

超声波透金属通信中子载波快速筛选比特填充算法

许琳森, 杨维, 田洪现, 吴韬

(北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 针对贪婪比特填充算法复杂度较高的问题, 提出了一种用于超声波透金属通信的子载波快速筛选比特填充算法。通过 BER 近似公式和泰勒公式推导出子载波 BER 增量的近似表达式, 将其作为贪婪比特填充算法中筛选子载波的依据, 先筛选子载波再计算其 BER, 使贪婪算法不需要计算所有子载波的新 BER。仿真结果表明, 所提算法可达到贪婪比特填充算法的数据速率, 节省了约 $\frac{3}{4}$ 的子载波 BER 计算, 大大降低了计算量。

关键词: 超声波; 透金属通信; 比特填充算法; 正交频分复用

中图分类号: TN92

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020228

Bit-filling algorithm for fast subcarrier-selecting in ultrasonic through-metal communication

XU Linsen, YANG Wei, TIAN Hongxian, WU Tao

School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract: Aiming at the high complexity of the greedy bit-filling algorithm, a bit-filling algorithm for fast subcarrier-selecting used in ultrasonic through-metal communication was proposed. The approximate expression for the BER increment, which was used as the basis for selecting subcarriers in the greedy bit-filling algorithm, was derived by the BER approximation formula and Taylor formula. The subcarrier was selected first and then its BER was calculated. Therefore, it was unnecessary for the greedy bit-filling algorithm to calculate new BER of all subcarriers. The simulation results show that the proposed algorithm can achieve nearly the same data rate as the greedy bit-filling algorithm and save the BER calculation of about $\frac{3}{4}$ subcarriers, greatly reducing the amount of calculation.

Key words: ultrasound, through-metal communication, bit-filling algorithm, OFDM

1 引言

近年来, 有关超声波透金属通信的研究引起了广泛关注^[1]。在一些状态监测和无线传感应用中, 需要与密封金属容器内部进行数据交换和能量传输, 由于金属的静电屏蔽和趋肤效应, 电磁波不能有效地穿透金属, 而在金属上钻孔会破坏金属结构

的完整性, 具有潜在危险, 如有毒化学品的泄漏、压力或真空的损失等, 因此, 许多研究利用超声波作为载体实现透金属通信和功率传输^[2-4]。压电换能器 (PZT, piezo-electric transducer) 是超声领域的常用元件, 其利用电介质的压电效应, 将电能与声能相互转换, 具有体积小、效率高的优点。文献[5]提出了超声透金属通信的单跳、双跳、反射功率结

收稿日期: 2020-05-25; 修回日期: 2020-08-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.51874299, No.61671050); 国家科技支撑计划基金资助项目 (No.2013BAK06B03); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (No.2018YJS004)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.51874299, No.61671050), The National Science and Technology Infrastructure Program of China (No.2013BAK06B03), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.2018YJS004)

构。超声波透金属通信的信道结构一般由金属壁和固定于金属壁两侧的 PZT 组成，发射端位于金属外侧，容易接触和修改；接收端位于金属内部，受到安装环境、体积、功率的限制，难以接触并且要保持长期稳定运行。超声波由发射端 PZT 产生，透过金属传播后被接收端 PZT 吸收，然而，超声波并不能被接收端 PZT 完全吸收，一部分超声波会反射回发射端，再由发射端反射回来，如此往复进行，导致接收端收到多个超声波信号。这种回波现象类似于无线通信中的多径效应，使超声波透金属通信信道具有频率选择性。

为了消除频率选择性衰落的影响，文献[6]采用基于回波消除的预失真滤波器抑制信道回波，实现了超声波透金属高速通信，将数据速率从 50 kbit/s 提高到 1 Mbit/s。在文献[6]的基础上，文献[7]建立了更精确的信道模型，提高了回波消除技术的性能，并采用脉冲幅度调制实现了 5 Mbit/s 的数据速率。正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 是一种被广泛应用的多载波调制技术^[8-10]，当 OFDM 的子载波频率间隔小于信道的相干频率时，可将每个子信道视为平坦衰落信道，不需要使用复杂的均衡技术就能消除信道频率选择性衰落的影响。由于信道的频率选择性衰落，OFDM 系统中各个子信道的信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 变化较大，若在 OFDM 系统的所有子载波上分配相同的比特数，即所有子载波采用相同的调制方式，那么低 SNR 子信道的误比特率 (BER, bit error rate) 会很高，而高 SNR 子信道仍可分配更多比特数，因此，必须采用功率或比特加载技术调整各子信道的功率或比特数。

文献[11]提出了一种固定功率的速率自适应比特加载算法的变体，仿真结果表明，在超声透金属通信中，达到的数据速率明显大于非自适应调制。文献[12]提出固定功率的 Chow 算法，将现有超声技术的数据速率提高了 300%，达到 15 Mbit/s。文献[13]研究发现利用比特和功率混合加载技术，理论上可将超声透金属通信的数据速率提高到信道容量的 80%，但是并未给出具体的实现过程。文献[14]将多输入多输出技术与 OFDM 相结合，并为子载波分配不超过 BER 阈值的最大比特数，在超声波透金属通信中实现了 50% 的理论信道容量。文献[15]研究了多信道超声穿墙通信系统的资源分配问题，提出一种新的功率分配算法，相比于传统比特加载

技术和贪婪比特填充技术能达到更高的数据速率，但是算法复杂度较高。文献[16]将压电换能器嵌入金属中，组成无线传感网络，实现了数据和功率的同时传输。比特和功率加载技术大大提高了超声波透金属通信的数据速率，同时增加了实现复杂度，使加载技术在超声波透金属通信场景中的应用更加困难。

本文在固定功率、BER 阈值和不同比特增量的限制下，对已有的贪婪算法进行改进，提出一种用于超声波透金属通信的子载波快速筛选的比特填充算法。通过 BER 近似公式和泰勒展开推导出子载波 BER 增量的近似表达式，将其作为贪婪比特填充算法中子载波的选择依据，先筛选子载波再计算其 BER，省去了对大部分子载波新 BER 的计算，降低了贪婪算法的复杂度。仿真结果表明，所提算法可达到贪婪比特填充算法的数据传输速率，且算法的计算量更低。

2 信道和系统模型

本节分析了超声波透金属通信信道的特点，介绍了基于夹板式压电换能器 (SPPT, sandwiched plate piezoelectric transformer) 声电信道分析模型^[17]和 OFDM 多载波系统模型。

2.1 基于 SPPT 的声电信道分析模型

图 1 为基于 SPPT 的超声透金属通信的信道结构^[3]。金属两侧的 PZT 由耦合剂进行同轴固定，PZT 决定了超声波的频率，耦合剂可提高超声波的传输效率。超声波经过耦合剂、金属、耦合剂传输，每一层都会产生反射波，反射波经过各层也会产生反射波，因此必须仔细选择 PZT 和耦合剂，使其特性声阻抗尽可能接近，以减少反射损耗和多路径传播。接收端收到的反射波被称为回波，回波导致接收信号在时域产生线性失真，在频域表现为频率选择性 (振幅失真) 和群时延失真 (相位失真)。信道的频率选择性主要由金属的自然模态产生，金属壁越厚，相邻回波的时间间隔越长，则信道的频率选择性越严重；群时延失真使回波信号的色散增大，使回波产生拖尾现象^[3]。

一般认为超声波透金属通信信道是准静态的，具有近乎无限的相干时间，可以忽略信道的多普勒扩展^[1,3]。受收发端配置、金属厚度、安装误差、实际通信环境等影响，接收端回波的个数通常需要根据实际测量来确定。为了简化分析，假设接收端收到的最大回波数为 9 个 (包含第一次的接收信号)，

考虑到拖尾现象，则信道时延扩展可近似为

$$D = 9 \times \frac{2d_m}{c_s} \quad (1)$$

其中， d_m 为金属厚度， $c_s = 5838 \text{ m/s}$ 为声波在金属中的传播速度。从式(1)可以看出，随着金属厚度的增加，信道时延扩展逐渐增大，信道相干带宽为信道时延扩展的倒数，因此，信道相干带宽逐渐降低，OFDM 的子载波频率间隔逐渐降低。过低的子载波频率间隔导致系统对多普勒频移和相位噪声敏感，因此，大部分有关超声透金属通信的研究所考虑的金属厚度不超过 100 mm，仅文献[5]研究了金属厚度为 150 mm 的超声通信，实现了 300 bit/s~5 kbit/s 的低速通信。

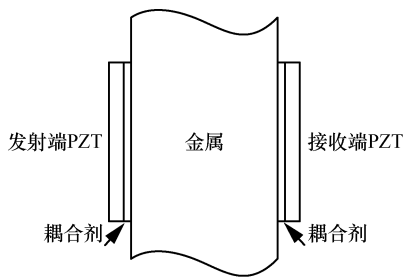


图 1 基于 SPPT 的超声透金属通信的信道结构

图 2 给出了基于 SPPT 分析模型的超声波透 60 mm 金属通信的信道功率增益。

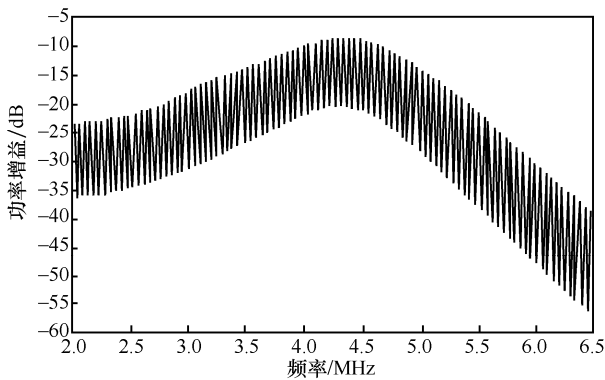


图 2 超声波透 60 mm 金属通信的信道功率增益

从图 2 可以看出，信道的整体功率增益较低，且具有严重的频率选择性。在 PZT 谐振中心频率 4.28 MHz 处，功率增益为 -10 dB，而在频率 6MHz 处，功率增益减小为 -50 dB。由于信道的功率增益较低，通过信道的信号会产生很大的衰减，不利于接收端对信号的接收，因此需要对信号的衰减进行补偿。信道功率增益补偿如图 3 所示，通常在发射端加入换能器驱动，并在接收端加入低噪放大器

(LNA, low noise amplifier) 进行联合补偿。本文主要研究比特加载算法，不考虑电路方面的实现，所以假设换能器驱动和 LNA 能有效地补偿信道带来的信号衰减，将换能器驱动和 LNA 的联合增益(单位为 dB)选为信道平均增益(单位为 dB)的相反数。这样补偿后的信道平均功率增益为 0 dB，将其作为仿真使用的信道。

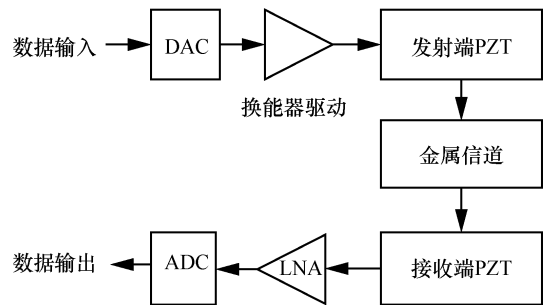


图 3 信道功率增益补偿示意

金属的自然模态周期为 $f_m = \frac{c_s}{2d_m}$ [3]，金属的自然模态周期即信道的功率增益曲线变化周期。

如图 2 所示，当金属厚度为 60 mm 时，功率谱曲线的变化周期约为 48 kHz，曲线在一个周期内的起伏超过 10 dB，表明信道具有严重的频率选择性。采用均衡技术克服信道的频率选择性具有很高的实现复杂度，而 OFDM 技术仅需选择合适的子载波间隔，就能消除频率选择性衰落的影响，且由于信道为准静态的，子载波的同步与估计都变得相对简单，因此，有利于采用加载技术进一步提高 OFDM 的数据速率。

2.2 OFDM 多载波系统模型

OFDM 技术是应用最广的一种多载波传输方案，由于其不需要使用复杂的均衡技术就能消除信道频率选择性衰落的影响，近年来被广泛应用于超声波透金属通信中。设 OFDM 系统有 N 个子载波，每个子载波可单独进行调制。设调制后的复信号为 $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]^T$ ，其中 $d_i (i = 0, \dots, N-1)$ 为从星座图中等概率选择的调制信号，则每个子载波的平均功率相同。 \mathbf{d} 经过傅里叶逆变换得到 OFDM 符号的时域采样信号为 $\mathbf{x} = \mathbf{F}^H \mathbf{d}$ ，其中 \mathbf{F} 为 $N \times N$ 的快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 矩阵， $(\cdot)^H$ 为厄米特转置。通常选择 \mathbf{x} 的最后 N_{CP} 个数据作为循环前缀 (CP, cyclic prefix) 加到数据开头，这样可消除 OFDM 的符号间干扰，同时可将信道的

线性卷积转换为循环卷积。

信号经过信道传输后到达接收端,接收端从收到的数据中移除循环前缀,得到接收信号。由于超声波透金属通信信道是准静态的,信道状态在一个或多个 OFDM 符号持续时间内保持稳定,因此接收信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, \mathbf{H} 表示信道状态的 $N \times N$ 循环矩阵, $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_n^2 \mathbf{I}_N)$ 表示加性高斯白噪声向量, \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 单位矩阵。接收信号经过 FFT 后得到

$$\mathbf{r} = \mathbf{F}\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^H = \text{diag}(H_0, H_1, \dots, H_{N-1})$ 为对角矩阵, H_i 为第 i 个子载波的信道频率响应, $\tilde{\mathbf{n}} \sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_n^2 \mathbf{I}_N)$ 。通常假设各子载波信噪比在接收端被准确估计,并通过反馈链路传回发射端;然后发射端根据子载波 SNR 计算比特分配方法,再传给接收端用于各子载波的解调^[18]。这样减少了位于金属容器内部的接收端的操作,有利于接收端的长期运行。

3 快速筛选子载波的比特填充算法

加载技术所解决的分配问题通常分为两类^[19],一是利润最大化问题,在达到目标数据速率的同时实现功率最小化;二是速率最大化(RM, rate maximization)问题,在给定最大功率限制下实现数据速率最大化。在 RM 问题中,最大功率限制的一种简单情况就是为各子载波分配相同的功率,并为各子载波分配不同的比特数。通常在实际应用中,分配的比特数为整数,且要求 BER 不超过某个阈值,因此 RM 问题为整数规划问题,由下列优化问题表示^[20]。

$$\begin{aligned} & \max_{b_i} \sum_{i=0}^{N-1} b_i \\ & \text{s.t. } \bar{P} = \frac{\sum_{i=1}^N b_i P_i}{\sum_{i=1}^N b_i} \leq P_T \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $b_i \in \mathcal{N}^+$ 表示第 i 个子载波分配到的比特数, P_i 表示第 i 个子载波的 BER, \bar{P} 表示一个 OFDM 符号的平均 BER, P_T 表示给定的 BER 阈值。 P_i 由子载波符号信噪比和调制方式决定,子载波符号信噪

比定义为 $\gamma_i \triangleq |H_i|^2 \frac{P_s}{\sigma_n^2}$, 其中, P_s 为子载波符号平均功率。本文所有信噪比均指符号信噪比,以下简称信噪比。

3.1 贪婪比特填充算法

贪婪比特填充算法作为解决 RM 问题的一种经典分配算法,复杂度较高,一般通过预分配方法降低贪婪算法的迭代次数^[21]。由于要迭代计算,贪婪算法的比特分配结果具有一定时延,无法满足快速时变信道和低时延的要求,而超声透金属通信对实时性要求不高,且信道处于准静态,因此贪婪算法能很好地适用于超声透金属通信中。此外,贪婪算法是对每个子载波进行比特分配,因此超声透金属信道的频率选择性衰落不会对算法产生影响。

贪婪比特填充算法主要分为两步,第一步为各子载波分配初始的比特数,第二步对子载波进行筛选并分配额外的比特数。初始比特数的分配通常采用基础分配算法。基础分配算法计算出给定 BER 阈值时进行不同调制所需的最低 SNR,然后利用子载波信噪比和查表法,为各子载波分配初始比特数。本文考虑 2 种调制方式,分别为二进制相移键控(BIT/SK, binary phase shift keying)和矩形灰度编码的多进制正交幅度调制(MQAM, multiple quadrature amplitude modulation),相应的 BER 分别如式(5)和式(6)所示^[22]。

$$P_{\text{BIT/SK}}(\gamma_i) = Q(\sqrt{2\gamma_i}) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{MQAM}}(\gamma_i) &= \frac{4}{\text{lb}M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_i}{M-1}}\right) \\ & \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_i}{M-1}}\right)\right] \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $M = 4^m$ ($m = 1, 2, 3, \dots$), $Q(\cdot)$ 表示 Q 函数。如果不确定第 i 个子载波的调制方式,可将第 i 个子载波的 BER 写为 P_i , 当子载波信噪比太低,可以将该子载波置空,即不在该子载波上传输比特。根据式(5)和式(6)可得,在给定 BER 阈值和调制方式时的信噪比为

$$\tilde{\gamma}_2 = \frac{[Q^{-1}(P_T)]^2}{2} \quad (7)$$

$$\tilde{\gamma}_M = \frac{M-1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - P_T \text{lb}M}}{2 - \frac{2}{\sqrt{M}}} \right) \right]^2 \quad (8)$$

其中, $Q^{-1}(\cdot)$ 是 Q 函数的反函数, $\tilde{\gamma}_2$ 为给定 BER 阈值时进行 BIT/SK 调制所需的最低 SNR, $\tilde{\gamma}_M$ 为给定 BER 阈值时进行 MQAM 调制所需的最低 SNR。图 4 为不同调制方式下 BER 与 SNR 的关系, 标注了在 $P_T = 10^{-6}$ 时不同调制方式所需的最低信噪比, 例如, 当 $\tilde{\gamma}_2 < \gamma_k < \tilde{\gamma}_4$ 时, 子载波为 BIT/SK 调制。

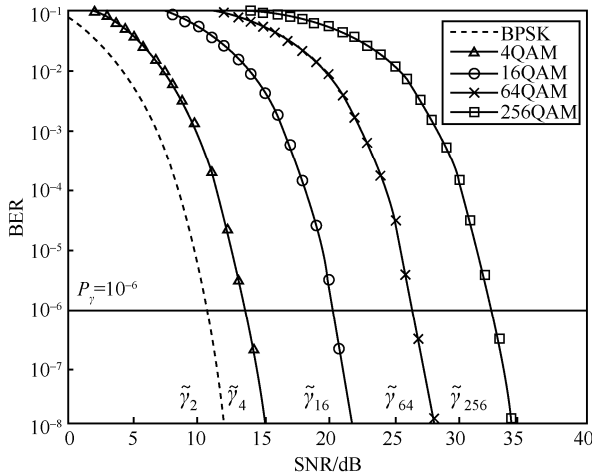


图 4 不同调制方式下 BER 与 SNR 的关系

利用式(7)和式(8)可以得到基础分配算法所需的 SNR 查表值。在进行初始比特数分配后, 每个子载波的 BER 都小于 BER 阈值, 因此平均 BER 小于 BER 阈值, 满足式(4)的约束条件。基础分配算法使贪婪比特填充算法不需要从零开始为子载波分配比特数, 大大降低了算法的计算量。

在基础分配算法后, 由于平均 BER 未达到 BER 阈值, 仍有增加的空间, 因此可以为子载波分配额外的比特数使平均 BER 逼近 BER 阈值。

贪婪比特填充算法筛选子载波的方法是计算所有子载波的 BER 增量, 然后选择具有最小 BER 增量的子载波, 并为其分配额外比特数。某个子载波 (假设为第 k 个子载波) 的 BER 增量为

$$\Delta P_k^+ = b'_k P'_k - b_k P_k \quad (9)$$

其中, b'_k 和 P'_k 分别为第 k 个子载波的新比特数和新 BER, b_k 和 P_k 分别为第 k 个子载波的原比特数和原 BER。利用式(9)计算 BER 增量必须计算子载波的 2 个 BER。当第 k 个子载波提高一级调制方式时, 平均 BER 变为

$$\bar{P} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i P_i + \Delta P_k^+}{\sum_{i=0}^{N-1} b_i + \Delta b_k^+} \quad (10)$$

其中, $\Delta b_k^+ = b'_k - b_k$ 为第 k 个子载波的比特增量。贪婪比特填充算法的贪婪性表现在, 每次选择具有最小 BER 增量的子载波分配额外比特, 使平均 BER 的提升最小, 最终达到接近最优的分配结果。贪婪比特填充算法的主要流程如下。

- 1) 按基础分配算法为各子载波分配初始的比特数。
- 2) 计算子载波的 BER 增量。
- 3) 选择具有最小 BER 增量的子载波, 提高其调制方式后计算平均 BER, 并将其剔除。
- 4) 若平均 BER 大于 BER 阈值, 停止; 否则, 转到步骤 3)。

根据式(5)和式(6)可以发现, 子载波的 BER 增量仅与子载波 SNR 和调制方式有关, 并没有涉及信道的整体状态, 这意味着即使超声波透金属通信信道处于严重的频率选择性衰落, 贪婪比特填充算法也不会受到影响。但是, 利用式(5)和式(6)计算子载波 BER, 需要开方和 Q 函数计算, 当 OFDM 子载波数增加时, 贪婪比特填充算法的计算量会变得很大, 在实际应用中的实现难度变高。例如, 对于金属壁内的超声通信设备, 不仅需要高速数据传输, 还受到功率的限制。

子载波的比特数由所选调制方式决定, 在实际应用中一般取整数。本文考虑的调制方式为空载波、BIT/SK 和 MQAM, 相对应的比特数分别为 0、1 和 $2m(m=1,2,3,\dots)$, 相邻调制方式的比特增量不同, 空载波到 BIT/SK 和 BIT/SK 到 4QAM 的比特增量为 1 bit, 其他相邻调制方式的比特增量为 2 bit。由于比特增量不同, 式(10)中分母的变化不一定相同。贪婪比特填充算法在选择子载波时仅考虑了 BER 增量, 在不同比特增量的情况下, 分配额外比特所带来的平均 BER 的提升并不一定最小。因此, 为了达到更加精确的子载波筛选, 必须考虑不同比特增量所带来的影响。

3.2 快速筛选子载波的贪婪比特填充算法

在贪婪比特填充算法中, 需要计算所有子载波的 BER 增量, 每个子载波都要计算两次 BER, 分别为原 BER 和新 BER, 但是只有部分子载波的调制方式被提高, 而其余子载波的调制方式保持不变, 计算这些子载波的新 BER 带来了额外的计算量。通过省去这部分子载波新 BER 的计算, 可以降低算法的计算量, 因此, 需要一种算法将提高调制方式的子载波筛选出来。

由图 4 可以看出, BER 随 SNR 的变化近似为负指数函数。由于式(5)和式(6)过于复杂, 难以对变化曲线进行分析, 因此利用 BER 近似公式分析。MQAM 和 BIT/SK 的 BER 近似公式分别为^[23]

$$P_{\text{MQAM}} = 0.2 \exp \left\{ \frac{-1.6\gamma_i}{M-1} \right\} \quad (11)$$

$$P_{\text{BIT/SK}} = 0.2 \exp \left\{ \frac{-7\gamma_i}{2^{1.9} + 1} \right\} \quad (12)$$

将式(11)和式(12)代入式(9)得

$$\Delta P_k^+ = \begin{cases} 0.2 \exp \left\{ \frac{-7\gamma_k}{2^{1.9} + 1} \right\}, \text{BPSK} \\ 0.4 \exp \left\{ \frac{-1.6\gamma_k}{3} \right\} - P_{\text{BIT/SK}}, \text{4QAM} \\ 0.2 \text{lb}M \exp \left\{ \frac{-1.6\gamma_k}{M-1} \right\} - \\ (\text{lb}M - 2)P_{\text{MQAM}}, \text{MQAM} (M \geq 16) \end{cases} \quad (13)$$

其中, BIT/SK 和 MQAM 表示第 k 个子载波提高后的调制方式。在利用贪婪比特填充算法分配额外的比特数之前, 需要先计算各子载波的 P_k 和平均 BER, 因此, 在式(13)中只需利用 BER 近似公式替换子载波的新 BER。

由 3.1 节的分析可知, 只利用 BER 增量筛选子载波并不准确, 不同的比特增量 Δb_k^+ 会影响平均 BER 的值。因此, 为了消除 Δb_k^+ 对平均 BER 的影响, 将式(10)代入式(4)的约束条件, 并为分母添加 1 bit, 为分子添加一个参数 P_T , 可得

$$\bar{P} \leq \bar{P}_a = \frac{\sum_{i=1}^N b_i P_i + \Delta P_k^+ + P_T}{\sum_{i=1}^N b_i + \Delta b_k^+ + 1} \leq P_T \quad (14)$$

其中, 左半边不等式可以理解为, 为 \bar{P} 增加一个 BER 为 P_T 的比特, 在 $\bar{P} = P_T$ 时取等号; 右半边不等式可化为式(4)的约束条件。可以发现, 当 \bar{P}_a 满足式(4)的约束条件时, \bar{P} 也满足约束条件, 因此这是一种安全近似。需要注意, 每个子载波只能提高一级调制方式, 因为第二次提高调制方式的 BER 增量会变得更大, 所以, 提高一级调制方式后, 可将该子载波剔除不再考虑。利用式(14)可消除不同比特增量对平均 BER 的影响, 将式(14)的变换方法代入式(13)可得

$$\Delta P_k^+ = \begin{cases} 0.2 \exp \left\{ \frac{-7\gamma_k}{2^{1.9} + 1} \right\} + P_T, \text{BPSK} \\ 0.4 \exp \left\{ \frac{-1.6\gamma_k}{3} \right\} - P_{\text{BIT/SK}} + P_T, \text{4QAM} \\ 0.2 \text{lb}M \exp \left\{ \frac{-1.6\gamma_k}{M-1} \right\} - \\ (\text{lb}M - 2)P_{\text{MQAM}}, \text{MQAM} (M \geq 16) \end{cases} \quad (15)$$

对式(15)进行泰勒展开可得

$$\Delta P_k^+ = \begin{cases} 0.2(1 + \Delta\gamma'_k + \dots) + P_T, \text{BPSK} \\ 0.4(1 + \Delta\gamma'_k + \dots) - P_{\text{BIT/SK}} + P_T, \text{4QAM} \\ 0.2 \text{lb}M (1 + \Delta\gamma'_k + \dots) - \\ (\text{lb}M - 2)P_{\text{MQAM}}, \text{MQAM} (M \geq 16) \end{cases} \quad (16)$$

定义式(15)中自然底数的指数部分为子载波加权信噪比 $\Delta\gamma'_k$ 。与 BER 公式相比, 利用式(16)计算 BER 增量仅需加法和乘法操作, 并且可以根据实际情况选择泰勒展开式的截断长度。

当仅考虑泰勒展开式的第一项时为最简单选择方法, 此时, 各种调制方式下的 ΔP_k^+ 大小关系固定, 按调制方式从低到高, 依次选择具有最小 $\Delta\gamma'_k$ 的子载波。需要注意, 如果利用式(16)计算平均 BER 会产生较大的误差, 甚至可能使平均 BER 超过 BER 阈值, 因为截断的泰勒展开式小于精确值。因此, 精确的 BER 需要使用 BER 公式计算, 或者在误差允许范围内使用 BER 近似公式计算。本文选择使用 BER 公式计算。

与贪婪比特填充算法相比, 快速筛选子载波的贪婪比特填充算法先对子载波进行筛选, 然后计算其提高调制方式后的新 BER。所提算法的主要流程如下。

- 1) 按基础分配算法为各子载波分配初始的比特数。
- 2) 截取式(16)的前 L 项做近似, 计算各子载波的 BER 增量。
- 3) 选择具有最小 BER 增量的子载波, 计算其提高调制方式后的新 BER 和平均 BER, 并将其剔除。
- 4) 若平均 BER 大于 BER 阈值, 停止; 否则, 转到步骤 3)。

3.3 算法复杂度分析

与贪婪比特填充算法相比, 所提算法的不同之处在于步骤 2)和步骤 3)。步骤 2)截取泰勒展开式的

前 L 项做近似, 计算各子载波的 BER 增量; 步骤 3) 利用 BER 增量, 筛选子载波并提高其调制方式。所选的泰勒展开式项数越多, BER 增量的精度越高, 计算量也越大。计算单个子载波的加权信噪比仅需一次乘法操作, 计算截断的泰勒展开式需要 $2(L-2)$ 次乘法操作和 $(L-1)$ 次加法操作。在计算完加权信噪比和泰勒展开式部分后, 计算单个子载波 BER 增量的总操作次数为

$$C = \begin{cases} A + M, \text{BPSK} \\ 2A + M, \text{4QAM} \\ A + 2M, \text{MQAM}(M \geq 16) \end{cases} \quad (17)$$

其中, A 表示加法操作 (或减法操作), M 表示乘法操作。可以发现, 本文所提的子载波筛选算法对于子载波 BER 增量的计算仅需少量加法和乘法操作, 不需要开方和 Q 函数运算, 计算速度提高。利用 BER 增量筛选出子载波后, 再用 BER 公式计算子载波的真实 BER, 避免了对所有子载波 BER 的计算, 使算法整体的运算速度更快。

需提高调制方式的子载波数越少, 算法的计算量越小。需提高调制方式的子载波数, 也就是所提算法中步骤 3) 的迭代次数, 与信道状态和调制方式有关, 只能通过仿真计算得到, 将在第 4 节讨论。这里考虑一种极端情况, 假设所有子载波都需要提高调制方式, 此时不仅需要计算所有子载波的精确 BER, 还需要计算所有子载波的 ΔP_k^+ , 所提算法的计算量反而会增大。幸运的是, 贪婪比特填充算法首先为各子载波分配初始的比特数, 保证了所有子载波的 BER 都小于 BER 阈值, 如果所有子载波都提高了调制方式, 那么平均 BER 会超过 BER 阈值, 因此上述的极端情况不会出现。

4 仿真与讨论

本节对快速筛选子载波的贪婪比特填充算法进行仿真, 并与其他算法对比了系统的吞吐量和复杂度。超声波透金属通信信道采用基于 SPPT 的分析模型, 并对信道进行功率补偿。采用 OFDM 多载波系统, 为了简化 OFDM 的参数设置, 设置 OFDM 的子载波数为 4096 个, OFDM 子载波间隔统一为 1 kHz, CP 长度为原始 OFDM 符号的 $\frac{1}{4}$, 此时频谱效率仅降低 20%。设置仿真金属厚度为 10~80 mm, 当金属厚度为 80 mm 时, 可以计算出信道时延扩展约为

245 μs , 略小于 CP 的 250 μs 。根据第 3 节的算法分析, 选择调制方式为 BIT/SK 和 MQAM ($M = 4, 16, 64, 256$) 且子载波可以为空, 选择 5 种不同精度的泰勒展开式 ($L = 1, 2, 3, 4, 5$), BER 阈值为 10^{-6} 。对于每个金属厚度和每个 SNR 进行蒙特卡罗仿真 10^3 次后取平均。本文将所提算法与基础分配算法、贪婪比特填充算法、增量分配算法 (IAA, incremental allocation algorithm)^[20] 和基于间隔的比特加载算法^[18] 进行比较。

图 5 为不同金属厚度下不同比特填充算法的平均吞吐量和 SNR 的关系。从图 5 可以看出, 随着 SNR 的增加, 吞吐量逐渐提高, 且基础分配算法为所有算法的吞吐量下限。从图 5 可以直接分辨出 $L=1$ 的吞吐量曲线, 当 $L \geq 2$ 时, 算法的吞吐量已经接近贪婪比特填充算法。随着 L 的提高, 所提算法的吞吐量逐渐接近贪婪比特填充算法。在 SNR=24 dB 处, 当 $L=3$ 时, 所提算法的吞吐量与贪婪比特填充算法仅相差十几比特; 当 $L=5$ 时, 仅相差约 1 bit。

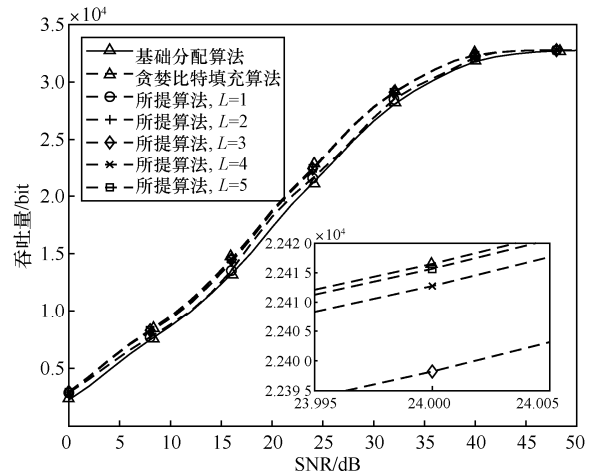


图 5 平均吞吐量和 SNR 的关系

图 6 为不同比特加载算法下的相对吞吐量和 SNR 的关系, 相对吞吐量是指相对于基础分配算法所增加的吞吐量。整体上看, 随着 SNR 的增加, 除 $L=1$ 的所提算法的曲线之外, 其余算法的相对吞吐量都有先增后减的趋势, 且在 SNR 为 15~30 dB 达到最大。与基于间隔的比特加载算法相比 (可调参数为间隔阈值 S_T), 随着可调参数的提高, 所提算法的相对吞吐量提高得更快, 在 $L=3$ 时已经接近 IAA。另外, 仿真发现, 调制方式越多, SNR 越低, IAA 和基于间隔的比特加载

算法的迭代次数越多, 这是因为这 2 种算法是从所有子载波处于最大调制方式时开始迭代, 达到最优结果需要更多的迭代次数。从图 6 还可以发现, 在仿真的 SNR 范围内, 最大相对吞吐量不是 IAA 就是 $L=4$ 的所提算法, 这是因为这 2 种算法都基于贪婪策略, 并不能保证整体最优, IAA 通过移除比特逼近最优解, 所提算法通过填充比特逼近最优解, 因此可以考虑将比特填充算法与比特移除算法相结合, 达到更优的比特分配结果。

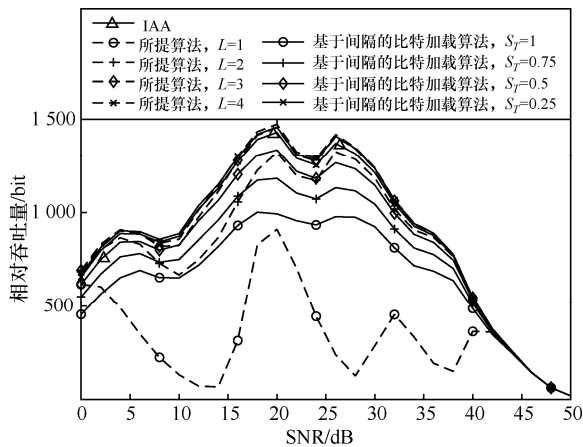


图 6 不同比特加载算法下的相对吞吐量和 SNR 的关系

图 7 为不同比特填充算法下的系统吞吐量和金属厚度的关系, 设置 SNR 为 30 dB。从图 7 可以看出, 在不同比特填充算法下, 随着金属厚度的增加, 系统吞吐量逐渐增加。这是因为随着金属厚度的增加, 相同带宽内金属的自然模态数量越多, 模态数量增加所带来的 SNR 提高量超过了模态周期缩小所带来的 SNR 降低量^[3], 因此信道容量会逐渐提高, 从而使系统吞吐量逐渐提高。

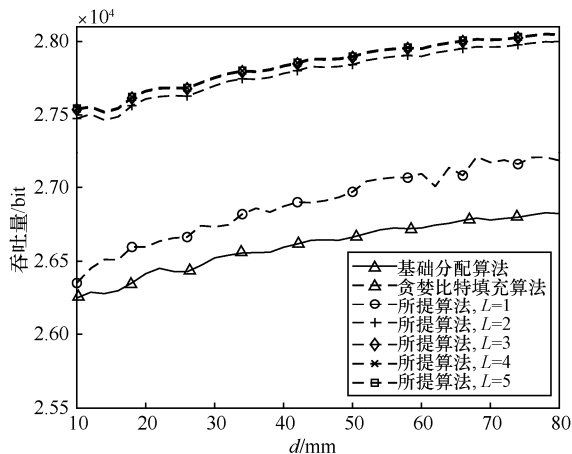


图 7 不同比特填充算法下的系统吞吐量和金属厚度的关系

图 8 为不同金属厚度下比特填充算法的平均迭代次数和 SNR 的关系。迭代次数为重复进行所提算法步骤 3) 的次数。从图 8 可以看出, 随着 SNR 的增加, 迭代次数呈下降的趋势, 最大迭代次数为 900 次左右, 仅有约 $\frac{1}{4}$ 的子载波提高了调制方式, 这意味着与贪婪比特填充算法相比, 所提算法节省了约 $\frac{3}{4}$ 的子载波 BER 的计算, 算法计算量大大降低。与贪婪比特填充算法相比, $L=1$ 的所提算法具有最低的迭代次数, 但迭代次数的波动较大。在 SNR=14 dB 附近, $L=1$ 的所提算法迭代次数不到 100 次, 结合图 6 可以发现, 此时, 所提算法的系统吞吐量接近基础分配算法, 相对吞吐量较低, 这是因为有一部分信噪比很低的空子载波, 所提算法优先提高所有空子载波的调制方式, 导致平均 BER 很快地达到 BER 阈值。同样, 在 SNR=28 dB 和 SNR=38 dB 附近, 信噪比最低的子载波分别为 4QAM 和 16QAM 调制, 提高它们的调制方式使平均 BER 快速变大。随着 L 的增大, 所提算法的迭代次数波动逐渐变小, $L=3$ 时算法迭代次数已经接近贪婪比特填充算法。

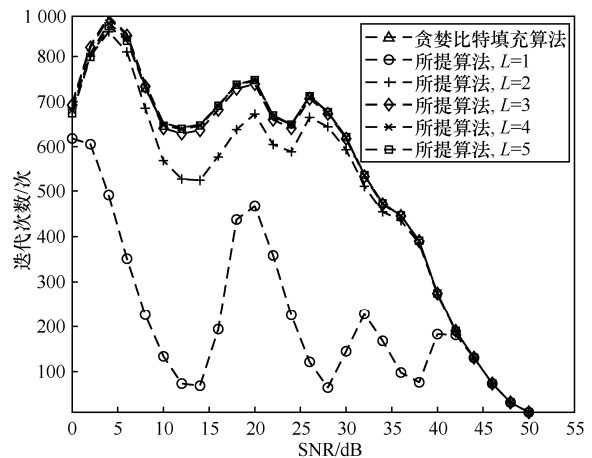


图 8 不同比特填充算法下的平均迭代次数和 SNR 的关系

图 9 为不同比特填充算法下的平均迭代次数和金属厚度的关系, 根据图 8 将设置 SNR 为迭代次数变化较平坦的 10~30 dB。从图 9 可以看出, 各种填充算法的平均迭代次数保持稳定, 不随金属厚度变化, 这表明各种比特填充算法没有受到不同厚度金属下信道频率选择性衰落的影响, 与基于间隔的比特加载算法相比, 具有很强的稳定性。

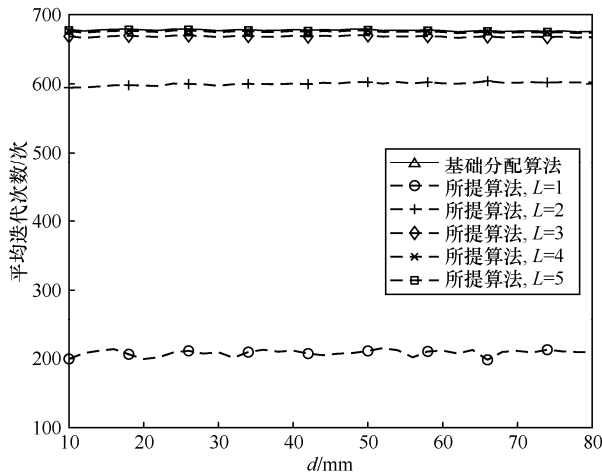


图9 不同比特填充算法下的平均迭代次数和金属厚度关系

5 结束语

本文利用 SPPT 分析模型, 在固定功率分配、BER 阈值和不同比特增量的限制下, 提出一种用于超声波透金属通信的子载波快速筛选贪婪比特填充算法。所提算法利用截断的泰勒展开式求出子载波 BER 增量作为子载波选择依据, 省去了对所有子载波精确 BER 增量的计算。仿真表明, 所提算法省去了约 $\frac{3}{4}$ 的子载波 BER 的计算, 算法计算量大大降低, 且系统吞吐量并未有明显下降, 在截断长度 $L=3$ 时与贪婪比特填充算法仅相差十几比特。同时, 仿真验证了系统吞吐量随金属厚度的增加而逐渐增大这一现象。

与 IAA 的比较可以发现, 比特填充算法和 IAA 都基于贪婪策略, 并不一定能得到全局最优解, 因此可以考虑将比特填充算法与比特移除算法相结合, 达到更优的比特分配结果。而与基于间隔的比特加载算法相比, 所提算法不受信道频率选择性衰落的影响, 具有很强的稳定性。因此, 所提算法不仅实现简单, 稳定性高, 而且算法性能优异, 在超声透金属通信中具有很强的应用前景。

参考文献:

[1] YANG D X, HU Z, ZHAO H, et al. Through-metal-wall power delivery and data transmission for enclosed sensors: a review[J]. *Sensors*, 2015, 15(12): 31581-31605.

[2] ASHDOWN J D, LIU L, SAULNIER G J, et al. High-rate ultrasonic through-wall communications using MIMO-OFDM[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(8): 3381-3393.

[3] LAWRY T. A high performance system for wireless transmission of

power and data through solid metal enclosures[D]. New York: Rensselaer Polytechnic Institute, 2011.

[4] PRIMERANO R. High bit-rate digital communication through metal channels[D]. Pennsylvania: Drexel University, 2010.

[5] MURPHY T L. Ultrasonic digital communication system for a steel wall multipath channel: methods and results[D]. New York: Rensselaer Polytechnic Institute, 2005.

[6] PRIMERANO R, WANUGA K, DORN J, et al. Echo-cancellation for ultrasonic data transmission through a metal channel[C]//Conference on Information Sciences & Systems. Piscataway: IEEE Press, 2007: 841-845.

[7] PRIMERANO R, KAM M, DANDEKAR K. High bit rate ultrasonic communication through metal channels[C]//2009 43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2009: 902-906.

[8] AL-MAWALI K S, SADIK A Z, HUSSAIN Z M. Simple discrete bit-loading for OFDM systems in power line communications[C]//2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Piscataway: IEEE Press, 2011: 267-270.

[9] GEORGE Y, AMRANI O. Bit loading algorithms for OFDM[C]//International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2004: 391.

[10] ZHANG S Q, ZHAO L, ZOU C R. A fast bit-loading algorithm for high speed power line communications[J]. *Journal of Electronics (China)*, 2012, 29(5): 461-468.

[11] BIELINSKI M, WANUGA K, PRIMERANO R, et al. Application of adaptive OFDM bit loading for high data rate through-metal communication[C]//2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011. Piscataway: IEEE Press, 2011: 1-5.

[12] WANUGA K, BIELINSKI M, PRIMERANO R, et al. High-data-rate ultrasonic through-metal communication[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2012, 59(9): 2051-2053.

[13] ASHDOWN J, LAWRY T J, SAULNIER G J, et al. Penetration-free system for transmission of data and power through solid metal barriers[C]//2011 Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2011: 389-395.

[14] ASHDOWN J D, SAULNIER G J, LAWRY T J, et al. High-rate ultrasonic communication through metallic barriers using MIMO-OFDM techniques[C]//2012 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-6.

[15] ASHDOWN J D, LIU L J, SAULNIER G J, et al. Resource allocation for a multichannel ultrasonic through-wall communication system[C]//2017 IEEE Conference on Computer Communications Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2017: 211-216.

[16] TSENG V F, BEDAIR S S, LAZARUS N. Acoustic power transfer and communication with a wireless sensor embedded within metal[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(13): 5550-5558.

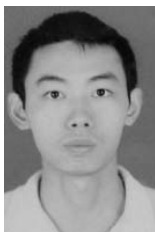
[17] LAWRY T J, WILT K R, SCARTON H A, et al. Analytical modeling of a sandwiched plate piezoelectric transformer-based acoustic-electric transmission channel[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2012, 59(11): 2476-2486.

[18] IRAQI Y, AL-DWEIK A, KALIL M. Low-complexity slot-based bit loading for multicarrier wireless systems[C]//2018 IEEE 87th Vehicu-

lar Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.

- [19] KALBAT F, AL-DWEIK A, IRAQI Y, et al. Direct bit loading with reduced complexity and overhead for precoded OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(7): 7169-7173.
- [20] WYGLINSKI A M, LABEAU F, KABAL P. Bit loading with BER-constraint for multicarrier systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(4): 1383-1387.
- [21] KO H, LEE K, OH S, et al. Fast optimal discrete bit-loading algorithms for OFDM-based systems[C]//2009 Proceedings of 18th International Conference on Computer Communications and Networks. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-6.
- [22] PROAKIS J G. Digital communications fifth edition[M]. USA: McGraw-Hill, 2007.
- [23] CHUNG S T. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561-1571.

[作者简介]



许琳森（1993-），男，湖北荆门人，北京交通大学博士生，主要研究方向为无线通信、超声透金属通信等。



杨维（1964-），男，北京人，博士，北京交通大学教授、博士生导师，主要研究方向为无线通信、无线安全监测技术等。



田洪现（1973-），男，山西晋城人，博士，北京交通大学副教授，主要研究方向为无线局域网通信、宽带移动通信等。



吴韬（1991-），男，湖北潜江人，北京交通大学博士生，主要研究方向为煤矿物联网、无线传感网等。