

### مقایسه عملکرد چندین تکنیک حذف تداخل موازی تحت مشخصات 3 GPP WCDMA

نویسنده اول

مهدی جلالی

دانشکده تحصیلات تکمیلی آزاد تهران جنوب

تلفن : ۰۲۱-۶۶۸۴۰۵۲۲

[Jalali.mahdi@gmail.com](mailto:Jalali.mahdi@gmail.com)

نویسنده دوم

مصطفی پیله وری

دانشکده فنی آزاد ارومیه

تلفن: ۰۹۱۴۱۴۳۴۳۴۲

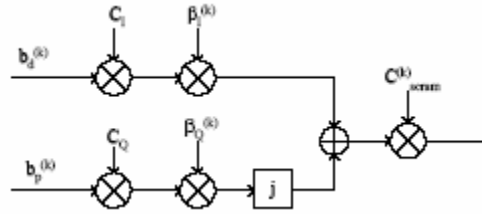
[mostafapilevari@yahoo.com](mailto:mostafapilevari@yahoo.com)

**چکیده :** عملکرد چندین تکنیک حذف تداخل بصورت موازی (PIC) بر روی انتقال کانالهای چند مسیره محو شده تحت شرایط 3GPPWCDMA که شامل یک ساختار از آنتن های آرایه ای می باشد را بررسی می کنیم. شرایط به گونه ای می باشد که فاکتور پراکندگی می تواند پایین باشد بطوریکه تداخل دسترسی چند گانه را تشدید می کند. از طریق شبیه سازی های کامپیوتری، PIC و آنتن های آرایه ای برای بدست آوردن گین قابل توجه در عملکرد انتقال یا ظرفیت سیستم در این حالت ، نشان داده شده است. سه تصمیم خوب برای PIC قابل توجه است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که عملکرد دریافت سیگنال به وضوح با نرم بودن تصمیم گیری بهبود می یابد.

**کلمات کلیدی :** عملکرد ، حذف تداخل موازی ، WCDMA ، آنتن های آرایه ای

#### ۱- مقدمه

WCDMA به عنوان یکی از طرح های امید بخش برای نسل بعدی مخابرات سیار مورد توجه می باشد. شرایط ETSI WCDMA [۳] دو تکنیک برای پشتیبانی انعطاف پذیر و سرویس data rate بالا را عرضه می کند. فاکتور پراکندگی تغییر پذیر (VSF) یکی از تکنیک ها می باشد که یک کاربر می تواند از چند فاکتور جدا از هم مربوط به انتقال Date rate ، استفاده کند. دومی قابلیت مالتی کد شدن (MC) است که به کاربر این اجازه را می دهد تا چندین کانال متعامد دیتا را به خود اختصاص دهد. در مقایسه با MC ، VSF به سخت افزار کمی نیاز دارد چرا که VSF فقط به یک مجموعه از سخت افزار گیرنده شناسایی سیگنال مربوط به کاربر نیاز دارد. سیستم های CDMA در ترافیک سنگین تداخل محدود می باشند و تکنیک های مختلف برای کاهش تداخل دسترسی چند گانه (MAI) پیشنهاد شده اند. سه قاعده تصمیم گیری برای (PIC) مقایسه شده اند [۴] و [۵]. همچنین تاثیر آنتن آرایه ای تطبیق یافته نیز مطالعه شده است [۷]. ما فقط انتقال uplink را در نظر می گیریم.



شکل (۱): مدولاسیون گسترده لینک بالا رونده

## ۲- سیگنالهای ارسال شده و دریافت شده

### ۲-۱- سیگنال uplink انتقال داده شده WCDMA

شکل (۱) ساختار مودولاتور انتشاری پایین گذر معادل را برای انتقال uplink ، WCDMA نشان می دهد. بیت‌های دیتای کاربر روی کانال I هنگامیکه بخش پایلوت از طریق کانال Q منتقل می شود، حمل شده اند.  $C_I$  ، کد کانالیزه شده (کد پراکندگی) برای کانال I می باشد همپورت  $C_Q$  متعلق به کانال Q است. فاکتور پراکندگی برای کانال I ،  $SF_I$  ،  $Q$  ،  $SF_Q$  ، در ۲۵۶ ثابت شده است. کد های انتقال بصورت متقابل، متعامد می باشند و یک مجموعه کد OVSF را شکل می دهند. بعد از مقیاس گذاری بوسیله  $\beta_I^{(k)}$  و  $\beta_Q^{(k)}$  برای تنظیم توان انتقال هر شاخه، سیگنال مرکب توسط  $C_{scram}$  ، scramble شده است.  $C_{scram}$  یک کد scramble شده مختلط می باشد. جدا از کدهای کانالیزه شده که برای تمامی کاربران یکسان می باشد ، هر کاربر یک کد scramble شده جداگانه دارد. فرض کنیم شکل موجها برای کدهای کانالیزه شده بصورت زیر باشد:

$$g_I(t) = \sum_{n=1}^{SF_I} C_I(n)u(t - nT_c) \quad (۱)$$

$$g_Q(t) = \sum_{n=1}^{SF_Q} C_Q(n)u(t - nT_c), \quad (۲)$$

به ترتیب برای کانالهای I و Q ، جائیکه  $T_c$  مدت زمان چیب می باشد و  $u(t)$  میان ۰ و  $T_c$  ، برابر واحد و در دیگر جاها صفر می باشد. پس سیگنال مخابره شده برای  $k$ امین کاربر می تواند بصورت زیر نوشته شود :

$$S^{(k)}(t) = g_{scram}^{(k)}(t) \left[ \beta_I^{(k)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_d^{(k)}(n) g_I(t - nT_I) + j \beta_Q^{(k)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_p^{(k)}(m) g_Q(t - mT_Q) \right] \quad (۳)$$

که  $T_I = SF_I.T_c$  ،  $T_Q = SF_Q.T_c$  و  $g_{scram}^{(k)}(t)$  شکل موج scramble کد تولید شده توسط فرمول زیر می باشد :

$$g_{scram}^{(k)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{m=1}^N C_{scram}(m) u(t - nT_{scram} - mT_c) \right], \quad (۴)$$

با  $T_{scram} = N.T_c$  و  $N$  تناوب  $C_{scram}^{(k)}(n)$  می باشد .

### ۲-۲- آرایه آنتن خطی وسیگنال دریافت شده :

یک آرایه آنتنی با  $M$  المان را در نظر بگیرید، تحت شرایط سیگنال باند باریک و میدان راه دور، یک سیگنال با زاویه  $\theta$  وارد بر آرایه بردار چند تایی که با فرمول مقابل مشخص می شود:

$$a(\theta) = [1e^{-j\phi} e^{-j2\phi} \dots e^{-j(M-1)\phi}]^H$$

که H انتقال هرمیتی و  $\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta$  می باشد. d فاصله میان المان دو آنتن همسایه و  $\lambda$  طول موج منبع می باشد. معمولاً  $d = \frac{\lambda}{2}$  می باشد، بنابراین داریم :

$$a(\theta) = [1e^{-j\pi \sin \theta} e^{-j2\pi \sin \theta} \dots e^{-j(M-1)\pi \sin \theta}]^H \quad (6)$$

سیگنال دریافت شده تحت انتشار چند مسیره می تواند بصورت زیر نوشته شود :

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{s_k} \sum_{l_k=1}^{L_k} a_{l_k}^{(k)} g_{l_k}^{(k)} s^{(k)}(t - \tau_{l_k}^{(k)}) + n(t) \quad (7)$$

که در این رابطه  $a_{l_k}^{(k)}$  بردار  $k$ امین کاربر در  $l_k$ امین مسیره است و  $g_{l_k}^{(k)}$  دامنه مختلط مسیره،  $\tau_{l_k}^{(k)}$  تأخیر مسیره و  $n(t)$  نویز جمع شونده کانال، با فرض گوسی و سفید، که هر دو گذرا و فضایی هستند، می باشند. داریم:

$$n(t)n^H(t) = \frac{N_0}{2} I$$

که I ماتریس همانی می باشد.

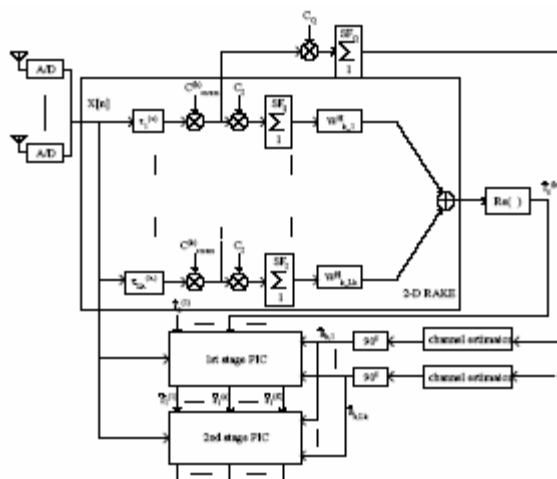
### ۳- ساختار گیرنده

در این کار شکل ۲ نشان دهنده ساختار گیرنده مورد نظر می باشد که شامل سه مفهوم عمده است: یک تخمین زننده کانال، یک فیلتر 2-D rake و حذف کننده تداخل موازی چند مرحله ای (PIC).

#### ۳-۱- تخمین کانال :

مشخصات 3GPP تخمین کانال مبتنی بر دیتای کانال گیرنده Q را آسان می کند، تحت کانال فیدینگ آهسته و با تداخل کلی و نویز مدل شده بعنوان گوس سفید، یک همبستگی ساده از سیگنال دریافتی با دنباله پایلوت تخمین بهینه کانال را حاصل می کند. با کمی دقت بیشتر سیگنال روی کانال Q بصورت زیر خواهد بود :

$$y(n) = a.b(n) + v(n) \quad (8)$$



شکل (۲) : ساختار گیرنده

که  $a$  گین کانال مسیر معین است و  $b(n)$  دنباله پایلوت و  $v(n)$  نویز جمع شونده تداخلی می باشد. سپس تخمین توسط این رابطه بدست می آید :

$$\hat{a} = \frac{1}{A} \sum_{k=0}^{A-1} b(n-k)y(n-k) \quad (9)$$

که  $A$  اندازه پنجره برای همبستگی می باشد. که این تخمین بهینه است و به آسانی استدلالهای استاندارد تئوریک نشان داده شده است. در شبیه سازی ما ، طول همبستگی ۲۰ بیت می باشد.

در کانالهای فیدینگ سریع ، تخمین همبستگی بخوبی انجام نمی شود. در شبیه سازی ، یک فاکتور فراموشی در فرآیند متوسط گیری برای ردیابی کانال فیدینگ استفاده شده است و متغیر ، برای تخمین کانال در زمان  $n$  توسط رابطه زیر داده شده است.

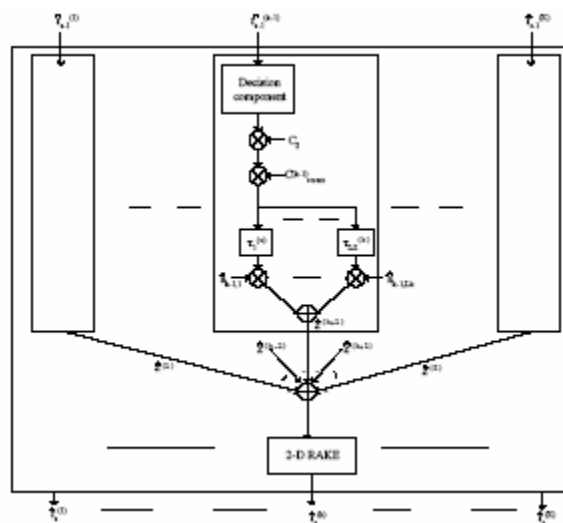
$$\hat{a}_{lk}^{(k)}(n) = \alpha \hat{a}_{lk}^{(k)}(n-1) + (1-\alpha) y_{lkQ}^{(k)}(n) b_p^{(k)}(n) \quad (10)$$

که  $y_{lkQ}^{(k)}(n)$  سیگنال پراکندگی پایلوت متناظر با  $k$  ام،  $lk$  امین مسیر و زمانیکه یک آرایه آنتنی مورد استفاده قرار بگیرد، یک بردار است.

### ۲-۳- فیلترینگ 2-D rake

فیلترینگ 1-D rake یک ساختار گیرنده استاندارد می باشد که در سیستمهای CDMA مورد استفاده قرار می گیرد. این فیلتر هنگامیکه نویز با تداخل در لبه های متفاوت، غیر همبسته هستند، می تواند به ماکزیمم SNR خروجی برسد. زمانیکه فاکتور پراکندگی کوچک است ، این شرط می تواند ارضاء شود. یک 2-D rake که در شکل ۲ نشان داده شده است، سیگنالها را در هر دو حوزه زمان و مکان مطابق می کند ( از طریق دریافت آنتن آرایه ای ) و می تواند درجه غیر همبستگی میان شاخه های مختلف را بهبود دهد.

ساختار فیلتر 2-d rake یک حالت کلی از فیلتر 1-D rake معمولی است. تفاوت کلیدی آنست که فاکتور وزنی هر لبه حالا یک فیلتر تطبیق یافته در حوزه فضا است. به همین ترتیب در 1-D rake استاندارد، این فاکتورهای وزنی از کانالهای تخمین بدست می آیند.



شکل (۳): ساختار S امین مرحله از PIC برای کاربر K ام

### ۳-۳- حذف تداخل پارالل

در ارسال VSF، برای تطبیق با Data rate بالا فاکتور پراکندگی می تواند نسبتاً کوچک باشد. متأسفانه در این حالت میزان تداخل از طریق دیگر کاربران بیشتر می شود. علاوه بر این، زمانیکه کانالهای I و Q ممکن است از فاکتور پراکندگی دیگری استفاده کنند، سیگنال دیتا و سیگنال پایلوت ممکن است بر روی شرایط تداخل دیگری متمرکز شوند. آشکار سازی چندین کاربره در این حالت می تواند برای بهبود عملکرد انتقال مرد نظر باشد و در نتیجه ظرفیت سیستم بهبود می یابد. همانطور که گفتیم ما از PIC استفاده کردیم که S امین حالت برای k امین کاربر، ساختار نشان داده شده در شکل ۳ را دارد. در PIC هر مرحله باید در خصوص سیگنال برای تسهیل کردن حذف تداخل دنباله، تصمیم احتمالی بگیرد. چندین شکل برای تصمیم می تواند در اینجا پیشنهاد شود. ۳ نوع را در نظر گرفته ایم: یک تصمیم سخت، روش تصمیم نرم و روش تصمیم نیمه سخت.

روش تصمیم گیری نرم به حذف تداخل مینیمم غیر خطی معروف است ( NMIC ) که بطور ابتدائی در [۸] مطرح شده است. با فرض نا همبسته بودن نویز جمع پذیر تداخلی میان مسیرهای مختلف می توانیم یک مسیر NMIC در [۸] را به چند مسیر و چند آنتن NMIC با تصمیم نرم داده شده توسط رابطه زیر تبدیل کنیم.

$$\hat{b}_d^{(k)}(n) = \tanh \left( \Re \left[ \sum_{lk=1}^{Lk} \frac{\hat{a}_{lk}^{(k)H} y_{lk_1}^{(k)}(n)}{\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)} \right] \right) \quad (11)$$

که  $\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)$  واریانس تخمین زده شده نویز پالس تداخل است. برای نخستین مرحله PIC،  $\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)$  بصورت زیر تخمین زده می شود:

$$\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n) = y_{lk_1}^{(k)H}(n) y_{lk_1}^{(k)}(n) - \hat{a}_{lk}^{(k)H}(n) \hat{a}_{lk}^{(k)}(n). \quad (12)$$

برای مرحله بعد، مقادیر  $\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)$  به  $1/4$  مقادیر مرحله قبل بخاطر کاهش تأثیرات معکوس تخمین نویزی تبدیل می شوند. روش تصمیم گیری نیمه سخت با NMIC قابل قیاس است و در [۹] بصورت مقدماتی آورده شده است. هدف اصلی داشتن یک حد آستانه است. هنگامیکه شدت سیگنال خروجی فیلتر rake از حد آستانه تجاوز کند یک تصمیم نیمه سخت، باعث ایجاد آشکارسازی سمبل می شود. در غیر اینصورت سمبل نادیده گرفته می شود. با این وجود یک عبارت صحیح برای حد آستانه در [۹] مشخص نشده است.

ما مینیمم تفاوت خطای میانگین را میان منحنی تصمیم حد آستانه و منحنی تصمیم گیری نرم NMIC [۱۱] را انتخاب می کنیم.

به همین علت است که ما  $v$  را انتخاب می کنیم، برای مینیمم کردن  $J(v)$ ، تفاوت mean-square بصورت زیر تعریف می شود:

$$J(v) = \int_0^\infty \tanh^2(x) dx + \int_v^\infty [1 - \tanh(x)]^2 dx. \quad (13)$$

با جستجوی عددی، مینیمم پیشامدها را در  $v \approx 0.55$  بدست می آوریم. بنابر این عمل تصمیم گیری حد آستانه می

$$b_d^{(k)}(n) = \begin{cases} 1, & \text{if } \Re \left( \sum_{lk=1}^{Lk} \frac{\hat{a}_{lk}^{(k)H} y_{lk_1}^{(k)}(n)}{\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)} \right) > 0.55, \\ 0, & \text{if } \left| \Re \left( \sum_{lk=1}^{Lk} \frac{\hat{a}_{lk}^{(k)H} y_{lk_1}^{(k)}(n)}{\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)} \right) \right| < 0.55, \\ -1, & \text{if } \Re \left( \sum_{lk=1}^{Lk} \frac{\hat{a}_{lk}^{(k)H} y_{lk_1}^{(k)}(n)}{\hat{\sigma}_{k,lk}^2(n)} \right) < -0.55. \end{cases} \quad (14)$$

تواند بصورت زیر تعریف شود:

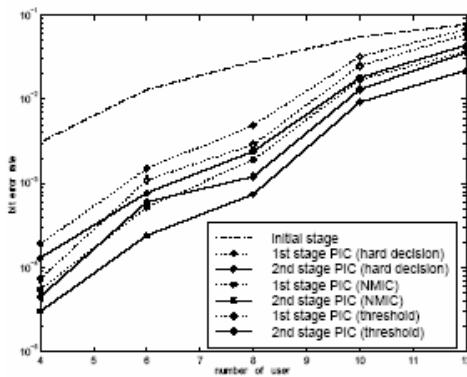
#### ۴- نتایج شبیه سازی :

اکنون عملکرد انتقال سیستم را می آزمائیم و تأثیرات ساختاری گیرنده های مختلف را مقایسه می کنیم. کدهای کانالیزه که از مشخصات 3GPP استفاده می کنند، ما نیز از کدهای scramble کوتاه استفاده می کنیم. هر کاربر انتشار ۴ مسیر را تجربه می کند. قدرت نسبی مسیرها ۱، ۰٫۸۹۱۲، ۰٫۳۵۴۸، ۰٫۳۱۶۲، هستند که بطور هموار در سراسر پتانسیل کاربرها توزیع شده اند. تأخیرهای نسبی مسیرها برترتیب، ۱ و ۲ و ۴ چپ می باشد. برای کانالهای فیدینگ سریع توانایی مسیر بصورت رابلی توزیع شده است.

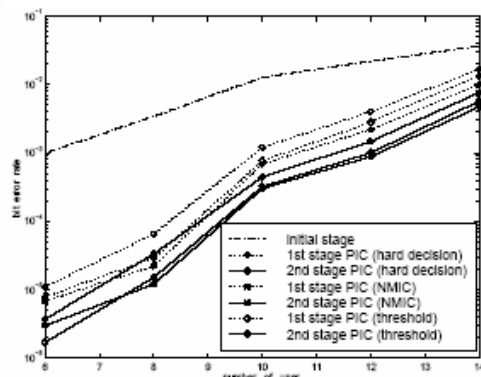
تعداد آنتن ها در آرایه آنتن گیرنده بکار رفته برابر ۳ است و جهت ورود ( DOA ) هر مسیر بین ۶۰ درجه و ۶۰- درجه بصورت رندم و غیر منظم پخش شده است. کنترل توان کامل مد نظر است. ما چند نتیجه BER را در زیر نشان داده ایم. هر داده BER توسط اجرای ۴۸۰/۰۰۰ بیت برای هر کاربر و میانگین گیری بر روی همه کاربر ها بدست می آید.

#### ۴-۱- عملکرد ترتیب های تصمیم گیریهایی مختلف در فیدینگ آهسته

شکل ۴ مقایسه ای میان مراحل مختلف PIC با ترتیب های سه گانه تصمیم گیری در یک فاکتور پراکندگی برابر ۱۶ برای کانال I ( کانال دیتا ) در فیدینگ آهسته می باشد. همانطوریکه انتظار می رود ، PIC می تواند بصورت قابل توجهی عملکرد را بهبود دهد و مقدار اصلاح در BER هدف که برابر  $10^{-3}$  است ، حاصل می شود. در یک مرحله بدون PIC تنها ۶ کاربر می توانند با این شرایط پشتیبانی شوند در حالیکه با یک یا دو مرحله PIC تعداد ۱۰ یا بیشتر از ۱۰ کاربر می توانند پشتیبانی شوند.



شکل ۵: BER برای تصمیم های مختلف با SF=8

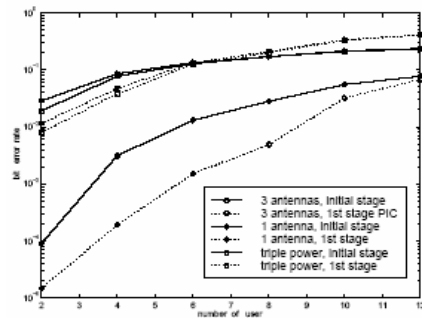


شکل ۴: BER برای تصمیم های مختلف با SF=16

از میان سه روش تصمیم گیری PIC، ترتیب صعودی عملکرد، تصمیم گیری سخت، تریشلد و NMIC می باشد. دو مدل بعدی ( تریشلد و NMIC ) توانایی بهتری نسبت به تصمیم گیری سخت دارند چراکه آنها شانس استفاده از تصمیمات غلط برای ایجاد حذف تداخل نویز دار را کاهش می دهند. شکل (۵) نتایج برای یک فاکتور پراکندگی ۸ را برای کانال I نشان می دهد. توجه کنید که در این حالت، فاکتور تک مرحله ای می تواند عملکرد بهتری از تصمیم گیری سخت دو مرحله ای داشته باشد و این بخاطر آنست که وقتی فاکتور پراکندگی پایین است توان تداخلی کاربران دیگر نسبتاً بزرگ می شود. بنابراین تصمیم گیریهایی سخت غلط، نه تنها بطور مکرر اتفاق می افتند بلکه تأثیر منفی بیشتری بر روی محیط نویزی مراحل بعدی دارند. از اینرو استفاده از روش تصمیم گیری نرم خصوصاً زمانی که فاکتور پراکندگی کوچک باشد، مفید است.

#### ۴-۲- عملکرد آرایه آنتن در فیدینگ آهسته

برای تست تأثیر آرایه آنتن در عملکرد گیرنده، شرایط سه گانه ای را شبیه سازی می کنیم. همه موارد از PIC شبیه سازی سخت استفاده می کنند. شرط ۱ برای هر کاربر، سه آنتن گیرنده و یک SNR خروجی هر آنتن برابر ۱۰ dB در خروجی را به خدمت می گیرد. SNR در اینجا بصورت  $\frac{E_b}{N_0/2}$  است که  $E_b$  بیت انرژی و  $N_0/2$  چگالی طیفی توان نویز کانال گوسی سفید جمع شونده می باشد.



شکل (۶): BER تحت تعداد المانهای آرایه مختلف و SNR مختلف در SF=8

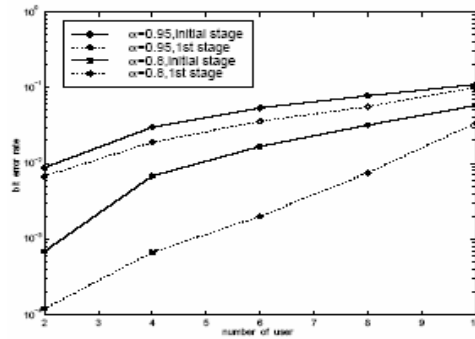
شرط دوم فقط یک آنتن و همان SNR خروجی آنتن را به خدمت گرفته است. شرط ۳ نیز یک آنتن را به خدمت گرفته ولی SNR خروجی به ۱۴٫۷۷ (سه برابر ۱۰ dB) افزایش یافته است. این بخاطر مقایسه عملکرد دریافت تک آنتن و آرایه آنتن بین شرایط ۱ و ۳ می باشد. شکل ۶ نشان دهنده چند نتیجه شبیه سازی تحت این شرایط در فاکتور پراکندگی ۸ برای کانال I می باشد. شرط یک بطور چشمگیری نتایج بهتری از دیگران دارد. این نتیجه ها مزیت های این آنتن را هنگامیکه فاکتور پراکندگی خیلی زیاد نباشد، تأیید می کنند.

#### ۴-۳- عملکرد فیدینگ سریع

شکل (۷) نشان دهنده نتیجه PIC تصمیم سخت برای یک خودروی سیار با سرعت ۱۲۰ km/h می باشد. دو مقدار از فاکتور فراموشی  $\alpha$  برای کانال تخمین، آزمایش شده است. توجه داشته باشید که مقدار پایین  $\alpha$  (۰٫۸) عملکرد بسیار بهتری نسبت به مقدار بالای  $\alpha$  (۰٫۹۵) دارد. اگر تخمین زنده کانال نمی تواند تغییرات کانال با یک زمان ثابت طولانی را در محاسبات همبستگی ردیابی کند، عجیب نیست. واقعیت هشدار دهنده اینست که عملکرد PIC به مقدار  $\alpha$  حساس است و بایستی بدقت انتخاب شود.

#### ۵- نتیجه گیری

از طریق شبیه سازی کامپیوتری، عملکرد چندین تکنیک PIC را در انتقال بر روی کانالهای چند مسیره فیدینگ تحت مشخصات 3GPP WCDMA که حاوی یک آنتن آرایه ای گیرنده می باشد را بررسی کردیم. با توجه جزئی تر مشاهده می شود که عامل پراکندگی می تواند کم باشد، که در نتیجه قادر به سریع تر کردن مسأله تداخل چند مسیره است. بخوبی دریافت آنتن آرایه ای، PIC برای تأمین گین قابل توجهی در عملکرد انتقال یا ظرفیت سیستم در این حالت نشان داده شد. همچنین استنباط شفافی از سه نوع تصمیم گیری PIC مورد توجه قرار گرفت، که با بهبود عملکرد توسط تصمیم گیری نرم همراه بود. نتیجه همچنین نشان می دهد که طول حافظه تخمین کانال برای PIC زمانیکه انتقال بر روی کانالهای فیدینگ سریع است، احتیاج به دقت در انتخاب دارد.



شکل (۷): BER برای مقایسه مختلف  $\alpha$

## ۶- مراجع

[۱] الکس دیبلو لم ، ساوasd تانتاراناتا ، تئوری و کاربرد سیستم های طیف گسترده،دکتر محمد ابطحي ، چاپ اول، انتشارات نص، تابستان ۱۳۸۱.

[۲] اشا مهرترا ، مهندسی سیستم های موبایل ، مهندس جهانگیر داد خوه چیمه، چاپ اول ، انتشارات دانشگاه علم و صنعت ایران ، ۱۳۸۱

[۳] European Telecommunications Standards Institute, "The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT candidate submission," <http://www.etsi.org/smg/utra/utra.pdf>, June 1998.

[۴] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 38, pp. 509–519, Apr. 1990.

[۵] C. Y. YOON, R. Kohno, and H. Imai, "A spread-spectrum multiaccess system with cochannel interference cancellation for multipath fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 1067–1075, Sep. 1993.

[۶] 3GPP, "TS 25.213: spreading and modulation," <http://www.3gpp.org>, Dec. 1999.

[۷] J. S. Thompson, P. M. Grant, and B. Mulgrew, "Smart antenna arrays for CDMA systems," *IEEE Pers. Commun.*, pp. 16–25, Oct. 1996.

[۸] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 2, Feb. 1998.

[۹] A. L. C. Hui and K. B. Letaief, "Successive interference cancellation for multiuser asynchronous DS/CDMA detectors in multipath fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 384–391, Mar. 1998.

[۱۰] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, 1993.

[۱۱] J. G. Proakis, *Digital Communication, 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 1995.

[12] Homla, H., and Toskala, A., WCDMA For UMTS, John Wiley & Sons, 2004