

## รายการอ้างอิง

- [1] T. Ojanpera and R. Prasad. Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications. (n.p.): Artech House, 1998.
- [2] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Schilling. "Spread Spectrum for Mobile Communications." IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No. 2, pp. 313-322, May 1991.
- [3] W. C. Y. Lee. "Overview of Cellular CDMA." IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No. 2, pp. 291-302, May 1991.
- [4] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr. and C. E. Wheatley III. "On the Capacity of a Cellular CDMA System." IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [5] S. Verdu. Multiuser Detection. (Cambridge, UK): Cambridge University Press, 1998.
- [6] S. Moshavi. "Multiuser Detection for DS-CDMA Communications." IEEE Communication Magazine, pp. 124-134, Oct. 1996.
- [7] G. Woodward and B. S. Vucetic. "Adaptive Detection for DS-CDMA." Proceeding of the IEEE, Vol. 86, No. 7, pp. 1413-1434, July 1998.
- [8] A. Duel-Hallen, J. Holtzman and Z. Zvonar. "Multiuser Detection for CDMA Systems." IEEE Personal Communications, pp. 46-58, Apr. 1995.
- [9] T. Ojanpera. "Overview of Multiuser Detection/Interference Cancellation for DS-CDMA." ICPWP, pp. 115-119, 1997.
- [10] R. M. Buehrer, N. S. Correal and B. D. Woerner. "A Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA." GLOBECOMM, pp. 1571-1577, 1996.
- [11] R. M. Buehrer, A. Kaul, S. Striglis and B. D. Woerner. "Analysis of DS-CDMA Parallel Interference Cancellation with Phase and Timing Errors." IEEE J. Select Areas Commun., Vol. 14, No. 8, pp. 1522-1535, Oct. 1996.
- [12] S. D. Gray, M. Kocic and D. Brady. "Multiuser Detection in Mismatched Multiple-Access Channels." IEEE Trans. Commun., Vol. 43, No. 12, pp. 3080-3089, Oct. 1995.

- [13] M. K. Varanasi and B. Aazhang. "Near-Optimum Detection in Synchronous Code-Division Multiple-Access Systems." IEEE Trans. Commun., Vol. 39, No. 5, pp. 725-736, May 1991.
- [14] B. Zhu, N. Ansari and Z. Siveski. "Convergence and Stability Analysis of a Synchronous Adaptive CDMA Receivers." IEEE Trans. Commun., Vol. 43, No. 12, pp. 3073-3079, Dec. 1995.
- [15] Y. Bar-Ness, Z. Siveski and D. W. Chen. "Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancellation in Synchronous CDMA Communications Systems." IEEE ISSSTA, pp. 162-166, 1994.
- [16] W. Chen and M. A. Do. "A Novel Adaptive Two-Stage Detector for Synchronous DS-CDMA Communication Systems." IEEE ISCE, pp. 194-197, 1997.
- [17] Y. Bar-Ness. "Recent Results on Adaptive Multiuser Signal Separation in CDMA: Important Steps in Meeting the Needs of Third-Generation Wireless Comm. Systems." IEEE ICPWC, pp.108-115, 1996.
- [18] N. B. Mandayam and S. Verdu. "Analysis of an Approximate Decorrelating Detector." the 33th Annual Allerton Conf. On Commun., Control and Computing, Allerton, IL, pp. 1042-1053, Oct. 1995.
- [19] M. K. Varanasi and B. Aazhang. "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple Access Communications." IEEE Trans. Commun., Vol. 38, No. 4, pp. 509-519, Apr. 1990.
- [20] J. G. Proakis. Digital Communications. (n.p.): Mc-GrawHill, 3<sup>rd</sup> Edition, 1998.
- [21] M. J. Juntti, B. Aazhng and J. O. Lilleberg. "Iterative Implementation of Linear Multiuser Detection for Dynamic Asynchronous CDMA Systems." IEEE Trans. Commun., Vol. 46, No. 4, Apr. 1998.
- [22] S. Haykin. Adaptive Filter Theory. (NJ, USA): Prentice-Hall ,Inc., 3<sup>rd</sup> Edition, 1996.
- [23] ณที ประภาวงษ์. การตัดสินใจถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับแบบการขจัดการแทรกสอดบางส่วนในระบบซีดีเอ็มเอหลายอัตราโดยใช้ค่าความแปรปรวนจากสัญญาณขาออกของแมตซ์ฟิลเตอร์ (Weight Factor Decision in Partial Interference Cancellation Receiver in Multirate CDMA System using Variance from Matched Filter Output). วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโทบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.



ภาคผนวก

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์อัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์,  
แบบดีคอร์ดรีเลเตอร์ และแบบ ADC ในช่องสัญญาณชิงโครนัส

กำหนดให้ช่องสัญญาณที่พิจารณาเป็นช่องสัญญาณชิงโครนัสแบบ AWGN ที่ไม่มีผลของเฟดดิ้งแบบหลายวิถี, ไม่คำนึงถึงสัญญาณแทรกสอดระหว่างเซลล์ และสมมติให้ในเซลล์มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ K คน

## ก1 เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์

สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้คนที่ k แสดงได้ดังสมการที่ (2.3) ซึ่งนำมาเขียนอีกครั้งดังสมการที่ (ก1)

$$\begin{aligned}
 x_k &= \frac{1}{T_b} \int^{T_b} r(t) s_k(t) \\
 &= A_k b_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \rho_{ki} A_i b_i + \frac{1}{T_b} \int^{T_b} n(t) s_k(t) \\
 &= A_k b_k + MAI_k + n_k
 \end{aligned} \tag{ก1}$$

จาก [5] อัตราบิดผิดพลาด ของผู้ใช้คนที่ k สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (ก2)

$$\begin{aligned}
 BER_k^{MF}(\sigma) &= P[b_k = +1]P[x_k < 0 | b_k = +1] \\
 &\quad + P[b_k = -1]P[x_k > 0 | b_k = -1] \\
 &= \frac{1}{2} P\left[n_k > A_k - \sum_{i \neq k} \rho_{ki} A_i b_i\right] + \frac{1}{2} P\left[n_k < -A_k - \sum_{i \neq k} \rho_{ki} A_i b_i\right]
 \end{aligned} \tag{ก2}$$

โดย  $\sigma$ ,  $P[A]$  และ  $P[A | B]$  เป็นส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation) ของสัญญาณรบกวน, ความน่าจะเป็นที่จะเกิดเหตุการณ์ A และความน่าจะเป็นที่จะเกิดเหตุการณ์ A เมื่อกำหนดเหตุการณ์ B ตามลำดับ และเนื่องจากความน่าจะเป็นที่จะเกิดการตัดสินใจผิดพลาดทั้ง 2 กรณีในสมการที่ (ก2) มีค่าเท่ากัน ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (ก2) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{BER}_k^{\text{MF}}(\sigma) &= P\left[n_k > A_k - \sum_{i \neq k} \rho_{ki} A_i b_i\right] \\ &= \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{e_1 \in \{\pm 1\}} \cdots \sum_{e_{i \neq k} \in \{\pm 1\}} \cdots \sum_{e_k \in \{\pm 1\}} Q\left(\frac{A_k}{\sigma} + \sum_{i \neq k} e_i \frac{A_i}{\sigma} \rho_{ki}\right) \end{aligned} \quad (ก3)$$

ในที่นี้  $Q$  เป็น Complementary Gaussian Cumulative Distribution Function ซึ่งถูกนิยามดังสมการที่ (ก4)

$$Q(x) \equiv \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt \quad (ก4)$$

ความซับซ้อนของการคำนวณค่าอัตราบิดผิดพลาดตามสมการที่ (ก3) จะเพิ่มขึ้นอย่างเอกซ์โพเนนเชียลตามจำนวนผู้ใช้ ดังนั้นจึงประมาณสมการที่ (ก3) โดยการแทน  $\sum_{i \neq k} \rho_{ki} A_i b_i$  ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไบนอมิเยล (Binomial Random Variable) ด้วยตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Random Variable) ที่มีความแปรปรวนเท่ากัน โดยจะประมาณสมการที่ (ก3) ได้ดังนี้

$$\tilde{\text{BER}}_k^{\text{MF}}(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2 + \sum_{i \neq k} \rho_{ki}^2 A_i^2}}\right) \quad (ก5)$$

## ก2 เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลเตอร์

จากสมการที่ (2.17) ซึ่งนำมาเขียนอีกครั้งดังสมการที่ (ก6)

$$\mathbf{z}^{\text{DC}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \quad (ก6)$$

พบว่าสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลเตอร์ของผู้ใช้คนที่  $k$  จะประกอบด้วยส่วนที่เป็นบิตข้อมูลซึ่งต้องการจะดีเทกต์ และสัญญาณรบกวนซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และความแปรปรวนเท่ากับสมาชิกที่  $kk$  ของเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม  $\sigma^2 \mathbf{R}^{-1}$  เท่านั้น ดังนั้นโดยสมมติว่าสามารถหาอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม  $\mathbf{R}$  ได้จะแสดงอัตราบิดผิดพลาดของผู้ใช้คนที่  $k$  ได้ดังสมการที่ (ก7) [5]

$$\text{BER}_k^{\text{DC}}(\sigma) = \mathbf{Q}\left(\frac{A_k}{\sigma\sqrt{(\mathbf{R}^{-1})_{kk}}}\right) \quad (\text{ก7})$$

โดยที่  $(\mathbf{R}^{-1})_{kk}$  คือสมาชิกที่  $kk$  ของอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม

### ก 3 เครื่องรับแบบ ADC

จากอัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ที่ได้ในสมการที่ (ก5) พบว่าอัตราบิดผิดพลาดดังกล่าวเป็นฟังก์ชัน (Function) ของอัตราส่วนของสัญญาณต่อผลรวมของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน (Signal to Interference plus Noise Ratio) และเนื่องจากเครื่องรับแบบดิคอรรีเลเตอร์สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้อย่างสมบูรณ์แต่มีข้อเสียที่สัญญาณรบกวนที่ผ่านเครื่องรับแบบนี้จะมีกำลังสูงขึ้น ซึ่งเห็นได้จากสมการที่ (ก7) ว่า อัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบดิคอรรีเลเตอร์จะเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ถูกลบขยายนั่นเอง จากข้อสังเกตดังกล่าวและเนื่องจากค่าประมาณของอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้อย่างสมบูรณ์ ในที่นี้จึงจะประมาณอัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบ ADC สำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  ให้เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนของสัญญาณต่อผลรวมของสัญญาณแทรกสอดตกค้าง ( $\text{MAI}_k^{\text{ADC}}$ ) และสัญญาณรบกวน ( $\sigma_k^{\text{ADC}}$ ) จากเครื่องรับแบบ ADC ดังแสดงในสมการที่ (ก8)

$$\text{BER}_k^{\text{ADC}}(\sigma) = \mathbf{Q}\left(\frac{A_k}{\sqrt{(\sigma_k^{\text{ADC}})^2 + \text{MAI}_k^{\text{ADC}}}}\right) \quad (\text{ก8})$$

โดยจากสมการของค่าประมาณของอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบ ADC ตามสมการที่ (2.23) และ (2.24) ซึ่งยกมาเขียนอีกครั้งดังสมการที่ (ก9) และ (ก10) ตามลำดับ

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \mathbf{I} - \mathbf{D} = \mathbf{R}_{\text{App}}^{-1} \quad (\text{ก9})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{z}^{\text{ADC}} &= \mathbf{R}_{\text{App}}^{-1} \mathbf{x} \\ &= \mathbf{R}_{\text{App}}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{a} \mathbf{b} + \mathbf{R}_{\text{App}}^{-1} \mathbf{n} \\ &= \mathbf{R}_{\text{App}}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{a} \mathbf{b} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad (\text{ก10})$$

$$\text{เมื่อ } \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & 0 & \cdots & \rho_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

จะสามารถแสดงกำลังของสัญญาณแทรกสอดตกค้างในสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบ ADC ของผู้ใช้คนที่  $k$  เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนได้ดังสมการที่ (ก11)

$$MAI_k^{ADC} = E \left\{ \left( \sum_{j \neq k} A_j b_j \mathbf{s}_j^T \left[ \mathbf{s}_k - \sum_{i \neq k} \rho_{ki} \mathbf{s}_i \right] \right)^2 \right\} \quad (\text{ก11})$$

เนื่องจาก

- 1) รหัสแ่งที่ใช้เป็น Gold Code ที่มี Processing Gain เท่ากับ 31 ดังนั้น

$$\rho_{ki} = \begin{cases} 1, & i = k \\ -\frac{1}{31}, & i \neq k \end{cases}$$

- 2)  $E\{b_i\} = 0, i = 1, 2, \dots, K$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} MAI_k^{ADC} &= E \left\{ \left( \sum_{j \neq k} A_j b_j \left[ \frac{-1}{31} + \frac{1}{31} \sum_{i \neq k} \mathbf{s}_j^T \mathbf{s}_i \right] \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left( \sum_{j \neq k} A_j b_j \left[ \frac{-1}{31} + \frac{1}{31} \left( 1 - \frac{K-2}{31} \right) \right] \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left( \sum_{j \neq k} A_j b_j \frac{2-K}{31^2} \right)^2 \right\} \\ &= \sum_{j \neq k} A_j^2 \left( \frac{2-K}{31^2} \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{ก12})$$

จากสมการที่ (ก10) พบว่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนในสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  ซึ่งออกจากเครื่องรับแบบ ADC สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (ก13)

$$\sigma_k^{\text{ADC}} = \sqrt{\sigma^2 [\mathbf{R}_{\text{App}}^{-1}]_{kk}} \quad (\text{ก13})$$

เมื่อ  $[\mathbf{A}]_{ij}$  คือสมาชิกที่  $ij$  ของเมตริกซ์  $\mathbf{A}$  ใดๆ

จากผลที่ได้ในสมการที่ (ก12) และสมการที่ (ก13) อัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบ ADC สำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  ตามสมการที่ (ก8) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\tilde{\text{BER}}_k^{\text{ADC}}(\sigma) = \mathbf{Q} \left( \frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2 [\mathbf{R}_{\text{App}}^{-1}]_{kk} + \sum_{j \neq k} A_j^2 \left( \frac{2-K}{31^2} \right)^2}} \right) \quad (\text{ก14})$$

จะสังเกตได้ว่า การประมาณอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามตามสมการที่ (ก9) ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้เท่ากับ 2 คนจะให้ค่าที่เท่ากับค่าอินเวอร์สจริงของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม ซึ่งสอดคล้องตามสมการที่ (ก14) กล่าวคือ เมื่อผู้ใช้เท่ากับ 2 คน สัญญาณแทรกสอดตกค้างในสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  ซึ่งออกจากเครื่องรับแบบ ADC จะเท่ากับ 0 นอกจากนั้นยังพบด้วยว่าค่าในแนวเส้นทแยงมุมหลักของเมตริกซ์  $\mathbf{R}_{\text{App}}^{-1}$  จะเท่ากับ 1 เสมอ จึงทำให้ไม่เกิดการขยายสัญญาณรบกวนดังเช่นเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลเตอร์

ผลจากการประมาณอัตราบิดผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์, แบบดีคอร์ดรีเลเตอร์ และแบบ ADC ตามสมการที่ (ก5), (ก7) และ (ก14) ตามลำดับในกรณีที่มีผู้ใช้เท่ากับ 30 คนและมีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ ถูกนำไปแสดงไว้ในรูปที่ 4.11 ของบทที่ 4 ผลการวิจัย

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## ภาคผนวก ข

ตารางที่ ข1 Gold code ความยาว 31 ชิปที่ใช้ในการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ [23]

Gold code	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31		
1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1			
2	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1			
3	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1		
4	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1		
5	1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1		
6	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1		
7	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1		
8	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	
9	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1		
10	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1		
11	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1		
12	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	
13	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	
14	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	
15	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	
16	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	
17	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	
18	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1
19	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	
20	-1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	
21	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	
22	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	
23	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	
24	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	
25	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	
26	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	
27	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	
28	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	
29	-1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	
30	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	
31	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	

โปรแกรมสร้าง Gold code ความยาว 31 บิต [23]

```

function gold seq = Gold_code;
global gold_seq
    connections1=[1 0 1 0 0];
    connections2=[1 1 1 0 1];
    sequence1=ss_mlsrs(connections1);
    sequence2=ss_mlsrs(connections2);
    L=2^length(connections1)-1;
for shift_amount=0:L-1,
    temp=[sequence2(shift_amount+1:L) sequence2(1:shift_amount)];
    gold_seq(shift_amount+1,d=(sequence1+temp)-floor((sequence1+temp)/2).*2;
end;
for l=1:length(gold_seq)
    for j=1:length(gold_seq(1,d),
        if gold_seq(l,j)==0,
            gold_seq(l,j)=-1;
        else gold_seq(l,j)=1;
        end;
    end;
end;

function [seq]=ss_mlsrs(connections);
global seq
    m=length(connections);
    L=2^m-1;
    registers=[zeros(1,m-1) 1];
    seq(1)=registers(m);
for l=2:L,
    new_reg_cont(1)=connections(1)*seq(l-1);
    for j=2:m,
        new_reg_cont(j)=registers(j-1)+connections(j)*seq(l-1);
    end;
    registers=new_reg_cont;
    seq(l)=registers(m);
end;

%%%%%%%%END%%%%%%%%

```

ตารางที่ ข2 ค่าการประวิง (ซีป) ของผู้ใช้ในกรณีห้องสัญญาณอะซิงโครนัส

จำนวน ผู้ใช้	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
1	0																														
5	0	5	5	15	16																										
10	0	5	5	9	11	12	15	16	22	27																					
15	0	5	5	7	8	9	11	12	15	16	19	20	22	27	30																
20	0	1	5	5	5	7	8	8	9	11	12	15	16	19	20	20	21	22	27	30											
25	0	1	1	3	4	5	5	5	6	7	8	8	9	11	12	15	16	19	20	20	21	22	26	27	30						
30	0	1	1	1	3	4	5	5	5	6	7	8	8	9	9	11	12	12	15	16	17	19	20	20	21	22	23	26	27	30	

ตารางที่ ข3 ค่าช่วงก้าวของเครื่องรับแบบ BA\_PIC ในกรณีห้องสัญญาณซิงโครนัส ที่ใช้ในการ  
จำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์

จำนวนผู้ใช้	MOE_BA_PIC ( x 10 <sup>-3</sup> )		VOE_BA_PIC ( x 10 <sup>-3</sup> )	
	DC	ADC	DC	ADC
5	1	1	1	1
10	1	1	1	1
15	1	1	1	1
20	1	1	1	1
25	1	1	1	1
30	1	1	1	1

ตารางที่ ข4 ค่าช่วงก้าวของเครื่องรับแบบ BA\_PIC ในกรณีห้องสัญญาณอะซิงโครนัส ที่ใช้ในการ  
จำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์

จำนวนผู้ใช้	MOE_BA_PIC ( x 10 <sup>-3</sup> )		VOE_BA_PIC ( x 10 <sup>-3</sup> )	
	DC	ADC	DC	ADC
5	1	1	1	1
10	1	1	1	1
15	1	1	1	0.1
20	1	1	0.4	0.4
25	1	1	0.2	0.2
30	1	1	0.07	0.07

ตารางที่ ข5 ค่าช่วงก้าวของเครื่องรับแบบ BA\_PIC อุดมคติ ในกรณีช่องสัญญาณอะซิงโครนัส ที่ใช้ในการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์

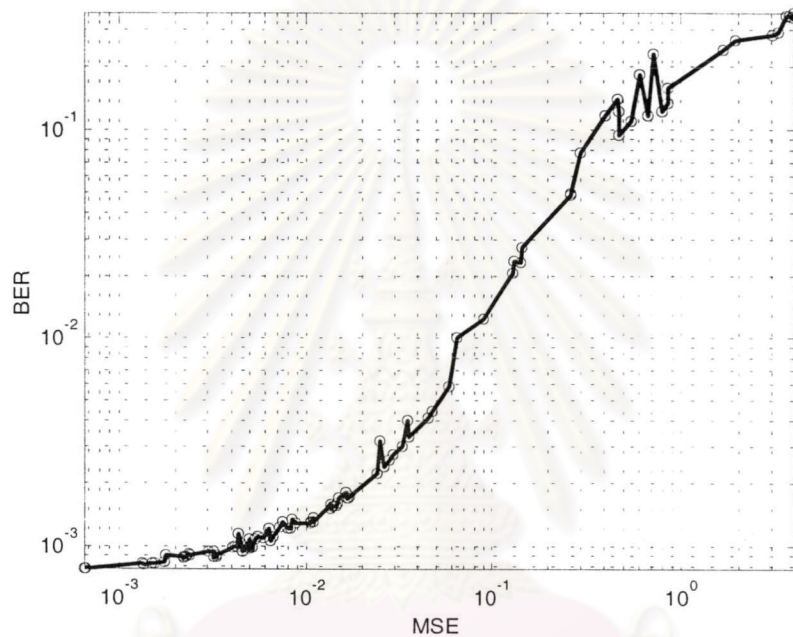
จำนวนผู้ใช้	MOE_BA_PIC ( $\times 10^{-3}$ )	VOE_BA_PIC ( $\times 10^{-3}$ )
5	1	1
10	1	1
15	1	1
20	1	0.6
25	1	0.6
30	1	0.3



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตผิดพลาด และ ค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองในการประมาณสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับแบบ BA\_PIC ที่พลังงานเฉลี่ยต่อบิตต่อความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 7 dB



รูปที่ ค1 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตผิดพลาด และ ค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองในการประมาณสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับแบบ BA\_PIC ที่พลังงานเฉลี่ยต่อบิตต่อความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 7 dB

จากรูปที่ ค1 พบว่าเมื่อค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองในการประมาณสัญญาณแทรกสอดอยู่ในอันดับ (Order)  $10^{-3}$  อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ BA\_PIC จะเพิ่มตามค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองที่เพิ่มขึ้นไม่มากนัก แต่เมื่อค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองอยู่ในอันดับ  $10^{-2}$  ถึง  $10^{-1}$  พบว่าจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอัตราบิตผิดพลาดสูงขึ้น โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงของอัตราบิตผิดพลาดตามค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองจะเริ่มลดลงเมื่อค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองอยู่ในอันดับ  $10^0$

## บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่แล้ว

บทความทางวิชาการจากงานประชุมทางวิชาการ The 6<sup>th</sup> CDMA International Conference ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 30 ตุลาคม ถึงวันที่ 2 พฤศจิกายน พ.ศ. 2544 ที่ Sheraton Walker Hill Hotel & Tower, กรุงเทพฯ ประเทศเกาหลีใต้



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# A Blind Adaptive Parallel Interference Cancellation Receiver Using Minimization of Variance of Output Energy in Synchronous DS-CDMA Communication Systems

*Rathapon Saruthirathanaworakun and Watit Benjapolakul*

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University,  
Phayatai Rd., Pathumwan, Bangkok 10330, THAILAND  
Phone: +66-2-218-6902, Fax: +66-2-218-6912  
E\_mail: watit@ee.eng.chula.ac.th

## ABSTRACT

In this paper, a new objective function for Blind Adaptive Parallel Interference Cancellation (BA-PIC) Receiver is proposed. Instead of the Mean of Output Energy (MOE) of the receiver, the receiver's Variance of Output Energy (VOE) is used as the new objective function for receiver-weight-control criterion; which is a kind of Steepest Descent Algorithm (SDA). It is obviously seen from simulation results that the BA-PIC receiver with the proposed objective function can achieve lower Bit Error Rate (BER) than the conventional receiver (Matched Filter), the decorrelating receiver and the BA-PIC receiver that utilizes the MOE as the objective function. It is also found that the transient behavior of the proposed receiver is superior to that of the one using the MOE as the objective function.

**Keywords:** DS-CDMA, Blind Adaptive Parallel Interference Cancellation, Variance of Output Energy (VOE)

## 1. INTRODUCTION

Code Division Multiple Access (CDMA), now, is considered to be one of the promising multiple access methods proposed for mobile communication systems. There are several kinds of CDMA schemes; i.e. Frequency Hopping CDMA (FH-CDMA), Time Hopping CDMA (TH-CDMA) and Direct Sequence CDMA (DS-CDMA) [1]. However, the most popular, that has already been commercially exploited, is DS-CDMA because of its high potential capacity and other desirable merits; such as unity frequency reuse factor, resistance to multipath fading and soft handoff capability, etc. [2][3][4].

In DS-CDMA, instead of an orthogonal frequency band; as in Frequency Division Multiple Access (FDMA), or an orthogonal time slot; as in Time Division Multiple Access (TDMA), each user is multiplied by a distinct code. Hence the received signal at the receiver is the sum of all users' signal, which overlaps in frequency and time. The performance and capacity of the conventional DS-CDMA system, using a Matched Filter (MF) that treats other users' signal as Additive White Gaussian Noise (AWGN), is limited by Multiple Access Interference (MAI) arises from the non-zero cross-correlations existing among active users. Especially in near-far situation which comparatively weak users are interfered by strong users, the detected informations of those weak users are unreliable.

Verdu [5] proposed an optimum receiver that counts for the existence of other active users in the system. In spite of the high performance of this receiver, unfortunately, its complexity increases exponentially with the number of users and thus its implementation is impractical.

As a result, the following researches in this area are focus on finding sub-optimal receivers that are feasible to implement. Among those is a DeCorrelating (DC) receiver proposed by Lupas and Verdu [5]. Although the DC receiver has many advantages, such as the MAI free output, the optimum near-far resistance and no need to estimate the received signal amplitude, its two major drawbacks are the need to calculate the inverse of correlation matrix and the enhancement of noise. Varanasi and Aazhang proposed multi-stage receiver, called Parallel Interference Cancellation receiver (PIC), with the MF [6] or the DC receiver [7] at the first stage and the other stages use the tentative decisions and amplitude estimations to cancel the interfering signal from the MF's output.

The two-stage blind adaptive versions of [7] that has blind adaptive canceller, and having no need to estimate the received signal amplitude, at the second stage are proposed in [8] using Mean of Output Energy (MOE) as the objective function of the Steepest Descent Algorithm or in [9] using Bootstrapped Decorrelating Algorithm for controlling the adaptive-canceller weights. The receivers in [8] (MOE-DC-BA-PIC) and [9] have a better performance than the MF and DC receiver, especially in high interfering signals situation (receiver in [8] has slightly better performance than receiver in [9]). Due to the aforementioned complexity of DC, Chen and Do [10] proposed to use an Approximate DeCorrelating (ADC) receiver [11] instead of the DC receiver (MOE-ADC-BA-PIC) while the other components of the receiver are the same as the MOE-DC-BA-PIC receiver's. It is found that the MOE-ADC-BA-PIC receiver can achieve the same performance as that of MOE-DC-BA-PIC receiver, especially when the interfering level is high. However, it is found that when the number of users increases, the Bit Error Rate (BER) of the MOE-ADC-BA-PIC receiver increases rather dramatically. Besides, the convergent rate of this receiver is quite slow.

In this paper, the Variance of Output Energy (VOE) of the receiver is proposed as another objective function instead of the MOE used in the MOE-DC-BA-PIC and MOE-ADC-BA-PIC receivers. It is obviously seen, from the simulation results, that the proposed receiver, VOE-ADC-BA-PIC, gives better performance than that of the

MOE-ADC-BA-PIC receiver not only in BER aspect but also in transient behavior aspect.

This paper is organized as follows. In section 2, the system model is presented. The Blind Adaptive PIC (BA-PIC) is described in section 3. The simulation results and conclusions are presented in section 4 and section 5, respectively.

## 2. SYSTEM MODEL

Assuming that there are  $K$  users in a synchronous single-path Binary Phase Shift Keying (BPSK) uplink DS-CDMA channel and there are no intercell interference, the baseband received signal,  $r(t)$ , can be expressed as

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (1)$$

where  $A_k$  is the received amplitude of the  $k$ -th user,  $b_k \in \{-1, +1\}$ ;  $E\{b_k\} = 0$ , is the  $k$ -th user's data bit,  $s_k(t)$  is the  $k$ -th user signature waveform which is equal to zero outside the interval  $[0, T_b]$ ; where  $T_b$  is bit interval, and  $n(t)$  is Additive White Gaussian Noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma^2$ .

### 2.1 Matched Filter (MF)

The sampled outputs of the bank of  $K$  MFs can be expressed in the vector form as

$$\underline{x} = \mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b} + \underline{n} \quad (2)$$

where  $\underline{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$ ,  $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K)$ ,  $\underline{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$ ,  $\underline{n} = [n_1, n_2, \dots, n_K]^T$  with the covariance matrix equals  $E\{\underline{n}\underline{n}^T\} = \mathbf{R}\sigma^2$  and

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \cdots & 1_{KK} \end{bmatrix} \quad (3)$$

is the symmetric cross-correlation matrix. The  $(k, j)$ -th element of  $\mathbf{R}$  is

$$\rho_{kj} = \begin{cases} \int_0^{T_b} s_k(t)s_j(t)dt & k, j \in 1, \dots, K \text{ and } k \neq j \\ 1 & k = j \end{cases} \quad (4)$$

From (2), the MF output of the  $k$ -th user can be expressed as the sum of desired signal, MAI and noise terms, respectively, as

$$x_k = b_k A_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K b_j A_j \rho_{jk} + n_k \quad (5)$$

### 2.2 Decorrelating Receiver (DC)

The DC receiver transforms the output of the bank of MFs with the inverse matrix  $\mathbf{R}^{-1}$

$$\underline{z}^{\text{DC}} = \mathbf{R}^{-1}\underline{x} = \mathbf{A}\underline{b} + \mathbf{R}^{-1}\underline{n} \quad (6)$$

Note from (6) that the DC receiver can completely eliminate the MAI but with noise enhancement.

### 2.3 Approximate Decorrelating Receiver (ADC)

Typically, the cross-correlations between each of the signature-waveform pair is very low compared to their energy, thus  $\mathbf{R}$  is strongly diagonal matrix. Clearly,  $\mathbf{R}$  can be expressed in the form of  $\mathbf{R} = \mathbf{I} + \mathbf{P}$  where  $\mathbf{I}$  is  $K$ -dimensional identity matrix and  $\mathbf{P}$  is the modified cross-correlation matrix, of which all diagonal elements are zero. On the basis of  $(\mathbf{I} + \delta\mathbf{L})^{-1} = \mathbf{I} - \delta\mathbf{L} + o(\delta)$ , where

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{K \times K}$$

$\delta$  is small real number and  $o(\delta)$  is the higher order approximation terms of  $(\mathbf{I} + \delta\mathbf{L})^{-1}$  and considering only first order approximation,  $\mathbf{R}^{-1}$  can be approximated as [11]

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \mathbf{I} - \mathbf{P} = \mathbf{S} \quad (7)$$

Note that (7) is exact in two-user case. The output of the ADC receiver is thus

$$\underline{z}^{\text{ADC}} = \mathbf{S}\underline{x} = \mathbf{S}\mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b} + \mathbf{S}\underline{n} = \mathbf{S}\mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b} + \underline{n}' \quad (8)$$

## 3. BLIND ADAPTIVE PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION (BA-PIC) RECEIVER

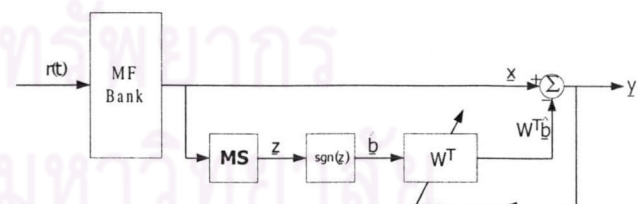


Figure 1. The general structure of the BA-PIC receiver

### 3.1 Structure

The general structure of the BA-PIC receiver is shown in Figure 1. This receiver uses the blind adaptive canceller ( $\mathbf{W}^T$ ), where  $\mathbf{W}$  is

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & w_{12} & \cdots & w_{1K} \\ w_{21} & 0 & \cdots & w_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{K1} & w_{K2} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$



to estimate the MAI term in (5); and then subtract it from MF output. The BA-PIC receiver's output for the k-th user is expressed as

$$y_k = x_k - \underline{w}_k^T \hat{\underline{b}}_k \quad (10)$$

$\underline{w}_k$  is column vector taken from the k-th row of  $\mathbf{W}$ . Note that the diagonal elements of  $\mathbf{W}$  are set to zero in order to avoid desired-signal cancellation. The input of adaptive canceller is estimated data bit vector, which its k-th element is set to zero, from a Multiuser Separator (MS). The estimated data bit vector can be expressed as

$$\hat{\underline{b}}_k = [\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_{k-1}, 0, \hat{b}_{k+1}, \dots, \hat{b}_K]^T \quad (11)$$

where  $\hat{b}_k = \text{sgn}(z_k)$ . The MS in [10] is the DC receiver while that in [12] and this paper is the ADC receiver.

By substituting (5) in (10), the BA-PIC receiver's output for the k-th user can be rewritten as

$$\begin{aligned} y_k &= b_k A_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K (b_j A_j \rho_{jk} - w_{jk} \hat{b}_j) + n_k \\ &= b_k A_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \text{err}_j + n_k \\ &= b_k A_k + \text{Err}_k + n_k \end{aligned} \quad (12)$$

where  $\text{err}_j$  and  $\text{Err}_k$  are the approximation error of the j-th user's interfering signal and the approximation error of the MAI that exists in the k-th user's MF output, respectively.

### 3.2 Blind Adaptive Canceller Weight Adaptation

In [8] and [10] the MOE of the receiver,  $J_{\text{MOE}_k} = E\{(y_k)^2\}$ , is used as the objective function for the SDA in the blind adaptive canceller weight adaptation. That means, for the k-th output, the optimum weights are iteratively searched by

$$\underline{w}_k[n+1] = \underline{w}_k[n] - \frac{1}{2} \mu_{\text{MOE}} \nabla_{\underline{w}_k} J_{\text{MOE}_k} \quad (13)$$

Substituting gradient of  $J_{\text{MOE}_k}$  ( $\nabla_{\underline{w}_k} J_{\text{MOE}_k}$ ), (13) becomes

$$\underline{w}_k[n+1] = \underline{w}_k[n] - \mu_{\text{MOE}} E\left\{ \hat{\underline{b}}_k^T \underline{w}_k[n] \hat{\underline{b}}_k - x_k \hat{b}_k \right\} \quad (14)$$

In this paper, the Variance of Output Energy (VOE) of the receiver is proposed as a new objective function for BA-PIC receiver instead of the MOE. This can be expressed as

$$J_{\text{VOE}_k} = E\{(y_k^2)\} - (E\{y_k\})^2 \quad (15)$$

Using the SDA, the optimum weights are obtained by an iterative search:

$$\underline{w}_k[n+1] = \underline{w}_k[n] - \frac{1}{4} \mu_{\text{VOE}} \nabla_{\underline{w}_k} J_{\text{VOE}_k} \quad (16)$$

In the same way to get (14), (16) becomes

$$\underline{w}_k[n+1] = \underline{w}_k[n] - \mu_{\text{VOE}} \left( E\{y_k^2\} E\{y_k \hat{\underline{b}}_k\} - E\{y_k \hat{\underline{b}}_k\}^2 \right) \quad (17)$$

Note that, by using (12) one can rewrite (15) as the function of variance and mean of square error as

$$\text{Var}\{y_k^2\} = \text{Var}\{\text{Err}_k^2\} + 4(A_k^2 + \sigma^2) E\{\text{Err}_k^2\} + 4A_k^2 \sigma^2 \quad (18)$$

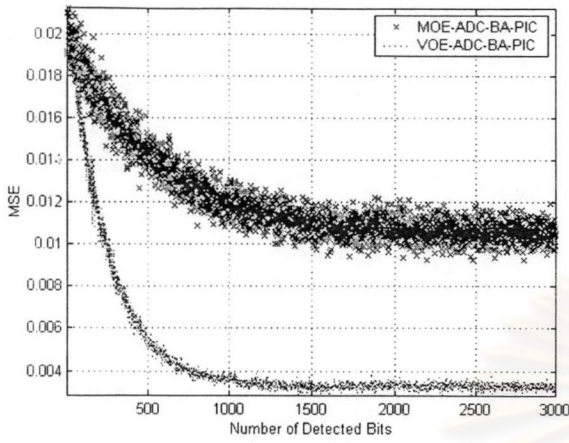
It is seen from (18) that by minimizing the variance of the receiver output energy, not only the Mean Square Error (MSE) of the MAI estimation but also its variance is minimized.

## 4. SIMULATION RESULTS

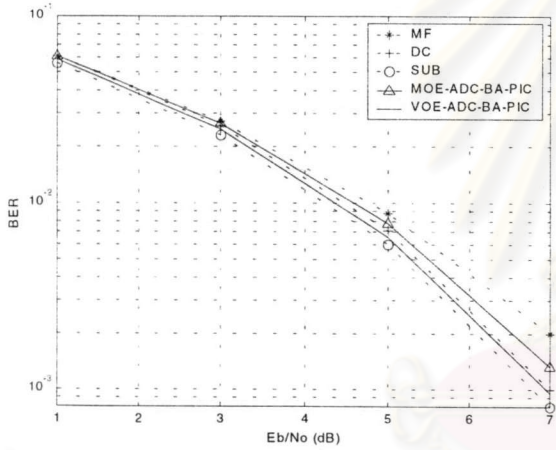
In this paper, the synchronous single-path BPSK uplink DS-CDMA channel using gold sequences with processing gain = 31 is considered. The performance of the proposed receiver, VOE-ADC-BA-PIC, is compared to those of the MOE-ADC-BA-PIC receiver, the MF, the DC receiver and the Single Users Bound (SUB). The results is obtained with an ensemble of 1000 trials; and 1000 data bits per trial for Bit Error Rate (BER) calculation. The power of the desired user, the 1-st user without loss of generality, at  $E_b/N_0 = 7$  dB is set to 1 dB<sub>w</sub>. Since the SDA requires the calculation of statistic average that is impractical, the time averaging is used instead [12].

The performance of the proposed receiver in power control environment is shown in Figure 2. It is seen from Figure 2 (a) that not only the proposed receiver converges faster than the MOE-ADC-BA-PIC receiver does but it also converges to the lower MSE than the MOE-ADC-BA-PIC receiver. As a result, it could expect the improvement in BER of the proposed receiver over that of the MOE-ADC-CA-PIC receiver, which is shown in Figure 2 (b). From Figure 3, although the BER of the proposed receiver is very close to that of the DC receiver when the number of users is low, the proposed receiver's superiority to the DC receiver's is clearer as the number of users increases. Note from Figure 3 that the BER of the DC receiver is worse than that of the MF receiver when there are a lot of users (nearly 31 users). This could be the result of: 1) the very low cross-correlation property of gold sequences used in the simulation 2) the power control environment and 3) the fact that when the number of users increases, the dimension of cross-correlation matrix is increased; which results in the increasing of noise enhancement property of the DC receiver. So, when there is no near-far effect and the

number of users reaches some point that the noise enhancement dominates the cross-correlation, it might possible that the MF receiver would have lower BER than the DC receiver does.



(a)



(b)

Figure 2. Performance of the receivers in 20-user and power control environment: (a) Transient behavior at  $E_b/N_0 = 7$  dB (b) BER- $E_b/N_0$

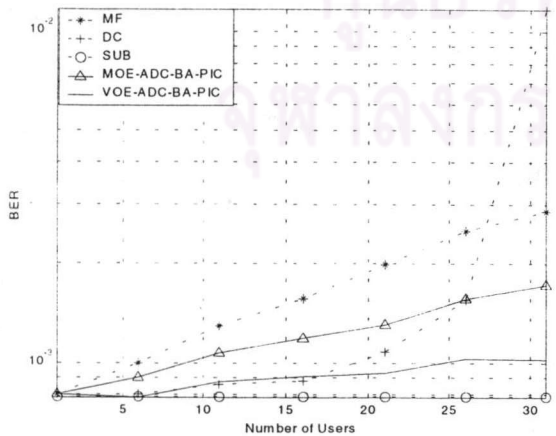
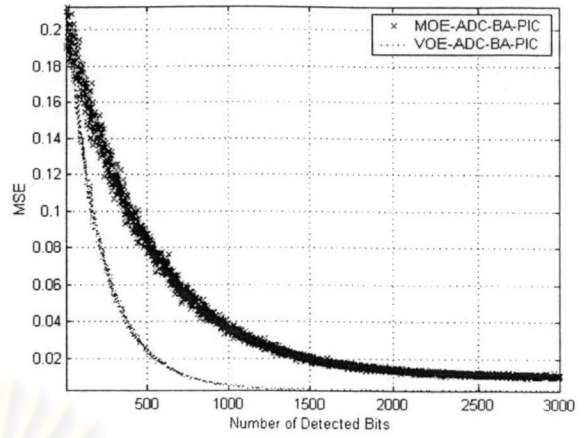
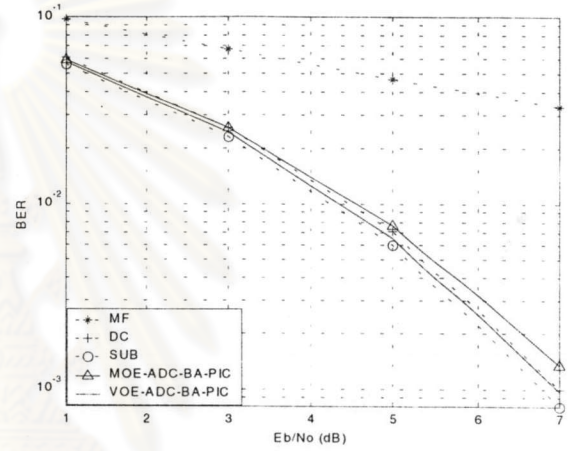


Figure 3. BER of the receivers (at  $E_b/N_0 = 7$  dB) in power control environment



(a)



(b)

Figure 4. Performance of the receivers in 20-user and no power control environment: (a) Transient behavior at  $E_b/N_0 = 7$  dB (b) BER- $E_b/N_0$

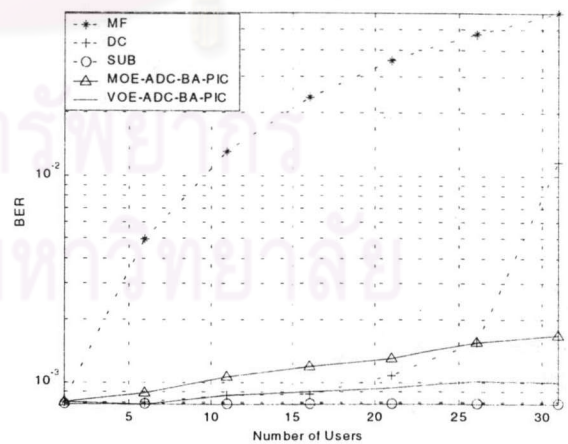


Figure 5. BER of the receivers (at  $E_b/N_0 = 7$  dB) in no power control environment

In no power control environment, the ratio of desired user's  $E_b/N_0$  to that of the interfering users is set to 10 dB. It could be seen, from Figure 4 and 5, that the simulation results in no power control environment are similar to those

in power control environment except that in no power control environment the superiority of the MF's BER to that of the DC receiver at the high level of users does not occur.

At last, it is found, from the simulation results, that the steady state MSEs of the MOE-ADC-BA-PIC receiver in power control and no power control environment are almost the same and are those of the VOE-ADC-BA-PIC receiver; the latter, however, gives the lower steady state MSE than the former. As a result, one could expect that the BER of both receivers when the power of interferers are varied should be unvarying; besides, the BER of the VOE-ADC-BA-PIC receiver should be lower than that of the MOE-ADC-BA-PIC receiver. This expectation corresponds to the simulation result which is shown in Figure 6. It is seen that the proposed receiver could tolerate the wide range of near-far effect.

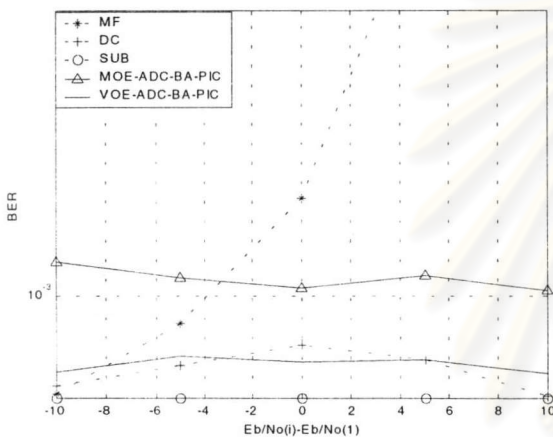


Figure 6. Near-far effect tolerance of the receivers in 10-user case

## 5. CONCLUSIONS

In this paper, a new blind adaptive PIC receiver (VOE-ADC-BA-PIC) in synchronous DS-CDMA communication systems is proposed. This receiver estimates the MAI term in the MF's output by using the blind adaptive canceller. The inputs of the blind adaptive canceller are the tentative decisions of the output of the approximate decorrelating receiver. The blind adaptive canceller uses the Steepest Descent Algorithm (SDA) with the Variance of Output Energy (VOE) as the objective function for the canceller weight adaptation.

It is found, from the simulations, that with a slight increase in computational complexity, the proposed receiver can achieve improvements in transient behavior and BER over the MOE-ADC-BA-PIC. Besides, the proposed receiver can tolerate the wide range of near-far effect.

## ACKNOWLEDGEMENT

The author would like to thank the National Science and Technology Development Agency (NSTDA) for financial support passing through the Local Graduate Scholarship (LGS) program.

## REFERENCES

- [1] T. Ojanpera and R. Prasad, *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*, Artech House, Ch. 1-2, 1998
- [2] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, No. 2, pp. 313-322, May 1991
- [3] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, No. 2, pp. 291-302, May 1991
- [4] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr. and C. E. Wheatley III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, No. 20, pp. 303-312, May 1991
- [5] S. Verdú, *Multiuser Detection*, CAMBRIDGE University Press, Ch. 4-5, 1998
- [6] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple Access Communications," *IEEE Trans Commun.*, Vol. 38, No. 4, pp. 509-519, Apr. 1990
- [7] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Near-Optimum Detection in Synchronous Code-Division Multiple-Access Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 39, No.5, pp. 725-736, May 1991
- [8] G. Woodward and B. S. Vucetic, "Adaptive Detection for DS-CDMA," *Proceeding of the IEEE*, Vol. 86, No.7, pp. 3073-3079, July 1998
- [9] Y. Bar-Ness, Z. Siveski and D. W. Chen, "Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancellation in Synchronous CDMA Communications Systems," *IEEE ISSSTA*, pp. 162-166, 1994
- [10] W. Chen and M. A. Do, "A Novel Adaptive Two-Stage Detector for Synchronous DS-CDMA Communication Systems," *IEEE ISCE*, pp. 194-197, 1997
- [11] N. B. Mandayam and S. Verdú, "Analysis of an Approximate Decorrelating Detector," *33th Annual Allerton Conf. On Commun., Control and Computing*, Allerton, IL, pp. 1042-1053, Oct. 1995
- [12] B. Zhu, N. Anasari and Z. Siveski, "Convergence and Stability Analysis of a Synchronous Adaptive CDMA Receivers," *IEEE Trans Commun.*, Vol. 43, No. 12, pp.3073-3079, Dec. 1995

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

รัฐพล ศรุตีรัตน์วรกุล เกิดเมื่อ 10 พฤศจิกายน พ.ศ. 2520 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนเบญจมราชูทิศ นครศรีธรรมราช และมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษา จากนั้นเข้าศึกษาต่อที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย จนสำเร็จหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า และหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (สาขาไฟฟ้าสื่อสาร) ตามลำดับ



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย