بهبود کارآیی سیستم UWB مبتنی بر TiR در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال

سجاد علیزاده [۱] حسین خالقی بیزکی [۲] مجید اخوت [۳]

۱- دانشجوی دکتری مهندسی برق (مخابرات سیستم)- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه یزد- یزد- ایران
s.alizadeh@stu.yazd.ac.ir
۲- استادیار دانشکده مهندسی برق – دانشگاه صنعتی مالک اشتر- تهران- ایران
bizaki@ee.iust.ac.ir
۳- استادیار دانشکده مهندسی برق – دانشگاه امام حسین (ع)- تهران- ایران
mokhovvat@ihu.ac.ir

چکیده: هدف از این مقاله، بهبود عملکرد یک سیستم ارسال UWB مبتنی بر TiR در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال می باشد. تکنیک TiR ، یک روش موثر و ساده برای ارسال – دریافت در کانال های با چند مسیرگی می باشد که پیچیدگی گیرنده را کاهش می دهد، اما این روش به خطای ناشی از تخمین غیر ایده آل کانال حساس می باشد. بیشتر تحقیقات انجام شده در این زمینه نیز با فرض یک تخمینگر ایده آل کانال انجام گرفته است. در این مقاله با فرض داشتن کواریانس خطای تخمین کانال توانسته ایم یک پیش فیلتر TiR بهبود یافته طراحی نماییم. با تحلیل اثبات خواهد شد که طراحی این پیش فیلتر جبران شده به کواریانس خطای تخمین کانال وابسته می باشد. همچنین بهبود عملکرد روش پیشنهاد شده با حفظ ویژگی تمرکز زمانی تکنیک TiR با کمک شبیه سازی در کانال های کاربردی UWB نشان داده می شود.

کلمات کلیدی: تمرکز زمانی، تکنیک TiR، چند مسیرگی و سیستم های UWB .

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۸۹/۱۰/۲
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۳/۳۰
نام نویسنده‌ی مسئول: سجاد علیزاده
نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – یزد – صفاییه– بلوار دانشگاه – دانشگاه یزد– دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.11- No.1- Spring & Summer 2014
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

۱- مقدمه

برای ارسال اطلاعات با نرخ بالا در فواصل کوتاه، یکی از گزینه ها استفاده از سیستم های باند فوق وسیع (UWB) می باشد. در این سیستم ها از پالس های بسیار باریک در حوزه زمان برای ارسال اطلاعات استفاده می شود، که باعث تفکیک پذیری زمانی بالای سیگنال دریافتی و ایجاد تداخل بین سمبلی (ISI) می گردد. یکی از راه حل ها برای غلبه بر ISI استفاده از اکولایزر می باشد. برای کاهش پردازش اکولایزر می توان از روش معکوس زمانی استفاده کرد. تکنیک معکوس زمانی(به اختصار TiR می نامیم) یک روش ساده ارسال و دریافت است که منجر به کاهش پیچیدگی در طراحی فرستنده-گیرنده های UWB می شود. در این روش، سیگنال در فرستنده، ابتدا پیش فیلتر شده و سپس روی کانال ارسال می گردد که باعث می شود که آن سیگنال در گیرنده مورد نظر در فضا و زمان متمرکز شود[۱]. تمرکز زمانی باعث کاهش اثر تداخل بین سمبلی و تمرکز فضایی باعث امنیت ارسال و کاهش اثر تداخلی روی فرستنده-گیرنده های مجاور می گردد. پاسخ ضربه پیش فیلتر، حاصل معکوس زمانی و مزدوج مختلط شده پاسخ ضربه کانال می باشد که طی سناریوی تخمین کانال بدست می آید. بدیهی است که وجود خطا در تخمین گر کانال روی عملکرد روش TiR اثر نامطلوبی دارد. در مرجع[۲]، عملکرد تکنیک TiR با اکولایزر MMSE با فرض کامل بودن تخمین کانال مورد ارزیابی قرار گرفته است. در این مقاله سعی کرده ایم که این کار را با فرض وجود تخمینگر غیر ایده آل کانال و استفاده از تخمینگر MMSE بهینه به عنوان گیرنده به جای اکولایزر انجام دهیم . بنابراین، در بخش ۲ به تحلیل و ارائه روش پیشنهادی در حضور خطای تخمین کانال پرداخته ایم. شبیه سازی در بخش ۳ بیان شده است و بخش ۴ شامل نتیجه گیری می باشد.

۲- معرفی سیستم پیشنهادی

در این بخش به تحلیل اثر خطای تخمین کانال روی تکنیک TiR و نحوه جبران سازی آن در پیش فیلتر فرستنده می پردازیم.

۲-۱- تکنیک TiR در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال

در تکنیک TiR ابتدا پاسخ کانال تخمین زده شده و سپس از معکوس زمانی و مزدوج مختلط شده آن به عنوان پاسخ ضربه پیش فیلتر در فرستنده استفاده می شود. اگر $h(\tau)$ پاسخ ضربه کانال مذکور باشد، گیرنده، پاسخ $\hat{h}(\tau)$ را تخمین زده و فرستنده از معکوس زمانی شده آن استفاده می کند. در این مقاله برای تخمین ضرائب کانال از الگوریتم CLEAN استفاده می کنیم[۳]که مبتنی برML می باشد. بنابراین پاسخ ضربه معادل یک سیستم TiR بصورت زیر می باشد:

$$h_{TiR}(\tau) = \hat{h}^*(-\tau) \otimes h(\tau) \qquad (۱)$$

که $\hat{h}^*(-\tau)$ پاسخ ضربه پیش فیلتر مورد استفاده در فرستنده و $h(\tau)$، پاسخ ضربه کانال UWB و $\otimes$ نشان دهنده کانوالوشن نسبت به متغیر تاخیر τ می باشد. از طرفی تابع خود همبستگی پاسخ ضربه کانال بصورت زیر تعریف می شود:

$$R_{hh}(\tau) = h^*(-\tau) \otimes h(\tau) \qquad (۲)$$

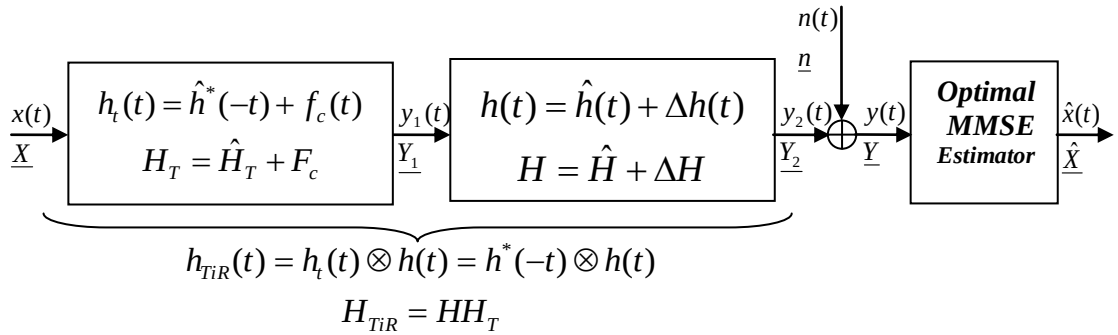
در نتیجه داریم: $h_{TiR}(\tau) \cong R_{hh}(\tau)$

در بخش بعد می خواهیم که پاسخ معادل TiR را به تابع خود همبستگی پاسخ ضربه کانال نزدیک کنیم. بهترین عملکرد و تمرکز زمانی روش TiR زمانی است که نامساوی بالا به مساوی تبدیل شود.

۲-۲- تحلیل و نحوه جبران سازی خطای تخمین کانال

بلوک دیاگرام طرح جبران سازی در شکل ۱ نشان داده شده است. یک کانال چند مسیره با مدل TDL با L_1 مسیر یا تپ را در نظر می گیریم که فاصله تپ ها از هم یکنواخت بوده و به اندازه یک سمبل ارسالی می باشد. تعداد سمبل های ارسالی را N در نظر می گیریم. $\underline{X}$ بردار سمبل ارسالی با مولفه های $\{\pm 1\}$ (مدولاسیون BPSK)، H_{TiR} شکل ماتریسی پاسخ معادل TiR که شکل زمانی آن $h_{TiR}(t) = h^*(-t) \otimes h(t)$ می باشد. $h(t)$ و $h^*(-t)$ هرکدام دارای L_1 تپ و $h_{TiR}(t)$ دارای $L = 2L_1 - 1$ تپ می باشد. $h(t)$ پاسخ ضربه کانال به طول L_1، $h_t(t)$ پاسخ ضربه پیش فیلتر در فرستنده به طول L_1، $h_{TiR}(t)$ پاسخ ضربه معادل TiR به طول $L = 2L_1 - 1$، $x(t)$ سیگنال مدوله شده BPSK و $\hat{x}(t)$ سیگنال خروجی تخمینگر MMSE یا سیگنال آشکار شده می باشد. ضرائب کانال را در طول یک برست داده، ایستا در نظر می گیریم. در تحلیل های این مقاله از فرم نمایش ماتریسی استفاده شده است که در اینجا معرفی می گردد. مجموعه ماتریس های (H ، $\hat{H}$ و ΔH)، (H_T ، $\hat{H}_T$ و F_c) و نیز ماتریس H_{TiR} به ترتیب دارای ابعاد ($(N+L-1)\times(N+L_1-1)$)، ($(N+L_1-1)\times N$) و ($(N+L-1)\times N$) هستند. همچنین بردار های ($\underline{\hat{X}}, \underline{X}$)، ($\underline{Y}$، $\underline{Y_2}$ و $\underline{n}$)، و $\underline{Y_1}$ به ترتیب دارای ابعاد ($(N\times 1)$)، ($(N+L-1)\times 1$) و ($(N+L_1-1)\times 1$) می باشند. هدف بدست آوردن ماتریس جبران ساز F_c بصورت تابعی از $\hat{H}$ یا $\hat{H}_T$ و $C_{\Delta H}$ می باشد یعنی $F_c = g\{\hat{H}, C_{\Delta H}\}$ ، با فرض اینکه $C_{\Delta H}$ یعنی ماتریس کواریانس خطای تخمین کانال را داشته باشیم

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]



شکل (۱): یک لینک ارتباطی با تخمینگر MMSE بهینه در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال با اجرای TiR بهبود یافته برای محیط های درون ساختمانی.

که $C_{\Delta H} = E\{\Delta H^H \Delta H\}$. فرض می کنیم که سیگنال ورودی به تخمینگر MMSE بهینه بصورت زیر باشد:

$$\begin{cases} y[l] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] h_{TiR}[l-k] + n[l] \\ l = 0,..., N+L-2 \end{cases} \quad (۳)$$

اگر طبق تعریف :

$$h_t = [h_t[0],..., h_t[L_1-1]]^T$$
$$\underline{Y_1} = [y_1[0],..., y_1[N+L_1-2]]^T$$
$$\underline{X} = [x[0],..., x[N-1]]^T \rightarrow \begin{cases} x[k] = \{\pm 1\} \\ k = 0,..., N-1 \end{cases}$$

آنگاه خواهیم داشت:

$$\begin{cases} y_1[m] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k] h_t[m-k] \\ m = 0,..., N+L_1-2 \end{cases} \quad (۴)$$

همچنین اگر داشته باشیم:

$$h = [h[0],..., h[L_1-1]]^T$$
$$\underline{Y_2} = [y_2[0],..., y_2[N+L-2]]^T$$
$$\underline{Y_1} = [y_1[0],..., y_1[N+L_1-2]]^T$$

آنگاه رابطه زیر را خواهیم داشت:

$$\begin{cases} y_2[n] = \sum_{m=0}^{N+L_1-2} y_1[m] h[n-m] \\ n = 0,..., N+L-2 \end{cases} \quad (۵)$$

اگر این روابط کانوالوشن را بصورت برداری بنویسیم در حوزه ماتریس به روابط زیر خواهیم رسید که در تحلیل ها از آنها استفاده می کنیم:

$$\begin{aligned} \underline{Y_1} &= H_T \underline{X} \\ \underline{Y_2} &= H \underline{Y_1} \\ \underline{Y} &= \underline{Y_2} + \underline{n} = HH_T \underline{X} + \underline{n} = H_{TiR} \underline{X} + \underline{n} \end{aligned} \quad (۶)$$

بردار خطا را بصورت تفاضل سمبل های ارسالی و سمبل های آشکار شده (مشاهده شده) به شکل زیر می توان نشان داد:

$$\underline{e} = \hat{\underline{X}} - \underline{X} \quad (۷)$$

برای محاسبه ماتریس جبران ساز F_c بر اساس معیار MMSE، بایستی متوسط مربع بردار خطا را مینیمم کنیم:

$$F_c = \arg\min_{\tilde{F}_c} E\{\|\underline{e}\|^2\} \quad (۸)$$

اما ساده تر است که از اصل تعامد استفاده کنیم[۴]. براساس اصل تعامد، بردار خطا بایستی بر بردار داده های مشاهده شده (بردار سمبل های آشکار شده $\hat{\underline{X}}$) عمود باشد یعنی:

$$E\{\underline{e}\hat{\underline{X}}^H\} = 0 \Rightarrow F_c = g\{\hat{H}, C_{\Delta H}\}$$

که به نتیجه زیر منجر می شود:

$$\begin{aligned} &E\{(\hat{\underline{X}} - \underline{X})\hat{\underline{X}}^H\} = 0 \\ &E\{\hat{\underline{X}}\hat{\underline{X}}^H\} = E\{\underline{X}\hat{\underline{X}}^H\} \end{aligned} \quad (۹)$$

و اما بردار های به کار رفته در تحلیل ها را بصورت زیر نمایش می دهیم:

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} x[0] \\ \vdots \\ x[N-1] \end{bmatrix}, \quad \hat{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \hat{x}[0] \\ \vdots \\ \hat{x}[N-1] \end{bmatrix}$$

$$\underline{Y_1} = \begin{bmatrix} y_1[0] \\ \vdots \\ y_1[N+L_1-2] \end{bmatrix}, \quad \underline{Y_2} = \begin{bmatrix} y_2[0] \\ \vdots \\ y_2[N+L-2] \end{bmatrix}$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} y[0] \\ \vdots \\ y[N+L-2] \end{bmatrix}, \quad \underline{n} = \begin{bmatrix} n[0] \\ \vdots \\ n[N+L-2] \end{bmatrix}$$

و همچنین ماتریس های به کار رفته در تحلیل ها بصورت زیر قابل نمایش هستند:

$$H = \begin{bmatrix} h[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ h[L_1-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & h[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h[L_1-1] \end{bmatrix}$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} \hat{h}[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ \hat{h}[L_1-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \hat{h}[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \hat{h}[L_1-1] \end{bmatrix}$$

$$\Delta H = \begin{bmatrix} \Delta h[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ \Delta h[L_1-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \Delta h[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \Delta h[L_1-1] \end{bmatrix}$$

$$H_T = \begin{bmatrix} h_t[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ h_t[L_1-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & h_t[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_t[L_1-1] \end{bmatrix}$$

$$\hat{H}_T = \begin{bmatrix} \hat{h}^*[L_1-1] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ \hat{h}^*[0] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \hat{h}^*[L_1-1] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \hat{h}^*[0] \end{bmatrix}$$

$$F_c = \begin{bmatrix} f_c[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ f_c[L_1-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & f_c[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & f_c[L_1-1] \end{bmatrix}$$

$$H_{TiR} = \begin{bmatrix} h_{TiR}[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ h_{TiR}[L-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & h_{TiR}[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{TiR}[L-1] \end{bmatrix}$$

$$\hat{H}_{TiR} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{TiR}[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ \hat{h}_{TiR}[L-1] & & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & \hat{h}_{TiR}[0] \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \hat{h}_{TiR}[L-1] \end{bmatrix}$$

که در آن: $H_{TiR} = HH_T$ و $\hat{H}_{TiR} = \hat{H}\hat{H}_T$. سیگنال دریافتی در گیرنده بصورت $\underline{Y} = H_{TiR}\underline{X} + \underline{n}$ می باشد که در آن مولفه های نویز مستقل بوده، دارای متوسط صفر $E\{\underline{n}\} = \underline{0}$ و واریانس $E\{\underline{n}\underline{n}^H\} = \sigma_n^2 I = N_0 I$ می باشند. همچنین بردار سمبل های $\underline{X}$، متغیر های تصادفی iid با متوسط صفر $E\{\underline{X}\} = \underline{0}$ و واریانس $E\{\underline{X}\underline{X}^H\} = \sigma_X^2 I$ فرض می شود. از مراجع [۵] و [۶]، خروجی یک تخمینگر MMSE بهینه بصورت $\hat{\underline{X}} = (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{Y} + N_0 I$ بدست می آید. با جایگذاری بردار دریافتی $\underline{Y} = H_{TiR}\underline{X} + \underline{n}$ داریم:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{X}} &= \underline{X} + (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n} + N_0 I \\ \hat{\underline{X}}^H &= \underline{X}^H + \underline{n}^H H_{TiR} (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} + N_0 I \end{aligned} \qquad (۱۰)$$

طبق اصل تعامد که $E\{\hat{\underline{X}}\hat{\underline{X}}^H\} = E\{\underline{X}\hat{\underline{X}}^H\}$ می باشد و همچنین با استفاده از فرضیات بیان شده (برای توضیحات بیشتر به پیوست مراجعه شود) به رابطه زیر می رسیم:

$$H_T^H (C_{\Delta H} + \hat{H}^H \hat{H}) H_T = -\tfrac{1}{N_0} I_{N\times N} \qquad (۱۱)$$

که $H = \hat{H} + \Delta H$ و $H_T = \hat{H}_T + F_c$ می باشد. در اینجا $\hat{H}$، $C_{\Delta H} = E\{\Delta H^H \Delta H\}$ و $\hat{H}_T$ که به $\hat{H}$ وابسته است جزء معلومات مساله و ماتریس F_c و درنتیجه H_T جزء مجهولات بوده که هدف یافتن F_c بر حسب $C_{\Delta H} = E\{\Delta H^H \Delta H\}$ و $\hat{H}$ یا $\hat{H}_T$ می باشد. $C_{\Delta H}$ ماتریسی مربعی با ابعاد $(N+L_1-1)\times(N+L_1-1)$ می باشد از طرفی ΔH مستقل از $\hat{H}$ بوده و دارای متوسط صفر $(E\{\Delta H\} = 0)$ می باشد. اگر $B = -N_0(C_{\Delta H} + \hat{H}^H \hat{H})$ و با دانستن این مساله که $B^H = B$ یعنی ماتریسی مربعی با تقارن هرمیتینی، آنگاه داریم :

$$H_T^H B H_T = I \;\Rightarrow H_T H_T^H = B^{-1} \qquad (۱۲)$$

اگر طبق تعریف: $B^{-1} = R = [r_{ij}]_{(N+L_1-1)\times(N+L_1-1)}$، باشد، آنگاه با مساوی قرار دادن درایه های قطر اصلی دو طرف معادلهٔ (۱۲)، به جواب خواهیم رسید. در این صورت مولفه های ماتریس پیش فیلتر

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

بصورت زیر بدست می آیند:

$$\begin{cases} h_t[0] = \pm\sqrt{r_{11}} \\ h_t[1] = \pm\sqrt{r_{22} - h_t^2[0]} \\ \vdots \\ h_t[L_1 - 1] = \pm\sqrt{r_{L_1L_1} - (h_t^2[0] + ... + h_t^2[L_1 - 2])} \end{cases}$$

انتخاب علامت مثبت یا منفی، بستگی به مثبت یا منفی بودن تپ مورد نظر کانال دارد که از چک کردن علامت تپ های تخمین زده شده ($\hat{H}$) معلوم می شود.

از طرفی داریم:

$$\begin{cases} h_t[0] = h^*[L_1 - 1] = \hat{h}^*[L_1 - 1] + f_c[0] \\ h_t[1] = h^*[L_1 - 2] = \hat{h}^*[L_1 - 2] + f_c[1] \\ \vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \\ h_t[L_1 - 1] = h^*[0] = \hat{h}^*[0] + f_c[L_1 - 1] \end{cases}$$

در نتیجه درایه های ماتریس جبران ساز F_c بصورت زیر بدست می آیند:

$$\begin{cases} f_c[0] = \pm\sqrt{r_{11}} - \hat{h}^*[L_1 - 1] \\ f_c[1] = \pm\sqrt{r_{22} - h_t^2[0]} - \hat{h}^*[L_1 - 2] \\ \vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \\ f_c[L_1 - 1] = \pm\sqrt{r_{L_1L_1} - (h_t^2[0] + ... + h_t^2[L_1 - 2])} - \hat{h}^*[0] \end{cases} \quad (۱۳)$$

۳- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش به کمک شبیه سازی، الگوریتم پیشنهادی را بر اساس شکل ۱ در شرایط مختلف کانال مورد بررسی و ارزیابی قرار می دهیم. درشبیه سازی ابتدا از یک کانال مدل TDL با $L_1 = 15$ تپ به عنوان کانال چند مسیره استفاده می نماییم (شکل ۲). ابتدا بدون اعمال روش TiR با الگوریتم CLEAN پاسخ ضربه کانال را تخمین می زنیم. سپس روش TiR را با کمک پاسخ ضربه تخمین زده شده روی کانال ذکر شده پیاده سازی کرده و سمبل های مدوله شده BPSK را بصورت بلوکی روی کانال TiR مذکور ارسال می کنیم. با کمک روش جبران سازی در سناریوی دیگری، پیش فیلتر فرستنده را بهینه کرده و روش TiR را در این حالت پیاده سازی می کنیم. مشاهده می گردد که عملکرد سیستم در حالت جبران شده، بهبود یافته (شکل ۳)، بطوریکه ویژگی تمرکز زمانی روش TiR تقریبا حفظ شده است (شکل ۴). همانطور که در شکل ۳ مشاهده می شود، الگوریتم پیشنهادی در احتمال خطای 0.001، عملکرد سیستم را حدود $4dB$ بهبود داده است.

سپس برای بررسی و تست الگوریتم بهینه سازی پیشنهادی در مدل های استاندارد کانال UWB با واریانس های مختلف خطای تخمین کانال (همان مولفه های $C_{\Delta H}$)، از دو مدل کاربردی و عملی کانال چندمسیره در سیستم های TiR-UWB یعنی CM1 و CM4 [۷] استفاده می کنیم. بر خلاف حالت قبل که از الگوریتم CLEAN برای تخمین کانال استفاده نمودیم، در این حالت فرض می کنیم که کانال با تخمینگر مفروضی که ماتریس کواریانس آن ($C_{\Delta H}$) موجود است، تخمین زده می شود. خطای این تخمینگر، گاوسی فرض می شود. چون در تحلیل ها، متوسط خطای تخمینگر کانال را صفر در نظر گرفته ایم، بنابراین مولفه های ماتریس $C_{\Delta H}$ همان واریانس خطای تخمینگر کانال می باشند. برای ارسال اطلاعات در چنین کانال هایی نیاز به یک پالس بسیار باریک در حوزه زمان داریم و مشخصات زمانی آن را طوری تنظیم می کنیم که منطبق بر قوانین FCC باشد. در اکثر کاربرد های عملی از مشتق دوم پالس گاوسی (شکل ۵) برای ارسال اطلاعات استفاده می شود که دارای رابطه زیر می باشد [۵]:

$$p(t) = A(1 - 4\pi(\frac{t}{\delta})^2)\exp(-2\pi(\frac{t}{\delta})^2) \quad (۱۴)$$

که برای بدست آوردن پهنای پالس $T_p = 1n\sec$، مقدار $\delta = 0.48n\sec$ قرار می دهیم که این مقدار با تجربه بدست می آید. اگر از مدولاسیون BPAM استفاده شود آنگاه برای سیگنال مدوله شده داریم [۵]:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N} d_j\, p(t - jT_f) \quad (۱۵)$$

که در آن، $s(t)$ سیگنال مدوله شده، N تعداد سمبل ها (بیت ها)، T_f پریود تکرار سمبل ها، d_j بیانگر سمبل j ام که داریم: $d_j = \{\pm 1\}, j = 1,..., N$ که $+1$ برای بیت"1" و -1 برای بیت "0" می باشد. هر چه T_f کوچکتر باشد، ارسال با سرعت بیشتری انجام می شود اما اگر $T_f < T_d$ (T_d گسترش تاخیر کانال یا طول کانال) باشد، ISI خواهیم داشت. البته این شرایط برای $T_p < T_d$ هم رخ خواهد داد. همچنین زمان نمونه برداری $T_s = 0.1n\sec$ می باشد. پریود تکرار سمبل ها را $T_f = 2n\sec$ انتخاب کرده ایم و هر بیت با ۱۰ نمونه $10 \times 0.1n\sec = 1n\sec$ ارسال می‌شود. در این مقاله از مدل های کانال مصوب برای کاربرد های درون ساختمانی با نام های CM1 و CM4 که به ترتیب بهترین و بدترین رفتار را در بین مدلهای عملی پیشنهادی IEEE 802.15.3a داشته اند، استفاده می کنیم [۷]. این مدل ها به همراه پروفایل تاخیر توان شان در شکل های ۶ و ۷ رسم گردیده اند. همچنین مشخصات آنها در جدول ۱ لیست شده است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

جدول ۱: مشخصات کانال های استفاده شده[۷]

مشخصات	CM1	CM4
گسترش تاخیر موثر(nsec)	۵	۲۵
تعداد مسیر های موثر	۲۱	۱۲۰
فاصله ارسال - دریافت	0 - 4m	4 -10m
Line Of Sight	دارد	ندارد

معادله چنین کانال هایی معمولا بصورت مدل TDL زیر بیان می شوند [۵]:

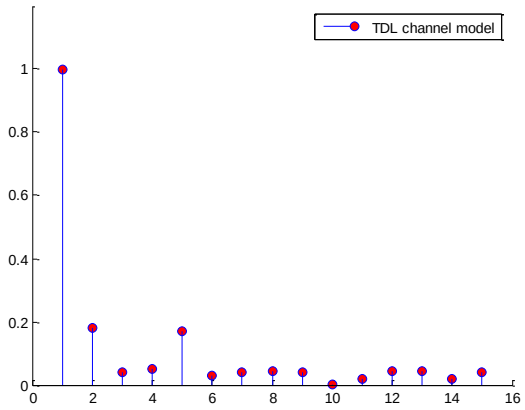
$$h(t)=\sum_{n=1}^{N_{Path}} a_n \delta(t-\tau_n) \qquad (۱۶)$$

که در آن، N_{Path} تعداد مسیر های موثر کانال ، $\{a_n\}$ بهره های کانال و $\{\tau_n\}$ تاخیر های متناظر آنها می باشند. در اینجا فرض می کنیم که N_{Path} مسیر کانال را می توانیم با خطاهای مفروض، تخمین بزنیم. تعداد مسیر های موثر ذکر شده در جدول ۱ شامل ۸۵ درصد انرژی کل کانال هستند.

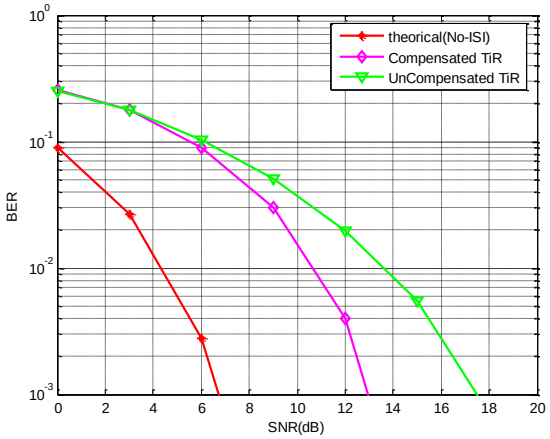
مطابق گام اول شبیه سازی، عملکرد الگوریتم پیشنهادی را با ترسیم نمودار احتمال خطای بیت سیستم TiR-UWB در واریانس های مختلف خطای تخمین کانال (0.05 و 0.1) بررسی می نماییم. نتیجه این بررسی در شکل های ۸ و ۹ نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۸ مشاهده می شود، احتمال خطای بیت سیستم مذکور، به واسطه استفاده از الگوریتم بهینه سازی پیشنهادی در مدل کانال CM1، در دو واریانس خطای تخمین کانال 0.05 و 0.1 کاهش قابل ملاحظه ای کرده و در نتیجه، عملکرد سیستم بهبود یافته است. همین نتیجه در مورد مدل کانال CM4 در شکل ۹ نیز قابل مشاهده می باشد. همچنین، همانگونه که در شکل های ۸ و ۹ ملاحظه می گردد، عملکرد سیستم در واریانس های ذکر شده خطای تخمین کانال، در احتمال خطای بیت 0.001 به اندازه تقریبا $4dB$ بهبود یافته است.

۴- نتیجه‌گیری

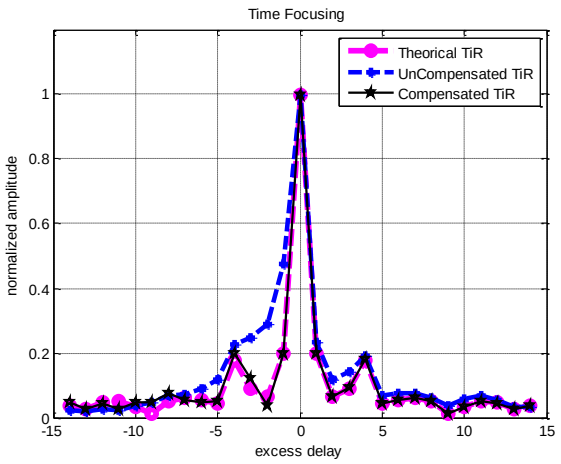
در این مقاله، به بهینه سازی یک پیش فیلتر مبتنی بر TiR در شرایط تخمینگر غیر ایده آل کانال پرداختیم. از طریق تحلیل اثبات شد که با داشتن ماتریس کواریانس خطای تخمین کانال می توان اثر تخریبی خطای تخمینگر را روی عملکرد پیش فیلترTiR در فرستنده خنثی نمود، طوری که پیش فیلتر جبران شده ، تمرکز زمانی تکنیک TiR را خراب نکند. عملکرد روش پیشنهادی در مدل های کاربردی سیستم های UWB در واریانس های مختلف خطای تخمین کانال به کمک شبیه سازی تست و تایید گردید. مشاهده گردید که با الگوریتم پیشنهادی، عملکرد سیستم در احتمال خطای بیت 0.001 به اندازه تقریبا $4dB$ بهبود می یابد.



شکل (۲): کانال چند مسیره با مدل TDL شامل ۱۵ تپ

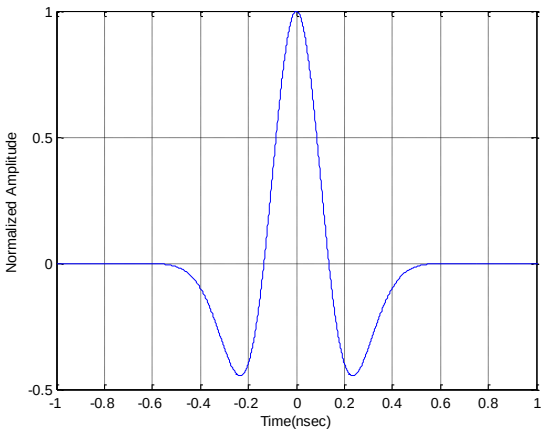


شکل (۳): مقایسه عملکرد سیستم ارسال TiR در دو حالت پیش فیلتر بهینه شده و پیش فیلتر مبتنی بر تخمین غیر ایده آل.

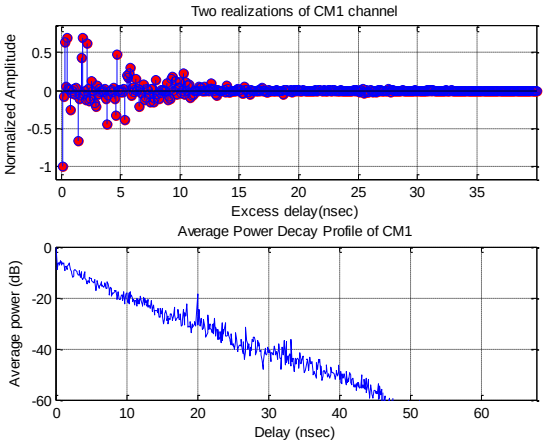


شکل (۴): مقایسه تمرکز زمانی روش TiR بهبود یافته و روش TiR با حضور خطای تخمین کانال.

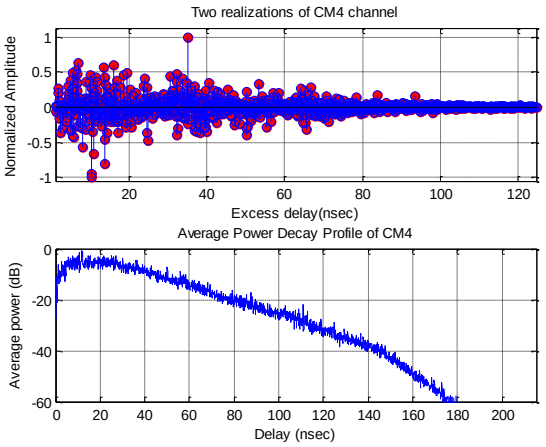
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]



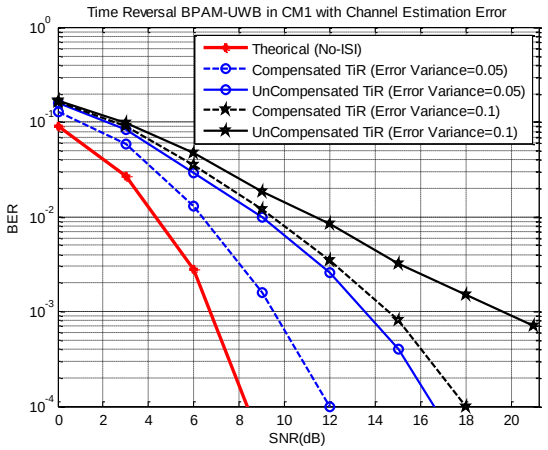
شکل (۵): مشتق دوم پالس گاوسی مورد استفاده در شبیه سازی.



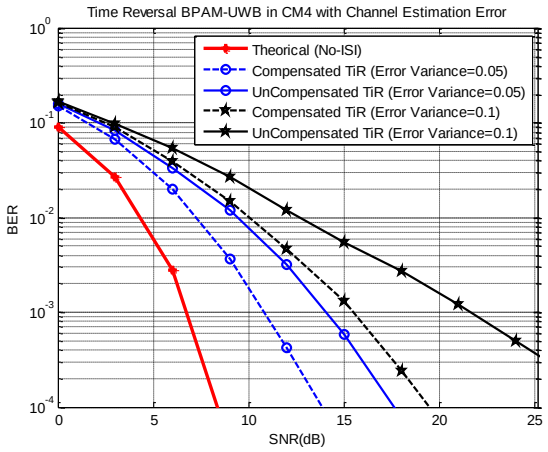
شکل (۶): کانال چند مسیره **CM1** به همراه پروفایل تاخیر توان آن.



شکل (۷): کانال چند مسیره **CM4** به همراه پروفایل تاخیر توان آن.



شکل (۸): عملکرد الگوریتم پیشنهادی در مدل کانال **CM1** در شرایط تخمین غیر ایده آل کانال با واریانس های **0.05** و **0.1** .



شکل (۹): عملکرد الگوریتم پیشنهادی در مدل کانال **CM4** در شرایط تخمین غیر ایده آل کانال با واریانس های **0.05** و **0.1**.

مراجع

[1] Robert c. Qiu, et all, "A Theory of Time-Reversed Impulse Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) for Ultra-Wideband (UWB) Communications", *2006 Int'l Conf. UWB*, Waltham, MA, Oct. 2006.

[2] T. Strohmer, M. Emami, J. Hansen, G. Papanicolaou, and A. J. Paulraj, " Application of time reversal with MMSE equalizer to UWB Communications", *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, Dallas, Texas, Nov.29-Dec.3,2004.

[3] A. Akogun, R. C. Qiu, and N. Guo, " Demonstrating time reversal in ultra-wideband communications using time domain measurements", *The Instrumentation, Systems and Automation (ISA), Tennessee*, May 2005.

[4] H. K. Bizaki, and A. Falahati, "Tomlinson-Harashima precoding with imperfect channel side information", *The 9th Int. Conf. Advanced Communication Technology (ICACT)*, Korea, Feb.2007, vol.2, pp.1323-1326.

[5] A. Akogun, "Theory and application time reversal technique to ultra-wideband wireless communication", *a thesis for the Degree Master of Science electrical engineering, Tennessee Technological University, August 2005.*

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]

[6] T. O. Lewis and P. L. Odell, "Estimation in Linear Models", *Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall*, 1971.
[7] J. R. Foerster, M. Pendergrass and A. F. Molisch, "A Channel Model for Ultra-wideband Indoor Communication", *MERL (Mitsubishi Electric Research Laboratories, Inc.) TR-2003-73*, Nov. 2003.

پیوست:

با جایگذاری بردار دریافتی $\underline{Y} = H_{TiR}\underline{X} + \underline{n}$ در رابطه خروجی یک تخمینگر MMSE بهینه داریم [۵] و [۶]:

$$\underline{\hat{X}} = (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H (H_{TiR}\underline{X} + \underline{n}) + N_0 I$$
$$= (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H H_{TiR}\underline{X}$$
$$+ (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n} + N_0 I$$

در نتیجه :
$$\underline{\hat{X}} = \underline{X} + (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n} + N_0 I$$

برای محاسبه خود همبستگی داده های خروجی تخمینگر MMSE بهینه (داده های مشاهده شده) بصورت زیر عمل می کنیم:

$$E\{\underline{\hat{X}}\,\underline{\hat{X}}^H\}$$
$$= E\{\underline{X}\,\underline{X}^H\} + E\{\underline{X}\underline{n}^H H_{TiR}(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\}$$
$$+ E\{N_0\,\underline{X}\} + E\{(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n}\underline{X}^H\}$$
$$+ E\{(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n}\underline{n}^H H_{TiR}(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\}$$
$$+ E\{N_0 (H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1} H_{TiR}^H \underline{n}\}$$
$$+ E\{N_0\,\underline{X}^H\} + E\{N_0\,\underline{n}^H H_{TiR}(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\} + E\{N_0^2 I\}$$

با توجه به فرض های گفته شده و ساده سازی خواهیم داشت:

$$E\{\underline{\hat{X}}\,\underline{\hat{X}}^H\} = \sigma_X^2 I + N_0 E\{(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\} + N_0^2 I$$

از طرفی برای محاسبه همبستگی متقابل بردار سمبل های ارسالی و بردار سمبل های مشاهده شده داریم:

$$E\{\underline{X}\,\underline{\hat{X}}^H\} = E\{\underline{X}\,\underline{X}^H\} + E\{\underline{X}\underline{n}^H H_{TiR}(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\}$$
$$+ E\{N_0\,\underline{X}\} = \sigma_X^2 I$$

طبق اصل تعامد داریم:

$$\sigma_X^2 I + N_0 E\{(H_{TiR}^H H_{TiR})^{-1}\} + N_0^2 I = \sigma_X^2 I$$
$$E\{H_{TiR}^H H_{TiR}\} = -\frac{1}{N_0} I \qquad (۱۷)$$

که در آن:

$$H_{TiR} = HH_T = (\hat{H} + \Delta H)(\hat{H}_T + F_c)$$
$$= \hat{H}\hat{H}_T + \hat{H}F_c + \Delta H\hat{H}_T + \Delta H F_c$$

مفروضات: H ماتریس واقعی کانال، $\hat{H}$ ماتریس تخمین زده شده کانال (معادل ماتریسی $\hat{h}(t)$)، ΔH خطای تخمین کانال که در اینجا ماتریس کواریانس (یعنی $C_{\Delta H}$) آن را داریم. از طرفی ΔH مستقل از $\hat{H}$ می باشد. H_T ماتریس پیش فیلتر در فرستنده، $\hat{H}_T$ پیش فیلتر تخمین زده شده TiR (معادل ماتریسی $\hat{h}^*(-t)$) و F_c ماتریس جبران ساز خطای تخمین ΔH می باشد. F_c مجهول بوده و مستقل از $\hat{H}_T$ فرض می شود. اگر طبق تعریف $\hat{H}_{TiR} = \hat{H}\hat{H}_T$ باشد که $\hat{H}_T$ و $\hat{H}$ ماتریس های معلوم بوده و به هم وابسته اند، آنگاه داریم:

$$H_{TiR} = \hat{H}_{TiR} + \hat{H}F_c + \Delta H\hat{H}_T + \Delta H F_c$$

با جایگذاری این مقدار در رابطه (۱۷) و بسط آن و استفاده از مفروضات و ایستا بودن ضرائب کانال خواهیم داشت:

$$\hat{H}_{TiR}^H\hat{H}_{TiR} + \hat{H}_{TiR}^H\hat{H}F_c + F_c^H\hat{H}^H\hat{H}_{TiR}$$
$$+ F_c^H\hat{H}^H\hat{H}F_c + \hat{H}_T^H C_{\Delta H}\hat{H}_T + \hat{H}_T^H C_{\Delta H}F_c$$
$$+ F_c^H C_{\Delta H}\hat{H}_T + F_c^H C_{\Delta H}F_c = -\frac{1}{N_0} I_{N\times N}$$

با ساده کردن دو ترم اول سمت چپ معادله بالا به عبارت $\hat{H}_{TiR}^H\hat{H}(F_c + \hat{H}_T)$، همچنین دو ترم دوم به عبارت $F_c^H\hat{H}^H\hat{H}(F_c + \hat{H}_T)$ و بالاخره چهار ترم بعدی به رابطهٔ $(F_c + \hat{H}_T)^H C_{\Delta H}(F_c + \hat{H}_T)$ می رسیم. حال اگر سه عبارت بدست آمده را با هم جمع کنیم، عبارت ساده شدهٔ $H_T^H(C_{\Delta H} + \hat{H}^H\hat{H})H_T = -\frac{1}{N_0} I_{N\times N}$ بدست خواهد آمد. اگر $B = -N_0(C_{\Delta H} + \hat{H}^H\hat{H})$ و با دانستن این مساله که $B^H = B$ یعنی ماتریسی مربعی دارای تقارن هرمیتینی می باشد، آنگاه داریم: $H_T^H B H_T = I$. طرفین معادله را یکبار در H_T و سپس در H_T^H ضرب می کنیم در نتیجه داریم:

$$(H_T H_T^H)B(H_T H_T^H) = (H_T H_T^H)$$
$$(H_T H_T^H)B = I \;\Rightarrow\; H_T H_T^H = B^{-1}$$

اگر فرض کنیم: $B^{-1} = R = [r_{ij}]_{(N+L_1-1)\times(N+L_1-1)}$، آنگاه با مساوی قرار دادن درایه های قطر اصلی دو طرف معادله بالا، به جواب مورد نظر یعنی رابطه ۱۳ خواهیم رسید.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-16]