

双极性脉冲电源的平衡变压器技术

陈锦晖¹⁾ 韩谦 康文

(中国科学院高能物理研究所 北京 100049)

摘要 北京正负电子对撞机重大改造工程(BEPC II)采用的是新型冲击磁铁 Slotted Pipe Kicker, 其结构上要求双极性供电. 平衡变压器是实现双极性的关键部件, 是解决脉冲源闸流管阴极可直接接地的绝好技术途径. 平衡变压器是一种具有特殊用途的高压快脉冲变压器, 因此其设计除了要解决高压快脉冲变压器的一般性技术问题外, 还必须着重考虑电流平衡度指标. 通过理论分析、模拟计算和测试实验证明不平衡电流主要由变压器的励磁电流和磁芯涡流损耗等效电流两部分组成. 平衡变压器磁芯材料和几何尺寸选取, 以及原副边导体结构设计是实现设计指标的关键所在. 样机测试结果与设计计算结果相符, 验证了平衡变压器设计理论的正确性, 且平衡度 $D < 1\%$ 达到预定指标.

关键词 Slotted Pipe Kicker 双极性脉冲源 平衡变压器 铁基纳米晶磁芯

1 引言

以增大流强、提高对撞亮度为主要目标的 BEPC II 采用具有低束流阻抗的新型冲击磁铁 Slotted Pipe Kicker^[1]. 在结构上, 这种冲击磁铁的线圈中心点与储存环的真空盒相连接, 也就是说线圈中心点通过真空盒接地, 这一特点要求其脉冲源必须是一个双极性脉冲源.

显然, 脉冲源悬浮工作, 即闸流管(Thyratron)阴极不接地, 可实现双极性供电, 德国 DELTA 的 kicker 电源就采用这个方案^[2]. 然而, 悬浮方案需要对处于 30kV 高电位的闸流管辅助线路、触发器等采取隔离供电及调控, 不但使设备复杂化而且也不利于调试维护; 同时, 由于高压隔离变压器初次级分布电容的存在, 真空盒上将会有高频干扰产生, 冲击磁铁的励磁电流也会叠加上高次谐波分量. 因此, 闸流管悬浮并不是一个理想的方案.

为了使闸流管阴极能够接地, 可以在脉冲源放电回路中引入一个平衡变压器(balun), 并将不平衡电流控制在可以容许的范围内. 如果平衡变压器初次级电流不平衡将引起两个不容忽视的问题, 一是不平衡电流会通过地线对以真空盒为参考地电位的设备产生共模干扰; 二是线圈励磁电流不平衡会影响磁场分布均

匀性指标. 因此平衡变压器方案是否可行关键在于对不平衡电流的控制, 对于高压大电流快脉冲变压器而言, 这无疑是个需要解决的技术难题.

本文将结合平衡变压器在 BEPC II 冲击磁铁电源中的具体应用, 对影响电流平衡度的主要因素进行定量分析, 并给出具体设计的计算和测试结果. 图 1 是 BEPC II 冲击磁铁电源的拓扑结构: 闸流管开关 Thy., 脉冲电容器 C , 串联阻尼电阻 R_d , 饱和电抗器 L_{sa} , 磁铁负载 L_{M1} , L_{M2} 构成一个 RLC 欠阻尼串联谐振回路, 在负载电感上产生一个幅度为 2.1kA 底宽 600ns 的准半正弦电流脉冲; 平衡变压器初次级分别与磁铁负载的两个高压馈电端子相连接, 用以平衡流过 L_{M1} , L_{M2} 上的电流. R_c , L_c 是变压器初次级回路的公共部分.

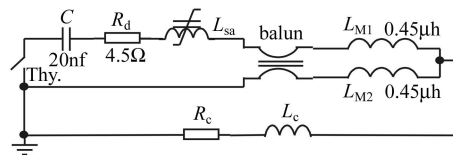


图 1 闸流管接地的双极性脉冲源

2 平衡变压器理论分析

BEPC II 冲击磁铁电源的平衡变压器是一种具有

2005 - 12 - 23 收稿

1) E-mail: chenjh@mail.ihep.ac.cn

特殊用途的初次级均为单匝线圈的高压快脉冲变压器, 因此在设计上除了有高压快脉冲变压器的一般要求以外, 还有别的特殊要求, 集中体现在电流平衡度指标: $D = \Delta I/I$. 下面主要针对这方面进行理论分析和设计计算. 从一般意义来说, 平衡变压器电流平衡度的设计要求实际上是变压器传输效率的要求, 主要包括励磁效率和磁芯损耗两部分.

2.1 励磁效率

变压器是靠变压器磁芯中原边副边绕组相互耦合的磁通来传递能量的, 这部分磁通的建立是需要一定励磁电流, 变压器的原边电流 I_1 和副边电流 I_2 各自建立起来的磁场方向是相反的, 作用是相互抵消的, 所以对于不存在磁芯损耗的1:1变压器而言, 实际的励磁电流应该是原副边电流之差 $\Delta I = I_1 - I_2$, 而且原边电流总是大于副边电流 $\Delta I > 0$, 是能量传输需要付出的代价; 又因为 $M_{21} = M_{12} = M$, 有 $\Delta\psi = \psi_{21} - \psi_{12} = M_{21}I_1 - M_{12}I_2 = M\Delta I$, 所以 $M = \Delta\psi/\Delta I$, $\Delta\psi$ 是磁芯中同时铰链原副边绕组的磁通链, M 是变压器的互感, 于是还可以得到以下结论, 相同脉冲伏秒积下, 互感越大所需要的励磁电流 ΔI 也就越小, 励磁效率越高, 电流不平衡度 $D = \Delta I/I$ 越小.

可以利用变压器的等效电路^[3, 4]作进一步定量的分析. 图2是图1所示电路简化后, 并将平衡变压器次级折算到初级的等效电路, M 和 L_1 分别是变压器的互感和漏感, $L_{M1} = L_{M2} = L_M/2$ 是磁铁负载电感的二分之一, 这里暂不考虑磁芯损耗.

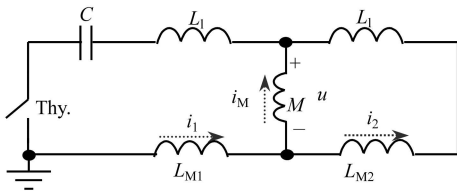


图2 平衡变压器等效电路

由电感上电流和电压的对应关系, 可以得到下面两个表达式

$$i_2(t) = \frac{1}{L_M/2 + L_1} \int u(t) dt, \quad (1)$$

$$\Delta i(t) = i_1 - i_2 = i_M = \frac{1}{M} \int u(t) dt, \quad (2)$$

根据平衡度的定义, 并将(1), (2)代入得

$$D = \frac{\Delta i}{i_2} \times 100\% = \frac{L_1 + L_M/2}{M} \times 100\% = \left(\frac{L_1}{M} + \frac{L_M/2}{M} \right) \times 100\% = \left(\frac{L_1}{L - L_1} + \frac{L_M/2}{L - L_1} \right) \times 100\%, \quad (3)$$

这里 $L = M + L_1$ 是变压器的自感. 从表达式(3)可以看出, 不考虑磁芯损耗时电流平衡度 D 和变压器的自感 L 和漏感 L_1 有关, L 越大 L_1 越小 D 就越小. 因此, 平衡变压器在设计上要求自感 L 必须足够大, 同时在结构设计上尽可能的降低漏感 L_1 , 也就是尽量的提高耦合系数 $k = (L - L_1)/L$.

下面就对绕组自感和漏感这两方面做进一步的讨论.

2.1.1 环形磁芯变压器绕组的电感

根据安培环路定律: $\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum i$ 不难得到环形磁芯中磁场的分布:

$$B = \frac{\mu_0 \mu_p \sum i}{2\pi r}, \quad (4)$$

这里 μ_0 是空气的磁导率, μ_p 是磁芯的相对磁导率, r 是磁路圆周的半径, $R_i \leq r \leq R_o$, R_i 和 R_o 分别是环形磁芯的内外半径. 在半径为 r 的同心圆处沿径向取微元 dr , 则 $d\phi = (\mu_0 \mu_p NI / 2\pi r) f_f h dr$, 这里 N 是绕组匝数, h 为磁芯的高度, f_f 是磁芯的填充系数; 根据电感的定义不难推导出环形磁芯变压器绕组的电感计算公式:

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{N}{I} \int_{R_i}^{R_o} \frac{\mu_0 \mu_p NI}{2\pi r} \cdot f_f h dr = \frac{\mu_0 \mu_p N^2 f_f h}{2\pi} \ln \frac{R_o}{R_i}. \quad (5)$$

从式(5)得出电感 $L \propto \mu_p$, 然而磁性材料的相对磁导率 μ_p 不是一个常数, 因此, 设计时还必须保证磁芯工作在线性区以获取最大的 μ_p . 从式(4)可看出, 磁环中各点处的磁感应强度并不相同, 其分布规律是 $B \propto 1/r$, 也就是说, 在磁环的内径处 $r = R_i$, 磁感应强度 B 最大 $B_{\max} = B(R_i)$. 假设线性区域对应的磁感应强度增量为 ΔB , 则要保证整个磁环都工作在线性区, 就必须有 $\Delta B(R_i) \leq \Delta B$.

由电磁感应定律: $\varepsilon = d\psi/dt = Nd\phi/dt$ 取积分可以得到变压器绕组电压的脉冲伏秒积 ET :

$$ET = \int u(t) dt = \Delta\psi = N\Delta\phi, \quad (6)$$

这里 $\Delta\psi$ 是磁通链的变化量, $\Delta\phi$ 是磁通的变化量, N 是变压器绕组的匝数, $u(t)$ 是变压器绕组上的电压. 既

然 B 与 r 成反比, 半径为 r 处的 B 的增量 $\Delta B(R_i)R_i/r$. 与式(5)的推导类似, 则式(6)可以改写为

$$\begin{aligned} ET &= \Delta\psi = N\Delta\phi = \\ &N \int_{R_i}^{R_o} \Delta B(R_i) \cdot \frac{R_i}{r} \cdot (f_t h dr) = \\ &N \Delta B f_t h R_i \ln \frac{R_o}{R_i} \end{aligned} \quad (7)$$

当磁环外径 R_o 一定时, R_i 越小磁芯的截面积越大, 然而 $B(R_i)$ 也越大越容易饱和, 因此 R_i 的选择存在最优值, 令: $dET/dR_i = 0$, 得 $d(R_i \ln R_o/R_i)/dR_i = 0$ 则 $\ln(R_o/R_i) = 1$, 即当 $R_o/R_i = e$ 时, 在保证磁芯工作在磁导率最大的线性区下, 磁芯获得最大的伏秒积 ET . 可以根据这个结论来设计磁芯的几何尺寸, 以提高磁芯利用率, 降低磁芯涡流损耗及制造成本.

比较式(5), (7)可以发现, 在 $R_o/R_i = e$ 这个比例不变的情况下, 增大内径 R_i 可以增大 ET , 而电感 L 保持不变; 这是因为增大内径也就意味着同时增大磁芯的有效截面积和等效磁路长度; 一旦外内径的比 $R_o/R_i = e$ 固定下来后, 磁芯的几何参数中只有 h 才决定变压器绕组的电感.

2.1.2 低漏感的平衡变压器结构

电流平衡度要求决定平衡变压器在设计上必须尽可能降低漏感, 同时减小漏感还有利于降低整个脉冲电源的工作电压; 结合脉冲源整体设计要求, 确定平衡变压器结构设计目标是总漏感控制在 100nh 以内.

变压器的漏感是反映单位电流下漏磁通链多少的物理量^[5], 其大小与初次级电流分布以及所产生的漏磁通分布有关, 这些主要取决于变压器初次级导体结构, 而受磁芯的影响不大 ($\approx 20\%$); 此外, 高频条件下还需要考虑各种效应对电流和磁场分布的影响.

显然匝数越少, 初次级耦合得越好漏感也越小, 所以平衡变压器设计采用单匝线圈, 并且在满足耐压的前提下初次级导体尽可能的靠近. 初次级导体可以是平行导体结构和同轴结构, 考虑到加工难度以及与冲击磁铁高压穿墙件的对接问题, 设计采用的是平行导体结构.

图3A给出了一种低漏感的平行导体结构, 变压器的初次级导体尽可能的将磁芯窗口充满; 考虑到高频条件下存在邻近效应^[6], 使得流过初次级导体的电流主要集中在两导体相对的内表面, 所以只在导体外部存在漏磁通, 而且全部被压缩到两导体间有限的气隙中; 从磁阻的角度分析, 由于磁芯的磁导率很大, 漏磁通磁路的磁阻主要取决于空气隙的磁阻, 即: $R_M = b/\mu_0 dl$, 这里 d 是初次级导体的绝缘距离、 l

是导体长度、 b 是导体宽度. 根据磁阻和电感的关系 $L = N^2/R_M$, 则变压器初次级总的漏感为 L_L :

$$L_L = \frac{\mu_0 dl}{b}. \quad (8)$$

在实际的设计里, 为了降低加工难度, 把原副边导体简化成两个平行的宽铜板, 如图3B所示. 从 OPERA 程序仿真的结果看, 与A结构相比, B结构形式漏感并不会增大很多.

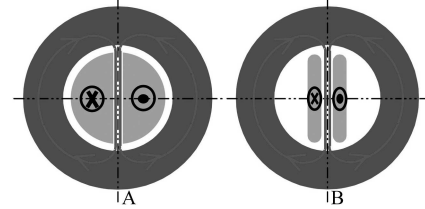


图3 平行导体结构的平衡变压器横截面

对设计完成的平衡变压器初次级导体结构(包括引线)进行电感测量: 不带磁芯 $L_L = 90\text{nh}$, 带磁芯 $L_L = 100\text{nh}$, 达到设计要求.

2.2 磁芯损耗

磁芯损耗是产生不平衡电流的另一个原因, 主要包括磁滞损耗和涡流损耗^[3]. 对于快脉冲变压器而言, 磁芯的涡流损耗是不容忽视的. 这里主要讨论带绕环形磁芯的涡流损耗.

根据涡流损耗产生的原理, 不难证明带绕环形磁芯瞬时涡流损耗功率为

$$P_W = \frac{S f_t l_e \delta^2}{12 \rho_T} \cdot (dB/dt)^2, \quad (9)$$

这里 S 是几何截面积, f_t 为填充系数, l_e 是环形磁芯等效磁路长度, δ 是带材厚度, ρ_T 是带材的电阻率, B 是磁芯中的平均磁感应强度. 从式(9)可以看出, 磁芯的涡流损耗与磁芯带材厚度的平方成正比, 和电阻率成反比, 因此要降低磁芯涡流损耗需要从磁性材料的选择和磁芯制作及退火工艺上去考虑; 此外涡流损耗还和磁芯的等效磁路长度成正比, 因此相同截面积下内径 R_i 越大的磁芯涡流损耗也越大.

因为 $B = \mu_0 \mu_p H = \mu_0 \mu_p \sum i/l_e$, 式(9)可改写为

$$P_W = \frac{S f_t \delta^2 \mu_0^2 \mu_p^2}{12 \rho_T l_e} \cdot \left(d \sum i/dt \right)^2 \quad (10)$$

从式(10)还可以看出瞬时涡流损耗和磁芯励磁电流变化率平方成正比, 因此对于半正弦电流脉冲, 在脉冲顶部, 对应的涡流损耗最小, 而脉冲前后沿损耗较大; 值得庆幸的是, 冲击磁铁对注入束的作用恰恰是在半正弦脉冲的顶部, 此时由于涡流损耗引起的不平衡电流最小, 对场分布均匀性的影响也最小.

又因为 $\psi = NBSf_t$, $U = d\psi/dt = NSf_t dB/dt$, 这里 N 是变压器绕组匝数, U 是绕组上的电压, 则式(9)还可以改写为

$$P_W = \frac{l_e \delta^2 U^2}{12 \rho_T S f_t N^2} \quad (11)$$

由此可以得到折算到初级的等值涡流损耗电阻为

$$R_W = \frac{U^2}{P_W} = \frac{12 \rho_T S f_t N^2}{l_e \delta^2} \quad (12)$$

这样, 图 2 的等效电路可以修改为图 4 所示电路, 即考虑磁芯涡流损耗的等效电路。

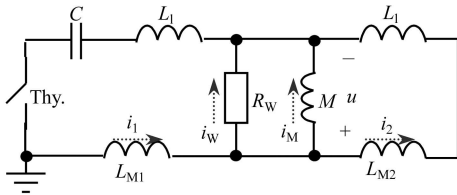


图 4 考虑涡流损耗平衡变压器等效电路

根据图 4, 不难看出不平衡电流包括磁芯涡流损耗等效电流 i_w 和变压器励磁电流 i_M 两个部分即:

$$\Delta i = i_w + i_M = u(t)/R_W + \frac{1}{M} \int u(t) dt = \frac{L_1 + L_M/2}{R_W} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{L_1 + L_M/2}{M} i_2 \quad (13)$$

i_2 是流过磁铁半匝线圈的半正弦电流脉冲, 所以 Δi 是一个余弦波和正弦波叠加的波形。

3 平衡变压器的设计

3.1 磁芯磁性材料的选择

根据前面的设计理论分析, 平衡变压器的磁芯材料必须要有较高的脉冲磁导率, 高饱和磁密, 低涡流损耗等特点。从表 1 对铁基纳米晶、坡莫合金和铁氧体 3 种常规的软磁材料做一下简单的比较, 可以知道, 铁氧体电阻率最高涡流损耗也最低, 然而饱和磁密和磁导率都偏低; 坡莫合金具有很高的磁导率, 但是电阻率最低涡流损耗也最高; 铁基纳米晶具有高饱和磁密和高磁导率特点, 且电阻率低于坡莫合金, 涡流损耗也较小, 因此, 铁基纳米晶带材是一种不错的选择。

表 1 铁基纳米晶、坡莫合金、铁氧体的特性对比

材质	铁基纳米晶	坡莫合金	铁氧体
饱和磁密/T	1.25	0.75	0.5
电阻率/($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	80—130	56	10^6
剩磁/T	0.20—1.0	—	0.20
初始磁导率/(Gs/Oe)	> 80,000	> 80,000	—
最大磁导率/(Gs/Oe)	> 200,000	600,000	< 20,000
矫顽力/(A/m)	< 2	< 1	6

目前国产铁基纳米晶带材, 厚度最小可以做到 26—30 μm , 宽度 < 100mm. 用铁基纳米晶带材卷绕制成的磁芯磁特性还和热处理工艺有很大关系. 根据退火时所加的外部磁场情况, 可以分成横向磁场退火、无磁场退火和纵向磁场退火, 表 2 给出 3 种不同退火工艺下, 磁芯磁特性的差异情况. 经过横向磁场退火处理后的铁基纳米晶磁芯具有低剩磁, 低损耗的特点, 比较适合于单向快脉冲变压器。

表 2 3 种退火工艺下纳米晶磁芯磁特性比较

产品类型	横磁退火	无磁退火	纵磁退火
初始磁导率	> 3×10^4	> 8×10^4	> 1×10^4
最大磁导率	> 5×10^4	> 45×10^4	> 50×10^4
剩磁	< 0.2T	0.6T	> 0.85T
矫顽力	< 1.8A/m	< 0.8A/m	< 1.8A/m
损耗/(20kHz,0.5T)	< 50W/kg	< 25W/kg	< 90W/kg
损耗/(100kHz,0.3T)	< 150W/kg	< 150W/kg	< 300W/kg

设计中采用 WP 系列磁芯就是经过横向磁场退火之后的铁基纳米晶磁芯. 根据实验数据估算, 在 1MHz 工作频率下, WP 磁芯基本磁特性参数: $B_r \approx 0.2\text{T}$, $B_s \approx 1.2\text{T}$, $\mu_p \approx 6000$, 可用线性区 $\Delta B \approx 0.68\text{T}$; 物理参数: 带材厚度 $\delta = 30\mu\text{m}$, 电阻率 $\rho_T = 80\mu\Omega \cdot \text{cm}$, 填充系数 $f_t = 0.65$ 。

3.2 磁芯几何尺寸的计算

磁性材料选定之后, 就可以根据 BEPC II 冲击磁铁电源的具体设计要求进行磁芯几何尺寸的计算. 平衡变压器主要的设计参数见表 3。

表 3 平衡变压器主要的设计参数

平衡度 D (脉冲顶部)	< 1%	副边漏感 L_1	0.05 μh
半正弦脉冲幅度	2.1kA	半匝线圈电感 $L_M/2$	0.45 μh
半正弦脉冲底宽	600ns	副边回路寄生电感 L_S	0.2 μh

根据电流平衡度指标要求 $D < 1\%$ (脉冲顶部), 由式(3), (5)可以得到变压器自感大小要求:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_p N^2 f_t h}{2\pi} \ln \frac{R_o}{R_i} > 50.05\mu\text{h} \quad (14)$$

若忽略阻尼电阻及饱和电抗器对半正弦电流波形的影响, 则平衡变压器次级上的电压可以写为: $u(t) = 2100L_t \omega \cos \omega t = 7697 \cos \omega t$, 这里 $\omega = 2\pi/T = (5\pi/3) \times 10^6$, $L_t = L_M/2 + L_1 + L_S \approx 0.7\mu\text{h}$; 根据式(6)变压器次级电压伏秒积 $ET = U/\omega = 1470\mu\text{Vs}$. 为保证整个磁芯工作在线性区, 由式(7)要求:

$$ET = N \Delta B f_t h R_i \ln \frac{R_o}{R_i} > 1470\mu\text{Vs} \quad (15)$$

综合考虑(14), (15)式, 磁环外内径最优比例 $R_o/R_i = e$, 以及磁芯和护盒的加工工艺要求, 并留

出一定裕量, 最终确定下来平衡变压器磁芯的几何尺寸为: $\Phi_o \times \Phi_i \times H = 190\text{mm} \times 85\text{mm} \times 100\text{mm}$. 此时, $L = 78\mu\text{h}$, $ET = 1503\mu\text{Vs}$ 均满足(14), (15)式; 电流平衡度(脉冲顶部) $D = 0.64\% < 1\%$ 达到设计要求, 不平衡电流中励磁电流部分的幅度约为: 13.5A . 再根据式(12)估算出磁芯的涡流损耗等效电阻 $R_w = 84.3\Omega$, 则不平衡电流中涡流损耗等效电流部分的幅度为: $I_w = U/R_w = 91.3\text{A}$.

图5是PSPICE模拟结果, 电路拓扑结构和主要参数如图1所示, 饱和电抗器及平衡变压器磁芯均采用非线性磁芯模型, 模型的磁特性参数和几何参数与样机的设计值基本相同, 涡流损耗等效电阻取 84.3Ω . 模拟结果与解析的结果基本相同; 从模拟的波形上可以直观看出涡流损耗等效电流幅度大于励磁电流的幅度, 在脉冲上升下降沿涡流损耗等效电流在不平衡电流中占主要成分, 而在脉冲顶部时, 励磁电流占主要成分.

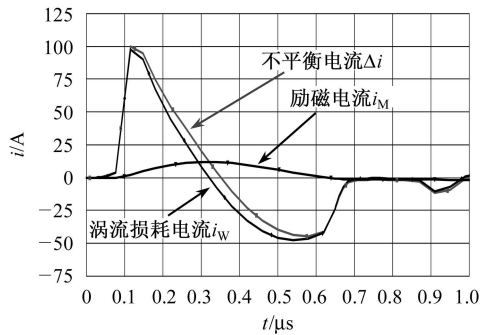


图5 PSPICE模拟波形

4 实验结果

脉冲电源样机与假负载相连, 在工作电压 28kV 、重复频率 50Hz 下, 对平衡变压器(磁芯 $\text{WP}190 \times 85 \times 100$)性能进行测试, 示波器实测波形及数据如图6所示, 图中Ch1是次级电流波形 (2V/div , 衰减器 30db , 互感器 0.1V/A), Ch2是不平衡电流波形 (2V/div , 衰减器 20db , 互感器 1V/A), $M=\text{Ch}3-\text{Ch}4$ 是次级电压波形 (2kV/div). 将主要的测试结果列入表4中并与设计计算结果作比较, 实测值和理论值非常接近.

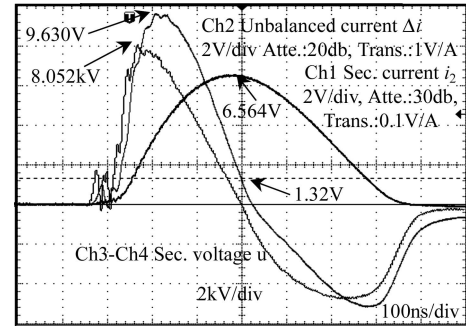


图6 冲击磁铁电源样机平衡变压器测试结果

表4 平衡变压器设计结果 vs. 测试结果

	设计结果	测试结果
半正弦脉冲电流幅度/A	2100	2068.5
励磁电流 i_M 幅度/A	13.5	13.2
电流平衡度 D (脉冲顶部)	0.64%	0.64%
变压器次级电压/kV	7.697	8.052
涡流损耗电流 i_w 幅度/A	91.3	96.3
涡流损耗电阻 R_w/Ω	84.3	83.6

此外, 通过比较, 图6示波器的测试波形和图5PSPICE的模拟波形基本上是吻合的.

总之, BEPC II 冲击磁铁电源样机上平衡变压器的测试结果是令人满意的, 性能达到了预定的设计指标, 验证了平衡变压器的设计理论的正确性和完整性.

5 结论

平衡变压器是BEPC II 冲击磁铁脉冲电源中的关键部件, 解决了双极性脉冲源闸流管开关的接地问题. 电流平衡度指标是平衡变压器设计的核心问题. 结合实验数据和PSPICE模拟仿真, 从理论上分析了影响电流平衡度的主要因素包括: 变压器磁芯励磁电流和涡流损耗. 根据理论分析的结论, 最终确定的设计是: 采用的经过横向磁场退火的铁基纳米晶磁芯 $\text{WP}(\Phi_o \times \Phi_i \times H = 190\text{mm} \times 85\text{mm} \times 100\text{mm})$, 单匝平行导体结构. 冲击磁铁电源样机上平衡变压器的测试数据和波形与理论分析和模拟仿真结果相吻合, 验证了平衡变压器的设计理论的正确性和完整性, 平衡变压器的电流平衡度(半正弦脉冲顶部) $D = 0.64\% < 1\%$, 达到预定的设计目标.

参考文献(References)

- 1 KANG Wen, HAN Qian, HAO Yao-Dou. HEP & NP, 2003, **27**(3): 263—267 (in Chinese)
(康文, 韩谦, 郝耀斗. 高能物理与核物理, 2003, **27**(3): 263—267)
- 2 Blokesch G, Negrazus M, Wille K. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 1994, **A338**: 151—155
- 3 WANG Rui-Hua. Pulsed Transformer Design. Beijing: Science Press, 1987(in Chinese)
(王瑞华. 脉冲变压器设计. 北京: 科学出版社, 1987)
- 4 DONG Chong. Transmission Line Type Pulsed Modulator Theory Foundation and Special Circuit. Beijing: National Defence Industry Press, 1978(in Chinese)
(东冲. 线型脉冲调制器理论基础与专用电路. 北京: 国防工业出版社, 1978)
- 5 Калантаров П Л. Inductance Calculation Manual. Beijing: China Machine Press, 1992(in Chinese)
(卡兰塔罗夫. 电感计算手册. 北京: 机械工业出版社, 1992)
- 6 FENG Ci-Zhang. Engineering Electromagnetic Field Introductory Theory. Beijing: Higher Education Press, 2000 (in Chinese)
(冯慈璋. 工程电磁场导论. 北京: 高等教育出版社, 2000)

Balun Technology for Bipolar Pulsed Power Supply

CHEN Jin-Hui¹⁾ HAN Qian KANG Wen

(Institute of High Energy Physics, CAS, Beijing 100049, China)

Abstract A new type slotted pipe kicker with advantage of low coupling impedance is adopted for the major upgrading of the Beijing Electron Positron Collider (BEPC II). A bipolar pulsed power supply is needed for the new type kicker. In order to avoid difficulties caused by the floating-thyratron scheme, a balun is introduced into the LC series resonance circuit with a grounded thyratron. The current balance degree between primary and secondary coils must be considered for the balun as a high-voltage fast-pulsed transformer for the special purpose. The unbalanced currents include magnetizing current and equivalent current of eddy-current loss in core. A nanocrystalline tape-wound toroid annealed in transverse magnetic field is chosen for the balun. To reduce leakage inductance, a simply parallel flat structure is adopted in design of transformer primary and secondary conductors. The test results on the prototype confirm the design theory and current balance degree of the balun reaches the design target of $D < 1\%$.

Key words Slotted Pipe Kicker, bipolar pulsed power supply, balun, nanocrystalline toroid