

# 一种新颖的 W-CDMA 主同步信道匹配滤波器

牛 凯, 王双全, 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程学院, 北京 100876)

**摘 要:** W-CDMA 系统中, 各基站之间是异步时序关系. 为了快速识别基站, 3GPP 协议引入了三步同步的小区搜索算法. 第一步对主同步信道的搜索是极其重要的. 采用传统的匹配滤波器结构占用的硬件资源非常庞大. 主同步信道是由广义分层 Golay 序列构成的, 根据其构造特性, 我们提出一种新颖的广义分层 Golay 匹配滤波器(简称 GHGMF). 理论分析证明该结构大幅度降低了硬件实现的复杂度, 对于工程应用具有重要价值.

**关键词:** 广义分层 Golay 序列; 快速 Golay 变换; 匹配滤波器; 非周期自相关函数

**中图分类号:** TN713+.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)10-1474-03

## A Novel Matched Filter Structure of Primary Synchronous Channel in W-CDMA System

NIU Kai, WANG Shuang-quan, WU Wei-ling

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** The timing relationship between base stations is asynchronous in W-CDMA system. So the three step cell search algorithm is introduced in 3GPP protocols in order to fast identify the special base station. The first step, Primary Synchronous Channel (P-SCH) acquisition, is very important, but the conventional matched filter occupies much large hardware resources. Because the P-SCH is composed of the Generalised Hierarchical Golay (HGG) Sequence, we propose a novel HGG matched filter according to its structural property, which extremely reduces the hardware complexity. Generally speaking, such GHGMF structure is significant for engineering applications.

**Key words:** generalised hierarchical Golay sequence; fast Golay transform; matched filter; non periodic autocorrelation function

### 1 引言

W-CDMA 系统中, 各基站之间是异步时序关系, 这样为了区别不同的基站, 就需要不同的识别码. 文[1]中规定共有 512 个不同的 Gold 码(称为主扰码)用于基站识别, 为了在接收机开机后能快速建立码片、时隙、帧同步, 识别基站主扰码, 文[2]中定义了 W-CDMA 下行链路中三步同步的小区搜索算法. 文[3]对 W-CDMA 小区搜索算法进行了全面回顾与总结. 主同步信道(简称 P-SCH)的捕获是实现三步同步算法的基础.

实际的无线信道是极其恶劣的, 在 P-SCH 信道的捕获算法设计中, 一方面要求平均捕获时间尽可能短, 一方面要求捕获概率尽可能大. 为了缩短捕获时间, 工程上采用硬件匹配滤波器实现对 P-SCH 信道的高速相关接收. 使用传统的横向直接式滤波器结构, 存在着抽头数目众多、硬件开销庞大、功率消耗巨大的缺点.

本文进一步分析主同步码(简称 PSC 码)的结构特点, 利

用文[5][6]提出的快速 Golay 变换(简称 FGT), 设计了一种新的 W-CDMA 主同步信道匹配滤波器结构, 我们称之为广义分层 Golay 匹配滤波器(简称 GHGMF). 该结构的抽头数仅为传统结构的 5%, 极大地节省了硬件资源. 同时, 本文给出了过采样情形下 GHGMF 的一般结构.

### 2 传统匹配滤波器的结构

W-CDMA 系统中 P-SCH 信道由主同步码(简称 PSC)构成. PSC 码是所谓的广义分层 Golay 序列(Generalised Hierarchical Golay Sequences)<sup>[1]</sup>.

PSC 码表示为  $C = (c_0, c_1, \dots, c_{255})$ , 其中:  $c_l \in \{1+j, -1-j\}$ ,  $l = 0, 1, \dots, 255$ . PSC 码实际上是两路相同的码序列, 为了方便, 用复信号表示.

广义分层 Golay 序列<sup>[1]</sup>的构造方法如下:

设  $u = (1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1)$ ,  $v = (1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1)$ , 则 PSC 码表示为:

$$C = (1+j)(v \odot u) = (1+j) \times (u, u, u, -u, -u, u, -u, -u, u, u, u, -u, -u, -u, u, u) \quad (1)$$

其中:  $\odot$  表示 Kronecker 积.

PSC 码的迭代表示方法<sup>[1,5,6]</sup>:

$$\begin{cases} a_0(k) = \delta(k) \\ b_0(k) = \delta(k) \\ a_n(k) = a_{n-1}(k) + W_n b_{n-1}(k D_n) \\ b_n(k) = a_{n-1}(k) - W_n b_{n-1}(k D_n) \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $k = 0, 1, \dots, N-1$ ;  $n = 1, 2, \dots, 8$ .

延迟向量为:  $[D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8] = [128, 64, 16, 32, 8, 1, 4, 2]$ .

权重向量为:  $[W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6, W_7, W_8] = [1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$ , 对于  $n = 4, 6$ , 令  $b_4(k) = a_4(k)$ ,  $b_6(k) = a_6(k)$ . 第 8 次迭代的序列之一就是 PSC 码, 即  $C = a_8(k)$ .

对式(2)作  $z$  变换, 可得:

$$\begin{cases} A_0(z) = 1 \\ B_0(z) = 1 \\ A_n(z) = A_{n-1}(z) + W_n B_{n-1}(z) z^{-D_n} \\ B_n(z) = A_{n-1}(z) - W_n B_{n-1}(z) z^{-D_n} \end{cases} \quad (3)$$

这一迭代  $z$  变换公式极大地节省了抽头数, 简化了 PSC 码的生成结构, 文[5][6]中称为快速 Golay 变换(简称 FGT). 将延迟向量和权重向量代入式(3)展开, 可得到采用 FGT 结构的 PSC 码  $z$  变换表示式:

$$X(z) = X_1(z) X_2(z) X_3(z) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} X_1(z) = & 1 + z^{-128} - z^{-64}(1 - z^{-128}) + z^{-16}[1 + z^{-128} \\ & + z^{-64}(1 - z^{-128})] + z^{-32}[1 + z^{-128} - z^{-64}(1 - z^{-128}) \\ & - z^{-16}[1 + z^{-128} + z^{-64}(1 - z^{-128})]] \end{aligned} \quad (5)$$

$$X_2(z) = 1 + z^{-8} + z^{-1}(1 - z^{-8}) \quad (6)$$

$$X_3(z) = 1 + z^{-4} + z^{-2}(1 - z^{-4}) \quad (7)$$

可见, 整个 PSC 码的  $z$  变换可由三个级联的子变换构成, 其结构如图 1 所示.

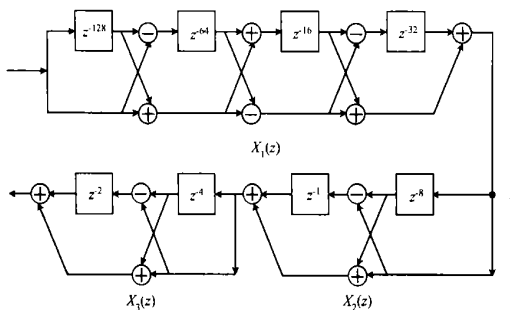


图 1 PSC 码的传递函数结构

接收端 P-SCH 信道匹配滤波器的系统函数为:

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{255-i} z^{-i} \quad (8)$$

式中  $N = 256$  表示 PSC 码的码长, 若采用传统匹配滤波器, 则有如图 2 所示结构. 这意味着至少要有 255 个抽头, 且每级抽头要有相应的乘法单元. 为了提高运算速度, 对于加法网络,

还要采用 8 级流水线结构, 更增加了额外的寄存器数目, 使得

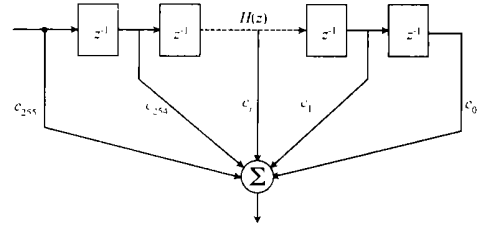


图 2 传统 PSC 码匹配滤波器结构

硬件规模极其庞大. 因此, 传统结构存在硬件资源耗费大、运算复杂度大的缺陷, 需要作进一步的优化设计.

### 3 GHGMF 结构

直接根据式(8)实现相关运算, 硬件复杂度太大. 促使我们研究 PSC 码的构造特性, 以  $z$  变换为工具, 找到简化结构. 首先引入以下定理.

#### 3.1 过采样序列的 $z$ 变换定理

设原序列  $D = \{d_l\}_{l=0}^{L-1}$ , 过采样因子序列  $S = \{s_r\}_{r=0}^{m-1}$ ,  $s_r = 1$ , 则过采样序列为原序列与过采样因子序列的 Kronecker 积, 即  $Y = \{y_t\}_{t=0}^{mL-1} = D \odot S$ . 根据定义有关系式:  $y_t = y_{mp+q} = d_p s_q$ ,  $p = 0, 1, \dots, L-1$ ,  $q = 0, 1, \dots, m-1$ .

由此可得过采样序列  $Y$  的  $z$  变换为:

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{t=0}^{mL-1} y_t z^{-t} = \sum_{q=0}^{m-1} \sum_{p=0}^{L-1} y_{mp+q} z^{-(mp+q)} \\ &= \sum_{q=0}^{m-1} \sum_{p=0}^{L-1} d_p s_q z^{-(mp+q)} = \sum_{q=0}^{m-1} s_q z^{-q} \sum_{p=0}^{L-1} d_p z^{-mp} \\ &= D(z^m) \sum_{q=0}^{m-1} z^{-q} = D(z^m) \frac{1-z^{-m}}{1-z^{-1}} = D(z^m) S(z) \quad (9) \end{aligned}$$

其中,  $D(z)$  是原序列的  $z$  变换,  $S(z)$  是采样因子序列的  $z$  变换. 该定理说明过采样序列的  $z$  变换可由原序列  $z$  变换和过采样因子序列的  $z$  变换级联相乘得到.

#### 3.2 匹配滤波器的 $z$ 变换定理

设发送序列为  $x_i$ ,  $i = 0, 1, \dots, N-1$ , 则匹配滤波器的冲激响应序列为  $h_i = x_{N-1-i}$ , 因此匹配滤波器的系统函数为:

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i z^{-i} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{N-1-i} z^{-i} = X(z^{-1}) z^{-(N-1)} \quad (10)$$

设每个码片的采样数为  $m$ , 将式(4)、(9)式代入式(10), 经简单的代数运算, 就可得到采用 GHGMF 结构的 P-SCH 信道匹配滤波器系统函数为:

$$\begin{aligned} H(z) &= X(z^{-m}) S(z^{-1}) z^{-(mN-1)} \\ &= X_1(z^{-m}) X_2(z^{-m}) X_3(z^{-m}) S(z^{-1}) z^{-(mN-1)} \\ &= X_1(z^{-m}) X_2(z^{-m}) X_3(z^{-m}) z^{-m(N-1)} S(z^{-1}) z^{-(m-1)} \\ &= H_1(z) H_2(z) H_3(z) H_4(z) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} H_1(z) = & 1 - z^{-128m} - z^{-64m}(1 + z^{-128m}) \\ & + z^{-16m}[1 - z^{-128m} + z^{-64m}(1 + z^{-128m})] \\ & - z^{-32m}[1 - z^{-128m} - z^{-64m}(1 + z^{-128m}) \\ & - z^{-16m}[1 - z^{-128m} + z^{-64m}(1 + z^{-128m})]] \end{aligned} \quad (12)$$

$$H_2(z) = 1 - z^{-8m} - z^{-m}(1 + z^{-8m}) \quad (13)$$

$$H_3(z) = 1 - z^{-4m} - z^{-2m}(1 + z^{-4m}) \quad (14)$$

$$H_4(z) = (1 - z^{-m}) / (1 - z^{-1}) \tag{15}$$

由式(11)可知,过采样条件下P SCH信道匹配滤波器的GHGMF结构是四个子滤波器的级联,如图3所示.

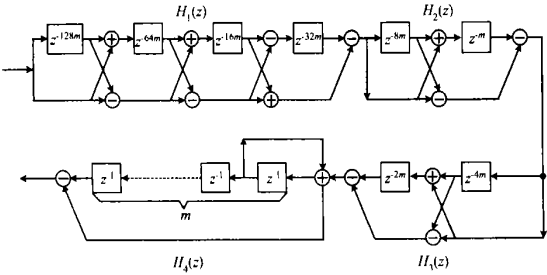


图3 P SCH信道匹配滤波器过采样条件下的一般结构

这种GHGMF结构的匹配滤波器有诸多优异特性.单采样条件下,不需要最后的过采样滤波器 $H_4(z)$ ,整个滤波器由三级构成,所用的寄存器单元数为 $255m$ 个,加法器为13个.多采样条件下,当 $m=2$ ,即一个码片抽取两个样值,则整个滤波器可由四级构成,前三级类似,而第四级可以直接采用 $H_4(z) = 1 + z^{-1}$ 的结构实现,这样,所用的寄存器单元数为511个,加法器为14个.当 $m \geq 3$ ,即一个码片抽取3个以上的样值,则整个滤波器仍由四级构成,前三级类似,而第四级采用式(14)的结构,如图3所示,这样,所用的寄存器单元为 $256m$ 个,加法器为15个.通过采用GHGMF结构,使得硬件资源得到了极大节省,且运行速度也提高了.GHGMF结构与传统结构相比,复杂度的降低如表1所示.

表1 GHGMF滤波器与传统结构比较  
(计算寄存器数目时,均不考虑流水线内部结构)

类型		寄存器	乘加单	相对资源占用率	
		数目(组)	元数目	寄存器	乘加单元
传统匹配滤波器结构		255 <i>m</i>	255 <i>m</i>	100%	100.00%
GHGMF	<i>m</i> = 1	255	13	100%	5.10%
匹配滤波 器结构	<i>m</i> = 2	511	14	100.2%	2.75%
	<i>m</i> ≥ 3	256 <i>m</i>	15	100.4%	$1/(15m) \rightarrow 0$

由表1可见,在寄存器数目几乎不变的情况下,采用我们所提出的GHGMF结构,抽头数最多仅是传统结构的5%,且过采样因子 $m$ 越大,节省的资源越多.

GHGMF滤波器有多种不同的结构组成.一方面,其四个子滤波器顺序可以相互调换,另一方面,易验证, $H_2(z)$ 、 $H_3(z)$ 两个滤波器内部的寄存器单元顺序也可调换,因此,GHGMF滤波器共有 $P = 4! \cdot 2! \cdot 2! = 96$ 种不同的形式.从实现功能角度而言,这96种结构完全等价,但从工程实现角度来看,较长的延迟单元排列在较前的位置是最佳选择,这样可以最大限度的减少存储单元的数据宽度.故图3的结构是最节省硬件资源的结构.

4 结论

WCDMA系统中,三步同步的小区搜索算法对于硬件设计提出了许多苛刻要求,尤其是第一步P SCH信道的捕获,若按传统方法,硬件资源消耗大、运算复杂度高,因此我们深入研究PSC码的构造特性,提出GHGMF结构,极大的减少了硬件资源,具有重要的工程应用价值.

参考文献:

[1] TS25.213, V3.3.0. 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project. Spreading and modulation [S].  
[2] TS25.214, V3.3.0. 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project. Physical layer procedures(FDD) [S].  
[3] Y - P E. Wang, T Ottosson. Cell search in W-CDMA [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, JSAC 18: 1470 - 1481.  
[4] Tdoc R1-99554, Siemens and Texas Instruments. Generalized hierarchical Golay sequence for PSC with low complexity correlation using pruned efficient Golay correlators[S].  
[5] S Z Budšin. Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences [J]. Electronics Letters, 1991, 27(3): 219-220.  
[6] S Z Budšin. Golay complementary sequences are superior to PN sequences [A]. IEEE International Conference[C]. Japan Kobe: IEEE, 1992.

作者简介:



牛凯男, 1976年生于山西省文水县, 1998年获北京邮电大学信息工程专业学士学位, 现在北京邮电大学信息工程学院直读博士, 主要研究方向为第三代移动通信关键技术、信道编码、空时二维信号处理.



王双全男, 1975年生于四川南充市, 1998年获西安邮电学院计算机通信专业学士学位, 2001年获北京邮电大学信息工程学院信号与信息处理专业硕士学位, 毕业后进入西门子公司从事TD-SCDMA的研究和开发工作, 个人研究兴趣为无线通信中的联合检测, 统计信号处理和均衡算法.