



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105554866 B

(45)授权公告日 2019.07.09

(21)申请号 201510992943.1

(22)申请日 2007.02.13

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105554866 A

(43)申请公布日 2016.05.04

(30)优先权数据
11/355,977 2006.02.17 US

(62)分案原申请数据
200780005614.7 2007.02.13

(73)专利权人 阿尔卡特朗讯美国公司
地址 美国新泽西州

(72)发明人 S·达斯 S·纳加拉
H·维斯瓦纳坦

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所
11256

代理人 王茂华

(51)Int.Cl.
H04W 52/14(2009.01)
H04W 52/24(2009.01)

(56)对比文件
CN 1126930 A,1996.07.17,说明书第5页第
5行至第10页第21行.

US 6690944 B1,2004.02.10,摘要、权利要
求1-9.

CN 1411192 A,2003.04.16,全文.

CN 1551654 A,2004.12.01,全文.

审查员 金凤

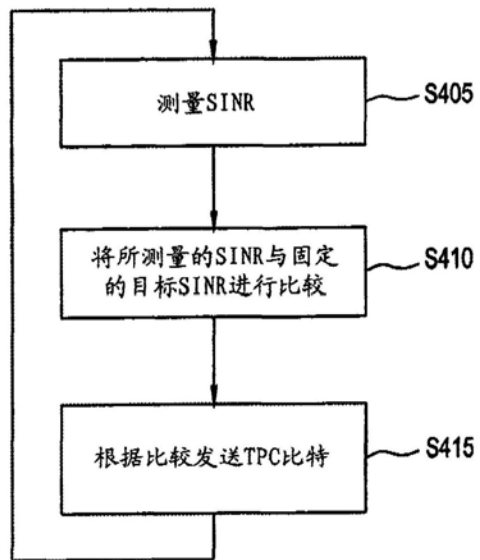
权利要求书1页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

反向链路功率控制的方法

(57)摘要

本发明提供了反向链路功率控制的方法。在第一示范性反向链路功率控制过程中,测量多个移动站的信号干扰噪声比(SINR)(S605)。根据移动站的所测量的SINR和固定目标SINR来确定每个移动站的功率控制调节,其中在用于每个移动站的确定步骤中使用所述固定目标SINR;以及向移动站发送所述功率控制调节(S610)。在第二示范性反向链路功率控制过程中,向基站传送一个或多个信号(S405)。接收功率控制调节指示器,所述功率控制调节指示器指示对传输功率电平的调节(S415)。所接收的功率控制调节是根据针对一个或多个传送的信号所测量的信号干扰噪声比(SINR)和固定目标SINR阈值而被确定的,所述固定目标SINR阈值被用于多个移动站的功率控制调节(S410)。



1. 一种控制无线网络(100)中的反向链路传输功率的方法,包括:
通过网络元件测量多个移动站的信号干扰噪声比SINR(S405);
根据用于移动站中的每个移动站的所测量的SINR和固定目标SINR确定用于移动站中的每个移动站的功率控制调节,所述固定目标SINR被用于移动站中的每个移动站(S410)并且结合初始的业务与导频比TPR而被设置;以及
向移动站发送所述功率控制调节(S415),
其中所述TPR由所述每个移动站根据实际操作条件进行调节。
2. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:
选择所述固定目标SINR以便将所述无线网络中的通信信道上的错误率保持在错误率阈值以下。
3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述确定步骤将所测量的SINR与所述固定目标SINR进行比较,其中如果所测量的SINR小于所述固定目标SINR,则所述功率控制调节中的每一个功率控制调节指示移动站中的每一个移动站提高传输功率电平,并且如果所测量的SINR不小于所述固定目标SINR(S410),则指示移动站中的每一个移动站降低传输功率电平。
4. 如权利要求1所述的方法,进一步包括:
测量小区外干扰;以及
传送指示所测量的小区外干扰是否超出小区外干扰阈值的第二干扰指示信号(S605)。

反向链路功率控制的方法

[0001] 本申请是2007年2月13日递交的第200780005614.7号发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明的示例性实施例大体上涉及通信系统,更特别地,涉及无线通信系统。

背景技术

[0003] 图1图示了传统的码分多址(CDMA)100。CDMA系统包括通过空中接口与一个或多个服务节点B 120/125通信的多个用户设备(UE) 105。利用有线接口将多个节点B连接至无线网络控制器(RNC) 130。可替换地,虽然未在图1中示出,但是可以将RNC 130和节点B 120/125(可替换地称为“基站”)这二者的功能整合成(collapse into)单个实体,称为“基站路由器”。RNC 130通过网关支持节点(GSN) 150接入因特网160和/或通过移动交换中心(MSC) 140接入公用交换电话网(PSTN) 170。

[0004] 参考图1,在CDMA系统100中,功率控制机制通常被用于在保持期望性能水平的同时使得功耗和干扰最小化。按照惯例,该功率控制机制是利用两个功率控制环来实现。第一个功率控制环(通常被称作“内”功率控制环或“内环(inner loop)”)针对每个移动站或UE 105/110调节发射功率以使得在UE接收机处所接收的传输的信号质量(例如,通过信噪比来衡量)保持在目标信号干扰噪声比(SINR)或目标Eb/No。所述目标SINR或Eb/No通常被称作功率控制设置点(set point)或阈值,其中Eb是每信息比特的能量,而No是接收机所看到的干扰的功率谱密度。第二个功率控制环(通常被称作“外”功率控制环或“外环(outer loop)”)调节所述阈值以使得保持期望性能水平,所述性能例如通过特定的目标误块率(BLER)、误帧率(FER)或误比特率(BER)来衡量。

[0005] 例如,对于链路(例如,前向链路或反向链路(reverse link))功率控制而言,内环将所测量的接收信号的SINR或Eb/No与目标SINR或目标阈值进行比较。对接收信号的SINR进行周期性地测量,例如,以1.25ms(毫秒)的间隔。如果所测量的SINR或Eb/No小于阈值,则当接收机对所接收传输的帧进行解码时可能会出现过多的解码错误,以至于FER处于可接受范围之外(即,过高)。因此,接收机请求增加链路上的功率。如果所测量的SINR或Eb/No大于阈值,则接收机请求减少链路上的功率。这里,经解码的传输包含很少错误或完全没有错误,从而系统会过于高效(FER远低于可接受的范围)并且浪费了发射功率。

[0006] 外环围绕内环并且以远低于内环的速率(例如以20ms的间隔)运行。外环保持链路的服务质量(QoS)。外环响应于变化的信道/环境条件而确定和更新SINR阈值。外环检视(look at)链路质量,并且如果质量太差,则外环就相应增大阈值。可替换地,如果链路质量太好(例如,FER比语音传输的约1%的目标FER还低,对于数据传输而言FER过高),则外环就重新调节阈值以免过度浪费系统资源。鉴于此,目标SINR被认为是适应性的。并且,由于对每个链路执行该处理,所以每个接收机具有其自己的适应性目标SINR,这样不同接收机(例如,UE接收机)的目标SINR会有所不同。

[0007] 图2图示了传统的内环CDMA反向链路功率控制过程。图2的过程在以下被描述为针

对从UE 105至节点B 120的反向链路来执行。然而,应当理解的是,图2的过程表示任意UE连同任意节点B之间的传统CDMA反向链路功率控制。

[0008] 参见图2,在内环处,节点B(例如,节点B 120)在步骤S105中测量从UE(例如,UE 105)接收到的导频(pilot)传输的SINR。所测量的SINR测量值(步骤S105)是前干扰消除(IC)或后干扰消除(IC)的测量值。在一个例子中,如果在后干扰消除的情况下执行导频SINR的测量,则节点B在干扰消除之前测量导频SINR,并且接着在干扰消除之后测量残余干扰与总干扰比。这两个量之比是后干扰消除SINR的度量。

[0009] 节点B 120在步骤S110中将所测量的导频SINR与适应性目标SINR进行比较。适应性SINR目标由外环在RNC 130处在先前设定以便对于每个被服务UE(例如,UE 105,120等)而言满足预期的分组错误率(packet error rate PER)或FER所反映的服务质量(QoS)级别。然而,所述适应性SINR目标并非影响QoS的唯一因素,并且适应性SINR的设置考虑了其 他因素以便更为准确地调整至期望的QoS级别。例如,潜在影响QoS的另一因素是UE 105处的业务与导频比(traffic-to-pilot ratio,TPR)。UE 105处的TPR是固定的,而不会如以上针对适应性目标SINR所述的那样进行“适应”。这里,“固定”TPR意味着对于给定传输速率而言,TPR被设置为恒定值而不会改变。

[0010] 节点B 120在步骤S115中向UE 105发送发射功率控制(TPC)比特。所述TPC比特是单比特二进制指示器,其被设置为第一逻辑电平(例如,较高逻辑电平或“1”)以指示UE(例如,UE 105)将传输功率增加固定量,并且被设置为第二逻辑电平(例如,低逻辑电平或“0”)以指示UE(例如,UE 105)将传输功率减少固定量。在一个例子中,如果步骤S110的比较表明所测量的导频SINR小于适应性目标SINR,则节点B 120向UE 105发送具有第一逻辑电平(例如,较高逻辑电平或“1”)的TPC比特。否则,节点B 120向UE 105发送具有第二逻辑电平(例如,较低逻辑电平或“0”)的TPC比特。在节点B 120在步骤S115中向UE 105发送TPC比特之后,该过程返回到步骤S105。

[0011] 在其他例子中,节点B 120在哪些频率下测量(步骤S105)导频SINR、将所测量的导频SINR与适应性目标SINR进行比较(步骤S110)以及发送TPC比特(步骤S115)可以由系统工程师根据功率控制的期望“紧密度(tightness)”来确定。

[0012] 当图2的过程在节点B 120处执行时,在外环处,RNC 130根据内环通信的分析周期性地确定是否对适应性目标SINR进行调节。该确定可以基于多个标准。例如,如果PER或FER相对低(例如,向UE 105发送非常少的指示失败传输的否定确认(non-acknowledgment NACK)),则RNC 130降低所述适应性目标SINR以便满足给定的QoS级别。在另一个例子中,如果PER或FER相对高(例如,向UE 105发送过多的NACK),则RNC 130提高所述适应性目标SINR以满足给定的QoS级别。接着,RNC 130在图2的过程中根据所确定的调节更新由节点B 120所使用的适应性目标SINR。

发明内容

[0013] 本发明的示例性实施例针对控制无线通信网络中的反向链路传输功率的方法,所述方法包括测量多个移动站的信号干扰噪声比(SINR);根据移动站的所测量的SINR和固定目标SINR确定每个移动站的功率控制调节,其中在用于每个移动站的确定步骤中使用所述固定目标SINR;以及向移动站发送所述功率控制调节。

[0014] 本发明的另一个示例性实施例针对控制无线通信网络中的反向链路传输功率的方法,所述方法包括向基站传送一个或多个信号,以及接收功率控制调节指示器,所述功率控制调节指示器指示对传输功率电平(power level)的调节,所接收的功率控制调节已经根据针对一个或多个传送的信号所测量的信号干扰噪声比(SINR)和固定目标SINR阈值而被确定,所述固定目标SINR阈值被用于多个移动站的功率控制调节。

附图说明

[0015] 根据下面给出的详细描述和仅仅为了图解说明而给出的附图,将会对本发明有更加充分地理解,其中同样的附图标记指代各附图中的相应部分,并且其中:

[0016] 图1图示了传统的码分多址(CDMA)系统;

[0017] 图2图示了传统的内环CDMA反向链路功率控制过程;

[0018] 图3图示了根据本发明示例性实施例的CDMA反向链路功率控制过程;

[0019] 图4图示了根据本发明另一示例性实施例的CDMA反向链路功率控制过程;

[0020] 图5图示了根据本发明示例性实施例的为移动站的传输确定每码片(chip)最大发射功率阈值的过程。

具体实施方式

[0021] CDMA反向链路功率控制

[0022] 以下将针对图1的传统CDMA系统100描述根据本发明示例性实施例的CDMA反向链路功率控制过程。更具体地,以下该实施例将被描述为针对从UE 105到节点B 120的反向链路而执行。然而,应当理解的是,该实施例也可以表示任意UE连同任意节点B之间的CDMA反向链路功率控制。此外,将意识到本发明的过程并不局限于图1的CDMA系统。

[0023] 在外环中,RNC 130选择固定目标SINR或Eb/No系统。如以下将要描述的,固定目标SINR对于CDMA系统100内的所有UE是固定的,并且被用于在内环中评估(evaluate)所测量的导频SINR以便确定是否应当进行传输功率调节。在一个例子中,可以结合初始的业务与导频比或TPR对固定目标SINR进行设置以将预期的CDMA控制信道错误率保持在错误率阈值以下。错误率(例如,误帧率(FER)、分组错误率(PER)等)反映了提供给UE 105的服务质量(QoS)。如在发明背景技术部分中所讨论的,目标SINR和TPR是两个潜在影响UE 105的QoS的因素。这里,RNC 130根据每个被服务UE的离线链路级曲线而对固定目标SINR和TPR进行适当设置,以使得UE(包括UE 105)非常可能达到阈值QoS级别。目标SINR和TPR的“初始”值的设置是本领域公知的。然而,虽然传统的内环和外环以及外环功率控制机制在对于所有UE以给定速率将TPR保持在恒定水平的同时,调节SINR目标来满足QoS级别,但是如以下将要描述的,本发明的示例性实施例针对在为每个被服务UE适配TPR的同时将目标SINR保持在恒定水平。

[0024] 例如,图3中图示了在节点B(例如节点B 120)处执行的内环功率控制。如所示,节点B 120在步骤S405中测量从UE 105接收到的导频信号的SINR。所测量的SINR测量值(步骤S405)是前干扰消除(IC)或后干扰消除(IC)的测量值。在一个例子中,如果在后干扰消除的情况下执行导频SINR的测量,则节点B 120在干扰消除之前测量导频SINR,并且接着在干扰消除之后测量残余干扰与总干扰比。这两个量之比是后干扰消除SINR的度量。

[0025] 节点B 120在步骤S410中将所测量的导频SINR与固定目标SINR进行比较。节点B 120在步骤S415中向UE 105发送发射功率控制(TPC)比特。所述TPC比特是单比特二进制指示器,其被设置为第一逻辑电平(例如,较高逻辑电平或“1”)以指示UE(例如,UE 105)将传输功率增加固定量,并且被设置为第二逻辑电平(例如,较低逻辑电平或“0”)以指示UE(例如,UE 105)将传输功率减少固定量。在一个例子中,如果步骤S410的比较表明所测量的导频SINR小于固定目标SINR,则节点B 120向UE 105发送具有第一逻辑电平(例如,较高逻辑电平或“1”)的TPC比特。否则,节点B 120向UE 105发送具有第二逻辑电平(例如,较低逻辑电平或“0”)的TPC比特。在其他例子中,节点B 120在哪些频率下进行测量(步骤S405)、将所测量的导频SINR与固定目标SINR进行比较(步骤S410)以及发送所述TPC比特(步骤S415)可以由系统工程师根据功率控制的期望“紧密度”来确定。

[0026] 图4图示了根据本发明另一示例性实施例的CDMA反向链路功率控制过程。图4的过程图示了在例如UE 105处执行的步骤。在一个例子中,UE 105可以由根据图3的过程而操作的节点B 120来服务。

[0027] 如图4所示,在步骤S500中,UE 105使用公知方法与节点B 120建立通信。在UE 105和节点B 120之间传送数据时,节点B 120将周期性地向UE 105发送确认(ACK)或否定确认(NACK)以指示来自UE 105的成功或不成功的传输。典型地,CDMA传输包括导频信道、多个控制信道(例如,用于发送信道质量指示器(CQI)等)以及多个业务信道。典型地,所述多个控制信道和所述导频信道不接收错误反馈(例如,ACK/NACK)。更确切地,错误反馈通常被隔离到CDMA业务信道。

[0028] 因此,由于在当前CDMA协议下不向控制信道提供错误反馈,所以在步骤S505中设置保守的(conservative)初始业务与导频比(TPR)以使得多个控制信道的错误率预期保持在错误率阈值以下。TPR乘以UE 105的导频信号的功率电平是用于在UE 105的业务信道上进行传输的功率电平。如以上所讨论的,可以结合目标SINR将初始TPR设置为保守级别以便将控制信道错误率保持在错误率阈值以下。如发明背景技术部分所讨论的,目标SINR和TPR是两个潜在影响UE 105的QoS的因素。RNC 130保守地设置每个被服务UE的固定目标SINR和初始TPR,以使得UE(包括UE 105)非常可能达到FER、PER等所反映的阈值QoS级别。在一个例子中,初始TPR可以是系统设计者对于适应性TPR的良好起始点的“最佳推测(best guess)”。初始TPR的值对于图4的过程的运行并不是决定性的,原因在于初始TPR被更新或调节以反映和响应实际的操作条件,如以下将会讨论的那样。

[0029] 在步骤S510中,响应于传送至节点B 120的数据分组,UE 105从节点B 120接收ACK/NACK。在步骤S515中,UE 105根据所接收的ACK/NACK确定当前实际错误率是否处于错误率阈值以下。如上所述,根据预期的错误率来设置初始TPR(步骤S505)。此后,由UE 105在步骤S515中根据实际操作条件对TPR进行调节。如果实际操作条件指示错误率在错误率阈值以上(例如,比预期更差),则在步骤S515中提高TPR(例如,提高第一固定量)。例如,如果UE 105尝试传送给定数据分组n次或更多次而没有接收到ACK,则将TPR提高第一固定量。可替换地,如果实际操作条件指示错误率低于错误率阈值(例如,比预期更好),则在步骤S515中降低TPR(例如,降低第二固定量)。例如,如果给定数据分组被UE 105传送并且在n次尝试之内被确认,则将TPR降低第二固定量。例如,如果要求是在4次HARQ尝试之后的错误率为 $x=1\%$,则设 $TPR_downstep/TPR_upstep=x/(1-x)$ 。在这种情况下,无论何时分组在少于4次

尝试中就成功,则将TPR降低TPR_downstep,并且如果在4次尝试之后失败,则将TPR提高TPR_upstep。

[0030] 然而,应当理解的是,由TPR所设置的发射功率电平可以具有物理约束和软件约束这两者。由TPR所设置的发射功率电平的物理约束是实际的物理传输阈值(即,UE 105在其最大功率设置下的最大传输功率电平)。软件约束是人为的最大发射功率电平(例如,此后被称作“每码片最大发射功率阈值”),典型地,其通过来外环设置以便通过不允许所有用户以其可能的最高电平进行发射来减少整体的系统干扰。稍后参考图5描述确定每码片最大发射功率阈值的例子。在步骤S515中对TPR进行调节之后,该过程返回至步骤S510并且等待来自节点B 120的其他ACK/NACK。

[0031] 参考图4,在本发明的另一个示例性实施例中,在基于步骤S510中所接收的ACK/NACK的给定次数的传输之后,在步骤S515中针对混合ARQ (HARQ) 信道的TPR所进行的连续调节可允许目标PER或QoS获得给定阈值。

[0032] 参考图4,在本发明的另一个示例性实施例中,如果UE 105进入(例如,与节点B 120和125的)软切换时,UE 105在多个支路(leg)上(例如,从多个节点B)接收ACK/NACK,并且在步骤S515中所进行的对实际错误率的确定由此以多个部分中的ACK/NACK为基础。在这种情况下,在步骤S515中执行的TPR调节就以从软切换中所涉及的节点B 120/125接收到的ACK/NACK为基础。

[0033] 对于本领域技术人员而言,“固定”目标SINR相比于传统的适应性目标SINR的多种优势是非常明显的。例如,无需执行传统上在外环处(例如,在RNC 130处)执行的SINR目标更新过程。由此,传统上被用于所述SINR目标更新过程的多个帧可以被用于其他用途。在本发明的示例性实施例中,由于与确定是否调节目标SINR的外环或RNC 130相比,UE 105在进入软切换时,使用来自其活动(active)集(例如,UE 105在软切换期间与之进行通信的节点B的集合)中的所有节点B 120/125的ACK/NACK来确定是否调节TPR,所以传统上由外环或RNC 130执行的被下放(offload)到UE 105上。

[0034] 虽然示例性CDMA反向链路功率控制过程被描述为在图1的传统CDMA系统100内实施,但是所述CDMA反向链路功率控制过程可替换地被应用于能够根据CDMA协议运行的任意系统中,例如混合正交频分多址(OFDMA)/CDMA系统。

[0035] 虽然没有在本申请中进行描述,但是在另一个例子中,保持固定目标SINR可以简化OFDMA反向链路功率控制,原因在于在UE105处可更准确地预测CDMA测量的导频SINR(例如,其可以在OFDMA反向链路功率控制过程中被使用)。

[0036] 在另一个例子中,上述CDMA反向链路控制过程可以应用于干扰消除接收机,原因在于可以在步骤S520中在UE(例如,UE 105)处调节TPR以考虑到多个业务信道处的干扰。

[0037] 最大移动站发射功率

[0038] 现在将描述针对UE 105的传输确定每码片最大功率阈值的例子。在一个例子中,与处于接近于服务节点B的位置(例如,在小区的中心位置附近)的UE相比,位于接近小区边缘或边界(例如,节点B 120和节点B 125之间)的UE对邻近小区的干扰具有更大的影响。如果没有对给定UE可以用来进行发射的峰值功率保持控制,则整体系统干扰可能会增加。下面根据UE相对于多个小区的位置给出了为CDMA系统100内的UE确定每码片峰值功率或最大发射功率电平的例子。此外,虽然下面的示例性实施例是针对以节点B 120为服务节点B并

且以节点B 125作为邻近节点B的UE 105来描述的,但是这种特定安排仅仅是为了举例而给出的,并且很明显的是,下面的每码片最大发射功率控制过程可替换地可以应用于CDMA系统100内的任何UE。

[0039] CDMA系统100内的每个节点B(例如,节点B 120、125等)周期性地测量所接收的小区外(outer-cell)干扰量(例如,来自除节点B本身小区之外的小区的干扰)。每个节点B将所测量的小区外干扰与小区外干扰阈值 $I_{O_{thresh}}$ 进行比较。在一个例子中,RNC 130可以为节点B 120/125设置小区外干扰阈值 $I_{O_{thresh}}$ 。k个节点B中的每一个根据该比较(例如,向范围内的所有UE,例如UE 105)传送干扰活动性比特(IAB)。在一个例子中,关于节点B“p”,如果所述比较表明所测量的小区外干扰大于小区外干扰阈值 $I_{O_{thresh}}$,则 $IAB(p) = 1$,其中节点B_p表示CDMA系统100内的一个节点B。否则,如果所述比较表明所测量的小区外干扰不大于小区外干扰阈值 $I_{O_{thresh}}$,则 $IAB(p) = 0$ 。应当理解的是,所述IAB可以同时从一个或多个节点B进行传送,以使得可以由CDMA系统100内的UE部分地根据UE相对于CDMA系统100内的邻近或服务节点B的UE位置来接收多个IAB。现在将在下面针对图5中的代表性UE 105描述在CDMA系统100内的UE处执行的、考虑了由节点B传送的IAB的、每码片最大发射功率阈值调节过程。

[0040] 图5图示了根据本发明示例性实施例的为UE的传输确定每码片最大发射功率阈值的过程。以下针对传统CDMA系统100内的代表性的UE(例如,UE 105)和k个节点B(例如,节点B 120、125等)来描述图5的示例性实施例,其中k是大于或等于1的整数。例如,以下所描述的和图5中所图示的步骤在图1的UE 105处执行。所述代表性的UE 105不必与k个节点B中的多于一个节点B进行活动通信(例如,虽然其可以处于诸如软切换模式),但是代表性的UE 105能够“监听”或接收来自所有k个节点B的信号。因此,将会意识到,数字k可以根据UE 105在CDMA系统100内的位置而改变。例如,如果UE 105非常接近诸如节点B 120之类的服务节点B,则k通常等于1。随着UE 105越来越接近小区边缘,k通常大于1。

[0041] 在图5的示例性实施例中,在步骤S600,由节点B120服务的UE 105的每码片最大发射功率阈值通过UE 105被初始化为

$$P_{\max}(1) = I_{O_{thresh}} / \max(G(d)), d=1, \dots, k \quad \text{等式3}$$

[0043] 其中 $P_{\max}(1)$ 表示初始时间段的最大功率, $I_{O_{thresh}}$ 表示小区外干扰阈值(例如,能够容忍的小区外干扰量),而 $G(d)$ 表示从UE 105到k个节点B当中的第d个节点B的平均信道增益,其中d是从1到k的整数。在一个例子中, $G(d)$ 测量基于对公共导频和前同步码(preamble)的SINR测量,并且小区外干扰阈值 $I_{O_{thresh}}$ 是由设计工程师确定的。

[0044] UE 105在步骤S605中接收来自k个节点B中的每个节点B的IAB(在图5之前讨论的),并且在步骤S610中确定是否需要每码片最大发射功率阈值进行调节。如果步骤S610确定需要进行调节,则在步骤S615中为UE 305计算功率调节。否则,过程返回到步骤S605。在步骤S615中,UE 105为传输功率资源建立令牌桶(token bucket),称为 $P_{C_{bucket}}(t)$,它表示基于所接收的IAB的发射功率资源的瞬时更新值,如果UE 105所接收到的IAB中的任何一个被设置为“1”,则其被表示为

$$P_{C_{bucket}}(t) = P_{C_{bucket}}(t-1) - \Delta P_{down} \quad \text{等式4}$$

[0046] 其中 $\Delta P_{down} = w * \max(G(y))$,其中y表示k个节点B当中有y个节点B在时刻t发送了等于“1”的IAB,并且w是由设计工程师确定的固定加权因子。

[0047] 如果UE 105所接收到的所有IAB都被设置为“0”，则可替换地将 $P_{Cbucket}(t)$ 表示为

$$[0048] \quad P_{Cbucket}(t) = P_{Cbucket}(t-1) + \Delta P_{up} \quad \text{等式5}$$

[0049] 其中“t”表示当前时间段，而“t-1”表示前一时间段，并且 ΔP_{up} 由下式表示

$$[0050] \quad \Delta P_{up} = [x / (1-x)] \Delta P_{down}$$

[0051] 其中x等于由给定节点B测量的小区外干扰大于小区外干扰阈值 $I_{Othresh}$ 的概率。在一个例子中，概率“x”基于给定节点B（例如，节点B 120）的覆盖要求。在另一个例子中，概率“x”是在部署或安装混合CDMA系统100期间确定的。

[0052] $P_{bucket}(t)$ 是 $P_{Cbucket}(t)$ 的平均形式，并且被表示为

$$[0053] \quad P_{bucket}(t) = P_{bucket}(t-1) + P_{Cbucket}(t) - P_{max}(t-1) \quad \text{等式6}$$

[0054] 如果新的编码器分组被调度来进行从UE 105到节点B 120的传输，则利用下式来求 $P_{max}(t)$ 的值：

$$[0055] \quad P_{max}(t) = \min(P_{max}(t-1), P_{bucket}(t)) \quad \text{等式7}$$

[0056] 如果没有调度新的编码器分组进行传输，则利用下式

$$[0057] \quad P_{max}(t) = P_{bucket}(t) - P_{margin} \quad \text{等式8}$$

[0058] 其中 P_{margin} 是大于或等于0的偏移值，用以确保在编码器分组的传输期间桶不会变空。在一个例子中，将新的编码器分组的数据速率选择成使得 $P_{max}(t)$ 被设置为足够高的功率电平，以便达到谱效率的阈值电平。

[0059] 一旦在步骤S615中根据等式7和8之一设定了每码片最大发射功率阈值 $P_{max}(t)$ ，该过程就返回至步骤S605。

[0060] 因此，利用以上针对图5所描述的示例性方法，本领域技术人员将会意识到，UE越接近更大数量的节点B（例如，进一步远离服务节点B而更接近小区边缘），则调节每码片最大发射功率阈值的步长越大，而与节点B越接近的UE则对IAB比特反应越慢。根据UE的请求，可以在谱效率的计算中使用导频参考功率($P_o(t)$)和每码片最大允许数据/导频功率的组合。

[0061] 由此描述了本发明的示例性实施例，显然可以采用多种方式对其进行改变。例如，虽然以上针对传统CDMA无线通信系统进行了描述，但是将意识到，上述CDMA反向链路功率控制方法能够可替换地应用到根据CDMA运行的任意无线通信系统（例如，混合OFDMA/CDMA系统）。

[0062] 此外，应当理解的是，节点B和UE分别可替换地被称作基站(BS)和移动站(MS)或移动单元(MU)。

[0063] 不应将这样的变化视为偏离了本发明的示例性实施例，并且所有这样的修改都旨在被包含在本发明的范围之内。

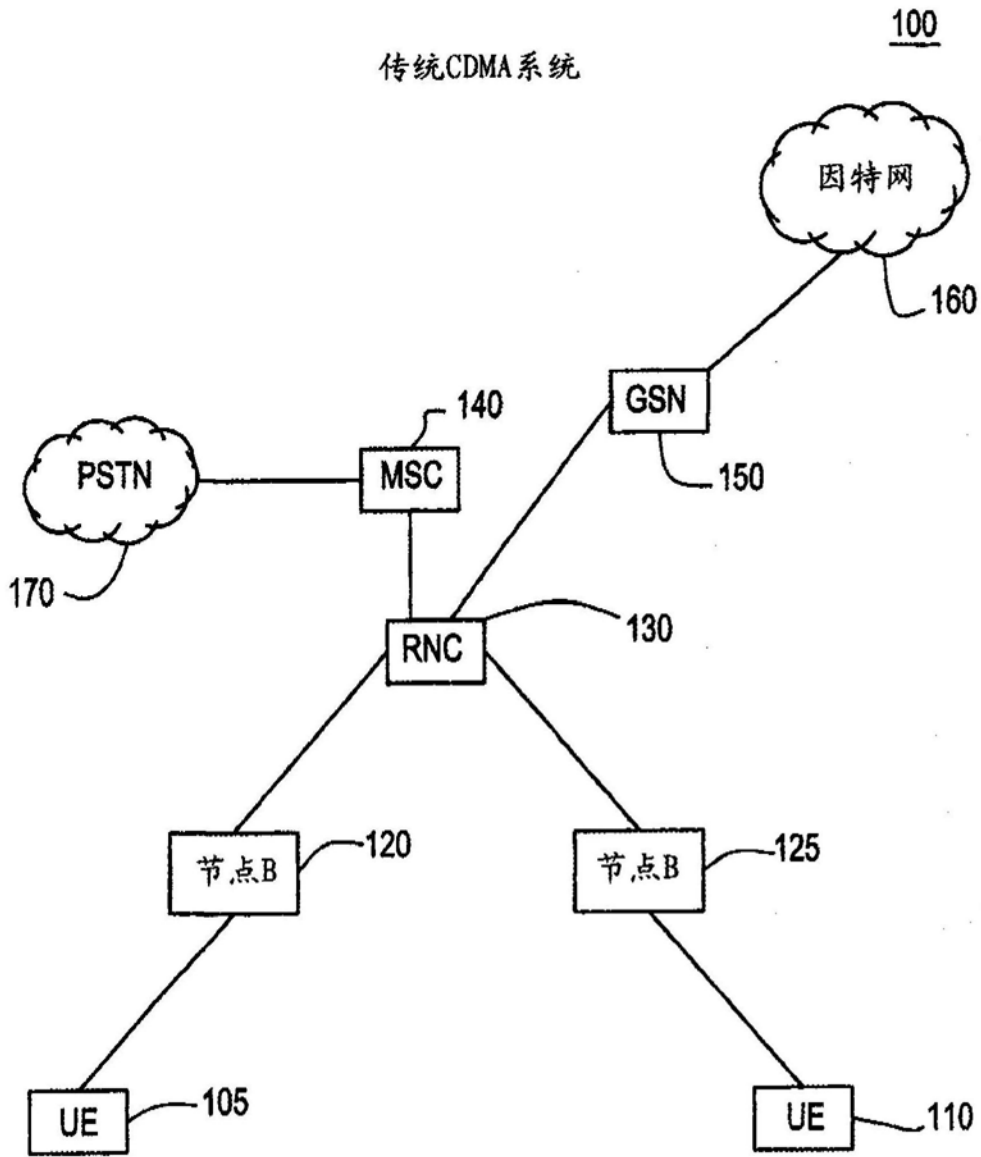


图1

(传统技术)

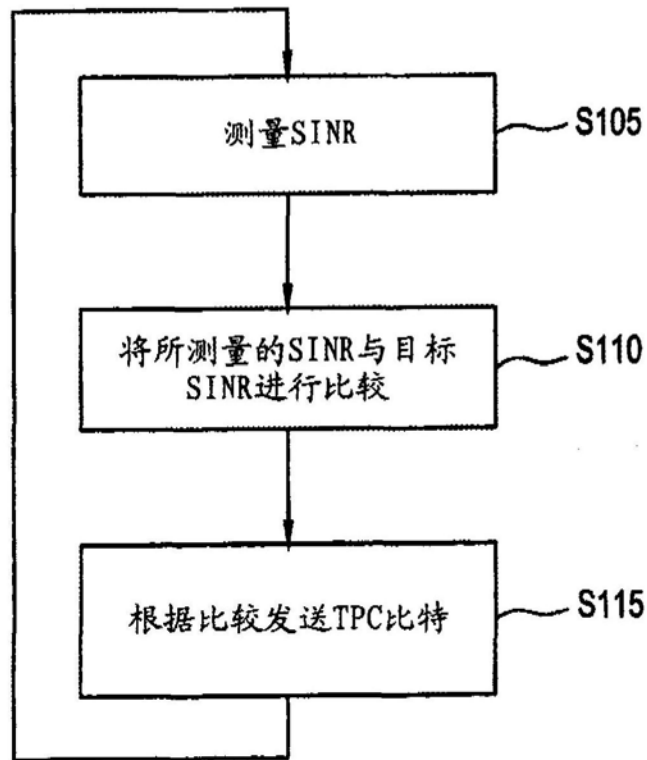


图2

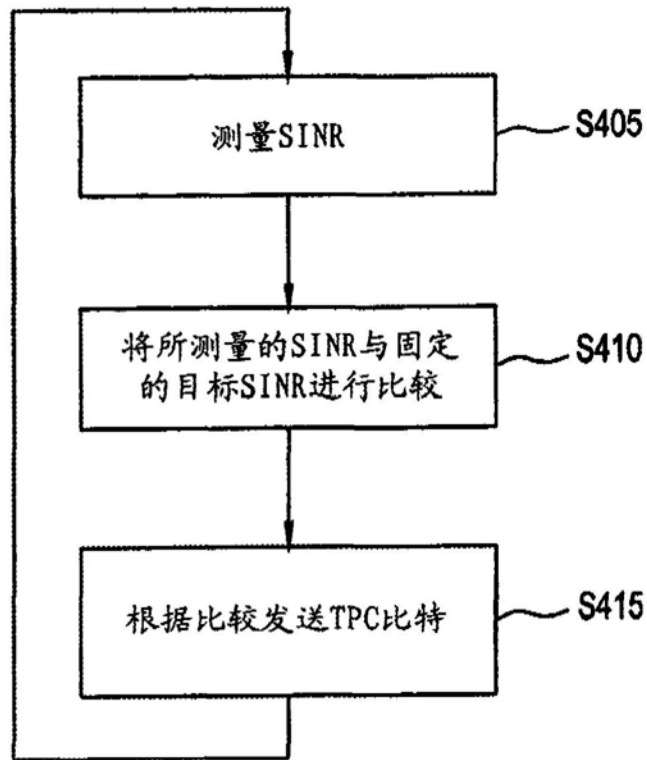


图3

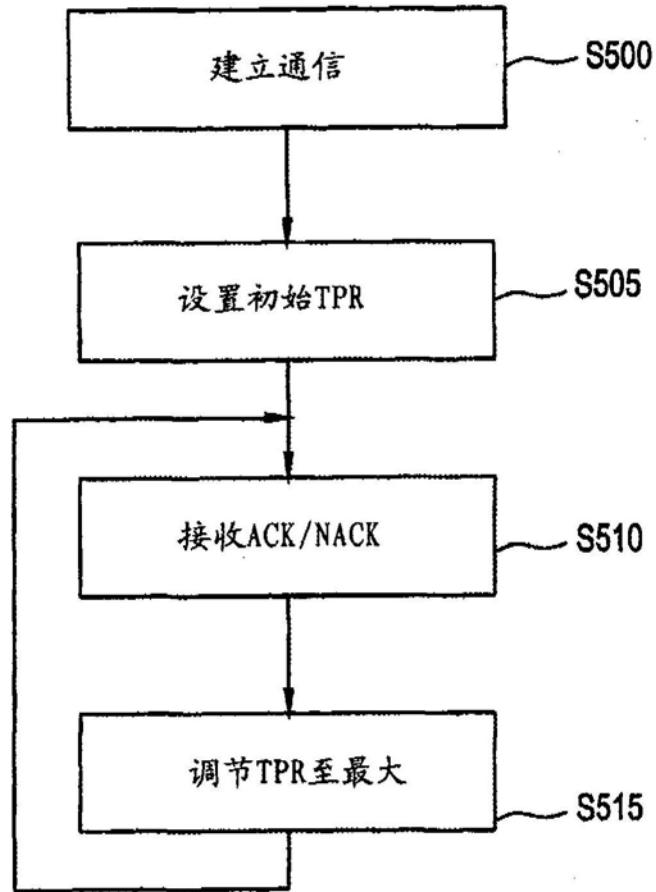


图4

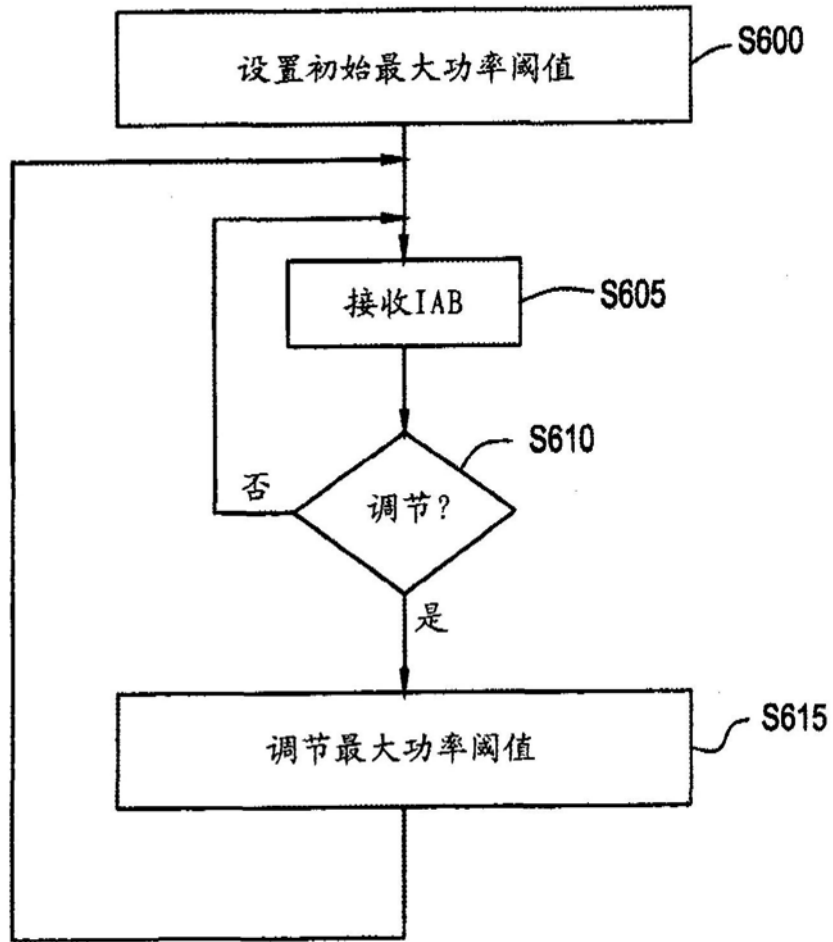


图5