16th Iranian Conference on Electrical Engineering
ICEE 2008
Tarbiat Modares University
May 13-15, 2008

ترازش حوزه زمانی برای سیستمهای OFDM متغیر با زمان بر اساس بیشینه کردن SINR

مریم سلطانپور [۱و۲]، حسین ضمیری،[۱] حسین خوشبین [۱]
۱- دانشکده مهندسی ، دانشگاه فردوسی مشهد
۲- مرکز پژوهشی مخابرات و کامپیوتر دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد
maryam_soltanpour_60@yahoo.com, hzamiri@ferdowsi.um.ac.ir,khoshbin@ferdowsi.um.ac.ir

چکیده – در سیستمهای مخابرات سیار مبتنی بر *OFDM* به سبب طبیعت متغیر با زمان کانال، پدیده تداخل میان زیرحاملها *(ICI)* بوجود می آید. این پدیده باعث کاهش کارایی تکنیک *OFDM* می گردد. در این مقاله *ICI* ناشی از متغیر با زمان بودن کانال با کمک بسط تیلور پاسخ ضربه کانال مدلسازی می گردد و سپس با استفاده از ترازگر میدان زمان، تداخل ناشی از *ICI* ترازش می گردد. طراحی ترازگر میدان زمان با ملاک بیشینه سازی *SINR* صورت می گیرد. نتایج شبیه سازیها افزایش کارایی سیستم *OFDM* مبتنی بر ترازگر میدان زمان را نشان می دهد.

واژه های کلیدی: تداخل بین زیر حاملها (ICI) ، ترازگر حوزه زمانی، سیستم OFDM

۱- مقدمه

توسعه روز افزون ارتباطات در جوامع بشری طی سالهای اخیر موجب افزایش نیاز به سیستم های دقیق و سریع مخابراتی شده است، به طوری که پاسخگویی به این نیازها دیگر با کمک فن آوریهای رایج به هیچ وجه ممکن نیست و برای رویارویی با مشکلات موجود باید به دنبال سیستمهای جدیدی بود که قابلیت گذردهی بیشتر و احتمال خطای کمتری داشته باشند.

یکی از سیستم هایی که در چند سال اخیر توجه بسیاری از پژوهشگران را به خود جلب کرده و در استانداردسازی سیستم های مخابراتی جدید نیز جایی برای خود باز کرده، «تسهیم فرکانسی متعامد» یا به اختصار OFDM[1] است.

OFDM یکی از روش های مخابرات چند حاملی و شاید مهمترین آنهاست. اصل کلی مشترک در میان همه سیستم های چند حاملی این است که ابتدا جریان بزرگ داده ها به چندین جریان کوچک تر تقسیم شده و سپس هر جریان در فرکانس خاصی ارسال می گردد. در نتیجه در این تکنیک با انتخاب مناسب تعداد و فاصله زیر حاملها، کانال انتخابگر فرکانس به چند زیر کانال با تارکنندگی تخت تبدیل می شود. همچنین روش OFDM با افزودن پیشوند چرخشی به ابتدای هر سمبل می تواند بر آثار مخرب کانال ناشی از ICI[2] و ISI[3] غلبه کند [۱].

لازمه انتقال اطلاعات در سیستمهای OFDM برخورد با منابع مختلف تداخل در این سیستمها می‌باشد که برای انجام این کار نیاز به طراحی ترازگرهایی است تا بتوان به این مشکلات کانال غلبه نموده و امکان ارسال مطمئنی را فراهم کرد.
عمده ترین نوع تداخل که بر اثر گسترش تاخیر کانال بوجود می آید، شامل تداخل میان زیر حاملها (ICI) و تداخل میان سمبلها (ISI) می باشد. این تداخل با انتخاب مناسب طول پیشوند چرخشی در روش OFDM که به عنوان محافظ در برابر پراکندگی سمبلهای OFDM مجاور مورد استفاده قرار می گیرد،

[1] Orthogonal Frequency Division Multiplexing
[2] Inter Carrier Interference
[3] Inter Symbol Interference

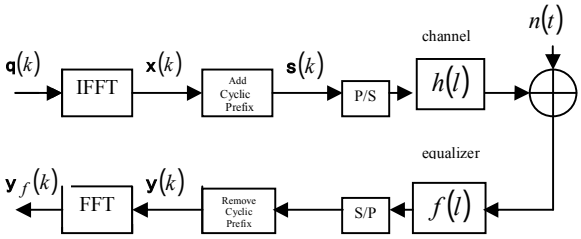
می تواند به راحتی مرتفع گردد. اما نوع دیگری از تداخل ICI نیز وجود دارد که بر اثر تغییرات کانال با زمان بوجود می آید. برای این منظور نیازمند طراحی ترازگرهایی هستیم که بتوانند اثر این نوع تداخل را تا حد امکان کاهش دهند[۲].

در این کار نیز تاکید بر روی تداخل بوجود آمده بر اثر تغییرات کانال می باشد. در اینجا ضرایب کانال به کمک سری تیلور بسط پیدا می کنند و ضرایب متغیر با زمان آن به صورت عوامل تداخل در کانال در نظر گرفته می شوند. هدف، طراحی ترازگری است که با توجه به وجود تداخل بتواند نسبت توان سیگنال به توان نویز و تداخل سیستم را در حوزه زمان افزایش دهد.

ساختار مقاله بدین ترتیب است که بعد از مقدمه، مدل یک سیستم OFDM در بخش دو آورده می شود. در بخش سه الگوریتم پیشنهادی برای ترازش حوزه زمانی سیستم معرفی می گردد. شبیه سازیهای انجام شده بر اساس این الگوریتم و نتایج آنها در بخش چهار خواهد آمد و در پایان جمع بندی نتایج در بخش پنج ارائه می شود.

۲- مدل سیستم

مدل یک سیستم OFDM همراه با ترازگر آن در شکل ۱ نشان داده شده است. در این شکل $\mathbf{q}(k)=[q_0(k),\ldots,q_{N-1}(k)]^T$ معرف یک سمبل OFDM در حوزه فرکانس است که در آن $(.)^T$ عمل ترانهاده را نشان می دهد و $\mathbf{x}(k)=[x_0(k),\ldots,x_{N-1}(k)]^T$ تبدیل معکوس فوریه N تایی $\mathbf{q}(k)$ می باشد.



شکل ۱: مدل یک سیستم OFDM همراه با ترازگر حوزه زمانی[۳].

اگر بردار کانال کل (مجموع کانال و ترازگر) را به صورت $g=[g_0^{(t)}g_1^{(t)}.....g_{L-1}^{(t)}]^T$ در نظر بگیریم، رابطه میان خروجی $\mathbf{y}$ و ورودی $\mathbf{x}$ در حوزه زمان را به صورت زیر می توان نوشت:

$$\mathbf{y}=\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1}\end{bmatrix} \qquad \mathbf{x}=\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1}\end{bmatrix} \qquad \underset{N\times 1}{\mathbf{y}} = \underset{N\times N}{G}\,\underset{N\times 1}{\mathbf{x}} \qquad (۱)$$

که در آن

$$G=\begin{bmatrix}
g_0^{(0)} & 0 & & & \cdots & & 0 & g_{L-1}^{(0)} & g_{L-2}^{(0)} & & \cdots & g_1^{(0)} \\
g_1^{(1)} & g_0^{(1)} & 0 & & & & 0 & 0 & g_{L-1}^{(1)} & g_{L-2}^{(1)} & \cdots & g_2^{(1)} \\
g_2^{(2)} & g_1^{(2)} & g_0^{(2)} & 0 & & & & 0 & 0 & g_{L-1}^{(2)} & \cdots & g_3^{(2)} \\
\vdots & & & \ddots & 0 & & & & & & & \vdots \\
g_{L-2}^{(L-2)} & g_{L-3}^{(L-2)} & \cdots & & g_0^{(L-2)} & 0 & & & & & 0 & g_{L-1}^{(L-2)} \\
g_{L-1}^{(L-1)} & g_{L-2}^{(L-1)} & & & & g_0^{(L-1)} & 0 & & \cdots & & & 0 \\
\vdots & & & & & & & & & & & \\
0 & \cdots & & 0 & g_{L-1}^{(N-1)} & g_{L-2}^{(N-1)} & & & \cdots & & & g_0^{(N-1)}
\end{bmatrix}$$

(۲)

در رابطه فوق $g_l^{(m)}$ معرف ضربه l ام کانال در لحظه $t=mT$ می باشد که T زمان نمونه برداری است. قابل ذکر است که گرچه کانال در طول یک سمبل OFDM تغییر می کند اما در فاصله یک زیر سمبل OFDM (که $\frac{1}{N}$ طول یک سمبل OFDM می باشد) کانال ثابت است.

اگر بردار ترازگر $\mathbf{f}$ را به صورت $\mathbf{f}=[f_0.....f_{M-1}]^T$ و بردار کانال $\mathbf{c}$ را در لحظه t به صورت $\mathbf{c}=[c_0(t).....c_{Lc-1}(t)]^T$ در نظر بگیریم، رابطه میان g و f به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{g}=\mathbf{c}*\mathbf{f}$$

$$g_l^{(m)}=\sum_{i=0}^{Lc-1} c_i(mT)f_{l-i} \qquad l=0,1,.....,L-1 \qquad (۳)$$

از طرفی کانال متغیر با زمان $c_l(t)$ به صورت زیر تعریف می گردد:

$$c_l(t)=\sum_{i=0}^{Lc-1} h_i(t)\delta(l-i) \qquad l=0,1,.....,Lc-1 \qquad (۴)$$

در روابط فوق Lc طول کانال، $L=Lc+M-1$ طول کانال کل و M طول ترازگر می باشد.

کانال فوق را حول نقطه $t=\frac{LcT}{2}$ به صورت سری تیلور بسط می دهیم. اگر $B_i^{(p)}$ را به صورت زیر تعریف کنیم:

$$B_i^{(p)}=\left(\frac{d^{(p)}h_i(t)}{d^{(p)}t}\right)_{t=\frac{L_cT}{2}} \qquad (۵)$$

تقریب درجه ۱ کانال به صورت زیر خواهد شد:

$$c_l(t)=\sum_i\left[B_i^{(0)}+B_i^{(1)}\left(t-\frac{LcT}{2}\right)\right]\delta(l-i)$$

$$c_l(mT)=\underbrace{\sum_i B_i^{(0)}\delta(l-i)}_{c_{1l}}+\left(m-\frac{Lc}{2}\right)\underbrace{\sum_{i=1}^{Lc-1}TB_i^{(1)}\delta(l-i)}_{c_{2l}}$$

در نتیجه مدل گسسته تقریب درجه یک کانال برابر است با:

$$c_l^{(m)}=c_{1l}+c_{2l}\left(m-\frac{Lc}{2}\right) \qquad (۶)$$

در رابطه بالا c_{1l} معرف بخش ثابت $c_l^{(m)}$ و $c_{2l}(m-\frac{Lc}{2})$ معرف بخش متغیر با زمان $c_l^{(m)}$ می باشد. بنابراین عناصر کانال $\mathbf{g}$ را نیز می توان با توجه به روابط بالا به صورت دو بخش ثابت g_{1l} و متغیر با زمان $g_{2l}(m-\frac{Lc}{2})$ در نظر گرفت:

$$\begin{aligned}g_l^{(m)}&=\sum_{i=0}^{Lc-1}c_i^{(m)}f_{l-i}=\sum_i c_{1i}f_{l-i}+\sum_i c_{2i}f_{l-i}(m-\frac{Lc}{2})\\&=g_{1l}+(m-\frac{Lc}{2})g_{2l}\end{aligned} \qquad (۷)$$

بنابراین ماتریس G رابطه (۱) به صورت زیر می گردد:

$$G=G_1+\underbrace{\begin{bmatrix}0-\frac{Lc}{2} & & & \\ & 1-\frac{Lc}{2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & N-1-\frac{Lc}{2}\end{bmatrix}}_{A}G_2 \qquad (۸)$$

که در رابطه (۸) ماتریسهای G_1 و G_2 از لحاظ ساختار مشابه ماتریس G نوشته شده در رابطه (۲) می باشند با این تفاوت که عناصر آرایه های آنها به ترتیب از g_{1l} ها و g_{2l} ها تشکیل شده است.

ماتریس G_1 یک ماتریس چرخشی و ماتریس A یک ماتریس غیر چرخشی و مولد ICI می باشد.

در این کانال با توجه به اینکه طول پیشوند چرخشی (P) و طول کانال با هم رابطه $L-1\le P$ را دارند، تداخل ناشی از سایر سمبلها (ISI) وجود ندارد.

۳- ترازش زمانی با ملاک بیشینه سازی SINR

در این قسمت، توان سیگنال و توان نویز و تداخل را مدل می کنیم و سپس ضرایب پاسخ ضربه ترازگر را با بیشینه کردن SINR بدست می آوریم.

k امین سمبل OFDM در خروجی ترازگر به صورت زیر است:

$$\mathbf{y}(k)=G_1\mathbf{x}(k)+A\mathbf{x}(k) \qquad (۹)$$

با تعریف $\mathbf{y}_s(k)=G_1\mathbf{x}(k)$ و $\mathbf{y}_{ICI}(k)=A\mathbf{x}(k)$، توان سیگنال و توان ICI کانال به صورت زیر خواهند شد:

$$\begin{aligned}P_s&=trace\left(G_1E\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\right]G_1^H\right)\\P_{ICI}&=trace\left(AE\left[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\right]A^H\right)\end{aligned} \qquad (۱۰)$$

اگر ماتریس W با عناصر $w_{l,m}$ را به صورت $w_{l,m}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{-j2\pi\frac{lm}{N}}$ تعریف کنیم که در آن N طول بلوک FFT است، رابطه میان ورودی در حوزه زمان $\mathbf{x}(k)$ و ورودی در حوزه فرکانس $\mathbf{q}(k)$ به صورت زیر می باشد:

$$\mathbf{x}(k)=W^{-1}\mathbf{q}(k) \qquad (۱۱)$$

بطوریکه $E(\mathbf{q}(k)\mathbf{q}^H(k))=\sigma_q^2I_N$. با جایگذاری (۱۱) در (۱۰)، P_s و P_{ICI} به صورت زیر خواهند شد:

$$\begin{aligned}P_s&=trace(G_1E[W^{-1}\mathbf{q}(k)\mathbf{q}^H(k)W]G_1^H)\\&=\sigma_q^2trace(G_1G_1^H)=\sigma_q^2.N.\sum_{l=0}^{L-1}|g_{1l}|^2\\P_{ICI}&=\sigma_q^2trace(AA^H)\\&=\sigma_q^2\sum_{m=0}^{N-1}(m-\frac{Lc}{2})^2\sum_{l=0}^{L-1}|g_{2l}|^2\end{aligned} \qquad (۱۲)$$

با فرض ثابت بودن ترازگر زمانی $\mathbf{f}$ در طول یک سمبل OFDM رابطه میان کانال کل $\mathbf{g}^{(m)}$ ، کانال $\mathbf{c}^{(m)}$ و ترازگر $\mathbf{f}$ در بازه یک OFDM به صورت زیر است:

$$\mathbf{g}^{(m)} = \begin{bmatrix} g_0^{(m)} \\ g_1^{(m)} \\ \vdots \\ g_{L-1}^{(m)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} c_0(mT) & 0 & \cdots & & \\ c_1(mT) & c_0(mT) & 0 & \cdots & \\ \vdots & & & & \\ c_{L-1}(mT) & c_{L-2}(mT) & \cdots & & c_{L-M}(mT) \\ 0 & c_{L-1}(mT) & c_{L-2}(mT) & \cdots & c_{L-M+1}(mT) \\ \vdots & & & 0 & c_{L-1}(mT) \end{bmatrix}}_{\underset{L\times M}{CH(m)}} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_{M-1} \end{bmatrix}$$

(۱۳)

با توجه به تعریف ماتریس $CH^{(m)}$ در رابطه (۱۳) و نیز تعریف $\mathbf{c}_l^{(m)}$ در رابطه (۶) می توان نوشت:

$$CH^{(m)} = CH_1 + (m - \frac{Lc}{2})CH_2$$

بطوریکه CH_1 و CH_2 از لحاظ ساختار مشابه ماتریس CH می باشند با این تفاوت که عناصر آرایه های آنها به ترتیب از c_{1l}ها و c_{2l} ها تشکیل شده است. بنابراین ماتریس $\mathbf{g}^{(m)}$ را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^{(m)} &= CH^{(m)}\mathbf{f} = CH_1\mathbf{f} + \left(m - \frac{Lc}{2}\right)CH_2\mathbf{f} \\ &= \mathbf{g}_1 + \left(m - \frac{Lc}{2}\right)\mathbf{g}_2 \\ &= \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{11} \\ \vdots \\ g_{1\,L-1} \end{bmatrix} + (m - \frac{Lc}{2}) \begin{bmatrix} g_{20} \\ g_{21} \\ \vdots \\ g_{2\,L-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \qquad (۱۴)$$

بطوریکه $\mathbf{g}_1 = CH_1.\mathbf{f}$ و $\mathbf{g}_2 = CH_2.\mathbf{f}$ می باشند. با توجه به رابطه (۱۴) مقادیر P_{ICI}, P_s به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\begin{aligned} P_s &= \sigma_q^2 N \sum_{l=0}^{L-1} |g_{1l}|^2 = \sigma_q^2 N \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1 = \sigma_q^2 N \mathbf{f}^H CH_1^H CH_1 \mathbf{f} \\ P_{ICI} &= \sigma_q^2 \sum_{l=0}^{L-1} |g_{2l}|^2 \sum_{m=0}^{N-1} (m - \frac{Lc}{2})^2 = \sigma_q^2 \mathbf{g}_2^H \mathbf{g}_2 \sum_{m=0}^{N-1} (m - \frac{Lc}{2})^2 \\ &= \sigma_q^2 \sum_{m=0}^{N-1} \left(m - \frac{Lc}{2}\right)^2 \mathbf{f}^H CH_2^H CH_2 \mathbf{f} \end{aligned} \qquad (۱۵)$$

برای بدست آوردن رابطه SINR لازم است که توان نویز را نیز در خروجی سیستم داشته باشیم. اگر نویز در خروجی ترازگر را به صور ت $\eta(k)$ نشان دهیم، با توجه به اینکه $\eta(k) = \mathbf{n}(k) * \mathbf{f}(k)$ می باشد می توانیم $\eta(k)$ را به صورت ماتریسی $\eta(k) = N(k).\mathbf{f}$ نشان دهیم، که در آن $N(k)$ یک ماتریس $N \times M$ می باشد که عناصر آن از نمونه های نویز گوسی جمع شونده $\mathbf{n}(k)$ تشکیل شده اند، به طوریکه $E[N(k)^H N(k)] = R_{nn}$. بنابراین توان نویز در خروجی سیستم را می توان به صورت $P_{noise} = \mathbf{f}^H R_{nn} \mathbf{f}$ نوشت.

با توجه به روابط بدست آمده، رابطه SINR به صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} SINR &= \frac{P_s}{P_{ICI} + P_{noise}} = \frac{\sigma_q^2 N \mathbf{f}^H CH_1^H CH_1 \mathbf{f}}{\sigma_q^2 \sum_{m=0}^{N-1} (m - \frac{Lc}{2})^2 \mathbf{f}^H CH_2^H CH_2 \mathbf{f} + \mathbf{f}^H R_{nn} \mathbf{f}} \\ &= \frac{\mathbf{f}^H N CH_1^H CH_1 \mathbf{f}}{\mathbf{f}^H [\sum_{m=0}^{N-1} (m - \frac{Lc}{2})^2 CH_2^H CH_2 + \frac{R_{nn}}{\sigma_q^2}] \mathbf{f}} = \frac{\mathbf{f}^H P \mathbf{f}}{\mathbf{f}^H Q \mathbf{f}} \end{aligned}$$

(۱۶)

که در آن $Q = \sum_{q=0}^{N-1} (q - \frac{Lc}{2})^2 CH_2^H CH_2 + \frac{R_{nn}}{\sigma_q^2}$ و $P = N\, CH_1^H CH_1$ می باشند.

رابطه فوق ارتباط میان SINR و ترازگر $\mathbf{f}$ را نشان می دهد. هدف، تعیین مقدار $\mathbf{f}$ برای ماکزیمم کردن مقدارSINR می باشد. پس از انجام محاسبات لازم مقدار $\mathbf{f}$ مورد نظر به صورت زیر بدست می آید.

$$\mathbf{f} = \Gamma^{-1} \mathbf{V}_{\min} \qquad (۱۷)$$

که Γ در رابطه $P = \Gamma^H \Gamma$ صدق می کند و $\mathbf{V}_{\min}$ نیز بردار ویژه معادل با کوچکترین مقدار ویژه ماتریس $D = \Gamma^{-H} Q \Gamma^{-1}$ می باشد.

۴- نتایج شبیه سازیها

در انجام شبیه سازیها از مدل Jake برای تقریب یک کانال رایلی استفاده شده است. بر این اساس مقدار i امین ضربه کانال متغیر با زمان به صورت $h_i(t) = \mu_i(\tau_i) v_i(t)$ می باشد که در

آن $\mu_i(\tau_i) = e^{\frac{-\tau_i}{\tau_{rms}}}$ ، $v_i(t) = \frac{1}{N_J}\sum_{l=0}^{N_J-1} e^{2\pi j f_{iN_J+l}(t-\frac{LcT}{2})}$ و

$$f_l = \left(\frac{v}{c}\right) f_c \cos\theta_l .$$

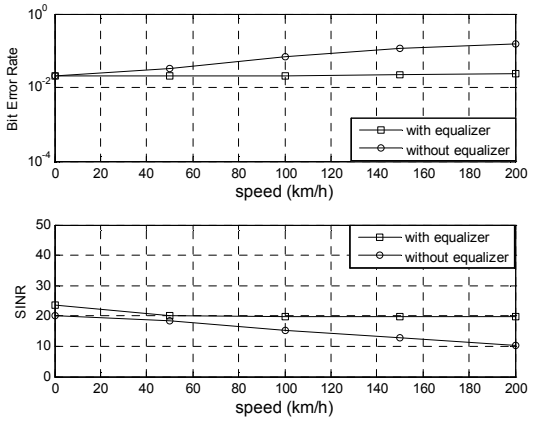
در روابط فوق τ_{rms} میانگین مربعات گسترش تاخیر کانال و برابر با $1.1\mu s$، v سرعت کاربر، c سرعت نور و f_c فرکانس حامل می باشد که برابر با $2\ GHz$ در نظر گرفته شده است. همچنین زوایای θ_l با فواصل مساوی در بازه $[0,2\pi)$ قرار گرفته اند.

نتایج شبیه سازی، عملکرد این روش را برای یک کانال OFDM متغیر با زمان با طول ۶۴، تعداد زیر حامل ۲۵۶، مدولاسیون 64-QAM و در شرایط SNR=20dB، SNR=25dB و SNR=30dB به ترتیب در شکلهای ۲، ۳ و ۴ نشان می دهد. طول ترازگر برابر با ۶۵ می باشد.

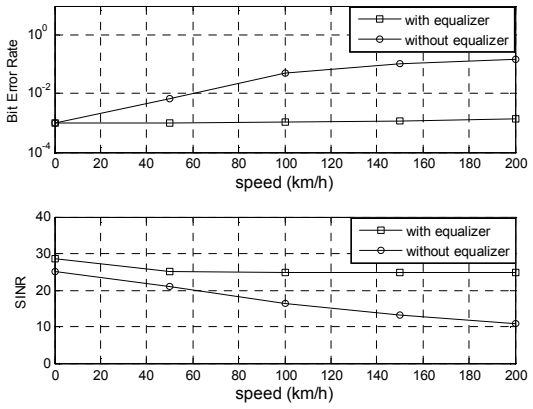
قابل ذکر است که در انجام شبیه سازیها طول پیشوند چرخشی بزرگتر از طول کانال در نظر گرفته شده است تا تداخلهای ناشی از گسترش تاخیر کانال حذف شده و تنها اثر تغییرات کانال با زمان لحاظ شود.

در شکلهای ۲، ۳ و ۴ نمودار احتمال خطای بیت و SINR بر حسب سرعت جابجایی کاربر رسم شده است، که نشان می دهد با استفاده از این روش مقدار SINR سیستم در سرعتهای بالا افزایش و احتمال خطای بیت کاهش یافته است.

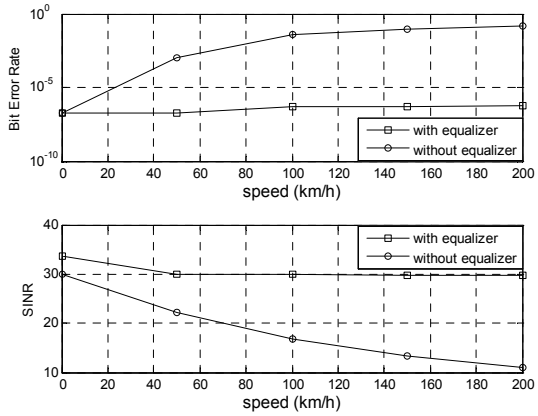
همچنین این نمودارها نشان می دهند که با افزایش SNR افت احتمال خطای سیستم بیشتر میشود که این نشان دهندهٔ بهبود عملکرد روش پیشنهادی ترازش حوزه زمانی با افزایش SNR می باشد.



شکل۲: نمودار احتمال خطای بیت و SINR بر حسب سرعت کاربر برای SNR=20dB.



شکل۳: نمودار احتمال خطای بیت و SINR بر حسب سرعت کاربر برای SNR=25dB.



شکل۴: نمودار احتمال خطای بیت و SINR بر حسب سرعت کاربر برای SNR=30dB.

۵- جمع بندی

نتایج حاصل از شبیه سازیها نشان می دهد که تعمیم روش ترازش حوزه زمانی به کانالهای متغیر با زمان، با وجود سادگی روش می تواند اثرات ناشی از تغییرات کانال را تا حد زیادی تعدیل کند و قابلیت اطمینان سیستم را افزایش دهد.

مراجع

[1] M. I. Rahman, S. S. Das and F. Fitzek, OFDM Based WLAN Systems. Aalborg University, Center for TeleInFrastruktur, Tech. Rep. R-04-1002; vl.2, 2004.

[2] S. Tomasin, A. Gorokhov and H. Yang, "Iterative Interference Cancellation and Channel Estimation for Mobile OFDM," IEEE Trans. Commun. , vol. 4, No. 2, pp. 238-245. Jan 2005.

[3] H. Zamiri-Jafarian, H. Khoshbin and S. Pasupathy, "Time-domain Equalizer for OFDM systems Based on SINR Maximization," IEEE Trans. Commun., vol. 53, No. 6, pp. 924-929, June 2005.

[4] B. sheng, Y. Zhou and X. You, "An Equalization Technique for OFDM Systems in Fast-Fading Mutipath Channels at Low SNR," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, No. 2, pp. 618-620, Feb 2006.