

基于离散傅立叶变换扩频的广义多载波系统收发机频域简化实现方法^①

李明齐^② 芮 贇 张小东 周秦英 刘广宇

(中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050)

摘 要 针对基于离散傅立叶变换扩频的广义多载波(DFT-S-GMC)系统的收发机时域实现方法复杂度较高的问题,提出了一种频域等效收发机实现方法;利用滤波器组各子带频率响应能量比原型滤波器的时域冲击响应能量集中的特性,提出了一种基于该频域实现方法的收发机简化实现方法和结构。仿真和分析表明,在多径信道下,采用频域简化实现结构的收发机与现有基于时域实现结构的收发机的误码率(BER)性能几乎相同,但与现有时域实现方法相比,采用频域简化实现方法,DFT-S-GMC系统发射机的实现复杂度可显著降低。

关键词 频分多址(FDMA),滤波器组,广义多载波(GMC),离散傅立叶变换(DFT)

0 引 言

近年来,基于无线通信平台的宽带多媒体业务日益成熟和发展,使得无线通信系统向着宽带方向迅速发展。伴随着这种发展趋势,无线通信系统在占有的带宽、传输速率、频谱效率和功耗等方面的要求越来越高。传统的单一的多址技术,如时分多址、码分多址^[1,2]等很难同时满足上述要求。

对于宽带无线通信,频分多址技术因其具有固有的可将宽带信道分割为若干窄带信道并分配给不同用户的特性,必将成为空中接口的基本解决途径之一。目前,实现频分多址的有效方法是基于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplex, OFDM)技术的方法和基于滤波器组技术的方法^[3,4]。由于OFDM技术具有固有的传输信号峰均比高的缺陷,一般而言,该技术比较适用于射频功放效率要求不太苛刻的下行链路传输^[5]。单载波频分多址(single carrier-frequency division multiple access, SC-FDMA)是近年来国际上提出来的一种既具备单载波通信峰均比特性,又具备多载波通信实现简单和资源调度灵活的特性的新型频分多址通信系统,主要应用于宽带移动通信的上行链路解决方案。目前,SC-FDMA的实现方式主要有两种,一种基于OFDM技术,如离散傅立叶变换扩频的正交频分复用(discrete Fourier transform-spread OFDM, DFT-S-OFDM)多址方案^[6];另一种基于滤波器组技术,如离散傅立叶变换扩频的广义多载波(discrete Fourier transform-spread generalized

multi-carrier, DFT-S-GMC)多址方案^[7]。与DFT-S-OFDM方案相比,DFT-S-GMC方案具有更低的单子信道峰均比和更鲁棒的抗多址干扰的能力^[8]。迄今为止,现有的文献中只给出了DFT-S-GMC系统基于时域实现结构的收发机方案。然而,该方案具有实现复杂度较高的缺点。对于上行链路,发射机的复杂度直接影响移动终端的成本和功耗。因此,DFT-S-GMC系统收发机的实现复杂度亟待降低。

本文针对DFT-S-GMC系统的这一问题,提出了一种频域等效收发机实现方法。同时利用滤波器组各子带频率响应能量集中的特性,提出了一种基于该频域实现方法的收发机简化实现方法和结构。与现有时域实现结构相比,采用频域实现结构,DFT-S-GMC系统性能基本保持不变,但实现复杂度可显著降低。

1 基于DFT扩频的广义多载波系统发射机时域实现模型

图1为时域实现的DFT-S-GMC发射机原理框图^[7]。假设第 d 个逆滤波器组变换(inverse filter-bank transform, IFBT)时刻输入的第 k 个星座调制符号为 $a_d(k)$, $0 \leq k \leq K-1$, $0 \leq d \leq D-1$ 。 K 为当前用户占用的子带数目, D 表示在每个传输的数据块(亦即DFT-S-GMC符号)中复用的IFBT符号数目。

经 K 点DFT扩频后,输出信号可表示为

$$A_d(k') = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} a_d(k) \exp(-j2\pi kk'/K) \\ 0 \leq k' \leq K-1; 0 \leq d \leq D-1 \quad (1)$$

^① 863计划(2006AA01Z280)和上海-法国罗阿大区基金(06SR07107)资助项目。

^② 男,1971年生,副研究员;研究方向:多址技术,多载波通信,通信信号处理;联系人,E-mail: mingqi.li@mail.sim.ac.cn (收稿日期:2007-10-18)

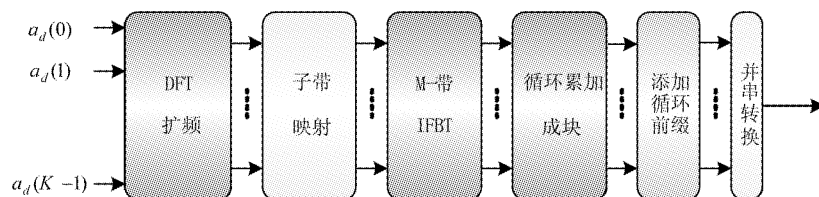


图 1 DFT-S-GMC 系统发射机时域实现结构

子带映射将 DFT 扩频输出信号序列中的每个元素映射到相应的子带上传输。映射输出为

$$b_d(m) = \begin{cases} A_d(k'), & m = C + k' \times R \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

$0 \leq m \leq M-1; 0 \leq k' \leq K-1; 0 \leq d \leq D-1$

其中, C 是特定用户的子带偏移量, M 是系统的子带总数, $M \geq K$, R 为子带映射间隔。DFT-S-GMC 系统支持集中式和分散式两种映射方式。当 $R = 1$ 时, 为集中式映射方式; 当 $R > 1$ 时, 为分散式映射方式。

经过 M 带逆滤波器组变换 (IFBT), 输出的第 d 个 IFBT 符号的 Q 个离散值为

$$g_d(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b_d(m) \exp(j2\pi mt/M) f_p(t) \quad (3)$$

$0 \leq d \leq D-1, 0 \leq t \leq Q-1$

$f_p(t)$ 为滤波器组原型滤波器的离散冲击响应, 其长度为 Q 。根据滤波器组原理, 该原型滤波器具有移位正交特性。假设移位正交间隔为 N , 则原型滤波器长度、移位正交间隔以及每个 DFT-S-GMC 符号中复用的 IFBT 符号数目之间满足关系 $Q = D \times N$ 。

循环累加成块后, 输出的 DFT-S-GMC 符号有效部分为一首尾循环的 Q 点数据块, 并可表示为

$$s(t) = \sum_{d=0}^{D-1} g_d((t - dN))_Q \quad 0 \leq t \leq Q-1 \quad (4)$$

式中, $((\cdot))_Q$ 表示取模 Q 运算。

最后, 将生成的循环数据块添加循环前缀, 构成完整的 DFT-S-GMC 符号后, 经串并转换后, 形成发

送的离散基带信号。

2 基于 DFT 扩频的广义多载波系统发射机频域等效实现结构

由 (3) 和 (4) 式可见, 在 DFT-S-GMC 系统中, 星座调制符号经过 DFT 扩频后, 采用时、频两维复用到一个 DFT-S-GMC 符号中。对 DFT-S-GMC 符号有效部分进行 Q 点 DFT 变换, 可得

$$S(q) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{t=0}^{Q-1} \sum_{d=0}^{D-1} g_d((t - dN))_Q \exp(-j2\pi qt/Q) \quad 0 \leq q \leq Q-1 \quad (5)$$

由于 $\frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{t=0}^{Q-1} g_d(t) \exp(-j2\pi qt/Q) = \sum_{m=0}^{M-1} b_d(m) F_m(q)$, 并且

$$F_m(q) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{t=0}^{Q-1} f_p(t) \exp(j2\pi mt/M) \exp(-j2\pi qt/Q) \quad 0 \leq q \leq Q-1; 0 \leq m \leq M-1 \quad (6)$$

事实上, $F_m(q)$ 为滤波器组第 m 个子带的频率响应。因此, (5) 式可简化为

$$S(q) = \sum_{m=0}^{M-1} F_m(q) \sum_{d=0}^{D-1} b_d(m) \exp(-j2\pi qd/D) \quad 0 \leq q \leq Q-1 \quad (7)$$

因此, 由 (7) 式, DFT-S-GMC 符号有效部分可表示为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{m=0}^{M-1} F_m(q) \sum_{d=0}^{D-1} b_d(m) \exp(-j2\pi qd/D) \exp(j2\pi qt/Q) \quad (8)$$

根据 (8) 式, DFT-S-GMC 系统发射机频域等效实现结构可示于图 2。

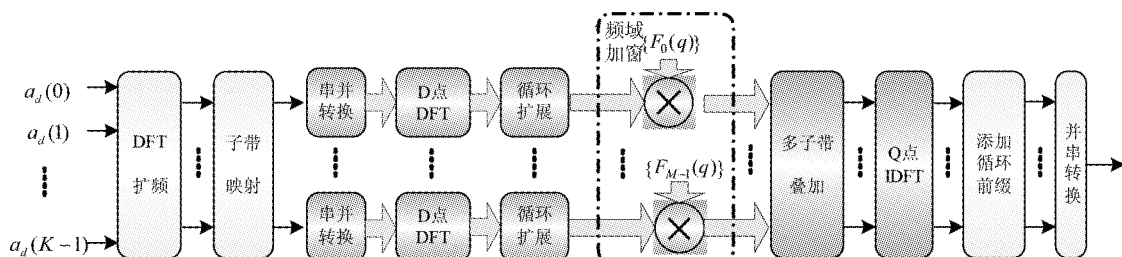


图 2 DFT-S-GMC 系统发射机频域等效实现结构

3 基于 DFT 扩频的广义多载波系统收发机频域简化实现结构

由(6)式可知,滤波器组每个子带的频率响应的能量是遍布所有 Q 个频率分量上的。因此,在频域等效实现结构中,频域加窗和多子带叠加操作将有较大的计算复杂度。由于滤波器组原型滤波器的频率响应具有快速滚降的特性,从而导致每个子带的频率响应的能量主要集中在少数频率分量上。如果忽略能量很小频率分量,则可极大减小频域加窗和多子带叠加操作的计算复杂度。假设每个子带选取的频率分量的能量占该子带频率响应总能量的比例大于 ξ , 则滤波器组第 m 个子带的频率响应可简化为

$$\tilde{F}_m(q) = \begin{cases} F_m(q), & q \in \Omega_m, \sum_{q \in \Omega_m} |F_m(q)|^2 > \xi \sum_{q=0}^{Q-1} |F_m(q)|^2, \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

式中 Ω_m 表示滤波器组第 m 个子带非零频率分量对应的频点子载波序号集。通过适当设计滤波器组原型滤波器的频率响应、子带间隔和比例值 ξ , 可使得各子带非零频率分量对应的频点子载波序号集相互不相交。这样,图 2 所示频域结构中多子带叠加操作将退化为多子带子载波映射操作,相应的发射机频域简化实现结构如图 3 所示。

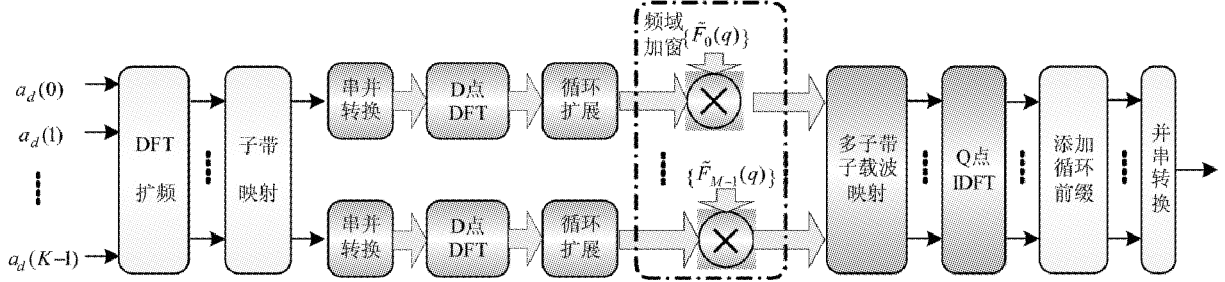


图 3 DFT-S-GMC 系统发射机频域简化实现结构

采用频域简化实现结构的 DFT-S-GMC 系统发射基带信号可表示为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q \in \Omega_m} \tilde{F}_m(q) \sum_{d=0}^{D-1} b_d(m) \exp(-j2\pi qd/D) \exp(j2\pi qt/Q), \quad 0 \leq t \leq Q-1 \quad (10)$$

由图 3 和(10)式所示的 DFT-S-GMC 系统发射机频域简化实现结构,可推导出 DFT-S-GMC 系统接收机频域实现结构如图 4 所示。

经过时变信道后,假设接收机准确同步,去除循环前缀后,接收的时域离散基带信号为

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq Q-1 \quad (11)$$

式中 $h(t)$ 为基带等效离散信道冲击响应, $n(t)$ 为高斯白噪声, $\otimes$ 表示循环卷积。经过 Q 点 DFT,单点频域均衡(FDE)和频域匹配滤波之后,接收的第 m 个子带的信号分量可表示为

$$c_m(q) = W_m(q) H_m(q) \tilde{F}_m(q) \tilde{F}_m^*(q) \sum_{d=0}^{D-1} b_d(m) \exp(-j2\pi qd/D), \quad q \in \Omega_m \quad (12)$$

式中 $H_m(q)$ 表示第 m 个子带对应的信道频率响应, $W_m(q)$ 表示第 m 个子带对应的频域均衡系数,上标 $*$ 表示复数共轭。

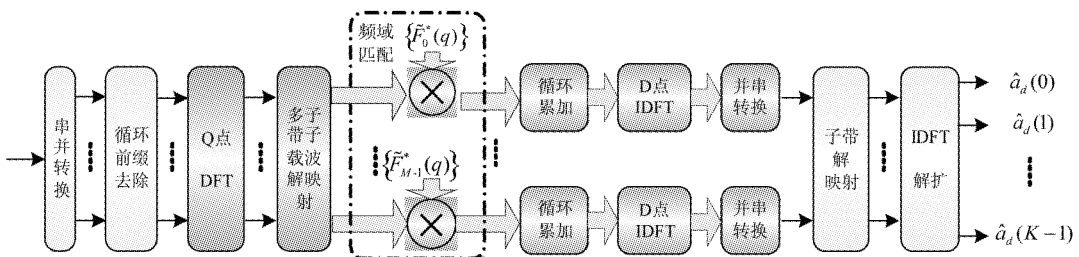


图 4 DFT-S-GMC 系统接收机频域实现结构

循环累加操作首先将各子带信号分量进行添零扩展,即产生信号

$$\tilde{c}_m(q) = \begin{cases} c_m(q), & q \in \Omega_m \\ 0, & 0 \leq q \leq Q-1, 0 \leq m \leq M-1 \\ & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

然后进行循环累加,输出信号为

$$B_m(q) = \sum_{p=0}^{N-1} \tilde{c}_m(q + pD) \quad 0 \leq q \leq D-1, 0 \leq m \leq M-1 \quad (14)$$

最后,各子带信号经过 D 点的逆离散傅立叶变换,子带解映射和 K 点的 IDFT 解扩后,即可获得发送的星座调制符号估计值。由于采用了(9)式简化操作,该估计值与发送的原始符号存在固有误差,导致接收信号重构信噪比降低。但通过合理地设计 ξ 值,可使得在系统实际的工作信噪比范围内,重构信噪比的损失对系统比特误码率性能的影响可以忽略不计。

4 仿真结果分析

仿真系统参数载波频率为 2GHz,系统带宽和采样频率分别为 5MHz 和 5.6MHz。DFT-S-GMC 符号有效部分长度(Q)为 512,每个 DFT-S-GMC 符号中复用的 IFBT 符号数目(D)为 16,滤波器组原型滤波器采用根升余弦滤波器,其上采样率 N 为 32。滤波器组总子带数目(M)为 28。频域简化收发机采用的比例系数 ξ 设为 99.9%。

4.1 比特误码性能比较

仿真采用 ITU-PB 信道模型^[9],移动速度为每小时 3km。数据采用 Turbo 码 1/2 码率编码和 QPSK 调制。收发机采用 1 发 1 收,接收端为理想信道估计和 MMSE 频域均衡。

图 5 比较了 DFT-S-GMC 系统采用时域实现结构和频域简化实现结构的收发机比特误码性能。由图可见,在用户分别采用正交相移键控(QPSK)调制和 16 正交幅度调制(QAM)的情况下,两种实现结构的收发机误码率(BER)性能几乎相同。由于所采用的比例系数 ξ 为 99.9%,使得在系统实际的工作信噪比范围内,频域简化操作导致的重构信噪比的损失对系统误码率性能的影响可以忽略不计。

4.2 实现复杂度比较

由 DFT-S-GMC 系统发射机时域实现结构图和(4)式信号模型可知,产生每个 DFT-S-GMC 符号需要进行 K 点的 DFT 变换 D 次, M 带的 IFBT 变换 D

次,循环累加操作 D 次。其中 28 点的 DFT 等效于 4 次 7 点的 DFT 和 7 次 4 点的 DFT,512 点和 4 点 DFT 采用基 2 算法,7 点的 DFT 采用 WFTA 算法(共 9 次复乘)。考虑 16 比特量化,即 16 次实数加等于 1 次实数乘。这样,采用时域实现方法,当占用子带数目分别为 1 和 28 时,产生每个 DFT-S-GMC 符号需要进行 19456 次和 25344 次实数乘法运算。

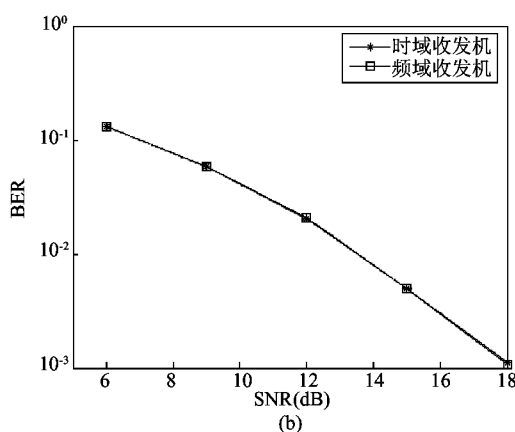
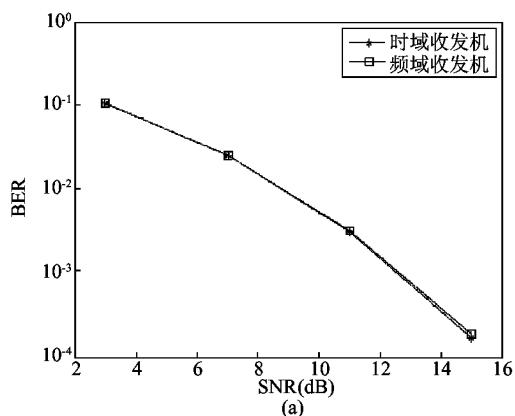


图 5 用户占有 6 个子带 QPSK(a) 和 16QAM 调制 (b) 时域与频域收发机 BER 性能比较

由图 3 所示的 DFT-S-GMC 系统发射机频域简化实现结构和(10)式信号模型可见,产生每个 DFT-S-GMC 符号需要进行 K 点的 DFT 变换 D 次, D 点 DFT 变换 K 次, M 个子带的频域加窗 1 次, Q 点的 IDFT 1 次。这样,采用频域实现方法,当占用子带数目分别为 1 和 28 时,产生每个 DFT-S-GMC 符号需要进行 9416 次和 20736 次实数乘法运算。与时域实现结构相比,采用频域简化实现结构,当占用子带数目分别为 1 和 28 时,DFT-S-GMC 系统发射机计算复杂度可分别降低 52% 和 18%。

5 结 论

针对 DFT 扩频的广义多载波系统的收发机,本文推导出一种频域等效实现方法,并基于该频域等效实现方法,提出一种收发机频域简化实现结构。仿真和分析表明,在多径信道下,采用频域简化实现结构的收发机与现有基于时域实现结构的收发机的 BER 性能几乎相同。此外,与时域实现结构相比,采用频域实现结构,当用户占用 1 和 28 子带时,DFT-S-GMC 系统发射机计算复杂度可分别降低 52% 和 18%。

参考文献

- [1] Geraniotis E, Soroushnejad M, Wen-Bin Y. A multi-access scheme for voice/data integration in hybrid satellite/terrestrial packet radio networks. *IEEE Trans Commun*, 1995, 43 (234): 1756-1767
- [2] Joon H C. Equivalence of CDMA, FDMA, and TDMA over Gaussian overloaded channels. In: Proceedings of the 2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Atlanta, USA, 2004. 519-524
- [3] Junqiang L, Hojin K, Yongsuk L, et al. A novel broadband wireless OFDMA scheme for downlink in cellular communications. In: Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference, New Orleans, USA, 2003. 1907-1911
- [4] Vaidyanathan P P. Filter banks in digital communications. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2001, 1(2): 4-25
- [5] Wulich, D. Definition of efficient PAPR in OFDM. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(9): 832-834
- [6] 3GPP TS 36.211 V0.3.1 Physical Channels and Modulation (Release 8). Technical Standard, 3GPP, 2007
- [7] 李明齐, 张小东, 李元杰等. 基于 DFT 扩频的广义多载波频分多址上行链路传输方案——DFT-S-GMC. 电信科学, 2006, 6: 5-9
- [8] Zhang X D, Li M Q, Hu H L, et al. DFT spread generalized multi-carrier scheme for broadband mobile communications. In: Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Finland, 2006. 1-5
- [9] ETSI. Selection Procedures for the Choice of Radio Transmission Technologies of the UMTS. TR 101 112 v3.2.0, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); ETSI, Sophia Antipolis, France, 1998

A simplified frequency-domain implementation method for the transceiver of discrete Fourier transform spread generalized multi-carrier systems

Li Mingqi, Rui Yun, Zhang Xiaodong, Zhou Qinying, Liu Guangyu

(Shanghai Institute of Micro-system & Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050)

Abstract

A frequency-domain equivalent implementation method was proposed for the transceiver of discrete Fourier transform spread generalized multi-carrier (DFT-S-GMC) systems with the aim of decreasing the implementation complexity. Based on the frequency-domain implementation method, a simplified implementation method for DFT-S-GMC transceivers and the DFT-S-GMC transceiver structure were also presented. The proposed method exploits the property that the energy of frequency response of each sub-band of the filter-bank is more concentrated than that of the time-domain impulse response of the prototype filter. The theoretical analysis and simulation results show that the transceiver with the proposed simplified implementation structure has almost the same bit error rate (BER) performance as that with the existing time-domain implementation structure over multi-path fading channels. Moreover, compared with the existing time-domain implementation methods, the proposed simplified method can reduce the implementation complexity of DFT-S-GMC transmitters significantly.

Key words: frequency division multiple access (FDMA), filter-bank, generalized multi-carrier (GMC), discrete Fourier transform (DFT)