

非线性含磁芯线圈的 PSpice 模拟*

黄子平, 王文斗

(中国工程物理研究院 流体物理研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 将感应加速腔的磁芯回路视为一段单匝的非线性电感线圈, 利用 PSpice 的一些通用元器件组成的子电路对含有磁芯的非线性线圈进行模拟, 使其具有饱和、磁滞及频率损耗等非线性特征。通过一些直观的参数设置, 可使线圈模型适用于不同的频率范围。介绍了利用线圈模型对直线感应加速器加速组元系统的模拟, 得到了与实验相符合的结果。

关键词: PSpice 模拟; 磁芯; 非线性

中图分类号: TL503.8 **文献标识码:** A

PSpice 是目前应用十分广泛的一种模拟电路仿真软件^[1]。模拟感应加速器的整个系统, 将涉及到许多非线性元件, 虽然 PSpice 自身带有一个非线性磁性元件库 Magnetic, 但其中元件的参数设置非常烦琐, 每个元件适用范围有限且难以找到帮助信息。而且, 目前流行的 OrCAD/PSpice9 的学生版和试用版, 并不支持非线性磁性元件的使用。如果能利用非线性元件的基本物理特性, 设计出由通用元器件组成的子电路实现对非线性磁性元件的模拟, 就可以更直观地对其参数进行设置, 使之具有更广泛的通用性。

1 理论基础

非线性磁芯元件最重要的是特点它的饱和特性, 当磁芯中的磁通量到达其最大磁通量 Φ_{\max} 后, 励磁电流再增大时, 磁芯将饱和。由法拉第定理, 有

$$\epsilon = d\Phi/dt \Rightarrow \Phi = \int \epsilon dt \quad (1)$$

所以, 将环绕磁芯的线圈两端的电压 ϵ 对时间 t 积分, 可以得到磁芯中的磁通量 Φ 。一般可以将磁芯磁化曲线分段线性化后线圈在磁芯磁化和饱和时的电感视为两个衡量, 分别作为 L_{mag} 和 L_{sat} 。假设一个开关, 当 $|\Phi| < |\Phi_{\max}|$ 时断开, 使线圈的电感为一个较大的值 L_{mag} ; 当 $|\Phi| > |\Phi_{\max}|$ 时关闭, 使线圈电感降为很小的值 L_{sat} , 则该线圈就有了饱和的特性。

再考虑流经线圈的电流。对于电感为 L 的线圈, 线圈两端的电压 ϵ 和流经线圈的电流 i 之间满足

$$\epsilon = L di/dt \Rightarrow i = \int \epsilon dt / L = \Phi / L \quad (2)$$

可见, L 不变时, 励磁电流正比于磁芯中的磁通量。所以, 模拟含磁芯线圈饱和特性的关键, 便是要将 Φ , 即线圈两端电压对时间的积分表示出来, 并转换为相应大小的电流(励磁时和饱和时), 以此作为流过线圈的电流, 该电流反过来又影响线圈两端的电压。

磁性材料本身也是导体, 所以当其磁通量发生变化时, 产生的电场将在材料内部引起涡旋电流, 导致能量的损耗。涡流大小和磁场 H 的频率有关, 频率越高, 涡流损耗越大。磁芯正反磁化一次所消耗的能量正比于其磁滞回线包含的面积, 因此, 磁场频率增大时, 磁性材料的磁滞回线将变宽。

2 模拟电路

图 1 所示为一个含磁芯线圈的模拟电路, 该电路利用电容来获得对电流的积分从而间接得到磁通量的值。 V_{corei} 和 V_{coreo} 端口分别为线圈的输入输出端。图中大括号中的取值由图中左上角方框中的参数决定的。假设一个正弦电压信号 V_i 由 V_{corei} 输入, 电压控制电流源 G_1 ^[2] 产生电流 I_g 流经右侧的回路, 数值大小与 V_i 相同。电阻 R_x 非常大, 可忽略流过它的电流, 则电流 I_g 全部流过积分电容 C_b 。由电容的定义可得

* 收稿日期: 2003-10-16; 修订日期: 2004-03-15

基金项目: 国防科技基础研究基金资助课题

作者简介: 黄子平(1977—), 男, 硕士, 从事脉冲功率技术和加速腔研究; 绵阳市 919-106 信箱; E-mail: hzp106@sina.com。

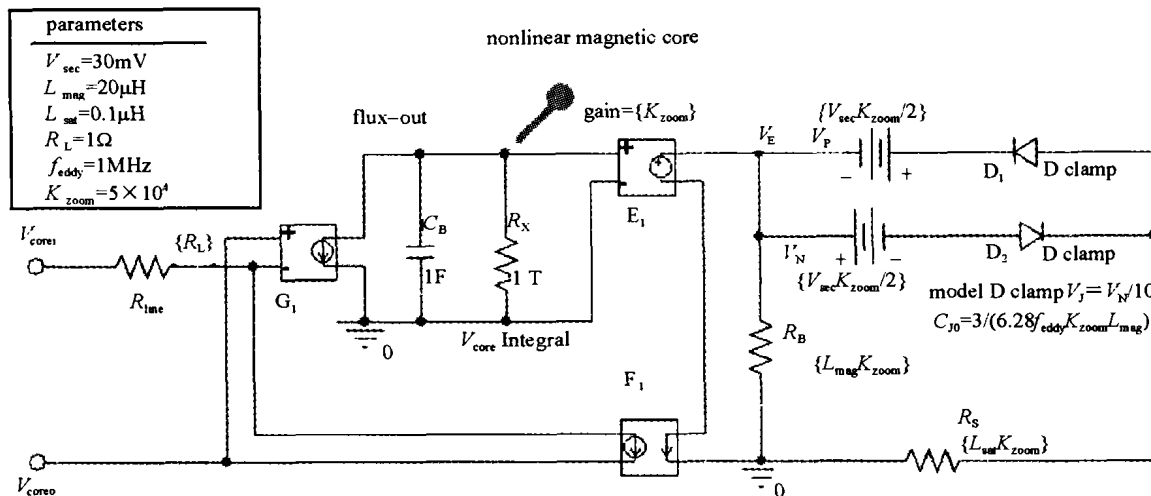


Fig. 1 Saturable reactor subcircuit configuration

图 1 含磁芯非线性线圈的 Pspice 模拟电路

$$V = \int idt/C \tag{3}$$

令 C_B 的电容量为 1F, 则 flux-out 处电压 V_B 的数值等于 I_g 对时间的积分, 因为在数值上 I_g 与 V_i 相同, 所以 V_B 在数值上等于输入电压 V_i 对时间的积分, 即磁芯中的磁通量 Φ 。

电压控制电压源 E_1 右侧的电路是一个由通量控制电流的开关回路。参数 K_{zoom} 是比例放大系数; V_{sec} 是用 Wb 表示的磁芯所能达到的最大磁通量变化 $\Delta\Phi=2\Phi_{max}$ 。 E_1 右侧的电压 $V_E=V_B K_{zoom}$, 当 $-V_P < V_E < V_N$, 即磁芯中的通量在 $-\Phi_{max}$ 和 Φ_{max} 之间时, 二极管 D_1 和 D_2 都不导通, 回路阻抗为 R_B ; 当 $V_E > V_N$ 或 $V_E < -V_P$ 时, D_1 和 D_2 总有一个会导通, 回路阻抗为 $R_S (R_S \ll R_B)$ 。电流控制电流源 F_1 将通过 R_B 和 R_S 的总电流 I 。反映在线圈的两个端点 V_{corei} 和 V_{coreo} 上, 成为通过线圈的电流并反过来影响线圈两端的电压。

在数值上, R_B 和 R_S 两端电压 V_E 为线圈两端电压 V_i 积分值 Φ 的 K_{zoom} 倍, 由公式(2), 流经线圈的电流 $i_L = \Phi/L$, 所以当 $R_B = L_{mag} K_{zoom}$, $R_S = L_{sat} K_{zoom}$ 时, i_L 正好为实际线圈在磁芯磁化和饱和时对应的电流。可以看出, K_{zoom} 的取值不会影响 i_L 的大小, 只起到在开关回路中放大 V_B 信号的作用。由于一般情况下磁芯的最大磁通量值都较小 ($10^{-6} \sim 10^{-3} Wb$ 量级), 所以 K_{zoom} 取较大的值有利于提高程序计算的精度和收敛速度。 R_{line} 是线圈本身的阻抗, 其值一般很小。

通过一个与 D_1 和 D_2 并联的电容可以考察磁滞和频率损耗的特性。在本例中, 利用二极管的零偏压结电容 C_{j0} 和结电势 V_j 属性的设置替代了这个电容。 C_{j0} 的取值为 $3/(6.28 \times f_{eddy} K_{zoom} L_{mag})$, $V_j = V_N/10$, 其中 f_{eddy} 是涡流临界频率, 定义为在导磁率-频率曲线上, 当导磁率为初始值的 3dB 时所对应的频率^[3] (实验证明, 在高频下 f_{eddy} 如此取值的计算结果和实际值符合较好, 但在几十 Hz 的低频下, f_{eddy} 取值不易过大)。对不同材料的磁芯, f_{eddy} 应由实验确定, 在模拟高频铁磁材料时, f_{eddy} 可近似取 1MHz。当 f_{eddy} 较大时, 相同磁化场频率下涡流损耗较少, 磁滞回线变窄。

图 2 表示在正弦波励磁情况下对块铁氧体磁环的磁滞回线的模拟情况。磁环的几何尺寸为: 外径 $D=97mm$, 内径 $d=40mm$, 厚 $\delta=26mm$, 求出截面积 $S=7.4cm^2$, 平均磁路长度 $l_m=21.5cm$ 。利用示波器测量出绕两匝线圈时磁环的磁滞回线, 如图 2 中虚线所示。含磁芯的线圈的电感计算公式为^[4]

$$L = N^2 S \mu / l_m \tag{4}$$

式中: N 为线圈匝数; 磁芯的微分磁导率 $\mu = \mu_d \mu_0 = dB/dH$, μ_0 为真空磁导率, μ_d 为磁芯线性励磁段的相对微分磁导率。实验可测出磁芯的相对磁导率曲线 $\mu_r = \mu_0^{-1} B/H$, 最大值约为 7×10^3 。而 $\mu_d = \mu_0^{-1} dB/dH$ 要比 μ_r 大得多, 由磁滞回线估算可近似取值 7×10^4 (利用磁芯的磁导率来分段计算含磁芯线圈的电感, 计算中应使用微分磁导率 $\mu = \mu_d \mu_0 = dB/dH$; 而不是通常所

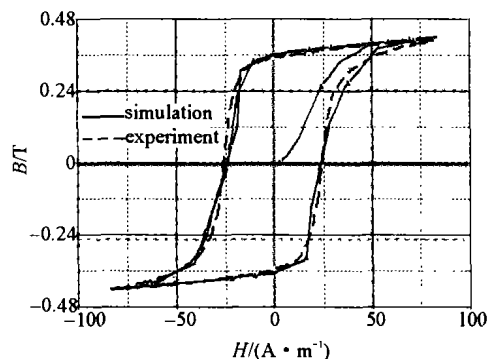


Fig. 2 Hysteretic curve of Ferrite core with sine exciting current

图 2 50Hz 正弦波励磁情况下铁氧体的磁滞回线

说的磁导率 $\mu = \mu_r \mu_0 = B/H$ 或脉冲情况下常用的平均磁导率 $\mu = \mu_\Delta \mu_0 = \Delta B / \Delta H$ 。在磁芯饱和后 μ_d 取值 450, 代入公式(4), 便可算出对应磁芯磁化曲线各段含磁芯线圈的电感。

计算得到模拟电路的参数: $L_{mag} = 600\mu\text{H}$, $L_{sat} = 2\mu\text{H}$, $\Delta\Phi_{max} = 2B_r S = 0.48\text{m} \cdot \text{Wb}$, $f_{eddy} = 200\text{Hz}$, $K_{zoom} = 5 \times 10^4$, $B_r = 0.33\text{T}$ 。模拟出的磁滞回线如图 2 实线所示, 由图可见, 该电路对铁氧体磁环磁滞回线的模拟与实验结果相符合, 说明该电路具有一定的实用价值。

3 模拟直线感应加速器单组元系统

利用非线性线圈电路代替感应加速腔中的磁芯回路, 对直线感应加速器的单组元系统进行了实验模拟。首先确定每块磁芯的开关参数: 加速腔采用的铁氧体磁芯大环的外径 $D = 508\text{mm}$, 内径 $d = 237\text{mm}$, 厚度 $\delta = 25.4\text{mm}$, 最大磁通密度 $B_{max} \approx B_r = 0.38\text{T}$ 。所以, 磁通面积 $S = (D - d)\delta / 2 \approx 34\text{cm}^2$, 平均磁路长度 $l = \pi(D + d) / 2 \approx 120\text{cm}$, 最大磁通量变化 $\Delta\Phi_{max} = 2B_r S = 2.5\text{m} \cdot \text{Wb}$ 。

采取轴向馈入方式^[4]的加速腔的同轴磁芯回路可以视为一段传输线, 其电感为

$$L = (\mu_d \mu_0 / 2\pi) \delta \ln(D/d) \tag{5}$$

式中: 真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。由于在脉冲情况下没有铁氧体磁芯大环的磁化曲线波形, 因此 μ_d 只能根据经验取值。在脉冲情况下, 大多数文献都使用磁芯的平均磁导率 $\mu = \mu_\Delta \mu_0 = \Delta B / \Delta H$, 对于同样尺寸的铁氧体磁芯, μ_Δ 一般取 400, 在模拟中, 磁化时 μ_d 取值 4 000, 当饱和时则取值 10。考虑到馈入回路本身的电感, 最后确定对每块磁芯回路取 $L_{mag} = 16\mu\text{H}$, $L_{sat} = 0.5\mu\text{H}$ 。

国产铁氧体的相对介电常数 $\epsilon_r = 7.5$, 波在材料中的传输速度远小于光速, 因此还必须考虑脉冲到达每块磁芯时间的差异。图 3 是对直线感应加速器单组元系统的模拟电路, 其中加速腔总共有 11 块铁氧体磁芯, 在模拟电路中将磁芯同轴回路分成了 11 段, 以便更好的表现回路的时间特性, 其中非线性线圈模型 UCORE 对应图 1 中的电路, 其涡流临界频率 f_{eddy} 取近似值 1MHz, 电容 C 对应磁芯的轴向电容为

$$C = 2\pi\epsilon / \ln(D/d) \tag{6}$$

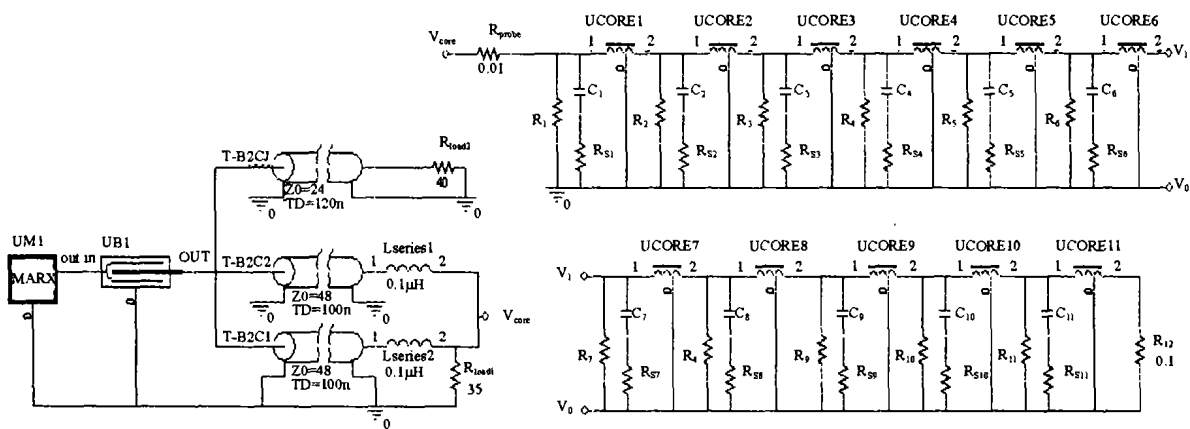


Fig. 3 Circuit diagram for induction cell

图 3 直线感应加速器单组元系统的模拟电路图

图 4 是单脉冲情况下加速腔腔压的模拟、实验对比波形, 模拟腔压的主脉冲和后面的反射折射波形都和实际情况基本符合, 因此用非线性线圈模型模拟的磁芯回路能较好地反映感应加速腔的脉冲特性。

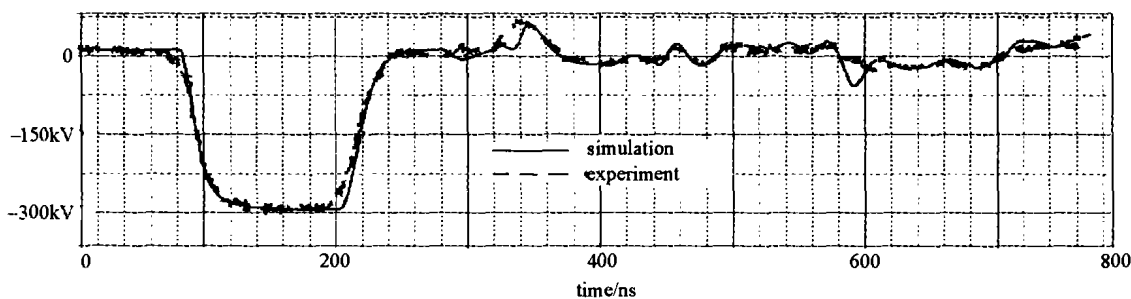


Fig. 4 Single-pulse simulation

图 4 单脉冲模拟

通过模拟,可以得到一些实验中无法测得的量。图 5 给出了加速腔中每块磁芯在脉冲到达时的励磁电流和磁通量变化的波形。由图中可以明显看到,每块磁芯在脉冲经过时的表现是不同的,磁芯受到励磁的时间顺序是由前到后,而磁芯达到饱和的时间顺序则是由后到前。这一结果与文献[5]的报道是一致的,说明在励磁过程中,同一时间不同位置的磁芯,其状态是不同的。即对加速腔磁芯而言,磁芯的激励和饱和不是瞬时发生的,而需要一个传播过程。在研制多脉冲 LIA 加速腔时,须考虑这种现象带来的影响。

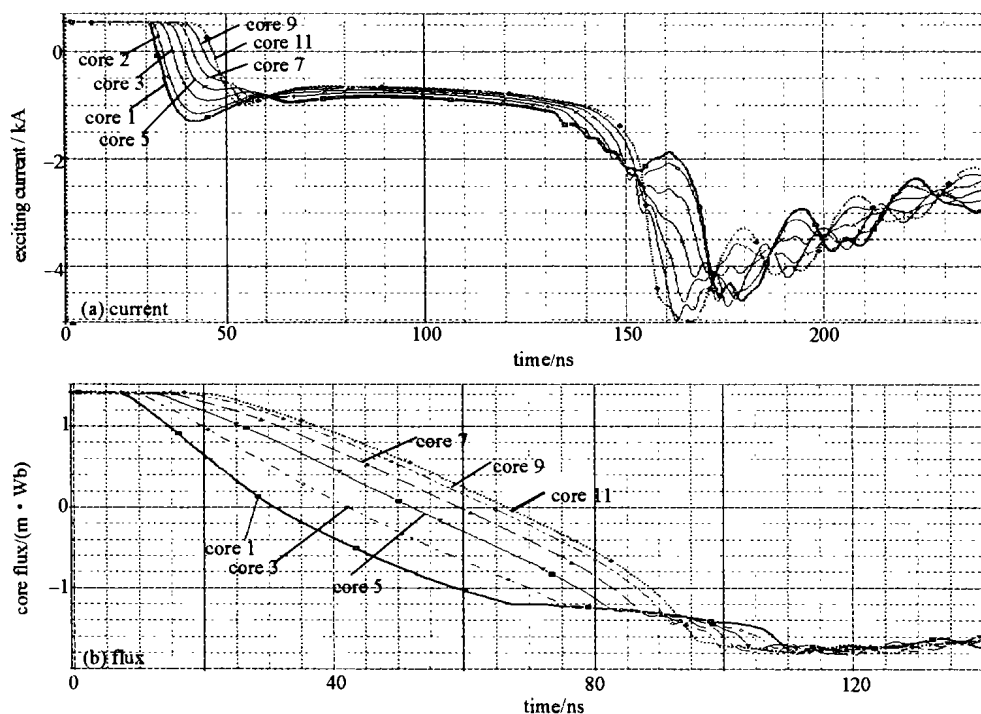


Fig. 5 Exciting current and flux of different cores

图 5 不同磁芯上的励磁电流和磁通量变化

4 结 论

综上所述,我们建立的线圈模型能够较好地模拟含磁芯的非线性电感的各种主要特性;在此模型基础上建立的感应加速腔模拟电路也能真实的反映感应腔在脉冲情况下的表现,从而为全面、深入研究感应腔的磁特性提供了条件。

参考文献:

- [1] 贾新章. OrCAD/PSpice 9 实用教程[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1999. (Jia X Z. Practice tutorial of OrCAD/PSpice 9. Xi'an, Xidian University Press, 1999)
- [2] 高文焕,汪蕙. 模拟电流的计算机反向与设计——PSpice 程序应用[M]. 北京:清华大学出版社,1999. (Gao W H, Wang H. Computer simulation and circuit design of the current — the application of PSpice. Beijing: Tsinghua University Press,1999)
- [3] Meares L G, Hymowitz C H, Spice models for power electronic[OL]. http://www.beyond-designs.com/pspice_magnetic.htm.
- [4] 毛明. 铁氧体磁芯电感的设计[J]. 电工技术杂志,2000,(12):30—33. (Mao M. Design of induction winding with ferrite core. *Electro Technician Journal*, 2000,(12): 30—33)
- [5] Melton L G, Rose E A. A model for the magnetic cores of linear induction accelerator cells[A]. Particle Accelerator Conference[C]. 1995. 1455—1460.

Simulation of non-linear winding with magnetic core by PSpice

HUANG Zi-ping, WANG Wen-dou

(Institute of Fluid Physics, CAEP, P. O. Box 919-106, Mianyang 621900, China)

Abstract: The cavity around magnetic cores in linear induction cell act as a non-linear winding when the pulses come. This paper explains how to create PSpice model by its normal parts to simulate a non-linear winding with magnetic core, with a flux switch, the model take into account factors such as saturation, hysteresis and the power losses caused by frequency. By change some pellucid parameters, this model can work in different frequency. This paper also gives some practive examples.

Key words: PSpice simulation; Magnetic core; Non-linear