



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 90103872.5

[51] Int.Cl<sup>5</sup>

H02M 3/07

[43] 公开日 1990年12月19日

[22] 申请日 90.5.26

[71] 申请人 季长青

地址 246003 安徽省安庆市人民路 89 号安庆市  
供电局

[72] 发明人 季长青 张秀祥

[74] 专利代理机构 安徽省专利事务所

代理人 陆方明 何梅生

说明书页数: 6

附图页数: 5

[54] 发明名称 开关电容隔离式直流变换器

[57] 摘要

本发明涉及一种开关电容隔离式直流变换器。其特征是为各开关管提供不同的脉冲控制信号,使各开关管在不同状态时导通或截止,并以此改变电容器组的串、并联接线方式,实现电容器组串联充电、并联放电的降压工作方式,以及并联充电、串联放电的升压工作方式。本发明采用开关管和电容储能元件,改变了长期以来一直延用的逆变器式直流变换器,取消了交流变压器。

< 44 >

# 权 利 要 求 书

---

1、一种用于直流变换的开关电容隔离式直流变换器，由开关管和电容元件组成，其特征在于：

a、所述的变换器由高压端线、低压端线以及充放电回路组成；

b、所述的充放电回路由有若干个电容器 $C_1$ 、 $C_2$ ····· $C_n$ 组成的电容器组、连接在高压端线（1、2）与电容器组之间的高压控制管 $TH_1$ 、 $TH_2$ 、连接在低压端线（3）与电容器组之间的低压控制管 $TL_1$ 、 $TL_2$ ····· $TL_n$ 、连接在电容器组各电容之间的分隔管 $TG_1$ 、 $TG_2$ ····· $TG_{n-1}$ 和连接在电容器组中各电容和低压端线（4）之间的接零管 $TO_1$ 、 $TO_2$ ····· $TO_n$ 组成；

c、所述的高压控制管 $TH_1$ 、 $TH_2$ 、低压控制管 $TL_1$ 、 $TL_2$ ····· $TL_n$ 、分隔管 $TG_1$ 、 $TG_2$ ····· $TG_{n-1}$ 和接零管 $TO_1$ 、 $TO_2$ ····· $TO_n$ 的控制端分别接受脉冲控制信号，以相同的频率在导通和截止工作状态下交替转换，并且，所述的高压控制管、分隔管与接零管、低压控制管的导通和截止工作状态相反。

2、根据权利要求1所述的直流变换器，其特征在于，所述的充放电回路由充放电回路I和充放电回路II组成，所述的充放电回路I和充放电回路II具有相同的电路结构，在回路I与回路II两部分电路中各对应的开关管在同一时间内导通或截止的工作状态相反，两回路I、II在时间上互为补充地充放电。

## 开关电容隔离式直流变换器

本发明涉及一种直流功率输入变换为直流功率输出的装置。更具体地说，是一种用于直流变换的开关电容隔离式直流变换器。

现有技术中，直流变换器（DC—DC）变换具体工作方式有很多种，就其工作原理来说，众所周知，有电组分压式降压变换器和逆变器式变换（逆变电源）。

上述的电组分压式降压变换器工作原理见附图1所示。输出电压  $V_o = R_L \cdot V_i / (R_1 + R_L)$ ，这种方式主要缺陷是：

- 1、输出电压  $V_o$  不是固定值，而是随负载  $R_L$  的变化而变化。
- 2、其分压电阻  $R_1$  上总有  $R_1 \cdot V_i^2 / (R_1 + R_L)^2$  的功率损耗，因此变换效率低。

上述的逆变器式变换工作原理框图如附图2所示。利用逆变器将直流电源转换为交流，经电磁感应元件变压器，再由整流滤波电路将变压器输出的交流电重新整流转换为直流电。这种方式存在如下明显不足之处：

- 1、中间环节多，元器件线路结构复杂，并且存在着不可缺少的交流变压器，因此，整个装置体积大而笨重、成本高、设计难度大。
- 2、由于经过多次转换，因此电能消耗大、整机工作效率低。

总之，现有技术中的直流变换器都没有逃脱采用逆变技术以及采用变压器。

本发明的目的在于避免现有技术的不足之处，提供一种不需采用逆变器以及交流变压器的直流变换器。利用开关管在高频状态下通、断，改变电容器组的接线，使电容器组分别在串联、并联方式下进行充放电，从而达到将直流功率输入直接转换为直流功率输出的目的。

本发明的目的是通过以下技术方案实现。

本发明主要由开关管和电容元件组成。

本发明的特征是：

a、所述的变换器由高压端线、低压端线和充放电回路组成。

b、所述的充放电回路由有若干个电容器组成的电容器组、连接在高压端线与电容器组之间的高压控制管、连接在低压端线与电容器组之间的低压控制管、连接在电容器组各电容之间的分隔管和连接在电容器组中各电容和低压端零线之间的接零管组成。

c、所述的高压控制管、低压控制管、分隔管和接零管的控制端分别接受脉冲控制信号，以相同的频率在导通和截止工作状态下交替转换。并且，所述的高压控制管、分隔管与接零管、低压控制管的导通和截止工作状态相反。

本发明是以控制脉冲发生部分为各开关管，也就是高压控制管、低压控制管、分隔管和接零管的控制端分别提供相同频率但不同相位的脉冲控制信号，使各开关管在不同的时间状态下导通或截止，并随脉冲控制信号的频率在导通、截止工作状态下交替转换。以此改变电容器组的串、并联工作方式，实现电容器组串联充电，并联放电的降压工作方式，以及并联充电，串联放电的升压工作方式。

本发明的目的还可以通过以下技术方案实现。

本发明中所述的充放电回路由两部分组成。所述的两部分充放电回路具有相同的电路结构，但在两部分回路中，各对应开关管在同一时间内导通或截止的工作状态相反，两回路在时间上互为补充地进行充放电，这样，便能够在负载上获得连续的纹波较小的放电电流。

本发明相比已有技术具有如下优点。

本发明采用开关管和电容储能元件，改变了长期以来一直延用的逆变器式

直流变换器，取消了交流变压器。因而，在电路结构上有了极大的简化，成本大大降低，工作效率得以提高，整机损耗仅仅在于开关管通态损耗和电容器漏电损耗。由于采用电容储能元件，使开关管的工作峰值电压仅仅是输入或输出峰值电压，由于开关管的隔断作用及电容储能过渡，使得整机抗干扰性能较之逆变式变换器大大提高。在开关管的通断频率允许下，工作频率越高，储能电容器电容量越小，输出电压的纹波也越小。在开关管自身条件如功率、开断电压、开关频率等允许的情况下，本发明的传输容量可达到相当大的数值，而且，容量与电容器C值无关，能广泛用于直流稳压电源、直流电压变换、大电流发生器以及电弧焊设备等。

图1为已有技术中电组分压式降压变换器工作原理图。

图2为已有技术中逆变器式变换器工作原理框图。

图3为本发明电路结构示意图。

图4为本发明作为降压变换器原理示意图。

图5为本发明作为升压变换器原理示意图。

图6为本发明采用互补充放电回路的原理示意图。

图中标号：1、2、高压端线，3、4、低压端线，R D开关管通态电阻。

以下结合附图，通过实施例，对本发明作进一步描述。

实施例1：

参见图4，在高压端线1、2间接入电源 $V_i$ ， $r_i$ 为其内阻，负载 $R_L$ 接低压端线3、4间，成为降压变换器。由于所提供的作用于开关管Q端的脉冲控制信号使得高压控制管 $TH_1$ 、 $TH_2$ 、分隔管 $TG_1$ 、 $TG_2$ …… $TG_{n-1}$ 与低压控制管 $TL_1$ 、 $TL_2$ …… $TL_n$ 、接零管 $To_1$ 、 $To_2$ …… $To_n$ 在同一时刻的导通与截止的工作状态相反

，因此，当高压控制管TH<sub>1</sub>、TH<sub>2</sub>导通时，分隔管TG<sub>1</sub>、TG<sub>2</sub>……  
 ……TG<sub>n-1</sub>导通，接零管To<sub>1</sub>、To<sub>2</sub>………Ton与低压管  
 TL<sub>1</sub>、TL<sub>2</sub>………TL<sub>n</sub>均截止，电容器组C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>……  
 ……C<sub>n</sub>成为串联连接，并接受电源Vi充电，此时，充电回路与负载隔断，  
 充电回路等效电阻R<sub>i</sub>=r<sub>i</sub>+(n+1)·RD，等效电容C<sub>i</sub>=C/n，  
 其充电时间常数τ<sub>i</sub>=R<sub>i</sub>·C<sub>i</sub>，所提供的脉冲控制信号的脉冲宽度保证各  
 电容有一足够的充电时间，以充满电，因此，充电过程结束时，各电容C上的  
 充电电压为Vi/n。当脉冲控制信号发生跳变，高压控制管TH<sub>1</sub>、TH<sub>2</sub>  
 转为截止，分隔管TG<sub>1</sub>、TG<sub>2</sub>………TG<sub>n-1</sub>亦截止，接零管T  
 o<sub>1</sub>、To<sub>2</sub>………Ton与低压管TL<sub>1</sub>、TL<sub>2</sub>………TL  
 n均导通，电容器组中各电容C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>………C<sub>n</sub>转而成为并联连接  
 ，并向负载RL放电，此时，放电回路与电源隔断。放电回路等效电阻R<sub>o</sub>=  
 RL+2RD/n，等效电容C<sub>o</sub>=nC，其放电时间常数τ<sub>o</sub>=R<sub>o</sub>·C<sub>o</sub>  
 ，放电过程起始电压为Vi/n。放电过程中，等效电容C<sub>o</sub>的端电压u<sub>co</sub>  
 = (1/n)·Vi·e<sup>-t/τ<sub>o</sub></sup>，设放电过程脉冲宽度为k·τ<sub>o</sub>，（其中k为大于零的常

数），则，放电过程中等效电容C<sub>o</sub>输出的电压有效值为：V<sub>co</sub>=

$$\sqrt{(1/k \cdot \tau_o) \int_0^{k \cdot \tau_o} u_{co}^2 \cdot dt} = (1/n) \cdot V_i \cdot \sqrt{(1 - e^{-2k}) / 2k}$$

因为RL ≫ (2/n)·RD。所以变换器输出电压V<sub>o</sub>=V<sub>co</sub>=(1/n)·

$$V_i \cdot \sqrt{(1 - e^{-2k}) / 2k}，实现降压变换。其中，\sqrt{(1 - e^{-2k}) / 2k}$$

即为传输系数。

由上式可见，当电容器组中电容的个数n一定，传输系数的大小决定于k  
 值，也即，决定于放电过程脉冲宽度。并且，k值与传输系数的大小成反比。

在满足电容器组有一足够的充电时间，以充满电的前提下，k值的调整有

两种方式，包括有调整控制脉冲的频率  $f$ ，或是调节放电过程的控制脉冲占空比。

### 实施例 2：

参见图 5，与实施例 1 所述的降压变换器所不同的是，在高压端线 1、2 间接负载，电源  $V_i$  接低压端线 3、4 间， $r_i$  为其内阻。在脉冲控制信号的作用下，电容器组并联接受电源充电，并且在串联状态下向负载  $R_L$  放电。充电回路等效电阻  $R_i = r_i + 2R_D / n$ ，等效电容  $C_i = n \cdot C$ ，充电时间常数  $\tau_i = R_i \cdot C_i$ ，放电回路等效电阻  $R_o = R_L + (n+1) \cdot R_D$ ，等效电容  $C_o = C / n$ ，放电时间常数  $\tau_o = R_o \cdot C_o$ ，要求所提供的脉冲控制信号能保证电容器组有足够的充电时间，使其充电过程达到稳定状态，这样，放电起始电压即为  $n \cdot V_i$ 。根据充放电原理同样可得出，升压变换器输出电压  $V_o = n \cdot V_i \cdot \sqrt{(1 - e^{-2k})} / 2k$ 。同降压变换器原理相同，其传输系数  $\sqrt{(1 - e^{-2k})} / 2k$  亦可通过调整控制脉冲频率  $f$ ，或是调节放电过程的控制脉冲宽度占空比来予以调节。

### 实施例 3：

参见图 6，采用互补充放电回路的变换器。

在实施例 1、2 所述的变换器中，由于采用单个的充放电回路，因此，在负载  $R_L$  上得出的为一间断的电压信号。本实施例中，充放电回路是由充放电回路 I 和充放电回路 II 两部分组成，所述的两部分充放电回路具有相同的电路结构，并且，在回路 I 与回路 II 两部分电路中，各对应的开关管在同一时间内导通或截止的工作状态相反，两回路 I、II 在时间上互为补充地充放电，这样，在负载  $R_L$  上即可得出一连续的放电电流。

本实施例中，各开关管可选择功率 MOSFET 管，其中，高压控制管 T

H<sub>1</sub>、TH<sub>2</sub>、TH<sub>1</sub>'、TH<sub>2</sub>'为IRF455，低压控制管TL<sub>1</sub>、TL<sub>2</sub>、TL<sub>1</sub>'、TL<sub>2</sub>'、分隔管TG<sub>1</sub>'、TG<sub>1</sub>和接零管To<sub>1</sub>'、To<sub>2</sub>'、To<sub>1</sub>、To<sub>2</sub>采用4N18。匀压电阻RG、RS、RG'、RS'为分隔管提供脉冲控制信号，也为电容器组中各电容C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>1</sub>'、C<sub>2</sub>'提供匀压。当高压端线1、2间接入300伏直流电压，选择电容器C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>1</sub>'、C<sub>2</sub>'为2 μF / 200 v无感电容，RG'、RG为14 MΩ / 1 W，RS'、RS为1 MΩ / 1 W，经计算得出，其低压端线3、4间的输出电压为100伏稳定电压，最高工作频率设计为1 MHz，最大输出电流25 A，允许电源电压V<sub>i</sub>波动范围±10%，负载最大功率可为3 KW。

由于大电流、高电压、高频率的开关管（也即电力电子元件）不断涌现，目前已有功率MOSFET，最大电流为60 A，最高工作电压1000 V；Bi-MOSFET I<sub>max</sub>为200 A，V<sub>max</sub>达1000 V；GTO I<sub>max</sub>达4500 A，V<sub>max</sub>达5000 V；MOS控制晶闸管MCT传输功率已达到10 VA，若将上述元件用于本发明，将能设计出变换电压等级高、电流大、传输功率极大的运用于电力系统的直流变换器，也将为电力系统中直流输电提供更多的使用条件。



说 明 书 附 图

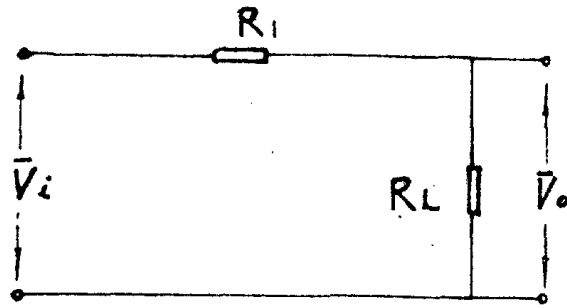


图 1

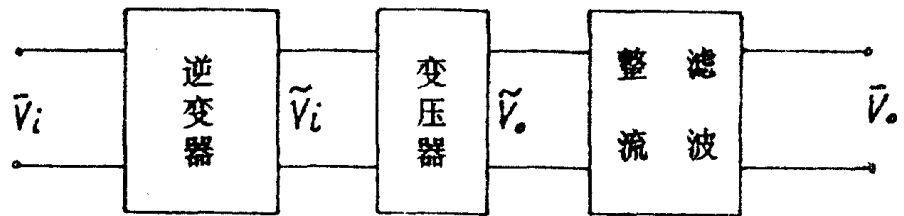


图 2

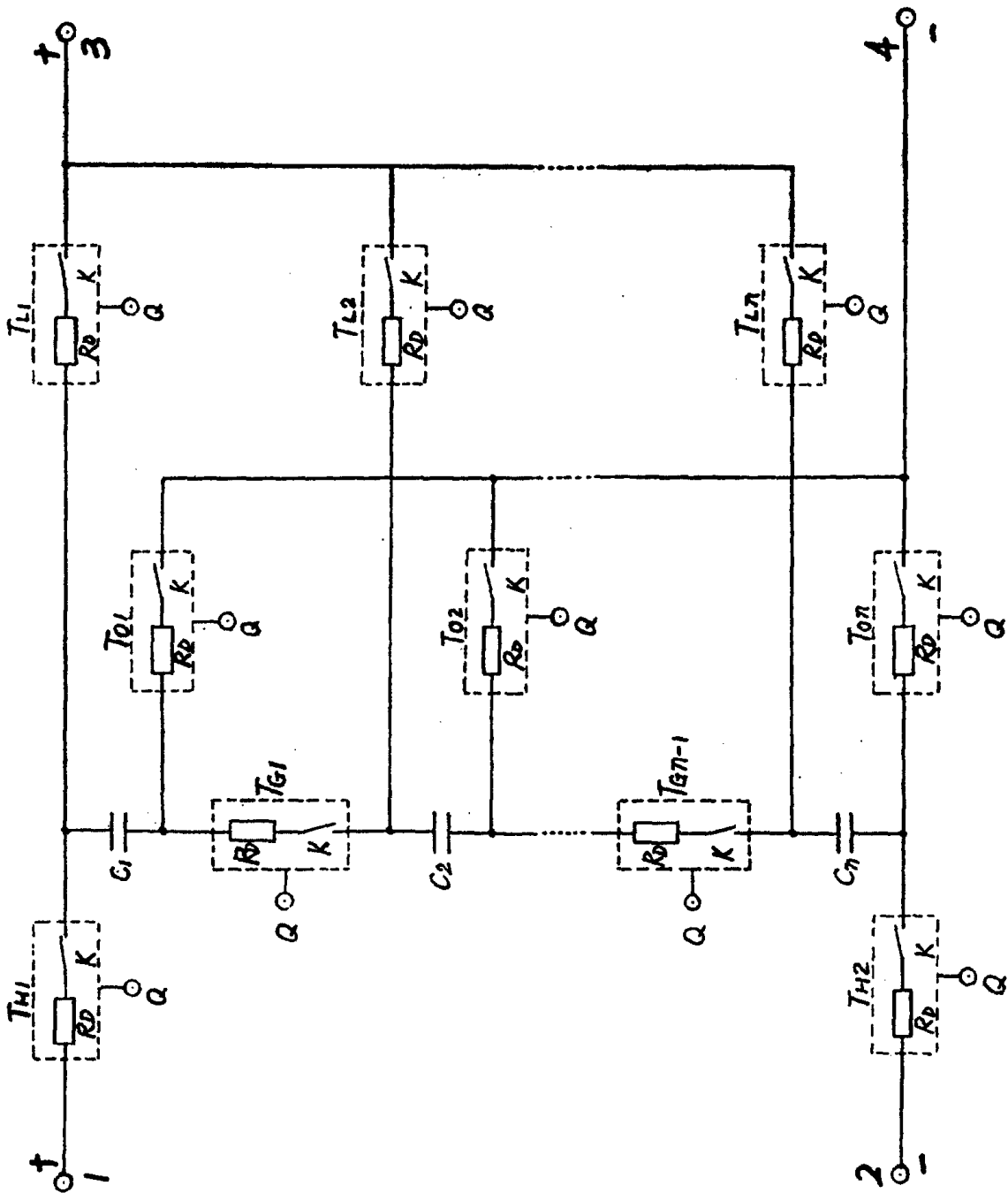


图3

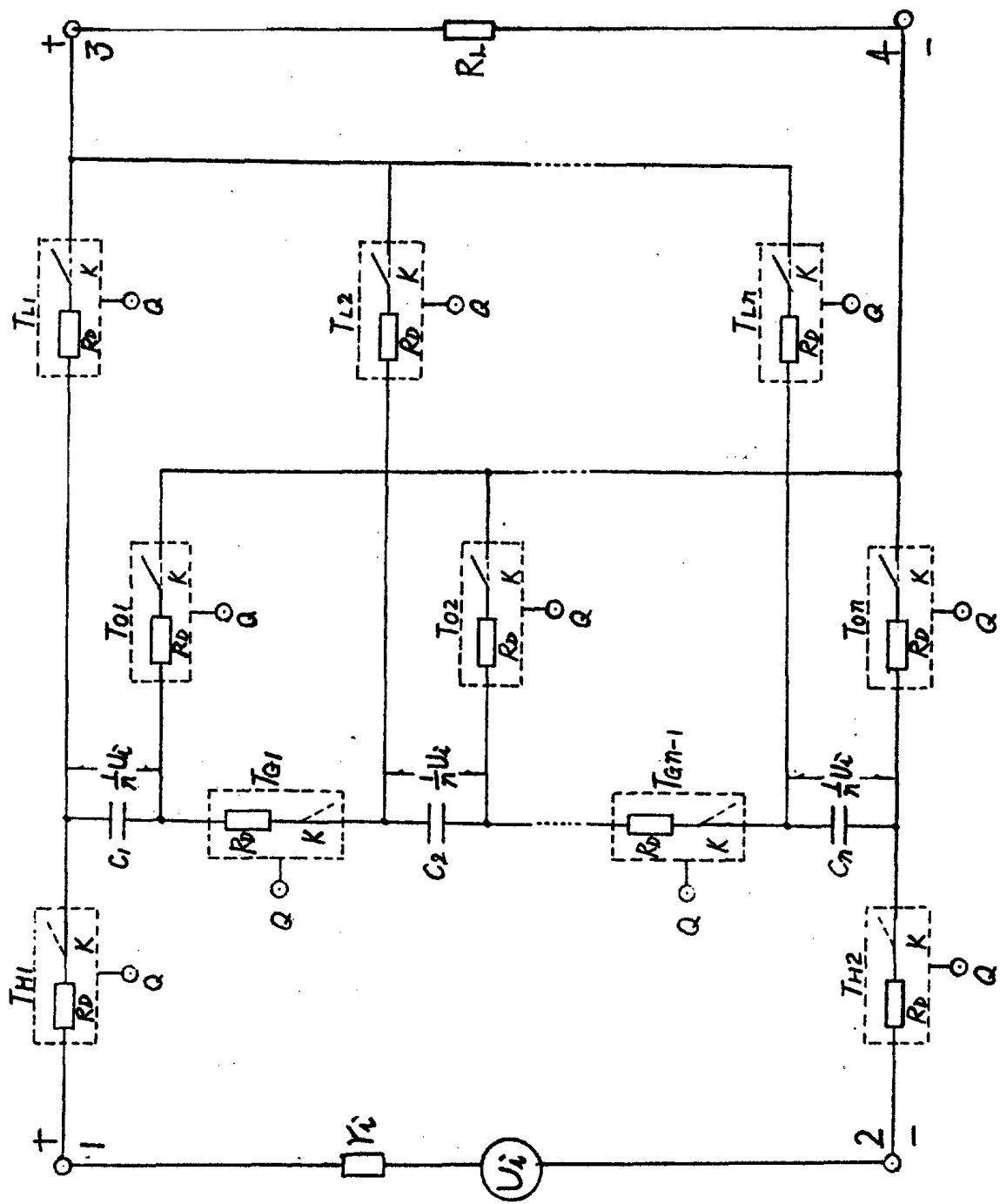
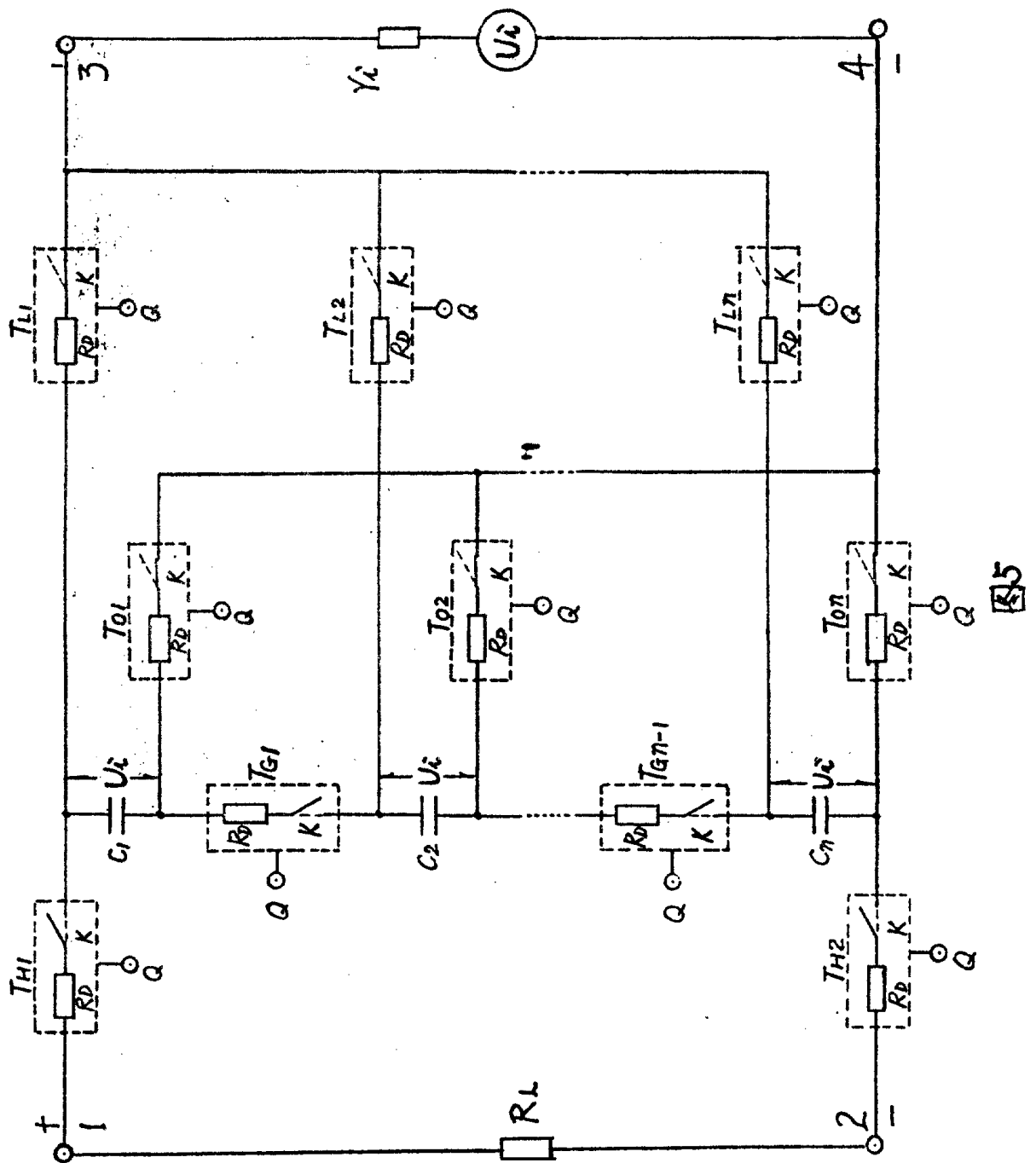
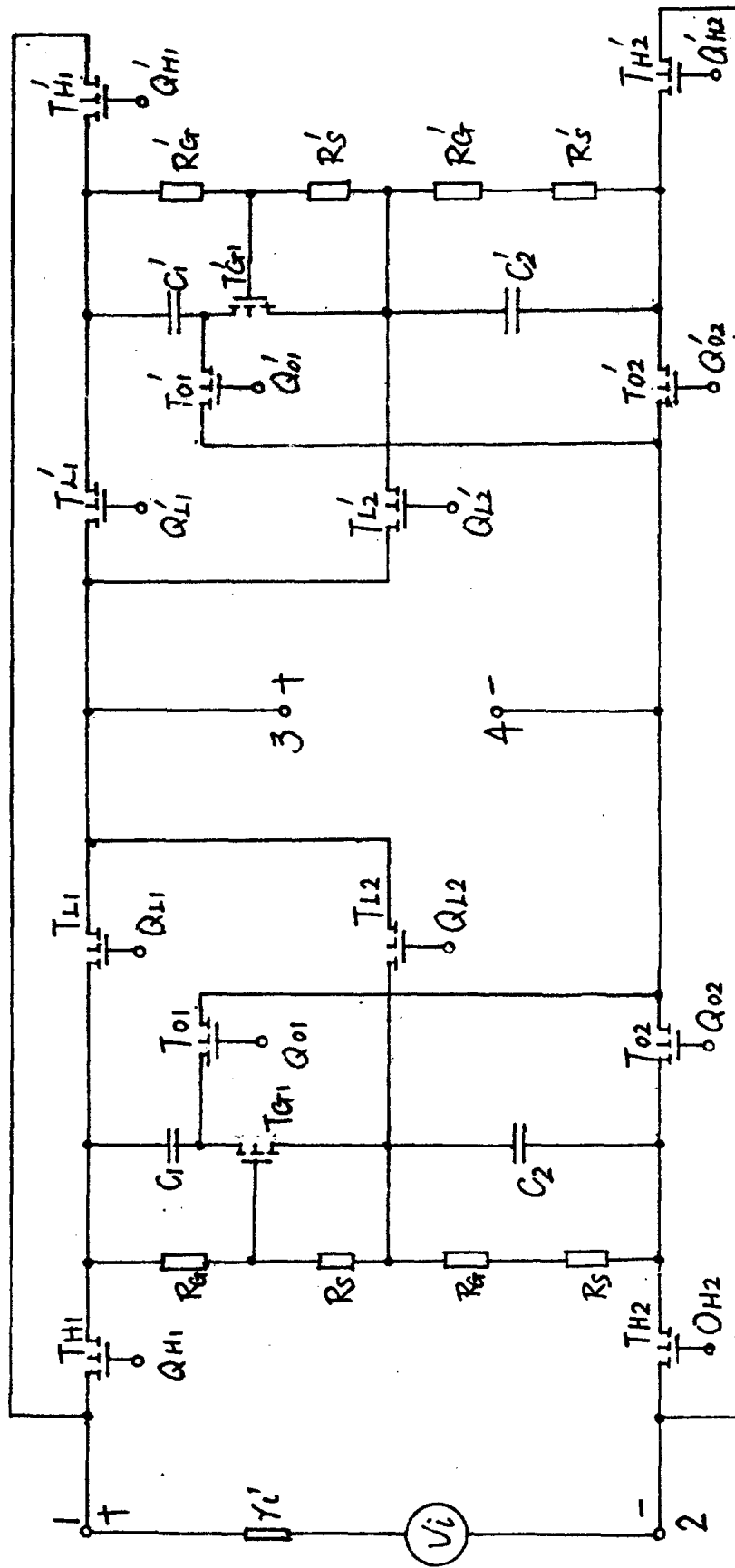


图4





6