

整流变压器偏磁对托卡马克电源系统 谐波不稳定的分析

王健声^{1,2}, 茆华风², 茆智伟², 许留伟^{2,✉}

(1. 安徽大学物质科学与信息技术研究院, 安徽合肥 230031;

2. 中国科学院合肥物质科学研究院等离子体物理研究所, 安徽合肥 230031)

摘要: [目的] 为了有效地抑制托卡马克电源系统中非特征次谐波对电网的扰动, 研究了托卡马克电源系统低频谐波产生的机理。[方法] 通过引入一种改进型的开关函数模型, 并选取国际热核聚变实验反应堆 (ITER) 聚变装置为例, 结合其相应的参数建立了其对应的交直流等效电路模型, 并通过计算和仿真得到对应的输出 2 次谐波情况。[结果] 通过计算得到输出量与输入量的比值稳定因子值几乎趋向于零。[结论] 通过这一计算与仿真结果, 可以确定整流变压器直流偏磁不会引起系统的谐波不稳定。

关键词: 非特征次谐波; 托卡马克电源系统; 开关函数; 直流偏磁; 谐波不稳定

中图分类号: TL4; TL62

文献标志码: A

文章编号: 2095-8676(2022)02-0070-07

开放科学 (资源服务) 标识码 (OSID):



Analysis of Harmonic Instability of Tokamak Power System Caused by Rectifier Transformer Bias

WANG Jiansheng^{1,2}, MAO Huafeng², MAO Zhiwei², XU Liuwei^{2,✉}

(1. Institute of Material Science and Information Technology, Anhui University, Hefei 230031 Anhui, China;

2. Institute of Plasma Physics, Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, Anhui, China)

Abstract: [Introduction] The paper aims to effectively suppress the disturbance of non characteristic harmonics to the power grid in the tokamak power supply system, the paper studies the mechanism of low-frequency harmonics in the tokamak power supply system. [Method] By introducing an improved switching function model, selected ITER fusion device as an example and established its corresponding AC/DC equivalent circuit model combined with its corresponding parameters, the corresponding output second harmonic was obtained through calculation and simulation. [Result] The ratio of output to input is calculated, and the stability factor value almost tends to zero. [Conclusion] It is determined that the DC bias of rectifier transformer do not cause harmonic instability of the system.

Key words: non characteristic subharmonic; tokamak power system; modulation function; DC bias; harmonic instability

2095-8676 © 2022 Energy China GEDI. Publishing services by Energy Observer Magazine Co., Ltd. on behalf of Energy China GEDI. This is an open access article under the CC BY-NC license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

工业领域随着可再生能源发电、柔性直流输电 FACTS 技术、静止同步补偿器 STATCOM 等电力电子新技术的日益大规模应用, 交直流混联电网的谐波问题日益突出^[1-2]。电网谐波的频率除 3 次、5 次、

7 次等特征次谐波外, 2 次谐波等非特征次谐波也存在较大含量^[3]。

关于非特征次谐波的研究, 过去数十年间国内外相关领域的专家做了大量的研究。1967 年英国

收稿日期: 2021-10-27 修回日期: 2022-04-14

基金项目: 国家自然科学基金“百兆瓦级非稳态运行变流系统低次谐波形成、传导及耦合机理研究”(51707190)

人 Ainsworth 通过对换流器和非特征次谐波相互作用的研究, 首次提出了谐波不稳定的概念。随后于 1977 年又确定了铁心饱和型谐波不稳定的产生机理。随后数年的时间里, Yacamini 和 Oliveria 又依次提出了交流侧和直流侧互补谐振的概念。这一系列概念的提出, 奠定了谐波理论的基础^[4-6]。

在 Tokamak 电源系统中, 整流变压器同样会产生较为可观的二次谐波分量^[7], 此二次谐波可能会造成整流变压器的偏磁问题, 进而导致出现谐波不稳定现象^[8-11], 对聚变电源系统的正常运行产生一定的影响。本文引入了一种改进型的开关函数模型, 并选取 ITER 电源系统中谐波不稳定的产生机理, 完成了对 ITER 电源系统这一实例的计算和仿真, 进而确定了最终的影响。

1 低频谐波形成机理分析

1.1 非理想条件下电源的谐波分析

对于 Tokamak 磁体电源系统, 变流器负载多为数十毫亨至数亨量级的大电感, 可以认为直流侧电流为平滑直线基本无脉动。考虑低频谐波计算的复杂性, 首先忽略换相过程, 采用调制函数法进行分析, 而后对换相过程影响进行说明。假设并联运行时均流系数为 1, 每桥承担 $I_d/2$ 。

设调制函数 $f(t) = \varepsilon(t - \alpha_n) - \varepsilon(t - \alpha_n - \alpha_v)$, 由 Fourier 计算公式得:

$$f(\omega t, \alpha_0) = A + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t - \varphi_k) \quad (1)$$

式中:

$$A = \alpha_v/2\pi, A_k = 2 \sin \frac{k\alpha_v}{2} / k\pi, \varphi_k = k\alpha_0 + \frac{k\alpha_v}{2};$$

α_v —— 晶闸管导通区间;

α —— 触发角;

α_0 —— 导通时刻;

α_n —— 第 n 个晶闸管的触发时刻, 当晶闸管导通时, 调制函数取值为 1, 关闭时取值为 0。

共阴极和共阳极的晶闸管按顺序依次导通 120° , 如图 1 所示。

对于三相全控桥调制函数 $\alpha_v = \frac{2}{3}\pi, \alpha_n = \frac{(2n-1)\pi}{6} + \alpha, \alpha$ 相过零点为时间起点, 将其代入式 (1) 可得:

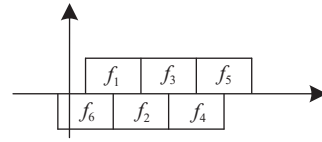


图 1 晶闸管导通顺序调制函数

Fig. 1 Thyristor conduction sequence modulation function

$$f_n = \frac{1}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{3} \cos \left[k\omega t - k\alpha - \frac{(2n+1)k\pi}{6} \right]$$

$$(n = 1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (2)$$

A 相交流电流是由调制函数 f_1, f_4 对直流电流 I_d 调制的结果:

$$i_a = (f_1 - f_4)I_d = \sum_{k=1}^{\infty} I_d \cdot \frac{4}{k\pi} \cos \frac{k\pi}{6} \sin k(\omega t - \alpha)$$

$$(k = 1, 5, \dots, 6n \pm 1) \quad (3)$$

如图 2 所示三相全控桥并联运行, 副边线电压差 30° , 两桥所产生的含量较高的 5, 7 次谐波相位刚好相差 180° , 当幅值相等时, 可以相互抵消。设 \dot{U}_{A1B1} 较 \dot{U}_{A2B2} 滞后 30° , 原副边绕组的电流瞬时值关系:

$$\begin{cases} i_{A1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_d}{2} \cdot \frac{4}{k\pi} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} \cdot \sin k(\omega t - \alpha) \\ i_{A2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_d}{2} \cdot \frac{4}{k\pi} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} \cdot \sin k\left(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{6}\right) \\ i_{B2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_d}{2} \cdot \frac{4}{k\pi} \cdot \cos \frac{k\pi}{6} \cdot \sin k\left(\omega t - \alpha - \frac{5\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (4)$$

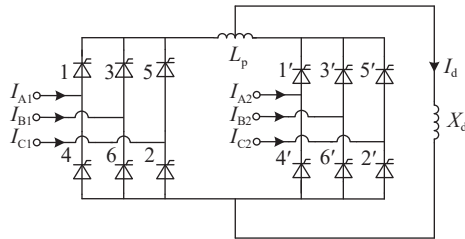


图 2 三相全控桥并联运行

Fig. 2 Three phase fully controlled bridge parallel operation

故可推出: $i_A = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{3}}{k\pi} I_d \cdot \sin k(\omega t - \alpha), k = 12n \pm 1$ 。

1.2 改进的开关函数模型

调制函数的影响, 可以视为基本分量 s_n 、修正分量 s_m 和换相分量的叠加。基本分量 s_n 、修正分量 s_m 为幅值为 1、宽度分别为 $2\pi/3$ 和 θ 的矩形波, 前者反映

不存在换相过程且严格按照触发脉冲导通的情况下变流器调制动作用,后者则用于修正因变流器导通时刻偏移而引起的调制函数波形的变化^[12-13]。对应的电压电流开关函数为:

$$\begin{cases} s_{ua} = s_n(\omega t) + s_{u\mu A} + s_{mA} \\ s_{ub} = s_n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + s_{u\mu B} + s_{mB} \\ s_{uc} = s_n\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + s_{u\mu C} + s_{mC} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} s_{ia} = s_n(\omega t) + s_{i\mu A} + s_{mA} \\ s_{ib} = s_n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + s_{i\mu B} + s_{mB} \\ s_{ic} = s_n\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + s_{i\mu C} + s_{mC} \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{cases} s_{u\mu A} = s_u\mu\left(\mu_{ab}, \omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_{ab}\right) - s_u\mu\left(\mu_{ca}, \omega t + \frac{\pi}{3} - \theta_{ca}\right) \\ s_{u\mu B} = -s_u\mu\left(\mu_{bc}, \omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_{bc}\right) - s_u\mu\left(\mu_{ab}, \omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_{ab}\right) \\ s_{u\mu C} = -s_u\mu\left(\mu_{ca}, \omega t + \frac{\pi}{3} - \theta_{ca}\right) - s_u\mu\left(\mu_{bc}, \omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_{bc}\right) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} s_{mA} = s_m\left(\theta_{ab}, \omega t - \frac{\pi}{3}\right) - s_m\left(\theta_{ca}, \omega t + \frac{\pi}{3}\right) \\ s_{mB} = s_m\left(\theta_{bc}, \omega t\right) - s_m\left(\theta_{ab}, \omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ s_{mC} = s_m\left(\theta_{ca}, \omega t + \frac{\pi}{3}\right) - s_m\left(\theta_{bc}, \omega t\right) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} s_{i\mu A} = s_i\mu\left(U_{ab}, \alpha_{ab}, \mu_{ab}, \omega t - \theta_{ab} - \frac{\pi}{3}\right) - \\ \quad s_i\mu\left(U_{ca}, \alpha_{ca}, \mu_{ca}, \omega t - \theta_{ca} + \frac{\pi}{3}\right) \\ s_{i\mu B} = s_i\mu\left(U_{bc}, \alpha_{bc}, \mu_{bc}, \omega t - \theta_{bc} - \frac{\pi}{3}\right) - \\ \quad s_i\mu\left(U_{ab}, \alpha_{ab}, \mu_{ab}, \omega t - \theta_{ab} - \frac{\pi}{3}\right) \\ s_{i\mu C} = s_i\mu\left(U_{ca}, \alpha_{ca}, \mu_{ca}, \omega t - \theta_{ca} - \frac{\pi}{3}\right) - \\ \quad s_i\mu\left(U_{bc}, \alpha_{bc}, \mu_{bc}, \omega t - \theta_{bc} - \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (9)$$

通过计算分析换相角对2次谐波影响小,为简化低次谐波建模,使模型具备工程实用价值,忽略换相不平衡造成的影响。

2 直流偏磁下低频谐波传导过程及其计算

2.1 整流变压器偏磁产生谐波不稳定的机理分析

本节主要通过推导交流侧2次谐波与直流侧基频电流之间的关系,分析了ITER PF变流器建立直流偏磁等值参数电路,并得到整流变压器铁心饱和情况下谐波在变流器两侧以及整流变压器两侧的传

递过程,如图3所示^[14-16]。

2.2 主要参数计算

结合图3中的2次谐波传递关系图可知,这是一个正反馈通道,即当线路中产生一个二次谐波扰动时,会经过上述正反馈通道进一步输出一个对应的二次谐波分量作用于变压器交流侧。对应的参数计算情况如下:

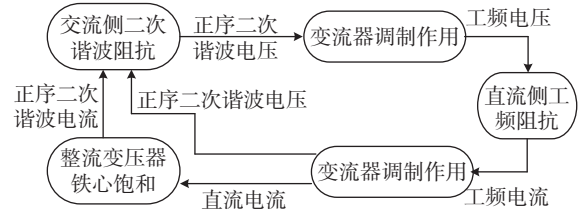


图3 整流变压器铁心饱和时的谐波传递关系图

Fig. 3 Harmonic transmission diagram of rectifier transformer core saturation

2.2.1 变压器交流侧二次谐波阻抗计算

交直流系统电路对应的模型如图4所示。其中交流侧等值阻抗计算公式为:

$$Z_{ac2} = [(Z_S // Z_{lb2}) + Z_{T2}] / k^2 \quad (10)$$

式中:

k —— 变压器变比;

Z_S —— 电源等值阻抗 (Ω);

Z_{lb2} —— 滤波器和无功补偿装置的等值阻抗 (Ω);

Z_{T2} —— ITER 变压器网侧对应的阻抗 (Ω)。

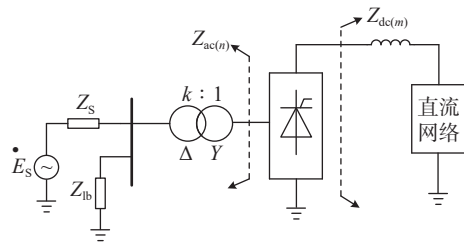


图4 交直流电路模型

Fig. 4 AC and DC circuit model

2.2.2 交流电源等值阻抗

参考 ITER PF 整流变压器参数(如表1所示),接入点等效阻抗根据主变接入点短路容量为922 MVA,故接入点的等效电抗为 $X_S = 14.3488 \Omega$ 。根据 $X_S = 14.3488 \Omega$ 可求出 $R_S = 1.43488 \Omega$ 。

为了简化计算,采用“一”型等效电路,只考虑变压器的励磁支路和负载支路。对应的参数(66 kV 侧)

关系如下:

$$\text{电阻 } R_T = \frac{\Delta P_k U_{IN}^2}{S_{TN}^2} = \frac{423.92 \times 66^2}{41\,000^2} = 1.098\,5\,\Omega, \text{ 电}$$

$$\text{抗 } X_T = \frac{U_k\%}{100} \times \frac{U_N^2}{S_N} = \frac{15.63}{100} \times 106.24 = 16.605\,3\,\Omega, \text{ 故}$$

$$\text{对应变压器阻抗 } Z_T = R_T + jX_T = (1.098\,5 + 16.605\,3j)\,\Omega.$$

表 1 ITER PF 变压器相关参数

Tab. 1 ITER PF transformer related parameters

变压器名称	ITER PF 整流变压器
变压器型号	ZHSFP-82000/66
额定容量	2×41 MVA
额定电压	66/1.05 kV
额定电流	2×358.7/2×22 501
联接组标号	网侧延边三角形移相±15°, 阀侧角形联接
短路阻抗	15.63%
空载电流	0.27%
空载损耗	53.09 kW
负载损耗	423.92 kW
额定空载直流电压	1 420 V
额定直流电流	2×27 500 A
总脉波数	12

ITER 无功补偿及滤波系统测试平台安装容量 168 Mvar, 基波补偿容量 83.2 Mvar, 电压等级 66 kV, 等效电阻 $R_L = 0.131\,5\,\Omega$, 滤波支路基波下的等效电抗为:

$$X_C = \frac{U_N^2}{S_{IN}} = \frac{66^2}{83.2} = 52.350\,7\,\Omega$$

其它等效参数如表 2 所示。

表 2 滤波支路等效参数

Tab. 2 Equivalent parameters of filter branch

滤波支路等值参数	3支路	5支路	7支路	11支路
调谐电阻/ Ω	1.378 9	0.359 6	0.422 7	0.460 1
电感/mH	137.44	24.74	12.62	5.11
电容/ μF	8.357 2	16.714 4	16.714 4	16.714 4

2.2.3 相控电抗器等效参数

相控电抗器为三角形连接, 在实验过程中, 由于容性滤波支路始终投入, 那么随着负载电流的变化, TCR 提供的补偿容量将在 0 ~ 83.208 Mvar 之间变化。计算过程中, 将 TCR 等效为一个三相星形连接的可变电感, 对应的基波等效阻抗 $X_{TCR} = 52.350\,7\,\Omega \sim \infty$ 。

以 ITER PF 变流器集成试验的并联谐振等值回

路进行分析, 如图 5 所示。

ITER PF 变流器等效为谐波源, 忽略主变压器励磁阻抗, 等值电路进一步简化为图 6 所示电路。

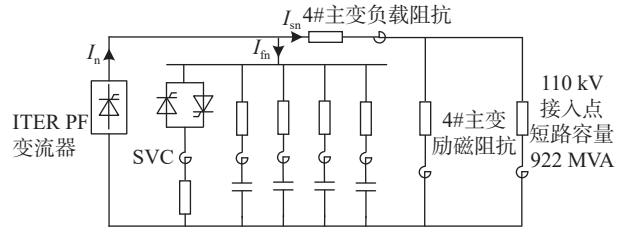


图 5 ITER PF 变流器集成试验的并联谐振等值电路

Fig. 5 Parallel resonant equivalent circuit for ITER PF converter integration test

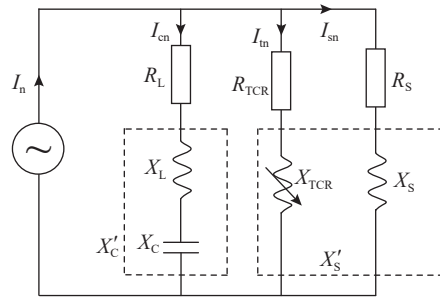


图 6 ITER PF 变流器并联谐振等值简化电路

Fig. 6 Simplified parallel resonant equivalent circuit of ITER pf converter

将相关等值参数折算到 66 kV 侧, 得: $R_S' = \frac{1.434\,4 + 0.155\,8}{(115/66)^2} = 0.523\,8\,\Omega$, $X_S' = \frac{14.343\,8 + 15.830\,3}{(115/66)^2} = 9.938\,6\,\Omega$, $R_{TCR} = 0.26\,\Omega$, $X_{TCR} = 52.350\,7\,\Omega$, $R_L = 0.131\,5\,\Omega$, $X_C' = 52.350\,7\,\Omega$, 结合式 (10) 可以求解出 Z_{ac2} 的值为:

$$Z_{ac2} = [(Z_S' // Z_{lb2}) + Z_{T2}] / k^2 = \frac{1}{62.86^2} \times \{ [(0.523\,8 + 9.938\,6j) // (0.26 + 52.350\,7j)] // (0.131\,5 + 52.350\,7j) \} + (0.545\,2 + 16.605\,3j) = (0.282\,5 + 7.206\,9j)\,\Omega$$

2.2.4 换相角 μ 的计算

根据表 1 主变参数的参数可知: 触发角 $\alpha = 15^\circ$, 按网侧参数来折算, 根据触发角 α 和换相角 μ 的关系, 列出对应的关系如下:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = K_1 \frac{2I_d X_B}{\sqrt{6E}} \quad (11)$$

式中:

K_1 ——电容性元件对换相过程影响的修正系数, 其取值主要受到特征次谐波的影响, 考虑到此处

分析的是二次谐波问题,故电容性元件对换相过程影响可忽略不计,所以 $K_1 = 1$;

- I_d ——网侧电流 (A);
- X_B ——换相电抗 (Ω);
- E ——网侧电压 (kV)。

2.2.5 换相电抗的确定

折算到 66 kV 侧,对应的各电抗值如下:

系统等值电抗 $X_S = 14.3488 \Omega$,主变压器电抗 $X_T = 16.6053 \Omega$,交流母排(包括封闭母线) $X_{bus} = 1.4895 \Omega$,所以换相电抗的大小为 $X_B = 32.4436 \Omega$ 。

2.2.6 网侧电流和网侧电压

根据表 1 主变参数中数据可知:电压 $E = 66 \text{ kV}$, $I_d = 358.7 \text{ A}$ 。将相关值代入式(11)中可求解出 μ 的值。

2.2.7 直流侧等值基波阻抗计算

图 7 所示为直流侧等值谐波阻抗的等值电路,其中 $Z_{L(m)}$ 、 $Z_{E(m)}$ 、 $Z_{S(m)}$ 分别为直流线路、对侧换流器的直流侧和平波电抗器的等值 m 次谐波阻抗(m 为正整数)。

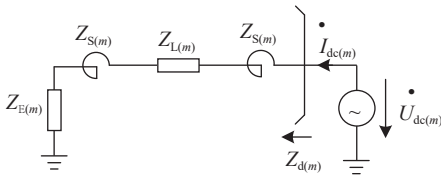


图 7 直流侧等值谐波阻抗电路模型

Fig. 7 DC side equivalent harmonic impedance circuit model

由图 7 可知:直流侧等值阻抗 $Z_{dc1} = Z_{E1} + 2Z_{S1} + Z_{L1}$ 。需要说明的是,由于超导电感非常大,可以认为 $Z_{L1} \gg Z_{S1}$, $Z_{L1} \gg Z_{E1}$ 。设 $L_1 = 1 \text{ H}$,从而得到直流侧阻抗 Z_{dc1} 的值。

2.2.8 输出二次谐波电压计算

综合上述计算,对应的各参数值如表 3 所示。

表 3 ITER PF 变压器相关数值计算结果

Tab. 3 Relevant numerical calculation results of ITER PF transformer

换相角 μ	17.6983°
交流侧二次谐波阻抗 Z_{ac2}	(0.2825 + j7.2069) Ω
直流侧基波阻抗 Z_{dc1}	j314.159 Ω

结合图 4 可知:其会经过一正反馈通道输出一对应的二次谐波电压,该二次谐波电压为 $\dot{U}_{ac2'}$ 对应的关系式为:

$$\dot{U}_{ac2'} = 36 \dot{I}_{ac2} Z_{ac2}^2 \sin^2 \frac{\mu}{2} / k \pi^2 \mu^2 Z_{dc1} \quad (12)$$

式中:

- I_{ac2} ——二次谐波电流 (A);
- Z_{ac2} ——交流侧二次谐波阻抗 (Ω);
- μ ——换相角 ($^\circ$);
- k ——变压器变比;
- Z_{dc1} ——直流侧阻抗 (Ω)。

将表 3 中数值代入上式,整理可求出 $\dot{U}_{ac2'}$ 。

2.2.9 稳定因子分析

设 λ 为换流变压器铁心饱和型谐波不稳定的稳定因子,当 $\lambda > 1$ 时,扰动将随着时间增大而增大,系统出现不稳定;反之,即 $0 < \lambda < 1$ 时,扰动会随着时间而衰减,系统最终趋于稳定。谐波电压 \dot{U}_{ac2} 经变流器及饱和情况下的换流变压器在交直流两侧传变后,其对应的幅值增益 $\lambda = |\dot{U}_{ac2'} / \dot{U}_{ac2}| = 1.993 \times 10^{-10}$ 。这个结果几乎趋向于 0,可以忽略不计。这说明,在 ITER 整流变压器系统中,因偏磁产生的扰动而导致的低次谐波可忽略不计。

3 实验验证

ITER PF 变流器在合肥集成试验,1、3 正向或 2、4 反向 6 脉波变流桥并联 55 kA 稳定运行时,整流变压器阀侧电流波形采用 30 kA 罗科和数据采集仪(20 kHz 采样频率)采集,使用 Origin 软件进行 FFT 分析仿真,频谱分析时间窗按照 IEC 标准采用 200 ms,2 次谐波电流值和波动较大。图 8(a)为 1、3 桥并联 55 kA 稳定运行,假负载 2 串 2 并(5 mH)时整流变阀侧 2 次谐波电流,图 8(b)为同时刻检测到的直流分量,蓝色为 1 桥,红色为 3 桥。表 4 中列出 1、3 桥 2 次谐波电流和直流分量 5 s 的平均值。

从图 8 可以看出 1 桥 2 次谐波电流最大达到近 600 A 且波动较大,3 桥 2 次谐波电流最大仅为 100 A 且波动较小;可以看出 1 桥直流分量最大达到 430 A 且波动较大,3 桥直流分量最大为 280 A,波动相对较小。

图 9(a)为 2、4 桥并联 55 kA 稳定运行,假负载 2 串 2 并(5 mH)时整流变阀侧 2 次谐波电流,图 9(b)为同时刻检测到的直流分量,蓝色为 2 桥,红色为 4 桥。表 5 中列出 2、4 桥 2 次谐波电流和直流分量 5 s 的平均值。

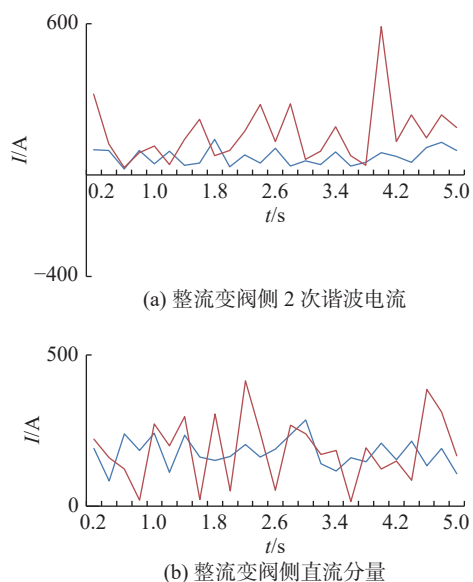


图 8 1、3 桥二次谐波电流分量和直流电流分量

Fig. 8 1, 3 bridge second harmonic current component and DC current component

表 4 1、3 桥 2 次谐波和直流分量 5 s 均值

Tab. 4 5 seconds mean value of 2nd harmonic and DC components of 1, 3 bridges

桥编号	2次谐波 电流/A	2次谐波电 流相角/(°)	直流分 量/A	直流分量 相角/(°)
1桥	73.14	无规律变化	176.55	180
3桥	165.32	无规律变化	186.74	0

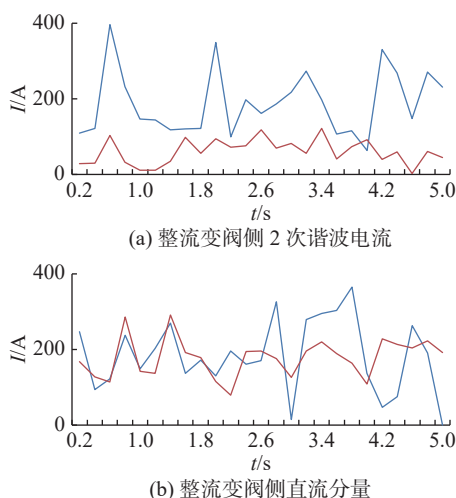


图 9 2、4 桥二次谐波电流分量和直流电流分量

Fig. 9 2, 4 bridge second harmonic current component and DC current component

表 5 2、4 桥 2 次谐波和直流分量 5 s 均值

Tab. 5 5 seconds mean value of 2nd harmonic and DC components of 2, 4 bridges

桥编号	2次谐波 电流/A	2次谐波电 流相角/(°)	直流分 量/A	直流分量 相角/(°)
2桥	188.48	无规律变化	183.32	180
4桥	59.76	无规律变化	178.34	0

4 结论

本文发展了一种改进型的开关函数,并基于这种改进型开关函数建立了 ITER 电源系统的数学模型,进而推导出整流变压器直流偏磁所产生的二次谐波输出。从实验结果来看,尽管整流变阀侧出现了百安培量级的直流分量,但其与整流变压器阀侧的数万 A 的比值小于对应的允许值 0.033,不足以引起整流变直流偏磁,因此不存在由直流偏磁形成正反馈从而导致二次谐波的恶性循环。ITER PF 变流器实际运行时负载为最大亨量级的超导大电感,直流侧不会发生工频串联谐振,可以排除直流偏磁引起的谐波不稳定。

参考文献:

- [1] 石秉仁. 磁约束聚变原理与实践 [M]. 北京: 原子能出版社, 1999.
- [2] SHI B R. Principle and practice of magnetic confinement fusion [M]. Beijing: Atomic Energy Press, 1999.
- [3] 王兆安. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [4] WANG Z A. Harmonic suppression and reactive power compensation [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2016.
- [5] 梅琪. 高压直流输电系统中换流变压器铁心饱和谐波不稳定性研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2019. DOI: 10.27157/d.cnki.ghzku.2019.000772.
- [6] MEI Q. Study on saturation harmonic instability of converter transformer core in HVDC transmission system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2019. DOI: 10.27157/d.cnki.ghzku.2019.000772.
- [7] 李晖, 钟卓江. 考虑直流偏磁的变压器状态分析及量化评价 [J]. 四川电力技术, 2021, 44(5): 41-47. DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20210509.
- [8] LI H, ZHONG Z J. State analysis and quantitative evaluation of transformer considering DC bias [J]. Sichuan Electric Power Technology, 2021, 44(5): 41-47. DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20210509.
- [9] 宣梦真, 王泽忠, 李明洋, 等. 特高压变压器空载直流偏磁指数收敛型并行计算 [J/OL]. 高电压技术: 1-10. (2021-07-23) [2022-01-21]. DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20210363.

- XUAN M Z, WANG Z Z, LI M Y, et al. Exponential convergence parallel calculation of no-load DC magnetic bias of UHV transformer [J/OL]. *High Voltage*: 1-10. (2021-07-23) [2022-01-21]. DOI:10.13336/j.1003-6520.hve.20210363.
- [6] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- LUO A. Technology and equipment of harmonic control and reactive power compensation in power grid [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006.
- [7] 吴亚楠. Tokamak电源及无功补偿系统与电网的兼容性分析与研究 [D]. 北京: 中国科学院大学, 2014.
- WU Y N. Analysis and research on compatibility between Tokamak power supply and reactive power compensation system and power grid [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2014.
- [8] 陈志伟, 白保东, 陈德志, 等. 电力变压器直流偏磁现象形成机理及一种抑制措施的研究 [J]. *电工技术学报*, 2015, 30(14): 208-214. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2015.14.028.
- CHEN Z W, BAI B D, CHEN D Z, et al. Study on the formation mechanism of DC magnetic bias in power transformer and a suppression measure [J]. *Journal of Electrotechnics*, 2015, 30(14): 208-214. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2015.14.028.
- [9] LUO L F, XU J Z, LI J, et al. A novel method of harmonic suppression in the AC/DC transmission system based on novel converter transformer [C]//IEEE. 2006 International Conference on Power System Technology, Chongqing, 2006. Chongqing: IEEE, 2007: 198-203.
- [10] 陈浩, 李琳, 许正梅. 换流变压器铁心饱和型不稳定性预测 [J]. *电工技术学报*, 2013, 28(6): 108-113. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2013.06.017.
- CHEN H, LI L, XU Z M. Prediction of core saturation instability of converter transformer [J]. *Journal of Electrotechnics*, 2013, 28(6): 108-113. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2013.06.017.
- [11] HARNEFORS L, YEPES A G, VIDAL A, et al. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2): 702-710. DOI: 10.1109/TIE.2014.2336632.
- [12] LIU S Y, DING T, BIE Z, et al. A second order cone based relaxation and decomposition algorithm for multi-period reactive power optimization considering uncertain PV integration in active distribution networks [C]//International Association on Environment and Electrical Engineering. IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, Milan, Italy, June G-9, 2017. Milan: IEEE, 2017: 1-6.
- [13] WANG X, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic based power systems: concept, modeling, and analysis [J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2019, 10(3): 2858-2870. DOI: 10.1109/TSG.2018.2812712.
- [14] WEN B, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Small-signal stability analysis of three-phase AC systems in the presence of constant power loads based on measured $d-q$ frame impedances [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(10): 5952-5963. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2378731.
- [15] WANG S, XU Z, WANG S. New findings on bypass damping filter in increasing subsynchronous resonance damping of series compensated system [J]. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2015, 9(13): 1718-1726. DOI: 10.1049/iet-gtd.2014.1211.
- [16] 李冰, 王泽忠, 刘海波, 等. 直流偏磁下500 kV单相变压器振动噪声的试验研究 [J]. *电工技术学报*, 2021, 36(13): 2801-2811. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200689.
- LI B, WANG Z Z, LIU H B, et al. Experimental study on vibration and noise of 500 kV single-phase transformer under DC bias [J]. *Journal of Electrotechnics*, 2021, 36(13): 2801-2811. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200689.

作者简介:



王健声

王健声 (第一作者)

1998-, 男, 安徽合肥人, 硕士研究生在读, 主要从事聚变电源系统的无功补偿和谐波抑制等研究(e-mail)1349148520@qq.com。

茆华风

1974-, 男, 安徽合肥人, 学士, 高级工程师, 主要从事聚变电源系统稳定运行等工作(e-mail)maohf@ipp.ac.cn。

茆智伟

1986-, 男, 安徽合肥人, 学士, 工程师, 主要从事聚变电源系统稳定运行等工作(e-mail)maozw@ipp.ac.cn。

许留伟 (通信作者)

1967-, 男, 安徽合肥人, 研究员, 博士生导师, 主要从事电力电子变流技术和无功补偿及谐波抑制技术等研究(e-mail)xulw@ipp.ac.cn。

(责任编辑 李辉)