

采用 CVCF 逆变器的波形控制技术设计

引言

在电力电子装置中，以 CVCF 逆变器为核心的 UPS 得到了广泛的应用，对其输出波形主要的技术要求包括低的稳态总谐波畸变率(THD)和快速的动态响应，由于非线性负载、PWM 调制过程中的死区和逆变器系统本身的弱阻尼性等因素的影响，采用一般的闭环 PWM 控制效果不理想。本文以美国 TI 公司生产的 TMS320F240DSP 为控制芯片，采用重复控制改善系统的稳态性能，采用引入积分控制的极点配置改善系统的动态特性，实验结果表明，本方案可以同时实现高品质的稳态和动态特性。

重复控制器设计

重复控制的基本思想来源于控制理论中的内模原理，即如果希望控制系统对某一参考指令实现无静差跟踪，那么产生该参考指令的模型必须包含在稳定的闭环控制系统内部。图一是本系统采用的重复控制框图，以下对其各部分进行分析说明。

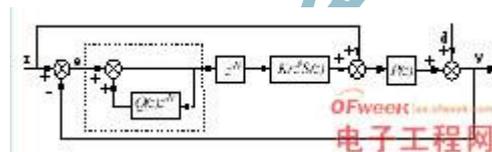


图 1 离散域重复控制器框图

$P(z)$ 是逆变器的输入与输出的离散传函，是系统中的控制对象。逆变器的开关频率比 LC 滤波器的自然频率高得多，其动态特性主要由 LC 滤波器决定，通过建立系统状态方程获得 $P(z)$ 。本系统中， $L=0.88\text{mH}$ ， $C=60\mu\text{F}$ ，电感的等效串联电阻为 0.4Ω ，开关频率和采样频率都是 10kHz ，推导出其离散传函为：

$$P(z) = \frac{0.0918z + 0.0904}{z^2 - 1.7733z + 0.9556}$$

作出其伯德图如图 2 所示，可以看到逆变器存在一个谐振峰，阻尼比很小。

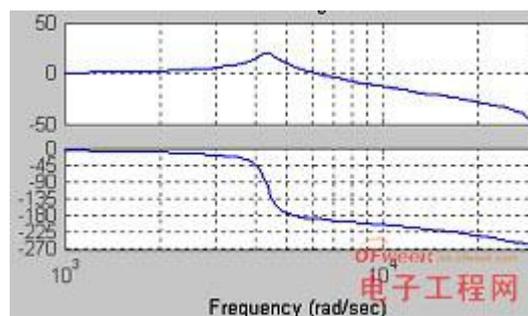


图 2 逆变器 $P(z)$ 的伯德图

图 1 中虚线框内为重复控制器的内模， N 为一个周期内采样的次数。该内模实际上是一个周期延迟正反馈环节，只要输入信号是以基波周期重复出现，其输出就是对输入信号的逐周期累加。当 $Q(z)$ 取值为 1，可视为以周期为步长的积分环节，可以达到无静差，但是给系统带来 N 个位于单位圆周的极点，使开环系统呈现临界振荡状态，本系统中 $Q(z)$ 取为 0.95，以改善系统稳定性。

图 1 中重复控制器里包含有一个补偿器

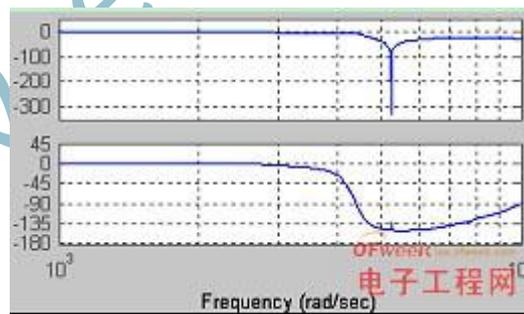
$$C(z) = K_r \cdot z^k \cdot S(z)$$

其中滤波器 $S(z)$ 由以下两部分构成

$$S_1(z) = \frac{z^0 + 2 + z^{-0}}{4}$$

$$S_2(z) = \frac{0.0772z + 0.0631}{z^2 - 1.415z + 0.5488}$$

陷波滤波器 $S_1(z)$ 主要用于对消逆变器的谐振峰值，二阶滤波器 $S_2(z)$ 主要提供高频衰减。超前环节 z^k 补偿滤波器 $S(z)$ 和控制对象 $P(z)$ 总的相位滞后， K_r 是重复控制增益。补偿器 $C(z)$ 要达到的目的是使校正后的对象中低频增益接近于 1，而高频增益则尽快地降至 -26dB 以下，同时系统在整个中低频段前向通道的总相移尽量小。取 $K_r = 0.9$ ， $z^k = z^5$ ，作出 $C(z)P(z)$ 的伯德图，如图 3 所示，可以看到设计符合要求。

图 3 $C(z)P(z)$ 的伯德图

前向通道上串接的周期延迟环节 z^{-N} 使控制动作延迟一个周期进行，即本周期检测到的误差信息在下一周期才开始影响控制量。引入周期延迟环节的主要原因是系统中含有超前环节 z^k ，如果此系统要能够物理实现，必须有一延迟环节极点配置

重复控制有效的改善逆变器稳态性能，但动态响应欠佳。实际上，逆变器的自然动态特性之所以不好，最主要的原因是逆变器自身的阻尼太弱。对此，最直接有效的解决办法就是引入状态反馈，进行极点配置，增加控制对象的阻尼。

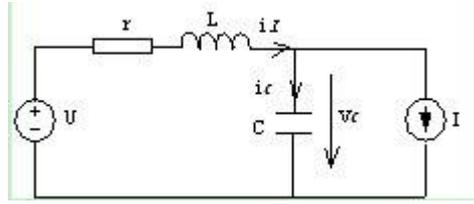


图 4 单相 PWM 逆变器模型

图 4 是为单相逆变器的等效电路，逆变器空载时阻尼最小。因此，在实施极点配置时，假定逆变器处于空载（最恶劣的情况），配置极点时应注意逆变器带载以后阻尼比会变大。

取电容电压 v_C 和电容电流 i_C 作为状态变量，PWM 逆变器的空载模型为：

$$\begin{aligned} X(k+1) &= AX(k) + BU(k) \\ y(k) &= CX(k) \end{aligned}$$

引入状态反馈

$$U = r - KX$$

其中 r 是闭环系统参考指令， K 是反馈增益阵，则闭环系统的状态方程变为：

$$\begin{aligned} X(k+1) &= (A - BK)X(k) + Br(k) \\ y(k) &= CX(k) \end{aligned}$$

将闭环极点配置在 z 域的 $0.74 \pm 0.3i$ 点，此时系统自振荡频率 ω_n 为 4454 rad/s （大致与 LC 滤波器截止频率相同）；阻尼比 ξ 为 0.5 。图 5 (a) 是系统的突加负载仿真波形，观察发现输出电压在突加瞬间跌落后不能完全回到原来的轨迹，而是有一个固有的静态误差。对反馈系统分析发现，电容电压 v_C 反馈相当于一个比例环节 P，电容电流 i_C 反馈相当于一个微分环节 D，都不能消除静态误差。因此，我们在控制系统中引入积分环节，把输出 y 的积分量和状态变量一起作为反馈量，假设这个新变量为 x_I ，即

$$x_I = \int y dt$$

原来的二阶系统变为了三阶系统

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_I \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_I \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} u$$

新增一个配置极点在 z 域的 0.1, 此时系统的突加负载仿真波形如图 5 (b) 所示, 我们可以看见原有的静态误差已经被消除。

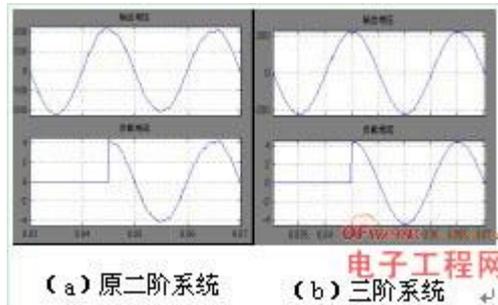


图 5 突加负载仿真对比

复合控制

综合以上两种控制方案构成整个控制系统, 其中, 状态反馈极点配置控制居于控制系统内层, 其目的是通过重新配置极点来改善系统的动态响应特性。重复控制居于控制系统外层, 其主要目的是减小非线性负载等因素造成的谐波失真。只要极点配置和重复控制单独作用时系统稳定, 那么复合系统就是稳定的。实验结果

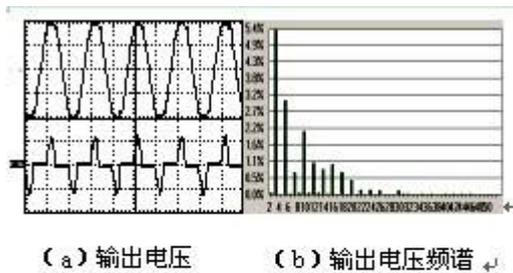


图 6 极点配置系统

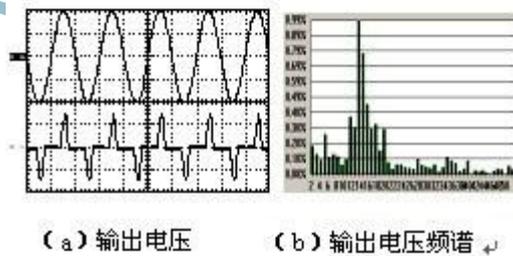


图 7 复合控制系统

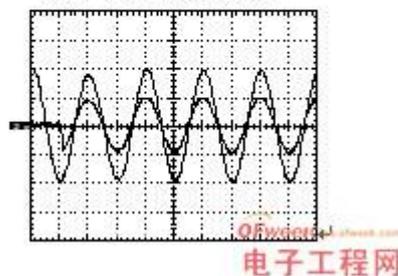


图 8 复合控制系统阻性负载突加过程

图 6 是极点配置系统带整流型非线性负载的波形, THD 值为 6.89%. 图 7 是加上外层的重复控制后的非线性负载工作波形, 负载电流峰值 15A, THD 值降为 1.42%, 分析电压频谱发现 13 次以下的谐波幅值有明显的衰减, 这验证了重复控制的谐波抑制能力主要体现在中低频段。图 8 是复合系统突加 5A 的阻性负载电压波形, 系统很快结束过渡过程, 同时也基本消除了静态误差。

结论

本文分析了重复控制和极点配置两种控制方式在数字化 CVCF 逆变器中的应用, 提出了一种基于重复控制和极点配置的复合控制策略。实验结果证明该策略使系统得到了比较理想的稳态特性和动态特性, 而且易于实现, 有一定的实用价值。

OFweek 电子工程网