

An Adaptive Step-Size LMS Chip Equaliser for Long-Code Downlink CDMA Systems

Peerapol Yuvapoositanon¹, Samphan Phrompichai¹ and Jonathon A. Chambers²

¹Department of Electronic Engineering,
Mahanakorn University of Technology
Nong-Chok, Bangkok, Thailand 10530

²Cardiff School of Engineering
Cardiff University, P.O. Box 925 Cardiff CF24 0YF Wales UK
e-mail: {peerapol,samphan}@mut.ac.th, ChambersJ@Cardiff.ac.uk

ABSTRACT

An adaptive step-size least-mean-square (AS-LMS) chip equaliser for long-code downlink direct-sequence code-division multiple access (DS-CDMA) systems is presented. The AS-LMS algorithm adaptively varies the step-size in order to minimise the mean square error (MSE) criterion in addition to the equaliser tap-weight adaptation. The ability of the algorithm to equalise multipath fading channels is assessed. Sensitivity to the various initial values of the step-size and the adaptation rates of the algorithm is also investigated.

Keywords: Adaptive step-size, Least-mean-square, Chip equaliser, Long-code DS-CDMA.

1. INTRODUCTION

In most commercial CDMA systems such as IS-95 and third generation mobile DS-CDMA systems, downlink symbols are spread by orthogonal short codes and then scrambled by cell-specific long codes prior to synchronous transmission [1]. As in many communication channels, time-dispersive channels account for distortion of the received signals. Orthogonality among channel user codes is therefore destroyed and multiple-access interference (MAI) cannot be eliminated efficiently by the use of the matched filter (MF) currently implemented in the form of RAKE receivers. If the MAI problem is not alleviated, bit error rate may not be in acceptable levels for various services which require high speed transmission, e.g., data downloading or web browsing.

In long-code DS-CDMA, multiuser detection schemes designed for short code systems, e.g., minimum output energy of [2], cannot be applied directly since cyclostationarity at the symbol period is no longer available. Early attempt includes a blind adaptive multiuser receiver designed for both short and long spreading codes systems [3]. However, convergence to the desired user is not guaranteed. Adaptive

implementation of chip-rate equalisers is not straightforward since no continuous multi-user training chip sequence is available [4]. A recent attempt to improve tracking performance of the receiver is the introduction of the chip receiver that is updated at the chip rate [5]. However, to attain the optimum solutions, the cut-off parameter of the lowpass filter used as an MAI suppressor must be chosen manually by the designer.

We propose in this paper an adaptive step-size LMS (AS-LMS) fractionally-chip-spaced equaliser (FSE) for long-code downlink DS-CDMA systems. Despite structural similarity to those of [4, 6, 7], the proposed receiver is equipped with AS-LMS in the equalisation stage for automatic judgement of the step-size. Training information is derived from the pilot signal perpetually transmitted by the base-station and the updates of the tap-weight vector, step-size and the relevant derivative of the tap-weight vector are all performed at the symbol rate. Simulations confirm the applicability of the algorithms for multipath fading CDMA channels. Insensitivity of the algorithms to initial settings of the step-size and the rate of step-size adaptation are also shown.

For notation, we use bold lower case for vectors, bold upper case for matrices, $*$ denotes the convolution operation, $(\cdot)^T$ for transposition, $(\cdot)^H$ for Hermitian transposition, $(\cdot)^*$ for complex conjugation and $[\cdot]$ for rounding up to the nearest integer.

2. SIGNAL MODEL

The base-band CDMA model of downlink transmission of a K -user plus a pilot channel long code CDMA system is illustrated in Fig. 1. A base station transmits a synchronous code division multiplex signal $t(i)$ which is a result from spreading and scrambling sequences and given by

$$t(i) = s(i) \left(\sum_{l=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} c_l(i - Nm) b_l(m) + \frac{b_0}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (1)$$

where $s(i)$ is the base-station scrambling long code, $c_l(i)$ is the spreading short code of length N for the l th

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under grant TRG4680016.

user, $b_l(m)$ is the data symbol of the l th user with window of M bits and ϕ_0 is the pilot signal with spreading gain N_0 .

We consider the FIR channel model with the channel impulse response $\{h(k)\}$, $k \in \{0, \dots, L_h\}$. The received signal $r(i)$ is the result of a convolutional operation between the transmitted signal $t(i)$ and $h(i)$, i.e., $r(i) = t(i) * h(i)$. To facilitate the reception diversity, the received signal $r(i)$ as seen at the receiver is sampled at a rate higher than the chip rate T_c , i.e., $T' = T_c/P$ where $P > 1$ is the oversampling factor. At the receiver, with the notations adopted from [5], the discrete-time received signal is fractionally sampled $r(i) = \sum_j t(j)h(i - jP) + w(i)$ where $w(i)$ is an additive white Gaussian noise (AWGN) with variance σ_w^2 .

The received signal $r(i)$ can be written in the form of vector-matrix notation as

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H}\mathbf{t}_i + \mathbf{w}_i, \quad (2)$$

where

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_0 & \dots & h_{L_h} & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & h_0 & \dots & h_{L_h} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{h}_i = [h^{(1)}(i), \dots, h^{(P)}(i)]^T,$$

$$\mathbf{t}_i = [t(i), \dots, t(i - L_h - L_f)]^T,$$

$$\mathbf{w}_i = [w(i), \dots, w(i - P(L_f + 1) + 1)]^T.$$

At the receiver, all updates are performed every symbol n and the FSE tap-weight input is a vector consisting of $P(L_f + 1) \times 1$ chip signals

$$\mathbf{r}_{n,i} = [r(nT_b + iT_c - \tau), r(nT_b + iT_c - \tau + T'), \dots, r(nT_b + iT_c - \tau + (P(L_f + 1) - 1)T')]^T, \quad (3)$$

where τ denotes a delay to input samples that is dependent on the pulse shaping. The FSE equaliser \mathbf{f}_i is considered to be adaptive and is defined by

$$\mathbf{f}_i = [f_0^T(i), \dots, f_{L_f}^T(i)]^T$$

$$= [f_0^{(1)}(i), \dots, f_0^{(P)}(i), \dots, f_{L_f}^{(1)}(i), \dots, f_{L_f}^{(P)}(i)]^T. \quad (4)$$

The chip estimate is given by

$$\hat{x}(i) = \mathbf{f}_i^H \mathbf{r}_{n,i}. \quad (5)$$

The main function of the channel equaliser \mathbf{f}_i is to restore the orthogonality of the chip estimate $\hat{x}(i)$ prior to the despreading and descrambling. The block diagram of the proposed receiver structure is shown in Fig. 2.

2.1 Multi-user MMSE Receiver

The chip-level MMSE equaliser is designed to minimise the mean-squared error between the multiuser synchronous signal $t(i)$ and is given by [8]

$$\mathbf{f}_{\text{MMSE}} = \sigma_t^2 (\sigma_t^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{e}_\nu, \quad (6)$$

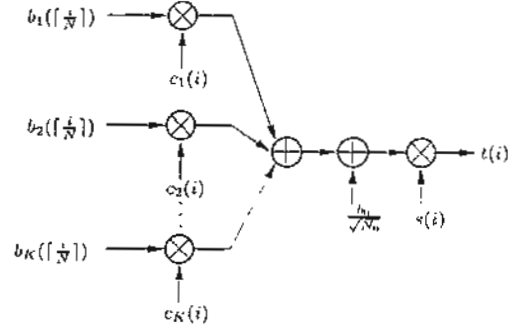


Fig. 1: The downlink WCDMA system model for K users with pilot channel.

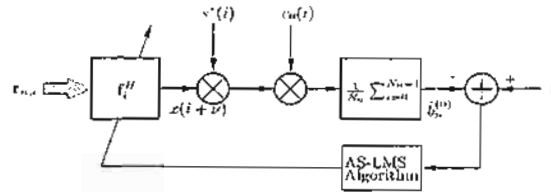


Fig. 2: Linear adaptive AS-LMS receiver structure for the pilot channel. Note that the chip equaliser \mathbf{f}_i is updated by the AS-LMS algorithm at every symbol, i.e., $\mathbf{f}_i|_{i=nN_0+N_0-1}$

where $\mathbf{e}_\nu = [0, \dots, 1, \dots, 0]^T$. It should be noted that

training the MMSE equaliser above is not possible since the knowledge of signals and spreading codes of all users is required [8]. Also, training with the chip sequence of the desired user does not offer a satisfactory result due to the very low signal to interference ratio (SIR) of the chip sequence itself. Rather, we exploit the pilot signals as the training sequence which employs the spreading code of all “+1” [5, 9].

3. ADAPTIVE STEP-SIZE LMS (AS-LMS) RECEIVER STRUCTURE

We study the application of the adaptive step-size LMS (AS-LMS) receiver in the long-code CDMA model. We consider the adaptation based on the pilot channel. In [9], it is shown that the equaliser derived from the pilot sequence can also be applied for detection of different users within the same cell. Since all updates are done every symbol, this implies that \mathbf{f}_i , μ_i and the derivative of tap-weight with respect to the step-size are frozen during the symbol interval or at time $i \neq nN + N - 1$ ¹. In this structure, the MSE cost $J = E\{|e(n)|^2\}$ where $e(n) = b_0 - \hat{b}_n^{(0)}$ is minimised with respect to \mathbf{f}_n which is a substitute of $\mathbf{f}_i|_{i=nN+N-1}$. The bit estimate $\hat{b}_n^{(0)}$ is derived after the total of N chip estimates are normalised, summed and

¹For the sake of notation simplicity, we shall drop the subscript 0 from N_0 .

resampled again at the bit rate

$$\hat{b}_n^{(0)} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_{i+nN}^{(0)} \mathbf{f}_n^H \mathbf{r}_{n,i}, \quad (7)$$

where $a_{i+nN}^{(0)} \triangleq c_0(i) \times s^*(i) \big|_{i=nN+N-1}$ eliminates the effect of the spreading code and the scrambling code of the detected bit at every symbol timing [10].

3.1 Updating Algorithm

The update equation of \mathbf{f}_n at the symbol time n after despreading/descrambling is given by [10].

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n - \mu_n a_{nN+N-1}^{(0)} \mathbf{e}_n^* \mathbf{r}_{n,nN+N-1}. \quad (8)$$

In adaptive step-size scheme of [11], the step-size is also updated in order to minimising the MSE cost J with respect to the step-size μ , i.e., $\left. \frac{\partial J}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ which gives

$$\mu_{n+1} = \left[\mu_n + \alpha a_{nN+N-1}^{(0)} \mathbf{e}_n^* \mathbf{r}_{n,nN+N-1}^T Y_n \right]_{\mu_n}^{\mu_+}, \quad (9)$$

where α denotes the adaptation parameter and $[\cdot]_{\mu_n}^{\mu_+}$ denotes truncation to lower and upper step-size limits. Y_n represents the derivative of $\left. \frac{\partial J}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ and its update equation is given by

$$Y_{n+1} = \left[\mathbf{I} - \mu_n a_{nN+N-1}^{(0)} \mathbf{r}_{n,nN+N-1} \mathbf{r}_{n,nN+N-1}^T \right] Y_n + a_{nN+N-1}^{(0)} \mathbf{e}_n^* \mathbf{r}_{n,nN+N-1}. \quad (10)$$

Equations (8),(9) and (10) constitute the adaptive step-size LMS chip equaliser for long-code CDMA systems.

4. SIMULATIONS

We considered a long-code DS-CDMA system with four active users. All signal powers are equal since perfect power control was assumed. Walsh-Hadamard codes were employed as channel short codes for all users and random codes for the cell-specific long code. The spreading gain for all users were $N = 8$, and fractional sampling factor $P = 2$. All users propagated through the same three-ray multipath channel. The first ray was assumed to be the dominant path where the probability of the location of the delay of the last two rays were uniformly distributed over $[0, 10T_c]$ with standard deviation 0.3. Root-raised cosine chip waveform with excess bandwidth 0.22 was used as the pulse shaping filter. The additive noise was white Gaussian noise with SNR=20 dB.

First, by fixing the adaptation parameter α to 1×10^{-4} , we examined the behaviour of the AS-LMS receiver for different settings of the initial step-size μ_0 . Fig. 3 and Fig. 4 show respectively three trajectories of different initialised step-sizes of the AS-LMS

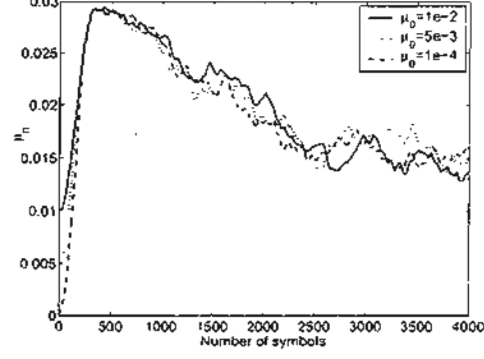


Fig.3: The trajectories of step-sizes of AS-LMS for different μ_0 with $\alpha = 1 \times 10^{-4}$.

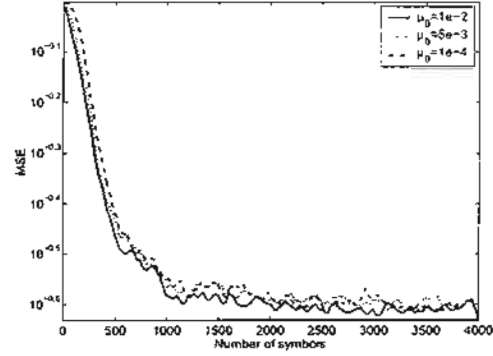


Fig.4: MSE for different μ_0 with $\alpha = 1 \times 10^{-4}$. Large μ_0 setting gives a slightly faster convergence speed.

algorithm. Each plot was averaged over 50 different runs for 4×10^3 symbols. In Fig. 3, the trajectories are driven up to the peak and gradually decrease to a small value. A decrease in the value of the step-size is associated with a decrease of the MSE of the AS-LMS receiver as shown in Fig. 4. After $n = 2500$, all trajectories stay at the same level. With the 100-fold variation in $\mu_0 = \{1 \times 10^{-4}, 5 \times 10^{-3}, 1 \times 10^{-2}\}$, all trajectories of the step-sizes for the proposed AS-LMS receiver in Fig. 3 show an approximately identical behaviour in convergence. It is noticed that the algorithm converges slightly faster at large initial setting of step-sizes. A similar result has also been observed for the standard AS-LMS algorithm shown in [12].

In order to test the effect of the adaptation gain α upon the algorithm, we considered the performance of the AS-LMS chip receiver at different values of α . In Fig. 5 and Fig. 6 show trajectories of μ_n and MSE at different settings of initialisation of step-size μ_0 was set at 1×10^{-3} and the adaptation rates at $\alpha = \{5 \times 10^{-4}, 1 \times 10^{-4}, 5 \times 10^{-5}\}$. From the plots, the trajectories of the step-sizes converge to an approximately similar level despite a 10-fold difference in adaptation rate setting. The step-sizes converge to some small levels but will not go to zero. Although

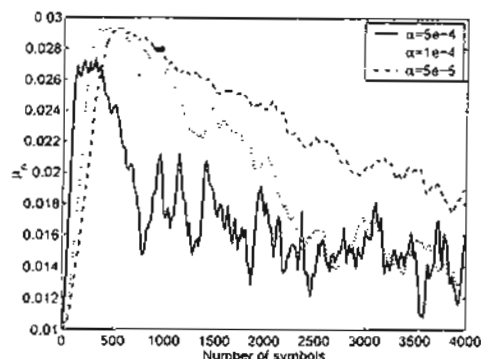


Fig. 5: The trajectories of step-sizes of AS-LMS for different α with $\mu_0 = 1 \times 10^{-3}$.

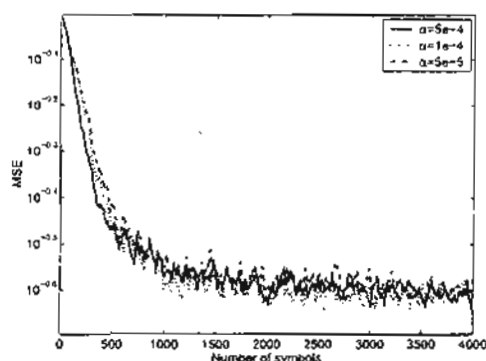


Fig. 6: MSE for different α with $\mu_0 = 1 \times 10^{-3}$. Note that robustness is shown for different values of α .

unique global convergence has not yet been proven, the consistency in convergence of different adaptation rates suggests the insensitivity of adaptation rate α of the AS-LMS chip equaliser for long-code CDMA systems.

5. CONCLUSION

In this paper, the structure AS-LMS chip equaliser is introduced. The performance of the algorithm for long-code downlink DS-CDMA multipath fading channel is examined. The insensitivity to the wide-range initialisation points of step-size and adaptation rate of AS-LMS are also investigated. The trajectories of the step-sizes for the algorithm converge to approximately the same level with a 10-fold difference in adaptation rates. Simulation results suggest the relative insensitivity to variation of both initial step-size and adaptation rate settings of the AS-LMS algorithm.

References

- [1] T. Ojanperä and R. Prasad, "An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 9, pp. 82–95, 1998.
- [2] M. L. Honig, U. Madhow, and S. Verdú, "Blind

- adaptive multiuser detection," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 41, no. 4, pp. 944–966, 1995.
- [3] K. Li and H. Liu, "A new blind receiver for downlink DS-CDMA communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 7, pp. 193–195, July 1999.
- [4] F. Petré, M. Moonen, M. Engels, B. Gyselinckx, and H. de Man, "Pilot aided adaptive chip equalizer receiver for interference suppression in DS-CDMA forward link," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf. Fall*, Boston, MA, 2000, pp. 303–308.
- [5] P. Schniter and A. R. Margetts, "Adaptive chip-rate equalization of downlink multirate wideband CDMA," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, 2002.
- [6] A. Klein, "Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, Phoenix, AZ, 1997, vol. 1, pp. 203–207.
- [7] C. D. Frank, E. Visotsky, and U. Madhow, "Adaptive interference suppression for the downlink of a direct sequence cdma system with long spreading sequences," *Journal of VLSI Signal Processing, Special issue on Signal Processing for Wireless Communications: Algorithms, Performance, and Architecture*, vol. 30, no. 1, pp. 273–291, January 2002.
- [8] T. P. Krauss and M. D. Zoltowski, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: Comparison to zero-forcing and RAKE," in *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing*, Istanbul, Turkey, 2000, pp. 2865–2868.
- [9] M. Ghosh, "Adaptive chip-equalizers for synchronous DS-CDMA systems with pilot sequences," in *Proc. Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, Texas, 2001, vol. 6, pp. 3385–3389.
- [10] A. Mirbagheri and Y. C. Yoon, "A linear MMSE receiver for multipath asynchronous random-CDMA with chip pulse shaping," *IEEE Trans. on Vehic. Technol.*, vol. 51, no. 5, pp. 1072–1086, 2002.
- [11] A. Benveniste, M. Métivier, and P. Priouret, *Adaptive Algorithms and Stochastic Approximations, Volume 22 of Applications of Mathematic*, Springer-Verlag, New York, 1990.
- [12] V. J. Matthews and Z. Xie, "A stochastic gradient adaptive filter with gradient adaptive step size," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, no. 6, pp. 2075–2087, 1993.

การปรับปรุงสมรรถนะของตัวตรวจจับแบบหลายอัตรา AS-CMOE โดยอาศัยหลักการปริภูมิย่อยสำหรับระบบ
DS-CDMA ที่มีการส่งข้อมูลแบบสองอัตรา

On the Improvement of Blind AS-CMOE Detector Via Subspace Method for Dual Rate
DS-CDMA Systems

สัมพันธ์ พรหมพิชัย¹ เส้ากัก ศิริสุข^{1,2} และพิระพล อุบุญตานนท์

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

²ศูนย์วิจัยดาวเทียมไทยทัณฑ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร 51 ถ.เชื่อมสัมพันธ์ ถนนจอก กรุงเทพฯ 10530

โทรศัพท์ และ โทรสาร 02-9883655 ต่อ 239 Email: samphan@mu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการนำตัวตรวจจับหลายอัตราที่ใช้แบบหลายอัตรา มาใช้ตรวจจับข้อมูลของผู้ใช้รายที่ส่งแบบอัตราสูงสำหรับระบบ DS-CDMA ที่มีการส่งข้อมูลแบบสองอัตรา อัลกอริทึมที่นำเสนอเป็นการประยุกต์หลักการของปริภูมิย่อยมาใช้ร่วมกับอัลกอริทึมแบบ AS-CMOE ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าภายใต้สภาพแวดล้อมแบบพลวัต อัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถปรับปรุงสมรรถนะของตัวตรวจจับเหนือกว่าตัวตรวจจับแบบเดิมถึง 4 dB รวมทั้งมีการเข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วกว่า โดยได้ทดสอบกรณีที่ช่องสัญญาณมีผลของมัลติพาส ซึ่งจำนวนของผู้ใช้แทรกสอดมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา

Abstract

This paper proposes a blind Multiuser Detector (MUD) for high rate (HR) user detection. The design corresponds for the dual rate Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) systems. The proposed detector is based upon the Adaptive-stepsize Constrained Minimum Output Energy (AS-CMOE) algorithm, which can achieve improvement over original AS-CMOE detector by applying a subspace concept. Simulations show that the proposed detector yields significant SINR improvement, i.e. 4dB as compared to the original algorithm. Faster convergence rate is achieved in multipath channels with dynamic environments, where the number of interfering users are time varying.

Keywords: Blind multiuser detection, Dual rate DS-CDMA, AS-CMOE, subspace and Time-varying.

1. บทนำ

ปัจจุบันระบบ DS-CDMA ได้รับความสนใจในการนำมาใช้กับระบบสื่อสารแบบไร้สายสำหรับช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอด รวมถึงถูกพัฒนาไปใช้กับระบบสื่อสารในอนาคตก็นมีแหล่งกำเนิดข้อมูลหลายแหล่ง โดยข้อมูลแต่ละแหล่งมีการส่งสัญญาณที่อัตราส่งแตกต่างกัน เช่นส่งเฉพาะเสียง, ส่งเฉพาะภาพหรือส่งทั้งเสียงและภาพที่มีการ

เคลื่อนไหว ที่ผ่านมามีหลายเทคนิคที่นิยมในการกำหนดรหัสสำหรับระบบหลายอัตรา เทคนิค MPG (Multiple Processing Gain) เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากอัตราชิพ (chip rate) จะถูกกำหนดไว้แน่นอนและไม่ต้องการความแตกต่างของรหัสสเปรดดิ้ง (spreading code) ในแต่ละช่วงเวลาสำหรับผู้ใช้รายที่ส่งแบบอัตราสูง [1]

ตัวตรวจจับแบบหลายอัตราได้รับความนิยมนำมาใช้กับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่มีการแทรกสอดของสัญญาณ (MAI) เนื่องจากการทำงานจะอาศัยเพียงรหัสสเปรดดิ้งของผู้ใช้ที่ต้องการตรวจจับเท่านั้นโดยไม่จำเป็นต้องใช้ซีทีเทรนนิ่ง ซึ่งสามารถตอบสนองต่อระบบส่งข้อมูลหลายอัตราตามมาตรฐาน 3G (third generation) ที่แต่ละเฟรมจะมีการส่งบิตเทรนนิ่งจำนวนเล็กน้อยเท่านั้น ที่ผ่านมามีการนำตัวตรวจจับแบบหลายอัตรามาใช้สำหรับตรวจจับข้อมูลจากผู้ใช้ที่ต้องการกันอย่างแพร่หลาย อัลกอริทึมหนึ่งที่ได้รับคามนิยมคือ MOE (Minimum Output Energy) [2] ซึ่งพยายามที่จะลดพลังงานที่เอาต์พุตภายใต้เงื่อนไขกำหนด (constrained) อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมดังกล่าวไม่สามารถทำงานได้ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีผลของมัลติพาสหรือเกิดการ mismatch ค่อนข้างมากใน [3] ได้นำเสนออัลกอริทึม CMOE (Constrained Minimum Output Energy) โดยได้ปรับปรุงเงื่อนไขสำหรับการลดพลังงานที่เอาต์พุตด้วยการบังคับให้เกรเดียนต์ (gradient) ตั้งฉากกับปริภูมิย่อยของรหัสสเปรดดิ้ง แต่อัลกอริทึมดังกล่าวยังขึ้นอยู่กับทางเลือกสเกลไรซ์ที่เหมาะสมจึงจะได้รับสมรรถนะที่ดีภายใต้เงื่อนไขของช่องสัญญาณแบบต่างๆ ดังนั้นใน [4-5] จึงได้เสนออัลกอริทึม AS-CMOE (Adaptive-stepsize Constrained Minimum Output Energy) ช่วยในการปรับค่าสเกลไรซ์ที่เหมาะสมสำหรับกรณีช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต

บทความนี้เสนอตัวตรวจจับแบบหลายอัตราสำหรับตรวจจับผู้ใช้รายที่ต้องการที่ส่งแบบ HR โดยผ่านตัวตรวจจับเพียงตัวเดียว โดยนำหลักการของปริภูมิย่อยที่มีคุณสมบัติในการแยกปริภูมิของสัญญาณออกจากสัญญาณรบกวน มาประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึม AS-CMOE ที่ทำงาน

ได้ศึกษาได้เงื่อนไขของสัญญาณที่มีผลของมัลติพาสและมีการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต สำหรับรายละเอียดที่ปรากฏในบทความนี้ประกอบไปด้วยส่วนที่ 2 คือแบบจำลองสัญญาณที่ใช้ ส่วนที่ 3 พิจารณาตัวตรวจจับสัญญาณแบบต่างๆ ส่วนที่ 4 เป็นอัลกอริทึมที่นำเสนอ ส่วนที่ 5 แสดงการจำลองการทำงาน และส่วนสุดท้ายเป็นสรุปผลอยู่ในส่วนที่ 6

2. แบบจำลองสัญญาณ

พิจารณาแบบจำลองสัญญาณแบบแบนด์ของระบบ DS-SS แบบซิงโครนัส (synchronous) มีการส่งสัญญาณสองอัตรา [1] จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ K ราย กำหนดให้ $K = K_s + K_r$ โดย K_s คือจำนวนของผู้ใช้รายที่ส่งแบบอัตราต่ำ (LR) ส่วน K_r คือจำนวนของผู้ใช้รายที่ส่งแบบอัตราสูง (HR) แบบจำลองสัญญาณแบบแบนด์ที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาส่งแบบ LR มีรูปแบบดังนี้

$$r_s(n) = \sum_{k=1}^{K_s} \sum_{j=0}^{M-1} A_{k,j} c_{k,j}(n - jP_s) b_{k,j}(j) \quad (1)$$

และแบบจำลองสัญญาณแบบแบนด์ที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาส่งแบบ HR

$$r_r(n) = \sum_{k=1}^{K_r} \sum_{j=0}^{M-1} A_{k,j} c_{k,j}(n - jP_r - jM) b_{k,j}(jM + j) \quad (2)$$

โดย $A_{k,j}$ คือขนาดของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับของผู้ใช้ที่ส่งแบบ LR, $A_{k,j}$ คือขนาดของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับของผู้ใช้ที่ส่งแบบ HR, P_s คืออัตราโปรเซสซิง (processing gain) ของผู้ใช้รายที่ส่งแบบ LR, P_r คืออัตราโปรเซสซิงของผู้ใช้รายที่ส่งแบบ HR, M คือจำนวนเท่าของอัตราการส่งข้อมูลแบบ HR ที่สูงกว่าการส่งข้อมูลแบบ LR โดย $P_s = MP_r$, รหัสสเปคตรัมของการส่งแบบ LR คือ $c_{k,j} = c_{k,j,0}, \dots, c_{k,j,L_s-1}$ แบบ HR คือ $c_{k,j} = c_{k,j,0}, \dots, c_{k,j,L_s+L_r-1}$ ส่วนบิตข้อมูลของการส่งแบบ LR กำหนดเป็น $b_{k,j}(j) \in \{-1, +1\}$ มีการกระจายแบบ i.i.d และแบบ HR คือ $b_{k,j}(jM + j) \in \{-1, +1\}$ สัญญาณปรากฏที่เครื่องรับจะผ่านช่องสัญญาณที่มีผลของมัลติพาส ($h_{k,m}$) โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีลักษณะที่ต่างกัน กำหนดให้ความยาวของแต่ละช่องสัญญาณมีความยาวเท่ากับ L_s ดังนั้นแบบจำลองของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับสามารถเขียนในรูปแบบของเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$r_s(n) = \sum_{k=1}^{K_s} A_{k,0} G_{k,0}(n) b_{k,0}(n) \quad (3)$$

$$r_r(n) = \sum_{k=1}^{K_r} \sum_{j=0}^{M-1} A_{k,j} G_{k,j}(n - j) b_{k,j}(n - j) \quad (4)$$

โดย $b_{k,m}(n) = [b_{k,m}(n + L_s - 1), \dots, b_{k,m}(n)]^T$

$L_s = \left\lceil \frac{P_s + L_g + 1}{P_m} \right\rceil, m = 0, 1$ ส่วน $G_{k,m}$ คือเมตริกซ์คอนโวลูชันระหว่างช่องสัญญาณกับรหัสสเปคตรัม [4] มีขนาดเท่ากับ $P_m \times L_s$

$$G_{k,m} = C_{k,m} H_{k,m} \quad (5)$$

เมตริกซ์รหัส $C_{k,m}$ ประกอบด้วยเมตริกซ์ขนาด $P_m \times L_g L_s$

$$C_{k,m} = \begin{bmatrix} \tilde{c}_{k,m} & & \\ & \tilde{c}_{k,m} & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{c}_{k,m} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

โดย $\tilde{c}_{k,m}$ คือบล็อกหน้าต่างเวลาของรหัสสเปคตรัม ขนาด $L_g \times N + L_g - 1$

$$\tilde{c}_{k,m} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & c_{k,m,P_m-1} & \dots & c_{k,m,0} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ c_{k,m,P_m-1} & \dots & c_{k,m,0} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

เมื่อ $\tilde{c}_{k,m}$ คือรหัสเมตริกซ์ของ $\tilde{c}_{k,m}$ สดมกับ $L_g - 1$ ถูกตัดออก หากกำหนดให้เวกเตอร์ช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายซึ่งมีความยาวเท่ากับ L_g คือ $h_{k,m} = [h_{k,m,0}, \dots, h_{k,m,L_g-1}]$ จะสามารถเขียนเมตริกซ์ช่องสัญญาณขนาด $L_g L_s \times L_g$ ได้ดังนี้

$$H_{k,m} = \begin{bmatrix} h_{k,m} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & h_{k,m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

โดย $m = 0$ หมายถึงการส่งข้อมูลแบบ LR, $m = 1$ หมายถึงการส่งข้อมูลแบบ HR สัญญาณที่ปรากฏที่เครื่องรับเป็นผลรวมของสัญญาณจากผู้ใช้รายที่ส่งแบบ LR และผู้ใช้รายที่ส่งแบบ HR กับสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ($w(n)$) ดังนั้นแบบจำลองของสัญญาณปรากฏที่เครื่องรับ ($r(n)$) แสดงได้ดังนี้

$$r(n) = r_s(n) + r_r(n) + w(n) \quad (9)$$

เมื่อ $w(n) = [w(nP_s + P_s - 1), \dots, w(nP_s)]^T$

3. ตัวตรวจจับแบบบลายด์

3.1 การปรับสลับไชนส์ของอัลกอริธึม CMOE

ตัวตรวจจับเชิงเส้นแบบบลายด์สำหรับตรวจจับผู้ใช้หลายรายที่ได้รับความนิยมคือ MOE [2] อย่างไรก็ตามตัวตรวจจับดังกล่าวไม่สามารถทำงานได้ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีผลของมัลติพาส ต่อมา [3] ได้เสนออัลกอริธึม CMOE ซึ่งสามารถทำงานภายใต้เงื่อนไขของมัลติพาส แต่อัลกอริธึมแบบ CMOE สมรรถนะการทำงานขึ้นอยู่กับทางเลือกสลับไชนส์ ดังนั้น [4-5] ได้เสนอวิธีสำหรับปรับค่าสลับไชนส์ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ พิจารณาฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) ของ MOE

$$J_{MOE}(f) = E\{f^T r^T\} \quad (10)$$

เมื่อ f คือเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวตรวจจับ เพื่อแก้ปัญหาค่าเหมาะที่สุดของอัลกอริธึม MOE ดังนั้น [3] ได้เสนอเงื่อนไขกำหนดโดยสมมติว่าทราบช่วงเวลาที่ช่องสัญญาณอย่างคร่าวๆ หรือทราบตำแหน่งของมัลติพาสที่มีขนาดสูงสุด แต่ไม่ทราบผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ส่งมา กำหนดเป็นเงื่อนไขได้ดังนี้

$$f^T C = [1, 0, \dots, 0] \quad (11)$$

โดย C คือปริภูมิย่อยของรหัสสลับไชนส์ของผู้ใช้รายที่ต้องการตรวจจับที่ตำแหน่งช่วงเวลาต่างๆ, P คือความยาวของรหัสสลับไชนส์

$$C = \begin{bmatrix} c(0) & & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c(P-1) & & 0 \\ 0 & & c(P-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

ทำการคิดแปลง MOE ให้เข้ากับเงื่อนไข โดยกำหนดให้เกรเดียนท์ของเวกเตอร์ f (∇_f) ตั้งฉาก (orthogonal) กับปริภูมิย่อยของรหัสสลับไชนส์ (C) ดังนั้นจากหลักการนี้ถ้าผลของมัลติพาสในตำแหน่งต่างๆ อัลกอริธึมจะบังคับให้ทิศทางการปรับของเวกเตอร์ f เข้าสู่หาค่าเหมาะสมที่สุดตามที่ (11) สมการปรับตัวสำหรับสัมประสิทธิ์ของตัวตรวจจับคือ

$$f(n+1) = f(n) - \mu \nabla_f J_{MOE}(n) \quad (13)$$

โดย ∇_f คือโพเจกชันของเกรเดียนท์บนปริภูมิย่อยของแมทริกซ์ C

$$\nabla_f = I - \Pi_C \quad (14)$$

และ

$$\Pi_C = C^T [CC^T]^{-1} C \quad (15)$$

อย่างไรก็ตามสมรรถนะของตัวตรวจจับแบบ CMOE ยังขึ้นอยู่กับทางเลือกสลับไชนส์ที่เหมาะสมเมื่อไม่นานมานี้ [4] ได้เสนอวิธีการปรับสลับไชนส์เพื่อหาสลับไชนส์ที่เหมาะสมเพื่อรองรับช่องสัญญาณที่แตกต่างกันในระบบกรณีต่างๆ โดยทำการหาอนุพันธ์ของฟังก์ชันจุดประสงค์ ($J(n)$) เทียบกับสลับไชนส์ (μ) ที่เวลา n ดังนี้

$$\left. \frac{\partial J(n)}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu(n)} = 2E\{f^T(n)r(n)r^T(n)Y(n)\} \quad (16)$$

$$\text{โดย } Y(n) = \left. \frac{\partial J(n)}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu(n)}$$

ดังนั้นสมการปรับตัวของสัมประสิทธิ์ $f(n)$ คือ

$$f(n+1) = f(n) - \mu(n) \nabla_f f(n)r(n)r^T(n) \quad (17)$$

และส่วนสมการปรับตัวสำหรับสลับไชนส์

$$\mu(n+1) = [\mu(n) - \alpha f^T(n)r(n)r^T(n)Y(n)]_+^+ \quad (18)$$

เมื่อ $\alpha > 0$ คืออัตราการปรับตัว, ส่วน $[\cdot]_+^+$ แสดงการจำกัดค่า μ ไว้ที่ค่าสูงสุด μ^+ และต่ำสุด μ^- ส่วน $Y(n+1)$ หาได้จาก

$$Y(n+1) = [I - \mu(n)r(n)r^T(n)]Y(n) + \mu(n)r^T(n)Y(n)\nabla_f r(n) - r^T(n)f(n)\nabla_f r(n) \quad (19)$$

3.2 หลักการของปริภูมิย่อย

สมมติว่ารหัสสลับไชนส์ของผู้ใช้ K ราย $\{C_k\}_{k=1}^K$ เป็นอิสระเชิงเส้นต่อกัน ดังนั้นสามารถแยกแมทริกซ์อัตราส่วนพหุคูณที่รองรับ \mathcal{H} เป็นปริภูมิย่อยได้ดังนี้

$$\mathcal{H} = E\{r^T r^T\} = \begin{bmatrix} \Lambda_r & 0 \\ 0 & \Lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_r^T \\ u_n^T \end{bmatrix} \quad (20)$$

โดย $u_r = [u_{r1} \dots u_{rk}]$ คือปริภูมิย่อยของสัญญาณ, $u_n = [u_{n1} \dots u_{nk}]$ คือปริภูมิย่อยของสัญญาณรบกวน, $\Lambda_r = \text{diag}(\lambda_{r1}, \dots, \lambda_{rk})$ คือแมทริกซ์ทแยง

ที่มีส่วนประกอบเป็นค่าไอเกน (eigen value) ของสัญญาณ และ $\Lambda_n = \sigma^2 I_{p-K}$ คือเมทริกซ์แยงที่มีส่วนประกอบเป็นค่าไอเกน ของสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ σ^2 อาศัยหลักการของ MOE ร่วมกับ เงื่อนไขที่กำหนดคือ

$$f_{\text{MOE}} = \arg\min_{f^T} f^T c' \quad \text{s.t.} \quad f^T c' = 1 \quad (21)$$

โดย c' คือเวกเตอร์หีสตแปรคั้งของผู้ใช้รายที่ต้องการตรวจสอบ ใช้วิธีการตัวคูณลากรางจ์ (Lagrange multiplier) เพื่อจะเปลี่ยนปัญหา การหาค่าเหมาะสุดแบบเงื่อนไขบังคับตามสมการที่ (21) เป็นแบบ ไม่มีเงื่อนไขได้คือ

$$J(f) = f^T c' + 2\lambda(f^T c' - 1) \quad (22)$$

จากสมการข้างต้นสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของ f ได้โดยการกำหนด ให้ $\nabla J(f) = 0$ นั่นคือ

$$f_{\text{MOE}} = -\frac{1}{c'^T \Lambda_n^{-1} c'} \Lambda_n^{-1} c' \quad (23)$$

$$\text{เมื่อ } c' = \frac{1}{c'^T \Lambda_n^{-1} c'}$$

อย่างไรก็ตาม การประมาณค่าอัตราสหสัมพันธ์อย่างแม่นยำ จำเป็นต้องหา จากขนาดของข้อมูลจำนวนมาก ซึ่งจะส่งผลทำให้ความซับซ้อนในการ คำนวณของอัลกอริทึมที่อาศัยหลักการของปริภูมิย่อยสูง ดังนั้น [6] ได้ เสนออัลกอริทึม PASTd สำหรับใช้ประมาณค่าของปริภูมิย่อยโดยมี การปรับตัวทุกเวลา (n) ดังนั้นสมการที่ (23) เขียนใหม่ได้เป็น

$$f_{\text{MOE}}(n) = \frac{1}{c_n^T U_n \Lambda_n^{-1} U_n^T c_n} U_n \Lambda_n^{-1} U_n^T c_n \quad (24)$$

4. อัลกอริทึมที่นำเสนอ

อัลกอริทึมที่นำเสนออาศัยการนำอัลกอริทึมแบบ AS-CMOE ซึ่งมีข้อดีคือสามารถทำงานได้ศึกษาได้เงื่อนไขของสัญญาณมีผลของมัล ทิพาและกระแสรบกวนสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (เนื่อง จากมีการปรับเสถียร) นำประยุกต์ใช้ร่วมกับหลักการของปริภูมิย่อย ที่มีข้อดีคือสามารถแยกแยะปริภูมิย่อยของสัญญาณรบกวนออกจาก ปริภูมิย่อยของสัญญาณได้ ซึ่งโดยทั่วไปมักนิยมใช้วิธีการ SVD (Singular Value Decomposition) ทำการหาปริภูมิย่อยที่เวลา n ดังนี้

$$r(n)r^T(n) = [U_n(n) \quad U_{n,K}(n)] \begin{bmatrix} \Lambda_n(n) & 0 \\ 0 & \Lambda_{n,K}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n^T(n) \\ U_{n,K}^T(n) \end{bmatrix} \quad (25)$$

สมมติว่าทราบจำนวนของผู้ใช้ภายในระบบ (K) ดังนั้นสามารถหาค่า เมทริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ที่ปราศจากสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

$$\tilde{r}(n)\tilde{r}^T(n) = U_n(n)\Lambda_n(n)U_n^T(n) \quad (26)$$

นำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับตัวตรวจจับแบบหลายค้ AS-CMOE ซึ่งมีการ ปรับตัวทุกเวลา n ดังนั้นจะได้สมการปรับตัวสำหรับอัลกอริทึมที่นำ เสนอเป็น

$$f(n+1) = f(n) - \mu(n) \left[\frac{1}{2} f^T(n) U_n(n) \Lambda_n(n) U_n^T(n) \right] \quad (27)$$

และสมการปรับตัวหาเสถียรไซส์ที่เหมาะสมคือ

$$\mu(n+1) = [\mu(n) - \alpha U_n(n) \Lambda_n(n) U_n^T(n) f^T(n)]^+ \quad (28)$$

$$Y(n+1) = [I - \mu(n) U_n(n) \Lambda_n(n) U_n^T(n)] Y(n) + \mu(n) \left[\frac{1}{2} U_n(n) \Lambda_n(n) U_n^T(n) \right] Y(n) - \left[\frac{1}{2} U_n(n) \Lambda_n(n) U_n^T(n) \right] f(n) \quad (29)$$

5. การจำลองการทำงาน

กำหนดให้ระบบ DS-CDMA เป็นแบบเฟ้าจิงหะ มีจำนวนผู้ ใช้เท่ากับ $K = K_s + K_r = 5$ ราย โดยผู้ส่งแบ่งออกเป็นสองกลุ่มคือ กลุ่ม แรกประกอบไปด้วยผู้ส่งรายที่ส่งข้อมูลแบบ LR จำนวน $K_s = 3$ ราย กลุ่ม ที่สองประกอบไปด้วยผู้ส่งรายที่ส่งข้อมูลแบบ HR จำนวน $K_r = 2$ ราย กำหนดอัตราการส่งข้อมูลของผู้ใช้ กลุ่ม HR สูงกว่าผู้ส่งกลุ่ม LR อยู่ $M=4$ เท่า รหัสสแปร์คั้งของผู้ใช้กลุ่ม HR กำหนดให้ยาวเท่ากับ $P_r = 31$ สำหรับของผู้ใช้กลุ่ม LR กำหนดให้ยาวเท่ากับ $P_s = 4 \times 31 = 124$ โดย รหัสสแปร์คั้งสร้างจากการรวมรหัสสแปร์คั้งที่มีความยาวเท่ากับ ความ ยาวของผู้ใช้รายที่ส่งแบบ HR หรือรหัสไซคลิก (Cyclic code) [6] (ซึ่ง ในแต่ละช่วงบิตสัญญาณของ HR จะประกอบไปด้วยรหัสสแปร์คั้ง รวมที่เหมือนกันแต่ละค้ำหนึ่ง) ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีผลของมัลติ พาทจำนวน 4 เส้นทาง สมมติให้ผู้ส่งแต่ละรายมีความน่าจะเป็นของ ค้ำหนึ่งหน่วงเวลามัลติพาทค้ำหนึ่งที่ 2 ถึง 4 กระจ่ายครอบคลุมช่วง $[0.4 T_c]$ มีส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0.3 โดยความยาวของช่อง สัญญาณ (L_p) เท่ากับ $10T_c$ (T_c คือคาบเวลาชีพ) สมมติให้มีการ สูญเสียภายในระบบ และพลังงานของผู้ใช้รายที่ต้องการตรวจจับคือผู้ใช้ รายที่ $k=1, m=1$ (HR) นี้กำลังเท่ากับหนึ่ง เลือกใช้ตัวตรวจจับมีความยาว เท่ากับความยาวรหัสสแปร์คั้งของ HR เพียงตัวเดียวและกำหนดว่า ทราบจำนวนของผู้ใช้ในระบบ (K)

ในการทดลองทำการจำลองการทำงานโดยเปรียบเทียบ สมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึม MMSE (Minimum Mean Square Error) แบบสุ่มคคิต, อัลกอริทึม AS-CMOE และอัลกอริ

อัลกอริธึม PASTd กำหนดค่าตัวปรับให้เริ่มต้นสำหรับอัลกอริธึมที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริธึมเดิม AS-CMOE เท่ากับ $\mu(0) = 1 \times 10^{-3}$ และกำหนดขอบเขตของตัวปรับให้ μ^+, μ^- เท่ากับ 1×10^{-2} และ 0 ตามลำดับ ทดสอบสมรรถนะภายใต้เงื่อนไขที่สภาพแวดล้อมแบบพลวัต ทำการทดสอบอยู่สองกรณี สมรรถนะของเครื่องรับวัดด้วยการหาค่าเฉลี่ยของ SINR

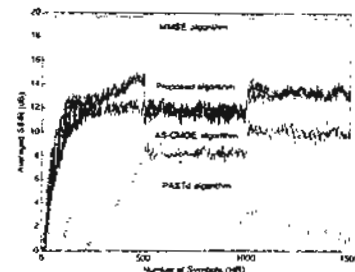
$$\text{SINR}_{\text{av}}(n) = \frac{\sum_{i=1}^Z \sum_{j=1}^M \frac{\left| \mathbf{f}_{i,j}^T(\mathbf{x} - \mathbf{f}) \mathbf{G}_{n-j}(:, i) \right|^2}{\left| \mathbf{f}_{i,j}^T(\mathbf{x} - \mathbf{f}) \mathbf{G}_{n-j}(:, i; X_n, \mathbf{R}) \right|^2 + \sigma^2} \left| \mathbf{f}_{i,j}^T(\mathbf{x} - \mathbf{f}) \right|^2}{(28)}$$

โดย x คือจำนวนครั้งของการจำลองการทำงาน, \mathbf{f}_i คือตัวตรวจจับแบบหลายคสำหรับตรวจจับผู้รัยที่ i ($m=1, k=1$) เวกเตอร์มีความยาวเท่ากับ $L_f = 31$, $\mathbf{G}(n) = [\mathbf{G}_{1,n}(n), \dots, \mathbf{G}_{K,n}(n), \mathbf{G}_{L,n}(n), \dots, \mathbf{G}_{M,n}(n)]$ และ $\mathbf{G}_{k,j}(n) = [\mathbf{G}_{k,j}^T(n-1), \dots, \mathbf{G}_{k,j}^T(n-J)]^T$, $j=1 \dots M$ กรณีที่ 1. ทำการทดสอบสมรรถนะภายใต้เงื่อนไขสภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต ที่คาบเวลาเท่ากับ 0 ในช่วงสัญญาณประกอบไปด้วยผู้ใช้อ้อยู่ 3 ราย โดยมีผู้ใช้ที่ส่งแบบ HR เท่ากับ 2 ราย รายแรกคือผู้ใช้รายที่ต้องการตรวจจับกำหนดให้มี SINR เท่ากับ 20 dB รายที่สองเป็นผู้ใช้แทรกสอดมีอัตราใกล้ไกล (near-far ratio) $10 \log \left(\frac{\sigma_{2,m}^2}{\sigma_{2,1}^2} \right)$ เท่ากับ 10 dB และรายที่สามเป็นผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR มีอัตราใกล้ไกลเท่ากับ 20 dB ที่คาบเวลาบิตสัญญาณลักษณะของ HR เท่ากับ 500 ปรากฏว่าผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR มีอัตราใกล้ไกลเท่ากับ 20 dB จำนวนสองรายเพิ่มเข้ามาในช่วงสัญญาณและที่คาบเวลาบิตสัญญาณลักษณะของ HR เท่ากับ 1,000 ผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR หนึ่งรายออกไปจากช่วงสัญญาณ

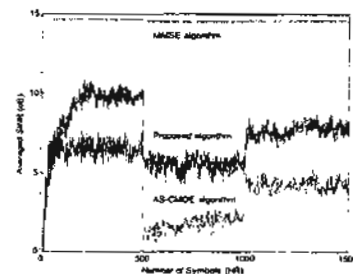
รูปที่ 1. แสดงค่าเฉลี่ยของ SINR ครอบคลุม 100 Monte-Carlo run ($Z=100$) ซึ่งจะเห็นว่าสมรรถนะของอัลกอริธึมที่นำเสนอสามารถปรับปรุงค่าของ SINR เหนือกว่าอัลกอริธึมเดิม AS-CMOE ได้ถึง 3 dB ส่วนอัลกอริธึม PASTd ไม่สามารถทำงานภายใต้สภาวะดังกล่าว

กรณีที่ 2. ทำการทดสอบสมรรถนะภายใต้เงื่อนไขสภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัตในสภาวะที่เสถียร ที่คาบเวลาเท่ากับ 0 ในช่วงสัญญาณประกอบไปด้วยผู้ใช้อ้อยู่ 3 รายโดยรายแรกคือผู้ใช้รายที่ต้องการตรวจจับกำหนดให้มี SINR เท่ากับ 15 dB รายที่สองเป็นผู้ใช้แทรกสอดมีอัตราใกล้ไกลเท่ากับ 15 dB และรายที่สามเป็นผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR มีอัตราใกล้ไกลเท่ากับ 25 dB ที่คาบเวลาบิตสัญญาณลักษณะของ HR เท่ากับ 500 มีผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR มีอัตราใกล้ไกลเท่ากับ 25 dB จำนวนสองรายเพิ่มเข้ามาในช่วงสัญญาณและที่คาบเวลาบิตสัญญาณลักษณะของ HR เท่ากับ 1,000 ผู้ใช้แทรกสอดส่งแบบ LR หนึ่งรายออกไปจากช่วงสัญญาณ

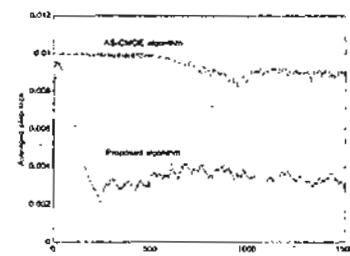
รูปที่ 2 (ก) แสดงค่าเฉลี่ยของ SINR ครอบคลุมการทดลอง



รูปที่ 1. ค่าเฉลี่ย SINR ของอัลกอริธึมที่นำเสนอเปรียบเทียบกับอัลกอริธึม MMSE, AS-CMOE [4] และ PASTd [6] ที่ SNR เท่ากับ 20 dB



(ก)



(ข)

รูปที่ 2(ก) ค่าเฉลี่ย SINR ของอัลกอริธึมที่นำเสนอเปรียบเทียบกับอัลกอริธึม MMSE, AS-CMOE [4] และ PASTd [6] ที่ SNR เท่ากับ 15 dB และรูปที่ 2(ข) ค่าเฉลี่ยของเสถียรภาพของอัลกอริธึมที่นำเสนอเปรียบเทียบกับอัลกอริธึม AS-CMOE

แบบมอนติคาร์โล (Monte-Carlo run) 100 ครั้ง ในช่วงคาบเวลาบิตสัญญาณลักษณะของ HR เท่ากับ 0 ถึง 500 จะเห็นว่าสมรรถนะของอัลกอริธึมที่นำเสนอสามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็วกว่าอัลกอริธึมเดิม

AS-CMOE ซึ่งสังเกตได้ จากการปรับตัวของสเต็ปไซส์แสดงในรูปที่ 2 (ข) โดยผู้เข้าผู้ตัวที่เหมาะสมก่อนถึงค่าเวลาบิตสัญญาณของ HR เท่ากับ 500 และค่า SNR ของอัลกอริทึมที่เสนอจะเข้าใกล้อัลกอริทึมแบบ MMSE มากที่สุดเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมแบบเดิม AS-CMOE โดยสามารถปรับปรุงสมรรถนะได้เหนือกว่าอัลกอริทึมเดิมได้ถึง 4 dB ในขณะที่อัลกอริทึม PASTd ไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะที่เลวร้ายดังกล่าว

จากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าการนำหลักการของปริภูมิย่อยมาประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึม AS-CMOE สามารถปรับปรุงสมรรถนะได้ดีกว่าอัลกอริทึมแบบเดิม โดยเฉพาะในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต และช่องสัญญาณมีขนาดของการแทรกสอดจากผู้รบกวนอื่นสูงรวมถึงมีการรบกวนจาก AWGN สูง

6. สรุป

ในบทความนี้ได้ประยุกต์นำหลักการของปริภูมิย่อยมาใช้กับอัลกอริทึม AS-CMOE เพื่อออกแบบตัวตรวจจับผู้ใช้หลายรายแบบหลายตัวสำหรับระบบ DS-CDMA แบบสองอัตราข้อมูล โดยออกแบบให้ทำการตรวจจับข้อมูลของผู้ใช้ที่ส่งแบบอัตราสูง โดยอาศัยตัวตรวจจับเพียงตัวเดียว ปรากฏว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถปรับปรุงสมรรถนะได้เหนือกว่าอัลกอริทึมเดิมได้ถึง 4 dB ภายใต้สภาวะที่ช่องสัญญาณมีขนาดของผู้รบกวนที่แทรกสอดและสัญญาณรบกวนสูง รวมถึงมีการอยู่เข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็วกว่า

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] M. K. Tsatsanis, Z. Xu and X. Lu, "Blind Multiuser Detectors for Dual Rate DS-CDMA System Over Frequency Selective Channel," *Proc. European Signal Processing Conference (EUSIPCO'00)*, vol.2, pp. 631-634, September 2000.
- [2] M. Honig, U. Madhow and S. Verdu, "Blind Adaptive Multiuser Detection," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.41 pp. 944-960, July 1995.
- [3] M. K. Tsatsanis, "Inverse Filtering Criteria for CDMA Systems", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.45, No.1 pp. 102-112, July 1997.
- [4] P. Yuvapoositanon and J. Chamber, "An Adaptive Step-size Code-Constrained Minimum Output Energy Receiver For Nonstationary CDMA Channel", *Proc. IEEE ICASSP'2003*, pp 465-468, 2003.
- [5] S. Pampichai and P. Sirisuk, "On the Improvement of Blind MOE detector Via A Posteriori Adaptation and Adaptive Step-size ", *Proc. IEEE ISCAS'2003*, pp 460-463, 2003.
- [6] X. Wang and V. Poor, "Blind Multiuser Detection: A Subspace Approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, No.2, pp. 677-690, July 1998.
- [7] M. Saquib, R. Yates and N. Mandayam, "Decorrelating Detectors for a Dual Rate Synchronous DS/CDMA Channel", *Wireless Personal communications*, vol. 9, No. 3, pp.197-216, May 1999.
- [8] P. K. P. Cheung, P. B. Rapajic and R. A. Kennedy, "Effect of new users on blind adaptive synchronous multiuser DS-CDMA detection," *Proc. ICC'98*, vol. 1, pp.48-52, 1998.
- [9] V. Krishnamurthy, G. Yin and S. Singh, "Adaptive Step-Size Algorithm for Blind Interference Suppression in DS-CDMA", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 49, pp. 190-201, Jan. 2001.



สัมพันธ์ ทรมหทัย สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร พ.ศ. 2539 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทจาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอม

เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2542 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำอยู่ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร สนใจงานวิจัยทางด้าน การสื่อสารแบบดิจิทัล (digital communication), การประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัวได้ (adaptive signal processing) และ การออกแบบวงจรทางด้านความถี่สูง



เน้ถัก ศิริสุข จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม (เกียรตินิยม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2535 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท

และปริญญาเอก ทางด้าน Signal Processing จาก Imperial College ประเทศอังกฤษ พ.ศ. 2537 และ 2543 คมลำดับ ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และศูนย์วิจัยดาวเทียมไทยพัฒน์ สนใจงานวิจัยด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล การสื่อสารดาวเทียม การออกแบบวงจรรวมสำหรับระบบสื่อสารไร้สายและการสื่อสารระบบ CDMA



ทีระพล ดูภูมิธานนท์ จบการศึกษาระดับปริญญาเอก ในสาขาวิชาการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล จาก อิมพีเรียลคอลเลจ ลอนดอน เมื่อปี 2545 ขณะนี้ ปฏิบัติหน้าที่ในตำแหน่งอาจารย์ประจำใน ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร หัวข้องานวิจัยที่สนใจ ได้แก่ การประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัวได้ (adaptive signal processing) ตัวปรับแต่งช่องทางการสื่อสารแบบโบลด์ (blind channel equaliser) การตรวจจับแบบหลายผู้ใช้งาน (multiuser detection) รวมถึงระบบประมวลผลสัญญาณแบบต่างๆเพื่อการสื่อสาร (signal processing for communications)

SUBSPACE-BASED INTERFERENCE SUPPRESSION TECHNIQUE FOR LONG-CODE DOWNLINK CDMA ADAPTIVE RECEIVER

Samphan Phrompichai, Peerapol Yuvapoositanon, and Phaophak Sirisuk

Department of Electronic Engineering
Mahanakorn University of Technology, Bangkok 10530, THAILAND
Phone: +66 2988 3655, Fax: +66 2988 4040, Email: samphan, peerapol, phaophak@mut.ac.th

Abstract—This paper presents a novel combination of subspace method and linear adaptive step-size LMS receiver for multiuser detection (MUD) in synchronous long-code downlink DS-SSMA systems. The receiver can be operated in multipath environments with the presence of multiple access interference (MAI) and near-far problem. Simulations show that the proposed receiver is capable of MAI suppression and multipath mitigation. Specifically, the proposed receiver improves performance of the linear adaptive LMS receiver in terms of convergence speed and SINR in static environment and dynamic environment where the number of interferers are time varying.

I. INTRODUCTION

Direct sequence code division multiple access (DS-SSMA) has received considerable interest especially in wireless communication applications, due to its efficient spectral utilization and its ability to support larger number of users and higher data transmission rate. Currently, the majority of receiver implementation is limited to short-code CDMA systems in which each user's data bit is spread by an identical short code assigned to that particular user. Nonetheless, practical systems including the existing IS-95 and the third generation (3G) systems rely on long-code sequences with very long periods. Specifically, in addition to a short orthogonal code assigned to each mobile user, a cell-specific long-code - often referred to as a scrambling code - is also employed prior to synchronous transmission [1].

In multipath environments, performance degradation of CDMA systems is mainly due to multiple access interference (MAI) and near-far problem. The latter is more pronounced in downlink than uplink since downlink power control leads to a possible near-far problem by design. Specifically, the base station transmits at higher power to mobile terminals which are further away, multipath components for the signal destined for such users can then seriously affect reception at a terminal close to the base station [2]. The multipath effect destroys orthogonality among distinct user codes. As a consequence, MAI and near-far problems cannot be efficiently alleviated by the use of matched filter (MF) implemented in the form of RAKE receivers. Therefore, bit error rate may not be in an acceptable level for various services, which require high-speed transmission. For long-code DS-SSMA, multiuser detection (MUD) schemes designed for short-code systems, e.g., the minimum output energy (MOE) algorithm [3] and the subspace method of [4] cannot be directly applied since cyclostationarity at the symbol period is no longer available.

Recently, a blind adaptive multiuser receiver designed for both short and long spreading codes systems was proposed in [5]. A more recent attempt to improve tracking performance of the receiver is the introduction of the chip receiver that is updated at the chip-rate [6]. The method exploits a code-multiplexed pilot to adapt the chip rate equalizer. Nevertheless, to attain the optimum solutions, the cut-off parameter of the low-pass filter is used as an MAI suppressor must be chosen manually by the designer.

Despreading can be directly incorporated into the equalization cost function [2] which enables the use of pilot or training signal at higher SIR and direct estimation of the desired user at the symbol rate. The symbol-level equalizer measures the error after the despreading at symbol rate. Typically, the received signal is sampled faster than the chip rate to increase temporal diversity. This leads to the use of fractionally-chip-spaced equalizer (FSE) at the receiver. However, the performance of the stochastic gradient based algorithm of [2] heavily depends upon a choice of step-size. Also, FSE tap-weights achieved by pilot-based channel estimation cannot be directly applied for the desired user detection unless a scaling process on the tap-weights is performed [7].

In this paper, we propose an adaptive step-size FSE equalizer for restoring the orthogonality among the spreading sequences after descrambling. A subspace method substitutes MF in [2] for MAI suppression and near-far problem mitigation. This method is shown to be efficient in suppressing MAI in channel which orthogonality of spreading code is destroyed. The projection approximation subspace tracking (PASTd) algorithm [4] is employed to reduce computational complexity incurred by singular value decomposition (SVD) technique. An adaptive step-size least mean square (AS-LMS) algorithm is incorporated into the equalization stage in order to automatically adjust the step-size. The novel receiver structure is semi-blind in the sense that the blind MUD operates together with the non blind AS-LMS. Simulations will later confirm improvement in terms of convergence speed and SINR of the proposed receiver as compared to the linear adaptive LMS receiver [2].

The remaining of this paper is organized as follows. In Section II, a mathematical framework of synchronous long-code downlink DS-SSMA system is formulated. The proposed receiver is presented in Section III where its associated update equations are also given. Simulation results are then shown in Section IV. Finally, conclusion is drawn in Section V.

A. Notations

Throughout this paper, we use bold lower case for vectors, bold upper case for matrices. Also, \otimes denotes the convolution operation, $(\cdot)^T$ for transposition, $(\cdot)^*$ for complex conjugation and $\lceil \cdot \rceil$ for rounding up to the nearest integer.

II. SIGNAL MODEL

Let us consider a baseband model for CDMA downlink, where a base station has K symbol-synchronous users. In addition, the base station also transmits a synchronous pilot signal to facilitate channel estimation in the mobile. Each mobile user is assigned an orthogonal Walsh code of length N , with the all-ones Walsh code reserved for the pilot. Following this, signals from all users and pilot are combined and multiplied by a long-code cell-specific (aperiodic) sequence. This gives us the long-code downlink CDMA system model as

illustrated in Fig.1 from which a synchronous code division multiplex signal $t(i)$ is given by

$$t(i) = s(i) \left(\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M c_k(i-mN) b_k(m) + \frac{b_0}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (1)$$

where $s(i)$ is the base-station scrambling long code, $c_k(i)$ is the short spreading code of length N_k for the k^{th} user. Also, $b_k(m)$ is the data symbol for the k^{th} user and b_0 is the pilot signal with spreading gain N_0 . Without loss of generality, it is assumed throughout the paper that user 1 is the desired user.

In practice, the signal reaching each mobile passes through a multipath channel. Here, we consider an FIR channel model with the channel impulse response $\{h(i), i \in \{0, \dots, L_h\}\}$. As users in the same base-station are synchronous and go through the same channel, the received signal $r(i)$ is then a convolution between the transmitted signal $t(i)$ and the channel $h(i)$, i.e. $r(i) = t(i) \otimes h(i)$. To ease a synchronization process, the received signal is typically sampled faster than the chip rate T_c , i.e. $T_r = T_c/P$, where $P > 1$ is the oversampling factor. Therefore, we arrive at the fractionally-spaced (FS) received signal $r(n)$ given by

$$r(n) = \sum_j t(j) h(n - jP) + w(n) \quad (2)$$

where $w(n)$ is an additive white Gaussian noise (AWGN) with variance σ_w^2 . Note that the time indexes n and i are intentionally used to distinguish between symbol rate and chip rate, respectively. For convenience, the received signal $r(n)$ is compactly written in a vector-matrix form as

$$r_i = H t_i + w_i, \quad (3)$$

where

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & \dots & h_{L_h} \\ & \ddots & \\ & & h_0 & \dots & h_{L_h} \end{bmatrix},$$

$$h_i = [h^{(0)}(i), \dots, h^{(P)}(i)]^T,$$

$$t_i = [t(i), \dots, t(i - L_h - L_r)]^T,$$

$$w_i = [w(i), \dots, w(i - P(L_r + 1) + 1)]^T.$$

At the receiver, all updates are performed every symbol n and FSE tap-weight input is a vector consisting of $P(L_r + 1)$ chip signals

$$r_{n,j} = [r(nT_r + iT_r - \tau), r(nT_r + iT_r - \tau + T_r), \dots, r(nT_r + iT_r - \tau + (P(L_r + 1) - 1)T_r)]^T, \quad (4)$$

where τ denotes a delay to input samples that is dependent on the pulse shaping.

III. THE PROPOSED RECEIVER

In this section, a novel adaptive receiver for the long-code CDMA downlink is introduced. Fig. 2 illustrates a block diagram of the proposed receiver. The FSE is employed to

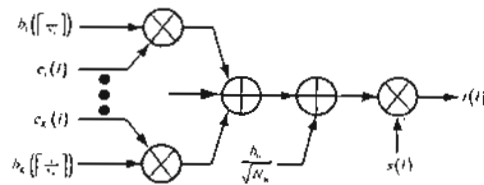


Fig. 1 The downlink CDMA system model for K users with code-multiplexed pilot.

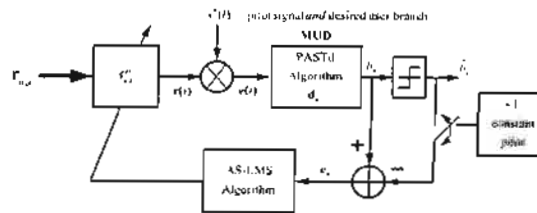


Fig. 2. The proposed subspace-based adaptive receiver for CDMA downlink.

compensate the effect of multipath and thus restore the orthogonality of distorted spreading code after descrambling. Adaptation of FSE is based on AS-LMS, which is able to automatically adjust the step-size and therefore suitable for operation in dynamic environments [8]. Following this, the subspace method [4] is applied for MAI suppression. Subspace tracking is achieved via the PASTd [4] algorithm that significantly reduces the incurred computational complexity as oppose to a traditional singular value decomposition (SVD) technique. The algorithm not only tracks the signal subspace component of the signal inside the symbol after descrambled but also updates rank of the subspace as well.

Training information is derived from the pilot signal perpetually transmitted by the base-station. The updates of the tap-weight vector, step-size and the relevant derivative of the tap-weight vector are all performed at the symbol rate. After the proposed receiver reaches a certain level of SINR, it switches to detect the desired user using only the knowledge of the user spreading code. Detection of pilot signal and the desired user can be switched by using the corresponding code as a constraint to the MUD algorithm.

Let us define the FSE equalizer tap $f_{n,j}$ as

$$f_{n,j} = [f_{n,0}^r(i), \dots, f_{n,L_r}^r(i)]^T \\ = [f_{n,0}^{(0)}(i), \dots, f_{n,0}^{(P)}(i), \dots, f_{n,L_r}^{(0)}(i), \dots, f_{n,L_r}^{(P)}(i)]^T \quad (5)$$

Here, a mean square error (MSE) cost function is used. That is

$$J = E\{|e_n|^2\}, \quad e_n = b_n - \gamma_n, \quad (6)$$

where b_n is soft decision output obtained from the PASTd algorithm. In addition, γ_n is either a constant +1 pilot signal or hard decision output \hat{b}_n from hard limiter, depending upon the SINR condition at the time instant n . Based on the above MSE

cost, adaptation for the chip-rate equalizer tap vector $\mathbf{f}_{n,i}$ using AS-LMS is obtained as [8]:

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n - \mu_n \mathbf{e}_n^T \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n, \quad (7)$$

where the matrix

$$\mathbf{R}_n = [\mathbf{r}_{n,nN} \mathbf{r}_{n,nN}^H, \dots, \mathbf{r}_{n,nN+N-1} \mathbf{r}_{n,nN+N-1}^H]$$

and the vector

$$\mathbf{d}_n = [d_{n,nN}, \dots, d_{n,nN+N-1}]^T$$

At each recursion n , the step-size μ_n is as well updated in a manner that the derivative of the MSE cost J with respect to the step-size $\left. \frac{\partial J}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ is minimized. Following this, we arrive at the update equation of the step-size. Specifically,

$$\mu_{n+1} = \left[\mu_n + \alpha e_n^* \left[\mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \right]^T \mathbf{Y}_n \right]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}, \quad (8)$$

where α denotes the adaptation parameter and $[\cdot]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}$ denotes truncation to lower and upper step-size limits. Furthermore, the vector \mathbf{Y}_n contains the derivative $\left. \frac{\partial J}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ and is adapted according to

$$\mathbf{Y}_{n+1} = \left[\mathbf{I} - \mu_n \left[\mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \right] \left[\mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \right]^T \right] \mathbf{Y}_n + e_n^* \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \quad (9)$$

With reference to Fig. 2, the chip estimate is readily expressed as

$$x(i) = \mathbf{f}_{n,i}^T \mathbf{r}_{n,i}, \quad (10)$$

where the FSE tap vector \mathbf{f}_n and input vector $\mathbf{r}_{n,i}$ are given by (7) and (4), respectively. After descrambling by the scrambling code $s(i)$ (c.f. Fig. 2), the overlaid scrambling code is removed. Therefore, the subspace method using the PASTd algorithm can be applied because now both cyclostationarity and orthogonality are already restored. In particular, the vector \mathbf{d}_n is computed via the PASTd algorithm:

$$\mathbf{d}_n = -\zeta \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n^{-1} \mathbf{U}_n^T \mathbf{c}_k, \quad (11)$$

where

$$\zeta = -\frac{1}{\mathbf{c}_k^T \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n^{-1} \mathbf{U}_n^T \mathbf{c}_k},$$

and \mathbf{c}_k is the k^{th} spreading code with $k=0$ for pilot and $k=1$ for the desired user, again depending on the condition of SINR at the time instant n . Besides, the matrix $\mathbf{U}_n = [\mathbf{u}_{n,1}, \dots, \mathbf{u}_{n,K}]$ contains an orthonormal eigenvector of the signal subspace and $\mathbf{\Lambda}_n = \text{diag}[\lambda_{n,1}, \dots, \lambda_{n,K}]$ is the diagonal matrix with its diagonal elements being $K+1$ associated eigenvalues. Both eigenvectors and eigenvalues are obtained decomposed from the decompo-

TABLE I
THE PROPOSED ALGORITHM

```

FOR  $n = 0, 1, 2, \dots$  DO
  FOR  $i = 1 : N$  DO
     $x_{n,i} = \mathbf{f}_{n,i}^H \mathbf{r}_{n,i}$ 
     $y_{n,i} = x_{n,i} s_{n,i}$ 
     $R_{n,i} = \mathbf{r}_{n,i} s_{n,i}^*$ 
  END
   $\mathbf{Y}_n = [y_{n,1}, \dots, y_{n,N}]^T$ 
   $\mathbf{R}_n = [R_{n,1}, \dots, R_{n,N}]$ 
  FOR  $k = 0 : K$  DO
    Compute  $\mathbf{u}_{k,n}$  and  $\lambda_{k,n}$  using PASTd algorithm
  END
   $\mathbf{U}_n = [\mathbf{u}_{0,n}, \dots, \mathbf{u}_{K,n}]$ 
   $\mathbf{\Lambda}_n = \text{diag}[\lambda_{0,n}, \dots, \lambda_{K,n}]$ 
   $\mathbf{d}_n = -\zeta \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n^{-1} \mathbf{U}_n^T \mathbf{c}_k$ 
   $\mathbf{b}_n = \mathbf{Y}_n^T \mathbf{d}_n$ 
  IF  $k = k_0$  THEN
     $e_n = b_n - 1$ 
  ELSE
     $\hat{b}_n = \text{sgn}(b_n)$ 
     $e_n = b_n - \hat{b}_n$ 
  END
   $\mathbf{Y}_{n+1} = [\mathbf{I} - \mu_n \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^T] \mathbf{Y}_n + e_n^* \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n$ 
   $\mu_{n+1} = \left[ \mu_n + \alpha e_n^* \left[ \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n \right]^T \mathbf{Y}_n \right]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}$ 
   $\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n - \mu_n e_n^* \mathbf{R}_n \mathbf{d}_n$ 
END

```

sition of the autocorrelation matrix of the symbol-rate signal after descrambled, i.e. $\mathbf{R}_{n,i} \triangleq \mathbb{E}\{y_{n,i} y_{n,i}^* \}$.

Finally, the output estimate can be computed from the inner product derived after the total of N chip estimations.

$$b_n = \mathbf{Y}_n^T \mathbf{d}_n, \quad (12)$$

where the input vector

$$\mathbf{Y}_n = [\mathbf{f}_{n,nN}^T \mathbf{r}_{n,nN} s_{n,nN}, \dots, \mathbf{f}_{n,nN+N-1}^T \mathbf{r}_{n,nN+N-1} s_{n,nN+N-1}]^T$$

The proposed algorithm is summarized in Table I.

IV. SIMULATIONS

In this section, we consider the performance of the proposed receiver in comparison with the linear adaptive LMS presented in [2] for long-code downlink DS-SSMA under multipath fading channels. The Walsh-Hadamard code was employed as the user-specific short code while a random code was used for the cell-specific long-code. A spreading gain for all users was $N=32$, and fractional sampling factor $P=2$. All users propagated through the same four-ray multipath channel. The first ray was assumed to be the dominant path where the probability of the location of the delay of the last three rays were uniformly distributed over $[0, 10T_c]$ with standard deviation of 0.3. A root-raised cosine (RRC) chip waveform with excess bandwidth of 0.22 was used as the pulse-shaping

filter. The additive noise was white Gaussian noise with $\text{SNR}=20$ dB.

Case 1- Convergence speed:

The performance of the proposed receiver is investigated in comparison with the existing receivers under a static environment. The system with $K+1=3$ active users was considered where user $k=0$ and 1 are equally powered at $P_0=P_1=P$ while user $k=2$ is 6 dB stronger, i.e. $P_2=4P$. An appropriate step-size μ of 5×10^{-3} was chosen for the linear adaptive LMS to ensure a stable convergence and good steady state SINR performance. For the proposed algorithm, the initial step-size μ_0 of 1×10^{-3} was selected. Moreover, the upper and lower step-size limits μ^+ and μ^- were 10^{-2} and 0 respectively. In this case all algorithms are designed to detect the pilot signal. Fig 3 illustrates an average MSE attained from both algorithms over 50 Monte-Carlo runs. Clearly, the proposed receiver achieves an improvement on the convergence speed over the linear adaptive LMS. In particular, while the linear adaptive LMS reaches its steady state at $n=3000$, the novel receiver reach steady state at as fast as $n=300$. Furthermore, the MSE value of the proposed receiver at the steady state is lower than that of the linear adaptive LMS receiver by 0.06 and reaches to theoretical MMSE=0.015.

Case 2- Effective of new users with strong MAI:

Next simulation aimed to compare tracking capability of each receiver in detecting the desired user in a dynamic environment where the number of users in the channel is time varying. Simulation parameters were identical to those of case 1 except that two additional users with equal power to the pilot signal entered the channel at $n=0$. The linear adaptive LMS receiver was updated by using pilot sequences. Detection of the desired user was made after despreading by using the spreading code of the desired user. For the proposed receiver, at time $n=0$ the receiver starts to detect the pilot user, until at time $n=200$ the receiver is switched to detect the desired user. At time $n=400$ two users with 6 dB stronger than and three users with equal power to the desired user were presented in addition to the existing users. At time $n=700$, one of the 6 dB stronger user and three of the equal power users were absent from the system. Fig. 4 illustrates averaged SINR over 50 Monte-Carlo runs. The proposed receiver responds to the abrupt change of the number of users in strong MAI much better than the linear adaptive LMS. SINR improvement is approximately 4 dB.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a subspace method and an adaptive step-size LMS are applied into the linear adaptive LMS receiver for long-code downlink DS-CDMA systems. The performance of the proposed receiver within nonstationary environment, multipath fading channels and strong MAI are examined. The proposed receiver works well in tracking the abrupt changes due to interfering users entering and exiting the channel. Simulation results have shown that the novel algorithm can achieve improved convergence speed and higher SINR as compared to the linear adaptive LMS receiver.

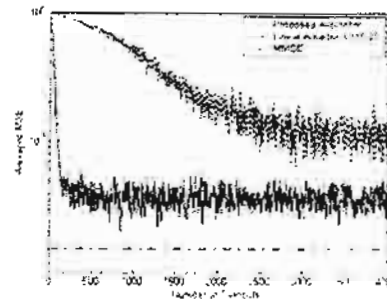


Fig. 3. Averaged MSE's obtained from the proposed receiver and the linear adaptive LMS receiver [2] in a static environment.

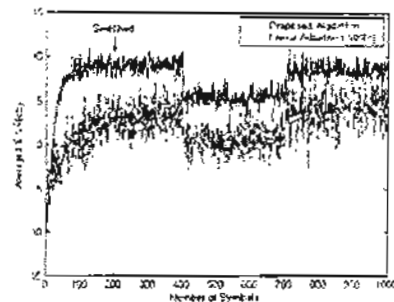


Fig 4. Averaged SINR's obtained from the proposed receiver and the linear adaptive LMS receiver [2] in sudden arrival of users and nonstationary multipath channel.

REFERENCES

- [1] T. Ojanpera and R. Prasad, "An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 9, pp 82-95, 1998.
- [2] C. D. Frank, E. Visotsky, U. Madhow, "Adaptive interference suppression for the downlink of direct sequence CDMA system with long spreading sequence," *Journal of VLSI Signal Processing, Special issue on Signal Processing for Wireless Communication: Algorithms, Performance, and Architecture*, Vol. 30, no. 1, pp 273-291, January 2002.
- [3] M. L. Honig, U. Madhow, and S. Verdú, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 41, no. 4, pp 944-966, 1995.
- [4] X. Wang and V. Poor, "Blind Multiuser Detection: A Subspace Approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no.2, pp 677-690, July 1998.
- [5] K. Li and H. Liu, "A new blind receiver for downlink DS-CDMA communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 7, pp 193-195, July 1999.
- [6] P. Schniter and A. R. Margetts, "Adaptive chip-rate equalization of downlink multirate wideband CDMA," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, 2002.
- [7] M. Ghosh, "Adaptive chip-equalizers for synchronous DS-CDMA systems with pilot sequence," *GLOBECOM '01 IEEE*, vol. 16, no. 5, pp 3385-3389, 2001.
- [8] P. Yuvapootanon and J. Chamber, "An Adaptive Step-size Code-Constrained Minimum Output Energy Receiver For Nonstationary CDMA Channel", *Proc. IEEE ICASSP 2003*, pp 465-468, 2003.

IEICE **TRANSACTIONS**

**on Fundamentals of Electronics,
Communications
and Computer Sciences**

**VOL.E88-A
NO.3
MARCH 2005**

A PUBLICATION OF THE ENGINEERING SCIENCES SOCIETY



The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers

Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3chome, Minato-ku, TOKYO, 105-0011 JAPAN

Subspace-Based Interference Suppression Technique for Long-Code Downlink CDMA Adaptive Receiver

Samphan PHROMPICHAI[†], Peerapol YUVAPOOSITANON^{†a)}, and Phaophak SIRISUK[†], Nonmembers

SUMMARY This paper presents a multiple constrained subspace based multiuser detector for synchronous long-code downlink multirate DS-SS-CDMA systems. The novel receiver adapts its fractionally-spaced equaliser tap-weights based upon two modes, namely training and decision-directed modes. Switching between two modes is achieved by changing the code constraint in the associated subspace algorithm. Moreover, detection of the desired user requires the knowledge of the desired user's spreading code only. Simulation results show that the proposed receiver is capable of multiple access interference (MAI) suppression and multipath mitigation. Besides, the results reveal the improvement in terms of convergence speed and mean square error (MSE) of the proposed receiver over the existing receiver in both static and dynamic environments.

key words: DS-SS-CDMA, cyclostationary, interference suppression, long spreading sequence, adaptive step-size

1. Introduction

Direct sequence code division multiple access (DS-SS-CDMA) has received considerable interest especially in wireless communication applications due to its efficient spectral utilisation and its ability to support larger number of users and higher data transmission rate [1]. Currently, the majority of receiver implementation is limited to short-code CDMA systems in which each user's data bit is spread by an identical short code assigned to a particular user. Nonetheless, practical systems including the existing IS-95 and the third generation (3G) mobile communication systems rely upon long-code sequences with very long periods.

In most 3G systems, downlink data-rates are expected to be much greater than uplink rates. In the downlink, the *multirate* bit-streams are multiplexed using a short orthogonal code assigned to each mobile user, a cell-specific long-code (or scrambling code) is then employed prior to synchronous transmission [2]. In multipath environments, performance degradation of CDMA systems is mainly due to multiple access interference (MAI) and near-far problem. Since the base-station transmits at higher power to mobile terminals that are further away, the near-far problem is more pronounced in downlink than uplink. This phenomenon is often referred to as a "near-far problem by design" [3]. In addition to the aforementioned difficulties, the multipath effect destroys orthogonality among distinct user codes. As

a consequence, MAI and near-far problems cannot be efficiently alleviated by the use of only matched filters (MF) implemented in the form of RAKE receivers [4]. Therefore, bit error rate may not be in an acceptable level for various services which require high-speed transmission, e.g. data downloading, web browsing and video streaming.

Recently, blind adaptive multiuser receivers designed for both short and long spreading codes systems were proposed in [5], [6]. Blind algorithms appear more attractive since the cumbersome reliance on training is avoided. However for long-code DS-SS-CDMA, multiuser detection (MUD) schemes originally designed for short-code systems, e.g., the minimum output energy (MOE) algorithm [7], the subspace method [8] and a more recent projected subgradient method [9] cannot be directly applied since cyclostationarity at the *symbol rate* is no longer available.

Implementation of *chip-rate* zero-forcing (ZF) and minimum mean square error (MMSE) equalisers were proposed in [10]. However, the solution of these receivers rely on the total transmitted signal which is usually associated with low signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR). A more recent attempt to improve tracking performance of a chip receiver that is updated at chip rate was proposed in [11]. The method exploits a code-multiplexed pilot to adapt the chip-rate equaliser. Nevertheless, to attain an optimum solution, the cut-off frequency parameter of the low-pass filter used as an MAI suppressor must be chosen appropriately. Moreover, tentative decisions are obtained by despreading, which requires knowledge of the spreading code of all users in the system [11].

Despreading can be incorporated directly into the equalisation cost function [3], which enables direct estimation of the desired user at the symbol rate and enables the use of pilot or training signal at higher SINRs. The symbol-level equaliser measures the error between the actual and estimated transmitted symbols after despreading at the symbol rate. Typically, the received signal is sampled faster than the chip rate to increase temporal diversity. This leads us to the use of fractionally-chip-spaced equaliser (FSE) at the receiver. A standard stochastic gradient descent (SGD) algorithm can be employed for the adaptation of the equaliser tap. However, its performance heavily depends upon a choice of step-size. The problem was addressed in [12] and [13] in which blind adaptive step-size algorithms were applied in the context of MUD. In addition to the problem of step-size, FSE tap-weights achieved by pilot-based channel estimation cannot be directly applied for the desired

Manuscript received June 26, 2004.

Manuscript revised October 2, 2004.

Final manuscript received November 18, 2004.

[†]The authors are with the Department of Electronic Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok 10530, Thailand.

a) E-mail: peerapol@mut.ac.th

DOI: 10.1093/ietf/fce88-a.3.676

user detection unless a scaling process on the tap-weights is performed [14].

In this paper, we propose a multiple constrained subspace based MUD receiver which utilises the adaptive step-size LMS (AS-LMS) algorithm to improve the performance of the system. In effect, the multiple constrained subspace-based MUD substitutes an MF in the receiver presented in [3]. The projection approximation subspace tracking with deflection (PASTd) algorithm [15] is employed for signal subspace tracking to reduce computational complexity incurred by the conventional singular value decomposition (SVD) technique. The AS-LMS algorithm is incorporated into the equalisation stage in order to automatically adjust the step-size at symbol time. Since the novel algorithm operates by switching between two modes, i.e., training and decision-directed modes, it does not suffer from the problem of SINR drop resulted by the use of shared equaliser as found in the original algorithm [3]. We are aware that blind algorithms proposed in [7] and [9] can substitute an MF as well. However, the derivation of the proposed scheme is based on a multiple constrained technique which is not mentioned in [7] and [9] and performance comparison is therefore invalidated.

The remaining of this paper is organised as follows. In Sect. 2, a mathematical framework of a synchronous long-code downlink multirate DS-CDMA system is formulated. Section 3 presents three linear receivers, particularly an MMSE receiver, the AS-LMS version of the receiver presented in [3] and our proposed receiver. Besides, computational complexity of the novel receiver is addressed. Simulation results are then shown in Sect. 4. Finally, conclusion is drawn in Sect. 5.

1.1 Notations

Throughout this paper, we use bold lower case for vectors, bold upper case for matrices. Also, \otimes denotes the convolution operation, $(\cdot)^T$ denotes transpose and $\lceil \cdot \rceil$ denotes rounding up to the nearest integer.

2. Signal Model

Let us consider a baseband model for CDMA downlink, where a base-station has K symbol-synchronous users. The k th mobile user is assigned an orthogonal Walsh Hadamard code of length N_k , with the all-one code reserved for the pilot. Following this, signals from all users and the pilot are combined and multiplied by a cell-specific long-code sequence. This gives us the long-code downlink multirate CDMA system model as illustrated in Fig. 1, in which a synchronous code division multiplexed signal $r(i)$ for the i th "chip" instant is given by

$$r(i) = s(i) \left(\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M c_k(i - mN_k) b_k(m) + \frac{b_0}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (1)$$

where $s(i)$ is the base-station long scrambling code, $c_k(i)$ is

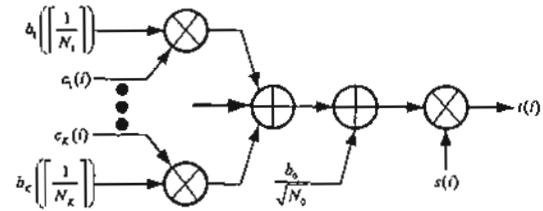


Fig. 1 The downlink multirate CDMA system model for K users with code-multiplexed pilot.

the short spreading code of length N_k for the k th user. Furthermore, $b_k(m)$ is the data symbol for the k th user with window size of M bits and b_0 is the pilot signal with spreading gain N_0 . It is assumed throughout the paper that user 1 is the desired user. Although it is further assumed that all signals and the multipath channels are real-valued, the extension to a complex-system is straightforward and can be conducted without the loss of generality of the present paper.

In practice, the signal reaching each mobile passes through a multipath channel. Here, we consider an FIR channel model with the channel impulse response $\{h(i), i \in \{0, \dots, L_h\}\}$, where L_h is the order of channel. As users in the same base-station are synchronous and go through the same channel, the received signal $r(i)$ is then the convolutional result of the transmitted signal $t(i)$ and the channel $h(i)$, i.e. $r(i) = t(i) \otimes h(i)$. To increase temporal diversity, the received signal is typically sampled at the rate T_F faster than the chip rate T_c , i.e. $T_F = T_c/P$, where $P > 1$ is the oversampling factor. Therefore, we arrive at the fractionally-spaced (FS) received signal $r^{(P)}(i)$ given by

$$r^{(P)}(i) = \sum_j t(j)h(i - jP) + w(i), \quad (2)$$

where $w(i)$ is additive white Gaussian noise (AWGN) with variance σ_w^2 . Note that the time indices n and i are intentionally used to distinguish between the symbol rate and chip rate, respectively. For the sake of convenience, the received signal $r(i)$ is compactly written in a vector-matrix form as

$$r_i = Ht_i + w_i, \quad (3)$$

where r_i is the received signal vector and the convolutional channel matrix

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & \dots & h_{L_h} & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & h_0 & \dots & h_{L_h} \end{bmatrix},$$

$$h_l = [h_l^{(1)}, \dots, h_l^{(P)}]^T, \quad l = 0, \dots, L_h$$

$$t_i = [t(i), \dots, t(i - L_h - L_f)]^T,$$

$$w_i = [w(i), \dots, w(i - P(L_f + 1) + 1)]^T,$$

where $h_l^{(p)}$, $p \in \{1, \dots, P\}$ is the oversampled channel impulse response at l th chip and L_f denotes the order of equaliser f_i which is basically an FIR filter that is used to obtain chip estimator. At the receiver, the tap-weight vector

of f_i is fractionally spaced with P . Therefore, the length $-P(L_f + 1)$ equaliser f_i ,

$$f_i = [f_{i,0}^T, \dots, f_{i,L_f}^T]^T \\ = [f_{i,0}^{(1)}, \dots, f_{i,0}^{(P)}, \dots, f_{i,L_f}^{(1)}, \dots, f_{i,L_f}^{(P)}]^T, \quad (4)$$

is updated every symbol n using the FSE tap-weight input vector $r_{n,i}$ of length $P(L_f + 1)$ written as

$$r_{n,i} = [r(nT_b + iT_c - \tau), r(nT_b + iT_c - \tau + T_F), \dots, \\ r(nT_b + iT_c - \tau + (P(L_f + 1) - 1)T_F)]^T, \quad (5)$$

where τ denotes a delay to input samples that is dependent on the length of the pulse shaping filter.

3. Linear Receivers

In this section, criteria to obtain linear receivers are discussed. Throughout the paper, the terms linear receivers and equalisers are used interchangeably. First, multiuser MMSE receiver that requires both multiuser synchronous training signal and knowledge spreading code of all users is firstly developed. Subsequently, the linear receiver originally presented in [3] is modified such that the fixed step-size LMS algorithm is replaced by an adaptive step-size leading to AS-LMS receiver that updates FSE tap-weights at symbol rate. Note that in what follows, the receiver is referred to as a linear AS-LMS receiver. Finally, the proposed receiver that incorporates a multiple constrained subspace method for MAI suppression, adaptation of FSE based on AS-LMS and two modes operating are introduced. The computational complexity of the proposed receiver is also addressed.

3.1 Multiuser MMSE Receiver

Theoretically, the optimal MMSE equaliser is designed to minimise the MSE criterion

$$J_{\text{MMSE}} = E \left\{ |f_i^T r_i - t(i)|^2 \right\}, \quad (6)$$

where $t(i)$ is the multiuser synchronous signal as defined in (1). Following [10] we assume that $t(i)$ is an i.i.d. random variable. Therefore the MMSE equaliser (f_{MMSE}) is readily given by [10]

$$f_{\text{MMSE}} = \sigma_i^{-2} (\sigma_i^2 H H^H + \sigma_w^2 I)^{-1} H e_v, \quad (7)$$

where

$$\sigma_i^2 = \frac{b_0^2}{N_0} + \sum_{k=1}^K \frac{b_k^2}{N_k}, \quad e_v = [0, \dots, 1, \dots, 0]^T.$$

Training the above MMSE equaliser is not possible unless the knowledge of both training signals and spreading code of all users in system are available [10]. Also, the training process is difficult since the SINR of $t(i)$ is usually low in practice.

3.2 Linear AS-LMS Receiver

An adaptive step-size technique [12], [13] can be applied into the linear adaptive LMS receiver originally proposed in [3]. Adaptation of the algorithm relies upon the pilot (all-one) sequence [3], [14] employed as the training sequence. In [3], [16], it was shown that the equaliser derived from the pilot sequence can also be applied for detection of different users within the same cell. Since all updates are performed every symbol, the tap-weight vector f_i , the adaptive step-size μ_i and the derivative of tap-weight with respect to the step-size are frozen during the symbol interval or at time $i \neq nN + N - 1$. The algorithm attempts to minimise the MSE cost $J_1 = E \{ |e_n|^2 \} = E \{ |b_0 - \hat{b}_n^{(0)}|^2 \}$, with respect to $f_{\text{LMS},i}|_{i=nN+N-1}$, which from now on is compactly written as $f_{\text{LMS},n}$, where f_{LMS} is the LMS equaliser. The bit estimate $\hat{b}_n^{(0)}$ for pilot detection and $\hat{b}_n^{(1)}$ for detection of the desired user are derived after the total of N chip estimates are normalized, summed and resampled again at the bit rate, i.e.

$$\hat{b}_n^{(0)} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_{nN+i}^{(0)} f_{\text{LMS},n}^T r_{n,i}, \quad (8)$$

and

$$\hat{b}_n^{(1)} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_{nN+i}^{(1)} f_{\text{LMS},n}^T r_{n,i}, \quad (9)$$

where $a_{nN+i}^{(0)} = c_0(i) \times s(nN + i)$ and $a_{nN+i}^{(1)} = c_1(i) \times s(nN + i)$ eliminate the effect of spreading code and the scrambling code of the detected bit at every symbol timing. The update equation of f_n at the symbol time n after despreading and descrambling is given by [16]

$$f_{\text{LMS},n+1} = f_{\text{LMS},n} - \mu_n a_{nN+N-1}^{(0)} e_n r_{n,nN+N-1}, \quad (10)$$

where $e_n \triangleq b_0 - \hat{b}_n^{(0)}$. In the adaptive step-size scheme, at each recursion n , the step-size μ_n is updated in a manner that the derivative of the MSE cost J_1 with respect to the step-size $\left. \frac{\partial J_1}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ is minimised [17]. Hence, we arrive at the update equation for the step-size

$$\mu_{n+1} = [\mu_n + \alpha a_{nN+N-1}^{(0)} e_n r_{n,nN+N-1}^T q_n]_{\mu_{-}}^{\mu_{+}}, \quad (11)$$

where α denotes the adaptation parameter and $[\cdot]_{\mu_{-}}^{\mu_{+}}$ denotes truncation to lower and upper step-size limits. Beside, q_n represents $\left. \frac{\partial f_{\text{LMS}}}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu_n}$ and is adapted according to

$$q_{n+1} = [I - \mu_n a_{nN+N-1}^{(0)} r_{n,nN+N-1}^T r_{n,nN+N-1}] q_n \\ + a_{nN+N-1}^{(0)} e_n r_{n,nN+N-1}. \quad (12)$$

3.3 The Proposed Receiver

Figure 2 illustrates the block diagram of the proposed re-

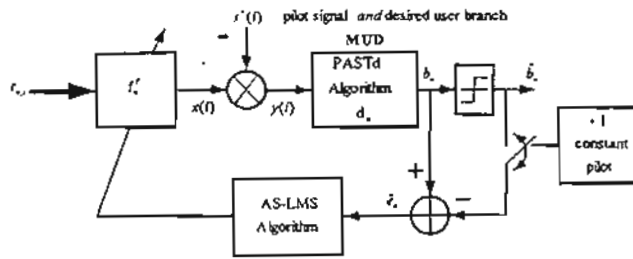


Fig. 2 The proposed subspace-based AS-LMS receiver for CDMA downlink.

ceiver. The AS-LMS equaliser (f_n) is employed to countermeasure the effect of multipath. Following this, the subspace based MUD [8] is applied for MAI suppression. Subspace tracking is achieved via PASTd algorithm [8], [15]. The algorithm not only tracks the signal subspace components of the signal inside the symbol after descrambling but also updates rank of the subspace.

Initially, AS-LMS operates in the training mode, in which it utilises the pilot signal continuously transmitted by the base-station for adaptation. All components, namely the tap-weight vector, the step-size and the relevant derivative of the tap-weight vector, are updated at the symbol rate. After the SINR reaches a certain level, the receiver is switched to the decision-directed mode that detects the desired user using only the knowledge of the spreading code of that user. Detection of pilot signal and the desired user can be achieved by choosing appropriate constraints imposed to the subspace algorithm. Therefore, the proposed algorithm does not suffer from the shared equaliser for both pilot and desired user detection as oppose to the receiver presented in the last sub-section, which is based upon the receiver introduced in [3].

To formulate the algorithm, let us define an MSE cost function as

$$J_2 = E\{|e_n|^2\}, \quad e_n = b_n - \gamma_n, \quad (13)$$

where b_n is a soft decision output obtained from the PASTd algorithm. In addition, γ_n is either a constant +1 pilot signal (training mode) or hard decision output \hat{b}_n (decision-directed mode) from a hard limiter, depending upon the SINR condition at the time instant n . Based on the above MSE cost, adaptation for the chip-rate equaliser tap vector f_n using AS-LMS is obtained as:

$$f_{n+1} = f_n - \mu_n \tilde{e}_n p_n, \quad (14)$$

where $p_n = [d_{n,nN} r_{n,nN} s_{n,nN} + \dots + d_{n,nN+N-1} r_{n,nN+N-1} s_{n,nN+N-1}]^T$. Subsequently, the step-size μ_n is adaptively computed via

$$\mu_{n+1} = [\mu_n + \alpha \tilde{e}_n p_n^T q_n]_{\mu^-}^{\mu^+}, \quad (15)$$

where vector q_{n+1} is given by

$$q_{n+1} = [I - \mu_n p_n p_n^T] q_n + \tilde{e}_n p_n. \quad (16)$$

Equations (14)–(16) are essentially the modified versions of (10)–(12) with the MUD receiver $d_n =$

$[d_{n,nN}, \dots, d_{n,nN+N-1}]^T$ incorporated. Referring to Fig. 2, the chip estimate is readily expressed as

$$x_{n,i} = f_n^T r_{n,i}, \quad (17)$$

where the FSE tap vector $r_{n,i}$ and input vector f_n are given by (4) and (5), respectively. After descrambling by $s^*(i)$ (c.f. Fig. 2), the overlaid scrambling code is removed. Therefore, the subspace method using the PASTd algorithm can be applied because now cyclostationarity is already restored. Following [8], the new d_{n+1} vector is computed via

$$d_{n+1} = U_{n,s} \Lambda_{n,s}^{-1} U_{n,s}^T C \xi = A_n \xi, \quad (18)$$

where $A_n = U_{n,s} \Lambda_{n,s}^{-1} U_{n,s}^T C$ and $\xi = (C^T U_{n,s} \Lambda_{n,s}^{-1} U_{n,s}^T C)^{-1} \beta = (C^T A_n)^{-1} \beta$ and $\beta = [1 \ 1]^T$. Note that the elements of the constraint matrix C are the multiple constraints used in the subspace algorithm depending on the condition of SINR at the time instant n . The matrix $U_{n,s} = [u_{n,0}, \dots, u_{n,K}]$ contains an orthonormal eigenvector of the signal subspace and $\Lambda_{n,s} = \text{diag}[\lambda_{n,0}, \dots, \lambda_{n,K}]$ is a diagonal matrix whose diagonal elements being $K+1$ associated eigenvalues. They are obtained from the decomposition of the autocorrelation matrix of the symbol-rate signal after descrambling $\mathcal{R}_{y,y} \triangleq E\{y_n y_n^T\}$. The PASTd algorithm is employed to track the rank and signal subspace components. Finally, the output estimate can be obtained from the inner product derived after the total of N chip estimations

$$b_n = y_n^T d_n, \quad (19)$$

where $y_n = [f_n^T r_{n,nN} s_{n,nN}, \dots, f_n^T r_{n,nN+N-1} s_{n,nN+N-1}]^T$. The proposed algorithm is summarized in Table 1.

3.3.1 Constraint Matrix C

The operation of the subspace method relies upon the multiple constraint matrix C . If C is appropriately chosen, our proposed receiver coincides with the MMSE receiver presented in Sect. 3.1. To this end, let us rewrite the MSE cost function in Eq. (13) as

$$J_2 = E\{|y_n^T d_n - \gamma|^2\} = E\left\{\left|\sum_{i=0}^{N-1} f_n^T r_{n,nN+i} s_{n,nN+i} d_{n,nN+i} - \gamma\right|^2\right\}. \quad (20)$$

In Appendix A, it is shown that f_n that minimises the above cost function is given by

$$f_n = \frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}} D (\sigma_i^2 H H^T + \sigma_w^2 I)^{-1} H e_n, \quad (21)$$

where $b_{n,k}$ is the data of the k th user at time n and

$$D = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} d_{n,nN+i}}{\|d_n\|^2}.$$

Table 1 The proposed algorithm.

```

FOR  $n = 0, 1, 2, \dots$  DO
  FOR  $i = 1 : N$  DO
     $x_{n,i} = f_n^T r_{n,i}$ 
     $y_{n,i} = x_{n,i} s_{n,i}$ 
     $p_{n,i} = d_{n,i} f_{n,i} s_{n,i}$ 
  END
   $y_n = [y_{n,1}, \dots, y_{n,N}]^T$ 
   $p_n = [p_{n,1}, \dots, p_{n,N}]^T$ 
  FOR  $k = 0 : K$  DO
    Track  $u_{k,n}$  and  $\lambda_{k,n}$  using PASTd algorithm [8], [15].
    Compute the  $N \times 2$  matrix  $A_{k,n} = u_{k,n} \lambda_{k,n}^{-1} u_{k,n}^T C$ .
  END
   $A_n = [A_{n,0} + \dots + A_{n,K}]$ 
   $d_{n+1} = A_n (C^T A_n)^{-1} \beta$ 
   $b_n = y_n^T d_n$ 
  IF  $k = k_0$  THEN
     $\tilde{e}_n = b_n - 1$ 
  ELSE
     $\hat{b}_n = \text{sgn}(b_n)$ 
     $\tilde{e}_n = b_n - \hat{b}_n$ 
  END
   $q_{n+1} = [I - \mu_n p_n p_n^T] q_n + \tilde{e}_n p_n$ 
   $\mu_{n+1} = [\mu_n + \alpha \tilde{e}_n p_n^T q_n]_{\mu}^{+}$ 
   $f_{n+1} = f_n - \mu_n \tilde{e}_n p_n$ 
END

```

Since in the PASTd algorithm a linear constraint $d_n^T c_k = 1$ is imposed and d_n and c_k , $k \in \{0, 1\}$ are colinear, thus we have $\|d_n\|^2 = 1$. From Eq. (21), it is verified that the proposed receiver coincides with the MMSE receiver, i.e. $f_n = f_{\text{MMSE}}$, if and only if

$$D = \sum_{i=0}^{N-1} d_{n,nN+i} = \sigma_i^2 \sqrt{N_k}. \quad (22)$$

In order to make Eq. (22) holds, additional constraint on d_n must be imposed to the subspace decomposition via PASTd algorithm. Therefore, the constraint matrix C becomes [18]

$$C = [c_k \ \sigma_i^2 \sqrt{N_k} \mathbf{1}], \quad (23)$$

where $\mathbf{1} = [1, \dots, 1]^T$ is an all-one vector of length N_k . As the receiver has two modes of operation, particularly training and decision-directed modes, two different constraint matrices are invoked. That is, the constraint matrix

$$C = [c_0 \ \sigma_i^2 \sqrt{N_0} \mathbf{1}] \quad (24)$$

is employed during training mode ($k = 0$), and that the constraint matrix

$$C = [c_1 \ \sigma_i^2 \sqrt{N_1} \mathbf{1}] \quad (25)$$

is used once the receiver is switched to decision-directed mode ($k = 1$), where vector c_0 and c_1 contain the spreading codes of pilot and desired user respectively. Clearly, construction of C according to Eqs. (24) and (25) requires the knowledge of the transmitted signal power σ_i^2 . However, this information is often available or can be estimated in most practical systems. The performance of proposed receiver in (18) depends on the multiple constrained matrix C in Eq. (24) or Eq. (25). The derivation in Appendix B shows that the solution of the proposed subspace MUD algorithm d is identical to the MMSE multiuser detection solution d_{MMSE} .

3.3.2 Computational Complexity

The computational complexity of the proposed architecture is incurred by: 1) the AS-LMS algorithm and 2) the PASTd algorithm. Since calculation of symbol estimates through Eqs. (14)–(17) has the complexity of order $O(NP(L_f + 1))$ and that of the PASTd algorithm is $O(2N(K + 1))$, thus the proposed algorithm possesses the computational complexity of order $O(N(PL_f + 2K + P + 2))$. In practical scenarios, it results in no more than two-fold increase in the complexity as compared to the linear receiver using LMS algorithm [3] and AS-LMS algorithm presented in Sect. 3.2. Note that the complexity of linear receiver using recursive least squares (RLS) algorithm in [3] is of $O(N(P(L_f + 1))^2)$.

4. Simulations

The performance of the proposed receiver is investigated in comparison with the linear AS-LMS receiver (i.e. [3] with adaptive step-size) discussed in Sect. 3.2 and adaptive chip-rate receiver [11]. The receivers were examined in the long-code downlink multirate DS-SSMA system under multipath fading channels. The Walsh-Hadamard code was employed as the user-specific short code and a random code was used for the cell-specific long-code. A fractional sampling factor was two, i.e. $P = 2$. All users propagated through the same four-ray multipath channel. The first ray was assumed to be the dominant path, where the probability of the location of the delay of the last three rays were uniformly distributed over $[0, 10T_c]$ with standard deviation of 0.3. A root-raised cosine (RRC) chip waveform with excess bandwidth of 0.22 was chosen. The additive noise was white Gaussian noise with SNR=20 dB.

4.1 Static Environment

Case 1- Convergence speed:

In this simulation, the system with three active users ($K=2$) was considered. The pilot ($k=0$) and desired user ($k=1$) were equally powered. The interference user ($k=2$) is three dB stronger. The spreading gain for the desired user and interference users were 32 and 64, respectively. An initial step-size μ_0 for the proposed and linear AS-LMS algorithms were chosen as $\mu_0 = 1 \times 10^{-3}$. Moreover, the upper and

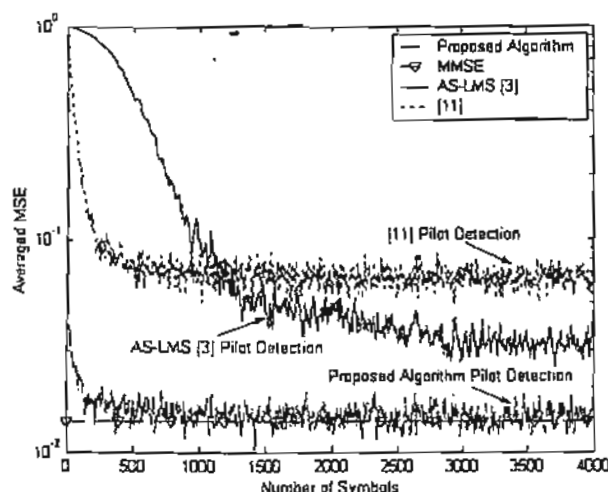


Fig. 3 Averaged MSE's obtained from the proposed, MMSE, AS-LMS and adaptive chip-rate receivers in a static environment.

lower step-size limits μ^+ and μ^- were 10^{-2} and 0, respectively. Also, the adaptation factor α of 1×10^{-4} was selected. The adaptive chip-rate algorithm [11] parameters, μ and ρ (pole location) were chosen through joint optimization, respectively $\mu = 2 \times 10^{-2}$ and $\rho = 0.8$. All algorithms were designed to detect the pilot signal. Figure 3 illustrates an average MSE attained from the algorithms over 50 Monte-Carlo runs. Clearly, the proposed receiver achieves an improvement on the convergence speed over the linear AS-LMS. In particular, while the linear AS-LMS reaches its steady state at $n=3000$, the novel receiver reaches the steady state at $n=1000$ which is the same as that of the adaptive chip-rate receiver [11]. At any rate, the MSE value of the proposed receiver at the steady state is lower than that of the linear AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers. This confirms that the proposed receiver converges to the MMSE receiver. Whereas the linear AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers suffer from large MSEs resulted by the use MF and low-pass filter (LPF).

Case 2: Suppression of MAI in a multirate system:

In this case, the receivers were investigated in a system consisting of multirate users with the following spreading gains: [32 64 128 256 512]. The desired user had spreading gain of 32 and was equally powered to that of the pilot. Two interference users with spreading gains of 64 and 128 were three dB stronger. Other two interference users with spreading gains 256 and 512 were six dB stronger than the desired users. Simulation parameters were identical to those of Case 1. The linear AS-LMS receiver was updated by using pilot sequences. Detection of the desired user was made after despreading by using the spreading code of the desired user (cf. Eq. (9)). The adaptive chip-rate receiver [11] was updated by using pilot sequences at the chip-rate. Detection of the pilot and desired user at the symbol was made after despreading by using the spreading code of the pilot and desired user. At time $n=0$, the proposed receiver was initially started in the training mode to detect the pilot. Then at time

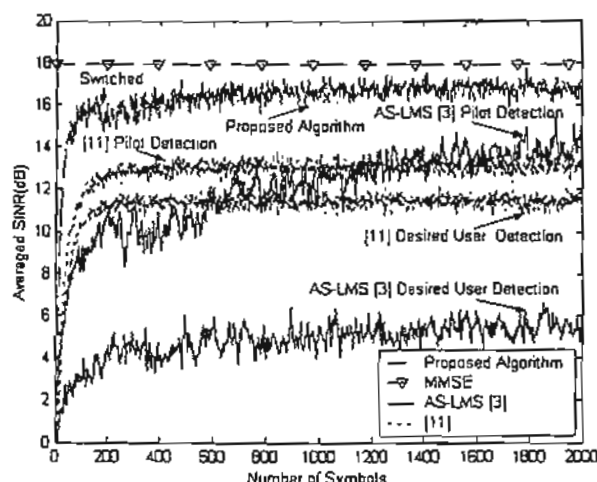


Fig. 4 Averaged SINR's obtained from the proposed, MMSE, AS-LMS and adaptive chip-rate receivers in multirate transmission and under static environment.

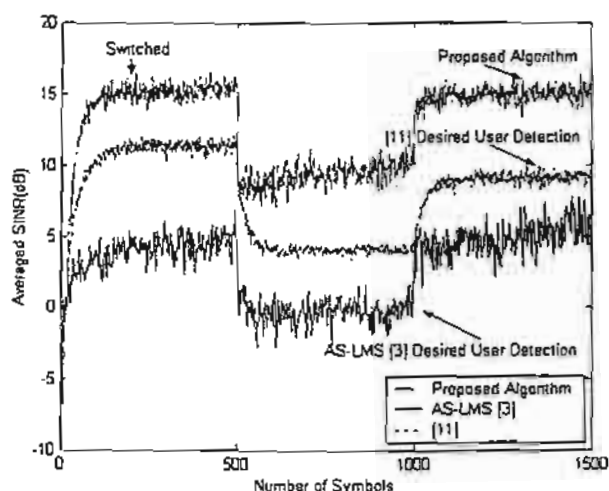


Fig. 5 Averaged SINR's obtained from the proposed, AS-LMS and adaptive chip-rate receivers in sudden arrival of users and non-stationary multipath channel.

$n=200$ the receiver was switched to the decision — directed mode to detect the desired user. Figure 4 illustrates averaged SINR obtained from all receivers over 50 Monte-Carlo runs. Note that the SINRs attained from both pilot and the desired user detections for the AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers are displayed. It is observed that the proposed receiver offers the SINR improvement of approximately five and ten dB in detection of the desired user over the adaptive chip-rate [11] and AS-LMS receivers respectively. Apparently, the performance of the AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers suffer from the SINR drop as a result of the use of the shared equaliser. In addition, performance of the proposed system is still superior to that of the AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers even in the case of the pilot detection.

4.2 Dynamic Environment

Case 1- Effects of new users with strong MAI:

Next simulation aims to compare tracking capability of each receiver in detection of the desired user in a dynamic environment in which the number of users in the channel is time varying. Simulation parameters were identical to those of case 2 at $n=0$. At time $n=500$, five interference users whose spreading gains identical to those of the set of current users, but with nine dB stronger, entered the system. At time $n=1000$, apart from the pilot and the desired user, only one interference user with spreading gain of 32 and power being nine dB stronger still existed in the system. Figure 5 illustrates averaged SINR over 50 Monte-Carlo runs. The proposed receiver responds to the abrupt change of the number of users in strong MAI much better than the linear AS-LMS and the adaptive chip-rate [11] receivers.

5. Conclusions

In this paper, a novel multiple constrained subspace-based receiver has been proposed for multiuser detection in long-code downlink multirate DS-SSMA systems. The receiver relies upon the combination of the subspace method and AS-LMS chip-rate FSE, the adaptation of which is based on training mode and decision-directed mode. It is shown that if the constraint matrices are chosen correctly, the proposed receiver becomes the MMSE receiver. In addition, extensive simulations under non-stationary environment, multipath fading channels and strong MAI were conducted. It has been revealed that the performance of the novel receiver is much superior to that of the existing receivers. Specifically, approximately five dB improvement in SINR over the existing receiver is achieved by the new receiver.

Acknowledgments

This work was supported in part by the Thailand Research Fund (TRF) under grant TRG4680016. The authors would like to thank the anonymous reviewers for their invaluable comments on the original version of the manuscript.

References

- [1] S. Verdú, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, Cambridge, 1998.
- [2] T. Ojanpera and R. Prasad, "An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS," *IEEE Commun. Mag.*, vol.36, no.9, pp.82-95, 1998.
- [3] C.D. Frank, E. Visotsky, and U. Madhow, "Adaptive interference suppression for the downlink of direct sequence CDMA system with long spreading sequence," *J. VLSI Signal Process.*, vol.30, no.1, pp.273-291, Jan. 2002.
- [4] R. Price and J.R. Green, "P.E. A communication technique for multipath channels," *Proc. IRE* 46, pp.555-570, 1958.
- [5] K. Li and H. Liu, "A new blind receiver for downlink DS-SSMA communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol.3, no.7, pp.193-195, July 1999.
- [6] A. Mirbagheri and Y.C. Yoon, "A blind adaptive receiver for interference suppression and multipath reception in long-code DS-SSMA," *Proc. IEEE ICC 2002*, vol.1, pp.242-246, 2002.
- [7] M.L. Honig, U. Madhow, and S. Verdú, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.41, no.4, pp.944-966, 1995.
- [8] X. Wang and V. Poor, "Blind multiuser detection: A subspace approach," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.44, no.2, pp.677-690, July 1998.
- [9] R.L.G. Cavalcante, I. Yamada, and K. Sakaniwa, "A fast blind multiple access interference reduction in DS-SSMA systems based on adaptive projected subgradient method," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E87-A, no.8, pp.1973-1980, Aug. 2004.
- [10] T.P. Krauss and M.D. Zoltowski, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: Comparison to zero-forcing and RAKE," *Proc. IEEE ICASSP 2000*, pp.2865-2868, Istanbul, Turkey, 2000.
- [11] P. Schniter and A.R. Margerets, "Adaptive chip-rate equalization of downlink multirate wideband CDMA," *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, 2002.
- [12] P. Yuvapooranan and J. Chamber, "An adaptive step-size code-constrained minimum output energy receiver for nonstationary CDMA channel," *Proc. IEEE ICASSP 2003*, pp.465-468, 2003.
- [13] S. Pampichai and P. Sirisuk, "On the improvement of blind MOE detector via a posteriori adaptation and adaptive step-size," *Proc. IEEE ISCAS 2003*, pp.460-463, 2003.
- [14] M. Ghosh, "Adaptive chip-equalizers for synchronous DS-SSMA systems with pilot sequence," *IEEE GLOBECOM'01*, vol.16, no.3, pp.3385-3389, 2001.
- [15] B. Yang, "Projection approximation subspace tracking," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.43, no.1, pp.95-107, 1995.
- [16] A. Mirbagheri and Y.C. Yoon, "A linear MMSE receiver for multipath asynchronous random CDMA with chip pulse shaping," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.51, no.5, pp.1072-1086, 2002.
- [17] A. Benveniste, M. Metivier, and P. Priouret, *Adaptive algorithms and stochastic approximation*, Appl. Math., vol.22, Springer-Verlag, New York, 1990.
- [18] T.K. Moon and W.C. Stirling, *Mathematical Method and Algorithms for Signal Processing*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.

Appendix A: Solution of the Proposed Receiver

For the sake of convenience, let us rewrite the cost function in Eq. (20) as

$$J_2 = E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} f_n^T r_{n,nN+i} s_{n,nN+i} d_{n,nN+i} - \gamma \right|^2 \right\}, \quad (A.1)$$

Substituting (3) into (A.1) and taking expectation yields

$$J_2 = E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{N-1} (H t_{n,nN+i} + w_{n,nN+i}) s_{n,nN+i} d_{n,nN+i} - \gamma \right|^2 \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= f_n^T \left[H \left(E \left\{ \frac{t_{n,nN} t_{n,nN}^T}{\sigma_t^2 I} S_{n,nN}^2 d_{n,nN}^2 \right\} \right. \right. \\
&\quad + \dots + E \left\{ \frac{t_{n,nN+N-1} t_{n,nN+N-1}^T}{\sigma_t^2 I} S_{n,nN+N-1}^2 d_{n,nN+N-1}^2 \right\} \left. \right) H^T \\
&\quad + \underbrace{w_{n,nN} w_{n,nN}^T}_{\sigma_w^2 I} S_{n,nN}^2 d_{n,nN}^2 + \dots \\
&\quad + \underbrace{w_{n,nN+N-1} w_{n,nN+N-1}^T}_{\sigma_w^2 I} S_{n,nN+N-1}^2 d_{n,nN+N-1}^2 \left. \right] f_n \\
&\quad - \gamma f_n^T H E \left\{ \frac{t_{n,nN} S_{n,nN} d_{n,nN} + \dots}{\frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{t_{n,nN+N-1} S_{n,nN+N-1} d_{n,nN+N-1}}{\frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}}} \right\} \\
&\quad - \gamma E \left\{ \frac{t_{n,nN} S_{n,nN} d_{n,nN} + \dots}{\frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{t_{n,nN+N-1} S_{n,nN+N-1} d_{n,nN+N-1}}{\frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}}} \right\} H^T f_n + |\gamma|^2 \\
&= f_n^T \left[\sum_{i=0}^{N-1} \frac{d_{n,nN+i}^2}{\|d_n\|^2} (\sigma_t^2 H H^T + \sigma_w^2 I) \right] f_n \\
&\quad - \gamma \frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}} \sum_{i=0}^{N-1} d_{n,nN+i} (f_n^T H \epsilon_v - \epsilon_v^T H^T f_n) + |\gamma|^2.
\end{aligned} \tag{A.2}$$

Taking the gradient of (A.2) with respect to f_n and setting the result to zero gives us

$$\begin{aligned}
\nabla_{f_n}(J_2) &= \|d_n\|^2 (\sigma_t^2 H H^T + \sigma_w^2 I) f_n \\
&\quad - \gamma \frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}} \left(\sum_{i=0}^{N-1} d_{n,nN+i} \right) H \epsilon_v = 0,
\end{aligned} \tag{A.3}$$

where $d_n = [d_{n,nN}, \dots, d_{n,nN+N-1}]$. Solving (A.3) for f_n , we finally obtain

$$f_n = \gamma \frac{b_{n,k}}{\sqrt{N_k}} \frac{\left(\sum_{i=0}^{N-1} d_{n,nN+i} \right)}{\|d_n\|^2} (\sigma_t^2 H H^T + \sigma_w^2 I)^{-1} H \epsilon_v. \tag{A.4}$$

Appendix B: Derivation of Proposed Multiple Constrained Subspace MUD and MMSE MUD Solutions

The solution for subspace method is given by minimising the constrained MOE criterion, i.e.

$$d = \arg \min_d d^T \mathcal{R}_{y,y} d \quad \text{subject to} \quad d^T C = \beta, \tag{A.5}$$

where

$$\mathcal{R}_{y,y} = E\{yy^T\} = U_s \Lambda_s U_s^T + U_w \Lambda_w U_w^T.$$

By setting the Lagrange cost function

$$J(d) = d^T \mathcal{R}_{y,y} d - 2(d^T C - \beta) \xi, \tag{A.6}$$

the solution is obtained by setting $\nabla_d J(d) = 0$ as

$$d = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^T C \xi. \tag{A.7}$$

where the Lagrange multiplier ξ is obtained as [17]

$$\xi = (C^T U_s \Lambda_s^{-1} U_s^T C)^{-1} \beta. \tag{A.8}$$

Likewise, the solution for MMSE MUD is given by minimising the constrained MMSE criterion, i.e. [8]

$$\begin{aligned}
d_{\text{MMSE}} &= \arg \min_d E \left\{ |A_1 b_1 - d_{\text{MMSE}}^T y|^2 \right\} \\
&\quad \text{subject to} \quad d_{\text{MMSE}}^T C = \beta.
\end{aligned} \tag{A.9}$$

In a fashion to the above Lagrangian method, we arrive at

$$\begin{aligned}
\tilde{J}_{\text{MMSE}}(d_{\text{MMSE}}) &= d_{\text{MMSE}}^T E\{yy^T\} d_{\text{MMSE}} - 2A_1 d_{\text{MMSE}}^T \underbrace{E\{b_1 y\}}_{c_1} \\
&\quad + A_1^2 - 2(d_{\text{MMSE}}^T C - \beta^T) \xi.
\end{aligned} \tag{A.10}$$

The solution is obtained by setting $\nabla_d \tilde{J}_{\text{MMSE}}(d_{\text{MMSE}}) = 0$

$$d_{\text{MMSE}} = U_s \Lambda_s^{-1} U_s^T C \xi, \tag{A.11}$$

where

$$\xi = [(A_1 + \xi_1) \quad \xi_2]^T.$$

Since $d_{\text{MMSE}}^T C = \beta$, we arrive at

$$\xi = (C^T U_s \Lambda_s^{-1} U_s^T C)^{-1} \beta. \tag{A.12}$$

Therefore, the proposed multiple constrained subspace MUD coincides with the MMSE MUD.



Samphan Phrompichai received the B.E. degree in Electrical Engineering from Mahanakorn University of Technology in 1996, and the M.E. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 1999. He is currently working towards the Ph.D. degree in Electrical Engineering at Mahanakorn University of Technology. His general research interests include digital communication, adaptive signal processing and multiuser detection.



Peerapol Yuvapoositanon received the Ph.D. degree in Electrical and Electronic Engineering from Imperial College, London, U.K. in 2002. He is currently a lecturer at Dept. of Electronic Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok. His research interests include adaptive signal processing, multiuser detection and signal processing for communications.



Phaophak Sirisuk received B.Eng. in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 1992, and M.Sc. and Ph.D. from Imperial College of Science, Technology and Medicine in 1994 and 2000 respectively. Since 1992 he has been with Mahanakorn University of Technology (MUT), Bangkok, Thailand, where he currently serves as the head of Computer Engineering Department. Besides, he is a research scientist at Thai-Paht Satellite Research Centre also

MUT. His research interest includes digital signal processing, adaptive filtering, integrated circuit design and intelligent control.