



研究与开发

基于 MBER 的联合预编码与时空编码 GFDM 功率分配策略

蔡建辉, 李光球, 段彦旭
(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 为改善频率选择性衰落信道上广义频分复用 (GFDM) 系统的误比特率和频带利用率性能, 基于最小误比特率 (MBER) 准则, 提出一种联合预编码和时空编码 (STC) 的 GFDM 系统及其相应的功率分配策略, 可将该功率分配策略的优化目标由 MBER 转化为最小化其噪声增强因子, 并推导了联合预编码与时空编码 GFDM 系统的功率分配、误比特率和频带利用率性能解析表达式。数值计算和仿真结果表明, 与预编码 STC-GFDM 系统相比, 基于 MBER 准则的预编码 STC-GFDM 系统的误码性能在误比特率为 10^{-3} 时改善约 0.4 dB, 频带利用率性能在信噪比为 12 dB 时提高约 0.24 bit/(s·Hz)。

关键词: 广义频分复用; 误比特率; 频带利用率; 时空编码; 功率分配

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021261

MBER power allocation for joint precoding and space-time coding GFDM

CAI Jianhui, LI Guangqiu, DUAN Yanxu
Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: In order to improve the bit error rate (BER) and bandwidth utilization performance of generalized frequency division multiplexing (GFDM) system over frequency selective fading channels, based on the minimum bit error rate (MBER) criterion, a joint precoding and space-time coding (STC) GFDM system and its corresponding power allocation strategy were proposed. The optimization goal of the power allocation strategy for the precoding STC-GFDM system can be converted from MBER to minimizing its noise enhancement factor, and the analytical expressions of its power allocation, bit error rate (BER) and bandwidth utilization were derived. Numerical calculation and simulation results show that compared with the precoding STC-GFDM system, the BER performance of precoding STC-GFDM system based on MBER criterion can be improved by about 0.4 dB when BER is 10^{-3} , and the bandwidth utilization performance can be improved by about 0.24 bit/(s·Hz) when signal to noise ratio is 12 dB.

Key words: generalized frequency division multiplexing, bit error rate, bandwidth efficiency, space time coding, power allocation

收稿日期: 2021-06-28; 修回日期: 2021-12-02

通信作者: 李光球, gqli@hdu.edu.cn



1 引言

广义频分复用 (generalized frequency division multiplexing, GFDM) 可以通过调整其时频栅格的大小、设计脉冲整形滤波器等以适应在物联网、触觉互联网、工业自动化、非正交多址系统、无线携能系统中应用^[1-7]。但是, 衰落信道的频域陷波会导致 GFDM 的子载波发生突发错误^[5-6], 影响其误比特率 (bit error rate, BER) 性能和频带利用率性能, 需要在 GFDM 的各个子载波之间采取功率分配措施加以改进^[8-11], 常用的性能优化准则主要有基于最小化误比特率 (minimum bit error rate, MBER) 准则或最大化信息速率准则^[8-11]。空时编码 (space time coding, STC) 可以在不占用额外的频谱资源和不增加发射功率的情况下实现满分集增益^[12], 文献[8]提出了基于 MBER 准则的 STC-GFDM 系统功率分配策略, 该策略通过最小化噪声增强因子 (noise enhancement factor, NEF) 代替 MBER 作为优化目标, 在每个数据符号功率和为常数的约束条件下求解出最优的功率分配方案, 从而提高 GFDM 系统 BER 性能和可达速率性能。文献[9]研究了 GFDM 系统辅助用户链路的速率最大化问题。文献[10-11]将无线携能同传技术应用到 GFDM 系统中以提高无线设备的信息传输速率, 延长无线网络的生命周期。文献[10]针对直传链路信道条件差导致 GFDM 系统服务质量较差的问题, 提出了基于无线携能同

传技术的 GFDM 两跳协作中继系统的资源分配策略。文献[11]以最大化下行链路的信息传输速率为目标, 提出了基于无线携能同传技术的多用户下行 GFDM 系统的资源分配策略。

文献[13]提到衰落信道频率响应的陷波导致 GFDM 子载波出现突发错误从而影响其 BER 性能, 可通过沃尔什-哈达玛变换 (Walsh-Hadamard transform, WHT) 改善其 BER 性能。同时, GFDM 系统存在较高的峰均功率比^[14], 文献[15-16]的研究结果表明预编码算法具有降低其峰均功率比和对抗频率选择性衰落信道的优点。为进一步改善 GFDM 系统的性能, 本文考虑在文献[8]的基础上叠加 WHT 预编码算法降低其峰均功率比, 研究基于 MBER 准则的联合 WHT 预编码与 STC 的 GFDM 系统功率分配策略进一步改善其 BER 性能和频带利用率性能。

2 系统模型

带有功率分配的单用户联合 WHT 预编码和 STC 的 GFDM (简称 WHT-STC-GFDM) 系统框图如图 1 所示。首先, 串行的输入比特流 b_1 和 b_2 依次经过正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 调制得到长度均为 $N = K \times M$ 的两个连续信号矢量 d_1 和 d_2 , 其 N 个数据符号均分布在由 K 个子载波、每个子载波包含 M 个子符号的 GFDM 数据块结构上; 其次, 将预编码变换作用于每个数据符号; 然后, 依次经过 GFDM 调制、

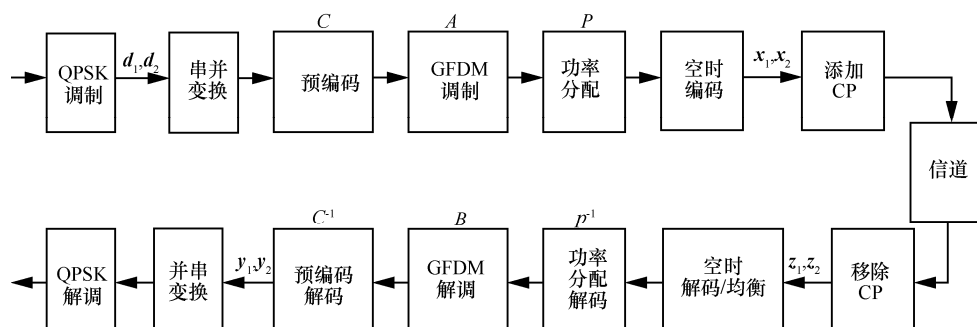


图1 带有功率分配的 WHT-STC-GFDM 系统框图

功率分配模块、STC 模块得到第一时隙内两根发射天线的发送信号分别为 $\mathbf{x}_1$ 和 $\mathbf{x}_2$ ，第二时隙内两根发射天线的发送信号分别为 $-\mathbf{x}_2^*$ 和 $\mathbf{x}_1^*$ ；最后，在发送信号传输到无线信道前添加循环前缀 (cyclic prefix, CP) 以避免符号间干扰。

第一时隙内两根发射天线的发送信号 $\mathbf{x}_a$ 长度均为 $N \times 1$ ，表示为：

$$\mathbf{x}_a = \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{d}_a \quad (1)$$

其中， $a=1,2$ 表示第 a 根发射天线，矩阵 $\mathbf{C} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{C}_K / \sqrt{K}$ 表示是 $N \times N$ 维的 WHT 变换矩阵^[13]，其中， $\mathbf{I}_M$ 是 $M \times M$ 维的单位矩阵， $\otimes$ 表示克罗内克积， $\mathbf{C}_K$ 表示 $K \times K$ 维的 WHT 变换矩阵：

$$\mathbf{C}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{K/2} & \mathbf{C}_{K/2} \\ \mathbf{C}_{K/2} & -\mathbf{C}_{K/2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中， K 必须是 2 的幂数，且 $C_1=1$ 。矩阵 $\mathbf{A}$ 是 $N \times N$ 维的 GFDM 调制矩阵：

$$\mathbf{A} = [\mathbf{g}_{0,0} \ \mathbf{g}_{1,0} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,0} \ \mathbf{g}_{0,1} \ \cdots \ \mathbf{g}_{K-1,M-1}] \quad (3)$$

其中， $\mathbf{g}_{k,m} = [g_{k,m}[0], \dots, g_{k,m}[N-1]]^T$ 表示 $N \times 1$ 维向量，其值由发射滤波器 $g_{k,m}[n]$ 构成， $(\cdot)^T$ 表示转置。发射滤波器 $g_{k,m}[n]$ 表示为：

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \cdot \exp(-j2\pi kn / K) \quad (4)$$

其中， $n=0,1,\dots,N-1$ ， $g_{k,m}[n]$ 是通过原型滤波器 $g[n]$ 在时/频域进行循环移位得到的， $\bmod$ 表示取模运算， $g_{k,0}[n]$ 通过在时域循环移位可得到 $g_{k,m}[n]$ ，点乘 $\exp(-j2\pi kn / K)$ 运算表示频域循环移位操作。文中的原型滤波器 $g[n]$ 采用升余弦 (raised cosine, RC) 滤波器^[17]，其时域形式为 $g[n] = \text{sinc}(n) \cos(\pi \alpha n) / (1 - 4\alpha^2 n)$ ， α 为 RC 滤波器的滚降系数。矩阵 $\mathbf{P}$ 是 $N \times N$ 维的功率分配矩阵，其主对角线元素为 p_i ， $i=0,1,\dots,N-1$ ，其余元素均为 0。

假设信道在两个时隙内保持不变且接收机具有理想的信道状态信息，考虑迫零 (zero forcing, ZF) 接收机，则在频率选择性衰落信道上移除 CP

后的接收信号 $\mathbf{z}_1$ 和 $\mathbf{z}_2$ 分别表示为：

$$\begin{cases} \mathbf{z}_1 = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}_2 + \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{z}_2 = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}_1^* - \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}_2^* + \mathbf{v}_2 \end{cases} \quad (5)$$

其中，矩阵 $\mathbf{A}_a = \text{diag}([\lambda_{a,0}, \lambda_{a,1}, \dots, \lambda_{a,N-1}])^T$ 表示第 a 根天线的 $N \times N$ 维信道对角矩阵，由循环矩阵 $\mathbf{H}_a$ 傅里叶变换对角化得到，其对角线元素由 $N \times N$ 维的循环矩阵 $\mathbf{H}_a$ 的特征值 $\lambda_{a,n}$ 构成，其余元素均为 0。矩阵 $\mathbf{H}_a$ 的第一列的前 L 个元素由 $h_{0,a}, h_{1,a}, \dots, h_{L-1,a}$ 构成，第一列的剩余 $N-L$ 个元素为 0，其余 $N-1$ 列的元素可由循环移位第一列得到，其中 $h_{l,a} = 10^{-l/(L-1)}$ ($l=0, \dots, L-1$) 表示频率选择性信道的第 l 条路径的信道增益^[3]。 $\mathbf{v}_1$ 、 $\mathbf{v}_2$ 均表示不相关的加性高斯白噪声，其均值为 0、方差为 σ_v^2 。

经过空时解码后的信号 $\tilde{\mathbf{x}}_1$ 和 $\tilde{\mathbf{x}}_2$ 分别表示为：

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1^* \cdot \mathbf{z}_1 + \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{z}_2^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2^* \cdot \mathbf{z}_1 - \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{z}_2^* \end{cases} \quad (6)$$

经过 ZF 均衡、功率分配解码、GFDM 解调模块和预编码解码模块后，从第 a 根天线接收到的信号表示为：

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{A}_s^{-1} \cdot (\mathbf{A}_s \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{d}_a + \tilde{\mathbf{v}}_a) = \mathbf{d}_a + \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{A}_s^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_a \quad (7)$$

其中， $\mathbf{A}_s = |\mathbf{A}_1|^2 + |\mathbf{A}_2|^2$ ，矩阵 $\mathbf{P}^{-1}$ 是 $N \times N$ 维的功率分配解码矩阵，其矩阵元素可通过 MBER 功率分配策略求得。矩阵 $\mathbf{B}$ 是 $N \times N$ 维 GFDM 解调矩阵，其元素组成由发射滤波器决定。矩阵 $\mathbf{C}^{-1}$ 是 $N \times N$ 维的预编码解码矩阵。 $\tilde{\mathbf{v}}_a$ 表示从第 a 根天线接收到的噪声，空时解码后的噪声方差均为 $\sigma_{\tilde{v}_a}^2 = \mathbf{A}_s \cdot \sigma_v^2$ 。

借鉴文献[8]的设计思想，利用 NEF 因子对式(7)的接收端噪声进行统计分析，可求得带有功率分配的 WHT-STC-GFDM 系统的 NEF 表达式为：

$$\xi_{\text{STC-PA}}(p_i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \left| \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{A}_s^{-1} \cdot \sqrt{\mathbf{A}_s} \right|_{k,i}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|\mathbf{T}|_{k,i}^2}{(|\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2) |p_i|^2} \quad (8)$$



为简化表示, 令 $\mathbf{T} = \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{B}$, 可求得带有功率分配的 WHT-STC-GFDM 系统在频率选择性衰落信道上的 BER 性能、频带利用率性能的解析表达式分别为:

$$P_{\text{STC-PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q\left(\sqrt{\gamma/\xi_{\text{STC-PA}}}\right) \quad (9)$$

$$R_{\text{STC-PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \text{lb}(1 + \gamma/\xi_{\text{STC-PA}}) \quad (10)$$

其中, γ 为瞬时信噪比。

若考虑收发端的天线数均为 1 时, 图 1 中的带有功率分配的 WHT-STC-GFDM 系统框图简化为带有功率分配的单入单出 WHT 预编码 GFDM (简称 MBER-WHT-GFDM) 系统框图。经过功率模块后的信号 $\mathbf{x}_1$ 表示为:

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{d}_1 \quad (11)$$

此时, 式 (8) 的信道对角矩阵 $\mathbf{A}_s = |\mathbf{A}|^2$, 可求得带有功率分配的 WHT-GFDM 系统的 NEF 表达式为:

$$\xi_{\text{PA}}(p_i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / |\lambda_i \cdot p_i|^2 \quad (12)$$

3 MBER 功率分配策略

基于 MBER 功率分配策略的 WHT-STC-GFDM (即 MBER-WHT-STC-GFDM) 系统的优化目标为:

$$\min_{p_i} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q\left(\sqrt{\gamma/\xi_{\text{STC-PA}}(p_i)}\right) \quad (13)$$

其中, 每个数据符号的功率和需要满足条件:

$$\sum_{i=0}^{N-1} p_i = N \quad (14)$$

式 (13) 的 MBER 优化求解过程可转换为对 NEF 因子 $\xi_{\text{STC-PA}}(p_i)$ 的优化求解, 即:

$$\min_{p_i} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|\mathbf{T}_{k,i}|^2}{\left(|\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2\right) |p_i|^2}$$

$$\text{s.t. } \sum_{i=0}^{N-1} p_i = N \quad (15)$$

由式 (15) 可知, 该系统将所有子载波均用于传输数据符号, 而不是将信道状态较差的子载波舍弃, 优化对象 $\xi_{\text{STC-PA}}$ 是面向所有子载波的。式 (15) 优化求解 NEF 因子问题是凸优化问题, 因此可用拉格朗日乘子法建立约束方程对其进行求解, 其代价函数为:

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \left[\left(|\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2 \right) \cdot |p_i|^2 \right] + \theta \left(\sum_{i=0}^{N-1} p_i - N \right) \quad (16)$$

对式 (16) 求导, 可得:

$$\partial J / \partial p_i = - \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \left[\left(|\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2 \cdot p_i^3 \right) \right] + \theta \quad (17)$$

令 $\partial J / \partial p_i = 0$, 通过计算可求得 p_i 的表达式为:

$$p_i = \left(\frac{1}{\theta} \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \left(|\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2 \right) \right)^{1/3} = \left(\frac{1}{\theta} \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \kappa_i \right)^{1/3} \quad (18)$$

其中, $\kappa_i = |\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2$ 。根据式 (14) 的约束条件 $\sum_{i=0}^{N-1} p_i = N$, 可得 θ 的表达式为:

$$\theta = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \kappa_i \right)^{1/3} \right)^3 = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \right)^3 \quad (19)$$

其中, $\mu_i = \left(\sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 / \kappa_i \right)^{1/3}$ 。最后, 将式 (19) 代入式 (18), 从而得到 MBER-WHT-STC-GFDM 系统的功率分配表达式为:

$$p_i = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mu_i \right)^{-1} \times \mu_i = \left(E \left[\rho_i / (\kappa_i)^{1/3} \right] \right)^{-1} \times \left(\rho_i / (\kappa_i)^{1/3} \right) \quad (20)$$

其中, $E[\cdot]$ 表示期望, $\rho_i = \left(\sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{T}_{k,i}|^2 \right)^{1/3}$ 。将式 (20) 的功率分配表达式代入式 (8), 可得 MBER-WHT-

STC-GFDM 系统的 NEF 表达式为:

$$\xi_{\text{STC-PA}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|T|_{k,i}^2}{\kappa_i |p_i|^2} = \left(E \left[\rho_i / (\kappa_i)^{1/3} \right] \right)^3 \quad (21)$$

将式 (21) 的 NEF 表达式代入式 (9) 和式 (10), 可求得 MBER-WHT-STC-GFDM 系统的 BER 性能和频带利用率性能的数学表达式分别为:

$$P_{\text{STC-PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q \left(\sqrt{\gamma \left(E \left[\rho_i / (\kappa_i)^{1/3} \right] \right)^{-3}} \right) \quad (22)$$

$$R_{\text{STC-PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + \gamma \left(E \left[\rho_i / (\kappa_i)^{1/3} \right] \right)^{-3} \right) \quad (23)$$

由式 (22) 和式 (23) 可知, MBER-WHT-STC-GFDM 系统的 BER 性能和频带利用率性能由信噪比 γ 、信道对角矩阵元素 $\kappa_i = |\lambda_{1,i}|^2 + |\lambda_{2,i}|^2$ 、预编码解码矩阵 $\mathbf{C}^{-1}$ 和 GFDM 解调矩阵 $\mathbf{B}$ 共同决定。

下面给出基于 MBER 功率分配策略的算法伪代码:

输入 κ_i 、 ρ_i

输出 $P_{\text{STC-PA}}$ 、 $R_{\text{STC-PA}}$

步骤 1 根据优化目标和约束条件写出式 (16) 的拉格朗日函数

步骤 2 对式 (16) 的拉格朗日函数进行求导

步骤 3 根据约束条件求出式 (20) 的最优功率表达式

步骤 4 根据式 (20) 分别求出式 (22) 的最优误比特率和式 (23) 的频带利用率

当收发端的天线数均为 1 时, MBER-WHT-GFDM 系统的 NEF 因子简化为 $\xi_{\text{PA}}(p_i)$, 优化问题表示为:

$$\begin{aligned} \min_{p_i} \quad & \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} |T|_{k,i}^2 / |\lambda_i \cdot p_i|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{i=0}^{N-1} p_i = N \end{aligned} \quad (24)$$

根据式 (16) ~ 式 (20) 优化问题的求解思路, 可求得 MBER-WHT-GFDM 系统的功率分配和 NEF 表达式分别为:

$$p_i = \left(E \left[\rho_i / |\lambda_i|^{2/3} \right] \right)^{-1} \times \left(\rho_i / |\lambda_i|^{2/3} \right) \quad (25)$$

$$\xi_{\text{PA}} = \left(E \left[\rho_i / |\lambda_i|^{2/3} \right] \right)^3 \quad (26)$$

可求得 MBER-WHT-GFDM 系统的 BER 性能和频带利用率性能的数学表达式分别为:

$$P_{\text{PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Q \left(\sqrt{\gamma \left(E \left[\rho_i / |\lambda_i|^{2/3} \right] \right)^{-3}} \right) \quad (27)$$

$$R_{\text{PA}} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + \gamma \left(E \left[\rho_i / |\lambda_i|^{2/3} \right] \right)^{-3} \right) \quad (28)$$

4 数值计算与仿真结果

下面利用 MATLAB 软件对 MBER-WHT-GFDM 系统、MBER-WHT-STC-GFDM 系统 BER 性能和频带利用率进行数值计算与仿真实验。仿真参数设置如下: 采用文献[18]的 6 抽头频率选择性衰落信道, 信道参数设置见表 1, Tap 表示抽头, 假设每个抽头均服从瑞利分布; 采用 QPSK 调制, GFDM 的子载波数 $K=16$ 、子符号数 $M=3$, 子载波带宽为 5 MHz^[1], RC 滤波器的滚降系数为 0.9, CP 长度取 $K/4$ 。

表 1 信道参数设置^[18]

	Tap1	Tap2	Tap3	Tap4	Tap5	Tap6
时延/ns	0	100	200	300	500	700
功率/dB	0	-3.6	-7.2	-10.8	-18.0	-25.2

基于 MBER 准则的 GFDM 系统和 WHT-GFDM 系统的 BER 性能对比如图 2 所示, 基于 MBER 准则的 WHT-GFDM 系统和 WHT-STC-GFDM 系统的 BER 性能对比如图 3 所示, 得出结论如下。

(1) MBER-WHT-GFDM 系统与 MBER-WHT-STC-GFDM 系统 BER 性能的数值计算和仿真曲线基本相同, 验证了 MBER 解析表达式的正确性。

(2) 利用预编码算法可改善 STC-GFDM 系统的 BER 性能, 如当 $\text{BER} = 10^{-3}$ 时, WHT-STC-GFDM 系统的 BER 性能对比 STC-GFDM 系统改善了约 0.6 dB。

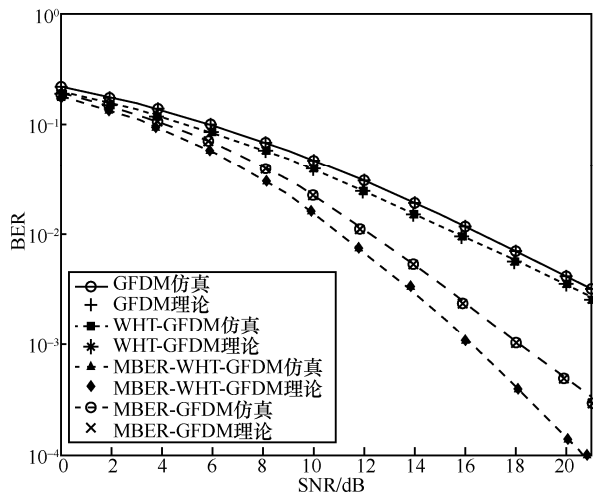


图2 基于MBER准则的GFD和WHT-GFD系统的BER性能对比

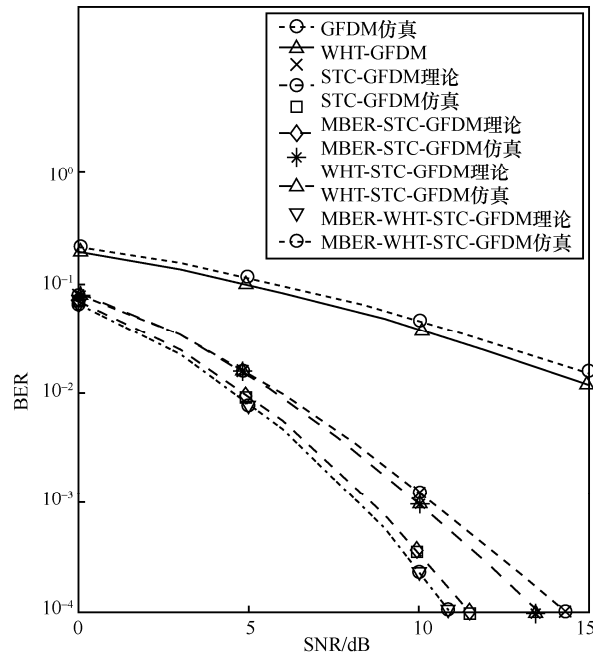


图3 基于MBER准则的WHT-GFD系统和WHT-STC-GFD系统的BER性能对比

(3) 式(25)和式(20)的MBER功率分配策略可分别使WHT-GFD系统和WHT-STC-GFD系统达到MBER: 如当 $BER = 10^{-2}$ 时, MBER-WHT-GFD系统对比GFD、WHT-GFD、MBER-GFD系统分别改善了约5.8 dB、4.8 dB、1.2 dB; 如当 $BER = 10^{-3}$ 时, MBER-WHT-STC-GFD系统的BER性能对比WHT-STC-GFD系统改善了约0.4 dB。

基于MBER功率分配的各GFD系统的频带利用率性能如图4所示。

5种GFD系统的频带利用率性能排序由高到低依次是MBER-WHT-STC-GFD、WHT-STC-GFD、MBER-WHT-GFD、WHT-GFD和GFD系统。说明预编码变换、STC编码以及MBER功率分配策略均可改善GFD系统的频带利用率性能, 如当 $SNR = 12$ dB时, MBER-WHT-STC-GFD系统的频带利用率性能对比WHT-STC-GFD、MBER-WHT-GFD、WHT-GFD和GFD系统分别提高了约0.24 bit/(s·Hz)、1.41 bit/(s·Hz)、1.99 bit/(s·Hz)、2.04 bit/(s·Hz)。

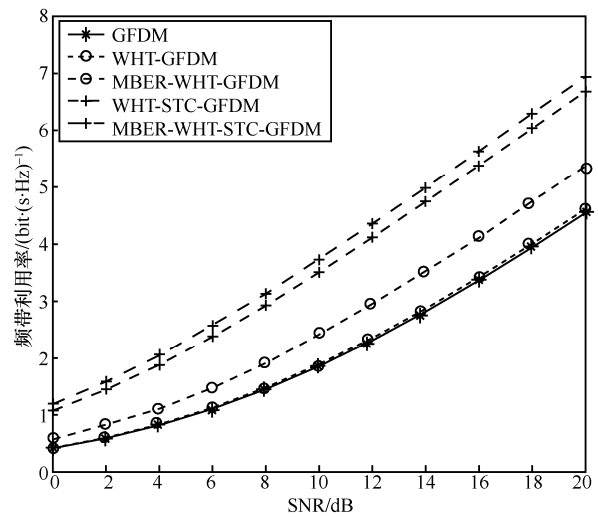


图4 基于MBER功率分配的各GFD系统的频带利用率性能

5 结束语

本文提出了基于MBER准则的预编码GFD系统、联合预编码与时空编码GFD系统功率分配策略, 分别推导了MBER-WHT-GFD、MBER-WHT-STC-GFD系统的功率分配、BER性能和频带利用率性能的解析表达式。仿真结果验证了理论分析的正确性, 由数值计算与仿真结果可知, 预编码算法、MBER功率分配策略均可有效地改善GFD/STC-GFD系统的BER性能。

和频带利用率性能。

参考文献:

- [1] FETTWEIS G, KRONDORF M, BITTNER S. GFDM - generalized frequency division multiplexing[C]//Proceedings of VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-4.
- [2] 张建敏, 谢伟良, 杨峰义, 等. 5GMEC 融合架构及部署策略[J]. 电信科学, 2018, 34(4): 109-117.
ZHANG J M, XIE W L, YANG F Y, et al. 5G mobile/multi-access edge computing integrated architecture and deployment strategy[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(4): 109-117.
- [3] MICHAILOW N, MATTHÉ M, GASPAR I S, et al. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(9): 3045-3061.
- [4] 张苗, 谢显中, 吴垒, 等. GFDM 系统中基于随机滤波器分配的降低 PAPR 算法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 36-43.
ZHANG M, XIE X Z, WU L, et al. Algorithm based on randomly assigning filters to reduce PAPR in GFDM system[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 36-43.
- [5] ZHANG W, ZHANG Z M, JIA J P, et al. STC-GFDM systems with Walsh-Hadamard transform[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 162-165.
- [6] 吴虹, 刘兵, 赵迎新, 等. 广义频分复用通信系统抑制干扰技术[J]. 上海交通大学学报, 2017, 51(9): 1117-1123.
WU H, LIU B, ZHAO Y X, et al. Research on interference suppression in generalized frequency division multiplex system[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2017, 51(9): 1117-1123.
- [7] ZHANG X T, WANG Z D, NING X Y, et al. On the performance of GFDM assisted NOMA schemes[J]. IEEE Access, 2020, 8: 88961-88968.
- [8] WANG Z D, MEI L, SHA X J, et al. Minimum BER power allocation for space-time coded generalized frequency division multiplexing systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(3): 717-720.
- [9] MOHAMMADIAN A, BAGHANI M, TELLAMBURA C. Optimal power allocation of GFDM secondary links with power amplifier nonlinearity and ACI[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(1): 93-96.
- [10] NA Z Y, LV J Q, ZHANG M S, et al. GFDM based wireless powered communication for cooperative relay system[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50971-50979.
- [11] NA Z Y, LV J Q, JIANG F, et al. Joint subcarrier and sub-symbol allocation-based simultaneous wireless information and power transfer for multiuser GFDM in IoT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(4): 5999-6006.
- [12] CHO Y S, KIM J, YANG W Y, et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB®[M]. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [13] MICHAILOW N, MENDES L, MATTHÉ M, et al. Robust WHT-GFDM for the next generation of wireless networks[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(1): 106-109.
- [14] LIU K M, DENG W F, LIU Y A. Theoretical analysis of the peak-to-average power ratio and optimal pulse shaping filter design for GFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(13): 3455-3470.
- [15] 蔡建辉, 李光球, 沈静洁. 降低 GFDM 峰均功率比的低复杂度算法[J]. 电信科学, 2021, 37(4): 82-89.
CAI J H, LI G Q, SHEN J J. Low complexity algorithm for PAPR reduction in GFDM system[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(4): 82-89.
- [16] MATTHÉ M, MENDES L, GASPAR I, et al. Precoded GFDM transceiver with low complexity time domain processing[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2016, 2016(1): 138.
- [17] WU J Q, MA X F, QI X F, et al. Influence of pulse shaping filters on PAPR performance of underwater 5G communication system technique: GFDM[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2017, 2017: 1-7.
- [18] WANG Z D, MEI L, SHA X J, et al. BER analysis of STBC hybrid carrier system based on WFRFT with frequency domain equalization[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(8): 082301.

[作者简介]



蔡建辉 (1995-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。

李光球 (1966-), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信、信息论与编码。

段彦旭 (1995-), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。