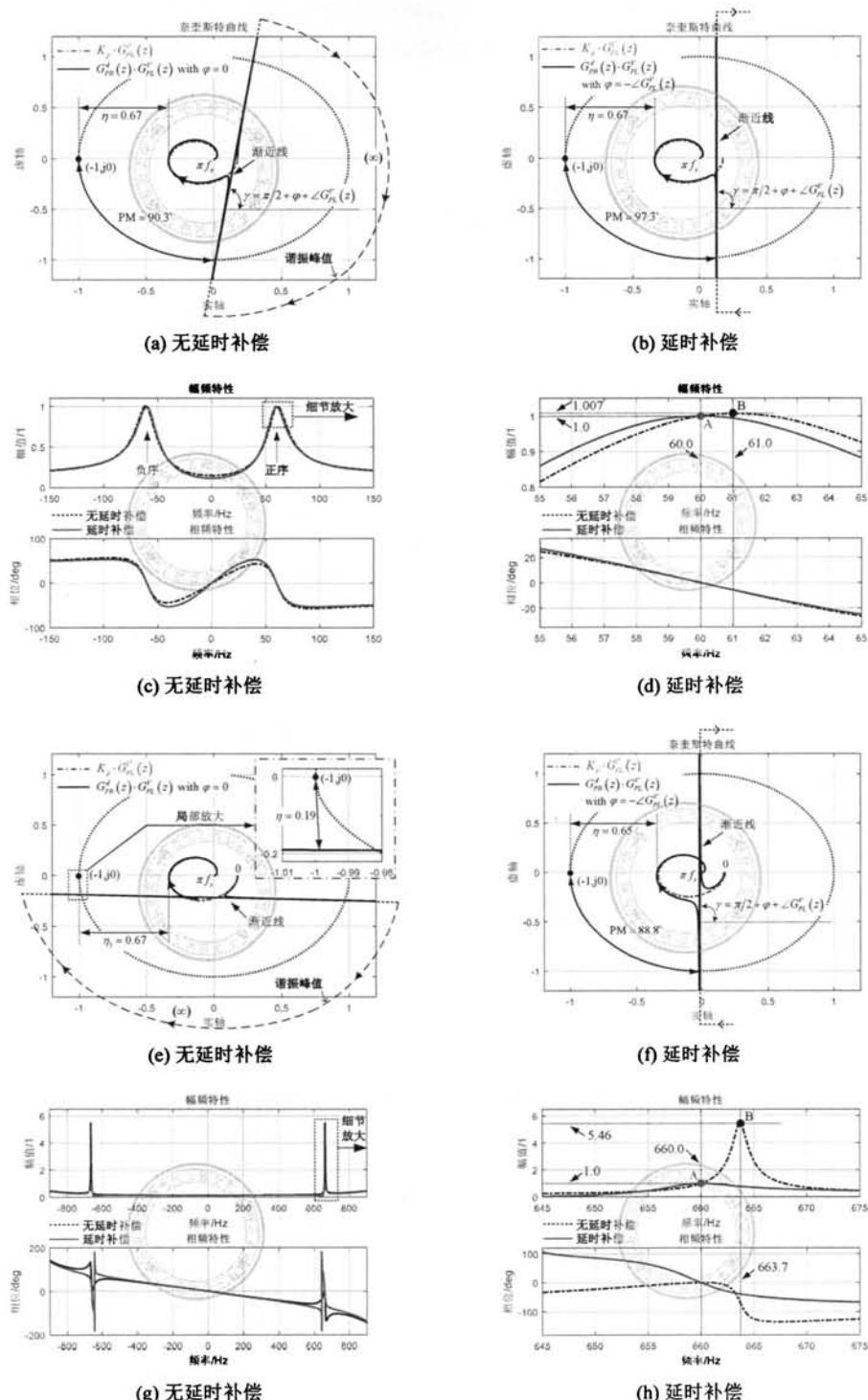


图 5.18: PR 控制器双闭环控制延时补偿: (a)(b) 基频控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (c)(d) 基频控制延时补偿前后闭环频率响应; (e)(f)11 次谐波控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (g)(h)11 次谐波控制延时补偿前后闭环频率响应

如图5.18g与图5.18h所示,为控制11次谐波分量情况下延时补偿前后系统闭环频率响应。可见在延时补偿前,由于奈氏曲线过于靠近临界点,导致系统闭环频率响应存在极大的闭环奇异点,如图5.18h所示的B(663.7, 5.46),而在延时补偿后输出放大问题得到很好地抑制,这正是延时补偿的作用。

### 5.3.3 电压各次谐波补偿

如前所述,为了抑制死区、直流母线电压波动等因素对输出电压的影响,以及补偿非线性负载谐波电流在输出滤波器所产生的压降,控制器有必要对各次电压谐波分量进行有效调节。此时电压控制器  $C_V(z)$  取式(4.66),结合图5.3、式(5.20)可以得到更为简洁的电压环控制框图,如下所示:

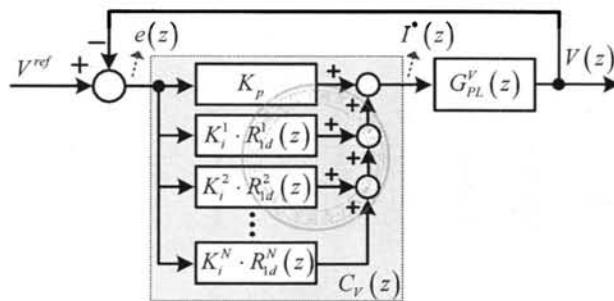


图 5.19: 基于 PR 控制器的各次谐波补偿控制框图

设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到31次,此时电压环最高次控制频率为1860Hz,非常接近于奈奎斯特频率2kHz,设置各次延时补偿角  $\varphi^h = -\angle G_{PL}^V(e^{j \cdot h \cdot \omega_e \cdot T_s})$ ,得到系统奈奎斯特曲线如图5.20a所示,可见系统在各次控制频率处的渐近线均垂直通过实轴,并且奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.54$ ,这与  $K_p$  定义的稳定裕度上限  $\eta = 0.67$  有所下降,主要原因在于由  $K_p$  确定的奈氏曲线至临界点最小距离所对应的频率点包含于谐振项中,如图5.20a所示15次与17次对应的奈氏曲线。

另一方面,通过观察图5.20b与图5.20c所示闭环频率响应可知,控制器实现了期望的各频次正序与负序分量的闭环调节,并且在整个频率段没有产生闭环奇异点。通过测量可知,系统在各控制频次附近的带宽分别为14.6Hz、3.1Hz、3.2Hz、3.4Hz、3.9Hz、4.9Hz、8.3Hz、74.5Hz、74.5Hz、4.0Hz、5.0Hz、1.0Hz、1.0Hz、1.0Hz、1.0Hz,可见电压环在基频次的带宽较大,而在各谐波频次的带宽较小,这样设置的出发点是期望输出电压基波分量具有较快的响应速度,而对于高次谐波分量的调节更侧重于补偿精度。需要注意的是,由于奈氏曲线在15次与17次附近靠近临界点,如图5.20a所示,因此电压环在15次与17次处的带宽要比其它频次带宽要大得多,因此设置谐振系数时要特别小心,避免奈氏曲线进一步靠近临界点,防止系统出现输出放大问题。

考察变流器带不平衡负载的能力,其中负载类型与图5.7a相同,控制在0.3s在a、b相投入100A感性无功负载,而c相保持空载,其中负载电流如图5.21a所示。观察

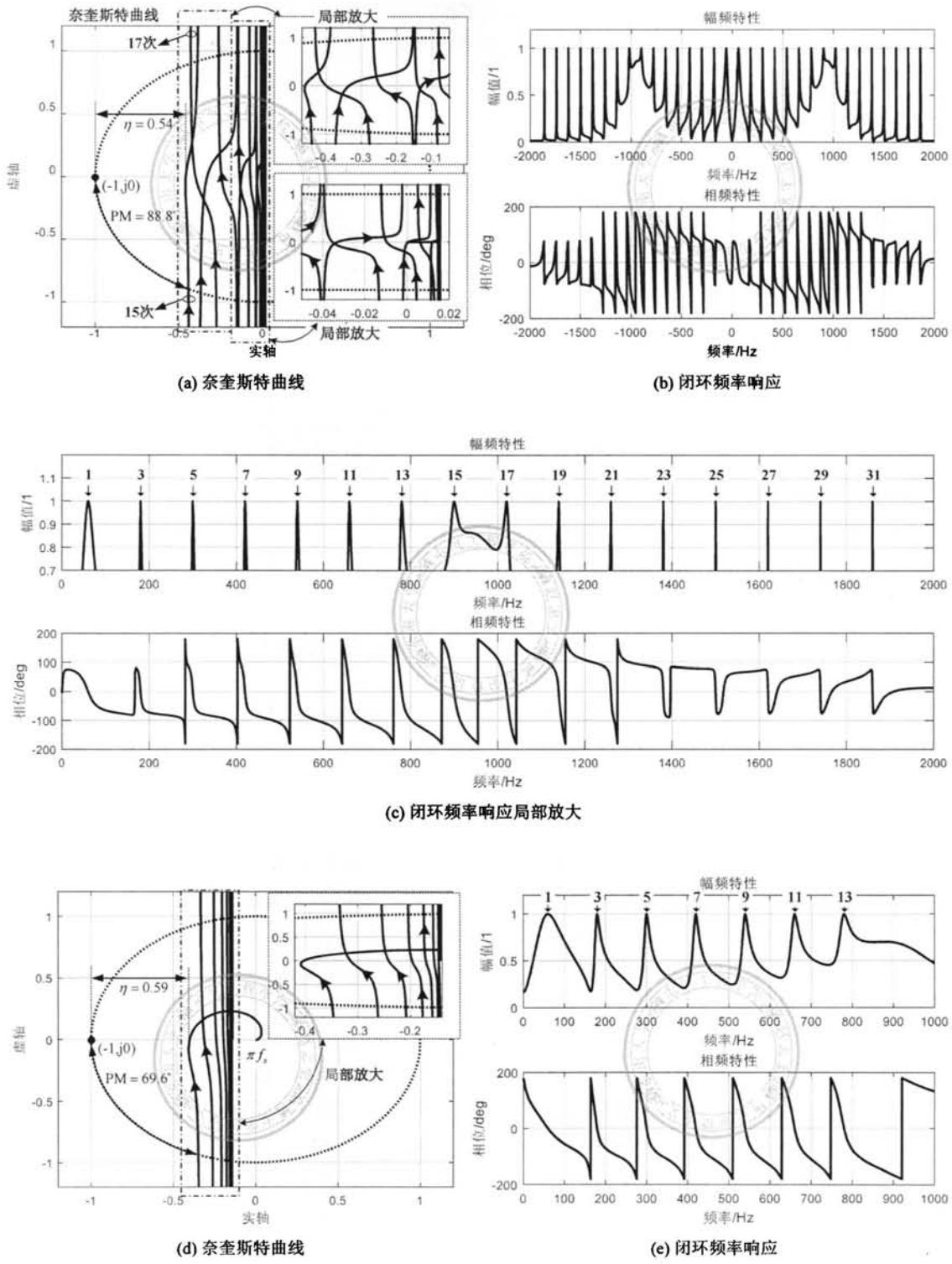


图 5.20: 基于 PR 控制器的各次谐波补偿: (a)(b)(c) 补偿至 31 次; (d)(e) 补偿至 13 次

图5.21b所示输出电压调节过程可知，在负荷投入瞬间，输出电压幅值发生跌落，经过约30ms后电压基本完全恢复，并且稳态误差很小，表明控制器很好地抑制了不平衡负载对输出电压的影响，并且稳态电压畸变率很小，经测量THD=1.22%。

在此基础上，在0.5s进一步投入三相二极管不控整流负载（有效值约50A），其中三相线电流如图5.21d所示，可见为三相不平衡且畸变电流，其中a、b、c三相电流THD分别为30.5%、42.8%与92.6%。通过观察图5.21c所示电压调节过程可知，由于系统在各频次带宽较小，尤其是高频次谐波分量调节速度较慢，输出电压经过约0.2s才完全恢复正常，其中稳态电压跟踪效果如图5.21e所示，经测量THD为2.02%。

需要特别指出的是，如果不考虑非线性负载的影响，而仅仅为了抑制变流器本身死区对输出电压畸变的影响，此时设置控制器补偿到13次谐波一般就足以满足要求。在这种情况下，可以进一步增大各频次谐振系数，以增大闭环系统在各频次附近的带宽，并加快输出电压的调节速度。如图5.20d与图5.20e所示，设置控制器补偿到13次谐波，并进一步设置各频次的谐振系数为图5.20情况的两倍，此时闭环系统在1、3、5、7、9、11、13次附近的带宽分别为33.6Hz、8.2Hz、7.9Hz、8.4Hz、9.6Hz、12.5Hz以及30.5Hz。

如图5.22所示，设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到13次，并且控制器参数与图5.20d所示情况相同。设置在0.3s投入100A不平衡感性无功负载，其中变流器空载启动以及不平衡负载投入期间输出电压的调节过程分别如图5.22a与图5.22b所示，可见两种情况下输出电压大约经过15ms即进入稳态，并且几乎不存在稳态误差。

## 5.4 基于VPI控制器的双闭环控制

显然，电流环的设计与上述基于PR控制器的双闭环控制方式是完全相同的，即设置电流环增益为 $K_I = K_I^{\text{opt}} = 1.246$ 。并且，外部电压环的被控对象依然为式(5.20)，为此将式(4.67)替换图5.19所示的 $C_V(z)$ ，即可得到基于VPI控制器各次谐波补偿的双闭环控制框图，如图5.23所示。

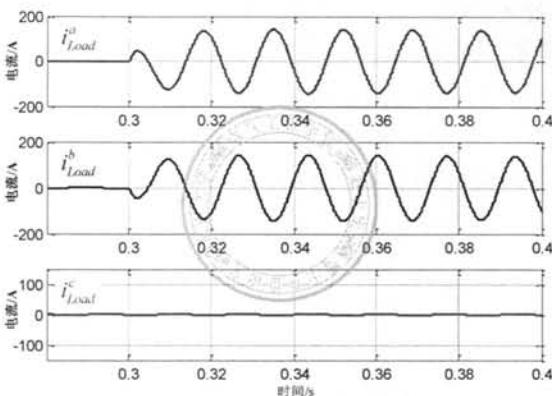
进一步，由图5.23可以得到系统开环传递函数如下：

$$G_{\text{OL}}(z) = G_{\text{PL}}^V(z) \cdot \sum_{h=1}^N K^h \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R_{2d}^h(z) + \hat{R}_L \cdot R_{1d}^h(z) \right\} \quad (5.21)$$

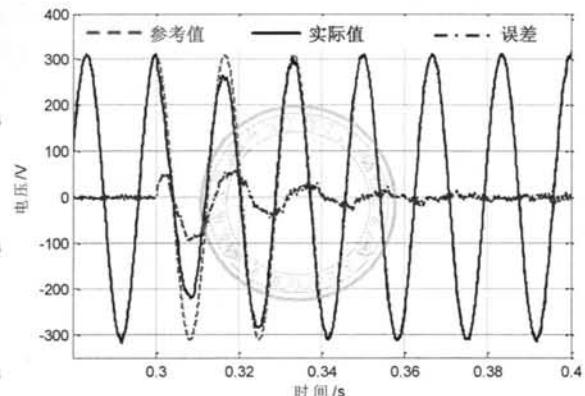
以下采用循序渐进的方式，首先以VPI控制器的基波分量调节为研究对象，分析在这种应用情况下的VPI控制器延时补偿方法。然后，将VPI控制器拓展到各次电压谐波补偿，并与前述PR控制器分析结果进行对比，指出已有的RCs在输出电压源变流器应用存在局限性，并以此引出离散域数字控制器的构造。

### 5.4.1 电压外环设计

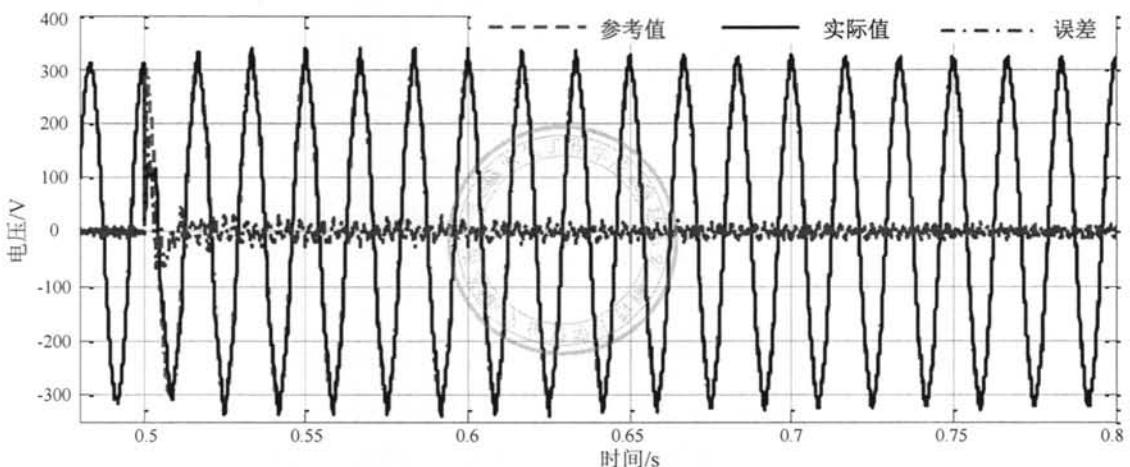
首先不考虑高次谐波补偿，即假设VPI只含有基波分量调节器，并且在式(5.21)设置谐振系数 $K^1 = 500$ 。如图5.24a所示，在无延时补偿的情况下，系统奈氏曲线包围了



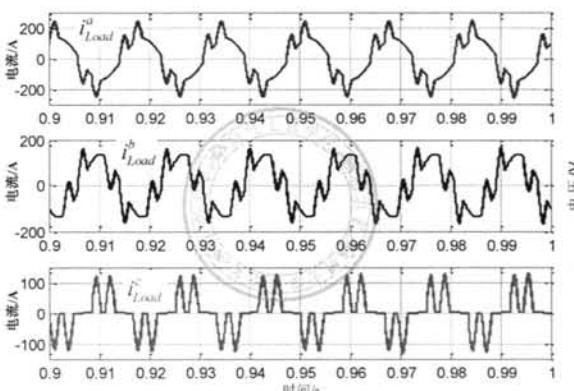
(a) 三相不平衡电流



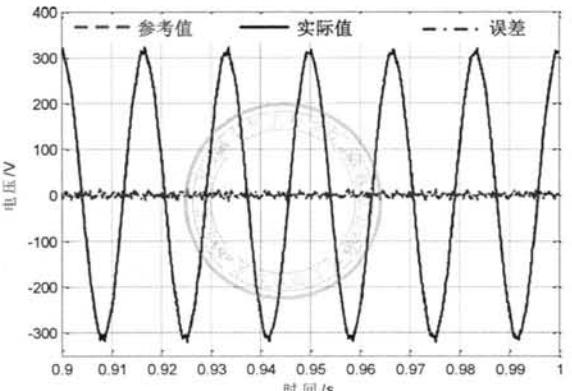
(b) 电压调节过程



(c) 电压调节过程



(d) 三相不平衡与畸变电流



(e) 稳态输出电压

图 5.21: 基于 PR 控制器的双闭环控制且补偿至 31 次: (a)(b) 不平衡负载; (c)(d)(e) 不平衡与非线性负载

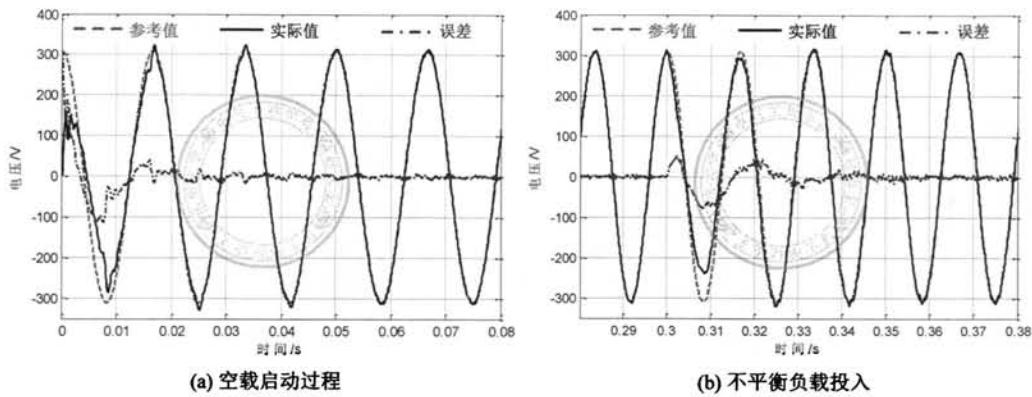


图 5.22: 基于 PR 控制器的双闭环控制 (补偿到 13 次) 空载启动以及带不平衡负载输出电压

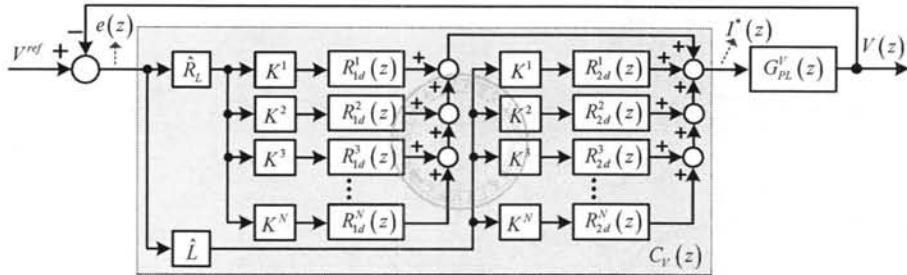


图 5.23: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿双闭环控制框图

临界点  $(-1, j0)$ ，因此闭环系统是不稳定的。可以看出在这种应用背景下，VPI 控制器对延时补偿非常敏感，因为通常情况下对于基波分量即使不进行延时补偿，系统依然是稳定的，如图4.36所示。

其中奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处的渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2 + \varphi + \angle G_{PL}^V(z) + \arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ , 其中超前角  $\arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$  由 VPI 控制器的零点提供。因此, 如果设置延时补偿角  $\varphi = -\angle G_{PL}^V(z) - \arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ , 则渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2$ , 如图5.24b所示, 并且由图4.40可知此时可以最大程度抑制闭环奇异点的产生, 从而避免输出电压“微振”现象的产生。

另一方面，系统闭环频率响应如图5.24c所示，可见经过延时补偿后，闭环系统在所考虑的正序与负序频率处均获得了单位增益输出，并且没有发生输出放大现象。此外，系统对直流分量的输出增益非常小约为0.057，因此控制器可以很好地抑制由传感器以及调理电路而引入的直流分量对系统的影响，以减小输出电压的直流偏置，并进一步防止输出变压器励磁饱和。其中控制器谐振系数 $K^h$ 的设置主要满足闭环带宽的要求，如图5.24c所示当 $K^h = 500$ 时，电压环在控制频率 $\omega_c$ 处的闭环带宽为 $BW = 14.7\text{Hz}$ 。

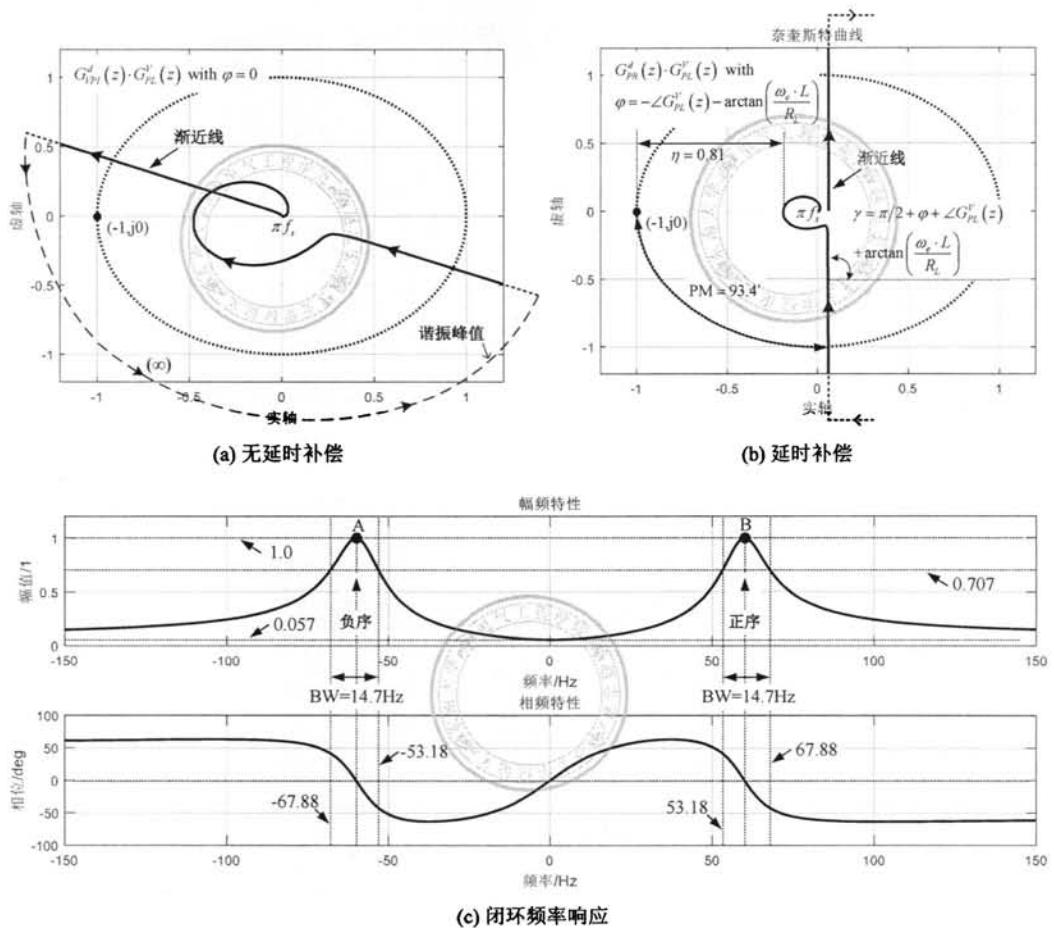


图 5.24: 控制频率为 60Hz 延时补偿后系统奈奎斯特曲线 (VPI 控制器)

#### 5.4.2 电压各次谐波补偿

基于同样的原因, VPI 控制器也需要对各次电压分量进行有效控制, 为此设置 VPI 控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到 31 次, 并进一步设置控制器在各频次的延时补偿角为  $\varphi^h = -\angle G_{PL}^V(e^{j \cdot h \cdot \omega_e T_s}) - \arctan\left(\frac{h \cdot \omega_e \cdot L}{R_L}\right)$ , 得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.25所示。首先通过观察图5.25a所示奈奎斯特曲线可知, 系统在各控制频次的渐进线均与实轴垂直, 奈氏曲线与临界点的最小距离为  $\eta = 0.53$ , 并且奈氏曲线在 15 次与 17 次频次与临界点的距离最为接近, 这种特性与图5.20a所示 PR 控制器是相似的。此外, 由图5.25b与图5.25c所示闭环频率响应可知, 系统在所考虑的控制频率的正序与负序分量处均实现了单位增益输出, 并且在整个奈奎斯特频率内都没有发现闭环奇异点, 其中图5.25c所示各控制频率右侧数值为闭环系统在该频次的带宽。

考察变流器带不平衡与非线性负载的能力, 设置在 0.5s 投入不平衡负载, 并且在 1.2s 继续投入非线性负载, 其中负载电流波形与图5.21a与图5.21d是相同的, 因此以下

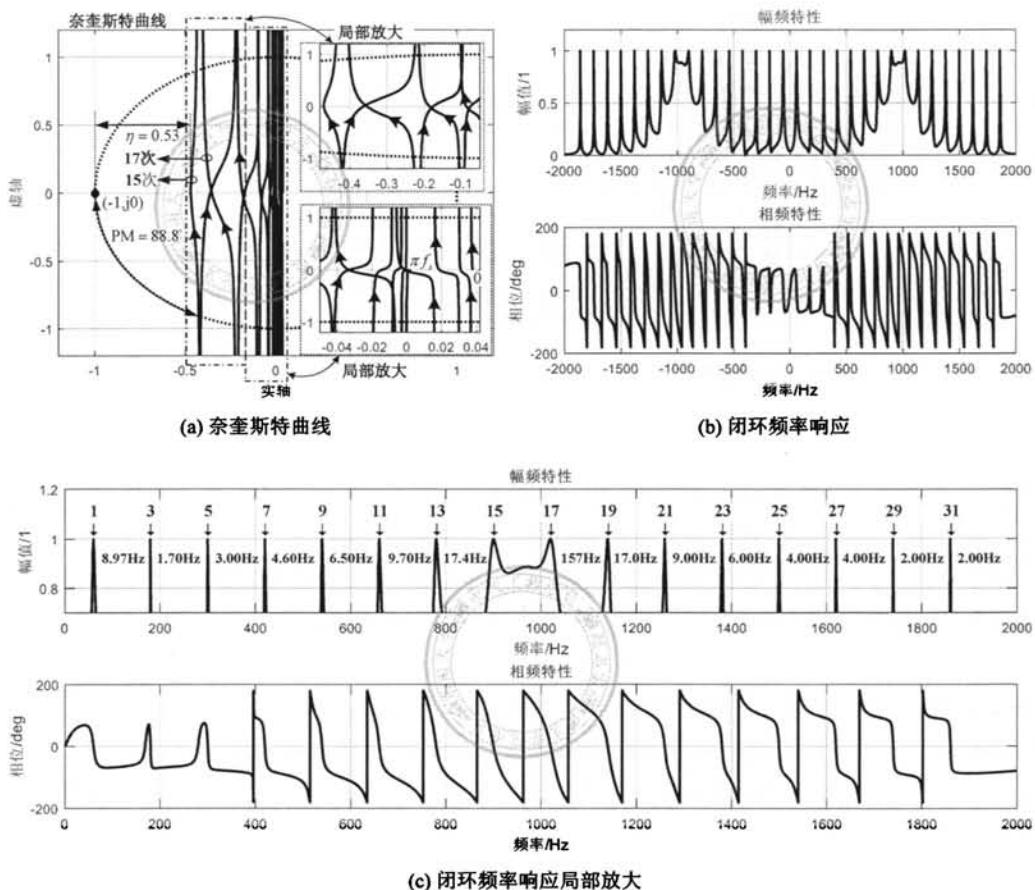
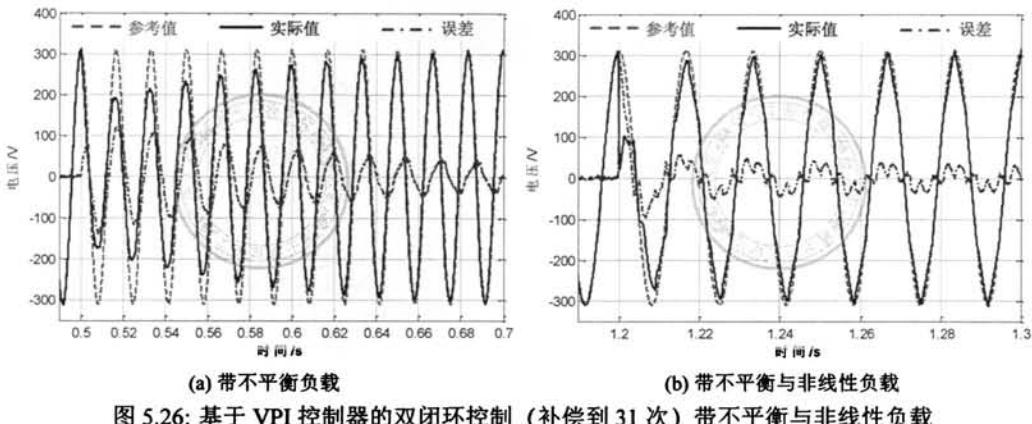


图 5.25: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 31 次)

只给出变流器输出电压的调节过程，分别如图5.26a与图5.26b所示。

通过观察图5.26可以发现，在0.5s投入不平衡负载时，输出电压经过约0.5s才完全进入稳态，其中波形没有完全给出且稳态输出电压的THD为1.33%，这是由于闭环系统在基波频次的带宽过小造成的，如图5.25c所示为8.97Hz。注意如果进一步增大基波频次的控制器增益，将导致奈氏曲线在15次与17次附近进一步靠近临界点，根据图4.40可知当 $\eta < 0.5$ 时将产生输出放大，并且也将导致系统稳定性进一步下降。由此可知，响应速度（闭环带宽）与稳定性（闭环奇异点抑制）两者是相互矛盾的，这也是VPI控制器在电压源输出变流器应用存在的局限性。另一方面，如图5.26b所示，当在1.2s投入非线性负载后，电压误差信号与图5.21d所示c相畸变电流的形状是相似的，并且电压误差呈现逐渐衰减趋势，大约经过0.7s后误差信号衰减为零，且稳态电压THD为1.94%。

与PR控制器各次补偿情况类似的是，如果希望进一步增大闭环系统在各频次的带宽，将导致奈氏曲线在15次与17次附近进一步靠近临界点，引起系统稳定性进一步下降，并且电压环将在15次与17次附近产生闭环奇异点。基于同样的考虑，如果将



VPI 控制器最高补偿次数设置为 13 次，则足以消除死区等非线性因素对输出电压的影响，在这种情况下可以适当增大控制器增益以加大系统在各频率次的带宽，如图5.27所示电压环在 1、3、…、13 次附近的带宽分别为 14.5Hz、5.3Hz、9.0Hz、13.8Hz、14.0Hz、11.4Hz 与 29.1Hz，显然此时系统在各频次的带宽要比图5.25所示情况更大。

设置 VPI 控制器参数与图5.27a相同，得到变流器空载启动输出电压调节过程如图5.27c所示，通过观察可知输出电压经过约 0.25s 进入稳态，相比图5.26所示情况的调节时间减少了一半，这正是增大系统在各频次尤其是基频次闭环带宽的结果，如图5.27b所示。尽管如此，输出电压动态响应依旧过于缓慢，调节时间甚至是图5.7b所示有效值闭环控制方式的两倍。因此，对于电压源输出变流器双闭环控制结构，当外环采用 VPI 控制器时，存在输出电压响应缓慢的问题，而这也使得电压瞬时值闭环控制所具有响应速度优势丧失殆尽。

## 5.5 离散域数字控制器的设计

以上介绍了电压源输出变流器双闭环控制策略，采取循序渐进的方式分别讨论了电流内环、电压外环以及各次谐波补偿三部分内容，重点分析了延时补偿与控制器参数设计。首先针对电流内环的设计，采用根轨迹分析方法提出了电流环最优增益设计准则，以获得系统稳定性以及阻尼率的最大化。其次，分别介绍了电压外环两种 RCs (PR 与 VPI) 的延时补偿方法，以提高系统稳定性并抑制闭环奇异点的产生。最后，将 RCs 扩展到各次谐波补偿，以抑制变流器本身（死区、直流母线电压波动）以及不平衡与非线性负载对输出电压的影响，以进一步提高负荷端的供电电压质量。然而，无论是 PR 还是 VPI 控制器，直接应用在电压源输出变流器的电压环控制均存在局限性，具体表现如下：

1) 由电流环的分析可知, 电流环增益设计的要求是尽可能增大阻尼, 最大程度抑制输出 LC 滤波器固有的谐振问题, 并以此改善电压环被控对象的频率特性。为此, 根

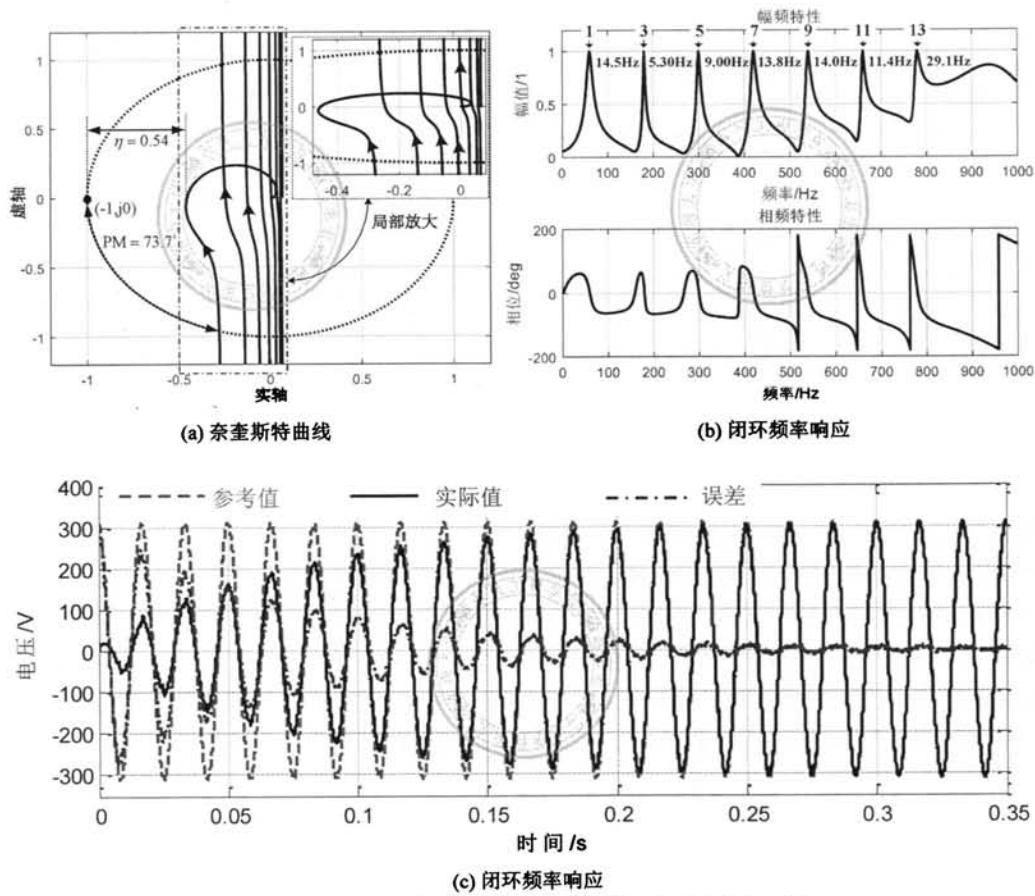


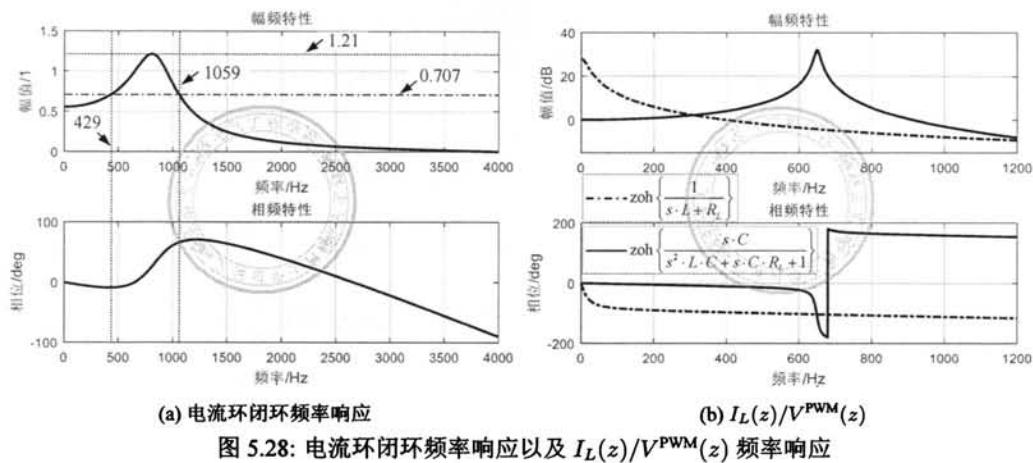
图 5.27: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 13 次)

据图5.15设置  $K_I = K_I^{opt}$ , 得到电流环闭环频率响应如图5.28a所示, 可见在最重要的基波频率处电流环闭环增益仅为 0.56, 且不存在电流环带宽的说法。

2) 无论是 PR 还是 VPI 控制器, 当需要进行高次谐波补偿时, 奈奎斯特曲线均会在 15 次与 17 次频率附近靠近临界点  $(-1, j0)$ , 这就直接限制了控制器在各频次的闭环带宽, 在控制器增益设计时难以同时满足稳定性与闭环带宽的要求。

3) 由于 VPI 控制器的出发点是单电感滤波变流器的电流环控制, 或者是在控制频率范围内被控对象与单电感滤波器的频率响应近似。然而, 对于电压源输出变流器而言, 出于对体积、成本、满载电压降落等因素的考虑, 其输出 LC 滤波器的电感量通常很小, 而为了满足截止频率的要求需要加大滤波电容值。因此在这种情况下 LC 滤波器与单 L 的频率特性是截然不同的, 如图5.28b所示单 L 与 LC 滤波器  $I_L(z)/V^{\text{PWM}}(z)$  频率响应。正因为如此, 与 PR 控制器相比, 使用 VPI 控制器并没有获得明显的优势。

针对以上存在的问题, 以下提出针对性解决办法, 首先对于内环比例增益设置问题, 舍弃传统电流环的概念, 而将注意力转移到被控对象的改造上面, 即直接以实现被控对



象最优阻尼为目标。其次，针对 RCs 在电压源输出变流器应用存在的局限性，提出一种 PS-SRF 离散域数字控制器，该控制器直接以 LC 输出滤波器为被控对象，并且考虑了内环增益以及数字控制一拍延时的影响。再次，通过类似的方法构造了 NS-SRF 数字控制器，并进一步通过 DSRFC 推导了其在静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC，实现 PS 与 NS 分量的同时控制并避免了坐标变换。最后，将构造的 DVPI-LC 控制器拓展到各次谐波分量，实现了对输出电压各次谐波分量的闭环调节。

### 5.5.1 被控对象最优阻尼设计

由以上分析可知，在电压源输出变流器的双闭环控制结构中，其中引入电流内环的根本出发点是为输出 LC 滤波器提供额外阻尼，从而改善滤波器频率特性并抑制其固有的谐振问题。因此，对于内环控制器增益的设计，应该以其所能为电压环被控对象提供的阻尼为优化目标。为此，直接考察电压环被控对象，即式(5.20)，通过调节内环增益观察被控对象闭环极点分布，如图5.29所示。

对比图5.29与图5.14可知，两者的形状是非常接近的，这也进一步说明电流反馈的作用是改善被控对象的频率特性。基于同样的目的，定义极点至单位圆距离的最小值  $\min |D_z|$ ，其定义如式(5.14)。通过逐渐增大  $K_I$  得到被控对象的极点并代入式(5.14)，得到  $\min |D_z|$  随着  $K_I$  变化曲线，如图5.30所示。

进一步，通过比较图5.30与图5.15可知，两者几乎是完全吻合的，因此基于被控对象阻尼最优化方法与电流环最优增益设计方法所得到的结果完全相同，也即当通过调节电流环增益实现内环阻尼最大时，同时也实现了电压环被控对象的最优阻尼改造。尽管如此，与电流环的设计相比较，基于被控对象最优阻尼的设计方法较更为直观，同时物理概念也更为清晰。

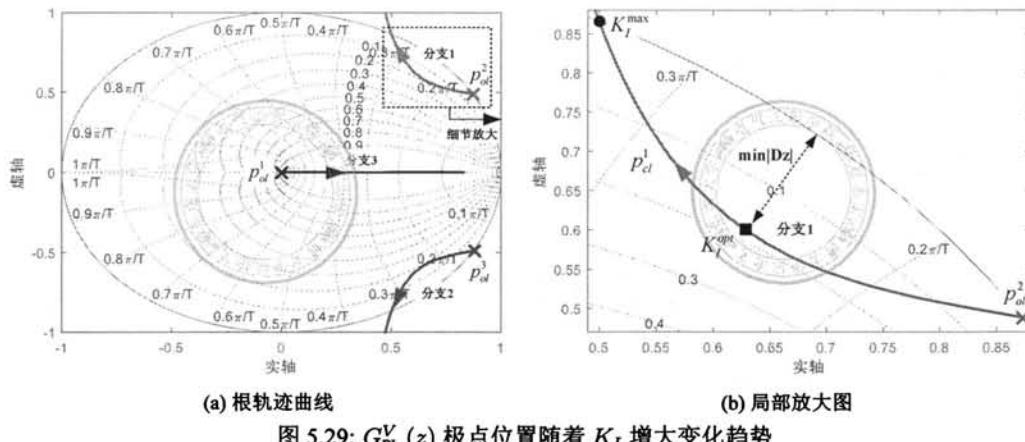


图 5.29: \$G\_{PL}^V(z)\$ 极点位置随着 \$K\_I\$ 增大变化趋势

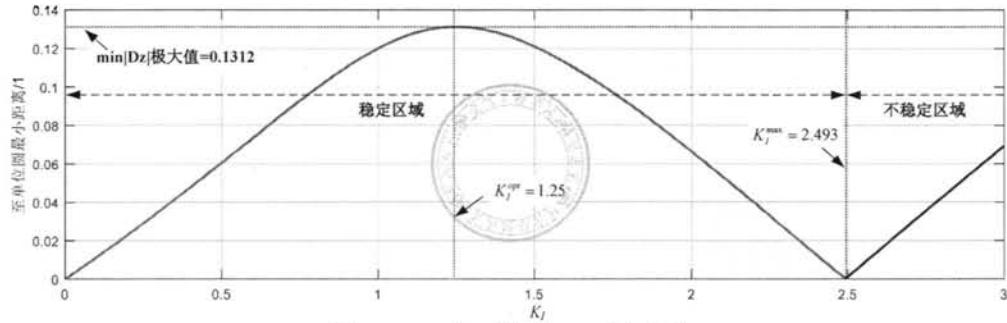


图 5.30: \$\min |D\_z|\$ 随着 \$K\_I\$ 变化规律

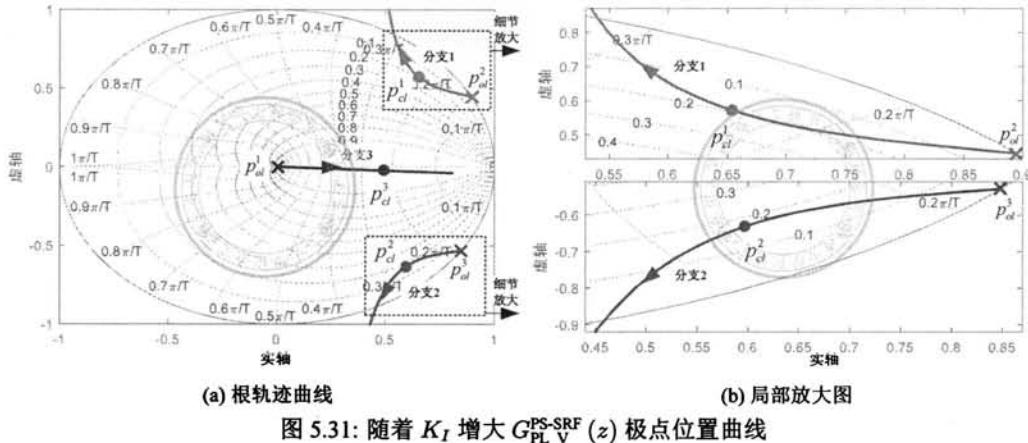
### 5.5.2 PS-SRF 电压控制器

首先, 不考虑变流器死区等非线性因素的影响, 并且认为负载为三相平衡线性负荷, 则在这种条件下, 控制器只需实现对基波正序分量的无静差调节, 为此将式(5.14)被控对象转换到 PS-SRF 坐标系, 得到:

$$G_{PL\_V}^{PS-SRF}(z) = \frac{K_I \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z \cdot e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s} + 1)}{z^3 \cdot e^{j3\omega_e \cdot T_s} - 2z^2 \cdot e^{j2\omega_e \cdot T_s} \cos(\omega_{res} T_s) + \left\{ 1 + \frac{K_L}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s) \right\} e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s} \cdot z - \frac{K_L}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)} \quad (5.22)$$

设置内环增益 \$K\_I\$ 逐渐增大, 由式(5.22)可以得到被控对象在 PS-SRF 极点的变化规律, 如图5.31所示。应用前述被控对象最优阻尼设计方法, 即则设置内环增益 \$K\_I = K\_I^{opt}\$, 此时被控对象极点处于图5.31所示的“●”处, 显然此时所有极点均位于单位圆内, 即被控对象是开环稳定的。

为此, 设置电压控制器的零点与被控对象的极点相互抵消, 并且根据分子阶次构造



$$\frac{z_1^3 - 2z_1^2 \cdot \cos(\omega_{res} T_s) + \left(1 + \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)\right) \cdot z_1 - \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)}{z^2 \cdot (z - 1)} \quad (5.23)$$

$\omega_e \cdot T_s$ , 以及  $K_V$  为控制器增益。

由式(5.22), 得到电压环开环传递函数, 并转换到静止坐标系, 如下:

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z - e^{-j\omega_e T_s} - 1) \cdot e^{-j2\omega_e T_s}} \quad (5.24)$$

如图5.32a所示,为电压环随着控制器增益  $K_V$  的根轨迹曲线,由于式(5.25)是一个复系数方程,因此系统根轨迹曲线并不关于实轴对称。首先,其中始于开环极点  $p_{ol}^1$  的根轨迹分支3始终处于单位圆内,但是随着增益  $K_V$  的增大,闭环极点  $p_d^1$  与单位圆距离逐渐减小,如图5.32b所示。其次,随着  $K_V$  增大,处于根轨迹分支1的闭环极点  $p_d^2$  逐渐向单位圆移动,并且最终处于单位圆外,导致系统不稳定,由图5.32b可知为了满足稳定性要求  $K_V < K_V^{\max 1} = 2.698$ 。最后,根轨迹分支2首先向单位圆内移动,然后迅速向单位圆靠近并最终位于单位圆外,同样为了满足稳定性要求  $K_V < K_V^{\max 2} = 2.547$ ,如图5.32b所示。

由图5.32b可知,由于闭环极点 $|p_d^1|$ 远大于 $|p_d^2|$ 与 $|p_d^3|$ ,因此分析过程中可以忽略极点 $p_d^1$ 的影响。进一步观察可知,当 $K_V < K_V^{opt}$ 时,闭环极点 $p_d^3$ 为主导极点,此时通过进一步增大 $K_V$ 可以迅速增加 $|p_d^3|$ ,从而加快输出电压响应速度。而当 $K_V > K_V^{opt}$ 时,闭环极点 $p_d^2$ 与 $p_d^3$ 均向单位圆靠近,系统稳定性呈现下降趋势。因此,当取 $K_V = K_V^{opt} = 0.597$ 时,闭环系统获得了最优的稳定性,对应的闭环极点即为图5.32a所示的“●”点。

由前述分析可知，对于闭环极点的两个重要性能指标是其模值与阻尼率，为此需要将  $z$  域的极点转换到  $s$  域，以方便对这两个指标进行求解。为此，假设  $s$  域的闭环极点

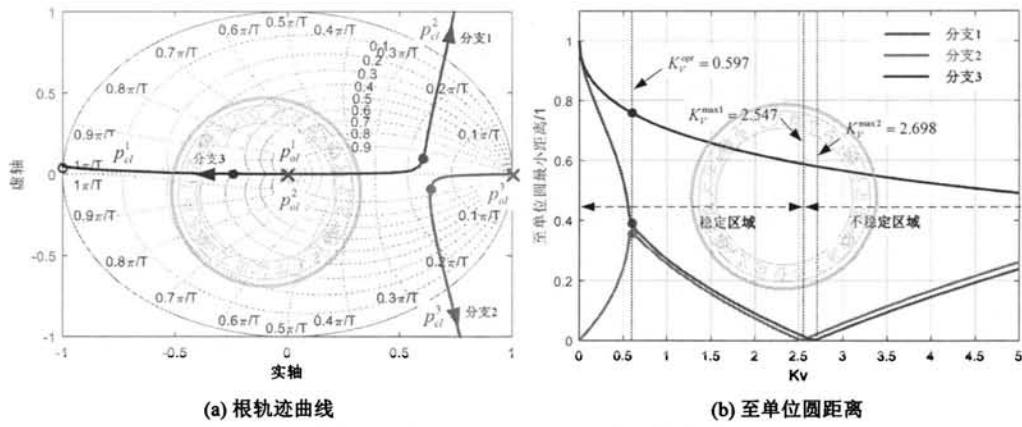


图 5.32: 电压环在 PS-SRF 坐标系根轨迹

具有如下的形式:

$$s = a \pm j \cdot b = \omega_0 \cdot \left( -\xi \pm j \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \quad (5.25)$$

其中  $a$ 、 $b$  分别为闭环极点的实部和虚部, 其中  $a < 0$  以及  $b > 0$ , 即假设闭环极点是稳定的, 而  $\omega_0$  为极点的模值, 以及  $\xi$  为阻尼率。进一步, 由  $z$  变换定义有:

$$z = e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_s} \cdot \left[ \cos \left( \omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \pm j \cdot \sin \left( \omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \right] \quad (5.26)$$

显然, 有下式成立:

$$|z| = e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_s} \quad (5.27)$$

进而得到:

$$a = -\xi \cdot \omega_0 = \frac{\ln(|z|)}{T_s} \quad (5.28)$$

另一方面, 由式(5.26)可以得到:

$$\omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} = \arctan \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \quad (5.29)$$

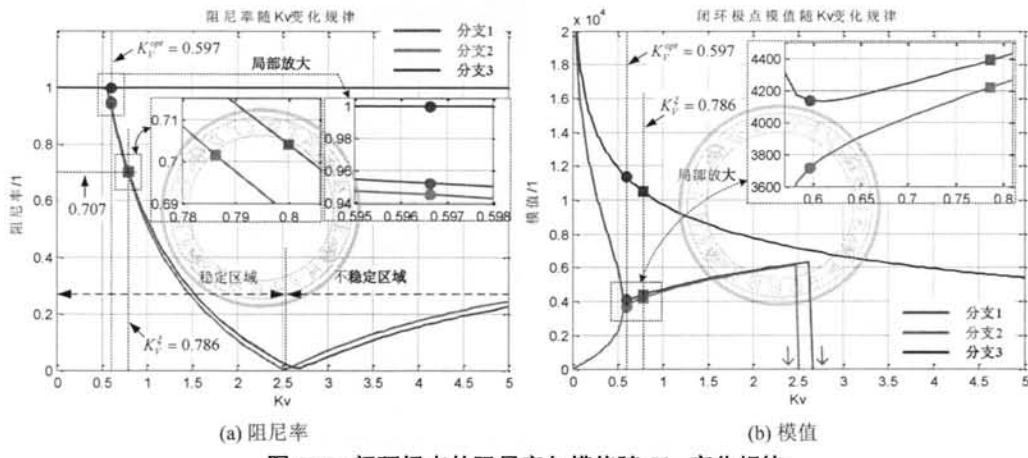
结合式(5.28)、式(5.29)可得:

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{\left\{ \arctan \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \cdot \frac{1}{a \cdot T_s} \right\}^2 + 1}} \quad (5.30)$$

进一步由式(5.28)、式(5.30)可得:

$$\omega_0 = -\frac{a}{\xi} \quad (5.31)$$

注意式(5.31)已假设极点是稳定的, 即满足  $a < 0$ , 此时模值  $\omega_0 > 0$ ; 而对于不稳定极点  $a > 0$  的情况, 则由式(5.31)可知模值  $\omega_0 < 0$ , 此时闭环极点的模值为负值仅表示该极点是不稳定极点。

图 5.33: 闭环极点的阻尼率与模值随  $K_V$  变化规律

将图5.32a根轨迹所示闭环极点代入式(5.28)、式(5.30)以及式(5.31)，得到闭环极点阻尼率以及模值随控制器增益  $K_V$  的变化规律，如图5.33所示。

首先，观察图5.33a所示阻尼率  $\xi$  随  $K_V$  的变化曲线，可见处于根轨迹分支 3 的闭环极点  $p_d^1$  阻尼率基本维持单位 1 不变，这是由于根轨迹分支 3 基本与实轴重合，如图5.32a所示。而随着  $K_V$  的增大，处于根轨迹分支 1 和分支 2 的闭环极点阻尼率的变化规律是非常接近的，并且当  $K_V < K_V^{opt}$  时两者的阻尼率几乎等于 1，此时闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  均处于实轴，其中  $K_V = K_V^{opt}$  时两者的阻尼率约为  $\xi = 0.95$ 。此外当  $K_V > K_V^{opt}$  时，闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的阻尼率呈现迅速减小趋势，直至系统阻尼率减小为零并最终进入不稳定区域。

其次，观察图5.33b所示闭环极点的模值随  $K_V$  变化规律，虽然处于根轨迹分支 3 的闭环极点  $p_d^1$  幅值总体上呈现单调衰减的趋势，但是在  $K_V$  稳定区域其幅值依然远大于另外两个极点的幅值，并且由图5.33a可知其阻尼率约等于 1，其激励的暂态分量呈单调衰减特性，因此闭环极点  $p_d^1$  对系统的影响很小，可以忽略不计。而当  $K_V < K_V^{opt}$  时闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值变化非常剧烈，表现为  $p_d^2$  的幅值急剧减小，而  $p_d^3$  的幅值急剧增加，并且  $|p_d^2|$  远大于  $|p_d^3|$ ，此时  $p_d^3$  成为闭环主导极点。而当  $K_V = K_V^{opt}$  时极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值几乎相等，并且如果进一步增加  $K_V$ ，则  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值总体依然呈现增加的趋势，但是变化非常缓慢。

综合考察闭环极点阻尼率与幅值随  $K_V$  的变化规律，当  $K_V = K_V^{opt}$  时系统几乎处于临界阻尼状态 ( $\xi = 0.95$ )，并且闭环极点幅值几乎取得了可能的最大值，此时系统获得了最快的响应速度，并且暂态相应不会发生超调。因此，从调节时间与超调量的角度考虑，此时系统获得了最佳的暂态调节响应，相应的  $K_V^{opt}$  称为临界阻尼控制器增益。

进一步，由式(5.24)可以得到系统的闭环传递函数，并对其施加阶跃信号，即可得

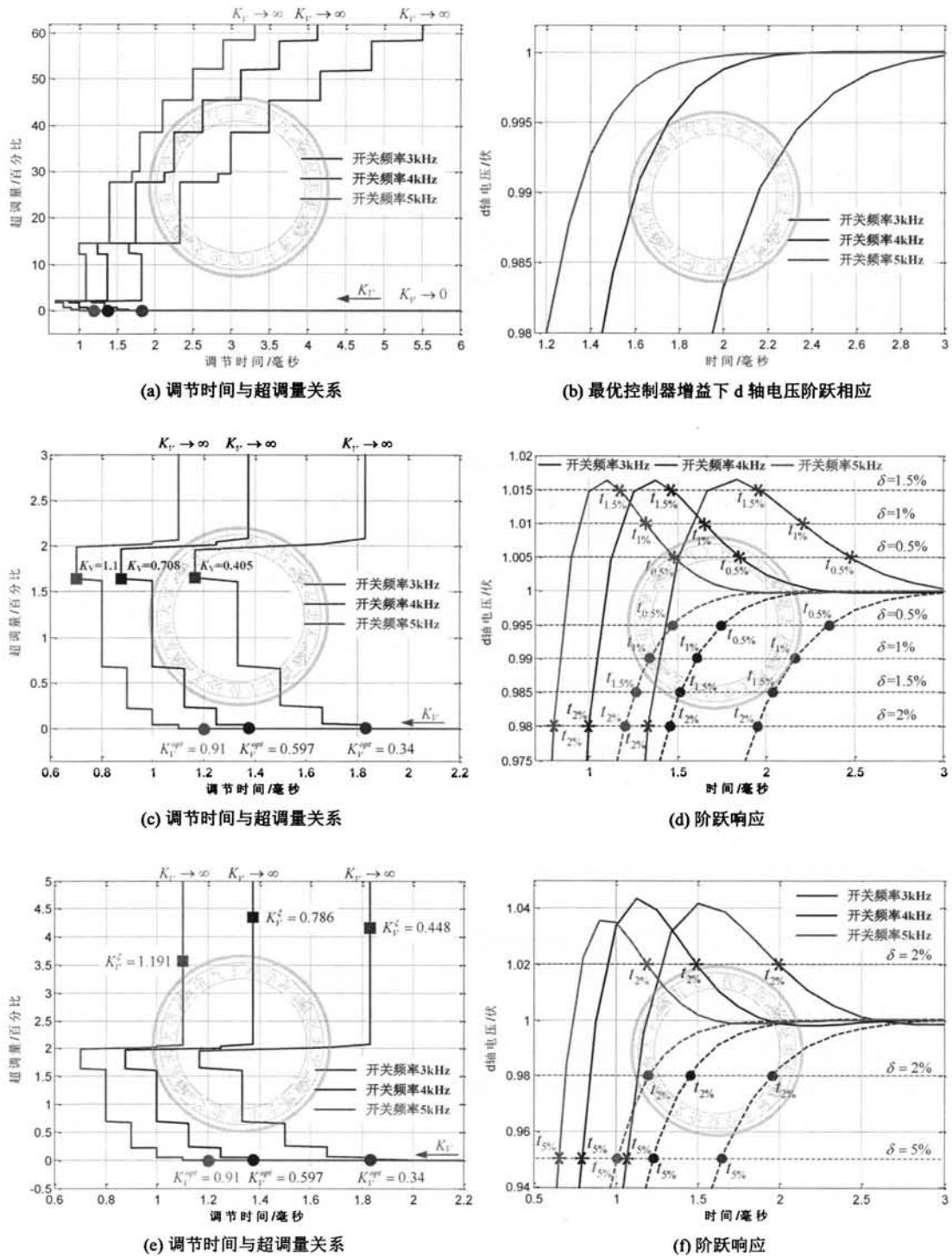


图 5.34: 临界阻尼控制器增益设计: (a) 阶跃响应调节时间与超调量的关系曲线; (b) 临界阻尼控制器增益阶跃响应; (c)(d) 调节时间与超调量局部关系图以及对应的阶跃响应; (e)(f) 临界阻尼与阻尼率 0.707 对应的调节时间与超调量关系以及对应的阶跃响应

到 d 轴电压阶跃响应，如下所示：

$$y_d = \operatorname{Re} \left\{ \mathcal{Z}^{-1} \left\{ \frac{G_{OL}^{PS-SRF}}{1 + G_{OL}^{PS-SRF}(z)} \cdot \frac{z}{z - 1} \right\} \right\} \quad (5.32)$$

分别设置开关频率为 3kHz、4kHz 与 5kHz，通过逐渐增大控制器增益  $K_V$ ，并由式(5.32)得到相应的阶跃响应，进一步求出阶跃响应的调节时间与超调量，得到两者关系曲线如图5.34a所示。通过观察可以发现，当控制器增益  $K_V$  较小时，系统处于过阻尼状态，此时阶跃响应没有产生超调，并且调节时间随着  $K_V$  的增大而逐渐减小。其中控制器增益为  $K_V^{opt}$  时对应图5.34a所示的“●”点，可见系统的的确处于临界阻尼状态，在无超调的情况下实现了调节时间的最小化，对应的阶跃响应如图5.34b所示。此外，如图5.34a所示，如果进一步增加控制器  $K_V$ ，系统的暂态响应将产生超调，并且调节时间也呈现增加的趋势。

进一步通过仔细观察图5.34a可知，在临界阻尼控制器增益  $K_V^{opt}$  附近似乎存在更优解，在这些增益处系统阶跃响应的调节时间更小且仅存在微弱的超调，为此将区域进行局部放大，即如图5.34c所示的“■”点。以开关频率为 4kHz 为例进行分析，如果以稳态误差  $\delta = 2\%$  计算调节时间，则当  $K_V = 0.708$  时的确实现了调节时间最小化的目的，其对应的阶跃响应如图5.34d实线所示。然而，如果以稳态误差  $\delta = 1\%$  计算调节时间，则“■”所示控制器增益将失去最优解的特性，如图5.34d所示其产生的超调量将超过  $\delta = 1\%$ 。另一方面，当  $K_V = K_V^{opt}$  时系统阶跃响应呈现严格单调上升特性，不会因稳态误差的定义不同而丧失最优解，因此从这个意义上来说  $K_V^{opt}$  的确是最佳选择。

另外，如图5.33b所示，由于  $|p_{cl}^1|$  要远远大于  $|p_{cl}^2|$  与  $|p_{cl}^3|$ ，并且极点  $p_{cl}^1$  的阻尼率约为 1，如图5.33a所示，则由其激励的暂态分量被迅速衰减，因此可以忽略极点  $p_{cl}^1$  对系统的影响。此时，电压环表现为一个二阶系统，经典控制理论推荐以阻尼率  $\xi = 0.707$  作为设计目标，这种设计方法在文献 [154,210] 也被广泛采用。为此，在图5.33a中令  $\xi = 0.707$ ，即图5.33a所示的“■”点，得到对应的控制增益为  $K_V^\xi = 0.786$ ，并且由图5.33b可知，此时位于根轨迹分支 1 和分支 2 的闭环极点幅值有所增大，因此  $K_V^\xi$  获得了比  $K_V^{opt}$  更快的响应速度，然而  $K_V^\xi$  的阶跃响应同时也存在超调现象。

进一步考察  $K_V^{opt}$  与  $K_V^\xi$  两者阶跃响应性能指标，如图5.34e所示，当  $K_V$  取  $K_V^\xi$  时其调节时间与超调量关系对应“■”点，而当  $K_V$  取  $K_V^{opt}$  时对应“●”点。可见在所考虑的开关频率下， $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的调节时间几乎相等，并且  $K_V$  取  $K_V^\xi$  时阶跃响应超调量约为 4%，而  $K_V$  取  $K_V^{opt}$  时没有产生超调，因此从调节时间与超调量的角度考虑， $K_V^{opt}$  要优于  $K_V^\xi$ 。

另外一方面，图5.34f所示为  $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的阶跃响应，可见  $K_V^\xi$  相比  $K_V^{opt}$  获得了更快的响应速度，表现为上升时间更小，并且如果稳态误差取  $\delta = 5\%$ ，显然此时  $K_V^\xi$  对应的调节时间  $t_{5\%}$  要比  $K_V^{opt}$  所示情况小，以开关频率 4kHz 为例， $K_V^\xi$  对应  $t_{5\%} = 0.8\text{ms}$ ，而  $K_V^{opt}$  对应  $t_{5\%} = 1.2\text{ms}$ ，因此对于侧重响应速度且允许有超调的系统， $K_V^\xi$  的确是最佳选择。然而，如果取稳态误差  $\delta = 2\%$ ，此时  $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的调节时间  $t_{2\%}$  几乎相

同，并且由于  $K_V^{opt}$  阶跃响应呈现严格单调特性，系统稳定性以及阻尼特性更高，因此对于侧重系统稳定性以及对超调敏感的系统，显然  $K_V^{opt}$  依然是最佳选择。

### 5.5.3 NS-SRF 电压控制器

同样暂时不考虑变流器自身死区等非线性因素的影响，并假设需要控制变流器输出三相基波负序电压。为此，将被控对象转换到 NS-SRF 坐标系，如下所示：

$$G_{PL\_V}^{NS\_SRF}(z) =$$

$$\frac{K_I \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s} + 1)]}{z^3 \cdot e^{-j3\omega_e \cdot T_s} - 2z^2 \cdot e^{-j2\omega_e \cdot T_s} \cos(\omega_{res} T_s) + \left\{ 1 + \frac{K_I}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s) \right\} e^{-j\omega_e \cdot T_s} \cdot z - \frac{K_I}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)} \quad (5.33)$$

如图5.35所示，为被控对象极点随着内环增益  $K_I$  的变化轨迹，其中  $K_I = K_I^{opt}$  对应的被控对象极点如“●”点所示，可见此时被控对象所有极点均处于单位圆内。

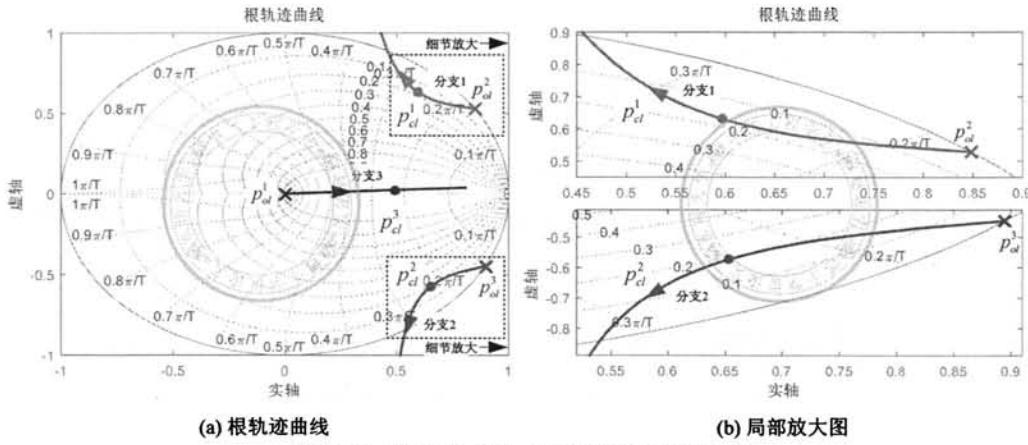


图 5.35: 随着  $K_I$  增大  $G_{PL\_V}^{NS\_SRF}$  极点位置曲线

为此，设置控制器零点与被控对象极点相互抵消，并与 PS-SRF 类似地构造控制器分母表达式，得到：

$$G_V^{NS\_SRF}(z) =$$

$$K_V \cdot \frac{z_1^3 - 2z_1^2 \cdot \cos(\omega_{res} T_s) + \left( 1 + \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot T_s} \cdot \sin(\omega_{res} T_s) \right) \cdot z_1 - \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot T_s} \cdot \sin(\omega_{res} T_s)}{z^2 \cdot (z - 1)} \quad (5.34)$$

其中  $z_1 = z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}$ ，以及  $K_V$  为控制器增益。进一步，由式(5.34)、式(5.33)可以得到系统开环传递函数，并进一步转换到静止坐标系，如下所示：

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - 1) \cdot e^{j2\omega_e \cdot T_s}} \quad (5.35)$$

进而由式(5.35), 得到电压环在 NS-SRF 坐标系随控制器增益  $K_V$  变化的根轨迹曲线, 如图5.36a所示。通过与图5.32a所示的电压环在 PS-SRF 根轨迹比较可知, 两者是关于实轴对称的, 因此有关 PS-SRF 的根轨迹分析方法在 NS-SRF 同样是成立的, 并且图5.36b所示根轨迹分支至单位圆最小距离与图5.32b是完全相同的, 并且均在  $K_V = K_V^{opt} = 0.597$  处系统获得了最佳稳定性。

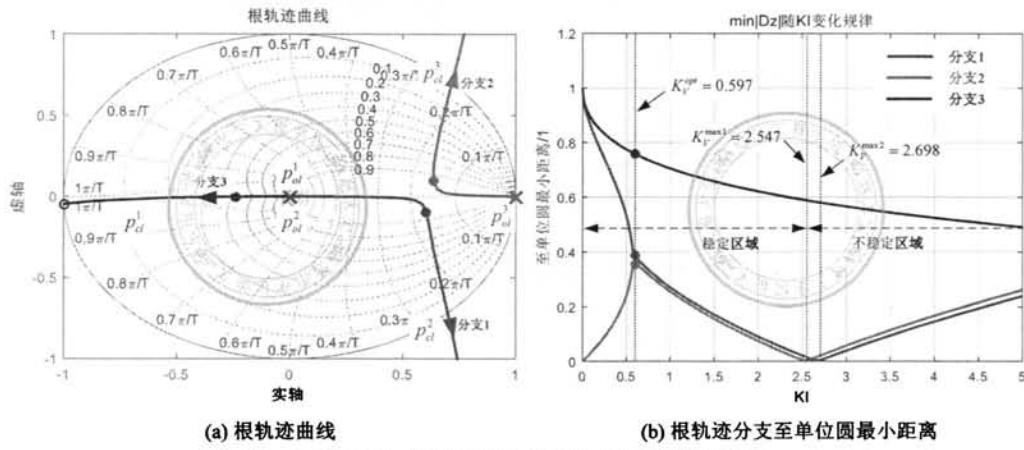


图 5.36: 电压环在 NS-SRF 坐标系根轨迹

由以上分析可知, 由于 NS-SRF 与 PS-SRF 的频率对称关系, 有关 PS-SRF 的控制器临界阻尼增益设计以及暂态响应分析在 NS-SRF 也是成立的, 两者的分析结果将获得完全相同的结论。

#### 5.5.4 静止坐标系等效控制器

为了实现控制器同时对正序与负序分量的无静差调节, 最直观的做法是采用 DSRFC 结构, 在电压环同时包含 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器, 如图5.37所示。

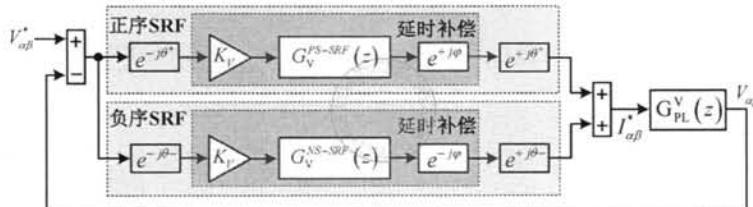


图 5.37: 电压控制器 DSRFC 控制框图

注意图5.37包含了延时补偿项, 并将控制器增益  $K_V$  作为单独项表示, 这样做的目的是为了表明  $G_V^{PS-SRF}(z)$  与  $G_V^{NS-SRF}(z)$  具有相同的控制器增益。由前述分析可知, 加入延时补偿的目的是提高系统稳定裕度并避免闭环奇异点, 尤其是对提高控制器的高次谐波补偿能力具有重要作用。因此, 有必要首先确定延时补偿角的选取, 并且为了方便起

见，首先只考虑 PS-SRF 控制器的延时补偿问题，即在图5.37中先不考虑 NS-SRF 支路，进一步结合式(5.23)、式(5.20)得到系统开环传递函数如下：

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z \cdot e^{-j \cdot \omega_e \cdot T_s} - 1) \cdot e^{-j \cdot 2\omega_e \cdot T_s}} \cdot e^{j \cdot \varphi} \quad (5.36)$$

首先需要求出奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处渐近线与实轴的夹角，为此将  $z = e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s}$  代入式(5.36)，得到开环传函在频率  $\omega_e$  处的相位角为：

$$\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) + \varphi \quad (5.37)$$

以控制频率  $\omega_e = 600\pi$  为例，由式(5.36)得到系统开环频率响应与奈奎斯特曲线分别如图5.38a与图5.38b所示。首先由图5.38a开环幅频特性可知，系统在控制频率  $\omega_e$  处的开环增益为无穷大，该特性是由 PS-SRF 电压控制器极点决定的，使得闭环系统在该频率点为单位增益输出，即实现对控制频率信号的无静差调节。此外如图5.38a所示，无论控制频率取值多少，开环幅频特性总是穿过 0dB 线两次，这一特性与图4.36所示 VPI 控制器特性是类似的。为此，将  $\omega_e = 600\pi$  代入式(5.37)得到  $\gamma = 103.5^\circ$ ，这与图5.38a所示的  $\gamma$  实际值是相等的，并且开环相频特性在控制频率  $\omega_e$  处相位突变  $180^\circ$ ，而这与 RCs 特性类似。另一方面，由图5.38b可知，奈奎斯特曲线至临界点  $(-1, j0)$  的最小距离为  $\eta = 0.858$ ，由图4.40可知这是一个非常安全的距离，此时系统获得了良好的稳定裕度并且几乎不存在输出放大问题。

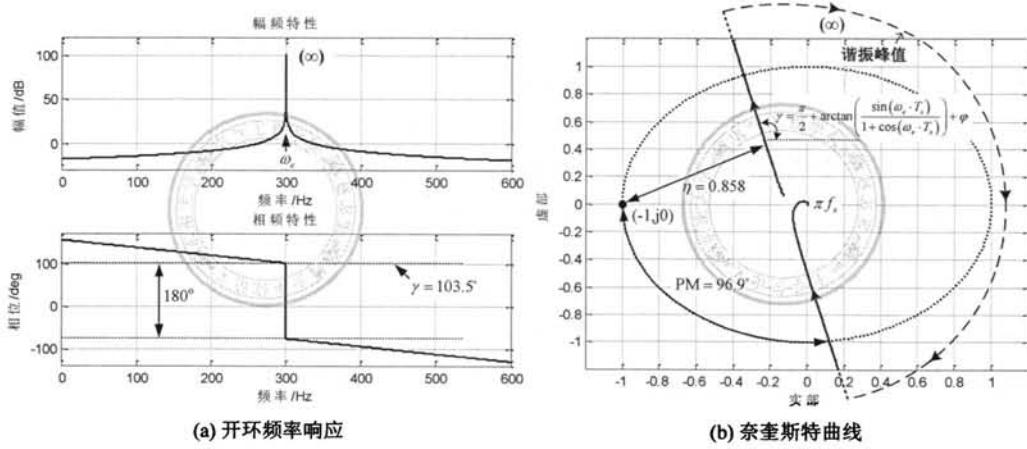


图 5.38: 开环频率响应与奈奎斯特曲线 (控制频率为 300Hz)

然而，如式(5.37)所示，随着控制频率  $\omega_e$  的升高， $\gamma$  取值也越大，即奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处渐近线与实轴的夹角变大，为了方便观察将  $\omega_e$  与  $\gamma$  关系画于图5.39a。可见，只要  $\omega_e < \pi/T_s$ ，则有  $\gamma < 180^\circ$  成立，因此在不进行延时补偿的情况下，理论上控制频率可以达到奈奎斯特频率，且闭环系统不会失去稳定性。

尽管如此，如图5.39a所示，随着控制频率  $\omega_e$  的持续升高， $\gamma$  几乎呈线性增长，也即渐近线与临界点的距离  $\eta$  越小，当控制频率接近奈奎斯特频率时，渐近线将过于靠近临界点穿越实轴，系统极易不稳定并产生严重的输出放大现象，如图5.39b所示控制频率为 1860Hz，此时渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = 173.7^\circ$ ，而奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.104$ ，显然由图4.40可知此时系统在控制频率附近将产生严重的输出放大。

鉴于以上控制系统与 PS-SRF-cPI 调节电流环呈现的巨大相似性，为此可以借鉴 PS-SRF-cPI 控制器的延时补偿方法，即调节延时补偿角  $\varphi$  使得奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处的渐近线垂直通过实轴，也即设置夹角  $\gamma = \pi/2$ 。此时，由图4.40可知此时闭环系统的稳定性最好，并且可以最大程度抑制闭环奇异点的出现，结合式(5.37)得到延时补偿角的设计方法如下：

$$\varphi = -\arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) \quad (5.38)$$

为了验证延时补偿的有效性，以控制频率 660Hz 为例，如图5.39c所示为延时补偿前系统奈奎斯特曲线，可知此时奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.827$ ，此外由式(5.37)可知渐近线与实轴夹角为  $119.7^\circ$ ，此时由于  $\gamma > \pi/2$  而产生极大的相位裕度  $PM = 117.3^\circ$ 。另一方面，由式(5.38)设置延时补偿角，相应的系统奈奎斯特曲线如图5.39d所示，显然通过延时补偿获得了期望的效果，即谐振频率处的渐近线垂直通过实轴，此时奈氏曲线至临界点最小距离增大为  $\eta = 0.96$ ，虽然此时系统相位裕度有所减小为  $PM = 87.6^\circ$ ，但是由于延时补偿后奈氏曲线至临界点距离是增大的，因此实际上系统的稳定性得到了增强。

如图5.39e与图5.39f所示，分别为延时补偿前后系统对应的闭环频率响应。通过观察可知，延时补偿前  $\varphi = 0$  时，由于控制器在谐振频率  $\omega_e$  处提供的无穷大增益，并且奈氏曲线没有包围临界点，因此闭环系统是稳定的并且实现了对频率  $\omega_e$  交流信号的无静差调节，即在控制频率  $\omega_e$  处实现单位闭环增益以及零相位输出，如图5.39e的 A 点所示。此外，同时也可以看到系统在控制频率附近存在轻微的输出放大现象，即在频率 652.9Hz 处的闭环增益为 1.17，如图5.39e所示的 B 点。另一方面，采用式(5.38)延时补偿后对应的闭环频率响应如图5.39f所示，此时同样实现了对控制频率信号的无静差调节，如图5.39f的 A 点，并且闭环幅频响应关于控制频率两侧呈现单调衰减特性，没有产生输出放大问题。因此，通过式(5.38)进行延时补偿后，系统奈氏曲线与临界点距离获得最大化，并且通过设置控制频率处的渐近线垂直穿越实轴，进一步提高了系统闭环奇异点抑制能力。

采用类似的方法对 NS-SRF 电压控制器进行延时补偿，首先将  $z = e^{-j\omega_e \cdot T_s}$  代入式(5.36)，求得开环传函在控制频率  $-\omega_e$  处的相位角为：

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) - \varphi \quad (5.39)$$

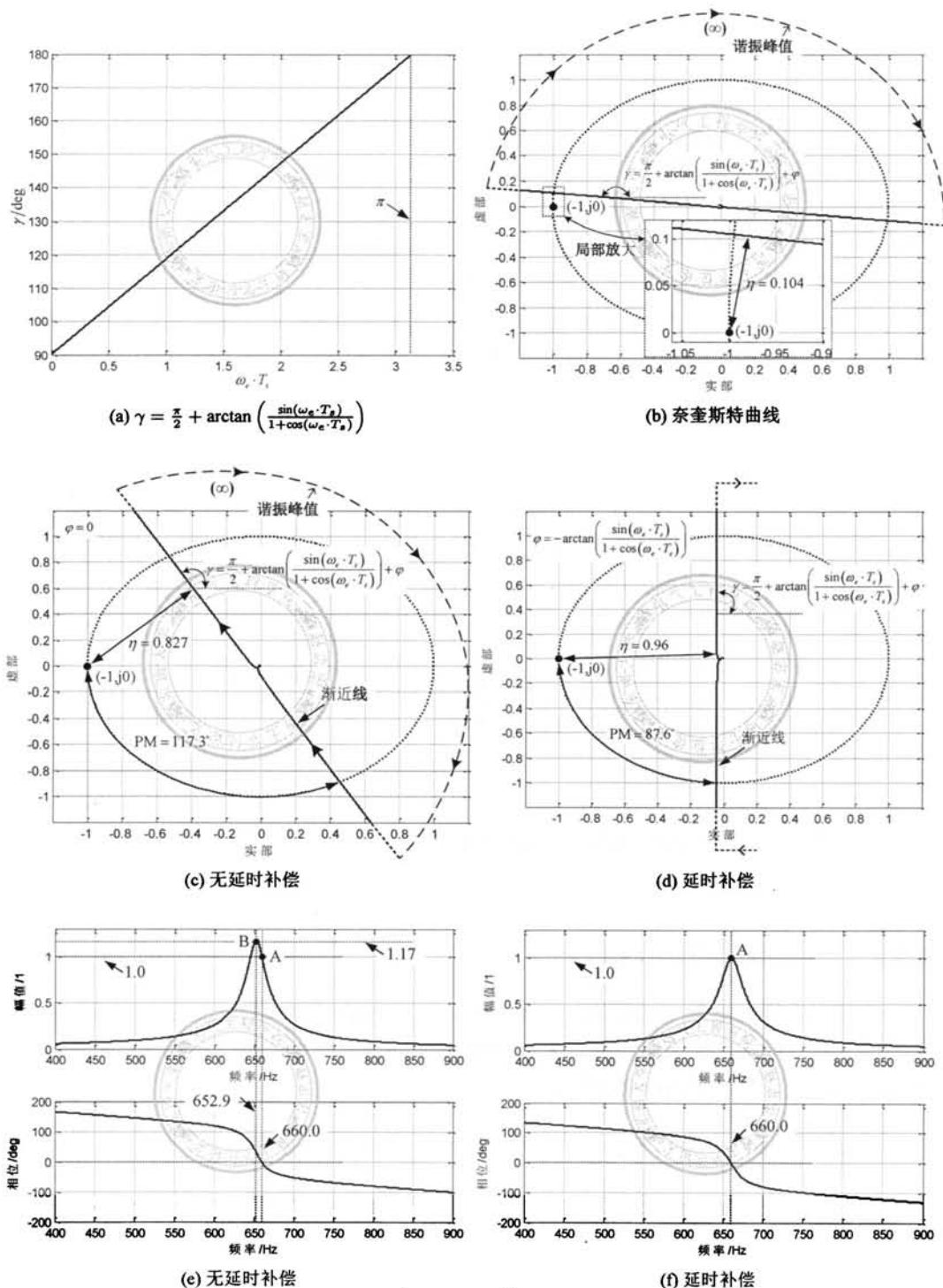


图 5.39: 延时补偿分析: (a)  $\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1+\cos(\omega_e \cdot T_s)}\right)$  曲线; (b) 控制频率 1860Hz 时系统奈奎斯特曲线; (c)(d) 控制频率 660Hz 延时补偿前后系统奈奎斯特曲线; (e)(f) 控制频率 660Hz 延时补偿前后闭环频率响应

基于同样的原理，设置  $\gamma = \pi/2$  得到延时补偿角如下：

$$\varphi = \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) \quad (5.40)$$

以控制频率  $-1020\text{Hz}$  为例，如图5.40a所示为延时补偿前后系统奈奎斯特曲线，可见延时补偿前  $\varphi = 0$  的情况下，将  $\omega_e = 2040\pi$  代入式(5.39)得到渐近线与实轴的夹角为  $\varphi = 44.1^\circ$ ，而奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.66$ ，此时闭环频率响应在控制频率附近将产生输出放大，如图5.40b所示的 B 点，即在频率  $-1012\text{Hz}$  处输出放大 1.475 倍。进一步，采用式(5.40)进行延时补偿后，如图5.40a所示，奈氏曲线在控制频率处的渐近线与实轴夹角为  $\gamma = \pi/2$ ，此时奈氏曲线至临界点距离也取得最大值为  $\eta = 0.965$ ，并且由图5.40b闭环频率响应可知此时系统没有产生闭环奇异点。

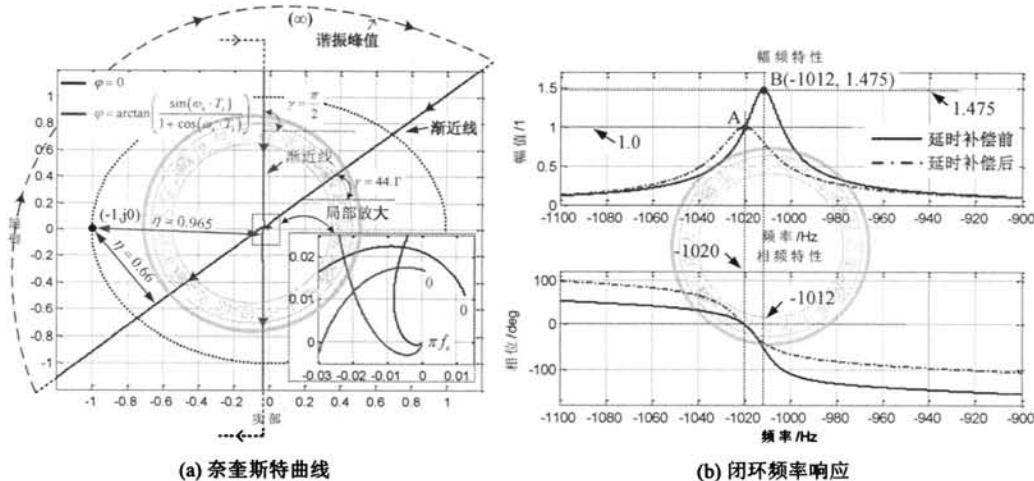


图 5.40: 延时补偿前后系统奈奎斯特曲线与闭环频率响应 (控制频率  $-1020\text{Hz}$ )

### 5.5.5 各次谐波控制

为便于实现并避免坐标变换，将图5.37所示 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器转换到静止坐标系并进行叠加，得到其在静止坐标系等效的 DVPI-LC 控制器，以实现对 PS 与 NS 分量的无静差调节，如式(5.41)所示：

$$\begin{aligned} G_V^{\text{DVPI-LC}}(z) &= G_V^{\text{PS-SRF}}(z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}) \cdot e^{+j\cdot\varphi} + G_V^{\text{NS-SRF}}(z \cdot e^{+j\omega_e \cdot T_s}) \cdot e^{-j\cdot\varphi} \\ &= K_V^1 \cdot \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3} + a_4 \cdot z^{-4}}{1 + z^{-1} \cdot b_1 + z^{-2}} \end{aligned} \quad (5.41)$$

其中  $K_V^1 = 2 \cdot K_V$ ，而差分方程各系数的取值如下：

$$b_1 = -\cos(\omega_e \cdot T_s)$$

$$a_0 = \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi)$$

$$\begin{aligned}
 a_1 &= -2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) - \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_2 &= \left[ 1 + \frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \right] \cdot \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) + 2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_3 &= -\frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \{ \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) + \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \} - \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_4 &= \frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi)
 \end{aligned}$$

设置控制频率分别为  $f_e \in \{60, 300, 420, 660\}$  Hz，并进一步设置  $K_V^1 = 0.2$  以及延时补偿角  $\varphi$  取式(5.38)，得到系统在不同控制频率下的奈奎斯特曲线以及对应的闭环频率响应分别如图5.41a与图5.41b所示。首先，通过观察图5.41a可知，经过延时补偿后，在所考虑的控制频率处，奈奎斯特曲线均实现了渐近线垂直通过实轴的目的。此外，考察系统闭环频率响应，如图5.41b所示，电压环获得了对控制频率正序与负序分量的无静差调节能力，并且在整个频率段均没有产生闭环奇异点。

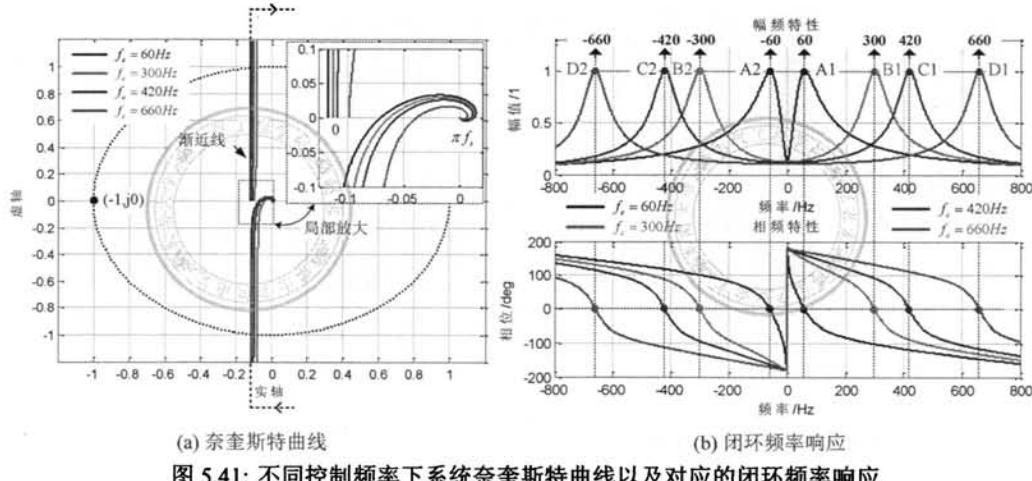


图 5.41: 不同控制频率下系统奈奎斯特曲线以及对应的闭环频率响应

进一步，将 DVPI-LC 控制器扩展到各次谐波分量，并在电压控制器中包含对各频次分量的闭环控制，以抑制变流器本身非线性因素以及外部不平衡与非线性负载对输出电压的影响，也即：

$$G_V(z) = \sum_{h=1}^N G_V^{DVPI-LC}(z) = K_V^h \cdot \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3} + a_4 \cdot z^{-4}}{1 + z^{-1} \cdot b_1 + z^{-2}} \quad (5.42)$$

其中式(5.42)多项式系数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, b_1$  与式(5.41)是相同的，只需将其中的  $\omega_e$  替换成  $h \cdot \omega_e$  即可得到，并且  $h$  为补偿次数，以及  $K_V^h$  为  $h$  次谐波分量控制器增益，并且由前述分析可知， $K_V^h$  直接决定了系统在  $h$  次频率附近的闭环带宽。

系统参数如表5.1所示，其中开关频率为 4kHz 并采用不对称 SVM 调制，并设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到 31 次，进一步通过式(5.38)对各频次进行延时补偿，得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.42所示。通过观察图5.42a可知，首先奈氏曲线在各频次的渐近线均垂直通过实轴，这正是延时补偿的目的所在。其次，图5.42b为

对应的开环频率响应，可见控制器在各频次处均提供了无穷大增益，并且开环幅频特性在各频次附近均存在两个 0dB 穿越点，伴随在各控制频率附近形成相位裕度，因此通过相位裕度将很难判断系统的整体稳定性，这种复杂的频率响应和 VPI 控制器是相同的，事实上由图 5.42a 奈奎斯特曲线可知系统相位裕度为  $PM = 80.6^\circ$ 。再次，如图 5.42c 系统闭环频率响应，由于控制器在各频次提供了无穷大开环增益，因此闭环系统在对应各频次的正序与负序分量均实现了无静差调节，即闭环频率响应在各频次的正序与负序分量实现了单位增益与零相位输出。此外，由于延时补偿的引入，奈氏曲线在各频次的渐近线垂直于实轴，因此在  $\eta$  相同的情况下系统获得了可能的最大闭环奇异点抑制能力，由图 5.42c 可知在补偿后系统在奈奎斯特频率范围内均没有产生输出放大问题。

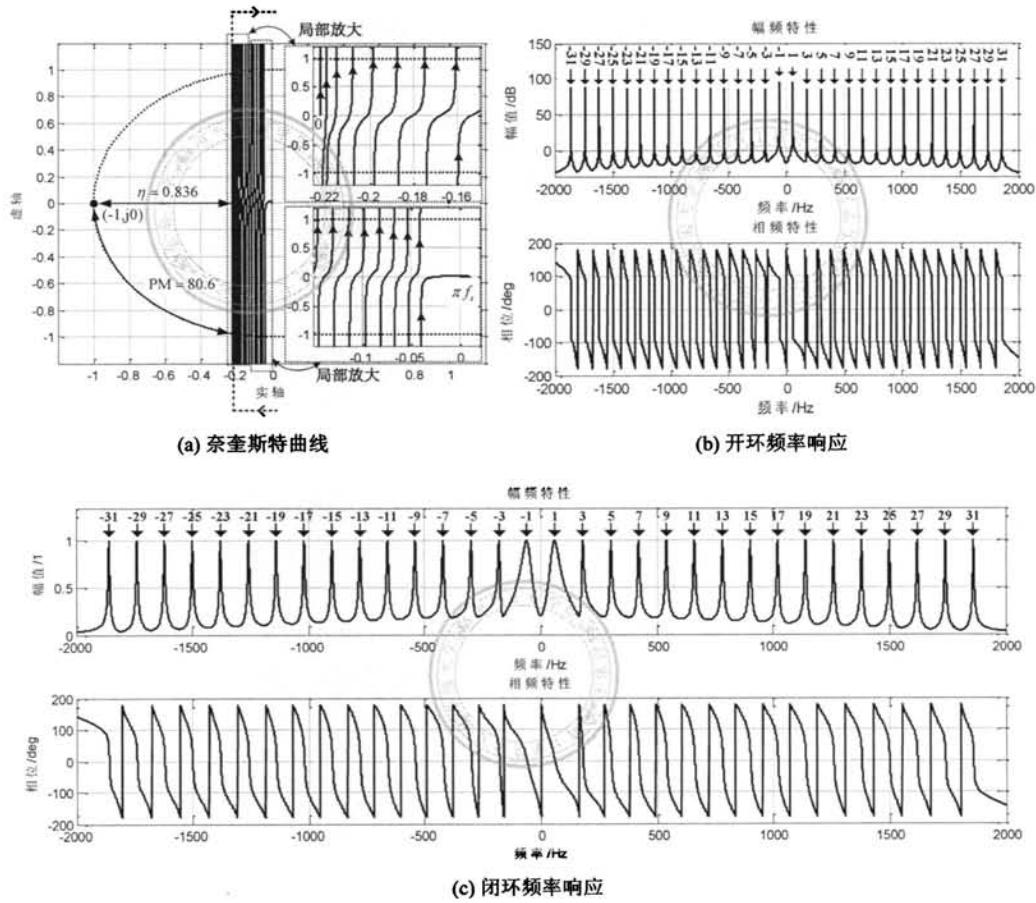


图 5.42: DVPI-LC 控制器各次谐波补偿 (补偿到 31 次)

如图 5.42c 所示，系统在  $1, 3, 5, \dots, 31$  各频次附近的带宽分别为  $44.88\text{Hz}, 9.6\text{Hz}, 9.1\text{Hz}, 9\text{Hz}, 8.8\text{Hz}, 8.6\text{Hz}, 8.3\text{Hz}, 8.1\text{Hz}, 8.0\text{Hz}, 8.0\text{Hz}, 7.0\text{Hz}, 6.0\text{Hz}, 6.0\text{Hz}$  以及  $6.0\text{Hz}$ ，由前述分析可知这是由各频次控制器增益决定的，可以根据实际需求进行具体设计。对电压源输出变流器而言，对基波频次应设计较高的带宽以获得较快

的响应速度，而对各谐波频次的要求更侧重于稳态电压输出精度，因此对各谐波频次控制器增益的设计要求是获得较好的稳定裕度表以及闭环奇异点抑制能力，避免系统出现“微振”现象并同时兼顾对直流分量的抑制能力。

同样，如果变流器输出主要为线性负载（平衡或者不平衡）或者非线性负荷所占比例很小的情况下，此时设置控制器补偿到13次谐波就足以抑制变流器死区等非线性因素的影响，此时在不削弱系统对直流分量抑制能力的基础上，可以适当增大控制器增益以获得更快的响应速度。为此，设置控制器补偿奇数次谐波并且最高补偿到13次，其中延时补偿角的选取以及基频控制器增益与图5.42所示情况相同，而各谐波频次控制器增益增大一倍，得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.43a与图5.43b所示。可见，此时系统在各频次的带宽分为为55.0Hz、20.0Hz、19.2Hz、18.8Hz、18.2Hz、17.8Hz以及17.4Hz，进一步通过对比可知，此时系统在各谐波次带宽基本上是图5.42所示情况的两倍，从而可以加快输出电压的调节速度。

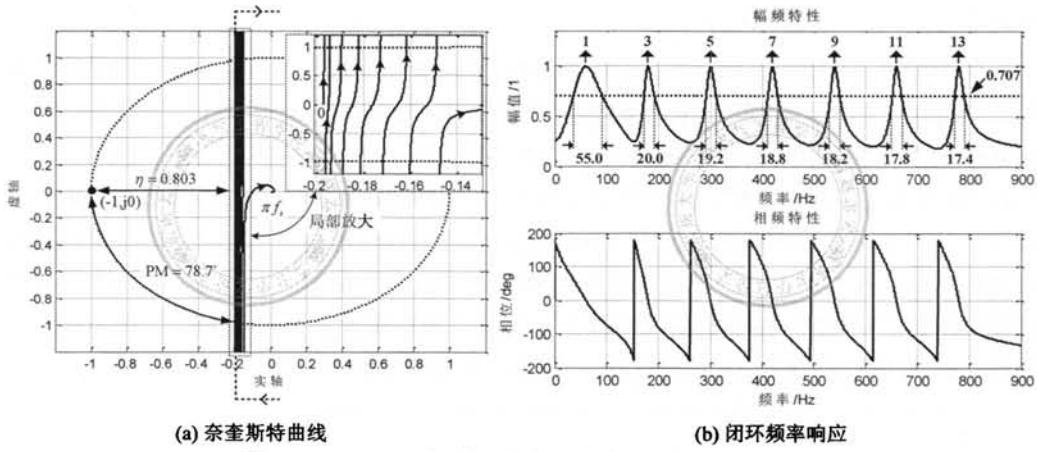


图 5.43: DVPI-LC 控制器各次谐波补偿（补偿到 13 次）

## 5.6 仿真与实验验证

以上介绍了电压源输出变流器的两类控制策略，即单电压闭环控制与电压外环+电流内环的双闭环控制。其中针对单电压闭环控制方式，介绍了输出电压有效值闭环以及基于RCs (PR与VPI)的电压瞬时值闭环控制，指出电压有效值闭环控制方式不具备不平衡以及谐波补偿能力，因此输出电压质量较差，但是由于其具有控制简单、参数调节方便以及负载鲁棒性高的优点，电压有效值闭环控制方式在实际工业现场获得了大量的应用。而对于单电压闭环瞬时值控制方式，无论是采用PR还是VPI控制器，直接应用均存在系统稳定性差、闭环带宽小、参数鲁棒性差以及潜在的谐振放大等不足，并且由于LC输出滤波器(C很大的情况)与单L滤波器频率特性的巨大差异性，导致VPI与PR控制器的控制性能趋于相同，即VPI控制器丧失了其固有的稳定性高、控制器参

数调节与延时补偿简单、滤波器参数误差鲁棒性高以及闭环奇异点抑制能力强等系列优势。

针对双闭环控制策略，鉴于电感电流内环具备过流保护的优势，为此重点介绍了电感电流内环+电压外环的控制方式，但是其分析方法同样适用于电容电流反馈控制方式。首先介绍了电流内环增益设计，提出以闭环极点与临界点距离最大为目标的参数设计方法。其次，将两种 RCs (PR 与 VPI) 引入电压外环控制器，分别介绍了延时补偿方法以及各次谐波补偿，指出两种 RCs 的直接应用均存在局限性，如在奈氏曲线将在 15~17 次附近靠近临界点，导致系统稳定性下降并容易产生输出放大，以及系统在各频次带宽过小而导致响应速度缓慢等问题。进一步，以被控对象改造为目标介绍了最优阻尼设计方法，进一步明确了电流环的本质与意义。最后，在离散域构造了 PS-SRF 电压控制器，介绍了临界阻尼参数设计方法以及延时补偿方法，并通过构造对应的 NS-SRF 控制器，得到其在静止坐标系的等效 DVPI-LC 控制器，实现了 PS 与 NS 的同时控制并避免了坐标变换，最后将 DVPI-LC 推广到各次谐波分量，以抑制死区、直流电压波动以及非线性负荷对输出电压的影响。

归纳起来，针对电压源输出变流器的控制，主要介绍了以下 6 种不同控制策略：① 电压有效值闭环控制；② 基于 PR 控制器的单电压闭环控制；③ 基于 VPI 控制器的单电压闭环控制；④ 基于 PR 控制器的双闭环控制；⑤ 基于 VPI 控制器的双闭环控制；⑥ 离散域 DVPI-LC 双闭环控制。其中针对双闭环控制策略，重点介绍了电感电流反馈方式，分别介绍了基于电流内环以及被控对象改造的内环增益最优设计方法。其中为了叙述的方便性与连贯性，在对前 5 种控制策略的分析中均包含了对应的必要仿真，为此以下重点围绕所提 DVPI-LC 控制器的控制性能进行仿真与实验验证，然而为了便于分析与性能比较，以下将包含前 5 种控制策略必要的仿真与实验结果。

针对 DVPI-LC 控制器的仿真与实验验证按照以下步骤展开：

1) 首先不考虑死区影响（死区时间设置为零），并且变流器输出接三相平衡线性负载的情况下，验证离散域 PS-SRF 电压控制器对正序电压的调节能力，以及所提延时补偿方法有效性。在此基础上，验证对提临界阻尼参数设计方法的有效性，并且与阻尼率  $\xi = 0.707$  的增益设计方法进行对比。进一步，通过 PS-SRF 电压控制器对不平衡与非线性负载的仿真，以更加直观凸显不平衡以及非线性负载对输出电压的影响。

2) 其次，同样不考虑死区的影响，设置变流器输出接不平衡负载，验证基于基频 DVPI-LC 控制器对输出电压调节能力，重点关注其负序电压补偿能力。并进一步加入非线性负载，观察其对基频 DVPI-LC 控制器的影响。

3) 再次，设置 DVPI-LC 补偿奇数次谐波且最高补偿至 13 次，在空载情况下验证 DVPI-LC 控制器的闭环死区补偿能力。进一步，设置 DVPI-LC 补偿至 31 次谐波分量，通过加入不平衡与非线性负载，验证 DVPI-LC 的输出电压调节能力，重点关注其负序以及各次谐波电压补偿能力。

为叙述方便，根据负载特性首先定义 4 种负载类型，其中 I 型负载为额定电流 100A

三相平衡感性无功负载，II型负载为额定电流100A三相不平衡感性无功负载（ $a$ 、 $b$ 相满载而 $c$ 相空载），III型负载为有效值100A整流负载，IV型负载在100A三相不平衡感性无功负载与100A整流负载，其中II型、III型和IV型负载如图5.7a所示。

### 5.6.1 PS-SRF 电压控制器

如图5.37所示，断开负序分量的支路，并且控制器采用式(5.23)所示PS-SRF电压控制器，设置变流器在 $t \in [0, 0.1]$ s空载运行，在 $t \in [0.1, 0.3]$ s输出接I型负载，在 $t \in [0.4, 0.6]$ s投入II型负载，在 $t \in [0.8, 1.0]$ s期间接III型负载，以及 $t \in [1.2, 1.5]$ s时间段接IV型负载，得到变流器在以上各工况下的负载电压如图5.44所示。

首先观察通过图5.44a与图5.44b可知，当 $K_V$ 取 $K_V^{opt}$ 时输出电压在1.5ms快速逼近参考值，并且误差信号呈现严格单调衰减特性，因此实际输出电压没有发生超调，这与前述分析 $K_V^{opt}$ 系统处于临界阻尼的结论是相吻合的。而当 $K_V$ 取 $K_V^\xi$ 时输出电压同样在1.5ms后完全跟踪指令信号，不同的是此时误差信号存在轻微振荡过程，对应的实际输出电压存在微小的超调。通过对比可以发现，在两者调节时间相同的情况下， $K_V^{opt}$ 由于输出电压没有发生超调而具备优势。

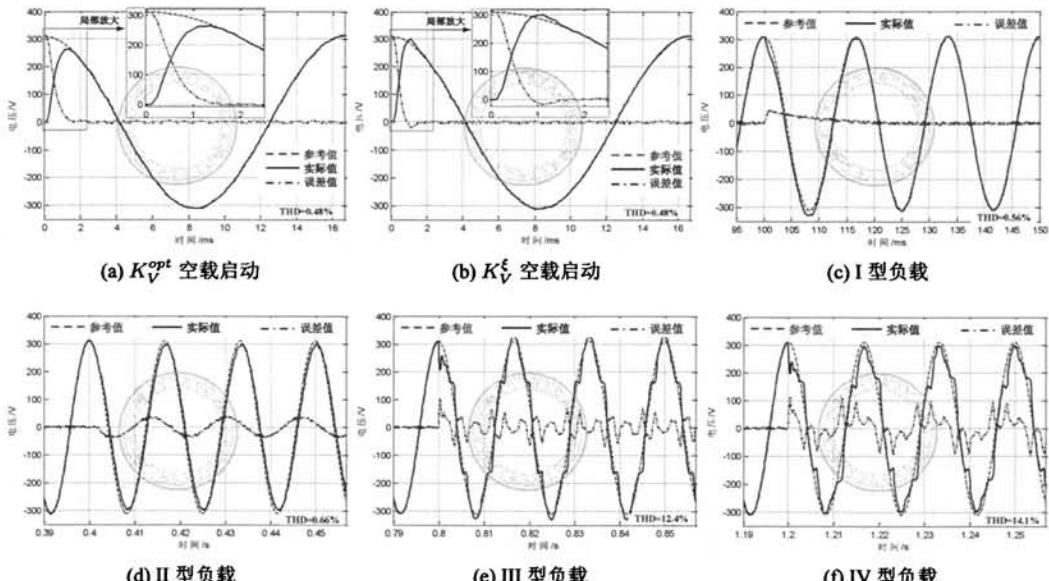


图 5.44: PS-SRF 电压控制器带不同类型负载仿真结果

如图5.44c所示，当变流器输出接三相平衡负载时，实际输出电压在经过15ms后完全跟踪指令信号，并且没有产生稳态误差，这是由于PS-SRF控制器为基波正序分量提供了无穷大增益，从而闭环系统实现了对基波正序交流信号的无静差调节。然而，如图5.44d所示，当变流器输出接不平衡负载时，由于PS-SRF控制器不具备负序调节能力，因此无法补偿由不平衡负载在输出滤波器产生的负序电压降落，这部分负序电压会以稳

态的误差形式存在，显然负载的不平衡率越大（负序分量所占比例越大），负序电压降落也越大，相应的输出电压的稳态越差也将越大。而如果变流器输出接非线性负载，如图5.44e所示，此时控制器同样无法补偿由谐波电流在输出滤波器产生的谐波压降，因此这部分谐波电压降落会以稳态误差的形式存在，并进一步导致输出电压畸变，并且谐波电流越大对输出电压的影响也越大，表现为负载端电压的总谐波畸变率增大，如图5.44e所示的输出电压 THD 为 12.4%。进一步，如果同时接不平衡与非线性负载，此时不平衡以及谐波电压将同时以负序以及谐波电压降落的稳态误差形式存在，导致实际输出电压与参考信号偏差进一步增大，如图5.44f所示。

## 5.6.2 基频 DVPI-LC 控制器

首先观察图5.45a所示空载启动情况，可以发现与图5.44a相比，输出电压调节时间更长并且误差存在振荡分量，这是由 DVPI-LC 控制器包含负序分量的极点所导致的，该极点将在 PS-SRF 激励两倍频暂态分量，从而延长调节时间并产生超调。当对变流器施加三相平衡负载时，由于 DVPI-LC 控制器由 PS-SRF 于 NS-SRF 电压控制器的叠加而成，因此通过 PS-SRF 控制器即可实现对正序分量的无静差调节，如图5.45b所示。此外，当施加 II 型不平衡负载时，由于 DVPI-LC 控制器具备负序电压调节能力，因此能够补偿由不平衡电流在输出滤波器产生的负序电压降落，从而消除不平衡负载对系统的影响，此时输出电压不存在稳态误差，如图5.45c所示。

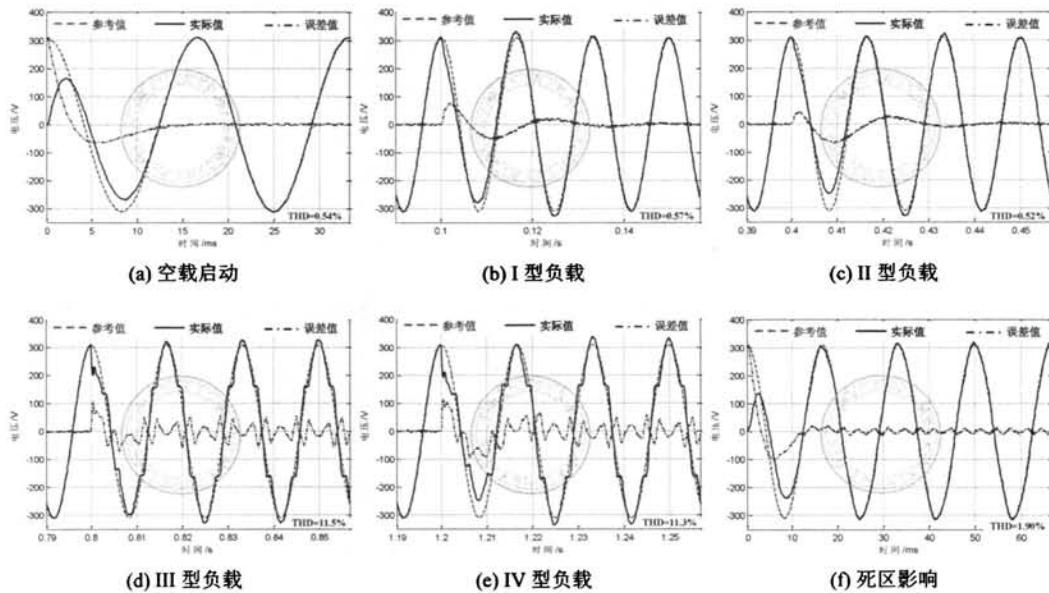


图 5.45: 基频 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果

然而，由于基频 DVPI-LC 控制器不具备高次谐波补偿能力，因此当接入非线性负载时，控制器无法补偿谐波电流在滤波器的谐波压降，导致输出电压含有负载电流谐波

频次分量，如图5.45d所示。然而，通过观察图5.45e可以发现，当施加不平衡与非线性负载时，其输出电压的稳态误差与图5.45d所示情况是相同的，这是由于基频 DVPI-LC 具备负序补偿能力，因此不平衡与非线性负载并不会导致稳态输出电压含有基波负序分量。事实上，为了防止桥臂直通，不可避免要在上管与下管的开关信号加入死区，为此设置死区时间为  $5\mu s$ ，得到空载情况下变流器输出电压如图5.45f所示，此时由于死区的非线性作用将使得输出电压畸变率增大，如图5.45f所示 THD 为 1.90%，因此为了获得高质量的供电电压，有必要进行闭环死区补偿。

### 5.6.3 各次谐波补偿 DVPI-LC 控制器

首先验证控制器的闭环死区补偿能力，为此设置 DVPI-LC 控制器补偿到 13 次谐波，并且控制器增益与图5.43相同，得到变流器空载启动输出电压如图5.46a所示，可见与图5.45f形成鲜明对比的是，输出电压不存在稳态误差，并且稳态电压 THD 减小为 0.54%，因此设置控制器补偿至 13 次谐波足以消除死区带来的影响。

为进一步考察控制器高次谐波补偿能力，设置 DVPI-LC 控制器补偿到 31 次频率分量，图5.46b为对应的空载启动输出电压调节过程，可见其与图5.46a是相接近的，都能够充分地抑制死区带来的影响。此外，当对变流器施加三相平衡以及三相不平衡负载时，变流器实际输出电压均能够无静差跟踪参考信号，分别如图5.46c与图5.46d所示，其中稳态电压 THD 分别为 0.75% 与 0.80%。

当变流器输出接非线性负载时，由于 DVPI-LC 控制器实现了对各频次的正序与负序分量的无静差调节，控制器能够补偿由负载谐波电流在输出滤波器产生的电压降落，因此输出电压在各频次的误差逐渐衰减至零，并且误差信号衰减速度由系统在各频次的闭环带宽决定，如图5.46e所示，输出电压稳态分量 THD 为 0.98%。

当变流器输出接不平衡与非线性负载时，此时输出电压的基波分量能够在一个周波内完成调节过程，而各谐波频次分量响应速度较慢，大约经过 4~5 个周波输出电压才完全进入稳态，如图5.46f所示。由前述分析可知，这是由于在控制器参数设计时，对于基波分量侧重其响应速度，而各谐波分量主要考虑输出电压的精度要求，因此参数设计时电压环在基波频次处的带宽要比各谐波频次处的带宽更高。

### 5.6.4 实验验证

实验测试条件与表5.1相同，测试仪器主要有泰克 TPS2024B 示波器、日置 PW3198 电能质量分析仪、横河 DL850E 录波仪、泰克 P5200 与品极 DP-50 差分探头、福禄克 i400s 电流钳，其中实验验证按照三相平衡负荷、三相不平衡负荷以及动态实验依次展开。

#### §A: 三相平衡负荷

在空载的情况下，变流器以额定电压直接启动，相应的输出电压调节过程如图5.47所

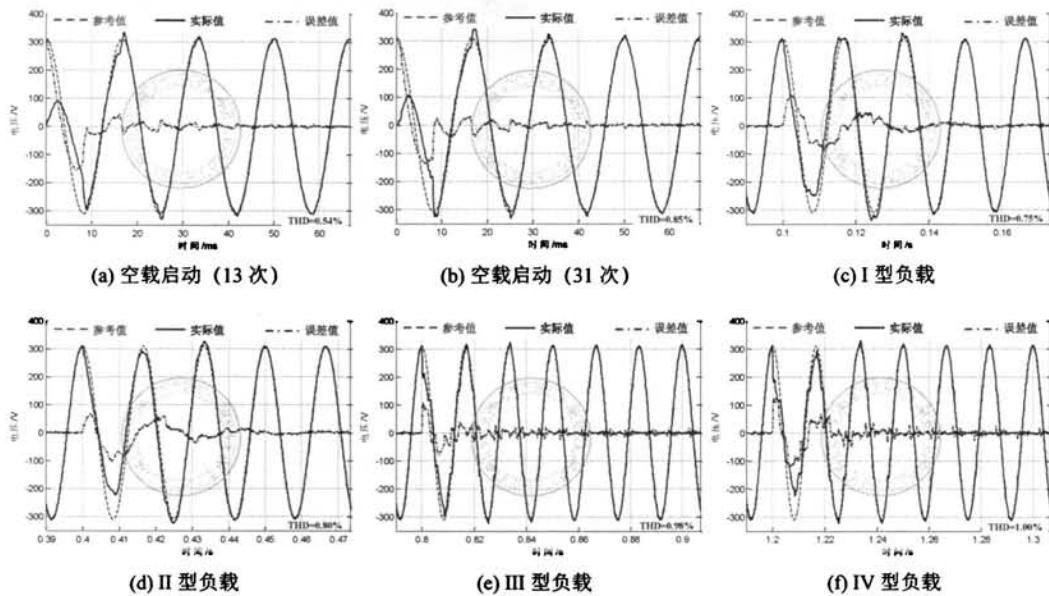


图 5.46: 多频次 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果

示, 可见实际输出电压在大约一个周波后进入稳态, 并且启动瞬间存在较大的冲击电流, 其中峰值电流达到 80A, 这是由于输出滤波器的电容值较大, 而电容的初始电压为零, 直接启动将产生较大的电容充电电流, 但是由于电容电压迅速建立, 因此冲击电流时间很短。对于容量很大的系统 (比如 MW 级), 其输出滤波电容通常很大, 此时可以采用软启动的方式代替直接启动以限制冲击电流峰值。

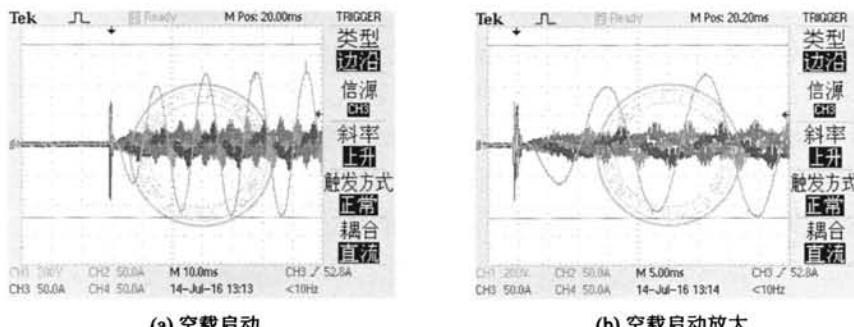


图 5.47: 变流器空载启动实验结果

考察 PS-SRF 电压控制器对输出电压的调节能力, 如图 5.48a 与图 5.48b 所示分别为变流器空载情况下的稳态输出电压及其频谱分析。可见, 此时输出电压呈现三相对称正弦波, 且稳态输出电压的 THD 为 0.91%, 其中 5 次含量较大为 1.55V, 这主要是由死区造成的。此外, 投入 100A 感性无功负荷后的输出电压及其频谱分析分别如图 5.48c 与图 5.48d 所示, 可见此时输出电压 THD 有所增加为 1.67%, 主要为 5、7 次含量较大, 分

别为 2.20V 和 1.42V。

设置 DVPI-LC 控制器补偿至 13 次谐波分量，以抑制死区等变流器自身非线性因素对输出电压的影响，如图5.48e所示为空载电压稳态波形，并由图5.48f可知此时电压 THD 为 0.32%，并且各频次含量均很小，说明 DVPI-LC 很好地抑制了死区对输出电压的影响。进一步，投入 150A 感性无功负载，输出电压实验波形如图5.48g所示，并且此时稳态电压的 THD 为 0.58%，如图5.48h所示。最后，通过对比图5.48a、图5.48c、图5.48e、图5.48g可知，无论是空载还是带载情况下，通过 DVPI-LC 控制器对各频次谐波分量的闭环调节，相应的变流器输出电压质量均有所提高，这正是闭环死区补偿的结果。

### §B: 三相不平衡负荷

再次声明，三相不平衡负荷的设置为  $a$ 、 $b$  相接 100A 感性无功负载，而  $c$  相保持空载。基于 PS-SRF 控制器的输出电压及频谱分析分别如图5.49a与图5.49b所示。可见，此时输出电压畸变率增大，如图5.49b所示 THD 为 3.16%，并且其中 3、5、7、9、11、13 次含量较大，分别为 6.16V、3.92V、2.79V、2.09V、1.56V 以及 1.16V。

针对图5.49所示情况低次谐波含量较大的问题，设置 DVPI 包含 3、5、7 次谐波控制器，得到输出电压稳态波形及频谱分析分别如图5.50a与图5.50b所示。通过对比图5.50a与图5.49a可知，此时输出电压的质量得到改善，并由图5.50b可知稳态电压 THD 下降为 1.52%，并且输出电压不含有 5、7 次谐波分量，但是依然有小部分 3 次谐波未被消除，原因将在以下进行讨论。

进一步，设置控制器补偿奇数次谐波并且最高补偿到 31 次，得到输出电压稳态波形及频谱分析分别如图5.51a与图5.51b所示，可见此时输出电压质量得到了很好的改善，其稳态 THD 为 0.95%，这其中主要是存在 3 次电压谐波为 2.49V，而其它各次谐波均得到了很好地抑制。需要特别指出的是，3 次谐波电压没有被完全消除的原因是变流器发生了过调制，此时变流器无法正确输出调制波，也即超出了变流器直流母线电压的输出能力。

### §C: 动态实验

首先考虑变流器输出无隔离变压器的情况，在变流器空载情况下突加 100A 感性无功负载的输出电压如图5.52a所示，而与之相对应的突减 100A 感性无功负载的输出电压调节过程如图5.52b所示。可见在两种情况下，变流器实际输出电压均能够快速完成调整并进入稳态，并且调节时间均小于一个周波。

对于变流器输出接有隔离变压器的情况，在变压器容量较大的情况下（比如 MVA 级），变压器投入瞬间将产生较大的励磁冲击电流，如图5.53a所示，并且由于励磁电流一般持续多个周波（典型为 3~5 个），造成输出电压在变压器充磁过程中存在较大的畸变。除此之外，变压器带负荷过程没有产生冲击电流现象，系统表现与变流器直接带负载情况基本相同，如图5.53b所示，其中图5.53c、图5.53d为带载情况下变压器原边电压与变流器输出电流稳态波形。

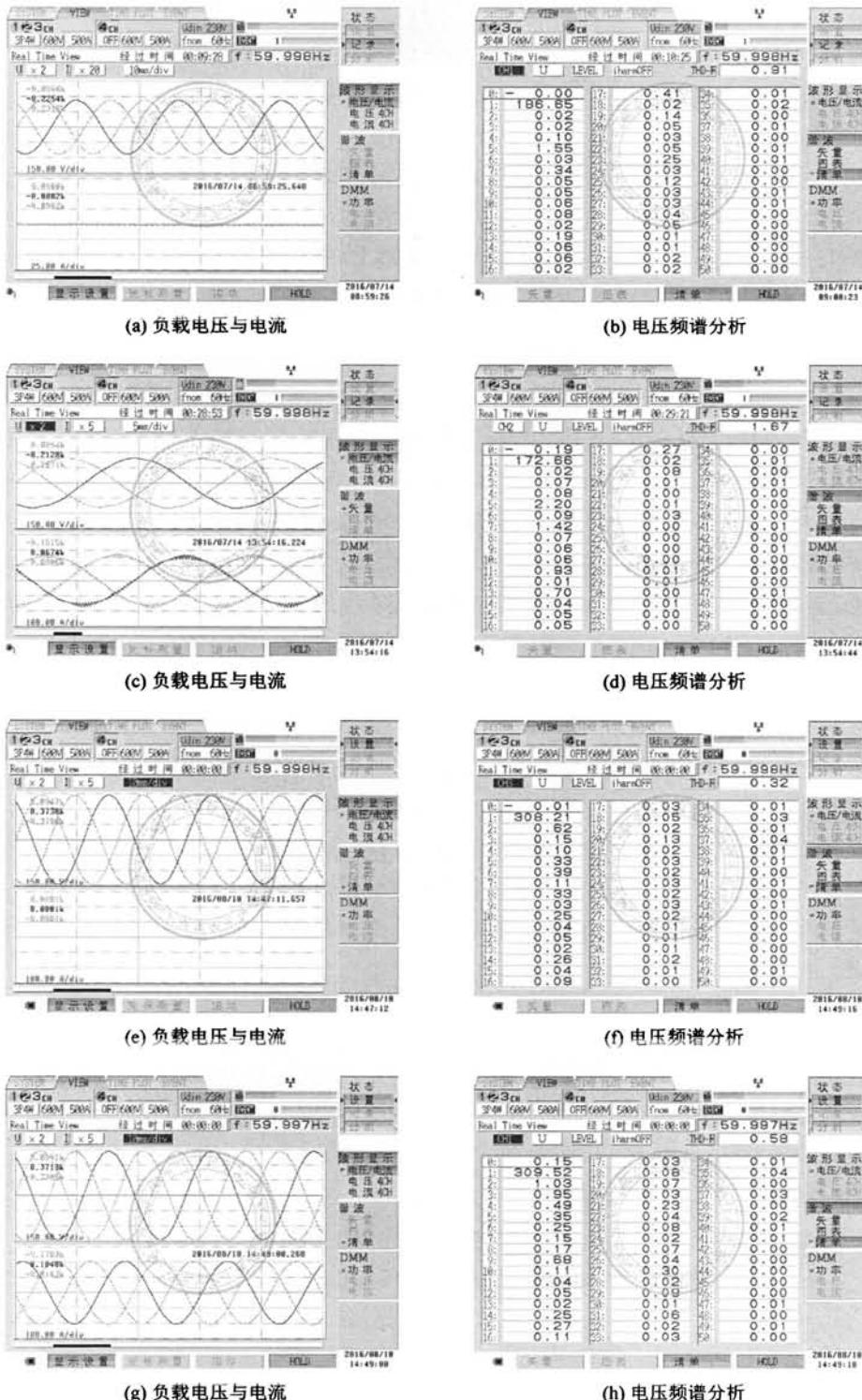


图 5.48: 三相平衡负载实验: (a)(b)PS-SRF 控制器且变流器空载; (c)(d)PS-SRF 控制器且 150A 感性无功负载; (e)(f)DVPI-LC 控制器且变流器空载; (g)(h)DVPI-LC 控制器且 150A 感性无功负载

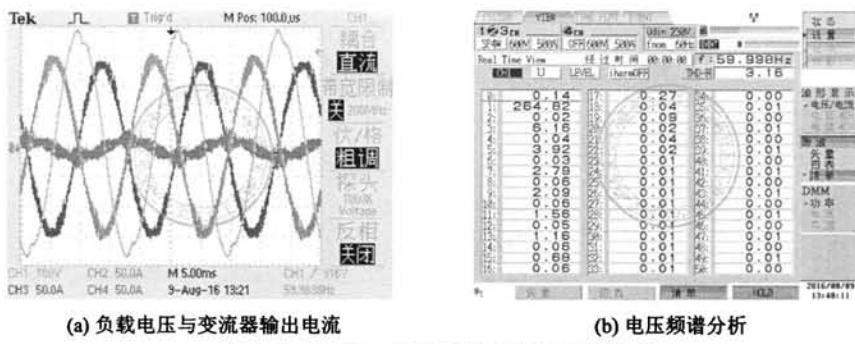


图 5.49: PS-SRF 控制器输出接不平衡负载

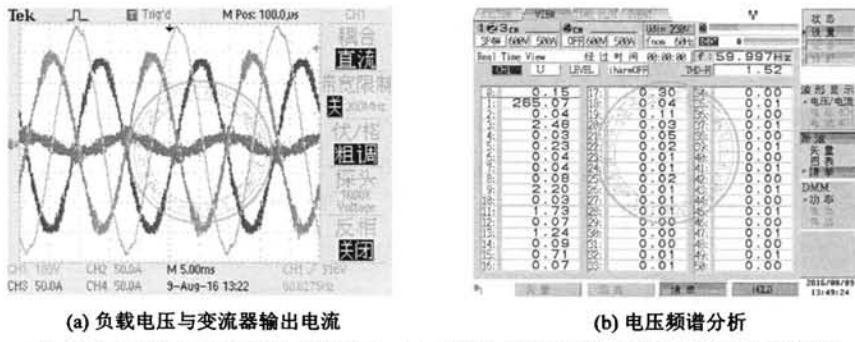


图 5.50: DVPI-LC 控制器 (补偿 3、5、7 次) 接不平衡负载输出电压及其频谱

## 5.7 本章小结

针对 PCS 在离网模式输出电压源的系统控制, 重点讨论了输出电压有效值闭环、电压瞬时值单闭环以及电压瞬时值双闭环三种控制策略。首先, 建立了系统在离散域的矢量模型, 并以电压有效值闭环为例介绍了电压源输出变流器对控制系统的要求, 即能够补偿不平衡与非线性电流在输出滤波器所产生的电压降落。其次, 将 PR 与 VPI 控制器引入单电压闭环控制方式, 详细讨论了两者的参数设计与延时补偿, 指出直接应用两者均存在系统稳定性差以及输出电压响应速度慢的不足。再次, 提出了电流内环最优阻尼增益设计方法, 并分析了基于 PR 与 VPI 控制器的电压外环延时补偿策略, 指出此时系统存在闭环带宽小以及潜在的输出放大问题。此外, 根据电流环的本质提出基于被控对象最优阻尼的参数设计方法, 进一步明确了电流环的地位与作用。最后, 在离散域提出一种 PS-SRF 电压控制器, 讨论了其延时补偿方法, 并通过构造 NS-SRF 电压控制器, 得到 DSRFC 在静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC, 并进一步将 DVPI-LC 拓展到各次谐波分量, 不但实现了闭环死区补偿, 而且可以补偿不平衡与非线性负载对输出电压的影响。