

Yerel MMSE İşlemleriyle İyileştirilmiş Polinom Açılımlı WCDMA Alıcı Yapıları

Polynomial Expansion WCDMA Receivers Refined by Local MMSE Functionalities

Ahmet Baştuğ

Philips Semiconductors
06560, Sophia Antipolis, FRANCE
tel: 33-492944130 fax: 33-493002627
ahmet.bastug@philips.com

Dirk T.M. Slock

Eurecom Institute
06904, Sophia Antipolis, FRANCE
tel: 33-493002606 fax: 33-493002627
slock@eurecom.fr

Özetçe

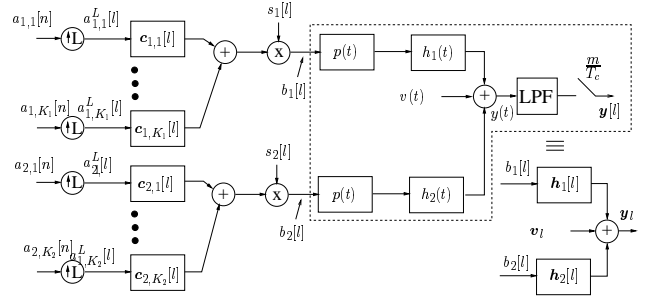
UMTS-FDD modunda baz istasyonundan mobil terminale doğru iletimde, CDMA sistemlerine has girişim sınırlamaları nedeniyle sistemin kısmen yüklü olacağı, bir başka deyişle mevcut dikgen kodların tümünün kullanılamayacağı öngörülmektedir. Bu durumda kullanılmayan kodlar hücre içi ve dışından kaynaklanan girişimin giderilmesine olanak sağlayabilecek gürültü alt uzaylarının varlığına ve sistemin artık belirtilmiş olduğuna işaret eder. Yanısıra, UMTS-FDD modunda baz istasyonlarını birbirinden ayıran çarpıcıların dönemsiz olması gürültü alt uzaylarının sembol zamanı ile değişkenliğini ve alıcı yapısında sembol zamanı ile değişen yapıların varlığını gerektirir. Bu verilerden yola çıkılarak UMTS-FDD modu uyumlu mobil terminallerde kullanılabilir düşüncesiyle, zamanla değişen kısımları sadece çarpım ve geri-çarpım işlemleriyle sınırlı, bütünü itibariyle MMSE-ZF denkleştirim alıcısı ve akabinde polinom açılımlı kullanıcılar arası ilintisizleştirme işlemlerine dayanan, özinelemeli olarak gerçekleştirilebilecek, çok kullanıcı sezici yapıları ve bunların irdelenmesinden girişim gidericiler elde edilmiştir. Birinci mertebedeki mevcut türlü yapıların MMSE eşlenik ve eklentileriyle değiştirilmesiyle nihai esas kullanıcı işaret gürültü-girişim oranının (SINR) iyileştirilmesi amaçlanmıştır.

Abstract

UMTS-FDD mode downlink system is in practice supposed to be partially loaded due to interference limitations. In other words, some of the orthogonal codes are not used. This indicates that the system is overdetermined and there exists a noise space which can be exploited to cancel the intracell and intercell interference. However, since the scramblers that differentiates the base stations are aperiodic, so are the noise spaces, which necessitates having receiver structures that vary by symbol period. In this work, interference cancellers are obtained by the interpretations of multistage multi user detection (MUD) structures, whose time varying parts are limited to scramblers and descramblers.

MUD equations are formulated from symbol level MMSE-ZF equalization followed by decorrelation among users via polynomial expansion. In the first order, a number of receiver components are replaced by their MMSE equivalents and supplements in order to obtain better SINR figures for the user of interest.

1. Taban Bant İletim Modeli



Şekil. 1: Taban bant iletim modeli

Mobil terminalin kendi baz istasyonundan ve yüksek girişime neden olabilecek ikinci bir baz istasyonundan (BS_2) sinyal aldığı (pratikte daha fazla da olabilir) modelleyen CDMA bazlı taban bant iletim sistemi Şekil. 1'de verilmiştir. Baz istasyonlarından ($BS_j, j \in \{1, 2\}$) doğrusal kiplenmiş çip-eş-zamanlı K_j kullanıcı sinyalleri yönlendirilmemiş iletim modeli kapsamında aynı çok-yollu kanaldan $h_j(t)$ geçerler. Ortak sembol zamanı T ve çip zamanı T_c sistemdeki en büyük yayılım katsayısı L ile $T=L \times T_c$ şeklinde bağlıdır. Gerçekteki her kullanıcının yayılım katsayısı $\mathcal{L}_{j,k}, L/\mathcal{L}_{j,k}$ dikgen kodun toplamı olarak modellenmiştir. Her kullanıcı çip dizisi $b_{j,k}[l]$, sembol dizisi $a_{j,k}[n]$ 'in L kere açılanmış hali $a_{j,k}^L[l]$ 'in ($n = \lfloor \frac{l}{L} \rfloor$), dönemli birim enerjiye sahip Walsh-Hadamard dizisinin ($c_{j,k}[l \bmod L]$) baz istasyonuna has dönemsiz birim genlikli karmaşık çarpıcı dizisiyle ($s_j[l]$) çarpımından ($w_{j,k}[l] = c_{j,k}[l \bmod L]s_j[l]$) ortaya çıkan

$w_{j,k}[l]$ dizisi ile evrişiminden elde edilir:

$$b_j[l] = \sum_{k=1}^{K_j} b_{j,k}[l] = \sum_{k=1}^{K_j} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{j,k}^L[i] w_{j,k}[l-i], j \in \{1, 2\}. \quad (1)$$

Darbe biçimlendirici $p(t)$, iletim kanalı $h_j(t)$ ve alıcı tarafındaki örtüşme önleyici filtrenin evrişiminden elde edilen sürekli kanal $\tilde{h}_j(t)$, m tamsayı çip oranı katlarında örnekleme veya q anten elemanı varlığında ($m q > 1$) ayrık zamanlı $\mathbf{h}_j[l]$ çoklu kanalına dönüşür ve çip zamanlı elde edilen $m q$ örnek, $\mathbf{y}_j[l]$ çip vektör sinyalinin oluşturur:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j[l] &= [y_{j,1}[l] \dots y_{j,mq}[l]]^T, \\ \mathbf{h}_j[l] &= [h_{j,1}[l] \dots h_{j,mq}[l]]^T, \\ \mathbf{v}[l] &= [v_1[l] \dots v_{mq}[l]]^T. \end{aligned} \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_j[l] = \sum_{k=1}^{K_j} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{h}_j[i] b_{j,k}[l-i], j \in \{1, 2\}, \quad (3)$$

$$\mathbf{y}[l] = \mathbf{y}_1[l] + \mathbf{y}_2[l] + \mathbf{v}[l].$$

Çırpıcıların ve sembollerin durağan ve rastgele beyaz diziler oldukları varsayımından baz istasyonu çip dizilerinin de ($b_{\{1,2\}}[l]$) durağan ve beyaz oldukları ve böylelikle hücre içi ve dışı girişimin vektör durağan (sürekli zaman karşılığı olarak çip döngüsü ile çevrimsel durağan) süreçler meydana getirdikleri ve ilave beyaz gürültüyle birlikte toplam gürültü+girişim etkisinin vektör durağan olduğu görülür. Genel geçerlilikten uzaklaşmadan, sadece fazla örnekleme durumundaki durağanlığa daha detaylı bakacak olursak,

$$y_j(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_j[l] \tilde{h}_j(t - lT_c) \quad (4)$$

eşitliğindeki sürekli zamanlı $y_j(t)$ süreci ve bu sürecin çip oranının m tam katları oranında örneklemeinden elde edilen $\tilde{y}_j[\tilde{l}]$ dizisi, çip zamanı T_c ile çevrimsel durağandır ($m = 1$ durumunda aynı zamanda genel anlamda durağan). Alınan her m örnek, (5)'deki gibi gruplanırsa, elde edilen $\mathbf{y}_j[l]$ çip oranlı vektör dizisi, vektör durağan olarak görülebilir. Bir başka deyişle, $e \in \{0, 1, \dots, m-1\}$ olmak üzere, her bir $y_j^e[l] = \tilde{y}_j[lm+e]$ çip oranlı sayı dizisi, genel anlamda durağandır.

$$\mathbf{y}_j[l] = [\tilde{y}_j[lm] \tilde{y}_j[lm+1] \dots \tilde{y}_j[lm+m-1]]^T. \quad (5)$$

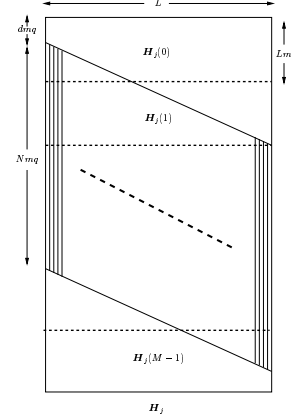
2. Polinom Açılımlı Özyineli Girişim Gidericiler

Fazladan bir girişim kaynağı baz istasyonunun (BS_2) bulunduğu modellenen sistemde, ki bu daha fazla baz istasyonunu kapsayacak şekilde açıklanabilir, alıcı ön ucundaki sembol vektörü

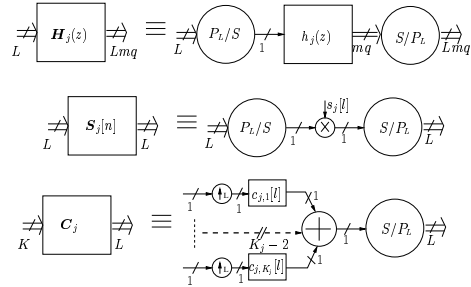
tasyonunu kapsayacak şekilde açıklanabilir, alıcı ön ucundaki sembol vektörü

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[n] &= [\mathbf{H}_1(z) \mathbf{S}_1[n] \mathbf{C}_1 \quad \mathbf{H}_2(z) \mathbf{S}_2[n] \mathbf{C}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1[n] \\ \mathbf{A}_2[n] \end{bmatrix} + \mathbf{V}[n] \\ &= \tilde{\mathbf{G}}(n, z) \mathbf{A}[n] + \mathbf{V}[n] \end{aligned} \quad (6)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 2: Sembol oranlı kanal aktarım işlevi $\mathbf{H}_j(z)$



Şekil 3: Sembol ve çip oranlı işlev denklilikleri

Şekil 2'deki $\mathbf{H}_j(z) = \sum_{i=0}^{M_j-1} \mathbf{H}_j[i] z^{-i}$, sembol oranlı $Lmq \times L$ çoklu kanal aktarım işlevini, $\mathbf{H}_j[i]$, $m q \times 1$ blok boyutlu blok-Toeplitz matrisinin $M_j = \lceil \frac{L+N_j+d_j-1}{L} \rceil$ bölüm blok sembol katsayılarını, \mathbf{h}_j kanalı ilk kolonu, d_j , BS_j ve mobil terminal arasındaki yayılım gecikmesini, $\mathbf{S}_j[n]$ $L \times L$ köşegen matrisleri BS_j 'nin çırpıcı dizisini, $\mathbf{A}_j[n]$ kolon vektörleri BS_j 'nin K_j sembollerini, $\mathbf{A}[n]$, toplam $K = K_1 + K_2$ kullanıcı sembollerini ve \mathbf{C}_j , BS_j 'ye ait K_j aktif kullanıcı kod matrisini ($L \times K_j$) temsil etmektedir.

Şekil 3'deki işlev denkliliklerinden faydalanarak (1), (2) ve (3)'de tanımlanan çip seviyeli modelden (6)'daki sembol seviyeli modele geçiş yapılabilir. Her ne kadar $\tilde{\mathbf{G}}(n, z)$, $Lmq \times K$ sembol oranlı kanal-artı-yayılım transfer fonksiyonunu eşitleyecek FIR ters süzgecini bulmak mümkünse de ($Lmq \geq K$ koşulu altında), dönemsiz çırpıcının varlığından dolayı bu süzgeç çip oranlı uyarlanmak durumunda (bu durum LMMSE süzgeci için de geçerli) ve pratiğe

dökülmesi zordur. Dolayısıyla geri çevrimi yakınsayacak daha az karmaşıklıkta polinom açılımı yöntemini kullanacağız [1]. Bir FIR kanalın sonlu uzunlukta bir FIR süzgeç ile denkleştirilebilmesi mümkün değilken, çoklu kanallarda bu mümkündür [2]. Buradan yola çıkılarak alınan sinyal $\mathbf{Y}[n]$, çip oranlı MMSE-ZF tam denkleştiricilerinden ve ilinti süzgeç öbeklerinden geçirilerek Lmq boyutundan K boyutundaki $\mathbf{X}[n]$ haline (denkleştirici yerine uyumlu süzgeç kullanılması durumunda Rake çıkışı durumuna) indirgenir:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}[n] &= \tilde{\mathbf{F}}(n, z)\mathbf{Y}[n] \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^H \mathbf{S}_1^H[n] \mathbf{F}_1(z) \\ \mathbf{C}_2^H \mathbf{S}_2^H[n] \mathbf{F}_2(z) \end{bmatrix} (\tilde{\mathbf{G}}(n, z)\mathbf{A}[n] + \mathbf{V}[n]) \\ &= \mathbf{M}(n, z)\mathbf{A}[n] + \tilde{\mathbf{F}}(n, z)\mathbf{V}[n].\end{aligned}$$

Kullanıcı sembol vektörü $\mathbf{A}[n]$ 'ın kestirimi için ilk etapta $\mathbf{X}[n]$ 'i ters evrişimden geçirmeyi düşünüyoruz:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{A}}[n] &= \mathbf{M}(n, z)^{-1}\mathbf{X}[n] \\ &= (\mathbf{I} + \overline{\mathbf{M}}(n, z))^{-1}\mathbf{X}[n].\end{aligned}$$

İlinti matrisi $\mathbf{M}(n, z)$ 'in köşegen elemanı $\mathbf{M}[n, 0]$ 'ın baskın birim matris bileşeninin varlığı ve diğer tüm $\mathbf{M}[n, i]$ elemanlarının çok daha zayıf olması, polinom açılımı yöntemiyle $(\mathbf{I} + \overline{\mathbf{M}}(n, z))^{-1} = \sum_{i=0}^{\infty} (-\overline{\mathbf{M}}(n, z))^i$ eşitliğinin sağında kalan bileşenlerin ilk birkaçının alınmasıyla, özylenelemeli (donanım gerçekleştirilmesinde mertebeli) alıcı yapılarına ulaşmamızı sağlar:

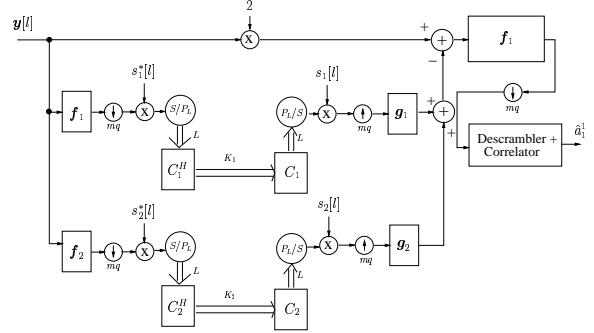
$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{A}}^{(-1)}[n] &= 0 \\ i \geq 0 \quad \hat{\mathbf{A}}^{(i)}[n] &= \mathbf{X}[n] - \overline{\mathbf{M}}(n, z)\hat{\mathbf{A}}^{(i-1)}[n].\end{aligned}$$

Gerçekleme karmaşıklığını azaltmak amacıyla birinci mertebeye durulabilir. Yüksek mertebelere ihtiyaç olup olmadığı $\mathbf{M}(n, z)$ 'in durağan köşegen bileşeninin diğer dinamik ve köşegen olmayan elemanlarına baskınlık derecesine bağlıdır. Yer yetersizliğinden sadece birinci mertebeye anlatılacaktır. Birinci mertebede esas kullanıcı (BS_1 'deki ilk kullanıcı) sinyalinin kestirim ifadesi

$$\begin{aligned}\hat{a}_{1,1}[n] &= \mathbf{e}_1^H \hat{\mathbf{A}}^{(1)}[n] \\ &= \mathbf{e}_1^H (\mathbf{X}[n] - \overline{\mathbf{M}}(n, z)\hat{\mathbf{A}}^{(0)}[n]) \\ &= \mathbf{e}_1^H (2\mathbf{X}[n] - \mathbf{M}(n, z)\mathbf{X}[n]) \\ &= \mathbf{e}_1^H \tilde{\mathbf{F}}(n, z)(2\mathbf{Y}[n] - \tilde{\mathbf{G}}(n, z)\mathbf{X}[n]) \\ &= \mathbf{c}_{1,1}^H \mathbf{S}_1^H[n] \mathbf{F}_1(z)(2\mathbf{Y}[n] - \tilde{\mathbf{G}}(n, z)\tilde{\mathbf{F}}(n, z)\mathbf{Y}[n])\end{aligned}\quad (7)$$

şeklinde. \mathbf{e}_i , ($i \in \{1, 2, \dots, K\}$), i indisinde 1, diğer kısımlarında 0'lar barındıran $K \times 1$ kolon vektörüdür. (7)'deki sembol oranlı eşitlikten ve Şekil.3'de gösterilen sembol-çip işlev denklemlerinden faydalanarak Şekil.4'deki çip oranlı sinyal işleme diyagramı elde edilebilir. Her bir sinyal işlem

dalı, sırasıyla doğrusal LMMSE-ZF süzgeci, örnek azaltıcı, geri çarpıcı, seriden paralele dönüştürücü, geri yayıcı öbeği, yayıcı öbeği, paralelden seriye dönüştürücü, çarpıcı, örnek artırıcı ve tekrar-kanallama süzgecini barındırır. Böylelikle birinci mertebeden *polinom açılımı ilintisizleştirme* yapısını elde ettikten sonra, esas kullanıcı sinyal kestirimini birinci sinyal işleme dalından kaldıracak *eşdeğer girişim giderici* yapısını arayacağız.



Şekil 4: Çip oranlı birinci mertebeye polinom açılımı yapısı

Öncelikle, daha sonra kullanılmak üzere, bazı vektör ve matrisleri, *esas kullanıcı* ve *diğer kullanıcılar* bileşenlerine ayıracağız:

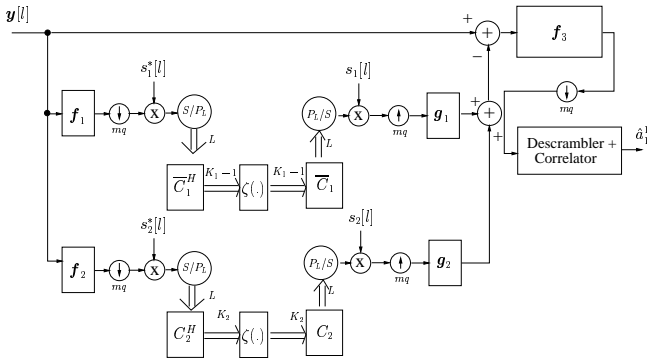
$$\begin{aligned}\mathbf{I}_{K \times K} &= [\mathbf{e}_1 \mathbf{e}_2 \dots \mathbf{e}_K] = [\mathbf{e}_1 \bar{\mathbf{e}}_1] \\ \tilde{\mathbf{G}}(n, z) &= [\tilde{\mathbf{g}}_1(n, z) \overline{\mathbf{G}}_1(n, z)] \\ \tilde{\mathbf{F}}(n, z) &= [\tilde{\mathbf{f}}_1(n, z)^T \overline{\mathbf{F}}_1(n, z)^T]^T \\ \mathbf{A}[n] &= [a_{1,1}[n]^T \overline{\mathbf{A}}_1[n]^T]^T \\ \tilde{\mathbf{f}}_1(n, z)\tilde{\mathbf{g}}_1(n, z) &= 1. \text{ (ZF eşitliği)}\end{aligned}\quad (8)$$

İndisleri ifadelerden kaldırıp (8)'deki eşitlikleri (7)'de kullanırsak

$$\begin{aligned}\hat{a}_{1,1} &= (2\tilde{\mathbf{f}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1\tilde{\mathbf{f}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1)a_{1,1} + \\ &\quad (2\tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1\tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1\overline{\mathbf{G}}_1)\overline{\mathbf{A}}_1 \\ &= (\tilde{\mathbf{f}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1\tilde{\mathbf{g}}_1)a_{1,1} \\ &\quad + (\tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1 - \tilde{\mathbf{f}}_1\overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1\overline{\mathbf{G}}_1)\overline{\mathbf{A}}_1 \\ &= \tilde{\mathbf{f}}_1(\mathbf{I} - \overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1)\mathbf{Y} \\ &= \mathbf{e}_1^H \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{Y} - \tilde{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{e}}_1^H \tilde{\mathbf{F}}\mathbf{Y}) \\ &= \mathbf{e}_1^H \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{Y} - \overline{\mathbf{G}}_1\overline{\mathbf{F}}_1\mathbf{Y})\end{aligned}$$

eşitlikleri sonucunda, girişim giderici tanımına tam manasıyla uyan ifadeye ve buradan da Şekil.5'deki çip oranlı sinyal işleme diyagramına erişilebilir. Polinom açılımı yapısından farklı olarak en üst ana sinyal dalındaki 2 çarpımsal faktörü bulunmuyor ve $\overline{\mathbf{C}}_1$ esas kullanıcı kodunu kapsamıyor. Böylelikle üst girişim giderici (IC) dalı, hücre içi girişimi gidermeyi amaçlarken, alt IC dalı hücre dışından kaynaklanan (BS_2 'den gelen) girişimi gidermeyi amaçlıyor. Çip

kestirim işlemini iyileştirmek amacıyla f_1 ve f_2 LMMSE-ZF denkleştirici süzgeçleri LMMSE denkleştiricileri ile değiştirilebilir. Bu değişiklik, kodlar arasındaki dikgenlik özelliğini bozmasına rağmen, ZF süzgeçlerin temel problemi olan gürültü yükseltim miktarını azaltarak çıkışta daha az toplam gürültü-artı-girişimin kalmasını sağlar [2]. İlinti öbekleri ardı girişim sembol kestirimlerini iyileştirmek için ise, bu doğrusal değerler, sıfır-bir-kararı ya da MMSE (BPSK ve QPSK sembollerde hiperbolik tanjant) doğrusal olmayan fonksiyonelliklerinden ($\zeta(\cdot)$) geçirilebilir. Yerel MMSE işlevleri nedeniyle, polinom açılım yapısında f_1 'e karşılık gelen girişim giderici sonrası doğrusal süzgeç f_3 , Rake ya da gene LMMSE olarak gerçekleştirilmelidir. Doğrusal olmayan fonksiyonellikler uygulanmak istendiğinde kullanıcı sinyal genliklerinin, girişim giderici ardı LMMSE süzgeci kullanılmak istendiğinde de kalıntı girişimin ve beyaz gürültü miktarının kestirilmesi gerekir. Yer darlığından bu kestirim konularına değinilmemiştir.



Şekil.5: Çip oranlı birinci mertebeli girişim giderici yapısı

IC dalları üzerindeki Walsh-Hadamard kodları ile (geri) yayılım işlemleri için hızlı Walsh-Hadamard dönüşümü (FWHT) kullanılarak aynı anda tüm kodlar üzerinde (geri) yayılım uygulanması, böylelikle elde edilen çıkış güçlerinin belli eşik değerinin üzerinde olanların kod varlıklarının sezilmesi önerilmiştir. Doğrusal olmayan fonksiyonellikler çok-oranlı (*multirate*) bir durumda uygulanmak istendiğinde, bu yöntem geçerli olmaz; çünkü FWHT dönüşümü çıkışında elde edilen değerler, uzatılmış kod sembolleridir ve gerçek kiplenim şekliyle (*constellation*) ilintisizdir. Bu durumda girişime neden olan kullanıcıların gerçek kodlarının OVSF kod yapısında ağaç arama (*tree search*) yöntemiyle sezilmesi gerekir.

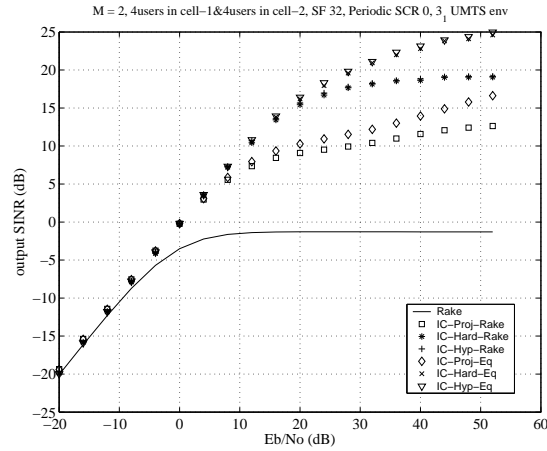
3. Benzetim Sonuçları

Benzetimde kullanılan h_j FIR kanalları, "Vehicular A" UMTS kanal modeli ile 0.22 azalma faktörlü "root-raised cosine" darbe biçiminin evrişiminden elde edildi. UMTS çip oranının 3.84 Mcips/s olmasından dolayı bu kanallar $N = 19$ çip uzunluklarına sahiptir. İki kat çip oranlı örnekleme ($m = 2$) yapılmış ve tek anten ($q = 1$) modellenmiştir. Sem-

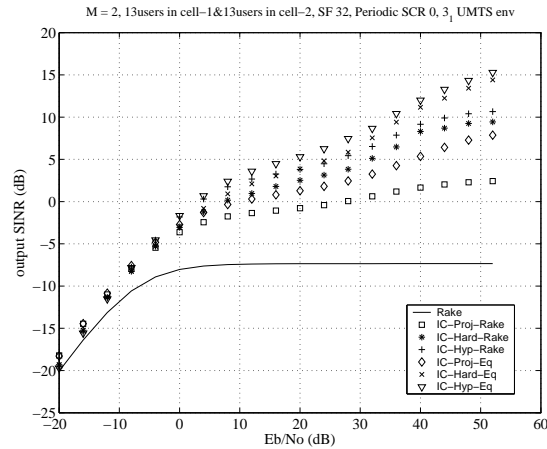
boller QPSK sembolleridir. Esas kullanıcı sinyali, diğer kullanıcıların ortalama sahip olduklarının 10dB altında enerjiye sahiptir (*yakın-uzak durumu*). Şekil.6 ve Şekil.7 önerilen alıcı yapılarının ve klasik Rake alıcısının SINR performanslarını göstermektedir. Beklendiği üzere, önerilen alıcılar, Rake alıcısından hayli daha iyi, hiperbolik tanjant işlevi sıfır-bir-kararından biraz, doğrusal izdüşüm kestiriminden oldukça daha iyi, f_3 gerçekleştirilmesi olarak da LMMSE, Rake alıcısından daha iyi performans göstermektedir.

4. Kaynakça

- [1] E. Kanterakis S. Moshavi and D. L. Schilling, "Multistage linear receivers for ds-cdma systems," *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol.3, No.1, 1996.
- [2] C. Papadias and D.T.M. Slock, "Fractionally spaced equalization of linear polyphase channels and related blind techniques based on multichannel linear prediction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.47, No.3, March 1999.



Şekil.6: Çıkış SINR vs giriş Eb/No, 12.5% yüklü hücreler, yakın-uzak durumu



Şekil.7: Çıkış SINR vs giriş Eb/No, 40% yüklü hücreler, yakın-uzak durumu