



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101048960 B

(45) 授权公告日 2013. 01. 09

(21) 申请号 200580037171. 0

(22) 申请日 2005. 10. 28

(30) 优先权数据

317364/2004 2004. 10. 29 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 04. 27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2005/019898 2005. 10. 28

(87) PCT申请的公布数据

W02006/046696 JA 2006. 05. 04

(73) 专利权人 夏普株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 浜口泰弘

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 张鑫

(51) Int. Cl.

H04J 11/00 (2006. 01)

H04J 1/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

JP 2001313628 A, 2001. 11. 09, 全文.

JP 2001359152 A, 2001. 12. 26, 全文.

JP 11-027231 A, 1999. 01. 29, 全文.

审查员 李振华

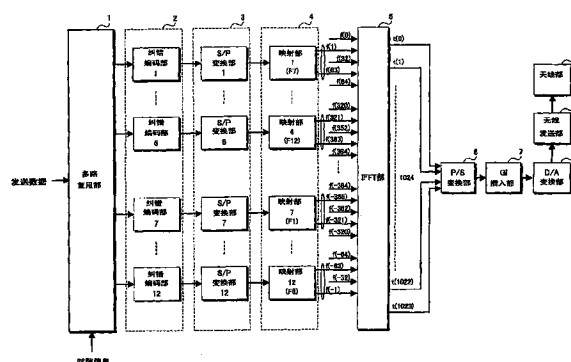
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 10 页

(54) 发明名称

通信方法和无线发射机

(57) 摘要

即使对能收发的带宽有限的通信对端,也不产生直流分量偏移的影响地进行无线发送。在适用于多个不同终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信的 OFDMA 通信系统的无线发射机中,具有:对每一副载波分配发送功率且同时在所述分配的发送功率中,选定分配最小功率的副载波,并以通信时隙为单位对发送数据进行调制后输出调制数据的映射部(4);以及使用所述各副载波进行包含所述调制数据的无线信号的发送的发送部(8、9、10)。



1. 一种进行无线收发的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其特征在于,

发送终端对位于多个频率信道的中央的全部副载波、分配最小的发送功率并进行发送,或者,发送终端对位于多个频率信道的中央的全部副载波和频率信道之间的副载波、分配最小的发送功率并进行发送,

接收终端对于向位于多个频率信道的中央的全部副载波分配最小的发送功率的接收信号,以设位于任一个所述频率信道的中央的副载波的频率相当于直流电位的方式进行频率变换,或者,接收终端对于向位于多个频率信道的中央的全部副载波和频率信道之间的副载波分配最小的发送功率的接收信号,以设位于任一个所述频率信道的中央的副载波、或任一个所述频率信道之间的副载波的频率相当于直流电位的方式进行频率变换,并利用模-数变换器变换成数字信号后,将数据进行解调。

2. 一种进行无线收发的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其特征在于,

接收终端在将收到的信号加以频率变换并输入到模-数变换器时,将有关相当于直流电位的副载波频率的信息通知发送终端;

所述发送终端对所述通知的频带的副载波,分配最小的发送功率并进行发送。

3. 如权利要求 1 至 2 中任一项所述的进行无线收发的通信方法,其特征在于,所述最小发送功率为 0。

4. 如权利要求 1 所述的进行无线收发的通信方法,其特征在于,副载波位于所述分配最小功率的副载波处。

5. 一种无线发射机,适用于多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信的 OFDMA 通信系统,其特征在于,具有

纠错编码部,该纠错编码部对发送数据进行纠错编码;

映射部,该映射部在频率信道单位中,对每一副载波分配发送功率且同时选定对其分配所述分配的发送功率中最小功率的副载波;

防护间隔插入部,该防护间隔插入部在包含所述调制数据的无线信号中插入使码元间干扰降低的防护间隔;

数模变换部,该数模变换部对于包含所述调制数据的无线信号,将数字信号变换为模拟信号;以及

发送部,该发送部使用所述各副载波进行包含所述调制数据的无线信号的发送。

6. 如权利要求 5 中所述的无线发射机,其特征在于,所述映射部对所述选定的副载波分配 0,作为发送功率。

7. 如权利要求 5 或 6 中所述的无线发射机,其特征在于,所述映射部选定相当于频率信道的中心的副载波。

8. 如权利要求 5 或 6 中所述的无线发射机,其特征在于,所述映射部选定位于频率信道间的副载波。

9. 如权利要求 5 或 6 中所述的无线发射机,其特征在于,

所述映射部仅在通信对端通知的副载波是否可用信息表示数据通信中不能使用相当于直流电位的副载波的频率时,选定与频率信道的中心相当的副载波或者位于频率信道间

的副载波。

10. 如权利要求 5 或 6 中所述的无线发射机,其特征在于,
所述映射部选定通信对端通知的频率。

11. 如权利要求 5 或 6 中所述的无线发射机,其特征在于,
所述映射部每当使用频率信道进行通信的通信对端改变时,更新选定的副载波频率。

12. 一种进行无线收发的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其特征在于,

发送终端对位于多个频率信道的中央的全部副载波、分配最小的发送功率并进行发送,或者,发送终端对位于多个频率信道的中央的全部副载波和频率信道之间的副载波、分配最小的发送功率并进行发送,

接收终端在接收信号中对位于多个频率信道的中央的全部副载波分配最小的发送功率的情况下,从位于所述频率信道的中央的副载波中选择 1 个,以使得接收带宽纳入系统频带,或者,接收终端在接收信号中对位于多个频率信道的中央的全部副载波和频率信道之间的副载波分配最小的发送功率的情况下,从位于所述频率信道的中央的副载波、或所述频率信道之间的副载波中选择 1 个,以使得接收带宽纳入系统频带,并以设所述选择的副载波频率相当于直流电位的方式进行频率变换,并利用模-数变换器变换成数字信号后,将数据进行解调。

13. 一种无线发射机,适用于多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信的 OFDMA 通信系统,其特征在于,具有

纠错编码部,该纠错编码部对发送数据进行纠错编码;

映射部,该映射部对每一副载波分配发送功率且同时在成为接收终端的接入单位的频带的频率信道内选定规定的副载波,并对该选定的副载波分配最小发送功率且对发送数据进行调制后输出调制数据;

不使用副载波计算部,该不使用副载波计算部为了选择所述规定的副载波而进行计算;

防护间隔插入部,该防护间隔插入部在包含所述调制数据的无线信号中插入使码元间干扰降低的防护间隔;

数模变换部,该数模变换部对于包含所述调制数据的无线信号,将数字信号变换为模拟信号;以及

发送部,该发送部使用所述各副载波进行包含所述调制数据的无线信号的发送。

通信方法和无线发射机

技术领域

[0001] 本发明涉及使用通信时隙并以多载波传输方式进行无线发送的通信方法和无线发射机。

背景技术

[0002] 近年,用于实现以 10 兆位每秒至 100 兆位每秒 (Mbps) 传输速率为目标的宽带无线互联网接入的标准化不断进展,提出各种技术。实现高传输速率无线通信所需的条件是提高频率利用效率。由于传输速率与使用的带宽存在正比的关系,要提高传输速率,单纯的解决办法是扩大利用的频带宽度。然而,能利用的频带困窘,在建立新无线通信系统方面难以考虑分配足够的带宽。因此,需要提高频率利用效率。作为另一要求,是又实现便携电话那样的蜂窝区组成的通信区的服务,又无缝地提供无线局域网 (LAN) 那样的专用区 (孤立区) 中的服务。

[0003] 具有满足这些要求的可能性的技术中有一个区重复,并称为 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access: 正交频分多址) 的技术。该技术在蜂窝区组成的通信区中,全部蜂窝区使用相同的频率进行通信,并且通信时的调制方式是 OFDM。当然,孤立区中,其通信方式是又具有与蜂窝区组成的区共用的无线接口,又能实现较高速的数据通信。

[0004] 下面,说明作为 OFDMA 的基础技术的 OFDM。OFDM 是 5 千兆赫 (GHz) 频段无线系统的 IEEE802.11a 或地面数字广播中使用的制式。OFDM 制式按理论上不产生干扰的最小频率间隔排列几十至几千个载波并同时进行通信。在 OFDM 中,通常将该载波称为副载波,并以 PSK (相位调制)、QAM (振幅调制) 等数字方式调制各副载波,以进行通信。此外,OFDM 通过与纠错方式组合后,还被称为抵抗频率选择性衰落的调制方式。

[0005] 用附图说明调制解调电路组成。这里,将 OFDM 使用的副载波数取为 768 个,使说明具体化。

[0006] 图 6 是示出 OFDM 调制电路概略组成的框图。图 6 所示的调制电路包含纠错编码部 501、串并变换部 (S/P 变换部) 502、映射部 503、IFFT 部 504、并串变换部 (P/S 变换部) 505、防护间隔插入部 506、数-模变换部 (D/A 变换部) 507、无线发送部 508、天线 509。将发送的信息数据在纠错编码部 501 实施纠错编码。各载波的调制方式为 QPSK (4 相移相键控) 时,纠错编码电路输出 $2 \times 768 = 1536$ 位,以产生 1 个 OFDM 码元。然后,在串并变换部 502 将每 2 位作为 768 系统的数据输入到映射部 503,在映射部 503 对各载波进行调制。然后,在 IFFT 部 504 进行 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 反快速傅立叶变换)。产生 768 个 OFDM 信号时,通常使用的 IFFT 点数为 1024。

[0007] IFFT 部 504 中,在映射部对 $f(n)$ (其中 $n = 0 \sim 1023$, 整数) 分配数据后,输出数据 $t(n)$ 。对 1024 点的 IFFT 输入,本例中只能输入 768 个数据,所以对其它数据输入 0 (实部、虚部均为 0)。通常 $f(0)$ 、 $f(385) \sim f(639)$ 相当于 0 输入。然后,在并串变换部 505 变换成串行数据后,在防护间隔插入部 506 插入防护间隔。插入防护间隔,以便接收 OFDM

信号时,使码元间干扰小。不使用防护间隔的情况下,按 $t(0)$ 、 $t(1)$ 、……、 $t(1023)$ 的顺序输出 IFFT 输出的 $t(n)$,这些输出形成 OFDM 码元。使用防护间隔的情况下,根据防护间隔长度输出 IFFT 的输出的后半部。防护间隔长度为常规 OFDM 码元的 $1/8$ 时,按 $t(896)$ 、 $t(897)$ 、……、 $t(1023)$ 、 $t(0)$ 、 $t(1)$ 、……、 $t(1023)$ 的顺序进行输出。然后,数据在数-模变换部 507 被变换成模拟信号后,在无线发送部 508 变换成应发送的频率,并由天线 509 发送数据。

[0008] 图 7 示出数-模变换后的 OFDM 信号的频谱模式图、数-模变换后的时间波形模式图以及频谱被以频率变换方式变换到发送频带后的模式图。图中的 $f(n)$ 和 $t(n)$ 分别与上文说明中所示的相同。

[0009] 通常收发常规 OFDM 信号时,已知在基带处理中将整个频段的中心作为直流(DC)处理,则模-数变换器、数-模变换器的取样频率最低就可以,从而效率高。然而,OFDM 的情况下,如上文所示,通常不对相当于直流分量(即 $f(0)$)的载波分配数据。因此,图 7 中将直流分量的功率画作 0。理论上当然可对直流分量进行调制,但直流分量容易受收发信机噪声影响(电路直流分量偏移的影响),所以特性比其它副载波劣化大。因此,系统几乎都不对直流分量的副载波进行调制。

[0010] 例如特开平 10-276165 号公报和特开平 11-154925 号公报记载此直流偏移的影响和消除直流偏移的方法。

[0011] 图 8 是示出 OFDM 解调电路概略组成的框图。接收部基本上进行与发送部相反的操作。图 8 所示的解调电路包含纠错译码部 701、并串变换部(P/S 变换部)702、传播路径估计去映射部 703、FFT 部 704、串并变换部(S/P 变换部)705、防护间隔(GI)去除部 706、OFDM 码元同步部 707、模-数变换部(A/D 变换部)708、无线接收部 709、天线 710。天线 710 接收的信号,其频率在无线接收部 709 变换到可作模-数变换的频带。

[0012] 在 OFDM 码元同步部 707 对模-数变换部 708 变换成数字信号的数据取 OFDM 的码元同步。码元同步是指从连续的数据判断 OFDM 码元的边界。用 $t'(n)$ 表示取码元同步的数据。通信中完全没有多路径和噪声的情况为 $t'(n) = t(n)$ 。在防护间隔去除部 706 去除防护间隔。因此,去除防护间隔后,提取 $t'(m)$ (其中 $m = 0 \sim 1023$,整数)。然后,在串并变换部 705 对 1024 个数据进行并行变换后,在 FFT 部 704 进行 1024 点的 FFT(Fast Fourier Transform:快速傅立叶变换),并将 $f'(m)$ 输出到传播路径估计去映射部 703。但是,由于发送时对 $m = 0$ 和 $m = 385 \sim 639$ 不进行调制,未将与它们对应的 $f'(m)$ 输入到去映射部。传播路径估计去映射部 703 中进行 768 个包含传播路径估计的副载波的解调。在并串变换部 702 将数据串行化,在纠错译码部 701 进行纠错后,对发送数据进行解调。

[0013] 接着,根据上述 OFDM 说明 OFDMA。OFDMA 所指的制式在频率轴、时间轴形成 2 维信道,在帧中 2 维配置进行通信用的时隙,并且移动台利用该时隙对基站进行接入。图 9 是示出 OFDMA 的 2 维帧结构的图。本图中,纵轴为频率,横轴为时间。1 个方块相当于数据传输用的时隙,加斜线的方块是对全部移动台发送通知信息的控制时隙。此图的情况下,意味着 1 帧中在时间方向有 9 个时隙,在频率方向有 12 个时隙,共存在 108 个时隙(其中 12 个时隙是控制时隙)。形式上用 (Ta, Fb) 表示时隙,时间轴方向的时隙为 Ta (a 为 1 至 9 的自然数),频率轴方向的时隙为 Fb (b 为 1 至 12 的自然数)。例如图 9 中带网纹的时隙为 $(T4, F7)$ 。

[0014] 再者,说明书中,将频率方向组成的 12 个时隙称为时间信道(时道),将时间方向组成的 9 个时隙称为频率信道(频道)或子信道。

[0015] 对频率信道划分,并分配 OFDM 的副载波。假设 OFDM 副载波为 768 个,所以均等划分给 12 个时隙时,每一信道分配 64 个副载波。这里,为了方便,从实际通信频带中频谱低的开始分配副载波,对 F1 分配副载波 $f_{640} \sim f_{703}$,对 F2 分配副载波 $f_{704} \sim f_{767}$,……,对 F6 分配副载波 $f_{960} \sim f_{1023}$,对 F7 分配副载波 $f_1 \sim f_{64}$,对 F8 分配副载波 $f_{65} \sim f_{128}$,……,对 F12 分配副载波 $f_{321} \sim f_{384}$ 。

[0016] 考虑从基站(AP)对移动台(MT)的通信。AP 对 MT 分配 15 时隙的数据时,考虑各种情况,但设对图 9 中用纵线表示的时隙分配数据。即,对 (T2 ~ T4、F1)、(T5 ~ T8、F4)、(T2 ~ T9、F11) 分配 MT 应接收的数据。为了表示 AP 对 MT 分配数据,需要在使用的频率的控制时隙填入表示已分配的数据。本例的情况下,(T1、F1)、(T1、F4)、(T1、F11) 相当于此控制时隙。

[0017] OFDMA 制式是多个移动台与基站以上述内容为基础用变换频率和时间的方式收发数据的系统。图 9 中,为了方便,表现为时隙与时隙之间存在间隙,但有没有间隙,意义不大。

[0018] 图 10 是示出用于 OFDMA 的无线发射机的概略组成的框图,图 11 是示出用于 OFDMA 的接收电路的概略组成的框图。图 10 所示的发送电路具有数据多路复用部 901,按信道数份额(1 ~ 12)划分纠错编码部 902、串并变换部 903、映射部 904。IFFT 部 905、并串变换部 906、GI 插入部 907、数-模变换部 908、无线发送部 909 和天线 910 起的作用,分别与图 6 所示的 IFFT 部 504、并串变换部(P/S 变换部)505、防护间隔插入部 506、数-模变换部(D/A 变换部)507、无线发送部 508 和天线 509 相同。

[0019] 图 10 中,数据多路复用部 901 将信息数据以发送的数据分组为单位分离成 12 序列。即,数据多路复用部 901 中,实体上指定由这里未图示的 CPU 等模件指定的 OFDMA 时隙。然后,在信道数份额的纠错编码部 902 进行纠错编码,在信道数份额的串并变换部 903 分离成 64 系统,在信道数份额的映射部 904 对各载波进行调制后,在 IFFT 部 905 进行 IFFT 处理。其后的操作与图 6 说明的操作相同。

[0020] 图 11 所示的接收电路具有数据多路复用部 101,分别按信道数份额划分纠错译码部 102、并串变换部(P/S 变换部)103、传播路径去映射部 104。FFT 部 105、串并变换部 106、GI 去除部 107、同步部 108、模-数变换部 109、无线接收部 110 和天线部 111 起的作用,分别与图 8 所示的 FFT 部 704、串并变换部(S/P 变换部)705、防护间隔(GI)去除部 706、OFDM 码元同步部 707、模-数变换部(A/D 变换部)708、无线接收部 709、天线 710 相同。与图 8 所示的接收电路相同,接收的信号受到 FFT 处理后,每 12 系统数据进行传播路径估计、去映射、纠错译码处理并输入到数据去复用部 101。在数据去复用部 101 处理成信息数据后输出。

[0021] 再者,这里所示的调制解调处理毕竟是一个例子。组件数等示出信道数份额,即各 12 个,但不限于此。特开平 11-346203 号公报对 OFDMA 记载其基本组成。

[0022] 专利文献 1:特开平 10-276165 号公报

[0023] 专利文献 2:特开平 11-154925 号公报

[0024] 专利文献 3:特开平 11-346203 号公报利用 OFDMA 进行通信时,认为移动台连接具

有各种能力的终端。其中的一个是适应低耗电的终端。这种终端虽然构成牺牲一些收发能力,但减小耗电,较适合携带。对 OFDMA 的终端低耗电考虑的方法可考虑减小能收发的带宽并限定能接入的频道的方法。限定能接入的频道,存在传输速率下降而且不能选择传播路径状态良好的频道的缺点,其反面却具有能降低例如模-数变换器取样频率或逻辑处理速度的优点,因而可谋求低耗电。

[0025] 如上文所述,已有的 OFDMA 收发装置将接收终端接收全部频带并进行处理作为前提。因此,发送装置中采用不使用成为整个频带的中心的直流分量($f(0)$)的副载波的方式。此状态下,研究只能接收 1 个频带的终端进行接入的情况。这种终端用模拟滤波器等筛选希望接收的频带。例如,仅接收图 9 的 F2(作为副载波编号,是 $f(704)$ 至 $f(767)$) 时隙时,利用滤波筛选提取 F2,将作为该频带的中心的 $f(735)$ 或 $f(736)$ 当作中心频率进行处理。这里示出的 $f(735)$ 或 $f(736)$ 的选择无特别含义。

[0026] 在发送装置中,以往这些副载波也和其它副载波同样施加调制,所以不管特性差,接收终端必须解调该副载波。因此,存在产生特性劣化、接收时隙发生差错、发生重发等带来整个系统吞吐量降低的问题。这种问题不仅涉及如上文所述那样只能接收 1 个频带的终端,而且涉及只能接收 2 个频带的终端等各种终端。

[0027] 本发明是鉴于上述情况而完成的,其目的在于提供一种即使对能收发的带宽有限的通信对端也能进行无线发送而不产生直流分量偏移的影响的无线发射机。

发明内容

[0028] (1) 为了到达上述目的,本发明采取下列手段。即,本发明的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其中,发送终端在作为接入单位的频带的通信时隙内,对发送终端和接收终端相互之间已知的规定副载波分配最小发送功率并进行发送;接收终端对接收信号以设所述规定副载波的频率相当于直流电位的方式进行频率变换,并利用模-数变换器变换成数字信号后,将数据进行解调。

[0029] 这样,在作为接入单位的频带的通信时隙内对发送终端和接收终端相互之间已知的规定副载波分配最小发送功率并进行发送,所以不论通信对端使用什么样的带宽都能不产生直流分量偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0030] (2) 本发明的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其中,接收终端在将收到的信号加以频率变换并输入到模-数变换器时,将有关数据通信中是否能使用与直流电位相当的副载波频率的信息通知发送终端;所述发送终端在所述通知的信息表示数据通信中不能使用与直流电位相当的副载波频率时,对所述副载波分配最小发送功率并进行发送。

[0031] 这样,发送终端在接收终端通知的信息表示数据通信中不能使用与直流电位相当的副载波频率时,对该副载波分配最小发送功率并进行发送,所以能在接收终端中不产生直流分量偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0032] (3) 本发明的通信方法,多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信,其中,接收终端在将收到的信号加以频率变换并输入到模-数变换器时,将有关相当于直流电位的载波频率的信息通知发送终端;所述发送终端相对于所述通知的频率的载波,对所述频带的副载波分配最小的发送功率并进行发送。

[0033] 这样,发送终端对接收终端调制的频率的副载波分配最小的发送功率并进行发送,所以能在接收终端中不产生直流分量偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0034] (4) 本发明的通信方法,其中,所述最小发送功率为 0。

[0035] 这样,最小发送功率为 0,所以能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0036] (5) 本发明的通信方法,其中,所述发送终端和接收终端相互之间已知的规定副载波是所述通信时隙的中心频率。

[0037] 这样,已知的规定副载波是通信时隙的中心频率,所以接收终端通过将通信时隙的中心频率分配给接收处理的直流分量,能避免直流分量造成的偏移的影响。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0038] (6) 本发明的通信方法,其中,所述发送终端和接收终端相互之间已知的规定副载波是所述通信时隙的最高频率或最低频率。

[0039] 这样,已知的规定副载波是所述通信时隙的最高频率或最低频率,所以能在接收终端使用的带宽中方便地规定能成为直流分量的副载波或相当于中心频率的副载波。即,通信时隙内包含偶数副载波时,可通过排除相当于最高频率或最低频率的副载波(不进行调制数据的分配),将副载波数取为奇数,规定相当于中心频率的副载波。通过排除相当于最高频率或最低频率的副载波(不进行调制数据的分配),即使在使用多个频道的情况下,也能对成为直流分量的副载波或相当于中心频率的副载波不进行调制数据的分配,所以不论通信对端使用什么样的带宽都能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。只能使用 1 个子信道的终端筛选 1 个子信道,进行接收处理。这时,由于对成为各子信道的中心的副载波不进行调制,与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。同样,此假设中,只能接入 x 个(x 为奇数)子信道的终端的中心频率为子信道的中心,其副载波不用于调制,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。只能接入 y 个(y 为偶数)子信道的终端的中心为子信道之间。也把它当作不用于调制的副载波,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。因而,能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错地进行无线发送,避免吞吐量降低。

[0040] (7) 本发明的通信方法,其中,所述发送终端对分配最小发送功率的副载波不进行信息数据分配。

[0041] 这样,对分配最小发送功率的副载波不进行信息数据分配,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0042] (8) 本发明的无线发射机,适用于多个不同的终端使用 OFDM 信号在同一时间进行通信的 OFDMA 通信系统,其中具有:对每一副载波分配发送功率且同时选定在所述分配的发送功率中分配最小功率的副载波,并以通信时隙为单位 对发送数据进行调制后输出调制数据的映射部;以及使用所述各副载波进行包含所述调制数据的无线信号的发送的发送部。

[0043] 这样,选定分配在分配的发送功率中功率最小的副载波,所以能选定发送终端和接收终端之间已知的规定副载波,或选定数据通信中不能使用的副载波,或选定接收终端通知的副载波。结果,不论通信对端使用什么样的带宽都能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0044] (9) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部对所述选定的副载波分配 0,作为发送功率。

[0045] 这样,对选定的副载波分配 0,作为发送功率;所以能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0046] (10) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部选定相当于通信时隙的中心的副载波。

[0047] 这样,选定相当于通信时隙的中心的副载波,所以接收终端通过将通信时隙的中心频率分配给接收处理的直流分量,能避免直流分量造成的偏移的影响。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0048] (11) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部选定相当于通信时隙的最高频率或最低频率的副载波。

[0049] 这样,选定相当于通信时隙的最高频率或最低频率的副载波,所以接收终端能在使用的带宽中方便地规定能成为直流分量的副载波或相当于中心频率的副载波。即,通信时隙内包含偶数副载波时,可通过排除相当于最高频率或最低频率的副载波(不进行调制数据的分配),将副载波数取为奇数,规定相当于中心频率的副载波。通过排除相当于最高频率或最低频率的副载波(不进行调制数据的分配),即使在使用多个频道的情况下,也能对成为直流分量的副载波或相当于中心频率的副载波不进行调制数据的分配,所以不论通信对端使用什么样的带宽都能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。只能使用 1 个子信道的终端筛选 1 个子信道,进行接收处理。这时,由于对成为各子信道的中心的副载波不进行调制,与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。同样,此假设中,只能接入 x 个(x 为奇数)子信道的终端的中心频率为子信道的中心,其副载波不用于调制,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。只能接入 y 个(y 为偶数)子信道的终端的中心为子信道之间。也把它当作不用于调制的副载波,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。因而,能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错地进行

无线发送,避免吞吐量降低。

[0050] (12) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部仅在通信对端通知的副载波是否可用信息表示数据通信中不能使用相当于直流电位的副载波的频率时,选定该频率。

[0051] 这样,仅在通信对端通知的副载波是否可用信息表示数据通信中不能使用相当于直流电位的副载波的频率时,选定该频率,所以能在通信对端不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0052] (13) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部选定通信对端通知的频率。

[0053] 这样,选定通信对端通知的频率的副载波,所以能在通信对端不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0054] (14) 本发明的无线发射机,其中,所述映射部每当使用通信时隙进行通信的通信对端改变时,更新选定的副载波频率。

[0055] 这样,每当使用通信时隙进行通信的通信对端改变时,更新选定的副载波频率,所以能进行适应通信对端的处理。由此,不论通信对端使用什么样的带宽都能不产生直流分量造成的偏移的影响地进行无线发送。因而,即使与为谋求低耗电化而使用的带宽有限的终端进行通信时,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

[0056] 根据本发明,即使在与为了谋求低耗电而使用的带宽有限的终端进行通信的情况下,收发处理中也不受直流分量的影响,所以能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

附图说明

[0057] 图 1 是示出实施方式 1 的发送电路的概略组成的框图。

[0058] 图 2 是示出某帧中的通信时隙的分配的图。

[0059] 图 3 是示出各时隙中不使用的副载波编号的图。

[0060] 图 4 是示出实施方式 2 的发送电路的概略组成的框图。

[0061] 图 5 是示出不使用副载波运算部 11 的运作的流程图。

[0062] 图 6 是示出已有的 OFDM 调制电路的概略组成的框图。

[0063] 图 7 是示出数-模变换后的 OFDM 信号的频谱的模式图、数-模变换后的时间波形的模式图以及频谱被以频率变换方式变换到发送频带后的模式图。

[0064] 图 8 是示出已有的 OFDM 解调电路的概略组成的框图。

[0065] 图 9 是示出已有的 OFDMA 的 2 维帧结构的图。

[0066] 图 10 是示出已有的 OFDMA 中使用的发送电路的概略组成的框图。

[0067] 图 11 是示出已有的 OFDMA 中使用的接收电路的概略组成的框图。

[0068] 标号说明

[0069] 1 是数据多路复用部,2 是纠错编码部,3 是串并变换部,4 是映射部,5 是 IFFT 部,

6 是并串变换部,7 是防护间隔 (GI) 插入部,8 是数 - 模变换部,9 是无线发送部,10 是天线部,11 是不使用副载波计算部。

具体实施方式

[0070] 下面,说明本实施方式的无线通信系统。本实施方式中将上述 OFDMA 通信制式作为前提。

[0071] 本实施方式示出一例电路组成和控制方法,其目的是控制成:在无线发射机中不对相当于直流的副载波进行调制,以便不受发送电路中直流分量的噪声的影响,而且在接收电路也同样不对相当于直流的副载波进行解调。因此,实现时存在各种方法。

[0072] 实施方式 1

[0073] 实施方式 1 示出的方式,其无线发射机中即使连接什么样的带宽都能得到处理的终端,也不对该终端选择为中心频率的副载波提供调制数据。已有技术中,将子信道与副载波的关系对 F1 取为副载波 $f(640) \sim f(703)$,对 F2 取为副载波 $f(704) \sim f(767)$,……,对 F6 取为副载波 $f(960) \sim f(1023)$,对 F7 取为副载波 $f(1) \sim f(64)$,对 F8 取为副载波 $f(65) \sim f(128)$,……,对 F12 取为副载波 $f(321) \sim f(384)$,但这里对副载波号超过 512 的副载波以减去 1024 的方式表示。因此,其表现改变成对 F1 取为副载波 $f(-384) \sim f(-321)$,对 F2 取为副载波 $f(-320) \sim f(-257)$,……,对 F6 取为副载波 $f(-64) \sim f(-1)$,对 F7 取为副载波 $f(1) \sim f(64)$,对 F8 取为副载波 $f(65) \sim f(128)$,……,对 F12 取为副载波 $f(321) \sim f(384)$ 。

[0074] 图 1 是示出实施方式 1 的发送电路的概略组成的框图。图 1 所示的发送电路具有数据多路复用部 1,并按频道数份额 (1 ~ 12) 划分纠错编码部 2、串并变换部 3 和映射部。IFFT 部 5、并串变换部 6、GI 插入部 7、数 - 模变换部 8、无线发送部 9 和天线 10 起的作用,分别与图 6 所示的 IFFT 部 504、并串变换部 (P/S 变换部) 505、防护间隔插入部 506、数 - 模变换部 (D/A 变换部) 507、无线发送部 508 和天线 509 相同。

[0075] 映射部 4 对每一副载波分配发送功率,同时还选定分配在分配的发送功率中功率最小 (例如 0) 的副载波。然后,以通信时隙为单位对发送数据进行调制并输出调制数据。这样的映射部 4 中,添加各自对应的子信道编号,将标号 $f(m)$ 改成 $m = -512 \sim 511$ 。已有技术中,对相当于副载波号 -385 至 -512 的副载波不进行调制。实施方式 1 中,除该不调制外,还对相当于副载波号 $32 \times p$ (p 为 -12 至 12 的整数) 的副载波不进行调制。从时隙分配的角度看这点,相当于各子信道使用的副载波数为 62,并且对各子信道的中心和子信道之间的副载波 不进行调制。

[0076] 只能使用 1 个子信道的终端筛选 1 个子信道,进行接收处理。这时,由于对成为各子信道的中心的副载波不进行调制,与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。同样,此假设中,只能接入 x 个 (x 为小于等于 12 的奇数) 子信道的终端的中心频率为子信道的中心,其副载波不用于调制,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。

[0077] 只能接入 y 个 (y 为小于等于 12 的偶数) 子信道的终端的中心为子信道之间。也把它当作不用于调制的副载波,所以与已有的 OFDM 接收机相同,也忽略中心地进行解调,则能解调数据而特性不劣化。

[0078] 这样,实施方式 1 中,能连接适应各种频带的接收机而特性不劣化。

[0079] 实施方式 2

[0080] 上述实施方式 1 示出预先选定不使用的副载波以适应各种终端的方法。然而,对收发中能使用全部频带那样的能力高的终端而言,存在与已有方法相比传输速率降低的情况。已有方法,则能使用全部 768 个副载波。与此相反,实施方式 1 中,设定不能使用的副载波,所以能用的副载波数为 744 个,对全部副载波施加相同的调制方式时,其速率降低到已有方法的速率的 744/768。

[0081] 因此,实施方式 2 中,说明自适应设定不使用的副载波的方法。

[0082] 图 2 是示出某帧中的通信时隙分配的图。与已有技术相同,加斜线的时隙是全部终端接收的通知时隙,意味着 A 至 F 的终端分别在所示的时隙进行通信。下面的说明中,在求中心副载波位置时,为了处理容易理解,将使用的副载波数取为奇数后,进行处理。但是,并非具有必然性,用偶数进行处理时,不存在副载波的频率成为中心,所以预先在收发装置之间决定其哪一个作为中心处理,则不发生问题。

[0083] 图 2 中,需要全部终端接收控制时隙,所以与实施例 1 相同地配置不用于调制的副载波。具体而言,不用于调制的副载波号为 0、385 ~ 511 以及 -386 至 -512 和 $32 \times p$ (p 为 -12 至 +12 的整数)。

[0084] 接着,关注 A 时,使用的时隙为 (T2 ~ T6、F12) 的 5 个时隙,频道仅为 F12。F12 为 $f(321) \sim f(384)$,但将编号最大的副载波 $f(384)$ 和位于去除该副载波的副载波中心的副载波 $f(352)$ 取为不使用的副载波。

[0085] 关注 B 时,为 (T2、F7 ~ F9) (T5 ~ T6、F7 ~ F9) 的 9 个时隙。F7 至 F9 的情况下,使用的副载波为 $f(1) \sim f(192)$,将编号最大的副载波 $f(192)$ 和位于去除该副载波的副载波中心的副载波 $f(96)$ 取为不使用的副载波。

[0086] C 使用 (T3、F1 ~ F10) 的 10 个时隙。使用的副载波为 $f(-384)$ 至 $f(256)$ 。接入的子信道将 $f(0)$ 夹在中间的情况下,不进行不使用编号最大的副载波的处理。因此,仅位于中心的 $f(-64)$ 为不使用的副载波。当然,不使用 $f(0)$ 。

[0087] D 使用 (T2、F1 ~ F6)、(T4 ~ T5、F1 ~ F6) 的 18 个时隙。使用的副载波为 $f(-384)$ 至 $f(-1)$ 。因此,编号最大的 $f(-1)$ 和位于中心的 $f(-193)$ 为不使用的副载波。

[0088] E 使用 (T4 ~ T5、F10 ~ F11) 的 4 个时隙。使用的副载波为 $f(193)$ 至 $f(320)$ 。因此,编号最大的 $f(320)$ 和位于中心的 $f(256)$ 为不使用的副载波。

[0089] F 使用 (T7 ~ T9、F1 ~ F12) 的 36 个时隙。使用的副载波为 $f(-384)$ 至 $f(384)$ 。因此,仅位于中心的 $f(0)$ 为不使用的副载波。

[0090] 对上述内容以时间方向的时隙为单位归纳不使用的副载波,并示于图 3。从图 3 判明,与实施方式 1 相比,不使用的副载波数减少,而且能全部频带接入的终端可使用数量与以往完全相同的副载波。再者,图 2 中在连续的频带进行分配,但中间夹有不使用的时隙时,当作不使用该频带地进行处理,则没有问题。

[0091] 图 4 是示出实施方式 2 的发送电路的概略组成的框图。对图 1 所示的实施方式 1 的发送电路,添加不使用副载波运算部 11。该不使用副载波运算部 11 发挥运算上述不使用的副载波的功能。对不使用副载波运算部 11 以各时道为单位输入时隙号、使用时隙的终端 ID 和使用的子信道号的最大值、最小值。

[0092] 图5是示出不使用副载波运算部11的运作的流程图。图5中使用的参数与上述参数相同。但是,fdc是表示使用的信道是否包含直流分量的指标值,TS是时隙号的变数值,m_max、m_min分别是输入到不使用副载波运算部11的使用的子信道的最大值和最小值。而且,将不使用的载波表示为 $f(m) = 0$ 。

[0093] 每次开始构帧,在S101总将 $f(0)$ 、 $f(385 \sim 511)$ 和 $f(-385 \sim -512)$ 设定为0。还设定 $fdc = 0$ 、 $TS = 0$ 。S102中,使TS递增1。S103中,判断当前时隙是否通知时隙。本实施例中,在时隙T1发送通知信息,所以 $TS = 1$,则判断为通知时隙。通知时隙的情况下,在S104将不发送的副载波、成为 $m = 32 \times p$ (p为-12至12的整数)的 $f(m)$ 设定为0。

[0094] TS大于等于2,则进至S105。在该步骤判断相当的TS中是否有分配时隙的终端,有则进至S106,无则进至S110。S106中运算fdc。根据副载波号运算fdc。S107中,根据fdc的值判断是否以将 $f(0)$ 夹在中间的方式分配子信道。fdc为负值时,以将 $f(0)$ 夹在中间的方式进行分配,因而进至S109。正时,进至S108。S108中,其处理为决定不将 $f(0)$ 夹在中间时的不使用的副载波,将其使用的副载波的最大值(即 $f(m_{\max})$)和成为去除该最大值的频带的中心的副载波 $f(m_{\max}+m_{\min}-1)$ 分别设定为0。

[0095] S109中,其处理决定将 $f(0)$ 夹在中间时不使用的副载波,将成为频带的中心的副载波 $f(m_{\max}+m_{\min}-1)$ 设定为0。S110中,判断分配是否到达帧末端而结束。实施方式2中,将时隙取到9,所以进行有关 $TS = 9$ 的判断。 $TS = 9$ 时,结束处理,返回初始状态。

[0096] 上述方法中,通过每帧决定不使用的副载波,能进行效率高且无特性劣化的通信。

[0097] 再者,实施方式1和2中,假设接收装置的直流噪声的影响常多,以决定未使用的子信道,但可认为存在特性非常好的终端。因此,也考虑有来自终端的请求时,导入用于消除接收装置的直流噪声影响的决定不使用的副载波的功能。

[0098] 即,从终端收到分配的通信时隙的全部频道内不能使用成为直流分量的副载波的通知时,不对该副载波进行调制数据分配,所以成为直流分量的副载波的通信特性劣化的通信对端中,能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。另一方面,对成为直流分量的副载波的通信特性不劣化的通信对端,则对成为直流分量的副载波进行调制数据分配,能提高频率的利用效率。

[0099] 实施方式1和2都在全部子信道对成为基本的子信道的副载波数示出相同的例子,但这仅示出基本例子,所以副载波数不同时,当然也能简便应用。

[0100] 再者,能利用本实施方式的发送电路构成基站装置。即使在利用这种基站装置与为谋求低耗电而限定使用带宽的终端进行通信时,由于收发处理中也不受直流分量影响,因此能防止通信特性劣化或接收时隙发生差错,避免吞吐量降低。

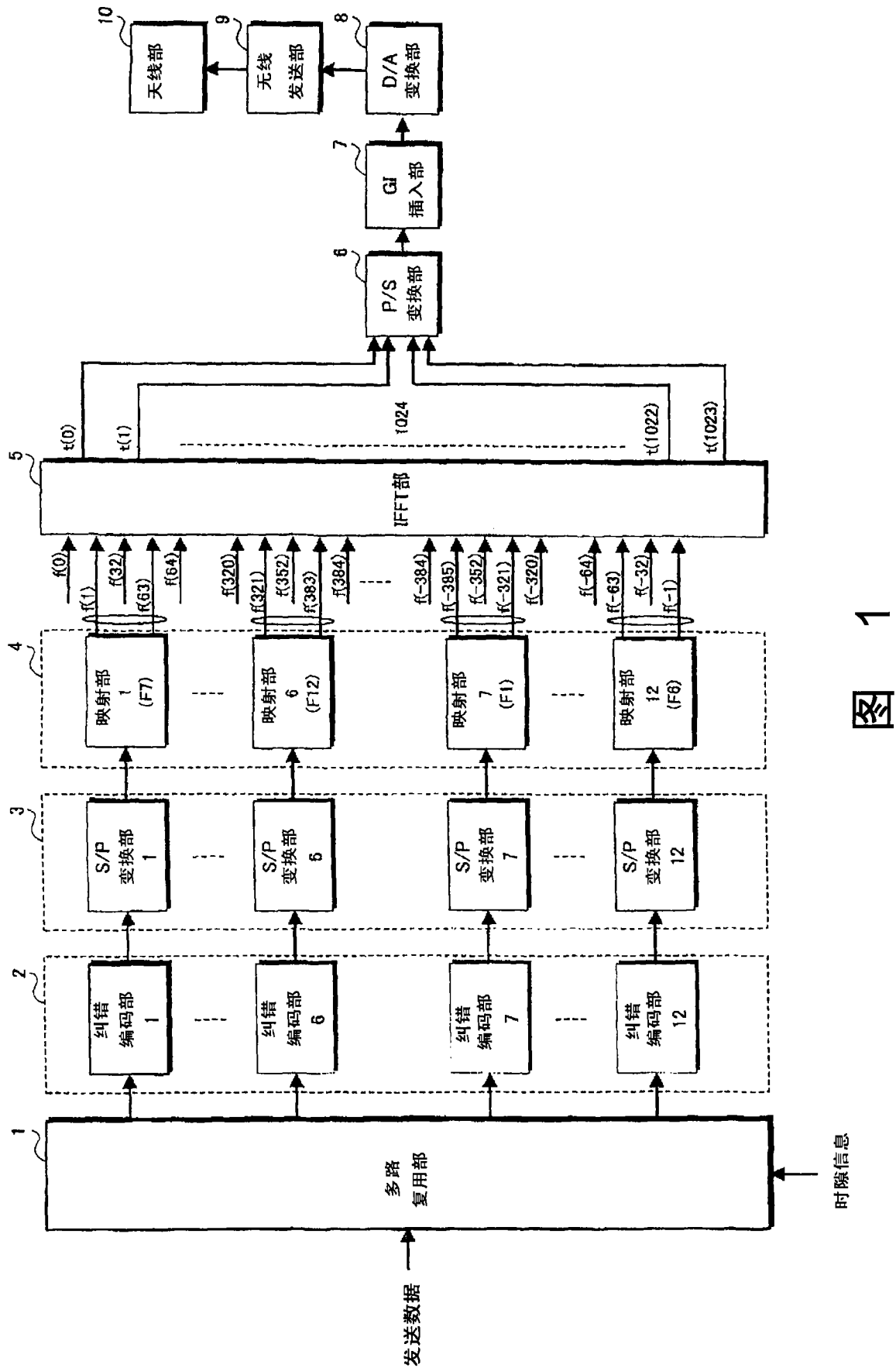


图 1

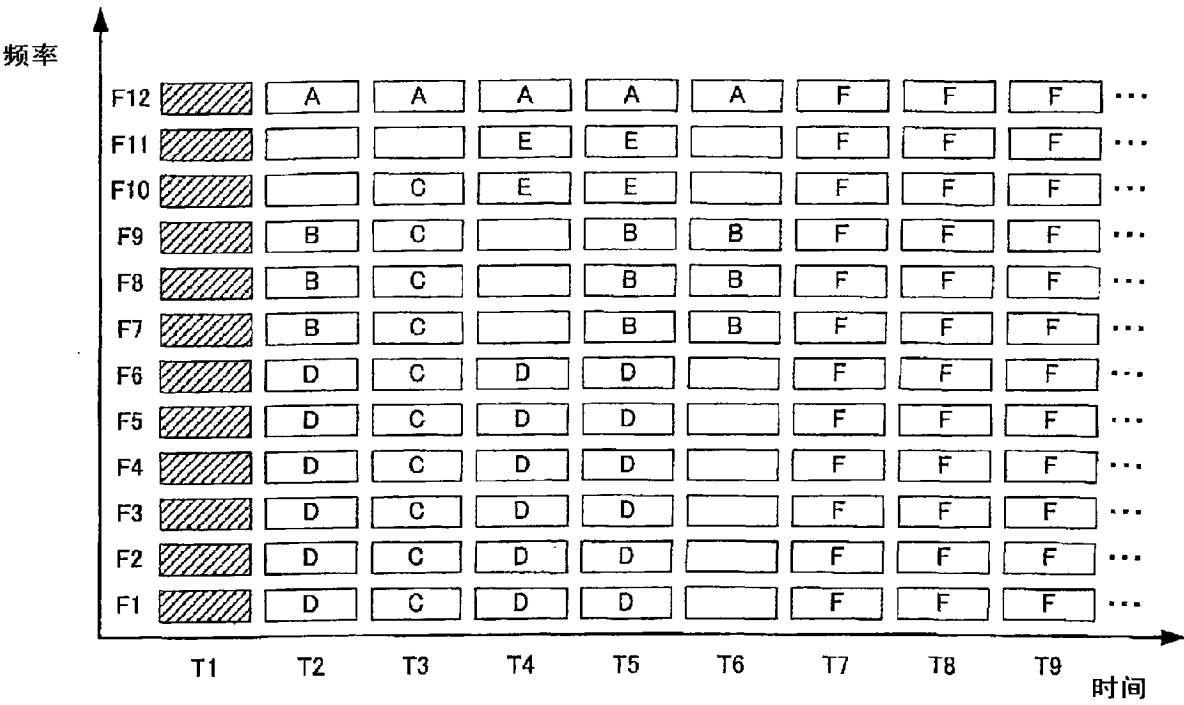


图 2

时隙	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9
不使用的副载波号	32xp	-193 -1 96 192 352 384	-64 352 384	-1 -193 256 320 352 384	-193 -1 96 192 256 320 352 384	96 192 352 384	无	无	无

注：f(0)、f(385)~f(511)和f(-385)~f(-512)总不使用

图 3

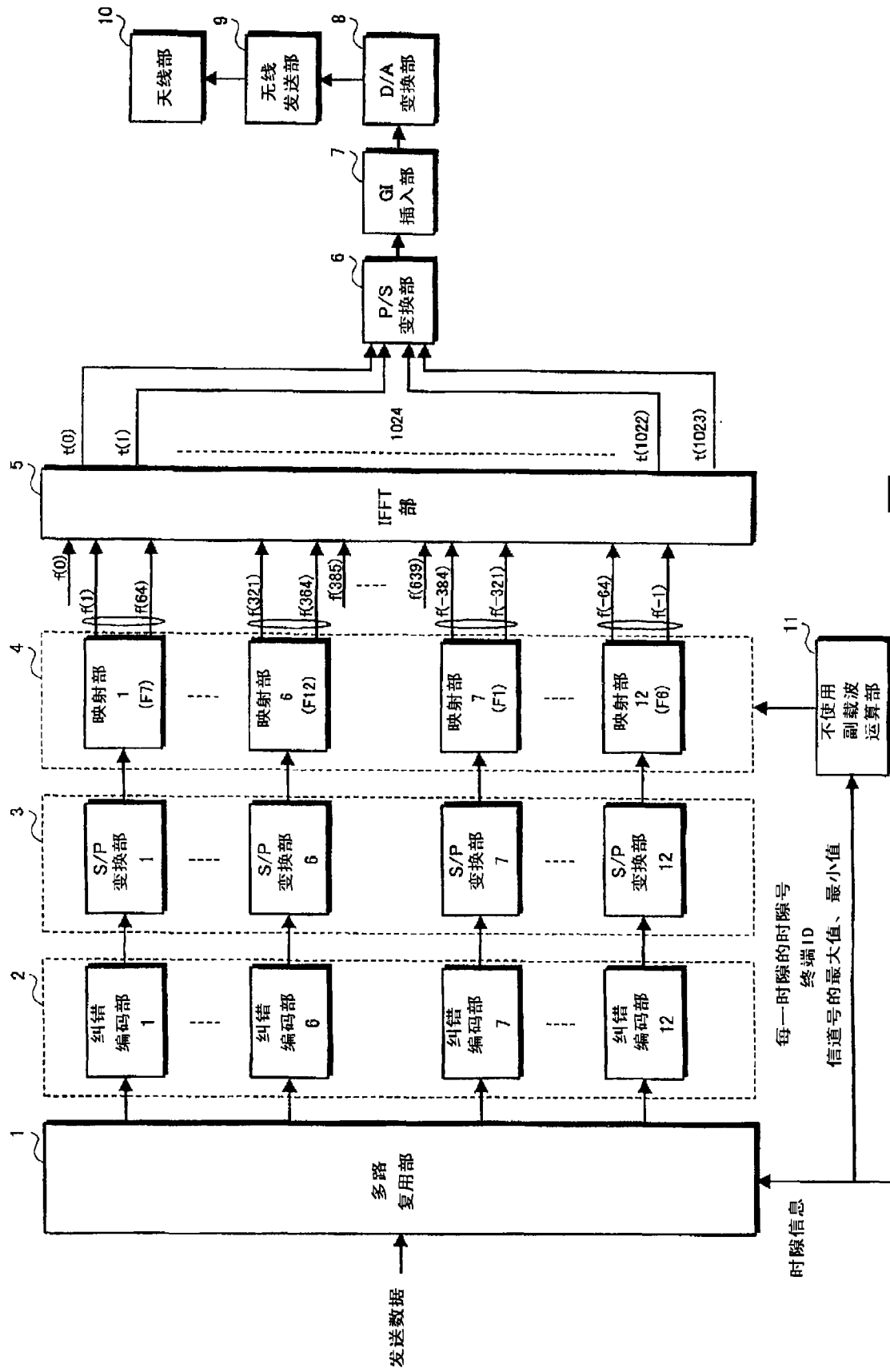


图 4

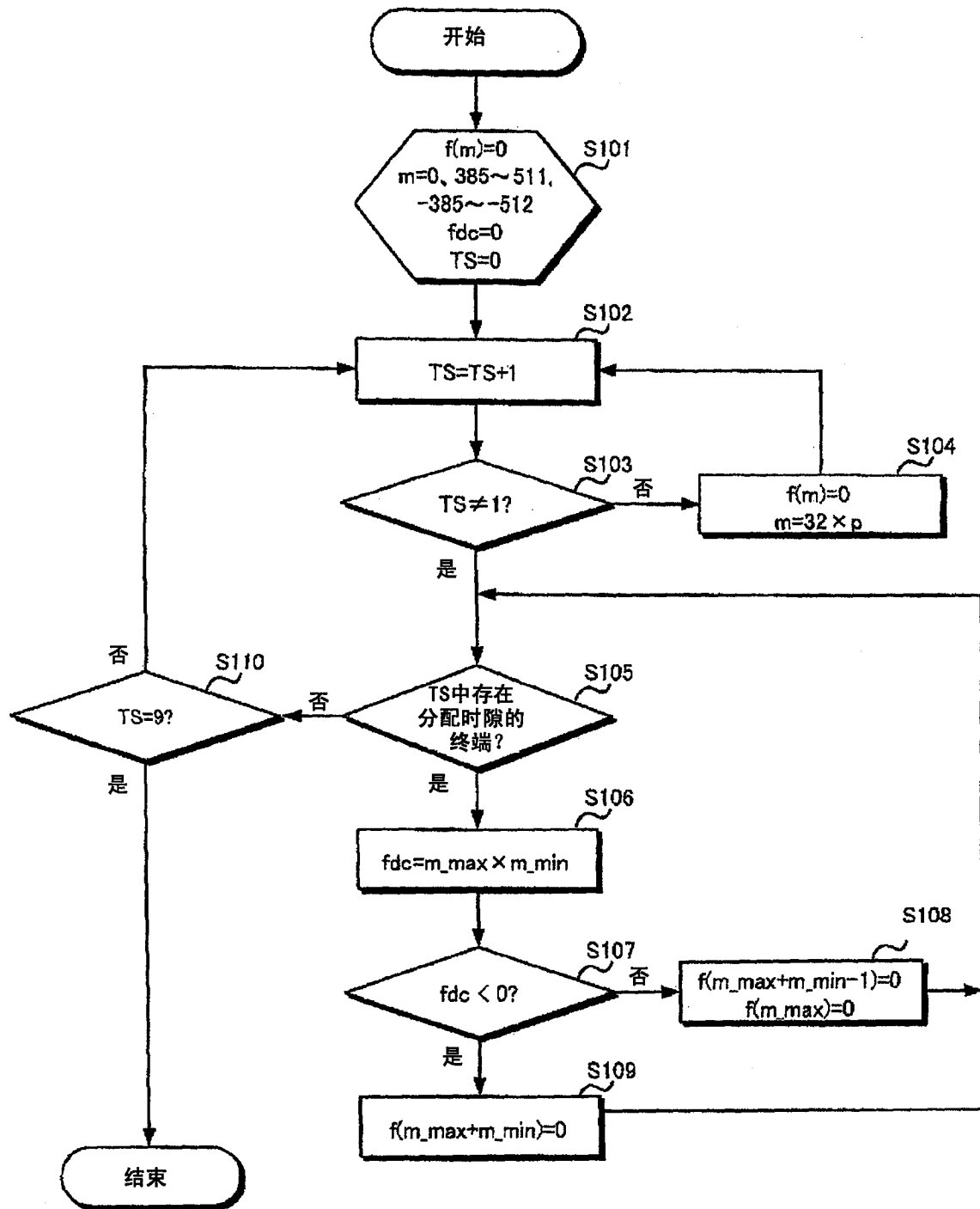


图 5

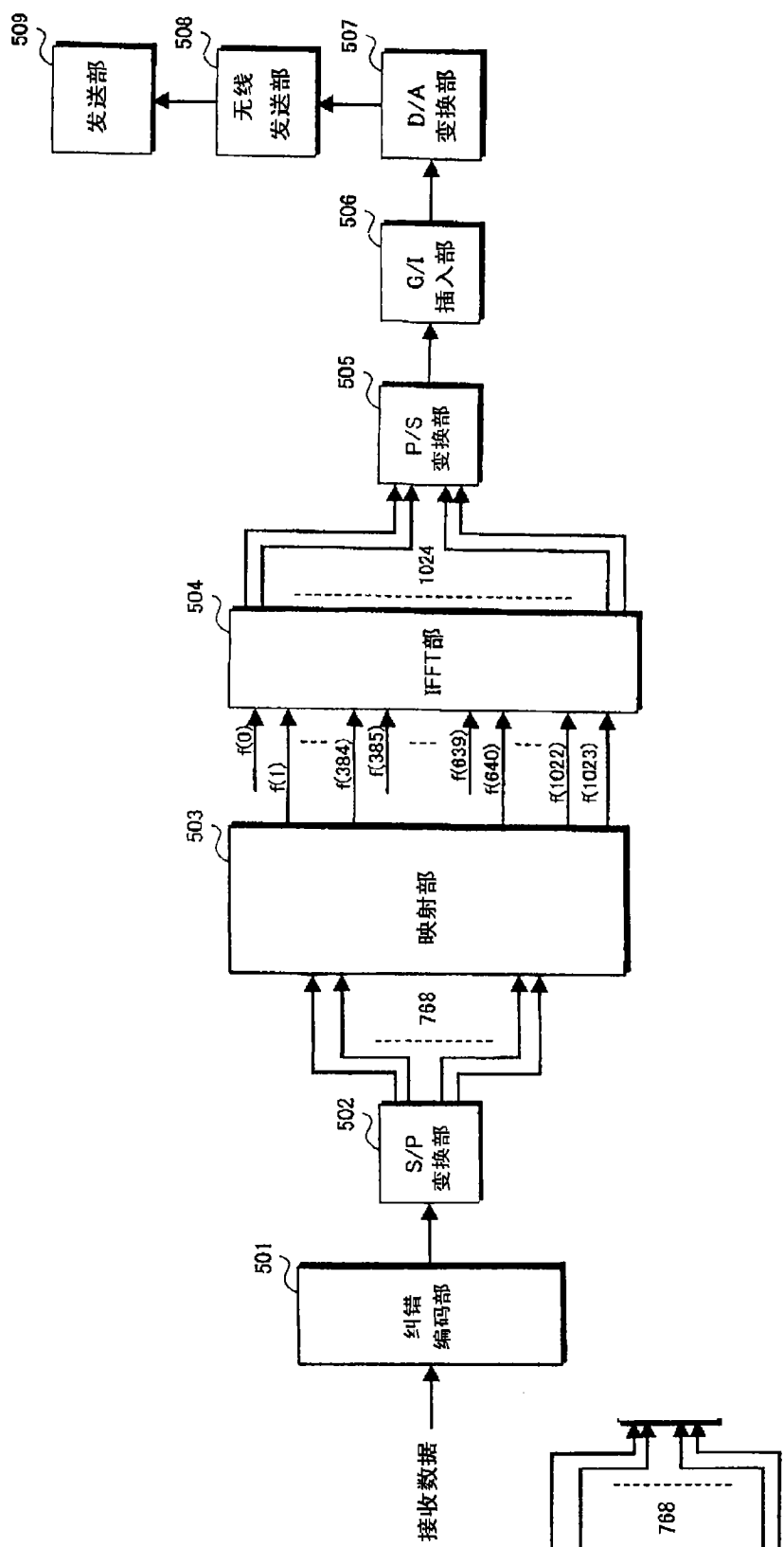


图 6

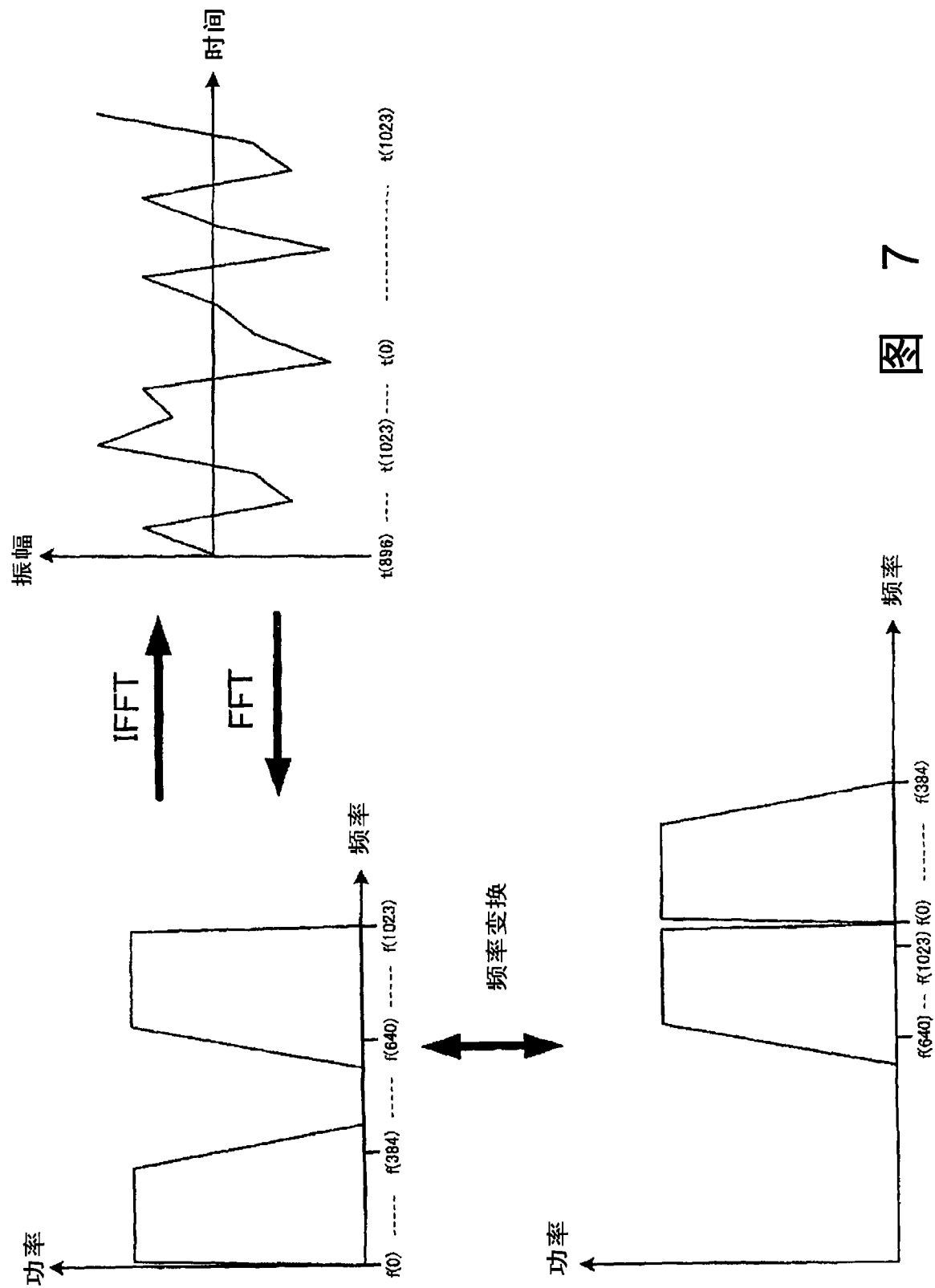


图 7

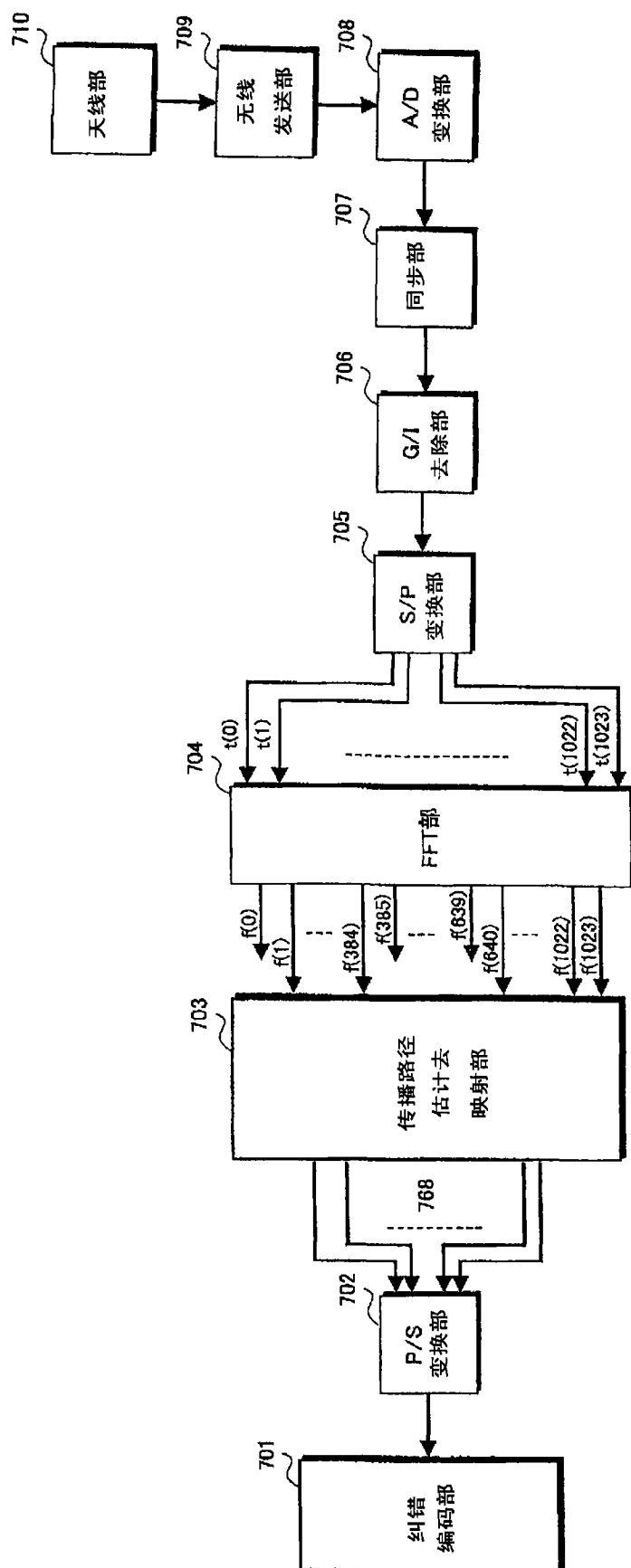


图 8

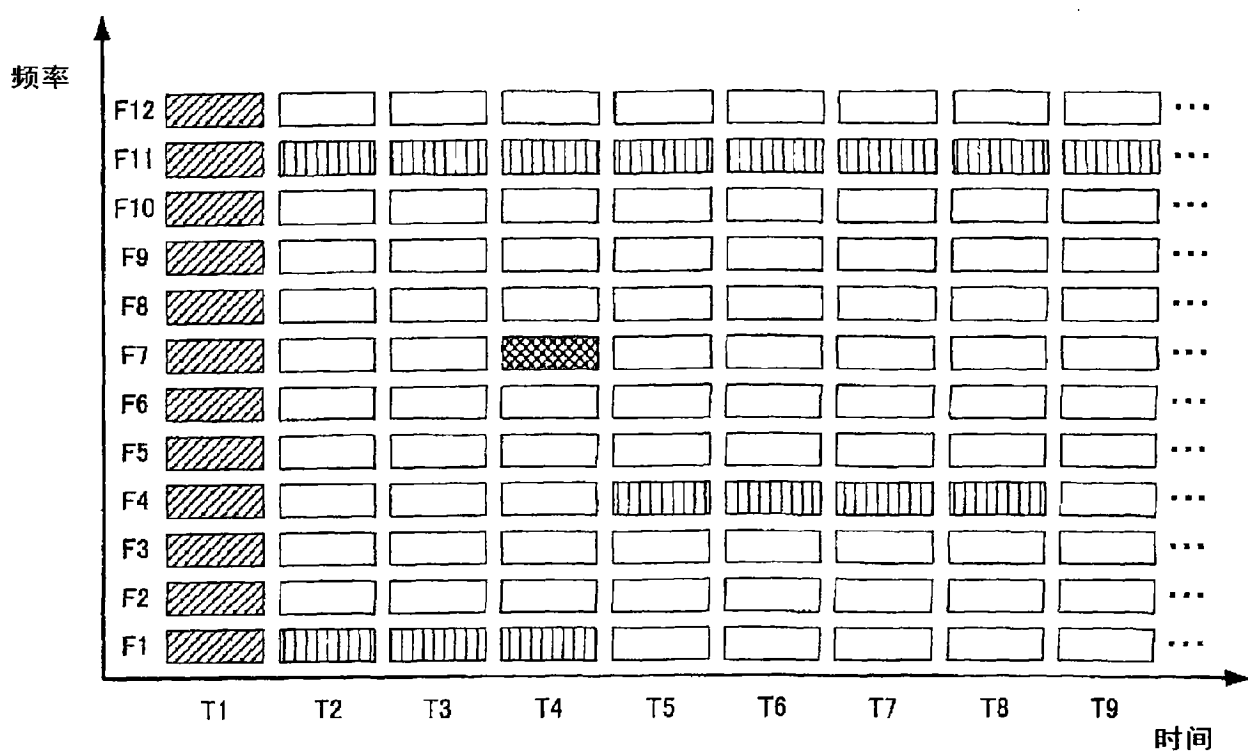


图 9

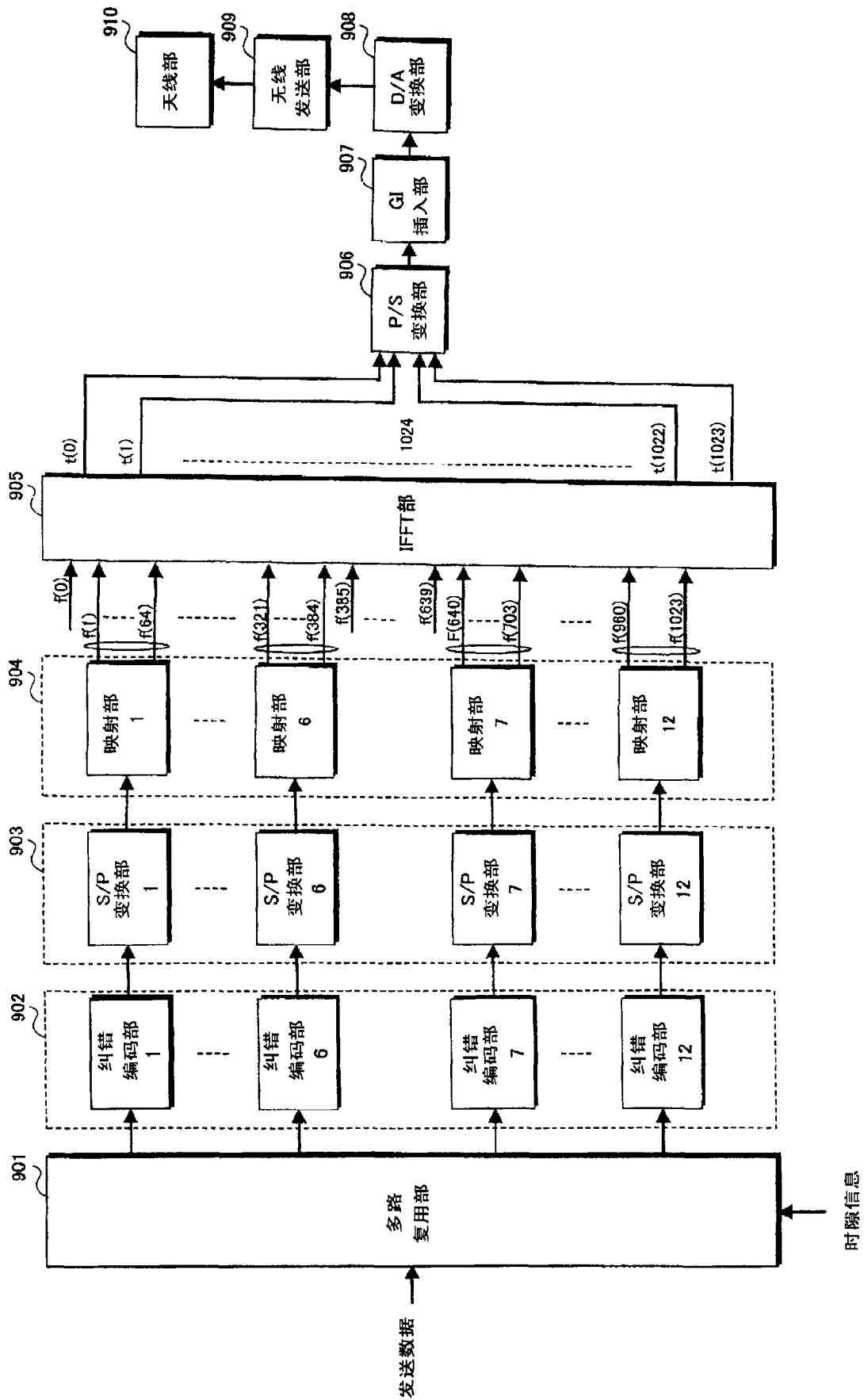


图 10

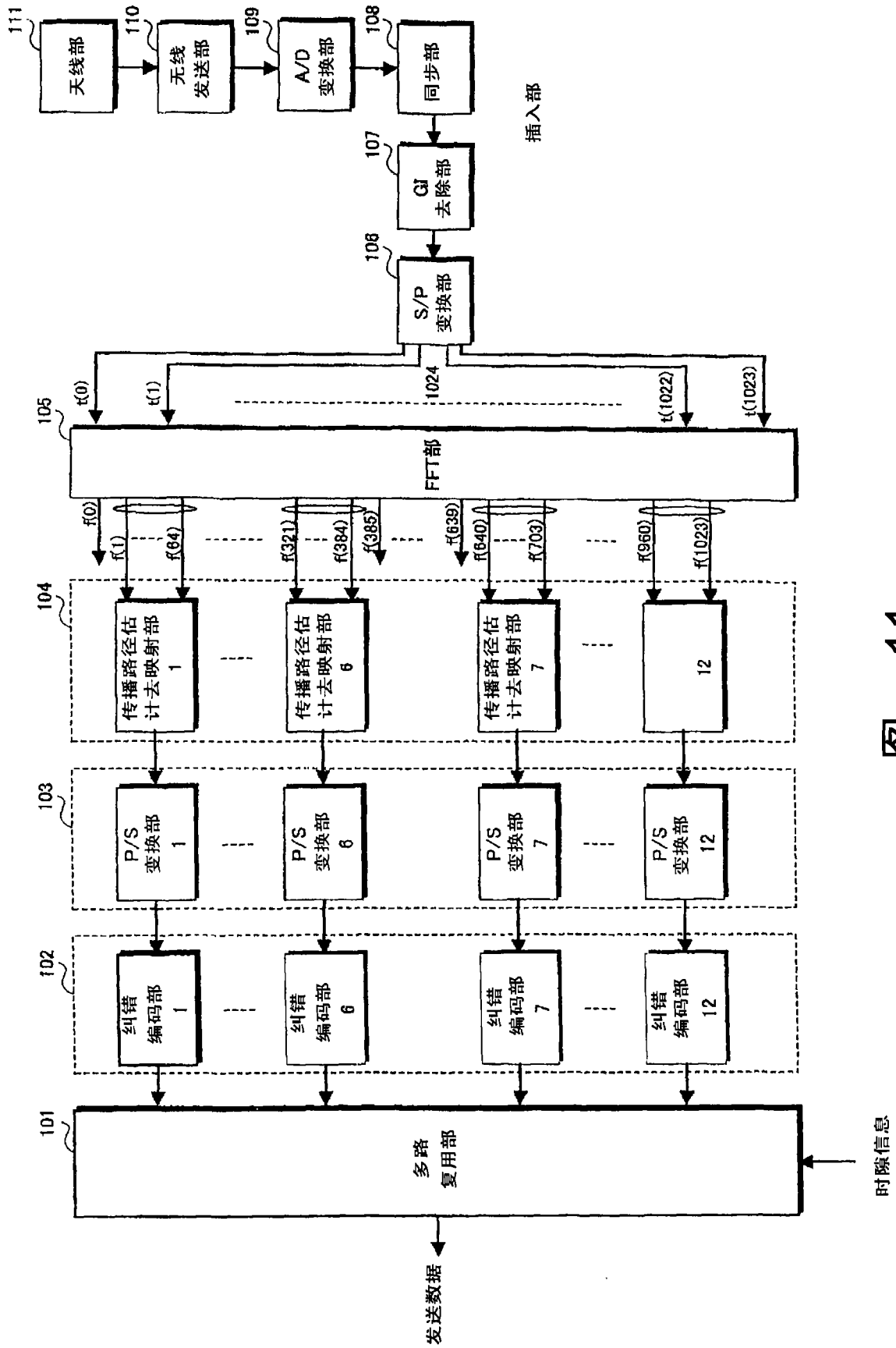


图 11