

- [28] D. L. Geockel and Q. Zhang, "Slightly Frequency-Shifted Reference Ultra-Wideband (UWB) Radio", IEEE Trans. on Commun., Vol. 55, No. 3, pp. 508-519, Mar. 2007
- [29] Manafam, M. Nasiri-Kenari, and M. Shayesteh, "Code-Shifted Reference UWB System and its Performance Analysis in the Presence of Multiple Access Interference," Under revision, IEEE Trans. Vehicular Technology.
- [30] M.A. Sedaghat, and M. Nasiri-Kenari, "Code-shifted reference for internally coded time hopping UWB communication system", International Symposium on Telecommunications, pp. 214-218, Aug. 2008.

**معصومه نصیری کناری** کارشناسی و کارشناسی ارشد خویش را به ترتیب در رشته مهندسی برق (الکترونیک) و مهندسی برق (مخابرات) از دانشگاه صنعتی اصفهان در سالهای ۱۳۶۴ و ۱۳۶۶ اخذ نمود. دکتری در رشته مهندسی برق (مخابرات) را در سال ۱۳۷۲ از دانشگاه یوتا امریکا دریافت



نمود. از سال ۱۳۶۶ تا ۱۳۶۸ بعنوان عضو هیئت علمی مریبی با دانشکده برق دانشگاه صنعتی اصفهان همکاری داشت.

دکتر نصیری از بهمن ۱۳۷۲ بعنوان عضو هیئت علمی به استخدام دانشکده برق دانشگاه صنعتی شریف درآمده است و اکنون استاد تمام دانشکده می باشد. ایشان از بدو استخدام در دانشگاه صنعتی شریف مسئولیت های متعدد اجرایی، شامل مدیر گروه مخابرات، مدیر قطب علمی مخابرات، معاون تحصیلات تکمیلی دانشکده، عضو شورای استعدادهای دانشگاه، و عضو هیئت ممیزه دانشگاه، داشته است. ایشان در ضمن مسئول آزمایشگاه تحقیقاتی مخابراتی بی سیم دانشکده است که در سال ۱۳۷۹، با هدف تحقیقات بنیادی و کاربردی در زمینه مخابرات بی سیم توسط ایشان تاسیس شده است. دکتر نصیری در سال ۱۳۸۴ بعنوان پژوهشگر نمونه دانشگاه و در سال ۱۳۸۶ بعنوان استاد نمونه دانشکده برق دانشگاه انتخاب شده است.

ایشان پروژه های متعددی با صنعت و مراکز تحقیقاتی داشته است و در سالهای ۱۳۷۹-۱۳۸۱ بعنوان یکی از مسئولین آزمایشگاه CDMA پیشرفته وباند وسیع با مرکز تحقیقات مخابرات ایران همکاری داشته است. و اکنون نیز مجری پروژه "راه اندازی آزمایشگاه تست ایستگاه پایه سیستمهای سیار" در دانشگاه صنعتی شریف است که این پروژه توسط مرکز تحقیقات مخابرات ایران حمایت مالی شده است.



- Channel Coded Fiber-Optic CDMA Communication Systems," IEEE Trans. Communication, Vol. 50, No. 12, pp. 1994-2002, Dec. 2002.
- [13] P. Azmi, M. Nasiri-Kenari, and J.A. Salehi, "Multistage Decoding for Internally Bandwidth Efficient Coded Fiber-Optic CDMA Communication Systems," IEEE Journal of Light wave Technology, Vol. 50, No. 12, pp. 1342-1350, Dec. 2002.
- [14] Amir R. Forouzan, Masoumeh Nasiri-Kenari, and Nasser Rezaee, "Frame Time-Hopping Patterns in Multirate Optical CDMA Networks Using Conventional and Multicode Schemes," IEEE Trans. Commun., Vol. 53, No. 5, pp. 863-875, May 2005.
- [15] P. Azmi, M. Nasiri-Kenari, and J. A. Salehi, "Internally Channel-Coded Framed Time Hopping Fiber Optic CDMA Communications," IEEE Journal of Light Wave Tech., Vol. 23, No. 11, pp. 3702-3705, Nov. 2005.
- [16] M. Karimi and M. Nasiri-Kenari, "An Internally Coded TH/OCDMA Scheme for Fiber Optic Communication Systems and its Performance Analysis Part I: Using Optical Orthogonal Code," IEEE Trans. Commun, Vol. 55, No. 2, pp. 333-344, Feb. 2007.
- [17] M. Karimi and M. Nasiri-Kenari, "An Internally Coded TH/OCDMA Scheme for Fiber Optic Communication Systems and its Performance Analysis Part II: Using Frame Time Hopping Code," IEEE Trans. Commun, Vol. 57, No. 1, pp. 50-56, Jan. 2009.
- [18] M. Karimi, M. Nasiri-Kenari, F. S. Tabataba, and S. M. Aghajanzadeh, "Multistage Decoding for an Internally Coded Fiber Optic TH/OCDMA Communication System," accepted to be published in IET Trans. Commun.
- [19] F. Tabataba, S. M. Aghajanzadeh, M. Nasiri-Kenari, and M. Karimi, "Performance Analysis of internally coded Time Hopping Coherent Ultrashort Light CDMA Scheme in Fiber-Optic Communication Systems," IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 25, No. 4, pp. 1095-1106, Apr. 2007.
- [20] F. Tabataba and M. Nasiri-Kenari, "Internally Coded TH-CULP CDMA Scheme With Optical Amplifier and its Performance Analysis Using Additive Noise Model," IET Trans. Commun., Vol. 3, No. 1, pp. 75-82, Jan. 2009.
- [21] M. R. Dale, and R. M. Gagliardi, "Channel Coding for Asynchronous Fiberoptic CDMA Communication.", *Trans on Com.*, vol. 43, no. 9, pp. 2485-2489, Sept. 1995.
- [22] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," in Proc. Military Commun. Conf., pp. 447-450, Oct. 1993.
- [23] M. Z. Win, *Ultra-wide bandwidth spread-spectrum techniques for wireless multiple-access communications*, Ph.D. dissertation, University of Southern California, Electrical Engineering, Los Angeles, 1998.
- [24] A. J. Viterbi, "Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 8, No. 5, pp. 641-649, May 1990.
- [25] Andrew J. Viterbi, *CDMA, Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison Wesley Publications, 1995.
- [26] R. Hooft and T. Tomilinson, "Delay hopped transmitted-reference RF communications" in Proc. IEEE Ultra-Wideband System Technology, Baltimore MD, pp. 265-269, May 2002.
- [27] Zhang, H.Y. Hu, L. K. Liu, and T. F. Li, "Code orthogonalized transmitted reference ultra-wideband (UWB) wireless communication System", in Proc. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pp. 528-539, Sept. 2007.
- متداول کد نشده موضوع بسیار مهمی است که اکنون تحت مطالعه و بررسی می باشند.

## قدردانی

بدینوسیله از آقای مهندس مهدی کریمی، دانشجوی دکترای آزمایشگاه مخابرات بیسیم دانشکده برق دانشگاه صنعتی شریف، که در گردآوری مطالب همکاری داشته‌اند تشکر می‌گردد.

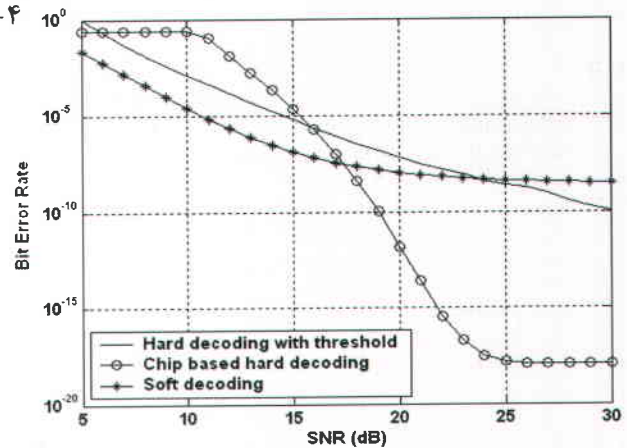
## ۵- مراجع:

- [1] Amir R. Forouzan, M. Nasiri-Kenari, and J.A. Salehi, "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple access systems: uncoded and coded schemes," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 1, No. 4, pp. 671-682, Oct. 2002.
- [2] A. Nezampour, M. Nasiri-Kenari, and M. Shayesteh, "Internally coded TH-UWB CDMA System and its performance evaluation", IET Trans. Communication, Vol. 1, No. 2, pp.225-232, Apr. 2007.
- [3] M. Ebrahimi and M. Nasiri-Kenari, "Performance Analysis of Multicarrier Frequency Hopping (MC-FH) Code Division Multiple-Access Systems: Uncoded and Coded Schemes" IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 53, No. 4, pp.968-981, July 2004.
- [4] Zolfa Zeinalpour and M. Nasiri-kenari, "Performance Analysis and Comparison of Different Ultra Wide Band Multiple Access Schemes," IEE Proceeding of Communications, Vol. 153, No. 5, pp. 705-718, Oct. 2006.
- [5] Z. Taghavi and M. Nasiri-Kenari, "Iterative Multiuser receiver for Coded MC-FH-Multiple Access Systems in the Presence of Partial-Band Interference," IEEE VTC 2004-Fall, pp. 1899-1903, Sept. 2004.
- [6] Z. Taghavi and M. Nasiri-Kenari, "Multiuser Performance Analysis of MC-FH and FFH Systems in the presence of Partial-Band Interference," Proceedings of IEEE PIMRC 2003, pp. 578-582, Sept. 2003.
- [7] M. Nasiri-Kenari and M. Shayesteh, "Performance Analysis and Comparison of Different Multirate TH-UWB Systems: Uncoded and Coded Schemes," IEE proceeding of Commun., Vol. 152, No. 6, pp. 833-8, Dec. 2005.
- [8] M. Shayesteh and M. Nasiri-Kenari, "Internally Coded Multicarrier Frequency-Hopping CDMA Communication System and its Performance Analysis," IET Trans. Commun., Vol. 2, No. 2, pp. 255-265, Feb. 2008.
- [9] M. Shayesteh and M. Nasiri-Kenari, "Multiple Access Performance Analysis of Combined Time-Hopping and Spread-Time CDMA System in the Presence of Narrowband Interference," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 58, No. 3, pp. 1315-1328, March 2009.
- [10] P. Azmi, M. Nasiri-Kenari, and J.A. Salehi, "Low-Rate Super-Orthogonal Channel Coding for Fiber-Optic CDMA Communication Systems," IEEE Journal of Light wave technology, Vol. 16, No. 6, pp. 847-855, June 2001.
- [11] Amir R Forouzan, J.A. Salehi, M. Nasiri-Kenari, "Frame Time-Hopping Fiber-Optic Code Division Multiple-Access Using Generalized Optical Orthogonal Codes," IEEE Trans. Communications, Vol. 50, No. 12, pp. 1971-1983, Dec. 2002.
- [12] P. Azmi, M. Nasiri-Kenari, and J.A. Salehi, "Soft-Input Decoder for Decoding of Poisson-Noise Internally

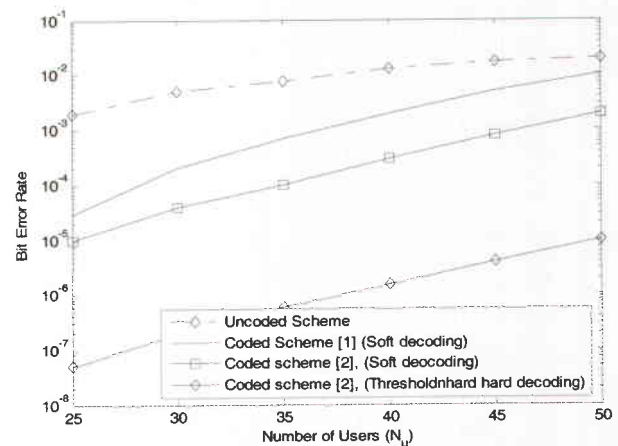
## ۴- نتیجه گیری

در این مقاله دو روش اعمال کدینگ، که اخیراً برای سیستمهای طیف گسترده پیشنهاد گردید، معرفی شده اند. روشهای فوق که به عنوان کدینگ داخلی ارائه شدند، منجر به افزایش پهنای باند در مقایسه با سیستم کد نشده نمی گردند. با تمرکز روی سیستمهای بسیار باند وسیع TH-UWB CDMA نشان داده شده است که هر دو روش کدینگ داخلی منجر به بهبود قابل توجه عملکرد سیستم، در مقایسه با سیستم متداول کد نشده به ازای کارایی طیفی و توان فرستنده یکسان، می گردد. عبارتی با بکارگیری کدینگ های داخلی فوق، می توان به ازای احتمال خطای ثابت تعداد کاربران سیستم و یا نرخ ارسال کاربران را افزایش داد. روش دوم کدینگ داخلی، قابلیتهای بیشتری را در هر دو سیستم رادیویی و نوری از خود نشان می دهد و از لحاظ پیچیدگی مناسبتر می باشد. نحوه ارائه سرویسهای متعدد با نرخهای متفاوت، در صورت بکارگیری کدینگ های داخلی فوق، مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است. انواع شیوه های آشکارسازی مطرح و عملکرد آنها مورد تحلیل قرار گرفته است.

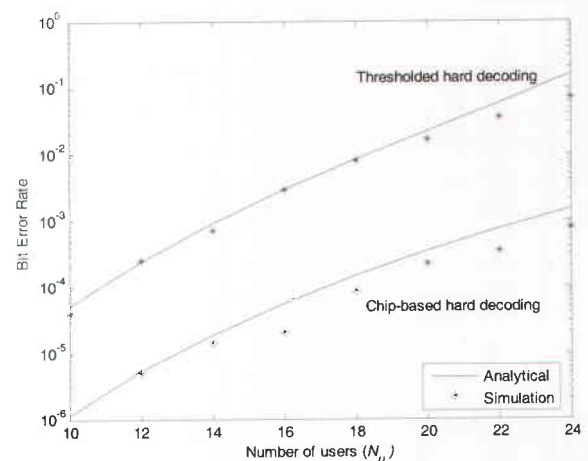
مسئله سنکرون سازی، علی الخصوص برای سیستمهای بسیار باند وسیع TH-UWB که در نسبت سیگنال به نویز بسیار پایین عمل می نمایند، مسئله پیچیده ای است که توجه محققین زیادی را در سالهای اخیر به خود جلب نموده است و این مسئله در صورت بکارگیری کدینگ داخلی پیچیده تر خواهد شد که این موضوع تحت مطالعه و بررسی است. مسئله دیگر، که عمدتاً برای سیستمهای بسیار باند وسیع مطرح است، مسئله تخمین پارامترهای کانال جهت آشکارسازی در گیرنده است. در کاربرد بسیار باند وسیع، کانال انتخابگر فرکانس<sup>۲۳</sup>، با تعداد مسیره های قابل تفکیک بسیار بالا می باشد. لذا حتی در صورت بکارگیری گیرنده تک کاربره RAKE، برای اینکه بتوان میزان قابل قبولی از انرژی پالس ارسالی که توسط کانال پخش شده است را دریافت نمود، بدلیل اینکه تعداد شاخه های گیرنده RAKE باید زیاد باشد، پیچیدگی بسیار بالاست. جهت رفع مشکل فوق، اخیراً تکنیکهای متعدد ارسال مرجع<sup>۲۴</sup> مطرح شده است [۲۶-۲۸] که در آنها نیاز به تخمین پارامترهای کانال نیست و سیگنال الگو<sup>۲۵</sup> مورد نیاز همبستگی سنج در گیرنده، از روی سیگنال مرجع دریافتی بدست می آید. تکنیکهای ارسال مرجع دارای دو مشکل اساسی هستند. اولین مشکل این است که چون سیگنال مرجع دریافتی نویزی است سیگنال الگو نیز به طبع آن نویزی خواهد بود و این ایجاد جمله نویز در نویز در خروجی همبستگی می نماید که موجب افت عملکرد خواهد شد. لذا روشهای فوق در نسبت سیگنال به نویز (SNR) های بسیار پایین خیلی خوب عمل نخواهند کرد و مناسب کاربردهای نرخ پایین، که در آنها SNR دریافتی مناسب است، می باشند. مشکل دوم که خود مشکل اول را تشدید می نماید اختصاص مقدار قابل توجهی از انرژی ارسالی به سیگنال مرجع است. در [۲۹]، ضمن آنالیز و مقایسه تکنیکهای متعدد ارسال سیگنال مرجع، روشی جهت نویز زدایی از سیگنال الگو و در نتیجه تقلیل مشکل اول پیشنهاد شده است. در [۳۰]، یکی از روشهای ارسال مرجع، به نام CSR<sup>۲۶</sup> که در [۲۸] معرفی شده است، به سیستم کد شده داخلی TH-UWB به شیوه روش دوم، اعمال شده است و عملکرد سیستم مورد ارزیابی قرار گرفته است. حل و تقلیل دو مشکل فوق، علی الخصوص مشکل دوم، برای هر دو سیستم کد شده و



شکل ۹. مقایسه ددکدینگ نرم و سخت با آستانه و سخت روی چیپ (هر دو با آستانه بهینه) در حضور تداخل  $N_u - 1 = 14$  کاربر و نویز



شکل ۱۰. مقایسه دو سیستم کد شده و سیستم کد نشده به ازای بهره پردازش مساوی ( $N_h = 16$  و  $N_{s2} = 2$ ,  $N_{s1} = 8$ )

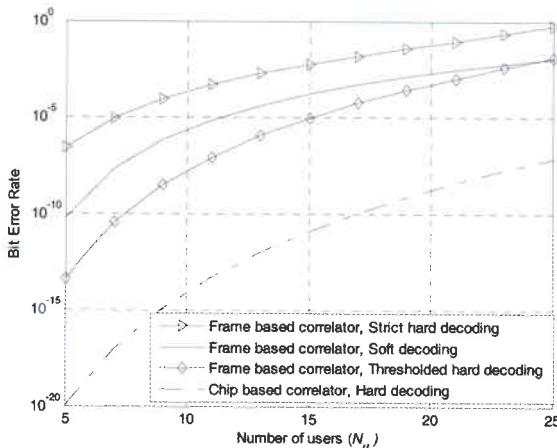


شکل ۱۱. مقایسه نتایج شبیه سازی با نتایج تحلیلی برای روشهای ددکدینگ سخت با آستانه و سخت روی چیپ ( $N_h = 8$  و  $N_{s2} = 4$ ,  $N_{s1} = 2$ )

- Frequency selective<sup>23</sup>  
Reference transmit<sup>24</sup>  
Template signal<sup>25</sup>  
Code Shift Reference<sup>26</sup>



تنها یک فریم با بزرگترین همبستگی و عدم استفاده از اطلاعات موجود در میزان همبستگی فریم های دیگر است.



شکل ۸. احتمال خطای ۴ روش دکدینگ ذکر شده بر حسب تعداد کاربران ( $N_h = 8$ ،  $N_{s2} = 8$ ،  $N_{s1} = 4$ )

همانگونه که قبلاً اشاره شد، در عدم حضور نویز سطوح آستانه بهینه برای آشکارسازهای سخت یا آستانه و سخت روی چیپ به ترتیب برابر  $N_{s2}m_p$  و  $m_p$  است. اما در حضور نویز سطوح آستانه بهینه به مقدار  $N_{s2}m_p$  بستگی دارد. در شکل (۹)، احتمال خطای آشکارسازهای اول، دوم و چهارم بر حسب SNR آمده است. برای آشکارسازهای سخت از سطوح آستانه بهینه استفاده شده است. همانطور که انتظار می رفت، در SNR های پایین، که اثر نویز در مقایسه با تداخل چندکاربره غالبتر است، آشکار ساز نرم بهترین عملکرد را ارائه می دهد. اما در SNR های بالا، که اثر تداخل چند کاربره غالبتر است، آشکارساز سخت روی چیپ بهترین عملکرد را دارا می باشد. در شکل (۱۰) عملکرد روش دوم کدینگ داخلی، به ازای دو آشکارساز سخت یا آستانه و سخت روی چیپ، با سیستم متداول کد نشده و سیستم کد شده با استفاده از روش اول کدینگ داخلی مورد مقایسه قرار گرفته است. همانگونه که ملاحظه می شود هر دو سیستم کد شده به مراتب بهتر از سیستم کد نشده عمل می نمایند. در ضمن روش دوم کدینگ داخلی عملکرد بهتری در مقایسه با روش اول ارائه می دهد. لازم به ذکر است که پارامترهای سیستمهای کد شده و کد نشده به نحوی انتخاب شده اند که دارای پهنای باند، نرخ از اطلاعات، و انرژی بر بیت یکسانی باشند. در شکل (۱۱)، نتایج شبیه سازی در محیط چند کاربره برای روش های مختلف آشکارسازی ارائه شده است و با نتایج تحلیلی مورد مقایسه قرار گرفته است. همان طور که از این شکلها مشاهده می شود، نتایج شبیه سازی آنالیز تحلیلی را تایید می نماید.

همبستگی سنج روی چیپ نیز استفاده کنیم<sup>۲۰</sup>. در چهارمین روش دکدینگ که از همبستگی سنج روی چیپ استفاده شده و دکدینگ سخت روی چیپ نامیده شده است، در هر فریم شماره  $h$  همبستگی سیگنال دریافتی با تک تک پالس در هر یک از چیپ های علامت دار<sup>۲۱</sup> آن فریم محاسبه می شود. سپس مقادیر با یک سطح آستانه (در صورت عدم حضور نویز سطح آستانه بهینه برابر  $m_p$  است) مقایسه شده و در صورتی که از آن بزرگتر باشد، وجود یک پالس در آن چیپ اعلام می شود. سپس در صورتی که در همه چیپ های علامت دار آن فریم پالس تشخیص داده شود، به آن فریم متریک ۱ و در غیر این صورت متریک صفر نسبت داده می شود. حال اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترلیس الگوریتم ویتربی در فاصله زمانی مربوط به دریافت لام برابر  $h$  باشد، متریک فریم  $h$ ام در فاصله زمانی لام به آن شاخه اختصاص داده می شود.

احتمال خطای این آشکار سازها در مرجع [۲] به صورت تحلیلی و همچنین با شبیه سازی بدست آمده است. در ادامه به ارائه نتایج عددی از [۲] می پردازیم. شکل ۸ احتمال خطای این آشکار سازها را بر حسب تعداد کاربران، در عدم حضور نویز (یا در SNR بسیار بزرگ) جهت بررسی تاثیر تداخل چند کاربره، در یک سیستم با پارامترهای  $N_{s1} = 4$ ،  $N_{s2} = 8$  و  $N_h = 8$  نشان می دهد. همان طور که از این شکل مشاهده می شود، دکدینگ سخت با همبستگی سنج روی چیپ بهترین کارایی را از خود نشان می دهد و پس از آن به ترتیب روشهای دکدینگ سخت یا آستانه، دکدینگ نرم و در نهایت دکدینگ کاملاً سخت قرار دارند (همگی با همبستگی سنج روی چیپ). علت کارایی بسیار بهتر روش دکدینگ با همبستگی سنج روی چیپ در حضور تداخل چند کاربره و عدم حضور نویز (و یا نسبت سیگنال به نویز<sup>۲۲</sup> SNR بسیار بالا) آن است که این همبستگی سنج، روی هر چیپ به طور جداگانه تصمیم گیری می نماید و در نتیجه اگر تنها یک زیر فریم در چیپ مورد انتظار حاوی پالس نباشد، به آن فریم متریک صفر نسبت داده می شود (یعنی تصمیم گیری به عدم ارسال پالسها در آن فریم می شود)؛ در حالی که در صورت استفاده از همبستگی سنج روی فریم، ممکن است عدم وجود این پالس با وجود یک پالس تداخلی در یک زیر فریم دیگر جبران شود و در نتیجه فریم مورد نظر اشتبهاً حاوی اطلاعات در نظر گرفته شود. به دلیل مشابه در حالت استفاده از همبستگی سنج روی فریم، دکدینگ نرم عملکرد بدتری نسبت به دکدینگ سخت یا آستانه دارد. به عبارت دیگر با وجود آن که همبستگی های کوچکتر از  $N_{s2}m_p$  نشان دهنده عدم وجود پالس ها در یک فریم است، در دکدینگ نرم از همین همبستگی مستقیماً به عنوان متریک شاخه های دیاگرام ترلیس استفاده می شود، در حالیکه دکدینگ سخت از این همبستگی ها صرف نظر می نماید. همچنین شکل نشان می دهد که دکدینگ کاملاً سخت در بین روشهای ذکر شده بدترین عملکرد را دارد که علت این امر در نظر گرفتن

20 البته همبستگی سنج روی فریم نیز در عمل از مجموع خروجی  $N_{s1}$  همبستگی سنج روی چیپ به دست می آید. اما در همبستگی سنج روی فریم به طور جداگانه روی چیپها تصمیم گیری نمی شود.

21  $N_{s2}$  چیپ در  $N_{s2}$  زیر فریم که توسط دنباله PN2 مشخص می شوند و در آنها  $N_{s2}$  پالس ارسال می گردند.

22 Signal to Noise Ratio (SNR)

### ۳- روش دوم کدینگ داخلی

به علت استفاده از سیستم On-Off Keying (وجود یا عدم وجود پالس)، خروجی همبستگی سنج زمانی حداکثر مقدار را دارد که دقیقاً در همان چیپ های غیر صفر  $v_j^{(1)}(t)$  سیگنال در یافتی  $\tau(t)$  نیز دارای پالس باشد. حال برای استفاده از این همبستگی ها، جهت محاسبه متریک شاخه های دیاگرام ترلیس کد کانولوشن، چهار روش پیشنهاد شده است [۲] که منجر به چهار آشکارساز زیر می گردد:

- ۱- دکدینگ نرم
- ۲- دکدینگ سخت با آستانه
- ۳- دکدینگ کاملاً سخت
- ۴- دکدینگ سخت با همبستگی سنج روی چیپ

در روش اول که دکدینگ نرم نامیده شده است، از این همبستگی ها مستقیماً به عنوان متریک شاخه های دیاگرام ترلیس انکدر کانولوشن استفاده می شود، بدینظریق که اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترلیس الگوریتم ویتربی در فاصله زمانی مربوط به دریافت  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  بعنوان متریک آن شاخه در نظر گرفته می شود.

در دومین روش دکدینگ، که دکدینگ سخت با آستانه نامیده شده است، اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترلیس الگوریتم ویتربی در فاصله زمانی مربوط به دریافت  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  باشد، در صورتیکه  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  بزرگتر از یک سطح آستانه باشد، متریک آن شاخه برابر یک و در غیر اینصورت برابر صفر در نظر گرفته می شود. در [۲] سطح آستانه برابر  $N_{s2}m_p$  در نظر گرفته شده است که در آن  $m_p = \int_0^T w_p^2(t) dt$  بیانگر میزان همبستگی یک پالس با خودش است. دلیل در نظر گرفتن آستانه فوق این است که در عدم حضور نویز، اگر  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  از  $N_{s2}m_p$  کوچکتر باشد، فریم  $h$  ام در فاصله  $\lambda$  ام به طور حتم حاوی اطلاعات مربوط به کاربر مطلوب ( $N_{s2}$  پالس) نیست، اما بزرگتر بودن همبستگی یک فریم از  $N_{s2}m_p$  نیز به معنای آن نیست که لزوماً اطلاعات مربوط به کاربر مطلوب در آن فریم قرار دارد؛ بلکه ممکن است تداخل کاربران دیگر موجب این امر شده باشد. بنابراین این دکدینگ سخت تا حدودی می تواند تداخل چند کاربره را حذف کند و بدین ترتیب کارایی سیستم را افزایش دهد.

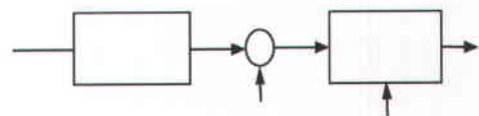
در سومین روش دکدینگ، که دکدینگ کاملاً سخت نامیده شده است، اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترلیس الگوریتم ویتربی در فاصله زمانی مربوط به دریافت  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  باشد، در صورتیکه  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  برای  $-I$   $k=0, 1, \dots, N_{s1}$ ، به ازای  $k=h$ ، بزرگترین مقدار را داشته باشد، متریک آن شاخه برابر یک وگرنه برابر صفر در نظر گرفته می شود.

روشهای دکدینگ که تاکنون تشریح گردید، همگی بر اساس همبستگی سنجی روی یک فریم عمل می نمایند. اما این امکان وجود دارد که از

در این بخش، یک روش دیگر کدینگ داخلی برای سیستمهای TH-UWB را معرفی می نمایم [۲]. در این روش، دوره زمانی یک بیت ( $T_b$ ) به  $N_{s1}$  فریم (به طول  $T_f$ ) تقسیم می شود که هر فریم خودش شامل  $N_{s2}$  زیرفریم (به طول  $T_{sf}$ ) و هر زیرفریم شامل  $N_h$  چیپ (به طول  $T_c$ ) می باشد. **Error! Reference source not found.** (۶)، نحوه تقسیم دوره زمانی یک بیت را نشان می دهد. به هر کاربر دو دنباله شبه تصادفی PN1 و PN2 اختصاص داده می شود. مشابه روشهای قبلی، به ازای هر بیت اطلاعاتی ورودی  $N_{s2}$  پالس در یکی از فریم ها ارسال می شود (بر خلاف روشهای قبلی که در آنها در همه فریم ها یک پالس قرار می گرفت). حال نحوه انتخاب فریم و مکانهای ارسال  $N_{s2}$  پالس را تشریح می کنیم. بلوک دیاگرام فرستنده این سیستم در **Error! Reference source not found.** (۷) نشان داده شده است. مطابق این شکل، بیت ورودی پس از عبور از یک انکدر سوپر اورتوگنال یکی از  $N_{s1} = 2^{k-2}$  سمبل محتمل را تولید می کند. سپس این سمبل با دنباله صحیح PN1 (که عناصر آن مستقل از هم و به طور یکنواخت عددی صحیح بین 0 تا  $N_{s1}-1$  را می پذیرند)، به پیمانه  $N_{s1}$  جمع می شود تا عددی بین 0 تا  $N_{s1}-1$  را نتیجه دهد که شماره فریم مورد نظر برای ارسال  $N_{s2}$  پالس در آن زمان بیت را مشخص می کند.<sup>۱۹</sup> پس از آن، دنباله شبه تصادفی دوم (PN2) که عددی بین 0 تا  $N_h-1$  تولید می کند) مکان  $N_{s2}$  چیپ در  $N_{s2}$  زیر فریم آن فریم که پالس در آنها ارسال می شود را مشخص می کند. به عنوان مثال در **Error! Reference source not found.** (۶)،  $N_{s2} = 3$  و  $N_h = 4$  و فریم شماره ۱ (دومین فریم) برای ارسال پالس ها انتخاب شده است. سپس دنباله PN2 سه مقدار متوالی ۱، ۲ و ۳ را تولید کرده است و سه پالس به ترتیب در دومین، سومین و چهارمین چیپ از سه زیر فریم آن فریم (فریم شماره یک) ارسال شده اند. لازم به ذکر است که نقش دنباله های PN1 و PN2 تصادفی کردن محل پالسهای کاربران مختلف است که در نتیجه میانگین تداخل آنها کاهش خواهد یافت. حسن دیگر استفاده از دنباله شبه تصادفی تأثیر مثبت آن در طیف توان سیگنال ارسالی است. در واقع بدون استفاده از دنباله های تصادفی، سیگنال ارسالی حالتی پریودیک مانند دارد که یک چگالی طیف توان



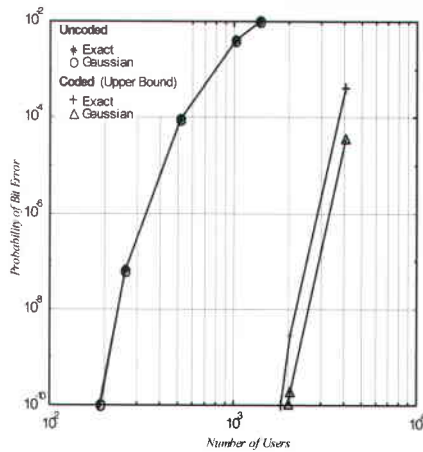
شکل ۶. نحوه تقسیم محور زمان در سیستم کدینگ داخلی به روش دوم



شکل ۷. بلوک دیاگرام فرستنده برای کاربر m ام.

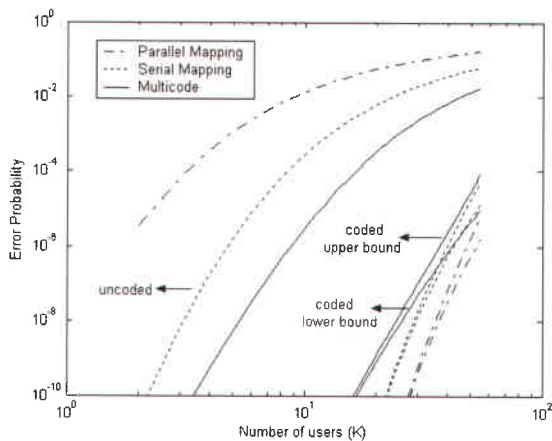
۱۹ در حالیکه در روش اول اعمال کد داخلی، خروجی کد کانولوشن بعنوان برداری از بیت در نظر گرفته می شده است، در روش دوم، خروجی بعنوان یک سمبول که مقداری بین 0 تا  $N_{s1}-1$  را می پذیرد در نظر گرفته می شود.





شکل ۴. احتمال خطا برای سیستم‌های کد شده و کد نشده بر حسب تعداد کاربران در  $N_s = 128$  ( $R_p = 78.12$  Kbps)

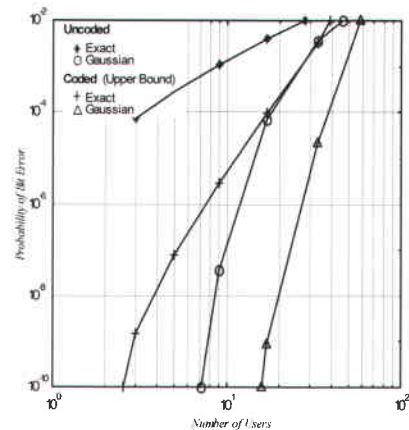
کاربران فرق می‌نماید. در روش دوم، یک کد امضا برای تفکیک کاربران استفاده می‌شود و سرویسهای متعدد اطلاعات خویش را در فریمهای متفاوت ارسال می‌نمایند. در روش سوم، از دو نوع کد امضا استفاده می‌شود. کد اول، که یک کد PN است، برای تفکیک کاربران استفاده میشود و کد دوم، که از نوع کد والش Walsh است، برای تفکیک سرویسهای متعدد هر کاربر استفاده می‌گردد. در مرجع [۷]، آنالیز عملکرد روشهای فوق برای هر دو سیستم کد نشده و کد شده صورت گرفته است. در شکل (۵)، منحنیهای احتمال خطای سیستم کد نشده و باند بالایی و پایینی احتمال خطای سیستم کد شده بر حسب تعداد کاربران، برای سه روش فوق، در حالتیکه تعداد سرویسها ۴ و نرخ همه سرویسها یکسان است، آمده است. مجدداً ملاحظه می‌شود که سیستم کد شده به مراتب بهتر از سیستم متداول کد نشده، به ازای کارایی طیفی و توان فرستنده یکسان، عمل می‌نماید. در حالیکه برای سیستم کد نشده روش "چند کد" بهترین عملکرد را دارد، برای سیستم کد شده روش "نگاشت موازی" بهتر عمل می‌نماید.



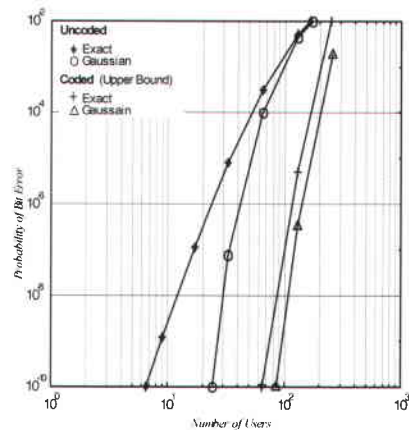
شکل ۵. احتمال خطا بر حسب تعداد کاربران به ازای  $SNR = 18$  dB,  $N_s = 256$ ,  $N_b = 64$

بر اساس منحنی دقیق باند بالای احتمال خطا ملاحظه می‌شود که سیستم کد شده قادر است بیش از ۱۶، ۱۶۷، و ۳۷۵۸ کاربر را با احتمال خطای  $10^{-4}$  و بیش از ۷، ۱۱۴، و ۲۸۵۸ کاربر را با احتمال خطای  $10^{-6}$  به ترتیب در نرخ ارسال‌های ۱.۲۵Mbps، ۵Mbps، و ۷۸.۱۲Kbps پشتیبانی کند. از منحنیهای فوق به خوبی می‌توان به اثر کدینگ در بهبود کارایی سیستم پی برد. در ضمن ملاحظه می‌شود که تقریب گوسی صرفاً در نرخهای پایین (که در آنها تعداد فریمها زیاد است) و یادر تعداد زیاد کاربران به خوبی عمل می‌نماید، شرایطی که فضیه حد مرکزی جهت بکارگیری تقریب گوسی برقرار است.

در [۷]، سه روش، به نامهای نگاشت موازی<sup>۱۶</sup>، نگاشت سری با بهره پردازش متغییر<sup>۱۷</sup>، و چند کد<sup>۱۸</sup>، برای فراهم نمودن سرویسهای چند نرخه برای سیستمهای TH-UWB-CDMA پیشنهاد شده است که به هردو سیستم متداول کد نشده و کد شده اعمال گردیده است. در روش اول، صرفاً از یک نوع کد امضا (PN) برای تفکیک کاربران و همچنین سرویسهای متعدد آنها استفاده می‌شود. در واقع به سرویسهای متعدد یک کاربر یک کد PN متفاوت اختصاص داده می‌شود که در ضمن با کد اختصاصی سرویسهای بقیه



شکل ۲. احتمال خطا برای سیستم‌های کد شده و کد نشده بر حسب تعداد کاربران در  $N_s = 2$  ( $R_p = 5$  Mbps)



شکل ۳. احتمال خطا برای سیستم‌های کد شده و کد نشده بر حسب تعداد کاربران در  $N_s = 8$  ( $R_p = 1.25$  Mbps)

- Parallel mapping 16
- Serial mapping with variable processing gain 17
- Multicode 18

کوتاه (کوتاه‌تر از نانوثانیه) است. این سیگنال یک تک دوره است. دنباله شبه تصادفی  $\{c_j^{(m)}\}$ ، دنباله اختصاصی به کاربر  $m$ ام است. دنباله  $\{d_j^{(m)}\}$  دنباله‌ای باینری است که در سیستم کد نشده، سیستم مرسوم TH-UWB-CDMA به صورت زیر از بیت های اطلاعاتی کاربر ساخته می‌شود:

$$\lfloor j / N_s \rfloor = i \text{ برای } d_j^{(m)} = D_i^{(m)} \quad (2)$$

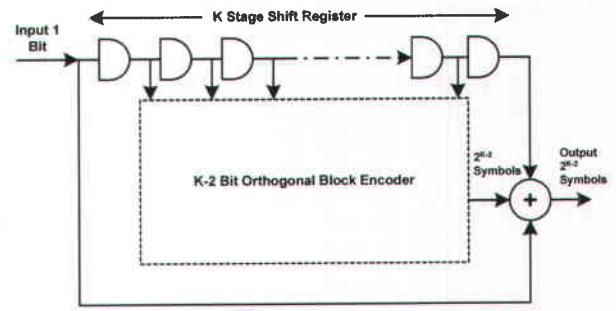
که  $\{D_i^{(m)}\}$  بیت‌های اطلاعاتی کاربر  $m$ ام است که دنباله ای مستقل با توزیع یکسان (*iid*) فرض می‌شود و  $\lfloor r \rfloor$  جزء صحیح  $r$  است. همانطور که ملاحظه می‌شود، هر بیت  $D_i^{(m)}$  از کاربر مورد نظر،  $N_s$  بار در دنباله ارسالی  $\{d_j^{(m)}\}$  تکرار می‌شود. بنابراین داده ارسالی در هر  $N_s$  پرش زمانی ثابت است. اگر بیت اطلاعاتی یک باشد، در هر یک از این  $N_s$  فریم، پالس ارسالی  $\delta$  نانوثانیه دیرتر از زمانی که بیت اطلاعاتی صفر است، فرستاده می‌شود. در سیستم کد شده، دنباله  $\{d_j^{(m)}\}$  خروجی یک کد سوپراورتوگنال با نرخ  $1/N_s$  است که با بکارگیری کد فوق، به ازای هر بیت اطلاعاتی ورودی  $N_s$  بیت کد ایجاد می‌شود که هر یک مکان یکی از  $N_s$  پالس را به صورت BPPM مدوله می‌نماید.

دکدینگ با استفاده از الگوریتم Viterbi انجام می‌گیرد. دیگرام حالت<sup>۱۲</sup> این دکدر از  $2^{K-1}$  حالت تشکیل شده است. دو شاخه، متناظر با بیت‌های اطلاعاتی ورودی صفر و یک، از هر حالت در دیگرام ترلیس<sup>۱۳</sup> خارج می‌شوند. برای به روز کردن متریک حالت‌ها<sup>۱۴</sup> نخست لازم است که متریک شاخه‌ها<sup>۱۵</sup> با استفاده از سیگنال دریافتی  $r(t)$  محاسبه شوند. فرض کنید بدون از دست دادن عمومیت مسئله، کاربر مورد نظر برای آشکارسازی کاربر اول باشد. برای محاسبه متریک شاخه ها، در هر فریم  $j$ ، مقدار  $\alpha_j = \int_{\tau_1+jT_f}^{\tau_1+(j+1)T_f} r(t)v(t-\tau_1-jT_f-c_j^{(1)}T_c)dt$  که خروجی همبستگی سنج پالس نامیده می‌شود محاسبه می‌شود که در آن داریم

$v(t) \cdot v(t) \stackrel{\Delta}{=} w_{rr}(t) - w_{rr}(t - \delta)$  پارامترها در (1) تعریف شده اند. به علت شکل ویژه کدهای Hadamard-Walsh که در ساختار کدهای super-orthogonal استفاده شده‌اند، متریک شاخه‌ها را می‌توان به سادگی با استفاده از خروجی‌های همبستگی سنج پالس ( $\alpha_j$ ) محاسبه نمود [۱].

در [۱]، عملکرد سیستم بصورت تحلیلی بطور دقیق و همچنین با استفاده از تقریب توزیع گوسی برای تداخل چند کاربره، در شرایط متفاوت بدست آمده است و با عملکرد سیستم متداول کد نشده مورد مقایسه قرار گرفته است. در ادامه، به ارائه نتایج عددی بر اساس تحلیل‌های فوق می‌پردازیم.

باند بالای احتمال خطا برای سیستم کد شده سنکرون بر حسب تعداد کاربران در نرخ ارسال‌های متفاوت، در شکل‌های ۲-۴ رسم شده است. این شکل‌ها، شامل منحنی های احتمال خطا بریت برای سیستم کد نشده سنکرون هم هستند. تمامی منحنی‌ها با دو روش محاسبه دقیق احتمال خطا و با تقریب گوسی برای مولفه تداخل رسم شده‌اند و در آنها اثر دور-نزدیک و توزیع گیرنده صرف‌نظر شده است.



شکل ۱. ساختار اندک super-orthogonal

از طرفی در سیستم متداول TH-UWB-CDMA، هر کاربر برای ارسال هر بیت  $N_s$  پالس تک دوره، یعنی تنها یک دوره از یک موج سینوسی، با دوره زمانی کوتاه‌تر از ۱ نانوثانیه می‌فرستد. دوره زمانی یک بیت به  $N_s$  فریم تقسیم می‌گردد، و در هر فریم دقیقاً یکی از پالسها فرستاده می‌شود. مکان دقیق پالس در هر فریم به دو پارامتر بستگی دارد. یکی داده ارسالی و دیگری دنباله شبه تصادفی اختصاصی آن کاربر. مدولاسیون داده‌ها در سیستم، دیجیتالی و به روش PPM<sup>۱۱</sup> یا مدولاسیون مکان پالس است. یعنی زمان پالس ارسالی برحسب داده ارسالی تغییر می‌یابد. دنباله شبه تصادفی، یک دنباله از اعداد صحیح بین 0 تا  $N_h - 1$  است، این دنباله در هر فریم مکان پالس را به صورت تصادفی تغییر می‌دهد. (البته از نظر گیرنده‌ای که دنباله شبه تصادفی را می‌داند، این مکان کاملاً مشخص است). در هر فریم این عدد صحیح در دوره زمانی یک چپ یا  $T_c$  ضرب می‌شود و به این میزان تأخیر در مکان پالس ایجاد می‌کند. برای آنکه در هر فریم دقیقاً یک پالس ارسال شود، باید حداکثر این مقدار تأخیر از دوره زمانی یک فریم کوتاه‌تر باشد. یعنی  $N_h T_c \leq T_f$  است، که  $T_f$  دوره زمانی یک فریم است.

اگر به هر یک از این پالسها در هر فریم به عنوان یک سمبل ارسالی نگاه کنیم، ملاحظه می‌شود که این سیستم به ازای هر بیت ورودی،  $N_s$  بار آن را به طور تکراری ارسال می‌کند. به عبارتی این سیستم مشابه یک کد بلوکی تکراری با نرخ  $1/N_s$  عمل مینماید. با این دیدگاه در روش اول اعمال دکدینگ داخلی، به جای استفاده از کد تکراری پیشنهاد شده است که از کد قویتری استفاده گردد. برای این منظور از کد orthogonal super- استفاده شده است. از آنجایی که کد تکراری یک کد قوی نیست انتظار می‌رود که با استفاده از کدهای super-orthogonal بتوان به نحو قابل ملاحظه‌ای باعث بهبود عملکرد سیستم شد. با توجه به آن که در این کدها به ازای هر بیت ورودی  $2^{K-2}$  سمبول خروجی (بیت کد شده) داریم بدست می‌آید:  $2^{K-2} = N_s$  یا  $K = \log_2 N_s + 2$ .

حال به توصیف سیستم با روابط ریاضی می‌پردازیم:

فرض کنید  $N_u$  کاربر (فرستنده) در سیستم در حال فعالیت هستند. شکل موج ارسالی توسط  $m$  امین کاربر را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$s_{rr}^{(m)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{rr}(t - jT_f - c_j^{(m)}T_c - \delta d_j^{(m)}) \quad (1)$$

که در آن  $w_{rr}(t)$  سیگنال پالس ارسالی است که دارای دوره بسیار

- 12 State diagram
- 13 Trellis diagram
- 14 State metrics
- 15 Branch metrics



مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۱۷]، روشهای متفاوتی جهت ایجاد سرویسهای چند نرخه در سیستم TH-UWB کد شده فوق پیشنهاد شده است. روش کدینگ داخلی فوق برای سیستمهای مخابراتی فیبر نوری دسترسی چند گانه مبتنی بر تقسیم کد، با کدهای امضاء نوری<sup>8</sup> OOC و FTH<sup>9</sup> در [۱۵-۱۰] مطرح شده است و عملکرد سیستم پیشنهادی در حضور انواع تداخلهای نوری و به ازای گیرنده های متفاوت تک کاربره و چند کاربره مورد ارزیابی قرار گرفته است.

در روش دوم اعمال کد داخلی، که ابتدا برای سیستم TH-UWB مطرح شده است [۲]، پالسهای با دوره نانو ثانیه ای ارسالی به ازای هر بیت اطلاعاتی به طریق زیر انتخاب می گردند: دوره زمانی یک بیت به  $Ns_1$  فریم تقسیم می شود که هر فریم خودش شامل  $Ns_2$  زیرفریم می باشد. صرفاً در یکی از فریمها پالس ارسال می شود. به هر کاربر دو دنباله شبه تصادفی اختصاص می یابد. شماره فریم برای ارسال پالس ها توسط جمع دنباله شبه تصادفی اول اختصاصی کاربر PNI و خروجی یک کد تصحیح کننده خطا مانند یک کد کانولوشن سوپر اورتوگنال تعیین میشود. محل ارسال  $Ns_2$  پالس در زیر فریمهای فریم انتخاب شده، یک پالس در هر زیر فریم، مشابه یک سیستم مرسوم کد نشده، بر اساس دنباله شبه تصادفی دوم اختصاصی به کاربر PN2 تعیین می شود. بدین ترتیب الگوی زمانی داخل هر فریم (دنباله PN2) برای هر کاربر مشخص است و بیت اطلاعاتی صرفاً در تعیین مکان فریم (همراه با دنباله PN1) نقش دارد. از مزایای روش دوم اعمال کد داخلی بر روش اول، پیچیدگی کمتر گیرنده علی الخصوص در سیستمهای مخابراتی نوری و سنکرون سازی به مرتب ساده تر آن می باشد.

در [۲]، عملکرد و کارایی روش دوم اعمال کد داخلی در سیستم TH-UWB، به ازای چهار روش مختلف آشکار سازی به صورت تحلیلی و همچنین با شبیه سازی در محیطهای مختلف (تداخل چند کاربره، نویز گاوسی و فیدینگ) مورد ارزیابی قرار گرفته است. سپس کارایی و قابلیت پیاده سازی آن با سیستمهای مشابهی که قبلاً مطرح شده اند مقایسه گردیده، و نشان داده شده است که سیستم فوق ضمن پیچیدگی کمتر کارایی بهتری دارد. در [۸]، کد داخلی فوق در تلفیق با سیستمهای دسترسی چندگانه پرس فرکانسی و چند حامله (MC-FH-CDMA) بکار گرفته شده است و عملکرد سیستم برای انواع آشکارسازها در کانالهای AWGN و فیدینگ مورد ارزیابی قرار گرفته است. اعمال روش کدینگ فوق در سیستم دسترسی چندگانه ترکیبی گسترش زمانی و پرس زمانی در [۹] پیشنهاد، و عملکرد آن مورد ارزیابی قرار گرفته است.

در [۱۶-۱۸]، عملکرد روش دوم کد داخلی در سیستم مخابراتی فیبر نوری با تکنیک دسترسی چندگانه ترکیبی نوری Optical TH/OCDMA (Time Hopping/ CDMA)، به ازای کدهای امضاء نوری OOC و FTH، برای دو آشکارساز همبستگی سنج (Correlator) و سطح آستانه (Chip-Level) بصورت تحلیلی مورد بررسی قرار گرفته است. این بررسی با در نظر گرفتن تاثیر نویز ضربه ای (Shot Noise) جریان تاریک (Dark Current) و نویز گرمایی صورت گرفته است.

سپس نتایج با عملکرد سیستمهای رایج کد نشده متناظر به ازای پهنای باند، بیت ریت و انرژی بر بیت یکسان مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۲۰-۱۹]، روش دوم اعمال کدینگ داخلی به یک سیستم مخابراتی فیبر نوری با تکنیک دسترسی چند گانه ترکیبی<sup>10</sup> TH/CULP اعمال شده است و عملکرد آن در صورت بکارگیری و عدم بکارگیری تقویت کننده نوری، به ازای آشکارسازهای متفاوت مورد ارزیابی قرار گرفته است.

همانگونه که قبلاً اشاره شد، در این مقاله هدف معرفی دو روش کدینگ داخلی فوق با تمرکز روی سیستمهای بسیار باند وسیع با تکنیک دسترسی چندگانه TH/UWB می باشد. در ادامه، در بخش ۲، روش اول کدینگ داخلی معرفی می شود و تعدادی نتایج ارائه خواهد شد. در بخش ۳، به روش دوم کدینگ داخلی پرداخته میشود و تعدادی نتایج ارائه می گردد. بخش ۴، به جمعبندی و موضوعات تحقیقاتی آتی اختصاص دارد.

## ۲- روش اول کدینگ داخلی

همانگونه که در مقدمه نیز اشاره شد، برای کد تصحیح خطا که در ساختار هر دو روش اعمال کد داخلی استفاده می شود، می توان از هر کد دلخواه استفاده نمود. کد استفاده شده در [۲۰-۱]، از نوع کدهای کانولوشن به نام کدهای سوپر اورتوگنال super-orthogonal است که توسط Viterbi معرفی گردید [۲۵-۲۴]. اگر چه این کدها برای نرخ داده شده، بهترین کد کانولوشنال نیستند، دلیل ساختار خاصشان دارای پیچیدگی پیاده سازی دکدر کمی در نرخهای پایین می باشند که بکارگیری عملی آنها را مقدر می سازد.

انکدر یک کد super-orthogonal با طول حافظه برابر با  $K$ ، از یک شیفت رجیستر به طول  $K$ ، یک انکدر بلوکی متعامد  $K-2$  بیتی و یک جمع کننده مبنای ۲ با ۳ ورودی تشکیل می شود (شکل ۱). انکدر بلوکی متعامد  $K-2$  بیتی، یک انکدر باینری Hadamard-Walsh با طول  $2^{K-2}$  است. این کد از  $2^{K-2}$  بردار دویه دو عمود بر هم تشکیل می شود یعنی اگر دو بردار کد به طور دلخواه انتخاب کنیم در  $2^{K-3}$  بیت مشابه و برابر یک و در  $2^{K-3}$  بیت دیگر متفاوت و برابر منهای یک هستند. نرخ خروجی انکدر super-orthogonal،  $2^{K-2}$  برابر سرعت زمان سنج شیفت رجیستر و یا نرخ بیت ورودی است. تمام  $2^{K-2}$  بیت انکدر بلوکی متعامد، با بیت های ورودی و خروجی شیفت رجیستر در مبنای ۲ جمع می شوند و نتیجه  $2^{K-2}$  سمبل خروجی را می سازند. می توان نشان داد که این ساختار برای  $K > 2$  به کدهای non-catastrophic منجر می شود. پیچیدگی پردازشی این دکدر تنها به طور خطی با  $K$  افزایش می یابد. اما حافظه مورد نیاز به طور نمایی با  $K$  رشد می کند [۲۴] و از آنجا که در کاربرد طیف گسترده پرس زمانی TH-UWB-CDMA مورد نظر، مقدار  $K$  نسبتاً پایین است (مقادیر نمونه بین ۳ تا ۱۲ قرار دارند)، سیستم کاملاً عملی است.



## ۱- مقدمه

هدف معرفی روشهای کدینگ داخلی فوق می باشد. برای این منظور، چون اولین بار روشهای فوق برای سیستمهای TH-UWB-CDMA مطرح شده اند، روی این سیستمها متمرکز خواهیم شد. لازم به ذکر است که برای سیستمهای کد شده به صورت داخلی، مشابه سیستمهای متداول کد نشده طیف گسترده، هنوز می توان از یک کد خارجی برای بهبود بیشتر عملکرد سیستم بهره جست.

در سیستمهای TH-UWB، که اولین بار در [۲۲-۲۳] برای مخابرات تجاری بی سیم داخل ساختمان پیشنهاد شده است، هر کاربر برای ارسال هر بیت،  $N_s$  پالس تک دوره<sup>۳</sup>، با دوره زمانی کوتاهتر از ۱ نانوثانیه می فرستد. دوره زمانی یک بیت به  $N_s$  فریم تقسیم می گردد، و در هر فریم دقیقاً یکی از پالسها فرستاده می شود. مکان دقیق پالس در هر فریم توسط دنباله شبه تصادفی اختصاصی به کاربر تعیین می گردد. سپس کلیه  $N_s$  پالس ارسالی توسط بیت اطلاعاتی متناظر با آن زمان ارسال، به صورت  $BPPM^4$  مدوله می شوند. اگر هر یک از این پالسها در هر فریم به عنوان یک سمبل ارسالی در نظر گرفته شود، ملاحظه می گردد که این سیستم به ازای هر بیت ورودی،  $N_s$  بار سمبول معادل را به طور تکراری ارسال می نماید. به عبارتی می توان سیستم کد نشده فوق را معادل یک سیستم کد شده توسط یک کد بلوکی تکراری<sup>۵</sup> با نرخ  $1/N_s$  در نظر گرفت که در آن هر بیت کد یکی از  $N_s$  پالس را مدوله می نماید. با این دیدگاه می توان به جای کد تکراری، که کد ضعیفی از لحاظ عملکرد است، از یک کد به مراتب قویتر با همان نرخ استفاده نمود. روش اول اعمال کد داخلی، با این دیدگاه از سیستم کد نشده مطرح شده است. در این روش بیت اطلاعاتی هر فاصله ارسال وارد یک کد تصحیح کننده خطا با نرخ  $1/N_s$  می گردد. سپس  $N_s$  بیت خروجی کد جهت مدوله کردن  $N_s$  پالس ارسالی، هر بیت کد برای مدوله کردن یکی از پالسها، به صورت  $BPPM$  بکار گرفته می شوند. ملاحظه می شود که بدین طریق سیستم کد شده در مقایسه با سیستم کد نشده به پهنای باند اضافه تری احتیاج ندارد، علیرغم اینکه موجب بهبود قابل توجه عملکرد می گردد. لازم به ذکر است که برای کد تصحیح کننده خطای توان از هر کد با نرخ  $1/N_s$  بهره جست، از آنجایی که برای آنالیز تحلیلی عملکرد به تابع توزیع وزن<sup>۶</sup> کد احتیاج بوده است، در [۱]، از کدهای کانولوشن super-orthogonal که کدهای به صورت حدی بهینه با نرخ  $1/2^{K-2}$  هستند و تابع توزیع وزن آنها به ازای کلیه مقادیر  $K$  موجود است، استفاده شده است<sup>۷</sup>. با توجه به اینکه در این کدها به ازای هر بیت ورودی  $2^{K-2}$  بیت کد داریم بدست می آید:  $2^{K-2} = N_s$  یا

$$K = \log_2 N_s + 2$$

در [۱]، عملکرد کد داخلی فوق در سیستم TH-UWB بصورت تحلیلی بررسی شده و با سیستم مرسوم کد نشده مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۳-۶]، آنالیز عملکرد برای سیستمهای دسترسی چندگانه چند حامله پرش فرکانس در کانال فیدینگ در حضور انواع تداخلهای عمدی و غیر عمدی برای انواع کاربردهای چند نرخه و چند سرویس انجام شده است و با سیستمهای متناظر کد نشده به ازای کارایی طیفی و توان فرستنده یکسان

نسل آینده سیستمهای مخابراتی نیاز به قابلیت ارسال سیگنال با سرعت بسیار بالا و بعضاً در مسافت های طولانی دارد. بی شک الگوریتم ها و تکنیک های به کار گرفته شده برای رفع این نیاز، باید کیفیت ارائه این حجم بالای اطلاعات را نیز تضمین نمایند. مسلماً برآورده کردن چنین تقاضاهایی با معماریهای کنونی و رایج به سادگی امکان پذیر نیست. به علاوه قسمت دسترسی بی سیم این سیستمها با پدیده ای به نام فیدینگ مواجه هستند. که موجب افت شدید عملکرد می گردد. لذا عوامل و فاکتورهای فوق، تغییرات اساسی در طراحی سیستم ها و تکنیک های پردازش سیگنال می طلبند و استفاده از روش های نوین، جهت رفع مشکلات بالا و رسیدن به اهداف نسلیهای آتی سیستمهای مخابراتی ضروری می نماید. روش هایی که در حال حاضر بدین منظور به کار می روند، شامل ترکیب بهتر اجزاء سیستم (مانند کدینگ و مدولاسیون)، تکنیکهای پیشرفته تر دسترسی چندگانه، خارج شدن از دسته بندی ها و تقسیم بندیهای کلاسیک (مثل جدا کردن منبع و کدینگ کانال) و استفاده از انواع مختلف دایورسیتی مشارکتی و چند کاربره، و کدینگ می باشد.

کدینگ کانال شیوه ای متداول است که تقریباً در کلیه سیستمهای مخابراتی جهت بهبود عملکرد بکار گرفته می شود. از طرفی تکنیک دسترسی چندگانه مبتنی بر تقسیم کد CDMA در سیستمهای متنوع مخابراتی، از جمله مخابرات نسل سوم موبایل، مخابرات بی سیم درون ساختمان، مخابرات ماهواره ای و غیره مطرح است. در روش متداول بکارگیری کدینگ کانال در سیستمهای مخابراتی CDMA، ابتدا عملیات کدینگ بر روی بیت های اطلاعاتی انجام می گیرد. سپس سمبولهای کد شده توسط دنباله های امضاء گسترش یافته و در نهایت ارسال می گردند. در گیرنده نیز ابتدا عمل حذف گسترش انجام شده، سپس سمبولهای حاصل دکد می گردند. به عبارت دیگر، در این روشها، قسمتی از گسترش طیف ناشی از کدینگ کانال بوده و بخش دیگر از گسترش طیف توسط دنباله های امضاء حاصل می گردد. در واقع می توان گفت که میزان افزایش در پهنای باند سیگنال برابر مجموع افزایش حاصل از کدینگ کانال و افزایش ناشی از اعمال تکنیک طیف گسترده می باشد. به همین دلیل بعلاوه محدودیتهایی که بر روی پهنای باند در دسترس وجود دارد، در سیستمهای طیف گسترده در صورت استفاده از روشهای متداول کدینگ، نمی توان از کدهای کانال با نرخ بسیار پایین بهره برد. چون در روشهای متداول کدینگ، عمل کدینگ کانال قبل از گسترش طیف انجام می گیرد، این روشها تحت عنوان کدینگ خارجی، EEC<sup>۱</sup> شناخته شده اند [۲۱]. اخیراً به منظور مقابله با محدودیت پهنای باند، دو روش جدیداً اعمال کدینگ برای سیستمهای CDMA پیشنهاد شده است [۲۰-۲۱] که بر خلاف روشهای مرسوم اعمال کدینگ احتیاج به افزایش پهنای باند در مقایسه با سیستمهای کد نشده ندارند. این روشهای کدینگ، کدینگ داخلی<sup>۲</sup> نامگذاری شده اند، زیرا در تلفیق با تکنیک دسترسی چندگانه بکار گرفته شده در سیستم پیاده سازی می گردند. این روشها که ابتدا برای سیستمهای بسیار باند وسیع (UWB) رادیویی با تکنیک دسترسی چند گانه پرش زمانی (TH-UWB-CDMA) پیشنهاد شده اند [۲-۱]، برای دیگر تکنیکهای دسترسی چند گانه بسیار باند وسیع رادیویی [۳-۹]، سیستمهای مخابراتی فیبر نوری، و سیستمهای نوری فضای آزاد و داخل ساختمان [۲۰-۱۱] نیز مطرح و مورد بررسی قرار گرفته اند. در این مقاله

<sup>3</sup> Monocycle

<sup>4</sup> Binary Pulse Position Modulation

<sup>5</sup> Repetition Code

<sup>6</sup> Weight generating function

<sup>7</sup> پارامتر K برابر طول قید (Constraint Length) کد کانولوشن فوق می باشد.

<sup>1</sup> External Error Correcting Code  
<sup>2</sup> Internal Error correcting Code



## تلفیق کدینگ و گسترش طیف برای سیستمهای باند وسیع دسترسی چندگانه مبتنی بر تقسیم کد (CDMA)

معصومه نصیری کناری

آزمایشگاه مخابرات بی سیم WRL، مرکز تحقیقات مخابرات نظری ACRI  
دانشکده برق، دانشگاه صنعتی شریف  
[mnasiri@sharif.edu](mailto:mnasiri@sharif.edu)

تاریخ دریافت: ۱۳۸۸/۱/۲۲ - تاریخ پذیرش: ۱۳۸۸/۲/۱

چکیده: در این مقاله دو روش جهت تلفیق کدینگ و گسترش طیف برای سیستمهای باند وسیع دسترسی چندگانه مبتنی بر تقسیم کد (CDMA)، که اخیراً پیشنهاد شدند [۱-۲]، معرفی می گردند. این روشهای اعمال کد، که بعنوان کدهای داخلی نامیده شد، منجر به افزایش پهنای باند در مقایسه با سیستم کد نشده مرسوم طیف گسترده نمی گردند. روشهای فوق به هر دو سیستم باند وسیع رادیویی و نوری دسترسی چندگانه مبتنی بر تقسیم کد اعمال شده است. عملکرد کدینگ داخلی فوق، در کاربردهای متنوع رادیویی و نوری به صورت تحلیلی و همینطور با شبیه سازی برای انواع گیرنده های تک کاربره و چند کاربره مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج دال بر بهبود عملکرد بسیار قابل توجه روشهای پیشنهادی در مقایسه با سیستمهای کد نشده مرسوم، به ازای توان فرستنده و کارایی طیفی یکسان می باشد. همچنین روشهای متنوع اعمال سرویسهای چند نرخه با توجه به کد داخلی بکار رفته معرفی، و مورد ارزیابی قرار گرفته است.

کلمات کلیدی: سیستمهای دسترسی چند گانه مبتنی بر تقسیم کد، سیستمهای باند وسیع، کدهای تصحیح خطا، و کدینگ داخلی

**Abstract-** In this paper, we introduce two techniques, recently proposed in [1-2], for combination of coding and spread spectrum modulation in wideband Code Division Multiple Access (CDMA) systems. These coding schemes, named as an internal coding, do not require extra bandwidth further than what is needed for a conventional uncoded spread spectrum system. They have been applied to both radio and optical ultra wideband code division multiple access communication systems. Their performance based on both analytical analysis and simulation for various radio and optical applications, and for a variety of single user and multiuser receivers, has been investigated. The results indicate that the internal coded schemes substantially outperform the conventional uncoded scheme, for the same transmitter powers and spectral efficiencies. Also, the various methods for providing multi services and multi rates for the internally coded systems have been introduced and their performance has been investigated.