

脉冲调制器

资 料 汇 编

上海无线电四厂资料室

出 版 说 明

遵照毛主席“洋为中用”的教导,为了使从事磁调制器工作的人员较多地掌握和参考有关资料,特将十篇该方面资料汇编出版。

第一篇《磁脉冲调制器》(«Магнитные Импульсные Модуляторы», И. С. Гарбер 著)原系长岭机器厂出版,在这次翻印中,我厂技术人员对个别词句从技术角度进行了校对,并加了校注。

第十篇《高功率半导体磁脉冲发生器》(«High-Power Semiconductor-Magnetic Pulse Generators», Godfrey T. Coate 和 Laurence R. Swain, JR. 著),由我厂徐秉慈同志译、刘德隆同志等校。

其余八篇是从南京 313 信箱出版的《脉冲调制专业文选》一书中选出翻印的。

由于水平有限,加之英俄原文本身可能存在的问题,本书中缺点、错误难免,欢迎批评指教,并希望读者在参阅时批判地吸收。

上海无线电四厂技术资料室

1975. 4

目 录

一、磁脉冲调制器	1
序言	1
引言	1
第一章 磁脉冲调制器工作原理	2
1.1 交流馈电磁脉冲调制器的工作原理	2
1.2 直流馈电的磁脉冲调制器	10
1.3 开关阻流圈铁心起始磁状态的恢复方法	11
1.4 开关阻流圈	14
第二章 交流电源馈电的磁脉冲调制器	19
2.1 交流馈电磁脉冲调制器阻流圈线路中工作过程的分析	19
2.2 开关阻流圈铁心的体积和调制器线路的级数	24
2.3 磁脉冲调制器中的能量关系	30
2.4 应用非线性变压器的磁调制器线路	32
2.5 磁调制器第一级电容的非谐振充电	38
2.6 磁脉冲调制器的稳定特性, 输出脉冲幅度的调整	43
2.7 考虑损耗时第 k 级中过程的分析	44
2.8 交流磁脉冲调制器的计算举例	46
第三章 晶体管磁脉冲调制器	54
3.1 硅半导体可控二极管	54
3.2 采用直流电源的晶体管磁脉冲调制器线路	58
3.3 输入级接有变换元件的晶体管磁调制器的线路分析	61
3.4 在开关阻流圈铁心作非脉冲式反复磁化的情况下输入级中带变换元件的磁调制器计算的基本关系式	64
3.5 当开关阻流圈铁心为脉冲反复磁化时计算输入电路的基本关系式	72
3.6 并联变换元件的调制器输入电路	73
3.7 在第一级带有变换元件的晶体管磁脉冲调制器电路的分析	76
参考文献	77
二、磁调制器的基本设计方法	79
第一章 磁调制器的基本工作原理	79
1.1 磁开关的基本工作原理	79
1.2 磁调制器的基本工作原理	80
1.3 非对称系统中的交流磁调制器的工作过程	81
第二章 设计磁制调器的基本关系式	90
2.1 平均电压与电流	90

2.2 等效充电电路	90
2.3 关于充电电路中的直流成分	91
2.4 第一个电容器的充电	92
2.5 第一个扼流圈铁心中磁感应变化	94
2.6 k 节电容器充电时的基本关系式	95
2.7 铁心中的磁感应变化及其 k 节铁心的体积	99
2.8 末节的基本关系式	101
2.9 在第 k 个电感中的最大磁场强度	104
2.10 未饱和电感的旁路作用	104
2.11 B 型节使用特点	105
2.12 铁心的总体积	106
第三章 开关扼流圈的反向反复磁化	109
3.1 铁心不饱和的反复磁化	109
3.2 脉冲的反复磁化	109
3.3 获得反复磁化脉冲的某些方法	110
3.4 反复磁化脉冲的能量耗散	116
第四章 交流磁调制器的设计步骤	119
4.1 选择电路	119
4.2 初步计算调制器的基本参数	122
4.3 计算损耗和效率	125
4.4 计算系数 u_{mk}	125
4.5 最后确定基本参数	125
附录	126
三、雷达磁调制器的实际设计	128
四、两种重复频率, 两种脉冲宽度的监测雷达的固体脉冲调制器	134
五、输出电路——磁脉冲形成技术的应用	141
六、直流磁调制器——实验线路	143
七、两种实验性半导体磁脉冲调制器	146
1. 引言	146
2. 工作原理	146
3. 两千瓦调制器	147
4. 160 瓦调制器	151
5. 工作特征	152
6. 结论	155
八、磁脉冲发生器的稳定性	156
1. 工作过程的简单说明	156
2. 电容器 C_2 上的工作电压脉冲幅度	157
3. 实验数据	161
4. 结论	162

九、调制器线路中饱和扼流圈的计算	163
1. 引言	163
2. 调制线路中饱和扼流圈的工作	163
3. 饱和扼流圈中损耗的计算	169
十、高功率半导体磁脉冲发生器	172
第一章 序论	172
1.1 磁脉冲发生器	172
1.2 半导体磁脉冲发生器	174
第二章 饱和电感器和硅可控整流器	176
2.1 饱和电感器	176
2.2 硅可控整流器	184
第三章 线路分析	191
3.1 脉冲形成网路	191
3.2 充电线路	195
3.3 稳压器	205
第四章 设计程序(方法)	212
4.1 设计的技术要求	212
4.2 输出线路和充电线路	213
4.3 稳压器和电源	223
第五章 实验脉冲发生器	226
5.1 规格和数据	226
5.2 线路说明和性能	227
5.3 元件的结构和选择	232
5.4 试验步骤和结果	235
附录	237
A. 以射频真空管为负载的恢复状态	237
B. 饱和电感器电压时间积分与饱和电感量的测试	245

一、磁脉冲调制器

本书阐述了磁脉冲调制器的基本理论与计算方法。其中包括用交流电源供电的磁脉冲调制器和用直流电源供电的晶体管磁脉冲调制器,并讨论了各种电路。

本书供工程技术人员和高等院校无线电专业高年级学生参考。

序 言

现在在国内国外刊物上刊登了一些关于磁脉冲调制器理论和计算中个别问题的作品,但还没有为无线电专业的高等院校学生和工程技术人员使用与研究本专业的系统的指南。在本书中作者试图解决这个任务。

本书对于磁脉冲调制器线路的工作原理,和其物理过程的分析加以概述,并着重阐述工程计算所必须的公式。除此而外,为简化磁脉冲调制器线路的计算方法,列举一交流磁脉冲调制器的典型线路方案的计算,全部计算公式全采用国际单位。

引 言

在脉冲雷达发射机中是用脉冲调制器来控制超高频振荡器的振荡的,现在使用的脉冲调制器有下列几种类型:

1. 真空管脉冲调制器。这种调制器中调制开关是用电子管。
2. 离子放电管脉冲调制器。调制开关应用离子放电器,通常用氢闸流管。
3. 磁脉冲调制器。调制开关应用非线性电感。

脉冲调制器的使用可靠性在很大程度上决定了调制开关的使用可靠性。

磁调制开关比其他类型的调制开关有一系列的优点。主要优点是:

- a) 高的使用可靠性。磁调制开关的使用期限实际上是无限的。
- б) 准备工作简单,因为调制元件不需要预热。我们知道,闸流管需要几分钟的预热。
- в) 在线路中没有电流限制,而电真空器件有发射电流限制。
- г) 在合理设计的情况下,磁调制器的外形尺寸和重量可能比电子管脉冲调制器小。
- д) 高机械强度等。

磁脉冲调制器的功率可达兆瓦级。磁调制器可产生窄脉冲,其宽度达零点几微秒。

按照磁脉冲调制器所用馈电电源的类型可分成交流馈电调制器和直流馈电调制器^[2]。

交流馈电的磁脉冲调制器中可以完全不用电真空器件或其他非磁性开关元件。此时雷达显示设备的同步由脉冲调制器给出。

直流馈电的磁脉冲调制器不可能仅用一种磁性开关元件来完成。线路中还包括非磁性开关设备。没有电真空器件的磁脉冲调制器线路是由 Melville W. S. 在 1951 年首先提出的^[1]。

第一章 磁脉冲调制器工作原理

§ 1.1 交流馈电磁脉冲调制器的工作原理

磁脉冲调制器是电容储能完全放电式脉冲调制器,其调制开关应用非线性电感。

脉冲调制器线路中的非线性电感是带铁心的线圈,其铁心由特殊的铁磁材料制成,这种材料具有很狭窄并几乎成矩形的磁滞回线(图 1.1)。有些合金如钼坡莫合金,超导磁合金等都具有这种特性。磁化曲线左下部的弯曲部分相应于负磁饱和,右上部弯曲部分相应于正饱和,而具有很大大斜率的部分是铁心的非饱和状态。

因为导磁率 $\mu = \frac{dB}{dH}$, 所以饱和状态下铁心的导磁率 μ_{H} 是比非饱和状态的导磁率 μ_{HH} 小很多倍。

线圈电感,当铁心处于非饱和状态时

$$L_{\text{HH}} = \frac{N^2 A}{l} \mu_{\text{HH}} [\text{亨}] \quad (1.1)$$

而在饱和状态时

$$L_{\text{H}} = \frac{N^2 A}{l} \mu_{\text{H}} [\text{亨}] \quad (1.2)$$

式中 N ——圈数

A ——铁心的横截面积

l ——磁路平均长度

图 1.1 非线性阻流圈铁心的磁化曲线

因为 $\mu_{\text{H}} \ll \mu_{\text{HH}}$ 。所以铁心饱和时线圈的电感要比铁心非饱和时的电感小很多倍。上述情况就可以用非线性电感来作开关设备。

最简单的磁脉冲调制器线路,可以从离子放电器的脉冲调制器线路得来,就是将其中的闸流管换成开关阻流圈。

调制开关在脉冲间隔期间应有很大的阻抗。而在脉冲时间内应有很小的阻抗。这个要求可以这样来达到,即在脉冲间隔期间使工作点保持在磁化曲线的非饱和部分,此时铁心导磁率很大,因而线圈电感量很大,在脉冲间隔终了时,工作点转换到铁心的磁饱和部分,此时线圈电感急剧减小,就使储能元件经开关阻流圈和负载很快的放电。

磁脉冲调制器的最简单线路如图 1.2 所示。调制器由交流电源馈电,其频率等于脉冲重复频率。电容 C_1 是储能电容器, L_0 是充电电感, L_1 是开关阻流圈, L_{H} 是开关阻流圈铁心上的磁化绕组, T 是脉冲变压器。充电电路的固有频率就认为等于交流电源的频率。

我们看看图 1.2 线路的工作。为了简化,我们假定磁化曲线如图 1.3 所示,即在非饱和状态时阻流圈具有无穷大的电感,而在饱和状态,阻流圈电感为有限常数。假定在阻流圈上加正电压(沿回路顺时针方向),则引起铁心中磁通的增长。

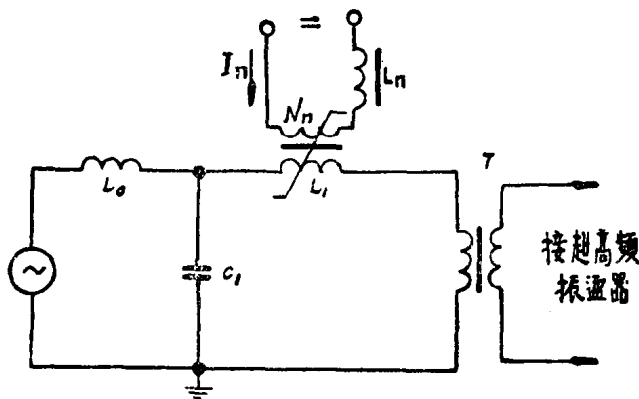


图 1.2 磁脉冲调制器最简单的电路

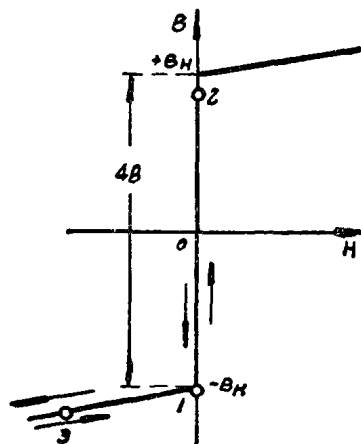


图 1.3 开关阻流圈铁心的理想磁化曲线

我们认为， C_1 电容器的放电时间是远小于它的充电时间。假定在线路工作的稳定情况下，每个周期的开始， C_1 电容上电压等于零，而开关阻流圈 L_1 铁心中的磁通密度等于 $-B_{1H}$ 也就是铁心处于负饱和。在脉冲间隔期间电容 C_1 由交流电源 $e = E_m \sin \omega t$ 进行谐振充电。

当电容 C_1 刚开始充电，开关阻流圈 L_1 的铁心就离开负饱和状态。电容 C_1 的所充电压是正的，它经脉冲变压器 T 的初级绕组加到阻流圈 L_1 上。

充电电路的等效电路可以画成 L , C_1 ，串联回路接到电源 $e = E_m \sin \omega t$ 上。对具有外部磁化的非饱和阻流圈，可以相当于接入一个电流发生器 I_b (图 1.4)。

实际上，当应用理想磁化曲线时，在非饱和阻流圈的铁心中磁场强度等于零。因此

$$Hl_1 = I_b N_1 + I_n N_n = 0,$$

式中 N_1 ——阻流圈 L_1 主绕组的圈数

N_n ——磁化绕组圈数

I_b ——阻流圈 L_1 主绕组电流

I_n ——磁化绕组电流

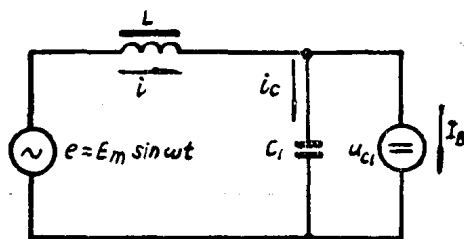


图 1.4 磁脉冲调制器输入电路的等效电路

因此，在非饱和阻流圈 L_1 的主绕组中流通电流，为一固定值决定于阻流圈的磁化情况，并由下式得出：

$$I_b = -\frac{N_n}{N_1} I_n \quad (1.3)$$

按图 1.4 线路，可写成下列等式

$$L \frac{di}{dt} + u_{C1} = E_m \sin \omega t \quad (1.4)$$

$$i = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + I_b \quad (1.5)$$

将(1.5)式代入(1.4)式，得出

$$\frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + \omega_0^2 u_{C1} = \omega_0^2 E_m \sin \omega_0 t \quad (1.6)$$

式中

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

微分方程式(1.6)的解，在起始条件

$$u_{C1}(0)=0, \quad i_{C1}(0)=0 \text{ 下}$$

$$u_{C1} = \frac{E_m}{2} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (1.7)$$

当在时间 $t = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega_0}$ 瞬间, 电容 C_1 上电压等于 $0.5\pi E_m$, 而当周期末尾 T 时达到

$$U_{C1} = \pi E_m \quad (1.8)$$

在图 1.5a 画出电源电压曲线 $e = E_m \sin \omega t$, 在图 1.5b 画出电容 C_1 上电压曲线, 此电压按 (1.7) 式变化 (到 $t = t_n$)。

在电容 C_1 充电过程中, 开关阻流圈 L_1 铁心磁通密度的变化如下式

$$B_1 = B_1(0) + \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^t u_{L1} dt \quad (1.9)$$

式中 u_{L1} ——电感 L_1 上电压。当我们应用铁心的理想磁化曲线时, 等于电容 C_1 上的电压。

$B_1(0)$ ——铁心的起始磁通密度等于 $-B_{1H}$

将 (1.7) 式代入 (1.9) 式并进行积分, 得到

$$B_1 = \frac{E_m}{2\omega_0} \frac{1}{A_1 N_1} \times (2 - 2\cos \omega_0 t - \omega_0 t \sin \omega_0 t) - B_{1H} \quad (1.10)$$

在图 1.5c 画出相应于 (1.10) 式铁心中磁通密度变化曲线。

当阻流圈上电压经过零时, 磁通密度 B_1 达到极限值, 由 (1.7) 式看出, 电压零值出现的时间是

$$\operatorname{tg} \omega_0 t = \omega_0 t \quad (1.11)$$

满足 (1.11) 式的 $\omega_0 t$ 近似值为

$$\omega_0 t = \omega_0 t_m = 4.493$$

铁心中磁通密度的变化为

$$\Delta B(t) = B_1 - B_1(0) = B_1 + B_{1H}.$$

按照 (1.10) 式, 就得

$$\Delta B(t) = \frac{E_m}{2\omega_0 N_1 A_1} (2 - 2\cos \omega_0 t - \omega_0 t \sin \omega_0 t) \quad (1.12)$$

将 $\omega_0 t_m = 4.493$ 代入上式就得到铁心中磁通密度变化的最大值 ΔB_1

$$\begin{aligned} \Delta B_1 &= \frac{E_m}{2\omega_0 N_1 A_1} (2 + 0.435 + 4.35) \\ \Delta B_1 &= \frac{3.4 E_m}{\omega_0 N_1 A_1} \text{ 韦伯/米}^2 \end{aligned} \quad (1.13)$$

将 (1.8) 式代入 (1.13) 式, 得出

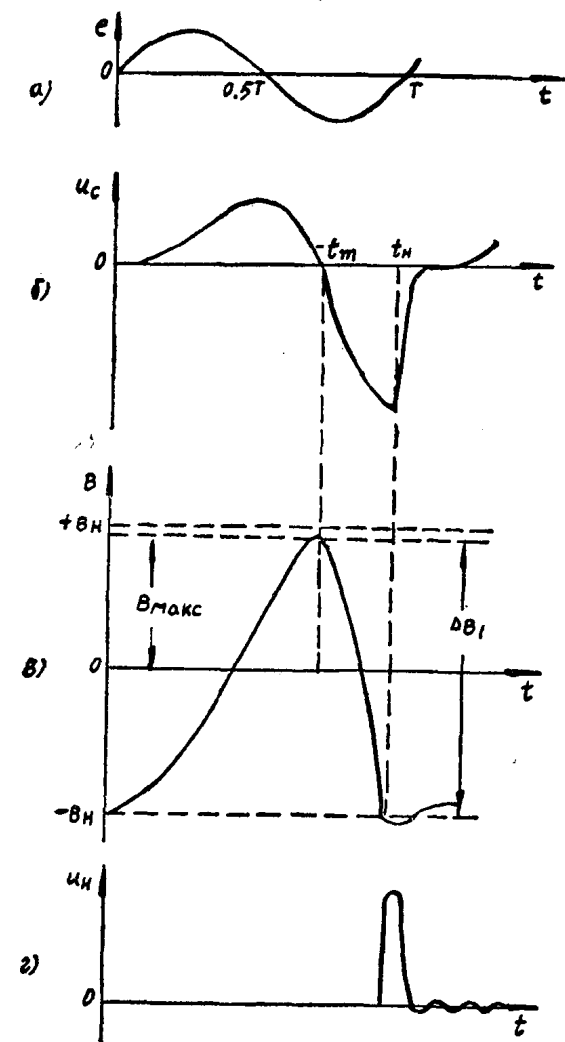


图 1.5 一级磁脉冲调制器线路中物理过程的描述

a—馈电电源电压 b—电容 C_1 上电压 c—开关阻流圈铁心中磁通密度 d—负载上的电压脉冲

$$\Delta B_1 = \frac{3.4 U_{c1}}{\pi \omega_0 N_1 A_1} \text{ 韦伯/米}^2 \quad (1.13)$$

或

$$\Delta B_1 = \gamma_1 \frac{U_{c1}}{N_1 A_1 \omega_0} \quad (1.14)$$

式中

$$\gamma_1 = \frac{3.4}{\pi} = 1.08 \quad (1.14')$$

在储能电容器充电过程中, 在图 1.3 中标出的点就由点 1 沿铁心磁化曲线向 2 移动, 当储能电容器上电压改变符号时, (即在时间 $t = t_m$ 时图 1.5), 磁通密度和磁通量均达到最大值, $B_1 = B_{1\text{max}}$, 和 $\Phi_1 = \Phi_{1\text{max}}$ 然后, 由于电压 u_{c1} 改变符号磁通密度开始减小, 标出的点就由位置 2 向下移动(图 1.3)在周期结束时到达位置 1, 此时储能电容上的电压具有最大值。由(1.10)式和(1.12)式可知, 如在(1.12)式中当 $\omega t = \omega T = 2\pi$ 时磁通密度在一周期内变化 $\Delta B(2\pi) = 0$, 而在周期结束时, 铁心中的磁通密度

$$B_1(2\pi) = B_1(0) = -B_{1\text{H}}$$

因为在点 1 时铁心是饱和的, 阻流圈的电感变得很小, 并且储能电容器经过磁开关阻流圈和负载很快放电。这时所述点就从点 1 向左移, 在脉冲结束时回到起始状态。负载上的脉冲电压如图 1.5b 所示。

为了避免储能电容器过早放电, 磁通密度的最大正值 $B_{1\text{max}}$ ($t = t_m$ 时)要小于饱和磁通密度(图 1.5c), 即要保证

$$\Delta B_1 = \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^{t_m} u_{c1} dt < 2B_{1\text{H}} \quad (1.15)$$

为了满足上述条件, $N_1 A_1$ 的乘积应足够大。由式(1.1)(1.2)可看出, 这实际上就是增加阻流圈的电感(L_{HH} 以及 L_{H})。

因为开关阻流圈在铁心饱和时的电感 L_{H} 加入储能器放电电路中, 这个电感值增大就必定阻碍储能器的迅速放电, 因而限制了获得窄脉冲的可能(脉冲宽度 τ 为周期 T 的几分之一)增加磁路长度 l 可以使阻流圈电感减小到所需的数值, 但是这时铁心的体积, 增加到实际不能应用的情况, 这个困难可以采用多级的磁脉冲调制器来解决。

多级磁脉冲调制器工作原理可以用三级调制器为例来加以说明。如图 1.6 所示。调制器由交流电源馈电。调制器线路包括充电阻流圈 L_0 , 电容 C_1, C_2, C_3 , 开关阻流圈 L_1, L_2, L_3 和

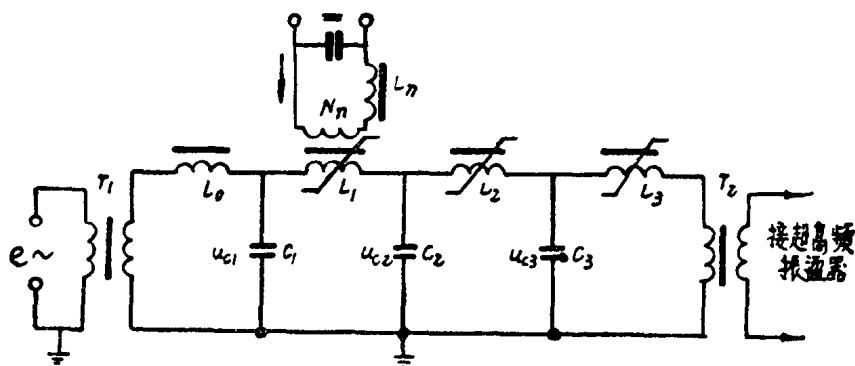


图 1.6 交流馈电的三级磁脉冲调制器线路

输出脉冲变压器 T_2

在多级脉冲调制器, 后一级的电感应比前一级的小很多倍,

$$L_{1H} \gg L_{2H} \gg L_{3H}$$

为了保证脉冲宽度的减小, 电容器的充电和放电过程是顺序由一级到下一级, 这样就可以形成窄脉冲。

多级磁调制器的详细工作过程见第二章。现在只限于叙述线路的工作原理。

电容 C_1 的谐振充电过程, 和与其相关的第一个开关阻流圈铁心中磁通密度的变化都与前面叙述的一级磁脉冲调制器相同(图 1.2 和 1.5)。

随着电容 C_1 上电压的增长, 开关阻流圈 L_1 铁心中的磁通密度的改变为

$$\Delta B_1(t) = \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^t u_{C1} dt$$

在一周期结束时, 就是当电容 C_1 上电压达到 $-\pi E_m$ 时, 开关阻流圈 L_1 饱和。然后电容 C_1 开始放电同时电容 C_2 开始充电, 电容 C_1 和 C_2 的电压曲线如图 1.7a 所示。

电容 C_1 放电电流 i_{C1p} 如图 1.7b 所示。(在从 0 到 $t = t_1 = \tau_1$ 时间间隔内)

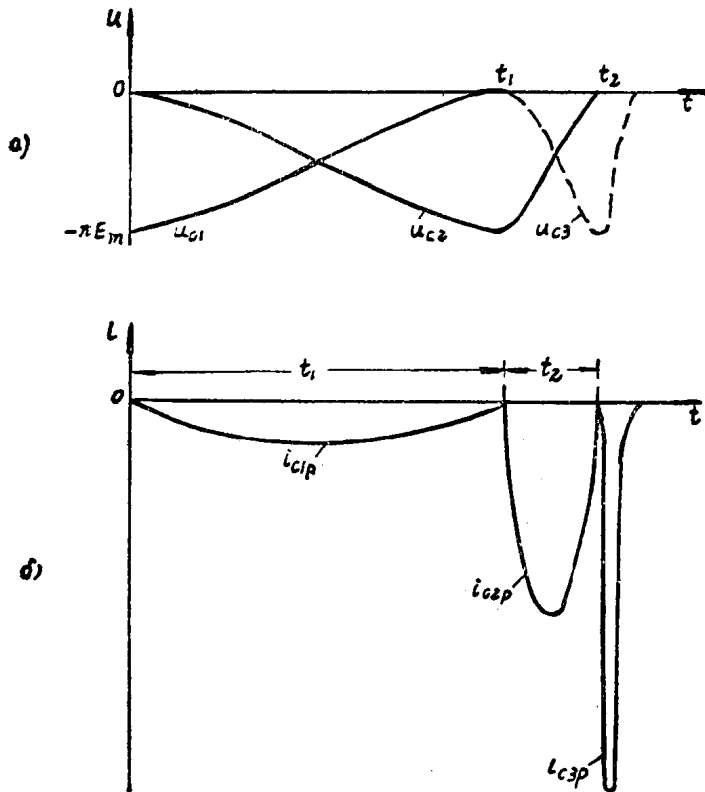


图 1.7 多级磁脉冲调制器线路中物理过程的描述

a—储能电容器上电压 b—储能电容器放电电流

在 §2.1 将要说明, 电容 C_1 放电时间等于由电容 $C_1 C_2$ 和饱和阻流圈 L_{1H} 组成的回路固有频率的半个周期

$$\tau_1 = \pi \sqrt{L_{1H} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (1.16)$$

此时电容 C_2 上电压 u_{C2} 加到第二个开关阻流圈 L_2 上, 随着电容 C_2 充电的同时, 阻流圈 L_2 铁心中磁通密度的变化为

$$\Delta B_2(t) = \frac{1}{N_2 A_2} \int_0^t u_{C2} dt$$

工作点在铁心磁化曲线上移动, 当电容 C_2 上电压达到最大瞬间, 铁心饱和, 电容 C_2 开始经开关阻流圈 L_2 放电。此时电容器 C_2 和 C_3 上电压的变化如图 1.7a 所示。(在 $t_1 \sim t_2$ 时间间隔内) 电容 C_2 放电电流脉冲 I_{C2p} 示于图 1.7b 其脉冲宽度为:

$$\tau_2 = \pi \sqrt{L_{2H} \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} \quad (1.17)$$

在脉冲结束后经过一段时间, 磁化曲线上工作点返回起始位置。

由于 $L_{2H} \ll L_{1H}$ 电容 C_2 放电时间远小于电容 C_1 放电时间, 随着放电时间的减小, 放电电流脉冲的幅度增加。

与电容 C_3 充电的同时, 开关阻流圈 L_3 铁心中磁通密度的变化为

$$\Delta B_3(t) = \frac{1}{N_3 A_3} \int_0^t u_{C3} dt$$

当电容 C_3 上电压达到最大值瞬间, 阻流圈 L_3 铁心饱和, 同时电容 C_3 经开关阻流圈 L_3 和负载放电。由于 $L_{3H} \ll L_{2H}$ 电容 C_3 放电时间小于电容 C_2 放电时间, 而放电电流脉冲的幅度增加(图 1.7b)。这样, 放电电流脉冲由一级到下一级时宽度逐渐减小, 幅度逐渐增大。

为了在负载上获得近似矩形的脉冲, 在最后一级接入二端形成网络代替电容器。

我们来讨论流过调制器线路元件中的电流问题。首先作两点重要的说明。

1) 在调制器工作于稳定的周期状态时, 在一个周期内磁通密度的增量等于零

$$\Delta B = \frac{1}{NA} \int_0^T u_L dt = 0 \quad (1.18)$$

由式(1.18)可知, 当调制器工作于稳定状态, 每一电感上电压的平均值也等于零。可以断定, 当在线路中没有非线性电阻和直流电势情况下, 流过任一电感的电流平均值等于零。因为如果假定流经电感的电流平均值不等于零, 那么考虑到电感线圈具有有效电阻在有效电阻(实际上永远存在)上就分出了电压的直流成分, 而在电感上的电压平均值就不等于零。所以稳定的周期状态不可能存在。

2) 基于在稳定周期状态时, 任一电容上在一周期内电荷的增量 Δq 等于零

$$\Delta q = \int_0^T i_C dt = 0 \quad (1.19)$$

我们可以断定, 流经调制器任一电容的电流平均值也等于零。

我们来讨论流经电容 C_1 的电流。流经电容 C_1 的电流在充电过程中等于

$$i_{C1ap} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} \quad (1.20)$$

将式(1.7)代入式(1.20)并进行微分可得

$$i_{C1ap} = C_1 \frac{E_m}{2} \omega_0^2 t \sin \omega_0 t \quad (1.21)$$

我们看出, C_1 的充电电流包括一个直流成份

$$I_{03ap} = \frac{1}{T} \int_0^T C_1 \frac{E_m}{2} \omega_0^2 t \sin \omega_0 t dt$$

$$= \frac{E_m C_1}{2T} [\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t]_0^T = -\frac{E_m}{2} \omega_0 C_1$$

或

$$I_{03ap} = -\frac{E_m}{2\rho_3} \quad (1.22)$$

式中

$$\rho_3 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} = \frac{1}{\omega_0 C_1}$$

电容 C_1 放电电流平均值等于

$$I_{0pasp} = \frac{C_1 U_{C1}}{T} = \frac{C_1 \pi E_m}{2\pi \sqrt{LC_1}} = \frac{E_m}{2\rho_3}$$

比较此式和式(1.22)可以看出电容 C_1 充电和放电电流平均值的绝对值是彼此相等的。因为这两电流的方向相反,所以流经电容 C_1 电流的平均值等于零。

电容 C_1 的放电电流经过开关阻流圈 L_1 。由于流经阻流圈 L_1 的电流平均值等于零,所以流经阻流圈的电流 I_b 在绝对值上应等于 C_1 放电电流的平均值,而其流经 L_1 的方向则与电流 I_{0pasp} 相反

$$|I_b| = |I_{0pasp}| \quad (1.23)$$

电流 I_b 流经开关阻流圈 L_1 。阻流圈 L_0 和高压变压器的次级绕组(图 1.6)。

考虑到具有电流 I_b , 按照方程式(1.5)和(1.21)。流经高压变压器次级绕组的电流等于

$$i = i_{C13ap} + I_b = I_b + \frac{E_m}{2\rho_3} \omega_0 t \sin \omega_0 t \quad (1.24)$$

而且不包含直流成分。

图 1.8 示出整个过程的曲线。在图 1.8a 画出高压变压器 T_1 次级绕组的电压曲线。图 1.8b 示出流经高压变压器次级绕组的电流,图 1.8c 是流经电容 C_1 的电流图 1.8d 是流经阻流圈 L_1 的电流。上述每种电流的平均值均等于零。因为电容 C_1 放电电流远大于其充电电流,所以充电电流的曲线是平滑完整的,而放电电流脉冲就不是平滑完整的。

最后要指出的就是第一个开关阻流圈铁心需加外部磁化,使形成磁不对称状态,以保证获得单极性的脉冲。如果磁调制器中没有铁心的外部磁化,则产生双极性脉冲的对称工作状态。

我们观察图 1.2 线路在阻流圈 L_1 铁心中没有外部直流磁化的工作情况。假定在稳定周期性工作状态

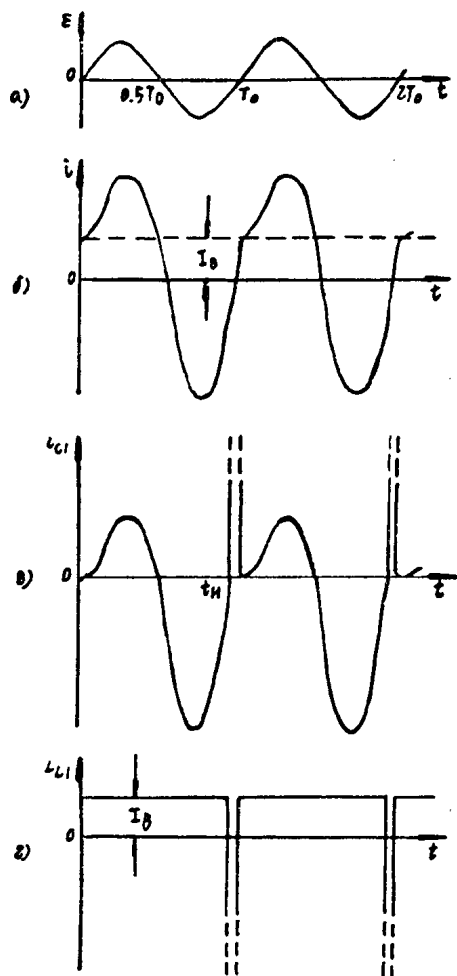


图 1.8 磁脉冲调制器线路中物理过程的描述

a—馈电电源电压 b—馈电电源电流 c—流经电容 C_1 的电流 d—流经阻流圈 L_1 的电流

下, 在每一周期开始铁心的磁状态确定为点 1(图 1.9)即铁心中的磁通密度为 $-B_{1H}$ 。在电源电压的正半周开始时, 电容 C_1 开始谐振充电(图 1.10a, б), 与电容 C_1 上电压增长的同时, 开关阻流圈 L_1 上的电压增加, 同时铁心中的磁通密度也加大(图 1.10в)。当电容 C_1 上电压达到最大值, 铁心饱和(图 1.9 点 2), 电容即经过开关阻流圈和负载迅速放电。当电容 C_1 放电结束时, 铁心磁状态为点 3(图 1.9)然后在电压的负半周, 电容 C_1 以反方向充电, 因而开关阻流圈的极性也变负。磁通密度开始减小(图 1.10)磁化曲线上所描述的点, 由位置 3 向下朝点 4 移动。当储能电容器上电压达到负的最大值时, 铁心饱和(图 1.9 点 4), 此时电容以相反方向再次经开关阻流圈和负载放电。此后这个过程周期地重复下去。

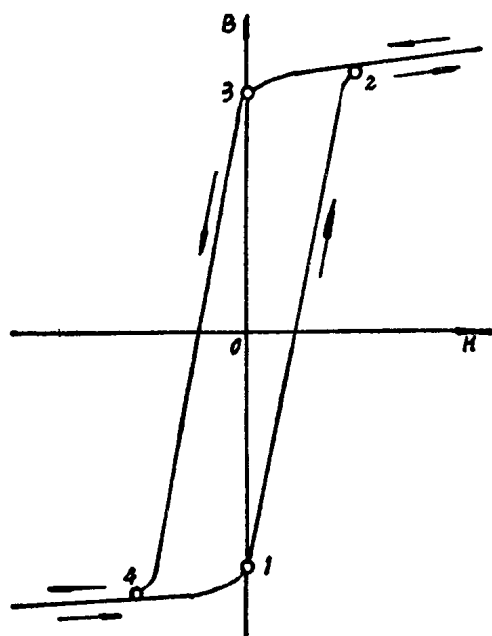


图 1.9 在磁脉冲调制器工作于对称状态时, 开关阻流圈 L_1 铁心磁化曲线上所描述点的移动。

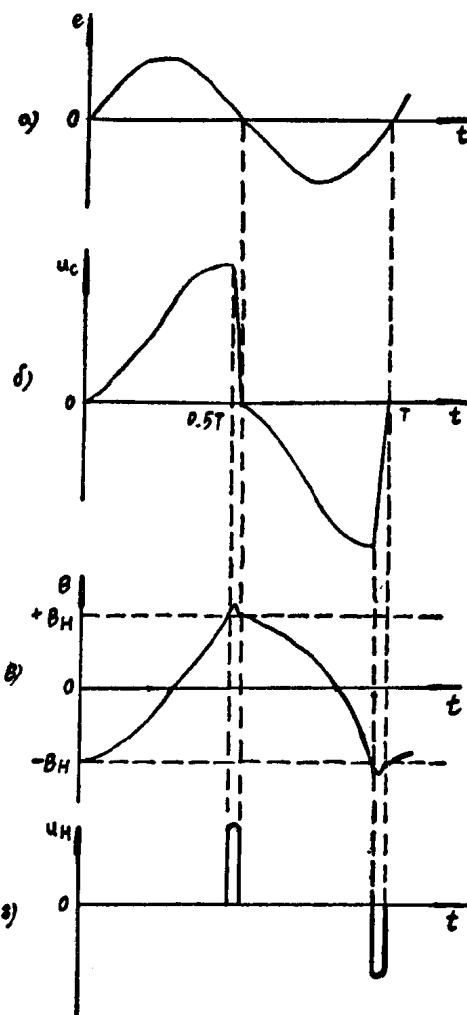


图 1.10 磁脉冲调制器的对称工作状态
a—馈电电源电压 б—电容 C_1 上电压 в—开关阻流圈铁心中的磁通密度 г—负载上的脉冲电压

这样当第一级开关阻流圈铁心没有外部直流磁化时, 调制器工作于双次工作状态。也就是在电源电压的一个周期中, 负载上出现两个不同极性的脉冲。当铁心具有外部直流磁化时, 调制器工作就是单次的。也就是到每一周期结束时, 负载上出现一个相同极性的脉冲。

图 1.6 所示的磁脉冲调制器线路称为阻流圈式线路, 因为所有的开关元件都是非线性阻流圈。下面将进一步谈到, 开关元件也可以作成非线性变压器或自耦变压器的形式。

由交流电源馈电的磁脉冲调制器的优点是所有开关元件都可以做成非线性电感的形式。这种调制器的缺点是脉冲重复频率决定于交流电源的频率。

§ 1.2 直流馈电的磁脉冲调制器

当磁脉冲调制器用直流电源馈电时,就可以保证任何所需的重复频率。但是这种情况下,调制器线路就不可能只用一种磁开关元件来组成^[4]。除了磁开关元件外,线路中还应包括变换元件,将直接电源的能量变换成交变脉冲电流的能量。变换元件可以采用电子管,闸流管或可控半导体器件。

只有在要求脉冲调制器比其他类型脉冲调制器(电子管脉冲调制器,离子放电脉冲调制器)具有更高使用可靠性的情况下,采用直流馈电磁脉冲调制器才是合理的和正确的。

当在磁脉冲调制器线路中应用闸流管作变换元件时,闸流管的工作条件比在一般离子放电脉冲调制器中要轻得多。这是因为采用了磁元件压缩级,使得流经闸流管的电流要小很多。当负载上脉冲参数相同时(脉冲宽度 τ ,负载电流 I_n ,负载上电压 U_n),流经磁脉冲调制器闸流管的电流,要比一般离子放电脉冲调制器线路中闸流管的电流要小几十倍。

脉冲电流的减小,就使得闸流管使用期限增加,因而提高了调制器的使用可靠性。

在现代出现了大功率可控半导体器件。它可以用作直流馈电磁调制器的变换元件。磁元件和半导体器件的使用期限长,并具有高的机械强度,这就保证了脉冲调制器的高使用可靠性。

直流馈电磁脉冲调制器线路的工作状态详述于第三章。这里只讲述一下它的工作原理。

在图 1.11 中画出了直流馈电磁脉冲调制器线路。这个线路与图 1.6 所示的交流馈电磁脉冲调制器的不同处就在于输入电路。在电容 C_1 的充电电路内接入闸流管(变换元件),其栅极加同步脉冲。在开关阻流圈 L_1 上有铁心外部直流磁化用的附加绕组,用以保证在每个周期的开始时开关阻流圈铁心已恢复到起始的磁状态,这个恢复作用以后还要详述。

当同步脉冲加到闸流管栅极时,闸流管点燃,于是电源 E 经闸流管和线性阻流圈 L_0 向电容 C_1 谐振充电。经过一段时间 t_3 ,这时间相当于充电电路的半个周期($t_3 = 0.5\pi\sqrt{L_0C_1}$)电容上的电压达最大值,充电电路电流变到零,同时闸流管熄灭。

在电容 C_1 充电过程中,阻流圈 L_1 铁心中的磁通密度增加,当 C_1 上电压达到最大值时,阻流圈 L_1 的铁心饱和,电容 C_1 开始经饱和阻流圈 L_{1H} 向电容 C_2 放电。类似的过程将脉冲由一级到另一级的进行传输,直到负载。

图 1.12 示出又一种直流馈电的磁脉冲调制器线路,它与图 1.11 线路的不同在于变换元件接在调制器的第一级。变换元件假定为开关形式 Π 。

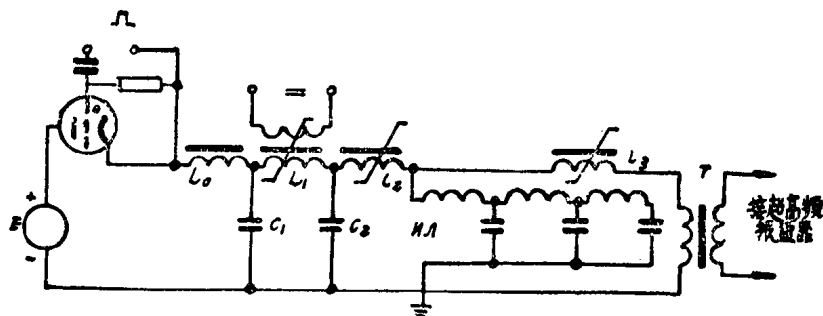


图 1.11 在输入级采用变换元件的直流馈电磁脉冲调制器线路

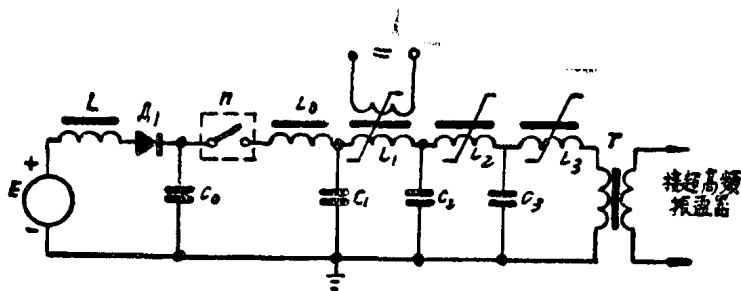


图 1.12 在第一级接入变换器的直流馈电磁脉冲调制器线路

电源 E 给储能电容 C_0 充电。谐振充电周期 $T_s = 2\pi \sqrt{LC_0}$, 在 $t = 0.5 T_s$ 瞬间点燃脉冲加到变换元件的控制电极上, 于是电容 C_0 经变换元件, 阻流圈 L_0 开始向电容 C_1 放电。阻流圈 L_0 数值的选择是保证所需的电容放电时间。

当电容 C_0 放电电流到零时, 变换元件断开。脉冲在调制器各级间的传输与前面上述的线路相同。

直流馈电磁脉冲调制器还可能其他的线路方案, 这些将在第三章内叙述。

§ 1.3 开关阻流圈铁心起始磁状态的恢复方法

在磁调制器稳定工作状态下, 到每一周期的开始, 铁心应恢复起始磁状态。为此, 在脉冲的重复周期内, 开关阻流圈铁心内磁通密度的增量为

$$\Delta B = \frac{1}{NA} \int_0^T u_L dt = 0$$

因此, 开关阻流圈上电压在一周期内的积分等于零时, 铁心的磁状态到每一周期的开始时就已恢复。

有两种方法可以使开关阻流圈铁心恢复起始磁状态(反复磁化):

- 1) 铁心不饱和的反复磁化
- 2) 脉冲反复磁化

我们先讨论铁心不饱和的反复磁化方法。此时开关阻流圈铁心在工作脉冲传输时间的一个周期内只饱和一次。

例如交流馈电磁脉冲调制器(图 1.6) 第一级开关阻流圈 L_1 铁心的反复磁化就是应用铁心不饱和的反复磁化的方法。铁心起始磁状态为 $-B_{1H}$ (图 1.3 点 1)。电容 C_1 充电过程中, 铁心处于非饱和状态。当正确选择阻流圈 L_1 的参数, 使磁通密度变化的最大值 $\Delta B \leq 2B_n$ 则所描述的点达到点 2。到周期结束时, L_1 铁心中的磁通密度重新又成为 $-B_{1H}$ 。然后储能电容 C_1 经饱和阻流圈 L_{1H} 向电容 C_2 放电。此时, 所描述的点由位置 1 移动到位置 3, 再返回来。

这样, 到每一周期结束, 铁心磁状态用磁化曲线上的点 1 来表示。铁心饱和和在一周期中只出现一次。(电容 C_1 向 C_2 放电时)。

当开关阻流圈铁心在脉冲反复磁化时, 加在第 k 级阻流圈 L_k 上的电压曲线具有这样的波形和数值, 就是随着工作脉冲的传输进行铁心的反复磁化, 并使它在相反的方向上饱和。在铁心脉冲反复磁化时, 电容 C_k 和 C_{k+1} 上电压变化曲线如图 1.13a, b 所示。同时随着电容 C_k 和

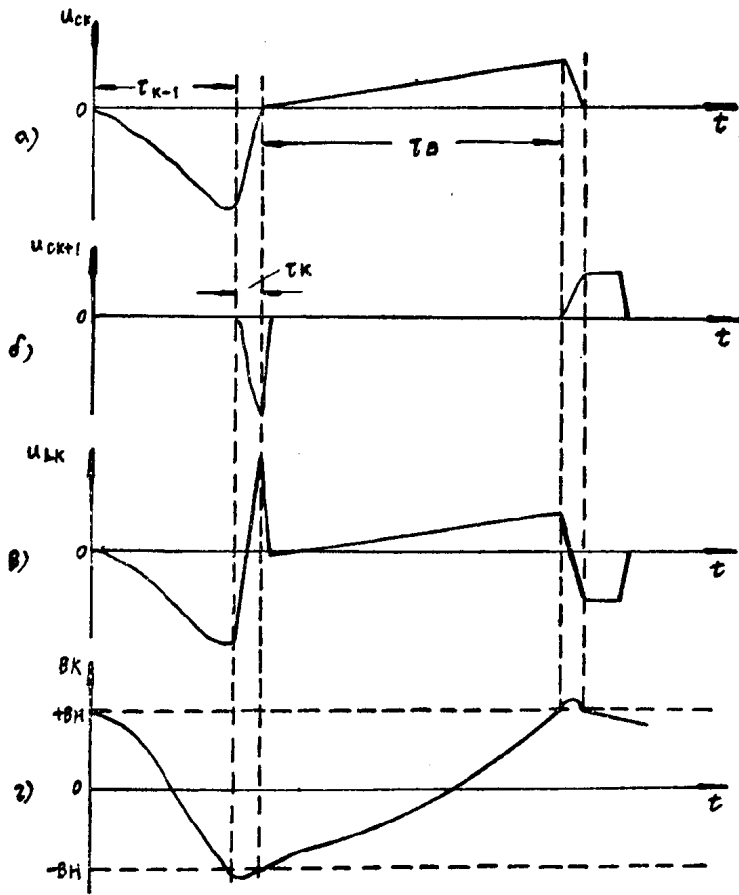


图 1.13 描述开关阻流圈铁心脉冲反复磁化过程的曲线

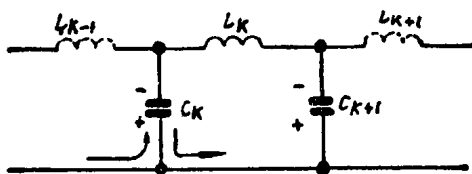


图 1.14 磁调制器中间级的等效线路

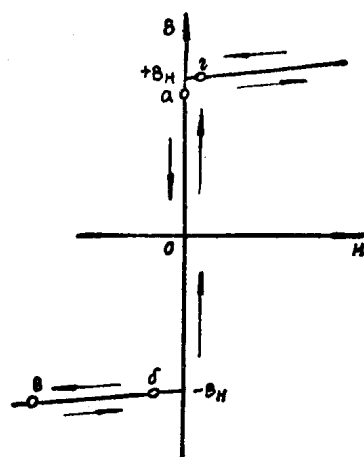


图 1.15 在铁心脉冲反复磁化时，第 k 级开关阻流圈铁心磁化曲线上工作点的移动。