



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510055480.2

[43] 公开日 2005 年 9 月 21 日

[11] 公开号 CN 1671266A

[22] 申请日 2005.3.18

[74] 专利代理机构 北京邦信阳专利商标代理有限公司

[21] 申请号 200510055480.2

代理人 王昭林 张小英

[30] 优先权

[32] 2004. 3. 19 [33] JP [31] 2004 -079571

[32] 2004.11.10 [33] JP [31] 2004 - 326485

[71] 申请人 陈宏飞

地址 台湾省台中市西屯区市政南一路 56 号

共同申请人 牛嶃昌和

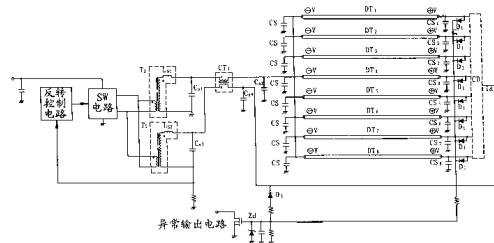
[72] 发明人 牛嶃昌和 泰道大辅

权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 18 页

[54] 发明名称 面光源用放电管并联点灯系统

[57] 摘要

本发明的目的在于提供一种减少亮度不均与静电杂讯后能维持各放电管的电流均匀、稳定，以及成本低的面光源用放电管并联点灯系统。该面光源用放电管并联点灯系统主要构造是在具有多数放电管的面光源系统中，具有用以使放电管并联点灯的模组，且该模组的输入端子及位于该放电管的连接处有模组的相反侧的电极借由相位差 180 度相位的电压波形来驱动，并且该面光源系统的逆相位输入端子是透过一个用于分用的电流变压器与具有逆相位输出的交流电路连接，以抵销由流向该分流变压器的各线圈电流所产生的磁通量，且使该具有逆相位输出的交流电路其共振频率一致，并输出均衡。



1. 一种面光源用放电管并联点灯系统，适用于点亮多数放电管，其特征在于：包含一使所述放电管并联点亮的模组，且该模组的输入端子，及位于放电管连接有该模组的相反侧的电极，均是借由相位差 180 度相位的电压波形来驱动，并且，该面光源系统的逆相位输入端子是透过一分流变压器与具有逆相位输出的变流电路相连，以抵消由流向该分流变压器的各线圈电流所产生的磁通量。

2. 如权利要求 1 所述的面光源用放电管并联点灯系统，是将前述模组置换成每隔一根以逆相位驱动相邻的前述放电管电极的构造，其特征在于：前述模组分成两群分流模组，且前述各分流模组分别具有可以得到将同相位驱动的各电极连接成并联驱动的逆相位分流模组输入端子，以及与前述分流模组相连接并与前述放电管电极不同端的电极是具有将以同相位驱动的各电极集合成一个构造的另一输入端子，且前述各输入端子中的同相位输入端子再透过其它分流变压器互相连接，以借由流向各线圈的电流抵销该分流变压器所产生的磁通量。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的面光源用放电管并联点灯系统，其特征在于：用以连接前述具有逆相位输出的变流电路的分流变压器是位于升压变压器的二次低压侧与 GND 之间，以借此抵销由流向该分流变压器的各线圈电流所产生的磁通量。

4. 如权利要求 1 至 3 所述的面光源用放电管并联点灯系统，其特征在于：共振用电容分别分散配置于前述分流变压器的变流电路侧及面光源侧，且该共振用电容的值可调整到适当值，借此可以修正流向该分流变压器的电流不均，并使该分流变压器的尺寸形状小型化。

5. 如权利要求 1 至 4 所述的面光源用放电管并联点灯系统，其特征在于：还包含前述具有逆相位输出的变流电路及分成多数两群的偶数放电管，且放电管是配置成互相以逆相位驱动的一对关系，并且前述一对放电管的低压侧一端是透过前述分流变压器的其中一线圈相互连接，而另一端则连接于前述具有逆相位输出的变流电路的各相位输出，又，前述分流变压器的另一线圈是与另一群放电管互相串联，借此可以均衡前述各放电

管的电流，同时进行管电流检测。

6. 如权利要求 5 所述的面光源用放电管并联点灯系统，其特征在于：是 4 灯用面光源用放电管并联点灯系统，且前述分流变压器的另一线圈是连接于另一对放电管的低压侧。

5 7. 如权利要求 6 所述的面光源用放电管并联点灯系统，其特征在于：前述分流变压器是置换成 3 分流或 N 分流的分流变压器，使 6 灯或 2N 灯用面光源用放电管并联点灯系统并联点灯。

## 面光源用放电管并联点灯系统

### 5 技术领域

本发明是有关于本发明人相关发明中的日本专利公开公报特许第 2733817 号(美国专利第 5495405 号)发明的利用发明或其技术性主旨的利用, 并且是有关于在液晶电视中使用, 及一般照明用等大型面光源系统中, 适用冷阴极萤光管(CCFL)(Cold Cathode Fluorescent Lamp)、外部电极放电管(EEFL)(External Electrode Fluorescent Lamp)、霓虹灯等长型且需要高电压的面光源用放电管并联点灯系统。

### 背景技术

近年来, 随着液晶用背光模组逐渐大型化, 背光模组所使用的放电管也逐渐长型化。

伴随于此, 放电电压也会变高, 另一方面, 放电阻抗也会变高。

所以在外部电极型放电管(EEFL)中更需要高放电电压。

而由于在液晶电视等大型面光源中会要求面光源的亮度均匀, 因此如图 12 所示, 各放电管均设有以检测流向放电管的电流以及反馈至控制电路来将电流维持固定的机构。

另外, 一般而言, 过去多半将放电管的单侧电压设为高压, 并且将另一端的电极驱动为 GND(接地)电位使其点亮。该点灯电路被称为单侧高压驱动, 且该驱动方式有容易简便进行电流控制的特征。

但, 随着放电管的长型化, 放电管的放电电压会变高, 且放电管的阻抗也会变高, 因此, 在放电管的高压端与低压端之间的亮度差会很明显, 该现象称为亮度不均。

亮度不均现象在放电管单体中不甚明显, 但当放电管在接近反射板等接近导体时会很明显(日本专利公开公报特开平第 11-8087 号、日本专利公开公报特开平第 11-27955 号)。

其中，由于以单侧高压驱动时亮度不均较大，因此，如图 13 所示，便借由以逆相位的高电压驱动放电管两端而称为两端高压驱动的方式或浮动(Floating)方式等方式来减少亮度不均现象。由于这种方式能使放电管的各电极电压为  $1/2$ ，因此有利于需要高电压的长型放电管或外部电极放电管的驱动。

又，因为电流透过放电管周边所产生的寄生电容而流动的现象称为漏电流，所以若电极电压为  $1/2$ ，则该漏电流也会变少，借此放电管的亮度会更加均匀。

再者，在升压变压器中，线圈的电压也会变低，且升压变压器的安全性也会提高。

因此，两侧高压驱动适合作为大型面光源中的长型放电管驱动。

另一方面，由于放电管是以高电压驱动，因此从放电管辐射出的静电杂讯较大。

而由于该静电杂讯会对液晶带来影响，因此如日本专利公开公报特开第 2000-352718 号所示，每隔一根交互地以相位差 180 度的输出来驱动放电管，借此以抵销从放电管辐射出的静电杂讯。

图 15 为显示其中一例的构造，在该例子中，将变压器的二次侧线圈设计为浮动(Floating)构造，且设计为逆相位输出，并将各输出连接于放电管的其中一端，且一起连接该放电管的另一电极，借此串联放电管驱动。

又，借由电流检测装置  $CDT_1$  至  $CDT_4$  来检测各放电管的电流，且反馈至电压源  $WS_1$  至  $WS_4$  来使得电流均匀且稳定。

因此，借由相位差 180 度的电压来驱动相邻的放电管，可以抵销从放电管辐射出的静电杂讯，并且减少对液晶的影响。

进一步增进上述方法的例子为第 16 图所示的构造，各放电管分别设置浮动(Floating)构造的变压器，并且每隔一根交互地以相位差 180 度的电压来驱动，借此以抵销静电杂讯。

又在第 16 图所示的方法中，由于高电压的配线变长，因此如第 17 图所示的构造中，在两侧配置漏泄磁通量型变压器以缩短高压配线的长度。

第 16 图至第 17 图皆模式性地显示交流电源，但在实际的大型面光源

用交流电路（Inventer）中，由于有各变压器分别设置在第 12 图所示的电流控制电路，因此电路规模会很大。

另外，在大型面光源系统中，针对交流电路规模很大的问题，可以借由并联驱动面光源装置所使用的多数放电管以使得各放电管电流均匀的装置来解决，此就是由本发明中发明人在日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号(US 专利第 2004-0155596-A1)发明所提出第 18 图所示的构造。

【专利文献 1】日本专利公开公报特许第 2733817 号(美国专利第 5495405 号)。

【专利文献 2】日本专利公开公报特开平第 11-8087 号。

【专利文献 3】日本专利公开公报特开平第 11-27955 号。

【专利文献 4】日本专利公开公报特开第 2000-352718 号。

【专利文献 5】日本专利公开公报特愿第 2003-365326 号。

【专利文献 6】日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号(US 专利第 2004-0155596-A1)。

### 发明内容

单侧高压驱动是将放电管的其中一电极设高电压，并将另一电极设为 GND(接地) 电位。当利用日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号(US 专利第 2004-0155596-A1)发明所提出的第 18 图所示的方法作多数并联驱动时，多数放电管的其中一电极在相邻各放电管中会全部成为同一个相位。

所以上述单侧高压驱动会有亮度不均较大的问题，并且从放电管辐射出的静电杂讯也较大，而有时对液晶会造成影响。

因此，为了隔断从面光源辐射出的静电杂讯，必须将涂布有 ITO(Indium Tri Oxide) 的导电性薄膜等插入面光源与液晶面板间。

但是上述亮度不均的现象是发生在将放电管配置在靠近反射板的地方时，高电压侧会变亮，低电压侧会变暗。在大型面光源中，无法避免该亮度不均的现象发生。

亮度不均在放电管的阻抗高时或放电管周边的寄生电容大时会变大，

这是由于电流透过寄生电容流入而产生接近导体状态的缘故。因此，纵使放电管的驱动频率变高，亮度不均还是会变大。

又，在液晶电视用背光模组中，为了延长放电管的寿命，多半会降低电流，但降低电流也会使得放电管的阻抗变高。

而且由于大型液晶电视中是使用长型放电管，其本来阻抗就很高，因此液晶电视所使用的放电管阻抗会基于上述2个理由而变得非常高，且特别容易引起亮度不均的现象。

另一方面，当放电管较长时，为了使其具有强度，不得不增加外径，  
10 笔记型电脑用背光模组(面光源)的放电管通常为1.8mm至2.7mm，而液晶电视用背光模组(面光源)则为3mm至5mm左右。于此，放电管的外径变大意味着放电管与反射板之间所产生的寄生电容会变大。

因此，在大型面光源中，放电管的阻抗高且寄生电容大，所以容易引起亮度不均。因此具有长型放电管的大型液晶背光模组不容易用高频率来驱动。

15 亮度不均现象在放电管的电极附近是电位高的部分亮，而电位低的部分暗，因此两侧高压驱动的亮度不均较单侧高压驱动少。(日本专利公开公报特开平第11-8087号、日本专利公开公报特开平第11-27955号)

当进行两侧高压驱动时，两侧的电极附近较亮，而中央附近较暗，但此时的亮度不均远比单侧高压驱动时要来的小。因此在采用两侧高压驱动  
20 时也可以提高驱动频率。

但在进行两侧高压驱动时，在变流电路中需要2个逆相位输出。

于是需在该变流电路的输出处配置有漏泄磁通量型变压器，且将各输出直接连接于放电管两侧的电极，才能在变流电路得到两个相位差180度的电压输出，但此时变流电路的两个逆相位输出不一定会成为均匀的输出。  
25

若输出不均匀，则放电管中的一电极其电压会变大，而另一电极的电压会变低，因此，变流电路的输出负荷会不均匀。该输出的偏差现象容易发生在利用下述方法时，也就是在升压变压器使用漏泄磁通量型变压器，并使漏泄磁通量型变压器的漏电感与二次侧电路的电容成分共振，借此改

善从升压变压器的一次侧来看的功率因数，并减少铜耗，以得到交流电路的高效率时。

另外，利用上述共振技术得到交流电路的高效率技术，已经由本发明人的其中一人在日本专利公开公报特许第 2733817 号（美国专利第 5495405 号）发明中提出。也就是输出偏差现象不容易在利用漏电感小的非漏泄磁通量型变压器作输出段的升压变压器，且在管电流的稳定化上使用稳流（ballast）电容器的习知型交流电路的情形下发生，该输出偏差现象是在执行日本专利公开公报特许第 2733817 号（美国专利第 5495405 号）发明以得到高效率的方法时特有的现象。

如第 13 图所示，若交流电路的输出有两个，且各输出电压相位差 180 度，则各逆相位输出可构成共振电路。当分别无关连地构成两个共振电路时，两个共振电路的共振频率不一定要一致。

当如上所述共振电路的共振频率不一致时，如第 14 图所示，纵使以同一频率驱动，交流电路的输出升压比也会不同，且放电管的各电极电压也会不同，结果在交流电路的各输出之间会产生不平衡。

上述不平衡的原因是由于交流电路输出所使用的漏泄磁通量型变压器的漏电感不同，或二次侧电路的电容成分不同使得两个逆相位输出的共振频率不同的原故。

在实际的面光源系统中，于放电管的各电极连接有分流电路模组，又在放电管与具有作为接近导体效果的反射板之间的尺寸精度也有不均，因此会产生很多的寄生电容不平衡。

又，漏泄磁通量型变压器的漏电感也有不均，前述理由成为共振电路频率无法一致的原因。

当共振频率不一致时，会在输出上产生不平衡，且无法均匀地驱动放电管两侧的电极，结果，过大的电力会集中在其中一者输出，且交流电路的发热会有偏差。

为了防止该输出偏差的现象，必须使逆相位输出的各共振电路的共振频率一致。

接着，若从静电杂讯方面来看则如下所述。

在减少静电杂讯时，借由以逆相位输出驱动相邻的各放电管来抵销静电杂讯是有效的。第 15 图至第 17 图所示者为其中一例，为了如上所述驱动放电管，可将以逆相位驱动的 2 根放电管设为一组，且每 2 根放电管设置一个变压器，并借由具有逆相位输出的变压器驱动。

然而，第 15 图所示的例子是相邻放电管的其中一电极为逆相位的高电压，而另一电极为低电位。此时由于有透过高电压侧的相邻放电管之间所产生的寄生电容  $C_{sm}$  流动的漏电流，因此亮度不均会较第 18 图所示的单侧高压驱动方式更严重。结果造成该构造的背光模组不得不以相当低的频率来驱动。

因此如第 16 图所示，可考虑以一个变压器驱动一个放电管以成为两侧高压驱动的方法。

但由于该方法会使得很多高电压配线横越面光源的框体中，因此寄生电容会不平衡。

又由于每一根放电管皆以逆相位驱动，因此需要比第 15 图所示的构造更多的变压器。

并且第 17 图所示的构造是为了防止高电压的横越线而进一步地增加变压器的数量，且配置于放电管的两侧而成为两侧高压驱动，又每一根放电管皆变更驱动电压的相位以减少静电杂讯，但如此一来，需要相当多的变压器与控制电路。

又，第 16 图至第 17 图中所省略的开关电路及控制电路，在实际液晶电视用的变流电路系统中，会为了检测各别电流在各放电管加上用以控制的电路，因此，变流电路的规模会非常大。

并且，第 15 图至第 17 图的电路皆未解决二次侧电路因共振频率不均所造成的不平衡问题。

所以，需要在减少亮度不均且减少静电杂讯的情形下，可维持使各放电管的电流均匀、稳定且成本低的多灯用面光源系统及变流电路。

本发明有鉴于上述观点，当具有两个共振电路，且放电管是以两侧高压方式借由具有逆相位输出的变流电路驱动时，借由将线圈间耐压高的分流变压器连接于变流电路与放电管之间，使各共振电路的共振频率因偏差

所产生的驱动电力的偏差均衡，并使共振频率一致，以实现变流电路的逆相位输出的耗电量均衡。

又再以两侧高压方式驱动放电管使放电管的亮度均匀，同时以逆相位驱动相邻的各放电管以抵销减少静电杂讯的多灯面光源系统中，组合线圈间耐压高的分流变压器与分流电路模组以构成分流电路，借此，能以单纯的构造来实现变流电路系统。

借由融合上述两个技术，能成为两侧高压驱动、可减少静电杂讯、可实现各放电管的电流均匀并稳定，并且成本低的多灯面光源系统。

且在单侧高压驱动方式中，借由在低压端以分流变压器结合相邻的各放电管，可抵销静电杂讯，且实现成本低的多灯面光源系统。

### 附图说明

下面结合附图及实施例对本发明进行详细说明，附图中：

图 1 是显示本发明一实施例的两侧高电压驱动的电路图；

图 2 是显示在本发明一实施例以外显示隔着一根放电管交互地以逆相位驱动的连接法的其它实施例的电路图；

图 3 是显示本发明其它实施例的电路图；

图 4 是显示本发明其它实施例的电路图；

图 5 是显示本发明其它实施例的电路图；

图 6 是显示本发明其它实施例的电路图；

图 7 是显示本发明其它实施例的电路图；

图 8 是显示与本发明相关的 3 分流变压器的例子的说明图；

图 9 是显示利用与本发明相关的 3 分流变压器的本发明其它实施例的电路构造图；

图 10 是显示相邻的放电管进行同相位驱动时的静电杂讯的测定结果；

图 11 是显示相邻的放电管进行逆相位驱动时的静电杂讯的测定结果；

图 12 是显示用以实现习知大型面光源亮度均匀的例子的电路图；

图 13 是显示在过去以逆相位高电压驱动放电管的两端的方式中，两个共振电路作用的模式图；

图 14 是说明在第 12 图所示的电路中，因为共振频率不一致导致输出升压比因频率而不同的状态的驱动频率 - 升压比的关系图；

图 15 是显示习知单侧高压驱动方式中抵销从放电管辐射出静电杂讯的例子的电路图；

图 16 是显示在习知两端高压驱动方式中抵销从放电管辐射出静电杂讯的其它例子的电路图；

图 17 是显示在习知两端高压驱动方式中抵销从放电管辐射出静电杂讯的其它例子的电路图；

图 18 是显示在习知大型面光源系统中，施行并联驱动面光源装置所使用的多数放电管使各放电管电流均匀方法的例子的电路图。

### 具体实施方式

在本发明被详细描述前，要注意的是，在以下的说明内容中，类似的元件是以相同的编号来表示。

第 1 图是显示本发明一实施例的两侧高电压驱动的电路图，反转控制电路与 SW 电路分别为变流电路的振荡电路与升压变压器的驱动电路，且一般所使用的变流电路皆可适用。

T1 及 T2 为具有漏电感 (JIS)  $L_{S1}$ 、 $L_{S2}$  的漏泄磁通量型升压变压器，且以等效电路来表示。另外在简单说明，电路图中有时会省略记述漏电感 (JIS)  $L_S$ 。若根据 ISO 的记载则不是正确的记述，但在所属领域中且具有通常知识者之间多半习惯省略。

$C_{W1}$ 、 $C_{W2}$  为线圈间的寄生电容， $C_{A1}$ 、 $C_{A2}$ 、 $C_{A3}$ 、 $C_{A4}$  为适时辅助性地附加的辅助电容，又在放电管周边也有寄生电容  $C_S$ ，前述电容的总和是构成二次侧电容的成分。电容与漏电感  $L_{S1}$ 、 $L_{S2}$  是构成两共振电路。

$C_{A1}$ 、 $C_{A2}$ 、 $C_{A3}$ 、 $C_{A4}$  可调整两共振电路的共振频率。 $CT_1$  为分流变压器并结合两共振电路，且连接成可使流向各线圈的电流所产生的磁通量相向抵消。 $CD$  为电流分流电路模组。

第 2 图是在第 1 图所示的构造中，进一步使每一根放电管的相位相反以抵销静电杂讯的实施例。DT<sub>1</sub> 至 DT<sub>8</sub> 为放电管，且借由分流电路模组 CD1 及 CD2 分别统合成两群。分流电路模组 CD1 及 CD2 的端子 Td<sub>1</sub> 及 Td<sub>2</sub> 是相连以统合分流电路模组 CD1 及 CD2 的其它分流变压器 CT<sub>2</sub>，且连接成使供给两群分流电路模组 CD1 及 CD2 的电流均衡。

前述 CD1 及 CD2 是由本发明中的一发明人以日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号 (US 专利第 2004-0155596-A1) 发明所揭示的分流电路模组。

第 3 图是改变分流电路模组 CD1 及 CD2 的连接方式的其它实施例，分流电路模组分成两个基板，且构成两群分流电路模组 CD1 及 CD2。前述分流电路模组 CD1 及 CD2 的基本作用与第 2 图所示的实施例相同，为可实现的其中一实施例。

接着在第 1 图至第 3 图中，当放电管周边所产生的寄生电容 C<sub>s1</sub> 至 C<sub>sn</sub> 总和，在经过两群分流电路模组 CD1 及 CD2 统合的各放电管互不相同时，借由适当改变配置所述中是用来调整共振频率的辅助电容 Ca<sub>1</sub>、Ca<sub>2</sub>、Ca<sub>3</sub>、Ca<sub>4</sub>，能够修正寄生电容的不一致。

若配置前述辅助电容 Ca<sub>1</sub>、Ca<sub>2</sub>、Ca<sub>3</sub>、Ca<sub>4</sub> 后使流入分流变压器 CT<sub>1</sub> 的各线圈电流大致相等，则分流变压器 CT<sub>1</sub> 的磁芯所产生的磁通量几乎会消失，因此分流变压器 CT<sub>1</sub> 可以非常小。

通常，分流变压器 CT<sub>1</sub> 为了配置在变流电路基板侧所以必须要特别小，又为了要与两侧高压驱动方式的变流电路的各逆相位输出连接，所以线圈间的耐电压必须非常高。

因此，借由如第 4 图所示透过各升压变压器 T<sub>1</sub> 及 T<sub>2</sub> 的 GND 侧将分流变压器 CT<sub>1</sub> 连接于 GND，则就可以不那么需要分流变压器 CT<sub>1</sub> 的耐压，此也与第 1 图至第 3 图同样为可实施的其中一实施例。

又，下述情况也是可执行的其中一实施例，如第 5 图所示，当以两侧高压驱动方式将升压变压器配置于两侧时，将 T<sub>1</sub> 至 T<sub>4</sub> 的 4 个升压变压器中具有同相位输出的变压器的低压侧，就是在升压变压器 T<sub>1</sub>、T<sub>3</sub> 及升压变压器 T<sub>2</sub>、T<sub>4</sub> 连接于分流变压器 CT<sub>2</sub> 及分流变压器 CT<sub>3</sub> 以使其均衡，

并借由分流变压器 CT1 使其均衡。

分流电路模组 CD1、CD2 也可以作为独立的一个模组容纳于背光模组内。当分流电路模组容纳于背光模组内时，从背光模组拉出的线最多也只有 4 条，因此，背光模组的构造较单纯。

又由于如上所述的连接升压变压器与低压侧分流变压器，因此纵使在大型背光模组中也不会有横越左右的高电压横越线，且可以使高压线的处理更单纯。另外，在低压侧分流变压器与日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号(US 专利第 2004-0155596-A1)发明所揭示的相同，具有很多可产生等效均衡与分流效果的连接法，而在本实施例中可采用前述连接法的任何一个。

又，在追求系统整体的低成本化时，虽然是单侧高压驱动，也可以使第 15 图的电流检测装置的 CDT 兼具均衡与分流效果。

第 6 图是上述情形中可实施的一实施例，且针对一个分流变压器说明，使一对放电管均衡与分流并使两个共振电路平衡的构造说明图。

但由于此时所使用的分流变压器 CDT1 至 CDT4 需要非常大的互感值(具体而言，需要 2 倍以上的值)，因此，为了确保大的互感值，维持高自共振频率，并构成小型分流变压器，需要使用本申请人所申请相关的日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号(US 专利第 2004-0155596-A1)中所揭示的斜绕法，或日本专利公开公报特愿第 2004-254129 号中所揭示的分段卷绕等绕线法。至少可确认，在日本专利公开公报特愿第 2004-254129 号中，以习知方法所揭示的积层卷绕等所构成的分流变压器是无法实现的。

借由上述连接法，可将电流的反馈电路设为一个。又由于 CDT1 至 CDT4 的分流变压器也能以独立一个模组的型态容纳于背光模组面板内，因此可使高压配线的配置非常单纯。

第 7 图为其它实施例，并说明以一个分流变压器使 4 灯均衡分流以及使两共振电路平衡的构造说明图，并为利用一个分流变压器 CDT1 使 4 灯均衡者。此时电流的检测虽然以升压变压器的二次线圈 GND 来检测，但也可以用另外设置的电流变压器来检测，另外也可以用发光二极体与光电晶体来检测。

第 9 图为其它实施例，是将分流变压器  $CDT_1$  置换成日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号 (US 专利第 2004-0155596-A1) 所揭示的第 6 图 (本说明书中为第 8 图) 中的 3 分流变压器  $L_p$ 。

第 9 图是说明利用 3 分流变压器使 6 灯均衡分流并使两共振电路平衡的构造说明图。并且也可以将 3 分流变压器置换为多灯用分流变压器使多数灯均衡分流。

### 作用

接着，针对与本发明相关的多灯点灯面光源系统的作用加以说明。

在具有两个逆相位输出的变流电路中，如果模式性地显示由漏电感与二次侧电路的电容成分所构成的共振电路，则如第 13 图所示。

第 13 图中， $T_1$  及  $T_2$  为漏泄磁通量型变压器，而  $L_{s1}$  及  $L_{s2}$  为漏泄磁通量型变压器的漏电感，此处所谓漏电感是变压器一次侧在短路时从二次线圈所测量的 JIS 漏电感。

另外，当漏泄磁通量型变压器的漏电感值的变流电路的动作频率中的电抗与负载的放电管  $DT$  的阻抗相等或为 60% 的值时，会产生功率因数的改善效果，并提高变流电路的变换效率。该效果是以日本专利公开公报特许第 2733817 号 (美国专利第 5495405 号) 发明中，由其中一发明人所揭示。

第 13 图的变压器  $T_1$  中，电感成分为  $L_{s1}$ ，而电容成分则总合了线圈间的寄生电容  $C_{W1}$ 、辅助电容  $C_{a1}$ 、放电管周边的寄生电容  $C_{S1}$  以构成二次侧的电容成分，且前述电感与电容构成一串联共振电路。该共振电路也存在于变压器  $T_2$  中，且电感成分  $L_{s2}$ 、电容成分  $C_{W2}$ 、 $C_{a2}$ 、 $C_{S2}$  构成另一串联共振电路。此时，两个共振电路为互相独立的关系，且共振电路的共振频率不一定要一致。

于此，如第 1 图所示，当两个共振电路与负载之间透过分流变压器  $CT_1$  连接时，会产生以下作用。

第 1 图中，分流变压器  $CT_1$  为具有两个同值线圈的分流变压器。

该分流变压器  $CT_1$  是连接成使流向负载  $DT_1$  至  $DT_8$  的电流所产生的磁通量相向。此时由于所产生的磁通量几乎会抵销，因此该分流变压器  $CT_1$  的

线圈只会产生一点点电压。

当两个共振电路的共振频率不同而且流向放电管两极的电流不相同时，则借由以下作用能使流向分流变压器的电流相等。

假设放电管中的一电极电流增加且另一电极的电流减少，则分流变压器的磁通量会产生不均衡，且会产生未抵销的磁通量。该磁通量在分流变压器 CT<sub>1</sub> 中对电流多的电极会朝减少电流的方向作用，且对电流少的电极会朝增加电流的方向作用以达成均衡，并使放电管两极的电流相等。

又，分流变压器 CT<sub>1</sub> 的上述作用并非仅在放电管的电阻成分中作用，也可以在电容成分中作用，也就是说，是因为透过分流变压器 CT<sub>1</sub> 可引起电容成分结合的缘故。结果，与分流变压器 CT<sub>1</sub> 相连接的电容成分会从其中一线圈复制到另一线圈，因此当分流变压器是理想的分流变压器时，无论将电容成分安装于分流变压器的哪一线圈意思皆相同。

再者，不仅电容成分，包括电感成分，具体而言，漏电感也会复制。结果，两个共振电路也会集合，且共振频率也会一致。

并且当流向分流变压器 CT<sub>1</sub> 的各线圈的电流相等时，由于分流变压器 CT<sub>1</sub> 的磁芯所产生的磁通量会抵销，因此除了残留成分以外将不会产生磁通量，且可以使磁芯达成小型化，同时分流变压器 CT<sub>1</sub> 所产生的电压也几乎会消失。

实际上，在面光源系统中的放电管的各电极连接有分流电路模组，又在放电管与具有接近导体效果的反射板之间有寄生电容的不平衡。

又由于漏泄磁通量型变压器的漏电感也不是完全相等，因此分流变压器 CT<sub>1</sub> 会残留未抵销的磁通量，且在分流变压器上会产生电压。该未抵销的磁通量应该尽量减少。

配置于分流变压器 CT<sub>1</sub> 前后的共振电容器 Ca<sub>1</sub> 至 Ca<sub>4</sub> 是用以修正该不平衡为目的而设置。

另一方面，当适当地配置 Ca<sub>1</sub> 至 Ca<sub>4</sub> 的共振电容器且预先将不平衡调整到较小时，可使流向分流变压器 CT<sub>1</sub> 的各线圈电流大致相等，而此时分流变压器 CT<sub>1</sub> 所产生的磁通量几乎会抵销，且分流变压器 CT<sub>1</sub> 的磁芯几乎不会产生磁通量。

接着，如第 2 图所示，当将分流电路模组分成两群时，若单纯分别将两群分流电路模组并联，则电流只能流向分流电路模组的其中一群，此是由于分流电路模组产生如同一放电管结合多数放电管的作用（日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号（US 专利第 2004-0155596-A1）发明），因此，  
5 经结合的放电管也会作为一个大的放电管且继承负性电阻特性的缘故。因此，在并联驱动两群分流电路模组时，必须透过另一个分流变压器 CT<sub>2</sub>与变流电路相连接。

此时，在分流变压器 CT<sub>2</sub> 中，与日本专利公开公报特愿第 2004-003740 号（US 专利第 2004-0155596-A1）发明中连接成树枝状的各电流变压器不同的是，会在分流变压器 CT<sub>2</sub> 的线圈之间产生大电压。因此分流变压器 CT<sub>1</sub> 及分流变压器 CT<sub>2</sub> 所具有的各线圈之间的耐压必须可以完全承受变流电路所输出电压的 2 倍以上。  
10

接着，如第 6 图至第 7 图所示，当透过分流变压器的其中一线圈一起连接于一对放电管的低压侧端侧时，流向一对放电管的电流会大致相等。  
15 借此，具有两个相位相位差 180 度输出的变流电路的各共振电路可结合，且共振频率会相等。

### 发明的效果

从以上的说明可知，本发明具有下述一大特征，借由透过高耐压的电流变压器结合输出，且使共振电路的共振频率一致，可修正正在两侧高电压驱动方式与具有在变压器二次侧相位相位差 180 度的两共振电路构造的高效率变流电路（日本专利公开公报特许第 2733817 号（美国专利第 5495405 号）的组合中所产生的输出不平衡。  
20

此外还具有下述一大特征，在两侧高电压驱动方式中，相对于抵销每隔一根以互相不同方式驱动放电管所驱动的电极电压所产生的静电杂讯方法，借由组合高耐压的电流变压器与分流电路模组，能够以简单的构造来实现相同的效果。  
25

因此，可以低成本提供简单且大电量、高效率且低杂讯的面光源系统来作为需要具有多数放电管的大型面光源的液晶电视用背光模组。

又，借由消除一般照明用途中，放电管普遍最大阻碍因素的成本问题，可以扩张大型面光源及放电管的一般照明用用途。

并且，在具有两个逆相位输出的变流电路中，将各输出连接于电流变压器且透过该电流变压器连接于负载，借此使前述两个逆相位输出的共振频率一致。结果，前述两个逆相位输出使驱动负载的条件相等，且各电晶体或各升压变压器的负荷可均等。

又，经两侧高压驱动的放电管其亮度在各电极相等，且发光均匀。结果使得长度较长放电管中的发光均匀性良好。

并且，由于基本上有不会损害两侧高压驱动方式的优点，因此也可以提高驱动频率。

接着，每隔一根以逆相位驱动相邻放电管的装置在过去是如第 17 图所示，不得不利用多组漏泄磁通量型变压器来构成，但如第 2 图及第 3 图所示，借由组合分流电路模组与高耐压的分流变压器，可以使背光模组系统成为非常简单的构造。

此时借由将分流电路模组分成两群，可以避免产生高电压的横越线，而且两侧高压驱动的电路会非常简单。

再者，将分流电路模组容纳于背光模组内时，可以大幅减少从背光模组拉出的导线，且背光模组的构造会更单纯。

又由于分流电路模组只要将分流变压器配置于放电管与放电管之间就可以，因此，能够用非常小的基板来解决。

并且借由有效调整适当配置的共振电容器，可使流向分流变压器的各线圈电流大致相等，因此该分流变压器也可以非常小。

另外，若以第 10 图所示相邻的放电管进行同相位驱动时的静电杂讯的测定结果，比较图 11 所示，相邻放电管进行逆相位驱动时的静电杂讯的量测结果，可以一目了然地知道驱动电压极性不同的放电管可抵销静电电场，因此能够以简单的构造大幅减少从背光模组辐射出的静电杂讯。

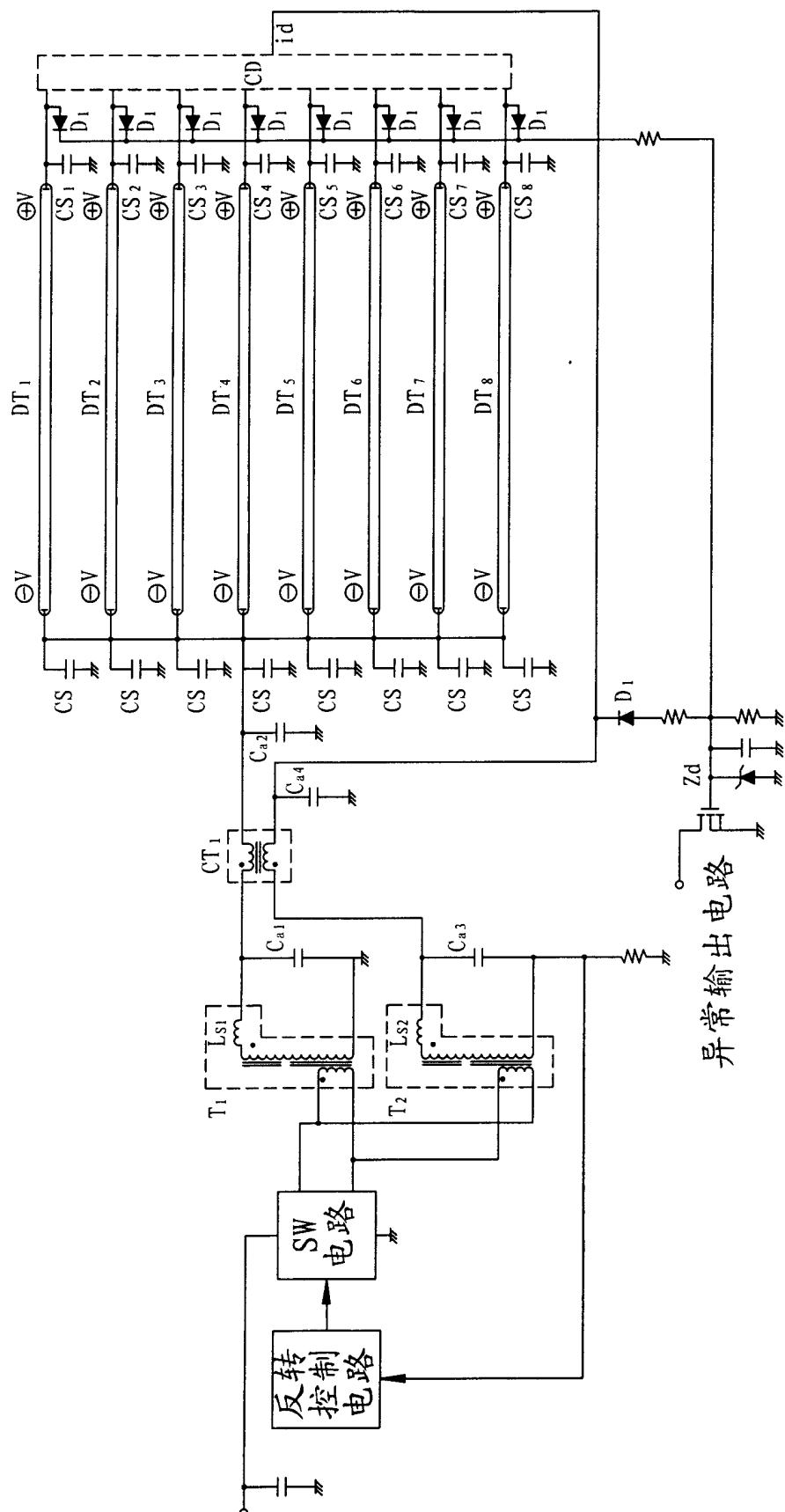


图 1

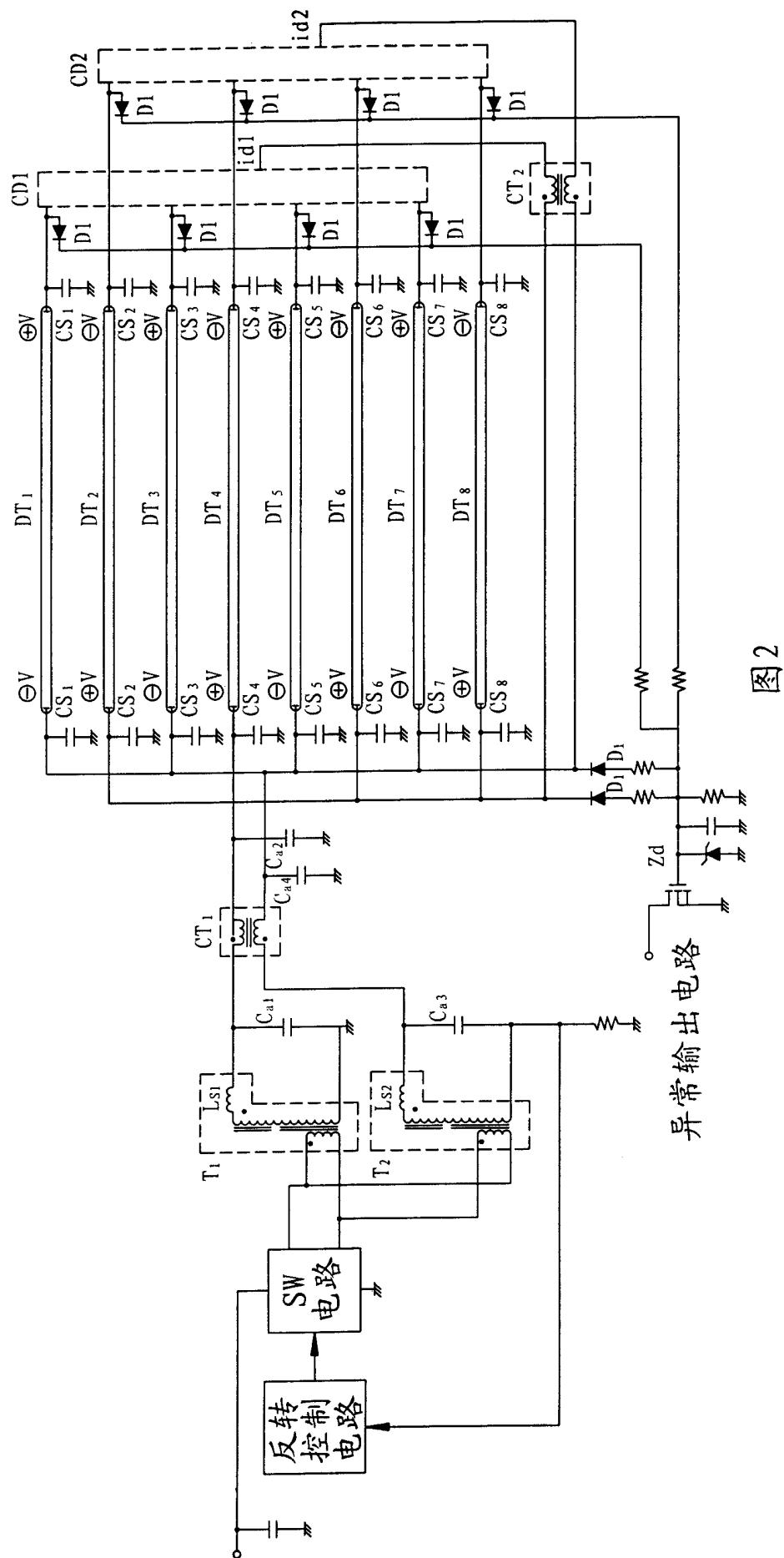
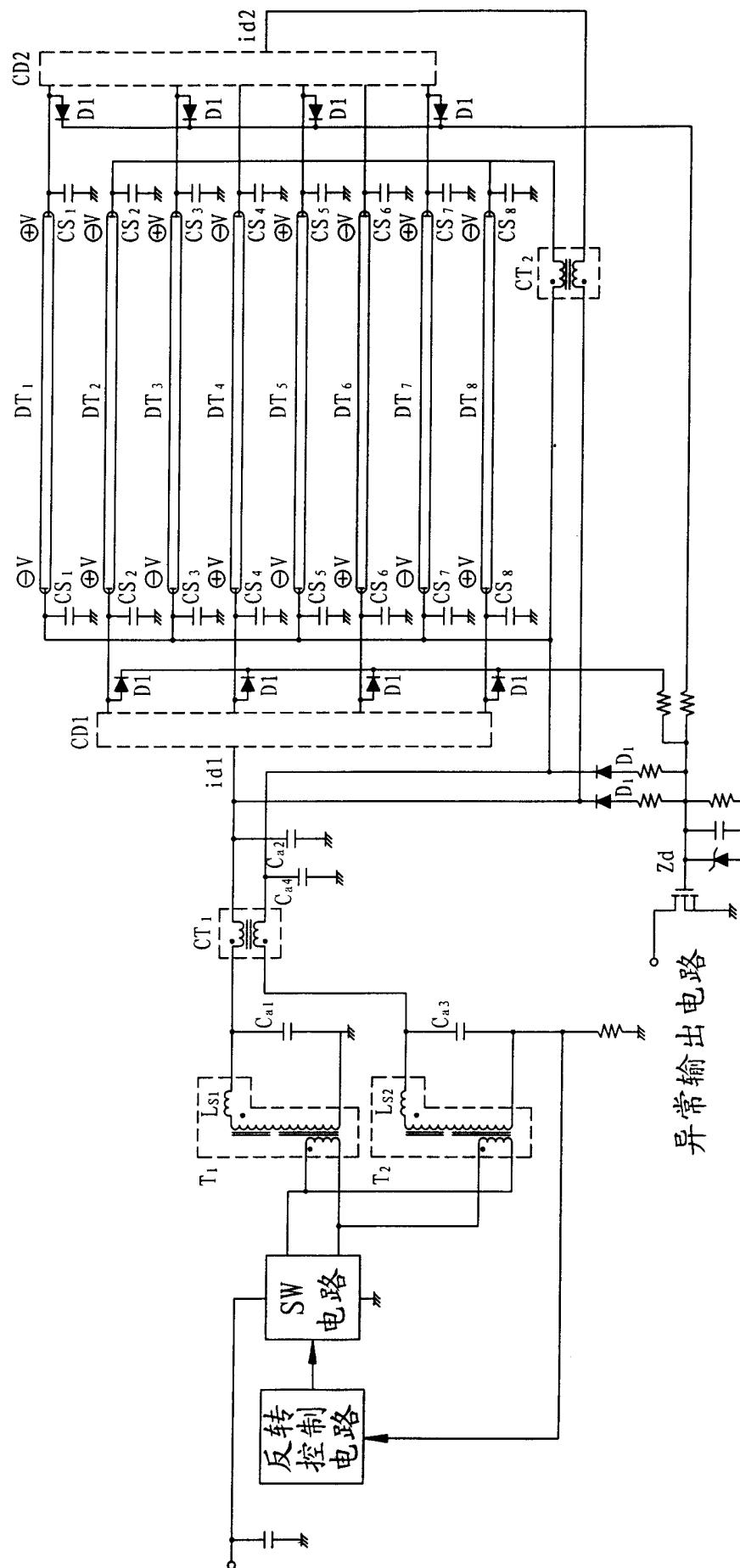


图 2



3

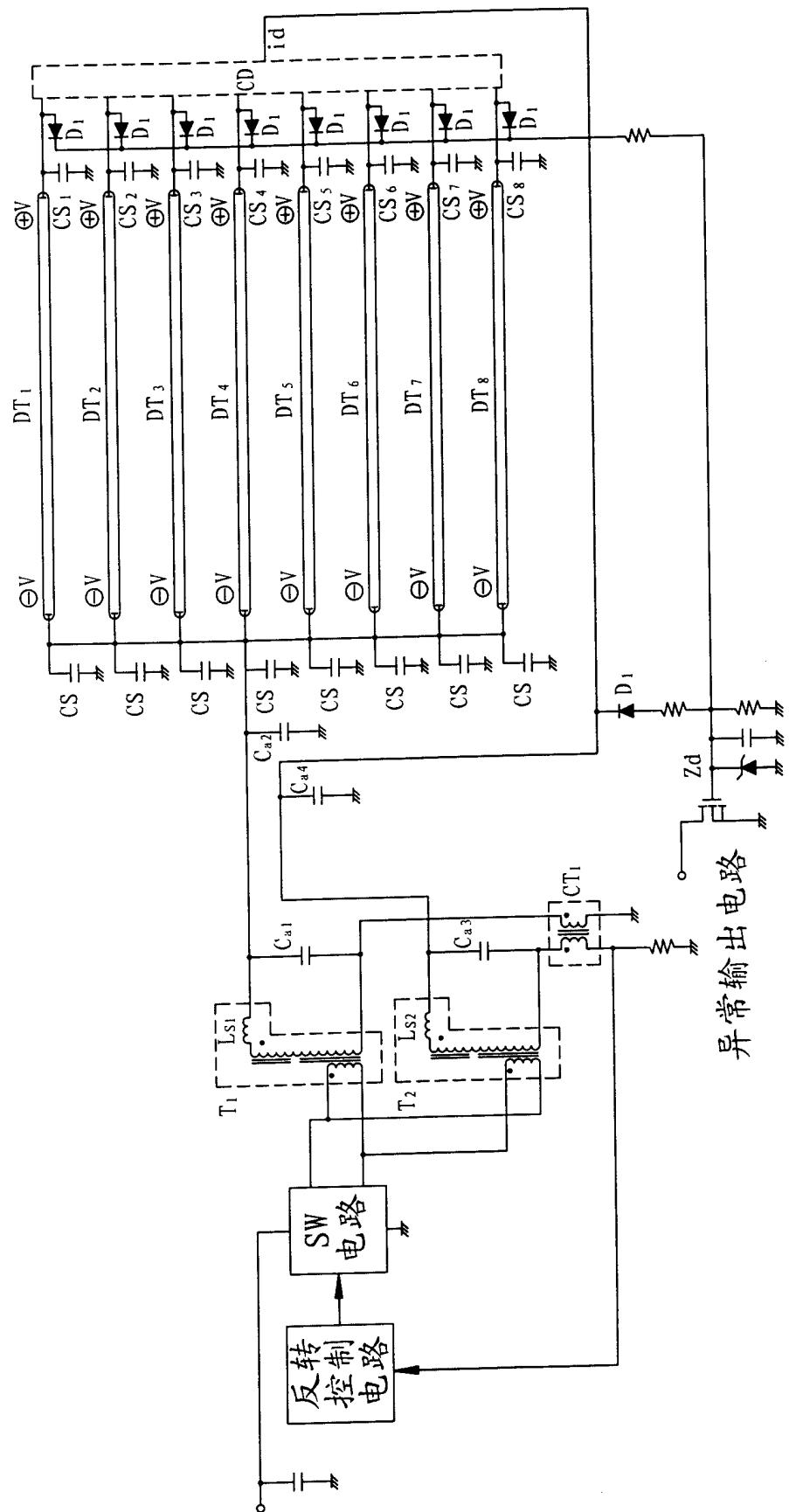


图4

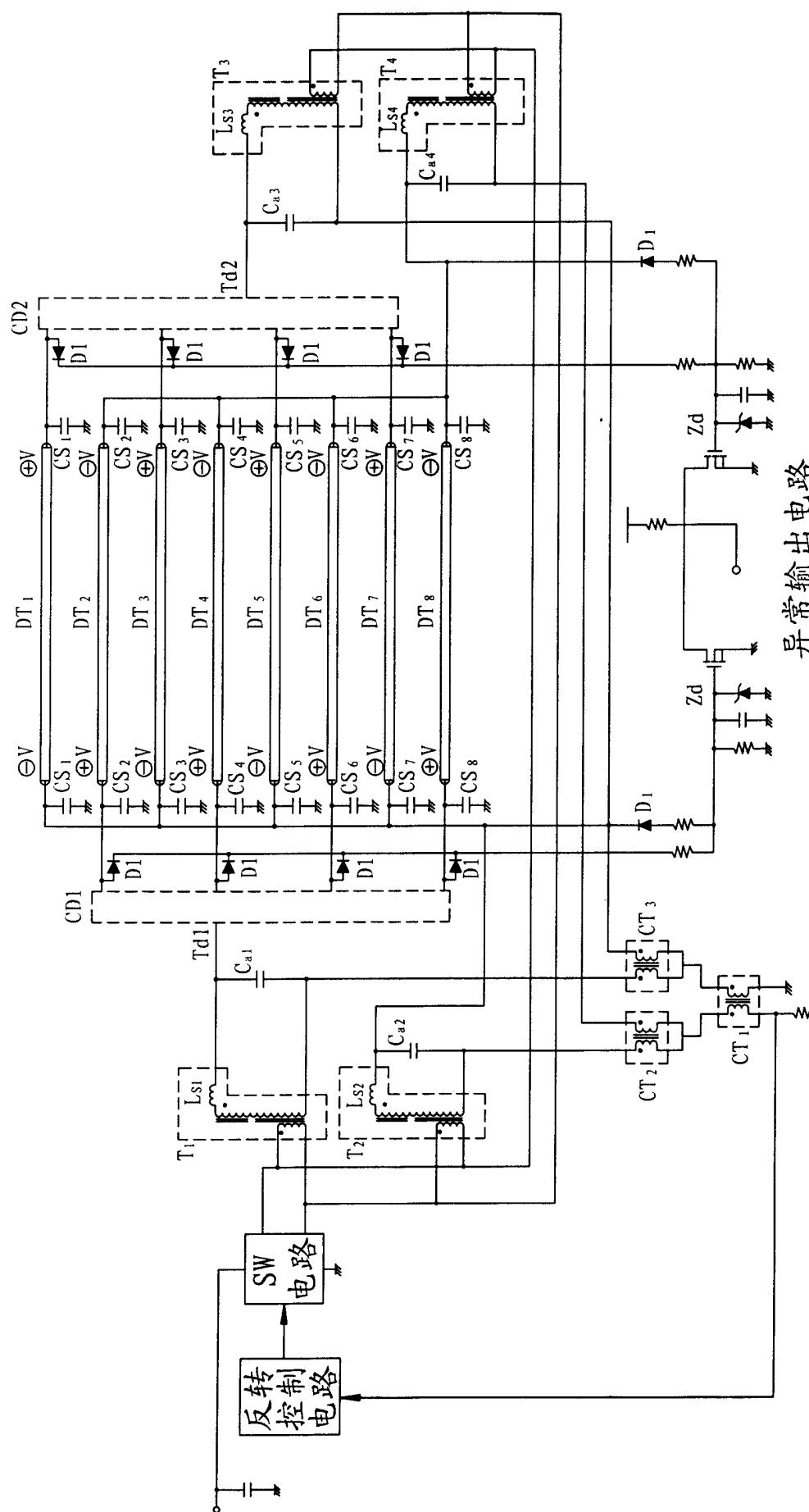


图5

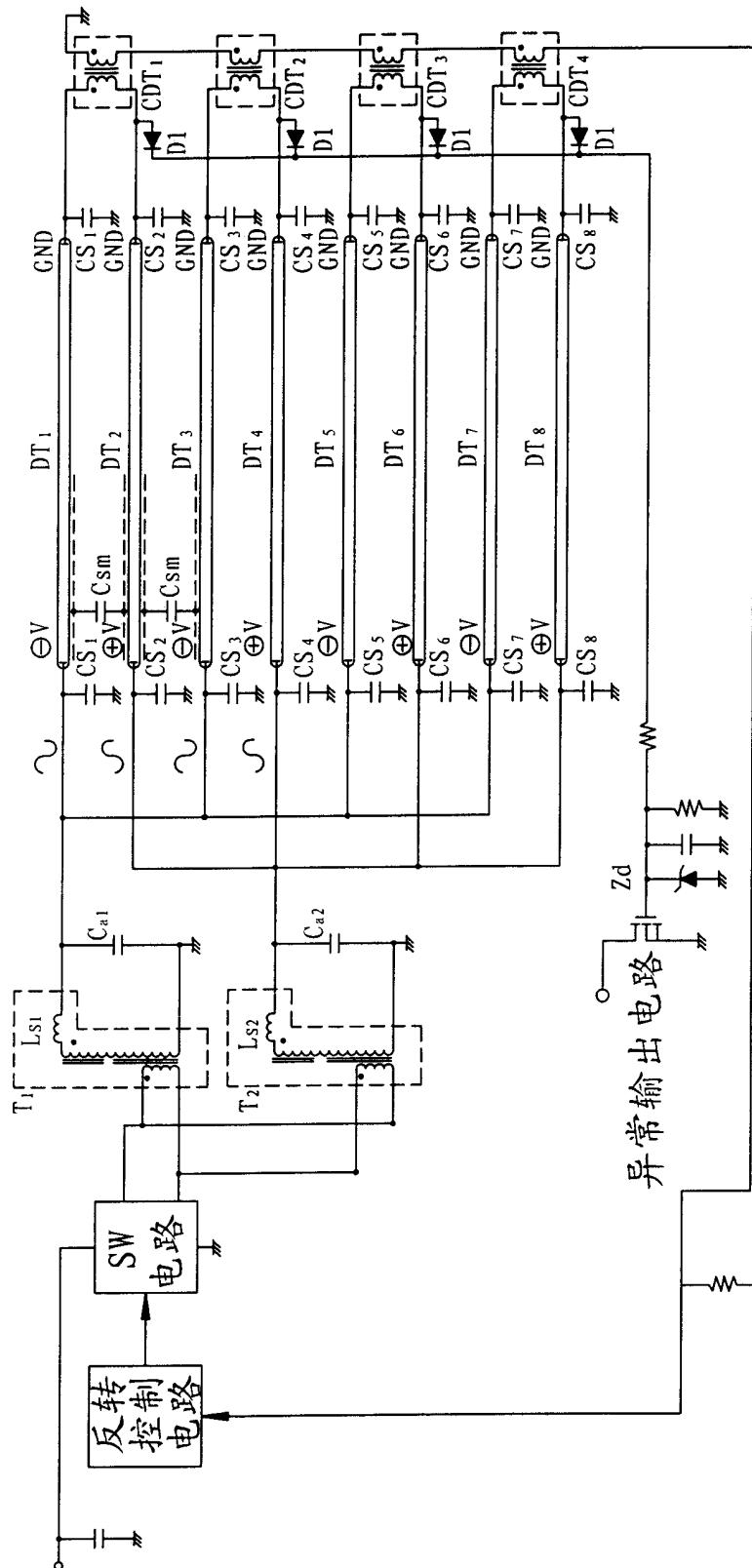


图 6

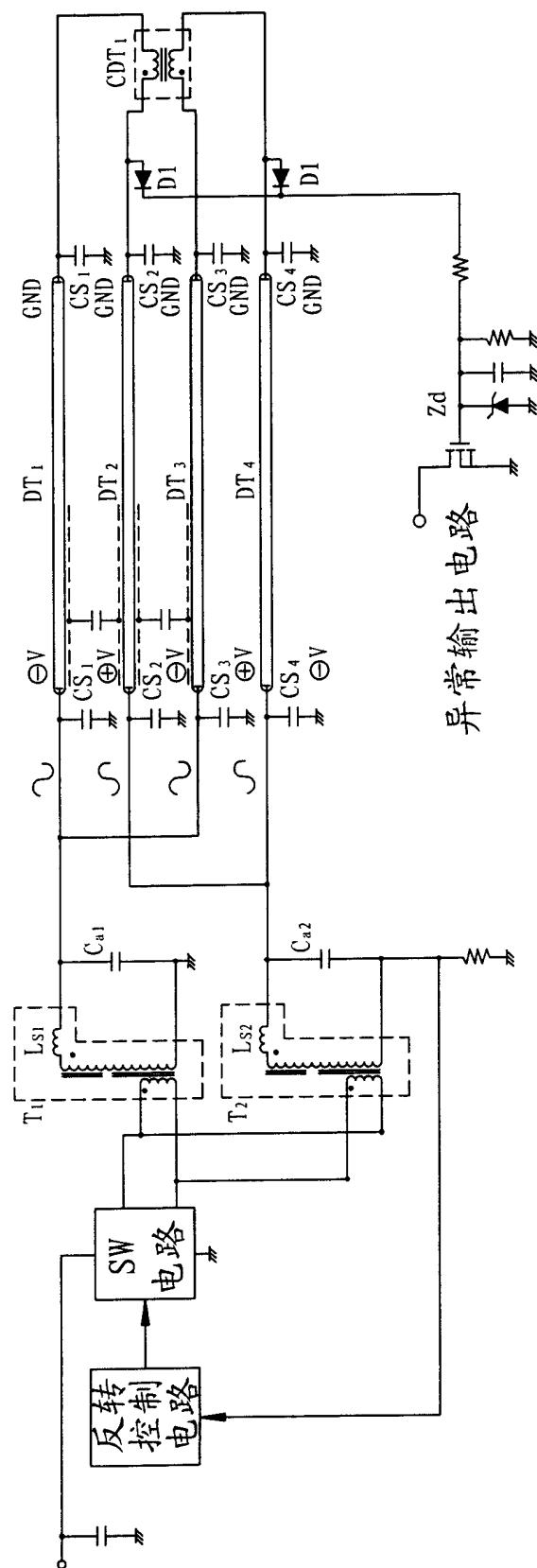


图7

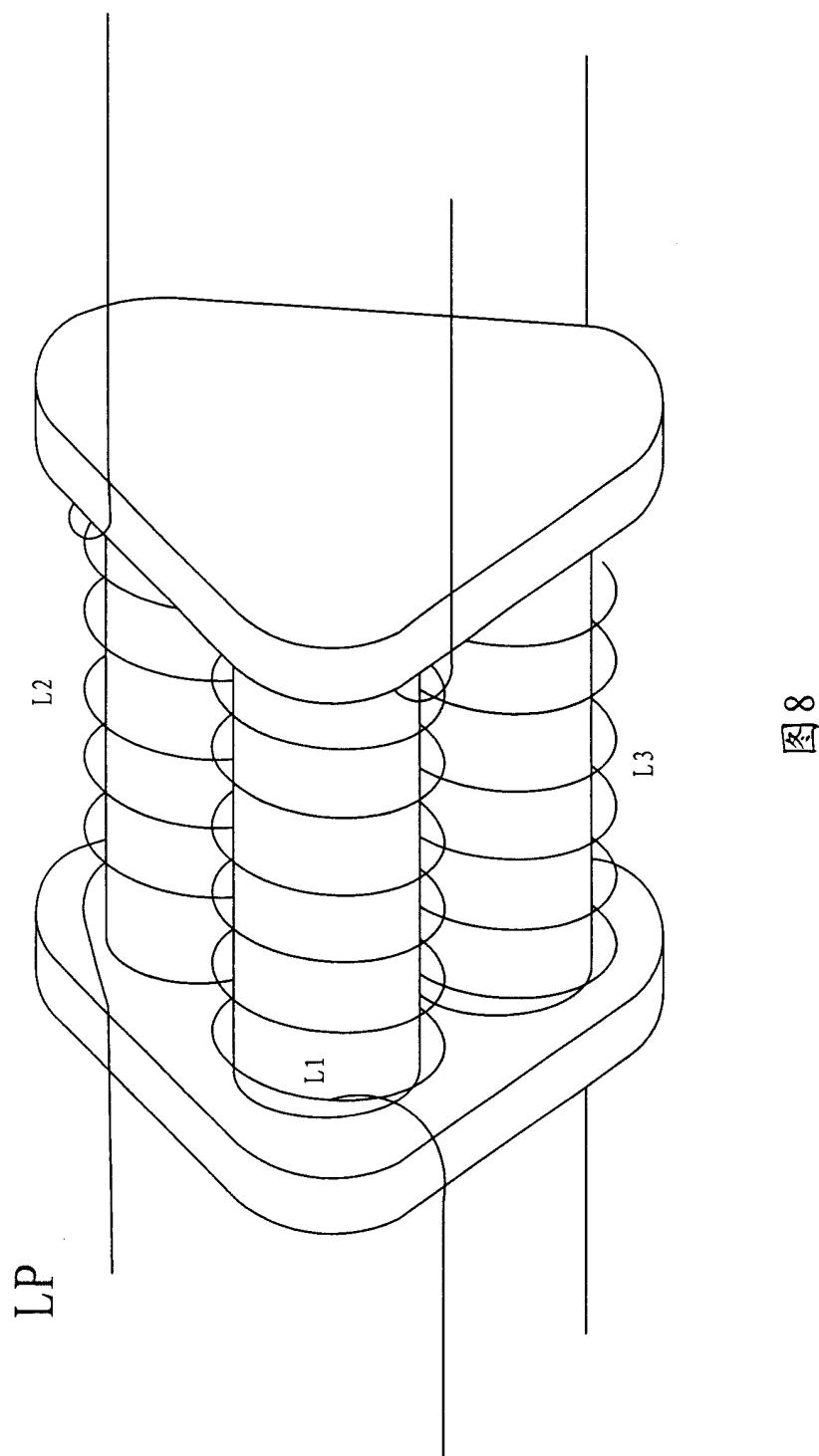


图8

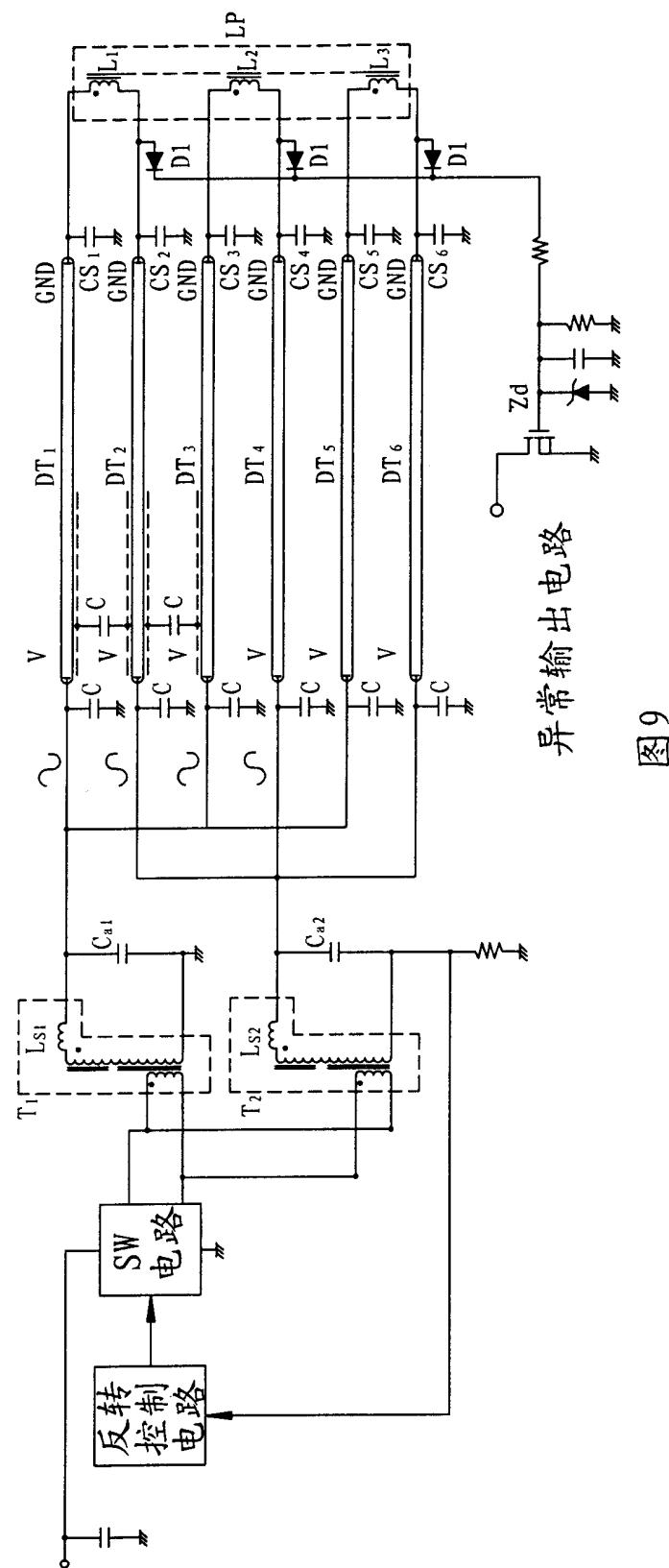


图9

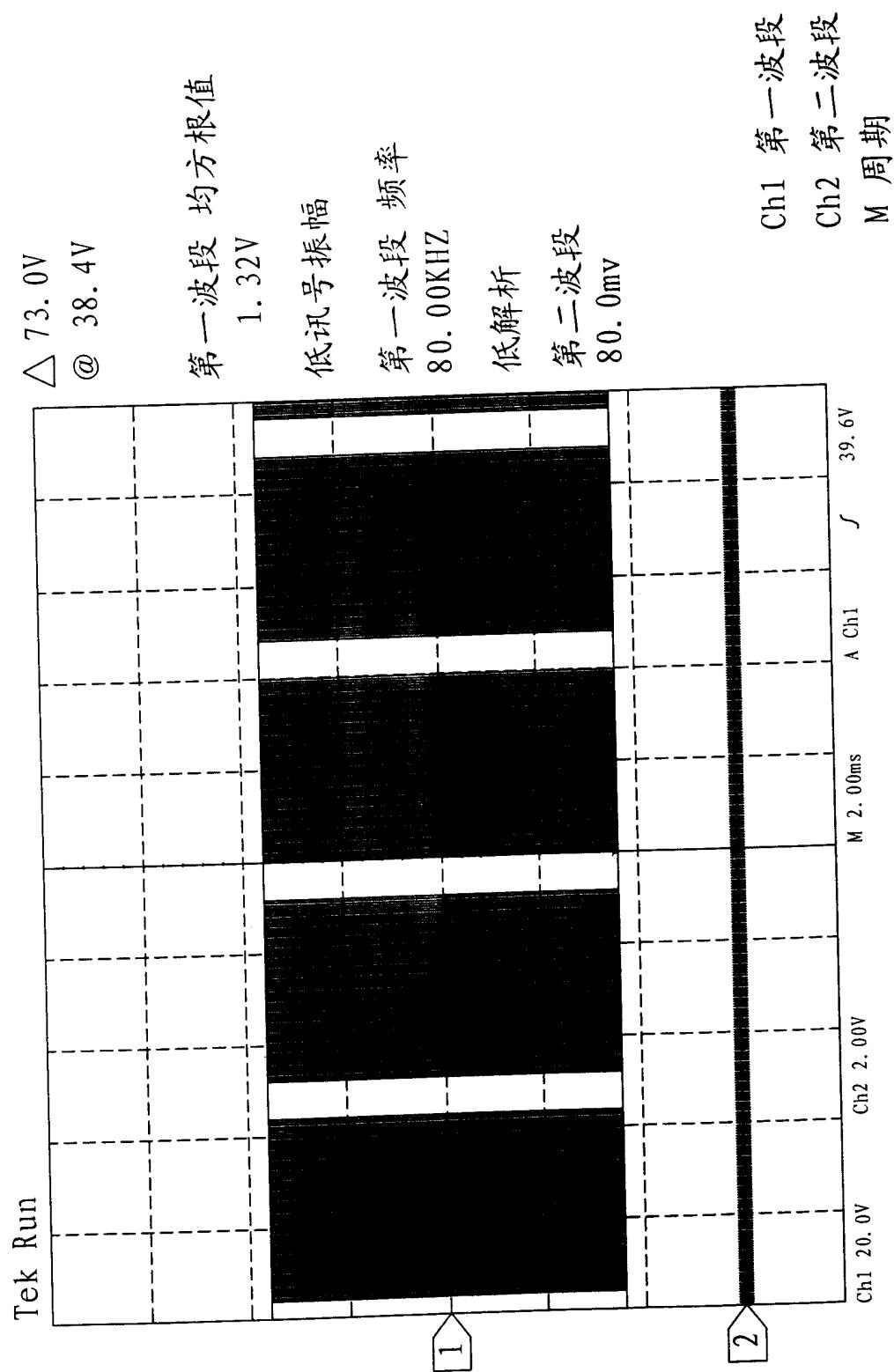
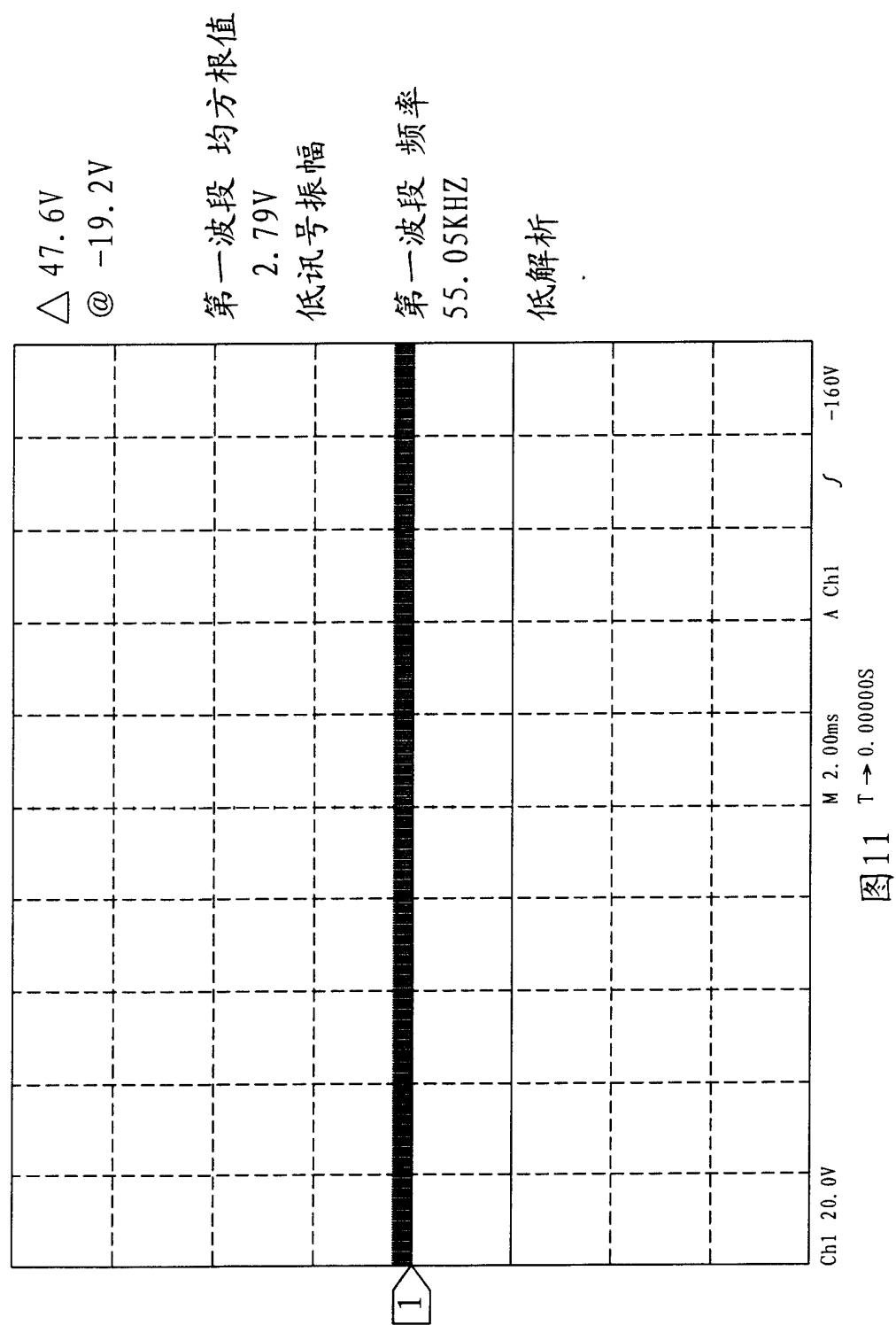


图 10



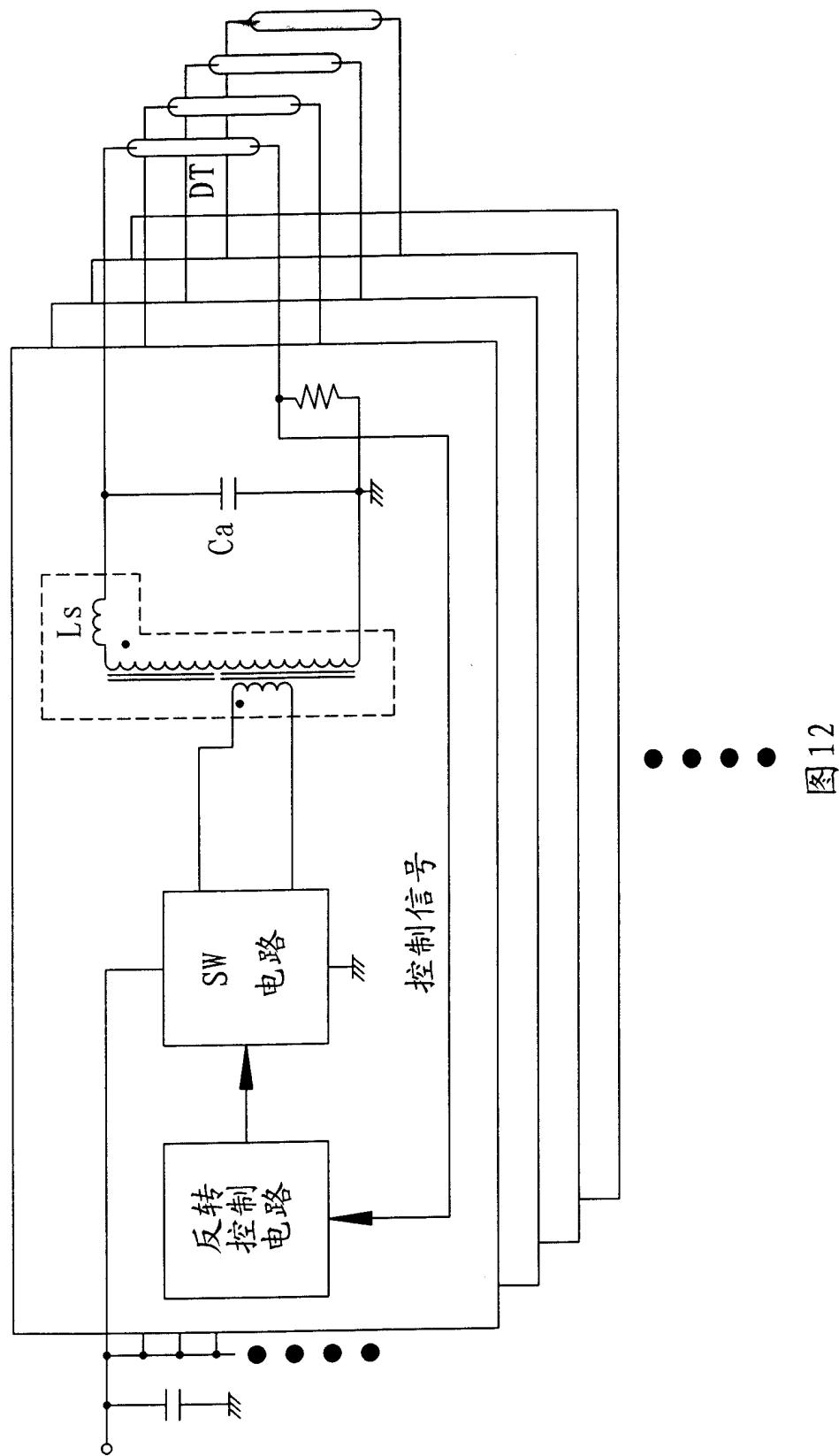


图12

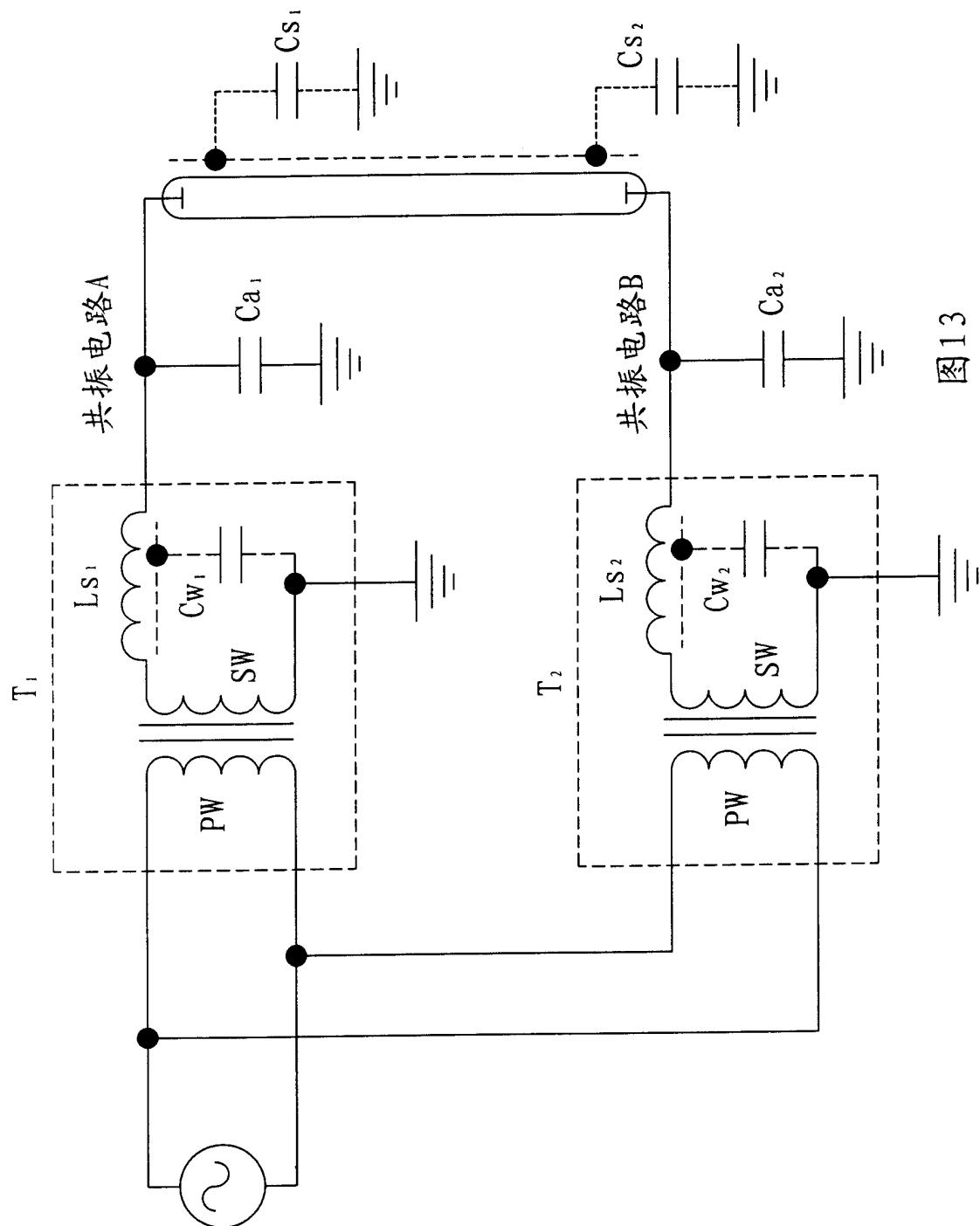


图13

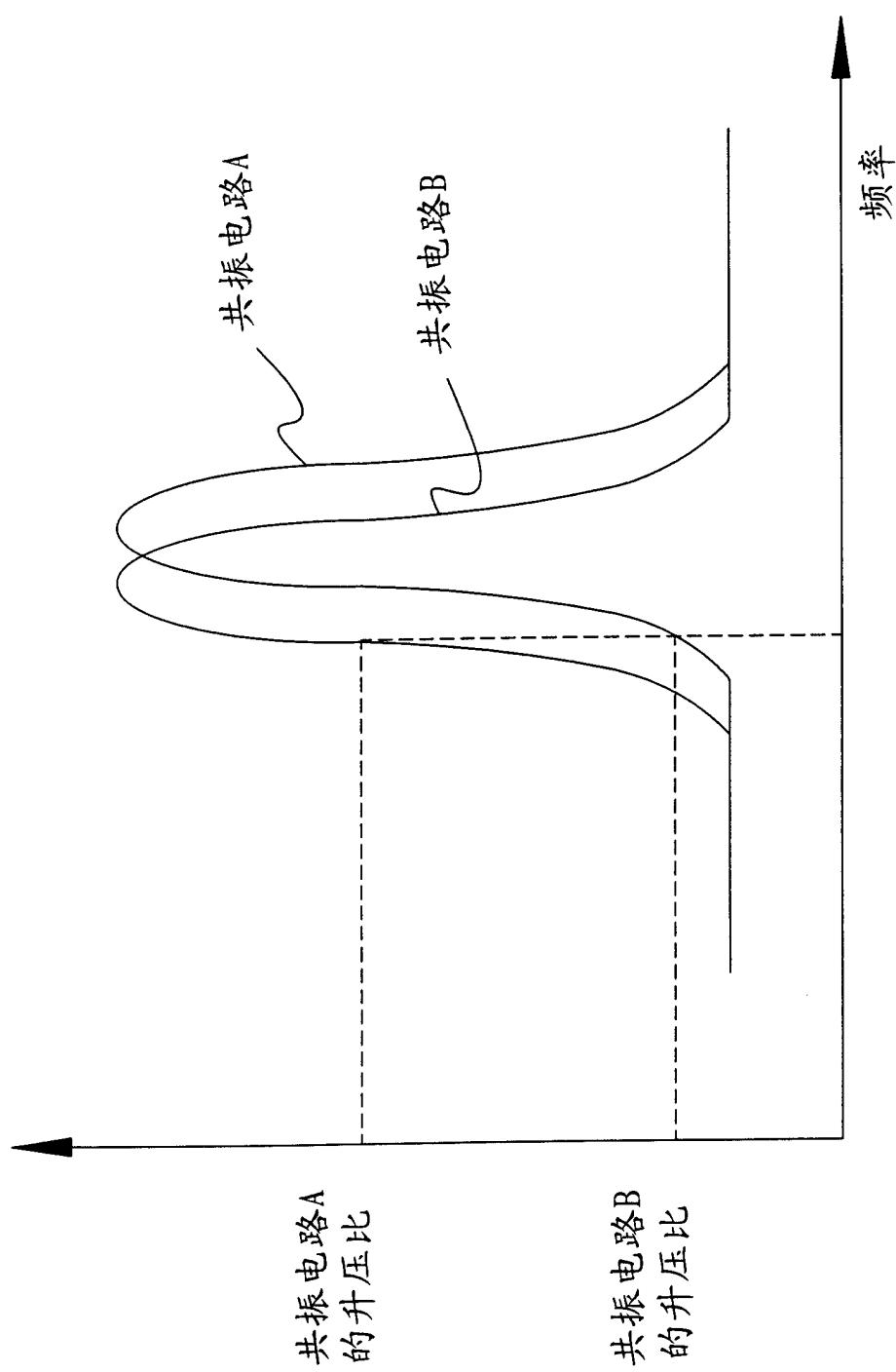


图 14

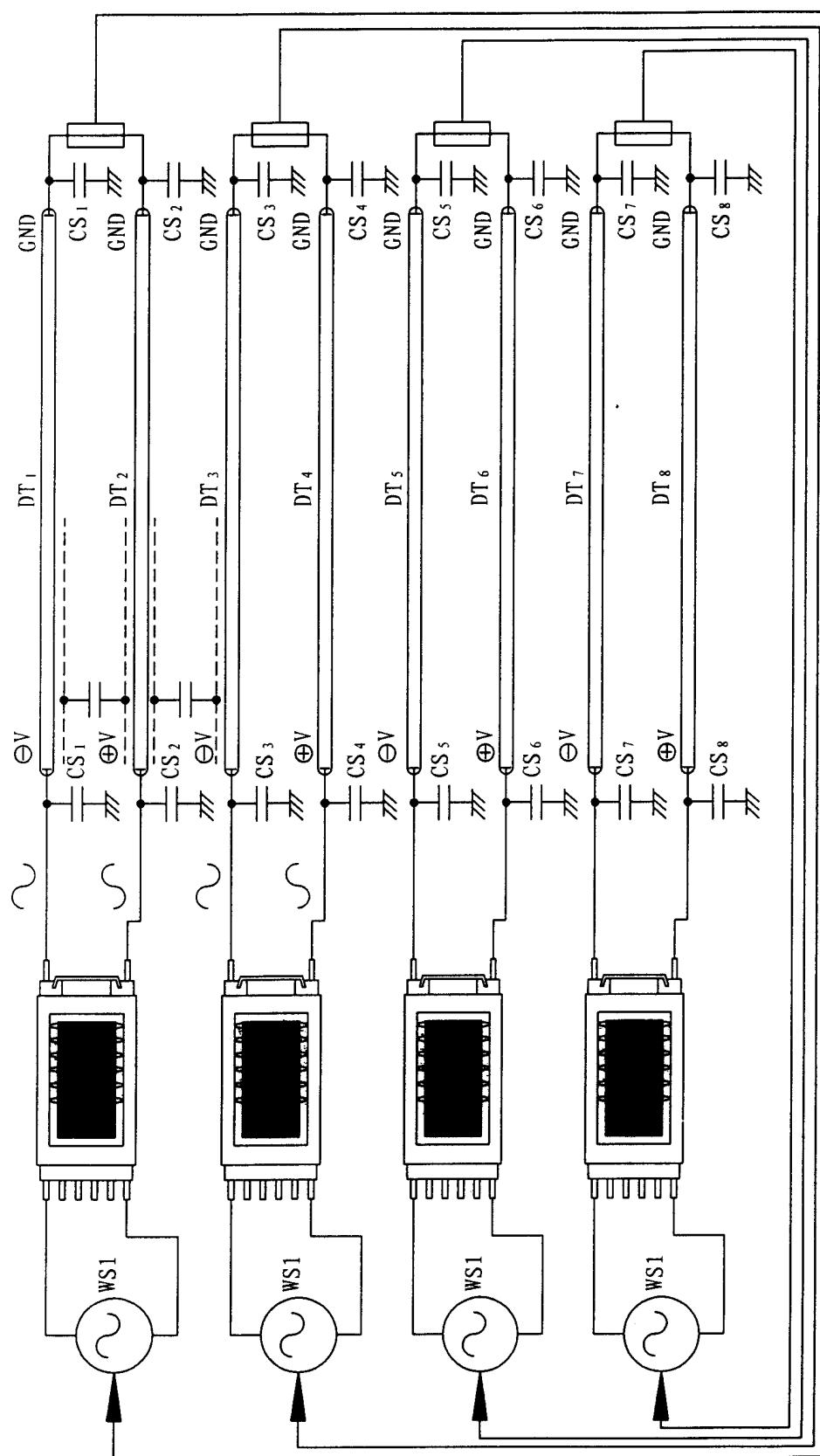


图15

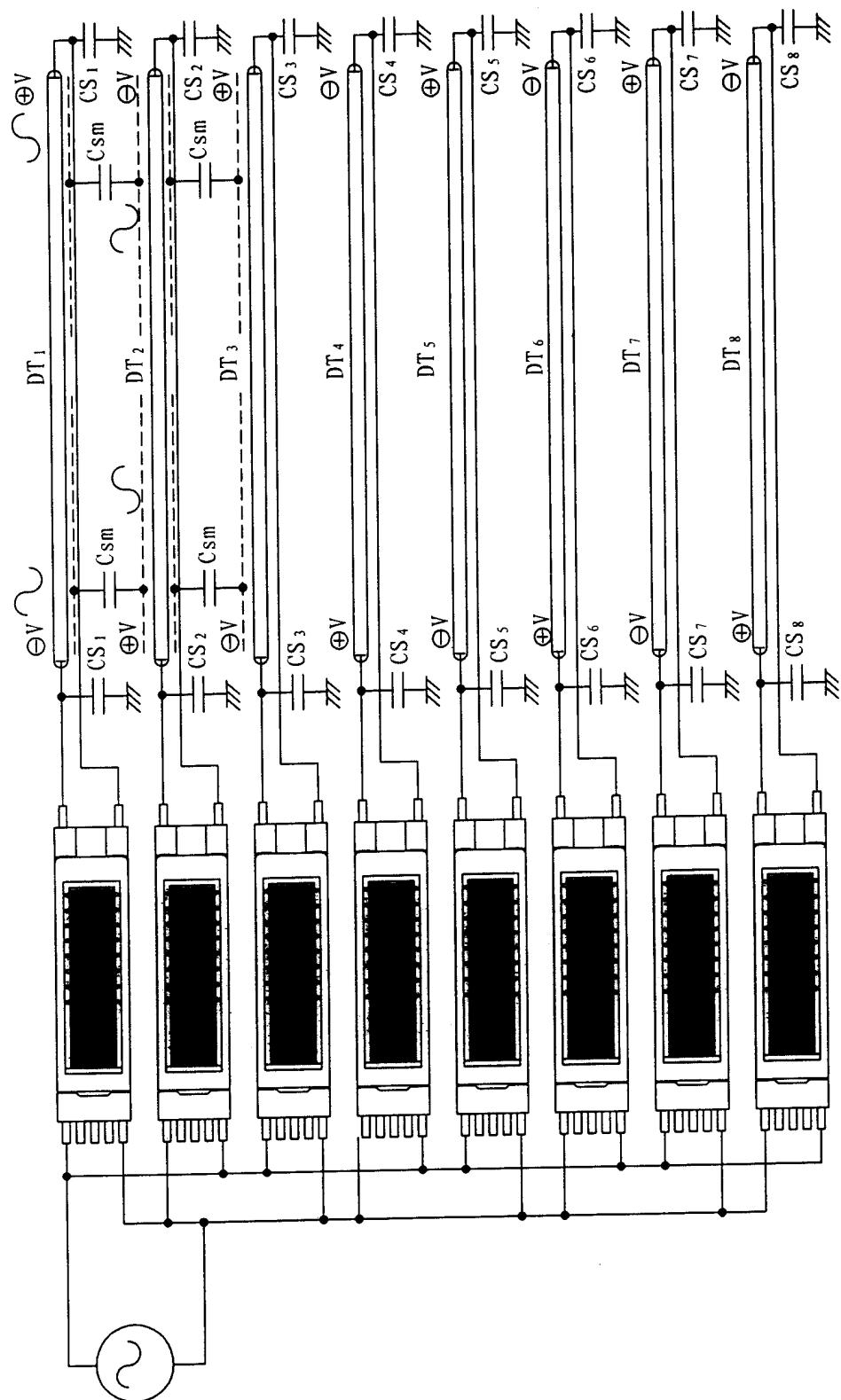


图16

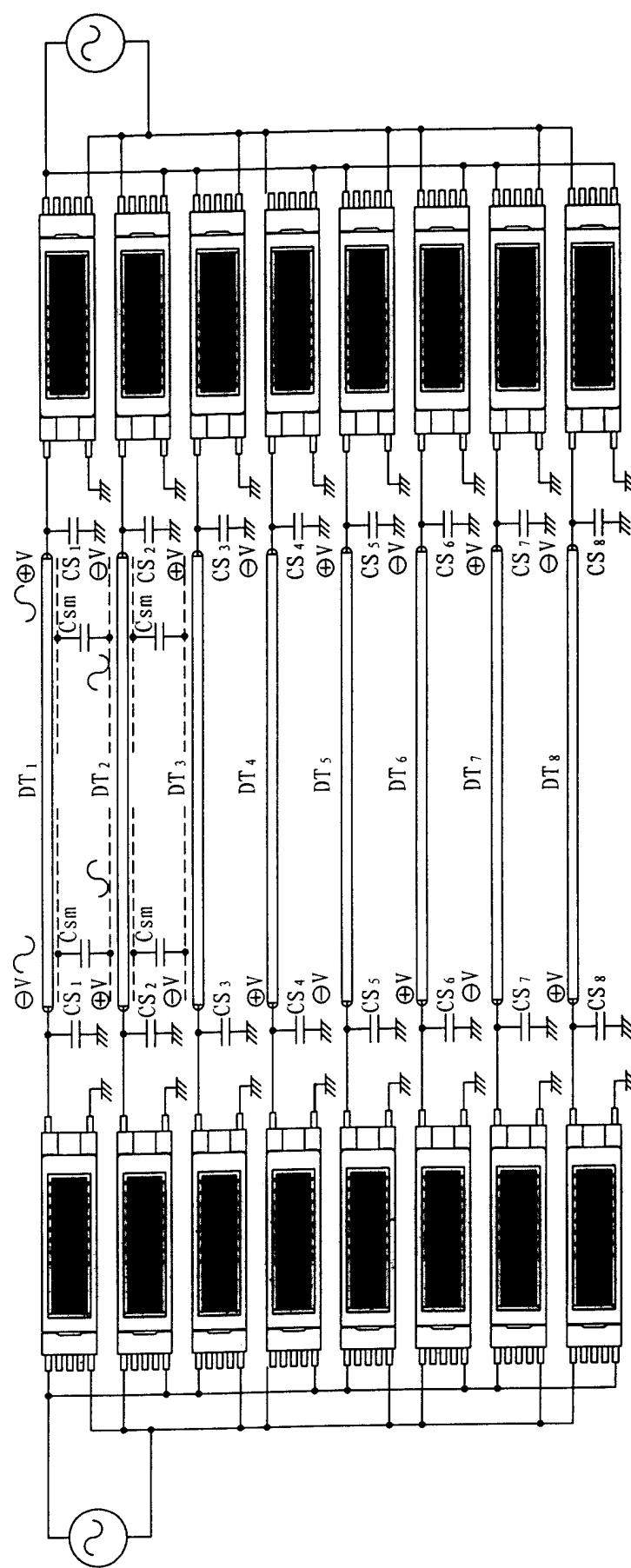


图17

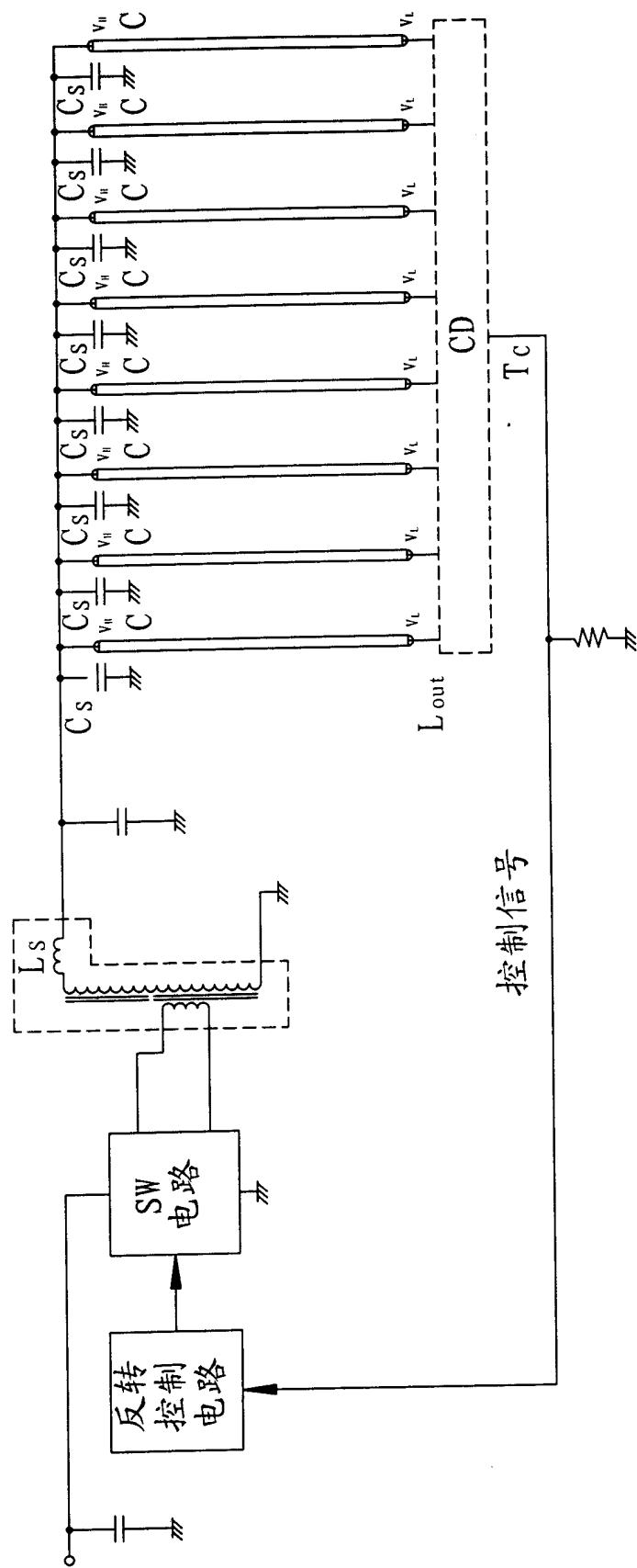


图18