

- [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 ۱۳۶۸ تا ۱۳۶۸ بعنوان عضو هیئت علمی مربی 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 بدرو 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 تأسیس 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 پژوهه های متعددی با صنعت و مراکز تحقیقاتی داشته است و در سالهای ۱۳۷۹-۱۳۸۱ بعنوان یکی از مسئولین آزمایشگاه CDMA پیشرفته و باند وسیع با مرکز تحقیقات مخابرات ایران همکاری داشته است. و اکنون نیز مجری پژوهه "راه اندازی آزمایشگاه تست ایستگاه پایه سیستمهای سیار" در دانشگاه صنعتی شریف است که این پژوهه 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. Hoctor and T. Tomilnson," "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 باشدند.

## قدرتانی

بدینویسیله از آقای مهندس مهدی کریمی، دانشجوی دکترای آزمایشگاه مخابرات بی سیم دانشکده برق دانشگاه صنعتی شریف، که در گردادوری طالب همکاری داشته‌اند تشکر می گردند.

## مراجع:

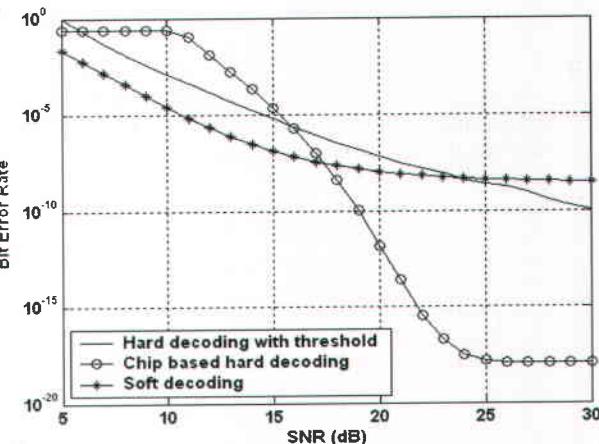
- [1] Amir R. Forouzan, M. Nasiri-Kenari, and J.A. Salehi, "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple access systems: uncoded and coded schemes," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 1, No. 4, pp. 671-682, Oct. 2002.
- [2] A. Nezampour, M. Nasiri-Kenari, and M. Shayesteh, "Internally coded TH-UWB\_CDMA System and it 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 Frequecy 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



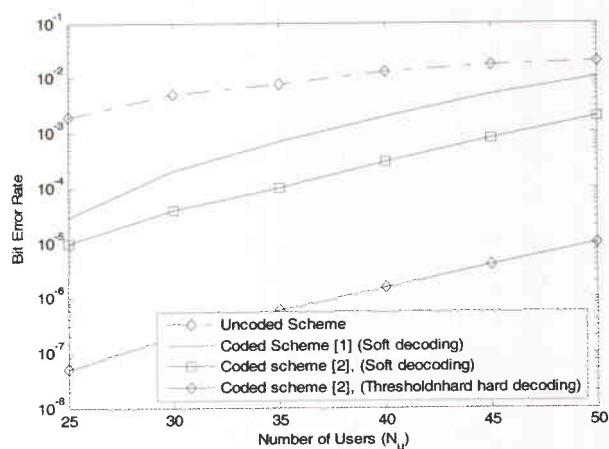
#### ۴-نتیجه گیری

در این مقاله دو روش اعمال کدینگ، که اخیرا 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 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 کارآبی 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 سرویسها متعبد است برخای 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.

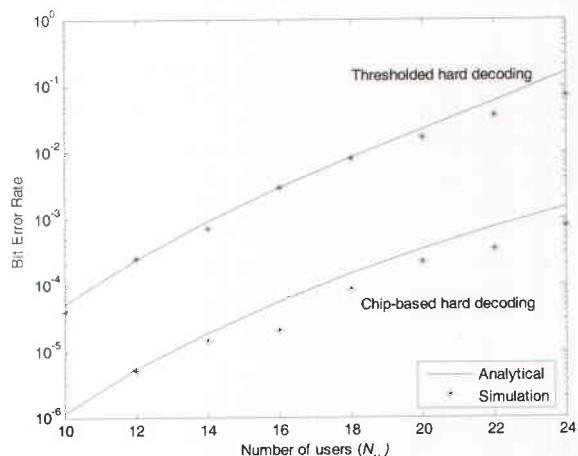
مسئله سنکرون سازی، علی الخصوص برای سیستمهای بسیار باند وسیع TH-UWB که در نسبت سیگنال به نویز بسیار پایین عمل می نمایند، مسئله پیچیده ای است که توجه محققین زیادی را در سالهای اخیر به خود جلب نموده است و این مسئله در صورت بکارگیری کدینگ داخلی پیچیده تر خواهد شد که این موضوع تحت مطالعه و بررسی است. مسئله دیگر، که عمدتا برای سیستمهای بسیار باند وسیع مطرح است، مسئله تخمین پارامترهای کanal جهت آشکارسازی در گیرنده است. در کاربرد بسیار باند وسیع، کanal انتخابگر فرکانس<sup>۲۳</sup>، با تعداد مسیرهای 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 کanal پخش شده است را دریافت نمود، بدلیل اینکه تعداد شاخه های گیرنده RAKE باید زیاد باشد، پیچیدگی بسیار بالاست. جهت رفع مشکل فوق، اخیرا تکنیکهای متعدد ارسال مرجع<sup>۲۴</sup> مطرح شده است [۲۶-۲۸] که در آنها نیاز به تخمین پارامترهای کanal 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 درنویز در خروجی همبستگی سنج 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<sup>۲۶</sup> CSR که در [۲۸] معرفی شده است، به سیستم کد شده داخلی TH-UWB<sup>۲۷</sup> 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 کدینگ نرم و سخت با آستانه و سخت روی چیپ (هر دو با آستانه بهینه) در حضور تداخل  $N_u = 14$  کاربر و نویز



شکل ۱۰. مقایسه دو سیستم کد شده و سیستم کد نشده به ازای بپره پردازش مساوی ( $N_h = 16$ ،  $N_{s_1} = 8$  و  $N_{s_2} = 2$ )

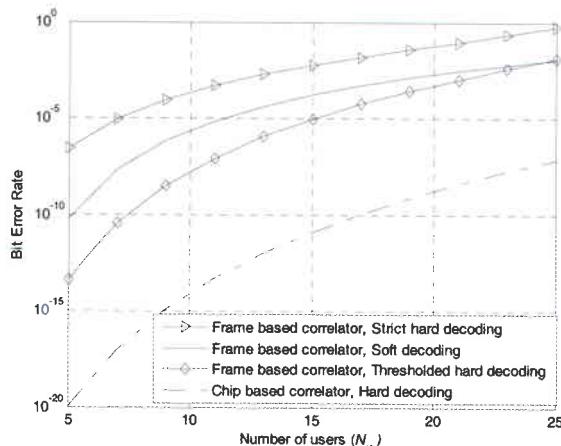


شکل ۱۱. مقایسه نتایج شبیه سازی با نتایج تحلیلی برای روشهای کدینگ سخت با آستانه و سخت روی چیپ ( $N_h = 8$ ،  $N_{s_1} = 2$ ،  $N_{s_2} = 4$ )

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 ( $N_h = 4$ ,  $Ns_1 = 8$ ,  $Ns_2 = 8$  و  $m_p = 2$ )

همانگونه که قبلاً اشاره شد، در عدم حضور نویز سطوح آستانه بهینه برای آشکارسازهای سخت با آستانه و سخت روی چیپ به ترتیب برابر  $N_s m_p$  و  $N_s m_p$  است. اما در حضور نویز سطوح آستانه بهینه به مقدار  $SNR_{min}$  بستگی دارد. در شکل (۹)، احتمال خطای آشکارسازهای اول، دوم و چهارم بحسب  $SNR$  آمده است. برای آشکارسازهای سخت از سطوح آستانه بهینه استفاده شده است. همانطور که انتظار می‌رفت، در  $SNR$  های بالا، که اثر تداخل چند کاربره غالبتر است، آشکارساز نرم بهترین عملکرد را ارائه می‌دهد. اما در  $SNR$  های پایین، که اثر نویز در مقایسه با تداخل چند کاربره غالبتر است، آشکارساز نرم بهترین عملکرد را بدینه می‌دهد. اما در شکل (۱۰)، عملکرد روش دوم کدینگ داخلی چند کاربره نسبت به آشکارساز سخت با 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 می‌شود هر دو سیستم کد شده به مراتب بهتر از سیستم کد نشده عمل می‌نمایند. در ضمن روش دوم کدینگ داخلی عملکرد بهتری در مقایسه با روش اول ارائه می‌دهد. لازم به ذکر است که پارامترهای سیستمهای کد شده و کد نشده به نحوی انتخاب شدهند که دارای پهنای باند، نرخ از اطلاعات، انرژی بر بیت یکسانی باشند. در شکل (۱۱)، نتایج شیوه 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 می‌شود، نتایج شبیه سازی آنالیز تحلیلی را تایید می‌نماید.

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 می‌شود. سپس مقادیر با یک سطح آستانه (در صورت عدم حضور نویز سطح آستانه بهینه برابر  $m$  است) مقایسه شده و در صورتی که از آن بزرگتر باشد، وجود یک پالس در آن چیپ اعلام می‌شود. سپس در صورتی که در همه چیپ های علامت دار آن فریم پالس تشخوص داده شود، به آن فریم متربک ۱ و در غیر این صورت متربک صفر نسبت داده می‌شود. حال اگر سیمول متناظر با شاخه ای در دیاگرام تریلس الگوریتم ویتری در فاصله زمانی  $\Delta t$  به آن شاخه اختصاص داده می‌شود.

احتمال خطای این آشکارسازها در مرجع [۲] به صورت تحلیلی و همچنین با شبیه سازی بدست آمده است. در ادامه به ارائه نتایج عددی از [۲] می‌پردازیم. شکل ۸ احتمال خطای این آشکارسازها را بر حسب تعداد کاربران، در عدم حضور نویز (یا در  $SNR$  بسیار بزرگ) چهت بررسی تاثیر تداخل چند کاربره، در یک سیستم با پارامترهای  $N_s = 4$ ,  $N_h = 8$  و  $Ns_2 = 8$  نشان می‌دهد. همان طور که از این شکل مشاهده می‌شود، دکدینگ سخت با همبستگی سنج روی چیپ بهترین کارآیی را از خود نشان می‌دهد و پس از آن به ترتیب روشهای دکدینگ سخت با آستانه، دکدینگ نرم و در نهایت دکدینگ کاملاً سخت قرار دارند (همگی با همبستگی سنج روی فریم). علت کارآیی 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 می‌نماید و در نتیجه اگر تنها یک زیر فریم در چیپ در صورت انتظار حاوی پالس نباشد، به آن فریم متربک صفر نسبت داده می‌شود (عنی تصمیم گیری به عدم ارسال پالسها در آن فریم می‌شود). 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 اشتباها 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 با آستانه دارد. به عبارت دیگر با وجود آن که همبستگی های کوچکتر از  $Ns_2 m_p$  نشان دهنده عدم وجود پالس ها در یک فریم است، در دکدینگ نرم از همین همبستگی مستقیماً به عنوان متربک شاخه های دیاگرام تریلس استفاده می‌شود، در حالیکه دکدینگ سخت از این همبستگی ها صرف نظر می‌نماید. همچنین شکل نشان می‌دهد که دکدینگ کاملاً سخت در بین روشهای ذکر شده بدترین عملکرد را دارد که علت این امر در نظر گرفتن

۲۰ البته همبستگی سنج روی فریم نیز در عمل از مجموع خروجی  $N_s$  همبستگی سنج روی چیپ به دست می‌آید. اما در همبستگی سنج روی فریم به طور جداگانه روی چیپها تصمیم گیری نمی‌شود.

۲۱  $Ns_2$  چیپ در  $Ns_2$  زیر فریم که توسط دنباله PN2 مشخص می‌شوند و در آنها پالس ارسال می‌گردند.

۲۲ 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 ( $t_0$ )<sup>(۱)</sup>, سیگنال در یافته (t)  $\geq$  نیز دارای پالس باشد. حال برای استفاده از این همبستگی ها، جهت محاسبه متريک شاخه های دیاگرام ترليس 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 متريک شاخه های دیاگرام ترليس انکدر کانولوشن استفاده می شود، بدینظریق که اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترليس الگوریتم ویتری در فاصله زمانی مربوط به دریافت زام برابر  $h$  باشد  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  بعنوان متريک آن شاخه در نظر گرفته می شود.

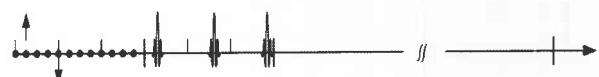
در دومین روش دکدینگ، که دکدینگ سخت با آستانه نامیده شده است، اگر سمبول متناظر با شاخه ای در دیاگرام ترليس الگوریتم ویتری در فاصله زمانی مربوط به دریافت زام برابر  $h$  باشد، در صورتیکه  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  بزرگتر از یک سطح آستانه باشد، متريک آن شاخه برابر یک و در غیر اینصورت برابر صفر در نظر گرفته می شود. در [۲] سطح آستانه برابر  $N_{s,2}m_p$  در نظر گرفته شده است که در آن  $m_p = \int_0^T w_p^2(t)dt$  بیانگر  $N_{s,2}m_p$  در نظر گرفته شده است که در عدم حضور نویز، اگر  $\alpha_{j,h}^{(1)}$  از  $N_{s,2}m_p$  فوق این است که در نظر گرفته شده است. دلیل در نظر گرفتن آستانه میزان همبستگی یک پالس با خودش است. دلیل در نظر گرفتن آستانه باشد، فریم  $h$  ام در فاصله زام به طور حتم حاوی اطلاعات مربوط به کاربر مطلوب( $N_{s,2}$  پالس) نیست. اما بزرگتر بودن همبستگی یک فریم از  $N_{s,2}m_p$  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. بنابر این دکدینگ سخت تا حدودی می تواند تداخل چند کاربره را حذف کند و بدین ترتیب کارآبی سیستم را افزایش دهد.

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

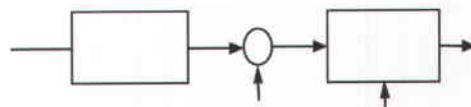
روشهای دکدینگی که تاکنون تشریح گردید، همگی بر اساس همبستگی سنجی روی یک فریم عمل می نمایند. اما این امکان وجود دارد که از

در این بخش، یک روش دیگر کدینگ داخلی برای سیستمهای TH-UWB را معرفی می نماییم [۲]. در این روش، دوره زمانی یک بیت ( $T_b$ ) به  $Ns_1$  فریم (به طول  $T_f$ ) تقسیم می شود که هر فریم خودش شامل  $Ns_2$  زیرفریم (به طول  $T_{sf}$ ) و هر زیرفریم شامل  $N_h$  چیپ (به طول  $T_c$ ) نحوه تقسیم می باشد. دوره زمانی یک بیت را نشان می دهد. به هر کاربر دو دنباله شبه تصادفی PN2 و PN1 اختصاص داده می شود. مشابه روشهای قبلی، به ازای هر

بیت اطلاعاتی ورودی  $Ns_2$  پالس در یکی از فریم ها ارسال می شود (برخلاف روشهای قبلی که در آنها در همه فریم ها یک پالس قرار می گرفت). حال نهوده انتخاب فریم و مکانهای ارسال  $Ns_2$  پالس را تشریح می کنیم. **Error! Reference source not found.** این سیستم در (۶) نشان داده شده است. مطابق این شکل، بیت ورودی پس از عبور از یک انکدر سویر اوتونگال یکی از  $Ns_1 = 2^{k-2}$  سمبول محتمل را تولید می کند. سپس این سمبول با دنباله صحیح PN1 (که عناصر آن مستقل از هم و به طور یکتاوت عددی صحیح بین ۰ تا  $Ns_1 - 1$  را می پذیرند)، به پیمانه  $Ns_1$  جمع می شود تا عددی بین ۰ تا  $Ns_1 - 1$  را نتیجه دهد که شماره فریم مورد نظر برای ارسال  $Ns_2$  پالس در آن زمان بیت را مشخص می کند.<sup>۱۹</sup> پس از آن، دنباله شبه تصادفی دوم PN2 که عددی بین ۰ تا  $Ns_2 - 1$  تولید می کند) مکان  $Ns_2$  چیپ در زیر فریم آن فریم که پالس در آنها ارسال می شود را مشخص می کند. به عنوان مثال در PN2 سه مقدار متواالی ۱، ۰ و ۳ را تولید کرده است و **Error! Reference source not found.** و فریم شماره ۱ (دومین فریم) برای ارسال پالس ها انتخاب شده است. سپس دنباله PN2 سه مقدار متواالی ۱، ۰ 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

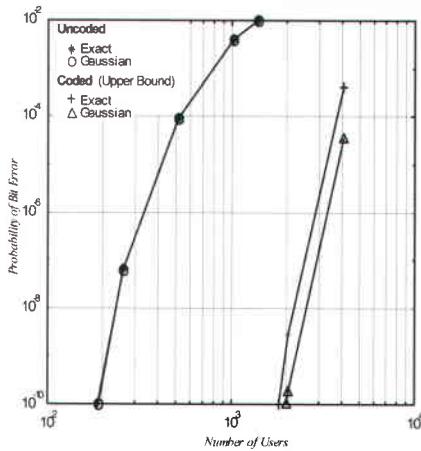


شکل ۶. نحوه تقسیم محور زمان در سیستم کدینگ داخلی به روش دوم



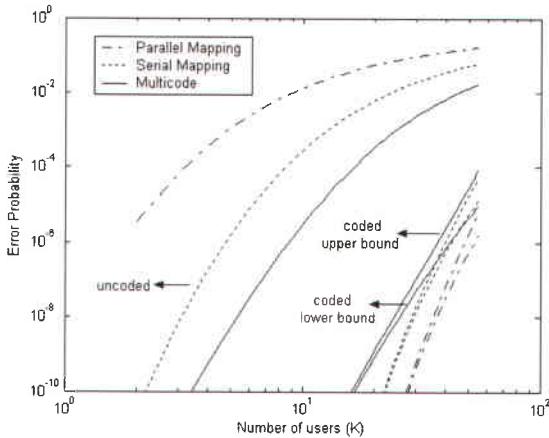
شکل ۷. بلوک دیاگرام فرستنده برای کاربر m آم.

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 ۰ تا  $Ns_1 - 1$  را می پذیرد در نظر گرفته می شود.



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

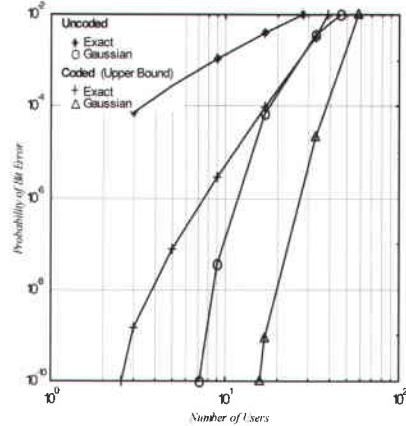
کاربران فرق می‌نماید. در روش دوم، یک کد امضا برای تفکیک کاربران استفاده می‌شود و سرویس‌های متعدد اطلاعات خویش را در فریمهای متفاوت ارسال می‌نمایند. در روش سوم، از دو نوع کد امضا استفاده می‌شود. کد اول، که یک کد PN است، برای تفکیک کاربران استفاده می‌شود و کد دوم، که از نوع کد والش Walsh است، برای تفکیک سرویس‌های متعدد هر کاربر استفاده می‌گردد. در مرجع [۱۶]، آنالیز عملکرد روش‌های فوق برای هر دو سیستم کد شده و کد نشده 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<sup>۴</sup> 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 کارآیی طیفی و توان فرستنده یکسان، عمل می‌نماید. در حالیکه برای سیستم کد شده روش "چند کد" بهترین عملکرد را دارد، برای سیستم کد شده روش "نگاشت موازی" بهتر عمل می‌نماید.



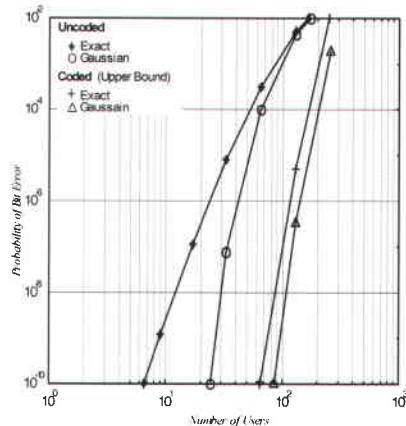
شکل ۵. احتمال خطا بر حسب تعداد کاربران به ازای  $SNR = 18 \text{ dB}$ ,  $N_s = 256$ ,  $N_h = 64$

بر اساس منحنی دقیق باند بالای احتمال خطای ملاحظه می‌شود که سیستم کد شده قادر است بیش از ۱۶، ۱۶۷، و ۳۷۵۸ کاربر را با احتمال خطای<sup>۱۰</sup> و بیش از ۷، ۱۱۴، و ۲۸۵۸ کاربر را با احتمال خطای<sup>۶</sup> به ترتیب در نرخ ارسال‌های ۱.25Mbps، ۵Mbps، و ۷8.12Kbps 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 یاد ر تعداد زیاد کاربران به خوبی عمل می‌نماید، شرایطی که قضیه حد مرکزی جهت بکارگیری تقریب گوسی برقرار است.

در [۱۷]، سه روش، به نامهای نگاشت موازی<sup>۱۶</sup>، نگاشت سری با بهره پردازش متغیر<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 شده و کد شده اعمال گردیده است. در روش اول، صرافاً 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  $R_s = 5 \text{ Mbps}$  ( $N_s = 2$ )



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

<sup>16</sup> Parallel mapping  
<sup>17</sup> Serial mapping with variable processing gain  
<sup>18</sup> Multicode

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

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

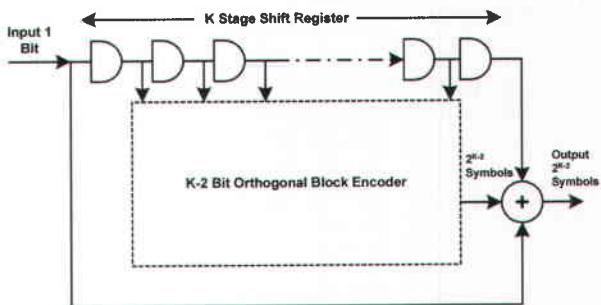
که  $\{D_i^{(m)}\}$  بیت‌های اطلاعاتی کاربر  $m$  است که دنباله‌ای مستقل با توزیع یکسان (iid) فرض می‌شود و  $\lfloor j/N_s \rfloor$  جزء صحیح است. همانطور که ملاحظه می‌شود، هر بیت  $D_i^{(m)}$  از کاربر مورد نظر،  $N_s$  بار در دنباله ارسالی  $\{r_j^{(m)}\}$  تکرار می‌شود. بنابراین داده ارسالی در هر  $N_s$  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  $\{r_j^{(m)}\}$  خروجی یک کد سوپراورتوگنال با نرخ  $I/N_s$  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. دیاگرام حالت<sup>۱۱</sup> این کد از  $2^{K-2}$  حالت تشکیل شده است. دو شاخه، متناظر با بیت‌های اطلاعاتی ورودی صفر و یک، از هر حالت در دیاگرام تریلیس<sup>۱۲</sup> خارج می‌شوند. برای به روز کردن متربک حالت‌ها<sup>۱۳</sup> نخست لازم است که متربک شاخه‌ها<sup>۱۴</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 متربک شاخه‌ها، در هر فریم  $j$ ، مقدار  $\alpha_j = \sum_{t=\tau_j+T_f}^{\tau_{j+1}-T_f} r(t)v(t-\tau_j - jT_f - c_j^{(m)}T_c) dt$  که خروجی همبستگی سنج پالس نامیده می‌شود محاسبه می‌شود که در آن داریم

$$\alpha_j = w_{jr}(t-\delta) - w_{jr}(t) \quad (3)$$

اگر به هر یک از این پالسها در هر فریم به عنوان یک سمبول 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 کدینگ داخلی، به جای استفاده از کد تکراری یعنی کد شده است که از کد قویتری استفاده گردد. برای این منظور از کد orthogonal super-Hadamard-Walsh استفاده شده است. از آنجایی که کد تکراری یک کد قوی نیست انتظار می‌رود که با استفاده از کدهای super-orthogonal قادر باشد 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:  $K = \log_2 N_s + 2 = 2^{K-2}$ .

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

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



شکل ۱. ساختار انکدر super-orthogonal

از طرفی در سیستم متدالو 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، دیجیتال و به روش<sup>۱۱</sup> PPM یا مدولاسیون مکان پالس است. یعنی زمان پالس ارسالی بر حسب داده ارسالی تغییر می‌یابد. دنباله شبه تصادفی، یک دنباله از اعداد صحیح بین ۰ تا  $N_h - 1$  است، این دنباله در هر فریم مکان پالس را به صورت تصادفی تغییر می‌کند. (البته از نظر گیرنده‌ای که دنباله شبه تصادفی را می‌داند، این مکان کاملاً مشخص است). در هر فریم این عدد صحیح در دوره زمان یک چیزی با  $T_c$  ضرب می‌شود و به این میزان تأخیر در مکان پالس ایجاد می‌کند. در هر فریم دقیقاً یک پالس ارسال شود، باید حداکثر این مقدار تأخیر از دوره زمان یک فریم کوتاه‌تر باشد. یعنی  $T_f \leq N_h T_c$  است، که زمانی یک فریم است.

اگر به هر یک از این پالسها در هر فریم به عنوان یک سمبول 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 کدینگ داخلی، به جای استفاده از کد تکراری یعنی کد شده است که از کد قویتری استفاده گردد. برای این منظور از کد orthogonal super-Hadamard-Walsh استفاده شده است. از آنجایی که کد تکراری یک کد قوی نیست انتظار می‌رود که با استفاده از کدهای super-orthogonal قادر باشد 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:  $K = \log_2 N_s + 2 = 2^{K-2}$ .

حال به توصیف سیستم با روابط ریاضی می‌پردازیم: فرض کنید  $w_{jr}$  کاربر (فرستنده) در سیستم در حال فعالیت هستند. شکل موج ارسالی توسط  $m$  امین کاربر را می‌توان به صورت زیر نوشت:

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

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

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



سپس نتایج با عملکرد سیستمهای رایج کدنده متناظر به ازای پهنای باند، بیت ریت و انرژی بربت یکسان مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۱۹-۲۰]، روش دوم اعمال کدینگ داخلی به یک سیستم مخابراتی فیر نوری TH/CULP<sup>10</sup> اعمال فیر نوری با تکنیک دسترسی چند گانه ترکیبی<sup>10</sup> 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 فیلا اشاره شد، در این مقاله هدف معرفی دو روش کدینگ داخلی فوق با تمرکز روی سیستمهای بسیار باند وسیع با تکنیک دسترسی چند گانه TH/UWB می‌باشد. در ادامه، در بخش ۲، روش اول کدینگ داخلی معرفی می‌شود و تعدادی نتایج ارائه خواهد شد. در بخش ۳، به روش دوم کدینگ داخلی پرداخته می‌شود و تعدادی نتایج ارائه می‌گردد. 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 خطای در ساختار هر دو روش اعمال کد داخلی استفاده می‌شود، می‌توان از هر کد دلخواه استفاده نمود. کد استفاده شده در [۱-۲۰]، از نوع کدهای کانولوشن به نام کدهای سوپر اورتوگنال super-orthogonal است که توسعه Viterbi معرفی گردید [۲۴-۲۵]. اگر چه این کدها برای نرخ داده شده، بهترین کد کانولوشنال نیستند، بدلیل ساختار خاصشان دارای پیچیدگی پیاده سازی دکدر کمی در نرخهای پایین می‌باشند که بکارگیری عملی آنها را مقدر می‌سازد.

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 می‌شود (شکل ۱). انکدر بلوکی متعامد K-2 بیتی، یک انکدر با بنیزی Hadamard-Walsh با طول  $2^{K-2}$  است. این کد از  $2^{K-2}$  بردار دویه دو عمود بر هم تشکیل می‌شود 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  $2^{K-2}$ ،  $2^{K-2}$  برابر سرعت زمان سنج شیفت رجیستر و یا نرخ بیت ورودی است. تمام  $2^{K-2}$  بیت انکدر بلوکی متعامد، با بیت‌های ورودی و خروجی شیفت رجیستر در مبنای ۲ جمع می‌شوند و نتیجه  $2^{K-2}$  سمبیل خروجی را می‌سازند. می‌توان نشان داد که این ساختار برای  $K > 2$  به کدهای non-catastrophic منجر می‌شود. پیچیدگی پردازشی این دکدر تنها به طور خطی با  $K$  افزایش می‌یابد. اما حافظه مورد نیاز به طور نمایی با  $K$  رشد می‌کند [۲۴] و از آنجا که در کاربرد طیف گسترش پرش زمانی TH-UWB-CDMA مورد نظر، مقدار  $K$  نسبتاً پایین است (مقادیر نمونه بین ۳ تا ۱۲ قرار دارند)، سیستم کاملاً عملی است.

مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۷]، روش‌های متفاوتی جهت ایجاد سرویس‌های چند نرخه در سیستم TH-UWB کد شده فوق پیشنهاد شده است. روش کدینگ داخلی فوق برای سیستمهای مخابراتی فیر نوری دسترسی چند گانه مبتنی بر تقسیم کد، با کدهای امضاء نوری OOC<sup>8</sup> و FTH<sup>9</sup> در [۱۰-۱۵] مطرح شده است و عملکرد سیستم پیشنهادی در حضور انواع تداخلهای نوری و به ازای گیرنده‌های 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 [۲۱]، پالس‌های با دوره نانو ثانیه‌ای ارسالی به ازای هر بیت اطلاعاتی به طریق زیر انتخاب می‌گردد: دوره زمانی یک بیت به  $N_{S_1}$  فریم تقسیم می‌شود که هر فریم خودش شامل  $N_{S_2}$  زیرفریم می‌باشد. صرفاً در یکی از فریمها پاس ارسال می‌شود. به هر کاربر دو دنباله شبه تصادفی اختصاص می‌یابد. شماره فریم برای ارسال پالس‌ها توسط جمع دنباله شبه تصادفی اول اختصاصی کاربر PN1 و خروجی یک کد تصحیح دنباله شبه مانند یک کد کانولوشن سوپر اورتوگنال تعیین می‌شود. محل ارسال  $N_{S_1}$  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 می‌شود. 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 گیرنده‌ی علی‌الخصوص در سیستمهای مخابراتی نوری و سنترون سازی به مرتب ساده‌تر آن می‌باشد.

در [۲۲]، عملکرد و کارآیی روش دوم اعمال کد داخلی در سیستم TH-UWB، به ازای چهار روش مختلف آشکار سازی به صورت تحلیلی و همچنین با شیوه سازی در محیط‌های مختلف (تداخل چند کاربره، نویز گاوسی و فیدینگ) مورد ارزیابی قرار گرفته است. سپس کارآیی و قابلیت پیاده سازی آن با سیستمهای مشابهی که قبل از طرح شده اند مقایسه گردیده، و نشان داده شده است که سیستم فوق ضمن پیچیدگی کمتر کارآیی بهتری دارد. در [۸]، کد داخلی فوق در تلفیق با سیستمهای دسترسی چند گانه پرش فرکانسی و چند گانه (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 چند گانه ترکیبی گسترش زمانی و پرش زمانی در [۹] پیشنهاد و عملکرد آن مورد ارزیابی قرار گرفته است.

در [۱۶-۱۸]، عملکرد روش دوم کد داخلی در سیستم مخابراتی Optical Fiber نوری با تکنیک دسترسی چند گانه ترکیبی نوری TH/OCDMA (Time Hopping/ CDMA)، به ازای کدهای امضاء OOC<sup>8</sup> و FTH<sup>9</sup>، برای دو آشکارساز همیستگی 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.

## ۱- مقدمه

هدف معرفی روش‌های کدینگ داخلی فوق می‌باشد. 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 که نشده طیف گسترده، هنوز می‌توان 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>۱</sup>، 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 توسط دنباله شبه تصادفی اختصاصی به کاربر تعیین می‌گردد. سپس کلیه  $N_s$  پالس ارسالی توسط بیت اطلاعاتی متضاد با آن زمان ارسال، به صورت<sup>۲</sup> BPPM<sup>۳</sup> مدوله می‌شوند. اگر هر یک از این پالسها در هر فریم به عنوان یک سمبول ارسالی در نظر گرفته شود، ملاحظه می‌گردد که این سیستم به ازای هر بیت ورودی،  $N_s$  بار سمبول معادل را به طور تکراری ارسال می‌نماید. به عبارتی می‌توان سیستم کد شده فوق را معادل یک سیستم کد شده توسط یک کد بلوکی تکراری<sup>۴</sup> با نرخ  $1/N_s$  در نظر گرفت که در آن هر بیت کد یکی از  $N_s$  پالس را مدوله می‌نماید. با این دیدگاه می‌توان 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 شده مطرّح شده است. در این روش بیت اطلاعاتی هر فاصله ارسال وارد یک کد تصحیح کننده خطاباً نرخ  $1/N_s$  می‌گردد. سپس  $N_s$  بیت خروجی کد جهت مدوله کردن<sup>۵</sup> پالس ارسالی، هر بیت کد برای مدوله کردن یکی از پالسها، به صورت BPPM<sup>۶</sup> بکار گرفته می‌شوند. ملاحظه می‌شود که بدین‌طریق سیستم کد شده در مقایسه با سیستم کد شده به پنهانی باند اضافه تری احتیاج ندارد، علیرغم اینکه موجب بهبود قابل توجه عملکرد می‌گردد. لازم به ذکر است که برای کد تصحیح کننده خطابی توان از هر کد با نرخ  $1/N_s$  بهره جست. از آنجایی که برای آنالیز تحلیلی عملکرد به تابع توزیع وزن<sup>۷</sup> کد احتیاج بوده است، در [۱]، از کدهای کاتولوشن super-orthogonal<sup>۸</sup> موجود است، در<sup>۹</sup> هستند و تابع توزیع وزن آنها به ازای کلیه مقادیر  $K$  بهینه با نرخ  $1/2^{K-2}$  بیت کد داریم بدست می‌آید:  $N_s = 2^{K-2}$  با  $K = \log_2 N_s + 2$

در [۱]<sup>۱۰</sup>، عملکرد کد داخلی فوق در سیستم TH-UWB بصورت تحلیلی بررسی شده و با سیستم مرسوم کد شده مورد مقایسه قرار گرفته است. در [۱۱-۱۳]، آنالیز عملکرد برای سیستم‌های دسترسی چندگانه کنده حامله پرش فرانس در کانال فیدینگ در حضور انواع تداخلهای عمدی و غیرعمدی برای انواع کاربردهای چند نرخه و چند سرویس انجام شده است و با سیستم‌های متضاد که نشده به ازای کارآیی طیفی و توان فرستنده یکسان

نسل آینده سیستم‌های مخابراتی نیاز به قابلیت ارسال سیگнал با سرعت بسیار بالا و بعضی در مسافت‌های طولانی دارد. بی شک الگوریتم‌ها و تکنیک‌های 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 امکان‌پذیر نیست. به علاوه قسمت دسترسی بی سیم این سیستم‌ها با پذیریده ای به نام فیدینگ مواجه هستند. که موجب افت شدید عملکرد می‌گردد. لذا عوامل و فاکتورهای فوق، تغییرات اساسی در طراحی سیستم‌ها و تکنیک‌های پردازش سیگнал می‌طلبند و استفاده از روش‌های نوین، جهت رفع مشکلات بالا و رسیدن به اهداف نسلهای آتی سیستم‌های مخابراتی ضروری می‌نماید. روش‌هایی که در حال حاضر بین منظور به کار می‌روند، شامل ترکیب بهتر اجزاء سیستم (مانند کدینگ و مدولاسیون)، تکنیک‌های پیشرفت‌های چندگانه، خارج شدن از دسته بندي ها و تقسیم بنديهای کلاسیک (مثل جدا کردن منبع و کدینگ کانال) و استفاده از انواع مختلف دایورسیتی مشارکتی و چند کاربره، و کدینگ می‌باشد.

کدینگ کانال شیوه‌ای متداول است که تقریباً در کلیه سیستم‌های مخابراتی جهت بهبود عملکرد بکار گرفته می‌شود. از طرفی تکنیک دسترسی چندگانه مبتنی بر تقسیم کد CDMA در سیستم‌های مخابراتی، از جمله مخابرات نسل سوم موبایل، مخابرات بی سیم درون ساختمان، مخابرات ماهواره ای و غیره مطرح است. در روش متداول بکار گیری کدینگ کانال در سیستم‌های مخابراتی CDMA، ابتدا عملیات کد شده توسط دنباله‌های امضاء گسترش یافته و در نهایت ارسال می‌گردد. در گیرنده نیز ابتدا عمل حذف گسترش انجام شده، سپس سمبولهای مخصوص از روی بیت‌های اطلاعاتی انجام می‌گیرد. سپس سمبولهای کد شده توسعه دنباله‌های امضاء گسترش یافته و در نهایت ارسال می‌گردد. در گیرنده نیز ابتدا عمل حذف گسترش انجام شده، سپس سمبولهای حاصل دکد می‌گردد. به عبارت دیگر، در این روشها، قسمتی از گسترش طیف نهایی ناشی از کدینگ کانال بوده و بخش دیگر از گسترش طیف دنباله‌های امضاء حاصل می‌گردد. در واقع می‌توان گفت که میزان افزایش در پنهانی باند سیگنال برابر مجموع افزایش حاصل از کدینگ کانال و افزایش ناشی از اعمال تکنیک طیف گسترده می‌باشد. به همین دلیل بعلت محدودیت‌هایی که بر روی پنهانی باند در دسترس وجود دارد، در سیستم‌های طیف گسترده در صورت استفاده از روش‌های متداول کدینگ، نمی‌توان از کدهای کانال با نرخ بسیار پایین بهره برد. چون در روش‌های متداول کدینگ، عمل کدینگ کانال قبل از گسترش طیف انجام می‌گیرد، این روشها تحت عنوان کدینگ خارجی، EEC<sup>۱۱</sup>، شناخته شده اند [۲۱]. اخیراً به منظور مقابله با محدودیت پنهانی باند، دو روش جدید اعمال کدینگ برای سیستم‌های CDMA پیشنهاد شده اند [۲۰-۲۱]

[۱] که بر خلاف روش‌های مرسوم اعمال کدینگ احتیاج به افزایش پنهانی باند در مقایسه با سیستم‌های کد شده ندارند. این روش‌های کدینگ، کدینگ داخلی<sup>۱۲</sup> نامگذاری شده اند، زیرا در تلفیق با تکنیک دسترسی چندگانه بکار گرفته شده در سیستم پیاده سازی می‌گردد. این روشها که ابتدا برای سیستم‌های بسیار باند وسیع (UWB) رادیویی با تکنیک دسترسی چندگانه پرش زمانی (TH-UWB-CDMA) پیشنهاد شده اند [۱۲-۱۳]، برای دیگر تکنیک‌های دسترسی چندگانه بسیار باند وسیع رادیویی [۳-۹]، سیستم‌های مخابراتی فیر نوری و سیستم‌های نوری فضای آزاد و داخل ساختمان [۱۰-۲۰] 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 کاتولوشن فوق می‌باشد

<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 بی‌سیم 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 می‌گردد. این روش‌های اعمال کد، که بعنوان کدهای داخلی نامیده شد، منجر به افزایش پهنای باند در مقایسه با سیستم کد نشده مرسوم طیف گستردۀ نمی‌گردد. 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 همینظر با شبیه سازی برای انواع گیرنده‌های 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 کارآئی طیفی یکسان می‌باشد. 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 چندگانه مبتنی بر تقسیم کد، سیستمهای باند وسیع، کدهای تصحیح خطأ، 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.

