

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99816296.5

[43]公开日 2002年2月13日

[11]公开号 CN 1336063A

[22]申请日 1999.12.21 [21]申请号 99816296.5

[30]优先权

[32]1998.12.21 [33]AT [31]A2128/1998

[86]国际申请 PCT/AT99/00311 1999.12.21

[87]国际公布 WO00/38387 德 2000.6.29

[85]进入国家阶段日期 2001.8.21

[71]申请人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72]发明人 R·巴尔德迈

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 张志醒

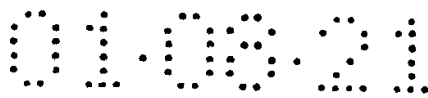
权利要求书1页 说明书10页 附图页数2页

[54]发明名称 在保护时间内无前缀的、借助长度大于或等于符号时延的快速傅里叶变换进行解调的数据块的传输方法

[57]摘要

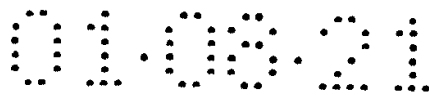
一种利用诸如 DMT(离散多音)等多载波方法传输数据的方法,其中,数据在发射机内被组合成具有相同信息符号数(M)的块,然后通过快速傅里叶逆变换(IFFT)进行调制和传输,并在接收机内通过快速傅里叶变换(FFT)进行解调,其中,发射侧总是在所述各个块之间插入一个用于接收侧均衡的保护时间并将其一起进行传输,所述的保护时间大于或等于所述传输信道的记忆长度,而且其中,所述的保护时间在传输时没有信号或没有前缀;接收机内的解调是通过如下长度(L)的傅里叶变换(FFT)来实现的,即该长度(L)大于或等于所述信息块长度(M)与所述保护时间长度(P)的总和。

ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种在传输信道内利用诸如 DMT (离散多音) 等多载波方法传输数据的方法, 其中, 数据在发射机内被组合成具有相同信息符号数(M)的块, 然后通过快速傅里叶逆变换 (IFFT) 进行调制和传输,  
5 并在接收机内通过快速傅里叶变换 (FFT) 进行解调, 其中发射侧总是在所述各个块之间插入一个用于在接收侧进行均衡的保护时间并将其一起进行传输, 所述的保护时间具有一个大于或等于所述传输信道的记忆长度的长度(P), 其特征在于:  
    所述的保护时间在传输时没有信号或没有前缀; 接收机内的解调  
10 是通过如下长度(L)的傅里叶变换 (FFT) 来实现的, 即该长度(L)大于或等于所述信息块长度(M)与所述保护时间长度(P)的总和.
2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 每次需要在接收机内进行变换的、具有所述长度(M+P)的信息块通过附加以零而被延长为所述的变换长度(L).
- 15 3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 所述快速傅里叶变换 (FFT) 的变换长度(L)等于双倍的信息块长度 2M.
4. 如权利要求 1、2 或 3 所述的方法, 其特征在于: 总是在一个信息块之前或之后发射所述的保护时间.
- 20 5. 如权利要求 1~4 之一所述的方法, 其特征在于: 在所述的保护时间内传输一个有用信号、譬如导频音.



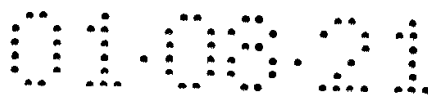
## 说明书

在保护时间内无前缀的、借助长度大于或等于  
符号时延的快速傅里叶变换进行解调的数据块的传输方法

5 本发明涉及一种在传输信道内利用诸如 DMT (离散多音) 等多载波方法传输数据的方法, 其中, 数据在发射机内被组合成具有相同信息符号数  $M$  的块, 然后通过快速傅里叶逆变换 (IFFT) 进行调制和传输, 并在接收机内通过快速傅里叶变换 (FFT) 进行解调, 其中发射侧总是在所述各个块之间插入一个用于在接收侧进行均衡的保护时间  
10 间并将其一起进行传输, 所述的保护时间具有一个大于或等于所述传输信道的记忆长度的长度 ( $P$ )。

许多已知的传输方法通过对需传输的数据进行合适地调制来使用传输信道的可用频率范围。因此, 在频率多路复用的传输当中是划分成多个被用来传输信息的频率区。这种方法以如下名称而为大家所  
15 公知, 即多载波方法、正交频分多路复用 (OFDM) 和离散多音方法 (DMT)。

在此, 一个预定宽度的频带被划分成许多窄的子信道, 通过这些子信道来传输数据。为此, 数据在发射机内被组合成相同长度的信息块, 并通过快速傅里叶逆变换 (IFFT) 进行调制, 而所述的快速傅里叶  
20 叶逆变换的作用就是利用原型滤波器的移频型式对子信道进行滤波。由此产生的发射块由发射机串行地输出到传输线路上。由于色散传输信道的记忆性, 接收侧通常会在相继的各个块之间产生干扰。为了在接收侧避免叠加, 发射侧必须在各个块之间插入保护时间。数据的解调是在接收机内通过快速傅里叶变换 (FFT) 来实现的, 其中  
25 输入采样值被逐块地变换成频谱值。如果在所述的保护时间内一起传输一个由每个块的若干重复数据组成的周期性前缀, 而且所述数据在时间上是位于所述块之前而在所述保护时间内传输的, 那么, 通过应用所述的 FFT 可以在接收机内大大简化均衡工作。在此, 所述 FFT 的变换长度  $L$  等于所述发射的数据块的长度  $M$ 。为了获得有效的均衡, 所述  
30 的保护时间或周期性前缀必须大于或等于信道的记忆长度。但是, 均衡比较简单的优点却带来了如下缺点, 即所述前缀信号内未经信息采集而传输的数据需要使用一部分发射功率。



因此，本发明的任务在于提供一种文章开头所述类型的方法，利用它可以在接收侧对传输的发射信号进行均衡，而无需传输无用的信息，由此提高了数据传输可用的发射功率。

5 根据本发明，这是通过如下方式来实现的：所述的保护时间在传输时没有信号或没有前缀；接收机内的解调是通过长度为  $L$  的傅里叶变换 (FFT) 来实现的，且该长度  $L$  大于或等于所述信息块长度  $M$  与  
10 所述保护时间长度  $P$  的总和。

本发明方法的优点在于，在保护时间内无须发射信号或功率，由此可以减少平均发射功率，但同时也可以利用较低的费用来对传输信号进行均衡。因此，若假定传输信道内的功率密度为预定的，则可以  
15 为信息块提高发射功率。作为一种替换方案，本发明的另一特征部分规定，在所述的保护时间内传输一个有用信号、譬如导频音，这对脉冲再生是有利的。

根据本发明的实施例，可以以如下方式有利地实现解调，即每次  
20 需要在接收机内进行变换的、长度为  $M+P$  的信息块通过附加以零而被延长为变换长度  $L$ 。

在本发明的另一扩展方案中规定，所述快速傅里叶变换 (FFT) 的变换长度  $L$  等于双倍的信息块长度  $2M$ 。这种情况可以非常有效地实现。

25 根据本发明的另一扩展方案，规定总是在一个信息块之前或之后发射所述的保护时间。

下面借助附图示出的实施例来进一步讲述本发明。

图 1 示出了在使用现有技术的周期性前缀时的发射信号；

图 2 示出了把图 1 的发射信号所产生的接收信号分解成长度为  $M$   
30 的块；

图 3 示出了本发明方法的实施方案中的无前缀发射信号；

图 4 示出了把图 3 的发射信号所产生的接收信号分解成长度为  $M+P$  的块；以及

图 5 示出了通过长度为  $2M$  的 FFT 对图 4 的接收信号进行解调。

35 在通过诸如 DMT (离散多音) 等多载波方法传输数据时，需传输的数据在发射机内被组合成如下具有相同信息符号数  $M$  的块。

第 0 块  $A_0 = [A_0 \ A_1 \ \dots \ A_{M-1}]^T$



$$y_n = \{s_k * h_k\}(n) = \sum_{k=0}^P h_k s_{n-k} \quad (3)$$

$h_k$  为所述的信道，且具有  $P+1$  个系数。接收机把输入序列划分成长度为  $M+P$  的块，并从每个块中取消开始的  $P$  个值，参见图 2。

5

$$\begin{aligned} y_P^T &= [y_P & y_{P+1} & \dots & y_{M+P-1}] \\ y_{M+2P}^T &= [y_{M+2P} & y_{M+2P+1} & \dots & y_{2M+2P-1}] \\ &\vdots \\ y_{m(M+P)+P}^T &= [y_{m(M+P)+P} & y_{m(M+P)+P+1} & \dots & y_{(m+1)(M+P)-1}] \\ &\vdots \end{aligned}$$

所述的第  $m$  个块具有的指数范围为  $n=m(M+P)+P, m(M+P)+P+1, \dots, (m+1)(M+P)-1$ 。现在对每个这种块应用长度为  $M$  的快速傅里叶变换 (FFT)。为所述的块  $m$  得出：

10

$$Y_l = \text{FFT}_M \{y_{m(M+P)+P}\}(l) \quad (4)$$

$$= \sum_{n=0}^{M-1} y_{m(M+P)+P+n} e^{-j\frac{2\pi}{M}nl} \quad (5)$$

$$= \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{k=0}^P h_k s_{m(M+P)+P+n-k} e^{-j\frac{2\pi}{M}nl} \quad n' = n - k \quad (6)$$

$$= \sum_{k=0}^P h_k \sum_{n'=-k}^{-k+M-1} s_{m(M+P)+P+n'} e^{-j\frac{2\pi}{M}(n'+k)l} \quad n = n' \quad (7)$$

$$= \sum_{k=0}^P h_k e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} \sum_{n=-k}^{-k+M-1} s_{m(M+P)+P+n} e^{-j\frac{2\pi}{M}nl} \quad (8)$$

项  $H_l = \sum_{k=0}^P h_k \exp(-j\frac{2\pi}{M}kl)$  为信道  $h_k$  的  $M$  点 FFT，其中系数  $h_{P+1} \sim h_{M-1}$  等于 0。此时希望等式 (8) 能够因子分解，也就是说可以分解成  $h_k$  的 FFT 和另一被乘数的乘积。

15 等式 (8) 是否可以真正地作乘法分解是不能直接看出来的，因为

在等式(8)的第二个和式中同样也出现了第一个和式的求和指数  $k$ 。如果能证明所述第二个和式的值与  $k$  无关, 则等式(8)可以因子分解。倘若考察如下表达式:

$$S_l(k) = \sum_{n=-k}^{-k+M-1} s_{m(M+P)+P+n} e^{-j\frac{2\pi}{M}nl}, \quad (9)$$

5

则该表达式表示了序列  $s_{m(M+P)+P+n}$ ,  $n=-k, -k+1, \dots, -k+M-1$  的 FFT 的第  $l$  个值。如果考虑  $k$  的取值范围只限于  $0, 1, \dots, P$ , 则从等式(1)可以看出, 所述的求和界限总是在第  $m$  个块内。由于所述的第  $m$  个发射块

是由  $\left[ a_{mM}^T \begin{pmatrix} M-1 \\ M-P \end{pmatrix} a_{mN}^T \right]$  组成的, 所以总是在刚好一个完整的周期

10  $a_{mM}, a_{mM+1}, \dots, a_{mM+M-1}$  上求和。

因此在等式(9)中,  $S_l(k)$  与  $k$  无关, 即  $S_l(k) = S_l$ 。现在借助简单的例子来阐明这种情况。例子:

$$M=3$$

$$P=2$$

$$m=0$$

$$s^T = [a_1 \ a_2 \ a_0 \ a_1 \ a_2]$$

$$S_l(k) = \sum_{n=-k}^{-k+2} s_{2+n} e^{-j\frac{2\pi}{3}nl}$$

$$S_l(0) = s_2 + s_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l} + s_4 e^{-j\frac{2\pi}{3}2l} = a_0 + a_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l} + a_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}2l}$$

$$S_l(1) = s_1 e^{j\frac{2\pi}{3}1l} + s_2 + s_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l}$$

$$= a_2 e^{j\frac{2\pi}{3}1l} + a_0 + a_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l} = a_0 + a_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l} + a_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}2l} = S_l(0)$$

$$S_l(2) = s_0 e^{j\frac{2\pi}{3}2l} + s_1 e^{j\frac{2\pi}{3}1l} + s_2$$

$$= a_1 e^{j\frac{2\pi}{3}2l} + a_2 e^{j\frac{2\pi}{3}1l} + a_0 = a_0 + a_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}1l} + a_2 e^{-j\frac{2\pi}{3}2l} = S_l(0)$$

15 对上述变换起决定性作用的是  $e^{-j\frac{2\pi}{M}nl} = e^{j\frac{2\pi}{M}(M-n)l}$  的恒等性。因此, 等式(9)为块  $a_{mM}$  的 FFT, 所述块  $a_{mM}$  又是数据块  $A_{mM}$  的 IFFT。所以(9)就是数据  $A_{mM+1}$ 。

将该结果代入到等式(8)中可得出:

$$Y_l = \sum_{k=0}^P h_k e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} A_{mM+l} \quad (10)$$

正如上文已讲述的一样，所保留的和表示了信道长度为 M 的 FFT，

5

$$Y_l = H_l A_{mM+l} \quad \underline{\text{且}} \quad H_l = \sum_{k=0}^P h_k e^{-j\frac{2\pi}{M}kl} \quad (11)$$

为此，等式(4)就是第 m 块的第 l 个数据  $A_{mM+l}$  乘以  $H_l$ ，该  $H_l$  是在频

率为  $l\frac{2\pi}{M}$  的情况下所求出的信道  $h_k$  的频谱。在该情形下，均衡非常简

10 单，每个接收值  $Y_l$  只须与  $H_l$  的倒数相乘就可以了。

所述 FFT 的变换长度等于数据块 M 的长度，而所述保护时间或周期性前缀的长度 P 大于或等于传输信道的记忆长度。

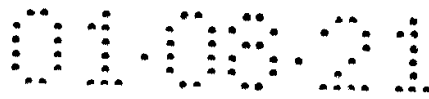
为了省掉所述的周期性前缀，本发明规定所述的保护时间不传输信号或不传输前缀，其中利用长度为 L 的傅里叶变换 (FFT) 来实现解调，而所述的长度 L 大于或等于所述信息块长度 M 与保护时间长度 P 的总和。在此，所述的保护时间总是在信息块之前或之和发射。

15 首先，在已知的传输方法中将需发射的数据  $A_k, k=0, 1, 2, \dots$  组合成长度为 M 的块  $A_{mM}$ 。同样借助 M 点 IFFT 实行调制， $a_{mM} = \text{IFFT}_M \{A_{mM}\}$ 。为了代替已知方法中周期性地重复每个发射块的最后 P 个值，现在插入长度为 P 的空保护时间，也即在该时间间隔内传输的是零。在该情形下的发射信号为：

$$s^T = [a_0 a_1 \dots a_{M-1} 0 0 \dots 0] [a_M a_{M+1} \dots a_{2M-1} 0 0 \dots 0] [\dots \quad (12)$$

$$= [a_0^T 0_P^T a_M^T \dots 0_P^T] \quad (13)$$

25  $0_P$  为长度为 P 的零矢量。图 3 示出了用这种方法构成的发射信号。如果所述保护时间的长度为 P 个符号，而且每次在发射机内形成 M 个信



息符号的块，那么所述的输入数据  $y_n$  首先在接收机内被组合成长度为  $M+P$  的块，如图 4 所示。

$$\begin{aligned}
 y_0^T &= [y_0 & y_1 & \dots & y_{M+P-1}] \\
 y_{M+P}^T &= [y_{M+P} & y_{M+P+1} & \dots & y_{2(M+P)-1}] \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 y_{m(M+P)}^T &= [y_{m(M+P)} & y_{m(M+P)+1} & \dots & y_{(m+1)(M+P)-1}] \\
 &\vdots \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

5 块  $m$  的指数范围为  $n=m(M+P), m(M+P)+1, \dots, (m+1)(M+P)-1$ 。为长度为  $M+P$  的每个块应用块长度  $L$  至少为  $M+P$  的 FFT。此时，所述变换过的信号被组合成矢量  $Y_L = \text{FFT}_L \{y_{m(M+P)}\}$ 。

色散传输信道在所述频率范围内所实现的均衡与已知传输方法是一样的。在解调之后，用信道频谱的采样值除矢量  $Y_L$  的  $L$  个元素。  
10 由此得出的矢量  $X_L$  为当前发射的数据块  $x = [a_{mM} \ a_{mM+1} \ \dots \ a_{mM+M-1}]^T$  的  $L$  点 FFT，

$$X_L = \text{FFT}_L \{x\}.$$

因为在发射机内是利用  $M$  点 IFFT 实现调制的，

$$x = \text{IFFT}_M \{A_{mM}\},$$

15 所以当前发射块  $x$  的  $M$  点 FFT 等于所述发射的数据  $A_{mM}$ 。于是，必须从  $X_L$  中计算出  $M$  点 FFT  $X_M = \text{FFT}_M \{x\} = A_{mM}$ 。

从  $X_L$  中计算出所述的矢量  $X_M$  显然是可能的，但选择  $L$  带来了复杂性。

20 如果信道的记忆长度小于或等于  $M$  ( $P \leq M$ )，则选择所述傅里叶变换 (FT) 的变换长度  $L$  等于双倍的信息块长度  $2M$  是比较有益的 ( $L=2M$ )，如图 5 所示。由于变换长度为  $2M$  的 FFT 只须对偶数的指数进行求值，所以可以非常有效地实现。长度仅为  $M+P$  的需变换的块通过附加以  $M-P$  个零而被延长到  $2M$ 。对于块  $m$ ，可以获得：

$$Y_l = \text{FFT}_{2M}\{y_{m(M+P)}\}(l) \quad (14)$$

$$= \sum_{n=0}^{M+P-1} y_{m(M+P)+n} e^{-j\frac{2\pi}{2M}nl} \quad (15)$$

$$= \sum_{n=0}^{M+P-1} \sum_{k=0}^P h_k s_{m(M+P)+n-k} e^{-j\frac{2\pi}{2M}nl} \quad n' = n - k \quad (16)$$

$$= \sum_{k=0}^P h_k \sum_{n'=-k}^{-k+M+P-1} s_{m(M+P)+n'} e^{-j\frac{2\pi}{2M}(n'+k)l} \quad n = n' \quad (17)$$

$$= \sum_{k=0}^P h_k e^{-j\frac{2\pi}{2M}kl} \sum_{n=-k}^{-k+M+P-1} s_{m(M+P)+n} e^{-j\frac{2\pi}{2M}nl} \quad (18)$$

按照  $k$  的值, 在  $n=0$  时在  $n$  上对  $k=0$  开始求和, 直到  $k=P$  时  $n=-P$ , 也即从  $s_{m(M+P)-P}$  到  $s_{m(M+P)}$ 。但是, 由于保护时间内为零值, 所以包括  $s_{m(M+P)}$  在内的所有这些值总是等于零。因此, 总是可以与  $k$  无关地在  $n=0$  时开始求和。

可以根据  $k$  来确定求和上限为值  $M-1 \sim M+P-1$ , 所属的信号元素为  $s_{m(M+P)+M-1} \sim s_{m(M+P)+M+P-1}$ 。但  $s_{m(M+P)+M} \sim s_{m(M+P)+M+P-1}$  又落入到一个保护时间内, 因此它们又等于零。为此总是可以将  $M-1$  作为求和上限。

10 将该求和界限代入到等式 (18) 中得出:

$$Y_l = \sum_{k=0}^P h_k e^{-j\frac{2\pi}{2M}kl} \sum_{n=0}^{M-1} s_{m(M+P)+n} e^{-j\frac{2\pi}{2M}nl} \quad (19)$$

$$= \text{FFT}_{2M}\{h\}(l) \text{FFT}_{2M}\{a_{mM}\}(l), \quad (20)$$

其中  $k > P$  时  $h_k = 0$ , 且  $n \geq M$  时  $s_{m(M+P)+n} = 0$ 。  $h$  为信道的脉冲响应,  $h^T = [h_0, h_1, \dots, h_P]$ 。所述的矢量  $a_{mM}$  为需传输的数据块  $A_{mM}$  的长度为  $M$  的 IFFT, 因此适合下式:

$$Y_l = \text{FFT}_{2M}\{h\}(l) \text{FFT}_{2M}\{\text{IFFT}_M\{A_{mM}\}\}(l). \quad (21)$$

下面来详细研究所述的表达式  $\text{FFT}_{2M}\{\text{IFFT}_M\{A_{mM}\}\}(l)$ 。

$$\text{FFT}_{2M}\{\text{IFFT}_M\{A_{mM}\}\}(l) = \sum_{k=0}^{M-1} \left( \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} e^{j\frac{2\pi}{M}nk} \right) e^{-j\frac{2\pi}{2M}kl} \quad (22)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} e^{j\frac{2\pi}{2M}k(2n-l)} \quad (23)$$

针对偶数  $l=2r$  计算上述的表达式可以得出:

$$\text{FFT}_{2M}\{\text{IFFT}_M\{A_{mM}\}\}(2r) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} e^{j\frac{2\pi}{2M}k(2n-2r)} \quad (24)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-r)} \quad (25)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} \sum_{k=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}k(n-r)} \quad (26)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} A_{mM+n} M \delta_n^r \quad (27)$$

$$= \frac{1}{M} A_{mM+r} M = A_{mM+r} . \quad (28)$$

5

利用该结果, 等式 (20) 变成:

$$Y_{2r} = \text{FFT}_{2M}\{h\}(2r) A_{mM+r} . \quad (29)$$

10 于是, 在位置  $2r$  处所求出的  $y_{n(M+P)}$  的  $2M$  FFT 便为第  $m$  个块的第  $r$  个符号  $A_{mM+r}$  乘以频率为  $\frac{2\pi}{2M}2r$  时信道  $h$  的频谱。当使用周期性前缀时也可以应用同样的方法来进行均衡。

由于在等式 (29) 中只对偶数的指数感兴趣, 所以等式 (14) 中长度为  $2M$  的 FFT 可以轻易地变回到长度为  $M$  的 FFT。对于应用了长度为  $2M$  的 FFT 的块, 其长度为  $M+P$ , 它用零被扩展成  $2M$ 。

$$\text{FFT}_{2M}\{y_{m(M+P)}\}(2r) = \sum_{n=0}^{2M-1} y_{m(M+P)+n} e^{j\frac{2\pi}{2M}2nr} \quad (30)$$

$$= \sum_{n=0}^{M-1} y_{m(M+P)+n} e^{j\frac{2\pi}{M}nr} + \sum_{n=M}^{2M-1} y_{m(M+P)+n} e^{j\frac{2\pi}{M}nr} \quad (31)$$

$$= \sum_{n=0}^{M-1} y_{m(M+P)+n} e^{j\frac{2\pi}{M}nr} + \sum_{n=0}^{M-1} y_{m(M+P)+M+n} e^{j\frac{2\pi}{M}(M+n)r} \quad (32)$$

$$= \sum_{n=0}^{M-1} (y_{m(M+P)+n} + y_{m(M+P)+M+n}) e^{j\frac{2\pi}{M}nr} \quad (33)$$

$$= \text{FFT}_M\{y_{m(M+P)}\langle 0^{M-1} \rangle + y_{m(M+P)}\langle \frac{2M-1}{M} \rangle\}(r) \quad (34)$$

从等式(34)可看出，可以通过长度为M的FFT计算出2M FFT的偶数指数。唯一附加的步骤是使两个块相加。如果考虑所述的第二个块只包含P个不同于零的元素，则需要P次附加的相加。

5

说明书附图

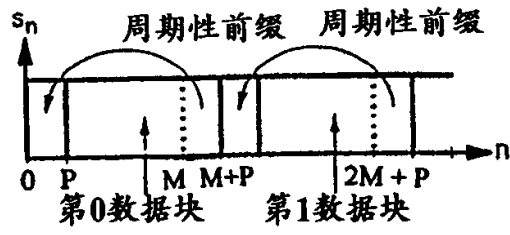


图 1

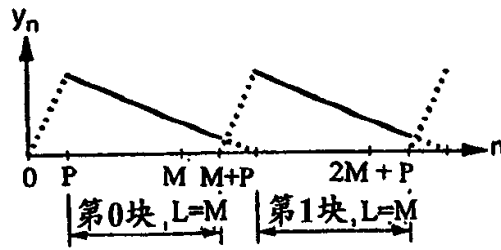


图 2

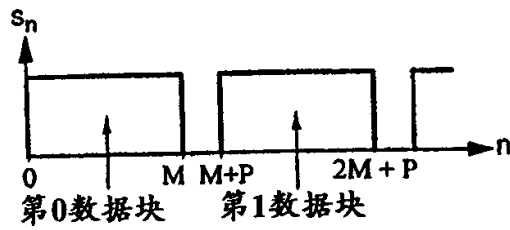


图 3

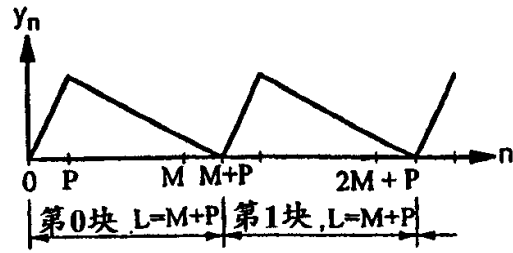


图 4

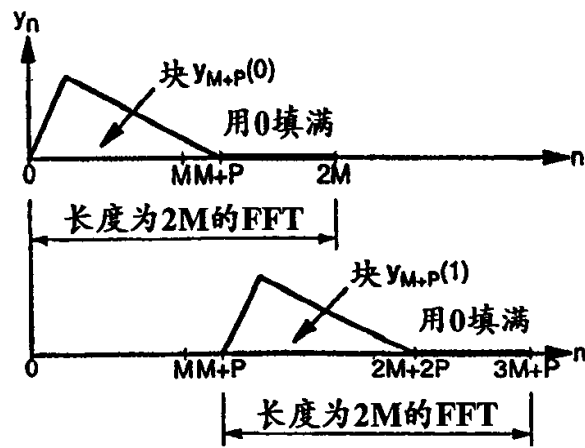


图 5