

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101707809 A

(43) 申请公布日 2010.05.12

(21) 申请号 200910179077.9

H04L 27/26(2006.01)

(22) 申请日 2002.07.02

(30) 优先权数据

60/303,444 2001.07.06 US

10/143,126 2002.05.10 US

(62) 分案原申请数据

02813664.0 2002.07.02

(71) 申请人 肯奈克斯特公司

地址 美国新泽西

(72) 发明人 马克·A·韦伯斯特

迈克尔·J·西奥斯

(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 11038

代理人 李颖

(51) Int. Cl.

H04W 74/02(2009.01)

H04W 84/12(2009.01)

H04L 25/03(2006.01)

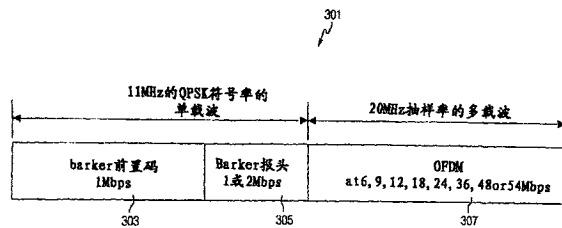
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 17 页

(54) 发明名称

用于无线通信的混合波形配置

(57) 摘要

一种用于无线通信的混合波形配置 301 包括:第一部分 2101,它根据单载波调制方案被调制;和第二部分 2103,它根据多载波调制方案被调制。该波形是专用的,以便从第一部分获得的信道冲激响应(CIR)估算可以再使用于第二部分的捕获。第一部分包括前置码 303 和报头 305,而第二部分 307 通常包括有效载荷。



1. 一种设备,包括:

发射机,被配置为发射包含第一部分和第二部分的混合信号分组,其中发射机包括单载波内核和多载波内核,其中单载波内核被配置为生成混合信号分组的第一部分,所述第一部分含有根据单载波调制方案被调制的前置码和报头,其中多载波内核被配置为生成所述混合信号分组的第二部分,所述第二部分根据多载波调制方案被调制,并且其中基于混合信号分组的第一部分的信道冲激响应能被接收机用于处理混合信号分组的第二部分。

2. 权利要求 1 的设备,其中,在对应于混合信号分组的第一部分和第二部分的波形的第一部分和第二部分之间实际上保持功率、载波相位、载频、定时和多径频谱。

3. 权利要求 2 的设备,其中,单载波调制方案使用第一抽样率,而多载波调制方案使用比第一抽样率高的第二抽样率。

4. 权利要求 3 的设备,其中,第一抽样率实质上为 11 兆赫 (MHz),而第二抽样率实质上为 18、20、22 兆赫 (MHz) 之一。

5. 权利要求 2 的设备,其中,单载波调制方案使用一种与多载波调制方案的多载波频谱相似的单载波频谱。

6. 权利要求 5 的设备,其中,单载波频谱在其冲激响应中具有扩展量相对较小的主峰。

7. 权利要求 5 的设备,其中,单载波频谱具有几乎平坦的频谱而其边沿具有很陡的滚降。

8. 权利要求 5 的设备,其中,单载波频谱使用一种在连续时间中规定的时间整形脉冲。

9. 权利要求 8 的设备,其中,时间整形脉冲具有相对较短的持续时间。

10. 权利要求 8 的设备,其中,时间整形脉冲通过使用一种利用连续时间窗截得的“砖墙式”逼近的无限冲激响应而获得。

11. 权利要求 10 的设备,其中,连续时间窗足够长以得到所需的频谱特性和足够短以便尽可能减小复杂性。

12. 权利要求 10 的设备,其中,连续时间窗包括 Hanning 窗的一种连续时间型式。

13. 权利要求 10 的设备,其中,时间整形脉冲根据奈奎斯特判据来抽样。

14. 权利要求 13 的设备,其中,能使用第一和第二多相数字滤波器对时间整形脉冲进行抽样和分解,以达到 22MHz 抽样率。

15. 权利要求 13 的设备,其中,能使用 20 个多相数字滤波器并取这 20 个多相数字滤波器的 11 个输出之一对时间整形脉冲进行抽样和分解,以达到 20MHz 抽样率。

16. 权利要求 2 的设备,其中保持单载波调制方案内核的平均输出信号功率与多载波调制方案内核的平均输出信号功率实际上相等。

17. 权利要求 16 的设备,其中,单载波调制方案遵照 802. 11b 的 Barker,而多载波调制方案遵照采用正交频分复用 (OFDM) 的 802. 11a 标准。

18. 权利要求 2 的设备,其中,单载波调制方案使用第一抽样率时钟,而多载波调制方案使用第二抽样率时钟,并且其中第一和第二抽样率时钟按预定时间间隔来校准。

19. 权利要求 18 的设备,其中,多载波调制方案的第一个全抽样在单载波调制方案的最后一个抽样开始后的一个时间间隔后开始。

20. 权利要求 19 的设备,其中,单载波调制方案以 11MHz 抽样率使用 11 个码片 Barker 字,每一预定的定时间隔实质上为 1 微秒,这些 Barker 码片集中在这些定时间隔上,而多载

波调制方案以 20MHz 抽样率使用 OFDM, 并且其中第一个全 OFDM 抽样在波形的第一部分的最后一个 Barker 字的第一码片的零相位峰值后实质上 1 微秒后出现。

21. 权利要求 2 的设备, 其中, 单载波信号根据 802. 11a 标准中所定义的为 OFDM 信号整形规定的窗口函数来终止。

22. 权利要求 21 的设备, 其中, 第一部分单载波信号实质上在 100 纳秒内被终止。

23. 权利要求 2 的设备, 其中, 在第一部分单载波信号与第二部分多载波信号之间载频是相干的。

24. 权利要求 2 的设备, 其中, 在第一部分单载波信号与第二部分多载波信号之间载波相位是相干的。

25. 权利要求 24 的设备, 其中, 多载波信号的载波相位由单载波信号的最后一部分的载波相位来确定。

26. 权利要求 25 的设备, 其中, 多载波信号的载波相位被旋转多个旋转倍数中的一个相应的旋转倍数, 每个旋转倍数相应于单载波信号的最后一部分的多个预定相位之一。

27. 权利要求 26 的设备, 其中, 单载波调制方案遵照 802. 11b 的 Barker, 其中每个 Barker 字是第一、第二、第三和第四可能相位之一, 而多载波调制方案遵照如 802. 11a 标准的附录 G 中所规定的 OFDM, 并且其中如果最后一个 Barker 字具有第一相位, 则 OFDM 抽样被旋转 0 度, 如果最后一个 Barker 字具有第二相位, 则 OFDM 抽样被旋转 90 度, 如果最后一个 Barker 字具有第三相位, 则 OFDM 抽样被旋转 180 度, 和如果最后一个 Barker 字具有第四相位, 则 OFDM 抽样被旋转 -90 度。

28. 权利要求 2 的设备, 其中, 对应于混合信号分组的整个波形的必要保真度由为多载波调制方案规定的必要保真度来确定。

29. 权利要求 28 的设备, 其中, 必要保真度是多载波部分的数据速率的函数。

30. 权利要求 29 的设备, 其中, 必要保真度由在 802. 11a 标准中针对 OFDM 所规定的信号功率所归一化的均方误差来确定。

31. 权利要求 2 的设备, 其中, 对应于混合信号分组的波形的符号率时钟和载频从同一基准时钟得出。

32. 权利要求 31 的设备, 其中, 符号率的时钟基频的百万分之一 (PPM) 误差与载频的时钟基频的 PPM 误差实际上是相等的。

用于无线通信的混合波形配置

[0001] 本申请是于 2002 年 7 月 2 日提出的、题为“用于无线通信的混合波形配置”的中国专利申请 No. 02813664.0 的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及无线通信,尤其涉及无线通信中所用的单载波-多载波混合信号配置。

背景技术

[0003] 电气和电子工程师学会 (IEEE) 的 802.11 标准是一系列用于未经许可的 2.4 和 5 吉赫 (GHz) 频带的无线局域网 (WLAN) 的标准。目前的 802.11b 标准规定了 2.4GHz 频带的各种数据速率,包括 1、2、5.5 和 11 兆比特每秒 (Mbps) 的数据速率。802.11b 标准采用码片速率为 11 兆赫 (MHz) 的直序扩频 (DSSS),直序扩频是一种串行调制技术。802.11a 标准规定了 5GHz 频带的不同的更高的数据速率 6、12、18、24、36 和 54Mbps。值得注意的是,根据 802.11a 和 802.11b 标准实现的系统是不兼容的,并且无法协同工作。

[0004] 目前正在提出一种新的标准,称为 802.11g (“802.11g 建议”),该建议是 2.4GHz 的 802.11b 标准的一种高数据速率扩展。应当注意,目前,802.11g 建议仅仅是一种建议,还不是一种完全确定的标准。新的 802.11g 建议还将面临多项很大的技术挑战。这就是:要求 802.11g 设备在 2.4GHz 频带能以比标准 802.11b 的速率更高的数据速率进行通信。在某些配置中,无论 802.11b 和 802.11g 设备是否相互通信,都要求 802.11b 和 802.11g 设备在同一 WLAN 环境或区域中能彼此没有明显的干扰或中断地共存。此外,可能还要求 802.11g 和 802.11b 设备能够例如以标准 802.11b 的任一速率相互通信。

[0005] 先前,在 2000 年 6 月 2 日申请的美国专利申请序列号 09/586,571 (名称为“A Dual Packet Configuration for Wireless Communications”)中已经公开了一种用于无线通信的双分组配置,该专利申请在此全部作为参考。这种先前系统允许单载波部分和正交频分复用 (OFDM) 部分松散耦接。松散耦接意味着,通过允许现有的单载波调制解调器和 OFDM 调制解调器利用两者之间少量的信息 (例如,数据速率和分组长度) 传送,在两者之间实现简单的切换,从而不进行严格的变换 (transition) 控制使实现方式简化。特别地,在变换点不必保持严格的相位、频率、定时、频谱 (频率响应) 和功率连续性 (尽管应合理地限定功率步长)。因此,OFDM 系统需要执行它自己的捕获 (与单载波捕获不同),包括:相位、频率、定时、频谱 (含多径) 和功率 (自动增益控制 [AGC]) 的重新捕获。在一种实施方式中,利用单载波之后的短 OFDM 前置码 (preamble) 来提供重新捕获。

[0006] 无线通信 (包括 WLAN) 的一种损害是多径失真,即信号的多个回波 (反射) 到达接收机。单载波系统和 OFDM 系统都必须包含用于削弱失真的均衡器。单载波系统在其前置码和报头中设计了均衡器。在双分组配置中,OFDM 接收机不重新使用这一均衡器信息。因此,OFDM 部分使用前置码或报头,以便 OFDM 接收机能重新捕获该信号。特别地,OFDM 接收机必须重新捕获该信号的功率 (AGC)、载频、载波相位、均衡器和定时参数。

[0007] 对 WLAN 的干扰是一个严重的问题。许多不同的信号类型开始扩散。根据蓝牙标准实现的系统对基于 802.11 的系统而言是一种主要的干扰源。蓝牙标准规定了廉价、短程和跳频的 WLAN。前置码对良好的接收机捕获而言是很重要的。因此,在有干扰的情况下,当从单载波变换到多载波时,不希望丢失所有的信息。

[0008] 利用信号转接,尤其是利用传统设备,存在多个潜在的问题。发射机可能经历模拟瞬变(如功率、相位、滤波增量)、功率放大器补偿(如功率增量)和功率放大器功率反馈变化。接收机可能经历因功率变化引起的 AGC 扰动、因频谱变化引起的 AGC 扰动、因多径效应引起的 AGC 扰动、信道冲激响应(CIR)(多径)估算的丢失、载波相位的丢失、载频的丢失和定时校准的丢失。

发明内容

[0009] 根据本发明的实施方式的一种用于无线通信的混合波形配置包括:第一部分,它根据单载波调制方案被调制;和第二部分,它根据多载波调制方案被调制。规定该波形,以便可从第一部分获得的信道冲激响应(CIR)估算可以再使用于第二部分的捕获。第一部分包括前置码和报头,而第二部分通常包括有效载荷。

[0010] 在一种配置中,单载波调制方案使用第一抽样率,而多载波调制方案使用比第一抽样率高的第二抽样率。在一种具体实施方式中,例如,第一抽样率约为 11 兆赫(MHz),而第二抽样率约为 20MHz。这种波形的第一和第二部分的线性失真可以假定是共同的。

[0011] 在波形的第一部分和第二部分之间,实际上可以保持功率、载波相位、载频、定时和多径频谱。实现该目标的一种方法是:在单载波调制方案中使用一种与多载波调制方案的多载波频谱相似的单载波频谱。例如,单载波频谱在其冲激响应中具有扩展量相对较小的主峰。在一些特殊配置中,单载波频谱具有几乎平坦的频谱而其边沿具有很陡的滚降,或者,单载波频谱使用一种在连续时间中规定的时间整形脉冲。时间整形脉冲可以具有相对较短的持续时间。时间整形脉冲可以通过利用一种“砖墙式”逼近的无限冲激响应得出,“砖墙式”逼近是利用连续时间窗截得的。要求连续时间窗足够长以得到所需的频谱特性和足够短以便尽可能减小复杂性。在一种具体实施方式中,连续时间窗是 Hanning 窗的一种连续时间型式。时间整形脉冲可以根据奈奎斯特判据来抽样。在一种配置中,使用第一和第二多相数字滤波器对时间整形脉冲进行抽样和分解,以达到 22MHz 抽样率。在另一种实施方式中,使用 20 个多相数字滤波器并取这 20 个多相数字滤波器的 11 个输出之一对时间整形脉冲进行抽样和分解,以达到 20MHz 抽样率。

[0012] 第一部分可以采用单载波调制方案内核来调制,而第二部分可以采用多载波调制方案内核来调制。在这种情况下,单载波调制方案内核的平均输出信号功率与多载波调制方案内核的平均输出信号功率实际上保持相等。在一种具体配置中,单载波调制方案遵照 802.11b 的 Barker,而多载波调制方案遵照采用正交频分复用(OFDM)的 802.11a 标准。

[0013] 单载波调制方案可以使用第一抽样率时钟,而多载波调制方案使用第二抽样率时钟。在这种情况下,第一和第二抽样率时钟按预定时间间隔来校准(aligned)。在一种实施方式中,多载波调制方案的第一个全抽样在单载波调制方案的最后一个抽样开始后一个定时间隔后开始。在一种具体实施方式中,单载波调制方案以 11MHz 抽样率使用 11 个码片 Barker 字,而多载波调制方案以 20MHz 抽样率使用 OFDM。对于这些 Barker 字,每一预定的

定时间间隔约为 1 微秒,而这些 Barker 码片集中在这些定时间隔上。这样,第一个全 OFDM 抽样在波形的第一部分的最后一个 Barker 字的第一码片的零相位峰值后约 1 微秒才出现。

[0014] 在一种配置中,单载波信号根据在 802.11a 标准中为 OFDM 信号整形所规定的窗口函数来终止。第一部分单载波信号可以在特定时间(例如标称地为 100 纳秒)内被终止。在第一部分单载波信号与第二部分多载波信号之间,载频可以相干。在第一部分单载波信号与第二部分多载波信号之间,载波相位可以相干。多载波信号的载波相位可以由单载波信号的最后一部分的载波相位来确定。多载波信号的载波相位可以被旋转多个旋转倍数中的一个相应的旋转倍数,其中,每个旋转倍数相应于单载波信号的最后一部分的多个预定相位之一。在一种具体实施方式中,例如,单载波调制方案遵照 802.11b 的 Barker,其中每个 Barker 字是第一、第二、第三和第四可能相位之一,而多载波调制方案遵照如 802.11a 标准的附录 G 中所规定的 OFDM。在这种情况下,如果最后一个 Barker 字具有第一相位,则 OFDM 抽样被旋转 0 度;如果最后一个 Barker 字具有第二相位,则 OFDM 抽样被旋转 90 度;如果最后一个 Barker 字具有第三相位,则 OFDM 抽样被旋转 180 度;而如果最后一个 Barker 字具有第四相位,则 OFDM 抽样被旋转 -90 度。

[0015] 整个波形的必要保真度可以由为多载波调制方案规定的必要保真度来确定。必要保真度可以是多载波部分的数据速率的函数。必要保真度可以由在 802.11a 标准中针对 OFDM 所规定的信号功率所归一化的均方误差来确定。

[0016] 波形的符号率时钟和载频可以从同一基准时钟得出。在一种配置中,符号率的时钟基频的百万分之一 (PPM) 误差与载频的时钟基频的 PPM 误差实际上是相等的。

附图说明

[0017] 结合附图考虑优选实施方式的如下详述,可以更好地理解本发明,其中:

[0018] 图 1 是一种在同一场所或区域内工作的含有四个设备的 WLAN 系统的框图,其中,有两个设备是按照 802.11b 标准实现的,而另两个设备是按照 802.11g 建议实现的。

[0019] 图 2 是根据本发明的实施方式实现的混合信号接收机的框图,该接收机可以用于图 1 的两个高速率设备任一中或者用于这两个高速率设备中。

[0020] 图 3 是根据本发明的实施方式实现的混合信号分组的示意图。

[0021] 图 4A 和 4B 分别是 802.11b 的 Barker 码片和 802.11a 的 OFDM 的频谱曲线图。

[0022] 图 5A 和 5B 分别是表明波形根本不同的 802.11b 的 QPSK Barker 码片和 802.11a 的 OFDM 的时域曲线图。

[0023] 图 6A 是出自 802.11a 标准所规定的可能的 64 个可能的子载波中的单个子载波的功率谱密度 (PSD) 的曲线图。

[0024] 图 6B 是 802.11a 中所用的 52 个非零子载波的合成 PSD 的曲线图。

[0025] 图 7A 是一例以 0MHz 为中心的“砖墙式”双边带频谱的曲线图。

[0026] 图 7B 是相应于图 7A 的“砖墙式”频谱的相关无限持续时间响应的一部分的曲线图。

[0027] 图 8 是一例连续时间窗的曲线图,这是 Hanning 窗的一种连续时间型式。

[0028] 图 9 是图 8 的 Hanning 窗与相应于图 7A 的“砖墙式”频谱的无限持续时间响应的一部分相重叠的曲线图。

- [0029] 图 10 是从图 9 中的重叠图所得到的截得约 $0.8 \mu s$ 的举例脉冲 $p(t)$ 的曲线图。
- [0030] 图 11 是表示与 OFDM 频谱接近相符的脉冲 $p(t)$ 的频谱特性的曲线图。
- [0031] 图 12 是利用连续时间脉冲 $p(t)$ 形成数字 22MHz 输出抽样率的一例数字滤波器的框图。
- [0032] 图 13 是表示利用图 12 的抽样方案对连续时间脉冲 $p(t)$ 进行抽样和多相分解的曲线图。
- [0033] 图 14 是利用脉冲 $p(t)$ 形成数字 20MHz 输出抽样率的另一例数字滤波器的框图。
- [0034] 图 15 是表示利用图 14 的抽样方案对连续时间脉冲 $p(t)$ 进行抽样和多相分解的曲线图。
- [0035] 图 16 是根据本发明的实施方式实现的发射机的框图。
- [0036] 图 17 是 11MHz 的 Barker 码片时钟与 20MHz 的 OFDM 抽样时钟相比较的框图。
- [0037] 图 18 是表示用单载波部分的报头的最后一个 Barker 字来校准 OFDM 信号部分的示意图。
- [0038] 图 19 是表示正常 OFDM 符号重叠的图解。
- [0039] 图 20 是表示举例说明的 802.11a 的 OFDM 符号开始和终止的图解。
- [0040] 图 21 是表示举例说明的按 802.11a 整形的单载波终止和按 802.11a 整形的 OFDM 开始的图解。
- [0041] 图 22A 是表示 BPSK 在两个象限中 (2 个相位之一) 含有实数和虚数部分的 BPSK 图的简化图。
- [0042] 图 22B 是表示 QPSK 在所有四个象限中 (4 个相位之一) 都含有实数和虚数部分的 QPSK 图的简化图。
- [0043] 图 23 是表示 802.11g 报头中的最后一个 Barker 字的相位和根据 802.11a 标准的附录 G 中所述的 OFDM 符号的相对相位的图解。

具体实施方式

[0044] 根据本发明的配置再使用在捕获信号的单载波部分期间所获得的均衡器信息。这样,就不必需要 OFDM 前置码,尽管这种前置码可实现便利性和精细的调谐。本公开描述了一种技术,用于为单载波与 OFDM(多载波)段之间提供完全连续性。可通过完整地为单载波和 OFDM 段都规定发送波形并规定其变换来提供这一连续性。这样就可以实现这两种信号段(包括 AGC(功率)、载波相位、载频、定时和频谱(多径))之间的完全连续性。这样,接收机的多径部分就不必重新捕获该信号,这是因为,单载波部分(前置码/报头)期间产生的信息有效并可以用来启动多载波部分的捕获。保持和积累信息可使信号在面临经受无线通信中的普通干扰时更加强健。

[0045] 图 1 是一种在特定场所或区域 101 内工作的无线局域网(WLAN)系统 100 的框图,该系统含有四个位于区域 101 内的 WLAN 设备 103、105、107 和 109(103-109)。设备 103 和 105 是根据考虑到了 802.11g 建议的本发明的多种实施方式至少之一实现的,而设备 107 和 109 是根据 802.11b 标准实现的。所有这些设备 103-109 都在 2.4GHz 频带工作。设备 103-109 可以是:任意类型的无线通信设备(比如,任意类型的计算机(台式、便携式、膝上型等));任意类型的兼容电信设备;任意类型的个人数字助理(PDA);或任意类型的网络设

备（比如，打印机、传真机、扫描仪、网络集线器、交换机、路由器等）。注意，本发明并不局限于 802.11g 建议、802.11b 标准、802.11a 标准或 2.4GHz 频带，尽管在某些实施方式中可能使用了这些标准和频率。

[0046] 设备 107 和 109 以任一标准 802.11b 速率（包括 1、2、5.5 和 11Mbps）相互通信。设备 103 和 105 是混合信号模式设备，这些设备利用根据多种实施方式任意之一的混合信号配置，以不同的或更高的数据速率（比如，标准 802.11a 的 6、9、12、18、24、36、48 或 54Mbps 的数据速率）相互通信。这里考虑了可供选择的数据速率组。第二组更好，因为它包括了两种 802.11b 标准的数据速率，即 5.5 和 11Mbps。

[0047] 在一种或多种第一实施方式中，混合信号设备 103-109 在同一区域 101 中可以彼此没有明显干扰地进行工作或共存，其中，设备 103、105 以不同的或比标准 802.11b 设备 107、109 的速率更高的数据速率相互通信。在第一实施方式中，设备 103、105 可以相互通信，而设备 107、109 可以相互通信，但设备 103、105 不与设备 107、109 通信。在一种或多种第二实施方式中，混合信号设备 103、105 至少之一配置有标准模式，以便能以任意一种或多种标准 802.11b 的数据速率与任一设备 107、109 通信。在至少一种第三实施方式中，混合信号设备 103、105 以不同的或更高的数据速率与设备 107 和 109 通信但与设备 107 和 109 不兼容，因此，设备 103-109 不可能在同一区域 101 中共存。混合信号设备 103、105 可以实现成在 2.4GHz 频带工作，尽管还可以使用其他频带。

[0048] 在第一或第二实施方式中，要求设备 103 和 105 能相互通信，而不受任一设备 107 和 109 的干扰或中断。这将面临很大的技术挑战，这是因为，设备 103、105 在相互通信时以不同的数据速率工作。本发明通过下列方式解决了这一问题：使设备 103 和 105 当位于与 802.11b 设备 107、109 同一区域 101 中时，被实现成能以不同或更高的数据速率相互通信。此外，在第二实施方式中，设备 103、105 还可以以 802.11b 的数据速率与任一设备 107、109 通信。

[0049] 图 2 是根据本发明的实施方式实现的混合信号接收机 201 的框图，该接收机可以用于任一设备 103、105 中或用于这两个设备中。输入信号被自动增益控制 (AGC) 203 所接收，AGC 校准接收功率并将相应的信号提供给切换 205。切换 205 最初将接收信号提供给单载波接收机 207。单载波接收机 207 包括均衡器和其他电路，这些均衡器和电路对照已知数据来分析接收信号的预定前置码，并“得知”与信号传播所经过的多径媒介有关的参数。单载波接收机 207 还检查报头，以判断该分组是否预定给混合信号接收机 201 的以及该分组是否是混合分组，如果是，则使切换 205 将输入信号的剩余部分提供给多载波接收机 209。注意，报头含有用于将该分组标识为混合模式分组的混合模式标识符（未示出）（比如模式比特等）。因此，在一种实施方式中，单载波接收机 207 根据目标地址等判断该分组是否是预定给混合信号接收机 201 的，并根据模式标识符判断该分组是否是混合模式分组。如果该分组是预定给混合信号接收机 201 的但并不是混合模式分组（比如是标准 802.11b 分组），那么，单载波接收机 207 继续处理该分组。在报头中还提供了长度字段，它含有用于标识混合模式分组的总长度的长度值。因此，任何含有混合模式的设备或传统设备（例如 802.11b 设备）都可以判断该分组是否是预定给它的，并用与该长度值相应的时间量来补偿。

[0050] 多载波接收机 209 用来接收按照 OFDM 等所发射的信号。多载波接收机 209 与单

载波接收机 207 连接,这样,单载波接收机 207 所判定的多径信息可以被再使用,以实现输入信号的分组部分之间的平滑变换。特别地,来自单载波接收机 207 的 AGC(功率)、载频、载波相位、均衡器和定时参数可以被多载波接收机 209 所使用,以接收输入信号。OFDM 多载波接收机 209 不必重新捕获该信号,这是因为单载波接收机 207 所用的信息已被获得和使用。

[0051] 图 3 是根据本发明的实施方式实现的混合信号分组 301 的示意图。分组 301 包括:以 1 兆比特每秒 (Mbps) 发送的 Barker 前置码 303 ;随后是以 1 或 2Mbps 发送的 Barker 报头 305 ;再随后是以任选数据速率 (以所选的 20 兆赫 (MHz) 的抽样率从典型数据速率 6、9、12、18、24、36、48 或 54Mbps 中选取) 发送的含有有效载荷数据的一个或多个 OFDM 符号 307。前置码 303 和报头 305 以 11MHz 的四相移键控 (QPSK) 符号率 (还可以用二相移键控 (BPSK)) 与单载波一起发送。还可以使用不同的 OFDM 抽样率,比如 18.333 兆赫 (MHz)、22MHz 等,其中所运用的原理相同。还可以为补码键控 OFDM 即 CCK-OFDM (802.11b 前置码和报头使用 Barker [单载波],随后是 OFDM [多载波]) 规定发送信号。波形的 OFDM 部分可选地可以是多种有效抽样率中任意一种 (比如,22、20 或 18.333MHz)。图中所示的分组 301 使用了 802.11a 的 20MHz 抽样率。目的是为了规定该信号,使得在在前置码和报头中得到的信道冲激响应 (CIR) 估算可以再使用于 OFDM。因此,无需自由变量就完全规定了这种变换,这使得在变换时可以保持重要的均衡信息。此外,还要求消除因信号变换所带来的接收机功率变化。功率步长可能使传统设备进入未定义的状态,因为这些设备既不了解 OFDM 也没有能力接收它。

[0052] 图 4A 和 4B 分别是 802.11b 的 Barker 码片和 802.11a 的 OFDM 的频谱曲线图 (以分贝 (dB)-归一化频率 (freq) 来表示)。频谱涉及中心频率、功率谱密度和频率响应。802.11b 的 Barker 码片的频谱具有一个圆形“顶”,而 802.11a 的 OFDM 的频谱具有一个平顶。3dB 带宽也不同。图 5A 和 5B 分别是表明波形根本不同的 802.11b 的 QPSKBarker 码片和 802.11a 的 OFDM 的时域曲线图。尽管波形不同,但要求前置码 / 报头单载波部分 303、305 与 OFDM 符号部分 307 之间形成平滑变换。一种方案是,以近似相同的发送频谱和近似相同的功率,使 802.11b 的 Barker 前置码和报头看上去象 OFDM。

[0053] 图 6A 是出自 802.11a 标准所规定的可能的 64 个可能的子载波中的单个子载波的功率谱密度 (PSD) 的曲线图 (以 dB-频率来表示)。图 6B 是 802.11a 中所用的 52 个非零子载波的合成 PSD 的曲线图。这些曲线分别是相对于归一化频率 (nfreq) 和 MHz 为单位的频率所绘制的。要求设计一种频谱 / 时间整形脉冲,以使信号的单载波部分的频谱类似 OFDM。要知道这种脉冲,使得接收机能够补偿分组的 OFDM 部分的 CIR。按连续时间规定该脉冲,这样,它就可以与实现过程无关。对于数字实现过程,可以按任意所需的适当的实现速率对该脉冲进行抽样。该信号在通带内应提供几乎平坦的频谱而频带边沿具有很陡的滚降。要求这种发送脉冲容易被 802.11b 的传统接收机所处理。因此,在冲激响应中,它应具有主峰而扩展量较小。这样使 802.11b 的接收机可以锁定在这一冲激响应成分中。还要求该信号持续时间较短以便尽可能减小复杂性。

[0054] 图 7A 是一例以 0MHz 为中心的“砖墙式”双边带频谱的曲线图,其幅度在约 $2(8.5) = 17\text{MHz}$ 的所选带宽内为 1,否则为 0。“砖墙式”频谱实质上是一个理想化的低通滤波器。在所示实施方式中,举例说明的频段选为 $(2)(27)(20\text{MHz}/64) = 16.875\text{MHz}$ 。图 7B 是相应

于该“砖墙式”频谱的相关无限持续时间响应的一部分的曲线图。通常,为单载波系统选择目标频谱。这可以通过为所需频谱指定一种“砖墙式”逼近来实现。“砖墙式”频谱在时域中具有无限的冲激响应(即跨越 $\pm\infty$)。然后,利用连续时间窗截得脉冲。选取足够宽的窗口可以给出所需的频谱特性,而选取足够窄的窗口可以尽可能减小复杂性,每种情况通常都要使用工程判断。

[0055] 图 8 是一例连续时间窗的曲线图,这是 Hanning 窗的一种连续时间型式。应当理解,这只是许多可以成功地用来达到所需目的的不同窗结构中的一种。图 9 是该 Hanning 窗与相应于“砖墙式”频谱的无限持续时间响应的一部分相重叠的曲线图。图 10 是截得约 $0.8\mu\text{s}$ (从而 $\pm 0.4\mu\text{s}$ 之外为 0) 所得到的该例脉冲 $p(t)$ 的曲线图。图 11 是表示与 OFDM 频谱接近相符的脉冲 $p(t)$ 的频谱特性的曲线图。脉冲 $p(t)$ 的频谱特性在 OFDM 是平坦的地方具有几乎平坦的频谱,而在 OFDM 滚降的地方具有快速滚降。连续时间脉冲可以用于明确地构造任何数字滤波器,并且与具体实现过程无关。按照目标保真度的等级,应满足奈奎斯特判据(连续时间脉冲的抽样)。脉冲 $p(t)$ 应根据奈奎斯特判据进行“数字化”或抽样。在某些实施方式中,再按如下所述将这些抽样分解。

[0056] 图 12 是利用连续时间脉冲 $p(t)$ 形成数字 22MHz 输出抽样率的一例数字滤波器 1201 的框图。在这种情况下,举例说明的 QPSK 符号发生器 1203 为一对多相数字滤波器 1205 和 1207 中每一个的各自输入都提供 11MHz 信号。QPSK 符号发生器 1203(作为举例说明的发射机)将每个符号(复数)都以 11MHz 的速率传送给数字滤波器 1205 和 1207。每个数字滤波器 1205 和 1207 都对输入波形进行抽样并以 11MHz 产生输出。数字滤波器分支 1205 由偶数抽样组成,而数字滤波器分支 1207 由脉冲 $p(t)$ 的奇数抽样组成。选择逻辑 1209(比如复用器(MUX)电路等)选择多相数字滤波器分支 1205 和 1207 的每一个的输出,以得到一个 $2(11) = 22\text{MHz}$ 抽样率的信号。图 13 是表示连续时间脉冲 $p(t)$ 的抽样和多相分解相对于以微秒“ μs ”为单位的时间的曲线图。由于使用了每个滤波器的每一输出,因此,有效抽样率为 22MHz。

[0057] 图 14 是利用脉冲 $p(t)$ 形成数字 20MHz 输出抽样率的另一例数字滤波器 1401 的框图。在这种情况下,举例说明的 QPSK 符号发生器 1403 与发生器 1203 类似,为 20 个多相数字滤波器 1405, 1407, 1409, ..., 1411 的各自输入都提供 11MHz 信号。每个数字滤波器 1405-1411 都以 11MHz 产生输出,这样,抽样率从 11MHz 提高到 220MHz。每个滤波器都包括每隔 20 个抽样的那些抽样。选择逻辑 1413(比如复用器(MUX)电路等)选择多相数字滤波器 1405-1411 的每 11 个输出中的一个输出,以得到一个 20MHz 抽样信号。例如,对于第一个 QPSK 符号,使用滤波器 1 和 11 的各自输出,而对于第二个 QPSK 符号,使用滤波器 19 和 10 的各自输出,等等。此外,每 11 个输入符号中的一个符号将产生 1 个输出抽样,而其余输入抽样每个都将产生两个输出抽样。图 15 是表示连续时间脉冲 $p(t)$ 的抽样和多相分解对时间的曲线图。由于在滤波器 1405-1411 的 220MHz 合成输出中,使用了每 11 个输出中的一个输出,因此,有效抽样率为 20MHz。

[0058] 图 16 是根据本发明的实施方式实现的发射机 1601 的框图。发射机 1601 包括 OFDM 内核块 1603,该内核块将信号的 OFDM 部分提供给软切换块 1607,软切换块还接收来自 802.11b 前置码/报头内核块 1605 的 802.11b 前置码/报头部分。软切换块 1607 将 802.11g 信号提供给数/模转换器(DAC) 1609,该转换器将得到的模拟信号提供给低通滤波

器 (LPF) 1611。滤波后的信号被提供给 SAW 滤波器 1613, 它说明了在两种信号段中都引起了线性失真。SAW 滤波器 1613 的输出被提供给混频器 1615 的一个输入端, 该混频器还具有另一个输入端, 该输入端接收来自本地振荡器 1617 的本地振荡器 (LO) 信号。混频器 1615 在其输出端发出混合或合成信号。

[0059] 失真可能在发射机、多径信道和接收机中引起。发射机中明显的线性失真是 SAW 滤波器 (比如 SAW 滤波器 1613)。在一些通信系统中, 常常假定线性失真是共同的并且跨越波形符号 (实质上) 是非时变的。例如, 无论是 802. 11a 还是 802. 11b 的通信, 都假定在前置码 / 报头与有效载荷之间线性失真是共同的。在一种类似方式中, 假定发送无线电的线性失真是单载波段和多载波段所共有的。这样, 将强加频谱捆绑要求, 使得均衡器信息和 AGC 可以从单载波延至多载波。

[0060] 发射机 1601 还说明了一种抽样功率匹配方案, 使 AGC 信息可以从信号的单载波部分延至多载波部分。特别地, 要求 OFDM 内核块 1603 输出的平均信号功率 (如 1620 处所示) 几乎与 802. 11b 前置码 / 报头内核块 1605 输出的平均信号功率 (如 1622 处所示) 相同。

[0061] 图 17 是 1701 所示的 11MHz 的 Barker 码片时钟与 1703 所示的 20MHz 的 OFDM 抽样时钟相比较的框图, 两者都是以 μs 为单位的时间的曲线。802. 11b 的通信方案使用 11MHz 的码片速率。802. 11b 前置码 / 报头使用 11 个码片 Barker 字, 因此, 每微秒 11 个码片。802. 11a 的 OFDM 使用 20MHz 抽样率。在所示实施方式中, 为了实现变换时间校准, 802. 11b (11MHz) 和 802. 11a (20MHz) 信号段按 1MHz 界限 (即每 $1 \mu s$ 间隔, 如每 $1 \mu s$ 间隔的校准点 1705 所示) 来校准。图 18 是表示用单载波部分的报头的最后一个 Barker 字来校准 OFDM 信号部分的示意图。如 1803 所示的每个 Barker 字的第一码片集中在 $1 \mu s$ 校准上。如 1801 所示的 OFDM 信号的第一个全 20MHz 抽样在报头中的最后一个 Barker 字的第一码片的零相位峰值后 $1 \mu s$ 才出现。在全值抽样之前, 有效地出现了如 1805 所示的半值 OFDM 抽样 (用于平滑)。这种变换时间校准使得均衡器信息和定时信息可以在信号的单相位和多相位部分之间延续。

[0062] 图 19 是表示正常 OFDM 符号重叠的图解。图 20 是表示举例说明的 802. 11a 的 OFDM 符号开始和终止的图解。图 21 是表示举例说明的如 2101 所示的按 802. 11a 整形的单载波终止和如 2103 所示的按 802. 11a 整形的 OFDM 开始的图解。如这些图解中所示, 当从单载波变换到多载波时, 单载波以受控方式终止。这一单载波终止使 AGC 保持在变换点, 使信号功率差距尽可能小, 这样又可以尽可能减小由一个信号使另一个信号恶化。802. 11b 段的单载波终止与用于 802. 11a 的 OFDM 整形的情况类似。802. 11a 为 OFDM 符号规定了一种窗口函数, 可用来界定单载波段的终止。单载波信号在预定的时间窗 (比如, 标称地为 100 纳秒 (ns)) 终止。不必完全使单载波脉冲整形滤波器齐平 (flush)。针对报头中的最后一个 Barker 字所产生的失真与 11 个码片的处理增益、热噪声和多径失真相比是微不足道的。终止可以明确地在数字信号处理过程中完成, 或者可以通过模拟滤波过程来完成。

[0063] 还要求, 载频在两个波形段之间是相干的, 这可以通过本地振荡器 1617 利用单个 LO 信号来实现。这样就可以使均衡器信息可以延续。载频锁定可以利用锁相环 (PLL) 电路等来保持。

[0064] 还要求, 校准载波相位, 从而使均衡器信息可以延续。图 22A 是表示 BPSK 在两个

象限中 (2 个相位之一) 含有实数和虚数部分的 BPSK 图的简化图。图 22B 是表示 QPSK 在所有四个象限中 (4 个相位之一) 都含有实数和虚数部分的 QPSK 图的简化图。使用直序扩频 (DSSS) 的单载波信号与 OFDM 信号格式和调制方案相比根本不同。对于 802.11g 的 CCK-OFDM, 这两种格式任一种都可以再使用于报头。

[0065] 图 23 是表示 802.11g 报头中的最后一个 Barker 字 (而不是最后一个码片) 与后续 OFDM 符号抽样之间的相位关系。802.11a 标准的附录 G 描述了如何发送含有实数和虚数成分的 OFDM 符号。如 2301、2303、2305 和 2307 所示的箭头表示最后一个 Barker 字的四种可能的相位。OFDM 符号的相位由最后一个 Barker 字的相位所确定, 因为每个 OFDM 抽样要么不被旋转要么被旋转相同的基于最后一个 Barker 字的相位旋转的预定量。如 2302、2304、2306 和 2308 所示的箭头表示相应的四个相对相移, 这些相对相移分别应用于与箭头 2301、2303、2305 和 2307 所示的 Barker 相位相应的 OFDM 符号。例如, 如果最后一个 Barker 字的相位在第一象限中, 那么, OFDM 符号的相位相对于 802.11a 标准的附录 G 所描述的 OFDM 相位将被旋转 0 度 (不旋转, 即乘以 1)。此外, 如果最后一个 Barker 字的相位在第二象限中 (135 度相位旋转), 那么, OFDM 符号的相位相对于 802.11a 的附录 G 中的抽样的相位将被旋转 90 度 (即乘以“j”); 如果最后一个 Barker 字的相位在第三象限中 (-135 度相位旋转), 那么, OFDM 符号的相位相对于 802.11a 的附录 G 中的抽样的相位将被旋转 180 度 (即乘以“-1”); 而如果最后一个 Barker 字的相位在第四象限中 (-45 度相位旋转), 那么, OFDM 符号的相位相对于 802.11a 的附录 G 中的抽样的相位将被旋转 -90 度 (即乘以“-j”)。

[0066] 在许多设计实现方式中, 经常需要知道相对精度和保真度要求, 以保持不同收发信机当中的信号完整性和兼容性。这样, 设计者在保持技术规范中的参数和特性的同时可以降低成本并最大限度地提高效率。精度特性约束了发送设计者可能采取的简化设计, 否则可能大大损害接收机性能。在一种实施方式中, 利用基于 802.11a 标准的 OFDM 信号的保真度要求的度量标准来建立整个波形特性的必要保真度。因此, 即使单载波部分一般处于降低的数据速率, 该单载波部分的必要保真度也与多载波部分的情况相同。如 802.11a 规范中所述, 通过误差矢量幅度 (EVM) 规范来设置 OFDM 的必要保真度, 如下列数据速率 -EVM 表 1 中所示。

[0067] 表 1: 数据速率 -EVM 规范

[0068]

数据速率 Mbps	EVM 规范
6	-5
9	-8
12	-10
18	-13
24	-16

数据速率 Mbps	EVM 规范
36	-19
48	-22
54	-25

[0069] 其中,数据速率用 Mbps 来表示,而 EVM 用 dB 来表示。如表 1 中所示,OFDM 精度是数据速率的函数。数据速率越高,发送波形越复杂和精细,而精度必要性越大。这一必要保真性应用于整个波形。EVM 与按信号功率所归一化的均方误差 (MSE) 是同样的东西。MSE 可以在最优时间校准、最优增益校准和最优相位校准后进行测量。此外,需要的话,可以避开 OFDM 和单载波 Barker 码片所共有的线性失真。如果并且当 802.11b 精度规范变得更严格时,那么它可以用于单载波部分。

[0070] 部分 802.11b 规范和所有 802.11a 规范都使用一种锁定振荡器要求。锁定振荡器特性使得可以从载波频率和相位中得到定时跟踪信息。发送波形有两种基本时钟:符号率时钟和载频。在发射机的至少一种实施方式中,所有 802.11g 信号都具有从同一基准时钟得出的符号率时钟和载频。此外,还要求这两种时钟信号的百万分之一 (PPM) 误差相等。允许接收机从载频误差跟踪符号率定时。

[0071] 混合信号接收机 201 的多载波接收机 209 部分从如这里所述的波形的单载波接收机 207 中获得变换的特性,以接收信号的 OFDM 部分。载波频率和相位是相干的。此外,时间校准、信号电平 (AGC) 和信道冲激响应 (CIR) 也都是相干的。单载波接收机 207 在单载波部分期间确定 CIR 估算。多载波接收机 209 利用单载波段所用的已知的脉冲形状修改 OFDM 的 CIR 估算。特别地,利用发射机在单载波前置码和报头期间所用的已知的脉冲形状修改多载波接收机 209 的均衡器分支。这样,多载波接收机 209 不必重新捕获信号的 OFDM 部分,而是利用单载波接收机 207 所获得的信息以及用于单载波到多载波信号的平滑变换的预定或已知信息。此外,不必需要单独的 OFDM 前置码/报头,尽管需要时这种前置码/报头可实现便利性和精细的调谐。

[0072] 尽管以上结合优选实施方式描述了根据本发明的系统和方法,然而,本发明的系统和方法并不能局限于这里所述的具体形式,而应覆盖本发明的思想和范围内适当涉及的一些可选情况、修改情况和等效情况。

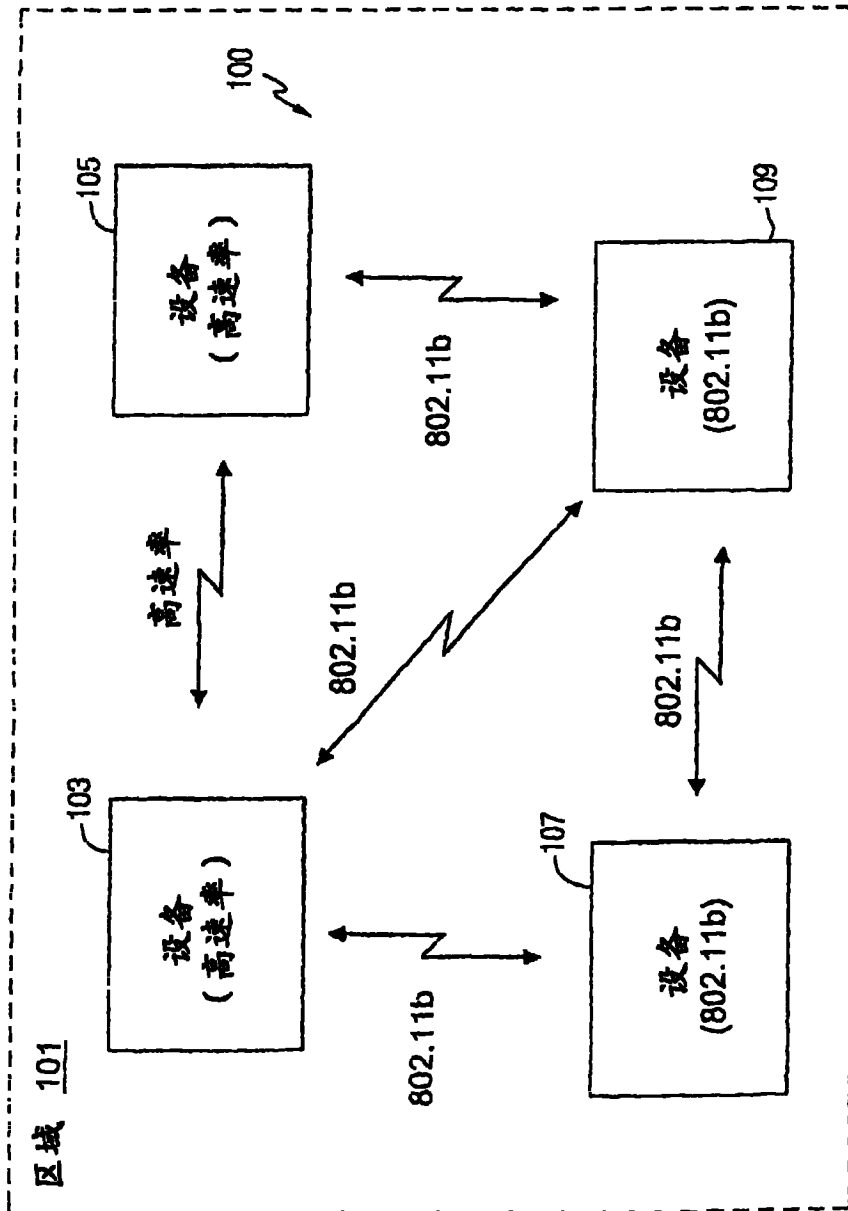


图 1

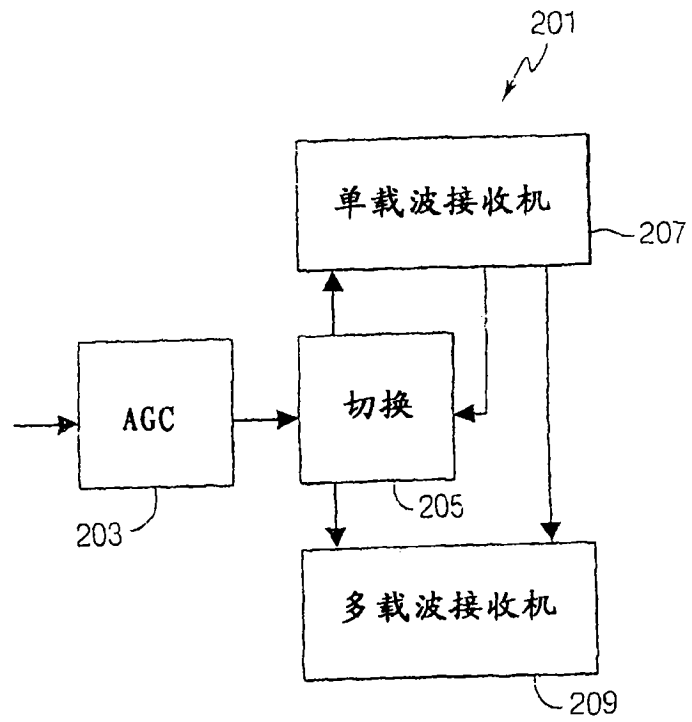


图 2

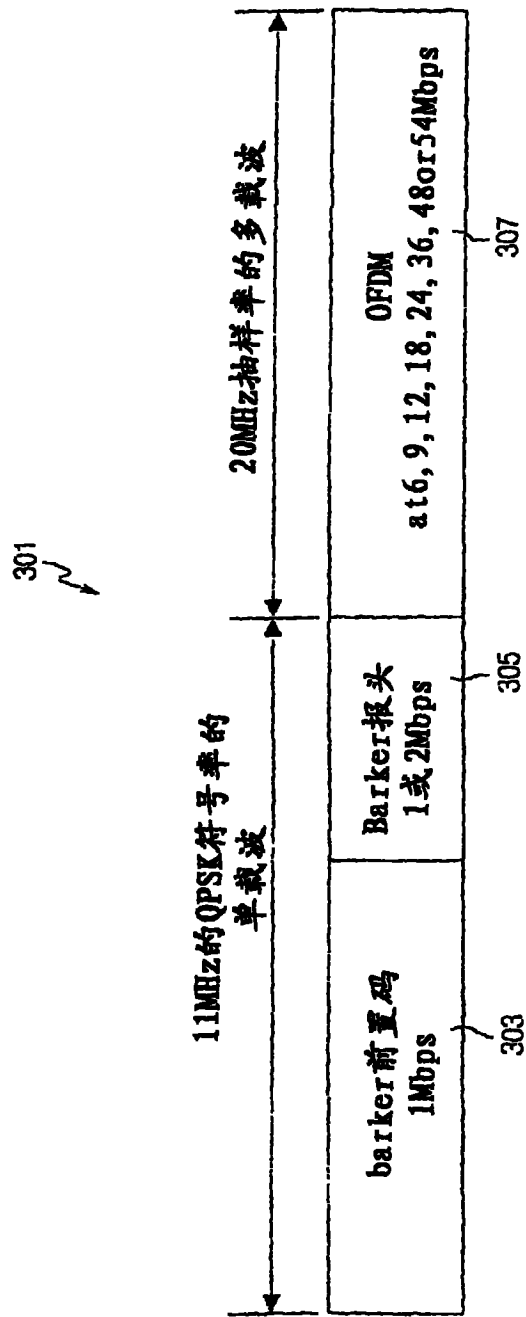


图 3

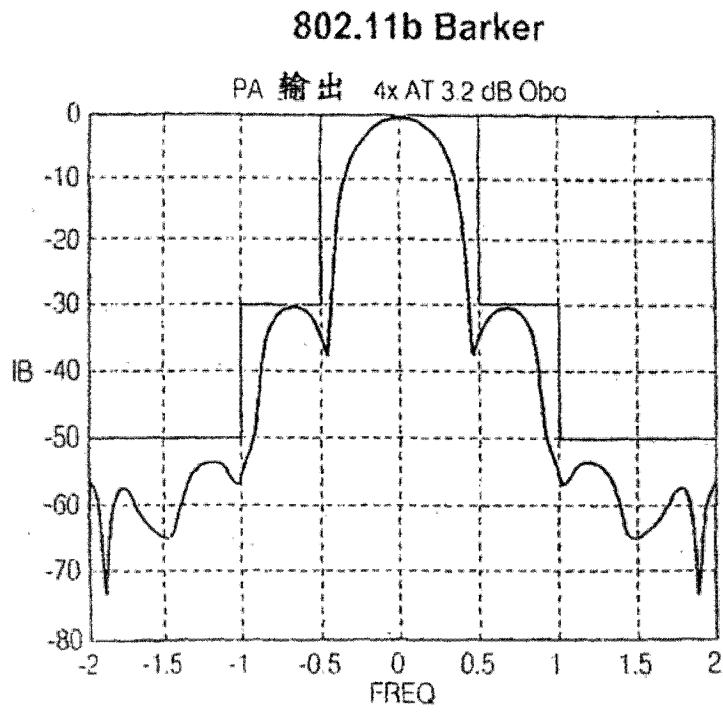


图 4A

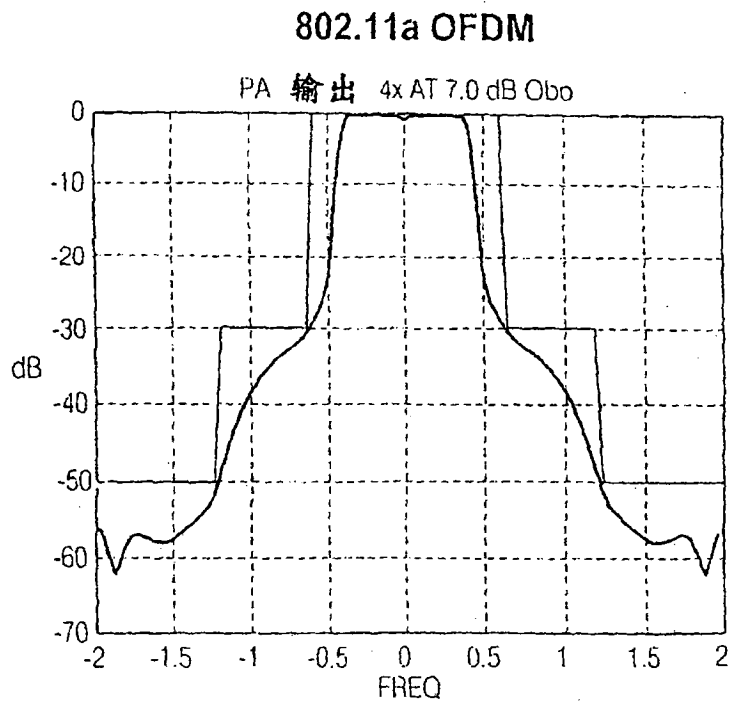


图 4B

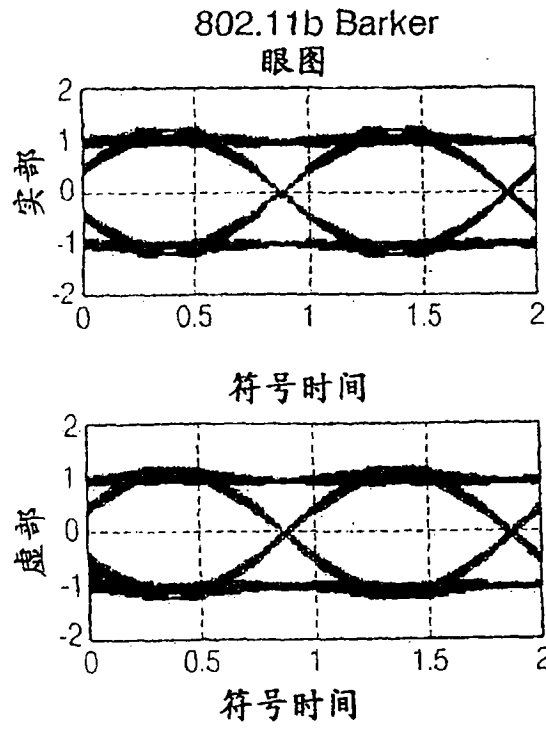


图 5A

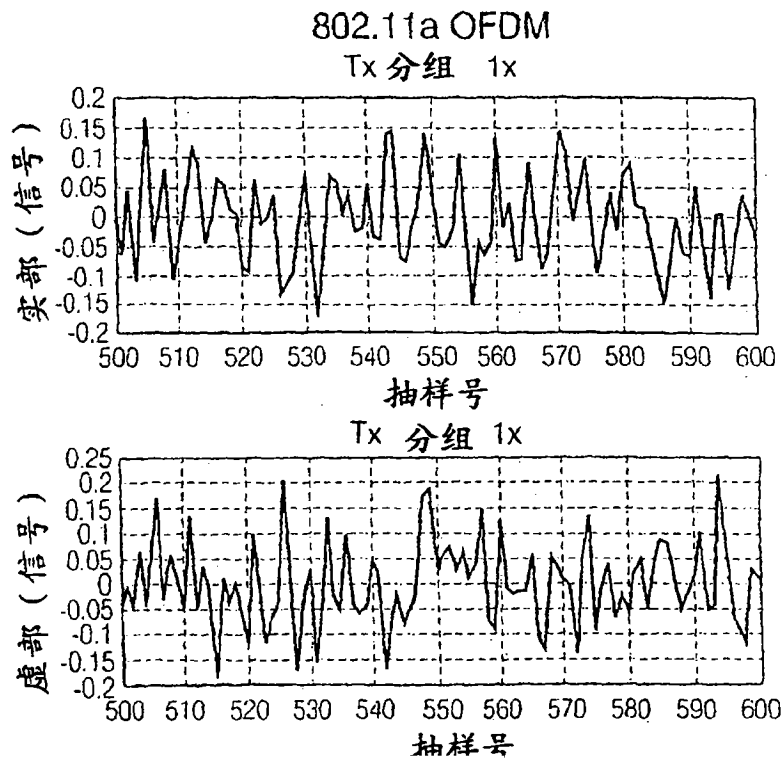


图 5B

单子载波的PSD
整形子载波频谱

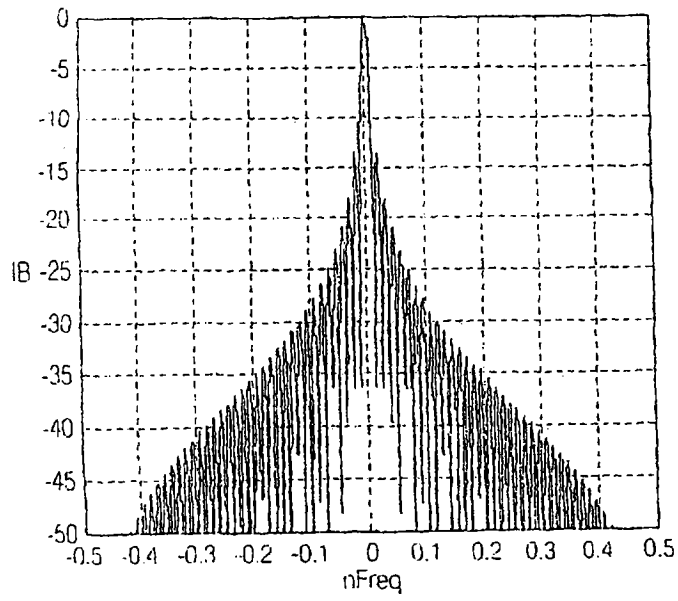


图 6A

52个子载波的PSD
OFDM功率谱密度

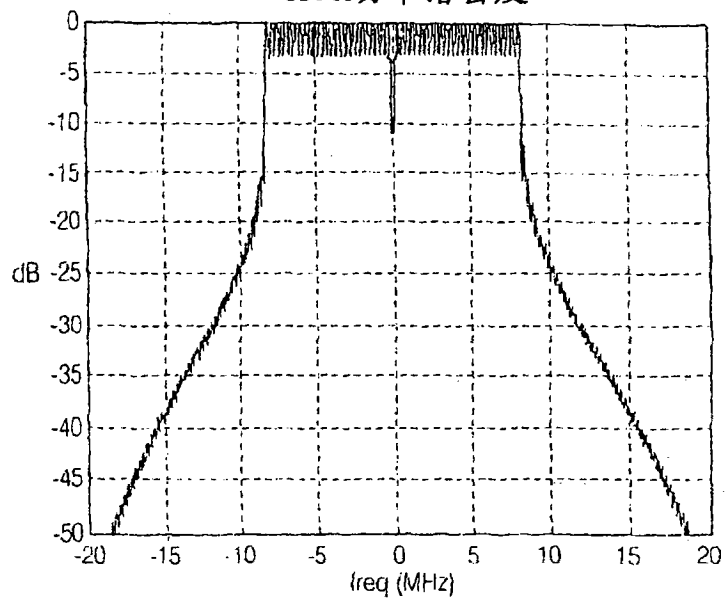


图 6B

“砖墙式”频谱
“砖墙式”频率响应

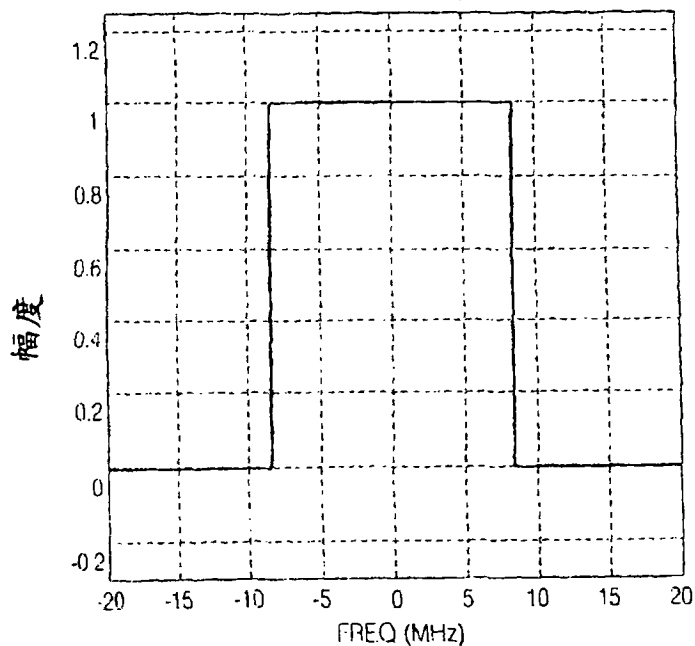
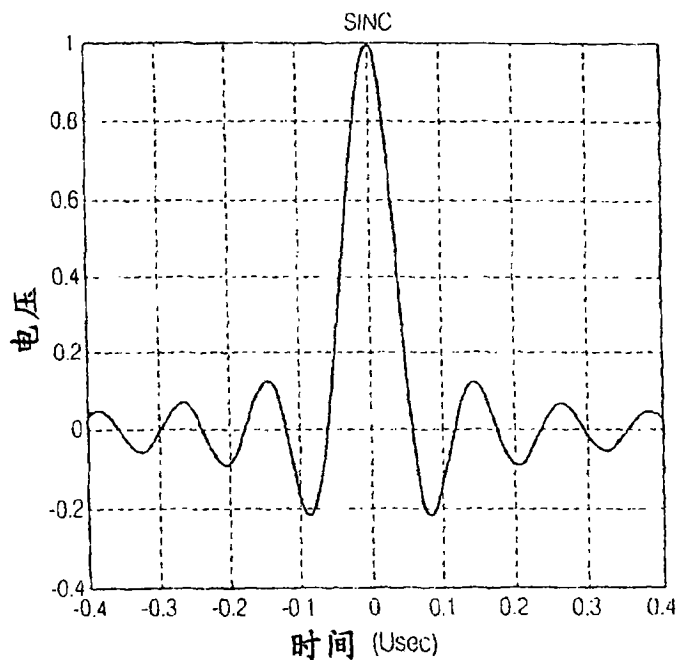


图 7A

相关无限持续时间响应

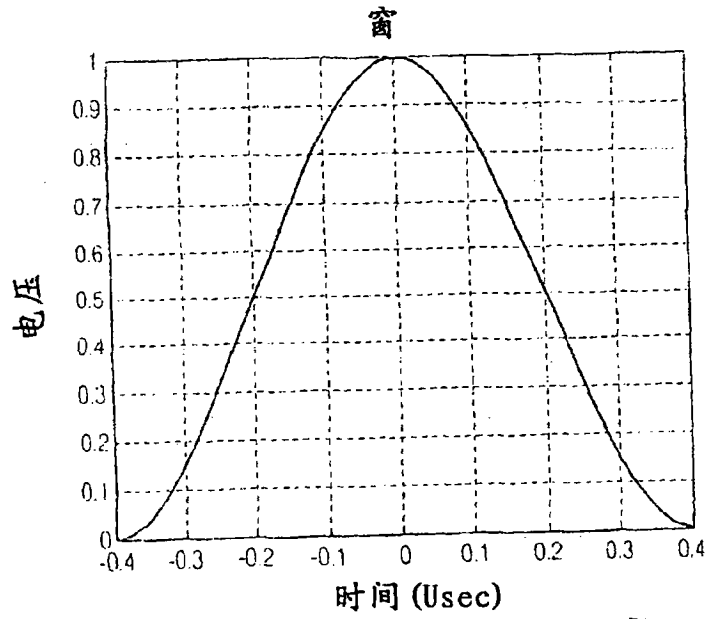


$$h_{IdealBW}(t) = f_W \frac{\sin(\pi f_W t)}{\pi f_W t} = f_W \text{sinc}(f_W t),$$

其中 $f_W = 52(20;64) \text{MHz}$

图 7B

Hanning窗的连续时间型式



$$h_{Window}(t) = 0.5 \left[1 + \cos \left(2\pi \frac{t}{T_{SPAN}} \right) \right],$$

其中 $T_{SPAN} = 0.8 \text{ usecs}$

图 8

两者重叠

SINC和窗

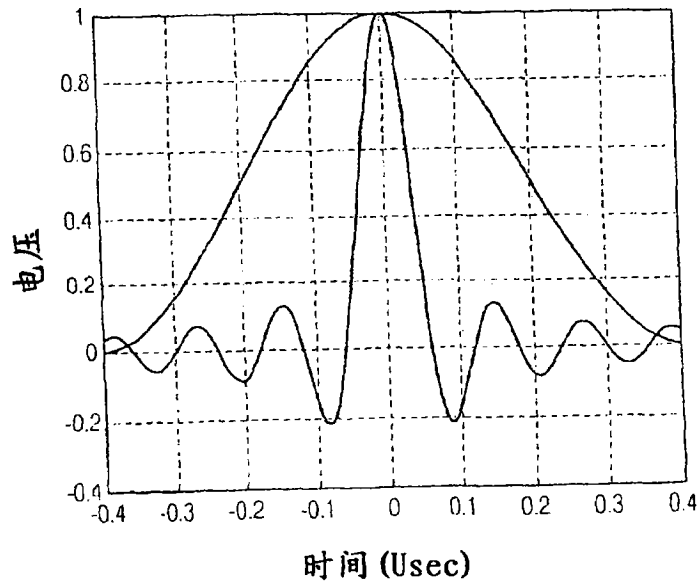
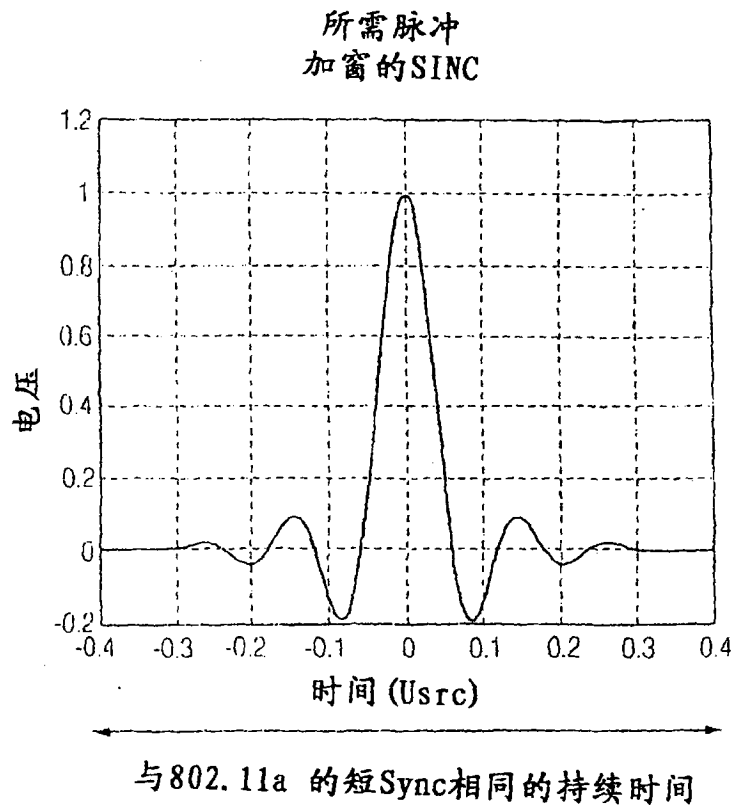


图 9



$$p(t) = h_{Window}(t) h_{IdealBW}(t)$$

图 10

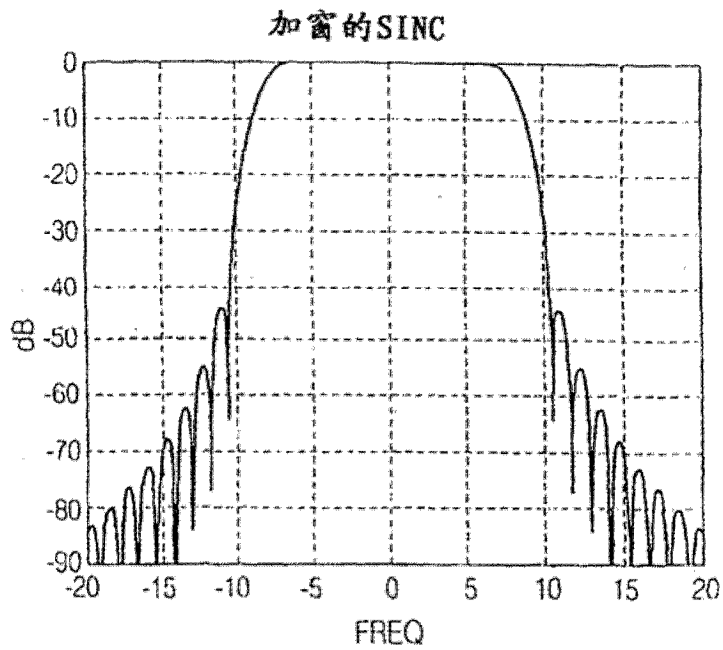


图 11

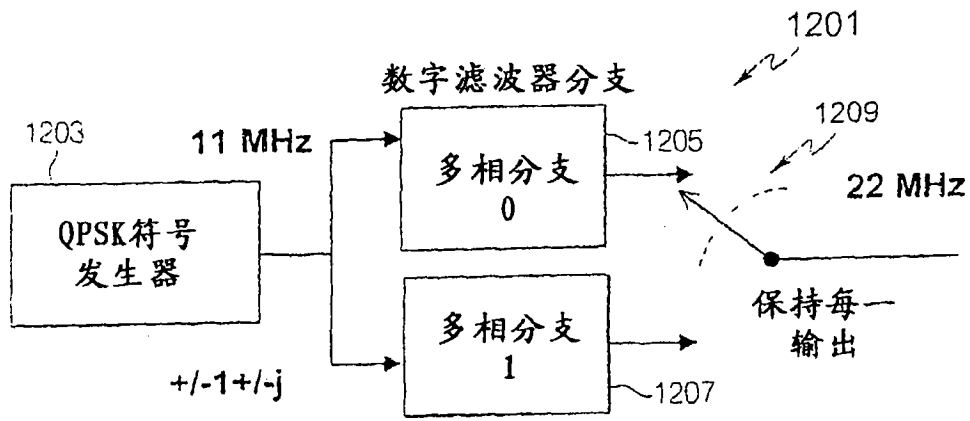


图 12

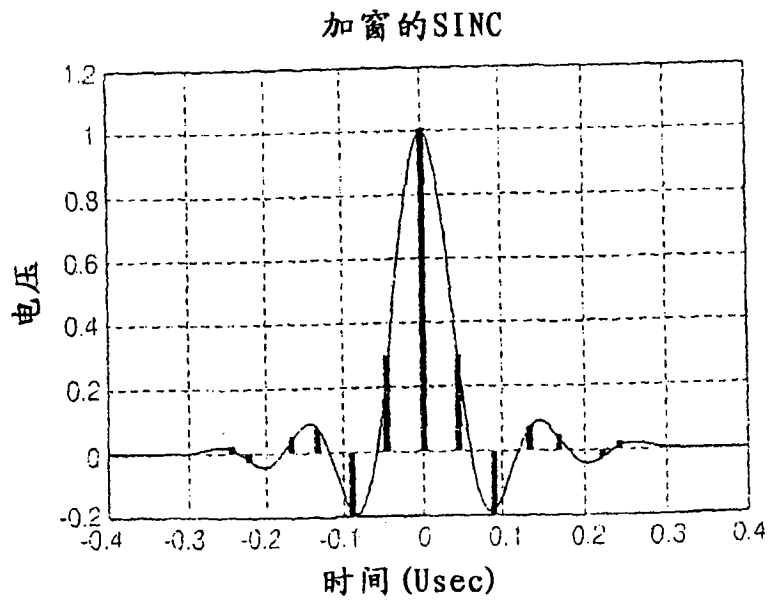


图 13

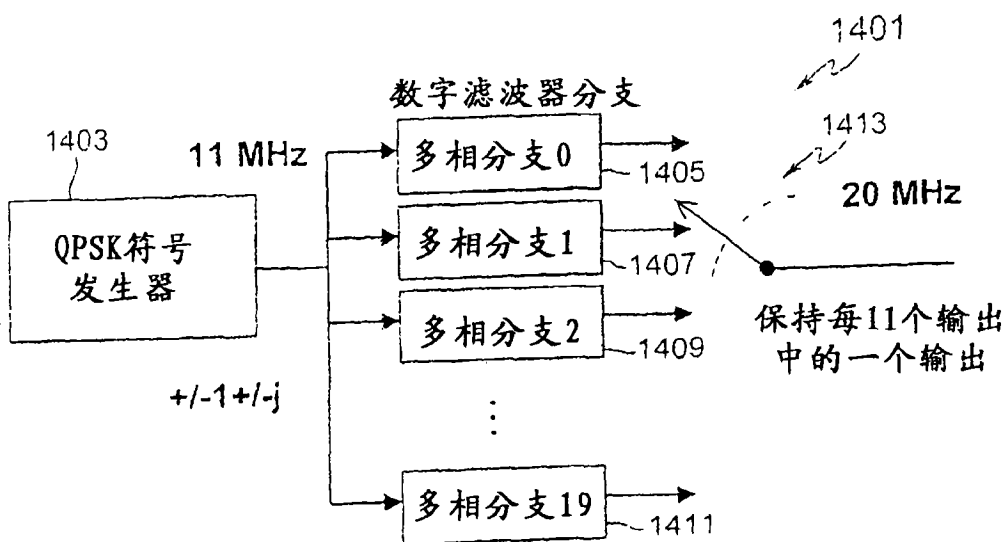


图 14

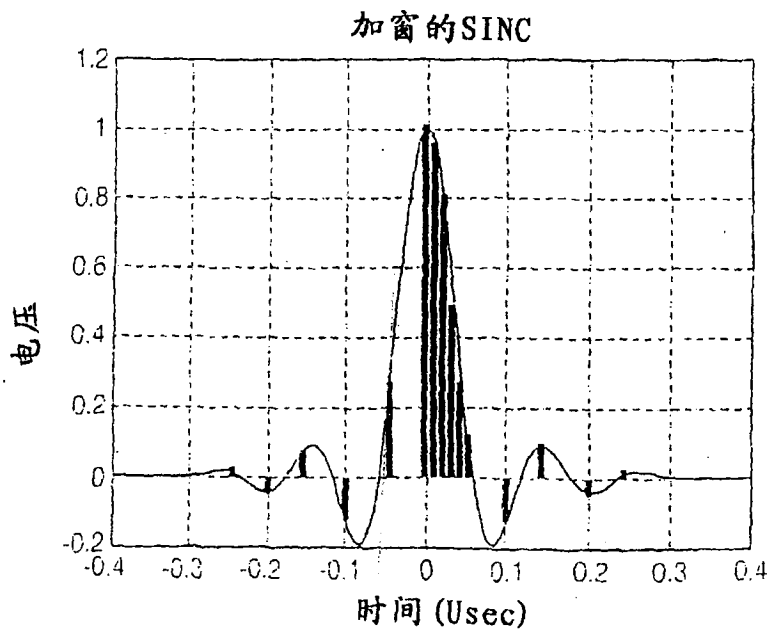


图 15

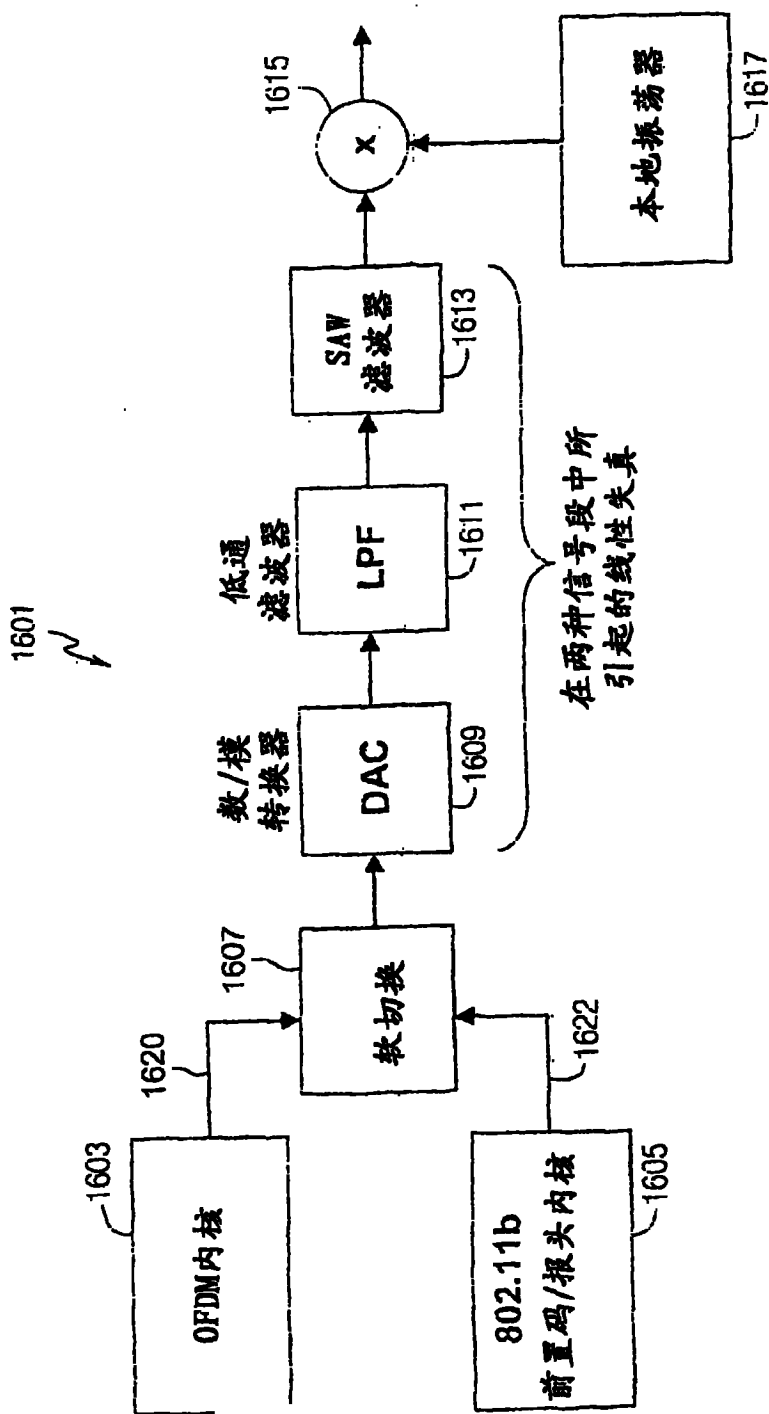


图 16

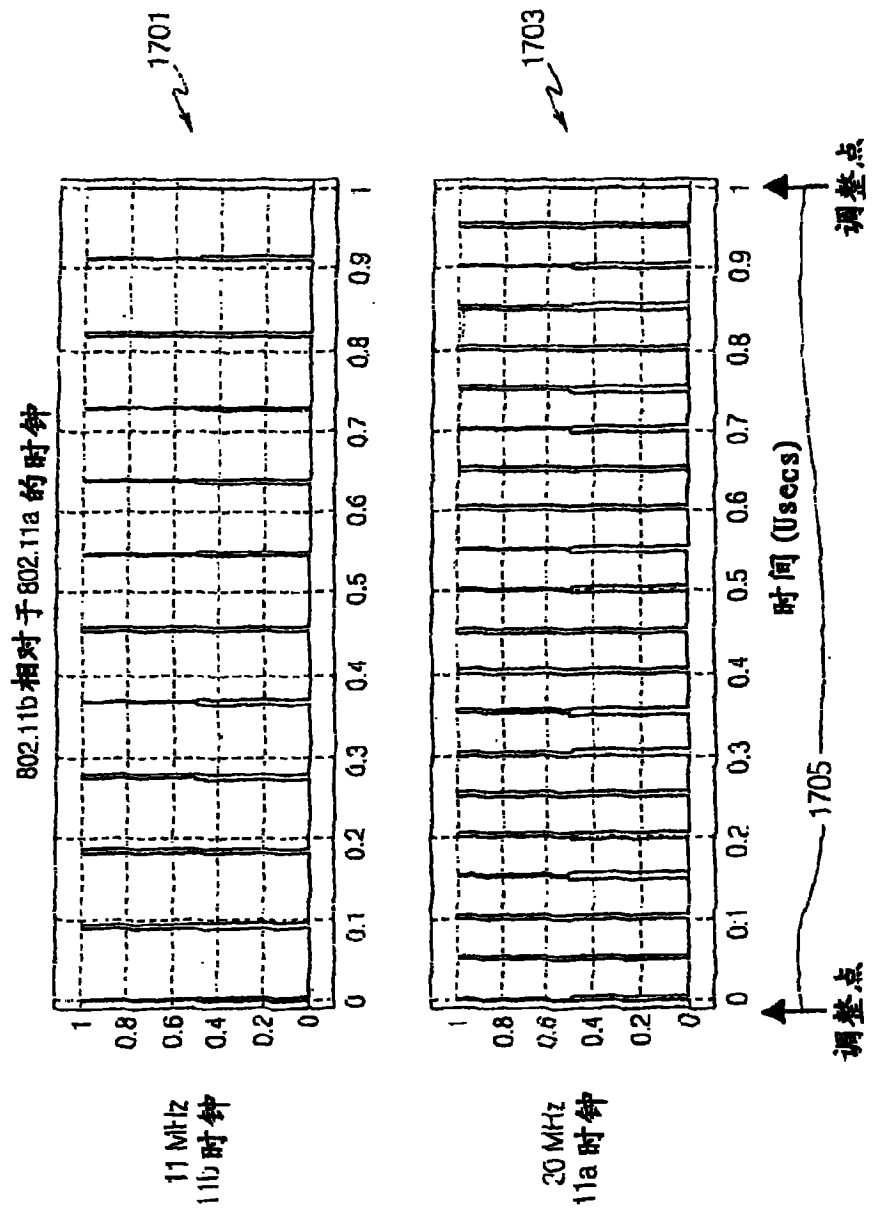


图 17

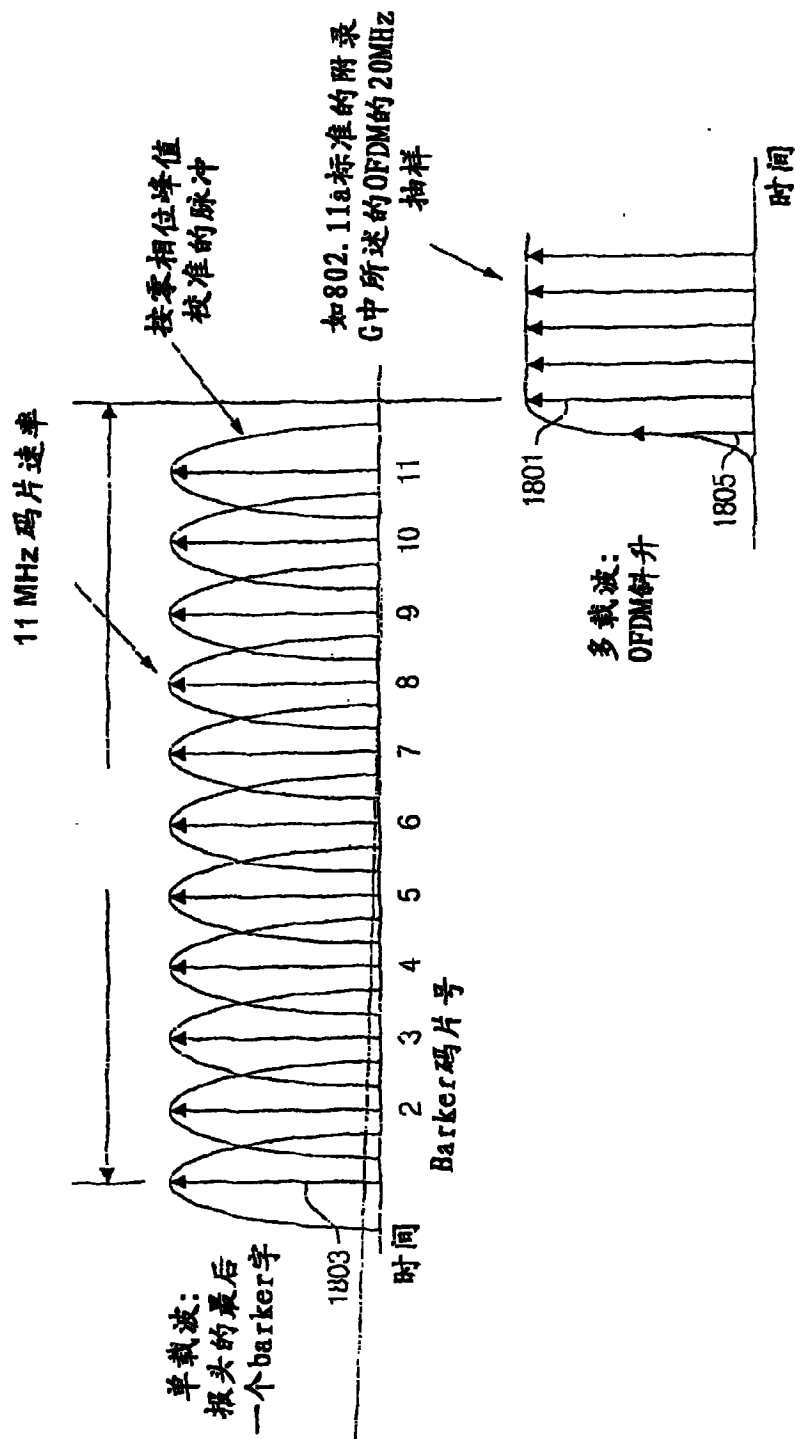


图 18

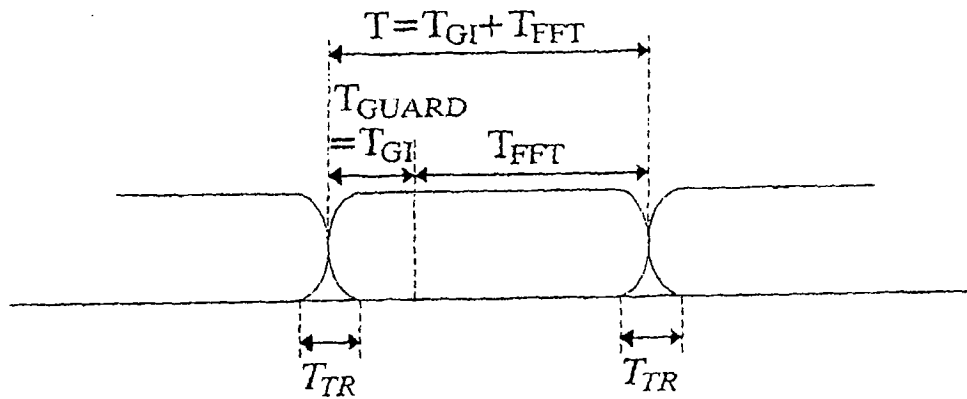


图 19

$$w_T(t) = \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(0.5 + \frac{t}{T_{TR}} \right) \right] \text{ 对于 } \left(-\frac{T_{TR}}{2} < t < \frac{T_{TR}}{2} \right)$$

$$w_T(t) = 1 \text{ 对于 } \left(\frac{T_{TR}}{2} < t < T - \frac{T_{TR}}{2} \right)$$

$$w_T(t) = \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(0.5 - \frac{(t-T)}{T_{TR}} \right) \right] \text{ 对于 } \left(T - \frac{T_{TR}}{2} < t < T + \frac{T_{TR}}{2} \right)$$

其中，TTR是变换持续时间

提供信息的802.11a窗

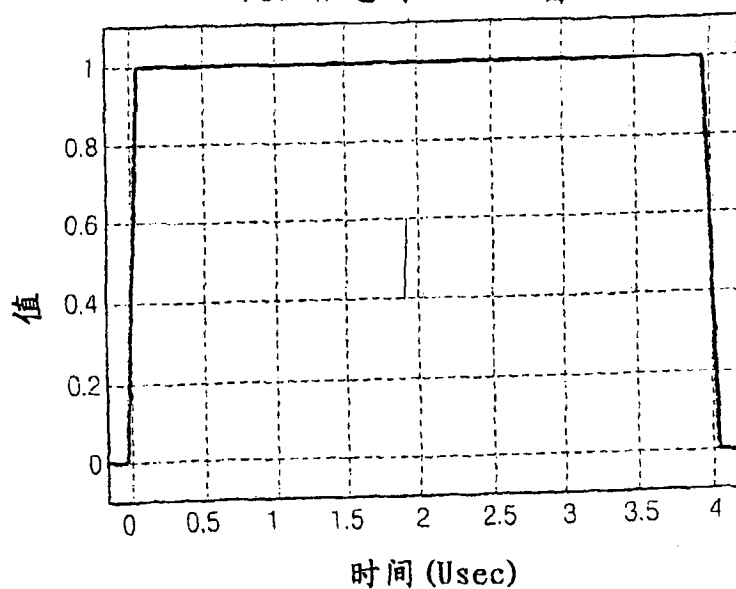


图 20

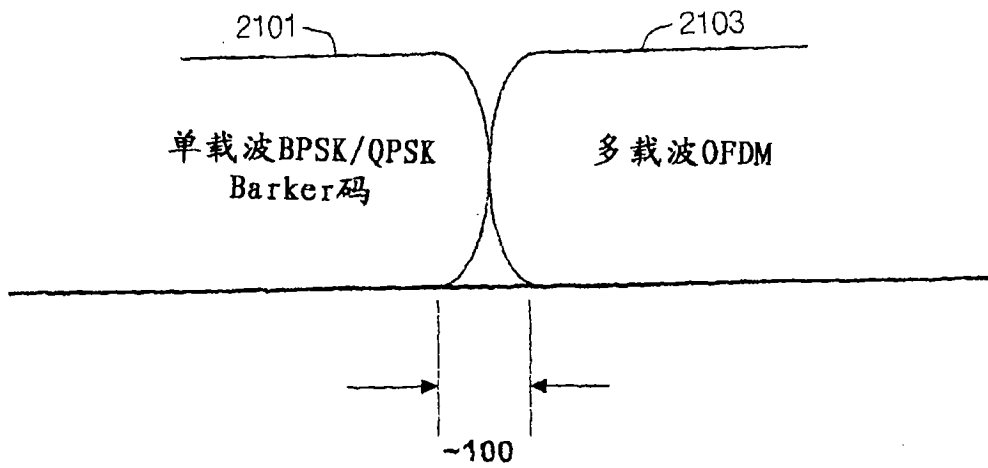


图 21

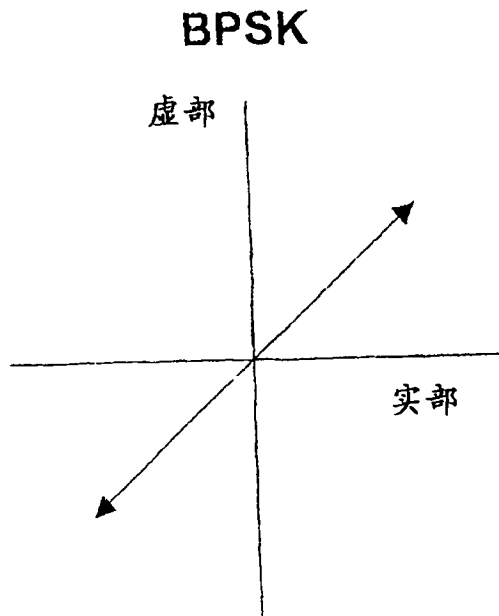


图 22A

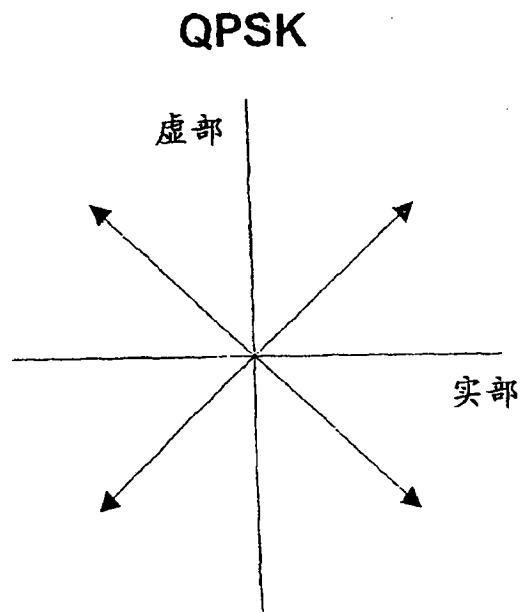


图 22B

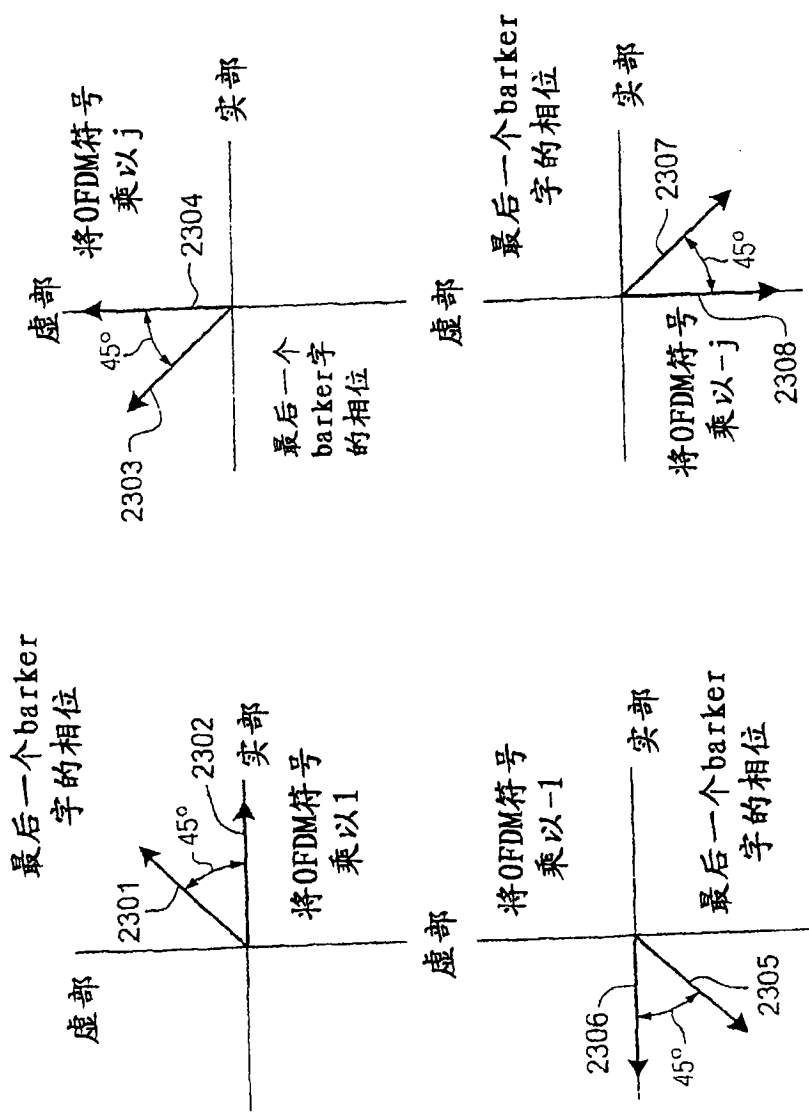


图 23