

新颖的超宽带 SSCI 合成脉冲信号的最佳设计方法

张陆勇 王小钰 周正

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘要: 超宽带 CI 脉冲是由多个相干载波合成的窄脉冲信号。该文在此基础上, 提出了扩频 CI 合成窄脉冲技术。由此降低了功率谱密度, 提高了频带使用效率和便于多址应用。通过对每个相干载波信号 CI 扩频且合成, 其效果很好。在信道传播上拥有超宽带信号的抗多径高分辨率性能, 同时又能对扩频相干副载波进行相关接收, 这样大大地提高了相关接收增益, 减少了码间串扰。该文运用信号最佳设计方法, 将超宽带 SSCI 信号设计成符合 FCC 标准和 ETSI 标准的最佳信号, 减少与其他无线系统的相互干扰。文中给出了理论分析、设计方法和计算机模拟仿真结果。该设计方法对于提高 UWB 通信系统的性能有很重要的意义。

关键词: 超宽带通信, UWB 信号设计, SSCI 信号合成 UWB 波形, 信号最佳设计

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)04-0505-04

Optimal Design of Novel UWB SSCI Synthesis Pulse Signal

Zhang Lu-yong Wang Xiao-yu Zhou Zheng

(Beijing University of Posts and Telecommunication, Engineering College of Telecommunication, Beijing 100876, China)

Abstract A Spread Spectrum CI(SSCI) synthesized narrow pulse technique is put forward based on UWB CI pulse, a narrow pulse signal synthesized by several coherent carriers. The power spectrum density is decreased, the frequency usage efficiency is improved and the multi-access application is allowed. Through CI spectrum spreading of each coherent carrier and synthesizing them together, good results can be obtained. The narrow pulse signal synthesized by several SS subcarriers features good signal waveform and anti-multipath high resolution performance of UWB signal. Meanwhile, it is capable of correlative receiving the SS coherent subcarriers, so that the correlative receiving gain is improved and the intersymbol cross-interference is decreased. This study, the ultra-wide band SSCI signal is design to an optimal signal conforming to FCC and ETSI standards by signal optimizing design method, which can reduce the interference with other wireless systems. The paper gives theoretical analysis, design method and computer simulation results. This design method is significant to improve the performance of UWB communication system.

Key words Ultra-Wide Band (UWB) communication, UWB signal design, UWB SSCI signal synthesis, Optimizing design of UWB signal waveform

1 引言

超宽带(Ultra-Wide Band, UWB)技术是指任何占用频带超过其中心频率 25%, 或者带宽超过 1.5GHz 的无线通信系统^[1]。UWB 依靠持续时间非常短的基带脉冲信号传输数据, 因而占用的频带非常宽, 通常在几个吉赫量级。超宽带载波干涉测量(Carrier Interferometry, CI)合成脉冲是由多个相干载波叠加合成的窄脉冲信号, 在超宽带通信系统接收机一端可以进行相干接收, 提高了接收机的增益。UWB 信号的脉冲宽度越窄, 频谱越宽, 码元速率越高, 信道容量就越大,

因此尽可能地压窄 UWB 信号的脉冲宽度, 对提高 UWB 系统的数据传输性能有非常重要的意义^[2]。由于占用的带宽非常宽, 超宽带技术不可避免地会与全球定位系统、空间飞行系统和无线局域网等窄带系统的频谱重叠。为了避免互相干扰, 美国联邦通信委员会(FCC)和欧洲电信标准学会(ETSI)在其超宽带技术规范中规定了超宽带系统的频谱, 限制了超宽带信号的有效发射功率谱密度。普遍采用的高斯脉冲并不能很好地适应上述要求, 本文运用信号最佳设计方法, 将超宽带 SSCI(Spectrum Spread Carrier Interferometry)信号设计成符合 FCC 标准和 ETSI 标准的最佳信号。

2 超宽带信号功率谱功率限制规定

超宽带信号占用频带非常宽，与已有的无线系统在频谱上有交叠，为减少这种干扰，FCC 和 ETSI 均有较为严格的功率谱密度规定。如何最大限度地应用 FCC 和 ETSI 频谱模板，就要求我们将超宽带信号的频谱形状尽可能地与上述两个模板接近，最大化地利用其频谱能量。为了设计出符合频谱要求的脉冲波形，主要可以采用两种脉冲成形方法：一种是载波调制，另一种是基带模拟或数字滤波器。前一种方法要用到收发端的振荡器，而振荡器会产生频移或抖动。在多带跳频的超宽带系统中，这样的频移和抖动就更严重。用模拟滤波器对脉冲整形，不会产生频移和抖动，但与数字滤波器相比，模拟滤波器不够灵活、线性程度不好，模拟滤波器的个体差异也较大。而数字滤波器方法对数字器件的速率要求过高，不易实现。

为了适应 FCC 频谱要求，目前有文章提出，通过对 FCC 频谱采用矩阵的特征值的迭代运算来产生超宽带信号波形^[3]，这些方法都过于复杂，也不易实现。

本文将采用载波调制脉冲成形方法实现 SSCI UWB 窄脉冲信号的最佳设计。

2.1 FCC 的超宽带信号功率谱功率限制

FCC 对 UWB 的室内应用和室外应用作出了不同功率谱密度的规定。室内应用由于与 GPS 等几个重要的室外无线系统相互干扰的情况少一些，因此较室外应用的功率谱密度在某些频段上低，同时室内设备也被要求仅应用于室内不能应用于室外；而室外设备却被允许用于室内。

图 1 和图 2 分别示出了 FCC 关于室外应用和室内应用的功率谱密度模板^[3]，表 1 是 FCC 关于 UWB 室外及室内功率谱密度限制表。

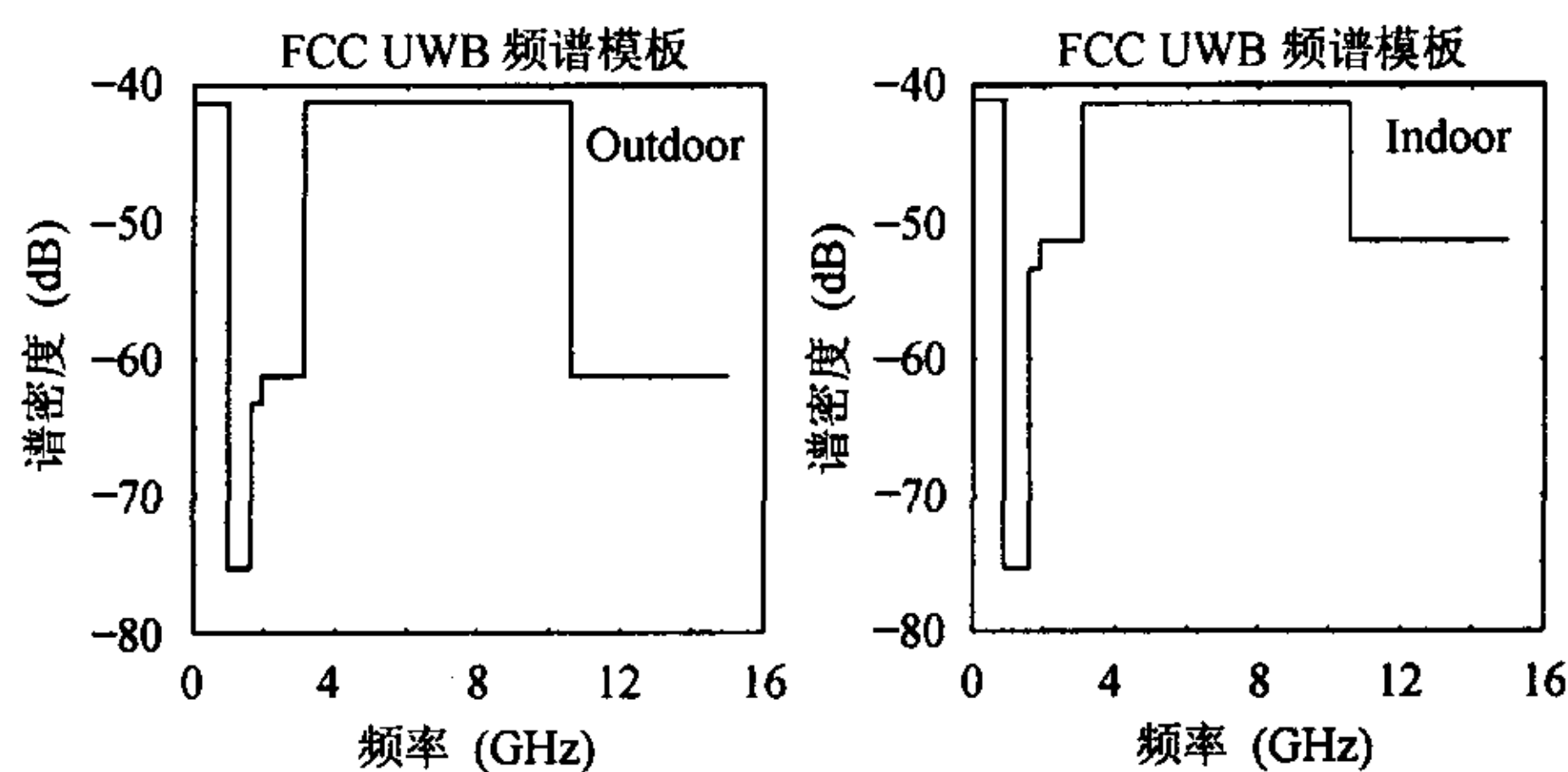


图1 室外应用的谱密度模板 图2 FCC 室内应用的谱密度模板

表1 FCC 关于 UWB 室外和室内功率谱密度限制表

频率 (MHz)	等效全向辐射功率 EIRP (dBm/MHz)	
	户外	户内
216~960	-40.0	-40.0
960~1,610	-75.3	-75.3
1,610~1,990	-63.3	-53.3
1,990~3,100	-61.3	-51.3
3,100~10,600	-41.3	-41.3
10,600 以上	-61.3	-51.3

2.2 ETSI (欧洲电信标准学会) 的超宽带信号功率谱功率限制

ETSI 是由欧共体委员会 1988 年批准建立的一个非赢利性的电信标准化组织，其标准化领域主要是电信业，并涉及与其他组织合作的信息及广播技术领域。ETSI 作为一个被 CEN (欧洲标准化协会) 和 CEPT (欧洲邮电主管部门会议) 认可的电信标准协会，其制定的推荐性标准常被欧共体作为欧洲法规的技术基础而采用并被要求执行。

图 3 示出了 ETSI 关于 UWB 应用的功率谱密度模板，表 2 是 ETSI 关于 UWB 功率谱密度限制表。

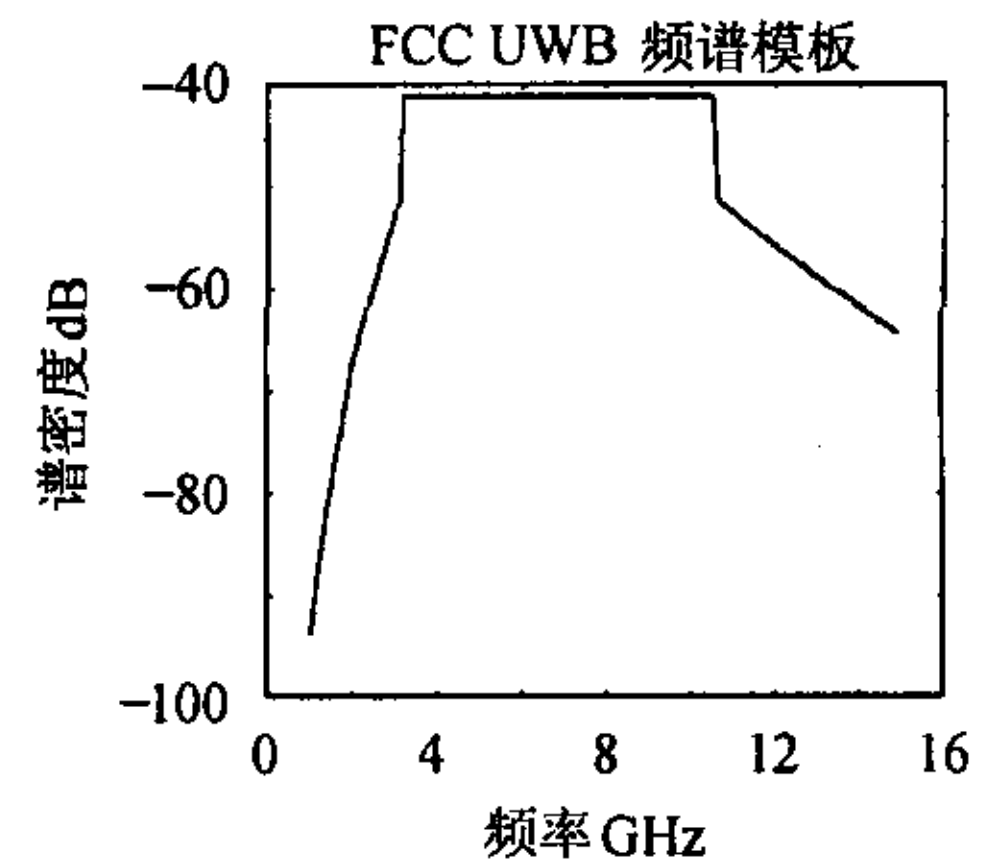


图3 ETSI 关于 UWB 应用的功率谱密度模板

表2 ETSI 关于 UWB 功率谱密度限制表

频率(GHz)	EIRP (dBm/MHz)
<3.1	- 51.3 + 87 lg(f/3.1)
3.1 ~ 10.6	- 41.3
> 10.6	- 51.3 + 87 lg (10.6/f)

3 超宽带 CI 脉冲波形

典型的 TM-UWB (Time Modulated UWB) 系统中，发射机以严格控制的脉冲重复周期 (脉冲间隔) 发射超短单周期波形。TM-UWB 系统中发射的信号由下式表征：

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j p(t - jT_f)$$

其中 b_j 是第 j 个数据位 (本文假定 BPSK, 即 $b_j = +1$ 或 -1)； $p(t)$ 是脉冲波形， T_f 是帧持续时间。

在这种系统中，由于不同数据位的多径分量不重叠，因此不存在符号间干扰，如图 4 所示。通过将所有的多径分量相干合并在一起，UWB 系统的高时间分辨率可以提供高度分集，从而降低误码率 BER。

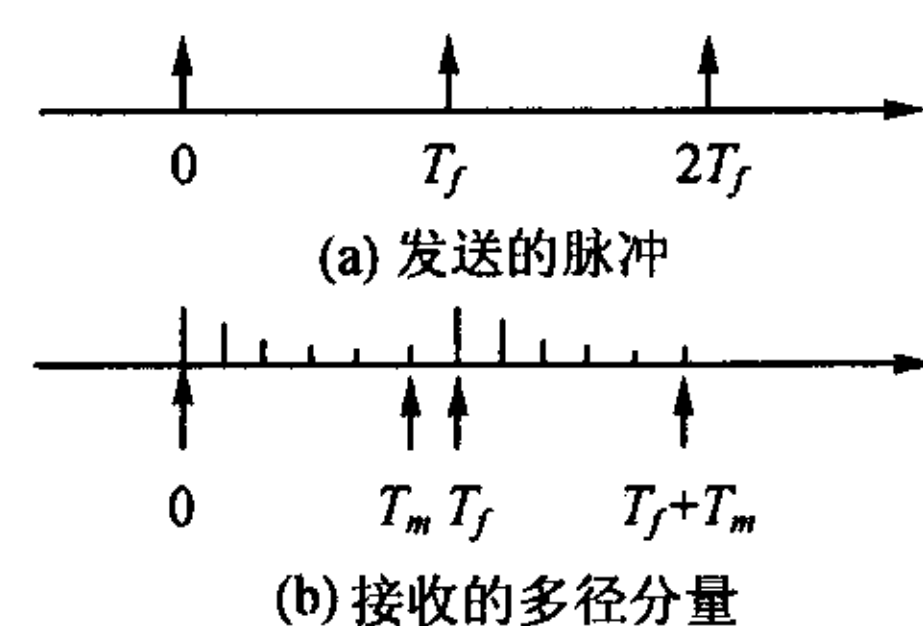


图4 UWB 系统中接收信号的多径分量

本文中我们将在 CI UWB 信号合成波形^[4]的基础上，引入 SSCI 波形设计。CI 波形对应于均匀频率间隔 ($\Delta f=1/T_f$) 的 N 个载波的重叠，该脉冲波形对应于

$$h(t) = \sum_{n=1}^N A \cos(2\pi n \Delta f t)$$

这种脉冲波形可以用 IFFT 得到最佳实现。图 5 绘出一个周期的脉冲波形 $h(t)$ (持续时间为 T_f)，图 6 绘出频域的 $h(f)$ 。从图 6 可以明显地看出，该脉冲波形是 N 点频率正弦波形的叠加合成结果^[5]。

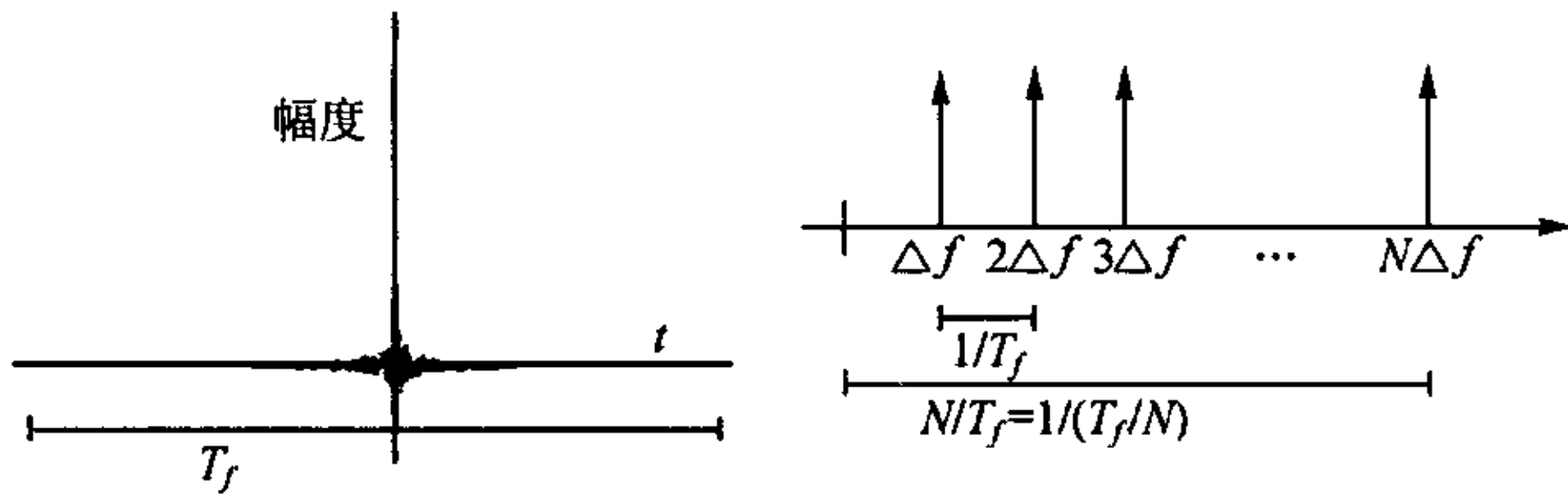


图 5 时域中的 CI 波形

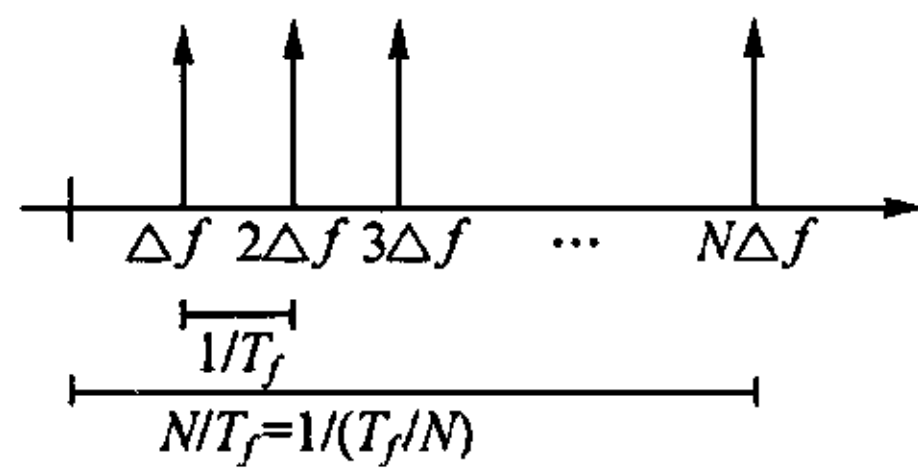


图 6 频域中的 CI 波形

频域中的采样导致了时域中的重复，因此该波形的重复周期为 T_f 。最终的 CI 波形被限制到一个时间周期为 T_f 的信号，用 $h(t)$ 来表示^[3,6]，即

$$CI(t) = \sum_{n=1}^N A \cos(2\pi n \Delta f t) \cdot g(t)$$

其中 $g(t)$ 是持续时间为 T_f 的单位幅度三角波形， A 是常数，用于保证比特归一化能量为 1。如图 5 中所示，干涉测量型的 CI 时域脉冲波形，由于来源于干涉测量方法，因此该波形被称作 CI 波形^[5,7]。

4 超宽带 SSCI 信号的最佳设计

将整个 FCC 和 ETSI 功率谱模板生成 n 个相干的副载波，副载波的信号功率谱密度与 FCC 和 ETSI 功率谱模板相一致。由于副载波是单频信号，其信号幅度非常容易控制，控制精度也非常高，这样可以很方便地与以上两个标准的功率模板相匹配。而另一方面，这也可以避免固定频带 UWB 的邻带干扰，从而更有效地利用 FCC 所允许的频谱。

以下对 1~12GHz 频段均匀分布的频率进行信号频谱抽样，每 10MHz 频率间隔取一个副载波信号样点，即 $\Delta f=10\text{MHz}$ 。

$$h(t) = \sum_{n=1}^N A \cos(2\pi n \Delta f t) = \sum_{n=1}^N A \cos(10n\pi t)$$

$$h_1(t) = \sum_{n=1}^N A m(t) \times \cos(2\pi n \Delta f t) = m(t) \sum_{n=1}^N A \times \cos(2\pi n \Delta f t)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(2\pi n \Delta f) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(20n\pi)$$

$$\begin{aligned} H_1(\omega) &= M(\omega) * \sum_{n=1}^N A_n \delta(2\pi n \Delta f) \\ &= M(\omega) * \sum_{n=1}^N A_n \delta(20n\pi) = M(\omega) * H(\omega) \end{aligned}$$

$$M(\omega) = \frac{m+1}{m^2} \left[\frac{\sin[\omega T_0/(2m)]}{\omega T_0/(2m)} \right]^2 \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi n}{T_0}) + \frac{1}{m^2} \delta(\omega)$$

式中 m, n 均为整数， $n \neq 0$

对于单载波信号 $A \cos(10n\pi t)$ ，其信号能量为 $A^2/2$ ，加上码速率为 5MHz 的伪随机 m 序列 BPSK 调制，已调信号功率谱密度为 $A^2/(2\Delta f)=A^2/20$ 。由于每个副载波都采用同一个 m 序列，这一序列用 $m(t)$ 信号表示， $h_1(t)$ 是 CI 合成脉冲信号 $h(t)$ 的伪随机序列 $m(t)$ 扩频，要求 m 序列时钟速率远小于副载波频率，因此它对 CI 合成单脉冲波形将不构成影响。 $H_1(\omega)$ 是 $h_1(t)$ 的傅氏变换， $M(\omega)$ 是 $m(t)$ 的傅氏变换， $H(\omega)$ 是 $h(t)$ 的傅氏变换， $H_1(\omega)$ 等于 $M(\omega)$ 和 $H(\omega)$ 相卷积。最终输出时应与前述 CI 波形一样，使用三角波选通门函数 $g(t)$ 来选通某个相干窄脉冲。 $g(t)$ 是持续时间为 T_f 的单位幅度三角波形。只要适当对 A_n 值进行取值，使 $A_n^2/20$ 等于 FCC 或 ETSI 的相应频率上的功率谱密度，即完成了满足 FCC 和 ETSI 要求的最佳信号设计。

同理也可以对 1~12GHz 频段非均匀分布的频率进行信号频谱抽样，通过去掉带有 m 序列 BPSK 扩频调制的多个副载波，可以避免 UWB 信号对某些特定频段的干扰。值得一提的是，对于 N 个子带，全带宽的方法可以有 N 个频点。所以除了最佳设计和复杂度的折衷考虑外，还存在用户容量与复杂度的折衷。

5 超宽带 SSCI 信号最佳设计的计算机仿真

对 0.96GHz 到 10.6GHz 频段进行信号设计仿真，选取 6 阶的伪随机码序列，其码长为 63，原本多项式使用 X^6+X+1 产生该码序列^[8]，伪码时钟选取 5MHz。其频谱包络和信号波形如图 7 所示。

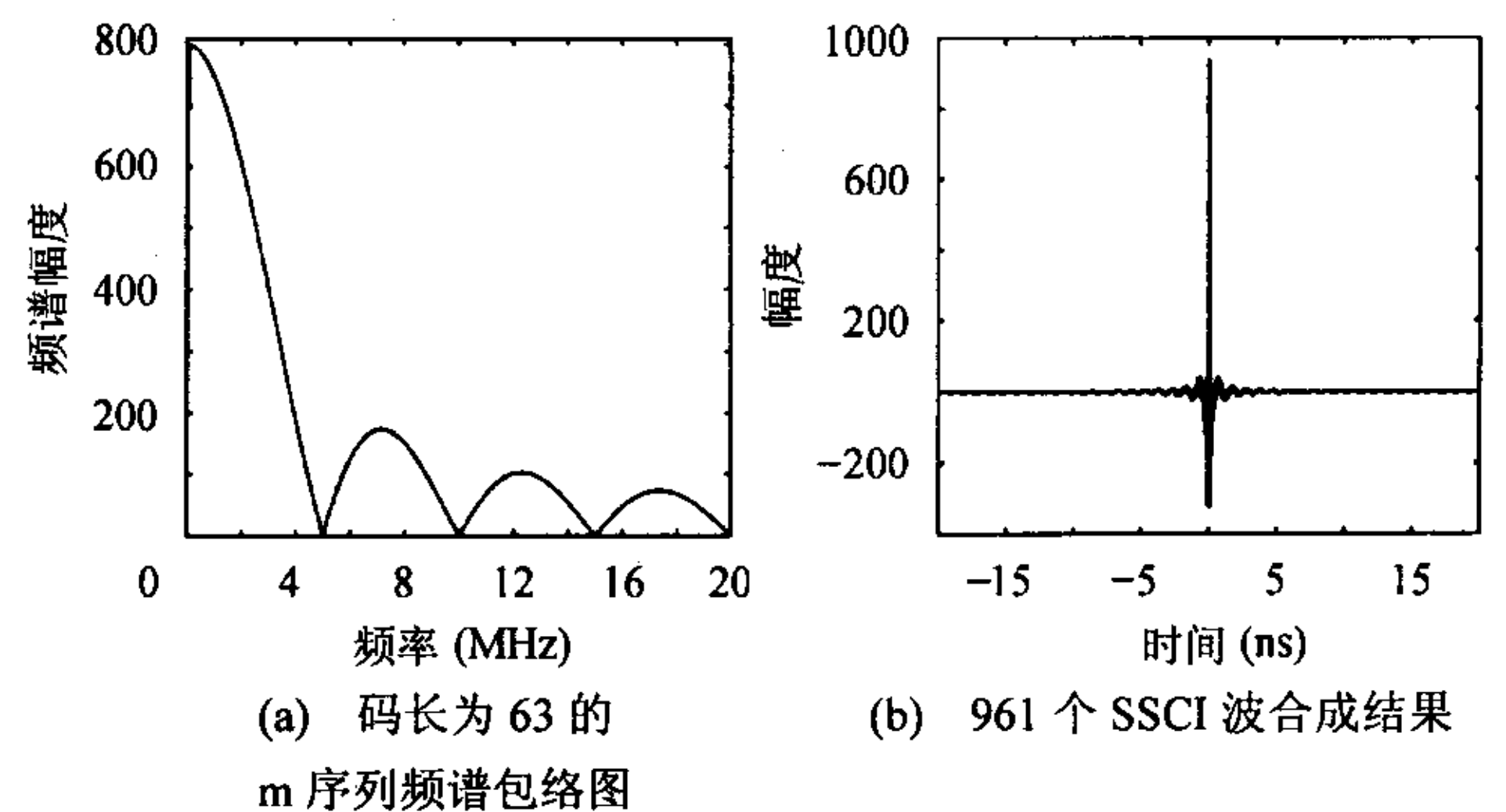


图 7

已调信号功率谱密度为 $A^2/(2\Delta f)=A^2/20=-41.3\text{dBm/MHz}$ 。1GHz 到 12GHz 频段的 FCC 室外频谱模板的最佳信号频谱示意图如图 8(a)所示，波形图如图 8(b)所示。已调信号功率谱密度分为 6 段： $A_1^2/(2\Delta f)=A_1^2/20=-40\text{dBm/MHz}$ ， $A_2^2/(2\Delta f)=A_2^2/20=-75.3\text{dBm/MHz}$ ， $A_3^2/(2\Delta f)=A_3^2/20=-63.3\text{dBm/MHz}$ ， $A_4^2/(2\Delta f)=A_4^2/20=-61.3\text{dBm/MHz}$ ，

$A_5^2/(2\Delta f) = A_5^2/20 = -41.3\text{dBm/MHz}$, $A_6^2/(2\Delta f) = A_6^2/20 = -61.3\text{dBm/MHz}$ 。室内同理, 只是 A 的取值稍有变化。

1GHz 到 12GHz 频段的 ETSI 频谱模板的最佳信号频谱示意图如图 8(c)所示, 波形图如图 8(d)所示。

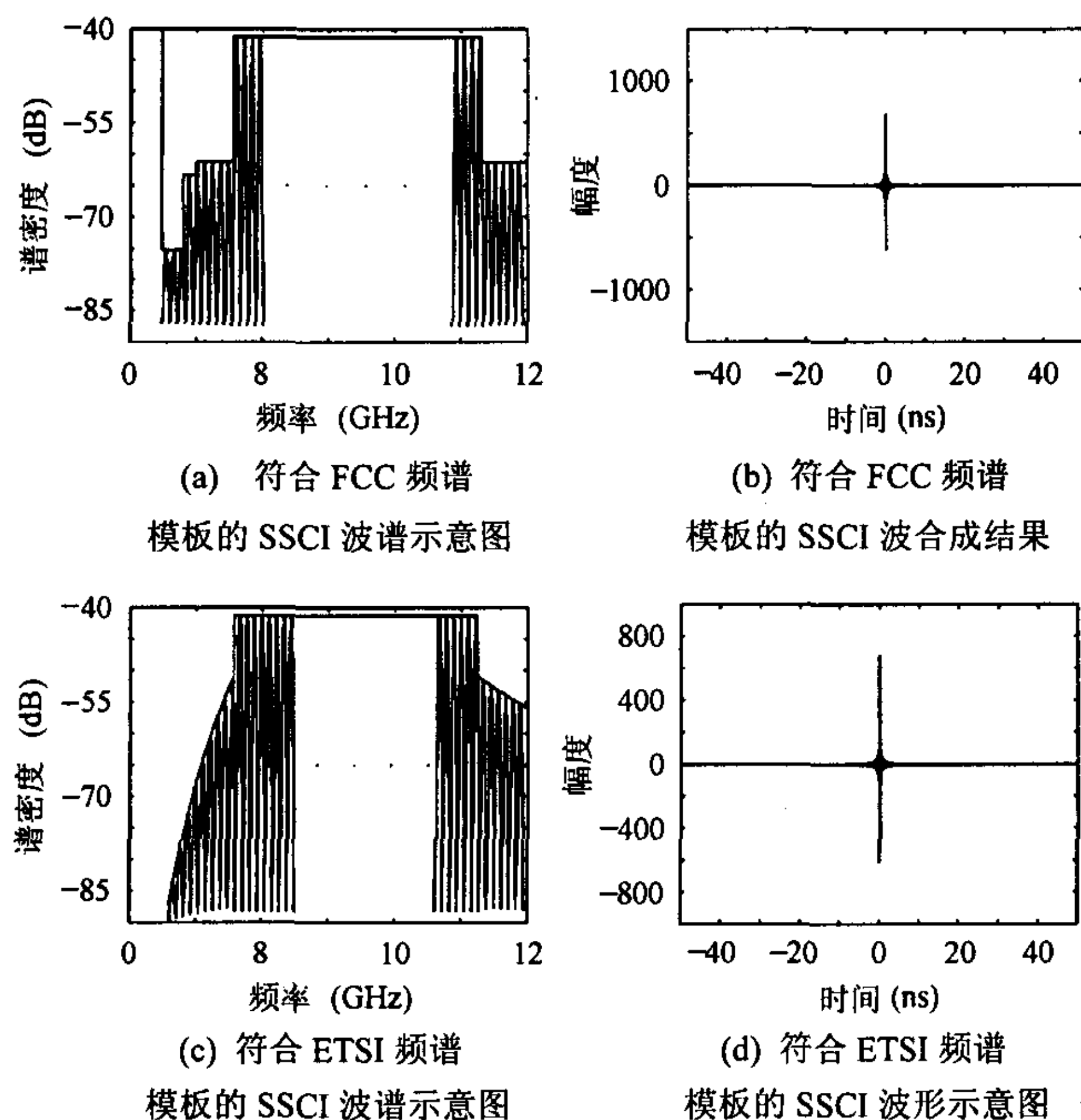


图 8

对某一敏感频段的避让。假设避让频段为第 k 个 10MHz 的区域, 只需将此扩频相干副载波剔除即可。如图 9 所示:

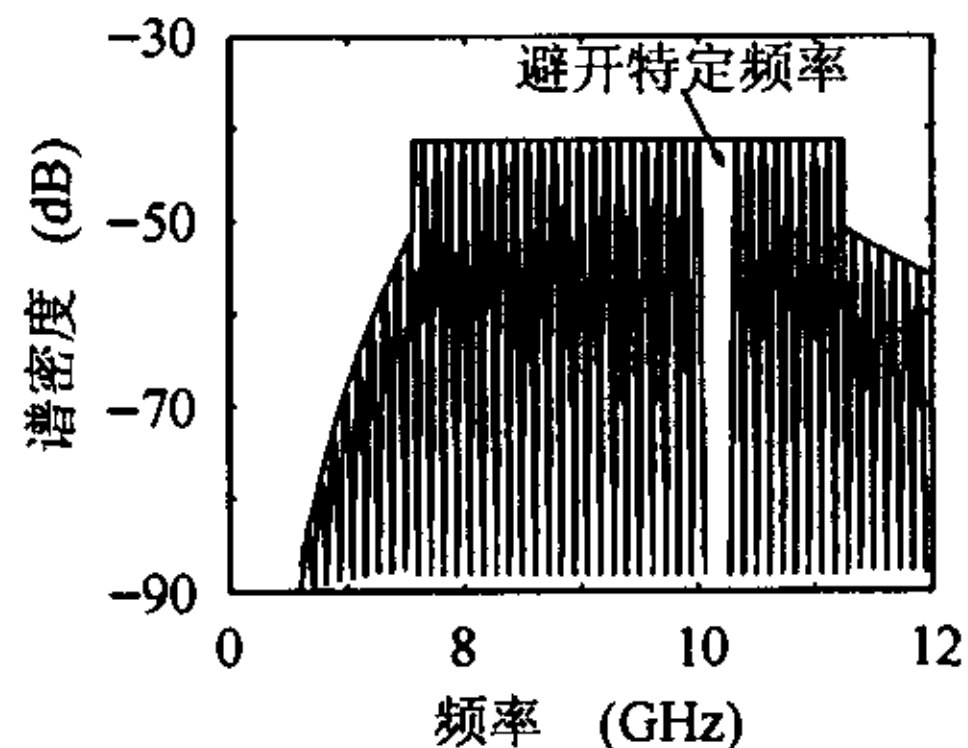


图 9 使用 ETSI 频谱模板并避让某频段的 SSCI 波谱示意图

6 结论

我们在本文中介绍了一种扩频载波相干 SSCI 的 UWB 最佳脉冲设计方法, 所设计出的脉冲不仅可以满足 FCC 和 ETSI 的要求, 而且可以充分利用所允许的频谱, 可灵活地避开某些敏感频段和动态地避让窄带系统干扰。采用这种 SSCI

方法, 实现了依据 FCC 和 ETSI 的 UWB 信号的最佳设计, 同时 SSCI 还可以做为一种 m 序列多址方式。加上我们设计的脉冲可以应用于 UWB 系统而不需改变收发机模拟部分。由于使用了相干扩频副载波合成 SSCI 超宽带脉冲, 接收端可以使用扩频载波相关接收技术, 对提高接收机信噪比和降低系统的 BER 非常有益。

参考文献

- [1] FCC Report and Order, In the Matter of Revision of Part 15 of the Commissions Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [2] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio: How it works. *IEEE Communication Letters*, 1998, 2(2): 36 - 38.
- [3] Parr B, Cho B, Ding Z. A new UWB pulse generator for FCC spectral masks. in Proc. Vehicular Technology Conference, Jeju, South Korea, Apr. 2003, vol.3: 1664 - 1666.
- [4] Choi J D, Stark W E. Performance of ultra-wideband communications with suboptimal receivers in multipath channels. *IEEE J. on Select. Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1754 - 1766.
- [5] Natarajan B, Nassar C R, Shattil S. Throughput enhancement in TDMA through carrier interferometry pulse shaping. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Boston, 2000: 1799 - 1803.
- [6] Natarajan B, Nassar C R, Shattil S. Exploiting frequency diversity in TDMA through carrier interferometry. *The 12th Annual International Conference on Wireless Communications*, Calgary, Canada, 2000: 469 - 476.
- [7] Wu Zhiqiang, Zhu Fang, Nassar R. High performance ultra-wide bandwidth systems via novel pulse shaping and frequency processing. *IEEE Conference on Ultra-Wideband Systems and Technologies*, Boston. 2002: 53 - 58.
- [8] 樊昌信, 詹道庸, 徐炳祥, 吴成柯, 著. 通信原理. 北京: 国防工业出版社, 1995: 315 - 335.

张陆勇: 男, 1964年生, 高级工程师, 研究方向为无线宽带数字通信、超宽带UWB通信。

王小钰: 男, 1974年生, 助理工程师, 研究方向为超宽带UWB通信、3G移动通信。

周正: 男, 1945年生, 教授, 研究方向为宽带无线通信。