

## تخمین کانال در مودم رمزکننده HF مبتنی بر OFDM

محمد مهدی دانایی<sup>۱</sup>، حداد ندری<sup>۲\*</sup>

۱- استادیار، ۲- کارشناس ارشد، مرکز تحقیقات الکترونیک و ارتباطات صدر، دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(دریافت: ۱۳۹۰/۰۸/۲۵، پذیرش: ۱۳۹۰/۱۲/۱۵)

### چکیده

با توجه به اهمیت داشتن یک ارتباط صوتی یا داده‌های امن در ارتباطات HF نظامی، نیاز است یک مودم HF با قابلیت رمزنگاری طراحی شود. با توجه به اینکه اثرات چندمسیرگی و داپلر در یک ارتباط موج آسمانی HF بسیار مخرب می‌باشد، بدین منظور جهت دریافت صحیح اطلاعات توسط گیرنده، طراحی و ساخت یک مودم قوی از نیازهای اساسی یگان‌های نظامی می‌باشد. پس برای کانال HF باید مودمی ساخته شود که بتواند تغییرات کانال را جبران نماید. لذا بخش تخمین کانال HF از مهم‌ترین قسمت‌های مودم است که در این مقاله روش بهینه‌ای برای تخمین کانال مودم مبتنی بر OFDM پیشنهاد شده است. روش تخمین کانال وینر در OFDM مبتنی بر داده راهنما، روشی قوی است که می‌تواند با کمترین چگالی داده راهنما کانال را به‌خوبی تخمین بزند. نتایج نشان می‌دهد که می‌توان با کاهش چگالی داده راهنما نرخ ارسال داده را افزایش داد که این امر اجازه می‌دهد از یک کدینک کانال قوی‌تر استفاده شود و در نتیجه نرخ خطا کاهش یابد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی در این مقاله از لحاظ نرخ خطا استانداردهای نظامی آمریکا را برآورده می‌کند.

**کلیدواژه‌ها:** تخمین کانال، فیلتر وینر، چگالی داده راهنما، موج آسمانی HF، مودم OFDM.

## Channel Estimation in HF Encryptor Modem Based on OFDM

M. M. Danaee, H. Nadri\*

Sadr Electronic & Communication Research Center, Imam Hossein University

(Received: 11/16/2011, Accepted: 03/06/2012)

### Abstract

Since a secure voice or data session is very important in military HF communication, it needs a HF modem designed with cipher capability. Whereas multipath and Doppler affection are very adverse in HF sky-wave mode, so the production of a robust modem is essential for military application to compensate channel distortion. Then channel estimation block is very important and this paper proposes an enhanced method for channel estimation. The OFDM pilot based channel estimation with Wiener filtering is a robust method that estimates channel excellently with minimum pilot density. The result shows that proposed method can increase bit rate with decrement in pilot density, which allows use of a stronger channel coding and subsequently a lower bit error rate. Simulation shows that the bit-error rate of the proposed method passes the American military standards.

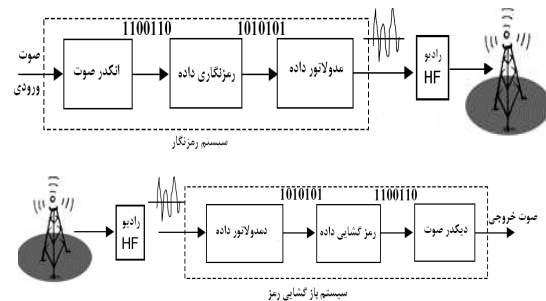
**Keywords:** Channel Estimation, Wiener Filtering, Pilot Density, Sky Wave HF, Modem OFDM.

\* Corresponding author E-mail: hadad.nadri@gmail.com

## ۱. مقدمه

امواج الکترومغناطیس می‌توانند به‌صورت مستقیم در سطح زمین انتشار یابند و یا به‌صورت امواج آسمانی از یونسفر منعکس شوند. در انتشار امواج زمینی، حداکثر مسافت قابل دستیابی بستگی به فرکانس، توان، گین آنتن و سطح انتشار دارد. در یک فرکانس و فاصله داده شده قدرت سیگنال HF در سطح دریا می‌تواند بیش از 50dB قوی‌تر از قدرت سیگنال روی زمین با شرایط خوب باشد، یعنی تضعیف امواج در سطح دریا پایین بوده و لذا در اکثر ناوها ارتباط HF استفاده می‌شود. از طرفی با توجه به انتشار امواج آسمانی و انعکاس از لایه‌های یونسفر، می‌توان مسافت‌های بسیار طولانی در حد چند هزار کیلومتر را پوشش داد. لذا این امواج در یگان‌های نظامی کاربرد فراوانی دارند.

امواج HF به‌راحتی قابل شنود هستند، لذا نیاز به رمزنگاری ارتباطات HF در یگان‌های نظامی ضروری به‌نظر می‌رسد. امنیت داده، پایداری در مقابل اختلال و شنود از موضوعات مهم پدافند غیرعامل در حوزه ارتباطات و جنگال است. در ارتباطات HF سامانه رمزنگار مطابق شکل (۱) از سه قسمت فشرده‌ساز صوتی، الگوریتم رمزنگار و مودم HF تشکیل شده است.



شکل ۱. نمودار سامانه رمزکننده HF

با توجه به انتشار امواج HF از یونسفر، چندمسیرگی و پدیده داپلر، باعث خرابی سیگنال HF در گیرنده می‌شود. به‌همین دلیل، به مودم قوی در این ارتباط نیاز است. این مودم بایستی به‌گونه‌ای باشد که تغییرات کانال HF را جبران کند. لذا تخمین کانال بخش مهم مودم HF است. ارتش آمریکا در HF استانداردهایی ارائه داده است که وضعیت خطا در این کانال را بررسی می‌کند. در این مقاله، روش مناسبی برای تخمین کانال یک سامانه عملی ارائه می‌گردد و کارایی عملکرد آن با اعمال شرایط کانال چند مسیره و بررسی نتایج شبیه‌سازی، ارزیابی می‌گردد و نتیجه با استانداردهای موجود در دنیا مقایسه می‌شود. با توجه به اینکه در سیستم طراحی شده از مدولاسیون OFDM با حداقل چگالی داده‌های راهنما استفاده شده

است، می‌توان از کدینگ قوی‌تری بهره برد و نرخ خطا را کاهش داد، و یا می‌توان به‌ازای یک نرخ خطا ثابت، نرخ ارسال داده را افزایش داد. به‌طور کلی، روش‌های تخمین کانال در سامانه OFDM، را به دو دسته تخمین کور و تخمین بر مبنای داده‌های راهنما، می‌توان تقسیم‌بندی کرد. در روش تخمین کور، بدون ارتباط خاصی بین فرستنده و گیرنده، فقط با استفاده از مشخصات آماری سیگنال دریافتی، مشخصات کانال تخمین زده می‌شود. روش‌های مختلفی برای تخمین کور پیشنهاد شده است که از آن جمله می‌توان به تخمین بر اساس مشخصات آماری مربوط به باند محافظ به‌کار گرفته شده در سمبل‌های OFDM و یا تخمین کور بر مبنای به‌کارگیری الگوریتم Viterbi، اشاره کرد.

در تخمین به کمک داده‌های راهنما، در تمام یا بخشی از سمبل OFDM، داده‌های راهنما ارسال می‌شود که مقدار آن داده‌ها در فرستنده و گیرنده، مشخص است. گیرنده، با دریافت داده‌های راهنما و استفاده از مقادیر اولیه مربوط به آنها، میزان تضعیف و تغییرات فاز ناشی از تأثیرات کانال را استخراج می‌کند.

در طراحی ساختار تخمین کانال در سیستم‌های سیار، به‌طور کلی دو مسئله اساسی وجود دارد: مسئله اول این است که چگونه داده‌های راهنما با داده اصلی ترکیب و ارسال شوند. روش‌های مختلفی وجود دارد که هر کدام ویژگی‌های خاص خود را دارند. مسئله دوم به چگونگی تعمیم کانال تخمین زده شده در موقعیت‌های داده‌های راهنما، به کل کانال و موقعیت‌های داده‌های اصلی، مربوط می‌شود. این مسئله تحت عنوان درون‌یابی شناخته می‌شود. این دو مسئله به‌هم وابسته هستند، زیرا عملکرد بخش درون‌یابی به موقعیت‌ها و چگونگی داده‌های راهنما ارسالی، وابسته است.

## ۲. تخمین کانال با استفاده از داده راهنما

در روش تخمین کانال با استفاده از ساختار داده راهنما، با به‌دست آوردن اطلاعات حاصل از زیرحامل‌های مربوط به این داده‌ها، بایستی از تکنیک مناسبی جهت تخمین کانال در زیرحامل‌های مربوط به داده‌های اصلی استفاده کرد.

روش‌های مختلفی برای تخمین کانال وجود دارد که در این مقاله دو روش متداول را بررسی کرده و نشان داده خواهد شد که با روش وینر به تخمین خوبی از کانال HF در شرایط سخت می‌توان رسید.

### ۲-۱. تخمین کانال بر اساس DFT [۱، ۲]

در این روش، هدف تخمین کانال برای تمام زیر حامل‌های موجود در  $L$  امین سمبل OFDM است، با فرض اینکه گیرنده مکان و اندازه داده‌های راهنما در سمبل ارسالی را می‌داند. اگر تعداد کل حامل‌ها در هر سمبل OFDM برابر  $N$  و تعداد حامل‌های داده راهنما  $L$  باشد

و حامل‌های داده راهنما با فاصله  $N_2$  از هم در حوزه فرکانس قرار گیرند، با روش LS تخمین کانال در فرکانس‌های مربوط به داده راهنما به فرم زیر خواهد بود:

$$\mathbf{P} = [\hat{H}_{LS}(0) \hat{H}_{LS}(N_2) \dots \hat{H}_{LS}((L-1)N_2)] \quad (1)$$

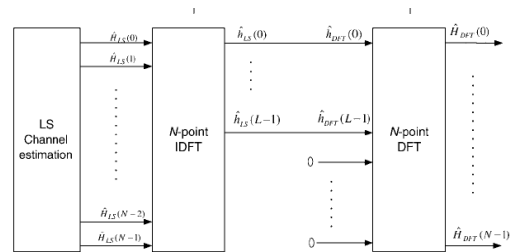
این بردار یک مدل نمونه‌برداری شده از پاسخ فرکانسی کانال در موقعیت داده‌های راهنما است. از این نمونه‌های کانال که در حوزه فرکانس هستند، با گرفتن تبدیل IDFT، نمونه‌های پاسخ کانال در حوزه زمان به دست می‌آید:

$$\hat{h}_s = IDFT(\mathbf{P}) \quad (2)$$

در حوزه زمان با افزودن صفر به بردار L المانی فوق، یک بردار به طول N تولید می‌شود که با تبدیل DFT از این بردار پاسخ فرکانسی کانال محاسبه خواهد شد:

$$\hat{\mathbf{H}} = DFT(\hat{h}) \quad (3)$$

که H یک بردار شامل ضرایب کانال در هر زیرحامل سمبل است و با تقسیم سمبل بر این بردار اثر کانال جبران خواهد شد. در شکل (۲) بلوک دیاگرام مربوط به این الگوریتم نشان داده شده است.



شکل ۲. بلوک دیاگرام روش DFT [۲]

### ۲-۲. تخمین گر وینر [۳]

در این فرآیند نمونه‌های  $y_l$  بر حسب نمونه‌های اندازه‌گیری شده  $x_m$ ، که نمونه‌های دیگر فرایند تصادفی هستند، تخمین زده می‌شود. در یک تخمین گر خطی، اگر  $\hat{y}_l$  تخمینی از فرآیند  $y_l$  باشد، با انتخاب مناسب ضرایب، تخمین گر به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\hat{y}_l = \sum_m b_{lm} x_m \quad (4)$$

جمع فوق ممکن است محدود یا نامحدود باشد. برای سادگی، فرض شده است که تعداد محدود L نمونه  $y_l$  باید بر حسب تعداد M نمونه اندازه‌گیری شده  $x_m$ ، تخمین زده شود. بر حسب برداری، تخمین گر به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$\hat{y} = Bx \quad (5)$$

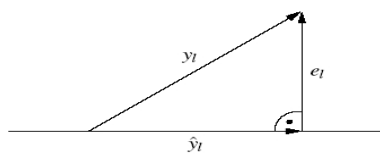
$$E \{ |e_l|^2 \} = \min \quad (6)$$

اصل تعامد بیان می‌کند که امید ریاضی ضرب اسکالر دو بردار عمود برهم صفر است [۴]:

$$E \{ e_l x^* \} = 0 \quad (7)$$

معادله (۵) بیان می‌کند که  $\hat{y}_l$  در صفحه‌های شامل متغیرهای تصادفی (بردارهای)  $x_1, \dots, x_l$  قرار دارد. با توجه به شکل (۳)، اگر  $\hat{y}_l$  تصویر عمود  $y_l$  بر آن صفحه باشد، طول بردار خطا کمینه می‌شود. در این حالت  $e_l = y_l - \hat{y}_l$  بر هر بردار  $x_m$  از آن صفحه عمود است، بنابراین اصل تعامد برقرار است و می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} E \{ e_l x^* \} &= 0 \\ E \{ (y - \hat{y}) . x^* \} &= 0 \\ E \{ y . x^* \} &= E \{ Bx . x^* \} \\ B &= R_{yx} R_{xx}^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$



شکل ۳. مثالی از اصل تعامد

### ۲-۲-۱. تخمین وینر در حوزه زمان [۵]

در یک کریر ثابت از سیگنال OFDM، فرکانس همه نمونه‌ها یکسان و برابر  $f_k$  است و باید در آن فرکانس در حوزه زمان، فرآیند محوشده  $c(t) = H(f_k, t)$  را تخمین زد. این فرآیند تصادفی دارای تابع خود هم‌بستگی زیر است:

$$R_c(0, t) = R_c(t) \quad (9)$$

که عکس تبدیل فوریه طیف داپلر است. برای طیف Jakes این تابع به صورت زیر است:

$$R_c(t) = J_0(2\pi V_{\max} t) \quad (10)$$

برای طیف داپلر مستطیلی بین  $-V_{\max}$  و  $V_{\max}$  به صورت زیر است:

$$R_c(t) = \sin c(2\pi V_{\max} t) \quad (11)$$

در کانال HF و برای بعضی از کاربردها، طیف داپلر گوسی استفاده می‌شود که در این حالت تابع طیف داپلر به فرم زیر است:

$$s_c(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_b^2} v^2\right) \quad (12)$$

و با عرض  $\sigma_b$  یک مدل مناسب است. در این حالت تابع خود

همبستگی به صورت زیر است:

به کارگیری مودم در شرایط حداکثر تأخیر ۲ میلی ثانیه و حداکثر داپلر ۲ هرتز (کانال POOR)، مودم OFDM با مشخصات جدول (۱) برای شبیه‌سازی در نظر گرفته می‌شود.

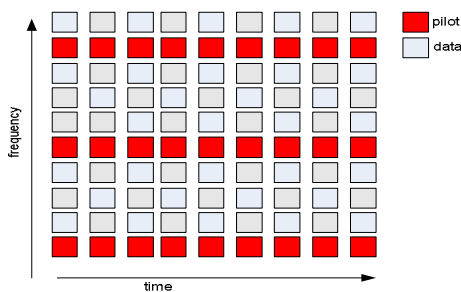
### ۳. بررسی و شبیه‌سازی DFT

در این حالت ساختار توزیع داده‌های راهنما به صورت شکل (۴) استفاده می‌شود. کانال HF را معمولاً دو مسیر در نظر می‌گیرند. با توجه به اینکه در این کانال برای یک عرض جغرافیای ثابت، حداکثر تأخیر را ۲ میلی ثانیه در نظر می‌گیرند، لذا تأخیر مسیر دوم نسبت به مسیر اول در محدوده ۰ تا ۶ سمپل (۰ تا 2ms) بررسی می‌شود.

جدول ۱. مشخصات مودم OFDM

$N_{FFT}$	32
$N_{CP}$	6
MOD	QPSK
$F_s$	3000
$\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$	93.75Hz
$T_s = \frac{N_c}{F_s}$	12.6ms

$N_{cp}$  تعداد حامل‌ها در فاصله گارد زمانی است.  
 $\Delta f$  فاصله بین دو حامل مجاور بر حسب Hz است.  
 $F_s$  فرکانس نمونه برداری است.  
 $W$  پهنای باند است که 3KHz است.  
 $T_s$  زمان یک سمبل است.



شکل ۴. ساختار توزیع پیلوت‌ها برای DFT

همان‌طور که در شکل (۵) دیده می‌شود، به‌ازای برخی تأخیرها، نمودار BER نسبت به حالت بدون تأخیر خیلی خراب شده است، که میزان خرابی نمودار به این بستگی دارد که NULLها در کریبر داده راهنما قرار گیرد یا در کریبر داده.

$$R_c(t) = \exp\left(-\frac{1}{2}(2\pi\sigma_D t)^2\right) \quad (13)$$

ماتریس خود همبستگی و همبستگی متقابل به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$(R_{xx})_{km} = R_c(t_{ik} - t_{im}) + \delta_{km} \sigma^2 \quad (14)$$

$$(R_{yx})_{lm} = R_c(t_l - t_{im}) \quad (15)$$

$t_{ik} - t_{im}$  اختلاف زمانی بین داده‌های راهنما  $ik$  و  $im$  است، که مضربی از زمان سمبل است.  $t_l - t_{im}$  اختلاف زمانی نمونه تخمین شده  $l$  با داده راهنما  $im$  است. با داشتن توابع فوق، ماتریس  $B$  از معادله (۱۰) به دست می‌آید [۱۲].

### ۲-۲-۲. تخمین وینر در حوزه فرکانس [۵]

در یک نمونه زمانی از یک سمبل OFDM، نمونه‌های تابع تبدیل در فرکانس در نظر گرفته خواهد شد. این فرآیند با تابع  $H(f)$  دارای تابع خود همبستگی زیر است:

$$R(f, 0) = R_H(f) \quad (16)$$

که تبدیل فوریه طیف توان تأخیر است. برای طیف توان تأخیر نمایی، این تابع به صورت زیر است:

$$R_H(f) = \frac{1}{1 + j 2\pi f \tau_m} \quad (17)$$

برای طیف توان تأخیر مستطیلی بین  $0$  و  $\tau_{max}$ ، تابع خود همبستگی برابر است با:

$$R_H(f) = e^{-j\pi f \tau_{max}} \cdot \text{sinc}(f \tau_{max}) \quad (18)$$

ماتریس خود همبستگی و ماتریس همبستگی متقابل دارای عناصری به فرم زیر هستند:

$$(R_{xx})_{km} = R_H(f_{ik} - f_{im}) + \delta_{km} \sigma^2 \quad (19)$$

$$(R_{yx})_{lm} = R_H(f_l - f_{im}) \quad (20)$$

### ۲-۲-۳. تخمین وینر در حوزه زمان و فرکانس

به جای یک فیلتر دوبعدی، گاهی دو فیلتر یک‌بعدی استفاده می‌شود تا با داشتن بازده بهتر، پیچیدگی محاسباتی کاهش یابد [۱۰-۱۳]. در بیشتر مدل‌های کانال عمومی، تابع دوبعدی خود همبستگی قابل جداسازی است.

$$R(f, t) = R_H(f) R_c(t) \quad (21)$$

بنابراین ماتریس  $B$  تخمین‌گر را می‌توان حساب کرد. تخمین در شیفت زمان و شیفت فرکانسی ثابت است، زیرا این از خواص سامانه WSSUS است [۵]. پس به جای استفاده از فیلتر دوبعدی در تخمین می‌توان بدون از دست دادن کارایی تخمین‌گر از دو فیلتر یک‌بعدی استفاده کرد [۳].

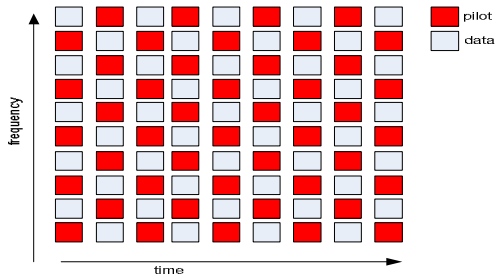
۴-۱. حالت توزیع داده‌های راهنما با چگالی 1/2

برای ساختار به صورت شکل (۷) مقادیر بیشینه داپلر و بیشینه تأخیر قابل جبران به صورت زیر می‌باشند:

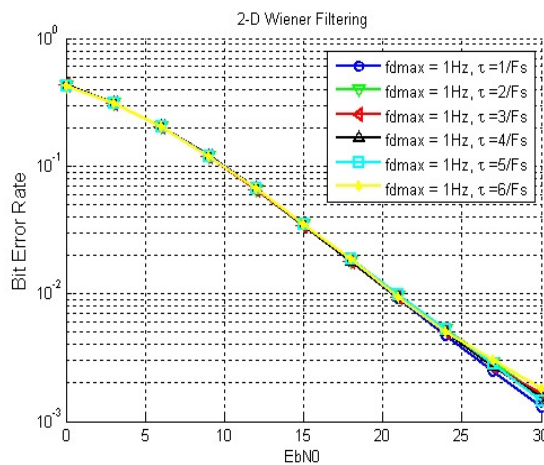
$$f_{D \max} = \frac{3000}{4 \times 2 \times 38} = 9.87 \text{ Hz}$$

$$\tau_{\max} = \frac{36}{4 \times 1 \times 300} = 3 \text{ ms}$$

نتیجه تخمین کانال در این حالت به صورت شکل (۸) است.



شکل ۷. توزیع شطرنجی داده‌های راهنما با چگالی 1/2



شکل ۸. تخمین کانال وینر با توزیع به چگالی 1/2

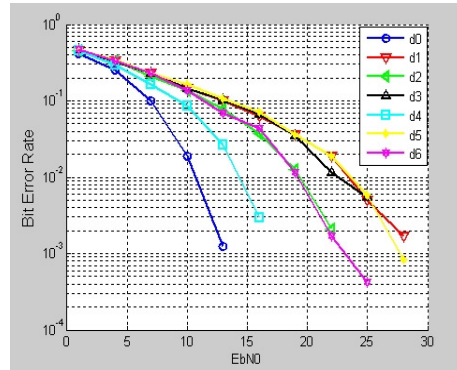
۴-۲. حالت توزیع پیلوت با چگالی 1/4

در این حالت بیشینه داپلر و تأخیر قابل تحمل در سامانه برابر است با:

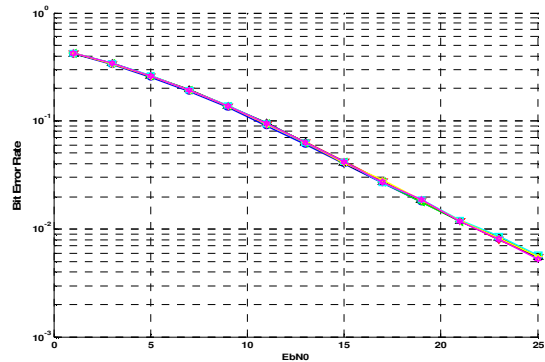
$$f_{D \max} = \frac{3000}{4 \times 2 \times 38} = 9.87 \text{ Hz}$$

$$\tau_{\max} = \frac{36}{4 \times 2 \times 3000} = 1.5 \text{ ms}$$

با اضافه کردن داپلر تخمین کانال بهتر می‌شود، زیرا حالتی که NULLها دقیقاً روی کریر قرار گیرند، کمتر پیش می‌آید. با بررسی سامانه در حضور داپلر، تقریباً تا داپلر 10Hz کار می‌کند و در داپلر 0.5Hz تا 5Hz نمودارهای BER یکسان هستند.



شکل ۹. نمودار BER محاسبه شده برای تأخیرهای متفاوت کانال



شکل ۱۰. بررسی روش DFT با تأخیرهای متفاوت و داپلر 1Hz

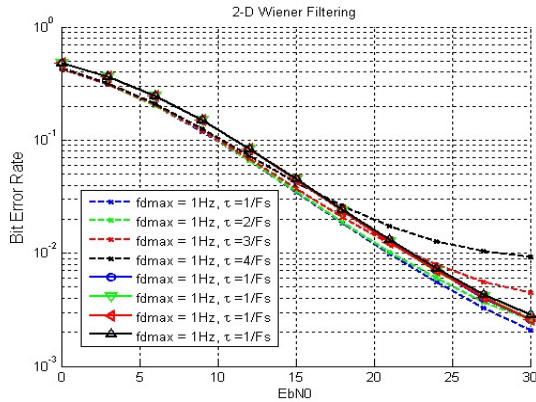
۴. بررسی تخمین کانال با استفاده از فیلتر وینر

با استفاده از قضیه نمونه برداری دوبعدی و با توجه به ساختار توزیع داده‌های راهنما می‌توان نشان داد حداکثر داپلر و  $\tau_{\max}$  حداکثر تأخیر قابل جبران توسط سامانه به صورت زیر است [۳، ۷]:

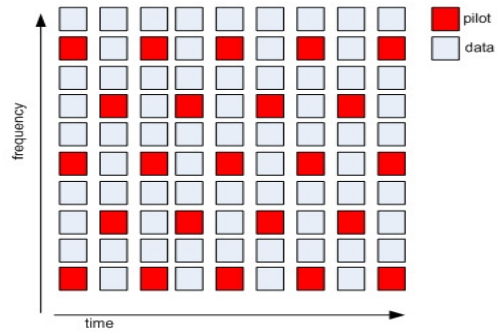
$$f_{D \max} T_s \cdot N_K \approx \frac{1}{4} \tag{22}$$

$$\tau_{\max} \Delta F \cdot N_L \approx \frac{1}{4} \tag{23}$$

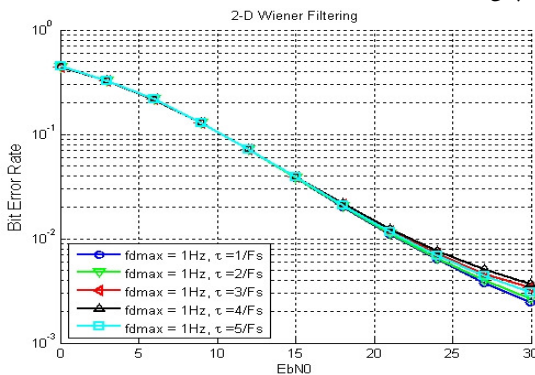
فاصله دو داده  $N_L$  فاصله دو داده راهنما مجاور در زمان و  $N_K$  راهنما در فرکانس است.



شکل ۹. توزیع شطرنجی داده‌های راهنما با چگالی 1/4



شکل ۱۱. بررسی عملکرد سامانه برای ضریب 0.001 و ضریب 0.5 (خطوط نقطه‌چین)



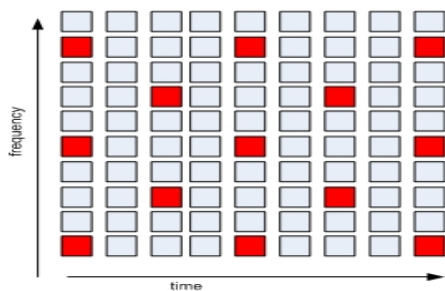
شکل ۱۲. ضریب نویز فیلتر ۰.۱ و تعداد tapهای فیلتر ۲۵

۳-۴. حالت توزیع پیلوت با چگالی پیلوت 1/8

اگر ساختار توزیع داده‌های راهنما به صورت شکل (۱۳) باشد، بیشینه داپلر و تأخیر قابل جبران برابر است با:

$$f_{d \max} = \frac{1}{4 \times T_s \times N_c} = \frac{3000}{4 \times 70 \times 4} = 2.67 \text{ Hz}$$

$$\tau_{\max} = 2.67 \text{ ms}$$



شکل ۱۳. توزیع داده‌های راهنما با چگالی 1/8

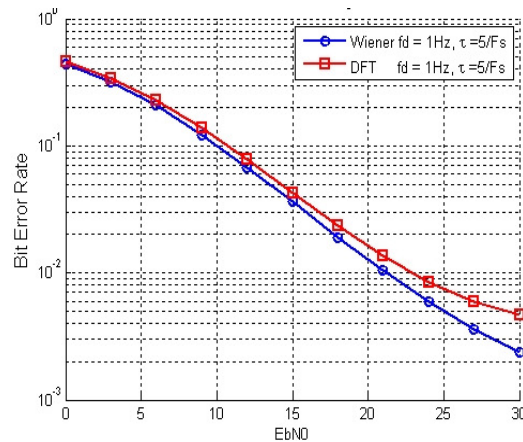
در شکل (۱۴) نتیجه تخمین کانال برای دو ساختار داده راهنما با چگالی 1/8 و 1/4 مقایسه شده است. همان‌طور که دیده می‌شود نمودار BER در دو حالت یکسان است.

با در نظر گرفتن بیشینه تأخیر محاسبه شده و عملکرد سامانه در کانال POOR، باید تعداد کریرها را افزایش داد. اگر FFT را ۶۴ کریری باشد، حداکثر تأخیر و داپلر قابل جبران توسط سامانه به صورت زیر است:

$$\tau_{\max} = 2.67 \text{ ms}$$

$$f_{D \max} = 5.35 \text{ Hz}$$

در این حالت، نتیجه تخمین کانال با وینر و با روش DFT در شکل (۱۰) آمده است، ملاحظه می‌شود که روش وینر از روش DFT بهتر است.



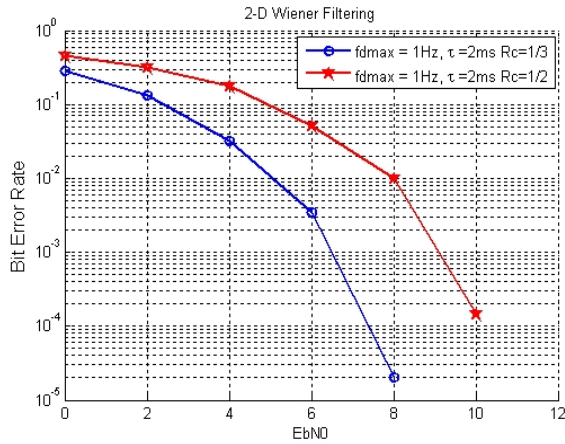
شکل ۱۰. مقایسه DFT با وینر در کانال POOR با چگالی 1/4

بررسی پارامتر مربوط به نویز در فیلتر: نتیجه پیاده‌سازی نشان می‌دهد (شکل (۱۱) و (۱۲)) که با تعداد tap برابر ۸، با بزرگ‌تر شدن پارامتر نویز نمودار خطا در SNRهای پایین بهبود، ولی در SNRهای بالا به‌زای بعضی تأخیرها خراب می‌شود. با افزایش تعداد tap فیلتر به ۲۵ پیچیدگی محاسباتی افزایش، ولی عملکرد سامانه بهبود می‌یابد.

با اینترلیور به طول ۲ ثانیه در دو حالت کدر 1/2 با نرخ بیت 1800bps و کدر 1/3 با نرخ بیت ارسالی 1200bps، نرخ خطای سامانه در کانال POOR به صورت شکل (۱۷) است.

در صفحه ۴۸ استاندارد MIL-STD-188-110B کارایی مودم تک تن، بررسی شده است [۱۲]. جهت بررسی عملکرد سامانه OFDM، این نتیجه در جدول (۱) آورده شده است. همان طور که ملاحظه می شود، در نرخ 1200bps با سیگنال به نویز 11dB نرخ خطا 10E-5 است، که سامانه OFDM طراحی شده در سیگنال به نویز 8dB به این نرخ خطا رسیده است (شکل (۱۷)).

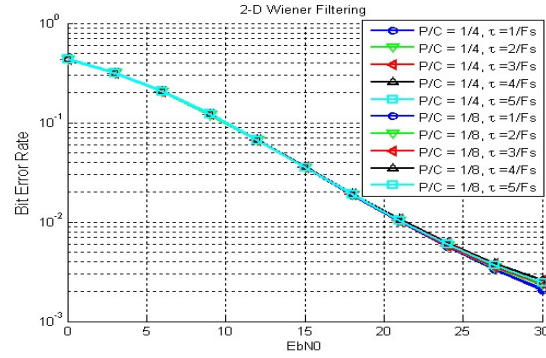
در صفحه ۸۰ استاندارد MIL-STD-188-110B برای مودم OFDM با ۳۹ تن، نرخ خطا مطابق جدول (۲) است.



شکل ۱۷. نتیجه نهایی عملکرد سامانه OFDM در کانال POOR

جدول ۱. نتیجه مودم تک تن در استاندارد [1] MIL-STD-188-110B [۱۲]

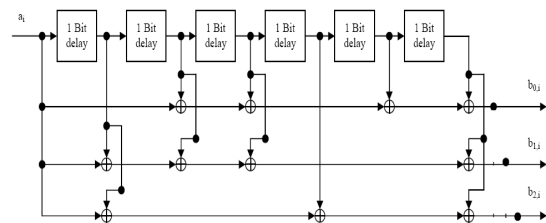
User bit rate	Channel Paths	Multipath (ms)	Fading (Note 1) BW (Hz)	SNR (Note 2) (dB)	Coded BER
4800	1 Fixed	-	-	17	1.0 E-3
4800	2 Fading	-	0.5	27	1.0 E-3
2400	1 Fixed	-	-	10	1.0 E-5
2400	2 Fading	2	1	18	1.0 E-5
2400	2 Fading	2	5	30	1.0 E-3
2400	2 Fading	5	1	30	1.0 E-5
1200	2 Fading	2	1	11	1.0 E-5
600	2 Fading	2	1	7	1.0 E-5
300	2 Fading	5	5	7	1.0 E-5
150	2 Fading	5	5	5	1.0 E-5
75	2 Fading	5	5	2	1.0 E-5



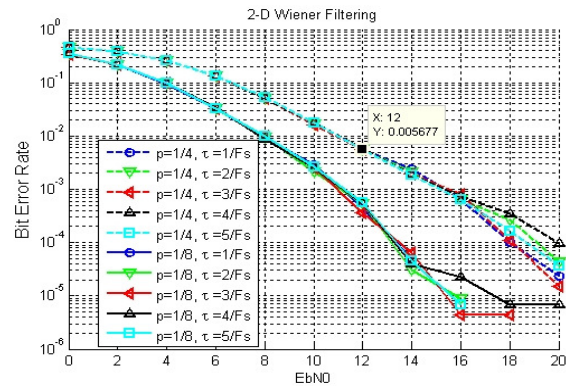
شکل ۱۴. تخمین کانال، داپلر 1Hz و تأخیرهای متفاوت در دو حالت توزیع داده های راهنما 1/4 و 1/8

### ۵. بررسی کدینگ کانال با توزیع چگالی 1/4 و 1/8

در حالت چگالی 1/8 به نسبت چگالی 1/4 می توان کدکننده قوی تری را به کار برد و یا نرخ ارسال داده را افزایش داد. در حالت چگالی 1/4، کدکننده با نرخ 1/2 و چندجمله ای (7, [133 171]) و در حالت توزیع داده های راهنما با چگالی 1/8 کدکننده با نرخ 1/3 و چندجمله ای (7, [133 171 145]) استفاده شده است. نتیجه محاسبه BER در این دو حالت و با نرخ ارسال داده تقریباً برابر، به صورت شکل (۱۶) است.



شکل ۱۵. ساختار کدر کانوالشنال [۱۱]



شکل ۱۶. سامانه وینر با داپلر 1Hz در دو حالت توزیع پیلوت با چگالی 1/4 و کدر با نرخ 1/2 و توزیع 1/8 و کدر با نرخ 1/3

## ۷. مراجع

- [1] Carcia, M.; Borrall, M.; Zazo, S. "DFT- based Channel Estimation in 2D-Pilot-Symbol-Aided OFDM Systems."; IEEE 2001.
- [2] Kang, Y.; Kim, K.; Park, H. "Efficient DFT-Based Channel Estimation for OFDM Systems on Multipath Channels."; IET Commun 2007, 1.
- [3] Hoehner, P.; Kaiser, S.; Roberson, P. "Two Dimensional Pilot Symbol-Aided Channel Estimation Wiener Filtering."; in Proc. of 1997 IEEE International Conf. on Acoustics Speech and Processing 1997, Munich Germany, 1845-1848.
- [4] Papulis, A. "Probability Random Variable and Stochastic Processes."; 3rd ed.: McGraw-Hill, 1991.
- [5] Henrik, S.; Chritian, L. "Theory and Applications of OFDM and CDMA."; Fachhochschule Sudwest Fale Meschede Germany, 2005.
- [6] Kurpiers, A. F.; Fischer, F. "Open Source Implementation of A Digital Radio Mondiale (DRM) Receiver."; IEEE 2003.
- [7] Hoehner, P.; Kaiser, S.; Robertson, P. "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency." in Proc. of 1997 IEEE Global Telecomm. Conf. 1997, 90-96.
- [8] Mignone, V.; Morella, A. "CD3-OFDM: a Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers."; IEEE Trans. Commun. 1996, 44, 1144-1151.
- [9] Hmimy, H. H. "Channel Estimation Based on Coded Pilot for OFDM."; in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. 1997, 47, 1375-1379.
- [10] Tufvesson, F.; Maseng, T. "Pilot Assisted Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems."; in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. 1997, 47, 1639-1643.
- [11] "Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification."; ETSI ES 201 980, V3.1.1, 2009.
- [12] "Department of Defense Interface Standard."; MIL-STD-188-110B 27, April, 2000.

جدول ۲. نرخ خطا OFDM ۳۹ ننی برای کانال رایلی با داپلر ۲ هرتز و تأخیر ۲ میلی ثانیه [۱۲]

Probability of bit error		
Signal-to-noise ratio (dB in 3-kHz bandwidth)	2400 bps	1200 bps
	5	8.6 E-2
10	3.5 E-2	4.4 E-3
15	1.0 E-2	3.4E-4
20	1.0 E-3	9.0 E-6
30	1.8 E-4	2.7 E-6
Probability of bit error		
	300 bps	75 bps
	0	1.8 E-2
2	6.4 E-3	5.0 E-5
4	1.0 E-3	1.0 E-6
6	5.0 E-5	1.0 E-6
8	1.5 E-6	1.0 E-6

## ۶. نتیجه گیری

نتایج شبیه سازی نشان می دهد که عملکرد روش وینر از روش DFT بهینه تر است. با انتخاب مناسب فیلتر وینر، می توان با کمترین چگالی داده راهنما کانال را به خوبی تخمین زد. این نتایج نشان می دهد که می توان با کاهش چگالی داده راهنما نرخ ارسال داده را افزایش داد که این امر اجازه می دهد از یک کدینک کانال قوی تر استفاده شود و در نتیجه نرخ خطا کاهش یابد. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش پیشنهادی در این مقاله از لحاظ نرخ خطا استانداردهای نظامی آمریکا را برآورده می کند. با نرخ ارسال داده 1200 bps و پهنای باند 3KHz و در کانال رایلی با داپلر 1Hz و تأخیر 2ms، سیستم تک تن استاندارد در SNR=11dB به نرخ خطا  $10^{-5}$  رسیده است، در حالی که سیستم OFDM طراحی شده با طول اینترلیو کوتاه تر، در SNR = 8dB به این نرخ خطا رسیده است. سیستم ۳۹ ننی استاندارد در SNR = 14 dB به نرخ خطا  $10^{-4}$  رسیده است، ولی سیستم طراحی شده در SNR = 7dB به این نرخ خطا رسیده است. این پارامترها نه تنها شرایط استانداردها را محقق می کند بلکه در مواردی نرخ خطای بیت را کاهش داده و یا ظرفیت کانال را افزایش می دهد.