



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510004143.0

[43] 公开日 2005 年 7 月 20 日

[11] 公开号 CN 1642157A

[22] 申请日 2005.1.7

[21] 申请号 200510004143.0

[30] 优先权

[32] 2004. 1. 12 [33] US [31] 10/754,549

[71] 申请人 朗迅科技公司

地址 美国新泽西州

[72] 发明人 托本·巴拉斯 卡斯腾·梅斯

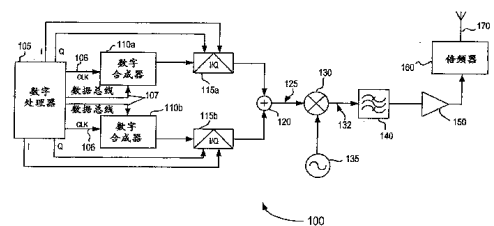
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商
标事务所
代理人 康建峰

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 2 页

[54] 发明名称 提供无线链路的调制与传输方法和
提供无线链路的发射器电路

[57] 摘要

本文描述了一种调制方法、传输方法和发射器电路，可以用于实现到用户的下行链路中超高传输速率的无线链路。在调制输入信号来获得一期望中间信号的方法中，该中间信号被处理以便通过一无线链路以在期望频段内的一载波频率进行传输。该处理过程可以包括使中间信号经受一以不确定的传输函数为特征的倍频器操作。该调制方法中，一输入信号会被提供，并且会生成一组适用于期望中间信号的信号状态以便由倍频器操作输出的信号相对于期望中间信号有一基本上确定的关系。该输入信号可根据 I 和 Q 基带信号进行调制来利用生成信号状态集得到期望中间信号。



1.一种方法，该方法对一输入信号进行调制来获得期望中间信号，该期望中间信号会进一步被处理以便通过一无线链路以一期望频段内的载波频率进行传输，该处理包括让期望中间信号经受一倍频器操作，该操作表现出一非确定的传输函数，该方法包括：

提供一用来调制的输入信号；

生成一组该期望中间信号可用的信号状态以便由处理得出的载波信号相对于期望中间信号有充分确定的关系；并且

根据 I 和 Q 基带信号对输入信号进行调制来利用生成的信号状态集得到期望中间信号。

2.一种方法，该方法通过一无线链路利用一期望频段的载波频率进行数据传输，包括：

输入一用于调制的正弦信号；

生成一组期望调制基带信号可用的信号状态；

根据 I 和 Q 基带信号调制该正弦信号来利用生成的信号状态集得到期望调制基带信号；

形成一基于期望调制基带信号的输入信号；

使输入信号经受一以不确定的传输函数为特征的倍频器操作，以便产生一处于该载波频率并有相对于输入信号基本上确定关系的输出信号；并且

通过该无线链路以在期望频段内的载波频率传输该输出信号。

3.如权利要求 1 或 2 所述的方法，其中期望频段包含 71-76GHz、81-86GHz 及 92-95GHz 波段的频谱。

4.如权利要求 1 或 2 所述的方法，其中生成步骤包括将第一调制方案的信号状态映射到第二更高层次的调制方案中多个可用信号状态

中至少一部分状态上, 来为调制步骤提供 I 和 Q 调制信号输入。

5.如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中调制还包括正交调制输入信号。

6.如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中调制包括相位和幅度调制输入信号。

7.如权利要求 1 所述的方法, 其中待传输信号相对于期望中间信号有基本上确定的关系, 该关系按照基本上相应于输入到倍频器的该期望中间信号的信号状态的倍频器输出的待传输信号的信号状态是明显的。

8.如权利要求 2 所述的方法, 其中输出信号相对于期望调制基带信号有基本上确定的关系, 该关系按照基本上相应于输入到倍频器的输入信号的信号状态的由倍频器输出的信号的信号状态是明显的。

9.如权利要求 2 所述的方法, 其中形成步骤包括:

将该调制基带信号向上变频到中间频率(IF)信号;

对该 IF 信号滤波来去除超出波段范围的部分;

将滤波后的 IF 信号放大到期望信号水平来提供输入信号。

10.一个发射器电路(100), 用于通过无线链路利用一期望频段的载波频率传输数据, 包括:

至少一个频率合成器(110a), 用于输入用于调制的正弦信号;

数字处理器(105), 用于生成可用于期望调制基带信号的一组信号状态;

至少一个调制器(115a), 用于根据 I 和 Q 基带信号对正弦信号进行调制来利用生成的信号状态集得到期望调制基带信号(125);

混频器(130), 用于将调制基带信号向上变频为一中间频率(IF)信号(132);

滤波器(140), 用于将 IF 信号滤波来去除超出波段范围的部分;

放大器(150), 用于将滤波后的 IF 信号放大到一期望信号水平来提供一输入信号。

倍频器(160), 使该输入信号经受一以不确定的传输函数为特征的倍频器操作, 来产生相对于输入信号有基本上确定关系的载波频率的输出信号; 并且

天线(170), 用于通过该无线链路以该期望频段的载波频率发射该输出信号。

提供无线链路的调制与传输方法 和提供无线链路的发射器电路

技术领域

本发明主要涉及无线通信链路。

背景技术

2003年10月16日,联邦通信委员会(FCC)为了促进附加竞争的宽带配置平台的开发,而采用了用于将先前空置(previously empty)的频谱列(swath of spectrum)用在商业应用中的服务准则。这一范围位于频段71-76吉赫(GHz)、81-86吉赫(GHz)和92-95吉赫(GHz)--总称为“E-波段”(E-Band),即FCC许可过的最高频段。这一高频频谱列有可能最终对于超高速数据通信至关重要,以提供一个很宽范围的新产品及服务,例如包括高速,点对点(PTP)无线局域网络及操作,和宽带互联网接入等。

广播电视和无线电、移动电话、WiFi 计算机网络以及其它类似无线类应用都在1GHz到5GHz以下进行运行。这些频率使用的是波长为数英尺的无线电波,而E-波段信号则是三至五毫米长——大约相当于八分之一英寸。这些数毫米波长的微波使得E-波段在应用上成为一个具有挑战性的波段。传输范围可能极其有限,信号有时也可能会被雨、雾甚至是高度潮湿的环境所阻碍。然而E-波段的小波可以传输海量数据——当前是大约1.25吉比特每秒并且几年后将有可能达到10吉比特每秒。这一速度是今天的高速家庭电缆调制解调器和数字用户线路(DSL, Digital Subscriber Line)业务的1,000到10,000倍。

例如,一未经压缩的两小时长DVD质量的电影,通过以每秒1兆比特的速度运行的电缆调制解调器下载需要大约九小时,但是通过一个1吉比特的E-波段操作的网络只需大约30秒,通过10吉比特

的连接则仅仅需要 4 秒。将众 E-波段无线电波聚焦于一非常狭窄的“铅笔束”也容易得多，该“铅笔束”在不干扰附近 E 波段接收器的情况下可以从一个点瞄准到另一个点。

由于在如此短的距离内各铅笔束聚焦极其稳定，FCC 允许一唯一形式的使用许可。代替申请授权覆盖整个区域，诸如许可 AM 无线电发射站在都市大范围地区广播，可以从一个地理点到另一地理点授予 E-波段许可。广播路径被准许相互穿越，由于这些束不会干扰邻近的接收器，因此几乎没有一个束会被拒绝 E-波段请求。

上述这些可以解释第一个可能的 E 波段应用：从一建筑物到另一建筑物通过 E 波段无线链路扩展 1 吉比特光纤网络，而不是使用光纤配线(例如，一个 E1/T1 回程或光缆)。光缆价格便宜，将其架设于电线杆间或埋于沟渠，每英里成本大约为\$100,000 到\$500,000。

例如，两个 E-波段碟形天线，直径都不超过 4 英尺，相距一英里之内相互对准，利用它们可以架设一个成本远低于电线杆或沟渠的 1 吉比特链路。据评估，一至两年后构建一个这样的 E-波段链路可能仅需花费大约\$20,000，正如 2003 年 10 月 27 日 MercuryNews.com 的 Mike Langberg 的一篇题为“FCC 开放的 E 波段将成为电信金矿”的文章中所述。

然而，即使以这一降低的评估成本构建支持 E 波段链路的电路、部件与设备，对于期待 E-波段服务的家庭用户来说这一成本仍然不是一个可行的选择。因此，希望开发可以有助于令 E-波段无线链路变成一个现实的可替代光纤配线的系统、过程、电路和/或部件，使得将诸如 1 吉比特互联网接入的 E-波段服务带给小型商业用户和家庭用户的成本可以足够低。

发明内容

本发明的具体实施例提供一调制方法、传输方法和发射器电路，它们可以实现作为光纤 T1/E1 回程的替代方案的无线链路，来对下行链路的用户提供超高传输速率的服务。

本发明一具体实施例着重于一调制方法，该方法对一输入信号进行调制来得到一期望中间信号，该期望中间信号将被处理以便通过一无线链路利用一期望频段中的某一载波频率传输。该处理可以包括对期望中间信号执行一倍频器操作来表现一不确定的传输函数。该方法中，输入信号被提供，并且可能要生成可应用于期望中间信号的一组信号状态，以便处理过程的结果信号，亦即将以载波频率传输的信号，可以与期望中间信号有一基本上确定的关系。输入信号可以依照 I 与 Q 基带信号进行调制，以便利用所生成的信号状态集获得期望中间信号。

本发明另一具体实施例着重于一发射器电路和通过一无线链路利用一期望频段中的某一载波频率进行数据传输的方法。一个频率合成器可以输入一用于调制的正弦信号，以及一个数字处理器可以生成应用于一期望调制基带信号的一组信号状态。该正弦信号可以根据 I 与 Q 基带信号由 I/Q 调制器调制来利用所生成的信号状态集获得期望调制基带信号。一个混频器可以将该调制基带信号向上变频为一中间频率(IF, Intermediate Frequency)信号，然后该中间频率信号可以通过滤波去除超出波段范围的部分，再被放大到一期望信号水平，为一倍频器提供输入信号。尽管由倍频器执行的倍频器操作的特征在于一不确定的传输函数，产生的输出信号仍与输入信号有基本上的确定关系，且与期望调制基带信号也是如此。该输出信号可以通过该无线链路利用一期望频段的载波频率进行传输。

附图说明

本发明的具体实施例可以通过下文的详细描述与附图得到更充分的理解，其中相似的元素用相似的附图标记表示，附图标记仅以示例方式给出而不会对本发明的具体实施例构成限制，其中：

图 1 为根据本发明的具体实施例的可以提供无线链路的收发信机的发射器电路实例的方块图。

图 2 为一相位图，示出了对一输入信号调制得到一期望中间信号

的方法。该期望中间信号可以经受图 1 的发射器电路的倍频器操作。

具体实施方式

虽然以下描述涉及无线点对点或点对多点链路，该链路被看作基于 802.11，CDMA(3G-1x EV-DO, 3G-1x EV-DV)和/或 UMTS 技术的无线通信网络或系统中的诸如 T1/E1 光纤链路的一个替代选择且将在本具体实施例上下文中予以描述，还是应该注意，这里展示与描述的具体实施例只具有示例性质，而不以任何方式构成限制。这样，应用于基于不同于上述技术，可能处于不同的开发阶段并意欲在将来取代或是与上述网络或系统共用的那些技术的无线通讯系统或网络中的各种修改，对于本领域的普通技术人员来说都是显而易见的。

本发明该具体实施例意欲修改一种现有的多功能收发信机，诸如一种用在汽车雷达市场上的操作于 76-77GHz 的多功能 W-波段收发信机，用来提供可以替代 E1/T1 回程链路的 E-波段无线链路来为下行链路用户以至少 10 兆比特每秒(Mbps)到可能超过 10 吉比特每秒(Gbps)的数据速率提供数据。因此，一个动机即是利用现有的现货部件，诸如这些汽车雷达型系统或应用中的电路部件，来实现一有效成本的 E-波段无线链路。

该改进的多功能收发信机可以利用前述 W-波段收发信机中现有的接收器结构，但可能会配以一个改进的发射器电路。该改进的发射器电路可以被当作一个被提出的 E-波段收发信机系统的一部分来生产，从而可以以比评估低得多的成本进行制造，例如这一成本可能在大约\$700 的量级。

图 1 是一个根据本发明一具体实施例的可提供无线链路的收发信机的一个发射器电路实例的方块图。仅仅为了示范目的，所生成信号在下面被描述为示范频率和功率，可以理解的是按照本领域的普通技术人员的知识这些信号可以以不同的频率和功率获得。

参考图 1，发射器电路 100 可以包括一个用于执行各种数字数据处理的数字处理器 105。数字处理器 105 可以被配置为一个数字信号

处理器，数字逻辑，一个或多个专用集成电路(ASIC, application specific integrated circuit)或举例来说任何其它本领域普通技术人员熟知的数字数据处理器。

仅仅为了示范目的，图 1 将按照调制一基带信号以输出一个处于 E-波段某一载波频率的传输信号，从而提供一个无线链路为下行链路用户以至少 10 兆比特每秒(Mbps)到可能超过 10 吉比特每秒(Gbps)的速率提供数据的方式来解释。本例中，该载波频率可以是在示范功率为 18dBm 时一个信号频率为 76.5GHz,可以理解的是该具体实施例预计有其它 E-波段内或更高频率的载波频率的传输信号生成。由于直接对 76.5GHz 载波频率进行调制必然带来相当高的变换损失(其很难被补偿)，图 1 示出了一个改进的超外差方法，这里两个并行的调制链提供一个调制基带信号 125(也称作期望中间信号)作为在求和器 120 处从两个链中对调制基带信号进行求和的结果。

数字处理器 105 生成一数字时钟信号 106 及为每一对调制链生成一个串行数据总线信号 107。该数字时钟信号 106 用于在每个链中作为数字频率合成器 110a/110b 的频率标准，并举例来说设置包含发射器电路部件的芯片中数据的时钟。该串行数据总线信号 107 可以用于编程一相应数字频率合成器 110a 或 110b 来设置该频率合成器 110a 或 110b 的频率输出一期望频率。举例来说，该数字频率合成器 110a 或 110b 可以是诸如 Analog Devices, Inc.的 ADF4213 频率合成器模型的现货部件。每一频率合成器 110a 或 110b 然后输出该期望频率的一个正弦信号。

每个链包括该上述数字合成器 110a 或 110b 及一 I/Q 调制器 115a 或 115b。数字处理器 105，除输入数字时钟信号及串行数字总线信号到每一数字合成器 105A/105B 外还要向每个 I/Q 调制器 115a 和 115b 提供 I 和 Q 基带调制信号。可以理解的是发射器电路 105 可以配置多个数字处理器 105(诸如两个或多个 ASIC, 数字逻辑部件，等等)来分别生成该数字时钟 106, 数据总线信号 107 及基带 I 和 Q 信号。该 I/Q 调制器 115a 或 115b 可以是诸如 ATMEL 制造的 T0790 700-2700MHz

直接正交调制器模型的现货设备。

由 I/Q 调制器 115a 和 115b 输出的调制基带信号于求和器 120 处被求和来提供一个调制基带信号(期望中间信号)。本例中该调制基带信号可以是频率为 2.1MHz 功率为 7dBm 的信号, 举例来说, 可以理解的是这仅是一个示范基带信号, 其它频率和功率的也可以使用。

该调制基带信号 125 可以在一个混频器 130 中向上变频为一个中间频率 IF 132。本具体实施例中, 混频器 130 可以以频率 38.25GHz 功率-14dBm 输出 IF 信号 132, 例如, 并且可以通过混合由本地振荡器 135 产生的一个 36.15GHz 的本地振荡信号和 2.1MHz 的调制基带信号 125 而获得, 例如由 United Monolithic Semiconductors(UMS), S.A.S.生产的 CHV2240。该混频器 130 可以是一种现货部件, 诸如 TLC Precision Wafer Technologies, Inc.生产的 TLCMR 2981 模型。

由混频器 130 输出的 IF 信号 132 可以输入到一适当的带通滤波器(BPF, band pass filter)140 中, 从而抑制超出波段的信号部分。本例中, 该带通滤波器可以设置带通频率为 38.25GHz 且带宽($\Delta f=2\text{GHz}$), 从而输出这样的一滤波后的 IF 信号。类似的 BPF 140 可以用印刷电路技术实现, 举例来说。可选择的, 一低通滤波器可被置于求和器 120 与混频器 130 之间, 或者加上 BPF 140, 举例来说。作为选择, BPF 140 可以置于一个功率放大器 150 之后。

为了补偿由混频器 130 和滤波器 140 带来的变换损失, 该功率放大器 150 可以生成一信号电平来满足一个集成倍频器 160 的请求。功率放大器 150 可以是一种现货部件, 诸如 UMS 生产的 CHA2094b 36-40GHz 低噪高增益放大器模型。本例中, 该倍频器 160 可以是一个倍频器。该倍频器可以被配置为芯片形式, 诸如 UMS 生产的 CHU3277 W - 波段多功能增效器模型。CHU3277 是一种 W - 波段多功能单片电路, 其集成了一个输入缓存 / 功率分割器及两个于输出处合并的并行的 W - 波段链。每个链包括一个倍频器及一个四阶中间功率放大器, 用来为调制载波提供传输功率。

从倍频器 160 输出的该信号是一个调制后的载波, 可以直接交给

一适当的天线或触角 170 来进行发射，以 76.5GHz 为载波频率及 18dBm 为示范发射功率，例如。该天线 170 可以是任何平的，等角的或成形的天线，能够以与 FCC 发射规则相一致的方式通过远程链路传输调制后的载波。类似的天线可以包括例如圆形触角，主聚焦和偏移抛物柱面反射器以及平面槽阵列。一个天线可以用来做发射和接收操作，或者多个天线可以在一个单一的收发信机中用来提供空间差异，例如。

图 2 是一个相位图，示出了一种调制方法，该方法对一输入信号进行调制获得一期望中间信号，该期望中间信号可以在图 1 中的发射器电路中经受一倍频器操作。图 2 被设计为展示依照本发明该具体实施例，通常由于使用倍频器而带来的严重信号失真如何得到减弱或消除。

数字处理器 105 可以生成一组适用于期望调制基带信号 125 的信号状态。例如，数字处理器 105 可以用来在将信号做为 I 和 Q 基带信号发送输入到 I/Q 调制器 115a 和 115b 之前，将给定的(第一个)调制方案的数字信号状态映射到下一个(第二个)更高的调制方案中可用信号状态的一部分上。一个潜在的考虑是将该倍频器 160 在信号相位状态上的作用考虑进来，以便得到期望调制基带信号 125(期望中间信号)。换句话说，数字处理器 105 可以迭代一个相对简单的方案或算法来确定不同的需要激励的相位状态(有时也如后面提到的作为信号状态)来为期望调制基带信号 125 生成一组适当的信号状态。

使放大的 IF 信号经受倍频器操作的倍频器 160，其特征在于一“不确定的”传输函数。因此，调制应当被执行以使倍频器 160 的调制载波输出能相对于期望调制基带信号有基本上确定的关系。在后面在大体上解释传输函数和由倍频器 160 展示出的不确定性传输函数特征的讨论之后，还将进一步解释这一点。

总的来说，一个传输函数是一个描述系统、子系统或装置变换特征的数学语言。一个传输函数可以表征为一个按照该变换特征介于系统、子系统或设备的输入与输出之间的关系。当该传输函数作用于输

入时，会获得输出。任意给定这三个实体中的两个，就可以得到第三个。简单传输函数的例子是电压增益，反射系数，传输系数以及功效比。复杂传输函数的一个例子是包络延迟失真。

在诸如倍频器 160 的倍频器中，输入到其中的信号适用于非线性或“不确定性”传输函数。类似的非线性传输函数可以表示为一个傅立叶展开 $y' = a + b*y + c*y^2 + d*y^3 + \dots$ ，这里 $a, b, c, d, \dots$ 为傅立叶系数。输入信号幅度决定了这些系数的权重。例如，一个如前面提及的倍频芯片的倍频器 160 可以具有二次特征 $y' = c*y^2$ 。作为一个具有频率 f 和相位 p 的正弦输入信号 $y = \sin(2\pi ft)$ 其适用于倍增器芯片的传输函数，该结果输出信号将是 $y' = c*\sin^2(2\pi ft + p) = 1/2*c*(1 - \cos(2\pi ft - 2ft) + 2p))$ 。除经常被如滤波器 140 这样的高通滤波器过滤出的常数部分之外，剩下的倍频正弦信号是我们所关注的。这里的输入信号当然是调制基带信号 125，在经受前面提到的向上变频、滤波和放大处理后。除了频率被这一操作加倍以外，输入信号的相角也被加倍，由于相位限制 ($0-360^\circ$) 使得这本身是一个不确定的操作。该倍频器 160 的传输函数由此是不确定的，因为在倍增器芯片执行的操作中究竟是 p 还是 $p+180^\circ$ 被传给传输函数这一信息丢失了。

因此，由于发射器电路 100 中的倍频器 160 是一个非线性设备，传统调制方案的应用极其受限。仅有一个幅度移位键控调制可以不遭受严重信号失真令人信服的通过。对于其它调制方案，诸如 4 相移键控 (QPSK, Quadrature Phase Shift Keying)、8 相移键控 (8PSK, 8-ary Phase Shift Keying) 或是 X - 正交调幅 (X-QAM, X-Quadrature Amplitude Modulation) 这里 X 可以是 64、128 等等，依赖于噪音等级，它们可以是数字无线传输链路中所希望的调制方案，该传输链中一个倍频器 160 (诸如一个倍频器) 的效用是导致信号状态不可恢复的失真。

然而，发明人已经发现这一问题可能通过将一调制方案中的数字信号状态预映射到下一个更高的调制方案中可用信号状态的一半上来解决。这可以参考图 2 进行描述，图 2 示出了对 QPSK 调制的映射技术。

参考图 2，每一个点表示待传输数字数据的一个数据点。例如，每个点表示两个数字比特(即 11)。图 2 中，实心点表示一输入基带信号(即经过前述向上变频、滤波和放大处理后的调制基带信号 125)中数字数据的信号状态，空心点表示在通过倍频器 160 后数字数据(即调制载波)的可用信号状态。如图 2 所示，依赖于待发送的数字词(即应当被发送的比特)，该期望调制基带信号 125 假定相位状态为 0 度、45 度、90 度或 135 度。这些相位状态在信号到达倍频器 160 之前保持不变。本例中，该增效器 160 被配置为一倍频器。

因为该倍增器有二次特性，所有相位值在向上变频处理中被加倍来使频率加倍并投射到传统 QPSK 相位状态上(见空心点)。因此，一个传输期望信号可以由此利用传统 QPSK 接收器体系结构进行恢复。换句话说，图 2 中的映射使得倍频器 160 输出的调制载波可以在该载波频率以相对于输入基带信号基本上确定的关系通过天线 170 被发射，并且期望调制基带信号 125 由此可以克服由于使用传统调制方案而产生的严重失真问题。

对 QPSK 的这一映射(预映射)特征在更高层次的调制方案中仍可工作。例如，一个 m -PSK 调制可以通过提供 $2m$ -PSK 前半信号状态而生成。此外，对 X-QAM 调制方案可以想像幅值状态也依照依赖于输入信号水平的期望谐波的傅立叶系数(例如 $c=f(y)$)进行预映射。这可以通过评估或测量依赖 $c=f(y)$ 来达成，例如。

因此，一个多功能收发信机，诸如前述 W - 波段收发信机，可以配置以包括发射电路 100。该发射器电路 100 适应于上述示范调制方法中描述的输入信号的调制，从而可以在 71-76GHz、81-86GHz 和 92-95GHz 的一或多个波段中提供一个无线链路。

这里描述的该调制与发射方法可以对用于与倍频器关联的可用调制方案进行多项改进。与 ASK 调制方案相比较，一个 2PSK 调制方案可以使信噪比增加 3dB。更高的调制方案提供更高的频谱效率，亦即在相同频谱带宽下可以传输更多的信息。

这里描述的方法与电路结构可以实现与 T1/E1 相比开销上更具

优势的无线链路解决方案，它提供 75GHz 或更高的 E - 波段无线链路性能，1.25Gbps 带宽的全双工链路，以及依赖于天气情况至少为 2 英里的范围。

虽然本发明的具体实施例如上被描述，但显然可有多种方式进行变化。类似变化不会被视为偏离本发明具体实施例的精髓与范围，并且所有这样的对于本领域的普通技术人员是显而易见的修改都将被包括在的随后的权利要求的范围中。

图1

