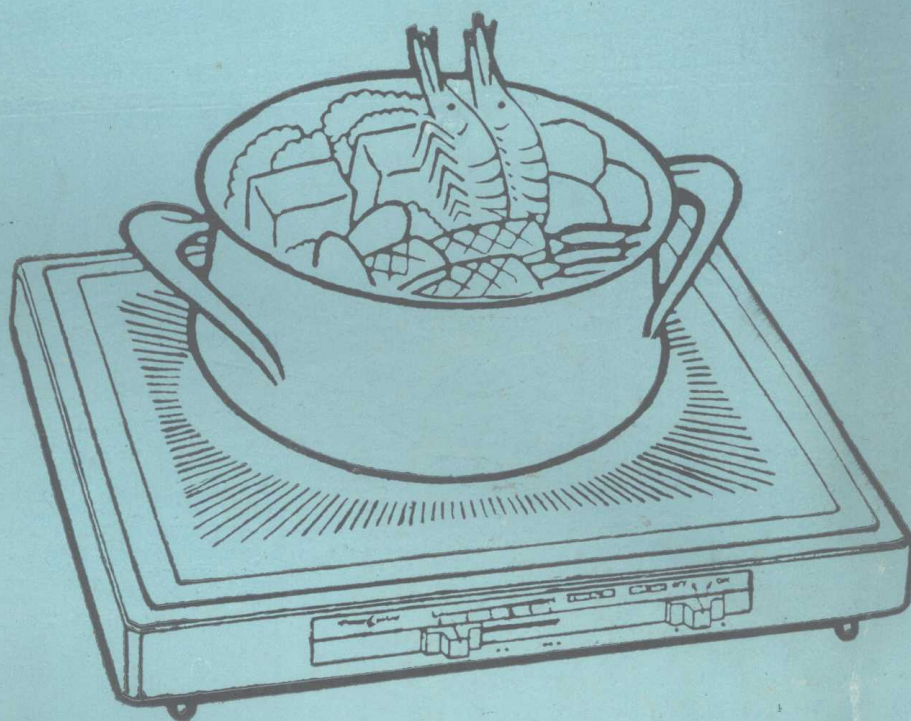
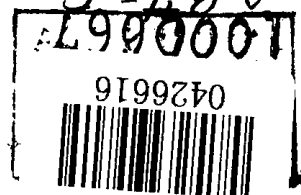


THE COLLECTION OF THE NEWEST INFORMATION ABOUT PORTABLE INDUCTION COOKTOP



最新电磁灶技术资料



前言

电磁灶是现代生活中一种新颖的烹调炊具，它是利用高频电磁感应原理在导磁锅体内产生的涡流焦耳热加热食品的。因而它具有热效率高、无烟、无明火、清洁卫生、方便等优点。它不仅适用于家庭、宾馆、医院、旅游，还特别适用于舰船、飞机、矿山、地探、防火、防爆等野外作业人员。

电磁灶等电炊具在国外普及率很高，美国达62%，西欧66%，日本41%，在国内，电磁灶生产尚属刚刚上马，生产厂家尚且只有几十家，这无疑给中小型企业的发展更新换代带来了福音。

我们经过一年以来的国内外最新电磁灶资料的搜集编辑出版的这本《电磁灶技术资料》共分五个部分，其中工作原理和电路介绍16篇，国内外标准2篇，国外专利550余条，此外还介绍了“松下”电磁灶的结构，我们相信，本书将对国内电磁灶的发展有所裨益。

参加本书编辑审核工作的有
瞿巍、平贇、庞小玲、薛国惠。

由于我们水平有限，加之时间较短，如有缺点，敬请读者正之。

上海广播电子技术研究所情报室

目 录

一、国内外电磁灶发展概况及市场分析	(1)
二、电磁灶工作原理及电路介绍	(4)
1. 电磁灶工作原理	(4)
2. 电磁灶加热原理	(7)
3. 电磁灶的电源装置	(10)
4. 高频电源	(12)
5. 开关电路	(15)
6. 为产生开放性交变磁场的电路	(19)
7. 温度控制装置	(26)
8. 电磁灶用加热线圈及其制法	(30)
9. 电磁灶的输出调节装置	(32)
10. 高频加热用自励振荡器	(34)
11. 电磁灶的输出元件保护装置	(38)
12. 磁性锅的检测装置	(39)
13. 过热保护装置	(42)
14. 电磁灶的冷却装置	(43)
15. 采用非磁性烹调容器的电磁感应式	(44)
16. 电磁灶炊具位置检测设备	(48)
三、国内外电磁灶企业标准	(53)
1. 上海市企业标准—电磁性通用技术条件	(53)
2. “三菱”CS—150型电磁灶规格书	(61)
四、国外电磁灶专利目录(1980~1986年)	(64)
“松下”电磁灶介绍	(71)

一、国内外电磁灶发展概况及市场分析

被称为“烹调之神”的电磁灶,1971年率先由美国研制成功。接着日本的三菱、松下、东芝、索尼等大公司于1974年至1977年也先后投入力量进行研究开发。但是当时由于缺乏合适的配套元器件,以及存在一些技术问题,无法以成熟的产品大批量投放市场,而且产品成本高、体积大,销售价高达20万日元。以后随着电磁感应炉用的半导体开关管研究成功。成本不断下降,才使该产品在最近三到六年间得以迅速地发展,销售价格大幅度下降。从日本近年来的电磁感应炉产量和市场销售价情况,可清楚地看到这一趋势,表1和表2列出历来日本电磁感应灶的产量和市场销售价。

年 份	1981年	1982年	1983年	1984年
产量(万台)	8	20	40	60

表1 1981~1984年日本电磁灶产量

年 份	1975年	1977年	1978年	1980—81年	1982—84年
价格(万日元)	17	13	7	5	3

表2 日本电磁灶历年销售价格变化

综上所述,八十年代初期,电磁灶才成为较成熟的家用电气产品,发展速度极其迅速。日本1984年的产量比1981年增加了65倍。目前国外已有20多家大型家电产品制造企业包括原件制造商参加了这一产品的开发研制,以日本为例,计有6~7家大型家用电器公司都已投入了这一行列,他们的产品不仅投放国内市场,而且还积极向国外市场推销。如三洋电器公司为了适应美国市场的需要,就专门设计制造了二炉灶的电磁灶(IC-W2000),各灶具有独立的加热功能,一只灶的加热功率在200~1300瓦范围内是连续可调的。另一只灶的加热只能间断地选择400瓦或600瓦。这种型号的产品在美国市场上深受欢迎。

目前微波炉、电磁灶等电炊具在发达国家十分畅销,普及率很高。美国达62%,西欧66%,日本44%,86年日本出口达625万台,其中电磁灶产量600万台。1987年台湾电磁灶产量达30万台,而居民只有400万户,同时香港、新加坡、南朝鲜等都有大量生产。在发达国家,应用微处理器和电脑进行控制的电炊具也得到迅速发展。美国利通公司的“Auto COOK”微波炉能进行人机对话,把用户的要求,信息输入进去,从而进行智能化操作,甚至可以远距离遥控,由程序安排好何时烧水,煮饭,炒菜自动操作。

日本是继美国之后发展电炊具最快的国家,它以物美价廉的优势冲击着整个东南亚和世界家电市场,并且以每两年倍增的速度发展。86年日本生产了870万台电磁灶。而美国是世界上高消费国家,消费类电子产品为最大市场,每年需进口100多亿美元,西欧消费电子产品潜力很大,每年需进口家电产品80多亿美元,此外除奥地利、瑞士和西德以外大多数国家

都需要进口家电产品，因此我国对电炊具产品从引进吸收到完全国产化以至出口竞争国际市场是非常有希望的。

目前国内虽有几十家企业正在研制生产电磁灶，但由于国产元器件，材料可靠性等原因，仍不能形成大批量的生产。据中国社会科学院经济研究所预测出2000年我国城市居民月人均收入达89元，人均住房 8M^2 ，全国城镇居民达8860万户，从价格上每台400~500元的购买能力计算，需求量达6000~8000万台，我国目前有乡镇18000多个，绝大部分乡镇企业所在地有电力供应，如以每个乡镇有1000户居民计算用量约1800万台，在农村燃料供应紧张的情况下农民同样会欢迎这种电炊具，87年我国已有2830个县，就县城来讲，电力仍有供应，以每县七万户使用量计算，就要求有2.8亿台供应。当然我国目前电力工业生产有限制，但在一些农村小水电发达地区是非常有利的家电用户、全国有100多个县水力发电路、电力供应充足、甘肃、宁夏、东北等地区用电不限制，这无疑给生产厂家带来光明前景。

1980年我国大中城市达381个，居民达2.4亿人，如果50%的居民户用电磁灶需求量在3000万台，又据测86年我国有900万对青年男女成婚，组成家庭，而能使用上煤气的居民户占少数，据抽样调查95%的新婚家庭欢迎使用电磁灶，这样需求量至少在855万台左右。

北京市有居民258万户，87年用煤气户达158万户，占61%，而近40%的居民者使用电磁灶的话，则需求103万台。常州市现有20多万户居民，能使用煤气仅3.4万户，占17%左右，若83%的居民希望使用电磁灶的话，需求量则在17万台左右。据调查，上海无煤气家庭中想迫切购买电磁灶的用户约占10%，等待观望的约10%，尚不知电磁灶为何物的约有80%，这种状况将随着引导消费及广告宣传的深入而变化。上海目前人口为1264.6万人（87年11月统计数），按每户平均为3.48人计算，则为363.4万户，其中市区人口约226万户，家庭煤气普及率约为50%，尚有110万户家庭在使用煤炉，若按上述数字推算则88年市区需求量为10万只，而上海郊区人口约140万户，也是少柴缺煤，是电磁灶的巨大的现实的潜在市场就全国来说，城市人口2亿多人，目前用气人数仅34万人，即使到1990年全国用气人口也只有54万人。

电磁灶的社会需求量的大小是与社会经济结构变化有关的，是与住宅和能源的改善程度，消费者的消费观念改变及国家政策的制度有关。目前青年人生活趋于现代化，中年人讲究实用，省时省力，老年人要求享受，在煤气尚未普及的情况下，人们要改善生活，从传统的速度慢，热效率差，费时费力的煤球炉中能放出来，希望能有一种速度快、功效好、省时、省力，符合我国饮食习惯的烹调炊具产生，而电磁灶的出现正满足了人们的要求。

在购买现场经多次调查，购买者大多为无煤气家庭，其中以年轻人为多，约占80%，次为中老年。也有少数有煤气，但住房和厨房不在同一层楼的老年人。其具体原因是：

(1) 电磁灶的热效应为83%，是电炉的1.48倍，是煤气的100倍。是煤球炉的4.6倍。

(2) 电磁灶的另售价在450~500元之间。其价格仅是一只照相机或一台中档收录机。适应当前消费者的承受能力。

(3) 电磁灶可以煮、炒、炸、蒸。适众我国人民传统习惯。也可温汤、砌茶、烧品咖啡。且便于搬动。集电饭煲、电热壶、电烧锅功能之大成。可以说是一种全能烹调炊具。

(4) 电磁灶无烟、无明火、安全可靠。清洁卫生。加热温度可调、小型轻便、容易搬动、携带。

(5) 省时、省电。以星际牌DL-1000型电磁灶为例。在环境温度27℃时。烧四菜一汤，如炒鸡蛋、烧鸡块、炒青菜、油爆虾、榨菜肉丝汤，共用17分钟，烧0.6公斤米，费时10分钟，两者共耗电0.42度，计费一角。以每户一天一度计，每月只需30度电，而用电紧张的津、京、沪、宁地区，以每户50~90度来说，70%~80%的居民不会超过用电标准。因为目前彩电、冰箱的普及率只有30%，而70%的家庭使用电扇、洗衣机等家用电器的话，则用电量是足够的。

电磁灶市场将从大城市逐步向中小城市扩散，从能源紧张的地方，向能源充足的地方扩散，将从居民消费逐步向单位饭菜店、宾馆、医院、旅游、舰船油轮、林杨、矿山、地探、防火、防爆等野外作业人员扩散，并将形成我国烹调器具的一个主流。

目前上海市场出现的电磁灶一类是进口灶，如台湾的速普乐(SPL)(另售价元688)，尚朋堂(另售价698元)，优田(另售价798元)，其保修期为三个月，价格比国产灶高41%~63%。销售量已达一千台以上，返修率为9%。

国产灶为上海星际无线电厂的星际牌DL-1000型(另售价456元)，上海电视十一厂生产的百合花牌DCL-1型(另售价599元)，上海灯具电器厂的百全牌GDZ-1000型(另售价495元)，上无四厂的凯歌牌4DCL，(另售价488元)上海器皿二厂双圈牌(另售价4百多元)上海广播电视技术研究所迪波牌DZS-12工频电磁灶(另售价498元)。全国目前约有70多家厂家生产电磁灶，年产量约10万台，其中星际牌返修率仅1~1.8%，全年计划产量3万台，目前国产元器件厂配套能力也基本适应整机发展，微晶玻璃，高反压大功率等，高压电容，集成电路等原需进口的关键件已基本实现了国产化，上海微晶玻璃的年产量可超过15万块。国产电磁灶质量已达到进口同类产品水平。而进口一台电磁灶要70~80美元，是目前国产电磁灶用汇量的4到5倍。

另外根据消费者售后信息反馈：国产电磁灶功率尚需加大可调，以利更好煎炸食品，生产厂家需健全售后维修措施。相信会有更多的用户欢迎使用这种新颖的烹调器具。

二、电磁灶工作及原理及电路介绍

1. 电磁灶工作原理

本装置是通过自激振荡的变换器向感应加热线圈馈给高频电流的感应加热烹调器。图1表示采用单端推挽变换器的感应加热烹调器的主要部分。在直流电源串接有晶体管 Q_1 ， Q_2 ，在 Q_2 和 Q_1 上分别反相并联有续流二极管 D_2 ， D_1 。在晶体管 Q_2 和二极管 D_2 的并联电路上连接感应加热线圈及谐振电容器 C_1 的串联谐振电路。在该电路上向晶体管 Q_2 ， Q_1 的基极提供规定的控制信号，使两者相互地导通，以便在感应加热线圈上导通高频电流，进而对放在线圈 L 上的锅子进行加热。用一定的频率 (20KHz) 激励晶体管 Q_2 以便对晶体管进行导通或截止的控制，在 Q_2 截止期间内， Q_1 导通，如果变更导通时间的长度就可以进行输入功率的控制。进行这种控制需要由正负电源及晶体管组成的互补电路，控制电路较为复杂，需要较多的部件。

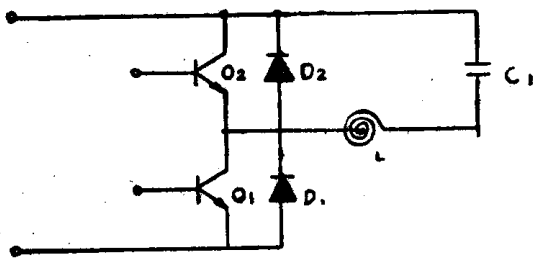


图1

在图2中，仍为电磁烹调器的主要电路图，其中由虚线表示的部分为采用两个变压器的自激振荡电路。第一变压器连续形成的初级线圈 N_1 和次级线圈 N_2 分别与具备同一特性的互电路连接的晶体管 Q_3 ， Q_4 的集电极的各端，共同端子与直流电源的负极正接。晶体管 Q_3 、

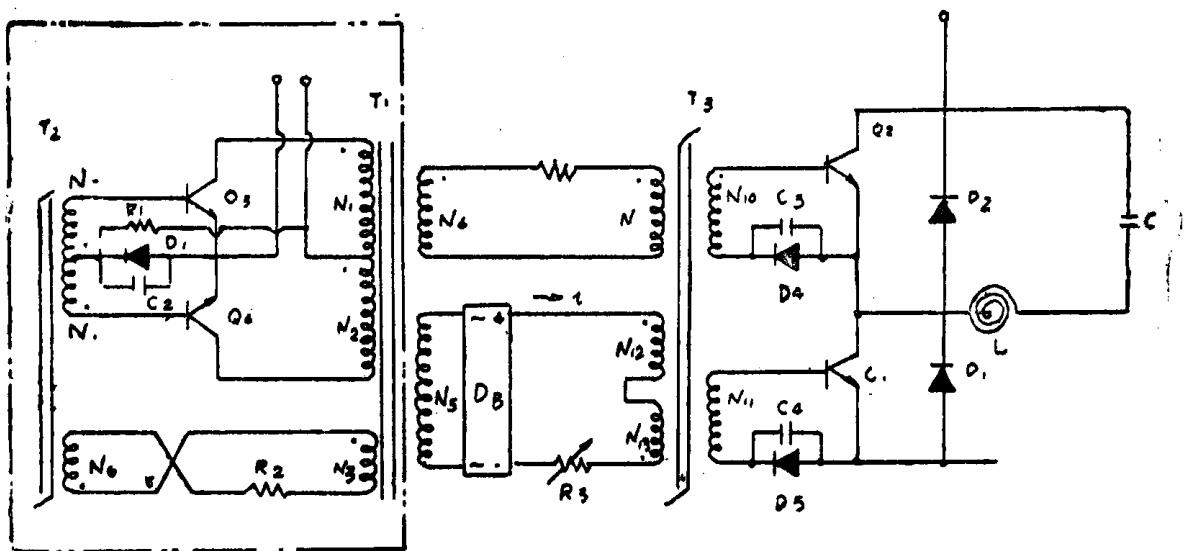


图2

Q_4 的发射极与直流电源的负极连接并与二极管 D_3 、电容器 C_2 的并联电路的一端连接,该并联电路的另一端与磁饱和型第二变压器 T_2 的连续形成的初级线圈 N_7 及次级线圈 N_8 的共同端子连接, N_7 、 N_8 的其他端子分别与晶体管 Q_3 、 Q_4 的基极连接。与 N_7 、 N_8 连接的二极管 D_3 的阴极通过启动用电阻 R_1 与直流电源的正极连接。第一变压器 T_1 的三次线圈 N_3 和第二变压器 T_2 的三次线圈 N_6 通过电阻 R_2 进行连接。自激振荡电路通过施加直流电压,首先使晶体管 Q_3 导通,在集电极—发射极之间开始导通电流,在第一变压器的初级线圈 N_1 和电磁耦合的三次线圈 N_3 上诱导电压,由该电压通过第二变压器 T_2 的三次线圈 N_6 在其初级线圈 N_7 诱导电压,在晶体管 Q_3 进行正反馈,根据基极电流可使晶体管 Q_3 导通。这样一来,由第二变压器的磁饱和作用而流经电阻 R_2 的电流增加,而线圈 N_6 两端的电压则下降,反馈电压下降。

这样,晶体管 Q_3 被截止,电容器 C_2 发生作用使晶体管 Q_4 导通,同样, Q_3 与 Q_4 交互地进行导通和截止。

在第一变压器 T_1 的四次线圈 N_4 上可得到上述的振荡频率(20KHz)的矩形电压,并向第三变压器的初级线圈提供上述四次线圈的输出。第三变压器是磁饱和型的,为了控制晶体管 Q_2 、 Q_1 的导通和截止,须具备次级线圈 N_{10} 、三次线圈 N_{11} ,为了进行磁饱和控制,须具备四次线圈 N_{12} 及五次线圈 N_{13} 。第二变压器的五次线圈 N_5 与整流电路DB连接,整流电路输出的直流电流流通于四次线圈 N_{12} 及五次线圈 N_{13} 的串联电路,通过该电路中的可变电阻 R_3 控制直流电流。

第二变压器 T_2 的两次线圈 N_2 端与晶体管 Q_2 的基极连接,另一端与二极管 D_4 和电容器 C_3 的并联电路连接,该并联电路的一端与晶体管 Q_2 的发射极或 Q_1 的集电极连接。线圈 N_{10} 的另一端与晶体管 Q_2 的基极连接。三次线圈 N_{11} 的端通过二极管 D_3 及电容 C_4 的并联电路与晶体管 Q_1 的发射极连接。另一端与晶体管 Q_1 的基极连接。

在直流电源中,连接有晶体管 Q_2 、 Q_1 的串联电路和与之反并联的二极管 D_2 、 D_1 的串联电路,在其正极与二极管的 D_2 、 D_1 的连接点连接感应线圈 L 和谐振电容器 C_1 的串联电路。

第二变压器 T_2 及第三变压器 T_3 根据晶体管 Q_3 、 Q_4 的导通到达饱和。上述电路的工作情况如下。即,利用第一变压器 T_1 的四次线圈 N_4 感应的矩形波电压,在第三变压器 T_3 的次级和三次线圈 N_{10} 、 N_{11} 上也可得到矩形波电压,因为线圈 N_{10} 、 N_{11} 与晶体管 Q_2 、 Q_1 的连接为反极性,故可反复地使 Q_2 、 Q_1 相反地导通或截止。而且加大可变电阻 R_3 的值可缩小流经线圈 N_{12} 、 N_{13} 的直流电流 i ,这时,第三变压器的饱和可由其磁芯的尺寸和特性决定, Q_1 、 Q_2 的导通时间较长。对此,减少可变电阻 R_3 的值加大直流电流 i ,变压器 T_2 的饱和将由该电流值控制。电流 i 越大,则饱和时间越快,晶体管 Q_1 及 Q_2 的导通时间就越短。为此,在感应加热烹调器中,必须进行输入功率的调整。具体办法是,第一变压器的五次线圈 N_5 得到磁饱和控制用的电源,控制晶体管 Q_2 、 Q_1 双方的导通时间,进而扩大输入功率的控制幅度。

图4为本装置的其他应用实例。该电路与图2所示的实施例相同,采用了自激振荡型变换器,但不是推挽型。现对之进行说明。对交流电进行整流后得到的直流电被提供给平滑电容器 C 。然后该直流被提供给使感应线圈 L 及谐振电容器 C_1 串联的串联谐振电路。在非谐振电容器 C_1 并联磁饱和变压器 T_4 的初级线圈 N_1 及晶体管 Q_6 的串联电路,在 Q_6 上反相并联续流二极管 D_1 。在 Q_1 的基极—发射极之间连接磁复位偏压电流供给电阻 R_{22} 。在 Q_6 的基极连接启动用

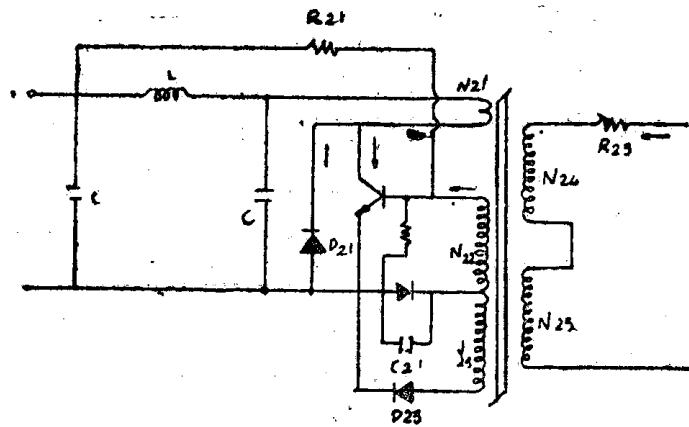


图 4

电阻 R_{21} ，由此而与直流电源的正极连接，并与变压器 T_4 的次级线圈 N_{22} 的一端连接。

晶体管 Q_0 的发射极与二极管 D_{22} 的阳极连接，并将其阴极连接在变压器 T_4 的次级线圈 N_{22} 及三次线圈 N_{23} 上。在二极管 D_{22} 上并联电解电容器 C_{21} 。三次线圈 N_{23} 的另一端与二极管 D_{23} 的阴极连接，并把该阴极与晶体管 Q_0 的发射极连接。

变压器 T_4 的四次线圈 N_{24} 及五次线圈 N_{25} 反极性串联以消除交流成分，在该串联电路通过可变电阻器 R_{23} 导通直流电流 I 。与上述的变压器 T_3 相同，变压器 T_4 由两个环状铁芯组成的环形线圈构成，而且，如果变压器 T_4 达到磁饱和，则在线圈 N_{22} 的两端就无法感应起电压，在晶体管 Q_0 的基极施加经过充电的电容器 C_2 的电压 ($=V_{DF}$)，导通反向偏压电流，由此，晶体管 Q_0 截止。其后，在感应加热线圈上导通谐振电容器 C_1 的谐振电流。如果该谐振电流的极性发生变化，在二极管 D_{21} 导通电流，导通结束后，定时在线圈 N_{21} 上产生极性电压，线圈 N_{21} 供给基极电压，由此，使晶体管 Q_0 导通。该电路进行自激振荡，在线圈 L 导通高频电流。此外，二极管 D_{23} 及三次线圈 N_{23} 向电容器 C_{21} 充电，使晶体管 Q_0 的发射极—基极电压保持恒定。

晶体管 Q_0 的截止时间由上述变压器 T_4 的饱和控制，根据可变电阻 R_{23} 的变更使控制用直流电流 I 变更，从而使磁饱和点变化。

该直流电流 I 变小时，由变压器 T_4 的铁芯的特性和尺寸决定，晶体管 Q_0 的导通时间最长，如果加大该直流电流，则饱和点加快，而晶体管 Q_0 的导通时间变短。这样，可以调整输入功率。

为了控制磁饱和，线圈 N_{24} 及线圈 N_{25} 分别卷在各个铁芯上，以便能消除交流成分。

上述构成的电路动作如下，即通过与平滑电容器 C_0 相连的连接直流电源的启动电阻 R_{21} ，在晶体管 Q_0 的基极上施加电压仅导通晶体管 Q_0 ，由此而导通集电极电流 I_c 。该集电极电流 I_c 通过变压器 T_4 的初级次级线圈 N_{21} 、 N_{22} 的线圈比 n_{21}/n_{22} 而作为晶体管 Q_0 的基极电流 I_b 而反馈，于是，保持 $I_b/I_c = n_{21}/n_{22}$ 的关系的晶体管 Q_0 达到导通饱和状态。该状态持续到变压器 T_4 达到磁饱和为止。在这一期间，在次级线圈 N_{22} 上产生正极性的电压，该电压被钳位于晶体管 Q_0 的基极—发射极的正向电压 V_{BE} 和二极管 D_{21} 的正向电压 V_{DF} 的电压和。变压器 T 可以通过下述的公式的 EW 积达到磁饱和。

$$EW = \Delta B \times A \times n_{21} \times 10^8 (V \cdot \text{sec})$$

E : 在初级线圈 N_1 上施加的脉冲电压(V)

W : 施加在初级线圈 N_1 的脉冲幅度(sec)

ΔB : 磁芯的饱和磁束密度(高斯)

A : 磁芯的截面积。

如上述, 变压器 T_1 的次级线圈 N_{22} 的电压受到钳制, 所以初级线圈 N_{21} 的电压为恒定值 $V_1 = n_{21}/n_{22}(V_{BE} + V_{DF})$, 基极电流 I_b 由线圈比 n_{21}/n_{22} 决定, 故把线圈比选择在比晶体管 Q_0 的电流放大率(h_{FE})稍微高的值上($n_{21}/n_{22} \geq 1/h_{FE}$), 由此可将最佳的基极电流提供给晶体管 Q_0 。

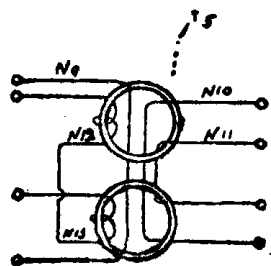


图 3

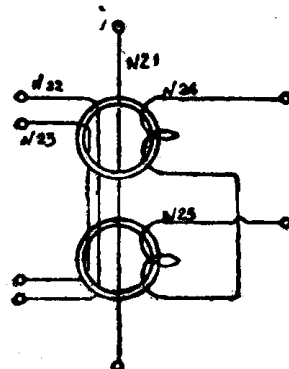


图 5

2. 电磁灶加热原理

电磁灶有低频和高频两种方式, 一般是采用高频方式。由于低频方式使用的是工频电源, 所以具有无需高频变换器, 结构简便等优点, 但从噪音和热效率方面看, 只能使用特殊的专用锅子, 而且在加热过程中还会吸附锅子。高频方式没有上述现象, 但需要备变换器, 至使结构复杂, 同时, 对零件件数增加引起的可靠性降低, 及电波故障采取相应的措施。两者的发热原理相同, 但线圈的结构不同。

电磁灶的加热原理介绍

按图 1 那样配置线圈和金属, 当电流通过线圈时, 产生磁力线, 这时处于磁场中的金属内形成了 (电磁感应作用)。

通过该电流和金属特有的电阻, 产生焦耳热量, 即可进行加热。如金属是铁等磁性体时, 还会产生磁滞损耗, 即铁耗, 但加热主要是焦耳热量。利用焦耳热量的加热, 与传统的镍铬加热器的加热意义相同, 但电磁灶是用被加热物(锅底)取代镍铬线来发热的。在等效方面, 可用作变压器的锅底来表示次级线圈和负载电阻。

这样, 自为一体的加热原理, 要比镍铬加热器的加热原理简单; 同时, 原理上说只要有电阻的物体, 电流通过时都能进行加热。但实际上, 当电流流过时, 由于电阻大小的不同, 会出现适于加热(和不适于加热)的现象。

由电磁感应加热引起的金属涡流损耗(吸收功率)可简单地用下式来表示。

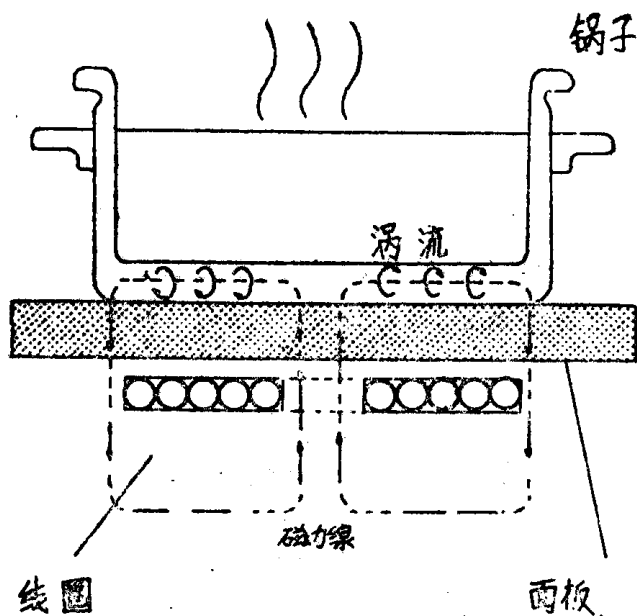


图1 电磁灶的原理

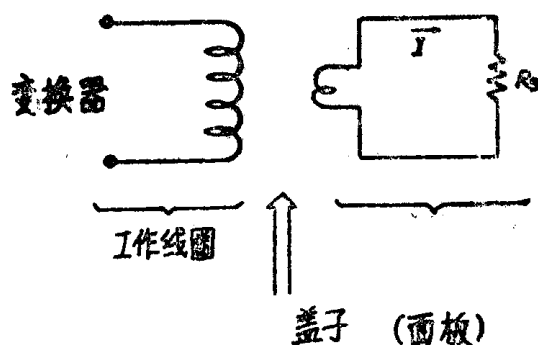


图2 变压器等效图

$$\begin{aligned}
 P_e &= R_s \times I_s^2 \\
 &= K_1 \times r \times H_w^2 \\
 &= K_2 \times r \times (N \times I)^2
 \end{aligned}$$

P_e : 吸收功率, R_s : 次级电阻, I_s : 次级电流。

r : 有效电阻, H_w : 磁场的强度。

I : 线圈电流, N : 线圈圈数。

流过置于交变磁场中金属的电流, 由于集肤效应, 随着表面向内部流动, 呈指数式减少。

$$I_d = I_0 \times e^{-d/p}$$

I_0 : 表面电流, d : 离金属表面的深度

P : 由频率, 材质决定的常数。表示表面电流 $1/e \approx 0.37$ 减少的深度, 将此称为电流渗透的深度。

现用电流密度比和功率密度比的形式来表明之, 见下图(图3)。

由图可知, 利用电流渗透的深度 P , 可以吸收 90% 的功率。这种在金属表面集中吸收功率是高频电磁感应加热的特点。

可用下式来表示电流渗透的深度 P 。

$$\begin{aligned}
 P &= \sqrt{P / (\pi \cdot \mu \cdot f)} \\
 &\approx 503 \cdot \sqrt{P / (\mu_s \cdot f)} \text{ (m)}
 \end{aligned}$$

P : 体积电阻系数 ($\Omega \cdot m$), μ : 有效导磁率

μ_s : 相对导磁率, f : 交变磁场频率 (Hz)

对主要金属的计算结果，示于表1中。

金 属	电 阻 率 $P(\Omega \cdot m)$	相对导磁率 μ_A	渗透深度 $P(mm)$	表面电阻 $R_s(\Omega)$
铁	9.8×10^{-8}	100	0.11	8.9×10^{-4}
430不锈钢(18—0)	6.0×10^{-7}	100	0.28	21×10^{-4}
304不锈钢(18—8)	7.2×10^{-7}	1	3.0	3.6×10^{-4}
铝	2.5×10^{-8}	1	0.56	0.45×10^{-4}
铜	1.7×10^{-8}	1	0.47	0.37×10^{-4}
银	1.6×10^{-8}	1	0.45	0.36×10^{-4}

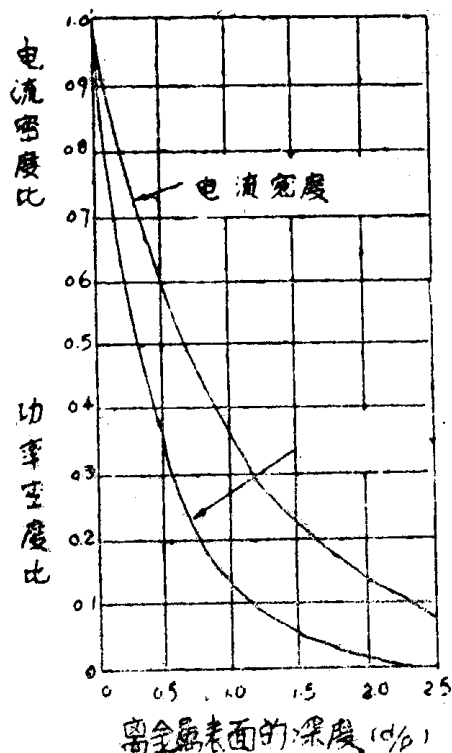
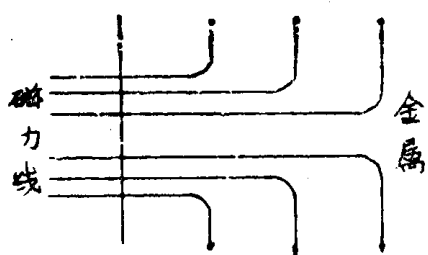


图3 金属中的电流 功率密度比

1 (表中的 R_s 代表表皮电阻，可用 D/p 来表示)。

吸收功率和前述的相同，也可用下式来表示。

$$P_e = K \cdot \sqrt{P \cdot \mu \cdot f} \cdot (N \cdot I)^2$$

由此式可知，吸收功率 P_e 与线圈的安培匝数的平方成比例，并分别与金属的电阻率，导磁率，磁场频率的平方根成比例。非磁性金属和磁性金属的导磁率 μ 大不相同，这就是电磁灶不能加热非磁性金属（铝和铜等）的原因。（若这样加热的话，要么太大地增加变换器的频率，否则只有增加线圈的安培匝数，但采用这些方法的结果，都会增加线圈的铜损，而被认为是不现实的）。

磁性体内磁滞引起的损耗可用下式来表示。

$$P_n = K_n \cdot B_m^{1.6} \cdot f \cdot V$$

P_n ：磁滞损耗， K_n ：磁滞系数。

B_m ：最大磁通密度， V ：磁性体的体积

虽然其在变压器的设计中是重要的因素，但在以加热为目的电磁感应中， $P_e \gg P_n$ ，故基本可忽略不计。

其次，在电磁灶之类的用途中，尽管不成问题，但在加热磁性金属时，随着温度的升高，吸收功率 P_e 会慢慢地发生变化，到达某一点时，会急剧减少。现认为这是有效导磁率 μ 和电阻率 P 与温度一起发生变化的结果，主要原因是，电流渗透的深度 p 发生了变化。在某一点， P_e 急剧减少，是因为接近磁性

体的居里点时， μ_s 急剧减少，最终 $\mu_s = 1$ 时，所得到的结果。

通过电磁灶还可以观察到,依靠负载的温度,可使输入功率或变换器频率的变化非常小。工业上充分利用了这一特点。在淬火等场合,当接近磁性金属的居里点时, P_e 迅速减少,以此能自动调节,保护被加热物不会熔融损坏。作为参考,表中列出了主要金属的居里点。

表2 金属的居里点

金 属	居 里 温 度
铁	770℃
强磁性铁镍合金(78Ni, 22Fe)	550℃
碳素钢	720℃
镍	360℃

3. 电磁灶的电源装置

作为电磁灶的电源装置,应具备下列器件,由加热线圈及电容组成的谐振电路的电路,并联开关元件,控制开关进行开关的激励电路,给激励电路输电的电源变压器,开关元件在接通时,给激励电路输电的第一整流器,开关元件在断开状态时,给激励电路输电的第二整流器。

电源变压器有一组次级线圈,第一及第二整流器各自的阴极阳极接在次级线圈的一端,成为整流元件,本电磁灶的电源装置就是以此为特点的。

此电源变压器的另一特点就是能兼作风扇马达,成为马达变压器。

原来的电磁灶电路结构如图3所示。

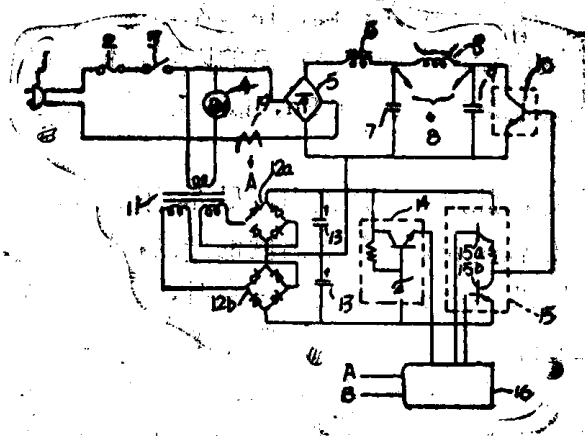


图3

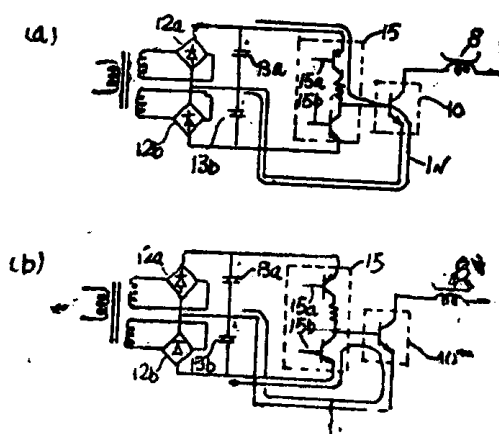


图4

这种结构是通过插头1, 保险丝2, 开关3来供电的, 驱动风扇马达的同时, 依靠由整流器5, 电抗器6及平滑电容7组成的电路, 来激励由加热线圈8及电容9组成的串联谐振电路, 从而得到高频交变信号, 达到感应加热的目的。

激励由加热线圈8及电容9组成的串联谐振电路, 是依靠由电容9并联的开关元件(晶体管)10来进行的。

开关元件10的激励是由电源变压器11, 2个电桥整流器12a, 12b, 平滑电容13—13, 稳压电源电路14及开关元件激励电路15组成的控制电源电路的输出来进行的。

控制电源电路的控制元件(14, 15)由控制电路16来激励, 从电流变压器19及加热线圈8向此电路输送信号A、B, 从而激励各控制元件。

如果根据上述结构, 就如图4所示, 电路15的晶体管15a在接通状态, 晶体管15b在断开状态时, 由于电流 I_N 流过开关晶体管10(图a), 使晶体管10累积载流。晶体管15a在断开状态, 晶体管15b在接通状态时, 由于在晶体管10上外加反电压, 使累积载流强制性地作为电流 I_F (图b)流出。

因此, 由于开关元件10的累积载流, 可使断开时间缩短, 同时能减少开关元件10的开关损失, 即在晶体管10上的损失。

但是如果按照这种装置, 为了缩短断开时间, 必须具有外加反电压的结构, 变压器11的次级线圈必须准备二组, 随之桥式整流器及平滑电容也必须准备二组, 因此就达不到控制电源小型价廉的目的。

为了清除上述原来技术的缺点, 构成结构简便的电磁灶电源装置, 设计了图1所示的实例装置。

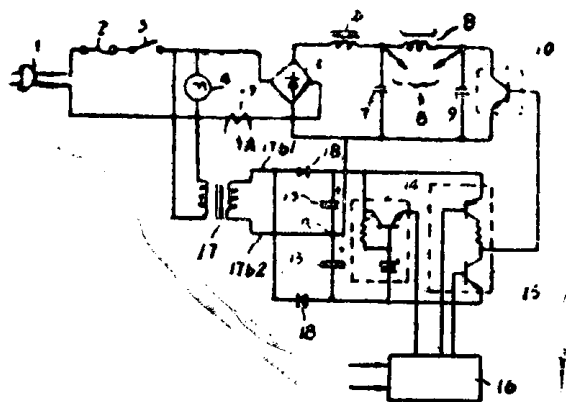


图1

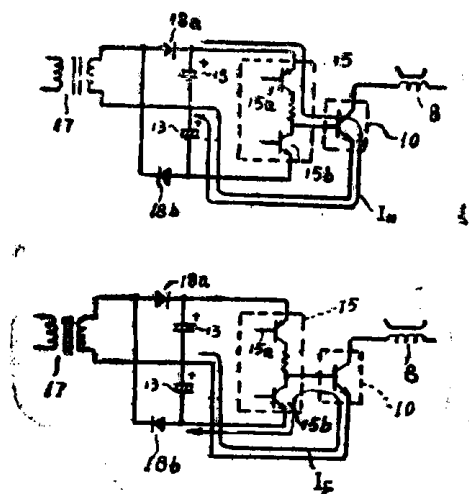


图2

根据本装置实例, 控制电源电路的电源变压器17的次级线圈只有一组, 针对次级线圈17b的输出, 设计整流元件18—18, 其它地方如同图3。即在变压器17的次级线圈17b的输出端子17b₁上连接一个整流元件18的阴极, 同时再连接另一个整流元件18的阳极。整流元件18—18的剩余各极接在平滑电容13—13的一端, 变压器17的次级线圈17b₂接在平滑电容13—13的节点n上。

下面根据第二图说明一下本装置的工作原理。

激励开关元件10的是电路15, 而其晶体管15a在接通状态, 另一个晶体管15b在断开状态时, 如图2(a)所示, 从变压器17流出的电流 I_N 通过整流元件18a, 晶体管15, 使晶体管10接通, 再流过电容13—13返回到变压器17。

反之, 如图2(b)所示, 激励电路15的晶体管15b在断开状态, 晶体管15a在接通状态时, 开关晶体管10处于断开状态, 变压器17向开关晶体管10外加反电压, 电流 I_F 从晶体管15a及二极管18b中流过。

因此, 开关晶体管10在接通状态时(图2(a))就能把累积的载流作为电流 I_F 强制性地流出。

在以上的实例中, 如果用马达变压器代替电源变压器17, 在风扇马达4上设计一个电源变压器用的次级线圈, 即使这样做也可以。

由于采用了上述的结构, 依靠开关元件的累积载流, 就能缩短断开时间, 从而提供了一种结构简便, 价廉物美的电磁灶电源装置。

4. 高频电源

这里介绍的感应加热用高频电源, 高频电源能在谐振频率发生突然变动时, 能防止对变换电路的开关场效应晶体管流有过强的漏电流。

该高频电源有如下特征: 采用开关场效应晶体管(以下称开关FET)作为开关元件组成开关部分, 然后形成变换电路, 栅信号源供给开关部分的开关FET栅、源极间, 在进行开关动作的感应加热用高频电源中, 在将栅信号源供于开关FET栅极的驱动用栅信号的栅信号供电电路处连接降压电阻, 在上述降压电阻的输入端, 连接栅极用场效应晶体管(以下称栅FET)的栅极, 上述降压电阻的输出端与开关FET的栅极连接处连入门电路FET的源极, 在开关FET的漏极处连接栅FET的漏极。

将降压电阻与栅FET连接, 则在开关FET的漏电流反流时, 由于栅FET阻止了对该FET的栅极供给驱动用栅电流。所以抑制了开关FET的漏电流呈尖峰状增强。

以下以一实例加以说明之。

本实例的感应加热用高频电源的基本结构如图3。在图3中, 1A~1D是以电力用开关场效应晶体管(以下简称为开关FET)为开关元件的第1~第4开关部分, 2A~2D为各开关部1A~1D的驱动用栅信号输入端子, 3A~3D为开关部1A~1D的漏极端子, 4A~4D为各开关部1A~1D的源极端子。各开关部1A~1D连接电桥, 形成变换电路。即图1中的开关部1A的漏极端子3A与第3开关部1C的漏极端子3C相互连接, 第2开关部1B的源极端子4B与第4开关部1D的源极端子4D互相连接, 第1开关部1A的源极端子4A与第2开关部1B的漏极端子3B相互连接, 第3开关部1C的源极端子4C与第4开关部1D的漏极端子3D相互连接, 形成变换电路5。6和7为设在变换电路5的输入端5A、5B的电源正端子及电源负端子, B为连接于变换电路5输出端5C、5D的输出变压器, 即由第1开关部1A的源极端子4A与第2开关部1B的漏极端子3B连接点组成的变换电路5的一方输出端5C与第3转换部1C的源极端子4C和第4

转换部1D的漏极端子3D所组成的变换电路5的另一方输出端5D之间，输出变压器8的初级卷线8A的两端连接。9与10为连接于输出变压器8的次级线圈8B的两端，形成串联谐振电路的谐振电容器与加热线圈。12A为共同连接于第1、4开关部1A、1D的驱动用栅信号输入端子2A、2D的第1公共栅信号，12B为共同连接于第2、第3开关部1B、1C驱动用栅信号输入端子2B、2C的第2公共栅信号源。第1、第2公共栅信号源12A、12B以变换电路5的振荡频率1/2周期将相应的重复开、关驱动用栅信号供于与之相应的第1~4开关部1A~1D的驱动用栅信号输入端子2A~2D。

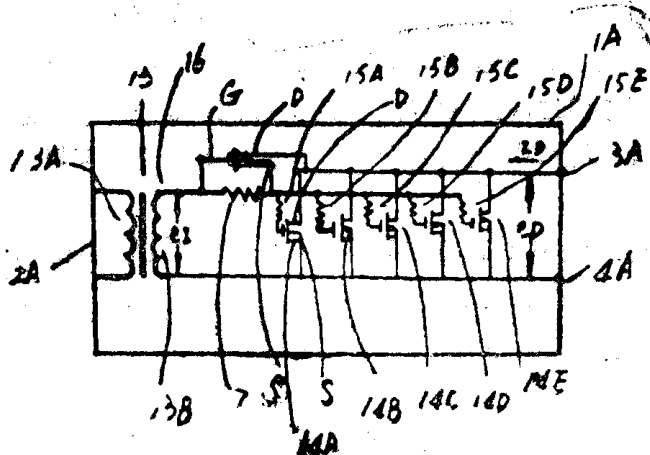


图1 —— 感应加热用高频开关部实例电路图

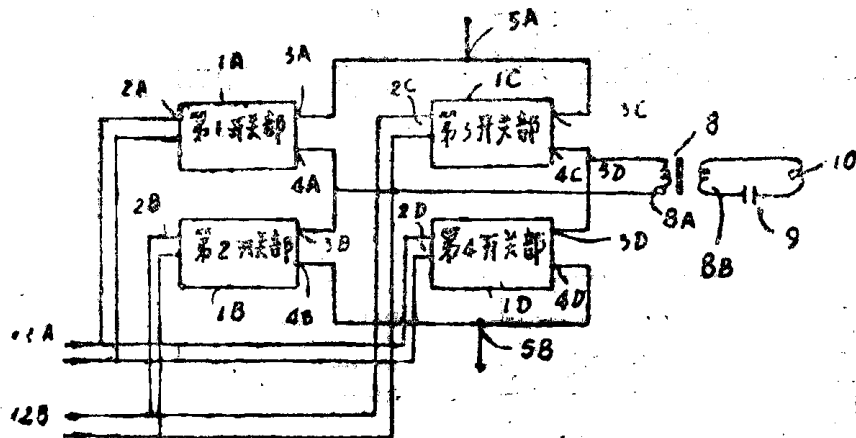


图3 —— 感应加热用高频电源基本结构方框图

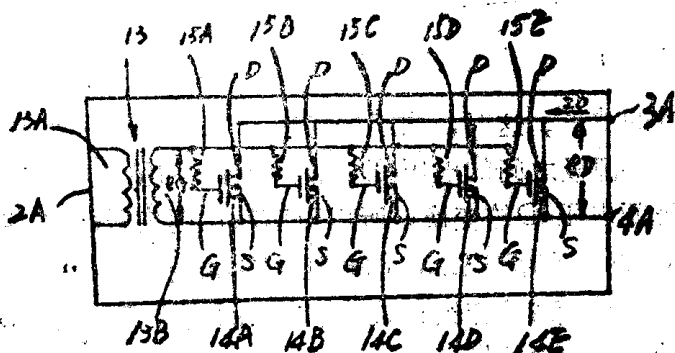


图4 —— 过去采用的感应加热用高频电源的开关部电路图

图4表示以第1开关部1A为例的以前的1~4开关部1A~1D的内部结构的例子,其他开关部1B~1D也同样,在图中,13为由驱动用栅信号输入端子2A供于初级线圈13A的栅信号栅变压器,14A~14E为相互并联设计的开关元件的开关FET。各开关FET14A~14E的栅G各自通过防止寄生振荡用电阻15A~15E,均连接于栅变压器13的次级线圈13B的一端。各开关FET14A~14E的源极S均连接于栅压13的次级线圈13B的另一端与该第1开关部1A的源极端子4A上。各开关FET14A~14E的漏极D均连接于该第1开关部1A的漏极端子3A处。因此,驱动用栅信号通过栅变压器均供给开关FET14A~14E的栅G与源极之间。

图5A~图5C表示过去感应加热用高频电源的各部分波形,在各图中,eD为开关FET14A~14E的漏极D与源极之间的电压波形,iD为开关FET14A~14E的漏电流波形,该漏电流iD由于是谐振电路的缘故,其变换电路5的负载形成正弦波的 $\frac{1}{2}$ 周期。eG为驱动用栅信号的波形,ONA表示第1动作组的第1、4转换部1A、1D导通的第1导通图。ONB表示第2动作组的第2、第3开关部1B、1C导通的第2导通图,斜线部分表示导通期间。TON为各开关部1A~1D的导通期间。

图5A表示振荡频率即栅信号源12A,12B的频率由谐振电容器9与加热线圈10决定的谐振频率与同一场合的波形。该场合导通时间 T_{ON} 为变换电路5振荡频率1个周期的时间T的 $\frac{1}{2}$ 时间。第1、第2导通图中ONA, ONB的导通期是不重复的,属正常动作状态。

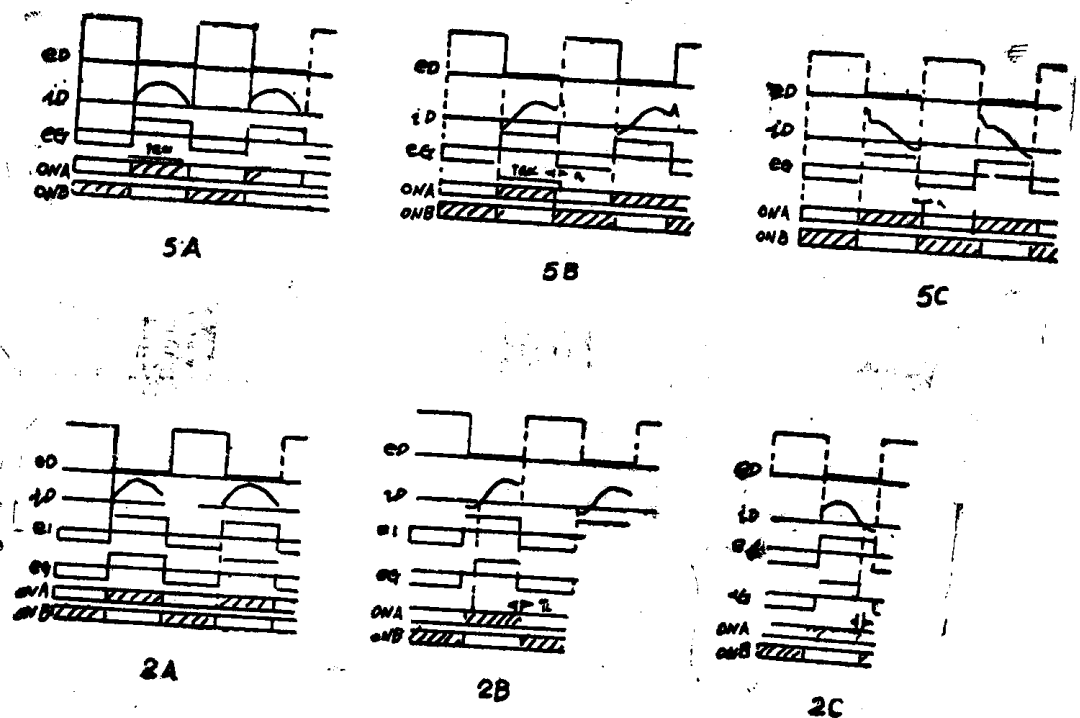


图5B表示振荡频率数比谐振频率数高时的波形。这时,由于振荡频率与谐振频率位相,变换电路5的负载成为负载感应,对漏、源极之间的电压eD,漏电流iD的相位延迟方向位移,漏电流iD由于在流动期间作漏,源极间电压eD的变换,所以对驱动用栅信号eG的变换,开关FET不马上转换开关FET14A~14E的导通时间 T_{ON} ,而只延长 T_L 的时间。因此,由第1动作组组成的第1、第4开关部1A、1D与第2动作组组成的第2、第3开关部1C、1D的导通时间有一部分重复,漏电流iD在导通重复时尖峰增大。