

# همسان سازی کور کانال و کدبرداری توأم در سیستم OFDM روی کانال فرکانس گزین با استفاده از فیلتر ذره‌ای

نگین قاسمی، محمدفرزان صباحی و امیررضا فروزان

چکیده: در این مقاله روشی جدید برای کدبرداری توأم با همسان سازی کور کانال در سیستم OFDM روی یک کانال فرکانس گزین ارائه شده است. الگوریتم پیشنهادی روشی بازگشتی برای محاسبه ترتیبی احتمال پسین به منظور آشکارسازی با معیار MAP ارائه می‌کند. این محاسبات ترتیبی در راستای اندیس‌ها در یک سمبل OFDM و به کمک فیلتر ذره‌ای صورت می‌گیرد. با استفاده از کدگذاری، معرفی شکل مناسبی از تابع اهمیتی، در نظر گرفتن یک مدل احتمال پیشین برای کانال مورد استفاده و انگرال گیری روی آن، روشی برای انجام توأم کدبرداری و همسان سازی کانال بیان شده است. در این روش تنها به توزیع پیشین کانال و مرتبه آن نیاز است و داده ارسال شده بدون به دست آوردن ضرایب کانال تخمین زده می‌شود. عملکرد آشکارساز با روش کدبرداری توأم با همسان سازی کور کانال پیشنهادی به وسیله شبیه سازی کامپیوتری بررسی شده و نرخ خطای آن با آشکارساز توربو مقایسه شده که نتایج، کارایی بیشتر روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

کلید واژه: همسان سازی کور کانال، سیستم OFDM، فیلترهای ذره‌ای، همسان سازی و کدبرداری توأم.

## ۱- مقدمه

سیستم‌های مخابرات دیجیتال که روی کانال‌های فرکانس گزین عمل می‌کنند باید از همسان سازی کانال برای کم کردن اثر تداخل بین سمبلی (ISI) استفاده کنند تا به ارتباط با کیفیتی دست یابند. روش‌های کلاسیک نیازمند دنباله آموزشی برای همسان سازی یا تخمین کانال هستند اما روش‌های مدرن مثل همسان سازی کور<sup>۱</sup> بی نیاز از چنین دنباله‌ای هستند [۱] تا [۵]. روش‌های همسان سازی کور که از سال ۱۹۷۵ توسعه یافته [۳] در واقع بازایی اطلاعات نامعلوم از سیگنال مخدوش شده توسط کانالی نامعلوم بر مبنای ویژگی‌های آماری سیگنال ارسال است و عملکرد آن به ویژگی‌های کانال نیز بستگی دارد [۲]. در واقع برای همسان سازی کور تنها از ویژگی‌های آماری کانال استفاده می‌شود و بی نیازی این روش از دنباله آموزشی وجه تمایز این روش از روش‌های کلاسیک همسان سازی کانال می‌باشد. اخیراً یک روش همسان سازی کور با نام الگوریتم قدر مطلق ثابت<sup>۲</sup> (CMA) ارائه شده و به دلیل پیچیدگی کم محاسباتی مورد

بیشتر سیستم‌های مخابراتی از نوعی کدگذاری برای مقابله با خطای انتقال داده استفاده می‌کنند. برای چنین ساختاری گیرنده بهینه معمولاً هم به همسان سازی کانال و هم به کدبرداری نیاز دارد که می‌تواند به صورت مجزا یا توأم انجام شود. اگر پارامترهای کانال معلوم باشد همسان سازی و کدبرداری توأم بهینه امکان پذیر بوده و قابل پیاده سازی با الگوریتم<sup>۳</sup> BCJR روی یک ابرترلیس است که کانال ارسال را به عنوان یک کدگذار گردشی دوم در نظر می‌گیرد. استفاده از PF برای همسان سازی کانال فرکانس گزین در [۱۵] معرفی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که این روش در سیستم‌های پیچیده حتی با تعداد نمونه کم به خوبی عمل می‌کند. سپس در [۱۶] و [۱۷] این طرح با در نظر گرفتن ساختار متناوب PF و مدل‌های پیچیده تر کانال آزموده شد که در این روش برای همسان سازی، تخمین ضرایب کانال صورت نمی‌گیرد و در عوض توزیع پیشین کانال به طور بازگشتی برای هر مسیر داده<sup>۴</sup> محاسبه می‌شود. در [۱۸] برای کانال با مرتبه معلوم و نویز با واریانس نامعلوم روشی ارائه شد که طی آن با استفاده از الگوریتم نمونه برداری اهمیتی

این مقاله در تاریخ ۲۱ مهر ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۸ اسفند ماه ۱۳۹۳ بازنگری شد.

نگین قاسمی، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: n.ghasemi@eng.ui.ac.ir).

محمدفرزان صباحی، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: sabahi@eng.ui.ac.ir).

امیررضا فروزان گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: a.forouzan@eng.ui.ac.ir).

4. Decision Directed
5. Bayesian
6. Markov Chain Monte Carlo
7. Particle Filter
8. Bahl, Cocke, Jelinke, and Raviv
9. Data Trajectory

1. Inter Symbol Interference
2. Blind Equalization
3. Constant Modulus Algorithm

### ۲-۱ مدل سیگنال

به فرض دنباله اطلاعات  $b_n = [b_0 \dots b_{N-1}]$  و  $b_n \in \{0, \dots, B-1\}$  دنباله‌ای تصادفی و i.i.d است که پیش از ارسال توسط مولد کدی با نرخ  $1/R$  کد می‌شود

$$c_{Rn+j} = \bigoplus_{k=0}^{K-1} b_{n-k} \cdot g_k^{(j)} \quad (۱)$$

$0 \leq j \leq R$  اندیس بیت در کلمه کد متناظر  $b_n$ ،  $\bigoplus$  جمع به پیمانه  $B$  و  $g_k^{(j)} \in \{0, \dots, B-1\}$  ضرایب ماتریس کدگذار  $G$  به طول  $K$  است. به ازای هر  $b_n$  یک بردار  $R$  تایی از  $c_i$  ها که  $c_n$  را تشکیل داده و سپس با مدولاسیون MPSK به یک بردار  $x_n \equiv [x_{nR} \dots x_{(n+1)R-1}]^T$  نگاشت و ارسال می‌شود. فرض می‌کنیم در سیستم OFDM تعداد  $N_s$  زیرحامل وجود دارد و بنابراین پس از اعمال مدولاسیون به دنباله کد، IDFT(.) به طول  $N_s$  اعمال می‌شود و پس از افزودن پیشوند گردشی (CP) هر یک از سمبل‌های MPSK روی یک زیرحامل ارسال می‌شود. به این ترتیب تعداد بیت داده ارسال شده در هر سمبل OFDM برابر  $(N_s/(RM/B)) - (K-1)$  است که در صورت برابری  $M$  و  $B$ ،  $(N_s/R) - (K-1)$  خواهد بود و همان طور که بیان شد برای استقلال سمبل‌ها  $K-1$  بیت داده صفر در انتهای هر سمبل OFDM قرار می‌گیرد. شکل ۱ بلوک دیاگرام فرستنده را نشان می‌دهد.

پس از انتشار سیگنال در کانال، در گیرنده پس از حذف CP، DFT سیگنال دریافتی محاسبه می‌شود. با فرض آن که همزمان سازی و نمونه برداری به درستی انجام گرفته باشد، به ازای هر زیرحامل  $k \in [0 : N_s - 1]$

$$Y_k = x_k H_k + v_k \quad (۲)$$

که  $v_k$  نویز گوسی مختلط گردشی  $CN(0, \sigma^2)$  و  $H_k$  مقدار پاسخ فرکانسی کانال مختلط در فرکانس  $k$  امین زیرحامل است و از اعمال تبدیل فوریه گسسته به بردار پاسخ ضربه کانال،  $h$ ، به دست می‌آید

$$H_k = H(k\Delta f) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{N_s}\right) = h \cdot w_f(k) \quad (۳)$$

که  $\Delta f$  فاصله بین زیرحامل‌های سیستم OFDM و  $L$  طول کانال می‌باشد. بردار  $w_f(k)$  (بردار ضرایب DFT) به شکل رابطه زیر است

$$w_f(k) \equiv (1, \dots, e^{-j\frac{2\pi kl}{N_s}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi k(L-1)l}{N_s}}) \quad (۴)$$

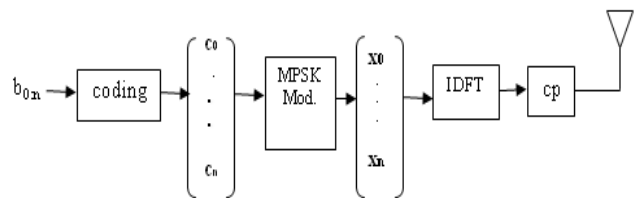
بنابراین

$$Y_k = x_k h^H w_f(k) + v_k \quad (۵)$$

که  $(.)^H$  عملگر هرمیتی<sup>۵</sup> است.

### ۲-۲ روش تخمین

با توجه به مشکل بودن محاسبات تحلیلی در حل مسایل تخمین، در بسیاری از موارد از روش‌های عددی استفاده می‌شود. در این صورت به کمک روش‌های ترتیبی و تکراری به پاسخ‌های دقیق‌تری دست می‌یابیم. با در نظر گرفتن کلیه فرضیات در مدل مطرح شده، هدف اعمال روشی تکرارشونده در گیرنده برای رسیدن به تخمین MAP است، یعنی روشی که  $\hat{b}_n = \arg \max_{b_n} (p(b_n | Y_{:,n}))$  که  $Y_{:,n} = [Y_0 \dots Y_{n-1}]$  مجموعه



شکل ۱: سیستم OFDM فرستنده.

ترتیبی<sup>۱</sup> و به کمک مدل مناسبی از پارامترهای کانال، آشکارسازی را به شکل بسته و تحلیلی انجام می‌دهد.

یکی از پرکاربردترین سیستم‌های مخابراتی مدرن OFDM<sup>۲</sup> است که این سیستم گزینه بالقوه مناسبی برای سرویس‌های بی‌سیم چندرسانه‌ای است که در نرخ بیت بالا کار می‌کنند [۱۹]. در OFDM کل کانال به زیرکانال‌های باریکی تقسیم می‌شود و به شکل موازی انتقال داده انجام می‌گیرد. به این ترتیب یک کانال محوشونده فرکانس‌گزین به چندین کانال محوشونده مسطح تبدیل می‌شود. این کار باعث افزایش طول کاهش نرخ ارسال در هر زیرکانال و کاهش ISI می‌شود. به دلیل نرخ بالای ارسال اطلاعات معمولاً نیاز به همسان‌سازی کانال در سیستم‌های OFDM وجود دارد. از طرفی دیگر برای بازدهی مناسب در کانال‌های متغیر با زمان معمولاً سیستم‌های OFDM به همراه کدگذاری کانال استفاده می‌شوند. مسأله همسان‌سازی و کدگذاری توأم کانال از مسایل مورد توجه محققین در سال‌های اخیر بوده است [۲۰] تا [۲۳]. در [۲۰] روش همسان‌سازی و کدگذاری کور کلاسیک با PF بدون نمونه‌برداری مجدد<sup>۳</sup> برای آشکارسازی در یک سیستم OFDM روی یک کانال فرکانس‌گزین اعمال شده است.

آشکارساز کور کلاسیک که در بسیاری مقالات همسان‌سازی کانال در سیستم OFDM [۲۰] تا [۲۴] مورد استفاده قرار گرفته است، کدگذاری و همسان‌سازی کور کانال را دو بلوک متوالی جدا از هم در نظر می‌گیرد که به صورت تکرارشونده از خروجی یکدیگر برای افزایش کیفیت تخمین استفاده می‌کنند. در این مقاله الگوریتم کدگذاری و همسان‌سازی توأم کور تکرارشونده به سیستم OFDM روی کانال فرکانس‌گزین اعمال شده که در آن به کمک مدل مناسبی از کانال، از PF برای انجام تخمین بازگشتی MAP استفاده می‌شود و عملکرد آن با آشکارساز کور کلاسیک مقایسه شده است.

ساختار مقاله به این صورت است: در بخش دوم مسأله مورد نظر و فرمول‌بندی آن شرح داده شده و مروری کوتاه بر ابزار تخمین یعنی فیلترهای ذره‌ای در بخش سوم آمده است. روش پیشنهادی برای انجام بازگشتی محاسبات ترتیبی کدگذاری و همسان‌سازی هم‌زمان در بخش چهار ارائه شده و در بخش پنجم عملکرد روش پیشنهادی به کمک شبیه‌سازی کامپیوتری مورد ارزیابی قرار گرفته است. در نهایت بخش ششم به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری اختصاص یافته است.

### ۲- فرمول‌بندی مسأله

در ابتدا یک سیستم کدشده OFDM را در نظر می‌گیریم که برای استقلال سمبل‌ها، هر سمبل آن به داده صفر ختم شده و در حالت کلی از مدولاسیون MPSK استفاده می‌کند.

1. Sequential Important Sampling
2. Orthogonal Frequency Division Multiplexing
3. Resampling

4. Cyclic Prefix  
5. Hermitian

### ۳-۳ نمونه برداری مجدد

در طی تکرار، الگوریتم دچار مسأله‌ای به نام زوال ذرات می‌شود یعنی بیشتر ذرات وزنشان ناچیز شده و کیفیت تخمین کم می‌گردد. علت آن است که واریانس وزن‌های نرمالیزه نشده روند کاهشی ندارد. یک راه حل، تجدید نمونه برداری از مجموعه ذرات است با این هدف که ذره نامحتمل با وزن کم به وسیله ذره‌های محتمل‌تر جایگزین شود. سپس وزن‌ها یکسان و برابر  $1/N$  می‌شوند [۲۸]. به این منظور در هر تکرار تعداد ذرات مؤثر با (۱۰) محاسبه شده و اگر از یک حد آستانه مشخص کمتر بود نمونه برداری مجدد صورت می‌گیرد [۲۷]

$$N_{eff} \approx \frac{1}{\sum_{k=0}^{N-1} (w_n^{(k)})^2} \quad (10)$$

### ۴- روش پیشنهادی برای کدبرداری و همسان سازی کور توأم برای سیستم OFDM

در سیستم OFDM دنباله سیگنال کدشده پس از بلوک IDFT در گیرنده روی زیرحامل‌های متوالی قرار می‌گیرد. به این ترتیب متغیر حالت را بردار سمبل‌های MPSK ارسال شده در راستای زیرحامل‌ها در نظر می‌گیریم. بنابراین عملیات تخمین ترتیبی نیز در راستای زیرحامل‌ها در یک سمبل OFDM است. برای پیاده‌سازی گیرنده MAP می‌بایست توزیع پسین  $p(b_n | Y_{:n})$  محاسبه شود.

به ازای هر بیت داده  $b_n$  یک بردار کد مدوله شده  $x_n$  داریم که پس از دریافت در گیرنده و محاسبه DFT به شکل بردار  $Y_n = \begin{bmatrix} Y_{nR} \\ \vdots \\ Y_{(n+1)R-1} \end{bmatrix}$  به

طول  $R$  خواهد بود. در هر  $n$ ، بردار مشاهدات متوالی تا بیت داده شماره  $n$

به  $Y_{:n} = \begin{bmatrix} Y \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix}$  شکل است و رابطه آن با متغیر حالت به شکل زیر است

$$Y_{:n} = \begin{bmatrix} Y \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix} = X_{:n} W_f(\cdot; n) h \quad (11)$$

$x_{:n}$  مجموعه بردار حالت تا بیت داده شماره  $n$  است که در معادله فوق (معادله مشاهدات) روی قطر اصلی ماتریس  $X_{:n}$  قرار گرفته و به شکل زیر نشان داده می‌شود

$$X_{:n} = \begin{bmatrix} x_0 & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & x_1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdots & x_{(n+1)R-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$W_f(\cdot) = \begin{bmatrix} W_f(\cdot) \\ \vdots \\ W_f(R(n+1)-1) \end{bmatrix}$  نیز ماتریس ضرایب DFT است و

بردار ضرایب DFT متناظر زیرحامل  $k$  ام به شکل (۴) است. با توجه به (۱۲)، معادله گذر حالت نیز به شکل زیر است

DFT بردارهای دریافتی از زمان صفر تا لحظه حاضر  $n$  به ازای مجموعه بردارهای ارسالی  $x_{:n} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_n]$  است.

### ۳- فیلترهای ذره‌ای

ایده اساسی PF استفاده از اندازه‌گیری‌های گسسته تصادفی توسط مقادیر نمونه برداری شده و وزن آنها برای محاسبات بازگشتی توزیع احتمال مناسب است. پیش از ارائه الگوریتم ابتدا مروری کوتاه بر تئوری فیلترهای ذره‌ای خواهیم داشت.

### ۱- مبانی فیلترهای ذره‌ای

اگر  $x_{:n}$  دنباله‌ای از متغیرهای تصادفی غیر قابل مشاهده باشد و از طرفی با یک معادله اندازه‌گیری به دنباله متغیر قابل مشاهده  $y_{:n}$  مربوط شده باشد، با استفاده از تئوری فیلترهای ذره‌ای می‌توان چگالی احتمال پسین  $x_{:n}$  را با مجموع وزن دار ذرات به صورت زیر تخمین زد [۲۷]

$$p(x_{:n} | y_{:n}) \approx \frac{\sum_{i=0}^{N-1} w_n^{(i)} \delta(x_{:n} - x_{:n}^{(i)})}{\sum_{k=0}^{N-1} w_n^{(k)}} \quad (6)$$

که در این رابطه  $N$  تعداد ذرات مورد استفاده و  $\delta(\cdot)$  تابع دلتای دیراک است.  $x_{:n}^{(i)}$  ذراتی هستند که به صورت تصادفی از تابع اهمیتی  $\pi(x_{:n} | y_{:n})$  نمونه برداری شده‌اند و به این ترتیب وزن متناظر با هر نمونه برابر است با

$$w_n^{(i)} \equiv \frac{p(x_{:n}^{(i)} | y_{:n})}{\pi(x_{:n}^{(i)} | y_{:n})} \quad (7)$$

### ۲- تابع اهمیتی مناسب

با تعریف تابع اهمیتی به شکل حاصل ضرب  $\pi(x_{:n}^{(i)} | y_{:n}) \equiv \pi(x_n^{(i)} | x_{:n-1}^{(i)}, y_{:n}) \pi(x_{:n-1}^{(i)} | y_{:n-1})$  تخمین بازگشتی  $p(x_{:n}^{(i)} | y_{:n})$  را می‌توان از نمونه برداری ترتیبی و مستقل هر عنصر از دنباله  $x_{:n}^{(i)}$  با استفاده از تابع چگالی  $\pi(x_n | x_{:n-1}, y_{:n})$  به دست آورد. یادآوری می‌شود که  $x_n$  متغیر حالت تصادفی در لحظه  $n$  و  $x_n^{(i)}$  مقدار نمونه برداری شده از تابع اهمیتی در لحظه  $n$  و برای ذره  $i$  ام است. در این صورت وزن مربوط به هر ذره به شکل رابطه زیر خواهد بود [۲۴]

$$w_n^{(i)} \propto w_{n-1}^{(i)} \frac{p(x_n^{(i)}, y_n | x_{:n-1}^{(i)}, y_{:n-1})}{\pi(x_n^{(i)}, y_n | x_{:n-1}^{(i)}, y_{:n-1})} \quad (8)$$

انتخاب تابع اهمیت روی واریانس وزن‌ها تأثیر می‌گذارد و کیفیت تخمین را تعیین می‌کند. تابع توزیع اهمیت بهینه که واریانس وزن‌ها را مینیمم می‌کند به شکل زیر است [۲۷]

$$\pi_{opt}(x_n | x_{:n-1}, y_{:n}) \equiv p(x_n | x_{:n-1}, y_{:n}) = \frac{p(x_n, y_n | x_{:n-1}, y_{:n-1})}{\int p(x_n, y_n | x_{:n-1}, y_{:n-1}) dx_n} \quad (9)$$

مشکل اصلی استفاده از این تابع توزیع، نداشتن نمایش بسته برای انتگرال مخرج آن در اغلب مسایل است.

$$p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r) = \int_{C^L} p(X_{:,n}, Y_{:,n}, h | L, \sigma^r). dh \quad (۱۹)$$

که در آن  $h$  بردار ضرایب کانال است. مطابق قانون بیز عبارت درون انتگرال را می‌توان به شکل (۲۰) نوشت

$$p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r) = p(Y_{:,n} | X_{:,n}, h, L, \sigma^r) p(h | X_{:,n}, L, \sigma^r) p(X_{:,n} | L, \sigma^r) \quad (۲۰)$$

$$\propto p(Y_{:,n} | X_{:,n}, h, L, \sigma^r) p(h | L, \sigma^r)$$

که  $\infty$  علامت تناسب است. جمله اول سمت راست (۲۰) چگالی متغیر گوسی مختلط  $N_s$  متغیره با ماتریس کواریانس  $\sigma^r I$  و جمله دوم ناشی از تابع توزیع پیشین  $h$  است. به دلیل برابری احتمال تمامی دنباله‌های  $X_{:,n}$  در مدل ارائه‌شده، جمله سوم ثابت بوده و در تناسب حذف می‌شود. بنابراین (۲۰) را می‌توان به شکل زیر نوشت

$$p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r) \propto \exp(-\sigma^r q_n) \quad (۲۱)$$

که در آن  $q_n$  به شکل زیر است

$$q_n = \|Y_{:,n} - X_{:,n} W_{(:,n)} h\|^2 + \varepsilon^r \|h\|^2 \quad (۲۲)$$

برای ساده‌شدن محاسبه تحلیلی انتگرال (۱۹) روی بردار ضرایب کانال یعنی  $h$ ،  $q_n$  را به شکل معادله درجه ۲ از متغیر  $h$  می‌نویسیم

$$q_n = h^H (W_{f^{(:,n)}}^H X_{:,n}^H X_{:,n} W_{f^{(:,n)}} + \varepsilon^r I) h - 2 \operatorname{Re}(h^H W_{f^{(:,n)}}^H X_{:,n}^H Y_{:,n}) + Y_{:,n}^H Y_{:,n} \quad (۲۳)$$

که  $\operatorname{Re}(\cdot)$  قسمت حقیقی را مشخص می‌کند. برای تابع درجه دو شدن رابطه  $q_n$  بر حسب بردار  $h$ ، به این شکل عمل می‌شود که در ابتدا تعریف می‌کنیم

$$\Sigma_n^{-1} \equiv W_{f^{(:,n)}}^H X_{:,n}^H X_{:,n} W_{f^{(:,n)}} + \varepsilon^r I \quad (۲۴)$$

با تعریف بردار  $\tilde{h}_n$  به گونه‌ای که

$$\Sigma_n^{-1} \tilde{h}_n \equiv W_{f^{(:,n)}}^H X_{:,n}^H Y_{:,n} \quad (۲۵)$$

امکان نوشتن  $q_n$  با استفاده از متغیر  $\tilde{h}_n$  به شکل مجموع یک معادله درجه ۲ و باقیمانده  $r_n$  وجود دارد

$$q_n = h^H \Sigma_n^{-1} h - 2 \operatorname{Re}(h^H \Sigma_n^{-1} \tilde{h}_n) + \tilde{h}_n^H \Sigma_n^{-1} \tilde{h}_n + r_n = (h - \tilde{h}_n)^H \Sigma_n^{-1} (h - \tilde{h}_n) + r_n \quad (۲۶)$$

همچنین

$$r_n = Y_{:,n}^H Y_{:,n} - \tilde{h}_n^H \Sigma_n^{-1} \tilde{h}_n = Y_{:,n}^H Y_{:,n} W_{f^{(:,n)}} \Sigma_n W_{f^{(:,n)}}^H X_{:,n}^H Y_{:,n} \quad (۲۷)$$

در نتیجه (۱۹) به شکل زیر خواهد بود

$$p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r) \propto \exp(-\sigma^r r_n) \times \int_{C^L} \exp(-(h - \tilde{h}_n)^H \Sigma_n^{-1} (h - \tilde{h}_n) \sigma^r). dh \quad (۲۸)$$

با توجه به (۲۴) و (۲۵)،  $\Sigma_n$  و  $\tilde{h}_n$  از  $h$  مستقل هستند و در نتیجه مقدار انتگرال سمت راست در (۲۸) برابر با  $|\Sigma_n|^{-L} (\sigma^r)^L$  است که  $|\Sigma_n|$  دترمینان ماتریس  $\Sigma_n$  است و بنابراین

$$p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r) \propto |\Sigma_n| \exp(-\sigma^r r_n) \quad (۲۹)$$

$$X_{:,n} = \operatorname{diag}(\{x_{:,n-1}, x_n\}) \quad (۱۳)$$

وجود رابطه قطعی بین بیت‌های داده  $b_{:,n}$  و بردار کد مدوله‌شده  $x_{:,n}$  بیان می‌کند که

$$p(X_{:,n}^{(i)} | Y_{:,n}) = p(b_{:,n}^{(i)} | Y_{:,n}) \quad (۱۴)$$

در نتیجه با توجه به (۹) و (۱۴) تابع اهمیت برای داده‌های ارسال‌شده عبارت است از

$$\pi(b_n | b_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n}) = p(b_n | b_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n}) = \frac{p(b_n, b_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n})}{\sum_{b_n} p(b_n, b_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n})} = \frac{p(X_n, X_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n})}{\sum_{X_n} p(X_n, X_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n})} \quad (۱۵)$$

اکنون برای نمونه‌برداری  $b_n^{(i)}$  (اختصاص مقداری به تصادف به  $n$  امین داده در دنباله ذره  $i$ ام) ابتدا باید تمام حالت‌های ممکن  $x_n$  متناظر با هر یک از  $B$  سمبل  $b_n$  و حالت‌های قبل  $X_{:,n-1}^{(i)}$  را تعیین کرد. وزن‌های اهمیتی نیز مطابق (۱۶) به روز رسانی می‌شوند

$$w_n^{(i)} \propto w_{n-1}^{(i)} \frac{\sum_{X_n} p(X_n, X_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n-1})}{p(X_{:,n-1}^{(i)}, Y_{:,n-1})} \quad (۱۶)$$

تخمین توزیع پسین مورد نظر از (۱۷) به دست می‌آید

$$p(b_n | Y_{:,n}) \approx \frac{\sum_{i=1}^{N-1} w_n^{(i)} \delta(b_n - b_n^{(i)})}{\sum_{k=1}^{N-1} w_n^{(k)}} \quad (۱۷)$$

بنابراین مسأله باقیمانده، یافتن احتمال مشترک  $p(X_{:,n}, Y_{:,n})$  و جایگذاری در (۱۵) و (۱۶) است.

### ۴-۱ مدل احتمالات پیشین

در روش‌های تخمین بیزی که پارامترهای تحت تخمین به صورت متغیرهای تصادفی فرض می‌شوند نیاز به توزیع پیشین آنها داریم و در صورتی که این توزیع را ندانیم، می‌توانیم توزیع پیشین مناسبی انتخاب کنیم که انتگرال‌گیری را ساده کند. در مسأله مورد بررسی ضرایب کانال  $h$  مجهول است ولی می‌توانیم توزیع احتمالی معقولی مانند (۱۸) برای آن در نظر بگیریم [۱۸]

$$p(h | L, \sigma^r) = N_L(h | \cdot, \frac{\sigma^r I}{\varepsilon^r}) \equiv \pi^{-L} (\frac{\sigma^r}{\varepsilon^r})^L \exp(-\|h\|^2 \frac{\sigma^r}{\varepsilon^r}) \quad (۱۸)$$

$N_L(\cdot)$  تابع چگالی احتمال گوسی مختلط  $L$  تایی را نشان می‌دهد.  $I$  ماتریس واحد بوده و  $\varepsilon$  متعلق به اعداد حقیقی مثبت است که اصطلاحاً پارامتر اضافه<sup>۱</sup> مدل نامیده می‌شود. این مدل احتمال ضرایب کانال مانند مدل به کار رفته در [۱۸] و [۲۹] است.

### ۴-۲ به دست آوردن احتمال توأم متغیر حالت

#### و مشاهدات

با فرض معلوم‌بودن طول کانال و واریانس نویز، چگالی احتمال  $p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^r)$  را می‌توان از رابطه زیر به دست آورد

روش بازگشتی، احتمال مشترک  $p(X_{:,n}, Y_{:,n})$  در سیستم OFDM را با شبیه‌سازی محاسبه می‌کنیم. در سمبل OFDM،  $N_s = 64$  در نظر گرفته شده و پهنای باند کانال ۸۰۰ KHz فرض می‌شود که به ۶۴ زیرکانال تقسیم می‌شود. ضرایب کانال به طول  $L = 3$ ، با نمونه‌برداری تصادفی از  $N_L(h|L, \sigma^2)$  در هر اجرای الگوریتم تحقق یافته و نرمالیزه می‌شود ( $\|h\|^2 = 1$ ) و تعداد ذرات برای فیلتر ذره‌ای  $N = 200$  در نظر گرفته شده است.

ابتدا داده‌ها به کدگذار بلوکی با ماتریس مولد

$$G = \begin{pmatrix} 5 & 4 & 7 & 6 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

با نرخ  $R = 1/4$  و طول  $K = 3$  اعمال شده

و بیت‌های گذشته توسط مدولاسیون BPSK از  $\{0, 1\}$  به  $\{-1, 1\}$  نگاشته می‌شوند. در شبیه‌سازی اول مقایسه‌ای بین سه روش آشکارسازی انجام می‌دهیم. اول آشکارساز پیشنهادی، دوم توربو آشکارساز با دنباله آموزشی [۱] و سوم توربو آشکارساز کور با الگوریتم کدبرداری BCJR و همسان‌سازی مبتنی بر فیلتر ذره‌ای [۱۵] که به طور کلی مطابق شکل ۳ شامل دو بلوک سری گیرنده تکرارکننده SISO<sup>۱</sup> و تخمین‌زن کانال SISO است که از خروجی یکدیگر برای افزایش کیفیت تخمین استفاده می‌کنند. این روش به عنوان روش کلاسیک همسان‌سازی و کدبرداری با فیلترهای ذره‌ای محسوب می‌شود [۱۸]، [۲۰] و [۲۴] تا [۲۶].

در شکل ۴ نرخ خطای بیت به عنوان تابعی از  $E_b/N$  برای میانگین ۲۰۰ اجرا محاسبه و رسم شده که  $E_b/N = 10 \log(R\|h\|^2/\sigma^2) (dB)$  فرض می‌شود [۹]. چنانچه در این شکل مشاهده می‌شود، اعمال کدبرداری و همسان‌سازی توأم در گیرنده پیشنهادی، خطای کمتری نسبت به کدبرداری و همسان‌سازی جدا از هم [۱۵] دارد و موجب ۳ dB بهبود در خطا می‌شود. روش توربو با دنباله آموزشی با توجه به شناخت بیشتری که به واسطه دنباله آموزشی از کانال پیدا می‌کند، عملکرد بهتری دارد که البته به ازای این خطای کمتر، بازدهی پهنای باند کمتری نیز دارد.

نرخ خطا بر حسب تعداد ذرات مورد استفاده در الگوریتم فیلتر ذره‌ای در  $SNR = 10$  dB نیز برای آشکارساز پیشنهادی و توربو آشکارساز کور در شکل ۵ رسم شده است. چنانچه در این شکل مشاهده می‌شود به ازای تعداد ذرات یکسان روش پیشنهادی BER کمتری دارد. افزایش تعداد ذرات فیلتر ذره‌ای در روش پیشنهادی به بیش از ۳۰۰ و در توربو آشکارساز کور به بیش از ۴۰۰ کاهش قابل توجهی در خطا ایجاد نمی‌کند، در حالی که باعث افزایش زیاد حجم محاسبات می‌گردد.

برای بررسی کارایی تابع اهمیتی روش پیشنهادی در شکل ۶ درصد ذرات مؤثر فیلتر ذره‌ای در تخمین هر بیت داده ارسالی برای یک سمبل OFDM با  $N_s = 128$  و سیگنال به نویز ۸ dB آمده است. هرچه درصد ذرات مؤثر بیشتر باشد پراکندگی نمونه‌های فیلترهای ذره‌ای کمتر و تابع اهمیتی کارا تر است. مقدار میانگین درصد ذرات مؤثر در روش پیشنهادی  $\bar{N}_{eff} = 44/83\%$  و در روش توربو آشکارساز کور  $\bar{N}_{eff} = 31/02\%$  بوده که نشان‌دهنده کارایی تابع اهمیت انتخاب شده است.

تأثیر طول کانال در عملکرد روش پیشنهادی در شکل ۷ مشاهده می‌شود. هر اندازه طول کانال نسبت به سمبل OFDM ( $N_s$ ) کمتر باشد، کانال به ضربه واحد نزدیک‌تر خواهد بود که در حالت حدی  $L = 1$  پاسخ فرکانسی کانال یعنی  $H$  بردار واحد به طول  $N_s$  خواهد بود.

For  $n = 0 : \frac{N_s}{R} - (K - 1)$

1- for  $i = 1 : N$

a) for each  $b_n \in \{0, \dots, B - 1\}$

Determine  $X_{0:n} = \text{diag}\{x_{0:n-1}, x_n\}$  corresponding to  $b_n^{(i)}$ .

Update  $r_n^{X(i)}, r_n^{(i)Y}, r_n^{XY(i)}, \Sigma_n^{(i)}$  via (31)-(33).

Determine  $p(X_{0:n}, Y_{0:n} | L, \sigma^2)$  by (29).

b) Determine  $\pi(b_n | b_{0:n-1}^{(i)}, Y_{0:n})$  via (15).

c) Draw  $b_n^{(i)} \sim \pi(b_n | b_{0:n-1}^{(i)}, Y_{0:n})$  and select the corresponding values of  $r_n^{X(i)}, r_n^{(i)Y}, r_n^{XY(i)}, \Sigma_n^{(i)}$ .

d) Update the weights  $w_n^{(i)}$  via (16).

2- Normalize the weights  $w_n^{(i)} = w_n^{(i)} (\sum_{k=0}^{N-1} w_n^{(k)})^{-1}$ .

3- Estimate  $\hat{b}_n$  via MAP estimation and (17).

4- Calculate the effective sample  $N_{eff}$  by (10). If  $N_{eff} < 0.7N$ , resample the particles.

شکل ۲: الگوریتم همسان‌سازی کانال و کدبرداری توأم.

### ۳-۴ محاسبه بازگشتی تابع احتمال مشترک

برای محاسبه بازگشتی  $p(X_{:,n}, Y_{:,n} | L, \sigma^2)$  باید بتوان  $\tilde{h}_n$  و  $\Sigma_n$  را به شکل بازگشتی به دست آورد. برای هر  $n$ ، یک بردار  $x_n$  ارسال شده و متناظر با آن بردار  $Y_n$  دریافت می‌شود. با در نظر گرفتن (۲۷) داریم

$$r_n = r_n^Y - (r_n^{XY})^H \Sigma_n r_n^{XY} \quad (30)$$

که در آن  $r_n^Y$  و  $r_n^{XY}$  به ترتیب طبق (۳۱) و (۳۲) تعریف می‌شوند

$$r_n^Y = Y_{:,n}^H Y_{:,n} = r_{n-1}^Y + |Y_n|^2 \quad (31)$$

$$r_n^{XY} = W_f^H X_{:,n} Y_{:,n} \Sigma_n = r_{n-1}^{XY} + W_f^H (Rn : R(n+1) - 1) X_n Y_n \quad (32)$$

که (.) عملگر ضرب نقطه‌ای درایه به درایه است و همچنین برای  $\Sigma_n$  با استفاده از (۲۴) داریم

$$\Sigma_n^{-1} = \Sigma_{n-1}^{-1} W_f^H \text{diag}(X_n, X_n^*) W_f \quad (33)$$

لازم به ذکر است که مقدار اولیه این متغیرها  $r_{-1}^Y = 0$ ،  $r_{-1}^{XY} = 0_{L \times 1}$  و  $\Sigma_{-1}^{-1} = \mathcal{E}^Y I$  است.

در نتیجه این شیوه نوشتن بازگشتی الگوریتم، روش پیشنهادی برای آشکارسازی یک سمبل OFDM مطابق شکل ۲ خواهد بود.

### ۴-۴ پیچیدگی محاسبات

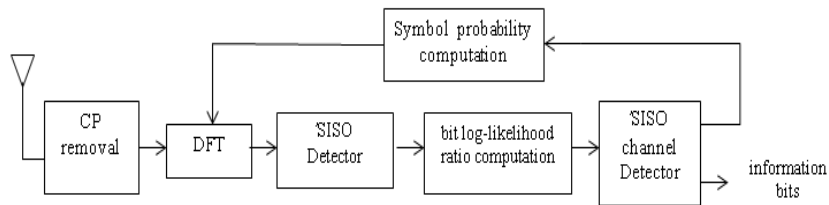
برای کاهش بار محاسبات در محاسبه بازگشتی  $\Sigma_n^{-1}$  از روش زیر می‌توان استفاده کرد [۳۰]

$$\theta_n^{-1} = \theta_{n-1}^{-1} + S_n S_n^H \Rightarrow \theta_n = \theta_{n-1} - \frac{\theta_{n-1} S_n S_n^H \theta_{n-1}}{1 + S_n^H \theta_{n-1} S_n} \quad (34)$$

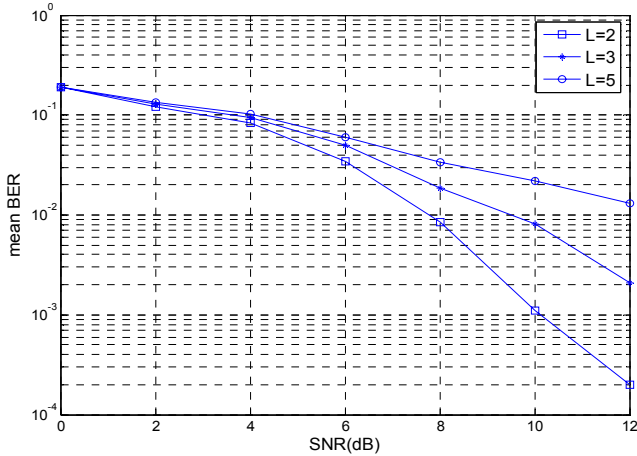
در این صورت با توجه به الگوریتم شکل ۲ و (۳۴) با بیشترین پیچیدگی از مرتبه  $O(RL)$ ، پیچیدگی محاسبات الگوریتم پیشنهادی به ازای هر بیت از مرتبه  $O(2RNL)$  خواهد بود.

### ۵- شبیه‌سازی

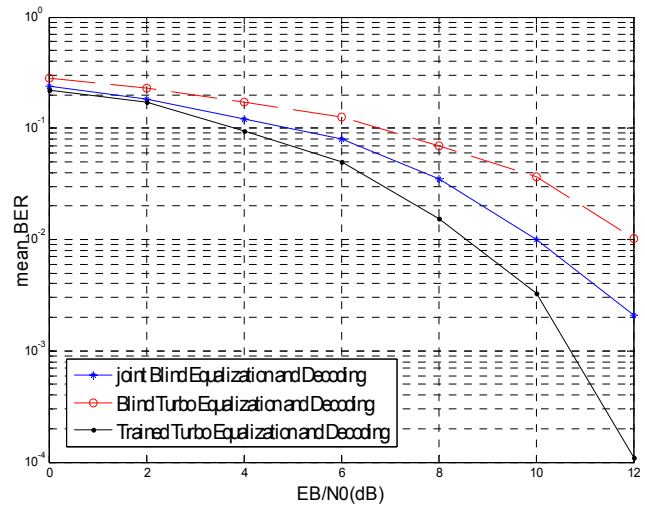
برای بررسی عملکرد همسان‌سازی کور کانال توأم با کدبرداری به



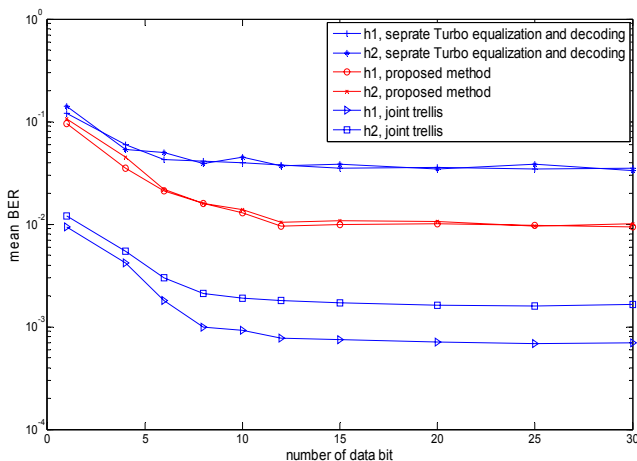
شکل ۳: سیستم گیرنده کور با کدبرداری BCJR و همسان‌سازی مبتنی بر فیلتر ذره‌ای [۱۵].



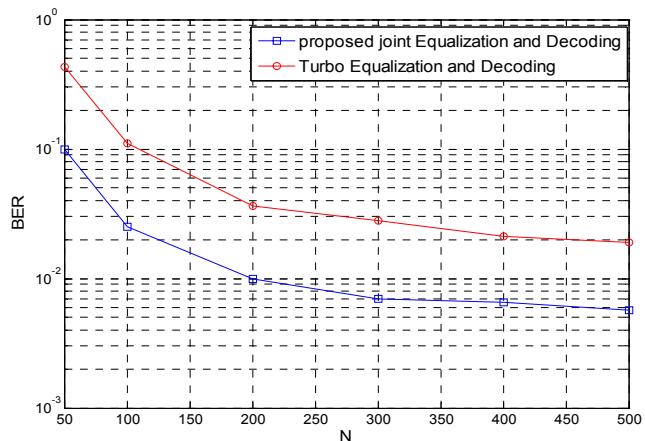
شکل ۷: تأثیر طول کانال در عملکرد روش پیشنهادی با  $N_s = 64$ .



شکل ۴: نمودار میانگین خطا بر حسب SNR برای گیرنده پیشنهادی، گیرنده توربو با دنباله آموزشی و توربو آشکارساز کور.

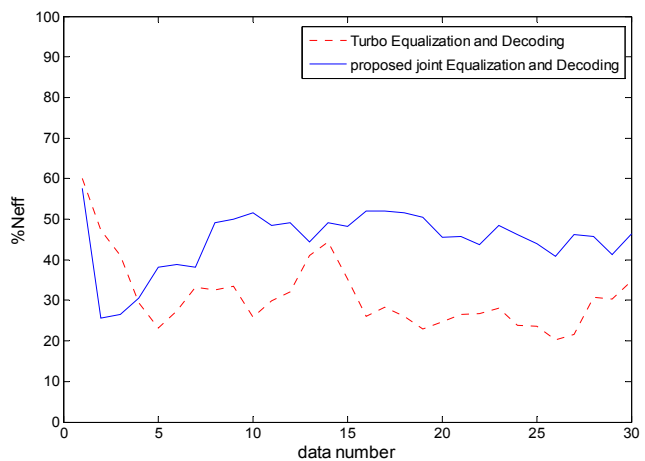


شکل ۸: بررسی وضعیت همگرایی الگوریتم پیشنهادی، میانگین خطا در ۲۰۰ تکرار با  $SNR = 10$  dB روی دو کانال  $h_1$  و  $h_2$ .



شکل ۵: نمودار نرخ خطا بر حسب تعداد ذرات مورد استفاده در الگوریتم فیلتر ذره‌ای در  $SNR = 10$  dB برای گیرنده پیشنهادی و توربو آشکارساز کور.

در شبیه‌سازی دیگر خصوصیت همگرایی روش پیشنهادی با دو گیرنده مقایسه می‌شود. یکی همسان‌سازی و کدبرداری کور جدا از هم تکرار شونده و دیگری همسان‌سازی و کدبرداری توأم BCJR و گیرنده MAP بهینه (joint trellis) است که فرض می‌کنیم ضرایب کانال معلوم است. شبیه‌سازی در  $SNR = 10$  dB و برای سمبل OFDM،  $N_s = 128$  با کد  $(5, 4, 7, 6)$  انجام می‌گیرد. کانال‌های مورد استفاده با کد  $h_1 = [0.5 \quad -0.22 - 0.78i \quad 0.16 + 0.28i]^T$  بدون صفر روی دایره واحد و  $h_2 = [0.5 \quad -0.5 - 0.5i \quad 0.5i]^T$  با دو صفر روی دایره واحد هستند [۱۸]. همان‌طور که در شکل ۸ مشاهده می‌شود روش بهینه کدبرداری توأم با همسان‌سازی با ضرایب کانال معلوم و همسان‌سازی و کدبرداری کور جدا از هم تکرار شونده به سرعت به همگرایی می‌رسد. با وجود این که روش پیشنهادی یک الگوریتم ترتیبی است بعد از ۱۲ تکرار، میانگین احتمال خطا از  $n$  مستقل شده و به SNR وابسته است و احتمال خطا در طول بلوک نوسان زیادی ندارد. روش کور پیشنهادی نسبت به روش همسان‌سازی و کدبرداری کور جدا از هم و روش بهینه کدبرداری



شکل ۶: درصد ذرات مؤثر فیلتر ذره‌ای در تخمین هر بیت داده ارسالی برای یک سمبل OFDM با  $N_s = 128$  و سیگنال به نویز ۸ dB

- [9] S. Abrar and A. K. Nandi, "Adaptive minimum entropy equalization algorithm," *Communications Letters IEEE*, vol. 14, no. 10, pp. 966-968, Oct. 2010.
- [10] D. Xu, K. Yan, and H. C. Wu, "Blind channel equalization using expectation maximization of auxiliary objective function for complex constellations," in *Proc. Global Telecommunications Conf.*, 6 pp., Dec. 2009.
- [11] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 461-471, Mar. 1999.
- [12] S. Zhou, B. Muquet, and G. B. Giannakis, "Subspace-based (semi) blind channel estimation for block precoded space-time OFDM," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 5, pp. 1215-1228, May 2002.
- [13] M. Jiang, C. Li, H. Li, and D. Yuan, "Channel tracking based on neural network and particle filter in MIMO-OFDM system," in *Proc. 4th Int. Conf. on Natural Computation*, vol. 5, pp. 192-196, Oct. 2008.
- [14] L. Wang, J. Yang, W. Ao, X. Bai, and L. Chen, "The blind equalization method based on particle filter theory," in *Proc. Int. Conf. on Computer Science and Electronics Engineering, ICCSEE'12*, vol. 2, pp. 191-194, Mar. 2012.
- [15] J. S. Liu and R. Chen, "Blind deconvolution via sequential imputations," *J. Amer. Stat. Assoc.*, vol. 90, no. 430, pp. 567-576, Jun. 1995.
- [16] T. Clapp, *Statistical Methods for the Processing of Communication Data*, Ph.D. Dissertation, Dept. Eng., Univ. Cambridge, Cambridge, U.K., 2000.
- [17] J. Miguez and P. M. Djuric, "Blind equalization of frequency-selective channels by sequential importance sampling," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 10, pp. 2738-2748, Oct. 2004.
- [18] C. J. Bordin, Jr., M. G. S. Bruno, "Particle filters for joint blind equalization and decoding in frequency-selective channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 56, no. 6, pp. 2395-2405, Jun. 2008.
- [19] Y. Li and G. L. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, Springer-Verlag, 2006.
- [20] T. S. John, A. Nallanathan, and M. A. Armand, "Non-resampling detector for coded OFDM systems differential phase trellis," *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 5, no. 7, pp. 1846-1856, Jul. 2006.
- [21] P. M. Olmos, J. J. Murillo-Fuentes, and F. Perez-Cruz, "Joint nonlinear channel equalization and soft LDPC decoding with gaussian processes," *Signal Processing, IEEE Trans. on*, vol. 58, no. 3, pp. 1183-1192, Mar. 2010.
- [22] H. C. Myburgh and J. C. Olivier, "A primer on equalization, decoding and non-iterative joint equalization and decoding," *EURASIP J. on Advances in Signal Processing*, vol. 79, 23 pp., Apr. 2013.
- [23] L. Zhao and J. Ge, "Joint iterative equalization and decoding for underwater acoustic communications," in *Proc. Int. Symp. on Communications and Information Technologies, ISCIT*, pp. 1074-1078, Oct. 2010.
- [24] H. Dogan, H. A. Cirpan, and E. Panayirci, "Iterative channel estimation and decoding of turbo coded SFBC-OFDM systems," *IEEE Trans. on, Wireless Communications* vol. 6, no. 8, pp. 3090-3101, Aug. 2007.
- [25] D. N. Liu and M. P. Fitz, "Iterative MAP equalization and decoding in wireless mobile coded OFDM," *IEEE Trans. on Communication*, vol. 57, no. 7, pp. 2042-2051, Jul. 2009.
- [26] K. Fang, L. Rugini, and G. Leus, "Low complexity block turbo equalization for ofdm systems in time varying channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 56, no. 11, pp. 5555-5566, Nov. 2008.
- [27] A. Doucet, S. Godsill, and C. Andrieu, "On sequential Monte Carlo sampling methods for Bayesian filtering," *Statist. Comput.*, vol. 10, no. 3, pp. 197-208, 2000.
- [28] T. Higuchi, "Monte Carlo filter using the genetic algorithm operators," *J. Stat. Comput. Simulation*, vol. 59, no. 1, pp. 1-23, 1997.
- [29] J. R. Hopgood and P. J. W. Rayner, "Blind single channel deconvolution using nonstationary signal processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 11, no. 5, pp. 476-488, Sep. 2003.
- [30] A. H. Sayed, *Fundamentals of Adaptive Filtering*, New York: Wiley, 2003.

نگین قاسمی در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق الکترونیک خود را از دانشگاه اصفهان و در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق مخابرات خود را

توأم با همسان‌سازی با ضرایب کانال معلوم سرعت همگرایی کمتری دارد.

## ۶- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی جدید برای همسان‌سازی و کدبرداری توأم کور و تکرارشونده روی کانال فرکانس‌گزین در سیستم OFDM ارائه شد. اگر به سیگنال دریافتی به صورت متوالی همسان‌سازی کانال و کدبرداری اعمال کنیم، قطعاً بخشی از خواص سیگنال نادیده گرفته می‌شود اما وقتی به طور هم‌زمان از دید کدبرداری و همسان‌سازی به سیگنال دریافتی نگاه می‌کنیم، مسأله آشکارسازی در گیرنده به یک مسأله توأم تبدیل می‌شود که حل آن به جواب‌های بهتری منتهی شده است. در این مقاله با در نظر گرفتن یک مدل احتمال پیشین برای ضرایب کانال و انتگرال‌گیری روی آن، آشکارسازی داده ارسال شده بدون تخمین ضرایب کانال صورت گرفته است. با فرض معلوم بودن توزیع و طول کانال، انتگرال‌گیری به شکل بسته روی توزیع بردار کانال انجام شده و برای محاسبه احتمال توأم متغیر اندازه‌گیری و متغیر حالت از روابط بازگشتی استفاده شده است. تابع نمونه‌برداری با استفاده از این توزیع مشترک شکل گرفته و به کمک آن وزن ذرات به روز رسانی و احتمال پسین برای آشکارسازی MAP محاسبه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد بهتر روش پیشنهادی را در مقابل همسان‌سازی و کدبرداری جداگانه نشان می‌دهد و شایان ذکر است که روش پیشنهادی از روش‌های دیگر بیان‌شده در مقاله پیچیدگی بیشتری دارد.

با توجه به بررسی‌هایی که پیرامون روش پیشنهادی در این مقاله انجام گرفت در کاربردهایی که با محدودیت پهنای باند روبه‌رو هستیم استفاده از روش پیشنهادی به جای روش آشکارسازی با دنباله آموزشی بهتر خواهد بود. زیرا به دلیل بی‌نیازی از دنباله آموزشی برای تخمین و همسان‌سازی کانال، صرفه‌جویی قابل توجهی در پهنای باند دارد و در یک کانال ارتباطی کاربران بیشتری می‌توانند از یک پهنای باند محدود و مشخص استفاده کنند. هرچند به طور کلی روش‌های کور خطای آشکارسازی زیادی دارند ولی روش پیشنهادی به دلیل انجام توأم همسان‌سازی کانال و کدبرداری سیگنال، خطای کمتری نسبت به سایر روش‌های کور دارد و روش مطمئنی برای انتقال اطلاعات در سیستم‌های مخابراتی می‌باشد.

## مراجع

- [1] S. Song, A. C. Singer, and K. M. Sung, "Soft input channel estimation for turbo equalization," *Signal Processing, IEEE Trans. on*, vol. 52, no. 10, pp. 2885-2894, Oct. 2004.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th Ed. NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [3] Y. Sato, "A method for self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, no. 6, pp. 679-682, Jun. 1975.
- [4] R. Chen, H. Zhang, Y. Xu, and X. Liu, "Blind receiver for OFDM systems via sequential Monte Carlo in factor graphs," *J. of Zhejiang University SCIENCE A*, vol. 8, no. 1, pp. 1-9, 2007.
- [5] M. Zhao, Z. Shi, and M. C. Reed, "Iterative turbo channel estimation for OFDM system over rapid dispersive fading channel," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 7, no. 8, pp. 3174-3184, Aug. 2008.
- [6] A. M. Nassar and W. El Nahal, "Blind equalization technique for cross correlation constant modulus algorithm (CC-CMA)," *J. WSEAS Trans. on Signal Processing*, vol. 6, no. 2, pp. 23-32, April. 2010.
- [7] S. Chen, "Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision-directed scheme for blind equalization," *IEE Proceedings Vision, Image, and Signal Processing*, vol. 150, no. 5, pp. 312-320, Oct. 2003.
- [8] W. Nie, H. Normal, and Y. Liu, "A new blind equalization algorithm based on a variable segment error function," in *Proc. Cross Strait Quad - Regional Radio Science and Wireless Technology Conf., CSQRWC'11*, vol. 2, pp. 1327-1331, Jul. 2011.

**امیررضا فروزان** مدرک دکترای مهندسی برق خود را در سال ۱۳۸۲ از دانشکده فنی دانشگاه تهران دریافت نمود. سپس از خرداد ۱۳۸۳ تا آبان ۱۳۸۷ در دانشکده مهندسی برق و الکترونیک دانشگاه Canterbury، زلاندنو و بعد از آن تا بهمن ۱۳۹۰ در دانشکده مهندسی برق دانشگاه K. U. Leuven بلژیک مشغول به کار بود. وی از بهمن ماه ۱۳۹۰ در دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه اصفهان به عنوان عضو هیأت علمی مشغول به فعالیت گردیده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدیریت پویای طیف در سیستم‌های DSL، CDMA، نوری و رادیویی، impulse radio سیستم‌های MIMO و OFDM.

از دانشگاه اصفهان دریافت نمود. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده شامل موضوعاتی مانند الگوریتم فیلترهای ذره‌ای، همسان‌سازی کانال، رادار و مخابرات دیجیتال می‌باشد.

**محمدفرزان صباحی** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی مهندسی الکترونیک و کارشناسی ارشد مهندسی مخابرات به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۷ و ۱۳۷۹ در دانشگاه صنعتی اصفهان و در مقطع دکتری مهندسی برق در سال ۱۳۸۶ و در همان دانشگاه به پایان رسانده است. دکتر صباحی از سال ۱۳۸۷ در دانشکده مهندسی دانشگاه اصفهان مشغول به فعالیت گردید و هم‌اکنون عضو هیأت علمی این دانشگاه می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: پردازش سیگنال‌های آماری، تئوری مخابرات و رادار.