

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97113521.5

[45]授权公告日 2002年4月10日

[11]授权公告号 CN 1082752C

[22]申请日 1997.5.27 [24]颁证日 2002.4.10

[21]申请号 97113521.5

[30]优先权

[32]1996.5.27 [33]JP [31]132437/96

[73]专利权人 索尼公司

地址 日本东京都

[72]发明人 铃木三博

[56]参考文献

EP 0706273A2	1996. 4. 10	H04L5/26
EP 0706273A2	1996. 4. 10	H04L5/26
US 5479447	1995. 12. 26	H04K1/10
US 5479447	1995. 12. 26	H04K1/10
US 5504775	1996. 4. 2	H04K1/10
US 5504775	1996. 4. 2	H04K1/10
WO 9411961	1994. 5. 26	H04J1/00
WO 9411961	1994. 5. 26	H04J1/00

审查员 秦力军

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

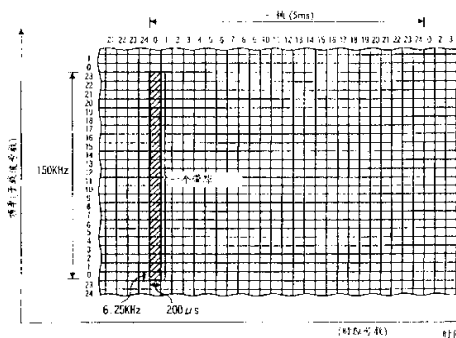
代理人 董巍 陈景峻

权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图页数 15 页

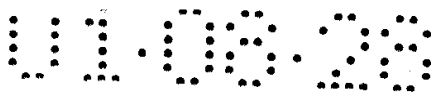
[54]发明名称 通信方法,通信装置,接收方法和接收装置

[57]摘要

按照本发明的一种多址发送方法,用在采用了多载波信号的通信设备中,其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波,包括编码处理步骤,处理分别由多个信号源产生的多个独立信号;对于在编码处理步骤中获得的输出信号进行多路复用的复用步骤;以及将在复用步骤中获得的输出信号转换成多载波信号的转换步骤。按照本发明的一种多址接收方法,用在采用了多载波信号的通信设备中,其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波,该方法包括:将接收的多载信号转换成包含每个子载波信息的转换步骤;对于在转换步骤中获得的输出信号进行分接并产生多个码序列的分接步骤;以及对于在分接步骤中产生的多个独立信号的解码进行处理的编码处理步骤。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种采用包括以预定的频率间隔分配预定数目的多个子载波的多载波信号的多址发送方法, 该方法包括以下步骤:

5 对由多个信号源产生的多个独立信号分别进行编码处理;  
用随机相移数据乘以在所述编码处理步骤中获得的多个输出信号;

将在对所述多个输出信号进行乘法运算的所述步骤中获得的一个输出信号转换成一个多载波信号;

10 用从窗口数据产生装置输出的时间波形乘以所述多载波信号;  
以及

根据接收的信号将控制数据与所述多载波信号相加, 以便控制所述多载波信号的发送。

2. 按照权利要求 1 的一多址发送方法, 其中所述编码处理步骤包含一编码步骤、一交替步骤、和一调制步骤。

3. 按照权利要求 2 的一多址发送方法, 其中所述编码步骤包括卷积编码, 并且所述调制步骤包括差分正交移相键控调制。

4. 按照权利要求 1 的一多址发送方法, 其中对所述多个输出信号进行乘法运算的所述步骤产生一个信号作为用在每个多址接入预定频带中的一个多载波信号。

5. 按照权利要求 1 的一多址发送方法, 其中所述转换步骤包括反向富里叶变换。

6. 一种采用包括以预定的频率间隔分配预定数目的多个子载波的多载波信号的多址接收方法, 该方法包括以下步骤:

25 用从反向窗口数据产生装置输出的时间波形乘以从发送器发出的多载波信号, 并进行窗口操作, 其中所述时间波形的长度比所述发送器产生的时间波形短;

将在对所述多载波信号进行乘法运算的所述步骤中获得的一个



输出信号转换成包括所述多个子载波中的每一个的信息;

用反向随机相移数据乘以所述转换步骤中得到的多个输出信号, 并产生多个代码; 以及

5 对于对所述多个输出信号进行乘法运算的所述步骤中产生的多个信号进行编码处理, 其中所述编码处理对发送到所述发送器的控制数据进行计算, 从而所述发送器控制发送输出。

7. 按照权利要求 6 的一多址接收方法, 其中所述编码处理步骤包含一解调步骤、一去除交替步骤、及一解码步骤。

10 8. 按照权利要求 7 的一多址接收方法, 其中所述解调步骤包括差分解调, 而所述解码步骤包括怀特比解码。

9. 按照权利要求 6 的一多址接收方法, 其中对所述多个输出信号进行乘法运算的所述步骤包括适用于用在每个多址接入预定频带中的一多载波信号的信号处理。

15 10. 按照权利要求 6 的一多址接收方法, 其中所述转换步骤包括富里叶变换。

## 说 明 书

---

### 通信方法, 通信装置, 接收方法和接收装置

本发明涉及一种通信方法, 一种应用该方法的通信装置, 一种接收方法和一种接收装置而此适用于例如无线电话系统。

在移动通信例如无线电话系统或类似系统中, 采用多址技术, 即许多移动台 (终端装置或用户) 被允许接入单一基站。就无线电话而言, 大量的移动台共用单一基站。因此为避免各移动台间的相互干扰建议采用不同的通信系统。例如频分多址系统 (FDMA: Frequency Division Multiple Access), 时分多址系统 (TDMA: Time Division Multiple Access), 码分多址系统 (CDMA: Code Division Multiple Access) 等都是通常推荐的通信系统种类。

在这些系统中, CDMA这种多址系统是为每个移动台分配一种专用代码, 同样载波的调制波以频谱连同代码一起被送往同一基站, 接收侧基于每种代码进行码同步来识别一所希望的移动台。

具体地说, 由于扩展频谱, 基站占据了整个频带, 且在同一时刻采用同一频率发送信号给各移动台。每一个移动台相对应地从基站传来的具有一固定扩展带宽的信号而提取一相应的信号。再者基站通过相互不同的分布代码鉴别每一移动台。

在CDMA系统中, 只要享有代码, 就能以直接的呼叫实现每一方向的呼叫通信。而且该系统的电话会话保密性很好。因此系统适用于使用移动台的无线传输, 例如便携电话装置等。

在CDMA系统中, 很难在移动台间建立起精确的通信关系。因此在各移动台间的通信不能完全独立地处理对待, 因而一旦一个移动台进行通信, 就有可能成为另一移动台的干扰源。而且在该系统中数据在一特殊频带中传播。因此有必要事先定义一数据传播频带 (即一用于发送的频带)。从而很难改变发送频带。

下面要更具体地描述上述事宜。图1A和1B所示是一模型, 其中通过反向扩展从例如具有预定代码所频谱扩展和复用的台 (用户) 的发送信号中提取一特

定用户的发送信号。如图1A所示，如果把通过反向扩展从利用代码的被复用的八个用户U0到U7的信号中提取用户U0的信号，那么如图1B所示，用户U0的信号确实能提取。然而由同一基站所管理的其他用户U1到U7信号也就变为干扰源成了噪音。这样导致S/N（信噪比）特性恶化。由于该原因，在采用CDMA系统的无线传输中，由干扰造成的恶化使电波不能完好抵达，该事实限制了服务区域。而且其他用户干扰只能通过频谱反向扩展处理中获取的相当的反向扩展增益来抑制。因此允许接入的用户数量受限并且频道容量变校

可考虑一种被认为是能解决该问题的通信系统，其中具有多个子载波的一多载波信号在系统中作传输信号用。然而由于在无线电话系统中基站需要同时接入多个终端装置，如果采用该多载波信号的这种传输系统在此应用，那么基站就需要多如基站可同时接入的终端装置数目的复杂的发送处理系统，每个系统用于将数据转换成多载波信号来完成发送处理，并且还需要多如基站可同时接入的终端装置数目的复杂的接收处理系统，每个系统用于将需接收处理的多载波信号转换成原始数据。因此基站的发送和接收系统的构造变得更复杂。

鉴于这些方面，本发明的一目的就是简单的处理方式实现同时接入而应用本发明的传输系统能够无其他数据干扰地传输数据。

按照本发明的第一方面是一种多址发送方法，用在采用了多载波信号的通信设备中，其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波，该方法包括：编码处理步骤，处理分别由多个信号源产生的多个独立信号；对于在编码处理步骤中获得的输出信号进行多路复用的复用步骤；以及将在复用步骤中获得的输出信号转换成多载波信号的转换步骤。

按照本发明的第二方面是一种多址接收方法，用在采用了多载波信号的通信设备中，其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波，该方法包括：将接收的多载信号转换成包含每个子载波信息的转换步骤；对于在转换步骤中获得的输出信号进行分接并产生多个码序列的分接步骤；以及对于在分接步骤中产生的多个独立信号的解码进行处理的编码处理步骤。

按照本发明的第三方面是一种多址发送装置，用在采用了多载波信号的通信设备中，其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波，该装置包括：编码处理装置，处理分别由多个信号源产生的多个独立信号；对于在编码处理装置中获得的输出

信号进行多路复用的复用装置；以及将在复用装置中获得的输出信号转换成多载波信号的转换装置。

按照本发明的第四方面是一种多址接收装置，用在采用了多载波信号的通信设备中，其中以预定的频率间隔分配预定数目的子载波，该装置包括：将接收的多载信号转换成包含每个子载波信息的转换装置；对于在转换装置中获得的输出信号进行分接并产生多个码序列的分接装置；以及对于在分接装置中产生的多个独立信号的解码进行处理的编码处理装置。图1A和 1B 是用来解释CDMA系统干扰情况的框图；

图2 是用来解释按照本发明一实施例的通信装置中采用的一发送信号的时隙结构框图；

图3A到3G是用来解释按照该实施例的一帧中的发送情况框图；

图4是用来解释按照该实施例的一个小区结构例子的框图；

图5A到5C是用来解释按照该实施例的一带隙排列例子的框图；

图6所示是按照本发明实施例的终端装置的结构框图；

图7所示是按照该实施例的终端装置的编码器结构框图；

图8所示是按照该实施例的终端装置的卷积编码器结构框图；

图9A所示是按照该实施例的一窗口数据波形例子的框图；

图10所示是按照该实施例的一发送数据例子的相位特性图形；

图11所示是按照该实施例的终端装置的一解码器结构框图；

图12所示是按照该实施例的一处理周期的周期略图；

图13所示是按照该实施例的一基站结构框图；

图14所示是按照该实施例的基站的调制处理框图；

图15所示是按照该实施例的基站的解调处理框图；

按照本发明一实施例的一通信方法和一通信装置将在下文参照图2至图 15加以描述。

首先描述应用本实施例的一通信系统结构。本实施例的通信系统结构如同一所谓的多载波系统其中多个子载波被连续排列在事先分配的频带上，并且在同一时刻在某一发送通路上使用这一频带中的多个子载波。而且这一频带中的多个子载波从总体上被划分在要调制的频带上。这时该系统被称为带分多址 (BDMA: Band Division Multiple Access)。

上述结构将在下面描述。图2所示是本实施例传输信号的时隙结构框图其中纵坐标设为频率而时间用横坐标表示。在本例中，频率轴和时间轴呈栅型划分成正交网格。特别是一个传输频带（一个带隙）的传输带宽设定为150KHz而150KHz的传输频带在这时又包含24个子载波。这24个子载波以6.25KHz等间隔连续排列，而且每个载波都给分配了-0到23的子载波号码。然而实际存在的子载波对应的是号码为1到22的子载波频带。一个带隙的两端部频带即号码为0和23的子载波频带用作保护频带并且其电子功率为零。

一个时隙在时间轴上以200 $\mu$ sec.为间隔划分。一脉冲信号经调制并在每一时隙与22个子载波一起发送。一帧定义为25个时隙的结构（即5msec.）。一帧中的每一时隙都给分配-0到24的时隙号。图2阴影区域表示在一个带隙中的一时隙部分。在这种情况下分配了时隙号24的时隙是无数据要发送的时间段。

在同一时刻多个移动台（终端装置）能与一个基站通信的多址方式，是通过采用源于以栅型划分频率轴和时间轴的正交网格来实现的。各移动台的接通条件如图3A到3G的排列。图3A到3G所示说明6个移动台通过具有一带隙的时隙U0, U1, U2, ..., U5是怎样接通基站的操作条件的框图，（实际上所用的带隙随后面要讲述的频率跳跃的变化而变化）。R代表的时隙是接收时隙而T代表的时隙是发送时隙。如图3A所示，在基站中的一帧周期调整为包含24个时隙（25个时隙中的，最后一时隙即时隙24未用）的时间段。在这种情况下，发送时隙采用不同于接收时隙的频带发送。

图3B所示移动台U0采用一帧中的时隙0, 6, 12, 18作接收时隙，而时隙3, 9, 15, 21作发送时隙。一脉冲串信号在每一时隙被接收或发送。图3C所示移动台U1采用一帧中的时隙1, 7, 13, 19作接收时隙，而时隙4, 10, 16, 22作发送时隙。图3D所示移动台U2采用一帧中的时隙2, 8, 14, 20作接收时隙，而时隙5, 11, 17, 23作发送时隙。图3E所示移动台U3采用一帧中的时隙3, 9, 15, 21作接收时隙，而时隙0, 6, 12, 18作发送时隙。图3F所示移动台U4采用一帧中的时隙4, 10, 16, 22作接收时隙，而1, 7, 13, 19作发送时隙。图3G所示移动台U5采用一帧中的时隙5, 11, 17, 23作接收时隙，而时隙2, 8, 14, 20作发送时隙。

按这种方式，可实现6-TDMA（时分多址）其中6个移动台可在一带隙中接通。每个移动台从完成一时隙的接收和发送到下次执行发送和接收之间都有两

个时隙的裕度 (即 $400 \mu\text{sec.}$ )。每个移动台利用裕度进行周期处理和所谓的频率跳跃处理。也就是说, 在每一发送时隙 $T$ 前的大约 $200 \mu\text{sec.}$ 时间里, 移动台要进行周期处理 $TA$ 其中用基站侧送来的周期信号来同步发送周期。在每一发送时隙 $T$ 结束的大约 $200 \mu\text{sec.}$ 时间后, 要执行频率跳跃其间用于进行信号发送和接收的带隙要变更为另一带隙。由于频率跳跃的原因, 例如各移动台要统一采用一基站预备的多个带隙。

特别是当多个带隙被分配给某一基站时。在蜂窝系统一基站为一小区的情况下, 如果给一小区分了 $1.2\text{MHz}$ 频带, 就能给一小区分8个带隙。类似地如果给一小区分了 $2.4\text{MHz}$ 频带, 就能给一小区分16个带隙; 如果给一小区分了 $4.8\text{MHz}$ 频带, 就能给一小区分32个带隙; 如果给一小区分了 $9.6\text{MHz}$ 频带, 就能给一小区分64个带隙。接着要进行一频率切换处理又称作频率跳跃使得分配给一小区的多个带隙被平均利用。在本例中分配给一小区的多个带隙的频率是连续的。

图4是一理想的小区布局。如果小区以这种方式分布, 3种频率就足以分配给3个小区用了, 即 $G_a$ 类的一组小区使用第一频带的频率,  $G_b$ 类的一组小区使用第二频带的另一频率,  $G_c$ 类的一组小区使用第三频带的又一频率。也就是说, 如果一个小区采用8个带隙, 如图5A和5B, 连续的8个带隙预备给组 $G_a$ 用, 后续连续的8个带隙预备给组 $G_b$ 用而接着的连续8个带隙预备给组 $G_c$ 用。在这种情况下, 如图5C所示, 每个带隙都包含22个子载波, 而多载波传输就是在同一时刻利用多个子载波完成的。如图3A到3G所示, 只需执行频率跳跃即多载波传输的带隙变更则小区内一移动台的通信即可完成。

如上设定通信条件为的是使每个移动台与基站间发送的信号保持与其他信号的正交特性。因此信号将不会再受到来自其他信号的干扰而能满意地提取出唯一一对应信号。因为用于传输的带隙可在任何时刻由频率跳跃变更, 预备给每一基站用的传输频带被有效利用, 从而做到有效传输。在这种情况下, 如上所述分配给一基站 (小区) 的频带可自由设定。因此可根据所用场所自由设定一系统。

其次要描述在上述系统中完成与基站通信的一终端装置的结构。在这种情况下,  $2.0\text{GHz}$ 频带被用作下行频带即从基站到终端装置而 $2.2$ 频带被用作上行频带即从终端装置到基站。



图6是一终端装置的结构框图。首先要描述其接收系统。连在天线共享装置上的天线11用于发送和接收信号。天线共享装置12在其接收天线输出侧依次串连着一带通滤波器13、一接收放大器14和一混合器15。带通滤波器13提取2.0GHz频带信号。混合器15将带通滤波器输出的信号与频率合成器31输出的1.9GHz信号混合从而将接收信号转换成100MHz的中频信号。频率合成器31由一PLL(锁相环电路)构成,基于一1/128频分器33频率分割一温度补偿晶振(TCXO)输出的19.2MHz的信号而生成的150kHz信号,该合成器是用于产生以150kHz为间隔的1.9GHz频带信号的合成器。其他频率合成器,将在后面描述,终端装置中所用到的都是由PLL电路构成的。

经过带通滤波器16和可变增益放大器17,混合器15输出的中频信号被送给两个用于解调的混合器18I、18Q。频率合成器34输出的100MHz中频信号提供给移相器35其中信号被变成两种系统信号彼此相位偏移90度。两种系统频率信号中的一个送往混合器18I而另一个送往混合器18Q这样它们分别与中频信号混合,借此从接收数据中提取出分量I和分量Q。基于一1/128频分器33频率分割生成的150kHz信号,该频率合成器34是用于产生100MHz信号的合成器。

于是提取的I分量经低通滤波器19I送往模数转换器20I,在20I中I分量被转换成数字I数据。

提取的Q分量经低通滤波器19Q送往模数转换器20Q,在20Q中Q分量被转换成数字Q数据。在这种情况下,模数转换器20I、20Q均采用200kHz时钟作转换时钟,该时钟是经1/96频分器36分离TCXO 32输出的19.2MHz的时钟信号而得到的。

接着从模数转换器20I、20Q输出的数字I数据和数字Q数据被送往解调译码器21,其中解调过的接收数据在端口22获得。系统为解调译码器21提供了一作为时钟信号的TCXO 32输出的19.2MHz时钟,及一经1/40频分器37频率分割1/96频分器36输出的200kHz时钟信号而产生的5kHz时钟。5kHz时钟用于产生时隙周期数据。特别是在本例中,如上述一时隙设定为 $200 \mu\text{sec}$ 。而5kHz的频率信号周期为 $200 \mu\text{sec}$ 。因此时隙周期数据是在5kHz信号周期下产生的。

再者要描述终端装置的发送系统。端口41获得的发送数据被送往调制编码器42,其中为了生成发送用的数字I数据和数字Q数据要进行编码和调制处理。在这种情况下,系统给调制编码器42提供一由TCXO 32输出的19.2MHz时钟信号

作时钟用，及一经1/40频分器37分离得到的5kHz信号给产生时隙周期的数据用。从调制编码器42输出的数字I数据和数字Q数据被送往数模转换器43I和43Q，在43I和43Q中数据被转换成模拟的I信号和模拟的Q信号。经低通滤波器44I和44Q，转换的I信号和Q信号被送至混合器45I和45Q。而且从频率合成器38输出的300MHz频率信号由移相器39转换成两种系统信号彼此相位偏移90度。两种系统频率信号中的一个被送往混合器45I而另一个被送往混合器45Q，借此频率信号与I信号和Q信号混合分别形成300MHz带内信号。两信号被送至加法器46，在46中进行正交调制使其变成唯一的单一系统信号。基于1/128频分器33频分产生的150kHz信号，该频率合成器38是一用于产生300MHz频带信号的合成器。

从加法器46输出的调制成300MHz频带的信号于是经放大器47和带通滤波器48被送往混合器49，在此信号与从混合器31输出的1.9GHz频率信号相加而将信号转换成2.2GHz频带的发送频率信号。频率已转换成发送频率的发送信号经一发送放大器（可变增益放大器）50及一带通滤波器51被送往天线共享装置12，这样信号就被连在天线共享装置12上的天线以无线方式发送出去。发送放大器50的增益受可调节的发送输出控制。发送输出的控制的进行是基于例如接收到的从基站侧发来的输出控制数据。

而且TCXO 32输出的19.2MHz信号被送往一1/2400频分器40进而转换为一8kHz信号，而8kHz信号被送至语音处理系统电路（未示出）。也就是说在本例的终端装置中，终端装置与基站间发送的语音信号是按8kHz抽样（或以该频率的整数倍为抽样频率）。因此1/2400频分器40产生一必备时钟给语音数据处理电路用例如一语音信号的模数转换器和数模转换器或一用于处理语音数据的压缩和扩展用的数字信号处理器（DSP）等等。

接着要参照图7详细描述终端装置发送系统中的编码器和其外围结构。发送数据被送往卷积编码器101，在此数据须经卷积编码。例如采用 $K=7$ 受限长度和 $R=1/3$ 码率进行卷积编码。图8所示是一 $K=7$ 受限长度和 $R=1/3$ 码率的卷积编码器的结构框图。输入数据被送往串联的6个延迟电路101a、101b、...、101f，这样连续的7位数据正好与它们的周期吻合。异或门101g、101h、101i取一7位预定数据的异或值并用串并转换电路101j将各异或门101g、101h、101i的输出转换成并行数据，借此获得卷积编码数据。

返回图7描述。卷积编码器101的输出被送往一四帧交替缓存器102，在此

数据按四帧 (20msec.) 交替进行。交替缓存器102的输出被提供给一DQPSK 编码器111, 在此完成DQPSK调制。也就是说一DQPSK符号产生电路111基于提供的数据产生对应的符号, 并接着将符号提供给乘法器112的一输入端。一延时电路113将乘法器112的相乘结果延时一符号量并将其返回至112 的另一输入端, 借此完成DQPSK调制。DQPSK的调制数据被送往乘法器103 以便将随机相移数据产生电路104输出的随机相移数据与调制数据相乘, 借此数据相位很显然可随机变更。

乘法器103的输出被送往IFFT电路 (反向快速富里叶变换电路) 105, 在此通过反向快速富里叶变换计算将频率轴数据转换处理到时间轴, 借此具有 6.25kHz间隔的22个子载波的多载波信号的真正时间轴上的数据就生成了。完成反向快速富里叶变换的IFFT电路105 相对容易地构成了一第二功率号码的子载波。本例中采用的IFFT电路105能够产生25个子载波, 即32 个子载波并将调制成连续22个子载波的数据输出。本例中的IFFT电路处理的发送数据的调制频率设定为200kHz。200kHz调频信号被转换成32个多载波从而生成6.25kHz 间隔的多载波信号,  $6.25 \text{由} 200\text{kHz} \div 32 = 6.25$ 计算得到。

经反向快速富里叶变换变换成真正时间轴数据的多载波数据被送往乘法器107, 在此数据与从窗口数据产生电路106输出的时间波形相乘。例如在发送侧该时间波形的波形长度为 $T_u$ 、或大约 $200 \mu\text{sec.}$ 长 (即一个时隙周期) 如图 9A所示。而且在波形两端部TTR (大约 $15 \mu\text{sec.}$ ) 波形电平平和归零。因此当时间波形相乘时相邻时间波形如图9B所示彼此略有重叠。

返回图7描述。经乘法器107与时间波形相乘的该信号经过一脉冲串缓存器108被送往加法器109。加法器109在一预定位置将控制数据选择器121输出数据加到该信号上。作加法用的控制数据是发送输出控制的控制数据。基于在端口122接收的信号条件确定的结果, 选择器121设定控制数据。

在这种情况下, 选择器121与3个控制数据存储单元123、124、125 相连 (实际上这些存储器可通过将一存储器划分成3部分而得到)。分别地用于减小发送输出的 (-1数据) 的控制数据被存在存储器123中, 用于保持发送输出在一不变状态 (+0数据) 的控制数据被存在存储器124 中, 及用于增大发送 (+ 1数据) 的控制数据被存在存储器125中。这样存储的控制数据等效于经过从编码器到乘法器107的发送调制处理的对应控制数据。

更具体地说，发送数据是在I轴和Q轴彼此正交而组成的平面上变化的一相位调制数据，即沿如图10所示平面的圆周变化的数据。数据(I, Q)在(0, 0)处设为+0数据，在偏移90度后的(1, 0)处设为-1数据，及在0数据前90度的(0, 1)处设为+1数据。对应(1, 1)处的用于发送输出的控制数据未定义，这样当接收侧鉴别该位置数据时，数据被认作+0数据以保持发送输出不变。如图10所示信号相位是被调制成多载波信号前的一相位。实际上信号相位数据被调制成多载波信号并且与时间波形相乘产生的数据被存储在各存储123、124、125。

经过加法器109被加到控制数据上的发送数据被送往一数模转换器43（对应图6所示的数模转换器43I和43Q），在此使用200kHz的转换时钟将发送数据转换成一模拟信号。

其次要参照图11详细描述本例终端装置接收系统的解码器及其外围结构。由一模数转换器20（对应图6中的模数转换器20I、20Q）采用200kHz时钟转换得到的数字数据，经一脉冲串缓存器131被送往一乘法器132，在此数字数据与反向窗口数据产生电路133输出的时间波形相乘。用于接收时相乘的时间波形是一图9A所示形状的波形。该时间波形长度为 $T_M$ ，即 $160 \mu\text{sec}$ ，比发送时同样波形短些。

与时间波形相乘的接收数据被送往FFT电路134，在此通过快速富里叶变换处理完成频率轴和时间轴间的转换，借此排列在时间轴上的被调制成以6.25kHz为间隔的22个子载波的发送数据被分解成每一载波含有的信息分量。在此时由能处理25个子载波的电路来完成转换处理，即32个子载波，类似传输系统中IFFT电路进行的转换处理情景。被调制成连续的22个子载波的数据被转换并在此输出。由本例FFT电路134处理的发送数据调制频率设定为200kHz。因为电路能够处理32个多载波，转换处理对间隔为6.25kHz的多载波进行，6.25kHz从 $200\text{kHz} \div 32 = 6.25$ 的计算得到。

在FFT电路134经过快速富里叶变换的接收数据被送往一乘法器135，在此接收数据与从反向随机相移数据产生电路136输出的反向随机相移数据（该数据与发送侧的随机相移数据变化同步）相乘，借此数据被恢复到具有原始相位的数据。

被恢复到具有原始相位的数据被送往一差分解调电路137，在此数据需经

过差分解调。已差分解调的数据被送往一四帧交替缓存器138，在此发送时的四帧交替数据被恢复成具有原始数据顺序的数据。已去除交替的数据被送往一怀特贝解码器139其中数据被怀特贝解码。怀特贝解码数据作为解码接收数据被送往在以后阶段放置的接收数据处理电路（未示出）。

图12所示是目前描述的处理周期。最初是在接收系统中的周期R11 接收到一时隙数据，并在接收同时由模数转换器20将接收数据转换成数字数据接着存于脉冲串缓存器131。在下一周期R12所存接收数据要经过交替处理如与时间波形相乘、快速富里叶变换、与反向随机相移数据相乘、差分解调、怀特贝解调等等。此后在下一周期R13由数据处理完成解码。

从在周期R11后的周期R21到周期R23是6个时隙，进行的处理与周期R11 和 R13一样。此后重复同样的处理。

在传输系统中，对应于接收周期发送时偏移三个时隙周期。也就是说发送数据在预定周期T11被编码，在下一周期T12编码数据要经过调制处理将数据转换成一串发送数据，而且数据被一次性存入脉冲传输系统的串缓存器108。接着在接收周期R11算起的三个时隙后的周期T13，存在脉冲串缓存器08中的发送数据经数模转换器43转换，且经过传输处理后从天线11发送出去。从周期 T11 后的6个时隙起的周期T21到周期T23完成与周期T11到周期T13一样的处理。此后重复同样的处理。

这样接收处理和传输处理按时间共享方式间歇进行。在本例中要加到发送数据上的发送输出控制数据（控制位），即参照图7 描述的发送中的发送输出控制数据，由加法器109 在发送编码处理完成的最后一周期将其加到发送数据上。因此接收数据情况能及时反应在要发送的数据上。例如也就是说在周期R11接收到的脉冲串信号的接收情况在周期R12解调中间就可检测到，而且要通知通信对方（基站）的发送输出控制情况已确定（即图12所示在一标识控制位计算的周期上的处理）。当计算控制位时，计算结果从端口122 被送往选择器121，在此计算结果与对应于存储在脉冲串缓存器的发送数据的控制数据相加，在周期T13 要发送的脉冲串信号与基于最后接收数据情况指示的发送输出控制数据相加。

进行通信的对方（基站）确定在周期T13发送的控制数据，以便对方在下一周期R21依据从基站发送脉冲串信号时的对应情况控制发送输出。其次要发

送的脉冲串信号受到基于在前一循环发送的脉冲串信号接收情况的发送输出控制。因此当发送脉冲串时在每一循环发送输出都受到正向控制，并因此可能统一在同一时间经终端装置和基站间多个通路发送的发送信号的发送输出。

如果没有作处理，象本例中的，发送输出的控制数据在进行加法处理前已在存储器中准备好，就会出现例如图12例中的次序。也就是说在周期R11接收的结果在周期R12解调处理中确定，此后控制数据在周期T21被编码并在周期T22被解码，而且基于在周期R11的接收结果的控制数据被发送以响应在T23发送的脉冲串信号。因此不可能在每一循环控制发送输出。而已描述过的一种情况其中终端装置侧产生用于控制从基站发送输出的数据，无需说明基站侧也可以产生用于控制从终端装置发送输出的数据。

下面要参照图13描述基站结构。进行发送和接收的基站结构基本上与终端装置侧的结构一样。但基站又有不同与终端装置的地方，即多址技术允许多个终端装置同时接入。

首先要描述图13所示的接收系统结构。天线211用于发送和接收信号连在天线共享装置212上。天线共享装置212在其接收天线输出侧依次串连着一带通滤波器213、一接收放大器214和一混合器215。带通滤波器213提取2.2GHz频带信号。混合器215将提取的信号与频率合成器231输出的1.9GHz信号混合从而将接收信号转换成300MHz频带的中频信号。频率合成器231由一PLL（锁相环电路）构成。基于一1/128频分器233频率分割一温度补偿晶振（TCXO）输出的19.2MHz的信号而生成的150kHz信号，该合成器是用于产生以150kHz为间隔的1.9GHz频带信号的合成器。其他频率合成器，将在后面描述，终端装置中所用到的都是由PLL电路构成的。

经带通滤波器216和接收放大器217，混合器215输出的中频信号被送给两个用于解调的混合器218I、218Q。频率合成器234输出的300MHz中频信号通过移相器235将信号转换成两种系统信号彼此相位偏移90度。两种系统频率信号中的一个送往混合器218I而另一个送往混合器218Q这样它们分别与中频信号混合。借此从接收数据中提取出分量I和分量Q。基于1/128频分器233频率分割生成的150kHz信号，频率合成器234是用于产生300MHz信号的合成器。

提取的I分量经低通滤波器219I送往模数转换器220I，在220I中分量被转换成数字I数据。

提取的Q分量经低通滤波器219Q送往模数转换器220Q, 在220Q中分量被转换成数字Q数据。模数转换器20I、20Q均采用6.4MHz信号作转换时钟, 该时钟是经1/3频分器236分离TCXO 32输出的19.2MHz的时钟信号而得到的。

接着从模数转换器220I、220Q输出的数字I数据和数字Q数据被送往解调单元221, 其解调数据又被送往一分接器222, 送至222的数据被分离为各终端装置数据, 分离开的数据被分别送往解码器223a、223b、...、223n, 解码器数量对应一次允许接入的终端装置数目(每一带隙6个端口)。系统为解调单元221、分接器222和解码器223a、223b、...223n提供了一TCXO 32输出的19.2MHz时钟作为时钟信号, 及一经频分器237频率分割1/3频分器236输出的6.4MHz信号而产生的5kHz作时隙周期数据。

再者要描述基站的传输系统结构。复用器242合成由预备给在同一时刻的可能通信对方(终端装置)的编码器241a、241b、...241n独立编码的发送数据。复用器242的输出送往调制单元243, 其中要进行发送前调制处理, 在此产生传输用的数字I数据和数字Q数据。系统给各编码器241a到241n、复用器242和调制单元243直接提供一由TCXO 32输出的19.2MHz时钟信号作时钟用, 及一经1/1280频分器237输出的5kHz信号作时钟用。从调制单元243输出的数字I数据和数字Q数据被送往数模转换器244I和244Q, 在244I和244Q中数据被转换成模拟的I信号和模拟的Q信号。经低通滤波器245I和245Q, 转换的I信号和Q信号被送至混合器246I和246Q。再者从频率合成器238输出的100MHz频率信号由移相器239转换成两种系统信号彼此相位偏移90度。两种系统频率信号中的一个被送往混合器246I而另一个被送往混合器246Q, 借此频率信号与I信号和Q信号混合分别形成100MHz带内信号。两信号被送至加法器247, 在247中进行正交调制使其变成唯一的一个系统信号。基于1/128频分器233频分产生的150kHz信号, 该频率合成器38是用于产生100MHz频带信号的合成器。

从加法器247输出的调制成100MHz频带的信号于是经发送放大器248和带通滤波器249被送往混合器250, 在此信号与从频率合成器231输出的1.9GHz频率信号相加而将信号转换成2.0GHz频带的发送频率信号。频率已转换成发送频率的发送信号经一发送放大器(可变增益放大器)251及一带通滤波器252被送往天线共享装置212, 这样信号就被连在天线共享装置212上的天线211以无线方式发送出去。

而且TCXO 232输出的19.2MHz信号被送往 $1/2400$ 频分器240进而转换为一8kHz信号, 而8kHz信号被送至语音处理系统电路(未示出)。也就是说在本例基站中, 终端装置与基站间发送的语音信号是按8kHz抽样(或以该频率的整数倍为抽样频率)。因此 $1/2400$ 频分器240产生一必备时钟给语音数据处理电路用例如一语音信号的模数转换器和数模转换器或一用于处理语音数据的压缩和扩展用的数字信号处理器(DSP)等等。

接着要参照图14详细描述用于编码和调制发送数据的基站部分结构。此时假设同一时刻有 $N$ 个( $N$ 为一任意值)终端要同时接入。给各终端装置用户的发送信号 $U_0, U_1, \dots, U_N$ 被分别送往不同的卷积编码器311a、311b、 $\dots$ 311n, 由每一编码器独立对数据进行卷积编码。例如采用 $K=7$ 受限长度和 $R=1/3$ 码率进行卷积编码。

经各系统卷积编码的数据被分别送往四帧交替缓存器312a、312b、 $\dots$ 312n, 在每一交替缓存器中数据按四帧(20msec.)交替进行。各交替缓存器312a、312b、 $\dots$ 312n的输出被分别提供给DQPSK编码器320a、320b、 $\dots$ 320n, 在每一编码器中完成DQPSK调制。特别是DQPSK符号产生电路321a、321b、 $\dots$ 321n基于提供的数据产生对应的符号。符号被提供给乘法器322a、322b、 $\dots$ 322n的一输入端, 而且各延时电路323a、323b、 $\dots$ 323n将乘法器322a、322b、 $\dots$ 322n的相乘结果延时一符号量并将其返回至另一输入端。借此完成DQPSK调制。于是经DQPSK调制的数据被分别送往乘法器313a、313b、 $\dots$ 313n, 其中从随机相移数据产生电路314a、314b、 $\dots$ 314n独立输出的随机相移数据与调制数据相乘。因此各数据相位很显然可随机变更。

各乘法器313a、313b、 $\dots$ 313n的输出被送往其他乘法器314a、314b、 $\dots$ 314n, 这些输出在每一乘法器中与每个系统提供的发送功率控制电路316a、316b、 $\dots$ 316n输出的控制数据相乘。因此发送输出可调节。发送输出的调节进行基于从与系统相联的终端装置发送来的脉冲串信号中包含的输出控制数据。控制数据已参照图10详细描述过。也就是说如果由接收数据鉴别(I, Q)数据为(0, 0)和(1, 1)控制数据, 则发送输出保持原状, 如果由接收数据鉴别(I, Q)数据为(0, 1)控制数据, 则发送输出要增大, 如果由接收数据鉴别(I, Q)数据为(1, 0)控制数据, 则发送输出要降低。

在发送侧是不会出现控制数据(1, 1)的。然而当在接收侧确定为数据(



1, 1) 时, 要预防输出变化。就这种设置而言, 如果控制数据 (1, 0) (即要降低输出的数据) 由于各种原因可能在相位上偏移90度, 并在接收侧错误地鉴别为数据 (1, 1) 或 (0, 0), 则至少可以避免一增大输出的反向错误处理。类似地如果控制数据 (0, 1) (即要增大输出的数据) 由于各种原因可能在相位上偏移90度, 并在接收侧错误地鉴别为数据 (1, 1) 或 (0, 0), 则至少可以避免一降低输出的反向错误处理。

返回图14描述结构。从各乘法器314a、314b、...314n 输出的发送数据被送往一复用器242并在那里合成。当复用器242按照本实施例合成传输数据时, 要合成的发送数据所在频率可以150kHz为单元切换。通过切换控制, 提供给每个终端装置的脉冲串信号频率就可切换。特别是在本实施例中, 如参照图3A的3G等描述的那样, 要执行被称为频率跳跃的以带隙为单元切换频率的操作, 并且通过合成操作中复用器242的切换处理实现频率切换操作。

由复用器242合成的数据被送往IFFT电路332, 在此对数据进行反向快速富里叶变换, 并获得一所说的多载波数据, 即已调制成每一带隙每6.25kHz 都有22个子载波并已转换到真正时间轴上的数据。于是经反向快速富里叶变换转换成真正时间信号的数据被送往乘法器333, 在此数据与从窗口数据产生电路334输出的时间波形相乘。例如如图9A所示, 时间波形是一波形长度 $T_u$ 大约为 200  $\mu$ sec. (即一个时隙周期) 的波形。而且在波形两端部TTR (大约15  $\mu$ sec.) 波形电平平和归零。因此当时间波形相乘时, 相邻时间波形如图9B所示彼此略有重叠。

经乘法器333与时间波形相乘的该信号经过一脉冲串缓存器335被送往一数/模转换器244 (对应图13中的转换器244I、244Q), 转换器将其转换成模拟I信号和模拟Q信号。在图13的结构中模拟信号要作传输处理。

在本实施例基站中, 因为被称作频率跳跃的带隙切换处理在上述调制处理的中点由乘法器242完成, 可以简化传输系统结构。特别是当基站同时处理实施例中描述的多通路信号时, 有必要将每一通路的信号频率转换到对应带隙 (信道) 上以合成这些信号, 因此在传输系统中, 如图13一直到混合器250 的电路套数要与通路数一样多。另一方面在本实施例基站中, 在乘法器242 之后的电路一套就够, 因此基站结构只能简化到这种程度。

要参照图15详细描述为解码接收数据而用于解调的基站部分结构。由一模

/数转换器220 (对应图13中的模/数转换器220I、220Q) 转换所得的数字I数据和数字Q数据, 经一脉冲串缓存器341被送往一乘法器342。乘法器将数字数据与反向窗口数据产生电路343输出的时间波形相乘。时间波形是一图9A和9B所示形状的时间波形, 而且该时间波形长度 $T_M$ 为 $160 \mu\text{sec.}$ , 比发送时的同样波形短些。

与时间波形相乘的接收数据被送往FFT电路334, 并经快速富里叶变换完成一频率轴到时间轴的处理转换。因此可从时间轴上获得送来的每一数据, 即调制后每一带隙以 $6.25\text{kHz}$ 为间隔的22子载波形式的数据。接着经快速富里叶变换的数据被送往分接器222 并被分离成与同时允许接入的终端装置数目一样多的数据。当分接器222 按照本实施例分离数据时, 用于上述分离的频率以 $150\text{kHz}$ 为单元切换而且切换是受到控制的, 借此从各终端装置送来的脉冲串信号频率被切换。特别是在本实施例中, 如参照图3A到3G等等的描述, 称作频率跳跃的带隙单元切换频率操作被周期执行, 而且在接收侧执行的频率切换操作是由分接器222对接收数据进行时分处理才实现的。

由分接器222 分离的各接收数据被独立送往和允许同时接入基站的终端装置数目 $N$ 一样多的乘法器351a、351b、...351n。乘法器351a、351b、...351n将分离数据与从反向随机相移数据产生电路352a、352b、...352n 输出的反向随机相移数据 (该数据与发送侧的随机相移数据变化同步) 相乘, 并在各系统中将分离的接收数据恢复到具有原始相位的数据。

从反向随机相移数据产生电路来的各数据被送往延迟检测电路353a、353b、...353n作延迟检测 (差分解调)。延迟检测电路将延迟检测的数据送往四帧交替缓存器354a、354b、...354n, 缓存器将发送时交替的四帧数据恢复成具有原始数据顺序的数据。四帧交替缓存器将已去除交替的数据送往怀特比解码器355a、355b、...355n进行怀特比解码。解码器将经过怀特比解码的数据作为接收数据送后续阶段的接收数据处理电路 (未示出)。

按照本实施例的基站, 因为含有称作频率跳跃的带隙切换处理的数据分离处理由在解调处理中点提供的分接器222执行, 与传输系统类似, 简化接收系统结构也是可能的。特别是当基站同时处理实施例中描述的多通路信号时, 在原领域需要对应各通路信号将带隙 (信道) 信号的频率转换成中频信号并需要进行直到快速富里叶变换的处理, 才能将它们提供给各乘法器351a到351n, 因

此在接收系统中，从图13所示的混合器215到解调单元221的电路套数要求与通路数目一样多。另一方面，因为按照本实施例的基站在传输系统中先于分接器222的电路系统就只需一套，基站结构可以简化到这种程度。

频率值、时间、码率等等在本实施例中描述的仅作为例子，因此本发明不止限于上述实施例。无需说明从调制系统角度看本发明还可以应用于调制处理而不只是DQPSK调制。

按照本发明的发送方法，可以利用一系统处理系统实现将数据转换成多载波信号的转换处理及高频系统信号的传输处理或类似的处理及实现在用一简单处理完成移动台多重接入的基站中进行的传输处理。

这样在混合时可通过变更用于混合的频率位置改变传输频带。从而可用一简单的处理完成各传输信号的频率变更处理。

在上述情况下，基于在符号系统的电平上的各数据进行功率控制，而且经过功率控制的符号系统数据被混合。从而可以满意地控制要混合的各信号功率，并可以排除各信号间的干扰满意地传输各信号。

按照本实施例的发送装置，有一个用于将数据转换为多载波信号的装置系统及在混合电路的后续阶段的传输处理装置足以。从而可以简化需同时处理多系统传输信号的基站结构。

这样当混合装置混合多个符号系统数据时，用于混合数据的频率位置要连续改变。从而并不需要用于分别改变多系统信号的传输频率位置的装置，并且可以简化变更频率的结构。

在上述情况中，要提供一乘法装置用于将在符号系统电平上的各数据与功率控制数据相乘，并通过混合装置混合乘法装置的输出。从而未经相乘的信号变成了一满意的功控信号，并可以利用一简单结构获得处于满意状态的待发送信号。

按照本发明的接收方法，可以实现用于高频系统信号的接收处理及利用一系统处理系统将多载波信号转换成原始数据的处理，因此可以简化处理在移动台多重接入的基站中进行的接收处理。

这样在分离时，通过改变用于分离的频率位置接收具有变更的传输频带的独立送来的信号。从而可以利用一简单处理完成变更各接收信号频率的处理。

按照本发明的接收装置，有一接收处理装置系统和在混合装置先前阶段的

用于将多载波信号转换成原始数据的装置足以。

这样在将数据分离成各个符号信号数据的处理中，分离装置连续改变用于分离的频率位置。因此并不需要分别变更多系统信号接收频率位置的装置，从而可以简化变更频率的结构。

在参照附图描述了本发明的优选实施例后，要清楚本发明不止限于上述实施例，而且如所附权利要求中定义的不脱离本发明精髓或本发明范围的本领域技术人员所作的各种变化和修改都是有效的。

说明书附图

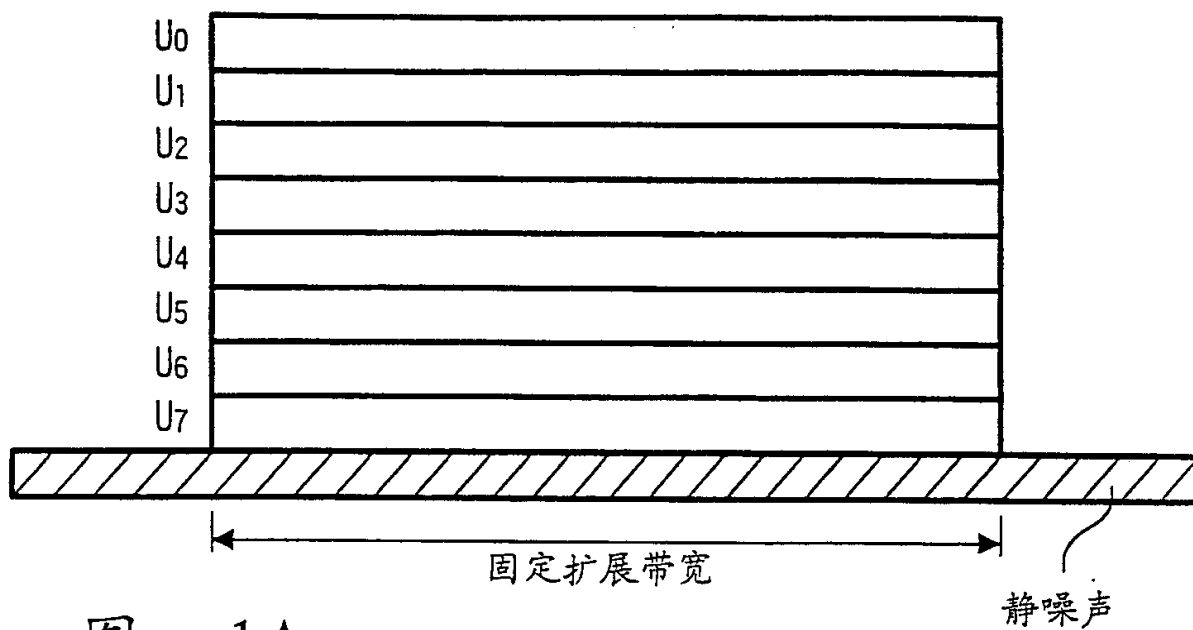


图 1A

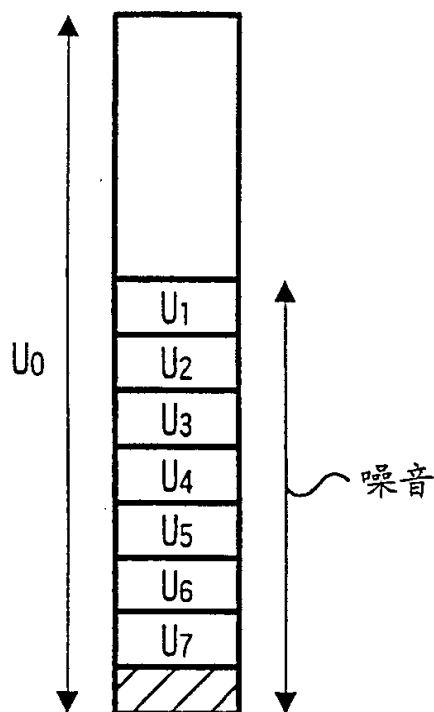
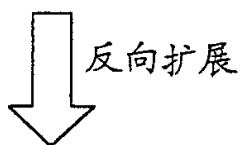


图 1B

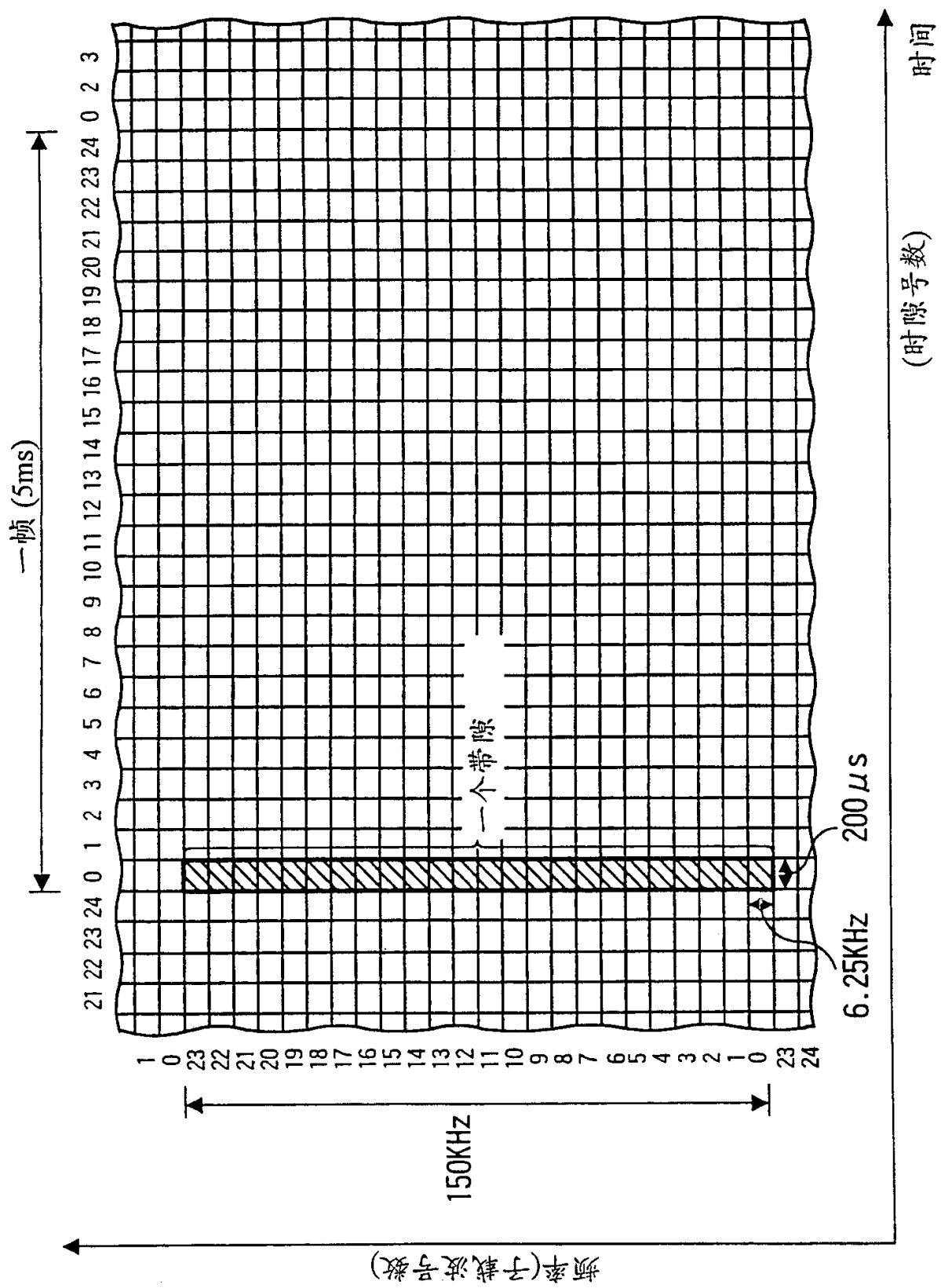
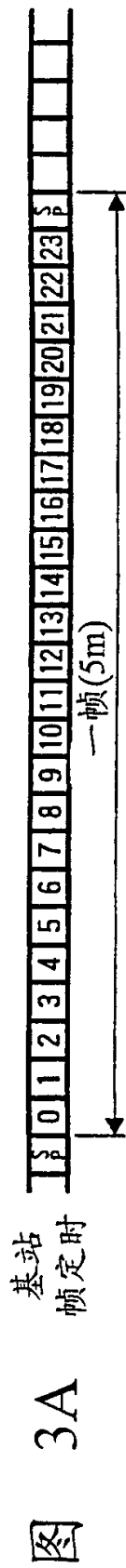
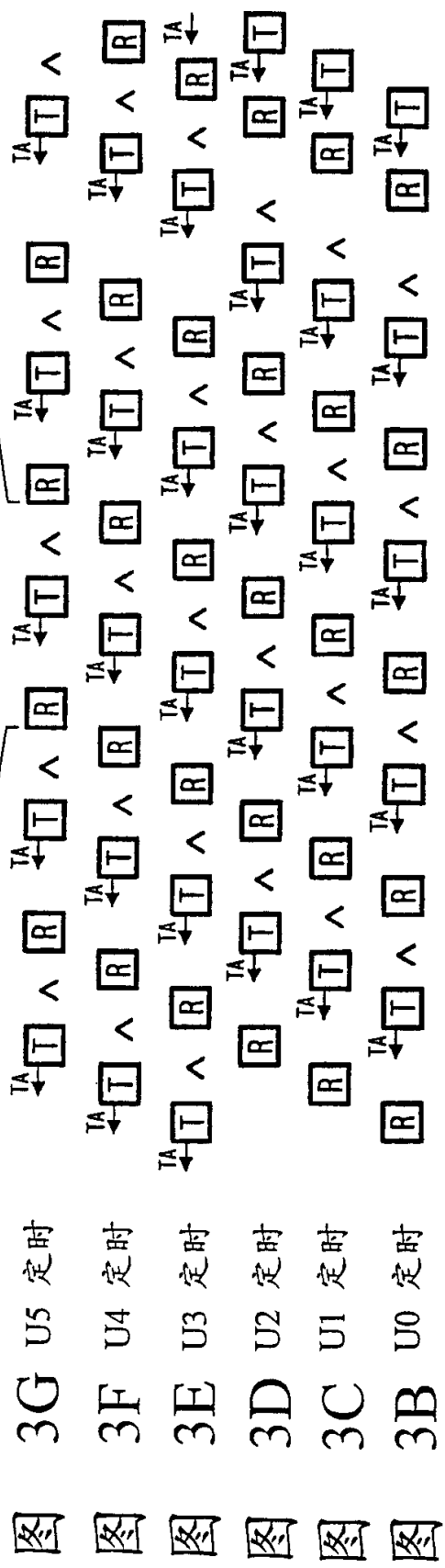
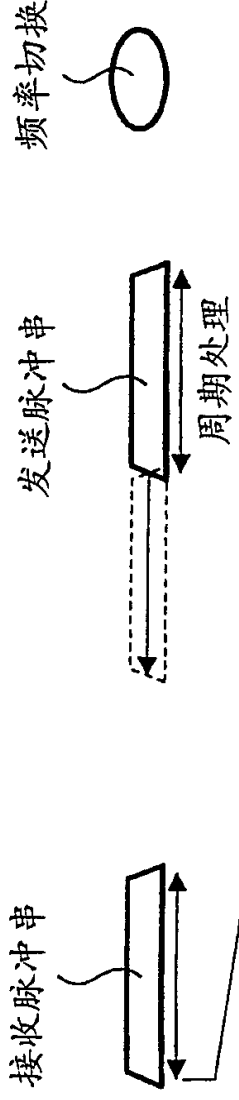


图 2



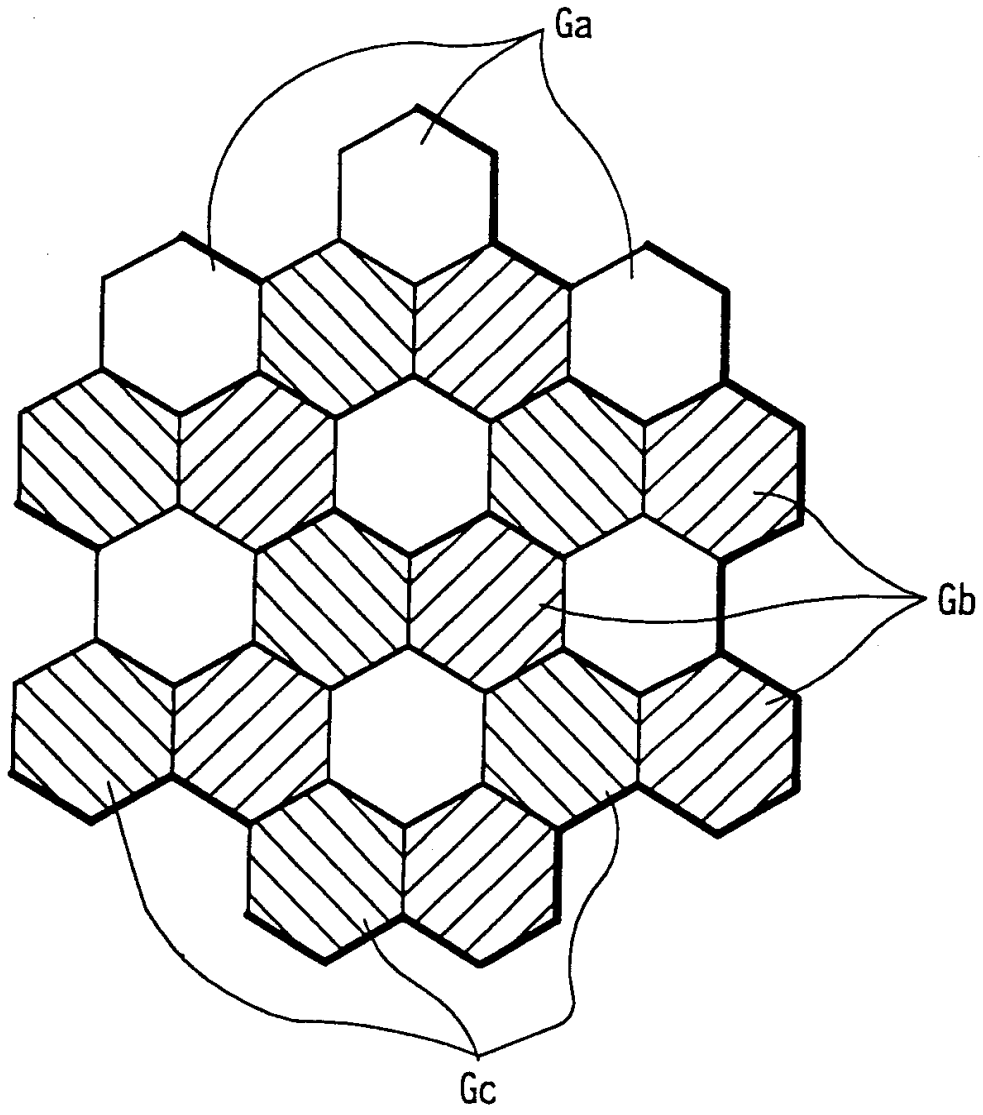


图 4



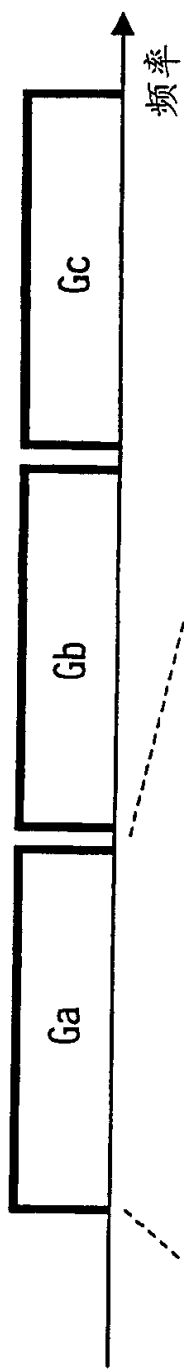


图 5A

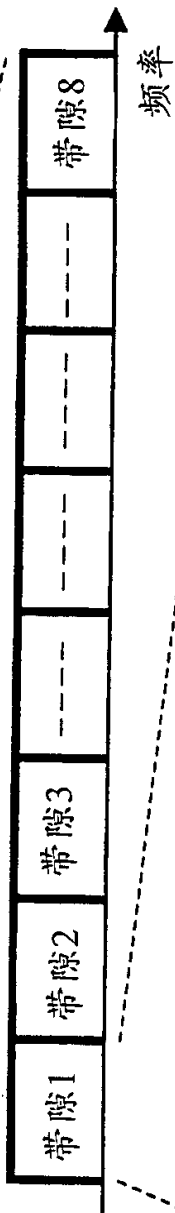


图 5B

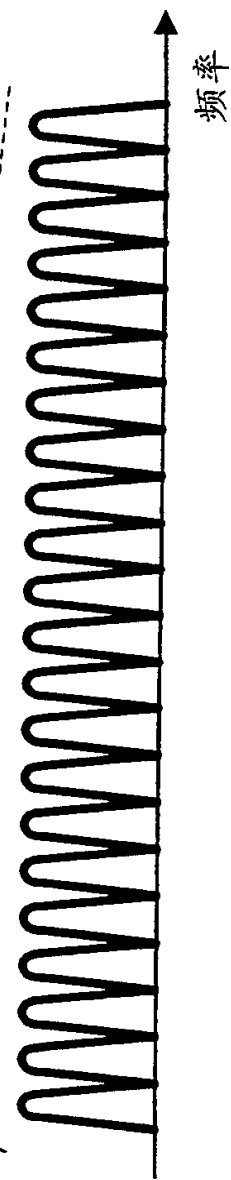


图 5C

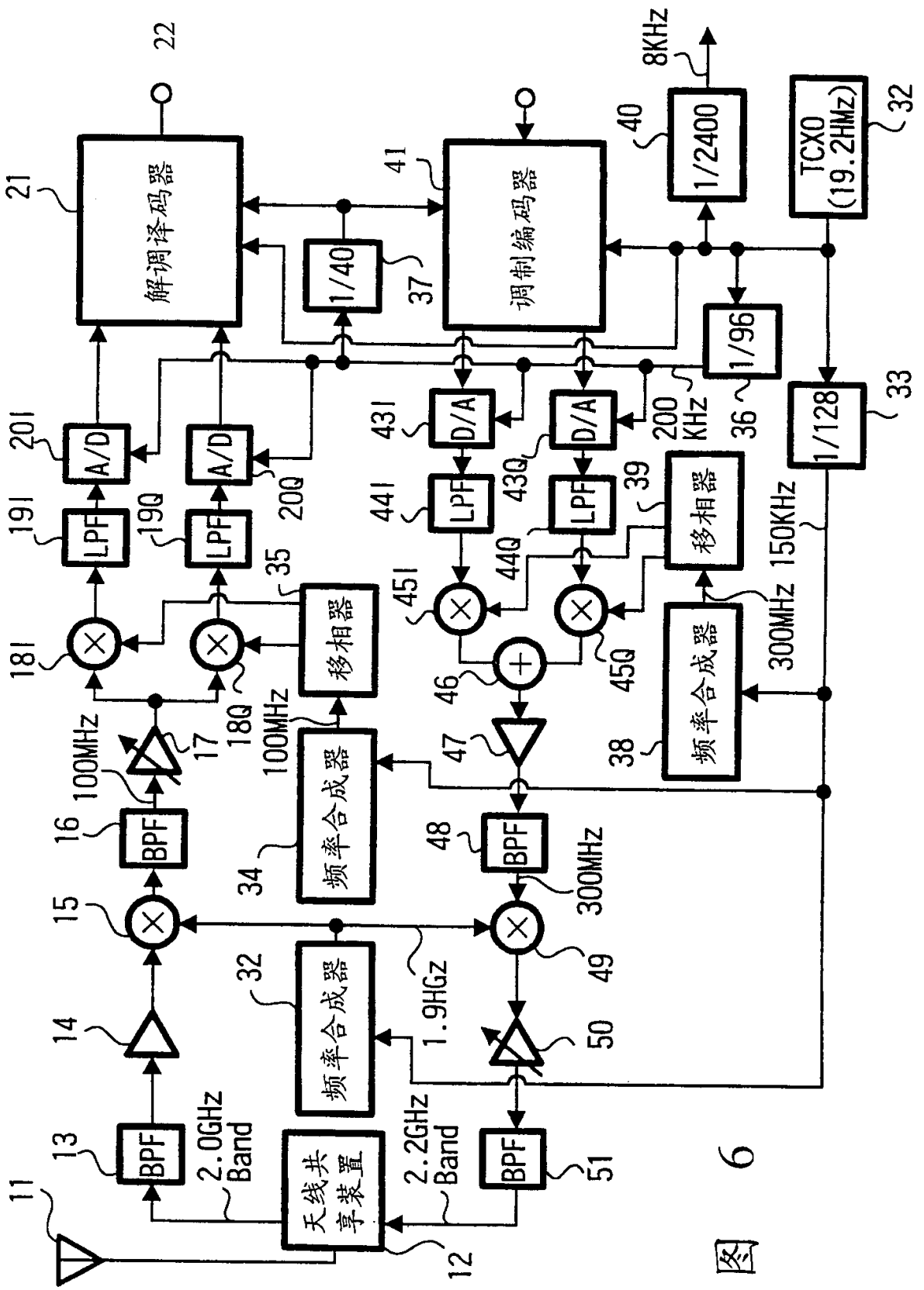


图 6

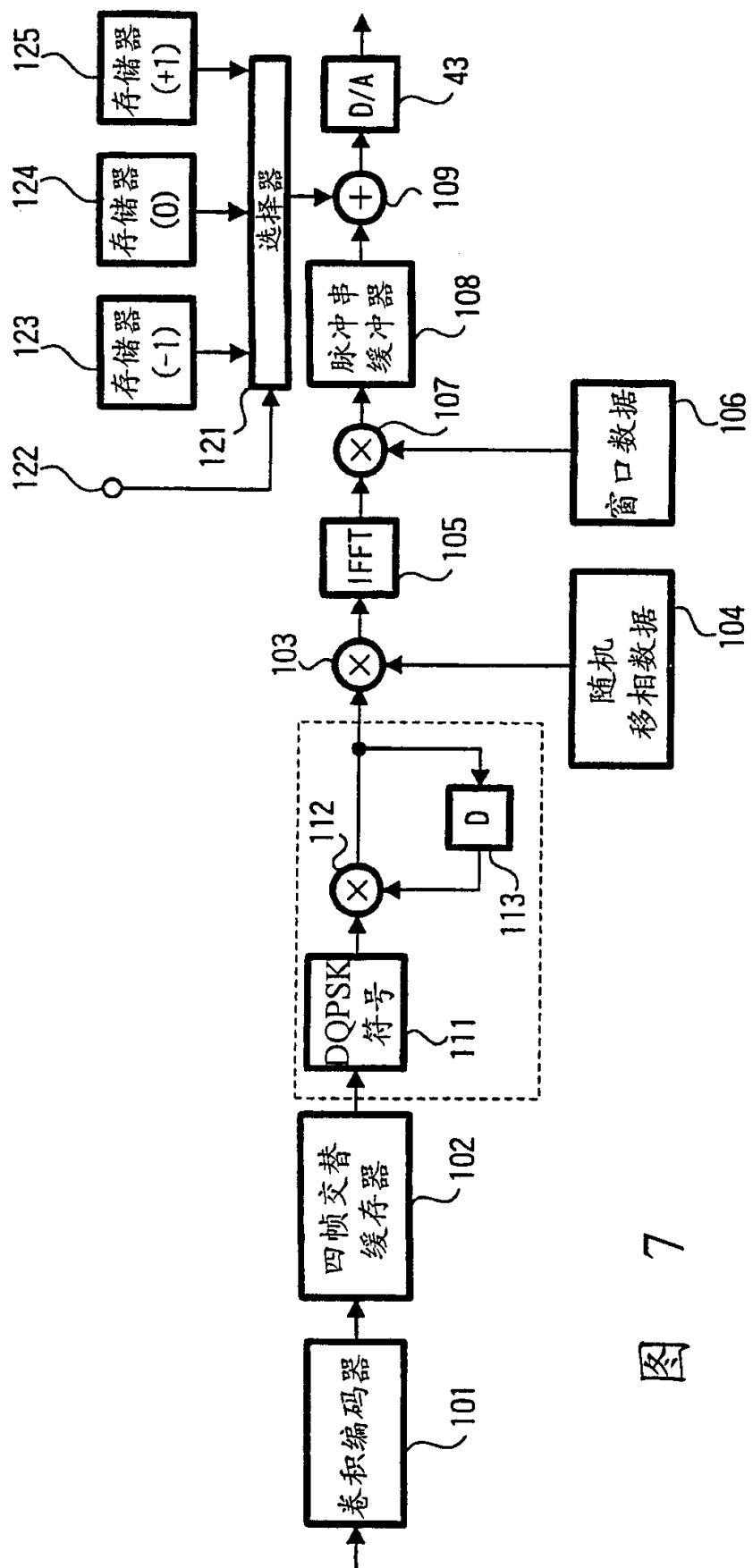


图 7

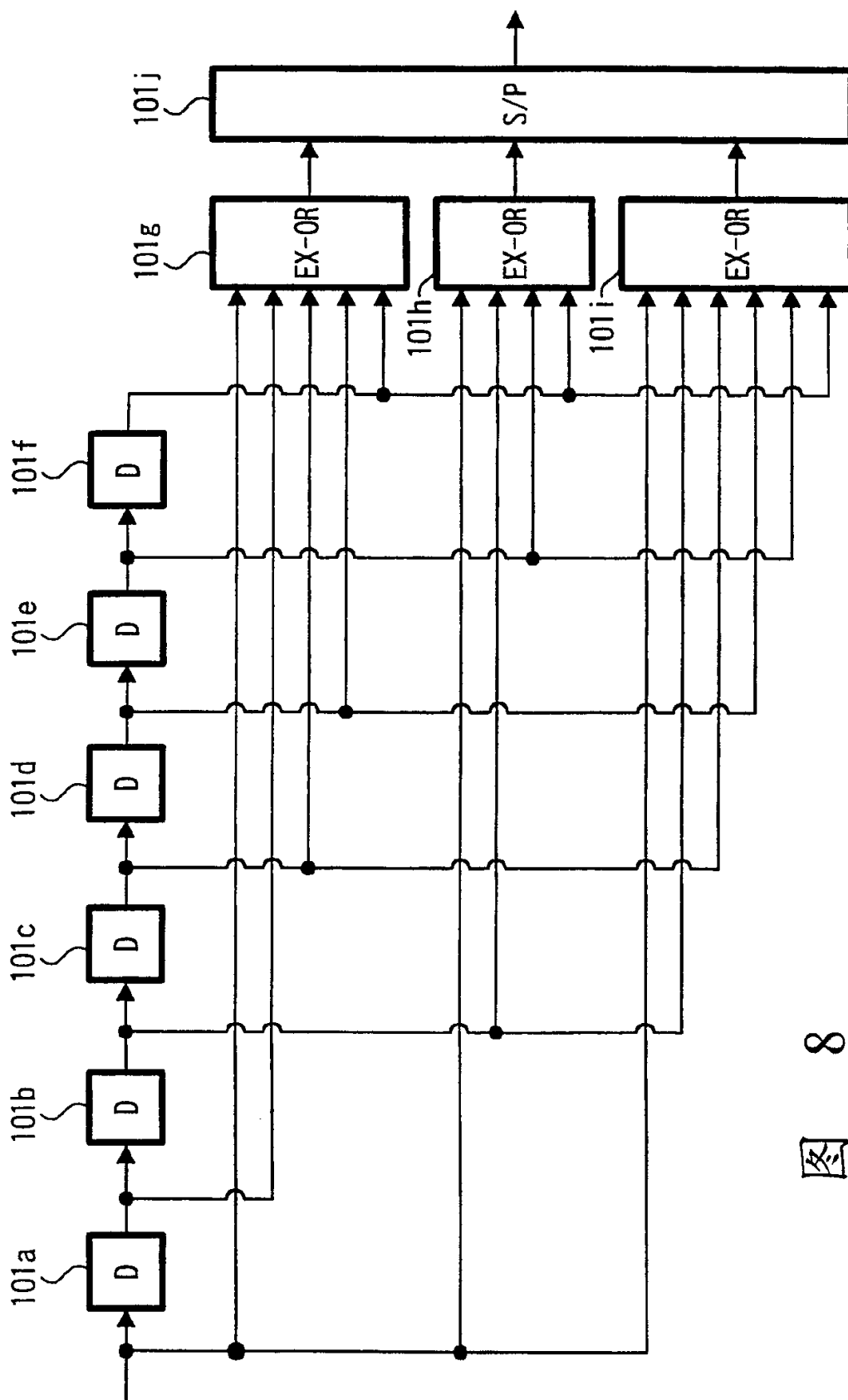


图 8

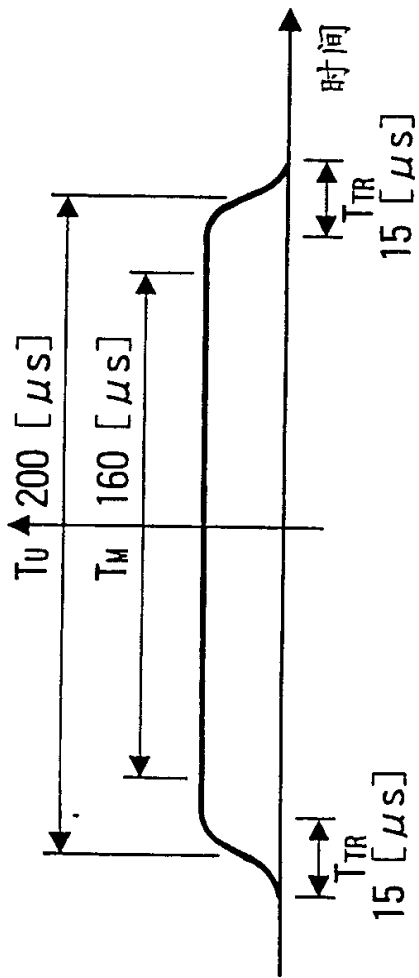


图 9A

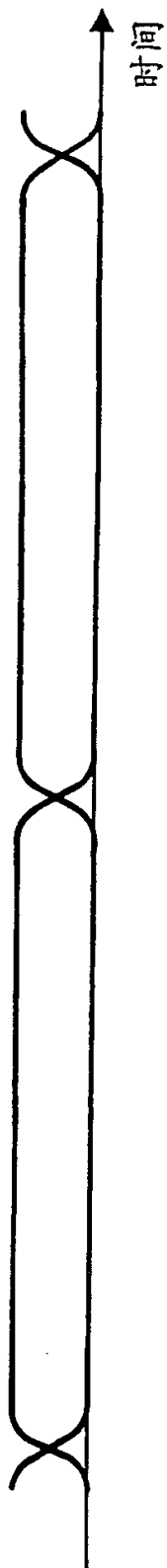


图 9B

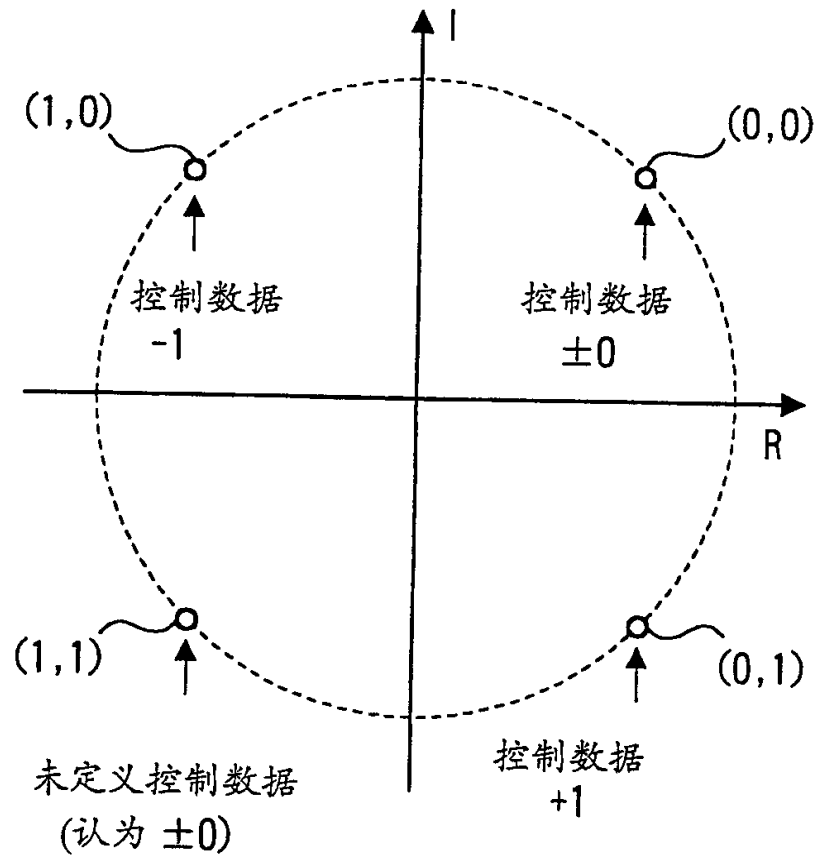


图 10

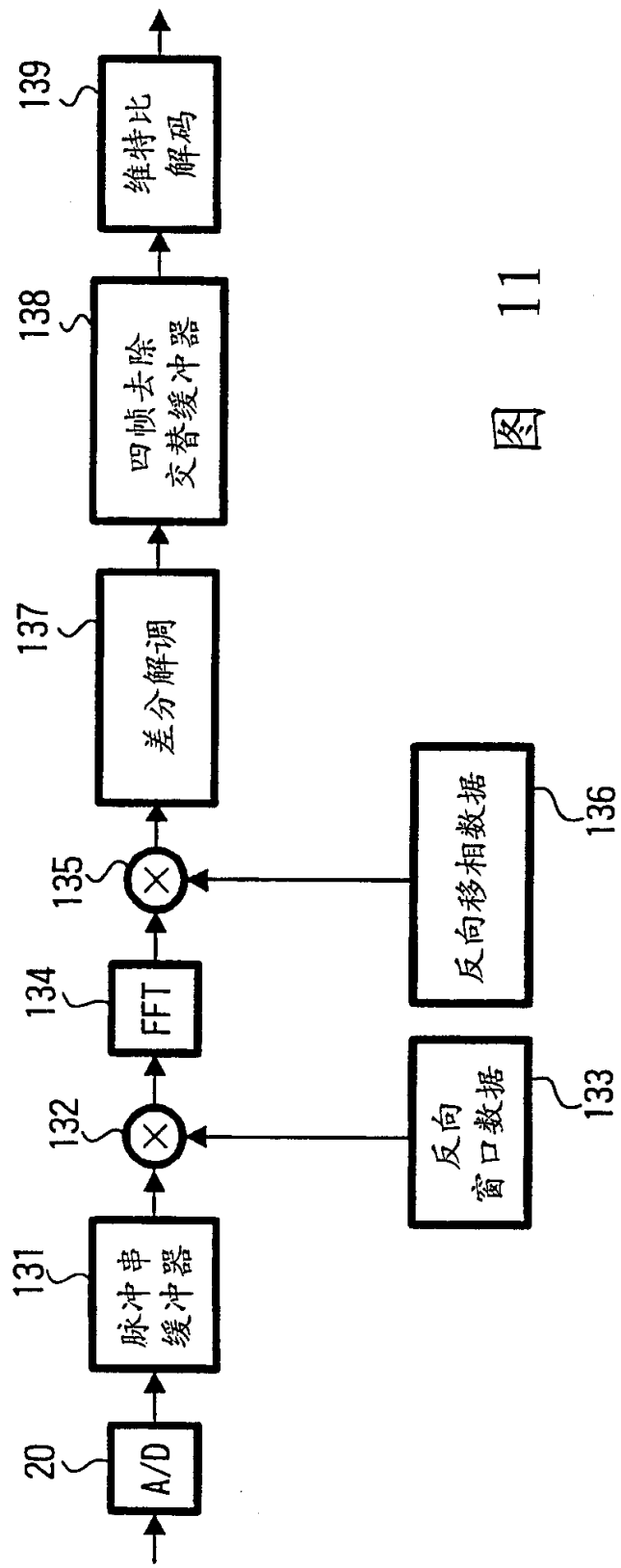


图 11

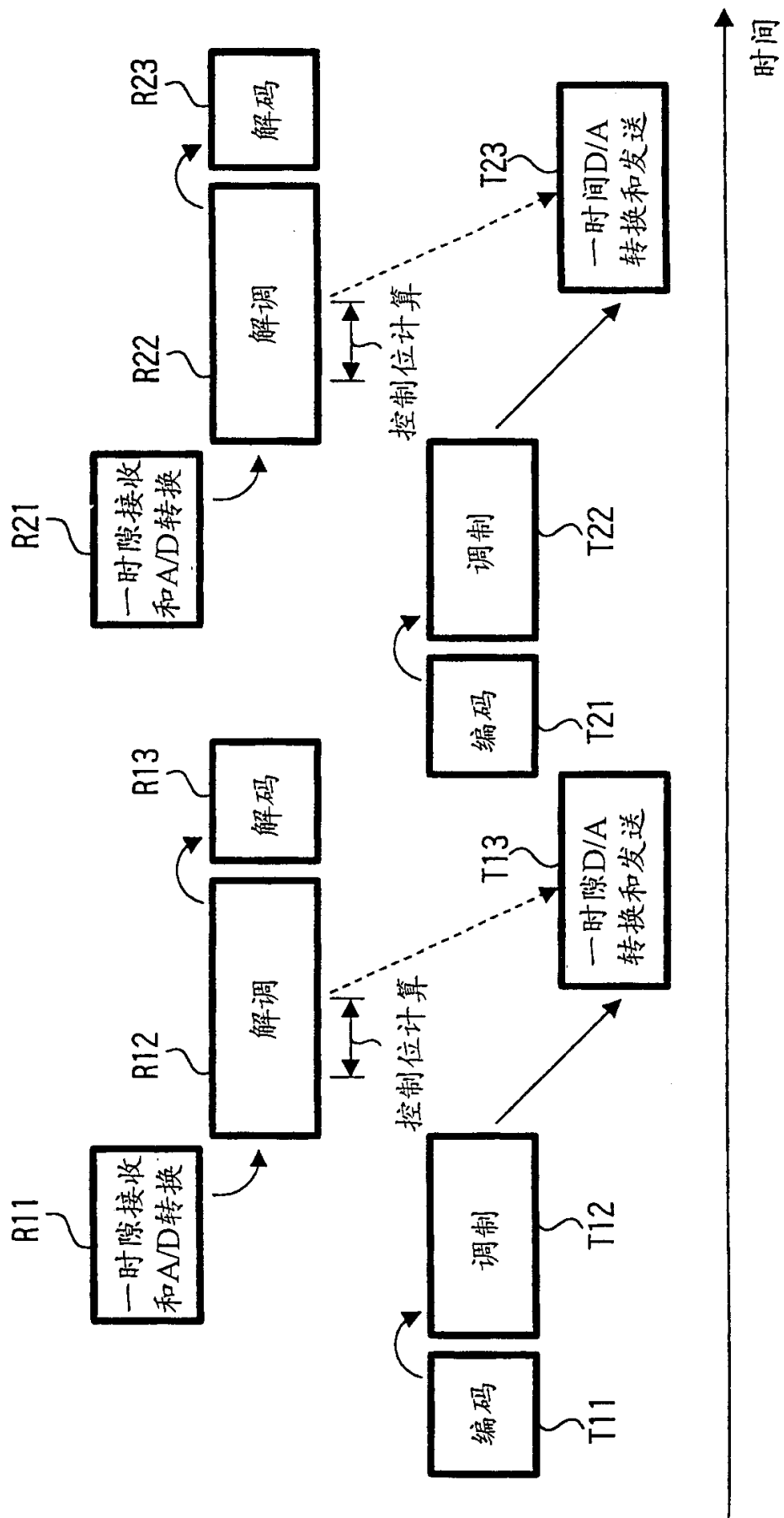


图 12



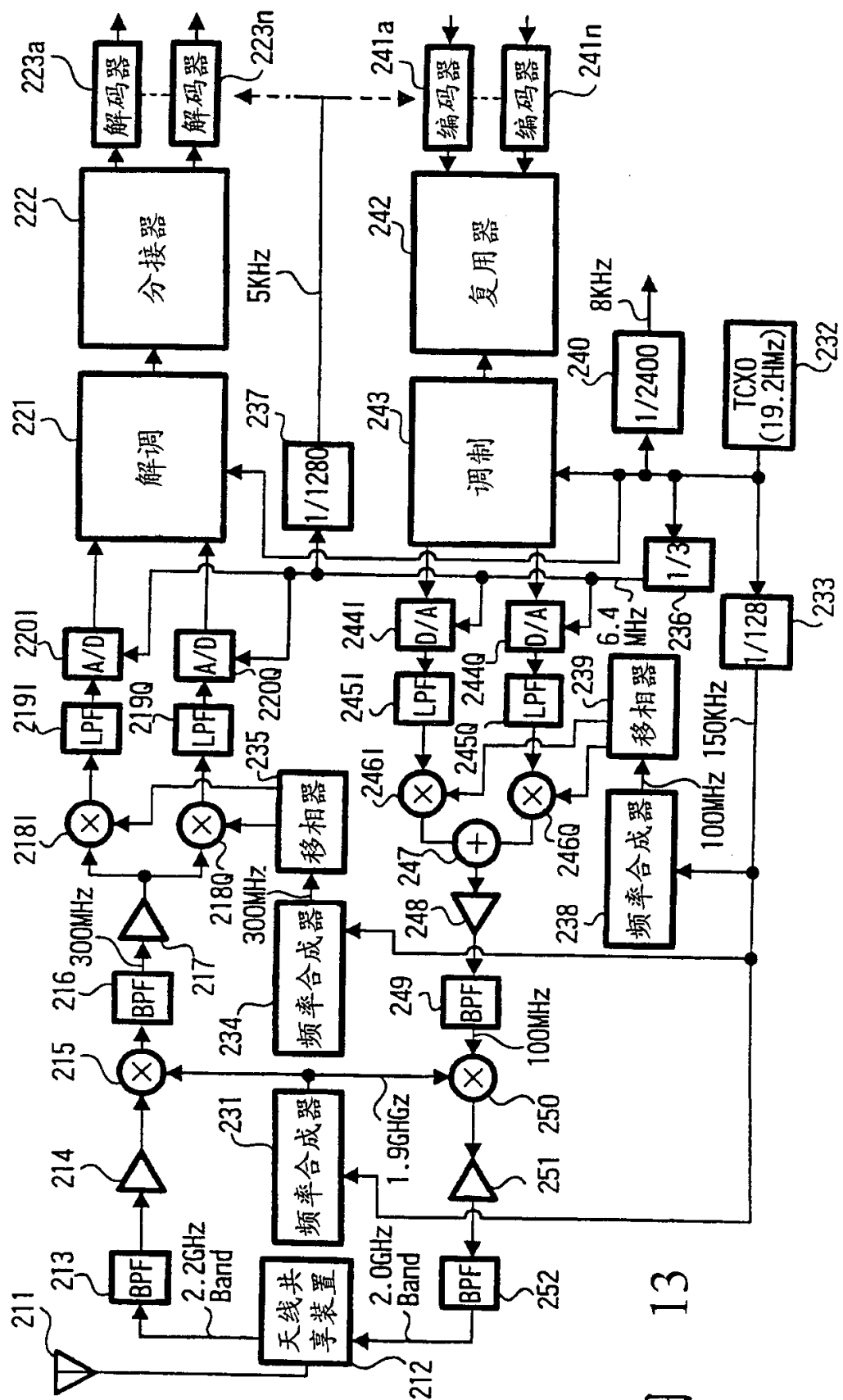


图 13

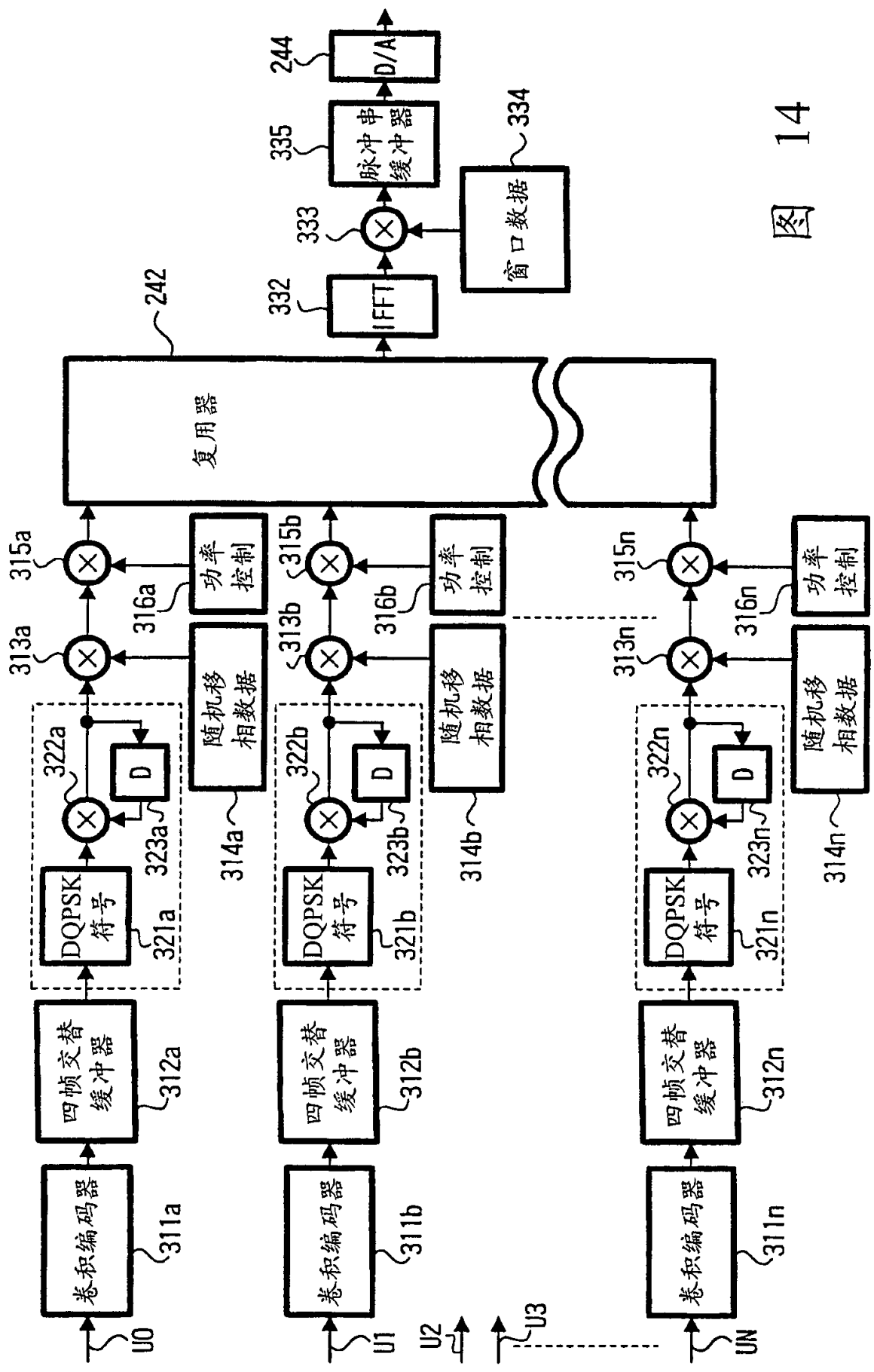


图 14

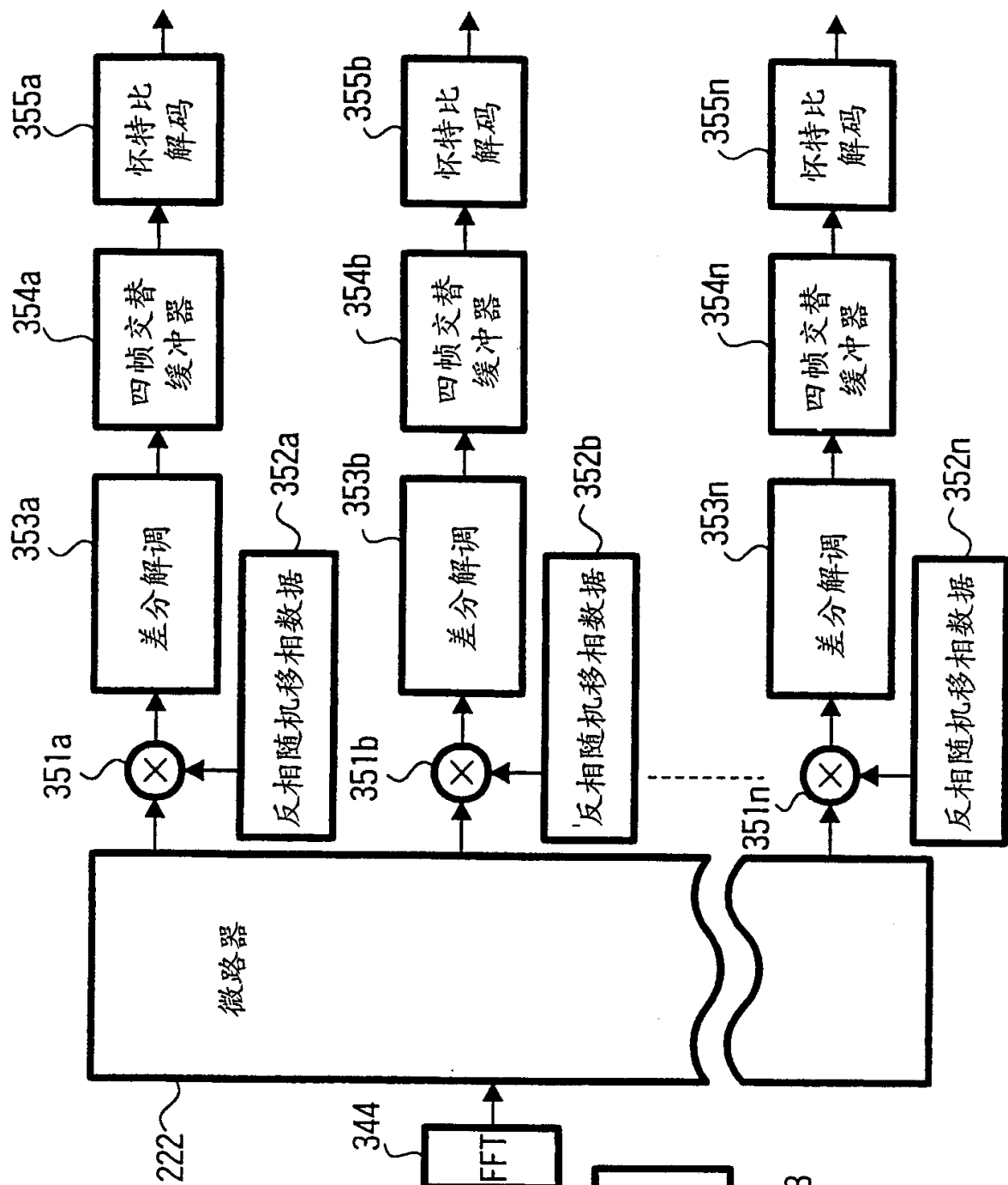


图 15