Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

文章编号: 2095-4980(2020)01-0036-07

分布式多通道信号同步与分集合并算法

王 楠¹,刘琪琥¹,汤永浩²,韩玉兵¹

(1.南京理工大学 电光学院, 江苏 南京 210094; 2.中国航天科工集团 八五一一研究所, 江苏 南京 210007)

摘 要:分集接收技术主要用于解决无线传输过程中的信号衰落,无线接收时的邻频干扰、 同频干扰等问题,能够有效改善接收信号的质量。针对分布式平台上多通道接收信号同步与分集 合并算法进行研究,提出一种适用于不同调制类型的多通道信号合并前同频同相调整方法,并对 合并前各通道信号进行信噪比估计,以确定最大比合并时的权重。经理论分析可知, N 通道信号最 多可获得 10lgNdB 的合并增益。仿真验证结果与理论分析一致,证明了算法的有效性和可行性。 关键词:多通道;同频同相调整;信噪比估计;最大比合并

中图分类号:TN911.72 文献标志码:A

doi:10.11805/TKYDA2018180

Distributed multi-channel signal synchronization and diversity combining algorithm

WANG Nan¹, LIU Qihu¹, TANG Yonghao², HAN Yubing¹

(1.School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210094, China; 2.8511 Research Institute, China Aerospace Science and Industry Corporation, Nanjing Jiangsu 210007, China)

Abstract: Diversity receiving technology is mainly used to solve the problems such as signal fading during wireless transmission, adjacent channel interference and co-channel interference during wireless reception, which can improve the quality of received signal effectively. This paper studies the multi-channel receiving signal synchronization and diversity combining algorithm on distributed platform, and then proposes a method for multi-channel signal pre-synchronization in-phase adjustment for different modulation types. In order to determine the weight of the maximum ratio combining, the paper estimates the Signal-to-Noise Ratio(SNR) of each channel before the merger. According to theoretical analysis, the maximum combined gain that can be obtained for the *N*-channel signal is 10lg*N* dB. The results of simulation are consistent with theoretical analysis, which proves the effectiveness and feasibility of this algorithm.

Keywords: multi-channel; same frequency and phase adjustment; Signal-to-Noise Ratio estimation; maximal Ratio Combining

当前,分布式对抗技术已成为电子对抗领域的一大研究热点^[1-2]。分布式系统通常由空间分散布置的大量节 点、通信链路和综合处理中心等组成,因其灵活的协同能力、扩展能力、抗摧毁和抗干扰能力等,在环境感知、 目标检测以及情报侦察等领域获得广泛运用。由于分布式组网节点分散布置,通信链路是实现多节点数据融合处 理的关键。在无线通信中,分集合并技术是有效对抗多径衰落^[3]、实现多节点数据信号级融合的途径之一。同时, 合并后的信号可以获得合并增益,提高接收信号信噪比,从而增强抗干扰能力。

分集合并即在多路不相关的衰落路径上传送相同的信息,再进行合并。常见的分集方式有频率分集、时间分 集、空间分集和路径分集等^[4]。分布式平台上多通道信号的分集合并属于空间分集的范畴。空间分集中,接收端 常采用多个天线对同一信号进行接收,若天线间间隔大于等于 10 个波长,可获得独立的衰落信号^[5]。常见的合 并方式有选择性合并、等增益合并和最大比合并等,其中最大比合并性能最佳^[6]。最大比合并中,合并器将各衰 落支路所接收到的信号线性组合,选择适当的合并系数使合并后的信噪比最大。传统的最大比合并技术中,需将 各路接收信号在合并前调整为同频同相信号^[7],这样在线性组合下才能得到最优化合并信号。同频同相可以通过 环路调整,如遥测领域处理不同极化方向信号时采用的的差模较相法^[8]、双环锁相法^[9]等,也可以通过预先校正 的方法进行调整,如多通道相控阵雷达中,通过引入校正因子或校正滤波器的方法来补偿不同通道间的相位不一 致性^[10]。此外,新型的最大比合并方法中,也存在一些无需进行同频同相调整的算法,如相移键控(Phase-Shift Keying, PSK)传输系统中采用各通道的系统软信息进行分集合并^[11],也能得到一定的合并增益。

本文从环路调整的角度出发,提出一种分布式平台下多通道信号同步与分集合并的算法。

1 多通道信号同频同相调整算法

在通信信号处理中,锁相环是进行相位跟踪,实现输出与输入信号同步的重要技术^[12]。实际应用中的各种 形式的环路都由基本锁相环演变而来,如,用于通道信号同频同相调整的差模较相法、双环锁相法就是基于锁相 环路的同步方法,但都存在一定的局限性:差模较相法针对实际传输过程中共平台的多通道接收信号受频率影响 相对较小,但相位不同导致的累积效应较大的问题,利用锁相环路对2路输入信号进行同相调整。这种方法最突 出的问题是忽略了载波频率漂移和传输过程中存在的多普勒频偏,不能彻底地进行同频同相调整。此外,该方法 还受制于调制类型,且只能完成2路信号的相位调整,不满足多通道信号同步与分集合并的要求;双环锁相法中, 采用差模环完成2路信号同频同相的锁定,采用共模环抑制载波频率的漂移和多普勒频偏,较差模较相法更优, 能同时完成频相的调整,但同样只适合于2通道信号分集合并的情况。

本文介绍了一种基于互相关的多通道信号同频同相调整的方法,能快速对多路信号进行同频同相调整,获得 较好的合并效果。以3通道信号的同频同相调整为例,说明其原理。其结构框图如图1所示。



Fig.1 Structural diagram of three-channel signal synchronization and diversity combining 图 1 三通道信号同步与分集合并结构框图

图 1 中, *S*₁(*t*),*S*₂(*t*),*S*₃(*t*)为经自动增益控制(Auto Gain Control, AGC)调整后的 3 通道信号输入,任选其中一路作为参考信号(本文选择第 2 路)。3 通道的输入信号可以表示为:

$$\begin{cases} S_{1}(t) = A\cos(\omega_{1}t + \phi(t) + \theta_{1}) + n_{1}(t) \\ S_{2}(t) = A\cos(\omega_{2}t + \phi(t) + \theta_{2}) + n_{2}(t) \\ S_{3}(t) = A\cos(\omega_{3}t + \phi(t) + \theta_{3}) + n_{3}(t) \end{cases}$$
(1)

式中: *A* 为各通道信号幅度, 经 AGC 调整后 3 通道信号幅度相同; $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ 分别为 3 通道信号的中心频率(包含 多普勒频偏); $\phi(t)$ 为调制信息; $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 分别为 3 通道信号的初相; $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$ 分别为 3 通道信号上的高斯白噪声, 后文为叙述方便, 省略(*t*)。

对 3 路信号分别进行正交下变频,分别由各自的数字压控振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO) NCO1,NCO2,NCO3 提供同相和正交支路, 3 个 NCO 的初始频率相同,为中心载波频率,因此同相正交支路可分别表示为:

3 个 NCO 提供的初始本地信号同相支路: $I_1=I_2=I_3=2\cos \omega t_{\circ}$ 3 个 NCO 提供的初始本地信号正交支路: $Q_1=Q_2=Q_3=2\sin \omega t_{\circ}$

3路信号分别经正交下变频及低通滤波后得:

信号 1:

 $\begin{cases} S_{II}(t) = A\cos[(\omega_{1} - \omega)t + \phi(t) + \theta_{1}(t)] + n'_{II}(t) \\ S_{IQ}(t) = A\sin[(\omega - \omega_{1})t - \phi(t) - \theta_{1}(t)] + n'_{IQ}(t) \end{cases}$ (2)

信号 2:

$$\begin{cases} S_{2I}(t) = A\cos[(\omega_2 - \omega)t + \phi(t) + \theta_2(t)] + n'_{2I}(t) \\ S_{2Q}(t) = A\sin[(\omega - \omega_2)t - \phi(t) - \theta_2(t)] + n'_{2Q}(t) \end{cases}$$
(3)

信号 3:

$$\begin{cases} S_{31}(t) = A\cos\left[(\omega_3 - \omega)t + \phi(t) + \theta_3(t)\right] + n'_{31}(t) \\ S_{3Q}(t) = A\sin\left[(\omega - \omega_3)t - \phi(t) - \theta_3(t)\right] + n'_{3Q}(t) \end{cases}$$
(4)

低通滤波后,对 I 支路信号和 Q 支路信号分别进行最大比合并。采用互相关处理方法,通过鉴相环路使 $[(\omega_1 - \omega)t + \phi(t) + \theta_1(t)], [(\omega_2 - \omega)t + \phi(t) + \theta_2(t)]$ 和 $[(\omega_3 - \omega)t + \phi(t) + \theta_3(t)]$ 均相等,使合并前的信号同频同相。

选取第2路信号作为参考信号,将第1路信号和第3路信号分别与第2路信号做互相关处理。

通道1信号和通道2信号做互相关:

$$\begin{cases} F_{1}^{12} = S_{11} * S_{21} + S_{1Q} * S_{2Q} = A^{2} \cos[(\omega_{2} - \omega_{1})t + \theta_{2} - \theta_{1}] + n_{1}^{12} \\ F_{Q}^{12} = S_{1Q} * S_{21} - S_{11} * S_{2Q} = A^{2} \sin[(\omega_{2} - \omega_{1})t + \theta_{2} - \theta_{1}] + n_{Q}^{12} \end{cases}$$
(5)

通道3信号和通道2信号做互相关:

$$\begin{cases} F_{\rm I}^{32} = S_{3{\rm I}} * S_{2{\rm I}} + S_{3{\rm Q}} * S_{2{\rm Q}} = A^2 \cos\left[(\omega_2 - \omega_3)t + \theta_2 - \theta_3\right] + n_{\rm I}^{32} \\ F_{\rm Q}^{32} = S_{3{\rm Q}} * S_{2{\rm I}} - S_{3{\rm I}} * S_{2{\rm Q}} = A^2 \sin\left[(\omega_2 - \omega_3)t + \theta_2 - \theta_3\right] + n_{\rm Q}^{32} \end{cases}$$
(6)

可见,互相关处理结果中不含调制信息,这也是互相关鉴相算法不受制于信号调制类型的原因。分别进行反正切鉴相 $\arctan(F_Q^{12}/F_I^{12})$, $\arctan(F_Q^{32}/F_I^{32})$,则通道 1 信号和通道 2 信号之间的互相关鉴相模块输出的误差信号为 $(\omega_2-\omega_1)t+\theta_2-\theta_1$;通道 3 信号和通道 2 信号之间的互相关鉴相模块输出的误差信号为 $(\omega_2-\omega_3)t+\theta_2-\theta_3$ 。

通道 1 信号和通道 2 信号之间的互相关鉴相模块输出的误差信号经环路滤波器后得到 NCO1 的控制信号,使 NCO1 产生新的频率控制字;通道 3 信号和通道 2 信号之间的互相关鉴相模块输出的误差信号经环路滤波器后得 到 NCO3 的控制信号,使 NCO3 产生新的频率控制字,而作为参考通道的通道 2,其对应的 NCO2 不受任何一个 互相关鉴相误差信号控制。经过这样处理后,可以完成 3 通道信号合并前同频同相的调整。

对于 N 通道(N≥3)的情况也一样。任意选择一路信号作为参考信号(依旧假设通道 2 信号为参考信号),首先 N 通道信号分别进行下变频和低通滤波,之后除通道 2 信号之外的 N-1 条通道分别与通道 2 信号作互相关处理:

$$\begin{cases} F_{\rm I}^{i2} = S_{i1} * S_{2\rm I} + S_{iQ} * S_{2\rm Q} = A^2 \cos[(\omega_2 - \omega_i)t + \theta_2 - \theta_i] + n_{\rm I}^{i2} \\ F_{\rm Q}^{i2} = S_{iQ} * S_{2\rm I} - S_{i1} * S_{2\rm Q} = A^2 \sin[(\omega_2 - \omega_i)t + \theta_2 - \theta_i] + n_{\rm Q}^{i2} \end{cases}$$
(7)

式中 *i*=1,3,4,…,*N*。*F*₁^{*i*²}和*F*₀^{*i*²}分别为通道 2 信号(参考信号)与第 *i* 个通道信号做互相关后的同相正交结果输出,对 其进行反正切鉴相后得到误差信号(*ω*₂-*ω_i*)*t*+*θ*₂-*θ_i*。误差信号经环路滤波器得到控制信号,控制本地第 *i* 个 NCO, 使其产生新的频率控制字,进而使第 *i* 个通道信号和第 2 个通道信号在合并前完成同频同相调整,最终各路信号 下变频低通滤波后都与参考支路同频同相。一般将这 *N*-1 个环路称之为"差模环"。

当 *N*-1 个差模环锁定后,所有通道信号在下变频低通滤波后均被调整为同频同相,可以进行最大比合并。 但由于载波频率漂移和多普勒频偏的存在,若仅有差模环作用,同频同相信号并未和本地载波同步,因此需对合 并后的 I 路和 Q 路信号再进行鉴频,以抑制载波频率漂移和消除多普勒频偏。将得到的误差信号通过环路滤波器 后送至 *N* 个通道的本地 NCO,改变其输出频率,补偿多普勒频偏,将这个外部整体环路称之为"共模环"。在差 模环和共模环的共同作用下,完成多通道信号合并前同频同相的调整和多普勒频偏的消除。 第1期

2 多通道信号最大比合并原理

进行最大比合并的两大关键技术是完成各路信号合并前同频同相的调整以及选择合适的权重进行最大比合并。多通道信号进行最大比合并时,各路信号的加权系数 C₁,C₂,…,C_N由式(8)确定^[13]:

$$C_1: C_2: \dots: C_N = \sqrt{SNR_1}: \sqrt{SNR_2}: \dots: \sqrt{SNR_N} \quad (C_1 + C_2 + \dots + C_N = 1)$$
(8)

式中 SNR₁,SNR₂,…,SNR_N为各路信号合并前的信噪比。要计算出式(8)中的权重系数,首先要进行合并前各路信号 信噪比的估计。信噪比估计的方法很多,如无数据辅助的最大似然准则法、功率谱估计法、子空间矩阵分解法、 二阶四阶矩信噪比估计法^[14-15]等。本文选取一种便于硬件实现的二阶四阶矩法进行每路信号的信噪比估计。

对经过正交下变频和低通滤波的各路信号进行合并前信噪比的计算。第 i 路接收信号的二阶矩可表示为:

$$M_{i}^{2} = E \left[S_{i}(n) S_{i}^{*}(n) \right] = A_{i}^{2} + \sigma_{i}^{2}$$
(9)

四阶矩可表示为:

$$M_i^4 = E \Big[S_i(n) S_i^*(n) \Big]^2 = A_i^2 + 2\sigma_i^4 + 4A_i^2 \sigma_i^2$$
(10)

式中: $S_i(n)$ 为第 *i* 路信号的离散复信号表示形式,即 $S_i(n) = S_{i1}(n) + jS_{iQ}(n)$; A_i 为第 *i* 路信号的幅度; σ_i^2 为第 *i* 路 信号的高斯白噪声方差。信噪比可表示为 $SNR_i = A_i^2/\sigma_i^2$ 。

联立式(9)与式(10)可得

$$\begin{cases} A_i^2 = \sqrt{2(M_i^2)^2 - M_i^4} \\ \sigma_i^2 = M_i^2 - \sqrt{2(M_i^2)^2 - M_i^4} \end{cases}$$
(11)

实际中,二阶四阶矩由接收信号的时间平均计算,第 i 路信号的二阶四阶矩的估计值可表示为:

$$M_i^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_i(n)|^2; \quad M_i^4 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_i(n)|^4$$
(12)

信噪比估计值为:

$$SNR_{i} = \frac{\sqrt{2(M_{i}^{2})^{2} - M_{i}^{4}}}{M_{i}^{2} - \sqrt{2(M_{i}^{2})^{2} - M_{i}^{4}}}$$
(13)

由此可估计出合并前各路信号的信噪比,进而通过式(8)计算出合并时每一通道信号的加权系数 C₁,C₂,…,C_N,并分别进行 I 支路和 Q 支路的最大比合并:

$$\begin{cases} I = C_1 S_{11} + C_2 S_{21} + \dots + C_N S_{N1} \\ Q = C_1 S_{1Q} + C_2 S_{2Q} + \dots + C_N S_{NQ} \end{cases}$$
(14)

最大比合并后的同相正交支路信号可将其分为2路,一路输出供后续信号处理,另一路进行上文所述的共模 环鉴相即外环鉴相。

在瑞利衰落信道下,最大比合并输出信噪比为各合并支路信噪比之和:

$$\rho_N = \sum_{i=1}^N \rho_i \tag{15}$$

式中: ρ_N 为合并后信噪比;N为通道个数; ρ_i 为第i个通道信号合并前信噪比。

接收信号经过 AGC 调整后,信号电平基本一致,各通道输入信号的信噪比也大致相同。为方便进行理论分析,考虑 N 个通道合并前具有相同信噪比的情况,假设合并前各支路的信噪比均为 β ,则最大比合并后有: $\bar{\rho}_N = \sum_{i=1}^N \rho_i = \sum_{i=1}^N \beta = N\beta$,则合并增益为: $G_N = \bar{\rho}_N / \beta = N$ 。这种情况下,合并增益和通道个数呈线性关系,若通道数为 2,则合并增益为 3 dB,若通道数为 3,则合并增益为 4.8 dB,若通道数为 4,理论上可以得到 6 dB 的合并增益。下面通过仿真进行验证。

3 实验验证

分别采用线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号和二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)扩频信号对提出的多通道信号的同步与分集合并算法进行仿真实验,验证算法不受制于调制类型的普适性。

3.1 多通道信号同频同相调整

3.1.1LFM 信号

首先验证 2 通道信号的情况。LFM 信号中心频率为 70 MHz,带宽为 5 MHz,并人为添加多普勒频偏,使 2 路信号有 2 kHz 的频差,初始相差为 180°,本地 NCO 初始频率为 70 MHz。接收信号在 Matlab 中生成,仿真在 ISE 中进行, Modelsim 的仿真结果如图 2 所示。由图 2 可知,2 路存在频差和相差的 LFM 信号在差模环作用下 逐渐调整为同频同相,反映在鉴相误差上则是鉴相误差输出逐渐变为 0,如图 3 所示。



Fig.2 Simulation graph of same frequency and phase adjustment of LFM signal(two channels)图 2 LFM 信号同频同相调整仿真图(2 通道)



Fig.3 Phase detecting error of differential-model loop of LFM signal(two channels) 图 3 LFM 信号差模环鉴相误差(2 通道)

验证 4 通道信号的情况。接收信号为 4 路存在频差相差的 LFM 信号,中心频率为 70 MHz,带宽为 5 MHz,选取通道 2 信号作为参考信号,通道 1、通道 3、通道 4 信号分别与信号 2 进行互相关鉴相处理。4 个本地 NCO 的初始频率均为 70 MHz, Modelsim 中的仿真结果如图 4 所示。



Fig.4 Simulation graph of same frequency and phase adjustment of LFM signal(four channels) 图 4 LFM 信号同频同相调整仿真图(4 通道)

Fig.5 Phase detecting error of differential-model loop of LFM signal(four channels) 图 5 LFM 信号差模环鉴相误差(4 通道)

图 4 给出了 4 路信号时,每路信号经正交下变频及低通滤波后 Q 支路的输出波形。初始 4 路信号存在明显的频差和相差,但在差模环作用下逐渐成为同频同相信号。图 5 为通道 1、通道 3、通道 4 信号分别与通道 2 信号做互相关处理后的差模环鉴相误差。鉴相误差一开始波动较大,说明有较大的相差,但最终趋于 0,说明此时通道 1、通道 3、通道 4 信号均与通道 2 信号完成了同频同相的处理,最终得到 4 路合并前同频同相的信号。 3.1.2BPSK 扩频信号

BPSK 扩频信号载波中心频率为 150 MHz,采用平衡性 Glod 码作为扩频伪随机码,信号带宽为 80 MHz,采 样率为 200 MHz。同样仿真 2 通道信号和 4 通道信号的情况,各通道信号上均人为添加不同的多普勒频偏以及频 偏导致的码偏。

图 6 为含有初始频差和相差的 2 通道 BPSK 扩频信号经一定时间的环路调整后的同相支路输出,可见经环路 调整后 2 路信号已完全同频同相。反映在鉴相误差上则是误差信号逐渐变为趋近于 0,如图 7 所示。



Fig.6 Simulation graph of same frequency and phase adjustment of BPSK spread spectrum signal(two channels) 图 6 BPSK 扩频信号同频同相调整仿真图(2 通道)



Fig.7 Phase detecting error of differential-model loop of BPSK spread spectrum signal(two channels) 图 7 BPSK 扩频信号差模环鉴相误差(2 通道)

继续验证 4 通道信号的情况。接收信号为 4 路存在频差相差的 BPSK 扩频信号,中心频率为 150 MHz,选取 通道 2 信号作为参考信号,通道 1、通道 3、通道 4 信号分别与信号 2 进行互相关鉴相处理。4 个本地 NCO 的初 始频率均为 150 MHz。 如图 8 所示, 4 通道信号的下变频同相支路输出一开始在波形和幅度上都有较大差异, 经过一段时间的环路 调整后, 波形逐渐变成一致, 说明在差模环的作用下合并前信号逐渐调整为同频同相。

图 9 为 BPSK 扩频信号的通道 1、通道 3、通道 4 信号分别与通道 2 信号做互相关处理后的差模环鉴相误差。 鉴相误差最终趋于 0,说明此时通道 1、通道 3、通道 4 信号均与通道 2 信号完成了同频同相的处理,最终得到 4 路合并前同频同相的信号。



No. 1923 Simulation graph of same nequency and phase adjustment of BPSK spread spectrum signal(four channels) 图 8 BPSK 扩频信号同频同相调整仿真图(4 通道)



Fig.9 Phase detecting error of differential-model loop of BPSK spread spectrum signal(four channels) 图 9 BPSK 扩频信号差模环鉴相误差(4 通道)

3.2 多通道信号最大比合并增益

在 Matlab 中对本文提出的多通道信号同步和分集合并算法的合并增益进行验证。实验对象依旧为 2 通道和 4 通道的 LFM 信号和 BPSK 扩频信号,生成接收信号时各路信噪比设置相同。利用本文所述信噪比估计算法计算最大比合并后信噪比,实验结果如图 10~11 所示。



图 11 BPSK 扩频信号合并增益

图 10~11 中,可见 2 通道信号时,合并后信噪比提高了 3 dB 左右,而 4 通道信号时,合并后信噪比提高了 6 dB 左右,和理论值相一致,进一步验证了本文提出的多通道信号同步和分集合并算法的可行性和正确性。

4 结论

本文提出了一种适用于分布式平台的多通道信号同步和分集合并算法,该算法不受制于信号调制类型以及通 道个数,能通过环路将任意通道信号在合并前快速调整为同频同相的信号,具有很高的普适性。从仿真结果可以 看出,本文提出的多通道信号同步和分集合并算法具有可行性,当合并前各通道信号信噪比基本相等时,N通道 信号可获得 10lgN dB 的信噪比增益,有效提高了接收信号的质量,增强了信号抗多径衰落和抗干扰能力。

参考文献:

- [1] 王玉林. 网络中心战形态下分布式电子对抗装备建设分析[J]. 航天电子对抗, 2018,34(1):40-44. (WANG Yulin. The construction of distributed electronic countermeasures equipment in the form of network centric operation[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2018,34(1):40-44.) DOI:10.16328/j.htdz8511.2018.01.010.
- [2] ZHAO S,ZHOU Y,ZHANG L,et al. Discrimination between radar targets and deception jamming in distributed multipleradar architectures[J]. IET Radar,Sonar & Navigation, 2017,11(7):1124-1131. DOI:10.1049/iet-rsn.2016.0540.
- [3] MUTHUKUMAR S,KIRUBAKARAN S,NAGARAJAN V,et al. Maximal ratio combining based cooperative diversity system using incremental relaying[C]// International Conference on Communications and Signal Processing. Melmaruvathur, India:IEEE, 2014:1755-1759. DOI:10.1109/ICCSP.2014.6950147.
- [4] BAI F,SU Y,SATO T. Performance evaluation of a dual diversity reception based on OFDM RoFSO systems over correlated log-normal fading channel[C]// Proceedings of the 2014 ITU Kaleidoscope Academic Conference:Living in A Converged World-Impossible Without Standards? St. Petersburg,Russia:IEEE, 2014:263-268.
- [5] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M]. 5th ed. Beijing: Publishing House od Electronics Industry, 2011.
- [6] CHEN X. Robust calculations on maximum ratio combining diversity gains based on stochastic measurements[J]. Progress in Electromagnetics Research Letters, 2012,31(1):107-112.
- [7] 伊良芳,李春祎. 分集接收最大比合成技术研究[J]. 数字技术与应用, 2013(6):89-90. (YI Liangfang,LI Chunyi. Research on maximum ratio synthesis of diversity reception[J]. Digital Technology & Application, 2013(6):89-90.)
- [8] ZHOU Chenye, CHI Zhanjiang, VUCETIC B. Error performance of maximal-ratio combining with transmit antenna selection in nakagami-m fading channels[C]// 2006 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Wuhan, China: IEEE, 2006:1-3.
- [9] ZHANG Dong, GU Xianglong, MENG Junze. A software 2-loop phase-locked synchronization method[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2014,35(4):59-64. DOI:10.13435/j.cnki.ttc.002645.
- [10] 郑巧珍,黄飞,王佳,等. 多通道相控阵雷达导引头技术概述[J]. 航空兵器, 2016(6):40-43. (ZHENG Qiaozhen, HUANG Fei, WANG Jia, et al. Overview of multi-channel phased array radar seeker[J]. Aero Weaponry, 2016(6):40-43.)
- [11] FENG Yanming,LIU Shujing,GUO Chao. Research on shortwave diversity receiver technology based on maximum ratio combining[J]. Information and Communications, 2016(8):17-19.
- [12] 鲍飞鸿,郭伟,李智鹏,等. 一种自偏置锁相环电路的分析与测试[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016,14(3):421-425.
 (BAO Feihong,GUO Wei,LI Zhipeng, et al. Analysis and measurement of a self-offset Phase-Locked Loop[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016,14(3):421-425.)
- [13] 樊涛,王旭东,党小宇,等. 卫星通信中 SOQPSK-TG 恒包络信号极化分集接收技术[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(6):862-868. (FAN Tao,WANG Xudong,DANG Xiaoyu,et al. Polarization diversity receiving technology of SOQPSK-TG constant envelope signal in satellite communication[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(6):862-868.)
- [14] 王维平,胡国兵. M2M4 信噪比估计算法的统计性能分析[J]. 现代雷达, 2012,34(8):42-45. (WANG Weiping, HU Guobing. Statistical performance analysis of the M2M4 based SNR estimator[J]. Modern Radar, 2012,34(8):42-45.)
- [15] 尚春杰,陈敬乔. 一种基于 M2M4 算法的 QPSK 信噪比估计[J]. 无线电工程, 2018,48(9):756-759. (SHANG Chunjie, CHEN Jingqiao. SNR estimation based on M2M4 algorithm for QPSK signal[J]. Radio Engineering, 2018,48(9):756-759.)