



(12)发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 93102721.7

[51] Int.Cl⁵
H04B 7/00

[43] 公开日 1993年9月29日

[22]申请日 93.3.25

[30]优先权

[32]92.3.26 [33]JP [31]67934 / 92

[32]92.9.25 [33]JP [31]246070 / 92

[71]申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪

[72]发明人 大嶋光昭

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
代理部
代理人 王以平

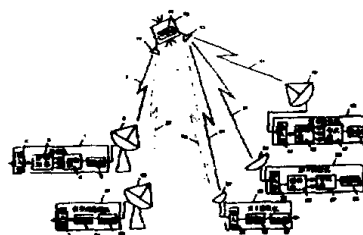
H04N 7/12 H04N 11/00

说明书页数: 109 附图页数: 138

[54]发明名称 通信系统

[57]摘要

一种通信系统,发送机按产生信号点图的相应信号点的输入信号调制载波。将输入信号分割为第1、2数据串,通过将信号点变换到信号点图的其它位置来产生第1、2数据串的发送误码率间的差。接收机可根据接收到的信号重建第1、2数据串。TV广播用的TV信号由发送机分割成分别代表第1、2数据串的低、高频带成分,接收机可根据其容量仅再低频带成分或再生低频和高频带成分。



<45>

1. 由信号输入部、调制部和发送调制信号的发送部组成的进行数据发送的通信系统,上述调制部根据来自上述输入部的输入信号调制载波,在信号间隔图(space diagram)上产生 $m \geq 4$ 的 m 个值的信号点,该通信系统有如下的特征:作为上述输入信号输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述信号点分割成为 n 个信号点群,把上述信号点群的 n 个值分别分配到第 1 数据中的各数据,把第 2 数据群的各数据分配在上述信号点群中的各信号点,在发送的通信系统中对第 1 数据串或第 2 数据串格状编码。

2. 具有接收信号的输入部、解调器和输出部的通信系统,上述解调器解调信号间隔图上 P 个值信号点的 QAM 等多值调制信号,该通信系统有如下特征,即在该通信系统中把上述信号点分割成 n 个值的信号点群,使各信号点群对应 n 个值的第 1 数据串,解调第 1 数据串使 p/n 个值的第 2 数据串对应于信号点群中大约 p/n 个值的信号点并解调第 2 数据串,在解调再生第 1 数据串和第 2 数据串的通信系统中格状(Trellis)解码第 1 数据串或第 2 数据串。

3. 使用进行数据发送的发送系统和解调再生的接收装置进行数据收发的通信系统,由信号输入部、调制部和发送调制信号的发

送部组成,上述调制部根据来自上述输入部的输入信号调制载波在信号间隔图上产生 $m \geq 4$ 的 4 个值的信号点,在该发送数据的通信系统中,作为输入信号输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述 n 个信号点分割为 n 个信号点群,把上述信号点群分配到第 1 数据串的 n 个值的数据上,把第 2 数据串的各数据分配到上述信号点群中各信号点,由发送机格状编码、调制、发送,送出发送信号,上述解调再生的接收装置具有接收上述发送信号的方法、接收信号的输入部、解调器和输出部,上述解调器解调信号间隔图上 P 个值信号点的 QAM 等多值调制信号,在该接收装置中,把上述信号点分割成 n 个值的信号点群,使 n 个值的第 1 数据串对应各信号点群并解调第 1 数据串,使 p/n 个值的第 2 数据串对应于信号点群中大约 p/n 个值的信号点并解调第 2 数据串,解调第 1 数据串和第 2 数据串的数据的同时,由格状解码器对再生解调信号的部分或全部进行解调。

4. 按权利要求 1 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串传送。

5. 按权利要求 2 所述的通信系统,其特征在于:把低频图象信号作为第 1 数据串接收,把高频图象信号作为第 2 数据串接收,以上所述的高频图象信号和低频图象信号合成为图象信号。

6. 按权利要求 3 所述的通信系统,其特征在于:图象信号被分

离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串传送。

7. 按权利要求 1 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分割为高频图象信号、中频图象信号和低频图象信号,把高频图象信号作为第 2 数据串发送,把中频图象信号的第 1—2 数据串和低频图象信号的第 1—1 数据串进行时间多路化,作为第 1 数据串输出。

8. 按权利要求 4 所述的通信系统,其特征在于:仅进行第 2 数据串的格状编码。

9. 按权利要求 7 所述的通信系统,其特征在于:对第 1—1 数据串和第 1—2 数据串进行误码校正编码,同时把第 1—1 数据串的误码校正编码的编码等级设定得比第 1—2 数据串的高。

10. 按权利要求 2 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分割为高频图象信号、中频图象信号和低频图象信号,把高频图象信号作为第 2 数据串接收,把第 1 数据串进行时间分割,解调中频图象信号的第 1—2 数据串和低频图象信号的第 1—1 数据串。

11. 按权利要求 5 所述的通信系统,其特征在于:仅把第 2 数据串进行格状编码解调。

12. 按权利要求 7 所述的通信系统,其特征在于:对第 1—1 数据串和第 1—2 数据串进行误码校正编码的解调的同时,与第 1—2 数据串相比,更高地设定第 1—1 数据串的误码校正编码的解调

编码等级并进行接收。

13. 由信号输入部、调制部和把调制信号记录在记录媒体上的记录部组成的进行数据记录的记录再生装置,上述调制部根据来自上述输入部的输入信号调制载波,在信号间隔图上产生 $m \geq 4$ 的 m 个值的信号点,该记录再生装置的特征在于:作为上述输入信号输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述信号点分割为 n 个信号点群,把上述信号点群的 n 个值分配到第 1 数据串的各个数据,在上述信号点群中各信号点上分配第 2 数据串的各数据,并进行记录。

14. 具有再生部、解调器和输出部的记录再生装置,上述再生部再生记录媒体上的记录信号,上述解调部解调信号间隔图上 P 个值信号点的 QAM 等多值调制信号,该记录再生装置的特征在于:在该装置中,把上述信号点分割为 n 个值的信号点群,使各信号点群对应 n 个值的第 1 数据串,解调第 1 数据串,把 p/n 个值的第 2 数据串对应信号点群中大约 p/n 个值的信号点,解调第 2 数据串,解调再生第 1 数据串和第 2 数据串。

15. 具有进行数据发送的传送装置和接收装置的记录再生装置,上述数据发送的传送装置由信号输入部、调制部和发送调制信号的发送部组成,上述调制部根据来自上述输入部的输入信号调制载波,在信号间隔图上产生 $m \geq 4$ 的 m 个值的信号点,上述接收装置具有接收上述发送信号的方法、接收信号的输入部、解调器

和输出部,上述解调器在信号间隔图上解调 P 上值信号点的 QAM 等多值调制信号,该记录再生装置的特征在于:在上述传送装置中,作为上述输入信号输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述 n 个信号点分割为 n 个信号点群,把上述信号点群分配到各个第 1 数据串的 n 个值的数据上,把第 2 数据串的各数据分配到上述信号点群中各信号点,进行格状编码、调制、发送,由发送机送出发送信号,在接收装置中,把上述信号点分割为 n 个值的信号点群,把各信号点群对应于第 1 数据串并解调,把 p/n 个值的第 2 数据串对应于信号点群中大约 p/n 个值的信号点并解调,解调第 1 数据串和第 2 数据串。

16. 按权利要求 13 所述的记录再生装置,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送记录,把上述高频图象信号作为第 2 数据串传送记录。

17. 按权利要求 14 所述的记录再生装置,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串传送。

18. 按权利要求 15 所述的记录再生装置,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串记录再生,把上述高频图象信号作为第 2 数据串

记录再生。

19. 按权利要求 13 所述的记录再生装置,其特征在於:把图象信号分割为高频图象信号、中频图象信号和低频图象信号,把上述高频图象信号作为第 2 数据串记录,把上述中频图象信号的第 1—2 数据串和上述低频图象信号的第 1—1 数据串时间多路化后的数据串作为第 1 数据串记录。

20. 按权利要求 16 所述的记录再生装置,其特征在於:仅把第 2 数据串格状编码。

21. 按权利要求 19 所述的记录再生装置,其特征在於:对第 1—1 数据串和第 1—2 数据串进行误码校正编码的同时,与第 1—2 数据串相比,更高地设定为 1—1 数据串的误码校正编码的编码等级。

22. 一种通信系统,其特征在於:在由载波相互正交的多个调制器群调制发送根据输入信号进行串/并行转换后的多个输入信号群的 OFDM 方式的发送器中,作为上述调制器群的各个调制器,使用了进行下述动作的调制器:根据上述输入信号群的信号调制上述载波,在信号间隔图上产生 $m \geq 4$ 的 m 个值的信号点,把上述输入信号群的信号分离为 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述信号分割为 n 个信号点群,把信号点群的 n 个值分别分配到第 1 数据串的各数据上,把第 2 数据串的各数据分配到上述信号群中各信号点上,进行调制。

23. 具有输入部、解调部和输出部的通信系统,上述输入部输入把接收信号 FFT 变换后的多个载波,上述解调部解调信号间隔图上 P 个值信号点的 QAM 等多值调制信号,该通信系统的特征在于:把上述信号分割为 n 个值的信号点群,把各信号点群对应于 n 个值的第 1 数据串,解调第 1 数据串,使 p/n 个值的第 2 数据串对应于信号点群中在约 p/n 个值的信号点,解调第 2 数据串,在解调再生第 1 数据串和第 2 数据串的通信系统中格状解调第 1 数据串或第 2 数据串。

24. 由信号输入部、调制部和发送调制信号的发送^{系统}进行数据发送和使用接收装置进行数据接收的通信系统,上述接收装置具有接收上述发送信号的方法、接收信号输入部、解调器和输出部,上述调制部根据来自上述输入部的输入信号调制载波在信号间隔图上发生 $m \geq 4$ 的 m 个值的信号点,上述解调器解调信号间隔图上 P 个值信号点的 QAM 调制信号,上述发送数据的发送系统中,作为输入信号输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述 n 个信号点分割为 n 个信号点群,把上述信号点群分别分配到第 1 数据串的 n 个值的数据上,把第 2 数据串的各个数据分配到上述信号点群中各信号点上,格状编码、调制、发送,由发送机送出发送信号,在上述接收装置中,把上述信号点分割为 n 个值的信号点群,使各信号点群对应于 n 个值的第 1 数据串并解调,使 p/n 个值的第 2 数据串对应信号点群中大约 p/n 个值的第 2 数据串并解调,

解调第 1 数据串和第 2 数据串的同时,用格状译码器解调再生解调信号。

25. 按权利要求 22 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串发送。

26. 按权利要求 23 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串传送。

27. 按权利要求 24 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分离为高频图象信号和低频图象信号,把上述低频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 1 数据串传送,把上述高频图象信号作为第 2 数据串发送。

28. 按权利要求 22 所述的通信系统,其特征在于:把图象信号分割为高频图象信号、中频图象信号和低频图象信号,把高频图象信号作为第 2 数据串传送,把中频图象信号作为第 1—2 数据串传送。

29. 按权利要求 25 所述的通信系统,其特征在于:仅把第 2 数据串格状编码化。

30. 按权利要求 28 所述的通信系统,其特征在于:对第 1 数据串和第 2 数据串进行误码校正编码化的同时,与第 1—2 数据串相比,更高地设定第 1—1 数据串的误码校正编码的编码等级。

31. 按权利要求 23 所述的通信系统,其特征在於:把图象信号分割为高频图象信号、中频图象信号和低频图象信号,把高频图象信号作为第 2 数据串接收,把第 1 数据串进行时间分割为 2 个信号,从一个信号解调中频图象信号的第 1—2 数据串,从另一个信号解调低频图象信号的第 1—1 数据串。

32. 按权利要求 26 所述的通信系统,其特征在於:级把第 2 数据串格状编码解调。

33. 按权利要求 7 所述的通信系统,其特征在於:在对第 1 数据串和第 2 数据串进行误码校正编码的解调的同时,与第 1—2 数据串相比,更高地设定第 1—1 数据串的误码校正编码解调的编码等级,并进行接收。

34. 按权利要求 1 所述的通信系统,其特征在於:在发送或接收第 1 数据串和第 2 数据串时,在第 2 数据串的误码率升高时,中止第 2 数据串的发或接收,仅传送第 1 数据串。

35. 按权利要求 2 所述的通信系统,其特征在於:在接收第 1 数据串和第 2 数据串时,第 2 数据串的误码率升高时,根据需要,在一定时间内,限于接收第 1 数据串。

通信系统

本发明涉及通过调制载频来传送数字信号的通信系统。

近年来,数字式通信系统在各种领域的应用正在不断地进步。特别是数字图象通信技术获得了惊人的进展。

其中,数字电视的传送方式最近越来越引人注目。现在的数字 TV 通信系统不过是作为播放台之间的中继而使用的、把数字电视的传送技术部分实用化了的设备。然而各国都在进行研究预定在不久的将来向地面广播和卫星广播方面扩展应用。

为适应高消费者的要求,今后有必要提高 HDTV 广播、PCM 音乐广播、信息广播和 FAX 广播等等广播服务内容的质量和数量。这就要求在 TV 广播所限定的频带内使信息量增大。在这个频带内能够传送的信息传送量随时代的技术极限而增加。因此,最理想的是能够随着时代的变化而变更接收系统,扩充信息传送量。

然而从广播的观点看,通常性和长时期确保所有的视听者的既得权利是重要的。开始新的广播服务时,能用现有的接收机或者电视机享受服务是必要的条件。可以说,在过去和现在、以及现在和将来

的新旧广播服务之间,接收机或电视机的互换性、广播的兼容性是最重要的。

今后推出的新的通信标准,例如数字电视广播标准中,需要能与将来的社会要求和技术进步相对应的信息量的扩充性、和现有的接收设备间的互换性及兼容性。

这里,从扩充性和兼容性的观点出发,阐述至今为止所提出的TV广播的传送方式。

首先,作为数字TV的卫星广播方式,提出了把NTSC-TV信号压缩为大约6Mbps,用4值psk调制这个压缩信号,用TDM方式实现多路化,使用1个脉冲转发器传送4—20个频道NTSC的TV节目或者传送1个频道的HDTV的广播方式。另外,作为HDTV的地面广播方式,正在研究把1个频道的HDTV图象信号压缩成约15Mbps的数据,再用16或者32QAM调制方式进行地面广播的方式。

首先,在卫星广播方式中,现在所建议的广播方式由于单纯地用以往的传送方式进行广播,因而播放1个频道的HDTV节目时使用了几个频道的NTSC的频带。因此,在HDTV节目的播放时间带内不能接收、播放几个频道的NTSC节目。可以说在NTSC和HDTV广播之间接收机、电视机没有互换性、兼容性。另外,还可以说完全没有考虑到将来伴随技术进步而成为必要的信息传送量的扩充性。

其次,现在所研究的先有方式的 *HDTV* 的地面播放方式不过是把 *HDTV* 信号在先有的 16QAM 及 32QAM 的信号点等间隔上用固定的调制方式直接播放。播放现存的模拟信号时,在广播服务范围内也必然存在有楼房阴影、低洼地以及受到邻近电视台的干扰等接收状态差的区域。在这样的区域,现存的模拟广播的图象质量虽然劣化但还能再生图象、收看 TV 节目。然而,用先有的数字 TV 播送方式,在这样的区域就有完全不能再生图象、完全不能收看 TV 节目。这包括数字 TV 广播本质的课题,是数字 TV 广播的普及所遇到的致命的问题。

本发明旨在解决上述先有的问题,特别是提供一种通信系统,该系统在卫星广播方面具有 *NTSC* 广播和 *HDTV* 广播的兼容性,在地面广播方面使服务范围内的不能接收区域大幅度减少。

为达到上述目的,本发明的通信系统是通过有意识地变更或者在时间上变化现有的等间隔的信号点的位置来传送信号的。例如在应用于 QAM 时,本发明的通信系统具有 2 个结构部分,即由信号的输入部、调制部和发送调制信号的发送部构成的进行数据发送的发送装置和具有上述发送信号的输入部、解调部和输出部的接收装置。上述调制部根据来自输入部的输入信号调制不同相位的多个载波并在信号矢量图上产生 m 个值的信号点。上述解调部在矢量图上解调单值信号点的 QAM 调制波。

根据这样的构造,作为输入信号,输入具有 n 个值的数据的第 1

数据串和第 2 数据串;用发送装置的调制器产生在矢量图上具有 m 个值的信号点的变形 m 值 QAM 方式的调制波。把这 m 个值的信号点分割成 n 组信号点群,把这个信号点群分配给第 1 数据串的 n 个各数据;把第 2 数据串的各个数据分配给这个信号点群中的 m/n 个信号点或者副信号点群;由发送装置发出发送信号。根据情况,也可以发送第 3 数据串。

其次,在具有 $p(p > m)$ 个值的解调器的接收装置中,接收上述发送信号,对信号间隔曲线图上 p 个点的信号点,首先把 p 个点的信号点分割成 n 组信号点群,再解调第 1 数据串的信号,并进行再生。使 p/n 个值的第 2 数据串与该信号点群中的 p/n 个点的信号点对应,进行解调,从而解调出第 1 数据串和第 2 数据串,并进行再生。在 $p=n$ 的接收机中,再生 n 组的信号点群,使其分别对应于 n 个值,只解调第 1 数据串,并进行再生。

根据以上的操作,在接收来自发送装置的另一信号时,具有大型天线和多值解调能力的接收机中能够解调第 1 数据串和第 2 数据串。同时,具有小型天线和少值解调能力的接收机能够接收第 1 数据串。这样,便能构成具有兼容性的通信系统。通过把第 1 数据串分配到 NTSC 或 HDTV 的低频成分等的低频 TV 信号,把第 2 数据串分配到 HDTV 的高频成分等的高频 TV 信号,对于同一电波,便能用具有少值解调能力的接收机接收 NTSC 信号,用具有多值解调能力的接收机接收 HDTV 信号。由此使可进行具有 NTSC 和 HDTV 兼

容性的数字式播放。

如以上那样,本发明能得到具有兼容性和发展性的通信系统。该兼容性的效果即使对于仅具有 $n(n < m)$ 个值解调能力的接收机也可能把调制成最大的 m 个值的数据的多值调制波解调成 n 个值的数据。其作法是在由信号输入部、调制部(该调制部根据来自上述输入部的输入信号调制不同相位的多个载波,在信号矢量图上产生 m 个值的信号点)和发送调制信号的发送部构成的进行数据传送的通信系统中,输入 n 个值的第 1 数据串和第 2 数据串,把上述信号分割成 n 个信号点群,把该信号点群分配给第 1 数据串的各个数据,而把第 2 数据串的各数据分配给上述信号点群中的各信号点;由发送机发送信号,在具有该发送信号的输入部、解调部(该解调部在信号间隔曲线图上解调 p 个值的信号点的 QAM 调制波)和输出部的接收装置中,把上述信号点分割成 n 个值的信号点群,使其与各信号点群 n 个值的第 1 数据串相对应并解调,在信号点群中大约 p/n 值的信号点上解调 p/n 值的第 2 数据串的数据并进行再生,通过接收装置传送数据,例如利用发送机 1 的调制器 4 把 n 个值的第 1 数据串,第 2 数据串和第 3 数据串分割成信号点群并分配上数据,发送变形 m 个值的 QAM 调制信号,在第 1 接收机 23 中,利用解调器 25 解调 n 个值的第 1 数据串,在第 2 接收机 33 中解调第 1 数据串和第 2 数据串,在第 3 接收机 43 中解调第 1 数据串、第 2 数据串和第 3 数据串。进而, QAM 方式的信号点中最靠近原点的信号点和 I 轴或 Q 轴

的距离为 f 时,通过移动上述信号点使这个距离成为 $n > 1$ 的 nf ,从而,能够进行分级型的传送。

在这个通信系统中,通过把 NTSC 信号作为第 1 数据串、把 HDTV 的差信号作为第 2 数据串而发送,在卫星广播中便具有了 NTSC 广播和 HDTV 广播的兼容性,从而能进行信息量扩充性高的数字广播,在地面广播中,具有显著的扩大服务范围和消除不能接收区域的效果。

下面接合附图说明本发明。其中,

图 1 是本发明第 1 实施例的通信系统的系统总体结构图。

图 2 是本发明实施例 1 的发送机 1 的框图。

图 3 是本发明实施例 1 的发送信号的矢量图。

图 4 是本发明实施例 1 的发送信号的矢量图。

图 5 是本发明实施例 1 的对信号点的代码分配图。

图 6 是本发明实施例 1 的对信号点群的编号图。

图 7 是本发明实施例 1 的对信号点群中信号点的编码图。

图 8 是本发明实施例 1 的对信号点群和信号点的编码图。

图 9 是本发明实施例 1 的发送信号的信号点群的阈值状态图。

图 10 是本发明实施例 1 的变形 16 值 QAM 的矢量图。

图 11 是本发明实施例 1 的天线半径 r_2 和发送电功率比 n 的关系图。

图 12 是本发明实施例 1 的变形 64 值 QAM 信号点图。

图 13 是本发明实施例 1 的天线半径 r_3 和发送电功率比 n 的关系图。

图 14 是本发明实施例 1 的变形 64 值 QAM 的信号群和副信号群的矢量图。

图 15 是本发明实施例 1 的变形 64 值 QAM 的比率 A_1 、 A_2 的说明图。

图 16 是本发明实施例的天线半径 r_2 、 r_3 和发送电功率比 n_{16} 、 n_{64} 的关系图。

图 17 是本发明实施例 1 的数字式发送机的框图。

图 18 是本发明实施例 1 的 4psk 调制的信号间隔图。

图 19 是本发明实施例 1 的第 1 接收机的框图。

图 20 是本发明实施例 1 的 4psk 调制的信号间隔图。

图 21 是本发明实施例 1 的第 2 接收机的框图。

图 22 是本发明实施例 1 的变形 16 值 QAM 的信号矢量图。

图 23 是本发明实施例 1 的变形 64 值 QAM 的信号矢量图。

图 24 是本发明实施例 1 的流程图。

图 25(a)是本发明实施例 1 的 8 值 QAM 的信号矢量图。

图 25(b)是本发明实施例 1 的 16 值的 QAM 的信号矢量图。

图 26 是本发明实施例 1 的第 3 接收机的框图。

图 27 是本发明实施例 1 的变形 64 值 QAM 的信号点图。

图 28 是本发明实施例 1 的流程图。

图 29 是本发明实施例 3 中通信系统的总体结构图。

图 30 是本发明实施例 3 的第 1 图象编码器框图。

图 31 是本发明实施例 3 的第 1 图象译码器框图。

图 32 是本发明实施例 3 的第 2 图象译码器框图。

图 33 是本发明实施例 3 的第 3 图象译码器框图。

图 34 是本发明实施例 3 的 D_1 、 D_2 、 D_3 信号的时间多路化的说明图。

图 35 是本发明实施例 3 的 D_1 、 D_2 、 D_3 信号的时间多路化的说明图。

图 36 是本发明实施例 3 的 D_1 、 D_2 、 D_3 信号的时间多路化的说明图。

图 37 是本发明实施例 4 中通信系统的系统总体结构图。

图 38 是本发明实施例 3 中变形 16QAM 的信号点矢量图。

图 39 是本发明实施例 3 中变形 16QAM 的信号点矢量图。

图 40 是本发明实施例 3 中变形 64QAM 的信号点矢量图。

图 41 是本发明实施例 3 的时间轴上的信号配置图。

图 42 是本发明实施例 3 的 TDMA 方式的时间轴上的信号配置图。

图 44 是本发明实施例 3 的载波再生的原理图。

图 45 是本发明实施例 3 的反调制方式的载波再生电路的框图。

图 46 是本发明实施例 3 的 16QAM 信号的信号点配置图。

图 47 是本发明实施例 3 的 64QAM 信号的信号点配置图。

图 48 是本发明实施例 3 的 16 倍增方式的载波再生电路的框图。

图 49 是本发明实施例 3 的 D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号的时间多路化说明图。

图 50 是本发明实施例 3 的 D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号的时间多路化说明图。

图 51 是本发明实施例 3 的 D_{v1} 、 D_{H1} 、 D_{v2} 、 D_{H2} 、 D_{v3} 、 D_{H3} 信号的时间多路化说明图。

图 52 是本发明实施例 4 中先有方式的接收干扰区域图。

图 53 是本发明实施例 4 中分级型广播方式的接收干扰区域图。

图 54 是本发明实施例 4 中先有方式的接收干扰区域图。

图 55 是本发明实施例 4 中分级型广播方式的接收干扰区域图。

图 56 是本发明实施例 4 中数字式播放台 2 个台的接收干扰区域图。

图 57 是本发明实施例 5 中变形 4ASK 信号的信号点配置图。

图 58 是本发明实施例 5 中变形 4ASK 的信号点配置图。

图 59(a)是本发明实施例 5 中变形 4ASK 的信号点配置图。

图 59(b)是本发明实施例 5 中变形 4ASK 的信号点配置图。

图 60 是本发明实施例 5 中低 C/N 值时的变形 4ASK 信号的信号点配置图。

图 61 是本发明实施例 5 中发送机的框图。

图 62(a)是本发明实施例 5 中 ASK 调制信号的频率分布图。

图 62(b)是本发明实施例 5 中 ASK 调制信号的频率分布图。

图 63 是本发明实施例 5 中接收机的框图。

图 64 是本发明实施例 5 中图象信号发送机的框图。

图 65 是本发明实施例 5 中 TV 接收机的总体框图。

图 66 是本发明实施例 5 中其它的 TV 接收机的框图。

图 67 是本发明实施例 5 中卫星/地面 TV 接收机的框图。

图 68 是本发明实施例 5 中 8 值 ASK 信号的信号点配置图。

图 69 是本发明实施例 5 中图象编码器的另一个框图。

图 70 是本发明实施例 5 中分离电路内单个图象编码器的框图。

图 71 是本发明实施例 5 中图象译码器的框图。

图 72 是本发明实施例 5 中合成器内单个图象译码器的框图。

图 73 是基于本发明的实施例 5 的发送信号的时间配置图。

图 74(a)是基于本发明的实施例 5 的图象译码器的框图。

图 74(b)是基于本发明的实施例 5 的发送信号的时间配置图。

图 75 是基于本发明的实施例 5 的发送信号的时间配置图。

图 76 是基于本发明的实施例 5 的发送信号的时间配置图。

图 77 是基于本发明的实施例 5 的发送信号的时间配置图。

图 78 是基于本发明的实施例 6 的图象译码器的框图。

图 79 是基于本发明的实施例 5 的 3 重分级信号的时间配置图。

图 80 是基于本发明的实施例 5 的图象译码器的框图。

图 81 是基于本发明的实施例的发送信号的时间配置图。

图 82 是基于本发明的实施例 5 的 D_1 的图象译码器的框图。

图 83 是基于本发明的实施例 5 的调频信号的频率——时间图。

图 84 是基于本发明的实施例 5 的磁记录再生装置的框图。

图 85 是基于本发明的实施例 2 的 C/N 和分级号码的关系图。

图 86 是基于本发明的实施例 2 的传送距离和 C/N 的关系图。

图 87 是基于本发明的实施例 2 的发送机的框图。

图 88 是基于本发明的实施例 2 的接收机的框图。

图 89 是基于本发明的实施例 2 的 C/N —误码率的关系图。

图 90 是基于本发明的实施例 5 的 3 重分级的接收干扰区域图。

图 91 是基于本发明的实施例 7 的 4 重分级的接收干扰区域图。

图 92 是基于本发明的实施例 7 的分级传送图。

图 93 是基于本发明的实施例 7 的分离回路的框图。

图 94 是基于本发明的实施例 7 的合成部的框图。

图 95 是基于本发明的实施例 7 的传送分级结构图。

图 96 是先有方式的数字 TV 广播的接收状态图。

图 97 是基于本发明的实施例 7 的数字 TV 分级播放的接收状态图。

图 98 是基于本发明的实施例 7 的传送分级结构图。

图 99 是基于本发明的实施例 3 的 16SRQAM 的矢量图。

图 100 是基于本发明的实施例 3 的 32SRQAM 的矢量图。

图 101 是基于本发明的实施例 3 的 C/N —误码率关系图。

图 102 是基于本发明的实施例 3 的 C/N —误码率关系图。

图 103 是基于本发明的实施例 3 的位移量 n 和传送时必要的 C/N 的关系图。

图 104 是基于本发明的实施例 3 的位移量 n 和传送时必要的 C/N 的关系图。

图 105 是基于本发明的实施例 3 的地面广播时发射天线到接收点的距离和信号电平的关系图。

图 106 是基于本发明的实施例 3 的 32SRQAM 的服务范围图。

图 107 是基于本发明的实施例 3 的 32SRQAM 的服务范围图。

图 108 是基于本发明的实施例 3 的 TV 信号频率分布图。

图 109 是基于本发明的实施例 3 的 TV 信号时间配置图。

图 110 是基于本发明的实施例 3 的 C —CDM 的原理图。

图 111 是基于本发明的实施例 3 的符号分配图。

图 112 是基于本发明的实施例 3 的扩充 36QAM 时的符号分配图。

图 113 是基于本发明的实施例 5 的调制信号频率配置图。

图 114 是基于本发明的实施例 5 的磁记录再生装置的框图。

图 115 是基于本发明的实施例 8 的携带电话的收发机的框图。

图 116 是基于本发明的实施例 8 的基地台的框图。

图 117 是先有方式的通信容量和通信量的分布图。

图 118 是基于本发明的实施例 8 的通信容量和通信量的分布图。

图 119(a)是先有方式的时间插入配置图。

图 119(b)是基于本发明的实施例 8 的时间插入配置图。

图 120(a)是先有方式的 TDMA 方式时间插入配置图。

图 120(b)是基于本发明的实施例 8 的 TDMA 方式时间插入配置图。

图 121 是基于本发明的实施例 8 的 1 重分级收发机的框图。

图 122 是基于本发明的实施例 8 的 2 重分级的收发机的框图。

图 123 是基于本发明的实施例 9 的 OFDM 方式的收发机的框图。

图 124 是基于本发明的实施例 9 的 OFDM 方式的工作原理图。

图 125(a)是先有方式的调制信号的频率配置图。

图 125(b)是基于本发明的实施例 9 的调制信号的频率配置图。

图 126(a)是基于本发明的实施例 9 的发送信号的频率配置图。

图 126(b)是基于本发明的实施例 9 的接收信号的频率配置图。

图 127 是基于本发明的实施例 9 的收发机的框图。

图 128 是实施例 5 的格子结构编码器的框图。

图 129 是实施例 9 的有效符号期间和保护期间的配置图。

图 130 是实施例 9 的 C/N 和误码率的关系图。

图 131 是实施例 5 的磁记录再生装置的框图。

图 132 是实施例 5 的磁带上的磁道记录格式和磁头的走行图。

图 133 是实施例 3 的收发机的框图。

图 134 是先有实例的播放方式的频率配置图。

图 135 是实施例 3 的使用 3 重分级的分级型通信方式时的服务范围 and 图象质量的关系图。

图 136 是实施例 3 的把分级通信方式和 FDM 组合在一起时的频率配置图。

图 137 是实施例 3 中使用格子结构符号化时的收发机的框图。

图 138 是实施例 9 中用 $OFDM$ 传送部分低域信号时的收发机的框图。

实施例 1:

以下参照附图,说明本发明的一个最佳实施例。

图 1 示出了基于本发明的通信系统的系统总体图。具体输入部 2、分离电路 3、调制器 4 和发送部 5 的发送机 1 由分离电路 3 把多个多路化的输入信号分离为第 1 数据串、 D_1 、第 2 数据串、 D_2 、第 3 数据串、 D_3 ,经调制器 4 调制,由发送部 5 输出调制信号,用天线 6 把这个调制信号经信道 7 传送到人造卫星 10。在人造卫星 10 中用天线 11 接收这个信号,经中继器 12 放大,由天线 13 再向地球发送。

发送电波经传送通路 21、31、41 传送入第 1 接收机 23、第 2 接

收机 33, 和第 3 接收机 43。首先, 在第 1 接收机 23 中通过天线 22 由输入部 24 输入, 由解调器 25 仅解调出第 1 数据串, 由输出部 26 输出。这时不具备解调第 2 数据串, 和第 3 数据串的能力。

在第 2 接收机 33 中, 通过天线 32 由输入部 34 输入的信号, 经解调器 35 解调出第 2 数据串和第 3 数据串, 由合成器 37 合成为 1 个数据串经输出部 36 输出。

在第 3 接收机 43 中, 通过天线 42 由输入部 44 输入的信号, 经解调器 45 解调出第 1 数据串、第 2 数据串, 和第 3 数据串等 3 个数据串, 再用合成器 47 组成一个数据群, 经输出部 46 输出。

如上那样, 即使接收到来自同一个发送机 1 的相同的频带的电波, 由于上述 3 个接收机解调器性能的差异能够接收的信息量也就不相同。由于这个特长, 所以, 能用一个频带对性能不同的接收机同时传送与其性能相对应的兼容性的 3 组信息。例如, 传送同一节目的 *NTSC*、*HDTV* 和高分辨率型 *HDTV* 的 3 组数字 TV 信号时, 把超外差 *HDTV* 信号分离为低频成分、高频差频成分、超高频差频成分, 若使它们分别与第 1 数据串、第 2 数据串, 和第 3 数据串对应, 则用 1 个频道的频带就能够同时传送具有兼容性的中等分辨率、高分辨率、超高分辨率的 3 种数字 TV 信号。

这时, 使用小型天线的少值解调接收机能够接收 *NTSC-TV* 信号, 使用中型天线的中值解调接收机能够接收 *HDTV* 信号, 使用大型天线的多值接收机能够接收超高分辨率型的 *HDTV* 信号。进一

步说明图 1,进行 NTSC 的数字 TV 播放的数字式发送机 51 由输入部 52 仅输入和第 1 数据群相同的数据,用调制器 54 调制,通过发送机 55 和天线 56 经信道 57 向卫星 10 传送,然后,再经信道 58 向地球发送。

在第 1 接收机 23 中,用解调器 244 把来自数字式发送机 1 的接收信号解调为与第 1 数据串相当的数据。同样,第 2 接收机 33 和第 3 接收机 43 中也解调成和第 1 数据串内容相同的数据。即,3 个接收机都能够接收数字式普通 TV 广播等的数字式播放信号。

下面说明各个部分。

图 2 是发送机 1 的框图。

输入信号由输入部 2 输入,由分离电路 3 分离成第 1 数据串信号、第 2 数据串信号和第 3 数据串信号 3 个数字信号。

例如输入图象信号时,可以考虑把图象信号的低频成分分配给第 1 数据串信号,把图象信号的高频成分分配给第 2 数据串信号,把图象信号的超高频成分分配给第 3 数据串信号。分离开的 3 个信号输入调制器 4 内部的调制输入部 61。在这里,有根据外部信号调制或变更信号点的位置的信号点位置调制/变更回路 67,根据外部信号调制或变更信号点的位置。在调制器 4 中分别对相互正交的 2 个载波进行幅度调制,得到多值的 QAM 信号。从调制输入部 61 输出的信号传送给第 1AM 调制器 62 和第 2AM 调制器 63。Cos(2 π fct) 的载波发生器 64 输出的载波之一由第 1AM 调制器 62 进行 AM 调

制后传送给合成器 65, 另一个载波传送给 $\pi/2$ 移相器 66, 并移相 90° , 以 $\text{Sin}(2\pi fct)$ 的状态传送给第 2AM 调制器 63, 接受多值幅度调制后, 在合成器 65 中和第 1 调制波合成, 由发送部分 5 作为发送信号输出。由于以往普遍实施的就是这种方式, 故省略详细动作的说明。

下面用图 3 的 16 值一般 QAM 信号的间隔图的第 1 象限说明实施例的动作。在调制器 4 中产生的全部信号可以用相互正交的 2 个载波 $A\text{Cos}2\pi fct$ 的矢量 81 和 $B\text{Sin}(2\pi fct)$ 的矢量 82 的合成矢量表示。把超始于 0 点的合成矢量的顶端定义为信号点, 对于 16 值 QAM 的情况, 利用 a_1, a_2, a_3, a_4 值的振幅值和 b_1, b_2, b_3, b_4 值的振幅值的组合, 可以设定 16 个信号点。图 3 的第 1 象限中存在信号点 83 的 C_{11} 、信号点 84 的 C_{12} 、信号点 85 的 C_{22} 和信号点 86 的 C_{21} 4 个信号。

C_{11} 是矢量 $\overline{oa_1}$ 和矢量 $\overline{ob_1}$ 的合成矢量, $C_{11} = a_1\cos 2\pi fct - b_2\sin 2\pi fct = A\cos(2\pi fct + d\pi/2)$ 。

这里, 图 3 的正交座标系上 $o-a_1, a_1-a_2, o-b_1, b_1-b_2$ 间的距离如图示分别定义为 A_1, A_2, B_1, B_2 。

如图 4 的全部矢量图所示, 存在总计 16 个信号点。由此, 通过把各个点与 4 比特的信息相对应, 则在 1 个周期, 即 1 个时间段内能传送 4 比特的信息。

图 5 示出了用二进制表示各点时其一般的分配例。

当然,各信号点间的距离越拉开,接收机就越容易区别。因此,一般尽可能把各信号点间的距离分离开配置。如果使特定的信号点间的距离相互接近时,接收机就难于对该2点间进行识别,误码率就要恶化。因此,一般希望像图5那样做等间隔配置。因此,对于16QAM的情况,一般进行 $A_1=A_2/2$ 的信号点配置。

本发明的发送机1首先把数据分割为第1数据串和第2数据串,依具体情况,有时也分割为第3数据串。而且如图6所示的那样,把16个信号点或信号点群分割为4个信号点群,并且,把第1数据串的4个数据分配给各个信号点群。即第1数据串为11时,发送第1数据象限的第1信号点群91的4个信号点中的任一个,第1数据为01.00.10时分别从第2象限的第2信号点群92、第3象限的第3信号点群93和第4象限的第4信号点群94中根据第2数据串的值选择各自的4个信号点中的一个信号点发送。其次,对于16QAM的情况,把第2数据串的2比特、4值数据分配给91、92、93、94各分割信号点群中的4个信号点或副信号点群,对于64QAM的情况把4比特16值数据,分配给91、92、93、94各分割信号点群中的4个信号点或副信号点群(如图7所示)。不论哪个象限都为对称配置。对信号点91、92、93、94的分配由第1数据群的2比特数据优先决定。这样,便能完全独立地发送第1数据串的2比特和第2数据串的2比特。而且,只要接收机的天线灵敏度大于一定值,用4psk接收机也能够解调第1数据串。如果天线有更高的灵敏度,本发明的变形

16QAM 接收机就能够解调第 1 数据串和第 2 数据串。

这里,在图 8 示出了第 1 数据串的 2 比特和第 2 数据中的 2 比特的分配例。

这时,把 HDTV 信号分为低频成分和高频成分,把低频图象信号分配给第 1 数据串,把高频图象信号分配给第 2 数据串,由此,4psk 的接收系统能够再生第 1 数据串的相当于 NTSC 的图象,16QAM 或 64QAM 的接收系统能再生第 1 数据串和第 2 数据串,把这些相加就能够得到 HDTV 的图象。

只是,像图 9 那样把信号点间的距离取相等距离时,从 4psk 接收来看,与第 1 象限上斜线所示部分间有一个极限距离。设极限距离为 A_{T0} ,如果仅发送 4psk, A_{T0} 的振幅是可以的。然而,若要维持 A_{T0} 而发送 16QAM 的话,就需要 3 倍 A_{T0} 的振幅。即,与发送 4psk 时相比,需要 9 倍的能量。即使不考虑别的,用 16QAM 模式发送 4psk 信号,电功率利用率也是很低的。另外,载波的再生也很困难。卫星传送时所能够使用的电功率受到制约。这种电功率利用率低的系统,在增大卫星的发送电功率之前,是不现实的。可以预测,将来开始数字 TV 播放时,4psk 接收机会大量上市。一旦普及后,由于产生接收机兼容性的问题,可以说再来提高这些接收机的接收灵敏度是不可能的。因而不能减少 4psk 模式的发送电功率。为此,想以 16QAM 模式发送模拟 4psk 的信号点时,应减小发送电功率,使之小于以往的 16QAM。否则,就不能以有限的卫星的电功率进行发

送。

本发明的特征在于:通过像图 10 那样把标号为 91、94 的 4 个分割信号群的距离拉开,能够降低模拟 4psk 型 16QAM 调制的发送电功率。

这里,为弄清楚接收灵敏度和发送输出的关系,再返回到图 1 介绍数字式发送机 51 和第 1 接收机 23 的接收方式。

首先,数字式发送机 51 和第 1 接收机 23 是一般的通信系统,用来进行包括数据传送或播放的图象传送。如图 17 所示的那样,数字式发送机 51 为 4psk 发送机,是从图 2 中所说明的多值 QAM 发送机 1 中去掉了 AM 调制功能的发送机。输入信号通过输入部 52 输入到调制器 54 中。在调制器 54 中,利用调制输入部 121 把输入信号分为 2 个信号,分别传送入将基准载波进行相位调制的第 1—2 相相位调制电路 122 和调制与基准载波相位差 90° 的载波的第 2—2 相相位调制电路 123。这些相位调制波在合成器 65 中合成,经发送部 55 发送。

此时的调制信号间隔图如图 18 所示。

设定 4 个信号点,为提高电功率利用率,一般把信号点间的距离设为等间隔。作为一例,图中示出了分别把信号点 125、126、127、128 定义为(11)、(01)、(00)、(10)的情形。这时,4psk 的第 1 接收机 23 为接收到满意的数据,要求数字式发送机 51 的输出大于一定的振幅值。以图 18 说明。为了用第 1 接收机 23 以 4psk 接收数字式

发送机 51 的信号,把最低要求的发送信号的最低振幅值即 $0-a_1$ 间的距离定义为 A_{T0} 时,只要以高于发送界限的最低振幅值 A_{T0} 发送,第 1 接收机 23 就能接收。

下面,介绍第 1 接收机 23。第 1 接收机 23 通过卫星 10 的中继器 12 用小型天线 22 接收发送机 1 的发送信号或数字式发送机 51 的 4psk 发送信号,由解调器 24 把接收的信号视为 4psk 信号进行解调。第 1 接收机 23 本来是按接收数字式发送机 61 的 4psk 或 2psk 信号以及接收数字 TV 广播或数据发送等信号而设计的。

图 19 是第 1 接收机的结构框图。用天线 22 接收来自卫星 10 的电波。这个信号经输入部 24 输入后,由载波再生电路 131 和 $\pi/2$ 移相器 132 再生出载波和正交载波,分别由第 1 相位检测电路 133 和第 2 相位检测电路 134 各自独立地检波相互正交的成分,由定时波抽取电路 135 各自独立地识别每个时间段。经第 1 识别再生电路 136 和第 2 识别再生电路 137,2 个独立的解调信号由第 1 数据串再生部 232 解调成第 1 数据串,经输出部 26 输出。

下面,用图 20 的矢量图说明接收信号。第 1 接收机 23 根据数字式发送机 51 的 4psk 发送电波接收到的信号,如果是没有传送畸变或完全无噪声的理想条件,能够代表为图 20 的 151—154 的 4 个信号点。

然而,实际上受通信信道中的噪声及传送系统的振幅畸变及相位畸变的影响,所接收到的信号分布在信号点周围一定的范围内。

偏离该信号点时因不能判断为相邻的信号点而误码率逐渐增加,当超过某个设定范围时,就不能复原数据。为了在最恶劣的条件下也能在所设定的误码率以内进行解调,最好采用相邻信号间的距离。把这个距离定义为 $2A_{R0}$ 。如果把系统设定得使 4psk 的极限接收输入的信号点 151 进入到图 20 的 $|0-a_{R1}| \geq A_{R0}$ 、 $|0-b_{R1}| \geq A_{R0}$ 的斜线所示的第 1 辨别区 155 中,则后者就既能再生载波又能解调。设天线 22 设定的最小半径值为 r_0 ,则只要使发送输出达到某一定值之上,就能够用全部系统接收。图 18 中发送信号的振幅设定为第 1 接收机 23 的 4psk 最低接收振幅值,即 A_{R0} 。把这个发送最低振幅值定义为 A_{R0} 。由此,如果天线 22 的半径大于 r_0 ,则即使是最恶劣的接收条件,第 1 接收机 23 也能解调数字式发送机 51 的信号。在接收本发明的变形 16QAM、64QAM 时,第 1 接收机 23 难于再生载波。为此,只要发送机 1 像图 25(a)那样把 8 个信号点配置到 $(\pi/4+n\pi/2)$ 角度的位置进行发送,利用 4 倍增方式就能再生载波。另外,如果像图 25(b)那样,把 16 个信号点配置到 $n\pi/8$ 的角度的延长线上,在载波再生电路 131 中采用 16 倍增方式的载波再生方式,使信号点退缩,便能很容易地再生模拟 4psk 型 16QAM 调制信号的载波。这时,可以按 $A_1/(A_1+A_2)=\tan(\pi/8)$ 设定发送机 1 的信号点进行发送。下面,考虑接收 QPSK 信号的情形。如图 2 发送机的信号点位置调制/变更电路 67 那样,信号点位置也可以与图 18 的 QPSK 信号的信号点位置重叠进行 AM 等的调制。这时,第 1 接收机 23 的信号点位

置解调部 138 把信号点的位置调制信号或位置变更信号进行 PM、AM 等的解调,并且从发送信号输出第 1 数据串和解调信号。

下面,再返回发送机 1,用图 9 的矢量说明发送机 1 的 16psk 发送信号。像图 9 那样,使信号点 83 的水平矢量方向的振幅 A_1 大于图 18 的数字式发送机 51 的 4psk 最低发送输出 A_{T0} 。于是,图 9 第 1 象限的信号点 83、84、85、86 的信号就进入到斜线所示的第 14psk 可能接收领域 87 中。第 1 接收机 23 接收这些信号时,这 4 个信号点就进入到图 20 接收矢量图的第 1 辨别区域。因此,第 1 接收机 23 无论接收到图 9 的信号点 83、84、85、86 中的哪一个都判断为图 20 的信号点 151,在该时间段解调(11)的数据。如图 8 所示那样这个数据是发送机 1 的第 1 分割信号点群 91 的(11),即第 1 数据串的(11)。第 2、3、4 象限的情况也一样,解调为第 1 数据串。即第 1 接收机 23 从 16QAM 或 32QAM 或 64QAM 的发送机 1 的调制信号的多个数据串中只解调第 1 数据串的 2 比特数据。这时,由于第 2 数据串和第 3 数据串的信号全部包含在第 1—第 4 分割信号点群中,故对第 1 数据串的信号解调不产生影响。但是,因为对载波的再生有影响,所以,应采取后面所述的对策。

如果卫星中继器的输出方面没有限制,则用图 9 所示的以往的信号点等距离方式,一般能够用 16—64QAM 实现。但是,如前述那样,和地面传送不同,在卫星传送中如果增加卫星的重量,就要大大增加卫星的成本。因此,发送功率受主机中继器的输出极限和太阳能

电池电功率的极限制约。只要还未能通过技术革新使火箭的发射成本减低,这种状态就会继续。发送功率对于通信卫星为 20W,对于广播卫星则约为 100W—200W。因而,像图 9 那样用信号点等距离方式的 16QAM 传送 4psk 时,16QAM 的振幅为 $2A_1 = A_2$,所以需要 $3A_{T0}$,用电功率表示,就成为 9 倍。为使其具有兼容性,就需要 4psk 的 9 倍的电功率。而且,如果要使 4psk 的第 1 接收机也能用小型天线进行接收,则用现在所计划的卫星难于得到这样的输出功率。例如,使用 40W 的系统,需要 360W,这在经济上是不能实现的。

这里,仔细考虑一下可知,在全部接收机具有相同尺寸的天线时,如果是相同的发送电力,等距离信号点方式确实对外服务效率较好。然而若考虑与不同尺寸天线的接收机群相组合的系统,则可构成新的传送方式。

具体说明这个方式,就是要用简单低成本的应用小型天线的接收系统来接收 4psk,增加接收者的数量。其次,用高性能高成本的应用中型天线的多值解调接收系统接收 16QAM 信号,进行与投资的 HDTV 等高附加价值的服务,只要限定以特定的接收者为对象,就可以使系统成立。这样做,仅增加若干发送输出功率便可根据情况分级地发送 4psk、16QAM 和 64QAM。

例如,像图 10 那样,通过取信号点间隔使 $A_1 = A_2$,便能降低整个发送输出功率。这时,发送 4psk 平方根。总振幅 $A(16)$ 可以用矢量 86 表示,成为 $(A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2$ 的平方根。

$$|A(4)|^2 = A_1^2 + B_1^2 = A_{T0}^2 + A_{T0}^2 = 2A_{T0}^2$$

$$\begin{aligned} |A(16)|^2 &= (A_1 + A_2)^2 + (B_1 + B_2)^2 = 4A_{T0}^2 + 4A_{T0}^2 \\ &= 8A_{T0}^2 \end{aligned}$$

$$|A(16)| / |A(4)| = 2$$

即,可用发送 4psk 时的 2 倍振幅、4 倍的发送能量进行发送。用等距离信号传送的一般的接收机,不能解调变形 16 值 QAM,但是,通过预先设定 A_1 和 A_2 的两个阈值,可以用第 2 接收机 33 进行接收。图 10 的情况是第 1 分割信号点群 91 中的信号点的最短距离是 A_1 ,与 4psk 的信号点间距 $2A_1$ 之比为 $A_2/2A_1$ 。由 $A_1 = A_2$,则成为 1/2 的信号点间距离,要得到相同的误码率,就需要 2 倍的振幅接收灵敏度,用能量表示,就是需要 4 倍的接收灵敏度。为得到 4 倍的接收灵敏度,可以使第 2 接收机 33 的天线 32 的半径 r_2 为第 1 接收机 23 的天线 22 的半径 r_1 的 2 倍,即 $r_2 = 2r_1$ 。例如,如果第 1 接收机 23 的天线的直径为 30cm,则可使第 2 接收机 33 的天线的直径为 60cm。由此,经第 2 数据串的解调,只要把其分配给 HDTV 的高频成分,就能用同一个频道进行 HDTV 等新的服务。因为服务内容增加了所以接收者就能够得到与天线和接收机的投资相符合的服务。因而,即使第 2 接收机 33 的成本高也是可以的。这里,对于 4psk 模式的接收,决定最低发送电功率,为此,可以根据图 10 的 A_1 和 A_2 的比率决定对 4psk 的发送电功率的变形 16APSK 的发送电功率比 n_{16} 和第 2 接收机 33 的天线半径 r_2 。

为获得最优化设计而进行计算, 4psk 最低的必要的发送能量是 $\left\{ (A_1 + A_2) / A_1 \right\}^2$ 倍, 把这个定义为 n_{16} , 则用变形 16 值 QAM 接收时信号点间距是 A_2 , 用 4psk 接收时信号点间距是 $2A_1$, 信号点间距的比率是 $A_2 / 2A_1$, 所以, 设接收天线的半径为 r_2 则得图 11 所示的关系。曲线 101 表示发送能量倍率 n_{16} 和第 2 接收机 23 的天线 22 的半径 r_2 之间的关系。

点 102 是发送等距离信号点时的 16QAM 时, 如前所述, 需要 9 倍的发送能量, 不实用。从图 11 可知, 即使把 n_{16} 增加 5 倍以上, 也不能使第 2 接收机 23 的天线半径 r_2 过于减小。

对于卫星的情况, 发送电功率是限定的, 不能取一定值以上。由此可知, 显然希望 n_{16} 在 5 倍以下。用图 11 的区域 103 的斜线表示这个区域。例如, 如果在这个区域内, 则例如点 104 就是发送能量的 4 倍, 于是第 2 接收机 33 的天线半径 r_2 成为 2 倍。另外, 点 105 是发送能量的 2 倍, 则 r_2 就约为 5 倍。这些都处在可实用化的范围。

如果用 A_1 和 A_2 表示 n_{16} 小于 5, 则有:

$$n_{16} = \left((A_1 + A_2) / A_1 \right)^2 \leq 5$$

$$A_2 \leq 1.23A_1$$

从图 10 可知, 设分割信号点群间的距离为 $A(4)$, 最大振幅为 $A(16)$, 则 $A(4)$ 和 $A(16) - A(4)$ 与 A_1 和 A_2 成正比, 因此, 可以取

$$\left\{ A(16) \right\}^2 \leq 5 \left\{ A(14) \right\}^2$$

其次, 示出使用变形 64APSK 调制的例子。第 3 接收机 43 能

够解调 64 值 QAM。

图 12 的矢量图是把图 10 的矢量图的分割信号点群从 4 值增加到 16 值的情况。图 12 的第 1 分割信号点群 91 中,以信号点 170 为起点, $4 \times 4 = 16$ 值的信号点按等间隔配置。这时,为使其具有与 4psk 的兼容性,必须设定发送振幅 $A_1 \geq A_{T0}$ 。设第 3 接收机 43 的天线半径为 r_3 ,按同样的方法求定义为发送、输出信号 $n64$ 时的 r_3 值,可得

$$r_3^2 = \left\{ 6^2 / (n-1) \right\} r^2$$

图 13 是 64 值 QAM 的半径 r_3 与输出倍数 n 的关系曲线图。

然而,使用图 12 那样的配置,用第 2 接收机接收时,仅能解调 4psk 的 2 比特,所以,为使第 1、第 2、第 3 接收机的兼容性成立,就希望使第 2 接收机 33 具有从变形 64 值 QAM 调制波解调变形 16 值 QAM 的功能。

像图 14 那样,通过进行 3 分级信号点的组合,就能使 3 个接收机的兼容性成立。仅在第 1 象限进行说明,对第 1 分割信号群 91 分配第 1 数据串的 2 比特的(11)的情况进行说明。

其次,把第 2 数据串的 2 比特(11)分配给第 1 副分割信号点群 181。把(01)、(00)、(10)分别分配给第 2 副分割信号点群 182、第 3 副分割信号点群 183 和第 4 副分割信号点群 184。这和图 7 等价。

用图 15 的第 1 象限矢量图详细说明第 3 数据串的信号点配置。例如,设信号点 201、205、209、213 为(11)、信号点 202、206、210、214 为(01)、信号点 203、207、211、215 为(00)、信号点 204、

208、212、216 为(10),则使第 3 数据串的 2 比特的数据与第 1、第 2 数据串独立,从而能够独立地传送 3 重分级的 2 比特数据。

作为本发明的特征,不仅仅发送 6 比特的数据,而是用 3 个性
能水平各异的接收机可以传送 2 比特、4 比特、6 比特的不同传送量
的数据,并且能够使 3 个分级传送之间具有兼容性。

下面,说明为使接收机具有 3 分级传送时的兼容性所需要的信
号点的配置方法。

如图 15 那样,为了使用第 1 接收机 23 接收第 1 数据串的数据,
应使 $A_1 \geq A_{T0}$,这已在前面说明过了。

其次,必须确保信号点间距以便能区别第 2 数串的信号点,例如
能把图 10 的信号点 91 和图 15 的副分割信号点群的 182、183、184
信号点加以区别。

图 15 中示出了分离开 $2/3A_2$ 的情况。这时,第 1 副分割信号点
群 181 内的信号点 201、202 的信号点间距为 $A_2/6$ 。计算用第 3 接收
机 43 接收时必要的接收能量。这时,设天线 32 半径为 r_3 ,定义需要
的发送能量为 4psk 发送能量的 $n64$ 倍,则:

$$r_3^2 = (12r_1)^2 / (n-1)$$

这个曲线用图 16 的曲线 221 表示。从曲线图可知,例如点 222、
223 的情况,如果能得到 6 倍于 4psk 发送能量的发送能量,则用 8 倍
半径的天线就能解调第 1、第 2、第 3 数据串;若是 9 倍的发送能量,
则用 6 倍的天线就能够解调第 1、第 2、第 3 数据串。这时,由于第 2

数据串的信号点间距接近 $2/3A_2$, 故

$$r_2^2 = (3r_1)^2 / (n-1)$$

像曲线 223 那样, 需要将第 2 接收机 33 的天线 32 加大若干尺寸。

这个方法能够在现阶段卫星的发送能量较小期间传送第 1 数据串和第 2 数据串, 而在卫星的发送能量大幅度增加的将来, 既不影响第 1 接收机 23 和第 2 接收机 33 的接收数据, 又不用进行改造, 就能够传送第 3 数据串, 在兼容性和发展性两方面获得巨大效果。

为说明接收状态, 首先从第 2 接收机 33 开始说明。前述的第 1 接收机 23 设定为用原来半径为 r_1 的小天线能够解调数字式发送机 51 的 4psk 调制信号及发送机 1 的第 1 数据串, 与此相反, 用第 2 接收机 33 能够完全解调发送机 1 的图 10 所示的 16 值信号点即第 2 数据串的 16QAM 的 2 比特信号。和第 1 数据串组合后, 能够解调 4 比特的信号。这时, A_1, A_2 的比率随发送机而异。用图 21 的解调控制部 231 设定这个数据, 向解调电路发送阈值。由此能进行 AM 解调。

图 21 的第 2 接收机 33 的框图和图 19 的第 1 接收机 23 的框图在结构上基本相同, 不同点在于天线 32 的半径 r_2 比天线 22 更大。所以, 能够辨别信号点间距更短的信号。其次, 在解调器 35 内部具有解调控制部 231、第 1 数据串再生部 232 和第 2 数据串再生部 233。第 1 识别再生电路 136 为解调变形 16QAM, 而具有 AM 解调功能。这时, 各载波具有 4 个值, 并且具有零电平和士各 2 个值的阈值。本

发明的情况是变形 16QAM 信号,故像图 22 的信号矢量图那样,阈值随发送机的发送输出而异。因此,如果把 TH_{16} 作为标准化的临界,则由图 22 可知。

$$TH_{16} = (A_1 + A_2/2)/(A_1 + A_2)$$

这个 A_1 、 A_2 或 TH_{16} 以及多值调制值 m 的解调信息包括在第 1 数据串中由发送机 1 发送。另外,也可以采用解调控制部 231 对接收信号进行统计处理、求解调信息的方法。

下面,利用图 26 说明决定移动系数 A_1/A_2 的比率的方法。改变 A_1/A_2 ,就会改变阈值。随着接收机一侧所设定的 A_1/A_2 偏离发送机一侧把设定的 A_1/A_2 的值,误差增加。通过把来自图 26 的第 2 数据串再生部 233 的解调信号反馈给解调控制电路 231,把移动系数 A_1/A_2 向误码率减少的方向进行控制,即使第 3 接收机 43 不解调移动系数 A_1/A_2 也无妨,所以电路简单。另外,发送机不必发送 A_1/A_2 ,故能增加传送容量。这个方法可以用于第 2 接收机 33。

解调控制回路 231 具有存储器 231a。存储每个 TV 广播频道不同的阈值,即移动比、信号点数和同步规则,当再次接收该频道时,通过读出这些数值,就能迅速而稳定地接收。

这个解调信息不明确时,就难于解调第 2 数据串。以下,用图 24 的流程图进行说明。

即使得不到解调信息时,也能进行步骤 313 的 4psk 的解调及步骤 301 的第 1 数据串的解调。因此,在步骤 302,把在第 1 数据串再生

部 232 得到的解调信息传送给解调控制部 231。在步骤 303, 如果 m 是 4 或 2, 解调控制部 231 就进行步骤 313 的 4psk 或 2psk 的解调。如果不是, 则在步骤 304, m 为 8 或 16 时转到步骤 305。否则就转向步骤 310。在步骤 305, 进行 TH_8 和 TH_{16} 的运算。在步骤 306, 解调控制 231 把 AM 解调的阈值 TH_{16} 传送给第 1 识别再生电路 136 和第 23 识别再生电路 137, 在步骤 307 和 315, 进行 16QAM 的解调和第 2 数据串的再生。在步骤 308, 检查误码率, 误码率恶化时, 返回到步骤 313, 进行 4psk 的解调。

还有, 这时图 22 的信号点 85、83 位于 $\cos(\omega t + n\pi/2)$ 的角度上, 而信号点 84、86 不在这个角度上。因此, 设定为由图 21 的第 2 数据串再生部 233 向载波再生电路 131 传送第 2 数据串的载波传送信息, 而不从信号点 84、86 的定时信号抽取载波。

考虑到不能解调第 2 数据串的情况, 发送机 1 利用第 1 数据串间歇式地发送载波定时信号。根据这个信号, 即使不能解调第 2 数据串也可以仅由第 1 数据串知道信号点 83、85。因此, 通过把载波发送信息传送给载波再生电路 131 就能够再生载波。

其次, 利用发送机 1 发送图 23 所示的变形 64QAM 信号时, 返回到图 24 的流程, 则在步骤 304, 判断 m 是否为 16, 在步骤 310 检查 m 是否小于 64, 在步骤 311, 不是等距信号点方式时便进入步骤 312。下面, 求 64QAM 时的信号点间距 TH_{64} , 得

$$TH_{64} = (A_1 + A_2/2) / (A_1 + A_2)$$

和 TH_{16} 相同。但是,信号间距变小了。

设位于第 1 副分割信号群 181 中的信号点间距为 A_3 ,则第 1 副分割信号群 181 和第 2 副分割信号群 182 的距离是 $(A_2 - 2A_3)$,若把它基准化,则为 $(A_2 - 2A_3)/(A_1 + A_2)$ 。把它定义为 d_{64} ,则 d_{64} 低于第 2 接收机 33 的辨别能力 T_2 时,就不能辨别。这时,在步骤 313 进行判断,若 d_{64} 在允许范围内时,转向步骤 305,进行步骤 307 和 16QAM 的解调。在步骤 308,误码率大,则进入步骤 313 的 4psk 模式。

这时,如果发送机 1 发送图 25 (a) 所示的信号点的变形 8QAM 信号,则由于所有的信号点都在 $\cos(2\pi f + n\pi/4)$ 的角度上,所以,利用 4 倍增电路,所有的载波都退缩到相同的相位,从而,可以简单地再生载波。这时,即使使用特别考虑的 4psk 接收机也能解调第 1 数据串的比特信号,用第 2 接收机 33 能够再生第 2 数据串的 1 比特信号,合计能够再生 3 比特的信号。

下面,说明第 3 接收机 43。图 26 是第 3 接收机 43 的框图。和图 21 的第 2 接收机 33 的结构基本上相同。不同点在于增加了第 3 数据串再生部 234 及在识别再生电路中具有 8 值的识别能力。由于天线 42 的半径 r_3 比 r_2 更大,所以,信号点间距更近的信号,例如 32 值 QAM 和 64 值 QAM 也能够解调。因此,为了解调 64 值 QAM,第 1 识别再生电路 136 对于检波信号需要辨别 8 值的电平。这时,存在 7 个阈值电平。其中 1 个是 0,所以,在 1 个象限内存在 3 个阈值。

像图 27 的信号间隔图所示的那样,在第 1 象限存在 3 个阈值。

如图 27,存在 3 个归一化阈值 $TH1_{64}$ 、 $TH2_{64}$ 和 $TH3_{64}$,可以表示为:

$$TH1_{64}=(A_1+A_3/2)/(A_1+A_2)$$

$$TH2_{64}=(A_1+A_2/2)/(A_1+A_2)$$

$$TH3_{64}=(A_1+A_2-A_3/2)/(A_1+A_2)$$

利用这个阈值,通过 AM 解调相位检波后的接收信号,与图 21 中说明的第 1 数据串和第 2 数据串一样,可以解调第 3 数据串的数据。如图 23 所示,第 3 数据串通过例如第 1 副分割信号群 181 中的 4 个信号点 201、202、203、204 的辨别,就可以取定 4 个值即 2 比特。这样,就能进行 6 比特即变形 64 值 QAM 的解调。

这时,解调控制部 231 利用包含在第 1 数据串再生部 232 的第 1 数据串中的解调信息,可以知道 m 、 A_1 、 A_2 、 A_3 的值,所以,计算其阈值 $TH1_{64}$ 、 $TH2_{64}$ 和 $TH3_{64}$ 后并传送第 1 识别再生电路 136 和第 2 识别再生电路 137,就能确实地进行变形 64QAM 的解调。这时,由于在解调信息中加入了扰频,所以,还能够做到只有被允许的接收者才能解调 64QAM。图 28 示出了变形 64QAM 的解调控制部 231 的流程图。下面,仅说明和图 24 的 16 值 QAM 流程不同的点。从图 28 的步骤 304 到步骤 302,若 $m=32$,则解调步骤 322 的 32 值 QAM。否则,就在步骤 321 判断是否 $m=64$,在步骤 323,若 A_3 低于设定值,就不能再生,所以返回步骤 305,成为和图 24 相同的流程,

进行变形 16QAM 的解调。现在,再返回到步骤 323,若 A_3 在设定值以上,就在步骤 324 进行阈值的计算,在步骤 325 向第 1、第 2 识别再生电路传送 3 个阈值,在步骤 326 进行变形 64QAM 的再生,在步骤 327 进行第 1、第 2、第 3 数据串的再生,在步骤 328,如果误码率大,则转向步骤 305 进行 16QAM 的解调,如果误码率小就继续 64QAM 的解调。

下面,说明解调时重要的载波再生方式。本发明在用 4psk 接收机使变形 16QAM 和变形 64QAM 的第 1 数据串再生方面有一个特征。这时,用通常的 4psk 接收时,再生载波困难,不能正常解调。为防止这一点,必须在发送机一侧和接收机一侧采取一些对策。

本发明的方法有 2 种方式。第 1 个方式是按一定的规则间歇式地发送 $(2n-1)\pi/4$ 角度上的信号点。第 2 个方式是在 $n\pi/8$ 的角度上配置并发送大约全部的信号点。

第 1 个方法如图 38 所示,发送在 4 个角度,即 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ 的角度上的信号点,例如信号点 83、85 的信号时,按一定的规则设定间歇式发送的同步时间段 452、452a、452b、452c,这些时间段在图 38 发送信号时序图中时间段群 451 内,用斜线表示。而且,在这个期间中,必定发送上述角度上的 8 个信号点中的 1 个信号点,在此外的时间段发送任意的信号点。而且发送机 1 把上述发送该时间段的规则配置到示于图 41 的数据的同步定时信息部 499 进行发送。

下面,用图 41 更详细地说明这时的发送信号的内容。包含时间

段 452、452a、4452b、452c 的时间段群 451 构成 1 个单位数据串 491、 D_n 。

在这个信号中,根据同步定时信息规则配置了间歇式的同步时间段,所以,只要知道这个配置规则,通过提取同步时间段中的信息,就能很容易地再生载波。

另一方面,数据串 492 的一帧起始部分有用 S 表示的同步区域 493,这是由用斜线表示的同步时间段构成的。利用这样的结构,上述载波再生用的抽取信息便增多,所以,能准确而迅速地进行 4psk 接收机的载波再生。

这个同步区域 493,含有用 S_1 、 S_2 、 S_3 所示的同步部 496、497、498 等,在这个部分中,加入了用于同步的单值码和上述解调信息。此外,还有用 I_T 表示的位相同步信息配置信息部 499,其中加入了位相同步时间段配置间隔的信息和配置规则的信息等。

由于相位同步时间段区域的信号点只具有特定的相位,使用 4psk 接收机也能再生载波,准确地再生相位同步配置信息 I_T 的内容,故输入这个信息后,就能准确地再生载波。

图 41 的同步区域 493 的后面有解调信息部 501,装入了解调变形值 QAM 信号时所必须的有关阈值电压的解调信息。这个信息对多值 QAM 解调是重要的,所以,像图 41 的同步区域 502 那样,如果把解调信息纳入到同步区域中,就能更准确地得到解调信息。

图 42 是用 TDMA 方式发送脉冲串状信号时的信号配置图。与

图 41 的区别是在数据串 492、 D_n 和其它的数据串之间设置了保护时间 521, 在这个期间不能发送信号。还有在数据串 492 的起始部设立了为了取得同步信号的同步部 522。在这个期间仅发送前述的 $(2n-1)\pi/4$ 相位的信号点。因此, 用 4psk 解调器也能够再生载波。这样, 利用 TDMA 方式也能进行同步及再生载波。

下面, 用图 43 和图 44 详细地说明图 19 的第 1 接收机 23 的载波再生方式。在图 43 中, 输入的接收信号通过输入电路 24, 由同步检波电路 541 所进行的同步检波的解调信号中的一个信号送入到输出电路 542 被输出, 再生第 1 数据串。由提取定时控制电路 543 判断图 41 的相位同步配置信号部 499 是否进行再生、以及在哪个定时中加入了 $(2n-1)\pi/4$ 的相位同步部的信号, 并且送出图 44 那样的间歇式相位同步控制信号 561。解调信号传送入倍增电路 545, 4 倍增后传送到载波再生控制电路 544。像图 44 的信号 562 那样, 包含真正的相位信息 563 和其它信号。像定时图 564 中斜线所示的那样, 间歇式地含有由 $(2n-1)\pi/4$ 的相位信号点组成的相位同步时间段 452。把这些信号由载波再生控制电路 544 用相位同步控制信号 564 通过取样, 可以得到相位标本信号 565。通过把相位标本信号取样, 可以得到所定的位相信号 566。这个信号通过环状滤波器 546, 送入到 VCO 547 再生载波, 再送入到同步检波电路 541。这样就能抽取出如图 39 的斜线所示的 $(2n-1)\pi/4$ 的相位信号。以这个信号为基础利用 4 倍增方式就能够正确地再生载波。这时, 可以, 再生多个相

位,但是,通过在图 41 的同步部 496 中装入单值字,就能够再生特定载波的绝对相位。

像图 40 那样发送变形 64QAM 信号时,发送机仅对大约 $(2n-1)\pi/4$ 相位的斜线所示的相位同步区域 471 中的信号点发送相位同步时间段 452、452b 等。所以,用通常的 4psk 接收机不能再生载波,但是,用 4psk 的第 1 接收机 23,通过装备本发明的载波再生电路,就能再生载波。

以上,是使用科斯塔思(Costas)式载波再生电路的情况。下面,说明在解调方式载波再生电路中使用本发明的情况。

图 45 示出了本发明的解调方式载波再生电路。来自输入电路 24 的接收信号经同步检波电路 541,再生解调信号。另一方面,经第 1 延迟电路被延迟的输入信号,在 4 相位调制器 592 中利用上述解调信号进行调制,形成载波信号。能够通过载波再生控制电路 544 的上述载波信号传送入相位比较器 593。另一方面,来自 VCO547 的再生载波经第 2 延迟电路 594 被延迟,在相位比较器中和上述解调载波信号进行相位比较,相位差信号通过环状滤波器 546 供给 VCO547,再生和接收滤波同相位的滤波。这时,和图 43 的科斯塔思型载波再生电路一样,抽取定时控制电路 543 仅对图 39 的斜线所表示区域中的信号点的相位信息取样,所以,无论 16QAM 还是 64QAM 都能够用第 1 接收机 23 的 4psk 调制器再生载波。

下面,说明用 16 倍增方式再生载波的方式。图 2 的发送机 1 像

图 46 那样把变形 16QAM 的信号点配置在 $n\pi/8$ 的相位上进行调制及发送。图 19 的第 1 接收机 23 通过使用具有图 48 所示的 16 倍增电路 661 的科斯塔思式载波再生电路,能够再生载波。由于利用 16 倍增电路 661 可以使图 46 那样的 $n\pi/8$ 相位的信号点退缩到第 1 象限,所以,利用环状滤波器 546 和 VCO541 能够再生载波。通过把单值字配置在同步区域,也能够从 16 个相位中提取出绝对相位。

下面,说明 16 倍增电路的结构。利用和电路 662 和差电路 663 从解调信号中产生和、差信号,利用乘法器 664 相乘产生 $\cos 2\theta$ 。另外,利用乘法运算,形成 $\sin 4\theta$ 。

同样,用和电路 667 和差电路 668 及乘法器 670 从 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$ 产生 $\sin 8\theta$,用和电路 671 和差电路 672 及乘法器产生 $\cos 8\theta$,并且通过用乘法器 674 产生 $\sin 16\theta$,便能形成 16 倍增。

用以上的 16 倍增方式便能从像图 46 那样的信号点配置的 16QAM 信号的所有信号点的载波中抽出并再生特定的信号点。

另外,也能够再生像图 47 那样配置的变形 64QAM 信号的载波,但由于 n 个信号点从同步区域产生若干偏移,所以,解调时就增加了误码率。

对此有 2 个解决方法。1 个方法是不发送脱离同步区域的信号点的信号,减少信息量。这个方法的结构简单。另一个方法是像图 38 中说明的那样,设立同步时间段。通过发送时间段群 451 中的同步时间段期间内用斜线表示的 $n\pi/8$ 相位的同步相位区域 471、471a 等

的信号点,在此期间能够正确地得到同步,故可使相位误差减少。

像以上那样按 16 倍增方式,用简单的接收机结构,利用 4psk 接收机就能再生变形 16QAM 和变形 64QAM 信号的载波。进一步设定同步时间段时,还能提高变形 64QAM 的载波再生时的相位精度。

像以上那样通过使用本发明的通信系统,可以在 1 个电波的频带区域内,按分级结构同时传送多个数。

这时,通过对一个发送机设定具有不同接受灵敏度和解调能力的三重分级的接收机,便能解调与接收机的投资相符合的数据量。首先,购入小型天线和分辨能力低但成本低的第 1 接收机的接收者,可以解调并再生第 1 数据串,其次,购入中型天线和分辨能力中等,且成本高的接收机的使用者,可以再生第 1、第 2 数据串;而购入大型天线和分辨能力高的成本很高的接收机的使用者,可以全部解调并再生第 1、第 2、第 3 数据串。

如果使第 1 接收机成为家庭用数字卫星广播接收机,就能实现使一般消费者能接受的价格低的接收机。第 2 接收机本来需要大型天线,由于成本高,难于使所有消费者接受,但是,对于想收看 HDTV 的人来说,价格多少高一点也是可以的。第 3 接收机在提高卫星的输出功率之前,需要相当大型的产业用天线,难于实现家庭使用,当初只适用于产业应用。例如,发送超高分辨率的 HDTV 信号,如果利用卫星的各地的电影馆传送,利用录象可以使电影馆实现

电子化。这时,就可以降低电影馆及录象厅的经营成本。

如上所述,将本发明应用于TV传送时,可用一个电波的频带提供三种图象质量的图象服务,而且兼容性极佳。实施例中给出了4psk、变形8QAM、变形16KAM、变形64QAM的例子,但是,也能够实现32QAM和256QAM。另外,还能实施8psk和16psk,32psk。在实施例中示出了卫星传送的例子,但是,同样也能在地面传送和有线传送上实现。

实施例2:

实施例2根据误差校正能力的差别化进一步在逻辑上分割实施例1中所说明的物理分级结构,添加了逻辑分级构造。在实施例1的情况下,每个分级的频道,电信号的电平即物理的解调能力不同。与此相反,在实施例2中,误差校正能力等逻辑再生能力各异。具体地说,例如把 D_1 分级频道中的数据分割成例如 D_{1-1} 和 D_{1-2} 2个,使这个分割数据中的1个例如 D_{1-1} H数据的误差校正能力高于 D_{1-2} 数据,利用误差校正能力的差别化,解调再生时 D_{1-1} 和 D_{1-2} 数据的解调能力就不相,故在降低发送信号的C/N值时,即使在不能再生 D_{1-2} 的信号电平内也因 D_{1-1} 在所设定的误码率内,所以,能够再生原信号。这样,就形成所谓的逻辑分级结构。

即,通过分割调制分级频道的数据,使用错误订正符号和积符号等使错误订正的符号间距离的大小有差别,追加错误订正能力的逻辑分级结构,可以进行更细的分级传送。

使用这种结构,就要在 D_1 频道中增加 D_{1-1} 、 D_{1-2} 2 个子频道,在 D_2 频道中增加 D_{2-1} 、 D_{2-2} 个子频道。

下面,利用输入信号的 C/N 值和分级频道序号的图 87 说明这一点,分级频道 D_{1-1} 用最低的输入信号就能够进行再生。设这个 CN 值为 d ,则 $CN=d$ 时, D_{1-1} 能再生,而 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 不能再生。其次,若 $CN=C$ 以上时, D_{1-2} 也可以再生, $CN=b$,增加 D_{2-1} , $CN=a$ 时再增加 D_{2-2} 。这样,能再生的分级总数就随着 CN 的升高而增加。反之,能再生的分级总数就随着 CN 的降低而减少。下面,用图 86 的传送距离与能再生的 CN 值关系图说明这一点。一般,随着图 86 的实线 861 所示的传送距离加长,接收信号的 C/N 值降低。设在图 85 中所说明的 $CN=a$ 时接收点距发送天线的距离为 L_a , $CN=b,c,d$ 时,分别为 L_b 、 L_c 、 L_d 。如图 85 所说明的在比距离发送天线的距离 L_d 小的区域,只有 D_{1-1} 频道能够再生。这个 D_{1-1} 的可能接收范围用斜线区域 862 表示。从图中可知, D_{1-1} 频道在最广阔的区域能够再生,同样, D_{1-2} 频道在距发送天线的距离为 L_a 以内的区域 863 能够再生。由于距离 L_c 以内的范围,也包含区域 862,所以 D_{1-1} 频道也能够再生。同样,在区域 864 D_{2-1} 频道能够再生,在区域 865 D_{2-2} 频道也变得能够再生。这样,就能够随着 CN 值恶化进行逐渐减少传送频道的分级型传送。把数据分离,做成分级结构,利用本发明的分级传送,就能像模拟传送那样随着 C/N 的恶化,进行逐渐减少数据量的分级型传送。

其次,说明具体的结构。这里说明物理分级 2 级,逻辑分级 2 级的实施例。图 87 是发送机 1 的框图。基本上和实施例 1 中说明的图 2 的发送机的框图相同,所以省略详细的说明,不同点在于添加了误差校正符号编码器。把其简称为 ECC 编码器。分离电路 3 具有 1—1, 1—2, 2—1, 2—~~2~~² 这 4 个输出,把输入信号分离为 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 四个信号后输出。其中, D_{1-1} 、 D_{1-2} 信号输入到第 1 ECC 编码器 871a 中,分别传送给主 ECC 编码器 872a 和副 ECC 编码器 873a,进行误差校正的符号化。

这里,主 ECC 编码器 872a 具有比副 ECC 编码器 873a 更强的误差校正的能力。因而,如在图 85 的 CN—分级频道的曲线图所说明的,解调再生时,即使在比 D_{1-2} 频道的 C/N 值低时, D_{1-1} 频道也能够以小于基准误码率再生 D_{1-1} 。 D_{1-1} 在 C/N 值降低时成为比 D_{1-2} 更强的逻辑分级结构。经过误差校正的 D_{1-1} 。 D_{1-1} 信号在合成器 874a 中合成为 D_1 信号,输入到调制器 4 中。另一方面, D_{1-1} 。 D_{1-1} 信号分别在第 2 ECC 编码器 871b 中的主 ECC 编码器 872b 和副 ECC 编码器 873b 内进行误差校正,实现符号化,由合成器 874b 合成为 D_2 信号,再输入到调制器 4 中。主 ECC 编码器 872b 比副 ECC 编码器 873b 的误差校正能力高。这时,调制器 4 根据 D_1 、 D_2 信号生成分级型调制信号,由发送部分发送。如上所述,图 87 的发送机 1 首先具有实施例 1 中所说明的调制的 D_1 、 D_2 这 2 级物理分级结构。这在前面已经说明过了。其次,利用误差校正能力的差别化,还具有

D_{1-1} 、 D_{1-2} 或 D_{2-1} 、 D_{2-2} 各 2 级的逻辑分级结构。

下面，说明接收这个信号时的状态。图 88 是接收机的框图。接收图 87 所示发送机的发送信号的第 2 接收机 33 的基本结构基本上和实施例 1 的图 21 中所说明的第 2 接收机 33 相同。不同点在于添加了 ECC 编码器 876a、876b。这时，示出了 QAM 调制解调的例子，但是，也可以进行 ASK、PSK 和 FSK 的调制和解调。

图 88 中，接收的信号由解调器再生为 D_1 、 D_2 信号，由分离器 3a、3b 再分别形成 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 等 4 个信号，输入到第 1ECC 编码器 876a 和第 2ECC 编码器 876b 中。在第 1ECC 编码器 876a 中， D_{1-1} 信号由主 ECC 编码器 877a 进行误码校正并送入合成部 37。另一方面， D_{1-2} 信号由副 ECC 编码器 878a 进行误码校正并送入合成部 37。同样，在第 2ECC 编码器 876b 中， D_{2-1} 信号在主 ECC 编码器 877b、 D_{2-2} 信号在副 ECC 编码器 878b 中进行误码校正。并输入到合成部 37 中。进行过误码校正的 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号在合成部 37 中合成为 1 个信号由输出部 36 输出。

这时，根据逻辑分级构造， D_{1-1} 比 D_{1-2} 、 D_{2-1} 比 D_{2-2} 的误码校正能力高，故像图 85 中所说明的那样，在比输入信号的 C/N 值更低的状态下也能得到所定的误码率，从而能够再生原信号。

下面，具体说明在主 ECC 编码器 877a、877b 和副 ECC 编码器 878a、878b 之间进行误码校正能力差别化的方法。在副 ECC 编码器中使用导引所罗门符号和 BCH 符号这样的标准符号间距的符号化

方式时,通过采用在主 ECC 编码器中把使用导引所罗门符号和导引所罗门符号二者的乘积符号以及长符号方式的误码校正符号间距增大的符号方式,能够使误码校正能力出现差别。这样就能够实现逻辑分级结构。加大符号间距离的方法,已知的有多种,故对其它方式省略说明。本发明基本上能适用于任何一种方式。

这里用图 89 的 C/N 和误码校正后的误码率的关系图说明逻辑分级结构。在图 89 中,直线 881 表示 D_{1-1} 频道的 C/N 和校正后的误码率的关系,直线 882 表示 D_{1-2} 频道的 C/N 和校正后的误码率的关系。

输入信号的 C/N 值越小,校正后的数据的误码率就越大。在一定的 C/N 值以下,误码校正后的误码率没有被纳入在系统设计时的基准误码率 E_{th} 以下,所以,不能正常地再生原数据。而在图 89 中,如果逐渐地提高 C/N ,则像 D_{1-1} 信号的直线 881 所示的那样, C/N 在 e 以下时不能进行 D_1 频道的解调。 $e \leq C/N < d$,能进行 D_1 频道的解调,但是 D_{1-1} 频道的误码率超过 E_{th} 时,就不能正常地再生原数据。

$C/N=d$ 时, D_{1-1} 的误码校正能力比 D_{1-2} 高,故误码校正后的误码率如点 885d 所示,低于 E_{th} ,所以,能够再生数据。另一方面, D_{1-2} 的误码校正能力没有 D_{1-1} 那样高,故校正后的误码率没有 D_{1-1} 那样低,因而校正后的误码率超过 E_2 和 E_{th} ,故不能再生。因此,这时,只能再生 D_{1-1} 。

当提高 C/N 到 $C/N=C$ 时, D_{1-2} 的误码校正后的误码率如点 885c 所示, 达到 E_{th} , 所以, 能再生。在这个时刻, D_{1-1} 、 D_{1-2} 即 D_2 频道的解调处于不确定状况。随着提高 C/N , 在 $CN=b'$ 时 D_2 频道就能确实地解调了。

进而提高 C/N 到 $C/N=b$ 时, D_{2-1} 的误码率如点 858b 所示, 减少到 E_{th} 。则 D_{2-1} 能够再生。这时, D_{2-2} 的误码率比 E_{th} 大, 故不能再生。 $C/N=a$ 时, 如点 885a 所示, D_{2-2} 的误码率减少到 E_{th} , 频道能够再生。

这样, 通过运用误码校正能力的差别化, 进而把物理分级 D_1 、 D_2 频道分割为 2 层的逻辑分级, 便能进行总共 4 的分级传送。

这时, 把数据结构作成分级结构, 使得即使丢失高等级的数据, 也能再生一部分原信号, 通过与本发明的分级传送组合, 可以像模拟传送那样, 伴随 C/N 的恶化, 可以进行逐渐减少数据量的分级型传送。特别是, 由于近年来的图象压缩技术急速地进步。将图象压缩数据做成分级结构和分级传送组合时, 在相同的点间可以传送画面质量远高于模拟传送的图象, 同时, 又能像模拟传送那样, 根据接收信号电平, 分阶段地降低画面质量, 从而可在广阔的区域都能够接收。这样, 就能够用数字技术保持高质画面, 得到以往的数字图象传送所没有的分级传送的效果。

实施例 3:

以下, 参照图面说明本发明的第 3 实施例。

图 29 是实施例 3 的总体图。实施例 3 示出了把本发明的传送装置用于数字 TV 广播系统的例子。超高分辨率的输入图象 402 输入到第 1 图象编码器 401 的输入部 403, 由分离电路 404 分离为第 1 数据串、第 2 数据串和第 3 数据串, 再由压缩电路 405 压缩后输出。

其它输入图象 406、407、408 分别由和第 1 图象编码器 401 同样结构的第 2 图象编码器 409、410、411 压缩并输出。

这 4 组数据中, 第 1 数据串的 4 组信号用多路器 412 的第 1 多路器 413 在时间上使 TDM 方式等实现多路化, 作为第 1 数据串传送给发送机 1。

第 2 数据串的信号群的全部或一部分由多路器 414 形成多路化, 作为第 2 数据串传送到发送机 1。另外, 第 3 数据串的信号群的全部或一部分由多路器 415 形成多路化, 作为第 3 数据串传送入发送机 1。

接受这些数据的发送机 1 由调制器 4 对 3 个数据串进行实施例 1 中叙述的调制, 经发送部 5 由天线 6 和信道 7 传送到卫星 10, 再经中继器 12, 传送到第 1 接收机 23 等 3 种接收机。

第 1 接收机 23 经信道 21 用半径为 r_1 的小径天线 22 接收, 在第 1 数据串再生部 232 中仅再生接收信号中第 1 数据串。由第 1 图象译码器 421 再生并输出 NTSC 信号或宽带 NTSC 信号等低分辨率的图象输出 425 和 426。

第 2 接收机 33 用半径 r_2 的中径天线 32 接收, 由第 1 数据串再

生部 232 和第 2 数据串再生部 233 再生第 1 数据串和第 2 数据串, 由第 2 图象译码器 422 再生并输出 *HDTV* 信号等高分辨率的图象输出 427 或图象输出 425、426。

第 3 接收机 43 用半径 r_3 的大径天线 33 接收, 由第 1 数据串再生部 232、第 2 数据串再生部 233 和第 3 数据串再生部 234 再生第 1、第 2、第 3 数据串, 输出录相厅和电影院用的超高分辨率 *HDTV* 等超高分辨率的图象输出 428。同时, 也能够输出图象输出 425、426、427。一般的数字 *TV* 广播从数字式发送机发送, 用第 1 接收机 23 接收时, 只能以 *NTSC* 等低分辨率的图象输出 426 输出。

下面, 根据图 30 的第 1 图象编码器 401 的框图详细地说明结构。超高分辨率的图象信号输入到输入部 403, 然后送入分离电路 404。在分离电路 404 中, 用部分频带编码方式分离为 4 个信号。用 *QMF* 等水平低通滤波器 451 和水平高通滤波器 452 分离成水平低频成分和水平高频成分。用二次取样部 453、454, 将各个成分的取样比率定为一半后, 水平低频成分由垂直低通滤波器 455 和垂直高通滤波器 456 分别分离为水平低频垂直低频信号(简称 $H_L V_L$ 信号)和水平低频垂直高频信号(简称 $H_L V_H$ 信号), 由二次取样部 457 和 458 去除取样比率, 传送入压缩部 405。

水平高频成分由垂直低通滤波器 459 和垂直高通滤波器 460, 分离为水平高频垂直低频信号(简称 $H_H V_L$ 号)和水平高频垂直高频信号(简称 $H_H V_H$ 信号), 由二次取样部 461、462 去除取样比率, 传

送入压缩部 405。

在压缩部 405 中,用第 1 压缩部 471 把 $H_L V_L$ 信号进行 DCT 等最佳的压力,由第 1 输出部 472 作为第 1 数据串输出。

$H_L L_H$ 信号在第 2 压缩部 473 中被压缩后传送到第 2 输出部 464。 $H_H V_L$ 信号由第 3 压缩部 463 压缩后传送到第 2 输出部 464。 $H_H V_L$ 信号由分离电路 465 分为分辨率图象信号($H_H V_L 1$)和超高分辨率图象信号($H_H V_H 2$), $H V_H 1$ 传送到第 2 输出部 464, $H_H V_L$ 传送到第 3 输出部 468。

下面,用图 31 说明第 1 图象译码器 421。第 1 图象译码器 421 把来自第 1 接收机 23 的输出、第 1 数据串即 D_1 输入到输入部 501,由译扰码器解除扰码后由扩展部 503 扩展后的前述 $H_L V_L$ 信号,利用画面比率变更电路 504 和输出部 505 变更画面比率,输出 NTSC 信号的图象 506、用 NTSC 信号突出画面的图象 507、宽带 TV 的全画面的图象或宽带 TV 侧板画面的图象 509。这时,可以选择非交错或交错 2 种扫描线。对于 NTSC 的情况能得到 525 条扫描线、2 重扫描画面时能得到 1050 条扫描线。另外,在接收来自数字式发送机 51 的 4psk 的一般数字式 TV 广播时,利用第 1 接收机 23 和第 1 图象译码器 421 能解调并再生 TV 图象。下面,用图 32 的第 2 图象译码器框图说明第 2 图象译码器。首先,来自第 2 接收机 33 的 D_1 信号由第 1 输入部 521 输入,由第 1 扩展部 522 进行扩展,由过度取样部 523 进行 2 倍取样,再由垂直低通滤波器 524 再生 $H_L V_L$ 信号。 D_2

信号经输入部 530 输入,由分离电路 531 分离为 3 个信号,再由第 2 扩展部 532、第 3 扩展部 533 和第 4 扩展部 534 分别进行扩展及解除扰码,用过度取样部 535、536、537 做 2 倍的取样,由垂直高通滤波器 538、垂直低通滤波器 539、垂直高通滤波器 540 送出。 H_LV_L 信号和 H_LV_H 信号在加法器 525 相加,由过度取样部 541 和水平低通滤波器 542 形成水平低频图象信号,送到加法器 543。 H_HV_L 信号和 H_HV_H1 信号由加法器 526 相加,用过度取样器 544 和水平高通滤波器 545 形成水平高频图象信号,再由加法器 543 形成 *HDTV* 等的高分辨率图象信号 *HD* 信号并从输出部 546 输出 *HDTV* 等的图象输出 547。根据情况,也能输出 *NTSC* 信号。

图 33 是第 3 图象译码器的框图, D_1 信号从第 1 输入部 521、 D_2 信号从第 2 输入部 530 输入由高频图象译码器 527 按前述顺序再生 *HD* 信号。 D_3 信号由第 3 输入部 551 输入,经超高频部图象译码器 552 扩展、去扰码及合成,再生 H_HV_H 信号在合成器 553 中被合成为超高分辨率 *TV* 信号即 *S-HD* 信号,由输出部 554 输出超高分辨率图象信号 555。

下面,说明在图 29 的说明中接触过的多路器 401 的具体的多路化方法。图 34 是数据配列图。描述了在 *T* 的期间中,在第 1 数据串 D_1 、第 2 数据串 D_2 和第 3 数据串 D_3 如何配置 6 个 *NTSC* 频道: $L1$ 、 $L2$ 、 $L3$ 、 $L4$ 、 $L5$ 、 $L6$ 和 6 个 *HDTV* 频道 $M1-M6$ 以及 6 个 *S-HDTV* 频道 $H1-H6$ 。图 34 首先在 *T* 期间以 *TDM* 方式等按时间

多路在 D_1 信号上配置 $L1$ 到 $L6$ 。把第 1 频道的 $H_L V_L$ 信号传送到 D_1 的区域 601。接着在与第 1 频道相当的时间内把第 1 频道的 $HDTV$ 和 $NTSC$ 的差分信息 $M1$, 即上述的 $H_L V_H$ 信号、 $H_L V_H$ 信号和 $H_H V_H$ 信号传送到 D_2 信号的区域 602。另外, 把第 1 频道的超级 $HDTV$ 差分信息 $H1$, 即在图 30 所说明的 $H_H V_H - 2H_1$ 传送入 D_3 信号的的区域 603。

下面说明选择第 1 频道的 TV 台的情况。首先, 拥有小型天线、第 1 接收机 23 和第 1 图象译码器 421 的系统的一般接收者, 能得到图 31 的 $NTSC$ 或宽带 $NTSC$ 的 TV 信号。其次, 拥有中型天线、第 2 接收机 33 和第 2 图象译码器 422 的特定的接收者, 选择频道 1 时, 把第 1 数据串 D_1 的区域 601 和第 2 数据串 D_2 的区域 602 的信号合成后, 可以得到和频道 1 的 $NTSC$ 节目相同的节目内容的 $HDTV$ 信号。

拥有大型天线、能够多值解调的第 3 接收机 43 和第 3 图象译码器 423 的电影院等的部分接收者, 把 D_1 的区域 601、 D_2 的区域 602 和 D_3 的区域 603 的信号合成后, 可以得到和频道 1 的 $NTSC$ 的节目内容相同的电影院用图象质量的超高分辨率 $HDTV$ 信号。2 到 3 的其它频道, 同样也能够再生。

图 35 是另一种区域的构成。首先, $NTSC$ 的第 1 频道配置在 $L1$ 。这个 $L1$ 位于 D_1 信号的第 1 时间区域的区域 601, 在起始端加入了含有 $NTSC$ 间的译扰码信息和实施例 1 所说明的解调信号的信

息 S_{11} 。其次, $HDTV$ 的第 1 频道分割为 L_1 和 M_1 , M_1 是 $HDTV$ 和 $NTSC$ 的差分信息, 加入在 D_2 的区域 602 和区域 611 中。这时, 采用 $6Mbps$ 的 $NTSC$ 压缩信号并收容在 L_1 , 则 M_1 的频带就成为 2 倍的 $12Mbps$ 。将 L_1 和 M_1 组合, $18Mbps$ 的频带可从第 2 接收机 33 和第 2 图象译码器 423 进行解调和再生。另一方面, 用现在建议的压缩方法在约 $15Mbps$ 的频带内能够实现 $NDTV$ 压缩信号。因此, 利用图 35 的配置可以用频道 1 同时广播 $HDTV$ 和 $NTSC$ 。这时, 不能用频道 2 再生 $HDTV$ 。 S_{21} 是 $HDTV$ 的去扰码信息。另外, 超 $HDTV$ 信号被分割成 L_1 、 M_1 和 H_1 发送。超 $HDTV$ 的差分信息用 D_3 的区域 603、612、613, 把 $NTSC$ 设定为 $6Mbps$ 时合计发送 $36Mbps$, 如果进行高度压缩, 则也能传送扫描线约为 2000 条的电影院用画面质量的超 $HDTV$ 信号。

图 36 的配置图示出了用 D_6 占有 6 个时间区域传送超 $HDTV$ 信号的情形。把 $NTSC$ 压缩信号设定为 $6Mbps$ 时, 能够传送 9 倍的 $54Mbps$ 。由此, 能够传送高画面质量的超 $HDTV$ 。

以上, 是利用发送信号的电波的水平或垂直偏振面的情形。通过使用水平和垂直 2 个偏振面, 频率利用率成为 2 倍。下面进行说明。

图 49 示出了第 1 数据串的水平偏振信号 D_{v1} 垂直偏振信号 D_{H1} 第 2 数据串的相应的 D_{v2} 、 D_{H2} 、和第 3 数据串的 D_{v3} 、 D_{H3} 的配置图。这时, 在第 1 数据串的垂直偏振信号 D_{v1} 上加入了 $NTSC$ 等低频 TV 信号, 在第 1 数据串的水平偏振信号 D_{H1} 上加入了高频 TV 信

号。因此,只具有垂直偏振天线的第 1 接收机 23 能够再生 NTSC 等的低频信号。另一方面,具有垂直、水平两方向偏振天线的第 1 接收机 23,就能够得到例如将 L1 和 M1 合成的 HDTV 信号。即,使用第 1 接收机 23 时,根据天线的能力,一方面能够再生 NTSC,另一方面又能够再生 NTSC 和 HDTV,故具有 2 种方式兼容的巨大效果。

图 50 是做成 TDAM 方式的情况。在各数据段 721 的起始部设置了同步部 731 和卡片部 741。另外,在帧的起始部设置了同步信息部 720。这时,各时间段群分别被分配到各一个频道。例如,用第 1 时间段 750 能够发送第 1 频道的完全相同节目的 NTSC、HDTV、超 HDTV。各个时间段 750—750e 完全独立。从而,特定的播放台用特定的时间段以 TDAM 方式广播时,具有能与其它电台独立地播放 NTSC、HDTV、超 HDTV 的效果。另外,接收侧拥有使用水平偏振天线的第 1 接收机 23 的结构时,能够再生 NTSC TV,若是双偏振天线则能再生 HDTV。如果使用第 2 接收机 33,则能够再生低分辨率的超 HDTV。如果使用第 3 接收机 43,则能够完全再生超 HDTV 信号。这样就能建立起具有兼容性的广播系统。这时不仅图 50 的配置那样分段状的 TDMA 方式能够再生,而且图 449 那样的连续信号的时间多路化也能再生。另外,如果按图 151 所示那样配置也能够再生高分辨率的 HDTV 信号。

如上所述,根据实施例 3,能进行具有超高分辨率型 HDTV、HDTV 和 NTSC TV 的 3 种信号兼容性的数字 TV 广播。特别是在

电影院等传送时,具有能够把图象电子化的新的效果。

下面,把本发明的变形 QAM 称作 SRQAM,说明其具体的误码率。

首先,计算 16SRQAAM 的误码率。图 99 是 16SRQAM 的信号点矢量图。在第 1 象限,对于 16QAM 的情况,信号点 83a、83b、84a、85、86a 等 16 个信号点的间隔相等,都是 2δ 。

16QAM 的信号点 83a 处于距坐标轴的 I 轴、Q 轴 δ 的距离,这里,对于 16QQAM 的情况,把 n 定义为移动值,则移动信号点 83a 使距坐标轴的距离向 $n\delta$ 位置的信号点 83 移动。这时,则

$$0 < n < 3$$

另外,其它的信号点 84a、86a 也移动到信号点 84、86 的位置。

设第 1 数据串的误码率为 $Pe1$,则:

$$\begin{aligned} Pe1-16 &= \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{3\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right) \\ &= \frac{1}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\sqrt{\rho}}{\sqrt{9+n^2}} \right) \end{aligned}$$

设第 2 数据列的误码率为 $Pe2$,则:

$$\begin{aligned} Pe2-16 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{3-n}{2}\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{3-n}{2\sqrt{9+n^2}} \sqrt{\rho} \right) \end{aligned}$$

其次,计算 36SRQAM 或 32SRQAM 的误码率。图 100 是 36SRQAM 的信号矢量图,在第 1 象限,36QAM 的信号点间距定义

为 2δ。

36QAM 的信号点 83a 位于距座标轴 δ 处。这个信号点成为 36SRQAM 时就移动到信号点 83 的位置,距座标轴 nδ。移动各信号点,成为信号点 83、84、85、86、97、98、99、100、101。把由 9 个信号点组成的信号点群 90 看作为 1 个信号点,用变形 4psk 接收机接收,设再生第 1 数据串时的误码率为 Pe1,分别辨别信号点群 90 中的 9 个信号点,设再生第 2 数据串时的误码为 Pe2,则

$$\begin{aligned}
 Pe1-32 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\frac{n\delta}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\
 &= \frac{1}{6} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{6\rho}{5}} \times \frac{n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right) \\
 Pe2-32 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\frac{5-n}{4\sqrt{2}} \frac{\delta}{\rho} \right) \\
 &= \frac{2}{3} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\rho}{40}} \times \frac{5-n}{\sqrt{n^2+2n+25}} \right)
 \end{aligned}$$

这时,图 101 的 C/N—误码率图给出了计算误码率 P_e 和传送系统噪比 C/N 之间关系的例子。曲线 900 是为了比较而表示的先有方式的 32QAM 的误码率。直线 905 表示 10 的 -1.5 次方的直线。把本发明的 SRQAM 的移动量 n 取 1.5 时,第 1 分级 D_1 的误码率为曲线 901a,误码率在 $10^{-1.5}$ 时,对于曲线 900 的 32QAM,即使 C/N 值下降 5dB, D_1 也能以相同的误码率再生。

其次 $n=1.5$ 时第 2 分级 D_2 的误码率用曲线 902a 表示,误码率为 $10^{-1.5}$ 与示于曲线 900 的 32QAM 相比,如果不使 C/N 提高 2.5dB,就不能以同等的误码率再生。曲线 901b、902b 表示 $n=2.0$ 时的 D_1 、 D_2 。曲线 902c 表示 D_2 。把这些归纳起来,则在误码率为 10 的 -1.5 次方的数值时,当 $n=1.5, 2.0, 2.5$ 时,与 32QAM 相比,各个 D_1 分别改善 5,8,10dB,而 D_2 恶化 2.5dB。

对于 32SKRQAM 的情况,改变移动量 n 时,用图 103 的移动量 n 和 C/N 的关系图表示为了得到预定的误码率所需要的第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 的 C/N 值。由图 103 可知,如果 n 大于 0.8,则出现分级传送,即第一数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 的传送所需要的 C/N 值之差,从而产生本发明的效果。因此,对于 32SRQAM 的情况,在 $n>0.85$ 的条件下本发明有效果。对于 16SRQAM 的情况,误码率如图 102 的 C/N 与误码率的关系图所示的那样。在图 102 中,曲线 900 表示 16QAM 的误码率。曲线 901a、901b、901c 分别表示第 1

数据串 D_1 的 $n=1.2, 1.5, 1.8$ 时的误码率。曲线 902a、902b、902c 分别表示第 2 数据串 D_2 的 $n=1.2, 1.5, 1.8$ 时的误码率。

图 104 的移动量 n 和 C/N 的关系图示出了对于 16SRQAM 的情况,在改变移量 n 时为了得到特定的误码率所需要的第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 的 C/N 值。由图 104 可知,对于 16SRQAM 的情况,如果 $n > 0.9$,则本发明的分级传送能够实现。由上述所述,若 $n > 0.9$,则分级传送成立。

这里,具体示出对于数字 TV 地面广播应用本发明的 SRQAM 时的一个例子。图 105 给出地面广播时发送天线和接收天线间的距离与信号电平之间的关系图。曲线 911 表示发送天线的高度为 1250ft 时接收天线的信号电平。首先,假定现在正在进行研究的数字 TV 广播方式中所要求的传送系统需要的误码率为 10 的 -1.5 次方。区域 912 表示噪声电平,点 910 是 $C/N=15\text{dB}$ 点,表示先有方式的 32QAM 方式的接收界限定。在这个 $L=60$ 英里的地点能够接收数字的 HDTV。

然而,由于天气等接收条件的恶化,有时 C/N 以 5dB 的幅度变化。在 C/N 值接近阈值的接收状态,如果 C/N 下降,就急剧地变得不能接收 HDTV。还有,由于地形和建筑物的影响。估计至少有 10dB 左右的变化,在 60 英里半径内的所有地点当然就不能接收。这时,和模拟信号时不同,对于数字的情况完全不能传送图像。因此,先有的数字 TV 广播方式的服务区域是不准确的。

另一方面,对于本发明的 32SRQAM 的情况,如前所述,由图 133、图 137 的结构组成 3 级的分级。在第 1—1 分级 D_{1-1} 中发送 MPEG 电位的低分辨率 NTSC 信号,在第 1—2 分级 D_{1-2} 中发送 NTSC 等中分辨率 TV 成分,在第 2 分级 D_2 中发送 HDTV 的高频成分。例如,在图 105 中,第 1—2 分级的服务范围如点 910a 那样扩大到 70 英里的地点,第 2 分级则如点 910b 那样退缩到 55 英里的地点。图 106 的 32SRQAM 的服务范围图示出了这种情况下服务范围面积的差别。图 106 是进行计算机模拟,更具体地计算图 53 的服务范围。在图 106 中,区域 708、703c、703a、703b、712 分别表示先有方式的 32QAM 的服务范围,第 1—1 分级 D_{1-1} 的服务范围、第 1—2 分级 D_{1-2} 分级的服务范围、第 2 分级 D_2 的服务范围和邻近模拟台的服务范围。其中,先有方式的 32QAM 的服务范围的数据用的是已公布的数据。

先有的 32QAM 广播方式名义上能够设定 60 英里的服务范围。然而,实际上由于气候和地形的条件变化等,在接收界限地区附近,接收状态极其不稳定。

然而,应用本发明的 36SRQAM,通过用第 1—1 分级 D_{1-1} 传送 MPEG1 等级的低频 TV 成分,用第 1—2 分级 D_{1-2} 发送 NTSC 等级的中频 TV 成分,用第 2 分级 D_2 发送 HDTV 的高频成分,则如图 106 那样,虽然高分辨率等级的 HDTV 的服务范围的半径缩小了 5 英里,但中分辨率等级的 EDTV 服务范围半径却扩大了 10 英里以上,低

分辨率的 LDTV 的服务范围半径扩大了 18 英里以上。图 107 示出移动系数 n 或 $S=1.8$ 时的服务范围,图 135 用面积表示了图 107 的服务范围。

因此,第一、即使在先有方式的接收条件恶劣的地区存在不能接收的区域,通过应用本发明的 SRQAM 方式,至少在所设定的服务范围内,可以发送几乎所有的接收机都能接收到中分辨率或低分辨率等级的 TV 广播的信号。因此,在通常的 QAM 中所产生的高楼阴影和低洼地等不能接收的区域和受到来自邻近模拟台干扰的区域,通过运用本发明,可以大大减少这些不能接收的区域,这样实际上就能增多接收人数。

第 2,先有的数字 TV 广播方式,由于仅有拥有昂贵的接收机和电视机的接收者才能接收广播,故在服务范围之内也只有一部分接收者能够视听。但是,利用本发明,拥有先有的 NTSC、PAL 及 SECAM 方式的先有类型的 TV 机的接收者,只要增设数字式接收机,就能用 NTSC 或 LDTV 等级接收数字 HDTV 广播的节目。因而。接收者能够以比较少的经济负担视听节目。同时,由于总接收人数增加了,TV 发送者可以得到更多的视听者,所以作为 TV 事业的经营能获得更稳定的社会效果。

第 3, $n=2.5$ 时,中分辨率等级的接收区域的面积比先有方式扩大 36%。接收者随面积扩大而增加。由于服务范围的扩大和接收者的增加,TV 事业者的事业收入也增大。由此,数字式广播事业的风险

就会减少,从而,可望提前普及数字式 TV 广播。

如在图 107 的 32SRQAM 的服务范围图中所见到的那样, n 或 $s = 1.8$ 时,也能得到同样的效果,通过变更移动值 n ,各个播放台根据 HDTV 接收机及 NTSC TV 接收机的分布状况等地区特有的条件和情况,变更 n ,通过把 SRQAM 的 D_1 和 D_2 的服务范围 703a、703b 设定为最佳条件,接收者便能得到最大的满足,从而播放台便能得到最多的接收人数。

这时,

$$n > 1.0$$

就能得到以上的效果。

因此,对于 32SRQAM 的情况,则 n 为

$$1 < n < 5$$

同样,对于 16SRQAM 的情况, n 为

$$1 < n < 3$$

这时,在像图 99、图 100 那样移动而得到第 1 和第 2 分级的 SRQAM 方式,如果在 16SRQAM、32SRQAM、64SRQAM 中 n 大于 1.0,则在地面广播中能够得到本发明的效果。

实施例中说明了传送图像信号的情况,但是,如果把声音信号分为高频区或高分辨率区和低频区或低分辨率区,分别作为第 1 数据串和第 2 数据串,用本发明的传送方式进行传送,也能得到同样的效果。

用于 PCM 广播,无线电传送、携带电路时,可以扩大服务范围。

另外,在实施例3中,如图133所示,与时间分割多路1(TDM)方式相组合,设置TDM的子通道,如ECC编码器743a和ECC编码器743b所示那样,通过把2个子通道的误差校正的码增益差别化,便能给各个子通道的阈值加上一个差值,从而可以增加分级型传送的子通道。这时,也可以如图137所示那样,改变2个子通道的格状编码器的码增益。由于和后述的实施例6的图131的说明相同故省略详细的说明。在图106的模拟中,给出了在第1-1子通道 D_{1-1} 和第1-2子通道 D_{1-2} 之间建立5dB码增益之差的情况。SRQAM是把称为“C-CDM”的本发明的信号点符号分割多路方式(Constellation-Code Division Multiplex)应用于矩形QAM(rectangle-QAM)的方式。C-CDM是独立于TDM和FDM的多路化方式。是通过分割与代码对应的信号点代码得到子通道的方式。通过增加这个信号点的数,可以得到TDM和FDM中所没有的传送容量的扩充性,这一点,可以在保持和以往的机器几乎完全的互换性的同时实现。这样,C-CDM便具有出色的效果。

以上用的是把C-CDM和TDM相组合的实施例,但是,和频率分割多路化((FDM)组合也能产生同样的阈值缓和效果。例如,用于TV广播时,成为图108所示的TV信号的频率分布图。以往的模拟广播例如NTSC方式的信号按频谱725那样的频率分布。最大的信号是图象的载波722。彩色的载波723和声音的载波724没有那么

大。为了避免相互干涉,有用 FDM 把数字广播的信号分为 2 个频率的方法。这时,如图示那样,为了避开图象的载波 722 而分割为第 1 载波 726 和第 2 载波 727,分别传送第 1 信号 720 和第 2 信号 721,以此来减轻干涉。利用第 1 信号 720 以大功率发送低分辨率 TV 信号,用第 2 信号 721 以小功率发送高分辨率信号,既能避免干涉,又能实现 FDM 的分级型广播。

这里,把使用先有方式 32QAM 时的图示于图 134。由于子通道 A 的输出大,所以,阈值 Threshold1 可以比子通道 B 的阈值 Threshold2 小 4—5dB。因此,这时,如果接收信号的电平小于 Threshold2,故不能全部接收占信息大部分的用斜线所示的第 2 信号 721a 的信号,只能接收信息量较少的第 1 信号 720a。只能在第 2 分级接收画面质量显著恶化的图象。

然而,应用本发明时,如图 108 所示,首先,对于第 1 信号 720 利用根据 C—CDM 得到的 32SRQAM 追加 A 的子通道 1。进而,把低分辨率的成分加在这个低阈值的 A 的子通道 1 中。设第 2 信号 721 为 32SRQAM,把 B 的子通道 1 的阈值与第 1 信号的阈值 Threshold2 合并。于是,信号电平下降到 Threshold2 也不能接收。区域仅是用斜线所示的第 2 信号部 721a,由于 B 的子通道 1 和子通道 A 能够接收,故传送量减少得不太多。因此,在第 2 分级中,画质优良的图象在 Threshold2 的信号电平下也能接收。

通过在一方的子通道传送普通分辨率的成分,进一步增加分级

的数量,可以扩展低分辨率的服务范围。通过把声音信息或同步信息以及各数据的字头等重要的信息纳入该阈值低的子通道,因可以准确地接收这些重要的信息而能稳定地接收。对于第2信号721,使用同样的方法,可以增加服务范围的分级。HDTV的扫描线为1050条时,加在525条上,利用C—CDM,可以增加775条的服务范围。

这样,把FDM和C—CDM组合时就能扩大服务区域。这时,利用FDM设立了2个子通道,但是,也可以分割为3个频率,设定3个子通道。

其次,说明把TDM和C—CDM组合,避免干扰的方法。如图109所示,模拟TV信号中有水平回扫线部732和图象信号部731。由于水平回扫线部732的信号电平低。所以,在这个期间中即使受到干扰也不会输出到画面上。利用这一点,把数字TV信号的同步和模拟信号合成,就能在水平回扫线部732的水平回扫线同步段733、733a发送重要的数据,例如发送同步信号等或以高输出发送很多的数据。由此,便可不增加干扰而增加数据量或提高输出。还有,在垂直回扫线部735、735a的期间使其同步,设立垂直回扫线同步段737、737a也能得到同样的效果。

图110是C—CDM的原理图。另外,图111示出16QAM扩充版的C—CDM码分配图,图112示出32QAM扩充版的代码分配图。像图110、111所示,256QAM被分为740a、740b、740c、740d等

第 1、第 2、第 3、第 4 级等四个级，分别具有 4、16、64、256 个段。第 4 级 740d 的 256QAM 信号点代码字 742d 是 8 比特“11111111”。把它按 2 比特一组分割为 4 个代码字 741a、741b、741c、741d，把各个“11”、“11”、“11”、“11”分配到第 1、2、3、4 级 740a、740b、740c、740d 的信号点区域 742a、742b、742c、742d。这样，便能得到各 2 比特和子通道，即子通道 1、子通道 2、子通道 3、子通道 4。称为信号点符号分割多路方式。图 111 示出 16QAM 的扩充版的具体符号配置，图 112 示出 36QAM 的扩充版。C-CDM 多路化方式是独立的。因此，通过和先有的频率分割多路方式(FDM)及时间分割多路方式(TDM)相组合，可以进一步增加子通道。这样，利用 C-CDM 方式，能够实现新的多路方式。上面用矩形 QAM 说明了 C-CDM，但是，具有信号点的其它调制方式，例如把其它形式的 QAM 及 PSK、ASK 以及频率区域视为信号点，FSK 也同样能多路化。

实施例 4:

下面，参照图面说明本发明的第 4 实施例。

图 37 是实施例 4 的总体系统图。实施例 4 是把实施例 3 说明过的通信系统用于地面广播，其结构和动作基本相同。与实施例 3 所说明的图 29 的区别仅在于发送用天线 6a 是在面传送天线，以及各接收机的各个天线 21a、31a、41a 是地面传送用天线。其它的动作完全相同，故省略重复的说明。与卫星广播相同，地面广播时发送天线 6a 和接收机的距离是很重要的，远距离的接收机收到的电波弱，用

先有的发送机不只是完全不能解调多值 QAM 调制信号,而且不能视听节目。

然而,应用本发明的通信系统时,如图 37 那样在远距离具有天线 22a 的第 1 接收机 23 接收变形 64QAM 调制信号或变形 16QAM 调制信号时,由于是以 4PSK 模式解调、再生第 1 数据串的 D_1 信号,所以,能得到 NTSC 的 TV 信号。因此,即使电波弱也能视听中分辨率的 TV 节目。

其次,使用处于中等距离具有天线 32a 的第 2 接收机 33,由于到达的电波充分强,故能够从变形 16 或 64QAM 信号中解调出第 2 数据串和第 1 数据串,得到 HDTV 信号。因此,能够以 HDTV 视听同样的节目。

另一方面,对于处在近距离或具有超高灵敏度天线 42a 的第 3 接收机 43,由于电波对于变形 64QAM 信号的解调足够强,故能解调出第 1、2、3 数据串 D_1 、 D_2 、 D_3 ,从而能够得到超高分辨率的 HDTV 信号。能够以和大型电影一样的画面质量的超级 HDTV 视听相同的 TV 节目。

这时,频率的配置方法能够利用图 34、图 35、图 36,通过把时间多路配置换为频率配置进行说明。像图 34 那样从 1 到 6 频道分割频率时,把 NTSC 配置在 D_1 信号的第 1 通道 L_1 上,把 HDTV 的差分信息配置在 D_2 信号的第 1 通道 M_1 上,把超高分辨率 HDTV 的差分信息配置在 D_3 信号的第 1 通道 H_1 上,由此能够用同一个通道发送

NTSC、HDTV 和超分辨率 HDTV。还有,如图 35、图 36 所示,若允许使用其它通道的 D_2 信号,则能够广播更高级画面质量的 HDTV 和超高分辨率 HDTV。

如上所述,使用 1 个通道或其它通道的 D_2 、 D_3 信号区域播放相互具兼容性的 3 个数字 TV 地面广播。如果是中分辨率,则本发明能够以相同的频道大更广阔的区域接收相同内容的 TV 节目。

作为数字地面广播,提出了应用 16QAM 的 6MHz 带宽的 HDTV 广播等方式。然而,这些方式用于 NTSC 没有兼容性,故采用的播放方式是以 NTSC 的其它频道发送相同节目。还有,对于 16QAM 的情况,可以预想,可传送的服务区域比较狭小。通过把本发明用于地面广播,不仅不需要另设通道,而且由于远距离的接收机也能从中分辨率视听节目,故服务范围广阔。

图 52 示出先有方式的 HDTV 数字地面广播时,接收受干扰的区域图,以及从使用先有方式的 HDTV 数字式播放台 701 到能接收 HDTV 的区域 702 和邻近的模拟播放台 711 的能接收的区域 712。在二者的重复部分 713,由于受到模拟播放台 711 的电波干扰,至少不能稳定地接收 HDTV。

其次,图 53 示出应用本发明的分级型广播方式时的接收受干扰的区域图。本发明在和先有方式具有同样的发送电功率时,由于电功率利用率低,故 HDTV 高分辨率能接收的区域 703 就比上述先有方式接收能区域 702 狭窄一些。然而,存在比先有方式能接收的区域

702 更广范围的数字 NTSC 等的用低分辨率能接收的区域 704。由以上 2 个区域构成本发明能接收的区域。这时,数字式播放台 701 对模拟台 711 的电波干扰,和图 52 所示的先有方式为同一水平。

这时,在本发明中,存在模拟台 711 对数字台 701 干扰的 3 个区域。1 是不能接收 HDTV、NTSC 的第 1 干扰区域 705。第 2 是虽受干扰但和干扰前一样能够接收 NTSC 的第 2 干扰区域 706,用单斜线表示,这里,NTSC 使用即使 C/N 降低也能接收的第 1 数据串,故即便因模拟台 711 的电波干扰使 C/N 下降,干扰的影响范围也不大。

第 3 是干扰前能够接收 HDTV,而干扰后仅能接收 NTSC 的第 3 干扰区域 707,用双重斜线表示。

这样,干扰前的 HDTV 的接收区域比先有方式的窄一些,但是包括 NTSC 的接收范围却变宽了。进而,由于来自模拟台 711 的干扰,在先有方式 HDTV 因干扰完全不能接收的区域也可能以 NTSC 接收和 HDTV 相同的节目。这样,就大幅度削减了不能接收节目的区域。这时,通过增加一些播放台有播放电功率,HDTV 的能接收区域就和先有方式等同。进而,在先有方式完全不能视听的远方区域和在与模拟台重复的区域,都能以 NTSC TV 的品位接收节目。

前面示出了应用 2 分级传送方式的例子,但是,也能够应用图 78 的时间配置图那样的 3 重分级的传送方式。通过把 HDTV 分解为 HDTV、NTSC、低分辨率 NTSC 等 3 个水平的图象发送,图 53 的可能

接收领域便从2层扩展到3层,最外层成为广阔的区域,与此同时,2分级传送中在完全不能接收的第1干扰区705可能以低分辨率NTSC的品位来接收节目。以上示出了数字播放台给模拟广播带来干扰的例子。

下面示出数字广播不会给模拟广播干扰的限制条件下的实施例。现在,美国等正在研究的利用空频道的方式,是使用邻近的同样的频道。为此,从后面传送的数字广播就不能对已有的模拟广播带来干扰。因而,必需在图53的条件下根据发送的情况降低数字发送的发送电平。这时,对先有方式的16QAM和4ASK调制的情况,由于示于图54的干扰状态图上以双重斜线表示的不能接收区域713较大,故大幅度地缩小了HDTV的可能接收区域708。服务范围变窄,接收者减少,故广告节目减少。从而可以预想,先有方式的广播事业经济上难于成立。

其次,图55中示出应用了本发明传送方式的情况,HDTV的高分辨率可能接收区域703比先有方式的可能接收区域708狭窄一些。然而能得到比先有方式或更广阔范围的NTSC等低分辨率可能接收的区域704。单斜线表示的部分示出不能以HDTV水平接收同一节目,但能从NTSC水平接收的区域。其中,在第1干扰区域705受到模拟播放台711的干扰,HDTV、NTSC都不能接收。

如上所述,对于相同电波强度的情况,本发明的分级型广播HDTV品位的可能接收区域狭窄一些,但另一方面增加了能够以

NTSC TV 品位接收相同节目的区域。因此,能增加播放台的服务范围,能够向更多的接收者提供节目。从而能够更经济而稳定地使 HDTV/NTSC TV 的广播事业成立,将来,在数字收发机的比率增加了的阶段,会放宽对模拟广播的干扰规则的要求故能够加强电波强度。这样,就能够扩大 HDTV 的服务范围。这时,通过调整第 1 数据串和第 2 数据串的信号点的间隔,就能调整图 55 所示的数字 HDTV/NTSC 的可能接收区域和数字 NTSC 的可能接收区域。这时,如前所述那样,通过把这个间隔的信息发送到第 1 数据串便能更稳定地接收。

图 56 示出将来转换为数字广播的干扰状况图。这时,和图 52 不同,邻近台是进行数字广播的数字播放台 701a。由于能够增加发射电功率,故 HDTV 等高分辨率可能接收区域 703 能够扩大到和模拟 TV 广播同等的可能接收区域 702。

而且,由于在双方可能接收区域的竞争区域 714 互相受到干扰,故用通常的定向天线不能以 HDTV 的品位再生节目,但能够以 NTSC TV 的品位接收处在接收天线的定向方向的数字播放台的节目。另外,应用方向性极高的天线时,能够以 HDTV 的品位接收处在天线的定向方向的播放台的节目。低分辨率可能接收区域 704 比模拟 TV 广播标准的可能接收区域 702 广阔。在邻近播放台的低分辨率可能接收区域 704a 的竞争区域 715、716 能够以 NTSC TV 的品位再生处在天线的定向方向上的播放台的节目。

在比较远的将来,数字广播真正普及时,规则条件将进一步放宽,根据本发明的分级型广播将使在广阔服务范围内的 HDTV 广播成为可能。到那时,通过采用本发明的分级型广播方式,在确保和先有方式同样程度的广范围的 HDTV 接收范围的同时,先有方式能接收的远方区域竞争区域也能够以 NTSC TV 的品位接收节目,故能大幅度减少缺损的服务范围。

实施例 5:

实施例 5 是把本发明用于振幅调制即 ASK 方式的实施例。图 57 示出了实施例 5 的 4 值 ASK 信号的信号配置图。有 4 个信号点 721、722、723、724。4 值的情况下能够以 1 个周期发送 2 比特的数据。能够使信号点 721、722、723、724 与例如 00、01、10、11 对应。

为了进行本发明的分级型传送,如图 58 那样,把信号点 721、722 作为 1 个组即第 1 信号点群 725 处理,把信号 723、724 作为另外一个组,定义为第 2 信号点群 726。而且,使 2 个信号点群间的间隔比等间隔的信号点的间隔更宽。即,设信号点 721、722 的间隔为 L ,则信号点 723、724 的间隔可以是同样的 L ,但是,信号点 722 和信号点 723 的间隔 L_0 设定为大于 L ,即:设定为 $L_0 > L$ 。

这是本发明的分级通信系统的特征。然而,依系统的设计,根据条件和设定也可以暂时或持久地取 $L=L_0$ 。

而且,像图 59(a)那样,能够使第 1 数据串 D_1 的 1 比特数据对应于 2 个信号点群。例如把第 1 信号点群 725 定义为 0,第 2 信号点

群 726 定义为 1, 则能够定义第 1 数据串的 1 比特的信号。其次, 使第 2 数据串 D_2 的 1 比特的信号与各信号群中 2 个信号点群相对应。例如, 如图 59(b) 那样, 把信号点 721、723 作为 $D_2=0$, 信号点 722、724 作为 $D_2=1$ 则能够定义第 2 数据串 D_2 的数据。这时, 也成为 2 比特/字符。

通过这样配置信号点, 就可以使用 ASK 方式进行本发明分级型传送。分级通信系统在信噪比即 C/N 值充分高时, 和先有的等间隔信号点方式没什么两样。然而, C/N 值低时, 在先有方式完全再生数据的条件下, 通过应用本发明, 虽不能再生第 2 数据串 D_2 , 但能够再生第 1 数据串 D_1 。为说明这一点, C/N 值恶化的状态如图 60 所示。即接收机再生的信号因噪声和传送畸变等, 呈高斯分布分散在分散信号点区域 721a、722a、723a、724a 的广阔范围。这时, 难于区别信号点 721 和 722、信号点 723 和 724。即第 2 数据串 D_2 的误码率非常高。但是, 由图可知, 信号点 721、722 的集合和信号点 723、724 的集合很容易区别。即能够区别第 1 信号点群 725 和第 2 信号点群 726。因此, 能够以低误码率再生第 1 数据串 D_1 。

这样, 能够收发 2 个分级的数据串 D_1 和 D_2 。从而, 在通信系统的 C/N 良好的状态及地区能进行再生第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 的分级型传送, 而在 C/N 值恶化的状态及地区能进行仅再生第 1 数据串 D_1 的分级型传送。

图 61 是发送机 741 的框图, 输入部 742 由第 1 数据串输入部

743 和第 2 数据串输入部 744 构成。处理部 745 中把来自输入部 742 的信号汇合,从载波发生器发出的载波在乘法器中根据被汇合的输入信号进行振幅调制,进而由滤波器 747 限带,从输出部输出 VSB 等的 ASK 信号。

下面说明经过滤波后的输出波形。图 62(a)是 ASK 调制信号的频率分布图。如图,在载波的两侧有边波带。把这个信号经过滤波器 747 的带通滤波器,就像图 62 (b) 的发送信号 749 那样,稍残留载波成分而去除掉单侧的边波带。把这叫作 VSB 信号,已知,若把 f_0 作为调制频带,则因能以约 $f_0/2$ 的频带发送,频率的利用率高。图 60 的 ASK 信号原本是 2 比特字符,而用 VSB 方式则能在同一频带内传递相当于 16QAM 的 4 比特/字符的信息量。

其次,在图 63 所示的接收机 751 中,用地面天线 32a 所接收的信号经输入部 752,在混合器 753 中和来自可变振荡器 754 的信号相混合,变换为较低的中间频率。其中,可变振荡器 754 根据频道的选择而变化。接着在检波器 755 中检波,由 LPF756 生成基本频带信号,再由识别再生部 757 再生第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 ,最后从第 1 数据列输出部 758 的第 2 数据串输出部 759 输出。

下面,说明用发送机和接收机发送 TV 信号的情况,图 64 是图象信号发送机 774 的框图。HDTV 信号等的高分辨率 TV 信号输入到第 1 图象编码器 401 的输入部 403,由次频带滤波器等图象的分离电路 404,分离为 $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 等高频 TV 信号和低频 TV

信号。这部分内容因已在实施例 3 中用图 30 说明过,所以省略详细的说明。被分离的 TV 信号在压缩部 405,应用在 MPEG 等中所使用的 DPCM 和 DCT 可变长符号化等方法符号化。动态补偿在输入部 403 中处理。被压缩的 4 个图象数据由合成器 771 生成第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 2 个数据串。这时, H_LV_L 信号即低频的图象信号包含在第 1 数据串中。然后,输入到发送机 741 的第 1 数据串输入部 743 和第 2 数据串输入部 744 进行振幅调制,形成 VSB 等的 ASK 信号,再从地面天线发送。

这个数字 TV 广播的 TV 接收机的整体框图是图 65。用地面天线 32a 接收的广播信号输入到 TV 发送机 781 中接收机 751 的输入部 752,由检波解调部 760,接收者选台、解调所希望的任意的频道的信号,再生第 1 数据串 D_1 和第 2 数据串 D_2 后由第 1 数据串输出部 758 和第 2 数据串输出部 759 输出。详细的说明因重复而省略。 D_1 、 D_2 信号输入到分离部 776。 D_1 信号由分离器 777 分离, H_LV_L 压缩成分输入到第 1 输入部 521。其它成分由合成器 778 和 D_2 信号合成输入到第 2 输入部 531。在第 2 图象译码器中进入到第 1 输入部 521 的 H_LV_L 压缩信号由第 1 扩张部 523 扩张为 H_LV_L 信号送入图象合成部 548 和画面比率变更电路 779 中。原 TV 信号为 HDTV 信号时, H_LV_L 信号为宽带 NTSC 信号,原信号为 NTSC 信号时,成为 MPEG1 那样的比 NTSC 品位低的低分辨率 TV 信号。

这个说明中由于把原图象信号设定为 HDTV 信号,故 H_LV_L 信号

成为宽带 NTSC 的 TV 信号。若 TV 画面的帧宽高比为 16:9, 则经输出部 780 就以 16:9 的画面比率作为图象输出 426 输出, 如果 TV 画面的帧宽高比为 4:3, 就由画面比率变更电路 779 从 16:9 变更成 4:3 的画面帧宽高比的字母盒 (letter box) 形式或侧板 (side panel) 形式经输出部 780 作为图象输出 425 而输出。

另一方面, 来自第 2 数据串输出部 759 的第 2 数据串 D_2 在分离部 776 的合成器 778 中和分离器 777 的信号合成, 输入到第 2 图象译码器的第 2 输入部 531 中, 由分离电路分离出 H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H 的压缩信号, 分别送入第 2 扩展部 535、第 3 扩展部 506、第 4 扩展部 537, 扩展成为原 H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H 信号, 把 H_LV_L 信号加在这些信号上, 输入到图象合成部 548, 合成为 1 个 HDTV 信号由输出部 546 输出, 经输出部 780 作为 HDTV 的图象信号 427 输出。

输出部 780 用误码率检测部 782 检测第 2 数据串输出部 759 的第 2 数据串的误码率, 在误码率高时, 自动地将 H_LV_L 信号的低分辨率图象信号输出。

按照以上方式, 可以发送、接收分级型广播。传送条件良好时, 例如对于 TV 发送天线附近的广播, 因为能够再生第 1 数据串和第 2 数据串, 所以, 能从 HDTV 的品位接收节目。另外对于和发送天线的距离较远的广播, 再生第 1 数据串, 从这个 H_LV_L 信号输出低分辨率的 TV 信号。因此可以从 HDTV 的品位或 NTSC TV 的品位在更广阔的区域接收同一节目。

另外,像图 66 的 TV 接收机的框图那样把接收机 751 的功能缩小到只有第 1 数据串输出部 768,则由于接收机不用处理第 2 数据串和 HDTV 信号,故能大幅度地简化结构。也可以使用图 31 中所说明的第 1 图象译码器 421 作为图象译码器。虽不能以 HDTV 的品位接收节目,但接收机的成本大幅度下降。从而有广泛普及的可能性。这个系统在不改变具有先有的 TV 显示器的众多的接受系统的情况下,通过添加附件就能接收数字 TV 广播。

按照图 67 那样的结构,能够简单地构成具有解调 PSK 信号的卫星广播接收机和解调 ASK 信号的地面广播接收机性能的接收机。这时,来自卫星天线 32 的接收 PSK 信号在混合器 786 中和来自振荡器 787 的信号相混合,变换为低频输入到 TV 接收机 781 的输入部 34 中,再输入到图 63 中所说明的混合器 753。被变换为卫星 TV 广播的特定频道的低频的 PSK、或者 QAM 信号,由解调部 35 解调数据 D_1 、 D_2 ,通过分离部 788 由第 2 图象译码器 422 而作为图象信号再生,由输出部 780 输出。另一方面,由地面用天线 32a 接收的数字地面广播和模拟广播输入到输入部 752,用和图 63 中所说明的同样的过程,由混合器 753 选择特定的频道,检波,形成只有低域的基带信号。模拟卫星 TV 广播时,进入到混合器 753 被解调。数字广播时,由识别再生器再生数据串 D_1 和 D_2 ,由第 2 图象译码器 422 再生、输出图象信号。另外,接收地面和卫星的模拟 TV 广播时,由图象解调部 788 进行 AM 解调的模拟信号由输出部 780 输出。按照图 67

的结构,则混合器 753 能够在卫星广播和地面广播共用。另外,第 2 图像译码器 422 也能够共用。还有,数字地面广播应用 ASK 信号时,能够兼用和为 AM 解调的先有的模拟广播同样的检波器 755 及 LPF756 等接收电路。像以上那样做成图 67 的结构,可以大幅度地使接收电路共用化,削减电路数量。

另外,在实施例中,把 4 值的 ASK 信号分为 2 个组,进行 D_1 、 D_2 这 2 级各 1 比特的分级型传送。然而也能够像图 68 那样,用 8 值的 ASK 信号进行 D_1 、 D_2 、 D_3 这 3 级各 1 比特的分级型传送。图 68 中, D_1 信号的信号点是信号点 721a 和 721b、722a 和 722b、723a 和 723b、724a 和 724b 的 2 值,即 1 比特。其次, D_2 的信号点是信号点群 721 和 722,信号点群 723 和 724 的 2 值 1 比特。 D_3 的数据是大信号群 725 和 726 的 2 值 1 比特。这时,把图 57 的 4 个信号 721、722、723、724 分离为各 2 个信号点 721a 和 721b、722a 和 722b、723a 和 723b、724a 和 724b 通过分开各组间的距离可能进行 3 级的分级型传送。

用这种 3 级的分级型通信系统进行了 3 级的图象传送已经在实施例 3 中说明了,故省略动作的详细说明。

在实施例 3 中说明了图 30 所示的图象译码器 401,而图 30 的框图能够重画成图 69 的形式。由于内容完全相同,故省略说明。这样,图象译码器 401 具有次频带滤波器等 2 个图象分离电路 404、404a。把这些作为分离部 794,就如图 70 所示的分离部的框图。这样,通

过在 1 个分离电路中按时分通过信号 2 次能够削减电路。下面说明这一点。在第 1 个周期,来自输入部 403 的 HDTV 和超级 HDTV 的图象信号由时间轴压缩电路 795 压缩时间轴再由分离电路 404 分为 $H_H V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 、 $H_L V_L - H$ 等 4 个成分。这时,开关 765、765a、765b、765c 处在 1 的位置,向压缩部 405 输出 $H_H V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 等 3 个信号。而 $H_L V_L - H$ 信号从开关 765c 的输出 1 输入到时间轴调整电路 795 的输入 2,在第 2 周期即进行时间分割处理的空闲时间送入分离电路 404 进行分离处理,分成 $H_H V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_L V_L$ 等 4 个成分并输出。第 2 个周期时,开关 765、765a、765b、765c 变到输出 2 的位置,故 4 个成分被输入到压缩部 405。这样,通过按图 70 的结构进行时间分割处理,就能够削减分离电路。

其次,在进行这样 3 级的分级型图象传送的接收机的方面需要如实施例 3 的图 33 的框图所说明的图象译码器。重新画出来就成为图 71 那样的框图。有 2 个处理能力不同而结构相同的合成器 556。

这在如图 72 的结构和图 70 的分离电路的情况下,能够用 1 个合成器同样实现。下面说明图 72。用 5 个开关 765、765a、765b、765c、765d,首先在定时 1,开关 765、765a、765b、765c 的输入切换到 1。于是来自扩展部 522、第 2 扩展部 522a、第 3 扩展部 522b、第 4 扩展部 522c 的各 $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 的信号通过开关,进入到合成器 556 对应的输入部,合成处理成为 1 个图象信号。这个图象信号送到开关 765d 由输出 1 输出,再送回到开关 765c 的输入部 2。这个图象

信号原本是分割高分辨率图象信号中的 $H_L V_L - H$ 成分,在下一个定时 2 中,开关 765、765a、765b、765c 被切换到输入 2。这样,这次 $H_H V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 及 $H_L V_L - H$ 、信号送入合成器 556 合成处理而能得到 1 个图象信号。这个图象信号由开关 765d 的输出 2 经输出部 554 输出。

这样,在接收 3 级的分级的分级型广播时,用时间分割处理可以把 2 个合成器削减为 1 个。

这个方式首先在定时 1 输入 $H_H V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_L V_L$ 信号,合成 $H_L V_L - H$ 信号。其后,在和定时 1 不同的期间定时 2,输入 $H_H V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 和上述的 $H_L V_L - H$ 信号,得到最终的图象信号。从而,需要错开 2 组信号的定时。

原来如果输入信号中上述成分的定时顺序有错或重复时,为了时间分离,就要在开关 765、765a、765b、765c 中设置存储器,调整时间轴。但通过把发送机的发送信号像图 73 那样按时间分离成定时 1 和定时 2 再发送,则在接收机方面就不需要时间轴调整电路。所以,简化了接收机的结构。

图 73 的时间配置图示出了按下面方式发送信号时的时间配置。 D_1 表示发送信号的第 1 数据串。在定时 1 期间以 D_1 通道发送 $H_L V_L$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 信号,在定时 2 期间以 D_2 通道发送 $H_H V_L - H$ 、 $H_L V_H - H$ 、 $H_H V_H - H$ 信号。这样,通过时间分割发送信号,可以削除接收机编码电路的结构。

其次,接收机扩展部的数量较多。下面说明削减扩展部数量的方法。图 74(b)示出了发送信号的数据 810、810a、810b、810c 的时间配置图。图中,在数据之间发送其它数据 811、811a、811b、811c。于是,要发送给接收机的发送数据是间歇式地送出的。这样,图 74(a)的框图所示的第 2 图象译码器 422 把数据串 D_1 通过第 1 输入部 521 和开关 812 逐个扩展部 503。例如,数据 810 输入完毕后在其它数据 811 期间进行扩展处理,数据 810 处理结束后,输入下一个数据 810a。由此,以使用和合成器场合同样方法的时间分割,就能够共用扩展部 503。这样,能够减少扩展部的总数。

图 75 是发送 HDTV 时的时间配置图。例如,把相当于广播节目第 1 频道 NTSC 成分的 H_LV_L 信号作为 $H_LV_L(1)$,把它按时间配置在 D_1 信号的粗线所表示的数据 821 的位置。相当于第 1 频道 HDTV 附加成分的 H_LV_H 、 H_HV_L 、 H_HV_H 信号配置在 D_2 信号的数据 821a、821b、821c 的位置。于是,由于第 1 频道的所有数据之间存在有其它 TV 节目信息的另外的数据 822、822a、822b、822c 故可能在这个期间中进行扩展部的扩展处理。于是,能够用 1 个扩展部处理全部成分。这种方式能适用于扩展器高速处理的场合。

另外,如图 76 那样对 D_1 信号配置数据 821、821a、821b、821c 也能够得到同样的效果,这在通常 4PSK 和 4ASK 那样用非分级传送的收发场合是有效的。

图 77 示出了进行分级传送时的时间配置图。这是例如 NTSC、

HDTV 和 高 分 辨 率 HDTV、或者低分辨率 NTSC、NTSC 和 HDTV 这样的 3 级图象用物理上 2 级的 分级传送方法分级发送的。例如，发送低分辨率 NTSC、NTSC 和 HDTV 这 3 级图象时，相当于 D_1 信号低分辨率 NTSC 的 $H_L V_L$ 信号配置在数据 821。另外，NTSC 的分离信号 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 各成分的信号配置在数据 821a、821b、821c 的位置 HDTV 的分离信号 $H_L V_H-H$ 、 $H_H V_L-H$ 、 $H_H V_H-H$ 信号配置在数据 823、823a、823b。

这里，根据实施例 2 中所说明的误码校正能力差别化，添加了逻辑传送。具体地，使用 D_1 信号中的 D_{1-1} 通道。 D_{1-1} 通道如在实施例 2 中说明的那样采用了比 D_{1-2} 通道大幅度提高校正能力的误码校正方式。 D_{1-1} 通道比 D_{1-2} 通道冗余度高而再生后的误码率低，故在比其它数据 821a、821b、821c 的 C/N 值低的条件下也能再生。因此，即使在距天线较远的地区和汽车车内接收条件恶劣场合也能以低分辨率的 NTSC 品位再生节目。如在实施例 2 中所说明的那样，从误码率的观点出发，位于 D_1 信号中 D_{1-1} 通道的数据 821 比位于 D_{1-2} 通道中的其它数据 821a、821b、821c 在接收干扰方面更强地差别化，逻辑分级不相同。如实施例 2 中所说明的， D_1 、 D_2 的分级可称为物理分级，由这个误码校正间矩差别化的分级构造可称为逻辑分级结构。

D_2 信号的解调中物理上需要比 D_1 信号高的 C/N 值。从而，在较远地区 C/N 值最低的接收条件下，能够再生 $H_L V_L$ 信号，即低分辨率

NTSC 信号。而且,在 C/N 值比较低的接收条件下能够再生 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 与 $H_L V_L$ 一起再生 NTSC 信号。进而,在 C/N 值高的接收条件下,固能够再生 $H_L V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_H V_H - H$,故加上 $H_L V_L$ 信号,这样就能够进行 3 级广播。通过用这样的方式,图 53 所说明的可能接收区域像图 98 的接收干扰图所示的那样。从 2 层扩大到 3 层,更扩展了节目可能接收区域。

这里,图 78 示出了图 77 的时间配置时的第 3 图象译码器的框图。基本上是在从图 72 的框图省去 D_3 信号的第 3 输入部 551 的结构上添加了图 74(a)的框图结构而构成的。

下面说明其动作。在定时 1 由输入部 521 输入 D_1 信号,由输入部 530 输入 D_2 信号。由于按时间被分为 $H_L V_H$ 等各个部分,这些成分就由开关 812 顺次独立地送到扩展部 503。把这个顺序用图 77 的时间配置图进行说明,首先,第 1 通道的 $H_L V_L$ 压缩信号进入扩展部 503,进行扩展处理。接着,第 1 通道的 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 、 $H_H V_H$ 也被扩展处理,通过开关 812a 输入到合成部 556 所预定的输入部,进行合成处理,首先合成 $H_L V_L - H$ 信号。这个信号从开关 765a 的输出 1 输入到开关 765 的输入 2,再输入到合成器 556 的 $H_L V_L$ 输入部。

接着,在定时 2,如图 77 的时间配置图所示, D_2 信号的 $H_L V_H - H$ 、 $H_H V_L - H$ 、 $H_H V_H - H$ 信号被输入并由扩展部 503 扩展,各信号通过开关 812a 输入到合成器 556 所指定的输入端,合成处理输出 HDTV 信号,这个 HDTV 信号经开关 765a 的输出 2 通过输出部 521

输出 HDTV 信号。如上所述,通过按图 77 的时间配置发送,可以大幅度削减接收机的扩展部和合成器的数量。还有,图 77 在时间配置图中使用了 D_1 、 D_2 信号 2 个阶梯,而用前述的 D_3 信号,再加上高分辨率 HDTV 就能够进行 4 级的 TV 广播。

图 79 是播放 3 重分级图象的分级型广播的时间配置图。3 个分级用 D_1 、 D_2 、 D_3 3 级的物理分级。如从图中所明确的,同一 TV 频道的各个成分在时间上不重复地配置着。另外,图 80 是在图 78 的框图所说明的接收机中加入了第 3 输入部 521a 的接收机图。通过按图 79 的时间配置进行的播放,可以用图 80 的框图所示的简单结构构成接收机。

由于动作和图 77 的时间配置图、图 78 框图几乎相同,为此省略说明。另外,还能像图 81 的时间配置图那样,在 D_1 信号上把全部信号做时间多路化。这时,数据 821 和其它的数据 822 这两个数据与数据 821a、821b、821c 相比,提高了误码校正能力。因此,比其它的数据分级高。如前所述那样物理上是 1 级而在逻辑上成为 2 级的分级传送。还有,在节目频道 1 的数据之间插入了其它节目频道 2 的数据。因而,在接收机侧能进行串行处理,就能得到和图 79 的时间配置同样的效果。

图 81 的时间配置图的情况成为逻辑分级,而通过把数据 821,其它的数据 822 的传送比特比率降为 $1/2$ 和 $1/3$,则由于这个数据传送时的误码率下降故也能够进行物理上的分级传送。这时,为 3 级

的物理分级。

图 82 是仅传送图 81 的时间配置图那样的数据串 D_1 时图象译码器 423 的框图,与图 80 的框图所示的图象译码器相比成为更简单的结构。动作因和图 80 中所说明的图象译码器相同,故省略说明。

如上述,发送图 81 的时间配置图那样的发送信号就象图 82 的框图那样,能大幅度削减扩展器 503、合成器 556 的数量,又由于 4 个成分被时间分离输入,故根据输入的图象成分连续变更合成器 56 即图 32 的图象合成器 548 的内部电路部件,由此时间分割共用一些部件也能够省去一些电路。

像以上那样,能够以简单的结构构成接收机。

还有,在实施例 5 中,说明了应用 ASK 调制的动作,而在实施例 5 中所说明的众多的方法也能用于实施例 1、2、3 中所说明的 PSK 和 QAM 调制。

还有,以前的实施例也能用于 FSK 调制。

例如,如图 83 那样进行 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 的多值 FSK 调制时,进行实施例 5 的图 58 的信号点配置那样的分组,通过分开各组信号点的位置能够进行分级型传送。

在图 83,把频率 f_1 、 f_2 的频率群 841 定义为 $D_1=0$,把频率 f_3 、 f_4 的频率群 842 定义为 $D_1=1$ 。而且把 f_1 、 f_3 定义为 $D_2=0$,把 f_2 、 f_4 定义为 $D_2=1$,于是能像图示那样,进行 D_1 、 D_2 各 1 比特,合计 2 比特的分

级型传送。例如, C/N 高时在 $t=t_3$ 能再生 $D_1=0$ 、 $D_2=1$, 在 $t=t_4$ 能再生 $D_1=1$ 、 $D_2=0$ 。其次, 在低 C/N 时, 在 $t=t_3$ 仅能再生 $D_1=0$ 而在 $t=t_4$ 仅能再生 $D_1=1$ 。

又, 也能够把本发明的实施例 5 应用于图 84 那样的示于框图的磁记录再生装置。实施例 5 能够进行 ASK 的磁记录再生。

实施例 6:

下面, 根据实施例 6 说明本发明应用于磁记录再生装置的例子。实施例 5 中示出了把本发明应用于多值记录的 ASK 传送方式的情况, 而根据同样原理, 能够把本发明也应用在多值的 ASK 记录方式的磁记录再生装置。通过把本发明的 C—COM 方式应用于 ASK 以外的 PSK、FCK、QAM, 能进行分级型多值的磁记录。

首先, 说明在 16QAM 和 32QAM 的磁记录再生装置使用本发明的 C—CDM 方式分级化的方法。图 84 是应用了 C—CDM 于 QAM 之上的框图。以下把 C—CDM 多路化的 QAM 称为 SRQAM。

下面说明图 84。磁记录再生装置 851，用图象编码器 401 中的第 1 图象编码器 401a 和第 2 图象编码器 401b 把输入的 HDTV 等图象信号分离压缩为高频信号和低频信号，在输入部 742 中的第 1 数据串输入部 743 中输入 $H_L V_L$ 成分等的低频图象信号，在第 2 数据串输入部 744 中输入含 $H_H V_H$ 等成分的高频图象信号，再输入到调制解调器 852 中的调制器 749。在第 1 数据串输入部 743 中，误码校正码在 ECC 部 743a 中被添加上低频信号。另一方面，输入到第 2 数据串输入部 744 的第 2 数据串在 16SRQAM、36SRQAM、64SRQAM 时为 2 比特、3 比特、4 比特。这个信号由 ECC744a 进行误码编码后用格状编码器 (Trellis Encoder) 在 16SRQAM、32SRQAM、64SRQAM 时，各以 $1/2$ 、 $2/3$ 、 $3/4$ 的比率进行网格符号化。例如，64SRQAM 时，第 1 数据串是 2 比特，第 2 数据串为 4 比特。因此，用如图 128 所示的格状编码器，把 3 比特数据做成 4 比特，进行比率 $3/4$ 的格状编码。这样冗余度上升，数据比率下降但另一方面误码校正能力提高。因而，能够降低同一数据比率的误码率。因此，增加了实质的记录再生系统或传送系统的信息传送量。但因格状编码器电路复杂，故在实施例 6 中没有用于误码率原本较低的第 1 数据串。第 2 数据串比第 1 数据串符号间距小，误码率恶化，但通过把第 2 数据串格状编码，误码率得到改善。根据省略第 1 数据串格状编码电路的结构，总体电路更简单。调制的动作与实施例 5

的图 64 的发送机几乎相同,故省略详细的说明。在调制器 749 中被调制的信号在记录再生电路 853 中由偏压发生器 856 进行 AC 偏置,经放大器 857a 放大,最后用磁头 854 记录在磁带 855 上。

记录信号的格式如图 113 的记录信号频率配置图所示,记录了具有频率为 f_c 的载波,例如 16SRQAM 的主信号 859。与此同时,还记录了具有 f_c 2 倍的 $2f_c$ 频率的导频 f_{p1} 信号 859a。由于根据频率为 f_{BZAS} 的偏压信号 859b 加入 AC 偏压进行磁记录,故记录时的畸变少。由于记录了图 113 所示 3 级中的 2 级,故存在 2 个能够记录再生的阈值 $Th-1-2$ 、 $Th-2$ 。根据记录再生时的 C/N 电平,如果是信号 859,则能记录再生 2 级全部信号,而如果是信号 859c,则只能记录再生 D_1 。

把 16SRQAM 用于主信号时,信号点配置如图 10。又,使用 36SRQAM 时,为图 100 的配置。再生这个信号时,从磁头 854 再生主信号 859 和导频信号 859a,由放大器 857b 放大。根据这个信号用载波再生电路 858 的滤波器 858a 频分出 $2f_c$ 的导频信号 f_p ,经 $1/2$ 分频器 858b 的载波被再生并送入到解调器 760。用这个被再生的载波在解调部中解调出主信号。这时,使用 HDTV 用等高 C/N 值磁带 855 时,因 16 点的各信号易于辨别,故在解调部 760 中解调出 D_1 和 D_2 。而且用图象译码器 422 再生全信号。对于 HDTV VTR 的情况,例如再生 15Mbps 的 HDTV 的高比特率的 TV 信号。C/N 值低的录相带成本便宜。现在市场上出售的 VHS 磁带

和广播用的高 C/N 型磁带有 10dB 以上的 C/N 差。使用便宜且 C/N 值低的录相磁带 855 时,因 C/N 值低,完全辨别 16 值和 36 值的信号点比较困难。因而能够再生第 1 数据串 D_1 但不能再生第 2 数据串 D_2 的 2 比特或 3 比特或 4 比特的数据串,只能再生第 1 数据串 2 比特的数据串。记录再生 2 级分级型的 HDTV 图象信号时,用低 C/N 磁带因不能再生高频图象信号,故输出第 1 数据串的低比率的低频图象信号,具体例如 7Mbps 的宽带 NTSC 的 TV 信号。

另外,能够按下述以一种产品形态设定图 114 的框图所示那样的低比特率专用记录再生装置 851。其中,省略了第 2 数据串输出部 759、第 2 数据串输入部 744 和第 2 图象译码器 422a,具有仅调制解调第 1 数据串 D_1 的变形 QPSK 等的调制器。这个装置仅能进行第 1 数据串的记录再生,即能够记录再生宽带 NTSC 级的图象信号。用这个低比特率专用磁记录再生装置再生输出记录了上述 HDTV 信号等的高比特率信号的高 C/N 值的录相带 855 时,仅再生第 1 数据串的 D_1 信号,输出宽带 NTSC 信号,不能再生第 2 数据串。即再生记录了同样分级型的 HDTV 信号的录相带 855 时,一方面用复杂结构的记录再生装置能再生 HDTV 信号,一方面用简单结构的记录再生装置能再生宽带 NTSC 信号。即,对于 2 级的分级情况,能在具有不同 C/N 值磁带和具有不同记录再生数据率的机种间实现 4 种组合的完全的互换性。这时,与 HDTV 专用机相比,NTSC 专用机的结构显著地简单。具体地,例如 EDTV 的译码器电

路的规模与 HDTV 相比为 $1/6$ 。从而,能够以大幅度降低成本,实现低功能机。这样就能为实现 HDTV 和 EDTV 图象质量的记录再生能力不同的 2 个类型的记录再生装置,在范围广泛的价格带内设定机种。另外,使用者也能根据所要求的画面质量,每次都能够从高价格的高 C/N 磁带到低价格低 C/N 的磁带内自由地选择。这样,在完全保证了互换性的同时,还得到了扩充性,同时,还能够保证和将来的互换性。从而有可能实现将来也不过时的记录再生装置。作为其它的记录方法,也能够根据实施例 1、3 中所说明的相位调制进行分级记录。

也能够根据实施例 5 中说明的 ASK 记录。把现在的 2 值记录多值化,像图 59(c)、(d)所示那样把 4 值分为 2 个组,便能分级化。

对于 ASK 的情况,框图和图 84 相同。根据实施例的说明以外的磁带上多磁道也能进行分级记录。还有,改变误码校正能力,通过把数据差别化也能够进行逻辑分级记录。

下面,说明和将来规格的互换性。通常设定 VTR 等记录再生装置的规格时,用现实能得到手的最高 C/N 的磁带制定规格。磁带的记录特性在日新月异地提高。例如,与 10 年前的磁带相比,现在的 C/N 值提高了 10dB 以上。这时,在 10—20 年后的将来,立足于磁带性能提高时设定新的规格,则按先有方式,取得新旧规格的互换性非常难。因此,很多场合新旧规格单方面互换或不能互换。

然而,本发明首先按现行的磁带设定了记录再生第 1 数据串或

第2数据串的规格。其次,在将来磁带的C/N大幅度提高时,如果预先采用本发明,追加高品位的数据分级的数据例如第3数据串,则例如记录再生3分级64SRQAM的超级HDTV VTR,就能在保持和先有规格完全互换的同时实现。在将来实现了这个规格时,本发明用仅能记录再生第1、第2数据串的旧规格2级的磁记录再生装置再生以新规格的3级记录到第3数据串的磁带,虽不能再生第3数据串但完全能够再生第1、第2数据串。因而,在保持新规格互换性的同时,还能扩充记录数据量。

这里,返回到图84的再生动作进行说明。再生时,用磁头854和磁再生电路853从磁带855再生出信号送入调制解调部852。解调部由于和实施例1、3、4进行几乎同样的动作故省略说明。由解调部760再生第1数据串 D_1 和第2数据串 D_2 ,第2数据串由Vitabi译码器等格状译码器759b做代码级的高误码率校正,降低误码率。 D_1 、 D_2 信号由图象译码器422解调输出HDTV的图象信号。

以上是具有2个分级的磁记录再生装置的实施例,下面用图131的框图说明在2级的物理分级中加入1级逻辑分级的3级磁记录装置。基本上是和图84相同的结构,但用TDM把第1数据串进而分割成2个子通道构成3级结构。如图131所示,首先,HDTV信号由第1图象译码器401a中的第1-1图象译码器401c和第1-2图象译码器401d分离成中频和低频图象信号的2个数据, D_{1-1} 和 D_{1-2} ,再输入到输入部742的第1数据串输入部。MPEG等

级画质的数据串 D_{1-1} 在 ECC Coder 743b 中进行具有通常代码级的误码校正符号化, D_{1-2} 在 ECC Coder 743b 中进行具有通常代码级的误码校正符号化。 D_{1-1} 和 D_{1-2} 由 TDM 部 743c 进行时间多路化, 生成 1 个数据串 D_1 。 D_1 和 D_2 在 C-CDM 调制器 749 被调制, 用磁头 854 在磁带 855 上进行 2 级分级记录。

再生时, 由磁头 854 再生的记录信号用和图 84 所说明的同样的动作, 由 C-CDM 解调部 760 解调出 D_1 和 D_2 。第 1 数据串 D_1 在第 1 数据输出部 758 中被解调为 2 个子通道 D_{1-1} 和 D_{1-2} 。 D_{1-1} 由于在代码级高的 ECC Decoder 758a 中进行误码校正, 故比 D_{1-2} , D_{1-1} 在低 C/N 值也能解调, 由第 1-1 图象译码器 402a 译码 (Decode) 输出 LDTV。另一方面, D_{1-2} 在通常代码级的 ECC 译码器 758b 中进行误码校正, 与 D_{1-1} 相比, 因具有较高的 C/N 临界值, 故信号电平不大就不能再生。而且, 在第 1-2 图象译码器 402d 中被解调, 与 D_{1-1} 合成, 输出宽带 NTSC 级的 EDTV。

第 2 数据串 D_2 由格状解调器 (Trellis Decoder) 759b 进行 Vitabi 解码, 由 ECC 759a 进行误码校正, 用第 2 图象译码器 402b 形成高频图象信号, 与 D_{1-1} 、 D_{1-2} 合成输出 HDTV。这时 D_2 的 C/N 的阈值设定得比 D_{1-2} 大, 从而, 磁带 855 的 C/N 值小时, 再生 D_{1-1} 即 LDTV, 通常的 C/N 值的磁带 855 时, 再生 D_{1-1} 、 D_{1-2} 即 EDTV, 高 C/N 值磁带 855 时, 再生 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{1-3} 即 HDTV 信号。

这样, 就能实现 3 级的分级磁记录再生装置。如前所述, 磁带

855 的 C/N 值和成本有相关关系。本发明的情况,使用者能够记录再生与 3 种类型的磁带成本相应的 3 个等级画面质量的图象信号,故可以拓宽使用者根据想记录的 TV 节目的内容而选择磁带等级的范围。

下面,说明快速发送时分级记录的效果。如图 132 的记录磁道图所示的那样,磁带 855 上记录着方位角 A 的记录磁道(track) 855a 和逆方位角 B 的记录磁道 855b。如图示,在记录磁道 855a 的中央部设置了记录区域 855c,把其它的区域作为 D_{1-2} 记录区域 855d。至少在 1 个地方就各个记录磁道数设置记录区域。其中,记录 LDTV 的 1 帧。高频信号的 D_2 信号记录在记录磁道全区域的 D_2 记录区域 855e。通常速度的记录再生时,这个记录格式不产生新的效果。顺方向和逆方向的磁带快速传送再生时,方位角 A 的磁头扫描 855f 如图示那样和磁道不一致。在图 132 所示的本发明中,磁带中央部的狭窄区域设置了被设定为 D_{1-1} 的记录区域 855c。因而虽是某种一定的几率,但这个区域准确地被再生。被再生的 D_{1-1} 信号虽然是与 MPEG1 并列的 LDTV 的画面质量,但能够解调同一时间全体画面的图象。这样,在快速传送时就具有 1 秒钟内再生几枚到几十枚 LDTV 的完全图象,使用者能够确认快速传送中的图象画面。

另外,返传送再生时,如磁头扫描 855g 所示那样仅扫描磁道的一部分区域。然而,在这时也应用图 132 所示的记录再生格式,因

D_{1-1} 记录区域能够再生,故间歇式地输出 LDTV 等级画面质量的动画。

这样,本发明由于记录了记录磁道部分狭窄区域中 LDTV 等级画面质量的图象,故使用者在正反两个方向快速传送时能够以 LDTV 等级的画面质量再生快速传送的间断的、几乎完全静止的画面,所以在高速检索时,容易确认画面。

下面说明更高速的快进再生的对应方法。如图 132 的右下角所示的那样,设置 D_{1-1} 记录区域 855c,记录 LDTV1 帧的同时,进一步把狭窄区域的 $D_{1-1} \cdot D_2$ 记录区域 855h 设置在 D_{1-1} 记录区域 855c 上。这个区域中的子通道 D_{1-1} 上记录着 LDTV1 帧的部分信息。把 LDTV 余下的信息重复记录在 $D_{1-1} \cdot D_2$ 记录区域 855h 的 D_2 记录区域 855j。子通道 D_2 具有子通道 D_{1-1} 3—5 倍的数据记录量。从而能用 D_{1-1} 和 D_2 记录 $1/3—1/5$ 面积的磁带上 LDTV 的一帧信息。由于磁头特性能够在更窄的区域 855h、855j 上记录,所以与磁头的扫描时间相比,时间和面积都成为 $1/3—1/5$ 。从而即使提高快进速度,磁头扫描更倾斜,也提高了扫描这个区域全部的几率。因而和仅是 D_{1-1} 的情况相比在进一步以 3—5 倍的高速快进时也间断地再生完整的 LDTV 图象。

这种方式在 2 分级 VTR 的情况,因没有再生 D_2 记录区域 855j 的功能则在高速快进时不能再生。另一方面,在 3 分级高性能型 VTR 与 2 分级相比,在 3—5 倍高速快进时也能确认图象。即不仅

能实现根据分级数即成本的画面质量,而且能根据成本实现能再生最大快进速度不同的 VTR。

还有,在实施例中,使用了分级型调制方式,但是,不言而喻,16QAM 等通常的调制方式如果进行分级型图象符号化,也能实现本发明的快进再生。

以往的在高度上压缩图象方式的非分级型数字 VTR 的记录方式,图象数据均匀地分散,故快进再生时不能够再生各扫描相同时间的画面的全部图象。因而,只能再生偏离画面各段时间轴的图象,然而,本发明的分级型 HDTV VTR 是 LDTV 等级,在快进再生时能够再生不偏离画面各段的时间轴的图象。

进行本发明的 HDTV 3 级分级型记录时,在记录再生系统的 C/N 值高时,能够再生 HDTV 等高分辨率 TV 信号。而且,在记录再生系统的 C/N 低及用低功能磁再生装置再生时,输出宽带 NTSC 等 EDTV 等级的 TV 信号或低分辨率 NTSC 等 LDTV 等级的 TV 信号。

如上,在使用本发明的磁再生装置中,在 C/N 低和误码率高时,也能以低分辨率或低画面质量再生同一内容图象。

实施例 7:

实施例 7 是把本发明用于 4 分级的图象分级传送的例子。通过把实施例 2 中说明的 4 分级传送方式与 4 分级图象数据构造组合就能产生如图 91 的接收干扰区域图所示的 4 分级接收区域。如图

所示,在最内侧形成第 1 接收区 890a,在其外侧形成第 2 接收区 890b、第 3 接收区 890c 和第 4 接收区 890d。下面,说明实现这种 4 分级的方法。

实现 4 分级时,存在着由调制得到的 4 级的物理分级、由误差校正能力的差别化得到的 4 级的逻辑分级等,前者由于分级之间的 C/N 差较大,4 级上有必要有大的 C/N。后者由于能够解调这个前提,分级之间的 C/N 差取得不大。现实当中,使用 2 级的物理分级和 2 级的逻辑分级。这样先描述把图象信号分为 4 级的方法。

图 93 是分离电路 3 的框图,由图象分离电路 895 和 4 个压缩电路构成。分离电路 404a、404b、404c 内部的基本结构和图 30 的第 1 图象译码器 401 中的分离电路 404 的框图相同,故省略说明。分离电路 404a 等把图象信号分离为低频成分 H_LV_L 、高频成分 H_HV_H 和中频成分 H_HV_L 、 H_LV_H 等 4 个信号。这时, H_LV_L 的分辨率为原图象信号的一半。

输入的图象信号由图象分离电路 404a 分割为高频成分和低频成分。由于在垂直和水平方向上分割,故输出 4 个成分。高频和低频的分割点在本实施例中处在中间点。从而,输入信号是垂直 1000 条的 HDTV 信号时, H_LV_L 信号为垂直 500 条、水平分辨率也为 1/2 的 TV 信号。

低频成分的 H_LV_L 信号由分离电路 404c 进一步各 2 分为水平、垂直方向的频率成分。从而, H_LV_L 的输出,例如就成为垂直 250 条,

水平分辨率成为 $1/4$ 。把这个定义为 LL 信号, LL 成分由压缩部 405a 压缩作为 D_{1-1} 信号输出。

另一方面, $H_L V_L$ 高频成分的 3 个成分由合成器合成为 1 个 LH 信号, 由压缩部 405b 压缩后作为 D_{1-2} 信号输出。这时, 在分离电路 404c 和合成器 772c 之间可设立 3 个压缩部。

高频成分的 $H_H V_H$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 等 3 个成分由合成器 772a 形成 1 个 $H_H V_H-H$ 信号。压缩信号在水平、垂直都是 1000 条时, 这个信号在水平、垂直方向具有 500—1000 条的成分。而且, 由分离电路 404b 分离为 4 个成分。

从而, 作为 $H_L V_L$ 输出, 分离为水平、垂直方向的 500—750 条成分。称为 HH 信号。而且, $H_H V_H$ 、 $H_L V_H$ 、 $H_H V_L$ 这 3 个成分具有 750—1000 条成分, 在合成器 772b 中合成, 在压缩部 405d 中压缩成为 HH 信号, 作为 D_{2-2} 信号输出。另一方面, HL 信号作为 D_{2-1} 信号输出。从而, LL 即 D_{1-1} 信号具有例如 0—250 条以下成分, LH 即 D_{1-2} 信号具有 250 条以上 500 条以下的频率成分, HL 即 D_{2-1} 信号具有 500 条以上 750 条以下、HH 即 D_{2-2} 信号具有 750 条以上 1000 条以下的频率成分。使用这个分离电路 3, 能够产生分级型数据的结构。通过用这个图 93 的分离电路 3 替换实施例 2 中所说明的图 87 的发送机 1 中分离电路 3, 能够进行 4 级的分级型传送。

这样, 把分级型数据结构和分级型传送组合, 能够实现伴随 C/N 的恶化画面质量阶梯形下降的图象传送。这样, 播放时可以扩大

服务范围。其次,解调再生这个信号的接收机和实施例 2 中所说明的图 88 的第 2 接收机具有相同的结构和动作。从而省略全部动作的说明。只是处理图象信号的合成部 37 的结构和数据发送不同。这里,详细说明合成部 37。

如实施例 2 中用图 88 的接收机框图所说明的那样,解调、误码校正接收的信号,形成 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 等 4 个信号,输入到合成部 37。

这里,图 94 是合成部 33 的框图。输入的 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 信号在扩张部 523a、523b、523c、523d 中被扩展,形成在图 93 的分离电路中说明过的 LL、LH、HL、HH 信号。设原来的图象信号水平、垂直方向的频带为 1,则这个信号的 LL 就为 $1/4$ 、 $LL+LH$ 为 $1/2$ 、 $LL+LH+HL$ 为 $3/4$ 、 $LL+LH+HL+HH$ 为 1 的频带。LH 信号由分离器 531a 分离在图象合成部 548a 中与 LL 信号合成输入到图象合成部 548c 的 H_LV_L 端子。关于图象合成部 531a 的例子的说明已经用图 32 的图象译码器 527 说明过了,故省略。另一方面,HH 信号由分离器 531b 分离,输入到图象合成部 548b。HL 信号在图象合成部 548b 中和 HH 信号合成形成 H_HV_H-H 信号,经分离器 531c 分离,在图象合成部 548c 中和 LH、LL 的合成信号合成,成为图象信号 LL 合成部 33 输出。而且,用图 88 的第 2 接收机的输出部 36 形成 TV 信号输出。这时,原信号若是垂直 1050 条,约 1000 条的 HDTV 信号,则由图 91 的接收干扰图所示的 4 个接收条

件 4 种画面质量的 TV 信号。

下面详细说明 TV 信号的画面质量。把图 91 和图 86 合在一起,就是图 92 的传送分级构造图。这样,和 C/N 提高的同时,在接收区域 862d、862c、862b、862a 中添加了能够逐次再生 D_{1-1} 、 D_{1-2} 、 D_{2-1} 、 D_{2-2} 的分级通道,增加的数据量。

如图 95 传送分级结构图那样,图象信号进行分级传送时,在 C/N 提高的同时,再生出 LL、LH、HL、HH 信号的分级通道。因此,随着至发送天线距离的缩短,画面质量上升。 $L=L_d$ 时,再生信号, $L=L_c$ 时,再生 LL+LH 信号, $L=L_b$ 时,再生 LL+LH+HL 信号, $L=L_a$ 时,再生 LL+LH+HL+HH 信号。因此,设原信号的频带为 1,就能在各个接收地区分别得到 1/4、1/2、3/4、1 的频带的画面质量。原信号为垂直扫描线 1000 条的 HDTV 时,能得到 250 条、500 条、750 条、1000 条的 TV 信号。这样,就能进行画面质量阶梯形恶化时的分级型传送。图 96 是先有的数字式 HDTV 广播时的接收干扰图。从图中所指明的那样,先有方式在 C/N 小于 V_0 时,完全不能再生 TV 信号。因此,即使在服务范围距离 R 的内侧,在和其它台的竞争地区、楼房阴影等地如“X”号所示,不能接收。图 97 是应用本发明的 HDTV 分级广播的接收状态图。如图 97 所示,在距离 L_a , $C/N=a$ 、在 L_b , $C/N=b$ 、在 L_c , $C/N=c$ 、在 L_d , $C/N=d$ 各个接收区域能够得到 250 条、500 条、750 条、1000 条的画面质量。在距离 L_a 以内,也存在 C/N 恶化,不能以 HDTV 画面质量再生的区域。然

而,这时,也能够再生画面质量降低的图象。例如:楼房阴影的B点以750条、电车内的D点以250条、受重叠的F点以750条,汽车内的G点以250条、和其它台竞争地区L点以250条的画面质量,能够再生图象。如上所述,通过应用本发明的分级传送,在先有方式所不能接收再生的地区也能够接收,可以大幅度扩大TV台的服务范围。另外,如图98的分级传送图所示的,以 D_{1-1} 通道播放和其区域内的模拟广播相同的节目D,用 D_{1-2} 、 D_{2-2} 、 D_{2-2} 通道播放其它的节目C、B、A,便能够在整个区域准确地播放节目D的同时进行联播,并可在联播的同时,收听其它3个节目。

实施例8:

下面根据图面说明实施例8。实施例8是把本发明的分级型传送方式应用于蜂窝状(colluar)电话系统的收发话时的例子。在图115携带电话机的收发话机的框图中,从麦克风762输入的通话者的声音由压缩部405压缩符号化为前述的分级构造的数据 D_1 、 D_2 、 D_3 ,在时间分割部765根据定时时间分割为所定的时间段,在调制器4受前述的SRQAM等分级型调制,载于1个载波上经天线共用器由天线22发送,用后述的基地台接收,发送到其它的基地台或电话局,能和其它的电话通话。

另一方面,来自其它电话的通话信号作为从基地台来的发送电波由天线22接收。这个接收信号在SRQAM等分级型解调器45中作为 D_1 、 D_2 、 D_3 的数据而被解调。从解调信号在定时电路767检

测出定时信号,这个定时信号被送入时间分割部 765。解调信号 D_1 、 D_2 、 D_3 在扩展部 503 中被扩展形成声音信号,送到扩音器 65 成为声音。

其次,像图 116 的基地台的框图中那样,位于 6 角形或圆形的 3 个接收单元 (cell) 768、769、770 各中心部的基地台 771、772、773 具有多个和图 115 同样的收发机 761a—761j,收发和收发机相同数量通道的数据。连接于各基地台的基地台控制部 774 经常监视各基地台的通信话务量,,根据话务量进行对各基地台的通道频率的分配和进行各基地台的接收单元尺寸控制等总体系统的控制。

如图 117 的先有方式通信容量话务分布图所示的那样,QPSK 等先有方式的数字通信方式接收单元 768、770 的 A_{ch} 的传送容量为把 $d=A$ 的图所示频率利用率 2 比特/Hz 的数据 774d、774b 与 $d=B$ 的图所示数据 774c 组合起来的数据 774d,在每个地点都是同样的 2 比特/HZ 频率利用率。另一方面,实际的都市密集地 775a、775b、775c 那样高楼集中的地方人口密度大,通话的话务量也像数据 774e 所示那样呈现峰值。其周围以外的地区通话量少。对于实际的话务量 TF 的数据 774e,先有的单元电话的容量如数据 774d 所示在整个区域是相同的 2 比特/HZ 的频率效率。即,存在着通话量少的地区也和通话量多的地区使用相同的频率这种效率差的问题。先有的方式在话务量多的地区相应采用增多频率分配、增加通道数或减少接收单元的面积。然而,增加通道数有频谱的限制。另外,

先有方式的 16QAM、64QAM 等的多值化使发送电功率增加。减小接收单元的大小,增加单元数等,导致基地台数量增加,使设施成本增加。

理想的办法是,在话务量多的地区提高频率效率,在话务量少的地区降低可以提高系统总体的效率。通过采用本发明的分级型传送方式就能实现上述要求。下面,用图 118 的本发明实施例 8 中通信容量、话务量分布图进行说明。图 118 的分布图从上至下顺序示出了接收单元 770B、768、769、770、770a 的 A—A' 线上的通信容量。接收单元 768、770,通道群 A 接收单元 770b、769、770a 利用与通道群 A 不重复的通道群 B 的频率。这些通道对应各接收单元的话务量,由图 116 的基地台控制器 774 自动地减少通道数。118 示出了 $d=A$ 时 A 通道的通信容量分布, $d=B$ 时,B 通道的通信容量、 $d=A+B$ 时全部通道加在一起的通信容量,通信话务量 TF、建筑和人口的人布 P。接收单元 768、769、770 由于应用了前面的实施例中所说明的 SRQAM 等多级的分级传送方式,故像数据 776a、776b、776c 所示那样,在基地台周围都能够得到 QPSK 频率利用率 2 比特/Hz 的 3 倍即 6 比特/HZ 的利用率。随着向周围靠近减少为 4 比特/Hz、2 比特/Hz。不增加发送功率,就如点线 777a、b、c 所示,和 QPSK 接收单元的尺寸相比,2 比特/Hz 的区域变得狭窄,但通过提高若干基地台的发送功率,能够得到同样的接收单元的大小。对应 64SRQAM 的子局在距基地台较远的地方,用把 SRQAM 的移动量

定为 $S=1$ 的变形 QPSK 收发,在较近的地方以 16SRQAM,在更近的地方以 64SRQAM 收发。从而与 QPSK 相比,没有增加最大发送功率。还有,把电路简化了的图 121 的框图所示的 4SRQAM 收发机也能够保持互换性,和其它电话通话。图 122 的框图所示的 16SRQAM 的情况,也是同样的。因此,存在 3 种调制方式的子机。对于携带电话的情况,小型轻量化是重要的。对于 4SRQAM 的情况,频率利用率下降,故通话费用高,但因电路简单,满足小型轻量化的要求,适合于使用者。这样,本方式就能对应范围广泛的用途。

像以上那样,能够建立具有图 118 的 $d=A+B$ 那样容量不同分布的传送系统。通过把 TF 的话务量加在一起设置基地台,就能提高综合频率利用效率。特别是单元小的小型单元方式,能够设置很多的子基地台,又能容易在话务量多的地方设置子基地台,故本发明的效果高。

下面,用图 119 的数据时间配置图说明各时间段的数据配置。图 119(a) 示出先有方式的时间段,图 119(b) 示出实施例 8 的时间段。图 119(a) 所示的先有方式的收发不同的频率方式在 Down 侧,即从基地台向子台发送时以频率 A 用时间段 780a 发送同步信号 S,用时间段 780b、780c、780d 向各个 A、B、C 通道送去发送信号。其次在 Up 侧,即从子机向基地台发送时,以频率 B 把各个同步信号、a、b、c 通道的信号送到时间段 781a、781b、781c、781d。

本发明的情况,如图 119(b) 所示由于应用了前述的

64SRQAM 等分级型传送方式,故具有 D_1 、 D_2 、 D_3 各 2 比特 / Hz 的 3 个分级数据。 A_1 、 A_2 数据由于用 16SRQAM 发送,故如时间段 782b、782c 和 783b、783c 所示的那样,大约为 2 倍的数据率。以同一音质发送时,能用一半的时间发送。因此,时间段 782b、782c 为一半的时间。这样就能在图 118 的 776c 的第 2 分级区域即基地台的近旁得到 2 倍的传送容量。同样地,在时间段 782g、783g 能以 64SRQAM 进行 E_1 数据的收发。由于具有约 3 倍的传送容量,故在同一个时间段能够确保 3 倍的 E_1 、 E_2 、 E_3 这 3 个通道。这样,用同一个频带便能得到最大约 3 倍的通话。然而,这时,在基地台附近进行这样的通话时,实际比这个数字低。还有,实际的传送效率将下降到 90%。为提高本发明的效果,希望话务量的区域分布和本发明的传送容量分布一致。而像图 118 的 TF 图所示,在实际的都市以楼房街为中心周围配置着绿地带。在郊外也在住宅地的周围配置着田地和森林,是按接近 TF 图的分布,因此,应用本发明的效果很高。

图 120 是 TDM 方式的时间图,(a)示出先有方式,(b)示出本发明的方式。如图 120(a)所示,以同一频带用时间段 786a、786b 进行向各 A、B 通道的子机发送,用时间段 787a、787b 进行来自各 A、B 通道子机的接收。如图 120(b)所示,本发明,对于 16SRQAM 用时间段 788a 进行 A_1 通道的接收,用时间段 778c 进行 A_1 通道的发送。时间段的宽度约为 1/2。对于 64SRQAM,用时间段 788i 进行 D_1 通道的接收,用时间段 788i 进行 D_1 通道的发送。时间段的宽度约为

1/3。

特别是,为降低消耗电功率,在时间段 778p 以 1/2 的时间段进行 16SRQAM 的 E_1 的接收,而发送用时间段 788r 以通常的时间段 4SRQAM 进行。因此,4SRQAM 比 16SRQAM 消耗电功率少,故可减少发送时的电功率消耗。然而,占有时间长,通话费用高。对于蓄电池较小的小型轻量型携带电话和蓄电池剩余容量少时,效果较高。

如上所述,因能够把实际的话务量分布加起来设定传送容量分布,故能提高实质的传送容量。另外,由于基地台、子局能够选择 3 个或 2 个传送容量,故能够自由度较高地降低频率效率、降低电功率消耗或提高效率降低通话费用。另外,利用低传送容量 4SRQAM 等方式简化电路,还能够设定小型、低成本的子机。这时,如上述实施例所说明的,能取得所有机种间的传送互换性,这是本发明的特征之一。这样,在增大传送容量的同时,能够谋求从超小型机到高功能机范围广泛的机种。

实施例 9:

下面根据图面说明第 9 实施例。实施例 9 是把本发明用于 OFDM 传送方式的例子。给出了图 123 的 OFDM 收发机的框图和图 124OFDM 的动作原理图。FDM 种类之一的 OFDM 通过使相邻的载波正交,比一般的 FDM 频带的利用率好。另外,由于抗重影等多通道干扰能力强,故正在研究用于数字音乐广播和数字 TV 广播。

如图 124 OFDM 的原理图所示,对于 OFDM,用串/并变换部 791 在频率轴 793 上把输入信号以 $1/T_s$ 的数据间隔配置。作成子通道 794a—e。把这个信号在拥有逆 FFT 器 40 的调制器中向时间轴 799 做逆 FFT 变换,制作发送信号 795。在 T_s 有效记号(symbol)期间的 796 期间发送这个被逆 FFT 变换的信号,在各记号之间设置了 T_g 保护期间 797。

下面用图 123 的 OFDM—CCDM 混合方式的框图说明收发 HDTV 信号时实施例 9 的动作。被输入的 HDTV 信号由图象译码器 401 分离为低频 D_{1-1} 、中—低频 D_{1-2} 和高—中—低频 D_{23} 级的分级结构的图象信号,输入到输入部 742。在第 1 数据串输入部 743, D_{1-1} 信号被进行代码级高的 ECC 编码, D_{1-2} 信号进行通常的代码级 ECC 符号化。 D_{1-1} 和 D_{1-2} 由 TDM 部 743 进行时间分割多路化,生成 D_1 信号,输入到调制器 852a 的 D_1 串/并转换器 791a。 D_1 信号为 n 个并行数据,输入到 n 个 C—CDM 调制器 4a、4b…的第一输入部。

另一方面,高频成分信号的 D_2 在输入部 742 第 2 数据串输入部 744 内的 ECC 部 744a 中进行 ECC (Error Correction Code) 符号化,在格状编码器 744b 中格状符号化,输入到调制器 852a 的 D_2 串/并转换器 791b,形成 n 个并行数据,输入到 C—CDM 调制器 4a、4b…的第 2 输入部中。由第 1 输入部的 D_1 数据串和第 2 输入部的 D_2 数据串各个 C—CDM 调制器 4a、4b、4c…中 C—CDM 调制为

16SRQAM 等。这 n 个 C-CDM 调制器具有各不相同频率的载波，同时，相邻的载波如图 124 的 794a、794b、794c 所示正交并位于频率轴 793 上。这样，被 C-CDM 调制的 n 个调制信号由逆 FFT 电路 40 从频率轴范围(dimension)映像到时间轴范围，形成 t_s 的有效符号长度的时间信号 796a、796b 等。有效符号时间带 796a 和 796b 之间为减少多通道干扰设立了 T_g 秒的保护时间带 797a。把这些用时间轴和信号电平表现出来就是图 129 的时间—信号电平图，保护时间带 797a 的 T_g 从多通道的影响时间根据用途来决定。通过把 T_g 设定为长于 TV 重象等多通道的影响时间，接收时，来自逆 FFT 电路 40 的调制信号由并/串转换器形成 1 个信号，经发送部 5 形成 RF 信号输出发送。

其次，说明接收机 43 的动作，表示在图 124 的时间轴符号信号 796e 上。接收信号输入到图 123 的输入部 24，再输入到调制部 852b 被数字化，由 FFT 部 40a 展开为付立叶系数，从图 124 所示的时间轴 779 映射到频率轴 793a 上。从图 124 的时间轴符号信号变换为频率轴的信号的载波 794a、794b 等。由于这些载波相互正交，故能够分离成各个调制信号。图 125(b)所示的 16SRQAM 等被解调，送入到各个 C-CDM 解调器 45a、45b 中。而且在 C-CDM 解调器 45 的各个 C-CDM 解调部 45a、b 中被解调成分级型， D_1 、 D_2 的子信号被解调，由 D_1 并/串转换器 852a 和 D_2 并/串转换器 852b，形成串行信号，解调出原始的 D_1 、 D_2 信号。这时，由于使用了应用

图 125 (b)所示的 C—CDM 的分级传送方式,因而在 C/N 值恶劣的接收条件下仅能解调 D_1 信号,在较好的条件下解调 D_1 和 D_2 信号。解调出的 D_1 信号在输出部 757 中再次被解调。与 D_{1-2} 信号相比, D_{1-1} 信号误码校正的代码级高,故 D_{1-1} 信号的误码信号在相当恶劣的接收条件下也能再生。 D_{1-1} 信号由第 1—1 图象译码器 402C 形成 LDTV 的低频信号, D_{1-2} 信号由第 1—2 图象译码器 402d 形成 EDTV 的中频成分而输出。

D_2 信号被格状解调,由第 2 图象译码器 402b 形成 HDTV 的高频成分输出。上述的低频信号仅输出 LDTV 信号,通过加上上述的中频成分输出宽带 NTSC 等级的 EDTV 信号,进而通过再加入上述高频成分合成出 HDTV 信号。和前面的实施例相同,能够接收与接收 C/N 对应的画面质量的 TV 信号。实施例 9,通过把 OFDM 和 C—CDM 组合使用,能够实现 OFDM 不能实现的分级传送。

OFDM 为了确实地在保护期间 T_g 中吸收多通道干扰信号,因而抗 TV 重像等多通道干扰能力强。从而,能够用于汽车的 TV 接收机的数字 TV 广播。然而,由于不是分级型传送,故在某个一定的 C/N 临界值以下就不能接收。通过和本发明的 C—CDM 组合,便能实现抗多通道干扰强又能接收适于 C/N 恶化的图象 (Graditional Degradation)。在汽车内进行 TV 接收时,不仅有多通道干扰,而且 C/N 值也恶化。在此,仅是多通道干扰的对策不能扩大 TV 广播台的服务范围。然而通过和分级型传送的 C—CDM 组合,即使 C/N 相

当恶化也能够以 LDTV 等级接收。另一方面,对于汽车用 TV 的情况,画面尺寸通常是 10 英寸以下,故用 LDTV 等级能得到充分的画面,从而可以大幅度扩大汽车 TV 的 LDTV 等级的服务范围。把 OFDM 用于 HDTV 的整个频带,用现时的半导体技术就要加大 DSP 的电路规模。因此,示出了用 OFDM 仅传送低频 TV 信号的方法。如图 138 的框图所示那样,把 HDTV 的中频成分和高频成分的 D_{1-2} 和 D_2 这 2 个信号进行本发明的 C-CDM 多路化,由 FDM40 以频带 A 发送。另一方面接收机侧接收到的信号由 FDM40e 分离频率,用本发明的 C-CDM 解调器 4b 解调,和图 123 一样再生 HDTV 的中频成分和高频成分。这时的图象译码器的动作和实施例 1、2、3 的相同,故省略。

其次, HDTV 的 MPEG1 等级的低频信号 D_{1-1} 由串/并转换器 791 形成并行信号,在 OFDM 变换器 852c 中受 QPSK 和 16QAM 的调制,由逆 FFT 器 40 变换为时间轴的信号,由 FDM40d 以频带 BB 发送。

另一方面,接收机 43 接收到的信号在 FDM 部 40e 中被频分,在 OFDM 解调部 852d 中由 FFT40a 形成许多频率轴信号,由各个解调器 45a、45b 等解调,由并/串转换器 852a 解调 D_{1-1} 信号,和图 123 一样,从接收机输出 LDTV 等级的 D_{1-1} 信号。

这样,只是 LDTV 信号实现了 OFDM 的分级传送。通过用图 138 的方法,OFDM 的复杂电路可以仅是 LDTV 信号。和 HDTV 信

号相比, LDTV 信号是 1/20 的比特率, 因此 OFDM 的电路规模为 1/20, 大幅度地缩小的整体电路规模。

OFDM 是抗多通道干扰能力强的传送方式, 在携带电视、汽车电视接收时, 以及汽车的数字式音乐发送接收时的移动台, 以多通道干扰大且变动的用途为主要目的加以应用。在这样的用途中, 从 4 英寸到 8 英寸的 10 英寸以下的小画面尺寸是主流。因此, OFDM 调制 HDTV 和 EDTV 等高分辨率的全部 TV 信号的方式, 花费的费用较高, 对于汽车 TV 的情况以 LDTV 等级的 TV 信号接收就足够了。另一方面, 家庭用 TV 那样的固定台, 多通道干扰经常是一定的, 故易于采取多通道干扰对策。因而, 在强重像地区以外, OFDM 的效果不高。在 HDTV 的中高频成分使用 OFDM, 由于 OFDM 电路规模大, 故不是上策。因此, 仅把本发明的示于图 138 的 OFDM 用于低频 TV 信号的方法, 具有这样的效果, 即在汽车等移动台中, 既没有失去大幅度减轻接收到的 LDTV 的多通道干扰的 OFDM 的效果, 又能大幅度地把 OFDM 的电路规模削减到 1/10。

还有, 在图 138 中, 虽然仅对 D_{1-1} 进行了 OFDM 解调, 但是, 也能够对 D_{1-1} 和 D_{1-2} 进行 OFDM 解调。这时, 由于 D_{1-1} 和 D_{1-2} 能够进行 C-CDM2 分级传送, 在汽车等移动体中也能实现抗多通道干扰强的分级型传送, 在移动体中可以产生 LDTV 和 SDTV 能接收与接收电平和天线灵敏度画面质量的图象对应的所谓“逐渐变化的分级”(Gradational Graduation)的效果。

这样,就能进行本发明的分级传送,从而,能够得到前述种种效果。对于 OFDM 的情况,特别是由于抗多通道干扰能力强,故通过和本发明的分级传送相组合,能够得到抗多通道干扰能力强而且能够得到与接收电平的恶化对应的数据传送等级降低的效果。

本发明的分级型传送方式的特征之一,是频率的利用率提高了,当然对于一部分接收机,电功率的利用率会相当降低。因此,不能够适用于全部通信系统。例如,若是特定接收者间的卫星通信系统,经济性最高的方法是换成那个时期能得到的最高频率利用率和最高电力利用率的机器。这时没有一定使用本发明的必要。

然而,在卫星广播方式和地面广播方式的场合,本发明的分级型传送方式是必要的。因为卫星广播的规格要求有 50 年以上的持久性。这个期间,虽然广播规格没有变更,但是伴随技术革新卫星的发送电功率会飞速地提高。播放台必须进行无论是数十年后的将来还是现时所制造出的接收机都能视听 TV 节目的具有互换性的广播。应用本发明,可使现存的 NTSC 广播和 HDTV 广播具有互换性,同时,也可使将来的信息传送量具有扩充性。

本发明对频率效率比电功率效率更重视。但在接收机方面,通过设定根据各传送阶段设置了设计接收灵敏度的几种接收机,没有必要过份增加发送机的电功率。另外,在将来发送功率增大时,由于也能够用同一规格传送,故能够得到将来的扩充性、新旧接收机间的互换性。如以上所述,本发明用于卫星广播规则时能得到显著的

效果。

还有,把本发明的分级型传送方式用于地面广播时,完全没有必要考虑电功率利用效率,故比卫星广播容易实施本发明。如前述那样,可以使先前的数字 HDTV 广播方式中所存在的服务范围内不能接收的区域大幅度减少,可使前述的 NTSC 和 HDTV 接收机或电视机具有兼容性。另外,实质上也扩大了 TV 节目的广告的服务范围。另外,虽然实施例以应用 QPSK、16QAM 和 32QAM 调制方式的例子进行了说明,但是也能够适用于 64QAM、128QAM 和 256QAM 等等。当然也能适用于如用图说明的多值 PSK、ASK 和 FSK。上面,说明了把本发明和 TDM 组合传送的实施例,但是,也能够把 FDM、CDMA 和扩散通信方式进行组合传送。

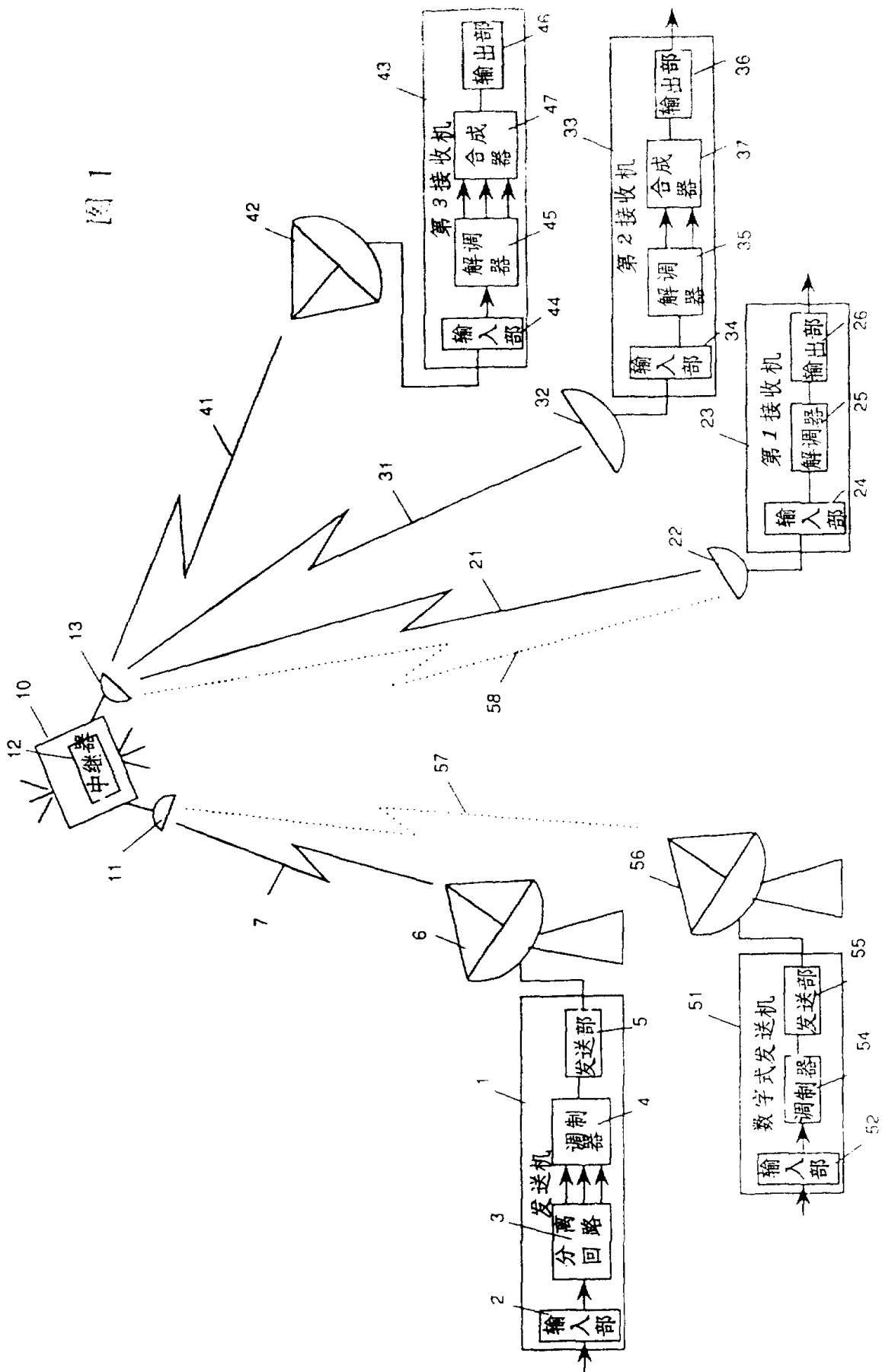


图 1

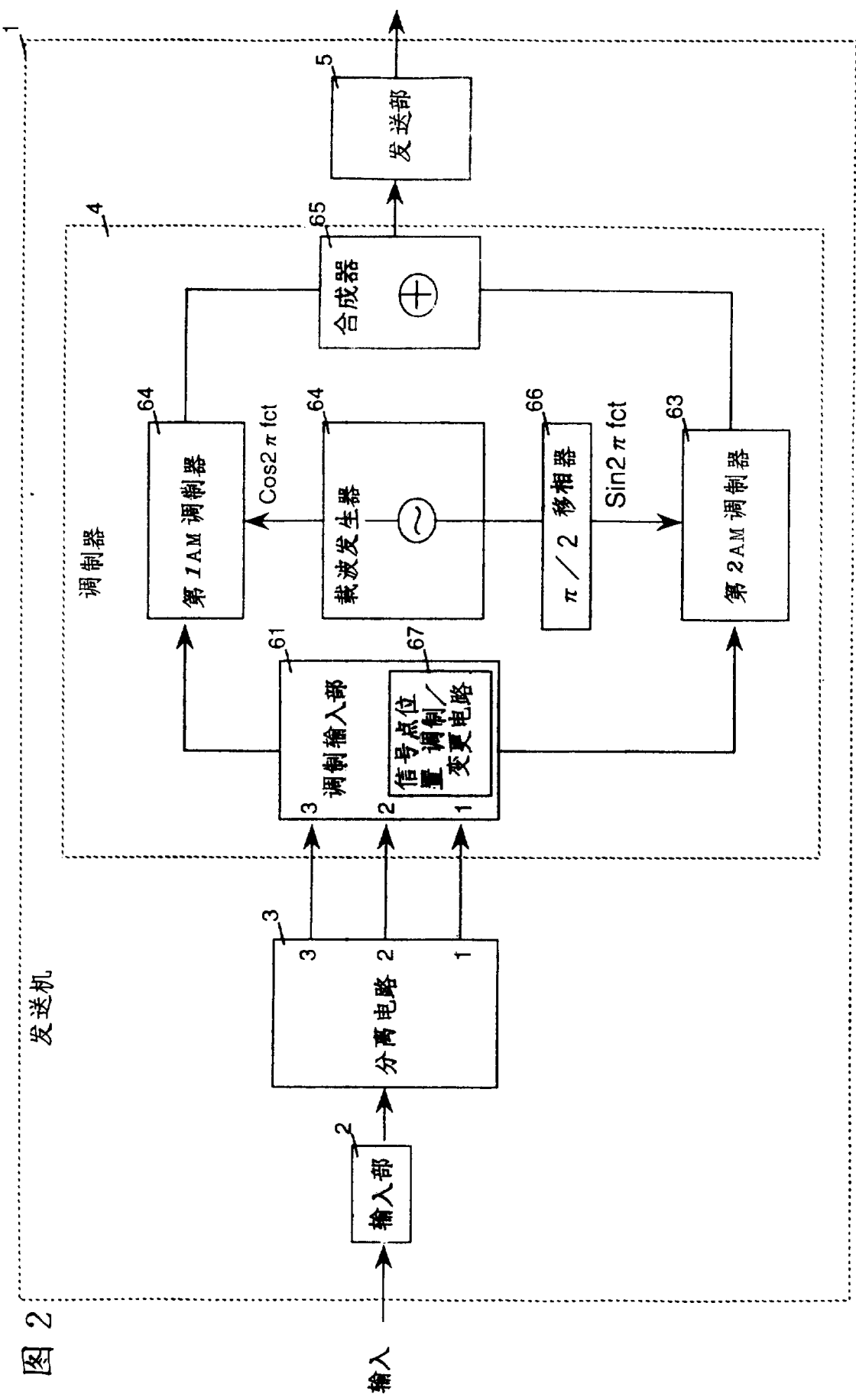


图 3

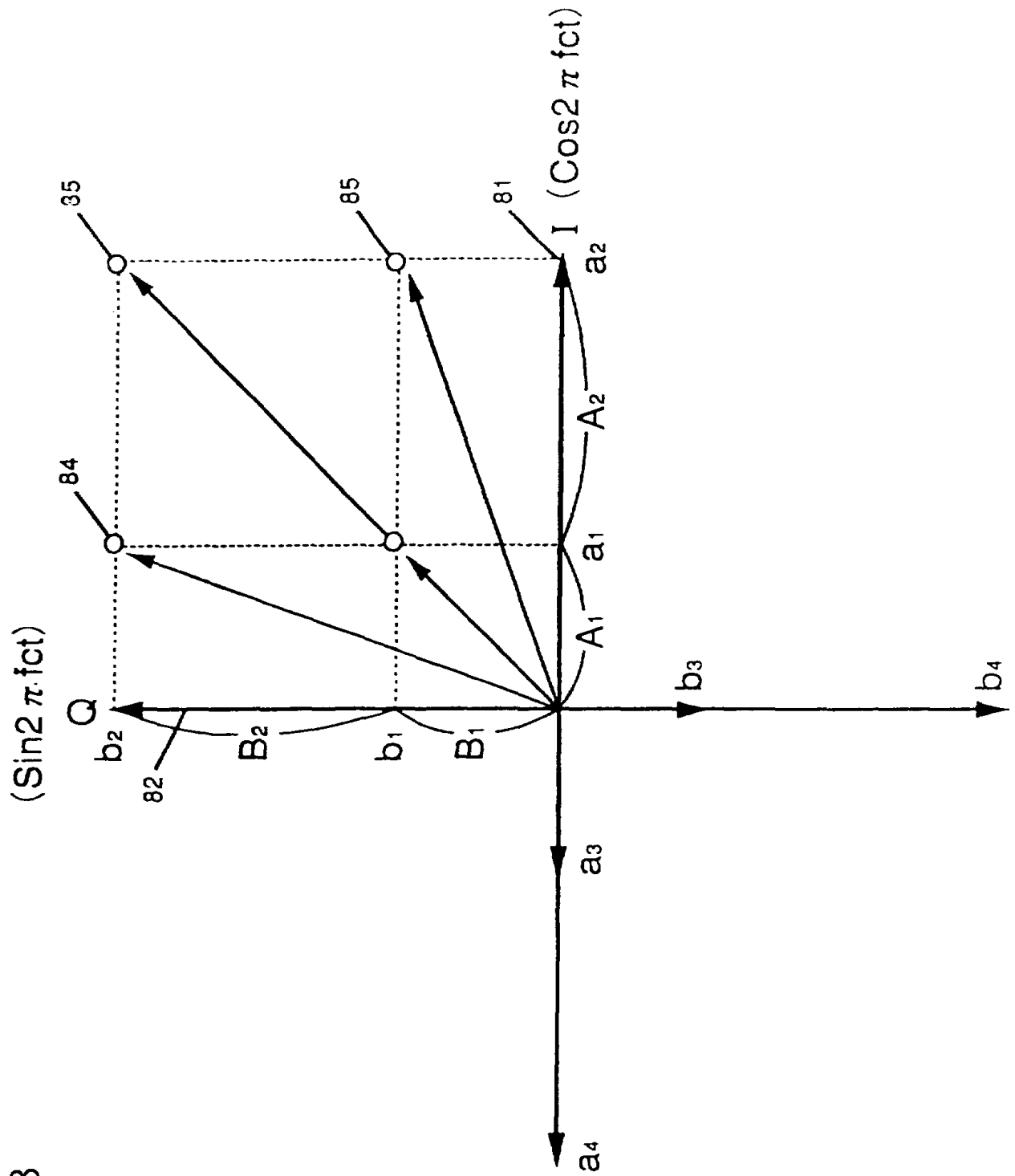


图 4

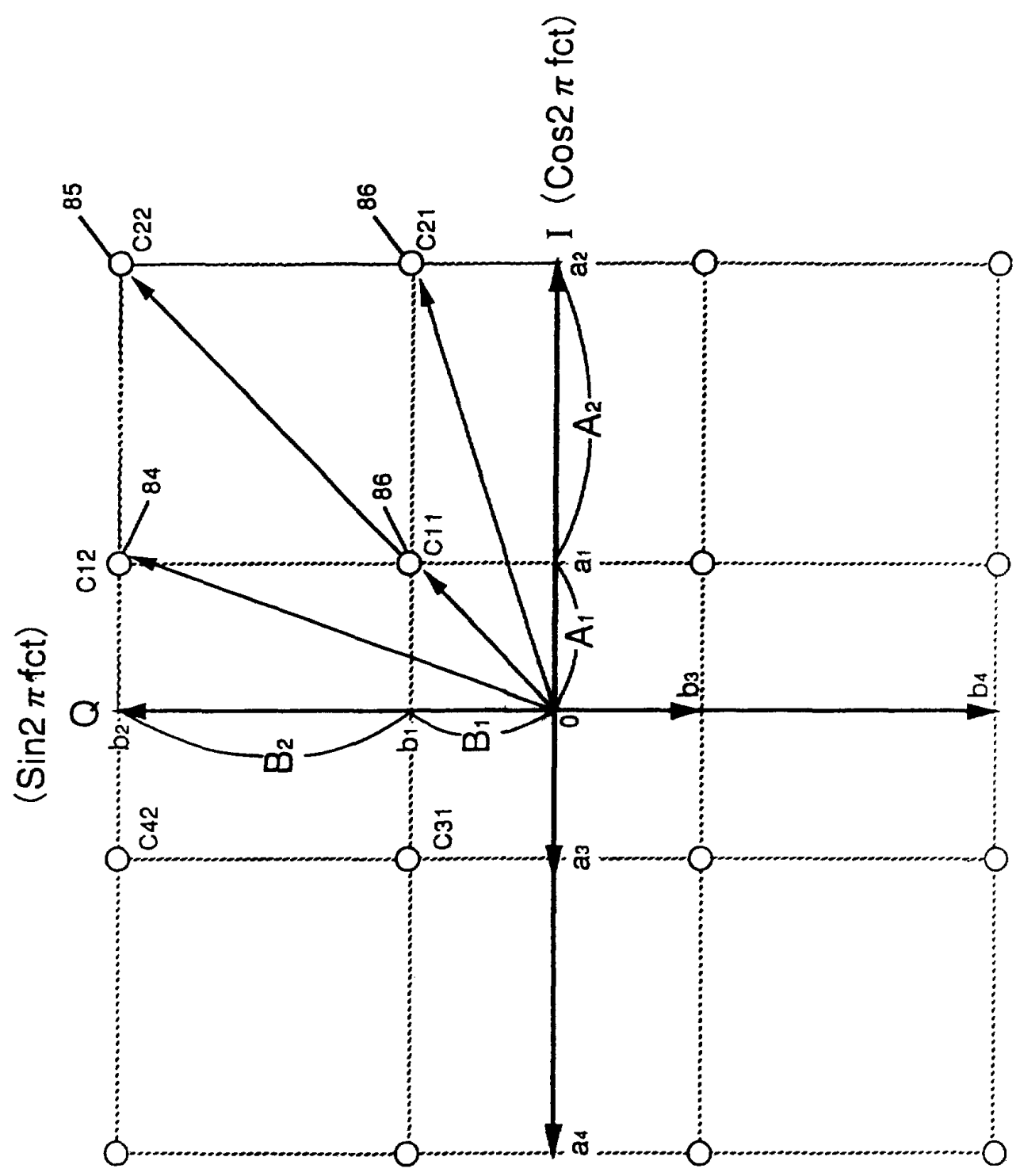


图 5

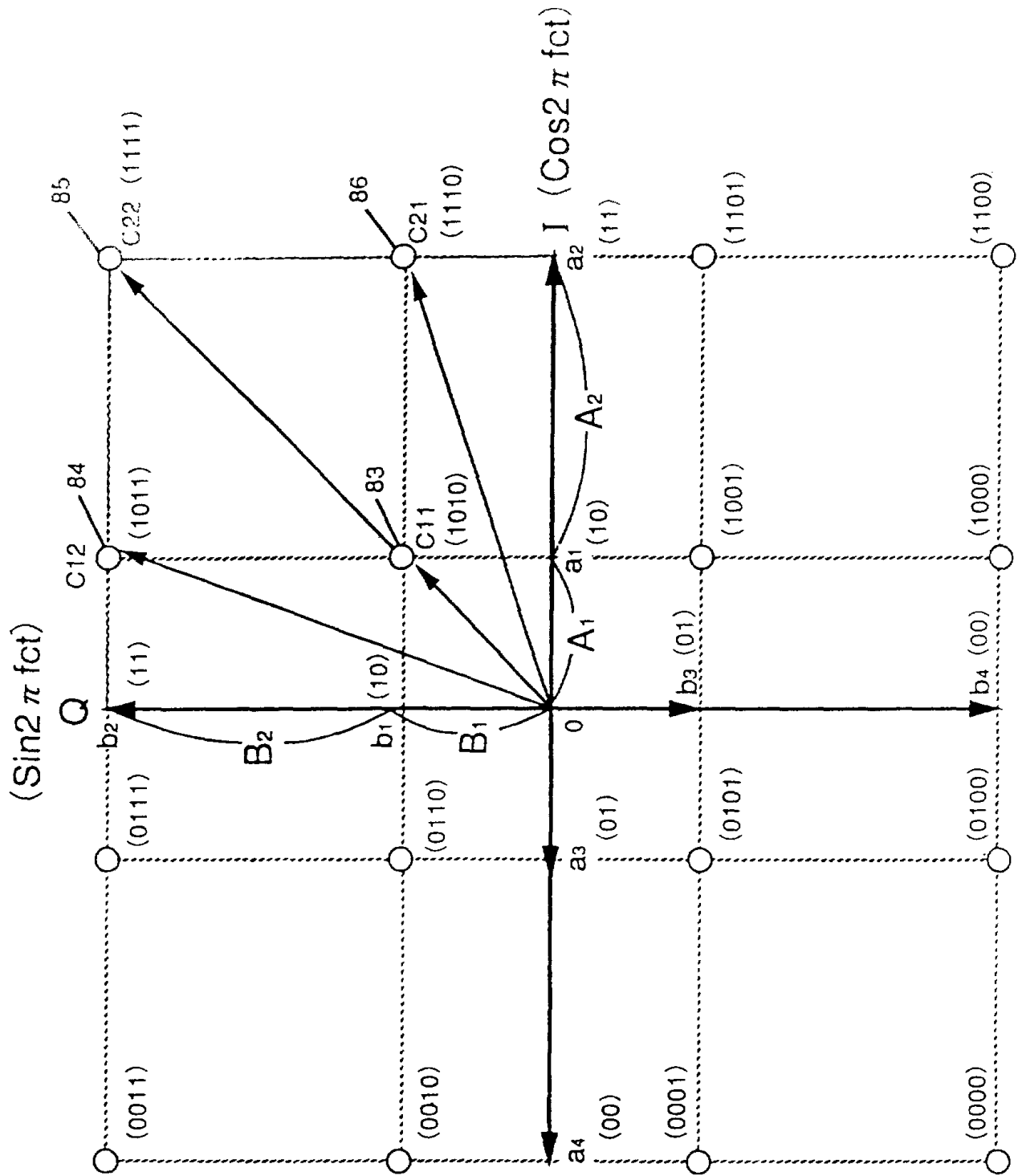
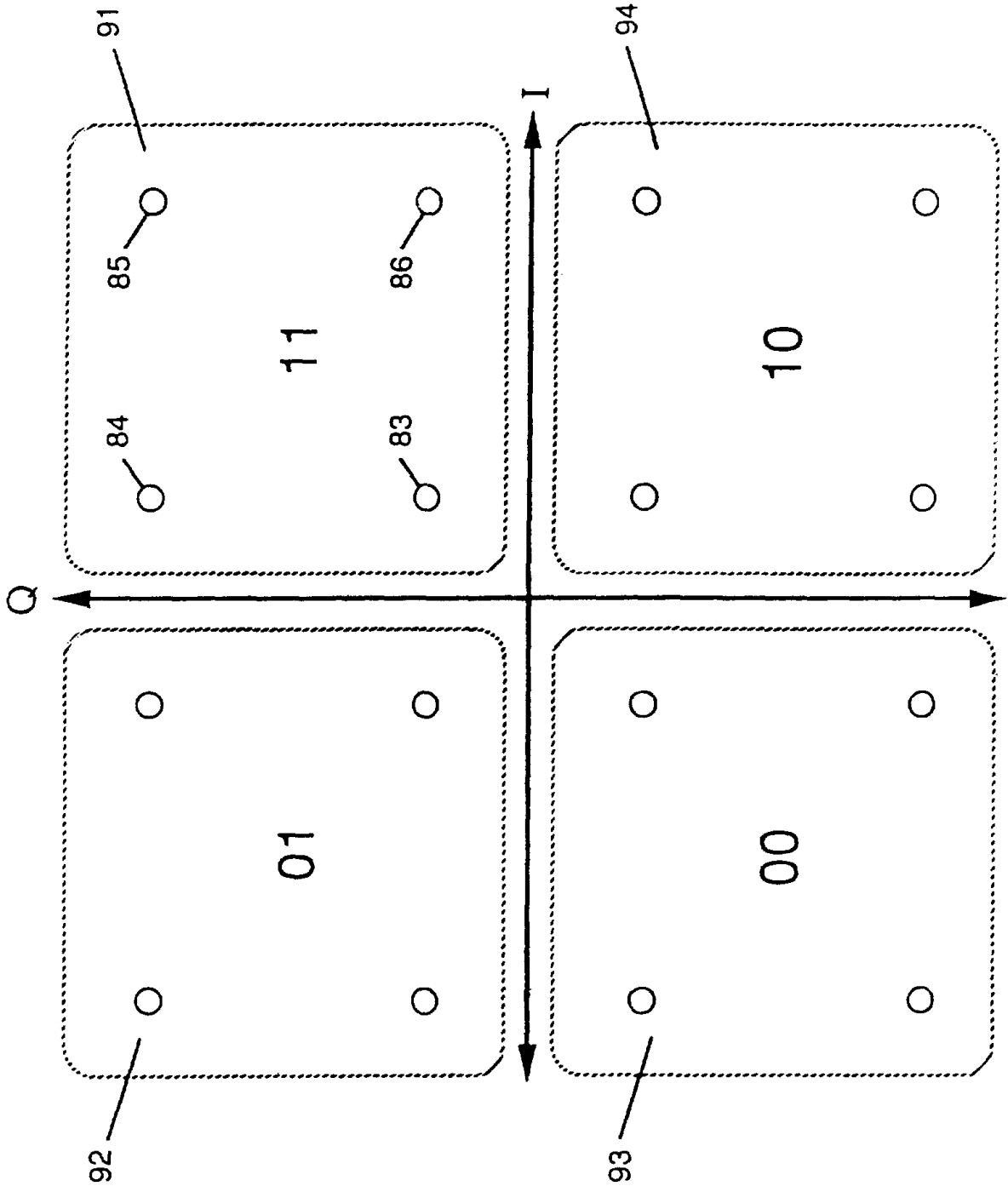


图 6



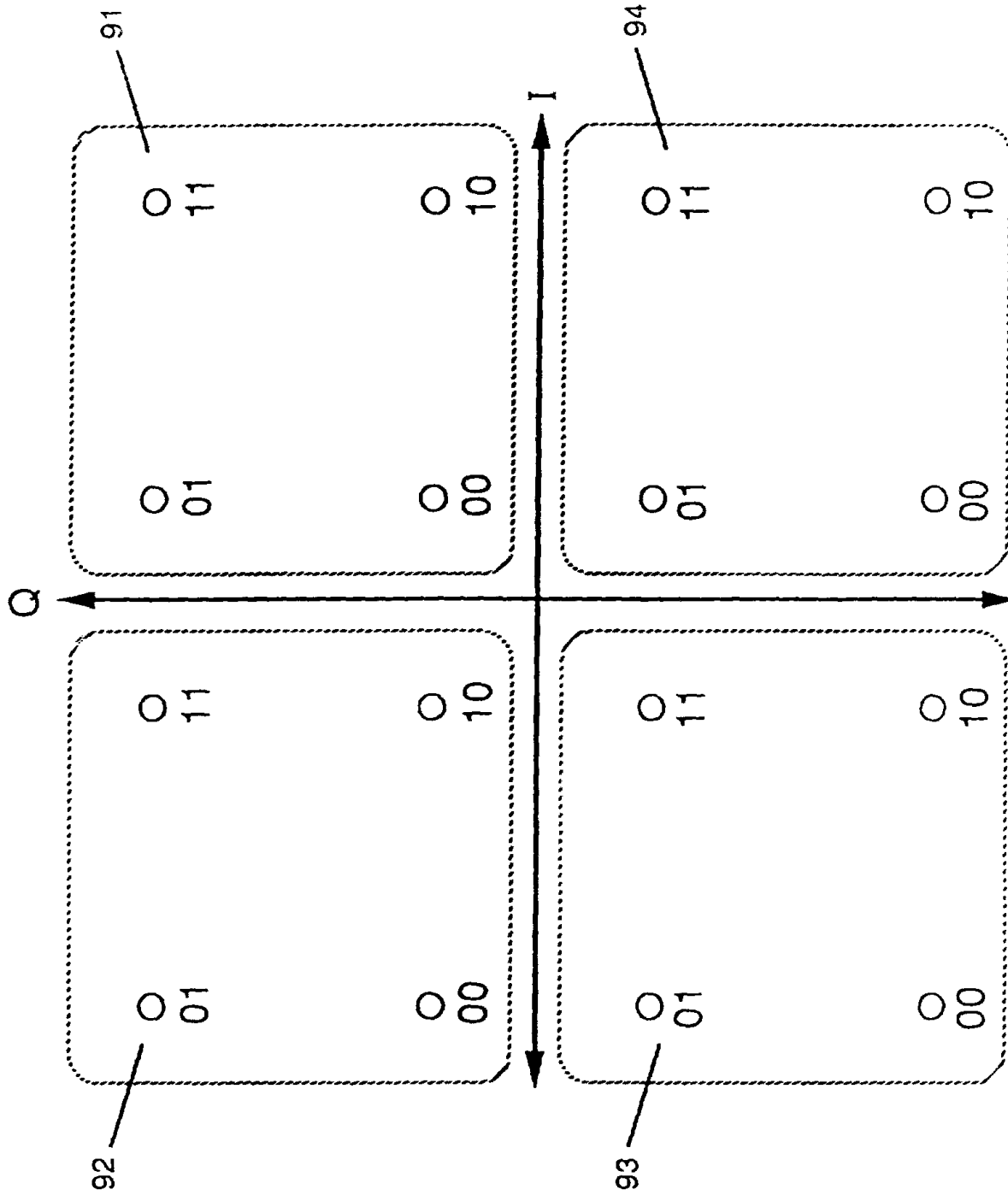


图 7

图 8

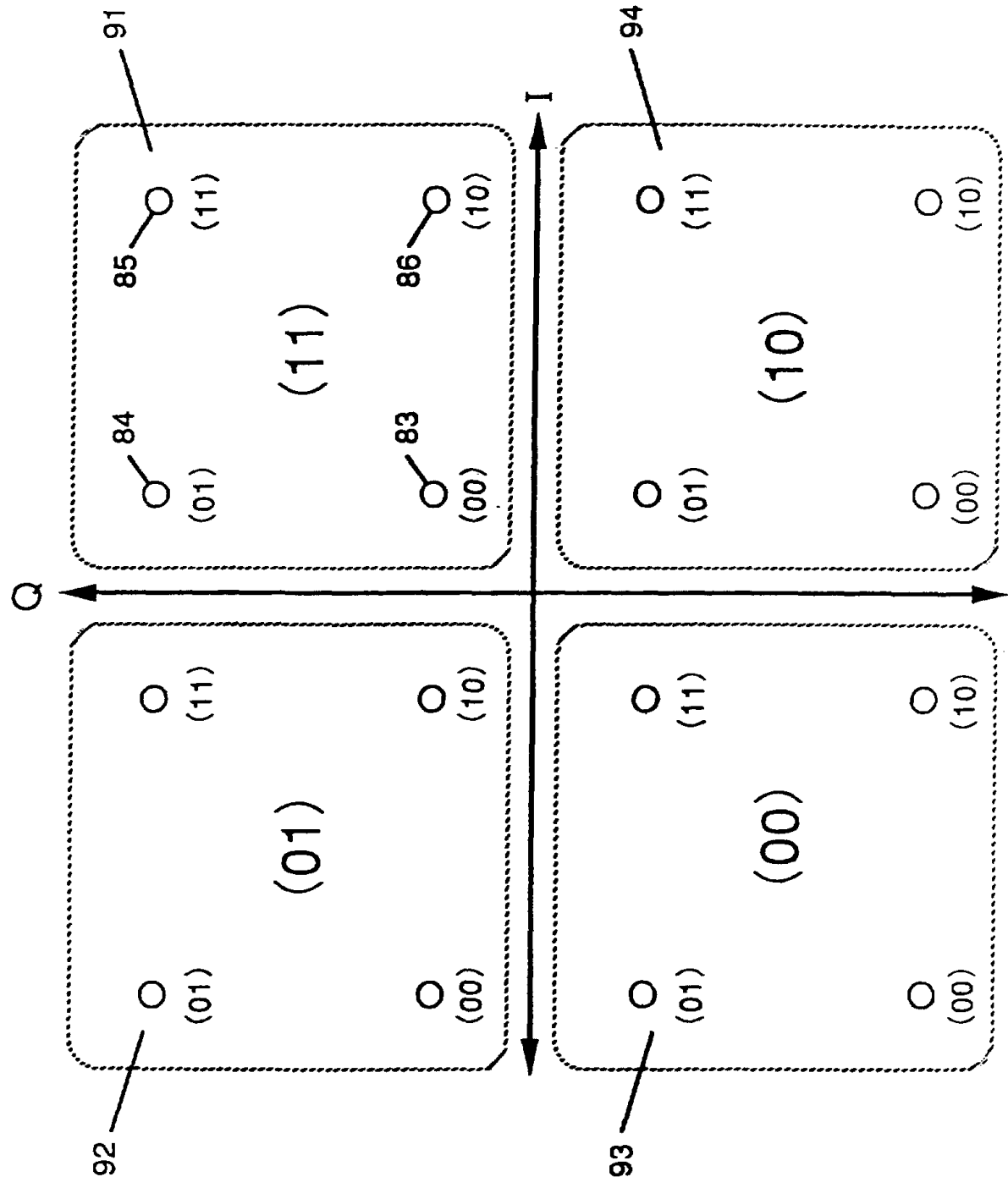
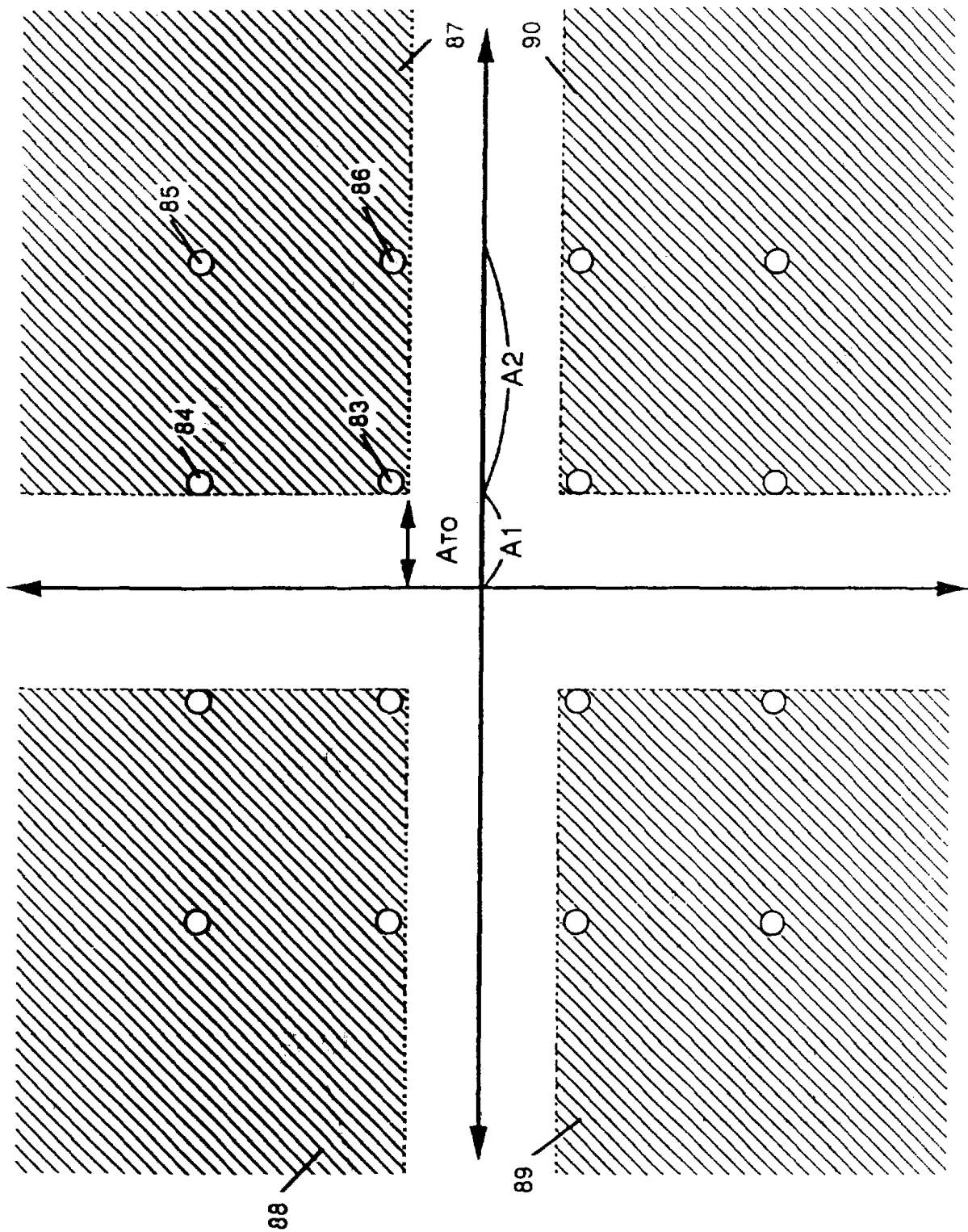


图 9



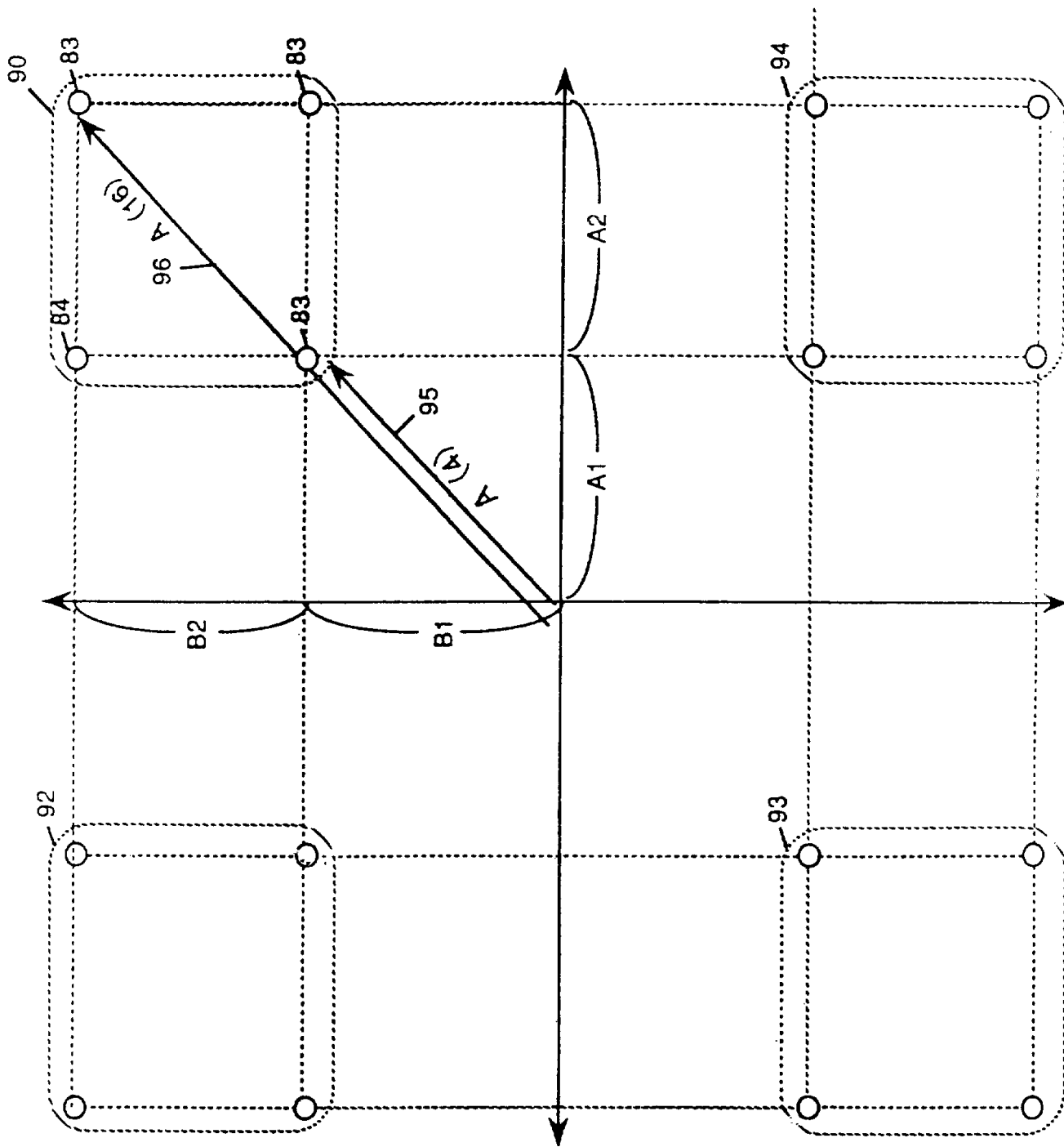


图 10

图 11

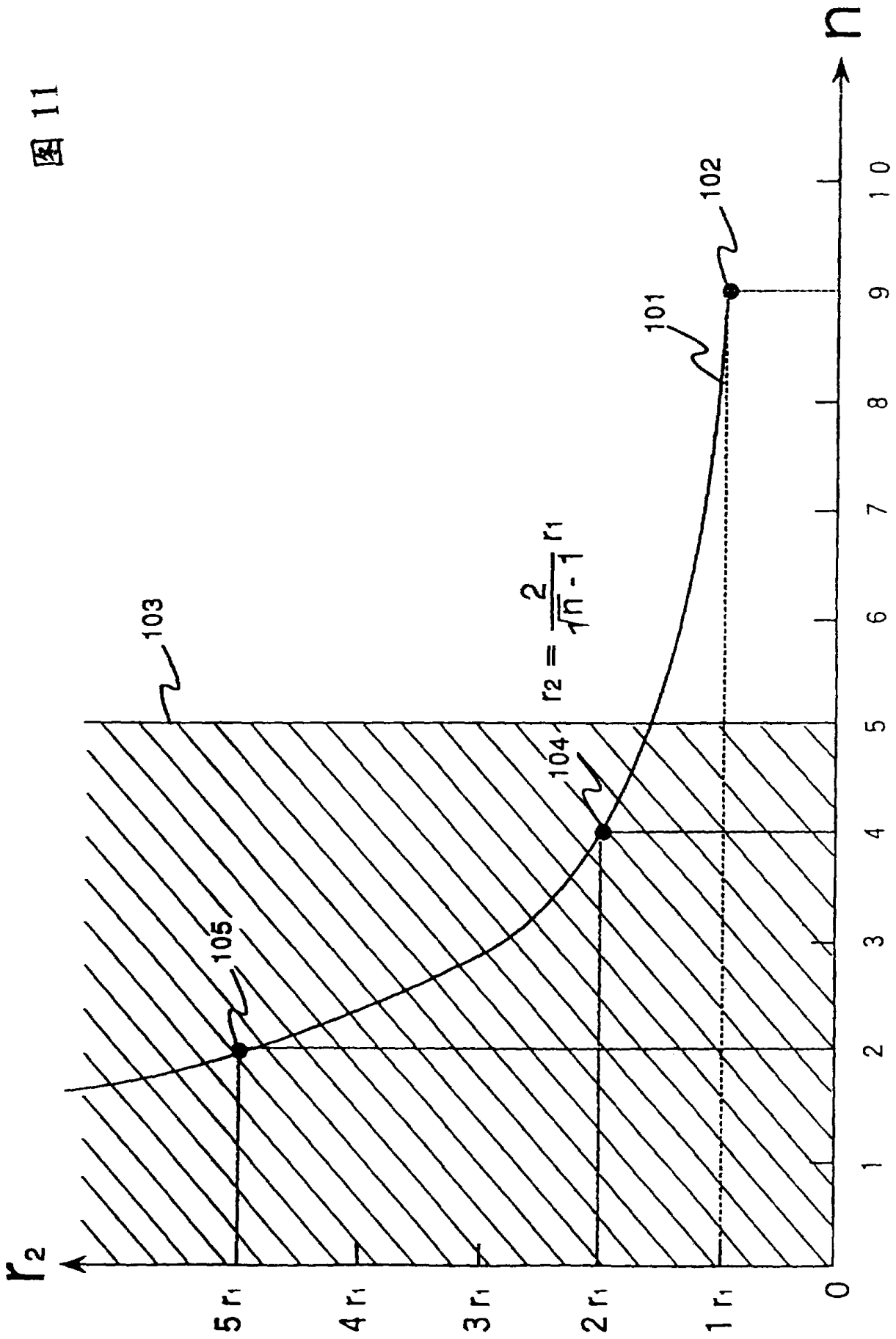


图 12

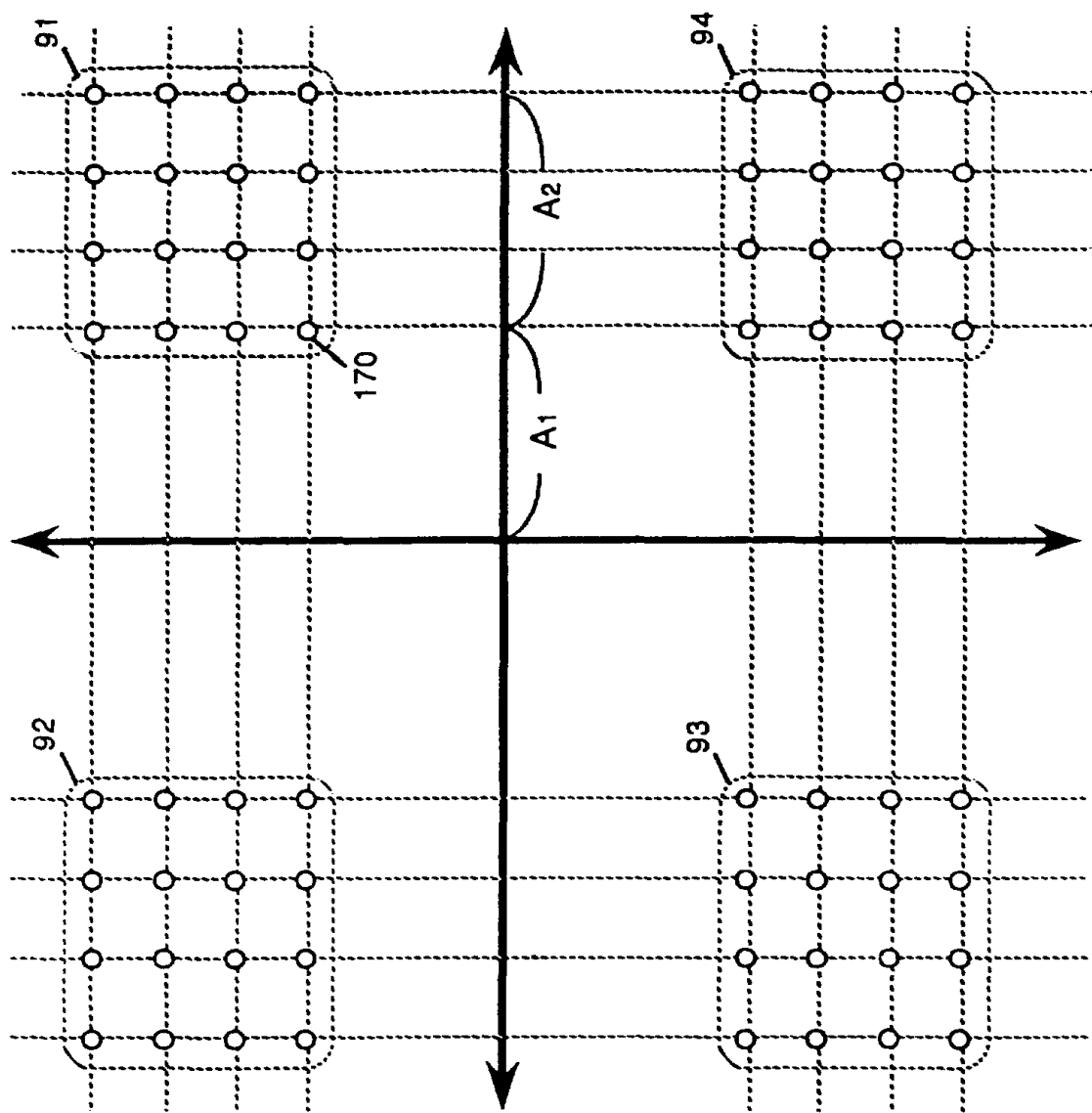


图 13

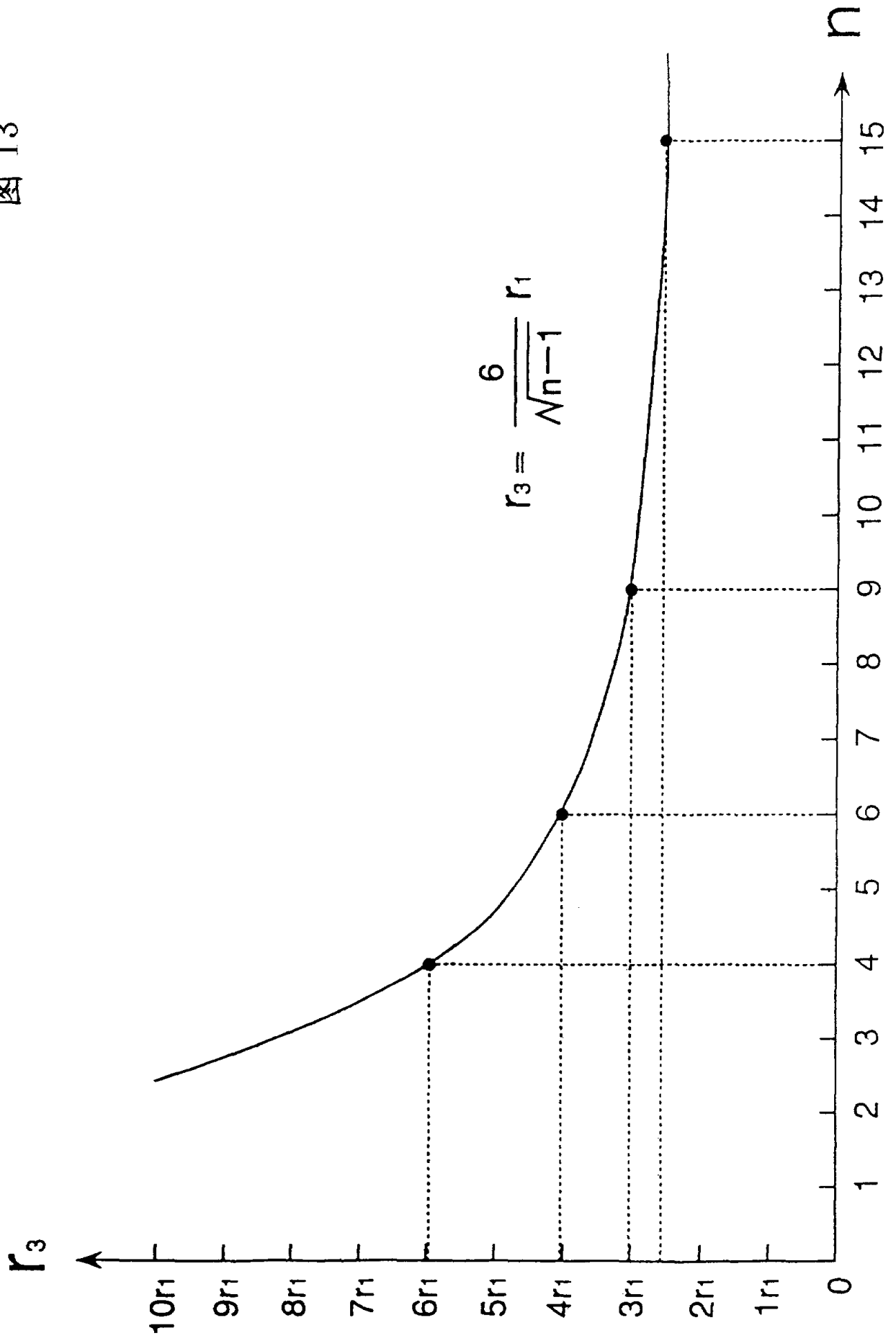


图 14

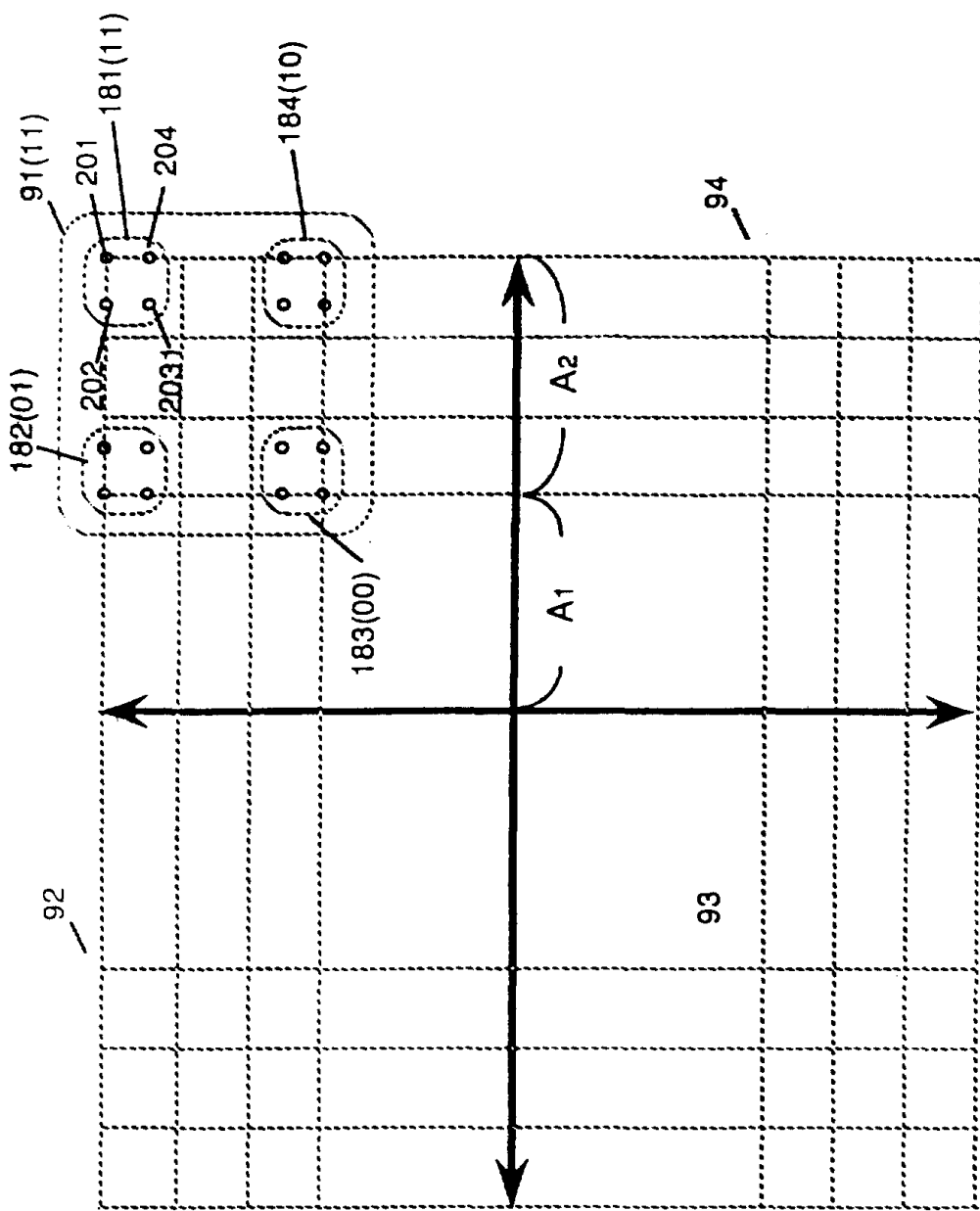


图 15

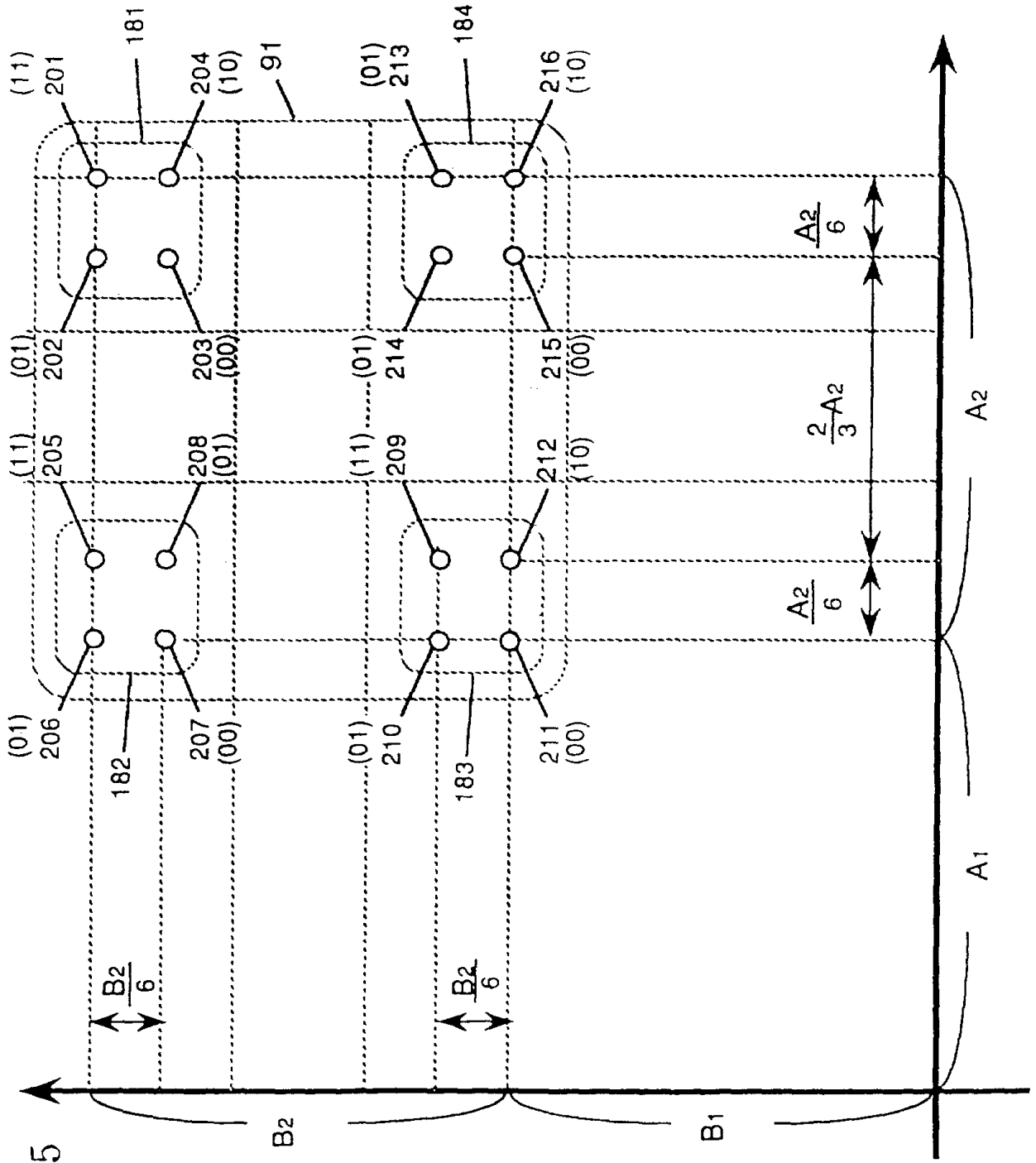
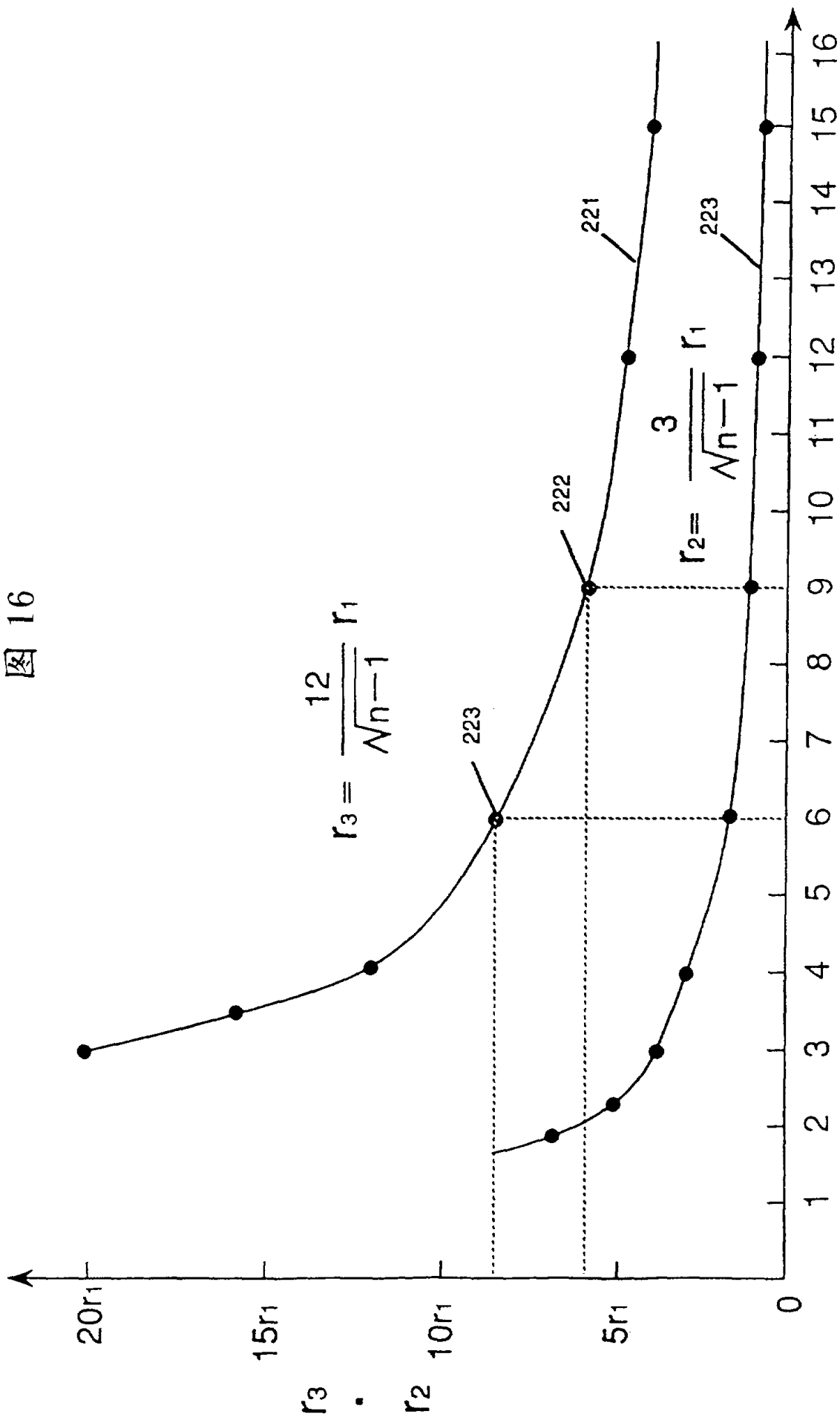


图 16



$n_{16} \cdot n_{64}$

图 17

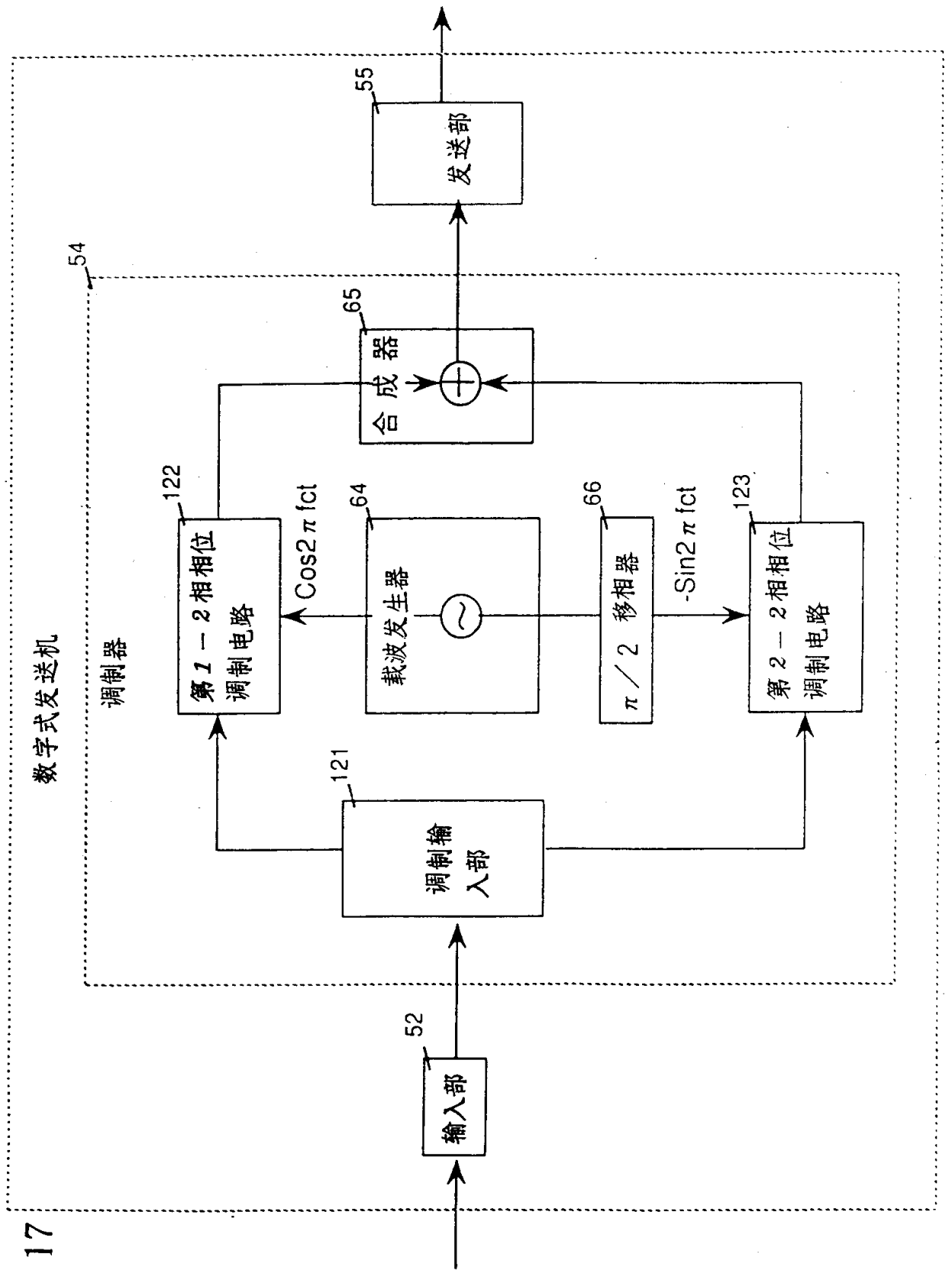


图 18

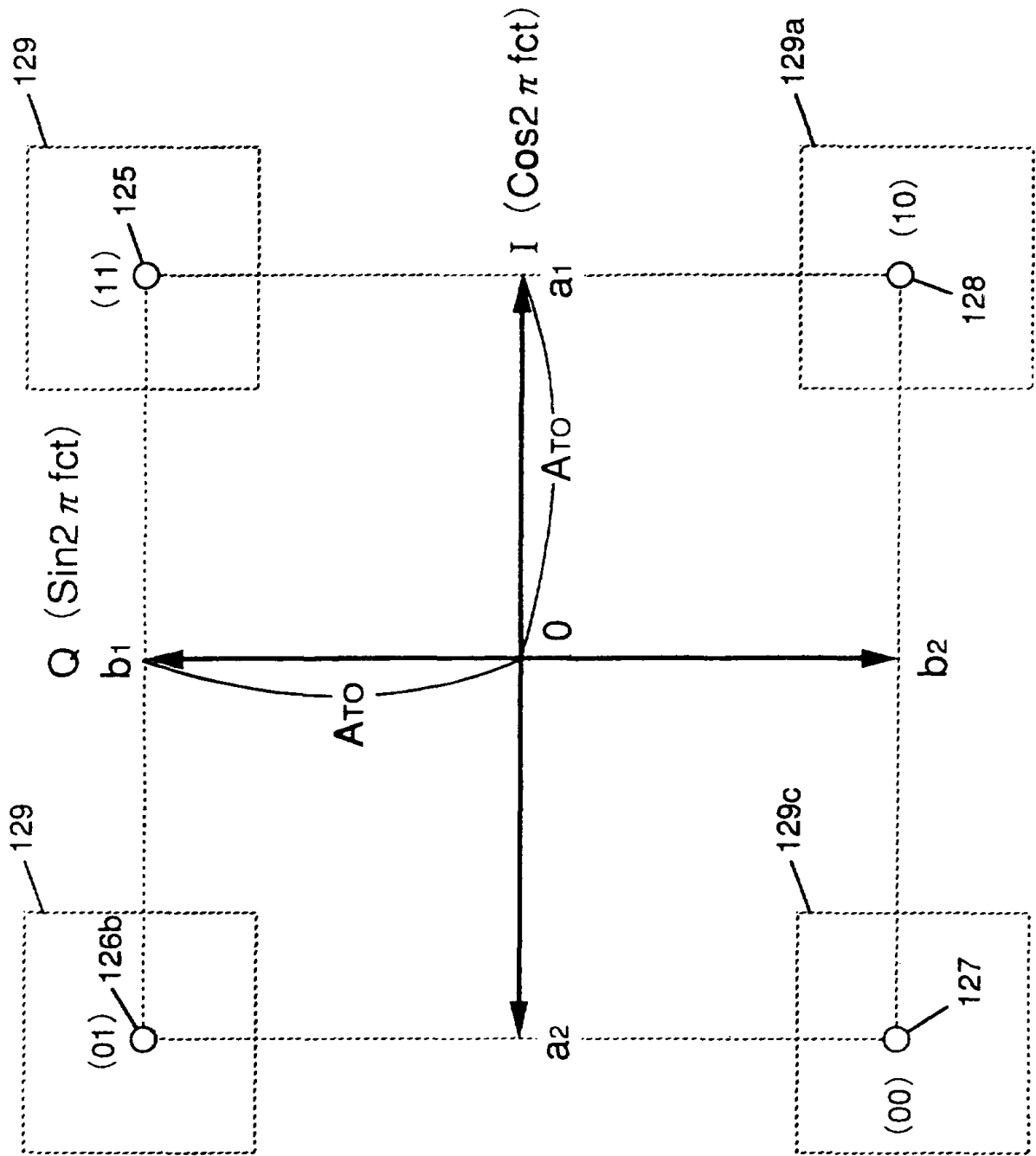
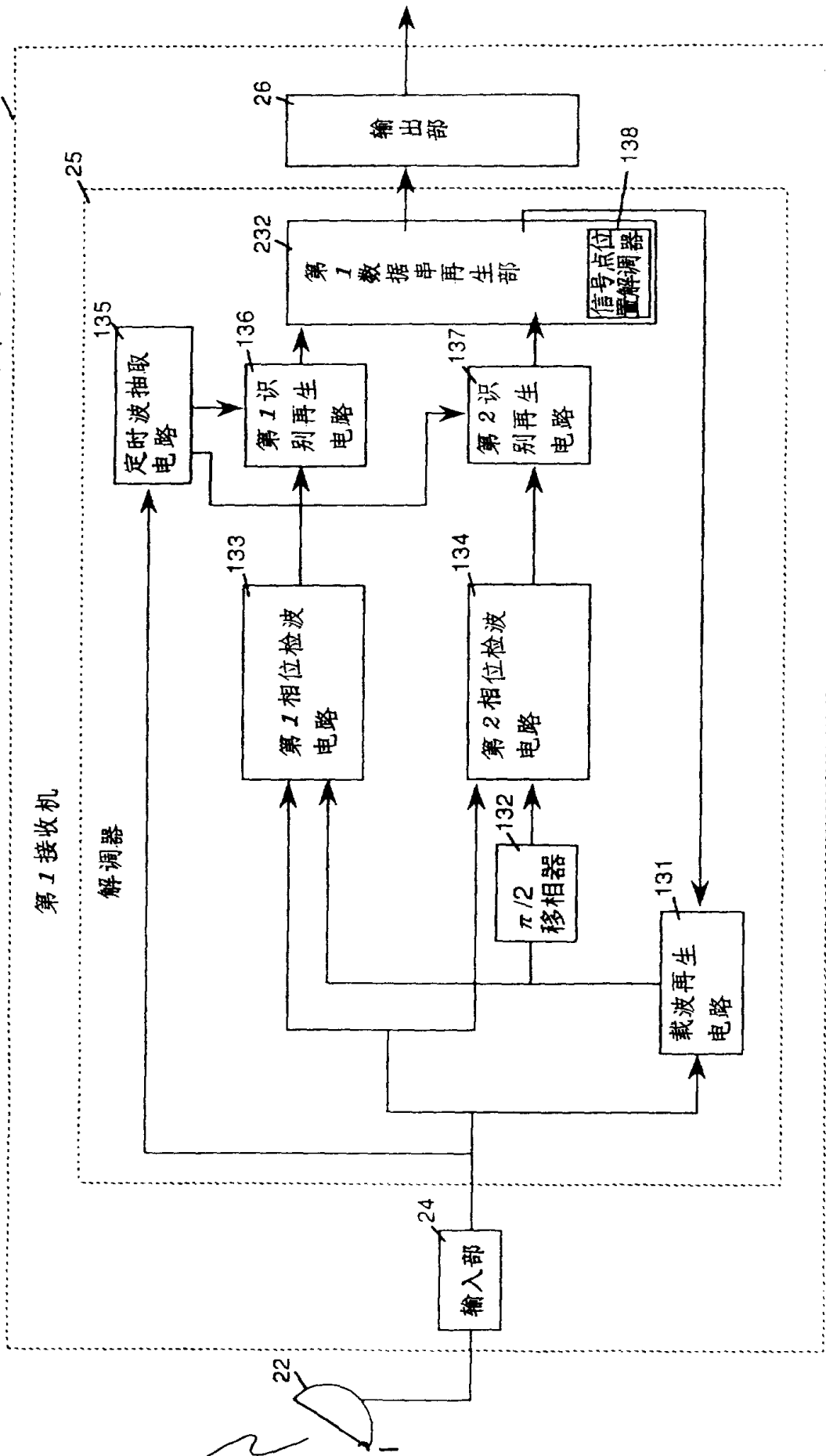


图 19



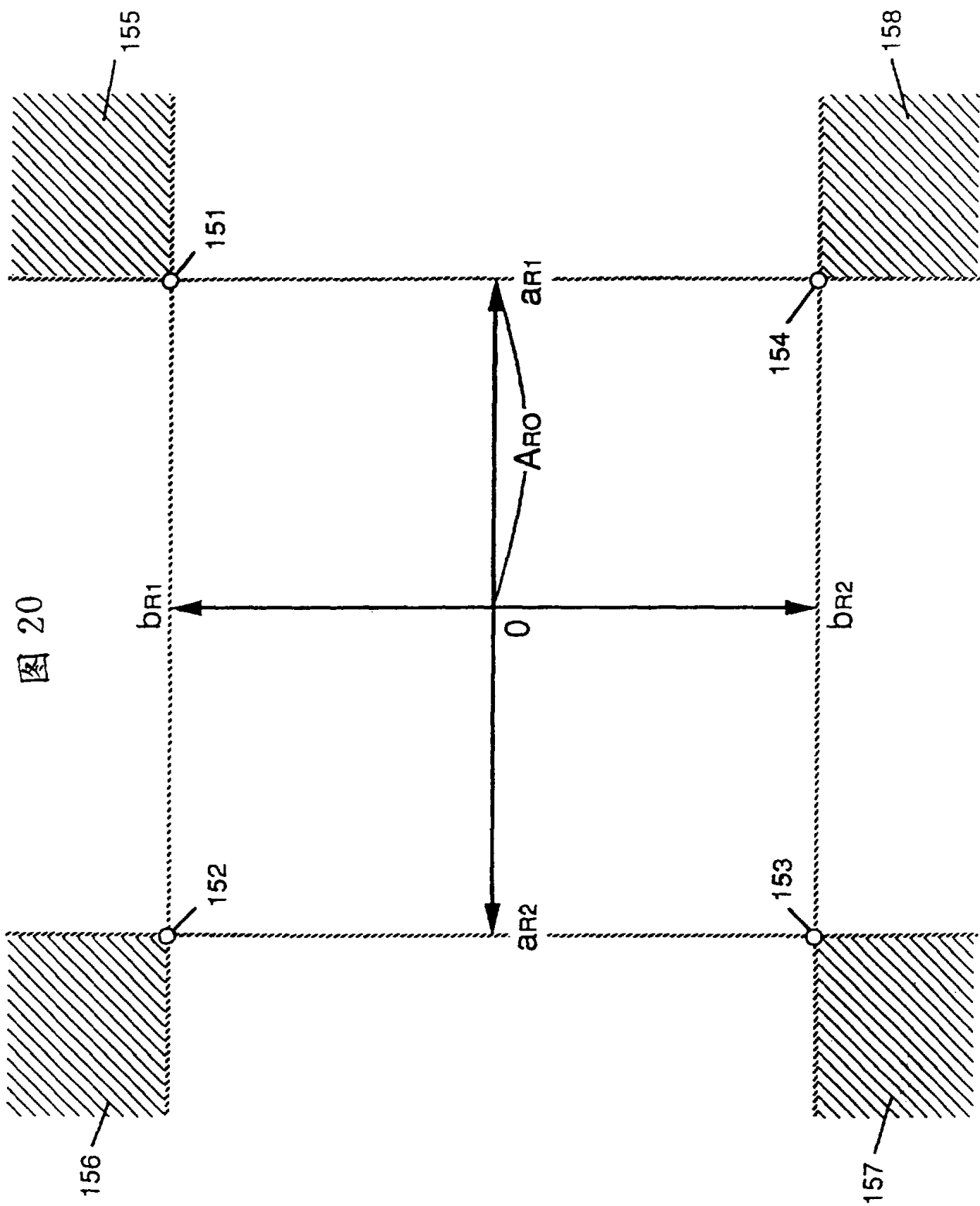


图 20

图 21

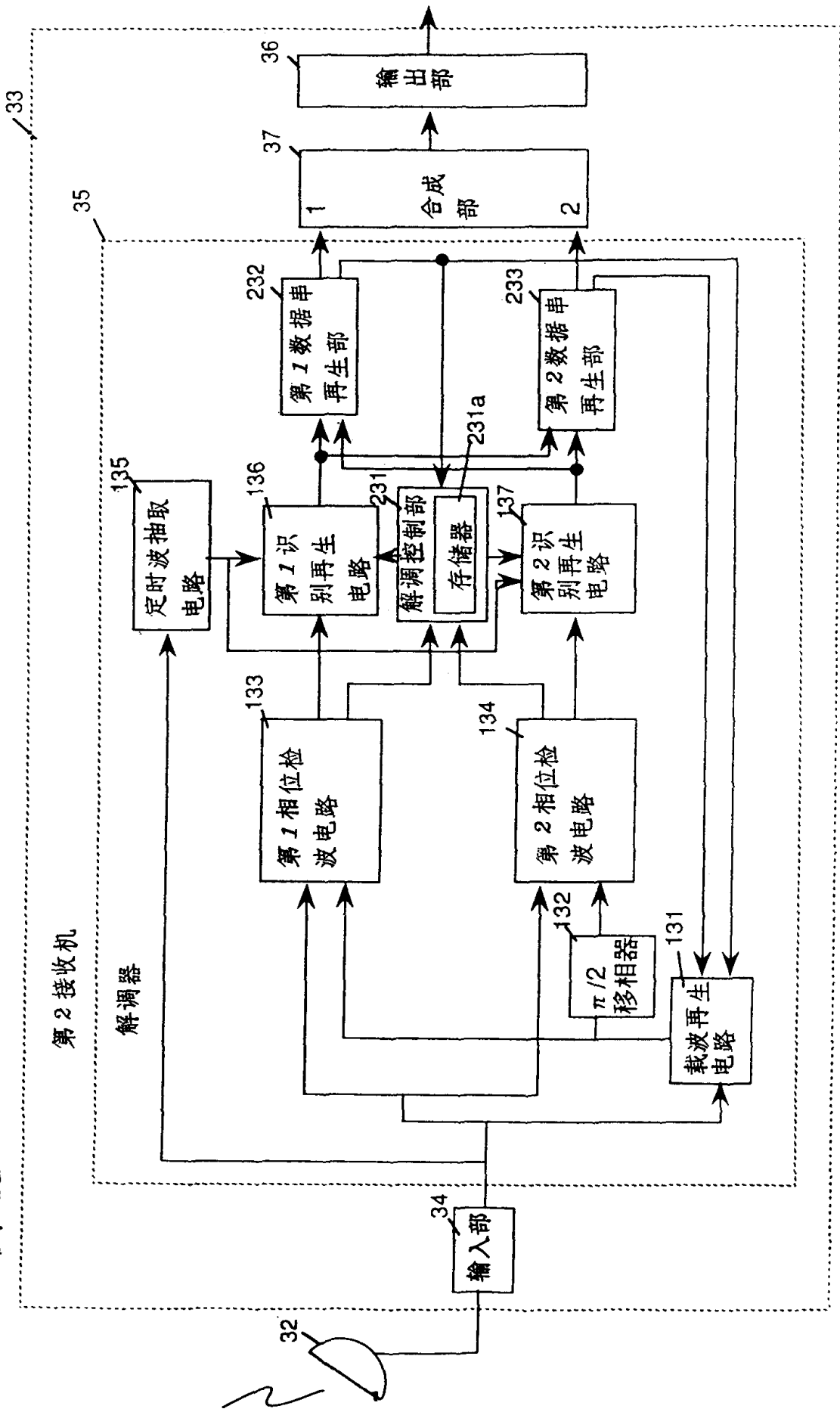


图 23

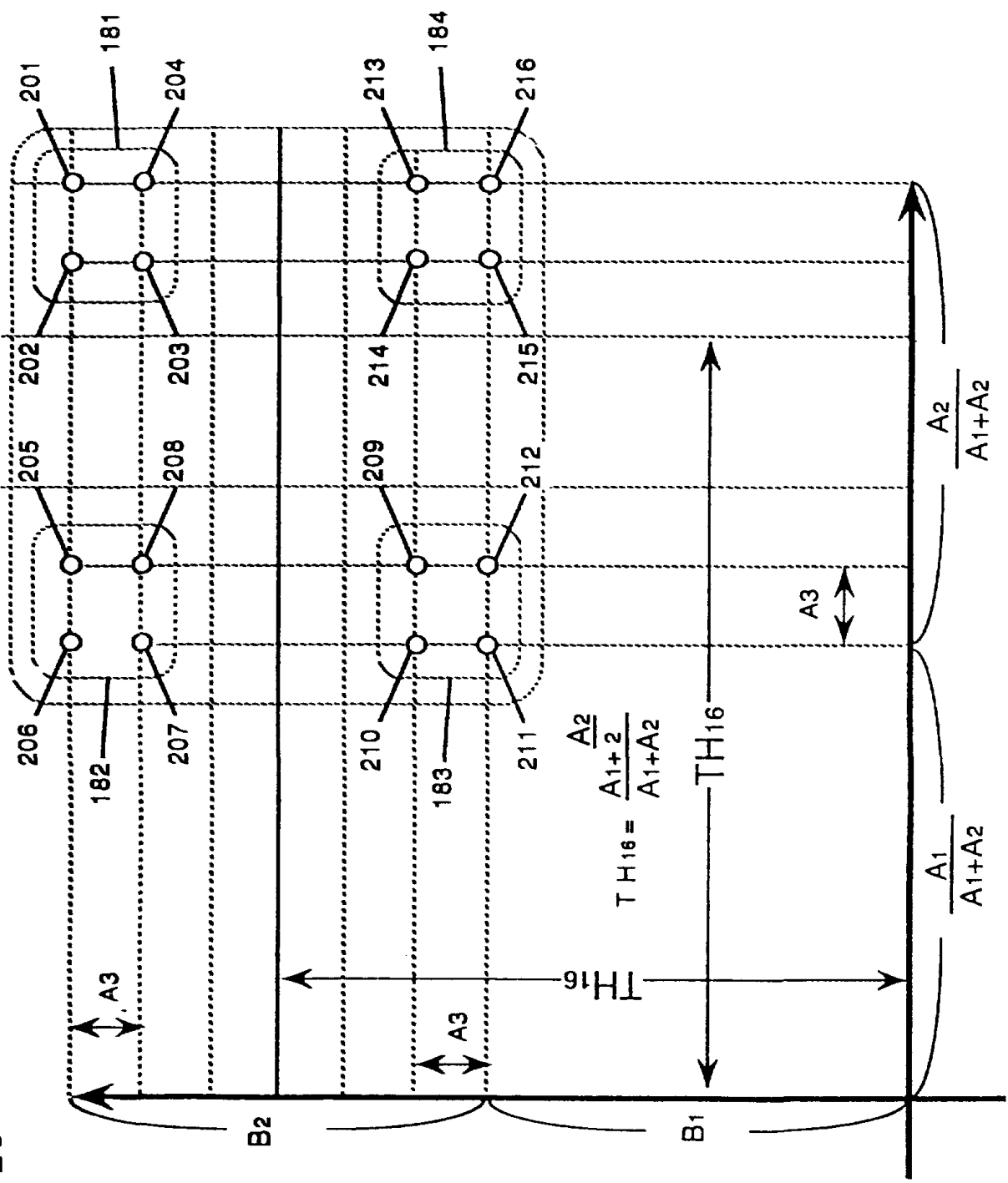


图 24

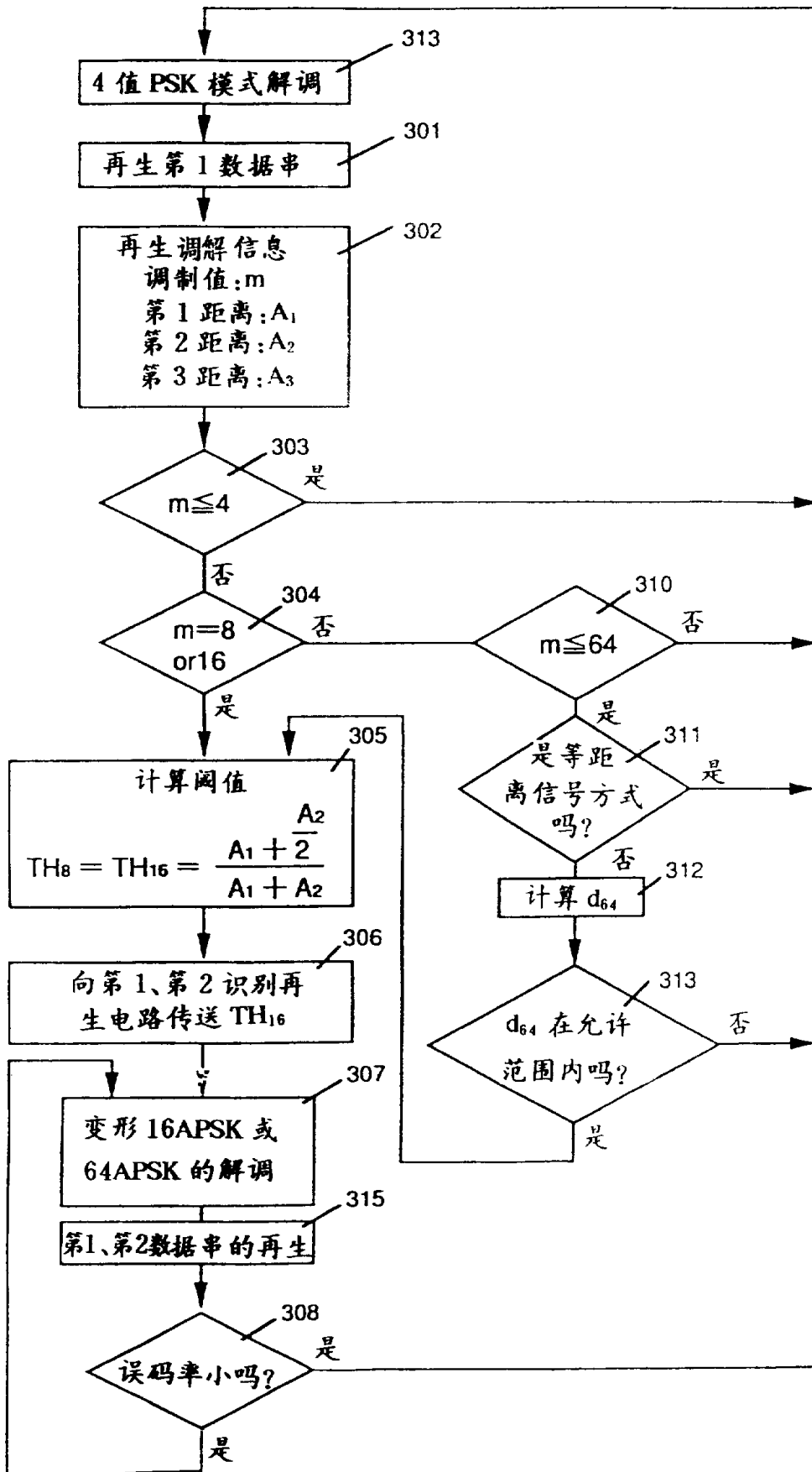
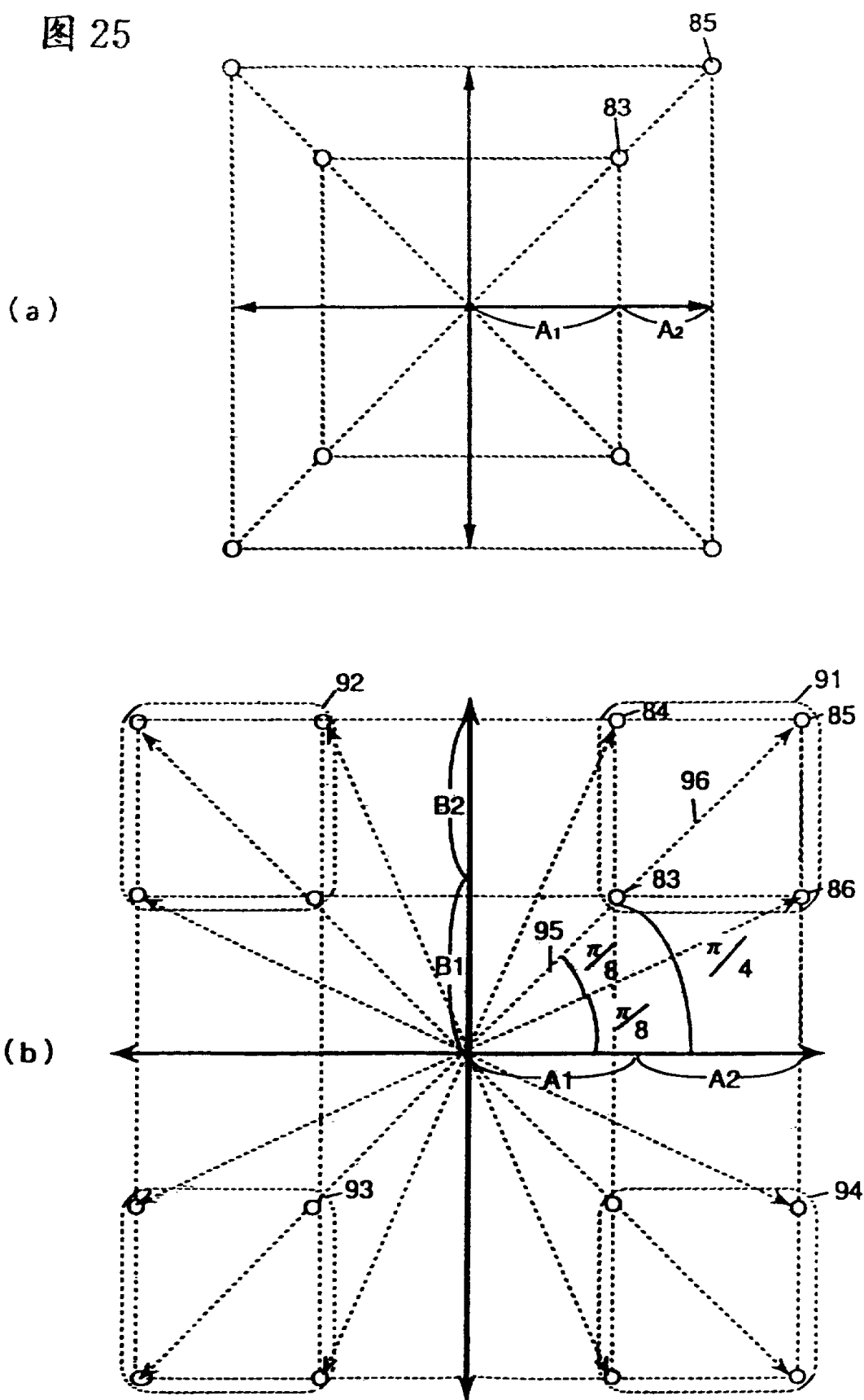


图 25



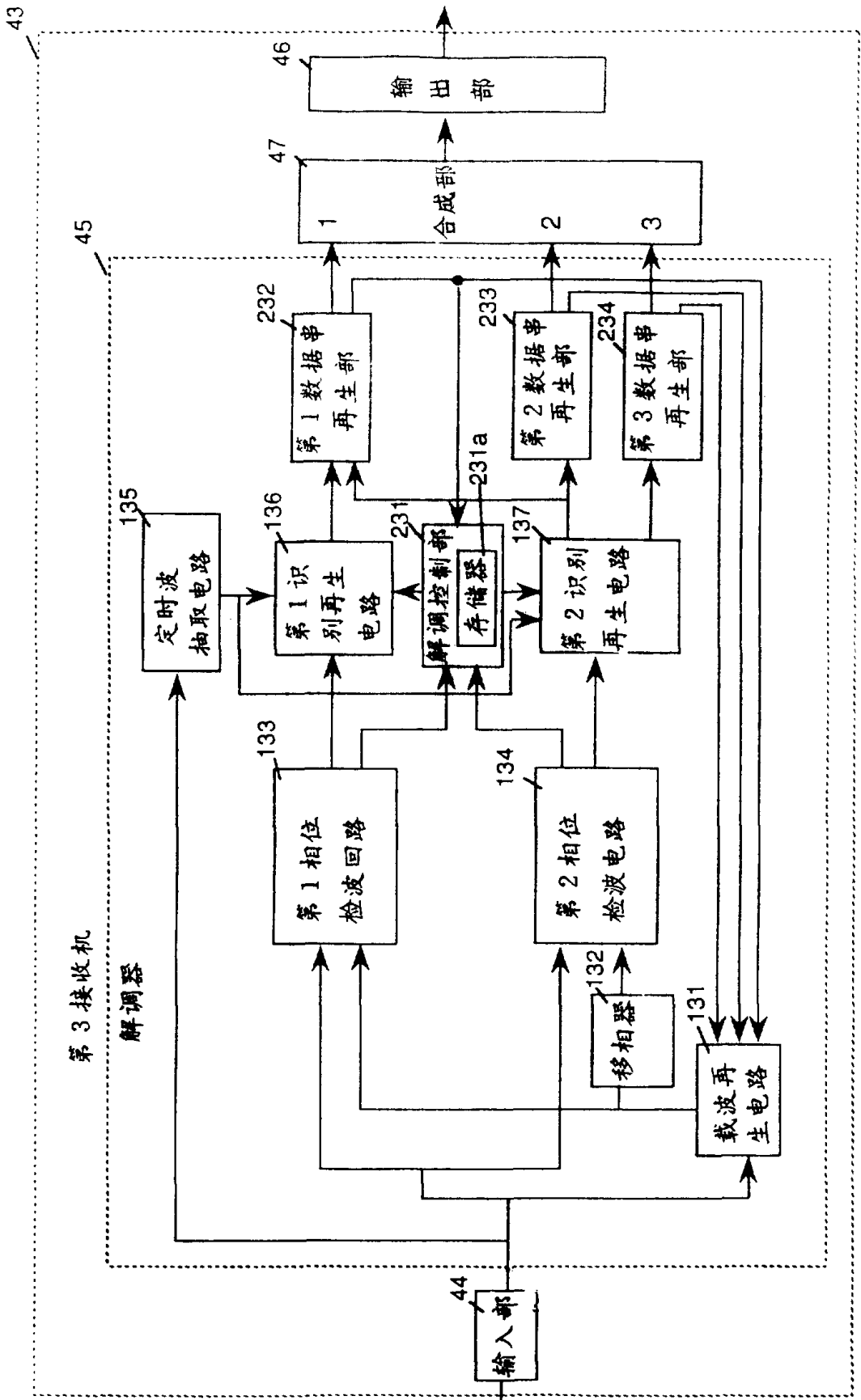


图 26

图 27

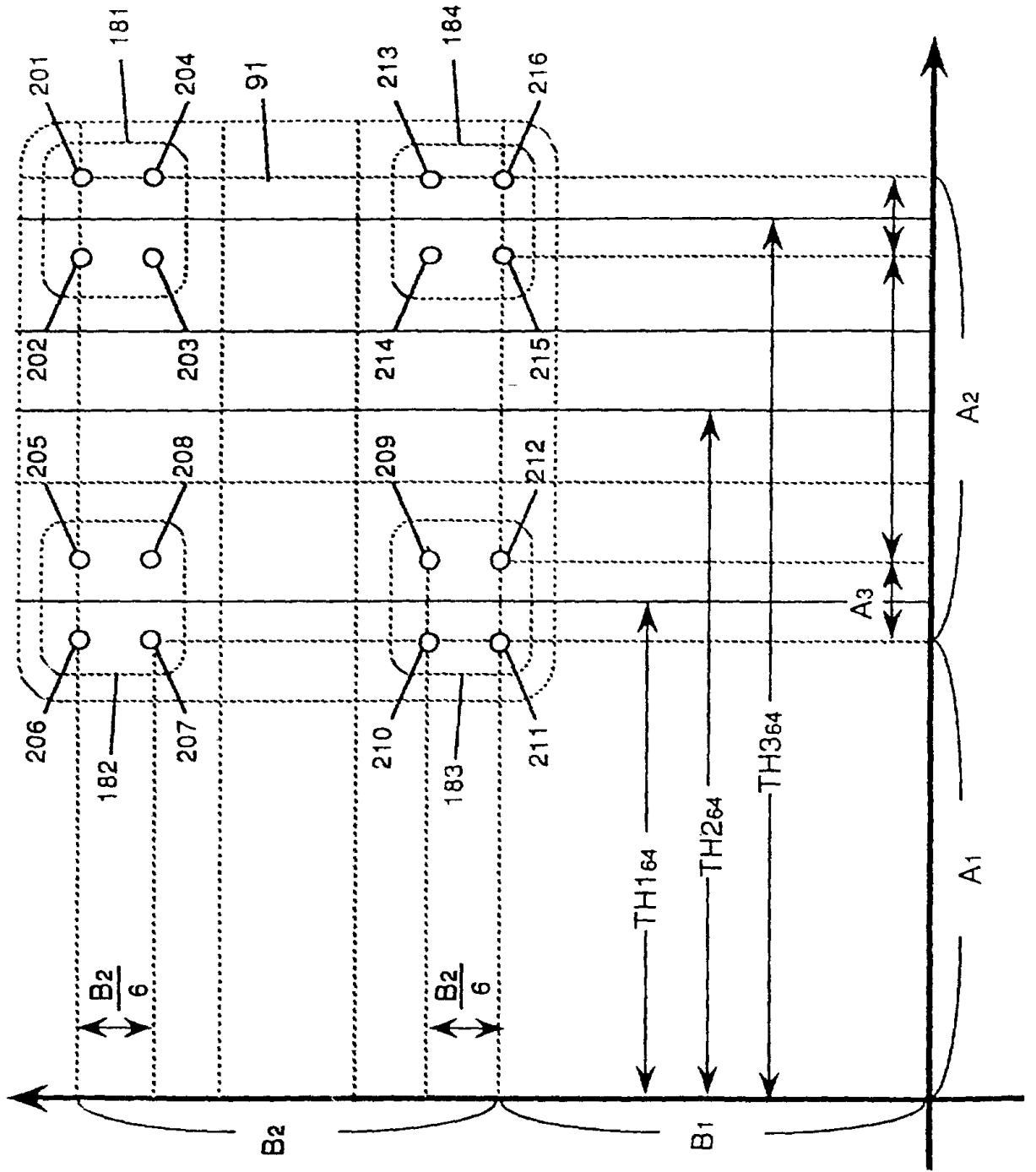


图 28

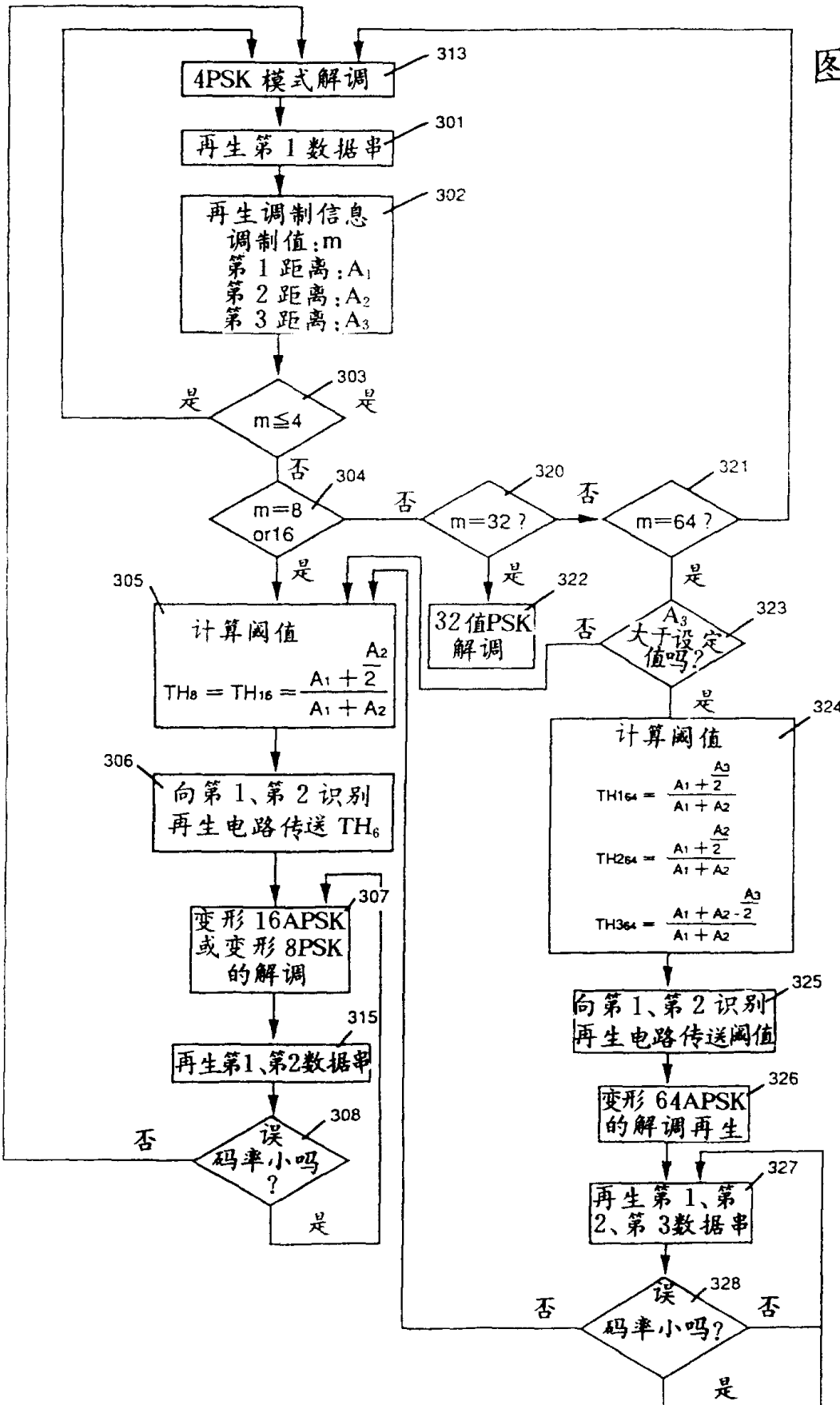


图 29

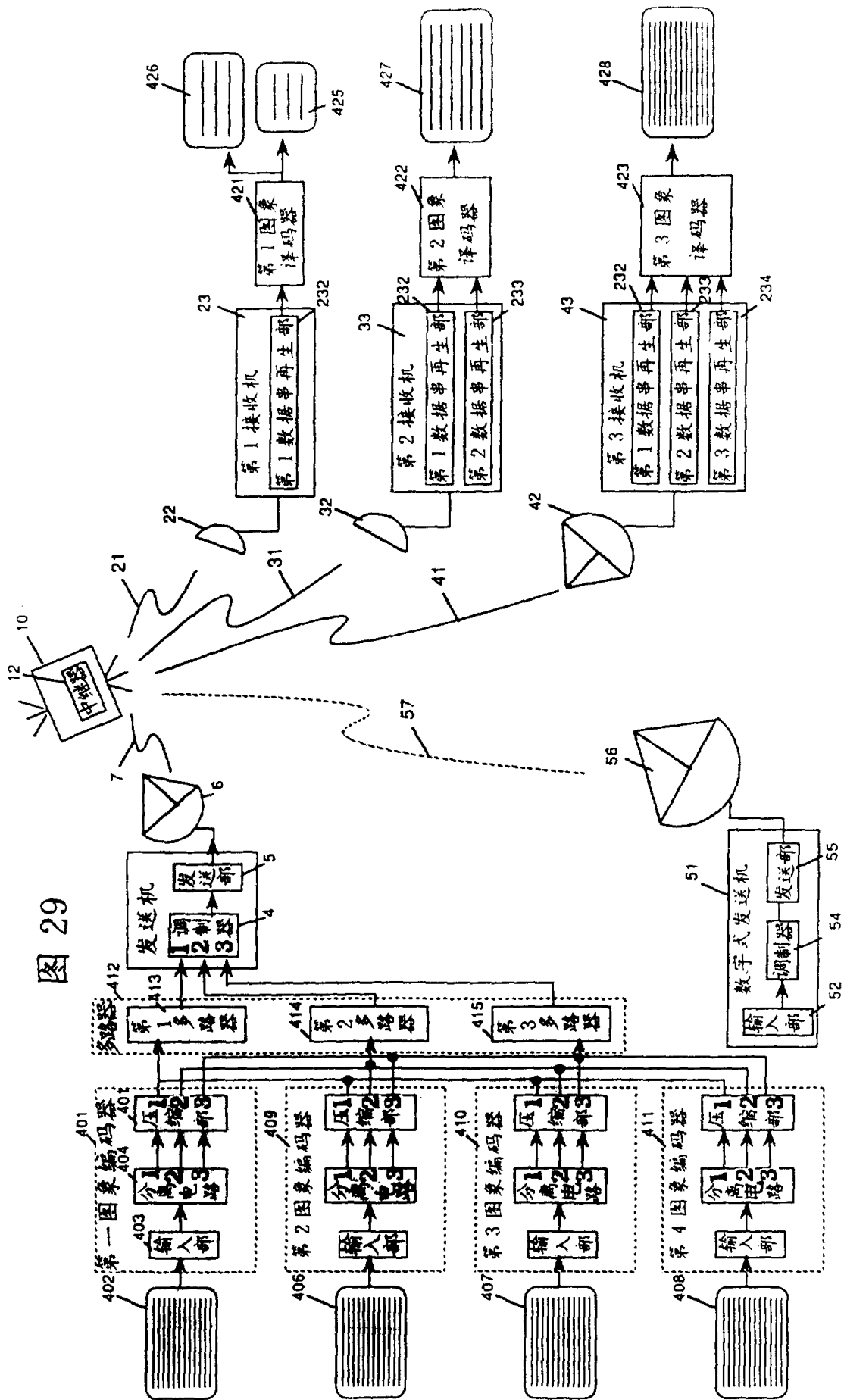


图 30

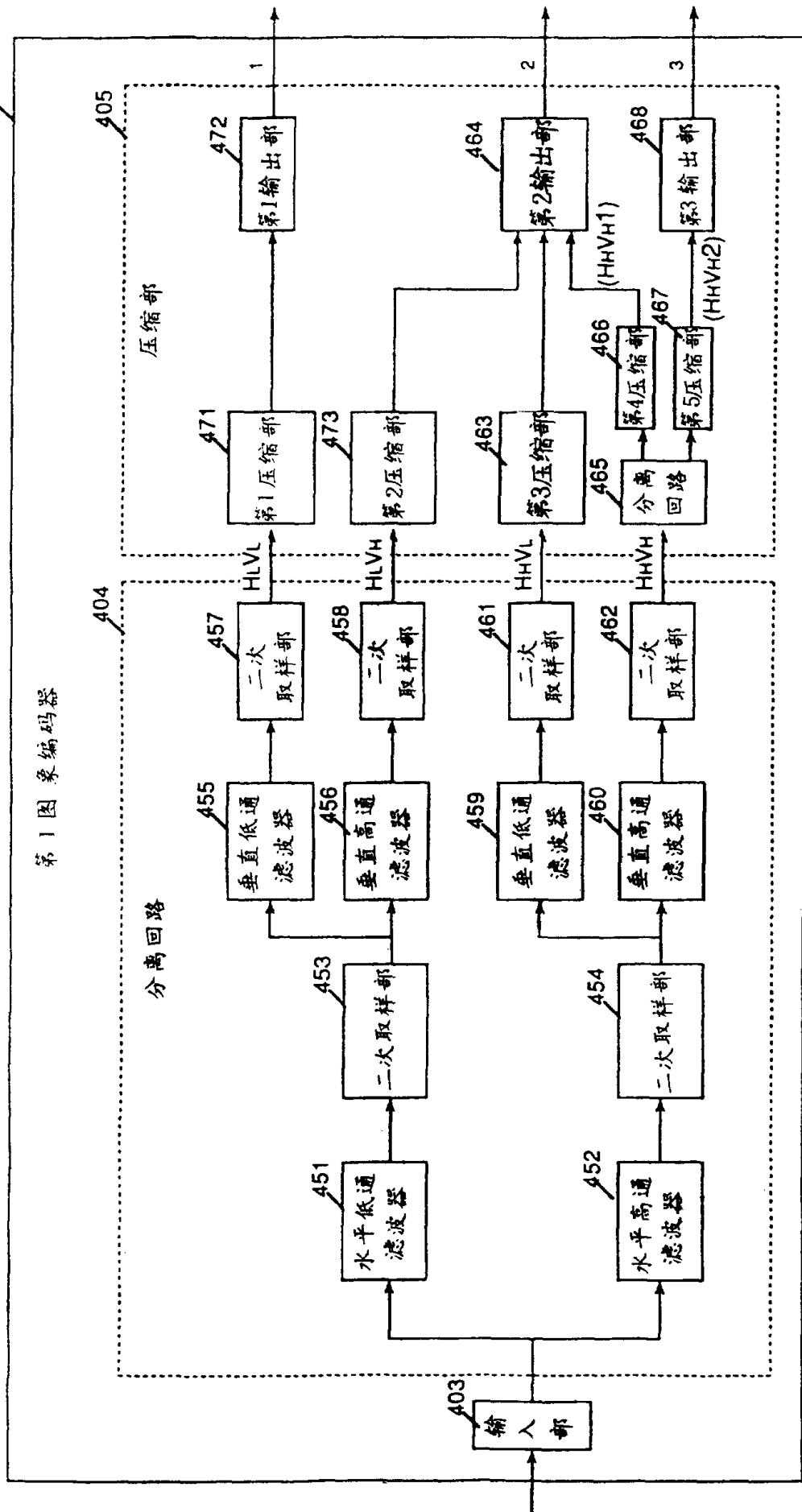


图 31

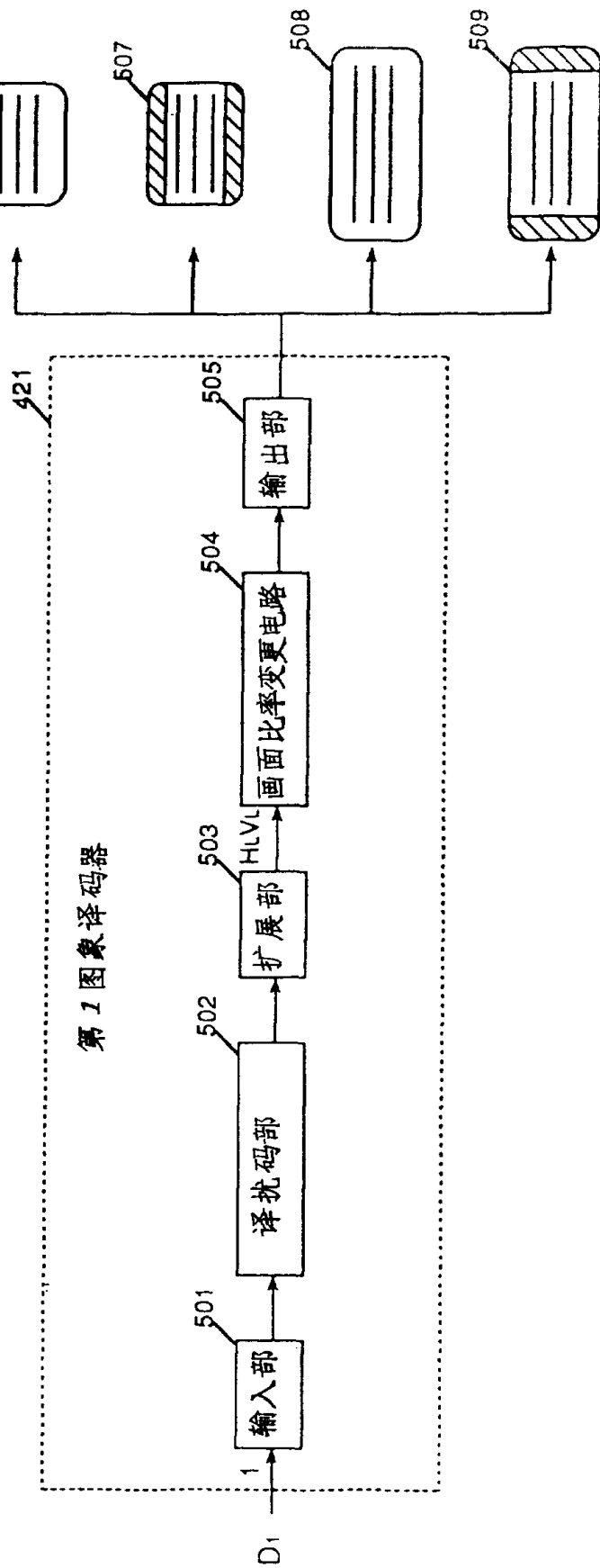


图 32

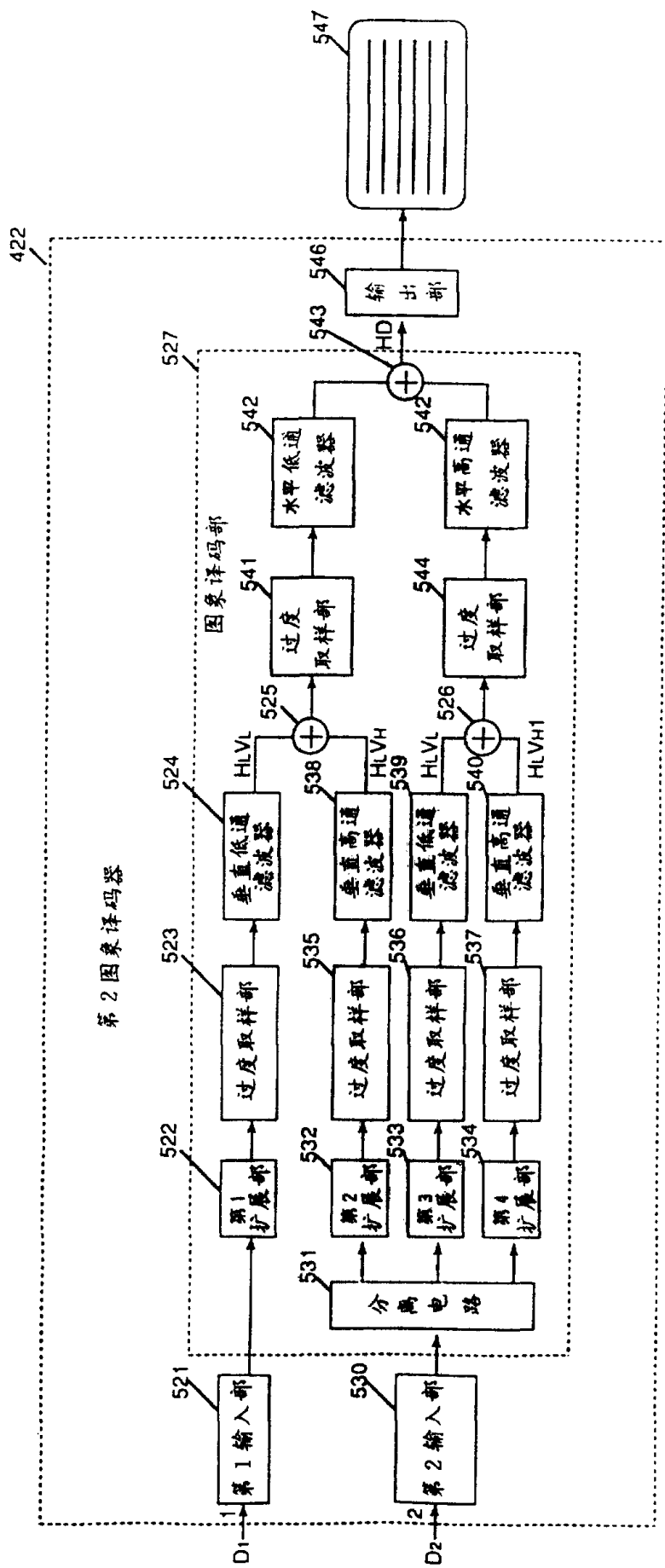


图 33

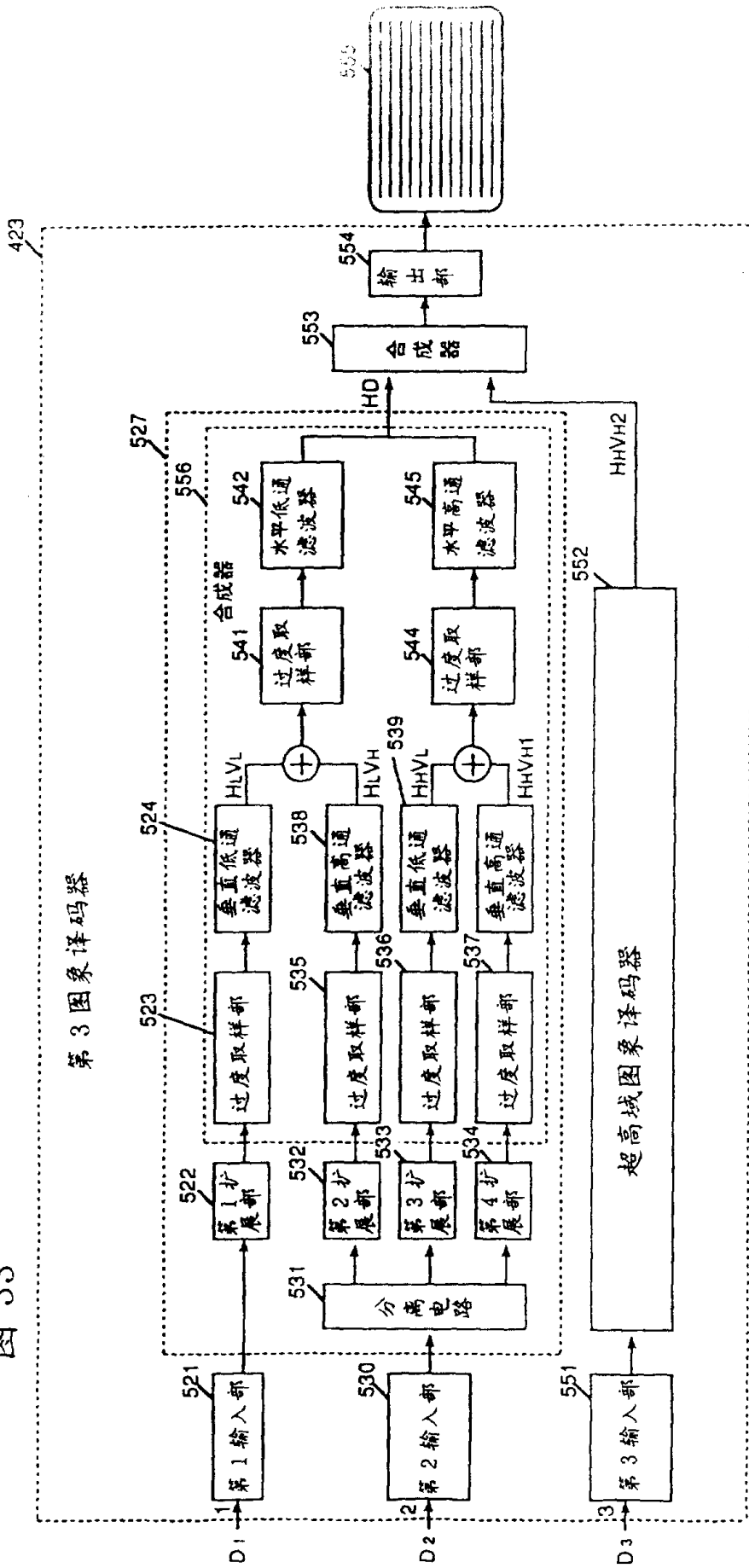
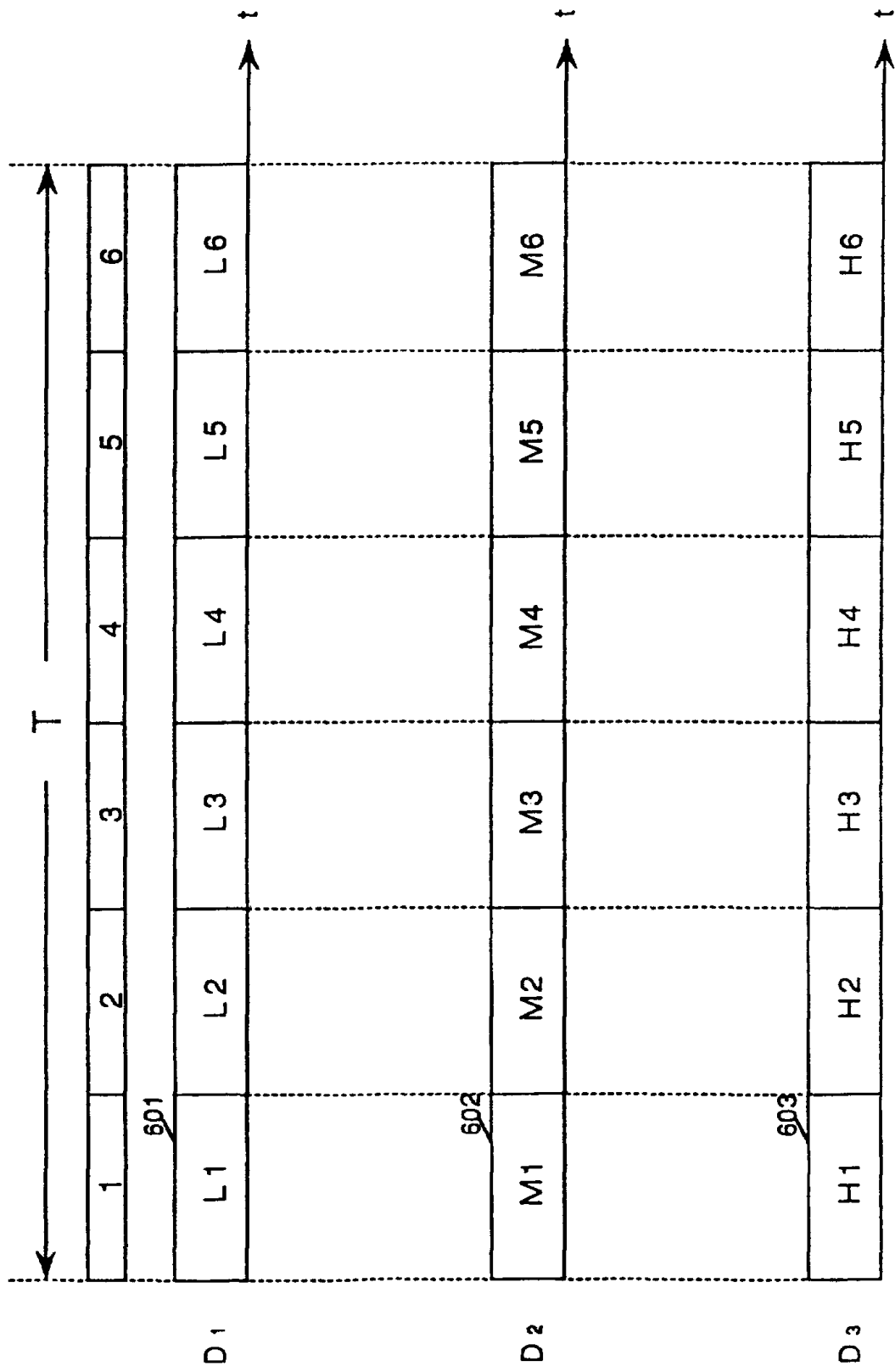


图 34



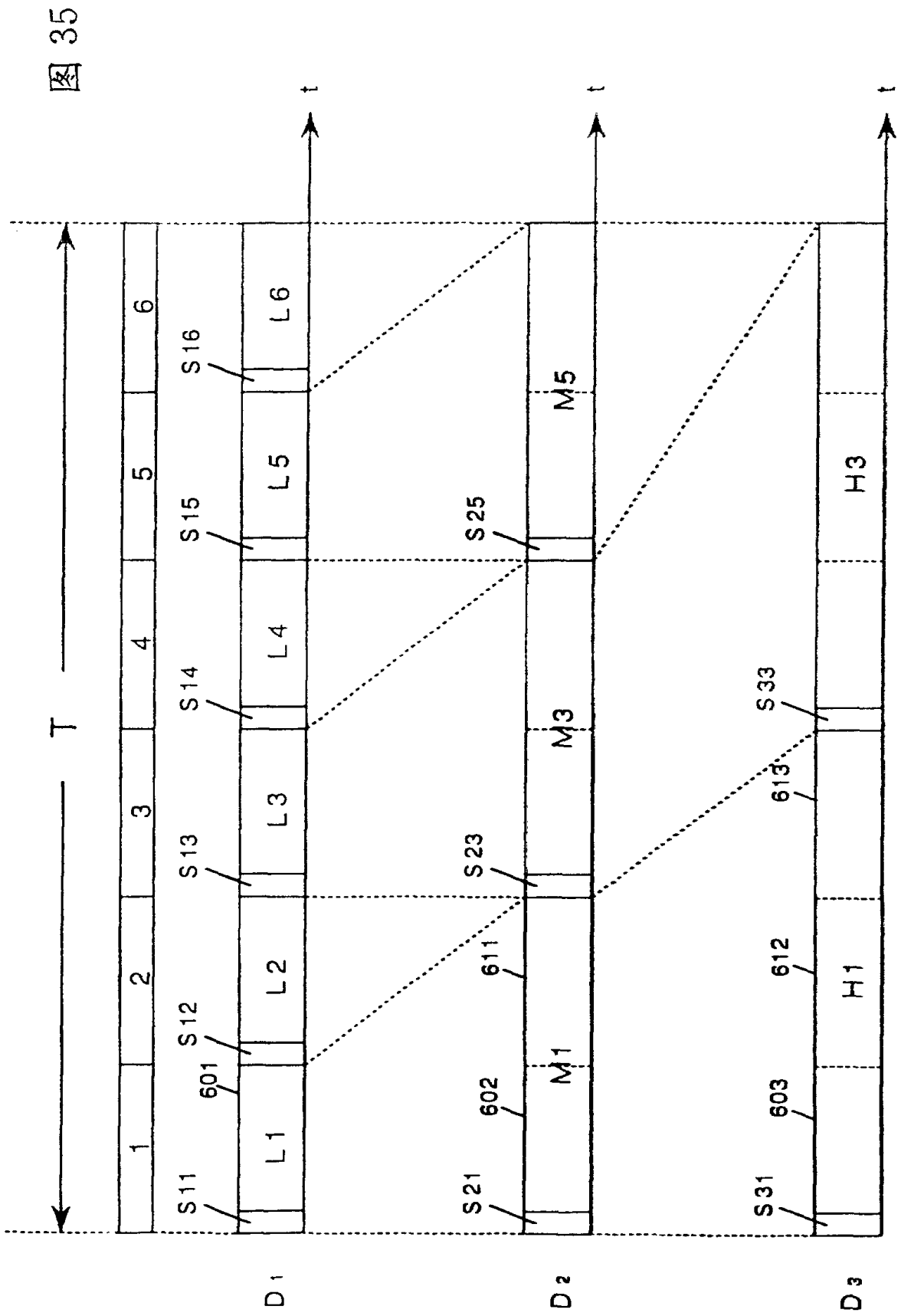


图 36

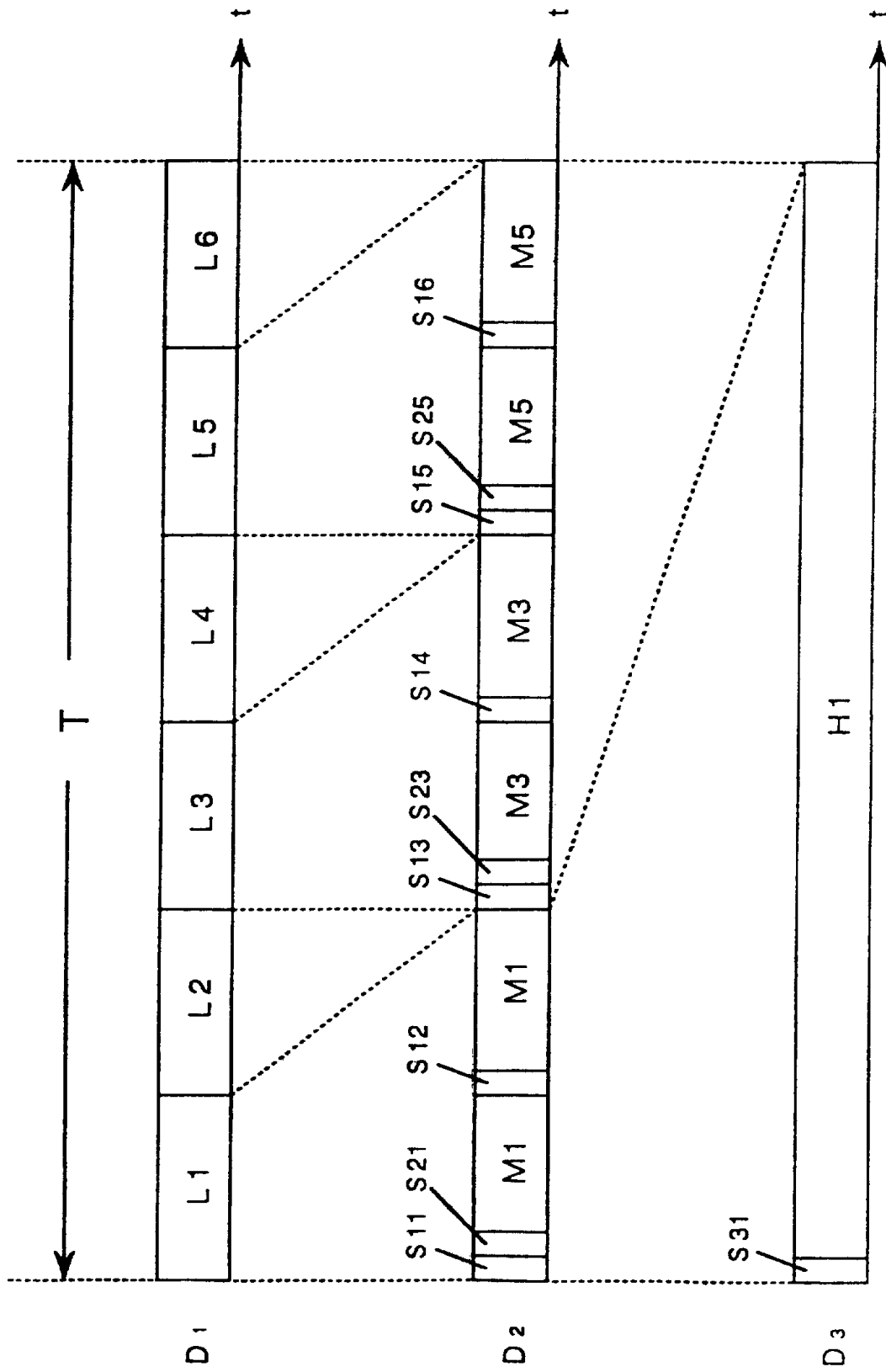


图 37

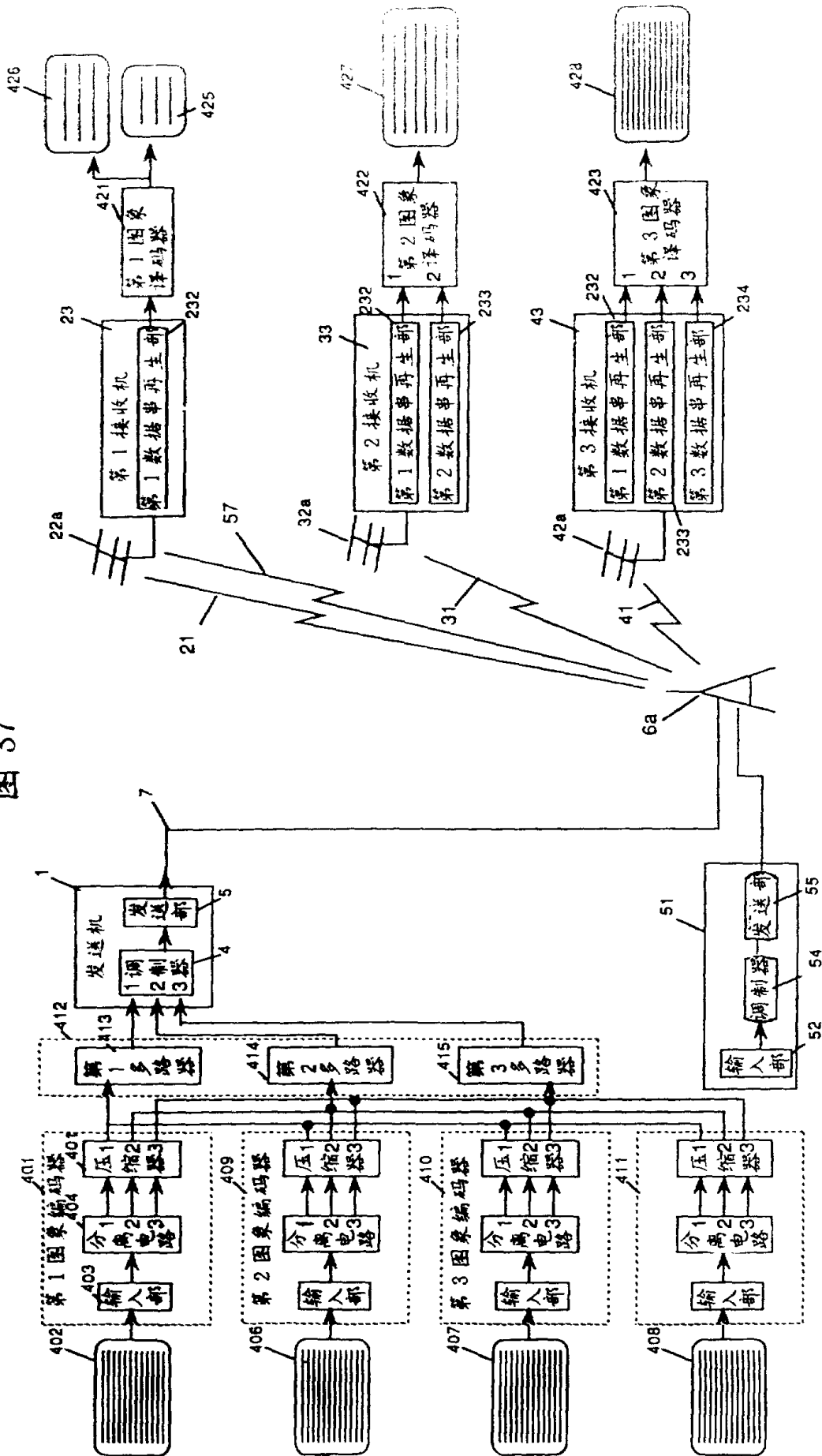


图 38

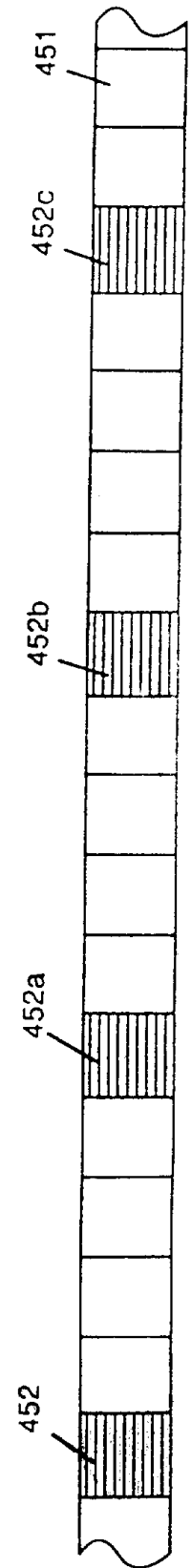
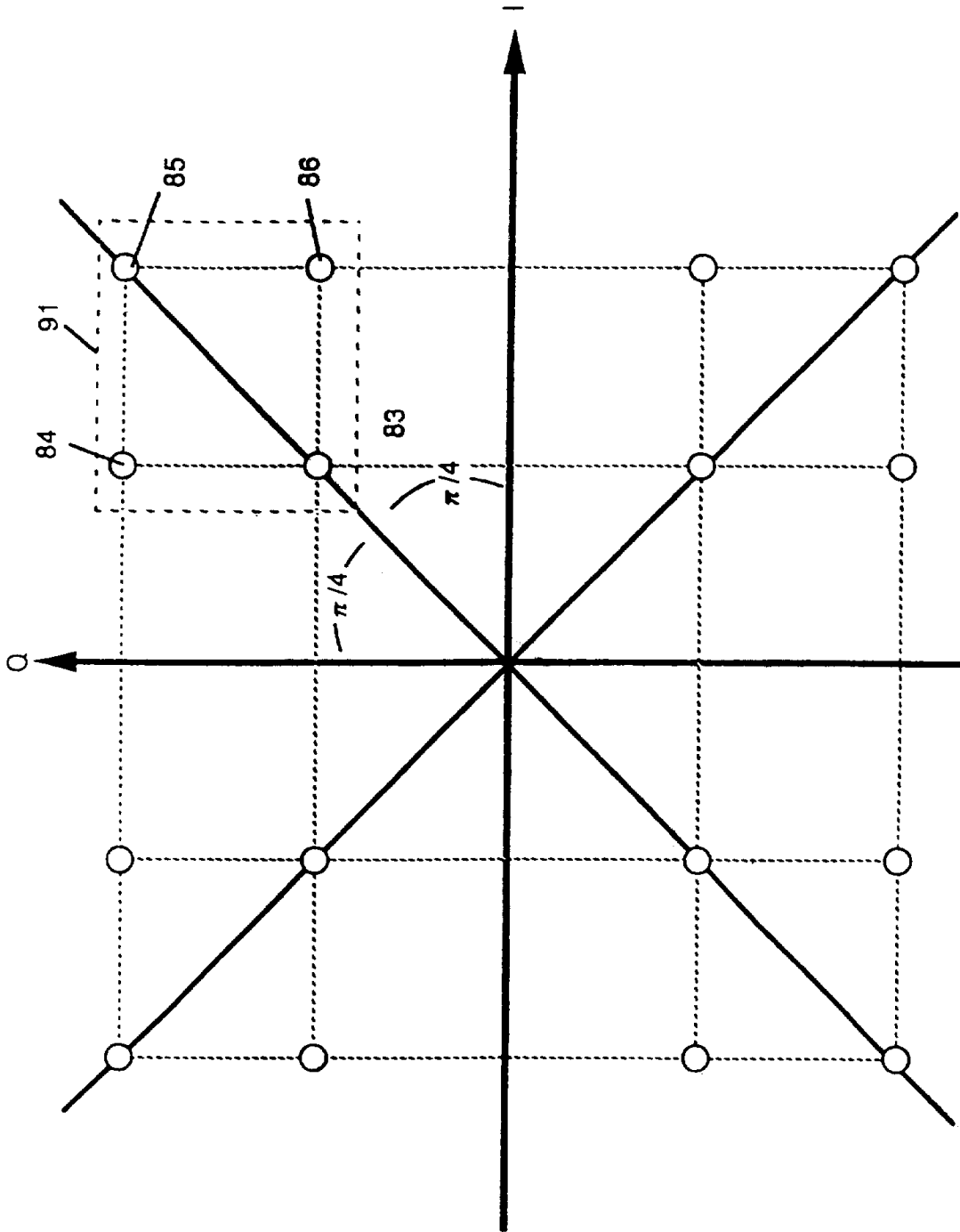


图 39

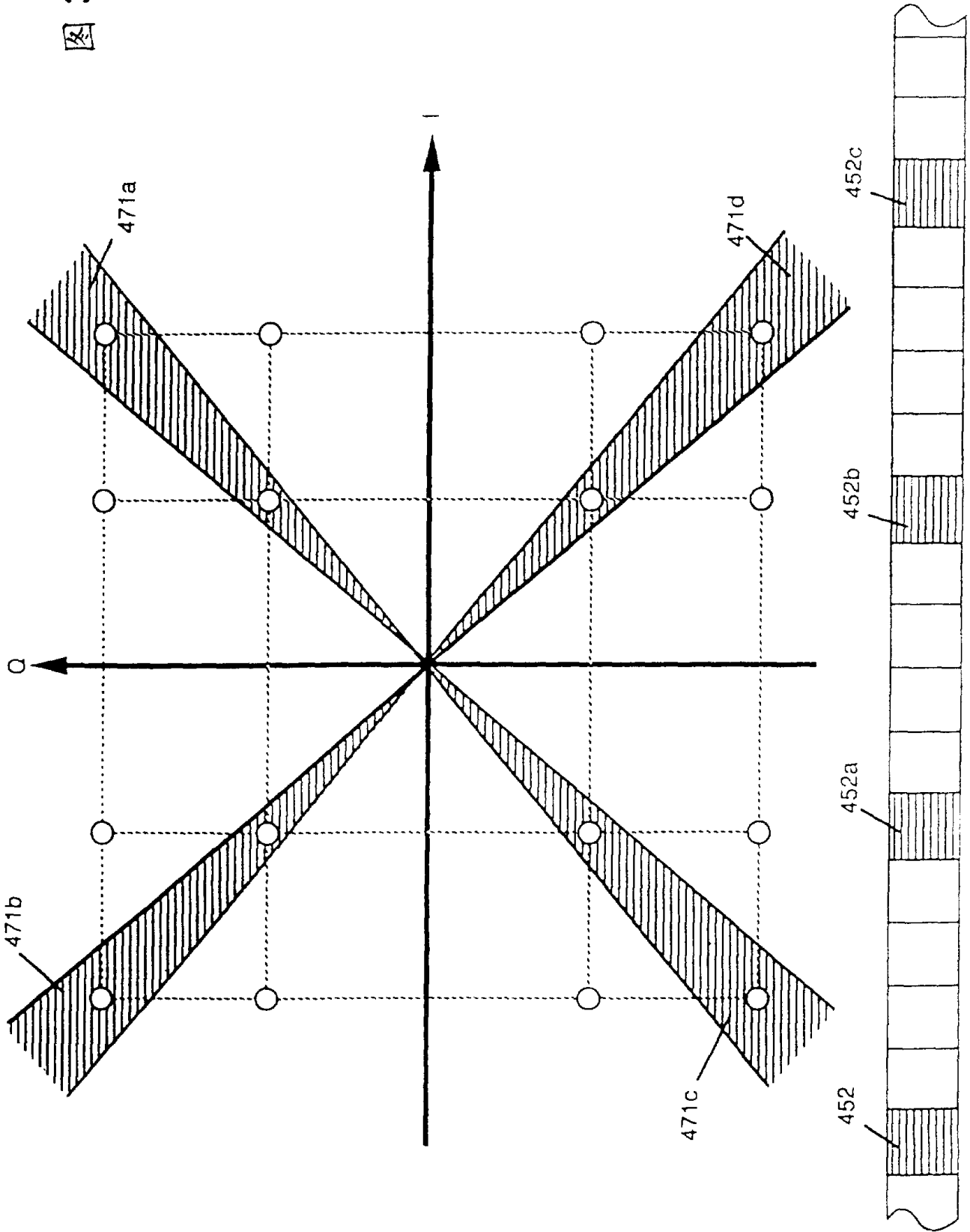


图 40

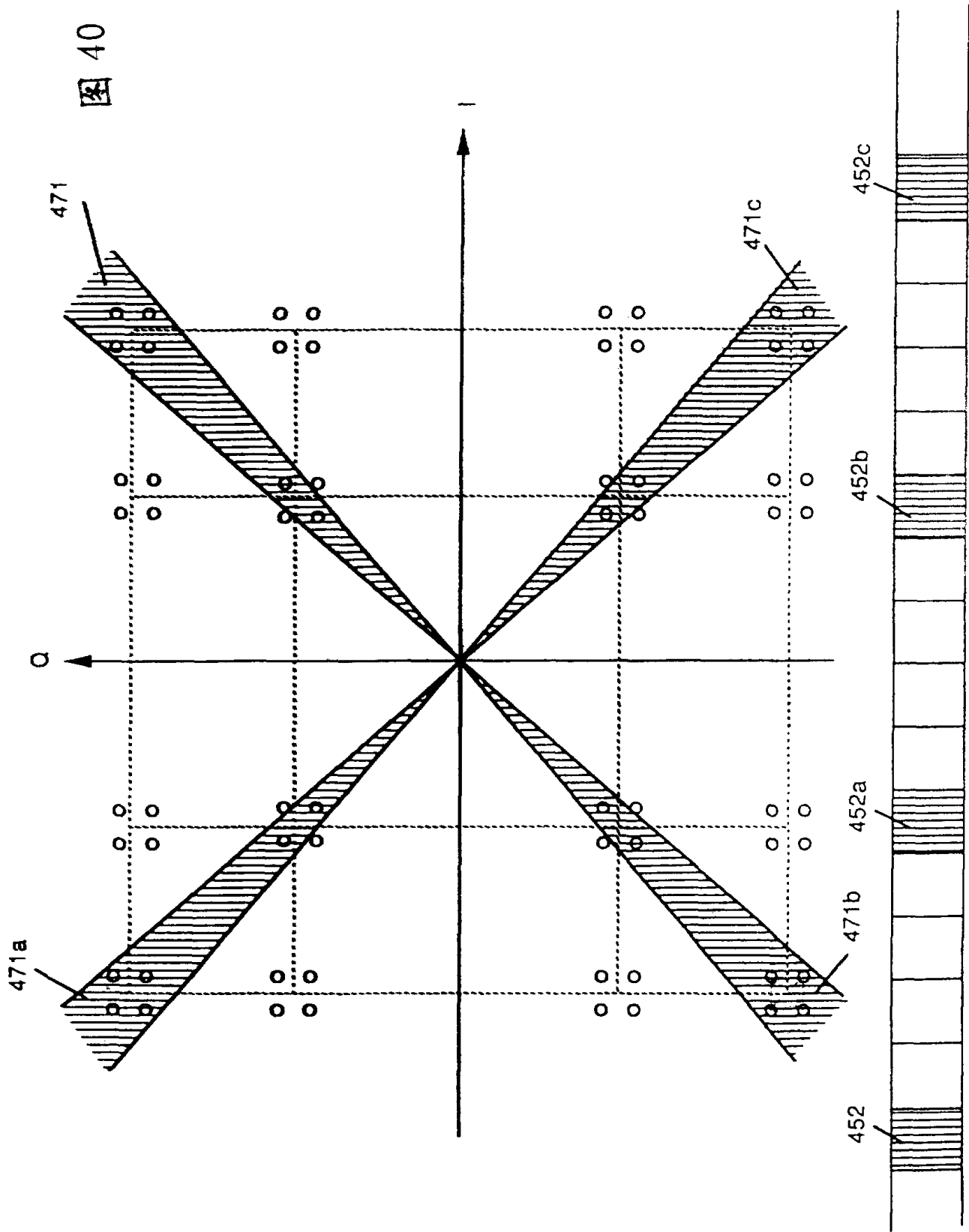


图 42

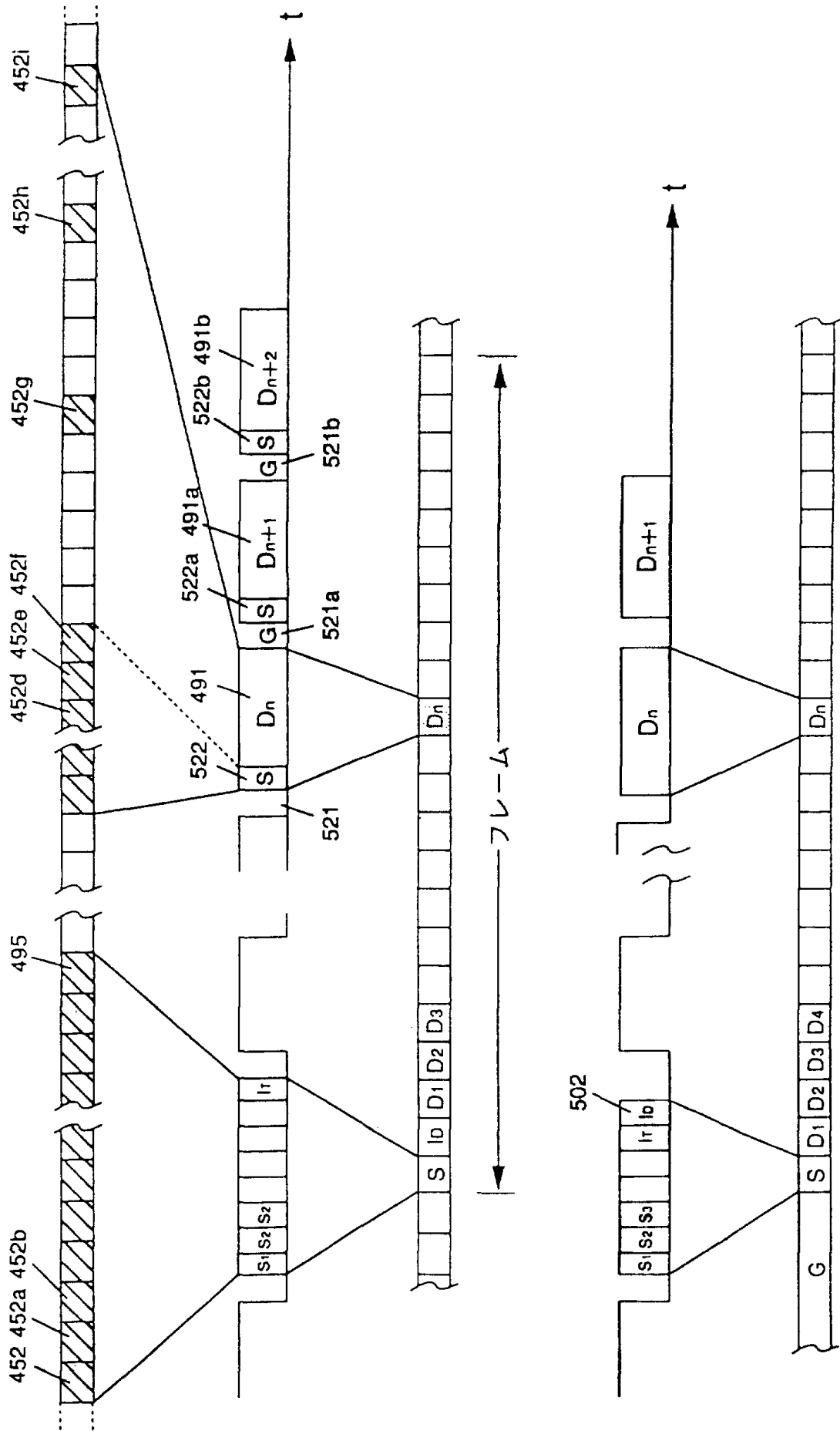


图 43

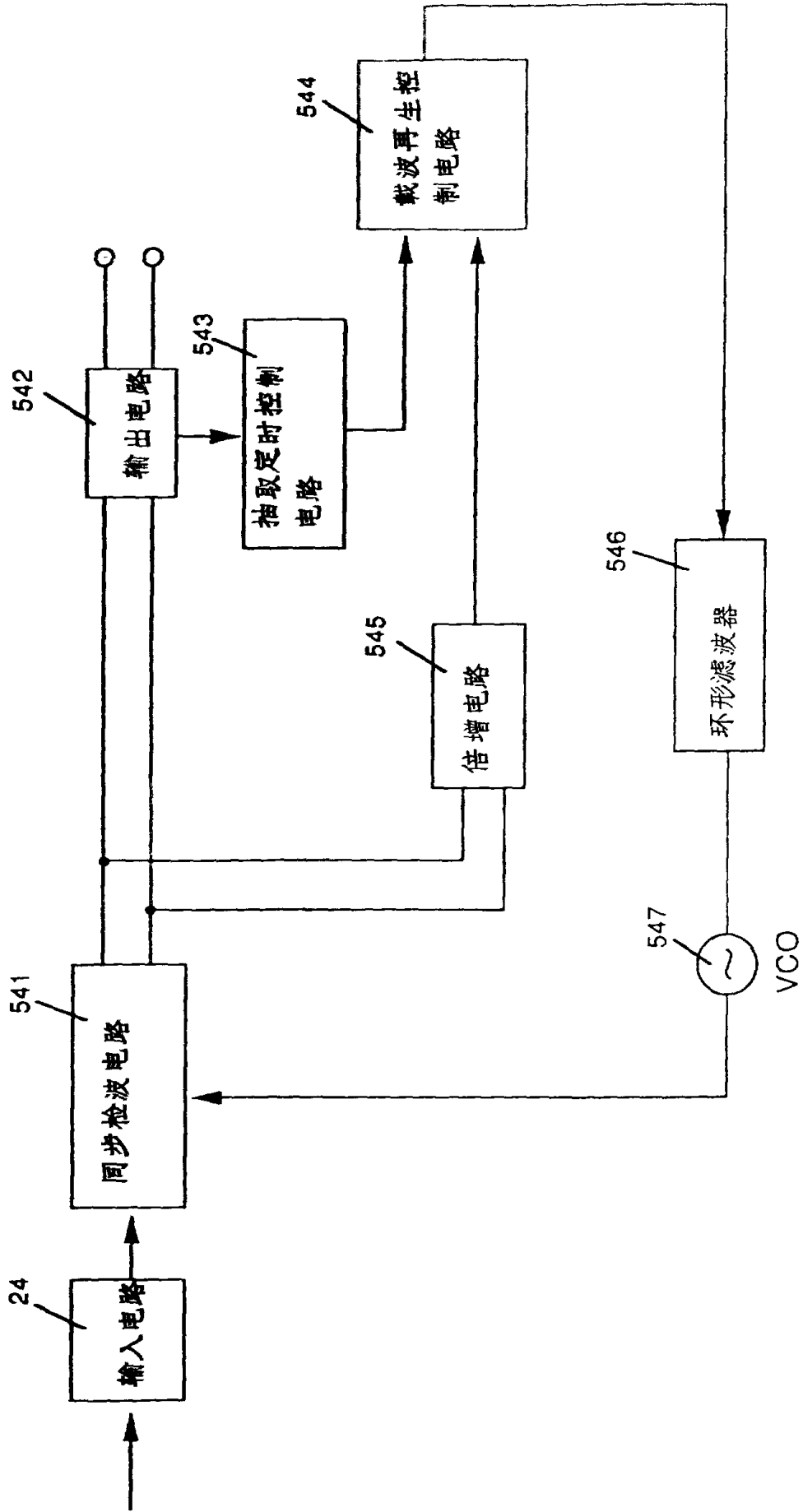


图 44

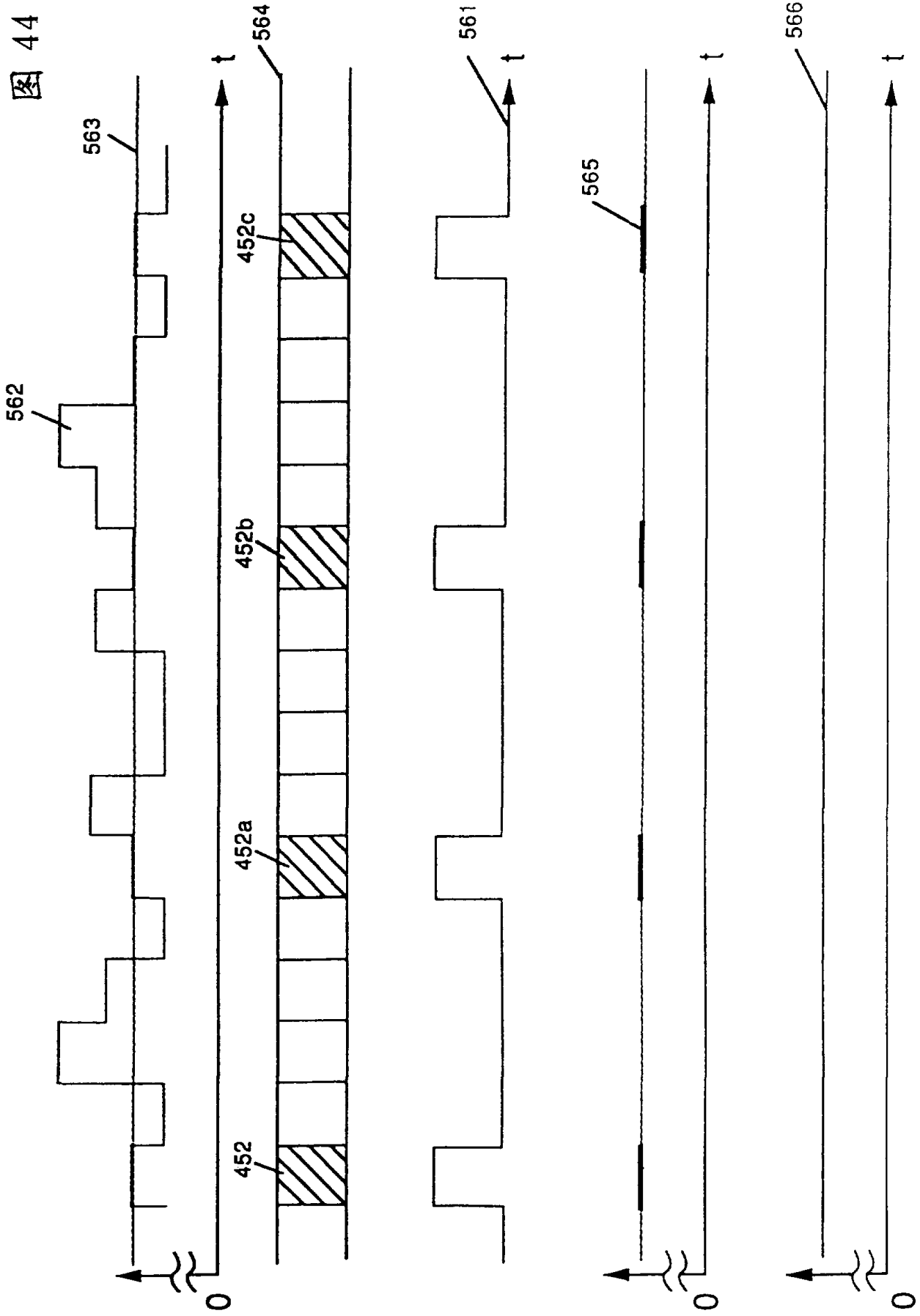
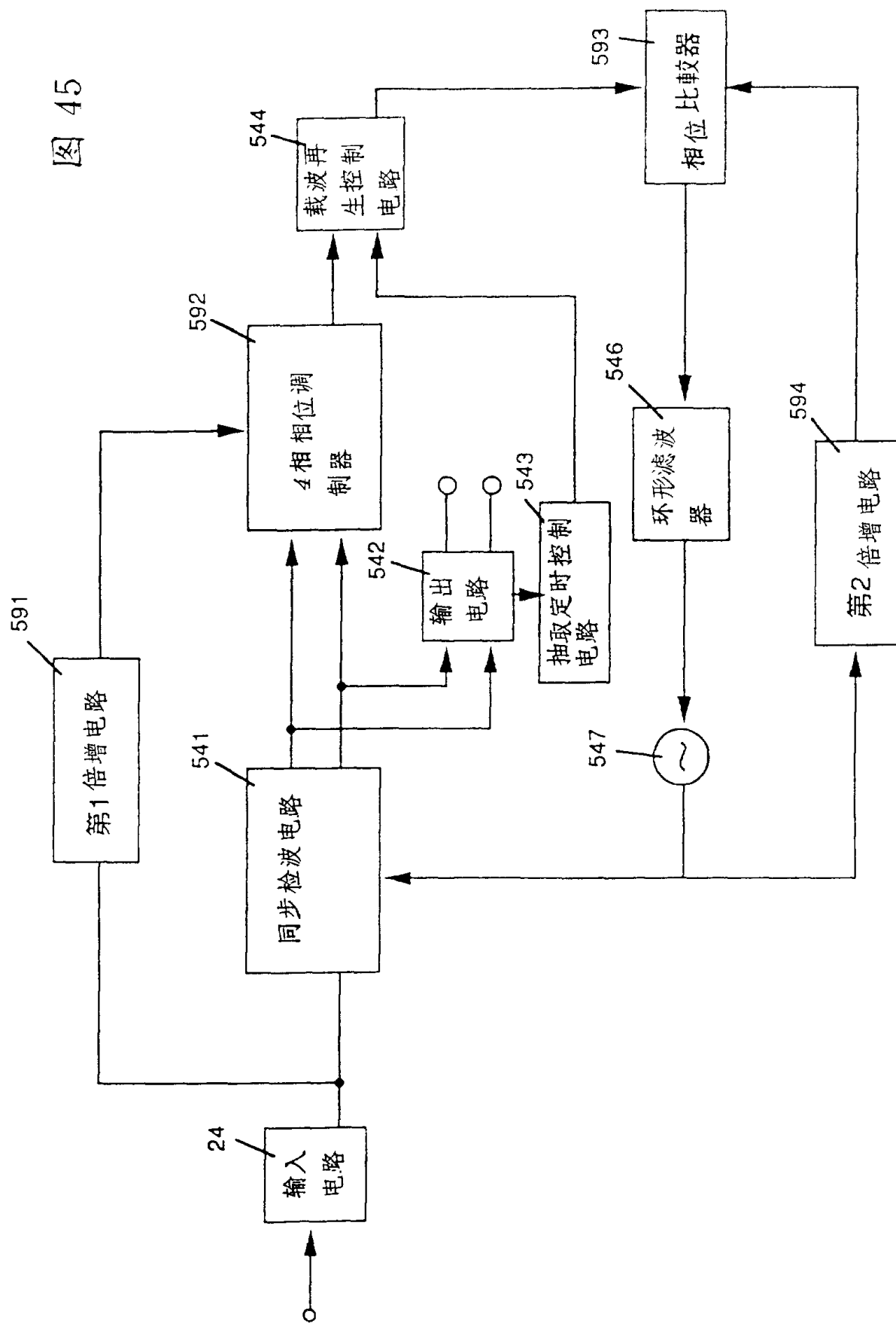


图 45



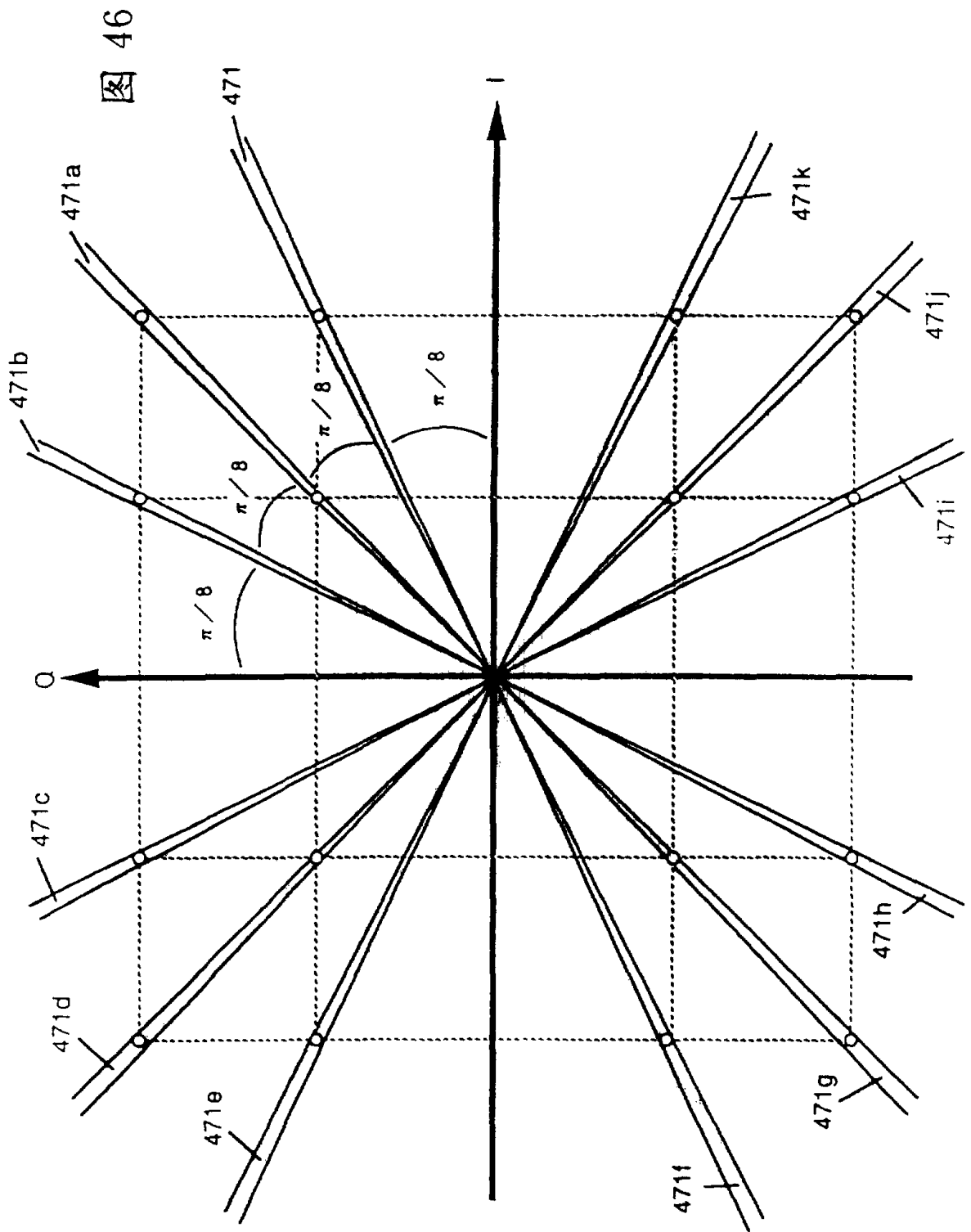


图 46

图 47

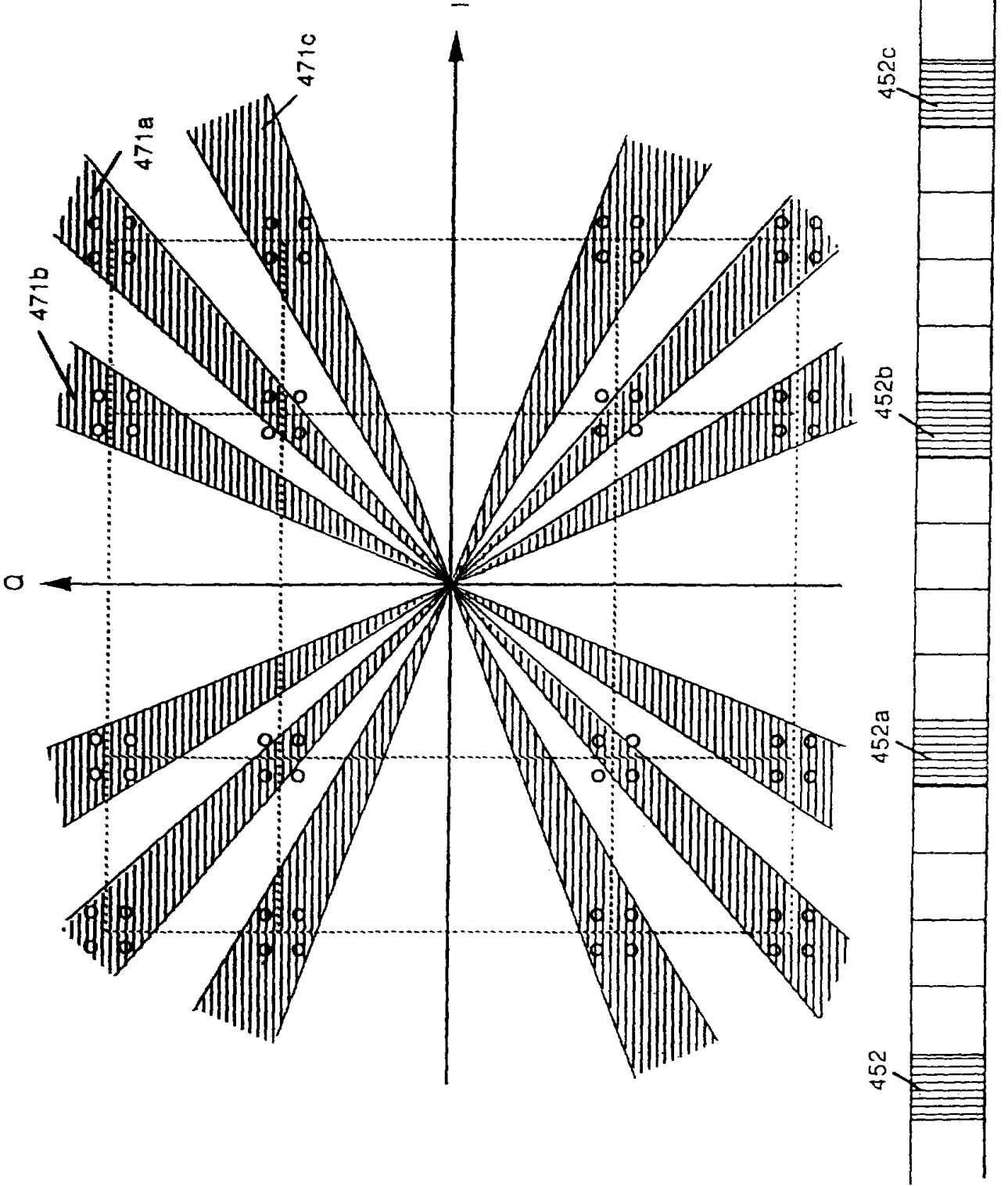


图 48

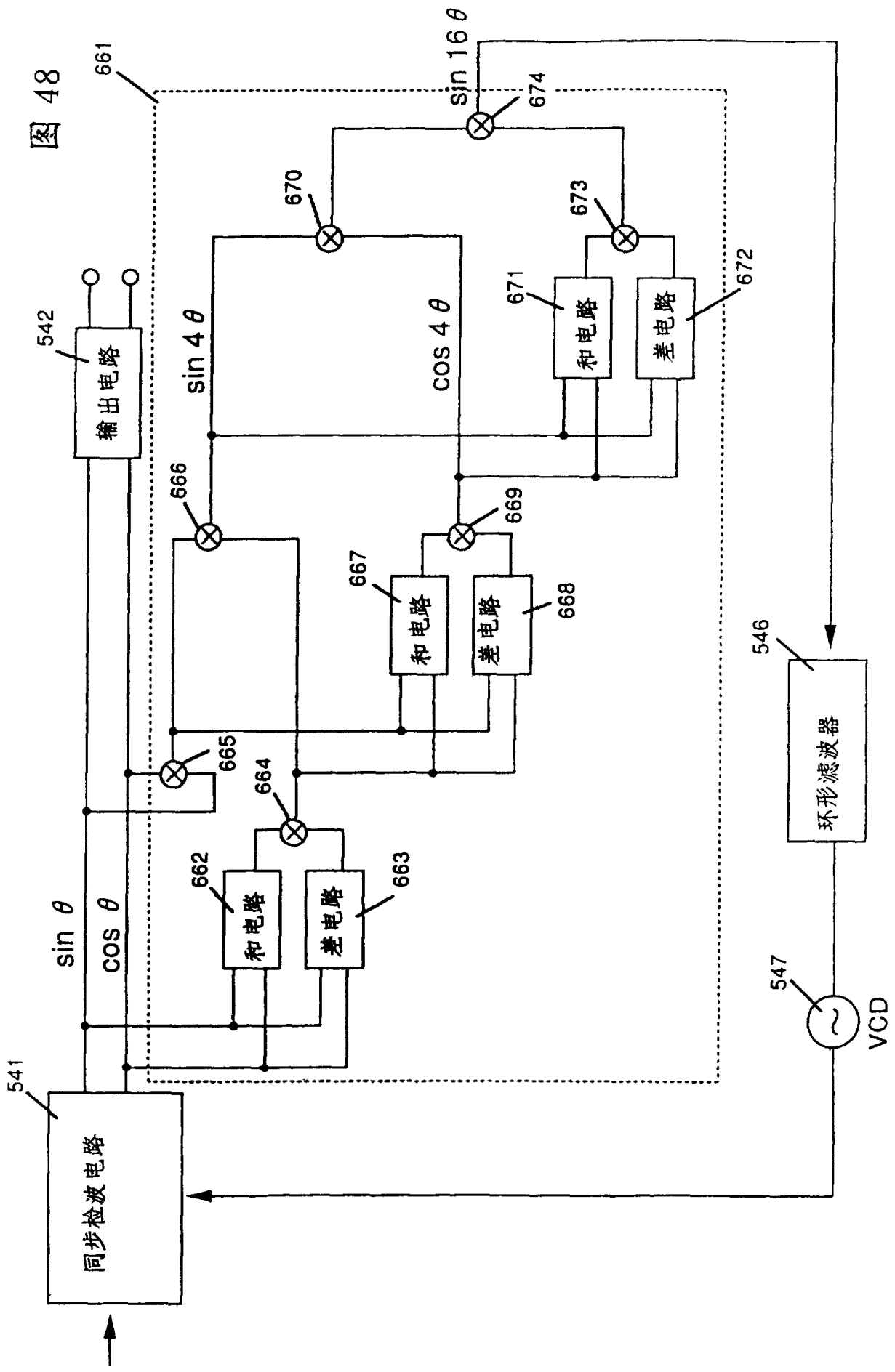


图 49

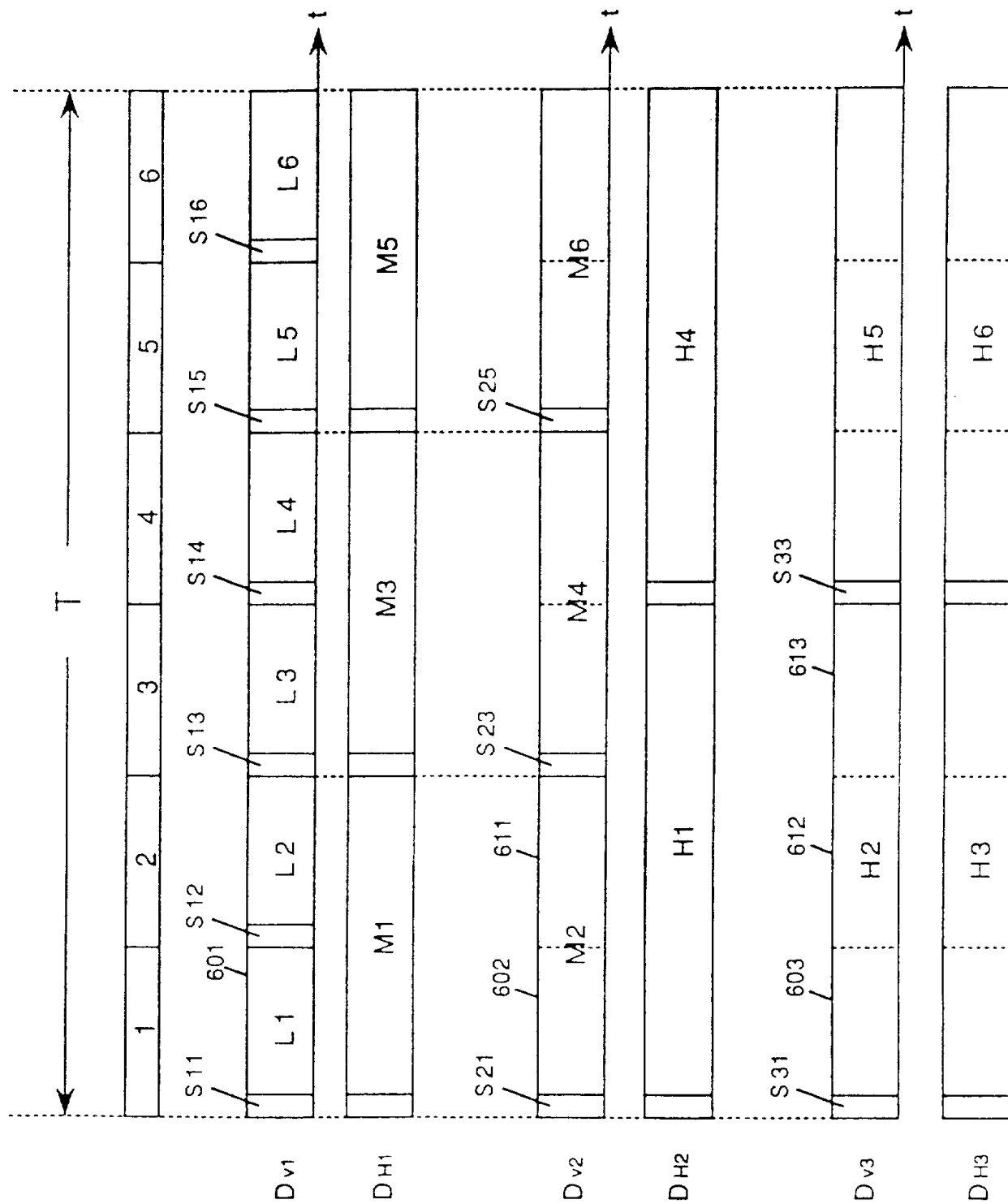


图 50

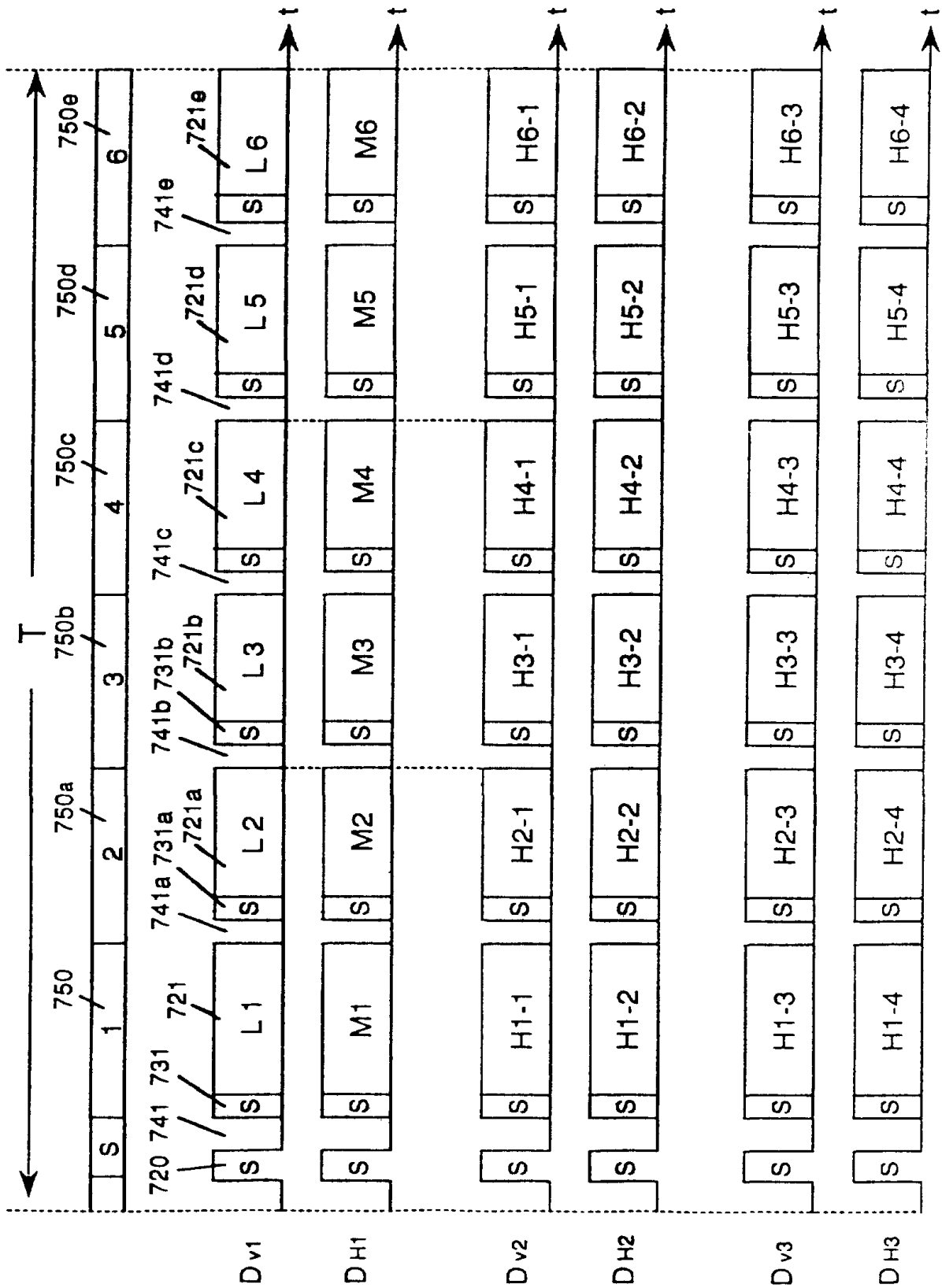


图 51

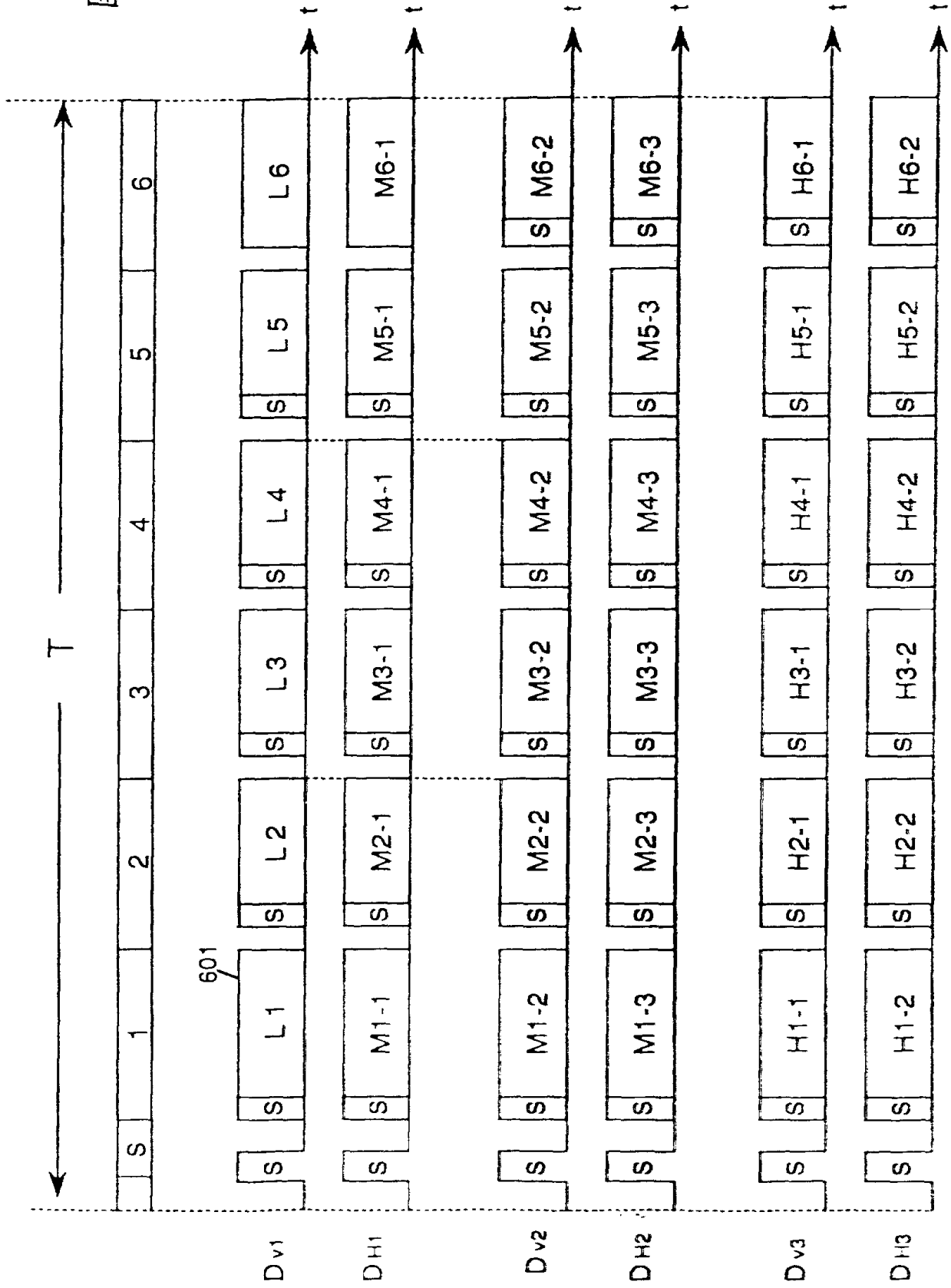


图 52

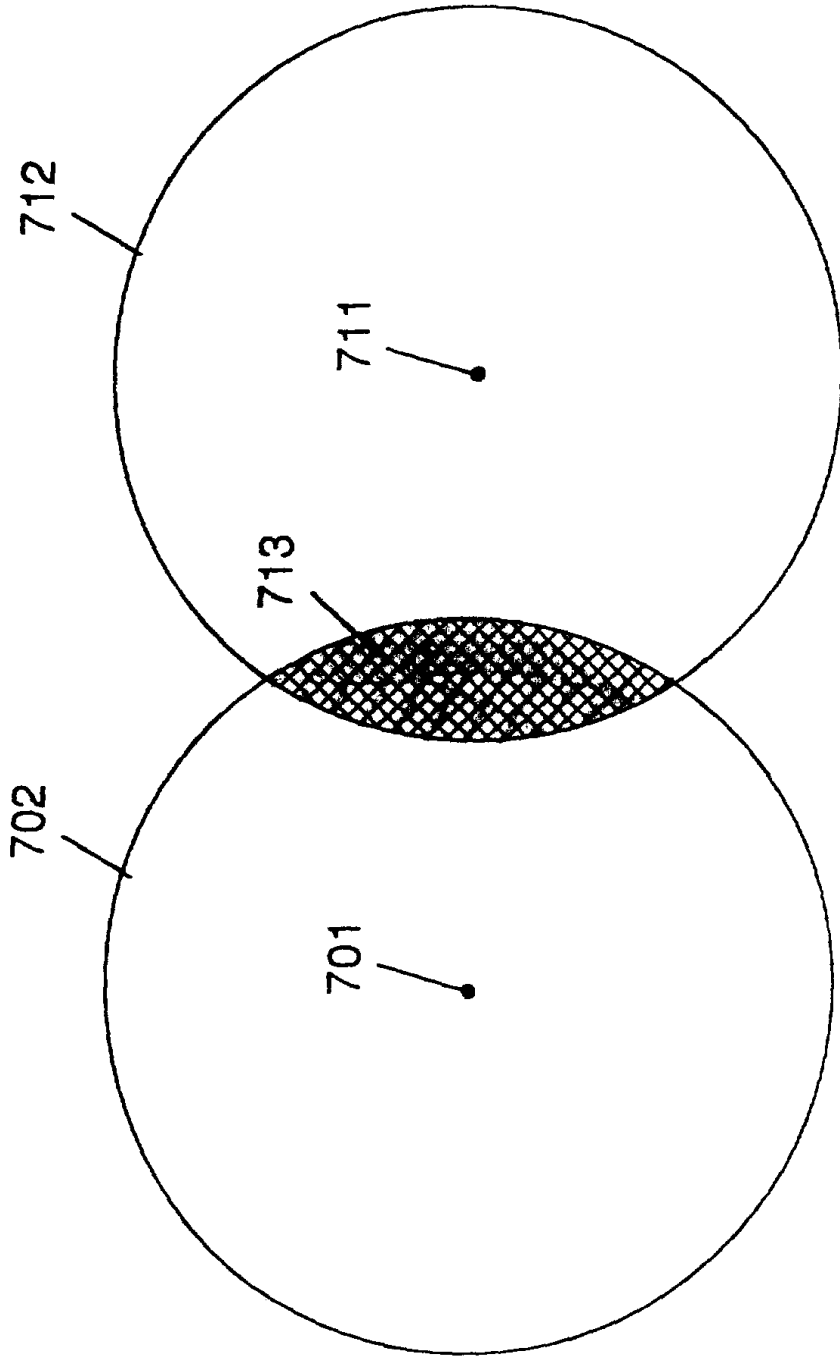


图 53

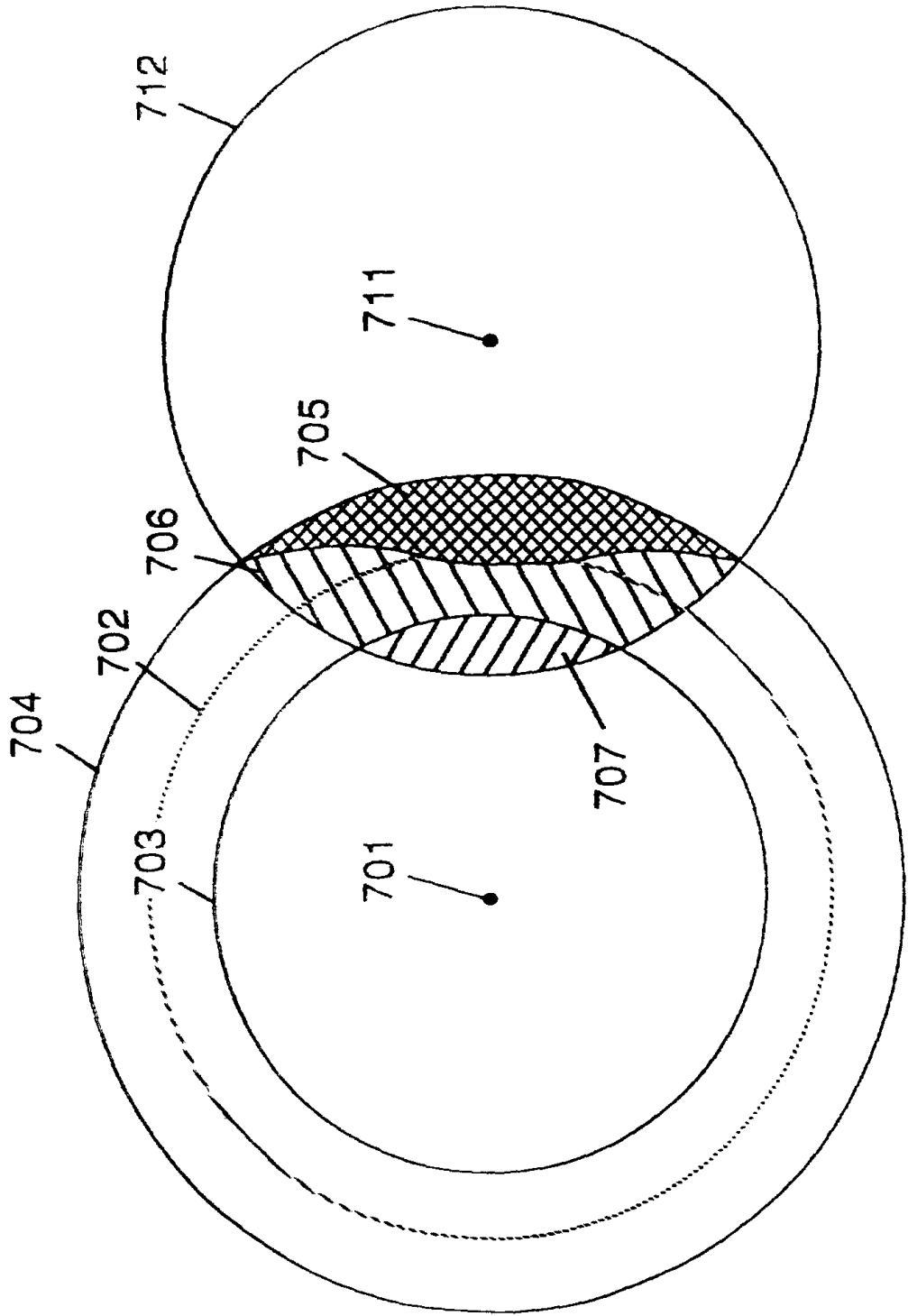


图 54

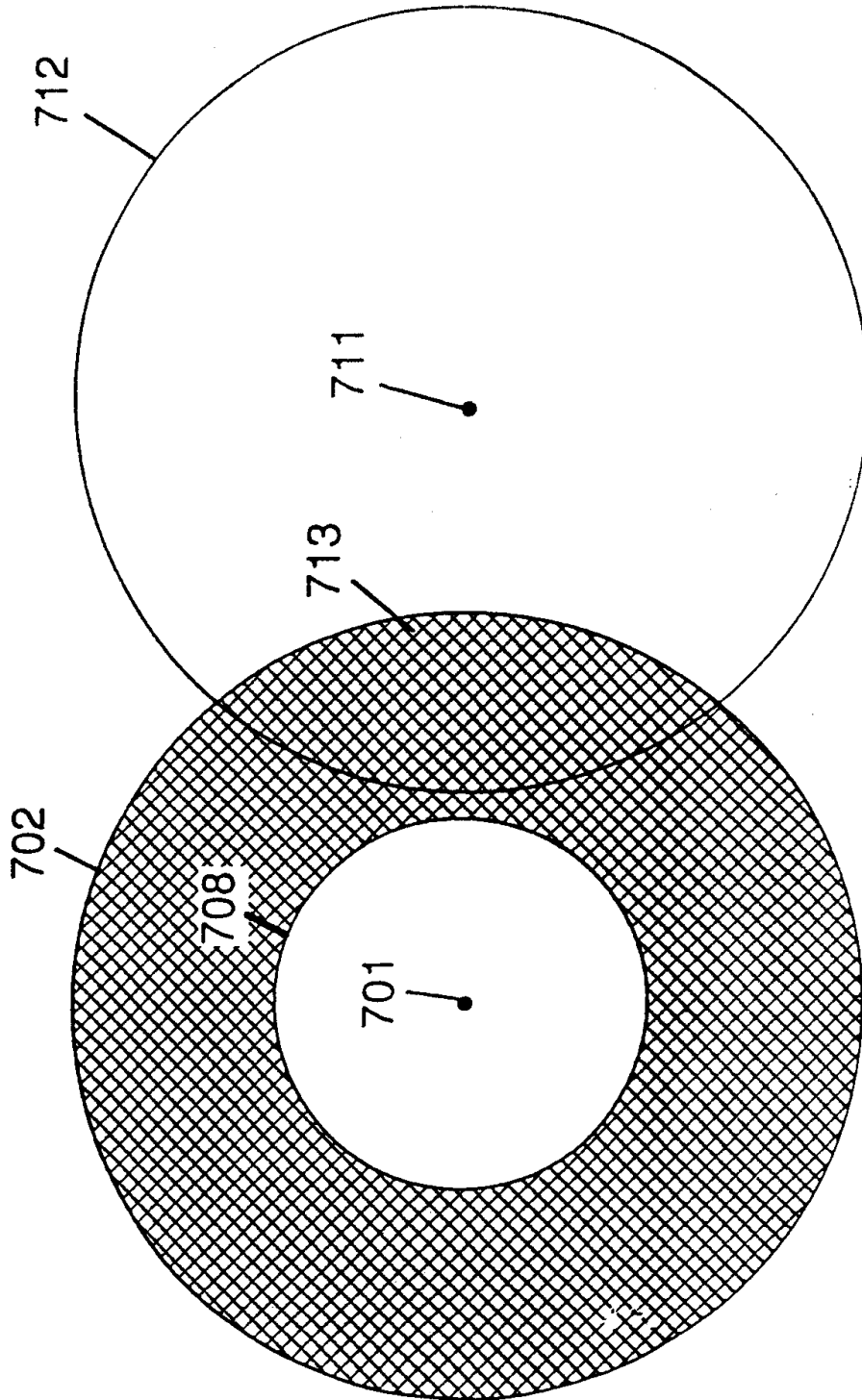


图 55

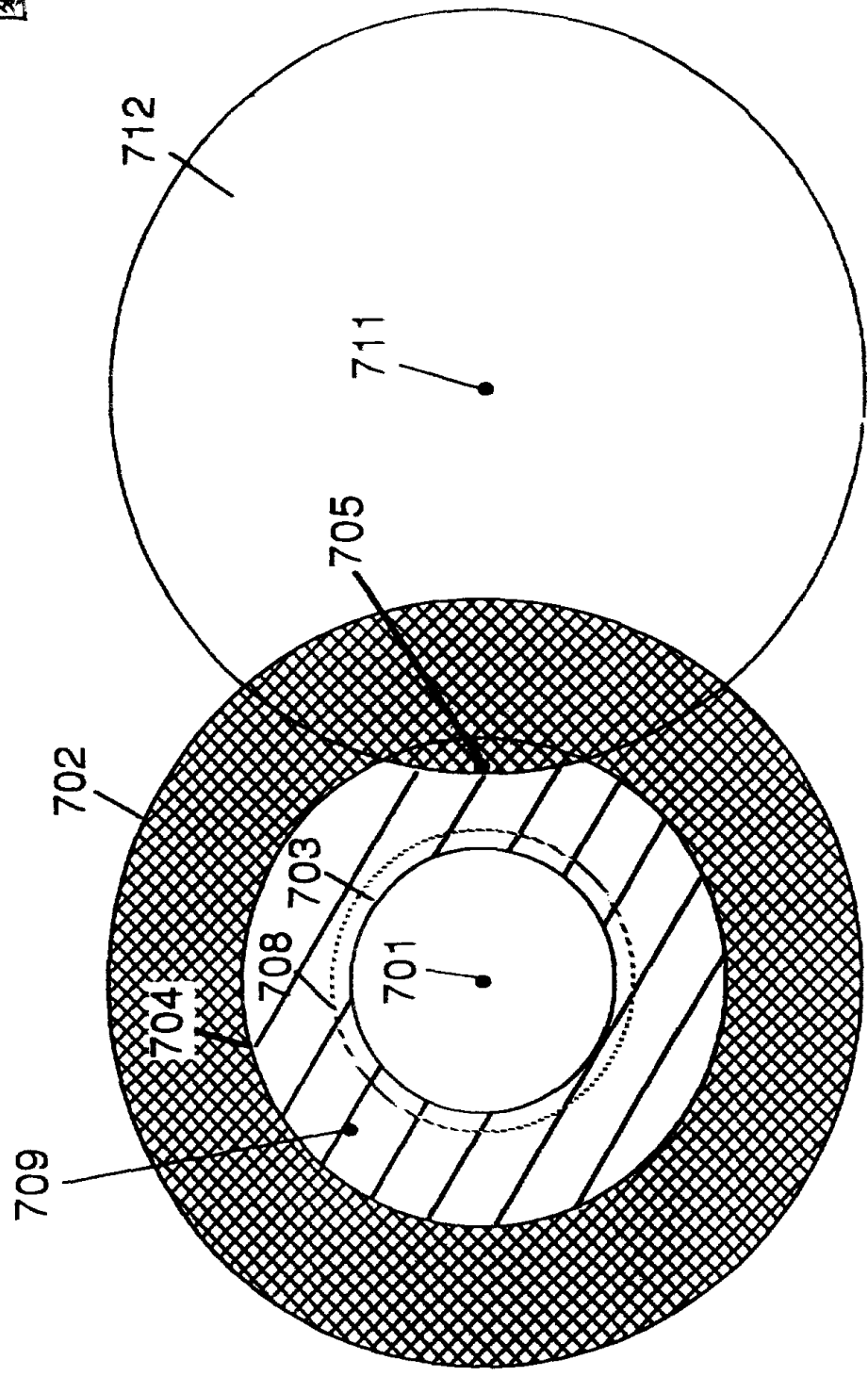
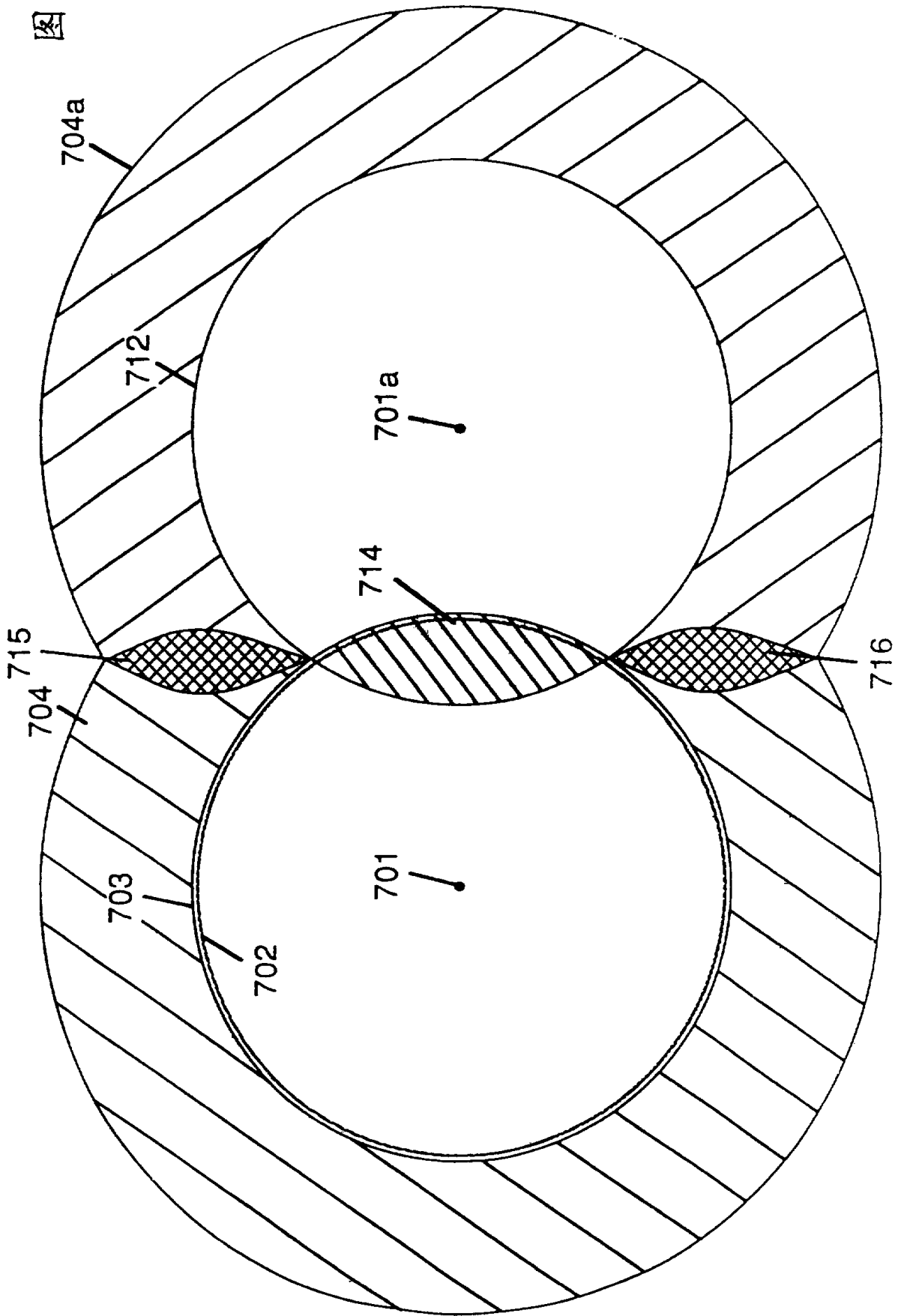


图 56



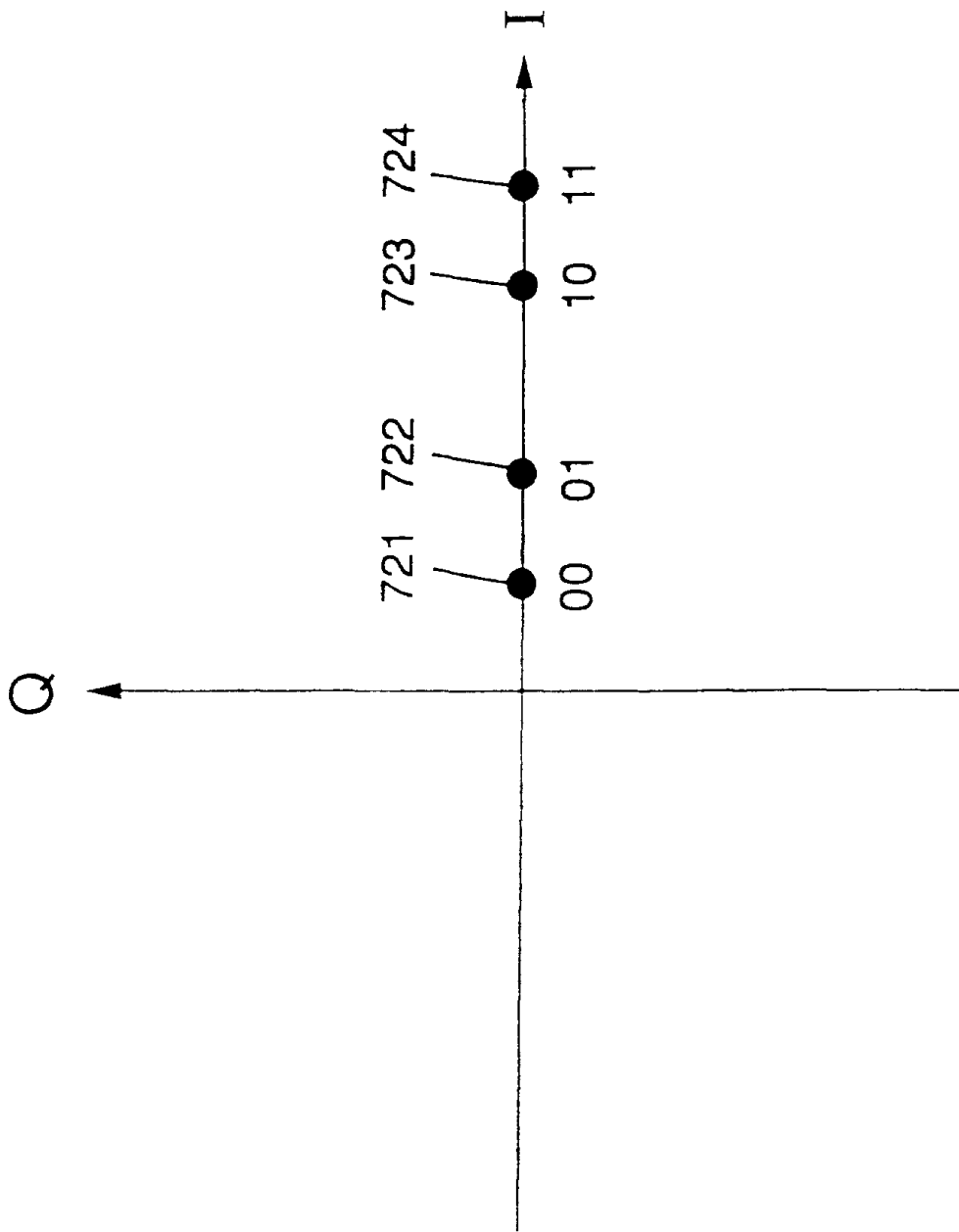


图 57

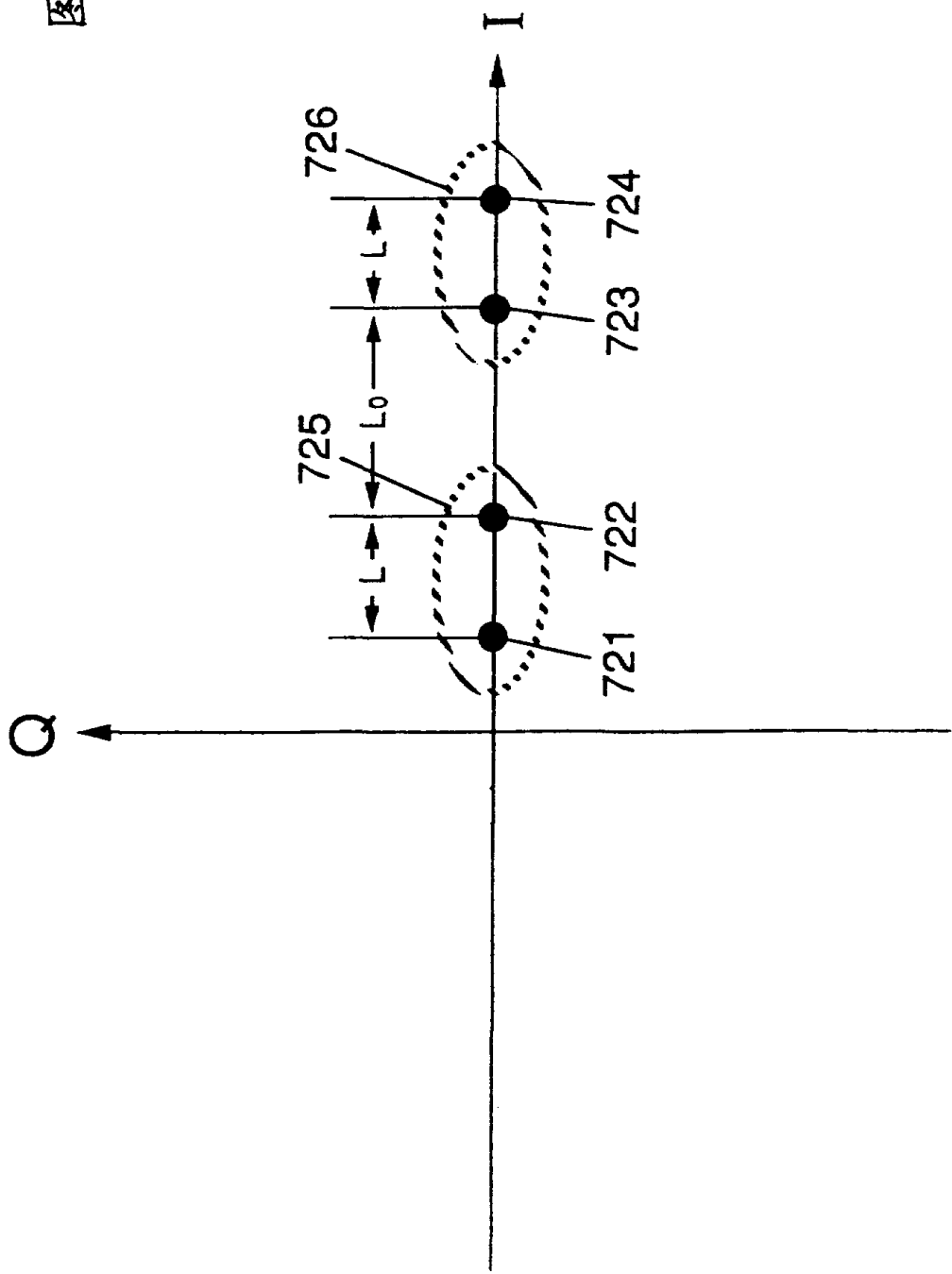


图 58

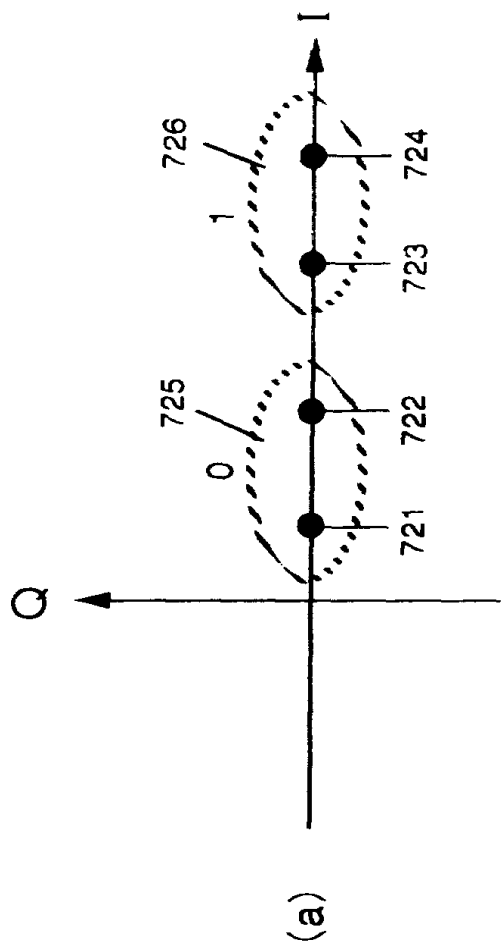


图 59

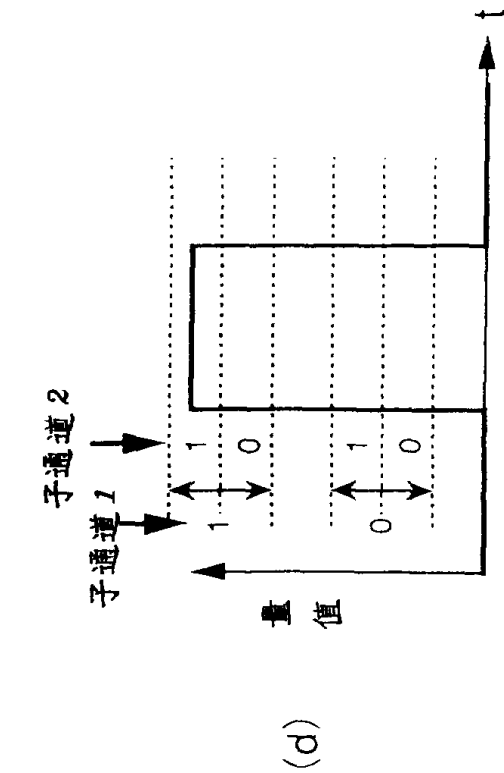
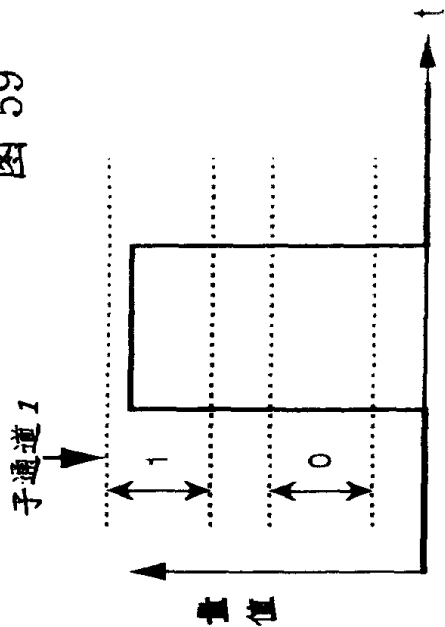
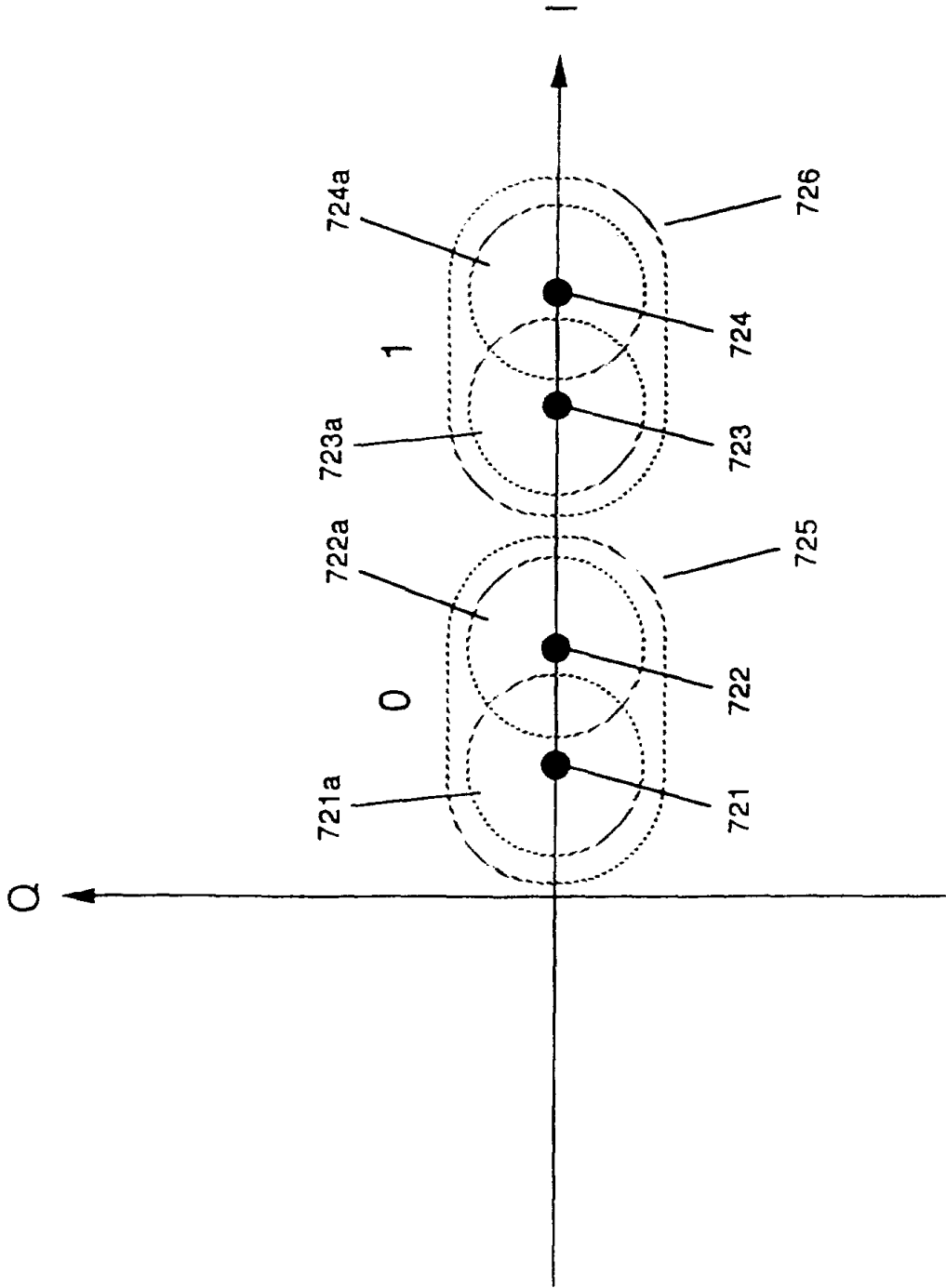


图 60



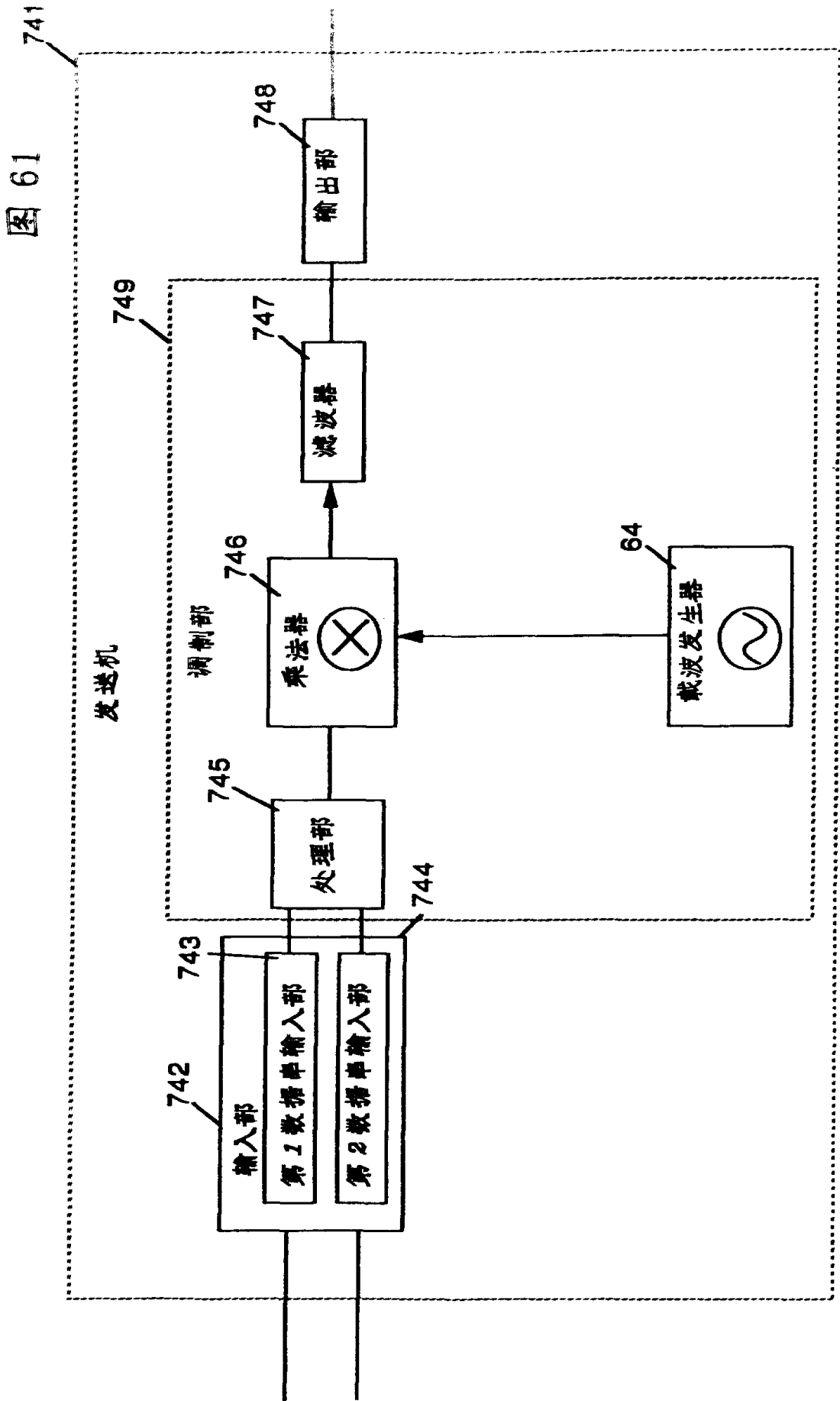


图 62

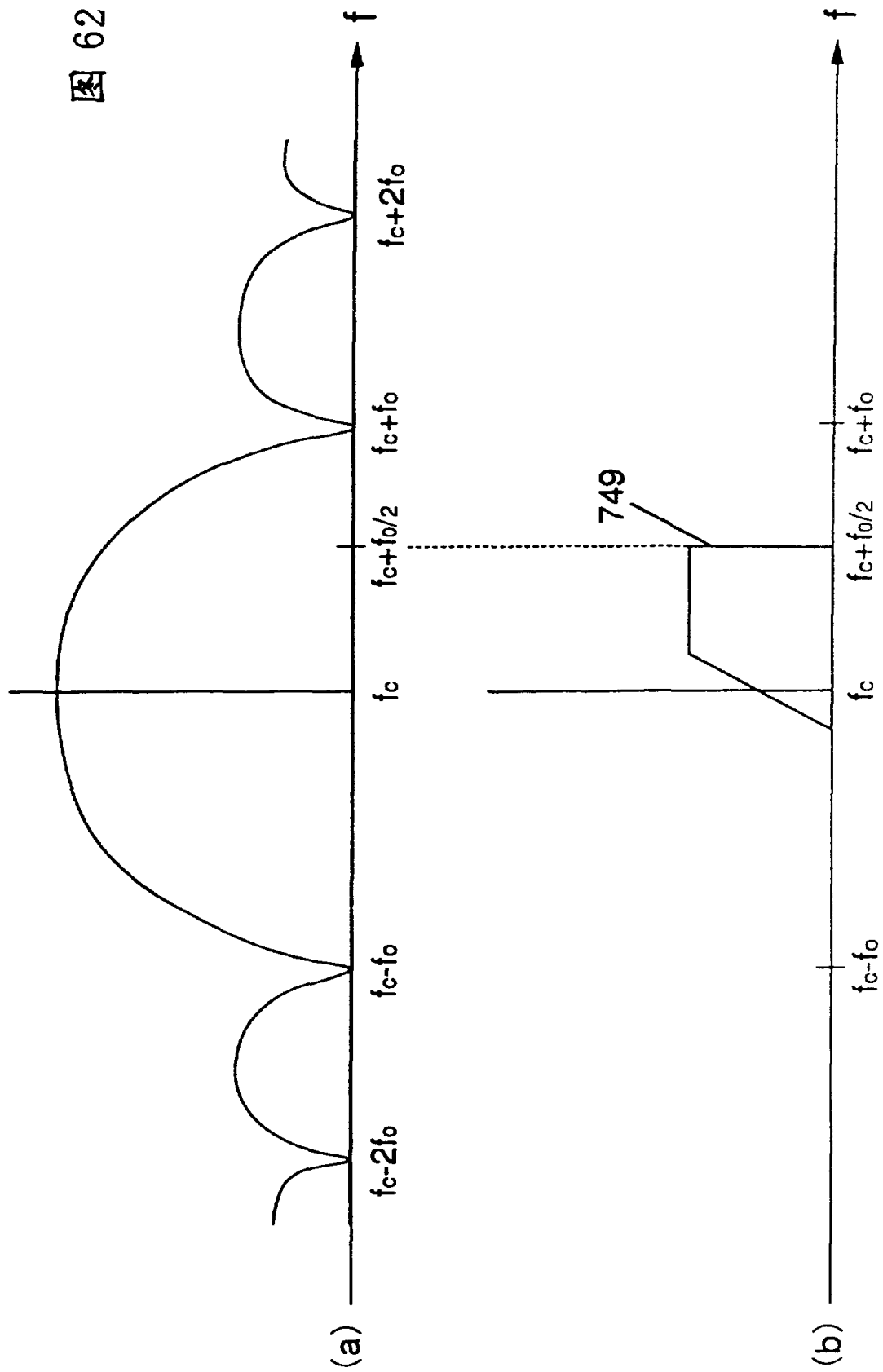
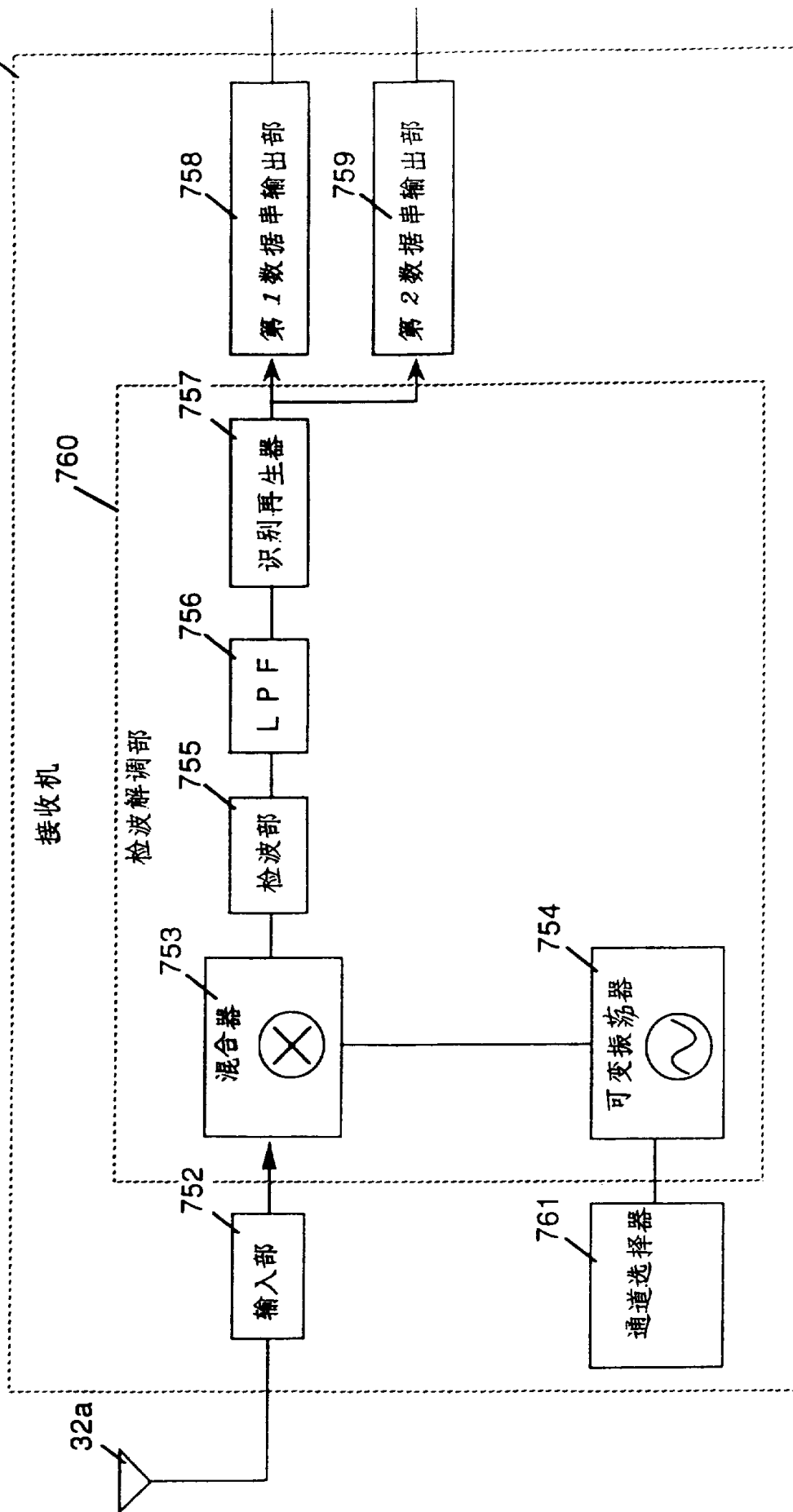


图63



接收机

检波解调部

混合器

可变振荡器

通道选择器

输入部

检波部

LPF

识别再生器

第1数据串输出部

第2数据串输出部

图 64

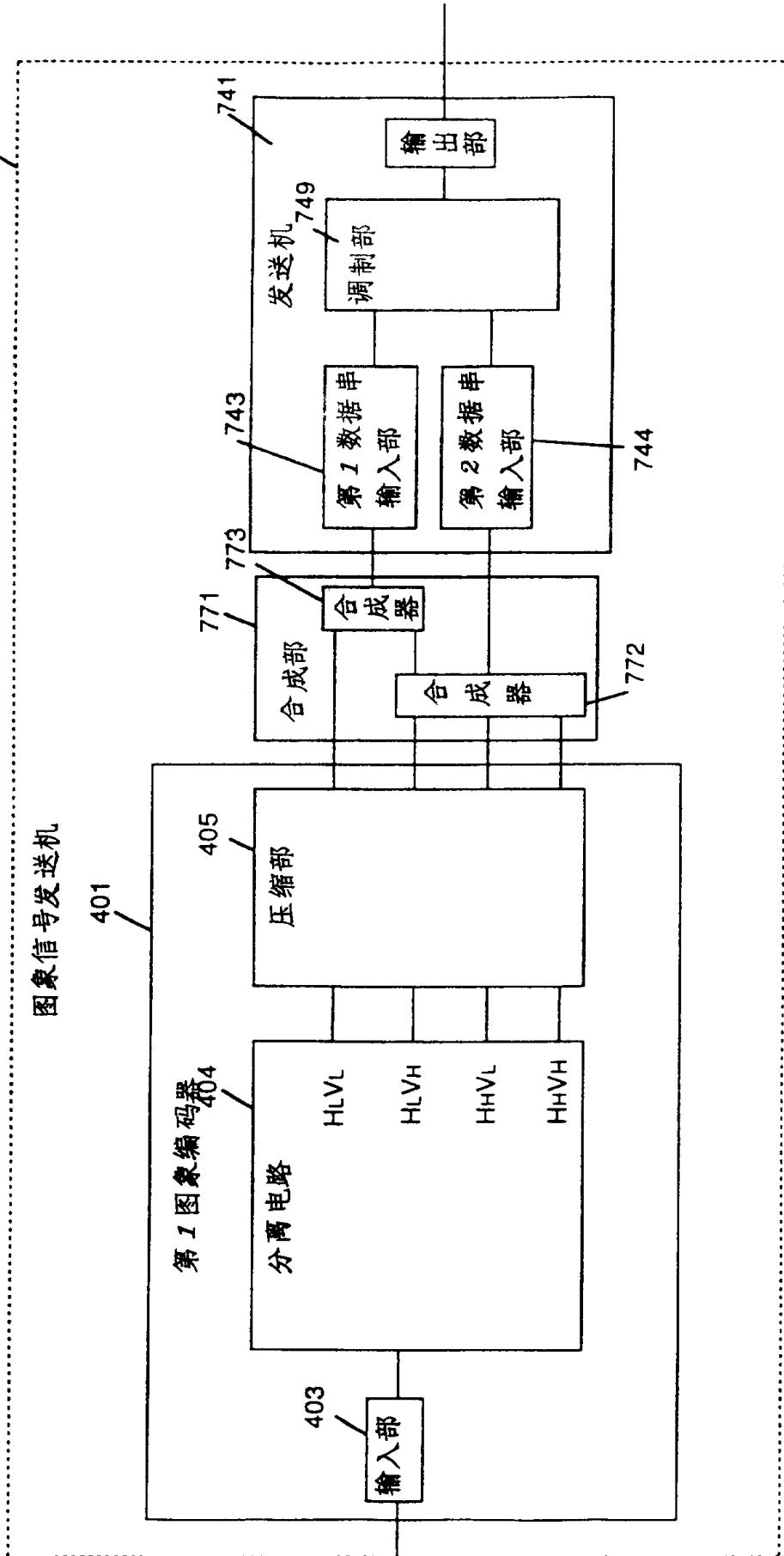


图 65

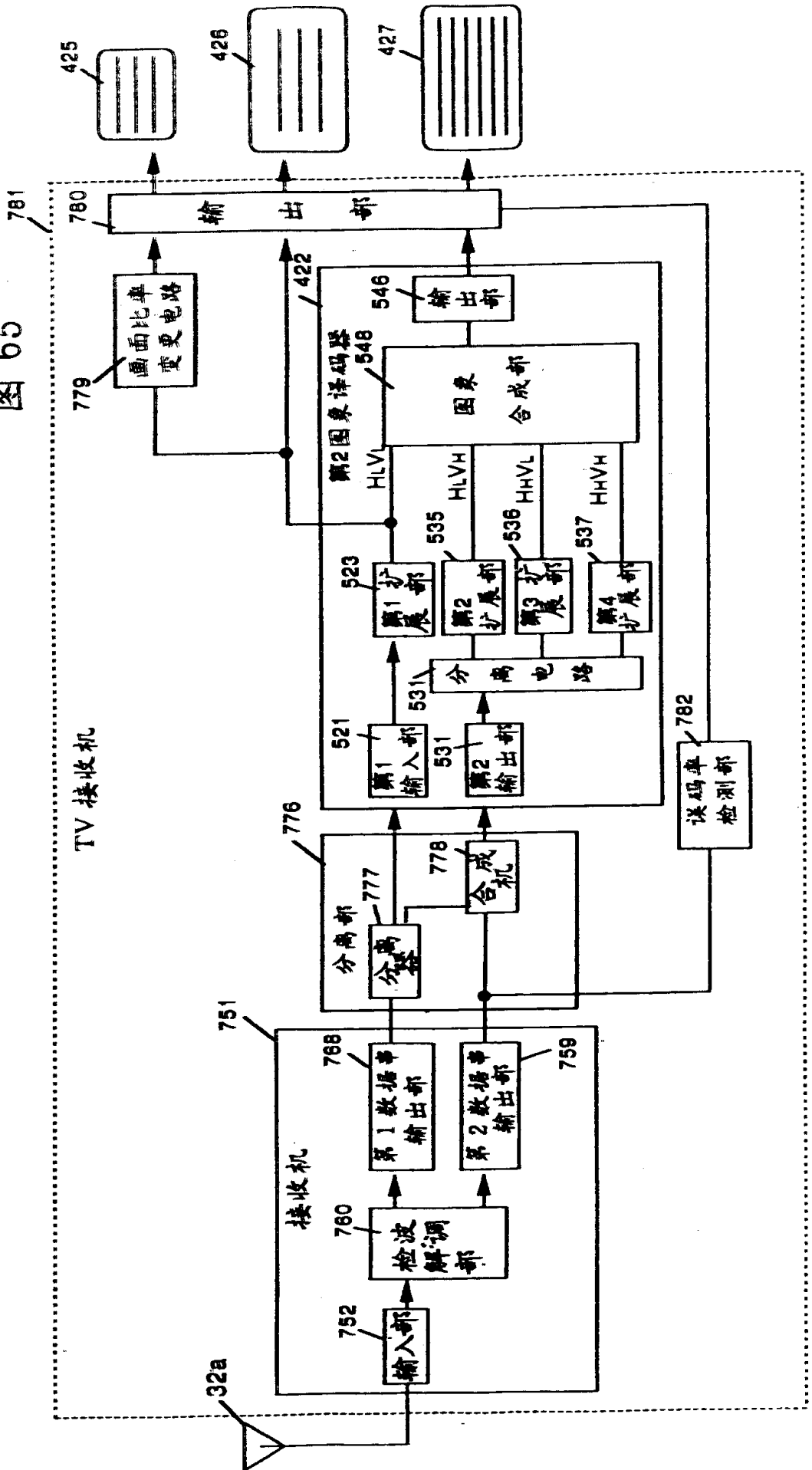


图 66

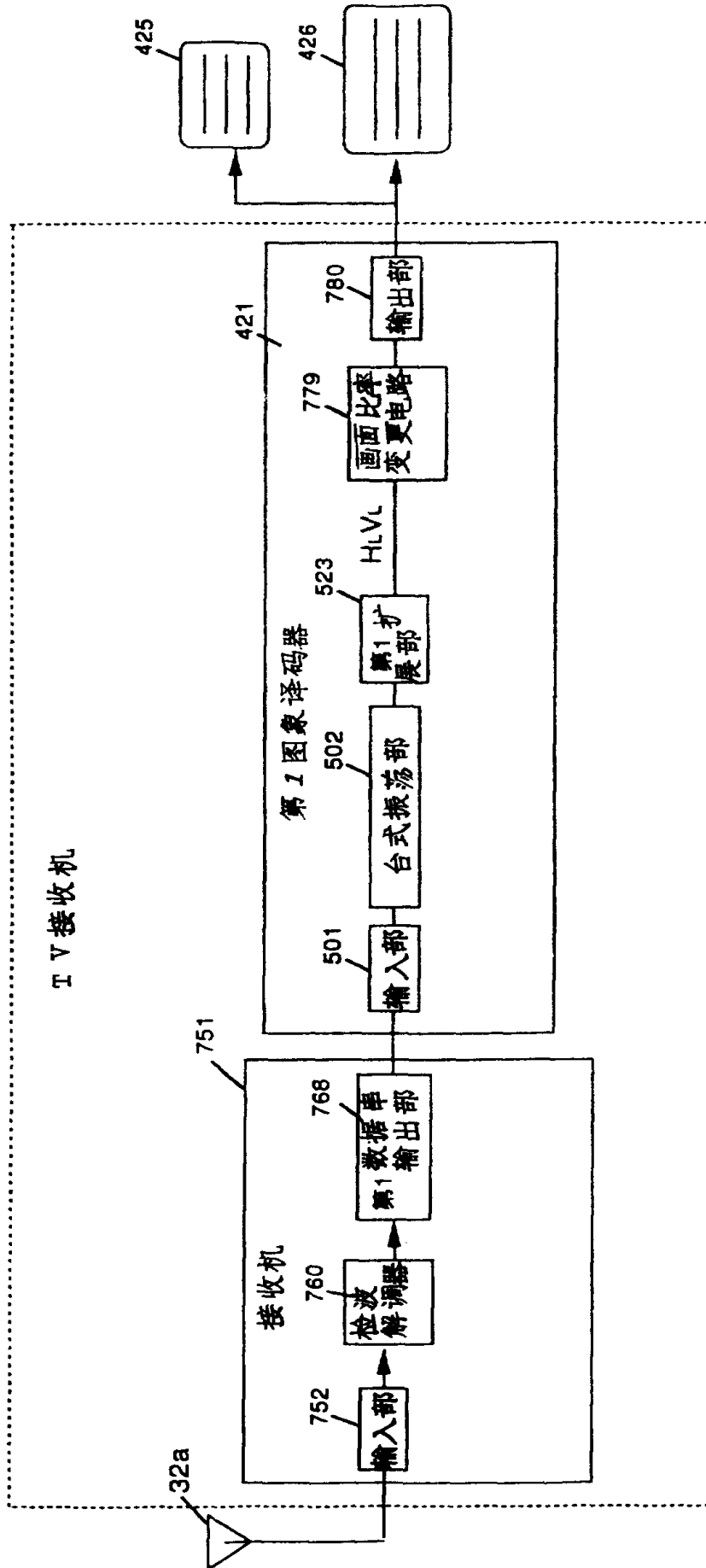
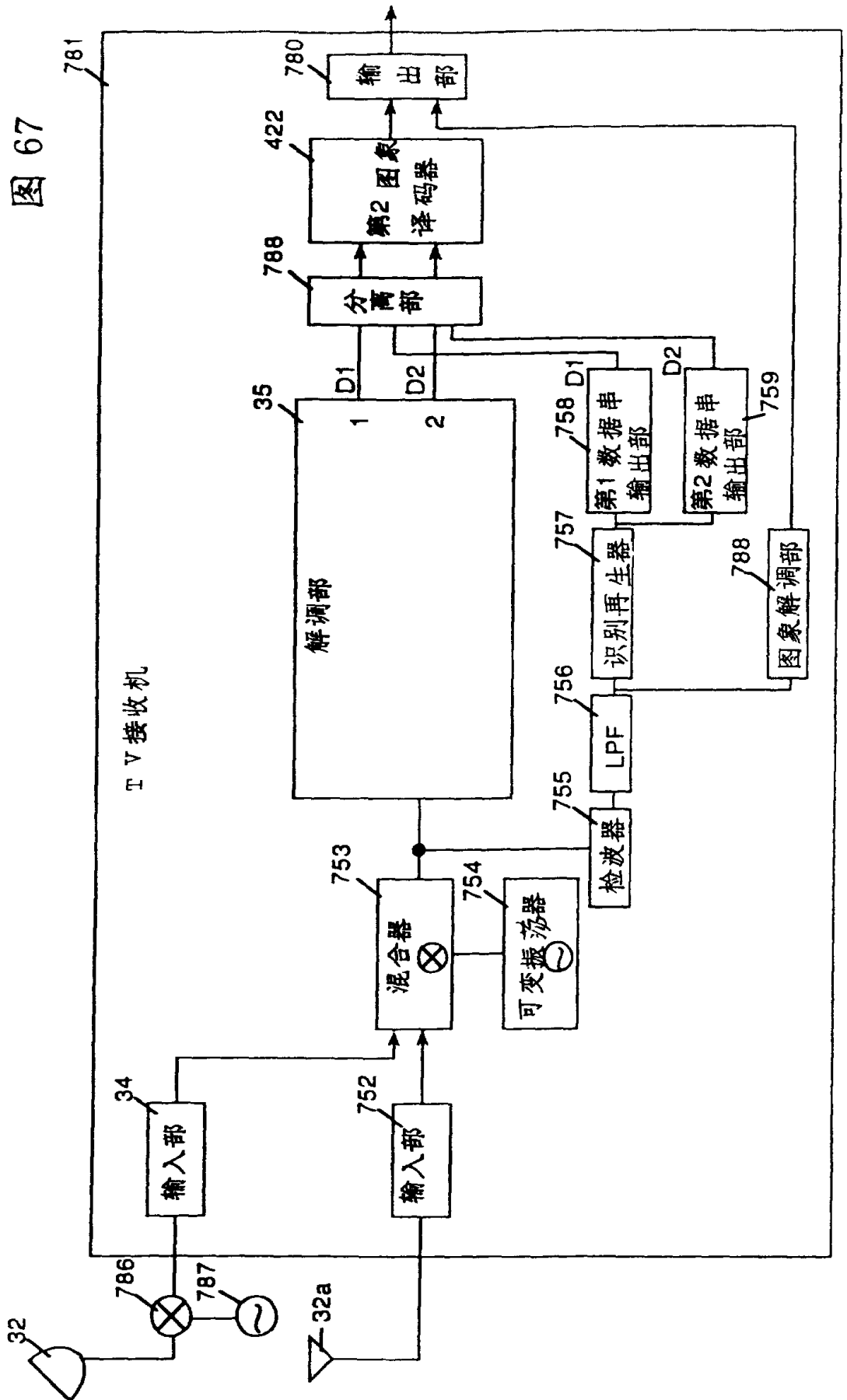


图 67



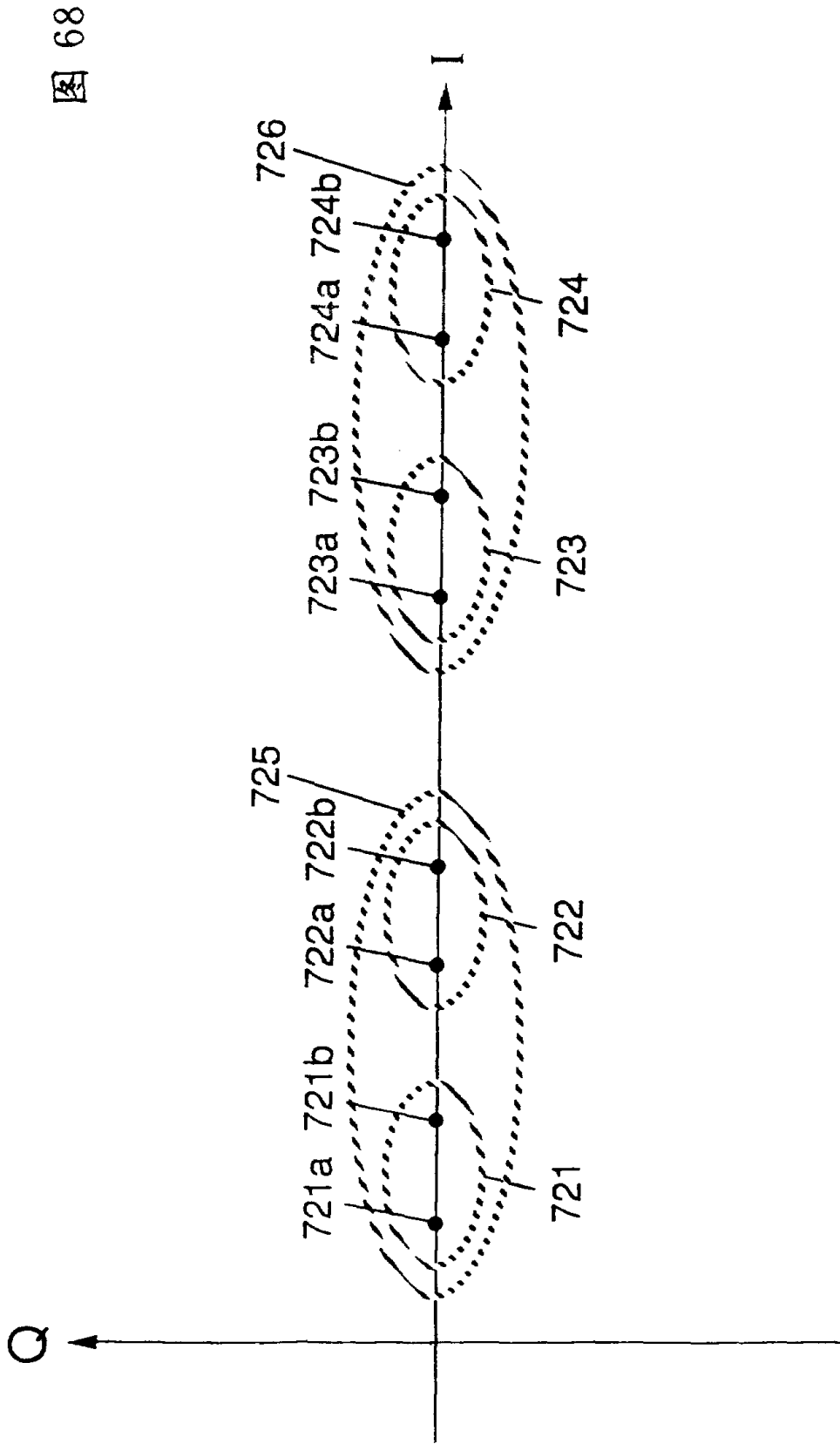


图 68

图 69

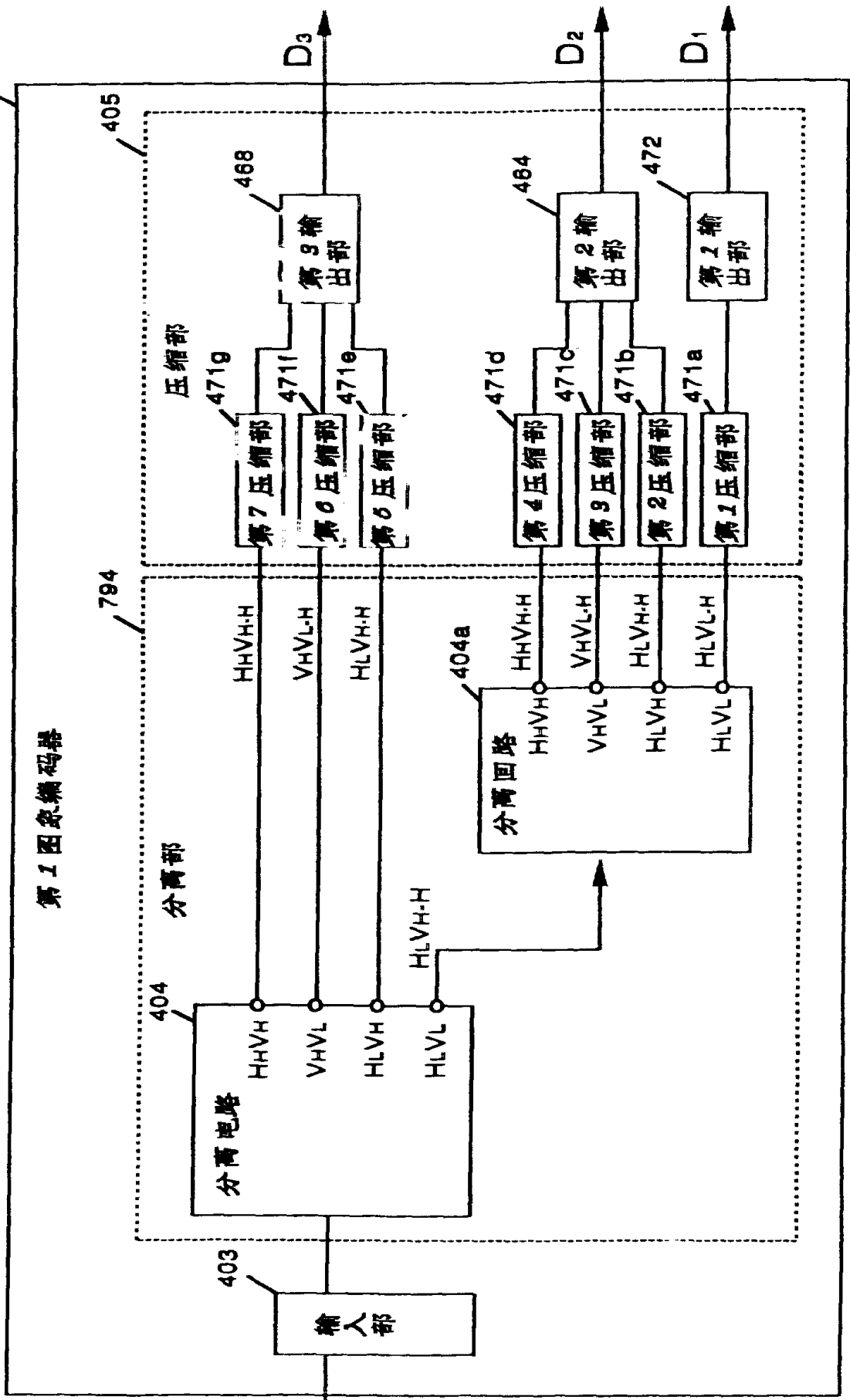


图 70

794

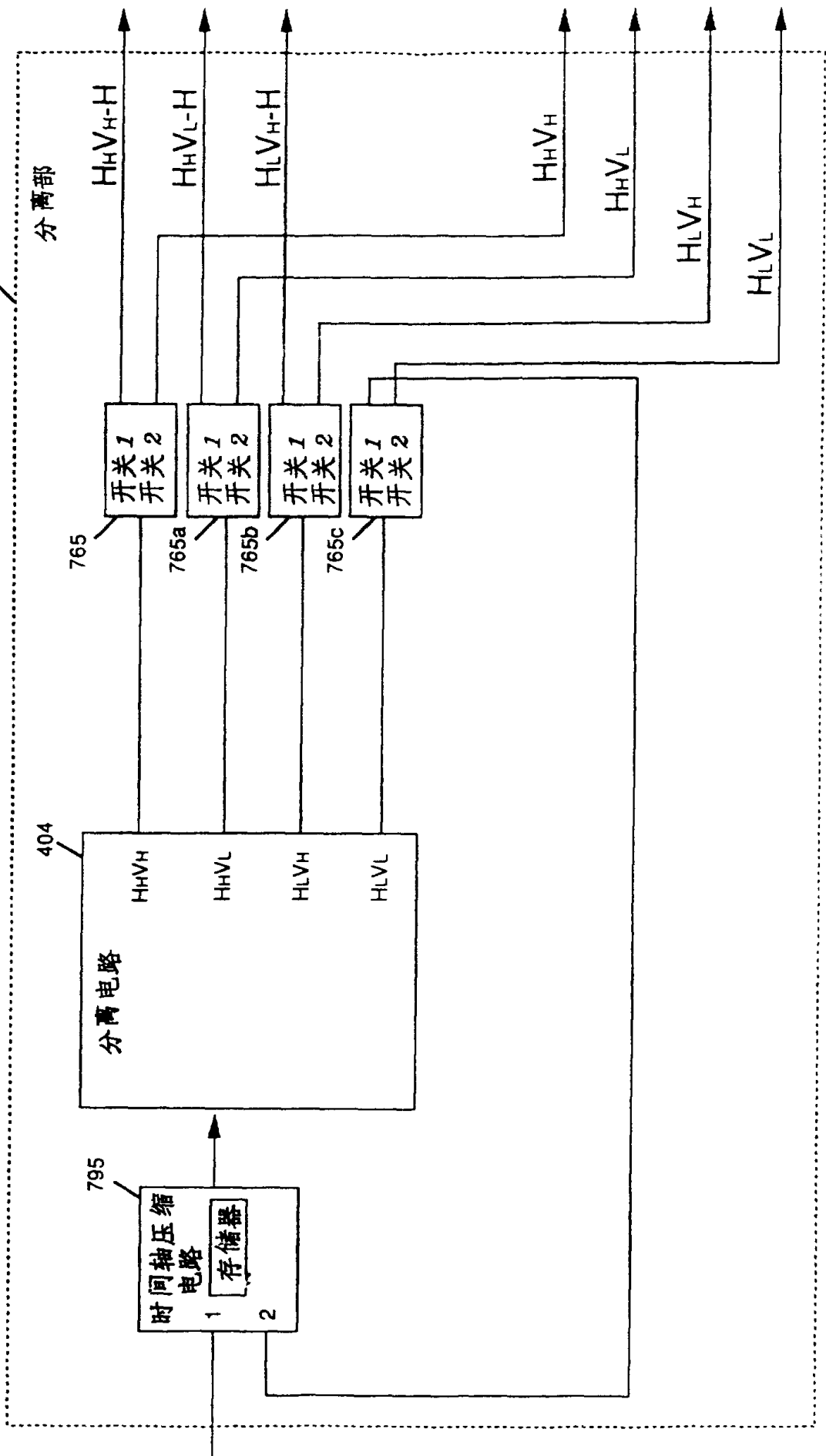


图 71

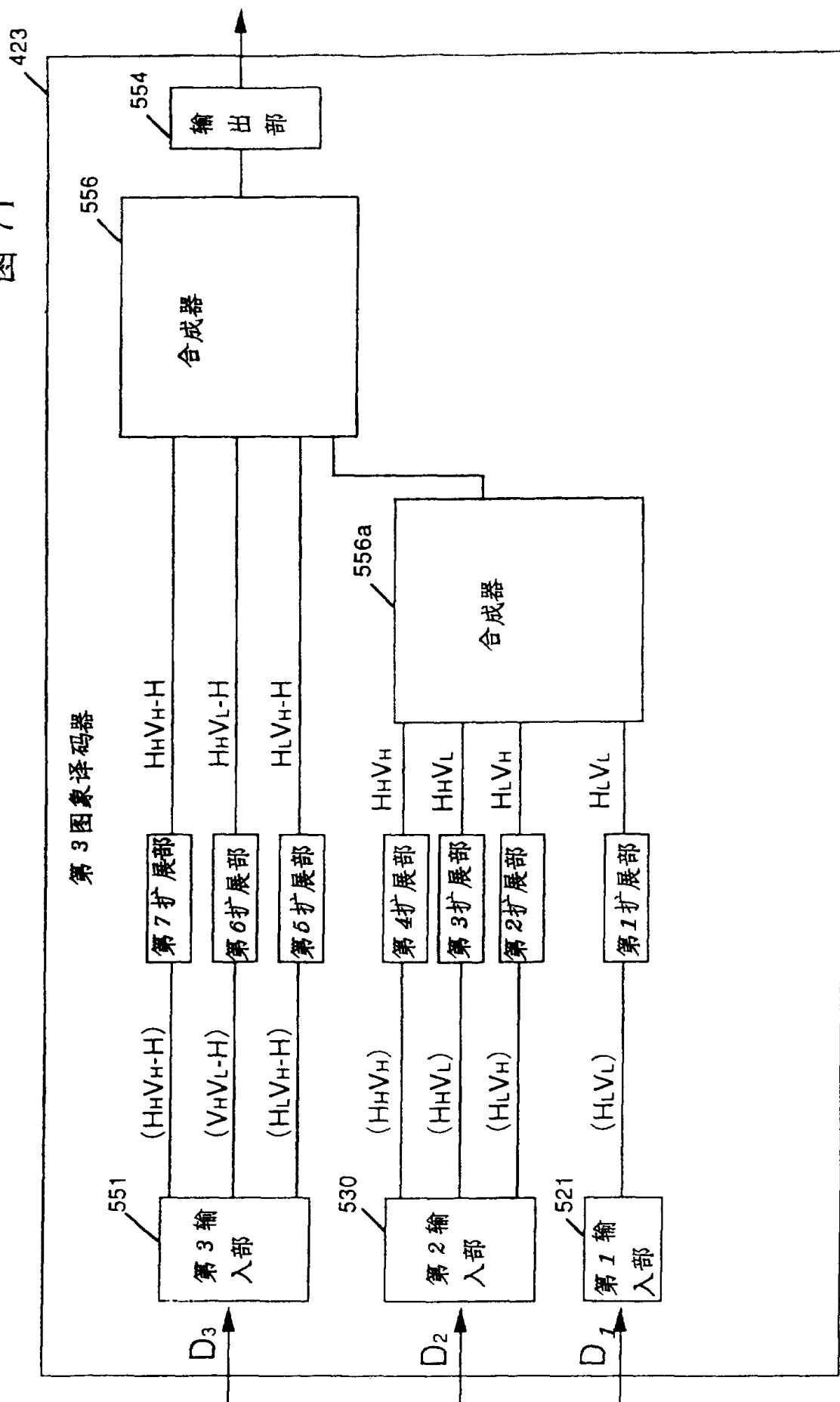


图 72

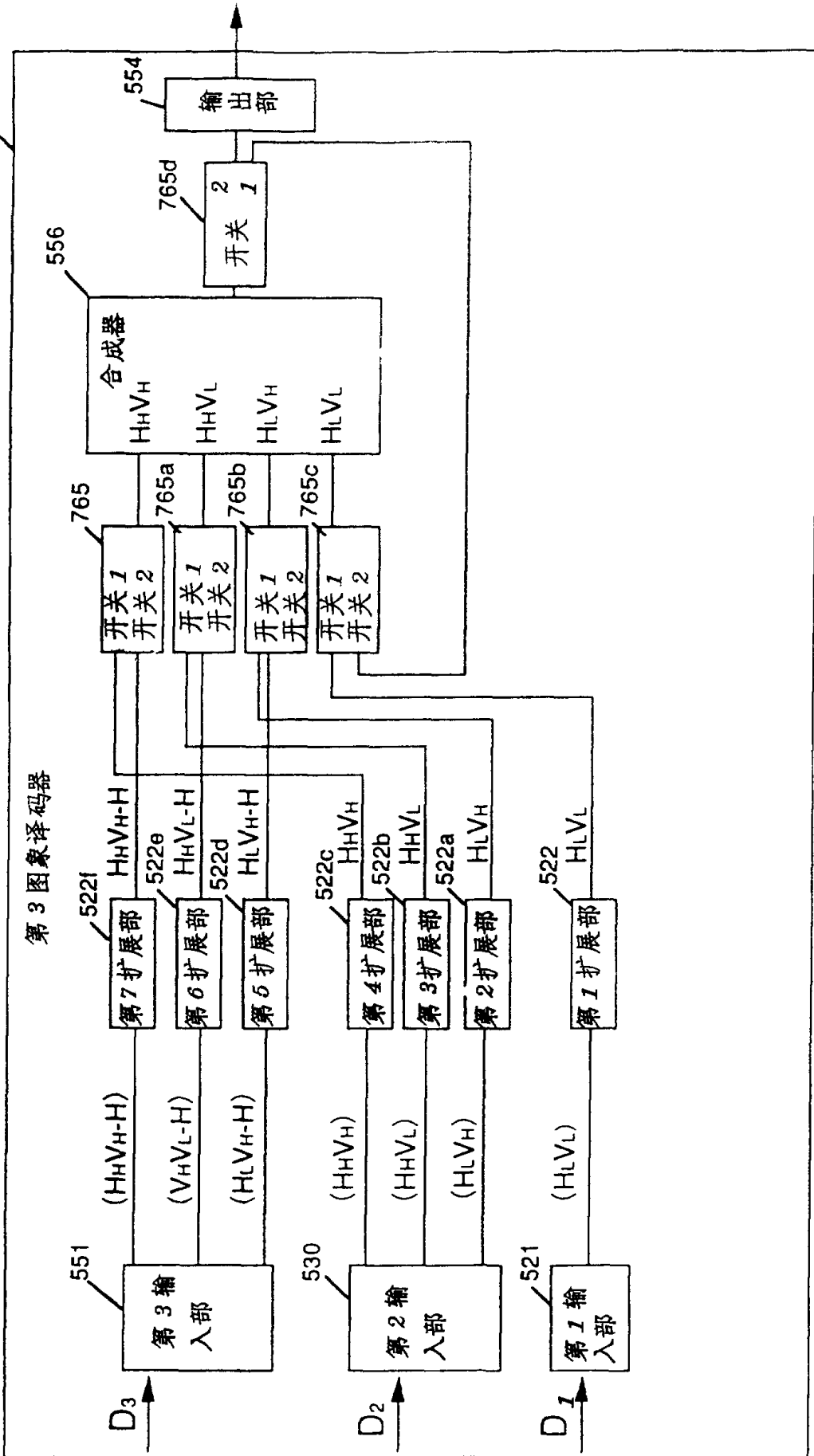


图 73

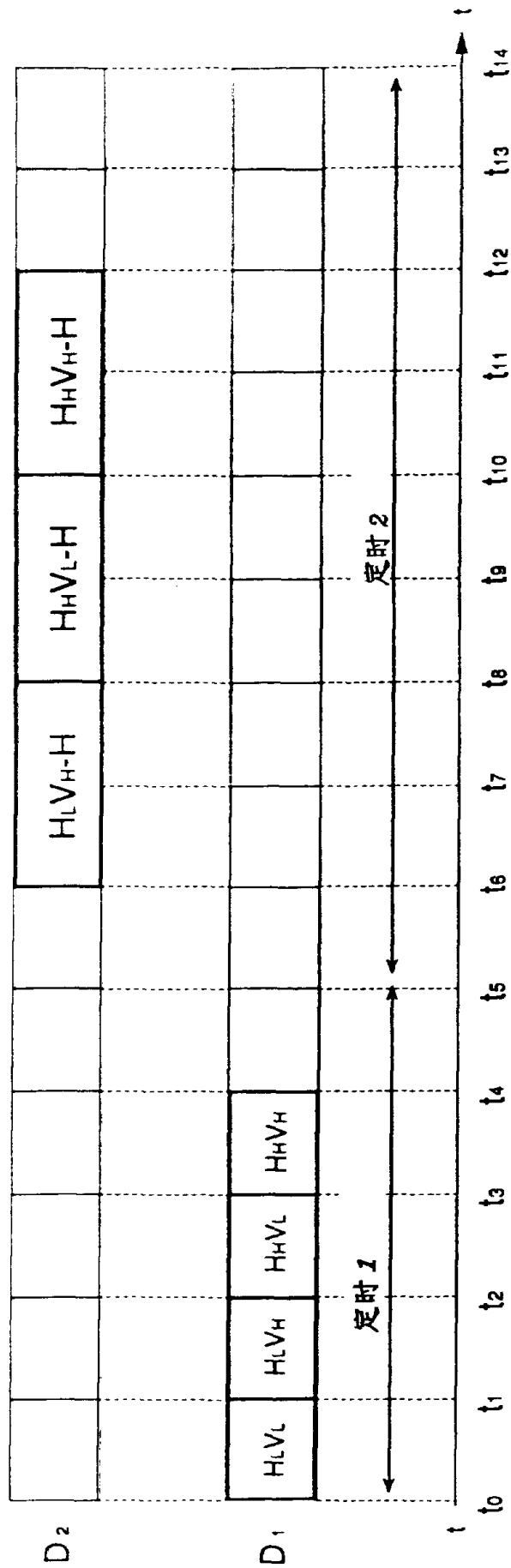


图 74

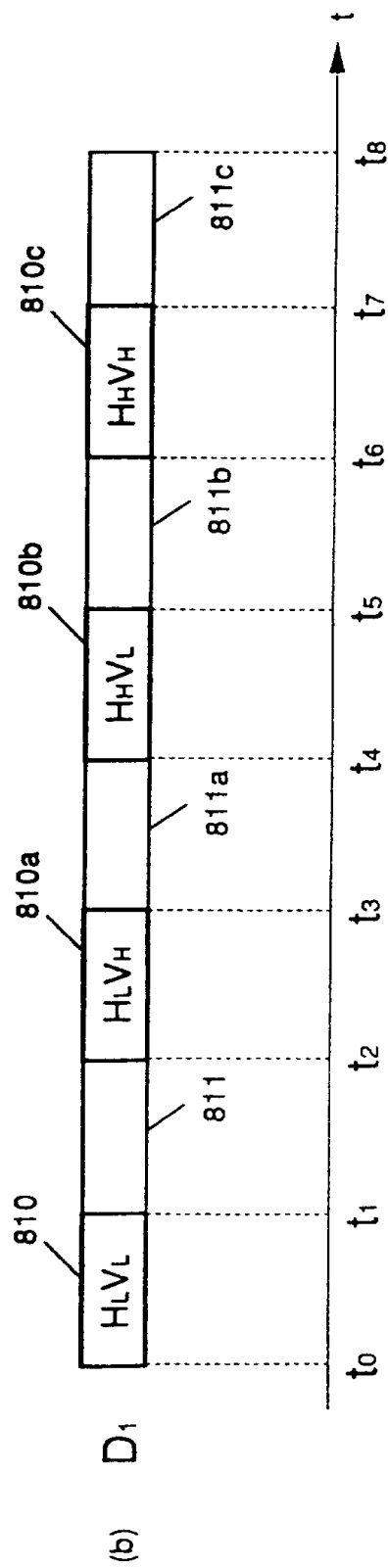
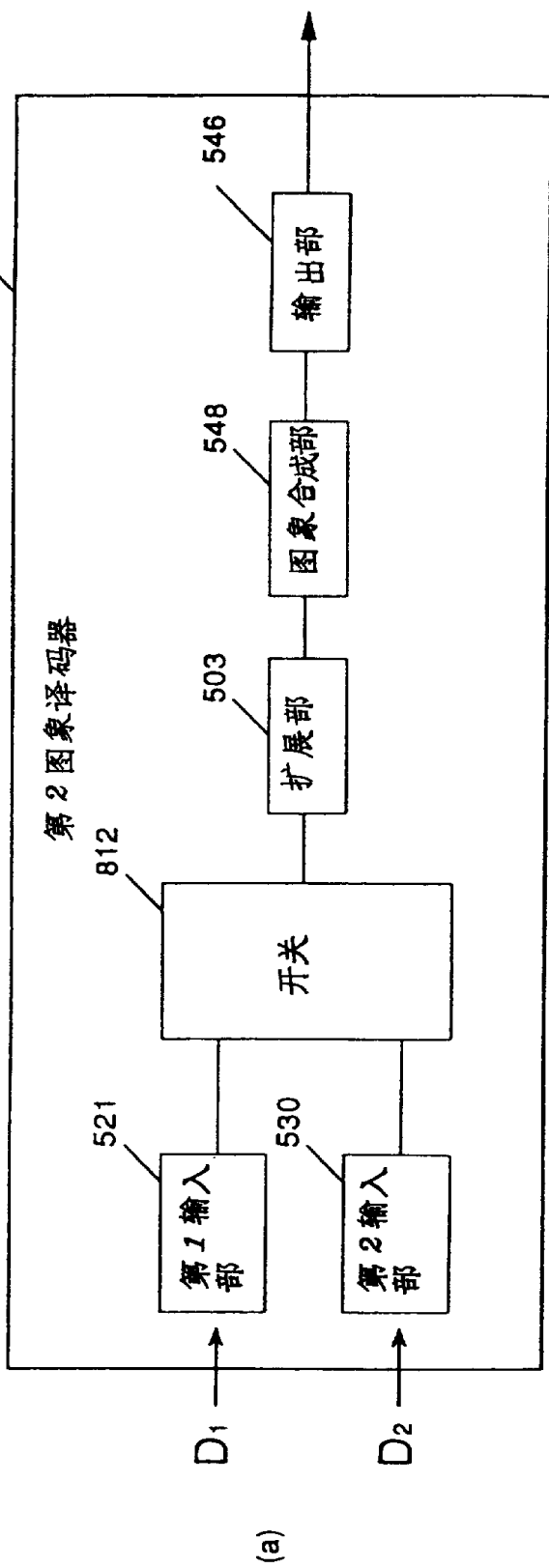


图 75

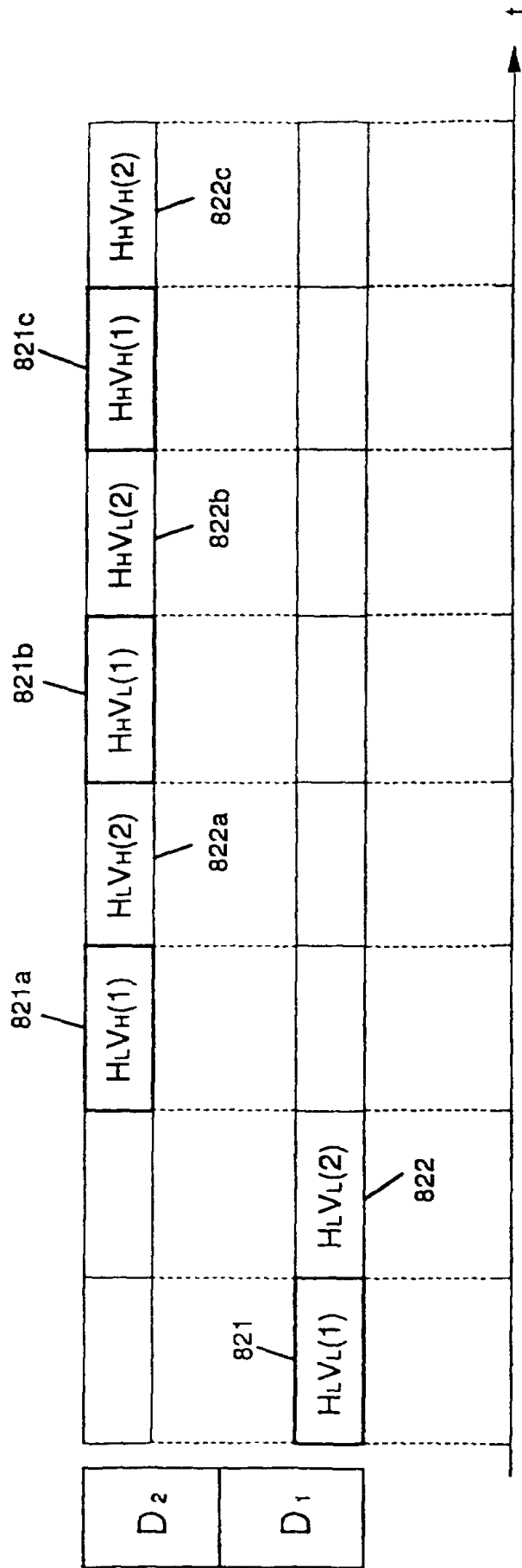


图 76

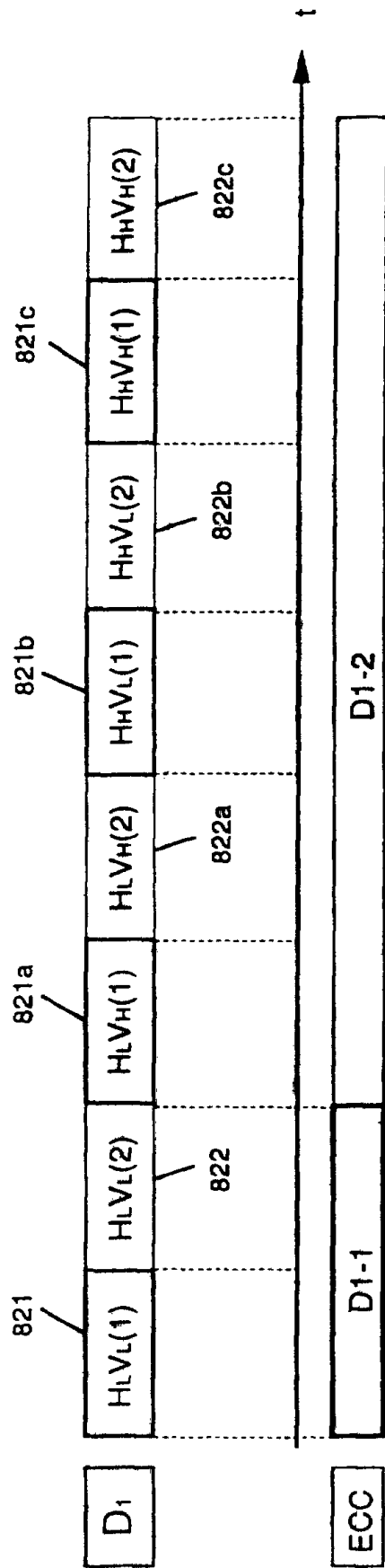


图 78

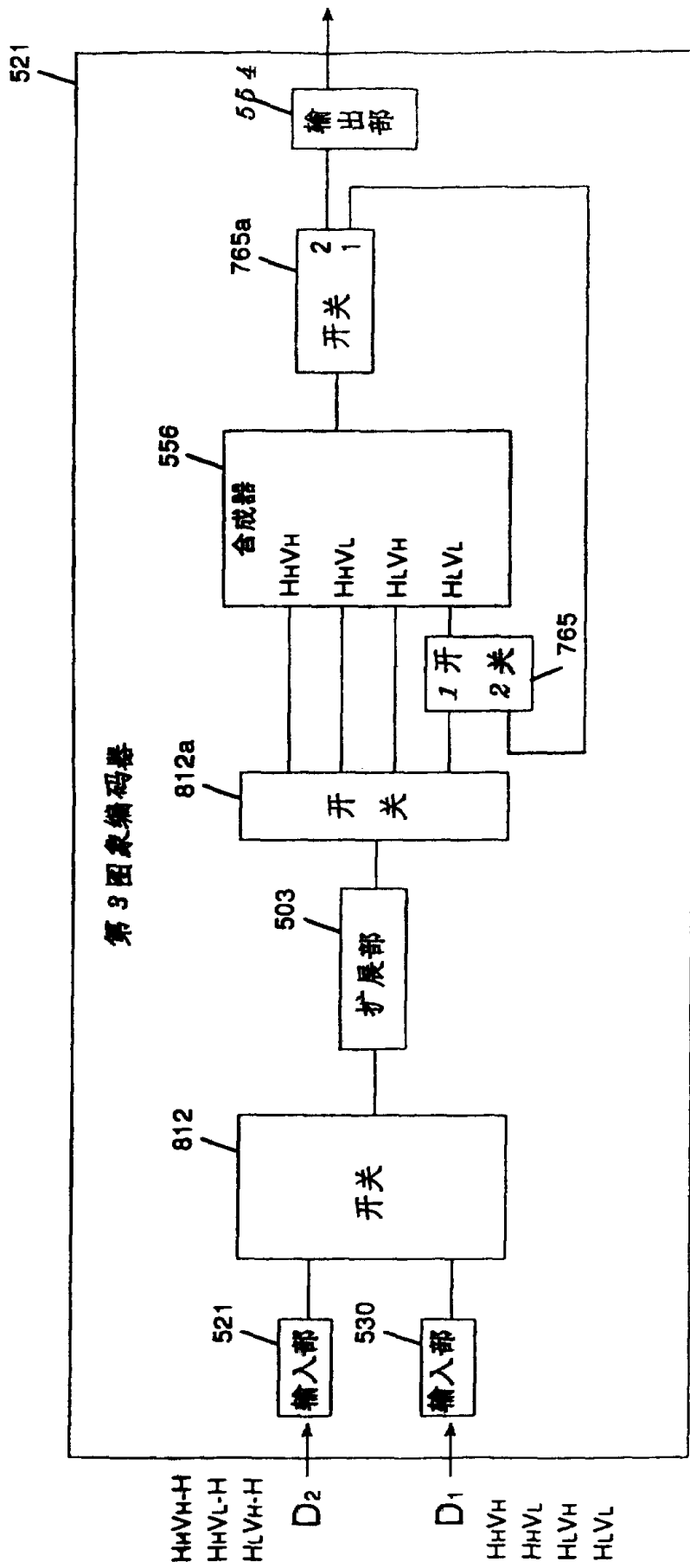


图 79

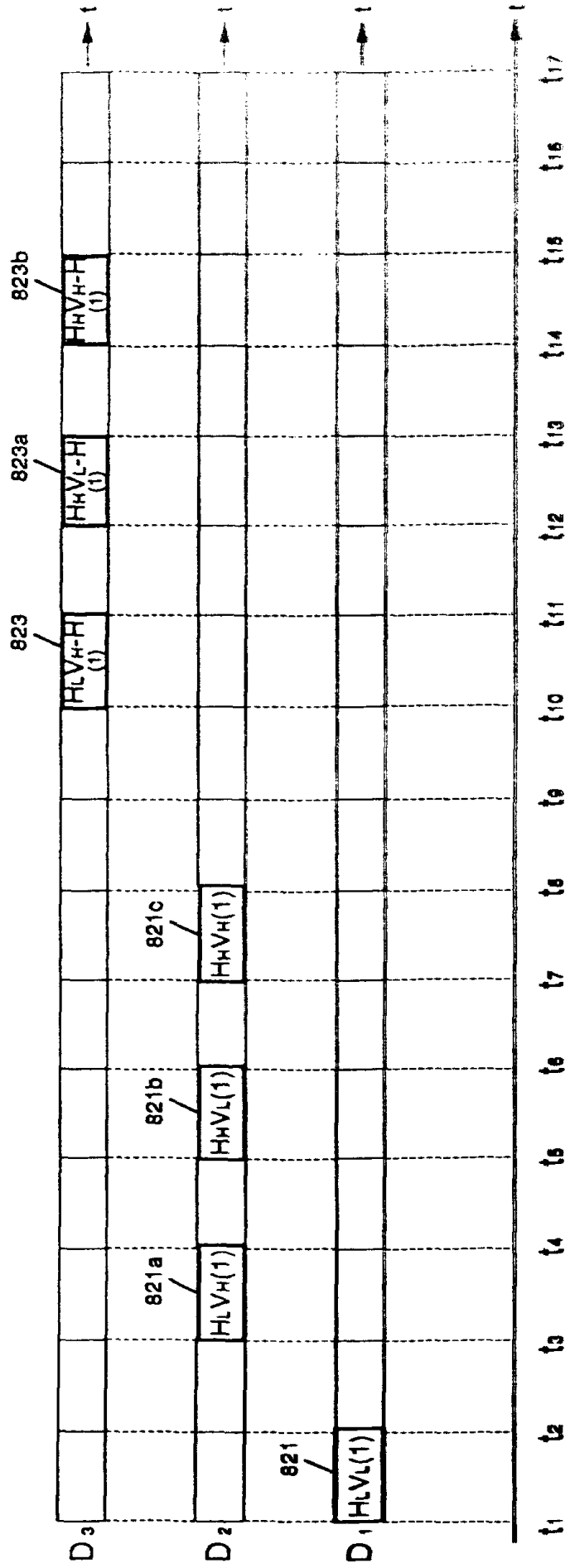


图 80

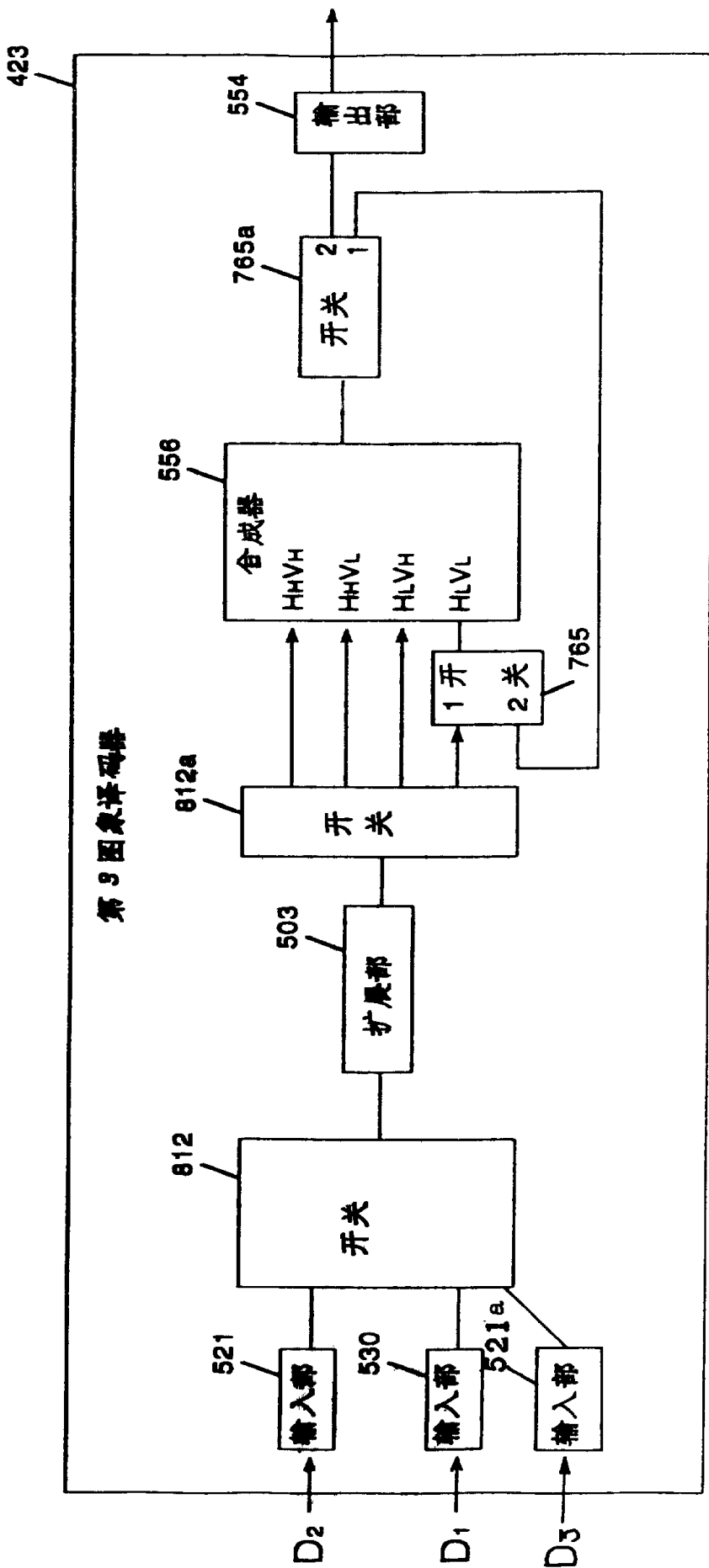


图 81

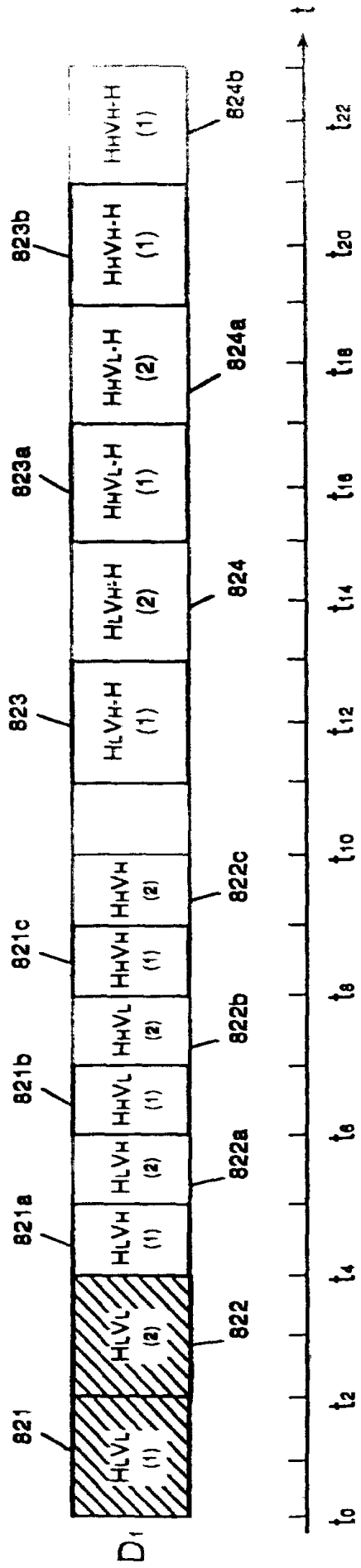


图 82

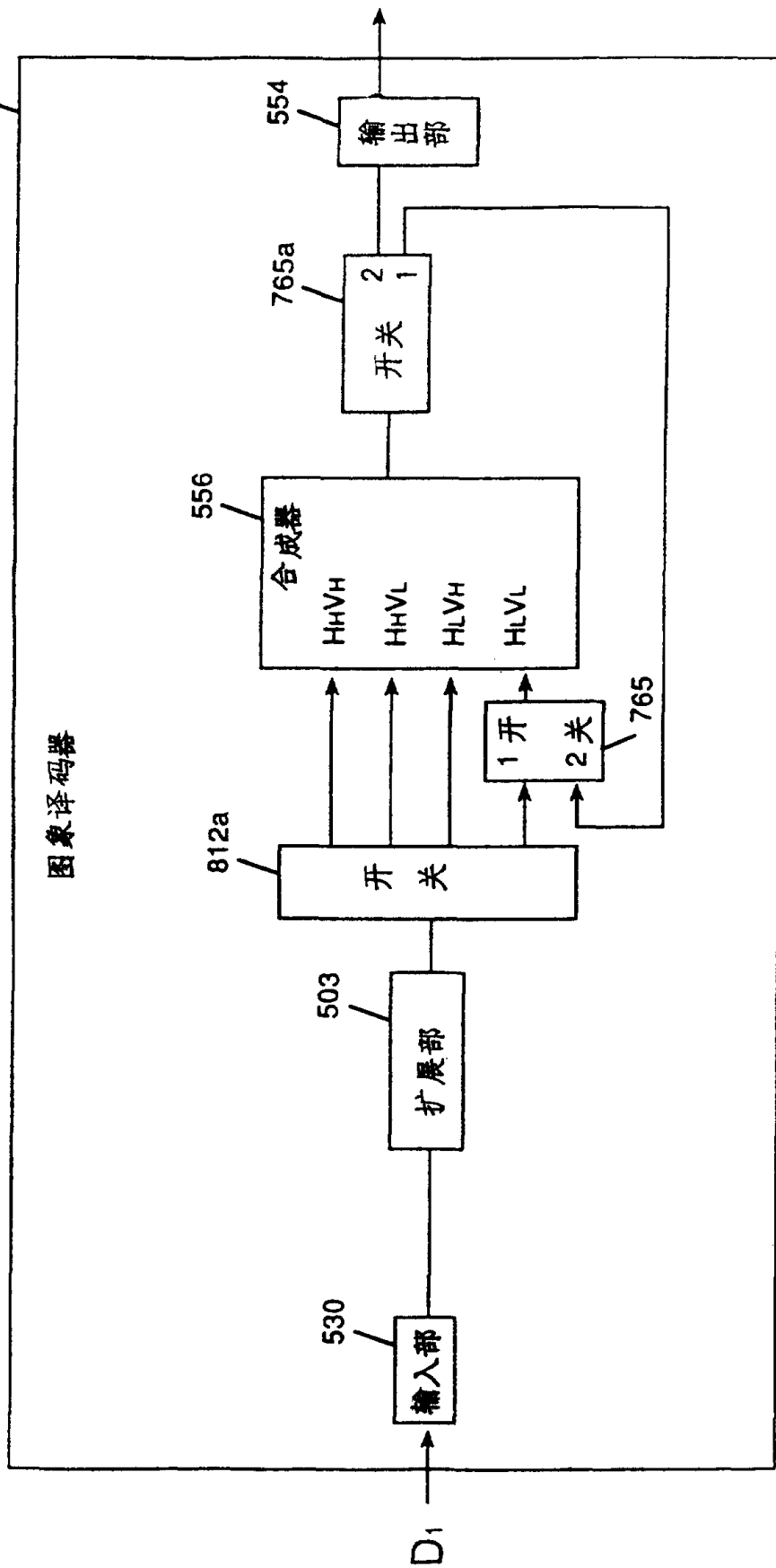


图 83

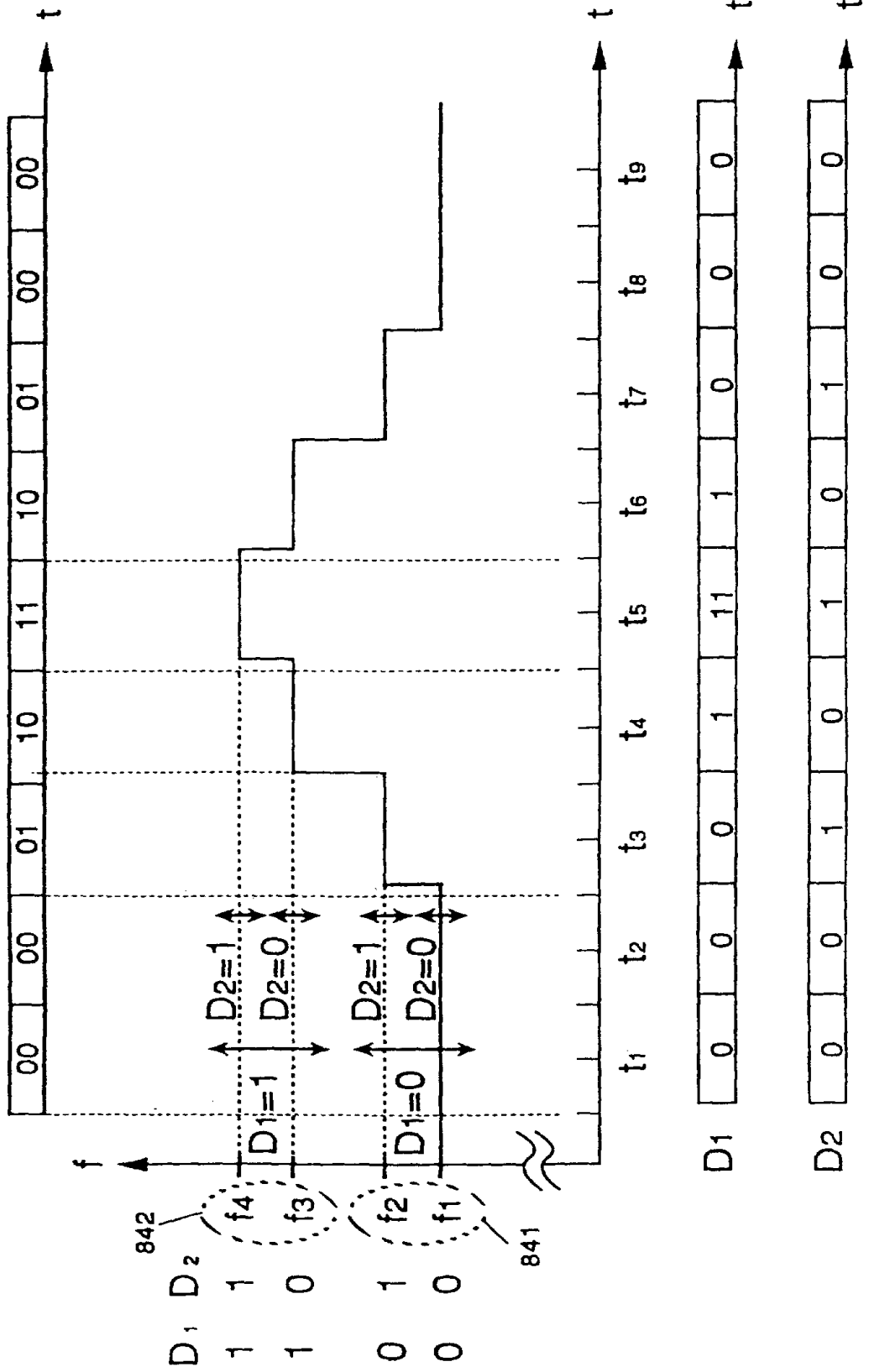
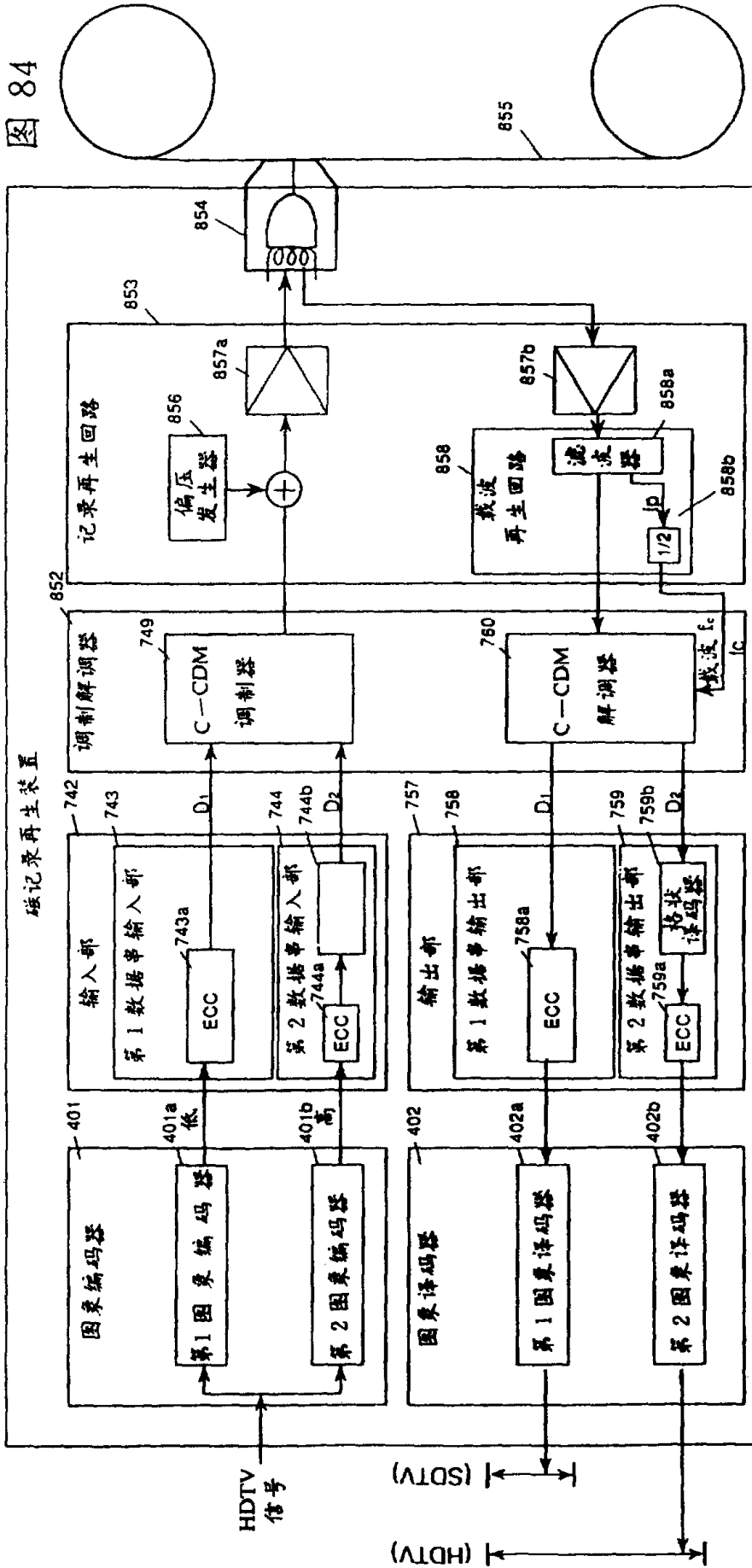


图 84



分级序号

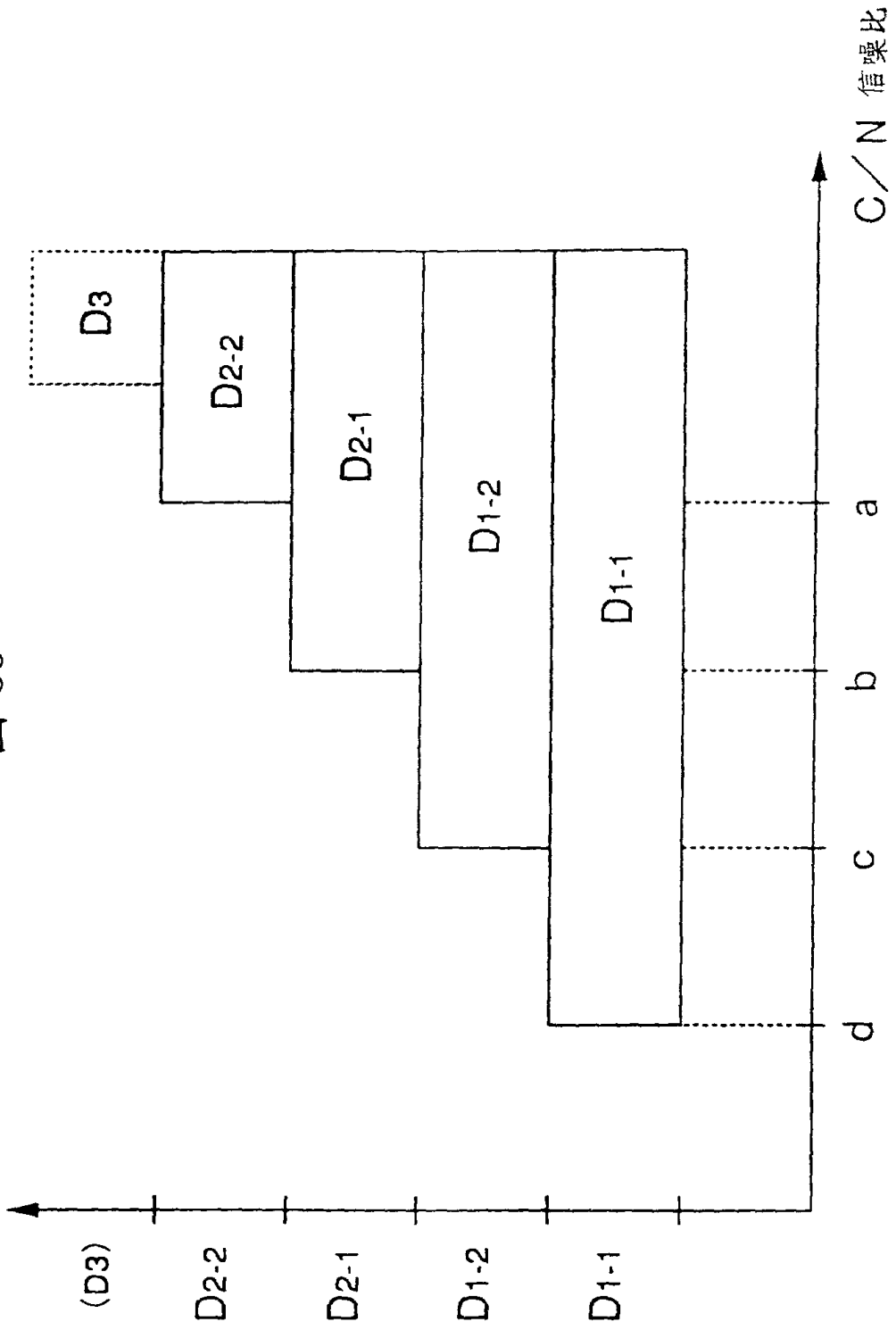
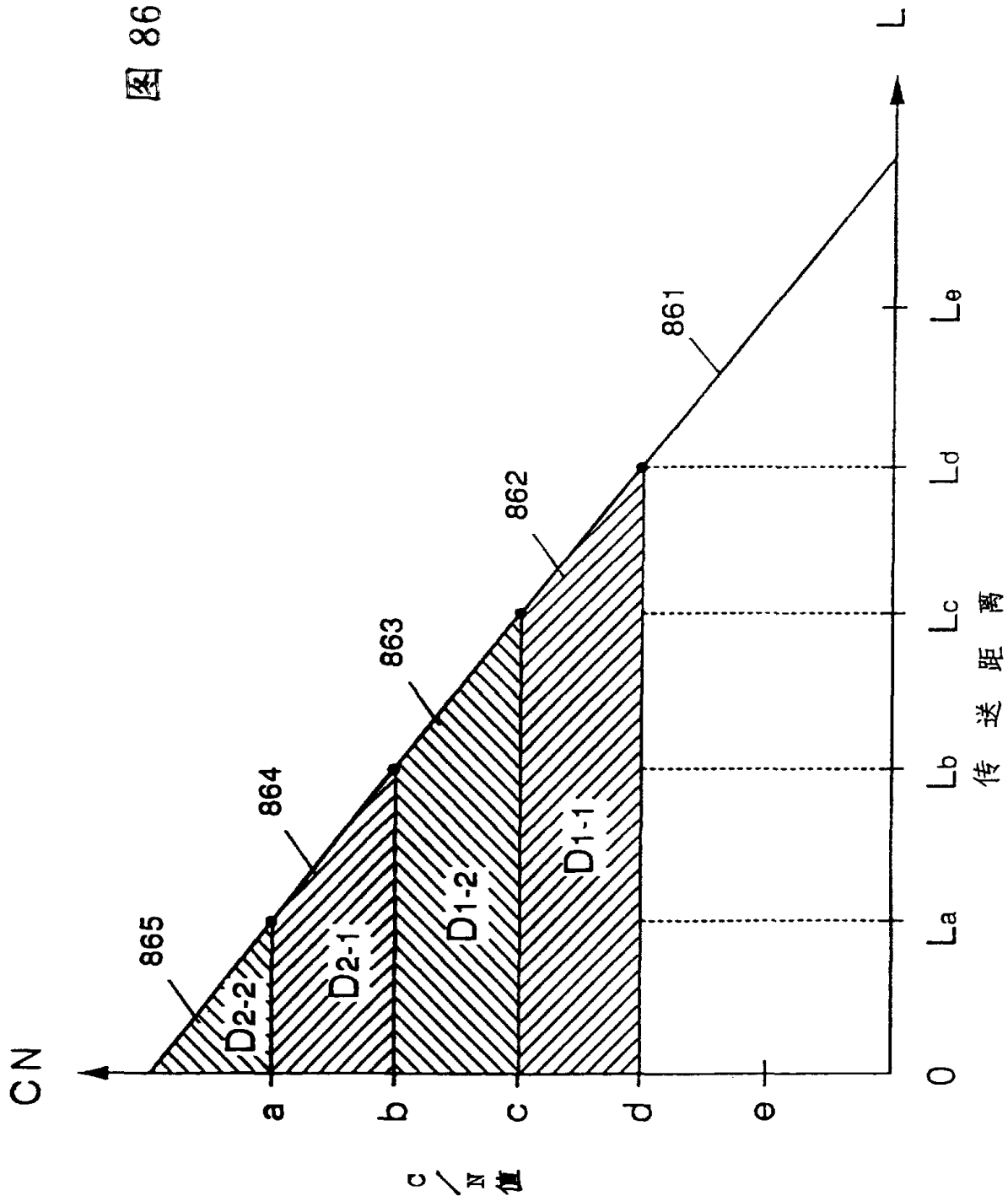
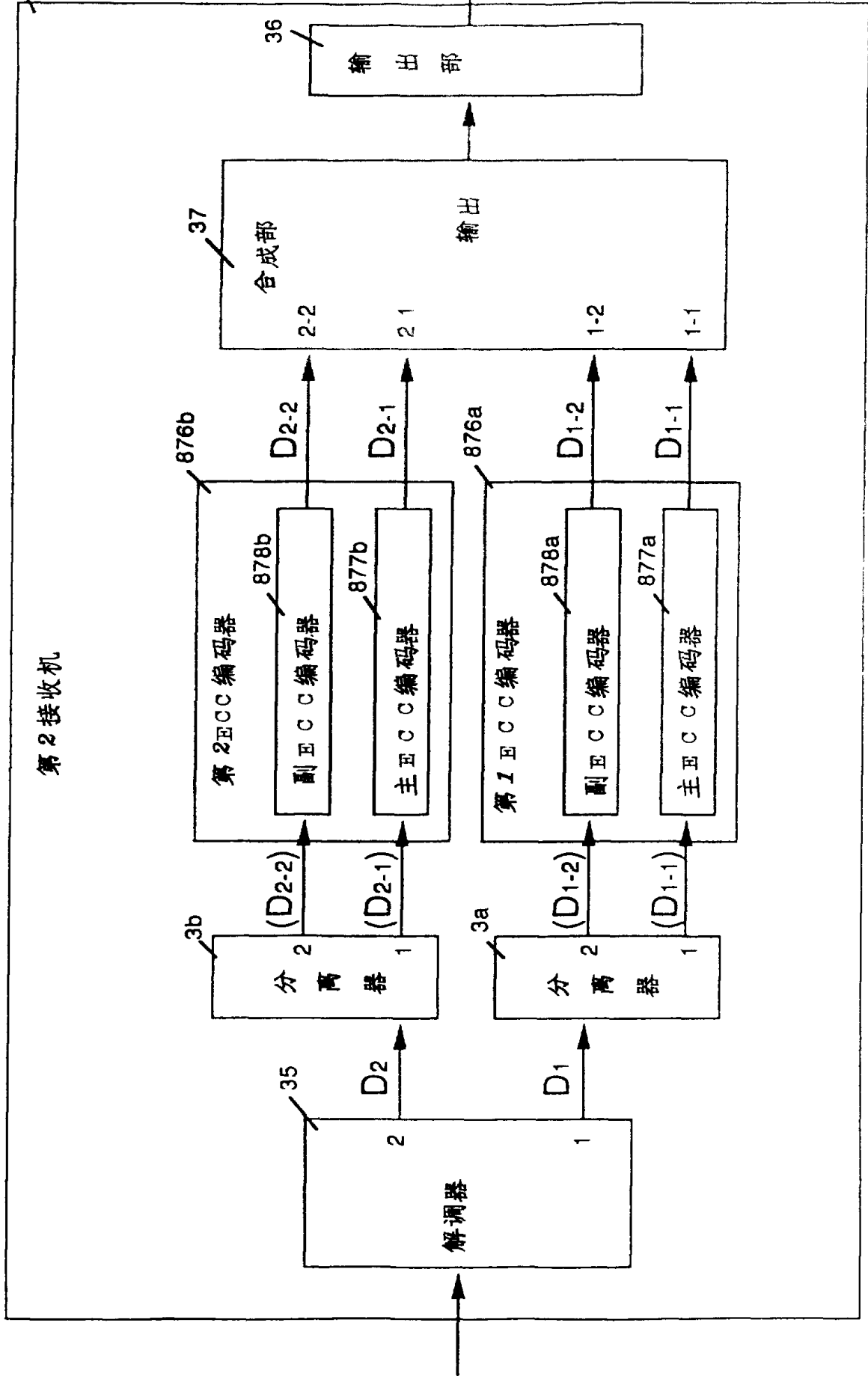


图 85

图 86



33 图 88



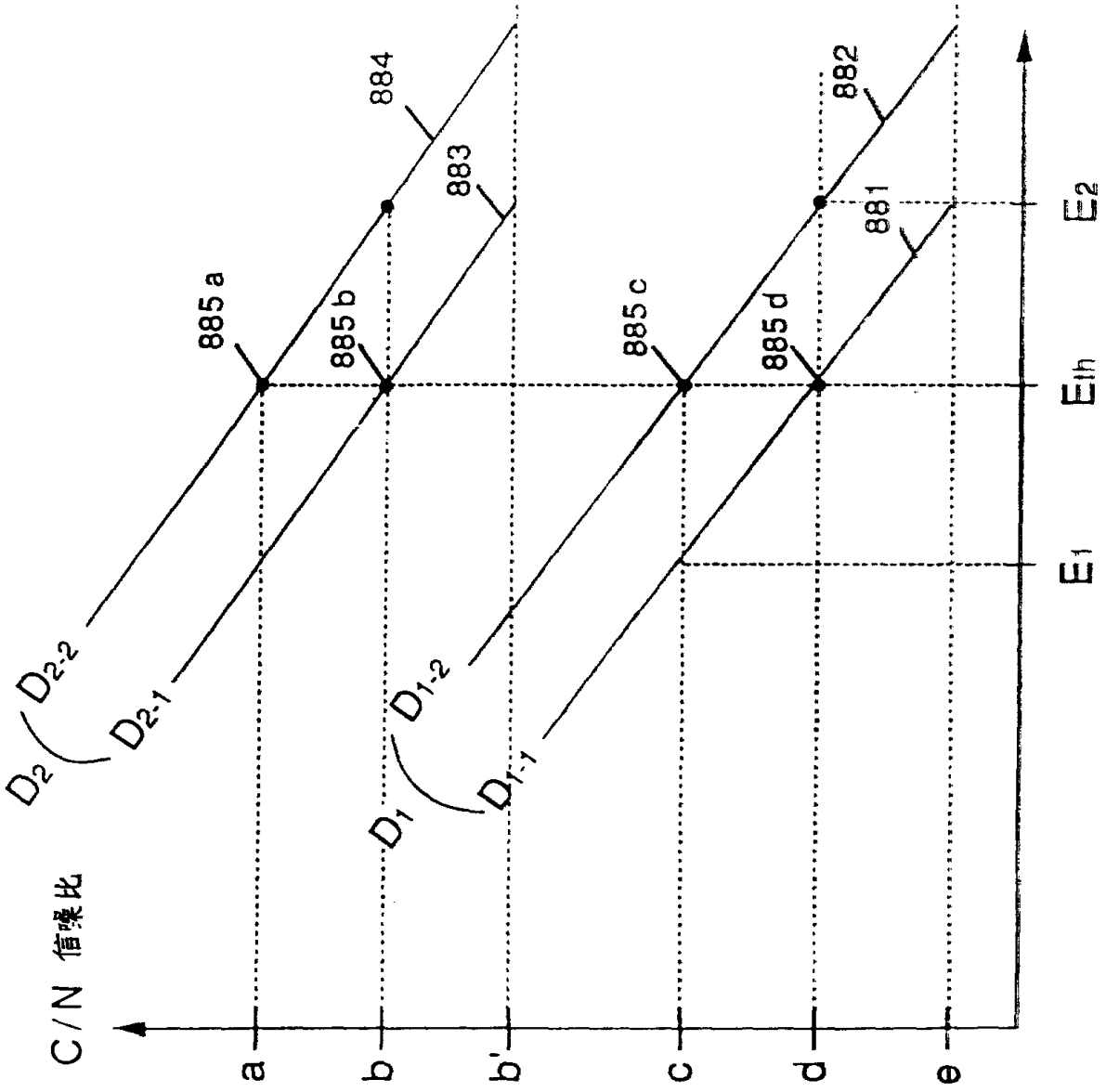


图 89

图 90

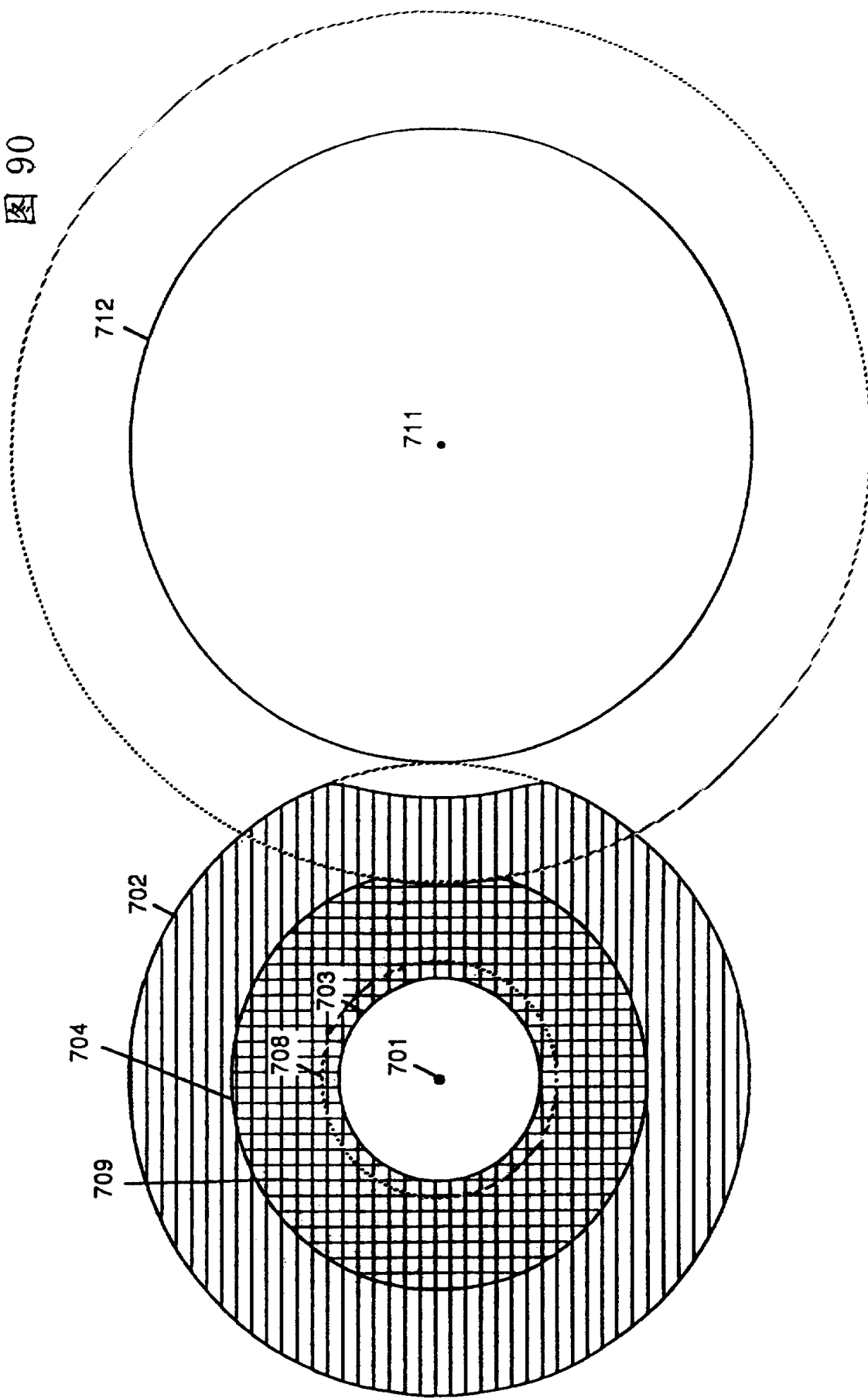


图 91

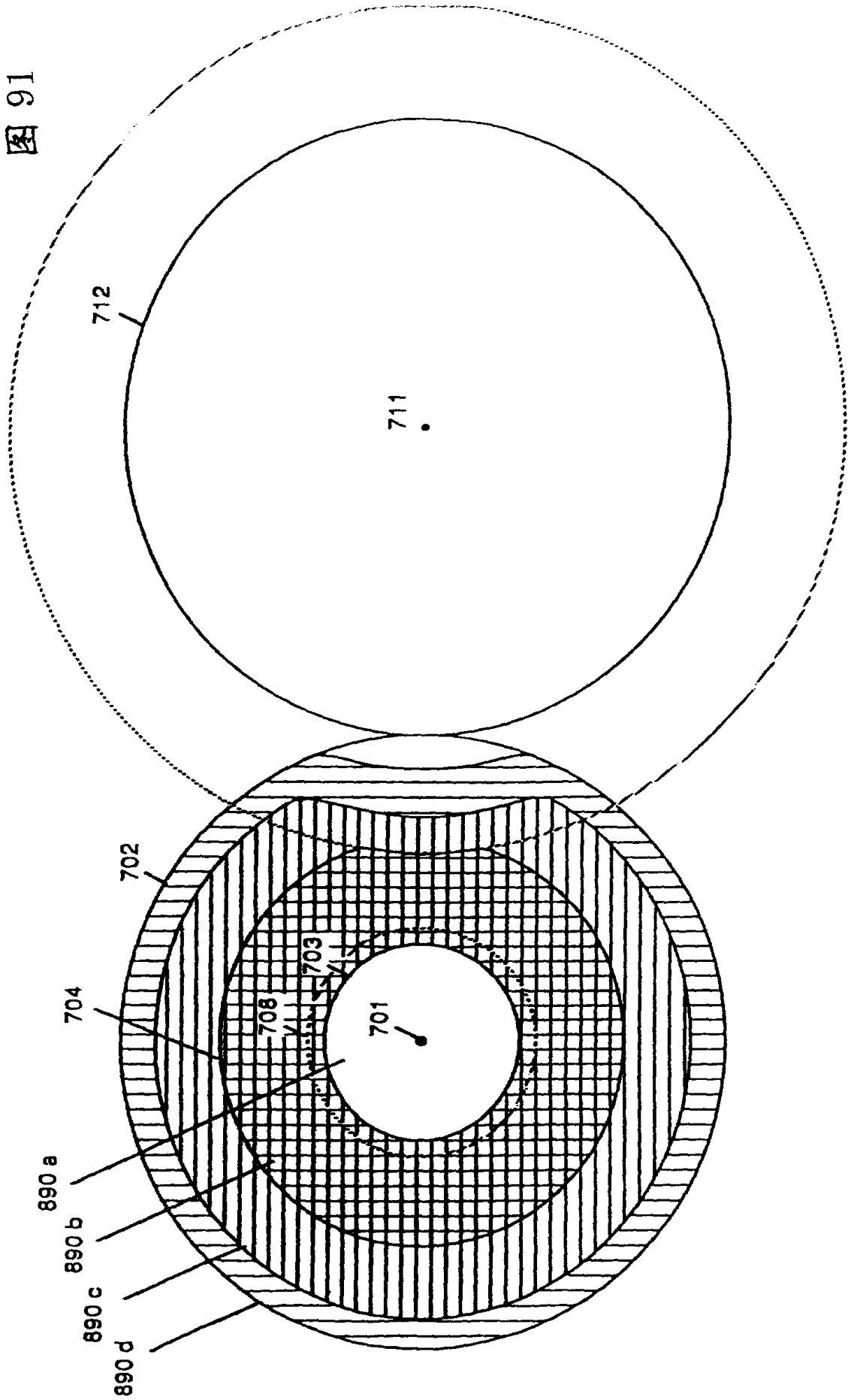
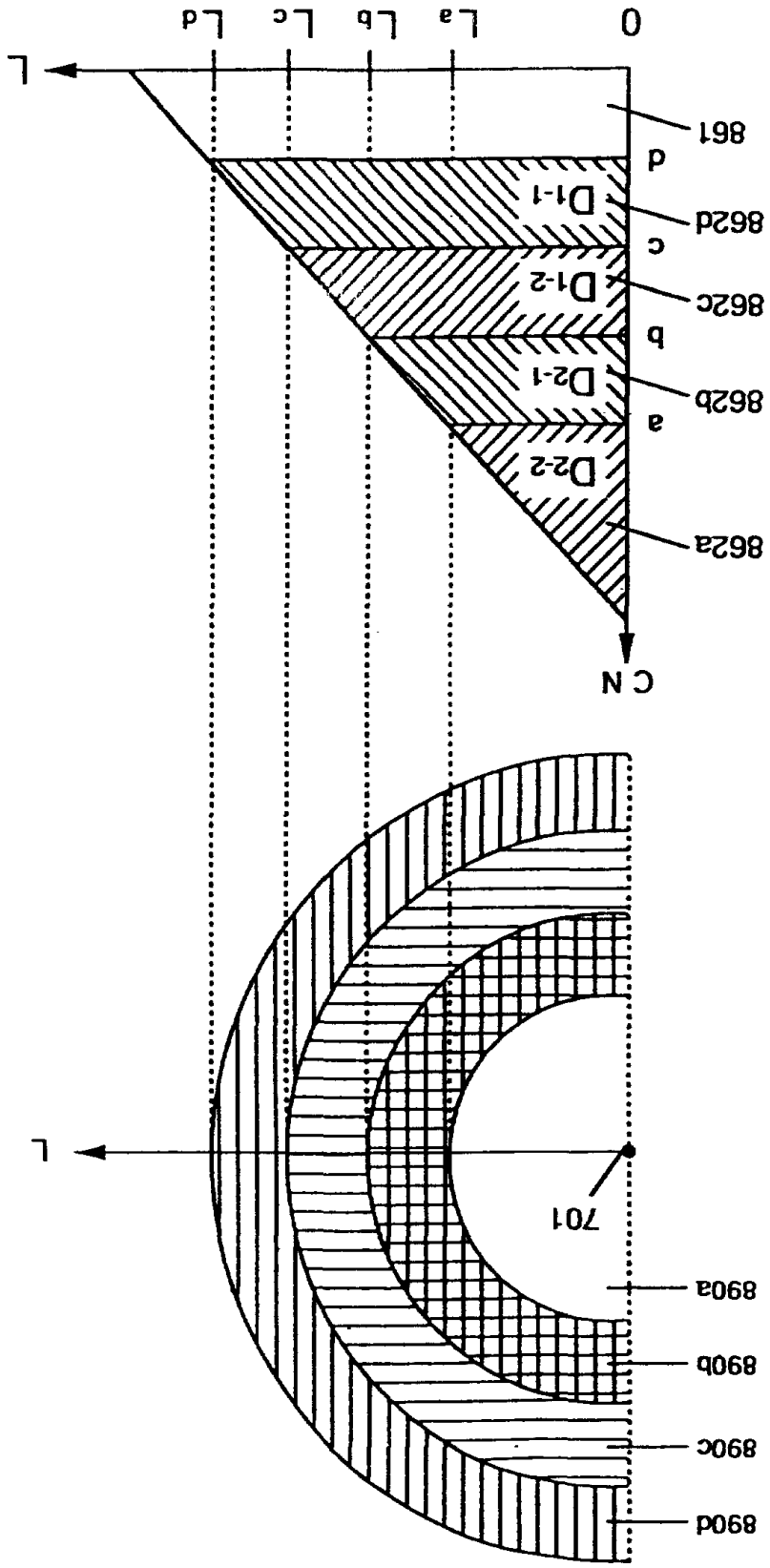


图 92



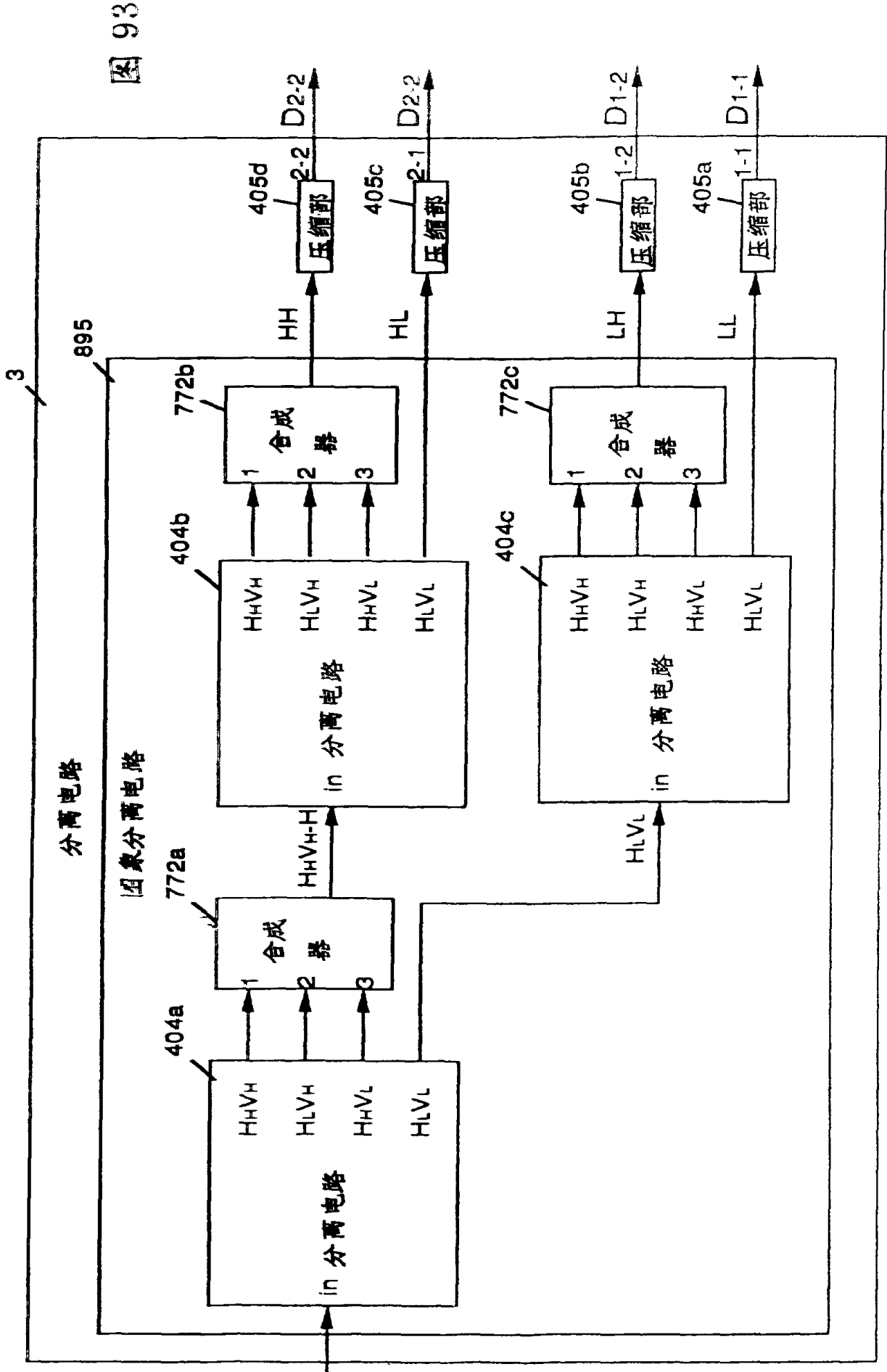


图 93

图 94

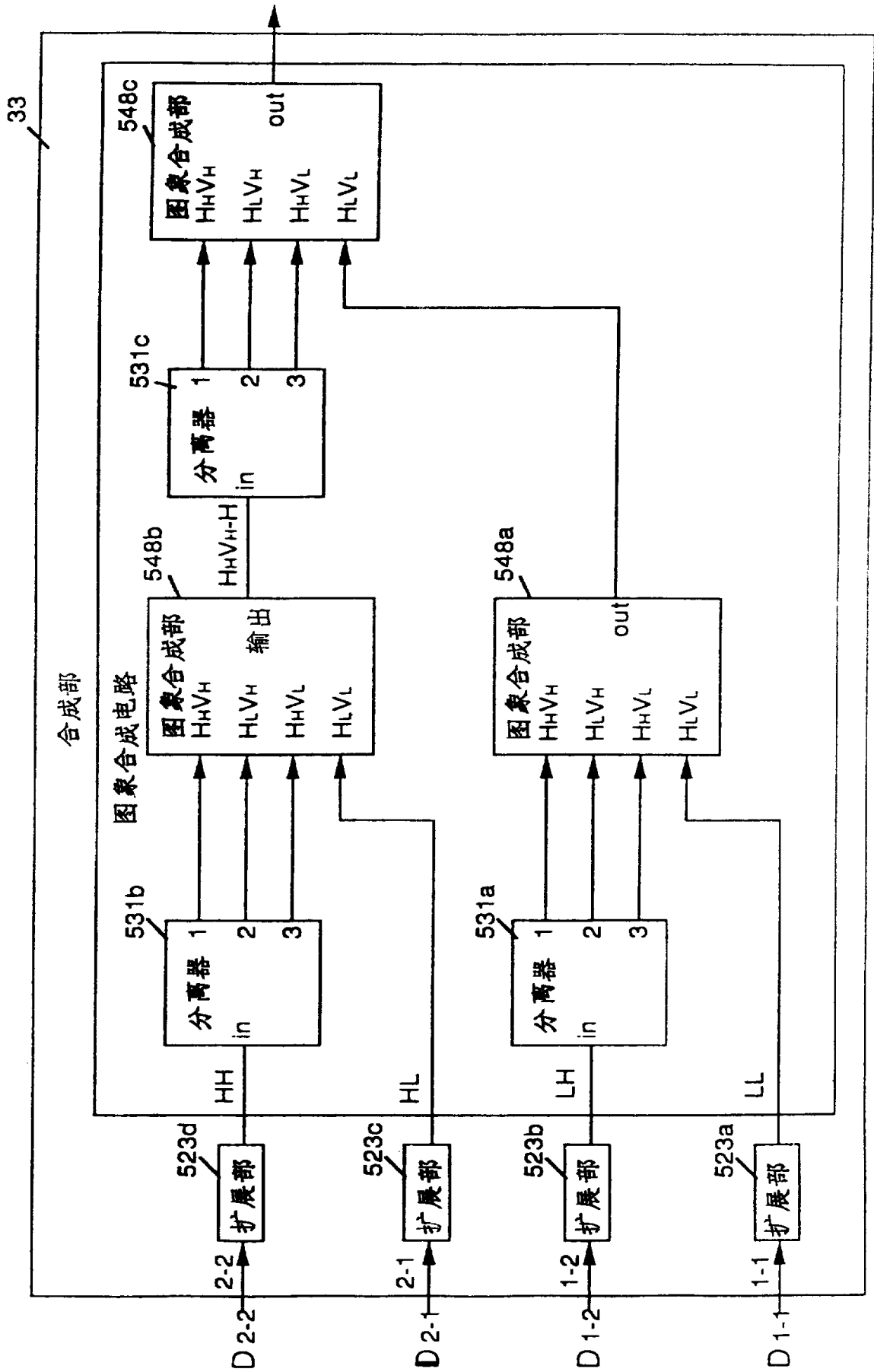


图 95

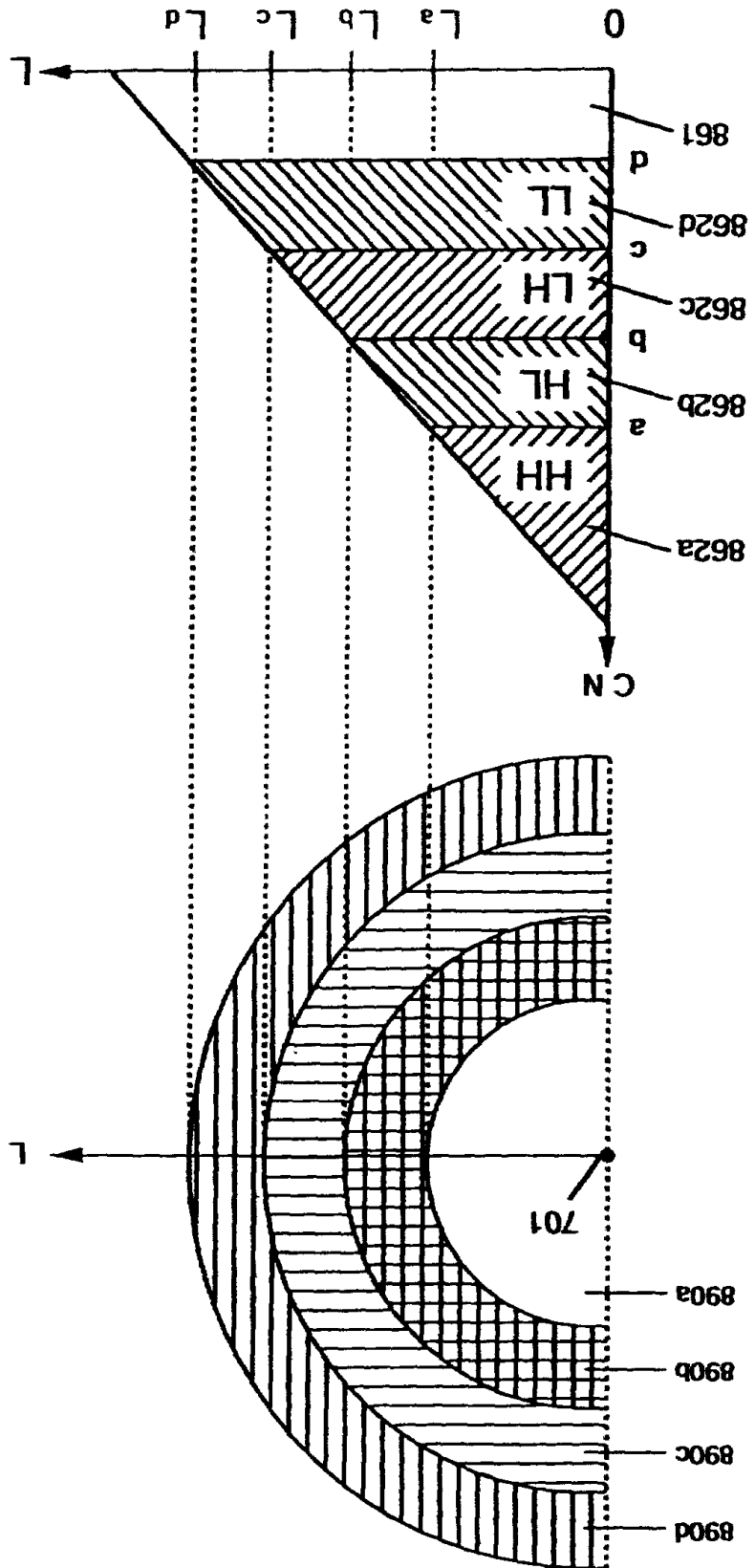


图 96

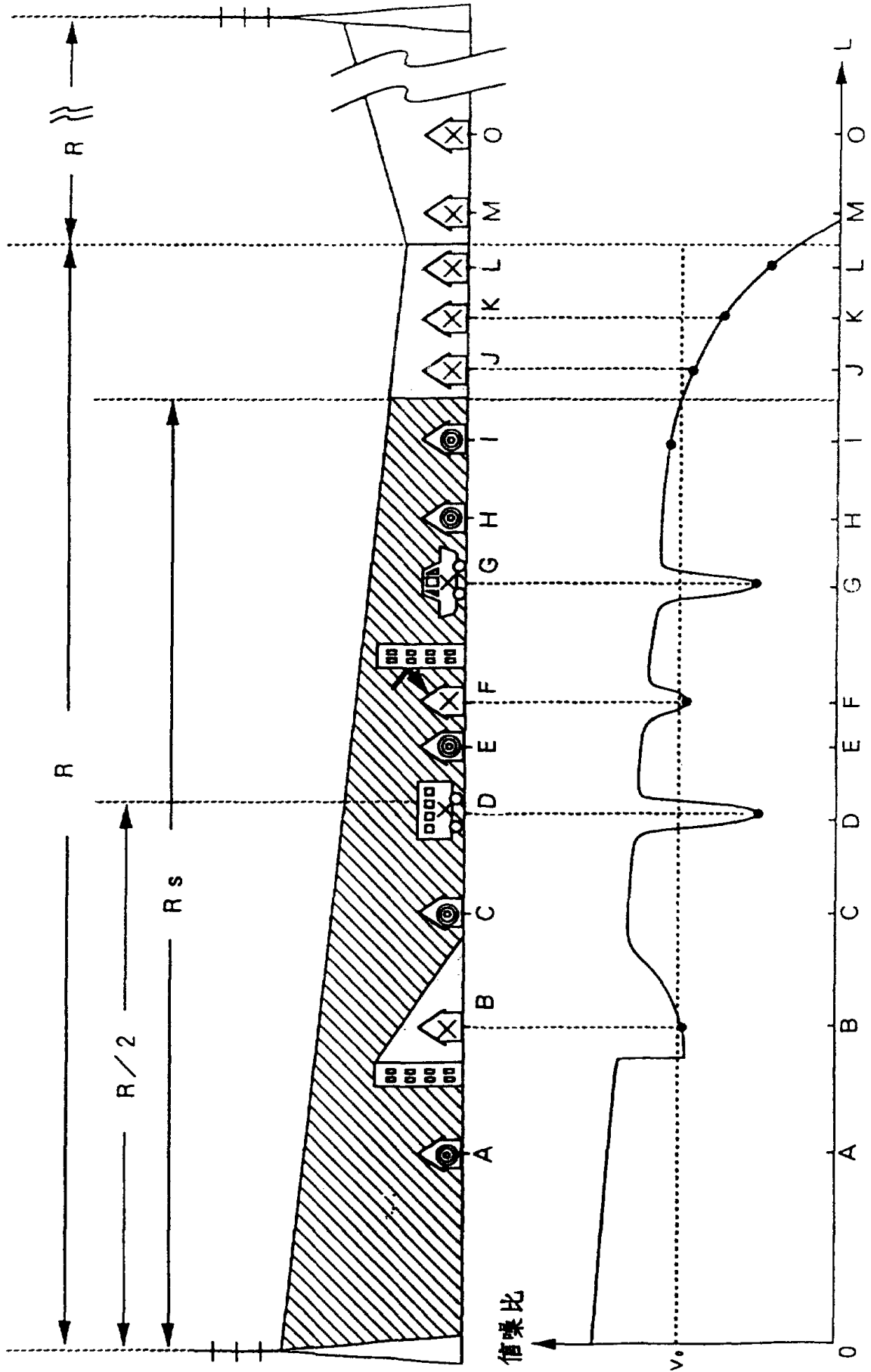
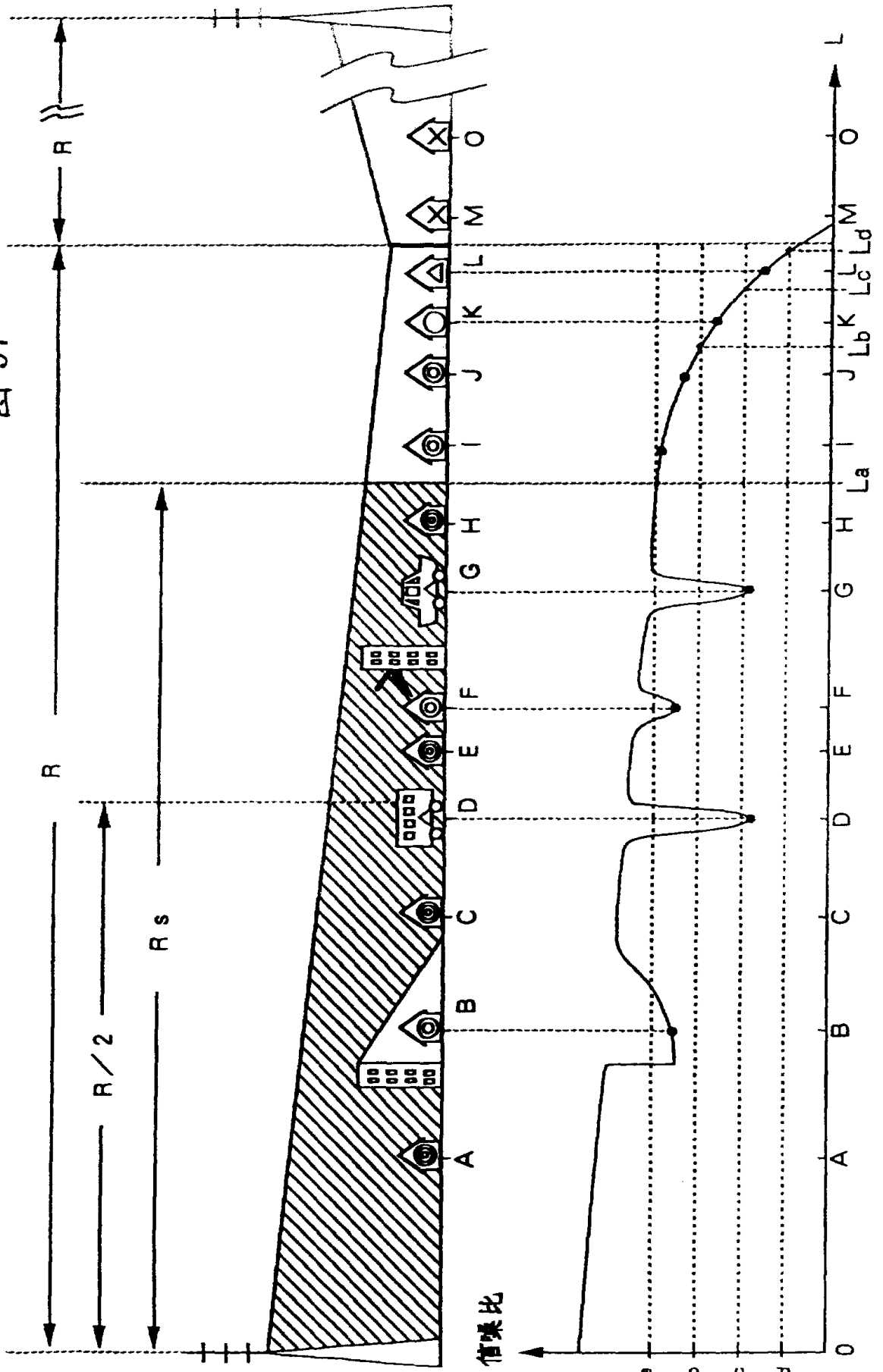


图 97



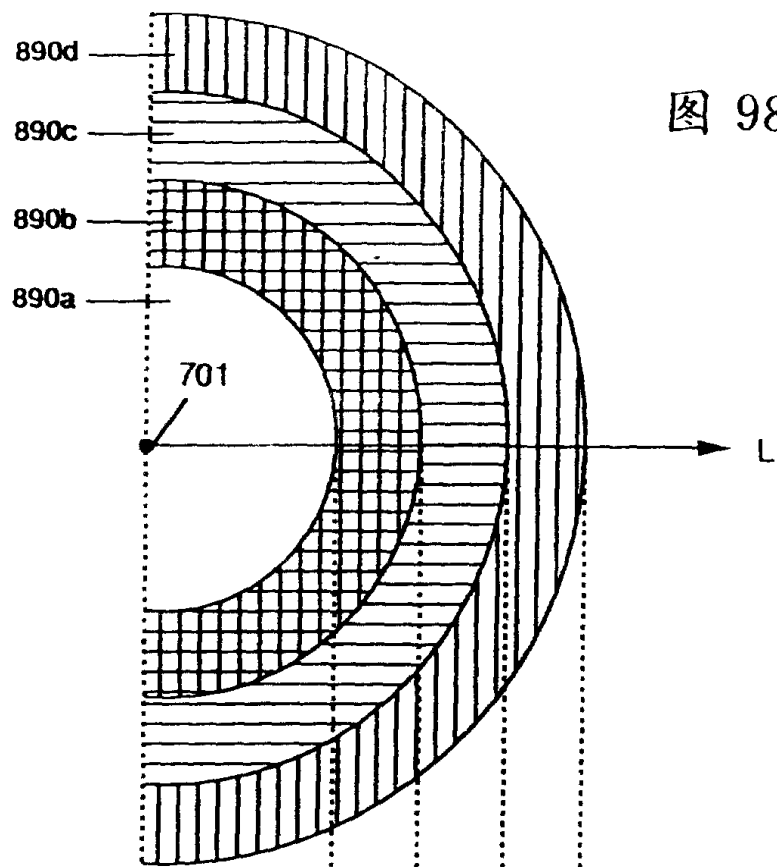
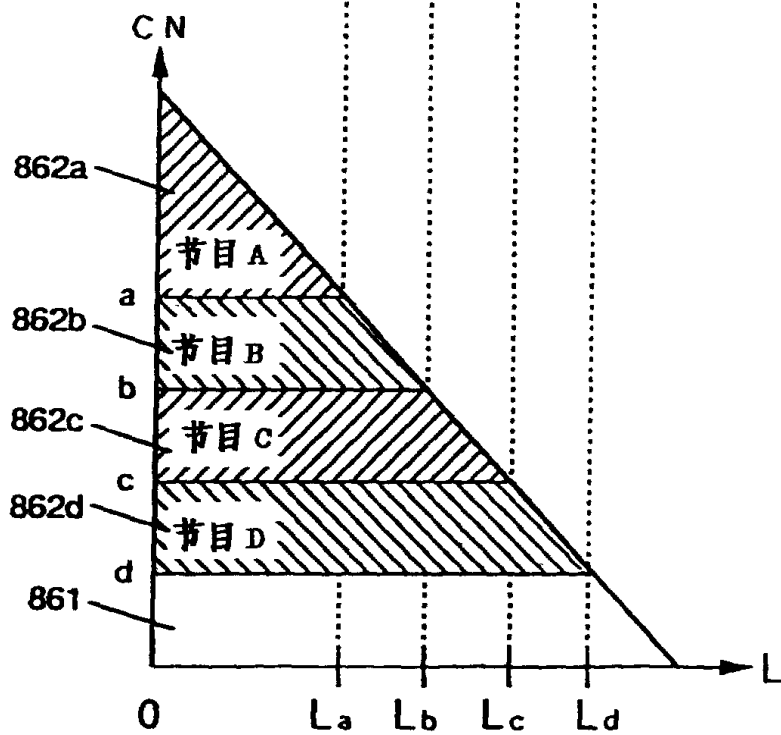


图 98



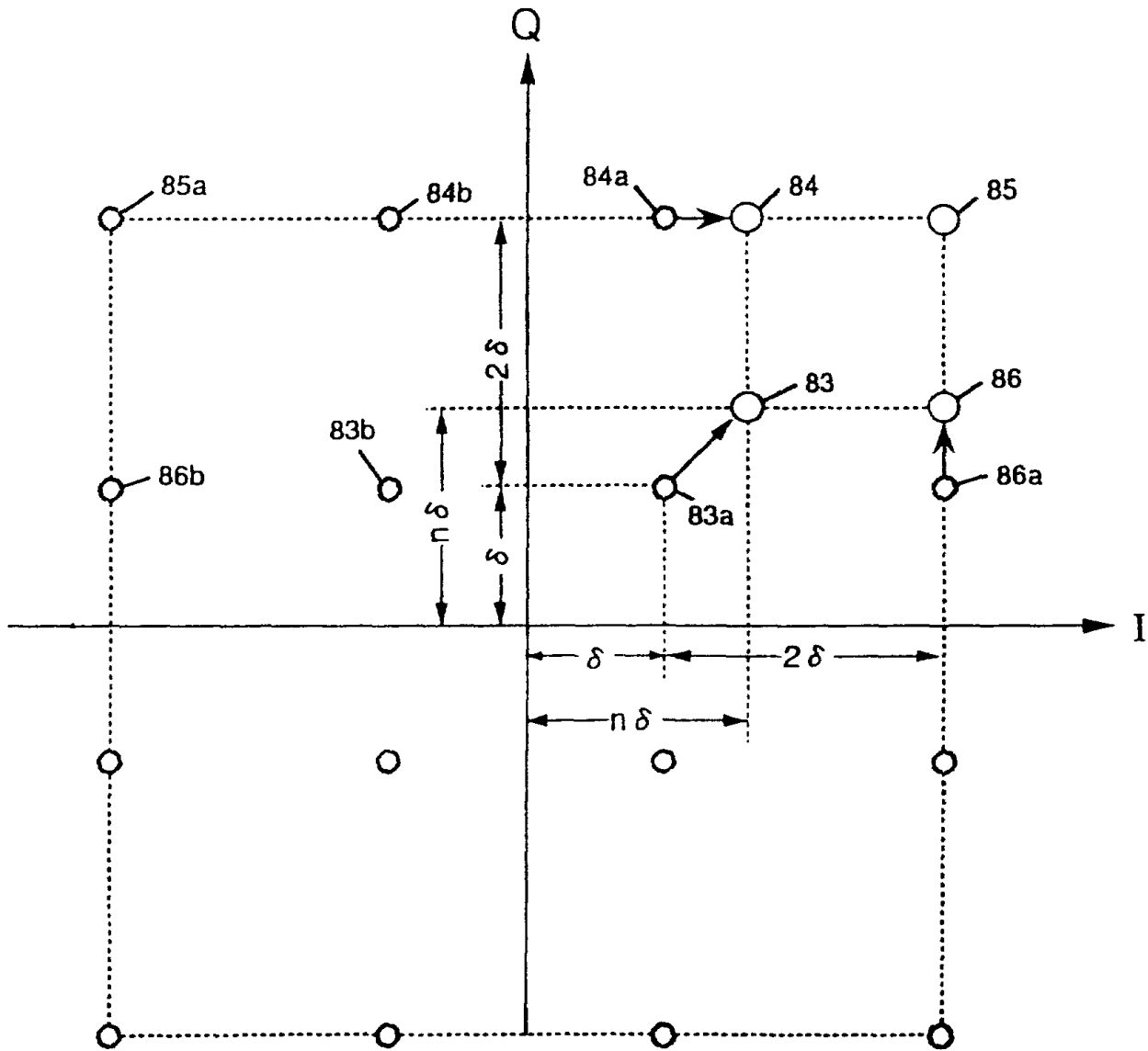


图 99

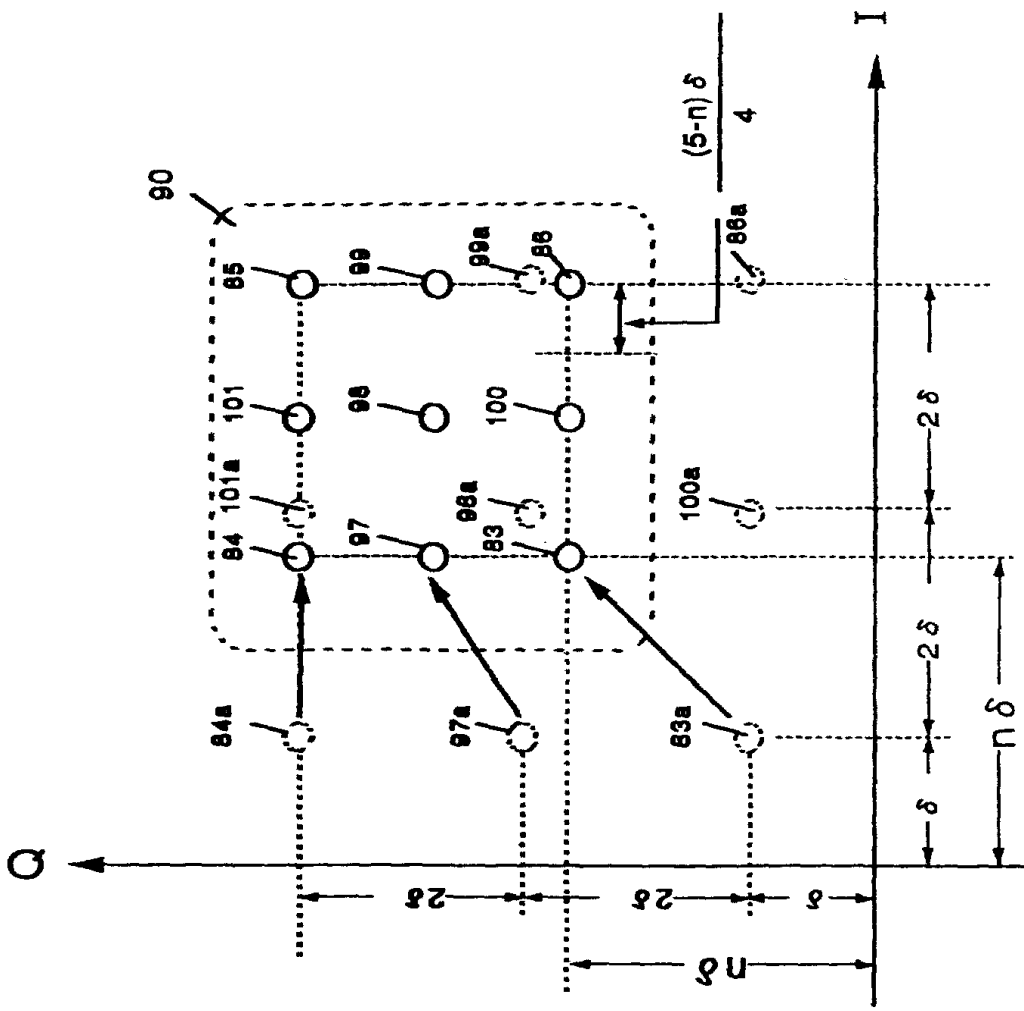


图 100

图 101

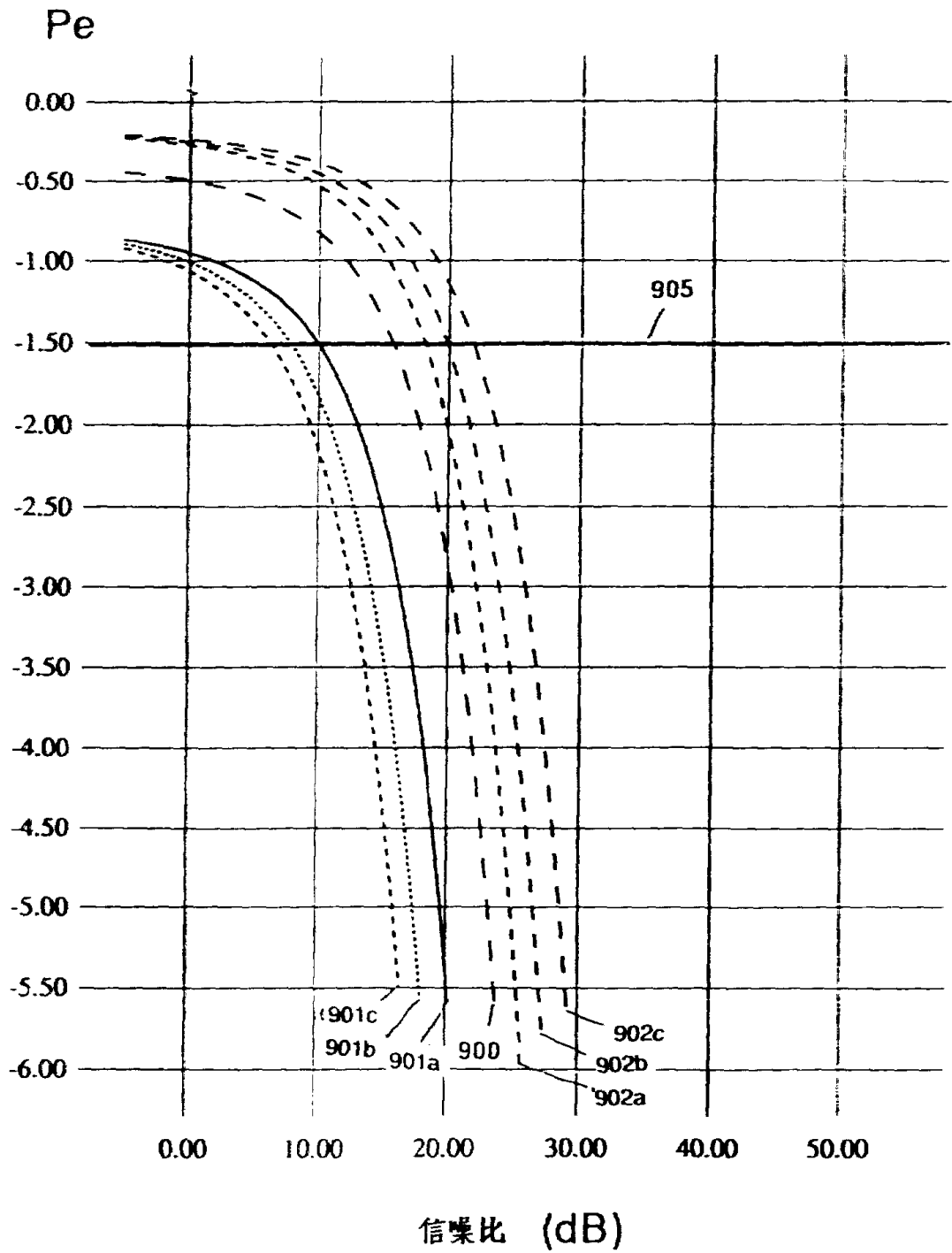


图 102

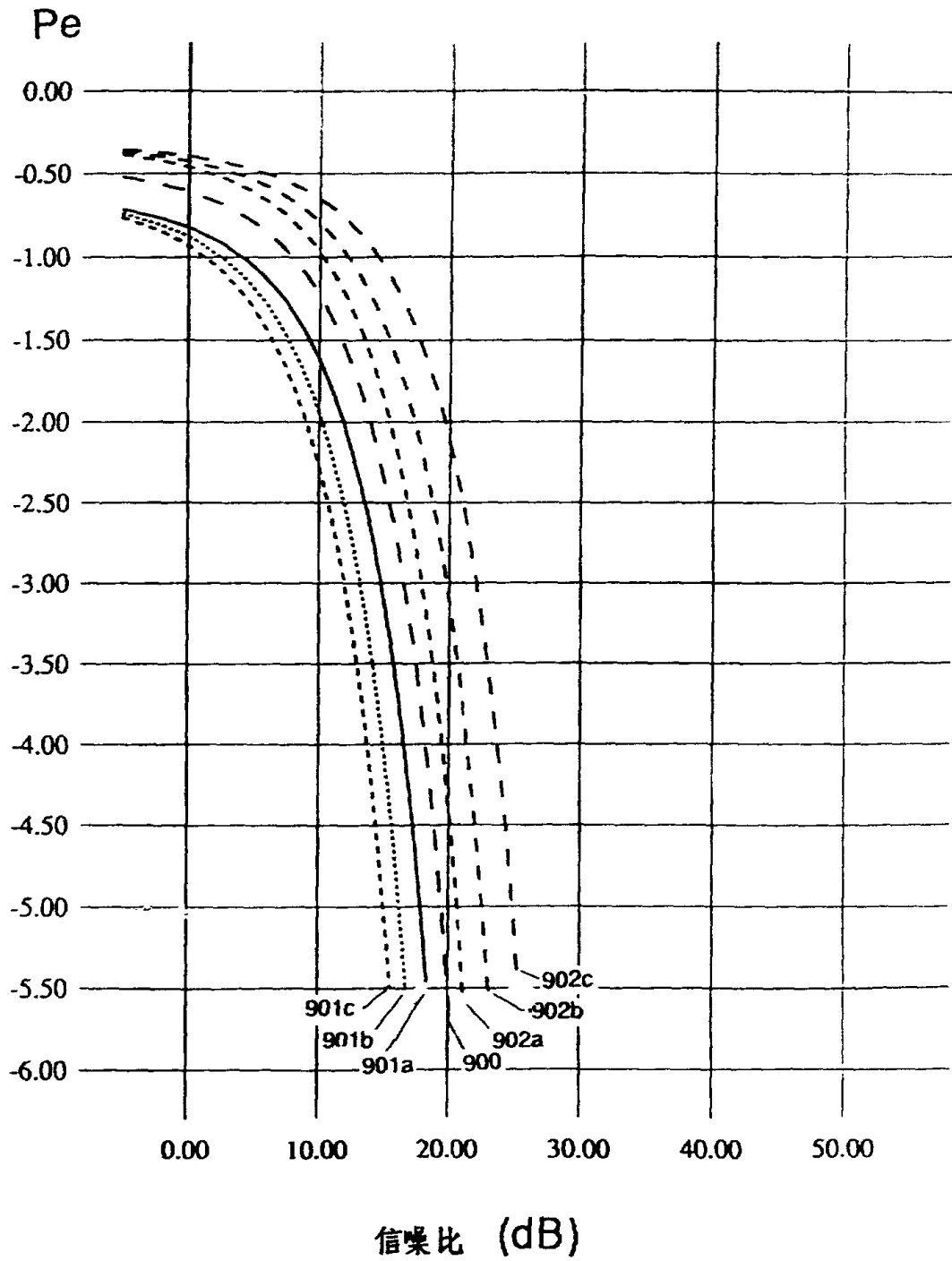


图103

信噪比(dB)

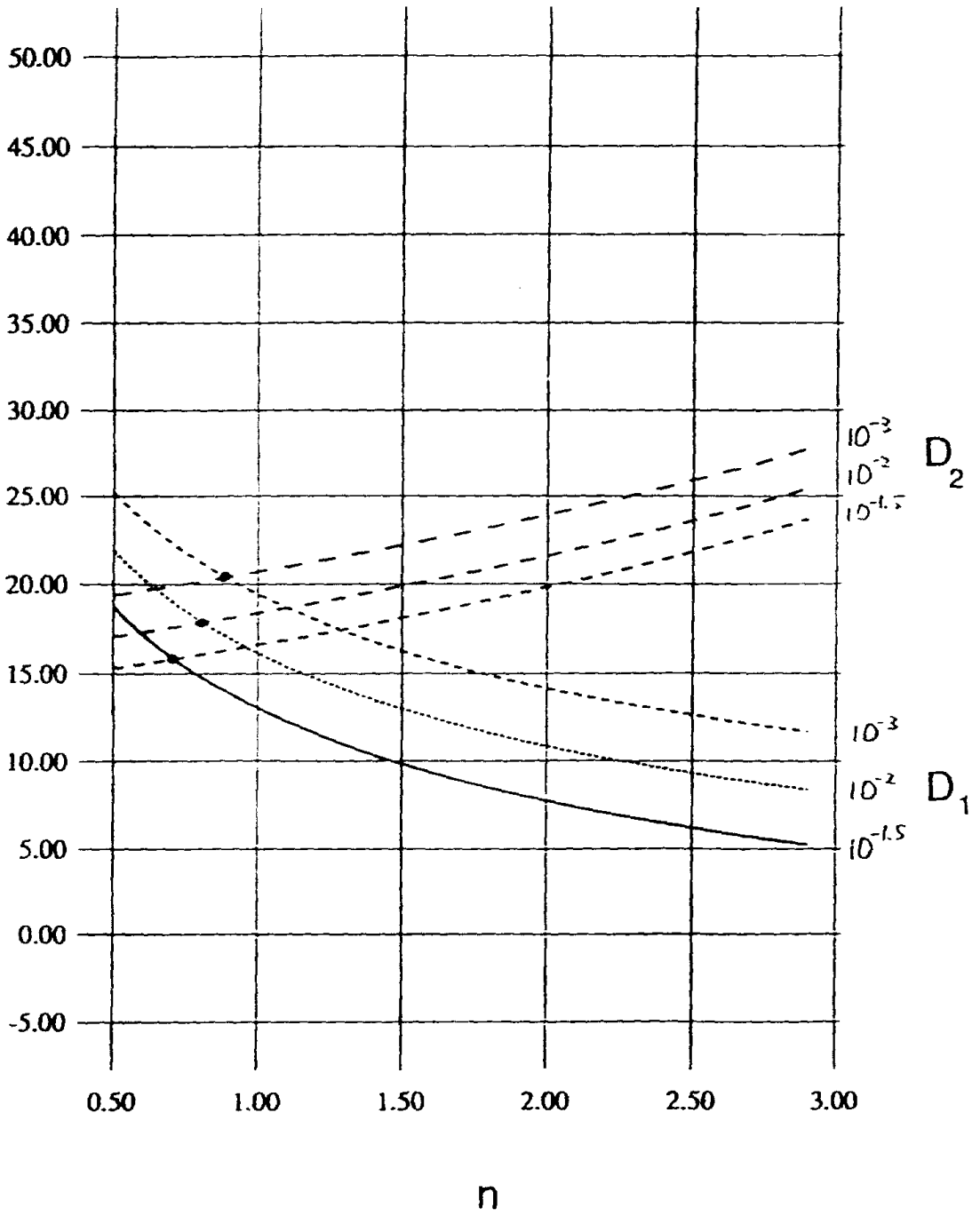


图 104

信噪比(dB)

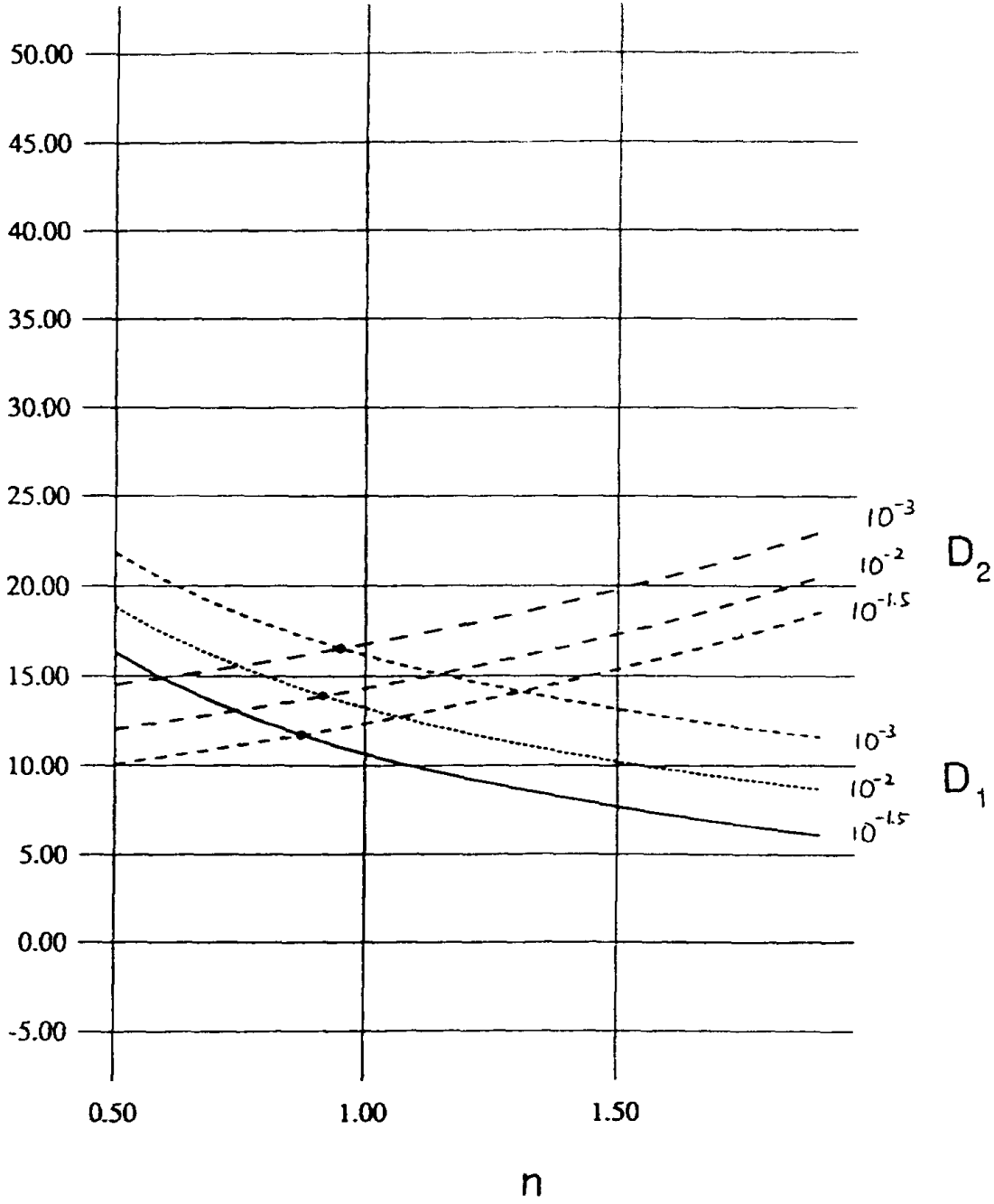
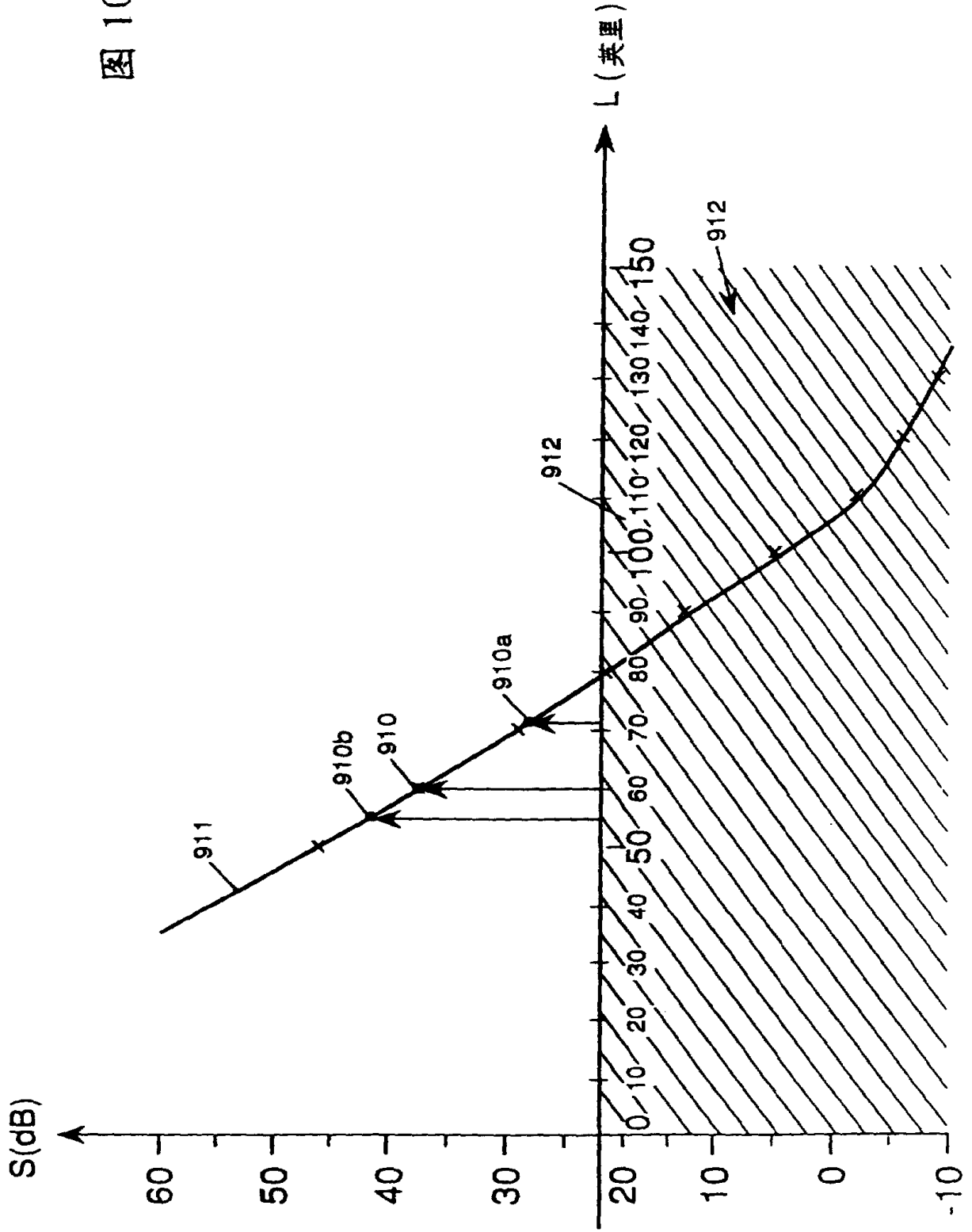


图 105



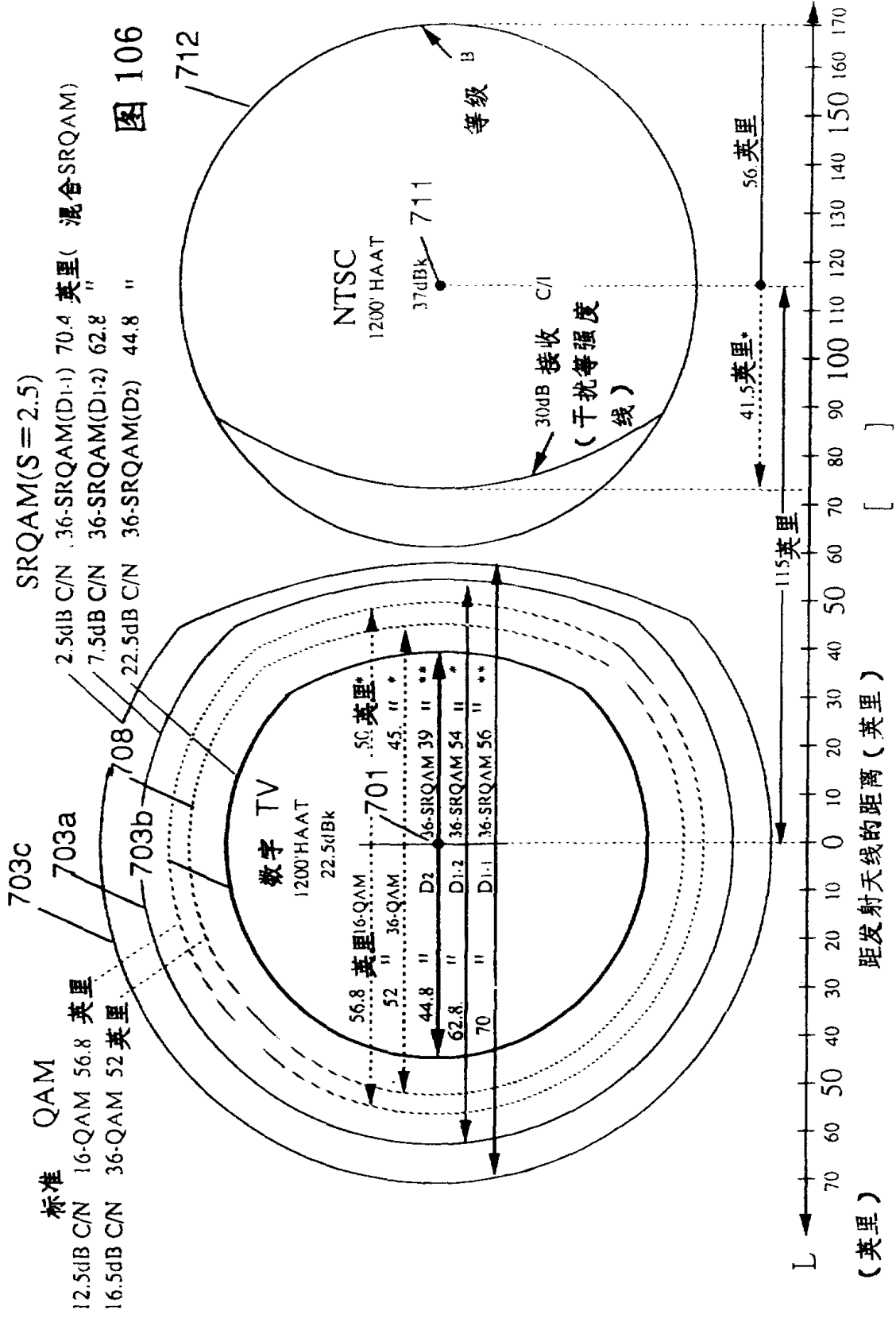


图 106

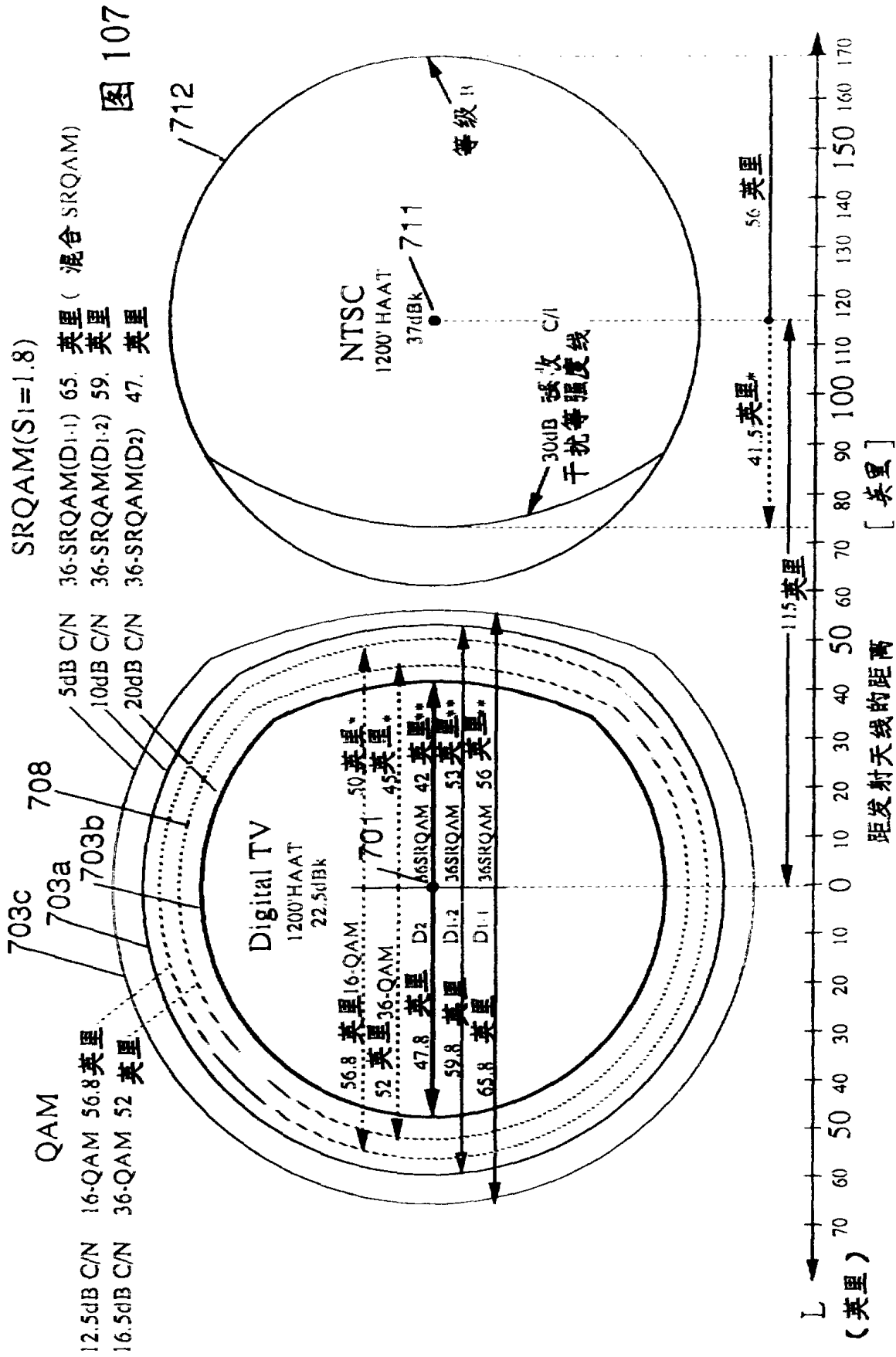


图 107

图 108

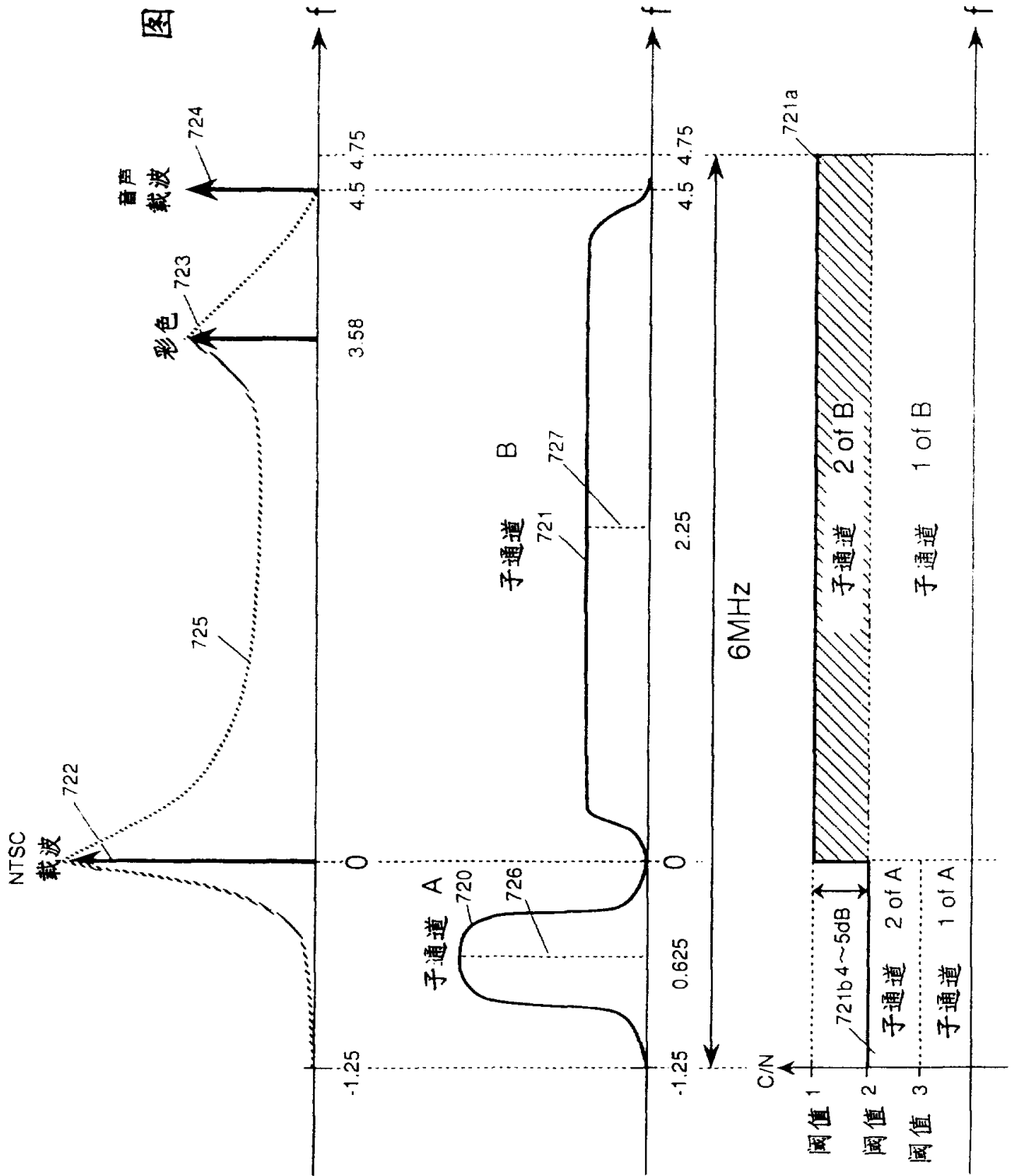
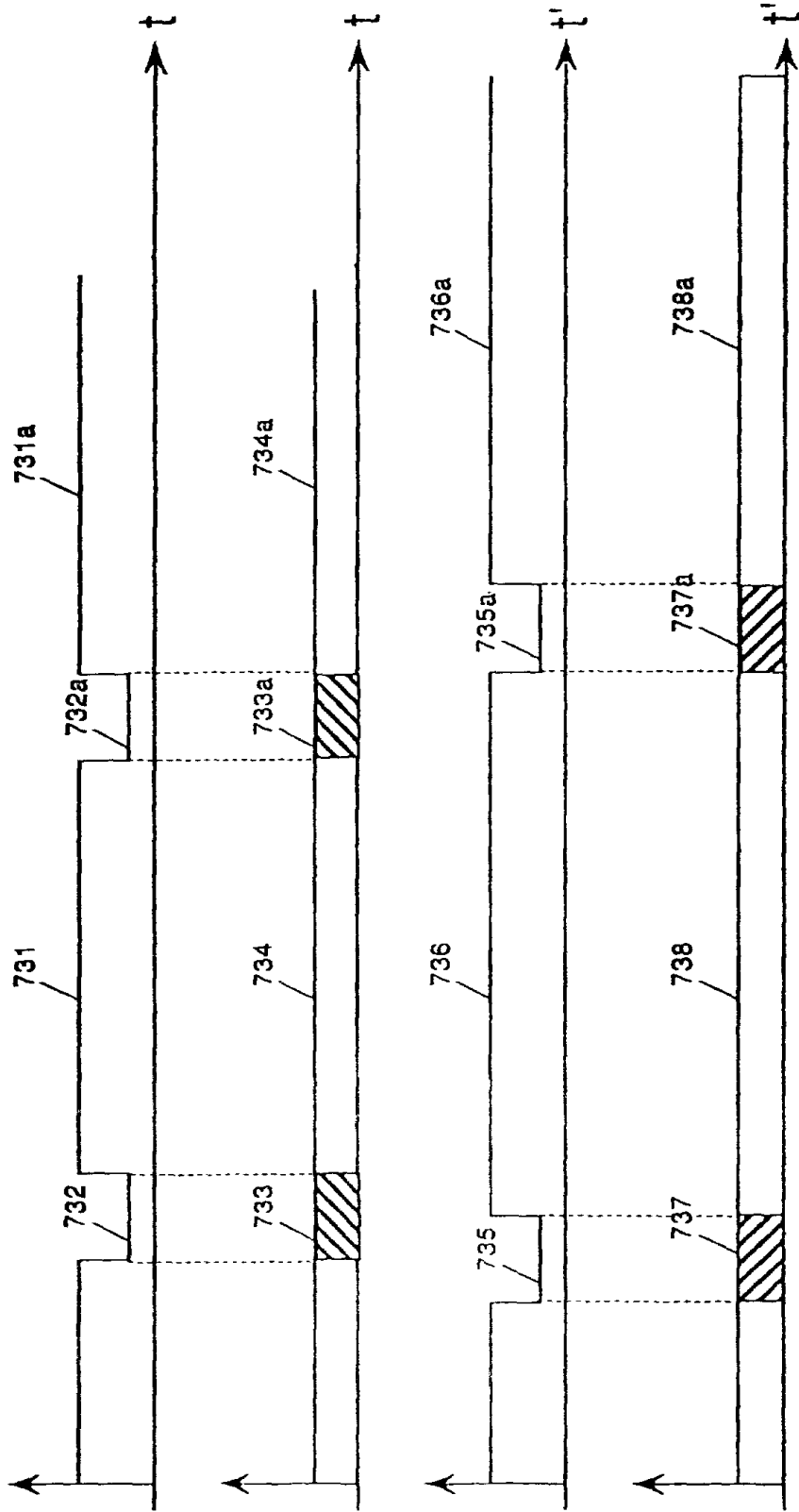


图 109



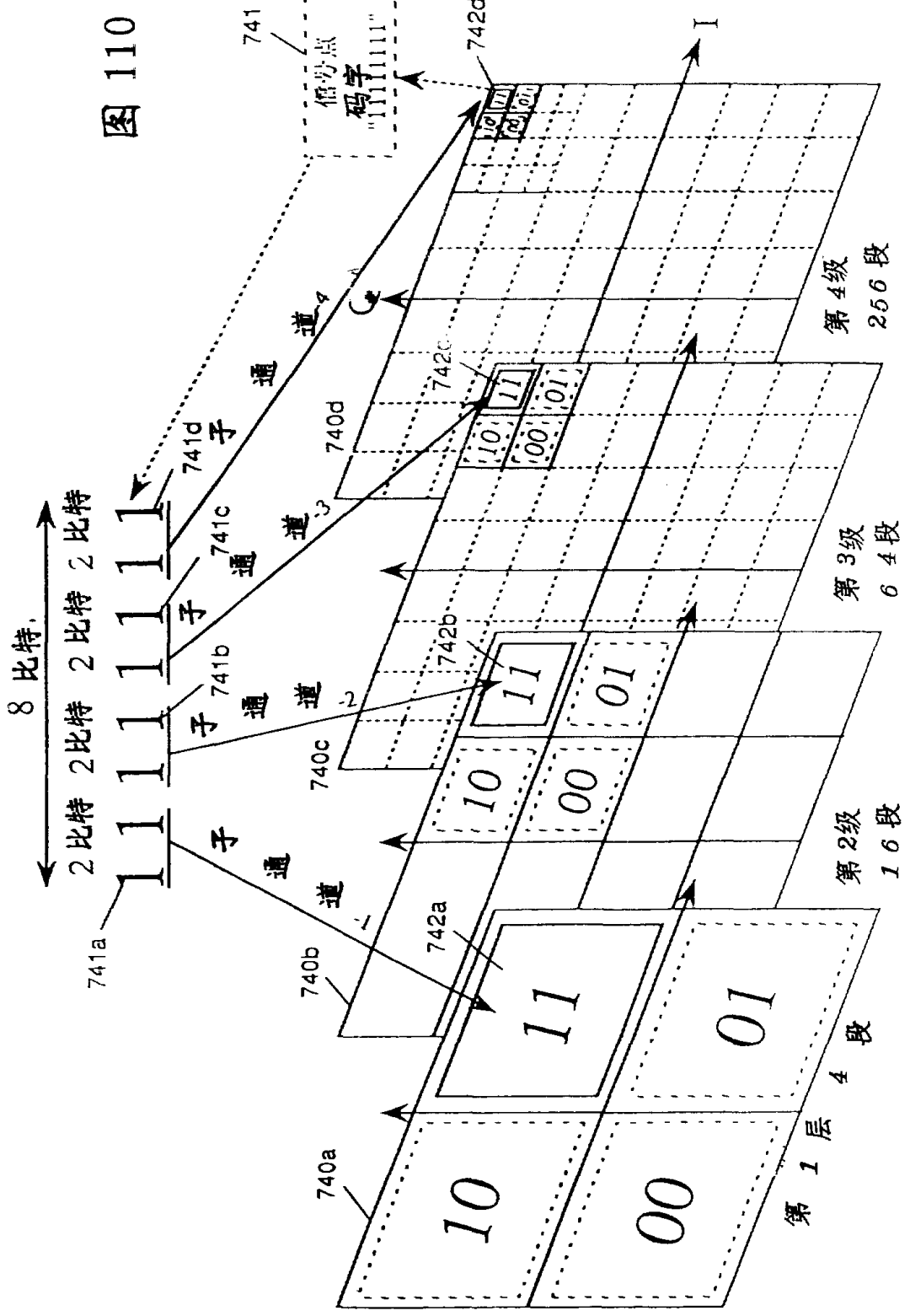


图 110

子通道 1 (SRQAM:D₁=2bit)

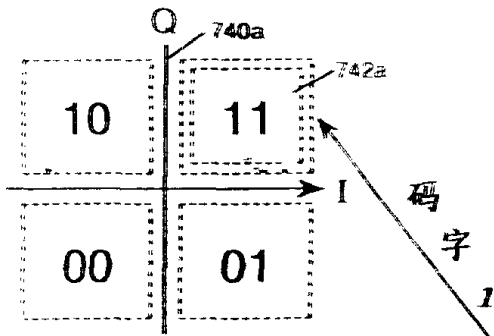
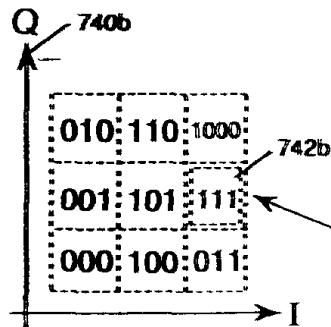
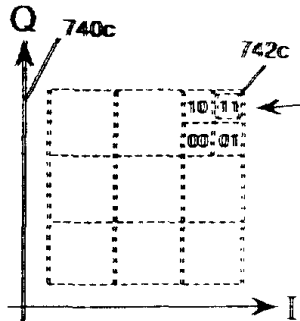


图 111

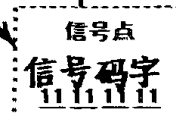
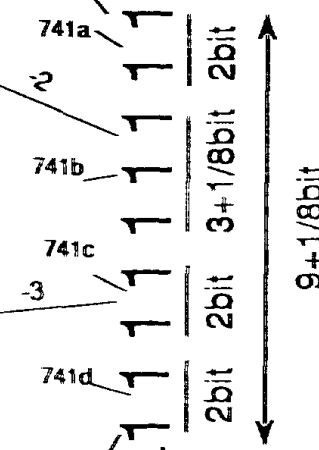
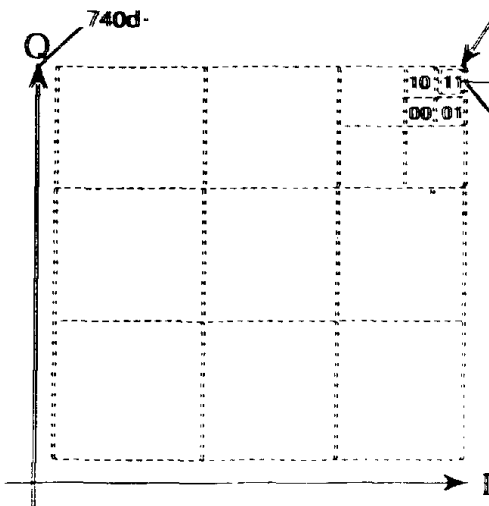
子通道 2 (36-SRQAM:D₂=3bit+1/8bit)



子通道 3 (144-SRQAM:D₃=2bit)



子通道 4 (576-SRQAM:D₄=2bit)



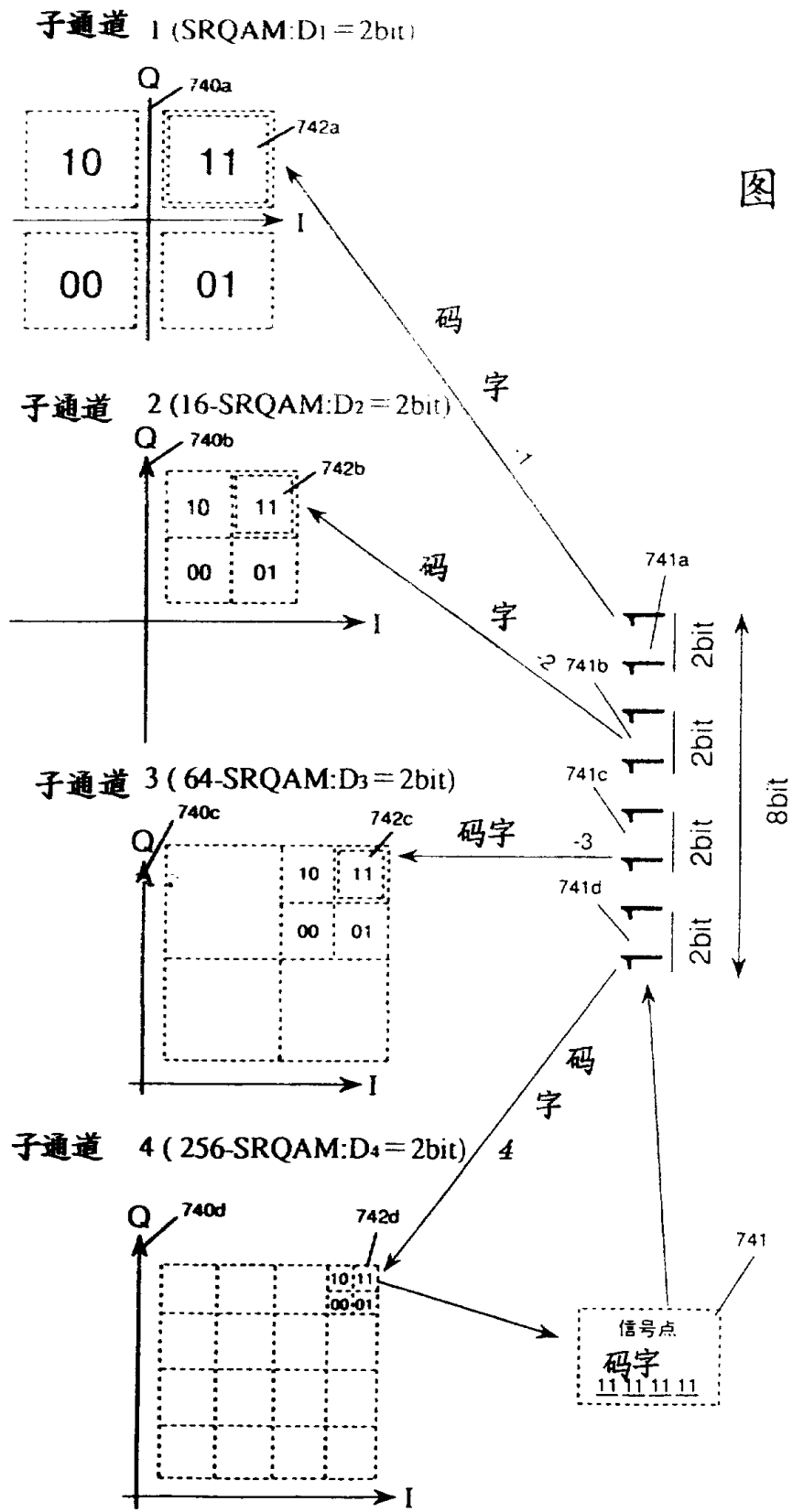


图 112

图113

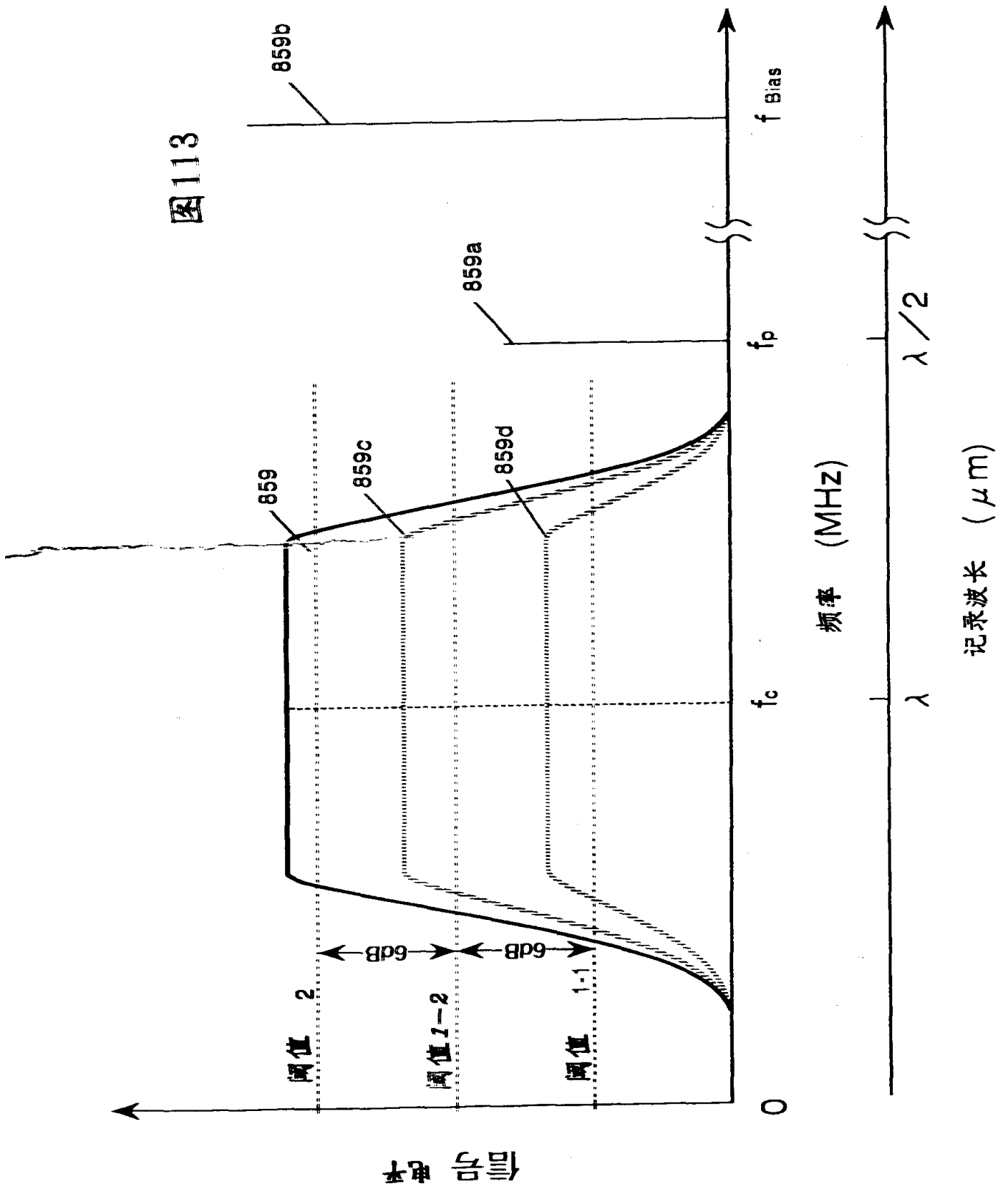


图 114

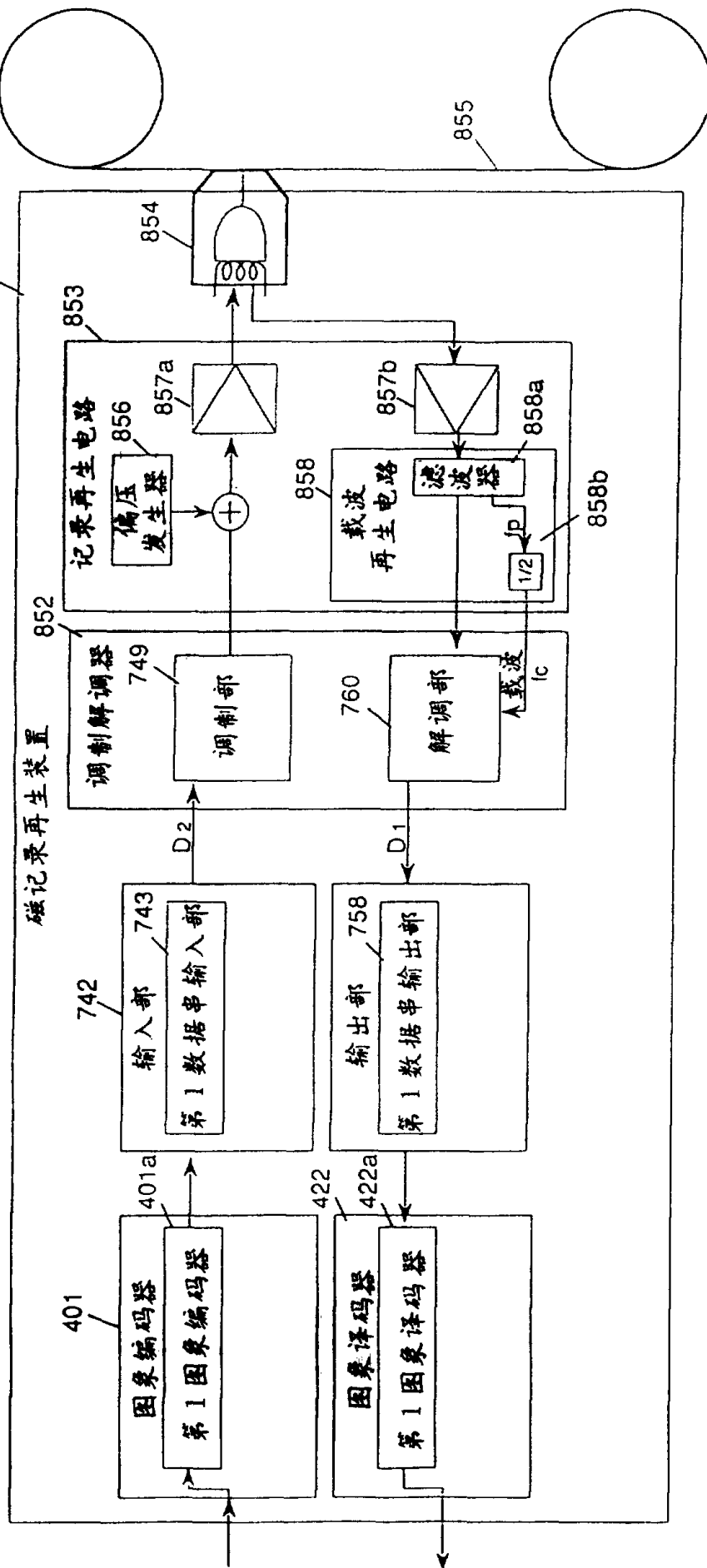
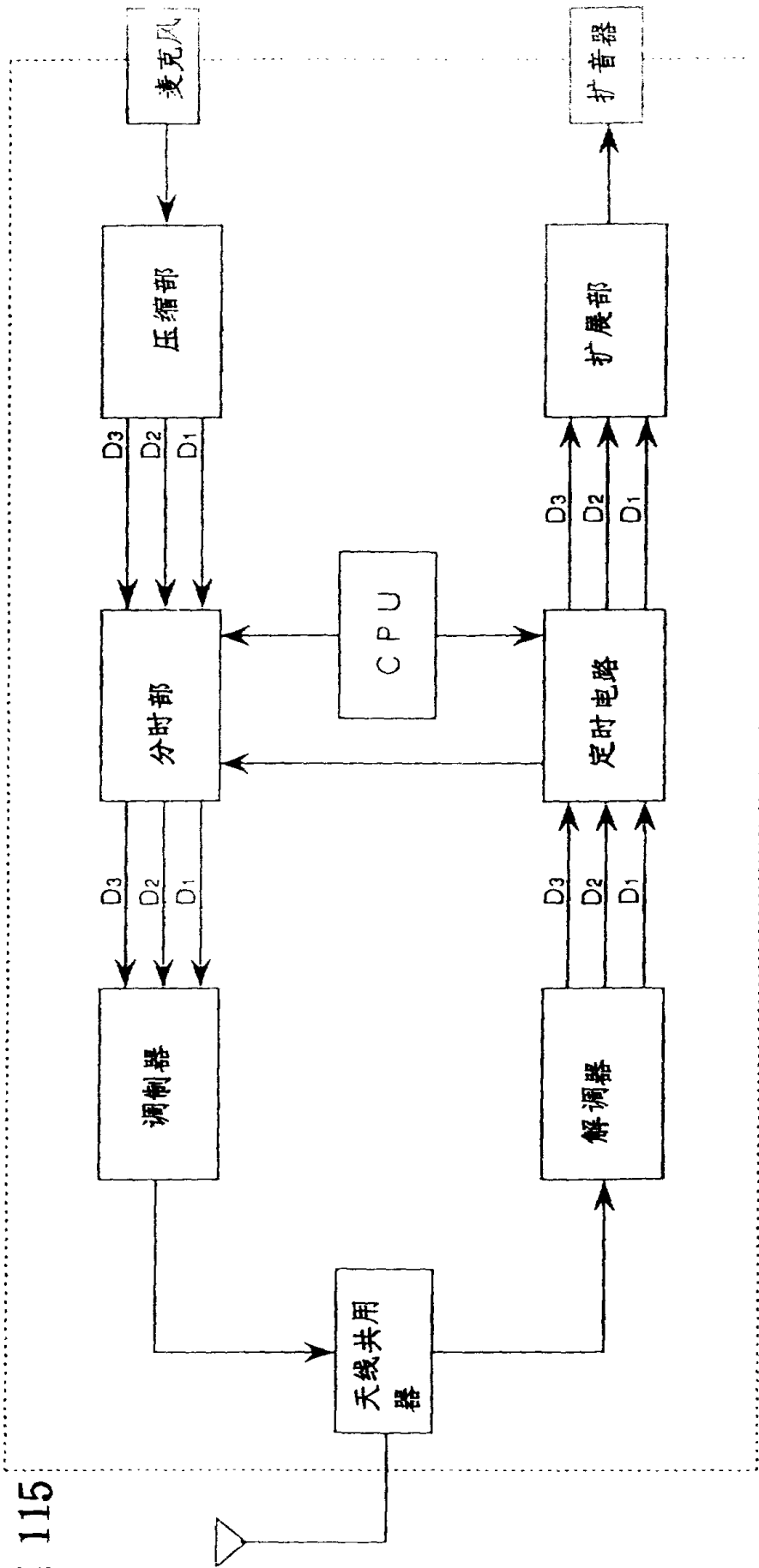


图 115



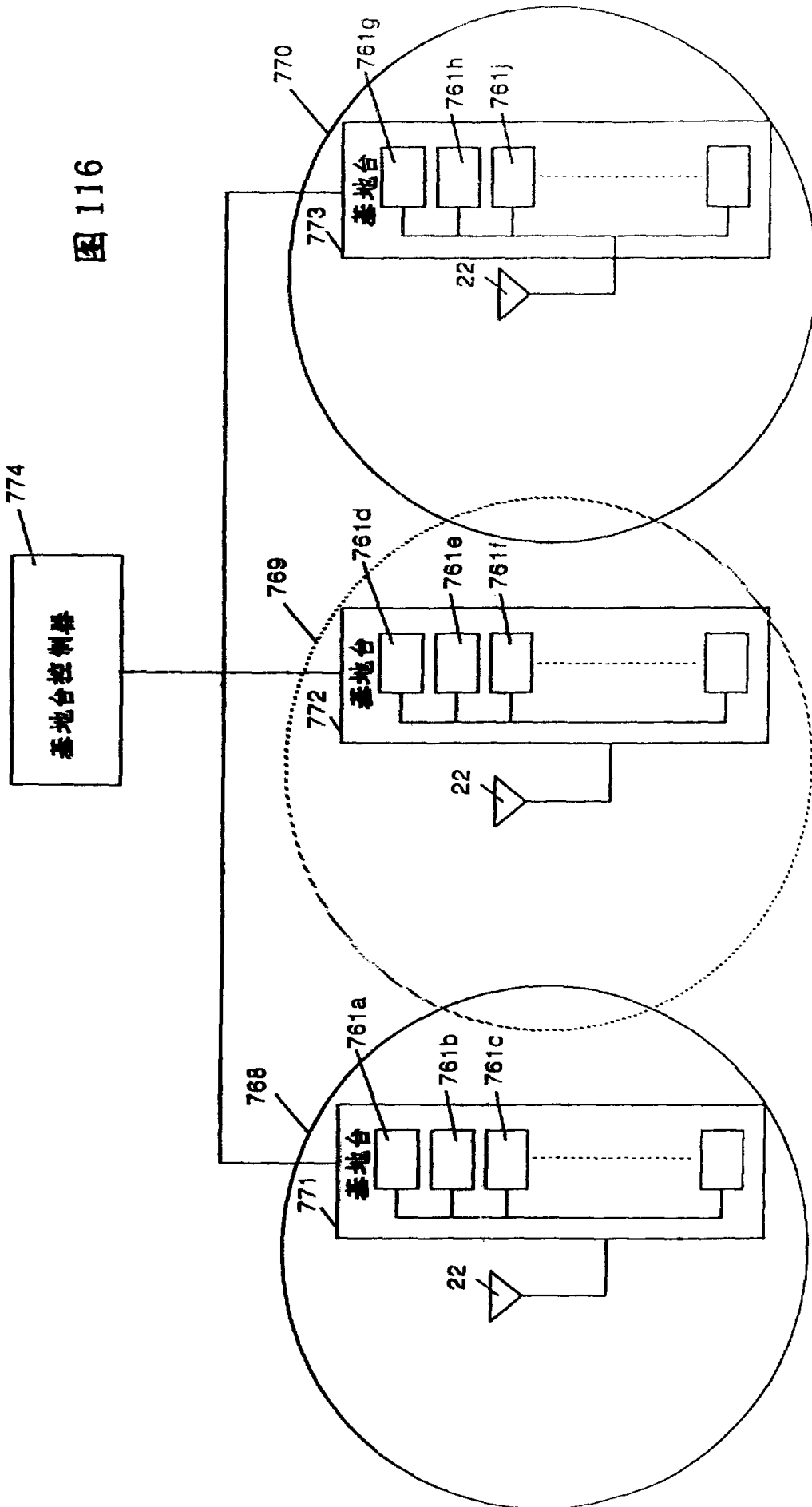


图 116

图 117

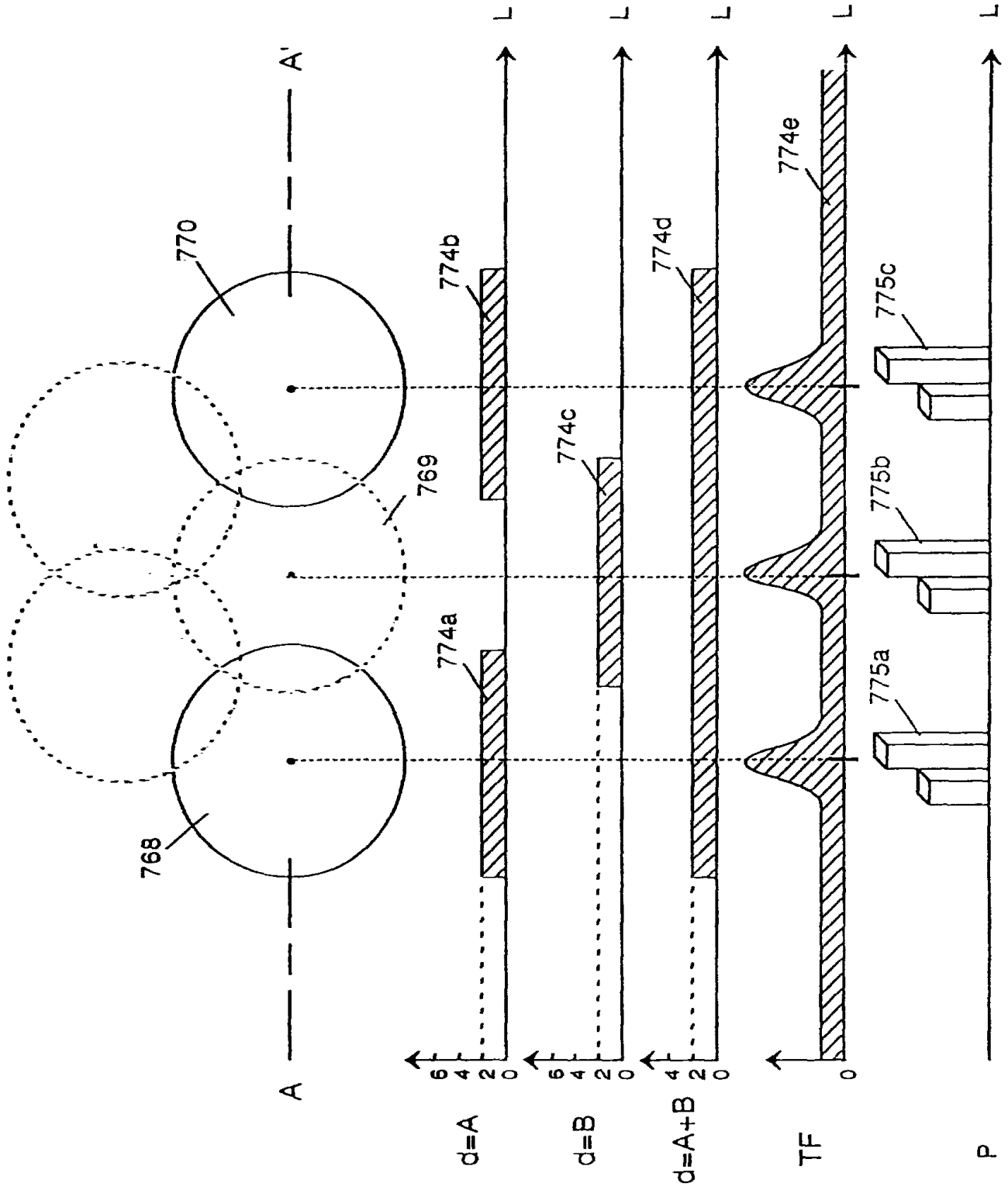
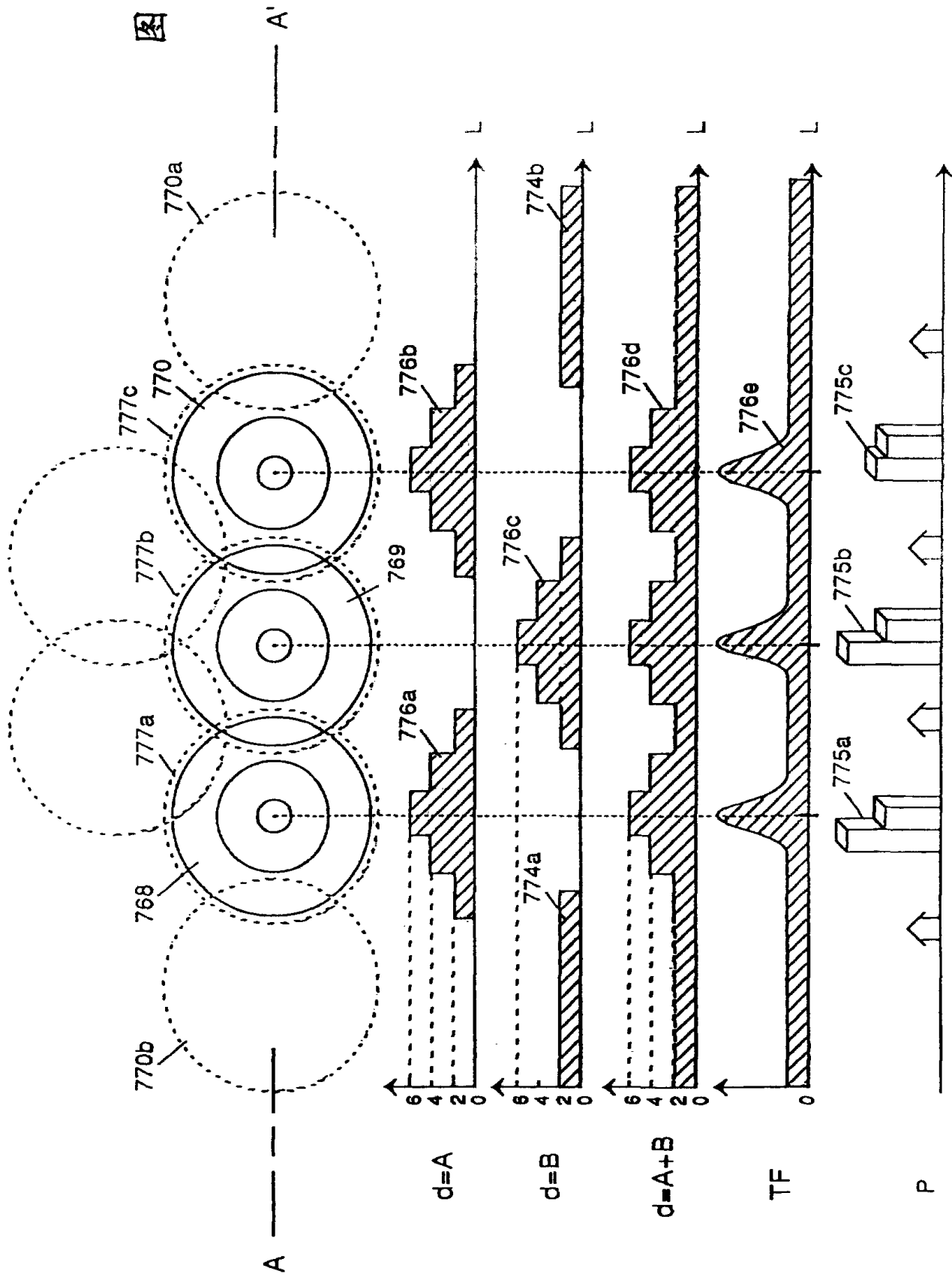


图 118



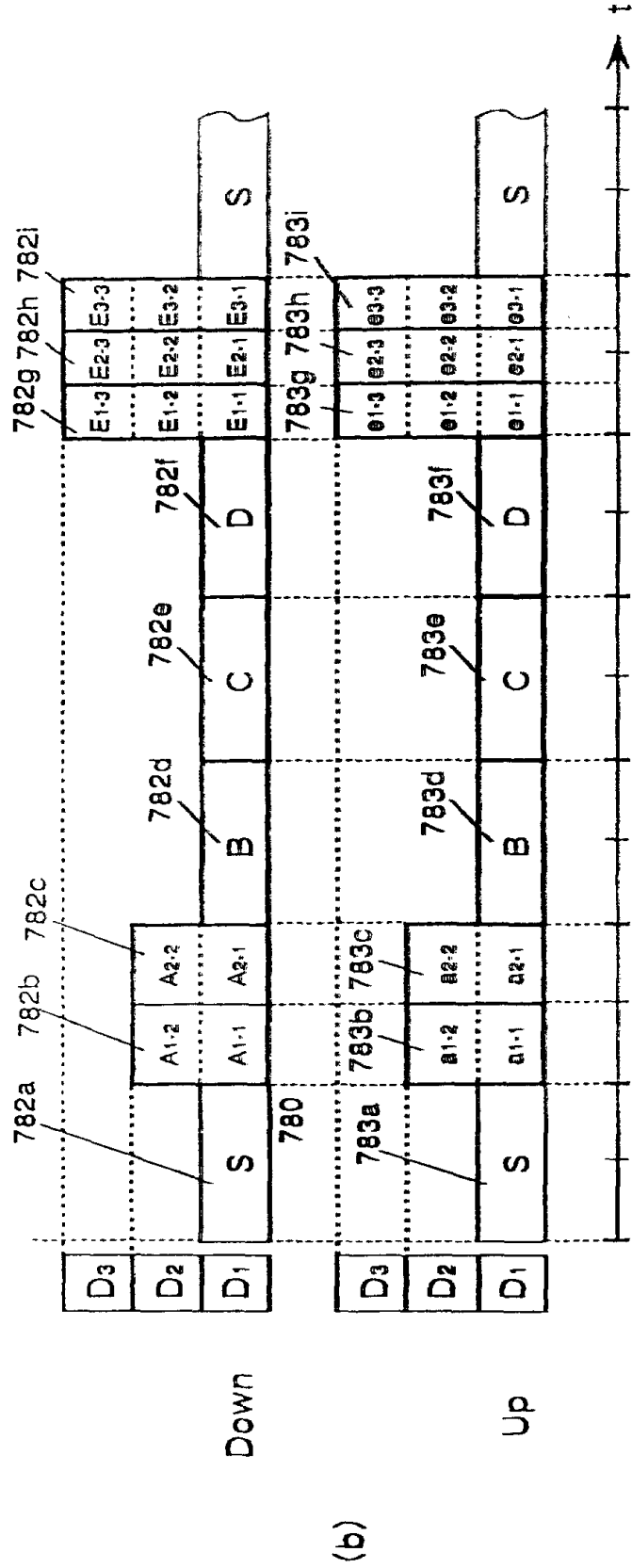
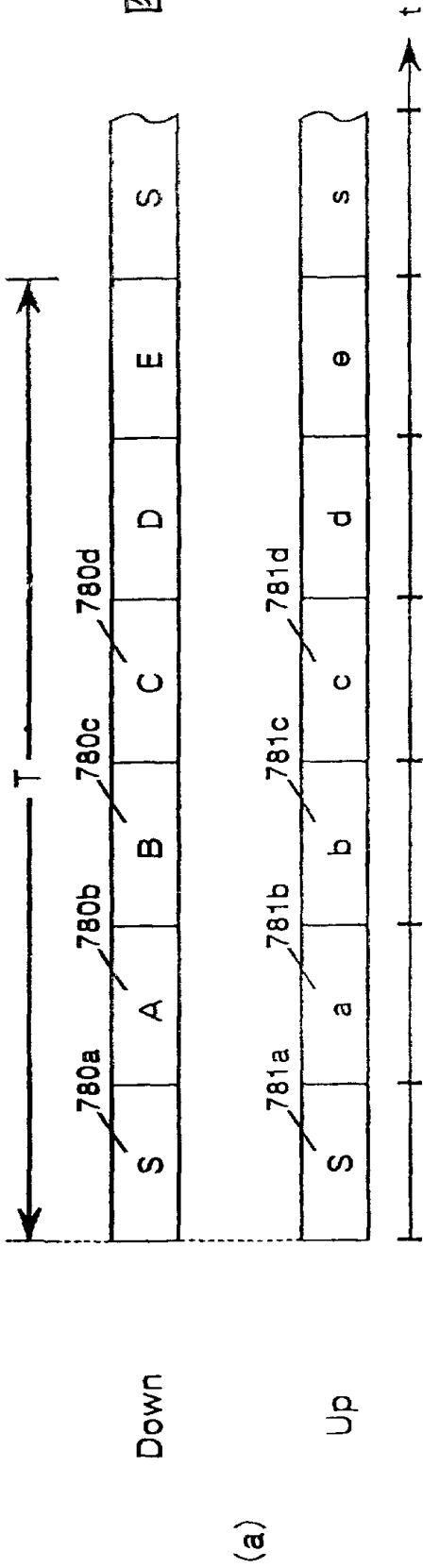


图 120

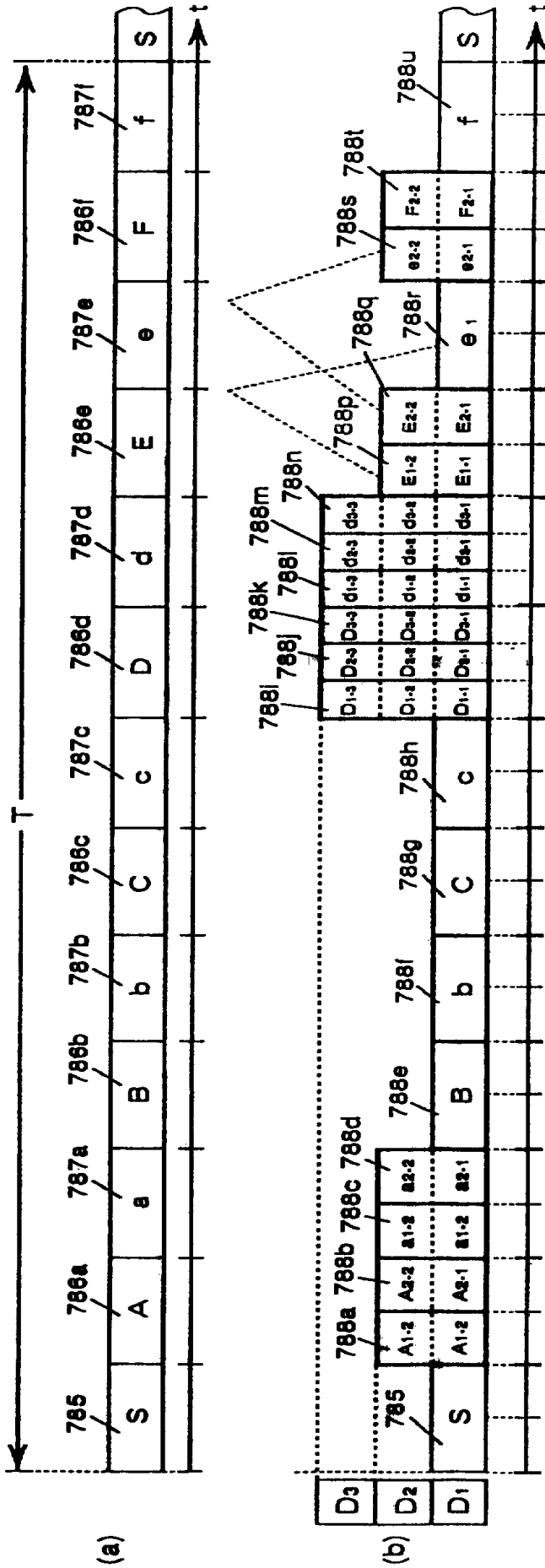


图 121

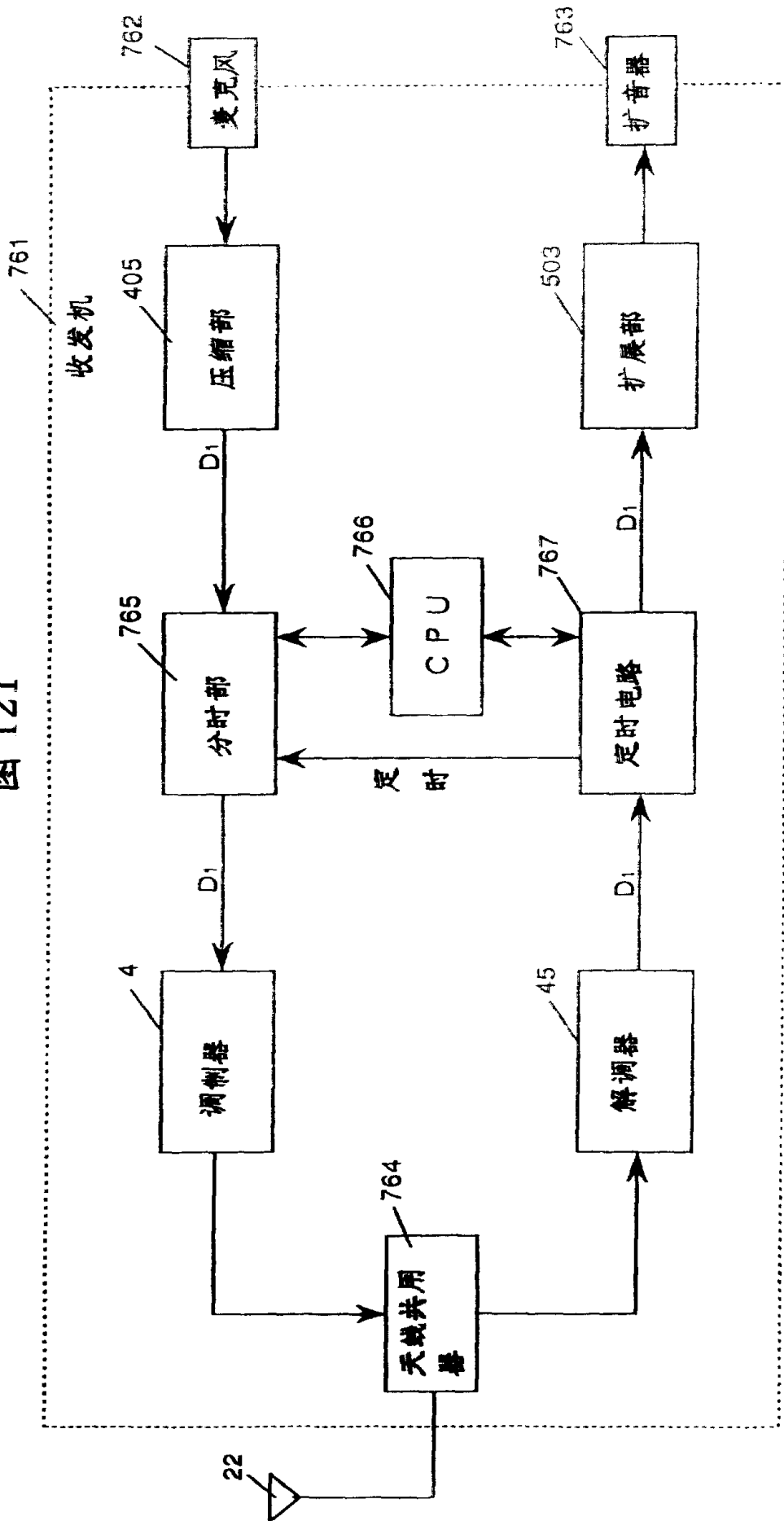


图 122

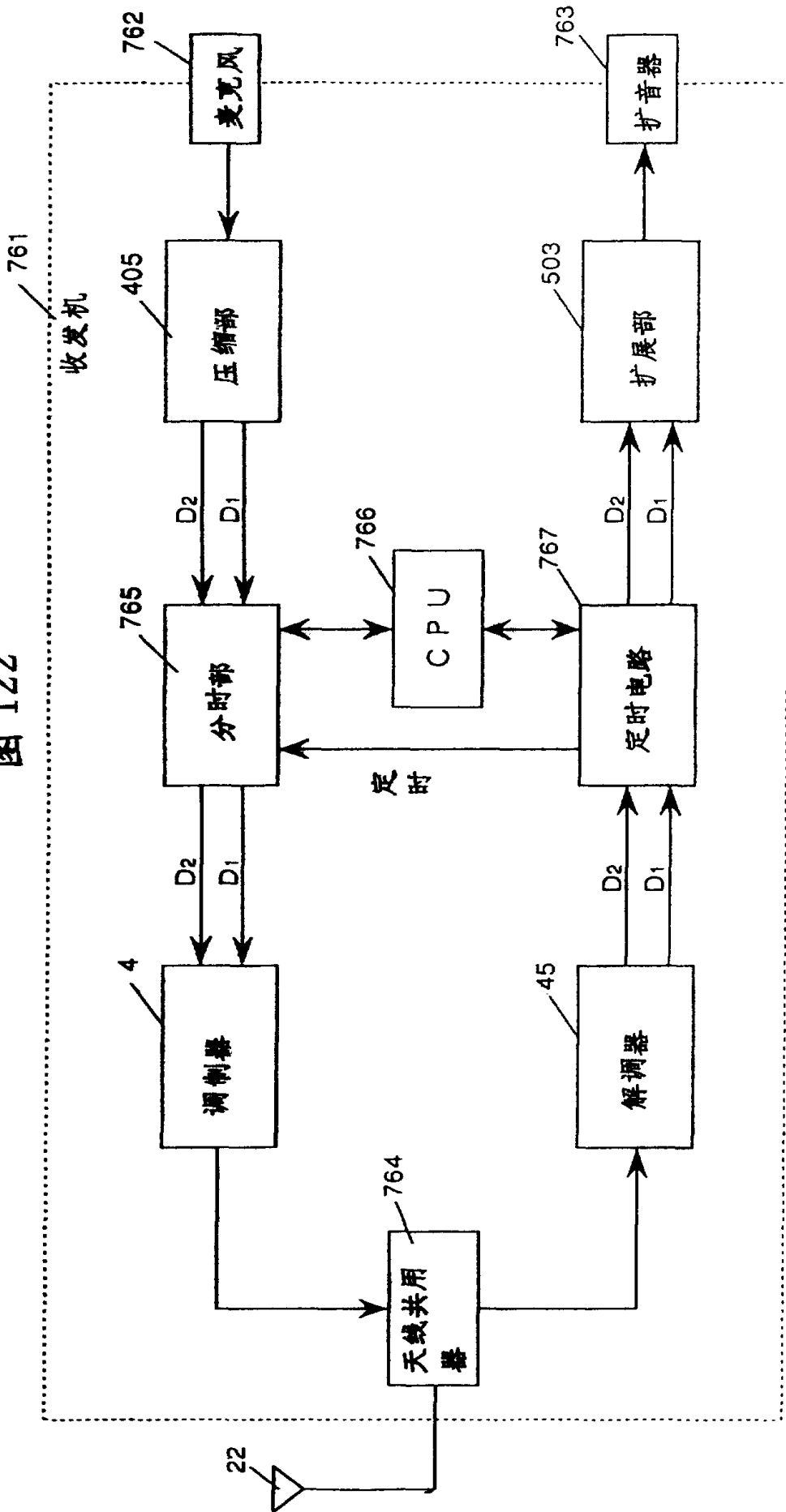
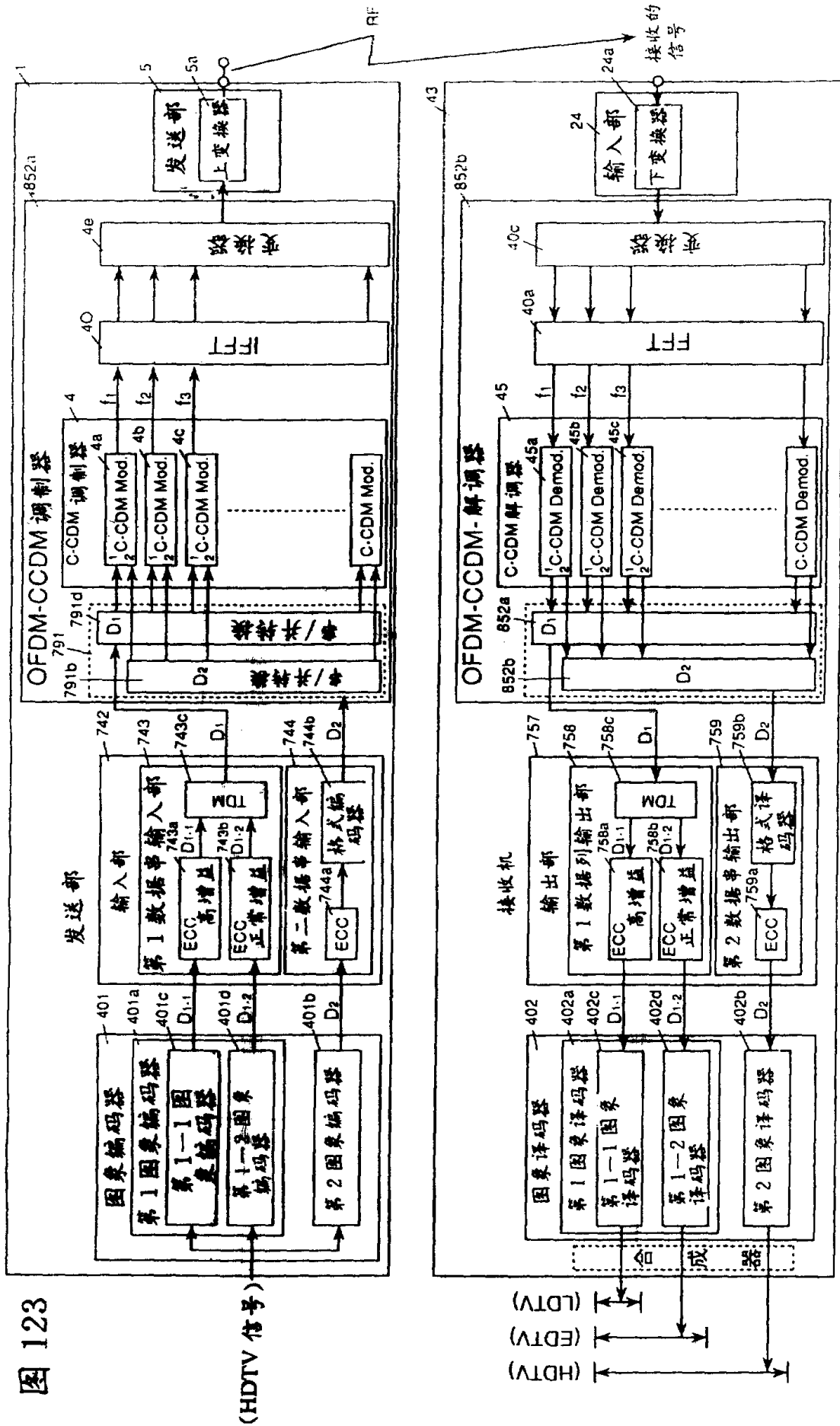


图 123



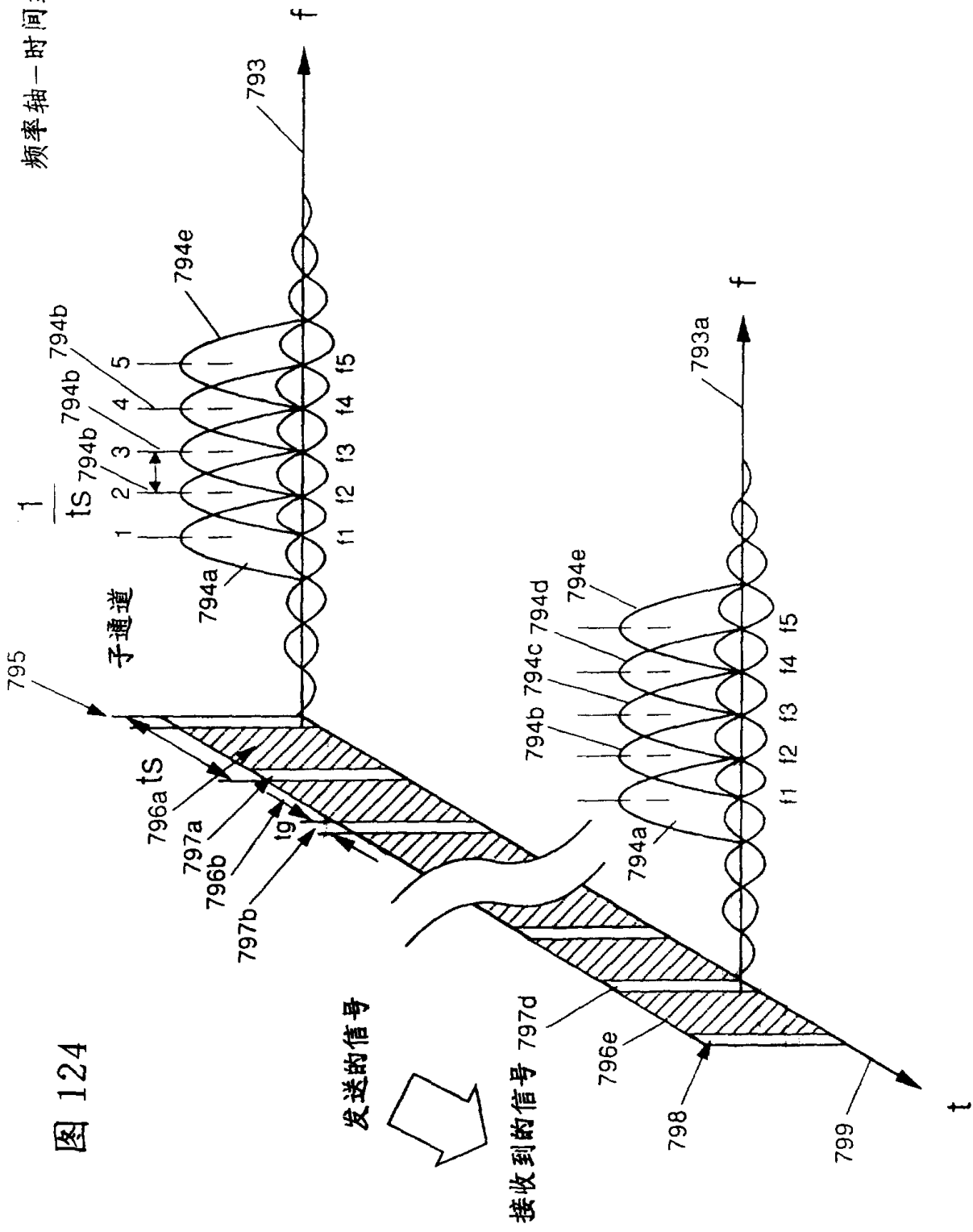


图 124

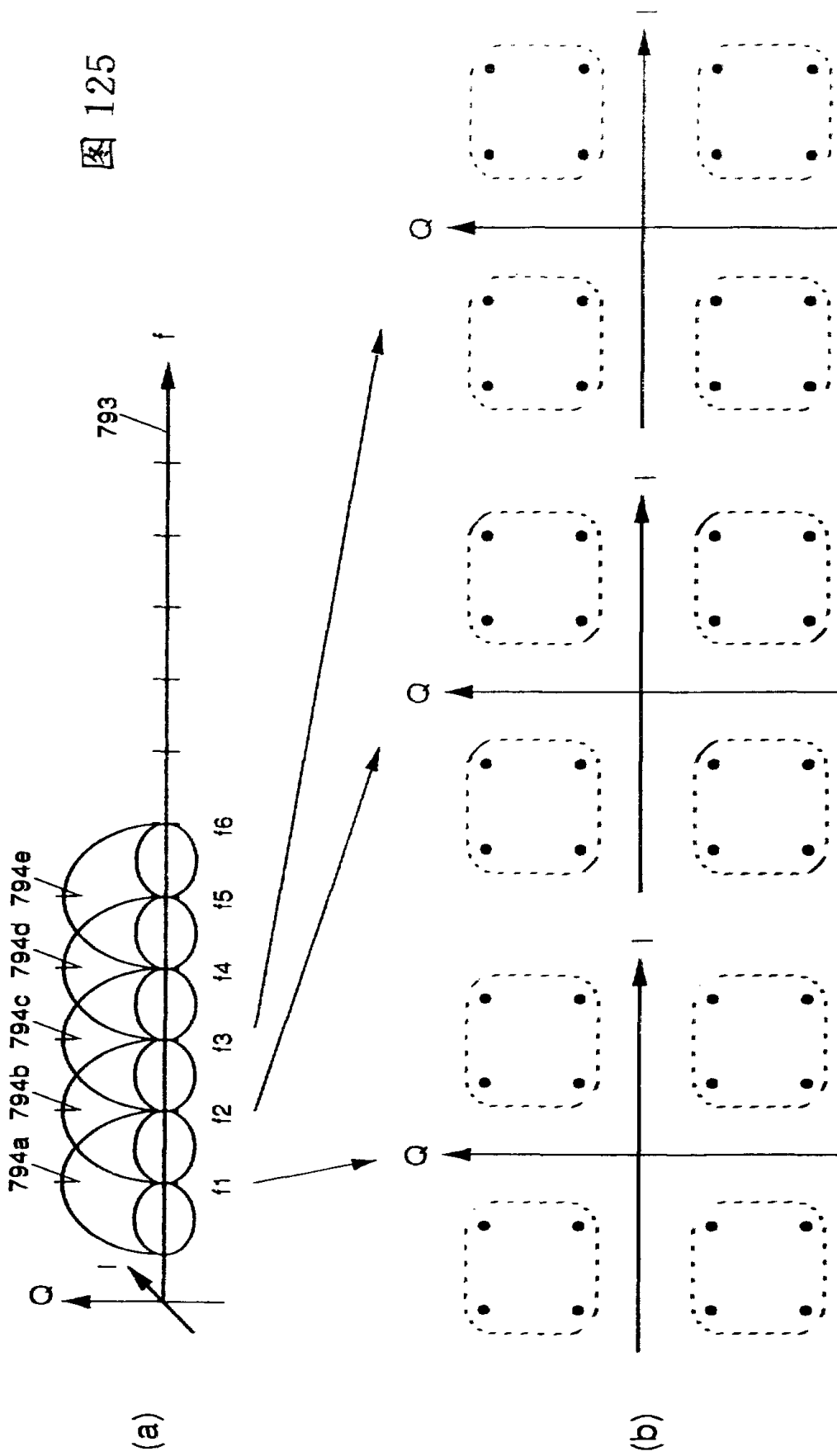


图 125

图 126

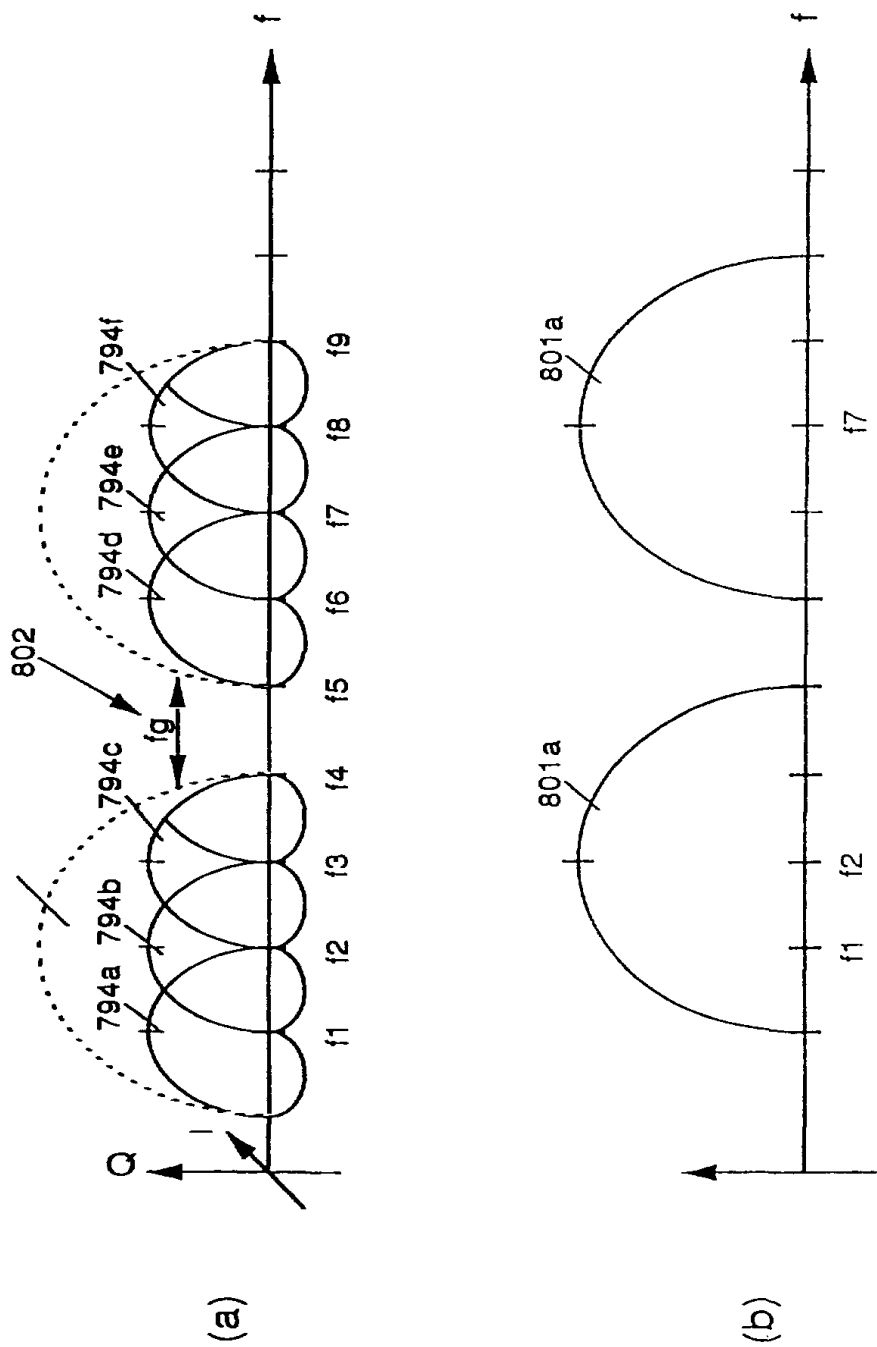
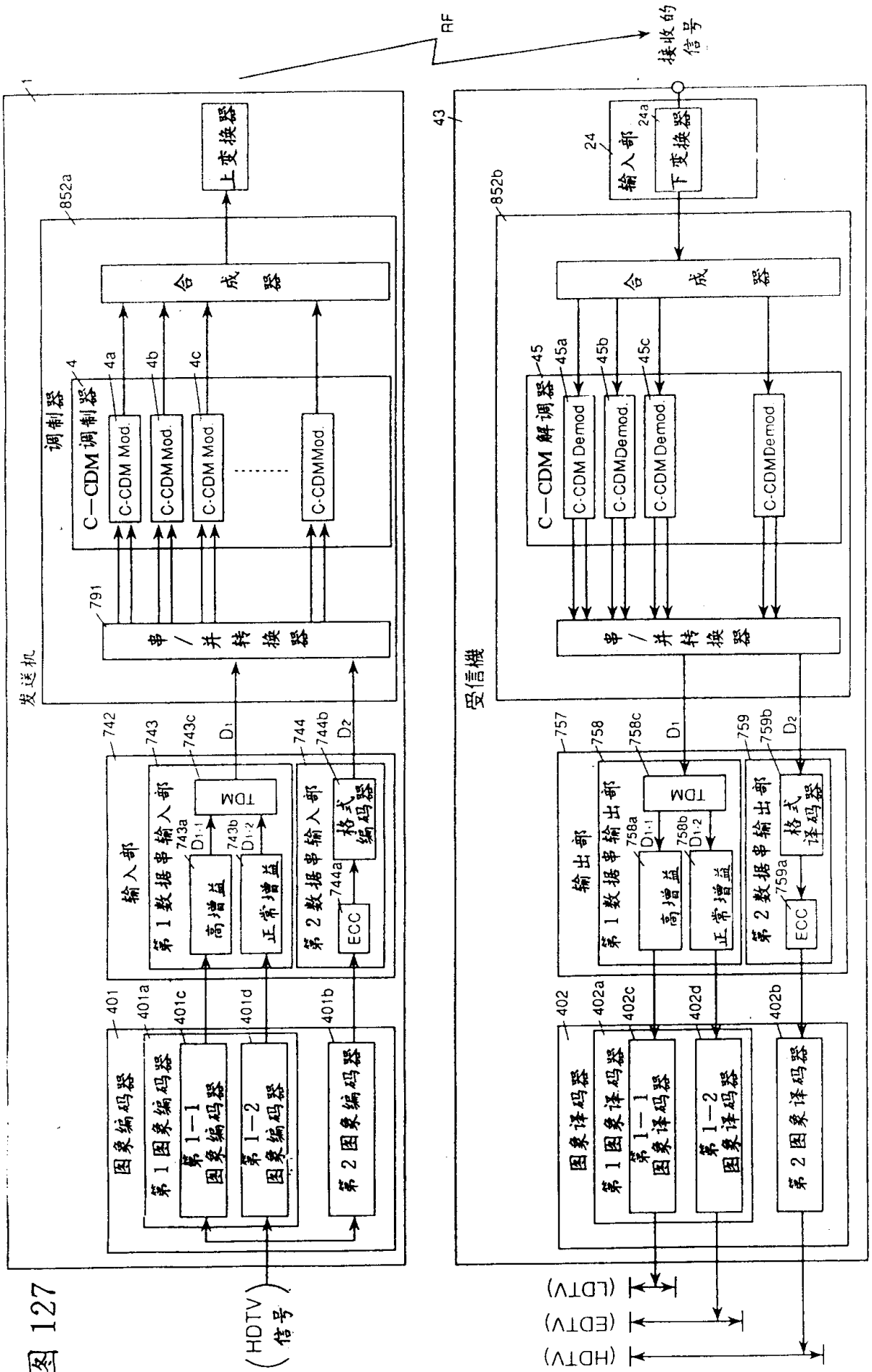


图 127



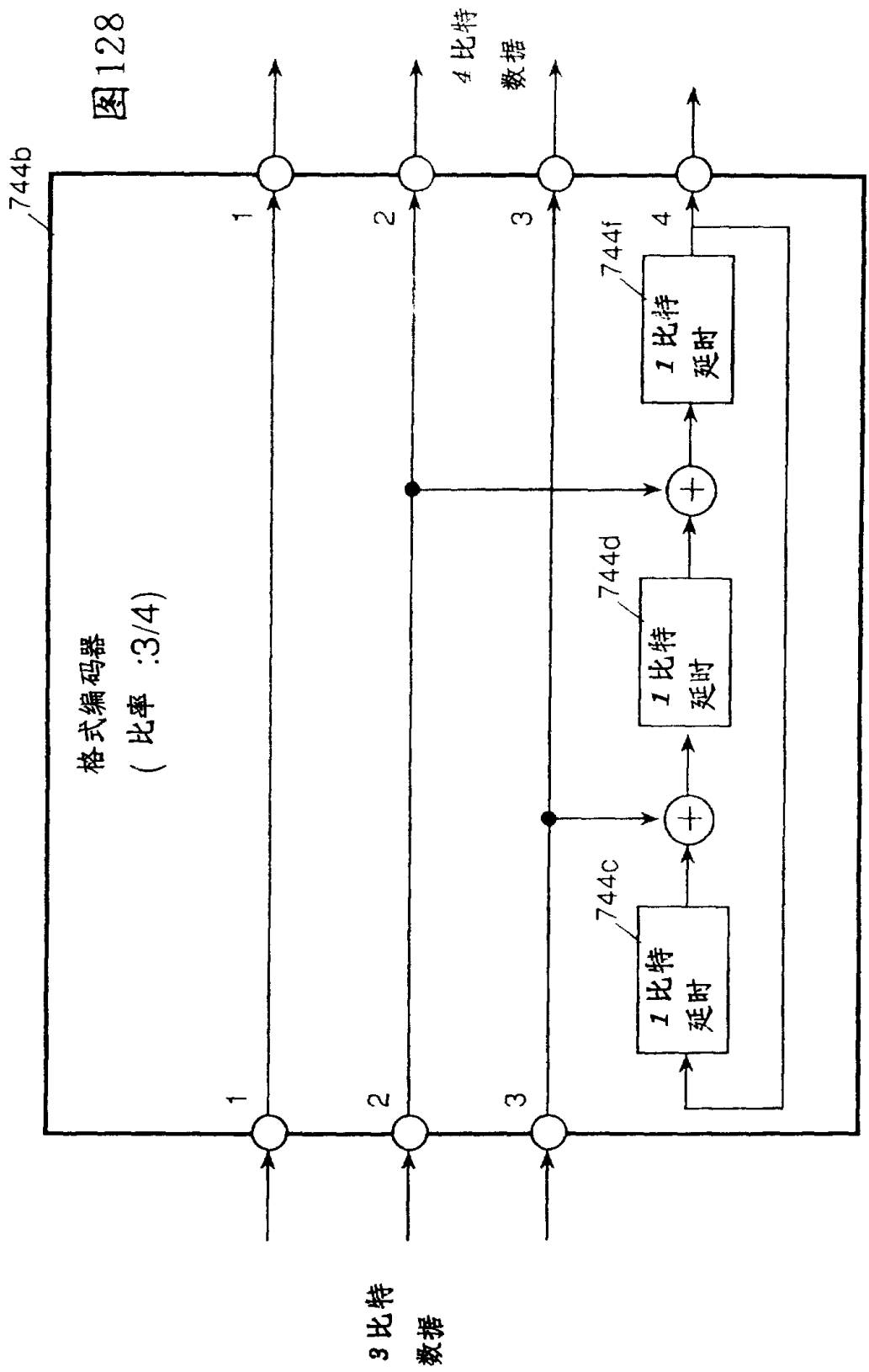
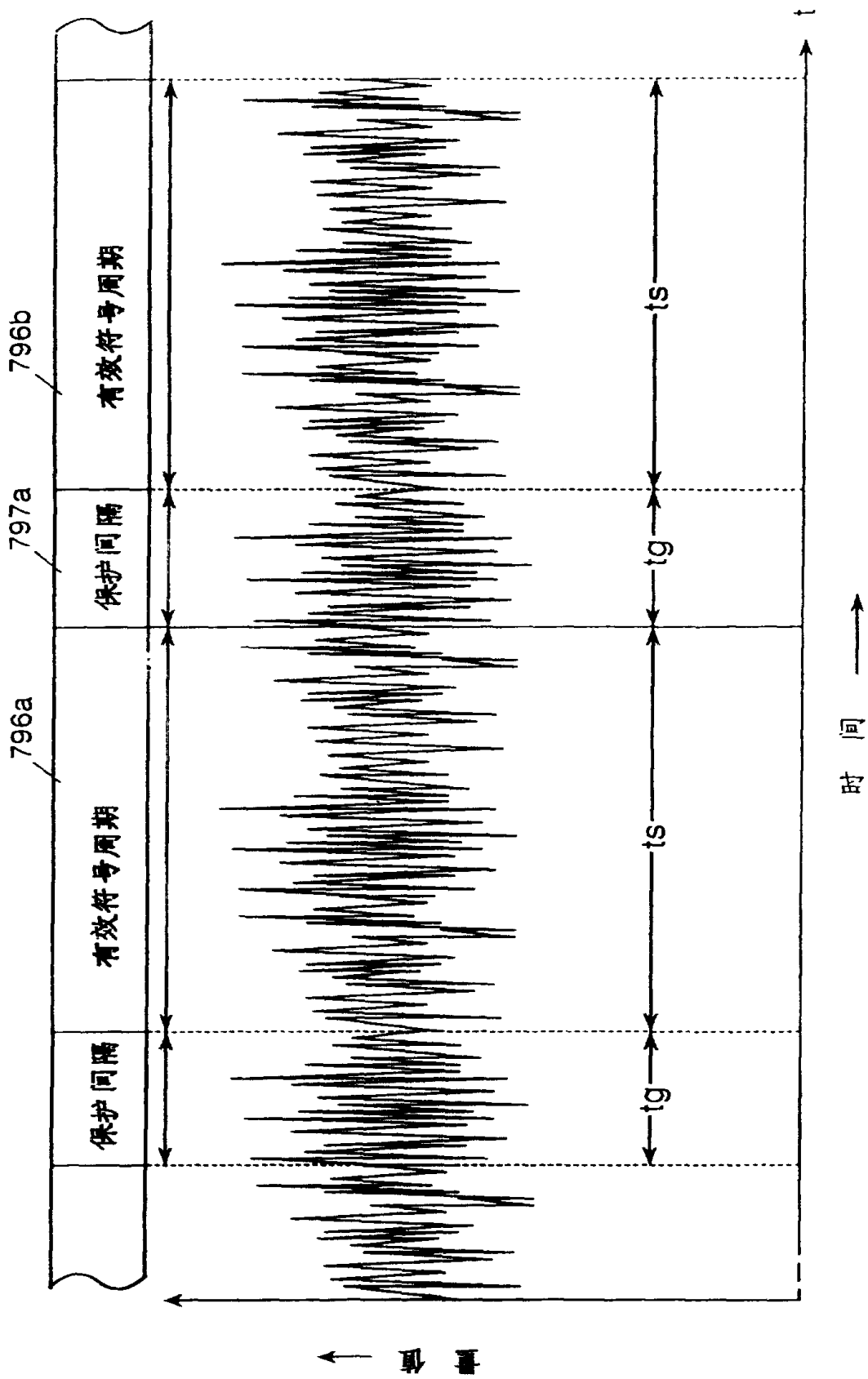


图 129



时间 →

量值 ↑

图 130

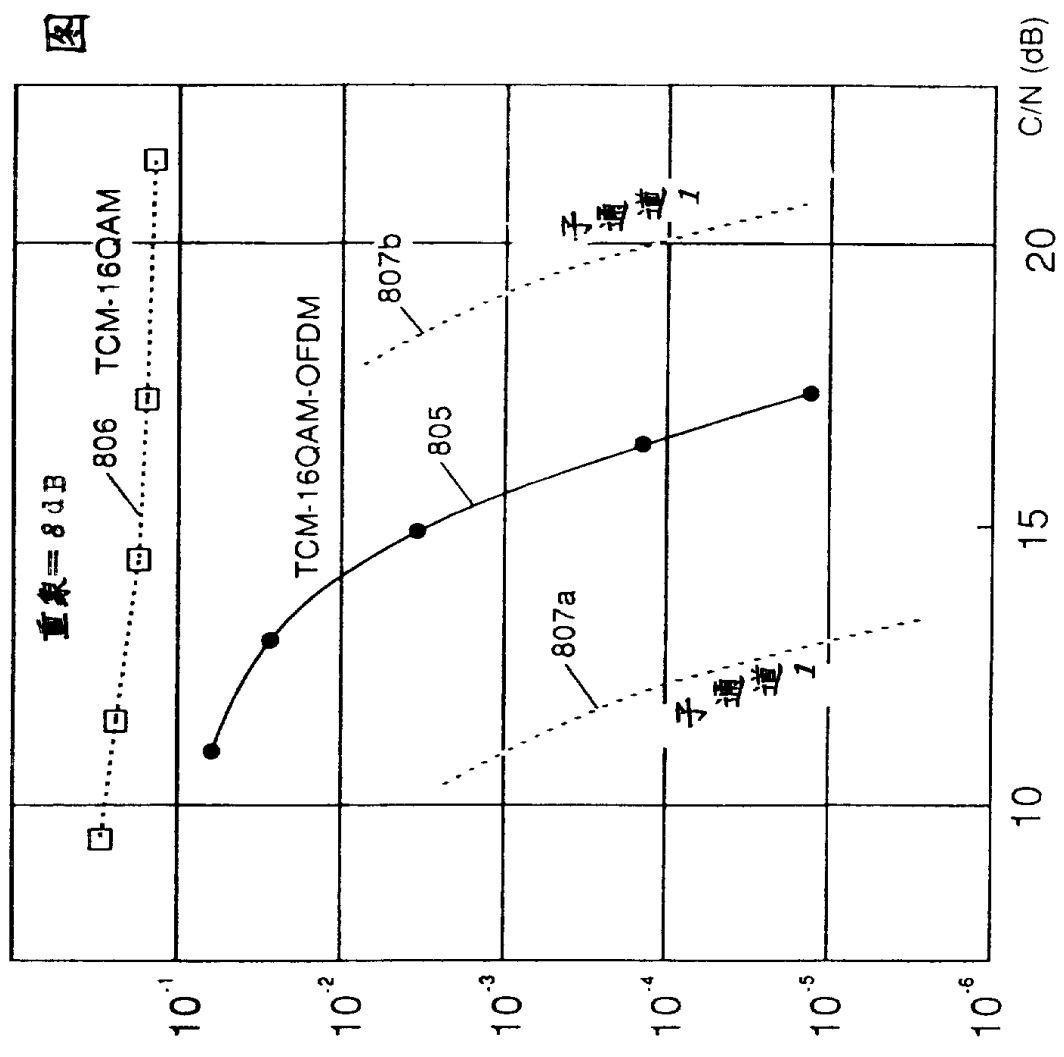


图 131

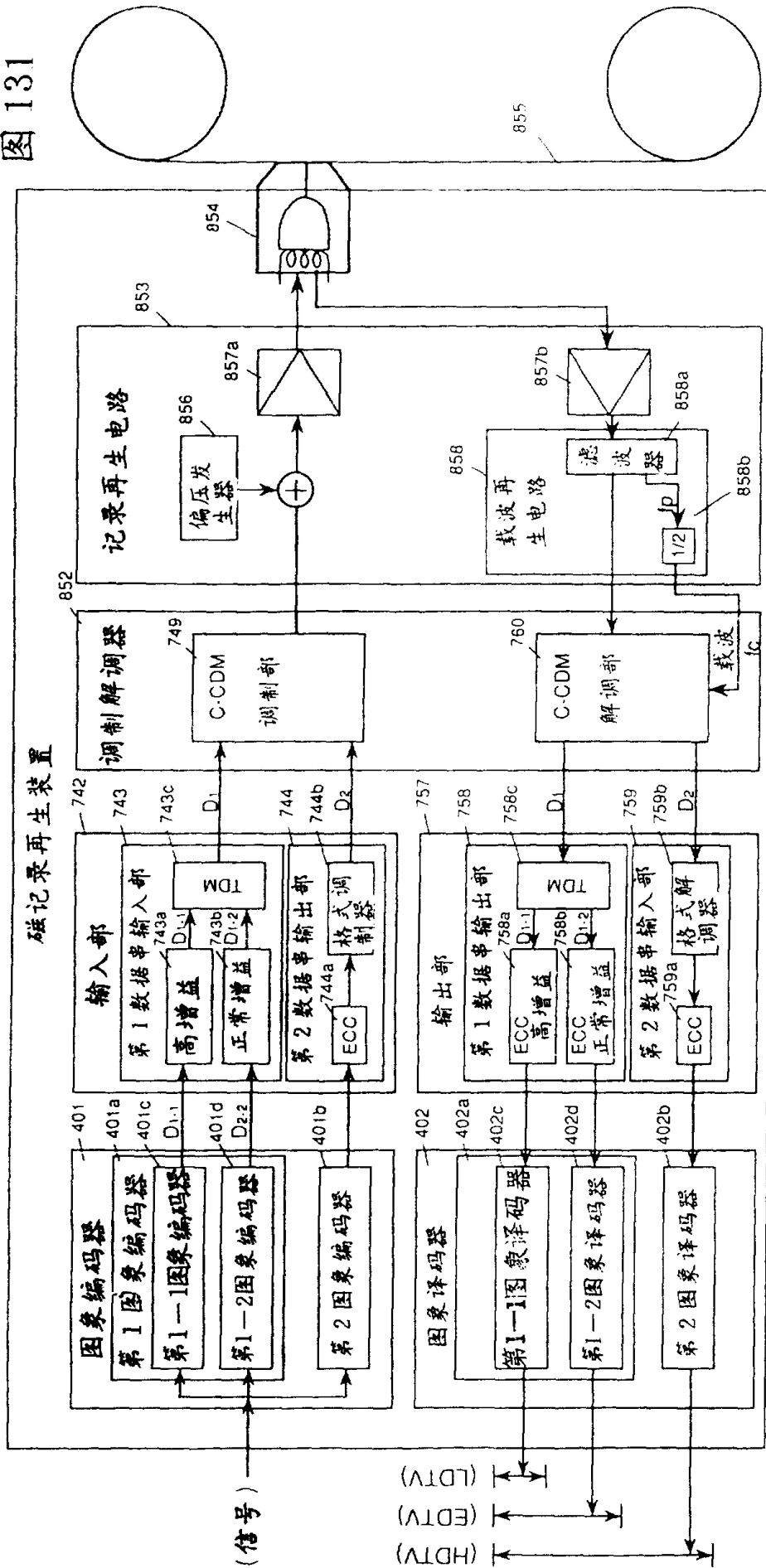
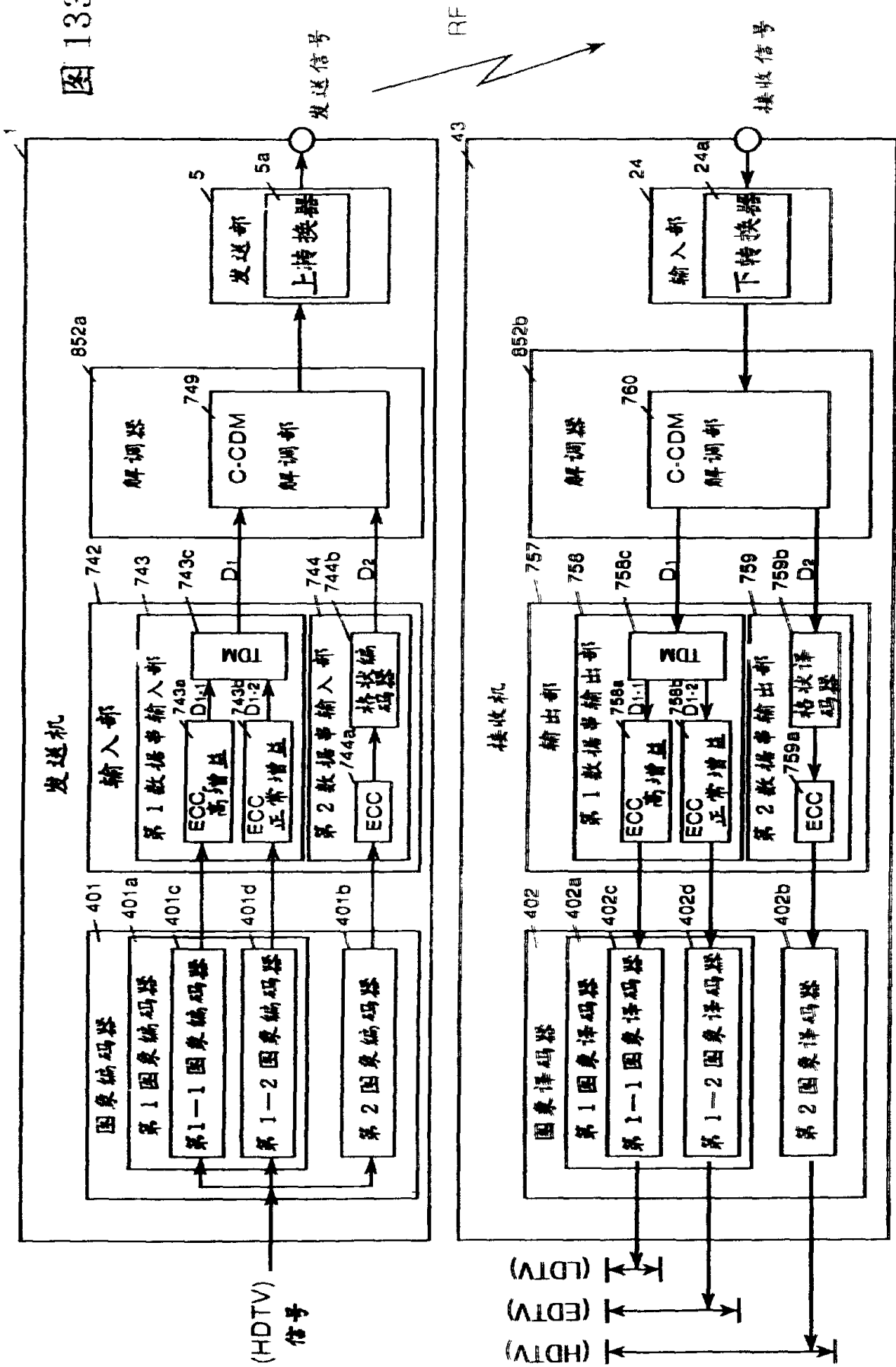
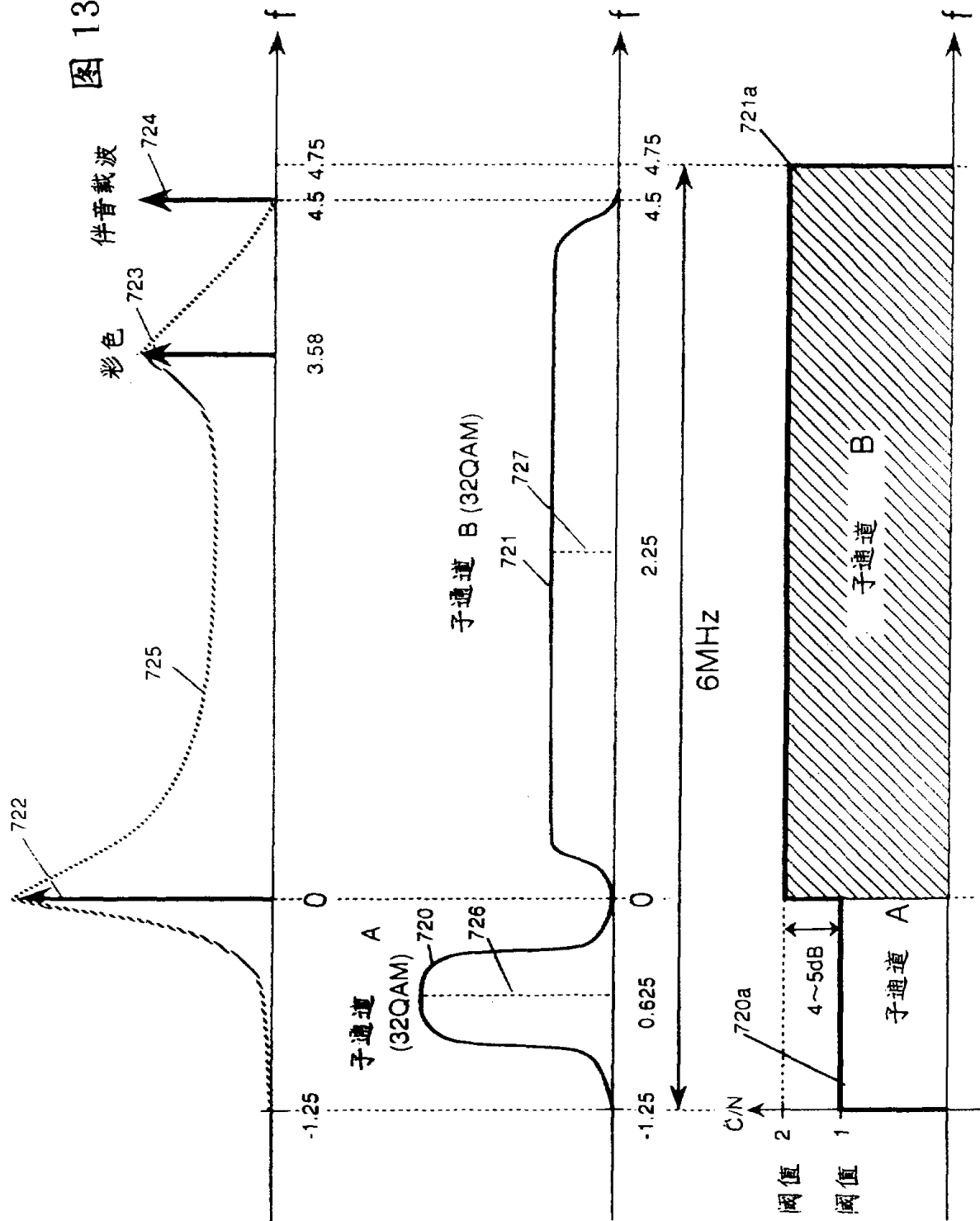


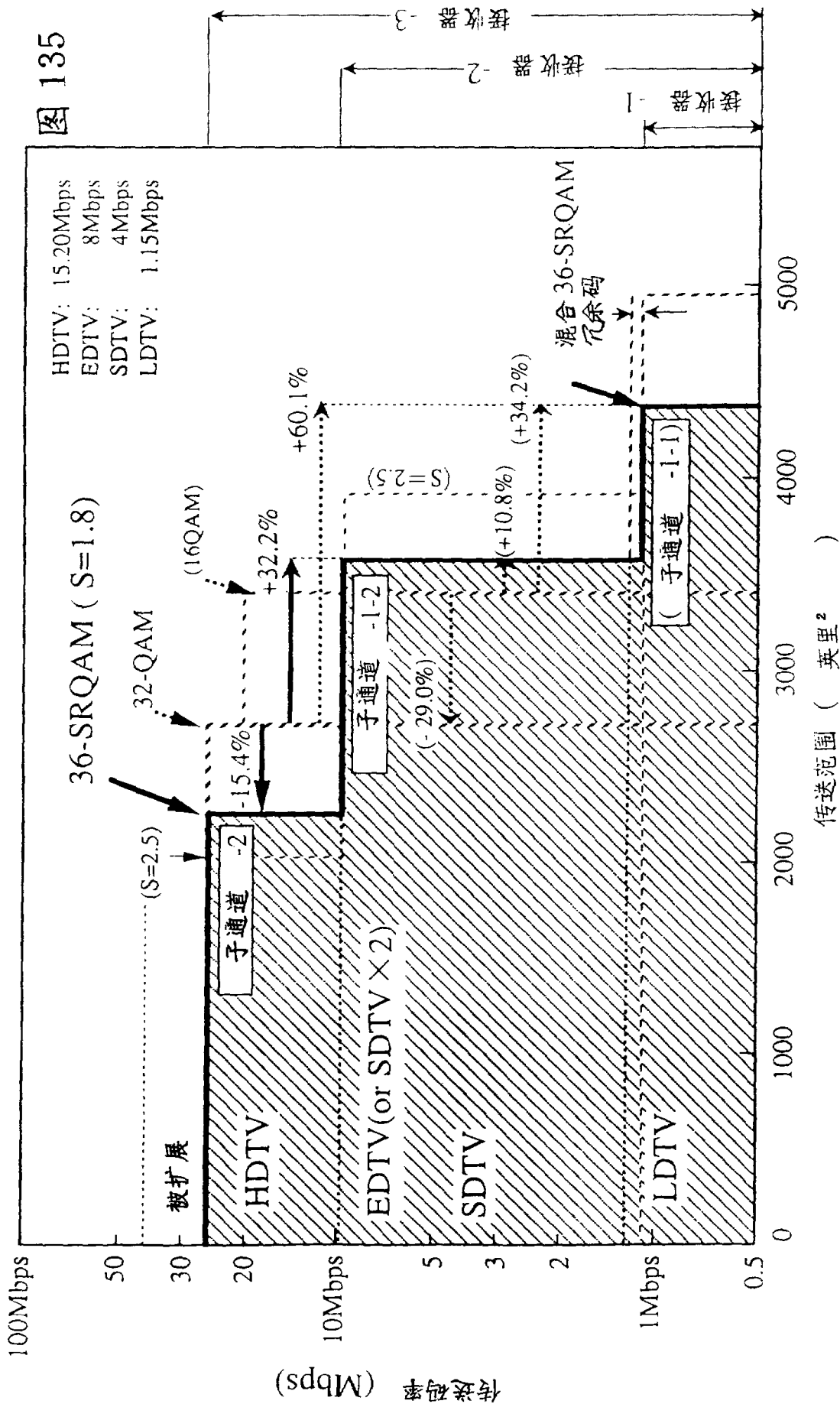
图 133



N T S C
載波

图 134





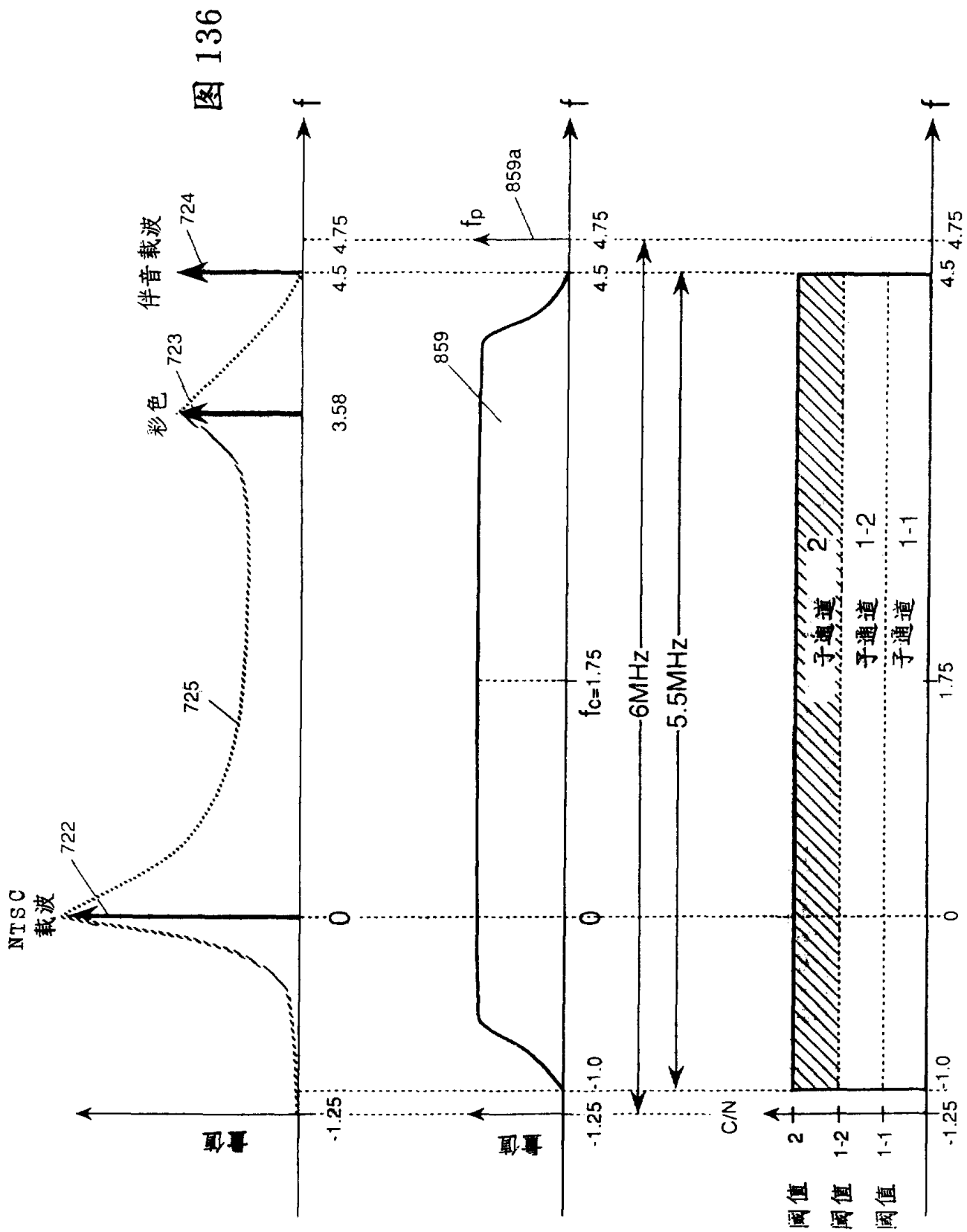


图 136

图 137

