Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

فصلنامه علمی- پژوهشی
فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران

سال پنجم، شماره‌های ۱۵ و ۱۶، بهار و تابستان ۱۳۹۲
صص: ۳۱- ۳۸

افزایش گذردهی در کانال HF به وسیله همسانساز بازخور تصمیم با الگوریتم QRD-RLS سریع چندکاناله و استخراج ضرایب در حالت داده

یحیی روایی[*1] **محمد مهدی‌نژادنوری**[**] **محمدحسین مدنی**[***]

[*] کارشناس ارشد ، مرکز تحقیقات مخابرات، دانشگاه صنعتی مالک اشتر،تهران
[**] دانشیار، مرکز تحقیقات مخابرات، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران
[***] استادیار،مرکز تحقیقات مخابرات، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۲/۳۰ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۵/۳۰

چکیده

در این مقاله به افزایش گذردهی کانال فیدینگ چند مسیری متغیر با زمان HF از طریق همسان‌سازی باز خور تصمیم پرداخته شده است. به این منظور استفاده از الگوریتم فیلترینگ وفقی QRD-RLS سریع چندکاناله به همراه ایده استخراج ضرایب در چند لحظه مشخص در حالت داده، پیشنهاد شده است. برای بررسی صحت عملکرد الگوریتم QRD-RLS سریع چندکاناله کارایی آن با الگوریتم QRD-RLS معکوس مقایسه شده است. شبیه‌سازی تحت شرایط کانال با توجه به استاندارد MIL-STD-188-110B، انجام شده است. نتایج نشان می‌دهد روش پیشنهادی می‌تواند طول داده ارسالی در یک فریم و لذا میزان گذردهی را به ازای حجم محاسبات قابل قبولی، افزایش مطلوبی دهد. همچنین میزان گذردهی حاصله مشابه با حالتی است که از الگوریتم QRD-RLS سریع چندکاناله در همسان‌سازی به صورت Full-Iteration استفاده شود.

کلید واژگان: کانال HF، گذردهی، همسان‌سازی بازخور تصمیم(DFE)، فیلترینگ وفقی، استخراج ضرایب.

۱. مقدمه

باند فرکانسی ۲ تا ۳۰ مگاهرتز به دلیل امکان برقراری ارتباطات راه دور در آن، سال‌های زیادی مورد توجه کاربردهای نظامی و شهری بوده است. علی‌رغم مشکلات موجود در محیط انتشار کانال HF که باعث پیچیدگی در ساختار گیرنده شده است، امروزه با وجود ریز پردازنده‌های قوی و پرسرعت امکان پیاده سازی الگوریتم‌های پیچیده فراهم شده است. از نظر فیزیکی کانال HF یک کانال چند مسیری متغیر با زمان می‌باشد که باعث گستردگی سیگنال در حوزه زمان و فرکانس می‌شود. محدودیت عمده ارسال داده با سرعت بالا در کانال HF در اثر خصوصیات غیر ایده‌آل این کانال مانند: اعوجاجات غیر خطی، تغییرات سریع کانال، فیدینگ شدید، و محدودیت پهنای باند، می‌باشد. ارسال داده با نرخ برابر یا بیشتر از پهنای باند کانال (در حدود ۳khz) به عنوان ارسال با نرخ بالا شناخته می‌شود [۱]. درحالت کلی برای حذف تداخل بین سمبلی[1] در این کانال به همسان‌سازی وفقی[2] نیاز داریم، به دلیل ویژگی انتخاب کنندگی فرکانسی شدید (صفرهای طیفی) به تکنیک‌های همسان‌سازی غیر خطی مانند استفاده از همسان‌ساز بازخور تصمیم[3] یا تخمین‌گر حداکثر شباهت (MLSE یا الگوریتم ویتربی) نیاز می‌باشد. علی رغم عملکرد بهینه الگوریتم ویتربی(MLSE) ، بار محاسباتی بالا و حافظه زیاد مورد نیاز این الگوریتم کاربرد آن را محدود ساخته است. پیچیدگی محاسباتی این الگوریتم با افزایش طول پاسخ ضربه کانال به صورت نمایی افزایش می‌یابد. به علاوه یک مقایسه بین عملکرد همسان‌ساز بازخور تصمیم و گیرنده MLSE در کانال‌های HF واقعی برتری قابل ملاحظه‌ای در استفاده از گیرنده MLSE نسبت به همسان‌ساز بازخور تصمیم را نشان نداده است. پیچیدگی محاسباتی

[1] Intersymbol interference (ISI)
[2] Adaptive equalizer
[3] Decision feedback equalizer (DFE)

[1] نویسنده عهده‌دار مکاتبات (yahyaravaei@gmail.com)

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

متوسط و توانایی کار در کانال‌های دارای نول، همسان‌ساز بازخور تصمیم را برای همسان‌سازی کانال چند مسیری متغیر با زمان HF مناسب نشان می‌دهد. ضرایب همسان‌ساز بازخور تصمیم توسط الگوریتم‌های وفقی بروز می‌شوند و نشان داده شده است که تنها الگوریتم RLS[۴] توانایی کافی برای دنبال کردن تغییرات کانال متغیر با زمان HF را دارا است [۲]. متأسفانه الگوریتم RLS نسبت به خطاهای گسسته‌سازی حساس می‌باشد، که این حساسیت عملکرد سیستم را به شدت تحت تأثیر قرار می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی‌های کامپیوتری در محیط دقت محدود[۵] نشان می‌دهد که عملکرد الگوریتم RLS با کاهش طول کلمه به سرعت افت می‌کند [۳]. مشکل دیگر این الگوریتم بار محاسباتی بالای آن (از مرتبه N^2) می‌باشد که امکان پیاده سازی این الگوریتم را برای حالتی که طول فیلتر زیاد است، بسیار پیچیده می‌کند. برای کاهش بار محاسباتی، الگوریتم RLS سریع با سرعت همگرایی مشابه با الگوریتم RLS و بار محاسباتی از مرتبه N ارائه شده است. البته نشان داده شده است که این الگوریتم بسیار ناپایدار می‌باشد و این مقوله در محیط‌های متغیر با زمان بیشتر پدیدار می‌شود. مشکل پایداری عددی الگوریتم‌های خانواده RLS توسط الگوریتم‌های مبتنی بر تجزیه QR[۶] برطرف شده است. الگوریتم‌های مبتنی بر QRD-RLS گزینه مناسبی برای کاربردهایی که در آن‌ها سرعت همگرایی اهمیت زیادی دارد و یک فیلتر وفقی بهینه، قابل اعتماد، و پایدار از نظر عددی مورد نیاز می‌باشد، هستند [۴]. همچنین در میان خانواده RLS الگوریتم فوق از بیشترین پایداری عددی برخوردار می‌باشد. الگوریتم QRD-RLS بر خلاف RLS، که از لم ماتریس معکوس استفاده می‌کند، بر اساس تجزیه QR ماتریس خود همبستگی دیتای ورودی عمل می‌نماید. بعلاوه این الگوریتم دارای این نقیصه می‌باشد که، بردار ضرایب در هر لحظه از زمان در دسترس نمی‌باشد و برای محاسبه این بردار ضرایب بار محاسباتی اضافی به الگوریتم تحمیل می‌شود. این مشکل در الگوریتم QRD-RLS معکوس[۷] برطرف شده است. بنابراین الگوریتم IQRD-RLS به دلیل دارا بودن سرعت همگرایی بالا مانند الگوریتم RLS و همچنین خاصیت پایداری عددی الگوریتم QRD-RLS و عدم تحمیل بار اضافی برای بدست آوردن بردار ضرایب فیلتر می‌تواند به عنوان بستر مقایسه‌ای برای الگوریتم‌های مبتنی بر RLS باشد. بار محاسباتی الگوریتم IQRD-RLS نیز همانند الگوریتم RLS از مرتبه N^2 می‌باشد. بنابراین به الگوریتمی نیاز داریم که خواص الگوریتم‌های مبتنی بر QRD-RLS را داشته و همچنین بار محاسباتی کمتری نیز داشته باشد. الگوریتم‌های QRD-RLS سریع[۸] مبتنی بر خطای پیشبین بازگشتی، دسته محبوبی از الگوریتم‌های مبتنی بر RLS می‌باشند که به دلیل دارا بودن بار محاسباتی کم و پایداری عددی، شناخته شده می‌باشند [۵]-[۷]. ایده اصلی به کار رفته در الگوریتم‌های FQRD-RLS، استفاده از خاصیت ساختار شیفت زمانی بردار داده ورودی به منظور جایگزینی معادلات به‌روزرسانی ماتریسی با معادلات به‌روزرسانی برداری، می‌باشد [۸]. محدودیت اصلی الگوریتم‌های FQRD-RLS عدم ارائه بردار ضرایب می‌باشد. به علاوه، این الگوریتم‌ها متغیرهایی که برای محاسبه بردار ضرایب لازم می‌باشند را برخلاف الگوریتم QRD-RLS معمولی که در آن طی یک فرایند جایگذاری بازگشتی بردار ضرایب محاسبه می‌شود، به صورت واضح در اختیار قرار نمی‌دهد. این مشکل کاربرد این الگوریتم در ساختار همسان‌ساز را محدود می‌سازد. به کمک الگوریتم کمکی استخراج ضرایب[۹] می‌توان بردار ضرایب را در هر لحظه محاسبه نمود و بنابراین می‌توان به خوبی از الگوریتم QRD-RLSسریع چند کاناله[۱۰] در کاربرد همسان‌ساز باز خور تصمیم نیز استفاده نمود [۹]. بار محاسباتی الگوریتمMC-FQRD-RLS در دوره وفق‌پذیری از مرتبه N می‌باشد و واضح است که در صورت عدم نیاز به بردار ضرایب در هر تکرار (معمولاً بعد از همگرایی به بردار ضرایب نیاز داریم) پیچیدگی محاسباتی کل با استفاده از این روش بسیار کمتر از روش‌هایی است که از الگوریتم‌های QRD-RLS و IQRD-RL استفاده می‌کنند، که در آن‌ها بار محاسباتی در دوره وفق پذیری از مرتبه N^2 است.

در این مقاله به افزایش گذردهی[۱۱] کانال فیدینگ چند مسیری متغیر با زمان HF، به وسیله همسان‌ساز باز خور تصمیم پرداخته شده است. به این منظور استفاده از الگوریتم فیلترینگ وفقی MC-FQRD-RLS به همراه ایده استخراج ضرایب در حالت داده[۱۲] در چند لحظه مشخص، پیشنهاد شده است. لذا ایده اصلی و تفاوت روش پیشنهادی با روش‌های قبلی استخراج ضرایب در حالت داده در چند لحظه مشخص می‌باشد. نشان داده شده است که با استفاده از این روش در سیستم‌های آموزش

[4] Recursive least square
[5] Finite precision
[6] QR decomposition
[7] Inverse QRD-RLS (IQRD-RLS)
[8] Fast QRD-RLS (FQRD-RLS)
[9] Weight extraction (WE)
[10] Multichannel Fast QRD-RLS (MC-FQRD-RLS)
[11] Throughput
[12] Data mode

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

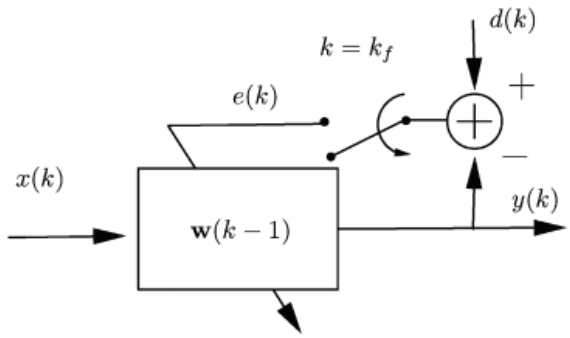
خوشه‌ای[۱۳] همسان‌ساز می‌تواند با استفاده از الگوریتم MC-FQRD-RLS و الگوریتم استخراج ضرایب در حالت داده در چند لحظه مشخص، به ازای اندکی محاسبات اضافی و قابل قبول نسبت به الگوریتم MC-FQRD-RLS در حالت همسان‌ساز به صورت Burst-Trained، میزان گذردهی در کانال HF را افزایش دهد. این روش از این جهت قابل توجه می‌باشد که میزان افزایش گذردهی به ازای حجم محاسبات بسیار کمتر، مشابه با حالتی است که همسان‌سازی با استفاده از الگوریتم MC-FQRD-RLSبه صورت Full-Iteration انجام شود.

ساختار این مقاله در ادامه به این صورت می‌باشد که در بخش دوم نحوه همسان‌سازی کانال HF به صورت Burst-trained توضیح داده شده است. در بخش سوم به عملکرد الگوریتم MC-FQRD-RLS با الگوریتم IQRD-RLS مقایسه می‌شود و همچنین به توضیح روش ارائه شده در این مقاله برای همسان‌سازی کانال HF پرداخته شده است. در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی ارائه شده است و در پایان در بخش پنجم به نتیجه‌گیری پرداخته شده است.

۲. همسان‌سازی کانال HF به صورت Burst-Trained

در این بخش چگونگی همسان‌سازی کانال HF به صورت Burst-trained ارائه می‌شود. در همسان‌سازی به صورت Busts-trained در کانال HFدر هر فریم ابتدا دنباله آموزشی ارسال می‌شود و پس از به دست آمدن بردار ضرایب همسان‌ساز با استفاده از داده‌های آموزشی، عمل همسان‌سازی با این ضرایب انجام می‌شود. این موضوع در شکل ۱ نشان داده شده است. همان‌طور که از شکل دیده می‌شود ضرایب همسان‌ساز برای زمان‌های $k \le k_f$ با استفاده از سیگنال‌های ورودی و مطلوب $\{x(k), d(k)\}$بروز می‌شود، به این دوره حالت آموزش[۱۴] گفته می‌شود. در لحظه $k = k_f$ فرآیند بروز رسانی ضرایب متوقف می‌شود و از بردار ضرایب بدست آمده $\mathbf{w}(k_f)$ برای فیلتر کردن (همسان‌سازی) استفاده می‌شود، به این مرحله حالت داده یا فیلترینگ گفته می‌شود و به این نوع همسان‌سازیBurst-Trained گفته می‌شود. خروجی همسان‌ساز در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$y(k) = \begin{cases} \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{x}(k) & k \le k_f \\ \mathbf{w}^H(k_f)\mathbf{x}(k) & k > k_f \end{cases}$$



شکل ۱- ساختار همسان‌ساز Burst-trained. همسان‌ساز برای $k \le k_f$ در حالت آموزش و برای $k > k_f$ در حالت داده است. توجه شود که برای $k > k_f$ فیلتر بروز نمی‌شود.

در کانال HF به دلیل تغییرات زمانی، زمان همدوسی کانال بسیار کم می‌باشد، بنابراین ضرایب فیلتر بدست آمده برای زمان کوتاهی قابل قبول می‌باشند و پس از مدتی به دلیل تغییرات کانال این ضرایب نیز باید بروز شوند. این موضوع باعث می‌شود که در هر فریم پس از ارسال دیتای آموزشی طول دیتای اصلی قابل ارسال کاهش یابد و لذا باعث کاهش گذردهی می‌شود. یک راه حل برای پیشگیری از افت گذردهی، بروز رسانی ضرایب همسان‌ساز برای تک تک نمونه‌ها می‌باشد (حالت Full-iteration). این موضوع در شکل ۲ برای حالتی که همسان‌سازی به دو صورت Burst-trained و Full-iteration در حالتی که از الگوریتم وفقی MC-FQRD-RLS در همسان‌ساز بازخور تصمیم استفاده شده برای کانال HF نشان داده شده است. همان‌گونه که از شکل مشاهده می‌شود در همسان‌سازی به صورت Burst-trained به دلیل تغییرات کانال منحنی همگرایی در حال واگرا شدن می‌باشد در حالی که در همسان‌سازی به صورت *Full-iteration* این‌گونه نیست. همان‌طور که در شکل ۲ می‌بینیم برای حالتی‌که از الگوریتم در حالت *Burst-Trained* استفاده می‌شود، تنها ۲۰۰ نمونه اول *MSE* قابل قبولی دارند ولی در روش *Full-Iteration* تمام۵۰۰ نمونه *MSE* قابل قبولی دارند. بنابراین میزان گذردهی برای حالتی که همسان‌سازی به صورت*Full-iteration* انجام می‌شود بسیار بیشتر است. اما باید توجه داشت که به دلیل بار محاسباتی بالای الگوریتم‌های وفقی نمی‌توان بردار ضرایب را برای هر تکرار (نمونه) محاسبه نمود.در جدول ۱ پیچیدگی محاسباتی الگوریتم‌های مبتنی بر *RLS* آورده شده است. تفاوت حجم محاسبات الگوریتم‌های *IQRD-RLS* و *MC-FQRD-RLS* از این جدول قابل محاسبه می‌باشد.

[13] Burst-Trained
[14] Data mode

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

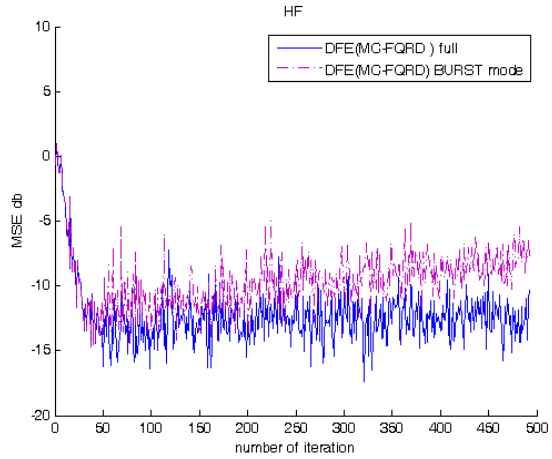
جدول ۱- پیچیدگی محاسباتی الگوریتم‌های مبتنی برRLS و الگوریتم جایگذاری بازگشتی و الگوریتم استخراج ضرایب

Algorithm	MULT	DIV	SQRT
RLS	$3N^2+3N$	N	O
QRD_RLS	$4(N^2+N)$	1	N
IQRD-RLS	$3N^2+4N+1$	N	O
Backward Substitution	$(N^2+N)/2$	N	N
MC-QRD_RLS	$14NM+13M+5N-9\sum_{i=1}^{M}N_i$	$3NM+4M+3\sum_{i=1}^{M}N_i$	$2NM+3M-2\sum_{i=1}^{M}N_i$
WE (per coeff j)	$5(N-j)M+7(N-j)-\sum_{i=1}^{M}N_i$	O	O
WE (total)	$\sum_{l=1}^{M}\sum_{j=0}^{N_l}\left(5(N-j)M+7(N-j)-\sum_{i=1}^{M}N_i\right)$	O	O

در این جدول N طول فیلتر و M تعداد کانال می‌باشد که برای همسان‌ساز بازخور تصمیم M برابر با دو می‌باشد.

۳. همسان‌سازی کانال HF توسط روش پیشنهادی

در این بخش ابتدا نشان داده خواهد شد که عملکرد الگوریتم MC-FQRD-RLS به همراه استفاده از الگوریتم استخراج ضرایب به ازای حجم محاسبات کمتر با الگوریتم IQRD-RLS، به عنوان یک بستر مقایسه، یکسان می‌باشد.همچنین نشان داده خواهد شد که چگونه با استفاده از روش پیشنهادی می‌توان طول دیتای اصلی قابل ارسال و در نتیجه گذردهی در کانال متغیر با زمانی مانند کانال HF را افزایش داد.

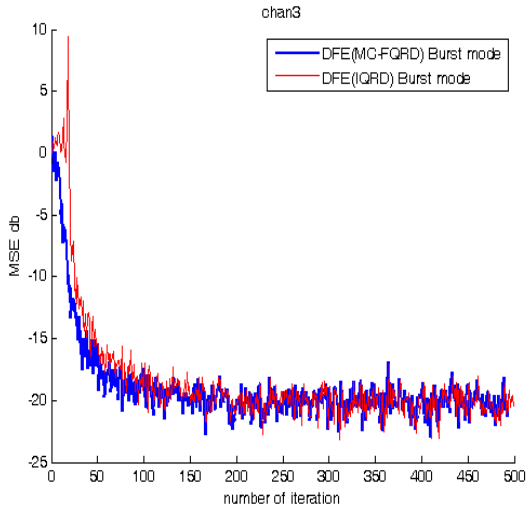


شکل ۲- منحنی یادگیری MSE الگوریتم MC-FQRD-RLS در کاربرد DFEبرای کانال HF. همسان‌سازی به دو صورتBurst-Trained و Full-Iteration انجام شده است.

همچنین نشان داده خواهد شد که چگونه با استفاده از روش پیشنهادی می‌توان طول دیتای اصلی قابل ارسال و در نتیجه گذردهی در کانال متغیر با زمانHF را افزایش داد.

همان‌طور که در بخش ۲ بیان شد در حالت کلی به دلیل اینکه نمی‌توان در هر تکرار و برای هر نمونه عمل یافتن ضرایب کانال توسط همسان‌ساز را انجام داد (به دلیل حجم محاسبات بالا) از همسان‌سازی به صورت Burst-trained استفاده می‌شود. نتایج همسان‌سازی به صورت Burst-trained توسط دو الگوریتم IQRD-RLS وMC-FQRD-RLS در کاربرد همسان‌ساز بازخور تصمیم برای یک کانال ثابت در شکل ۳ نشان داده شده است. با توجه به منحنی یادگیری حداقل مربعات خطای (MSE)همسان‌ساز مشاهده می‌شود که دو الگوریتم عملکرد یکسانی دارند و همچنین با توجه به جدول ۱ می‌بینیم که بار محاسباتی الگوریتم MC-FQRD-RLS بسیار کمتر است. بنابراین در حالت کلی از این الگوریتم برای همسان‌سازی کانال استفاده می‌نماییم.الگوریتم وفقیMC-FQRD-RLS و الگوریتم استخراج ضرایب استفاده شده در این مقاله در جدول‌های ۲ و ۳ پیوست ارائه شده‌اند. با توجه به شکل‌های ۲ و ۳ دیده می‌شود که منحنی یادگیری MSE الگوریتم MC-FQRD-RLS در حالت Burst-trained و در کانال HF، برخلاف عملکرد آن در کانال ثابت، در حال واگرا شدن می‌باشد.

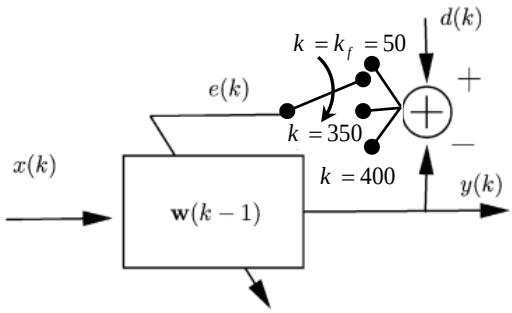
Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026



شکل ۳- منحنی یادگیری MSE برای دو الگوریتم IQRD-RLS و MC-FQRD-RLS در کاربرد DFE برای کانال ثابت. همسان‌سازی به صورت Burst-Trained انجام شده است.

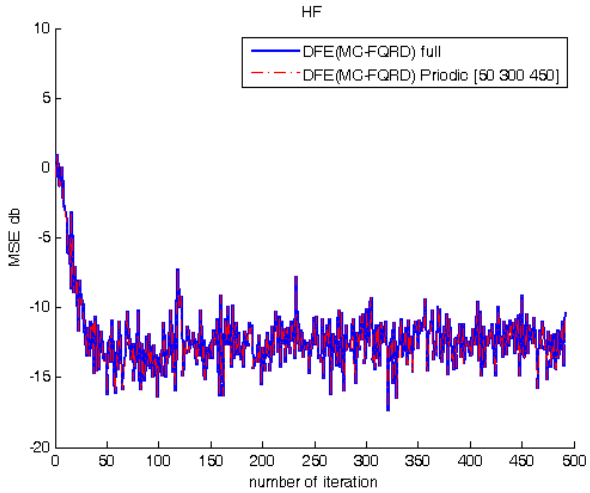
در شکل ۴ نشان داده شده است که چگونه در روش پیشنهادی با استفاده متناوب از الگوریتم MC-FQRD-RLS به همراه الگوریتم استخراج ضرایب در حالت داده، به ازای محاسبات بسیار کمتر می‌توان به نتایجی مشابه با حالتی که همسان‌سازی به صورت Full-Iteration انجام می‌شود، دست یافت. همان‌طور که از شکل (۴) مشاهده می‌شود، در همسان‌سازی با استفاده از روش پیشنهادی پس از اتمام دوره آموزشی در لحظات $k = 400, k = 350, k = k_f = 50$ بردار ضرایب استخراج می‌شود و از این بردار ضرایب برای همسان‌سازی کانال در لحظات بعدی استفاده می‌شود. لحظاتی که برای استخراج بردار ضرایب پیشنهاد شده به صورت آزمایشی و توسط شبیه‌سازی کامپیوتری بدست آمده است. خروجی همسان‌ساز در این حالت به این صورت بدست می‌آید.

$$y(k) = \begin{cases} \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{x}(k) & k \le k_f = 50 \\ \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{x}(50) & k_f > k > 300 \\ \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{x}(300) & 300 > k > 450 \\ \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{x}(450) & 450 > k \end{cases}$$



شکل ۴- ساختار همسان‌سازی به صورت روش پیشنهادی. همسان‌ساز برای $k \le k_f$ در حالت آموزش و برای $k > k_f$ در حالت داده است و ضرایب همسان‌ساز برای لحظات $k = 400, k = 350, k = k_f = 50$ بروز می‌شود.

همان‌طور که از شکل ۵ مشاهده می‌شود منحنی یادگیری MSE همسان‌سازی به دو صورت روش پیشنهادی و Full-Iteration بر هم منطبق شده است. با توجه شکل‌های ۲ و ۵ می‌بینیم که تنها با دو بار استفاده اضافی از الگوریتم MC-FQRD-RLS به همراه الگوریتم استخراج ضرایب، سمبل‌های ۲۰۰ به بعد نیز دارای MSE قابل قبولی می‌باشند. بنابراین در یک فریم به جای ارسال تنها ۱۵۰ داده معتبر، ۴۵۰ داده معتبر (۵۰ نمونه اول مربوط به دنباله آموزشی می‌باشد) را به ازای اندکی محاسبات بیشتر از حالتی که همسان‌سازی به صورت Burst-Trained انجام می‌شود، و به ازای محاسبات بسیار کمتر از حالتی که همسان‌سازی به صورت Full-Iteration انجام می‌شود با توجه به بار محاسباتی ارائه شده در جدول ۱، ارسال نموده‌ایم. در واقع با این روش همسان‌سازی گذردهی کانال به ازای حجم محاسبات قابل قبولی افزایش مطلوبی یافته است.

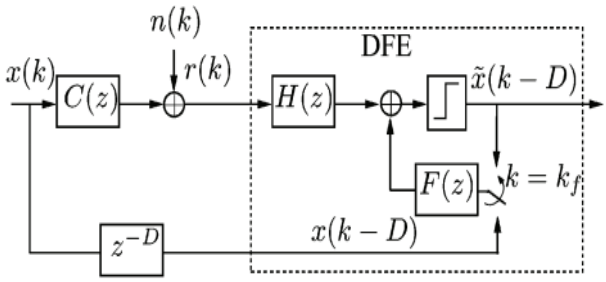


شکل ۵- منحنی یادگیری MSE الگوریتم MC-FQRD-RLS در کاربرد DFEبرای کانال HF. همسان‌سازی به دو صورت روش پیشنهادی و حالت Full-iteration انجام شده است. منحنی‌های همگرایی دو روش بر هم منطبق شده است.

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

۴. شبیه‌سازی

در این بخش یک همسان‌ساز باز خور تصمیم مانند شکل ۲ در نظر می‌گیریم. همسان‌ساز DFE را می‌توان یک فیلتر چند کاناله با تعداد M=2 کانال در نظر گرفت. در شبیه‌سازی طول فیلتر تغذیه مستقیم برابر با ۹ و طول فیلتر تغذیه پسرو برابر با ۸ می‌باشد.

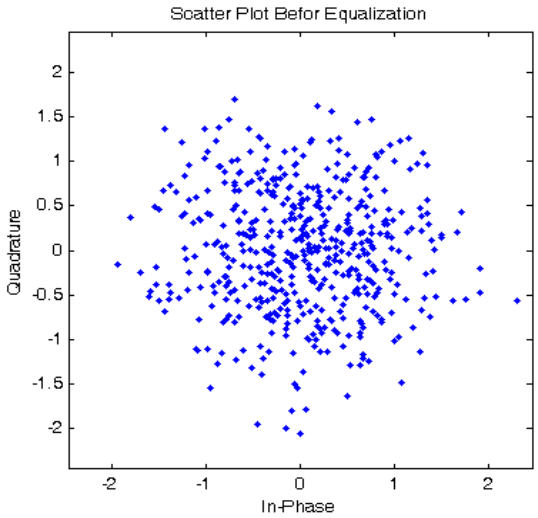


شکل ۴- ساختار همسان‌ساز بازخور تصمیم (DFE).

در شبیه سازی با توجه استاندارد MIL-STD-188-110B، کانال HF با این مشخصات درنظر گرفته شده است: یک کانال دو مسیره با شیفت داپلر ۰.25 Hz ،گستردگی زمانی 1ms، تابع چگالی طیف توان (یا طیف داپلر) هر یک از مسیرها گوسی می‌باشد و تأخیر ناشی از این کانال نیز ۴ نمونه می‌باشد. دنباله سمبل ارسالی شامل ۵۰۰ سمبل 8PSK می‌باشد که به صورت تصادفی انتخاب شده‌اند و دنباله آموزشی d(k) از ۵۰ سمبل اول همین دنباله سمبل تصادفی 8PSK ایجاد شده است. SNR برابر با 22db و فاکتور فراموشی برابر با λ=.99 انتخاب شده است و دنباله آموزشی به اندازه چهار نمونه تأخیر یافته است. منحنی‌های یادگیری، نتیجه میانگین‌گیری ۱۰۰ بار اجرای برنامه می‌باشند.

در شکل ۵، نمودار فلکی دنباله سمبل ارسالی پس از عبور از کانال و پیش از ورود به همسان‌ساز رسم شده است. در شکل ۶ نمودار فلکی دنباله ارسالی پس از عبور از همسان‌ساز و برای حالتی که همسان‌ساز از حالت Burst-Trained استفاده می‌کند رسم شده است تا بتوان عملکرد آن را با همسان‌سازی به صورت روش پیشنهادی مقایسه نمود.

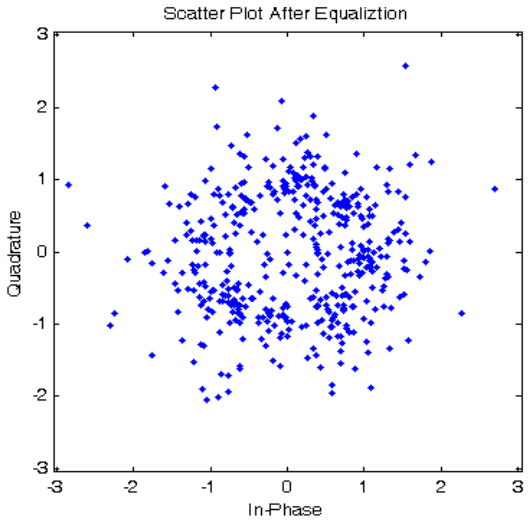
در شکل ۷ ،نمودار فلکی دنباله ارسالی پس از عبور از همسان‌ساز و برای حالتی که همسان‌ساز در حالت داده نیز بردار ضرایب را در لحظات ۳۰۰ و ۴۵۰ محاسبه می‌کند و عمل همسان‌سازی را انجام می‌دهد، رسم شده است.



شکل ۵- نمودار فلکی دنباله سمبل ارسالی قبل از ورود به همسان‌ساز.

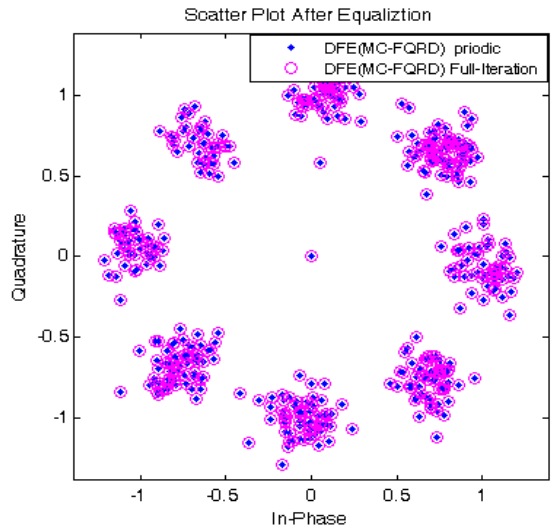
۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله به افزایش گذردهی کانال فیدینگ چند مسیری متغیر با زمان HF به وسیله همسان‌ساز بازخور تصمیم پرداخته شده است. به این منظور استفاده از الگوریتم فیلترینگ وفقی MC-FQRD-RLS به همراه ایده استخراج ضرایب در چند لحظه مشخص در حالت داده، پیشنهاد شده است. در حالت همسان‌سازی به صورت Burst-Trained همسان‌ساز نشان داده شده است.



شکل ۶- نمودار فلکی دنباله سمبل ارسالی پس از عبور از همسان‌ساز. همسان‌سازی به صورت Burst-Trained انجام می‌شود.

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026



شکل ۷- نمودار فلکی دنباله سمبل ارسالی پس از عبور از همسان‌ساز. همسان‌سازی به دو صورت Full_Iteration و روش پیشنهادی انجام شده است. سمبل‌های دریافتی در هر دو روش برهم منطبق شده‌اند.

می‌تواند با استفاده از الگوریتم MC-FQRD-RLS به همراه الگوریتم استخراج ضرایب در چند لحظه مشخص در حالت داده،به ازای محاسبات بسیار کمتر از الگوریتم IQRD-RLS در حالت Burst-Trained و همچنین به ازای اندکی محاسبات اضافی و قابل قبول نسبت به الگوریتم MC-FQRD-RLS در حالت Burst-Trained، میزان گذردهی کانال HF را افزایش دهد. همچنین این روش بدان جهت قابل توجه می‌باشد که میزان افزایش گذردهی به ازای محاسبات بسیار کمتر، مشابه با حالتی است که همسان‌ساز از الگوریتم MC-FQRD-RLS برای همسان‌سازی به صورت Full-Iteration، که حجم محاسباتی بالا و غیرقابل قبولی دارد، استفاده نماید. در نتیجه گذردهی کانال در همسان‌سازی به کمک روش پیشنهادی به ازای حجم محاسبات قابل قبولی افزایش یافته است.

پیوست ۱

جدول ۲- الگوریتم وفقی MC-FQRD-RLS

Multiple order sequential MC-FQR-PRI-B algorithm

Initialization:

$d_{fq2}^{(l)}(O)=O_{P\times 1}$

$f^{l}(O)=O_{P\times 1}$

$d_{q2}(O)=O_{P\times 1}$

$\gamma^{(O)}(k)=1;\ \|e_f^{(l)}(O)\| = \mu\ (a\ small\ constant)$

$Q_{\theta}^{(O)}(k)=I_{P+1\times P+1}$

$Q_{\theta f}^{(1)}(k)=I_{P+1\times P+1}$

for each k

{

$$Q_{\theta f}^{(1)}(k) = Q_{\theta f}^{(M)}(k-1)$$

$Q_{\theta f}^{(O)}(k)=Q_{\theta}(k-1)=Q_{\theta f}^{(M)}(k-1)$

$f^{(O)}(k)=f^{(M)}(k-1)$

for each l from 1 to M

{

Compute $d_{fq2}^{(l)}(k)$:

$e_{fq1}^{(l)}(k)=x_l(k)$

$$\begin{bmatrix} e_{fq1}^{(l)}(k) \\ d_{fq2}^{(l)}(k) \end{bmatrix} = Q_{\theta}^{(l-1)}(k-1) \begin{bmatrix} x_l(k) \\ \lambda^{1/2} d_{fq2}^{(l)}(k-1) \end{bmatrix}$$

Compute $\|e_f^{(l)}(k)\|$:

$$\|e_f^{(l)}(k)\| = \sqrt{(e_{fq1}^{(l)}(k))^2 + \lambda \left\|e_f^{(l)}(k-1)\right\|^2}$$

Compute $Q_{\theta f}^{(l)}(k)$:

Downloaded from jor.iranaict.ir at 20:22 +0330 on Wednesday February 11th 2026

جدول ۳- الگوریتم استخراج ضرایب برای الگوریتم MC-FQRD-RLS

Weight extraction at any chosen time instant k

Available from the MC-FQRD-RLS algorithm:
f(k), $\gamma^{(M)}(k)$, $Q_\theta(k)$, $d_{fq2}^{(i)}(k)$,

$\left\|e_f^{(i)}(k-1)\right\|$, $Q_{\theta f}^{(i)}(k)$ and $d_{q2}(k), i = 1, \dots, M$

for each l=1:M

{

Initialization:

$$x_i = 0, \forall i \in \{1, N_l\}$$

$$x_l = 1$$

$$u_{l,-1}(k-1) = O_{P\times 1}$$

Compute$u_{l,j+1}(k-1)$ from $u_{l,j+1}(k)$

$z_j(k) = -f^H(k) u_{l,j+1}(k)/\gamma^{(M)}(k)$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \lambda^{-1/2} u_{l,j+1}(k-1) \end{bmatrix} = Q_\theta^H(k) \begin{bmatrix} z_j(k) \\ u_{l,j+1}(k) \end{bmatrix}$$

Compute$u_{l,j+1}(k)$ from $u_{l,j}(k-1)$

for each j=0:$N_l - 1$

{

$$u_{l,j}^{(0)}(k-1) = u_{l,j-1}(k-1)$$

for each i =1:M

{

$$w_{f,j}^{(i)}(k-1) = x_i - [u_{l,j-1}^{(i-1)}(k-1)]^H d_{fq2}^{(i)}(k)$$

$$\begin{bmatrix} \dfrac{-w_{b,j}^{(i)}(k-1)}{\left\|e_b^{(i)}(k-1)\right\|} \\ u_{l,j}^{(i)}(k-1) \end{bmatrix} = \Pi_i Q_{\theta f}^{(i)}(k) \begin{bmatrix} u_{l,j}^{(i)}(k-1) \\ \dfrac{-w_{f,j}^{(i)}(k-1)}{\left\|e_f^{(i)}(k-1)\right\|} \end{bmatrix}$$

}

$$u_{l,j+1}(k) = u_{l,j-1}^{(M)}(k-1)$$

Compute$w_{l,j+1}(k)$:

$$w_{l,j+1}(k) = u_{l,j+1}^H(k) d_{q2}(k)$$

}

}

مراجع

[1]. D. D. Falconer, E. Eleftheriou, "*Adaptive Equalization Techniques for HF Channels* " IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. SAC-5, NO. 2, February 1987.

[2]. F. M. Hsu, "*Square Root Kalman Filtering for High-Speed Data Received over Fading Dispersive HF Channels*," IEEE Transaction on Information Theory, Vol. IT-28, No. 5, September 1982.

[3]. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.

[4]. J. A. Apolinário Jr., *QRD-RLS Adaptive Filtering*. New York: Springer, 2009.

[5]. M. Shoaib, S.Werner, J. A. Apolinário, Jr., and T. I. Laakso, "*Solution to the weight extraction problem in FQRD-RLS algorithms*," in Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP'06), Toulouse, France, May 2006.

[6]. M. Shoaib, S. Werner, J. A. Apolinário, Jr., and T. I. Laakso, "*Multi-channel fast QR-decomposition RLS algorithms with explicit weight extraction*, " in Proc. EUSIPCO' 2006, lorence, Italy, Sep. 2006

[7]. G. J. Bierman, *Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation*. New York: Academic, 1977.

[8]. M. Shoaib, S.Werner, J. A. Apolinário, Jr."Multichannel Fast QR-Decomposition Algorithms: Weight Extraction Method and Its Applications,"IEEE Trans. Signal Process., vol. 58, no. 1,pp. 175-188, Jnuary 2010

[9]. D. T. M. Slock, "*Reconciling fast RLS lattice and QR algorithms*," in Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP'90), Albuquerque, NM, Apr. 1990, vol. 3, pp. 1591–1594.

[10]. J. G. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 2008.