

一种利用窄波束成形提高短波信道相干带宽的方法

李彦丽 段晓辉 马 猛 焦秉立
(北京大学信息科学技术学院 北京 100871)

摘要:短波通信信道具有频率选择衰落特性,相干带宽是描述单载波系统平坦衰落信道带宽的重要参数。提高相干带宽有利于系统使用更大的带宽来实现高数据速率传输并且有助于减少接收机的复杂度。该文提出一种利用发射端窄波束成形在空间上将发射能量集中于主路径且抑制其它路径信号来提高短波信道相干带宽的方法,并利用自适应技术来建立及保持点对点之间的窄波束通信。理论研究表明,该方法能有效地提高信道相干带宽。该文以中距离短波通信为例,计算了使用不同发射天线数时的相干带宽值,计算结果证实了该方法的有效性。

关键词:短波信道;窄波束;多径展宽;相干带宽

中图分类号:TN91

文献标识码:A

文章编号:1009-5896(2009)07-1531-05

A Method of Increasing the Coherence Bandwidth on Shortwave Channel Using the Narrow Beam Forming

Li Yan-li Duan Xiao-hui Ma Meng Jiao Bing-li

(School of Electronics Engineering & Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: Shortwave communication works with frequency-selective fading channel, of which coherence bandwidth is an important parameter describing the "flat" channel bandwidth to be used by single carrier system. As has been known, increasing the coherence bandwidth can facilitate larger bandwidth system with faster data rate transmission and simplified system with reduced receiver complexity. This paper proposes a method of using narrow beam to concentrate spatially the transmitted signal power on the main path and suppress the undesired multipath signals resulting in delay spread. For realizing the functions motioned above, the adaptive technique is taken to set up and maintain the narrow beam link for the point-to-point communication. The theoretical study shows that the coherence bandwidth can be effectively increased by this method. The calculations are performed for different number of antennas over the mid-range channel and the results confirm this approach.

Key words: Shortwave channel; Narrow beam; Multipath spread; Coherence bandwidth

1 引言

短波通信是利用高频(HF)频段电磁波进行的通信。它主要靠天波传播,经过电离层一次或数次反射,传输距离可达到上万公里。由于短波通信具有通信距离远、建设和维护费用低、设备简单以及信道抗毁性强等特点,已成为远程通信的最基本手段。

电离层是一种分层、色散和随机的媒质,因此在短波信道中存在着多径时延和多普勒频偏等效应,表现出频率选择性衰落与时间选择性衰落特性,对在短波信道上传输的信号和接收机误码率有着很大影响。对于中高速数字通信,多径时延对误码率的影响比多普勒效应大得多^[1]。

相干带宽^[2]是描述短波信道频率选择衰落特性的重要参数,它表征了单载波系统平坦衰落的信道

带宽。在相干带宽内,两个频谱分量有很强的幅度相关性;而频率间隔大于相干带宽的频率分量的衰落情况则大不相同。相干带宽越窄,表示选择性衰落越严重,信道允许无失真通过的频带越窄。

短波通信信道的多径展宽较大,即相干带宽值较小^[3-5],限制了平坦衰落信道的通信带宽,多径效应导致的信号波形展宽使传输的数据符号间相互串扰(ISI),这是短波通信传输速率较低的主要原因。另外,如果通信系统的传输带宽小于信道相干带宽,则信号经历平坦衰落,接收信号将具有较小的形变及符号间串扰,因此便于用较简单的接收机实现低串扰信号的解调。由此可见,提高相干带宽有利于系统使用更大的带宽来实现高数据速率传输,并且有利于减少接收机的复杂度。

电离层可分为E层、F2层等若干层,短波信号在不同层经过一次或数次反射到达接收点。在中纬度地区,通信链路上的多径沿着收发点间的大圆路

径方向传播,因此这些路径主要是在仰角上不同。我们将具有最小传播损耗的路径称为主路径。以下文的中纬度中距离(例如:约1500 km 距离)短波通信为例,主路径和其它较强路径之间的仰角相差 $10^{\circ} - 15^{\circ}$ 左右。

在对高频段通信进行的研究中,天线阵列已经得到了一些应用。例如,OTH-B系统^[6]可以形成宽度为 7.5° 的发射波束,可扫描 60° 方位角的覆盖区域,但是,这样的波束不能区分上述点对点通信中存在于垂直面内的多径;而有研究表明^[7],在接收端采用天线系统分离多径并形成零点对准要抑制的路径,可以减少多径信号干扰。由此可以想到,若在发射端使用天线阵列形成垂直面内的窄波束分离具有不同仰角的主路径和其它路径,则可以减少多径展宽,提高信道的相干带宽。

基于以上讨论,我们提出一种在发射端利用窄波束成形来提高短波信道相干带宽的方法。本方法提出在发射端采用天线阵列将发射能量集中于指向接收端方位的狭窄立体角内,根据路径仰角变化动态调整垂直面内的窄主波束方向,使其跟踪并指向主路径,也就是把发射能量在空间上集中于主路径并且抑制其它路径的信号,来实现增大信道的相干带宽。另外,该窄波束短波通信方式还有利于降低发射功率以及缩小干扰扩散区域。

本文首先介绍利用窄波束成形提高短波信道相干带宽的原理,然后计算并分析了发射端采用不同天线数时的信道相干带宽值。计算结果表明,随着天线阵主波束宽度不断变小,相干带宽逐渐增大。当主波束宽度为 3° 时,相对于采用全向天线,信道相干带宽提高了数十倍,从而为通信提供了非常有利的信道环境。

2 利用窄波束成形提高短波信道相干带宽方法的原理

电离层是一种分层的媒质,可以分为E层、F2层等若干层,这些层位于不同高度。短波信号在不同层经过一次或数次反射到达接收点,因此形成从发射点到接收点的多条传播路径,中纬度地区通信链路上的多径主要在仰角上存在差别。这些多径导致短波通信信道的相干带宽值较小,限制了平坦衰落信道的通信带宽。幸运的是,通过对中纬度地区中距离(如:约1500 km 距离)短波通信的多径特性分析可知,这些路径具有一定的仰角分离。我们想到,可以在发射端形成垂直面内的窄主波束来区分具有不同仰角的路径,从而提高信道的相干带宽。

本文提出一种在发射端使用窄波束成形来增大

点到点之间短波通信信道相干带宽的方法。该方法使用天线阵列把发射能量集中于指向接收端方位的狭窄立体角内,并且为了保证在电离层物理量(如高度或电子离子密度)发生变化的情况下通信具有连续性,将根据路径仰角值对垂直面内窄波束方向进行动态调整。我们将具有最小传播损耗的路径称为主路径。发射端根据主路径的仰角自适应调节天线阵,在主路径方向实现锐利的主瓣发射,同时使旁瓣尽量小以抑制其它路径,使得增强主路径的同时削弱产生时延扩展的其它路径,达到提高信道相干带宽的目的。其中,接收端使用全向天线;我们假设发射端天线阵根据来自收端的信号利用空间谱估计测向实现到达角(DOA)估计。

结合图1来分析利用窄波束成形提高信道相干带宽方法的原理。设通信链路上共存在 K 条电离层反射路径,我们采用射线传输理论^[8]对电离层反射传播进行分析,并忽略每条路径上的散射。因为信道多径展宽的大小主要取决于可供信号传输的模式(E层和F2层单跳或多跳模式)的多少,因此这种简化是合理的,并且我们的计算分析^[4,5]证实了该方法的正确性。

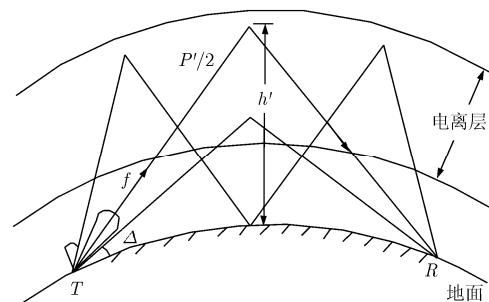


图1 窄波束成形提高相干带宽原理图

以图中所示一次反射传播路径为例进行分析。假设电离层为球面分层,一个以频率 f 斜向离开地面发射点 T 的电波射线经电离层反射到达地面接收点 R , h' 为反射虚高。令电离层E层和F2层的电子密度采用抛物分布,利用电子密度模式以及电离层传播特性,就可以确定对于给定的入射频率 f ,电离层反射路径的虚高 h' ^[4,5]。

则路径发射仰角为

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{(1 + h'/r) \cos \alpha/2 - 1}{(1 + h'/r) \sin \alpha/2} \quad (1)$$

路径的有效传播距离为

$$P' = 2[r^2 + (h' + r)^2 - 2r(h' + r) \cos \alpha/2]^{1/2} \quad (2)$$

在上面两个式子中,收发两端点之间的地球中心夹角 $\alpha(^{\circ})$ 由收发点的地理经纬度来确定:

$$\cos \alpha = \sin x_1 \sin x_2 + \cos x_1 \cos x_2 \cos(y_1 - y_2) \quad (3)$$

其中 x_1 和 y_1 是发射点的纬度和经度, x_2 和 y_2 是接收点的纬度和经度, 地球半径 $r = 6370 \text{ km}$ 。

而信号的传播时间就是以自由空间光速 c 通过有效传播距离 P' 所需的时间:

$$t = P' / c \quad (4)$$

对于多跳反射的路径, 对其每一跳按照类似于单跳的方法分析, 就可以确定该路径的仰角和传播时间。我们把第 $k(k = 1, \dots, K)$ 条路径的仰角和传播时间分别记为 Δ_k 和 t_k 。

若忽略发送与接收之间的传输时延, 定义第 k 个多径与第 1 个到达的多径分量的相对时延为附加时延:

$$\tau_k = t_k - t_1 \quad (5)$$

记第 k 条路径的传播损耗为 L_k , 它主要包括自由空间传输损耗、电离层吸收损耗、地面反射损耗和附加系统损耗, 这些损耗值与信号发射频率、磁旋频率、通信距离等有关^[8,9]。限于篇幅的原因, 不再列出有关传播损耗的具体计算公式。

在发射端采用 N 元均匀直线阵来实现窄波束, 天线阵各阵元为全向天线。因为要区分具有不同仰角的多径, 所以只讨论阵列在垂直面内的方向性。设各阵元的加权为 $w_i(i = 1, \dots, N)$, 天线阵在不同仰角的增益为 $G_t(\Delta)$ 。假设路径 $m(1 \leq m \leq K)$ 的传播损耗 L_m 最小, 即路径 m 是主路径, 其仰角为 Δ_m 。本方法通过调整阵元的权参数, 来实现对天线阵主波束方向的灵活控制, 使产生的窄主波束对准主路径方向, 也就是使仰角 Δ_m 处的增益 $G_t(\Delta_m)$ 最大, 并且控制旁瓣使其它路径方向的增益尽量小, 使信号在有限的主路径方向发射, 充分利用信号发射功率。

设发射功率为 P_t , 由于接收天线为单个全向天线, 其增益为 $G_r = 1$, 则第 k 路的相对接收功率可简写为

$$P(\Delta_k) = P_t \cdot G_t(\Delta_k) / L_k \quad (6)$$

可见, 窄波束通信方式使得主路径方向的天线阵增益最大, 并且由于其传播损耗最小, 因此主路径信号的强度就会比其它路径大得多。

表征短波信道时延扩展现象的多径展宽^[1]值为

$$M = 2 \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K P(\Delta_k) \tau_k^2}{\sum_{k=1}^K P(\Delta_k)} - \left(\frac{\sum_{k=1}^K P(\Delta_k) \tau_k}{\sum_{k=1}^K P(\Delta_k)} \right)^2} \quad (7)$$

若取相干系数为 0.5, 则相干带宽与多径展宽的关系式为^[2]

$$B_c \approx 1/M \quad (8)$$

由式(7)可知, 多径展宽是功率延迟分布 2 阶矩平方根的两倍, 它的大小由各多径分量的附加时延与相对接收功率确定。由于发射端的窄波束将发射能量集中于主路径而削弱其它路径, 因此减少了其它路径产生的时延扩展, 即提高了信道的相干带宽。并且, 随着天线数目增多, 天线阵的最高增益值逐渐增大且主瓣宽度逐渐变窄, 会把能量越来越集中于主路径, 同时对其它路径的抑制更强, 所以相干带宽会越来越来大。

另外, 传统短波系统将点对点通信信号弥散在较大空间内, 不利于降低发射功率。而在发射端通过窄波束方式将通信电磁波集中于较窄的立体空间, 可以大大降低发射功耗, 满足节能通信和远程通信的要求。再者, 窄波束通信方式通过缩小接收信号的地面覆盖区域, 能够降低干扰扩散。

3 计算结果及分析

以 1 月份武汉 ($30^\circ 30' \text{N}, 114^\circ 20' \text{E}$) 到沈阳 ($41^\circ 48' \text{N}, 123^\circ 27' \text{E}$) 之间距离为 1497 km 的链路作为计算实例, 工作频率 $f = 10 \text{ MHz}$, 波长 $\lambda = 30 \text{ m}$ 。发射端采用天线阵列, 接收端使用全向天线。

3.1 窄波束成形

我们分析了武汉本地时间 LMT = 9:00 - 15:00 各小时的典型电离层状态下(设各电离层参数为该小时的月中值), 武汉到沈阳链路上的多径传播特性。通信链路中主要包括经电离层 E 层和 F2 层反射的 4 个多径模式, 图 2 给出了各条路径的发射仰角。在图的模式名称中, 第 1 个数字代表跳数, 例如 1F2 表示经 F2 层一次反射的模式, 即 F2 层 1 跳模式。通过研究这些路径的仰角与附加时延的关系知道, 路径间的仰角相差越大, 附加时延也相差越大。另外, 由传播损耗的计算可知, 1F2 路径的传播损耗最小, 1E 路径的传播损耗与 1F2 路径很接近, 而 3F2 路径的传播损耗最大。

由于 1F2 路径的传播损耗最小, 因此选定它作

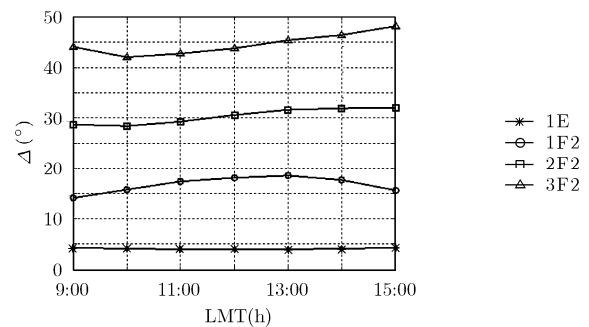


图 2 不同时间下多径的仰角

为主路径,其仰角在 15° 左右。从图2可见,3F2路径仰角比主路径仰角至少高出 25° ,而1E和2F2路径与主路径的仰角也相差 $10^\circ - 15^\circ$,因此可以使用窄波束在空间上区分主路径与其它路径。

我们采用 N 元均匀直线阵来实现窄波束成形,单元天线为全向天线,设地面是理想导体面,每个阵元相对地面有一个负像源。通过调整各阵元的加权系数来实现对天线阵主波束方向的灵活控制,利用远场叠加原理来获得天线阵增益,使得主路径方向的增益最大,并控制旁瓣使其它路径方向的增益尽量小。令相邻阵元间隔 $d = 30\text{ m}$,阵元距地面高度 $h = 30\text{ m}$,图3以最大发射增益仰角 $\Delta = 15^\circ$ 为例,示出了阵元数 $N = 4, 16, 32$ 时的垂直面归一化方向图,对应的主瓣宽度(3dB宽度)分别近似是 $14^\circ, 10^\circ$ 和 6° 。可见,随着阵元数目增多,天线阵的主瓣宽度变窄,方向性更强,会把辐射能量更集中在主波束所指的主路径方向上。

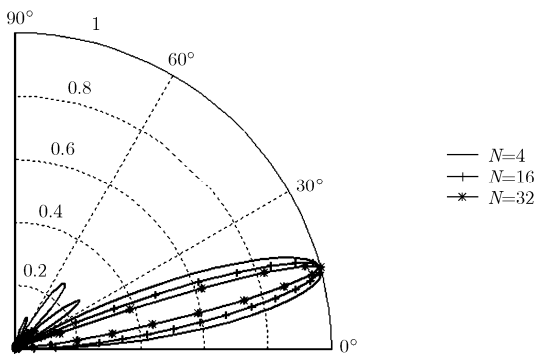


图3 不同阵元数天线阵的垂直面归一化方向图

3.2 窄波束通信的相干带宽

我们计算了在武汉当地时间 $LMT = 9:00$ 和 $LMT = 15:00$ 的典型电离层状态下(各电离层参数为该小时的月中值),武汉到沈阳链路的相干带宽值。并且,为比较起见,分别计算了发射端采用单根全向天线以及采用不同数目天线形成窄波束时的相干带宽值,如图4所示。在图中,横坐标 $n = 0$ 代表单根全向天线,其它 n 值代表阵元数为 $N = 2^n$ 的天线

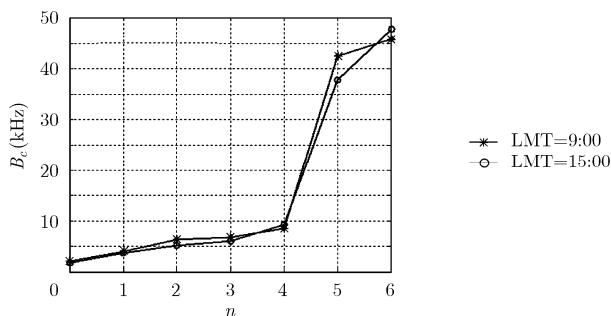


图4 不同阵元数时的相干带宽值

阵,以 $n = 3$ 为例,它代表阵元数为 $N = 8$ 的天线阵。

面结合图3分析发射端波束宽度大小对相干带宽值的影响。以 $LMT = 15:00$ 时的情况为例,通信链路中存在1E、1F2、2F2和3F2四条路径,其中1F2路径的传播损耗最小,所以选择它为发射主路径,其仰角约为 15° 。1E路径与1F2路径的传播损耗较接近,而3F2路径与1F2路径的传播损耗相差较大。

当发射端使用全向天线时,各个路径上的天线增益相同,它们之间接收功率的差异仅取决于路径传播损耗。由于1E及2F2路径的传播损耗与1F2路径相差不多,因此会引起较大的多径展宽,相干带宽值为 1.8 kHz 。

当使用阵元数为4的阵列时,形成了最大增益方向对准主路径、宽度为 14° 的主波束。由于加强了主路径信号并抑制了其它路径,尤其是对在空间上比主路径仰角大的3F2及2F2路径的削弱较强,因此相干带宽是采用全向天线时的近3倍,达到 5.2 kHz 。

随着阵元数增大,天线阵主瓣宽度越来越窄,相干带宽不断增大。当阵元数为32时,主瓣宽度将近 6° ,对1E路径的抑制更加显著,相干带宽大大提高。当阵元数为64时,主瓣宽度达到 3° ,这样的波束使得发射能量更加集中于主路径,更有效地抑制了引起时延扩展的其它路径的信号,相干带宽值达到近 48 kHz 。

由此可见,在发射端利用窄波束成形可以提高短波信道相干带宽,并且波束越窄,相干带宽越大。当波束宽度为 3° 时,与采用全向天线相比,可使相干带宽提高20多倍,这为通信提供了良好的信道环境,有利于系统使用更大的带宽来实现高数据速率传输,并且有利于减少接收机的复杂度。

4 结束语

经电离层反射的路径具有不同的发射仰角,并且可以利用天线阵在空间上分离这些路径,基于这些特性,本文提出了一种在发射端使用窄波束成形来增大短波信道相干带宽的方法。我们以武汉到沈阳的中纬度中距离通信链路作为实例,计算了发射端使用不同天线数目形成窄波束时的相干带宽值。由计算结果可知,随着天线数增多,波束宽度变窄,发射能量越来越集中于主路径,并且对产生时延扩展的其它路径的抑制越来越强,因此信道的相干带宽逐渐增大。这些结果证实了该窄波束通信方法增大短波信道相干带宽的有效性,另外,良好的节能性和抑制干扰扩散能力也是该通信方式性能优越的

体现。

参 考 文 献

- [1] 胡中豫. 现代短波通信. 北京: 国防工业出版社, 2003: 8-26.
Hu Zhong-yu. Modern Shortwave Communication. Beijing: National Defence Industry Press, 2003: 8-26.
- [2] Xu Zhengwen, Wu Jian, and Wu Zhensen. Second-order statistics of radio wave propagation through the structured ionosphere. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, 2004, 66(11): 971-980.
- [3] Lopez P J, Zazo B S, and Perez A I, *et al.* Multi-Carrier techniques performance on ionospheric channel or delay-sensitive applications. IEEE Military Communications Conference, Orlando US, Oct. 29-31, 2007: 1-5.
- [4] Li Yanli, Zhang Yiwei, Duan Xiaohui, and Jiao Bingli. The calculation of coherence bandwidth on HF channel. The IET International Communication Conference on Wireless Mobile & Sensor Networks, Shanghai, Dec. 12-14, 2007: 525-528.
- [5] 李彦丽, 张义尉, 段晓辉, 焦秉立. 短波信道相干带宽的计算. 北京大学学报(自然科学版), 2008, 44(5): 700-704.
Li Yan-li, Zhang Yi-wei, Duan Xiao-hui, and Jiao Bing-li. The calculation of coherence bandwidth on shortwave channel. *Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Pekinensis*, 2008, 44(5): 700-704.
- [6] Weijers B and Choi D S. OTH-B coordinate registration experiment using an HF beacon. Record of the IEEE International Radar Conference, Virginia US, May 8-11, 1995: 49-52.
- [7] Hansen P M and Loughlin J P. Adaptive array for elimination of multipath interference at HF. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1981, 29(6): 836-841.
- [8] Davies K. Ionospheric Radio. London: Peter Peregrinus Ltd, 1990: 155-204, 445-453.
- [9] DeMinco N. Propagation prediction techniques and antenna modeling (150 to 1705 kHz) for intelligent transportation systems (ITS) broadcast applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2000, 42(4): 9-34.

李彦丽: 女, 1978年生, 讲师, 博士生, 研究方向为短波通信和移动通信.

段晓辉: 男, 1968年生, 高级工程师, 研究方向为无线通信与多媒体系统.

马 猛: 男, 1978年生, 讲师, 研究方向为移动通信.

焦秉立: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为短波通信和移动通信.