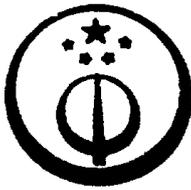


[19]中华人民共和国专利局

[11]授权公告号



# [12] 发明专利说明书

CN 1023174C

[21] 专利号 ZL 91104560

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

H03F 3/20

[45]授权公告日 1993年12月15日

[24]颁证日 93.10.3

[21]申请号 91104560.0

[22]申请日 91.6.4

[30]优先权

[32]90.6.5 [33]US [31]533,646

[73]专利权人 大陆电子公司

地 址 美国得克萨斯州

[72]发明人 布赖恩·亚历山大·韦弗

丹尼尔·利奥·迪基

H03F 3/38 H04B 1/04

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

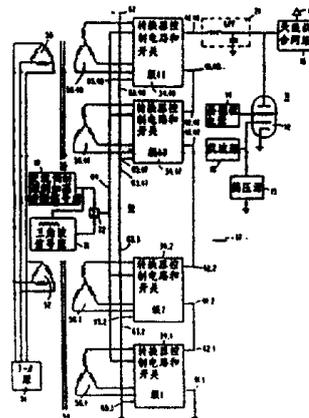
代理人 曹济洪 何关元

说明书页数: 附图页数:

[54]发明名称 具有多个开关级的功率放大器

[57]摘要

一种用作 AM、RF 发送机板极负载的功率放大器包括有多个开关级，每一级由一直流源来驱动，每一级根据信号源的幅值超过该级的一个阈值的幅值（每级具有一个不同的阈值）而非导通状态转换为饱和状态，该阈值和信号源的设置使得当信号源的幅值相应于不同级的阈值变化时，由各级的输出端间获得的响应在 0 和予定的幅值之间变化，所有不同级的响应被相加。一个相对于信号源的最大值而言具有一较小的固定最大幅值的三角波有效地改变各级的阈值。



## 权 利 要 求 书

---

1. 响应于一个信号源的一个放大器, 包括至少几个只被启动成为二个双电平状态中的一个状态的级, 对于每一级该状态的控制是与该信号源的值超过一个阈值有关, 每一级有一个不同的阈值, 所说的各个阈值和信号源配置使得当信号源的值相对于不同级的阈值而变化时, 各个级在所说的双电平状态之间变化, 与多个级的双电平状态相关的双电平输出被相加, 其特征在于: 用相对于信号源的预定最大值小的量值连续地改变阈值的装置。

2. 一种响应于允许具有作为时间函数的变化值的一个信号源的放大器, 包括至少几个只被启动成为二个双电平状态中的一个状态的级, 对于每一级该状态的控制与该信号源的值超过一个阈值有关, 所述的各个阈值和信号源的配置使得当信号源的值相对于不同级的阈值而变化时, 各个级在所说的双电平状态之间变化, 其特征在于: 相对于一个中间阈值而连续改变阈值的装置, 其改变量是信号源的值的函数。

3. 一响应于具有一个 $N+K$  值并允许具有作为时间函数的变化值的一个信号源的放大器, 包括至少几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个状态的级, 相关于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以获得总和响应, 其特征在于: 响应于所述信号源来启动各级以使处于所说状态之一的级的数目正比于 $N$  并且这些级中的至少一级是脉宽调制的装置, 该脉宽调制的占空比正比于 $K$  使得在该脉宽调制响应的一个周期内的总和响应的平均值正比于 $N+K$ , 所说级的任何之一允许正比于 $K$  的脉宽调制。

4. 一响应于一个允许具有作为时间函数的变化值的信号源的放大器, 包括至少几个只被启动为二个不同双电平状态中的一个状态的级,

相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以获得为该信号源的分段函数的总和响应，其特征在于：响应于信号源来启动各级以使处于所说状态之一的级的数目与信号源的值和一个具有相对于信号源的预定最大值小的连续变化信号的值的组合成比例的装置。

5. 如权利要求2 或3 或4 所述的放大器，其特征在于其中每一个所说的级具有一个不同的中间阈值，以便当信号源的值相对于某一级的阈值而变化时，该级的状态发生变化。

6. 如权利要求5 所述的放大器，其特征在于进一步包括用相对于信号源的预定最大值小的量值连续地改变每一级的阈值的装置。

7. 如权利要求1 或2 或5 或6 所述的放大器，其特征在于不同的所述级的阈值发生变化，以使得在信号源的值没有变化时，在不同的时间内不同的级处于所述的第一和第二状态，并且对于相同的信号源的值导出相同的和。

8. 如权利要求1 或2 或5 或6 所述的放大器，其特征在于其中多个级的阈值是由响应于直流参考电压的控制电路给出，该参考电压是由跨接在直流电源的端点的电压分压器供给的，该电压分压器包括有至少几个抽头，每个抽头上的电压相应于每级的阈值。

9. 如权利要求1 或2 或6 所述的放大器，其特征在于其中多个级的阈值是由响应于直流参考电压的控制电路给出，该参考电压是由跨接在直流电源端点的电压分压器供给的，该电压分压器包括至少几个抽头，每一级包括有一个比较器，该比较器响应于如下的组合(a) 信号源的值，(b) 代表变化值的信号的幅值，(c) 被抽头上的电压所控的一个参考值，以使产生具有用来控制级的导通状态的跃迁输出信号。

10. 一响应于一个允许具有作为时间函数的变化值的信号源的放大器，包括至少几个被启动成为两个不同的双电平状态中的一个状态的级，相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以便获得是信号源

的分段函数的总和响应；响应于信号源的值来产生分别表明处于所述状态之一的级的数目是增加和减少的第一和第二指令的装置；其特征在于：响应上述指令(a) 增加和减少取得所说第一和第二电平的输出级的数目，使得取得第一电平时间最长的级响应第二指令被启动以取得第二电平而取得第二电平时间最长的级响应第二指令被启动以取得第一电平，以及(b) 即使信号源的值无变化也驱使在不同时间内不同的级取得第一电平和不同的级取得第二电平的装置。

11. 响应于一个允许具有作为时间函数的变化值的信号源的一个放大器，包括至少几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个的级，相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以便获得是信号源的分段函数的总和响应；响应于信号源以获得应处于第一状态的级的数目的第一指示和实际处于第一状态的级的数目的第二指示的装置；以及用来根据第一和第二指示的比较结果控制每一个所说的级处于所说第一状态的时间长度和处于所说第一状态的级的数目的装置；其特征在于：所述的控制装置包括用于存贮一个与处于一个双电平状态的级的数目成比例的值的装置，根据表明第一指示超过第二指示和第二指示超过第一指示的比较结果，存贮在存贮装置中的值发生变化。

12. 如权利要求11所述的放大器，其特征在于所述的用于控制的装置即使在信号源的值没有变化时也驱使在不同的时间内不同的级取得第一电平状态和不同的级取得第二电平状态。

13. 如权利要求11或12所述的放大器，其特征在于用来获得第一指示的装置包括多个只有双电平输出的输入单元，根据超过每个输入单元的一个阈值的信号源的值控制双电平输出，每一输入单元有不同的阈值，这样设置阈值和信号源使得当信号源的值相对于不同输入级的阈值变化时，输入单元的输出在所述双电平输出之间变化，输入单元的输出被相加在一起。

14. 如权利要求13所述的放大器, 其特征在于进一步包括用相对于信号源的预定最大值小的量值连续地改变阈值的装置。

15. 如权利要求14所述的放大器, 其特征在于用来改变一个所说级的状态的装置包括响应比较结果来增加和减少处于第一状态的级的数目。

16. 如权利要求15所述的放大器, 其特征在于进行存贮的装置包括一个具有多个级的环状调制器, 该环状调制器包括一对移位寄存器, 每个移位寄存器具有一个递增输入和多个状态, 每个状态与一个级相关, 递增输入中的一个响应表明第一指示大于第二指示的信号, 其它递增输入响应表明第二指示大于第一指示的信号。

17. 如前述权利要求的任意一个所述的放大器, 其特征在于放大器是一个功率放大器, 各个级是该功率放大器的功率输出级。

18. 如权利要求1 或2 或3 或4 或5 或6 或8 或9 所述的放大器, 其特征在于放大器被包括在功率放大器的功率输出级的控制电路中, 功率输出级只被启动成有电流和无电流状态; 并包括根据控制电路的各级输出的总和, 控制哪一个功率输出级处于有电流和无电流状态以及功率输出级处于有电流和无电流状态的时间的长短的装置。

19. 如权利要求18所述的放大器, 其特征在于起控制作用的装置启动输出级以使得对于相同的信号源的值, 不同的输出级是有电流的和无电流的。

20. 如权利要求18所述的放大器, 其特征在于起控制作用的装置启动输出级以使得即使在信号源的值没有变化时, 不同的输出级在不同的时刻是有电流的和无电流的。

21. 如权利要求1 或2 或4 或7 或从属于上述权利要求的任何一个权利要求中所述的放大器, 其特征在于其中的“变化”是由具有一恒定变化值的一个信号提供的。

22. 如权利要求21所述的放大器, 其特征在于具有一恒定变化值的信号具有一个固定的频率。

23. 如权利要求21所述的放大器, 其特征在于具有一恒定变化值的信号是一个具有可变频率的波, 该可变频率取决于所述信号源的一个参数。

24. 如权利要求23所述的放大器, 其特征在于所述参数是幅值。

25. 如权利要求23所述的放大器, 其特征在于所述参数是频率。

26. 如权利要求23所述的放大器, 其特征在于具有一恒定变化值的信号是一个具有一个可变频率的波, 该可变频率依赖于所述信号源的幅值和频率。

27. 如权利要求21-26 的任意一个所述的放大器, 其特征在于具有一恒定变化值的信号代表一个具有作为时间函数的线性变化的波。

具有多个开关级的功率放大器

本发明一般涉及专门用来向 AMRF 放大器的输出级提供调制的功率放大器,特别涉及包括多个用来有选择地将功率从直流电源耦合给负载的级的功率放大器,其中来自多个级的响应被相加,并且将功率耦合给负载的级的数目是由信号源的幅值来确定的。

脉宽被调制型的功率放大器经常被用来向 大功率 AMRF 发射机的输出级的输出电极提供调制输入,某些用来向大功率 AMRF 放大器的输出级提供调制输入的先有技术是 B 类推挽放大器和 D 类脉宽调制放大器,揭示这样的调制源的先有技术专利的一些例子是 Hulsey 等人的美国专利 4,747,161 和 4,776,036, Weaver 的 4,896,372 以及 Cummings 的 4,140,980, Swanson 的 3,506,920 和 3,588,744。在这些先有技术的设备中,调制波形控制加到功率发射管的阳极、即板极或输出电极的电压,输出管的板极直流电源电压基本上根据模拟调制源而变化。

脉宽被调制 D 类放大器特别通过改变连接在直流电源和输出级的板极之间的开关的接通和断开时间、即占空比和频率来产生可变的输出信号,在某些情况下,通过开关传送给输出级的电流和电压的幅值以及持续时间是变化的,可变宽度电流脉冲通过低通滤波器被耦合到输出级的阳极以便真实地给功率放

大器再现原来的模拟输入信号。

为了消除与高电压开关,例如 30000 伏有关的缺点,某些功率放大器使用由具有相同占空比的相移脉冲所控制的多个脉宽调制级,参看,例如 Swanson 的美国专利 4,468,626 和 4,164,714 以及 Kyrian 等人的 4,369,409。在这些在技术领域中被称为多相脉宽调制器的调制器中,各级以相同的频率但具有相对的相位偏差被转接,通过多个级馈送的功率被相加。

多相脉宽调制装置的缺点是所有的级通常被同时转接,这就使得所有的级容易产生如在 Hulsey 的美国专利 4,776,036 中描述的窄脉冲失真,因此,多相脉宽调制源存在的问题是调制输出电压在某些情况下不是传送给设备的模拟信号的精确重现,这就引起调制波的失真,从而导致 AM RF 发射机的发送信号的失真。

根据本发明的第一个方面,响应于信号源的一个放大器包括至少几个只被启动成为两个双电平状态中的一个的级,对每一极而言根据信号源的幅值超过一个阈值来控制双电平状态。每个级具有一个不同的阈值,其配置使得当信号源的幅值相对于不同级的阈值而变化时,各个级在双电平状态之间变化,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加,其改进的特征在于:用相对于信号源的预定最大幅值小的量值连续地改变阈值的幅值的各装置。

根据本发明的另一个方面,响应于信号源的放大器包括至少几个只被启动成为两个双电平状态中的一个的级,对每一极而言,根据信号源的幅值超过一个阈值来控制双电平状态,阈值和信号源的设置使得当信号源的幅值相对于不同级的阈值而变

化时,各个级在双电平状态之间变化,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加,其改进的特征在于:相对于一个中间阈值连续地改变阈值的幅值的装置,其改变量是信号源的函数。

为了获得最佳的线性度和最小的失真,连续改变是作为时间的函数而线性变化的,用锯齿波或三角波可获得这样的波形。如果提供具有作为信号源的幅值和频率的函数的可变频率的三角波就能获得最小失真。通过改变阈值,特别是以线性的方式,与先有技术的设备(如在涉及多相脉宽调制的前述专利中所揭示)相比失真就会显著地减少。

虽然 Swanson 的 4,403,319 号专利的图 3 所示的功率放大器的失真相当小,但该相当小的失真是用具有相当多的元件的复杂电路结构来获得的,在该结构中,从多个串接级中获得的电压和与将要被放大的电压进行比较,所产生的误差信号被转换成一个数字信号,用来控制具有数字加权输出电压的几个级。

在 Woodard 的 4,724,420 号专利中,来自多个直流电压源的直流输出电压根据模拟输入信号的幅值被组合在一起,虽然该系统具有相当小的失真,但它需要大量的部件并且很复杂,需要模一数转换器。以及二进制一分离的十进制分级转换器和具有不同电压的直流电源。

根据本发明,可知在大多数的情况下,通过使连续变化幅值的最大值等于不同级的相邻阈值之间的幅值可以使失真减至最小。相邻阈值在幅值上被大至相等的量分隔开来。在一实施例中,或者在第二实施例的小功率控制放大器中,这使得一个级工作于脉宽调制模式而所有其它的级完全处于一种或另一种状态。由于输入信号的幅值相对阈值而变化,一些级工作于脉宽调

制模式而剩下的级完全处于一种或另一种状态。

但是,有可能让不断改变的幅值的最大值取其它值,只要这些值大于相邻阈值之间的幅值,并且最大幅值与信号的最大幅值相比相对较小。因此,例如,如果不断改变幅值的最大值是相邻相等阈值之间的幅值的两倍,一对级就同时处于脉宽调制模式,虽然在这一模式中失真略微增大,但这样的操作方式具有能避免因各个级的细小的阈值偏差而出现的误差的优点。

因此,设想本发明的另一种方式是一个响应于幅值为  $N+K$  的信号源的放大器,该放大器包括至少几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个的级,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以获得总和响应,其改进的特征在于:响应于所述信号源来启动各级使得处于所说状态之一的级的数目正比于  $N$ ,并且各级中的至少一个级是脉宽被调制的装置,脉宽调制的占空比正比于  $K$ ,从而使得在一个周期内的总和响应的平均值正比于  $N+K$ 。

另一方面,本发明涉及响应于信号源的一个放大器,并且包括至少几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个的级,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以便获得是信号源逐级再现的总和响应,其改进的特征在于:响应于信号源来启动各级使得处于所述状态之一的级的数目与信号源的幅值和具有相对于信号源的预定最大幅值而言为较小的最大幅值的连续变化波的幅值的线性组合成正比的装置。

根据另外的特点,改进的特征在于通过启动各级使得(a)处于多个状态之一的级的数目正比于信号源的幅值(b)即使信号源的幅值无变化,在不同的时间内,不同的级处于所说的第一和

第二状态。

根据进一步的特点,响应于信号源的放大器包括至少几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个的级,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以便获得是信号源的逐级再现的总和响应,根据信号源的幅值,产生分别表明取得所说电平之一的级的数目是增加还是减少的第一和第二命令,其改进的特征在于:响应上述命令(a)增加和减少取得所说第一和第二电平的输出级的数目,使得取得第一电平时间最长的级响应第二命令被启动以取得第二电平,取得第二电平时间最长的级响应第一命令被启动以取得第一电平,以及(b)即使信号源的幅值无变化也驱使在不同的时间内不同的级取得第一电平和不同的级取得第二电平的装置。

这一电路结构使得对于信号源的相同幅值在不同的时间内不同的输出级处于无电流导通状态,所以在几个级中的功耗基本上相等,这样一来,就基本上消除了某一级过热并易于损坏的可能性,换句话说,负载被不同的级所共享以便提高放大器的寿命。

根据其中一个特点,多个级的阈值是由响应于从跨接在直流电源的输出端的电压分压器中获得的直流参考电压的控制电路导出的,电压分压器包括至少几个抽头并且每一个抽头的电压与每一级的阈值相关,每一级最好还包括一个响应于(a)信号源,(b)代表变化幅值的波的幅值和(c)被抽头的电压控制的参考幅值的线性组合的比较器,以产生具有用来控制级的导通状态的跃迁的输出信号。

根据本发明另外的方面,响应于信号源的放大器包括至少

几个只被启动成为两个不同的双电平状态中的一个的级,相应于多个级的双电平状态的双电平输出被相加以便获得是信号源的逐级再现的总和响应,其改进的特征在于:响应于信号源以获得应处于第一状态的级的数目的第一指示和实际处于第一状态的级的数目的第二指示的装置,以及用来根据第一和第二指示的比较结果控制每一个所说级处于所说第一状态的时间长度和处于所说第一状态的级的数目的装置。

在最佳实施例中,用来获得第一读数的装置包括多个只有双电平输出的输入单元,根据超过每个输入单元的一个阈值的信号源的幅值控制双电平输出,每一输入单元有不同的阈值,这样设置阈值和信号源使得当信号源的幅值相对于不同输入级的阈值变化时输入单元的输出在双电平输出之间变化。

用来控制每一个所说级处于所说第一状态的时间和处于所说第一状态的级的数目的装置包括根据表明第一和第二指示相差大于一个死区的比较结果改变一个所述级的状态的装置,改变一个所说的级的装置包括根据比较结果增加和减少处于第一状态的级的数目的装置。

在最佳实施例中,增加和减少处于第一状态的级的数目的装置包括具有多个级的环状调制器,该环状调制器包括一对移位寄存器,每个移位寄存器具有一递增输入和多个状态,每个状态与一个级相关,递增输入中的一个响应表明第一指示大于第二指示的信号,其它递增输入响应表明第二指示大于第一指示的信号。

在一个实施例中,放大器是功率放大器,各个级是功率放大器的功率输出级,在另一个实施例中,放大器被包括在功率放大

器的功率输出级的控制电路中,功率输出级只被启动成有电流和无电流状态。根据控制电路各级输出的总和,控制哪一个功率输出级处于有电流和无电流状态,以及功率输出级处于有电流和无电流状态的时间的长短。

图 1 是包括本发明的一个实施例的功率放大器的发射机的方框图和电路图;

图 2 是图 1 所示的放大器的一个级的电路图;

图 3 是放大器改进的电路图和方框图,其中不同的级在不同的时间内响应于具有相同幅值的交流信号从而在不同的时间内获得具有相同幅值的输出电压;

图 4 是包括在图 3 的放大器中的环形调制器的方框图。

现参看图 1,包括本发明实施例的发射机的方框图和电路图。发射机包括大功率输出级 11,后者包括四极管 12,天线耦合网络 13,屏栅极电源 14,直流偏压源 15 和射频载波源 16,这样选择偏压源 15 和载波源 16 使得四极管被驱动工作于 B 类、C 类或 G 类状态。通过包括调制器 17 的调制源,输送作为四极管阳极即板极的电源电压的调制电压。实际上,调制器 17 是响应交流调制源 18(典型的源是在零电压电平和预定最大电平之间变化的音频、语音信号源)的大功率放大器。四极管 12 响应源 15 和 16 的输出、电源 14 的电压、以及施加到它的板极 11 的可变幅值直流电压,以产生中心频率等于载波源 16 的频率的调幅波,四极管 12 获得的调幅波通过天线耦合网络 13 输送给天线 19。

功率放大器 17 产生基本上是由电压源 18 产生的波的再现

的可变幅值、可变频率的波,但是,由放大器 17 产生的波具有离散电压电平的阶梯变化,典型的阶梯变化大约是 600 伏。在一实施例中,由放大器 17 获得的最小和最大电压之间有 48 个不同的阶梯,所以最大电压大约是 28800 伏,功率电平均为 500 千瓦。当放大器 17 的输出被输送给四极管 12 的板极时,用低通滤波器 21 对其滤波或求其平均值,使得四极管板极电压是源 18 的波的精确再现。

在一实施例中,功率放大器 17 包括 48 个不同的级 34.1, 34.2, 34.3, ……34.46, 34.47 和 34.48, 为方便起见,仅示出前两个和后两个级,即级 34.1, 34.2, 34.47 和 34.48。各个相同级的相同部件具有在小数点左侧的相同的标号,而同一级的部件具有在小数点右侧的等于级数的相同标号。以下详细描述级 34.1, 由于所有的级 34 都相同,对所有的级讨论级 34.1 一般来说已足够了。级的数目可以大于或小于 48,但在任何情况下至少应有几个级。

通过将各个级的输出电压相加,来自所有级 34 的响应就被加在一起了,而输出电压相加是通过叠加各个级的输出端的电压实现的。

级 34 的每一级工作于完全导通、即饱和状态或非导通状态,用具有相同电压的直流电源驱动级 34 的每一级,当每个级处于完全导通(饱和)状态时,施加到该级的直流电压被传送到级的输出端 41 和 42,当级 34 的某一级截止时,该级的输出电压和输出阻抗几乎降为零。

输出端 41 和 42 在地和低通滤波器 21 的输入端之间级连,因此,端 41.1 接地,端 42.1 和 41.2 连在一起,端 42.47 和 41.

48 也连在一起,而端 42.48 接到滤波器 21。在端 42.48 产生的输出端 41 和 42 的电压和就这样作为可变幅值直流电压被输送给低通滤波器 21。

级 34 的每一级的直流电从三相交流电源 51 得到。电源 51 起动并行变压器 54 和 55 的 $\Delta$ 连接的初级绕组 52 和 53,绕组 52 起动独立 Y 连接的三相次级绕组 56.1—56.24,而变压器 53 起动同样为 Y 连接的次级绕组 56.25—56.48。初级绕组 52 和 53 包括这样调整的抽头(未示出),使得流入级 34 的每一级的交流电流与在该级的交流输入端两端产生的电压基本同相,换句话说,向级 34 的每一级提供的功率的功率因素在该级导通时接近 1,以便提高效率,为此,这样调整绕组 52 和 53 的抽头使得流入初级绕组的电流相对于从次级绕组 56.1—56.48 得到的电流有约  $30^\circ$  的相移。因为将约多于 24 个的三相次级绕组紧耦合到一个三相初级绕组有各种困难,所以设置了两个初级绕组 52 和 53。级 34 的每一级包括全波三相整流器(未示出),以便将该级的三相输入转换成具有相当小的纹波和恒定幅值的直流电压。

用交流调制源 18 的输出并行起动级 34 的每一级,级 34 的每一级对调制源 18 的输出电压电平有不同的阈值,通过在端子 62 的正直流电压和地之间连接电阻性电压分压器 61 来建立不同的阈值,电压分压器 61 包括级 34 的每一级的不同抽头 65,等值电阻 63 连接在相邻的抽头之间,使相邻抽头之间的电压差相等。在一实施例中,源 62 的电压是 4.8 伏,所以抽头 65.1,65.2……65.47 和 65.48 的电压分别是 0,0.1,……4.7 和 4.8 伏。

通过电压分压器 61 的抽头 65 施加给级 34 的阈值与导线 64 上的电压相比较,当级 34 的某一级的阈值小于由导线 64 上的电压施加给该级的电压时,该级为完全导通的饱和状态;当由电压分压器 61 向某一级提供的阈值大于通过导线 64 施加到该级的电压时,该级处于截止状态。

级 34.1 被接到电压分压器 61 的接地抽头,所以当导线 64 上的电压超过零幅值时(大部分时间都是这样),级 34.1 就导通。在端子 62 施加给级 34.48 的电压等于电压源 18 的最大电压,级 34.48 只在放大器的一小部分工作时间内被驱动为完全导通的饱和状态。在所讨论的实施例中,级 34.1 在除源 18 的电压小于 0.05 伏外的所有时间内都导通,级 34.48 只在源 18 的电压超过 4.75 伏的时间内才完全导通,当源 18 的电压等于 0.0 或 4.8 伏时,级 34.1 和 34.48 每个分别具有 50% 的占空比;当源 18 的电压在略大于 0.05 伏和略小于 4.75V 之间变化时,级 34 的中间各级,即级 34.2—34.47,在基本上为源 18 的幅值的函数的可变时间内处于完全导通和截止状态。随着源 18 的幅值增大和减少,完全导通的级的数目也增大和减少,所以完全导通的级的数目基本上是源 18 幅值的线性函数。

级 34 的每一个作为音频源 18 的幅值、由电压分压器 61 施加到某一级的阈值电压和在源 18 的每一周期内多次有效地同时改变所有各级的阈值的因子的函数而工作于完全导通和截止状态,每个级 34 的有效阈值电平的变化在总量上至少应等于相邻级间的阈值。

在已被实际构成的一个设备的结构中,阈值变化等于相邻阈值之间的差,人们发现相对于 没有可变阈值而会发生

的情形而言,这样的变化大大地减少了由低通滤波器 21 输送到四极管 12 的板极的调制电压的失真。只要阈值变化只是源 18 的最大电压的一小部分,还可以使阈值变化等于多于一个级的阈值。如果阈值变化是相邻一对级 34 之间的阈值的两倍,两个级的输出就会被平均并消除了对抽头 65 的电压的控制问题。

级 34 的可变阈值可通过在加法网络 72 中将三角波信号源 71 的输出与源 18 的输出进行线性组合来获得,三角波信号源 71 的最低频率至少是源 18 的最高频率的两倍,最好是其几倍,三角波信号源 71 的输出最大电压幅值是源 18 的最大幅值相当小百分比的一个恒定值。由于源 71 有效地改变了级 34 的每一级的阈值,由源 71 获得的波的最大电压幅值至少等于相邻一对级 34 的阈值差。

信号源 71 最好是三角波或线性锯齿波,以便在由低通滤波器 21 耦合到四极管 12 的板极的信号中提供最佳的线性度和减少失真,线性度获得的原因在于被接通的每一输出级 34 的导通时间与源 18 的电压的瞬时幅值成正比,因此被接通级 34 是脉宽被调制的。虽然源 71 最好具有线性变化,但其它波形也能用作该源,例如,在某些情况下,源 71 可以是正弦波。

增强的线性度可通过按源 18 的输出幅值和频率的函数来改变源 71 的频率而获得,随着源 18 的频率和幅值增大,源 71 的频率也相应增大。为此目的,源 18 的输出被耦合到源 71 的输入。但是,可以理解,源 71 也可以是与源 18 的输出无关的恒定频率信号源。

在一最佳实施例中,源 71 以前述美国专利 4,896,372 的图 6 所示的方式来构造,在这一例子中,从源 71 获得的可变频率、

恒定幅值的三角波的频率按源 18 的幅值的类似 RMS 的函数而增大和减少,此外,源 71 三角波输出的频率随着源 18 的频率的增大和减少而相应地增大和减少。为此目的,三角波信号源 71 与前述 4,896,372 号专利的图 6 中揭示的三角波信号源以及连接到它的输入的元件是一样的。

由于上面所述的原因以及源 71 的控制,当一个特定级 34 处于导通状态时,其持续时间主要线性相关于源 18 的瞬时幅值,其次与源 18 的 RMS 幅值和频率相关。某一级 34 的输出电压响应源 18 变化在零伏和 600 伏之间变压,而源 18 的电压在某一级的中间阈值和三角波信号源 71 的峰—峰值之间变化。只要源 18 的幅值是在该级的中间阈值加或减源 71 的峰—峰值之间,某一级所获得的 600 伏电压电平的宽度就与源 18 的幅值线性相关。

这样,某一级 34 就获得在零伏和 600 伏之间变化的脉宽调制电压。脉冲的平均值与源 18 相对于某一级的中间阈值的变化成比例。由级 34. K 获得的脉宽调制波被叠加在级 34. 1—34. (K-1) 的 600 伏输出的总和之上,所以平均滤波器 21 的输出是源 18 的变化的电压再现。

随着源 18 的幅值增大和减少,被启动为完全导通状态的级 34 的数目也逐渐增加和减小,例如,响应导出一瞬态输出电平(该电平是端子 62 上电压的一半)的加法电路 12, 放大器 17 的所有级的一半(即级 34. 1—35. 24)处于导通状态,而剩下的级(即级 34. 25—34. 48)处于非导通状态。

根据以上所述,输出端 42. 48 的电压是具有 48 个可能阶梯的高电压阶梯波,当电压处于任一个阶梯时,就获得具有一个阶

梯幅值的可变宽度脉冲。对级 34 的某一级,在阈值区间内,脉冲的宽度与源 18 的瞬时幅值线性相关。因为由三角波信号源 71 对级 34 的每级所提供的有效阈值变化,所以在输出端 42.48 的阶梯波的平均值精确地跟踪源 18 的幅值变化,低通平均滤波器 21 由此得到了源 18 的波形的精确的高电压再现,而没有与转接一个高电压源相联系的开关损失。

级 34 的每一级的最佳实施例的电路图如图 2 所示。由将变压器 54 或 55 的次级绕组 56 处的三相交流电压转换成直流电压的三相整流器 101 向级 34 的每一级提供直流电,整流器 101 启动在其两端产生 600 伏直流电压的并联电容器 102,电容器 102 两端的电压经过独立控制极双极晶体管 103 的发射极—集电极通路被有选择地接至输出端 41 和 42,也可以使用其它类似的器件。晶体管 103 具有类似于金属氧化物半导体场效应晶体管的双极发射极—集电极特性以及高阻抗控制极特征。晶体管 103 包括分别连接到电容器 102 的一个电极和二极管 104 的阴极的集电极和发射极,二极管 104 的阳极被接到电容器 102 的另一极,二极管 104 跨接于输出端 41 和 42。

在晶体管 103 的控制极和发射极之间的偏压控制是由电路 105 提供的,电路 105 在饱和和不导通之间转换晶体管 103 的发射极—集电极通路,在饱和状态中,电容器 102 两端的直流电压被耦合到输出端 41 和 42,使二极管 104 反偏,当晶体管 103 不导通时,输出端 41 和 42 之间的电压由于经由二极管 104 的阳极和阴极所提供的相当低的阻抗而迅速降为零。因此,输出端 41 和 42 之间的阻抗在晶体管 103 处于导通状态时保持在第一个予定的恒定值,而当晶体管不导通时保护在第二个相当低的预定

值。

电路 105 由包括经过限流电阻 107 连接到电路 105 的输入端的光电二极管 106 的光—电通路进行控制,二极管 106 被光耦合(例如通过光纤光通路)到发光二极管 108,后者经电阻 111 连接以响应比较器 109 的输出。

比较器 109 包括正负输入端 112 和 113,两者分别响应在某一级 34 的偏压网络 61 的抽头 65 处的电压和来自加法网络 72 的电压,当输入端 112 的电压超过输入端 113 的电压时,比较器 109 输出一个二进制电平 1,而当输入端 112 的来自偏压网络 61 的电压低于输入端 113 的来自加法网络 72 的电压时,比较器 109 输出一个二进制零电平。

当比较器 109 输出零电平时,二极管 108 被启动使发光二极管 106 发光,而当比较器 109 输出 1 电平时,二极管 108 给出无光信号。当二极管 106 发光时,电路 105 被启动而使晶体管 103 处于饱和状态,而当二极管 106 上没有光出现时则晶体管 103 不导通。来自加法网络 72 和偏压网络 61 的电压被线性组合去控制包括有晶体管 103 的级 32 的开关的导通状态。

根据本发明的一个进一步的方面(示于图 3 和图 4),某一输入电压导致不同的级 34 被启动以导出相同的输出电压和,如像在图 1 的实施例中对于该电压所提供的那样。选择级 34 的哪些级导通是与 AC 调制源 18 以前的变化以及其瞬时值有关的,就这一点来说,由于调制源 18 的变化是随机的,所以级 34 的哪些级导通的选择也是随机的。通过使级 34 的导通随机化,当某些级事实上从不消耗能量时,其它级也并不总消耗能量。因此,在不同的级 34 之间,其能量的分配接近相等,以便在级 34 中实际上均衡地消耗能量,防止在某一级的产生过热现象,这与图 1

正好相反,在图 1 中,最低编号级(也就是级 34. 1,34. 2 等)几乎总是导通,而最高编号级(也就是级 34. 48,34. 47 等)实际上永不导通。图 1 和图 3 的放大器的另外不同之处是,图 3 中的级 34 的每一级在三角波源 71 的频率上进行脉冲间隔调制。在一个特定时间处于导通状态的级 34 的数目是由信号源 18 的幅值所决定的。

为此,源 18 至 71 的电压在加法网络 72 中被线性组合,并在比较器 109. 1—109. 48 中与在电压分压器 61 中的抽头 65 上的电压进行比较,比较器 109. 1—109. 48 导出二进制电平,其导出方式与图 1 中级 34. 1—34. 48 中相应的比较器 109 导出二进制电平的方式相同。

为了按调制源 18 的当前和过去的值的函数来控制输出级 34. 1—34. 48 中的哪些级处于导通和非导通状态,将处于二进制 1 状态的比较器 109. 1—109. 48 的数目与在导通状态的输出级 34 的数目进行比较。该装置是这样的,例如,如果源 18 的幅值保持不变,则处于启动状态的输出级 34 的数目也保持一定;但是,尽管事实上源 18 的幅值不变,而输出级 34 中的哪些级被启动则是不断变化的。例如,如果源 18 的电压是端点 62 上的电压的一半,则 48 个级 34. 1—34. 48 中的 24 个级是导通的,在某一个时刻期间,当源 18 的电压是端点 62 上的电压的一半时,则级 34. 7—34. 30 可能被导通,而在之后的时刻期间,级 34. 8—34. 31 可能被导通,但在两个时刻期间,由级 34 导出的电压和总是  $24 \times 600 = 14,400$  伏。

为此,给出二进制 1 电平的比较器 109. 1—109. 48 的数目是通过将这些比较器的二进制 1 电平提供给加法网络 121 来指

出的,该加法网络 121 的输出电压是在任何时刻具有 48 个可能值之一的一个直流电压,加法器 121 中的每一个可能的输出电压表示比较器 109.1—109.48 中具有二进制 1 电平的比较器的数目。

在三角波源 71 的每一周期内,比较器 109.1—109.48 的输出通过分别馈送至采样和保持(即锁存)网络 122.1—122.48 而被多次采样,该网络也响应于具有几兆赫频率的时钟源 123。锁存器 122.1—122.48 的锁存输出被送至加法网络 121,当调制源 18 和波源 71 中出现变化时,加法电路 121 的输出电平相应地变化。

加法器 121 的输出信号与一个表示处在全导通状态的级 34 的数目的信号(从加法器 125 导出)相比较,加法器 126 响应于锁存网络 133.1—133.48,后者分别响应于环状调制器 127 和时钟 123 和 48 个不同的二进制状态。加法器 125 给出一个具有 48 个不同电平之一的输出,这 48 个不同电平的每一个电平表明级 34.1—34.48 的导通和非导通状态。加法器 121 和 125 的输出信号被馈送至比较器 126,比较器 126 有选择地给出作为加法器 121 和 125 的输出信号的函数的两个正向(即二进制 0 至 1)变向转移。

比较器 126 包括差分放大器 140 以及比较器 141 和 142,放大器 140 具有分别响应于由加法器 121 和 125 给出的电压的正和负输入端。放大器 140 的输出被并行地馈送至 141 和 142 的负输入端和正输入端。其正和负输入端分别响应于负和正直流参考电压( $-V_{ref}$  和  $+V_{ref}$ ),这里  $V_{ref}$  的典型值是 50 毫伏。响应于从放大器 140 施加到具有比  $-V_{ref}$  要大的一个负电压的比较器 141 的负输入端的电压,比较器 141 给出一个二进制 1 电

平,响应于放大器 142 的正输入端上超过 $+V_{ref}$  的电压,比较器 142 也给出一个二进制 1 输出,如果差分放大器 140 的输出是处于 $-V_{ref}$  到 $+V_{ref}$  的死区之间时,则比较器 141 或 142 的输出是二进制 0 电平,并且在环状调制器 127 中不出现变化。

用在比较器 126 的输出端上的跃迁来控制输出级 34.1—34.48 中的哪些级处于导通状态和非导通状态,为此,比较器 126 的输出被馈送至环状调制器 127 的两个分隔开的输入端,该环状调制器也响应于时钟源 123。环状调制器 127 包括有 48 个输出端,每个端对应于输出级 34.1—34.8 的一个级。处于导通状态的输出级 34 的数目通常等于比较器 109.1—109.48 中具有二进制 1 电平的比较器的数目,但是,级 34 中哪些级导通与比较器 109.1—109.48 中哪些具有二进制 1 电平这之间并无其它一致关系。

环状调制器 127 包括有 128.1—128.48 和 129.1—129.48 两组输出端点,分别并行由表示 34.1—34.48 中的哪些级是充分导通和非导通的二进制信号驱动。在输出端点 128.1—128.48 上的信号被作为控制输入馈送至级 34.1—34.48,这些控制包括光纤通信,如前面根据图 1 和图 2 所描述的那样。在输出端 128.1—128.48 上的信号作为输入被馈送至锁存器 133.1—133.48,继而馈送至加法器 125。

环状调制器 127 的最佳实施例在图 4 中详细描述,它包括有两个 48 级的再循环移位寄存器 131 和 132 以及 48 个输出锁存器 133.1—133.48,每一个构成一个 J—K 触发器。每一个移位寄存器 131 和 132 都包括一个响应于比较器网络 126 的一个单独输出的增量(INC)输入端和一个响应于时钟源 123 的时钟

输入端。移位寄存器 131 和 132 仅在一个正方向上被驱动,因而当响应被馈送至该增量输入端的跃迁时,处于二进制 1 状态的移位寄存器级前移 1 位。在一个特定的时间,移位寄存器 131 和 132 中只有某一级是处于一个二进制 1 状态。当一个二进制 1 状态是在每一个移位寄存器 131 和 132 的最后一级(即级 48)时,响应下一个在该移位寄存器的增量输入端上出现的正向变化转移,移位寄存器的二进制 1 状态前移到级 1。在时钟 123 的正向跃迁期间,当移位寄存器的增量输入端出现一个正向跃迁的瞬时,移位寄存器 131 和 132 的状态前移 1 位。

移位寄存器 131 响应在比较器 141 的输出端的二进制 0 至 1 的跃迁而被递增,同时移位寄存器 132 响应在比较器 142 的输出端的二进制 0 至 1 的跃迁而被递增。为此,比较器 142 和 141 的输出端被分别与移位寄存器 132 和 131 的增量输入端相连。

为级 34.1-34.48 的每一个级设置的锁存器 133.1-133.48 的每一个包括有一个置位(S)和一个复位(R)输入端以及一个时钟输入端,锁存器 133.1-133.48 的时钟输入是由时钟源 123 的输出并行提供的。锁存器 133.1-133.48 的置位输入被分别连接到移位寄存器 132 的级 1-48 中的每一级的输出端点,锁存器 133.1-133.48 的复位输入被分别连接到移位寄存器 131 的级 1-48 的每一个输出端点。当锁存器被置位(即在二进制 1 状态)时,锁存器 133.1-133.48 的输出端向输出端点 127.1-127.48 和 128.1-128.48 提供二进制 1 电平。

每个锁存器 133.1-133.48 是这样一种类型,即在前面的时钟脉冲输入期间,响应馈送至复位输入端的二进制 0 状态,所

述锁存器,即触发器处于二进制 0 状态,而在前面的时钟脉冲输入期间,响应于馈送至置位输入端的二进制 1 状态,则锁存器 133. 1—133. 48 处于二进制 1 状态。如果在一个特定的时钟间隔内,一个二进制 1 被馈送至一个特定的锁存器 133. 1—133. 48 的复位和置位输入端,则该特定的触发器的输出状态回复到相反的二进制状态,即从 1 变到 0 或从 0 变到 1。锁存器 133. 1—133. 48 的这种状态的变化仅仅在跟着在特定触发器的置位或复位输入端的一个二进制 0 到 1 的跃迁之后的时钟 123 的一个正向变换期间才出现。

当每一个锁存器 133. 1—133. 48 处于初始复位状态时,一般的复位电路(未示出)使移位寄存器 131 和 132 被启动,从而级初始置位为一个二进制 1 状态。

在工作中,具有二进制 1 值的移位寄存器 131 和 132 的级通常表明在输出级 34 的范围内哪些级分别是复位级和是置位级,移位寄存器 131 和 132 的这些级分别表示为  $N(r)$  和  $N(s)$ 。如果  $N(s)$  大于  $N(r)$ ,则输出级 34.  $N(r+1)$  到 34.  $N(s)$  是导通的,同时输出级 34. 1 到 34.  $N(r)$  和 34.  $N(s+1)$  到 34. 48 是非导通的,如果  $N(r)$  大于  $N(s)$ ,则输出级 34.  $N(r)$  到 34.  $N(s-1)$  是非导通的,同时输出级 34. 1 到 34.  $N(r-1)$  和 34.  $N(s)$  到 34. 48 是导通的,如果  $N(r)$  等于  $N(s)$ ,则输出级 34. 1 到 34. 48 或者全部导通或者不导通。

由加法器 121 的输出所表明的处于导通状态的输出级 34 的数目在比较器 126 中与由加法器 125 的输出所表示的处于导通状态的输出级 34 的数目进行比较。在时钟 123 的一个周期内,当加法器 121 的输出与加法器 125 的输出之差大于从一

$V_{ref}$  到  $+V_{ref}$  的一个工作死区时, 则在该时钟时间内移位寄存器 132 的计数递增 1; 相反, 在时钟 123 的一个周期内, 加法器 125 的输出超过加法器 121 的输出时, 移位寄存器 131 的计数递增 1。由于移位寄存器 131 和 132 的状态仅响应于比较器 126 的输出端的跃迁而被递增, 所述比较器本身又响应源 18 相对于由电压分压器 61 所设置的阈值的变化以及三角波源 71 的变化, 因此, 响应于加法器 72 的输出的幅值,  $N(s)$  和  $N(r)$  的相关值相应于由网络 61 所确定的阈值而变化。因此, 哪些级 34 导通是在一个相容的基础上变化的, 从而防止在最低编号的级中的持续损耗, 如像图 1 的放大器所具有的情况那样。实际上, 级 34 的每一级具有不同的阈值, 该阈值是随  $N(r)$  和  $N(s)$  的数值而变化的。

在滤波器 21 的输入端, 级 34 的输出电压之和响应三角波源 71 相应源 18 的幅值而言的跃迁在 0 和 600V 之间变换。这些转换之间的时间是由源 18 的幅值来控制的, 但是, 不同级 34 响应于三角波源 71 的变化而在不同的时间进入导通状态, 因此, 被损耗在不同输出级 34 上的实际功率是由这些级来均分的。

只要交流调制源 18 的电压在一个比与一级阈值有关的电压要小的电压上保持恒定, 那么在某一个时刻只有输出级 34.1-34.48 的一级进入导通状态。一个特定的导通级的导通持续时间由源 18 的幅值来确定。在一个由源 71 的频率所确定的频率上, 级 34.1-34.48 的所有级相继进入导通状态。一个特定输出级 34 的转换频率基本上等于源 71 的频率除以输出级数, 其典型值约为 2KHZ, 这样每个输出级的转换损耗就相对地低。随着源 18 的电压的变化, 在一个导通状态的输出级 34 的数目也相应地变化,

该输出级的一个级的导通间隔也要变化。哪些输出级 34 处于导通状态,这与交流调制源 18 的当前和以前的数值有关。

除去源 18 的电压是非常低的情况之外(在这里该源电压低于级 34 的一级的阈值电压),在实际所有的情况下,被装入二进制 1 电平的移位寄存器 131 和 132 的级数之差大于 1,这使得在同一时刻有一个以上的锁存器 133. 1—133. 48 进入二进制 1 状态,因此,一个以上的输出级 34. 1—34. 48 通常被同时启动进入导通状态。每个导通输出级 34 的占空比是由源 18 的电压的幅值来决定的。

虽然这里对本发明的几个具体实施例作了描述和图解说说明,但在不违反在权利要求中所规定的本发明的正确精神和范围的前提下可对该实施例作进一步的变型。例如,本发明的功率放大器除用作无线电发送机外还可用于其它目的。而且如果所伴随的较大的失真是可容许的话,则三角波源 71 可以从图 2 和图 3 的电路中去掉。

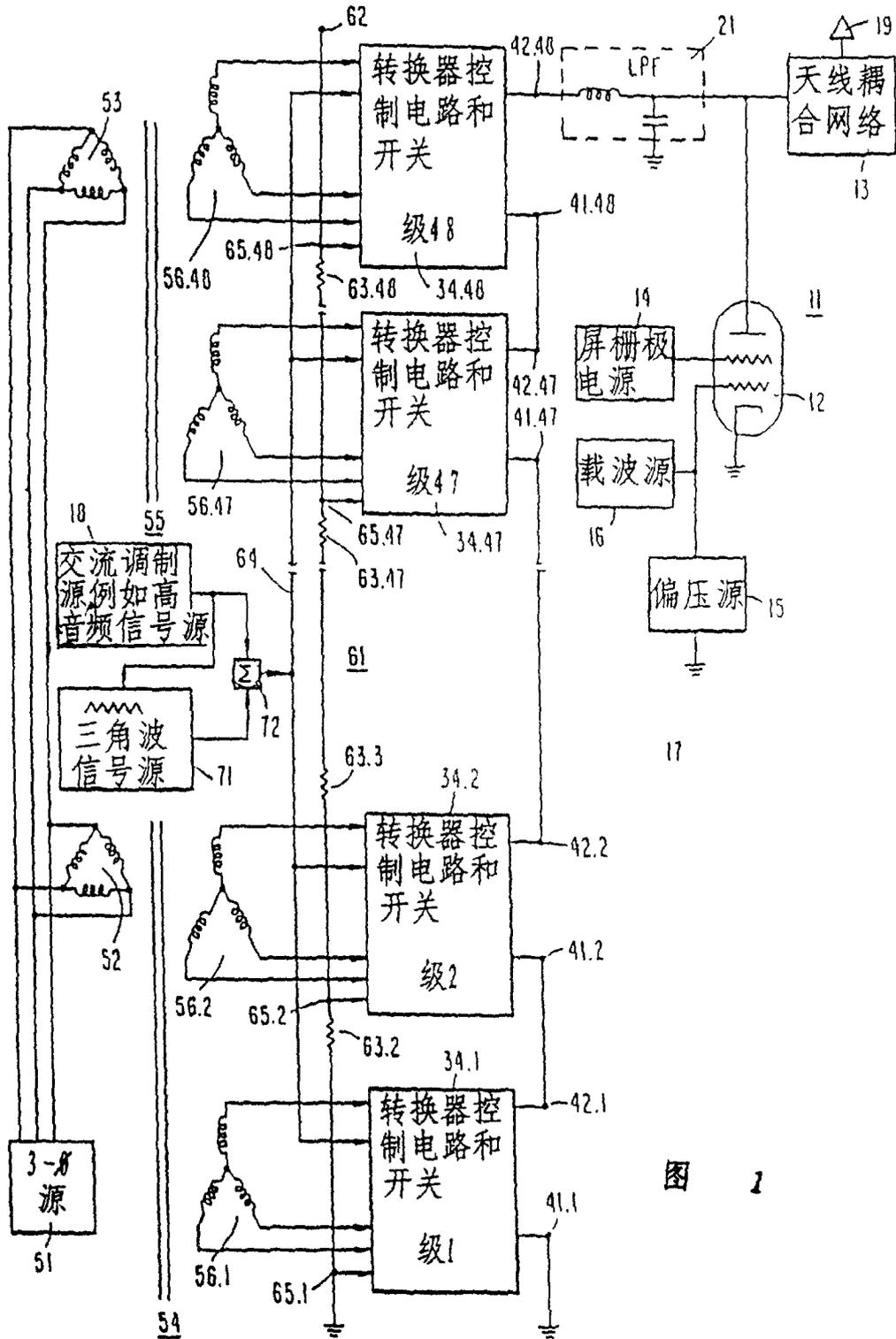


图 1

图 2

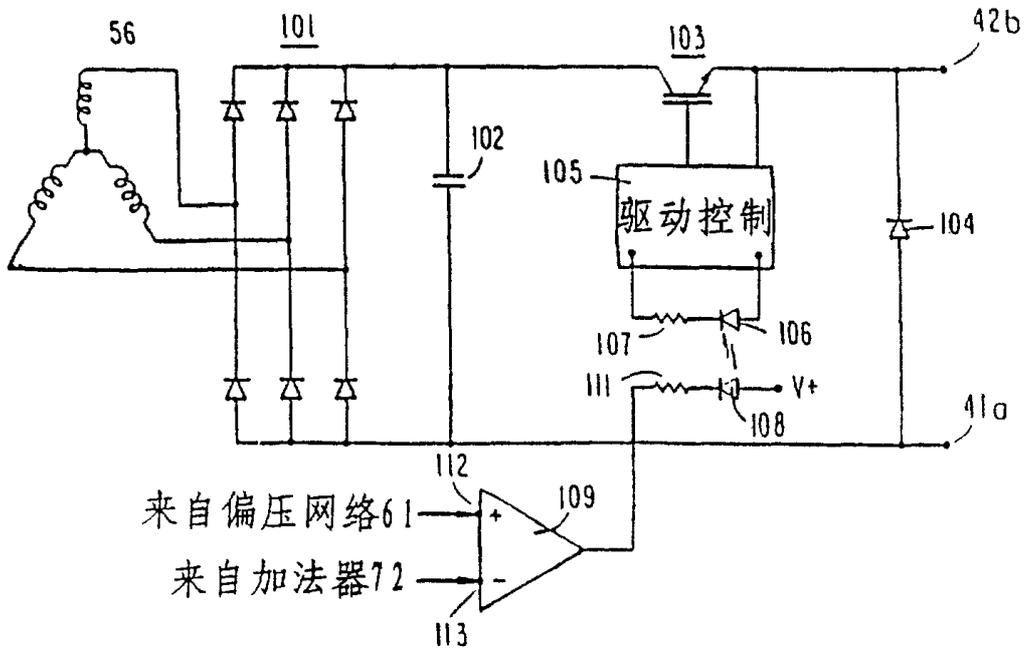
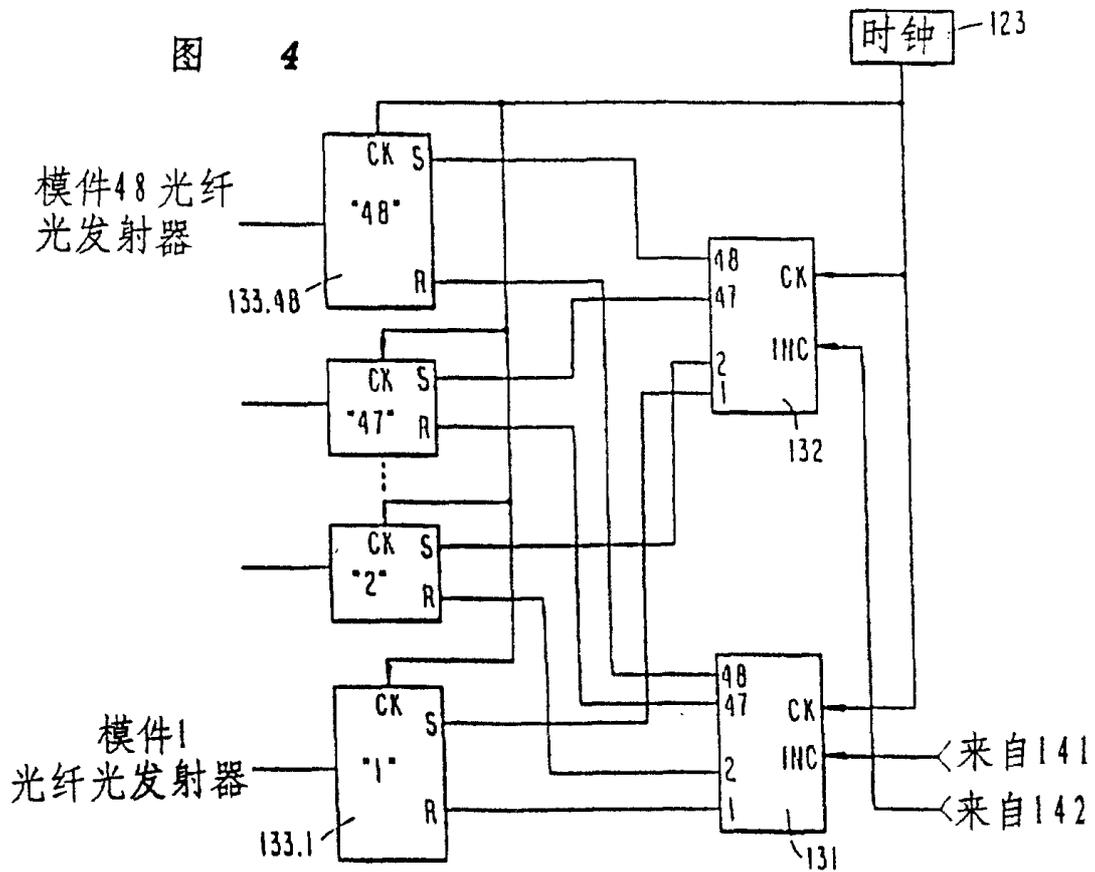


图 4



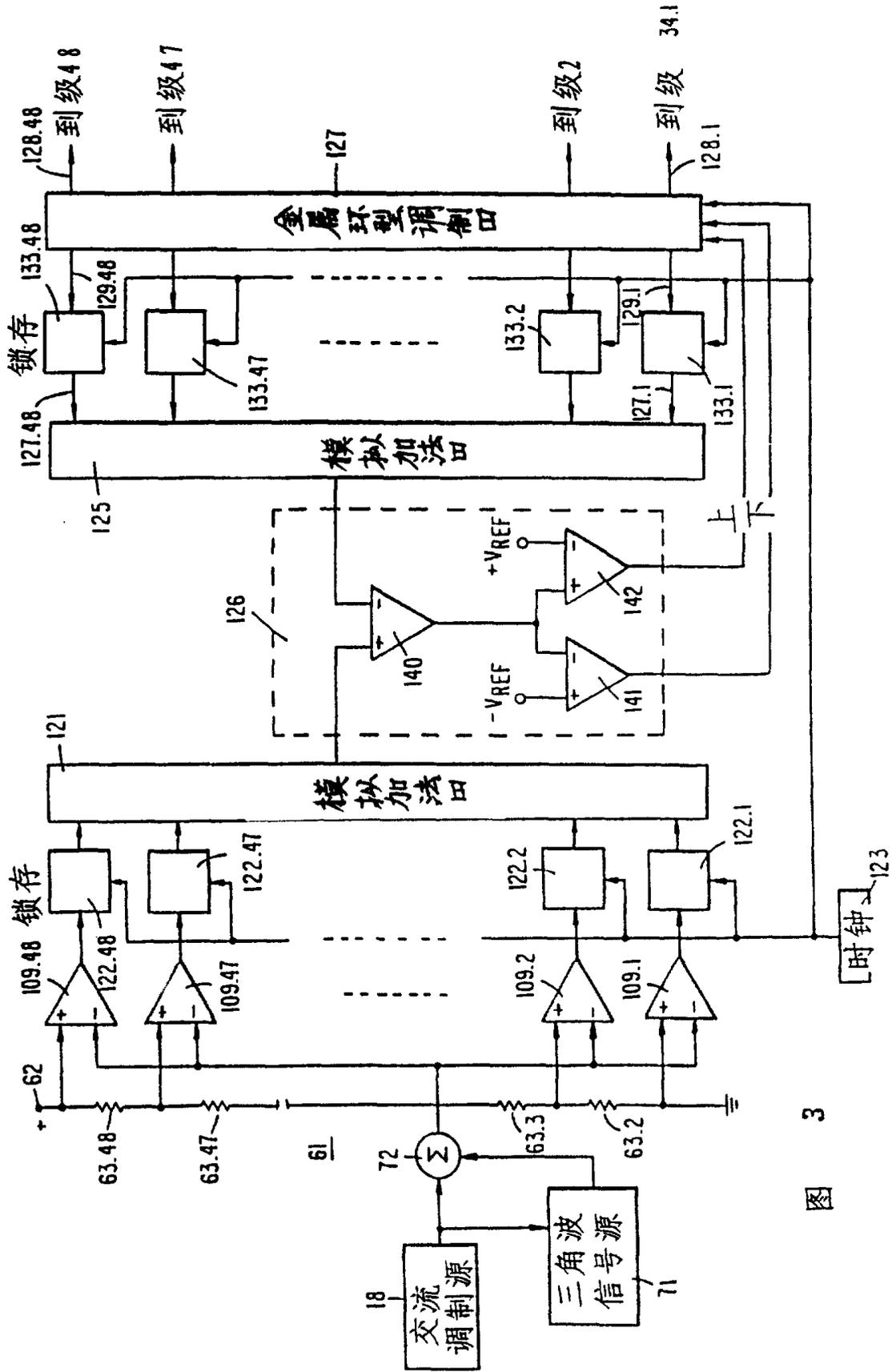


图 3