



·脉冲功率技术·

CFQS 装置准环对称测试用磁体电源系统设计*

熊 健¹, 刘 海¹, 宣伟民^{1,2}, 许宇鸿¹

(1. 西南交通大学 物理科学与技术学院, 成都 610031; 2. 核工业西南物理研究院, 成都 610225)

摘 要: CFQS 装置是中国西南交通大学 (SWJTU) 和日本国家核融合科学研究所 (NIFS) 联合设计制造的中国首台准环对称仿星器, 为满足装置 0.1 T 稳态运行的实验要求, 需要为其磁体线圈设计相应的电源系统。本设计方案考虑工程实际估算线路阻抗, 考虑工程裕度、电源以负载参数的 1.2 倍进行计算, 并建立电源系统的 Simulink 仿真模型, 分析负载电流纹波大小及网侧谐波含量。根据仿真结果优化设计方案, 通过在直流侧增加无源滤波器, 减小输出电流纹波, 分析直流侧电压代数形式, 计算滤波器参数, 并仿真调节得到更加符合实际需求的滤波器参数, 满足装置准环对称位形的分布磁场精度对磁体线圈电流纹波的要求。

关键词: CFQS 装置; 磁体线圈电源; 直流滤波; 网侧谐波; Simulink

中图分类号: TN8

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.220164

Design of magnet power supply system for Quasi-Axisymmetric test of Chinese First Quasi-Axisymmetric Stellarator

Xiong Jian¹, Liu Hai¹, Xuan Weimin^{1,2}, Xu Yuhong¹

(1. Department of Physics, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. Southwest Institute of Physics of Nuclear Industry, Chengdu 610225, China)

Abstract: Chinese First Quasi-Axisymmetric Stellarator (CFQS) is being constructed as an international joint project between the National Institute for Fusion Science in Japan and Southwest Jiaotong University in China. To meet the requirements of 0.1 T steady-state quasi-axisymmetric magnetic field configuration experiment, it is necessary to design and manufacture the corresponding power supply system for its magnet coil. Since the power grid capacity of the laboratory can't achieve the power consumption required for 0.1 T operation of CFQS, the magnet coil power supply system uses 500 kVA energy storage power station, and the main circuit of the magnet coil power supply system adopts bridge thyristor rectification. In this design scheme, the line impedance is estimated according to the actual engineering situation. Considering the engineering margin, we calculate the power supply at 1.2 times of the actual load parameters, and build the Simulink simulation model of the power supply system to analyze the load current ripple and the harmonic content of the grid side. According to the simulation results, we optimize the design and reduce the output current ripple by adding a passive filter at the DC side. By this way, the output current ripple can meet the requirements of the quasi-axisymmetric magnetic field configuration.

Key words: Chinese First Quasi-Axisymmetric Stellarator, coil power supply, DC filtering, network side harmonic, Simulink

磁约束核聚变装置通过特定的磁场对等离子体态的燃料粒子进行约束, 使燃料粒子达到足够高密度、温度以及约束时间, 发生受控核聚变反应并释放能量。目前磁约束聚变装置主要有托卡马克和仿星器两种, 托卡马克的磁场是由外置线圈电流和等离子体电流共同产生, 其结构相对简单并具有较好的约束性能, 成为磁约束聚变研究的主流, 但托卡马克中等离子体的破裂会导致装置安全风险。相比于托卡马克而言, 仿星器的磁场由外置磁场线圈的电流产生, 几乎没有等离子体电流, 故不会引起大破裂, 更适合长时间稳态运行, 但传统仿星器的约束性能不

* 收稿日期: 2022-05-20; 修订日期: 2022-08-18

基金项目: 国家自然科学基金项目 (11905176); 四川省国际科技合作项目 (2021YFH0066)

联系方式: 熊 健, 19981022@my.swjtu.edu.cn。

通信作者: 刘 海, liuhai@swjtu.edu.cn。

及托卡马克。研究表明,通过优化仿星器磁场位形,可以有效地提高仿星器的约束性能^[1]。CFQS 装置采用了准环对称的优化方案,其磁场位形在环向上近似对称,在该位形下等离子体的约束性能相比传统仿星器可被极大地提升^[2]。为尽可能减小磁场的分布误差,实现精确的准环对称位形,一方面需要保证磁体线圈的加工精度和安装精度,另一方面要求线圈电流具有较小纹波。本文针对 CFQS 装置的 0.1 T 准环对称磁场位形需要的磁体电源进行工程方案设计以及仿真验证^[3]。

1 CFQS 磁体线圈电源设计

1.1 CFQS 磁体线圈的参数

CFQS 装置的线圈系统由 9 组线圈组成,其中非平面模块化线圈(Modular Coil)4 组,每组 4 柄,共 16 柄线圈,实现准环对称磁场位形;环向场线圈 3 组,每组 4 柄,共 12 柄线圈,实现磁岛偏滤器放电位形;极向场线圈 2 组,每组 2 柄,共 4 柄线圈,控制磁轴径向移动。CFQS 装置线圈系统分布见图 1。为保证同组线圈电流一致,在线路连接过程中,同组线圈之间采用串联连接方式^[4]。

CFQS 装置在 0.1 T 稳态运行时,非平面模块化线圈(MC1-4)额定电流为 450 A,环向场线圈(TFC10/TFC32/TFC70)额定电流为 220 A,极向场线圈(OV/IV)额定电流 I_d 为 450 A。

在计算线圈的电学参数时,考虑到稳态运行时线圈温升,将线圈的温度设定为 75 °C,通过 ANSYS/Maxwell 可以获得线圈电感 L_d 和电阻 R_d 参数。CFQS 装置线圈电流及电阻、电感参数见表 1(电阻和电感参数包含 5% 的裕度^[4])。

表 1 磁体线圈参数

Table 1 Parameters of coils

No.	$R_d/m\Omega$	L_d/mH	I_d/A
MC1	435.67	82.52	450
MC2	429.50	81.12	450
MC3	415.62	78.74	450
MC4	401.23	75.97	450
TFC10	228.13	3	220
TFC32	210.00	2.7	220
TFC70	173.57	2.16	220
OV	230.59	18.85	450
IV	73	5	450

1.2 CFQS 线圈电源系统拓扑结构

根据 CFQS 装置 9 组磁体线圈设置及实验室条件,对应设计 9 套磁体线圈电源满足装置 0.1 T 准环对称磁场位形实验的要求。电源总体采用相控整流电源,通过桥式晶闸管电路进行整流,为磁体线圈提供可调的直流。由于准环对称磁场位形对线圈电流纹波要求较高,在电源设计方案中利用开关函数法分析了输出电压,并由此设计了直流滤波器以减小负载电流纹波。电源初步设计方案有两种:一种为整体采用 6 脉波整流桥,通过调节变压器二次侧接法实现网侧电流为等效 12 脉波;另一种为将四组功率较大的 MC 线圈电源采用 12 脉波整流桥,其余线圈电源仍然采用 6 脉波整流桥。

图 2(a)、(b)为两种可行的电源拓扑结构^[5]。电源系统拓扑整体由储能电站、整流变压器、可控整流桥组成,变压器一次侧均采用三角形接法,其中图 2(a)全部采用 6 脉波整流桥,且为降低电源网侧谐波,MC2、MC4、TF10、OV 二次侧采用星形接法,其余电源二次侧为三角形接法,通过调整变压器二次侧接法,将电源电流移相,四组非平面模块化线圈(MC1-4)电源电流在网侧形成等效 12 脉波,使网侧谐波含量大大减少。图 2(b)电源系统拓扑基本构成与图 2(a)类似,不同之处在于,红色框图中的四组非平面模块化线圈(MC1-4)电源采用 12 脉波可控整流桥,其余电源采用 6 脉波整流桥,其输出电流纹波及网侧谐波含量较图 2(a)更低。

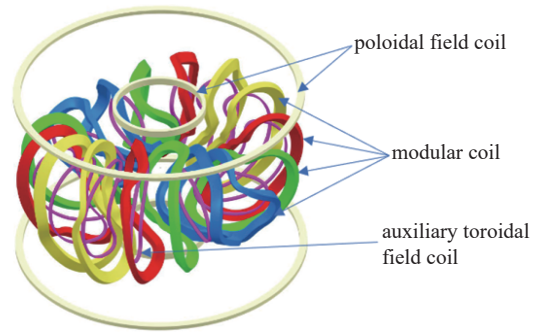


Fig. 1 Distribution diagram of magnet coil of CFQS device

图 1 CFQS 装置磁体线圈分布图

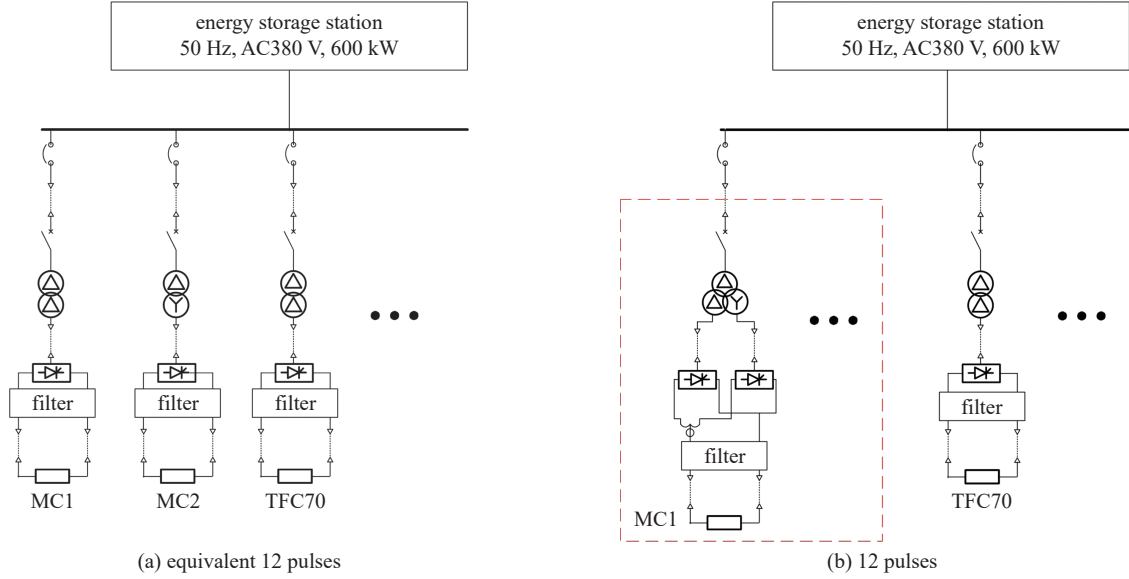


Fig. 2 Topologies of 12-pulse power supply system

图 2 等效 12 脉波电源系统拓扑

1.3 线路及变压器参数计算

考虑工程实际,对线路参数进行了估计^[6]: (1)设定最小触发角 $\alpha = 10^\circ$; (2)考虑线路阻抗,电缆材料选取为铜芯,截面积为 240 mm^2 ,交流侧电缆长度 10 m ,电阻 $R_1 = 0.77 \text{ m}\Omega$,电感 $L_1 = 2.75 \times 10^{-7} \text{ H}$;直流侧,电缆长度 50 m ,电阻为 $R_2 = 3.85 \text{ m}\Omega$,电感 $L_2 = 1.375 \times 10^{-5} \text{ H}$; (3)考虑晶闸管平均压降,稳定运行时每次有两个晶闸管导通,因此压降系数 $n = 2$,平均压降 U_T 取 1.5 V 。

变压器参数由下列公式计算

$$U_d = \frac{I_d(R_d + 2R_2)}{1000} + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{3U_{2L}}{2\pi\sqrt{3}} \times 5\% + nU_T \quad (1)$$

$$U_{2L} = \frac{U_d \times \pi}{3\sqrt{2}\cos\alpha} + \frac{R_1}{1000} \times I_L \times \sqrt{3} \quad (2)$$

$$I_L = I_d \times \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3)$$

$$S_N = \sqrt{3} \times U_{2L} \times I_L \quad (4)$$

式中: U_d 为整流器输出电压; I_d 为负载电流; R_d 为负载电阻; U_{2L} 为变压器二次侧线电压; I_L 为变压器二次侧线电流; S_N 为变压器容量。考虑工程裕度,将 U_d 放大 1.2 倍^[7],再次计算变压器参数,及线圈达到额定电流时的触发角 α 。

2 CFQS 磁体线圈电源输出电流纹波仿真分析

2.1 输出电流纹波分析

通常 12 脉波整流桥输出电流纹波小于 6 脉波整流桥,根据图 2 电源系统拓扑结构进行 Simulink 仿真,仿真时间设置为 5 s ,算法为`ode23`^[8-9],仿真结果如图 3 所示,图中 I_{MC} 代表 MC1-4 线圈电流, I_{TFC} 代表 TFC10 及 TFC30 线圈的线圈电流, I_{OV} 和 I_{IV} 分别代表 OV 及 IV 线圈电流。由仿真结果可以计算出 MC1-4 线圈电流纹波值(电流峰-谷值之差)为 0.8 A ,TF 线圈电流纹波值为 6.2 A ,OV 电流纹波值为 2 A ,IV 电流纹波值为 3 A 。

由于线圈电流纹波影响 CFQS 的准环对称位形,因此

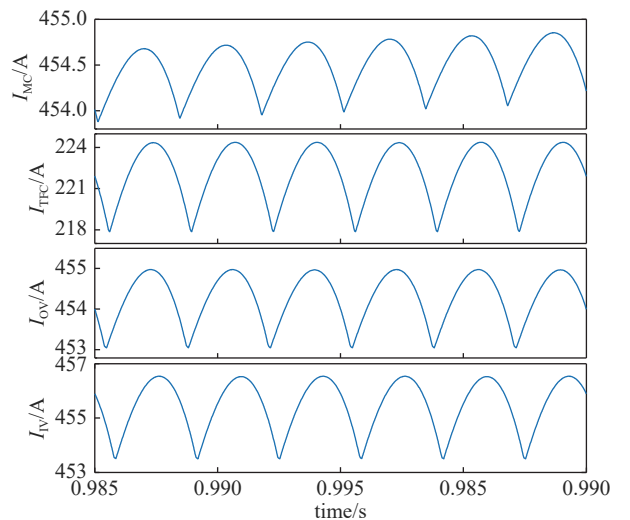


Fig. 3 Output current ripple of equivalent 12 pulse power supply system

图 3 等效 12 脉波电源系统输出电流纹波

需要尽可能降低纹波。为了满足 CFQS 高精度磁场的要求, 对应的电流纹波需控制在约 0.1%, 图 3 中的仿真结果显然不满足需求, 因此需要在直流侧添加相应滤波器, 进一步降低纹波。

2.2 输出电压谐波计算

本文采用开关函数的计算方法, 计算整流桥输出电压的代数表达式, 分析输出电压谐波含量。三相可控整流桥电路可以等效为一个 3×2 的开关网络, 如图 4 所示。三相交流电的 3 个相电压作为 3 个输入 $V_1(t)$ 、 $V_2(t)$ 、 $V_3(t)$, 整流器直流侧两端作为两个输出 $U_1(t)$ 、 $U_2(t)$, 6 脉波整流桥的各个回路可以由 6 个开关函数 F_{ji} 来表示, 开关函数连接输入与输出构成相应回路。

输出电压用开关函数及输入电压的矩阵运算表示^[10]

$$\begin{bmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(t) & F_{12}(t) & F_{13}(t) \\ F_{21}(t) & F_{22}(t) & F_{23}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: U_{2L} 为变压器二次侧线电压峰值, 三相交流电输入电压的瞬时关系可表示成

$$V_1(t) = U_{2L} \sin(\omega t) \quad (6)$$

$$V_2(t) = U_{2L} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (7)$$

$$V_3(t) = U_{2L} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (8)$$

相应的开关函数可写成傅里叶级数展开的形式

$$F_{ji} = k_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} k_n \cos[n\omega t - \theta] \quad (9)$$

$$\theta = n \left(\alpha + (i-1) \frac{2\pi}{3} + \pi(j-1) \right) \quad (10)$$

$$k_n = \frac{\sin \frac{n\delta}{2}}{n\pi} \quad (11)$$

式中: $j=1、2、3$; $i=1、2$; $k_0 = \frac{1}{3}$; $\omega = 2\pi f_s = 100\pi$, ω 为电压基频角频率; f_s 为基频频率; n 为输出电压各分量频率相对于基频的倍数; δ 为整流器导通角, 大小为 120° 。

由式(5)~(11)计算得到的输出电压为

$$U_{out} = 6U_{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sin[(2n-1)\omega t - (2n-1)\alpha] \quad (12)$$

由式(12)可以看出, 输出电压谐波主要是基频的奇数倍频, 其中 300 Hz、600 Hz 的谐波含量较高。三相电压的 50 Hz 基频在滤波负载电流纹波中也有体现, 直流侧所添加的无源滤波器主要是将高频分量滤除, 大于等于 300 Hz 的高频分量的阻带衰减率应该不小于 20 dB。

2.3 输出滤波器设计

从图 3 的仿真结果可看出, TF 线圈电源的负载电流波动最为明显, 因此以 TF 线圈电源为例设计输出滤波器。在直流滤波系统中常用有源滤波器 APF 和无源滤波器, 其中 APF 制造成本较高, 且滤波器需要单独的控制单元, 结构较为复杂^[11]。因此本文选择无源滤波器, 采用平波电抗器 L_d 串联巴特沃斯滤波器的结构形式, 如图 5 所示。

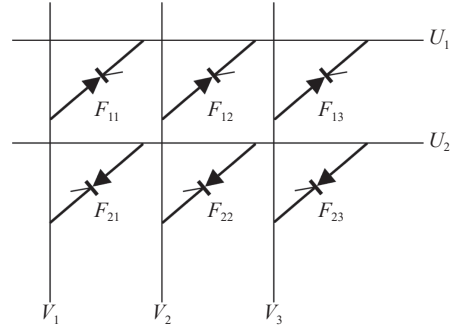


Fig. 4 Equivalent switching network
图 4 等效开关网络

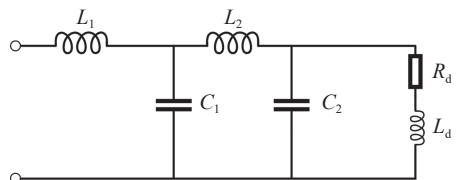


Fig. 5 Filter topology
图 5 滤波器拓扑

巴特沃斯滤波器的阶数与截止频率 Ω_s 、阻带衰减率 a_s 以及反射系数 ρ 有关,计算方程如下^[12]

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{10^{0.1a_s} \left(\frac{1}{\rho^2} - 1 \right)}}{\lg \Omega_s} \quad (13)$$

式中: $a_s = 20$ dB、 $\Omega_s = 600\pi$ rad/s、 $\rho = 0.001$ 。第一个滤波器的电感值由平波电抗器计算方程得到,平波电抗器电感值 L_1 由式(14)给出

$$L_1 \geq \frac{0.46 \times U_2}{2\pi \times f_d \times S_1 \times I_d} \quad (14)$$

式中: U_2 为变压器二次侧相电压; f_d 为输出电流的最低次谐波频率,根据上文计算,最低次谐波频率为 300 Hz; S_1 为电流脉动系数取 0.5%

滤波器其他参数 L_2 、 C_1 、 C_2 由归一化系数 k_m 和参考值(L_0 、 C_0)确定,且 $C_1=C_2$;归一化参数 k_m 由公式(15)得到,下标 m 为正整数,当 m 为奇数时,为电容的归一化参数 k_{mc} ,当 m 为偶数时,为电感的归一化参数 k_{mL} ; c 为辅助系数,可由带通衰减率 a_p 确定,带通衰减率 a_p 取 1 dB;参考值 L_0 、 C_0 由负载电阻 R_L 和基频(交流测频率) f_s 计算^[13]

$$k_m = \frac{1}{c} \left[2 \sin \frac{\pi}{2n} (2m-1) \right] \quad (15)$$

$$c^2 = 10^{\frac{a_p}{10}} - 1 \quad (16)$$

$$C_1 = C_2 = C_0 k_{mc} \quad (17)$$

$$C_0 = \frac{1}{R_L \cdot 2\pi f_s} \quad (18)$$

$$L_0 = \frac{R_L}{2\pi f_s} \quad (19)$$

计算得到 $L_1 \geq 12.3$ mH, $L_2 = 2.9$ mH, $C_1 = C_2 = 27.9$ mF。将优化参数的 TFC 线圈电源进行 Simulink 仿真,先将平波电抗器电感值 L_1 取较大值 20 mH,其余滤波器参数均取计算所得值,仿真时间为 5 s,仿真结果如图 6 所示。

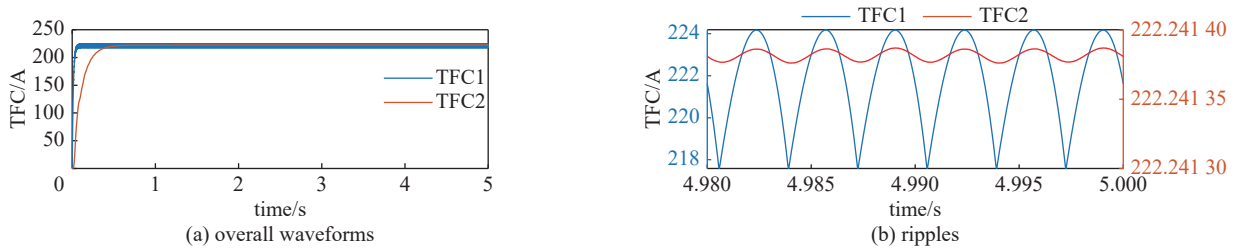


Fig. 6 TFC power supply output current waveforms

图 6 TFC 电源输出电流波形

图 6 给出了 TFC 中滤波前后的负载电流曲线,其中 TFC1 为滤波前的负载电流曲线,TFC2 为滤波后的负载电流曲线。可以看到在增加了滤波器后,负载电流的上升时间有所增加,大约为 0.5 s,但与线圈稳态运行时间相比几乎可以忽略不计;负载电流平均值由 220 A 增加到了 223 A,这是滤波器电容充放电引起,能够通过晶闸管触发角调节;负载电流峰谷值明显减小,降低至 1×10^{-5} mA。该模拟结果满足 CFQS 运行要求,出于经济性考虑,同时兼顾纹波对 CFQS 磁场位形的影响,可以适当降低滤波器参数,使得负载电流纹波值小于 1×10^{-4} mA。

减小滤波电容及电感值可降低滤波器的制造成本,首先降低平波电抗器 L_1 的电感值,取计算要求的最低值 12.3 mH,由于巴特沃斯滤波器的 L_2 电感值已经处于较小的水平,因此不再降低 L_2 电感值,只对其 C_1 、 C_2 的电容值进行调整,通过 Simulink 并行计算, C_1 、 C_2 从 8 mF 增加到 28 mF,由图 7 可以看出:随着电容值的降低负载电流纹波有所上升,在 8 mF 时达到 2.2×10^{-4} mA,在 28 mF 时为 1.8×10^{-5} mF,根据实际需求选取电容值为 10 mF,此时负载电流纹波为 1.43×10^{-4} mA;当电容值小于 22 mF 时,负载电流纹波的包络不再是一条直线,而是出现了周期性的变化,对负载电流进行 FFT 分析发现在电流中出现了 100 Hz 的低频谐波,但是谐波含量非常低。

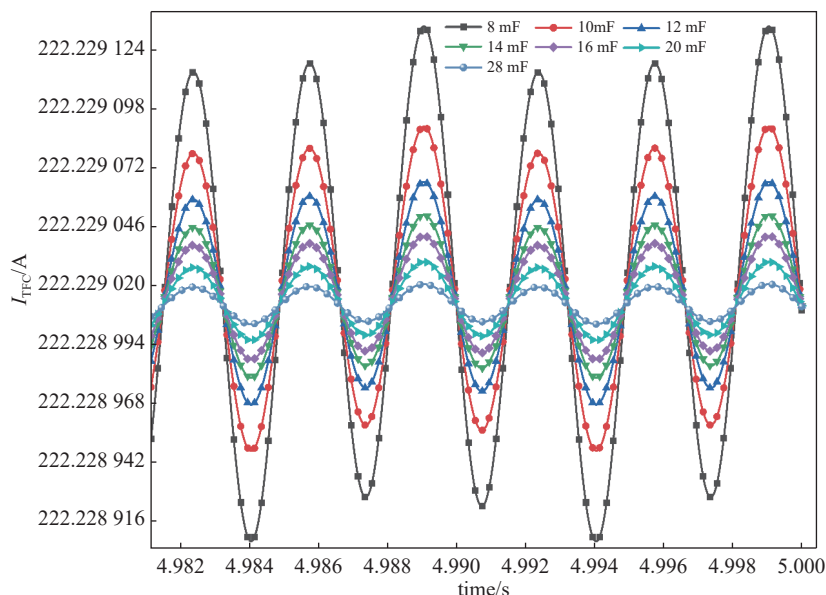


Fig. 7 Load current ripple of each capacitance parameter

图 7 各电容参数负载电流纹波

2.4 线圈温升对输出电流的影响

CFQS 准环对称磁场位形测试实验需要装置稳态运行 1800 s, 虽然利用水冷系统对磁体线圈进行温度控制, 但长时间稳态运行仍会使线圈温度升高, 进而导致负载阻抗发生变化, 线圈从室温上升至稳态温度预计用时 300 s。线圈温度的升高使得其电阻值上升, 以 TFC 线圈为例, 线圈电阻值从 207.5 mΩ 上升至 228.1 mΩ, 上文中的变压器参数计算是基于稳态温度条件下的负载阻抗进行的, 由于电阻值的变化, 电源系统输出电流平均值在 0~300 s 的区间中会高于稳态电流平均值, 但由于铜在受热时其电阻随温度线性升高, 因此为保证初始阶段输出电流平均值与稳态时相同, 需要使晶闸管触发角在初始阶段随时间变化, 并保证其余弦值随时间线性增大。

以 TFC 线圈为例, 利用仿真模拟分析温升对电源系统输出纹波的影响, 仿真中不同的负载电阻值对应不同的线圈温升, 对电源系统进行 8 次不同温升条件下的仿真计算, 每次仿真时间为 5 s, 并取 4.98~5 s 时间段的纹波进行作图, 由图 8 可以看出: 当负载电阻随温度增加时, 输出电流纹波呈下降趋势, 但从数值上可以看出, 纹波从室温到稳态温度变化量几乎可以忽略不计。

3 CFQS 磁体线圈电源系统网侧谐波分析

建立两种方案的线圈电源系统的 Simulink 仿真模型, 得到网侧电流波形, 同时将两种电源系统网侧电流做 FFT 分析, 谐波含量由总谐波失真率 (THD) 表示, 基频为 50 Hz, 最大频率为 1000 Hz^[4]。如图 9, 等效 12 脉波电源系统 THD 含量为 13.08%, 12 脉波电源系统 THD 含量为 9.21%, 由于电源系统网侧通过储能电站供电, 储能电站的储能电容模块对网侧电流能够进行无功补偿, 因此网侧电流经过储能电站进入电网的谐波含量会减小, 但是减小幅度偏小, 由此看来需要选择 12 脉波系统作为最终的电源方案, 如果由于项目预算选择制造成本更低的等效 12 脉波电源, 则需要在其网侧添加相应滤波器以减小网侧电流谐波含量。

4 结论

本文设计了结构相似但整体性能有所差异的两套 CFQS 装置磁体线圈电源系统, 计算了电源系统主回路相关参数^[5], 重点针对 CFQS 准环对称磁场位形所需求的低负载电流纹波, 分析了直流侧电压代数形式, 计算了直流侧无源滤波器的电容与电感参数, 利用 Simulink 对电源系统进行整体建模仿真, 得到滤波器电容与电感对负载电流

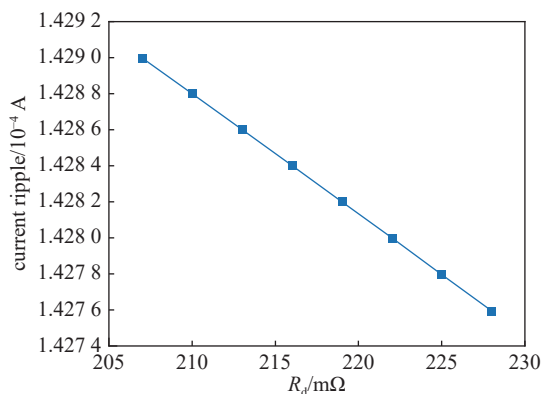


Fig. 8 Load current ripple under different temperature rise

图 8 不同温升下的负载电流纹波

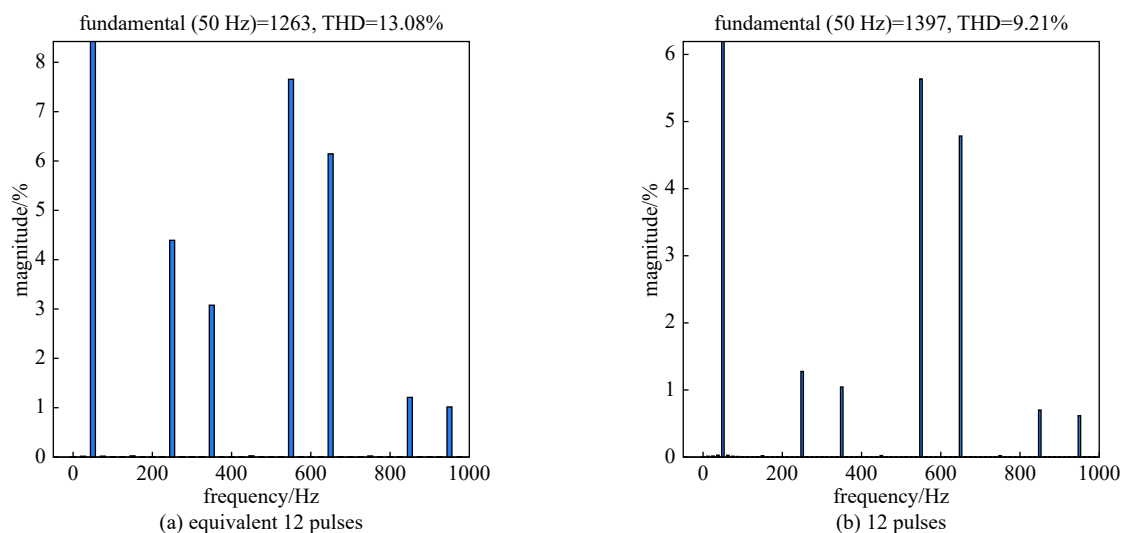


Fig. 9 FFT analysis of network side current of power supply system

图 9 电源系统网侧电流 FFT 分析

纹波的影响,由仿真结果可以看出,合适参数的滤波器能够很好的将直流侧高频分量滤除,结合电源系统网侧电流谐波含量选择性能更好的 12 脉波整流电源系统。

参考文献:

- [1] Kinoshita S, Shimizu A, Okamura S, et al. Engineering design of the Chinese First Quasi-Axisymmetric Stellarator (CFQS)[J]. *Plasma and Fusion Research*, 2019, 14: 3405097.
- [2] Liao Jianquan, Zhou Niancheng, Wang Qianggang. Design of low-ripple and fast-response DC filters in DC distribution networks[J]. *Energies*, 2018, 11: 3128.
- [3] Wang Y L, Wang Yingqiao, Mao Xiaohui. Simulation of ohmic heating power supply for HL-2M[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2014, 42(10): 3197-3201.
- [4] Liu Haifeng, Shimizu A, Xu Yuhong, et al. Configuration characteristics of the Chinese first quasi-axisymmetric stellarator[J]. *Nuclear Fusion*, 2021, 61: 016014.
- [5] 张政权, 刘庆想, 向欣, 等. 高频整流谐振变换电源[J]. *强激光与粒子束*, 2010, 22(4): 721-724. (Zhang Zhengquan, Liu Qingxiang, Xiang Xin, et al. High-frequency rectifying commutated converter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2010, 22(4): 721-724)
- [6] Rummel T, Füllenbach F, Mönlich T. Power supplies for the WENDELSTEIN 7-X stellarator[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2003, 66/68: 1115-1118.
- [7] 毛晓惠, 李青, 王雅丽, 等. 基于脉冲调制技术的 LHCD 大功率阴极高压电源[J]. *强激光与粒子束*, 2016, 28: 015004. (Mao Xiaohui, Li Qing, Wang Yali, et al. LHCD cathode high voltage power supply based on pulse step modulator[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28: 015004)
- [8] 张俊婷, 吴命利, 叶晶晶. 基于 Matlab/Simulink 牵引整流变压器的建模研究[J]. *电气化铁道*, 2016(s1): 14-18. (Zhang Junting, Wu Mingli, Ye Jingjing. Research on modeling of traction rectifier transformer based on MATLAB/Simulink[J]. *Electric Railway*, 2016(s1): 14-18)
- [9] 高亚静, 苗宏佳, 吴文传, 等. 三相变压器模型分析及其对配电潮流的影响[J]. *中国电力*, 2014, 47(6): 49-54. (Gao Yajing, Miao Hongjia, Wu Wenchuan, et al. Comparison of different transformer models and their influences on power flow of three-phase distribution system[J]. *Electric Power*, 2014, 47(6): 49-54)
- [10] Marouchos C, Darwish M K, El-Habrouk M. New mathematical model for analysing three-phase controlled rectifier using switching functions[J]. *IET Power Electronics*, 2010, 3(1): 95-110.
- [11] 李普明, 徐政, 黄莹, 等. 高压直流输电交流滤波器参数的计算[J]. *中国电机工程学报*, 2008, 28(16): 115-121. (Li Puming, Xu Zheng, Huang Ying, et al. Algorithm for the parameters of AC filters in HVDC transmission system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(16): 115-121)
- [12] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [13] Wang Fei, Chen Gang, Boroyevich D, et al. Analysis and design optimization of diode front-end rectifier passive components for voltage source inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(5): 2278-2289.
- [14] 王宇. 基于 Matlab/Simulink 的 12 脉波整流电路谐波分析[J]. *电气技术*, 2013, 14(10): 25-27. (Wang Yu. Analysis for 12-pulse rectifier on Matlab/Simulink[J]. *Electrical Engineering*, 2013, 14(10): 25-27)
- [15] 曾江涛, 孙凤举, 许日, 等. 50 kV/4 A 输出高压恒流电源[J]. *强激光与粒子束*, 2000, 12(1): 111-114. (Zeng Jiangtao, Sun Fengju, Xu Ri, et al. 50 kV/4 A high voltage constant current supply[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2000, 12(1): 111-114)