有源电力滤波器基于预测的优化控制方法

A Performance Optimization Control Method in Active Power Filter Based on Predicted Reference Voltage

周卫平　吴正国　夏立　侯新国　海军工程大学电气工程系（武汉 430033）

Zhou Wei-ping, Wu Zheng-guo, Xia Li, Hou Xin-guo Dept. of EE, Naval Univ. of Engineering(430033)

摘　要：提出了基于期望电压预测的方法，并通过电路分析的方法建立了三相三线制有源电力滤波器基于期望电压预测控制的时域电路方程，分析求解得出了基于优化目标函数最小化的控制方程的最优可行解，对该控制策略下有源电力滤波器的控制性能进行了分析；给出了基于该控制方法的有源电力滤波器的仿真结果，仿真结果证明了该控制方法的正确性。

叙　词：有源电力滤波器　预测控制　优化控制　最优可行解

Abstract: A time-domain reference-voltage-prediction-based current control equation of active power filter in three-phase three-wire is established based on electric circuit analysis, and its optimal feasible solution with minimum objective function value is deduced. The control performance under the proposed control strategy is analyzed. The simulation result shows its validity and feasibility.

Keywords: active power filter; predictive control; optimization control; optimal feasible solution

0　引言

并联型有源电力滤波器的控制目标在电源电压无畸变的情况下是使电源电流经过补偿后成为与电源电压同频同相的波形。它是通过对电源电压 Us、电流 is 和负载电流 il 的检测和计算，得到补偿电流的指令值 ic*，通过一定的转换并通过 PWM 调制成为变流器功率管 IGBT 的脉冲开关控制信号，通过变流器的正常运行产生需要的补偿电流 ic。补偿电流跟踪性能直接决定了有源电力滤波器的整体性能

补偿电流发生控制的方法主要有[1-5]：电流滞环控制法、三角载波调制法、电压空间矢量法等。电流滞环控制法实现简单、响应较快，但是其开关频率不固定，高频纹波的幅度相对也大些；三角载波调制法的响应速度慢些；电压空间矢量法需要进行较为复杂的坐标转换。

本文的控制方法是通过电路分析的方法建立了三相三线制有源电力滤波器期望电压预测控制时域电路方程，并求得基于优化目标函数最小化的方程的最优可行解而得到的。该方法具有预测控制功能、可以提高电流跟踪速度和精度；求最优可行解时计算量小；可以提高直流电压利用率及能够降低开关频率等特点。

1　基于期望电压的预测方法

并联型有源电力滤波器在三相三线制供电系统中的接线图如图 1 所示。假设图 1 中 O 点的电位为 0，并且不考虑电源和输电线路的内部阻感。

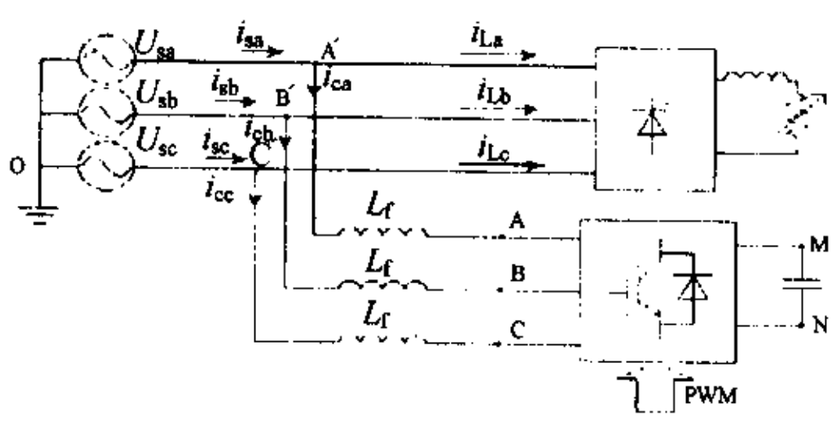


图 1　三相三线有源电力滤波器接线图

把 IPM 的上臂中与 A、B、C 相连的开关管的开关状态作为开关状态量，则当其开关状态量为（ja，jb，jc），ja，jb，jc∈{0，1}，时有：

$$U_A = U_{dc}(2j_a - j_b - j_c)/3$$
$$U_B = U_{dc}(-j_a + 2j_b - j_c)/3$$
$$U_C = U_{dc}(-j_a - j_b + 2j_c)/3 \quad (1)$$

而 U_A，U_B，U_C 的期望值为：

$$U_A^*(k) = U_{sa}(k) - L_f^*[i_{ca}^*(k) - i_{ca}^*(k-1)]/T_s$$
$$U_B^*(k) = U_{sb}(k) - L_f^*[i_{cb}^*(k) - i_{cb}^*(k-1)]/T_s$$
$$U_C^*(k) = U_{sc}(k) - L_f^*[i_{cc}^*(k) - i_{cc}^*(k-1)]/T_s \quad (2)$$

其中 i_{ca}^*，i_{cb}^*，i_{cc}^* 为补偿电流的指令值，Ts 为采样周期。

设 k 为当前时刻，为了能够更好地跟踪指令电流，对期望电压在下一时刻的值利用拉格朗日（Lagrange）插值法做出外推预测。当用线性插值时有：

$\tilde{U}^2(k+1)$

$= 2U_s(k) - U_s(k-1) - L_f^* [2i_c^*(k) - 3i_c^*(k-1) + i_c^*(k-2)]/T_s$ (3)

由此可见，期望电压的线性插值与指令电流的抛物插值效果相当；进一步分析后可知：基于期望电压的预测比基于指令电流的同次多项式预测的精度要高。应用(3)式的预测值进行控制时对补偿电流而言是开环控制，实际的补偿电流可能会离散化影响、预测偏差及跟踪能力等原因产生静态偏差$\triangle i_c(k)$。为了减少电流偏差，必须对补偿电流 ic 引入闭环控制，修正后的指令电压为：

$$\tilde{U}^*(k+1) = 2U^*(k) - U^*(k-1) - L_f^* [i_c^*(k) - i_c^*(k)]/T_s \quad (4)$$

2 预测控制的性能优化方程与最优解

2.1 预测控制的性能优化

有源电力滤波器的数字化控制目标就可以描述为：在一个采样周期 Ts 内，通过对开关状态量的改变，达到对指令电流的最优化跟踪的目的。

定义性能优化目标函数：

$$J = \sum_{m=A,B,C} \int_{t(k)}^{t(k+1)} [i_{cm}^*(t) - i_{cm}(t)]^2 dt \quad (5)$$

当 $t_k \leqslant t < t_{k+1}$时 $i_{cm}^*(t)$、$i_{cm}(t)$可以近似为(m∈{A,B,C})：

$$i_{cm}^*(t) = i_{cm}^*(k) + [i_{cm}^*(k+1) - i_{cm}^*(k)]^*(t - t_k)/T_s = i_{cm}^*(k) + \Delta i_{cm}^*(k+1)^*(t - t_k)/T_s \quad (6)$$

$$i_{cm}(t) = i_{cm}(k) + 1/L_f \int_{t_k}^{t} [U_{sm}(t) - U_m(t)]dt$$

故

$$J = \sum_{m=A,B,C} \int_{t(k)}^{t(k+1)} [i_{cm}^*(t) - i_{cm}(t)]^2 dt = \sum_{m=A,B,C} \int_{t(k)}^{t(k+1)} \left[\Delta i_{cm}^*(k) + \Delta i_{cm}(k+1)\frac{(t-t_k)}{T_s} - 1/L_f \int_{t_k}^{t} (U_{sm}(t) - U_m(t)dt\right]^2 dt \quad (7)$$

使得以上目标函数取最小值的理论最优解可以表示为：(其中：m∈{A,B,C}，$t_k \leqslant t < t_{k+1}$)

$$U_m(t) = U_{sm}(t) - L_f * \Delta i_{cm}^*(k+1)/T_s - L_f * \Delta i_{cm}(k) * \delta(t - t_k) \quad (8)$$

以上理想最优解在离散控制中要求在几乎任意小的时间段内使上式左右的平均值都相等。这将导致 IGBT 极高的开关频率，也是器件无法实现的。实际应用中只能在功率器件开关频率在设计和允许的范围内的条件下使得目标函数尽可能地小。即通过几种开关状态有限次的重复轮换导通，使 U_A、U_B、U_C 在该重复时间内与 $\dot{U}_A^*$，$\dot{U}_B^*$，$\dot{U}_C^*$，的均值相等。当然在$[t_k, t_{k+1})$内其均值亦应相等。在采样频率足够高的情况下，U_s 在$[t_k, t_{k+1}]$内变化很小，可以忽略。当 t∈$[t_k, t_{k+1}]$时，即有：

$$\bar{U}(t) = \dot{U}^*(k+1) \quad (9)$$

开关状态量(j_a，j_b，j_c)共有 8 种开关状态，依据对应二进制数 j_a j_b j_c 的数值从小到大的顺序将它们定义为 k0～k7，并且对于每一种开关状态的控制电压向量 U(i) = $[U_A(i), U_B(i), U_C(i)]^T$ 亦可由(1)式得到。设在$[t_k, t_{k+1}]$时间内，每一种开关状态的累积导通时间分别为 Δt(i)，则由(9)式可进一步得到 APF 基于期望电压预测的电流跟踪控制的时域电路方程：

$$\frac{1}{Ts}[U * \Delta t] = [\dot{U}_A^*(K+1)\ \dot{U}_B^*(K+1)\ \dot{U}_C^*(K+1)]^T \quad (10)$$

其中：$U = [U(0), U(1), \cdots U(6), U(7)]$ $\Delta t = [\Delta t(0), \Delta t(1), \cdots \Delta t(6), \Delta t(7)]^T$

2.2 预测控制方程的最优解

依据以上所建 APF 电流跟踪预测控制的时域方程，先讨论一种特殊情况下方程的求解情况。如当 $\dot{U}_A^*(K+1) > -\dot{U}_B^*(K+1) \geq -\dot{U}_C^*(K+1) > 0$ 时，由于 $\dot{U}_A^*(K+1)$的绝对值最大，并且为正值，因而开关状态量将只能从 k0 或 k7 以及使 A 点电压正向增大的开关状态量，即 k4(1,0,0)，k5(1,0,1)，k6(1,1,0)中选取，从而保证对$[\dot{U}_A^*(K+1)$的有效跟踪。即有：

$$\begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Delta t(4) \\ \Delta t(5) \\ \Delta t(6) \end{bmatrix} = \frac{T_S}{U_{dc}} \begin{bmatrix} \dot{U}_A^*(K+1) \\ \dot{U}_B^*(K+1) \\ \dot{U}_C^*(K+1) \end{bmatrix} \quad (11)$$

以上方程组是奇异的，同时考虑到条件 $-\dot{U}_B^*(K+1) \geq -\dot{U}_C^*(K+1)$，k6 所对应的控制电压向量与此要求不符，与目标函数优化要求匹配性最差，因而可令 Δt(6) = 0，于是方程(10)在该假设条件下的最优可行解为：

$$\Delta t(4) = \frac{TS}{U_{dc}}(\dot{U}_A^*(K+1) - \dot{U}_C^*(K+1)) = \frac{TS}{U_{dc}}(\dot{U}_{AC}^*(K+1)$$

$$\Delta t(5) = \frac{TS}{U_{dc}}(\dot{U}_C^*(K+1) - \dot{U}_B^*(K+1)) = \frac{TS}{U_{dc}}\dot{U}_{CB}^*(K+1)$$

$$\Delta t(0) = TS - \Delta t(4) - \Delta t(5) \quad (12)$$

依该方法求得方程(10)的最优可行解如下表：

表 1 预测控制方程的最优可行解

	$U_{AB}*$	$U_{BC}*$	$U_{CA}*$	方程的最优可行解
Ⅰ	+	+	-	k4 * t(A,B) + k6 * t(B,C)
Ⅱ	-	+	-	k2 * t(B,A) + k6 * t(A,C)

续表 1

Ⅲ	-	+	+	k2 * t(B,C) + k3 * t(C,A)
Ⅳ	-	-	+	k1 * t(C,B) + k3 * t(B,A)
Ⅴ	+	-	+	k1 * t(C,A) + k5 * t(A,B)
Ⅵ	+	-	-	k4 * t(A,C) + k5 * t(C,B)

其中：$t(m,n) = \frac{t_s}{U_{dc}}[\dot{U}_m^*(K+1) - \dot{U}_n^*(K+1)]$m,n∈{A,B,C} 在

Ts 内剩余的时间由 k0 来补充。

在功率器件的开关频率的设计值允许的条件下，应该把表 1 中的两个开关状态量及 k0 的各自占用时间做最大可能的同等数目的等分，然后按照等分的时间重复轮流运行各个开关状态。

3 仿真结果

图 2 是补偿电流 ic 闭环控制情况下的仿真结果。补偿电流引入闭环控制后，用修正后的指令电压进行控制，就可以消除补偿电流的静态偏差的问题，该结果显示补偿电流可以较好地跟踪补偿指令电流。

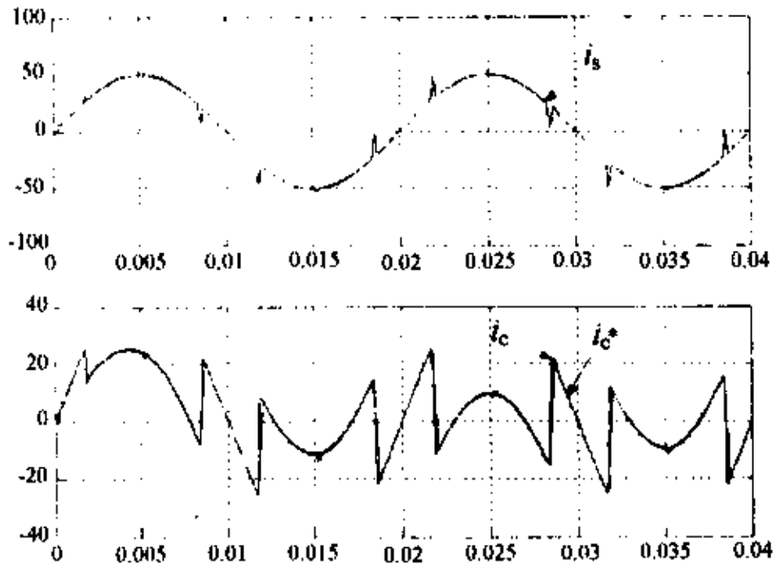


图 2 补偿电流闭环控制时
APF 指令电流跟踪
(下)和补偿后的电源电流(上) 仿真结果

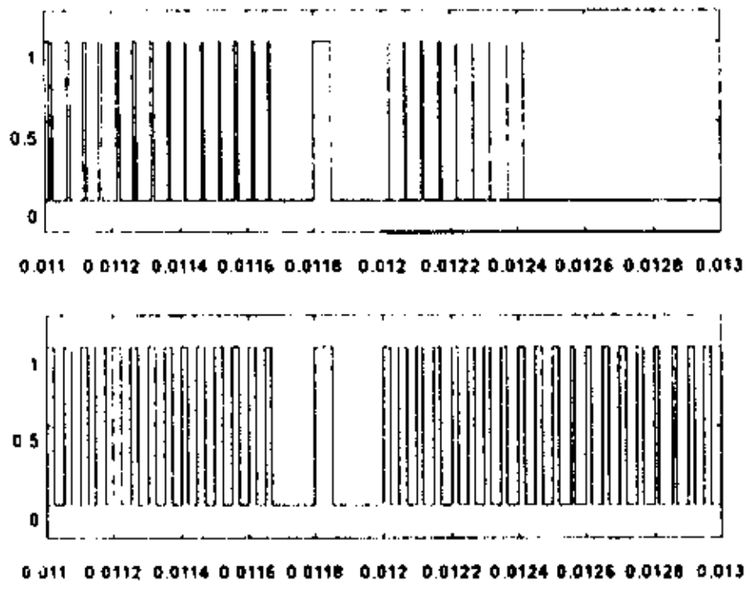


图 3 应用本文的控制方法(上)
及应用三角载波方法(下)时一管的
开关脉冲同时仿真的结果比较

图 3 为同时应用本文的控制方法和三角载波比较控制方法仿真时一个与直流侧正极相连的管脚的开关脉冲的结果比较，由图可以看出，应用本文的方法可以明显地减少开关次数，从而减小了开关频率；同时其脉冲的宽度更小，这说明利用该方法可以提高直流侧电压的利用率，亦即提高了直流侧电压一定时 APF 的电流跟踪能力。

4 结论

本文的预测控制方法具有一步预测功能，可以提高在指令电流变化较大时的电流跟踪速度和精度，使 APF 取得较好的补偿效果；应用性能优化目标函数以及求控制方程最优可行解的方法，可以在限定的条件下取得最优性能；并且本文的控制和求解方法无需复杂的坐标变换，具有计算简单、简洁实用、开关变化次数少等特点；特别是在应用于基于 DSP 实现的有源电力滤波器的控制时，利用简单的判断和运算即可求得最优可行解，可以明显减少计算量，具有一定的实用价值。

参考文献

[1] Chongming Qiao, Keyue Ma Smedley, , "Three-phase Bipolar Mode Active Power Filters", IEEE trans. on IA , vol. 38 , NO. 1, Jan/Feb 2002. 149-158

[2] Simone Buso. et al, "Design and fully digital control of parallel active filter for thyristor rectifier to comply with IEC-1000-3-2 standards", IEEE trans. on IA , Vol. 34 , NO. 2, May/June 1998 . 508-517

[3] Caelos A. Claro, "A fully digital control employing a dead beat technique for Active Power Filters", PESC'1999, 143-148.

[4] Vlatko Vlatkovic. Et al, "Digital-signal-processor-based control of three phase space vector modulated converters", IEEE Trans . on IE , Vol. 41, NO. 3, June 1994. 326-332

[5] Rolf Ottersten, Jan Svensson, "Vector Current controlled Voltage Source Converter---Deadbeat Control and Saturation Strategies", IEEE trans. on PE , Vol. 7 , NO. 2, March 2002. 279-285

作者简介

周卫平，男，博士研究生，研究方向为电力系统谐波抑制和无功补偿、自动控制技术。

吴正国，男，教授，博士生导师，研究方向为电力系统电磁兼容与现代数字信号处理技术。

夏立，男，副教授，主要研究方向为电力系统自动化、FACTS 技术。

侯新国，男，博士研究生，研究方向为电力系统自动化及故障诊断技术。