

基于不同激励源模式下并联型怀特电路特性

齐欣,徐中雄,张旌

(中国科学院高能物理研究所 加速器中心,北京 100049)

摘要:在快周期同步加速器中,为避免无功能量存取对电网的扰动,磁铁电源系统通常采用怀特电路结构。在并联型怀特电路中,降低磁铁电流的高次谐波含量,即电流总谐波畸变率(THD)是保证磁铁电流跟踪精度的关键所在。本文基于一单元并联型怀特电路模型,详细分析了在不同激励源模式下磁铁电流的动态特性,并获得实验验证。结果表明,连续激励模式更有利于改善磁铁电流的 THD 指标。

关键词:电源系统;谐波总畸变率;跟踪误差

中图分类号:TL503.5

文献标志码:A

文章编号:1000-6931(2008)01-0092-05

Dynamic Response of Parallel Resonant Circuit With Different Power Excitations

QI Xin, XU Zhong-xiong, ZHANG Jing

(*Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

Abstract: In order to avoid drawing a large reactive power from the alternating current line, the White circuit type resonant network is adopted widely as the structure of the magnet power supply system of the rapid-cycling synchrotron. Reducing the total harmonic distortion (THD) of the magnet current in the parallel resonant network is the key technique for the magnet current tracking accuracy. Based on the dynamic response analysis of a single mesh parallel resonant circuit in the paper, it shows that the continuous power excitation is of great benefit to reducing the magnet current harmonics. The paper also gives a description of our experimental studies on the dynamic response with the pulse and continuous power excitation in a parallel resonant network model.

Key words: power supply system; total harmonic distortion; tracking error

目前正在进行可行性设计研究的中国散裂中子源(Chinese Spallation Neutron Source, CSNS)主体结构之一为快周期同步加速器(RCS),其磁铁电源系统采用怀特电路(White circuit)结构^[1]。由于 RCS 中所有二极磁铁

(B)和四极磁铁(Q)的工作电流均采用带直流偏置的正弦波,同时,电源系统需要采用多套电源谐振网络(B铁1套,Q铁8套)分别对各类磁铁独立供电^[2]。因此,为了保证质子束流能够稳定加速,必须考虑各类磁场跟踪的精度,否

则,会导致严重的束流损耗。在实际工程中,各类磁场的在线精密测量难于实现,因此,必须建立工程实用的磁场跟踪精度间接判据。在不考虑磁铁非线性影响的前提下,即磁铁铁芯内的磁密度不发生饱和时,磁铁的磁场与相应的激励电流之间满足简单的线性关系,磁铁电流的跟踪精度即直接对应各类磁场跟踪精度。本文从电流跟踪指标的角度出发,详细分析并实验验证在并联型怀特电路中,采用连续正弦波交流激励,电流跟踪指标中最重要的指标之一总谐波畸变率(THD)优于传统采用的单向脉冲激励^[3]。

1 电流谐波总畸变率

在1.6 GeV的CSNS/RCS中,加速器物理设计基本指标是要求四极磁铁电流对二级磁铁电流跟踪精度为0.1%。这是一个实时的幅值误差要求,即要求电流从谷值升到峰值过程中的每一点幅值误差均不能超出该指标要求。然而,对于快周期变化量进行实时地精密测量,在加速器实际运行中是不易实现的。为便于工程设计应用,在不考虑非线性影响的前提下,将这一基本物理指标分解。首先,各磁铁电流跟踪误差可分解为相位误差和幅值误差两个方面。相位误差指各系统磁铁电流交流分量不同步;同时考虑交、直流分量时,幅值误差又可分为波形峰值误差、谷值误差和波形畸变误差。

在加速器电源系统中,电流值的误差一般采用电流稳定度来表征。该指标目前已普遍做到了万分之一以上,能够满足该系统需求。而对于波形畸变误差,本文考虑借用和引入评价电网质量的指标——总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)做为磁铁电流误差的一个实用判据,它表征谐波分量的幅值和基波幅值的相对量。假如基波的幅值为 A_1 ,而二次谐波的幅值为 A_2 ,三次谐波的幅值为 A_3 , N 次谐波的幅值为 A_N ,则总的谐波畸变率(THD)为:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_N^2}}{A_1}$$

加速器物理设计该系统磁铁电流的THD要求小于0.02%^[4]。该指标实现的首要前提是正确合理地选择磁铁电源励磁方式。

2 数学模型分析

一单元并联型怀特电路模型示于图1。其中, L_m 、 R_m 为磁铁电感和电阻, L_{ch} 、 R_{ch} 为谐振电抗器电感和电阻, C 为谐振电容。设谐振电抗器的原边电流(即激励源输出电流)为 i_p ,谐振电抗器为理想变压器,其原边电感可由匝比 n 表示为 $\frac{L_{ch}}{n^2}$,互感 $M = k \sqrt{L_{ch} \frac{L_{ch}}{n^2}} = k \frac{L_{ch}}{n}$, k 为互感系数。根据电路基尔霍夫定律^[5],谐振电抗器的原边回路方程如式(1)所示:

$$v_s = k \frac{L_{ch}}{n} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{L_{ch}}{n^2} \cdot \frac{di_p}{dt} \quad (1)$$

副边回路方程为:

$$R_{ch}i + k \frac{L_{ch}}{n} \cdot \frac{di_p}{dt} + L_{ch} \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt = 0 \quad (2)$$

$$R_m i_2 + L_m \frac{di_2}{dt} - \frac{1}{C} \int i_1 dt = 0 \quad (3)$$

$$i = i_1 + i_2 \quad (4)$$

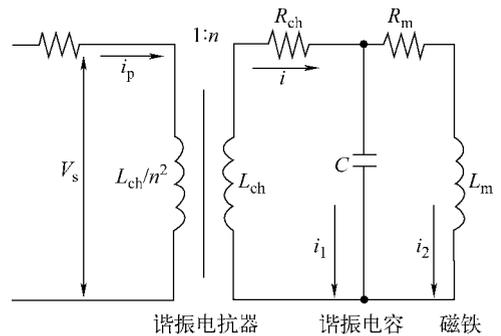


图1 单网孔并联型怀特电路

Fig. 1 Single-mesh parallel resonant circuit

将式(2)~(4)进行拉普拉斯变换,并作以下假设:

1) 设谐振频率 $\omega_0 = \sqrt{\frac{L_m + L_{ch}}{L_m L_{ch} C}}$,不考虑阻抗 R_m 和 R_{ch} 对它的影响;

2) 令 $\frac{R_m}{L_m} = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}$,这样并不会失去一般性。

解得磁铁响应电流 i_2 的拉普拉斯表达式为:

$$I_2(s) = \frac{-ks}{nCL_m(s + R_m/L_m)(s^2 + sR_m/L_m + \omega_0^2)} I_p(s) \quad (5)$$

其中: $I_p(s)$ 为激励电流 i_p 的象函数。

以下就不同 i_p 求解磁铁电流 i_2 的响应方程。

2.1 单向正弦半波电流输入

如图 2 所示, 激励电流 i_p 为:

$$i_p = \sin(\omega_i t) \varepsilon(t) + \sin[\omega_i(t - T_i/2)] \varepsilon(t - T_i/2)$$

其中: $T_i/2$ 为脉冲宽度, $T = \omega_0/2\pi$ 为脉冲周期。

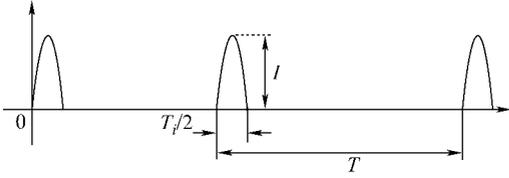


图 2 单向正弦半波电流波形

Fig. 2 Single direction half-sine waveform

经由拉普拉斯变换, 也可得:

$$I_p(s) = \frac{I\omega_i}{s^2 + \omega_i^2} \cdot \frac{1 + e^{-sT_i/2}}{1 - e^{-sT}}$$

因此, 对于磁铁电流, 有:

$$i_2(t) = -\frac{kI\omega_i}{nCL_m a_1} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^1 \varepsilon(t_{nm}) \left[a_2 e^{-\frac{R_m}{L_m} t_{nm}} + e^{-\frac{R_m}{2L_m} t_{nm}} \sqrt{a_3^2 + a_4^2} \sin(\omega_i t_{nm} + \phi) + \sqrt{a_5^2 + a_6^2} \sin(\omega_i t_{nm} + \theta) \right] \quad (6)$$

其中:

$$t_{nm} = t - nT - mT_i/2;$$

$$a_1 = \left[(\omega_0^2 - \omega_i^2)^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \omega_i^2 \right] \left[\omega_i^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$a_2 = \frac{R_m}{L_m} \left[\omega_i^2 - \omega_0^2 - \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$a_3 = \frac{R_m}{L_m} \cdot \frac{\omega_i^2}{\omega_0^2} \left[\omega_i^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$a_4 = -\left[2(\omega_0^2 - \omega_i^2) \left(\omega_0^2 - \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right) + \omega_i^2 \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right] \left[\omega_i^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right] / 2\omega_1 \omega_0^2;$$

$$a_5 = \frac{R_m}{L_m} (\omega_0^2 - 2\omega_i^2);$$

$$a_6 = \omega_i \left[\omega_0^2 - \omega_i^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$\tan \phi = a_3/a_4;$$

$$\tan \theta = a_5/a_6.$$

2.2 连续正弦波电流输入

如图 3 所示, 激励电流 $i_p = I_p \sin \omega_0 t$, 经由

拉普拉斯变换, 得 $I_p(s) = \frac{I\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}$. 因此, 可得

磁铁电流为:

$$i_2(t) = -\frac{kI}{nb_1} \left[b_2 e^{-\frac{R_m}{L_m} t} + e^{-\frac{R_m}{2L_m} t} \cdot \sqrt{b_3^2 + b_4^2} \sin(\omega_0 t + \phi) + \sqrt{b_5^2 + b_6^2} \sin(\omega_0 t + \theta) \right] \quad (7)$$

其中:

$$\omega_i^2 = \omega_0^2 - \left(\frac{R_m}{2L_m}\right)^2;$$

$$b_1 = L_m C \omega_0 \left[\omega_0^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$b_2 = \frac{R_m}{L_m};$$

$$b_3 = \frac{L_m}{R_m} \left[\omega_0^2 + \left(\frac{R_m}{L_m}\right)^2 \right];$$

$$b_4 = -\frac{1}{2\omega_1 \omega_0^2};$$

$$b_5 = -\omega_0^2 \frac{L_m}{R_m};$$

$$b_6 = \omega_0 \frac{R_m}{L_m};$$

$$\tan \phi = b_3/b_4;$$

$$\tan \theta = b_5/b_6.$$

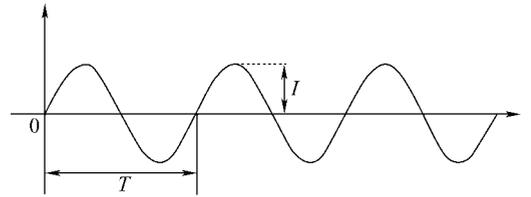


图 3 连续正弦波电流波形

Fig. 3 Continuous sine waveform

对比式(6)和(7)可见, 在第 1 种模式下, 因激励电流本身含有丰富的频率为 $1/T_i$ 的低次谐波, 相应的磁铁电流也含有大量 $1/T_i(\omega_i)$ 谐波。显然, 这种激励模式带来了不可避免的波形畸变, 它会导致四极磁铁与二极磁铁间电流的跟踪误差。图 4 示出了以一套小电源模型参数值对式(6)和(7)分别进行仿真计算后得到的磁铁电流的幅频特性曲线图以及相应的谐波总畸变率(THD)。计算结果表明, 在采用传统的脉冲电流源激励下, 磁铁电流含有丰富的谐波。相对来说, 采用输出为连续正弦波电流源激励, 磁铁电流谐波含量远小于前者, 能够容易满足设计要求。

3 实验验证

为验证上述分析结果,采用1台具有多种工作模式的100 A/54 V交流电源,分别对一单元并联型怀特电路进行不同模式激励,整个系统模型按照中国散裂中子源概念设计^[6]中二极磁铁参数1/1 000的规模设计。电源输出波形、磁铁响应波形和电源输出电流、磁铁电流的

谐波分析结果示于图5~7。

受电源的工作模式限制,电源处于开环状态,即对输出电流没有调节能力。可以判断,在连续正弦波模式下,对电源输出电流进行调节,使其谐波含量达到0.1%以上时,磁铁电流的总谐波畸变率更易达到设计指标。

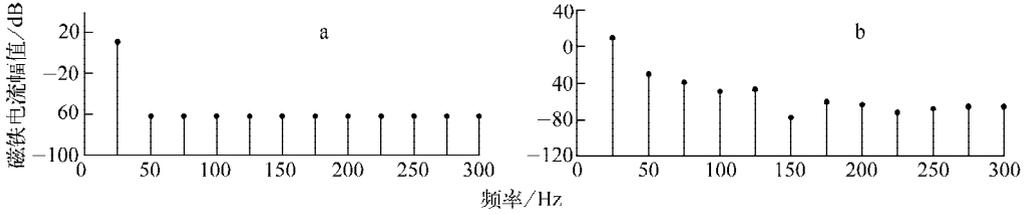


图4 不同激励源输入下磁铁电流的幅频特性图及THD含量

Fig. 4 Simulated results at different exciting current

$L_m=23.123\text{ mH}, R_m=50\text{ m}\Omega, T_0=40\text{ ms}, T_i=13.3\text{ ms}$

a——单向正弦半波电流输入,THD=1.22%;b——连续正弦电流输入,THD=0.051%

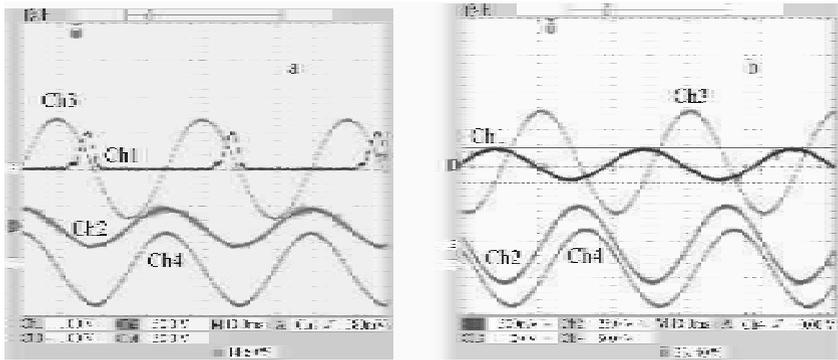


图5 不同激励模式下实验波形

Fig. 5 Experimental results at different exciting current

a——单向正弦半波模式;b——连续正弦电流模式

Ch1——电源输出电流;Ch2——电源输出电压;Ch3——磁铁电流;Ch4——磁铁电压

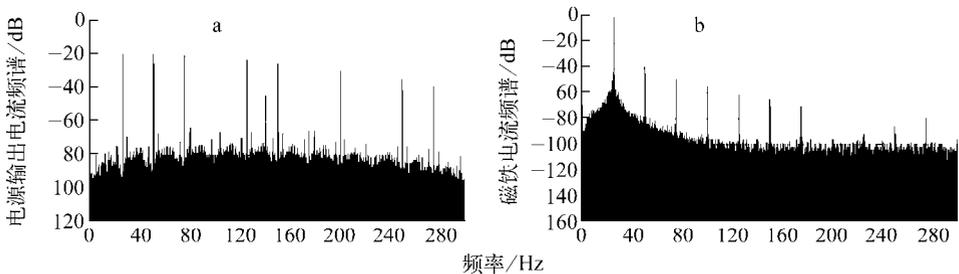


图6 单向正弦半波模式下的幅频特性图及THD含量

Fig. 6 Experimental results at single direction half-sine current

a——电源输出电流频谱,THD=1.83%;b——磁铁响应电流频谱,THD=1.29%

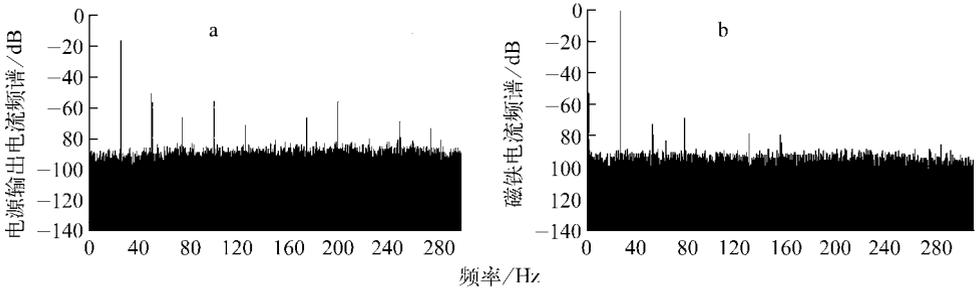


图7 连续正弦波模式下的幅频特性图及 THD 含量

Fig.7 Experimental results at continuous sine current

a——电源输出电流频谱, THD=2.7%; b——磁铁响应电流频谱, THD=0.048%

4 结论

从模型分析和实验检验两个方面同时验证了在并联型怀特电路中,为了满足磁铁电流总谐波畸变率(THD)的设计要求,需采用连续正弦波输出模式的交流电源,而非采用传统的单向脉冲电源。这一结果为下一步的工程设计提供了理论依据。

参考文献:

- [1] WHITE M G, SHOEMAKER F C, O' NELL G K. A 3-BE V high intensity proton synchrotron [R]. Switzerland; CERN, 1956.
- [2] 齐欣,徐中雄. 中国散裂中子源快周期同步加速器磁铁电源系统[J]. 原子能科学技术, 2006, 40(3): 362-366.

QI Xin, XU Zhongxiong. Magnet power supply system for rapid cycle synchrotron of chinese spallation neutron source [J]. Atomic Energy Science and Technology, 2006, 40(3): 362-366 (in Chinese).

- [3] FOX J A. Resonant magnet network and power supply for the 4-GeV electron synchrotron Nina [J]. Proc IEEE, 1965, 112: 1 107-1 126.
- [4] 齐欣. RCS 怀特型磁铁电源系统分析及关键技术研究[D]. 北京:中国科学院高能物理研究所, 2006.
- [5] 王大棚,沈世洪,张爱民,等. 工程电路分析[M]. 6 版. 北京:电子工业出版社, 2002: 29-32.
- [6] 佚名. 中国散裂中子源概念设计: 加速器方案设计与关键技术研究[R]. 北京:中国科学院高能物理研究所, 2004.