# استفاده از تبدیل بستهٔ موجک در بهبود عملکرد OFDM به جای روش مرسوم مبتنی بر FFT

**سعید قاضی مغربی* و فربیان خردادپور دیلمانی**

دانشکده مهندسی برق –واحد یادگار امام خمینی (ره)شهرری، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

## چکیده

**امروزه در سامانه‌های مخابرات دیجیتال نوین، از مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی متعامد (OFDM) به‌عنوان یک روش مدولاسیون مقبول و کارآمد استفاده می‌شود. در مدولاسیون چندحاملی OFDM از تبدیل FFT به‌منظور ایجاد تعامد زیرحامل‌ها استفاده می‌شود. این تبدیل با استفاده از توابع سینوسی پنجره‌شده به‌عنوان توابع پایه، به‌دلیل سطح بالای گلبرگ‌های کناری در طیف فرکانسی، حساسیت بالایی نسبت به تداخل بین‌سمبلی (ISI) و تداخل بین‌حاملی (ICI) دارد. به‌منظور بازیابی سیگنال در گیرنده، با افزودن پیشوند چرخشی (CP) در ابتدای سمبل OFDM در فرستنده، می‌توان ISI را حذف کرد. همچنین با استفاده از همسان‌سازی حوزه فرکانس در گیرنده، به‌سادگی سیگنال آغشته به ICI را می‌توان بازیابی کرد. این افزودن CP میزان قابل توجهی از پهنای باند در دسترس را هدر می‌دهد و درنتیجه کارایی پهنای باند را به‌طور قابل توجهی کاهش می‌دهد. با توجه به ویژگی‌های منحصربه‌فرد موجک‌ها نظیر انعطاف‌پذیری بالا، سازگاری و محلی‌بودن آنها، از این تبدیل برای متعامدسازی سامانه چندحاملی در این پژوهش استفاده شده است. درصورت استفاده از موجک، دیگر نیازی به استفاده از تابع پنجره‌ی مستطیلی نیست. این امر حساسیت سامانه به رانش فرکانسی و نوفه فاز را کم کرده و سامانه را نسبت به اعوجاج کانال چندمسیره و تداخل‌های ISI و ICI مقاوم‌تر می‌سازد. در این مقاله پس از بررسی و مطالعه تبدیل موجک گسسته و تبدیل بستهٔ موجک، دو طرح مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM برای کانال‌های استاندارد شهری TU6 و روستایی RA6 توسط نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده‌اند. این دو کانال استاندارد و معروف توسط استاندارد 3GPP معرفی شده‌اند که به‌عنوان معیار سنجش عملکرد سامانه‌های مخابراتی نسل‌های 3G و 4G معرفی شده‌اند. کانال‌های مورد استفاده در این پژوهش، کانال‌های متداولی در سامانه‌های سیاری مانند سامانه‌های پخش تلویزیون دیجیتال (DVB) هستند. نتایج شبیه‌سازی بهبود عملکرد سامانه WPT-OFDM را نسبت به سامانه FFT-OFDM نشان می‌دهد. این نتایج نشان می‌دهند که در سامانه‌های مبتنی برOFDM مانند (DAB( Digital Audio Broadcast) WiMAX (worldwide Interoperability Microwave Access), DVB( Digital Video Broadcast), for می‌توان از این سامانه استفاده کرد.**

**واژگان کلیدی: مدولاسیون چندحاملی، تبدیل فوریه سریع، تبدیل بسته موجک، استاندارد 3GPP**

# Using WPT as a New Method Instead of FFT for Improving the Performance of OFDM Modulation

**Farbayan Khordadpour Deylamani & Saeed Ghazi Maghrebi***

Communications Department, Electrical Engineering College, Yadegar Imam Khomeini (RAH) Shahr Rey Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran.

## Abstract

**Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is used in order to provide immunity against very hostile multipath channels in many modern communication systems.. The OFDM technique divides the total available frequency bandwidth into several narrow bands. In conventional OFDM, FFT algorithm is used to provide orthogonal subcarriers. Intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) impairements are caused by time domain rectangular windowed sine and cosine basis functions. FFT-**

* Corresponding author

*نویسندهٔ عهده‌دار مکاتبات

● تاریخ ارسال: ۹۶/۰۲/۲۵ ● تاریخ پذیرش: ۹۷/۰۳/۲۹ ● نوع مطالعه: پژوهشی

**OFDM is a very popular multi–carrier modulation (MCM) technique. It has some interesting features such as low complex modulation/demodulation implementation, simple and fast frequency domain channel estimation/ equalization. Also, by transmitting data over different parallel frequencies, FFT-OFDM has spectrum efficiency due to overlapped sub-channels and immunity against fading channels. Unfortunately, FFT-OFDM has serious drawbacks i.e. high sensitivity to ISI and ICI which caused by time domain rectangular windowed sine and cosine basis functions and their high level side lobes in frequency domain. For this purpose, cyclic prefixes (CP) are added at the beginning of the OFDM symbols and this causes bandwidth and power inefficiencies.**

**In order to provide more efficient MCM technique, besides preserving the advantages of conventional FFT-OFDM, discrete wavelet modulation (DWM) and wavelet packet modulation (WPM) have been introduced in recent years. Therefore, it is possible to use time domain equalization (TEQ) or overlap frequency domain equalization (overlap FEQ) to reduce the interferences effectively in the absence of CP. Although TEQ techniques are more complicate than FEQ in conventional OFDM, WPT-OFDM has bandwidth and power enhanced efficiencies and this makes it so appropriate for digital communication systems.**

**In recent years, several studies have been done on the wavelet theory, wavelet and WPM modulation in comparison with FFT-OFDM. Because of the good performance of WPT, a number of studies are still on the performance of WPT in hostile channels with more details. Also, there are a number of studies about various kinds of FEQ and TEQ such as zero force (ZF) and minimum mean square error (MMSE) in the peresence of AWGN and some fading channels. These researches also contain the comparison of FEQ for FFT-OFDM and overlap FEQ for WPT-OFDM.**

**Todays, 3GPP standard is spread in different domains like 3G, 4G and LTE-A technologhies. In this paper, all the parameters are chosen according to 3GPP standards. For demonstrating the benefits of discrete WPT, two OFDM modulation schemes, i.e. FFT-OFDM and WPT-OFDM with two applied channels i.e. 6-tap rural area (RA6) and 6-tap typical urban (TU6) channels are considered. The performance of two systems are investigated by the measure of bit error rate (BER) in different SNRs(dB). Also, Wavelet families i.e. Haar, Daubechies6 , Symlet5 and Coiflet5 are compared with FFT in OFDM system with QPSK, 16-QAM and 64-QAM constellation mappings. In the receiver side, FEQ is used in FFT-OFDM and overlap FEQ is used in WPT-OFDM to equalize multipath fading channels. This is a comprehensive comparison between FFT-OFDM and WPT-OFDM with different constellations, a number of wavelet families, different equalizer with two applied channels in order to implement a real environment. The simulation results demonstrate performance improvement of the system using WPT-OFDM scheme. In order to evaluate the performance of these two OFDM techniques, the required SNRs for reaching BER $=10^{-3}$ are extracted and compared for both systems. It was observed that one can obtain better performance by using Haar wavelets as orthogonal basis function rather than FFT in OFDM modulation. We achieved better performance by using Haar wavelets rather than FFT in OFDM modulation. As a result, WPT-OFDM can be applied , with better performance, in different OFDM-based applied technologhies such as DAB( Digital Audio Broadcast), WiMAX( worldwide Interoperability for Microwave Access), DVB( Digital Video Broadcast).**

**Keywords: Multicarrier modulation, Fast Fourier Transform, Wavelet Packet Transform, 3GPP standard**

## ۱- مقدمه

مدولاسیون چندحاملی (MCM[1]) یک روش کارآمد در بسیاری از سامانه‌های مخابرات مدرن محسوب می‌شود. این مدولاسیون پهنای باند کلی در دسترس را به چندین باند باریک هم‌پوشان تقسیم می‌کند، به‌گونه‌ای که داده‌ها در هر باند فرکانسی با نرخ پایین مدوله شوند. در نتیجه با ارسال داده‌ها با همان سرعت، حساسیت سامانه به تداخل‌های چندمسیره کاهش یافته و سامانه حاصل نسبت به ارسال تک‌حاملی از مقاومت بیشتری برخوردار است. به همین دلیل، امروزه بیش‌تر سامانه‌های مخابرات بی‌سیم از روش مدولاسیون چندحاملی به‌عنوان یک روش کارآمد استفاده می‌کنند [1]-[4]. شکل خاصی از مدولاسیون MCM، روش مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی متعامد (OFDM[2]) است که در آن از تبدیل فوریهٔ سریع (FFT[3]) استفاده می‌شود. این روش تعداد زیادی زیرکانال باند باریک متعامد و هم‌پوشان را به‌صورت موازی استفاده می‌کند. استفاده از تبدیل FFT به‌منظور ایجاد زیرحامل‌های متعامد، پیاده‌سازی مدولاتور و دمدولاتور با پیچیدگی کم و همچنین تخمین و همسان‌سازی ساده و سریع کانال در حوزهٔ فرکانس از مزایای این روش است. درضمن ارسال موازی اطلاعات روی فرکانس‌های مختلف باعث افزایش طول سمبل ارسالی شده و مقاومت سیگنال را در برابر تداخل بین‌سمبلی (ISI[4]) و تداخل کانال چندمسیره افزایش می‌دهد [2]. همچنین از

[1] Multi-carrier modulation

[2] Orthogonal Frequency Division Multiplexing

[3] Fast Fourier Transform

[4] Inter Symbol Interference

آنجا که زیرحامل‌ها متعامد هستند، طیف فرکانسی آن‌ها مجاز به هم‌پوشانی هستند که این موضوع کارایی پهنای باند سیگنال را به‌دنبال دارد [1]،[3]. اما OFDM مرسوم از تبدیل FFT با توابع مبنای متعامد سینوسی و کسینوسی و نیز از تابع پنجرهٔ مستطیلی برای محدودکردن توابع در حوزهٔ زمان استفاده می‌کند. این عمل سطح گلبرگ‌های کناری را در طیف سیگنال افزایش داده و حساسیت سامانه را به اعوجاج کانال چندمسیره و تداخل‌های ISI و تداخل بین‌حاملی (ICI[1]) بالا می‌برد. در این حالت استفاده از همسان‌سازهای پیچیدهٔ زمانی به رفع اعوجاج‌های ناشی از کانال منجر نمی‌شود. در نتیجه از پیشوند چرخشی (CP[2]) و همسان‌ساز حوزهٔ فرکانس برای حذف ICI استفاده می‌شود. برای حل این مسأله، مدولاسیون OFDM مبتنی بر تبدیل بستهٔ موجک (WPT-OFDM[3]) پیشنهاد شده است که در آن می‌توان CP را حذف کرد . در این صورت کارآیی سامانه افزایش یافته و از پهنای باند به‌طور مؤثرتری استفاده می‌شود [3]،[6]-[8]. به عبارت دیگر، در تبدیل بستهٔ موجک، به‌دلیل محلی‌بودن مبناهای موجک، نیازی به استفاده از تابع پنجرهٔ مستطیلی نیست و سطح گلبرگ‌های کناری بسیار پایین‌تر از حالت FFT-OFDM است [7]،[9]. در این پژوهش حالت مدولاسیون چندحاملی با تبدیل فوریه سریع را FFT-OFDM و حالت مبتنی بر موجک را WPT-OFDM می‌نامیم.

در سال ۱۹۹۷، لیندسی برای نخستین‌بار مدولاسیون بستهٔ موجک را به‌عنوان یک جایگزین برای FFT-OFDM معرفی کرد [10]. در سال ۲۰۰۵، *جامین* و *ماهونن* مطالعهٔ گسترده‌ای دربارهٔ تئوری موجک و عملکرد مدولاسیون تبدیل بستهٔ موجک برای ارسال در کانال‌های بی‌سیم انجام دادند [11]. در سال ۲۰۰۷، همسان‌ساز ZF[4] حوزهٔ فرکانس برای FFT-OFDM و همسان‌ساز ZF حوزهٔ زمان برای Wavelet-OFDM در حضور کانال FIR مقایسه شد [12]. همسان‌ساز ZF نوعی همسان‌ساز خطی است که در استاندارد IEEE 802.11n (MIMO) استفاده می‌شود. در این همسان‌ساز اگر کانال بدون نوفه باشد، ISI را صفر می‌کند؛ بنابر این کاربرد آن در سامانه‌هایی است که ISI غالب بر نوفه باشد. در سال ۲۰۰۸، این دو روش مدولاسیون از نقطه نظر حساسیت به نوفه فاز و رانش فرکانسی مورد مطالعه قرار گرفتند [2]. در سال ۲۰۰۹، عملکرد آن‌ها تحت نگاشت‌های منظومهٔ QAM ۸، ۱۶، ۳۲ و ۶۴ نقطه‌ای با تعداد ۶۴ زیرحامل و با استفاده از موجک Haar بررسی شد و عملکرد بهتر مدولاسیون بستهٔ موجک (WPM[5]) با منظومهٔ QAM ۸ نقطه‌ای نشان داده شد [8]. همچنین در [13] به بررسی و مقایسهٔ عملکرد همسان‌سازهای MMSE[6] و ZF حوزهٔ زمان برای مدولاسیون WPT-OFDM پرداخته و مشخص شد که همسان‌ساز MMSE نسبت به ZF در حضور کانال AWGN عملکرد بهتری دارد. در سال ۲۰۱۲، مدولاسیون مبتنی بر تبدیل موجک گسسته (DWT[7]) با استفاده از موجک Haar و همسان‌سازهای حوزهٔ زمان و حوزهٔ فرکانس هم‌پوشان با مدولاسیون FFT-OFDM بررسی شد [14]. در [15] دو روش به‌ازای ۱۲۸ حامل و همچنین با مدولاسیون تک‌حاملی تحت نگاشت 16-QAM در حضور کانال AWGN تنها با استفاده از موجک Haar مقایسه شدند. در [16] استفاده از تبدیل بسته موجک در سامانه WiMAX مطالعه شد. در [5] بارگذاری بیت و همسان‌سازی حوزهٔ زمان MMSE، برای مدولاسیون WPT بررسی شد.

ملاحظه می‌شود در این مقالات، بر روی سامانه OFDM به‌همراه مدولاسیون‌های FFT و WPT کارهای متنوعی انجام شده است. آنچه در این پژوهش‌ها مشهود است، آن است که در این مقالات اغلب عملکرد وجود یک نوع تبدیل موجک از نظر تئوری بررسی شده است؛ اما سه ویژگی بارز این پژوهش این است که چندین مدل موجک به‌ازای مدولاسیون‌های مختلف در یک سامانه کاربردی بررسی شده است.

نوآوری این مقاله در دو بخش قرار می‌گیرد. نخست آنکه امروزه سامانه‌های مخابرات دیجیتال مدرن زیادی وجود دارد که مبتنی بر استاندارد 3GPP کار می‌کنند؛ لذا بررسی عملکرد سامانه‌های مبتنی بر موجک در سامانه‌های مبتنی بر این استاندارد اهمیت ویژه‌ای دارد. در این پژوهش، مقایسه برای یک مدل عملی مورد استفادهٔ کنونی در پخش تلویزیون دیجیتال سیار صورت گرفته است. برای این منظور از کانال‌های روستایی RA6[8] و شهری TU6[9] که مبتنی بر استاندارد 3GPP هستند و کاربرد اصلی آنها برای دریافت سیگنال در حال حرکت است، استفاده شده است. اهمیت

[1] Inter Carrier Interference
[2] Cyclic Prefix
[3] Wavelet Packet Transform-based OFDM
[4] Zero forcing

[5] Wavelet packet modulation
[6] Minimum Mean Square Error
[7] Discrete Wavelet Transform
[8] 6-Tap Rural Area
[9] 6-Tap Typical Urban

این کانال‌ها به‌نحوی است که ارزیابی سامانه‌هایی نظیر مخابرات سیار نسل سوم و چهارم توسط میزان مصونیت سیگنال ارسالی آنها در چنین کانال‌هایی انجام می‌شود. بخش دوم نوآوری پیاده‌سازی OFDM بر اساس استاندارد کامل LTE است. از جمله ویژگی‌های مهم این استاندارد، تعداد زیاد ۱۰۲۴زیرحامل‌های آن است که عامل مهمی در حساسیت و تأثیرپذیری تبدیل متعامدساز در OFDM است [17]. سایر ویژگی‌های این استاندارد نظیر بازهٔ زمانی سمبل، نوع نگاشت منظومه و فرکانس داپلر، در جدول (۱) در بخش شبیه‌سازی آورده شده است. به‌منظور ارزیابی کیفی و فراهم‌کردن جامعیت در این پژوهش، عملکرد سامانه پیشنهادی در حالات مختلفی شبیه‌سازی شده است. به عبارت دیگر در این مقاله، عملکرد دو طرح مدولاسیون در دو کانال متداول استاندارد به‌ازای موجک‌های Haar، Daubechies6، Coiflet5 و Symlet5 و منظومهٔ QPSK، 16-QAM و 64-QAM بررسی شده است. سامانه چندحاملی مبتنی بر LTE توسط نرم‌افزار MATLAB، شبیه‌سازی شده و مقایسه طرح‌های مختلف در آن انجام شده است.

سایر بخش‌های این مقاله بدین قرار است: در بخش ۲، مدولاسیون چند حاملی OFDM مبتنی بر تبدیل فوریه توصیف می‌شود. در بخش ۳، تئوری موجک شامل تبدیل موجک گسسته و تبدیل بستهٔ موجک و تئوری موجک متعامد ارائه شده است. در بخش ۴، ساختار مدولاسیون و دمدولاسیون OFDM مبتنی بر تبدیل بستهٔ موجک توصیف می‌شود. بخش ۵، به شبیه‌سازی، مقایسه و ارزیابی و بخش ۶ به نتیجه‌گیری اختصاص یافته است.

## ۲- مدولاسیون چندحاملی OFDM مبتنی بر تبدیل فوریه

مدولاسیون چندحاملی یک روش کارامد به‌منظور ارسال داده با نرخ و کیفیت بالا است. در MCM داده‌ها به‌صورت موازی بر روی فرکانس‌های مختلف ارسال می‌شوند. درنتیجه محوشوندگی می‌تواند بر تعداد زیادی بیت پراکنده شده و اثر آن کاهش یابد. همچنین از مزایای مدولاسیون چندحاملی کارایی طیفی آن است که به‌دلیل هم‌پوشانی طیف زیرحامل‌های متعامد حاصل می‌شود [1]،[18]،[19].

سامانه‌های MCM مبتنی بر بانک فیلتر مختلفی معرفی شده‌اند؛ مانند سامانه‌های مبتنی بر چند تون گسسته (DMT[1]) ، چند تون فیلترشده (FMT[2]) ، چند تون موجک گسسته (DWMT[3]) و سامانه‌های مبتنی بر تبدیل بستهٔ موجک (WPT[4]).

اصول OFDM، بر پایهٔ مدوله‌کردن $N_c$ زیرجریان بر $N_c$ زیرحامل با فواصل فرکانسی یکسان استوار است. به‌منظور دست‌یابی به تعامد زیرحامل‌ها، سیگنال‌ها توسط شکل پالس مستطیلی پنجره می‌شوند.

هر سمبل OFDM شامل $N_c$ سمبل مبدأ مدوله‌شدهٔ $\{s_n, n=0,1,2,N_c-1\}$ با پوش مختلط شکل پالس مستطیلی به‌صورت زیر است:

$$x(t)=\frac{1}{N_c}\sum_{n=0}^{N_c-1}s_n\exp(j2\pi f_n t) \quad o\le t\le T_s \qquad (۱)$$

که در آن $\{f_n=n/T_s\ ,\ n=0,1,2,N_c-1\}$ فرکانس‌های $N_c$ زیرحامل متعامد هستند. هرچه $N_c$ بزرگ‌تر باشد، چگالی طیف توان سیگنال OFDM به طیف مدولاسیون تک‌حاملی با فیلتر نایکوئیست ایده‌آل نزدیک‌تر می‌شود. در این حالت، طیف چگالی توان در محدودهٔ فرکانس‌های نرمالیزه‌شدهٔ $-0.5 < fT_d < 0.5$ با $N_c$ زیرکانال، صاف‌تر می‌شود.

یکی از مزایای FFT-OFDM این است که استفاده از الگوریتم IFFT به‌میزان قابل توجهی از پیچیدگی پیاده‌سازی مدولاسیون چند حاملی کاسته می‌شود، به‌طوری که درعمل به یک روش مدولاسیون ساده تبدیل می‌شود. با نمونه‌برداری با نرخ $1/T_d$، نمونه‌های پوش مختلط $x(t)$ یک سمبل OFDM را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$x_v=\frac{1}{N_c}\sum_{n=0}^{N_c-1}s_n\exp(j2\pi v/N_c) \qquad (۲)$$

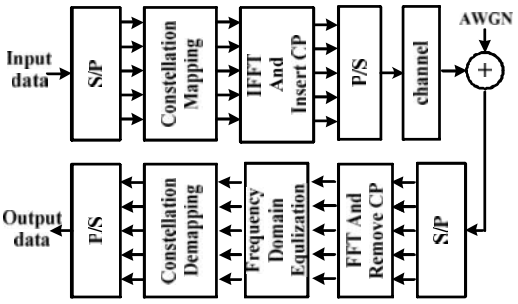
که در آن دنبالهٔ نمونه‌برداری‌شدهٔ $\{x_v, n=0,1,..,N_c-1\}$ تبدیل IDFT از دنبالهٔ سمبل‌های منبع $\{s_n, n=0,1,..,N_c-1\}$ هستند [20].

شکل (۱) ساختار فرستنده و گیرندهٔ یک سامانه FFT-OFDM را نشان می‌دهد [8]،[21]. بر این اساس، در فرستنده، بعد از تبدیل متوالی به موازی، ابتدا دنبالهٔ بیت‌های اطلاعات توسط یکی از روش‌های مدولاسیون دیجیتال نظیر PSK و QAM نگاشت می‌شوند. درنتیجه داده‌های دودویی متوالی به سمبل‌های مختلطی تبدیل می‌شوند که نقاطی از منظومه هستند.

در این حالت $N$ سمبل متوالی، $N$ سمبل موازی با طول زمانی $N$ برابر و نرخ سمبل $1/N$ برابر را تشکیل می‌دهند. آن‌گاه از این $N$ سمبل موازی تبدیل IFFT گرفته

[1] Discrete multi-tone
[2] Filtered multi-tone
[3] Discrete Wavelete multi-tone
[4] Wavelete Packet transform

شده و نتیجهٔ آن یک سمبل OFDM است. درنهایت، پس از تشکیل سمبل، یک بازهٔ محافظ[1] اضافه می‌شود تا اثر ISI ناشی از ارسال در کانال محوشوندهٔ چندمسیره را کاهش دهد. بنابراین در ابتدای هر سمبل، یک CP قرار داده می‌شود که برابر با رونوشت بخش انتهایی همان سمبل است. در سمت گیرنده، سیگنال دریافتی از کانال، بعد از تبدیل متوالی به موازی و حذف CP، با استفاده از تبدیل FFT، بازسازی می‌شود. بعد از دمدولاسیون متناظر، می‌توان به همان دنباله بیت ارسالی دست یافت. OFDM به‌دلیل دایورسیتی فرکانسی، مقاومت سیگنال را در برابر تداخل‌های فرکانسی افزایش می‌دهد [22].




**(شکل-۱): ساختار فرستنده و گیرنده سیستم FFT-OFDM**
**(Figure-1): FFT-OFDM system Transceiver**

یک ایراد اصلی تبدیل FFT در این مدولاسیون، استفاده از توابع سینوسی و کسینوسی به‌عنوان توابع مبنای متعامد است. استفاده از شکل پالس مستطیلی برای محدودکردن بازهٔ زمانی این توابع مبنا، باعث ایجاد گلبرگ‌های کناری بلند در حوزهٔ فرکانس می‌شود که این موضوع ISI، ICI و NBI[2] را افزایش می‌دهد. باند محافظ استفاده‌شده در این مدولاسیون، به‌دلیل صرف پهنای باند و توان اضافی بدون حمل هیچ اطلاعات مفید، باعث کاهش بازدهی طیفی در سیگنال ارسالی می‌شود[1]،[5]،[7]،[9]. همچنین FFT-OFDM بسیار نسبت به رانش فرکانسی حامل‌ها حساس است. این رانش منجر به اعوجاج در تعامد زیرحامل‌ها و ایجاد ICI می‌شود. به‌منظور رفع این مشکل در گیرنده از همسان‌ساز حوزهٔ فرکانس استفاده می‌شود. این همسان‌ساز به‌دلیل افزودن CP و حذف ISI، پیچیدگی بسیار کمی دارد [1]،[2]،[15].

## ۳- تئوری موجک

با توجه به ویژگی‌های مختلف تئوری موجک، این تبدیل در حوزه‌های مختلف پردازش سیگنال استفاده می‌شود [23]، [24]. در این مقاله به کاربرد آن در پردازش سیگنال‌های مخابرات چندحاملی پرداخته شده است. در این بخش به توصیف چند تبدیل موجک پرداخته شده است.

### ۳-۱- تبدیل موجک گسسته

در تئوری موجک، مجموعه‌ای از توابع مبنا وجود دارد که برای بیان سیگنال در آن لایه می‌توانند استفاده شوند. این مبناها به‌صورت زیر تعریف می‌شوند [25]:

$$\phi_{j,k}(t) = \phi_j(t-k) \qquad (۳)$$

که در آن $j$ شمارهٔ لایهٔ مقیاس و $k$ انتقال زمانی نسبت به مبدأ مختصات، اعدادی صحیح هستند. تابع $\phi_{j,k}(t)$ تابع مقیاس سطح $j$ با فاصلهٔ $k$ از مبداء است که متعلق به فضای $L^2$ (فضای برداری از سیگنال‌های دارای انرژی محدود) است. در این صورت تابع دلخواه $f(t)$ از فضای $L^2$ را می‌توان به‌صورت زیر تعریف کرد [25]:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_j(k)\phi_j(t-k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_j(k)\phi_{j,k}(t) \qquad (۴)$$

برای نمایش یک سیگنال، تئوری موجک از خاصیت چند دقتی استفاده می‌کند به‌گونه‌ای که در هر مرحله از پردازش، سیگنال به جزئیات کوچک‌تری تجزیه می‌شود. بدین منظور از دو تابع مقیاس $\phi_{j,k}(t)$ و موجک $\psi_{j,k}(t)$ به‌طور هم‌زمان استفاده می‌شود. با استفاده از تابع مقیاس در هر لایه و دو ترکیب وزن‌یافتهٔ خطی متفاوت از شیفت‌های زمانی آن، به تابع مقیاس و تابع موجک در لایهٔ پایین‌تر دست می‌یابیم. این ترکیب‌های خطی با استفاده از روابط زیر به‌دست می‌آیند [6]،[25]:

$$\phi_{j,0}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)\sqrt{2}\phi_{j,0}(2t-k) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)\phi_{j-1,k}(t) \qquad (۵)$$

$$\psi_{j,0}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(k)\sqrt{2}\phi_{j,0}(2t-k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(k)\phi_{j+1,k}(t) \qquad (۶)$$

که در آن‌ها، $h(n)$ و $g(n)$ دو دنباله از اعداد حقیقی یا مختلط هستند که به‌ترتیب ضریب‌های مقیاس (یا فیلتر مقیاس) و ضریب‌های تابع موجک (یا فیلتر موجک) نامیده می‌شوند. $N$ نیز تعداد ضریب‌های موجک است که برای خانواده‌های مختلف موجک متفاوت است. همچنین طول محمل موجک $l$ توسط رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید [6]،[25]:

$$l = N - 1 \qquad (۷)$$

[1] Guard band
[2] Narrow Band Interference

این پارامتر بازهٔ زمانی است که در آن تابع موجک و مقیاس در سطح $j=0$ مقدار غیر صفر دارند. بر اساس تئوری موجک، یک سیگنال دلخواه می‌تواند توسط ترکیب خطی از توابع موجک و توابع مقیاس تعریف شود و این فرآیند تبدیل موجک نامیده می‌شود. شکل گسست Z تبدیل موجک را تبدیل موجک گسسته (DWT) می‌نامند. بسط سری موجک گسسته هر سیگنال $f(t)$ در فضای $L^2$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}c_{j0}(k)\phi_{j0,k}(t)+\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{j=j0}^{\infty}d_j(k)\psi_{j,k}(t) \qquad (۸)$$

که در آن $j_0$ عدد صحیح دلخواه است. $j$ و $k$ محلی‌سازی فرکانسی (یا مقیاسی) و زمانی را مشخص می‌کنند. $c_{j0}(k)$ و $d_j(k)$ به‌ترتیب ضریب‌های تقریب و جزئیات در تبدیل موجک گسستهٔ مستقیم نامیده می‌شوند و به‌صورت زیر از تابع $f(t)$ به‌دست می‌آیند [6]،[25]:

$$c_{j0}(k)=\int_{-\infty}^{+\infty}f(t)\phi_{j0,k}(t)dt \qquad (۹)$$

$$d_j(k)=\int_{-\infty}^{+\infty}f(t)\psi_{j,k}(t)dt \qquad (۱۰)$$

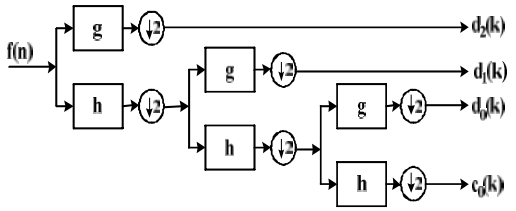
با توجه به‌معادله‌های (۵) ، (۹) ، (۶) و (۱۰)، می‌توان نشان داد که [25]:

$$c_j(k)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty}h(m-2k)c_{j-1}(m) \qquad (۱۱)$$

$$d_j(k)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty}g(m-2k)c_{j+1}(m) \qquad (۱۲)$$

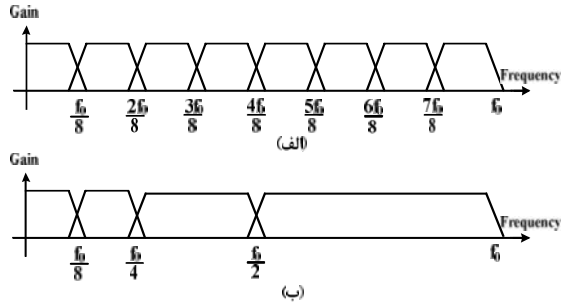
مالات بیان کرد که الگوریتم DWT را توسط بانک فیلتر تجزیه می‌توان انجام داد. برای شروع DWT به ضریب‌های بالاترین جزئیات $d_j(k)$ نیاز است. برای مقیاس‌های به اندازهٔ کافی بزرگ، می‌توان تابع $\phi_j(t)$ را به‌صورت تابع ضربه در نظر گرفت. در نتیجه ضرب داخلی آن با تابع $f(t)$ معادل نمونه‌برداری از تابع $f(t)$ است. بنابراین نمونه‌های $f(t)$ از فیلترهای پایین‌گذر مقیاس و بالاگذر موجک به‌طور هم‌زمان عبور داده می‌شوند تا به ضریب‌های مقیاس و موجک لایهٔ پایین‌تر دست یافت. بر اساس معادله‌های (۱۱) و (۱۲)، این فرایند می‌تواند تا رسیدن به جزئیات فرکانسی مدنظر ادامه یابد، اما تنها ضریب‌های تقریب $c_j(k)$ در هر مرحله تجزیه می‌شوند. این الگوریتم می‌تواند توسط یک ساختار درختی دودویی نیم‌باند پایینی مطابق شکل (۲) ارائه شود[6]،[25].

برای یک تبدیل DWT با $N$ سطح، پهنای باند به‌صورت لگاریتمی تقسیم می‌شود، زیرا در هر لایه تنها خروجی فیلتر پایین‌گذر تجزیه می‌شود؛ اما در تبدیل $2N$-DFT پهنای باند به‌صورت یک‌نواخت به $2N$ قسمت تقسیم می‌شود. به‌طور کلی بانک فیلتر تبدیل موجک گسسته، از فیلترهای میان‌گذر با پهنای باند نسبی ثابت تشکیل می‌شود که در آن نسبت پهنای باند فیلتر به فرکانس مرکزی آن ثابت است. مقایسهٔ تقسیم فرکانسی DWT و DFT در شکل (۳) نشان داده شده است [6]،[25].




**(شکل-۲): نمودار جعبه‌ای تبدیل موجک گسسته با بانک فیلتر سه لایه**

**(Figure-2): Discrete Wavelet transform with three layers filter bank**




**(شکل-۳): (الف) تبدیل فوریه با تقسیم یکنواخت پهنای باند (ب) تبدیل موجک گسسته با تقسیم لگاریتمی پهنای باند**

**(Figure-3): (a) Fourier transform with uniform divison of bandwidth (b) Discrete wavelet with logaritmic divison of bandwidth**

## ۲-۳- تبدیل بستهٔ موجک

تبدیل موجک گسسته، به‌دلیل تقسیم لگاریتمی پهنای باند برای مخابرات چندحاملی نظیر سامانه‌های OFDM مناسب نیست. بنابراین تبدیل بسته‌ی موجک (WPT) به‌عنوان تعمیمی از تبدیل موجک معرفی شد که در آن توابع مبنا بسته‌های موجک هستند. در یک تبدیل بستهٔ موجک گسسته (DWPT[1])، در هر سطح از تجزیه، هر دو ضریب‌های جزئیات و تقریب تجزیه می‌شوند. بنابراین، این تبدیل نسبت به تبدیل موجک گسسته، انعطاف‌پذیری بیشتری در ساختار درختی دارد. به‌طوری که حتی می‌توان در هر لایه تصمیم گرفت که تجزیه در ضریب‌های تقریب یا در ضریب‌های جزئیات یا در هر دو انجام شود. در تبدیل بستهٔ موجک، ابتدا مجموعه‌ای از توابع بستهٔ موجک یعنی توابع موجک $n$ ام از سطح تجزیه‌ی $j$ با شیفت زمانی $k$ نسبت به مبدأ زمان به‌صورت زیر تعریف می‌شوند [6]:

$$\tau_{j,k}^n(t)=2^{j/2}\tau^n(2^jt-k) \qquad (۱۳)$$

[1] Discrete Wavelet Packet Transform

که در آن، $\tau^n$ با $n$ امین موجک مربوط به پایین‌ترین سطح از جزئیات زمانی برابر است. نخستین دو تابع بستهٔ موجک به‌عنوان توابع مقیاس $\phi(t)$ و موجک $\psi(t)$ به‌صورت زیر هستند [6]:

$$\tau^0(t)=\phi(t) \quad (۱۴)$$

$$\tau^1(t)=\psi(t) \quad (۱۵)$$

توابع بستهٔ موجک برای $n=2,3,...$ توسط روابط بازگشتی زیر تعریف می‌شوند [6].

$$\tau^{2n}(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)\sqrt{2}\,\tau^n(2t-k) \quad (۱۶)$$

$$\tau^{2n+1}(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} g(k)\sqrt{2}\,\tau^n(2t-k) \quad (۱۷)$$

رابطهٔ (۱۶) بیان می‌کند که توابع موجک با شمارهٔ زوج ($\tau^{2n}(t)$) از هر لایهٔ مقیاس، ترکیب خطی وزن‌یافته‌ای از توابع موجک فشرده‌تر و با جزئیات زمانی بیشتر از لایهٔ مقیاس بالاتر ($\sqrt{2}\,\tau^n(2t)$) هستند. در این رابطه، $h(k)$ ضریب‌های این ترکیب خطی را نشان می‌دهد. به همین ترتیب، بر اساس رابطهٔ (۱۷)، توابع موجک با شمارهٔ فرد ($\tau^{2n+1}(t)$) از هر لایهٔ مقیاس، ترکیب خطی وزن‌یافته‌ای از توابع موجک لایهٔ مقیاس بالاتر ($\sqrt{2}\,\tau^n(2t)$) هستند، که $g(k)$ ضریب‌های این ترکیب خطی هستند. هر سیگنال به مؤلفه‌های بستهٔ موجک به‌صورت زیر تجزیه می شود [6]:

$$f(t)=\sum_{n\subset Z}\sum_{j\subset Z}\sum_{k\subset Z} c_j^n(k)\,\tau_{j,k}^n(t) \quad (۱۸)$$

که در آن، $c_j^n(k)$ها ضریب‌های موجک $n$ام از سطح $j$ام بوده و از معادلهٔ (۱۹) به‌دست می‌آیند [6]:

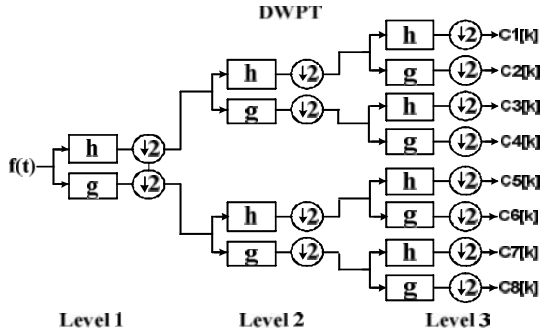
$$c_j^n(k)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\,\tau_{j,k}^n(t)\,dt \quad (۱۹)$$

معادله‌های (۲۰) و (۲۱) برای ضریب‌های بستهٔ موجک برقرار هستند [6]:

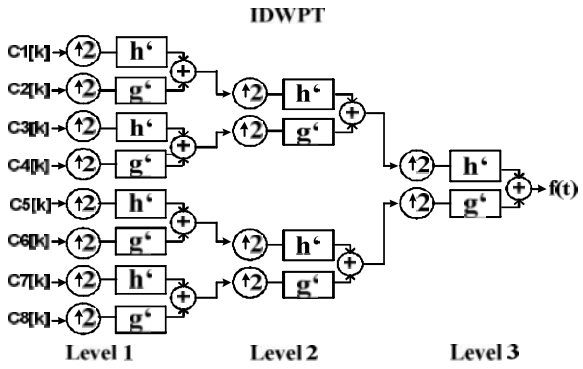
$$c_j^{2n}(k)=\sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m-2k)\,c_{j+1}^n(m) \quad (۲۰)$$

$$c_j^{2n+1}(k)=\sum_{m=-\infty}^{\infty} g(m-2k)\,c_{j-1}^n(m) \quad (۲۱)$$

که در آن‌ها، $c_{j+1}^n(k)$ ضریب‌های موجک $n$ام از سطح جزئیات $j+1$ ام هستند. مالات نشان داد که رابطهٔ (۱۹) معادل فیلترکردن ضریب‌های لایهٔ مقیاس بالاتر توسط فیلتر پایین‌گذر $h(k)$ است که پس از نمونه‌برداری از آن، منجر به ضریب‌های زوج از لایهٔ مقیاس مجاور پایین می‌شود. همچنین براساس رابطهٔ (۲۰)، ضریب‌های لایهٔ مقیاس بالاتر توسط فیلتر بالاگذر $g(k)$ و سپس نمونه‌برداری از آن با ضریب دو، به ضریب‌های فرد از لایهٔ مجاور پایین تبدیل می‌شوند. این عمل را فرآیند تجزیه ضریب‌های بستهٔ موجک می‌نامند. همچنین برای رسیدن به ضریب‌های موجک لایهٔ مقیاس بالاتر توسط ضریب‌های موجک لایهٔ مقیاس پایین‌تر، کافی است ابتدا آن‌ها با ضریب دو فرانمونه‌برداری شوند؛ سپس آن‌ها یک بار از فیلتر بالاگذر $g'(k)$ و یک بار از فیلتر پایین‌گذر $h'(k)$ عبور داده و حاصل دو شاخه با هم جمع می‌شوند. به این عمل، فرآیند ترکیب یا بازسازی ضریب‌های بستهٔ موجک می‌گویند. بنابراین، ضریب‌های یک بانک فیلتر بستهٔ موجک توسط الگوریتم مالات محاسبه می‌شوند. در این حالت به‌ترتیب تکرارهای تجزیه و بازسازی دو بانک فیلتر آینه‌ای تربیعی (QMF[1]) انجام می‌شود. شکل‌های (۴) و (۵)، پیاده‌سازی DWPT وIDWPT را توسط بانک فیلتر آینه‌ای تربیعی نشان می‌دهند [6].




**(شکل-۴): پیاده‌سازی DWPT توسط بانک فیلتر QMF**
**(Figure-4): DWPT implementation with QMF filter bank**




**(شکل-۵): پیاده‌سازی IDWPT توسط بانک فیلترQMF**
**(Figure-5): IDWPT implementation with QMF filter bank**

## ۳-۳- تئوری موجک متعامد

در تئوری موجک متعامد، برای تعیین ضریب‌های فیلترها به‌طور یکتا، لازم است که $\phi(t)$ نرمالیزه باشد، یعنی:

[1] Quadrature Mirror Filter Bank

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\phi(t)dt = 1 \qquad (۲۲)$$

در نتیجه داریم:

$$\sum_{k=0}^{N-1} h(k) = \sqrt{2} \qquad (۲۳)$$

همچنین باید تأخیرهای تابع $\phi(t)$ نیز با هم متعامد باشند. یعنی:

$$\sum_{k=0}^{N-1} h^2(k) = 1 \qquad (۲۴)$$ رابطهٔ مربع نرمالیزه‌شده

رابطهٔ تعامد انتقال دوگانه

$$\sum_{k=0}^{N-1} h(k)h(k-2l) = 0, \quad for \quad l \neq 0 \qquad (۲۵)$$

علاوه‌براین لازم است که توابع $\phi(t)$ و $\psi(t)$ نیز متعامد باشند؛ یعنی باید رابطهٔ (۲۵) در بانک فیلترها برقرار باشد. این رابطه را شرط بازسازی کامل بانک فیلترها می‌نامند [25].

$$g(k) = (-1)^{N-k-1}h(N-1-k) = (-1)^k h(N-1-k) \qquad (۲۶)$$

شرط دیگر در طراحی موجک متعامد، شرط همواری است. براساس این شرط اگر بخواهیم یک چندجمله‌ای $t^p$ به‌طور دقیق از تابع $\phi(t)$ بازسازی شود، یعنی داشته باشیم [25]:

$$t^p = \sum_k d_{k,p}\phi(t-k) \qquad (۲۷)$$

باید شرط زیر برقرار باشد.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} t^p\psi(t)dt = 0 \qquad (۲۸)$$

بنابراین خواهیم داشت [25]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\psi(t)dt = 0 \qquad P = 0 \qquad (۲۹)$$

$$\sum_k (-1)^k k^p h(k) = 0 \qquad P > 0 \qquad (۳۰)$$

## ۴- مدولاسیون و دمدولاسیون OFDM مبتنی بر WPM

فرستنده و گیرندهٔ بستهٔ موجک در شکل (۶) نشان داده شده است. مدولاسیون WPM با استفاده از تبدیل معکوس بستهٔ موجک (IWPT[1]) در فرستنده و تبدیل مستقیم WPT در گیرنده به جای IFFT و FFT در سامانه FFT-OFDM پیاده‌سازی می‌شود. با استفاده از تحلیل چنددقتی در تئوری موجک می‌توان توابع موجک و توابع مقیاس را به‌ترتیب توسط فیلترهای بالاگذر و پایین‌گذر با ضریب‌های $g[m]$ و $h[m]$ ارائه داد [26]. بنابراین WPM می‌تواند به آسانی توسط فیلترهای زمان گسسته پیاده‌سازی شود. مطابق شکل (۶)، در فرستندهٔ WPT-OFDM سیگنال ورودی ابتدا از متوالی به موازی تبدیل و سپس به منظومه اعمال می‌شود؛ آن‌گاه مطابق شکل (۵)، هر تکرار از IWPT دو سیگنال را با ضریب دو فرانمونه‌برداری کرده و یکی را با HPF[2] و دیگری را با LPF[3] فیلتر می‌کند؛ سپس خروجی‌های شاخه‌های HPF و LPF با هم جمع می‌شوند.

مدولاسیون WPM به‌صورت رابطه (۳۱) تعریف می‌شود [2]،[27]-[29]:

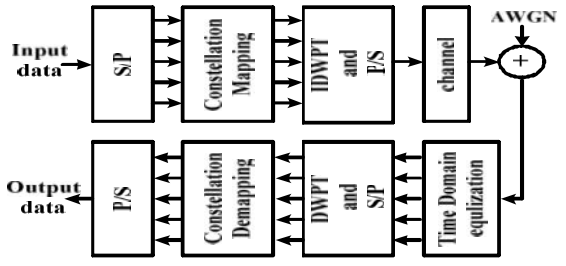
$$S_{WPM}(m) = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{\infty} a_n(k)\,\gamma^n_{k_{SYN}}(m-kN) \qquad (۳۱)$$

که در آن، $a_n(k)$ سمبل‌های مختلط مربوط به جریان موازی $n$ام بوده و $N$ تعداد زیرحامل‌ها را نشان می‌دهند. گیرندهٔ WPT به‌گونه‌ای طراحی می‌شود که در یک تکرار از WPT خروجی سیگنال توسط HPF و LPF فیلتر شده، سپس با ضریب دو زیرنمونه‌برداری می‌شود، به‌طوری که معیار نایکوئیست برقرار باشد. این الگوریتم به‌صورت روابط (۳۲) و (۳۳) بیان می‌شود [2]،[27]-[29]:

$$y^{2n}_{j-1}[k] = \sqrt{2}\sum_m h[m]\,y^n_j[k-2m] \qquad (۳۲)$$

$$y^{2n+1}_{j-1}[m] = \sqrt{2}\sum_m g[m]\,y^n_j[k-2m] \qquad (۳۳)$$

در WPT-OFDM نیازی به هم‌زمان‌سازی زمان و فرکانس نیست؛ اما شرایط بازسازی کامل و تعامد مبناها در این مدولاسیون نیاز است [30]-[31]. تبدیل WPT مبناهایی را ایجاد می‌کند که ویژگی‌های تعامد، همواری، انعطاف‌پذیری و محلی‌بودن موجک‌های مولد را حفظ می‌کنند.




**(شکل-۶): ساختار فرستنده و گیرنده در سامانه WPT-OFDM**

**(Figure-6): WPT-OFDM system Transciver**

به‌دلیل ویژگی محلی‌بودن موجک‌ها و عدم نیاز به استفاده از تابع پنجره‌ی مستطیلی، این روش نسبت به FFT-OFDM شکل طیفی بهتری را ایجاد می‌کند و گلبرگ‌های

[1] Inverse Wavelete packet transform

[2] High Pass Filter

[3] Low Pass Filter

کناری بسیار پایین‌تری را ارائه می‌دهد. درنتیجه ISI، ICI، NBI و تلفات انتشار چندمسیره را کاهش می‌دهد [1]،[8]،[11]،[15]،[32]. بنابراین WPM به‌عنوان یک روش مؤثر با ویژگی‌هایی مانند سازگاری، انعطاف‌پذیری و مشخصه‌های بهبودیافته در مقایسه با OFDM شناخته شده است. همچنین به‌دلیل هم‌پوشانی زمانی موجک‌ها، انرژی یک نوفه ضربه‌ای بر چندین بیت پراکنده شده است. بنابراین یک نوفه ضربه‌ای متوسط که برای ایجاد خطا در یک بیت از ارسال TDM[1] به اندازهٔ کافی قوی است، در WPM به‌قدری تضعیف می‌شود که خطایی رخ ندهد. درضمن سامانه‌های مبتنی بر موجک می‌توانند بدون افزودن CP استفاده شوند. همچنین با استفاده از همسان‌ساز مناسب حوزهٔ زمان در برابر کانال‌های چندمسیره عملکرد مناسبی دارند. به همین دلیل، این طرح از نقطه نظر پهنای باند و ساختار طیف فرکانسی نسبت به FFT-OFDM روش کارآمدتری محسوب می‌شود[8]،[15]،[33]-[35].

## ۵- شبیه‌سازی

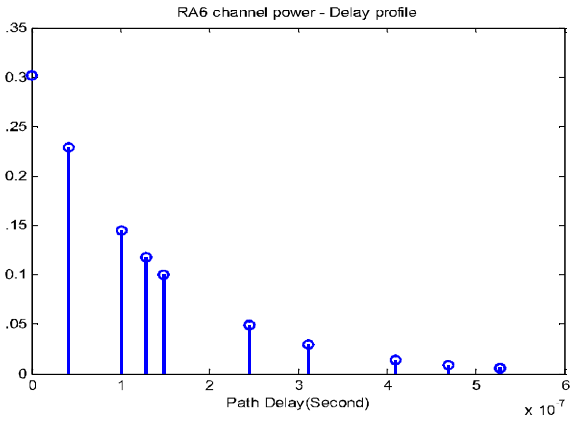
در این پژوهش دو طرح مدولاسیون چندحاملی FFT-OFDM و WPT-OFDM در یک سامانه LTE بر روی کانال‌های متداول RA6 و TU6 توسط نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. همان‌طور که درقبل اشاره شد، این دو کانال استاندارد 3GPP به‌عنوان کانال‌هایی برای سنجش عملکرد مخابرات بی‌سیم هستند. اهمیت این کانال‌ها به‌نحوی است که ارزیابی میزان مصونیت سیگنال ارسالی در سامانه‌هایی نظیر مخابرات سیار نسل سوم و چهارم توسط چنین کانال‌هایی انجام می‌شود. عملکرد دو سامانه مدولاسیون، توسط معیار BER برحسب SNR(dB) اندازه‌گیری شده است. در این پژوهش، خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5، Coiflet5 و منظومهٔ QPSK، 16-QAM، 64-QAM برای مقایسهٔ عملکرد موجک‌ها با FFT در نظر گرفته شده‌اند. جدول (۱) پارامترهای شبیه‌سازی را نشان می‌دهد که براساس استاندارد 3GPP مقداردهی شده‌اند.

نمودار توان-تأخیر مسیرهای دو کانال و همچنین نمونهٔ پاسخ ضربهٔ لحظه‌ای کانال‌ها در شکل‌های (۷) تا (۱۰) نشان داده شده است. با توجه به مشخصه‌های توان-تأخیر کانال مشاهده می‌شود که میزان گسترهٔ تأخیر کانال‌های TU6 و RA6 به‌ترتیب برابر $2*10^{-6}$ و $5*10^{-7}$ ثانیه با تعداد شش مؤلفهٔ غالب است. همچنین زمان نمونه‌برداری به‌نحوی انتخاب شده که طول پاسخ ضربهٔ کانال‌های TU6 و RA6 به‌ترتیب برابر با چهل و پانزده باشد. این طول پاسخ ضربه مشخص‌کنندهٔ کمینه طول CP مورد نیاز برای استفاده در FFT-OFDM (برای داشتن ISI صفر ) است. به همین دلیل از طول CP ۶۴ استفاده شده که معادل 1/16 =(64/1024) کل پهنای باند در دسترس است که میزان قابل توجهی است. همچنین با توجه به فرکانس داپلر ۸۴ هرتز، زمان هم‌دوسی کانال $T_c=1/f_d=0.012$ ثانیه به‌دست می‌آید که با توجه به زمان نمونه‌برداری انتخاب شده، محوشدگی کندی را ایجاد می‌کند.

**(جدول-۱): پارامترهای شبیه‌سازی**

**(Table-1) Simulation parameters**

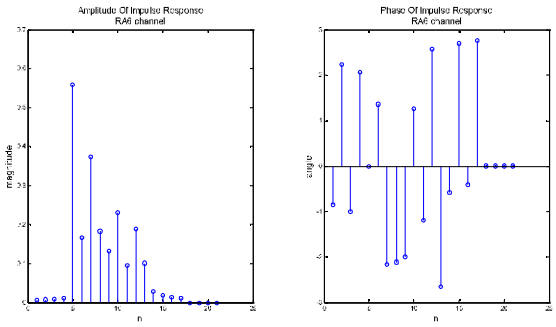
| پارامتر | FFT-OFDM | WPT-OFDM |
|---|---|---|
| زمان نمونه‌برداری (ثانیه) | $Ts= 6.5104*10^{-8}$ | $Ts=6.5104*10^{-8}$ |
| نگاشت منظومه | QPSK<br>16-QAM<br>64-QAM | QPSK<br>16-QAM<br>64-QAM |
| تعداد زیرحامل‌ها | 1024 | 1024 |
| تعداد CP | 64 | – |
| اندازه‌ی FFT | 1024 | – |
| تعداد سطوح بست Z موجک | – | 10 |
| خانواده‌های موجک | – | Haar,Sym5,<br>Coiflet5<br>Daubechies6 |
| روش هم‌سان‌سازی | FEQ | Overlap FEQ |
| فرکانس داپلر | 84 Hz | 84 Hz |




**(شکل-۷): نمودار توان بر حسب تأخیر کانال RA6**

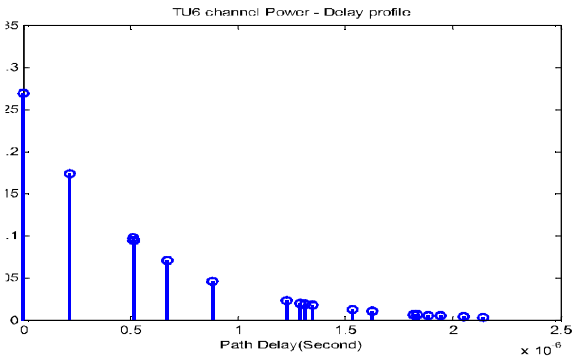
**(Figure-7): Graph of power with respect to delay for RA6 channel**

[1] Time Division Multiplexing



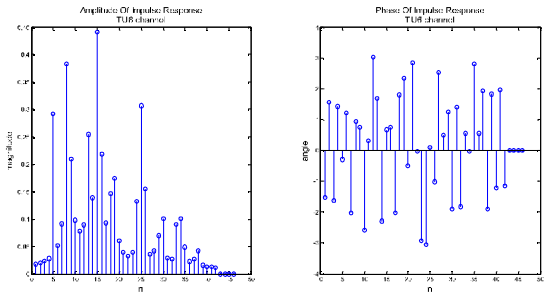

(شکل-۸): نمونهٔ پاسخ ضربهٔ کانال RA6

**(Figure-8): A typical impulse response of RA6 channel**




(شکل-۹): نمودار توان بر حسب تأخیر کانال TU6

**(Figure-9): Graph of power with respect to delay for TU6 channel**




(شکل-۱۰): نمونهٔ پاسخ ضربهٔ لحظه‌ای کانال TU6

**(Figure-10): A typical impulse response of TU6 channel**

پروفایل دو کانال مورد استفاده در این پژوهش در جدول (۲) ارائه شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود این دو کانال برای سامانه‌های پخش دیجیتال (DVB[1]) استفاده می‌شوند. در جداول (۳) و (۴) مشخصات این کانال‌ها با توجه به تعداد تپ آنها آورده شده است. [38]-[36].

(جدول-۲): پروفایل دو کانال انتقال متداول DVB-T/H

**(Table-2): DVB T/H channel transmison profile**

| کانال | مشخصات | مسیر | کاربرد |
|---|---|---|---|
| TU6 | کانال رایلی ناحیه شهری با سرعت ۵۰km/h | رایلی۶ | موبایل |
| RA6 | کانال رایسی ناحیه روستایی با سرعت ۱۲۰km/h | رایسی۱ و رایلی۵ | موبایل |

[1] Digital vidco broadcast

(جدول-۳): مدل کانال RA6

**(Table-3): RA6 channel model**

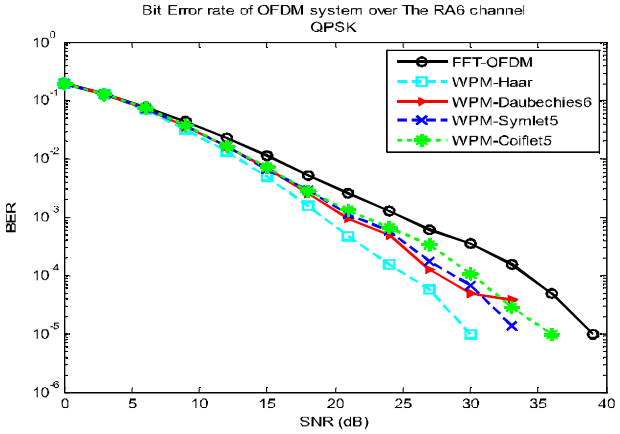
| تعداد تپ | تأخیر (µs) | توان (dB) |
|---|---|---|
| ۱ | ۰ | ۰ |
| ۲ | ۰/۱ | -۴ |
| ۳ | ۰/۲ | -۸ |
| ۴ | ۰/۳ | -۱۲ |
| ۵ | ۰/۴ | -۱۶ |
| ۶ | ۰/۵ | -۲۰ |

(جدول-۴): مدل کانال TU6

**(Table-4): TU6 channel model**

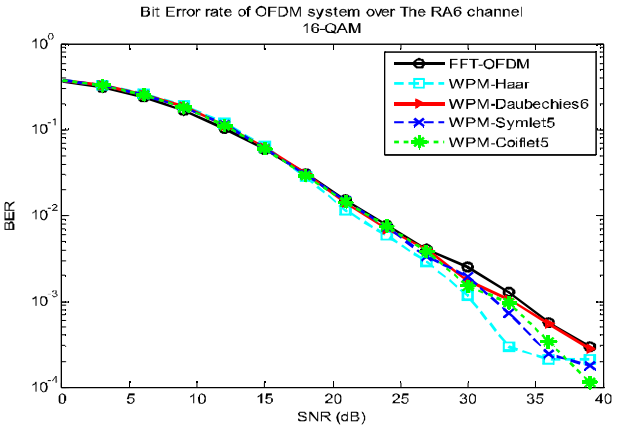
| تعداد تپ | تأخیر (µs) | توان (dB) |
|---|---|---|
| ۱ | ۰ | -۳ |
| ۲ | ۰/۲ | ۰ |
| ۳ | ۰/۵ | -۲ |
| ۴ | ۱/۶ | -۶ |
| ۵ | ۲/۳ | -۸ |
| ۶ | ۵ | -۱۰ |

شکل‌های (۱۱) تا (۱۳) عملکرد دو طرح مدولاسیون OFDM و WPT-OFDM در حالات مختلف را به‌ازای کانال RA6 نشان می‌دهند. به‌منظور وضوح بیشتر، نتایج این شبیه‌سازی در سه مرحله انجام شده است. در هر مرحله کلیه خانواده‌های موجک به‌ترتیب با یکی از منظومه‌های QPSK، 16-QAM و 64-QAM برحسب BER مقایسه شده است. با توجه به شکل (۱۱) ملاحظه می‌شود که در کانال RA6 برای منظومهٔ QPSK کلیهٔ خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 نسبت به FFT عملکرد بهتری دارند. در شکل (۱۲) عملکرد این تبدیل‌ها به‌ازای منظومه 16-QAM نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود، برای این منظومه کلیهٔ خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 نسبت به FFT عملکرد بهتری دارند. عملکرد منظومهٔ 64-QAM با خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 در شکل (۱۳) مقایسه داده شده است. ملاحظه می‌شود که در این حالت عملکرد منظومه‌ها خیلی به یکدیگر نزدیک هستند و از بین موجک‌های مختلف بهترین موجک Haar بوده که با اختلاف ناچیز و قابل اغماض نسبت به FFT عمل کرده است. از طرف دیگر با مقایسه این سه شکل ملاحظه می‌شود که در حالت مدولاسیون QPSK نه‌تنها مقدار BER نسبت به حالت متناظر در بقیه حالات کمتر است، بلکه در بین آنها تبدیل Haar بهترین عملکرد را نسبت به بقیه تبدیل‌ها دارد.



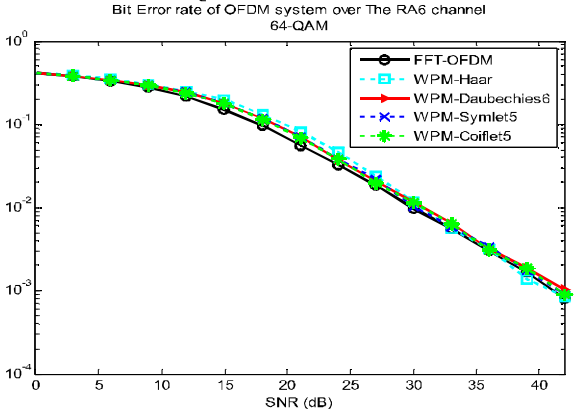

(شکل-۱۱): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ QPSK از کانال RA6

(Figure-11): BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with QPSK constellation for RA6 channel




(شکل-۱۲): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ 16-QAM از کانال RA6

(Figure-12): BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with 16-QAM constellation for RA6 channel




(شکل-۱۳): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ 64-QAM از کانال RA6

(Figure-13); BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with 64-QAM constellation for RA6 channel

برای جزئیات بیشتر، SNR مورد نیاز در منظومه‌های مختلف در کانال RA6 به‌ازای $BER=10^{-3}$ در جدول (۵) ارائه شده است. بر این اساس، در کانال RA6، برای نگاشت QPSK و 16-QAM عملکرد تمام موجک‌ها بهتر از FFT است. در این حالت بهترین عملکرد مربوط به موجک Haar با بهبودSNR به میزان 5.705 dB و 3.571 dB به‌ترتیب برای QPSK و 16-QAM نسبت به FFT-OFDM است. در مورد نگاشت 64-QAM، FFT با اختلاف کمی از موجک‌ها بهتر عمل کرده است. ملاحظه می‌شود که عملکرد موجک Haar تنها 0.029 dB بدتر از عملکرد FFT-OFDM بوده است که مقدار کمی است و می‌توان از آن صرف نظر کرد.

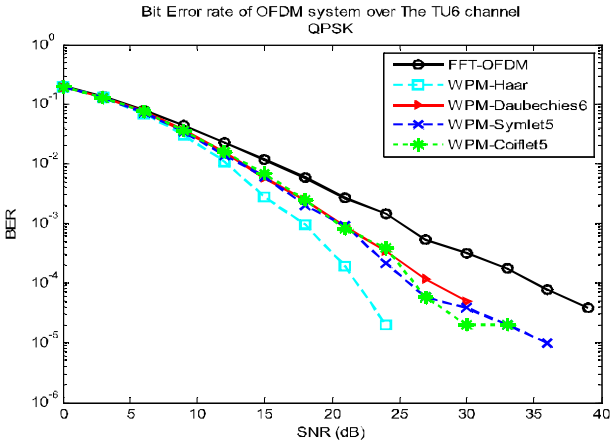
(جدول-۵): SNR مورد نیاز برای $BER=10^{-3}$ در کانال RA6

(Table-5): Requiered SNR for $BER=10^{-3}$ in RA6 channel

| نگاشت منظومه | SNR (dB) | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | FFT-OFDM | WPM | | | |
| | | Haar | Sym5 | Daub6 | Coif5 |
| QPSK | 25.29 | 19.59 | 21.57 | 20.96 | 22.39 |
| 16-QAM | 34.23 | 30.66 | 32.31 | 33 | 32.77 |
| 64-QAM | 41.17 | 41.19 | 41.67 | 42 | 41.67 |

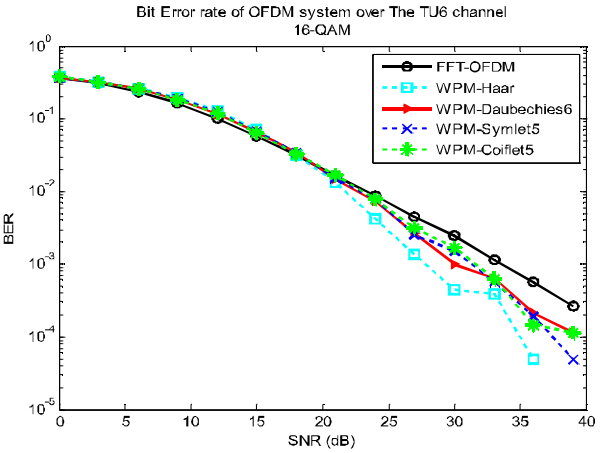
شکل‌های (۱۴) تا (۱۶) عملکرد دو طرح مدولاسیون OFDM و WPT-OFDM در حالات مختلف را به‌ازای کانال TU6 نشان می‌دهند. به‌منظور وضوح بیشتر، نتایج این شبیه‌سازی در سه مرحله انجام شده است. در هر مرحله کلیه خانواده‌های موجک به‌ترتیب با یکی از منظومه‌های QPSK، 16-QAM و 64-QAM برحسب BER مقایسه شده است. با توجه به شکل‌های (۱۴) و (۱۵) ملاحظه می‌شود که به‌ترتیب برای منظومه‌های QPSK و 16-QAM در کانال TU6، کلیهٔ خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 نسبت به FFT عملکرد بهتری دارند. عملکرد خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 در شکل (۱۶) مقایسه شده است. در این شکل ملاحظه می‌شود که نمودارها اختلاف جزئی نسبت به هم دارند و از بین موجک‌های مختلف بهترین موجک Haar بوده که با اختلاف ناچیز و قابل اغماض نسبت به FFT عمل کرده است.

در این حالت نیز برای جزئیات بیشتر، SNR مورد نیاز در منظومه‌های مختلف برای کانال TU6 برای رسیدن به $BER=10^{-3}$ در جدول (۶) ارائه شده است. مطابق جدول (۶)، در کانال TU6 برای تمام نگاشت‌ها، کلیهٔ موجک‌ها بهتر از FFT عمل کرده‌اند، ولی در بین آن‌ها موجک Haar بهترین عملکرد را دارد.



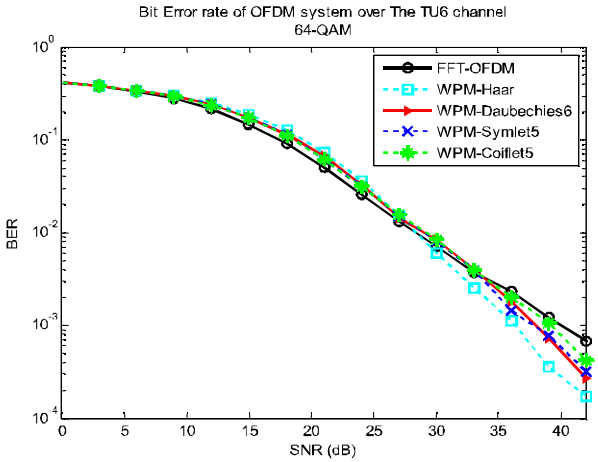

**(شکل-۱۴): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ QPSK در کانال TU6**

**(Figure-14): BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with QPSK constellation for TU6 channel**




**(شکل-۱۵): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ 16-QAM در کانال TU6**

**(Figure-15): BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with 16-QAM constellation for TU6 channel**




**(شکل-۱۶): عملکرد BER سامانه‌های مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با نگاشت منظومهٔ 64-QAM در کانال RA6**

**(Figure-16): BER performance for FFT-OFDM and WPT-OFDM with 64-QAM constellation for RA6 channel**

این به این معنی است که برای نگاشت‌های QPSK، 16-QAM و 64-QAM به‌ترتیب به 7.477 dB، 5.702 dB و 3.757 dB بهبود در SNR مورد نیاز برای نیل به $BER=10^{-3}$ حاصل شده است.

**(جدول-۶): SNR موردنیاز برای $BER=10^{-3}$ در کانال TU6**

**(Table-6): Requiered SNR for $BER=10^{-3}$ in TU6 channel**

| نگاشت منظومه | SNR (dB) | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | FFT-OFDM | WPM | | | |
| | | Haar | Sym5 | Daub6 | Coif5 |
| QPSK | 25.4 | 17.93 | 20.74 | 20.81 | 20.64 |
| 16-QAM | 33.95 | 28.24 | 31.61 | 30 | 32.05 |
| 64-QAM | 40.161 | 36.40 | 38.11 | 38.28 | 39.44 |

با توجه به شکل‌های (۱۱) تا (۱۶) ملاحظه می‌شود که به‌ازای هر دو کانال، حالت مدولاسیون QPSK نه‌تنها مقدار BER کمتری نسبت به حالت متناظر در بقیه حالات دارد، بلکه در بین این تبدیل‌ها، تبدیل Haar بهترین عملکرد را نسبت به بقیه تبدیل‌ها برای هر دو کانال دارد.

در یک مقایسه کلی، با مقایسه شکل‌های (۱۱) تا (۱۳) با شکل‌های متناظر (۱۴) تا (۱۶) ملاحظه می‌شود عملکرد این تبدیل‌ها در کانال TU6 نسبت به کانال RA6 بهتر است؛ درنهایت می‌توان نتیجه گرفت که مدولاسیون WPT-OFDM نه‌تنها به پهنای باند کمتری برای ارسال موازی داده‌ها نیاز دارد، بلکه با استفاده از هم‌سان‌ساز مناسب حوزهٔ زمان می‌توان به میزان کیفیت BER مطلوب و مقبول در سامانه‌های مخابرات بی‌سیم دست یافت.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، استفاده از تبدیل WPT به‌جای تبدیل FFT به‌منظور ایجاد تعامد بین زیرحامل‌ها در مدولاسیون چندحاملی برای کاربردهای بی‌سیم پیشنهاد شده است. عملکرد استفاده از این دو تبدیل بر حسب BER بر روی کانال‌های متداول در شبکه‌های 3GPP نظیر RA6 و TU6 بررسی شده است. بعد از مطالعه و شبیه‌سازی دو طرح مدولاسیون FFT-OFDM و WPT-OFDM با استفاده از منظومه‌های QPSK، 16-QAM و 64-QAM و همچنین خانواده‌های موجک Haar، Daubechies6، Symlet5 و Coiflet5 ملاحظه شد که در کانال RA6 برای منظومه‌های QPSK و 16-QAM کلیهٔ موجک‌ها عملکرد بهتری نسبت به حالت FFT دارند. در مورد منظومهٔ 64-QAM بهترین موجک Haar بوده که با اختلاف ناچیز و قابل اغماض نسبت

به FFT بد عمل کرده است. همچنین در کانال TU6، کلیهٔ موجک‌ها نسبت به حالت FFT به‌ازای تمام منظومه‌ها عملکرد بهتری داشته‌اند. این مطالعه به‌منظور سنجش عملکرد سامانه‌های چندحاملی مختلف در کانال‌های مختص استاندارد 3GPP انجام شده است؛ لذا پارامترهای شبیه‌سازی با مقادیر تعیین‌شده در این استاندارد عددهی شده‌اند؛ بنابراین می‌توان از تبدیل موجک در فناوری‌های جدید که در آن‌ها گیرنده سیار است، مانند WiMAX و WiFi استفاده کرد.

## 7- References ۷- مراجع


[1] M. N. Mohanty and S. Mishra, "Design of MCM based wireless system using wavelet packet network & its PAPR analysis", *IEEE International Conference of Circuits, Power and Computing Technologies, ICCPCT*, 2013, pp. 821 – 824.

[2] D. Karamehmedovic, M. K. Lakshmanan and H. Nikookar, "Performance of wavelet packet modulation and OFDM in the presence of carrier frequency and phase noise", in *European Conference of Wireless Technology, EuWiT*, 2008, pp.166-169.

[3] R. Asif, A.Hussaini, R. Abd-Alhameed, S. Jones, J. Noras, E. Elkhazmi and J. Rodriguez, "Performance of different wavelet families using DWT and DWPT-Channel equalization using ZF and MMSE", *in IEEE Conference of Design and Test Symposium*, IDT, 2013, pp. 1-6.

[4]F. Khordadpour-Deylamani, S. Ghazi-Maghrebi, "A Comprehensive Comparison and Evaluation of WPT and FFT Orthogonalization schemes in OFDM Multicarrier Transmission", *Majlesi Journal of Multimedia Processing*, PP. 23-27, Vol. 4, December 2015.

[5]S. Buddhacharya and P. Saengudomlert, "Bit loading for wavelet packet modulation using time-domain equalization", Electrical Engineering Congress (iEECON), 2017 International, 2017.

[6] S. Banerjee, Prof. A. Jeyakumar, and V. Nar, "Wavelet packet modulation for mobile communication", *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)* , vol. 3, Issue 2, pp.1016-1022, March -April 2013.

[7] K. Anoh, R. Abd-Alhameed , J. Noras and and S. Jones "Wavelet packet transform modulation for multiple input multiple output applications", *International Journal of Computer Applications*, vol. 63, pp.1-5, February 2013.

[8] H. Taha, and M. F. Salleh, "Performance analysis of QAM-modulation parameters on wavelet packet transform (WPT) and FFT-OFDM system", in *IEEE 9th Malaysia International Conference on Communications*, 2009, pp. 1-5.

[9] V. M.B and M.N.Shanmukha Swamy , "Design & implementation of optimized DMWT architecture for OFDM on FPGA", *Proceedings of the International Conference on Innovations in Electrical and Electronics Engineering, ICIEE 2012*, 2012,pp. 263-267.

[10] A. Lindsey, "Wavelet Packet Modulation for orthogonally transmultiplexed communications," *IEEE Transaction On Signal Processing*, vol. 45, pp. 1336–1339, May 1997.

[11] A. Jamin and P. Mahonen, "Wavelet packet modulation for wireless communications", *Wir-eless Communications & Mobile Computing Journal*, vol. 5, pp. 1-18, MARCH 2005.

[12] F. Farrukh, S. Baig, M. J. Mughal, "Performance comparison of DFT-OFDM and wavelet-OFDM with zero-forcing equalizer for FIR channel equalization", *Proceedings of the International conference of Electrical Engineering (ICEE)* , pp. 1-5, 2007.

[13] X. Yu, X. Zhang and G. Bi, "MMSE equalization for discrete wavelet packet based OFDM", *Proceedings of the IEEE Third International conference of Electrical Engineering (ICEE)* , pp. 1 – 4 , 2009.

[14] A. Khan and S. Baig "Channel equalization for discrete savelet multitone transceiver in wireline channels", *Proceedings of the 9th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST)* , pp. 394 – 398, 2012.

[15] A. Ghaith, R. Hatoum, H. Mrad ,and A. Alaeddine, "Performance analysis of the wavelet-OFDM new scheme in AWGN channel", *Proceeding of the IEEE Conference on Communications and Information Technology (ICCIT)* , pp. 225 – 229, 2013.

[16] S. R. Band, M. S. Dorle, S. S. Dorle, "BER performance of WIMAX system using wavelet packet modulation technique", *Proceeding of the World Conference on Futuristic Trends in Research and Innovation for Social Welfare. WCFTR'16*, 2016 , pp.1-5.

[17] Y. Ben-Ezra, D. Dahan, S. Zarkovsky, and B.I. Lembrikov, "High spectral efficiency (SE) OFDM system based on multi-wavelet packets", *Proceeding of the 17th International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON, 2015, pp.1-4.

[18] Y. MA, K. LIU , AND W. SU, "Simulation and Implementation of Wavelet Packet Multi-Carrier Modulation Technique", *Proceeding of the IEEE Conference on 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2008, PP.1-4.

[19]L. Wang and B. Nowrouzian, " Development of a post-detection equalization technique for multicarrier modulation/demodulation systems", *Proceeding of the IEEE Conference on The 45th Midwest Symposium Circuits and Systems*, MWSCAS, pp. 200- 203 , 2002.

[20]K. Fazel , S. Kaiser, Multi-Carrier , and Spread Spectrum Systems, Wiley Editorial Office , pp. 24-30.

[21]Y. Guo, "Wavelet Packet Transform-based Time of Arrival Estimation Method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Ultra-Wideband Signal", *IET Science, Measurement & Technology Journa*l, pp.344-350 , April 2015.

[22]M. Alimosaymer and R. Mohseni, "Systematic approach in designing wavelet packet modulation-orthogonal frequency division multiplexing radar signal by applying the criterion of least-squares", *IET Signal Process Journals & Magazines*, vol. 8, pp. 475–482, July 2014.

[۲۳] محمدعلی خلیل زاده، حجت دوستدار نوقابی، "ارزیابی خون رسانی به بافت در ناحیه عضلات ذوزنقه با تحلیل موجک سیگنال حجم‌سنجی نوری به‌کمک شبکه عصبی"، نشریه پردازش علائم و داده‌ها، دوره ۱۳ شماره ۲، ص. ۲۵-۳۳، سال ۱۳۹۵.

[24]M. Khalilzade, H. Doustdar Noghabi, "Evaluation of blood flow to tissue in the trapezius muscle region by analyzing the wavelet of optical volumetric signal using the neural network", *Journal of Data and Signal Processing*, Vol. 13, pp. 25-33, 2016.

[۲۵] فروزان فصاحت، پدرام پیوندی، "استخراج پارامتری ساختاری منسوج تاری و پودی با استفاده از روش موجک- فازی و الگوریتم ژنتیک"، نشریه پردازش علائم و داده‌ها، دوره ۱۲، شماره ۴، ص. ۶۷، سال ۱۳۹۴.

[26]F. Fesahat, P. Peivandi, "Parametric and structural extraction of sinew tissue by using wavelet-fuzzy method and genetic algorithm", *Journal of Data and Signal Processing*, Vol. 12, Issue 4, pp. 67, 2016.

[27] L. Polak, T. Kratochvil," Simulation and measurement of the transmission distortions of digital television DVB-T/H part 3: Transmission in fading channels", *Radio engineering*, vol. 19, pp. 703-711, 2010.

[28] W. Saad, N. El-Fishawy, S. El-Rabaie, and M. Shokair, An Efficient Technique for OFDM System Using Discrete Wavelet Transform, vol. 6104. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, pp. 533–541.

[29] S. Cao, Yuan F. Zheng and R.Ewing ,"Wavelet-based radar waveform adaptable for different operation conditions",*IEEE Conf. EuRAD,* European, pp. 149 – 152 ,2013.

[30] W. Jones, "Multi-scale Wavelet Modulation", in System Theory: Proceeding of 26th Southeastern *Symposium IEEE Conference*, pp. 576 – 580, 1994.

[31] G. Strang and T. Q. Nguyen, Wavelet and Filter Banks, 2nd ed., Wellesley-Cambridge Press, 1996, pp. 29-30.

[32] M. K. Lakshmanan and H. Nikookar, "A review of wavelets for digital wireless communication", *Wireless Personal Communication Journal*, vol. 37, pp. 387–420 , May 2006.

[33] V. Mittal, Y. Gautam, R. K. Mallik and S. D. Joshi, "Analysis of wavelet modulation in frequency-selective fading", *IEEE Transactions On Vehicular Technology Journal*, vol. 56, pp. 3818-3826, November 2007.

[34] M. Suma1, S. Narasimhan ,and B. Kanmani1, "Orthogonal frequency division multiplexing peak-toaverage power ratio reduction by best tree selection using coded discrete cosine harmonic wavelet packet transform", *IET Journals & Magazines*, vol. 8, pp. 1875 - 1882, July 2014.

[35] Z. Tong, Y. Wang, Z. Guo , "The PAPR Reduction Techniques based on WPT for CO-OFDM Systems", *Proceeding of the 15thInternational Conference on Optical Communications and Networks*, ICOCN, 2016, pp. 1-3.

[36] J. Zakaria, M. F. M. Salleh, "PAPR reduction scheme: wavelet packetbased PTS with embedded side information data scheme", *IET Communi-cations Journals*, vol. 11, pp. 127-135, December 2016.

[37] European Telecommunications Standards Institute ETSI EN 302 307 V1.1.2., "Digital Video Broadcasting (DVB): Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications", 2006.

[38] S. Kavianirad, A. Rizaner, and H. Amca, "Channel Estimation and Equalization of DVB-T in Fast Fading Multipath Channels", Lecture Notes on Information Theory Vol. 3, No. 2, Dec. 2015.

**سعید قاضی مغربی**. ایشان مهندسی الکترونیک خود را در سال ۱۳۶۸ از دانشگاه شهید باهنر کرمان و کارشناسی ارشد مخابرات را در سال ۱۳۷۴ از دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی و در سال ۱۳۸۸ دکترای تخصصی خود را در مخابرات سیستم از واحد علوم و تحقیقات دانشگاه آزاد اسلامی گرفتند. نامبرده از سال ۱۳۶۸ عضو هیئت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام خمینی (ره) شهرری است. هم‌اکنون ریاست این دانشگاه را برعهده دارند. ایشان در سال ۱۳۹۵ موفق به اخذ رتبه سوم پژوهش‌های کاربردی جشنواره بین‌المللی خوارزمی شدند و تاکنون ترجمه و تالیف پنج کتاب دانشگاهی را انجام داده‌اند و تخصص ایشان در حوزه مخابرات دیجیتال، فیلترهای وفقی و مخابرات طیف گسترده است.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:

**ghazimaghrebi@jdnasir.ac.ir**

**فربیان خردادپور دیلمانی**. ایشان کارشناسی مهندسی برق مخابرات را در سال ۱۳۹۱ از دانشگاه آزاد اسلامی واحد یادگار امام خمینی (ره) شهرری و کارشناسی ارشد مخابرات را در سال ۱۳۹۴ از همان دانشگاه گرفتند. زمینه‌های مورد علاقهٔ وی، پردازش سیگنال، مخابرات دیجیتال و فیلترهای وفقی است.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:

**Farbaian_khordadpoor@yahoo.com**