



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1534891 B

(45) 授权公告日 2012.08.29

(21) 申请号 200310116477.8

26 行到第 3 栏 23 行, 第 6 栏第 16-52 行.

(22) 申请日 2000.08.31

全文.

(30) 优先权数据

审查员 刘世茹

09/388,267 1999.09.01 US

(62) 分案原申请数据

00812245.8 2000.08.31

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 A·加拉利

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 陈炜

(51) Int. Cl.

H04B 7/06 (2006.01)

(56) 对比文件

EP 0807989 A1, 1997.11.19, 全文.

US 5400362 A, 1995.03.21, 说明书第 2 栏第

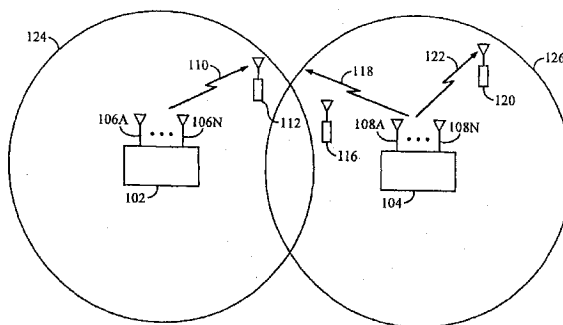
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于接收无线信号的设备

(57) 摘要

在具有可变速率传输的 CDMA 数据通信系统中, 波束形成技术的使用减少了基站 (104) 向邻近小区 (124) 中的用户站 (112) 进行传输所引起的平均干扰。基站 (102、104) 使用多个发送天线 (106、108), 每个天线都以受控相位发送信号来形成对应于各个用户站 (112、116、114) 的发送信号束 (110、118、122)。数据和参考信号沿束 (110、118、122) 进行发送, 所述信号束 (110、118、122) 为了将用户站 (112、116、114) 所测量的载波 - 干扰比 (C/I) 最大化, 就根据固定的时隙和子时隙进行变化。



1. 一种用于接收无线信号的设备,其特征在于,包括:

a) 用于依据至少一个多路径信号中的每个信号的时隙和子时隙时序来产生时序信号的时隙时序控制器;

b) 用于产生伪噪声码的同相和正交相位采样的伪噪声生成器;

c) 用于依据所述同相和正交相位采样执行所述至少一个多路径信号的数字采样的复伪噪声去扩展的复伪噪声去扩展器;

d) 用于依据所述时序信号对所述至少一个多路径信号之一的载波-干扰比进行估值的装置;和

e) 用于依据所述载波-干扰比向发送器发送信息的装置。

2. 如权利要求 1 所述的设备,其特征在于,所述用于进行估值的装置包括:

与所述时隙时序控制器可操作相连的参考脉冲码片能量估计装置,用于对在由所述时序信号指示的参考脉冲子时隙期间所接收的预定参考信号的参考信号每码片能量进行估计;

与所述时隙时序控制器可操作相连的测量平均所接收能量的装置,用于对在所述参考脉冲子时隙期间的平均所接收每码片能量进行估计;以及

与所述参考脉冲码片能量估计装置和所述测量平均所接收能量的装置可操作相连的载波-干扰比模块,用于通过将所述参考信号每码片能量与由所述平均所接收每码片能量减去所述参考信号每码片能量所获得的差值相除来计算所述载波-干扰比。

3. 如权利要求 2 所述的设备,其特征在于:

所述复伪噪声去扩展器与所述参考脉冲码片能量装置以及用于测量平均所接收能量的装置可操作耦合,并用于接收所述数字采样,并依据所述同相和正交相位采样执行所述数字采样的复伪噪声去扩展以产生同相伪噪声去扩展采样和正交相位伪噪声去扩展采样。

4. 如权利要求 3 所述的设备,其特征在于,所述用于估计的装置包括:

与所述时隙时序控制器和所述复伪噪声去扩展器可操作相连的第一累加器,用于对在由所述时序信号指示的所述参考脉冲子时隙期间所接收的同相伪噪声去扩展采样进行累加,以产生累加的总同相参考能量;

与所述时隙时序控制器和所述复伪噪声去扩展器可操作相连的第二累加器,用于对在由所述时序信号指示的所述参考脉冲子时隙期间所接收的正交相位伪噪声去扩展采样进行累加,以产生累加的总正交相位参考能量;以及

与所述第一和第二累加器可操作相连的绝对值模块,用于对所述总同相参考能量进行平方以产生平方的总同相参考能量,并用于对所述总正交相位参考能量进行平方以产生平方的总正交相位参考能量并且将所述平方的总同相参考能量与所述平方的总正交相位参考能量相加以产生所述参考信号每码片能量。

5. 如权利要求 4 所述的设备,其特征在于,所述第一累加器进一步将所述总同相参考能量除以每个所述参考脉冲子时隙中预定数量的采样,并且其中,所述第二累加器进一步将所述总同相参考能量除以每个所述参考脉冲子时隙中预定数量的采样。

6. 如权利要求 5 所述的设备,其特征在于,所述预定数量的采样为 96。

7. 如权利要求 3 所述的设备,其特征在于,所述用于测量平均所接收能量的装置包括:

与所述复伪噪声去扩展器可操作相连的绝对值模块,用于对每对去扩展采样计算平方

和,所述每对去扩展采样由一个所述同相伪噪声去扩展采样和一个所述正交相位伪噪声去扩展采样组成,以产生平方和采样流;以及

与所述绝对值模块和所述时隙时序控制器可操作相连的累加器,用于对在所述参考脉冲子时隙期间所接收的平方和采样进行累加,以产生所述平均所接收每码片能量。

8. 如权利要求 7 所述的设备,其特征在于,所述累加器进一步将在所述子时隙期间所接收的累加的平方和采样除以每个所述子时隙中的预定数量采样。

9. 如权利要求 8 所述的设备,其特征在于,所述预定数量采样为 96。

10. 一种用于接收无线信号的设备,其特征在于,包括:

a) 时隙时序控制器,用于产生对应于至少一个所接收多路径信号的时序信号,其中所述时序信号用于将每个所述多路径信号分成时隙,每个时隙包括至少一个数据子时隙和参考脉冲子时隙;

b) 与所述时隙时序控制器可操作耦合的至少一个指解调器,每个所述指解调器包括依据将在所述参考脉冲子时隙期间所接收的数据与预定参考脉冲信号进行比较,对一个所述所接收的多路径信号估计载波-干扰比的装置;以及

c) 用于依据所述载波-干扰比发送信息信号的发送器。

11. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,所述信息信号是数据率控制信号,该信号包括基于所估计载波-干扰比的最大数据率。

12. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,每个所述时隙具有与其他所述时隙相同的固定时隙长度。

13. 如权利要求 12 所述的设备,其特征在于,所述固定长度为 2048 个码片。

14. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,在每个所述时隙中的所述参考脉冲子时隙具有固定的参考脉冲子时隙长度。

15. 如权利要求 14 所述的设备,其特征在于,所述固定参考脉冲子时隙长度为 96 个码片。

16. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,所述参考脉冲子时隙在每个所述时隙的开始处出现。

17. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,所述预定参考脉冲信号是伪噪声信号。

18. 如权利要求 10 所述的设备,其特征在于,所述每个时隙进一步包括两个数据导频脉冲子时隙,其中所述指解调器将在所述数据导频脉冲子时隙期间所接收的导频信号用于对在所述至少一个数据子时隙期间所接收的数据信号进行解调。

19. 如权利要求 18 所述的设备,其特征在于,所述参考脉冲子时隙与所述数据导频脉冲子时隙相比在所述每个时隙中较靠前。

20. 如权利要求 18 所述的设备,其特征在于,每个所述数据导频脉冲子时隙长度为 96 码片。

## 用于接收无线信号的设备

[0001] 本发明是申请号为 00812245.8, 国际申请号为 PCT/US 00/23925, 申请日: 2000 年 8 月 31 日名为“在无线通信系统中波束形成的方法和设备”申请的分案申请。

[0002] 技术领域

[0003] 本发明涉及无线数据通信。具体说, 本发明涉及一种用于在无线通信系统中进行高速率分组数据传输的新颖和改进的方法和设备。

[0004] 背景技术

[0005] 现今的通信系统需要支持各种应用。一种这样的通信系统是码分多址 (CDMA) 系统, 该系统遵循“TIA/EIA/IS-95 Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System”, 此后称为 IS-95 标准。CDMA 系统允许通过陆地链路在用户之间进行语音和数据通信。CDMA 技术在多址系统中的使用在美国专利号 4,901,307, 名为“SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS”和美国专利号 5,103,459, 名为“SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM”(已转让给本发明的受让人, 并在此引入作为参考) 中有描述。

[0006] 在本说明中, 基站是指与用户站进行通信的硬件。小区是指硬件或地理区域, 这取决于使用该术语的上下文。扇区是指小区的一个分区。因为 CDMA 系统的扇区具有小区的属性, 因此, 在小区中所描述的示教可以很容易地延伸到扇区。

[0007] 在 CDMA 系统中, 用户间的通信是通过一个或更多的基站来实施。在某用户站上的第一用户通过在反向链路上向基站发送数据来和第二用户站上的第二用户进行通信。基站接收数据, 并能将数据发送给另一基站。数据在同一基站或第二基站的前向链路上发送给第二用户站。前向链路是指从基站向用户站的传输, 而反向链路是指从用户站向基站的传输。在 IS-95 系统中, 分配给前向链路和反向链路不同的频率。

[0008] 在通信期间, 用户站至少与一个基站进行通信。在软切换期间, CDMA 用户站能同时与多个基站进行通信。软切换是在与先前的基站断开链路前, 和新的基站建立链路的处理。软切换将掉线的可能性减到了最小。用于在软切换处理期间通过超过一个的基站提供与用户站进行通信的方法和设备在美国专利号 5,267,261, 名为“MOBILE ASSISTED SOFT HANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM”(已转让给本发明的受让人, 并在此引入作为参考) 中有描述。软切换是在由同一基站提供服务的多个扇区上发生通信的处理。软切换的处理在美国专利号 5,625,876, 名为“METHOD AND APPARATUS FOR PERFORMING HANDOFF BETWEEN SECTORS OF A COMMON BASE STATION”, (已转让给本发明的受让人, 并在此引入作为参考) 中有详细的描述。

[0009] 随着对无线数据应用日益增长的需要量, 对非常有效的无线数据通信系统的需求也显著增加。IS-95 标准能在前向和反向链路上传输话务数据和语音数据。一种用于在固定大小的代码信道帧中发送话务数据的方法在美国专利号 5,504,773, 名为“METHOD AND APPARATUS FOR THE FORMATING OF DATA FOR TRANSMISSION”, (已转让给本发明的受让人, 并在此引入作为参考) 中有详细的描述。根据 IS-95 标准, 话务数据或语音数据划分为代

码信道帧,这些帧是 20msec 宽,具有 14.4Kbps 的数据率。

[0010] 语音业务和数据业务之间的显著差异是前者强加有严格且固定的延迟要求。通常,语音帧的整个单路延迟必须小于 100msec。相反,数据延迟可以变为可变参数,该参数可以优化数据通信系统的效率。特别是可以利用更有效的纠错编码技术,这些技术需要明显大于语音业务可以容许的延迟。一种用于数据的示范有效编码方案在美国专利号 5,933,462,名为“SOFT DECISION OUTPUT DECODER FOR DECODING CONVOLUTIONALLY ENCODED CODEWORDS”,(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有描述。

[0011] 语音业务和数据业务之间的另一显著差异是前者对于所有用户需要固定且公用的业务级别(common grade of service)(GOS)。通常,对于提供语音业务的数字系统,这就转化为对于所有用户的固定且相同的传输率和对于语音帧误码率的最大容忍值。相反,对于数据业务,GOS 在用户和用户之间可以不相同,并且可以是增加数据通信系统整个效率而进行优化的参数。数据通信系统的 GOS 典型地定义为在预定数据量,此后称为数据包,传输中发生的总延迟。

[0012] 语音业务和数据业务之间还有的另一显著差异是前者需要可靠的通信链路,在示范 CDMA 通信系统中是由软切换所提供的链路。软切换导致从两个或更多基站的冗余传输,从而改善了可靠性。然而,这种附加的可靠性对于数据传输来说并不需要,因为接收的错误数据包可以重新发送。对于数据业务,用于支持软切换的发送功率可以更有效地用于发送附加的数据。

[0013] 测量数据通信系统质量和效率的参数是传送数据包所需的传输延迟以及系统的平均吞吐率。传输延迟给数据通信带来的影响和它对语音通信所产生的影响并不相同,但它是测量数据通信系统质量的一个重要的度量。平均吞吐率是通信系统的数据传输能力效率的度量。

[0014] 如人们所熟知,在蜂窝系统中,任意给定用户的载波干扰比(carrier-to-interference)C/I 是覆盖区域中用户位置的函数。为了保持给定的服务水平,TDMA 和 FDMA 系统采取频率复用的技术,即不是所有的频率信道和 / 或时隙在每个基站中都使用。在 CDMA 系统中,相同的频率分配在系统的每个小区中都被再用,因而改善了整体效率。任意给定用户的用户站所实现的 C/I 确定了从基站到用户的用户站这条特定链路上所能支持的信息速率。当给出特定用于传输的调制和纠错方法时,本发明所寻求的方法是对数据传输进行优化,在相应的 C/I 水平就达到了给定的性能水平。对于具有六角形小区布局的并在每个小区中利用公共频率的理想化蜂窝系统中,在理想化小区中所达到的 C/I 分布可以计算出。一种用于在无线通信系统中发送高速数字数据的示范系统在共同待批的美国专利申请序列号 08/963,386,名为“METHOD AND APPARATUS FOR HIGHER RATE PACKET DATA TRANSMISSION”(此后为'386 申请)(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有揭示。

[0015] 如人们所熟知,在负载 CDMA 系统中,大量的信号干扰是由属于同一 CDMA 系统的发送器所引起的。在努力增加容量的过程中,小区经常分割为扇区或在更低功率下工作的更小的小区,但这种方法代价很高,并且在具有相差很大的变化信号传播特性的区域中难以实现。本发明的数据通信系统提供了一种在不需要大量较小小区的情况下,就能减少系统中单元之间相互干扰的方法。

## 发明内容

[0016] 本发明是一种用于在 CDMA 系统中进行高速分组数据传输的新颖、改进的方法和设备。本发明通过提供一种为目标用户站提供了较强前向链路信号而对其他用户站只引起最小干扰的方法,来改善 CDMA 系统的效率。

[0017] 本发明通过对陆地无线应用中使用的波束形成技术进行改进,提供了一种替换方法将高数据率无线系统中的容量最大化。根据本发明,揭示了一种在基站具有多个发送天线的蜂窝系统。从每个基站的每个天线发送具有不同相对相移和功率电平的不同信号。为了将信号预期接收者(通常是单个用户站)的载波-干扰比(C/I)最大化,从每个发送天线发送的信号相位必须进行适当地设定。

[0018] 一种在用户站最大化 C/I 的方法是通过确定从每个服务基站发送天线到用户站的信道脉冲响应。服务基站需要了解从该服务基站每个发送天线发送,在用户站接收的每个信号的相位和增益。因而,必须设计出一种方案,允许用户站对接收自每个发送天线的信号相位和增益进行估计。一种方法是在每个发送天线上发送具有发送器和接收器可分辨特征的参考信号。在本发明的示范实施例中,从基站的每个天线上发送参考信号脉冲,允许用户站分别对对应于每个发送天线的信道脉冲响应进行估计。参考信号脉冲可以通过一次从一个天线发送脉冲或通过每个天线使用不同的码间隔,例如对每个天线使用不同的 Walsh 代码,来进行分隔。

[0019] 或者,基站可以在每个发送天线上不断发送信道脉冲响应参考信号,但对于每个天线使用具有不同结构的参考信号。用户站可以分别检测不同的参考,并对对应于每个发送天线的信道脉冲响应进行估计。当在用户站有多个接收天线时,那么,用户站必须对对应于每个发送天线-接收天线对的信道脉冲响应进行估计。

[0020] 用户站在反向链路上向基站发送指示对应于每个发送天线-接收天线对的估值信道脉冲响应的信号。一旦已知每个发送天线-接收天线对的信道脉冲响应,基站就能优化地形成朝向每个用户站的波束。

[0021] 一种对从发送天线发送的信号进行调整的替代方法是依据发送信号质量反馈,而不是从用户站到基站的信道脉冲响应。例如,用户站可以测量其接收的 C/I 并向基站发送指示估值已接收 C/I 值的信号。随后,基站可以对其一个或所有的发送天线上发送的信号相位进行调整。随后,用户站对已接收 C/I 做出新的估值并将该估值发送给基站。基站将新的 C/I 和旧 C/I 进行比较。如果 C/I 增加,为了进一步增加用户站的 C/I,基站就在如前的相同方向上进一步调节发送信号的相位。如果新的 C/I 低于旧 C/I,基站就在相反方向上调节发送相位。依据从用户站反馈的信号质量,可以使用不同的算法来更新在不同天线上的发送信号相位和增益。

[0022] 用户站可以使用任意基于已估值 C/I 的信号质量度量作为给基站的反馈。在'386 申请中描述的示范高数据率无线通信系统中,用户站依据其估计的 C/I 确定其能成功接收包的数据率。该数据率,替代了 C/I 测量,以数据率控制(DRC)信号的形式发送给基站。在示范实施例中,DRC 信息嵌入在由用户站发送的反向链路信号中。随后,基站可以使用 DRC 信号中的变化来确定它是否将发送信号相位在正确的方向上进行改变。一旦找到对应于来自用户站的最大数据率(最大 DRC)信号的相位,基站就将这些相位用于对该特定用户站

的所有传输中。通常,基站必须对要发送给多个用户站的包进行调度。在这种情况下,就设计了一种调度算法来确定在前向链路上包发送给用户站的顺序。一旦调度程序确定要服务的用户站,基站就使用对应于最大 DRC 的相位将信号发送给那个用户站。

[0023] 在'386 申请中描述的示范系统中,在用户站测量的 C/I 和 DRC 信息是基于将来自服务基站的信号与来自所有其他基站的干扰进行比较。任意时刻由其他基站引起的干扰依赖于那些基站发送信号的相位。假设在安排用户站从第一基站接收数据的时隙期间,第二基站改变了其发送发送相位。这就会增加所考虑的用户站处的干扰水平,将接收由第一基站发送的信号的可靠性降低到不能接收的水平,导致用户站的包误码率的增加。

[0024] 一种解决前述问题的方法是对每个基站分配附加信号束(在此称为 DRC 参考束),该信号束使用基站打算在将来使用的预定时隙数的发送相位来进行发送。随后,用户站使用 DRC 参考束计算适合的将来前向链路数据率。通过这种方法,用户站将估计未来的 DRC 以知晓干扰电平将是什么情况。因此,在每个时隙期间,将发送两种类型的信号束,用于解调当前时隙中数据的数据导频束和用于估计从现在开始的两个时隙 DRC 的 DRC 参考束。注意数据导频使用与用于在当前时隙中发送数据的相同发送相位进行发送。

[0025] 在提议的第三代 CDMA 系统中,信号使用四相移键控(QPSK)调制来进行调制。为了使 QPSK 信号的同相(I)和正交相(Q)分量的负载平衡,使用了一种复 PN 扩展方法。复 PN 扩展在美国专利申请号 08/856,428,名为“REDUCED PEAK-TO-AVERAGE TRANSMIT POWER HIGH DATA RATE IN A CDMA WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM”(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有描述。

[0026] 一种在软切换中用于对来自不同基站的信号进行解调并用于依据多路接收改善信号估值的方法和装置在美国专利号 5,109,390,名为“DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELECOMMUNICATION SYSTEM”(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有详细描述。

[0027] 一种用于在 CDMA 通信系统中执行搜索和捕获的方法和装置在美国专利号 5,644,591 和 5,805,648,名为“METHOD AND APPARATUS FOR PERFORMING SEARCH ACQUISITION IN A CDMA COMMUNICATIONS SYSTEM”(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有揭示。

## 附图说明

[0028] 本发明的特征、目标和优点通过结合附图进行的详细说明可以变得更加明确,在这些附图中,相同的参考字符在这个附图中对应识别。

[0029] 图 1 是根据本发明实施例配置的陆地基站和用户站的图例。

[0030] 图 2 是根据本发明的实施例在空中进行发送的帧的结构图。

[0031] 图 3 是根据本发明实施例配置的基站设备框图。

[0032] 图 4 是根据本发明较佳实施例配置的一部分 CDMA 用户站设备图例。

[0033] 图 5 是描述根据本发明实施例用于对基站向移动站发送中所使用的发送波束进行优化的处理的流程图。

## 具体实施方式

[0034] 图 1 示出向小区区域 124 中用户站 112 发送的陆地基站 102, 以及向小区区域 126 中用户站 116 发送的陆地基站 104。基站 102 通过多个发送天线 106 进行发送, 并且基站 104 通过多个发送天线 108 进行发送。虽然, 每个基站仅示出两个发送天线, 但本发明也适用于具有两个或更多发送天线的基站。另外, 本领域的熟练技术人员将理解在不背离本发明的情况下可以使用各种类型和极化的天线, 包括全向和 120 度向的天线。另外, 在不背离本发明的情况下, 用于从基站发送的天线可以不同于同一基站所使用的其他天线的类型。

[0035] 除了在发送的相位上有差异外, 通过单个基站的多个天线发送的信号是相同的。当将信号发送给用户站 112 时, 基站 102 对通过天线 106 发送的信号相位进行调整来形成信号束 110, 该信号束指向属于用户站 112 的一个或更多接收天线上。例如, 为了让两个信号在用户站 112 同相到达, 通过天线 106a 发送的信号可以在通过天线 106n 发送的相同信号之前稍微提前发送。同样, 基站 104 可以对通过其天线 108 发送的信号相位进行调整来形成朝向用户站 116 的信号束 118, 或形成朝向用户站 120 的信号束 122。

[0036] 通常, 使用波束形成向随机分散在其覆盖区的用户站进行发送的基站对邻近小区的用户站所引起的干扰比通过单个天线向其所有用户站进行发送的基站所产生的干扰要更小。依据其小区中用户站 112 的位置, 来自第一基站 102 的束 110 会对接收来自第二基站 104 信号的用户站 116 产生最小限度的干扰。平时, 来自第一基站 102 的束 110 将对用户站 116 引起更大干扰的方向。为了最有效地使用发送频谱, 基站 104 依据基站 102 发送的束 110 所引起的干扰对发送给用户站 116 的信号进行调整。

[0037] 有时, 基站必须对其小区覆盖区域中的所有用户站广播信息。因为小区中所有的用户站未必位于同一束上, 因此, 这种广播信息使用宽束进行发送, 想要到达基站覆盖区域中所有的用户站。

[0038] 载波 - 干扰比 (C/I) 估值和数据率控制 (DRC)

[0039] 在较佳实施例中, 发送是 CDMA 信号, 其中服务其他用户站和小区区域的基站的发送经常引起接收用户站所经受的干扰的大部分。在较佳实施例中, 每个用户站执行 C/I 或载波 - 干扰比周期估值。随后, 将所得的 C/I 测量信息从每个用户站发送到其服务基站。基站以固定功率电平发送, 但可根据从每个用户站接收的 C/I 信息, 对用于向该用户站进行发送的数据率进行变化。

[0040] 在用户站测量 C/I, 将结果发送给其服务的基站的时间和基站使用这些 C/I 测量值将数据发送给用户站的时间之间存在固有延迟。如果在数据传输期间出现的干扰超过在 C/I 测量期间出现的干扰, 基站就会以大大高于可靠接收的数据率向测量的用户站发送数据。结果是用户站丢失数据。如果在数据传输期间出现的干扰小于在 C/I 测量期间出现的干扰, 基站将以远低于信道可以实际承受的数据率向测量的用户站发送数据。而这不会引起用户站的数据丢失, 但并不需要次优化数据率, 因为它降低了系统的整体容量。

[0041] 在示范实施例中, 每个基站向位于其小区覆盖区域中的用户站进行发送, 在预定持续时间的时隙期间, 每次向某用户站发送高速数据束。如果在特定时间, 基站具有排队等候的几个用户站数据时, 基站在选择数据向用户站发送的顺序时, 就执行先进先出优先方案来进行选择。在示范实施例中, 在不考虑邻近小区中用户站上合成波束的影响的情况下, 每个基站对其每个用户站进行时隙调度。

[0042] 在另一实施例中, 基站对发送波束的调度进行协调, 将对邻近小区中的用户站干



扰最小化,并对网络中每个用户站的吞吐进行最大化。

[0043] 在使用基站发送波束形成的 CDMA 系统中,每个基站将信号束指向它发送数据束的每个用户站。因为基站向其覆盖区域中的各种用户站进行发送,所以,其传输束的方向根据每个接收用户站的位置进行变化。如图 1 中所示,从基站 104 朝向用户站 116 的束 118 可能位于会对另一小区 124 中用户站 112 所接收的信号引起巨大干扰的方向上。平时,基站 104 可以沿对用户站 112 接收信号引起最小干扰的路径 122 向不同的用户站 120 进行发送。当然,当基站 102 必须选择数据率来向用户站 112 发送时,基站 104 所使用的束 118 或 122 的方向对于用户站 112 来说是最重要的。

[0044] 如上所述,为了发送用于选择从基站 102 向用户站 112 进行传输的数据率的基站 102 的信息,用户站 112 执行 C/I 测量。如果由基站,不是服务基站 102,引起的对用户站 112 的干扰量很大,那么,基站 102 就以较低数据率向用户站 112 进行发送。相反,如果由基站,不是服务基站 102,引起的对用户站 112 的干扰很小,那么,基站 102 就以较高数据率向用户站 112 进行发送。

[0045] 不幸地是,因为其他基站所使用的束方向可以依据它们各自小区覆盖区域中用户站的位置进行变化,由用户站测量的 C/I 也会变化相差很大。如果 C/I 估值对应于传输一个时隙期间存在的干扰,那么,C/I 估值仅对于选择该时隙适合数据率是有用的。不能对给定用户站和时隙的 C/I 进行预测使得正确选择优化数据率变得不可能。

[0046] C/I 预测的问题在本发明的一个实施例中已提出,在实施例中,无线网络中每个基站沿将来传输中要使用的束发送数据率控制 (DRC) 参考信号。该 DRC 参考信号由每个用户站用于估计并预期当用户站接收未来传输时,将存在的干扰水平。

[0047] 图 2 示出根据本发明较佳实施例的传输时隙信号结构。基站在预定周期 202 的时隙中发送数据。每个时隙分为两个相等的半时隙 204a 和 204b。在本发明的较佳实施例中,每个时隙是 2048 长度的字符码片 (chip),并且每个半时隙的长度为 1024 码片。在每个半时隙的中心是数据导频束 208。在本发明的较佳实施例中,每个数据导频束 208 的持续时间为 96 码片。在第一半时隙 204a 的数据导频 208a 前的一些时间,基站发送了数据率控制 (DRC) 参考束 206。在较佳实施例中,DRC 参考束 206 在长度上也 96 码片。每个时隙 202 余下的部分 210 含有时隙的用户站数据,以及其他所需的信号部分例如功率控制信息。将在同一束上发送的数据导频束 208 作为用户站数据使用来对用户站数据进行解调。本领域的熟练技术人员可以理解所述的码片的长度,例如时隙长度、半时隙长度、数据导频束长度和 DRC 参考束长度在不背离本发明的情况下可以进行变化。

[0048] DRC 参考束 206 通常不是沿与数据导频 208 或用户站数据相同的束进行发送,而是沿将来会使用预定时间偏移的潜在不同束进行发送。在本发明的较佳实施例中,该预定时间偏移为 2 个时隙。因此,如果所述时隙 202 是时隙  $n$ ,那么,DRC 参考束 206 就沿将要用于发送数据导频束和时隙  $n+2$  的用户站数据区的束进行发送。本领域的熟练技术人员可以理解预定时间偏移在不背离本发明的情况下,可以是除两个时隙外的其他长度。

[0049] 如果在时隙  $n+2$  期间,数据从基站 102 指向用户站 112,那么,在时隙  $n$  期间,基站 102 将沿与用户站 112 关联的束 110 发送其 DRC 参考脉冲。在同一时隙  $n$  期间,邻近的基站 104 沿与时隙  $n+2$  中其要发送的用户站关联的束发送 DRC 参考脉冲。作为实例,假设用户站 116 是时隙  $n+2$  期间从基站 104 沿束 118 发送的数据目的地。那么,用户站 112 就会

都接收来自基站 102 和 104 两者的 DRC 参考脉冲信号,并且依据所接收的信号生成 C/I 测量值。在本发明的较佳实施例中,每个基站的发送用具有 PN 偏移的伪噪声 (PN) 序列混合,该序列允许用户站从这些基站中分辨出每个基站。用户站 112 保持对从其服务基站发送的导频和参考信号的捕获。在时隙 n 期间,用户站 112 生成 C/I 测量值,该值是将沿束 110 发送的 DRC 参考脉冲的强度与由来自周围基站的 DRC 参考脉冲,例如来自基站 104 的 DRC 参考脉冲,所引起干扰进行比较。

[0050] 在每个时隙 202 中,DRC 参考脉冲 206 必须提前发送,以使用户站有足够的时间从 DRC 参考信号中生成干扰估值,将干扰信息发送给基站,并且使基站可以使用这些信息以合适的速率向用户站发送数据。由于这个原因,示范实施例中所示出的 DRC 参考脉冲 206 表明其是在时隙周期 202 开始就被发送出。本领域的熟练技术人员可以理解 DRC 参考脉冲 206 在时隙 202 中的位置可以在不背离本发明的情况下,进行变化。

[0051] 波束形成优化

[0052] 为了使用波束形成技术来使信号束指向特定的用户站,用于每个用户站的优化束必须让发送基站了解。在陆地无线网络中,需要可以在网络中不执行某些类型的基站波束形成校准或不对每个加入的或移动的用户站执行校准的情况下,就能增加或移动用户站。即使对于每个加入的或移动的用户站可容许校准,但在陆地无线环境中的传播环境也会随时间而变化,并独立于增加或移动。需要能随时间对用于发送信号给每个用户站的束进行合适的优化。

[0053] 本发明的实施例说明了几种波束形成优化的方法。都不需要波束形成校正,并且都可以用于无线网络中合适地调节发送波束,其中基站沿几个波束向多个用户站进行发送。

[0054] 本发明的第一实施例使用门控信号来表征从基站到每个用户站的传输信道。基站通过多个发送天线中的每个天线发送具有用户站已知特征的参考信号,并且用户站使用接收到的信号来对信道的信道脉冲响应进行估值。通过对每次仅由一个发送天线发送的预定参考信号进行估计,用户站可以向基站提供每个单独发送天线的信道脉冲响应信息。

[0055] 在另一实施例中,多个发送天线中的每个天线的参考信号同时进行发送,取代了在时间上分隔每个天线的参考信号,而是通过正交编码来分隔,例如对每个天线使用不同的 Walsh 代码。

[0056] 在本发明的较佳实施例中,预定的参考信号是 CDMA 伪噪声 (PN) 信号,并且用户站利用 CDMA 搜索程序来对从每个发送天线接收的导频信号相对偏移进行估计。一旦相对偏移传回基站,基站可以使用这些信息来调节通过每个天线发送的信号相位,这样它们就能同相到达用户站接收器。这种通过多个天线发送信号相位调节的结果将为关联用户站方向上的波束。

[0057] 在另一实施例中,对应于每个基站不同发送天线的参考信号会连续发送,但结构上有差别,这样用户站可以将它们从彼此中分辨出来。这种可以用来改变不同参考信号结构的技术包括改变它们的 PN 偏移或将每个信号用不同的正交 Walsh 代码进行混合。一种用于以码间隔有效方法来发送多个导频信号的方法在共同待批的美国专利申请序列号 08/925,521,名为“METHOD AND APPARATUS FOR PROVIDING ORTHOGONAL SPOT BEAMS, SECTORS AND PICOCELLS”(已转让给本发明的受让人,并在此引入作为参考)中有描述。

[0058] 在另一实施例中,每个用户站也对从每个发送天线接收的信号振幅进行测量。在某些情况下,干扰可能会引起从基站某一发送天线到用户站的信号阻塞,但不会影响其他天线。当用户站将振幅测量值传送给基站,基站就使用这些信息来确定当发送数据到测量的用户站时应该使用哪个发送天线。仅会使用未阻塞的发送天线向目标用户站发送信号,而不会从阻塞天线发送信号,阻塞的天线不利于目标用户站并会引起更多的干扰。

[0059] 执行这种信道脉冲响应测量的优点包括能准确和快速地建立到每个用户站的优化发送波束。然而因为基站所使用的发送天线数量增加,所以,每个天线测量信道脉冲响应特征所需的开销以及服务基站对它们的维护变得难以承担。

[0060] 本发明的较佳实施例使用从每个用户站向它的每个服务基站发送的 C/I 测量信息来实现波束形成优化。每个服务基站对用于向每个用户站发送的束进行反复调节,并依据从用户站发送回的 C/I 信息对束调节的作用进行估计。这种方法和对每个单独发送天线的信道脉冲响应进行测量的方法相比来得更加简单并只需要更少的开销。然而,由于重复,使用这种方法的波束形成优化会花费比信道脉冲响应方法更多的时间。

[0061] 在较佳实施例中,由用户站生成的 C/I 测量用于选择基站向用户站后续传输的数据率。所得到的数据率信息通过数据率控制 (DRC) 信道从每个用户站向服务基站进行发送。在较佳实施例中,在 DRC 信道上向每个基站发送的数据率信息也用于波束形成优化。虽然,C/I 测量在形成 DRC 信息时必须量化,但 DRC 信息需要更小的带宽。重新使用 DRC 信道来执行波束形成优化也便于连续优化,这种连续优化可以补偿随时间的传播环境和用户站移动中的改变。

[0062] 波束形成基站发送器设备

[0063] 图 3 示出根据本发明的较佳实施例,用于通过多个发送天线向小区中一个或更多用户站发送信号的 CDMA 基站示范实施例的框图。要发送的数据以同相 (I) 和正交 (Q) 采样流的形式生成,这些采样作为复伪噪声 (PN) 扩展器 302 的输入而提供。复 PN 扩展器 302 将 I 和 Q 采样用短 PN 码生成器 304 所产生的短 PN 码采样进行混合。所得的 PN 扩展采样流经基带有限脉冲响应 (FIR) 滤波器 306 滤波来产生要经上变频并发送给用户站的基带复合采样流。根据在上述美国专利申请序列号 08/856,428 中所述的复 PN 扩展技术,提供给基带 FIR306 的信号是根据下述公式得出:

$$[0064] \quad X_I = I * PN_I - Q * PN_Q \quad (1)$$

$$[0065] \quad X_Q = Q * PN_I + I * PN_Q \quad (2)$$

[0066] 其中 I 是数字同相采样, Q 是数字正交相采样,  $PN_I$  是同相短 PN 序列,  $PN_Q$  是正交相 PN 序列,而  $X_I$  和  $X_Q$  分别是在同相和正交相信道上调制的信号。由公式 (1) 表示的信号由 FIR 滤波器 306a 进行滤波,而由公式 (2) 表示的信号由 FIR 滤波器 306b 进行滤波。FIR 滤波器 306 是对发送波形进行整形,从而符合分配的带宽并将符号间的干扰最小化。

[0067] 由 FIR 滤波器 306 输出的信号提供给两个或更多的同相发送子系统 324,每个天线发送子系统包括单个发送天线 322。时隙 TDM 时序生成器 307 生成对应于每个发送时隙 202 中各种时分多路复用发送周期的时序信号。时隙 TDM 时序生成器 307 将这个输出信号提供给波束形成控制处理器 308,该处理器使用该信号来发送对应于不同信号束上的不同 TDM 周期的信号。如上所述,用于发送信号 206DRC 参考部分的束可能与用于发送每个时隙 202 的数据导频 208 和用户站数据 210 部分的束不相同。

[0068] 依据来自时隙 TDM 时序生成器 307 的信号,波束形成控制处理器 308 向每个天线发送子系统 324 提供单独的相位和振幅控制信号。通过调节给每个天线发送子系统 324 的相位控制信号,波束形成控制处理器 308 沿对应于其小区中不同用户站的束随时间对基站发送波束进行变化。如所示,波束形成控制处理器 308 向天线发送子系统 324a 提供了振幅控制信号  $\alpha_1$  和相位控制信号  $\phi_1$ , 并且向天线发送子系统 324n 提供了振幅控制信号  $\alpha_n$  和相位控制信号  $\phi_n$ 。也如上所述,波束形成控制处理器 308 所生成的波束形成相位和振幅信号是依据由基站从其小区中每个用户站接收的 C/I 信息。

[0069] 在示范实施例中,波束形成控制处理器 308 保持了一个针对基站覆盖区域中每个用户站进行优化的波束形成参数数据库。如所示,波束形成控制处理器 308 对指示用户站时隙分配的信号或来自基站控制处理器的束(未示出)进行接收。

[0070] 波束形成控制处理器 308 可以使用微处理器、现场可编程门阵列 (FPGA)、可编程逻辑设备 (PLD)、数字信号处理器 (DSP)、专用集成电路 (ASIC) 或其他能产生和调节所需振幅和相位控制信号的设备来实现。本领域的熟练技术人员可以理解这并不排除在发送器设备中已经存在的其他处理器中实现波束形成控制处理器 308 功能。

[0071] 如上所述,如果较早确定从天线 322n 到目标用户站的信号传播路径更早 确定要阻塞,则控制处理器 308 就向天线发送子系统 324n 发送指示以很低或甚至为零的功率进行传输的振幅控制信号  $\alpha_n$ 。

[0072] 每个天线发送子系统 324 包括上变频、相位控制、放大和通过某个发送天线 322 发送所需的部件。基带 FIR 306a 提供的信号在混频器中与由相位控制振荡器所提供的混频信号进行混频。如所示,相位控制振荡器 310 和 318 从波束形成控制处理器 308 接收振幅和相位控制信号,这些信号用于改变它们输出的混合信号的相位和振幅。混频器 312 和 314 的输出信号在加法器 316 中相加在一起,并提供给放大器用于通过发送天线 322 进行发送。

[0073] 在每个天线发送子系统 324 中没有示出的是数-模转换器 (DAC),该转换器需要在放大和发送前,将数字信号转换为模拟格式。本领域的熟练技术人员可以理解在不背离本发明的情况下,有多处可以完成向模拟格式的转换。

[0074] 在本发明的较佳实施例中,每个天线发送子系统包括放置在加法器 316 和放大器 320 之间的 DAC。在该示范实施例中,混频器 312 和 314 是数字混频器,并且相位控制振荡器 310 和 318 生成数字振荡信号。每个 DAC 用来将加法器 316 的数字输出转化为模拟信号,该信号随后会由放大器 320 进行放大并发送。

[0075] 在另一实施例中,提供给天线发送子系统 324 的输入信号已经是模拟格式(在将信号提供给天线发送子系统 324 前已经转化为模拟)。在这种替代实施例中,相位控制振荡器 310 和 318 生成混合信号,混频器 312 和 314 是模拟混频器,而加法器 316 是模拟加法器。

[0076] 本领域的熟练技术人员可以理解在不背离本发明的情况下,通过每个天线发送的信号振幅控制可以以各种方式实现。在示范实施例中,波束形成控制处理器 308 向每个天线发送子系统 324 的每个独立放大器 320 提供振幅控制信号。

[0077] 本领域的熟练技术人员可以理解在不背离本发明的情况下,相位控制振荡器 310 和 318 可以以各种方式实现。在示范实施例中,相位控制直接式数字合成器 (DDS) 可以用于产生具有精确相位分辨的数字正弦信号。在另一实施例中,振荡器 310 和 318 不是相位

控制,而是放置在加法器 316 和放大器 320 之间的移相器。

[0078] 虽然,在图 3 中示出两种天线发送子系统 324,但在不背离本发明的情况下,在波束形成基站中可以实现超过两个的天线发送子系统。

[0079] 用户站设备

[0080] 图 4 是根据本发明较佳实施例配置的一部分 CDMA 用户站设备图例。示出的设备是用于对几个可能信号传播路径或“指形路径”中的每个进行载波 - 干扰比 (C/I) 估值。

[0081] CDMA 用户站通过天线 402 接收无线信号。该接收的信号包括来自用户站服务基站,来自邻近小区的基站的信号部分以及热噪声。

[0082] 在天线 402 处接收的信号提供给接收器 404,该接收器执行几种本领域所熟知的功能,包括自动增益控制 (AGC)、下变频和复式采样来产生结合上述公式 (1) 和 (2) 所述的数字  $X_I$  和  $X_Q$  采样流。这些采样流提供给接收器的一个或更多的指形解调器模块。图 4 示出每个指形解调器模块的子集部分,该部分称为 C/I 估值模块 422。每个 C/I 估值模块 422 生成对应于在单独传播路径上从单个基站所接收信号的 C/I 估值。

[0083] 在较佳实施例中,每个指形解调器包括复 PN 去扩展器 410,该去扩展器接收  $X_I$  和  $X_Q$  采样流并使用来自 PN 生成器 412 的伪噪声序列  $PN_I$  和  $PN_Q$  来产生 PN 去扩展 I 和 Q 采样流。由每个 PN 生成器 412 生成的 PN 信号时间偏差由指形分配控制器 (未示出) 进行控制。时隙 TDM 时序控制器 408 向对应于每个帧周期 202 的 DRC 参考周期 206 的每个指形解调器的 C/I 估值模块 422 提供参考时序信号。来自时隙 TDM 时序控制器 408 的 DRC 参考时序信号与每个指形解调器相应的 PN 生成器 412 所生成的信号进行对准。

[0084] 在每个 C/I 估值模块 422 中,在 I 和 Q 采样的各自平均值在经模块 418 平方和相加之之前由累加器 414 生成。使用由时隙 TDM 时序控制器 408 所提供的信号,累加器 414 将 DRC 参考周期 206 上的采样进行累加,在累加结束时,将总和除以  $n_{DRC}$ ,  $n_{DRC}$  是 DRC 参考周期 206 的采样持续时间。例如,如果由复 PN 去扩展器 410 产生的 I 和 Q 信号是以每码片一个采样的速率产生,并且 DRC 参考周期 206 是 96 码片,那么,在每个累加器 414 上每个 DRC 参考周期 206 累加的和就在每个 DRC 参考周期结束时就除以 96。由每个累加器输出的这个除法计算结果就是在 DRC 参考周期 206 期间平均 I 或 Q 采样值。这些两个平均值在模块 418 中进行平方和求和,产生在后续 C/I 计算中使用的平均载波能量值  $E_c$ 。

[0085] 在每个 C/I 估值模块 422 中,来自每个复 PN 去扩展器 410 的 I 和 Q 采样流在模块 416 中也以一个样值接一样值的基础进行平方和求和。平方值求和的结果流在执行与累加器 414 相同功能的累加器 420 中进行累加。使用由时隙 TDM 时序控制器 408 所提供的信号,累加器 420 将 DRC 参考周期 206 上的采样进行累加,在周期的结束,将总和除以 DRC 参考周期 206 的采样持续时间。累加器 420 所产生的平均值是在后续 C/I 计算中所使用的平均信号电平  $I_0$ 。

[0086] 本领域的熟练技术人员可以理解在不背离本发明的情况下,累加器 414 和 420 可以以各种方式实现,包括加法器、积分器、缓冲器或低通滤波器。

[0087] 一旦产生用于每个指形解调器的  $E_c$  和  $I_0$ ,用于那个指的 C/I 就根据下述公式进行计算:

$$[0088] \quad \frac{C}{I} = \frac{E_c}{I_0 - E_c} \quad (3)$$

[0089] 其中 C/I 是载波 - 干扰比。在较佳实施例中,对用户站中用于所有指形解调器的 C/I 值进行求和来根据公式 (4) 产生整体的 C/I 值:

$$[0090] \quad \left[ \frac{C}{I} \right]_{\text{overall}} = \sum_{i=1}^{\#\text{demod's}} \left[ \frac{C}{I} \right]_i \quad (4)$$

[0091] 其中  $(C/I)_{\text{overall}}$  是用户站用来产生给基站的 DRC 信号的 C/I 值,  $(C/I)_i$  是每个指形解调器测量的 C/I 值,而 #demod's 是接收器所使用的指形解调器数。随后,将整体 C/I 值映射到数据率的预定集中,这些数据率通过空中发送给用户站的一个或更多服务基站。

[0092] 虽然,仅描述了两个指形解调器,但本领域的熟练技术人员可以理解在不背离本发明的情况下,接收器可以具有超过两个的指形解调器并且因而具有超过两个的 C/I 估值模块 422。在不背离本发明的情况下,接收器也可以使用除复 PN 去扩展之外的去扩展方法,例如正交编码或单 PN 去扩展。

[0093] 波束形成优化方法

[0094] 图 5 是描绘一种根据本发明实施例用于将由基站用于向用户站发送的发送波束进行优化处理的流程图。在示范实施例中,由开始框 501 和继续框 520 之间的步骤所包括的处理对于基站覆盖区域中的每个用户站都要完成。

[0095] 对单个用户站的发送波束进行优化中的第一步骤是测量用户站的 C/I,并将这个测量信息提供给服务基站 502。根据公式 (3) 和 (4) 计算 C/I 值。在获得作为基线的这个 C/I 水平之后,将服务基站的发送波束角度偏移预定的正束 角度增量 504。对于本实例,我们可以说绕基站顺时针方向移动束就增加了束的角度。(可以很容易认识到可以任意指明某方向作为“增加”角度。)

[0096] 在 C/I 估值步骤 506a,用户站再次对其接收的信号测量 C/I,并且将信息提供给服务基站。随后,基站对在步骤 508a 的束角度增加所引起的 C/I 中变化进行估值。如果 C/I 增加,就重复步骤 504、506a 和 508a,并且一直重复到信号的束角度增加不会导致 C/I 中有可测量的增量或有减量为止。当这些束角度调节 504 之一在 C/I 中引起减量时,那么就取消(转向)最近进行的束角度调节 510。步骤 510 在最近的束角度调节前,将发送波束角度存储在其状态中。

[0097] 在步骤 514,对增加发送波束角度的效果进行估计来查看减少发送波束的角度是否会引起 C/I 提高。如果步骤 504 到步骤 510 引起持续的束角度增加,就跳过减小束角度的尝试。换句话说,如果已经做了超过一次的束角度增加,或如果步骤 504、506 和 508 导致束角度增加,该增加在步骤 510 也没有消除,那么,就没有必要对减少发送波束角度是否会使 C/I 提高进行估计。在这种情况下,本方法从步骤 514 处理到步骤 520。

[0098] 然而,如果对束角度的减少是否会使 C/I 提高还有疑问,那么,发送波束的角度就偏移预定的负束角度偏移 504,并且在用户站对所得的 C/I 进行估值并提供给服务基站 506b。

[0099] 在判定步骤 508b,对由束角度调节所引起的变化进行估计。如果 C/I 增加,那么,就重复步骤 512、506b 和 508b,并且一直重复到信号的束角度增加不会导致 C/I 中有可测量的增量或导致有减量为止。当这些束角度调节 512 之一在 C/I 中引起减量时,那么就取消(转向)最近的束角度调节 518。步骤 518 在最近的束角度调节前,将输入信号波束角度存储在其状态中。

[0100] 在步骤 518 后,终止用于所选用户站的波束形成优化 520,并且如果需要就对下一用户站执行优化。

[0101] 所述处理的几种变化在本发明的实施例中预先考虑到。在示范实施例中,每个用户站发送数据率,而不是详尽的 C/I 测量,给服务基站。在将经测量的 C/I 值映射到数据率时,对于 C/I 值范围向基站发送相同的数据率可能有量化错误。需要基站沿不仅仅对应于最高数据率而且还对应于最高可获得 C/I 值的束进行发送。因此,本发明的一个实施例执行 C/I 测量,以便识别对应于用户站可获得最高数据率的发送波束角度范围。一旦识别出用于用户站的这个范围,基站就使用这个范围中心作为发送波束角度来向那个用户站进行发送。

[0102] 虽然,是依据前向链路 C/I 特性进行了描述,但本领域的熟练技术人员进而认识到在不背离本发明的情况下,本发明也可以应用于反向链路 C/I 估值。

[0103] 所提供的较佳实施例的上述描述可以让本领域的熟练技术人员制造或使用本发明。对这些实施例的各种修改对于本领域的熟练技术人员来说是显而易见的,并且在不使用创造性能力的情况下,在此所定义的一般原理可以应用于其他实施例。这样,本发明并不是要局限于在此所示出的实施例,而是依据在此揭示的原理和新颖特性关联的最大范畴。

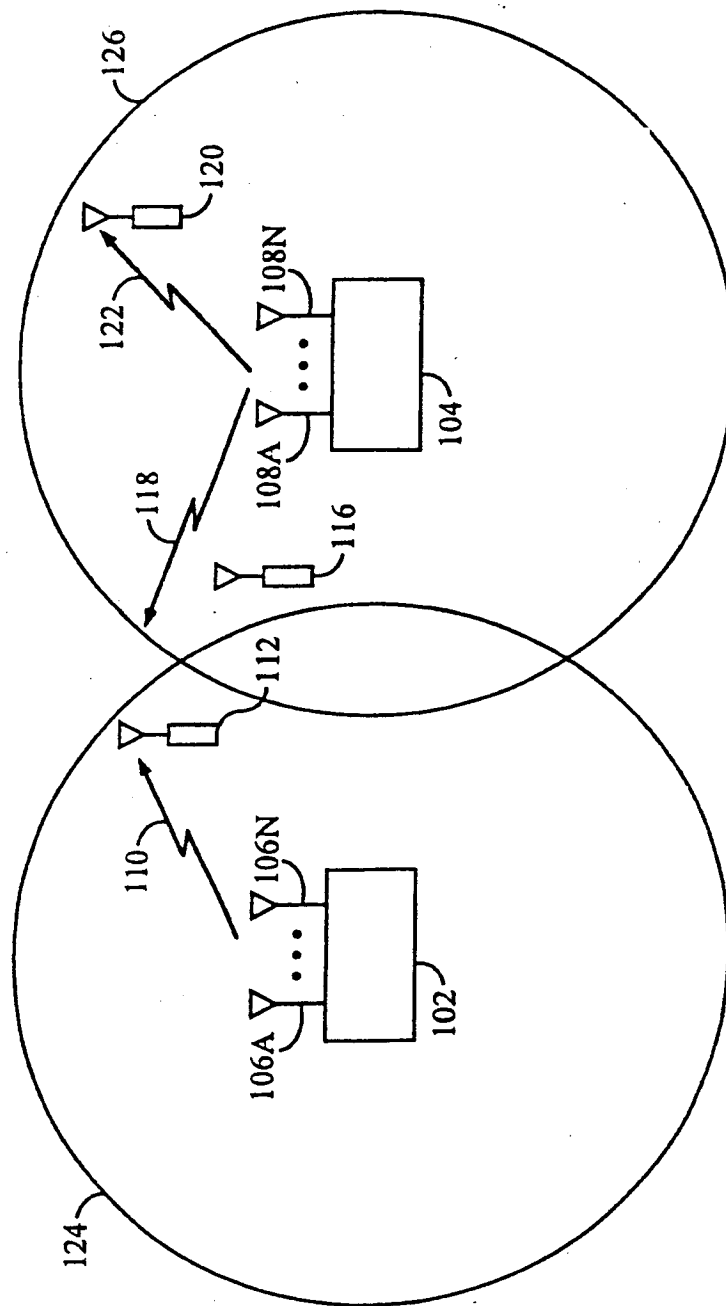


图 1



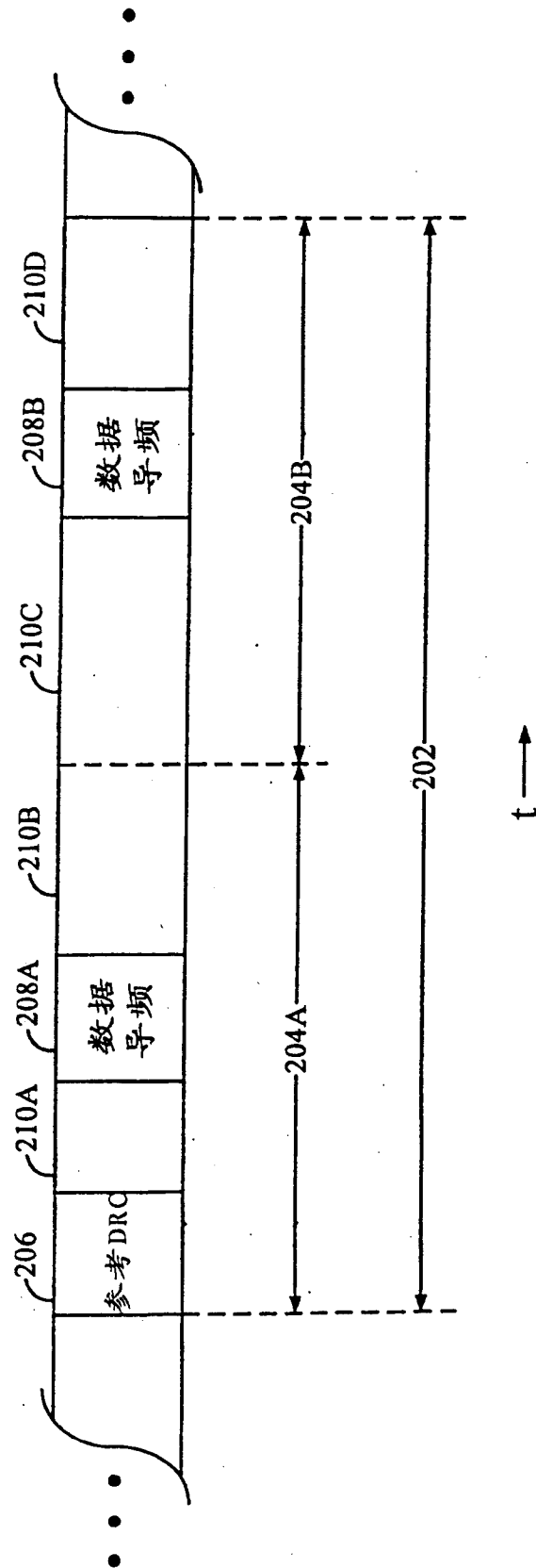


图 2

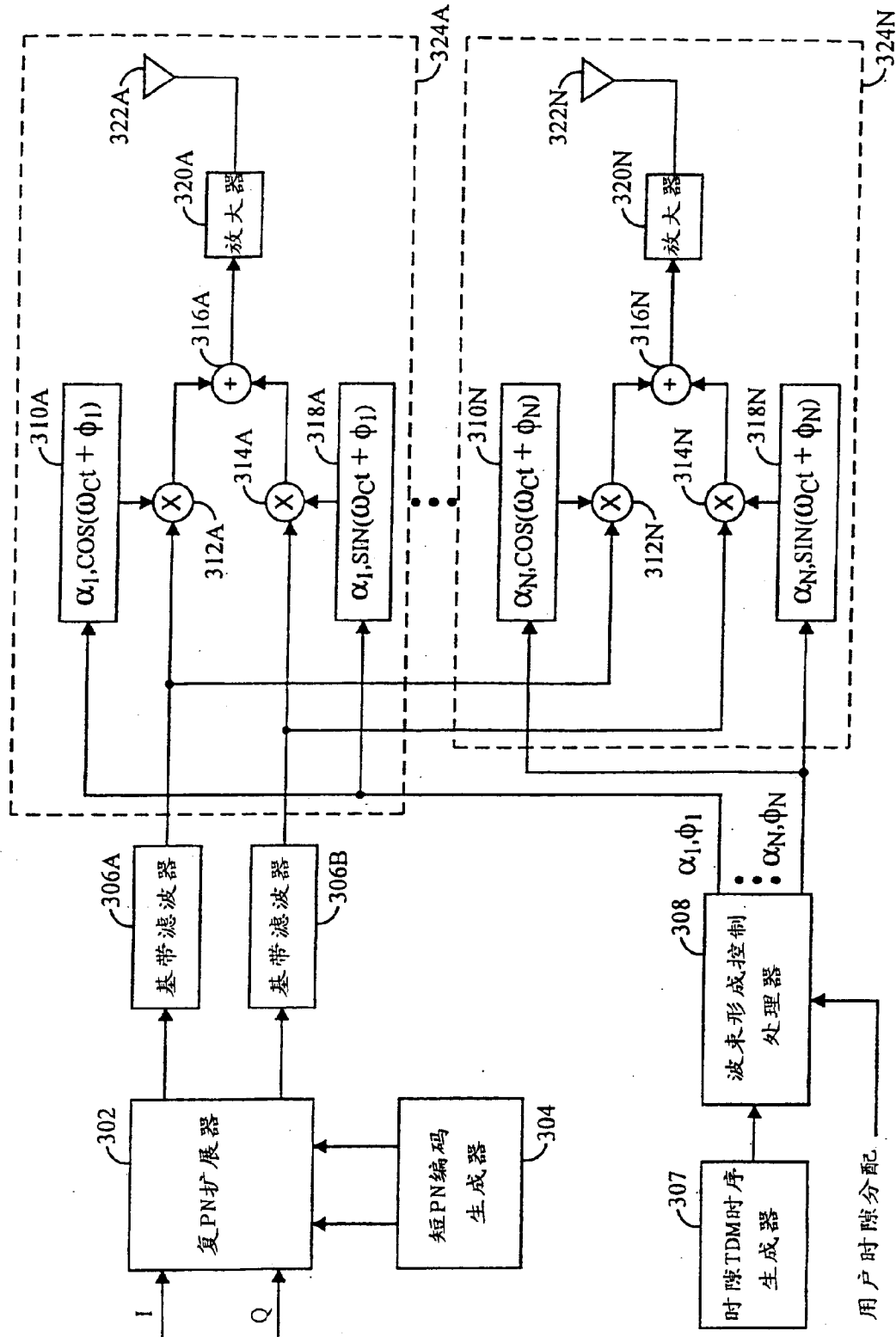


图 3

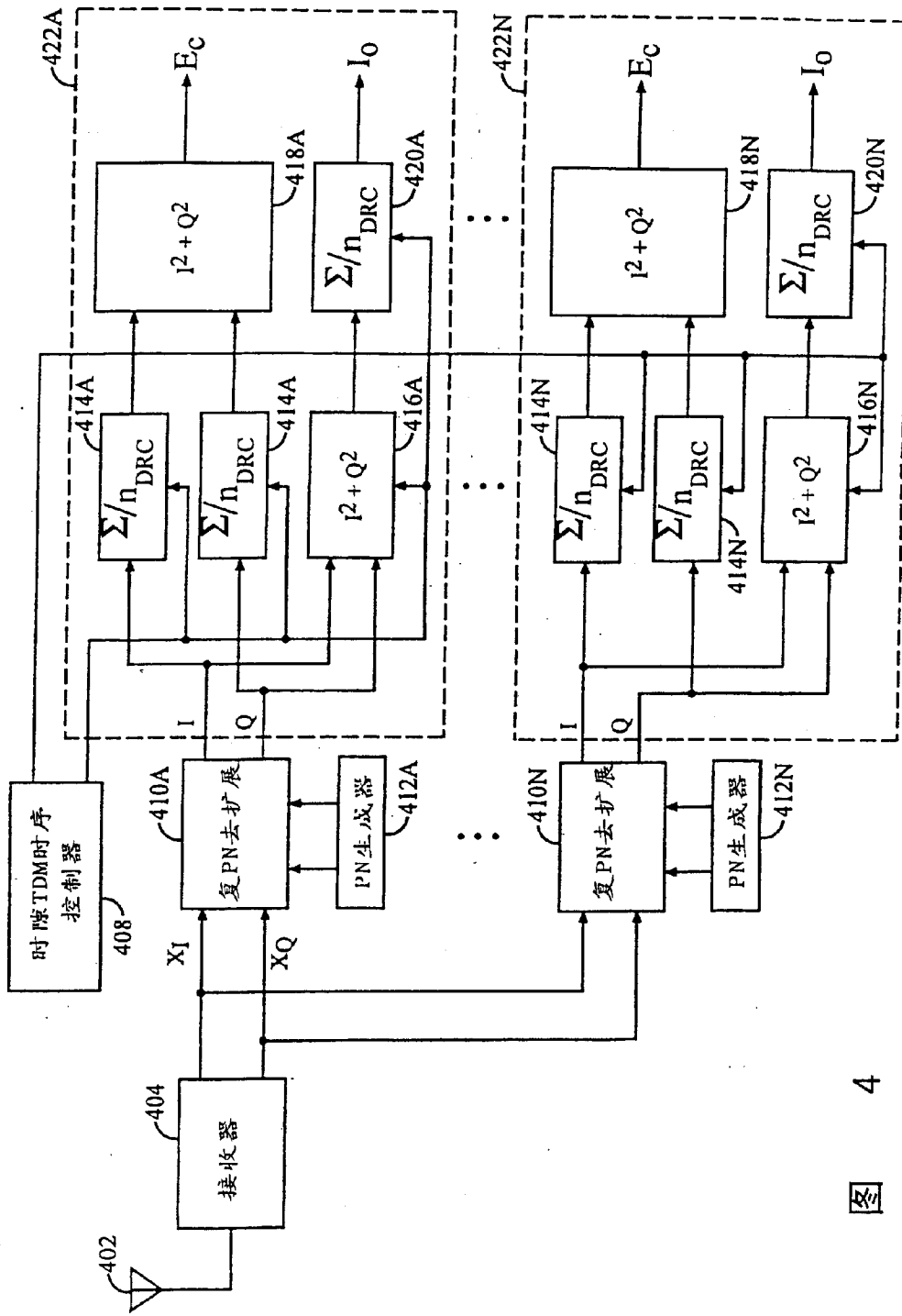


图 4

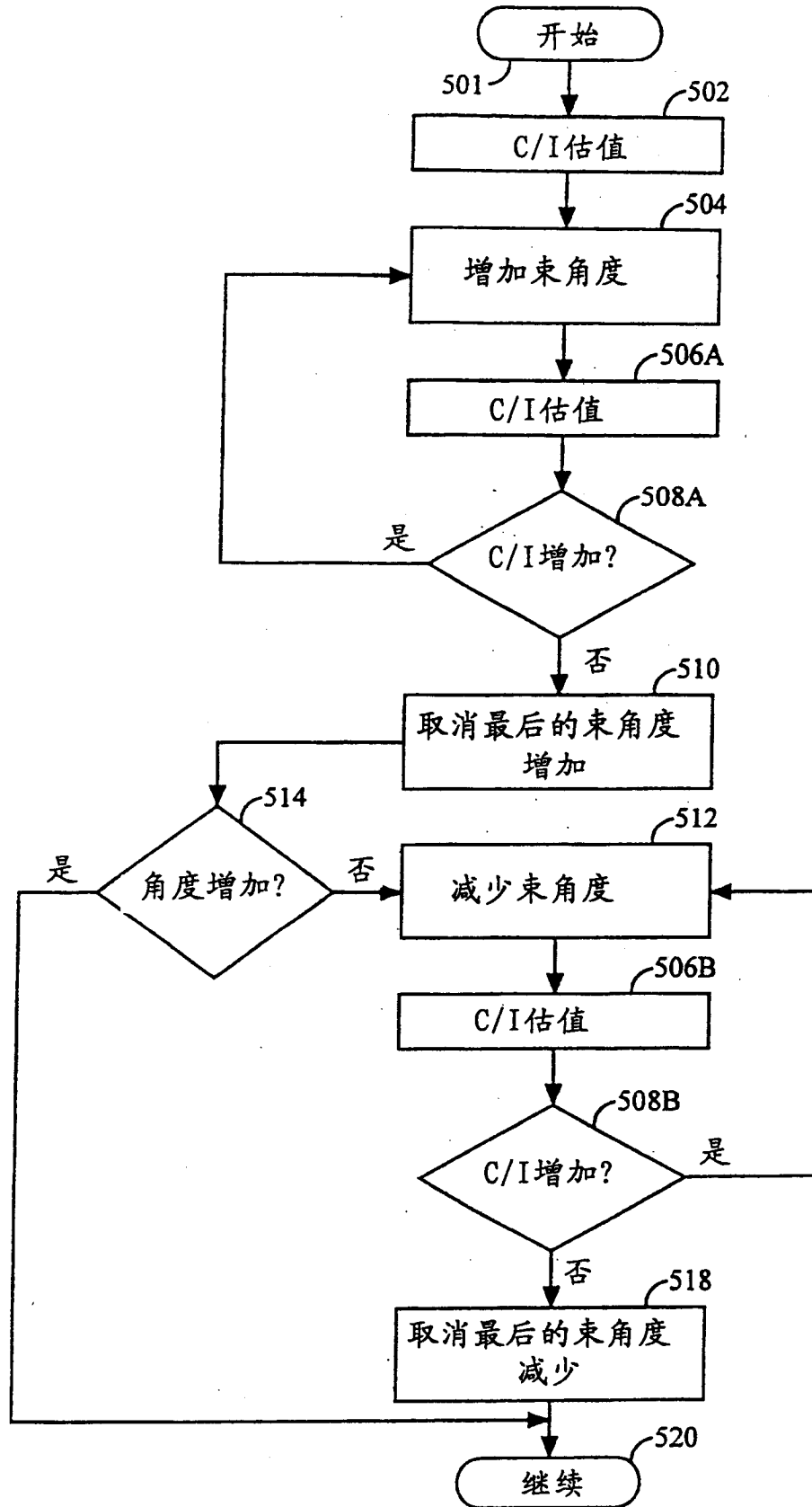


图 5