

采用 DFT 实现时 FD/SSMA 系统的同步分析¹

曹叶文 项海格*

(山东工业大学电子工程系 济南 250061)

*(北京大学电子学系 100871)

摘要 本文分析 FD/SSMA 系统采用 DFT 实现时的同步原理。FD/SSMA 系统的同步包括信息比特定时同步(即 DFT 的时间窗同步)及系统载波的同步。利用定时同步识别信号、定时同步误差信号、载波频率误差信号及载波相位误差信号可以依次完成 FD/SSMA 系统接收端定时同步的捕获、锁定及跟踪,载波频率及相位同步。在利用 DFT 实现的 FD/SSMA 系统中,由于实现同步的信号处理均可利用数字信号处理技术(DSP),从而使同步的实现更方便。

关键词 直接序列扩频,频率分集扩频,码分多址,离散傅立叶变换

中图分类号 TN914.4, TN914.5

1 引言

扩频多址技术已是无线通信领域中重要的研究课题之一。目前,扩频多址技术已经在移动通信、个人通信以及室内无线通信中普遍得到重视,并开始进入商业服务领域^[1]。同时,有关扩频通信理论的研究也正在世界各国掀起热潮。

作为一种新的扩频多址方案,多载波扩展频谱频率分集多址通信系统(FD/SSMA, Frequency Diversity/Spread Spectrum Multiple Access)具有扩频多址通信系统的一般特性,即具有较强的抗干扰能力,良好的多址容量及低功率谱密度等^[2-5]。

对任何扩频多址系统,收、发双方的同步是最关键的。FD/SSMA 与其他扩频多址系统,如直接序列扩频多址系统(DS/SSMA)不同的一个显著特点是它的调制(发送)和解调(接收)都能用离散傅立叶变换(DFT)来实现。本文将就 FD/SSMA 的发送和接收采用 DFT 实现时系统的同步原理进行分析,并与文献[6]提到的方法进行比较。

本文的内容是这样安排的。首先给出 FD/SSMA 系统及其 DFT 实现的原理结构。第 3 节同步原理分析。第 4 节比较。最后是本文的结论。

2 FD/SSMA 系统及 DFT 实现

FD/SSMA 系统的基本原理在文献[1-5]中有详细的分析。图 1 给出了在 FD/SSMA 系统中,第 k 个用户的信号发送、接收的原理,其中载波调制采用的是 QPSK 方式。

由于 FD/SSMA 信号的各子载波频率是按正交性要求设置的,而其原理结构与 OFDM 信号类似,因此可用离散傅里叶(反)变换来实现 FD/SSMA 信号的产生和解调^[6]。图 2 是 FD/SSMA 系统采用 DFT 实现下的基本原理结构。从该原理图可以看到,在 FD/SSMA 系统中信号是通过 DFT 变换后利用伪码加权在基带形成扩频宽带信号,再用系统载波调制而

¹ 1997-09-11 收到, 1998-08-29 定稿
国家教委博士点基金和山东省自然科学基金资助项目

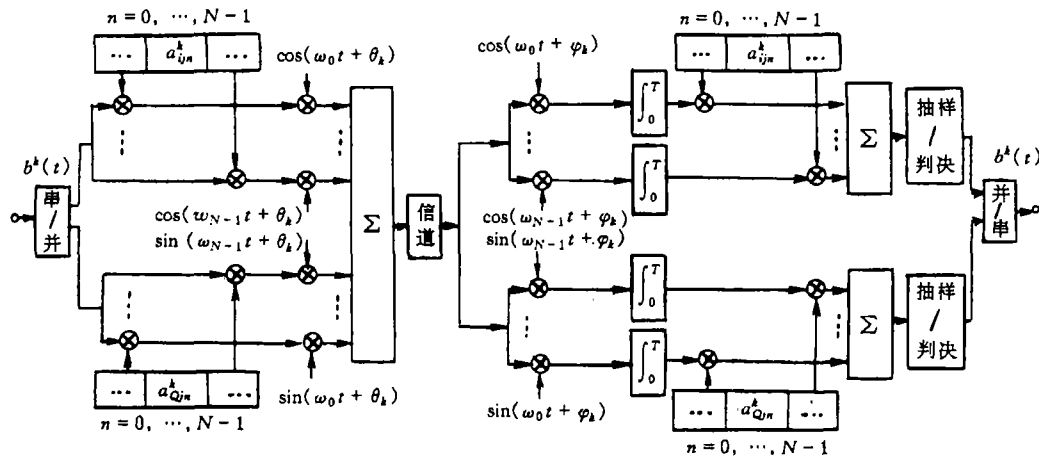


图 1 FD/SSMA 系统的发送及接收原理

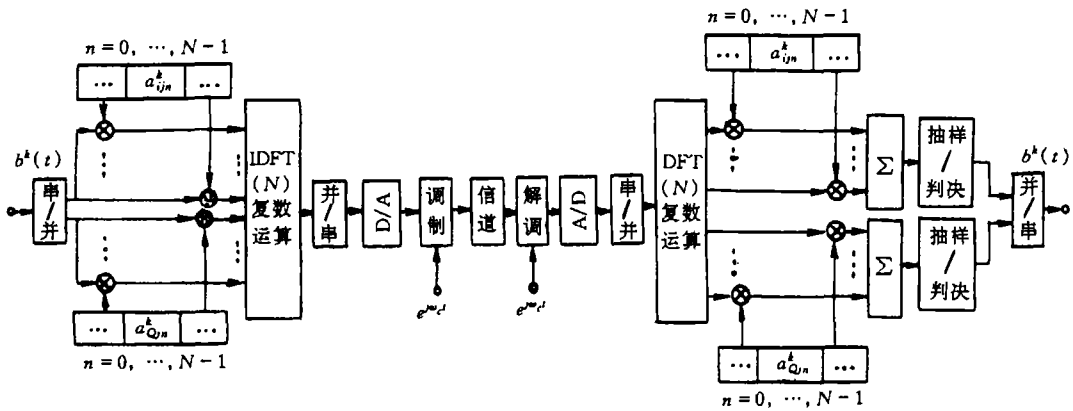


图 2 采用 DFT 实现的 FD/SSMA 系统结构

形成的,而在接收时,先用系统载波进行相干解调,然后再用 DFT 反变换解调携带在各子载波上的信息,并通过伪码加权还原发送的信息。在图 2 中,假设系统是同步的。

3 同步原理分析

在 FD/SSMA 系统中采用 DFT 实现信号的调制、解调时,其处理都在基带进行,载波的同步只需考虑 FD/SSMA 系统载波 (ω_c) 的同步即可,而 N 个子载波的正交性则由 DFT 变换准确地信息比特持续时间内 $(0, T)$ 进行(即时间窗的同步)得到保证。因此,在 FD/SSMA 系统中,系统的同步应包括信息比特定时同步(DFT 的时间窗同步)及系统载波频率 (ω_c) 及相位同步。

本文从原理上分析 FD/SSMA 的同步问题,故讨论将不涉及干扰及噪声的影响。同时,仅考虑单个用户的情况,即不考虑多址干扰。为简便,采用等效复基带信号表示 FD/SSMA 信号。

3.1 定时同步识别信号

一般地, 在 FD/SSMA 系统的接收端, 本地产生的参考载波与接收到的信号载波存在频差和相差, 而抽样、判决时刻则可能有定时偏差。因此在接收端收到的 FD/SSMA 信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \sum_{n=0}^{N-1} a_{in} e^{j[(\omega_n + \Delta\omega)(t - \Delta t) + \Delta\theta]} p_T(t - \Delta t - iT), \quad (1)$$

其中 b_i , $\{a_{i0}, \dots, a_{iN-1}\}$ 分别为某一用户第 i 个信息比特时间内的信息码及地址码, 而 $\Delta\omega$, $\Delta\theta$, Δt 分别为本地参考信号与所接收信号的载波频率偏差, 载波相位及定时同步偏差。

设 DFT 的时间抽样起点为 t_0 (即变换的时间窗为 $[t_0, t_0 + T]$), 并表示为 $t_0 = (k_0 + s)T/N$, 其中 k_0 为整数, $0 \leq s < 1$ 。因此, t_0 表示准确抽样 (即定时同步), $t_0 < 0$ 表示抽样时刻滞后, $t_0 > 0$ 表示抽样时刻超前。可见, t_0 即为 (1) 式中的接收端抽样定时同步误差, 即有 $t_0 = \Delta t$ 。

不失一般性, 假设接收第“0”比特信息。接收信号的第 k 个抽样时刻 $t_k (t_k = t_0 + kT/N)$ 的抽样值为

$$r(t_k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} b_0 a_{0n} e^{j[(\omega_n + \Delta\omega)t_k + \Delta\theta]}, & k_0 = 0, \quad 0 \leq k \leq N-1; \\ \sum_{n=0}^{N-1} b_0 a_{0n} e^{j[(\omega_n + \Delta\omega)t_k + \Delta\theta]}, & 0 < k_0 < N/2, \quad 0 \leq k < N-1-k_0; \\ \sum_{n=0}^{N-1} b_1 a_{0n} e^{j[(\omega_n + \Delta\omega)t_k + \Delta\theta]}, & 0 < k_0 < N/2, \quad N-k_0 \leq k < N-1; \end{cases} \quad (2)$$

其中 b_0, b_1 为相邻的两个信息比特。令 $x(k) = r(t_k)$, 并设 $X(m)$ (m 为整数, $m = 0, \dots, N-1$) 为 N 个抽样值 $r(t_k)$ 的 DFT 变换, 则有

$$X(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi km/N}, \quad m = 0, \dots, N-1. \quad (3)$$

对接收第“0”比特信息, 判决前信号输出 Z 为

$$Z = \sum_{m=0}^{N-1} a_{0m} X(m). \quad (4)$$

容易看到, 当接收端定时同步 (即 $t_0 = 0$) 及载波频率 ($\Delta\omega = 0$) 和相位 ($\Delta\theta = 0$) 同步时, 通过对 Z 的判决即可准确无误地得到发送的第“0”比特信息, 即 b_0 。当接收端存在定时误差 (即 $t_0 \neq 0$) 及载波不同步 ($\Delta\omega \neq 0, \Delta\theta \neq 0$) 时, 判决变量 Z 被扰为随机变量。下面分两种情况讨论。

(1) $k_0 = 0$, 它表示 DFT 变换的时间窗 $[t_0, t_0 + T]$ 偏离小于一个取样间隔。此时 DFT 变换仅包含当前信息比特数据。

(2) $1 \leq k_0 < N/2$, 它表示 DFT 变换的时间窗偏离大于一个取样间隔。此时 DFT 变换将包含当前和前一信息比特数据。

在第一种情况下, 有

$$Z = Nb_0[\bar{Z} + Z_0], \quad (5)$$

其中

$$\bar{Z} = N^{-2} \frac{1 - e^{j\pi s}}{1 - e^{j2\pi s/N}} \cdot \frac{1 - e^{j\Delta\omega T}}{1 - e^{j\Delta\omega T/N}} e^{j(\Delta\omega t_0 + \Delta\theta)}, \quad (5a)$$

$$Z_0 = N^{-2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} a_{0n} a_{0m} e^{j2\pi s/N} \frac{1 - e^{j\Delta\omega T}}{1 - e^{j[2\pi(n-m) + \Delta\omega T]/N}} e^{j(\Delta\omega t_0 + \Delta\theta)}. \quad (5b)$$

令 $y = |\bar{Z} + Z_0|^2$, 则有

$$y = |\bar{Z}|^2 + |Z_0|^2 + Z_0 \bar{Z}^* + Z_0^* \bar{Z},$$

其中符号 * 表示共轭。假设地址码采用随机序列, 则易得

$$E[|\bar{Z}|^2] = |\bar{Z}|^2 = N^{-4} \left| \frac{\sin \pi s}{\sin[\pi s/N]} \right|^2 \left| \frac{\sin[\Delta\omega T/2]}{\sin[\Delta\omega T/(2N)]} \right|^2, \quad (6)$$

$$E[|Z_0|^2] = N^{-4} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \left| \frac{\sin[\Delta\omega T/2]}{\sin\{[\pi(n-m) + \Delta\omega T/2]/N\}} \right|^2, \quad (7)$$

$$E[Z_0 \bar{Z}^*] = E[Z_0^* \bar{Z}] = 0. \quad (8)$$

容易验证 $E[|Z_0|^2] \leq 1/N$ 。而 $E[|\bar{Z}|^2] = |\bar{Z}|^2$, 它在 FD/SSMA 系统的接收端接近定时同步和载波偏离不大时其取值接近 1。因此, 从而有

$$E[y] = |\bar{Z}|^2 + E[|Z_0|^2] \approx |\bar{Z}|^2. \quad (9)$$

在第二种情况下, 有

$$Z = N[b_0 \bar{Z} + b_0 Z_0 + b_1 Z_1]. \quad (10)$$

其中 b_0, b_1 为相邻的两个信息比特数据, 而 \bar{Z}, Z_0, Z_1 则可表示为

$$\bar{Z} = N^{-2} \frac{1 - e^{j\pi(k_0+s)}}{1 - e^{j2\pi(k_0+s)/N}} \cdot \frac{1 - e^{j\Delta\omega(N-k_0)/N}}{1 - e^{j\Delta\omega/N}} e^{j(\Delta\omega t_0 + \Delta\theta)}, \quad (10a)$$

$$Z_0 = N^{-2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} a_{0n} a_{0m} e^{j2\pi(k_0+s)/N} \frac{1 - e^{j2\pi(n-m+\Delta\omega T/2)(1-k_0/N)}}{1 - e^{j[2\pi(n-m) + \Delta\omega T/2]/N}} e^{j(\Delta\omega t_0 + \Delta\theta)}, \quad (10b)$$

$$Z_1 = N^{-2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} a_{1n} a_{0m} e^{j2\pi(k_0+s)/N} \frac{e^{j2\pi(n-m+\Delta\omega T/2)(1-k_0/N)} - e^{j\Delta\omega T}}{1 - e^{j[2\pi(n-m) + \Delta\omega T/2]/N}} e^{j(\Delta\omega t_0 + \Delta\theta)}, \quad (10c)$$

令 $y = |b_0 \bar{Z} + b_0 Z_0 + b_1 Z_1|^2$, 利用以上类似分析, 可得

$$E[y] \approx |\bar{Z}|^2, \quad (11)$$

其中 $|\bar{Z}|^2$ 表示为

$$|\bar{Z}|^2 = \left\{ N^{-2} \frac{\sin[\Delta\omega T(1 - k_0/N)/2]}{\sin[\Delta\omega T/2N]} \cdot \frac{\sin[\pi(k_0 + s)]}{\sin[\pi(k_0 + s)/N]} \right\}^2. \quad (11a)$$

由 (5a) 式及 (10a) 式, 图 3 给出了 $|\bar{Z}|^2$ 与取样偏离参数及载波频率偏差之间的关系。可以看到, 当 DFT 变换的时间窗偏离 (即定时同步偏离) 小于一个取样间隔 (即 T/N) 及载波偏离偏差不很大时 ($\Delta\omega T < 1/N$), $|\bar{Z}|^2$ 出现一个显著主峰 (主瓣), 而当 DFT 变换的时间窗偏离大于一个取样时间间隔时, $|\bar{Z}|^2$ 出现许多比主瓣峰小得多且依次衰减的旁瓣。因此 $|\bar{Z}|^2$ 能反映接收端定时是否同步的情况。 $|\bar{Z}|^2$ 的这一特性, 正是我们所希望的。

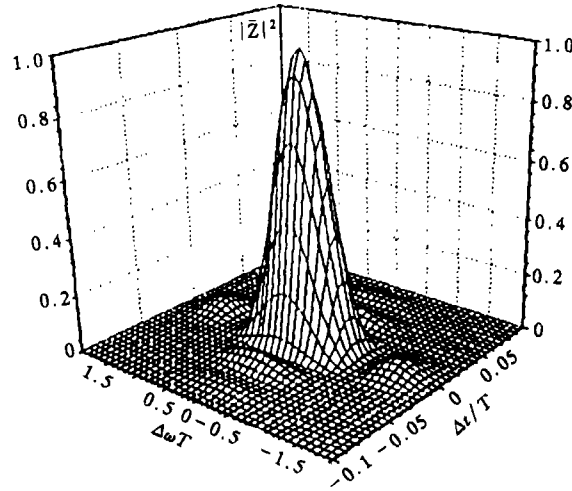


图 3 $|\bar{Z}|^2$ 与载波频差 ($\Delta\omega$) 与定时偏差 (Δt) 的关系

以上分析表明, y 是一个均值为 $|\bar{Z}|^2$, 而方差小于 $1/N$ 的随机变量, 它能反映接收到的 FD/SSMA 信号的自相关特性, 且是定时偏离和载波偏离偏差的函数, 即 $y = y(\Delta\omega, \Delta t)$ 。因此 $E[y]$ (即 $|\bar{Z}|^2$) 可作为接收端的定时同步识别信号, 它具有显著的主峰 (瓣) (宽度为 $2T/N$) 及低的旁瓣特性。

3.2 定时同步及载波同步误差信号

为了实现定时同步的跟踪, 还需要用定时同步误差信号来校正定时偏离。基于以上的定时识别信号, 可以利用超前-滞后环路得到校正定时偏离的定时同步误差信号, 即

$$e_0(\Delta t) = y(\Delta t + T/2N, \Delta\omega) - y(\Delta t - T/2N, \Delta\omega). \quad (12)$$

$e_0(\Delta t)$ 与 Δt 关系可近似由图 4 表示。当 $e_0(\Delta t) = 0$ 时, 对应定时同步, 即 $\Delta t = 0$ 。利用 $e_0(\Delta t)$ 在 $(-T/(2N), T/(2N))$ 范围内具有接近“S”的特性曲线, 可实现接收端定时同步的校正。

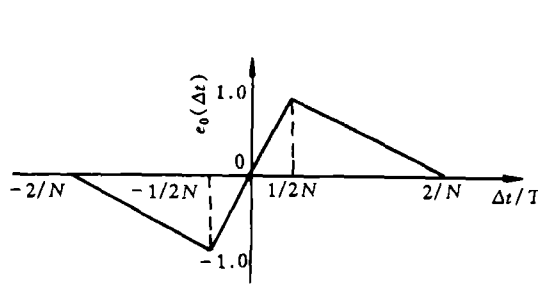


图4 定时同步误差信号 $e_0(\Delta t)$ 与定时偏差 (Δt) 的关系

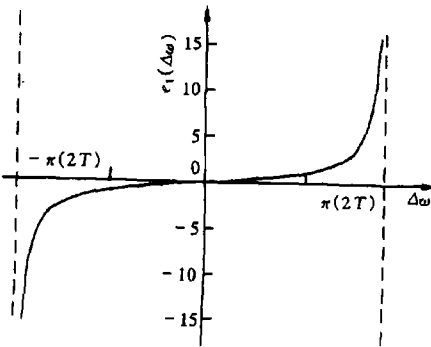


图5 载波频率误差信号 $e_1(\Delta\omega) = 0$ 与频率偏差 $\Delta\omega$ 的关系

在定时同步 (Δt) 后, 利用下式可得到载波频率误差信号 $e_1(\Delta\omega)$, 即

$$e_1(\Delta\omega) = [Z_{Q,0}Z_{I,-1} - Z_{I,0}Z_{Q,-1}] / [Z_{Q,0}Z_{Q,-1} + Z_{I,0}Z_{I,-1}], \quad (13)$$

其中 Z_I, Z_Q 分别为 \bar{Z} 的实部和虚部, 下标 0, -1 则指对应当前及前一信息比特时间. 容易得到, 在定时同步 (Δt) 后, 载波频率误差信号为 $e_1(\Delta\omega) = \text{tg}\Delta\omega T$, 如图 5. 当 $e_1(\Delta\omega) = 0$ 时, 即为收发载波同频, 而在 $|\Delta\omega| < \pi/(2T)$ 范围内可实现频率锁定及跟踪.

在定时同步及载波的频率偏差为零 $(\Delta\omega = 0)$ 后, 利用下式得到载波相位误差信号 $e_2(\Delta\theta)$, 即

$$e_2(\Delta\theta) = Z_Q/Z_I. \quad (14)$$

在 $\Delta t = 0, \Delta\omega = 0$ 下, 容易得到 $e_2(\Delta\theta) = \text{tg}\Delta\theta$, 如图 6. 当 $e_2(\Delta\theta) = 0$ 时, 对应载波同相, 且可跟踪及锁定的相位误差范围是 $(-\pi/2, \pi/2)$.

因此利用超前-滞后环路可得到定时同步误差信号, 利用 (13)、(14) 式则可得到载波同步的频率误差、相位误差信号.

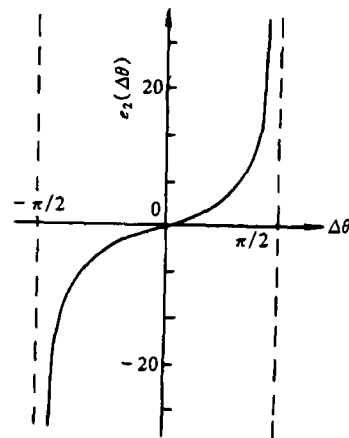


图6 载波相位误差信号 $e_2(\Delta\theta)$ 与相位偏差 $\Delta\theta$ 的关系

3.3 FD/SSMA 系统同步的过程

FD/SSMA 系统的同步过程是这样的: 先在载波未同步的状态下, 实现接收信号的定时同步, 再在定时同步的条件下, 实现载波及相位的同步. FD/SSMA 系统的定时同步捕获需经过三个过程, 即搜索, 锁定, 跟踪. 通过同步的搜索, 可使参考信号的定时同步误差 $|\Delta t| < T/2N$. 同步的锁定是进一步减小时间同步误差的过程. 利用时间同步误差信号 $e_2(\Delta t)$ 及反馈控制, 可使定时同步误差信号尽量小并接近于零, 从而对应定时误差 (Δt) 接近于零, 达到系统的最后定时同步. 当受到某种干扰扰动时, 系统原来的定时同步状态将受

影响。定时同步的跟踪就是在这种情况下利用定时同步误差信号的特性使定时误差保持在 $\Delta t = 0$ 附近。

理论上, 在系统实现定时同步 (Δt) 后, 利用载波频率误差信号 $e_1(\Delta\omega)$, 可通过反馈控制使载波频率误差 ($\Delta\theta$) 趋于零。最后, 利用载波相位误差信号 $e_2(\Delta\theta)$ 的反馈控制使载波的相位误差 $e_2(\Delta\theta)$ 接近于零, 并最终得到与发送载波完全同步的本地参考载波。在实际中, 因为反馈控制本身存在稳态误差, 定时误差总是存在的 (即 $\Delta t \rightarrow 0$ 但 $\Delta t \neq 0$), 从而影响实际系统同步的性能。但是, 上述理论分析表明, 定时同步识别信号具有显著的主峰, 其时间宽度为 T/N , 经初始同步后定时同步误差将达到 $|\Delta t| < T/2N$, 即最大误差为 $T/2N$ 。表 1 给出了存在稳态误差下定时同步的性能, 其中 FD/SSMA 系统的载波数 $N = 32$ 。

表 1 稳态误差对定时同步性能的影响

$e_0(\Delta t)$ 稳态误差	1.0×10^{-2}	2.0×10^{-2}	1.0×10^{-1}	2.0×10^{-1}
定时误差, $\Delta t/T$	1.562×10^{-4}	3.256×10^{-4}	1.684×10^{-3}	3.486×10^{-3}

4 比 较

在 FD/SSMA 系统中, 采用子载波独立调制解调及采用 DFT 实现时同步过程的完成都取决于定时同步误差信号、载波频率误差信号及载波相位误差信号, 比较见表 2。在 FD/SSMA 系统的发送及接收采用 DFT(IDFT) 实现时, 载波的同步只需考虑系统载波的同步而不用考虑 FD/SSMA 信号的所有 N 个子载波的同步, 因此 FD/SSMA 系统的载波同步实现相对要简单了。同时, 在利用 DFT 实现的 FD/SSMA 系统中, 完成同步的所有操作, 包括定时同步的搜索、锁定及跟踪, 载波频率误差信号、载波相位误差信号的获得及处理均可利用数字信号处理技术, 从而使同步的实现更方便。

表 2 FD/SSMA 系统的同步方法比较

比较角度 \ 实现方式	离散傅立叶变换 (DFT)	各子载波独立调制、解调
复杂程度	简单	复杂
同步包括	载波同步, 定时同步	载波同步, 定时同步
载波同步	单一的系统载波	N 个子载波
定时同步识别信号	主瓣 (宽度 T/N), 旁瓣	类似 (文献 [5])

5 结 论

在 FD/SSMA 系统采用 DFT 实现信号的调制、解调时, 其处理都在基带进行, 载波的同步只需考虑 FD/SSMA 系统载波 (ω_c) 的同步, 载波同步的实现相对要简单。在 FD/SSMA 系统采用 DFT 实现下, 利用定时同步识别信号及定时同步误差信号、载波同步误差信号及载波相位误差信号依次可以完成接收端定时同步的捕获、锁定及跟踪, 载波频率及相位同步, 而且同步的所有操作, 包括定时同步的搜索、锁定及跟踪, 载波频率误差信号、载波相位误差信号的获得及处理均可利用数字信号处理技术 (DSP), 使同步的实现更方便。

参 考 文 献

- [1] 曹叶文. 多载波频率分集扩展频谱码分多址通信原理的研究. [博士学位论文]. 北京: 北京大学, 1995 年 7 月.
- [2] 曹叶文, 项海格. 多载波频率分集扩展频谱通信原理的研究. 中国通信学会第四届学术年会论文集. 北京: 机械工业出版社, 1995 年 11 月, 585-589.
- [3] Cao Yewen, Xiang Haige. Analysis of antijamming performance of multicarrier frequency diversity spread spectrum communication system. 1996 Int. Conf. on Communication Technology (ICCT'96), Beijing, China: IEEE Press., 1996, 595-598.
- [4] Cao Yewen, Xiang Haige. A frequency diversity spread spectrum multiple access system with random signature sequence. J. China Institute of Commun., 1995, 16(4): 56-62.
- [5] 曹叶文, 项海格. 多载波频率分集扩展频谱码分多址通信的同步原理. 通信学报. 1997, 18(1): 34-39.
- [6] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency multiplexing using discrete Fourier transform. IEEE Trans. on Comm. Techno., 1971, COM-19(10): 628-634.

ANALYSIS OF SYNCHRONIZATION IN THE FD/SSMA SYSTEM
WITH DFT IMPLEMENTATION

Cao Xiewen Xiang Haige*

*(Dept. Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Jinan 250061)***(Dept. Electronics, Peking University, Beijing100871)*

Abstract The principle of synchronization in FD/SSMA (Frequency Diversity/Spread Spectrum Multiple Access) system with DFT (Discrete Fourier Transform) implementation is studied. It is shown that both byte-timing synchronization (i.e. the time-window of DFT transform) and the transmitter' carrier synchronization are needed in this FD/SSMA system. The capturing, locking and tracing of timing-synchronization, the carrier's synchronization about its frequency and phase will be finished in order by the recognizing signals of timing-synchronization and three error signals, of which the timing-error signal, the frequency and phase error signals of the system' carrier are included, where their implementation may be carried out easier due to the DSP (Digital Signal Processing) techniques to be applied.

Key words DS/SS, FD/SS, CDMA, DFT

曹叶文: 男, 1965 年生, 博士, 副教授, 在国内核心刊物上已发表论文 11 篇, 目前的研究方向为扩频通信、移动通信及 HDTV 技术.

项海格: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会和通信学会高级会员, 负责并完成包括国家“863”计划项目等多项国家级课题, 研究兴趣包括在扩频通信、无线本地环路等领域.