

单周控制 APF 稳态工作过程分析和 PI 调节器设计

田召广¹, 王玉斌¹, 吕 燕¹, 李英俊²

(1. 山东大学 电气工程学院, 山东 济南 250061;

2. 济南大学 信息科学与工程学院, 山东 济南 250022)

摘要: 目前,关于单周控制理论(OCC)的研究一般仅以数学计算的方式给出 OCC 有源电力滤波器 (APF)的控制方程,未阐明其物理意义,且用比例积分(PI)调节器的输出电压 U_m 反映负载大小的合理性仍需论证。分别对纯阻性负载和非线性负载情况下 OCC APF 的电路工作状态进行了详细分析。在此基础上给出了 PI 调节器中 P 和 I 环节的物理意义及其应满足的条件,发现可将其作用分开: I 环节主导 U_m 长期内较大的变动,用来反映负载大小的改变; P 环节每个工频周期内对 U_m 小范围调整,用来平衡每个工频周期内负载存在的谐波。讨论了 PI 调节器的参数设计,并具体描述了 P 参数的计算方法。仿真结果证实了该设计方法的合理性。

关键词: 单周控制; 稳态过程; PI 调节器; 有源电力滤波器

中图分类号: TN 713+.8

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)09-0039-04

0 引言

在有源电力滤波器 (APF) 的众多控制方式中,单周控制方式因为避免了繁琐的谐波电流计算而使控制电路得到简化^[1-3]。此方法实际上是采用了模拟器件实现一种逼近算法,并利用控制方程实现滤波功能。文献[4-6]已给出其控制方程的数学推导过程。但是,整个电路结构的合理性,特别是采用的比例积分(PI)调节器的输出电压 U_m 的合理性仍然需要进行论证。本文从整个单周控制 APF 的稳态工作过程分析电路的工作原理,在此基础上给出 PI 调节器中 P 和 I 参数的物理意义及应满足的条件,并推导出 P 参数的计算公式。

1 单周控制 APF 基本原理

1.1 单周控制

单周控制^[4]是一种非线性的控制方式,其基本思想是:高频开关电路的开关频率为一恒定值,通过在每个开关周期内控制一个电压量积分值与另一个电压量相等或成比例的方法使控制目标得到满足。因为采用这种控制方法是以每个开关周期为一个单位的,因此被称为单周控制。

1.2 基本电路拓扑及控制方程

图 1 是单相单周控制 APF 的滤波主电路及控制电路原理图。图中, U_g 是电源电压, i_s 是电源电流, 其控制方程式^[4-6]为

$$\frac{1}{\tau_i} \int_0^{\tau_i} U_m dt = U_m - R_s i_s \quad (1)$$

式中 U_m 为 PI 调节器的输出电压; τ_i 为可复位积分器的时间常数; d 为每个开关周期内开关器件的占空比; T_s 为高频开关的开关周期。

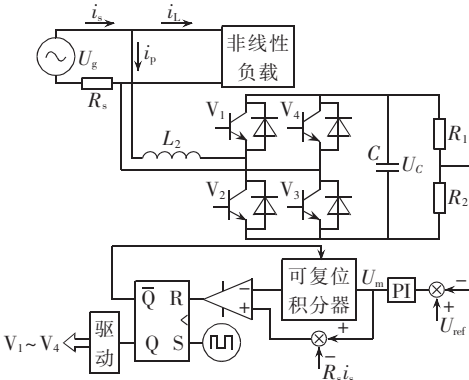


图 1 单相单周控制 APF 的原理图

Fig.1 Schematic circuit of single-phase APF with OCC

2 单周控制 APF 稳态工作过程分析

文献[4-6]都是从数学的角度上推导了单周控制 APF 的平衡方程,但在推导过程中没有给出电路的物理工作过程,且仍有一些问题没有得到解释,如:控制电路中实际采用的 U_m 合理性以及它的主电路中的作用;整个电路在稳态时各物理量间存在的关系;PI 调节器的作用及其参数的确定方法等。

单周控制 APF 与其他控制方式的 APF 主电路结构都是一样的,其特别之处是控制电路在每个开关周期内需满足一定的条件,由于 PI 调节器的调节作用,使电路不断向着理想的控制目标逼近,直至达到平衡状态。其作用相当于一个模拟的逼近过程。因

此,对电路工作原理的分析重点在于:实现这种模拟逼近的过程中电压量(如 PI 调节器输出 U_m 、电容电压 U_c 等)是如何变化的,这些变化又是如何控制滤波功能的。下面就这 2 个问题对电路原理进行分析。

因为 U_m 的变化在电路中起到至关重要的作用,因此下面的分析是以 U_m 为核心展开的。

2.1 纯阻性负载情况下电路工作状态

当电路为纯阻性稳定负载情况下,假设电路已经进入稳态,电路的负载是一个固定有功功率的阻性负载。此时,因为没有谐波和无功,滤波器和电源应没有能量交换,根据假设条件,即在稳态情况下,电容电压 U_c 处于一个大体恒定的状态,可得:

$$U_c = \frac{1}{1-2d} U_g = \frac{1}{1-2d} U_{g\max} \sin \omega t \quad (2)$$

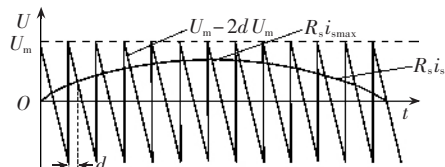
因为 U_c 为一定值,电源电压最大值 $U_{g\max}$ 也不随负载变化而改变。不难看出,实际上占空比在稳态时应是一个和负载大小无关而决定于 U_c 和 U_g 且随时间周期变化的函数,否则将无法保证电感 L 电压平均值为零,即

$$d=f(t) \quad (3)$$

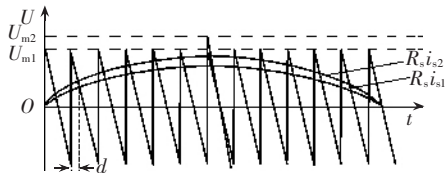
在此情况下,不难看出,占空比 d 是由图 2(a) 中 U_m-2dU_m 与 $R_s i_s$ 交点的位置确定,此时 U_m 起到的作用相当于 PWM 控制方法中的载波幅值。在纯电阻负载条件下 R_s 恒定,所以 $R_s i_s$ 是一个稳定的正弦波,要维持 U_c 恒定,必须要求 U_m 维持在一个稳定的数值,以保证一个合理的占空比 d ,即 U_m 应该是一个确定的数值。

U_m 相当于在 PWM 方法中的载波幅值。其大小影响到占空比 d 的大小。在负载没有发生变化的情况下,若因干扰使 U_m 偏离了要求的值,则占空比 d 会变化,引起 U_c 偏离设定值 U_{ref} ,PI 调节器开始对 U_m 进行调整,直到其回到设定值为止。这是 U_m 能维持在一个稳定值的原因。

阻性负载发生变化时的工作状态如图 2(b)所示,当负载电流从 i_{s1} 增大到 i_{s2} 时, $R_s i_s$ 的幅值相应增



(a) 电阻负载时 U_m 与负载间的关系



(b) 阻性负载变化时电路的工作状态

图 2 阻性负载时电路的工作状态

Fig.2 The operational conditions with resistive load

大。若 U_m 仍然维持原值 U_{m1} ,造成占空比 d 的增大,使式(2)失去平衡,相应由于 d 的增大,电容电压 U_c 增大偏离 U_{ref} ,在 PI 环节的作用下, U_m 也随之增加使占空比 d 减小,最后,由于平衡方程式(1)的作用, U_m 逐步逼近到新的稳定状态 U_{m2} ,直到式(2)再次平衡, U_c 恢复到设定值 U_{ref} 。由此可见, U_m 的大小是随负载大小的改变而改变的。

2.2 非线性负载情况下电路工作状态

非线性负载情况下电路的运行情况较为复杂,只对一个典型谐波负载时电路的运行情况进行分析,其他情况可以类推。其工作状态如图 3 所示。

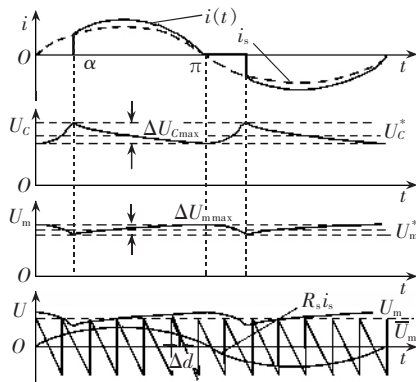


图 3 谐波负载时电路的工作状态

Fig.3 The operational conditions with harmonic load

如谐波负载是典型的单相可控整流电路,其电流波形如 $i(t)$ 所示,假设电路已经进入稳定状态,负载所产生的谐波已被滤波器滤除,则实际的等效电源电流如虚线 i_s 所示。

在 $0 \sim \alpha$ 期间,由于负载电流为零,小于实际等效电源电流 i_s ,在理想情况下, i_s 被电容 C 全部吸收,此时 $\Delta U_c = \int_0^t [i_s(t) - i(t)] dt > 0$,电容 C 充电,电容电压不断升高。 U_m 也受到 U_c 变化的影响而变小。

由于 I 环节用来反映负载的大小,在谐波负载恒定时,则 PI 调节器中比例环节 P 在短期内对 d 的影响占主导作用。因此,可采用将 PI 调节器 P 和 I 环节分开分析的方法,即在稳态谐波负载时忽略积分作用的影响。此时, U_m 的变化只与 P 环节有关,随着 U_c 的增大, U_m 与 U_c 反向变化,且 ΔU_m 正比于 ΔU_c 。而由于负载稳定, U_m 只是在小范围内偏离 $\bar{U}_m$ 。

在 $\alpha \sim \pi$ 期间,负载电流 $i(t)$ 开始大于等效电流 i_s , $\Delta U_c = \int_0^t (i_s(t) - i(t)) dt < 0$ 。因为此时电容 C 已吸收了谐波能量, $U_c > \bar{U}_c$, $U_m < \bar{U}_m$ 。这时通过平衡方程的作用, U_c 开始向着降低的方向调节,而由于 U_m 的波动,电容将开始阶段吸收的能量在后半段缓慢释放,电容电压 U_c 也随之下落,而 U_m 开始上升。

而由于平衡方程式(1)的作用使 $\bar{U}_c = U_{ref}$,所以当使 U_c 动态地维持在其设定值 $\bar{U}_c$ 上,而 U_m 也随着

U_c 的波动在 $\bar{U}_m$ 上下波动。可见,正是 U_m 这种围绕 $\bar{U}_m$ 小范围的波动动态地调整占空比 d ,从而吸收电流中的谐波成分。

根据以上分析,发现实际上可以将电路中 PI 调节器的作用分开:I 环节主导 U_m 长期内较大的变动,用来反映负载大小的改变;而 P 环节每个工频周期内对 U_m 小范围的调整是用来平衡每个工频周期内负载存在的谐波。这种将比例环节 P 和积分环节 I 分开分析的方法在后面进行参数整定时会用到。

3 U_m 与负载的关系

从前面的分析可以看出, U_m 的平均值 $\bar{U}_m$ 可以反应负载的大小。下面推导 $\bar{U}_m$ 与负载的关系。

假设电路已经进入稳态,电路的负载是一个固定有功功率的谐波负载。此时,根据假设条件电容电压 U_c 决定于设定值 U_{ref} 。理想情况下,假设非线性负载的谐波被完全滤除,则 d 由图 2(a)中 U_m 与 $R_s i_s$ 交点的位置确定。

若等效电阻 R_e 恒定,滤波后 $R_s i_s$ 是一个确定的正弦波。因为稳态时不考虑谐波的情况下, d 不应受负载大小的影响而只是时间的函数,即作为载波幅值的 U_m 与 $R_s i_{smax}$ 之间应是一个固定的比例关系。则可进行如下推导:

$$\frac{U_m}{R_s i_{smax}} = \frac{R_s U_c / R_e}{R_s i_{smax}} = \frac{U_c}{R_e i_{smax}} = \frac{U_c}{U_{gmax}} \quad (4)$$

令 $U_c / U_{gmax} = k_c$,则可得:

$$U_m = k_c R_s i_{smax} \quad (5)$$

即在稳态下, U_m 是一个大体确定的数值(因为还要考虑 PI 调节器中比例系数 K_p 的作用,因此不可避免的存在波动),其大小与有功功率大小成正比。

该结论也符合前面控制方程推导时要求 U_m 正比于有功功率的条件,是对电路结构正确性的补充。

4 PI 调节器的参数设计

4.1 U_m 和 U_c 波动范围

如前所述,当电路稳定时 U_m 会有小范围的波动,这种波动可以抑制电流的谐波,但是如果 U_m 波动范围太大则会使电流波形产生畸变。

如图 4 所示,在正常情况下, U_m 应始终大于 $R_s i_s$,如图中 U_{m1} 所示,这是保证滤波器正常工作时必须满足的条件。若 U_m 波动的范围过大而与 $R_s i_s$ 出现交叉的现象,如图中 U_{m2} 的 AB 段所示,则在这段时间

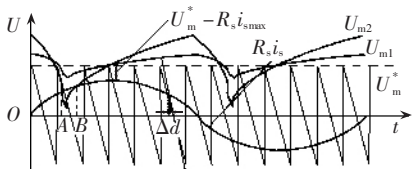


图 4 U_m 存在波动时 U_m 与 $R_s i_s$ 间的关系
Fig.4 Relationship between U_m and $R_s i_s$ when U_m is fluctuating

内 $R_s i_s$ 始终大于 U_m ,从而造成比较器不能正常工作。

根据上述分析,应使 U_m 的波动偏差 ΔU_{mmax} 小于 $\bar{U}_m - R_s i_{smax}$,这样可以保证 U_m 始终大于 $R_s i_{s0}$ 。

4.2 P 参数的计算

根据前面的分析,应使 U_m 的波动偏差 ΔU_{mmax} 小于 $\bar{U}_m - R_s i_{smax}$,这样就可以使 U_m 始终大于 $R_s i_s$,保证电路正常工作。该条件即可作为整定 PI 环节中 P 参数的依据。

根据以上条件,对 P 参数的计算方法进行总结。

根据实际负载的极端情况计算电流有效值,此处的极端情况指的 U_m 与 $R_s i_s$ 有最近距离的情况,通常是在轻载和电流畸变最大时的情况。如果这时能满足上面的条件,则其他情况下亦能满足,故将这种情况作为参数整定的条件。

a. 计算电流有效值 I :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (6)$$

b. 计算电容电压最大偏差 ΔU_{Cmax} 。由于电容吸收了谐波电流,在极端负载的情况下,电容吸收的谐波电流也最多,因此电容电压波动最大的情况应该是在极端负载的情况下得到的。

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \Delta Q_c = \frac{1}{C} \int_0^t [i_s(t) - i_L(t)] dt \quad (7)$$

式中 $i_s(t)$ 为滤波后的电流瞬时值; $i_L(t)$ 为负载电流瞬时值。

由 $d \Delta U_c / dt = 0$ 可求得 ΔU_{Cmax} ,实际上 ΔU_{Cmax} 应该在 $i_s(t)$ 和 $i_L(t)$ 的交点上。

c. 计算 U_m 的理想数值 U_m^* 。 U_m^* 可由式(5)计算,即

$$U_m^* = k_c R_s i_{smax}$$

d. 确定 U_m 波动范围。 U_m 波动范围以 $\Delta U_{mmax} < (U_m^* - R_s i_{smax})$ 为原则,但是如果 ΔU_{mmax} 过大则会影响滤波效果。根据 $k_c = U_c / U_{gmax}$ 可知, k_c 取值为 1.1~1.3,即 $U_m = (1.1 \sim 1.3) R_s i_{smax}$ 。又由于实际情况下 $R_s i_s$ 是有纹波和毛刺的波形,故需留有一定的裕量。 ΔU_{mmax} 可以根据 k_c 的不同取值确定:

$$\Delta U_{mmax} < (0.1 \sim 0.3) U_m$$

e. 根据 ΔU_{mmax} 及 ΔU_{Cmax} 确定 PI 调节器比例系数 K_p 。由电路结构及前面分析可看出,忽略积分环节对 U_m 电压波动的影响时,有 $\Delta U_{mmax} > K_i K_p \Delta U_{Cmax}$,即

$$K_p < \Delta U_{mmax} / (K_i \Delta U_{Cmax}) \quad (8)$$

其中 $K_i = R_2 / (R_1 + R_2)$ 是电容电压取样比例系数。

4.3 I 参数要求

如前所述,PI 调节器 I 环节在电路中起反映等效负载大小的作用,因此,当负载稳定时,要求它有良好的稳定性;当负载改变时,又要求它能及时跟踪负载变化,这就要求 I 的参数需要取一个兼顾快速性和稳定性的数值,在这方面还可作进一步研究。

上面的分析是以负载是单相桥式可控整流电路为基础的。实际上,其他形式的谐波负载可以用相同的方法分析,参数计算过程也大致相同^[3,7]。

5 电路仿真

应用 PSIM 软件对图 1 所示单周控制 APF 进行仿真。电源电压 $U_g=30\text{ V}$,负载电阻 $R_L=5\ \Omega$,电容额定电压 $U_c^*=55\text{ V}$,最大触发角 $\alpha_{\max}=40^\circ$,取样电阻 $R_s=1\ \Omega$,滤波电感 $L=0.001\text{ H}$ ^[8],储能电容 $C=0.006\text{ F}$,分压电阻 $R_1=19\text{ k}\Omega$, $R_2=1\text{ k}\Omega$ 。

电路的有关参数计算如下:电流有效值 $I=5.8\text{ A}$;电容最大偏差电压 $\Delta U_{C\max}=1.02\text{ V}$; $U_m^*=10.63\text{ V}$ 。因为 $k_c=1.3$,所以 $\Delta U_{m\max}<0.3\text{ V}$, $U_m=3\text{ V}$ 。由式(8)确定 $K_p<58$,实取 $K_p=50$ 。

根据实际电路的要求,取时间常数 $\tau=0.006\text{ s}$,但是它还可以取得更大,只是达到稳态值的时间受到影响,仿真结果如图 5、6 所示。

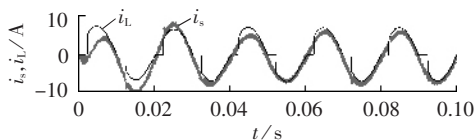


图 5 i_s 和 i_L 的仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms of i_s and i_L

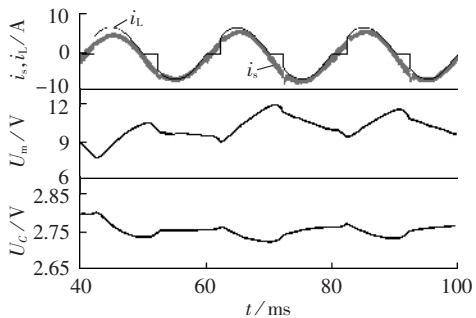


图 6 U_m 和 U_c 的仿真波形

Fig.6 Waveforms of U_m and U_c

从图 5 波形可见:经 APF 滤波后,电源电流是基频正弦波,APF 有效地承担了滤除谐波的任务。可见 PI 调节器中比例环节 K_p 的选取和设计正确。

从图 6 波形可见: U_m 和 U_c 的变化成比例,但变化方向相反。这与上述的理论分析是一致的。

6 结语

本文分析了单周控制 APF 在稳态时的工作原理,从物理的角度上对单周控制 APF 进行了描述,在此基础上,给出了 PI 调节器中 P 和 I 环节的物理意义及应满足的条件,推导出了 K_p 较为准确的算法。对于 PI 调节器中积分环节的大小可以根据需要调整,但是其响应速度和对系统稳定性的影响是相矛盾的,因此在确定其数值时需要折衷考虑。

本文是对于一个特定谐波负载的分析,对于不同

的谐波负载采用的分析方法是一样的,只是在计算公式上会有所差异。另外,本文所采用的分析和设计方法,对于其他基于单周控制的 FACTS 装置,例如 SVG、有源功率因数校正器等同样适用。

参考文献:

- [1] 李承,邹云屏. 串联型有源电力滤波器的单周控制方法[J]. 电力系统自动化,2005,29(5):49-52.
LI Cheng,ZOU Yun-ping. Series active power filter based on voltage-source inverter with one cycle control[J]. Automation of Electric Power Systems,2005,29(5):49-52.
- [2] 谢品芳. 单周控制直流侧单相有源电力滤波器[J]. 电工技术学报,2003,18(4):51-55.
XIE Pin-fang. One cycle controlled DC side single phase active power filter[J]. Transaction of China Elerotechnical Society, 2003,18(4):51-55.
- [3] DIXON J W, VENEGAS G, MORAN L A. A series active power filter based on a sinusoidal current controlled voltage-source inverter[J]. IEEE Trans on Ind Electron,1997,44(5):612-620.
- [4] ZHOU Luo-wei, SMEDLEY K M. Unified constant-frequency integration control of active power filters[C]// APEC. New Orleans:[s. n.],2000:406-412.
- [5] 杜雄,周维维,谢品芳,等. 一种改进的单周控制直流侧有源电力滤波器及其稳态和动态研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(7):12-17.
DU Xiong,ZHOU Luo-wei,XIE Pin-fang,et al. An improved one cycle controlled DC side active power filter and research on steady-state and dynamics[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(7):12-17.
- [6] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle control of switching converters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S. l.]:IEEE,1991:1173-1180.
- [7] 楼珍丽,李淳,张仲超. 有源电力滤波器的新型拓扑结构和控制策略[J]. 高电压技术,2005,31(2):21-23.
LOU Zhen-li,LI Chun,ZHANG Zhong-chao. Research on APF based on a novel topology structure and control method[J]. High Voltage Engineering,2005,31(2):21-23.
- [8] 杜雄. 单周控制直流侧有源电力滤波器的研究[D]. 重庆:重庆大学,2002.
DU Xiong. Research about one cycle controlled DC side APF [D]. Chongqing:Chongqing University,2002.
- [9] QIAO C, SMEDLEY K M. A general three-phase PFC controller for rectifier with parallel-connected dual boost topology[J]. IEEE Trans Power Electron,2002,17(6):925-934.
- [10] SMEDLEY K M, ZHOU Luo-wei, QIAO Chong-ming. Unified constant-frequency integration control of active power filters—steady-state and dynamics[J]. IEEE Trans Power Electron, 2001,16(3):428-436.
- [11] MARTINEZ R, ENJETI P N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction[J]. IEEE Trans Power Electron,1996,11(2):311-317.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

田召广(1979-),男,山东淄博人,硕士研究生,研究方向为现代电力电子技术及应用;

王玉斌(1967-),男,山东招远人,副教授,博士研究生,主要研究方向为现代电力电子技术及应用(E-mail:yb_wang@sdu.edu.cn)。

**Analysis of steady state process of APF with OCC
and design of its PI controller**

TIAN Zhao-guang¹, WANG Yu-bin¹, LÜ Yan¹, LI Ying-jun²

(1. Shandong University, Ji'nan 250061, China; 2. Jinan University, Ji'nan 250022, China)

Abstract: Most of papers about OCC(One-Cycle Control) only give the control equation by mathe-matic deduction,the physical meaning is not introduced,and why the output voltage U_m of PI (Proportional - Integral) controller can reflect changes of load is still need deducted. The detailed steady state process of OCC APF(Active Power Filter) with both resistive load and nonlinear load is analyzed,based on which the physical meaning and steady condition of proportional part and integral part in PI controller are given. Proportional part and integral part have different functions:integral part dominates the big alteration of U_m in long term,and it reflects load fluctuating;proportional part rectifies U_m in a small extent and eliminates the harmonic current in each line cycle. The parameter design of PI controller is discussed and the design method of P parameter is given. Simulation results prove the rationality of the design method.

Key words: one-cycle control; steady state process; PI controller; APF