آشکارسازی و همسان‌سازی کور در سامانهٔ مخابراتی آشوبی با استفاده از نمونه‌برداری اهمیتی

ابراهیم شاهین ورنوسفادرانی، محمّدفرزان صباحی و محمّد عطایی
گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

چکیده

در این مقاله یک روش نمونه‌برداری اهمیتی برای تحقق آشکارساز و همسان‌ساز کور در مخابرات آشوبی پیشنهاد شده است. سیگنال‌های آشوبی با سامانه‌های پویای غیرخطی تولید می‌شوند. این سیگنال‌ها به‌دلیل داشتن خواص منحصر به‌فردی مانند شبه تصادفی‌بودن، پهنای باند عریض‌داشتن، غیرقابل پیش‌بینی‌بودن برای مدت طولانی و نیز برآورده‌کردن نیازهای مخصوص برخی از سامانه‌های مخابراتی، مورد توجه هستند. براساس خواص مختلف آشوب، روش‌های مخابراتی شامل مدولاسیون آشوبی، پوشش گذاری و طیف گسترده پیشنهاد شده است. در سامانهٔ مخابراتی مورد بررسی در این مقاله نمادهای(Symbol) پیام با روش پوشش آشوبی (Chaos Masking) سوار و ارسال می‌شود، در این حالت مسأله تخمین کانال یک مسأله غیر خطی است که روش‌های متنوعی مانند فیلترکالمن گسترش‌یافته، فیلترذره‌ای، کمترین خطای پیش‌بینی غیرخطی و ... برای حل آن استفاده شده‌است. در این مقاله رویکرد جدیدی برای تخمین ودی‌مدولاسیون با استفاده از نمونه‌برداری تصادفی (مونت‌کارلو) ارائه شده است. در گیرنده، برای تخمین نمادهای پیام ازنمونه‌برداری اهمیتی استفاده می‌شود. در مقایسه با فیلترکالمن گسترش‌یافته روش به کار رفته در این مقاله به‌خصوص در SNRهای پایین نتایج بهتری دارد.

واژگان کلیدی: مخابرات آشوبی، آشکارسازی، نمونه‌برداری اهمیتی، همسان‌سازی کور، پوشش آشوبی.

۱- مقدّمه

کاربردهای مختلف آشوب درمهندسی ازقبیل مخابرات، کنترل وپردازش سیگنال، از دیرباز مورد مطالعه پژوهش‌گران بوده است (لیونگ و لو، ۱۹۹۳؛ پتروف و شوالتر،۱۹۹۶؛ المیرقانی و دیگران، ۱۹۹۷). این توجه در سال‌های اخیر نیز ادامه داشته و تئوری آشوب و کاربردهای آن در مخابرات مدرن مورد توجه قرار گرفته است. کاربردهایی از قبیل مخابرات چندحاملی (کدوم و دیگران،۲۰۱۳)، طیف گسترده (ژو و وانگ، ۲۰۱۴)، مخابرات با نرخ بالا (کدوم و گنون،۲۰۱۲) و ... .

پژوهش‌گران در زمینه پردازش سیگنال و مخابرات برای توسعه روش‌های غیرخطی توجه زیادی به آشوب دارند. یک سیگنال آشوبی دریک سامانه با پویایی قطعی تولید می‌شود؛ ولی دارای رفتار به ظاهر تصادفی است. سیگنال‌های آشوبی حساسیت زیادی به شرایط اولیه دارند به‌طوری‌که به‌ازای شرایط اولیه بسیار نزدیک به هم، مسیرهای سیگنال آشوبی نسبت به هم واگراشده وسرانجام نامربوط می‌شوند. سیگنال‌های آشوبی دارای سه خاصیت مهم مورد نیاز در سامانه‌های مخابراتی می‌باشند. طیف باند عریض، متعامدبودن هرکدام با سیگنال‌های آشوبی دیگر و غیرممکن بودن بازتولید یک سیگنال آشوبی بدون داشتن مقدار اولیه، خواصی هستند که به‌ترتیب در مخابرات طیف‌گسترده، سامانه‌های مخابراتی چندکاربره و رمزنگاری مورد نیاز هستند (اَبل و شوارتز،۲۰۰۲؛ استارولاکیس، ۲۰۰۶). براساس خواص مختلف آشوب، روش‌های مخابراتی شامل مدولاسیون آشوبی، پوشش آشوبی وطیف‌گسترده پیشنهاد شده است. استفاده از سیگنال‌های آشوبی دربخش های مختلف سامانهٔ مخابراتی مانند رمزنگاری، کدگذاری و روش‌های مخابراتی در سال‌های اخیر پیشنهاد شده‌است. برهمین اساس سامانه‌های

مخابراتی مختلف برپایه آشوب وپویایی غیرخطی به وجود آمده است. یکی ازاجزای سامانه‌های مخابراتی،کانال ارسال است. سیگنال ارسالی در این کانال تحت تأثیر عوامل مخربی مانندنوفه، تضعیف، اعوجاج، محوشدگی و تداخل قرار می‌گیرد. کانال مخابراتی می‌تواند تغییرپذیر با زمان باشد. این پدیده می‌تواند به‌علت حرکت گیرنده یا فرستنده ودرنتیجه پراکنده‌کننده‌ها و یا منعکس‌کننده‌ها، در مسیر ارسال باشد.

در بیشتر پژوهش‌ها در مخابرات آشوبی در مرحله آخر فرض می‌شود که فرستنده به گیرنده با کانال ایده‌آل متصل شده‌است؛ ولی در یک سامانهٔ مخابراتی واقعی به‌طور معمول خروجی کانال با انواع اعوجاج مانند نوفه، محوشدگی و تداخل چندمسیره خراب می‌شود. بازده سامانهٔ مخابراتی با اثرات کانال و نوفه، کاهش می‌یابد. در چنین مواقعی همسان‌سازی کانال برای جبران اعوجاجات کانال نیاز است. مقابله با اثرات مخرب کانال و بهبود کیفیت دی‌مدولاسیون در سامانه‌های مخابراتی هدف اصلی همسان‌سازی کانال است. در بسیاری از موارد عملی مشخصات کانال ناشناخته هستند. در چنین شرایطی همسان‌سازی کانال فقط با استفاده از سیگنال دریافتی خراب‌شده انجام می‌شود که این نوع همسان‌سازی، همسان‌سازی کور کانال نامیده می‌شود. سیگنال آشوبی، سیگنالی قطعی است؛ بنابراین روش‌های تخمین آماری معمول در همسان‌سازی مخابرات کلاسیک نمی‌تواند بازدهی رضایت‌بخشی در مخابرات آشوبی فراهم آورد و باید روش‌هایی با استفاده از خواص ذاتی ویژه سیگنال‌های آشوبی، برای حصول بازدهی قابل قبول ایجاد شود. در سال‌های اخیر چندین روش برای همسان‌سازی کور آشوبی بر مبنای خواص مختلف سیگنال آشوبی ایجاد شده است. برای مثال در روش مبتنی بر هم‌زمان‌سازی (شارما و اُت، ۱۹۹۸؛ کومو و اپنهایم،۱۹۹۶) از هم‌زمان‌سازی آشوبی بین فرستنده و گیرنده برای تخمین و ردیابی اعوجاجات کانال مانند محوشدگی متغیر با زمان و چندمسیره استفاده شده است. در (لیونگ،۱۹۹۸) از یک کمیت پیچیده به نام حجم فضای فاز[1] که با استفاده از خاصیت بعد محدود سیگنال آشوبی، به‌دست آمده استفاده شده‌است. مسأله تخمین کانال به‌صورت یک مسألهٔ بهینه‌سازی در آمده که در آن حجم فضای فاز، تابع هزینه کمینه‌شونده است.این روش، کمینهٔ حجم فضای فاز (MPSV) نامیده می‌شود. در (لیونگ، ۲۰۱۳) یک روش شناسایی با استفاده از خاصیت پیش‌بینی‌پذیری کوتاه‌مدت سیگنال آشوبی پیشنهاد شده است که کمینهٔ خطای پیش‌بینی غیر خطی[2] (MNPE) نامیده می‌شود. این روش نتایج خوبی برای کانال‌هایی که با مدل AR مدل شده‌اند، ارائه می‌دهد. در (ژو و لیونگ، ۲۰۰۵) یک روش هم‌سان‌سازی کور بر مبنای شبکه عصبی توابع پایه شعاعی[3] پیشنهاد شده‌است. با فرض تبعیت ضرایب کانال از مدل مشخصی (مثل AR) می‌توان هم‌سان‌سازی کور کانال را به‌عنوان یک مسألهٔ تخمین توأم عامل[4] و حالت فرمول‌بندی کرد. فیلترهای غیرخطی مانند فیلترکالمن گسترش‌یافته[5](EKF) می‌تواند برای تخمین توأم عامل و حالت سامانه بیان شود. از EKF برای تخمین حالت سامانه آشوبی نخستین‌بار در (فائولر، ۱۹۸۹) استفاده شده‌است. در (کومو و اپنهایم، ۱۹۹۳) استفاده از EKF برای هم‌زمان‌سازی سامانهٔ مخابراتی آشوبی پیشنهاد شده و در (کروز و نیجمیجر ۲۰۰۰) پایداری EKF در همزمان‌سازی آشوبی بررسی شده‌است. در (ژو و لیونگ، ۲۰۰۱) فیلتر کالمن گسترش‌یافته برای هم‌سان‌سازی وفقی کور ارائه شده است. اگرچه در (لیونگ و دیگران، ۲۰۰۰) مشاهده شده است که پایداری روش اخیر همیشه تضمین نمی‌شود؛ در (لیونگ و لم، ۱۹۹۷؛ سوبیسکی و ترپ، ۱۹۹۸) از EKF در دی‌مدولاسیون آشوبی و در (ژو و لیونگ، ۲۰۰۲) ازEKF برای دی‌مدولاسیون و هم‌سان‌سازی به‌صورت یک‌جا استفاده شده‌است. روش‌های جدیدی نیز بر مبنای فیلتر گوسی، که در آن با استفاده از فیلترینگ غیر خطی و بدون هیچ هزینهٔ اضافی، EKF ارتقاء و بهبودیافته است (بابروفسکی، ۲۰۰۲) معرفی شده‌است. سرانجام در (مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶ a) یک روش هم‌سان‌سازی کور و در (مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶b؛ شیوآن و جیوچائو، ۲۰۰۷) روش‌هایی برای دی‌مدولاسیون آشوبی بر مبنای فیلترینگ ذره‌ای[6] پیشنهاد شده است.

در این مقاله از دیدگاهی دیگر به استفاده از نمونه‌برداری تصادفی برای تخمین هم‌زمان نماد دریافتی و شناسایی کانال پرداخته شده‌است. با فرض مدولاسیون ماسک‌گذاری آشوبی (Chaos Masking) با نمادهای دودویی، در گیرنده فرض می‌شود که داده‌های دریافتی متعلق به یکی ازدو مدل ممکن (به‌ازای هر یک از دو نماد) است. با استفاده از نمونه‌برداری اهمیتی، روشی برای محاسبه

[1] Phase Space Volume

[2] Minimum Nonlinear Prediction Error
[3] Radial Basis Function
[4] Parameter
[5] Extended Kalman Filter
[6] Particle Filter

مقدار درست‌نمایی[1] شرطی ارائه شده است. درنتیجه با محاسبه و سپس مقایسه مقادیر درست‌نمایی‌های شرطی تحت هر یک از مدل‌ها می‌توان گیرندهٔ بیش‌ترین درست‌نمایی را پیاده‌سازی کرد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی در مقایسه با سایر روش‌ها مانند EKFبه‌خصوص در SNR پایین بازدهی بهتری دارد.

مقاله به شکل زیر سازمان‌دهی شده است. در بخش ۲ مختصری در مورد مخابرات آشوبی و مدل استفاده شده توضیح داده می‌شود. در بخش ۳ با هدف آشکارسازی و همسان‌سازی کور، به شرح نمونه برداری اهمیتی و نحوه استفاده از آن برای تخمین سمبل و کانال در مدل غیرخطی حاصل می‌پردازیم. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی ارائه شده و جمع‌بندی مقاله در بخش ۵ بیان خواهد شد.

۲- مخابرات آشوبی و مدل‌سازی مسأله

فرستنده‌ای که یک نگاشت آشوبی یک بعدی در دینامیک حامل آن حاکم است به صورت زیر بیان می‌شود:

$$x_n = f(x_{n-1}, \lambda) \quad (۱)$$

که در آن λ متغیر دوشاخگی[2] نامیده می‌شود. این عامل نشان‌دهندهٔ چگونگی تغییر از حالت منظم به حالت آشوبناک است. برای مدولاسیون آشوبی در حالت ماسک‌گذاری آشوبی جمعی[3] (ACM) سیگنال آشوبیبرابراست با (یانگ،۲۰۰۴):

$$z_n = x_n + s_n \quad (۲)$$

و در حالت پوشش آشوبی ضربی[4] (MCM) به‌صورت زیر است (شیوآن و جیوچائو، ۲۰۰۷):

$$z_n = x_n s_n \quad (۳)$$

که در آن s_n نشان‌دهندهٔ سیگنال پیام است. در مدولاسیون پوشش آشوبی در هر دسته T تایی از سیگنال آشوبی، s_n ثابت است. بدین ترتیب با توجه به خواص آشوبی x_n می‌توان گفت طیف سیگنال با ضریب T گسترده می‌شود. سیگنال دریافتی در گیرنده نیزبه‌صورت زیر مدل می‌شود:

$$y_n = \alpha_n * z_n + v_n \quad (۴)$$

که در آن * نمایان‌گر عملگر کانولوشن است. v_n نوفه دارای متوسط صفر و α_n بردار ضرایب کانال است که می‌تواند ثابت یا متغیر با زمان باشد. یک روش استاندارد برای بیان یک سامانهٔپویا، فضای حالت است. برای امکان‌پذیر بودن ایجاد یک فضای حالت، فرض می‌شود سیگنال پیام را با مدلARبه‌صورت زیر می‌توان مدل کرد.(لیونگ و ژو، ۲۰۰۰؛ ژو و لیونگ، ۲۰۰۲):

$$s_n = \sum_{i=1}^{p_s} a_i^s s_{n-i} + w_n \quad (۵)$$

که در آن w_n فرآیندگوسی سفید و ها ضرایب و p_s درجهٔ مدلARاست. برای مدل درجهٔنخست داریم:

$$s_n = s_{n-1} + w_n \quad (۶)$$

همچنین در حالت کلی، یک مدل مشخص برای بردار ضرایب کانال در نظر گرفته می‌شود. با فرض تغییر آهسته این ضرایب با زمان می‌توان این ضرایب را با مدل AR به‌صورت زیر مدل کرد:

$$\alpha_n^j = \sum_{i=1}^{p_\alpha} a_i^\alpha \alpha_{n-1}^j + \zeta_n^j \quad (۷)$$

که در آن ζ_n^j فرآیندگوسی سفید و a_i^αها ضرایب و p_α درجهٔ مدلARاست. برای مدل درجه اول داریم:

$$\alpha_n^j = \alpha_{n-1}^j + \zeta_n^j \quad (۸)$$

با توجه به آن‌چه گفته‌شد بردار گسترش‌یافتهٔ حالت به‌صورت زیر ایجاد می‌شود:

$$X_n = [x_n, s_n, \alpha_n]^T \quad (۹)$$

بنابراین برای سامانهٔ مخابراتی فضای حالت به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\begin{cases} X_n = F(X_{n-1}) + W_n \\ Y_n = H(X_n) + V_n \end{cases} \quad (۱۰)$$

که درآن $H(X_n)$ با توجه به نوع مدولاسیون و اعوجاجات کانال به‌دست می‌آید و

$$F(X_{n-1}) = [f(x_{n-1}), s_{n-1}, \alpha_{n-1}]^T \quad (۱۱)$$

$W_n = [0, w_{n-1}, \zeta_{n-1}]$ بردار نوفهٔسامانه و $V_n = v_n$ بردار نوفهٔ مشاهده، بردارهای نوفهٔ گوسی با متوسط صفر به ترتیب دارای ماتریس کوواریانس Q_n و R_n می‌باشند.

۳- آشکارسازی و همسان‌سازی کور در سامانهٔ مخابراتی آشوبی

هم‌سان‌سازی وآشکارسازی می‌تواند درگیرنده به‌صورت لحظه‌ای با استفاده از تخمین X_n انجام شود. به‌دلیل غیر

[1] Likelihood
[2] Bifurcation
[3] Additive Chaos Masking
[4] Multiplicative Chaos Masking

خطی‌بودن معادلات حالت و مشاهده، می‌بایست از روش‌های مناسب این‌گونه مسائل استفاده کرد. به‌طور معمول برای حل این مسائل از روش‌های تقریبی یا روش‌های عددی استفاده می‌شود. فیلتر کالمن گسترش‌یافته (EKF) به‌عنوان یکی از مشهورترین روش‌های تقریبی برای تخمین حالت در یک فضای حالت غیرخطی به‌کار می‌رود. اساس این روش بر مبنای خطی‌سازی مرتبهٔ‌نخست توابع غیرخطی حول یک نقطه استوار است؛ پس از خطی‌شدن معادلات مشاهده و حالت، از فیلتر کالمن که در حالت گوسی خطی بهینه است، استفاده می‌شود. از EKF برای مخابرات آشوبی در (ژو و لیونگ، ۲۰۰۱) استفاده شده است. روش دیگر برای تخمین حالت در سامانه‌های غیر خطی یا غیر گوسی، فیلتر ذره‌ای است که در (مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶ a؛ مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶b؛ شیوآن و جیوچائو، ۲۰۰۷) به‌کار گرفته شده است. این روش‌ها زیرمجموعهٔ روش‌های کلی مبتنی بر شبیه‌سازی است که در ادامه بیان می‌شود.

۳-۱- روش‌های تخمین مبتنی‌بر شبیه‌سازی

تخمین آماری عامل (یا تابعی از عامل) از دو دیدگاه قابل بررسی است. یکی دیدگاه کلاسیک که در آن پارامترها قطعی و نامعلوم فرض می‌شوند و دیگری دیدگاه بیزی که در آن پارامتر مجهول، یک متغیر تصادفی در نظر گرفته می‌شود که تحققی از آن مورد نظر است. در حالت اخیر در مورد پارامترها اطلاعات پیشینی به فرم یک تابع توزیع پیشیندر نظر گرفته می‌شود. این تابع توزیع ممکن است حاوی اطلاعات کمی بوده یا در اصل خالی از اطلاعاتباشد(مثل توزیع یکنواخت در کل ناحیه ممکن). با داشتن اطلاعات پیشین و همچنین مقدار درست‌نمائی داده‌های مشاهده‌شده، می‌توان توزیع پسینپارامترها را به شکل زیر به‌دست آورد:

$$p(X \mid y_{1:T}) = \frac{p(y_{1:T} \mid X)p(X)}{p(y_{1:T})} \qquad (۱۲)$$

که در آن $y_{1:T} = (y_1, y_1, ..., y_T)$ بردار مشاهدات و بردار $X = [x_n, s_n, \alpha_n]^T$ پارامترها و $p(y_{1:T} \mid X)$، درست‌نمائیداده‌ها است. تئوری بیز بیان می‌کند که به شرط مشاهده $y_{1:T}$ تمامی اطلاعات ممکن در مورد X در $p(X \mid y_{1:T})$ موجود است. از این توزیع پسین می‌توان در سایر تحلیل‌ها استفاده کرد. به‌عنوان مثال برای تخمین پسین هر تابعی از X می‌توان نوشت:

$$E[h(X)] = \int h(X)p(X|y_{1:T})dX \qquad (۱۳)$$

متأسفانه به‌دلیل وجود جمله $p(y_{1:T})$ در مخرج رابطه (۱۲) به‌دست‌آوردن تحلیلی توزیع پسین اغلب کار مشکلی است. با این حال اگر به طریقی بتوان نمونه‌های مستقل X را طبق توزیع، پسین تولید کرد، می‌توان از این نمونه‌ها برای تخمین‌های مورد نظر و تقریب روابط استفاده کرد. یک راه برای تقریب انتگرال (۱۳) استفاده از نمونه‌برداری اهمیتی[1] (IS) است. پیشنهاد اصلی در این روش تولید نمونه‌های وزن‌دار است. وقتی که تولید نمونه طبق توزیع هدف، یعنی $p(y_{1:T}|X)$، به‌راحتی امکان‌پذیر نباشد، می‌توان از یک توزیع دلخواه دیگر مثل $q(.)$ نمونه تولید کرده و رابطهٔ تقریب مونت کارلو را به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} E[h(X)] &= \int h(X)p(X|y_{1:T})dX \\ &= \int h(X)\frac{p(X|y_{1:T})}{q(X)}q(X)dX \end{aligned} \qquad (۱۴)$$

به $q(X)$ تابع توزیع اهمیت و به $w(X) = \frac{p(X|y_{1:T})}{q(X)}$ وزن اهمیت گفته می‌شود. این روش در (کلک و ون دیجک، ۱۹۷۸) برای محاسبه انتگرال‌ها به‌کار گرفته شده است. درحقیقت رابطه (۱۴) را می‌توان به این صورت تعبیر کرد که میانگین تابع $h(X)w(X)$ روی توزیع $q(X)$ محاسبه شده است؛ به عبارت دیگر:

$$\begin{aligned} E_p[h(X)] &= E_q[h(X)w(X)] \\ &\approx \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} h(X^{(i)})w(X^{(i)}) \end{aligned} \qquad (۱۵)$$

دراین رابطه $X^{(i)}$ها نمونه‌های تولیدشده طبق توزیع $q(.)$ هستند. می‌توان نشان داد که هر چه $q(.)$ تقریب بهتری از $p(.)$ باشد، این روش کارآیی بهتری خواهد داشت؛ به‌عبارت دقیق‌تر واریانس $w(X)$ نمایان‌گر کارآیی روش است (جوک، ۱۹۸۹). در بسیاری اوقات وزن اهمیت را نمی‌توان به‌طور مستقیم به‌دست آورد؛ چون توزیع هدف یعنی $p(X \mid y_{1:T})$ در دسترس نیست. در چنین مواردی دانستن توزیع هدف تا حد یک ثابت کافی است. در این حالت داریم:

$$p(X \mid y_{1:T}) \propto p(y_{1:T} \mid X)p(X) \qquad (۱۶)$$

بنابراین می‌توانیم وزن اهمیت را تا حد یک ثابت محاسبه کنیم:

[1] Importance Sampling

$$w(X)=\frac{p(y_{1:T}\mid X)p(X)}{q(X)}\propto\frac{p(X\mid y_{1:T})}{q(X)} \qquad (۱۷)$$

و رابطهٔ (۱۵) به فرم زیر اصلاح می‌شود:

$$E_p[h(X)]\approx\frac{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}h(X^{(i)})w(X^{(i)})}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}w(X^{(i)})} \qquad (۱۸)$$

$w(X^{(i)})$ وزن‌های به‌هنجارنشده[1] هستند. وزن‌های به‌هنجارشده نیز به شکل زیر تعریف می‌شوند:

$$\tilde{w}(X^{(i)})=\frac{w(X^{(i)})}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}w(X^{(i)})} \qquad (۱۹)$$

۳-۲- گیرندهٔ بیش‌ترین درست‌نمایی بر مبنای نمونه‌برداری اهمیتی

در مدل مخابراتی مورد نظر برای پیاده‌سازی گیرنده بیش‌ترین درست‌نمایی نیاز به محاسبه داریم.

$$p(y_{iT+1:(i+1)T}\mid S_i)=\int p(y_{iT+1:(i+1)T}\mid x_{iT+1:(i+1)\,T},\alpha_{iT+1:(i+1)T},S_i)\,p(x_{iT+1:(i+1)T},\alpha_{iT+1:(i+1)T}\mid S_i)\,dx_{iT+1:(i+1)T}\,d\alpha_{iT+1:(i+1)T} \qquad (۲۰)$$

با فرض مدولاسیون دودویی، در هر دسته از داده‌های دریافتی، S_i که نماد ارسالی در دوره i-ام است، یکی از دو مقدار S_0 و S_1 را دارد. به مقدار بالا درست‌نمایی کناری داده‌های دریافتی تحت هر فرض S_i گفته می‌شود. محاسبه تحلیلی درست‌نمایی کناری فقط در موارد خاصی امکان‌پذیر است. برای بقیهٔ حالت‌ها باید به دنبال روش‌های مناسب عددی بود. یکی از روش‌های مناسب استفاده از نمونه‌برداری اهمیتی است. در حالت کلی با دریافت داده‌های $y_{1:T}$ می‌توان نشان داد اگر توسط توزیع $q(X)$ تعداد N نمونهٔ وزن‌دار از توزیع $p(X\mid y_{1:T})$ تولید کنیم، جمع وزن‌های به‌هنجارنشده در $N\to\infty$ به سمت $p(y_{1:T})$ میل می‌کند (کلئک و ون دیجک، ۱۹۷۸؛ نیل، ۲۰۰۱). بر این مبنا الگوریتم زیر را پیشنهاد می‌کنیم.

با فرض اینکه محدودهٔ غیر صفر $q(.)$ محدودهٔ غیر صفر $p(.\mid y_{1:T})$ را در بر بگیرد می‌توان نشان داد که با $N\to\infty$، تخمین پیشنهادی به سمت مقدار واقعی درست‌نمایی کناریمیل می کند (جوک، ۱۹۸۹).

> آشکارسازبیشترین درستنمایی
>
> تحت هر یک از فرضیه های S_0 و S_1:
>
> ۱- با فرض $X=(x_{iT+1:(i+1)T},\alpha_{iT+1:(i+1)T})$ نمونه‌های $\{X^{(i)}\}_{i=1\ldots N}$ را مطابق اطلاعات پیشینی که از X موجود است تولید می‌کنیم.
>
> ۲- بافرض اینکه نمونه‌های $\{X^{(i)}\}_{i=1\ldots N}$ از توزیع $q(.)$ تولید شده‌اند، وزن‌های به‌هنجارنشده $w^{(i)}\ \ (i=1,2,\ldots)$ را از رابطه (۱۷) محاسبه کرده و مقدار درست‌نمایی کناری تحت فرضیه کنونی را مطابق با رابطه $\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}w^{(i)}$ به‌دست می‌آوریم.
>
> ۳- با در دست داشتن مقدار درست‌نمایی کناری تحت هر یک از فرضیه‌ها اقدام به انتخاب فرضی که بیش‌ترین درست‌نمایی را دارد می‌نماییم.

لازم به ذکر است که در روش ارائه‌شده، رابطه‌ای که برای تخمین X و محاسبه مقدار درست‌نمایی به‌دست می‌آید رابطه‌ای دقیق بوده ولی به فرم بسته قابل محاسبه نیست و لذا از تقریب عددی آن استفاده می‌شود؛ درحالی‌که در روش‌های دیگر نظیر EKF به‌دلیل تقریب معادلات حالت، از ابتدا برای تخمین‌بردار پارامترها با خطای تقریب، که می‌تواند قابل توجه هم باشد، روبه‌رو هستیم. خطای تقریب معادلات به‌خصوص در حالتی که مشاهدات به‌شدّت آغشته به نوفه هستند، قابل توجه بوده و همان‌گونه که در بخش نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود به کیفیت خوبی منجر نخواهد شد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت به شرح نتایج حاصل از روش نمونه‌برداری اهمیتی در مخابرات آشوبی می‌پردازیم. هدف، بیان چگونگی اعمال الگوریتم در تخمین سمبل‌های پیام و شناسایی کانال است. در شبیه‌سازی‌ها از نگاشت آشوبی logistic برای تولید سیگنال آشوبی استفاده شده‌است.

$$x_n=\lambda\,x_{n-1}(1-x_{n-1}) \qquad (۲۱)$$

[1] Unnormalized

که در آن به‌ازای $\lambda \in [3.8,4]$ در ناحیهٔ آشوبی قرار دارد (ژو و لیونگ،۲۰۰۱). در شبیه‌سازی‌های ما $\lambda = 3.9$ انتخاب شده‌است. نمادهای ارسالی دودویی و به‌صورت S_0 =-0.3 و S_1 =0.3 فرض شده و مدولاسیون ACM و MCM به‌ترتیب طبق رابطهٔ (۲) و (۳) انجام شده است. بردار ضریب کانال یا α_n در گیرنده مقدار ثابت و برای کانال تک‌مسیره برابر $\alpha_n = [0.5]$ و برای کانال چندمسیره $\alpha_n = [1, 0.25, -0.12]$ است. ضریب گسترش[1] یا T نیز برابر ۵۰ فرض شده است. به‌دلیل قطعی‌بودن نگاشت آشوبی و ثابت‌بودن بردار ضرایب، یا به‌عبارت دیگر همان کانال، عوامل مجهول که نیاز به تخمین آنها داریم x_{iT} و α_{iT} است. شکل(۱) قسمتی از سیگنال دریافتی را نشان می‌دهد. همان‌گونه که پیداست داده‌ها در سیگنال قابل تشخیص نیست.

نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای بردار ضرایب کانال در دو حالت مختلف و برای دو مدولاسیون آشوبی معرفی شده، ارائه شده‌است. در شبیه‌سازی‌ها مدولاسیون دودویی و ضرایب حقیقی در نظر گرفته‌ایم. حالت‌های مختلف شامل موارد زیر است:

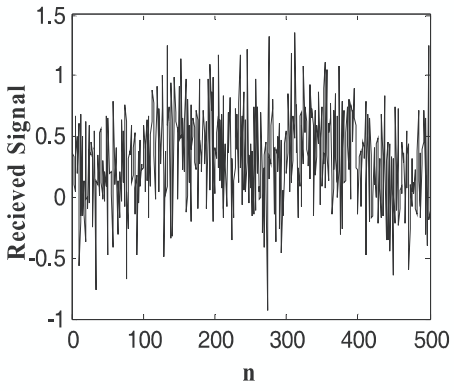
۱- $\alpha_n = [0.5]$, ACM

۲- $\alpha_n = [1, 0.25, -0.12]$, ACM

۳- $\alpha_n = [0.5]$, MCM

٤- $\alpha_n = [1, 0.25, -0.12]$, MCM.

نتایج به‌دست آمده با روش EKF مقایسه شده است. در روش EKF برای مدل‌سازی سیگنال پیام و ضرایب کانال از مدل AR مرتبهٔ‌نخست جهت تشکیل بردار حالت استفاده شده است. در شبیه‌سازی‌ها مشاهده شد که در محدوده SNRهای کوچک EKF هم‌گرا نمی‌شود. به‌همین دلیل برای شبیه‌سازی EKF، فرض معلوم‌بودن ضرایب کانال در گیرنده انجام شده‌است. لازم به ذکر است که هم‌سان‌سازی به روش EKF مطابق (ژو و لیونگ، ۲۰۰۱) با تفاوت در نوع مدولاسیون پیاده‌سازی شده است. روش پیشنهادی در مقایسه با روش در (مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶ a؛ مائوگ و دیگران، ۲۰۰۶b؛ شیوآن و جیوچائو، ۲۰۰۷) نیز از این جهت که ضرایب نامعلوم برای کانال در نظر گرفته‌ایم،برتری دارد.



(شکل- ۱): سیگنال دریافتی در گیرنده برای مدولاسیون Chaos Masking

در شبیه‌سازی‌ها مقدار نرخ خطای بیت و میانگین مربعات خطا[2] در تخمین x_n مورد مقایسه قرار گرفته‌اند. میانگین مربعات خطا در تخمین x_n به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$MSE_x = \frac{1}{K}\sum_{n=1}^{K}(x_n - \hat{x}_n)^2 \qquad (۲۱)$$

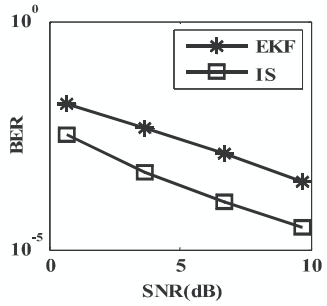
میانگین مربعات خطا در تخمین α_n نیز به طریق مشابهی تعریف می‌شود حال به شرح نتایج به‌دست‌آمده در هر حالت می‌پردازیم.

۴-۱- مدولاسیون پوشش آشوبی جمعی و کانال گوسی با بهره نامعلوم

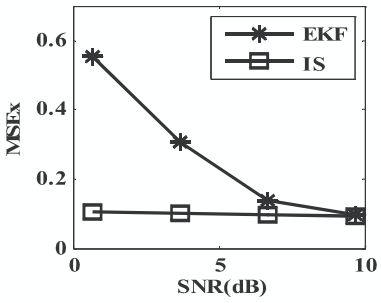
منحنی نرخ خطای بیت و خطای تخمین و به‌ازای SNRهای 0dBالی 10dBبه‌ترتیب در شکل (۲) و شکل (۳) رسم شده است. همان‌گونه که ذکر شد، در این SNRها EKFهم‌گرا نمی‌شود؛ به همین دلیل برای شبیه‌سازی EKF، بافرض معلوم بودن کانال در گیرنده انجام شده‌است. همان‌طور که مشاهده می‌شود،BERروش نمونه‌برداری اهمیتی با ضریب نامعلوم کانال در گیرنده، حدود 5dBاز روش EKFبا بهره کانال معلوم برتر است.

[1]Spreading Factor

[2]Mean Square Error



(شکل- ۲): مقایسه BER در مدولاسیون پوشش جمعی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به‌ازای SNRهای به‌نسبه پایین.

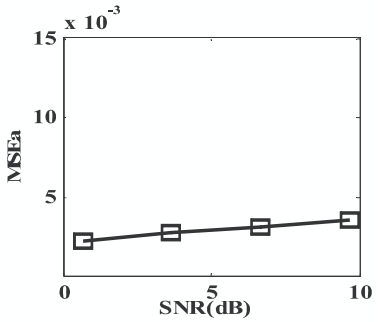


(شکل- ۳): مقایسه مقدار MSEx در مدولاسیون پوشش جمعی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به‌ازای SNRهای به‌نسبه پایین.

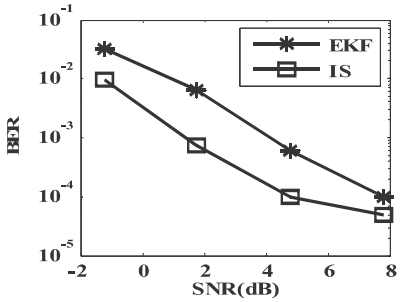
در شکل (۳) نیز دیده می‌شود که رفتار MSEx در روش نمونه‌برداری اهمیتی با ضریب نامعلوم کانال در گیرنده، در مقایسه با روش EKF با ضریب معلوم به‌خصوص در SNR پایین برتری مشخصی دارد. شکل (۴) میانگین مربعات خطای تخمین بهره کانال، α_n، در روش پیشنهادی را ارائه می‌دهد. چون در EKF ضریب کانال معلوم فرض شده است، در این شکل مقایسه‌ای صورت نگرفته است.

۴-۲- مدولاسیون پوشش آشوبی جمعی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی

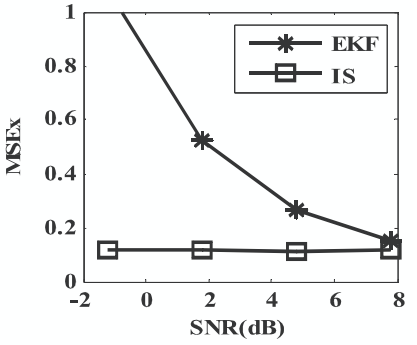
نرخ خطای بیت به‌ازای SNRهایبه‌نسبه پایین برای حالت مدولاسیون پوشش آشوبی نوع جمعی و کانال چندمسیره در شکل (۵) رسم شده است. در این SNRها نیز EKF هم‌گرا نمی‌شود؛ بنابراین شبیه‌سازی روش EKF، بافرض معلوم بودن کانال در گیرنده انجام شده‌است. همان‌طور که مشاهده می‌شود BER روش نمونه‌برداری اهمیتی با ضرایب نامعلوم کانال در گیرنده حدود 3dB از روش EKF با ضرایب معلوم برتر است.



(شکل- ۴): مقدار MSEα در مدولاسیون پوشش جمعی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به ازای SNRهای به‌نسبه پایین.

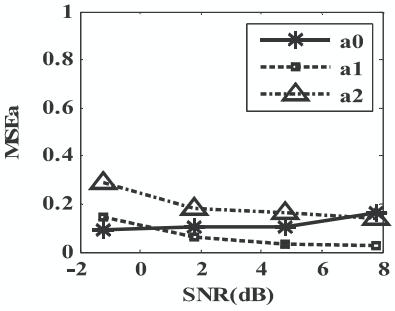


(شکل- ۵): مقایسه BER در پوشش آشوبی جمعی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای به‌نسبه پایین.



(شکل- ۶): مقایسه مقدار MSEx در پوشش آشوبی جمعی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای به‌نسبه پایین.

شکل (۶) میانگین مربعات خطا در تخمین x_n در این حالت را نشان می‌دهد. همان‌گونه که مشاهده می‌شود، مقدار MSE_x در روش نمونه‌برداری اهمیتی با ضرایب نامعلوم کانال در گیرنده، در مقایسه با روش EKF با ضرایب معلومبه‌خصوص در SNRکوچک برتری مشخصیدارد. شکل (۷) نیز میانگین مربعات خطای تخمین α_n در روش پیشنهادی را ارائه می‌دهد. چون درروش EKF ضریب کانال معلوم فرض شده است در این شکل مقایسه‌ای صورت نگرفته است.

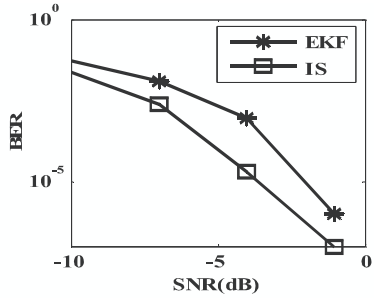


(شکل- ۷): مقدار MSEα در مدولاسیون پوشش جمعی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای به‌نسبه پایین.

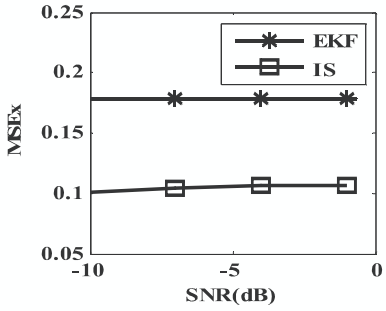
۴-۳- مدولاسیون پوشش آشوبی ضربی و کانال کانال گوسی با بهرهٔ نامعلوم

BER به‌ازای SNRهای کوچک برای حالت مدولاسیون نوع ضربی در کانال گوسی با بهره نامعلوم در شکل (۸) رسم شده است.لازم به ذکر است که طبق رابطهٔ (۳) برای محاسبهSNR در ورودی گیرنده اثر سیگنال آشوبی ضرب‌شونده، که عددی کوچک‌تر از یک است، نیز باید لحاظ شود و به‌نوعی به‌ازای مقادیر یکسان نمادهای داده، مقدار SNRدر روش MCM از روش ACM کمتر است. دوباره به‌دلیل این‌که در این SNRها EKF هم‌گرا نمی‌شود، در شبیه‌سازی روش EKF، کانال در گیرنده معلوم فرض شدهاست. همان‌طور که مشاهده می‌شود BER روش نمونه‌برداری اهمیتی با ضریب نامعلوم کانال در گیرنده نسبت به روش EKF با فرض بهره معلوم کانال برتری محسوس دارد.

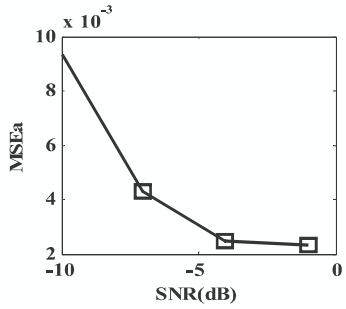
در شکل (۹) مقدار MSExدر روش نمونه‌برداری اهمیتی با ضرایب نامعلوم کانال در گیرنده، در مقایسه با روش EKF با ضریب معلومنشان داده شده است. مشاهده می‌شود که میانگین مربعات خطا در تخمین x_n به‌خصوص در SNR کوچک، در مقایسه با روش EKF برتری دارد؛ ولی در مقایسه با روش جمعی، برتری آن چنان محسوس نیست. شکل (۱۰) نیز میانگین مربعات خطای تخمین α_nرا در روش پیشنهادی را ارائه می‌دهد.



(شکل- ۸): مقایسه BER در مدولاسیون پوشش ضربی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به‌ازای SNRهای پایین.



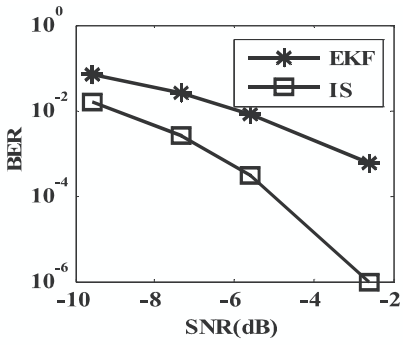
(شکل- ۹): مقایسه مقدار MSEx در مدولاسیون پوشش ضربی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به‌ازای SNRهای پایین.



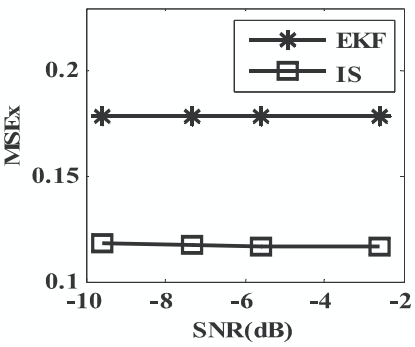
(شکل- ۱۰): مقدار MSEα در مدولاسیون پوشش ضربی و کانال گوسی با بهره نامعلوم به‌ازای SNRهای پایین.

۴-۴- مدولاسیون پوشش آشوبی ضربی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی

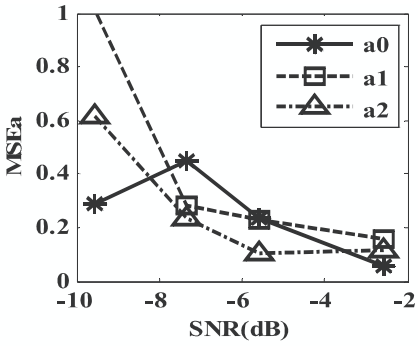
نتایج حاصل از روش پیشنهادی در این حالت نیز هم‌چنان کارایی این روش را نشان می‌دهد. قابل ذکر است که این منحنی‌ها فقط برای مقایسه ارائه شده است، وگرنه روش پیشنهادی از آن جهت مورد توجه قرار می‌گیرد که حتّی در SNR خیلی پایین هم می‌تواند کانال را تخمین بزند؛ درحالی‌که روش EKF در این SNRها به‌هیچ‌وجه هم‌گرا نمی‌شود و قادر به هم‌سان‌سازی کانال و آشکارسازی پیام نیست. شکل‌های (۱۱ و ۱۲ و ۱۳) به‌ترتیب مقایسه BER و MSEx و میانگین مربعات خطای تخمین α_n را در این حالت نشان می‌دهد.



(شکل- ۱۱): مقایسه BER در پوشش آشوبی ضربی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای پایین.



(شکل- ۱۲): مقایسه مقدار MSEx در پوشش آشوبی ضربی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای پایین.



(شکل- ۱۳): مقدار MSEα در مدولاسیون پوشش ضربی و کانال چندمسیره با نوفه گوسی به‌ازای SNRهای پایین.

۵-نتیجه‌گیری

در این مقاله دی‌مدولاسیون و شناسایی کور کانال با استفاده از روش نمونه‌برداری اهمیتی در مخابرات آشوبی و مدولاسیون‌های MCM و ACM در کانال تک‌مسیره و چندمسیره بررسی شده‌است. نتایج به‌دست‌آمده کارآمدی این روش را در مقایسه با EKF هم در خطای تخمین و هم در نرخ خطای بیت نشان می‌دهد. در حالت کلی و در شرایط برابر یعنی داده‌های یکسان، ضرایب کانال و واریانس نوفه برابر، نتایج هم‌سان‌سازی و دی‌مدولاسیون با روش پیشنهادی برای هر دو مدولاسیون MCM و ACM از روش EKFبهتر است. در حالت کلی در همه موارد،بهبود در BER را شاهد هستیم. در مدولاسیون ACM برای کانال تک‌مسیره و چندمسیره به‌ترتیب 5dB و 3dB بهبود در BER نسبت به EKF مشاهده می‌شود. در مدولاسیون MCM نیز در هر دو کانال تک‌مسیره و چندمسیره، بهبود BER حدود 3dB است. در تخمین بردار ضرایب بهبود نسبی داریم؛ ولی در تخمین حالت آشوبی، با وجود برتری روش پیشنهادی در مقایسه با روش EKF، به‌ازای افزایش SNR بهبود قابل توجهی حاصل نمی‌شود.

۶-مراجع

Abel, A., Schwarz, W., Chaos communications—principles, schemes and system analysis, in: Proceedings of the IEEE, 2002, pp. 691–710.

Bobrovsky, A. B. Z., Adaptive blind equalization of FIR channels for chaotic communication systems using Gaussian filter, 22nd Convention ofin: Electrical and Electronics Engineers, 2002, pp. 222–224.

Maoge, X., Yaoliang, S., Liwei, L., Adaptive blind equalization for chaotic communication systems using particle filtering, in: 8th International Conference on Signal Processing, 2006a, 3, pp. 16–20.

Maoge, X., Yaoliang, S., Liwei, L., A novel demodulation method for chaotic parameter modulation, in: 8th International Conference on Signal Processing, 2006b, 3, pp. 1–4.

Neal, R. M.,Annealed Importance Sampling", Statistics and Computing, 2001, 11, pp.125-139.

Petrov, V., Showalter, K.,Nonlinear control of dynamical systems from time series, Phys. Rev. Lett., 1996, 76, pp. 3312-3315.

Sharma, N., Ott, E., Combatingchannel distortions in communication with chaotic systems, Phys. Lett. A, 1998, 248, pp. 347-352.

Shiyuan, W., Jiuchao, F., Particle filtering for noisy contaminated chaotic signals and its application in communication, in Control and Automation, ICCA 2007. 2007, pp.524-528

Sobiski, D. J., Thorp, J. S., PDMA-1: Chaotic communication via the extended Kalman Filter", IEEE Trans. Circuits Syst. I, 1998, 45, pp. 194-197.

Stavroulakis, P., Chaos Applications in Telecommunications, 1st ed., 2006, Taylor & Francis.

Xie, N., Leung, H., Blind equalization using a predict-tive radial basis function neural network, IEEE Trans. Neural Networks, 2005, 16, pp. 709–720.

Yang, T., A Survey of Chaotic Secure Communication systems, International Journal of Computational Cognition, 2004, 2, pp. 81-130.

Zhu, Z., Leung, H.,Adaptive blind equalization for chaotic communication systems using extended Kalman filter. IEEE Trans, Circuits Syst. I, 2001, 49(12), pp. 1811–1820.

Zhu, Z., Leung, H.,Combined demodulation with Adaptive blind equalization for chaotic–modulation for communication systems, IEEE Trans. Circuits Syst. I, 2002, 48(8), pp. 979–989

Cruz, C., Nijmeijer, H., Synchronization through filtering, International J. Bifurcation Chaos,2000, 10, pp. 763-775.

Cuomo, K. M., Oppenheim, A. V., Barron, R. J., Channel equalization for self-synchronizing chaotic systems, in: Proc. ICASSP, 1996, 3, pp. 1605-1608.

Cuomo, K. M., Oppenheim, A. V., Strogatz, S. H., Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications, IEEE Trans. Circuits Syst. I,1993, 40, pp. 626-633.

Elmirghani, J. M. H., Milner, S. H., Cryan, R. A., Experimental evaluation of echo path modeling with chaotic coded speech, IEEE Trans. Signal Process, 1997, 43, pp. 2600-2604.

Fowler, T. B., Application of stochastic control techniques to chaotic nonlinear systems, IEEE Trans. Automat. Control, 1989, 34, pp. 201-205.

Geweke, J., Bayesian Inference in Econometric Models Using Monte Carlo Integration, Econo-metrica, 1989, 57, pp.1317-1339.

Kaddoum, G., Gagnon, F. Design of a High-Data-Rate Differential Chaos-Shift Keying System. IEEE Trans. Circuits Syst., 2012, 59, pp. 448 – 452.

Kaddoum, G., Richardson, F., Gagnon, F. Design and Analysis of a Multi-Carrier Differential Chaos Shift Keying Communication System. IEEE Trans. on Communications, 2013, 61, pp. 3281 – 3291.

Kloek, T., Van Dijk, H. K.,Bayesian Estimates of Equation System Parameters: An Application of Integration by Monte Carlo, Econometrica, 1978, 46, pp. 1-19.

Leung, H., System identification using chaos with application to equalization of a chaotic modulation system, IEEE Trans. Circuits Syst. I, 1998, 45, pp.314–320.

Leung, H., 2013. 1st ed., Chaotic Signal Processing, SIAM.

Leung, H., Lam, J.,Design of demodulator for the chaotic modulation communication system, IEEE Trans. Circuits Syst. I, 1997, 44, pp. 262-267.

Leung, H., Lo, T., Chaotic radar signal processing over the sea, IEEE J. Ocean. Eng. 1993, 18, pp. 287-295.

Leung, H., Zhu, Z., Ding, Z., An aperiodic phenomenon of the extended Kalman filter in filtering noisy chaotic signals, IEEE Trans. Signal Process., 2000, 48, (6) , pp. 1807–1810.

ابراهیم شاهین ورنوسفادرانی مدرک کارشناسی ارشد خود را در سال ۱۳۹۱ در رشتهٔ مهندسی مخابرات گرایش سیستم از دانشگاه اصفهان و مدرک کارشناسی خود را در رشته مهندسی الکترونیک در سال ۱۳۸۸ از دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد دریافت کرده است. زمینهٔپژوهشی ایشان پردازش سیگنال‌های آماری است.

نشانی رایانامهٔ ایشان عبارت است از:

K.Shaahin@gmail.com

محمدفرزان صباحی مدرک کارشناسی خود را در سال ۱۳۷۷ در رشته مهندسی الکترونیک از دانشگاه صنعتی اصفهان و مدرک کارشناسی ارشد و دکتری را در گرایش مخابرات سیستم به‌ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۶ از همان دانشگاه اخذ کرد. ایشان هم‌اکنون عضو هیأت علمی دانشگاه اصفهان هستند. زمینهٔپژوهشی ایشان عبارت است از تئوری مخابرات، رادار و پردازش سیگنال‌های آماری.

نشانی رایانامهٔ ایشان عبارت است از:

sabahi@eng.ui.ac.ir

محمد عطائی مدرک کارشناسی را در سال ۱۳۷۳ از دانشگاه صنعتی اصفهان، مدرک کارشناسی ارشد را در سال ۱۳۷۶ از دانشگاه علم و صنعت ایران و مدرک دکترای تخصصی خود را در سال ۱۳۸۲ از دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی در رشتهٔ مهندسی برق اخذ کرد. رسالهٔ دکترای ایشان به‌صورت مشترک با دانشگاه برمن آلمان از سال ۱۳۸۰ تا سال ۱۳۸۲ انجام گرفت. وی در حال حاضر دانشیار گروه مهندسی برق دانشگاه اصفهان است. زمینه‌های کاری ایشان بر روی تحلیل سری‌های زمانی سامانه‌های آشوبی، نظریهٔ کنترل و کاربردهای آن بوده است. به‌علاوه ایشان علاقمند به پژوهش در زمینهٔ کنترل آشوب و کنترل غیرخطّی هستند.

نشانی رایانامهٔ ایشان عبارت است از:

ataei@eng.ui.ac.ir