



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102707293 B

(45) 授权公告日 2014. 11. 05

(21) 申请号 201110453407. 6

W0 2005/022186 A1, 2005. 03. 10, 全文.

(22) 申请日 2007. 06. 20

审查员 郝霏霏

(30) 优先权数据

0612142. 0 2006. 06. 20 GB

(62) 分案原申请数据

200780023193. 0 2007. 06. 20

(73) 专利权人 国防部长

地址 英国威尔特郡

(72) 发明人 A · R · 帕里特 J · I · R · 欧文

(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.

G01S 19/01 (2010. 01)

H04J 13/00 (2011. 01)

(56) 对比文件

CN 1133513 A, 1996. 10. 16, 全文.

CN 1491482 A, 2004. 04. 21, 全文.

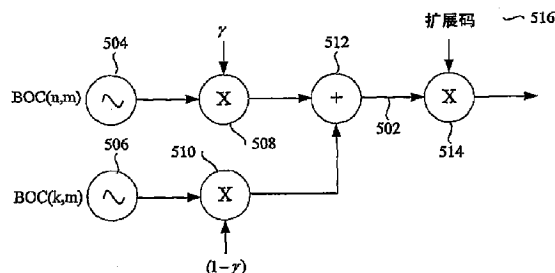
权利要求书1页 说明书17页 附图8页

(54) 发明名称

一种用于从第一和第二 BOC 波形生成扩展波形的方法和生成器

(57) 摘要

本发明的实施例提供了信号、系统、方法及装置,一种用于产生调制信号的方法,包括组合至少两个调制信号——例如 BOC 及其派生物,将其具有相应相对相位或状态 ($\{++, --\}$ 和 $\{+-, -+\}$) 的部分 (一个码片或多个码片) 选择成多个所述部分的平均至少减小所述至少两个调制信号的合成复频谱的交叉频谱项。



1. 一种从第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形生成 CBOC 波形的方法,所述 CBOC 波形具有预定功率谱密度,所述预定功率谱密度包括所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形的功率谱密度的平均数的减小的交叉频谱项,所述功率谱密度的所述平均数是通过在至少两个预定时间区间上对所述功率谱密度取平均来获得的;所述方法包括将所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间中的后续预定时间区间上的相位状态布置成与所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间中的当前预定时间区间上的所述相位状态相反的步骤。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述布置使得所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间上的功率谱密度的至少第一和第二互补交叉频谱项被生成。

3. 如权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述减小的交叉频谱项是基本为零的交叉频谱项。

4. 一种用于从第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形生成 CBOC 波形的信号发生器,所述 CBOC 波形具有预定功率谱密度,所述预定功率谱密度包括所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形的功率谱密度的平均数的减小的交叉频谱项,所述功率谱密度的所述平均数是通过在至少两个预定时间区间上对所述功率谱密度取平均来获得的;所述发生器包括用于将所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间中的后续预定时间区间上的相位状态布置成与所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间中的当前预定时间区间上的所述相位状态相反的装置。

5. 如权利要求 4 所述的信号发生器,其特征在于,所述用于布置的装置使得所述第一 (404) 和第二 (418)BOC 波形在所述至少两个预定时间区间上的功率谱密度的至少第一和第二互补交叉频谱项被生成。

6. 如权利要求 5 所述的信号发生器,其特征在于,所述减小的交叉频谱项是基本为零的交叉频谱项。

一种用于从第一和第二 BOC 波形生成扩展波形的方法和生 成器

[0001] 本申请是申请号为 200780023193.0、PCT 国际申请号为 PCT/GB2007/002293、国际申请日为 2007 年 6 月 20 日、题为“信号、系统、方法及装置”的申请的分案申请。

[0002] 发明背景

[0003] 本发明涉及信号、系统和方法，比如，调制、导航和定位信号、适于接收和处理该信号的系统方法和接收机。

[0004] 卫星定位系统 (SPS) 依赖于对由在特定星座或星座群中的多个卫星、或者基于地面或空气传播等效物广播的测距信号的无源测量。板上时钟被用于生成有规则且通常连续的一系列事件——常常称为“历元 (epoch)”，其发生的时间被编码成随机或伪随机码（称为扩展码），或者至少与之相关联。由于时间历元编码序列的伪随机或随机特征，输出信号的频谱在由多个因素确定的频率范围上被扩展，这些因素包括扩展码元素的变化率以及用于扩展信号的波形。在现有技术中，在由发射电路滤波之前，扩展波形是恒定码片率的矩形，并且具有 $(\text{sinc})^2$ 函数功率谱。

[0005] 测距信号被调制到载波信号上以传送给无源接收机。覆盖陆地、空气传播、海上和太空使用的应用是已知的。典型地，采用二进制相移键控来调制其本身具有恒定幅度的载波信号。通常，至少两个这样的信号以相位正交的方式调制到相同的载波上。结果载波信号保持其恒定包络，但是具有取决于两个独立输入信号的四个相位状态。然而，应当领会，两个调制信号无需具有相同载波幅度。组合信号的恒定载波幅度将通过适当地选择除 $\pi/2$ 弧度之外的相对应相位来保持是可能的。

[0006] 许多技术是已知的，借助这些技术使用加性方法（称为‘Interplex’调制）或者角度调制和相加法的组合——称为‘相干自适应副载波调制’ (CASM)——来将两个以上的信号调制到相同载波上。这两种技术要求添加其它交调分量，该分量被导出以维持恒定载波幅度。例如，在‘Interplex’调制中，具有三个传送分量的技术是已知的，其中两个在一个载波相位上，且第三个在正交相位上。这些具有至少六个相位状态。

[0007] 此类卫星定位系统的示例是全球定位系统 (GPS)。通常，GPS 使用多个频率来工作，比如分别以 1575.42MHz、1227.6MHz 和 1176.45MHz 为中心的 L1、L2 和 L5。这些信号的每一个都通过相应的扩频信号来调制。如本领域技术人员将领会的，由 GPS 卫星导航系统发射的粗略捕获 (CA) 码信号在使用 1.023MHz 的扩展码率（码片率）的情况下在 1575.42MHz 的 L1 频率上被广播。CA 码信号具有矩形扩展波形，被二进制相移键控到副载波上并且被归类为 BPSK-R1。GPS 信号结构是这样的：由卫星在 L1 频率上广播的信号具有相位正交的第二分量，其被称为精确码 (P(Y)) 并且使其仅供授权用户使用。使用在信号功率上比 CA 码传输低 3dB 的幅度以 10.23MHz 的扩展码来对 P(Y) 信号进行 BPSK 调制。因此，Q 分量具有一幅度，该幅度为 I 分量的幅度的 0.7071 (-3dB)。本领域技术人员应当领会，这些信号的这些状态相对于 $\pm I$ 轴（如 ICDGPS 200C 中规定的 CA 码信号的相位）的相角为 $\pm 35.265^\circ$ 。本领域技术人员还领会，P 码是 Y 码的函数或者是通过 Y 码加密的。Y 码被用于加密 P 码。本领域技术人员应领会，对于给定卫星 i，包含 I 和 Q 分量的 L1 信号以及 L2 信号可表示为：

[0008] $S_{L1i}(t) = A_p p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_c c_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t)$, 以及

[0009] $S_{L2i}(t) = B_p p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$

[0010] 其中

[0011] A_p 和 A_c 是 P 和 CA 码的幅度, 通常 $A_p = 2A_c$;

[0012] B_p 是 L2 信号的幅度;

[0013] ω_1 和 ω_2 是 L1 和 L2 载波频率;

[0014] $p_i(t)$ 表示 P(Y) 测距码, 并且是具有 10.23Mcbps 的码片率的伪随机序列。P 码具有恰好为 1 星期的周期, 取 +1 和 -1 值;

[0015] $c_i(t)$ 表示 CA 测距码, 并且为 1023 码片金色码, 取 +1 和 -1 值; 以及

[0016] $d_i(t)$ 表示数据消息, 取 +1 和 -1 值。

[0017] 在不久的将来, 期望指定 M 码的第三军用信号将由 GPS 卫星在 L1 频带内传送。

[0018] 卫星星座通常包括 24 或更多卫星, 这些卫星常常在类似或类型形状的轨道上但在多个轨道平面上。来自每个卫星的传输是在相同标称载波频率上——在码分多址卫星 (诸如 GPS) 的情形中, 或者在附近相关频率上——诸如 GLONASS。卫星传送不同信号以使得每个卫星能够被单独选中, 即使若干卫星同时可见时亦是如此。

[0019] 在类似 GPS 的 CDMA 系统中, 来自每个卫星的信号借助不同扩展码和 / 或扩展码率的差异——即, $p_i(t)$ 和 $c_i(t)$ 序列——来彼此区分开。然而, 对于由卫星传送的信号之间的干扰而言, 仍余留相当大的余地。典型地, CA 码的功率谱在载波频率 L1 处具有最大功率, 而在 CA 码的基础频率——1.023MHz——的倍数处为零。因此, 应当领会, 在载波频率的任一侧——在 $\pm 1.023\text{MHz}$ 、 $\pm 2.046\text{MHz}$ 等处——存在零。类似地, P(Y) 码的功率谱在 L1 与 L2 频率的中心处具有最大振幅, 并且在 $\pm 10.23\text{MHz}$ 的倍数处存在零, 如用 sinc 函数波形所预期的。

[0020] 使用副载波调制测距码也是已知的, 即, 将另一信号与类似于 P 码和 / 或 CA 码的信号卷积, 以创建二进制偏置载波 (BOC) 调制, 如可从例如通过引用全部纳入于此的国际专利申请 PCT/GB2004/003745, 2001-2002 冬季, 第 227-246 页, 第 48 卷, Navigation, J. W. Betz 的 “Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation (用于无线电导航的二进制偏置载波调制)” 以及 Pratt, A. R., Owen J. I. R., 美国, 俄勒冈州, 波特兰, 2003.9-12 2003 年 9 月, 导航协会会议录 (Proceedings of Institute of Navigation Conference) 的 “Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals (使用 m-PSK BOC 信号的 GPS 伽利略接收机的性能)” 中领会到的。标准 BOC 调制是众所周知的。二进制扩展码的一部分与二进制副载波信号的组合产生用于调制譬如 L1 的载波的 BOC 信号。BOC 信号是通由为矩形方波的二进制副载波 (称为扩展码元调制) 与扩展码元 (扩展码元素序列) 的乘积形成的。BOC 扩展码元调制可被表示为例如 $c_i(t) * \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$, 其中 f_s 是副载波的频率。本领域技术人员应当理解, BOC(f_s, f_c) 标示使用 f_s 的副载波频率以及 f_c 的码率 (或码片率) 的二进制偏置载波调制。使用二进制偏置载波得到以下发射自卫星的信号示例性信号描述:

[0021] $S_{L1i}(t) = A_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_g s_{c_{ig}}(t) g_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t) = I_{SL1i}(t) + Q_{SL1i}(t)$, 以及

[0022] $S_{L2i}(t) = B_m s_{c_{im}}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$

[0023] 其中

[0024] A_m 、 A_g 和 B_m 为振幅；

[0025] $m_i(t)$ 为用于信号的同相（余弦）分量的扩展码；

[0026] $g_i(t)$ 为用于信号的正交（正弦）分量的扩展码；

[0027] $sc_{im}(t)$ 表示对应于 $m_i(t)$ 的副载波信号；

[0028] $sc_{ig}(t)$ 表示对应于 $g_i(t)$ 的副载波信号；

[0029] ω_1 和 ω_2 被标示为 L1 和 L2 载波频率。

[0030] 应当领会，以上所表达的实施例针对 L1 信号在同相上使用单个分量，且在正交相位上使用单个分量。类似地，L2 信号包括单个分量。然而，本领域技术人员应当理解，L1 和 / 或 L2 信号可使用一个或多个分量。

[0031] BOC 信号典型地为矩形或方波。然而，提出了涉及利用多个信号电平的更复杂的扩展码元调制，如可从例如以上提到的国际专利申请 PCT/GB2004/003745 以及 Pratt, A. R., Owen J. I. R., 美国, 俄勒冈州, 波特兰, 2003. 9-12 2003 年 9 月, 导航协会会议录的“Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals (使用 m-PSK BOC 信号的 GPS 伽利略接收机的性能)”中领会到的。这些提供了用于更好控制结果信号频谱的手段，因为 BOC 扩展码元调制的功率谱密度 $\Phi_{n,m}(x)$ 完全由下式定义，其中 x 是一般化频率变量：

$$[0032] \quad \Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \frac{\left\{ \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right) \right\}^2}{\left\{ \frac{\pi x}{m} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \right\}}$$

[0033] 其中 $x = \omega / \omega_0$

[0034] 在用作扩展码元调制波形的多电平数字波形的子集中，特定类别已被认为已赋予名称合成 BOC (CBOC)，如可从例如出于所有目的通过引用纳入于此的美国，加利福尼亚州，长滩，2005, 13-16 2005 年 9 月，导航协会会议录，Avila-Rodriguez, J. A. 等人的“Revised Combined Galileo/GPS Frequency and Signal Performance Analysis (经修订的组合伽利略 /GPS 频率和信号性能分析)”中领会到的，其中若干二进制偏置波形信号被加性地组合以形成扩展码元调制波形。

[0035] 用于频谱控制的其它选择也已出现，即，使用时间复用技术，其中若干 BOC 扩展码元调制波形以定义的时间序列被组合，如可从以上 PCT 申请以及长滩，2005 年 9 月 13-16 日，GNSS 2005，导航协会会议录 (Proceedings of Institute of Navigation Conference)，第 2448-2460 页，Pratt, A. R., Owen, J. I. R. 的“Signal Multiplex Techniques in Satellite Channel Availability, Possible Applications to Galileo (可应用于伽利略的卫星信道可用性中的信号复用技术)”和圣地亚哥，2005 年 1 月 24-26 日，导航协会，国家技术会议，会议记录，第 332-345 页，Pratt, A. R., Owen, J. I. R. 的“Signal Optimisation in L1 (L1 中的信号最优化)”中领会到的。此技术指派特定扩展码元调制——取自此类调制波形的定义字母表，每扩展元素（或时隙 - 按码元素量化）一种。通过选择哪种 BOC 调制被用在哪个时隙中的过程，每个扩展码元调制分量的相对比例可被控制。尽管仅这种布置的二进制版本是已知的，但对于本领域技术人员而言，多电平等效布置也是可能的，其中该多电平等效布置涉及用于确定在每个时隙使用哪种扩展码元调制的时间复用以及使用为多

电平并且可以是基本 BOC 扩展码元波形的组合的扩展码元调制的字母表两者。示例性实现中的此类组合可以是加性或乘性的,或者可以是用于组合基调制波形的某些其它手段。

[0036] 复用 BOC

[0037] 已提出了若干卫星导航系统使用公共调制频谱的建议,以使得信号 / 服务保持一定程度的互操作性,如可从例如对话 C5 第 7 页,2006 年四月,圣地亚哥,IEEE PLANS/IoN 国家技术会议,会议记录,Hein,G. W. 等人的 MBOC :The New Optimized Spreading Modulation for GALILEO L1 OS and GPS L1C(MBOC :用于伽利略 OS 和 GPS L1C 的新最优化扩展调制)中领会到的。公共频谱不要求不同的卫星导航系统发射同样的波形。已公开的公共频谱——称为复用 BOC 或 MBOC——可通过时间复用技术或通过叠加(添加)所需 BOC 分量来获得。使用二进制偏置载波的时间复用技术已被称为 TBOC,而叠加技术已被称为合成 BOC,或按其词首字母称为 CBOC。

[0038] 在图 2 中示出了使用 BOC 调制分量构造扩展码元调制的时间复用方法,该图示出了一对信号 200。整体 BOC 信号或副载波 202 包括第一扩展码元调制 A 的 204 到 208 个突发,其每个突发具有扩展码的一个码片的历时。有若干个使用这种调制的连续码片。整体 MBOC 202 还包括相异的第二扩展码元调制 B——具有类似特性但具有不同载波偏置频率——的至少一个突发 210。所绘制的 MBOC 202 还包括第三扩展码元调制突发 212,其被标识为具有又一载波偏置频率的调制类型 C。在已知领域中,这些调制突发的每一个具有 BOC 特定但具有公共码片率。在从导航卫星传输之前,载波信号和扩展码元调制进一步被扩展码 214 调制。可领会到,仅示出完整扩展码的示例性码片数目——码片 n 到码片 n+4。对于具有二进制偏置载波扩展码元调制分量的时间复用技术,这些分量的相对幅度是根据专用于每一个的时间比例(以码序列元素或码片为单位计的)来确定的。在图 2 的示例中,分派给第一扩展码元调制 A 的比例为 3/5,分派给 B 的为 1/5,而分派给 C 的为 1/5,假定这种模式将无限延续下去。对于本领域技术人员而言,应当清晰的是,落在每个分量的相对功率被设成 1/N 的倍数的这种限制内的其它比例是可能的,其中 N 是重复扩展序列的长度。这种限制还可通过对扩展序列的每个重复使用不同时间复用指派来克服。

[0039] CBOC

[0040] MBOC 频谱的替换性表述是借助加性方法,由此两个时间连续二进制偏置载波扩展码元调制波形被加性组合。图 3 给出了使用这种方法产生的波形的例示 300。示出了第一 BOC 分量 302 和第二 BOC 分量 304 或波形。两个分量 302 和 304 的相对幅度通过 BOC 分量的每一个的振幅来控制。第一 BOC 302 是基线 BOC 波形,它是 BOC(1,1) 波形。第二波形 304 例示了 BOC(5,1) 波形。示出了扩展码 306 的多个码片——码片 n 到码片 n+4。示出了通过第一波形 302 和第二波形 304 的加性组合产生的 CBOC 波形 308。可以领会,CBOC 波形 308 包括分别反映其与第一 BOC 302 和第二 BOC 304 的关系的第一和第二分量。与第一分量相比,第二分量 310 在幅度上减小。对于所示的 2 分量 CBOC 波形 308,结果信号波形具有 4 个电平。通常,当从 n 个 BOC 波形导出时,CBOC 波形具有 2^n 电平。取决于相对振幅,这些电平的一部分可能是重合的。

[0041] 二进制偏置载波扩展码元调制

[0042] 标识二进制偏置载波调制的常规手段是通过两个参数 n 和 m。调制被标示为 BOC(n,m),其中 n 应用于偏置载波的频率,而 m 指码片率。参数 m 和 n 常常与 GPS 类信号相

关联,其中主控卫星时钟在 10.23MHz 或其某个倍数或分数上振荡。这些参数可在随后呈现由以下表达的意义:

[0043] 偏置载波频率 = $n \times 1.023\text{MHz}$

[0044] 码片率 = $m \times 1.023\text{M}$ 码片每秒。

[0045] 在包含两个 BOC 调制分量的时间复用频谱的已知实现中,扩展码元调制的相位在转变至每个码元素(码片)时是相同的。例如,如果 BOC 扩展码元调制在特定码元素的开头具有正向转变——具有值 +1,而在特定码元素的开头具有负向转变——具有值 -1,则这些相位指派可被应用于完整序列中的每个扩展码元。

[0046] MBOC

[0047] 可由伽利略和 GPS 导航卫星使用的一个公共功率频谱密度(PSD)为:

$$[0048] \quad \Phi_{MBOC}(\omega) = \frac{10}{11} \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \quad (1)$$

[0049] 在许多卫星导航系统中,传送数据承载信号和不携带数据消息的‘所谓’导频信号是正常的。数据消息是在以比扩展码低的率下传送的。对于 GPS CA 码,扩展码率是 1.023MHz,而数据消息是以 50 比特每秒传送的。在现代化 GPS 中,传送导频和数据信号两者,但是无需在相同的功率电平下。在生成 MBOC 频谱的时间复用方法中,存在用于为导频与数据信道之间的功率分配选择指派的宽范围选项。这提供了为导频和数据承载信号上的 BOC 扩展码元分量的每一个传送不同的相对功率比例的选项。例如,如果两个扩展码元调制分量为 BOC(1,1) 和 BOC(6,1),则携带与总功率之比为 γ 的数据承载信号仅使用 BOC(1,1) 扩展码元调制,而携带与总功率之比为 $(1-\gamma)$ 的导频信号将使用具有功率谱密度的时间复用版本:

[0050]

$$\Phi_{\text{导频}}(\omega) = \left(\frac{10}{11} - \gamma \right) \cdot \left(\frac{1}{1-\gamma} \right) \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \left(\frac{1}{1-\gamma} \right) \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega)$$

$$[0051] \quad \Phi_{\text{数据}}(\omega) = \Phi_{(1,1)}(\omega) \quad (2)$$

[0052] 这种布置在选择指派给数据承载和导频信号的功率比例以及确定两个 BOC(n, m) 分量在这两个信号之间如何分布时提供相当大的自由度。式(2)根据所需的 MBOC PSD 对导频和数据承载信号两者保持组合 PSD。

[0053] CBOC

[0054] 对于合成 BOC 方法,用以提供功率分配的参数选择更复杂。

[0055] 随后的等式示出了与 CBOC 功率谱密度的控制相关联的复杂度。假定在合成 BOC 频谱中有至少两个分量。出于示例性目的,下式示是针对两个分量来构造的。然而,本领域技术人员将认识到,可使用两个以上的分量。

[0056] 使用正弦定相扩展码元调制的二进制偏置载波 BOC(n, m) 的频谱在式(3)中给出。式(3)示出了对应于为偶数的值 $(2n/m)$ 的复频谱 $H_{n,m}(\omega)$ 。这对应于每个扩展码元中二进制偏置载波的 (n/m) 个全周期。复频谱是以在单个码元素的历时—— $\Delta T = 2\pi / (m\omega_0)$ ——上的计算为基础的。用于频谱计算的波形在间隔 $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ 上延伸,并且对应于定义,在 $t = 0$ 时具有正向转变。

$$[0057] \quad H_{n,m}^{\sin}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n+1}{m}\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

[0058] 其中 $x = \omega / \omega_0$

[0059] 且 $\omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6$ (3)

[0060] 注意：正弦相位 BOC(n, m) 波形的频谱 $H_{n,m}^{\sin}(\omega)$ 完全由归因于分母中存在的 $j (= \sqrt{-1})$ 项的虚部分量组成。

[0061] 类似地，使用余弦定相扩展码元调制的二进制偏置载波 BOC(n, m) 的频谱在式 (3-1) 中给出。式 (3-1) 示出了对应于为偶数的值 $(2n/m)$ 的复频谱 $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$ 。这对应于每个扩展码元中二进制偏置载波的 (n/m) 个全周期。复频谱是以在单个码元素的历时—— $\Delta T = 2\pi / (m\omega_0)$ ——上的计算为基础的。用于频谱计算的波形在间隔 $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$ 上延伸，并且对应于定义，在 $t = 0$ 时具有正向展宽。

$$[0062] \quad H_{n,m}^{\cos}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n+1}{m}\right)} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{m\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

[0063] 其中 $x = \omega / \omega_0$

[0064] 且 $\omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6$ (3-1)

[0065] 注意：余弦定相 BOC(n, m) 波形的频谱 $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$ 完全由实部分量组成。

[0066] 相对应的功率谱密度 (PSD) 在下式 (4) 中给出，并且在假定每个扩展码元采用从元素 $\{+1, -1\}$ 中随机选取的 (二元) 状态的情况下，在 1 秒上取平均。PSD 为：

$$[0067] \quad \Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{\left\{ \frac{\pi x}{m} \right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \right\}^2 \quad (4)$$

[0068] 如以上所讨论的，在合成二进制偏置载波 (BOC) 信号中，作为时间复用的替换性方案，信号通过每个扩展码元的两个或多个 BOC 分量的加性组合来形成。因此，对于两个分量的情形，每个扩展码元具有包含一部分 (α) BOC(n, m) 分量和一部分 (β) BOC(k, m) 分量的频谱。注意，两个分量具有相同的扩展码 (码片) 频率 (相同的扩展码元素历时)。然后，合成复频谱 $S_c(\omega)$ 为：

$$[0069] \quad S_c(\omega) = \alpha H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (5)$$

[0070] 相对应的功率谱密度是由 $S_c(\omega)$ 与其复共轭的乘积生成的，并且关于实数 α 、 β 的：

$$[0071] \quad \Phi_c(\omega) = S_c^*(\omega) \cdot S_c(\omega)$$

$$[0072] \quad = |S_c(\omega)|^2$$

$$[0073] \quad = (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega))$$

$$[0074] \quad = \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)$$

[0075] 其中

$$[0076] \quad \Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

[0077] 且

$$[0078] \quad \Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (6)$$

[0079] 式 (6) 清晰地示出了合成 BOC (加性波形) 与时间复用方法在 PSD 上的差异。如果比例为 α^2 和 β^2 , 则 BOC(n,m) 和 BOC(k,m) 扩展码元分量的时间复用的功率谱密度 $\Phi_{TM}(\omega)$ 为:

$$[0080] \quad \Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) \quad (7)$$

[0081] 因此, 时间复用序列包括具有功率谱密度 $\Phi_{n,m}(\omega)$ 的 $\alpha^2/(\alpha^2 + \beta^2)$ 个码片和具有功率谱密度 $\Phi_{k,m}(\omega)$ 的 $\beta^2/(\alpha^2 + \beta^2)$ 个码片。CBOC 和 TMBOC 技术的 PSD 之间的差异在于, CBOC PSD 中存在交叉谱项 $\Phi_{交叉}(\omega)$:

$$[0082] \quad \Phi_{交叉}(\omega) = \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \quad (8)$$

[0083] 当例如有 3 个分量形成合成信号时, 这种情形加剧。在时间复用实现中, 将分量散布在适当数目的码元素中以建立要发射的功率谱密度的每一个中所需的贡献比例 (更正确地, 在信号生成时, 在卫星中有控制带外发射的传输滤波器)。典型的示例对于信号的三个 PSD 的每一个具有比例 α^2 、 β^2 、 δ^2 , 如下式 (9) 所示。

$$[0084] \quad \Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \cdot \Phi_{l,m}(\omega) \quad (9)$$

[0085] 用于产生三个分量合成 BOC 信号的加性方法的相应频谱具有式 (9) 的形式的三个交叉频谱项。

$$[0086] \quad \Phi_c(\omega) = S_c^*(\omega) \cdot S_c(\omega)$$

$$[0087] \quad = (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}(\omega))$$

$$[0088] \quad = \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \Phi_{l,m}(\omega)$$

$$[0089] \quad + \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)$$

$$[0090] \quad + \alpha\delta(H_{n,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{n,m} \cdot H_{l,m}^*)$$

$$[0091] \quad + \beta\delta(H_{k,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{k,m} \cdot H_{l,m}^*)$$

[0092] 其中

$$[0093] \quad \Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

$$[0094] \quad \Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

$$[0095] \quad \Phi_{l,m}(\omega) = H_{l,m}^*(\omega) \cdot H_{l,m}(\omega) \quad (10)$$

[0096] 式 (10) 中的交叉频谱项对所发射的 PSD 具有相当大的影响。明显地, 交叉频谱项的存在阻碍了 CBOC 和 MBOC 的公共 PSD 的实现。

[0097] 本发明的一个实施例的目的是至少减轻现有技术的一个或多个问题。

发明概要

[0098] 相应地, 本发明的实施例提供了一种生成信号的方法, 包括以下步骤: 生成信号的至少第一和第二部分; 该第一部分是从至少第一和第二 BOC 信号中具有第一相位状态的至

少第一相应部分导出的或者具有其特性,而该第二部分是从所述至少第一和第二 BOC 信号中具有第二相位状态的第二相应部分导出的或者具有其特性,该第二相位状态与第一相位状态互补。

[0099] 有益地,例如,当在两个码片或某个其它时间段或区间上取平均时,两个调制副载波的组合的合成复频谱包括至少充分减小的——且较佳地基本上消去的——交叉频谱项。这允许例如在考虑两者的功率谱是否包括交叉频谱项方面时,比如合成 BOC 信号的调制副载波的频谱具有与比如时分复用 BOC 的不同调制副载波基本相同的功率谱密度 (PSD)。

[0100] 另一实施例提供了一种从第一和第二 BOC 波形生成 CBOC 波形或扩展调制波形的方法, CBOC 波形具有预定功率谱密度,该功率谱密度包括在至少两个预定时间区间——比如至少两个码片——上取平均的第一和第二 BOC 波形的功率谱密度的至少减小的交叉频谱项;该方法包括将第一和第二 BOC 信号在至少两个预定时间区间中的后续预定时间区间上的状态布置成与第一和第二 BOC 信号在至少两个预定时间区间中的当前预定时间区间上的状态互补的步骤。

[0101] 另一实施例提供了一种信号发生器,包括用于生成相对于信号的至少当前部分的信号的至少后续部分的装置;当前部分是从至少第一和第二 BOC 信号中具有第一相位状态的至少当前相应部分导出的或者至少具有其特性或与之相关联,用于生成的装置包括用于组合至少第一和第二 BOC 信号中具有与第一相位状态互补的相位状态的至少后续部分的装置。

[0102] 一实施例提供了一种用于从第一和第二 BOC 波形生成 CBOC 波形的信号发生器, CBOC 波形具有预定功率谱密度,该功率谱密度包括在至少两个预定时间区间上取平均的第一和第二 BOC 波形的功率谱密度的至少减小的交叉频谱项;该发生器包括用于将第一和第二 BOC 信号在至少两个预定时间区间中的后续预定时间区间上的状态布置成与第一和第二 BOC 信号在至少两个预定时间区间中的当前预定时间区间上的状态互补的装置。

[0103] 实施例提供了一种信号,包括相对于该信号的至少当前部分的信号的至少后续部分;当前部分是从至少第一和第二 BOC 信号中具有第一相位状态的至少当前相应部分导出的或者具有其特性或与之相关联,以使得与至少第一和第二 BOC 信号的至少后续部分相关联的所述至少后续部分的相位状态与第一相位状态互补。

[0104] 本发明的实施例可以硬件、软件或其组合的形式来实现。相应地,本发明的实施例的一方面提供了包括用于实现根据本发明的实施例的方法、系统、装置、发生器或生成信号的可执行指令的计算机程序。此外,此类计算机程序可使用比如光学或磁性可读介质、芯片、ROM、PROM 或其它易失性或非易失性设备的任何形式的存储器来存储。相应地,本发明的实施例提供了存储此类计算机程序的机器可读存储器。

[0105] 在目前若干不同导航卫星运营商(诸如,使用 GPS 的美国与使用伽利略的欧洲联盟)之间的提案中,存在实施相互技术工作小组关于使用每个系统在 L1 RNSS 频带中发射的公共 PSD 的建议的公开文档。这不要求实现相同的波形。本发明的实施例允许实现以上每个系统在 L1 RNSS 频带中发射的公共 PSD。

[0106] 在本发明的其它方面,使用第二种方法来消去式 6 中的交叉频谱项。这具有与其它方法相同的效果,但是其作为替换性实现。如果以下条件满足,则可将交叉频谱项 $\Phi_{\text{交叉}}(\omega)$ 设为零:

[0107] $(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) = 0$ 或等价地

[0108] $H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} = -H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*$

[0109] 这个条件可通过令 BOC(n, m) 频谱由纯虚分量构成, 而 BOC(k, m) 频谱由纯实分量构成来得到满足。因此, 在此条件下, $H_{n,m}^{\sin}$ 的复共轭为:

[0110] $H_{n,m}^{\sin*} = -H_{n,m}^{\sin}$

[0111] 而 $H_{k,m}^{\cos}$ 的复共轭不改变符号:

[0112] $H_{k,m}^{\cos*} = +H_{k,m}^{\cos}$

[0113] 注意: 上标 sin 和 cos 已被添加以定义二进制偏置载波扩展码元调制中副载波的定相。这种布置满足消去交叉频谱项所需的条件。本发明的此实施例要求两个 BOC 分量具有基本上正交的定相, 一个为正弦定相而另一分量为余弦定相。

[0114] 在本发明的实施例的又一方面提供了处理本文所标识的传送信号的接收机架构。实施例可被实现为具有用于基本上同时处理所有信号分量的单个信道。替换地或作为补充, 实施例可被实现为具有多个信道, 以使得各个信号分量可通过相应信道单独处理。本领域技术人员将认识到, 无需最优化此类处理来提供最大信噪比。

[0115] 附图简述

[0116] 现在将参照附图描述仅作为示例的本发明的实施例。

[0117] 图 1 示出了发射机或信号发生器;

[0118] 图 2 描绘了已知时分复用二进制偏置载波 (MBOC);

[0119] 图 3 示出了已知合成二进制偏置载波 (CBOC);

[0120] 图 4 示出了根据本发明的实施例的 CBOC 信号;

[0121] 图 5 示出了用于生成 CBOC 波形的常规示意性系统;

[0122] 图 6 描绘了根据本发明的实施例的用于生成 CBOC 波形的示意性系统;

[0123] 图 7 描述了根据本发明的实施例的用于生成 CBOC 波形的示意性系统, 该系统使用扩展码元来控制相位倒置;

[0124] 图 8 描绘了如图 7 中所示的用于生成 CBOC 波形的示意性系统的变体;

[0125] 图 9 示出了根据实施例的用于生成扩展码元调制波形的示意性系统的另一实施例;

[0126] 图 10 示出了用于生成 CBOC 波形的示意性系统的又一实施例;

[0127] 图 11 示出了适于处理源自复用二进制偏置载波信号的传输的信号接收机的实施例; 以及

[0128] 图 12 中示出了信号的具体实施例。

[0129] 实施例的描述

[0130] 参看图 1, 其中示意性示出了根据本发明的实施例的发射机 100。发射机 100 包括用于生成或选择进行传输的测距码的装置 102, 即发生器。本领域技术人员应当理解, 此类测距码可通过例如移位寄存器实现来生成。作为借助移位寄存器的生成的替代是通过从适于连续重放包括码序列的码状态序列的存储器设备重放此类序列。应当领会, 测距码选择和/或发生装置 102 被示为产生 $g_i(t)$ 和 $m_i(t)$ 。这些码被馈送到相应的混频器 104 和 106。混频器 104 和 106 被布置成根据本发明的实施例组合测距码与副载波。相应的副载波发生器 108 和 110 生成副载波。任选地, 数据信号 $d_i(t)$ 还较佳地与测距码和副载波混频。数

据信号的一个比特的历时常常是码重复间隔的整数倍。例如，在 GPS CA 码中，其为 1 毫秒码重复间隔的 20 倍，即数据率是 50bps。混频信号 112 和 114 被馈送到另一对混频器 116 和 118，其中它们与经由振荡器 120 和移相器组件 121 生成的同相和正交相位信号混频。混频信号 122 和 124 经由组合器 126 被进一步组合，并且被输出以便由适当的上变频器 128 进行后续上变频。来自上变频器 128 的输出被馈送到高功率放大器 130 并在随后由适当滤波器 133 进行滤波，以便由例如卫星或布置成发射或传送测距码的其它设备进行后续传输。

[0131] 在优选实施例中，本发明的操作涉及用于加性组合方法的二进制偏置子载波发生器的相对相位的定序，以便提供各种不同的功率谱密度，每相位指派一个。在第一实例中，这种指派对于单个码元素或码片的历时是有效的。在若干码元素的历时上，或在整个码序列上，每个可能的相位指派（以及相对应的功率谱）被生成预定义次数。结果功率谱密度对应于所生成的所有那些的平均 PSD。因此，从结果合成 BOC 频谱中消去由交叉谱项产生的信号是可能的。此操作是使用与合成 BOC 频谱中所需的一样多的分量来执行的。因此，平均 PSD 可被布置成与 BOC 扩展码元调制的时间复用布置的平均 PSD 相同。

[0132] 对于两个分量合成，仅有两个不同的 α 和 β 的相位指派，如以下表 1 中。 α 和 β 的乘积被标识为‘相位指派算子’。

[0133]

相 位	$\beta=+$	$\beta=-$
$\alpha=+$	+	-
$\alpha=-$	-	+

[0134] 表 1- α 和 β 的相位指派

[0135] 根据该表，如果 BOC(n, m) 和 BOC(k, m) 的一半是根据相位指派算子 ($\alpha \beta = +1$) 用相同相位指派生成，而一半根据相位指派算子 ($\alpha \beta = -1$) 用相反相位生成，则平均 PSD 为：

$$[0136] \quad \Phi_C(\omega)|_{\text{平均}} = 0.5 \cdot S_{C++}^*(\omega) \cdot S_{C++}(\omega) + 0.5 \cdot S_{C+-}^*(\omega) \cdot S_{C+-}(\omega)$$

$$[0137] \quad = 0.5 \cdot \left(|S_{C++}(\omega)|^2 + |S_{C+-}(\omega)|^2 \right)$$

$$[0138] \quad = \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega)$$

$$[0139] \quad + 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) - 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)$$

$$[0140] \quad = \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) \quad (11)$$

[0141] 如从式 (11) 中观测到的，BOC 发生器的相位指派控制结果频谱。通过将 50% 分配给每个相位指派，结果交叉频谱项被消去。这种布置的益处在于，合成 BOC（加性组合）的 PSD 恰好仅由每个组分的 PSD 构成，并且在无论要求何种比例 (α , β) 的情形中皆是如此。如果有需要，则交叉频谱项的一部分可通过改变正和负相位指派算子的比例来保留。

[0142] 在对应于扩展码元调制的中心的时刻处定义 BOC 发生器的相位。相位指派对于全部扩展码元是公共的。这对应于扩展码元的中间时刻处信号转变的公共方向,如图 3 中 312 到 320 处所例示的。对于使用两个 BOC 发生器的第一优选实施例,组合码的输出以及数据状态 {+1}、相位状态 {+1} 的频谱为:

$$[0143] \quad H_c(\omega) = \alpha \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \phi_k H_{k,m}(\omega)$$

$$[0144] \quad H_{n,m}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n+1}{m}\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

$$[0145] \quad H_{k,m}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{k+1}{m}\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2k}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2k}\right)}$$

$$[0146] \quad \text{其中 } x = \omega / \omega_0$$

$$[0147] \quad \phi_n, \phi_k \in \{+1, -1\}, \text{ 且}$$

$$[0148] \quad \omega_0 = 2\pi \cdot 1.023 \cdot 10^6 \quad (12)$$

[0149] 以及相应 PSD 为:

$$[0150] \quad \Phi_c(\omega) = (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega))$$

$$[0151] \quad = \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta \phi_n \phi_k (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)$$

[0152] 且其中,与先前一样,

$$[0153] \quad \Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

$$[0154] \quad \Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (13)$$

[0155] 可从式 11 中观测到,存在相位指派切换不影响 BOC(n,m) 或 BOC(k,m) 分量的功率谱密度—— $\Phi_{n,m}(\omega)$ 、 $\Phi_{k,m}(\omega)$ ——的存在或符号。然而,相位指派的乘积 $\phi_n \phi_k$ ——其可取 +1 或 -1 值——控制交叉频谱项的符号。因此,通过选择导致相位项为正或负的相位指派设置,如式 12 中的功率谱密度可形成如下。

[0156] 对于 $\phi_n, \phi_k = +1, +1$ 或 $\phi_n, \phi_k = -1, -1$

$$[0157] \quad \begin{aligned} \Phi_c^{++}(\omega) &= \Phi_c^{--}(\omega) \\ &= (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \end{aligned}$$

[0158] 对于 $\phi_n, \phi_k = +1, -1$ 或 $\phi_n, \phi_k = -1, +1$

$$[0159] \quad \begin{aligned} \Phi_c^{+-}(\omega) &= \Phi_c^{-+}(\omega) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) - \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \end{aligned} \quad (14)$$

[0160] 因此,通过将相等数目的信号与式 12 中的 PSD 的每一个相组合,并进行基本上互补的相位指派,可将组合信号的 PSD 布置成在一区间上取平均之后不呈现交叉频谱项。替换地,通过与不等项数的类似组合,可保留所需百分比的诸交叉频谱项。

[0161] 有许多可用来处理 BOC 信号以获得相同(或者如果有需要的不等)数目的互补相位

指派的方法。

[0162] 第一实施例使用相位交错办法,藉由此针对扩展码信号的每个码片交替 BOC(n, m) 和 BOC(k, m) 信号之一的初始相位。在此情形中,平均区间恰好为两个码片,这样将具有其中频谱具有 $\Phi_c^{++}(\omega)$ 或 $\Phi_c^{--}(\omega)$ 的特性一个码片和具有 $\Phi_c^{+-}(\omega)$ 或 $\Phi_c^{-+}(\omega)$ 的频谱的一个码片。

[0163] 参看图 4,其示出了用于生成具有交叉频谱项基本上为零的功率谱密度的 CBOC 波形 402 的多个波形 400,该交叉频谱项在组合第一 BOC(n, m) 波形 404 与第二 BOC(k, m) 波形 406 时通常出现。在所例示的实施例中,波形 404 的第一 BOC 是 BOC(1, 1)。然而,可领会,其它 BOC 波形同样也可使用。第二 BOC 波形 406 是 BOC(5, 1)。然而,再次地,将领会,可使用其它 BOC 波形来实现本发明的实施例,比如以上所引用技术论文和国际专利申请中所描述的那些。本发明的实施例不限于 BOC(1, 1) 或 BOC(5, 1)。在以下示例中,BOC(6, 1) 将替代 BOC(5, 1) 来使用。

[0164] 图 4 包括表示波形 404 和 406 的预先可确定点的虚线 408 到 416。可领会,仅出于例示的目的,虚线 408 到 416 被示为 BOC 码片的中点。可领会,第一码片——码片 n——内负向转变与第二 BOC 波形 406 的第一码片周期内的负向转变相一致。出于本申请的目的,BOC 波形 404 和 406 在预先可确定点——在本实施例中即为中点——处的转变的这种对齐和一致使得波形被认为是同相或具有相同相位或状况。因此,第一 BOC 波形 404 的负向转变与第二 BOC 波形 406 的负向转变相一致被认为同相或具有 $(-, -)$ 相位状态或状况。相反情况也成立,即,相一致的正向转变也被认为同相或具有 $(+, +)$ 相位状态或状况。应当注意:出于本申请的目的,相位状态 $(+, +)$ 和 $(-, -)$ 实质上是相同的。第一 BOC 波形 404 的正向转变与第二 BOC 波形 406 的负向转变之间的一致性使得第一和第二 BOC 波形 404 和 406 被认为异相或反相。相应的相位状态或状况是 $(+, -)$ 。相反情形也成立,即,第一 BOC 波形 404 的负向转变与第二 BOC 波形 406 的正向转变被认为具有相位状态或状况 $(-, +)$,而第一和第二 BOC 波形 404 和 406 被认为异相或反相。根据所例示实施例可领会,所例示码片周期的 BOC 波形都不是异相的。全部具有 $(+, +)$ 相位状态。本领域技术人员将认识到,此类从 $(+, +)$ 到 $(-, -)$ 以及从 $(+, -)$ 到 $(-, +)$ 的相位变化的等效情形也会由于扩展码状态 420 或数据码元状态 422 中的变化而发生。

[0165] 除本发明之外,加性组合第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 显然将导致图 3 中所示的波形 308。然而,根据本发明的第一实施例的信号被布置成多个给定码元周期内第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 的总和的功率谱的交叉频谱项通过确保后续码元周期内第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 的总和的功率谱的交叉频谱项是互补的来被消去或达到平衡,即,将相位布置成至少降低之前的交叉频谱项的影响以及较佳地基本上完全消去这种影响。这通过确保后续码元周期内第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 具有与先前码片周期内 BOC 波形 404 和 406 的相位状态或状况相反的相位状态或状况来实现。

[0166] 在所例示的实施例中,这是通过处理第二 BOC 波形 406 以导致 418 结果中所示的波形来实现的。参看经修改的 BOC 波形 418 和第一 BOC 波形 404,应当领会,相位状态或状况在同相——即 $(+, +)$ ——与异相或反相——即 $(+, -)$ ——之间交替。因此,组合第一 BOC 波形 404 和经修改的第二 BOC 波形 418 产生具有期望功率谱密度的合成 BOC 波形 402。CBOC 的功率谱密度不包含与第一 BOC 波形 404 及第二 BOC 波形 406 相关的交叉频谱项。因此,

应当领会, CBOC 波形 402 的功率谱密度基本上对应于 MBOC 信号的功率谱密度。

[0167] 通常, 平均而言, 假设第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 的同相部分通过第一 BOC 波形 404 和第二 BOC 波形 406 的相等或相应数目的异相部分来平衡, 针对功率谱密度, 交叉乘积的贡献应当为零。

[0168] 图 5 示出了根据现有技术的用于产生合成 BOC 信号 502 的示意性系统 500。在组合之前任选地通过定标器 508 和 510 被定标的一对 BOC 波形 504 和 506——BOC(n, m) 和 BOC(k, m)——被使用加法器 512 来组合。乘法器 514 被用于组合 BOC 副载波 502 (CBOC) 和扩展码 516。该对 BOC 波形的功率贡献是通过定标器 508 和 510 使用 γ 和 $(1-\gamma)$ 来控制的。

[0169] 参看图 6, 其示出了根据本发明的实施例的用于产生 CBOC 波形或扩展码元调制波形的示意性系统 600。系统 600 包括用于产生相应 BOC 波形——BOC(n, m) 606 和 BOC(k, m) 608——的一对 BOC 波形发生器 602 和 604。任选地, 根据 BOC 波形 606 和 608 对合成波形 614——即对 CBOC 波形 614——的期望功率贡献经由定标器 610 和 612 或者某些适当的手段来定标波形 606 和 608。

[0170] BOC 波形 606 和 608 的相位状态或状况的倒置或改变是通过适当地选择系数 α 和 β 连同相应的乘法器 616 和 618 以及发生器 620 和 622 来控制的。应当领会, 所例示的系统 600 表示一般情形。实际上, 仅 BOC 波形之一将在任一时刻被倒转, 并且相应地, 例如, 第一系数 α 通常可被固定或设为 +1。具有选定相位的 BOC 波形 624 和 626 经由加法器 628 被组合以产生 CBOC 波形 614。

[0171] 典型地, 经由乘法器 630 将 CBOC 波形 614 与经由扩展波形发生器 634 产生的扩展波形 632 相乘。扩展码发生器 634 是通过振荡器或码片化率发生器 636 来驱动的。本发明的实施例可被实现成 α 和 β 发生器的至少之一响应于码发生器时钟码片化率 638 或其倍数。

[0172] 参看图 7, 其示出了根据本发明的实施例的用于产生 CBOC 波形或扩展码元调制波形的示意性系统 700。该系统基本上类似于参照图 6 描述的那些, 除了相位倒置或相位状态 / 状况是由扩展波形 / 码历元或响应于其来控制的之外。系统 700 包括用于产生相应 BOC 波形——BOC(n, m) 706 和 BOC(k, m) 708——的一对 BOC 波形发生器 702 和 704。任选地, 根据 BOC 波形 706 和 708 对合成波形 714——即对 CBOC 波形 714——的期望功率贡献经由定标器 710 和 712 或者某些适当的手段来定标波形 706 和 708。

[0173] BOC 波形 706 和 708 的相位状态或状况的倒置或改变是通过适当地选择系数 α 和 β 连同相应的乘法器 716 和 718 以及发生器 720 和 722 来控制的。应当领会, 所例示的系统 700 表示一般情形。实际上, 仅 BOC 波形之一将在任一时刻被倒转, 并且相应地, 例如, 第一系数 α 通常可被固定或设为 +1。具有选定相位的 BOC 波形 724 和 726 经由加法器 728 被组合以产生 CBOC 波形 714。典型地, 经由乘法器 730 将 CBOC 波形 714 与经由扩展码发生器 734 产生的扩展码 732 相乘。扩展码发生器 734 是通过振荡器 736 来驱动的。扩展码具有相关联的多个有规则隔开的历元 738。 β 的符号——即 $\{+1, -1\}$ ——是在每个码周期——即每个历元或码片周期——的起始处被改变的。 β 的状态的历时对应于码元素或码片的历时。然而, 实施例可被实现为符号交替的相位可被设成在每个码周期的起始处外的地方发生。另外, 实施例可被实现成 β 的状态在码周期的倍数或分数处改变。

[0174] 参看图 8, 其描绘了根据本发明的实施例的用于生成 CBOC 波形的示意性系统 800。系统 800 是与在图 7 中绘制并参照其描述的系统等效的线性系统。两个 BOC 波形 802 和 804 是经由相应 BOC 波形发生器 806 和 808 生成的。根据对 CBOC 波形 814 的期望相应功率贡献经由定标器 810 和 812 来定标波形 802 和 804。根据至少当前码片或其它区间上的期望相对相位或相位状态——与先前码片或其它区间上 BOC 波形的相位状态或状况相比——经由相应乘法器 820 和 822 来将经定标的 BOC 波形 816 和 818 与 α 和 β 系数相乘。经由相应乘法器 828 和 830 将结果波形 824 和 826 与由相应扩展波形发生器 836 和 838 生成的扩展波形 832 和 834 相乘。CBOC 波形 814 是通过使用组合器 844 将波形 840 与 842 求和来产生的。

[0175] 应当注意, 第二优选实施例可通过理解扩展码发生器 838 和 β 发生器的组合可用产生序列 B——与序列 A 相对——的新扩展码发生器替代来实现。相应地, β 系数、乘法器 822、扩展波形发生器 838 以及乘法器 830 的组合可用如图 8 中所示的相对应扩展码发生器 846 来替代。这要求由第一和第二扩展发生器 836 和 846 产生的扩展波形在统计上是基本上独立的随机波形, 以使得平均而言, $(+, +)$ 和 $(-, -)$ 相位状态的数目通过 $(+, -)$ 和 $(-, +)$ 相位状态的数目来平衡。如果需要某种比例的交叉频谱项, 则 $(+, +)$ 和 $(-, -)$ 相位状态无需与 $(+, -)$ 和 $(-, +)$ 相位状态的数目平衡。期望比例的交叉频谱项受到失衡水平的影响。

[0176] 参看图 9, 其示出了根据本发明的实施例的用于产生扩展码元调制波形的示意性系统 900。该系统基本上类似于参照图 6 描述的那些, 除了相位倒置或相位状态 / 状况是由数据码元周期或其倍数或分数或者响应于其来控制之外。系统 900 包括用于产生相应 BOC 波形——BOC(n, m) 906 和 BOC(k, m) 908——的一对 BOC 波形发生器 902 和 904。任选地, 根据 BOC 波形 906 和 908 对合成波形 914——即对扩展码元调制波形 914——的期望功率贡献经由定标器 910 和 912 或者某些适当的手段来定标波形 906 和 908。

[0177] BOC 波形 906 和 908 的相位状态或状况的倒置或改变是通过适当地选择系数 α 和 β 连同相应的乘法器 916 和 918 以及发生器 920 和 922 来控制的。应当领会, 所例示的系统 900 表示一般情形。实际上, 仅 BOC 波形之一将在任一时刻被倒转, 并且相应地, 例如, 第一系数 α 通常可被固定或设为 +1。具有选定或确定相位的 BOC 波形 924 和 926 经由加法器 928 被组合以产生 CBOC 波形 914。典型地, 经由乘法器 930 将 CBOC 波形 914 与经由扩展码发生器 934 产生的扩展码 932 相乘。扩展码发生器 934 是通过振荡器 936 来驱动的。 β 的符号——即 $\{+1, -1\}$ ——是按每个数据码元周期或其倍数或其分数改变的。

[0178] 使用乘法器 942 将 CBOC 波形 914 和扩展波形 932 的波形结果组合与数据信号 940 相乘以产生 CBOC 波形、扩展码和数据信号的组合。

[0179] 应当理解, 实施例可被实现成对 BOC(n, m) 和 BOC(k, m) 扩展码元调制采用单独的码序列。码序列的历时对于此示例中的两个扩展码元调制而言是相同的, 但是这并非是必需的。例如, 实施例可被实现成扩展码发生器之一具有其它扩展码发生器的周期的倍数。此外, 实施例可被实现成扩展码序列的长度不具有有理数关系。扩展码常常是从相同系列中选择的, 但这也并非是必需的。为了使平均频谱呈现基本零交叉频谱项, 但是这两个码应当具有独立随机特性, 以使得其交叉互相关 (在零时间偏置处) 基本上为零。这对于参照图 6 到 8 描述的实施例也是成立的。参照图 9 描述的实施例的频谱的平均时间是码序列历时。如果两个码发生器具有不同的序列长度, 则常常可找到合适的平均时间。在极限情况

下,这可以是使得两个序列都必须返回其相应起始位置的历时(具有为各个序列长度的约数的最小公倍数)。然而,针对比两个码序列的最大公倍数短的区间,通常可获得基本上可接受的结果。

[0180] 其它实施例可被实现成影响 BOC(n, m) 与 BOC(k, m) 扩展码元调制之间的相关性。这种技术采用组合——较佳地通过乘法——成扩展调制分量之一的(较低)二进制数据调制。这与以上实施例中交替相位指派具有相同的效果,但是是在许多数据比特历时的更长周期上。

[0181] 在图 10 中示意性地绘制了这样的实施例。图 10 中所例示的系统 1000 包括产生相应 BOC 波形 1006 和 1008 的第一 BOC 波形发生器 1002 和第二 BOC 波形发生器 1004。BOC 波形——BOC(n, m) 和 BOC(k, m)——任选地被定标以确定其对 CBOC 波形 1010 的相应功率贡献。经由相应的乘法器 1016 和 1018 将经定标的波形 1012 和 1014 与经由相应扩展码发生器 1024 和 1026 产生的相应扩展码 1020 和 1022 相组合。将用作扩展码元调制波形的 BOC 波形 1028 和 1030 与相应的数据信号 1032 和 1034 组合以产生整体组合的扩展码元、码元和数据调制波形。这被作用于变频至期望载波频率以进行传输的基带调制。然而,条件是:数据信号足够随机以致影响——较佳地消去——组合复功率谱内的交叉频谱项。

[0182] 实施例可被实现为使用可变模数信号和恒定信号包络。应当领会,如果可变模数信号包络是所期望的或是可接受的,则无需使用旨在保持单位一或恒定幅度 $(I^2+Q^2)^{1/2}$ 的任何约束条件。

[0183] 图 11 示出了适于处理源自复用二进制偏置载波信号的传输的信号接收机 1100 的实施例。从可见星座中的每个卫星传送的信号在天线 1102 处被接收到,并且在 RF 处理器 1104 中被处理,后者如现有领域中所知地将信号进行放大、滤波和频率改变。RF 处理器的输出 1106 被连接到数字转换器 1108,该数字转换器将接收到的信号采样 1110 数字化。

[0184] 在示例性实施例中,经数字化的接收到信号采样 1110 被施加到相关处理器 1112,后者在相关排 1118 中将经数字化的接收到信号采样 1110 与由信号副本发生器 1116 产生的一组副本信号 1114 相关。副本信号 1114 的具体波形取决于接收到的信号类型和对后续处理选定的选项。例如,对于称为 CBOC 的组合二进制偏置载波信号,多电平副本信号可被用于组合残余载波信号、码信号和二进制副载波调制。码和二进制副载波调制以早前、即时、极早、晚以及很晚的形式并用与形成信号副本发生器 1104 的一部分的接收机载波基准振荡器(未示出)有同相和正交关系的载波信号版本来设置。

[0185] 较佳地,在信号副本发生器 1116 中除载波副本发生器之外还包括码副本发生器和副载波副本发生器。副本发生器的各个元素的输出被组合以形成所述合成二进制偏置载波信号。

[0186] 在本发明的单个方面中,合成二进制偏置载波信号的实施例可被实现为时间复用信号,由此调制的单独部分可在时间序列中传送。此类信号的一种实现具有在特定时间序列中传送的多电平调制波形的两个部分。图 12 中示出了此类信号的具体实施例,其中每个信号具有多电平调制波形的两个分量。第一副本波形 1202 是依次包括电平 0、+1、0、-1、0 的三元(tertiary)扩展码元。有三个在波形 1202 中例示的、表示码元素 +1、+1、-1 的扩展码元。垂直虚线指示单独码元素之间的边界。第二波形 1204 是具有对应于每个扩展码元的电平 0、+1、+2、+1、0、-1、-2、-1、0 的示例性 5 电平扩展码元。码元素指派与 1202 中的

那些相同。图 12 中的第三波形 1206 表示第二扩展码元波形 1204 的时间复用版本。在第三波形 1206 中,最初的两个码元素被示为三元波形,并且表示波形 1202 中的 $\{+1, 0, -1\}$ 分量。第三波形 1206 中的第三码元素表示波形 1204 在 $\{+2, -2\}$ 处的外部电平,但是是在最初两个码元素之后在第三码元素位置中传送的,并且具有 -1 码元素指派。图 12 中的第四波形 1208 是基于两个二进制偏置载波信号 $\text{BOC}(n, m)$ 和 $\text{BOC}(k, 1)$ 的时间复用的副本。最初两个码元素被示为具有 $\text{BOC}(1, 1)$ 扩展码元,而后续两个码元素被示为具有 $\text{BOC}(2, 2)$ 扩展码元。码元素 3 和 4 的码指派分别为 -1 和 +1。对于波形 1208 中的每个分量,码元素历时并不相同——以 $m \times 1.023\text{MHz}$ 和 $1 \times 1.023\text{MHz}$ 的率,同时副载波分量与 $n \times 1.023\text{MHz}$ 和 $k \times 1.023\text{MHz}$ 的载波信号分别具有不同偏置。示例性副本信号是用占据传送波形的不同的非重叠时段的那些部分形成的。在一个实施例汇总,副本信号遵循相同格式。

[0187] 替换性实施例采用图 11 的相同的一般接收机格式,但是分割信号的分量以使它们经由单独连接被携带至相关器处理器 112 和相关器排 1118。在一个实施例中,副本信号分量被连续生成,并且在时间上被选通以使得副本信号发生器 1116 仅在与适于每个分量的那些相对应的时刻具有信号输出。这些信号可以是二进制的、三元或具有某种其它数目的振幅电平,这取决于所传送信号格式的复杂度。信号发生器中将在生成时连续的信号转换成所需输出格式的附加处理步骤使用在需要其时允许信号通过而在其他时间阻止通向输出的时间选通。

[0188] 在替换性实施例中,信号可使时间选通被移除,以使得信号在通向相关处理器的输入处连续可用。使用合成信号的连续副本版本的接收机的性能可能具有次最优化性能,但是可降低接收机复杂度。

[0189] 已参照具有相同码片率的 I 和 Q 信道描述了以上实施例。然而,实施例不限于此类布置。实施例可被实现为使用不同码片率。

[0190] 尽管已参照 L1 和 L2 频率描述了本发明的实施例,但是实施例不限于此类步骤。实施例可被实现为其它频率或频带可根据使用本发明的系统的要求来使用。例如,低 L 频带(即, E5a 和 E5b)、中(即, E6)以及高 L 频带(即, E2-L1-E1)也可从本发明的实施例中获益。应当领会,此类实施例可使用具有除以上所述的两个分量之外的至少三个分量的信号。

[0191] 此外,以参照标准 BOC 描述了本发明的实施例。然而,本领域技术人员应当领会,实施例也可使用替换性 BOC 来实现。

[0192] 此外,应当领会,实施例可被实现成码中每码片副载波的半周期的数目可以是码片的奇数、偶数、整数倍或非整数倍,即,副载波半周期的数目和码片历时之间存在有理数关系。

[0193] 以上所描述的本发明的实施例集中在本发明的传输侧,即,集中于比如扩展码元调制波形、合成信号、合成 BOC 信号、以及与一个或多个副载波组合的测距码等信号的生成、调制和传输。然而,本领域技术人员应当领会,需要相逆的系统、方法和装置以及接收机来接收和处理信号。本领域技术人员已设计了用于生成和传送此类信号、设计仅作为传送操作的逆操作的适当接收机的系统。因此,本发明的实施例也涉及用于处理诸如以上所述的那些的信号的系统、方法、装置和接收机。

[0194] 尽管在与以上实施例有关的数学中,上标“sin”和“cos”被明确地用在比如式 (3) 到 (3-1) 的某些实例中,但是本领域技术人员应当领会,它们可等效地应用于未明确使用

它们的那些项。还应当领会,实施例可被实现为可交换“sin”和“cos”上标。

[0195] 以参照 BOC 分量的加性组合描述了以上实施例。实施例不限于此类布置。实施例可被实现成使用某种其它组合方式。例如,乘法组合可用作替换性方案。作为加性或乘法组合的其它替换性方案可以是来自处理多个 BOC 输入以产生合成输出的逻辑网络的输出,该合成输出是二进制或多电平输出。

[0196] 尽管已参照 α 和 β 发生器的至少之一的输出——其为方波——描述了以上实施例,但是实施例并不限于此。例如, β 发生器可通过结合至少一个其它扩展码发生器 C 组合扩展码发生器 A 形成的。

[0197] 已参照相等长度的扩展码描述了以上实施例。然而,实施例不限于此。例如,实施例可被实现成扩展码发生器之一具有一周期,该周期为另一扩展码发生器的扩展码周期的倍数或约数。此外,实施例可被实现成扩展码序列的长度不具有有理数关系。例如,扩展码序列的长度可以是素数、素数的乘积或者任一者的倍数。

[0198] 应当领会,已描述了以上实施例而无需表述扩展码元调制波形之间的相位关系。实施例可被如此实现:在示例性情形中,有形成合成 BOC 波形 (CBOC) 的两个扩展码元调制,这两个扩展码元调制具有正交相位关系或某一其它“异相”相位关系。

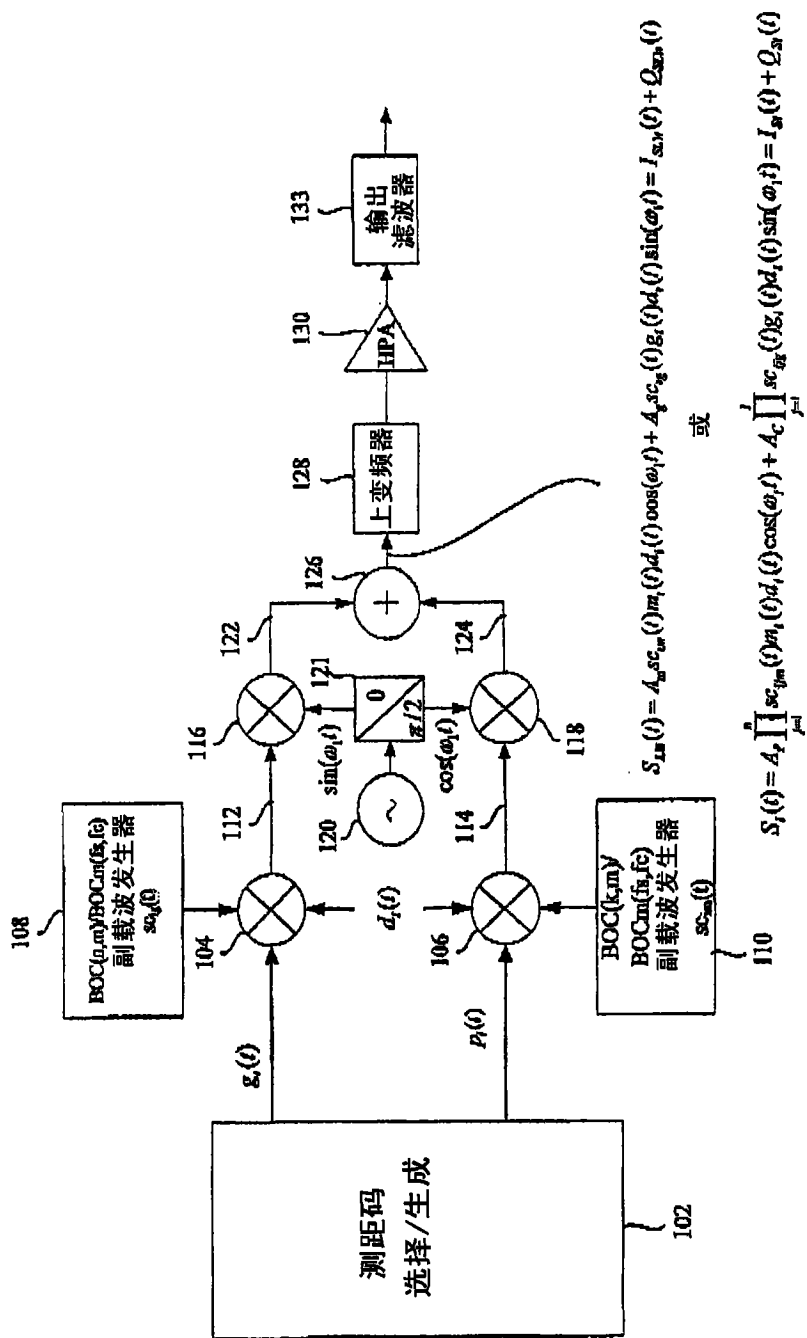


图 1

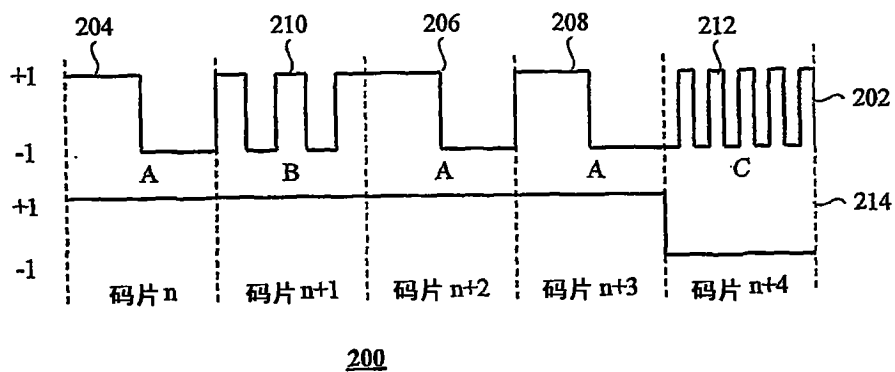


图 2

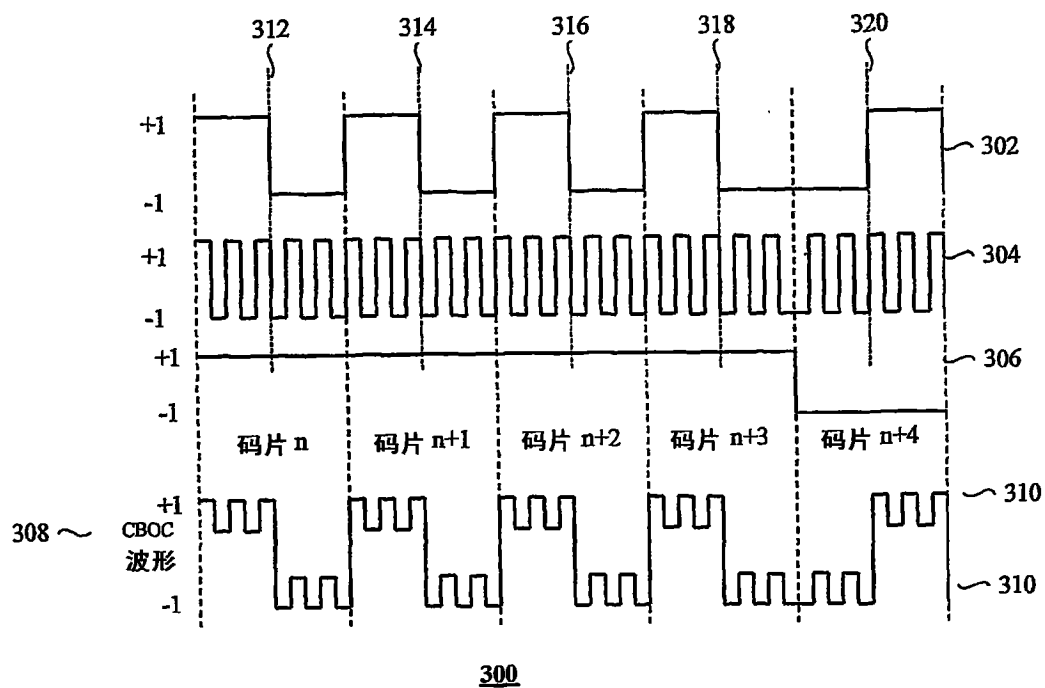


图 3

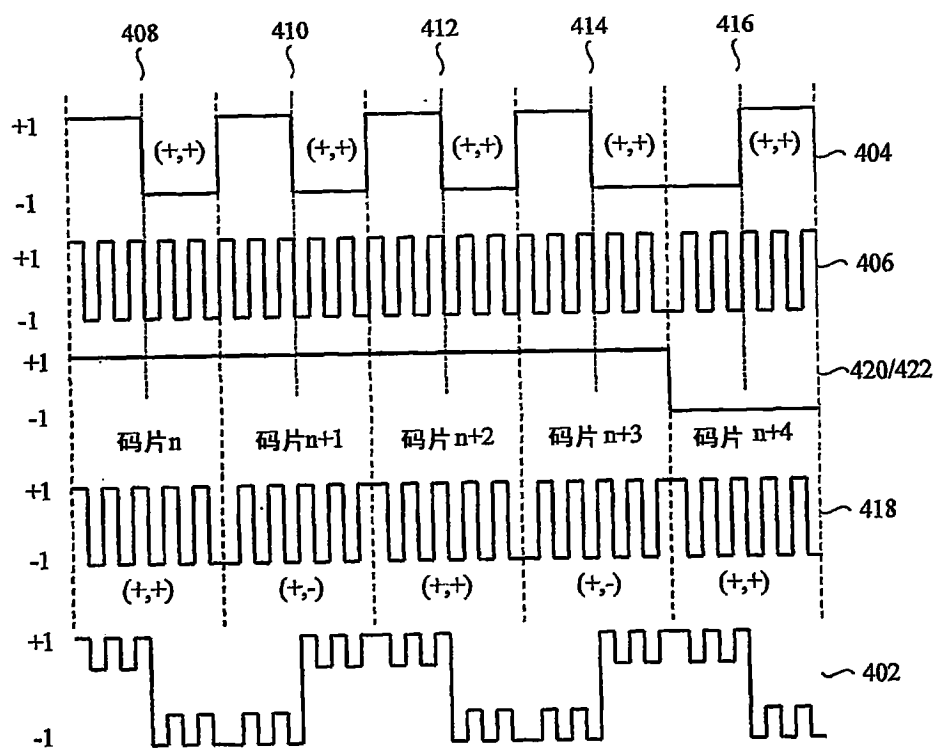
400

图 4

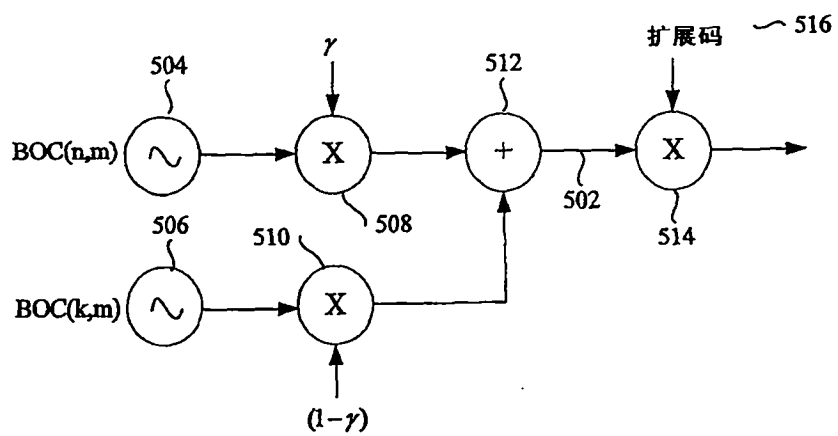
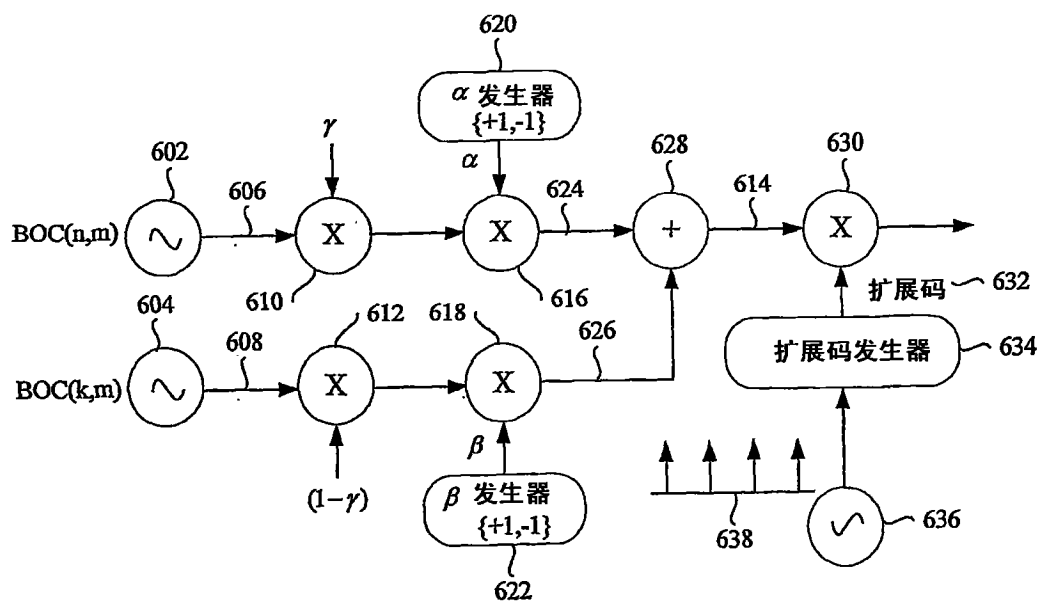
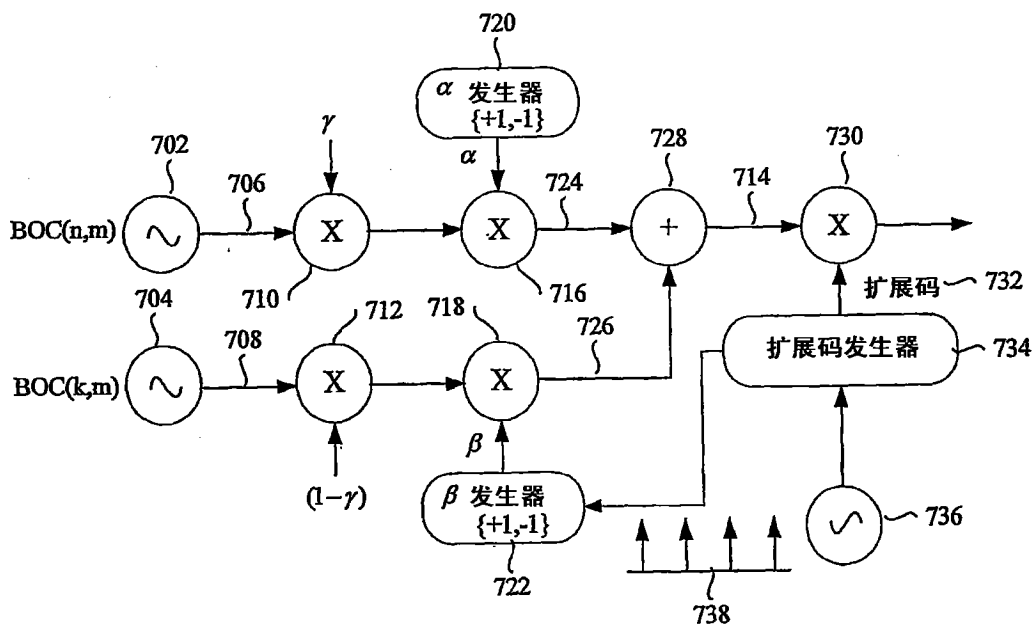
500

图 5



600

图 6



700

图 7

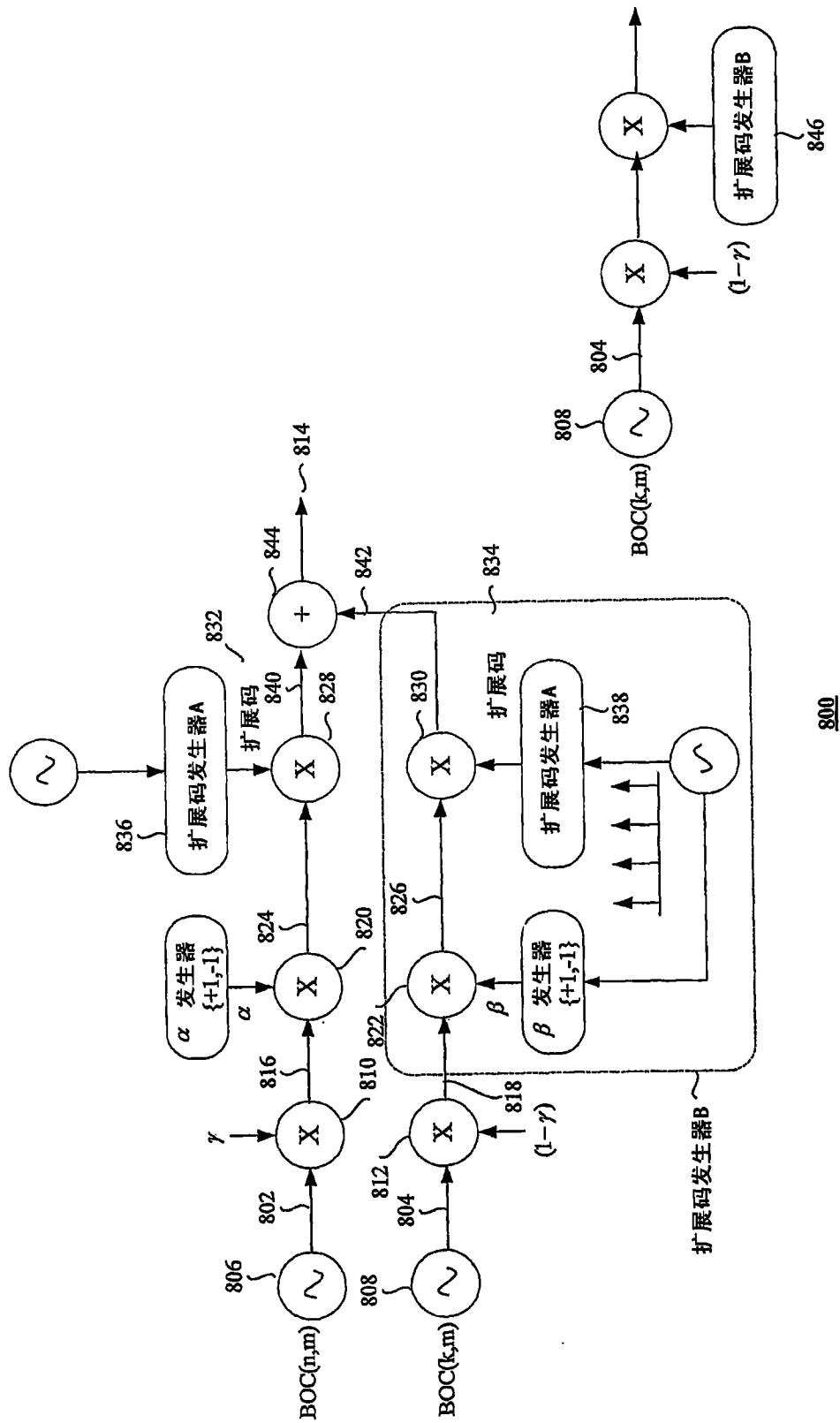
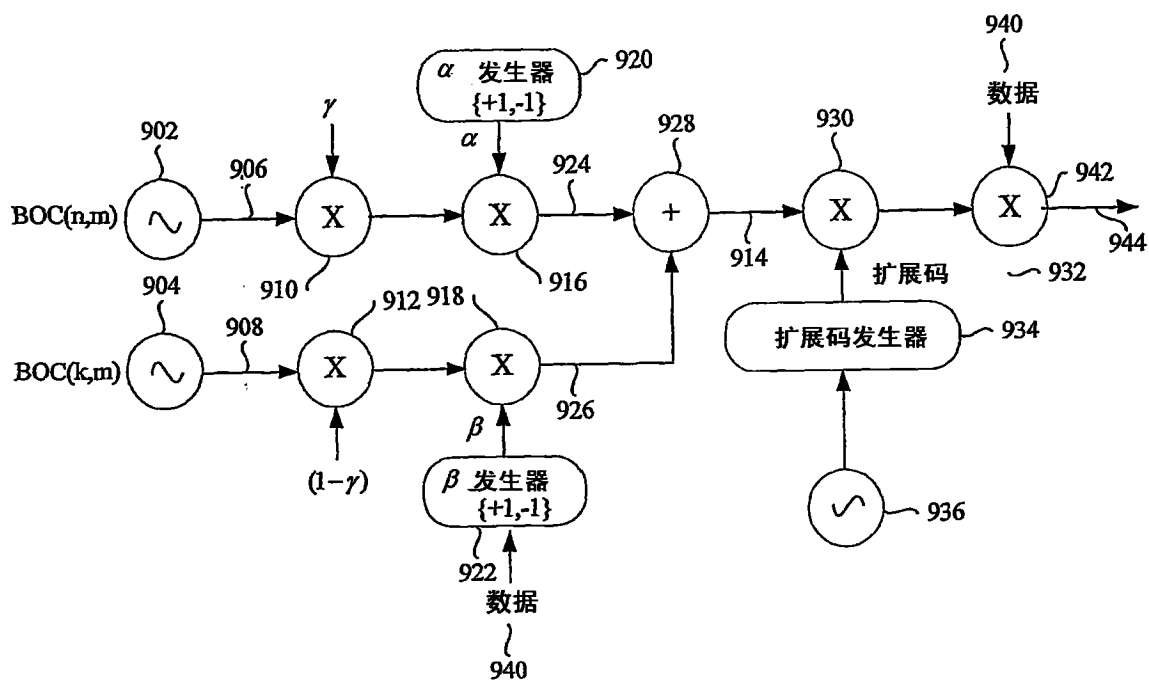
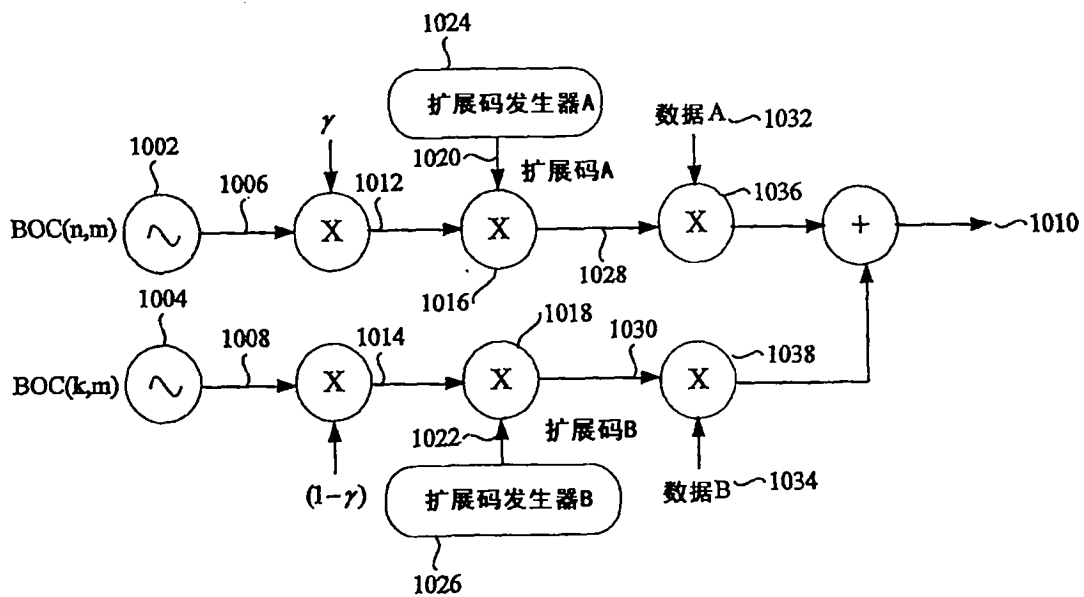


图 8



900

图 9



1000

图 10

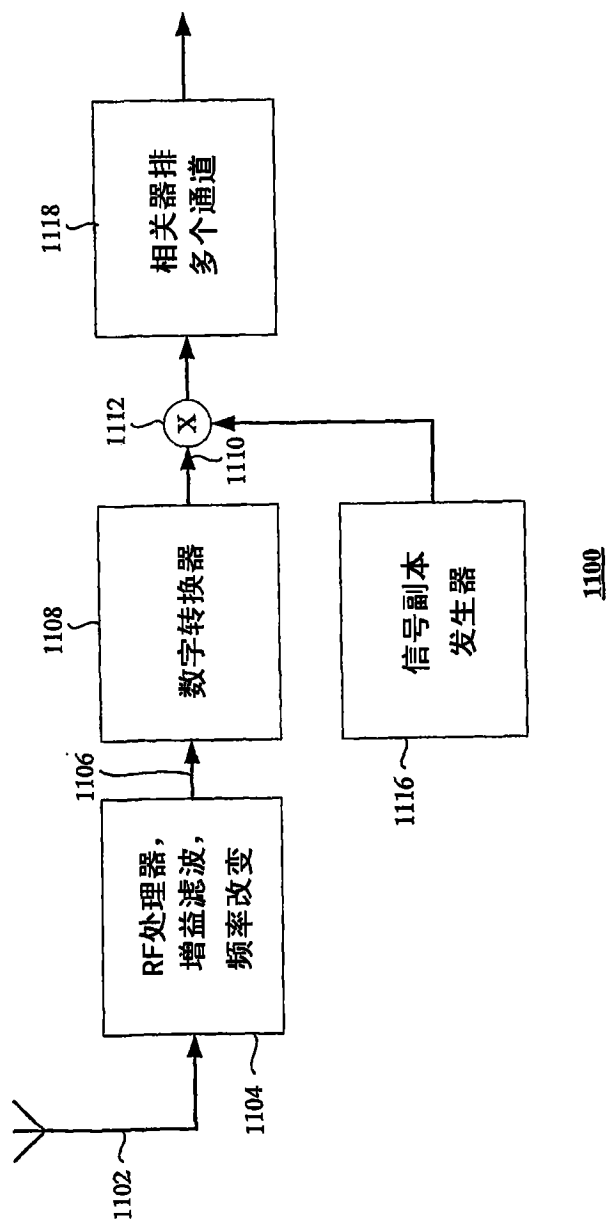


图 11

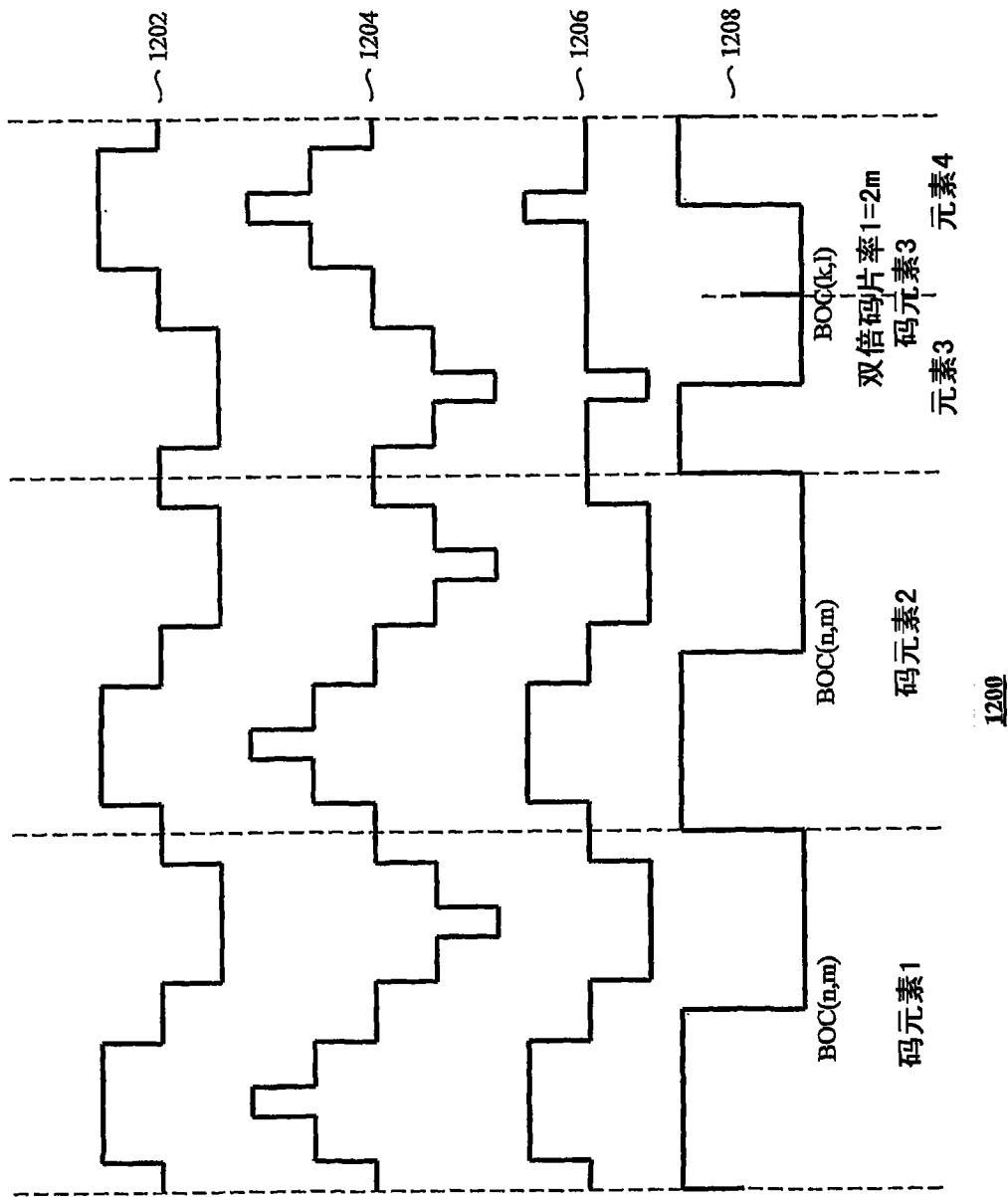


图 12