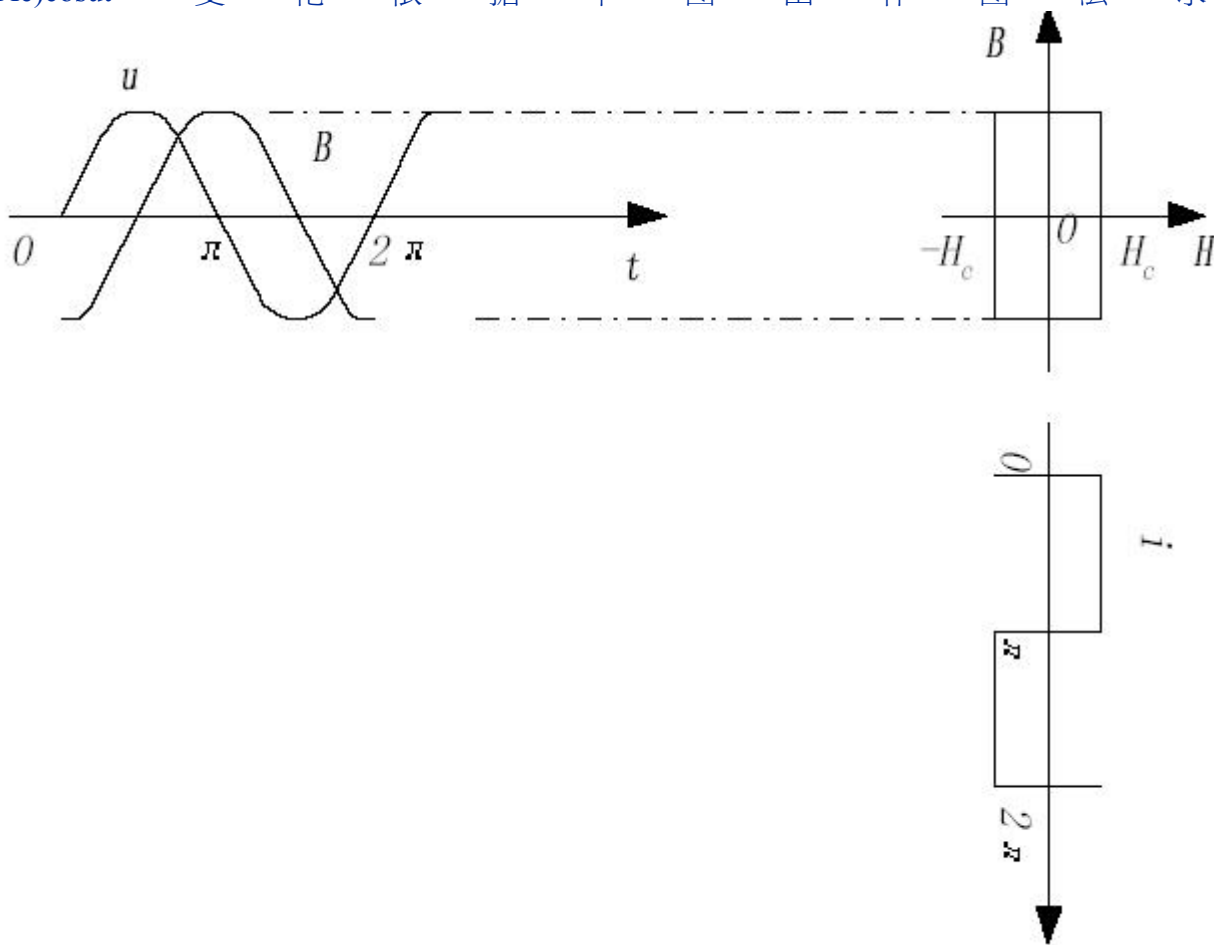
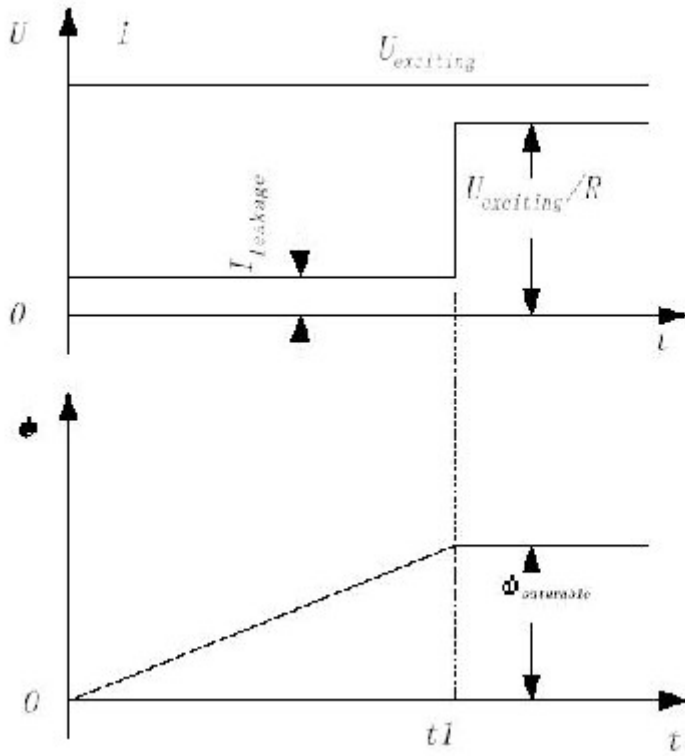


磁放大器与正激变压器的设计

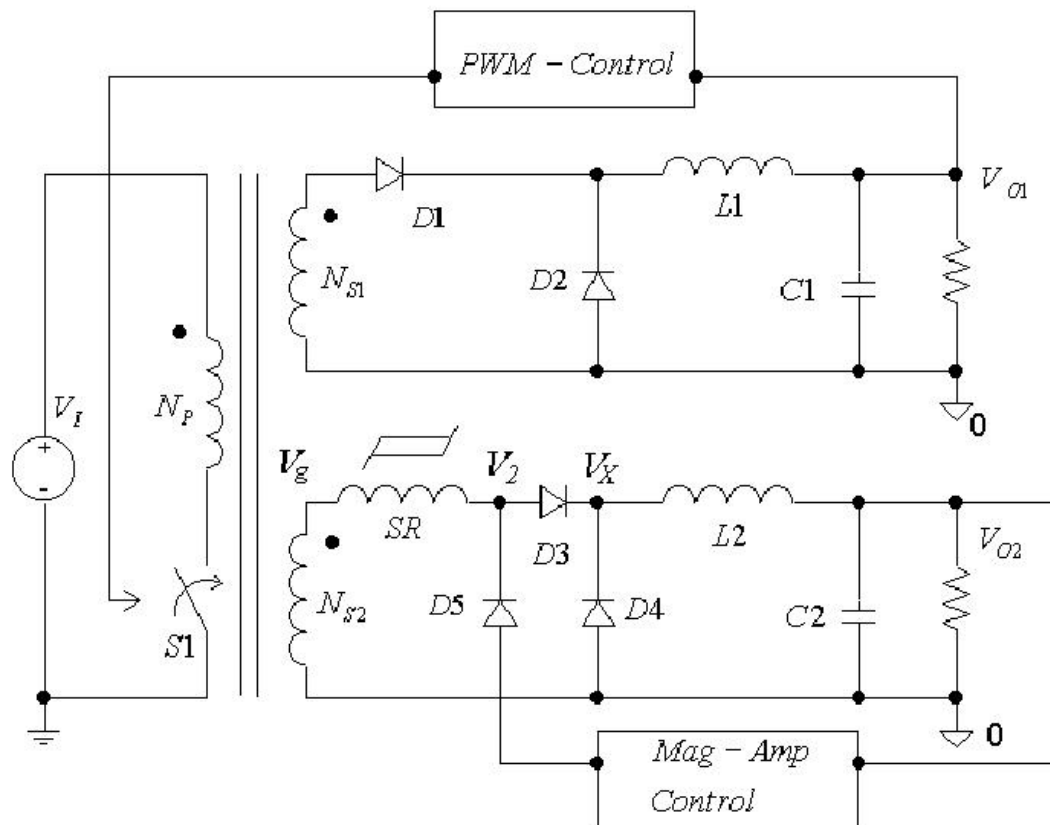
磁放大器和其他磁性元件一样，在它的线圈里总是装有磁芯。因为磁芯有较大的磁导率，可以增加线圈中的磁通，但对磁放大器来说目的不是利用磁芯有较大的磁导率，而是利用其磁芯材料非线性这一特点。这种非线性越突出其作用也就越为明显有效，磁放大器扼流圈的核心是一个由软磁合金制成带有矩形磁滞回线的环形磁芯。在大多数情况下只有一组线圈是用来工作及控制电流的。对于扼流线圈材料的规格要求是非常高的，除了低磁性反转损耗（影响到热聚集控制电流效率）以外以高顽磁（影响到控制范围）为特点的矩形磁滞回线及好的饱和特性也是必须的。磁放大器的功能可以描述成类似开关晶体管的高速开关，矩形B-H回线与两种工作状态有关，只要扼流线圈一受磁开关就断开，电流就不能输出。一旦磁芯材料达到饱和开关就接通，电流即开始输出。这个结果是基于扼流线圈在进入饱和条件时它的阻抗|Z|要经过3-4个数量级的快速变化这一特点。当外加电压为 $u(t)=U_m \sin \omega t$ 时，磁芯中的磁感应强度将按 $B = -(U_m / \omega N A_e) \cos \omega t$ 变化 依据下图由作图法求出：

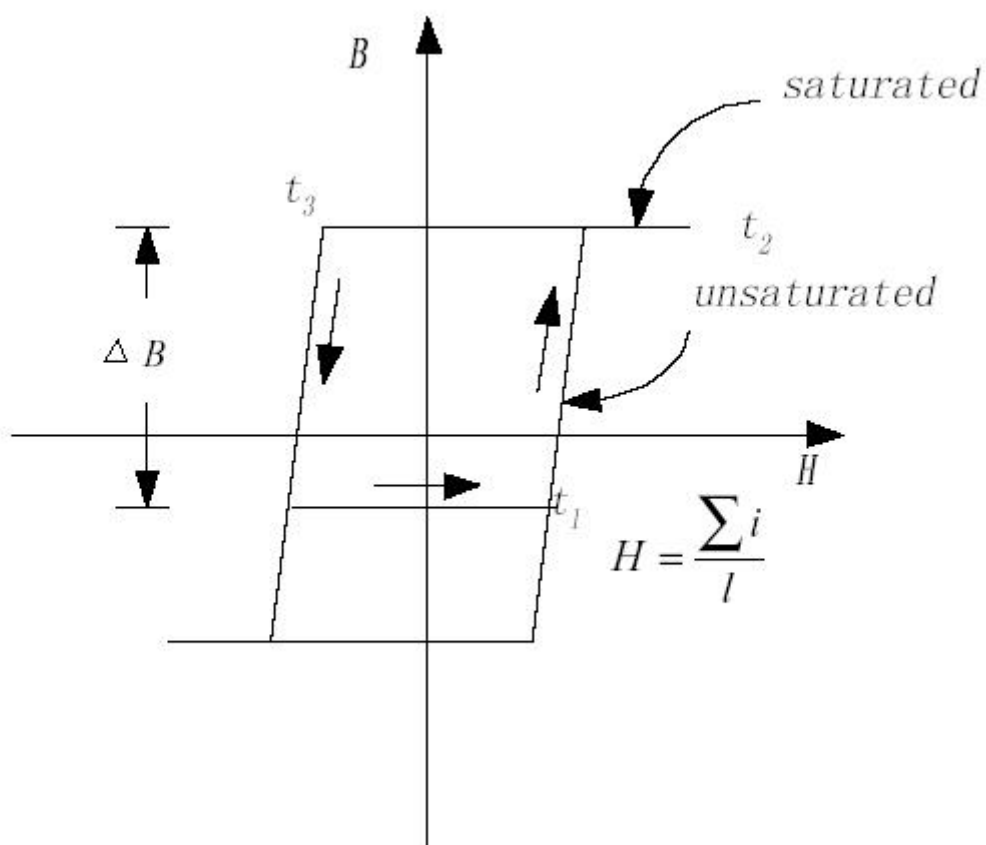
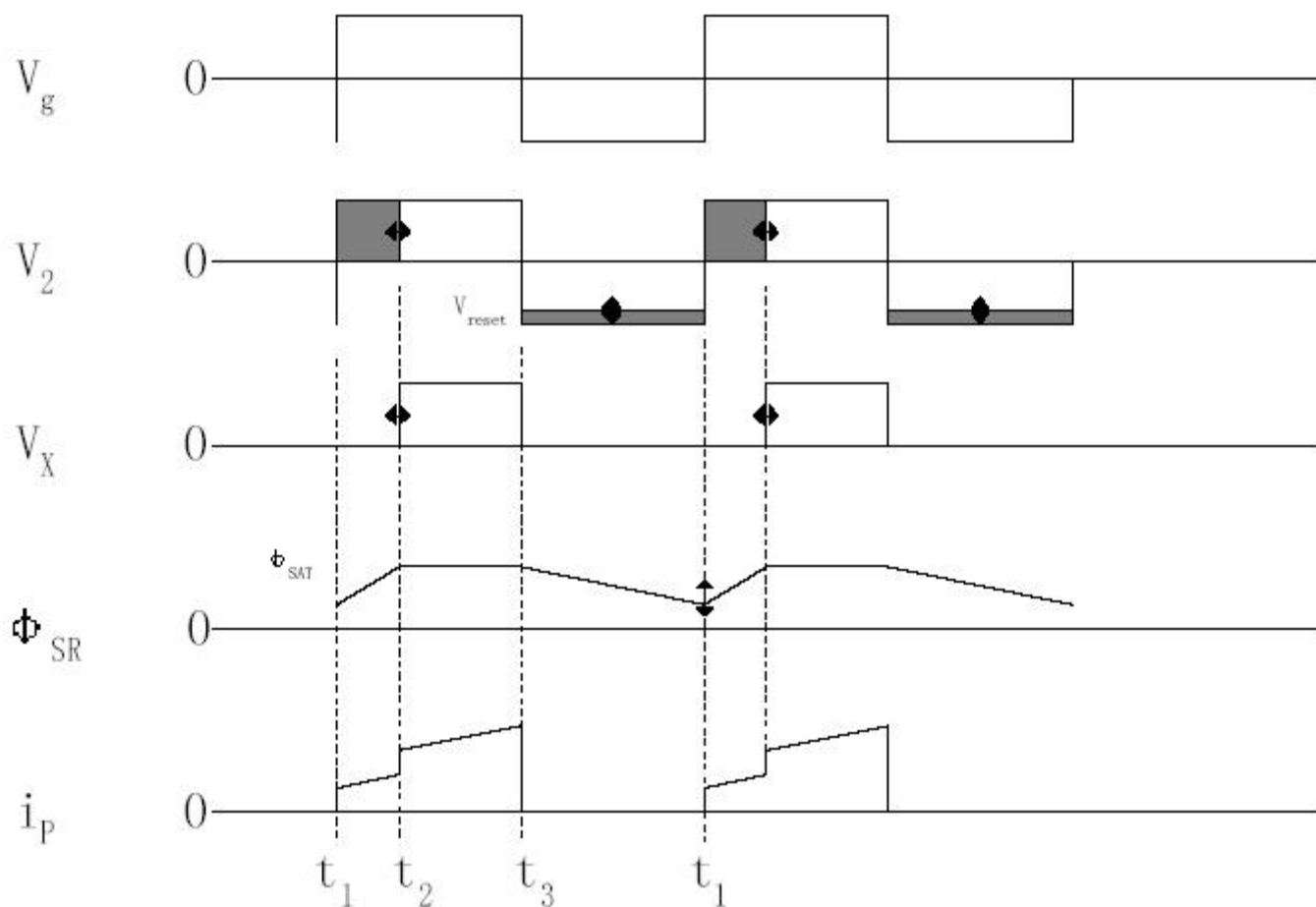


，磁当 $t=0$ ，磁芯中的磁感应强度处于负的最大值，磁通变化率为零，电流会从 $-i_{max}$ 对应 $-H_c$ 跃变到 i_{max} 对应 H_c ，此后电流值保持不变。当 $t=\pi/\omega$ 磁芯中的磁感应强度处于正的最大值，磁通变化率为零，电流会从 i_{max} 对应 H_c 跃变到 $-i_{max}$ 对应 $-H_c$ ，此后电流值保持不变。磁放大器饱和电抗器的电压与电流是同相位关系，因此从本质上讲它是一个讨论一下磁放大器对阶跃激励的响应，如下图：（其实是贴不是来，我今天大概花了两小时，一个18K的文件就是无法上传）在线性电感电路中接入直流阶跃电压后，激磁电流将按指数规律增长，线圈中的磁通也将遵循同样规律增长。线性电抗器这一过渡过程的规律对于非线性电抗器来说并不都是正确的，因为磁性材料的非线性关系，其产生的过渡过程也必然不同。当直流电压接入磁放大器电路时，设磁芯处于负饱和状态，磁芯中的磁通变化率为零，直流电流必跃增到 $I_{leakage}$ ，此时磁饱和状态将被解除，而后磁芯中磁通将按速率 $df/dt = U_{exciting}/N$ 变化， $I_{leakage}$ 保持不变。当磁芯达到正饱和时 $df/dt=0$ ， $U_{exciting}$ 全部加到限流电阻 R 上，电流跃增至 $I = U_{exciting}/R$ 。耗能元件而一般电抗器为一无功元件电流滞后90度放大器中的电流可



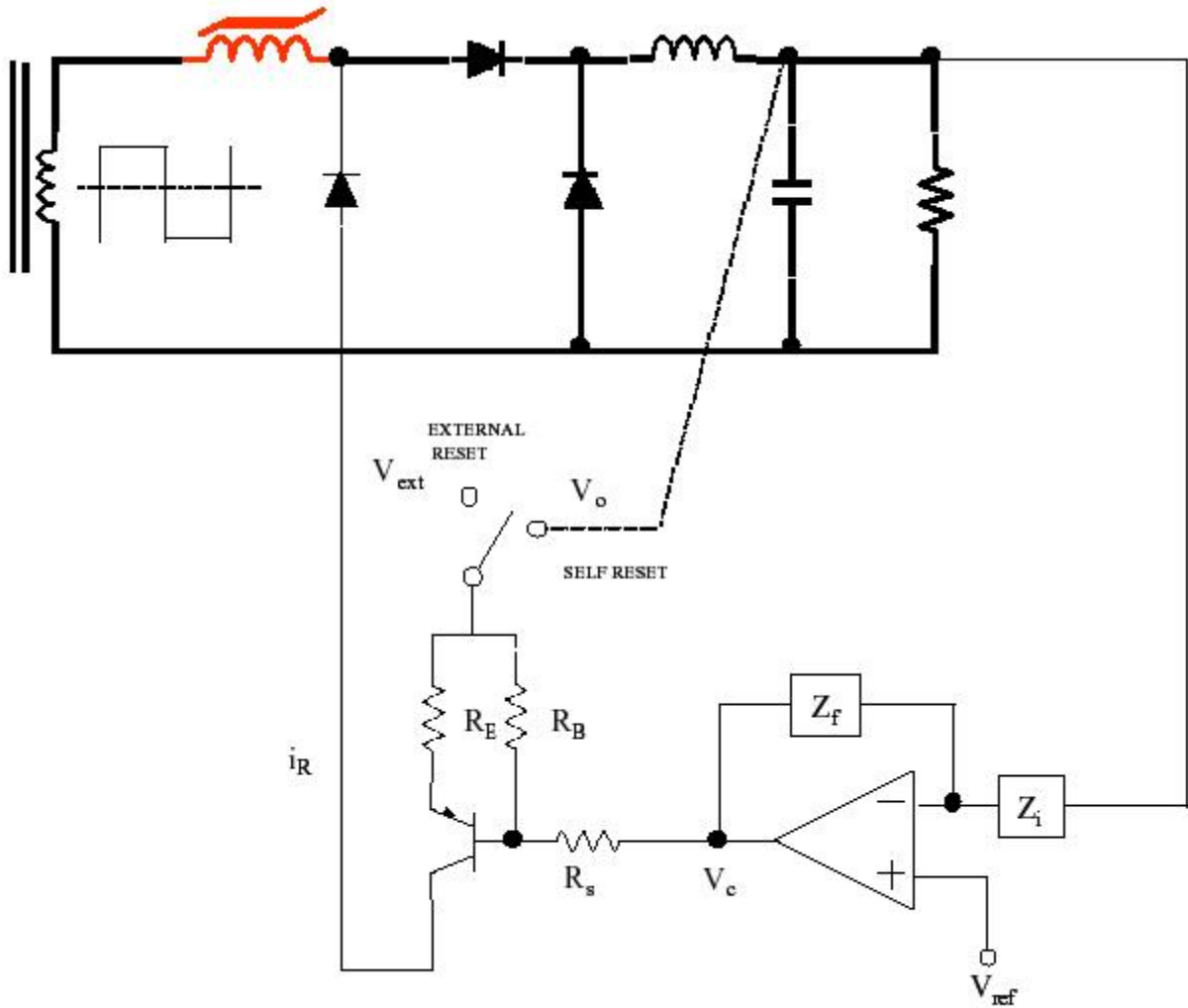
下面讲讲Forward 磁放大器工作过程及时序： 电路图：





参考上三图，当后级调整器的输入电压 V_g ，在 t_3 变负， V_2 点的电压被控制电压 V_{reset} 箝住。由于 V_{reset}

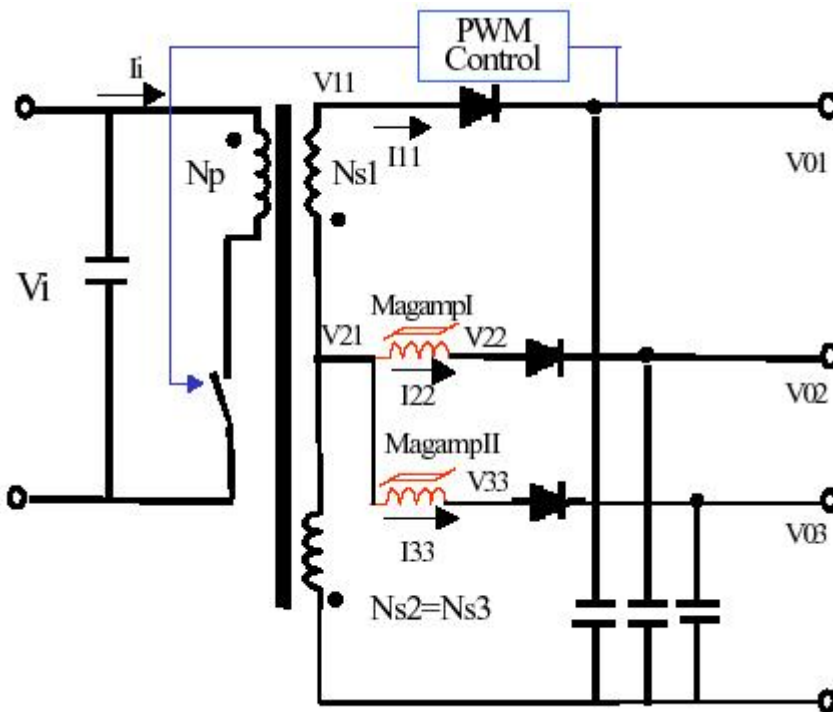
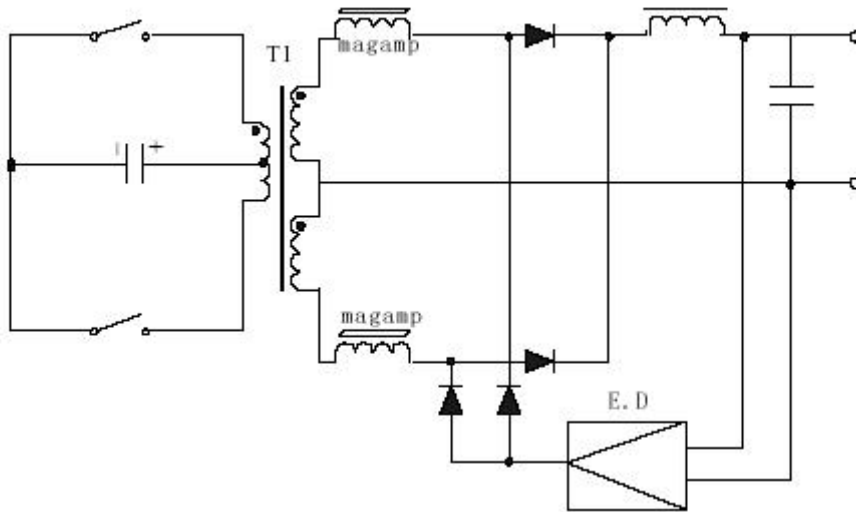
大于 V_g 点的负电压，因此磁放大器两端承受正向电压，流过磁放大器的电流反向使它复位。复位的伏秒积，或是 $\int V_g dt$ 由 V_g -和控制电压 V_{reset} 之差及 V_g 负电压的持续时间(从 t_3 到 t_1)决定。当 V_g 在 t_1 变为正，将被磁放大器阻挡，直到磁放大器在 t_2 点饱和。这需要同复位一样的伏秒，因此， $\int V_g (t_2 - t_1) dt = \int (V_{reset} - V_g) (t_1 - t_3) dt$ 这样，通过改变控制电压的幅值 V_{reset} ，就可以决定复位的伏秒积，反过来决定了阻挡时间。其作用机理可以以下例扼要重述：如果输出电压 V_o 上升， V_{reset} 上升，复位伏秒积增加，阻挡时间增加迫使 V_o 下降。反之使 V_o 下降。如此这般，这般如此，就可以控制输出电压在一稳定值上篇讲到，控制输出其实是通过磁复位来实现的。通常，复位包含如下四种方式：按电流电压分可分为：电流型和电压型按复位能量的取得可分为：自复位和外部复位。由于自复位电源引自输出，导致此变换器无短路保护功能，输出为0时，不能产生足够的复位量。而利用外部复位，则不会有此问题。一般复位电路如下图所示



硬磁材料的磁滞曲线宽,矫顽力大,软磁材料与之相反,开关电源中的磁性材料选择那一种,为什么硬磁又叫永磁,没法用他来传递能量的。软磁又分铁磁和亚铁磁。比如铁系金属,是铁磁,即起始磁导率非常高,但只能低频应用。开关电源用的磁芯即铁氧体是典型的亚铁磁,根据材料和参杂的不同适应不同的频率软磁常分为锰锌铁氧体,镍锌铁氧体,前者用于1MHZ以下,后者用于1MHZ以最大磁通密度 B_m 越低,变压器发热越严重,why?

在反激式电源中, B_m 如过小导致变压器饱和, 发热就严重了, 你的开关管可能也会泡汤。小生真的不明白?还是这世界变化快???搞开关电源,竟然连软磁基本的情况都不明白,还在这里无聊的大谈,真是吐血啊!!!! 我真的不明白,说的有些偏激了,请各位大大见谅!不过鄙人真的认为,搞好开关电源,一定要掌握好磁性器件方面的知识,现向大家介绍一下磁性材料的现状: 软磁材料方面,不但是新兴材料:非晶合金、纳米晶合金、磁性薄膜迅速发展,而且传统材料:硅钢、软磁铁氧体、坡莫合金近年来都有明显的进步。各种材料都有自己的应用领域,从现在的情况来看,在中低频条件下,硅钢占领的市场份额最大。

Push-Pull-converter



在中高频条件下，软磁铁氧体占领的市场份额最大。坡莫合金使用在工作条件要求严格，磁导率要求高的地方。非晶合金、纳米晶合金、磁性薄膜具有良好的发展前景，将逐步占领中高频、高频和低频条件下一定的市场份额。特别是高频条件下的市场，很有可能是纳米磁性材料（磁性薄膜、磁丝、磁性颗粒）将来称霸的天下。磁芯结构方面，发展最快的是复合材料磁芯。例如各种磁粉芯：铁粉芯、坡莫合金粉芯、非晶和纳米晶合金粉芯，已经在中高频条件下挤占了软磁铁氧体的一部份市场份额。多功能磁芯（集成磁芯），将是平面变压器的主要结构。薄膜磁芯，将是薄膜变压器的主要结构。尽管面对着片式空芯变压器、片式压电陶瓷变压器的挑战，许多专家仍然认为：由于薄膜变压器性能好、体积小、厚度（高度）低于毫米级，可以采用大规模生产工艺生产，可保证质量和一致性、效率高、成本低，在高频条件下将占领大部份市场份额。

开关电源是利用开关过程来控制从输入端向输出端传输的电功率，从而获得稳定输出电压的。开关晶体管，能使输入端和输出端绝缘并同时兼有电压转换功能的变压器，平滑用的电容器和储能电感器都是构成开关电源的基本元器件。从理论上讲，单是提高开关频率，变压器、电感器和电容器的尺寸都能够缩小，但首要的却是必须提高电源的效率。因为，若只是体积缩小了而损耗仍然很大，那么局部就成为发热源，导致剧烈温升。引起开关电源损耗的主要部分是开关晶体管、二极管、变压器和电感器。晶体管的开关损耗可

以采用谐振电路或电感转换等措施来大幅度降低，而其磁性器件都存在着一定程度的损耗。可见，掌握到降低磁性器件损耗的技术也就把握住了提高开关频率电源的效率、进而实现其小型化的关键。降低磁性器件损耗的关键技术则是寻求低损耗的磁性材料。随着频率的升高，磁芯材料主要考虑的是涡流损耗。而目前主要的解决办法是掺杂增大其电阻率，掺杂的结果必然导致磁芯性能的降低。目前所有的磁芯都是这么一个折中的东西，你说咋办把多层薄膜软磁材料薄膜厚度减薄，可以减少它的涡流损耗，然后把几个或十几个薄膜粘接在一起，构成多层薄膜软磁材料。多层薄膜分为两种：一种是由两种磁性材料构成的，软磁性能好，或者是把有取向的软磁材料，经过每层旋转一定角度后变成无取向的软磁材料，代表符号是FM/FM，表示方法是[FM(厚度)/FM(厚度)](层数)。另一种是由一种磁性材料和一种非磁性绝缘材料构成的，电阻率高，高频下损耗低，代表符号FM/NM，表示方法是[FM(厚度)/NM(厚度)](层数)。 [FeSiAl/Fe]、[FeSiAl/FeSi]、[FeSiAl/FeNi]等多层薄膜，是由FeSiAl软磁合金和铁、硅钢、铁镍合金构成的多层薄膜，比原来由FeSiAl软磁合金构成的单层薄膜性能好，工作频率从10~30MHz扩展到100MHz。 [FeMC/Fe]、[FeMB/Fe]是由纳米微晶合金和铁构成的多层薄膜，性能也有很大的改善。例FeHfC单层纳米微晶合金薄膜1MHz下磁导率为4310，而[FeHfC(0.01u.) / Fe(0.1u.)]多层薄膜1MHz下磁导率为6000，一直到100MHz，磁导率可达320，也大大扩展了工作频率范围。 由钴基非晶合金和SiO₂构成的多层薄膜[CoFeSiB(0.3u.) / SiO₂(0.1u.)]₁₀，是首先开发出来的FM/NM多层薄膜软磁材料，在800MHz下，复数磁导率实数部分 μ' 可达500左右。1999年日本熊本工业大学用共溅射法，制成[CoFeB/SiO₂]多层薄膜，厚度为1.3u，Bs为0.73T， ρ 为567 $\mu\Omega\text{cm}$ ，有效工作频率 f_e ($\mu'/\mu''=1$)为1.2GHz，自然谐振频率 f_r 为1.8GHz，在800MHz下 μ' 为160。厚度为0.5u时，在800MHz下 μ' 为300和450，已经用它作为铁心试制成GHz级电感器，电感量比同类型的空芯电感器提高20%。 [FeAlN/SiFe]、[FeBN/FeN]是由颗粒薄膜材料（将在下面介绍）和铁磁材料组成的多层薄膜，同时具有Bs高（可达1.8~2.0T）和电阻率 ρ 高的材料，可作为100MHz以上的微型变压器铁心材料。[CoFeBN/BN]、[CoBN/AeN]是由颗粒薄膜材料和非磁性材料组成的多层薄膜，在300MHz以上，磁导率仍可达到500左右，可作为100MHz以上的微型电感器材料。颗粒薄膜软磁材料在高频下损耗小，其原因是把Fe或Co及其合金的纳米级颗粒，弥散的镶嵌在非磁性物体如BN中。主要结构为（Fe或Co、Fe和Co）-（B、Si、Hf、Zr、Al、Mg）-(F、O、N)。可以分为以下几个系列： FeMO系列，以FeHfO颗粒薄膜为代表，在100MHz下磁导率为700~1400，1000MHz（1GHz）下磁导率为100~500，电阻率为410~1100 $\mu\Omega\text{cm}$ 。现在已用于移动通信手机的电源中。 CoMO系列，以CoAlO颗粒薄膜为代表，磁导率在100~1000MHz（1GHz）下基本不变，在100~140之间，电阻率为512~992 $\mu\Omega\text{cm}$ 。预计也会在500MHz左右的高频薄形电源中得到应用。 FeCoMO系列，既有低饱和磁通密度Bs为1.10T，高电阻率 ρ 为1510的CoFeHfO颗粒薄膜，也有高饱和磁通密度Bs为1.98~2.16T，电阻率 ρ 也较高，为115~174的FeCoAlO、FeCoMgO、FeCoZrO颗粒薄膜，使用的工作频率都在500MHz左右。 FeMN系列只有FeAlN颗粒薄膜有性能报导。其他的FeMN、FeBN、CoBN、CoFeBN系列颗粒薄膜的性能到现在还没有收集到，因此没有列表在15颗粒薄膜软磁材料性能表内。已经有一些颗粒薄膜材料得到应用。到现在为止，颗粒薄膜和由颗粒薄膜组成的多层薄膜，是工作频率最高的软磁材料，将在100MHz以上的电源技术中得到应用。由于薄膜软磁材料的厚度一般都小于5u，很容易形成纳米微晶合金，因此纳米微晶合金薄膜软磁材料比非晶合金薄膜软磁材料多。 1989年报导日本制成一系列FeMC（或CoMC）纳米微晶合金薄膜，商品名“Nanomax”，其中的M，可以是Hf、Zr、Ta、Nb。饱和磁通密度Bs为1.48~1.72T，1MHz下磁导率为670~6500，磁致伸缩系数为-0.4~1.4。作为磁头材料大量应用，预计在1~10MHz领域开关电源中也将得到应用。用FeSiAl代替Fe而形成的类似薄膜，FeSiAlHfC，虽然磁致伸缩系数有所增加，但是1MHz下磁导率大幅度提高到9420，在10MHz下磁导率为4000，性能更好。 1990年日本在开发FeMB微晶合金的同时，也开发出纳米微晶合金薄膜，商品名“Nanoperm”。M也是Hf、Zr、Ta等元素。例如FeZrB薄膜，在1MHz下磁导率为4310，由于厚度为0.5u，可以在50MHz保持磁导率大于1000，将成为1~50MHz开关电源使用的软磁材料。 1990年日本相继报导了FeMN和FeMNO纳米微晶合金薄膜软磁材料。FeMN合金中的M可以是Hf、Zr、Ta、Nb等元素，FeMNO合金中的M可以是Ta、Nb、Al等元素。由于氮化后，电阻率 ρ 可以提高，磁导率比FeMC有所增加，例如FeTaN薄膜在1MHz下磁导率7000，FeTaNO薄膜在1MHz下磁导率为4000，但Bs达到1.9~2.0T。1994年韩国开发出FeMC合金氮化后形成的FeMCN合金薄膜，性能比FeMC合金也有所改善。例如FeHfCN合金薄膜在1MHz下的磁导率为7800，比FeHfC合金薄膜增加80%以上，在10MHz下磁导率增加更明显，甚至在100MHz时，磁导率也可以1000左右。把纳米微晶合金薄膜的使用领域向更高的频率扩展。特别应当指出的是FeMN合金可以产生高饱和磁通密度Bs的 α' -Fe₁₆N₂相，Bs最高可达2.9T。所添加的元素

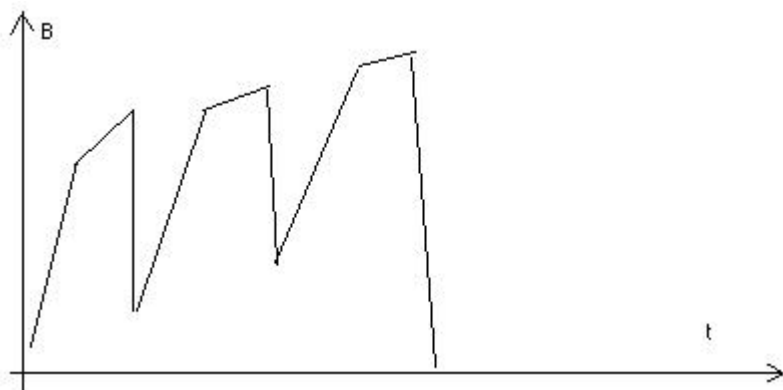
M应有利用于该相的析出。例如FeTiN合金薄膜的Bs已达到2.4T。而且电阻率 ρ 也大于 $100\mu\Omega\text{cm}$ ，是一种高Bs高 ρ 的，在高频下使用比较理想的软磁材料。有人认为软磁铁氧体电阻率高，从而得出在电源技术中频和低频领域中，软磁铁氧体损耗比其他软磁材料低的结论。但是经过仔细的研究后，推翻了这种错误的认识。90年代初有人详细研究过一种添加CaO和SiO₂的锰锌铁氧体在10MHz以下的损耗机制，进行了仔细的测量和分析。在Bmf为 25000KHzmT条件下，f低于1.1MHz时，软磁铁氧体损耗决定于磁滞损耗，与频率f成反比，随f升高而逐渐下降，在1.1MHz时，达到最低点60KW/m³，相当于0.06W/1.2W/cm³。超过1.1MHz到3MHz，软磁铁氧体损耗决定于剩余损耗，随f升高而迅速上升。在3MHz以上，软磁铁氧体损耗决定于涡流损耗，但是这时软磁铁氧体由于磁性颗粒之间的绝缘体已被击穿或熔化，电阻率变得相当小，软磁铁氧体的损耗处在高水平200KW/m³，相当于0.2W/1.2W/CM³上，基本不变。这种锰锌铁氧体的最佳工作频率在1MHz左右，极限工作频率为3MHz，相当于PW5类软磁铁氧体。今后，是不是开发工作频率更高的软磁铁氧体？已经成为一个争论的问题。因为薄膜磁性材料有可能更适合于1MHz以上的电源技术中的电磁器件。究竟那一种性能价格比好？还需要通过一段时间研究才能作出结论。 有人认为有的软磁铁氧体(例如环形)没有气隙，工作在声频领域中时不会发出可听噪声，也是一种误解。软磁铁氧体的磁致伸缩系数比较大，在10Hz~20kHz声频领域中作为电源技术的电磁器件，有比较大的可听噪声。有时，工作在高频领域的软磁铁氧体也有可听噪声，那不是高频造成的，而是由声频范围内的载波造成的。消除了低于高频的声频载波(有时相当难)，就可以消除可听噪声。 也是在20世纪40年代二次世界大战中，由于飞机、坦克等军工产品的需要，发明了铁镍高导磁合金，一直作为战略物资的精密合金而受到特别重视，投入了大量的人力和财力进行研究，到70年代形成了几十种型号，而在电源技术的电磁器件中广泛使用。 高导磁铁镍合金的一个显著特点是初始磁导率和最大磁导率高，因此商品名称被称为“坡莫合金”。其主要种类是铁镍合金，由镍(30%~88%)、铁和添加少量的钼、铜、钨等组成。铁镍合金根据镍含量多少来分类。中国国家标准规定的高导磁铁镍合金的型号也是以镍含量为基础来确定的。镍含量在30%~50%之间为低镍合金，如中国的1J50、1J51、1J34、1J30等。镍含量在65%~88%之间为高镍合金，如中国的1J66、1J79、1J80、1J88等。钢中硅含量增加可以使铁损下降。从理论上早已知道：把硅钢中硅含量增加到6.5%，具有最佳的特性，磁致伸缩系数趋近于零，磁导率高，损耗小。但是，随着硅含量的增加，硅钢的延伸率急剧下降。因此用轧制法生产的硅钢含量都在3.5%以下。90年代初日本开发成功用化学沉积(CVD)法生产6.5%硅钢带材的大规模生产工艺，现在已能生产0.50~0.05mm厚的6.5%硅钢带材，宽度最大为640mm。6.5%硅含量硅钢在400Hz~20kHz中频电源技术领域，损耗比3%硅含量硅钢小。更可贵的是由于磁致伸缩系数趋近于零，可听噪声低，以一个200KVA400Hz中频电源变压器为例，带材厚度都为0.1mm，采用3%硅含量取向硅钢的用铁量为320kg，工作磁通密度为0.3T，用铜量为160kg，总重量为550kg，可听噪声为80db。采用6.5%硅含量无取向硅钢的用铁量为250kg，工作磁通密度为0.5T，用铜量为125kg，总重量为420kg，可听噪声为70db。6.5%硅含量硅钢将成为400Hz~10kHz中频电源技术领域中大量使用的软磁材料之一。在利用化学沉积法工艺研制生产6.5%硅含量硅钢过程中，得到意外收获的重大研究成果——硅含量梯度分布的硅钢。一种是中高频超低损耗硅钢(牌号为NK Super HF)。这种硅钢带材表面硅含量高，磁导率高，磁通集中，涡流也集中在表面(再加上趋表效应)，损耗不但低于3%硅含量硅钢，也低于硅含量均匀分布的6.5%硅钢，可以用于20kHz左右电源技术的电磁器件中。还有一种是低剩磁硅钢(牌号为NK Super BR)，剩磁Br为0.35T，而3%硅含量取向硅钢的Br为1.28T。采用这种低剩磁硅含量梯度分布硅钢，B Δ 可以上升到1.2T左右，是应用在电源技术中的工频和中频领域单向激磁的脉冲变压器和开关电源变压器的最佳材料之一。 总体来看，硅钢的性能比较稳定，环境适应性好，磁通密度高，成本低，适合于大规模生产，是工频和中频、甚至中高频领域电源技术中电磁器件大量使用的软磁材料。钢中硅含量增加可以使铁损下降。从理论上早已知道：把硅钢中硅含量增加到6.5%，具有最佳的特性，磁致伸缩系数趋近于零，磁导率高，损耗小。但是，随着硅含量的增加，硅钢的延伸率急剧下降。因此用轧制法生产的硅钢含量都在3.5%以下。90年代初日本开发成功用化学沉积(CVD)法生产6.5%硅钢带材的大规模生产工艺，现在已能生产0.50~0.05mm厚的6.5%硅钢带材，宽度最大为640mm。6.5%硅含量硅钢在400Hz~20kHz中频电源技术领域，损耗比3%硅含量硅钢小。更可贵的是由于磁致伸缩系数趋近于零，可听噪声低，以一个200KVA400Hz中频电源变压器为例，带材厚度都为0.1mm，采用3%硅含量取向硅钢的用铁量为320kg，工作磁通密度为0.3T，用铜量为160kg，总重量为550kg，可听噪声为80db。采用6.5%硅含量无取向硅钢的用铁量为250kg，工作磁通密度为0.5T，用铜量为125kg，总重量为420kg，可听噪声为70db。6.5%硅含量硅钢将成为400Hz~10kHz中频电源技术领域中大量使用的软磁材料之一。 在利用化学沉积法工艺研制生

产6.5%硅含量硅钢过程中，得到意外收获的重大研究成果——硅含量梯度分布的硅钢。一种是中高频超低损耗硅钢（牌号为NK Super HF）。这种硅钢带材表面硅含量高，磁导率高，磁通集中，涡流也集中在表面（再加上趋表效应），损耗不但低于3%硅含量硅钢，也低于硅含量均匀分布的6.5%硅钢，可以用于20kHz左右电源技术的电磁器件中。还有一种是低剩磁硅钢（牌号为NK Super BR），剩磁 B_r 为0.35T，而3%硅含量取向硅钢的 B_r 为1.28T。采用这种低剩磁硅含量梯度分布硅钢， B_{Δ} 可以上升到1.2T左右，是应用在电源技术中的工频和中频领域单向激磁的脉冲变压器和开关电源变压器的最佳材料之一。总体来看，硅钢的性能比较稳定，环境适应性好，磁通密度高，成本低，适合于大规模生产，是工频和中频、甚至中高频领域电源技术中电磁器件大量使用的软磁材料。20世纪60年代末美国研究出用快速凝固技术制造非晶合金软磁材料，和80年代后期日本研究出在非晶合金基础上利用再退火晶化技术制造微晶合金软磁材料，是电源技术中应用的软磁材料的两大重要进展，并由此而引发近年来纳米晶软磁材料和纳米薄膜软磁材料的研究热潮，将会使高频领域电源技术中的电磁器件发生革命性的变化，从而成为当代电源技术中应用的软磁材料研究开发的主要方向。非晶合金采用1.2W/10K/S-70K/S快速凝固技术制造，来不及形成晶粒晶格，而形成类似玻璃那样的一种合金，因此美国把非晶合金带材的商品名称叫“金属玻璃”。非晶合金的加工工艺和以前的轧制工艺不同，不是经过多次轧制，而是一次喷制成型，大大简化了生产过程，节省了生产中的能耗，降低了成本，是冶金工艺上的一次革命。但是这种工艺在喷制超薄带时困难，现在的成品率低，还需要进一步改进。在80年代，非晶合金软磁材料的品种已经基本定型。主要类型有三种：（1）铁基非晶合金，主要成分为铁硅硼，饱和磁通密度高，工频和中频下损耗低，价格便宜。主要用于工频和中频领域电源技术中的电磁器件。（2）钴基非晶合金，主要成分为钴铁硅硼，磁导率高，损耗低，价格贵。主要用于中高频领域电源技术中的电磁器件。（3）铁镍基非晶合金，主要成分为铁镍硅硼，初始磁导率高，可达1.2W/10，低频下损耗低。主要用于电源技术中的检测电磁器件和漏电开关用互感器。我国国家标准把非晶合金的主要特征——快速凝固或快淬作为标志，用K作为代表，把三种类型在80年代形成的合金都编上型号，例如1K101、2K101、3K101等。现在看来，这种办法可能不完全，特别是微晶合金出现以后。因此通用的办法还是写出非晶合金所含的元素及重量百分比。为了克服钴基非晶合金饱和磁通密度低，价格贵的缺点，1988年日本开发出微晶合金，商品名叫“Finement”，它是在铁基非晶合金中加微量的铜和铌，再经过适当的热处理，使其部分晶化，而得到晶粒大小为微米至纳米范围的微晶合金，晶粒大小为纳米范围的又称为纳米晶。现在，钴基非晶合金通过适当的工艺处理，也可以形成钴基微晶合金。各种软磁材料都有自己的优缺点，在电源技术中都有自己的应用领域。即使将来人们可以通过原子和分子结构来设计和制造软磁材料，理想的软磁材料也只是追求的目标。因为工作磁通密度不可能无限制的高，允许的工作频率不可能无限制的高，损耗不可能为零，成本也不可能为零。电源技术是以开发电源产品这样一种商品为目的的，不能脱离市场来考虑选择使用的器件和材料。电磁器件和软磁材料也不例外。在选择它们时，必须考虑价格因素。与软磁材料的价格有关因素比较多，既要考虑用量的多少，材料的成份，还要考虑生产某一种规格某一种厚度软磁材料的工艺加工复杂程度。例如：0.35~0.30mm厚的硅钢带材价格比铁基非晶合金带材低，但是0.10mm厚的硅钢带材价格已经高于铁基非晶合金带材，更不用说损耗与铁基非晶合金相当的0.025mm厚超薄硅钢带材了，将比铁基非晶合金带材高好几倍。铁基非晶合金在国外价格已降到0.30mm厚硅钢的1.5倍，在批量达到一定规模后，有可能由于生产工艺简单，降到与0.30mm厚硅钢相同的价格。又例如：20~40厚的钴基非晶合金和微晶合金带材比同样厚的高导磁合金（坡莫合金）低。但是在10以下厚的超薄带，坡莫合金可以经过多次轧制而成，比较容易。而钴基非晶合金和微晶合金要喷制出质量好的薄带相当困难，因此价格反而比同样厚度的坡莫合金高。再例如：软磁铁氧体由于批量生产容易和成本低，在中高频领域中占有绝大部份份额。近十几年崛起的薄膜软磁材料在经过一段时间后，由于也可以批量生产，而且性能优越，不但可以在1MHz以上超高频领域电源技术中得到大量应用，而且将在500kHz~1MHz高频领域电源技术中和软磁铁氧体争夺霸主地位。所以，追求性能价格比的市场规律，是推动电源产品发展的动力，也是推动软磁材料发展的动力。不论是直流电源，还是交流电源中都离不开软磁材料的电磁器件。很多人在介绍电磁器件的作用时，往往举高频直流开关电源中的各种电磁器件作为例证。而实际上，交流电源由于使用的半导体器件少，电磁器件起的作用更大，有时甚至是决定性的。因此，交流电源更应该加强对电磁器件中使用的软磁材料的选择和评价。电源技术中应用的电磁器件对软磁材料提出种种要求，推动了软磁材料的发展，而软磁材料的发展，又对电源技术的发展起着重要的作用。以直流电源的发展为例，直流电源从线性电源到开关电源的跃变，直流电源不断提高工作频率：从20kHz、100kHz、250kHz、500kHz、1MHz到更高频率的跃变，直流电源从硬开关技术到谐振型软开关技

术的跃变，从单纯整流电容滤波到功率因数校正的跃变……等等，都是与使用软磁材料的电磁器件的同步发展分不开的。近十年来，直流开关电源要轻薄短小，其中使用软磁材料的电磁器件小型化成为主要的关健之一，从而大大推动了软磁材料的发展，使近十年来出现前所未有的发展势头。现在，硅钢已伸展到100kHz以上的高频领域。高导磁铁镍合金已不再限制在20kHz以下，可以达到1MHz、甚至10MHz下使用。软磁铁氧体以前在1MHz以下使用时所隐藏的损耗机制不清问题，在高频电源技术中暴露出来，推动了软磁铁氧体的进一步改进。非晶和微晶合金作为高频软磁材料的主要研究热点，出现了一大批新型材料。特别是薄膜软磁材料等纳米材料的研究，将对高频直流电源产生巨大的影响，不但对高频直流电源中的电磁器件，而且对高频直流电源本身的整体设计、生产和应用都会起革命性的作用。象当年“20kHz革命”一样，即将到来的将电源中的半导体器件、电容器件和电磁器件都采用微电子技术集成工艺生产的“微型化革命”，将会对直流电源的发展起相当大的推动作用。为此已逐渐形成一门新的技术——微磁性技术。已经出现一种新的电磁器件——微型电磁器件，它将代替以前的平面式电磁器件，是必然的趋势。原来电源产品生产采用的表面安装技术也会被集成生产技术所代替。现在已经研制出来的软磁材料可以使用的工作频率已推进到100kHz和1GHz。不是象以前那样落后于半导体器件的工作频率，而是远远领先于现在使用的半导体器件，从而推动半导体器件向更高的工作频率发展。所以，软磁材料的发展，过去是、现在是、将来也是电源技术发展的强大支柱。电源技术工作者们，不能把对软磁材料的认识停留在原有的水平上，要不断扩展认识范围，接受新信息，才能用好选准电源技术中各种电磁器件应用的软磁材料。

各位专家好！小弟是个新手，想向各位专家请教电流变压器防止磁饱和问题，请多指教，谢谢！！！！如果你对暂态性能要求不高，或工作频率不超过100KHz的话，你可以这样做：1.使用较大的匝比 2.使用有较高恢复速度的Diode，比如Hyperfast

我看了，本质的问题是磁复位。简单的处理方法是在变压器上另加一复位绕组。还有就是限制占空比，增加磁复位时间。该文中提及的方法当然好，但Vcc怎么给？外加电压的话，会导致电路复杂。1 同意shuyun的看法，其实对于所有的能量即时传递型的变压器，加气隙对磁饱和没有多少帮助，只是由于B-H曲线的斜率变小，使剩磁变小，引致可用的 ΔB 稍微变大（less than 50mT），对真正的饱和根本于事无补。大家不要做发现有饱和现象就去加气隙这种菜鸟做的事。不过好多书都抄来抄去，一个错，大家错。哎，正所谓尽信书则不如无书。能量即时传递型的变压器包括所有buck家族的变压器--正激，半桥，全桥，电流互感器。加气隙有用的是能量存储式的变压器。如普通电感，反击变换器。2。电流变压器并不需要额外的磁复位电路。以正激变换器为例，在开关管关断的时候，电流变压器的两个绕组的电流同时为0。但是由于励磁电感电流不能突变，将产生一个感应高压加在输出段的二极管上，由二极管的结电容限制其幅值。在一个很短的时间内使变压器复位。大家可以用示波器观察变压器输出端的电压波形，对比一下正负的VT乘积，会发现他们是相等的。我有做过相关实验，测得CT内部的磁变化，它不是每次回复位至零，大概如下图所示：（不做实验图形，只是示意图。数据在杭州，有机会拷过来）彭兄,正如LEO兄所画的图.每磁化一次,Br增大.不能回到起始点.并逐渐往上爬,导致饱和.采用EE磁芯我觉得主要是由于有骨架,绕线方便.而环行磁芯便宜,绕线相对麻烦. 电流互感器可以用环，也可以用EE磁芯。我都用过都可以用的。使用：在单端正激的时候是用了EE磁芯，在半桥电路中电流采样是用了磁环。在正激里面也没有问题，除非D接近1。实际上B值只用一点点，并且在MOS关断时有磁心复位的过程。一般在CT输出两端接一



个阻值稍微大一点的电阻，如1K来去磁，或整流管用电压稍微高一点的稳压管，来提供复位电压，一般用二极管也没有问题，设计合理它的结电容和CT的杂散电容足够了。如此简单的问题也有人讨论

1、首先根据电源的体积和其他（如客户要求等）决定工作频率。2、根据频率选定所用的磁性材料。3、根据你的使用功率、电路拓扑和绕制条件决定相应磁性材料的形状，大小（即磁芯）。4、根据你的输

入输出情况和选定的磁芯饶制匝数。至此你的变压器就完成了！特别说明：特定的频率对应特定的磁性材料，磁芯的形状可以千变万化。那种随便把磁芯的工作频率翻倍的做法是幼稚而错误的。把高频应用的磁芯应用于低频只能说是不懂磁芯的使用。最简单的办法是把你的要求（工作频率，输入输出情况等）告诉变压器厂家，他们会帮你弄的。

2、这是发表在《国际电子变压器》2003年8月刊上的一篇文章，应会对你有些帮助，因太长，在这摘一段，详细的您可向《国际电子变压器》索要，他们的网址是：www.big-bit.com

高频电源变压器的设计原则、要求和程序

Design Principle、Request and Program of High Frequency Power Transformer

摘要：本文从高频电源变压器作为一种产品（即商品）出发，提出它的设计原则和要求，并介绍它的设计程序。关键词：高频电源变压器 设计原则 要求 程序

1 前言 电源变压器的功能是功率传送、电压变换和绝缘隔离，作为一种主要的软磁电磁器件，在电源技术中和电力电子技术中得到广泛的应用。根据传送功率的大小，电源变压器可以分为几档：10kVA以上为大功率，10kVA至0.5kVA为中功率，0.5kVA至25VA为小功率，25VA以下为微功率。传送功率不同，电源变压器的设计也不一样，应当是不言而喻的。有人根据它的主要功能是功率传送，把英文名称“Power Transformers”译成“功率变压器”，在许多文献资料中仍然在使用。究竟是叫“电源变压器”，还是叫“功率变压器”好呢？有待于科技术语方面的权威机构来选择决定。同一个英文名称“Power Transformer”，还可译成“电力变压器”。电力变压器主要用于电力输配系统中起功率传送、电压变换和绝缘隔离作用，原边电压为6kVA以上的高压，功率最小5kVA，最大超过上万kVA。电力变压器和电源变压器，虽然工作原理都是基于电磁感应原理，但是电力变压器既强调功率传送大，又强调绝缘隔离电压高，无论在磁芯线圈，还是绝缘结构的设计上，都与功率传送小，绝缘隔离电压低的电源变压器有显著的差别，更不可能将电力变压器设计的优化设计条件生搬硬套地应用到电源变压器中去。电力变压器和电源变压器的设计方法不一样，也应当是不言而喻的。高频电源变压器是工作频率超过中频（10kHz）的电源变压器，主要用于高频开关电源中作高频开关电源变压器，也有用于高频逆变电源和高频逆变焊机中作高频逆变电源变压器的。按工作频率高低，可分为几个档次：10kHz-50kHz、50kHz-100kHz、100kHz~500kHz、500kHz~1MHz、1MHz以上。传送功率比较大的，工作频率比较低；传送功率比较小的，工作频率比较高。这样，既有工作频率的差别，又有传送功率的差别，工作频率不同档次的电源变压器设计方法不一样，也应当是不言而喻的。如上所述，作者对高频电源变压器的设计原则、要求和程序不存在错误概念，而是在2003年7月初，阅读《电源技术应用》2003年第6期特别推荐的2篇高频磁性元件设计文章后，产生了疑虑，感到有些问题值得进一步商讨，因此才动笔写本文。正如《电源技术应用》主编寄语所说的那样：“具体地分析具体情况”，写的目的，是尝试把最难详细说明和选择的磁性元件之一的高频电源变压器的设计问题弄清楚。如有说得不对的地方，敬请几位作者和广大读者指正。

2 高频电源变压器的设计原则 高频电源变压器作为一种产品，自然带有商品的属性，因此高频电源变压器的设计原则和其他商品一样，是在具体使用条件下完成具体的功能中追求性能价格比最好。有时可能偏重性能和效率，有时可能偏重价格和成本。现在，轻、薄、短、小，成为高频电源的发展方向，是强调降低成本。其中成为一大难点的高频电源变压器，更需要在这方面下功夫。所以在高频电源变压器的“设计要点”一文中，只谈性能，不谈成本，不能不说是一大缺憾，如果能认真考虑一下高频电源变压器的设计原则，追求更好的性能价格比，传送不到10VA的单片开关电源高频变压器，应当设计出更轻、薄、短、小的方案来。不谈成本，市场的价值规律是无情的！许多性能好的产品，往往由于价格不能为市场接受而遭冷落和淘汰。往往一种新产品最后被成本否决。一些“节能不节钱”的产品为什么在市场上推广不开值得大家深思。产品成本，不但包括材料成本，生产成本，还包括研发成本，设计成本。因此，为了节约时间，根据以往的经验，对高频电源变压器的铁损铜损比例、漏感与激磁电感比例原边和副边绕组损耗比例、电流密度提供一些参考数据，对窗口填充程度、绕组导线和结构推荐一些方案，有什么不好？为什么一定要按步就班的来回进行推算和仿真，才不是概念错误？作者曾在20世纪80年代中开发高频磁放大器式开关电源，以温升最低为条件，对高频电源变压器进行过优化设计。由于热阻难以确定，结果与试制样品相差甚远，不得不再次修正。现在有些公司的磁芯产品说明书中，为了缩短用户设计高频电源变压器的时间，有的列出简化的设计公式，有的用表列出磁芯在某种工作频率下的传送功率。这种既为用户着想，又推广公司产品的双赢行为，是完全符合市场规律的行为，决不是什么需要辨析的错误概念。问题是提供的参考

数据，推荐的方案是否是经验的总结？有没有普遍性？包括“辨析”一文中提出的一些说法，都需要经过实践检验，才能站得住脚。 总之，千万记住：高频电源变压器是一种产品（即商品），设计原则是在具体的使用条件下完成具体的功能中追求性能价格比最好。检验设计的唯一标准是设计出的产品能否经受住市场的考验。

3 高频电源变压器的设计要求 以设计原则为出发点，可以对高频电源变压器提出四项设计要求：使用条件，完成功能，提高效率，降低成本。 3.1 使用条件 使用条件包括两方面内容：可靠性和电磁兼容性。以前只注意可靠性，现在由于环境保护意识增强，必须注意电磁兼容性。 可靠性是指在具体的使用条件下，高频电源变压器能正常工作.....

3、 最近本人想做一高压可调中小功率电源 大家有啥建议 SHUYUN老师可否指点一二 输入AC220V 输出 6200V-15000V可调 3mA电流 我准备用FLYBACK形式 采用3843控制 采样从输出通过电阻分压和TL431 光藕反馈，MOS采用900V 这种方案是否可行 大家热烈讨论 做高压电源采用哪种磁芯比较好功率较大的高压电源通常采用EC型磁芯! 其实，6200V，不算很高的电压，完全可以从次级采样。我做的300KV的X光电源采样也是从输出直接用电阻分压得到，然后经过一个高输入阻抗运放的电压跟随器，再和基准电压进行误差放大通过光藕反馈回初级控制线路我的确使用电阻分压取样，电阻的间距还可以，其实每个电阻间的电压差不是很大，而且我们的输出部分是浸在变压器油里的。之所以接一个高输入阻抗的电压跟随器，是因为取样电阻的阻值太大，取样信号推动能力太差。 闭环控制采用PID控制，但动态响应不能很快。 我们的方案是采用你所说的第一种。谐振电感温度高是因为变压器的分布电容造成的环流造成的，你可以看看原边的电流和输出功率之间的比例适当否。 第二种方案我目前在考虑中，还没尝试过，关键是电路中的分布参数影响太大，谐振点有多个，分析复杂。

4、 主要看是铁损还是铜损，有针对解决问题。 如果是铁损，首先要使用适合高频下的铁芯，其次是合适的B值变化量。 如果是铜损，要注意电流密度、趋肤效应等。如果采用多股线并绕，要注意磁通分布不均衡造成的电流不平衡。

5、 这个谐振电感可否用带一定气隙的铁氧体磁芯替代! 2.我用示波器测量主回路谐振电感的电压和电流波形,发现有一幅值较高的尖刺,且发现此尖刺与全桥模块的占空比及LC串联谐振回路的频率有关!您看谐振电感的温升是否与此尖刺有关? 我曾怀疑温升与铁损铜损电流密度及趋肤效应涡流损耗等有关, 但此观点后来被我一一推翻! 3.您用的磁环是那家公司或研究所提供的,请告知其联系方式! 4.您有更好的高压电源主电路方案吗? 5.有机会我一定去拜访您及CMG兄!(他在反激方面确是高手级人物)以后还得借助!二位望勿推辞!!

1,我认为谐振电感完全可以用铁氧体磁芯,事实上我用过。效果挺好。 2,我不认为温升与此尖刺有关,只会与铜损或铁损有关,否则哪来热量。 3,我用的磁环是公司买来的,具体厂家我不清楚。 4,高压电源的主电路目前好象没有很特别的,我知道的估计你都知道

谐振变换器确实存在固有的缺陷,但大功率高频高压电源设计中可能还是比较合适的。在高频高压电源的设计中,最关键的是变压器,因为此时变压器的分布参数对电路的性能有非常大的影响。我们平时设计的低压电源对变压器可能主要考虑漏感,而在大升压比的变压器中,不仅要考虑漏感的影响,还要考虑分布电容的影响。尤其是分布电容,可能会让你的高压根本产生不了,或者MOS的电流非常大,而且由于漏感和分布电容产生的谐振,PWM模式只能在一定的范围内发生作用,无法对输出电压进行大范围的调节。同时,电路的高频化困难。 采用谐振式电路,对漏感和分布电容可以进行利用或补偿,是分布参数对电路的负面影响大幅度减小,同时可以让电路工作在较高的频率上。 但目前对输出电压的控制上一般采用前面采用BUCK调压的方式比较可靠再就是谐振式变换器有最小频率限制,必须带一定的死载,您有更好的方法吗?

变压器采用的是电视机的UYF9.8磁芯 高压部分分槽绕制。 问题:1、如何绕制才能减小分布电容? 2、在变压器的初级串联一个限流电感 对VDS的耐压是否有

分布电容是永远存在的,只能减小,无法消除。分槽绕制已经是个改进了。其他的方法也未必更好。 在初级串联电感对VDS的耐压有影响,但只要RCD箝位电路设计的合理,不会带来太大的影响。但会对整机效率有影响。如果你希望有较高的效率,可能用双管反激方式比较好,不用RCD吸收电路了。 还有,此电路为电流断续模式比较好。如果是MOS,说明漏感能量没有吸收完,MOS是因为过压损坏。需要修改吸收电路。 分布电容和漏感是一对矛盾的参数。我做过多次尝试,发现分槽绕可以得到较小的分布电容。但分槽绕需要有分槽的骨架,同时需要注意绝缘问题。 如果你选择常规的一层一层的绕法,在保证绝缘

的前提下，层数越多，分布电容越小，但漏感就越大。

首先在MOS的D-S间并联一个小电容，使MOS输出电容和变压器杂散电容的影响降的很低，因为这些参数会随很多因素而变化，而使震荡频率变的不稳定。具体值设计我也记不清，具体去看一些厂家的资料：如：L6565，TDA4605等。这种电源一定要工作在非连续方式，这样MOS关断后，电感储能释放完后，并联的C（为简化，忽略其他电容）和变压器励磁电感谐振，当谐振到谷点时，电压很低（如果输入电压整流后的直流和反射电压相等，则此电压接近0），此时开通MOS（可用供电绕组检测此点），开始下一个周期。明显输出负载的大小是靠调整开关频率来实现的。轻载时，会进入Burst Mode方式。还有一种方式：固定导通脉宽，调节OFF时间的大小来调整输出功率，但OFF时间一定要大于能量释放时间。这个不知有没有专用的IC，自己搭电路就麻烦些。供参考。

我建议使用半桥方式，你的功率并不大。直接采样不可取，那么高的电压，这个电阻功率、阻值都较大绝缘是个问题，湿度是个威胁；再者采样输入端衰减了多少？反馈放大（PID）容易实现吗？到不如加一反馈绕阻，间接采样。电感放在高压硅堆后面不好，电感的制造难度增加，成本增加，没有量麻烦，何不串在原边呢，交流电感比直流电感要小得多，只是主回路功率因素要低一些，这个矛盾不突出。变压器用磁条来做，不要为窗口和绝缘烦恼，估计你会在PCB（跳火）、噪音辐射、干扰上头痛。主回路原理可参照本论坛《BOOST全桥软开关技术》

我认为开通时零电压开通比较好，此时开关管结电容的储能不会消耗在管子内部。而关断最好是零电流关断，电流为零，说明此时管子不会有任何关断损耗。MOSFET开通期间DS两端电压为零，关断时有源DS两端电容的嵌位作用，可以使MOSFET自然零电压关断MOS的零电压关断一般是靠DS间的结电容来完成。有时为了让关断更“软”一些，会人为的并个电容在DS之间。但MOS如果不能零电压开通，则DS间的电容能量将耗散在RDS中。有源嵌位电路中如果增大了DS间的电容，软开通就不易实现了。要在管子开通前，使得DS两端的电压为零，就没有关系啦，也就是说，做到零电压开通关断后，电流总会给Coss充电，所以电流会延续以一段时间，特别是低压的管子，Coss更大，时间更大一些，这个电流与上升的电压产生叠加，我方复做过一些试验，比如并电容，但这个叠加损耗并不好消除，看各位似乎用得较成功，不知道有何措施，保证零电压关断损耗较小，请赐教！！我看到的资料上说，如果DS两端电容过大，会使磁复位时间比理论时间小的多，也就是说DS两端电容大会增大主管两端的电压应力，所以不适宜并联过多的管子。之所以说是低电压开通，是因为MOS管的DS电压在开通前没有降到零。当MOS的DS电压低于输入电压时，变压器次级的整流二极管导通，但由于此电流不足以满足输出电感的电流，续流二极管依然导通，变压器相当于被短路。原边电流为零，励磁电流保持不变，但存在于次级。MOS的DS电压不会再下降。当续流二极管和整流二极管都导通时，原边电压为零，原边电流也为零。DS电压为Vin，已经比单端正激时的2Vin小很多了。在实际电路中，由于漏感的存在，当DS电压降到Vin时，次级的整流二极管不会马上导通，Cds将继续放电，MOS将在Vds小于Vin的条件下开通。你后面的问题我不太明白，气隙的设计是根据你要求的负载条件来决定的。而且用气隙的方式增大励磁电流同时会带来导通损耗加大的问题。了让DS两端电压回零，可以在副边加饱和电感或是减小原边励磁电感，这两种方式都会带来额外的损耗，不知道实际做的时候，零压开通减小的损耗与加气隙或加饱和电感所带来的损耗相比，哪个大哪个小？做到完全的零压开通是不是有真正的提高效率的意义？

理论上反激电源比正激电源更使用于多路输出，但实际上反击电源的多路输出交叉调整率比正激电源更难做，这主要是正激后面加了个耦合电感，而反激的漏感不是零。很多人做反激电源时都遇到这个问题，一路输出稳定性非常好，但多路输出时没有直接取反馈的路的电压会随其他路的负载变化而剧烈变化，这是什么原因呢？原来，在MOS关断，次级输出时能量的分配是有规律的，它是按漏感的大小来分配，具体是按匝比的平方来分配（这个可以证明，把其他路等效到一路就可得出结果）如：5V 3匝，漏感1uH，12V 7匝，如果漏感为 $(7/3)^2 * 1 = 5.44 \mu H$ ，则两路输出的电流变化率是一样的，没有交叉调整率的问题，但如果漏感不匹配时，就会有很多方面影响到输出调整率：1，次级漏感，这是明显的；2，输入电压，如果设计不是很连续，则在高压时进入DCM状态，DCM时由于电流没有后面的平台，漏感影响更显著。改进方法：1，变压器工艺，让功率比较大，电压比较低的绕组最靠近初级，其漏感最小，电压比较高，功率比较小的远离初级，这样就增加了其漏感。2，电路方法，电压输出较高的绕组在整流管前面加一个小的磁珠或一个小的电感，人为增加其漏感，这样电流的变化率就接近于主输出，电压就稳定。3，电压相近的输出，如：3，3V 5V，按我们的解释其漏感应该差别很小，这时就要把这两个绕组绕在同一层里面，甚至有时候5V要借用3，3的绕组，也就是所谓的堆叠绕法，来保证其漏感比。另外有时候

电压不平衡是由于算出的匝数不为整数造成的，如半匝，当然半匝是有办法绕的，但半匝的绕法也是很危险的（可参考其他资料），这是可以通过二极管的压降来调整，如12V用7匝，5V用3匝，如果发现12V偏高，则12V借用5V的3匝，但剩下的4匝的起点从5V输出的整流管后面连接，则12V的整流管的压降为两组输出整流管的压降和，如： $0.5(5V) + 0.7(12V) = 1.2V$ ，另外12V输出负载变化时，其电流必然引起5V整流管的压降变化，也就是5V输出变化，而5V的变化会通过反馈调整，这样也间接控制了12V。除了反冲续流不用加，假负荷也可以不加吧！

1、关于匝比平方的问题是这样的：电感值 $L = \text{匝数的平方} * AL$ （磁芯的电感因子）。本质上还是电感量的问题。能量： $P = 1/2 LI^2$ 。 2、漏感随便怎么调，如果不采取稳压措施一个绕组的负载状态（I）都会影响另一绕组。（个人观点）

2、 1。你说的问题是电感的电感量，而漏感是不遵守这个规律的，你可以把其他组的电压，电流，漏感等效到一组，然后就看到我的结论，只有每个绕组的电流上升率一样时，理论上电压就不会再随负载而变化。 2。因为漏感受很多因素的影响，不可能完全调整到理想状态，所以实际上一个绕组还会影响另一个绕组，但可以把这个影响减到实际产品可应用的水平，而不需要加二次稳压。

3、 1.绕组的漏感和它的输出电流有关吗？ 2.如果没有关系（或关系不大），根据上面讲的（在MOS关断，次级输出时能量的分配是有规律的，它是按漏感的大小来分配，具体是按匝比的平方来分配），该绕组分配所得的能量岂不是与输出负载无关？

4、 $V_{out} = n * \text{磁通变化量}$ ，和负载无关，出现问题是因为：1,副边线圈间不完全耦合,存在漏感,2,二极管和线路压降,3,电容的阻抗

5、 是由原边的 $V_{in} * t_{on} / N_p$ 得到磁通量的变化,当然和负载无关,如果,导线是超导体,负载短路,即 $V_{out} = 0$,电流可以无穷大,负载电流大小当然无关,(ccm时)

6、 $V_{out} = N * \text{磁通变化率}$ ，不是变化量

7、 我看到有个帖子在讨论此问题，所以需详细写一下。我看到有个帖子在讨论此问题，所以需详细写一下。很多人对反激电源开关转换期间的过程不清楚，以至于产生电流突变等想法。我来详细解释一下：MOS关断后，初级电流给MOS输出电容和变压器杂散电容充电（实际杂散电容放电，为简单，我们统一说充电），然后DS端电压谐振上升，由于电流很大，谐振电路Q值很小，所以基本上是线形上升，当DS端电压上升到在次级的电压达到输出电压加整流管的电压后，本应该次级就导通，但由于次级漏感的影响，电压还会上升一些来克服次级漏感的影响，这样反映到初级的电压也略高于正常反射电压，在这样条件下，次级电流开始上升，初级电流开始下降，但不要忘记初级的漏感，它由于不能耦合，所以它的能量要释放，这时是漏感和MOS输出电容，变压器杂散电容谐振，电压冲高，形成几个震荡，能量在嵌位电路消耗掉，这里要注意一点，漏感的电流始终是和初级电流串联的，所以漏感电流的下降过程就是次级电流的上升过程，而漏感电流的下降过程是由嵌位电路电容上的电压和反射电压的差来决定的，此差越大，下降越快，转换过程越快，明显效率会提高，转换的过程是电压电流叠加的过程。用RC做吸收时，由于稳态时C上的电压和反射电压差别不是太大，所以转换过程慢，效率低，用TVS做吸收时，其允许电压和反射电压差很多，所以转换快，效率高，当然RC耗电是另一个方

8、 rc吸收电路设计

开关管和输出整流管的震铃是每个电源设计工程师最讨厌的事情。过度的震铃引起的过压可能使器件损坏，引起高频EMI问题，或者环路不稳，解决的办法通常是加一个RC吸收电路。但很多人不知该如何选取RC的值。首先在不加吸收电路轻载下用示波器测量震铃的频率，但注意用低电容的探头，因为探头的电容会引起震铃频率的改变，使设计结果不准。其次，在测量震铃频率时尽可能在工作的最高电压下，因为震铃的频率会随电压升高而变化，这主要是MOS或二极管的输出电容会随电压而变化。震铃产生的原因是等效RLC电路的震荡，对于一个低损的电路，这种震荡可能持续几个周期。要阻尼此震荡，我们要先知道此震荡的一个参数，对MOS，漏感是引起震荡的主要电感，此值可以测出，对二极管，电容是主要因素，可以有手册查出。计算其阻抗：知道L，则 $Z = 2 * 3.14 * f * L$ ；知道C， $Z = 1 / (2 * 3.14 * f * C)$ 。先试选 $R = Z$ ，通常足可以控制震铃。但损耗可能很高，这时需要串联一个电容来减小阻尼电路的功率损耗。可如此计算C值： $C = 1 / (3.14 * f * R)$ 。增加C值损耗就增加，但阻尼作用加强，减小C值当然是相反的作用。电阻的损耗 $P = C * (V * V) / Fs$ 。当然在某些电路形式里面损耗可能是0.5P。实际中，可依计算的值为基础，根据实验做一些调整。

1家都知道变压器有两种绕法：顺序绕法和夹层绕法。这两种绕法对EMI和漏感有不同的影响。顺序绕法一般漏感为电感量的5%左右，但由于初、次级只有一个接触面，耦合电容较小，所以EMI比较好。夹层绕法一般漏感为电感量的1-3%左右，但由于初、次级只有两个接触面，耦合电容较大，所以EMI比较难过。一般30-40W以下，功率不大，漏感能量还可以接受，所以用顺序绕法比较多，40W以上，漏感的能量较大，一般只能用夹层绕法变压器的漏感主要与哪些因素有关呢

绕组顺序：夹层绕法一般是先初级，后次级的1/2-1/3。变压器形状：长宽比越大的变压器漏感越小
非连续状态下：初级电感中的单位时间储存的能量： $W=1/2*L_p*I_p^2*f$ L_p :初级电感量 I_p :初级电流峰值 f :频率
开关管关闭时,上述能量向次级传送,一部分被损耗,剩下的为输出功率。

在小功率电源变压器中，一般有两种两种屏蔽层，铜薄和绕组。铜薄的原理是切断了初次级间杂散电容的路径，让其都对地形成电容，其屏蔽效果非常好，但工艺，成本都上升。绕组屏蔽有两种原理都在起作用：切断电容路径和电场平衡。所以绕组的匝数，绕向和位置对EMI的结果都有很大影响。可惜我不会在这里画图来讲解，总之有一点：屏蔽绕组感应的电压要和被屏蔽绕组工作时的电压方向相反。屏蔽绕组的位置对电源的待机功耗有较大的影响。下节讲变压器浸漆和屏蔽绕组位置对待机功耗的影响。

屏蔽在初次级间时，其接地可以不接，接原边地，接次边地，接大地几种形式，一般接原边的地的情况较多。不知道cmg兄是如何处理的。变压器的外部加屏蔽，特别在flyback中，由于要加气隙，在批量小或简单起见，不是只在中间加，而是磁心截面全有气隙，为减小外部气隙的磁场干扰，而加屏蔽的，此屏蔽一般接大地。

是EMI屏蔽，非安全屏蔽可以接原边的地线，也可以接原边的高压端，EMI几乎没有分别，因为有高压电容存在，上下对共模信号（一般大于1M后以共模干扰为主）来说是等电位的。变压器的外部屏蔽可以不接，也可以接初级地线，其对EMI的影响看绕组内部的情况，但注意安规的问题，接初级地线，磁芯就是初级。

正激变换器中变压器的设计

摘要：详细介绍了高频开关电源中正激变换器变压器的设计方法。按照设计方法，设计出一台高频开关电源变压器，用于输入为48V(36~72V)，输出为2.2V、20A的正激变换器。设计出的变压器在实际电路中表现出良好的电气特性。关键词：高频开关电源；正激变换器；开关电源变压器

1引言 电力电子技术中，高频开关电源的设计主要分为两部分，一是电路部分的设计，二是磁路部分的设计。相对电路部分的设计而言，磁路部分的设计要复杂得多。磁路部分的设计，不但要求设计者拥有全面的理论知识，而且要有丰富的实践经验。在磁路部分设计完毕后，还必须放到实际电路中验证其性能。由此可见，在高频开关电源的设计中，真正难以把握的是磁路部分的设计。高频开关电源的磁性元件主要包括变压器、电感器。为此，本文将对高频开关电源变压器的设计，特别是正激变换器中变压器的设计，给出详细的分析，并设计出一个用于输入48V(36~72V)，输出2.2V、20A的正激变换器的高频开关电源变压器。

2正激变换器中变压器的设计方法 正激变换器是最简单的隔离降压式DC/DC变换器，其输出端的LC滤波器非常适合输出大电流，可以有效抑制输出电压纹波。所以，在所有的隔离DC/DC变换器中，正激变换器成为低电压大电流功率变换器的首选拓扑结构。但是，正激变换器必须进行磁复位，以确保励磁磁通在每一个开关周期开始时处于初始值。正激变换器的复位方式很多，包括第三绕组复位、RCD复位^[1,2]、有源箝位复位^[3]、LCD无损复位^[4,5]以及谐振复位^[6]等，其中最常见磁复位方式是第三绕组复位。本文设计的高频开关电源变压器采用第三绕组复位，拓扑结构如图1所示。

开关电源变压器是高频开关电源的核心元件，其作用有三：磁能转换、电压变换和绝缘隔离。在开关管的作用下，将直流电转变成方波施加于开关电源变压器上，经开关电源变压器的电磁转换，输出所需要的电压，将输入功率传递到负载。开关变压器的性能好坏，不仅影响变压器本身的发热和效率，而且还会影响到高频开关电源的技术性能和可靠性。所以在设计和制作时，对磁芯材料的选择，磁芯与线圈的结构，绕制工艺等都要有周密考虑。开关电源变压器工作于高频状态，分布参数的影响不能忽略，这些分布参数有漏感、分布电容和电流在导线中流动的趋肤效应。一般根据高频开关电源电路设计的要求提出漏感和分布电容限定值，在变压器的线圈结构设计中实现，而趋肤效应影响则作为选择导线规格的条件之一。

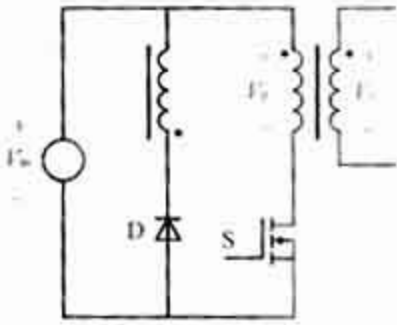


图1 第三绕组复位正激变换器

2.1 变压器设计的基本原则 在给定的设计条件下磁感应强度B和电流密度J是进行变压器设计时必须计算的参数。当电路主拓扑结构、工作频率、磁芯尺寸给出后，变压器的功率P与B和J的乘积成正比，即 $P \propto B \cdot J$ 。

当变压器尺寸一定时，B和J选得高一些，则某一给定的磁芯可以输出更大的功率；反之，为了得到某一给定的输出功率，B和J选得高一些，变压器的尺寸就可以小一些，因而可减小体积，减轻重量。但是，B和J的提高受到电性能各项技术要求的制约。例如，若B过大，激磁电流过大，造成波形畸变严重，会影响电路安全工作并导致输出纹波增加。若J很大，铜损增大，温升将会超过规定值。因此，在确定磁感应强度和电流密度时，应把对电性能要求和经济设计结合起来考虑。

2.2 各绕组匝数的计算方法 正激变换器中的变压器的磁芯是单向激磁，要求磁芯有大的脉冲磁感应增量。变压器初级工作时，次级也同时工作。

1) 计算次级绕组峰值电流 I_{p2} 变压器次级绕组的峰值电流 I_{p2} 等于高频

$$I_{p2} = I_2 \quad (1)$$

2) 计算次级电流有效值 I_2

$$I_2 = \sqrt{D} \cdot I_{p2} \quad (2)$$

开关电源的直流输出电流 I_o ，即
中：D是正激变换器最大占空比。
是变压器输入直流电压(V)；

3) 计算初级绕组电压幅值 U_{p1} $U_{p1} = U_{in} - \Delta U_1$ (3) 式中： U_{in}
 ΔU_1 是变压器初级绕组电阻压降和开关管导通压降之和(V)。 (4)

计算次级绕组电压幅值
(V)；

$$U_{p2} = \frac{U_o + \Delta U_2}{D} \quad (4)$$

式中： U_o 是变压器次级负载直流电压
(V)； ΔU_2 是变压器次级绕组电阻压降和整流管压降之和(V)。

5) 计算初级电流有效值 I_1
忽略励磁电流等影响因素，初级电流有效值 I_1 按单向脉冲方波的波形来计算：

$$I_1 = \frac{U_{p2}}{U_{p1}} \cdot I_2 \quad (5)$$

6) 计算去磁绕组电流有效值 I_H 去磁绕组电流约与磁化电

$$I_H \approx (0.05 \sim 0.1) \cdot I_1 \quad (6)$$

7) 计算变压器输入功率 P_1 与输出功率 P_2

$$P_1 = U_{p1} \cdot I_1 \quad (7)$$

$$P_2 = \sum (U_{p2} \cdot I_{p2} \cdot \sqrt{D}) \quad (8)$$

流相同，约为初级电流有效值的5%~10%，即

8) 确定磁芯尺寸^[7] 首先确定铜耗因子Z，Z的表达式为

$$Z = 1.96 \times \frac{234.5 + \tau + \Delta\tau}{234.5 + \tau} \quad (9)$$

式中： τ 是环境温度(°C)； $\Delta\tau$ 是变压器温

升(°C)。然后计算脉冲磁感应增量 ΔB_m ， $\Delta B_m = K_B \cdot B_m$ (10) 式中： K_B 是磁感应强度系数； B_m 是磁芯材料最大工作磁感应强度(T)。对于R2K铁氧体磁芯，最大工作磁感应强度是0.3T。磁感应强度系数 K_B 可以从图2所示的磁感应强度系数曲线图得出，它取决于输出功率 P_2 (W)，工作频率f(kHz)和变压器平均温升 $\Delta\tau$ (°C)。

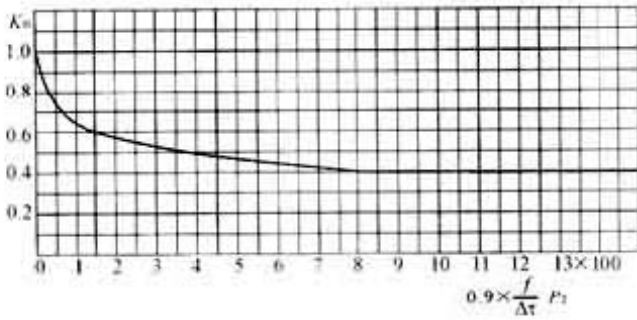


图2 磁感应强度系数

$$Y = \left(\frac{P_1^2 \cdot D^2 \cdot Z}{0.45 \cdot \Delta B_m^2 \cdot f^2 \cdot q} \right)^{0.714} \quad (11)$$

变压器所需磁芯结构常数Y由下式确定
 中：Y是变压器所需磁芯结构常数（cm⁵）；
 q是单位散热表面功耗（W/cm²），q可以从温升和q值关系曲线中得出，如果环境温度为25℃，变压器温升为50℃，对应的q值为0.06。计算出Y之后，选择磁芯结构常数Y₀≥Y的磁芯，然后从磁芯生产厂商提供的资料中查出变压器散热表面积S_t(cm²)，等效截面积A_e(cm²)等磁芯参数，或者自行设计满足结构常数的磁芯。
 9)计算初级绕组匝数(N₁)^[7]

$$N_1 = \frac{U_{1n} \cdot D}{f \cdot \Delta B_m \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (12)$$

10) 计算次级绕组匝数 N_i

$$N_i = \frac{U_{in}}{U_{1n}} N_1 \quad (i = 2, 3, 4 \dots) \quad (13)$$

式中：U_{pi}是次级各绕组输出电压幅值(V)。 11)

计算去磁绕组匝数 对于采用第三绕组复位的正激变换器，复位绕组的匝数越多，最大占空比越小，开关管的电压应力越低，但是最大占空比越小，变压器的利用率越低。故需综合考虑最大占空比和开关管的电压应力，一般选择去磁绕组匝数(N_H)和初级绕组匝数相同，即 N_H=N₁ (14) 需要注意的是，应该确保初级绕组和去磁绕组紧密耦合。

2.3确定导线规格 1)计算变压器铜耗P_m 根据变压器平均温升确定变压器总损耗，减去磁芯损耗即得出铜耗，再根据铜耗来计算电流密度。计算铜耗应该在磁芯规格确定之后进行。
 $P_m = q \cdot S_t + P_c \cdot G_c$ (W) (15) 式中：S_t是变压器表面积（cm²）；
 P_b是在工作磁感应强度和频率下单位质量的磁芯损耗（W/kg）； G_c是磁芯质量（kg）。在实际计算中，铜耗可以按总损耗的一半处理。

2) 计算铜线质量 G_m

$$G_m = 8.9 \cdot l_m \cdot S_w \cdot K_m \quad (kg) \quad (16)$$

式中：l_m是线圈平均匝长（cm）； S_w是磁芯窗口面积（cm²）； K_m是铜线窗口占空系数，定义为绕组净可绕线空间与导线截面积之比。计算铜线占空系数时应根据不同情况选取适当值，一般选取范围在0.25~0.4之间，采用多股并绕时应选取较小值。

$$J = \sqrt{\frac{P_m}{Z \cdot G_m}} \quad (A/mm^2) \quad (17)$$

3)计算电流密度J

$$S_w = \frac{I}{J} \quad (mm^2) \quad (18)$$

$$d_w = 1.13 \cdot \sqrt{S_w} \quad (mm) \quad (19)$$

式中：I_i是各绕组电流有效值（A）。 计算所需导线直径时，应考虑趋肤效应的影响。当导线直径大于2倍趋肤深度时，应尽可能采用多股导线并绕。采用n股导线并绕

$$d_{in} = \frac{d_w}{\sqrt{n}} \quad (mm) \quad (20)$$

铜线的趋肤深度 Δ 有以下经验公式

$$\Delta = \frac{66.1}{\sqrt{f}} \quad (mm) \quad (21)$$

时，每股导线的直径d_{in}按下式计算。如果采用多股导线并绕，导线的股数太多，可以采用铜箔。在使用铜箔时，铜箔的厚度应该小于两倍的趋肤深度，铜箔的

截面积必须大于该绕组导线所需的截面积。在计算完毕后，校验窗口尺寸，计算分布参数，校验损耗和温升等。

3应用实例 设计一个用于输入为48V（36~72V），输出为2.2V、20A的正激变换器的高频开关电源变压器，工作频率是200kHz，最大占空比为0.45，采用第三绕组复位，铜线的趋肤深度为 $\Delta=0.148\text{mm}$ 。按照上述设计方法，设计的高频开关电源变压器如下：磁芯规格EFD20，磁芯材料为3F3， $A_e=31.0\text{mm}^2$ ，Philips；初级绕组16匝，采用型号为AWG31的铜线，6股并绕；复位绕组16匝，采用型号为AWG33的铜线；次级绕组2匝，采用厚度 $t=0.1\text{mm}$ ，宽度 $b=14\text{mm}$ 的铜箔，两层并绕，即截面积 $S=2.8\text{mm}^2$ 。在最终确定导线规格时，均保留了一定的裕度。为使各绕组耦合良好，采用交错绕线技术，如图3所示^[8]，其中P1和P2为变压器初级绕组，并联； S_1 和 S_2 为变压器次级绕组，并联；R为变压器复位绕组。那么，初级绕组采用AWG31的铜线，两层；次级绕组采用采用厚度 $t=0.1\text{mm}$ ，宽度 $b=14\text{mm}$ ，即 $S=1.4\text{mm}^2$ 的铜箔，两层。设计出的变压器的初级励磁电感值实测为 $L_m=320.40\mu\text{H}$ ，次级电感值实测为 $L_s=5.18\mu\text{H}$ ，初级漏感电感值实测约为 $0.18\mu\text{H}$ 。该变压器在正激变换器中的工作特性很好。

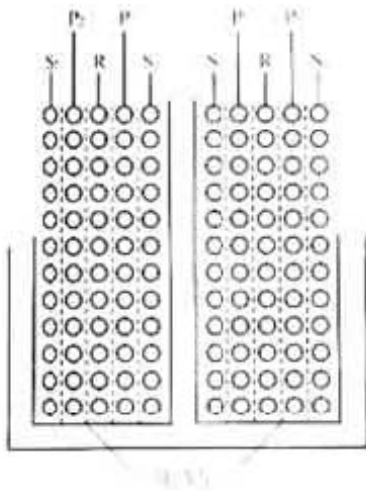


图3 交错变压器结构图

4结语 本文详细阐述了正激变换器中变压器的设计方法，并结合具体设计任务，设计出一个用于48V（36~72V）输入，2.2V、20A输出的高频开关电源变压器。设计出的变压器在实际电路中表现出良好的电气特性。

单端反激开关电源的变压器实质上是一个耦合电感，它要承担着储能、变压、传递能量等工作。下面对工作于连续模式和断续模式的单端反激变换器的变压器设计进行了总结。

已知的参数

这些参数由设计人员根据用户的需求和电路的特点确定，包括：输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 、每路输出的功率 P_{out} 、效率 η 、开关频率 f_s (或周期 T)、线路主开关管的耐压 V_{mos} 。

计算

在反激变换器中，副边反射电压即反激电压 V_f 与输入电压之和不能高过主开关管的耐压，同时还要留有一定的裕量(此处假设为150V)。反激电压由下式确定：

$$V_f = V_{Mos} - V_{inDCMax} - 150V$$

反激电压和输出电压的关系由原、副边的匝比确定。所以确定了反激电压之后，就可以确定原、副边的匝比了。

$$N_p / N_s = V_f / V_{out}$$

另外，反激电源的最大占空比出现在最低输入电压、最大输出功率的状态，根据在稳态下，变压器的磁平衡，可以有下式：

$$V_{inDCMin} \cdot D_{Max} = V_f (1 - D_{Max})$$

设在最大占空比时，当开关管开通时，原边电流为 I_{p1} ，当开关管关断时，原边电流上升到 I_{p2} 。若 I_{p1} 为0，则说明变换器工作于断续模式，否则工作于连续模式。由能量守恒，我们有下式：

$$1/2(I_{p1} + I_{p2})D_{Max} V_{inDCMin} = P_{out} / \eta$$

一般连续模式设计，我们令 $I_{p2} = 3I_{p1}$

这样就可以求出变换器的原边电流，由此可以得到原边电感量：

$$L_p = D_{Max} V_{inDCMin} / f \Delta I_p$$

对于连续模式， $\Delta I_p = I_{p2} - I_{p1} = 2I_{p1}$ ；对于断续模式， $\Delta I_p = I_{p2}$ 。

可由 $A_w A_e$ 法求出所要铁芯：

$$A_w A_e = (L_p I_{p2}^2 / B_w K_j K_0)^{1.14}$$

在上式中， A_w 为磁芯窗口面积，单位为 cm^2

A_e 为磁芯截面积，单位为 cm^2

L_p 为原边电感量，单位为H

I_{p2} 为原边峰值电流，单位为A

B_w 为磁心工作磁感应强度，单位为T

K_0 为窗口有效使用系数，根据安规的要求和输出路数决定，一般为0.2~0.4

K_j 为电流密度系数，一般取 $395A/cm^2$

根据求得的 $A_w A_e$ 值选择合适的磁芯，一般尽量选择窗口长宽之比比较大的磁芯，这样磁芯的窗口有效使用系数较高，同时可以减小漏感。

有了磁芯就可以求出原边的匝数。根据下式：

$$N_p = L_p I_{p2}^4 / B_w A_e$$

再根据原、副边的匝比关系可以求出副边的匝数。有时求的匝数不是整数，这时应该调整某些参数，使原、副边的匝数合适。

为了避免磁芯饱和，我们应该在磁回路中加入一个适当的气隙，计算如下：

$$l_g = 0.4\pi N_p^2 A_e^{-8} / L_p$$

在上式中， l_g 为气隙长度，单位为cm

N_p 为原边匝数，

A_e 为磁芯的截面积，单位为 cm^2

L_p 为原边电感量，单位为H

至此，单端反激开关电源变压器的主要参数设计完成。我们应该在设计完成后核算窗口面积是否够大、变压器的损耗和温升是否可以接受。同时，在变压器的制作中还有一些工艺问题需要注意。