

## 减少测量误差影响的误差检测- $K$ 值控制法

田新良, 杨苹<sup>†</sup>

(华南理工大学 电力学院 广东省绿色能源技术重点实验室, 广东 广州 510640)

**摘要:** 本方法检测单闭环系统或弱耦合的多闭环多控制对象的复合控制系统的误差信号 $E(s)$ 和输出值 $C(s)$ , 得到输出期望值 $R(s)$ ; 再加上 $K$ 倍 $E(s)$ 作为新的输出期望值 $R^*(s)$ , 然后使用原算法对系统实施控制. 比较传统的控制方式, 通过检测系统的输出期望值 $R(s)$ 和输出值 $C(s)$ 得到误差信号 $E(s)$ 从而实施控制, 该方法减少了测量误差对系统误差的影响. 同时, 该方法可对多控制对象中的每一个控制对象的开环增益通过系数 $K$ 进行单独调节, 从而便于实现每个控制对象开环增益的最优化, 减少了控制系统的调试难度, 降低了系统的稳态误差. 论文推导了测量误差对原控制系统的影响及该方法减少测量误差对系统误差影响的原理, 并提供了该方法在有源滤波器中的应用实例, 仿真和实验结果验证了该方法的正确性.

**关键词:** 测量误差; 稳态误差; 最优化系统; 误差检测- $K$ 值控制法; 有源滤波器

**中图分类号:** TM77      **文献标识码:** A

## Error-detection- $K$ -control for reducing effects from measurement errors

TIAN Xin-liang, YANG Ping<sup>†</sup>

(Clean Energy Technology Lab, School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

**Abstract:** In this approach, the error signal  $E(s)$  and the output signal  $C(s)$  of a single closed-loop system or a multiple closed-loop system, and a compound system of multiple-object and multiple-control with weak coupling are detected to obtain the expected output signal  $R(s)$ , and then we replace  $R(s)$  with the new expected output  $R^*(s)$  which equals  $R(s)$  plus  $K$  times  $E(s)$  and perform the control with original algorithm. Comparing this control with the traditional control in which we obtain  $E(s)$  by detecting  $R(s)$  and  $C(s)$ , we find the effect from measurement errors on system errors are reduced. Meanwhile, it makes possible to change the open-loop gain of individual controlled object by adjusting the coefficient  $K$  to achieve the optimization for the open-loop gain of individual controlled object, thus cutting down the adjusting and testing work and reducing the steady-state errors of the system. The effect from the measurement error on the original control system is derived analytically, and the principle of lowering effect from measurement errors is explained. An application of this approach to active filters is investigated, and the efficacy of this scheme is validated by simulation and experimental results.

**Key words:** measurement errors; steady state errors; optimal systems; error-detection- $K$ -control; active filters

### 1 引言(Introduction)

在自动控制领域, 系统的输出量、误差信号是通过测量得到的, 有时输出期望值也通过测量得到. 在实际应用中, 测量误差不可避免地存在, 直接影响系统的控制精度. 工程技术人员只能通过选用昂贵的精密电子元器件检测物理量, 来减少测量误差, 这种高成本的方法效果并不显著.

如果能够在控制系统中通过增加某一控制环节的方式减少测量误差对系统误差的影响, 应当是一种有效的解决方案, 在提高控制系统精度的同时, 不增加测量成本. 在无功谐波补偿领域, 文献[1-3]提

出了dq0检测法中减小电流检测误差的方法, 但该方法只是针对dq0变换过程中产生的计算误差, 而未能考虑怎样减少系统外部硬件测量过程中产生的测量误差对系统误差的影响. 在现有的控制领域, 测量误差被认为是难以消除的, 因此很少关于这一类的研究成果. 本文提出一种误差检测- $K$ 值控制法(error-detection- $K$ -control, EDKC), 通过直接检测系统的误差信号和输出值来实现, 用控制的方式来减少测量误差对系统误差的影响.

稳态误差是对系统控制精度的一种度量, 反映控制系统的稳态性能. 为减小系统的给定或扰动稳

态误差,一般采用提高开环传递函数中串联积分环节的阶次 $N$ ,或增大系统的开环放大系数 $K_k$ 的方法,为进一步减小稳态误差,可以引入扰动或给定量有关的补偿信号,采用复合控制补偿的方法<sup>[4-6]</sup>.在以上众多方法中,开环增益最优化是减少稳态误差最简单直接有效的方法.现代控制系统大部分为多闭环多控制对象的复合控制系统,系统控制调节的物理对象有多个,如果能对每一个控制对象的开环增益进行单独调节,就可以更有效地实现每个控制对象开环增益的最优化<sup>[7]</sup>.典型的多闭环复合控制系统,不会检测各控制对象的误差信号,而由于多控制变量的存在,最终输出的总误差信号中含有多个误差分量,要对这多个误差分量的增益单独进行调节必须先利用复杂的数学变换将每一个误差分量分离出来,然后进行调节.这样做不仅使整个控制算法变得复杂,而且带来了计算误差.本文提出误差检测-K值控制法,可在输出总误差信号之前测量每个误差分量并对其进行开环增益进行单独调节,使其开环增益增大 $(K+1)$ 倍,从而实现每个控制对象开环增益的最优化,减少了控制系统的调试难度,使系统的稳态误差降到最低.

## 2 EDKC控制法模型(EDKC model)

典型的闭环控制系统结构如图1所示.图1中: $C(s)$ 为输出量, $R(s)$ 为输出期望值, $E(s)$ 为误差信号, $W(s)$ 为主控制系统的传递函数.其控制方法为:检测或给定输出期望值 $R(s)$ ,检测输出量 $C(s)$ ,将 $R(s)$ 和 $C(s)$ 进行比较得到误差信号 $E(s)$ ,再通过控制器输出.

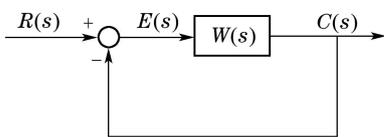


图1 典型的闭环控制系统结构图

Fig. 1 Typical closed-loop control system structure

对于无耦合或弱耦合的多闭环复合控制系统可以分解为多个单闭环控制系统,其误差也可以分解为多个误差分量.为简化模型,在此只对单闭环控制系统进行分析.

减少测量误差对系统误差影响的EDKC控制法结构如图2所示,该算法由增加的EDKC控制环节及原单闭环控制系统两部分组成.图2中: $E(s)$ 为误差信号, $R(s)$ 为输出期望值, $K$ 为误差增益, $R^*(s)$ 为新的输出期望值, $E^*(s)$ 为原误差信号, $C(s)$ 为输出值, $W(s)$ 为主控制系统的传递函数.其具体方法为:直接检测 $E(s)$ 和 $C(s)$ ,而不检测 $R(s)$ ,由 $R(s) = E(s) + C(s)$ 得到 $R(s)$ ,再将原闭环控制系统的 $R(s)$ 变

为 $R(s)$ 加上 $K$ 倍 $E(s)$ 作为原有控制系统新的输出期望值 $R^*(s)$ , $K$ 可以为任意非负数,将 $R^*(s)$ 和 $C(s)$ 作为原控制系统的输出期望值和输出量,用原控制算法对系统进行控制,原控制系统可以为单闭环或者弱耦合的多闭环多控制对象的复合控制系统.

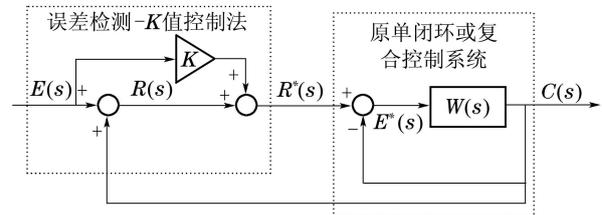


图2 EDKC控制法结构图

Fig. 2 EDKC structure

上文所述 $K$ 值的取值是依据闭环系统的误差信号 $E(s)$ 及输出值 $C(s)$ 来确定. $K$ 值取值方法:先通过等步长爬山法取 $K$ 值,比较不同 $K$ 值下闭环系统的误差信号及输出值,从而逼近 $K$ 值的最优值区域,然后再通过变步长爬山法,比较不同 $K$ 值下闭环系统的误差信号及输出值,来精确 $K$ 值的最优解.

## 3 EDKC控制法减少测量误差影响原理(EDKC analysis for reducing measurement error)

### 3.1 测量误差对原控制系统影响(The influence of measurement error on original system)

原控制系统通过检测输出量和输出期望值来实现,为分析其测量误差的影响,在此设定以下参数:

$C(s)$ 为原控制系统的输出检测量;

$C(st)$ 为原控制系统的输出实际量;

$R(s)$ 为原控制系统输出期望值的检测量;

$R(st)$ 为原控制系统输出期望值的实际量;

$e_{cc}$ 为输出量 $C(s)$ 的相对测量误差;

$e_{cr}$ 为输出期望值 $R(s)$ 的相对测量误差;

$e_{ss1}$ 为原控制系统的相对系统误差;根据相对误差的定义, $e_{cc}$ 和 $e_{cr}$ 定义如下:

$$e_{cc} = \frac{C(st) - C(s)}{C(st)}, \quad (1)$$

$$e_{cr} = \frac{R(st) - R(s)}{R(st)}. \quad (2)$$

根据实际应用控制系统的测量误差大小,设 $|e_{cc}| \leq 0.1$ , $|e_{cr}| \leq 0.1$ ;原控制系统的相对系统误差 $e_{ss1}$ 为

$$e_{ss1} = \frac{R(st) - C(st)}{R(st)}. \quad (3)$$

设原控制系统稳态时,误差信号 $E(s)$ 为定值 $K_k$ ,得

$$R(s) = C(s) + K_k. \quad (4)$$

将式(1)-(2)(4)代入式(3)得

$$e_{ss1} = \frac{e_{cr} - e_{cc}}{1 - e_{cc}} + \frac{K_k(1 - e_{cr})}{(C_s + K_k)(1 - e_{cc})}. \quad (5)$$

由式(5)可知, 原控制系统的相对系统误差 $e_{ss1}$ 由两部分组成: 第1部分系统误差由测量误差产生, 其值设为 $e_{ss11}$ :

$$e_{ss11} = \frac{e_{cr} - e_{cc}}{1 - e_{cc}}. \quad (6)$$

假如相对测量误差 $|e_{cc}| = 0.1$ ,  $|e_{cr}| = 0.1$ , 则 $e_{ss11}$ 的极限值为

$$|\lim e_{ss11}| = \frac{2}{9}. \quad (7)$$

式(7)表明, 测量误差与系统输出量为同一数量级, 对系统误差影响较大, 降低了原控制系统的控制精度. 第2部分系统误差由控制系统的误差信号 $E(s)$ 产生, 其值设为 $e_{ss12}$ :

$$e_{ss12} = \frac{K_k(1 - e_{cr})}{(C_s + K_k)(1 - e_{cc})}. \quad (8)$$

$e_{cr}$ 及 $e_{cc}$ 为相对测量误差, 实际控制系统中其绝对值都比较小, 因此 $(1 - e_{cc})$ 与 $(1 - e_{cr})$ 大小比较接近; 而 $C(s)$ 为输出量, 一般为电流、电压等, 其输出值 $C(s)$ 会比 $(1 - e_{cc})$ ,  $(1 - e_{cr})$ 大很多, 在此情况下, 可以将式(8)简化为

$$e_{ss12} = \frac{K_k}{C_s + K_k}. \quad (9)$$

式(9)表明, 误差信号 $E(s)$ 产生的相对系统误差 $e_{ss12}$ 由稳态误差 $K_k$ 决定.

### 3.2 EDKC控制法减少测量误差影响原理

(EDKC analysis for reducing influence of measurement error)

EDKC控制法通过检测系统误差信号 $E(s)$ 和输出量 $C(s)$ 来实现, 为分析其消除测量误差的原理, 在此设定以下参数:

$C(s)$ 为控制系统的输出检测量;

$C(st)$ 为控制系统的输出实际量;

$E(s)$ 为控制系统误差信号的检测量;

$E(st)$ 为控制系统误差信号的实际量;

$e_{cc}$ 为输出量 $C(s)$ 的相对测量误差;

$e_{ce}$ 为误差信号 $E(s)$ 的相对测量误差;

$e_{ss2}$ 为新控制系统的相对系统误差; 根据相对误差的定义,  $e_{cc}$ 定义如式(1),  $e_{ce}$ 定义如下:

$$e_{ce} = \frac{E(st) - E(s)}{E(st)}. \quad (10)$$

根据实际应用控制系统的测量误差大小, 设 $|e_{cc}| \leq 0.1$ ,  $|e_{ce}| \leq 0.1$ ; 新控制系统的相对系统误差 $e_{ss2}$ 为

$$e_{ss2} = \frac{E(st)}{R(st)} = \frac{E(st)}{E(st) + C(st)}. \quad (11)$$

设新控制系统处于稳态时, 误差信号 $E^*(s)$ 为定值 $K_k$ , 得

$$R^*(s) = C(s) + K_k. \quad (12)$$

由图2可知, 对于新的控制系统

$$R^*(s) = C(s) + (K + 1)E(s). \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)得

$$E(s) = \frac{K_k}{K + 1}. \quad (14)$$

由式(10)得

$$E(st) = \frac{E(s)}{1 - e_{ce}}. \quad (15)$$

将式(14)代入式(15)得

$$E(st) = \frac{K_k}{(K + 1)(1 - e_{ce})}. \quad (16)$$

将式(1)(16)代入式(11)得相对系统误差

$$e_{ss2} = \frac{K_k(1 - e_{cc})}{K_k(1 - e_{cc}) + C(s)(K + 1)(1 - e_{ce})}. \quad (17)$$

比较式(5)及式(17)可知, 原控制系统的相对系统误差 $e_{ss1}$ 由两部分组成: 第1部分由测量误差产生, 其值为式(6); 第2部分由控制系统的误差信号 $E(s)$ 产生, 其值为式(8). 而新控制系统的相对系统误差 $e_{ss2}$ 仅由控制系统的误差信号 $E(s)$ 产生, 其值为式(17).

与化简式(9)同理,  $e_{ce}$ 及 $e_{cc}$ 为相对测量误差, 实际控制系统中其绝对值都比较小, 因此 $(1 - e_{cc})$ 与 $(1 - e_{ce})$ 大小比较接近; 而 $C(s)$ 为输出量, 一般为电流、电压等,  $(1 + K)C(s)$ 会比 $(1 - e_{cc})$ ,  $(1 - e_{ce})$ 大很多, 在此情况下, 可以将式(17)简化为

$$e_{ss2} = \frac{K_k}{K_k + C(s)(K + 1)}. \quad (18)$$

式(17)及式(18)表明, 采用EDKC控制法之后, 相对系统误差 $e_{ss2}$ 与测量误差基本无关.

### 4 EDKC控制法减少稳态误差原理(EDKC analysis for reducing steady state error)

根据误差信号的定义, 由图2可知, 原闭环控制系统的误差信号为

$$E^*(s) = R^*(s) - C(s). \quad (19)$$

采用EDKC新控制系统的误差信号为

$$E(s) = R(s) - C(s). \quad (20)$$

将式(14)代入式(20)得

$$E^*(s) = (K + 1)E(s). \quad (21)$$

由式(21)可知原控制系统的误差信号 $E^*(s)$ 是EDKC控制法误差信号 $E(s)$ 的 $K + 1$ 倍, 既EDKC控制法将原控制系统的开环增益增大 $K + 1$ 倍.

在典型的多闭环复合控制系统里, 不会检测各控制对象的误差信号 $E(s)$ , 而由于多控制变量的存在, 最终输出的总误差信号 $E^*(s)$ 里通常含有多个误差

分量, 要对这多个误差分量进行单独调节必须先利用复杂的数学变换将每一个误差分量分离出来, 再进行调节. 这样不仅使整个控制算法变得复杂, 而且带来了计算误差.

EDKC控制法通过检测控制对象的误差信号来实现, 在输出总误差信号 $E^*(s)$ 之前就能够测量到每一个误差分量, 不再需要用复杂的数学变换将每一个误差分量分离出来. 同时, 该方法可对多控制对象中的每一个控制对象单独进行调节, 使其开环增益增大 $K+1$ 倍, 容易实现开环增益的最优化. 因此, EDKC控制法减少了控制系统的调试难度, 减少了系统的稳态误差.

## 5 EDKC控制法在有源滤波器中的应用 (The application of EDKC in active power filter)

### 5.1 控制原理(Control principle)

在电力系统无功谐波补偿领域, 电网电流 $i_n$ 、补偿输出电流 $i_c$ 、负载电流 $i_l$ 是通过CT(current transformer)及采样电路测量得到的. 由于现代加工制造业的局限性, CT及电子元器件的精度受限, 导致测量结果与测量实际值存在偏差, 测量误差的存在影响了无功谐波补偿装置的控制精度. 传统的控制方法, 工程技术人员通过选用昂贵的高精度CT及电子元器件测量电流, 来减少测量误差.

另一方面, 有源电力滤波器的控制系统比较复杂,

为双闭环或多闭环的复合控制系统, 需要对电网谐波、无功、零序电流及直流侧电压等多个对象进行控制调节<sup>[8-11]</sup>. 由于多控制对象的存在, 最终计算得到的总误差电流包含谐波、无功、零序电流、直流分量等多个误差分量, 要对这多个误差分量的增益进行单独调节, 必须先利用复杂的数学变换将每一个误差分量分离出来, 再进行调节.

针对有源电力滤波器的特点, 将EDKC控制法应用在其控制系统中, 既减少了电流测量误差对系统误差的影响, 又可以对谐波、无功、零序电流、直流分量等多个误差分量的增益进行单独调节, 提高了整个控制系统的控制精度.

并联型有源滤波器的EDKC控制法原理如图3所示, 图3中:  $i_n$ 为电网电流,  $i_c$ 为补偿输出电流,  $i_l$ 为负载电流,  $K$ 为电网电流增益,  $i_l^*$ 为新的负载参考电流,  $i_c^*$ 为补偿输出参考电流,  $i_e$ 为补偿电流差值,  $U_{dc}$ 为直流侧电压,  $U_{dcref}$ 为直流侧参考电压. 其具体方法为: 直接检测电网电流 $i_n$ 和补偿输出电流 $i_c$ , 而不检测负载电流 $i_l$ , 由 $i_l = i_n + i_c$ 得到负载电流 $i_l$ ,  $i_l$ 加上 $K$ 倍电网电流 $i_n$ 作为新的负载参考电流 $i_l^*$ , 然后通过dq0变换或傅立叶变换及低通滤波从 $i_l^*$ 中分离出 $i_l$ 及 $K$ 倍 $i_n$ 的基波分量, 用 $i_l^*$ 减去基波分量得到补偿输出谐波、无功、零序、直流参考电流 $i_c^*$ , 同时可以根据补偿需求将无功或零序电流从 $i_l^*$ 中分离, 最后通过功率器件向电网注入与 $i_c^*$ 大小相等方向相反的电流.

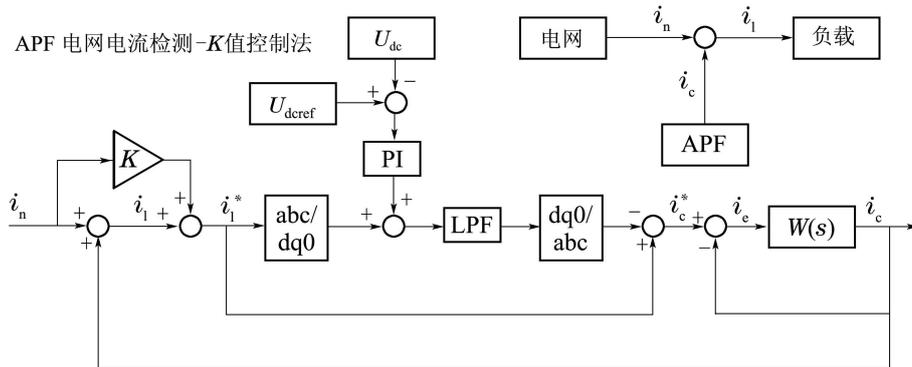


图3 有源滤波器的EDKC控制法

Fig. 3 EDKC for active filters

有源滤波器的EDKC控制法, 通过检测补偿输出电流 $i_c$ 和电网电流 $i_n$ 来实现, 其对电网谐波、无功、零序电流进行补偿的控制原理如图4所示, 图中各电量定义与图3相同. 因直流侧电压为一定值, 对控制精度要求相对而言并不高, 在此不做考虑.

因该系统的补偿控制对象为电网谐波、无功、零序电流, 基波分量必需分离, 在此不考虑基波分

量. 其对电网谐波、无功、零序电流进行补偿的控制原理图可以简化为图5所示. 图5中:  $i_{ch}$ 为滤波器补偿输出电流分离基波后的检测量,  $i_{nh}$ 为电网电流分离基波后的检测量,  $i_{lh}$ 为负载电流分离基波后的计算量.

在此应用实例中,  $i_{nh}$ 等同为系统的误差信号 $E(s)$ ,  $i_c$ 等同为系统的输出值 $C(s)$ ,  $i_{lh}$ 等同为系统

的输出期望值 $R(s)$ .

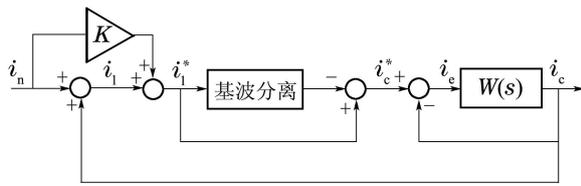


图 4 EDKC控制法电流补偿控制原理图

Fig. 4 Principle of EDKC for current compensation

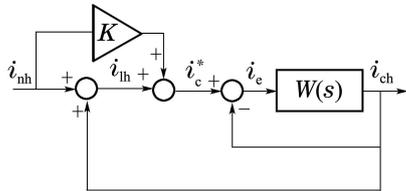


图 5 EDKC控制法电流补偿简化原理图

Fig. 5 Simplified diagram of EDKC for current compensation

### 5.2 建模与仿真(Modeling and simulation)

传统并联型有源电力滤波器的控制模型如图6

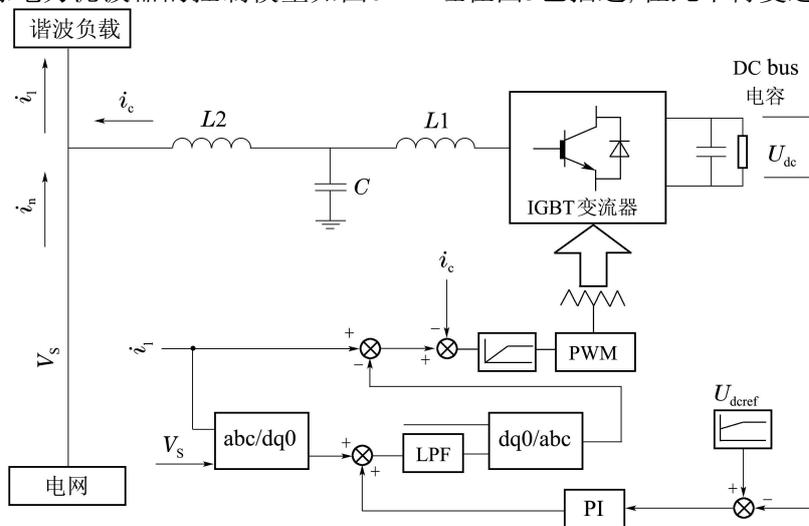


图 6 传统有源滤波器的控制模型

Fig. 6 Control model of traditional active filter

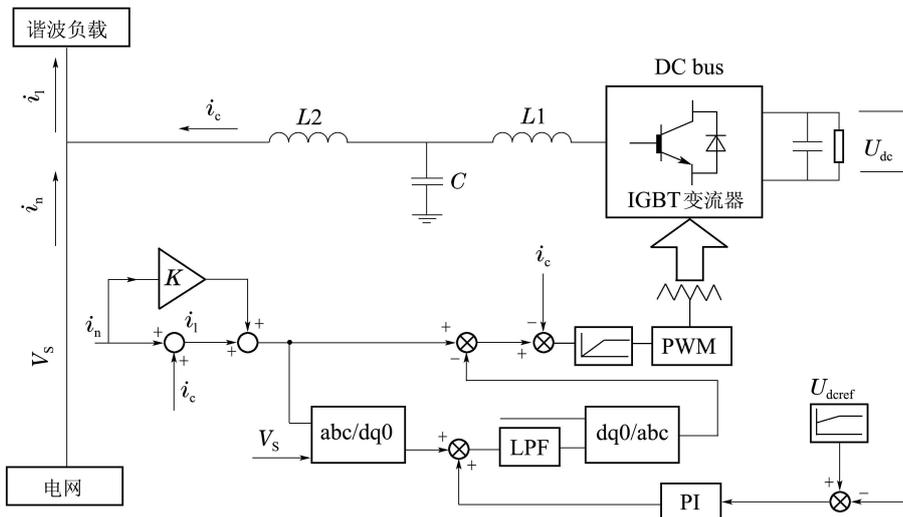


图 7 有源滤波器的EDKC控制模型

Fig. 7 Control model of EDKC for active filter

所示, 图 6 中:  $L1$ ,  $C$ ,  $L2$  表示有源滤波器 (active power filter, APF) 输出端的 LCL 滤波器,  $V_s$  为电网电压, 其他电量定义与图 3 相同. 其通过检测负载电流  $i_l$  和补偿输出电流  $i_c$  来实现, 以补偿负载谐波电流为控制目标, 由于测量误差及稳态误差的存在, 其补偿精度受到了影响, 当补偿后电网电流仍存在较大的谐波含量时, 系统不能够检测并予以补偿. 而谐波补偿的直接目标是电网的谐波, 因此该方法不能算是真正意义上的闭环控制, 其控制原理在图 3 已有类似描述, 在此不再复述.

采用 EDKC 控制法的有源电力滤波器的控制模型如图 7 所示, 图 7 中各电量定义与图 6 相同. 该方法通过检测电网电流  $i_n$  和补偿输出电流  $i_c$  来实现, 以补偿电网谐波电流为控制目标, 使电网谐波无限接近零, 即使存在较大测量误差也基本不会影响补偿精度, 从而实现了真正的闭环控制. 控制原理在图 3 已描述, 在此不再复述.

根据上述有源电力滤波器装置EDKC控制法的控制模型,利用MATLAB仿真软件建立100 A补偿电流的仿真模型,仿真模型中各参数如下:

系统相电压为220 V;系统线路阻抗为 $0.1\ \Omega + 0.1\ \text{mH}$ ;LCL滤波器中, $L1 = 0.25\ \text{mH}$ , $C = 68\ \mu\text{F}$ , $L2 = 0.03\ \text{mH}$ ;变流器开关频率10 kHz,采样频率20 kHz,直流侧电容 $5000\ \mu\text{F}$ ,谐波负载采用三相整流桥整流后加RLC负载实现;为了验证上述控制方法的有效性,仿真过程中 $K$ 值设为6,检测电网电流 $i_n$ 的比例因子设为1,而补偿输出电流 $i_c$ 的比例因子设为0.9,让补偿输出电流存在10%的测量误差.

当负载谐波含量为25.99%的感性负载时,其仿真结果如图8所示,图8(a)为负载电流波形,图8(b)为电网电流波形.经采用EDKC控制法补偿后,电网电流谐波含量下降为0.37%.

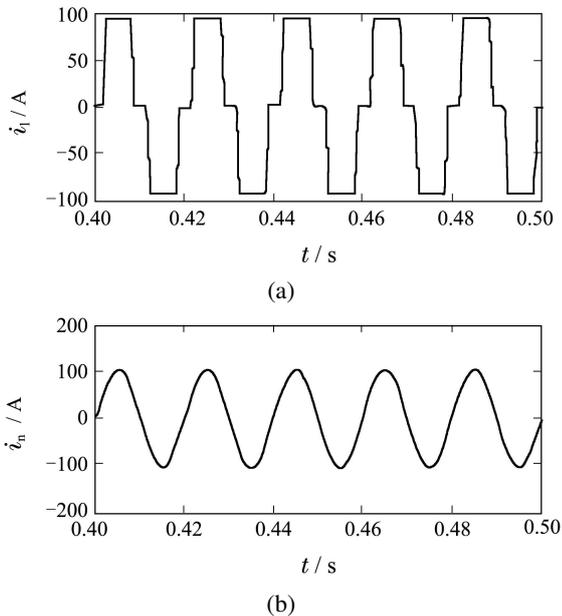


图8 负载谐波为25.99%时的补偿效果

Fig. 8 Compensation effect with load harmonic 25.99%

当负载谐波含量为46.82%的容性负载时,其仿真结果如图9所示,图9(a)为负载电流波形,图9(b)为电网电流波形.经采用EDKC控制法补偿后,电网电流谐波含量下降为0.48%.

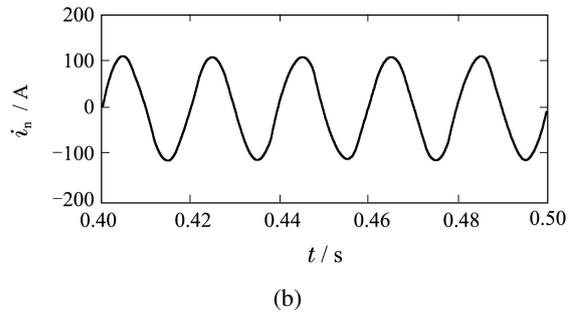
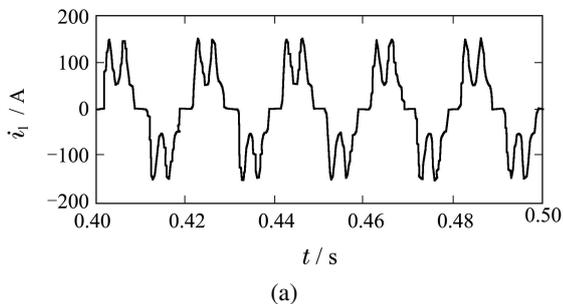


图9 负载谐波为46.82%时的补偿效果

Fig. 9 Compensation effect with load harmonic 46.82%

当负载谐波含量为46.82%的容性负载时,经EDKC控制法计算出的谐波电流及IPM模块输出的补偿电流分别如图10(a)及图10(b)所示.从图可以看出,补偿电流很好的跟踪了负载谐波电流.

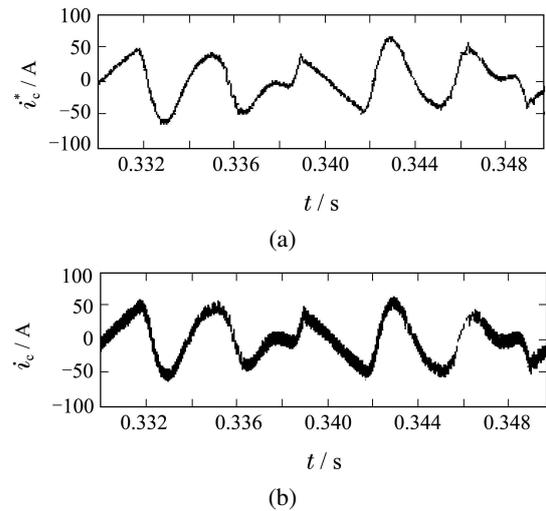


图10 负载谐波计算量与补偿电流

Fig. 10 Harmonic load and compensation current

上述仿真结果验证了有源电力滤波器的EDKC控制法的正确性,采用该控制法之后,补偿效果比常规控制法有了大幅度的提高,补偿后的电网电流可等效为完整的正弦波.同时,有源滤波器不但可以很好的补偿感性负载的谐波电流,对容性负载的谐波电流同样有很好的补偿效果.传统算法的并联型有源滤波器由于输出电感较大,输出电流变化率小,只对电流变化率小感性负载谐波电流有较好的补偿效果,而对电流变化率大的容性负载补偿效果较差.当 $i_n$ 与 $i_c$ 的比例因子都调整为1时,仿真补偿效果与图8-9基本相同,该方法减少了测量误差的对系统误差的影响.

### 5.3 实验(Experiment)

根据上述有源电力滤波器装置EDKC控制法的控制模型及仿真模型,研制出一款100 A补偿电流的有源电力滤波器装置.装置由3大模块组成,分别为控制电路板模块、管理控制器模块、主

电路模块. 装置选用SEMİKRON公司的三相全桥SKIIP342GD12 IPM 智能模块, 变流器开关频率 10 kHz. 控制电路板基于 TI 公司的浮点 DSP TMS320F28335来实现, DSP完成模拟信号采样、指令电流计算、PI调节控制和PWM驱动信号的产生等工作. 管理控制器采用组态软件编程实现, 用触摸屏完成人机接口功能, 并作为上位机和DSP通讯完成参数调整、数据显示输出、数据保存、故障报警、指令发送等功能. 主电路参数与以上仿真模型一致, 根据该方案研制的工业样机已经在实验室挂网运行.

实验测试过程中, 采用EDKC控制法时,  $K$ 值分别设为1, 2和6, 检测电网电流 $i_n$ 的比例因子设为1, 而补偿输出电流 $i_c$ 的比例因子设为0.9, 让补偿输出电流存在10%的测量误差. 为加大谐波负载的畸变程度, 采用三相整流桥整流后加RLC容性负载实现.

三相谐波负载的电流波形如图11所示, 其总谐波失真(total harmonic distortion, THD)为36.7%.

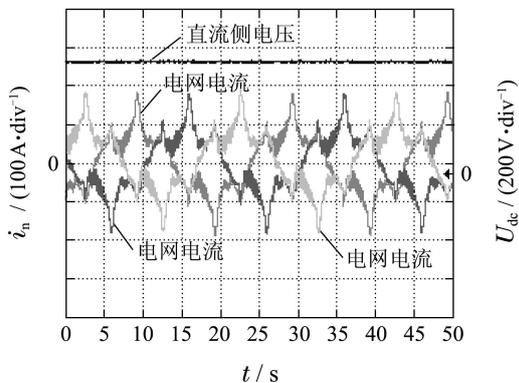


图 11 谐波负载

Fig. 11 Harmonic load

当 $K = 1$ 时, 采用EDKC控制法之后, 其补偿效果如图12所示, 电网电流THD为7.8%.

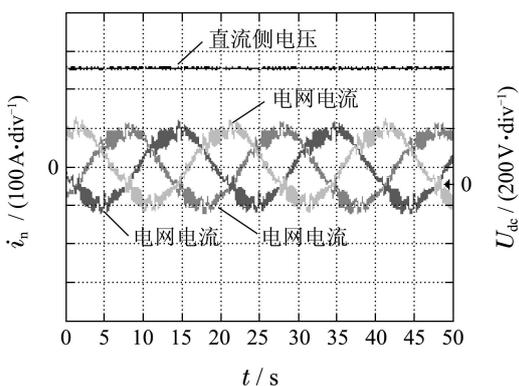


图 12  $K=1$  EDKC控制补偿效果

Fig. 12  $K = 1$  compensation effect of EDKC control

当 $K = 2$ 时, 采用EDKC控制法之后, 其补偿效果如图13所示, 电网电流THD为5.8%.

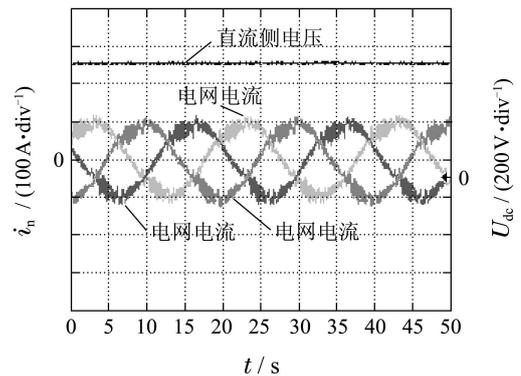


图 13  $K=2$  EDKC控制补偿效果

Fig. 13  $K = 2$  compensation effect of EDKC control

当 $K = 6$ 时, 采用EDKC控制法之后, 其补偿效果如图14所示, 电网电流THD为19.5%.

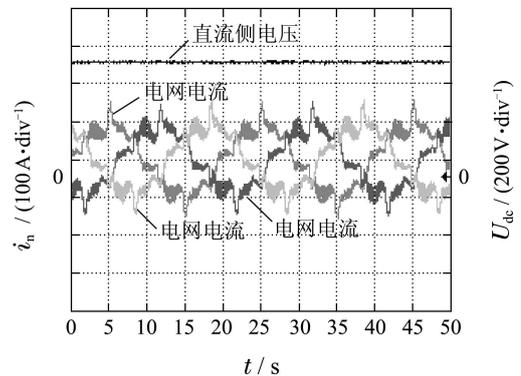


图 14  $K=6$  EDKC控制补偿效果

Fig. 14  $K = 6$  compensation effect of EDKC control

上述实验结果验证了EDKC控制法的有效性, 补偿后的电网电流谐波含量有了大幅下降, 直流侧电压稳定在620 V. 当 $K$ 取值不同时, 会有不同的补偿效果,  $K$ 值太小, 补偿效果有所下降,  $K$ 值太大, 补偿效果变差. 实验发现, 在此控制模型上, 当 $K = 3$ 时, 补偿效果最好, 电网电流THD = 4.9%,  $K$ 取值超过6, 系统会发生振荡, 补偿效果很差. 所以需要通过对上文所述的爬山法, 比较不同 $K$ 值下闭环系统的误差信号及输出值, 来精确 $K$ 值的最优解.

当 $i_n$ 与 $i_c$ 的比例因子都调整为1时, 实验补偿效果基本与上相同, 再次验证了采用该方法后测量误差对系统误差的影响已经减小. 此外, 仿真模型为理想模型, 实验效果会比仿真效果差, 需要通过优化系统参数, 改进控制算法, 进一步提高补偿效果.

## 6 结论(Conclusions)

减少系统测量误差的影响, 提高控制精度是现

代控制系统中的一大课题. 本文提出的EDKC控制法减少了测量误差对系统误差的影响, 且可对多控制对象中的每一个控制对象的开环增益单独进行调节, 从而减少了控制系统的测量成本和调试难度, 提高了控制系统的控制精度. 有源电力滤波器应用实例及仿真实验结果表明, 基于该控制法, 有源电力滤波器能够快速准确地对电网谐波、无功、零序电流进行补偿. 该算法简单实用, 适应于所有能够测量到误差信号的控制领域, 特别适应于电力系统无功谐波补偿领域, 具有较大的工程价值和实用价值.

### 参考文献(References):

- [1] 唐蕾, 陈维荣. 有源电力滤波器电流检测误差分析 [J]. 电力自动化设备, 2005, 25(10): 29 – 32.  
(TANG Lei, CHEN Weirong. Detection error analysis of active power filter [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2005, 25(10): 29 – 32.)
- [2] 吴敬兵, 罗安, 彭双剑, 等. 一种混合有源电力滤波器的电流控制新方法[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(8): 1151 – 1158.  
(WU Jingbing, LUO An, PENG Shuangjian, et al. Novel approach of current control for hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(8): 1151 – 1158.)
- [3] 顾启民, 郑建勇. 一种基于dq0变换改进的电流检测新方法 [J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(23): 21 – 25.  
(GU Qimin, ZHENG Jianyong. A new method of current detection based on dq0-coordinate- transformation [J]. *Power System Protection and Control*, 2010, 38(23): 21 – 25.)
- [4] 王建辉, 顾树生. 自动控制原理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.  
(WANG Jianhui, GU Shusheng. *Principles of Automatic Control* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2007.)
- [5] 王莉, 王庆林, 陈虹. 状态空间表达下控制系统的稳态误差 [J]. 火力与指挥控制, 2009, 34(6): 28 – 31.  
(WANG Li, WANG Qinglin, CHEN Hong, et al. Steady error of control system under state space [J]. *Fire Control & Command Control*, 2009, 34(6): 28 – 31.)
- [6] 邱德慧, 王庆林, 周游. 基于平衡状态理论的稳态误差机理分析 [J]. 火力与指挥控制, 2011, 36(4): 30 – 32.  
(QIU Dehui, WANG Qinglin, ZHOU You, et al. Mechanism analysis of steady-state error based on dynamic equilibrium state theory [J]. *Fire Control & Command Control*, 2011, 36(4): 30 – 32.)
- [7] 江友华, 廖代发, 唐忠. 混合有源滤波器多目标优化设计 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27(7): 916 – 922.  
(JIANG Youhua, LIAO Daifa, TANG Zhong. Multi-objective optimal design of hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(7): 916 – 922.)
- [8] DARWIN R, LUIS M, JUAN W. Improving passive filter compensation performance with active techniques [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(1): 161 – 170.
- [9] 乐江源, 谢运祥, 公伟勇, 等. 单相有源电力滤波器非线性统一控制策略 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(5): 652 – 658.  
(LE Jiangyuan, XIE Yunxiang, GONG Weiyong, et al. Nonlinear unified control for single-phase active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(5): 652 – 658.)
- [10] 仇志凌, 杨恩星, 孔洁, 等. 基于LCL滤波器的并联有源电力滤波器电流闭环控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 15 – 20.  
(QIU Zhiling, YANG Enxing, KONG Jie, et al. Current loop control approach for LCL-based shunt active power filter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(18): 15 – 20.)
- [11] 鲁伟, 徐长波, 李春文. 并联混合有源滤波器哈密顿系统建模及无源控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(11): 1397-1402.  
(LU Wei, XU Changbo, LI Chunwen. Hamiltonian modeling and passivity-based control of shunt hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(11): 1397 – 1402.)

### 作者简介:

田新良 (1981–), 男, 博士研究生, 主要从事现代电力电子技术、新能源开发与应用方面的研究工作, E-mail: tianmin1026@163.com;

杨苹 (1967–), 女, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子及电气传动、新能源开发与应用等方面的教学与科研工作, E-mail: eppyang@scut.edu.cn.