

CDMA Alıcılarına Uyarlanabilecek Çip ve Sembol Seviyeli MMSE İşlevsellikleri

Chip Rate and Symbol Rate MMSE Functionalities for CDMA Receivers

Ahmet Baştuğ

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

Özetçe

Bu çalışmada, UMTS-FDD modu için LMMSE-türevi çip denkleştiricisi ve MMSE sembol kestiricisi ele alındı. UMTS FDD modunda, baz istasyonundan mobil terminal yönüne olan iletimde kullanılan çirpıcı kodlarının dönersiz olması, LMMSE alıcısının çip zamanı oranlı uyarlanması zorunluluğunu getirir. Çirpıcı dizisinin durağan rastgele dizi olarak modellenmesi durumunda ise, LMMSE alıcısından sembol zamanı oranlı uyarlanabilecek Max-SINR denkleştirici-iltisilendirici yapısına ulaşılır. İltisilendirici çıkışındaki doğrusal sembol kestirimi, MMSE işlevselliğiyle iyileştirilebilir. Önerilen (L)MMSE işlevselliklerinin bütünleşik performans analizi yapılmış, çok kullanıcı alıcıları (MUDs) kapsamında, girişime neden olan kullanıcı sembollerinin kestiriminde kullanılabilirlikleri tartışılmıştır.

Abstract

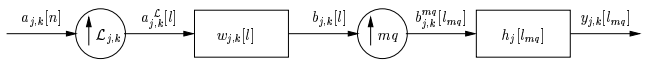
LMMSE-variant chip equalizer and MMSE symbol estimator are discussed for the UMTS FDD mode. Since the scrambler is aperiodic in the downlink, LMMSE receiver has to be adapted at chip rate. Modeling the scrambler as stationary random sequence, however, Max-SINR equalizer-correlator structure which might be adapted at symbol rate is obtained from the LMMSE receiver formulation. Linear symbol estimates at the correlator outputs can be refined by MMSE functionalities. Composite performans analysis of the discussed (L)MMSE structures is done and its applicability on estimating the interfering user symbols is discussed.

1. Giriş

UMTS bazlı sistemlerde basitliği nedeniyle halihazırda kullanılmakta olan Rake alıcı performansı, sistemin elverdiği serbestlik derecesi iyi değerlendirilemediğinden, Verdú tarafından önerilen optimal alıcı performansından uzak kalmaktadır [1]. Optimal alıcı oldukça karmaşık ve uygulanabilirlikten uzaktır. Göreceli olarak daha az karmaşık yapısı ile optimal alıcıya yakın performans veren LMMSE alıcısı ise, kullanıcı yayılım kodlarına ihtiyaç duymasından dolayı,

dönersiz çirpıcı kodlarının kullanıldığı UMTS-FDD modunda çip zamanlı uyarlanmak zorundadır [2]. Bu zorunluluğu gidermek amacıyla, çirpıcıların durağan rastgele dizi olarak modellenmesi neticesinde, sinyal girişim-artıgürültü oranını en yüksekte tutacak Max-SINR alıcısı elde edilmiştir [3]. Bu makalenin ikinci bölümünde verilecek baz istasyonundan mobil terminal yönüne UMTS-FDD modu iletim modeli kapsamında, üçüncü bölümde Max-SINR alıcısı tanımlanacak ve bu alıcının SINR performansının elde edilmesinde *büyük sistem* analizinden faydalanılacaktır. Dördüncü bölümde, Max-SINR alıcısı çıkışındaki doğrusal sembol değerlerini sembol genliklerinin kestirilmesi durumunda iyileştirebilecek MMSE işlevsellikleri türetilip, Gauss girişim-artıgürültü dağılımı altında performans analizi yapılacaktır. Son bölümde, analitik sonuçların benzetim sonuçları ile uyumuna bakılacak ve önerilen MMSE işlevselliklerinin çok kullanıcı alıcıları (MUDs) kapsamında, girişim sembollerinin kestiriminde kullanılabilirlikleri tartışılacaktır.

2. İletim Modeli



Şekil. 1: Tek bir kullanıcı sinyalinin iletim modeli

Şekil.1'de tek bir kullanıcı sinyalinin iletimde izlediği yolun gösterildiği UMTS-FDD modunda, baz istasyonundan yönlendirilmemiş iletim dahilinde tek bir kanal (alıcı tarafında m fazla örnekleme ya da q anten varlığında, $mq > 1$ durumunda çoklu kanal) üzerinden iletilen tüm kullanıcı sinyalleri, diğer baz istasyonları kaynaklı kanallardan gelen kullanıcı sinyalleri ve ortamdaki beyaz gürültüyle toplanarak mobil terminale ulaşır. Baz istasyonu, kullanıcı, sembol, çip ve örnek indislerinin sırasıyla j , k , n , l ve l_{mq} , kullanıcı yayılım katsayısının $\mathcal{L}_{j,k}$ ile gösterildiği sistemde, sembol zamanı dönemli, birim sembol enerjisine sahip $c_{j,k}[l]$ dikgen Walsh-Hadamard kullanıcı kanallama kodlarının *baz*

istasyonlarına has, dönemsiz, rastgele, birim genlikli, karmaşık $s_j[l]$ çarpıcılarıyla çarpılmalarından elde edilen $w_{j,k}[l] = c_{j,k}[l \bmod \mathcal{L}_{j,k}]s_j[l]$ yayılım kodları, hücre içi diğer kodlarla dikgen, hücre dışı kodlarla rastgele ilintilidirler.

Rake, LMMSE, ilintisizleştirme ve türlü diğer çoklu kullanıcı alıcı performansları, kullanıcı kodlarına, kullanıcı güç dağılımlarına ve kanal parametrelerine bağlı olduğundan, alıcı çıkışında, işaret gürültü-artı-girişim oranı (SINR) kapalı ifadeleri bulunamaz. Bu problemin üstesinden gelmek ve ortalama birtakım performans verilerine erişebilmek için sözkonusu alıcılar üzerinde büyük sistem analizi yapılmıştır [4, 5, 6]. Büyük sistem analizinde, sistemdeki en büyük yayılım katsayısı L ve bu yayılım katsayısında sistemde bulunan eşdeğer kullanıcı sayısı K_j sonsuza taşınırken, oranları (sistem yüklenme oranı) sabit tutulur. Eşdeğerlikten kasıt, daha düşük bir $\mathcal{L}_{j,k}$ yayılım katsayısına sahip kullanıcının L yayılıma sahip $L/\mathcal{L}_{j,k}$ kullanıcı gibi ele alınmasıdır. Yapılan analizlerin çoğunda kanal uzunluğu sabit tutulmuştur. Böylelikle gecikme yayılımı sembol zamanına göre ihmal edilebilir ve semboller arası girişim (ISI) tek bir sembolle sınırlıdır. Bu kurgudan, $mq = 1$ durumu için aşağıdaki çok hücre kaynaklı, çoklu kullanıcı sinyal toplamı $L \times 1$ sembol vektörü alım ifadesi elde edilebilir:

$$\mathbf{Y}[n] = \sum_{j=1}^J \mathbf{H}_j(0)\mathbf{B}_j[n] + \mathbf{H}_j(1)\mathbf{B}_j[n-1] + \mathbf{V}[n].$$

Büyük sistem durumundaki ISI ihmal edilebileceğinden, biraz bozulmuş ama analize daha elverişli ve SINR'ın sonuçtaki değerine etkisi olmayan bir ifadeye erişilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[n] &= \sum_{j=1}^J (\mathbf{H}_j(0) + \mathbf{H}_j(1))\mathbf{B}_j[n] + \mathbf{V}[n] \\ &= \sum_{j=1}^J \widetilde{\mathbf{H}}_j \mathbf{B}_j[n] + \mathbf{V}[n]. \end{aligned}$$

$\mathbf{B}_j[n]$ sembol zamanlı gruplanmış $L \times 1$ kullanıcıların toplam çip dizisi ve $\mathbf{H}_j(n)$, $L \times L$ sembol aktarım işlevi katsayı matrisidir. $\mathbf{H}_j(0)$ ve $\mathbf{H}_j(1)$ 'in toplamından elde edilen $\widetilde{\mathbf{H}}_j$ dairesel matrisi aşağıda gösterilmiştir. Alt üçgensel kısım $\mathbf{H}_j(0)$ 'a, üst üçgensel kısım ise, ISI'ya neden olan $\mathbf{H}_j(1)$ 'e tekabül eder. N , kanal çip uzunluğudur.

$$\widetilde{\mathbf{H}}_j = \begin{bmatrix} h_j[0] & 0 & \dots & 0 & h_j[N-1] & \dots & h_j[1] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_j[N-1] \\ h_j[N-1] & \ddots & \ddots & h_j[0] & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & h_j[0] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_j[N-1] & h_j[N-2] & \dots & h_j[0] \end{bmatrix}$$

3. MAX-SINR Filtresinden Elde Edilen SINR Değerinin Sonuçtaki Analizi

LMMSE süzgecinden çarpıcıların rastgele dizi olarak modellenmesiyle elde edilen σ_{B1}^2 çip varyanslı $\mathbf{B}_1[n]$ kestirici yanlı ve yansız Max-SINR süzgeçleri aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{1yanlı} &= \sigma_{B1}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_1^H \left(\sum_{j=1}^J \sigma_{Bj}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_j^H \widetilde{\mathbf{H}}_j + \sigma_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1}. \\ \mathbf{F}_{1yansız} &= (\mathbf{F}_{1yanlı} \widetilde{\mathbf{H}}_1)^{-1} \mathbf{F}_{1yanlı}. \end{aligned}$$

$\mathbf{F}_{1yanlı}$ süzgeci, alınan sinyalin istek sinyali ile çarpıraz ilintisinin parantez içindeki ifadeye karşılık gelen R_{yy} özilinti matrisinin tersi ile çarpımına karşılık gelir. Netice itibarıyla bu, LMMSE süzgeci $\mathbf{F}_{1LMMSE} = R_{by} R_{yy}^{-1}$ ile aynı ifadedir. Tek fark olarak, R_{yy} , LMMSE alıcısında kullanıcı sembol güçlerinin ve gürültünün yürüyen ortalaması üzerinden elde edilirken, Max-SINR alıcısında çarpıcı üzerinden de ortalama alınır. Sonuç olarak, ilintilendirici çıkışındaki doğrusal sembol kestirimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\hat{a}_{1,k} = \sigma_{B1}^2 w_{1,k}^H \widetilde{\mathbf{H}}_1^H \left(\sum_{j=1}^J \sigma_{Bj}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_j^H \widetilde{\mathbf{H}}_j + \sigma_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{Y}[n].$$

Yer yetersizliğinden buradan elde edilebilecek SINR ifadesini ara aşamaları atlayarak vereceğiz:

$$\text{SINR}_{1,k} = \frac{\sigma_{1,k}^2 \vartheta_1}{\sigma_{B1}^2 (1 - \vartheta_1)} = \frac{\sigma_{1,k}^2}{\sigma_{n1}^2}; \sigma_{1,k}^2: \text{sembol varyansı}$$

$$\vartheta_1 = \sigma_{B1}^2 w_{1,k}^H \widetilde{\mathbf{H}}_1^H \left(\sum_{j=1}^J \sigma_{Bj}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_j^H \widetilde{\mathbf{H}}_j + \sigma_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \widetilde{\mathbf{H}}_1 w_{1,k}.$$

Oranları sabit kalmak şartıyla L ve K sonsuza taşındığında ϑ_1 aşağıdaki ifadenin özdeğerlerinin ortalamasına yakınsar:

$$\sigma_{B1}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_1^H \left(\sum_{j=1}^J \sigma_{Bj}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_j^H \widetilde{\mathbf{H}}_j + \sigma_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \widetilde{\mathbf{H}}_1. \quad (1)$$

Dairesel bir matrisin sonuçtaki özdeğerleri, ilk kolonunun (kanal dürtü yanıtının) DFT dönüşüm katsayıları şeklinde dağılır. (1) numaralı ifadedeki $\widetilde{\mathbf{H}}_1^H$, $\widetilde{\mathbf{H}}_1$ ve $(\sigma_{B1}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_1 \widetilde{\mathbf{H}}_1^H + \sigma_{B2}^2 \widetilde{\mathbf{H}}_2 \widetilde{\mathbf{H}}_2^H + \sigma_v^2 \mathbf{I})^{-1}$, bileşenleri dairesel matrislerdir. Aynı L boyutuna sahip tüm dairesel matrislerin özvektörleri aynıdır ve birim çember üzerinde eş aralıklı L noktaya ($e^{2\pi il/L}$, $l \in \{0, 1, \dots, L-1\}$) karşılık gelir. İki dairesel matrisin çarpımı veya toplamı, ya da bir matrisin tersi gene bir dairesel matrisdir. Bu işlemler sonucundaki özdeğerler de gene sırasıyla ilk özdeğerlerin çarpımı,

toplama ya da tersidir [7]. Bu verilerden aşağıdaki ϑ_1 eşitliğine, oradan da $SINR_{1,k}$ değerine erişilebilir.

$$\vartheta_1 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{\sigma_{B1}^2 |h_1(e^{2\pi il/L})|^2}{\sum_{j=1}^J \sigma_{Bj}^2 |h_j(e^{2\pi il/L})|^2 + \sigma_v^2}; i^2 = -1. \quad (2)$$

Alıcı tarafında birden fazla (q) anten varlığında ya da çip katlarında (m) örnekleme durumunda, \mathbf{h}_j , $m q$ evreli $[h_j^{(1)} h_j^{(2)} \dots h_j^{(mq)}]^T$ kanalına dönüşür. Bu durumda, denklem (2)'deki $|h_j(e^{2\pi il/L})|^2$ ifadeleri $\sum_{t=1}^{mq} |h_j^{(t)}(e^{2\pi il/L})|^2$ ile değiştirilmelidir [8].

4. MMSE Sembol Kestiricisi

Denkleştirici-ilintilendirici çıkışındaki doğrusal sembol kestirimi, gerçek ve karmaşık kısımlarına ayrılabilir:

$$\hat{a}_{j,k} = a_{j,k} + n_j = a_{j,k}^R + n_j^R + i(a_{j,k}^I + n_j^I) = \chi_{j,k} + i\psi_{j,k}.$$

Sembollerin eşit olasılıklı $W_m = \cup_m + i \mathbb{N}_m$ elemanlarının oluşturduğu $\mathbf{W} = \{W_1, \dots, W_M\}$ alfabesinden olduğu durumda MMSE kestiricisi şu şekilde kurgulanır:

$$\begin{aligned} \hat{a}_{j,k}(\hat{a}_{j,k}) &= E\{a_{j,k} | \hat{a}_{j,k}\} = \sum_{m=1}^M W_m P(W_m | \hat{a}_{j,k}) \\ &= \frac{\sum_{m=1}^M W_m P(\hat{a}_{j,k} | W_m)}{\sum_{m=1}^M P(\hat{a}_{j,k} | W_m)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Çoklu kullanıcı alıcılarının çıkışındaki girişimin Gauss dağılımına yakınsadığı gösterilmiştir [9, 10]. Bu durumda koşullu olasılık işlevi aşağıdaki gibidir:

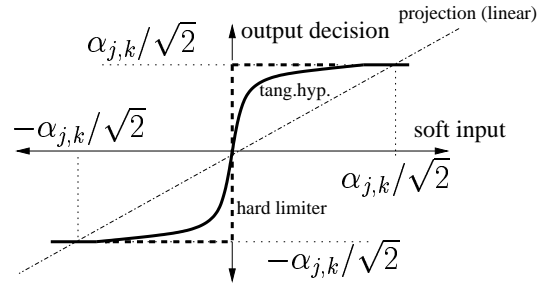
$$P(\hat{a}_{j,k} | W_m) = \frac{1}{\pi \sigma_{n_j}^2} e^{-\frac{(x_{j,k} - \cup_m)^2}{\sigma_{n_j}^2}} e^{-\frac{(\psi_{j,k} - \mathbb{N}_m)^2}{\sigma_{n_j}^2}}. \quad (4)$$

(4)'ün (3)'de yerine konulmasından, QPSK sembolleri için, Şekil.2'de doğrusal ve sıfır-bir-karar vericiler ile birlikte gösterilen hiperbolik tanjant kestiricisine erişilir:

$$\hat{\mathbf{a}}_{j,k}^{thyp} = \frac{\alpha_{j,k}}{\sqrt{2}} \tanh(\sqrt{2} \frac{\alpha_{j,k}}{\sigma_{n_j}^2} \chi_{j,k}) + i \frac{\alpha_{j,k}}{\sqrt{2}} \tanh(\sqrt{2} \frac{\alpha_{j,k}}{\sigma_{n_j}^2} \psi_{j,k}).$$

Hiperbolik tanjant kestiricisinin kurgulanabilmesi için $\sigma_{n_j}^2$ 'nin kestirilmesi, performans analizinin yapılabilmesi için de kullanıcı güç dağılımının tespit edilmesi gerekir. Yer yetersizliğinden $\sigma_{n_j}^2$ kestirim işlemi anlatılmayacak ve performans analizinde denkleştirici-ilintilendirici çıkışındaki $\sigma_{Bj}^2(1 - \vartheta_j)/\vartheta_j$ değeri kullanılacaktır. Kestirilen sembol gücü aşağıdaki gibidir:

$$\bar{\beta}_{j,k} = \frac{\sum_{t=1}^N |r_{j,k}(t)|^2}{N} - \sigma_{n_j}^2 = \frac{\Upsilon_{j,k}}{N} - \sigma_{n_j}^2.$$



Şekil.2: Hiperbolik tanjant fonksiyonelliği

N , güç kestirim aralığındaki sembol sayısını, n_j dairesel simetrik, sıfır ortalamalı, karmaşık Gauss gürültüsünü temsil eder. Böylelikle, $\Upsilon_{j,k}$ yarısı $\pm a_{j,k}^R$ yarısı da $\pm a_{j,k}^I$ ortalamaya sahip $\sigma_{n_j}^2/2$ varyanslı, $2N$ bağımsız Gauss dağılımlı rastgele değişkenin toplamıdır ve $2N$ bağımsızlık derecesine ve $N |a_{j,k}|^2$ merkezizlik parametresine sahip *non-central chi-squared* dağılımına sahiptir. Bu dağılım $N \geq 30$ durumunda Gauss dağılımına yakınsar. Dağılımın ortalaması ve varyansı aşağıda verilmiştir [11]:

$$\mu_{\Upsilon_{j,k}} = N(|a_{j,k}|^2 + \sigma_{n_j}^2); \sigma_{\Upsilon_{j,k}}^2 = N\sigma_{n_j}^2(2\sigma_{n_j}^2 + |a_{j,k}|^2).$$

Böylelikle $\bar{\beta}_{j,k}$ de aşağıda ortalama ve varyansı verilen Gauss dağılımına sahiptir.

$$\mu_{\bar{\beta}_{j,k}} = |a_{j,k}|^2; \sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}^2 = \frac{\sigma_{n_j}^2(2\sigma_{n_j}^2 + |a_{j,k}|^2)}{N}.$$

Fakat bu dağılımın sol kuyruğu eksi bölgeye geçtiğinden güç ifadesine uymaz. Uygulamada ve teoride doğru dağılım, 0'da eksi bölgenin altındaki kalan alana eşit bir dürtüye sahip, sol tarafı kırılmış ($\bar{\beta}_{j,k} \geq 0$) Gauss dağılımıdır:

$$f(\bar{\beta}_{j,k}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}}} e^{-\frac{(\bar{\beta}_{j,k} - \mu_{\bar{\beta}_{j,k}})^2}{2\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}^2}} + Q\left(\frac{\mu_{\bar{\beta}_{j,k}}}{\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}}\right) \delta(\bar{\beta}_{j,k}).$$

Buradan gerçek ve karmaşık kısımların *genlik* dağılımlarına erişilebilir. Diğer modülasyonlar için de bulmak kolay olmakla beraber QPSK için gerçek ve karmaşık kısımlar aynı dağılıma sahiptir: $\check{\alpha}_{j,k} \geq 0$;

$$g(\check{\alpha}_{j,k}) = 4\check{\alpha}_{j,k} f(2\check{\alpha}_{j,k}^2); \check{\alpha}_{j,k} = \alpha_{j,k}/\sqrt{2} = \sqrt{\bar{\beta}_{j,k}/2}$$

$$g(\check{\alpha}_{j,k}) = \frac{4\check{\alpha}_{j,k}}{\sqrt{2\pi\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}}} e^{-\frac{(2\check{\alpha}_{j,k}^2 - \mu_{\bar{\beta}_{j,k}})^2}{2\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}^2}} + Q\left(\frac{\mu_{\bar{\beta}_{j,k}}}{\sigma_{\bar{\beta}_{j,k}}}\right) \delta(\check{\alpha}_{j,k}).$$

Genlik dağılımlarının elde edilmesinden sonra, hiperbolik tanjant kestiricisinin çıkışındaki gürültü-artı-girişim varyansı aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\sigma_{n_1 k thyp}^2 = 2 \int_{0^-}^{\infty} g(\check{\alpha}_{j,k}) \int_{-\infty}^{\infty} |\alpha_{j,k}^R - \check{\alpha}_{j,k} \tanh(\frac{\check{\alpha}_{j,k} x}{\sigma_{n_j}^2})|^2 \mathcal{N}_x(\alpha_{j,k}^R, \sigma_{n_j}^2) dx d\check{\alpha}_{j,k}. \quad (5)$$

$\sigma_{n_j}^2 = \sigma_{n_j}^2/2$ ve $\mathcal{N}_x(y, z)$, ortalama ve varyansı (y, z) olan x üzerindeki Gauss dağılımıdır. Sıfır-bir-karar verici çıkışındaki varyans, (5)'de $\tanh(\alpha_{j,k}x/\sigma_{n_j}^2)$ yerine $\text{sign}(x)$ konularak hesaplanabilir. Böylelikle elde edilen çıkış gürlü varyanslarından ve $\sigma_{j,k}^2$ değerlerinden, sıfır-bir-karar verici ve hiperbolik tanjant kestirici SINR değerlerine erişilebilir.

5. Benzetim Sonuçları

Benzetimde iki baz istasyonu modellendi. 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 Mçip/s olmasından dolayı, bu kanallar $N = 19$ çip uzunluklarına sahiptir. İki kat çip oranlı örnekleme ($m = 2$) yapılmış ve tek anten ($q = 1$) modellenmiştir. Semboller QPSK sembolleridir. Tüm kullanıcılar eşit enerji ve yayılım uzunluğuna (analitik durum için $L = 2048$, benzetim için $L = 256$) sahiptir.

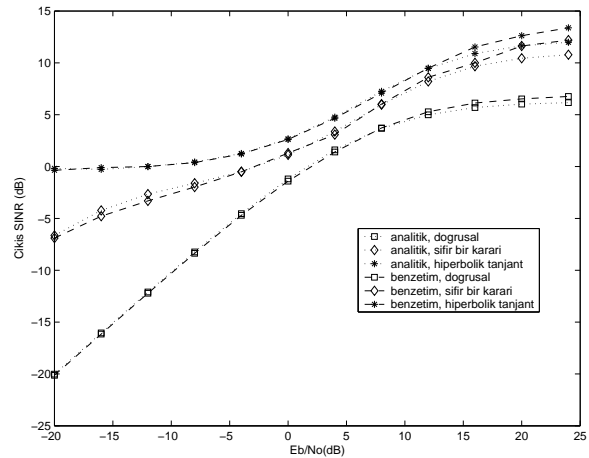
Şekil.3'de görüldüğü ve beklendiği üzere, hiperbolik tanjant çıkışları en yüksek SINR değerlerine sahiptir. Analitik ve benzetim sonuçları da örtüşmekte, fakat yüksek SNR bölgesinde ayrılmaya başlamaktadır. Bu ayrılım, SINR ve sonuçlardaki değeri arasındaki farkın varyansın E_b/N_0 ile artmasından dolayıdır [12].

Önerilen alıcı yapıları, diğer kullanıcı girişim sembollerinin kestirilip çıkarılmasında kullanılabilir. Kestirilen girişim sembolleri tekrar kanallanıp alınan ana sinyalden çıkartılır. Girişim kullanıcılarının kodları bilinmediğinden sezilmeleri gerekir. Bunun için sistemdeki en büyük yayılım katsayısı L üzerinden 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. Anlatılan 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 daha yüksek orandaki gerçek kiplenim şekliyle (*constellation*) ilintisizdir. Bu durumda girişime neden olan kullanıcıların gerçek kodlarının OVSF kod yapısında ağaç arama (*tree search*) yöntemiyle sezilmesi gerekir.

6. Kaynakça

- [1] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple access channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-32, No.1, January 1986.
- [2] U. Madhow and M.L. Honig, "Mmse interference suppression for direct-sequence spread-spectrum cdma," *IEEE Transactions on Communications Theory*, Vol.42, pp. 3178-3188, Dec 1994.

- [3] M. Lenardi and D.T.M. Slock, "Sinr maximizing equalizer receiver for ds-cdma," *Proc. EUSIPCO 2000, Tampere - Finland*, September 2000.
- [4] D.N.C. Tse and S.V. Hanly, "Linear multiuser receivers: Effective interference, effective bandwidth and user capacity," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.45, No.2, March 1999.
- [5] W. Hachem J.M. Chaufray and P. Loubaton, "Asymptotic analysis of optimum and sub-optimum cdma downlink mmse receivers," [Online]. Available: <http://www.supelec.fr/ecole/radio/publi02.html>.
- [6] J. S. Evans L. G. F. Trichard and I. B. Collings, "Large system analysis of linear multistage parallel interference cancellation," *IEEE Transactions on Communications Vol. 50, No.11*, November 2002.
- [7] R.M. Gray, "Toeplitz and circulant matrices; a review," *Information Theory Laboratory, Stanford Univ.*, [Online]. Available: <http://www-ee.stanford.edu/gray/toeplitz.html>, August 2002.
- [8] J.P. Delmas H. Gazzah, P.A. Regalia, "Asymptotic eigenvalue distribution of block toeplitz matrices and application to blind simo channel identification," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol 47, No.3, March 2001.
- [9] H. Poor and S. Verdú, "Probability of error in mmse multiuser detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.43, No.3, May 1997.
- [10] E.K.P. Chong J. Zhang and D.N.C. Tse, "Output mai distributions of linear mmse multiuser receivers in ds-cdma systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.47, No.3, March 2001.
- [11] D. Marcuse, "Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers," *Journal of Lightwave Technology*, Vol 8, No.12, December 1990.
- [12] O. Zeitouni and D.N.C. Tse, "Linear multiuser receivers in random environments," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.46, No.1, January 2000.



Şekil.3: SINR vs Eb/No sonuçları