

# 21-25 HT-7U 高功率电源系统的无功补偿及谐波抑制

中国科学院等离子体物理研究所(合肥 230031)

陶骏 刘正之

TL631.24

**摘要** 本文提出了HT-7U装置高功率电源系统的无功补偿及谐波抑制方法。针对电源系统高功率、脉冲暂态运行的特点,采用了有源滤波与无源滤波、固定补偿与动态补偿相结合的方法,提高了补偿系统的性能,降低了成本。

**关键词** 滤波 无功补偿 优化 谐波检测

高功率电源系统

谐波抑制

HT-7U是可以实现准稳态运行的大型磁约束超导托卡马克实验装置,其电源系统由纵场、极向场、波驱动、波加热及等离子体快控电源构成,其中的纵场和极向场电源都是由晶闸管构成相控变流电源,容量处在数十兆伏安量级,波驱动、波加热及等离子体快控电源的容量也在数十兆伏安量级,当装置高参数运行时会给电网带来巨大的无功及谐波冲击,必须采取措施进行无功补偿和谐波抑制。

HT-7U装置工作时,电源处在脉冲工作状态,而且电流不断变化,这使无功处在波动过程中,同时谐波频谱也将对应于一个连续谱。这就给谐波抑制及无功补偿提出了新课题。

## 1 HT-7U 电源系统的谐波特性

HT-7U电源在脉冲工作方式下,电源一直处在给电感负载充电和放电的暂态过程中,其直流侧电流的大小随变流器处在整流或逆变状态时增大或减小,由此交流侧电流随着时间的推移,幅值不断变化,周期对称性被破坏。在这种情况下,付里叶级数无法对电流分解,只能借助付里叶变换,将时域中的电

流函数转化为频域中的函数来分析谐波。HT-7U电源系统中广泛地采用了十二脉波的晶闸管相控变流器,图1(a)、图1(b)给出了这种情况下的电网侧的A相电流波形。

十二脉波的晶闸管相控变流器工作在稳态时,如果双桥的触发角一致时,电网中的5次、7次等谐波将被抵消,为了控制变流器输出的无功,双桥的触发角往往要求不一致,由此在稳态运行时,双桥的触发角大多情况下是不等的,这样对应于六脉波变流器所有的特征谐波都会出现。在脉冲的暂态过程中,即使是双桥的触发角相等,所有次数的谐波都会出现。图1(c)是这种情况下的网侧电流的频谱。

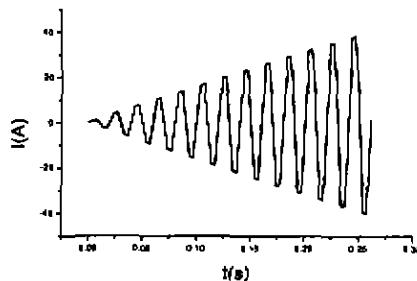


图1(a) 整流过程中的A相电流

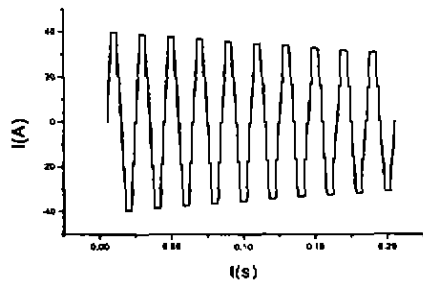
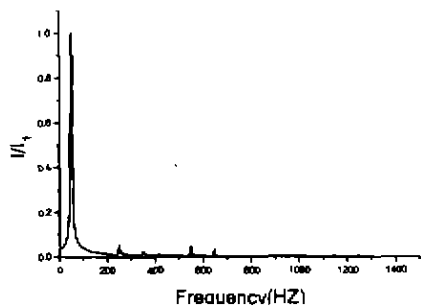


图 1(b) 逆变过程中的 A 相电流

图 1(c) 十二脉波变流器暂态  
运行时网侧电流频谱

脉冲电源产生的大量谐波来源于电流的非对称性,随着整流或逆变的暂态过程延续,网侧电流增大或减小,其正、负半波的面积趋于一致,故电流的对称性加强,由此带来了谐波电流占基波比例的减小。在整流或逆变的暂态过程中,随着导电周期的增加,谐波电流的比例将逐渐减小,其值趋向于稳态时对应的值,而且在脉冲工作方式下,暂态运行的变流器会产生比稳态运行时大的谐波。

## 2 谐波抑制及无功补偿方案

根据 HT-7U 装置电源系统的谐波特点,采用无源滤波与有源滤波相结合。由于电源系统的容量很大,采用无源 LC 滤波器可大大降低成本。同时,由于电源系统的谐波对应于一个连续的频谱,投入有源滤波器可以大大改善滤波性能,并能抑制 LC 电路与电网之间的谐振。图 2 给出了滤波器电路的单线图。

对无源滤波器设计了 5、7、11、13 次单调谐滤波器及调谐在 18 次的高通滤波器。对滤波器的参数进行优化,选择最佳的品质因素,

解决失谐问题,同时使综合谐波电压畸变率较小;选择各滤波器的参数,保证在给定的无功补偿容量的要求下,获得总的电容器安装容量最小的各滤波器的无功最优分配方案。

由于电源工作在脉冲的暂态过程中,其产生的谐波中含有大量的幅值较大的非特征谐波,并对应于连续的频谱,在 LC 各支路间跨接电阻链,可以降低滤波器的各个串联谐振点之间的阻抗,从而改善滤波效果。同时在对具有连续频谱的谐波的无源滤波中,并联谐振是难以避免的,引入电阻链后,可大大减小滤波支路和电网中的谐波电源放大倍数,从而达到抑制谐振的目的。

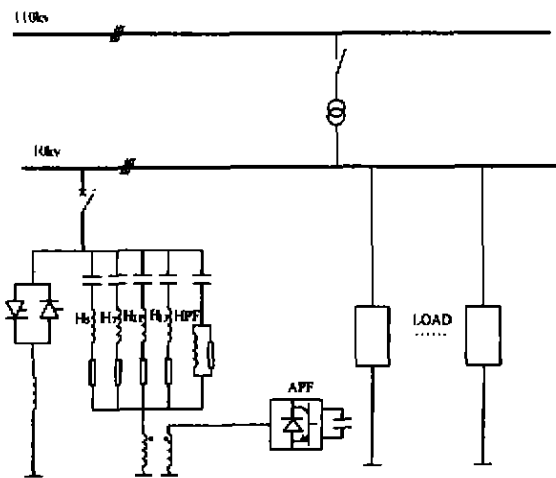


图 2 滤波及补偿系统的单线图

投入有源滤波器可大大改善滤波性能,避免与电网阻抗发生谐振。有源滤波器设计与无源滤波器相串联的结构,如图 2。其中 APF 为电流控制的电压源,产生与电源谐波成正比的电压。这种方法中,注入变压器联接在 Y 联接的无源滤波器的中性点上,保护和隔离方便,更适用于高压系统的应用。主电路采用 PWM 调制的逆变电源,其产生的电流恰与无源滤波器尚未滤去的谐波电流相抵消,使电网波形呈正弦波。

HT-7U 装置电源系统工作时,产生的无功处在一个波动的过程中,对无功补偿亦

采用固定补偿与动态补偿相结合的方法。固定补偿由无源滤波器兼用。动态补偿采用晶闸管控制的电抗器,通过检测电网的电压波动,实现电压负反馈,达到补偿无功的目的。

### 3 LC 滤波器的参数优化

LC 参数的选择应兼顾滤波效果,特别是当电网频率或 LC 参数发生漂移时的滤波效果,避免与电网发生谐振而引起电网或 LC 元件的过电压、过电流和滤波器的有功损耗,此外对兼作无功固定补偿的滤波器还应满足无功补偿容量的要求。

考虑电网及 LC 元件参数漂移时各单调谐滤波器的阻抗  $Z_{m,n}$ :

$$Z_{m,n} = \frac{mX_{0m}}{Q_m} + j(2\delta n + \frac{m^2 - n^2}{m})X_{0m} \quad (1)$$

上式中,  $m$  为滤波器支路的编号 ( $m=5, 7, 11, 13$ ),  $n$  为谐波次数,  $X_{0m}$  为各支路电感的基频感抗,  $Q_m$  为各支路的品质因素,  $\delta$  为综合表示了电网频率及 LC 参数的漂移。

为了保证滤波器发生参数漂移时不失谐和滤波效果,需选择最佳的品质因素。因此进行参数优化时将各单调谐滤波器的品质因素作为优化变量。根据经验单调谐滤波器的品质因素一般取 30~60,将此作为变量优化的约束条件。

高通滤波器对电网频率及 LC 元件参数漂移造成的失谐问题不敏感,所以不存在最佳品质因素的选择,定义与品质因素相关的一个参数  $m$ :

$$m = L/R^2C \quad (2)$$

$m$  越小,滤波器的损耗就越小,根据经验取  $m=0.5$ 。

LC 参数的优化涉及很多因素,如滤波器阻抗频率特性、滤波器与电网的综合阻抗频率特性、滤波器与电网间的谐振问题、滤波后的电网综合谐波电压畸变率以及滤波器的投资。

采用滤波后的电网综合谐波电压畸变率

最小作为优化的目标,由于滤波器兼作固定无功补偿,故可将其作为一个约束条件。按此优化目标,亦可保证有源滤波器的安装容量最小。优化问题可转化为下面的非线性规化问题:

$$\begin{cases} X = (Q_5, Q_7, Q_{11}, Q_{13}, X_{05}, X_{07}, X_{011}, X_{013}, C_h) \\ \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^x (\sum_{\substack{x=5,7 \\ 11,13}} (\frac{1}{Z_{m,n}} + \frac{1}{Z_{sn}}) + \frac{1}{Z_{hn}}) = \max \\ \sum_{\substack{n=5,7 \\ 11,13}} \frac{u^2}{(m^2-1)X_{0m}} + Q_h = Q_s \\ 30 \leq Q_5, Q_7, Q_{11}, Q_{13} \leq 60 \\ Z_{m,n} = F(m, n, \delta, Q_m, X_{0m}) \end{cases} \quad (3)$$

对于上面的非线性规化问题,采用复合形法进行寻优,可获得  $X$  的优化解。

引入电阻链会带来有功损耗的增加,当电阻为 0 或  $\infty$  时,对应的有功损耗最小,在它们之间存在一个对应于最大值的点,设计电阻链时应避免这一点。在一定的电阻取值范围内,以电阻的总有功损耗最小作为优化目标,对电阻的阻值进行寻优,得到优化的解。

### 4 谐波及无功电流的实时检测

对有源滤波器及动态无功补偿设备的控制需建立在实时性好,精度高的谐波及无功电流检测算法上。对无功及谐波电流的检测,目前大多根据瞬时无功功率理论,从完全补偿的角度出发,在三相电路中引入 Park 变换及反变换可运算出补偿电流,这种方法具有较好的实时性,但需进行两次坐标变换,计算量较大。同时此种功率定义的物理意义比较模糊,难以完成对谐波及无功功率的辨识。

在三相电路的综合矢量的基础上,重新建立了功率的定义,并基于电压参考,提出了一种无功及谐波电流的检测方法。这种方法摒弃了长期以来通过坐标变换的方法,根据电压、电流的综合矢量,直接基于电压参考,获得三相电路中各相的有功电流、无功及谐波电流。此种定义方法,不仅有利于对无功及

谐波的辨识,具有明确的物理意义,而且为谐波及无功电流的实时检测提供了理论依据。仿真计算表明,此方法用于动态补偿装置可以获得满意的结果。

在公共电网中,电压的畸变往往很小,研究中可认为三相电压为对称的正弦波,而电流可能有较大的畸变,这种研究方法在实际中具有较大的意义。

在三相系统对应的系统矢量平面上,获得电压矢量  $e$  和电流综合矢量  $i$ 。对于三线制的三相系统,零序分量为零,故综合矢量在各相轴线上的投影反映了各相瞬时值。

根据传统的三相电路的有功功率定义,从综合矢量角度出发,定义有功、无功功率为:

$$P = \frac{2}{3} \mathbf{e} \cdot \mathbf{i} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (4)$$

$$Q = \|\mathbf{e} \times \mathbf{i}\| \quad (5)$$

上式中的“ $\cdot$ ”、“ $\times$ ”分别是矢量的点积及叉积。(4)式中的  $2/3$  是为了实现功率平衡而引入的系数。

由于电流的畸变,使综合矢量的旋转速度及幅值瞬时变化,带来了(4)式定义的功率中含有不同频率的电压、电流相互作用产生的脉动部分,它们并不反映负载中的能量消耗,它只反映能量在电源与负载之间交换情况,从这点意义上来看,它和正弦电路中无功功率的物理意义是一致的,完全应将这部分功率归到无功功率范围。在综合矢量平面上,重新定义三相电流的有功、无功功率  $P'$ 、 $Q'$

如(6)式:

$$\begin{cases} P' = \bar{P} \\ Q' = Q + \bar{P} \end{cases} \quad (6)$$

上式中的  $\bar{P}$  及  $\bar{P}$  分别为(4)式中的直流和交流分量。根据综合矢量平面上的功率定义,可获得无功及谐波电流检测方法。

设三相电流的基波有功分量为:  $i_{ap}$ 、 $i_{bp}$ 、 $i_{cp}$ ,根据有功功率的定义:

$$\bar{P} = e_a i_{ap} + e_b i_{bp} + e_c i_{cp} \quad (7)$$

在综合矢量平面上,  $i_{ap}$ 、 $i_{bp}$ 、 $i_{cp}$  构成的综合矢量的方向应于电压的综合矢量  $e$  方向一致,且幅值不变,由此得到:

$$i_{ap} = e_a / A \quad i_{bp} = e_b / A \quad i_{cp} = e_c / A \quad (8)$$

上式中,  $A$  为比例因子。

由(7)、(8)式得:

$$A = \frac{e_a^2 + e_b^2 + e_c^2}{\bar{P}} \quad (9)$$

而  $\bar{P}$  可以根据三相电压及电流的瞬时值作用获得。再有:

$$i_{aq} = i_a - i_{ap} \quad i_{bq} = i_b - i_{bp} \quad i_{cq} = i_c - i_{cp} \quad (10)$$

其中  $i_{aq}$ 、 $i_{bq}$ 、 $i_{cq}$  为三相瞬时无功及谐波电流。

由(4)~(10)式,根据三相电压、电流的瞬时值可获得无功及谐波电流。根据检测算法对驱动阻感负载六脉冲晶闸管相控变流器进行仿真计算,图3是该变流器工作时,电网A相电流的EMTP仿真波形。图4为根据检测算法获得的谐波及无功电流的波形和基波有功电流(虚线为基波有功电流,实线为谐波及无功电流)。

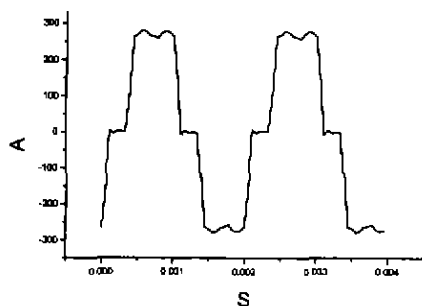


图3 A相电流的波形

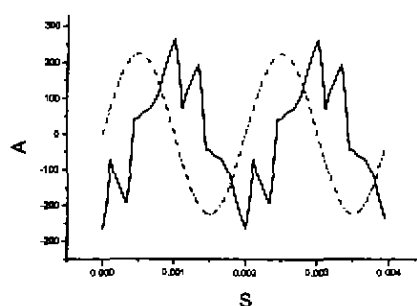


图4 无功及谐波电流和基波有功电流

可见,图4给出的基波有功电流波形基本是与电压同相位的正弦波,利用该检测方法,可以将任何畸变电流中的基波有功和谐波及无功分量分离出来,而获得的谐波及无功电流分量可以为动态补偿装置提供给定信号。

## 5 结论

HT-7U装置的高功率电源系统运行时会给电网带来巨大的无功冲击,同时伴有严重的谐波污染,对于这样的高功率电源系统的无功补偿和谐波抑制采用了固定补偿与动态补偿相结合,有源滤波与无源滤波相结合的方法,既降低了成本又保证了较好的运行效果。

对于处在脉冲暂态工作过程中的晶闸管相控变流电源的交流网侧的谐波电流的频谱为连续的,由此无源滤波器与电网间的谐振是不可避免的,但通过LC元件的参数优化,改善滤波器的拓扑结构,引入有源滤波器等措施,可大大减小谐波电流和谐波电压,并抑制谐振的发生。

利用基于综合矢量的功率定义建立的无功及谐波电流检测方法,较基于瞬时功率理论的检测方法由于省去了坐标变换,算法得到了简化,仿真结果表明,它具有比较满意的检测效果。

## 参 考 文 献

- 1 Graham A D, Shonholzer E T. Line harmonic of converters with DC motor loads. IEEE Trans Ind Appl, 1983, 19, -84~92
- 2 Rice D E. A detailed analysis of six-pulse converter harmonic current. IEEE Trans Ind Appl, 1994. 30, -294~304
- 3 GB10236-1988:半导体电力变流器与电网互相干扰及防护导则. 国家技术监督局. 1988
- 4 Akagi. H et al. Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components. IEEE Trans on IA, 1984, 20 (3), -625~630
- 5 L. S. Czarnecki. Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source. IEEE Trans on IM, 1988, 37(1). -30~34
- 6 李庚银等. dq0坐标系下广义瞬时无功功率定义其补偿. 中国电机工程学报, 1996, 16 (3). -176~179
- 7 TAKESHI FURUHASHI et al. A study on the theory of instantaneous reactive power. IEEE Trans on IE, 1990, 37(1). -86~90

欢迎投稿, 欢迎刊登广告!