

文章编号:1001-1609(2004)01-0011-03

一种电弧炉系统的频域谐波分析方法

高继森, 贾君霞

(兰州交通大学信息与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

Harmonic Analysis in Frequency Domain for Arc Furnace

GAO Ji-sen, JIA Jun-xia

(Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

摘要: 提出了一种能分析电弧炉系统分数谐波的频域模型。这个模型假设了一种动态、非线性的电弧 $u-i$ 特性和一连续变化的电弧电流。经过计算机程序求解可得电弧炉系统的分数谐波。

关键词: 电弧炉; 频域; 谐波

中图分类号: TM727

文献标识码: A

Abstract: In this paper, a new frequency domain approach for obtaining harmonics and interharmonics of arc furnace system is proposed. It assumes a dynamic and nonlinear $u-i$ characteristic of the electric arc and a continuous arc current. Through a specific computer program, the interharmonic can be achieved.

Key words: arc furnace; frequency domain; harmonic

1 引言

交流电弧炉是一种非线性时变的不平衡负载, 在它的运行过程中引起电压闪变, 产生谐波和分数谐波。这就要求电弧炉模型能够描述电弧的动态 $u-i$ 特性以及电弧炉的非线性和不对称性。正是由于电弧模型的复杂性, 前人都致力于研究电弧炉系统的时域模型, 而频域模型的研究较少。文[1]提出了一种频域的电弧炉模型, 它是一种非线性对称的静态 $u-i$ 特性模型。笔者提出的模型可以看作是文[1]中模型的扩展, 包含了对分数谐波的分析, 并认为电弧电流连续变化。电弧炉动态行为的模拟则是通过一系列的电弧电压的变化实现的, 电压的变化限制在一个“参考周期” T_w 内, 电压和电流在 T_w 内周期性变化, 这样可采用快速算法计算。采用这个模型, 可以对谐波和分数谐波列出一组方程, 并用牛顿法求解。

2 电弧炉模型和计算方法的推导

2.1 电弧炉模型

一般电弧炉供电系统见图1。其中: T为理想变压器; R_1, X_1 为电弧炉变压器的电阻和电抗, 其中包

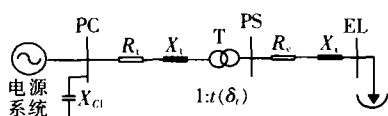


图1 电弧炉电气系统的示意图

括传输线以及为补偿电压闪变而串联的电抗的作用; R_c, X_c 为短网以及电极的电阻和电抗。

图1经变换可表示成图2形式, 其中: $R=R_1+R_c/t^2$; $X=X_1+t^2X_c$ 。

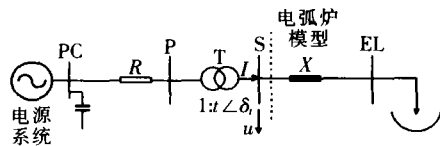


图2 电弧炉电气系统的简化图

采用一组二极管和直流电压源模拟电弧特性, 可得到电弧炉系统的简化模型如图3。

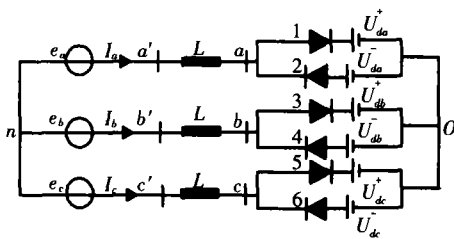


图3 用于谐波分析的电弧炉模型

2.2 谐波分析方法的推导^[1,2]

为了能够模拟分数谐波, 定义一个“参考周期” T_w , 在 T_w 这段时间内包括 N 个基本周期 T_0 , 则 $T_w = NT_0$ 。相应的频率 $f_0 = 1/T_0$, $f_w = 1/T_w$, 从而得到基本频率和能够模拟的最低分数谐波频率, 且二者满足 $f_0 = Nf_w$ 。如果能够获得的最低分数谐波的频率为 $0.5f_0$, 则需要2倍的基本周期。下面是 $N=2$ 时的一个参考周期的示意图。

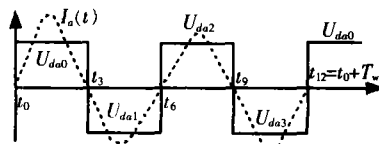


图4 频率为25Hz时电压和电流的变化

其中： U_{da0} 和 U_{da2} 对应正的电弧电压 U_{da}^+ , U_{da1} 和 U_{da3} 对应负的电弧电压 U_{da}^- 。即 4 个半波由 4 个参数 U_{da0} , U_{da1} , U_{da2} 和 U_{da3} 决定。一旦这些参数确定了, 则电流过零点 t_0, t_3, t_6, t_9 就能计算出来。最后一个过零点 t_{12} 可以通过关系式 $t_{12}=t_0+T_w$ 得到。一般来说, 考虑 N 倍的基本周期, 则意味着每相有 $2N$ 个半波和 $2N$ 个电弧电压。因此, 在三相结构中有 $6N$ 个电流过零点需要计算。

一般情况下, 电弧电压 U_{a0}, U_{b0} 和 U_{c0} 的变化可用图 5 表示。

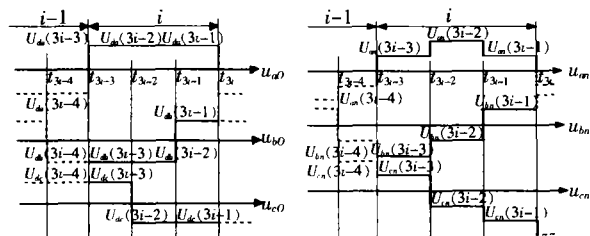


图 5 在一个半波区间 i 上 U_a 和 u_n 的取值

为了陈述方便, 采用如下符号: ν 下标, 取值为 a, b, c ; i 代表电弧电压的任意一个半波, 取值为 $1 \sim n$, 每个半波又包括 3 个部分; m 为半波的每个部分的序列号, 例如, 在半波 i 上, m 取值为 $3i-3, 3i-2, 3i-1$, m 取值为 $0 \sim (3n-1)$; t_m 为每个部分的初始时刻, 它的值和电流 i_ν 的过零点重合。

由图 3 分析可得:

$$\begin{cases} u_{an}(m) = \frac{1}{3}[2U_{da}(m) - U_{db}(m) - U_{dc}(m)] \\ u_{bn}(m) = \frac{1}{3}[-U_{da}(m) + 2U_{db}(m) - U_{dc}(m)] \\ u_{cn}(m) = \frac{1}{3}[-U_{da}(m) - U_{db}(m) + 2U_{dc}(m)] \end{cases} \quad (1)$$

$m=0, \dots, 3n-1$

求得电弧电压 $u_{\nu n}(t)$, 则可通过 $e_\nu(t)$ 计算得到电流 $I_\nu(t)$, 并计算电流中的谐波和分数谐波, 电压 $e_\nu(t)$ 的表达式为:

$$e_\nu(t) = \sum_{h=1}^{nh} \sqrt{2} E_{h\nu} \sin[K(h)\omega_0 t + \varphi_{h\nu}]; \quad K(h) = h/N \quad (2)$$

$K(h)$ 是一个有 nh 个量的数列。 $K(h)$ 代表谐波和分数谐波频率 f_0 的次数, 而 nh 是谐波频率 f_w 的总个数。

由式(1)解得电压 $u_{\nu n}$ 幅值, 再求得每个部分的初始时刻值, 则这样 $u_{\nu n}$ 就可以完全确定了。时刻 t_m 与电流 $I_\nu(t)$ 的过零点重合, 见图 6。因此, 考虑 $3n$ 个过零点:

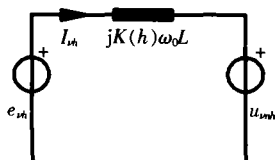


图 6 用于分数谐波分析的等效电路

$$I_a(t) + I_b(t) + I_c(t) = 0 \quad (3)$$

电流 I_a, I_b, I_c 在任一半波 i 上的过零点 t_{3i}, t_{3i-1} 和 t_{3i-2} 满足如下关系:

$$F_a = I_b(t_{3i}) + i_c(t_{3i}) = 0 \quad (4)$$

$$F_b = I_a(t_{3i-1}) + i_c(t_{3i-1}) = 0 \quad (5)$$

$$F_{ci} = I_a(t_{3i-2}) + i_b(t_{3i-2}) = 0 \quad (6)$$

式(4)~(6)的相电流 I_ν 可表示为电压形式:

$$I_\nu(t_e) = I_\nu(t_b) + \frac{1}{L} \int_{t_b}^{t_e} [e_\nu(t) - u_{\nu n}(t)] dt \quad (7)$$

上式中: t_b 和 t_e 分别为初始时刻和最终时刻。如果选择合适的 t_b, t_e , 见表 1 和图 5, 则将式(7)代入式(4)~(6)得:

表 1 每个 F_n 的 t_e 和 t_b 的取值

F_a		F_b		F_{ci}	
t_b	t_e	t_b	t_e	t_b	t_e
t_{3i-4}	t_{3i-3}	t_{3i-3}	t_{3i-2}	t_{3i-2}	t_{3i-1}
t_{3i-3}	t_{3i-2}	t_{3i-2}	t_{3i-1}	t_{3i-1}	t_{3i}

$$F_{ai} = \int_{t_{3i-1}}^{t_{3i}} [e_b(t) - u_{bn}(t)] dt + \int_{t_{3i-2}}^{t_{3i}} [e_c(t) - u_{cn}(t)] dt = 0 \quad (8)$$

$$F_{bi} = \int_{t_{3i-1}}^{t_{3i-1}} [e_a(t) - u_{an}(t)] dt + \int_{t_{3i-2}}^{t_{3i-1}} [e_c(t) - u_{cn}(t)] dt = 0 \quad (9)$$

$$F_{ci} = \int_{t_{3i-3}}^{t_{3i-2}} [e_a(t) - u_{an}(t)] dt + \int_{t_{3i-2}}^{t_{3i}} [e_b(t) - u_{bn}(t)] dt = 0 \quad (10)$$

$$\text{记 } I_{e_\nu}(t_b, t_e) = \int_{t_b}^{t_e} e_\nu(t) dt = \sum_{h=1}^{nh} \sqrt{2} E_{h\nu} \cdot$$

$$\left\{ \frac{\cos[K(h)\omega_0 t_b + \varphi_{h\nu}] - \cos[K(h)\omega_0 t_e + \varphi_{h\nu}]}{K(h)\omega_0} \right\} \quad (11)$$

将式(11)代入式(8)~(10)可得如下方程:

$$F_{ai} = I_{e_b}(t_{3i-1}, t_{3i}) + I_{e_c}(t_{3i-2}, t_{3i}) - U_{bn}(3i-1)[t_{3i} - t_{3i-1}] - U_{cn}(3i-2)[t_{3i-1} - t_{3i-2}] - U_{cn}(3i-1)[t_{3i} - t_{3i-1}] = 0 \quad (12)$$

$$F_{bi} = I_{e_a}(t_{3i-3}, t_{3i-1}) + I_{e_c}(t_{3i-2}, t_{3i-1}) - U_{an}(3i-3)[t_{3i-2} - t_{3i-3}] - U_{an}(3i-2)[t_{3i-1} - t_{3i-2}] - U_{cn}(3i-2)[t_{3i-1} - t_{3i-2}] = 0 \quad (13)$$

$$F_{ci} = I_{e_a}(t_{3i-3}, t_{3i-2}) + I_{e_b}(t_{3i-4}, t_{3i-2}) - U_{an}(3i-3)[t_{3i-2} - t_{3i-3}] - U_{bn}(3i-4)[t_{3i-3} - t_{3i-4}] - U_{bn}(3i-3)[t_{3i-2} - t_{3i-3}] = 0 \quad (14)$$

在式(12)中, $i=n$ 时, $t_{3i}=t_{3n}$, 因为 $t_{3n}=t_0+T_w$, 所以方程 F_{an} 是和方程 F_{a0} 重复的。在式(14)中, $i=1$ 时, $t_{3i-4}=t_{-1}$, 即前一个参考周期的时刻, 因此方程 F_{c1} 也是不能用的。要找到方程的解, 还需要再建立两个附加方程。由图 3 可知:

$$\begin{cases} e_\nu - u_{\nu\nu} - u_{\nu 0} - u_{0n} = 0 \\ e_\nu - u_{\nu\nu} - u_{\nu 0} - u_{0n} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$e_\nu, u_{\nu\nu}, u_{\nu 0}, u_{0n}$ 是相应的直流分量。端电压 e_ν 不包含直流分量, 即 $\bar{e}_\nu = 0$ 。同样, 理想电抗在稳态条件下也不含直流分量, $\bar{u}_{\nu\nu} = 0$ 。故条件 $\bar{u}_{\nu 0} = \bar{u}_{0n}$ 对 $\nu = a, b, c$ 都满足。它们包含两个独立的关系: $\bar{u}_{a0} = \bar{u}_{b0}, \bar{u}_{a0} = \bar{u}_{c0}$ 。因此, 两个附加方程为:

$$F_{L1} = \int_{t_0}^{t_0+T_w} [u_{a0}(t) - u_{b0}(t)] dt = 0 \quad (16)$$

$$F_{L2} = \int_{t_0}^{t_0+T_w} [u_{a0}(t) - u_{c0}(t)] dt = 0 \quad (17)$$

根据图5,可推得式(16)和式(17)为:

$$F_{L1} = \sum_{i=1}^{n-1} U_{da}(3i-3)[t_{3i}-t_{3i-3}] - \sum_{i=2}^n U_{db}(3i-4)[t_{3i-1}-t_{3i-4}] - U_{da}(3n-3)[t_0-t_{3n-3}+T_w] - U_{db}(0)[t_2-(t_{3n-1}-T_w)] = 0 \quad (18)$$

$$F_{L2} = \sum_{i=1}^{n-1} U_{da}(3i-3)[t_{3i}-t_{3i-3}] - \sum_{i=1}^n U_{dc}(3i-2)[t_{3i+1}-t_{3i-2}] - U_{da}(3n-3)[t_0-t_{3n-3}+T_w] - U_{dc}(3n-2)[t_1-t_{3n-2}-T_w] = 0 \quad (19)$$

式(12)~(14),式(18)和式(19)构成一个有 $3n$ 个方程的方程组,这个方程组可用牛顿法来求解,因为式(12)~(14)这 $3n-2$ 个非线性方程中的每一个方程只和与之相关的3个过零点有关,所以牛顿法中的雅可比矩阵为一特殊形式,附加方程式(18)和式(19)代表了两个未知量之间存在的耦合。因此,雅可比矩阵为稀疏结构,可以采用稀疏矩阵技巧实现快速计算。在一个参考周期 T_w 包含 N 值很大的基本周期时也同样适用。

一旦过零点计算出来,则图3和图5中的电弧电压 $u_{vn}(t)$ 就能确定,因此相应的谐波电压 u_{vnh} (在参考周期 T_w 内)可由下式导出:

$$u_{vnh} = j \frac{\sqrt{2}}{T_w} \int_{t_0}^{t_0+T_w} u_{vn} e^{-jk(h)\omega_0 t} dt = -\frac{\sqrt{2}}{NT_0} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{1}{K(h)\omega_0} U_{vn}(m) [e^{-jk(h)\omega_0 t_{m1}} - e^{-jk(h)\omega_0 t_{m2}}] \quad (20)$$

在图3中,考虑电压 $e_v(t)$ 的谐波电压 e_{vh} ,相应的谐波电流 I_{vh} 可由图6电路得到,即:

$$I_{vh} = \frac{e_{vh} - u_{vnh}}{jK(h)\omega_0 L} \quad (21)$$

3 算例^[3]

根据以上计算公式采用牛顿法利用MATLAB语言编写程序,对电弧炉系统的分数谐波电流进行

(上接第10页)

0.789/0.1977 \approx 4;而在390-470组合方式时,绝大多数电流都经第1级压敏电阻泻放掉了,两个压敏电阻所吸收的能量比为0.831/0.016=51.9,第2级压敏电阻吸收的能量几乎为零,这样绝大多数都集中在第1级压敏电阻上,很容易造成第1级压敏电阻的损坏,这种配合方式不是很好。

4 结论

在房屋的引入线处和灵敏设备的前面安装浪涌保护器,如果两级压敏电阻能够合理配合,则可以将绝大部分电流泻放掉,确保设备的安全,同时也能合理分担过电压能量,确保保护器的安全。通过0.5 μ s-100kHz衰减振荡波的试验表明,“470-390”的配合能合理地分配过电压的电流和能量;而在“390-470”的配合中,末级压敏电阻的分担能量作用

计算。计算时的初始值为:

$N = 8, U_d = 321\nu, f_0 = 50 \text{ Hz}, U_{di} = r_{vi} U_d, M = 0.0084, |r_{vi}| = 1 + M \cos[(f_0/f_M)\pi i]$,其中 M 为调节因子。计算结果见表2。

表2 计算结果

频率/Hz	计算值	测量值	频率/Hz	计算值	测量值
18.75	0.37	1.81	50.00	103.10	103.30
25.00	0.45	1.67	56.25	5.63	5.44
31.25	0.92	2.81	62.50	0.93	2.59
37.50	4.17	4.43	68.75	0.42	1.25
43.75	6.80	6.82	75.00	0.26	0.94

该例中的测量值是采用J.G.Mayordomo等人的测量数据^[2]。通过表2可以看出,在50Hz附近的频率上计算值和测量值基本一致,在其他频率上有较大误差。这是由于电弧炉系统的复杂性,需要采用更加复杂的变化规律的模型;另一方面,测量本身也存在误差。

参考文献:

- [1] J G Mayordomo, L F Beites, M Izzeddine, et al. A New Domain Arc Furnace Model for Iterative Harmonic Analysis[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1997, 12(4): 1771-1778.
- [2] J G Mayordomo, R Asensi, L F Beites, et al. A Frequency Domain Arc Furnace Model for Harmonic Power Flows under Balanced Conditions [A]. Proceedings of the IEEE 7th International Conference on Harmonics and Quality of Power[C], Las Vegas, 1996.
- [3] G N Bathuret, B C Smith, N R Watson. A Modular Approach to the Solution of the Three-phase Harmonic Power-flow[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2000, 15(3): 661-668.

作者简介:高继森(1957-),男,河南郑州人,副教授,现研究方向为理论电工。

微不足道,会使单个压敏电阻经常流过大电流而导致损坏,以致影响整个浪涌保护器的工作。

参考文献:

- [1] ANSI/IEEE C62.41-1980. IEEE Guide for Surge Voltage on Low-voltage Power Circuits[S].
- [2] ANSI/IEEE C62.42-1987. IEEE Guide for the Application of Gas Tube Arrester Low-voltage Surge-protective Devices[S].
- [3] Lai Jih-sheng, F D Martzloff. Coordination Cascaded Surge Protection Devices: High-low Versus Low-high[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1993, 29(4): 680-687.
- [4] Francois D Martzloff. Coupling, Propagation, and Side Effects of Surges in an Industrial Building Wiring System [J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1990, 26(2): 193-203.

作者简介:李清泉(1969-),男,博士,副教授,从事过电压及电磁兼容方面的研究。