Archive of SID

نشریه دانشکده فنی، جلد ۳۶، شماره ۳، آذرماه ۱۳۸۱ ، از صفحه ۳۱۱ تا ۳۲۰

مدولاسیون وفقی با آشکارسازی همدوس برای سیگنالهای DS/CDMA در کانالهای مخابرات سلولی

کامران قوامی

فارغ التحصیل کارشناس ارشد گروه مهندسی برق و کامپیوتر – دانشکده فنی – دانشگاه تهران

محسن شیوا

استادیار گروه مهندسی برق و کامپیوتر – دانشکده فنی – دانشگاه تهران

(تاریخ دریافت ۸۰/۲/۳۰ ، تاریخ تصویب ۸۱/۷/۲۰)

چکیده

از آنجا که کانالهای مخابرات سلولی دارای طبیعتی تغییرپذیر با زمان میباشند، با استفاده از کدهای متداول با نرخ بیت ثابت نمیتوان به طراحی مطلوبی برای سیستم دست یافت. این کانالها در اکثر مواقع دارای کیفیت قابل قبولی هستند ولی در لحظات کوتاهی دچار محوشوندگی شدید(با تغییرات کند وانتخاب فرکانسی) میگردند. لذا در این مقاله، برای مقابله با چنین وضعیتی از مدولاسیون وفقی با آشکارسازی همدوس برای سیگنالهای طیف‌گستردهٔ DS/CDMA استفاده شده است. در سیستم پیشنهاد شده، برای حفظ کیفیت انتقال، نرخ ارسال و دریافت بر اساس وضعیت کانال(مقدار متوسط قدرت سیگنال به مجموع قدرتهای تداخل و نویز) تعیین میشوند. برای انجام اینکار، ابتدا گیرنده بر اساس تخمینی که از شرایط کانال در اختیار دارد نرخ جدید را تعیین میکند و سپس این اطلاعات را در اختیار فرستنده قرار میدهد تا نرخهای ارسال و دریافت هماهنگ گردند. بدین ترتیب سیستم پارامترهای خود را بر وضعیت کانال منطبق خواهد کرد. در ادامه، روابط ریاضی برای عملکرد سیستم مذکور استخراج و با نتایج شبیه‌سازی مقایسه میگردند و نهایتاً نشان داده خواهد شد که با استفاده از این سیستمها علاوه بر بهبود عملکرد میتوان به راندمان انتقال بیت بالاتری دست یافت.

www.SID.ir

Archive of SID

واژه‌های کلیدی : مدولاسیون وفقی، آشکارسازی همدوس، کانال با محوشوندگی و سایه‌افکنی، سیگنالهای طیف گستردهٔ DS\CDMA

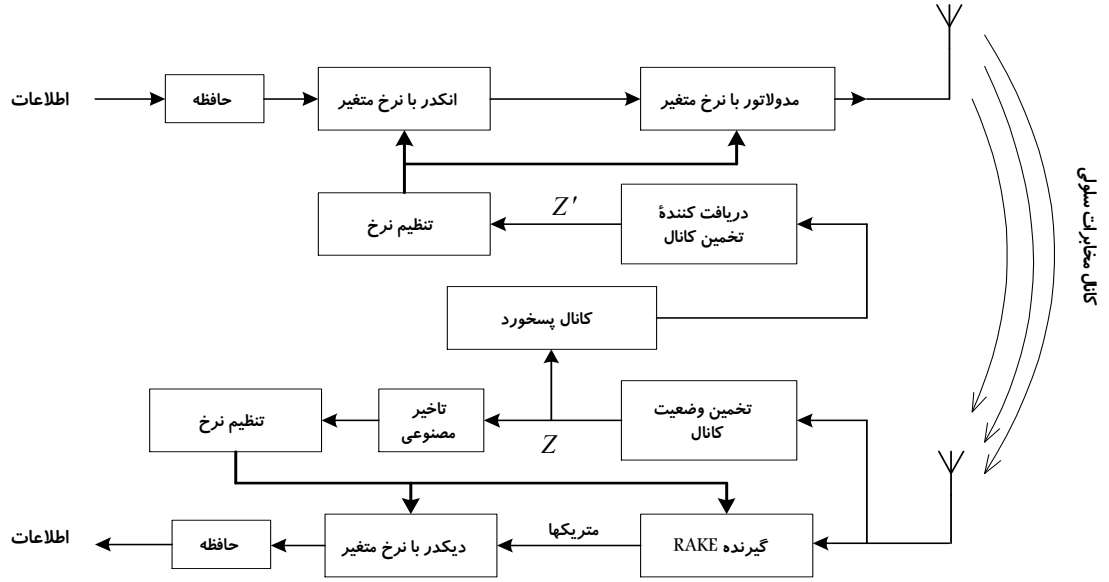
مقدمه

سیستمهای با نرخ ثابت متداول برای مقابله با اعوجاجات کانالهای مخابرات سلولی که ذاتاً متغیر با زمان هستند، مناسب نمیباشند. این کانالها تنها در مدت زمانهای کوتاهی دچار افت کیفیت شدید ناشی از پدیده محوشوندگی میگردند و در سایر زمانها از وضعیت خوبی برخوردارند. طراحی سیستم با نرخ ثابت برای چنین کانالهایی یا بر اساس شرایط متوسط و یا بر اساس بدترین وضعیت آن صورت میگیرد، که در هر دو صورت طراحی بهینه‌ای حاصل نخواهد شد. اما در مقابل با استفاده از روشهای وفقی میتوان به این هدف دست یافت. این سیستمها پارامترهای خود را بر اساس شرایط کانال تغییر میدهند تا در اکثر موارد کیفیت انتقال را در حد قابل قبول حفظ کنند. بر همین اساس، استفاده از سیستمهای وفقی در استانداردهای موبایل نسل دوم و سوم مانند IS-95 ، cdma2000 ، UMTS و GPRS مورد توجه قرار گرفته است [۱].

در این مقاله برای مقابله با پدیده‌های محوشدندگی[۱] و سایه‌افکنی[۲] درکانال مخابرات سلولی، از مدولاسیون وفقی M بعدی والش – هادامارد [۲] و کدینگ وفقی کانولوشنال با آشکارسازی همدوس استفاده شده است. بدنبال استفاده از مدولاسیون متعامد والش- هادامارد در استاندارد موبایل IS-95 [۳]، تقریباً در تمامی مقالات مربوطه نیز همین مدولاسیون مورد بررسی قرار گرفته است. در مورد استفاده از مدولاسیون متعامد برای سیگنالهای طیف گسترده DS/CDMA در کانالهای مخابرات سلولی، مقالات متعددی وجود دارد که بارزترین آنها مقالهٔ [٤] میباشد؛ اما در هیچیک از آنها از سیستمهای وفقی استفاده نشده است. تنها در مقالهٔ [۵]

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۱: ساختمان ساده شدهٔ سیستم وفقی.

چنین روشی برای آشکارسازی ناهمدوس بکار رفته است.

در ادامه، ابتدا کلیات سیستم پیشنهادی، شامل ساختمان و اجزاء آن شرح داده میشود و سپس روابط تئوریک برای عملکرد سیستم مذکور استخراج و برای اطمینان از صحت روابط بدست آمده، با نتایج حاصل از شبیه سازی مقایسه خواهند شد. در انتها نتیجه‌گیری کلی از سیستم بعمل خواهد آمد.

ساختمان سیستم وفقی با نرخ متغیر

در شکل (۱) ساختمان ساده شدهٔ سیستم مفروض نشان داده شده است [۵].

فرستندهٔ این سیستم شامل یک انکدر کانولوشنال با نرخ متغیر و ورودی ثابت میباشد. این انکدر دارای هشت نرخ مختلف است و در هر دورهٔ سیگنالینگ با توجه به شرایط کانال از یک نرخ استفاده میکند. برای آنکه بتوان در گیرنده برای تمام نرخها از یک دیکدر استفاده کرد[۳]، باید ساختمان کدهای بکار رفته، مشابه هم باشند. لذا برای همهٔ انکدرها سه حافظه در نظر گرفته شده است. توابع مولد این کدها عبارتند از

- نرخ ۲ / ۱ : $(۱۵،۱۷)_۸$
- نرخ ۳ / ۱ : $(۱۳،۱۵،۱۷)_۸$
- نرخ ٤ / ۱ : $(۱،۲،٤،۱۰)_۸$

www.SID.ir

Archive of SID

- نرخ ۵ / ۱ تا ۹ / ۱ : $_8$ (x،۱،۲،٤،۱۰)

به این ترتیب تمام کدهای تولید شده دارای فاصله همینگ نمادی یکسان خواهند بود[٤].

خروجی n بیتی انکدر توسط مدولاتور به یکی از $M = 2^n$ نماد متعامد والش – هادامارد نگاشته میشود. هر نماد M بعدی این مدولاسیون از M نماد پایه یا چیپ با انرژی E_c و دورهٔ T_c تشکیل شده است[۲]. این پارامترها مستقل از نرخ و همواره ثابت میباشند. با تغییر نرخ، M و در نتیجه قدرت و دورهٔ نمادهای اصلی مدولاتور تغییر میکنند، لذا با ترکیب کدینگ و مدولاسیون متعامد میتوان به هشت حالت مختلف برای ارسال و دریافت دست یافت:

- حالت– ۰ : کد ۱/۹ + مدولاتور ۵۱۲ بعدی
- حالت– ۱ : کد ۱/۸ + مدولاتور ۲۵٦ بعدی
- حالت– ۲ : کد ۱/۷ + مدولاتور ۱۲۸ بعدی
- . . .
- حالت– ۷ :کد ۱/۲ + مدولاتور ٤ بعدی

در ادامه، نمادهای تولید شده جهت گسترش طیف، در دنباله‌های شبه‌نویز ضرب میشوند و از طریق کانال ارسال میگردند. با توجه به اینکه عرض‌باند سیگنال DS/CDMA خیلی بزرگتر از عرض‌باند همبستگی کانال میباشد، میتوان دایورسیتی فرکانس را از خصوصیات ذاتی سیستم به حساب آورد. برای استفاده از این دایورسیتی فرکانسی، در گیرنده از دمدولاتور چند مسیری RAKE استفاده شده است. خروجی این گیرنده مجموعه‌ای M عضوی از متریکهای همبستگی میباشد و برای دیکدینگ نرم تصمیمی در اختیار الگوریتم ویتربی قرار میگیرد.

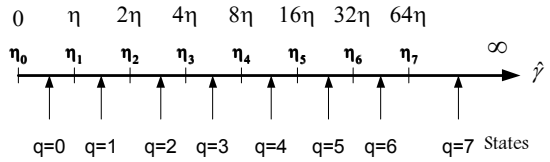
برای تنظیم نرخ، گیرنده وضعیت کانال را تخمین میزند و بر اساس آن نرخ جدید را به تمام قسمتهای خود اعمال میکند. برای برقراری ارتباط مناسب، لازم است که در هر دوره سیگنالینگ، نرخهای ارسال و دریافت یکسان باشند. بدین منظور، گیرنده نتیجهٔ تخمین کانال را از طریق کانال دیگری به نام کانال پسخورد به فرستنده ارسال میکند؛ فرستنده نیز بر اساس این سیگنال نرخ ارسال را تنظیم مینماید. چون در شرایط فیزیکی کانال پسخورد دارای

www.SID.ir

Archive of SID

تأخیر میباشد، گیرنده نرخ جدید را با توجه به این تأخیر تنظیم مینماید.

معیار تنظیم نرخ در این سیستم، مقدار متوسط نسبت قدرت سیگنال به مجموع قدرتهای تداخل و نویز کلی (γ) در نظر گرفته شده است. در ادامهٔ مطالب، این کمیت را به اختصار، سیگنال به نویز مینامیم و با SINR[۵] نشان میدهیم. برای تنظیم نرخ، محدودهٔ تغییرات این پارامتر که در فاصلهٔ $[0 , \infty[$ میباشد به هشت ناحیه تقسیم میشود بطوریکه به هر ناحیه یک نرخ تخصیص مییابد. بدین ترتیب گیرنده با توجه به محل وقوع γ میتواند نرخ جدید را تعیین کند. برای آنکه بتوان عملکرد سیستم را تنها با یک پارامتر (η) کنترل کرد، مطابق شکل (۲) فاصلهٔ مرزهای این ناحیه‌ها برابر با ۳ dB فرض شده است. پارامتر η را حاشیهٔ نرخ مینامیم.



شکل ۲: محدوده‌های تنظیم نرخ .

برای آنکه بتوان کلیهٔ سیستمهای با نرخ ثابت و وفقی را با یکدیگر مقایسه نمود، در بررسیها از یک سیستم مرجع با نرخ ثابت استفاده خواهد شد. در اینصورت γ به ازای قدرت نماد همین سیستم مرجع محاسبه میشود. این سیستم مرجع همان سیستم حالت-۳ (نرخ ثابت ۱/٦)، با انرژی نماد E_s و دوره T_s فرض میشود.

کانال

در کانالهای مخابرات سلولی، عامل اصلی محدود کنندهٔ کیفیت، پدیدهٔ محو-شوندگی چند مسیری میباشد. در شرایط عملی، این محوشوندگی دارای تغییرات آهسته و با توجه به عرض‌باند بالای سیگنال CDMA ، از نوع انتخاب فرکانسی میباشد. در اینصورت میتوان این کانالها را بصورت خط تأخیردار مدل نمود [۲] . پاسخ ضربه معادل پایین‌گذر این کانالها بصورت رابطهٔ زیر بیان میشود.

$$\tilde{h}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n \, \delta(t - n T_c)$$
$$C_n = \alpha_n e^{-j\varphi_n} \qquad (۱)$$

در رابطهٔ فوق N تعداد مسیرهای دایورسیتی و C_nها ضرایب کانال (متغیرهای تصادفی نرمال با متوسط صفر)

www.SID.ir

Archive of SID

میباشند. با این فرض α_nها دارای توزیع رایلی و φ_nها دارای توزیع یکنواخت خواهند بود.

اگر N_0 و I_0 بترتیب قدرت نویز و قدرت تداخل کانال باشند، برای سیگنال به نویز مرجع لحظه‌ای خواهیم داشت:

$$\gamma = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{E_s\, \alpha_n^2}{N_0 + I_0}$$

(۲)

تابع چگالی احتمال این متغیر تصادفی بر حسب مقدار متوسط آن، $\bar{\gamma}$، بصورت رابطهٔ بعد بیان میشود [۲].

$$f_{\gamma|\bar{\gamma}}(\gamma) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\pi_n}{\bar{\gamma}\, A_1 e^{-n/\varepsilon}} \exp\left(\frac{-\gamma}{\bar{\gamma}\, A_1 e^{-n/\varepsilon}} \right)$$

(۳)

در رابطهٔ فوق داریم:

$$\pi_n = \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{N-1} \frac{e^{-n/\varepsilon}}{e^{-n/\varepsilon} - e^{-i/\varepsilon}}$$

(٤)

$$A_1 = \frac{1 - e^{-1/\varepsilon}}{1 - e^{-N/\varepsilon}}$$

(۵)

$$\varepsilon \cong N - \frac{1}{2}$$

(٦)

بدین ترتیب از رابطه (۳) در محاسبهٔ احتمال خطای سیستم استفاده خواهد شد.

عملکرد سیستم همدوس

در این قسمت عملکرد سیستم مذکور را برای یک کاربر خاص (کاربر i ام) بررسی میکنیم. سیگنال معادل پایین‌گذر ارسال شده از این کاربر برای نماد خروجی m ام عبارتست از [۵].

$$\tilde{S}_{m^{(i)}}^{(i)}(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}}\, W(m^{(i)}, t)\, \tilde{a}^{(i)}(t)$$

(۷)

در رابطهٔ فوق $W(.)$ نماد والش- هادامارد است و همانطور که قبلاً گفته شد، متشکل از M نماد پایه میباشد

$$W(m^{(i)}, t) = \sum_{l=0}^{M(q^{(i)})-1} w_{m^{(i)},l}\, p(t - l T_c)\ ;\ w_{m^{(i)},l} \in \{-1, 1\}$$

(۸)

شکل پالسهای پایه با $p(.)$ معین میگردند; بدون از دست دادن کلیت مسأله میتوان $p(.)$ را پالسی مربعی با انرژی E_c و دورهٔ T_c فرض کرد. در رابطهٔ فوق مقدار M در حالت ارسال q با $M(q)$ نشان داده شده است. تابع $\tilde{a}(.)$ ، معرف دنباله‌های شبه نویز است و در حالت پایین‌گذر، بصورت مجموع دو مؤلفهٔ همفاز وفازمتقابل قابل تعریف میباشد.

www.SID.ir

Archive of SID

$$\tilde{a}^{(i)}(t) = a_I^{(i)}(t) + j\, a_Q^{(i)}(t)$$

$$a_I^{(i)}(t) = \sum_{l=0}^{M(q^{(i)})-1} a_l^{(i)}(I)\, p(t - l T_c) \quad ; a_l^{(i)}(I) \in \{-1,1\}$$

$$a_Q^{(i)}(t) = \sum_{l=0}^{M(q^{(i)})-1} a_l^{(i)}(Q)\, p(t - l T_c) \quad ; a_l^{(i)}(Q) \in \{-1,1\}$$

(۹)

اگر تعداد کل کاربران را K فرض کنیم و مجموع سیگنالهای ارسال شده از K کاربر را با $\tilde{S}(.)$ نشان دهیم، سیگنال دریافت شده توسط کاربر i ام از رابطهٔ زیر محاسبه خواهد شد.

$$\tilde{r}^{(i)}(t) = \tilde{S}(t) * \tilde{h}(t) + \tilde{n}(t)$$

(۱۰)

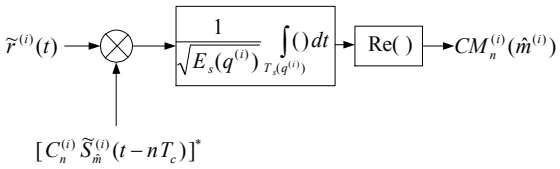
در رابطه فوق $\tilde{n}(.)$ نویز سفید پایین‌گذر میباشد. با استفاده از رابطهٔ (۱) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\tilde{r}^{(i)}(t) = & \sum_{n=0}^{N-1} C_n^{(i)}\, \tilde{S}_{m^{(i)}}^{(i)}(t - n T_c) \\ & + \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i}}^{K} \sum_{n'=0}^{N-1} C_{n'}^{(i)}\, \tilde{S}_{m^{(k)}}^{(k)}(t - n' T_c - \tau^{(k)})\, e^{-j\omega_c \tau^{(k)}} \\ & + \tilde{n}(t)\end{aligned}$$

(۱۱)

در این رابطه تأخیر هر کاربر با τ نشان داده شده است; البته برای ساده‌تر شدن روابط و بدون از دست دادن کلیت مسأله، تأخیر کاربر i ام صفر فرض شده است.

در آشکارسازی همدوس فرض بر آنست که گیرنده از ضرایب کانال مطلع است و میتواند با استفادهٔ مستقیم از آنها، متریکهای مورد نیاز را تولید نماید. با این فرض میتوان ساختمان گیرنده همدوس را برای مسیر n ام و نماد $\hat{m}$ ام بصورت شکل (۳) فرض نمود[٦] و [۵].



شکل ۳ : آشکارساز همدوس مسیر n ام و نماد $\hat{m}$ ام .

با توجه به این شکل، برای متریک مسیر n ام و نماد $\hat{m}$ ام خواهیم داشت.

$$CM_n^{(i)}(\hat{m}^{(i)}) = (\alpha_n^{(i)})^2\, \rho_{m^{(i)},\hat{m}^{(i)}}^{(i,i)}(0) + \alpha_n^{(i)}\, I_n^{(i)}$$

(۱۲)

و در این رابطه داریم:

$$\rho_{m^{(k)},\hat{m}^{(i)}}^{(k,i)}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{E_s(q^{(i)})}} \int_0^{T_s(q^{(i)})} \tilde{S}_{m^{(k)}}^{(k)}(t+\tau)\, \tilde{S}_{\hat{m}^{(i)}}^{(i)\,*}(t)\, dt$$

(۱۳)

و

$$I_n^{(i)} = SI_n^{(i)} + MAI_n^{(i)} + NI_n^{(i)}$$

www.SID.ir

Archive of SID

(۱٤)

در رابطهٔ (۱۲) مؤلفهٔ تداخل کل با I_n نشان داده شده است و همانطور که دیده میشود این تداخل از مجموع سه مؤلفهٔ تداخل دیگر به نامهای تداخل خودی[٦](SI)، تداخل دسترسی چندگانه[۷](MAI) و تداخل نویز [۸](NI) تشکیل شده است و میتوان با تقریب خوبی تمام این مؤلفهها را متغیرهای تصادفی گوسی فرض کرد[۷و۸]. بدین ترتیب، بدلیل استقلال این مؤلفهها از یکدیگر، میتوان نرمال بودن I_n را نتیجه گرفت. حال به بررسی جداگانهٔ هر مؤلفهٔ تداخل میپردازیم.

الف- مؤلفهٔ تداخل خودی[٦] : رابطهٔ ریاضی این مؤلفه توسط (۱۵) بیان شده است.

$$SI_n^{(i)} = \sum_{\substack{n'=0 \\ n'\neq n}}^{N-1} \alpha_{n'}^{(i)} \,\mathrm{Re}\{e^{-j(\varphi_{n'}^{(i)}-\varphi_n^{(i)})}\, \rho_{m^{(i)},\hat{m}^{(i)}}^{(i,i)}\big((n-n')T_c\big)\}$$

(۱۵)

بسادگی دیده مشود که مقدار متوسط این مؤلفه صفر است. واریانس آن عبارتست از:

$$\sigma_{SI}^2 = \frac{16}{3M_{ref}} E_s \sum_{\substack{n'=0 \\ n'\neq n}}^{N-1} E\big[(\alpha_{n'}^{(i)})^2\big]$$

(۱٦)

در این رابطه M_{ref} ، بُعد مدولاسیون سیستم مرجع و برابر با ٦٤ میباشد.

ب- مؤلفهٔ تداخل دسترسی چندگانه[٦] : رابطهٔ ریاضی این مؤلفه بصورت زیر میباشد.

$$MAI_n^{(i)} = \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i}}^{K} \sum_{n'=0}^{N-1} \alpha_{n'}^{(k)} \,\mathrm{Re}\{\, e^{-j(\varphi_{n'}^{(k)}+\omega_c\tau^{(k)}-\varphi_n^{(i)})}\, \rho_{m^{(k)},\hat{m}^{(i)}}^{(k,i)}\Big((n-n')T_c-\tau^{(k)}\Big)\}$$

(۱۷)

مقدار متوسط این مؤلفه نیز صفر است و واریانس آن عبارتست از:

$$\sigma_{MAI}^2 = \frac{16}{3M_{ref}} E_s \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i}}^{K} \sum_{n'=0}^{N-1} E\big[(\alpha_{n'}^{(k)})^2\big]$$

(۱۸)

ج- مؤلفهٔ نویز[٦] : این مؤلفه بصورت زیر بیان میگردد.

$$NI_n^{(i)} = \mathrm{Re}\{\frac{e^{j\varphi_n^{(i)}}}{\sqrt{E_s(q^{(i)})}} \int_0^{T_s(q^{(i)})} \tilde{n}(t)\, \tilde{S}_{\hat{m}^{(i)}}^{(i)\,*}(t)\, dt\}$$

(۱۹)

مقدار متوسط این مؤلفه، صفر و واریانس آن $2N_0$ اسـت.

لذا مقدار متوسط تداخل کل برابر صفر و واریانس آن برابر با مجموع واریانسهای سه مؤلفهٔ مذکور میشود. با توجه به ثابت بودن مقادیر این واریانسها ، رابطهٔ زیر را در نظر میگیریم.

www.SID.ir

Archive of SID

$$\sigma^2_{I_n^{(i)}} = \sigma^2_I = 2(N_0 + I_0)$$

(۲۰)

بدین ترتیب گیرنده برای هر نماد، N متریک بصورت رابطهٔ (۱۲) محاسبه میکند ودر نهایت از ترکیب آنها با یکدیگر با بهرهٔ یکسان (روش EGC) ، متریک کلی هر نماد را تولید مینماید. با توجه به تعامد سیگنالهای مدولاتور خواهیم داشت [٦].

$$CM^{(i)}(\hat{m}^{(i)}) = \sum_{n=0}^{N-1} CM_n^{(i)}(\hat{m}^{(i)}) = 2\sqrt{E_s(q^{(i)})}\,\delta_{m\hat{m}} \sum_{n=0}^{N-1}\alpha_n^2 + \sum_{n=0}^{N-1}\alpha_n I_n$$

(۲۱)

در رابطهٔ فوق، برای کاهش پیچیدگی روابط، از اندیس i ضرایب کانال صرف نظر شده است.

در مرحلهٔ بعد این M متریک در اختیار الگوریتم ویتربی قرار میگیرند تا توسط آنها دیکدینگ نرم تصمیمی انجام شود. چون به هر شاخهٔ دیاگرام ترلیس یک نماد مدولاتور متناظر میباشد ، مناسبتر است که محاسبات تابع تبدیل کدها نیز بصورت نمادی در نظر گرفته شوند. در بررسی الگوریتم ویتربی فرض میکنیم مسیر تمام صفر($P0$) ارسال شده باشد. مسیر تخمین زده‌شدهٔ خطادار را با $P1$ نشان میدهیم. فرض میشود این مسیر در گرهٔ 0 از $P0$ جدا شده و در گرهٔ B_{P1} دوباره به آن می-پیوندد و همچنین فاصلهٔ نمادی ایندو مسیر D نماد میباشد. در اینصورت روابط متریکهای دو مسیر عبارت خواهند بود از:

$$CM_{P0} = \sum_{j=1}^{B_{P1}} CM^{(i)}(\hat{m}^{(i)}_{j,P0})$$

(۲۲)

$$CM_{P1} = \sum_{j=1}^{B_{P1}} CM^{(i)}(\hat{m}^{(i)}_{j,P1})$$

(۲۳)

برای محاسبهٔ احتمال خطای زوج شرطی (با شرط ثابت بودن ضرایب کانال)، باید احتمال منفی شدن تفاضل دو متریک (ΔCM) را بدست بیاوریم. در رابطهٔ (۲۱) دیده میشود که با فرض ثابت بودن α_nها ، متریک، متغیر تصادفی نرمال میشود. با توجه به استقلال مؤلفه‌های تداخل دو مسیر، خواهیم داشت [٦]:

$$\overline{\Delta CM} = 2\sum_{j=1}^{D}\sqrt{E_s(q^{(i)})}\sum_{n=0}^{N-1}\alpha_{n,j}^2$$

$$\sigma^2_{\Delta CM} = 2\sigma_I^2\sum_{j=1}^{D}\sum_{n=0}^{N-1}\alpha_{n,j}^2$$

(۲٤)

و در نتیجه میتوان رابطهٔ بعد را برای احتمال خطای زوج شرطی در نظر گرفت.

www.SID.ir

Archive of SID

$$P_2\left(D\middle|\{\alpha_{n,j}\}\right)=P\left(\Delta CM<0\middle|\{\alpha_{n,j}\}\right)=Q\left(\frac{\overline{\Delta CM}}{\sigma_{\Delta CM}}\right)$$

(۲۵)

فرض میکنیم:

$$\xi_j=\frac{M_j}{M_{ref}}$$

$$\gamma_j=\sum_{n=0}^{N-1}\frac{E_s\,\alpha_{n,j}^2}{N_0+I_0}$$

(۲۶)

در اینصورت رابطهٔ (۲۵) ساده‌تر میشود.

$$P_2\left(D\middle|\{\gamma_j\}\right)=Q\left(\sqrt{\frac{(\sum_{j=1}^{D}\sqrt{\xi_j}\gamma_j)^2}{\sum_{j=1}^{D}\gamma_j}}\right)$$

(۲۷)

حال باید از این عبارت نسبت به D متغیر تصادفی γ_j متوسط گیری کرد تا تابع احتمال خطای زوج غیر شرطی بدست آید. همانطور که قبلاً دیده شد، نرخ بر اساس γ_j تنظیم میشود، بنابراین M_j و در نتیجه ξ_j توابعی از γ_j میباشند. این خصوصیت، متوسط گیری از رابطهٔ فوق را غیرممکن میسازد. لذا از کران بالای رابطهٔ (۲۷) استفاده میکنیم.

$$P_2\left(D\middle|\{\gamma_j\}\right)\le Q\left(\sqrt{\xi_{\min}\sum_{j=1}^{D}\gamma_j}\right)\le\frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{1}{2}\xi_{\min}\sum_{j=1}^{D}\gamma_j}$$

(۲۸)

حال میتوان به سهولت از رابطهٔ (۲۸) نسبت به γ_j ها متوسط گیری کرد. اما بدلیل متغیر بودن دورهٔ زمانی نمادهای دریافت شده، نمیتوان از رابطهٔ (۳) بعنوان تابع چگالی احتمال استفاده کرد ; زیرا با تغییر نرخ، تابع چگالی احتمال γ_j نیز تغییر کرده و به تابع چگالی احتمال القائـــی بدل خواهد شد. تابع چگالی احتمال القائی عبارتست از:

$$p_{\gamma_j}(\gamma_j)=\frac{f_{\gamma_j}(\gamma_j)}{T_s(\gamma_j)\int_0^{\infty}\frac{f_{\gamma_j}(\gamma_j)}{T_s(\gamma_j)}d\gamma_j}$$

(۲۹)

در عبارت فوق $f_{\gamma_j}(.)$ توسط رابطهٔ (۳) بیان شده است و $T_s(.)$ دوره نمادهای مدولاتور میباشد. با توجه به استقلال γ_j ها، رابطهٔ احتمال خطای زوج بصورت زیر نتیجه میشود[۶].

$$P_2(D)\le\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[\int_0^{\infty}e^{-\frac{\xi_{\min}\gamma_1}{2}}p_{\gamma_1}(\gamma_1)\,d\gamma_1\right]^D$$

(۳۰)

www.SID.ir

Archive of SID

حال میتوان احتمال خطای نماد را با استفاده از ضرایب مشتق تابع تبدیل کدها(β_D) محاسبه نمود.

$$P_M \le \sum_{D=D_{\min}}^{\infty} \overline{\beta_D}\, P_2(D)$$

(۳۱)

با توجه به متغیر بودن نرخ باید از β_Dها نیز متوسط گیری شود. در رابطهٔ فوق، $\overline{\beta_D}$ معرف متوسط β_Dها میباشد[٦].

در نهایت با توجه به متعامد بودن مدولاسیون احتمال خطای بیت محاسبه خواهد شد.

$$P_b = \frac{\overline{M}/2}{\overline{M}-1} P_M$$

(۳۲)

در این رابطه $\overline{M}$ نیز حاصل متوسط گیری از M روی تغییرات نرخ میباشد.

عامل مهم دیگر در مقایسهٔ سیستمها با یکدیگر، گذردهی بیت میباشد. در اینجا گذردهی بصورت نسبت بیتهای اطلاعات ورودی به کل نمادهای پایهٔ خروجی در نظر گرفته میشود. در اینصورت با توجه به رابطهٔ (۲٦) ، برای گذردهی نرمالیزه متوسط خواهیم داشت [٦] و [٥].

$$\overline{\mu} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\xi(\gamma)} f_{\gamma}(\gamma)\, d\gamma$$

(۳۳)

چون در محاسبهٔ گذردهی به نمادهای پایه نیاز است و خصوصیات این نمادها مستقل از نرخ میباشند، در رابطهٔ (۳۳) از تابع چگالی احتمال القائی استفاده نشده است.

سایه افکنی

در کانالهای مخابرات سلولی علاوه بر محو شوندگی چندمسیری، عامل مخرب دیگری به نام سایه‌افکنی وجود دارد. پدیدهٔ سایه‌افکنی در اثر شرایط محیطی مانند ساختمانها و تپه‌ها بوجود می‌آید و موجب بروز تغییرات کندی در مقدار متوسط فیدینگ ($\bar{\gamma}$) میگردد. متداولترین مدل برای سایه‌افکنی، مدل لوگ–نرمال است. در این مدل برای لگاریتم $\bar{\gamma}$ ، توزیع نرمال در نظر گرفته میشود.

$$f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}) = \frac{10/\ln 10}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Lambda}^2}\,\bar{\gamma}} \exp\left[\frac{-\left(10\log\bar{\gamma}-\overline{\Lambda}\right)^2}{2\sigma_{\Lambda}^2}\right]$$

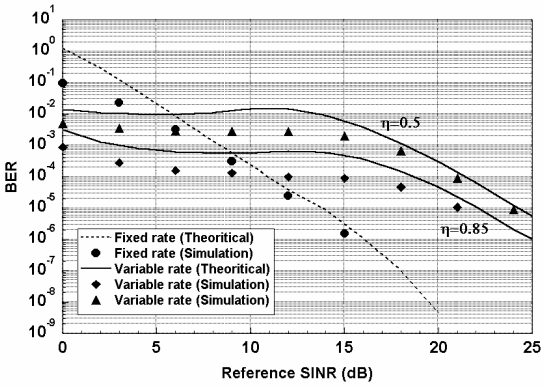
(۳٤)

برای محاسبهٔ احتمال خطا در این حالت، کافیست از رابطهٔ (۳۰) با استفاده از رابطهٔ (۳٤) متوسط گیری شود. در اینصورت کلیهٔ روابط تابعی از $\overline{\Lambda}$ خواهند

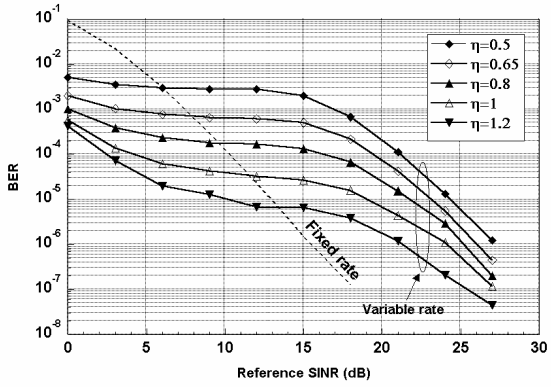
www.SID.ir

Archive of SID

شد. سایر مراحل مشابه حالت بدون سایه-افکنی خواهند بود.



(الف)



(ب)

شکل ٤: منحنی عملکرد سیستم همدوس ثابت و وفقی، (الف) مقایسهٔ نتایج تئوریک و شبیه‌سازی، (ب) عملکرد سیستم وفقی در حاشیهٔ نرخهای مختلف، $K=2, N=1$.

نتایج شبیه‌سازی

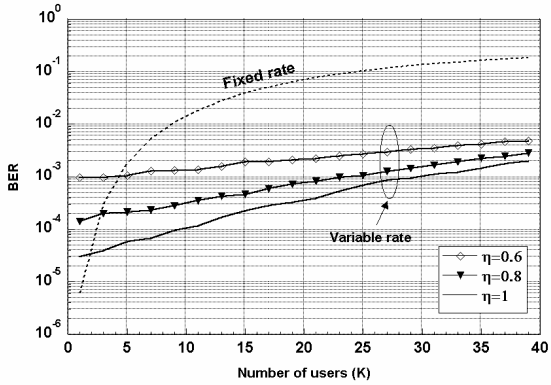
برای اطمینان از صحت روابط استخراج شده، آنها را با نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم مقایسه میکنیم.

در شکل (٤-الف) منحنی تغییرات نرخ خطای بیت بر حسب سیگنال به نویز مرجع متوسط($\bar{\gamma}$) برای سیستمهای با نرخ ثابت و وفقی نشان داده شده است. همانطور که دیده میشود، نتایج تئوریک و شبیه‌سازی بویژه در SINRهای بالا، خیلی بهم نزدیک میباشند. نکتهٔ مهم دیگری که در این شکل دیده میشود بهبود کیفیت سیستم وفقی در سیگنال به نویزهای پایین میباشد. با افزایش SINR ، سیستم وفقی سعی میکند با تغییر نرخ، احتمال خطا را ثابت نگه دارد و به همین دلیل در منحنی مذکور ناحیهٔ تختی دیده میشود. این ناحیهٔ تخت، همان ناحیهٔ تطبیق میباشد.

در شکل (٤-ب) منحنی تغییرات احتمال خطای بیت به ازای حاشیه نرخهای مختلف نشان داده شده است. واضح است که هرچه حاشیهٔ نرخ بالاتر باشد سیستم از کدهای قویتری استفاده میکند و احتمال خطا کاهش می‌یابد.

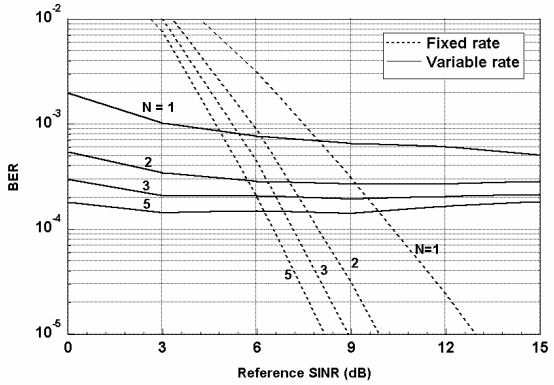
www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۵ : منحنی تغییرات عملکرد سیستم وفقی همدوس بر حسب تعداد کاربران، $N=۱$.

برای مقایسهٔ بهتر دو سیستم با نرخ ثابت و وفقی، در شکل (۵) منحنی تغییرات نرخ خطای بیت بر حسب تعداد کاربران(K) رسم شده است. در این شکل دیده میشود که با افزایش تعداد کاربران، افت کیفیت سیستم با نرخ ثابت خیلی شدیدتر از سیستم وفقی میباشد و این امر موجب افزایش ظرفیت کاربران در سیستمهای وفقی میشود.

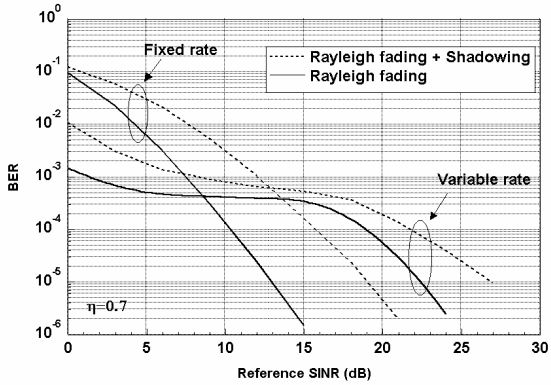


شکل ٦ : اثر تعداد کانالهای دایورسیتی بر عمـــلکرد سیستم، $K=۲$ ، $\eta=۰/٦٥$.

پارامتر مهم دیگری که در بررسی این سیستمها اهمیت دارد، تعداد مسیرهای دایورسیتی مـــیباشـــد. شکل (٦) منحنی تغییرات نرخ خطای بیت سیستم با نرخ ثابت و وفقی را به ازای تعداد کانالهای مختلف نشان میدهد. همانطور که مشاهده میشود با افزایش تعداد مسیرها ، کیفیت سیستم افزایش می‌یابد. ضمناً با افزایش N از رشد کیفیت کاسته میشود و منحنیها بهم نزدیکتر میشوند.

www.SID.ir

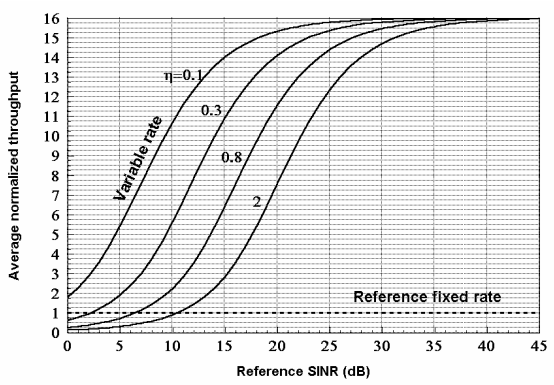
Archive of SID



شکل ۷ : اثر سایه‌افکنی در عملکرد سیستم وفقی همدوس، N =۱، K=۲، η=۰/۷ .

در شکل (۷) نتیجهٔ شبیه‌سازی کانال دارای سایه‌افکنی بر حسب $\overline{\Lambda}$ دیده میشود. در شبیه‌سازی اثر سایه‌افکنی از مدل تداخل بلوکی استفاده شده است [۹]؛ بطوریکه بلوکهای بزرگی از اطلاعات دارای $\overline{\gamma}$ یکسانی میباشند. در این شکل دیده میشود که با ورود سایه‌افکنی، سیستم وفقی بر خلاف سیستم با نرخ ثابت، کیفیت انتقال را حفظ میکند. همچنین بدلیل وجود ناحیهٔ تطبیق در سیستمهای وفقی، از حساسیت آنها نسبت به تغییرات $\overline{\gamma}$ کاسته میشود. این نکته با بررسی منحنی‌ها، مثلاً در dB $\overline{\Lambda}=۱۵$ مشخص میگردد.

در شکل (۸) منحنی تغییرات گذردهی[۹] نرمالیزهٔ متوسط سیستم به ازای تغییرات سیگنال به نویز دیده میشود. همانطور که مشاهده میشود گذردهی سیستم مرجع با نرخ ثابت ، بدون تغییر میباشد؛ در حالیکه در سیستمهای وفقی، با افزایش قدرت سیگنال (بدلیل بهبود کیفیت کانال)، بر میزان گذردهی افزوده میشود. در شکل دیده میشود که با افزایش حاشیهٔ نرخ[۱۰] از مقدار گذردهی سیستم در سیگنال به نویزهای پایین کاسته میشود.



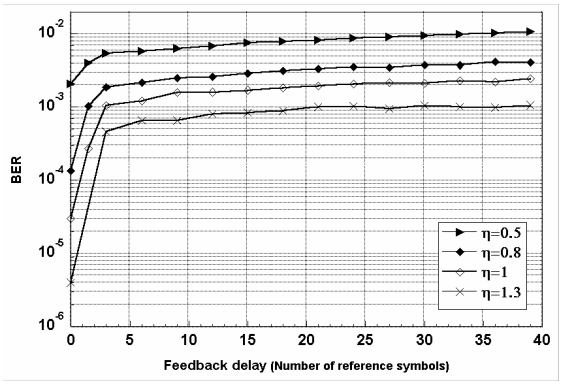
شکل ۸ : مقایسهٔ گذردهی نرمالیزهٔ سیستم وفقی و سیستم با نرخ ثابت، N=۱ .

در بررسیهای بعمل آمده تا این قسمت، کانال پسخورد را ایده‌آل و بدون تأخیر فرض کردیم. ولی در عمل این کانال دارای تأخیر است و این تأخیر موجب بروز ناهماهنگی در نرخهای ارسال و دریافت میگردد. شکل (۹) حساسیت

www.SID.ir

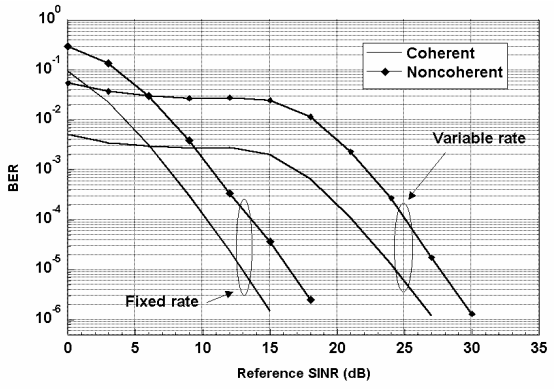
Archive of SID

سیستم را نسبت به این تأخیر نشان میدهد. در شبیه‌سازی، تأخیر کانال پسخورد بصورت مضارب صحیحی از دورهٔ نماد مرجع (T_s) مدل شده است. در این شکل منحنی تغییرات احتمال خطای بیت نسبت به تأخیر کانال پسخورد در چند مقدار نمونهٔ η رسم شده است. همانطور که مشاهده میشود، وجود این تأخیر عملکرد سیستم را کاهش میدهد. همچنین هرچه حاشیهٔ نرخ بالاتر میباشد افت کیفیت نیز شدیدتر است. بنابراین گیرنده باید این تأخیر را تخمین بزند و بر اساس آن خود را با فرستـــــنده هماهنگ کند.

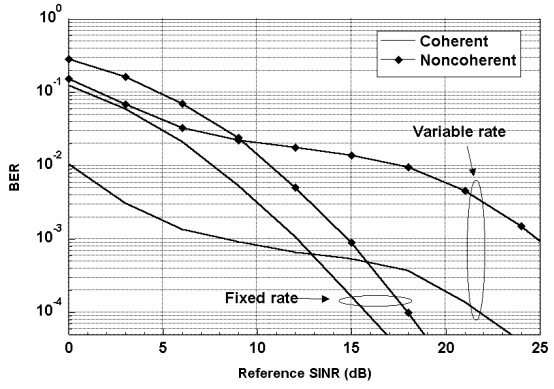


شکل ۹ : حساسیت سیستم وفقی نسبت به تأخیر کانال پسخورد با حاشیهٔ نرخهای مختلف، N=۱، K=۲ .

در شکلهای (۱۰) و (۱۱) عملکرد سیستمهای همدوس و غیر همدوس با یکدیگر مقایسه شده است.



شکل ۱۰ : منحنی عملکرد سیستمهای مرجع و وفقی با آشکارسازیهای همدوس و غیرهمدوس، N=۱، K=۲، η=۰/۵ .



شکل ۱۱ : منحنی عملکرد سیستمهای همدوس و غیر همدوس در کانال با سایه‌افکنی، N=۱، K=۲، η=۰/۷ .

همانطور که مشاهده میشود، سیستم همدوس در مقابل نیاز به مدار APC و در

www.SID.ir

Archive of SID

نتیجه دارا بودن پیچیدگی بیشتر آشکارسازی، خصوصاً در کانال با پدیدهٔ سایه افکنی دارای کارائی بسیار بهتری می-باشد.

نتیجه‌گیری

در این مقاله برای مقابلهٔ بهتر با پدیده-های محوشوندگی و سایه‌افکنی کانالهای مخابرات سلولی ، استفاده از سیستم وفقی با نرخ متغیر و آشکارسازی همدوس پیشنهاد شد .در حالتهای کانال با محوشوندگی و ترکیبی از محوشوندگی و سایه‌افکنی روابط احتمال خطای سیستم استخراج و در مقایسه با نتایج حاصل از شبیه‌سازی، صحت آنها تأیید گردید. و نهایتاً مشخص شد که استفاده از سیستم وفقی خصوصاً در SINR های پایین باعث بهبود کیفیت در عملکرد خطای بیت سیستم میشود. همچنین دیده شد که با افزایش تعداد کاربران، افت کیفیت سیستم وفقی کمتر از افت کیفیت سیستم با نرخ ثابت بود و این خود موجب افزایش ظرفیت سیستمهای وفقی میباشد. از طرف دیگر استفاده از این روش، راندمان انتقال سیستم را به میزان قابل توجهی افزایش میدهد. در بررسی اثر تعداد مسیرهای دایورسیتی دیده شد که با افزایش N، کیفیت انتقال بالاتر میرود اما در نهایت در Nهای بزرگ، منحنی‌ها به یکدیگر نزدیکتر میشوند. همچنین این سیستم در مبارزه با پدیدهٔ سایه‌افکنی بسیار مقاومتر از سیستم با نرخ ثابت بود و حساسیت کمی نسبت به تغییرات مقدار متوسط محوشدگی کانال داشت. در ادامه با شبیه‌سازی کانال پسخورد غیر ایدال، اثر مخرب تأخیر این کانال بر عملکرد سیستم و همچنین نیاز به برطرف نمودن آن مشخص شد.

مراجع

1 - Nanda, S., Balachandran, K. and Kumar, S. (2000). “Adaptation techniques in wireless packet data services.” *IEEE Commun. Magazine*, Vol 34, No. 1, PP. 54-64.

www.SID.ir

Archive of SID

2 - Proakis, J. G., (1995). *Digital Communications*, 3rd ed., New York: McGraw-Hill.

3 - TIA/EIA/IS-95 Interim Standard, (1993). "Mobile station-base station communication patibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system." TIA.

4 - Jalloul, L. M. A. and Holtzman, J. M. (1994). "Performance analysis of DS/CDMA with noncoherent M-ary orthogonal modulation in multipath fading channels." *IEEE J. Select. Areas Commun*., Vol 12, No. 5, PP. 862-870.

5 - Lau, K. N. (1999). "Variable Rate adaptive modulation for DS-CDMA." *IEEE Trans. Commun.*, Vol 47, No. 4, PP. 577-589.

٦ – قوامی، ک. "سیستمهای وفقی با آشکارسازی بصورت همدوس، همدوس تفاضلی و غیرهمدوس برای سیگنالهای DS/CDMA در کانالهای مخابرات سلولی" پایان‌نامهٔ کارشناسی ارشد، گروه برق و کامپیوتر، دانشکدهٔ فنی، دانشگاه تهران، (خرداد ۱۳۸۰).

7 - Geraniotis, E. and Pursley, M. B. (1985). "Performance of coherent direct sequence spread-spectrum communications over specular multipath fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 33, PP. 502-508.

8 - Geraniotis, E. and Pursley, M. B. (1986). "Performance of noncoherent direct sequence spread-spectrum communications over specular multipath fading channels," *IEEE Trans. Commun*., vol. 34, PP. 219-226.

www.SID.ir

Archive of SID

9 - McEliece, R. J. and Stark, W. E. (1984). “Channels with block interference,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. IT-30, PP. 44-53.

واژه های انگلیسی به ترتیب استفاده در متن

1 - Fading
2 - Shadowing
5 – Signal to Interference Plus Noise Ratio
6 - Self Interference (SI)
7 - Multiple Access Interference (MAI)
8 - Noise Interference (NI)
9 - Throughput
10 - Rate margin

www.SID.ir