وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات

مرکز تحقیقات مخابرات ایران

دوماهنامه

مجله بین المللی ارتباطات و فناوری اطلاعات

شماره پروانه: ۱۲۴/۲۳۸۲

جلد یکم - شماره ۲ - اردیبهشت ماه ۱۳۸۸

فهرست مطالب

- زمانبندی و مسیر یابی بهینه در شبکه های بی سیم
  نغمه سادات مویدیان - سید جمال الدین گلستانی (فارسی)..... ۱-۱۰
- روشی نوین برای همسانسازی کانالهای MIMO انتخابگر فرکانسی با استفاده از الگوریتم ژنتیک و تجزیه مقادیر تکین ماتریس های چند جمله ای
  ایمان امدی اخلاقی - حسین خوشبین - مرتضی رجب زاده (فارسی)..... ۱۱-۱۹
- طراحی و ساخت یک نانو فیلتر نوری بر اساس نوسان پلاسمون های سطحی
  توکل پاکیزه - محمد صادق ابریشمیان - نصرت ا... گرانپایه - (فارسی)..... ۲۱-۲۷
- تلفیق کدینگ و گسترش طیف برای سیستمهای باند وسیع دسترسی چند گانه مبتنی بر تقسیم کد (CDMA)
  معصومه نصیری کناری (فارسی)..... ۲۹-۳۸
- روشی نو در طراحی آنتن های فراپهن باند
  کیان پرن - معصوم فردیس -علی ابوالقاسمی (انگلیسی)..... 1-11
- طراحی و ساخت یک آنتن پچ میکرواستریپ با تزویج روزنه ای برای یک سیستم IFF
  محمود نیروجزی - غلامرضا عسکری - حمید رضا اسکندری - حمید میرمحمد صادقی (انگلیسی)..... 13-19
- درستی ترجمه و انتقال مشخصات از زبان صوری Z به زبان برنامه نویسی SetL2
  بهناز چنگیزی - سید حسن میریان حسین آبادی (انگلیسی)..... 21-27

ایران - تهران - انتهای کارگر شمالی - صندوق پستی ۳۹۶۱-۱۴۱۵۵ - مرکز تحقیقات مخابرات ایران

شماره تماس: ۸۸۶۳۰۰۷۷

http://journal.itrc.ac.ir

مجله بین المللی
ارتباطات و فناوری اطلاعات

ITRC

جلد یکم - شماره ۲ - اردیبهشت‌ماه ۱۳۸۸ (ش ص ۱۹-۱۱)

روشی نوین برای همسانسازی کانال های MIMO انتخابگر فرکانسی با استفاده از الگوریتم ژنتیک و تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس های چندجمله‌ای

ایمان احدی اخلاقی
دانشگاه فردوسی مشهد
دانشکده مهندسی، گروه برق
مشهد، ایران
i_a_akhlaghi@yahoo.com

حسین خوشبین
دانشگاه فردوسی مشهد
دانشکده مهندسی، گروه برق
مشهد، ایران
khoshbin@um.ac.ir

مرتضی رجب زاده
دانشگاه فردوسی مشهد
مرکز پژوهشی مخابرات و کامپیوتر
مشهد، ایران
morteza.rajabzade@gmail.com

تاریخ دریافت: ۱۳۸۷/۶/۲۷ تاریخ پذیرش: ۱۳۸۷/۱۲/۱۸

چکیده- در این مقاله، ابتدا این واقعیت نشان داده می شود که کانال های چند ورودی-چند خروجی انتخابگر فرکانسی را می توان با ماتریس هایی که هر یک از درایه های آنها یک چند جمله ای بر حسب متغیر تأخیر واحد z^{-1} است، مدل کرد. سپس برای حذف تداخل های بین کانالی و بین سمبلی موجود در کانال های انتخابگر فرکانسی، روشی نوین مبتنی بر مفهوم تجزیه‌ی مقادیر تکین برای ماتریس های چند جمله ای معرّفی می شود که در آن، الگوریتم ژنتیک جهت یافتن ضرایب بهینه‌ی ماتریس فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز به کار می رود. با استفاده از پیش کد گذار و همسانساز طراحی شده با این روش، کانال چند ورودی-چند خروجی انتخابگر فرکانسی به چند کانال یک ورودی-یک خروجی تخت مستقل از هم تبدیل شده و در نتیجه هر دو نوع تداخل بین کانالی و بین سمبلی حذف می شود. شبیه سازی های صورت گرفته کارآیی خوب روش ابداعی را نشان می دهند.

کلید واژه- **کانال چند ورودی چند خروجی انتخابگر فرکانسی، ماتریس چند جمله ای، تجزیه‌ی مقادیر تکین، الگوریتم ژنتیک.**

Abstract- **In this paper, it is first indicated that a given frequency-selective MIMO channel can be modeled with a matrix that each of its elements is a polynomial of unit delay variable z^{-1}. Then, in order to cancel both inter-channel and inter-symbol interferences, a novel method based on singular value decomposition of polynomial matrices is introduced. In the proposed method, a genetic algorithm is used to find the optimum coefficients of the pre-coder and equalizer filter matrices. Applying these filters to the frequency-selective MIMO channel, converts it to some non-frequency-selective SISO channels. Therefore, both inter-channel and inter-symbol interferences are canceled. Simulation results show that the proposed method has a high performance.**

۱- مقدمه

در سیستم های چند ورودی-چند خروجی سیگنال دریافت شده در هر آنتن گیرنده، ترکیبی از سیگنال های ارسال شده از آنتن های مختلف فرستنده می باشد که از مسیر های مختلفی به گیرنده می رسند. به عبارت دیگر بین سیگنال های ارسالی آنتن های مختلف فرستنده تداخلی به نام تداخل بین کانالی وجود دارد که باید به نوعی آن را حذف نمود. در سیستم های چند کاربره، که در آن ها هر کدام از آنتن های فرستنده داده های یک کاربر خاص را ارسال می کنند، این پدیده باعث

به وجود آمدن تداخل بین کاربران می شود. در صورت حذف تداخل بین کانالی در سیستم های چند ورودی-چند خروجی و بهره گیری از چندگانگی فضایی می توان ظرفیت سیستم های مخابراتی را به میزان زیادی افزایش داد [۱]. اگر نرخ سمبل ارسالی در سیستم مخابراتی زیاد باشد کانال به صورت انتخابگر فرکانسی عمل می کند و سمبل های دریافتی در گیرنده در زمان های متوالی نیز با یکدیگر تداخل پیدا می کنند که به آن، تداخل بین سمبلی گفته می شود. تداخل بین سمبلی نیز همانند تداخل بین کانالی در صورت حذف نشدن باعث افزایش احتمال خطا در آشکار سازی داده ها می گردد [۱-۳].

یکی از روش های حذف و کاهش تداخل بین سمبلی استفاده از تکنیک ارسال چند حاملی و روش OFDM است. در این روش به جای یک حامل از تعداد بیشتری حامل استفاده می شود و فاصله‌ی فرکانسی بین آنها به گونه ای است تا بر هم متعامد بوده و در نتیجه علیرغم همپوشانی فرکانسی، زیرکانال ها تداخلی بر روی هم نداشته باشند. این مسأله سبب افزایش گذردهی و ظرفیت سیستم خواهد شد. با به کار بردن تکنیک OFDM، کانال مخابراتی، که به صورت تار کننده‌ی انتخابگر فرکانسی عمل می کند، به چند زیر کانال تارکننده‌ی تخت تبدیل می شود. بهره بردن از مزیّت های سیستم های MIMO و تکنیک OFDM به طور همزمان و استفاده از سیستم های MIMO-OFDM، یکی از روش های بالا بردن گذردهی در سیستم های مخابراتی می باشد [۴ و ۵]. روش OFDM در کنار مزایایش مشکلاتی نیز دارد که از آنها می توان به بالا بودن نسبت پیک به متوسط توان ارسالی [۶] و نویز فاز [۷] اشاره کرد.

یکی دیگر از راه های حذف تداخل بین سمبلی در سیستم های مخابراتی یک ورودی-یک خروجی استفاده از همسانساز است. همسانساز در واقع یک فیلتر با مشخّصه‌ی فرکانسی عکس مشخّصه‌ی فرکانسی کانال می باشد؛ در نتیجه با عبور سیگنال خروجی کانال (ورودی گیرنده) از آن، اثر کانال حذف شده و تداخل بین سمبل های متوالی از بین خواهد رفت [۱]. در این مقاله هدف، تعمیم این روش برای کانال های چند ورودی-چند خروجی و یا به عبارت دقیقتر طراحی همسانساز برای کانال های MIMO انتخابگر فرکانسی می باشد. دلیل پیشنهاد این روش، علاوه بر معایب روش OFDM که در بالا بدان اشاره شد، این نکته است که برای حذف تداخل بین سمبل های متوالی در روش OFDM، از یک پیشوند چرخشی استفاده می شود، که از گذردهی و ظرفیت سیستم می کاهد. جهت طراحی همسانساز برای کانال های MIMO انتخابگر فرکانسی، از مفهومی تحت عنوان تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس ها در حالت کلّی [۸ و ۹] و تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس های چند جمله ای یا SVD تعمیم یافته [۱۰-۱۳] در حالت خاص استفاده خواهیم کرد. البتّه لازم به ذکر است "Generalized SVD" برای مفهومی غیر از چیزی که ما در این مقاله به آن اشاره می کنیم نیز در مقالات به کار رفته است [۱۴].

به دست آوردن روشی کاملاً تحلیلی برای محاسبه‌ی ضرایب پیش کدگذار و همسانساز بهینه مبتنی بر تجزیه‌ی مقادیر تکین تعمیم یافته برای ماتریس های چند جمله ای در حالت کلّی مسأله ای است که در [۱۳] بدان پرداخته‌ایم. در آن روش، تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس چند جمله ای مربوط به کانال انتخابگر فرکانسی به صورت تحلیلی و پارامتری محاسبه می شود و سپس با به کار بردن بسط تیلور، ماتریس های متناظر با فیلتر های همسانساز و پیش کدگذار با پاسخ ضربه‌ی محدود تولید می شوند. لازم به ذکر است فیلتر های طراحی شده با این روش به صورت عملی قابل پیاده سازی هستند و این روش به دلیل تحلیلی بودن سرعت بسیار بالایی دارد؛ در نتیجه می توان از آن در کاربرد های بلادرنگ و زمان حقیقی کاملاً سود جست.

به جز روش معرّفی شده در [۱۳]، با بررسی دقیق در منابع موجود تنها یک روش دیگر به نام SBR2 برای همسانسازی کانال های MIMO انتخابگر فرکانسی یافت شد. البتّه این روش عمل تجزیه‌ی ماتریس های چند جمله ای را با یک روش تکراری و غیر تحلیلی انجام می دهد [۱۰ و ۱۱]. روش SBR2، در واقع تعمیمی از روش ژاکوبی برای تجزیه‌ی مقدار ویژه‌ی ماتریس های چند جمله ای می باشد. نکته ای که لازم است اینجا بدان اشاره شود این است که برای افزایش دقّت تخمین روش SBR2، می بایست این روش تکراری تعداد گام های زیادی داشته باشد. این عمل در کنار افزایش دقّت تخمین، سبب می شود درجه‌ی فیلترهای حاصل نیز افزایش یابد که مطلوب نیست. دلیل این امر آن است که در هر تکرار از این الگوریتم، یک عنصر تأخیر واحد وجود دارد و در نتیجه به درجه‌ی فیلترها یک واحد افزوده می شود.

در این مقاله ضرایب بهینه‌ی فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز با استفاده از روش هوشمند الگوریتم ژنتیک محاسبه می شوند. الگوریتم ژنتیک یک روش جستجو برای یافتن بهینه‌ی جهانی یک تابع دارای تعدادی بهینه های محلّی می باشد. این الگوریتم از یک طرف، همانند جستجوی کامل فضای جواب های ممکن، توانایی یافتن بهینه‌ی جهانی را دارد و از طرف دیگر، از آنجایی که جستجو به صورت کاملاً کور صورت نمی گیرد، سرعت جستجو به وسیله‌ی آن به مراتب بیشتر از جستجوی کامل فضای جواب ها است. در ادامه‌ی این مقاله به طور کامل و جزئی به معرّفی الگوریتم ژنتیک مورد استفاده در این مسأله خواهیم پرداخت. با بررسی های دقیقی که در منابع موجود صورت گرفت به این نتیجه رسیدیم که تابحال از الگوریتم ژنتیک برای همسانسازی کانال های مخابراتی در حالت کلّی و کانال های چند ورودی-چند خروجی در حالت خاص استفاده نشده است. علاوه بر آن، تنها در [۱۵] عمل همسانسازی زمانی و فضایی کانال MIMO انتخابگر فرکانسی به طور همزمان در حوزه‌ی زمان صورت گرفته است. روش معرّفی شده در [۱۵]، که مبتنی بر روش SBR2 می باشد، در شبیه سازی هایی که نتایج آن در این مقاله آمده است، در مقایسه با روش پیشنهادی کارآیی ضعیف تری از خود نشان می دهد.

در ادامه‌ی این مقاله در بخش ۲، مفهوم ریاضی تجزیه‌ی مقادیر تکین برای ماتریس های عددی و ماتریس های چند جمله ای مورد بررسی قرار می گیرند. در این بخش همچنین نحوه‌ی استفاده از تجزیه‌ی مقادیر تکین برای حذف تداخل بین کانالی معرّفی می شود. بخش ۳ نیز به معرّفی الگوریتم ژنتیکی که برای یافتن ضرایب بهینه‌ی ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز استفاده می شود، اختصاص دارد. در بخش های ۴ و ۵ هم به ترتیب به نتایج شبیه سازی های صورت گرفته برای یک نمونه کانال مخابراتی متداول و نتیجه گیری از آنها می پردازیم.

۲- حذف تداخل بین کانالی در کانال های MIMO با استفاده از تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس کانال

در این بخش، ابتدا مفهوم تجزیه‌ی مقادیر تکین برای ماتریس های عددی معرّفی می شود و سپس به معرّفی تجزیه‌ی مقادیر تکین تعمیم یافته برای ماتریس های چند جمله ای می پردازیم.

۲-۱- کانال های تخت

تجزیه‌ی مقادیر تکین برای ماتریس کانال تخت H به صورت ذیل تعریف می شود [۱۶]:

$$H_{M\times N} = U_{M\times M} S_{M\times N} V_{N\times N}^{H} \quad (۱)$$

که در آن M و N به ترتیب تعداد آنتن های گیرنده و فرستنده و U و V ماتریس بردار های تکین چپ و راست و S ماتریس قطری مقادیر تکین می باشند. ماتریس های بردار های تکین U و V متعامد و یکّه هستند:

$$V^{H}V = I_{N\times N} \quad (۲)$$

$$U^{H}U = I_{M\times M} \quad (۳)$$

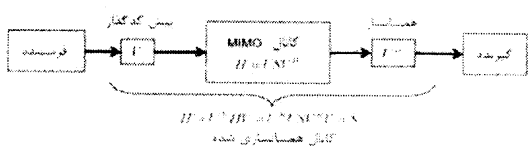
با استفاده از ماتریس های U و V به عنوان همسانساز و پیش کدگذار، در گیرنده و فرستنده، می توان ماتریس کانال را به صورت ذیل ساده نمود:

$$H' = U^{H}HV = U^{H}USV^{H}V = S \quad (۴)$$

همان طور که در رابطه‌ی ۴ دیده می شود، ماتریس کانال نهایی یک ماتریس قطری بوده و در نتیجه تداخل بین کانالی حذف می شود. در صورتی که بردار ورودی کانال در لحظه‌ی k ام $\mathbf{s}[k]$ باشد، خروجی کانال از رابطه‌ی ذیل به دست می آید:

$$\begin{aligned}\mathbf{z}[k] &= U^{H}HV\mathbf{s}[k] + U^{H}\mathbf{n}[k] \\ &= U^{H}USV^{H}V\mathbf{s}[k] + U^{H}\mathbf{n}[k] \\ &= S\mathbf{s}[k] + \eta[k]\end{aligned} \quad (۵)$$

در این رابطه $\mathbf{n}[k]$ بردار نویز خروجی کانال بدون همسانساز و $\eta[k]$ بردار نویز خروجی کانال بعد از گذر از همسانساز می باشد. با توجّه به این نکته که نویز $\mathbf{n}[k]$ یک نویز گوْسی و سفید می باشد و ماتریس همسانساز U نیز طبق رابطه‌ی ۳ یک ماتریس متعامد و یکّه می باشد، مشخّصات آماری نویز $\mathbf{n}[k]$ با عبور از آن تغییر نمی کند. به عبارت دیگر نویز $\eta[k]$ نیز سفید، گوْسی و دارای توانی برابر توان $\mathbf{n}[k]$ می باشد. این مسأله بررسی ویژگی های مربوط به نویز سیستم را بسیار ساده می کند. شکل ۱ نحوه‌ی استفاده از تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس کانال MIMO تخت برای حذف تداخل بین کانالی را نشان می دهد [۸].



شکل ۱- حذف تداخل بین کانالی در کانال های چند ورودی-چند خروجی تخت با استفاده از تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس کانال

۲-۲- کانال های انتخابگر فرکانسی

در صورتی که کانال MIMO مورد بحث دارای پاسخ فرکانسی ثابت و بدون اعوجاج نباشد و به صورت انتخابگر فرکانسی عمل کند، می توان ماتریس کانال را به صورت یک ماتریس چند جمله ای بر حسب z نمایش داد:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(z) & \cdots & h_{1N}(z) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(z) & \cdots & h_{MN}(z) \end{bmatrix} \quad (۶)$$

در این حالت درایه $h_{mn}(z)$ از ماتریس H خود یک چند جمله ای بر حسب z بوده و در نتیجه به فرکانس بستگی دارد. با تعمیم تجزیه‌ی مقادیر تکین ماتریس های معمولی برای ماتریس های چند جمله ای، هر کدام از ماتریس های U، V و S خود نیز تبدیل به یک ماتریس چند جمله ای خواهند شد. در نتیجه، پاسخ کانال انتخابگر فرکانسی به همراه پیش کدگذار و همسانساز به بردار ورودی $\mathbf{s}[k]$ از تعمیم رابطه‌ی ۵ و به صورت کانولوشنی ذیل به دست می آید [۱۲ و ۱۳]:

$$\begin{aligned}\mathbf{z}[k] &= U^{H} * H * V * \mathbf{s}[k] + U^{H} * \mathbf{n}[k] \\ &= U^{H} * U * S * V^{H} * V * \mathbf{s}[k] + U^{H} * \mathbf{n}[k] \\ &= S * \mathbf{s}[k] + \eta[k]\end{aligned} \quad (۷)$$

در این رابطه ماتریس های S، U و V ماتریس های چند جمله ای و تعمیمی از ماتریس های S، U و V تعریف شده در بخش قبل می باشند:

$$S = \begin{bmatrix} s_1(z) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_2(z) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & s_N(z) \end{bmatrix} \quad (۸)$$

$$V^{H} * V = I \quad (۹)$$

$$U^{H} * U = I \quad (۱۰)$$

همان طور که در رابطه‌ی ۷ مشاهده می شود با اعمال پیش کدگذار و همسانساز تداخل بین کانالی حذف می شود و خروجی کانال (بدون در نظر گرفتن نویز) از کانولوشن یک ماتریس چند جمله ای قطری با بردار ورودی به دست می آید. به بیان دیگر، کانال چند ورودی-چند خروجی انتخابگر فرکانسی ابتدایی به چند زیر کانال مستقل از هم یک ورودی-یک خروجی انتخابگر فرکانسی تبدیل می شود.

در مرحله‌ی بعد باید به فکر حذف تداخل بین سمبلی باشیم. برای حذف این نوع تداخل می توان برای هر یک از زیر کانال های یک ورودی-یک خروجی حاصل از مرحله‌ی قبل، با استفاده از روش های موجود و متداول، به طور جداگانه پیش کدگذار و همسانساز مناسب طراحی نمود. بعد از اعمال این پیش کدگذار ها و همسانساز ها هر دو نوع تداخل بین کانالی و بین سمبلی حذف خواهند شد. در این صورت کانال نهایی به صورت ذیل در خواهد آمد:

$$\begin{aligned}H' &= W * (U^{H} * H * V) * G = W * S * G = S' \\ &= \begin{bmatrix} s_1' & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_2' & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & s_N' \end{bmatrix}\end{aligned} \quad (۱۱)$$

در این رابطه ماتریس های W و G به ترتیب ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز برای حذف تداخل بین سمبلی می باشند. همان طور که در رابطه‌ی ۱۱ مشاهده می شود، ماتریس نهایی کانال به یک ماتریس قطری معمولی (غیر چند جمله ای) تبدیل می شود. به راحتی می توان دید با ترکیب W و U و ترکیب V و G، ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز نهایی K و P به دست می آیند که هر دو نوع تداخل بین سمبلی و بین کانالی را به طور همزمان حذف می کنند.

$$H' = K * H * P = \begin{bmatrix} s_1' & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_2' & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & s_N' \end{bmatrix} \quad (۱۲)$$

محاسبه‌ی ضرایب ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز K و P به صورت تحلیلی مسأله‌ی پیچیده ای می باشد که در [۱۳] به طور مفصّل

به بخشی از آن پرداخته ایم. تعداد ضرایب ماتریس های K و P با توجّه به چند جمله ای بودن هر یک از درایه های آنها به ترتیب $L_N N^2$ و $L_M M^2$ می باشد؛ که L_M و L_N به ترتیب درجه‌ی فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز و یا به عبارت دیگر طول حافظه‌ی آنها می باشد. بدیهی است برای داشتن پیش کدگذار و همسانساز بهینه لازم است مقادیر L_M و L_N به اندازه‌ی کافی بزرگ در نظر گرفته شوند که این امر به پیچیدگی مسأله بیش از پیش می افزاید.

۳- استفاده از الگوریتم ژنتیک برای محاسبه‌ی ضرایب بهینه‌ی ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز

همان طور که گفته شد، محاسبه‌ی تحلیلی ضرایب ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز برای حذف همزمان تداخل های بین کانالی و بین سمبلی کار آسانی نیست و پیچیدگی محاسباتی زیادی دارد. در نتیجه برای محاسبه‌ی این ضرایب می توان از روش های جایگزین مانند روش جستجو برای ضرایب بهینه استفاده نمود؛ به طوری که در فضای اعداد حقیقی به دنبال مقادیری می گردیم که اگر به عنوان ضرایب در نظر گرفته شوند، کانال وضعیت بهینه پیدا کند و هر دو نوع تداخل های بین کانالی و بین سمبلی حذف گردند.

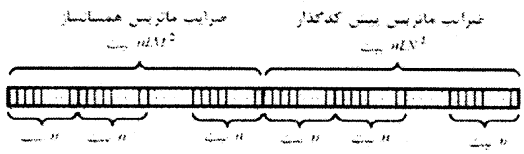
الگوریتم های تکاملی به طور عام و الگوریتم ژنتیک به طور خاص روش های جستجویی هستند که برای یافتن بهینه‌ی جهانی می توان از آنها سود جست [۱۷]. در الگوریتم ژنتیک از ایده‌ی تکامل موجودات زنده استفاده می شود. بدین صورت که در ابتدا، مجموعه ای از جواب ها به صورت اتّفاقی حدس زده می شوند و میزان نزدیکی آنها به جواب بهینه با محاسبه‌ی یک تابع برازندگی برای هر یک از آنها معلوم می شود. سپس از جواب های بهتر و برازنده تر در به وجود آوردن مجموعه‌ی جدیدی از جواب ها استفاده می شود. برای این کار از دو عملگر جهش و برش سود می بریم. عملگر جهش با احتمال خاصّی بر روی هر یک از جواب های موجود عمل کرده و کمی آنها را تغییر می دهد. عملگر برش نیز بر روی دو عضو یا دو جواب (والدین) از مجموعه‌ی فعلی عمل کرده و باعث به وجود آمدن جواب های جدیدی (فرزندان) می شود که از جهاتی شبیه جواب های گذشته می باشند. از آنجایی که جواب های برازنده تر احتمال بیشتری برای شرکت در عملگر های برش و جهش را دارند، وضعیت جواب های مجموعه به طور پیوسته بهبود می یابد.

الگوریتم ژنتیک از یک سو، به خاطر طبیعت تصادفی اش در تمام فضای جواب های ممکن به دنبال جواب بهینه می گردد و در نتیجه از لحاظ تئوری توانایی پیدا کردن بهینه‌ی جهانی را دارد و از سوی دیگر، به خاطر آن که عمل جستجو در هر گام در حوالی جواب های شبه بهینه‌ی فعلی صورت می گیرد، به صورت هدفمند این عمل انجام می گردد و جستجو به صورت کور انجام نمی شود. در این مقاله، ما با استفاده از الگوریتم ژنتیک به دنبال ضرایب بهینه برای ماتریس های مجهول پیش کدگذار و همسانساز می گردیم.

در هر الگوریتم ژنتیک لازم است دو مفهوم کدینگ و تابع برازندگی به طور کامل تعریف و مشخّص شوند. منظور از کدینگ نحوه‌ی نگاشت جواب های ممکن به اعضاء مجموعه‌ی جواب ها است. به هر یک از جواب های ممکن در الگوریتم ژنتیک کروموزوم گفته می شود. منظور از تابع برازندگی نیز تابعی است که کمتر بودن آن به معنی نزدیکتر بودن جواب مورد بررسی به جواب بهینه می باشد. در ادامه به نحوه‌ی کدینگ در الگوریتم ژنتیک به کار رفته می پردازیم.

۳-۱- کدینگ

همان طور که در بخش قبل گفته شده، تعداد ضرایبی که باید محاسبه شوند $L_M M^2 + L_N N^2$ می باشد. اگر برای هر یک از این ضرایب دقّت n بیت در نظر گرفته شود و طول حافظه‌ی پیش کدگذار و همسانساز برابر هم و L باشد، هر جواب بالقوّه یا به عبارت دیگر هر کروموزوم شامل $nL(M^2+N^2)$ بیت یا ژن خواهد بود. ساختار هر کروموزوم در شکل ۲ آمده است.



شکل ۲- کدینگ به کار رفته و ساختمان هر کروموزوم

۳-۲- تابع برازندگی

برای تعریف تابع برازندگی سه هدف در نظر گرفته می شود. نخست آن که ماتریس های K و P متعامد و یکّه باشند. دوّم و سوّم نیز آن که تداخل بین کانالی و بین سمبلی کمینه شود. برای این منظور توابع هزینه‌ی ذیل را تعریف می کنیم:

$$J_1 = mse(I_{M\times M} - K^H * K) \quad (۱۳)$$

$$J_2 = mse(I_{N\times N} - P^H * P) \quad (۱۴)$$

$$J_3 = \sqrt{mse\{real[corrcoef(K^H * H * P * s[k]) - I]\}} \quad (۱۵)$$

$$J_4 = \sqrt{mse\{real[\frac{R'_{yy}}{R_{yy}(0)}]\}} \quad (۱۶)$$

در این روابط $mse(.)$ و $corrcoef(.)$ توابعی از نرم افزار MATLAB هستند که به ترتیب برای محاسبه‌ی میانگین مربعات و همبستگی متقابل بین نمونه های (سطر های ماتریس نمونه ها) چندین متغیّر (ستون های ماتریس نمونه ها) به کار می روند. در اینجا متغیّر ها، خروجی آنتن های گیرنده و در نتیجه عبارت $corrcoef(K^H * H * P * s[k])$ معیاری از تداخل بین کانالی نهایی می باشد. در رابطه‌ی ۱۶، $R_{yy}(.)$ تابع خود همبستگی بین نمونه های مختلف زمانی خروجی نهایی متوسّط آنتن های گیرنده می باشد. $R'_{yy}(.)$ همانند $R_{yy}(.)$ می باشد با این تفاوت که $R_{yy}(0)$ صفر در نظر گرفته می شود. در نتیجه رابطه‌ی ۱۶ میزان تداخی بین سمبلی کانال نهایی را مشخّص می کند. لذا در نهایت کمینه شدن توابع هزینه‌ی J_1، J_2، J_3 و J_4 به ترتیب تعامد و یکّه بودن ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز و کمینه شدن تداخل های بین کانالی و بین سمبلی را تضمین می کند. با توجّه به مطالب فوق تابع برازندگی را برای هر یک از کروموزوم ها به صورت مجموع توابع هزینه‌ی فوق در نظر می گیریم:

$$f = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 \quad (۱۷)$$

۳-۳- ملاحظاتی درباره‌ی الگوریتم ژنتیک به کار رفته

الگوریتم ژنتیک در کنار این مزیّت که توانایی یافتن مقادیر بیشینه و کمینه‌ی جهانی یک تابع را دارد، دارای دو مشکل مهم نیز می باشد که می بایست هنگام استفاده از آن مورد توجّه قرار گیرند. این دو مشکل عبارتند از: ۱- حجم محاسبات بالا و در نتیجه کندی الگوریتم و ۲- امکان همگرا شدن الگوریتم به جواب های شبه بهینه و مقادیر بیشینه و کمینه‌ی محلّی.

همان طور که در بخش های قبل به طور کامل بیان شد، الگوریتم ژنتیک نوعی روش جستجو است و از آنجایی که امکان دارد فضای جواب های ممکن فضایی بزرگ باشد، جستجو در این فضا برای یافتن مقادیر بهینه عملی زمانبر و کند خواهد بود. زمانبر و کند بودن الگوریتم ژنتیک در بسیاری از کاربرد ها که در آنها نیازی به داشتن مقادیر کمینه یا بیشینه به صورت زمان حقیقی و بلادرنگ نمی باشد و الگوریتم تنها یک بار در ابتدا اجرا می شود و سپس از جواب های آن استفاده می گردد، ایراد محسوب نمی شود. به عنوان مثال می توان در طرّاحی شبکه های مخابرات سلّولی و انتخاب مکان ایستگاه های پایه در این شبکه ها از الگوریتم ژنتیک بهره برد و زمانبر بودن آن مشکلی ایجاد نمی کند. در نگاه ابتدایی به نظر می رسد زمانبر و کند بودن الگوریتم ژنتیک ممکن است در کاربرد مطرح شده در این مقاله و همسانسازی کانال های مخابراتی در صورتی که کانال تغییر پذیر با زمان باشد، دردسرساز شود و نتوان از آن برای کاربرد های زمان حقیقی و بلادرنگ استفاده کرد. در پاسخ به این چالش می توان به موارد ذیل اشاره کرد:

- بسیاری از کانال های مخابراتی تغییر پذیر با زمان نیستند و یا در صورت تغییر پذیری با زمان، این تغییر به کندی صورت می گیرد (مانند کانال های مخابرات ماهواره ای و مخابرات فضایی). در این موارد می توان از همسانساز طرّاحی شده با روش پیشنهادی برای مدّت زمانی طولانی استفاده کرد.
- روش پیشنهادی می تواند به طور دائم در حال اجرا باشد. در صورتی که کانال با زمان تغییر کند، جواب های بهینه به دست آمده در یک زمان خاص بعد از یک زمان مشخّص دیگر بهینه نخواهند بود و سرعت فاصله گرفتن آنها از جواب های بهینه نسبت مستقیم با سرعت تغییرات کانال خواهد داشت. در نتیجه، جوابی که در زمان t_0 بهینه است در زمان $t_0+\Delta t$ به میزان زیادی از پاسخ بهینه‌ی جدید دور نشده است و از آنجایی که الگوریتم ژنتیک جستجو را نه به شکل کور بلکه در کنار و نزدیکی جواب های موجود انجام می دهد، به سرعت به جواب جدید همگرا خواهد شد. در نتیجه اگر الگوریتم پیشنهادی به طور مداوم و به موازات سیستم اصلی مخابراتی در حال اجرا باشد، همیشه با یک تأخیر قابل قبول پاسخ بهینه را تولید خواهد کرد.
- پیچیدگی یک روش و زمانبر بودن آن یک مسأله‌ی مطلق نیست و ارتباط تنگاتنگی با فناوری های محاسباتی موجود دارد. از آنجایی که با گذشت زمان، فناوری های محاسباتی به سرعت پیشرفت می کنند، روش هایی که هم اکنون قابلیّت استفاده به صورت زمان حقیقی را ندارند در آینده‌ای چه بسا نزدیک این قابلیّت را پیدا خواهند کرد. نمونه های فراوانی از این واقعیّت را در سیستم هایی که به طور روزمرّه با آنها سروکار داریم، می توان بر شمرد.

مشکل دیگری که همیشه در روش های بهینه سازی با آن روبرو هستیم، امکان همگرایی آنها در پاسخ های محلّی و یافتن مقادیر کمینه و یا بیشینه‌ی محلّی است. در موضوع مورد بحث ما نیز با توجّه به این که هدف یافتن پاسخ بهینه‌ی جهانی است، در حالت کلّی امکان وقوع این مسأله وجود دارد. امّا همان طور که در قسمت قبل نیز بدان اشاره شد، در الگوریتم ژنتیک به دلیل استفاده از عملگر های جهش و برش که به صورت کاملاً تصادفی از روی جواب های فعلی، جواب های بعدی را می سازند، امکان همگرایی الگوریتم در پاسخ های محلّی وجود ندارد. این مسأله در [۱۷] به طور ریاضی اثبات شده است. هرچقدر احتمال جهش هربیت بیشتر باشد، از یک سو جستجو با کمک الگوریتم ژنتیک به جستجوی کور و تصادفی نزدیکتر می شود و در نتیجه سریعتر از دام مقادیر کمینه و یا بیشینه‌ی محلّی خارج می شود؛ امّا از سوی دیگر سرعت همگرایی کم می گردد. در نتیجه در استفاده از الگوریتم ژنتیک، می بایست مصالحه ای بین این دو ویژگی صورت گیرد. در کاربرد مورد نظر ما، مقدار بهینه ای که برای احتمال جهش هر بیت در شبیه سازی های مختلف به آن رسیدیم، حدود ۵۰ درصد می باشد.

۴- نتایج شبیه سازی

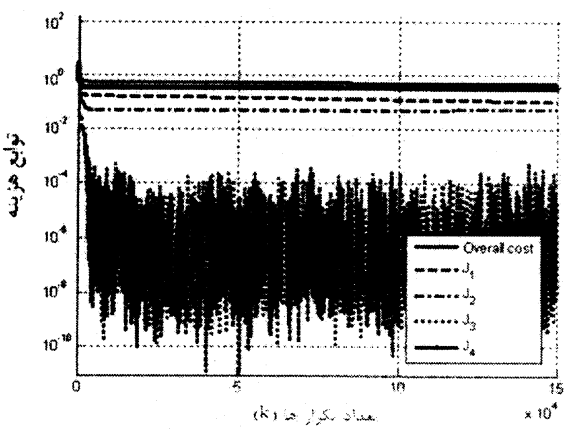
در بخش اوّل شبیه سازی ها، برای یک کانال تار کننده‌ی انتخابگر فرکانسی ۲ ورودی- ۲ خروجی با طول حافظه‌ی ۳ و ضریب تضعیف نمایی $\beta=0$ (بدترین حالت ممکن)، روش پیشنهاد شده برای طرّاحی پیش کد گذار و همسانساز با طول های حافظه‌ی مختلف، شبیه سازی شده است. این کانال، می تواند یک کانال نمونه و متداول در سیستم های Wi-Fi و WiMAX مبتنی بر استانداردهای IEEE 802.11g/n و IEEE 802.16 باشد. مدولاسیون به کار رفته نیز 4-PSK در نظر گرفته شده است. کانال موجود بین آنتن i ام فرستنده و آنتن j ام گیرنده، به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$h_{i,j}(k)=\sum_{l=1}^{L_H}\alpha_{i,j}(l)e^{\frac{-\beta l}{2}}\delta(k-l) \qquad (۱۸)$$

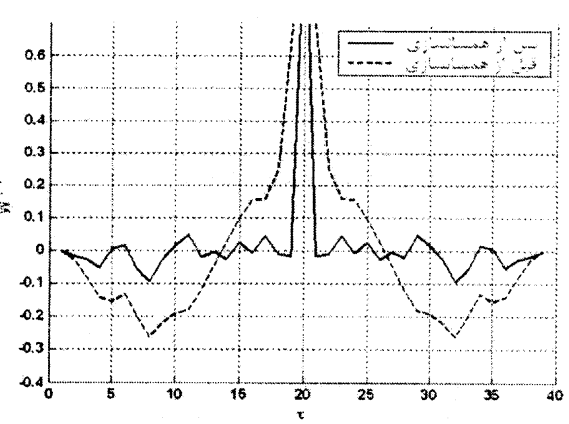
که L_H طول کانال بوده و $\alpha_{i,j}(l)$ یک متغیر تصادفی گوسی با میانگین صفر است به طوری که $E\left[\alpha_{i,j}(l)\alpha^*_{i',j'}(l')\right]=\delta(l-l')\delta(i-i')\delta(j-j')$ و β نیز ضریب تضعیف نمایی تأخیر های متوالی می باشد. مجموعه‌ی جواب ها (کروموزوم ها) در الگوریتم ژنتیک استفاده شده ۳۰ عضو دارد و هر ضریب موجود در کروموزوم ها نیز از ۲۰ بیت تشکیل شده است. هر بیت از هر کروموزوم به احتمال ۵۰ درصد دچار جهش می شود و نرخ برش نیز ۷۰ درصد می باشد. الگوریتم ژنتیک تا زمانی که تابع برازندگی به مقدار قابل قبول 10^{-2} نرسیده، حداکثر ۱۵۰۰۰۰ بار تکرار می شود.

شکل ۳ نحوه‌ی همگرایی الگوریتم ژنتیک را نشان می دهد. در این شکل منحنی تغییرات توابع هزینه و تابع برازندگی مشاهده می شود. همان طور که ملاحظه می شود، الگوریتم ژنتیک بعد از سپری شدن مدّت کوتاهی به جواب های نسبتاً خوبی همگرا می شود و پس از آن میزان خطا به تدریج و به کندی کاهش می یابد. در این منحنی مشاهده می شود که تابع هزینه‌ی J_1 که می تواند معیاری از تداخل بین کانالی تلقّی گردد، از یک سو در هنگام همگرایی به مقادیر کوچکتری نسبت به سایر توابع هزینه همگرا می شود و از سوی دیگر حول مقدار همگرایی خود نوساناتی با تغییرات شدید و سریع دارد. دلیل این موضوع می تواند ابعاد کم کانال باشد. همان طور که در رابطه‌ی ۱۵ دیده می شود، این امر

سبب خواهد شد در محاسبه‌ی J_3 تعداد کمی از سمبل های ورودی یا $s[k]$ ها دخیل باشند. برای همین در این رابطه ویژگی ارگادیسیتی به طور کامل برقرار نیست. در نتیجه اولاً میانگین گرفته شده از تعداد کمی از جملات و وابسته به سمبل های ورودی و لذا نا هموار خواهد بود و ثانیاً چون این توابع هزینه نرمال نشده اند، مقدار ابتدایی و همگرایی آنها لزوماً با هم یکسان نخواهد بود.

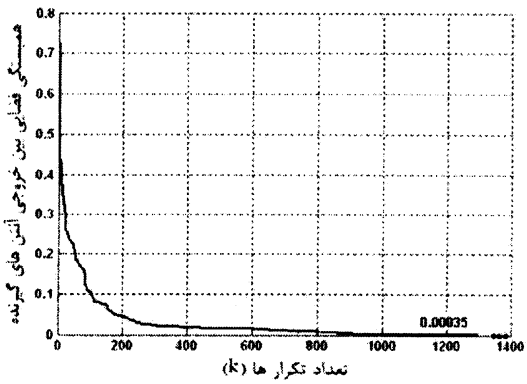


شکل۳- نحوه‌ی همگرایی الگوریتم



شکل ۴- همبستگی بین نمونه های زمانی خروجی های کانال قبل و بعد از اعمال فیلتر ها

شکل ۴ همبستگی بین نمونه های زمانی برای یکی از خروجی های کانال برای قبل و بعد از استفاده از پیش کدگذار و همسانساز را نشان می دهد. منحنی توپر، تابع همبستگی را قبل از اعمال پیش کدگذار و همسانساز و منحنی نقطه چین، این تابع را بعد از اعمال آنها نشان می دهد. همان طور که در این شکل مشاهده می شود، با به کار بردن پیش کدگذار و همسانساز، همبستگی بین نمونه های زمانی خروجی ها به میزان زیادی به حالت بهینه‌ی یک خطّ راست نزدیک می شود و این به معنی کاهش تداخل بین سمبلی می باشد. اعمال پیش کدگذار و همسانساز طراحی شده به کانال، علاوه بر کاهش شدید تداخل بین سمبلی، تداخل بین کانالی را نیز تا حدّ نزدیک به صفر کاهش می دهد؛ به طوری که همبستگی بین خروجی های مختلف کانال نهایی به مقدار ناچیز ۰/۰۰۰۰۰۲۲۳۱۵۴۵۱۱ می رسد. شکل ۵ نحوه‌ی کاهش همبستگی بین خروجی های مختلف کانال را بر حسب نسل های الگوریتم ژنتیک نشان می دهد.



شکل ۵- نحوه‌ی کاهش همبستگی بین خروجی های مختلف کانال

در شبیه سازی مربوط به شکل های ۳، ۴ و ۵ طول حافظه‌ی پیش کدگذار و همسانساز هر کدام ۳ در نظر گرفته شده است. برای تعیین این که چه طول حافظه ای برای فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز بهینه است می توان به جدول ۱ و شکل های ۶، ۷ و ۸ مراجعه کرد. در جدول ۱ تعداد نسل های لازم برای همگرایی الگوریتم ژنتیک برای ابعاد مختلف کانال آورده شده است. در این جدول M، N و L_H به ترتیب تعداد خروجی ها، ورودی ها و طول کانال هستند. L نیز طول پیش کدگذار و همسانساز طراحی شده می باشد. تعداد نسل های آورده شده در این جدول برای رسیدن خطای قطری سازی ماتریس های پیش کدگذار و همسانساز، J_1 و J_2، و همین طور خطای قطری سازی کانال همسانسازی شده به مقدار ناچیز و قابل قبول 10^{-3} محاسبه شده اند. همان طور که در این جدول مشاهده می شود، با افزایش ابعاد کانال، از سرعت همگرایی الگوریتم کاسته می شود. لازم به ذکر است مقادیر آورده شده از میانگین گیری روی ۱۰ تحقق پذیری مختلف و مستقل و برای نسبت سیگنال به نویز ۳۰ دسی بل به دست آمده اند.

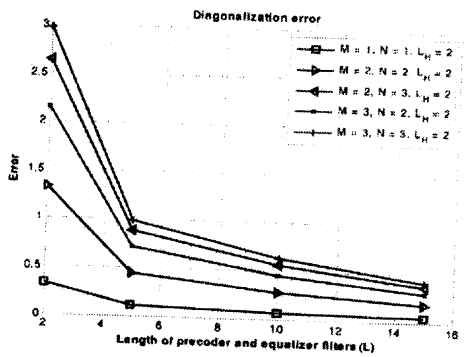
جدول ۱- تعداد نسل های لازم برای همگرایی الگوریتم ژنتیک

M	N	L_H	L	تعداد نسل ها برای همگرایی الگوریتم (همه‌ی عدد ها به ۱۰۰ گرد شده اند)
۲	۲	۱	۱	۵۰۰
۲	۲	۲	۱۰	۳۵۰۰
۲	۲	۳	۱۵	۵۰۰۰
۳	۲	۱	۱	۱۸۰۰
۳	۲	۲	۱۰	۵۷۰۰
۳	۲	۳	۱۵	۶۵۰۰
۲	۳	۱	۱	۱۸۰۰
۲	۳	۲	۱۰	۵۵۰۰
۲	۳	۳	۱۵	۶۵۰۰
۳	۳	۱	۱	۳۵۰۰
۳	۳	۲	۱۰	۷۲۰۰
۳	۳	۳	۱۵	۸۳۰۰

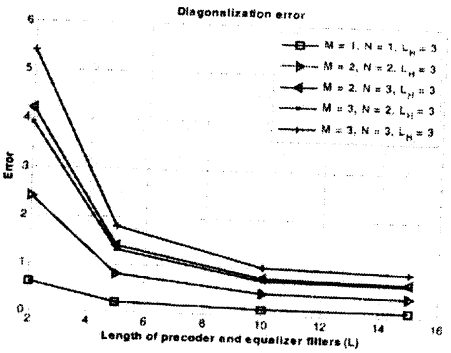
در شکل های ۶، ۷ و ۸ منحنی خطای همسانسازی بر حسب طول فیلتر های همسانساز و پیش کدگذار برای ابعاد مختلف کانال دیده می شود. در این شکل ها محور عمودی معیاری از خطای همسانسازی کانال می باشد که به صورت ذیل تعریف می شود:

$$Error = J_1 + J_2 + \frac{\left\|\Delta\right\|^2}{\left\|\tilde{\Delta}\right\|^2} \qquad (۱۹)$$

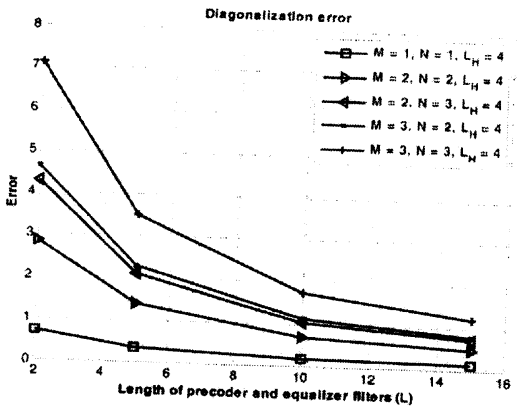
در این رابطه $\Delta = K^H * H * P$ کانال همسانسازی شده، $\bar{\Delta}$ ماتریس چند جمله ای به دست آمده از عناصر غیر قطری Δ به همراه جملات مربوط به تأخیر زمانی روی قطر اصلی و $\tilde{\Delta}$ ماتریس به دست آمده از عناصر قطری Δ بدون جملات مربوط به تأخیر زمانی روی قطر اصلی می باشند. بدیهی است کانال در صورتی به طور مناسب همسانسازی می شود که $\left\|\Delta\right\|^2$ در مقایسه با $\left\|\tilde{\Delta}\right\|^2$ مقدار کوچکی داشته باشد تا هم تداخل بین کانالی و هم تداخل بین سمبلی کمی داشته باشیم. به عبارت دیگر ماتریس همسانسازی شده‌ی کانال، Δ، می بایست ماتریسی قطری باشد که درایه های قطر اصلی آن حاوی جملات تأخیر نباشد. همان طور که در این شکل ها مشاهده می شود، با افزایش طول فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز می توان با خطای کمتری کانال چند ورودی چند خروجی انتخابگر فرکانسی را همسانسازی نمود. این مسأله در انتهای بخش ۳ پیش بینی شده بود.



شکل ۶- منحنی خطای همسانسازی بر حسب طول فیلتر های همسانساز و پیش کدگذار برای طول کانال $L_H = 2$

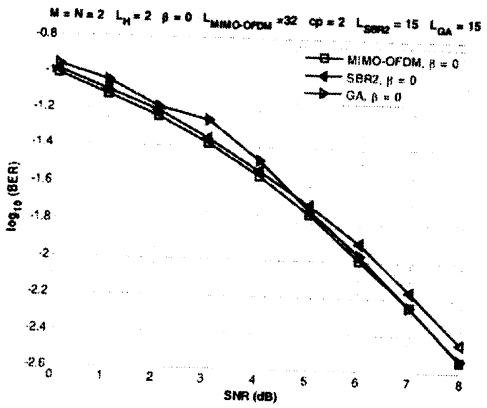


شکل ۷- منحنی خطای همسانسازی بر حسب طول فیلتر های همسانساز و پیش کدگذار برای طول کانال $L_H = 3$

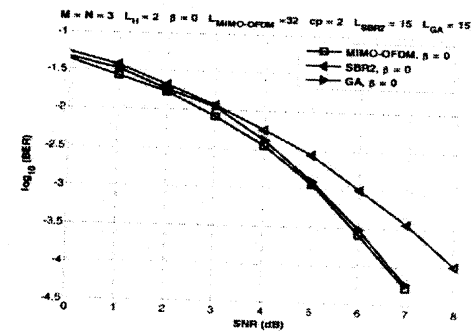


شکل ۸- منحنی خطای همسانسازی بر حسب طول فیلتر های همسانساز و پیش کدگذار برای طول کانال $L_H = 4$

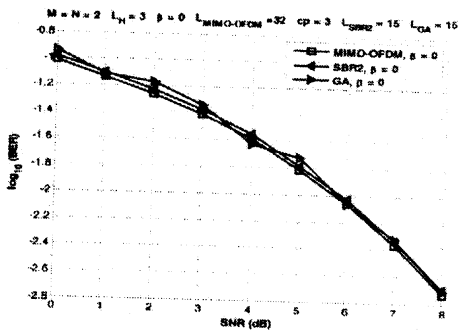
در انتها به مقایسه‌ی کارآیی روش پیشنهادی با دو روش MIMO-OFDM و SBR2، برای کانال های مرتبی با ابعاد ۲ در ۲ و ۳ در ۳ با طول حافظه‌ی ۲ و ۳ و با ضریب تضعیف نمایی $\beta = 0$ می پردازیم. در شکل های ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲، منحنی نرخ خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به نویز برای این سه روش آمده است. در تمام این شبیه سازی ها، نوع مدولاسیون Q-PSK در نظر گرفته شده و طول فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز برای روش SBR2 و روش پیشنهادی برابر ۱۵ و تعداد زیرحامل های استفاده شده در روش MIMO-OFDM نیز برابر ۳۲ در نظر گرفته شده است. در سیستم MIMO-OFDM شبیه سازی شده، برای حذف تداخل بین سمبل های OFDM از پیشوند چرخشی با طولی برابر با طول حافظه‌ی کانال (۲ یا ۳) استفاده می شود. لازم به ذکر است در هر سه سیستم شبیه سازی شده، نرخ سمبل ارسالی برابر یک در نظر گرفته شده است ($r_s = 1$)؛ به عبارت دیگر به طور متوسط در هر بازه‌ی زمانی تنها یک سمبل جدید از طریق فرستنده ارسال می گردد.



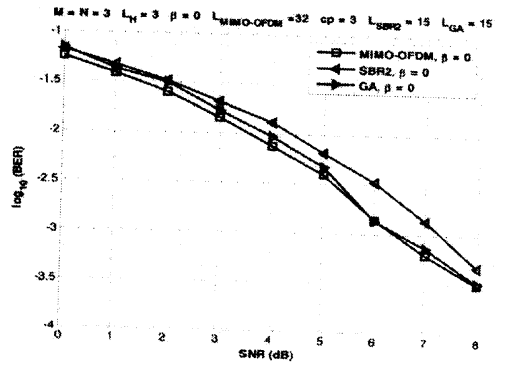
شکل ۹- مقایسه‌ی روش های MIMO-OFDM و SBR2 با روش پیشنهادی از نظر نرخ خطای بیت وقتی $M = N = 2$ و $L_H = 2$



شکل ۱۰- مقایسه‌ی روش های MIMO-OFDM و SBR2 با روش پیشنهادی از نظر نرخ خطای بیت وقتی $M = N = 3$ و $L_H = 2$



شکل ۱۱- مقایسه‌ی روش های MIMO-OFDM و SBR2 با روش پیشنهادی از نظر نرخ خطای بیت وقتی $M = N = 2$ و $L_H = 3$



شکل ۱۲- مقایسه‌ی روش های MIMO-OFDM و SBR2 با روش پیشنهادی از نظر نرخ خطای بیت وقتی $M = N = 3$ و $L_H = 3$

همان طور که در شکل های ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲ مشاهده می شود، کارآیی روش پیشنهادی با روش MIMO-OFDM تفاوتی بسیار اندک دارد. کارآیی روش SBR2 نیز برای وقتی که ابعاد کانال ۲ در ۲ باشد، با روش MIMO-OFDM و روش پیشنهادی تفاوت چندانی ندارد. امّا همان طور که با مقایسه‌ی شکل های ۹ و ۱۰ با هم و شکل های ۱۱ و ۱۲ با هم مشاهده می شود، وقتی ابعاد کانال از ۲ در ۲ به ۳ در ۳ افزایش می یابد، کارآیی روش SBR2 به اندازه‌ی روش MIMO-OFDM و روش پیشنهادی بهبود نمی یابد که دلیل این امر می تواند قطری شدن ناقص کانال معادل نهایی در روش SBR2 باشد. تفاوت کارآیی روش SBR2 با روش MIMO-OFDM و روش پیشنهادی با افزایش SNR زیاد می شود.

در اینجا باید به یک نکته‌ی مهم اشاره کرد: همان طور که در شکل های ۶، ۷ و ۸ دیده می شود، با افزایش ابعاد کانال، خطای قطری سازی ماتریس کانال در روش پیشنهادی، که طبق رابطه‌ی ۱۹ محاسبه می شود، زیاد می شود. امّا با مقایسه‌ی شکل های ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲ ملاحظه می شود بزرگ شدن ابعاد کانال باعث بهبود کارآیی هر سه روش و از جمله روش پیشنهادی می گردد. دلیلی که برای این تناقض ظاهری می توان برشمرد این است که در رابطه‌ی ۱۹، خطا نسبت به ابعاد کانال نرمالیزه نشده است و چون تعداد درایه های ماتریس کانال برای حالت ۳ در ۳ بیش از دو برابر درایه های ماتریس کانال در حالت ۲ در ۲ می باشد، میزان خطای مطلق نیز بیشتر خواهد بود. امّا در محاسبه‌ی نرخ خطای بیت، هرچقدر چندگانگی فضایی بیشتر باشد، با توجه به این که نرخ سمبل ارسالی را یک در نظر گرفته‌ایم ($r_s = 1$)، برای ابعاد کانال بزرگتر، کارآیی سیستم افزایش می یابد. کمتر بودن ناچیز کارآیی روش پیشنهادی نسبت به روش MIMO-OFDM می تواند ناشی از وجود پیشوند چرخشی موجود در روش MIMO-OFDM باشد؛ که البتّه استفاده از این پیشوند چرخشی از گذردهی این سیستم خواهد کاست.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، مفهوم تجزیه‌ی مقادیر تکین برای ماتریس های چند جمله ای مورد بررسی قرار گرفته است. سپس، از این مفهوم برای معرّفی روشی پیشنهادی جهت حذف همزمان تداخل های بین کانالی و بین سمبلی در کانال های چند ورودی-چند خروجی انتخابگر فرکانسی استفاده شده است. برای این منظور با استفاده از الگوریتم ژنتیک، که یک روش بهینه سازی می باشد، ضرایب فیلتر های پیش کدگذار و همسانساز به نوعی تخمین زده می شوند که همبستگی بین سمبل های دریافتی، در آنتن های مختلف گیرنده و در زمان های مختلف کمینه گردد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب روش پیشنهادی را از نظر کارآیی و نرخ خطای بیت نسبت به روش های موجود MIMO-OFDM و SBR2 نشان می دهد. لازم به ذکر است روش پیشنهادی علیرغم زمانبر بودن، که از نقاط ضعف روش های مبتنی بر الگوریتم ژنتیک می باشد، از یک سو توانایی همسانسازی فضایی و زمانی را به طور همزمان و به صورت بهینه داراست و از سوی دیگر مشکلات روش متداول MIMO-OFDM، که در مقدّمه بدانها اشاره شد، را ندارد.

مراجع

[1] J. Proakis, Digital Communications, 5th edition, New York: McGraw-Hill, 2008.

[2] M. K. Simon and M. S. Alouini, Digital Communication over Fading Channel, John Wiley and Sons. Inc., 2005.

[3] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Communication, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.

[4] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd edition, Prentice-Hall, Inc., 2001.

[5] R. Steele, Mobile Radio Communications, New York: IEEE Press, 1995.

[6] N. Carson and T. A. Gulliver, "Peak-to-average power ratio reduction of OFDM using repeat-accumulate codes and selective mapping," Proceedings of IEEE International Symposium in Information Theory, 2002.

[7] L. Pan and Y. Bar-Ness, "Phase noise mitigation method with MMSE-based CPE estimator in MIMO-OFDM," 14th Annual International Conference on Wireless and Optical Communications, WOCC 2005, pp. 105, Apr. 2005.

[۸] ا. ا. اخلاقی و ح. ضمیری، "تخمین SVD ماتریس کانال در سیستم های مخابرات بی سیم چند ورودی-چند خروجی،" سیزدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، زنجان: اردیبهشت ۱۳۸۴.

[۹] م. اسکندری و ح. ضمیری جفریان، "تخمین SVD کانال به روش بیشترین درستی قید شده تکراری در سیستم‌های MIMO-OFDM،" چهاردهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، تهران: اردیبهشت ۱۳۸۵.

[10] J. G. McWhirter, P. D. Baxter, T. Cooper, S. Redif and J. Foster, "An EVD Algorithm for Para-Hermitian Polynomial Matrices," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, pp. 2158-2169, May. 2007.

[11] C. H. Ta and S. Weiss, "Design of precoding and equalisation for broadband MIMO transmission," The 2nd IEE/EURASIP Conference on DSP enabled Radio, pp. 7, Sept. 2005.

[۱۲] ا. ا. اخلاقی و ح. خوشبین، "طراحی پیش کدگذار و همسانساز برای کانال های MIMO انتخابگر فرکانسی با استفاده از الگوریتم های تکاملی و SVD تعمیم یافته،" پانزدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، تهران: اردیبهشت ۱۳۸۶.

[13] I. A. Akhlaghi and H. Khoshbin, "A Novel Method for Singular Value Decomposition of Polynomial Matrices and ICI Cancellation in a Frequency-Selective MIMO Channel," International Journal of Tomography and Statistics, vol. 11, pp. 83-99, Sep. 2009.

[14] G. Golub and C. V. Loan, Matrix Computations, 3rd edition, Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1996.

[15] H. Zamiri and M. Rajabzade, "A Polynomial Matrix SVD Approach for Time Domain Broadband Beamforming in MIMO-OFDM Systems", 67th IEEE Vehicular Technology Conference, May 2008.

[16] G. B. Thomas and R. L. Finney, Calculus and Analytic Geometry: Alternate Edition, 9th edition, Addison Wesley, 2002.

[17] Goldberg D. E., Genetic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning, Addison-Wesley, Reading, MA, 1989.

ایمان احدی اخلاقی متولد مشهد در سال ۱۳۵۶، دوره کارشناسی خود را در رشته مهندسی برق در دانشگاه صنعتی امیرکبیر (پلی تکنیک تهران) در سال ۱۳۷۹ به پایان برد و مدرک کارشناسی ارشد خود را نیز در سال ۱۳۸۲ از دانشگاه فردوسی مشهد در مخابرات دریافت نمود. او در حال حاضر در حال گذراندن مراحل پایانی دوره دکتری مخابرات در دانشگاه فردوسی مشهد می باشد. زمینه های پژوهشی مورد علاقه ایشان، مخابرات سیار، سیستم های MIMO و کاربرد هوش مصنوعی در مخابرات می باشد. او از سال ۱۳۸۵ عضو هیأت علمی مؤسسه آموزشی عالی سجاد است.

حسین خوشبین دوره لیسانس و فوق لیسانس خود را به ترتیب در سالهای ۱۳۶۴ و ۱۳۶۶ در دانشگاه صنعتی اصفهان به پایان رسانید و از سال ۱۳۶۷ در دانشگاه ارومیه و از سال ۱۳۷۱ در دانشگاه فردوسی مشهد به عنوان عضو هیأت علمی مشغول به کار شد. در سال ۱۳۷۵ جهت ادامه تحصیل به کشور انگلستان عزیمت نمود و در سال ۱۳۷۹ پس از اخذ مدرک دکتری در مهندسی برق گرایش مخابرات در دانشگاه فردوسی مشهد به کار خود ادامه داد. زمینه‌های مورد علاقه ایشان جهت کار تحقیقاتی مخابرات دیجیتال و مخابرات سیار می‌باشد.

مرتضی رجب زاده اوغاز مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۴ و ۱۳۸۶ از دانشگاه فردوسی مشهد در رشته مهندسی برق-مخابرات گرفته است و از سال ۱۳۸۷ تحصیل خود را در مقطع دکترای رشته مخابرات سیستم آغاز کرده است. زمینه های پژوهشی مورد علاقه وی سیستم های چندحامله، سیستم های پهن باند، پردازش سیگنال آماری و سیستم های MIMO می‌باشد. وی همچنین در سال ۱۳۸۶ به عنوان دانشجوی ممتاز دوره کارشناسی ارشد در دانشگاه فردوسی مشهد شناخته شده است.