DOI:10.14188/j.1671-8844.2024.0018 文章编号:1671-8844(XXXX)XX-0001-10

# MCRT负载电压谐波特性分析及谐波抑制策略研究

秦雨帆[1],田翠华[1],陈耀军[1],陈柏超[1],张晨萌[2],周金海[3]

(1. 电网环境保护全国重点实验室,武汉大学电气与自动化学院,武汉 430072; 2. 国网四川省电力公司电力科学研究院,成都 610072; 3. 国网湖北省电力有限公司检修公司,武汉 430050)

**摘要:** 在交流耐压试验中,磁控谐振变压器(Magnetic Controlled Resonant Transformer, MCRT)通过调节励磁电感,与试品电容发生并联谐振检测设备缺陷,控制简单,结构紧凑,输出电压稳定。由于在励磁过程中会产生谐波电流影响输出电压的波形质量,为此建立了MCRT试验系统的等效模型,分析了负载电压谐波在全负载范围内的变化特性,得到了负载电压畸变的主要原因是MCRT产生的谐波电流在供电电源的输出阻抗及MCRT的漏抗上产生了压降;提出了在系统输入端串联注入谐波电压抵消谐波压降的方法,采用了谐振控制策略对注入的谐波电压进行控制,并通过Simulink建立容量为350kV/1A的MCRT试验系统仿真模型,验证了谐波补偿策略的可行性,为试验系统的实物化提供了参考。

**关键词:** 变压器磁路;磁控谐振;谐波分析;电压控制

**中图分类号:** TM 47 **文献标志码:** A

# Research on analysis of load voltage harmonic characteristics and harmonic suppression strategy of magnetron resonant transformer

QIN Yufan[1], TIAN Cuihua[1], CHEN Yaojun[1], CHEN Baichao[1], ZHANG Chenmeng[2], ZHOU Jinhai[3]

(1. National Key Laboratory for Environmental Protection in Power Grids, College of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;
2. Electric Power Science Research Institute of Sichuan Electric Power Company of State Grid, Chengdu 610072;
3. National Grid Hubei Electric Power Co., Ltd. Maintenance Company, Wuhan 430050)

**Abstract:** During AC withstand testing, the Magnetic Controlled Resonant Transformer (MCRT) is utilized to detect defects in test samples by engaging in parallel resonance with the sample capacitor, facilitated by adjusting the excitation inductance. This method offers straightforward control, a compact structure, and maintains stable output voltage. However, the excitation process generates harmonic currents, impacting waveform quality and causing voltage distortion. To address this issue, an equivalent model of the MCRT test system is developed to analyze the variation of load voltage harmonics across the full load range. It is observed that the main cause of load voltage distortion arises from harmonic currents produced by the MCRT, leading to voltage drops across the output impedance of the power supply and leakage reactance of the MCRT. To mitigate these effects, a method of injecting harmonic voltage at the system input to counteract the harmonic

**收稿日期:** XXXX-XX-XX
**作者简介:** 秦雨帆(2000-),女,硕士,主要从事高电压与绝缘技术研究,E-mail: 591847051@qq.com。
**通信作者:** 田翠华(1971-),女,副教授,主要从事高电压与绝缘技术研究,E-mail: 837047674@qq.com。
**基金项目:** 国家自然科学基金(52207182,U2166207)。

**本文引用格式:** 秦雨帆,田翠华,陈耀军,等.MCRT负载电压谐波特性分析及谐波抑制策略研究[J].武汉大学学报(工学版),XXXX,XX(XX):1-10.

**Citation:** QIN Yufan, TIAN Cuihua, CHEN Yaojun, et al.Research on analysis of load voltage harmonic characteristics and harmonic suppression strategy of magnetron resonant transformer[J].Engineering Journal of Wuhan University, XXXX, XX(XX):1-10.

voltage drop is proposed. This involves employing resonance control strategies to regulate the injected harmonic voltage. Through simulation using a 350KV/1A capacity MCRT test system model in Simulink, the feasibility of the harmonic compensation strategy is verified, providing valuable insights for the practical implementation of the test system.

**Key words**: transformer magnetic circuits; magnetron resonance technology; harmonic analysis; voltage control

高压设备在出厂和现场交接时都需要通过高压试验检测设备是否存在缺陷[1-3]。但由于高压试验负载容量较大,为了降低对输入电源容量的要求,通常采用串联谐振实验或并联谐振实验。

串联谐振分为调频谐振和调感谐振两种方法,其中,调频谐振通过改变输入电源的频率实现电路谐振,但不能一直稳定工作在电网频率下,故无法真实反映电网频率下的局部放电缺陷,装置较多,试验难度大;调感谐振通过调整电感气隙改变可调电抗器大小,配合固定电抗器实现电路谐振,但这种方法精度受限,稳定性差,产生的噪声大,占地面积大。磁控谐振变压器(Magnetic Controlled Resonant Transformer, MCRT)并联谐振高压试验系统采用磁控调感与试验变压器相结合这一创新技术,在供电可调电源加压时,输入侧的无功功率通过PI控制器实现对直流励磁的控制,并加入到试验变压器的交流励磁中,从而控制铁心磁通,调节铁心励磁电抗的大小,保证MCRT的励磁电抗与试品电容在完全工频下发生并联谐振,此时无功功率在变压器和负载间直接交换,但输入功率只包含有功功率,相比负荷功率很小,输入功率因数接近1。文献[4]指出当MCRT试验系统额定容量为200kV/100kVA时,在额定电压时,输入电流仅为40A,在试品上施加高电压的同时最大限度地减小试验电源容量。MCRT高压试验系统与调感谐振试验系统相比减小了占地面积,增加了控制精度;与调频谐振试验系统相比,在成本相差不大的情况下增强了试验系统的适应性,简化了控制和组装过程。

文献[5]首次提出把升压变压器和谐振电抗器合二为一,并提出相应的并联谐振实验方案,从理论上证实了MCRT的可行性。文献[4]设计出了世界首台200kV/100kVA的MCRT,并应用在实际中,显示出了良好的适用性,该装置相较于传统的交流谐振装置,体积更小,故障率更低,适用范围更广,因此,该装置可以有效地解决目前交流耐压装置存在的问题[6]。

由于MCRT本质上是基于磁控电抗器技术的变压器设备,故磁控电抗器技术中存在的谐波问题在MCRT试验系统中同样存在。文献[7]详细分析了MCRT的谐波特性,研究表明励磁程度会影响磁控电抗器产生的谐波电流。文献[8-12]提出了用于抑制谐波的不同磁阀结构及优化模型。

由于MCRT通常用于考核试品电容电压质量的单相供电系统,所以无法通过适用三相系统的磁控电抗器常用的改变连接方式的方法抑制谐波,改变磁阀结构的方法虽然也能有效抑制谐波,但会增大设备体积,且生产工艺较为复杂。

目前还没有关于MCRT谐波特性的研究,本文通过建立MCRT试验系统的等效模型和分析电压畸变的原因,分析了全负载范围内输出电压的谐波特性,并基于此提出消除谐波电压即是消除MCRT产生的谐波电流在沿线阻抗,即电源输出阻抗和MCRT漏抗上的谐波压降,采取了在输入端串联注入谐波电压的方法实现这一目的,并通过谐振控制实现对注入谐波电压的控制,通过Simulink建立容量为350KV/1A的MCRT试验系统仿真模型,验证了谐波补偿策略的可行性,仿真结果证明,在输入端串联注入经谐振控制器控制的谐波电压信号后,负载电压THD由13.92%降至1.79%。

## 1 单相磁控谐振变压器工作原理

某一MCRT耐压试验系统结构如图1所示,主要包括可调供电电源、磁控谐振变压器、控制系统和被试电容四部分。

由于MCRT同时包含了升压变压器和可调电抗器,故在实际工程应用中可以减少占用的空间,

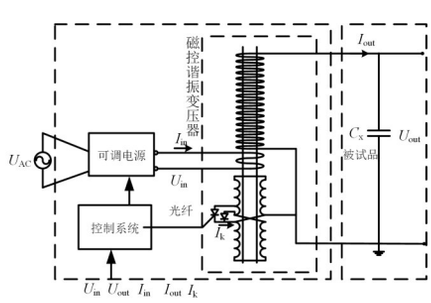



**图1 MCRT高压试验系统结构**

**Fig. 1 Structure of the high-pressure test system for MCRT**

使得设备更加紧凑。且相比于常规的升压变压器,MCRT多了励磁电抗可调的特点。

为了实现升压及电抗可调的功能,文献[2]设计了如图2所示的铁芯结构。MCRT的铁芯采用了单相裂心式结构,包括铁芯I和铁芯II,以及用于提供闭合磁通回路的旁轭铁芯。铁芯I和铁芯II上均设有磁阀小截面段,在正常运行过程中,磁阀小截面段将处于饱和状态,而其余部分始终处于不饱和的线性工作区,有效减少了产生的谐波。高压侧绕组和低压侧绕组绕制位置相同,前者在铁芯I和铁芯II的外侧,匝数为$N_2$,而后者也在外侧,匝数为$N_1$。直流励磁控制绕组由四个匝数为$N_k/2$的直流控制绕组组成,这些绕组分别绕制在各个铁芯上,并通过交叉相连的方式连接。直流励磁电源$U_k$连接在它们之间。输入电压为$U_{in}$,输出电压为$U_{out}$。

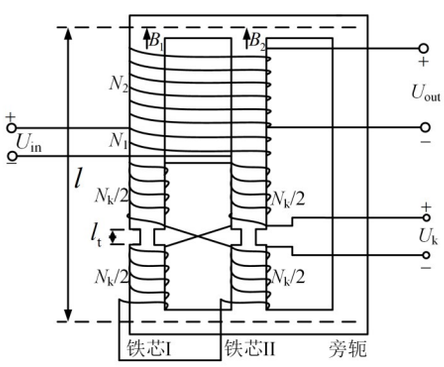



**图2 MCRT铁芯结构[2]**

**Fig.2 Iron core structure of the MCRT[2]**

MCRT的励磁电感调节机理是基于软磁材料磁化曲线的非线性饱和特性,当铁芯的磁饱和度增大时,磁导率会减小。根据电路原理,励磁电感大小与磁导率成正比,故通过改变直流励磁控制绕组中直流电流的大小,即改变铁芯小截面段(即磁阀段)的磁饱和程度,就能连续调节电抗器中铁芯的磁导率,从而实现励磁电抗大范围的平滑调节[5]。

基于上述分析,MCRT试验系统较之传统设备的优点主要体现在2个方面:

(1)通过升压绕组向并联谐振电路提供平稳且合适的电压,保证了试验的安全性和有效性。

(2)通过励磁绕组平滑无极地改变电路中电感值的大小,与待测设备电容形成谐振电路从而测试其耐压性能,提高了试验精度、减少了试验时间并降低了试验成本。

## 2 铁芯励磁状态对输出电压谐波的影响

### 2.1 MCRT励磁电流变化特性

MCRT的谐波电流是由于其非线性的励磁回路产生的。假设MCRT试验系统输入电压$U_{in}=U_m\sin(\omega t+\varphi)$,则$U_{in}$与铁芯磁通$\Phi$及匝数$N_1$存在式(1)所示的微分关系:

$$U_{in}=N_1\frac{d\Phi}{dt} \tag{1}$$

因此铁芯中的磁通也是按正弦规律变化的,只是相位比电压滞后π/2。励磁电流和磁通的关系由铁芯的磁化曲线决定,由于磁化曲线是非线性的,因此产生正弦磁通的励磁电流只能是非线性的。当不考虑磁滞影响时,能够产生正弦磁通的励磁电流为具有1/4周期对称特点的尖顶波,对波形进行傅里叶级数分析可知,其中包括所有的奇次谐波,且3次谐波含量最大。当考虑磁滞影响时,能够产生正弦磁通的励磁电流仍是以3次谐波为主的奇次谐波[13]。

由文献[8]可得当磁饱和度$\beta\in[0,\pi]$时,MCRT产生的的基波电流幅值$I_{1m}$与奇次谐波电流幅值$I_{(2n+1)m}$的标幺值和$\beta$的关系如(2)。

$$\begin{cases} I_{1m}^{*}=\dfrac{1}{\pi}(\beta-\sin\beta) \\ I_{(2n+1)m}^{*}=\dfrac{1}{\pi(2n+1)}\left(\dfrac{\sin(n\beta)}{n}-\dfrac{\sin(n+1)\beta}{n+1}\right)(n=1,2,3...) \end{cases} \tag{2}$$

令$I_{(2n+1)m}^{*}=\dfrac{I_{(2n+1)m}}{\dfrac{lB_s}{\left[N_k+\dfrac{(N_1+N_2)}{2}\right]\mu_0}}$,其中$\mu_0$为铁芯磁化曲线等效磁路小斜率模型的斜率,$B_s$为无励磁时交流磁感应强度的幅值。

由式(2)可得,MCRT的励磁电流是与磁饱和度$\beta$有关的变量,且谐波电流以奇次谐波电流为主。由于基波电流与电容$C$大小成正比,故$\beta$与$C$之间存在相关性。

### 2.2 MCRT试验系统负载电压谐波特性

由2.1易得MCRT可等效为基波电流源和奇次谐波电流源的并联结构,为了便于研究MCRT负载电压的谐波特性,变比为$k$的MCRT试验系统高压

侧折算至低压侧后的系统等效电路如图3所示。$U_{AC}$为基波电压信号;$L_s$为电源的输出阻抗;$L_{\sigma 1}$和$L_{\sigma 2}$为MCRT的漏抗;$I_{hm}=I_{1m}+I_{(2n+1)m}(n=1,2,3...)$,为MCRT产生的总励磁电流。如图3所示,虽然变压器的输出阻抗小,但MCRT不能直接挂接在电网上,而需要一个可调电源。可调电源可以用调压器、开关电源以及线性电源实现。线性电源输出阻抗较低,但效率很低,用在本试验经济性不高;调压器和开关电源对谐波均存在一个不小的输出阻抗。

发生并联谐振时,无功功率在变压器和负载间直接交换,输入端只含有有功量P,无功量Q为0。在实际试验中,由于MCRT的封闭性,无法直接测量其励磁容量,可以测量输入端电压和电流,通过功率测量算法计算P、Q来判断是否处于谐振状态,若某一时刻Q值接近0,输入端电流大幅减小,说明此时发生了并联谐振。

结合MCRT试验系统简化电路中各点稳态时

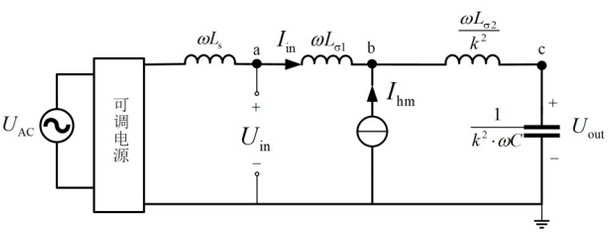



**图3 MCRT试验系统简化电路**

**Fig.3 Simplified circuit for the MCRT test system**

的电压波形和FFT分析结果,初步分析可得谐波电压产生的原因如下:

(1)谐波电流流经负载电容,产生谐波电压。

(2)谐波电流流经供电设备的输出阻抗和MCRT漏抗,即沿线阻抗产生谐波压降,使b点电压发生畸变。试品电容和MCRT漏抗串联间接地实现了对谐波信号的放大,进一步影响c点电压的畸变程度,即谐波电流在沿线阻抗上的谐波压降会影响负载电压谐波。

虽然MCRT因磁路饱和产生的谐波电流会同时流向试品及输入端,但本文的实验目标谐波补偿的目的是尽可能的在输入端形成低阻抗的谐波通道,从而降低分流到试品的谐波电流,和沿线阻抗谐波压降的影响相比,谐波电流分流的影响可忽略不计。谐波电压的形成主要受到沿线阻抗上谐波压降的影响。

MCRT产生的奇次谐波电流导致了负载电压畸变,本文只分析$U_{AC}$为额定电压时的情况,故$U_{out}$中的谐波分量主要是$I_{hm}$造成的奇次谐波电压。$U_{out}$中的基波分量幅值表示为$U_{1m}$,奇次谐波分量幅值表示为$U_{(2n+1)m}(n=1,2,3...)$;*电容C表示为*$C^*\cdot C_N\left(C^*\in[0,1]\right)$,其中$C_N$为额定负载电容;*电源的输出阻抗*$L_s$*与漏抗*$L_{\sigma 1}$*之比表示为*$\lambda$。

MCRT试验系统中基波电压幅值$U_{1m}$、奇次谐波电压幅值$U_{(2n+1)m}$及负载电压THD如式(3)所示。

$$\begin{cases} U_{1m}=\dfrac{\omega\cdot(1+\lambda)\cdot I_{1m}+\dfrac{1}{L_{\sigma 1}}\cdot U_{AC}}{k^2\cdot C_N\cdot C^*\cdot\omega^2\cdot(1+\lambda)+C_N\cdot C^*\cdot\omega^2-\dfrac{1}{L_{\sigma 1}}} \\ U_{(2n+1)m}=\dfrac{(2n+1)\omega\cdot(1+\lambda)\cdot I_{(2n+1)m}}{k^2C_N\cdot C^*\cdot\left[(2n+1)\omega\right]^2\cdot(1+\lambda)+C_N\cdot C^*\cdot\left[(2n+1)\omega\right]^2-\dfrac{1}{L_{\sigma 1}}}(n=1,2,3....) \\ \mathrm{THD}=\sqrt{\sum_{n=1}^{(2n+1)}\left(\dfrac{U_{(2n+1)m}}{U_{1m}}\right)^2} \end{cases} \tag{3}$$

由式(3)可得,MCRT试验系统负载电压的THD会随$C^*$及$\lambda$变化。为了方便负载电压谐波特性的可视化,选取容量为350kV/1A的MCRT试验系统的仿真模型进行研究。其他容量的MCRT试验系统在全负载范围内的负载电压谐波特性可在此基础上结合式(3)进行类比推导。

由于MCRT的漏抗值确定,故影响$\lambda$大小的为电源的输出阻抗。该试验系统THD随$C^*$及$\lambda$的变化如图4(a)所示;取出$\lambda=3$时的剖面图如图4(b)所示,该图意为当电源的输出阻抗为MCRT漏抗大小的3倍时,THD在全负载范围内的变化;取出$C^*=0.3$剖面图如图4(c)所示,该图意当为负载电容大小为额定电容的0.3倍时,THD随阻抗大小变化时的波动。

由图4(a)得到MCRT试验系统的负载电压谐波特性:试验系统中影响负载电压THD的主要因

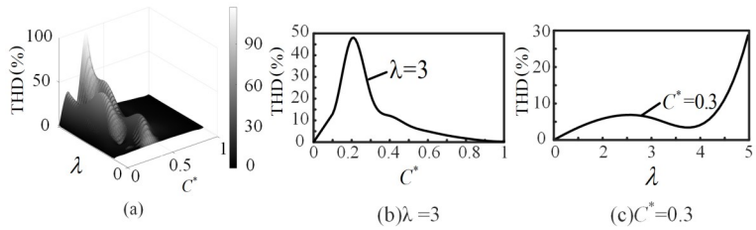



**图4 不同阻抗比λ及负载容量$C^*$下THD的变化**

**Fig.4 Variation of THD with different impedance ratios (λ) and load capacities ($C^*$)**

素是供电设备的输出阻抗与试品电容大小,且随着它们的变化,输出电压THD波动很大。由图4(b)可得,当系统阻抗不变,空载和满载情况下,THD值都接近于0,这表示此时输出电压波形都会接近纯净的正弦波;THD值会随着负载容量的增大先增大后减小,在$\lambda=3$的条件下,THD会在$C^*=0.2$时出现峰值,约为47%。由图4(c)可得当负载容量不变,供电设备的输出阻抗为0时,输出电压THD值接近于0,说明在实际实验中可以通过减小电源阻抗的方式减小谐波;在$C^*=0.3$的条件下,THD值先会随着阻抗比$\lambda$的增大而增大,在$\lambda=2.5$时,THD达到峰值8.29%后减小,直到$\lambda=4$后再次增大。

## 3 谐波电压补偿策略

### 3.1 谐波电压补偿原理

根据2.2中谐波电压产生的原因可得谐波补偿的原理即是消除谐波电流对沿线阻抗的影响,使得等效电路中b点的电压波形尽可能接近纯净的正弦波,从而减小试品电容电压的畸变程度。

MCRT试验系统输出电压谐波补偿原理如图5所示。若谐波电流在系统沿线阻抗上的矢量谐波压降为$\Delta\dot{U}$,则需要在阻抗上产生一个大小相同,相位相反的矢量$-\Delta\dot{U}$与之抵消,使得b点的电压波形得到改善,从而减小负载电压畸变程度。采取的方法是在试验系统的输入端串联注入谐波电压。

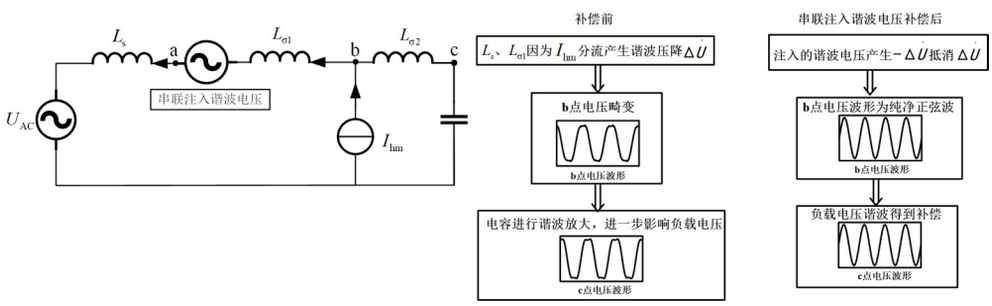



**图5 MCRT试验系统输出电压谐波补偿原理**

**Fig.5 Principle of harmonic compensation for output voltage in the MCRT test system**

注入的谐波电压需要满足以下条件:

(1)在系统沿线阻抗上产生的矢量谐波压降$-\Delta\dot{U}$能够抵消原有谐波电流引起的矢量谐波压降$\Delta\dot{U}$。

(2)不引起附加的谐波电流,改变系统的原有工作状态。

对于(1),可根据负载电压中各次谐波电压的参数得到串联注入的谐波电压的幅值相位,从而在沿线阻抗上产生与原有的谐波压降相抵消的矢量压降。对于(2),本文的补偿方法是通过输出一个相反的谐波电压来抵消谐波电流在输入阻抗上产生的谐波压降,结合分析图3所示的等效电路可知不会再产生新的谐波,补偿后负载电容与MCRT输出端之间没有附加的谐波电流,对原有的工作状态没有影响。

### 3.2 谐振控制器在串联注入谐波电压策略中的应用

在上述提到的串联注入谐波电压方法的基础上,本文提出了一种基于谐振控制器的注入谐波电压信号的控制方法。该方法利用了谐振控制器[14-17](R控制器)只对特定频率的信号起到积分作用的特性,以负载电压为被控量,实现了对系统输入端电压信号的控制,使得系统沿线阻抗上的矢量谐波压

降尽可能为0,从而使得目标电压为正弦波。

实验系统的闭环控制框图如图6所示。

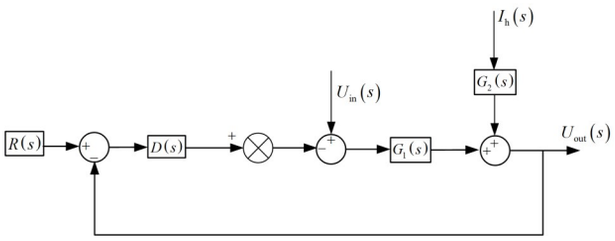



**图6 MCRT试验系统闭环控制框图**

**Fig.6 Closed-loop control block diagram of the MCRT test system**

图6中,$R(s)$为控制系统的给定值,即为各次谐波含量,故:

$$R(s)=0 \tag{4}$$

R控制器的传递函数$D(s)$如(5)所示:

$$D(s)=\sum_{n=1,3,5\cdots}\frac{2s}{s^2+\left[(2n+1)\omega\right]^2} \tag{5}$$

只考虑给定输入$U_{in}(s)$时,传递函数$G_1(s)$为:

$$G_1(s)=\frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)}=\frac{\dfrac{1}{sC}}{sL_s+sL_{\sigma1}+sL_{\sigma2}+\dfrac{1}{sC}} \tag{6}$$

$I_h(s)$为谐波电流信号,只考虑扰动输入$I_h(s)$时,传递函数$G_2(s)$为:

$$G_2(s)=\frac{U_{out}(s)}{I_h(s)}=\frac{\dfrac{L_1}{C}}{sL_s+sL_{\sigma1}+sL_{\sigma2}+\dfrac{1}{sC}} \tag{7}$$

由图6可得只考虑0为输入时,闭环控制系统的传递函数$G_3(s)$为:

$$G_3(s)=\sum_{n=1,3,5\cdots}\frac{\dfrac{1}{k}\cdot(2s)}{(L_sC+L_{\sigma1}C+L_{\sigma2}C)\cdot s^4+\left[(L_sC+L_{\sigma1}C+L_{\sigma2}C)\left[(2n+1)\omega\right]^2+1\right]\cdot s^2+2\cdot s+\left[(2n+1)\omega\right]^2} \tag{8}$$

$G_3(s)$的部分幅频特性曲线如图7所示。由图7中可得,3次、5次、7次和9次谐波频率信号分别对应着信号增益的峰值,这表示系统闭环系统中的R控制器能够只针对奇次谐波信号进行积分,从而能够实现对系统输入端电压的控制,达到降低系统沿线阻抗上谐波压降,消除负载电压中谐波分量的目的。根据负载电压的FFT分析结果,本文补偿谐波时主要针对3、5和7次谐波进行补偿。

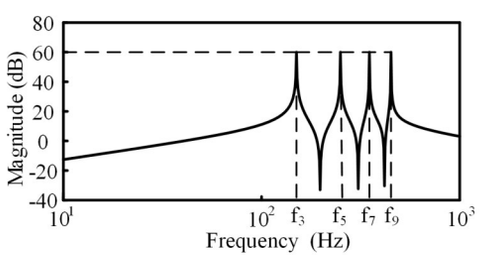



**图7 $G_1$(s)的幅频特性曲线**

**Fig.7 Frequency response curve of $G_1$(s)**

MCRT包含谐波补偿系统的硬件结构图和控制框图如图8所示。

分析图8可得,在MCRT试验系统中,一方面,$U_{out}$作为反馈和给定的基波信号$U_{AC}$叠加后经过PI调节,得到可调电源的调制系数,该系数与幅值为1的工频信号相乘,得到需要的工频电压信号;另一方面,$U_{out}$经前置电路进入控制系统,控制系统中的芯片使用谐振控制算法处理负载电压信号,得到需要串联注入的谐波电压信号。工频电压信号和谐波电压信号叠加后经过SPWM调制驱动H形变换器,滤除高次谐波后输出,输出的电压即是串联注入谐波电压后的系统输入电压,根据谐波电压补偿原理,该电压能够通过抵消谐波电流在系统阻抗上的矢量压降,从而实现消除负载电压谐波分量,改善电压畸变率的目的。同时,测量$U_{in}$和$I_{in}$信号,通过功率测量算法计算无功功率,一方面通过PI控制器输出可控硅触发角度从而调节直流励磁电压;另一方面通过检测信号值判断谐振是否发生。

## 4 仿真验证

为了验证串联注入谐波电压补偿谐波的可行性性,在MATLAB的Simulink平台中搭建MCRT耐压试验系统的仿真模型。设置试验系统的额定容量为350kV/1A,额定负载大小为9000pF,电源漏抗为1mH。MCRT的一次侧额定电压为380V,二次侧额定电压为350kV。耐压试验系统通过受控电压源提供电压,这是为了便于调节,且减小励磁涌流,根据电源信号的参数设置,系统中各点电压及电流在t=6s后稳定。

额定负载时MCRT试验系统输入和输出电压

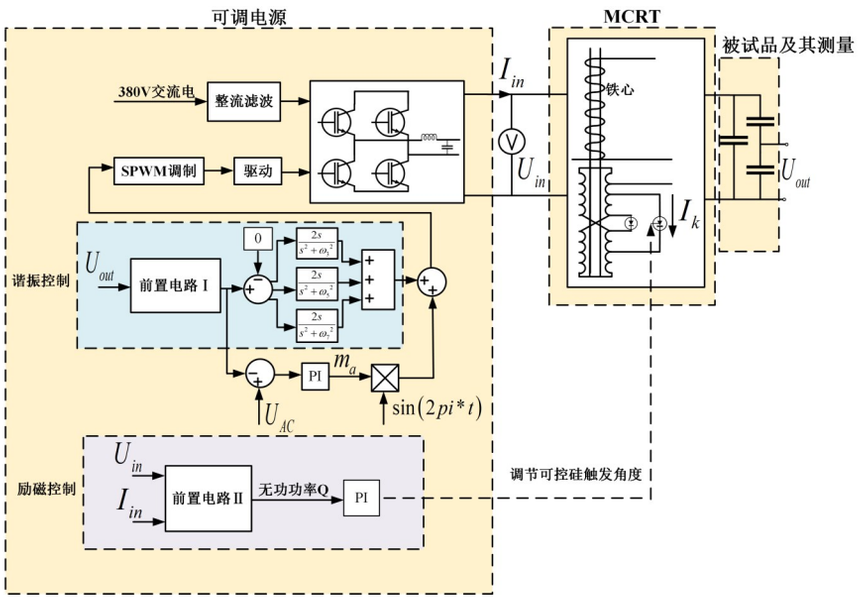



**图 8　MCRT谐波补偿系统硬件结构图和控制框图**

**Fig.8　The hardware structure diagram and control block diagram of the MCRT harmonic compensation system**

波形如图9所示。

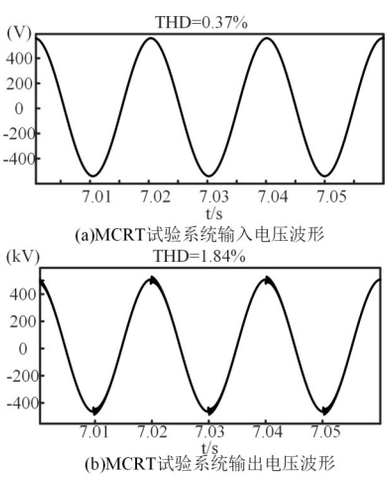



**图 9　额定负载运行时稳态电压波形**

**Fig.9　Voltage waveform across MCRT terminals under rated load**

由图9可知，额定负载情况下，输入电压THD值为0.37%，输出电压THD值为1.84%，波形畸变程度都非常小，符合图4中满载情况下负载电压THD值接近0的结论，且满足国标规程中规定的交流耐压试验中对电源电压的要求，即谐波的方均根值不能超过基波方均根值的5%，故额定负载情况下不需要额外补偿；输出电压的THD更大，说明MCRT漏抗和试品电容的串联电路对谐波有放大作用。

额定负载下稳态时，铁芯磁通变化及电流变化如图10所示：

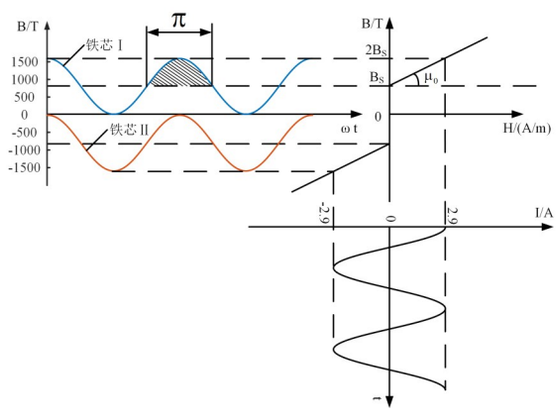



**图 10　稳态时，额定负载下铁芯磁通及电流变化**

**Fig.10　Steady-State Variation of Core Flux and Current Under Rated Load Operation**

由图10可得，额定负载运行时，在一个工频周期中刚好有半个周期时间内，铁芯处于饱和状态，即为半极限饱和，此时磁饱和度β＝π，两柱铁芯的电流刚好形成连续的正弦波，由式(3)可知，标幺基准值为可控电抗器半极限饱和时的基波电流幅值，即2.9/2＝1.45A。

在整个试验过程中，输入侧电压、电流有效值、无功功率和直流励磁电压变化如图11所示。

由图11可知，在整个试验过程中，输入端从0增至380V的过程是逐渐加压，同时调节直流励磁电压。在$t_1$＝0.7s时电路发生谐振，此时电路的总阻抗达到最小值，电路对输入侧电源的负载效应减弱，导致输入电压有效值减小，虽然有用功率增加，但是由于总阻抗减小，输入电流有效值也减小。电

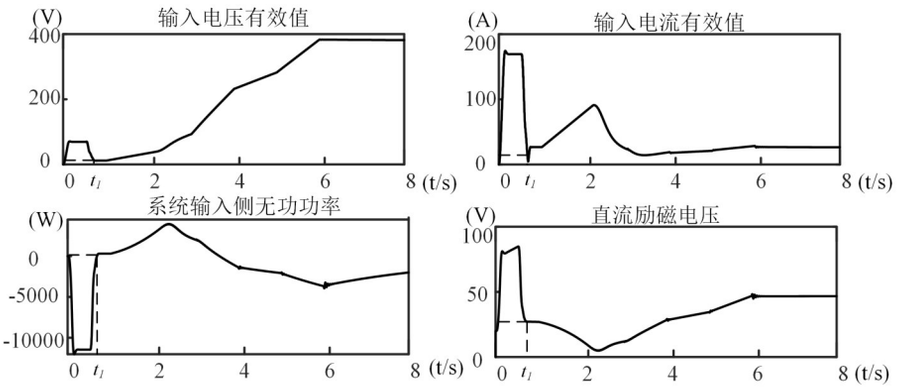
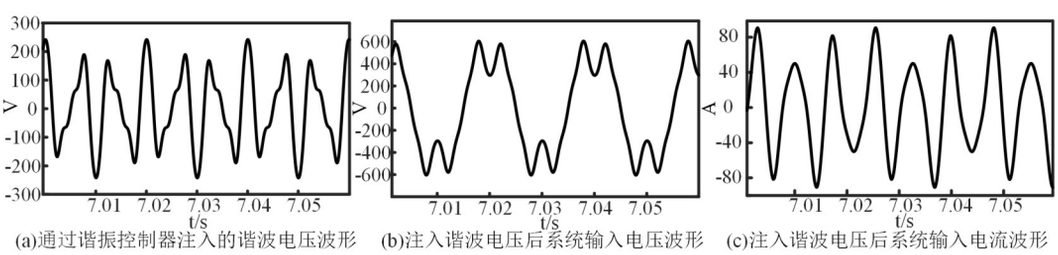



**图11 额定负载下电路参数在整个试验过程中的变化**

**Fig.11 The variation of circuit parameters under rated load throughout the entire testing process**

路的总阻抗是实部较小的复数,其虚部几乎为零。所以输入侧无功功率接近0,而有功功率主要用于保持振荡。试验系统使用输入侧的无功功率调节直流励磁电压,在发生谐振时,虽然PI控制器会继续调节励磁电压信号以达到设定的目标值,但由于无功功率已经为0,这意味着PI控制器试图调节一个已经不存在的输入信号,因此励磁电压也会减小。

由图4可得当负载变化时,输出电压的畸变程度也会受到极大影响,故需要额外补偿。以$C^*=0.5$为例,采用注入串联谐波电压的谐波电压补偿方法时,通过谐振控制器注入的谐波电压波形、注入谐波电压后输入电压波形和系统输入电流波形如图12所示。




(a)通过谐振控制器注入的谐波电压波形 (b)注入谐波电压后系统输入电压波形 (c)注入谐波电压后系统输入电流波形

**图12 $C^*$=0.5时,MCRT试验系统补偿谐波相关波形**

**Fig.10 When $C^*$ =0.5, the compensation harmonic-related waveforms of the MCRT test system**

由图12可得此时系统的输入电压波形由通过谐振控制器注入的谐波电压和原有的工频电压叠加形成。注入谐振控制器输出的谐波电压后,系统输入电压波形由正弦波变成谐波波形,波峰值由537V增大到600V左右,而输入端电流从60A增大到80A,仍在可控范围内。

$C^*=0.5$时,补偿前后MCRT试验系统输入和输出电压稳态波形分别如图13所示。

由图13可得,非额定负载运行稳态时,输入和输出电压均发生严重畸变。补偿后,MCRT输入侧电压的THD值由11.61%下降至0.27%,输出侧电压的THD值由13.92%下降至1.79%,电压波形都更接近纯净的正弦波,证明了基于谐振控制器注入串联谐波电压的谐波电压补偿方法的可行性和有效性。

## 5 结论

本文通过研究MCRT的铁芯结构,建立了相应的等效模型。基于该模型推导出了MCRT谐波电流的变化特性和输出电压奇次谐波分量的变化特性:试验系统中影响负载谐波电压的主要因素是电源阻抗与负载容量,且随着阻抗和负载容量的变化,总输出电压谐波畸变率THD波动很大。通过分析输出电压畸变的原因,得到消除谐波电压的实质即是消除MCRT产生的谐波电流在系统沿线阻抗上的压降,在此基础上,提出了一种在系统输入端串联注入谐波电压的谐波补偿策略,并利用R控制器只对特定频率信号进行积分的特性,以负载电压为被控量实现了注入电压信号的闭环控制。使用Simulink建立了一个容量为350KV/1A的MCRT试验系统仿真模型用以验证谐波补偿策略

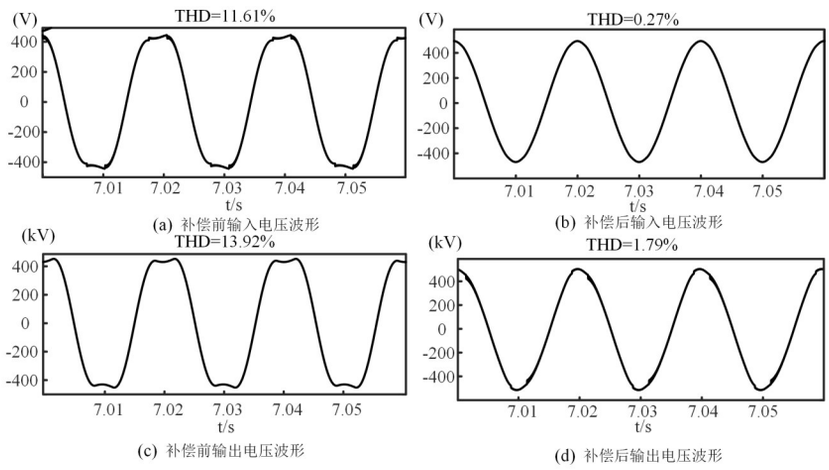



**图13 $C^*$=0.5时,补偿前后MCRT试验系统电压稳态波形**

**Fig.11 When $C^*$ =0.5, the steady-state voltage waveforms of the MCRT test system before and after compensation**

的可行性。实验结果表明补偿后,负载电压的THD由13.92%下降至1.79%,电压波形更接近纯净的正弦波,证明了该方法可以有效消除MCRT谐波电流引起的奇次谐波电压分量,为MCRT试验系统的实物化提供了参考。

**参考文献:**

[1] Li S, Li J. Condition monitoring and diagnosis of power equipment: review and prospective[J]. High Voltage, 2017,2(2):82-91.

[2] Ivanov D A, Sadykov M F, Yaroslavsky D A, et al. Non-contact methods for high-voltage insulation equipment diagnosis during operation[J]. Energies, 2021,14(18):5670.

[3] Ullah I, Khan R U, Yang F, et al. Deep learning image-based defect detection in high voltage electrical equipment[J]. Energies, 2020,13(2):392.

[4] 陆春玉, 王言, 潘志城, 等. 200 kV磁控谐振变压器试验系统研究[J]. 电工电能新技术, 2020,39(07):16-23.
Lu Chunyu, Wang Yan, Pan Zhicheng, et al. Research on 200 kV Magnetron Resonance Transformer Test system [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39 (07): 16-23(in Chinese).
Yuan J, Zhou J, Chen B, et al. A Novel Compact High-Voltage Test System Based on a Magnetically Controlled Resonant Transformer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015,51(11):1-4.

[5] Puschkarsky K, Grasser T, Aichinger T, et al. Review on SiC MOSFETs high-voltage device reliability focusing on threshold voltage instability[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2019, 66(11):4604-4616.

[6] 陈柏超. 电气与电子工程技术丛书 电力磁控电抗新技术及应用[M]. 北京:科学出版社, 2020.
Chen Baichao. Electrical and Electronic Engineering Technology Series New Technology and Application of Power Magnetic Control reactance [M]. Beijing: science Press, 2020(in Chinese).

[7] 田翠华, 陈柏超. 低谐波双级饱和磁控电抗器研究[J]. 电工技术学报, 2006(01):19-23.
Tian Cuihua, Chen Baichao. Study on low Harmonic two-stage saturated Magnetron reactor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006 (01): 19-23(in Chinese).

[8] 陈绪轩, 陈柏超, 田翠华, 等. 双级饱和磁控电抗器谐波抑制优化技术[J]. 电力自动化设备, 2011,31(05):71-75.
Chen Xuxuan, Chen Baichao, Tian Cuihua, et al. Optimization of Harmonic suppression for two-stage saturated Magnetron reactor [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011 31 (05): 71-75(in Chinese).

[9] 徐祥征. 基于磁控电抗及混合滤波的电铁综合电能质量控制[D]. 武汉大学, 2010:
Xu Xiangzheng. Integrated Power quality Control of Electric Railway based on Magnetron reactance and Hybrid filter [D]. Wuhan University, 2010(in Chinese).

[10] 陈磊磊, 谢卫, 王文会, 等. 新磁阀结构磁控电抗器磁损特性研究[J]. 电源学报,19(3):195-202.
Chen Leilei, Xie Wei, Wang Wenhui, et al. Study on Magnetic loss characteristics of Magnetron reactor with New Magnetic Valve structure [J]. Journal of Power supply, 19 (3): 195-202(in Chinese).

[11] Yang M, Chen B, Tian C, et al. Minimizing the harmonics generated in magnetically controllable reactors by shaping the iron core using the variational

method and Gauss - Legendre integral[J]. Energy Reports, 2023,9:2618-2628.

[12] Sen P C. Principles of electric machines and power electronics[M].John Wiley & Sons, 2021.

[13] 侯艳, 张武. 基于输出调节及内模原理的无静差跟踪控制[J]. 电子设计工程, 2017,25(12):53-56.
Hou Yan, Zhang Wu. Non-static error tracking control based on output regulation and internal model principle [J]. Electronic Design Engineering, 2017. 25 (12): 53-56(in Chinese).

[14] Haidegger T, Fenyvesi G, Sirokai B, et al. Towards unified electromagnetic tracking system assessment-static errors, 2011[C].

[15] De Persis C, Jayawardhana B. On the Internal Model Principle in the Coordination of Nonlinear Systems[J]. IEEE Transactions on Control of Network Systems, 2014,1(3):272-282.

[16] Wieland P, Sepulchre R, Allgöwer F. An internal model principle is necessary and sufficient for linear output synchronization[J]. Automatica, 2011, 47(5): 1068-1074