



基于类单边带时间调制阵列宽带通信的优化方法

刘冬平, 杨 柳, 夏 雨, 陈靖峰, 金荣洪

Optimization method of wideband communication based on single-sideband time-modulated array

LIU Dongping, YANG Liu, XIA Yu, CHEN Jingfeng, and JIN Ronghong

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022095>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种基于Kriging模型和受限差分进化的电磁结构快速优化算法

An efficient method for electromagnetic structure optimization based on Kriging and constrained differential evolution

电波科学学报. 2017, 32(3): 273–278

基于谐波特征分析的时间调制阵列测向研究进展

Progress in direction finding based on time modulated array with harmonic characteristic analysis

电波科学学报. 2021, 36(2): 163–171

MC-BOC:应用于导航通信一体化系统的新型调制技术

MC-BOC: a new modulation for navigation & communication integrated system signals

电波科学学报. 2020, 35(5): 762–768

一种短波宽带鞭天线的设计方法

A design method of the shortwave wideband whip antenna

电波科学学报. 2018, 33(3): 365–370

混合BMO算法用于紧耦合甚低频直立阵去耦优化

Application of the hybrid butterfly mating optimization for mutual coupling suppression of tightly-coupled VLF vertical arrays

电波科学学报. 2019, 34(3): 371–379

基于Harris Hawks优化算法的介质波导滤波器优化设计

Design of dielectric waveguide filters using Harris Hawks optimization

电波科学学报. 2021, 36(5): 787–796



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

刘冬平, 杨柳, 夏雨, 等. 基于类单边带时间调制阵列宽带通信的优化方法[J]. 电波科学学报, 2022, 37(6): 984-991. DOI: [10.12265/j.cjors.2022095](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022095)
LIU D P, YANG L, XIA Y, et al. Optimization method of wideband communication based on single-sideband time-modulated array[J]. Chinese journal of radio science, 2022, 37(6): 984-991. (in Chinese). DOI: [10.12265/j.cjors.2022095](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022095)

基于类单边带时间调制阵列宽带通信的优化方法

刘冬平 杨柳 夏雨 陈靖峰* 金荣洪
(上海交通大学电子工程系, 上海 200240)

摘 要 提出了一种基于类单边带时间调制阵列的宽带通信方法: 通过优化调制时序, 大幅度降低主波束范围内的多阶谐波信号的边带电平, 从而有效降低谐波引入的带内混叠干扰, 提高可用带宽. 进一步地, 以实际器件最短切换时长为基准, 优化单位周期内调制时序最小占空比长度, 提高系统实际可传输带宽. 仿真和实验结果验证了该方法在宽带通信中的有效性, 时间调制技术在宽带系统中的应用范围得以扩展.

关键词 时间调制阵列; 谐波; 时序优化; 宽带通信; 差分进化法

中图分类号 TN821.8

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2022)06-0984-08

DOI [10.12265/j.cjors.2022095](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022095)

Optimization method of wideband communication based on single-sideband time-modulated array

LIU Dongping YANG Liu XIA Yu CHEN Jingfeng* JIN Ronghong

(Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract A wideband communication method based on single-sideband time-modulated array (TMA) is proposed in this paper. This method greatly reduces the sideband level of multi-order harmonic signals within the main beam range by optimizing modulation timing sequence, thus effectively reducing the interference of in-band aliasing introduced by harmonics, and improving available bandwidth. Furthermore, based on the actual shortest switching time of the device, the minimum duty cycle length of the modulation sequence within a unit cycle is optimized to effectively improve the actual transmission bandwidth of the system. The simulation and experiment results verify the effectiveness of the proposed method in wideband communication, and the application range of time modulation technology in wideband systems is improved.

Keywords time-modulated array (TMA); harmonic; time sequential optimization; wideband communication; differential evolution

引 言

波束形成是通信和雷达应用中最重要的一技术之一, 阵列天线利用信号处理技术对接收到的信号进行加权处理, 将较高增益的主瓣波束指向所需信号方向, 而较小增益的旁瓣波束和零点指向干扰信号和噪声信号方向, 在接收有用信号的同时屏蔽干扰,

以此提高阵列天线的分辨率. 传统相控阵中通常采用数字衰减器和数字移相器分别实现幅度加权和相位加权, 然而这些数字元件天生具有阶梯近似的连续可变相移和锥形功率加权, 量化误差最终导致旁瓣增大以及主波束指向误差. 为此, 人们提出了适当的相位添加方法 (appropriate phase-added method, APAM) 和适当的平均相位误差等于零 (appropriate

收稿日期: 2022-04-29

资助项目: 国家自然科学基金 (62001291); 上海市“科技创新行动计划”高新技术领域项目 (20511106600); 上海交通大学-西安电子科技大学教育部重点实验室联合基金 (LHJJ/2021-09)

通信作者: 陈靖峰 E-mail: laowu3917@sjtu.edu.cn

mean phase error equal-to-zero, AMPEEZ)方法来缓解量化误差对辐射图的影响. 尽管这些方法能够满足许多工程需求,但数字移相器和数字衰减器中仍然存在量化误差,虽然理论上如果数字比特数足够大时量化误差可以最小化到一个足够低的水平,但是6位以上数字移相器的高成本还是阻碍了其在大型相控阵中的应用. 因此,一种既可以实现天线阵列各种功能,同时又具有低成本和较低复杂度特性的新型天线阵列有着广泛的需求和重要的意义^[1].

基于这样的背景,时间调制阵列(time-modulated array, TMA)(也被称为四维天线阵)作为一种低成本、低复杂度的技术在过去的几十年里受到天线阵列领域的广泛关注. TMA中高速射频开关以特定的时间序列周期性地调制,可以形成超低旁瓣电平(sidelobe level, SLL)的阵列辐射方向图,从而实现阵列测向^[2]、跳频通信^[3]等功能,且具有可小型化^[4]等特点. 但周期性时间调制会产生以调制频率为频差的谐波分量,当信号带宽大于调制频率时将造成频谱混叠. 因此为降低谐波干扰, TMA系统传输带宽需要低于调制频率,限制了系统的使用范围^[4].

到目前为止,人们提出了众多通过抑制边带电平(sideband level, SBL)来拓宽通信带宽的方案,包括差分进化^[5]、模拟退火法^[6]和粒子群优化^[7],以及不同的时间调制方案^[8-11]、脉冲整形策略^[12]、多重时间调制频率方法^[13-14]等. 一些可以抑制SBL的电路结构也被提出,2009年, S. Farzaneh等人提出的TMA采用射频开关和 $0/\pi$ 移相器相结合的方式作为调制模块,可以消除载波和部分谐波分量,保证不混叠的情况下使+1次谐波成为最大边带,使信号带宽拓宽为2倍调制频率,比传统的TMA增加了1倍^[15]. 2015年, A.M. Yao等人提出利用I/Q复调制器的单边带时分调制相控阵,可以消除 $2k$ 次谐波、 $3k$ 次谐波和 $4k-1$ 次谐波(k 是整数),信号带宽拓展为4倍调制频率^[16]. 2019年, H. Li等人提出一种新型的多支路时间调制幅相加权模块用于波束形成,在不严格要求无频谱混叠条件下, p 支路调制模块可以在 $2p$ 倍调制频率带宽范围内实现通信^[1]. 2020年, Q. Chen等人提出一种利用阶跃波调制脉冲的增强单边带时间调制相控阵,在I/Q时间调制器中通过可重构功率分配器实现调制脉冲,可以消除最大的不希望边带5次谐波,允许信号带宽为8倍调制频率^[17]. 2022年, Q. Chen等人利用带有数字衰减器的时间调制器,通过优化阶梯式波形实现了适用于宽带信号的极低边带电平类单边带TMA^[18].

上述研究利用不同的调制结构和单位周期内射

频信号幅度和相位的多次切换,有效抑制了部分谐波并展宽了信号可跨越的谐波阶数,当以固定调制周期长度作为基准来分析时,可以有效提高系统可传输带宽. 为进一步拓展可传输带宽,需尽量缩短调制周期时长,然而调制周期的最短时长与最小占空比乘积需要大于器件的最短切换时长. 因此,以器件的物理特性作为基准来分析,在讨论抑制谐波后增加的可传输带宽时还应考虑单位周期最小占空比所带来的影响.

实际上,当波束范围内边带电平远远低于期望谐波电平时,谐波频谱混叠造成的带内干扰很小,通信带宽会大幅度扩展. 另一方面,以器件最短切换时长作为基准,通过优化调制网络中各通道调制函数时序所需的最小占空比,可以降低单位调制周期并提高调制频率,从而有效降低频谱混叠程度,进一步扩展通信带宽. 在此基础上,本文提出了一种基于类单边带TMA宽带通信的优化方法,通过优化时序,大幅度降低波束范围内高阶谐波信号边带电平,同时优化单位周期内调制时序最小占空比长度,从而有效降低谐波引入的带内混叠的干扰. 最后通过搭建通信仿真系统和设计实验验证了该方法在宽带通信中的有效性,时间调制技术在宽带系统中的应用范围得以扩展.

1 理论分析

1.1 波束范围内边带电平优化理论

考虑一个 N 单元类单边带TMA,结构如图1所示,每个阵列单元均与同相正交复调制器连接,该复调制器由两组单刀单掷射频开关和 $0/\pi$ 移相器组成,且其中一组外加一个 $\pi/2$ 固定移相器. 基于这种复调制器,通过设计天线单元的工作脉冲时序即可实现类单边带时间调制相位加权技术^[12].

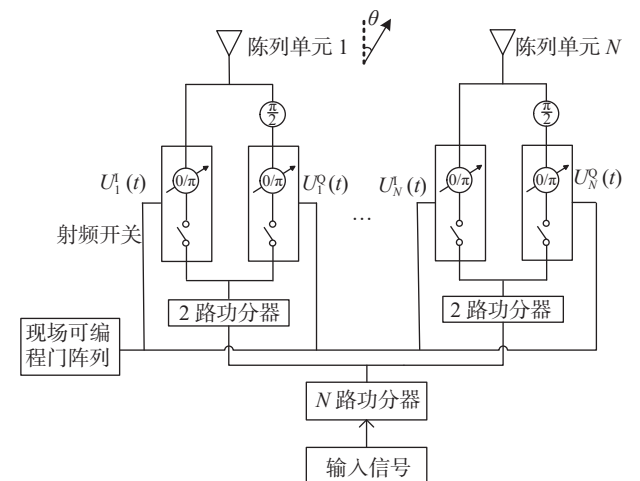


图1 类单边带 TMA 结构

Fig. 1 The configuration of a single-sideband TMA

假设所有阵列单元均为各向同性且等间距, 则对应的远场阵列因子为

$$AF(\theta, t) = e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=1}^N U_n(t) e^{j\beta(n-1)d \sin \theta}. \quad (1)$$

式中: f_c 为载波频率; $\beta = 2\pi/\lambda$ 为自由空间波数; d 为阵元间距; θ 为信号与法向之间夹角; $U_n(t)$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 为调制函数, 表达式为

$$U_n(t) = U_n^I(t) + jU_n^Q(t), \quad (2)$$

$$U_n^I(t) = \begin{cases} 1 & t_{1n}^I + mT_p < t < t_{1n}^I + \tau_n + mT_p \\ -1 & t_{2n}^I + mT_p < t < t_{2n}^I + \tau_n + mT_p \end{cases} \quad m \in \mathbb{Z}, \quad (3)$$

$$jU_n^Q(t) = \begin{cases} j & t_{1n}^Q + mT_p < t < t_{1n}^Q + \tau_n + mT_p \\ -j & t_{2n}^Q + mT_p < t < t_{2n}^Q + \tau_n + mT_p \end{cases} \quad m \in \mathbb{Z}, \quad (4)$$

τ_n 为第 n 路的占空比. 假设:

$$t_{2n}^I - t_{1n}^I = t_{2n}^Q - t_{1n}^Q = 0.5T_p, \quad (5)$$

$$t_{1n}^Q - t_{1n}^I = 0.25T_p. \quad (6)$$

式中: $t_{1n}^I, t_{2n}^I, t_{1n}^Q, t_{2n}^Q$ 分别为第 n 路的同相支路 0 相位和 π 相位, 以及正交支路 0 相位和 π 相位开关的打开时间; T_p 为调制周期.

调制函数可以表示成傅里叶级数形式:

$$U_n(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_{hn} e^{j2\pi h f_p t}. \quad (7)$$

式中, a_{hn} 为第 n 个通道第 h 次谐波的傅里叶系数, 通过计算可得

$$\begin{aligned} a_{hn} &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} U_n(t) e^{-j2\pi h f_p t} dt \\ &= \begin{cases} \frac{4}{\pi h} \sin(\pi h \tau f_p) e^{-j\pi h f_p (2t_{1n}^I + \tau)} & h = 4k + 1 \quad k \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

从式 (8) 可知, 射频信号经过类单边带时间调制模块调制后, 输出信号仅包括 $4k + 1$ 次谐波分量, 其他次谐波均被抑制.

定义波束范围 $\theta_\phi = \{\theta | \theta_d - \theta_B/2 \leq \theta \leq \theta_d + \theta_B/2\}$, 其中 θ_d 为波束方向, θ_B 为主波束衰减 3 dB 的波束宽度, 则波束范围内的最大边带电平可定义为 SBL^{θ_ϕ} . 当发生频谱混叠时, 通过降低 SBL^{θ_ϕ} 可以在波束范围内抑制所有可能产生频谱混叠的谐波电平, 降低带内混叠程度, 拓宽信号带宽.

图 2 绘制了波束范围内边带电平优化示意图, 优化空间即为波束范围, 通过优化算法抑制波束范围内的边带电平, 进而降低 SBL^{θ_ϕ} , 即可实现在整个波束范围内减少带内混叠干扰的目的.

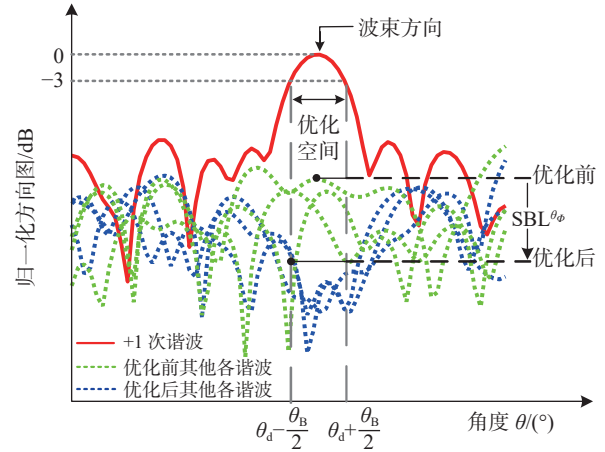


图 2 波束范围内边带电平优化示意图

Fig. 2 Schematic diagram of sideband level in beam range optimization

下面对 SBL^{θ_ϕ} 具体表达式进行分析, 调制函数空间分布功率为

$$P_h(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N a_{hn} e^{j\beta(n-1)d \sin \theta} \right|^2. \quad (9)$$

假设射频信号频谱为 $\Phi(f)$, $f \in [f_c - B/2, f_c + B/2]$, 其中 B 为信号带宽, 则该信号经过 TMA 系统之后, 能量谱 $\Phi_{\text{mod}}^{\theta}(f)$ 为

$$\Phi_{\text{mod}}^{\theta}(f) = P_1(\theta)\Phi(f) + \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 1}}^{\infty} P_h(\theta)\Phi(f + hf_p). \quad (10)$$

式中: 右边第一部分是目标信号; 第二部分是干扰信号. 根据式 (8), 当信号带宽 $B \geq 4f_p$ 时, 会产生频谱混叠, 造成带内干扰. 此时波束范围内产生的带内干扰的最大边带电平可表示为

$$SBL^{\theta_\phi} = \max_{h \neq 1} (P_h(\theta_\phi)). \quad (11)$$

1.2 调制时序最小占空比优化理论

当以固定调制周期长度作为基准来分析时, 抑制部分谐波并展宽信号可跨越的谐波阶数, 可以有效提高系统可传输带宽, 但在实际应用中为了拓展可传输带宽, 还需尽量缩短调制周期时长, 提高调制频率.

假设射频开关最短切换时长为 T_{switch} , 调制函数的调制周期为 T_p , 调制频率为 f_p , N 路中最小占空比表示为 $\tau_{\min}$ ($\tau_{\min} \leq 0.5$)^[12], 鉴于调制函数每次处于打开状态的调制时间应大于最短切换时长, 可以得到

$$\tau_{\min} T_p \geq T_{\text{switch}}. \quad (12)$$

即在射频开关的最短切换时长和调制函数时序的最小占空比的约束下, 调制频率需满足

$$f_p \leq \frac{\tau_{\min}}{T_{\text{switch}}}. \quad (13)$$

式 (13) 证明调制频率存在上限, 为

$$f_{p\max} = \frac{\tau_{\min}}{T_{\text{switch}}}. \quad (14)$$

假设射频信号的带宽为 B , 根据式 (8), 为避免频谱混叠效应, 须满足

$$B \leq 4f_{\text{pmax}}. \quad (15)$$

因此, τ_{min} 越大, f_{pmax} 越大, 通信带宽越宽.

$B > 4f_{\text{pmax}}$ 时, 时间调制会造成频谱混叠, 但是不同的 f_{pmax} , 频谱混叠程度也不尽相同, 信号带宽 B 一定的条件下, f_{pmax} 越大, 即 τ_{min} 越大, 带内混叠的谐波数量越少. 具体来说, 能产生谐波混叠干扰的谐波阶数 $h(h \neq 1)$ 需要满足

$$\begin{cases} f_c + hf_{\text{pmax}} + \frac{B}{2} \geq f_c + f_{\text{pmax}} - \frac{B}{2} \\ f_c + hf_{\text{pmax}} - \frac{B}{2} \leq f_c + f_{\text{pmax}} + \frac{B}{2} \end{cases} h \in \mathbb{Z}. \quad (16)$$

经过整理,

$$|h-1| \leq \left\lfloor \frac{B}{f_{\text{pmax}}} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{BT_{\text{switch}}}{\tau_{\text{min}}} \right\rfloor. \quad (17)$$

式中, 运算符 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整. 定义 H 为带内干扰谐波数量, 则

$$H = 2 \left\lfloor \frac{B}{f_{\text{pmax}}} \right\rfloor = 2 \left\lfloor \frac{BT_{\text{switch}}}{\tau_{\text{min}}} \right\rfloor. \quad (18)$$

因此, τ_{min} 越大, f_{pmax} 越大, 时间调制造成的带内干扰谐波数量 H 越少, 混叠程度越低, 通信质量越好, 通信带宽越宽.

2 数值仿真

2.1 波束范围内边带电平优化系统通信质量分析

为了评估本文提出方法的有效性, 考虑一个具有半波长间隔的 16 元类单边带 TMA, 阵列单元均为各向同性且等间距, 采用差分进化算法对时间序列进行优化. 代价函数设置为

$$\begin{aligned} G = & \omega_1 \text{sgn}(\text{SLL} - \text{SLL}_d) |\text{SLL} - \text{SLL}_d| + \\ & \omega_2 \text{sgn}(\text{SBL} - \text{SBL}_d) |\text{SBL} - \text{SBL}_d| + \\ & \omega_3 \text{sgn}(\text{SBL}^{\theta_\phi} - \text{SBL}_d^{\theta_\phi}) |\text{SBL}^{\theta_\phi} - \text{SBL}_d^{\theta_\phi}| + \\ & \omega_4 \text{sgn}(\tau_{\text{min}} - \tau_{\text{min}}^d) |\tau_{\text{min}} - \tau_{\text{min}}^d| + \\ & \omega_5 |\theta - \theta_d|. \end{aligned} \quad (19)$$

式中: SLL 、 SBL 、 SBL^{θ_ϕ} 、 τ_{min} 和 θ 分别为最大旁瓣电平、最大边带电平、波束范围内最大边带电平、最小占空比和波束方向; SLL_d 、 SBL_d 、 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 、 τ_{min}^d 和 θ_d 分别为最大旁瓣电平期望值、最大边带电平期望值、波束范围内最大边带电平期望值、最小占空比期望值和波束方向期望值; ω_1 、 ω_2 、 ω_3 、 ω_4 、 ω_5 为每一项对应的权重因子. 设置参数: $\text{SLL}_d = -15$ dB, $\text{SBL}_d = -15$ dB, $\theta_d = 20^\circ$, $\omega_4 = 0.1$, $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_5 = 1$, $\tau_{\text{min}}^d = 0.2$, $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 为 -20 dB、 -30 dB、 -40 dB 三种情况.

图 3 为 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 为 -20 dB 和 -40 dB 的优化结果对

比图, 其中控制时序对比图仅给出同相支路 $U_n^i(t)$ 时序, 正交支路 $U_n^o(t)$ 时序遵循公式 (5)~(6). 从仿真结果可以看出, 经过优化, 时间调制信号波束指向均为 20° , SLL 在 -15 dB 以下, 波束范围内最大边带电平从 -20 dB 优化至 -40 dB, 调制时序最小占空比为 0.2 .

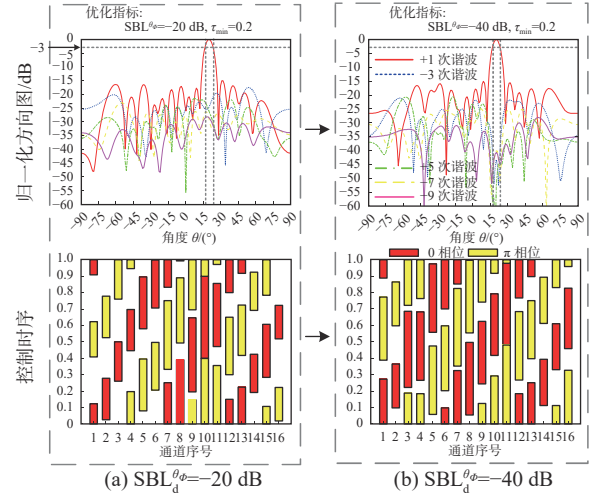
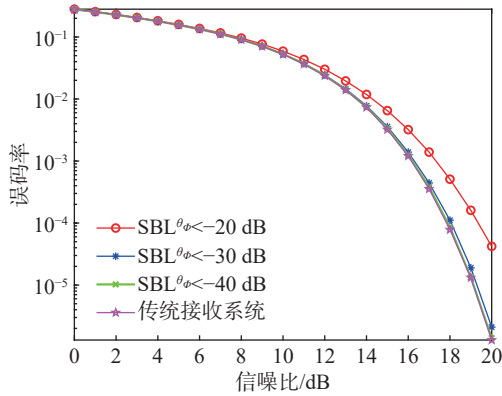


图 3 优化指标 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 分别为 -20 dB 和 -40 dB 时的优化结果

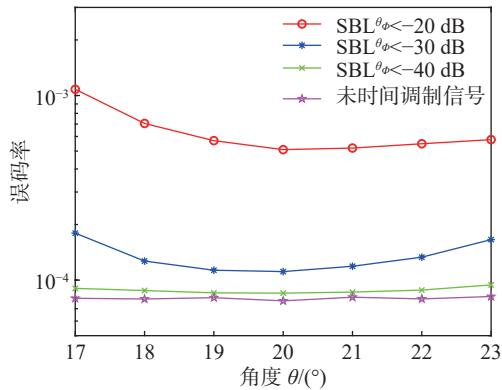
Fig. 3 Comparison time sequential optimization results of index $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -20$ dB and $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -40$ dB

假设 TMA 系统中传输一个信号带宽 $B = 100$ MHz 的射频信号. 调制时序设置为上述三组优化条件下的优化时序, 即 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 分别为 -20 dB、 -30 dB、 -40 dB; 最小占空比为 0.2 ; 依据射频开关 MASW-007107 手册^[19]中所给出的信息, 设置最短切换时长 $T_{\text{switch}} = 25$ ns; 根据式 (14), 调制频率设置为最大调制频率 8 MHz.

图 4 为信号经过不同 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 时间调制模块调制后的 16 符号正交幅度调制信号 (quadrature amplitude modulation, QAM) 及一组经过传统接收系统的信号误码率曲线对比图. 从仿真结果看, 随着波束范围内边带电平的降低, 谐波频谱混叠造成的带内干扰变小, 通信质量明显变好. 当信噪比小于 14 dB 时, $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -20$ dB 与传统接收系统误码率曲线相比差别较大, $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -30$ dB 和 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -40$ dB 与传统接收系统误码率曲线差别较小; 当信噪比大于 14 dB 时, 随着信噪比增加, $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -30$ dB 和传统接收系统曲线的区别也越来越明显, 但信噪比小于 20 dB 的范围内 $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -40$ dB 始终和传统接收系统误码率曲线保持一致. 信噪比为 18 dB 时, $\text{SBL}_d^{\theta_\phi}$ 分别为 -20 dB、 -30 dB、 -40 dB, 以及传统接收系统的误码率分别为 5.09×10^{-4} 、 1.11×10^{-4} 、 8.50×10^{-5} 、 7.85×10^{-5} , $\text{SBL}_d^{\theta_\phi} = -40$ dB 与传统接收系统的误码率差仅为 6.50×10^{-6} , 说明波束范围内边带电平优化改善了通信质量, 扩展了类单边带时间调制系统的带宽.

图4 不同 SBL^{θ_ϕ} 调制后信号误码率曲线对比Fig. 4 The bit error rate curves when different SBL^{θ_ϕ} are deployed

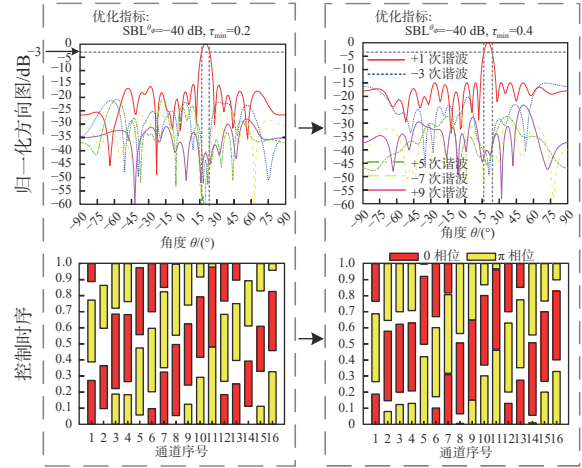
通过对图3优化结果分析得到3 dB波束范围为 $[17^\circ, 23^\circ]$, 因此设置波束范围为 $[17^\circ, 23^\circ]$, 以 1° 为步长, 设置信噪比为18 dB, 不考虑方向图增益, 得到波束范围内空间分布误码率如图5所示. 可以看出, 随着边带电平的降低, 波束范围内的通信质量整体变好, 且和传统接收系统相比, $SBL^{\theta_\phi} = -20$ dB和 $SBL^{\theta_\phi} = -30$ dB误码率曲线与传统接收系统差别较大, 但 $SBL^{\theta_\phi} = -40$ dB误码率曲线在波束范围内都与传统接收系统较为接近, 在 $17^\circ, 18^\circ, 19^\circ, 20^\circ, 21^\circ, 22^\circ, 23^\circ$ 时误码率差别分别为 1.05×10^{-5} 、 8.85×10^{-6} 、 4.95×10^{-6} 、 6.50×10^{-6} 、 5.35×10^{-6} 、 9.25×10^{-6} 、 1.27×10^{-5} . 因此可以说明, 波束范围内边带电平优化能在整个波束范围内改善通信质量, 实现宽带通信.

图5 SBL^{θ_ϕ} 优化的波束范围内空间分布误码率Fig. 5 SBL^{θ_ϕ} optimized bit error rate distribution over the beam range

2.2 调制时序最小占空比优化系统通信质量分析

通过1.2节的分析可知, 优化调制网络中各通道调制函数时序所需的最小占空比可以提高调制频率, 从而降低频谱混叠程度, 进一步扩展通信带宽. 为了验证该方法的有效性, 设置时序优化参数为: $SLL_d = -15$ dB, $SBL_d = -15$ dB, $\theta_d = 20^\circ$, $SBL^{\theta_\phi} = -40$ dB, $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_5 = 1$, $\omega_4 = 0.1$, $\tau_{min}^d = 0.2, 0.3, 0.4$. 图6为经过优化后 τ_{min}^d 为0.2和0.4的优化结果对比, 其中

时序对比图仅给出同相支路 $U_n^i(t)$ 时序, 正交支路 $U_n^o(t)$ 时序遵循式(5)~(6). 从仿真结果可以看出, 经过优化, 时间调制信号波束指向均为 20° , SLL在 -15 dB以下, 波束范围内最大边带电平为 -40 dB, 调制时序最小占空比从0.2优化至0.4.

图6 τ_{min}^d 分别为0.2和0.4时的优化结果Fig. 6 Comparison diagrams of time sequential optimization results of index $\tau_{min}^d = 0.2$ and $\tau_{min}^d = 0.4$

假设TMA系统中传输信号带宽 $B=100$ MHz, 调制函数 τ_{min}^d 分别为0.2、0.3、0.4, SBL^{θ_ϕ} 为 -40 dB. 依据射频开关MASW-007107手册^[19]中给出的信息, 设置最短切换时长 $T_{switch}=25$ ns, 则根据式(14), 0.2、0.3、0.4三种占空比情况对应的最大调制频率分别为8 MHz、12 MHz和16 MHz.

根据式(18), 图7绘制了带内干扰谐波数量 H 随最小占空比变化关系图. 可以看到随着最小占空比的提高, 带内产生干扰的谐波数量明显下降, 带内混叠程度降低, 最小占空比为0.2、0.3、0.4时三种占空比情况对应的干扰谐波数量分别为24、16、12. 进一步证明了式(18)的结论, 即 τ_{min}^d 越大, 时间调制造成的带内干扰谐波数量越少.

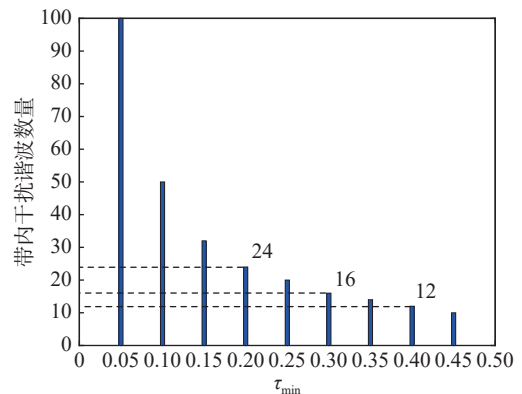


图7 带内干扰谐波数量随最小占空比变化

Fig. 7 Diagram of the number of in-band interference harmonics changing with the minimum duty cycle

图 8 绘制了射频信号经过 $\tau_{\min}$ 分别为 0.2、0.3、0.4 的时间调制模块调制后 16QAM 信号及传统接收系统误码率曲线图。由 2.1 节可知,当 $SBL^{\theta\phi} = -40$ dB 时,频谱混叠带来的干扰程度已较低,误码率曲线与经过传统接收系统的未混叠信号比较接近,误码率为 18 dB 时,差别为 7×10^{-6} 。从图 8 仿真结果可以看出,随着占空比的提高,带内产生干扰的谐波数量变少,谐波频谱混叠程度降低,通信质量进一步变好,信噪比为 18 dB 时, $\tau_{\min}$ 分别为 0.2、0.3、0.4, 以及传统接收系统的误码率分别为 8.50×10^{-5} 、 8.25×10^{-5} 、 8.13×10^{-5} 、 7.85×10^{-5} , $\tau_{\min} = 0.4$ 时时间调制模块调制后信号误码率与传统接收系统信号差别优化为 2.80×10^{-6} 。说明调制时序最小占空比优化可以在波束范围内边带电平优化的基础上进一步提高类单边带时间调制系统的带宽。

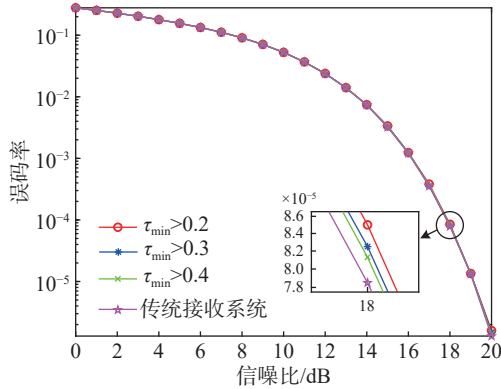


图 8 不同 $\tau_{\min}$ 调制信号误码率曲线对比

Fig. 8 The bit error rate curves when different $\tau_{\min}$ are deployed

为综合分析波束范围内边带电平优化和调制时序最小占空比优化对通信质量的影响, $SBL_d^{\theta\phi}$ 设置为 -20 dB、-30 dB、-40 dB, $\tau_{\min}^d$ 设置为 0.2、0.3、0.4, 得到共 9 组不同 $SBL_d^{\theta\phi}$ 和 $\tau_{\min}^d$ 组合的时序优化指标, 如表 1 所示。

表 1 时序优化指标

Tab. 1 Time sequential optimization index

组合序号	$SBL_d^{\theta\phi}/\text{dB}$	$\tau_{\min}^d$	组合序号	$SBL_d^{\theta\phi}/\text{dB}$	$\tau_{\min}^d$
1	-20	0.2	6	-40	0.3
2	-30	0.2	7	-20	0.4
3	-40	0.2	8	-30	0.4
4	-20	0.3	9	-40	0.4
5	-30	0.3			

对表 1 中 9 组时序优化指标优化结果进行误码率分析, 得到不同优化指标调制模块调制后信号误码率曲线图, 如图 9 所示。可以看到: 当调制函数最小占空比相同时, 信号误码率随着波束范围内最大边带电平的降低而降低; 当波束范围内最大边带电

平相同时, 信号误码率随着调制函数最小占空的提高而降低。因此通过对波束范围内最大边带电平以及调制时序最小占空比的综合优化, 可以最大限度提高类单边带时间调制系统的可用带宽。

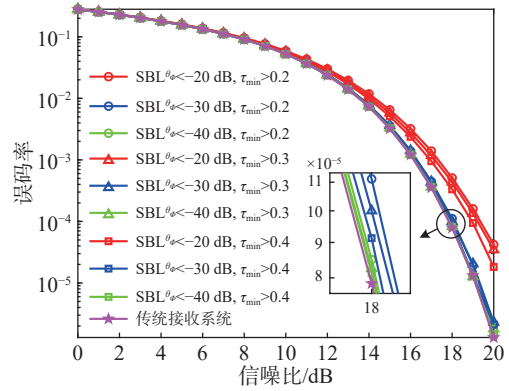


图 9 时序优化组合的误码率曲线对比

Fig. 9 The bit error rate curves under multi-element action

图 10 对综合优化后空间分布调制信号误码率进行分析, 以 10° 为步长, 波束扫描范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$, 优化出 $SBL^{\theta\phi} = -40$ dB、 $\tau_{\min} = 0.4$ 的调制时序, 计算出信噪比为 18 dB 时及传统接收系统的误码率。从仿真结果可以看出, 通过波束范围内边带电平与调制时序最小占空比综合优化, 在 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 内, 时间调制信号的误码率曲线与经过传统接收系统的未混叠信号较为接近, 在 -30° 、 -20° 、 -10° 、 0° 、 10° 、 20° 、 30° 时差别分别为 3.60×10^{-6} 、 4.50×10^{-6} 、 4.10×10^{-6} 、 5.80×10^{-6} 、 2.65×10^{-6} 、 2.80×10^{-6} 、 3.05×10^{-6} , 与前文目标角度为 20° 时的分析结果类似。说明通过综合优化的类单边带时间调制系统可以在 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 范围内实现宽带通信。

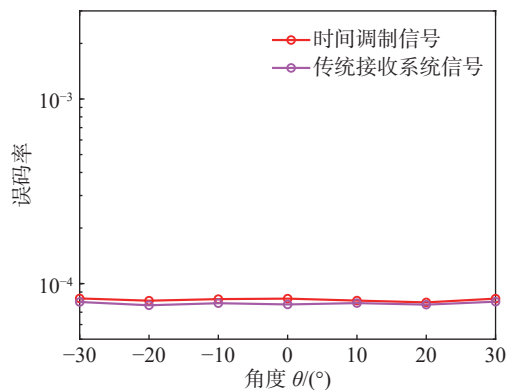


图 10 $SBL^{\theta\phi}$ 与 $\tau_{\min}$ 综合优化的波束扫描范围内空间分布误码率

Fig. 10 $SBL^{\theta\phi}$ and $\tau_{\min}$ optimized bit error rate distribution over the beam range

表 2 为与其他时间调制系统相比本文提出方法的通信带宽情况, 可以看出本文提出的方法有更大的可用带宽优势。

表2 时间调制系统的通信带宽比较

Tab. 2 Comparison of communication bandwidth in TMAs

文献	通信带宽
[15]	$2f_p$
[16]	$4f_p$
[17]	$2pf_p(p\text{支路})$
[18]	$8f_p$
本文	$12.5f_p$

3 实验分析

实验主要仪器及实验环境如图11所示,通过实验验证基于类单边带 TMA 宽带通信的优化方法的可行性和有效性。

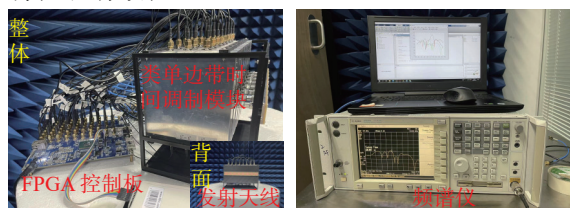


图11 实验仪器和实验环境

Fig. 11 Experimental instruments and experimental environment

实验对象是具有半波长间隔的8元类单边带 TMA, 调制函数波束范围内最大边带电平为 -35 dB , 调制函数的最小占空比为0.4. 实验结果如图12所示, 包括+1次谐波、-3次谐波、+5次谐波的方向图, 波束范围内最大边带电平相较于主瓣电平相差 -35 dB 以上, 实验值与理论值高度符合. 通过实验验证了基于类单边带 TMA 宽带通信的优化方法的可行性和有效性。

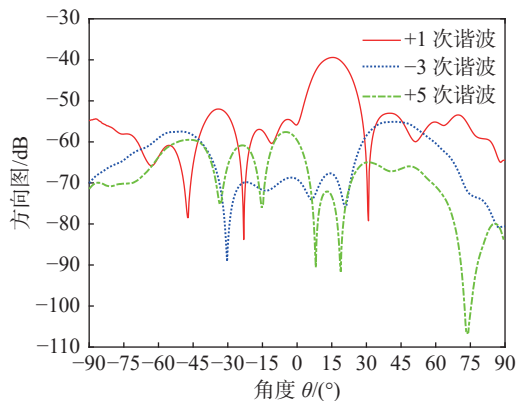


图12 谐波方向图实验结果

Fig. 12 Experimental results of harmonic pattern

4 结论

本文提出了一种基于类单边带 TMA 宽带通信的优化方法, 该方法通过设定波束范围最大边带电平为优化目标, 大幅度降低主波束范围内的多阶谐波信号的边带电平, 从而有效降低谐波引入的带内

混叠的干扰, 提高可用带宽. 以实际器件最短切换时长为基准, 优化单位周期内调制时序最小占空比长度, 从而有效提高系统实际的可传输带宽. 仿真结果和实验结果验证了该方法在宽带通信中的有效性, 且与其他时间调制方法相比有更大的可用带宽优势, 时间调制技术在宽带系统中的应用范围得以扩展. 下一步将针对本文方法的抗干扰性能进行分析与研究。

参考文献

- [1] LI H, CHEN Y, YANG S. Harmonic beamforming in antenna array with time-modulated amplitude-phase weighting technique[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2019, 67(10): 6461-6472.
- [2] 曹岸杰, 曲耀斌, 贺冲, 等. 基于谐波特征分析的时间调制阵列测向研究进展[J]. *电波科学学报*, 2021, 36(2): 163-171.
CAO A J, QU Y B, HE C, et al. Progress in direction finding based on time modulated array with harmonic characteristic analysis[J]. *Chinese journal of radio science*, 2021, 36(2): 163-171. (in Chinese)
- [3] 曹岸杰, 贺冲, 梁仙灵, 等. 一种用于双通道跳频技术的时间调制阵列系统[J]. *电波科学学报*, 2014, 29(6): 1076-1080+1121.
CAO A J, HE C, LIANG X L, et al. Time modulated array system for dual-channel frequency hopping technology[J]. *Chinese journal of radio science*, 2014, 29(6): 1076-1080+1121. (in Chinese)
- [4] 李子恒, 高彦昌, 陈靖峰, 等. 基于2比特结构的时间调制模块小型化设计[J/OL]. [2022-04-29]. *电波科学学报*. DOI: 10.12265/j.cjors.2021316
LI Z H, GAO Y C, CHEN J F, et al. The miniaturized design of time module based on 2-bit structure[J/OL]. [2022-04-29]. *Chinese journal of radio science*. DOI: 10.12265/j.cjors.2021316(in Chinese)
- [5] YANG S, GAN Y B, QING A. Sideband suppression in time modulated linear arrays by the differential evolution algorithm[J]. *IEEE antennas wireless propagation letters*, 2002, 1: 173-175.
- [6] FONDEVILA J, BREGAINS J C, ARES F, et al. Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation[J]. *IEEE antennas wireless propagation letters*, 2004, 3(1): 298-301.
- [7] POLI L, ROCCA P, MANICA L, et al. Handling sideband radiations in time-modulated arrays through particle swarm optimization[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2010, 58(4): 1408-1411.
- [8] ZHU Q, YANG S, ZHENG L, et al. Design of a low side-lobe time modulated linear array with uniform amplitude

- and sub-sectional optimized time steps[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2012, 60(9): 4436-4439.
- [9] YANG S, GAN Y B, QING A, et al. Design of a uniform amplitude time modulated linear array with optimized time sequences[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2005, 53(7): 2337-2339.
- [10] POLI L, ROCCA P, MANICA L, et al. Pattern synthesis in timemodulated linear arrays through pulse shifting[J]. *IET microwaves, antennas and propagation*, 2010, 4(9): 1157-1164.
- [11] 罗玉川, 向磊, 高彦昌, 等. 时间调制阵列天线的非理想波形调制研究[J]. *电波科学学报*, 2022, 37(3): 388-393.
- LUO Y C, XIANG L, GAO Y C, et al. Research on non-ideal waveform modulation of time modulation array antenna[J]. *Chinese journal of radio science*, 2022, 37(3): 388-393. (in Chinese)
- [12] BEKELE E T, POLI L, ROCCA P, et al. Pulseshaping strategy for time modulated arrays: analysis and design[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2013, 61(7): 3525-3537.
- [13] HE C, YU H, LIANG X, et al. Sideband radiation level suppression in time-modulated array by nonuniform period modulation[J]. *IEEE antennas wireless propagation letters*, 2015, 14: 606-609.
- [14] GUO J, YANG S, CHEN Y, et al. Efficient sideband suppression in 4-D antenna arrays through multiple time modulation frequencies[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2017, 65(12): 7063-7072.
- [15] FARZANEH S, SEBAK A R. Microwave sampling beamformer: prototype verification and switch design[J]. *IEEE transactions on microwave theory and technology*, 2009, 57(1): 36-44.
- [16] YAO A M, WU W, FANG D G. Single-sideband time-modulated phased array[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2015, 63(5): 1957-1968.
- [17] CHEN Q, ZHANG J D, WU W, et al. Enhanced single-sideband time-modulated phased array with lower sideband level and loss[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2020, 68(1): 275-286.
- [18] CHEN Q, ZHANG J D, WU W, et al. A single-sideband time-modulated phased array with low sideband level suitable for wide-bandwidth signals[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2022, 70(2): 1057-1067.
- [19] GaAs Broadband SPST Switch DC-8GHz: MASW-007107 [EB/OL]. [2022-04-29]. <https://www.macom.com/products/product-detail/MASW-007107-000000/MASW-007107.pdf>

作者简介

刘冬平 (1998—), 女, 河南人, 硕士研究生, 主要研究方向为时间调制阵列和信号处理. E-mail: ldp1998@sjtu.edu.cn.

杨柳 (1999—), 女, 重庆人, 硕士研究生, 主要研究方向为时间调制阵列和信号处理. E-mail: 1570367488@qq.com.

夏雨 (1998—), 女, 四川人, 硕士研究生, 主要研究方向为时间调制阵列和信号处理. E-mail: xia980819@sjtu.edu.cn.

陈靖峰 (1986—), 男, 江苏人, 上海交通大学电子工程系长聘教轨副教授, 工学博士, 主要研究方向为阵列信号处理、无线电测向定位和电子对抗等. E-mail: laowu3917@sjtu.edu.cn.

金荣洪 (1963—), 男, 江苏人, 教授, 博士生导师, IEEE Fellow, 主要研究方向为现代天线技术、电磁计算方法、阵列信号处理、微波集成电路及相控阵天线等. E-mail: rhjin@sjtu.edu.cn.