

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04J 3/24

H04B 7/24



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02106246.3

[43] 公开日 2003年3月19日

[11] 公开号 CN 1404244A

[22] 申请日 1996.7.9 [21] 申请号 02106246.3

[28] 分案原申请号 96196761.7

[30] 优先权

[32] 1995.7.12 [33] US [31] 08/501575

[71] 申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗来纳州

[72] 发明人 P·W·登特

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

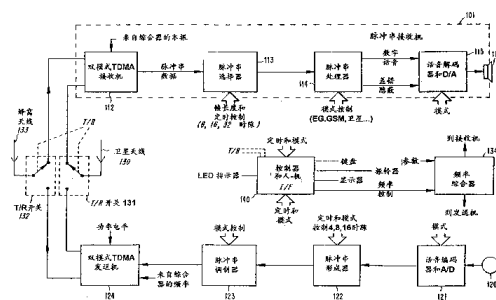
代理人 张志醒

权利要求书1页 说明书30页 附图16页

[54] 发明名称 卫星/蜂窝双模式终端

[57] 摘要

公开了一种利用时分多址和自适应发送及接收传送信息的方法和设备。信号脉冲串被从 TDMA 发送机发送到 TDMA 接收机，其中发送机利用重复 TDMA 帧周期中的多个时隙的至少两个时隙之一编码信息和发送编码的信息到接收机。无论该发送机是利用一个还是利用两个时隙进行发送，两个时隙都被接收，接收的信号被分类为预期的和非预期的。然后，连续接收的被分类为预期的信号被组合为一个块，以便解码来再生该信息。



1. 一种用于在一个网络站和多个远端站之间发送话务和信令数据的产生时分多址信号的方法，其特征在于，

划分一个超帧周期为奇数个 TDMA 帧周期，

5 划分每个 TDMA 帧周期为偶数个时隙；

利用在所述奇数个 TDMA 帧之一的所述偶数个时隙，发送分别寻址到对应的偶数个远端站的信令信息和在所述超帧中剩余的各 TDMA 帧用于发送话务信息；

10 划分用于发送话务信息的所述剩余的各帧为话务帧的第一组和话务帧的第二组；和

利用在所述话务帧的第一组中的所述偶数个时隙发送话务数据到对应的偶数个远端站和利用在所述话务帧的第二组中的时隙发送数据到对应数目的其他远端站。

2. 根据权利要求 1 的方法，其特征在于，

15 所述信令信息包括一个指出所述信息被寻址到其话务信息是利用每个所述话务帧的第一组中的时隙发送的所述各个远端站之一，还是到其话务信息是利用在所述话务帧的第二组中的时隙发送的所述各个远端站之一的指示。

3. 根据权利要求 1 的方法，其特征在于，

20 在各话务帧的所述第一组中的所述偶数个时隙的一个时隙被用来发送话务数据到各远端站的第一站和交替地在各话务帧的所述第二组中的对应时隙被用来发送数据到另外的远端站，取决于利用在各帧的所述第一组中的所述时隙和在所述各帧的第二组中的所述对应时隙与相同的远端站进行通信的通信信号质量。

25

卫星/蜂窝双模式终端

5 发明领域

本发明涉及可以通过在陆基蜂窝系统或如果所在范围内没有陆基蜂窝系统的基站则通过在轨卫星工作的移动或便携无线电话，和特别是涉及，当在各模式之间转换时，用于选择卫星信号格式以实现在无线电话中的各个部件的重复使用，从而降低成本的装置。

10

发明背景

一般，用于卫星通信的信号带宽和信道间隔不同于用于蜂窝系统的信号带宽。这种不同的一个原因是卫星通信受到热噪声的限制。从而，卫星通信利用较低的带宽和编码速率。另一方面，蜂窝通信是干扰受限的，适于使用较高的带宽和速率。

15

例如，GSM蜂窝系统的信道间隔是200KHz，而INMARSAT-M卫星系统使用5KHz或10KHz的信道间隔。在后者的窄带模式中，与前者的宽带模式相比，对于移动终端或移动站来说，频率和相位噪声要严重的多。因此，在试图为了经济起见在终端中重复使用两种模式的电路的过程中会出现许多困难。

20

援引在这里供参考的美国专利申请No.08/305780描述了一种装备有新型的频率综合器电路的双模式终端，该综合器经济地提供了窄带卫星信道间隔以及GSM间隔两者，同时满足了在窄带卫星模式中的严格噪声要求和对于GSM跳频模式的快速转换要求。

25

可以找到其它经济地在两种模式之间重复使用某些部件的双模式终端的在先的描述，例如，名称为“多模式信号处理”的美国专利申请No.07/585910，该申请援引于此以资参考，该申请描述重复使用某些部件以交替地处理按照AMPS蜂窝标准的模拟FM信号或按照TIA标准IS54的数字蜂窝信号。

30

GSM标准揭示了通过不经常以相同比特速率的方式发送TDMA脉冲串，发送较低比特率的可能性。GSM标准描述了一种所谓“半速率”

模式，其中脉冲串是以每 16 个时隙发送的，而不是每 8 个时隙。然而，在上行链路方向（移动站到基站）与下行链路方向（基站到移动站）使用相同格式，这种方法导致要求卫星系统中移动站的高峰值功率。

5 援引在这里作为参考的美国专利申请 No.08/179954 公开了一种非对称 TDMA 格式，其中上行链路 TDMA 格式具有比相应的下行链路 TDMA 格式少的具有较多窄带频率信道可用性的时隙数量，因此降低了在移动终端中的峰值-平均功率比。然而，当实施公开在上述所援引的申请的发明时，终端不能与 GSM 蜂窝标准的上行链路波形相兼容。

10 发明概要

现在描述具有按照已知的诸如 GSM 之类的数字蜂窝标准工作的装置的便携无线终端，这种装置包括用于接收 TDMA 脉冲串和数字化脉冲串的接收射频部件和用于解码该脉冲串和重建话音或数据信号的信号处理部件。本发明的终端利用相同的接收机部件接收卫星 TDMA 脉冲串，
15 该脉冲串最好是使用相同的比特速率和格式，但由于来自卫星的数字话音信号是以较低比特速率进行编码的，所以较少出现。通过利用相应较窄的带宽的发送频率信道，该终端以接收比特速率的约数发送 TDMA 脉冲串一段相应较长的时间。以在终端上的发送和接收不相重叠和具有按照由补偿环路传播延迟的定时控制器确定的几乎恒定的相对的定时关系
20 这样的方式，发送时隙和发送频率信道的分配与接收频率和时隙的分配被连系起来。

按照本发明的一个实施例，公开了一种利用时分多址和自适应发送及接收的传送信息的方法。首先，来自 TDMA 发送装置的信号脉冲串被发送到 TDMA 接收装置，其中所述发送装置编码所述信息和利用至少在
25 重复的 TDMA 帧周期中的多个时隙的两个时隙中的一个发送被编码的信息到所述接收装置。所述两个时隙都被接收，而无论是否所述发送装置已利用所述一个时隙还是两个时隙发送，以及把所接收的信号分类为预期的或非预期的。然后，被分类为预期的连续接收信号被组合到一个块中用于解码和解码该块来再生所述信息。

30 按照本发明的另外一个实施例，公开一种具有改善的发送机功率电平控制的 TDMA 通信设备。脉冲串接收装置在重复 TDMA 帧周期的所

分配的接收时隙中接收 TDMA 信号脉冲串并测量接收的信号强度。脉冲串发送装置在功率控制装置的控制下,在重复 TDMA 帧周期的所分配的发送时隙中发送 TDMA 信号脉冲串。最后,发送功率控制装置根据所述测量的接收信号强度计算补偿传输路径变化所需要的有效脉冲串发送功率电平和控制所述脉冲串发送装置在每个所述 TDMA 帧周期的所述被分配的发送时隙中按照受控功率电平发送信号脉冲串。

附图简述

对于本专业的技术人员,从下面的结合附图的书面描述中,本发明的这些和其它的特点和优点将是显而易见的,其中:

图 1 表示对于在世界范围的个人卫星通信业务的频率分配;

图 2 表示一种已知的 GSM 时分多址格式;

图 3 表示作为重复利用距离的函数的同信道载波/干扰;

图 4 表示每 200KHz 信道的时隙数;

图 5 表示按照本发明的一个实施例的 8、16、24、和 32 时隙格式;

图 6 表示按照本发明的一个实施例的上行链路和下行链路之间的对应;

图 7 表示按照本发明的一个实施例的双模式卫星/蜂窝终端;

图 8 表示按照本发明的一个实施例的用于卫星模式的脉冲串处理方法;

图 9 表示按照本发明的一个实施例的用于卫星到移动站传输的一个信道单元;

图 10 表示按照本发明的一个实施例的地面站;

图 11 表示按照本发明的一个实施例的用在蜂窝网络中的宏分集;

图 12 表示按照本发明发一个实施例的在扇区边缘的各个移动站的扇区分集;

图 13 表示按照本发明的一个实施例的使用自适应功率控制的终端;

图 14 表示按照本发明的一个实施例的一种偶/奇帧的同步器;

图 15 表示按照本发明的一个实施例的自适应 TDMA 格式编排;和图 16 表示按照本发明的一个实施例的与自适应格式编排相关的基

带跳频。

发明的详细描述

图 1 表示与将要通过拍卖提供给新的陆基个人通信业务使用的新频率的 FCC 建议比较的在世界区域 R1、R2 和 R3 内的个人卫星通信业务的频率分配。可以看出，标注 DEFG 的 PCS 频段与卫星 PCS 频段相矛盾。但是，当前 FCC 具有放弃分配频段 DEFG 给 PCS 的规划，和已规划的频率拍卖被限制在标注以 A、B 和 C 的频段。各分离的 A、B 和 C 组分别代表用于从移动站到基站和从基站到移动站的上行和下行链路频段，和作为双工间隔 80MHz 的间隔是公知的。

在上行和下行链路频段之间，将在没得到批准的和很大程度上未经管理的基础上提供频率。未经管理的频段没有预计的双工间隔频率和仅适合用于单工、半双工或按键讲话系统，或诸如数字欧洲无绳电话标准（DECT）之类的使用同频时分双工操作的各种系统。

卫星上行链路和下行链路频段的双工间隔看起来有些大。而这使小型、低损耗双工器的结构容易实现，该双工器将允许同时通过相同的天线发送和接收，双工器仍然是最好通过使用时分双工方法加以避免的部件，至少在便携电话终端上是如此。避免这种高频选择性部件也便于接收机的构成，这种接收机将使用 1930-1970MHz 的 PCS 接收频段以及 PCS 接收频段。

本发明包括，但不限于此的在如图 1 所示的各个频段的双模式 PCS/PSC 终端的结构。本发明可以可变地应用到双模式终端，其中蜂窝频段是在 900MHz 范围，或者实际上其中卫星和蜂窝频段位于任何频率范围。

在当前现有技术情况的卫星系统不能达到为上百万个用户服务的陆基蜂窝系统的容量。因此提供双模式蜂窝卫星终端的一个目的是保证，使用高容量蜂窝系统的用户无论在任何地方都是可以使用的，使得暂时在蜂窝覆盖以外的用户不得利用有限的卫星容量。然而，卫星系统可以提供全球覆盖，当用户旅行到一个具有非兼容的蜂窝系统国家时，原则上可能出现转移呼叫到卫星系统的情况。

实际上，卫星加载可以是由所谓“旅行商人”的用户的类别控制的，

这种用户暂时在本国蜂窝系统以外，为此他的电话被设计得虽然是在一个非兼容的外国系统的蜂窝覆盖区内，但也能进行工作。这些用户仍然可以利用描述在这里的本发明的双模式终端的卫星模式接受服务。

在欧洲，已经被分配的 PCS 频段在频率上略低于在美国的 PCS 频段，并且双工间隙与 80MHz 对照是 95MHz。欧洲 PCS 系统是公知的 DCS1800 和使用 900MHz GSM 标准转移到较高的频段。

避免极端频率选择的双工滤波器还容易实现工作在美国和欧洲 PCS 频段终端的结构。因此，甚至可能设想一种在家庭中的工作在美国 PCS 系统和欧洲 DCS1800 系统两者的 PCS/PSC 终端，因此更进一步地避免加载有限的卫星容量。出于管理上的原因，诸如对于服务的用户的计费，这样的终端可以设计成存储高达三组预约数据，例如：一种具有美国 PCS 系统操作员的预约、一种具有欧洲 DCS1800 或 GSM 系统操作员的预约、和全球卫星系统的预约。GSM 标准描述了从外部向电话插入的“智能卡”中存储包括加密和鉴别密钥的预约信息的设施。本发明的一个实施例可以包括利用不仅包含电子方式读入电话的可变预约信息的智能卡，而且还描述了可变化的模式，和因此当预约数据正在使用中时，电话的信号处理的信号波形将予以接受。然而为了用户和零售方便，优选实施例采纳包括电话号码的相同的预约数据组和当用户在各个系统之间漫游时保证该数据在所有系统中作为有效数据将被接受。

避免不必要地加载卫星系统实际上可以增加卫星操作员的收益，因为预约可以被出售和在没有使系统饱和的风险下从大量用户那里收集话费。当用户的总的数量远大于通过卫星系统同时进行呼叫的用户数量时，预约的收益可以大大地超过呼叫话费。因此，并不需要收取那些暂时在蜂窝覆盖范围外和他们必须经卫星连接的用户的额外费用。因此呼叫费用和计费可以仍然保持在某些水平上，不考虑该服务是用什么方式传送的，即不考虑是经卫星还是经陆地网络，使得卫星或陆基网络的使用对用户来说是完全透明的。

图2表示使用在900MHz和1800MHz频段两者的GSM中的TDMA传输格式。超帧包括 4×26 TDMA帧。在每26个连续的TDMA帧中，前12个传送话务信息。帧13是空闲的和可以被移动终端使用从邻近基站读识别数据。帧14-25传送话务信息，和帧26传送慢相关控制信道消

息 (SACCH) 的四分之一。4 个这样的 26 帧的块要求完成一个 SACCH 消息的传送, 同时每个 26 帧的组传送代表 6 个、20ms 话音声码器数据块的话务数据。在一次叫做块对角线交错的处理中, 代表一段话音波形的编码数据的每个 20ms 的块被扩展在 8 个连续的 TDMA 帧中。每 8 帧交错的块被半重叠和与每个相邻的话音块的 4 帧合并, 以便利用具有从一个话音帧来的一半和从另一个话音帧来的一半的各个比特填充每个时隙。然后每个 TDMA 帧利用跳频在不同的频率上进行发送, 获得所谓干扰平均或干扰分集的特性。

持续大约 4.615ms 的每个 TDMA 帧 20 被分为 8 个时隙 22。一个移动站信号仅利用每帧中的 8 个时隙的一个, 和其它移动站利用其它时隙。图 1 还表示在每个时隙中的各个数据符号的内部结构。公知的符号的 26 比特的同步码字 30 位于该时隙的中心和用于确定该传输信道的特性和训练一个均衡器以执行最佳解调。该同步码字的任何一侧分别放置两个标志比特 32 和 34。来自话音块被交错的 8 个连续帧的各个标志比特被多数组合形成一个是否该交错的块是话音, 还是快速相关控制信道 (FACCH) 消息的指示。一个话音块可能被挪用发送紧急 FACCH 消息, 例如指示该移动站已经到达小区的边缘和将被切换到一个邻近的小区, 和当一个块已经被挪用于 FACCH 时, 该标志比特指示给该电话。

在标志比特的两侧, 分别有 57 比特的数据 36 和 38, 可能形成如上所述的话音块或 FACCH 消息的一部分。114 个比特的一半属于一个话音或 FACCH 块和另一半属于一个邻近交错的块。在每个时隙的端点, 分别加上尾比特 40 和 42。当对被延迟的回声进行均衡时, 该各尾比特周期被部分地用于结束均衡解调器的操作和部分地使发送机的功率将被平滑地向上和向下斜升, 避免频谱扩展到邻近频道。

因此, 一个编码的话音帧包括来自 8 个连续时隙的 114 个比特的一半, 即每 20ms 456 比特或平均每秒 22.8 千比特。456 比特的一部分代表以 2:1 冗余度被发送的可感知的重要话音比特以防止差错。为此目的使用比率 1/2 的卷积码。在解码以后, 对这部分比特的 2:1 冗余度被去掉和然后解码的比特率是平均 13kb/s。话音声码器工作在 13kb/s 的速率, 即使在诸如背景噪声的非话音输出的声音的情况下, 该速率也提供了良好的声音质量。

通常，卫星系统牺牲了某些高质量声码器的优点，即，刚刚所描述的克服非话音背景噪声的强健性能，以便减少所发送的信息速率和因此节约卫星和移动站的电池功率。对于与卫星通信来说功率是更为关键的，因为包含相当大的距离。通常，卫星通信系统可以使用在每秒 4 千比特下工作的话音声码器。当噪声受限而不是干扰受限时，仅对一部分话音比特应用纠错编码是没有优越性的，这样比率 1/2 码可以被应用到整个 4kb/s，将其提高到 8kb/s 的编码速率。这大约是 GSM 编码信息速率的 1/3。低比特速率可能利用相应较低的带宽从卫星向移动站进行发送。然而这是不希望的，因为用于实现接收机带宽的滤波器部件是很大的和高成本的，并且避免对于蜂窝带宽和不同的卫星带宽接收机滤波器的加倍是本发明的一个目的。

在另外一种情况下，利用相同带宽但以含有少量比特的较短时隙，可能发送降低的卫星比特速率。然后，在 TDMA 帧中的时隙数量可能被增加以服务于其它移动站的通话。因此，每个通话所利用的能量降低了，这是利用较低速率声码器的目的。但含有少量信息比特的较短时隙是不希望的，因为同步码字、标志比特和尾比特的额外开销将会占有总信息通过量的较高比例，导致低效率和容量的损失。因此，本发明包括代之以每时隙发送相同的比特数，但是增加各个时隙之间的时间，以减少平均比特速率，即通过增加时隙数来增加 TDMA 帧周期。

在帧周期中增加时隙数的因子必须清楚地是一个小的整数。这个因子对原始的比特速率的影响和每 200KHz 载波包容信号的数量被表示在下表中：

因子	帧长度 (时隙)	原始比特速率 (kb/s)	
1	8	22.8	(GSM)
2	16	11.4	(GSM “半速率”)
3	24	7.6	
4	32	5.7	

30

随着帧中时隙数的增加，可以看出系统的容量也被增加了。但这忽

略了同信道干扰的影响。当提供低速编码时，对干扰的容限也是较低的并且需要增加利用相同信道的各个移动站之间的距离，因此仅在稀疏的距离上允许频率重复使用。这种折衷更为具体地描述在名称为“具有改善频率重复使用的蜂窝/卫星的通信系统”的美国专利申请 No.08/179958 中，该申请以其全文援引在这里以资参考。这种折衷被重复援引在这里，是为了说明如何选择帧长度（各时隙）。

Clark 和 Cain “数字通信的纠错编码”给出对于 1、3/4、2/3、1/2 和 1/3 的 6 种卷积编码速率的约束长度对于 0.1% BER 所要求的 E_b/N_0 如下：

10

r	对于 BER=0.1%的 E_b/N_0
1	6.7db
3/4	3.9 db
2/3	3.5 db
1/2	3.0 db
1/3	2.6 db

15

对于 1/4 和 1/5 的较低速率的值是通过外推方式估算的。这些数值是在没有干扰的情况下的，如果同信道干扰出现在由载波对于干扰比（C/I）所描述的水平上，则必须增加这些数值。在下表中给出要求分别增加 E_b/N_0 0.5、1 和 3 db 的 C/I，以补偿干扰：

20

所要求的 C/I	0.5dB 损耗		1.0dB 损耗		3.0dB 损耗	
	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK
编码速率 1(无)	17.2dB	20.2dB	13.7	16.7	9.7	12.7
3/4	13.2	16.2	10.9	13.9	6.9	9.9
2/3	12.2	15.2	8.7	11.7	4.7	7.7
1/2	10.5	13.5	7.0	10.0	3.0	6.0
1/3	8.3	11.3	4.8	7.8	0.8	3.8
1/4	6.8	9.8	3.3	6.3	-0.7	2.3
1/5	5.7	8.7	2.2	5.2	-1.8	1.2dB

可以看出，虽然对于一个规定的差错率所需要的 E_b/N_0 以增加编码来进行规划，但是 C/I 的要求不断地变得更放松，因为由于稳定地增加带宽，编码被增加了，因此当解码时提供了一种增加的扩频处理增益。

上述对于静态信道的结果对于衰落信道是不利的。当存在着莱斯 (Rician) 或瑞利 (Rayleigh) 衰落时，平均 E_b/N_0 必须增加到静态 E_b/N_0 要求以上，以保持相同的差错率。但是，在卫星下行链路中， C/I 比不呈现衰落，因为 I 和 C 分量两者在精确的相同信道到达一个给定的移动站和由精确相等量衰落。因此，当 E_b/N_0 衰落 10db 时， C/I 并不下降 10db，而仍保持原来的值。因为当 E_b/N_0 衰落大大地低于其平均值时，大多数的差错出现，所以在该点上附加的 10db 的 C/I 的影响不那么重要。

返回到帧长度因子等于 1、2、3 或 4 的选择上来，当给定的 4kb 未编码的话音比特速率将被传输时，这些数等于大约 $4/22.8=1/5$ 近似值的编码速率； $4/11.4=1/3$ 近似值； $4/7.6=1/2$ 近似值；和 $4/5.7=$ 速率 $2/3$ 的近似值。

因此从上面的表中可以看出，在静态高斯噪声信道中利用 QPSK 调制，对于 E_b/N_0 的功率预算低于 0.5db 的恶化所需的 C/I 将被近似地表示在下表中：

以时隙的 帧长度	对于 QPSK 和 <0.5dB Eb/No 损耗的 C/I	对于 IM=-20dB 的 C/I	对于 -20dB IM 和 -16dB 邻近信道的 C/I
8	8.7	9.1	10.01
16	11.3	12.0	14.09
24	13.5	14.6	20.2
32	15.2	16.6	未满足

以时隙的 帧长度	对于 QPSK 和 <0.5dB Eb/No 损耗的 C/I	对于 IM=-20dB 的 C/I	对于 -20dB IM 和 -16dB 邻近信道的 C/I
8	5.2	5.35	5.7
16	7.8	8.07	8.8
24	10.0	10.46	11.9
32	11.7	12.4	14.9

因此，可以看出，时隙数的增加，虽然使容量增加，但也增加了 C/I 的要求，这意味着必须保持各个同信道用户之间较大的距离，从而降低了每 MHz 通话的区域密度。

另外的同信道干扰源是在卫星发送机的功率放大器中的互调 (IM)。互调可以被减少，但是仅在损失从昂贵的太阳能电池产生的直流功率到射频通信功率的功率变换效率的情况下实现的。在名称为“浪费能量的控制和功率放大器的管理”的美国专利申请 No.08/179947 中公开了利用 IM 减少的技术，该技术援引在这里供参考，在 0db 输入补偿下，可能获得 -20db 的互调，为此意味着，在瞬时信号电平等于 ms 值时，发送机的功率放大器已经饱和。当出现 -20db 的互调时，在上表的倒数第二列指示所需的 C/I。

另外的干扰源是邻近信道干扰。GSM 调制是利用具有 0.3BT 积的高斯滤波器的高斯滤波最小频移键控 (GMSK)，其中 BT 是 -3db 带宽 B 与比特周期 T 的积。在 GSM 规范中对此有详细的描述。GMSK (BT=0.3) 调制使在 +/- 200KHz 以远的邻近信道中的能量低于主瓣能量约 18-20db。只要该卫星辐射的邻近信道信号与在其间的所希望的信号在相同功率电平上，来自两个邻近信道的干扰之和相对于所希望的信号将在 -15 和 -17dB 之间。利用 -16db 的中间值，在上表的最后一列给出对于 -20db 的 PA 互调和 -16db 的总邻近信道干扰所需的同信道 C/I。这表示由于不充分的编码，对于 Eb/No 性能的仅 0.5db 的损耗，32 时隙的选择不再满足所要求的信号质量。第二个表表示对于 Eb/No 性能的 1db 损耗所需要的 C/I，表示出 32 时隙原则上还是可以接受的。

实际上，存在着减轻干扰影响的两个因素：

- (1) 已经描述过的同信道 C/I 不随着衰落变化的事实；和
- (2) 不连续传输的使用，这意味着同信道和邻近信道干扰信号的一半是暂时静音的。

然而，相对于上述各减轻因素，邻近信道干扰是与所希望的信号处于相同的电平的假设可能不是真实的。人们希望在卫星或蜂窝系统中使用自动功率控制，仅对那些暂时处于不利状态的移动站进行附加功率控制和减少那些处于有利情形的移动站的功率。以这种方式，通过平均传

播加上衰落损耗以及不是在最坏的情况下，确定由所支持的链路数除的总下行链路功率。功率控制算法可以对邻近信道信号独立地进行操作，使得在使希望的信号功率正在减少的同时，邻近信道信号增加。为了允许邻近信道信号具有高于所希望的信号 10db 的功率，希望调制的扩频被减少和邻近信道能量被从 - 18db 到 - 20db 范围减少到 - 28db 到 - 30db 范围。

利用 GMSK 使得从其产生的邻近信道能量是一种恒定幅度调制。对于从移动电话传输而言，恒定幅度调制是优选的，因为与非恒定包络或线性发送机相比，恒定包络发送机是比较简单的和更有效的。然而在卫星下行链路中利用线性调制是不存在缺点的，因为在任何情况下，有源相控阵卫星转发器都适合于处理多信号，这些信号合成具有可变幅度的和。在 GSM 移动电话中的接收机更加正常地适合于处理所接收的信号，就象它是一个线性调制信号一样。这种对线性调制信号的 GMSK 近似简化了接收机的设计，同时仅产生一个在蜂窝系统中不重要的 E_b/N_0 性能的小的损耗。对于卫星的下行链路使用线性调制，对于这种情况 GSM 移动电话接收机是最适合的，因此与传输 GMSK 相比将改善接收机的性能，以及减少邻近信道的能量。与 GSM 接收机相兼容的线性调制是一种交错正交相移键控 (OQPSK)。这种调制是通过施加代表偶数数据比特的正或负向信号脉冲到一个滤波器信道 (I 信道)，交替地施加代表奇数数据比特的信号脉冲到第二滤波器信道 (Q 信道) 产生的。然后，I 和 Q 信道的滤波输出被分别用乘法调制余弦和正弦载波，然后这两个信号进行相加形成 OQPSK 信号。因此滤波器的特性确定了传输的频谱。GSM 利用由 0.3 BT 积限定的高斯滤波器形状。这限制了带宽和产生某些符号间干扰，这些仍然被均衡接收机进行补偿。例如，减少 BT 积到 0.25，以引入更大符号间干扰 (ISI) 为代价，改善邻近信道能量的抑制。在均衡器需要保留其处理由于在陆地移动无线传播环境中从山丘、高大建筑物等反射引起的各种延迟回波而产生的 ISI 的能力的 GSM 系统中这将是希望。但是，卫星-移动站的传播路径蒙受较少这种延迟回波的损害，因为这样的路径更接近视线。因此，卫星传输的邻近信道抑制也可以通过更多的滤波予以改善，诸如通过降低高斯预调制滤波器的 BT 积，以及通过利用 GMSK 兼容的线性调制，这两种技术是完全与

现存的 GSM 移动电话接收技术兼容的。

尽管如此，由于动态功率控制的操作，这仅仅减轻了潜在地高于所希望的信号的邻近信道功率的影响，使得在上表中的假设是有效的。结果说明在 32 时隙情况中编码的容量在一定程度上是不够的，这对于采用
5 32 时隙格式作为一种并且是唯一的可用波形来说是潜在问题。

为了实现对于不同编码量所要求的同信道 C/I 值，重复使用相同信道的各个移动站必须在地域上充分隔离。上述的已被援引在这里供参考的申请披露了如何使各个移动站分为满足同信道工作的间隔要求的一些组。较大 C/I 的值要求较大的间隔，这导致降低每单位面积频率使用的
10 容量。因为将来对于规定频谱数量使用权的基本金额可以进行拍卖，降低为所买的每个频率服务的容量从经济角度上是不希望的。但是，在规定的频谱数量上所提供的容量取决于实现所要求的 C/I 需要的重复使用距离的组合，和由每个信号所占用的带宽，和随编码量相反地变化的 C/I 要求和带宽变化两者。对于实现规定的 C/I 的重复使用距离通过使用大的
15 的具有精密角度分辨率的天线阵可以被压缩，但是这增加了卫星的成本和因此在恒定天线孔径的基础上需要作出不同选择的比较。

从其它天线波束或方向由同信道干扰产生的 C/I 是天线方向图侧瓣特性的函数。这些侧瓣和因此从邻近波束来的干扰可以通过使天线阵的功率轮廓变尖锐而减少。但是与均匀照射比较，尖锐的照射减少天线的
20 孔径效率和因此减少增益。再者，大型相控阵的侧瓣水平可以很大程度上取决于相位和幅度容限，最好是如描述在上述专利申请中那样进行自适应控制。具有非自适应控制的优选相位和幅度匹配和均匀孔径照射的同信道 C/I 作为重复使用距离的函数示于图 3。该距离是按照主辐射瓣的 - 3db 直径给出的。

25 根据图 3 分别作为时隙数（编码数量）的函数的 0.5 和 1db C/I 损耗的间隔距离必须大于下列值：

	8 时隙	16 时隙	24 时隙	32 时隙
0.5db 损耗	1.09D	1.2-1.9D	2.05D	3.3D
1.0db 损耗	D	1.07D	1.13-1.8D	1.95D

容量 (每 D² 每 200KHz 的信道)

0.5dbC/I 损耗	6.7	4.4-11	5.7	2.9
1.0dbC/I 损耗	8	14	7.4-18.8	8.4

5 对于 16-时隙 (0.5dbC/I 损耗) 和 24 时隙 (1.0db C/I 损耗) 情况的不确定性是由于最有利地依靠了因 DTX 造成的 3dbC/I 的增加和由于频率重复使用间隔的不规则性在 C/I 对距离间隔曲线中各峰值将被侵蚀的不利假设, 或由天线阵的辐射图没有清楚地在其侧瓣图形表示出各个零点。自适应阵列信号处理的使用试图产生较高的指数, 而非自适应阵列处理试图产生较低的指数。

10 这些容量估算的概括绘在图 4 上。清楚地看出, 以朝偏向较小数对 16 或 24 的选择, 导致对规定的功率效率的影响的最大的频谱效率。当与比率 1/2 编码 (24 时隙情况) 相反使用比率 1/3 编码 (16 时隙情况) 中考虑采用额外的 0.4dB 的编码增益时, 由于 C/I 引起的具有 1dB 恶化的 16 时隙情况的功率效率等效于具有 0.5db 恶化的 24 时隙的情况。但是, 对这两种情况的容量估算对于 16 和 24 时隙分别是 14 和 6。这强化了少些时隙和多项编码的争论, 即, 16 时隙的选择。因此, 从功率和频带效率的观点来看, 所谓 GSM 半速率 TDMA 格式已经被论证为接近于卫星通信波形的最佳选择, 虽然它以与 GSM 标准设想的不同方式被用在本发明中。半速率 TDMA 格式被用在 GSM 中发送信息速率的一

15 半, 而该格式被用在本发明中以两倍之多的编码发送信息速率的 1/4。这容易构成双模式卫星/蜂窝终端和展示在卫星模式中恢复 GSM 半信息速率语音声码器的可能性, 以便当链路范围允许时获得较高质量的卫星通信, 当需要时返回到 4kb 声码器以便当信号电平变为临界值时保持链路。

25 该选择还易于偶尔地利用约 2/3 编码速率代替 1/3 编码速率在标定的 16 时隙帧中只发送所分配的各时隙的每个交替的时隙, 即, 当条件允许时采用 32 时隙帧。另外的选择是交替地从第一和第二卫星以 16 时隙帧发送分配的时隙, 获得如在名称为“卫星分集”的美国专利申请 NO.08/354904 所描述的路径分集, 该申请援引在此以资参考。由每个卫星发送的比特最好将被选择为每个构成比率 2/3 编码, 使得当信号质量

30 允许时, 任意单独的信号可能被有效地解码, 而当任何一个单独的信号

质量不能满足时，按照比率 1/3 编码两个信号结合起来进行解码。当来自每个卫星的信号独立衰落时，按照这个技术的卫星分集提供了一种改善的性能，如由于用户转过头和屏蔽来自一个卫星的信号但不屏蔽另一个卫星的信号可能发生的。作为最后的选择，当信号质量允许时，注意利用 2/3 比率编码和仅利用每个第 32 时隙接收信息的能力，这种模式在某些非均匀话务分配是有用的，当邻近小区为轻负荷时，以便增加在某些小区中的峰容量。当由于在其它小区中低的话务需求，那些小区不需要利用相同频率信道时，C/I 被改善为允许满足比率 2/3 编码和 32 时隙格式的需要，因此加倍了在具有高话务需求的小区中的容量。按照本发明

的一个方面，例如卫星系统在未预先警告移动电话变化的情况下，在任何时间和甚至在动态的情况下，可以选择利用比率 2/3 编码的每第 32 时隙的信息的传输，或利用两倍之高编码速率的每第 16 时隙的信息传输。按照本发明，移动站一直接收每第 16 时隙，但当该时隙包含预定信息和如果未标注作为删除的丢失比特或在纠错解码器的输入的零质量值时进行确定。例如，该系统可以指示何时在一个时隙中所传输的信息不预定用于一个特定的电话，而按照图 2 利用嵌入 TDMA 脉冲串中的不同同步码字模式用于另一个电话。不同的同步码字最好是选择为正交模式以容易鉴别。甚至当出现分别利用奇数和偶数 16 时隙帧的两部电话的两个通话时，即，每个移动站使用每个与另一移动站相交错的第 32 时隙，当一个讲话者暂时不讲话，占用时间的一半（DTX）时，另一移动站可以在每第 16 时隙进行发送，因此对于两个移动站的至少一半时间提供了加倍的编码保护。

图 5 表示 TDMA 帧结构，当利用 8、16、24 或 32 时隙帧时该结构被构成。在 16 时隙 TDMA 帧的情况下，还需要提供 16 个独立的 SACCH 消息传送。这是由消除空闲帧（13）和代之以形成双倍长度 SACCH 帧实现的。该空闲帧不再需要，因为即使接收机必须不遗漏话务数据地交替扫描各个信道，与 GSM 的 8 时隙格式比较，16 时隙格式提供在每 TDMA 帧中的空闲时间的原来的 8 个时隙周期的一个，因此如果需要的话，在该格式中足够的备用时间用于扫描其它信号。

SACCH 帧也被变为 16 时隙，与话音帧一致起来，因为这给出比传送给在 8 时隙结构的原来空闲帧位置上的附加 8 个 SACCH 消息更规范的

结构。该 16 时隙帧结构还提供了 6、20ms 的话音帧或对于所有信道具
有相同交错模式的数据的每 120ms 结构重复周期的 3、40ms 的话音
帧。不幸的是，这种想要的特性难于具有 24 帧的格式。当 3 个 8 时隙帧
被组合在一起形成 24 时隙 TDMA 帧时，每 120ms 结构周期的 24 时隙
5 帧数变为 8。但是，6、20ms 话音帧或 3、40ms 话音帧必须跨越 8 个
TDMA 帧被交错。因为 8 不能被 3 除，对于所有话音帧不能利用相同的
交错模式。平均来说，在 24 时隙格式中的 TDMA 脉冲串必须含有一个
20ms 话音帧的 3/4，这样要求 1 和 1/3 脉冲串包容整个话音帧。交错模
式可以作成规范的，即对于所有话音帧和信道是相同的，仅通过增加交
10 错延迟来分隔 3 个 TDMA 脉冲串的倍数，即 24，这是不希望的，因为
附带增加了话音的延迟，或通过从 20 或 40ms 到 15ms 或 30ms 改变声
码器分析帧周期，使得 120ms 结构周期含有 8 或 4 个声码器帧，这些帧
以规范的方式可以被分配在 8 个 TDMA 帧之间。因为大多数可用的声码
器工作在 20 或 40ms 的帧，15ms 或 30ms 声码器帧不是优选的选择。

15 图 5 也表示一种 32 时隙的帧结构。这并不是从带宽效率角度需要试
图支持 32 个独立的用户，因为那将要求 32 个独立的 SACCH 消息信道。
而这又要求该结构周期增加到 240ms，以便在原来的 GSM 帧周期的每
52 时隙中获得 32 时隙 SACCH 帧。这并不是一个优选的方案，因为它
在必须通过一个延迟缓冲器进行桥接的话音传输中引入 16ms 的间断，
20 因此增加了额外的话音延迟。当信号质量允许时，32 时隙 TDMA 结构
首先试图被视为每第二帧的在 16 时隙 TDMA 帧中所分配的脉冲串的传
输，以便从卫星功率利用的角度适应更多的用户。这些并不在一个波束
中发送的时隙可加以选择，与被在周围的各个波束的一半和在该相同波
束的两个相邻信道进行发送的那些时隙相重合，因此改善了 C/I。换言
25 之，在相同的波束的各个交替频率信道交替地发送各个 16 时隙帧的各个
帧，同时在第二波束中的各个同信道在对应于第一波束中发送的相邻信
道的各个时隙中进行发送。当话务分配不平均时，如果 32 时隙结构的优
点是将被用于改善在各重负荷小区中的容量，如上所述，通过利用在消
息主体中的奇/偶指示符，SACCH 消息可以被寻址到在交替帧中的共享
30 相同信道的一个或另一个移动站。

1/3 比率码可以被按照 2/6 比率码构成，该码对于每输入的两个信息

比特产生 6 个编码比特。另外, 该 6 个编码比特可以通过在两个连续 TDMA 帧之间进行交错被分配, 使得每 6 个中的 3 个出现在两个帧中和当仅利用交替各个帧时组成良好的 2/3 比率码, 并且这可以被视为穿孔的 2/6 比率码。穿孔的 2/6 比率码中, 如果 6 个编码的比特被标以 P1、P2, … P6, 不需要使 P1、P2、P3 被分配给一个脉冲串和 P4、P5、P6 被分配给每个信息比特对的下一个脉冲串, 但例如可以意味着, 与对于奇数数据比特对的 P4、P5、P6 一起, 转移到编码器的对于偶数数据比特对的编码的比特 P1、P2、P3 被分配给相同的脉冲串。这保证由移动站接收的无论奇数还是偶数 TDMA 帧都获得相似的 2/3 比率码的性能, 因为在两种情况下所有 6 个编码多项式以等量的方式进行使用。利用 P1 被分配给对于偶数数据比特的偶数 TDMA 帧和 P2、P3 被分配给对于偶数比特的奇数帧, 或者反之, 还可以使用穿孔的 1/3 比率码。这也保证无论仅奇数帧还是偶数帧被接收到都得到相似性能。

当使用 16 时隙格式和从不同卫星发送各个交替帧时, 各帧可以在也可以不在相同频率上进行发送。GSM 格式包括足够的保护时间, 允许频率综合器在偶数帧和奇数帧之间改变频率, 以便构成跳频系统。因此, 通过从一个卫星在频率 f_0 、 f_2 、 f_4 、… 发送偶数帧和在其间从另一个卫星在频率 f_1 、 f_3 、 f_5 、… 发送奇数帧, 可以提供卫星分集。

当仅一个卫星可以利用时, 按照链路界限和需要的编码增益, 它可以仅发送偶数脉冲串, 仅发送奇数脉冲串, 或者两者。当仅发送偶数脉冲串时, 奇数脉冲串可以被用于另外 16 个移动站和正在使用中的 32 时隙 TDMA 系统。在任何双工通话中, 由于另一方讲话, 平均一半的时间一方静音。因此, 即使不同的移动站分别使用一个偶数时隙和一个对应的奇数时隙, 当移动站之一的话音暂时静音时, 对于平均一半的时间, 两个时隙都可以用于发送到每个移动站。再有, 利用对于奇数和偶数帧的独立跳频, 可以使得对应于分配给一个特定移动站的偶数时隙的奇数时隙并不总是与相同其它移动站相关连。因此, 从帧到帧的对应时隙静音的概率和因此有效提高传输是一个随机的 50%。这是对前面的利用 DTX 的描述的改善, 使得每个移动站得益于其它移动站的一半静音时间, 因为当使用以本发明的方式的跳频时, 两者都正在讲话和两者都不能从接收的每个帧得益时的周期不是持续的周期。

按照本发明的这个方面，一个移动站被分配在 TDMA 信号结构中的每 32 个时隙中的第一时隙，在该时隙将始终给予该移动站接收信息的优先权，以及如果由含在其中的指示符予以指示，它也可以在一个第二时隙接收信息。第二移动站被给予在第二时隙接收信息的优先权，同时当第一移动站由于在该方向被暂时静音不需要优先权时，也可利用上述第一时隙接收信息。另外，信息在其上被发送或可能发送到一个特定的移动站的频率是借助于跳频序列发生器每 16 个时隙进行改变，使得以上述方式配对的两个移动站不总是相同的两个移动站，而是从一帧到另一帧相互伪随机地配对。

利用本发明的上述方面，移动站的接收机不能预测是否每第 16 个时隙将含有预期的信息，或者每第 32 个时隙将含有预期的信息。从而，该移动站接收奇数和偶数时隙两者和检查一个识别符，以确定是否该时隙被识别为其预期的信息，或者为不同移动站的预期信息。GSM 格式包括在时隙的中间的 26 个比特同步字，对于一个预期的移动站该同步字总是相同的比特模式。可以在该时隙发送的其它移动站可以被分配以最好正交于预期同步字的不同的同步字，以便它们的预期信息可以被容易鉴别。

GSM 标准披露了利用在 8 帧 64 时隙间隔范围内的每个第 8 时隙代表在整个 8 个全速率帧中 20ms 话音段的话音数据的交错块。各个话音块在这个间隔内以在第一个 4 帧的前一半数据块和在第二个 4 帧的后一半数据块以对角线方式进行交错。

在 16 时隙的帧格式中，相同交错周期仅包括各个较长帧的 4 个，其中这些帧的两个是上面讨论的偶数帧和两个是奇数帧。取决于另一个移动站的信号是静音还是不静音，每个帧可以包含或不包含用于相同移动站的数据。因此，每个移动站接收奇数和偶数帧时隙，移动站确定是否该时隙含有用于它的数据。被认为含有预期数据的各时隙被解调，以得到各个编码的比特。这些编码的比特是“软判决”形式的，包含了关于该比特的信号噪声比的质量信息。对应于认为未包含预期信息的未接收的比特被给予对应于符号删除的质量或为零值的软判决值。具有删除指示的各比特是所述已经被穿孔的比特和通过在其解码处理中不包括穿孔或删除码比特，后续的纠错解码可以节约资源。在去交错后，在邻

近块中原来被穿孔的各比特由于整个时隙为非预期的被分散在非零质量各比特之间，从而纠错解码器在任何编码数据部分中接收许多好的比特，因此使其解码信息。在任何话音块中，两个时隙将确定地含有每 2 个信息比特给出 3 个编码比特的有效数据，即对于 4 个信息比特给出 6 个编码比特，同时其它两个时隙的一半也将含有预期的数据，给出平均代表相同 4 个数据比特的另外 3 个比特。因此，获得的平均编码率是每 4 个数据比特 9 个编码比特，或者优于 1/2 比率编码。当所有 4 个连续时隙都被发向相同的移动站时，获得的最少的编码是比率 2/3，同时获得最多的编码是比率 1/3。从一个话音帧到另一个话音帧在 2/3 编码率、1/2 编码率和 1/3 编码率之间的随机变化是不重要的，因为可察觉的话音质量是与平均话音块差错率，通常叫做帧删除率（FER）有关。话音块的正确解码可以通过包括在块中的循环冗余校验码进行检查。已被错误地解码的借助于 CRC 码检测的各块称为删除。一个代表 20ms 话音波形段的删除块通过利用一个事先正确接收的声音段进行取代，防止引起在耳机中的扰动削波或噪声脉冲串。这种“坏帧取代”技术被公开在英国专利 N0.2103052 和美国专利 No. 4532636 中，援引于此以资参考。适合通过数字参数组代表各话音段的各种话音编码器的变化，通过一般的术语“参数插入”也可得知。参数插入可以被用于由于差错在丢失的话音帧中进行桥接，当 FER 为 5% 或更低时，对于电话呼叫认为可以获得可接受的话音质量。因此，与仅发送 32 时隙格式比较，给一些帧提供比其它帧更多的编码和能量减小了 FER，并且因此允许质量标准将被满足，即使相同数量的移动站已被容纳在频谱中，好象 32 格式已被永久地使用一样。

上述技术通过利用不连续传输（DTX）在利用增加对平均每个信号的编码量的同时，在相同带宽中容纳两倍之多的用户，改善了频谱利用效率。可以总是利用 DTX 通过简单地驱动卫星转发器 3db 接近于饱和，补偿信号的一半被静音，提供 3db 功率效率。通过这种方式，有效信号在平均功率上被粗略地加倍。

现在将注意力转到对应的上行链路格式。当声码器的比特速率被降低时，不希望增加在 TDMA 帧上行链路中的时隙数，因为这增加了移动电话发送机的峰值-平均值比。便携式电池工作的电话受到峰值电流以及

平均电流的限制，由于电池的内阻，平均电流可以被有效地从电池汲取，增加了电池的寿命。因此，对于上行链路的最好解决办法是减少传输的带宽或利用更多的编码，在两种情况下目的都是避免增加峰值-平均值功率比。正如在下行链路的情况已经看到的那样，通过利用冗余编码增加带宽，不必引起频谱效率和容量的损失，但是由于频率重复使用距离的下降，有相反的效果。

图6表示当利用披露在美国专利申请 No.08/179954 的发明和上行链路包括与一个 200KHz 下行链路信道中的 16 个时隙 1: 1 关系的 4 个 50KHz 信道的每个中的 4 个时隙时，上行和下行链路之间各频率和时隙的对应关系。所援引的发明提供了在对所有信道发送和接收之间的标称恒定时间双工分隔，对于简化移动电话的设计和工作是有用的。

正如交替的 32 时隙和 16 时隙的工作模式可以动态地在下行链路中进行混合那样，本发明包括对应的在上行链路中的交替的 8 和 4 时隙模式。由移动站激发和动态选择，在每第 4 个上行链路时隙或每第 8 个上行链路时隙的发送是与利用在下行链路 32 时隙或 16 时隙格式的系统的激发不同的。当功率受到限制和带宽不受限制时，系统选择在 16 时隙格式上发送，因为 16 时隙格式包含更多的编码和因此有更高的功率效率。因此，如果利用 16 时隙模式，则卫星的多载波功率放大器需要分配其总功率的较小比例给一个特定的移动站。

相反，当在 8 时隙格式而不是在 4 时隙格式进行发送时，移动单元节约功率，因为它利用较高功率在一半时间以更高的效率，而不是以较低功率在两倍的时间上进行发送。因为移动站没有多载波功率放大器，它的发送机实现在全功率上的最大效率。在这种操作模式中，移动单元被分配每个第 4 上行链路时隙，但是可以进行选择，有时可以忽略交替时隙发送和因此采用 8 时隙格式，或实际上如果讲话人暂时静音 (DTX)，在所有的时隙上不发送，因此节约了许多功率。然而，不考虑话音的活动性，SACCH 帧始终在上行和下行链路两者上进行发送，以便保持链路的同步。移动站还能以全功率或多个逐渐降低的功率电平之一进行发送，作为进一步节电的措施，因为电池充电之间的“讲话时间”对用户是最感兴趣的。

功率电平的选择和 4 或 8 时隙上行链路模式的使用是由移动站利用功率控制算法实现的。优选的功率控制算法包括由以下方程定义的开环和闭环单元:

有效发送功率电平=常数-接收的信号强度

5 应知道,所有的量都对数分贝标定。例如,如果最大有效可用发送功率电平是 0.5 瓦(+ 27dbm),和最小可译码信号强度是 - 112dbm,上述方程可以读为:

有效发送功率 (dbm) = (- 85) - 接收的信号强度 (dbm)

10 可以证明,当接收的信号强度在 - 112dbm 的最低可用值时,上述方程设置有效发送机功率在 + 27dbm 的最大值。这是基于当下行链路的路径是临界的时上行链路路径也是临界的因此要求最大的发送机功率的有根据的假设。上述功率控制算法的闭环单元包括允许经由一个陆地基站或卫星中继站控制由该移动站利用的非上面所用的示例性的 - 85 的恒定值的固定网络。例如,若该网络控制它分配向移动终端发送的功率电平,则在该移动站接收的信号强度随所分配的下行链路功率电平而变化,即使下行链路传播路径具有恒定的衰减。因此,例如固定网络应当时地借助于 SACCH 消息功能,取决于为该移动站发送的下行链路功率平均电平,命令该移动站使用不同的恒定值。对比较慢的 SACCH 机制用于执行闭环功率控制的可供选择或附加的方法,可以使用较快的反馈方法,该方法分配发送数据的一个比特向该移动站表示它将升高或下降它的发送机功率一个规定量,例如增加或降低恒定值。然而,考虑到卫星系统中的传播延迟,优于使用 SACCH 的速度优点可能不太大。

25 可以使用另一种功率控制系统,该系统给移动单元提供对在上行链路和下行链路上使用的功率的更多的控制。通常,系统操作员不希望把控制交给移动单元。但是,在计费率可根据卫星功率消耗进行调整的卫星通信的情况下,不合理使用的潜在问题可少些麻烦。在任何的正常实践情况下,移动单元利用 SACCH 消息功能报告它最近在下行链路接收到的信号质量或强度。网络站通过卫星从所有激活的移动站接收延迟的信息和然后重新分配下行链路的功率,以试图根据所报告的信号质量均衡其接收的信号的质量。

30 通过使网络利用的算法根据所报告的信号质量指定下行链路功率为

一个确定的或可预测的功率，移动站在发送信号强度报告后能够提前预测网络将在一些未来的通过到达和来自卫星和地面网络的环路传播延迟的延迟帧中在下行链路分配多大功率给该移动站。因此，移动站可以自己调整恒定值，以补偿在下行链路的功率上的未来变化。

5 不管使用上述各种功率控制算法的哪一种，所要求的发送功率首先在移动终端的控制处理器中被确定为一个数字值。然后计算的功率电平被用于命令占空因数（4 或 8 时隙模式）和该移动站发送机的脉冲串功率电平。如果要求最大功率电平，若网络已经事先指示该移动站可以在每第 4 时隙发送，则移动站利用在最大脉冲串功率上的 4 时隙模式。否
10 则，在最大脉冲串功率上利用 8 时隙模式。

对于最大和低于最大 3db 之间的各功率电平，4 时隙模式也可以利用降低达 3db 的功率电平。对于 3db 功率电平或低于最大更多的功率电平，8 时隙被用于全脉冲串功率（对应于全功率 - 3db 要求的功率）或者低于全功率情况下。作为一种可替代的方案，移动站可以在发送 4 时
15 隙和 8 时隙模式之间交替进行，取决于在前面的下行链路脉冲串中接收的下行链路信号质量有效地在逐帧的基础上判决：它是还将在每 8 时隙中的第二时隙还是仅在 8 时隙的一个时隙上进行发送。

因此，可以看出，优选的功率控制方法是使用 1/4 和 1/8 之间变化的占空因数，实现最高 3db 的功率控制范围，因为在发送脉冲串期间保持
20 发送机处于其全功率状态的最高效率的同时，这种方法得以实现。当需要更低于 3dB 的功率下降时，优选的方法是使该移动站在最高和最有效的脉冲串功率电平但以较低或最低的可用占空因数进行发送。在卫星或蜂窝系统中，必须可得到很大的链路容限，以克服取决于移动站的位置或移动能够发生的衰落和阴影，但是不能在所有的时间要求最大容限。
25 如上所述的动态功率控制使得移动单元实现可观的平均节电，但仅当需要时利用高功率或一种占空因数。

作为上行链路功率控制手段的 1/8 或 1/4 的占空因数的利用不同于它利用在带宽限制小区中的加倍容量。然而，只要系统不时地向一个移动
30 站指示它将采取哪种模式，诸如在呼叫建立时或而后在呼叫期间利用 SACCH 或 FACCH 消息或其它机制，两种模式可以被用在相同的系统中。例如，在位于重负荷小区的各移动站可以被网络分割为不管什么原

因的一个信号强度不利的组，该组将被允许动态地使用 4 或 8 时隙模式；
和一个更有利地配置的组，该组可以通过 8 时隙操作得到，因此对于该
组加倍了容量。如果移动单元从被有利地定位到被不利地定位，则可动
态地出现重组。当两个卫星照射相同的区域时，两个卫星都可以试图接
5 收每个移动站的发送和因此通过已经援引供参考的上述申请披露的卫星
分集改善上行链路信号质量。因此，只有未被有利配置的要由任何一个
卫星接收的各个移动站需要属于每 4 时隙进行发送的组。

还可以注意到，双向讲话一般包含每次仅在一个方向的话音话务
流，因此，由于 4 时隙与 8 时隙比较的上行链路使用的好处，在同时，
10 将不由相同移动站要求 16 时隙与 32 时隙比较的下行链路使用的好处。
因此，如果第一移动站检测到在下行链路以每第 16 时隙接收信息，这表
示与第一移动站配对的第二移动站在下行链路为静音和因此很可能在上
行链路进行操作。然后第一移动站将仅采用 8 时隙上行链路模式或应为
静音（DTX）。另一方面，在第一移动站检测仅各个 32 时隙之一被发
15 送，这表示第二移动站的下行链路也在进行操作和在上行链路的 8 时隙
中的每一个或 4 时隙中的每一个上可以被允许发送。因此在这种方式
中，上行链路的冲突被限制在当下行链路是主要话音操作方向时的那些
时间上。

图 7 表示适合用于本发明的一种双模式卫星/蜂窝终端。双模式接收
20 机 112 能够工作在蜂窝或卫星频带，下变频和数字化在分配的各个时隙
中接收的接收信号。脉冲串选择器 113 确定接收的信号脉冲串是按每第 8
脉冲串数字化的还是按每第 16 脉冲串数字化的。如果 16 时隙格式由来
自网络的命令已经具体地确定为不适用，则可以仅数字化每一个第 32 时
隙，直到有进一步通知为止。

25 脉冲串处理器 114 接收数字化的脉冲串和按 GSM 模式（8 时隙全
速率或 16 时隙半速率）或按卫星模式（16 时隙或 32 时隙）对其进行处
理。利用与公知的同步模式进行相关处理各个脉冲串，获得对于每个脉
冲串的信道系数。各个信道系数被用于解调每个脉冲串，产生具有极性和
质量属性两者的软信息比特，其中零质量属性表示被删除或不被接收
30 的数据符号。该软信息被去交错，产生用于进行解码的符号块，该块利
用相关软信息被解码产生话音段数据和差错隐蔽信息。在话音解码器 115

中进行的话音解码变换解码的话音块为模拟话音波形，其中的噪声或由于非接收的或误解码的块的干扰信号利用差错隐蔽信息已经被桥接。

在发送方向，来自麦克风 120 的话音在编码器 121 中按卫星模式以 4kb/s 或按 GSM 模式以 13kb/s 被数字化和编码。来自麦克风 120 的经数字化和源编码的话音被馈送到脉冲串形成器 122，该形成器包含对于 GSM 模式和卫星模式的纠错编码。在卫星模式中，相同数据被编码用于在偶数帧和奇数帧中传输。脉冲串形成器的模式由中央控制器 140 进行控制，产生具有 GSM 或者卫星比特格式的脉冲串。

脉冲串调制器 123 接收脉冲串数据和以 GSM 脉冲串比特速率或以 1/4 该速率 4 倍脉冲串长度的卫星模式将其调制在射频载波上。该已调载波在发送机 124 中借助于来自综合器 134 的本机振荡器信号被上变频到最终频率。

蜂窝模式中的 T/R 开关 132 或卫星模式中 T/R 开关 131 的受中央定时控制器 140 的控制，在脉冲串接收期间连接天线到接收机 112 或在脉冲串发送期间连接天线到发射机 124。虽然图 7 表示分别的用于卫星或蜂窝传输的天线 130 和 133，但这不意味着排除利用公共天线的可能性，或甚至公共 T/R 开关，在频段和其它设计考虑允许的条件下。

图 8 表示在卫星模式中脉冲串处理的流程图。对于 GSM 模式的脉冲串处理未表示出，因为现有技术的 GSM 移动电话的流程图是可以利用的。

当来自接收机 112 的每个第 16 时隙被数字化时，分类器 150 确定该脉冲串是按照偶数帧/脉冲串还是按照奇数帧/脉冲串处理。这种判决可以仅仅是检查 16 时隙计数器的最低有效位。偶数帧在同步相关器 151 中利用在偶数帧期望的同步字进行处理。奇数帧在同步相关器 151 中利用在奇数帧期望的同步字进行处理。

对于一个具体移动站，奇数和偶数同步字可以是相同的和然后用于另外的可以使用相同时隙的移动站的同步字被选择为正交的。另外一种方案，移动站 A 可以利用在偶数时隙的同步字 1 和在奇数时隙的同步字 2，而移动站 B 可以利用在偶数时隙的同步字 2 和奇数时隙的同步字 1。同步相关器 151 可以始终与两个同步字进行相关和判决是同步字 1 还是同步字 2 被发射。如果期望的同步字未被认为已经被发射，则该脉冲串

被认为已经被删除。这个判决可以通过比较同步字 1 和同步字 2 的相关值的幅度实现。用该判决来处理或不处理（删除）在解调器 153 中的脉冲串。如果该脉冲串要被删除，解调器 153 产生对于具有零质量属性差错符号的软信息。

- 5 注意，虽然在图 8 中同步相关器 151 和脉冲串解调器 153 被表示为单独的方框，但它们最好是运行在不同时间（分别在偶数帧和奇数帧）的同一个处理硬件。软解调的符号（比特）具有极性或符号值和质量属性（软信息）。该值和质量一起构成软符号判决。

10 纠错解码器 154 处理软符号，重建可能由于丢失块或误解码块而有差错的话音块，或者 FACCH 或 SACCH 消息。各差错指示被提供给各个话音块，协助后续的话音解码器重建话音波形，其中由于误解码块引起的噪声或失真已经被桥接或隐蔽。

15 图 9 表示适用在地面站中的信道单元，用于产生 TDMA 脉冲串以便经由卫星或空中中继站传输到一个移动单元。对于传输的话音是经由卫星网络交换中心以 PCM 标准形式从 PSTN 到达的。该 PCM 话音流在信道单元 200 中被处理，产生偶数和奇数 TDMA 脉冲串，这些脉冲串可能被从相同卫星（单卫星分集），或者不同卫星（两个卫星分集）进行传输（或不进行传输）。在任一情况下，偶数脉冲串可以在相同频率或不同于奇数脉冲串的频率上从卫星中继器传输到移动终端。

20 信道单元 200 包括：用于处理 PCM 话音为用于卫星传输的典型 4kb/s 速率的代码转换器 160。它还产生一个话音活性指示，该指示的使用将在下文描述图 15 和 16 时进行描述。

25 分段器 161 分段话音比特为用于传输的各个码字和可以使用比其它更为感性意义的编码各比特的知识实现最佳分组。例如，各个比特可以以这样的方式被分为 40 比特块用于每 10ms 传输，该方式是接收任何一个块出故障不删除用于重建话音波形的所有重要的比特，但借助于一种差错隐蔽算法允许邻近的各块被用来填充丢失的信息。

30 利用纠错编码器 162 以这样的方式把每个 40 比特块编码为两个 60 比特块，即任何单一 60 比特块的接收足以重建该 40 比特块，而两个 60 比特块的接收允许在更为不利的信噪比条件下重建该 40 比特块。这些 60 比特块在加密单元 163 中利用密钥对该移动用户单独进行加密。在通信

系统中，在基础结构中加密可以在各种水平上进行，但加密比特刚好在调制在射频载波前，即在纠错编码后加上，具有非预期的同信道信号产生利用纠错解码处理能较好地滤除的干扰的优点，所以是优选的。如果加密算法 163 通过密钥流的模 2 加操作，则必须利用不同的密钥流比特加密 A 和 B 字输出保持加密。因此，为此目的，利用算法 163 每 10 毫秒产生 120 个密钥流比特。

通过交错器 164 利用块对角线在两个连续的 TDMA 偶数帧上对加密的 60 比特 A 字进行交错，以减小延迟。这意味着，在对应于两个当前 40 比特段的两个 60 比特 A 字被分隔在当前脉冲串和下一个脉冲串之间的同时，对于以前的两个 40 比特话音段所产生的两个 60 比特 A 字被分隔在以前和当前偶数脉冲串之间，始终给出每个脉冲串发送的 120 比特。对于编码话音的交错模式，各比特跳过每第 13 帧出现的 SACCH 脉冲串，从而话务超帧结构中话音被交错到 13 帧中的 12 帧。对于话音解码器的特定的特性和感性差错隐蔽算法，交错的模式最好仔细地选择。

加密的 60 比特 B 字类似地利用交错器 164b 交错为奇数帧脉冲串。如果利用两个卫星分集，偶数帧脉冲串被馈送到用于 A 卫星的上行链路调制器和奇数帧脉冲串被馈送到用于 B 卫星的上行链路调制器。奇数和偶数脉冲串两者可以在馈送器链路上交替地被调制，送达相同的卫星（单卫星分集）。在两种情况下，脉冲串格式包括插入在两个由交错器 164a 或 164b 在 A-或 B 字进行交错的 60 比特之间的 22 比特码字，和包括尾比特以及在开始和结束时的保护（上下斜波）时间。

图 10 表示适合于采用两个卫星分集的地面站。利用复用器 180a 将来自 32 个信道单元 200 的各偶数数据脉冲串进行集合和进行复用，以便在相同 TDMA 载波频率上传输。利用复用器 180b 奇数脉冲串同样被集合。当复用器 180a 和复用器 180b 分别集合来自相同信道单元 200 的偶数脉冲串和奇数脉冲串时，则该信道正工作在 16 时隙或分集模式。

当一个信号通过不同卫星被中继到相同小区或地面上的子区域时，各移动单元要经受不同的延迟。时间校准单元 181a 和 181b 进行操作以近似地均衡各个延迟，使得各个移动单元接收在时间上近似等间隔的偶数和奇数帧。不同卫星中继器还可以具有到达或离开公共照射的子区域的不同速度，导致不同的多普勒频移。

OQPSK 调制波形发生器 182a 和 182b 变换调制数据为已调波形和可以包括预校正发送频率以补偿可预测的多普勒频移的装置。频率校正可以在一个小区、在波束或子区域的基础上进行，对于区域的中心是准确的，或者可以在每个移动链路（每时隙）的基础上进行，以便每个移动站在其特定位置经受精确多普勒频移的信号校正。时间和频率校正后已调信号被送到经由天线 184a 发送到卫星 A 的上变换器 183a 或经由天线 184b 发送到卫星 B 的上变换器 183b。

图 11 表示该发明的分集方案应用到一个蜂窝基站网的情况。基站控制器 210 控制来自多个蜂窝场地 213 和 212 的传输。每个场地可以包括一种分扇区的天线，以便对于场地 213，把该场地服务的区域分割为 3 个 120° 的扇区 A1、A2、A3，对于场地 212，分割为 B1、B2、B3 的 3 个 120° 扇区。基站控制器 210 从移动交换中心 211 接收话务，以便传输到移动单元 220，例如该移动单元可能位于两个服务区之间的边界和可能经由场地 213 的扇区 A2 或场地 212 的扇区 B1 的传输或多或少相等地被接入。因此，基站控制器可以控制场地 212 在扇区 A1 发送偶数帧脉冲串和在扇区 B2 发送奇数帧脉冲串。基站控制器 210 可能位于场地 213 或场地 212 或其它场地中，或者可能和移动交换中心 211 并置。基站控制器最好是可以分布在每个场地和可以对另外的基站控制器假设一个主或一个从控制器，以便支持到一个特定移动站的通信。因此，一个移动站可以仅由一个主 BSC 服务（例如仅利用偶数帧），或者当在边界区域时，可以利用分别从主或从 BSC 发送的偶数和奇数帧两者服务，和通过该边界区域后，从 BSC 可能变为仅发送奇数帧的新的主 BSC，因此，完成软切换，或“先合后断”切换。

图 12 表示利用发明的自适应帧结构可以实现相同场地各扇区之间的先合后断切换。先合后断切换还可以应用到上行链路，因为虽然处在各个场地、各个小区或各个扇区之间的切换区，但移动单元 220 还具有发送偶数和奇数帧两者的能力。

当一个移动站发送偶数和奇数帧两者时，它基本上以相同峰功率的两倍能量进行发送，即一个 3db 的增加。图 13 表示根据通过自适应发送单独的偶数帧或奇数帧，或者通过发送偶数和奇数帧两者实现最高 3db 功率控制范围的本发明的在移动终端中的自适应功率控制算法。

脉冲串接收机 101 接收如上所述的偶数和奇数帧和处理它们以重建话音到耳机 116。此外，利用认为是“预期”脉冲串的最后接收的脉冲串计算的接收信号功率测量被提供到控制器 303 的功率控制算法部分。正如对于本专业的技术人员显而易见的那样，功率控制算法 304 可以包括在控制器 303 中的一个软件程序，在不同时间执行其它功能的分时处理器中执行功率控制功能。功率控制算法 304 还接收被指示为功率控制消息的 SACCH 或 FACCH 类型的信令消息。算法 304 与功率测量一起处理该消息信息，确定发送下一个发送脉冲串的功率电平。如果该功率电平在最大功率和低 3db 的功率之间，则下一个脉冲串将在低于最大功率的 0 和 3db 之间的对应功率上进行发送。如果功率电平大于 3db 低于最大功率，如果前面的（如偶数）脉冲串被发送，则下一个脉冲串（如奇数脉冲串）将不被发送。然后接下来的脉冲串是在被确定的功率电平 + 3db 上进行发送，以补偿未发送的奇数脉冲串。上述是该算法的简化的一般描述以使该概念清楚。实际上，功率电平的确定可以包括，在给出公知的交错模式下，根据每个 40 比特话音段的解码对发送或未发送前面的脉冲串的影响的更为精确的确定，发送或不发送当前脉冲串以及当前脉冲串的功率电平可以在影响相同话音段的过去发送的脉冲串的功率电平的基础上判断。

发送一个偶数或奇数脉冲串的判决被从功率控制算法 304 传送到频率、定时和模式控制器 305。这个判决选择已经被判决为待发送的一个脉冲串的频率和定时，包括提供调谐码到综合器 306，以设置发送频率。

图 14 表示单元 305 中的定时控制器的操作。循环 32 时隙 TDMA 周期被表示为在 0 时隙循环开始和在 31 时隙结束。计数器 400 计数例如 8 倍下行链路比特速率的参考时钟频率，产生 32 时隙的循环。该圆被分为第一 16 时隙和第二 16 时隙。若干“告警设置”被沿圆周分布，当计数器 400 达到预定值时被触发，产生硬件选通信号。例如，可以产生选通信号，以启动接收机 402 数字化一个偶数脉冲串。一般是，但不一定刚好是与第一选通信号反相 180°的第二选通信号可以开始数字化奇数脉冲串。在各个接收脉冲串之间产生选通信号以开始和停止脉冲串的传输。

利用被设置为检测位于偶数帧半周或奇数帧半周的预编程计数的比较器（130-1、130-2、… 130-N）产生每个选通信号。各比较器由控

制器 403 进行编程, 设置每个希望的选通信号将被产生的时间。以这种方式, 定时同步可以被维持和分别更新偶数和奇数脉冲串, 操作具有不同帧定时的两种不同的卫星和基站。

图 15 表示一种地面站可以自适应地发送偶数或奇数脉冲串或者自适应地发送两者的装置。对于地面站的激发不需要那么多的功率控制, 而是时隙的可利用性。如果偶数和奇数时隙两者都是可利用于发送到可以以平均相等的质量接收两者的移动站, 则始终较好地发送两者和如果需要可以降低功率电平。当两者都被发送时, 在保持所用能量相同的同时, 功率电平可以降低 3db, 而且由于在接收每 40 比特话音段的 120 个编码比特的额外编码增益, 和利用扩展该 120 比特到两个偶数和两个奇数脉冲串或频率上获得的分集增益, 对于相同段差错概率所要求的能量也减小了。因此, 在利用奇数和偶数脉冲串两者时, 如果可行的话, 每移动链路在卫星中的总功率得到了节约。

即使一个移动站占有偶数脉冲串和 另外一个移动站占有奇数脉冲串, 两个脉冲串也可能由一个移动站所利用, 无论另外一个是否静音。来自图 9 的信道单元 200 的代码变换器 160 的话音活性指示与对于该移动链路到复用器 180a 和 180b 的话音数据同时发生。分别利用一个偶数时隙和一个对应的奇数时隙的对各移动站的话音活性指示在优先级装置 185 中进行处理, 确定哪个移动站利用哪个时隙。例如, 移动站 X 的话务被规定利用时隙 X 的优先级, 其中 X 在 0 和 15 之间。如果移动站 X 的话务没有话音活性指示和移动站 X + 16 的话务具有正话音活性指示, 则移动站 X + 16 (模-32) 的话务被规定允许使用时隙 X。优先级装置 185 将此翻译为用于开关 186a 的控制信号, 选择话务信号 X + 16 到复用器 180a 或 180b 的 X 输入端, 代替话务信号 X + 16。相反, 当信号 X + 16 具有负话音活性指示和信号 X 具有正话音活性指示时, 优先级装置 185 控制开关 186b, 选择话务信号 X 到复用器输入端 X + 16。如果两者都是正的, 则它们仅利用其对于信号 X 相应的时隙 X 和对于信号 X + 16 相应的时隙 X + 16, 和如果两者都是负, 则在任何时隙 (DTX) 中都没有信号被发送。当信号将被允许在偶数和奇数时隙两者中发送时, 与仅利用单一时隙发送可能使用的功率电平相比较, 功率电平可以被减半, 但这种判断涉及到下行链路功率控制算法和是使用了跳

频还是未使用的选择。优先级装置 185 与开关 186a 和 186b 一起进行操作，试图利用一个移动单元或另一个移动单元的填充，保持复用器容量。

图 10 表示结合跳频的地面站的工作。在一个小区内或通过卫星的辐射波束的跳频包含不同卫星到移动站链路之间的随机频率交换，这些交换利用相同的时隙，但在不同的载波频率。例如，如果波束或小区包含 256 个单独的通话，则 32 时隙的 8 个下行链路载波的每个都在使用中。移动链路 0、32、64、96、...、224 可以被表示为使用在载波 0、1、2、... 7 上的 0 时隙，而移动链路 1、33、65、... 225 使用 1 时隙，等等。但是，载波频率 0-7 的到移动站 0、32、64、...、224 的唯一的一个的分配可以按照跳频算法从一帧到另一帧地改变。至少在相同小区中仍然保证每个链路一个唯一的不抵触的算法被称为正交跳频。

正交跳频可能受到逐帧改变每个移动链路的频率综合器的影响，或受到图 16 的基带跳频方案的影响，在图 16 的方案中借助于基带跳频交换矩阵 500，将一个特定移动站的话务流逐帧交换到一个不同的固定的频率载波调制器。到跳频交换矩阵 500 的各个输入信号是在 M 个不同载波上的对于相同时隙的移动链路 1 到 M 的各个数据脉冲串。来自正交跳频发生器 501 的控制信号控制每个话务信号到对应于载波频率 1 到 M 的一个唯一输出端，而且控制实现 32 时隙的每个连续 TDMA 帧的不同映射。伴随每个数据脉冲串的话音活性指示还确定路由到达所选择的输出端。来自对于相同载波频率但是不同时间隙的预定的不同时间隙的其它基带跳频单元 500-501 的各输出端被集合在复用器 180a 和 180b 的各输入端。为了清楚起见，图 16 仅表示出对于频率信道 1 的复用器。但是隐含着，将存在每个根据图 15 的整个方框图的用于其它载波频率的类似的各个复用器。复用器 180a 具有相连的优先级装置 185 和开关 186a 和 186b，将分配一个优先考虑时隙 X 的规定的信号，假设优先考虑时隙 X + 16 的信号暂时具有负话音活性指示，则也分配一个优先考虑时隙号 X + 16 的规定信号。由于跳频选择器 500，与在时隙 X 的信号配对的时隙 X + 16 的信号不再是相同的一个，而是由于跳频发生器 501 对时隙 X 和时隙 X + 1 的操作被编程以产生不同的随机频率选择而随机地逐帧改变。这与披露用于 GSM 的跳频不同，在 GSM 中各个移动站被分配以各个不同的时隙，在相同载波上一起跳频。借助于这种装置，由于是被逐

帧随机配对的，每个移动站都以偶数和奇数时隙时间的各 50%进行发送，各个移动站可以具有各 50%概率的正或负话音活性指示。

5 上述发明利用与解调和解码相组合的动态 TDMA 时隙分配，可以自动地检测所接收的信息是预期的还是非预期的，和因此排除它还是利用它，这样正如在上文已经描述过的那样具有许多优点，但是上文中的描述意味着将是示例性的，而不是限制性的，本发明的范围将由下面的权利要求书予以限定。

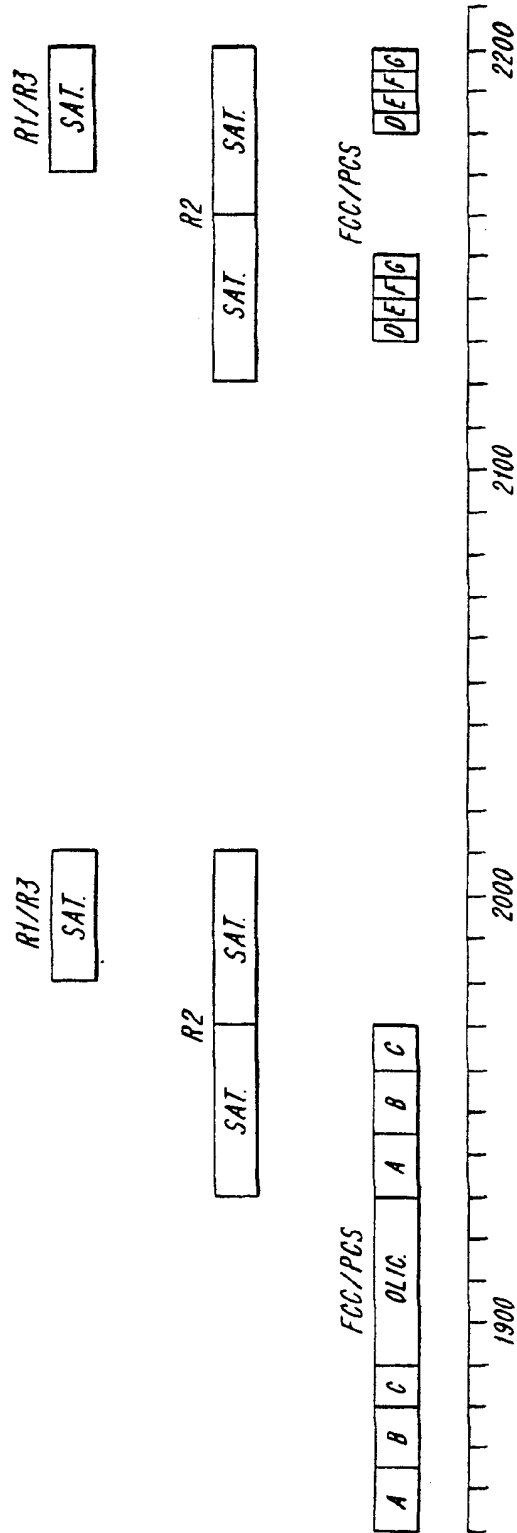
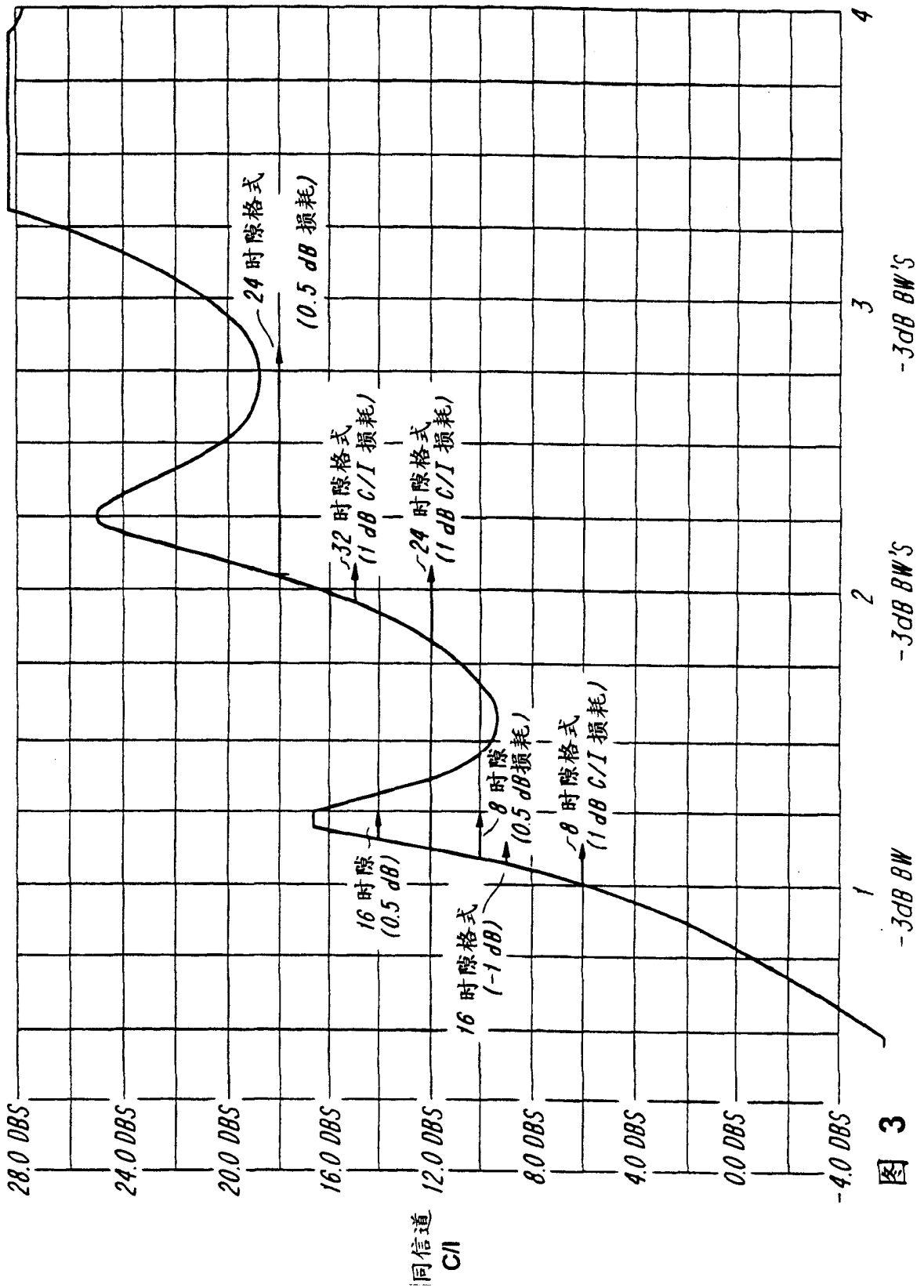


图 1



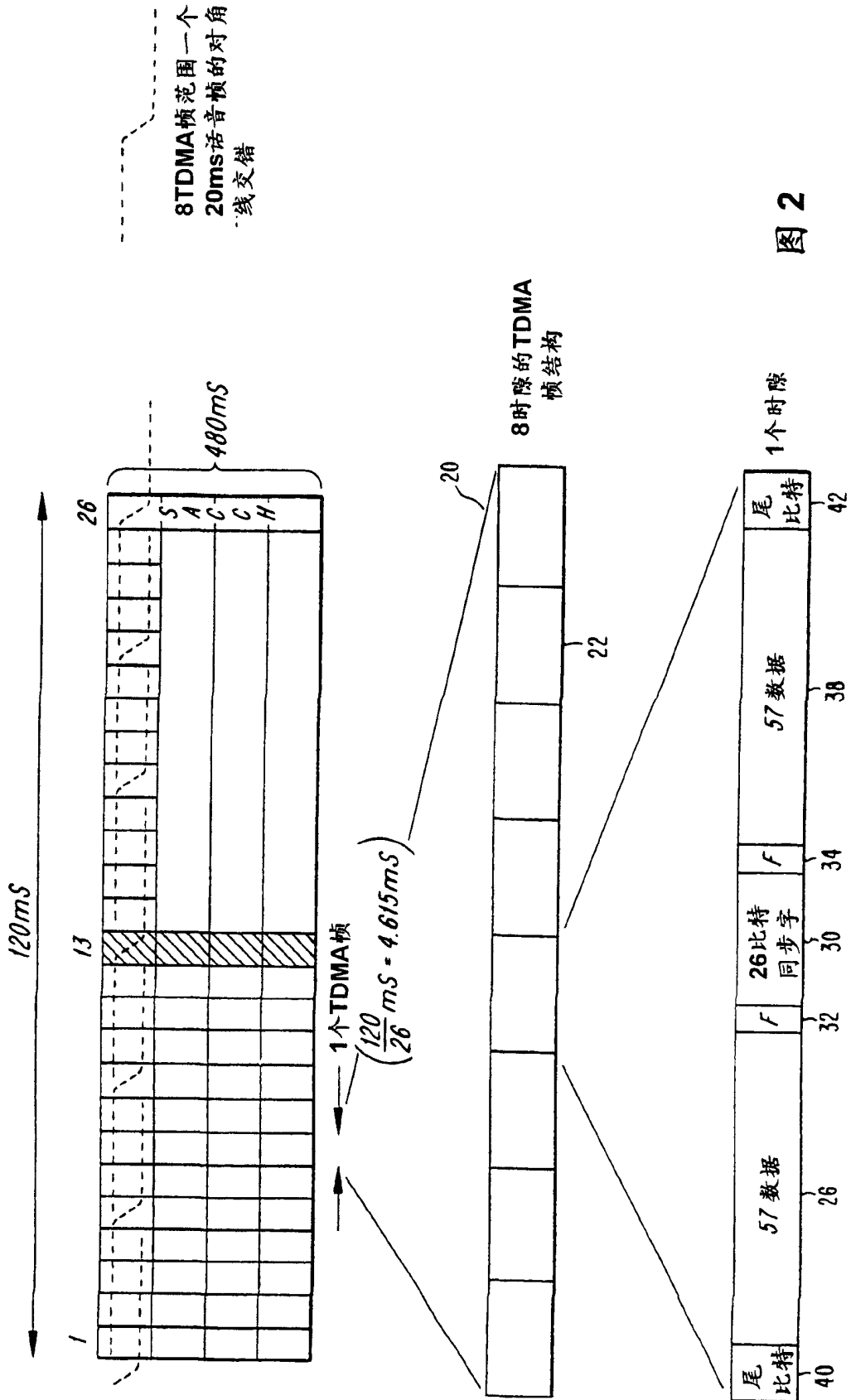


图 2

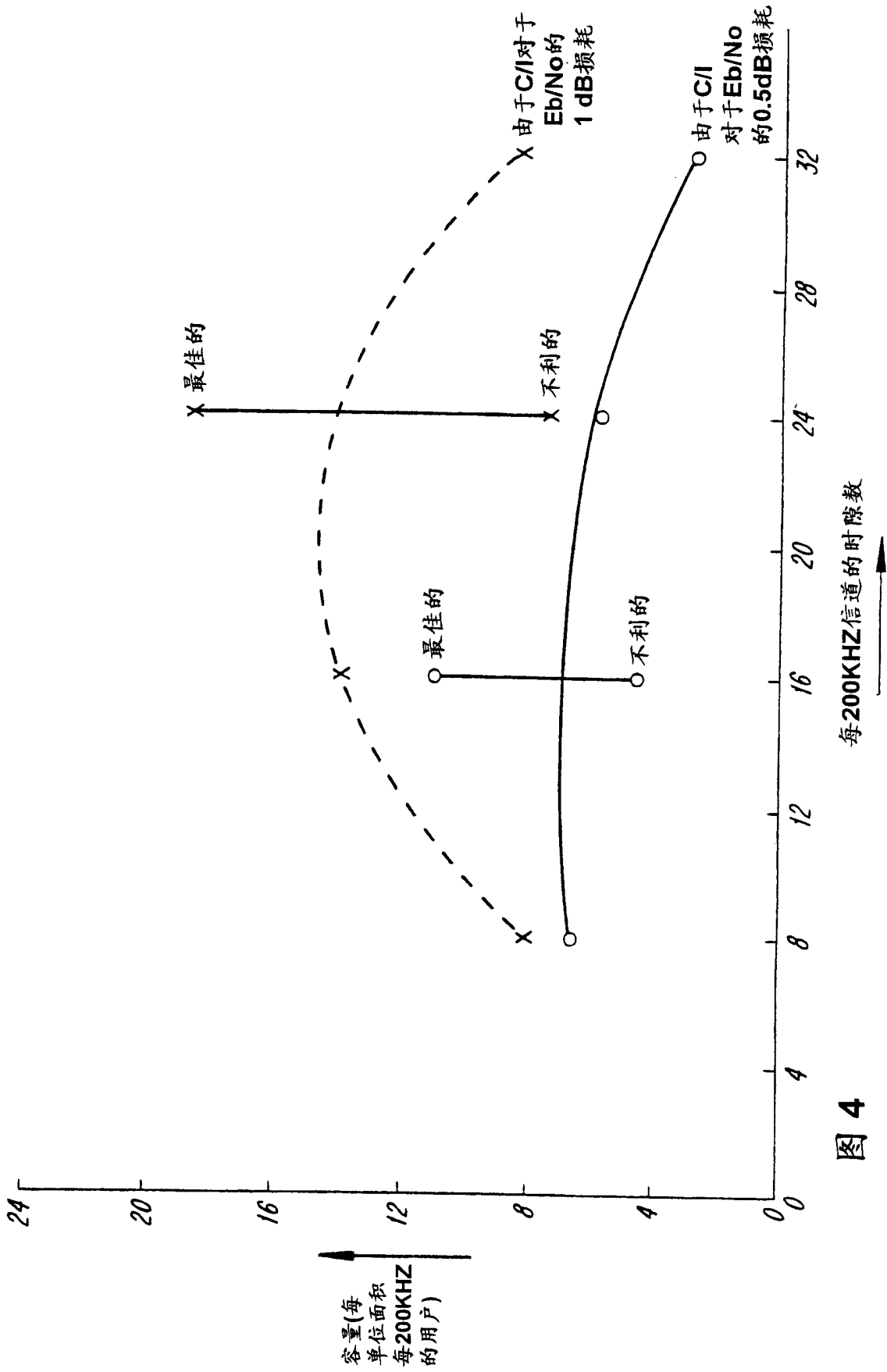


图 4

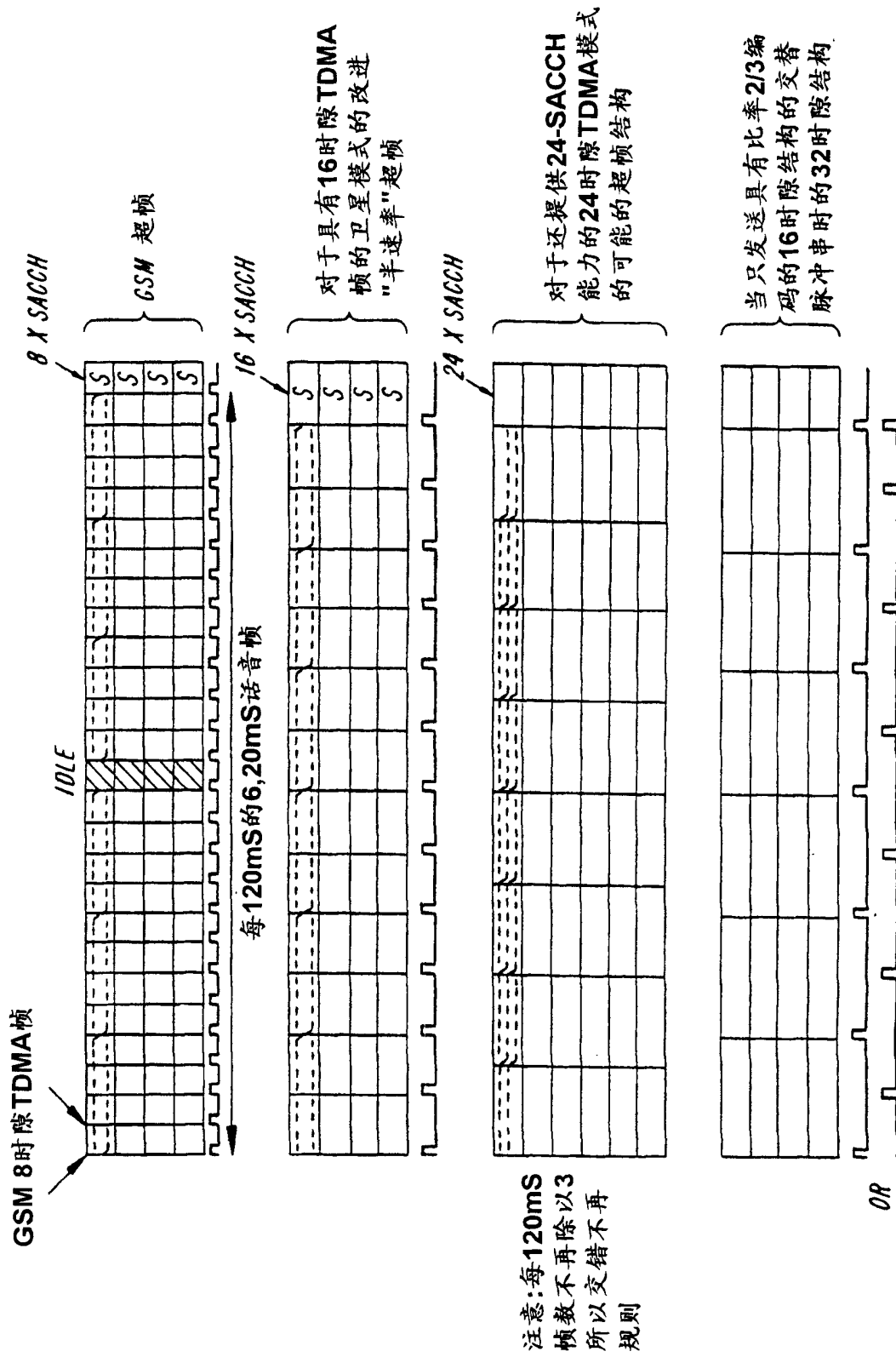


图 5

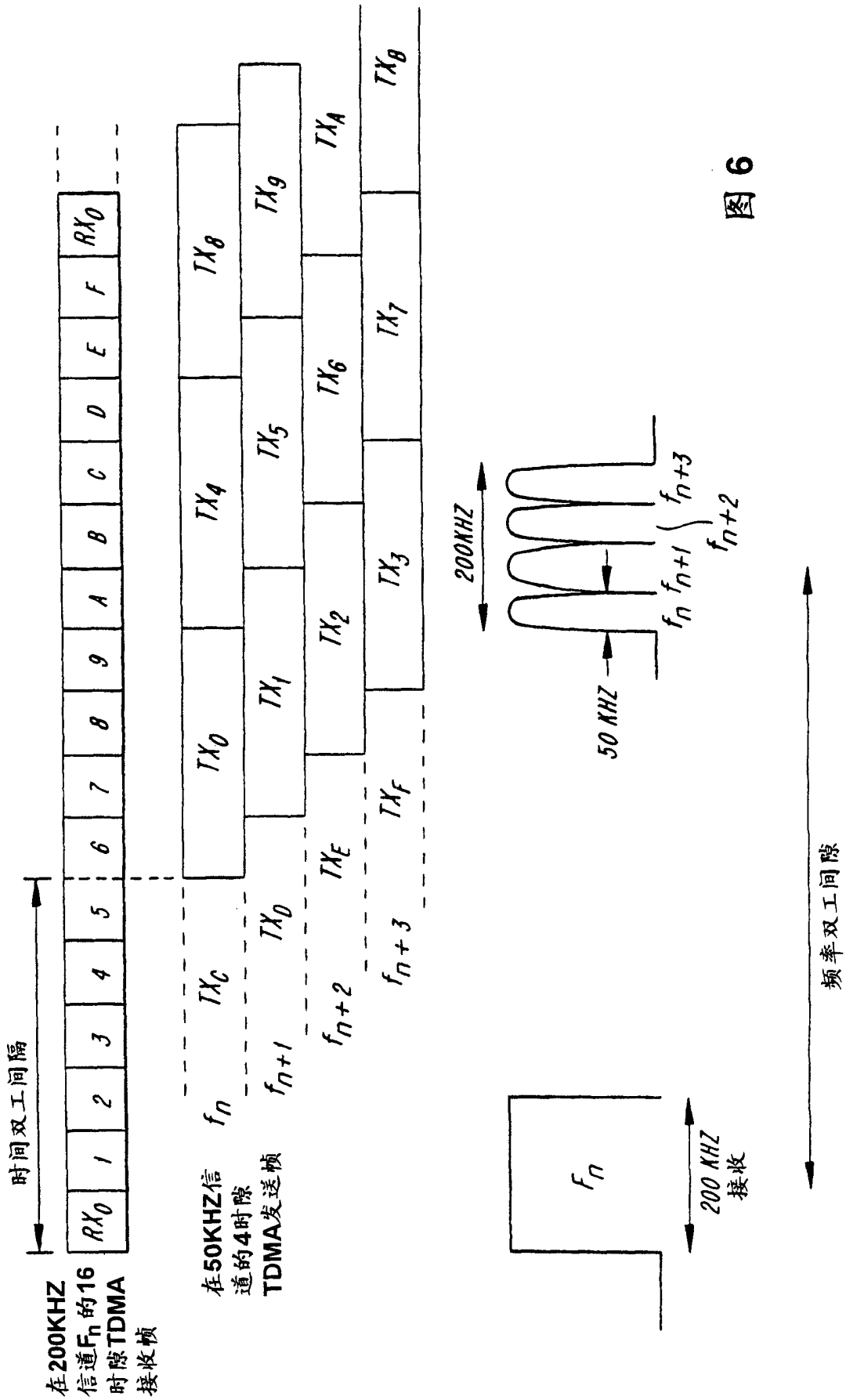


图 6

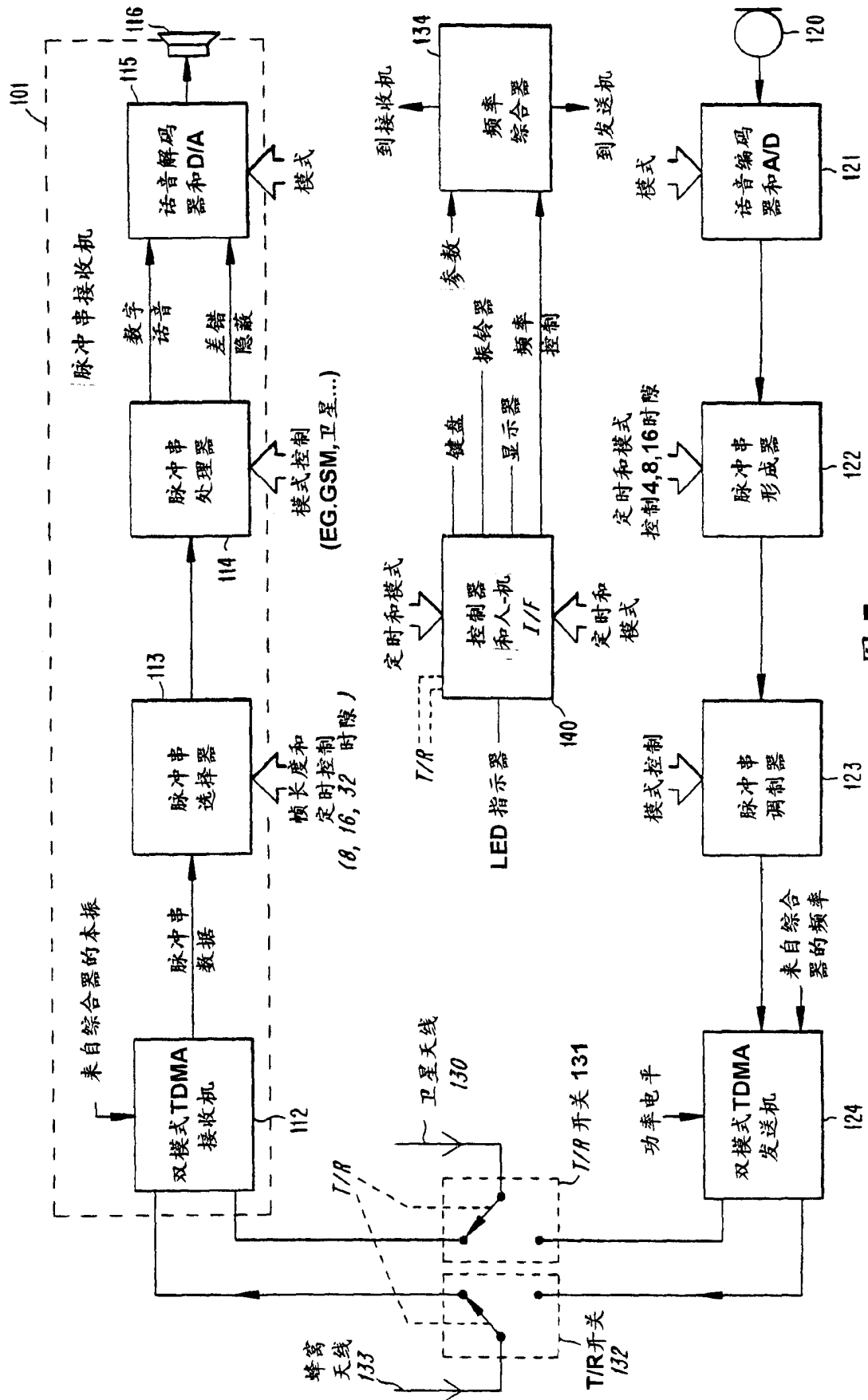


图 7

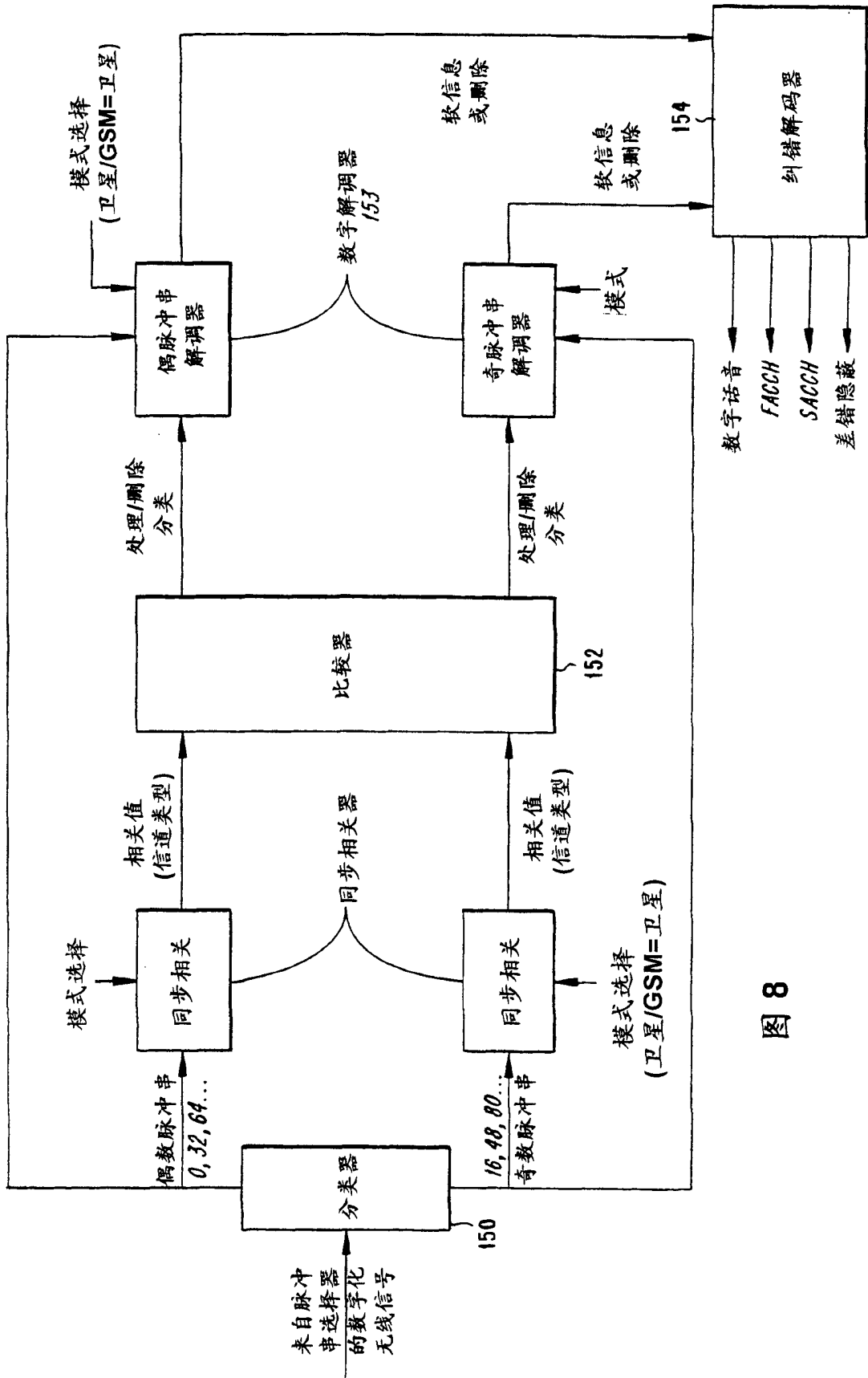


图 8

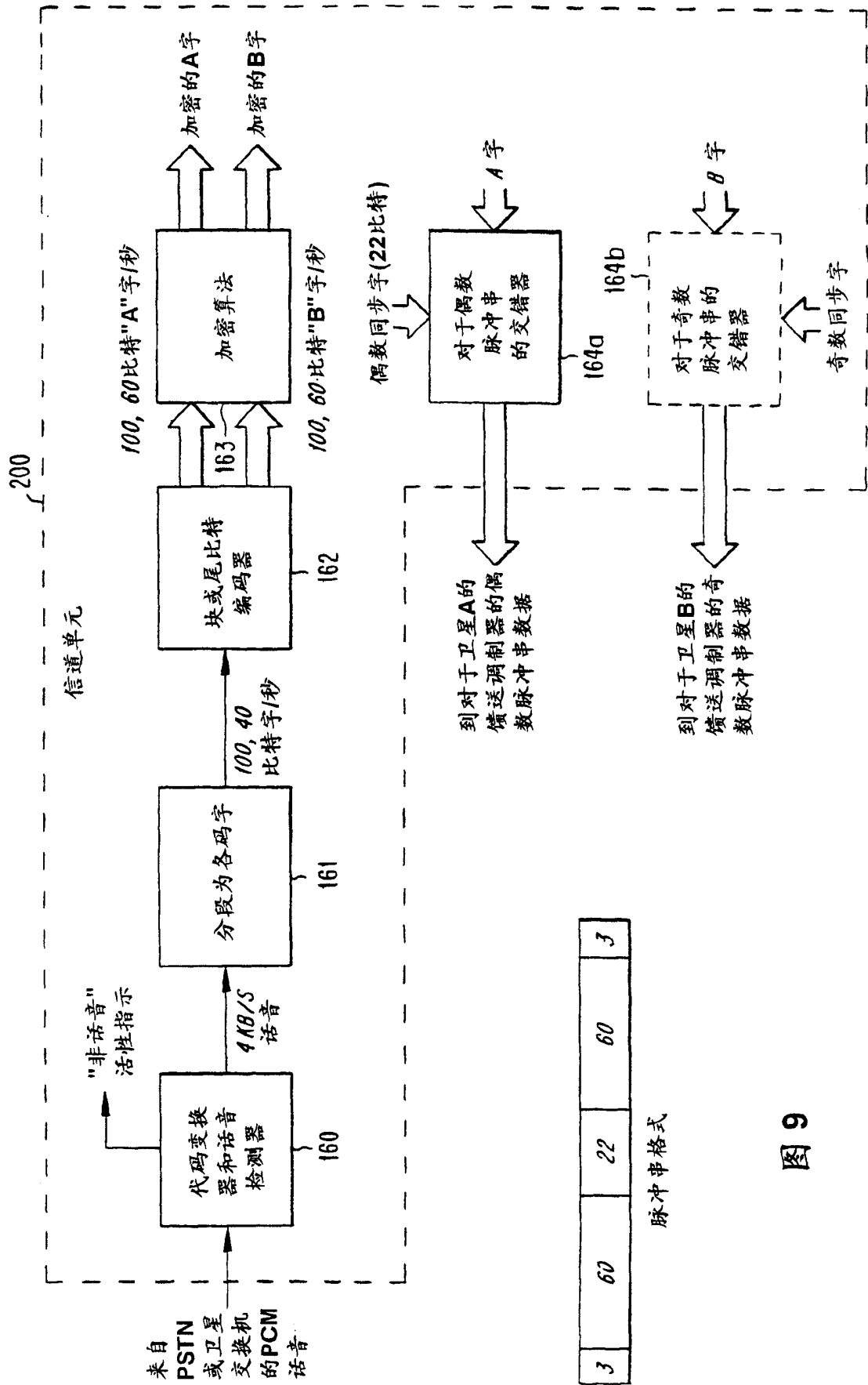


图 9

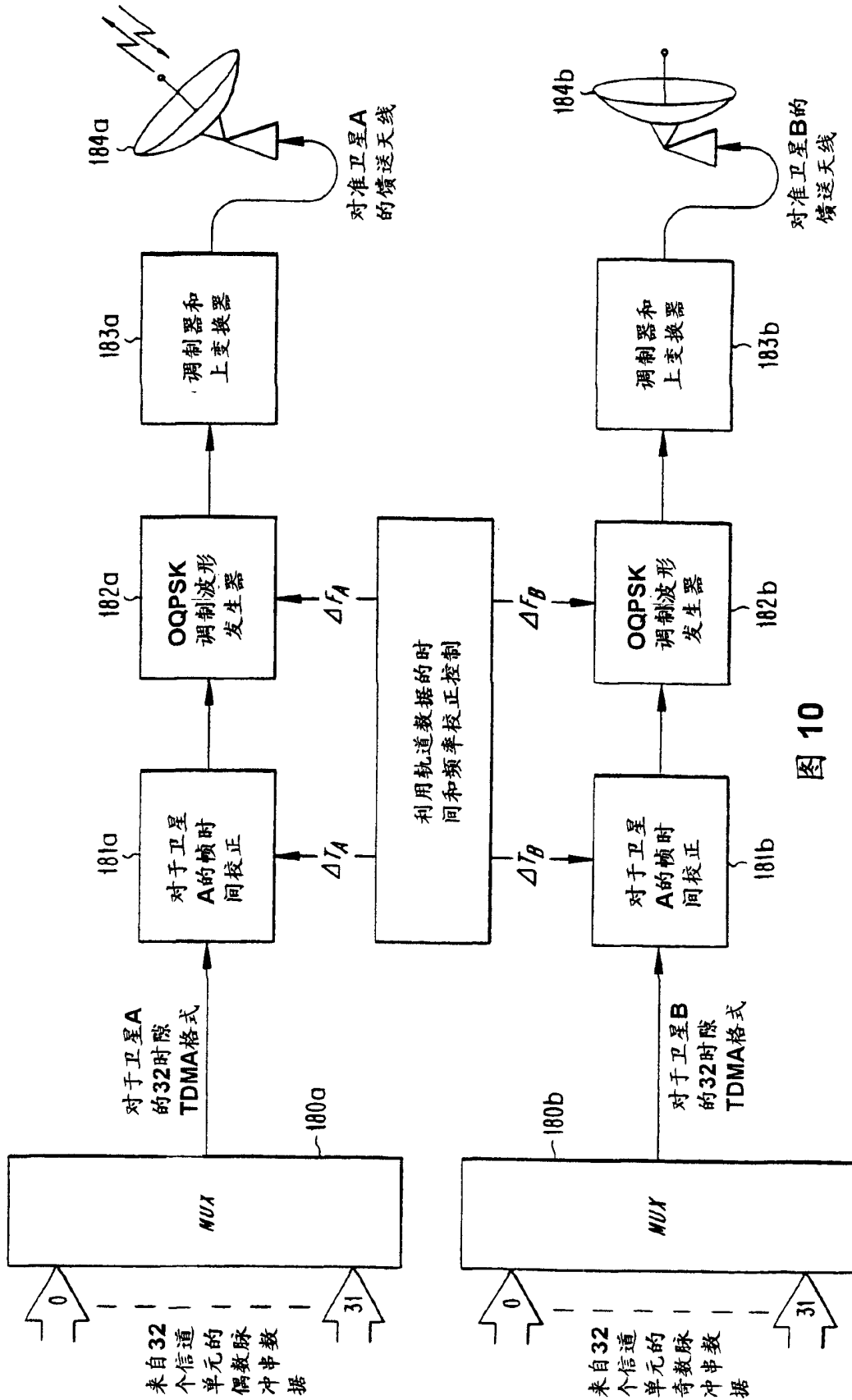


图 10

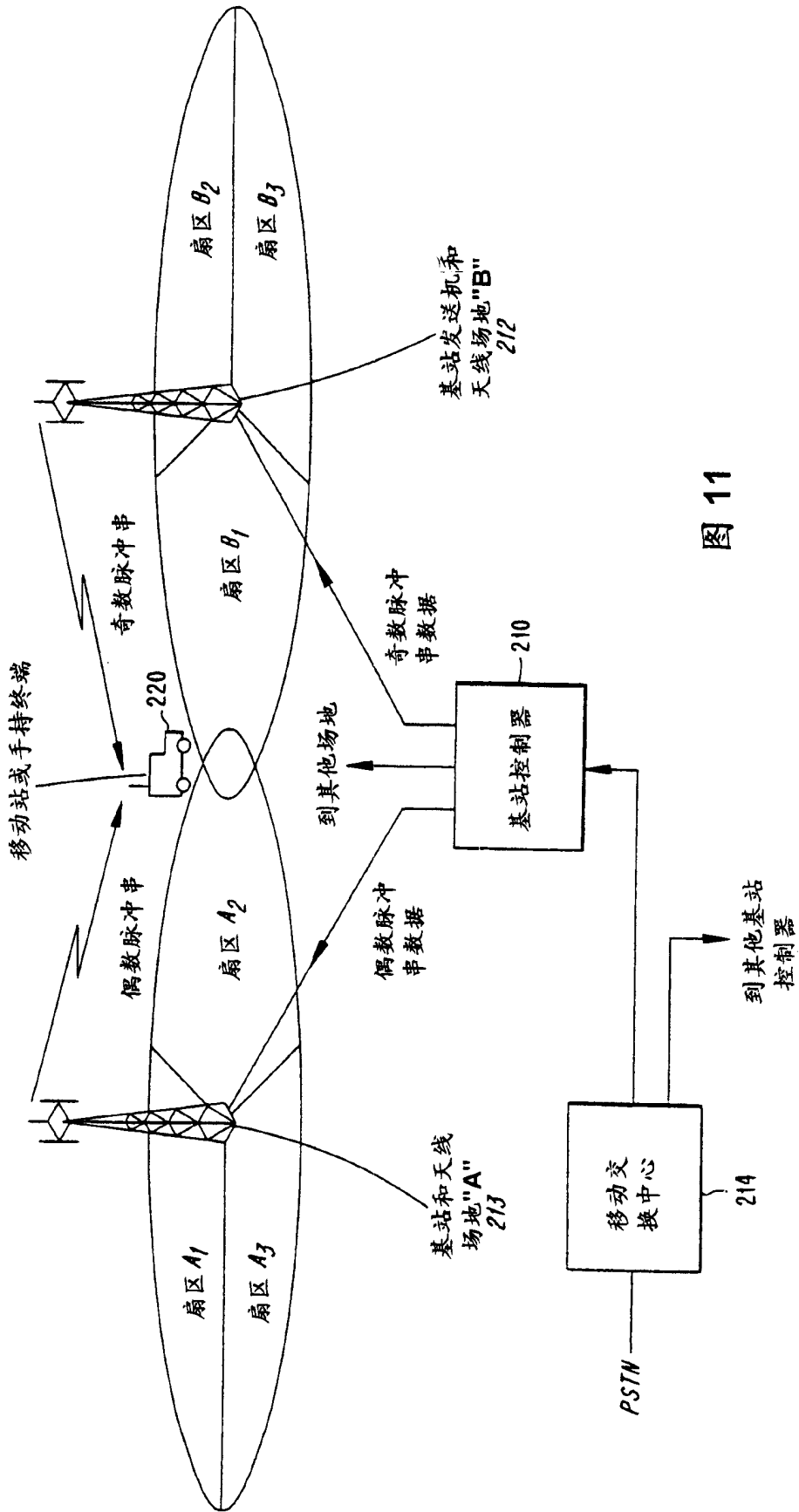


图 11

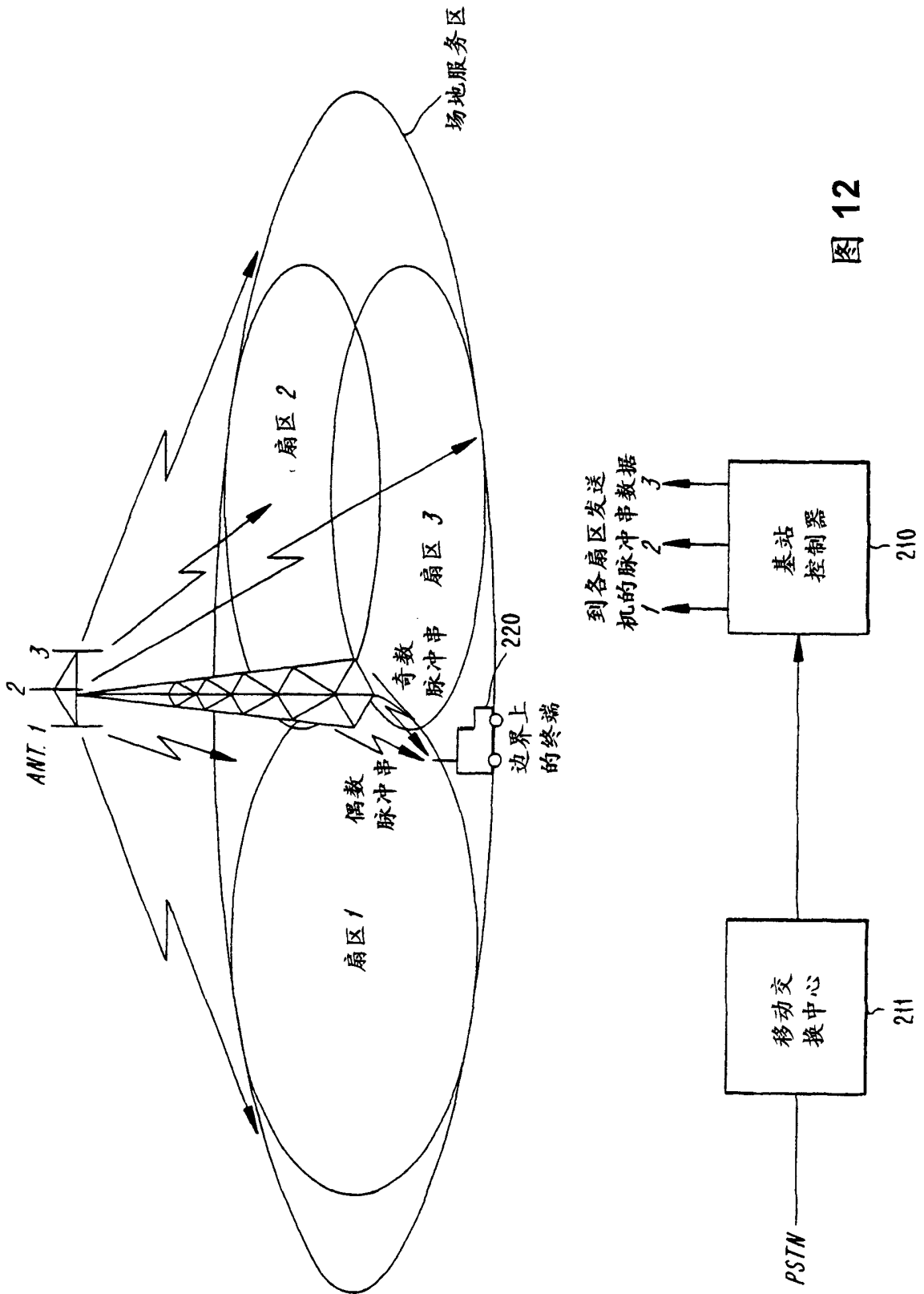


图 12

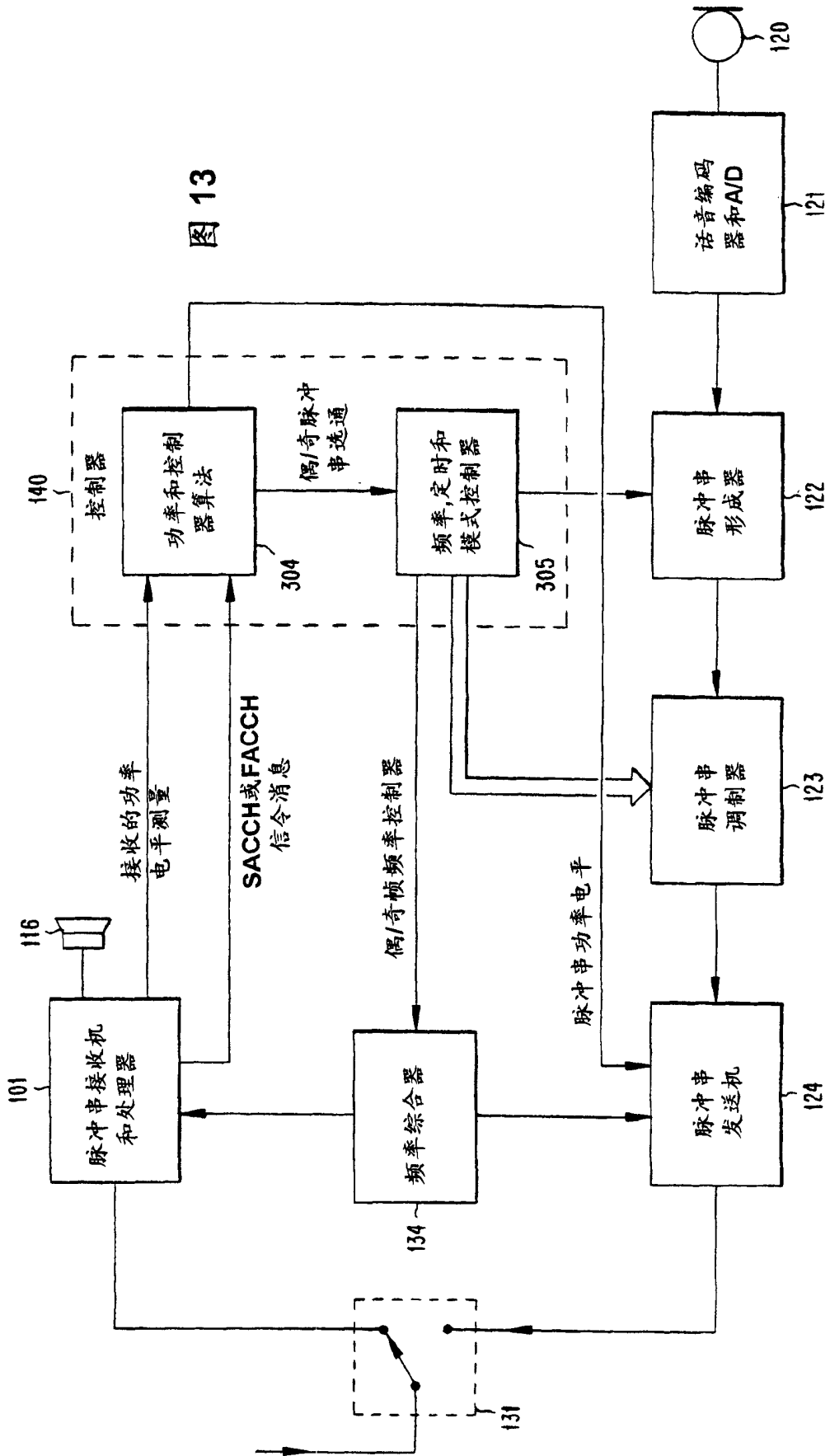


图 13

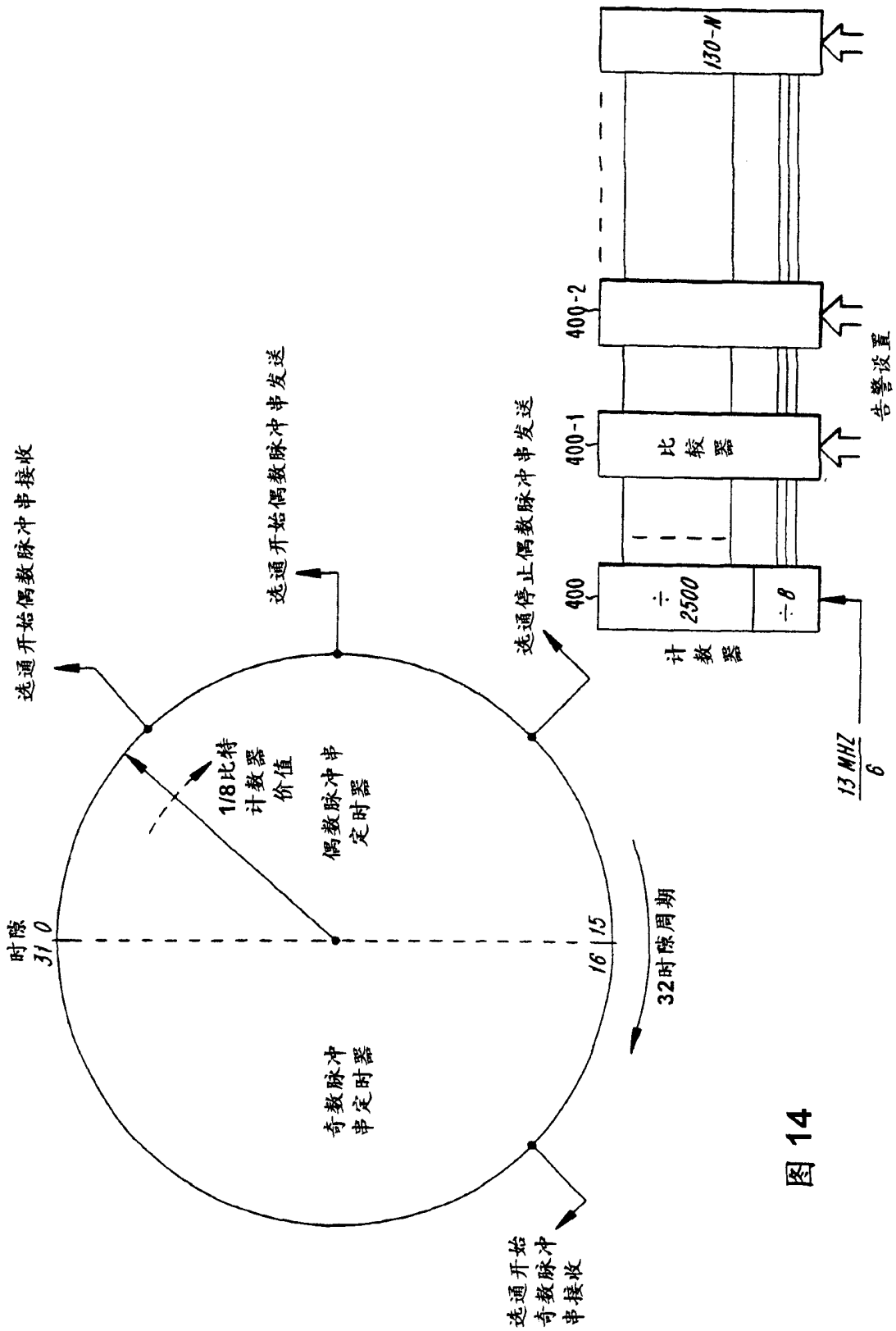
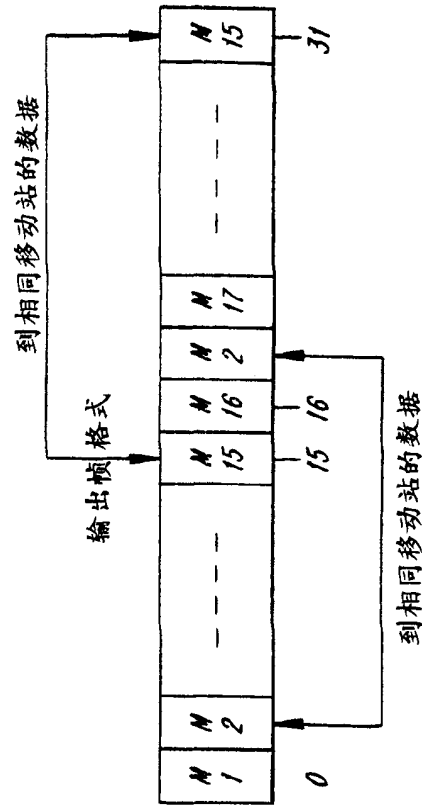
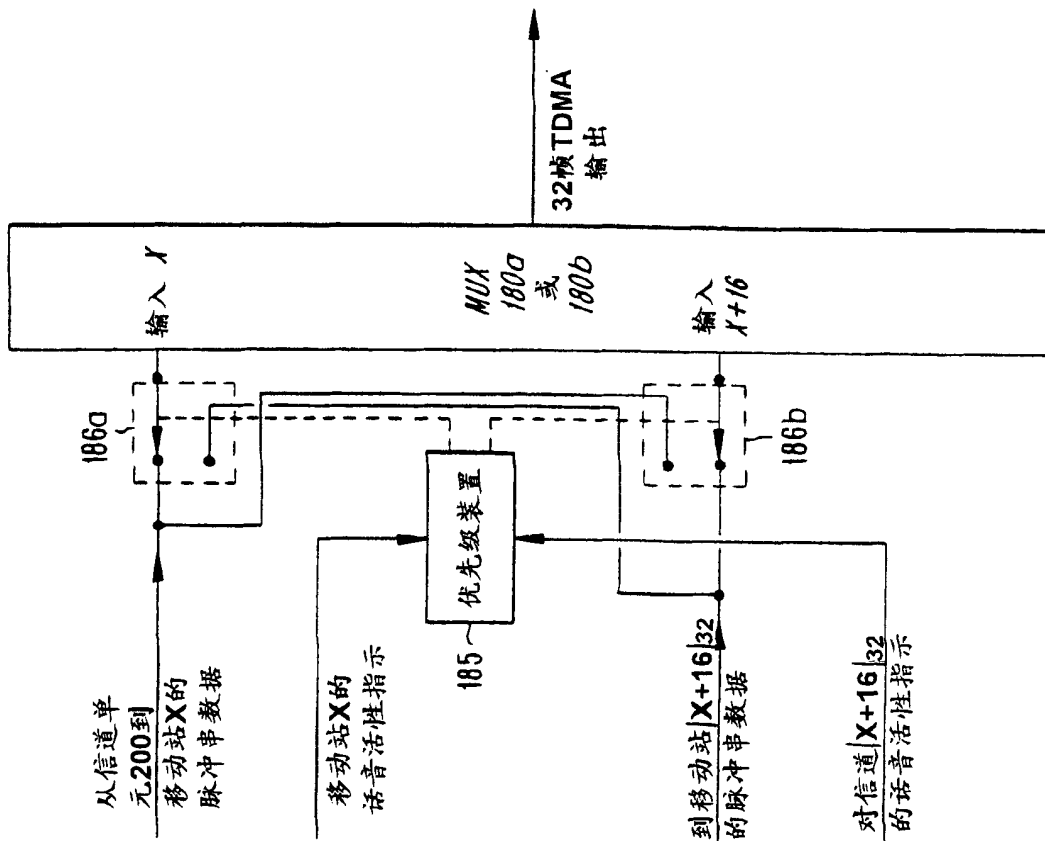


图 14



— 在这个帧中具有每个第16时隙的移动站2和15
 — 具有每个第32时隙的移动站1和16

图 15

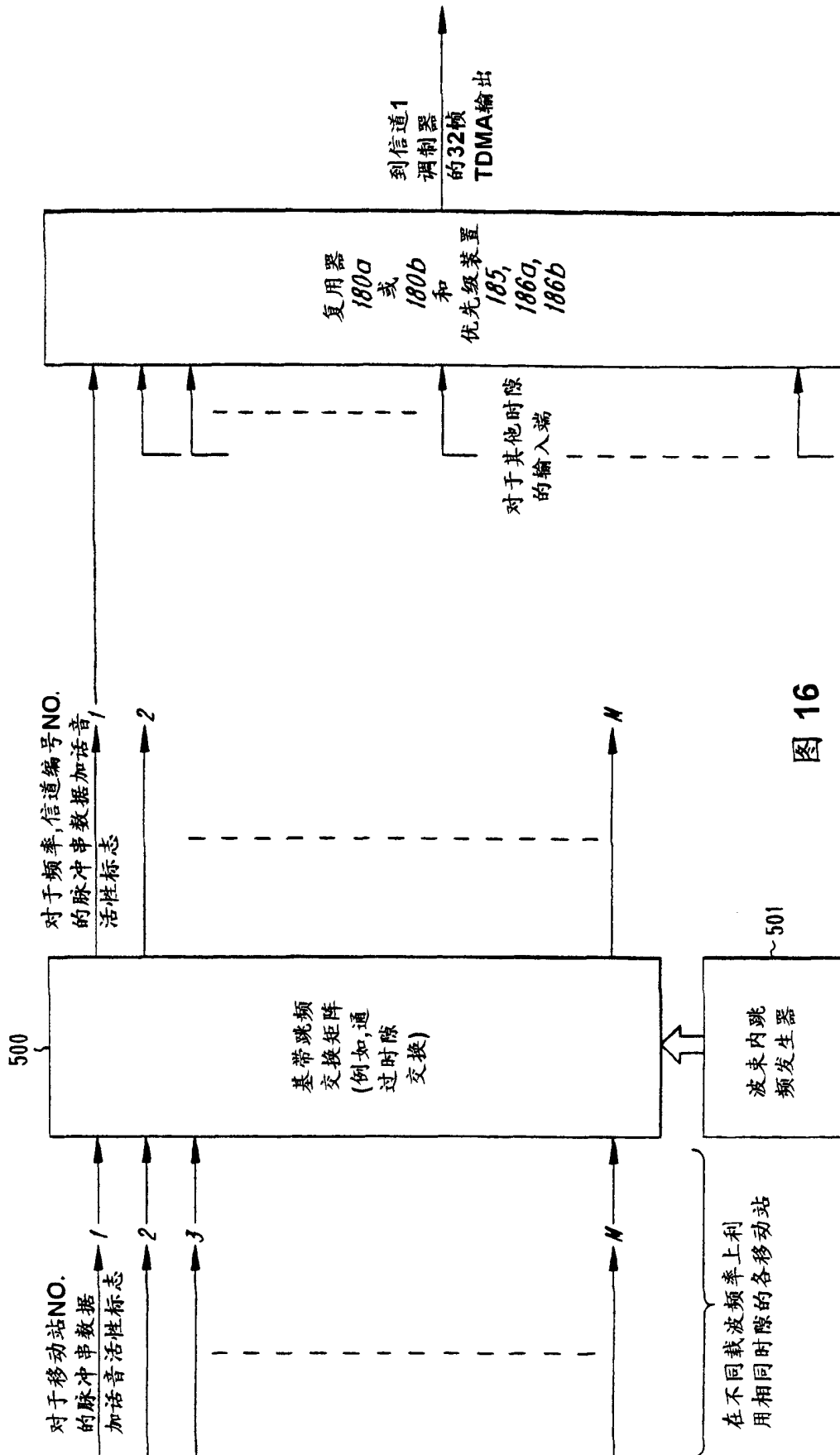


图 16