دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۴- شماره های ۱ و ۲

تابستان و زمستان ۱۳۹۶

صفحه ۲۶ الی ۴۶

ISSN: 2322-3146

http://jnsee.sut.ac.ir

جبران‌سازی تطبیقی عدم توازن IQ در سیستم OFDM با استفاده از ترکیب بروزرسانی انتخاب‌گر داده و انتخاب‌گر ضرایب در حوزه‌ی ویولت

جعفر راثی[1] و بهزاد مظفری تازه‌کند[2]

[1]دانشجوی دکترا، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز، j_rasi@tabrizu.ac.ir

[2]**نویسنده مسئول**، دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تبریز، mozaffary@tabrizu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۲/۱۲/۴ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۸/۲۴)

چکیده

در این مقاله تأثیر توأم عدم توازن IQ فرستنده و گیرنده تحت CP کوتاه و بلند مطالعه شده است. استفاده از CP با طول کوتاه اگر چه باعث افزایش نرخ ارسال اطلاعات یا سمبل‌ها خواهد شد ولی از طرفی تداخل بین سمبل‌های OFDM را افزایش می‌دهد. از طرفی وجود عدم توازن IQ در فرستنده و گیرنده خود باعث ایجاد اعوجاج در سیگنال دریافتی شده که این نیز به نوبه‌ی خود نرخ خطای بیت را به مراتب افزایش خواهد داد. برای جبران خرابی ناشی از کانال و عوامل ذکر شده استفاده از فیلترهای تطبیقی مبتنی بر ساختار PTEQ امری ضروری است. ولی با توجه به توپولوژی این ساختار، میزان محاسبات، پردازش‌های مربوطه حتی با بکارگیری ساده‌ترین الگوریتم تطبیقی نیز زیاد می‌باشد. در این مقاله به‌منظور کاهش محاسبات ابتدا الگوریتم تطبیقی مبتنی بر به‌روزرسانی انتخاب‌گر ضرایب (SCU) در این سیستم ارائه می‌شود. علیرغم تأثیر اندکی که این الگوریتم در کاهش سرعت همگرایی دارد در فاز دوم روش پیشنهادی برای افزایش سرعت همگرایی، از تبدیل ویولت بسته‌ای در این ساختار استفاده می‌شود. سپس از روش به‌روزرسانی انتخاب‌گر ضرایب بر مبنای میزان آنتروپی موجود در بسته‌های ویولت، استفاده خواهد شد. در این روش نه تنها میزان محاسبات تا حد زیادی کاهش می‌یابد بلکه عملکرد سیستم جبران‌ساز ارائه شده از لحاظ نرخ خطای بیت تا حدی بهبود می‌یابد. در فاز سوم الگوریتم پیشنهادی، استفاده از روش انتخاب‌گر داده (DSU) برای افزایش هر چه بیشتر سرعت همگرایی و کاهش میزان متوسط محاسبات در کنار روش SCU پیشنهاد می‌شود. استفاده‌ی هم‌زمان از دو روش مذکور در حوزه‌ی ویولت بسته‌ای برای جبران‌سازی اثرات کانال و عدم توازن IQ، مناسب خواهد بود و نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده‌ی عملکرد بهتر روش پیشنهادی می‌باشد.

واژه های کلیدی

تبدیل ویولت بسته‌ای،

به‌روزرسانی ضرایب انتخابی،

روش انتخاب‌گر داده،

عدم توازن IQ،

ساختار PTEQ،

فیلترینگ Set-Membership.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

Sahand University of Technology

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol.4, No.1 and 2,

Summer and Winter 1396

ISSN: 2322 – 3146

http://jnsee.sut.ac.ir

Adaptive Wavelet Domain Compensation of OFDM IQ Imbalance Using Combined Data Selective and Selective Coefficient Updating

Jafar Rasi[1] and Behzad Mozaffari Tazehkand[2]

[1] Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, j_rasi@tabrizu.ac.ir

[2] **Corresponding Author,** Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, mozaffary@tabrizu.ac.ir

Keywords

Wavelet packet transform (WPT),

Selective coefficient updating,

Data selective updating,

In-phase/quadrature (IQ) imbalance,

Per-tone equalization (PTEQ),

Set-membership filtering.

ABSTRACT

In this paper, joint effect of transmitter and receiver IQ imbalance under insufficient and sufficient cyclic prefix (CP) is studied. The case of insufficient CP length results in inter-block-interference (IBI) between the OFDM symbols. For compensation of this effect and other impairments, simultaneously, per-tone equalization (PTEQ) structure implementation is necessary. Regarding to the topology of this structure and required high length filters, the system computations will be very high, even using simplest adaptive algorithms. In this paper, firstly wavelet packet transform (WPT) is applied to branches of PTEQ structure to increase the convergence speed of adaptive algorithms. Then it is proposed to use the selective coefficient update (SCU) based on packets entropy on each branch of this structure to decrease the computations. In this way, not only the large amount of calculations will be eliminated but also systems operation will not be affected. Also, to further increase of convergence speed and computation reduction, using the data selective update (DSU) along with SCU is proposed. This kind of filtering (DSU) increases the algorithms convergence speed because of using adaptive noise dependent step size. Simultaneous using of two DSU and SCU methods besides the expedition and denoising characteristics of WPT makes suitable the proposed algorithm for using in real time systems. Simulation results show that this algorithm not only causes considerably reduction on the amount of calculations, but also does not affect the normal operation of algorithm. In addition, it is capable to compensate the joint channel and IQ imbalance distortions.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

۱- مقدمه

امروزه استفاده از گیرنده و فرستنده‌ی تبدیل مستقیم (DCR[1]) مبتنی بر سیستم‌های OFDM، نسبت به طرح سوپرهترودایِن مرسوم مورد توجه بیشتری قرار گرفته است. دلیل این توجه هزینه‌ی پایین ساخت، اندازه‌ی مدار و توان مصرفی آنها می‌باشد [۱]. ولی استفاده از این طرح عدم توازن IQ[2] را افزایش می‌دهد. در DCR های باند پهن دو نوع عدم توازن IQ وجود دارد که عبارتند از: ۱) عدم توازن مستقل از فرکانس و ۲) عدم توازن فرکانس‌گزین [۲]. وجود عدم توازن IQ در فرستنده و گیرنده کیفیت سیگنال دریافتی را خیلی کاهش داده و نرخ خطای بیت را افزایش می‌دهد. البته استفاده از طرح سوپرهترودایِن می‌تواند این اثرات را کاهش دهد ولی هزینه‌ی ساخت بالایی را به سیستم تحمیل می‌کند. برای کاهش هزینه‌ی ساخت از طرح ساده‌ی DCR استفاده می‌شود و می‌توان اثرات خرابی ناشی از این طرح را در حوزه‌ی دیجیتال، با بکارگیری تکنیک‌های جبران‌ساز به حداقل رساند. در [۳]، عدم توازن IQ مستقل از فرکانس در شرایط CP[3] بلند و در حضور آفست فرکانسی حامل، مورد بررسی قرار گرفته و با استفاده از الگوریتم تطبیقی LMS روشی برای جبران‌سازی ارائه شده است.

در [۴]، تأثیر عدم توازن IQ در گیرنده‌های OFDM مورد بررسی قرار گرفته است و برای هر دو حوزه ی زمان و فرکانس روشی برای جبران‌سازی بر مبنای پایلوت مطرح شده است. در [۵ و۶] روش پیشنهادی در [۴] به حالتی که IQ فرستنده نیز علاوه بر گیرنده در نظر گرفته می‌شود بسط داده شده است. در [۷] راه‌حلی برای جبران‌سازی عدم توازن IQ با استفاده از خواص آماری سیگنال توسعه داده شده است. در [۸]، یک طرح جبران‌سازی IQ فرستنده و گیرنده ارائه شده است که از LS بهبود یافته استفاده می‌کند. در LS بهبود یافته ابتدا خواص حوزه زمان کانال استخراج شده است. بنابراین با داده‌های آموزشی کمتری می‌تواند عملکرد مشابه به LS معمول را داشته باشد. در [۹]، یک روش کور مبتنی بر معیار کورتسیس برای جبران‌سازی IQ وابسته به فرکانس ارائه شده است. در این روش کمینه‌سازی تابع ارزشی مبتنی بر معیار کورتسیس، پارامترهای عدم توازن IQ را نتیجه خواهد داد.

در [۱۰]، یک روش جبران‌سازی با ترکیب متعادل‌ساز مبتنی بر تکنیک حذف گوسی (GE[4]) در حوزه‌ی فرکانس و یک تکنیک تخمین کانال مبتنی بر GE در حوزه‌ی زمان ارائه شده است. این روش در مقایسه با روش‌های مرسوم جبران‌سازی حداقل مربعات (LS) و حداقل میانگین مربعات (LMS)، به ازای نرخ خطای یکسان به داده‌های آموزشی کمتری نیاز دارد. در [۱۱ و۱۲]، حالتی در نظر گرفته شده است که در آن طول CP از طول موثر کانال (مجموع طول خود کانال و کانال‌های عدم توازن فرستنده و گیرنده) کمتر می‌باشد. این حالت باعث ایجاد تداخل بین سمبلی در سیستم OFDM می‌شود. لذا برای این منظور از یک جبران‌ساز در حوزه‌ی فرکانس مبتنی بر ساختار PTEQ[5] استفاده شده است.

در این مقاله چون CP با طول کوتاه مورد توجه قرار می‌گیرد لذا از الگوریتم‌های مبتنی بر ساختار PTEQ استفاده خواهد شد. با توجه به طول فیلترهای لازم و تعداد زیر حامل‌ها، بکارگیری هر الگوریتم تطبیقی در این ساختار محاسبات زیادی را برای همگرایی لازم خواهد داشت. لذا بهینه‌سازی محاسباتی الگوریتم‌های بکارگیری شده با حفظ سرعت همگرایی لازم و خطای حالت

[1] Direct-Conversion Receiver
[2] In-phase/quadrature-phase
[3] Cyclic Prefix
[4] Gaussian Elimination
[5] Per-tone Equalization

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

ماندگار مورد نیاز، ضروری به نظر می‌رسد. در این مقاله، ابتدا یک الگوریتم بهینه شده از لحاظ محاسباتی بر مبنای تکنیک SCU[1] ارائه می‌شود. سپس به‌ترتیب با وارد کردن تبدیل ویولت بسته‌ای و استفاده از روش DSU[2]، الگوریتم ارائه شده نتایج بهتری را تولید می‌کند. همچنین در الگوریتم‌های ارائه شده هر دو نوع عدم توازن IQ مستقل از فرکانس و IQ فرکانس گزین در هر دو طرف فرستنده و گیرنده در نظر گرفته خواهد شد. الگوریتم‌های پیشنهادی با فرض CP کوتاه در ساختار PTEQ مورد توجه هستند. در روش ارائه شده، هم‌زمان دو تکنیک انتخاب‌گر ضرایب (SCU) و انتخاب‌گر داده (DSU) در حوزه‌ی ویولت بسته‌ای مبتنی بر ساختار PTEQ استفاده می‌شوند. بکارگیری این روش‌ها در ساختار PTEQ منجر به کاهش محاسبات شده و خواهیم توانست متعادل‌سازی خوبی را روی کانال و درنتیجه برای داده‌ها انجام دهیم. همچنین ترکیب دو روش SCU و DSU سرعت همگرایی را نیز افزایش خواهد داد.

در این مقاله ابتدا در بخش ۲ مدل عدم توازن IQ مبتنی بر سیستم OFDM توصیف می‌شود. سپس با استفاده از فیلترهای تطبیقی جبران‌سازی عدم توازن IQ در هر دو حالت CP کوتاه و بلند بیان می‌شوند. همچنین تبدیل ویولت بسته‌ای و روش DSU یا همان فیلترینگ Set-membership در بخش ۲ مرور می‌شوند. جبران‌سازی تطبیقی با استفاده از ترکیب روش‌های انتخاب‌گر ضرایب و انتخاب‌گر داده در حوزه‌ی ویولت بسته‌ای در حالت CP با طول کوتاه در بخش ۳ ارائه می‌شود. پیچیدگی محاسباتی الگوریتم پیشنهادی در بخش ۴ بررسی خواهد شد. در نهایت نتایج شبیه‌سازی در بخش ۵ و نتیجه‌گیری در بخش ۶ ارائه می‌شود.

۲- موضوعات پیش زمینه

۲-۱- توصیف مدل عدم توازن IQ

در این بخش جبران‌سازی عدم توازن IQ در فرستنده و گیرنده و اعوجاج ناشی از کانال در دو حالت CP با طول کوتاه و طول بلند مورد بررسی قرار گرفته و معادلات تحلیلی متناظر به منظور مدل‌سازی این اثرات ارائه خواهد شد تا براساس این معادلات بتوان روش‌های پیشنهادی را در بخش‌های بعدی مطرح کرد. در حالت CP با طول کافی یا بلند، تداخل بین سمبلی بوجود نمی‌آید بنابرین با یک فیلتر مرتبه‌ی اول به‌عنوان جبران‌ساز می‌توان اعوجاج‌های موجود را به حداقل رساند. ولی در مورد CP با طول کوتاه، از یک ساختار به نام PTEQ به‌منظور جبران‌سازی و تخمین داده‌ها استفاده می‌شود.

۲-۱-۱- CP با طول کافی

ابتدا، برای CP با طول کافی تأثیر و طرح جبران‌سازی عدم توازن IQ فرستنده و گیرنده مورد بررسی قرار می‌گیرد. فرض می‌شود که S نشان دهنده‌ی سمبل OFDM در حوزه‌ی فرکانس به طول $(N\times 1)$ باشد که در آن N برابر با تعداد زیرحامل‌ها است. بنابراین سمبل باند پایه را در حوزه‌ی زمان می‌توان به‌صورت معادله‌ی (۱) نوشت.

$$s = P_{CI} F_N^{-1} S \tag{۱}$$

[1] Selective Coefficient Updating
[2] Data Selective Updating

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

که در آن P_{Cl} ماتریسی است که مدل ریاضی مربوط به عمل اضافه کردن CP به طول υ را به سمبل S نشان می‌دهد و F_N^{-1} نشان دهنده‌ی ماتریس معکوس DFT می‌باشد. همچنین سمبل باند پایه بعد از اعمال عدم توازن IQ فرستنده به‌صورت معادله‌ی (۲) می‌باشد.

$$p = g_{ta} \otimes s + g_{tb} \otimes s^* \tag{۲}$$

در این معادله عمل‌گر $\otimes$ کانولوشن خطی و s^* مزدوج مختلط بردار s می‌باشد. در فرستنده تأثیر توأم عدم توازن‌های IQ مستقل از فرکانس و فرکانس‌گزین بر اساس فیلترهای g_{ta} و g_{tb} مدل‌سازی شده که بر اساس معادلات (۳) و (۴) قابل محاسبه می‌باشند.

$$g_{ta} = F_N^{-1} G_{ta} = F_N^{-1}\left(\frac{H_{ti} + g_t e^{-j\phi_t} H_{tq}}{2}\right), \tag{۳}$$

$$g_{tb} = F_N^{-1} G_{tb} = F_N^{-1}\left(\frac{H_{ti} - g_t e^{j\phi_t} H_{tq}}{2}\right), \tag{۴}$$

در روابط فوق H_{ti} و H_{tq}، پاسخ‌های فرکانسی فیلترهای غیر منطبق در شاخه‌های I و Q بوده و g_t و ϕ_t به‌ترتیب عدم توازن دامنه و فاز را در فرستنده نشان می‌دهد. هنگامی که سمبل معوج شده به‌وسیله‌ی عدم توازن در فرستنده، از طریق کانال فرکانس‌گزین شبه ایستان به طول L_{tap} عبور کند سمبل باند پایه‌ی دریافتی r می‌تواند به‌صورت معادله‌ی (۵) نوشته شود.

$$r = c \otimes p + n = c \otimes g_{ta} \otimes s + c \otimes g_{tb} \otimes s^* + n = c_a \otimes s + c_b \otimes s^* + n \tag{۵}$$

در رابطه‌ی فوق، c نشان دهنده‌ی مدل کانال باند پایه، c_a و c_b فیلترهایی با طول $(L_{tap} + L_t - 1)$ که نشان دهنده‌ی اثرات توأم کانال اصلی و عدم توازن فرستنده می‌باشد. همچنین L_t طول فیلترهای غیرمنطبق فرستنده و n نویز سفید گوسی جمع شونده می‌باشد. مشابه رابطه (۲)، سمبل دریافتی z به‌صورت معادله‌ی (۶) می‌باشد.

$$z = g_{ra} \otimes r + g_{rb} \otimes r^* \tag{۶}$$

در معادله‌ی (۶)، معادلات (۳) و (۴) برای g_{ra} و g_{rb} معتبر بوده و این فیلترها مدل عدم توازن‌های IQ مستقل از فرکانس و فرکانس گزین را در گیرنده نشان می‌دهند. همچنین، L_r طول فیلترهای عدم توازن IQ مربوط به g_{ra} و g_{rb} می‌باشد. با جایگذاری معادله‌ی (۵) در (۶) رابطه‌ی (۷) به‌دست خواهد آمد.

$$\begin{aligned} z &= (g_{ra} \otimes c_a + g_{rb} \otimes c_b^*) \otimes s + (g_{ra} \otimes c_b + g_{rb} \otimes c_a^*) \otimes s^* + g_{ra} \otimes n + g_{rb} \otimes n^* \\ &= d_a \otimes s + d_b \otimes s^* + n_c \end{aligned} \tag{۷}$$

در معادله‌ی (۷)، تأثیر عدم توازن در فرستنده و گیرنده با در نظر گرفتن خرابی ناشی از کانال براساس فیلترهایی با پاسخ ضربه‌ی d_a و d_b مدل سازی شده است. طول این فیلترها برابر $(L_t + L_r + L_{tap} - 2)$ بوده و همچنین n_c نویز مختلط با میانگین صفر می‌باشد [۱۳]. در مورد طول CP کافی، به‌منظور غلبه بر تداخل بین سمبلی، اندازه CP یا همان υ از طول فیلترهای d_a و d_b بزرگ‌تر انتخاب می‌شود. اگر سمبل دریافتی با حذف CP را در گیرنده با Z نشان دهیم در این صورت می‌توان آن را با تبدیل فوریه گرفتن معادله‌ی (۷) و اعمال عمل‌گر حذف CP، به‌صورت معادله‌ی (۸) نوشت.

$$Z = F_N P_{CR}\{z\} = D_a . S + D_b . S_m^* + N_c \tag{۸}$$

در رابطه‌ی فوق P_{CR} ماتریسی است که عمل حذف CP را انجام می‌دهد و D_a، D_b و N_c تبدیل فوریه‌های d_a، d_b و n_c می‌باشند. همچنین، $(.)_m$ نشان دهنده‌ی عمل‌گر آینه بوده و به صورت $S_m[l] = S[l_m]$ بیان می‌شود که در آن:

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

$$\begin{cases}[l_m]=[N-l+2], & for\ [l]=2,...,N\\ [l_m]=[l], & for\ [l]=1\end{cases} \quad (۹)$$

با توجه به معادله‌ی (۸) می‌توان گفت که به‌خاطر وجود عدم توازن IQ در فرستنده و گیرنده، مقداری توان از زیرحامل‌های S_m^* به زیرحامل‌های مطلوب S نشت می‌کند و لذا منجر به ایجاد تداخل بین حاملی می‌شود.

با استفاده از معادله‌ی (۸) می‌توان معادله‌ی ماتریسی (۱۰) را به‌منظور محاسبه‌ی سمبل دریافتی و مزدوج مختلط آینه هر زیرحامل بدست آورد.

$$\underbrace{\begin{bmatrix}Z[l]\\ Z^*[l_m]\end{bmatrix}}_{Z_{tot}[l]}=\underbrace{\begin{bmatrix}D_a[l] & D_b[l]\\ D_b^*[l_m] & D_a^*[l_m]\end{bmatrix}}_{D_{tot}[l]}\underbrace{\begin{bmatrix}S[l]\\ S^*[l_m]\end{bmatrix}}_{S_{tot}[l]}+\underbrace{\begin{bmatrix}N_c[l]\\ N_c^*[l_m]\end{bmatrix}}_{N_{c_{tot}}[l]} \quad (۱۰)$$

که در آن ماتریس $D_{tot}[l]$ تأثیر توأم عدم توازن IQ فرستنده و گیرنده به همراه خرابی ناشی از کانال را برای سمبل دریافتی $Z_{tot}[l]$ نشان می‌دهد. حال در گیرنده برای محاسبه‌ی سمبل ارسالی، می‌توان از یک فیلتر به‌عنوان جبران‌ساز استفاده کرد. معادله‌ی (۱۱) مدل این جبران‌ساز را نشان می‌دهد که در این مدل پارامترهای $Z[l]$ و $Z^*[l_m]$ به‌عنوان ورودی‌های فیلتر جبران‌ساز استفاده می‌شوند.

$$\tilde{S}[l]=\begin{bmatrix}W_a[l] & W_b[l]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}Z[l]\\ Z^*[l_m]\end{bmatrix} \quad (۱۱)$$

ضرایب $W_a[l]$ و $W_b[l]$ با استفاده از معیار MSE[1] قابل محاسبه است که براساس معادله‌ی (۱۲) بیان می‌شود.

$$\min_{W_a[l],W_b[l]}\left\{\left|\tilde{S}[l]-\begin{bmatrix}W_a[l] & W_b[l]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}Z[l]\\ Z^*[l_m]\end{bmatrix}\right|^2\right\} \quad (۱۲)$$

۲-۱-۲- CP با طول کوتاه

تخمین و جبران خرابی‌های ناشی از عدم توازن IQ و اثرات کانال با فرض طول CP کوتاه، براساس معادلات توصیف شده در بخش قبلی قابل مدل‌سازی نمی‌باشند. برای رفع این مشکل یک ساختار جبران‌سازی مشتمل بر یک متعادل‌کننده در حوزه‌ی زمان (TEQ[2]) و یک متعادل‌کننده در حوزه‌ی فرکانس (FEQ[3]) مطابق شکل (۱) در [۱۴] ارائه شده است. این متعادل‌سازی در دو گام انجام می‌شود. ابتدا اثر خرابی ناشی از عدم توازن IQ گیرنده در حوزه‌ی زمان جبران شده سپس طول معادل موثر کانال اصلاح می‌شود. سپس در مرحله‌ی نهایی جبران‌سازی توأم عدم توازن IQ فرستنده و اثر کانال در حوزه فرکانس انجام می‌گیرد [۱۴].

در این طرح با توجه به‌این‌که جبران‌سازی در دو حوزه‌ی زمان و فرکانس انجام می‌گیرد، لذا تخمین و جبران‌سازی با دقت کافی انجام نمی شود. برای افزایش دقت و کاهش پیچیدگی، ساختار دیگری به‌نام PTEQ معرفی شده است که بلوک دیاگرام مربوطه در شکل (۲) آورده شده است [۱۵]. در این ساختار متعادل‌سازی داده‌ها به‌صورت مجزا برای هر زیرحامل در حوزه‌ی فرکانس انجام می‌گیرد و در مقایسه با طرح قبلی با نرخ نمونه‌برداری پائین‌تری عمل‌کرده و در نتیجه هزینه‌ی بکارگیری آن در حد

[1] Mean-square Error
[2] Time Domain Equalization
[3] Frequency Domain Equalization

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

قابل ملاحظه کاهش می‌یابد. در ساختار PTEQ به‌ازای هر زیرحامل دو فیلتر به‌عنوان متعادل‌کننده استفاده شده است و بر اساس این مکانیزم تخمین داده‌ها در هر زیرحامل براساس طراحی بهینه‌ی ضرایب این فیلترها انجام می‌گیرد که معادله‌ی (۱۳) روابط مربوطه را نشان می‌دهد.

$$\tilde{S}^{(i)}[l]=\begin{bmatrix} W_{va}^{(i)}[l] & W_{vb}^{(i)}[l] \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_{ext}^{(i)}[l]z \\ (F_{ext}^{(i)}[l_m]z)^* \end{bmatrix} \tag{۱۳}$$

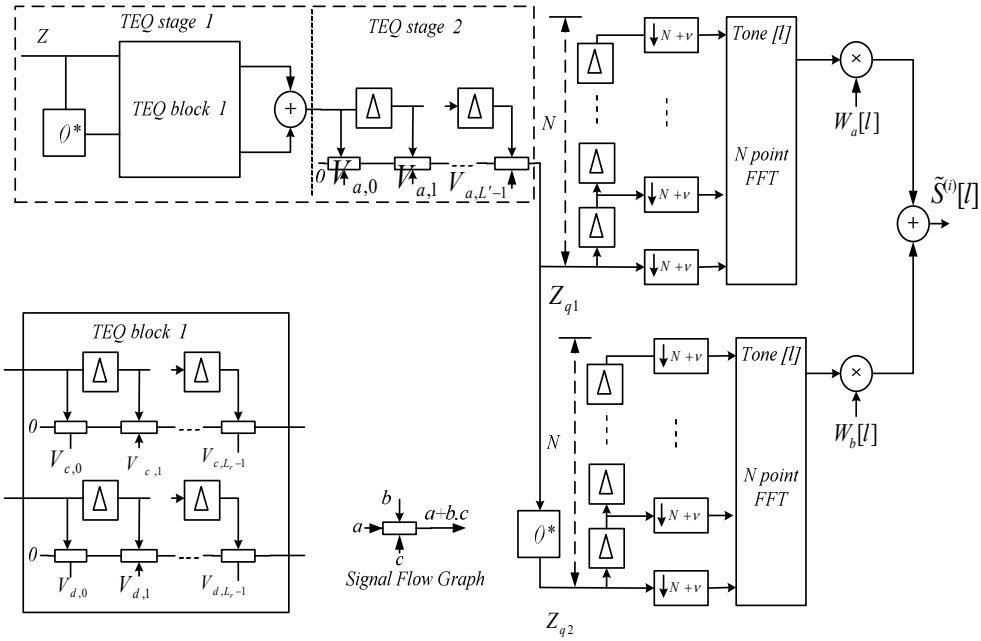
که در آن ماتریس $F_{ext}[l]$ به‌صورت زیر تعریف شده و $L' = L'' - 1 + L_r$ است.

$$F_{ext}[l]=\begin{bmatrix} I_{L'-1} & 0_{L'-1\times N-L'+1} & -I_{L'-1} \\ 0_{1\times L'-1} & & F_N[l] \end{bmatrix} \tag{۱۴}$$

در این ماتریس ردیف اول عبارت تفاضل و ردیف بعدی ماتریس DFT را نمایش می‌دهد. و مجدداً برای محاسبه‌ی بهینه‌ی ضرایب فیلترها از معیار MSE مطابق با معادله‌ی (۱۵) استفاده می‌شود.

$$\min_{W_{va}^{(i-1)}[l],W_{vb}^{(i-1)}[l]} \mathbf{E}\left\{\left|S^{(i)}[l]-\begin{bmatrix} W_{va}^{(i)}[l] & W_{vb}^{(i)}[l] \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_{ext}^{(i)}[l]z \\ (F_{ext}^{(i)}[l_m]z)^* \end{bmatrix}\right|^2\right\} \tag{۱۵}$$

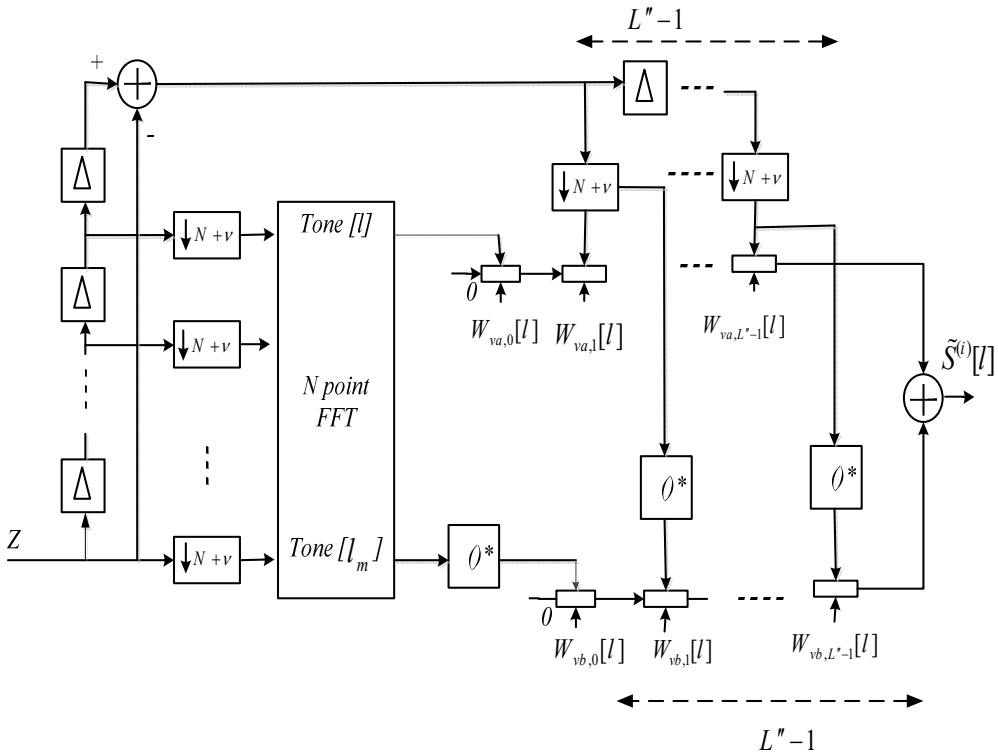
این ساختار نیز به‌دلیل استفاده از فیلترهای تطبیقی و به‌روزرسانی ضرایب متناظر، از پیچیدگی محاسباتی بالایی برخوردار بوده و این یکی از ایرادهای اساسی آن به‌شمار می‌آید. با توجه به شکل (۲) می‌توان گفت که هر زیرحامل باید با استفاده از فیلترهای تطبیقی متعادل‌سازی شود. بنابراین با وجود $2NL''$ ضریب برای آموزش، پیچیدگی محاسباتی بسیار بالا خواهد بود. به‌عنوان مثال به‌ازای $N=64$ زیرحامل و $L''=15$ در شرایط وجود ISI[1] شدید، تعداد ضرایب برای آموزش ۱۹۲۰ خواهد بود.



شکل ۱. TEQ با FEQ دو ضریبه برای هر زیرحامل [۱۴]

[1] Inter-symbol Interference

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]



شکل ۲. PTEQ-OFDM دو شاخه‌ای در حضور عدم توازن IQ و طول CP کوتاه [۱۵]

در این مقاله، به‌منظور کاهش حجم محاسباتی، یک الگوریتم تطبیقی جدید مبتنی بر SCU برای استفاده در این ساختار مطرح می‌شود. یعنی سعی خواهد شد دسته ضرایبی از کل ضرایب موجود در هر مرحله از تکرار روش تطبیقی به‌روزرسانی شوند که تأثیرگذاری بیشتری در کمینه‌کردن خطای ماندگار دارند. هم‌چنین استفاده از فیلترینگ Set-membership یا همان روش DSU در کنار تجزیه‌ی ویولت بسته‌ای برای افزایش سرعت آموزش ضرایب و کاهش میزان متوسط محاسبات پیشنهاد می‌شود.

۲-۲- تبدیل ویولت بسته‌ای

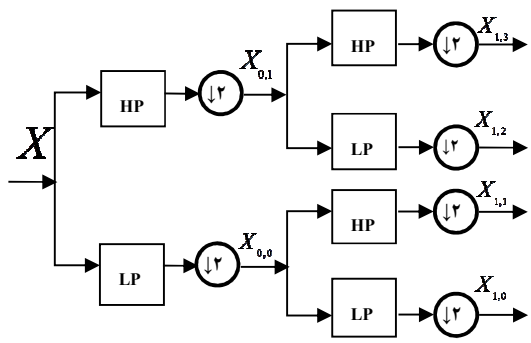
تبدیل ویولت روشی است که در زمینه‌های مختلف علوم مهندسی از دیرباز مورد توجه زیادی قرار گرفته است. تبدیل ویولت نوعی نمایش زمان - مقیاس بوده که با استفاده از آن سیگنال‌ها برحسب توابع پایه‌ای به‌شکل زمان و مقیاس تجزیه می‌شوند. این تبدیل برای کاربردهای مختلف از جمله استخراج ویژگی، آشکارسازی، فشرده‌سازی داده، نویززدایی سیگنال و ... مورد استفاده‌ی زیادی قرار گرفته است [۱۶].

اساس تبدیل ویولت بر مبنای دو تابع پایه بوده که در معادله‌ی (۱۶) نشان داده شده‌اند.

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{j/2}\varphi(2^j t - k) \quad , \quad \psi_{j,k}(t) = 2^{j/2}\psi(2^j t - k) \tag{۱۶}$$

که در آن $\psi(t)$ و $\phi(t)$ به‌ترتیب تابع ویولت مادر و مقیاس یا ویولت پدر نامیده می‌شوند [۱۶].

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]



شکل ۳. تجزیه‌ی ویولت بسته‌ای (۲ سطح)

با استفاده از این دو تابع پایه، هر سیگنال دلخواه می‌تواند به‌صورت معادله‌ی (۱۷) نوشته شود.

$$f(t)=\sum_{-\infty}^{+\infty}c_k\varphi(t-k)+\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\sum_{j=0}^{+\infty}d_{j,k}\psi(2^j t-k) \qquad (۱۷)$$

برای پیاده‌سازی عملی‌تر تبدیل ویولت و ویولت بسته‌ای از فیلتربانک‌ها استفاده می‌شود که شکل (۳) تجزیه کامل ویولت بسته‌ای را تا دو سطح نشان می‌دهد.

۲-۳- به‌روزرسانی انتخاب‌گر داده (فیلترینگ Set-membership)

در فیلترینگ Set-membership (SMF) [۱۷-۲۰]، ضرایب فیلتر تطبیقی موردنظر $\boldsymbol{W}$ طوری محاسبه می‌شوند که دامنه‌ی خطای به‌دست آمده به محدوده‌ی از پیش تعیین شده برسد. در گام k ام از روند تطبیقی، چندین مقدار متفاوت برای $\boldsymbol{W}$ می‌تواند وجود داشته باشد که محدوده‌ی تعیین شده برای خطای خروجی را ارضا کند. فرض می‌شود که H_k مجموعه‌ی تمام مقادیر ممکن برای ضرایب $\boldsymbol{W}$ باشد که به ازای این ضرایب در گام k ام، دامنه‌ی خطای مورد نظر به حدآستانه‌ی γ محدود شود یعنی:

$$H_k=\left\{w\in R^N : \left|d_k-\boldsymbol{W}^T Z\right|\le\gamma\right\} \qquad (۱۸)$$

براساس مجموعه‌ی زیر ایده‌ی فیلترینگ Set-membership به‌دست می‌آید.

$$\psi_k=\bigcap_{i=1}^{k}H_i \qquad (۱۹)$$

ایده فیلترینگ Set-membership بیان می‌کند که بردار ضرایب باید به‌گونه‌ای بروزرسانی شود که همیشه در داخل مجموعه از قبل تعریف شده رابطه‌ی (۱۹) قرار بگیرد [۱۷].

۳- روش پیشنهادی

الگوریتم پیشنهادی شامل سه فاز بوده که در این بخش به تفصیل مورد بحث قرار می‌گیرد. در فاز اول الگوریتم پیشنهادی نحوه‌ی استفاده از تکنیک SCU در ساختار PTEQ مورد بحث قرار می‌گیرد. در این تکنیک در هر تکرار از روش تطبیقی تنها بخشی از ضرایب فیلتر به‌روزرسانی می‌شود. استفاده از این روش بسته به درصد به‌روزرسانی ضرایب، میزان محاسبات را به‌طور قابل

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

ملاحظه‌ای نسبت به الگوریتم‌های رایج کاهش می‌دهد. اگر چه استفاده از این تکنیک در ساختار مورد نظر توانسته است کاهش قابل ملاحظه‌ای در محاسبات سیستم را باعث شود، ولی اندکی سرعت همگرایی را کندتر کرده است. ولی در فاز دوم استفاده از تبدیل ویولت بسته‌ای (WPT-SCU-NLMS[1]) در کنار تکنیک یاد شده توانسته است مشکل مطرح شده را برطرف کند. در این فاز تبدیل ویولت بسته‌ای متعامد به هر شاخه از ساختار PTEQ اعمال شده و سپس فاز اول روی سیستم جدید پیاده‌سازی می‌شود. این تبدیل سرعت همگرایی الگوریتم‌های تطبیقی را افزایش می‌دهد [۱۸]. با بکارگیری ترکیب دو روش SCU و DSU بطور هم‌زمان بعد از اعمال تبدیل ویولت در ساختار PTEQ، فاز سوم روش پیشنهادی با نام WPT-DSU-SCU-NLMS ارائه خواهد شد. در روش DSU، زمانی که خطا از مقدار خطای از پیش تعیین شده کمتر باشد از به‌روزرسانی ضرایب جلوگیری شده و در نتیجه کاهش میزان محاسبات را درپی خواهد داشت. از طرفی در این روش چون ضریب گام الگوریتم‌های بکارگیری شده وابسته به نویز و متغیر است، لذا سرعت همگرایی نیز افزایش می‌یابد. الگوریتم‌های پیشنهادی خرابی عدم توازن IQ و کانال را در حضور CP کوتاه در نظر خواهند گرفت.

۳-۱- فاز اول روش پیشنهادی (SCU-NLMS)

در مورد CP کوتاه ایده‌ی روش SCU برای الگوریتم تطبیقی NLMS در ساختار PTEQ برای جبران‌سازی عدم توازن IQ و اثر کانال ارائه می‌شود. در اینجا به‌ازای یک خطای داده شده در خروجی فیلتر تطبیقی تنها بخشی از ضرایب در هر گام از الگوریتم به‌روزرسانی می‌شود. شکل (۴) بلوک دیاگرام الگوریتم پیشنهادی را بر مبنای تکنیک SCU در ساختار PTEQ نشان می‌دهد. در مقایسه با الگوریتم‌های رایج، استفاده از این ساختار مبتنی بر تکنیک SCU منجر به کاهش قابل ملاحظه‌ی محاسبات خواهد شد. در این بخش ابتدا تکنیک NLMS را در ساختار PTEQ بدست آورده و سپس الگوریتم SCU-NLMS بر مبنای این ساختار ارائه می‌شود. در ساختار PTEQ خروجی فیلترهای تطبیقی $\tilde{S}^{(i)}[l]$ در گام iام با استفاده از رابطه‌ی (۱۲) به‌دست می‌آید که در آن $\boldsymbol{W}_{vx}[l]=[W_{vx,0}[l],W_{vx,1}[l],...,W_{vx,L''-1}[l]]^T$ برای ($x=a,\ b$)، بردار ضرایب فیلتر به طول $L''\times 1$ و همچنین $F_{ext}^{(i)}[l]z$ و $(F_{ext}^{(i)}[l_m]z)^*$، دو بردار داده به طول $L''\times 1$ می‌باشند. الگوریتم NLMS در هر شاخه از ساختار PTEQ با استفاده از مسئله‌ی کمینه‌سازی با محدودیت زیر قابل محاسبه است [۱۹]:

$$\min_{\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]+\boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]} \left\|\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]+\boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{va}^{(i)}[l]-\boldsymbol{W}_{vb}^{(i)}[l]\right\|_2^2 \qquad (۲۰)$$

محدودیت معادله‌ی فوق به‌صورت رابطه‌ی زیر می‌باشد که در آن $S[l]$، داده‌های ارسالی شناخته شده (pilot) می‌باشد.

$$(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]+(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T}\boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]=S[l] \qquad (۲۱)$$

حل معادلات فوق تا حدودی پیچیده می‌باشد. بنابراین برای سادگی، فرض می‌کنیم که فیلترهای تطبیقی در هر شاخه بعد از مرحله‌ی آموزش، بتوانند $S[l]$ را در خروجی تخمین بزنند. بنابراین معادلات فوق می‌توانند برای سادگی حل مسئله به دو دسته طبق معادلات (۲۲) و (۲۳) تجزیه شوند.

$$\min_{\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]} \left\|\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{va}^{(i)}[l]\right\|_2^2 \ ,\quad (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]=S[l] \qquad (۲۲)$$

[1] Wavelet Packet Transform-SCU-NLMS

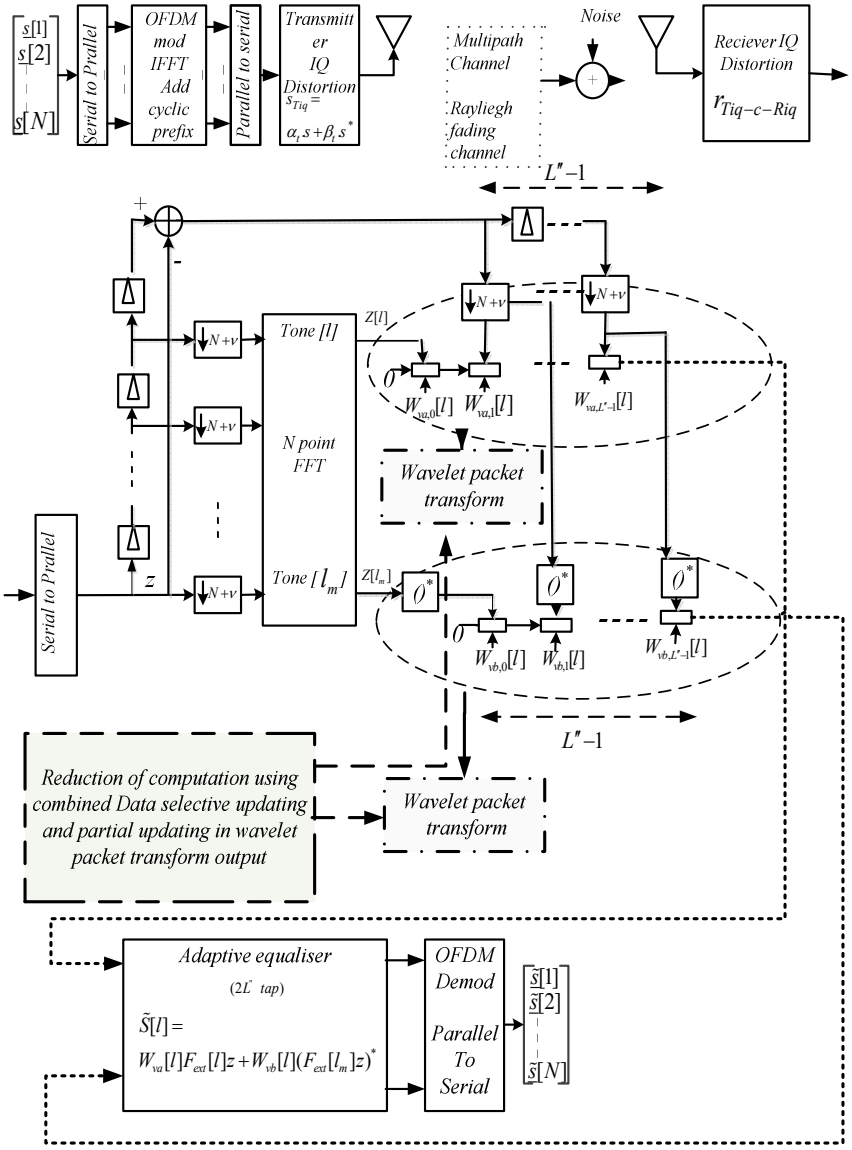
[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

$$\min_{\boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]} \left\| \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb}^{(i)}[l] \right\|_2^2 \quad ، \quad (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l] = S[l] \tag{۲۳}$$

با حل معادلات فوق، معادلات اولیه برای به‌روزرسانی الگوریتم NLMS در هر شاخه از ساختار PTEQ به‌صورت معادلات زیر نتیجه می‌شوند:

$$\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l] = \boldsymbol{W}_{va}^{(i)}[l] + \frac{(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T (\boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va}^{(i)}[l])(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})}{\left\| (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z}) \right\|_2^2} \tag{۲۴}$$

$$\boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l] = \boldsymbol{W}_{vb}^{(i)}[l] + \frac{(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} (\boldsymbol{W}_{vx}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{vx}^{(i)}[l])(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*}}{\left\| (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*} \right\|_2^2} \tag{۲۵}$$



شکل ۴. PTEQ-OFDM دو شاخه‌ای پیشنهادی در حوزه تبدیل ویولت با استفاده از ترکیب دو روش SCU و DSU در حضور عدم توازن IQ و طول CP

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

در ساختار PTEQ، به‌دلیل وجود تعداد شاخه‌های زیاد و در نتیجه تعداد زیاد ضرایب فیلترهای موجود در شاخه‌ها، میزان محاسبات لازم برای آموزش سیستم خیلی زیاد است. بنابراین کاهش پیچیدگی محاسباتی مربوطه در این سیستم امری ضروری به‌نظر می‌رسد، لذا در این مقاله به‌روزرسانی بخشی از ضرایب فیلتر مبتنی بر تکنیک SCU در هر گام از الگوریتم پیشنهادی انجام می‌گیرد.

ابتدا بردارهای ضرایب فیلترهای جبران‌ساز در هر تکرار به P زیر بلوک تقسیم می‌شوند که طول هر بلوک $L = L''/P$ خواهد بود که در آن L یک عدد صحیح می‌باشد. معادلات (۲۶) و (۲۷) این تقسیم‌بندی را نشان می‌دهند.

$$\boldsymbol{W}_{vx}[l] = [\boldsymbol{W}_{vx,1}^T[l], \boldsymbol{W}_{vx,2}^T[l], ..., \boldsymbol{W}_{vx,P}^T[l]]^T \ , \ \text{x=a, b} \tag{۲۶}$$

$$F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z} = [(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_1^T, (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_2^T, ..., (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_P^T]^T \tag{۲۷}$$

در معادلات فوق زیربلوک‌های بردار ضرایب $\boldsymbol{W}_{vx,1}[l], \boldsymbol{W}_{vx,2}[l], ..., \boldsymbol{W}_{vx,P}[l]$ زیرمجموعه‌ای از بردار $\boldsymbol{W}_{vx}[l]$ می‌باشند که در تکرار iام به‌عنوان کاندید برای به‌روزرسانی انتخاب می‌شوند. در اینجا هدف تعیین B بلوک از P بلوک بوده که در هر تکرار بایستی به‌منظور به‌روزرسانی انتخاب شوند. مسئله کمینه‌سازی با لحاظ محدودیت لازم برای انتخاب بهترین بلوک به‌صورت معادلات زیر بیان می‌شود.

$$\min_{I_B} \min_{\substack{\boldsymbol{W}_{vx,j}[l] \\ j \in I_B}} \sum_{j \in I_B} \left\| \boldsymbol{W}_{va,j}^{(i+1)}[l] + \boldsymbol{W}_{vb,j}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va,j}^{(i)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb,j}^{(i)}[l] \right\|_2^2 \tag{۲۸}$$

$$(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T \boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l] + (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l] = S[l] \tag{۲۹}$$

که در آن $I_B = \{j_1, j_2, ..., j_B\}$ یک زیر مجموعه با B عضو می‌باشد که کوچکتر یا مساوی با کل اعضا یعنی P خواهد بود. با فرض اینکه I_B معلوم باشد، معادلات (۲۸) و (۲۹) با استفاده از تئوری ضرایب لاگرانژ به‌صورت زیر نوشته می‌شوند [۱۹]:

$$\begin{aligned} J_{I_B}^{(i)}(l) = & \left\| \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l] + \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l] \right\|_2^2 \\ & + \lambda (S^{(i)}[l] - (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T \boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l] - (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]) \end{aligned} \tag{۳۰}$$

که در آن λ ضریب لاگرانژ می‌باشد. به‌منظور حل معادله‌ی (۳۰)، ابتدا همانند معادله (۲۱) آن را به دو دسته معادلات (۳۱) و (۳۲) تجزیه کرده و حل مسئله را در یک شکل ساده‌تر دنبال می‌کنیم. همچنین توابع ارزشی جدید با استفاده از ضرایب لاگرانژ را برای هر دسته معادله به‌صورت مجزا نوشته و حل می‌کنیم.

$$\begin{aligned} & \min_{I_B} \min_{\substack{\boldsymbol{W}_{vx,j}[l] \\ j \in I_B}} \sum_{j \in I_B} \left\| \boldsymbol{W}_{va,j}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va,j}^{(i)}[l] \right\|_2^2 \ , \ (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T \boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l] = S[l] \\ & J_{I_B}^{(i)}(l) = \left\| \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l] \right\|_2^2 + \lambda (S^{(i)}[l] - (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})^T \boldsymbol{W}_{va}^{(i+1)}[l]) \end{aligned} \tag{۳۱}$$

$$\begin{aligned} & \min_{I_B} \min_{\substack{\boldsymbol{W}_{vx,j}[l] \\ j \in I_B}} \sum_{j \in I_B} \left\| \boldsymbol{W}_{vb,j}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb,j}^{(i)}[l] \right\|_2^2 \ , \ (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l] = S[l] \\ & J_{I_B}^{(i)}(l) = \left\| \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l] \right\|_2^2 + \lambda (S^{(i)}[l] - (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})^{*T} \boldsymbol{W}_{vb}^{(i+1)}[l]) \end{aligned} \tag{۳۲}$$

حال به‌وسیله کمینه کردن توابع ارزشی فوق، معادلات به‌روزرسانی ضرایب فیلترها در هر شاخه از ساختار به‌صورت معادلات (۳۳) و (۳۴) بدست می‌آیند.

بردارهای $LB \times 1$ نشان داده شده با $\boldsymbol{W}_{vx,I_B}^{(i)}[l]$ به‌صورت $\boldsymbol{W}_{vx,I_B}^{(i)}[l] = [\boldsymbol{W}_{vx,j_1}^{(i)T}[l], \boldsymbol{W}_{vx,j_2}^{(i)T}[l], ..., \boldsymbol{W}_{vx,j_B}^{(i)T}[l]]^T$ برای $x=a, b$ تعریف شده‌اند.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

$$\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l]+\frac{(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}^{T}(\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l])(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}\right\|_2^2} \tag{۳۳}$$

$$\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l]+\frac{(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*T}(\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l])(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}\right\|_2^2} \tag{۳۴}$$

که در آن $(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}$ و $(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}$ به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}=[(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_1}^{T}\ \ (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_2}^{T}\cdots(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_B}^{T}]^T \tag{۳۵}$$

$$(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}=[(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_1}^{*T}\ \ (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_2}^{*T}\cdots(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_B}^{*T}]^T \tag{۳۶}$$

و از طرفی داریم: $(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}^{T}(\boldsymbol{W}_{vx,I_B}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{vx,I_B}^{(i)}[l])=S[l]-(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}^{T}\boldsymbol{W}_{vx,I_B}^{(i)}[l]=e^{(i)}(l)$

طبق معادلات فوق، معادلات (۳۳) و (۳۴) می‌توانند به‌صورت (۳۷) و (۳۸) در شکل بازگشتی ساده شوند.

$$\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l]+\frac{\mu(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}\right\|_2^2}e^{(i)}(l) \tag{۳۷}$$

$$\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l]+\frac{\mu(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^{*}\right\|_2^2}e^{(i)}(l) \tag{۳۸}$$

در معادلات فوق ضریب گام μ برای کنترل سرعت همگرایی و خطای حالت ماندگار در نظر گرفته شده است. در معادلات (۳۷) و (۳۸) هنوز مجموعه‌ی I_B مجهول بوده و باید محاسبه شود. همانطور که قبلاً اشاره شد، اعضای این مجموعه از بین P عضو موجود در مجموعه‌ی اصلی انتخاب خواهد شد. برای انتخاب B بلوک از P بلوک، از معیار کمینه نُرم اقلیدسی مربع به‌عنوان تابع ارزشی استفاده می‌شود. در نهایت مسئله‌ی انتخاب بلوک‌ها می‌تواند به‌صورت معادله‌ی (۳۹) نوشته شود:

$$\begin{aligned}I_B&=\arg\min_{I_B\in S}\left\|\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l]\right\|_2^2=\arg\min_{I_B\in S}\left\|\frac{(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}e^{(i)}(l)}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}\right\|_2^2}\right\|_2^2\\&=\arg\max_{I_B\in S}\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}\right\|_2^2=\arg\max_{I_B\in S}\sum_{j\in S}\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j}\right\|_2^2\end{aligned} \tag{۳۹}$$

در رابطه‌ی (۳۹)، S مجموعه همه زیرمجموعه‌های B تایی است. به‌طور مشابه برای شاخه‌ی دوم در ساختار PTEQ، I_B می‌تواند به‌صورت معادله‌ی زیر محاسبه شود:

$$I_B=\arg\min_{I_B\in S}\left\|\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l]-\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l]\right\|_2^2=\arg\max_{I_B\in S}\sum_{j\in S}\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j}^{*}\right\|_2^2 \tag{۴۰}$$

حالا برای انتخاب بهترین مجموعه برای به‌روزرسانی ضرایب، ابتدا کل بلوک‌ها بر مبنای نُرم اقلیدسی مربع از بزرگ به کوچک مرتب می‌شوند. سپس B زیرمجموعه که دارای بزرگترین نُرم اقلیدسی مربع باشند به‌صورت زیر انتخاب می‌شوند.

$$\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_1}\right\|_2^2\geq\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_2}\right\|_2^2\geq\ldots\geq\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{j_B}\right\|_2^2 \tag{۴۱}$$

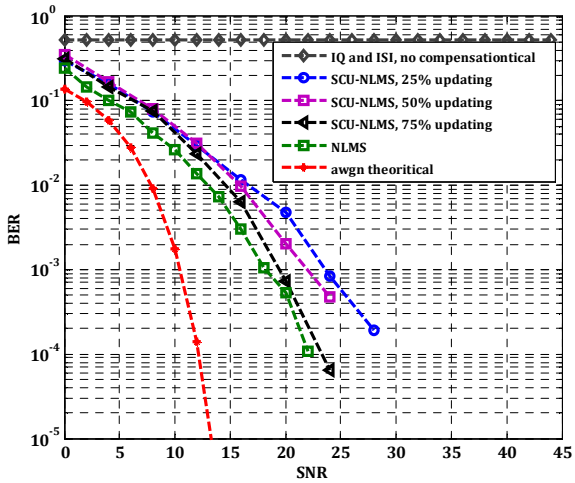
$$\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_1}^{*}\right\|_2^2\geq\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_2}^{*}\right\|_2^2\geq\ldots\geq\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{j_B}^{*}\right\|_2^2 \tag{۴۲}$$

در الگوریتم NLMS، ضریب گام باید در محدوده $0<\mu<2$ قرار بگیرد در حالی‌که برای الگوریتم SCU-NLMS این محدوده کاهش یافته و به‌صورت $0<\mu<2B/P$ خواهد بود.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

شکل (۵) نتیجه‌ی شبیه‌سازی برای الگوریتم NLMS و SCU-NLMS را در ساختار مبتنی بر PTEQ نشان می‌دهد.



شکل ۵. منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS و SCU-NLMS مبتنی بر PTEQ، تنها FI IQ، کانال فیدینگ رایلی

نتایج شکل (۵) نشان می‌دهد که با کاهش درصد ضرایب برای به‌روزرسانی، سرعت همگرایی اندکی کندتر می‌شود. برای رفع این مشکل و همچنین حفظ مزیت این الگوریتم، در فاز بعدی الگوریتم پیشنهادی از تبدیل ویولت بسته‌ای در شاخه‌های این ساختار استفاده خواهد شد و سپس الگوریتم SCU-NLMS بر مبنای آنتروپی بسته‌های ویولت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۳-۲- الگوریتم پیشنهادی WPT-SCU-NLMS

با توجه به مزایای تبدیل ویولت و نظر به این‌که سرعت همگرایی الگوریتم LMS در این حوزه سریع‌تر از الگوریتم LMS بکار گرفته شده در حوزه‌های زمان، تبدیل کسینوسی گسسته و تبدیل فوریه گسسته می‌باشد [۱۷]، برای افزایش سرعت الگوریتم مورد بحث در فاز قبلی به‌منظور تخمین عدم توازن IQ و اثر کانال، و استفاده از خاصیت نویززدایی تبدیل ویولت، این تبدیل با الگوریتم پیشنهادی SCU-NLMS ترکیب شده و الگوریتم جدید WPT-SCU-NLMS در ساختار PTEQ ارائه می‌شود.

در این بخش ابتدا تبدیل ویولت بسته‌ای روی شاخه‌های PTEQ اعمال شده سپس الگوریتم SCU-NLMS در این شاخه‌ها اجرا می‌شود تا الگوریتم WPT-SCU-NLMS به‌دست آید. در اینجا هر بسته به عنوان یک بلوک در نظر گرفته شده و مسئله‌ی بهینه‌سازی برای انتخاب بهترین بسته مورد بحث قرار می‌گیرد. با فرض این‌که خروجی $F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z}$ بعد از اعمال تبدیل ویولت، $\left(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z}\right)_{WP}$ باشد بنابراین معادلات الگوریتم WPT-SCU-NLMS در ساختار PTEQ به‌صورت معادلات (۴۳) و (۴۴) بیان می‌شوند.

$$\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l]+\frac{\mu(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{WP,I_B}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{WP,I_B}\right\|_2^2}e^{(i)}(l) \tag{۴۳}$$

$$\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l]=\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l]+\frac{\mu(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{WP,I_B}^{*}}{\left\|(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{WP,I_B}^{*}\right\|_2^2}e^{(i)}(l) \tag{۴۴}$$

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

بر اساس معادله‌ی (۳۹) که در فاز قبلی مورد بحث قرار گرفت مسئله‌ی انتخاب بلوک‌های بهینه می‌تواند به‌صورت معادله‌ی (۴۵) نوشته شود.

$$I_B = \arg\min_{I_B \in S} \left\| \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l] \right\|_2^2 = \arg\max_{I_B \in S} \sum_{j \in S} \left\| \left(\left(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z} \right)_{WP} \right)_j \right\|_2^2 \tag{۴۵}$$

که در آن S مجموعه‌ی همه‌ی زیرمجموعه‌های B تایی است. به‌طور مشابه برای شاخه دوم، I_B می‌تواند به‌صورت زیر محاسبه شود.

$$I_B = \arg\min_{I_B \in S} \left\| \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l] - \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l] \right\|_2^2 = \arg\max_{I_B \in S} \sum_{j \in S} \left\| \left(\left(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z} \right)_{WP} \right)_j^* \right\|_2^2 \tag{۴۶}$$

۳-۳- الگوریتم پیشنهادی WPT-DSU-SCU-NLMS

همه مفاهیم بیان شده در مورد الگوریتم پیشنهادی شامل روش‌های کاهش محاسبات الگوریتم‌های تطبیقی، استفاده از تبدیل ویولت بسته‌ای و محل به‌کارگیری آنها در کنار استفاده از ساختار PTEQ، در بلوک دیاگرام شکل (۴) نشان داده شده است.

برای به‌دست آوردن الگوریتم WPT-DSU-SCU-NLMS در ساختار PTEQ، ضریب گام استفاده شده در روابط (۴۳) و (۴۴) به‌صورت متغیر در نظر گرفته می‌شود. معادلات به‌روزرسانی این الگوریتم در روابط (۴۷) و (۴۸) نشان داده شده است. معادله‌ی (۴۹) نیز رابطه‌ی ضریب گام متغیر بیان شده را نشان می‌دهد.

$$\boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i+1)}[l] = \boldsymbol{W}_{va,I_B}^{(i)}[l] + \alpha^{(i)} \frac{(F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B}}{\left\| (F_{ext}^{(i)}[l]\mathbf{z})_{I_B} \right\|_2^2} e^{(i)}(l) \tag{۴۷}$$

$$\boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i+1)}[l] = \boldsymbol{W}_{vb,I_B}^{(i)}[l] + \alpha^{(i)} \frac{(F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^*}{\left\| (F_{ext}^{(i)}[l_m]\mathbf{z})_{I_B}^* \right\|_2^2} e^{(i)}(l) \tag{۴۸}$$

$$\alpha^{(i)} = \begin{cases} 1 - \dfrac{\gamma}{\left| e^{(i)}[l] \right|}, & if\ \gamma > \left| e^{(i)}[l] \right| \\ 0, & otherwise \end{cases}, \ \gamma = \sqrt{5\sigma_n^2} \tag{۴۹}$$

در معادله‌ی (۴۹)، $\alpha^{(i)}$ ضریب گام متغیر بوده و γ مقدار حد آستانه‌ی خطا را نشان می‌دهد که می‌تواند بر مبنای واریانس نویز به‌صورت $\gamma = \sqrt{5\sigma_n^2}$ محاسبه شود. در الگوریتم DSU-NLMS یک حد بالا به پارامتر $\alpha^{(i)}$ در نظر گرفته می‌شود تا براساس آن خطای تخمین کنترل و محدود شود [۲۰].

در روش DSU (فیلترینگ Set-membership)، در لحظاتی که خطا از مقدار آستانه کمتر است به‌روزرسانی ضرایب انجام نمی‌شود در نتیجه میزان محاسبات به‌صورت قابل ملاحظه کاهش می‌یابد. علاوه بر این، در این الگوریتم از ضریب گام متغیر وابسته به نویز استفاده می‌شود که سرعت همگرایی را نیز می‌تواند افزایش دهد.

٤- پیچیدگی محاسباتی

پیچیدگی محاسباتی الگوریتم NLMS، شامل L'' ضرب بخاطر محاسبه خطا، L'' ضرب برای به‌روزرسانی ضرایب فیلتر و دو عدد ضرب و یک عدد تقسیم برای نرمالیزاسیون است. حالا با توجه به ساختار شکل (۴)، با اعمال فیلترهای تطبیقی در دو شاخه‌ی

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

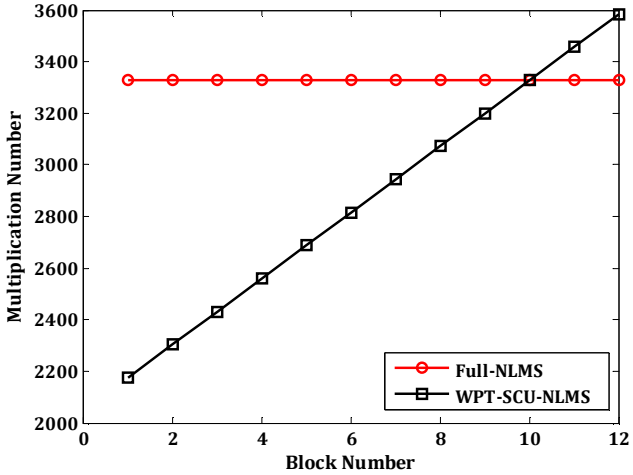
موازی میزان محاسبات برای هر زیرحامل ۲ برابر خواهد شد. با در نظر گرفتن N به عنوان تعداد زیر حامل‌ها، میزان کل محاسبات سیستم پیشنهادی در جدول ۱ نشان داده شده است. جدول ۱ پیچیدگی محاسباتی الگوریتم NLMS و WPT-SCU-NLMS را در ساختار PTEQ نشان می‌دهد.

جدول ۱. پیچیدگی محاسباتی الگوریتم NLMS و WPT-SCU-NLMS در ساختار PTEQ

	NLMS	WPT -SCU-NLMS در ساختار شکل (۵)	
		$P < L''$	$P = L''$
ضرب	$2N(2L''+2)$	$2N(L''+BL+2+Q\ O(\log_2 Q))$	$2N(L''+B+2+Q\ O(\log_2 Q))$
تقسیم	2N	2N	2N
مقایسه	-	$2N(O(P)+P\log_2(B))$	$2N(\lfloor 2\log_2 L'' \rfloor+2)$

در جدول فوق، به‌خاطر استفاده از تبدیل ویولت در هر شاخه از ساختار، میزان محاسبات اضافی از مرتبه‌ی $QO(\log_2 Q)$ بوده که در آن Q طول فیلترهای ویولت بکار گرفته شده می‌باشد.

در الگوریتم پیشنهادی WPT-DSU-SCU-NLMS، زمانی که به‌روزرسانی انجام نمی‌شود تنها یک مقایسه به‌منظور حد آستانه‌ی خطا کافی است و محاسبه‌ی اضافی صورت نخواهد گرفت. شکل (۶) مقایسه‌ی پیچیدگی محاسباتی دو الگوریتم Full-NLMS و WPT-SCU-NLMS را بر مبنای ساختار PTEQ نشان می‌دهد. بر طبق جدول (۱)، L'' و L بترتیب ۱۲ و ۱ انتخاب شده‌اند.



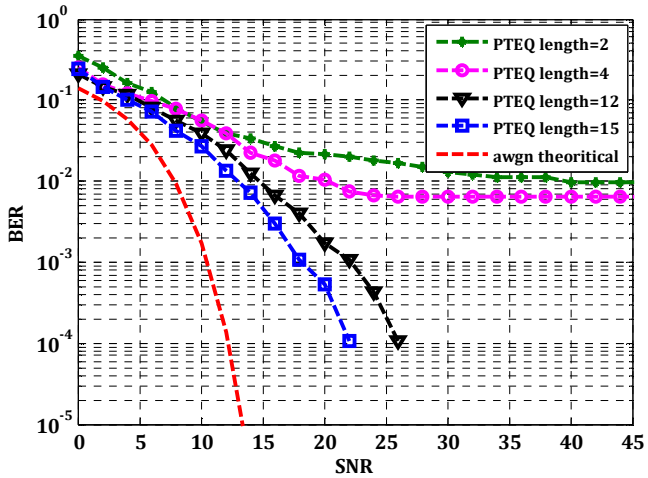
شکل ۶. مقایسه تعداد محاسبات الگوریتم‌های Full-NLMS و WPT-SCU-NLMS در ساختار PTEQ نسبت به تعداد بلوک‌های انتخابی

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، نتایج تعدادی از شبیه‌سازی‌ها برای نشان دادن کارایی الگوریتم پیشنهادی نشان داده شده است. در شبیه‌سازی‌های انجام شده اندازه‌ی FFT برابر با ۶۴، طول CP برابر با ۱۲ $(\upsilon = 12)$ در نظر گرفته شده و نوع مدولاسیون داده‌ها به‌صورت

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

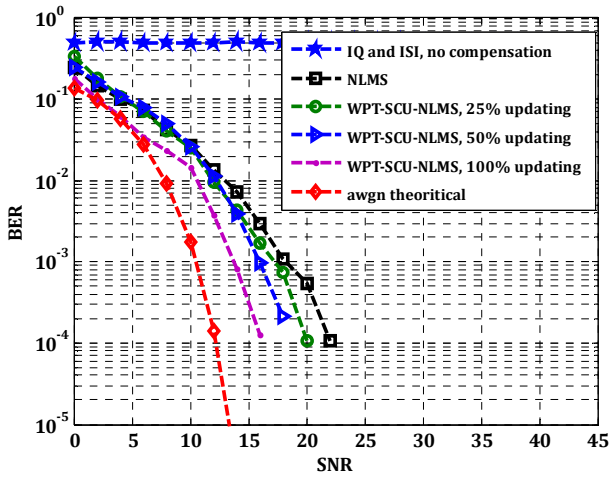
64QAM می‌باشد. کانال چند مسیره با طول ($L_{tap}+1=18$) استفاده شده است که در آن تپ‌ها به‌صورت مستقل انتخاب شده و توزیع مختلط گوسی دارند. دامنه‌ی عدم توازن IQ به‌صورت $\varepsilon_t,\varepsilon_r=5\%$ و فاز عدم توازن IQ به‌صورت $\phi_t,\phi_r=5^\circ$ در هر دو طرف فرستنده و گیرنده برای شکل‌های شبیه‌سازی شده در نظر گرفته شده‌اند. طرح DCR به‌جای طرح سوپرهترودایین استفاده شده و عدم توازن IQ دامنه و فاز اعمال شده در شبیه‌سازی‌ها بیشتر از محدوده‌ی مورد انتظار ($(\varepsilon,\phi)=(2-3\%,2-3^\circ)$)، در هر دو طرف فرستنده و گیرنده می‌باشد [۳]. در مورد عدم توازن IQ فرکانس گزین، علاوه بر عدم توازن دامنه و فاز، فیلترهای غیرمنطبق نیز در هر دو طرف فرستنده و گیرنده در نظر گرفته می‌شوند. پاسخ ضربه‌ی این فیلترهای غیرمنطبق با طول $L_t=L_r=2$ ، به‌صورت $h_{ti}=h_{ri}=[0.9\ 0.1]$ و $h_{tq}=h_{rq}=[0.1\ 0.9]$ در نظر گرفته شده‌اند. همچنین حد باند در الگوریتم WPT-DSU-SCU-NLMS، به‌صورت $\gamma=\sqrt{5\sigma_n^2}$ در نظر گرفته شده که در آن σ_n^2 واریانس نویز می‌باشد. در همه‌ی شبیه‌سازی‌ها تعداد سطح تبدیل ویولت بسته‌ای برابر با ۲ خواهد بود. همه‌ی نتایج در کانال چندمسیره رایلی با طول ۱۸ شبیه‌سازی شده است. در شکل (۷) تأثیر افزایش L'' بررسی شده است. با افزایش L'' عملکرد بهبود یافته و ISI ناشی از حضور CP کوتاه حذف شده است. همچنین در این شبیه‌سازی نتایج در حضور هر دو نوع عدم توازن IQ مستقل از فرکانس و IQ فرکانس گزین ارائه شده اند.



شکل ۷. منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS مبتنی بر PTEQ، حضور هر دو FI IQ و FS IQ، کانال فیدینگ رایلی

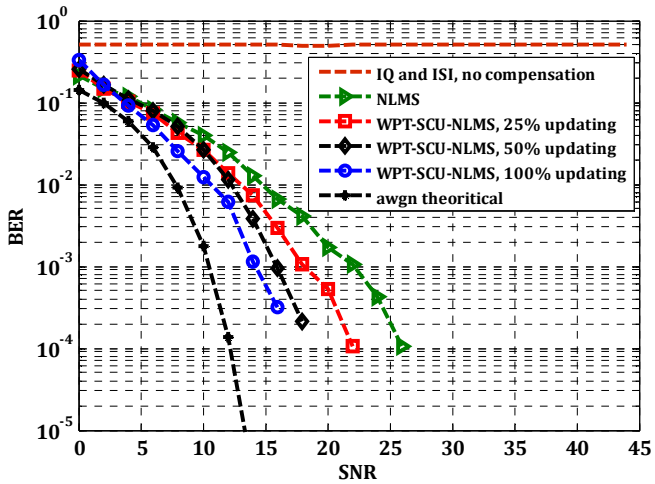
شکل (۸) منحنی نرخ خطای بیت را نسبت به پارامتر سیگنال به نویز در روش پیشنهادی 'WPT-SCU-NLMS' و 'NLMS' مبتنی بر PTEQ نشان می‌دهد. برای شبیه‌سازی این شکل فقط IQ مستقل از فرکانس اعمال شده است. همان‌طور که در شکل نشان داده شده است به‌ازای IQ=5% نتایج بهتری برای الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم NLMS حاصل شده است، ضمن اینکه میزان محاسبات نیز کاهش قابل ملاحظه‌ای داشته است. همچنین با افزایش درصد ضرایب به‌روزرسانی شده نتایج بهتر شده‌اند.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]



شکل ۸ منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS و WPT-SCU-NLMS مبتنی بر PTEQ، تنها FI IQ، کانال فیدینگ ریلی

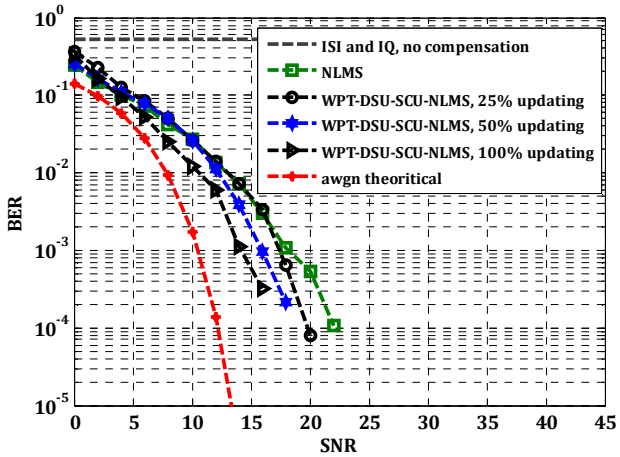
شکل(۹) همانند شکل (۸) منحنی نرخ خطای بیت را نسبت به پارامتر سیگنال به نویز در روش پیشنهادی 'WPT-SCU-NLMS' و 'NLMS' مبتنی بر PTEQ نشان می‌دهد. با این تفاوت که برای شبیه‌سازی این شکل هر دو نوع IQ مستقل از فرکانس و IQ فرکانس‌گزین اعمال شده اند. همان‌طور که در هر دو شکل (۸) و (۹) نشان داده شده است نتایج برای حالت‌های با درصد به‌روزرسانی ضرایب به مقادیر ۲۵، ۵۰ و ۱۰۰ درصد به هم نزدیک می‌باشند. برای شکل (۹) که هر دو نوع IQ اعمال شده است نتایج نسبت به شکل (۸) کمی بدتر شده اند. تنها ۱۰۰ سمبل برای آموزش سیستم در منحنی‌های شبیه‌سازی شده استفاده شده است. برای تمامی شکل‌ها طول PTEQ برابر با ۱۲ در نظر گرفته شده است.



شکل ۹. منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS و WPT-SCU-NLMS مبتنی بر PTEQ، هر دو FI IQ و FS IQ، کانال فیدینگ رایلی

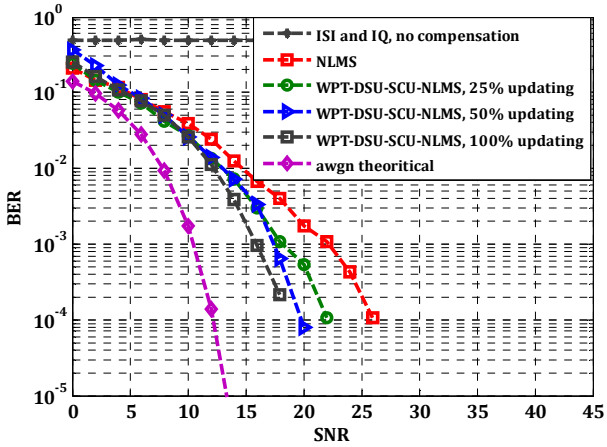
[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

شکل (۱۰) منحنی نرخ خطای بیت را نسبت به پارامتر سیگنال به نویز در روش پیشنهادی 'WPT-DSU-SCU-NLMS' و 'NLMS' مبتنی بر PTEQ نشان می‌دهد. برای شبیه‌سازی این شکل فقط IQ فرکانس‌گزین اعمال شده است. همان‌طور که در شکل نشان داده شده است به‌ازای IQ=5% باز هم نتایج بهتری برای الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم NLMS حاصل شده‌اند ضمن این‌که میزان محاسبات نیز کاهش قابل ملاحظه‌ای داشته است. همچنین با افزایش درصد ضرایب به‌روزرسانی شده نتایج بهتر می‌شوند. در این شبیه‌سازی به‌دلیل استفاده از تکنیک DSU، کمتر از ۵۰ درصد تکرارهای متوالی در کل زیرحامل‌ها به‌روزرسانی صورت گرفته است.



شکل ۱۰. منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS و WPT-DSU-SCU-NLMS مبتنی بر PTEQ، تنها FI IQ، کانال فیدینگ رایلی

شکل (۱۱) منحنی نرخ خطای بیت را نسبت به پارامتر سیگنال به نویز در روش پیشنهادی 'WPT-DSU-SCU-NLMS' و 'NLMS' مبتنی بر PTEQ با حضور هر دو نوع IQ نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل نشان داده شده است به‌ازای IQ=5% باز هم نتایج بهتری برای الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم NLMS حاصل شده‌اند ضمن این‌که میزان محاسبات نیز کاهش قابل ملاحظه‌ای داشته است. همچنین با افزایش درصد ضرایب به‌روزرسانی شده نتایج بهتر شده‌اند. مجدداً در این شبیه‌سازی نیز به‌دلیل استفاده از تکنیک DSU، کمتر از ۵۰ درصد تکرارهای متوالی در کل زیرحامل‌ها به‌روزرسانی می‌شوند.



شکل ۱۱. منحنی عملکرد خطا، سیگنال 64QAM، آموزش با NLMS و WPT-DSU-SCU-NLMS مبتنی بر PTEQ، هر دو FI IQ و FS IQ، کانال فیدینگ رایلی

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

منحنی‌های شکل (۱۱) نسبت به شکل (۱۰) به‌دلیل حضور هر دو نوع IQ کمی بدتر شده‌اند. در این منحنی‌ها نیز از ۱۰۰ سمبل برای آموزش سیستم استفاده شده است. در همه‌ی شبیه‌سازی‌ها با وجود کاهش قابل ملاحظه‌ی محاسبات، عملکرد سیستم از لحاظ نرخ خطای بیت نسبت به الگوریتم 'NLMS' بهتر شده است.

٦- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک الگوریتم تطبیقی بهینه شده از لحاظ حجم محاسباتی برای تخمین توأم عدم توازن IQ فرستنده و گیرنده و همچنین تأثیر کانال در حضور CP کوتاه ارائه شده است. استفاده از PTEQ و اعمال تبدیل ویولت بسته‌ای در کنار بهره‌گیری از روش‌های SCU و DCU به‌صورت هم‌زمان، الگوریتم پیشنهادی را بخوبی قادر به تخمین و جبران عدم توازن IQ در حضور CP کوتاه کرده است هم‌چنین میزان محاسبات لحظه‌ای و متوسط سیستم کاهش یافته و استفاده از این سیستم مقرون به صرفه شده است. بطور کلی، نتایج شبیه‌سازی برای الگوریتم پیشنهادی 'WPT-DSU-SCU-NLMS' تحت CP کوتاه نشان داد که بهبود کافی در نرخ خطای بیت با استفاده از این روش در کنار کاهش محاسبات حاصل شده و نتایج به حالت ایده‌آل نزدیک‌تر شده‌اند.

۷- مراجع

[1] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," IEEE Trans. Circ. Syst. II, vol. 44, no. 6, pp. 428-435, 1997.

[2] H. Lin, X. Zhu and K. Yamashita, "Low-Complexity Pilot-Aided Compensation for Carrier Frequency Offset and I/Q Imbalance," IEEE Trans. Communications., vol. 58, no. 2, pp. 448-452, 2010.

[3] D. Tandur and M. Moonen, "Joint adaptive compensation of transmitter and Receiver IQ imbalance under carrier frequency offset in OFDM-based systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 55, no. 11, pp. 5246-5252, 2007.

[4] A. Tarighat, R. Bagheri, and A. H. Sayed, "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers," IEEE Trans. Signal Process., vol. 53, no. 8, pp. 3257–3268, 2005.

[5] Y. H. Chung and S. M. Phoong. "Ofdm channel estimation in the presence Of transmitter and receiver i/q imbalance," In European Signal Processing Conference, 2008.

[6] A. Tarighat and A. H. Sayed, "Ofdm systems with both transmitter And receiver iq imbalance,". In IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), pages 735–739, NewYork, NY, June 2005.

[7] L. Anttila, M. Valkama, and M. Renfors, "Circularity-based i/q imbalance Compensation in wideband direct-conversion receivers," IEEE Transactions on Vehicular Technology, 57:2099–2113, July 2008.

[8] L. Yan, S. Feng, S. Xiajie, F. Haiqiang, B. Stevan and L. Jinhui, "Improved Joint Compensation Scheme of Transmitter and Receiver IQ Imbalances in OFDM Systems, " in Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Communication and Signal Processing. (WCSP), pp. 1–4, 2009.

[9] Z. Zhu, X. Huang and H. Leung, "Blind Compensation of Frequency-Dependent I/Q Imbalance in Direct Conversion OFDM Receivers," IEEE Communications letters, vol. 17, no. 2, Feb. 2013.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]
[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]

[10] L. Yan, S, Feng, Z, Yijin and Z. Junhui, "High-performance compensation scheme for frequency dependent IQ imbalance in OFDM transmitter and receiver," Journal of Systems Engineering and Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 204-208, 2013.

[11] D. Tandur and M. Moonen, "Adaptive compensation of frequency selective IQ imbalance and carrier frequency offset for OFDM based receivers," in Proc. IEEE 8th SPAWC workshop, Helsinki, Finland, 2007.

[12] D. Tandur and M. Moonen, "Compensation of RF impairments in MIMO OFDM systems," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech Signal Process. (ICASSP), pp. 3097–3100, 2008.

[13] F. D. Neeser and J. L. Massey. Proper complex random processes with applications to information theory. IEEE Transactionson Information Theory, 39 (4): 1293–1302, 1993.

[14] Deepaknath Tandur,"Digital compensation of front-end non-idealities in broadband communication systems," Ph.D. thesis, 2010.

[15] K. vanAcker, G. Leus, and M. Moonen. Per-tone equalization for dmt based systems. IEEE Transactions on Communications, 49(1), 2001.

[16] B. Mozaffary, M. A. Tinati, "ECG Baseline Wander Elimination using Wavelet Packets," in Proc. World Academy of science, Engineering and Technology, pp. 550-552, 2007.

[17] K. Dogançay, O. Tanrikulu,"Adaptive filtering algorithms with selective partial updates," IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process. vol. 48, no. 8, pp. 762–769, 2001.

[18] S. Hosur and A. H. Tewfik, "Wavelet Transform Domain Adaptive FIR Filtering," IEEE Trans. on signal processing. pp. 617-629, 1997.

[19] G. C. Goodwin and K. S. Sin,"Adaptive Filtering, Prediction, and Control. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall,1984.

[20] M. Z. A. Bhotto, A. Antoniou, "A set-membership affine projection algorithm with adaptive error bound," IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 894 - 897, 2009.

[Downloaded from jnsee.sut.ac.ir on 2024-10-12]

[DOR: 20.1001.1.23223146.1396.4.1.1.2]