

صاحب امتیاز: انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران

مدیر مسؤول: دکتر مسعود شفیعی

سر دبیر: دکتر کریم فائز

دبیر داخلی: دکتر هومان تحیری (دانشگاه شیراز)

شمارگان: ۱۰۰۰

حروفچینی و صفحه آرایی: انسبه مرجانی، فاطمه مرجانی

### هیئت تحریریه:

فرخ حجت کاشانی (استاد)، دانشگاه علم و صنعت ایران

سید احمد رضا شرافت (استاد)، دانشگاه تربیت مدرس

مسعود شفیعی (استاد)، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

محمد رضا عارف (استاد)، دانشگاه صنعتی شریف

کریم فائز (استاد)، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

رضا فرجی دانا (استاد)، دانشگاه تهران

کمال محامدپور (استاد)، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی

فرخ مروستی (استاد)، دانشگاه صنعتی شریف

سید احمد معتمدی (استاد)، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

روزبه معینی (استاد)، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

کاظم اکبری (دانشیار)، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

کامبیز بدیع (دانشیار)، مرکز تحقیقات مخابرات ایران

علی اکبر جلالی (دانشیار)، دانشگاه علم و صنعت ایران

حمیدرضا ربیعی (دانشیار)، دانشگاه صنعتی شریف

امیر البدوی (دانشیار)، دانشگاه تربیت مدرس

محمد تشنه لب (دانشیار)، دانشگاه خواجه نصیر طوسی

### اعضای هیئت مدیره:

#### • اعضای اصلی:

دکتر مسعود شفیعی (رئیس انجمن)

دانشگاه صنعتی امیرکبیر

مهندس علی نادپور (خزانه دار)

شرکت تکفام

دکتر کمال محامدپور

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

دکتر محمود کمره‌ای

دانشگاه تهران

دکتر کاظم اکبری

دانشگاه صنعتی امیرکبیر

دکتر سعادت پورمظفری

دانشگاه صنعتی امیرکبیر

دکتر رمضانعلی صادق زاده

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

دکتر علی اصغر عمیدیان

وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات

دکتر قاسم رمضانپور نرگسی

سازمان پژوهش‌های علمی و صنعتی ایران

دکتر وحید یزدانیان

وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات

مهندس عبدالمجید ریاضی

شرکت ایز ایران

#### • اعضای علی‌البدل:

دکتر احمد خادم‌زاده (مرکز تحقیقات مخابرات ایران)

امیر شهاب شاه‌میری (دانشگاه آزاد اسلامی)

### بازرسان:

#### • بازرس اصلی:

مهندس علی اکبر عسگری

#### • بازرس علی‌البدل:

مهندس اکبر کاری دولت آبادی (دانشگاه شهید ستاری)

براساس نامه شماره ۳/۴۸۱۷ مورخ ۱۳۸۶/۶/۱۱ دفتر امور پژوهشی وزارت

علوم، تحقیقات و فناوری و بیانیه رأی کمیسیون بررسی نشریات

علمی کشور در تاریخ ۱۳۸۶/۴/۲۳، درجه علمی- پژوهشی به این فصلنامه

اعطا شده است



# فهرست

فصلنامه علمی - پژوهشی فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران

سال پنجم، شماره‌های ۱۵ و ۱۶، بهار و تابستان ۱۳۹۲

## سر مقاله

- ۱      ■ طراحی، شبیه‌سازی و مقایسه عملکرد عناصر تشعشعی آنتن آرایه بازتابی  
ایمان آریانیان، عبدالعلی عبدی پور، غلامرضا مرادی
- ۹      ■ کنترل سه محوره وضعیت یک میکرو ماهواره با عملگرهای مغناطیسی به روش مقاوم (ستتز II)  
احسان حبیب‌اللهیان، مسعود شفیعی، حیدرعلی طالبی
- ۱۹      ■ ارائه مدل تأثیر سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات بر رضایت مشتری در سازمان‌ها با استفاده از مدل یابی  
معادلات ساختاری و تحلیل مسیر  
جعفر باقری‌نژاد، بهتاج رسولی پشته
- ۳۱      ■ افزایش گذردهی در کانال HF به وسیله همسانساز بازخور تصمیم با الگوریتم QRD-RLS سریع چندکاناله و  
استخراج ضرایب در حالت داده  
یحیی روایی، محمد مهدی‌نژادنوری، محمدحسین مدنی
- ۳۹      ■ کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیش‌بین و با استفاده از توابع لاگر  
شکوفه جعفری‌فشارکی، فرزاد توحیدخواه، حیدرعلی طالبی
- ۴۹      ■ الگوریتم‌های ابتکاری برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه  
فهمیه طاهرخانی، منا نقده فروشها، علی نوراله
- ۵۹      راهنمای نگارش
- ۶۱      معرفی انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات
- ۶۲      فرم اشتراک نشریه
- ۶۳      فرم‌های عضویت حقوقی و حقیقی انجمن
- ۶۵      اعضای حقوقی و حقیقی جدید انجمن
- چکیده انگلیسی مقالات



لطف الهی بکند کار خویش

مژده رحمت برساند سروش

لطف خدا بیشتر از جرم ماست

نکته سربسته چه دانی، خموش

پروردگار متعال بار دیگر الطاف خود را کریمانه به ملت بزرگوار ایران بخشید و آحاد مردم در حماسه سیاسی سرنوشت کشور را برای چهار سال آینده، با تدبیر و امید رقم زدند و اکنون بر عهده متخصصان، اندیشمندان، نخبگان و صنعتگران جامعه است که زمینه‌های کهن حماسه اقتصادی را نیز فراهم سازند.

قطعاً در تحقق حماسه اقتصادی، راهبردها و راهکارهایی که در کوتاهترین زمان بتواند پایدارترین آثار را در منظومه توسعه اقتصادی و خصوصاً در حل دو مشکل اصلی کشور یعنی تورم و اشتغال بررسی‌های صورت گرفته توسط پژوهشگران مختلف، نشان‌دهنده آنست که یکی از اصلی‌ترین ابزارهای تنظیم بازار و کنترل منابع مالی، بهره‌گیری از فناوری اطلاعات و نیز توسعه راهکارهای مالی مبتنی بر این فناوری است و غالب کشورهای پیشرفته در جهان از این فناوری برای کنترل و سازماندهی شئون مختلف جامعه و خصوصاً بازار بهره‌گیری می‌کنند.

بیهوده نیست که خود بازار ارتباطات و فناوری اطلاعات نیز در جهان، روندی رو به گسترش دارد و هر روزه بر حجم آن افزوده می‌شود. تا جایی که پیش‌بینی می‌شود در سال ۲۰۱۴ بازار به حدود ۲۰۰ میلیارد دلار برسد. از سوی دیگر ارتباطات و فناوری اطلاعات هم به عنوان موضوع اصلی اشتغال و هم به عنوان ابزاری برای توسعه سایر کسب و کارها، می‌تواند نقش مؤثر و کلیدی در برطرف ساختن بحران اشتغال در کشور داشته باشد.

بررسی‌های کارشناسی صورت گرفته نشان‌دهنده آن است که متوسط هزینه لازم برای ایجاد هر شغل در کشور، مبلغی در حدود ۲۰۰ میلیون تومان است. درحالی‌که هزینه لازم برای اشتغال در زمینه ارتباطات و فناوری اطلاعات در حدود ۲۰ میلیون تومان یعنی یک دهم سایر مشاغل است.

موارد فوق، اهمیت کلیدی ارتباطات و فناوری اطلاعات را در حل مسائل مبتلا به کشور و تحقق شعارهای دولت تدبیر و امید آشکارتر می‌سازد و بر این اساس لازم است از یک سو دولت و سایر نهادهای سیاست‌گذار و قانون‌گذار توجه بیشتری به این فناوری مهم نمایند و از سوی دیگر مسئولیت خطیری بر عهده کلیه فعالان و متخصصان ارتباطات و فناوری اطلاعات اهم از پژوهشگران، محققان و صنعتگران است تا فعالیت‌های خود را هرچه بیشتر گسترش داده، این فعالیت‌ها را در راستای رفع موانع و مشکلات کشور جهت‌دهی کند.

همچنین مفتخریم که بازگو کننده و ناشر بخشی اندک از تلاش‌های اساتید، دانشجویان و پژوهشگران بخش ارتباطات و فناوری اطلاعات در این نشریه هستیم و بر این امیدیم که همچون گذشته، اندیشمندان و پژوهشگران این مرز پرگهر بتوانند مسئولیت خطیر و تاریخی خود را در عبور از موانع و مشکلات به انجام رسانند تا آحاد مردم از ثمرات این بالندگی بهره‌مند گردند.

دکتر مسعود شفیعی

مدیر مسئول



## طراحی، شبیه سازی و مقایسه عملکرد عناصر تشعشعی آنتن آرایه بازتابی

ایمان آریانیان<sup>۱\*</sup>      عبدالعلی عبدی پور<sup>\*\*</sup>      غلامرضا مرادی<sup>\*\*\*</sup>

<sup>\*</sup> دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

<sup>\*\*</sup> استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

<sup>\*\*\*</sup> دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۳/۲۲

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۱/۱۵

### ۱. چکیده

در این مقاله نقش عناصر تشعشعی گوناگون در عملکرد آنتن آرایه بازتابی مورد مطالعه قرار گرفته و ضمن طراحی و شبیه سازی عملکرد هر کدام، پاسخ فاز آن‌ها با هم مقایسه شده است. همچنین روابط مورد نیاز به منظور طراحی آنتن آرایه بازتابی معرفی شده و بر اساس آن یک نمونه آنتن آرایه بازتابی باند Ku طراحی و نتایج آن ارائه شده است.

**کلید واژگان:** آنتن آرایه بازتابی، آنتن مایکرواستریپ، مشخصه فاز.

### ۲. مقدمه

آنتن آرایه بازتابی یک آنتن تخت شامل یک آرایه صفحه‌ای متشکل از عنصرهای مایکرواستریپی به عنوان عناصر بازتاب کننده است که توسط یک آنتن تغذیه مورد تابش قرار می‌گیرد. مزایای این نوع از آنتن‌ها نسبت به آنتن‌های منعکس کننده‌ی سهموی باعث شده است که آنتن‌های آرایه بازتابی برای استفاده در کاربردهای ماهواره‌ای به خصوص در مدار GEO برای شکل‌دهی به پرتو تشعشعی آنتن مورد توجه قرار گیرند. برای طراحی آنتن آرایه بازتابی با مشخصات مورد نظر ابتدا باید عنصر مناسب را از هر نظر بررسی و با توجه به شرایط مطلوب، انتخاب نمود. عناصر بازتاب کننده باید طوری طراحی شوند که بتوانند با تغییر فاز مناسب به سیگنال رسیده از آنتن تغذیه، پرتن دلخواه را در جهت در نظر گرفته شده ایجاد نمایند و یا پرتن را به صورت دلخواه شکل دهی نمایند.

یکی از مشکلاتی که در طراحی آنتن آرایه بازتابی وجود دارد، پهنای باند کم آن است که کارهای خوبی برای افزایش پهنای باند انجام شده است. مشکل کم بودن پهنای باند در این آنتن به دو دلیل

است که یکی پهنای باند کم ذاتی عناصر مایکرواستریپ مورد استفاده در این آنتن و دیگری ناشی از اختلاف فاز فضایی است. مشکل اول را می‌توان با انتخاب عنصر تشعشعی مناسب و استفاده از روش‌های افزایش پهنای باند تا حدی کاهش داد [۱]. مشکل اختلاف فاز فضایی به دلیل اختلاف طول مسیر بین آنتن تغذیه تا تک تک عناصر بازتاب کننده است که این اختلاف فاصله در آنتن‌های بزرگ‌تر مشهود تر است زیرا با افزایش ابعاد آنتن، اختلاف فاصله بین تغذیه تا عناصر تشعشع کننده بیشتر می‌شود و اختلاف فاز مورد نیاز در فرکانس‌های مختلف را افزایش می‌دهد و این موضوع باعث کاهش پهنای باند می‌گردد.

می‌توان گفت که طراحی آنتن آرایه بازتابی شامل ۳ مرحله است. در مرحله اول باید عنصر مناسب را از هر نظر و با توجه به نیازهای طراحی انتخاب نماییم و مشخصه تغییر فاز به ازای تغییر ابعاد عنصر انتخاب شده را به دست آوریم. در مرحله بعد تغییر فاز مورد نیاز در محل عناصر مختلف آنتن را با توجه به فاصله تغذیه از هر کدام از عناصر محاسبه می‌نماییم و در مرحله آخر ابعاد عناصر آنتن را با توجه به نمودار تغییر فاز به ازای تغییر ابعاد عنصر که در مرحله اول به دست آمده است، تعیین می‌نماییم.

در ادامه عناصر تشعشعی گوناگون آنتن آرایه بازتابی بررسی شده است و پاسخ فاز آن‌ها به کمک نرم افزار HFSS به دست آمده و با هم مورد مقایسه قرار گرفته است. ساختار مقاله با بررسی جنس عایق در بخش ۲ ادامه می‌یابد. در بخش ۳، شبیه سازی عناصر مورد نظر انجام می‌شود. روش‌های تحلیل عنصر تشعشعی در بخش ۴ مطالعه می‌شود و در بخش بعدی، شبیه سازی‌ها انجام می‌شود. طراحی یک نمونه آنتن آرایه بازتابی در باند Ku در بخش ۶ انجام می‌شود و در نهایت مقاله با یک جمع بندی خاتمه می‌یابد.

صلیب [۸]، پیچ دایروی با دو استاب [۹] و پیچ دایروی با یک استاب [۱۰] مورد بررسی قرار گرفته است. اطلاعات مربوط به هر کدام از عناصر در جدول ۲ داده شده است و شماتیک آن‌ها در شکل ۱ نشان داده شده است.

جدول ۲- مشخصات سلول‌های شبیه سازی شده

ابعاد سلول (mm)	ارتفاع زیر لایه (mm)	ضریب دی الکتریک زیر لایه	پارامتر سلول (mm)	شکل سلول
۱۴	۱/۶	۲/۲	L	پیچ مربعی
۱۲	۳/۱۷۵	۲/۱۷	$w1=0.16$ $w2=0.16$ $g=0.15$	دو حلقه مربعی
۱۲	۳/۱۷۵	۲/۱۷	$d1=0.13$ $d2=0.13$ $g1=0.15$ $w=2.8$	دو حلقه صلیبی
۱۲	۰/۱۴۴ ۳/۰۳	۲/۱۷ ۱/۰۶۷	$d1=0.13$ $d2=0.13$ $d3=0.13$ $g1=0.16$ $g2=0.13$ $w1=1$	حلقه مستطیلی و یک حلقه صلیبی
۱۰	۰/۸۱	۳/۳۸	$r=3.9$ $g=0.12$ $w=0.384$	پیچ دایروی با یک استاب
۸/۶	۰/۸۱	۳/۳۸	$r=3.27$ $g=0.12$ $w=0.384$	پیچ دایروی با دو استاب
۱۴	۰/۰۵ ۰/۱۴۴ ۳	۲/۷ ۲/۲ ۱/۰۶	$h1=0.144$ $h2=0.05$ $h3=3$ $L2=0.19*L1$ $L3=0.17*L1$	پیچ مستطیلی سه لایه

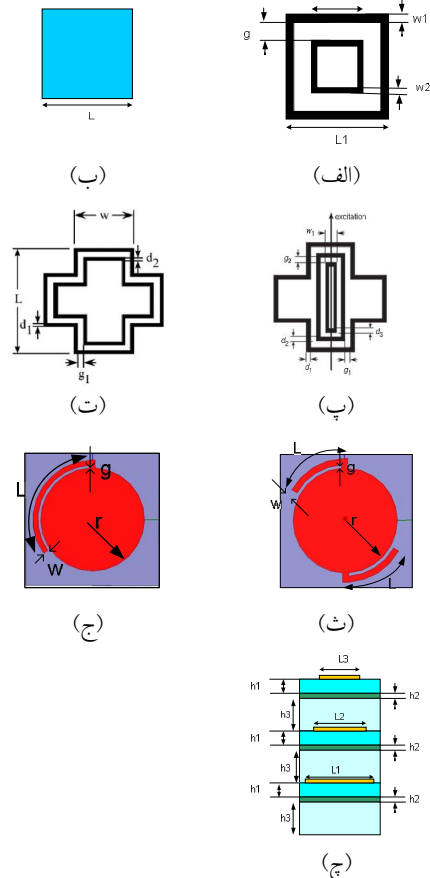
در این مقاله عناصر استفاده شده در مقالات را با استفاده از نرم افزار HFSS شبیه سازی نموده و نمودار فاز برگشتی را در هر مورد بررسی می‌کنیم. برای انتخاب عنصر مناسب، باید برخی از خواص آن‌ها را مورد مقایسه قرار دهیم. محدوده فازی بیشتر و نمودار فاز خطی تر از ویژگی‌هایی است که در تعیین عنصر بهتر نقش داشته است. همچنین هر چه نمودار تغییرات فاز بر حسب تغییرات ابعاد

### ۳. جنس لایه دی الکتریک

در آنتن آرایه بازتابی با ساختار مایکرواستریپی که از زیر لایه استفاده می‌نماید، جنس دی الکتریک زیر لایه باید با دقت انتخاب گردد تا توانایی تشعشع مناسب را داشته باشد. ضرب عایقی نسبی متداول در کاربردهای آنتن، معمولاً کوچک‌تر از ۳ است که در جدول ۱ جنس برخی مواد قابل استفاده در زیر لایه آنتن آرایه بازتابی آمده است.

جدول ۱- برخی مواد قابل استفاده در زیر لایه آنتن آرایه بازتابی

نام ماده	ضریب دی الکتریک نسبی
[۴] Clad Cu	بین ۲٫۲ تا ۲٫۶
[۵] Kevlar 49	۲٫۶۲
[۵] RT-Duroid 5880	۲٫۲
[۳] و [۵] Nomex Honeycomb	۱٫۰۵

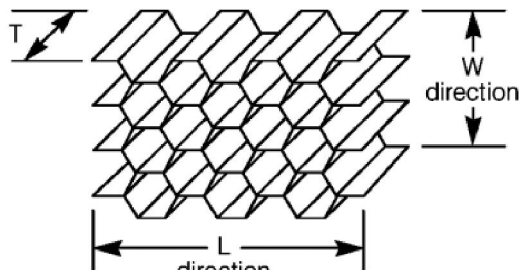


شکل ۱- شکل هندسی عناصر مورد مطالعه-الف) دو حلقه مربعی ب) پیچ مربعی پ) دو حلقه مستطیلی و یک حلقه صلیبی ت) دو حلقه صلیبی ث) پیچ دایروی با دو استاب ج) پیچ دایروی با یک استاب چ) پیچ مستطیلی سه لایه

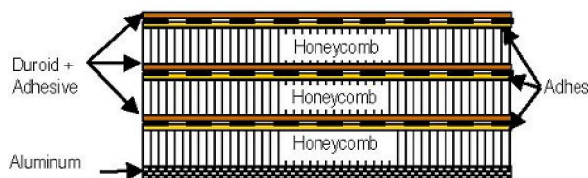
### ۴. معرفی عناصر شبیه سازی شده

در این مقاله عناصر پیچ مربعی [۲]، پیچ مربعی سه لایه [۳]، دو حلقه مربعی [۴]، دو حلقه صلیبی [۷]، دو حلقه مستطیل و یک حلقه





شکل ۲- ساختار فیزیکی لانه زنبوری [۱].



شکل ۳- ساختار دی الکتریک عنصر سه لایه [۱].

#### ۴.۳. عناصر حلقه

یکی دیگر از عناصری که می‌تواند برای آنتن آرایه بازتابی استفاده شود، عنصرهای حلقه<sup>۱</sup> [۴]، [۷] و [۸] است. عناصر حلقه با شکل‌های مختلف توسط آقای چارمیر ارائه شده است و در مقالات مختلف برای طراحی به کار رفته است. ویژگی این عناصر تک لایه بودن زیر لایه است که ساخت آن را آسان می‌نماید. مشکلی که پیچ مربعی ساده تک لایه دارد این است که رنج فاز آن کمتر از ۳۶۰ درجه است. استفاده از عناصر حلقه این رنج فازی را تا حدود ۶۰۰ درجه افزایش می‌دهد که به افزایش پهنای باند آنتن کمک می‌نماید. هم چنین می‌توان از درجات آزادی مختلف موجود در عناصر حلقه برای بهبود پهنای باند سود برد. طول هر حلقه، فاصله میان حلقه‌ها، ضخامت هر حلقه و عرض هر حلقه از درجات آزادی عناصر حلقه است. درجات آزادی در این عناصر می‌تواند باعث تغییر شکل ظاهری عنصر و نیز تغییر پاسخ فاز برگشتی از عنصر شود و با تنظیم آن‌ها به پاسخ فاز مطلوب می‌رسیم. مشخصات درجات آزادی عناصر استفاده شده، در جدول ۲ بیان شده است. با وارد کردن این عناصر در نرم افزار HFSS به شبیه سازی این عناصر خواهیم پرداخت.

#### ۴.۴. پیچ با دنباله متصل به آن

یکی از روش‌هایی که می‌توان برای کاهش پلاریزاسیون متقاطع<sup>۲</sup> در آنتن آرایه بازتابی استفاده کرد، به کار بردن پیچ با دنباله متصل به آن

عنصر آنتن دارای تغییرات با شیب ملایم‌تری باشد، حساسیت به خطای ساخت کاهش می‌یابد و رسیدن به فاز مورد نظر ساده تر خواهد بود. هر چه حساسیت به خطای ساخت بیشتر باشد، افزایش پیچیدگی پیاده سازی و ایجاد خطای فرآیند ساخت را به همراه دارد. برای بررسی مشخصه تغییر فاز به ازای تغییر ابعاد عنصر، باید نمودار پاسخ فاز را در پهنای باند فرکانسی مورد نظر، مورد بررسی قرار داد. عنصر مطلوب باید توانایی جبران فازهای مختلف در فرکانس‌های متفاوت را داشته باشد.

#### ۴.۱. پیچ مربعی

یکی از روش‌هایی که برای تغییر فاز عنصر می‌توان استفاده کرد، تغییر ابعاد عنصر پیچ مربعی است [۲]. رنج تغییر فاز به این روش حدود ۳۰۰ درجه است که کمتر از حداقل فاز مورد نیاز برای طراحی آنتن آرایه بازتابی یعنی ۳۶۰ درجه است و این باعث کم شدن پهنای باند آنتن طراحی شده با این عنصر می‌گردد. در این مقاله مشخصه فاز این عنصر را با عناصر دیگر که می‌توانند تا حدی مشکل کمبود رنج فازی را جبران نمایند، مقایسه خواهیم کرد.

#### ۴.۲. عنصر سه لایه

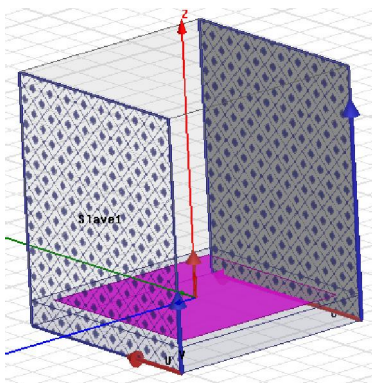
یکی از عناصری که برای طراحی آنتن آرایه بازتابی مورد استفاده قرار گرفته است، عنصر سه لایه [۱] است که توسط تیم تحقیقاتی آقای Encinar معرفی شده است و مقالات متعددی را با استفاده از این عنصر ارائه نموده‌اند. ساختار فیزیکی لانه زنبوری این عنصر و ساختار دی الکتریک عنصر سه لایه در شکل ۲ و ۳ نمایش داده است. در این عنصر از سه لایه یکسان استفاده شده است که هر زیرلایه شامل یک لایه لانه زنبوری با ضریب دی الکتریک ۱/۰۶ و ضریب تلفات ۰/۰۳۶ و ضخامت ۲ تا ۳ میلی‌متر بسته به کاربرد مورد نیاز است و بر روی آن یک زیر لایه RT-Duroid 5880 با ضریب دی الکتریک ۲/۲، ارتفاع ۰/۱۴۴ میلی‌متر و ضریب تلفات ۰/۰۰۹ و همچنین یک لایه چسب با ضخامت ۵۰ میکرون و ضریب دی الکتریک ۲/۷ و ضریب تلفات ۰/۰۰۶ قرار دارد. همانطور که در شکل ۱-چ نیز مشاهده می‌شود بر روی هر کدام از این سه لایه یک لایه پیچ چاپ شده است که نمونه‌ای از ساختار این عنصر و ساختار لانه زنبوری آن را در شکل ۲ و ۳ مشاهده می‌نمایید [۱].

<sup>1</sup> Loop elements

<sup>2</sup> Cross polarization

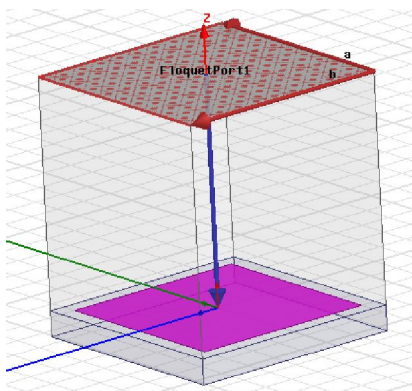
می‌نمایند و با استفاده از شرط مرزی فلوکه به پاسخ ساختار متناوب دست می‌یابند. لازم به ذکر است که با استفاده از تئوری فلوکه ساختار به صورت مدل بی‌نهایت بسط داده می‌شود و طبیعتاً پاسخ ساختار نیز برای حالت بی‌نهایت می‌باشد. در حالی که در آنتن آرایه بازتابی عناصر مختلف آنتن از نظر ابعاد با هم متفاوت هستند که این موضوع استفاده از تئوری آرایه بینهایت را در این آنتن به راه حل تقریبی تبدیل می‌نماید [۱۵]. اما نشان داده شده است که جوابی که به این صورت به دست می‌آید در عمل قابل قبول است.

برای نمونه نحوه شبیه سازی سلول پچ مربعی را در نرم افزار HFSS در شکل ۴ و ۵ مشاهده می‌نماییم. برای شبیه سازی حالت آرایه بینهایت از شرط مرزی Master-Slave [۱۰] و همچنین پورت فلوکه<sup>۴</sup> در تحلیل ساختار استفاده می‌نماییم. در جدول ۳ شکل عناصر در نرم افزار HFSS نمایش داده شده است.



شکل ۴- تعریف ساختار متناوب در شبیه سازی ساختار پچ مربعی در نرم افزار

HFSS



شکل ۵- تعریف تحریک فلوکه در شبیه سازی ساختار پچ مربعی در نرم افزار

HFSS

است که با تغییر جهت چرخش دنباله های عناصر به صورت متقارن می‌توان پلاریزاسیون متقاطع را کاهش داد. شکل پچ دایروی با دنباله متصل به آن در شکل ۱-ج نمایش داده شده است.

## ۵. تکنیک‌های تحلیل عنصر تشعشی

یک راه برای تحلیل عنصر تشعشی آنتن آرایه بازتابی در نظر گرفتن آن به صورت ایزوله است که در این صورت تزویج بین عناصر در نظر گرفته نمی‌شود [۱۱]. در روش دیگر عنصر تشعشی در آرایه در نظر گرفته می‌شود و می‌توان تزویج بین عناصر را نیز در نظر گرفت. در صورتی که فاصله بین عنصرهای مجاور حدوداً  $0/6$  تا  $0/7$  طول موج باشد، می‌توان از تزویج صرف نظر کرد [۳]. ولی برای عنصرهای متناوبی که اندازه آن‌ها کوچک‌تر از  $0/25$  طول موج باشد، فاصله بین عنصرها کوچک‌تر شده و نمی‌توان از تزویج صرف نظر کرد. اثر تزویج در آنتن آرایه بازتابی با عنصرهای با ابعاد متغیر بیشتر است. این به دلیل بزرگ‌تر شدن بعضی از عنصرها از نصف طول موج و نزدیک‌تر شدن آن‌ها به یکدیگر است. در آنتن‌های آرایه انعکاسی بزرگ، از مدل آرایه بینهایت برای تحلیل استفاده می‌شود و با اعمال تئوری فلوکه، این تحلیل به یک سلول پریودیک کاهش می‌یابد [۴]. در این روش تزویج بین عنصرها در نظر گرفته می‌شود و نتایج قابل قبولی برای عنصر در آرایه به دست می‌آید.

روش‌های عددی متفاوتی نظیر روش ممان [۱۲]، روش FEM [۱۳] و روش FDTD [۱۴] برای تحلیل تمام موج ساختارهای پریودیک بکار گرفته شده‌اند. معمولاً در روش‌های مبتنی بر معادله انتگرالی مانند روش ممان، ضخامت رساناها صفر در نظر گرفته می‌شود. از طرف دیگر در روش‌هایی همچون FEM و FDTD می‌توان ضخامت رساناها را نیز در شبیه سازی وارد کرد. روش ممان روشی کارآمد برای تحلیل ساختارهای پریودیک، با در نظر گرفتن آرایه مسطح از عنصرها و یا روزه‌ها، به شمار می‌رود. در قسمت بعد به نحوه تحلیل عناصر آنتن آرایه بازتابی در نرم افزار می‌پردازیم.

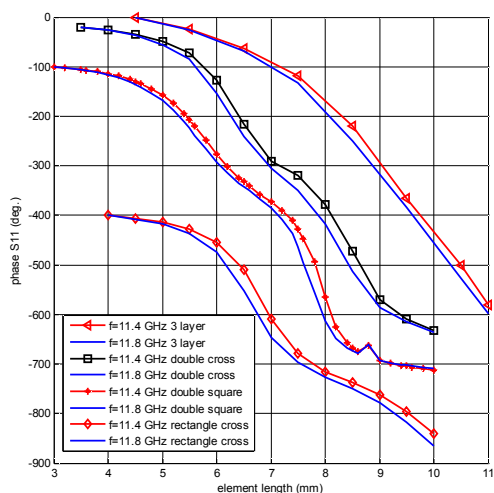
## ۶. شبیه سازی در نرم افزار HFSS

برای شبیه سازی ساختارهایی که به صورت متناوب هستند از تئوری آرایه بینهایت استفاده می‌گردد و کل ساختار تحلیل نمی‌گردد. به این منظور از تئوری فلوکه<sup>۳</sup> استفاده می‌شود. به این صورت که یک سلول را با فرض این که بینهایت بار تکرار می‌شود شبیه سازی

<sup>۴</sup> Floquet Port

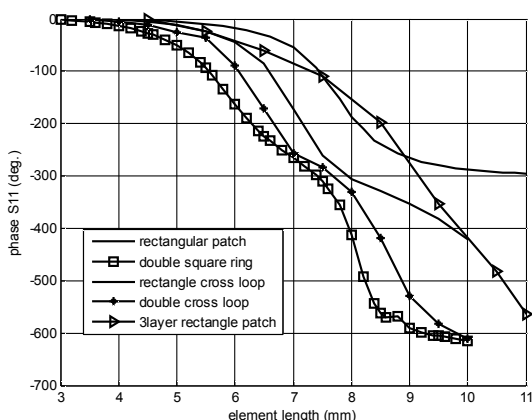
<sup>۳</sup> Floquet Theory

درجه و برای پچ مستطیلی سه لایه ۴۱ درجه است که از این نظر دو حلقه صلیبی بهترین پاسخ را دارد.



شکل ۶- پاسخ فاز عناصر مختلف در پهنای باند فرکانسی ۱۱/۴ گیگاهرتز تا ۱۱/۸ گیگاهرتز

برای مقایسه بهتر عناصر مختلف، پاسخ فاز عناصر را در یک فرکانس و با فرض ماکزیمم صفر درجه با هم مقایسه می‌نماییم. به این منظور پاسخ فاز عناصر حلقه و عنصر سه لایه در شکل ۷ با پاسخ فاز پچ مربعی ساده در فرکانس ۱۱/۵ گیگاهرتز مقایسه شده است. همان طور که در این شکل مشاهده می‌گردد، محدوده فازی عنصر سه لایه، دو حلقه صلیبی و دو حلقه مربعی، در حدود ۶۰۰ درجه می‌باشد.



شکل ۷- مقایسه پاسخ فاز عناصر پچ حلقه‌ای، پچ مربعی و پچ مربعی سه لایه در فرکانس ۱۱/۵ گیگاهرتز

نمودار فاز برگشتی عنصر پچ دایروی با دنباله متصل به آن در شکل ۸ آورده شده است. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود محدوده فازی عنصر پچ دایروی با دو دنباله در حدود ۶۰۰ درجه است و پچ دایروی با یک دنباله محدوده فازی حدود ۹۰۰ درجه دارد که رنج فازی مناسب‌تری می‌باشد.

جدول ۳- سلول‌های شبیه سازی شده در نرم افزار HFSS

عناصر	شکل عنصر در نرم افزار HFSS
پچ مربعی	
دو حلقه مربعی	
دو حلقه صلیبی	
دو حلقه مستطیل و یک حلقه صلیب	
پچ دایروی با یک استاب	
پچ دایروی با دو استاب	
پچ مستطیلی سه لایه	

پس از شبیه سازی ساختار عناصر مختلف، نتایج مربوط به پاسخ فاز برگشتی در پهنای باند فرکانسی ۱۱/۴ گیگاهرتز تا ۱۱/۸ گیگاهرتز در شکل ۶ ارائه می‌گردد. بیشترین اختلاف میان فازهای برگشتی در پهنای باند فرکانسی برای عنصر دو حلقه مربعی ۶۱ درجه، دو حلقه صلیبی ۳۰ درجه، دو حلقه مستطیل و یک حلقه صلیب ۴۳

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2}{2\eta_0 P_F} |E(\theta, \varphi)|^2 \quad (3)$$

که در آن  $\eta_0$  امپدانس ذاتی فضای آزاد است و  $|E(\theta, \varphi)|$  دامنه میدان راه دور است. هم چنین توان ورودی به آنتن تغذیه طبق رابطه زیر تعیین می گردد [۱۵]:

$$P_F = \frac{\pi}{\eta_0 \lambda^2 (2q+1)} \quad (4)$$

که در آن  $q$  با توجه به مدل پترن تغذیه که به صورت  $\cos^q \theta$  مدل می شود، به دست می آید.

### ۷.۳. محاسبه میدان راه دور

برای به دست آوردن میدان راه دور، از میدان تاییده شده توسط آنتن تغذیه به صفحه آنتن آرایه بازتابی شروع می نماییم که با فرض پلاریزاسیون  $\gamma$  برابر است با [۱۵]:

$$\vec{y}(\theta, \varphi) = \frac{jke^{-jkr}}{2\pi r} (\hat{\theta} \cos^q \theta \cos \varphi + \hat{\phi} \cos^q \theta \sin \varphi) \quad (5)$$

میدان تغذیه در مختصات دکارتی را می توان از رابطه بالا به این صورت به دست آورد:

$$\begin{pmatrix} \vec{y}_x^F \\ \vec{y}_y^F \\ \vec{y}_z^F \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ E_\theta^F \\ E_\varphi^F \end{pmatrix} \quad (6)$$

در مرحله بعد میدان آنتن تغذیه از مختصات تغذیه به مختصات آنتن آرایه بازتابی طبق رابطه ماتریسی زیر همان طور که در [۱۶] بیان شده است، منتقل می گردد:

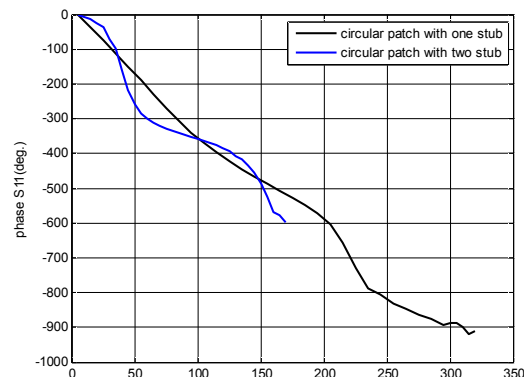
$$\begin{pmatrix} E_x^R \\ E_y^R \\ E_z^R \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} E_x^F \\ E_y^F \\ E_z^F \end{pmatrix} \quad (7)$$

میدان الکتریکی مماسی در صفحه آنتن را می توان به این صورت بیان نمود:

$$\vec{E}_{RC}(x, y) = E_x^R(x, y)\vec{x} + E_y^R(x, y)\vec{y} \quad (8)$$

میدان الکتریکی راه دور نیز از رابطه زیر محاسبه می گردد [۱۵]:

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = jk[(\hat{\theta} \cos \varphi - \hat{\phi} \sin \varphi \cos \theta)\vec{E}_x^R(u, v) + (\hat{\theta} \sin \varphi - \hat{\phi} \cos \varphi \cos \theta)\vec{E}_y^R(u, v)] \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r}, \quad (9)$$



شکل ۸- مقایسه پاسخ فاز عنصر پچ دایروی با یک و دو دنباله متصل

## ۷. طراحی یک نمونه آنتن آرایه بازتابی

### ۷.۱. محاسبه فاز مورد نیاز

بعد از به دست آوردن مشخصه فاز سلول های آنتن، باید فاز مورد نیاز در هر نقطه از آنتن را محاسبه نماییم. فاز مورد نیاز برای هر عنصر آنتن با توجه به فاصله آن از آنتن تغذیه محاسبه می گردد، که برای داشتن پرتو در یک جهت دلخواه، طبق تئوری آرایه ها [۱۵] از رابطه زیر به دست می آید:

$$\psi_n = k_0(R_n - (x_n \cos \phi_b + y_n \sin \phi_b) \sin \theta_b) \quad (1)$$

که در آن  $\theta_b, \phi_b$  جهت پرتو را نمایش می دهند،  $k_0$  ثابت انتشار در فضای آزاد است و  $(x_n, y_n)$  مکان عنصر  $n$  آنتن است. با توجه به رابطه بیان شده در (۱) می توان ابعاد هر عنصر آنتن را با توجه به مشخصه فاز به دست آمده، محاسبه نمود. علاوه بر این باید در نظر داشته باشیم که برای افزایش پهنای باند آنتن، لازم است که ابعاد عناصر را طوری تعیین نماییم که در پهنای باند مورد نظر کمترین خطا را داشته باشیم. به همین دلیل یک تابع خطا تعریف می نماییم تا خطای فاز مورد نیاز و فاز قابل دستیابی در پهنای باند به حداقل برسد:

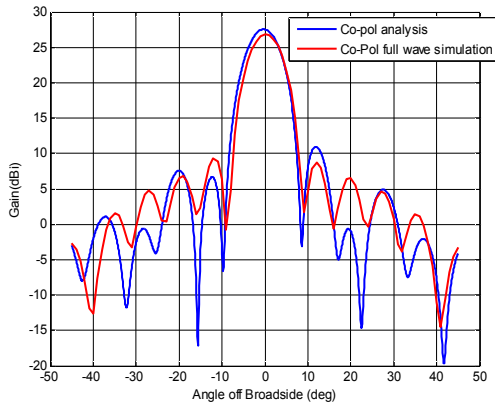
$$e(n) = \sum_{i=l, c, u} |\Phi^{desired}(f_i)(n) - \Phi^{achieved}(f_i)(n)| \quad (2)$$

که در آن  $\Phi^{desired}(f_i)(m, n)$  فاز مورد نیاز در مکان عنصر  $n$  ام در فرکانس ابتدا، وسط و انتهای پهنای باند است و  $\Phi^{achieved}(f_i)(n)$  فاز قابل دستیابی از عنصر  $n$  ام در فرکانس ابتدا، وسط و انتهای پهنای باند است.

### ۷.۲. محاسبه گین آنتن

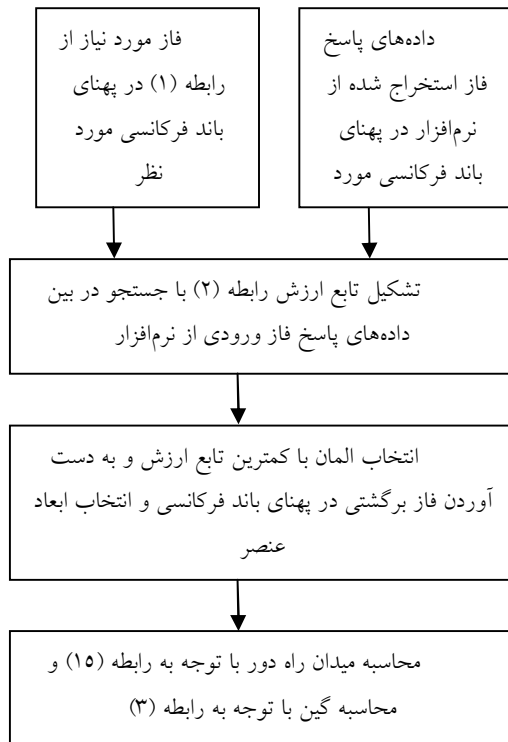
گین آنتن را می توان با توجه به توان ورودی به تغذیه آنتن  $P_F$ ، با رابطه زیر محاسبه نمود [۱۵]:

نظر گرفته شده است. آنتن تغذیه نیز در فاصله ۲۵ سانتی متر از آنتن آرایه بازتابی قرار گرفته است. برای صحنه گذاری بر نتایج طراحی، آنتن طراحی شده مورد تحلیل تمام موج قرار گرفته و نتایج آنالیز آنتن و شبیه سازی تمام موج مؤلفه co-pol در فرکانس ۱۱/۵ گیگاهرتز در شکل ۹ ارائه شده است که انطباق خوبی دارند. ضمناً خلاصه مراحل طراحی در فلوچارت شکل ۱۰ آمده است.



شکل ۹- مقایسه نتایج آنالیز آنتن و شبیه سازی تمام موج مؤلفه co-pol آنتن

طراحی شده با عنصر دو حلقه صلیبی در فرکانس ۱۱/۵ گیگاهرتز



شکل ۱۰- خلاصه مراحل طراحی

## ۹. نتیجه گیری

با مقایسه و بررسی نتایج پاسخ فاز به دست آمده می‌توان نتیجه گرفت که عنصر سه لایه پاسخ فاز بهتری از بقیه عناصر دارد و با استفاده از چند لایه کردن ساختار و استفاده از درجات آزادی موجود

که در آن  $v = \sin \theta \sin \phi$ ،  $u = \sin \theta \cos \phi$  و  $\tilde{E}_x^R$  و  $\tilde{E}_y^R$  به این صورت تعریف می‌گردد:

$$\tilde{E}_{x/y}^R(u, v) = \iint_{RA} E_{x/y}^R(x, y) e^{jk_0(ux+vy)} dx dy, \quad (10)$$

با فرض ثابت بودن دامنه و فاز میدان بازگشتی از سطح هر عنصر، میدان بازگشتی از هر عنصر آنتن را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$E_{x,y}^{Rm,n}(md_x, nd_y) = E_{x,y}^{Rm,n} = A_{x,y}^{m,n} \exp(j\phi_{x/y}^{m,n}) \quad (11)$$

که در آن دامنه میدان الکتریکی و  $\phi_{x/y}^{m,n}$  فاز میدان الکتریکی بازگشتی از عنصر مکان (m,n) است. با توجه به رابطه (۱۱) و انجام انتگرال (۱۰)  $\tilde{E}_x^R$  و  $\tilde{E}_y^R$  به این صورت به دست می‌آید:

$$\tilde{E}_{x/y}^R(u, v) = S \sum_{m,n} A_{x/y}^{Rm,n} \exp[j\phi_{x/y}^{m,n} + jk_0(umd_x + und_y)] \quad (12)$$

که در آن  $S = 4 \sin(0.5kud) \sin(0.5kvd) / kuv$  است.

بنابراین میدان راه دور برابر است با:

$$\begin{aligned} (u, v) = \frac{jk_0}{2\pi} S \left\{ \bar{w}_y \sum_{m,n} \Gamma_{y,y} E_y^{m,n} \exp[jk_0(umd_x + und_y)] \right. \\ \left. + \bar{w}_x \sum_{m,n} \Gamma_{y,x} E_x^{m,n} \exp[jk_0(umd_x + und_y)] \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

که در آن  $\bar{w}_x = (\hat{\theta} \cos \phi - \hat{\phi} \sin \phi \cos \theta)$  و  $\bar{w}_y = (\hat{\theta} \sin \phi - \hat{\phi} \cos \phi \cos \theta)$  ضریب میدان بازگشتی از عنصر در پلاریزاسیون y وقتی که میدان با پلاریزاسیون y به آنتن بتابد و  $\Gamma_{y,x}$  ضریب میدان بازگشتی از عنصر در پلاریزاسیون y وقتی که میدان با پلاریزاسیون x به آنتن بتابد، است. میدان به دست آمده در (۱۳) در مختصات کروی است. برای به دست آوردن مقدار مؤلفه co-pol و cross-pol از رابطه زیر استفاده می‌نماییم:

$$\begin{pmatrix} E_p^y \\ E_q^y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \phi & -\sin \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{pmatrix} \quad (14)$$

به این صورت مقدار میدان راه دور برای مؤلفه co-pol برابر است با:

$$|E_y| = \frac{k_0}{2\pi} |S| \left| \frac{(\sqrt{1-u^2-v^2}-1)uv}{u^2+v^2} \right| \quad (15)$$

$$\sum_{m,n} A_y^{m,n} \exp[j\phi_y^{m,n} + jk_0(umd_x + vnd_y)]$$

## ۸. نتایج طراحی

به عنوان نمونه یک آنتن آرایه بازتابی با عنصر دو حلقه صلیبی در پهنای باند ۱۱/۴ گیگاهرتز تا ۱۱/۸ گیگاهرتز طراحی شده است. ابعاد آنتن ۱۷ سلول در ۱۷ سلول و ابعاد هر سلول برابر ۱۲ میلی متر در



### مراجع

- [1]. J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 51, pp. 1662–1664, July 2003.
- [2]. D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 8, pp. 657–658, April 1993.
- [3]. J. A. Encinar, L. Sh. Datashvilli, J. A. Zoronzza, M. Arrebola, M. Sierra-Castaner, J. L. Besadasanmartin, H. Baier, H. Legay, "Dual-polarization dual-coverage reflectarray for Space application," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 54, pp. 2827-2837, Oct. 2006.
- [4]. M.R.Chaharmir, J.Shaker, N.Gagnon, D.Lee, "Design of broadband, single layer dual-band large reflectarray using multi open loop elements," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 58, pp. 2875-2883, Sep. 2010.
- [5]. D. M. Pozar, S. D. Targonski and R. Pokuls, "A shaped-beam microstrip patch reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol.47, pp. 1167-1173, July 1999.
- [6]. J.A.Encinar and J.A.Zornoza, "Broadband design of three layer printed reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 51, pp. 1662-1664, July 2003.
- [7]. M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Broadband design of a single layer large reflectarray using multi cross loop elements," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 57, pp. 3363-3366, Oct. 2009.
- [8]. M.R.Chaharmir, J.Shaker and N.Gagnon, "Broadband dual-band linear orthogonal polarisation reflectarray," *Elec. Letters*, vol. 45, pp. 13-14, Nov. 2009.
- [9]. H. Hasani, M. Kamyab, A. Mirkamali, "Low cross polarization reflectarray antenna" *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 59, pp. 1752 – 1756, May 2011.
- [10]. R. S. Malfajani, Z. Atlasbaf, "Design and implementation of a broadband single layer reflectarray antenna with large range linear phase elements" *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1442–1445, 2012.
- [11]. F. Venneri, G. Angiulli, and G. Di Massa, "Design of microstrip reflectarray using data from isolated patch" *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, pp. 411 – 414, Sept. 2002.
- [12]. C. Wan and J. A. Encinar, "Efficient computation of Generalized Scattering Matrix for analyzing multilayered periodic structures" *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 43, pp. 1233– 1242, Oct. 1995.
- [13]. I. Bardi, R. Remski, D. Perry, and Z. Cendes, "Plane wave scattering from frequency selective surfaces by finite element method," *IEEE Trans. Magn.* vol. 38, no. 2, pp. 641 – 644, March 2002.
- [14]. P. Harms, R. Mittra, and K. Wae, "Implementation of periodic boundary condition in finite difference time domain algorithm for FSS structures," *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 42, pp. 1317 – 1324, Sept. 1994.
- [15]. J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, IEEE Press. New York: John Wiley & Sons, pp. 82-85, 2008.
- [16]. Y. Rahmat-Samii, "Useful coordinate transformations for antenna applications" *IEEE Trans. Antennas Propagation*, pp. 571 – 574. July 1979.

و تغییر نسبت ابعاد لایه های مختلف نسبت به هم مشکل پهنای باند آنتن آرایه بازتابی کاهش می‌یابد. البته مشکل این عنصر چند لایه بودن آن است که ساخت آن را پیچیده می‌نماید و وزن آنتن را افزایش می‌دهد. در مقابل عناصر حلقه دارای رنج فازی تقریباً مساوی با عنصر سه لایه می‌باشند و با کمک درجات آزادی مختلف برای آن‌ها می‌توان به پاسخ فاز مناسب رسید. مزیت عمده عناصر حلقه نسبت به عنصر سه لایه تک لایه بودن آن است که ساخت آن را ساده تر می‌نماید و وزن آنتن را نیز کاهش می‌دهد. عنصر پیچ دایروی با دنباله متصل نیز رنج فازی مناسبی دارد، اما درجات آزادی برای بهبود پاسخ فاز آن وجود ندارد. همچنین پیچ مربعی تک لایه رنج فازی کمی دارد و پهنای باند کمی خواهد داشت. در جدول ۴، ویژگی‌های عناصر مختلف مورد مطالعه با هم مقایسه شده‌اند. با توجه به مشخصات مطلوب مکانیکی و الکترومغناطیسی و هزینه‌ی پایین در تحقق این نوع آنتن، می‌توان از ساختار طراحی شده در ماهواره‌های ارتفاع پایین استفاده کرد.

جدول ۴- مقایسه عناصر مختلف مورد مطالعه

نوع ساختار	مزایا	معایب	راهکار
پیچ مربعی تک لایه	سادگی طراحی	پهنای باند کم، رنج فازی پایین، نداشتن درجه آزادی	چند لایه کردن ساختار
پیچ سه لایه	پهنای باند بالا، درجات آزادی فراوان	وزن بالا، چند لایه بودن، پیاده سازی دشوارتر	استفاده از مواد سبک‌تر
عنصر حلقه	تک لایه بودن، درجات آزادی فراوان، وزن کمتر، پیاده سازی آسان	پهنای باند کمتر، ارتفاع دی-الکترونیک زیاد	استفاده از یک لایه فوم و دی-الکترونیک-استفاده از درجات آزادی برای افزایش پهنای باند
پیچ دایروی با دنباله	رنج فازی بالا، تک لایه بودن،	نداشتن درجه آزادی	پیچ دایروی با دنباله

## کنترل سه محوره وضعیت یک میکرو ماهواره با عملگرهای مغناطیسی به روش مقاوم (ستنز $\mu$ )

احسان حبیب‌اللهیان<sup>۱\*</sup> مسعود شفیعی<sup>\*\*</sup> حیدرعلی طالبی<sup>\*\*</sup>

\* کارشناس ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

\*\* استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۱/۲۵

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۴/۳۱

### چکیده

در این مقاله برای سیستم کنترل وضعیت یک میکرو ماهواره در مدار LEO، کنترل‌کننده‌ای مقاوم با روش ستنز  $\mu$  طراحی شده و سپس با استفاده از شبیه سازی‌های خطی و غیر خطی دقیق در محیط SIMULINK، کنترل کننده مورد ارزیابی قرار گرفته است. برای این ماهواره بعد از بررسی‌های لازم روش پایدارسازی سه محوره با استفاده از عملگرهای مغناطیسی و میله‌گردان جاذبه‌ای کمکی در نظر گرفته شده است و معادلات غیر خطی سمتیکی و دینامیکی آن استخراج شده و سپس خطی سازی روی آن‌ها انجام گرفته است و در نهایت سیستم فوق به صورت یک سیستم خطی چند متغیره و متغیر با زمان تبدیل شده است. طراحی کنترل کننده برای این سیستم با مدل سازی سیستم متغیر با زمان کنترل وضعیت مغناطیسی به صورت سیستم دارای عدم قطعیت، انجام گرفته است.

**کلید واژگان:** کنترل وضعیت ماهواره، کنترل مقاوم، ستنز  $\mu$ ، کنترل مغناطیسی وضعیت، میکرو ماهواره.

### ۱. مقدمه

استفاده از عملگرهای مغناطیسی برای کنترل وضعیت ماهواره‌ها در کنار سایر عملگرهای وضعیت مثلاً برای تخلیه اندازه حرکت زاویه‌ای چرخ‌ها یا در ماهواره‌های پایدار شده چرخان، از سال‌ها پیش معمول گشته است. اما کنترل سه محوره وضعیت ماهواره فقط با استفاده از عملگرهای مغناطیسی، اخیراً مطرح گشته و بکار گرفته شده است. و این امر به دلیل ماهیت پیچیده مسئله فوق بوده که یک مسئله غیر خطی، چند متغیره و در عین حال متغیر با زمان است و تنها در سال‌های اخیر به کمک تئوری‌های کنترلی پیشرفته قابل حل گشته است.

در روش‌هایی که تاکنون برای حل این مسئله در دنیا به کار گرفته شده است مانند مرجع [۱]، از خاصیت پریودیک بودن این سیستم استفاده شده و باید توجه داشت که این خاصیت فقط برای مدارهایی با زاویه انحراف نزدیک ۹۰ درجه (شیب زیاد) و همچنین هنگامی که میدان مغناطیسی در دستگاه مداری تصویر شود معتبر می‌باشد. در عمل میدان مغناطیسی باید در دستگاه بدنی لحاظ گردد و همچنین ممکن است ماهواره دارای زاویه انحراف مداری کوچک باشد. بنابراین ما روش ستنز  $\mu$  را انتخاب کردیم تا محدودیت‌های فوق را پشت سر گذاشته و فقط از خاصیت متغیر با زمان بودن سیستم استفاده کنیم.

### ۲. استخراج معادلات حرکت وضعی ماهواره

ماهواره در نظر گرفته شده یک میکرو ماهواره با مأموریت تصویر برداری است که در مدار LEO قرار خواهد گرفت. روش پایدارسازی مناسب برای چنین مأموریتی، پایدارسازی سه محوره می‌باشد. عملگرهای کنترل وضعیت را از نوع گشتاور دهنده‌های مغناطیسی فعال به همراه میله‌گردان جاذبه‌ای کمکی در نظر می‌گیریم. در این بخش معادلات حرکت وضعی چنین ماهواره‌ای در حالت کلی استخراج شده و در بخش‌های بعدی بعد از خطی سازی یک کنترل کننده مقاوم با روش ستنز  $\mu$  برای آن طراحی خواهد شد. حرکت وضعی یک ماهواره توسط مجموعه‌ای از معادلات دیفرانسیل غیرخطی (دینامیکی و سمتیکی) توصیف می‌گردد. این حرکت وضعی نسبت به دستگاه‌های مختصات معینی بیان می‌شود که ممکن است نسبت به دستگاه اینرسی ثابت بوده یا چرخش داشته باشند. ماهواره به عنوان یک جسم صلب در نظر گرفته می‌شود که جهت آن نسبت به یک دستگاه مرجع توسط یک سیستم فیدبک تصحیح می‌گردد.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & r & -q & p \\ -r & 0 & p & q \\ q & -p & 0 & r \\ -p & -q & -r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

با معلوم بودن بردار  $[\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]$  و حل عددی معادلات بالا کواترنیونها (از دستگاه بدنی به مداری) در هر لحظه بدست خواهند آمد.

#### 4. معادلات دینامیکی حرکت وضعی ماهواره

دینامیکی وضعیت وابستگی بین گشتاورهای خارجی و سرعت زاویه‌ای ماهواره را بیان می‌کند. برای بدست آوردن این معادلات ابتدا اندازه حرکت زاویه‌ای ماهواره (جسم صلب) حول مرکز جرم، نسبت به دستگاه غیر چرخان را در نظر می‌گیریم که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\vec{H}_G = \int_m \vec{r}' \times \vec{v}' dm = \int_m \vec{r}' \times (\vec{\omega} \times \vec{r}') dm = \dots = I \cdot \vec{\omega} \quad (7)$$

$$\vec{\omega} = \omega_{BI}^B = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (8)$$

که I ماتریس تانسور اینرسی ماهواره می‌باشد. از طرفی طبق قضیه تغییر اندازه حرکت زاویه‌ای جسم صلب داریم:

$$\frac{d\vec{H}_G}{dt} = \int_m \vec{r}' \times d\vec{F} = \vec{M}_G \quad (9)$$

اگر بخواهیم مشتق  $\vec{H}_G$  را نسبت به دستگاه بدنی بنویسیم باید از رابطه (10) استفاده کنیم.

$$\frac{d\vec{H}_G}{dt} = (\vec{H}_G)_{Gxyz} = (\vec{H}_G)_B + \vec{\omega} \times \vec{H}_G = \vec{M}_G \quad (10)$$

بنابراین خواهیم داشت:

$$\therefore I \cdot \dot{\omega}_{BI}^B + \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) = \vec{M}_G \quad (11)$$

معادلات بالا را می‌توان به صورت یک دستگاه معادلات حالت غیرخطی نوشت یعنی:

$$\dot{\omega}_{BI}^B = I^{-1} \vec{M}_G - \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) \quad (12)$$

با معلوم بودن  $M_G^B$  و شرایط اولیه  $\omega_{BI}^B$ ، با حل عددی می‌توان  $\omega_{BI}^B$  را در هر لحظه محاسبه نمود. با معلوم شدن  $\omega_{BI}^B$  و استفاده از معادلات سینماتیکی، کواترنیونها در هر لحظه محاسبه خواهند شد.

$M_G^B$  برآیند گشتاورهای خارجی وارد بر ماهواره نسبت به مرکز جرم می‌باشد. گشتاورهای خارجی خود شامل گشتاورهای اغتشاشی یا  $M_{Gd}^B$  و گشتاورهای کنترلی یا  $M_{Gc}^B$  می‌باشند یعنی:

$$\vec{M}_G^B = \vec{M}_{Gc}^B + \vec{M}_{Gd}^B \quad (13)$$

#### 3. معادلات سمتیکی حرکت وضعی ماهواره (بر حسب کواترنیونها)

دستگاه مختصات بدنی را با B و دستگاه مختصات مداری را با R نمایش دهیم. معادله دیفرانسیل حاکم بر کواترنیونها به صورت زیر می‌باشد:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [\Omega'] \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[\Omega'] = \begin{bmatrix} 0 & r & -q & p \\ -r & 0 & p & q \\ q & -p & 0 & r \\ -p & -q & -r & 0 \end{bmatrix}$$

سرعت‌های زاویه‌ای ماهواره را نیز به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$\vec{\omega}_{BI}$  بردار سرعت زاویه‌ای دستگاه بدنی نسبت به دستگاه مداری  
 $\vec{\omega}_{RI}$  بردار سرعت زاویه‌ای دستگاه مداری نسبت به دستگاه اینرسی  
 $\vec{\omega}_{BR}$  بردار سرعت زاویه‌ای دستگاه بدنی نسبت به دستگاه اینرسی

$$\omega_{BR}^B = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad \omega_{RI}^B = \begin{bmatrix} \omega_{RIx} \\ \omega_{RIy} \\ \omega_{RIz} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\omega_{BI}^B = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad \omega_{RI}^R = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

که در رابطه اخیر  $\omega_0$  سرعت زاویه‌ای حرکت مداری ماهواره می‌باشد. از طرفی داریم:

$$\vec{\omega}_{BI} = \vec{\omega}_{BR} + \vec{\omega}_{RI} \quad (3)$$

اگر بخواهیم مؤلفه‌های  $\vec{\omega}_{RI}$  را در دستگاه بدنی بدست آوریم باید از ماتریس دوران از دستگاه R به B استفاده کنیم یعنی:

$$\omega_{RI}^B = C_R^B \omega_{RI}^R \quad (4)$$

با جایگزینی این رابطه در رابطه قبل خواهیم داشت:

$$\omega_{BI}^B = \omega_{BR}^B + C_R^B \omega_{RI}^R \quad (5)$$

حال در رابطه بالا ماتریس دوران را بر حسب کواترنیونها می‌نویسیم و معادله دیفرانسیل حاکم بر کواترنیونها را هم در نظر می‌گیریم در این صورت به دستگاه معادلات سینما حرکت وضعی ماهواره به صورت زیر می‌رسیم:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-2(q_2^2+q_3^2) & 2(q_1q_2+q_3q_4) & 2(q_1q_3-q_2q_4) \\ 2(q_3q_1-q_2q_4) & 1-2(q_3^2+q_1^2) & 2(q_2q_3+q_1q_4) \\ 2(q_3q_1+q_2q_4) & 2(q_3q_2-q_1q_4) & 1-2(q_1^2+q_2^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



$$C_R^B(\delta q) = \begin{bmatrix} 1 & 2\delta q_3 & -2\delta q_2 \\ -2\delta q_3 & 1 & 2\delta q_1 \\ 2\delta q_2 & -2\delta q_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

رابطه خطی شده بین سرعت‌های زاویه‌ای ماهواره نیز به صورت زیر خواهد شد:

$$\delta\omega_{BI}^B = \delta\omega_{BR}^B + \begin{bmatrix} -2\delta q_3 \cdot \omega_0 \\ 0 \\ 2\delta q_1 \cdot \omega_0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

رابطه (۱) را در نظر می‌گیریم. در این رابطه  $p$ ،  $q$  و  $r$  در واقع مؤلفه‌های بردار  $\omega_{BR}^B$  می‌باشند. حال رابطه (۱۸) را در آن جایگذاری می‌کنیم. در این صورت خواهیم داشت:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta q_1 \\ \delta q_2 \\ \delta q_3 \\ \delta q_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \delta p \\ \delta q \\ \delta r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

بدین ترتیب با ترکیب روابط خطی شده (۲۰) و (۲۱)، معادلات سینما تیکی خطی شده وضعیت بر حسب کوآرنیونها حاصل خواهد آمد. کوپل دینامیکی موجود در معادله (۱۲) یعنی رابطه زیر را در نظر می‌گیریم:

$$-I^{-1} \cdot \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) \quad (22)$$

اگر از دستگاه مختصات محورهای اصلی استفاده کنیم تا نسور اینرسی به فرم قطری در خواهد آمد و با این فرض رابطه قبلی به صورت رابطه (۲۳) خواهد شد.

$$-I^{-1} \cdot \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) = \begin{bmatrix} \frac{(I_{yy} - I_{zz})}{I_{xx}} \cdot \omega_y \omega_z \\ \frac{(I_{zz} - I_{xx})}{I_{yy}} \cdot \omega_x \omega_z \\ \frac{I_{yy}}{I_{zz}} \cdot \omega_x \omega_y \end{bmatrix} \quad (23)$$

برای خطی سازی رابطه بالا تغییرات بردار  $\omega_{BI}^B$  حول نقطه کار آن را در نظر گرفته و رابطه بین بردارهای سرعت زاویه‌ای ماهواره را در دستگاه بدنی تصویر می‌کنیم که نهایتاً رابطه خطی شده کوپل دینامیکی به صورت زیر در خواهد آمد:

$$-I^{-1} \cdot \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) = \begin{bmatrix} \frac{(I_{zz} - I_{yy})}{I_{xx}} (\omega_0 \delta r + 2\omega_0^2 \delta q_1) \\ 0 \\ \frac{(I_{yy} - I_{xx})}{I_{zz}} (\omega_0 \delta p - 2\omega_0^2 \delta q_3) \end{bmatrix} \quad (24)$$

حال اگر رابطه (۲۱) را در رابطه (۲۴) طوری جایگذاری کنیم که فقط کوآرنیونها باقی بمانند خواهیم داشت:

## ۵. معادلات عملگرهای مغناطیسی

گشتاور کنترلی ایجاد شده توسط عملگرهای مغناطیسی ناشی از اندرکنش میدان مغناطیسی زمین با ممان مغناطیسی این عملگرها می‌باشد. این ممان مغناطیسی برای یک سیم پیچ، طبق رابطه زیر به علت عبور جریان  $i(t)$  از سیم پیچ این عملگر ایجاد می‌گردد:

$$m(t) = n_{Coil} \cdot i_{Coil}(t) \cdot A_{Coil} \quad (14)$$

که در این رابطه  $n_{Coil}$  تعداد دور سیم پیچ و  $A_{Coil}$  سطح مقطع آن می‌باشد. عملگرهای مغناطیسی به صورت سه سیم پیچ الکتریکی می‌باشند که به صورت متعامد در امتداد دستگاه بدنی قرار می‌گیرند. بنابراین برداری که نشان دهنده کل ممان مغناطیسی تولید شده توسط تمام سیم پیچ‌ها باشد در دستگاه‌های بدنی حاصل خواهد آمد:

$$M^B(t) = \begin{bmatrix} m_x(t) \\ m_y(t) \\ m_z(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

در این صورت گشتاور کنترلی عمل کننده بر ماهواره عبارت خواهد بود از:

$$M_{GC}^B = M_{mg}^B = M^B(t) \times B^B(t) \quad (16)$$

که  $B^B(t)$  بردار شدت میدان مغناطیسی زمین در مرکز جرم ماهواره در دستگاه بدنی می‌باشد و  $M_{mg}^B$  در اینجا همان گشتاور کنترلی می‌باشد و بردار  $M^B(t)$  به عنوان سیگنال کنترلی در این مقاله در نظر گرفته می‌شود.

## ۶. خطی سازی معادلات

حرکت وضعی ماهواره را در همسایگی مرجع زیر در نظر می‌گیریم:

$$\begin{cases} \omega_{BR0}^B = 0 \\ q_{R0}^B = [q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4] = [0 \ 0 \ 0 \ 1]^T \end{cases} \quad (17)$$

این یک نقطه تعادل سیستم بوده در عین حال نقطه کار عملی سیستم نیز می‌باشد. فرض می‌کنیم تغییرات حول نقطه کار اندک باشد بنابراین خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \omega_{BR}^B = \omega_{BR0}^B + \delta\omega_{BR}^B \\ q = q_0 + \delta q \end{cases} \quad (18)$$

در ادامه با جایگذاری روابط بالا در معادلات حرکت وضعی ماهواره و استفاده از بسط تیلور و صرف نظر کردن از جملات مرتبه بالا، معادلات را خطی می‌کنیم. در این صورت ماتریس دوران به صورت زیر در خواهد آمد:

بنابراین می توان نوشت :

$$\dot{B}^R(t) = B^R(t) - 2\delta q \times B^R(t) \quad (31)$$

با جایگذاری رابطه (31) در رابطه (16) خواهیم داشت :

$$M_{mg}^B(t) = M^B(t) \times [B^R(t) - 2\delta q \times B^R(t)] = \\ M^B(t) \times B^R(t) - 2M^B(t) \times (\delta q \times B^R(t)) \quad (32)$$

عبارت  $2M^B(t) \times (\delta q \times B^R(t))$  وقتی که یک فیدبک خطی برای کنترل سیستم پیاده گردد با تقریب مرتبه دوم قابل صرف نظر کردن خواهد بود [1]، بنابراین خواهیم داشت :

$$M_{mg}^B(t) = M^B(t) \times B^R(t) \quad (33)$$

پس می توان نوشت :

$$I^{-1} \cdot M_{mg}^B = I^{-1} \cdot M^B(t) \times B^R(t) = \\ I^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 & B_z^R & -B_y^R \\ -B_z^R & 0 & B_x^R \\ B_y^R & -B_x^R & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{bmatrix} \quad (34)$$

حال با ترکیب روابط (34) و (27) و (25) معادلات خطی شده دینامیکی حرکت وضعی ماهواره بدست خواهد آمد، سپس با در نظر گرفتن متغیرهای حالت مناسب و ترکیب معادلات خطی شده سینماتیکی و دینامیکی و معادلات عملگرهای مغناطیسی معادلات حالت خطی شده حرکت وضعی ماهواره نهایتاً به صورت زیر در خواهد آمد :

$$X \triangleq [\delta q_1 \quad \delta q_2 \quad \delta q_3 \quad \tilde{\varphi} \quad \delta q \quad \tilde{\sigma}] \\ \begin{cases} \dot{X}(t) = A \cdot X(t) + B(t) \cdot U(t) + B_W \cdot W(t) \\ Y(t) = C \cdot X(t) + D \cdot U(t) \end{cases} \quad (35)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \\ -8\sigma_1\omega_0^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_0 - \sigma_1\omega_0 \\ 0 & 6\sigma_2\omega_0^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\sigma_3\omega_0^2 & -\omega_0 - \sigma_3\omega_0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

$$6_1 \triangleq \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}}, \quad 6_2 \triangleq \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}, \quad 6_3 \triangleq \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \\ B_W = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ I_{xx} & 1 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix}_{6 \times 3}, \quad C = I_{6 \times 6}, \quad D = 0_{6 \times 3}, \quad U(t) = \begin{bmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{bmatrix}$$

که در نتیجه از ماتریس های سیستم فقط ماتریس  $B(t)$  به صورت متغیر با زمان می باشد:

$$-I^{-1} \cdot \omega_{BI}^B \times (I \cdot \omega_{BI}^B) = \begin{bmatrix} \frac{(I_{zz} - I_{yy})}{I_{xx}} \cdot (2\omega_0 \cdot \delta q_3 + 2\omega_0^2 \cdot \delta q_1) \\ 0 \\ \frac{(I_{yy} - I_{xx})}{I_{zz}} \cdot (2\omega_0 \cdot \delta q_1 - 2\omega_0^2 \cdot \delta q_3) \end{bmatrix} \quad (25)$$

## 7. خطی سازی گشتاور گرادیان جاذبه ای

مؤلفه های بردار گشتاور گرادیان جاذبه ای در دستگاه محورهای اصلی مطابق روابط زیر خواهد بود :

$$\begin{cases} g_1 = 3(\mu / R^3) \cdot (I_{zz} - I_{yy}) \cdot C_{23} \cdot C_{33} \\ g_2 = 3(\mu / R^3) \cdot (I_{xx} - I_{zz}) \cdot C_{33} \cdot C_{13} \\ g_3 = 3(\mu / R^3) \cdot (I_{yy} - I_{xx}) \cdot C_{13} \cdot C_{23} \end{cases} \quad (26)$$

$$C_R^B = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{23} & C_{33} \\ C_{31} & C_{33} & C_{33} \end{bmatrix}$$

حال اگر در رابطه بالا بجای عناصر ماتریس دوران از رابطه خطی شده آن یعنی (19) استفاده کنیم و از جملات مرتبه بالا صرف نظر کنیم به رابطه (27) خواهیم رسید.

$$I^{-1} \cdot M_g^B = -6\omega_0^2 \cdot \begin{bmatrix} \frac{(I_{yy} - I_{zz})}{I_{xx}} \cdot \delta q_1 \\ \frac{(I_{xx} - I_{zz})}{I_{yy}} \cdot \delta q_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

## 8. خطی سازی گشتاور کنترلی مغناطیسی

گشتاور کنترلی مغناطیسی بر طبق رابطه (16) بدست می آید. حال اگر بخواهیم از مؤلفه های بردار مغناطیسی زمین در دستگاه مداری استفاده کنیم خواهیم داشت :

$$B^B(t) = C_R^B \cdot B^R(t) \quad (28)$$

با جایگذاری رابطه خطی شده (19) در رابطه (28) خواهیم داشت.

$$B^B(t) = \begin{bmatrix} B_x^R + 2\delta q_3 B_y^R - 2\delta q_2 B_z^R \\ B_y^R - 2\delta q_3 B_x^R + 2\delta q_1 B_z^R \\ B_z^R - 2\delta q_1 B_y^R + 2\delta q_1 B_x^R \end{bmatrix} \quad (29)$$

می توان نشان داد که بسط رابطه زیر نیز به رابطه (29) منجر می شود .

$$B^R - 2\delta q \times B^R \quad (30)$$

بلوک عدم قطعیت که یک ماتریس بلوکی قطری است به صورت زیر در خواهد آمد:

$$\Delta_p = \begin{bmatrix} \delta_1 I_2 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2 I_2 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_3 I_2 \end{bmatrix}_{6 \times 6} \quad (41)$$

به عبارت دیگر ماتریس عدم قطعیت شامل سه بلوک اسکالر تکرار شونده حقیقی خواهد بود. برای طراحی به روش  $\mu$  ابتدا باید یک ساختار متصل شده داخلی مناسب برای طراحی در نظر بگیریم. هدف اصلی ما از طراحی کنترل کننده عبارتست از پایدارسازی سیستم حول نقطه کار و از بین بردن اثر شرایط اولیه، بنابراین می‌توانیم این مسئله را به صورت یک مسئله تعقیب پله صفر در نظر گرفت. در مرحله بعد باید سیگنال‌هایی که اندازه‌گیری شده و به کنترل کننده داده می‌شوند را تعیین کنیم. ما در این مسئله فرض می‌کنیم که تمام سیگنال‌های خروجی (یا تمام متغیرهای حالت) قابل اندازه‌گیری و فیدبک به کنترل کننده باشند (شکل - ۱). در ساختار فوق ماتریس تابع وزنی به صورت زیر انتخاب می‌گردد [۳]:

$$w_p = \begin{bmatrix} w_p & 0 & 0 \\ 0 & w_p & 0 \\ 0 & 0 & w_p \end{bmatrix}_{3 \times 3} \quad w_p = g \cdot \frac{as+b}{cs+d} \quad (42)$$

حال باید ضرایب  $a$ ،  $b$ ،  $c$  و  $d$  را با توجه به اهداف عملکردی تعیین کنیم. اهداف عملکردی را فعلاً به صورت پارامتری در نظر می‌گیریم و در بخش‌های بعدی مقادیر مناسب آن‌ها را تعیین خواهیم نمود. این پارامترها عبارتند از: حداکثر خطای ماندگار مطلوب (ess) ، زمان نشست مناسب (TS) ، حداکثر مقدار فرجهش OS ، با استفاده از مرجع [۳] می‌توان ارتباط بین ضرایب  $w_p$  و پارامترهای طراحی را به صورت روابط زیر در نظر گرفت:

$$g = 1, \frac{b}{d} = \frac{1}{e_{ss}}, \frac{a}{c} = O_{SS}, \frac{b}{c} = \frac{10}{T_S} \quad (43)$$

در نتیجه با معلوم بودن پارامترهای طراحی می‌توانیم با انتخاب مقدار دلخواه برای یک ضریب (مثلاً  $b = 1$ ) بقیه ضرایب تابع وزنی را از روابط بالا بدست آوریم زیرا این روابط شامل ۴ معادله و ۵ مجهول می‌باشند.

بعد از اینکه عدم قطعیت‌ها را به صورت L.F.T تبدیل کردیم و ساختار متصل شده داخلی مناسب برای طراحی را در نظر گرفتیم (شکل - ۱) و تابع وزنی عملکردی را با توجه به اهداف طراحی انتخاب نمودیم برای طراحی با روش سنتز  $\mu$  مرحله بعدی آنست که ساختار متصل شده داخلی را ابتدا به صورت سیستم استاندارد تبدیل نماییم. برای تبدیل به فرم استاندارد از دستورات جعبه ابزار

$$B(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{B_z^R(t)}{I_{xx}} & \frac{B_y^R(t)}{I_{xx}} \\ \frac{B_z^R(t)}{I_{yy}} & 0 & \frac{B_x^R(t)}{I_{yy}} \\ \frac{B_y^R(t)}{I_{zz}} & \frac{B_x^R(t)}{I_{zz}} & 0 \end{bmatrix}_{6 \times 3} \quad (36)$$

علت متغیر با زمان بودن ماتریس فوق آنست که با حرکت انتقالی ماهواره در مدار خود، بردار میدان مغناطیسی زمین در دستگاه مداری تغییر می‌کند.

## ۹. طراحی کنترل کننده مقاوم سنتز $\mu$

کنترل کننده مقاوم ابتدا سعی می‌کنیم تغییرات المان‌های ماتریس  $B(t)$  را به صورت عدم قطعیت پارامتریک در نظر بگیریم:

$$\begin{cases} B_{xp} \equiv \frac{(\text{Max}(B_x^R(t)) - \text{Min}(B_x^R(t)))}{2} \\ B_{xm} \equiv \text{Mean}(B_x^R(t)) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N B_x^R(t) \end{cases} \quad (37)$$

با استفاده از تعاریف بالا واضح است که  $B_x^R(t)$  را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$B_x^R(t) = B_{xm} + B_{xp} \delta_1 \quad \delta_1 \in [-1, +1] \quad (38)$$

بدین ترتیب المان متغیر با زمان  $B_x^R(t)$  با استفاده از یک عدم قطعیت پارامتریک نرمالیزه  $\delta_1$  نمایش داده خواهد شد. با انجام عملیات مشابه برای ۲ المان دیگر نهایتاً به رابطه (۳۹) خواهیم رسید.

$$B(t) = B_0 + \delta_1 \cdot B_1 + \delta_2 \cdot B_2 + \delta_3 \cdot B_3 \quad (39)$$

که در رابطه (۳۹)،  $B_0$  نشان دهنده قسمت قطعی ماتریس  $B(t)$  می‌باشد. در این صورت ماتریس‌های سیستم را می‌توان با کمک عدم قطعیت‌های پارامتریک تعریف شده، به صورت زیر نمایش داد:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} + \sum_{i=1}^3 \delta_i \cdot \begin{bmatrix} 0 & B_i \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

بدین ترتیب معادلات حالت خطی متغیر با زمان ماهواره به صورت معادلات حالت خطی غیر متغیر با زمان به همراه عدم قطعیت پارامتریک تبدیل خواهند شد. سپس ماتریس‌های سیستم را می‌توان با کمک عدم قطعیت‌های پارامتریک تعریف شده ابتدا به فرم تبدیل کسری خطی ۱ پایینی و سپس به صورت تبدیل کسری خطی بالایی درآوریم. بعد از تبدیل عدم قطعیت‌ها به صورت تبدیل کسری خطی،

<sup>1</sup> L.F.T

دادیم و مشاهده کردیم که در این حالت حل D-K به مقادیر کوچک (تا ۰/۸) می‌تواند همگرا شود. پس اگر بتوانیم به طریقی با تغییر مقادیر المان‌های ماتریس  $B_0$  کنترل پذیری سیستم را اصلاح کنیم انتظار می‌رود که مشکل حل شود. برای این منظور از نگاشت پیشنهادی زیر برای تعریف یک سیگنال کنترلی جدید بجای سیگنال‌های کنترلی قبلی استفاده کردیم [۱]:

$$\tilde{M} \rightarrow M = \frac{\tilde{M} \times B}{\|B\|} \quad (44)$$

این نگاشت اطمینان می‌دهد که  $M$  (بردار ممان مغناطیسی) در زیر فضای عمود بر  $B$  واقع شود. یعنی همواره  $M$  ای از رابطه بالا حاصل خواهد آمد که بر بردار شدت میدان مغناطیسی زمین یا  $B$  عمود می‌باشد. چنین نگاشتی تغییری در معادلات اصلی عملگرهای مغناطیسی نخواهد داد زیرا در حالت کلی (بدون در نظر گرفتن نگاشت) همواره می‌توان بردار  $M$  را به دو مؤلفه تجزیه کرد که یکی در زیر فضای عمود بر  $B$  و دیگری در زیر فضای موازی با  $B$  واقع است یعنی:

$$M = M^\perp + M^{\parallel} \quad (45)$$

در نتیجه با جایگذاری رابطه (۴۵) در رابطه (۱۶) خواهیم داشت:

$$M_{GC} = M \times B = (M^\perp + M^{\parallel}) \times B = M^\perp \times B + \underbrace{M^{\parallel} \times B}_0 = M^\perp \times B \quad (46)$$

یعنی همواره مؤلفه‌ای از  $M$  در ایجاد گشتاور مؤثر است که در زیر فضای عمود بر  $B$  باشد و نگاشت (۴۴) در واقع اطمینان می‌دهد که  $M$  مؤلفه دیگری نداشته باشد. حال اگر رابطه (۴۴) را در رابطه (۳۴) جایگذاری کنیم خواهیم داشت:

$$I^{-1} \cdot M_{mg}^B \cong I^{-1} \cdot M^B(t) \times B^R(t) = I^{-1} \cdot \frac{(\tilde{M} \times B)}{\|B\|} \times B = \frac{I^{-1}}{\|B\|} \left( \begin{bmatrix} 0 & B_z^R & -B_y^R \\ -B_z^R & 0 & B_x^R \\ B_y^R & -B_x^R & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{m}_x \\ \tilde{m}_y \\ \tilde{m}_z \end{bmatrix} \right) \times B = \quad (47)$$

$$\frac{I^{-1}}{\|B\|} \cdot \begin{bmatrix} -B_z^R & -B_y^R & B_x^R & B_y^R \\ B_x^R & B_y^R & -B_z^R & -B_x^R \\ B_z^R & B_x^R & B_y^R & -B_z^R \\ -B_x^R & -B_y^R & B_z^R & B_x^R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{m}_x \\ \tilde{m}_y \\ \tilde{m}_z \end{bmatrix}$$

با استفاده از این گشتاور کنترلی جدید ماتریس  $B(t)$  به صورت زیر در خواهد آمد:

$\mu$  MATLAB استفاده می‌کنیم [۲]. مرحله بعد آنست که مسئله استاندارد فوق را با کمک الگوریتم D-K حل کرده و کنترل کننده مقاوم را استخراج نماییم. برای حل D-K ما از جعبه ابزار  $\mu$  نرم افزار MATLAB استفاده می‌کنیم. از آنجائیکه برنامه حل D-K موجود در این نرم افزار فقط قادر به حل مسائلی با عدم قطعیت به صورت بلوک‌های کامل مختلط ۲ می‌باشد و مسئله ما دارای بلوک‌های اسکالر حقیقی تکرار شونده است، برای این منظور ایده‌ای که برای حل چنین مسئله‌ای در نظر گرفتیم آن بود که ۳ بلوک اسکالر حقیقی تکرار شونده مرتبه ۲ را با ۶ بلوک کامل مختلط ۱ در ۱ جایگزین کنیم. بدین ترتیب مسئله با نرم افزار فوق قابل حل خواهد بود. چنین فرضی در طراحی، سبب اندکی محافظه کاری خواهد شد زیرا عدم قطعیتی که عملاً سیستم با آن مواجه است از نوع حقیقی می‌باشد که زیر مجموعه عدم قطعیت مختلطی است که در طراحی در نظر گرفته‌ایم. هرچند که چنین فرضی را در تحلیل با کمک آنالیز  $\mu$  در نظر نخواهیم گرفت زیرا دستورات مربوط به آنالیز  $\mu$  چنین محدودیتی ندارند.

با تعیین پارامترهای مناسب برای تابع وزنی و اجرای الگوریتم D-K متوجه شدیم که این الگوریتم به علت مشکل رتبه ۳ در ماتریس‌های سیستم تعمیم یافته متوقف می‌شود. با بررسی رفتار سیستم به این نتیجه رسیدیم که با توجه به اینکه برای جابجایی بسیار اندک قطب‌های سیستم (حدود 0.1 واحد به سمت چپ) گین (نرم ماتریس گین فیدبک) بسیار زیادی (حدود  $2.5 \times 10^{10}$ ) لازم است، لذا سیستم در مرز کنترل ناپذیری قرار دارد، یعنی با اینکه کنترل پذیر است ولی اندک تغییری در بعضی پارامترهای سیستم می‌تواند سیستم نامی را از کنترل پذیری خارج کند. این مسئله را می‌توان با بررسی مقادیر المان‌های ماتریس  $B_0$  که بسیار کوچک می‌باشند تحقیق نمود. برای بررسی دقیق‌تر میزان کنترل پذیری سیستم، ماتریس گرامیان‌های کنترل پذیری سیستم را محاسبه نمودیم و ملاحظه کردیم که این ماتریس دارای عناصر بسیار کوچک (تا مقدار حداقل  $10^{-12}$ ) می‌باشد.

پس به نظر می‌رسد که علت اصلی مشکل حل D-K همین مسئله باشد. برای بررسی اثر میزان کنترل پذیری سیستم بر همگرایی حل D-K به المان‌های غیر صفر ماتریس  $B_0$  مقادیر کوچکی ( $10^{-3}$ ) افزوده گردید با این روش عملاً میزان کنترل پذیری سیستم را افزایش

<sup>1</sup>  $\mu$  - Analysis and Synthesis Toolbox

<sup>2</sup> Full Complex Blocks

<sup>3</sup> Rank

ناپذیری قرار دارد) حل شده باشد. برای بررسی دقیق‌تر میزان بهبود کنترل پذیری سیستم بار دیگر ماتریس گرامیان‌های کنترل پذیری سیستم را با ماتریس  $B_{0new}$  محاسبه کردیم و ملاحظه کردیم که مقدار حداقل عناصر آن تا حدود ۱۰ برابر نسبت به حالت قبل (با ماتریس  $B_0$ ) افزایش یافته است. حال عدم قطعیت‌ها را به صورت L.F.T بالای در می‌آوریم. بعد از انجام این عملیات، بلوک عدم قطعیت ( $\Delta P$ ) جدید که یک ماتریس بلوکی قطری است به صورت زیر در خواهد آمد:

$$\Delta P = \begin{bmatrix} \delta_1 I_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2 I_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_3 I_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_4 I_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_5 I_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_6 I_2 \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (54)$$

به عبارت دیگر ماتریس عدم قطعیت جدید شامل ۳ بلوک اسکالر حقیقی و ۳ بلوک اسکالر تکرار شونده حقیقی مرتبه ۲ می‌باشد. بعد از این مرحله، ساختار متصل شده داخلی مناسب برای طراحی را دوباره مانند شکل-۱ انتخاب می‌کنیم. توابع وزنی را نیز مانند روابط (۴۲) در نظر می‌گیریم. بعد از انتخاب پارامترهای طراحی، سیستم استاندارد را آماده می‌کنیم.

مرحله بعد آنست که مسئله استاندارد فوق را با کمک الگوریتم D-K حل کرده و کنترل کننده مقاوم را استخراج کنیم. با توجه به آنچه گفته شد برای حل الگوریتم D-K با کمک MATLAB باید بلوک عدم قطعیت را به صورت بلوک‌های کامل مختلط تبدیل کنیم لذا ماتریس (۵۴) را به صورت یک ماتریس قطری با ۹ بلوک کامل مختلط ۱ در ۱ در نظر می‌گیریم، سپس با انتخاب پارامترهای طراحی و تغییر آن‌ها و تکرار حل D-K سعی می‌کنیم که به مقادیر  $\mu$  نزدیک به ۱ برسیم که نهایتاً با سعی و خطای بسیار پارامترهای طراحی مناسب زیر بدست آمدند:

$$\begin{cases} T_S = 11224489 \\ e_{SS} = 6.12244 \\ \sigma_S = 9.79e^{-7} \end{cases} \quad (55)$$

که در نتیجه با جایگذاری پارامترهای طراحی در روابط (۴۳) تابع

وزنی عملکرد به صورت زیر در خواهد آمد:

$$\omega_P = 0.00098 \frac{0.011s + 1}{11s + 0.006} \quad (56)$$

با انتخاب این تابع وزنی و ساخت سیستم استاندارد و تبدیل عدم قطعیت به صورت بلوک‌های کامل مختلط، الگوریتم D-K بعد از ۲ تکرار به مقدار نزدیک به ۱ همگرا شد. نتایج اجرای الگوریتم D-K در جدول ۱ آمده است.

$$B_{new}(t) = \frac{i^{-1}}{\|B\|} \begin{bmatrix} O_{3 \times 3} & & \\ -B_z^R R^2 - B_y^R R^2 & B_x^R B_y^R & B_z^R B_x^R \\ B_x^R B_y^R & -B_z^R R^2 - B_x^R R^2 & B_z^R B_y^R \\ B_z^R B_x^R & B_z^R B_y^R & -B_y^R R^2 - B_x^R R^2 \end{bmatrix} \quad (48)$$

بار دیگر سعی می‌کنیم تغییرات المان‌های ماتریس  $B_{new}$  را به صورت عدم قطعیت پارامتریک در نظر بگیریم. برای این منظور ۶

پارامتر مستقل زیر را از ماتریس  $B_{new}$  در نظر می‌گیریم:

$$P_1 = \frac{-B_z^R R^2 - B_y^R R^2}{\|B\|}, P_2 = \frac{-B_z^R R^2 - B_x^R R^2}{\|B\|}, P_3 = \frac{-B_y^R R^2 - B_x^R R^2}{\|B\|} \quad (49)$$

$$P_4 = \frac{B_x^R B_y^R}{\|B\|}, P_5 = \frac{B_z^R B_x^R}{\|B\|}, P_6 = \frac{B_z^R B_y^R}{\|B\|}$$

و بار دیگر مقادیر متوسط و تغییرات این پارامترها را به صورت روابط زیر تعریف می‌کنیم:

$$\begin{cases} P_{ip} \equiv \frac{(\text{Max}(P_i(t)) - \text{Min}(P_i(t)))}{2} \\ P_{im} \equiv \text{Mean}(P_i(t)) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N P_i(t) \end{cases} \quad (50)$$

پس می‌توان نوشت:

$$\begin{cases} P_i = P_{im} + P_{ip} \delta_i \\ \delta_i \in [-1, +1] \\ i = 1, 2, \dots, 6 \end{cases} \quad (51)$$

با جایگذاری روابط (۵۱) در رابطه (۴۸) و فاکتور گرفتن از عدم قطعیت‌ها خواهیم داشت:

$$B_{new}(t) = B_0 + \delta_1 \cdot B_1 + \delta_2 \cdot B_2 + \delta_3 \cdot B_3 + \delta_4 \cdot B_4 + \delta_5 \cdot B_5 + \delta_6 \cdot B_6 \quad (52)$$

در این صورت ماتریسهای سیستم را می‌توان با کمک عدم قطعیت‌های پارامتریک تعریف شده بصورت زیر نمایش داد:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} + \sum_{i=1}^6 \delta_i \cdot \begin{bmatrix} 0 & B_i \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (53)$$

بعد از انجام محاسبات فوق ماتریس  $B_0$  جدید را بررسی می‌کنیم تا ببینیم نسبت به قبل بهبود یافته است یا خیر، زیرا هدف اصلی از نگاشت، اصلاح  $B_0$  بود. بررسی نشان می‌دهد که بعضی المان‌های  $B_{0new}$  نسبت به  $B_0$  قبلی افزایش یافته‌اند و همین امر ما را امیدوار می‌کند که مشکل کنترل پذیری سیستم (اینکه سیستم در مرز کنترل



$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi = 14^{\circ}, \theta = 14^{\circ}, \psi = 14^{\circ} \\ X_0 = [0.1053 \quad 0.1348 \quad 0.1053 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1.4 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6 \end{bmatrix} \\ \omega_0 = 0.0011 \end{array} \right. \quad (57)$$

## ۱۲. شبیه سازی سیستم غیر خطی و متغیر با

### زمان (N.T.V)

بعد از انجام موفق آمیز شبیه سازی خطی و متغیر با زمان در بخش قبل، در این بخش شبیه سازی انجام خواهیم داد که کاملاً مطابق با شرایط واقعی باشد، یعنی خطی سازی و ساده سازی را در معادلات استفاده نمی کنیم. در این شبیه سازی سیستم حلقه بسته غیر خطی و متغیر با زمان مورد ارزیابی قرار می گیرد. بدین ترتیب که برای معادلات سینماتیکی و دینامیکی از معادلات غیر خطی (۶) و (۱۲)، برای معادلات گشتاور گردانان جاذبه ای از معادله غیر خطی آن یعنی رابطه (۲۶)، برای مدل میدان مغناطیسی زمین از معادلات غیر خطی استاندارد I.G.R.F (درجه اول و با ضرایب مربوط به سال ۲۰۰۰) و برای معادلات عملگرهای مغناطیسی نیز از رابطه غیر خطی آن یعنی رابطه (۱۶) استفاده می کنیم. در این رابطه مؤلفه های میدان مغناطیسی در دستگاه بدنی استفاده می شوند. برای  $B(t)$  نیز از رابطه (۴۸) استفاده می کنیم. برای شبیه سازی میدان مغناطیسی با استفاده از مدل I.G.R.F، می بایست شرایط اولیه و پارامترهای مداری را مشخص کنیم، که آن ها را به صورت زیر در نظر می گیریم:

(۵۸)

$a = 6764.44 \text{ Km}$	Semi Major Axis of Orbit
$e = 9.877 \times 10^{-4}$	Eccentricity
$i = 51.6^{\circ}$	Inclination
$\Omega = 356.9^{\circ}$	Right Ascension of Ascending Node
$\omega = 143.5^{\circ}$	Argument of Periapsis
$V = 216.6^{\circ}$	True Anomaly
Epoch = July 27, 1999	

برای شبیه سازی این معادلات از محیط SIMULINK استفاده می کنیم. شرایط اولیه شبیه سازی را مطابق روابط (۵۷) در نظر می گیریم. شکل-۴ نتایج این شبیه سازی را با شبیه سازی L.T.V مقایسه می کند. در این شکل ها نمودارهای خطی و غیر خطی به شیبه سازی N.T.V و نمودارهای خطی و غیر خطی به شیبه سازی L.T.V می باشند. همانطوریکه ملاحظه می شود پاسخ شبیه سازی N.T.V بسیار به پاسخ حالت L.T.V نزدیک می باشد. بنابراین کنترل کننده از عهده پایدار سازی سیستم N.T.V بر آمده و عملکرد زمانی مورد نظر را نیز فراهم نموده است. همانطوریکه انتظار داشتیم سیستم دارای پایداری مقاوم

جدول ۱- نتایج الگوریتم D-K برای طراحی

DK Iteration Summary		
Iteration #	1	2
Total D Order	0	82
Controller Order	9	91
Gamma Achieved	3.1132	2.7727
Peak Mu Value	1.7222	1.1649

که به یک کنترل کننده درجه بالا (درجه ۹۱) منجر شده است، برای کاهش درجه کنترل کننده از روش تحقق بالانس [۲، ۴] استفاده شد و کنترل کننده نهایی کاهش درجه یافته (درجه ۱۴) بدست آمد.

## ۱۰. آنالیز $\mu$ کنترل کننده

برای بررسی پایداری و عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته با کنترل کننده نهایی کاهش درجه یافته، از دو آنالیز پایداری و عملکرد مقاوم استفاده کردیم. شکل-۲ نتیجه آنالیز پایداری مقاوم را نشان می دهد. همانطوری که از شکل-۲ ملاحظه می شود سیستم حلقه بسته دارای پایداری مقاوم مناسبی برای عدم قطعیت به صورت بلوک های حقیقی تکرار شونده (نمودار خط چین) می باشد، بطوریکه سیستم برای عدم قطعیت حقیقی دارای پایداری مقاوم ( $\mu < 1$ ) در تمامی فرکانس ها می باشد.

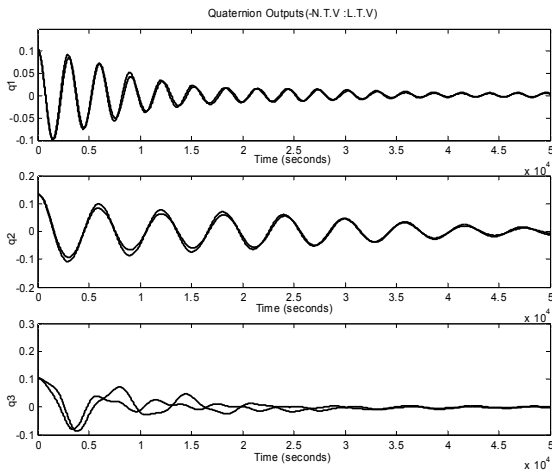
## ۱۱. شبیه سازی سیستم خطی و متغیر با زمان (L.T.V)

برای بررسی پایداری و عملکرد مقاوم سیستم در حوزه زمان، سیستم حلقه بسته خطی و متغیر با زمان را مورد ارزیابی قرار می دهیم. برای این منظور از معادلات (۳۵) استفاده کرده و برای محاسبه ماتریس  $B(t)$  بجای رابطه (۳۶) از رابطه (۴۸) استفاده می کنیم. برای شبیه سازی این معادلات از محیط SIMULINK استفاده می کنیم. شکل ۳ نتایج این شبیه سازی را با شبیه سازی L.T.I (شبیه سازی که فقط بخش غیر متغیر با زمان  $B(t)$  یعنی  $B_0$  را لحاظ می کند) مقایسه می کند. در این شکل نمودارهای خطی و غیر خطی به شیبه سازی L.T.V و نمودارهای خطی و غیر خطی به شیبه سازی L.T.I می باشند. همانطوری که انتظار داشتیم به علت اینکه کنترل کننده طراحی شده در مقابل تغییرات زمانی سیستم دارای عملکرد و پایداری مقاوم می باشد، پاسخ شبیه سازی L.T.V بسیار به پاسخ حالت L.T.I نزدیک می باشد. بنابراین کنترل کننده از عهده پایدار سازی سیستم L.T.V بر آمده و عملکرد زمانی مورد نظر را نیز فراهم نموده است. تا نسور اینرسی،  $\omega_0$  و شرایط اولیه برای این شبیه سازی را مطابق روابط زیر در نظر گرفته ایم:

خوبی می‌باشد زیرا با وجود معادلات غیر خطی باز سیستم ناپایدار نشده است.

### ۱۳. نتیجه گیری

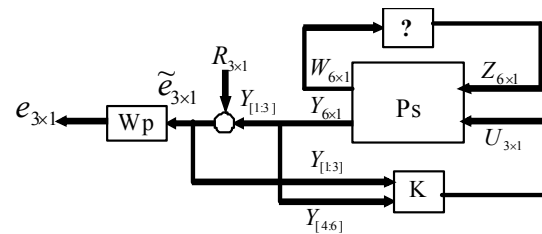
ایده استفاده از روش کنترل مقاوم سنتز  $\mu$  برای حل مسئله فوق، در این مقاله پیشنهاد و به مرحله اجرا گذاشته شده و با موفقیت نیز به نتیجه رسیده است. این ایده با مدل‌سازی سیستم متغیر با زمان کنترل وضعیت مغناطیسی ماهواره، به صورت سیستم دارای عدم قطعیت تحقق یافته است.



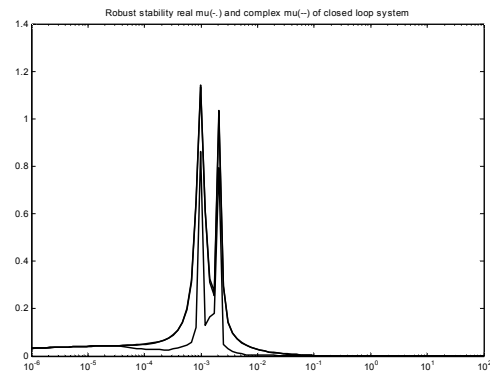
شکل ۴- نتایج شبیه سازی N.T.V

### مراجع

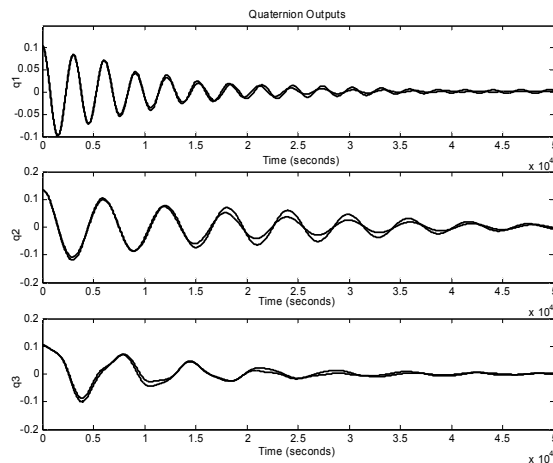
- [1]. Rafal Wisniewski, Linear time varying approach to satellite attitude control using only electromagnetic actuation. *AIAA Guidance Navigation and Control Conference*, New Orleans, LA, August 11-13 1997.
- [2]. Gary J. Balas, John C. Doyle, Keith Glover, Andy Packard, Roy Smith,  $\mu$ -Analysis and Synthesis Toolbox For Use With MATLAB User's Guide (Version 3). *Mathworks Inc.*, 1993-2001.
- [3]. روزبه طوری، استفاده از سنتز  $\mu$  و کنترل مقاوم در طراحی کنترل کننده برای موشک. رساله کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، دانشکده برق، ۱۳۷۹.
- [4]. B. D. Anderson, Y. Liu, Controller Reduction: Concept and Approaches. *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 34, No. 8, pp. 802-812, 1989.



شکل ۱- ساختار متصل شده داخلی مناسب



شکل ۲- آنالیز پایداری مقاوم



شکل ۳- نتایج شبیه سازی L.T.V





## ارائه مدل تأثیر سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات بر رضایت مشتری در سازمان‌ها با استفاده

### از مدل‌یابی معادلات ساختاری و تحلیل مسیر

جعفر باقری‌نژاد<sup>۱\*</sup> بهتاج رسولی‌پشته<sup>\*\*</sup>

\* استادیار، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه الزهرا، تهران

\*\* دانشجوی کارشناسی ارشد فناوری اطلاعات، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه الزهرا، تهران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۲/۱۰

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۵/۱۰

#### چکیده

#### ۱. مقدمه

تقریباً سالانه دو تریلیون دلار در جهان بر روی پروژه‌های فناوری اطلاعات سرمایه‌گذاری و هزینه می‌شود. از طرفی رضایت مشتری یک معیار مهم در کارایی بنگاه است، چون تأثیر مثبت در وفاداری مشتری دارد. لذا مطالعه رابطه بین این دو عامل مورد توجه خاص بنگاه‌های اقتصادی است. مدیران بنگاه‌ها اغلب مدل‌های سرمایه‌گذاری رقابتی (بر اساس درصد فروش یا افزایش بودجه نسبت به سال گذشته) را دارند. همچنین اکثر این‌گونه سرمایه‌گذاری‌ها بر پایه اعتقاد کلی از بازدهی‌های مثبت آینده انجام می‌گیرد. ضرورت فناوری اطلاعات در تمامی امور کسب و کار بدیهی است، اما خطوط راهنمای ناکافی در تعیین سطوح سرمایه‌گذاری موثر، مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد. مسئله اصلی این است که تأثیر سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات در کارایی بنگاه چقدر است؟ و فراتر این که سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات از جمله عواملی است که بر عملکرد سازمانی تأثیر می‌گذارد (لوکاس ۱۹۷۵ و ترنر ۱۹۸۵)<sup>۵</sup>. [۱]. در این ارتباط موضوع مهم این است که آیا سرمایه‌گذاری‌ها در فناوری اطلاعات واقعاً منجر به بروز تمایز بنگاهی می‌شوند؟

فناوری اطلاعات بطور خودکار بهره‌وری را افزایش نمی‌دهد، برای اینکه بیشترین فواید سرمایه‌گذاری برای فناوری اطلاعات حاصل شود باید همزمان سرمایه‌گذاری‌های مکمل دیگری هم انجام شود. در واقع تأثیر فناوری اطلاعات در فعال سازی سرمایه‌گذاری‌های مکمل بطور غیرمستقیم، موجب افزایش بهره‌وری می‌شود [۲]. موارد بهره-

در تحقیق انجام شده که این مقاله نتایج آنرا منعکس می‌سازد، مدلی برای تبیین رابطه میان سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات و رضایت مشتری در سازمان‌ها ارائه شده است. در این پژوهش ضمن مرور جامع ادبیات موضوع سرمایه‌گذاری در فناوری اطلاعات و رضایت مشتری، مدل مفهومی با چهار معیار (شاخص‌های اقتصادی، آموزشی، نشر فناوری اطلاعات و ارتباطات و ارتباطات از راه دور) و یک متغیر مکنون (شاخص رضایت مشتری)، طراحی شد. مدل مذکور از طریق نظرسنجی از خبرگان امر مورد اعتبارسنجی اولیه قرار گرفت. سپس در یک مطالعه میدانی در سازمان تحت بررسی، برای آزمون تایید کارکرد و اعتبار سنجی مدل، داده‌های لازم گردآوری شد. در ادامه با استفاده از تکنیک مدل‌یابی معادلات ساختاری<sup>۱</sup> و نیز معادلات رگرسیونی تعاملی در قالب تحلیل مسیر<sup>۲</sup> و استفاده از نرم افزارهای اس پی اس اس<sup>۳</sup> و لیزرل<sup>۴</sup> به تبیین عوامل رابطه‌ای بین متغیرهای مکنون و مشاهده‌گر پرداخته شد. یافته‌های تحقیق بیانگر رابطه مستقیم و معنی‌دار عوامل اقتصادی و آموزشی مربوط به سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات بر رضایت مشتریان در سازمان می‌باشد.

**کلید واژگان:** سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات، رضایت

مشتری، مدل‌یابی معادلات ساختاری، تحلیل مسیر.

<sup>1</sup> Structural Equation Modeling ;SEM

<sup>2</sup> Path Analysis ; PA

<sup>3</sup> SPSS ;Statistical Package for Social Science

<sup>4</sup> LISREL; Linear Structural Relations

<sup>5</sup> Lucas, 1975; Turner, 1985

سرمایه گذاری های انجام شده در زمینه پروژه های تحقیقاتی، نوآوری یا تهیه و تدارک ماشین آلات صنعتی و نوسازی آن ها، با توجه به چگونگی اثربخشی آن ها در کیفیت تولید و اداره مدیریت سازمان بررسی می شود. عموماً ارزیابی های سرمایه گذاری در فناوری اطلاعات و ارتباطات، پروژه های سرمایه بر تلقی می شوند و بازگشت این سرمایه گذاری نیز از طریق بهره گرفتن از کاربرد و ارزش افزوده ای که اطلاعات و برقراری ارتباطات در اتخاذ تصمیم و برنامه ریزی و کنترل برای مدیریت ایفا می کند، سنجیده و محاسبه می شود. با وجود آنکه استفاده از روش های حسابداری برای ارزیابی سرمایه گذاری معمولاً دشوار است، امروزه به کاربرد معیارهای اقتصادی کمی بیشتر توجه می شود که از آن جمله روش پارکر<sup>۱</sup> در سال ۱۹۸۸ است که سه عامل اساسی را برای ارزیابی سرمایه گذاری، برنامه ریزی و اجرای سیستم های فناوری اطلاعات و ارتباطات در نظر گرفته است [۴]:

- باز مهندسی و جایگزینی<sup>۲</sup> سیستم ها به منظور افزایش کارایی و اثربخشی و بهینه سازی آن ها.
- تکامل بخشیدن<sup>۳</sup> به سیستم های اطلاعاتی و اجرایی برای افزایش بهره وری و مطلوبیت سیستم ها و سرمایه گذاری های انجام شده.
- طراحی سیستم ها و نوآوری<sup>۴</sup> سیستم های اطلاعاتی جدید با هدف به وجود آوردن و استفاده از موقعیت ها و فرصت های جدید برای گسترش فعالیت های سازمان.

تنها تکیه بر ارزیابی مالی و اقتصادی سرمایه گذاری برای فناوری اطلاعات و ارتباطات، کفایت لازم را برای ارزشیابی سرمایه گذاری و انتخاب پایگاه تصمیم گیری صحیح نخواهد داشت. زیرا ممکن است بسیاری از نتایج به دست آمده به صورت نامحسوس نمایان شوند، مانند افزایش سطح مهارت کارکنان و ایجاد روحیه تازه در آنان و فراهم آوردن فرصت های بسیار مناسب آتی برای افزایش بهره وری سازمان [۴]. بطور کلی می توان روش های ارزیابی سرمایه گذاری فناوری اطلاعات را به صورت زیر دسته بندی کرد:

روش های ارزیابی اقتصادی شامل: تکنیک دوره بازپرداخت، برگشت سرمایه<sup>۵</sup>، تحلیل هزینه منفعت<sup>۶</sup>، ارزش فعلی خالص<sup>۷</sup>، نرخ بازدهی داخلی<sup>۸</sup> و ارزش سالانه یکنواخت هم ارز<sup>۹</sup>.

گیری از سرمایه گذاری در فناوری اطلاعات شامل [۳]، پشتیبانی از شایستگی محوری بنگاه، در شبکه های زنجیره تأمین، در مدیریت کانال توزیع، در ترویج نام تجاری، در فرایندهای تولید، در تجارت الکترونیک می باشد.

راهبرد مشتری مداری و تمرکز بر مشتری، توسعه فرهنگ خاص سازمانی را می طلبد. بطوریکه تک تک افراد سازمان باید به ابتکار و پاسخگویی به نیازهای مشتریان ترغیب شوند. برای مدیریت موثر در این موارد نیاز به یک سیستم اطلاعات پیشرفته برای مدیران می باشد تا اطلاعات لازم را برای غلبه بر تغییرات مکرر در فرایندها و طراحی محصول بدست آورند. پیروی از راهبرد مشتری مداری و تمرکز بر مشتری، ماهیت روابط بین اجزای عملیاتی وابسته در بنگاه را نیز تغییر می دهد، یعنی جریان های کاری بین اجزا، به هم وابستگی شدیدتری پیدا می کنند. نیازمندی های اطلاعاتی بیشتر برای حصول اطمینان از هماهنگی جریان های کاری ایجاد می گردند. واقعیت اینکه در زمانی که بنگاه دارای فناوری اطلاعات پیشرفته باشد و در موقعیت هایی که استراتژی مشمول پویایی محیط و تمایز می شود، عملکرد می تواند افزایش یابد. لذا تناسب بین راهبرد تمرکز بر مشتری و به کارگیری فناوری اطلاعات پیشرفته منجر به افزایش اعتماد و عملکرد مشتری خواهد شد. منظور از فناوری اطلاعات پیشرفته، نوآوری ها در فناوری اطلاعات جدیدتری نظیر مدیریت ارتباط با مشتری، مدیریت زنجیره تأمین و غیره می باشد.

رضایت مشتری به عنوان یک عامل کلیدی برای موفقیت بنگاه ها مطرح است، که این امر مورد توافق نظریه پردازان دانشگاهی و فعالان محیط های تولیدی می باشد. بنگاه های زیادی درگیر سرمایه گذاری های کوچک و بزرگ در فناوری اطلاعات به ویژه در زمینه های نرم افزاری، فرایندهای کاری، سازماندهی کسب و کار، مدیریت زنجیره تأمین و مدیریت ارتباط با مشتری شده اند. گرچه سرمایه گذاری های تکنولوژیک در رشد خروجی بنگاه ها تأثیر قابل توجه دارد. اما بهره وری و سودآوری همیشه به عنوان یک نتیجه از سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات پدیدار نشده اند و این سؤال باقی است که آیا این گونه سرمایه گذاری ها بر رضایت مشتری تأثیر دارد یا خیر؟ این مقاله قصد دارد تا به تبیین این تأثیرگذاری بپردازد.

## ۲. مبانی نظری

۲.۱. ارزیابی سرمایه گذاری برای فناوری اطلاعات و ارتباطات  
ارزیابی سرمایه گذاری در فناوری اطلاعات و ارتباطات، معمولاً در مقایسه با سایر مکانسیم ها و راه های سرمایه گذاری سازمان و برای بهینه سازی فعالیت ها و سیستم ها صورت می گیرد. در عین حال که

<sup>1</sup> Parker

<sup>2</sup> Substitutive Reengineering

<sup>3</sup> Complementary

<sup>4</sup> Innovative

<sup>5</sup> Return On Investment

<sup>6</sup> Cost-Benefit Analysis

<sup>7</sup> Net Present Value

<sup>8</sup> Internal Rate of Return

<sup>9</sup> Equivalent Uniform Annual Value

است و برای رقابت انجام می‌گیرد. این روش برای تطبیق استراتژی بنگاه با سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات ضروری است [۸].

در ۱۹۹۹، قابلیت‌های فناوری اطلاعات را ۳۰ نوع تعریف کردند که در شش گروه زیر تنظیم شده است: شرکاء کسب‌وکاری فناوری اطلاعات، پیوندهای خارجی فناوری اطلاعات، تفکر استراتژیک کسب و کار فناوری اطلاعات، یکپارچگی فرایند کسب و کار فناوری اطلاعات، مدیریت فناوری اطلاعات و زیرساخت فناوری اطلاعات [۹]. به طور متوسط ۴۶ درصد از کل سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات بنگاه‌های مطالعه شده در سال ۲۰۰۵، به زیرساخت‌ها تخصیص داده شدند. سیستم‌های مبادلاتی که کاربر زیر ساخت هستند، ۲۶ درصد از متوسط هزینه‌های فناوری اطلاعات را تشکیل می‌دهند. در واقع به لحاظ مفهومی سیستم‌های راهبردی و اطلاعاتی در این رده قرار می‌گیرند و از سیستم‌های مبادلاتی و زیرساختی بهره می‌گیرند. سیستم‌های اطلاعاتی فناوری اطلاعات ۷ درصد و سیستم‌های راهبردی ۱۱ درصد متوسط سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات را تشکیل می‌دهند. البته سرمایه‌گذاری در هر پروژه‌ای می‌تواند در یک یا چند دسته از این طبقات جای گیرد [۱۰]. جدول زیر بطور خلاصه، مقایسه میان چارچوب‌هایی را نشان می‌دهد که در این تحقیق مورد استفاده قرار گرفتند.

### ۲.۳. مشتری

در مرور ادبیات رضایت مشتری، محققانی چون جورسکی و کولی و پیرسی<sup>۱</sup> پیشنهاد می‌کنند که بنگاه‌ها از اطلاعات رضایت مشتری در تصمیمات مدیریتی مربوط به همه حوزه‌های وظیفه‌ای می‌توانند استفاده کنند، ولی مورگان و همکاران<sup>۲</sup> در ۲۰۰۵ دریافتند که بیشتر بنگاه‌ها اطلاعات رضایت مشتری را به عنوان ورودی تعداد محدودی از تصمیمات خود بکار می‌گیرند. گرچه از رضایت مشتری به عنوان بخشی از استانداردهای سیستم کیفیت نیز توسط بنگاه‌ها استفاده می‌شود ولی مطالعات و پیشنهادات جدید درباره رضایت مشتری حکایت از استفاده مناسب و کارآمد از اطلاعات رضایت مشتری در تصمیم‌گیری استراتژیک و مدیریت سیستم‌های کنترل دارد [۱۵]. توانایی پاسخگویی سریع و موثر (رقابت بر مبنای زمان) و ارائه نیازهای مشتری مشخصه‌های معین از رقابت و موفقیت بسیاری از بنگاه‌ها محسوب می‌شود (گورسوی سوانگر ۲۰۰۷)<sup>۳</sup> [۱۶]. در صنایع

روش‌های تحلیلی شامل: غیر عددی، مدل‌های نمره‌گذاری، تکنیک‌های مبتنی بر کامپیوتر، تحلیل ریسک، تحلیل ارزش، فرایند سلسله مراتبی و سیستم‌های خبره.

روش‌های استراتژیک شامل: شاخص فنی، مزیت رقابتی، تحقیق و توسعه، تعهد مدیریت، دیدگاه بلند مدت، تاکید بر منابع ناملموس و استراتژی برتر کسب‌وکار [۵].

مهم‌ترین معیارهای بدست آمده برای ارزیابی فناوری اطلاعات شامل: مالی، رقابت پذیری، استراتژیک، اثربخشی، بهبود کیفیت، رضایت کاربران، رضایت بیرونی، فناوری و مخاطرات است [۶]. همچنین برای ارزیابی کارایی و اثربخشی سرمایه‌گذاری برای فناوری اطلاعات و ارتباطات باید عوامل زیر را بررسی نمود: نیروی انسانی، گستره پروژه، کنترل فعالیت‌های پروژه، پیچیدگی سیستم، نوآوری، پایداری و ... [۷].

### ۲.۲. انواع سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات

سرمایه‌گذاری به تنهایی کافی نیست. سرمایه‌گذاری باید خروجی‌های مفیدی به همراه داشته باشد. برخی از موقعیت‌های سازمانی عمده به عنوان اجزای تأثیرگذار این خروجی‌ها شناسایی شده‌اند که شامل: رضایت بخش بودن انجام سرمایه‌گذاری‌ها و تطبیق آن‌ها با استراتژی‌های بنگاه است. با توجه به این واقعیت که سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات در استراتژی‌های بنگاه قرار می‌گیرند، می‌توان آن‌ها را تحت سه گروه طبقه‌بندی کرد: استراتژیک، اطلاعاتی و تبدیلی [۸]. فناوری اطلاعات استراتژیک این‌گونه تعریف شده که فناوری اطلاعات منجر به تغییر محصول / خدمت بنگاه می‌شود یا وضعیتی که با آن سازمان در صنعت خاصی به مزیت رقابتی می‌رسد و معمولاً بلند مدت می‌باشد. فناوری اطلاعاتی، اطلاعاتی را برای تصمیم‌گیری‌های سازمانی و زیرساخت ارتباطی فراهم می‌کند و میان مدت می‌باشد. فناوری اطلاعات تبدیلی، مدیریت عملیاتی را پشتیبانی می‌کند و از طریق تکرار توصیف می‌شود. همچنین با برگشت‌های کوتاه مدت در سرمایه‌گذاری همراه است. سرمایه‌گذاری‌ها در فناوری اطلاعات تبدیلی با هدف کاهش هزینه‌ها تعریف می‌شوند.

گروه چهارمی نیز به شکل سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات با اجبار و تهدید وجود دارد. این نوع سرمایه‌گذاری به منظور رقابت با صنعت معینی انجام می‌گیرد. برگشت‌های این نوع سرمایه‌گذاری کوتاه تر است و ماهیت متفاوتی نسبت به انواع ذکر شده در بالا دارد و سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات با اجبار و تهدید، کوتاه مدت و الزامی

<sup>1</sup> Jaworski & Kohli, 1993 and Piercy, 1996

<sup>2</sup> Morgan, Anderson, and Mittal

<sup>3</sup> Gursoy and Swanger, 2007

جدول ۱ - مقایسه چارچوب های ارزیابی اثربخشی سرمایه گذاری IT به اختصار

محققین / چارچوب	تشریح چارچوب ها
سامیتو فورستری ۲۰۰۶ (Sumito forestry)	یک مدل متمرکز که بخش سیستم های اطلاعاتی آن در مرکز سازمان قرار دارد و مسئول کنترل فعالیت بخش های مختلف و ارزیابی اثربخشی سرمایه گذاری فناوری اطلاعات می باشد [۱۱].
چارچوب پ.ای.دی. لاو ۲۰۰۴ (P.E.D.Love)	این مدل شامل سه مرحله می باشد که در مرحله اول به بررسی مزایای ملموس و ناملموس فناوری اطلاعات در سه سطح استراتژیک، تاکتیکی و عملیاتی می پردازد. در مرحله دوم هزینه های مستقیم و غیر مستقیم تکنولوژی را مورد بررسی قرار می دهد و در مرحله سوم از طریق روش های اقتصادی، تحلیلی، استراتژیک و یکپارچه به بررسی ریسک می پردازد و در نهایت امکان پذیری سرمایه گذاری را به ذینفعان گزارش می دهد [۵].
چارچوب Real Option ۲۰۰۲	این مدل جهت ارزیابی فعالیت های استراتژیک سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات بکار می رود. بر اساس عوامل تعاملی و واکنش های رقیب پایه گذاری شده است. ارزیابی سرمایه گذاری در سه بعد رشد، به تأخیر اندازی و رهاسازی فعالیت های استراتژی صورت می گیرد [۱۲].
چارچوب توجیه سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات ۲۰۰۱	این مدل برای توجیه پروژه های سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات پیشنهاد شده است. توجیه در پنج سطح استراتژیک، تاکتیکی، عملیاتی، ملموس و ناملموس صورت می گیرد و هر سطح شامل معیارهای عملکردی مناسب و مختلفی می باشد [۱۳].
چارچوب هجا (Heja) ۲۰۰۹	این یک مدل کاربردی از ارزیابی سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات شامل چهار فعالیت شناسایی، ساختاری، ارزیابی و پیگیری است. در ضمن ارزیابی چهار فعالیت، معیار پروژه ها، سازگاری و تداوم فعالیت ها مورد توجه قرار دارد [۱۴].

به صراحت بیان کردند [۱۷]. علل حمایت روزافزون از مشتری را دلایلی چون: رقابت، مشتریان آگاه تر، تشابه محصولات / خدمات، افزایش تقاضا برای حمایت بهینه و تمایل مشتریان جهت پرداخت برای ارزش افزوده ذکر می کنند [۱۸]. دفتر تحقیقات برنامه ریزی بانک ملت عوامل رضایت مشتری را براساس رابطه بین ارزش مورد نظری مشتری و کیفیت (کارکرد) محصول و خدمات چنین بیان کرد:

انتظارات مشتری < عملکرد محصول (خروجی و خدمات) ناراضی  $\rightarrow$   
 انتظارات مشتری = عملکرد محصول (خروجی و خدمات) رضایت  $\rightarrow$   
 انتظارات مشتری > عملکرد محصول (خروجی و خدمات) خیلی راضی (خشنود)  $\rightarrow$

واحد سازمانی فوق اشاره اعلام کرد که مزایای رضایت مشتری و کیفیت خدمات، تشویق و ترغیب تکرار معامله و وفاداری، دور کردن مشتریان از رقبا، بهبود و افزایش شهرت و نظرات و اظهارات مثبت، کاهش هزینه های جلب مشتریان جدید، کاهش هزینه های ناشی از اشتباه و ایجاد مزیت رقابتی را به همراه دارد [۱۹]. علاوه بر این، براساس نظر لی در ۱۹۹۱، مشتریان رضایتمندی را از جنبه های

متعددی که در ذیل بیان می شود تجربه می کنند [۲۰]:

خدماتی مانند بانکداری، بیمه، مهمانداری و هتلداری و مشابه رضایت مشتری بسیار مهم است.

محصول صنایعی مانند هتلداری و مهمانداری جداناپذیرند و کیفیت درک شده و رضایت مشتری ناشی از این حقیقت است که محصولات این نوع صنایع اغلب پیچیده هستند و از مجموعه تعاملات، مبادلات و عملکرد بین کارکنان و مشتری حاصل می شوند (بیتنر و همکاران) <sup>۱</sup> [۱۶]. رفتارهای وفادار هم باعث افزایش سهم بازار شده و سودآوری را برای بنگاه خدماتی به همراه دارد (هسکت و همکاران) <sup>۲</sup> [۱۶]. چون این پیش فرض که رضایت کارکنان منجر به رضایت و وفاداری مشتریان و در نتیجه افزایش فروش می شود، بنگاه های خدماتی را و می دارد که منابع مالی قابل توجهی را برای رضایت کارکنان، مشتریان و نگهداری آنها تخصیص دهند [۱۶]. رضایتمندی مشتریان، تأثیری شگرف بر حیات حال و آینده یک سازمان خواهد داشت. اشلسینگر و هسکت <sup>۳</sup> (۱۹۹۱) با ارایه نظریه ای تحت عنوان «چرخه خدمت مطلوب» اعتقاد خویش را مبنی بر وجود رابطه مابین رضایتمندی مشتریان و رضایتمندی کارکنان سازمان

<sup>1</sup> Bitner et al., 1990

<sup>2</sup> Heskett et al., 1994, 1997

<sup>3</sup> Schlesinger and Heskett, 1991

۱) بطور کلی و بر اساس محصولات سازمان (۲) ویژگی‌های متمایز عملکردی محصولات سازمان (۳) نحوه برقراری تماس و نحوه تعامل با مشتری (نحوه ارائه و عرضه محصول برای فروش، نحوه تحویل و ارسال کالا برای مشتری، خدمات پس از فروش و ارائه تمهیدات مورد نیاز، نحوه بررسی شکایات، انتقادات و نظرات مشتری و ...؛ ۴) ساختار نمایندگی‌ها و شعب مختلف سازمان و حتی بر اساس

وضعیت ظاهری ساختمان‌ها؛ ۵) نحوه برقراری ارتباط سازمان با مشتری پیش از خرید محصول [۲۰]. از مدل‌هایی که برای اندازه‌گیری رضایت مشتری بکار گرفته می‌شوند می‌توان به مدل کانو، فورنل، سروکوال و اسکمپر اشاره کرد [۲۱] - [۲۳]. جدول ۲ شاخص‌های رضایت مشتری کشورهای آمریکا، اروپا، مکزیک و سوئیس را که در این پژوهش مورد استفاده قرار گرفته نشان می‌دهد.

جدول ۲ - مقایسه شاخص‌های رضایت مشتری [۲۴].

سوئیس	مالزی	اروپا	آمریکا	شاخص ملی رضایت
✓	✓	✓	✓	وفاداری مشتری
	✓	✓	✓	انتظارات مشتری
	✓	✓	✓	ارزش درک شده
			✓	شکایت مشتری
		✓		تصویر و وجهه سازمان عرضه‌کننده خدمات
	✓	✓	✓	درک و استنباط مشتری از کیفیت خدمات
	✓	✓	✓	درک و استنباط مشتری از کیفیت محصول
✓				ارتباط با مشتری

همکاران)<sup>۲</sup> [۲۶]. برای نمونه موفقیت برنامه‌های مدیریت ارتباط با مشتری در شرکت دل (DEL) به برتری در یکپارچگی مدیریت زنجیره تأمین آن‌ها نسبت داده شده است [۲۶]. مدیران با کاهش هزینه‌های پشتیبانی، تسریع ارزش آفرینی پروژه‌های فناوری اطلاعات، بهبود کیفیت محصولات فناوری اطلاعات و بالاخره بهبود کارکرد سیستم‌های موجود تلاش می‌کنند تا ارزش‌گذاری فناوری اطلاعات در کسب‌وکار را نهادینه کنند. البته ارزش فناوری اطلاعات در برابر مجموعه اهداف استراتژیک کسب‌وکار ارزیابی می‌شود. مثلاً اگر هدف کسب‌وکار کاهش هزینه باشد، ارزش فناوری اطلاعات در قالب کنترل هزینه، بهره‌وری و کارایی تعریف می‌شود و یا اگر هدف، افزایش سهم بازار از طریق تمایز محصول یا نوآوری باشد، آنگاه ارزش فناوری اطلاعات در قالب تولید درآمد از راه افزایش فروش به مشتریان یا جلب مشتریان جدید می‌باشد. در واقع ارزش تجاری تأثیرات فناوری اطلاعات را بر استراتژی‌های کسب‌وکار و اولویت‌های سرمایه‌گذاری می‌سنجند. در این رابطه رویکرد بالا به پایین پورتر<sup>۳</sup> بر اساس این

۲.۴. ایجاد ارزش از فناوری اطلاعات و رضایت مشتری  
به‌کارگیری فناوری اطلاعات توسط بنگاه‌ها، یک بعد اضافی در روابط بین مقیاس‌های عملکرد و استراتژی بنگاه فراهم می‌کند. در سال‌های اخیر، رابطه بین فناوری اطلاعات و استراتژی به شدت مورد آزمون قرار گرفته است. این رابطه توسط تن و همکارانش کشف شد و بسیاری پیشنهاد دادند که رابطه بین فناوری اطلاعات و عملکرد بنگاه باید در یک چارچوب استراتژیک بیان شود. در حالی که پژوهش‌های زیادی در زمینه ترکیب مقیاس‌های عملکرد و استراتژی و نیز فناوری اطلاعات و استراتژی انجام شده است، تحقیق در خصوص ترکیب مقیاس‌های عملکرد، استراتژی و تکنولوژی اطلاعات، کم و پراکنده است [۲۵]. اندرسن و همکاران<sup>۱</sup> ثابت کردند که آمیختن پیوندهای فناوری اطلاعات از طریق زنجیره تأمین توسط هر یک از حلقه‌های زنجیره تأمین در شناسایی و پاسخگویی نیازهای پویای مشتریان، ایجاد ارزش می‌کند [۲۶]. ایجاد زیرساخت یکپارچه فناوری اطلاعات، واحدهای سازمانی را قادر می‌سازد تا منابع خود را بطور موثر در استخراج نیازهای مشتریان بکار گیرند (سامبامورتی و

<sup>2</sup> Sambamurthy, Bharadwaj, and Grover, 2003

<sup>3</sup> Porter

<sup>1</sup> Anderson, Banker, and Ravindran, 2003

فلسفه مدیریتی نظیر مدیریت کیفیت جامع و تولید منعطف یا تولید به موقع، نهفته است.

### ۳. مدل مفهومی تحقیق

مدل مفهومی پیشنهادی این تحقیق، شامل تلفیقی از شاخص های فناوری اطلاعات بانک توسعه اسلامی و شاخص های رضایت مشتری در کشورهای آمریکا و سوئیس می باشد. این مدل در کل شامل ۵ سازه اصلی با عناوین شاخص اقتصادی، شاخص آموزشی، شاخص نشر فناوری اطلاعات و ارتباطات، شاخص ارتباطات از راه دور و شاخص رضایت مشتری می باشد. برای سنجش و ارزیابی هر کدام از این سازه ها، معیارهایی در نظر گرفته شده است که در جداول ۳ و ۴ آورده شده است.

جدول ۳- شاخص های سرمایه گذاری فناوری اطلاعات

عوامل اثرگذار	شاخص ها
اقتصادی (EC)	سرمایه گذاری های عمومی در زمینه زیرساخت/نرم-افزار/ سخت افزار
	سرمایه گذاری شرکت ها و سازمان های خارج از سازمان (برونسپاری سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات)
	سرمایه گذاری های نوآورانه و پیشرو در زمینه فناوری اطلاعات
	هزینه و فایده حاصل از سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات
	سهم سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات از منابع بودجه ای
	روش های تأمین بودجه برای سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات
آموزشی (ED)	آموزش مهارت های فناوری اطلاعات به کارکنان
	نوع مهارت های فناوری اطلاعات که با مشتری در ارتباطند
	جذب افراد تحصیل کرده با رشته های مرتبط اشتیاق و تمایل کارکنان به آموزش های مرتبط با فناوری اطلاعات
نشر فناوری (DI)	زمان و نحوه دسترسی به اینترنت
	تأمین کنندگان خدمات اینترنت و شبکه
ارتباطات از راه دور (IT)	شمار کاربران و میزبانان
	اینترنت و اینترنت رسانی های ارتباطی (تلفن همراه، تلفن، رادیو و ...)

استدلال است که سازمان ها عملکرد خود را از طریق بهبود عملیات داخلی خود ارتقا می دهند. در این راه ارزش فناوری اطلاعات میزان کمک به ارتقاء عملکرد تعریف می شود. چالش مدیریت فناوری اطلاعات، برقراری ارتباط بین اهداف کلان و کاربردها، تا بتوان شاخص های کلیدی عملکرد را شناسایی کرد و با استفاده از آن ها ارزش فناوری اطلاعات را محاسبه کرد. رویکرد پایین به بالا که در مقابل رویکرد پورتر بیان می شود، توسط زباف<sup>۱</sup> بیان شد که آثار فناوری اطلاعات در فرایندهای کسب و کار در بخش عملیاتی و مدیریتی را از ابعاد خودکارسازی، اطلاعاتی و دگرگون سازی بررسی می کند [۲۷].

بنگاه ها از سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات در جهت بهبود توانایی هایشان برای جذب مشتری استفاده می کنند اما ممکن است که نارضایتی مشتریان نیز وجود داشته باشد. در این زمینه اگر سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات قبل از عکس العمل مشتریان به پایان برسد، بنگاه ها در پذیرش آن ریسک کرده اند. تحقیقات نشان می دهند که سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات منجر به بهبود کیفیت و کارآمدی ارائه خدمات می شود [۲۸]. همچنین افزایش وفاداری مشتری منبعی از درآمدهای آتی، کاهش هزینه تعاملات آینده، کاهش حساسیت قیمتی و حداقل کردن احتمال فرار مشتری در موارد با کیفیت ضعیف هستند (اندرسون و سایرین)<sup>۲</sup>. علاوه بر این مزایا، رضایت مشتری در محاسبه خروجی های ناملموس نظیر کیفیت تولید یا گوناگونی موثر است، در حالی که از معیارهای بهره وری بنگاه بدست نمی آیند (کوین و ویلی)<sup>۳</sup> [۲۸]. کمی کردن بهبودهای ناملموس در کیفیت تولید، تنوع یا تجربه مصرف از طریق شاخص رضایت مشتری در سطح بنگاه نقش مکمل بالقوه اندازه گیری مبتنی بر بهره وری رشد اقتصادی را دارد (واترز)<sup>۴</sup> [۲۸]. اگرچه محققان سیستم های اطلاعات، اثر سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات روی مزاد مصرف کننده و رفاه مصرف کننده را در سطح اقتصادی با برخی از استثناها انجام داده اند اما مطالعات کمتری در ارتباط با تأثیر سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات روی رضایت مشتری در سطح بنگاه انجام گرفته است [۲۹]. بنگاه ها در تلاش هستند تا برای بالا بردن مزیت رقابتی، استراتژی های متمرکز بر مشتری را بکار گیرند. ایدئولوژی متمرکز بر مشتری همچنین در

<sup>1</sup> Zuboff

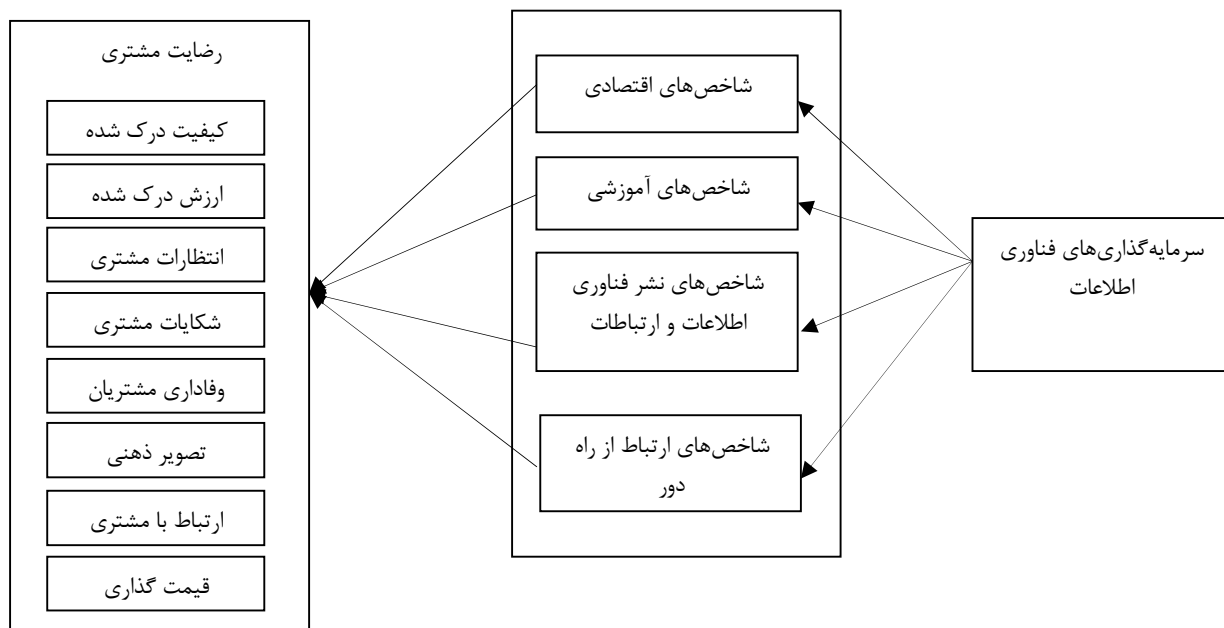
<sup>2</sup> Anderson 1996; Anderson and Sullivan 1993; Reichheld and Sasser 1990; Rust and Keiningham 1994

<sup>3</sup> Quinn and Baily 1994

<sup>4</sup> Waters 2004

جدول ۴- شاخص‌های رضایت مشتری

عوامل اثرگذار	شاخص‌ها
رضایت مشتری (CS)	کیفیت درک شده
	ارزش درک شده
	انتظارات مشتری
	شکایات مشتری
	وفاداری مشتری
	تصویر ذهنی
	ارتباط با مشتری
	قیمت گذاری



شکل ۱- مدل مفهومی عوامل رابطه ای بین سرمایه‌گذاری فناوری اطلاعات و رضایت مشتری

توسعه منابع انسانی و بهبود شاخص‌های عملکرد است. برای دستیابی به این راهبردها، اهدافی همچون رشد و بهره‌وری سازمان، سوددهی و ارائه خدمات مناسب به مشتریان، شناخت نیازها و دسته‌بندی مشتریان و فرآیندهای مربوط به سود، آموزش‌های استراتژی محور، فناوری نوین و همسوسازی اهداف فردی، بخشی و سازمانی ترسیم شده است.

یکی از مهم‌ترین و اصلی‌ترین بخش‌های یک فعالیت پژوهشی، جمع‌آوری داده‌ها می‌باشد. انجام صحیح و درست این فعالیت منجر به دستیابی به نتایج درست و تسهیل در کار تجزیه و تحلیل می‌شود. جمع‌آوری داده‌ها در این پژوهش به دو طریق کتابخانه‌ای و میدانی انجام گرفته است.

در نتیجه شکل ۱ نمایی از مدل مفهومی پیشنهادی تأثیر سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات بر رضایت مشتریان را منعکس می‌کند.

۳.۱. جامعه آماری و گردآوری داده‌های لازم از مطالعه میدانی جامعه آماری در این تحقیق یکی از سازمان‌های خدماتی ایران<sup>۱</sup> است. نمونه آماری شامل کارشناسان و کارکنان مرکز تحقیقات سازمان مذکور می‌باشد. مهم‌ترین راهبردهای این سازمان، توسعه‌ی فناوری اطلاعات و ارتباطات، مدیریت روابط مشتریان، بهبود کیفیت خدمات،

<sup>۱</sup> یکی از سازمانهای خدماتی کشور به عنوان مطالعه موردی این پژوهش انتخاب شد که به علت محرمانه بودن از ذکر نام سازمان خودداری می‌شود. در صورت نیاز داده‌ها و مدارک بطور مستند موجود می‌باشد.

می‌گردد. به عبارت دیگر در روش مدل یابی معادلات ساختاری اگر به ازای هر سؤال پرسشنامه به تعداد ۵ نفر توزیع شود، قابل قبول است. در این تحقیق در کل ۲۳ سؤال (متغیر) در پرسشنامه وجود داشت. لذا پرسشنامه بین ۱۲۰ نفر توزیع گردید. پایایی به کمک نرم-افزار SPSS ۱۵ و به روش آلفای کرونباخ تعیین شده است، مقدار پایایی پرسشنامه ۰.۸۵۳ می‌باشد که مقدار قابل قبولی برای تحقیق است [۳۰]. در این پژوهش برای روایی و اعتبارسنجی مدل از روش روایی منطقی استفاده شده است و برای روایی مدل، علاوه بر روایی منطقی، روایی سازه نیز با استفاده از روش تحلیل عاملی مورد استفاده قرار گرفت. با استفاده از تحلیل عاملی می‌توان مشخص کرد که آیا پرسشنامه، عامل‌های مورد نظر را ارزیابی می‌کند یا خیر.

نتایج حاصل از تحلیل عاملی چهار عامل سرمایه گذاری فناوری اطلاعات به عنوان عوامل اثر گذار بر رضایت مشتری بطور خلاصه در جدول ۵ ارائه شده است. لازم به یادآوری است که عامل بندی این متغیرها بر اساس داده‌های استخراج شده از ۹۷ پرسشنامه می‌باشد. با توجه به اینکه هدف تحلیل عاملی، تبیین پدیده‌های مورد نظر با تعداد کمتری از متغیرهای اولیه است، بنابراین باید به حفظ عواملی پرداخت که اعتبار صوری یا نظری داشته باشد.

سطر دوم جدول فوق تعداد تکرارهای انجام تحلیل عاملی را نشان می‌دهد که برای نمونه، تعداد تکرار برای عامل نشر فناوری، برابر با ۲ است. سطر سوم جدول، مقدار آزمون (Kaiser-Meyer-Olkin Measure) برای هر یک از عوامل را نشان می‌دهد. شاخص KMO شاخصی از کفایت نمونه‌گیری است که کوچک بودن همبستگی جزئی بین متغیرها را سنجش و تعیین می‌کند. این شاخص در دامنه صفر تا یک قرار دارد که اگر مقدار شاخص نزدیک به یک باشد، داده‌های مورد نظر برای تحلیل عاملی مناسب هستند. اگر مقدار شاخص KMO از ۰/۵ بالاتر باشد، متغیرها برای تحلیل عاملی قابل قبول اند لذا عدد آزمون KMO باید بیشتر از ۰/۵ باشد که در این تحقیق، مقدار آزمون برای همه عوامل از ۰.۵ بیشتر است که این بدین معنی است که داده‌ها برای تحلیل عاملی شرایط مناسب را دارا می‌باشند.

در سطر چهارم، عدد معناداری آزمون بارتلت نشان داده شده است که سطح معناداری آن باید از ۰.۰۵ کمتر باشد. با توجه به اینکه در این تحقیق، سطح معناداری برای همه عوامل کوچک‌تر از ۰.۰۵

یکی از مهم‌ترین و اصلی‌ترین بخش‌های یک فعالیت پژوهشی، جمع‌آوری داده‌ها می‌باشد. انجام صحیح و درست این فعالیت منجر به دست‌یابی به نتایج درست و تسهیل در کار تجزیه و تحلیل می‌شود. جمع‌آوری داده‌ها در این پژوهش به دو طریق کتابخانه‌ای و میدانی انجام گرفته است.

روش کتابخانه‌ای شامل بررسی کتب، مقالات، پایان‌نامه‌ها، نشریات، گزارش‌ها و پایگاه‌های اطلاعاتی داخلی و خارجی می‌باشد که در این تحقیق جهت دستیابی به مدل‌ها و چارچوب‌های ارزیابی سرمایه‌گذاری و رضایت مشتری مورد استفاده قرار گرفته است. بعد از مرور ادبیات و جمع‌آوری مدل‌های مورد نیاز و همچنین بررسی و مقایسه آن‌ها، مدل مفهومی اولیه ای برای مطالعه میدانی تحقیق، طراحی و پیشنهاد شد. سپس یک پرسشنامه دارای ۶ پرسش جهت تایید اعتبار شاخص‌های مدل با طیف ۵ گزینه‌ای لیکرت طراحی و در اختیار کارشناسان و خبرگان مربوطه قرار گرفت. پس از این اعتبارسنجی اولیه، پرسشنامه دیگری که شامل ۲۳ پرسش بود، جهت سنجش هر یک از عامل‌های مدل و برای تایید مدل مفهومی پیشنهادی با طیف ۵ گزینه ای از دامنه خیلی کم تا خیلی زیاد، طراحی شد. البته هر دوی پرسشنامه‌ها در ابعاد مختلف مورد پرسش قرار گرفتند.

در واقع ابتدا، شاخص‌های ارائه شده در مدل، بر اساس پرسشنامه در اختیار ده نفر از کارشناسان و خبرگان سازمان مورد مطالعه قرار گرفت. از ده پرسشنامه توزیع شده، به تعداد نه پرسشنامه بازگردانده شد. شاخص‌ها بر اساس ۱ تا ۵ توسط پرسش شوندگان امتیازدهی شدند. شاخص‌ها و مؤلفه‌هایی که رتبه کمتر از ۳ را دریافت کرده بودند از لیست حذف شدند. از تحلیل پرسشنامه‌های جمع‌آوری شده در این مرحله، هیچ شاخصی حذف نشد ولی مؤلفه تأثیر شکایت به کارکنان بر شاخص شکایات مشتری و مؤلفه عدم تمایل به استفاده مجدد در برابر میزان کاهش قیمت برای ایجاد تمایل از شاخص وفاداری، حذف شدند.

با توجه به این بررسی و اعتبارسنجی اولیه از مدل مفهومی پیشنهادی، پرسشنامه مطالعه میدانی طراحی و نهایی شد و در بین کارشناسان نمونه از جامعه آماری توزیع گردید. از تعداد ۱۲۰ پرسشنامه توزیع شده، ۹۷ پرسشنامه تکمیل شده قابل تحلیل بودند. این داده‌ها با استفاده از نرم افزار SPSS و LISREL مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفتند. لازم به ذکر است که با توجه به تعداد سؤالات پرسشنامه نهایی، تقریباً به ازای هر سؤال، پرسشنامه به ۵ نفر توزیع شد، که عدد ۱۲۰ انتخاب گردید که در این تحقیق وبا توجه به روش تحلیل از طریق مدل یابی معادلات ساختاری، تمرکز و تأکید بر جامعه آماری دیگر مطرح نمی‌باشد و همین عدد انتخاب شده مناسب تلقی



جدول ۵- خلاصه نتایج حاصل از تحلیل اکتشافی عوامل مورد بررسی

متغیر	اقتصادی	آموزشی	نشر فناوری	ارتباطات از راه دور	رضایت مشتری
تعداد متغیر	۶	۴	۳	۲	۸
تعداد تکرارهای انجام تحلیل عاملی	۱	۱	۲	۱	۱
آزمون KMO	۰.۷۵۹	۰.۷۶۹	۰.۵	۰.۵	۰.۷۴۹
مقدار sign آزمون بارتلت	۰.۰۰۰	۰.۰۰۰	۰.۰۰۰	۰.۰۰۰	۰.۰۰۰
تعداد عامل تعیین شده	۶	۴	۲	۲	۸
کل واریانس تبیین شده	۷۱.۸۱۵	۶۰.۳۹۶	۷۲.۵۸۹	۸۵.۰۰۷	۸۲.۶۲۳
تعداد متغیرهای حذف شده	۰	۰	۱	۰	۰

است، این نتیجه حاصل شد که ماتریس همبستگی شامل اطلاعات معنی دار بوده و حداقل شرایط لازم برای تحلیل عاملی وجود دارد.

#### ۴. استفاده از تحلیل مسیر به منظور تایید عوامل

##### شناسایی شده و تبیین عوامل رابطه ای

روش تحلیل مسیر، تعمیمی از رگرسیون معمولی بوده که قادر به بیان آثار مستقیم، آثار غیر مستقیم و اثر کل هر یک از متغیرهای مستقل بر روی متغیرهای وابسته است یا به بیان منطقی، می‌تواند روابط و همبستگی مشاهده شده میان آن‌ها را تبیین و تفسیر کند. هدف تحلیل مسیر، به دست آوردن برآوردهای کمی برای روابط علی در میان مجموعه‌ای از متغیرها است [۳۱]. جهت تحلیل مسیر مدل، نیاز به میانگین هر یک از شاخص‌ها وجود دارد. جدول ۶ بطور کامل علائم اختصاری شاخص‌ها را به تفکیک نشان می‌دهد.

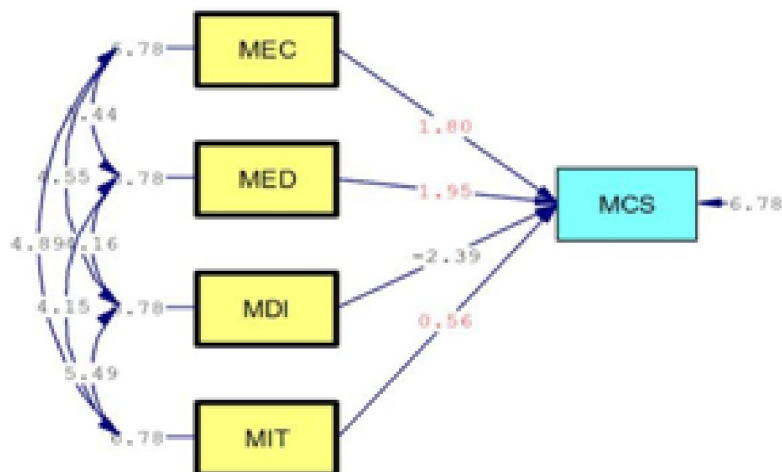
جدول ۶- علائم اختصاری

شاخص‌ها	علامت اختصاری
میانگین شاخص‌های اقتصادی	MEC
میانگین شاخص‌های آموزش	MED
میانگین شاخص‌های نشر فناوری اطلاعات و ارتباطات	MDI
میانگین شاخص‌های ارتباط از راه دور	MIT
میانگین شاخص‌های رضایت مشتری	MCS

با توجه به داده‌ها و تحلیل مسیر انجام شده در مدل، نتایج مطابق با شکل ۱ است. همانطور که در مدل اعداد معنا داری تحلیل مسیر پیداست و  $\chi^2 / df < 3$  و  $P-VALUE=1$  و  $RMSEA=0$  و کوچک‌تر از ۰/۰۵ ارزیابی شده‌اند، می‌توان گفت که مدل دارای برازش خوبی می‌باشد و مدل پیشنهادی و وجود روابط بین متغیرهایش تایید شده است. نسبت مربع کای بر درجه آزادی یعنی

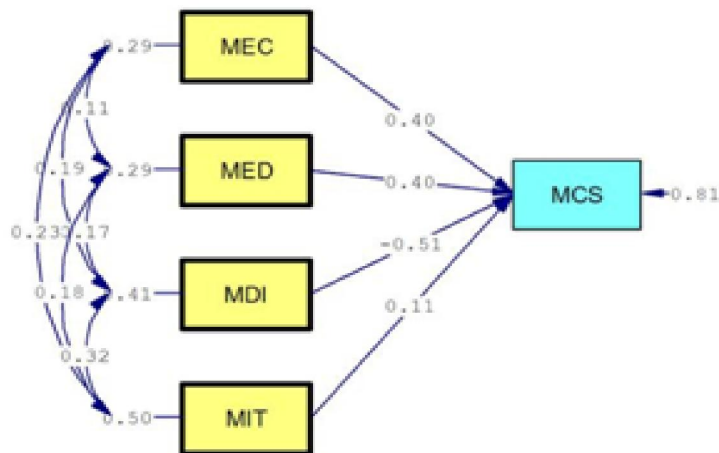
$\chi^2 / df$  ۲ نشان می‌دهد که مدل برازش یافته تا چه حد با برازندگی کامل نزدیک است و شاخص  $RMSEA$  که بیانگر ریشه میانگین مجذور پس‌ماندها می‌باشد، هم به عنوان یک شاخص مطلوب در نظر گرفته می‌شود. مقدار  $RMSEA$  به واقع ریشه دوم میانگین مجذور پس‌ماندها یعنی تفاوت بین عناصر ماتریس مشاهده شده در گروه نمونه و عناصر ماتریس‌های برآورد یا پیش‌بینی شده با فرض درست بودن مدل مورد نظر است. هرچه این شاخص به صفر میل کند، مدل از برازش خوب برخوردار است. همچنین با توجه به اینکه عدد بدست آمده برای روابط بین عوامل اقتصادی و آموزشی به عنوان متغیرهای مستقل با عامل رضایت مشتری به عنوان متغیر وابسته به ترتیب ۱/۸۰ و ۱/۹۵ است و با توجه به اینکه این اعداد حاصله در سطح اطمینان ۹۵٪ قرار می‌گیرد ( $1/96 < X < 1/64$ )، می‌توان ادعا کرد که این رابطه در سطح ۹۵٪ معنی دار بوده و به آن معنی‌داری ضعیف یا حاشیه‌ای گفته می‌شود. میان عوامل ارتباطات از راه دور و رضایت مشتری نیز رابطه وجود دارد ولی رابطه در حد ضعیف (۰/۵۶) می‌باشد، اما رابطه نشر فناوری با عامل رضایت مشتری معنی دار نبوده و رد می‌شود، زیرا میزان بدست آمده برای این رابطه در سطوح اطمینان قابل قبول قرار نگرفت.

در مدل تخمین استاندارد تحلیل مسیر، میزان ضریب مسیر بین سنج‌ها تعیین می‌شود. این ضرایب نشان می‌دهد که تغییر در متغیری که در انتهای فلش قرار دارد به چه میزان متغیری که در نوک فلش قرار دارد را تحت تأثیر قرار می‌دهد. به عبارتی این به معنای میزان تغییر متغیر وابسته به ازای ۱ واحد تغییر متغیر مستقل است. با توجه به شکل ۲ مقدار  $\chi^2 / df < 3$  و  $P-VALUE=1$  و  $RMSEA=0$  کوچک‌تر از ۰/۰۵ نشان دهنده برازش خوب مدل



Chi-Square=0.00, df=0, P-value=1.00000, RMSEA=0.000

شکل ۱- چارچوب اعداد معناداری مدل پیشنهادی



Chi-Square=0.00, df=0, P-value=1.00000, RMSEA=0.000

شکل ۲- مدل تخمین استاندارد مدل پیشنهادی

تمامی سازمان ها می باشد. از طرفی بنگاه ها و سازمان ها در بدست آوردن رضایت مشتریان در ازای پیشرفت روزافزون فناوری اطلاعات ، تلاش می نمایند. برای سنجش تأثیر سرمایه گذاری های IT روی رضایت مشتری، بعد از مطالعه مدل های موجود در هر یک از زمینه ها بطور جداگانه، سازه رضایت مشتری به ۸ مؤلفه اصلی شامل: کیفیت درک شده، ارزش درک شده، انتظارات مشتری، وفاداری، ارتباط با مشتری، قیمت گذاری، تصویر ذهنی و شکایت مشتری مرتبط گردید، تا بتوان تأثیر مؤلفه های سرمایه گذاری های فناوری اطلاعات را بطور دقیق تری بر رضایت مشتری بررسی نمود. بعد از نظر سنجی از خبرگان و نهایی کردن پرسشنامه و سپس توزیع آن و متعاقباً جمع آوری پرسشنامه های تکمیل شده، تجزیه و تحلیل از طریق نرم افزارهای SPSS و Lisrel انجام گرفت و با تحلیل عاملی تأییدی

است. عوامل مؤثر بر رضایت مشتری به ترتیب اهمیت عبارتند از: عامل اقتصادی (۰/۴۰)، عامل آموزشی (۰/۴۰) و عامل ارتباطات از راه دور (۰/۱۱).

## ۵. نتیجه گیری

موضوع این تحقیق ارائه مدل مفهومی از "تأثیر سرمایه گذاری های IT روی رضایت مشتری" و هدف آن بررسی اثر متغیرهای مستقل پژوهش ( سرمایه گذاری IT از لحاظ اقتصادی، آموزشی، انتشار فناوری های اطلاعات و ارتباطات و ارتباط از راه دور) بر متغیر وابسته ( رضایت مشتریان ) و روش تحقیق توصیفی پیمایشی و تحلیل آن به روش استنباطی می باشد. بر اساس تحقیقات انجام گرفته سرمایه گذاری در حوزه فناوری اطلاعات یکی از موضوعات مطرح در

-تحقیق و بررسی هر یک از مؤلفه‌های سرمایه‌گذاری بطور منحصر به فرد و خاص بر مؤلفه‌های رضایت مشتری.

- تحقیق و بررسی عوامل میانجی و واسط تأثیر سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات بر رضایت مشتری مانند نوع سازمان.

-تحقیق و بررسی سرمایه‌گذاری در تکنولوژی‌های مرتبط با مشتری مانند مدیریت ارتباط با مشتری بر رضایت مشتریان.

- تحقیق و بررسی و تبیین عوامل رابطه ای مابین سرمایه گذاری در فناوری اطلاعات سازمان‌ها و رضایت مشتری با استفاده از روش فازی.

### مراجع

- [1]. Stewart, W., Coulson, S., Wilson, R. "Information Technology: When is it Worth the Investment?", *Communications of the IIMA*, Vol 7, Iss 3, PP119-122, 2007.
- [۲]. البدوی، ا.، کرامتی، ع.، "مدلی برای سنجش تأثیر فناوری اطلاعات بر افزایش بهره‌وری سازمان‌ها: بررسی نقش سرمایه‌گذاری مکمل"، پایگاه اطلاع رسانی SID، ص ۳۵-۴۵، بهار ۱۳۸۳.
- [۳]. پیروزفر، ش.، سیستم‌های اطلاعات مدیریت، وبلاگ دانشجویان مدیریت بازرگانی دانشگاه تنکابن، <http://www.amdt.blogfa.com/post-111.aspx>.
- [۴]. مومنی، ه. "مدیریت فناوری اطلاعات و ارتباطات"، مرکز نشر دانشگاهی، ۱۳۸۰.
- [5]. Love, P.E.D., Irani, Z., Edwards, D.J., "Researching The Investment Of Information Technology In Construction: An Examination Of Evaluation Practices". *Automation In Construction*, Vol 14, pp569-582, 2005.
- [۶]. اسماعیلی، م.، موسوی، پ.، "ارزیابی فناوری اطلاعات"، ماهنامه علمی - آموزشی تدبیر، سال پانزدهم، شماره ۱۵۳، بهمن ۱۳۸۳.
- [۷]. علی احمدی، ع.، "برنامه استراتژیک فناوری اطلاعات و ارتباطات"، انتشارت تولید دانش، ۱۳۸۳.
- [8]. Martinez, R.S., del Sur, U.A., "Analysis and Measurement Of The Impact Of Information Technology Investments On Performance In Mexican Companies: Development Of A Model To Manage The Processes, Projects And Information Technology Infrastructure And Its Impact On Profitability", *International Business & Economics Research Journal*, Vol 6, NO 10, PP75-88, October 2007.
- [9]. Yongmei, L, Hongjian, L, Junhua, HU, "IT Capability as Moderator Between IT Investment and Firm Performance", *Tsinghua Science and Technology*, Vol 13, NO 3, pp329-336 June 2008.
- [۱۰]. اسماعیلی گیوی، م. "درایت در فناوری اطلاعات"، ماهنامه علمی - آموزشی تدبیر، شماره ۱۸۸، زمستان ۱۳۸۶.
- [11]. Toyoda, J. "The Framework for Enterprise IT Investment Management". *NIL-Electronic Library Service*, pp167-181, 2006.
- [12]. Kim, Y.J., Sanders, G.L., "Strategic actions in information technology investment based on real option theory", *Decision Support Systems* VOL 33, PP 1-11, 2002.

و تحلیل مسیر آماری، اعتبارسنجی و تایید مدل مورد مطالعه قرار گرفت.

نتایج حاصل از مطالعه موردی نشان داد که از چهار معیار در نظر گرفته شده برای سازه سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات، تنها دو بعد آموزشی و اقتصادی بیشترین تأثیر را بر رضایت مشتریان دارند، در مرحله بعد ارتباط از راه دور نیز تا حدی دارای تأثیر بر رضایت مشتریان بوده است درحالی‌که نشر فناوری اطلاعات و ارتباطات بر رضایت مشتری در سطح ۹۵٪ معنی‌دار نبوده است. در نهایت با استفاده از مدل یابی ساختاری و نرم افزار لیزرل، وجود رابطه میان سازه‌ها و معیارهای مدل پیشنهادی مورد تایید قرار گرفت. زیرا شاخص RMSEA حدود صفر و نسبت مربع کای بر درجه آزادی کمتر از ۳ بودند که حاکی از برازش مناسب مدل مفهومی و تایید آن است.

در ادامه پیشنهادات ذیل برای موفقیت و ارتقای سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات و تأثیر آن بر رضایت مشتری ارائه شد:

- همسوسازی سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات با راهبردهای کسب‌وکار و اهداف سازمان.

- آموزش و فرهنگ‌سازی استفاده از فناوری اطلاعات در سازمان‌ها و نیز کاربرد آن از سوی مشتریان.

- ایجاد ارتباط و تعامل بیشتر با مشتریان و تشویق آنان به استفاده از فناوری اطلاعات.

- تلاش در حفظ مشتریان و شناسایی مشکلات بالقوه و بالفعل مشتریان قبل از اینکه موقعیت تجاری سازمان به خطر بیفتد.

- شناخت عمیق از مشتری و دریافت بازخورد از مشتری.

- تلاش در بهبود کیفیت محصولات فناوری اطلاعات و بهبود کارکرد سیستم‌های موجود در زمینه فناوری اطلاعات.

- سرمایه‌گذاری، پیاده‌سازی و ساده‌سازی فناوری‌های مرتبط با رضایت مشتری در سازمان.

- به‌کارگیری و استفاده از سرمایه‌گذاری‌های مکمل در فناوری اطلاعات برای بالا بردن رضایت مشتری.

### ۱-۵ پیشنهادات

با توجه به این که امروزه رضایت مشتری از مهم‌ترین راهبردهای مورد توجه سازمان‌ها محسوب می‌شود و از طرفی فناوری

اطلاعات نیز از حوزه‌های تحت گسترش و نفوذ در سازمان‌ها می‌باشد، خود زمینه‌های تحقیقاتی بسیار مناسب و کاربردی در

سازمان‌های ایرانی را برای محققان و پژوهشگران فراهم نموده است. لذا در زیر چند پیشنهاد برای تحقیق‌های آتی در زمینه تأثیر

سرمایه‌گذاری‌های فناوری اطلاعات بر رضایت مشتری ارائه می‌شود:

- [23]. Grigoroudis, E., Siskos, Y., "A survey of customer satisfaction barometers: Some results from the transportation-communications sector, *European Journal of Operational Research*, vol 152, pp 334-353, 2004.
- [24]. صدردی نیام، "بررسی رابطه بین مصرف‌کننده، رضایت و وفاداری مشتریان به مارک فروشگاه‌های هاکوپیان"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه علامه طباطبایی، ۱۳۸۷.
- [25]. Hyvonen, J., "Strategy, performance measurement techniques and information technology of the firm and their links to organizational performance", *Management Accounting Research*, Vol18, pp343-366, 2007.
- [26]. Mithas, S., Krishnan, M. S., Fornell, C. "Why Do Customer Relationship Management Applications Affect Customer Satisfaction?", *Journal of Marketing*, Vol. 69, pp 201-209, October 2005.
- [27]. حکاک، ا، "سرمایه‌گذاری در فناوری اطلاعات و ارزش تجاری حاصل از آن در بانکداری"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه علامه طباطبایی، ۱۳۸۵.
- [28]. Coltman, T., "Why build a customer relationship management capability?", *Journal of Strategic Information Systems*, VOL16, PP301-320, 2007.
- [29]. Mithas, S., M. S. Krishnan, , Fornell, C. "Effect of Information Technology Investments on Customer Satisfaction: An Empirical Analysis", *Michigan Roos School Of Business*, No893, March 2005.
- [30]. مؤمنی، م.، تابستان ۱۳۸۶، "تحلیل‌های آماری با استفاده از spss"، چاپ اول، انتشارات کتاب نو.
- [31]. هومن، ح.، پاییز ۱۳۷۸، "مدل‌یابی معادلات ساختاری با کاربرد نرم افزار لیزرل"، چاپ دوم، انتشارات سمت.
- [13]. Gunasekaran, A., Love, P.E.D., Rahimi, F., Miele, R., "A model for investment justification in information technology projects", *International Journal of Information Management*, vol21, pp 349-364, 2001
- [14]. Gustafsson, P., Huldt, J., Löfgren, H., "Improving the Value Assessment of IT Investments: A Case Study", *PICMET 2009 Proceedings*, August 2-6, Portland, Oregon USA.
- [15]. Gok, O., "Linking account portfolio management to customer information: Using customer satisfaction metrics for portfolio analysis", available at Science Direct, 2008.
- [16]. Chi, C.G., D. Gursoy, D. "Employee satisfaction, customer satisfaction, and financial performance: An empirical examination", *International Journal of Hospitality Management*, Vol28, pp 245-253, 2009.
- [17]. کاووسی، م.، سقایی، ع. "روش‌های اندازه‌گیری رضایت مشتری"، انتشارات سبزان، ۱۳۸۴.
- [18]. صدردی نیام، "بررسی رابطه بین مصرف‌کننده، رضایت و وفاداری مشتریان به مارک فروشگاه‌های هاکوپیان"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه علامه طباطبایی، ۱۳۸۷.
- [19]. بهی، ب.، "ارائه چارچوبی برای طراحی نرم‌افزار مدیریت ارتباط با مشتری"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه مدرس، ۱۳۸۳.
- [20]. خلیلی شجاعی، و.، "تأثیر کاربرد مدیریت ارتباط با مشتری بر رضایت مشتری: شرکت تجارت الکترونیک پارسیان به عنوان مورد"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه علامه طباطبایی، ۱۳۸۵.
- [21]. ملکی، آ.، دارابی، م.، "روش‌های مختلف اندازه‌گیری رضایت مشتری"، ماهنامه مهندسی خودرو و صنایع وابسته، شماره ۳، دی ۱۳۸۷.
- [22]. Chen, C.-C., Chuang, M.-C., "Integrating the Kano model into a robust design approach to enhance customer satisfaction with product design", *International Journal of Production Economics*. vol114, pp 667-681, 2008.

## افزایش گذردهی در کانال HF به وسیله همسانساز بازخور تصمیم با الگوریتم QRD-RLS سریع

### چندکاناله و استخراج ضرایب در حالت داده

یحیی روایی<sup>۱\*</sup> محمد مهدی نژادنوری<sup>\*\*</sup> محمدحسین مدنی<sup>\*\*\*</sup>

\* 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 پذیرش: ۱۳۹۲/۰۵/۳۰

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۲/۳۰

#### چکیده

در این مقاله به افزایش گذردهی کانال فیدینگ چند مسیری متغیر با زمان HF از طریق همسانسازی بازخور 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 داده‌های ارسال 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 پیاده‌سازی 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<sup>۱</sup> در این کانال به همسانسازی وفقی<sup>۲</sup> نیاز داریم، به دلیل ویژگی انتخاب‌کنندگی فرکانسی شدید (صفرهای طیفی) به تکنیک‌های همسانسازی غیر خطی مانند استفاده از همسانساز بازخور تصمیم<sup>۳</sup> یا تخمین‌گر حداکثر شباهت (MLSE) یا الگوریتم ویتربی نیاز می‌باشد. علی‌رغم 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

<sup>۱</sup>Intersymbol interference (ISI)

<sup>۲</sup>Adaptive equalizer

<sup>۳</sup>Decision feedback equalizer (DFE)

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

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<sup>۸</sup> مبتنی بر خطای پیشین 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<sup>۹</sup> می‌توان بردار ضرایب را در هر لحظه محاسبه نمود و بنابراین می‌توان به خوبی از الگوریتم QRD-RLS سریع چند کاناله<sup>۱۰</sup> در کاربرد همسان‌ساز بازخور تصمیم نیز استفاده نمود [۹]. بار محاسباتی الگوریتم MC-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-RLS استفاده می‌کنند، که در آن‌ها بار محاسباتی در دوره وفق‌پذیری از مرتبه  $N^2$  است.

در این مقاله به افزایش گذردهی<sup>۱۱</sup> 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 حالت داده<sup>۱۲</sup> 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

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<sup>۴</sup> RLS 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<sup>۵</sup> 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 پیاده‌سازی 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<sup>۶</sup> 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<sup>۷</sup> 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

<sup>۸</sup>Fast QRD-RLS (FQRD-RLS)

<sup>۹</sup>Weight extraction (WE)

<sup>۱۰</sup>Multichannel Fast QRD-RLS (MC-FQRD-RLS)

<sup>۱۱</sup>Throughput

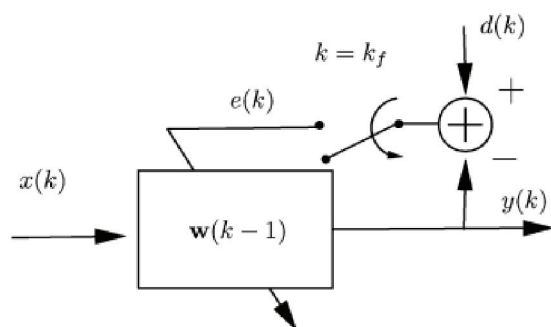
<sup>۱۲</sup>Data mode

<sup>۴</sup>Recursive least square

<sup>۵</sup>Finite precision

<sup>۶</sup>QR decomposition

<sup>۷</sup>Inverse QRD-RLS (IQRD-RLS)



شکل ۱- ساختار همسان‌ساز **Burst-trained**. همسان‌ساز برای  $k \leq k_f$  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 **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 حالتی که از الگوریتم در حالت **Burst-trained** استفاده می‌شود، تنها ۲۰۰ نمونه اول **MSE** قابل قبولی دارند ولی در روش **Full-Iteration** تمام ۵۰۰ 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 فوقی 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.

خوشه‌ای<sup>۱۳</sup> 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-RLS** به 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 **Burst-trained** در کانال HF در 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  $k \leq k_f$  با استفاده از سیگنال‌های ورودی و مطلوب  $\{x(k), d(k)\}$  بروز می‌شود، به این دوره حالت آموزش<sup>۱۴</sup> گفته می‌شود. در لحظه  $k = k_f$  فرآیند بروز رسانی ضرایب متوقف می‌شود و از بردار ضرایب بدست آمده  $w(k_f)$  برای فیلتر کردن (همسان‌سازی) استفاده می‌شود، به این مرحله حالت داده یا فیلترینگ گفته می‌شود و به این نوع همسان‌سازی **Burst-Trained** گفته می‌شود. خروجی همسان‌ساز در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

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

<sup>۱۳</sup>Burst-Trained

<sup>۱۴</sup>Data mode

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

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

Algorithm	MULT	DIV	SQRT
RLS	$3N^2 + 3N$	$N$	$0$
QRD_RLS	$4(N^2 + N)$	$1$	$N$
IQRD-RLS	$3N^2 + 4N + 1$	$N$	$0$
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)	$5(N - j)M + 7(N - j) - \sum_{i=1}^M N_i$	$0$	$0$
WE (total)	$\sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{N_i} \left( 5(N - j)M + 7(N - j) - \sum_{i=1}^M N_i \right)$	$0$	$0$

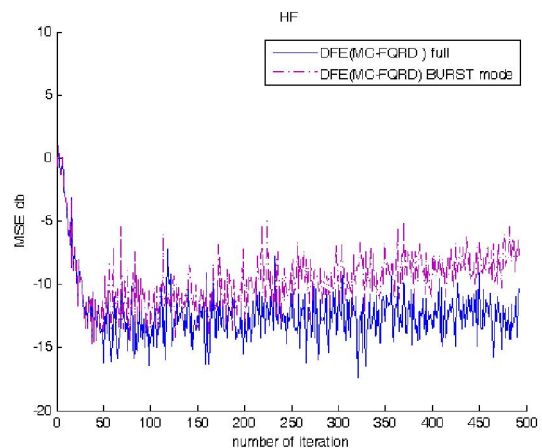
همچنین نشان داده خواهد شد که چگونه با استفاده از روش پیشنهادی می‌توان طول دیتای اصلی قابل ارسال و در نتیجه گذردهی در کانال متغیر با زمان HF را افزایش داد.

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 MC-FQRD- و IQRD-RLS توسط دو الگوریتم Burst-trained 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 و فقی MC-FQRD-RLS و الگوریتم استخراج ضرایب استفاده شده در این مقاله در جدول‌های ۲ و ۳ پیوست ارائه شده‌اند. با توجه به شکل-های 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.

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

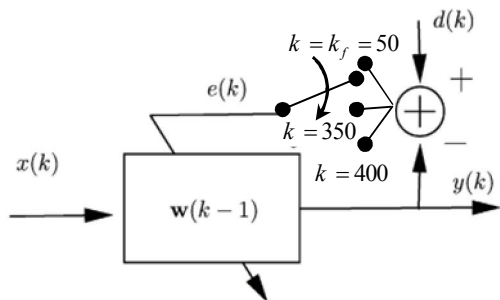
### ۳. همسان‌سازی کانال HF توسط روش پیشنهادی

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.

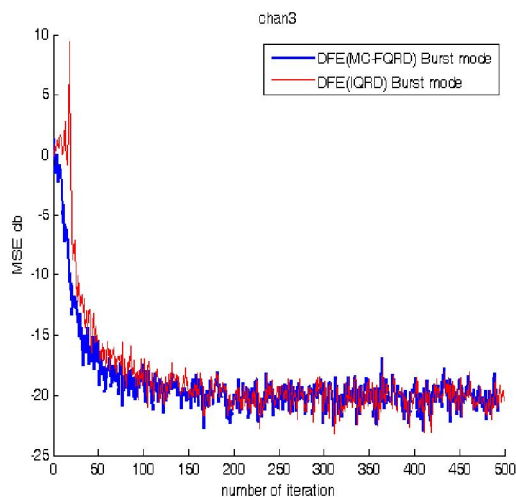


شکل ۲- منحنی یادگیری MSE الگوریتم MC-FQRD-RLS در کاربرد DFE برای کانال HF. همسان‌سازی به دو صورت Full-Iteration و Burst-Trained انجام شده است.





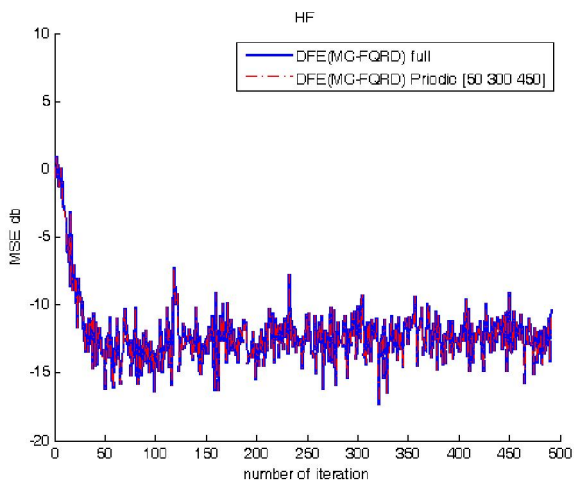
شکل ۴- ساختار همسان‌سازی به صورت روش پیشنهادی. همسان‌سازی برای  $k \leq k_f$  در حالت آموزش و برای  $k > k_f$  در حالت داده است و ضرایب همسان‌سازی برای لحظات  $k = 400, k = 350, k = k_f = 50$  بروز می‌شود.



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

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.

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 نتایج 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.



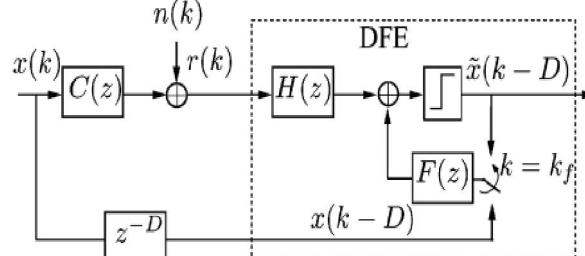
شکل ۵- منحنی یادگیری MSE الگوریتم MC-FQRD-RLS در کاربرد DFE برای کانال HF. همسان‌سازی به دو صورت روش پیشنهادی و حالت Full-iteration انجام شده است. منحنی‌های همگرایی دو روش بر هم منطبق شده است.

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

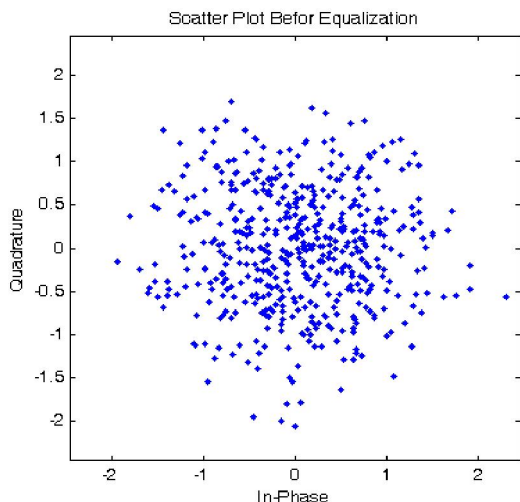
افزایش گذردهی در کانال HF به وسیله همسان‌ساز بازخور تصمیم با الگوریتم QRD-RLS سریع چندکاناله و استخراج ضرایب در حالت داده

#### ۴. شبیه‌سازی

در این بخش یک همسان‌ساز بازخور 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.



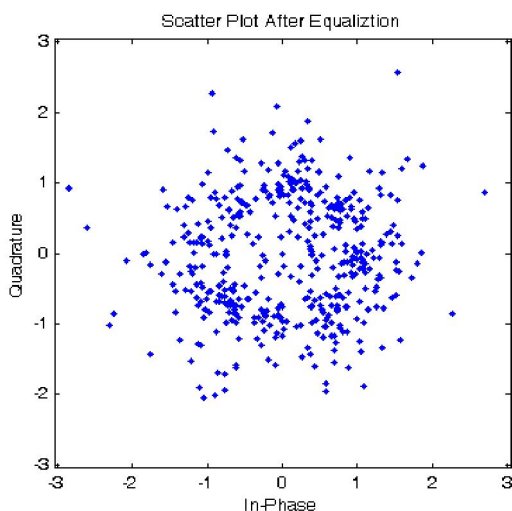
شکل ۴- ساختار همسان‌ساز بازخور تصمیم (DFE).



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 و فقی 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.

در شبیه‌سازی با توجه استاندارد MIL-STD-188-110B، کانال HF با این مشخصات در نظر گرفته شده است: یک کانال دو مسیره با شیفت داپلر ۰.۲۵ Hz، گسترده‌گی زمانی ۱ms، تابع چگالی طیف توان (یا طیف داپلر) هر یک از مسیره‌ها 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  $\lambda=0.99$  انتخاب شده است و دنباله آموزشی به اندازه چهار نمونه تأخیر یافته است. منحنی‌های یادگیری، نتیجه میانگین‌گیری ۱۰۰ بار اجرای برنامه می‌باشند.

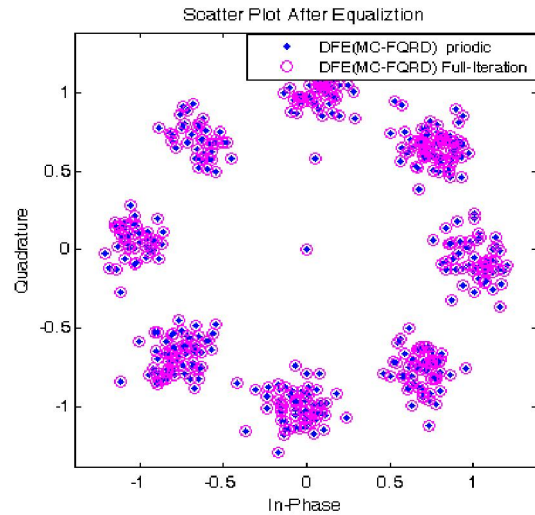
در شکل ۵، نمودار فلکی دنباله سمبل ارسالی پس از عبور از کانال و پیش از ورود به همسان‌ساز رسم شده است. در شکل ۶ نمودار فلکی دنباله ارسالی پس از عبور از همسان‌ساز و برای حالتی که همسان‌ساز از حالت Burst-Trained استفاده می‌کند رسم شده است تا بتوان عملکرد آن را با همسان‌سازی به صورت روش پیشنهادی مقایسه نمود.

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.

پیوست ۱

جدول ۲- الگوریتم وقفی MC-FQRD-RLS

Multiple order sequential MC-FQR-PRI-B algorithm  
 Initialization:  
 $d_{fq2}^{(l)}(0) = O_{P \times 1}$   
 $f^l(0) = O_{P \times 1}$   
 $d_{q2}(0) = O_{P \times 1}$   
 $\gamma^{(0)}(k) = 1; \|e_f^{(l)}(0)\| = \mu$  (a small constant)  
 $Q_{\theta}^{(0)}(k) = I_{P+1 \times P+1}$   
 $Q_{\theta_f}^{(1)}(k) = I_{P+1 \times P+1}$   
 for each k  
 {  
 $Q_{\theta_f}^{(1)}(k) = Q_{\theta_f}^{(M)}(k-1)$   
 $Q_{\theta_f}^{(0)}(k) = Q_{\theta}(k-1) = Q_{\theta_f}^{(M)}(k-1)$   
 $f^{(0)}(k) = f^{(M)}(k-1)$   
 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  $\|e_f^{(l)}(k)\|$ :  
 $\|e_f^{(l)}(k)\| = \sqrt{(e_{fq1}^{(l)}(k))^2 + \lambda \|e_f^{(l)}(k-1)\|^2}$   
 Compute  $Q_{\theta_f}^{(l)}(k)$ :



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 داده‌به‌ازای 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.

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

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

Computew<sub>l,j+1</sub>(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.

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), $\gamma^{(M)}(k)$ , $Q_{\theta}(k)$ , $d_{fq2}^{(i)}(k)$ ,
$\ e_f^{(i)}(k-1)\ $ , $Q_{\theta f}^{(i)}(k)$ 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 <sub>l</sub> -1
{
$u_{l,j}^{(0)}(k-1) = u_{l,j-1}(k-1)$
for each i=1:M
{
$w_{f,j}^{(i)}(k-1) = x_i - [u_{l,j-1}^{(i-1)}(k-1)]^H d_{fq2}^{(i)}(k)$
$\begin{bmatrix} -w_{b,j}^{(i)}(k-1) \\ \ e_b^{(i)}(k-1)\  \\ u_{l,j}^{(i)}(k-1) \end{bmatrix} = \Pi_i Q_{\theta f}^{(i)}(k) \begin{bmatrix} u_{l,j}^{(i)}(k-1) \\ -w_{f,j}^{(i)}(k-1) \\ \ e_f^{(i)}(k-1)\  \end{bmatrix}$
}
}

## کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیش‌بین و با استفاده از توابع لاگر

شکوفه جعفری فشارکی<sup>۱\*</sup> فرزاد توحید خواه<sup>\*\*</sup> حیدرعلی طالبی<sup>\*\*\*</sup>

\* کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی پزشکی، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

\*\* دانشیار، دانشکده مهندسی پزشکی، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

\*\*\* استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۳/۲۰

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۶/۱۰

### چکیده

در این مقاله یک کنترل‌کننده بر اساس کنترل پیش‌بینی جهت هدایت و کنترل ماهواره پیشنهاد شده است. امروزه کنترل‌کننده‌ی پیش‌بینی یک روش عملی شناخته شده جهت کنترل سیستم‌های مختلف در صنعت به شمار می‌رود. یکی از چالش‌های موجود بر سر راه اعمال عملی این نوع کنترل‌کننده‌ها بار محاسباتی آن‌ها و زمان بر بودن عملیات کنترلی آن در هر گام زمانی می‌باشد. در این پژوهش برای کاهش بار محاسباتی کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین استفاده از توابع لاگر پیشنهاد شده است. برای نشان دادن امکان پذیری و اعتبار کنترل‌کننده‌ی طراحی شده، نتایج شبیه‌سازی حاصل از اعمال آن روی یک مدل از ماهواره آورده شده است. همچنین مقایسه‌ای بین زمان محاسبات کنترل‌کننده با استفاده از توابع لاگر و در غیاب آن‌ها انجام گرفته است.

**کلید واژگان:** ماهواره، کنترل پیش‌بین، توابع لاگر.

### ۱. مقدمه

کنترل پیش‌بین<sup>۱</sup> به دسته‌ای از الگوریتم‌های کامپیوتری کنترل اطلاق می‌شود که از مدل سیستم به صورت مستقیم برای پیش‌بینی پاسخ آینده‌ی آن استفاده می‌کنند. در هر بازه‌ی زمانی الگوریتم کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین سعی بر آن دارد که با محاسبه‌ی یک دنباله از متغیرهای کنترلی رفتار آینده‌ی سیستم را بهینه‌سازی نماید. اولین المان از این توالی ورودی کنترلی بهینه شده به سیستم اعمال می‌گردد و در بازه‌ی زمانی بعدی برای به دست آوردن ورودی کنترلی جدید، محاسبات دوباره تکرار می‌گردد [۱].

معمولاً مدلی که برای طراحی کنترل پیش‌بین استفاده می‌شود مدل فضای حالت<sup>۲</sup> است که اطلاعات مورد نیاز در هر گام کنترلی جهت پیش‌بینی آینده با استفاده از حالت‌های کنونی سیستم به دست می‌آیند [۲].

تنها روش کنترل پیشرفته طراحی شده که تأثیر قابل توجهی در مهندسی کنترل صنعتی داشته است، کنترل پیش‌بین می‌باشد [۳]. تجربه‌های عملی و تئوری زیادی بیان‌گر آن بوده است که کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین عملکرد خوبی برای دسته‌ی وسیعی از سیستم‌ها داشته است. یکی از ویژگی‌های اصلی کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین که آن را به ویژه در صنعت محبوب کرده است توانایی برخورد مستقیم این کنترل‌کننده با قيود سخت موجود در سیستم می‌باشد. علاوه بر این کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین به سادگی قابل تعمیم برای سیستم‌های چند متغیره، تاخیردار و غیر حداقل فاز است [۲] و [۴-۵].

تمام این‌ها در حالی است که یکی از مهم‌ترین چالش‌هایی که بر سر راه پیاده‌سازی عملی کنترل پیش‌بین وجود دارد و اعمال آن را محدود کرده است بار محاسباتی روی خط این کنترل‌کننده می‌باشد [۲] و [۶]. در نتیجه در سیستم‌هایی که زمان نمونه‌برداری آن‌ها بسیار کوچک باشد و یا دینامیک سیستم پیچیده باشد کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین در هر گام زمانی با تعداد زیادی متغیر تصمیم‌گیری رو به رو خواهد بود و همین باعث کاهش سرعت اجرای بلادرنگ این کنترل‌کننده می‌باشد. یکی از روش‌هایی که برای کاهش بار محاسباتی کنترل‌کننده‌ی

<sup>1</sup> Model Predictive Control(MPC)

<sup>2</sup> State Space model

تا بار محاسباتی کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین طراحی شده کاهش یابد. همچنین برای حل مسئله‌ی برنامه‌ریزی مربعی موجود در کنترل پیش‌بین از برنامه‌ریزی مربعی هیلدرث<sup>۴</sup> استفاده خواهد شد. در ادامه برای مقایسه‌ی زمان محاسبات کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر و کنترل پیش‌بین معمولی، کنترل پیش‌بین طراحی شده بدون استفاده از توابع لاگر نیز جهت کنترل ماهواره اعمال می‌شود و زمان انجام محاسبات برای هر دو روش اندازه‌گیری خواهد شد. همان‌طور که انتظار می‌رود کنترل پیش‌بین معمولی زمانی بسیار بیشتر از کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر نیاز دارد.

در ادامه مقاله به صورت زیر تنظیم شده است: در بخش دوم دینامیک ماهواره که برای آن کنترل پیش‌بین طراحی می‌شود معرفی خواهد شد. در بخش سوم به فرمول‌بندی کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر و روش برنامه‌ریزی مربعی هیلدرث به طور مختصر پرداخته خواهد شد. نتایج شبیه‌سازی حاصل از اعمال کنترل‌کننده‌ی طراحی شده (با استفاده از توابع لاگر) و کنترل پیش‌بین معمولی و مقایسه‌ی انجام شده بین این دو در بخش چهارم آورده شده است. در پایان در بخش پنجم نتیجه‌گیری حاصل از مقاله ارائه خواهد شد.

## ۲. مدل‌سازی ماهواره

برای به دست آوردن معادلات دینامیکی حاکم بر ماهواره در ابتدا به معرفی دستگاه مختصاتی که معادلات در آن تعریف می‌گردد پرداخته می‌شود. در این دستگاه مختصات محور  $Z$  نشان دهنده‌ی جهت حرکت، محور  $X$  نشان دهنده‌ی صفحه‌ی چرخش و محور  $Y$  بردار نرمال صفحه‌ی چرخش است و این سه محور یک دستگاه مختصات راست‌گرد متعامد را جهت معرفی دینامیک ماهواره نشان می‌دهند.

معادلات خطی شده‌ی یک ماهواره حول مبدا به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} T_x &= -4\omega_0^2(I_z - I_y)\varphi - I_{xz}\omega_0^2\psi + 2\omega_0 I_{zy}\dot{\theta} \\ &\quad + \omega_0(I_y - I_x - I_z)\dot{\psi} + I_{xz}\ddot{\theta} - I_{zy}\ddot{\psi} \\ T_y &= I_y\ddot{\theta} - I_{xy}\ddot{\phi} - I_{yz}\ddot{\psi} - 3\omega_0^2(I_z - I_x)\theta \\ &\quad - I_{xy}\omega_0^2\varphi + I_{yz}[\omega_0^2]\psi + 2I_{xy}\omega_0\dot{\psi} \\ T_z &= I_z\ddot{\psi} - I_{xz}\ddot{\phi} - I_{yz}\ddot{\theta} + I_{xz}\omega_0^2\varphi + (I_y - I_x)\omega_0^2\psi \\ &\quad + (I_x - I_y - I_z)\omega_0\dot{\phi} - 2\omega_0 I_{xy}\dot{\theta} \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن  $\theta, \varphi, \psi$  به ترتیب نشان دهنده‌ی زوایای چرخش<sup>۵</sup>، جهش<sup>۶</sup> و غلتش<sup>۷</sup> است و زوایای حرکت ماهواره را نشان می‌دهند.

پیش‌بین استفاده می‌شود آن است که سیگنال کنترل به صورت تابعی از شرایط اولیه به صورت خارج از خط محاسبه شده و در یک جدول مراجعه‌ای قرار می‌گیرد تا کنترل‌کننده به صورت روی خط با توجه به شرایط اولیه‌ی سیستم به این جدول مراجعه نموده و ورودی کنترلی را برای سیستم محاسبه کند [۷]-[۸]. این روش توانسته است در سیستم‌های کوچک سرعت را تا ۱۰۰ برابر افزایش دهد [۹] اما در این روش با افزایش پارامترهایی چون افق پیش‌بینی، کنترل، تعداد حالت‌ها و ورودی‌ها تعداد المان‌های این جدول به صورت نمایی افزایش می‌یابد. بنابراین در سیستم‌های بزرگ اجرای این روش عملی نیست.

یکی از رویکردهای بسیار مناسب برای کاهش بار محاسباتی این کنترل‌کننده استفاده از توابع لاگر در طراحی آن می‌باشد. با پارامتری کردن دنباله سیگنال کنترل می‌توان به طور موثری تعداد قیود موجود در افق پیش‌بینی و در نتیجه تعداد پارامترهایی که در هر گام کنترل‌کننده با آن سر و کار دارد را کاهش داد و بار محاسباتی این کنترل‌کننده برای سیستم‌های با ابعاد وسیع و یا دینامیک سریع را کم کرد.

علاوه بر این یک عامل کاهش‌ی نمایی در توابع لاگر وجود دارد که تضمین‌کننده‌ی همگرایی تفاضل سیگنال کنترل به سمت صفر، بعد از یک مدت زمان گذرا می‌باشد. بنابراین در بیشتر موارد می‌توان قیود تنها در این دوره‌ی گذرا از پاسخ اعمال نمود و در نتیجه تعداد قیود موجود در مسئله‌ی کنترل پیش‌بین را نیز کاهش داد [۲].

بنابراین یک تعریف کلی، ماهواره<sup>۱</sup> به دستگاه‌های ساخت بشر گفته می‌شود که در مدارهایی در فضا به گرد زمین یا سیارات دیگر می‌چرخند. ماهواره‌ها برای اهداف مختلفی استفاده می‌شوند. اهمیت آن‌ها برای مخابرات و بررسی منابع زمینی و پژوهش و کاربردهای نظامی و جاسوسی روزافزون است. معمولاً یک ماهواره دارای سیستمی نیمه خودکار و کنترل شده توسط کامپیوتر می‌باشد.

علاوه بر تمام این موارد، سیستم ماهواره یک سیستم چند متغیره<sup>۲</sup> بوده و نیازمند کنترل بلادرنگ است و قیود زیادی مانند قیود روی سیگنال ورودی، نرخ تغییرات سیگنال ورودی و سیگنال خروجی در سیستم آن وجود دارد. بنابراین کنترل پیش‌بین می‌تواند انتخاب مناسبی برای کنترل و یا پایدارسازی سیستم یک ماهواره باشد.

در این مقاله هدف طراحی یک کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین برای کنترل یک ماهواره است به طوری که ماهواره بتواند یک مسیر از پیش مشخص را دنبال کند. در طراحی این کنترل‌کننده از توابع لاگر<sup>۳</sup> استفاده می‌شود

<sup>4</sup> Hildreth's quadratic programming

<sup>5</sup> Yaw

<sup>6</sup> Pitch

<sup>7</sup> Roll

<sup>1</sup> Satellite

<sup>2</sup> Multi input-Multi output(MIMO)

<sup>3</sup> Laguerre functions

### کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیش‌بین و با استفاده از توابع لاگر

همچنین فرض بر آن است که تعداد خروجی‌های سیستم کمتر یا برابر با تعداد ورودی‌هاست ( $q \leq m$ ).

سیستم با معادلات گسسته‌ی فضای حالت زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{aligned} x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u(k) \\ y(k) &= C_m x_m(k) \end{aligned} \quad (4)$$

به طوری که  $u$  بردار ورودی کنترلی،  $y$  بردار خروجی سیستم و  $x_m$  بردار حالت سیستم را نشان می‌دهد. برای تغییر مدل با توجه به هدف طراحی که صفر کردن خطای ماندگار خروجی‌ها است، لازم است یک انتگرال گیر کمکی وارد مدل سیستم گردد.

با اعمال عملگر تفاضل‌گیر به معادله‌ی (4) خواهیم داشت:

$$\underbrace{x_m(k+1) - x_m(k)}_{\Delta x_m(k+1)} = A_m \underbrace{(x_m(k) - x_m(k-1))}_{\Delta x_m(k)} + B_m \underbrace{(u(k) - u(k-1))}_{\Delta u(k)} \quad (5)$$

برای مرتبط کردن  $\Delta x_m(k)$  با  $y(k)$  بردار حالت جدید به صورت

زیر تعریف می‌کنیم:

$$x(k) = [\Delta x_m(k)^T \quad y(k)^T]^T \quad (6)$$

که  $T$  نشان دهنده‌ی ماتریس ترانپوز است.

تفاضل معادله‌ی خروجی می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$\begin{aligned} y(k+1) - y(k) &= C_m (x_m(k+1) - x_m(k)) \\ &= C_m \Delta x_m(k+1) \\ &= C_m A_m \Delta x_m(k) + C_m B_m \Delta u(k) \end{aligned} \quad (7)$$

با ترکیب معادلات (6) و (7) خواهیم داشت:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_m & o_m^T \\ C_m A_m & I_{q \times q} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix}}_B \Delta u(k) \quad (8)$$

$$y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} o_m & I_{q \times q} \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x(k)}$$

به طوری که  $I_{q \times q}$  یک ماتریس یکه با ابعاد  $q \times q$  بوده و  $o_m$  یک ماتریس صفر با ابعاد  $q \times n'$  را نشان می‌دهد. همچنین  $A$ ،  $B$  و  $C$  ماتریس‌هایی هستند که در ادامه برای توصیف سیستم جدید حاصل، از آن‌ها استفاده می‌شود. اکنون می‌توان دریافت که بعد مدل ترکیب شده‌ی جدید به صورت  $n = n' + q$  به دست می‌آید.

جهت به دست آوردن کنترل پیش‌بین برای سیستم به دست آمده در فوق ابتدا دو بردار به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

همچنین  $\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi}$  نرخ تغییرات این زوایا را معرفی می‌کنند. بردار  $u = [T_x \quad T_y \quad T_z]^T$  بردار ورودی را معرفی کرده و شامل گشتاورهای ورودی حول محورهای معرفی شده می‌باشد.  $\omega_0$  نیز نشان دهنده‌ی فرکانس چرخش<sup>۱</sup> است.

بردار حالت سیستم به صورت  $P = [\theta \quad \phi \quad \psi \quad \dot{\theta} \quad \dot{\phi} \quad \dot{\psi}]^T$  تعریف می‌گردد. در نتیجه معادلات دینامیکی مرتب شده‌ی ماهواره به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} &= - \underbrace{\begin{bmatrix} I_x & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{xy} & I_y & -I_{yz} \\ -I_{xz} & -I_{yz} & I_z \end{bmatrix}^{-1}}_I \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 2\omega_0 I_{yz} & \omega_0 (I_y - I_x - I_z) \\ 0 & 0 & 2I_{xy} \omega_0 \\ (I_x - I_y - I_z) \omega_0 & -2\omega_0 I_{xy} & 0 \end{bmatrix}}_{M_1} \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -4\omega_0^2 (I_z - I_y) & 0 & -I_{xz} \omega_0^2 \\ -I_{xy} \omega_0^2 & 3\omega_0^2 (I_z - I_x) & I_{yz} [\omega_0^2] \\ I_{xz} \omega_0^2 & 0 & (I_y - I_x) \omega_0 \end{bmatrix}}_{M_2} \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

در نتیجه اگر تعریف کنیم  $M = [-I^{-1} M_2 \quad -I^{-1} M_1]$  می‌توان

معادلات نهایی را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \\ \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{I^{-1}} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad (10)$$

### ۳. الگوریتم کنترل پیش‌بین

در این بخش به معرفی بیان ریاضی کنترل پیش‌بین و نحوه به دست آوردن معادلات حاکم بر آن پرداخته می‌شود. نکته‌ی قابل تذکر این‌که ایده‌ی استفاده از توابع لاگر در طراحی کنترل پیش‌بین اولین بار توسط ونگ<sup>۲</sup> در [۲] و [۱۰-۱۱] معرفی شده است.

#### ۳.۱. فرمول بندی کلی کنترل پیش‌بین

فرض کنید سیستمی دارای  $m$  ورودی و  $q$  خروجی بوده و تعداد حالت‌های آن برابر  $n'$  باشد. هدف آن است که بتوان خطای حالت ماندگار هر یک از خروجی‌های قابل اندازه‌گیری را به صفر رساند.

<sup>۱</sup> Orbital frequency

<sup>۲</sup> L. Wang

پاسخ بهینه یک دنباله از ورودی‌هاست اما همان‌طور که قبلاً اشاره شد تنها المان اول از این دنباله به سیستم اعمال می‌گردد. بنابراین:

$$\Delta U = \underbrace{[I_m \quad 0_m \quad \dots \quad 0_m]}_{N_u} (\Phi^T \Phi + R)^{-1} (\Phi^T R_s - \Phi^T Fx(k)) \quad (16)$$

$$= K_u r(k) - K_{mpc} x(k)$$

### ۳.۲. کنترل پیش‌بین همراه با قیود

برای اصلاح پاسخ بهینه‌ی به دست آمده از کنترل پیش‌بین جهت برخورد با قیود موجود در سیستم باید کنترل پیش‌بین به صورت جدیدی فرموله‌سازی شود. در اینجا فرض بر آن است که قیود موجود در سیستم به فرم نامساوی‌های خطی از متغیرهای سیستم هستند.

قیود روی نرخ تغییرات ورودی به صورت زیر است:

$$\Delta u_1^{\min} \leq \Delta u_1(k) \leq \Delta u_1^{\max}$$

$$\Delta u_2^{\min} \leq \Delta u_2(k) \leq \Delta u_2^{\max}$$

$$\vdots$$

$$\Delta u_m^{\min} \leq \Delta u_m(k) \leq \Delta u_m^{\max} \quad (17)$$

به صورت مشابه قیود روی ورودی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$u_1^{\min} \leq u_1(k) \leq u_1^{\max}$$

$$u_2^{\min} \leq u_2(k) \leq u_2^{\max}$$

$$\vdots$$

$$u_m^{\min} \leq u_m(k) \leq u_m^{\max} \quad (18)$$

برای تبدیل این قیود به فرم نامساوی‌هایی خطی آن‌ها را به صورت قیودی روی نرخ تغییرات ورودی  $\Delta U$  پارامتری می‌کنیم. برای این کار قیود روی نرخ تغییرات ورودی به صورت ماتریسی زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{bmatrix} -I \\ I \end{bmatrix} \Delta U \leq \begin{bmatrix} -\Delta U^{\min} \\ \Delta U^{\max} \end{bmatrix} \quad (19)$$

با اعمال همین روند بر روی قیود روی ورودی برای همه‌ی نمونه‌های آینده خواهیم داشت:

$$\Delta U = [\Delta u(k)^T \quad \Delta u(k+1)^T \quad \dots \quad \Delta u(k+N_u-1)^T]^T \quad (9)$$

$$Y = [y(k|k)^T \quad y(k+2|k)^T \quad \dots \quad y(k+N_p|k)^T]^T$$

به طوری که  $y(k+i|k)$  نشان دهنده‌ی خروجی در لحظه‌ی زمانی  $k+i$  بر اساس حالت در لحظه‌ی زمانی  $k$  یعنی  $x(k)$  است.

بر اساس مدل فضای حالت جدید به دست آمده بردار متغیر خروجی به فرم ماتریسی زیر نشان داده می‌شود:

$$Y = Fx(k) + \Phi \Delta U \quad (10)$$

به طوری که:

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}; \Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \dots & CA^{N_p-N_u}B \end{bmatrix} \quad (11)$$

هدف کنترل پیش‌بین آن است که خروجی پیش‌بین شده در لحظه‌ی زمانی  $k+i$  بر اساس مدل را تا حد ممکن به مقدار مرجع از پیش تعیین شده برساند. فرض کنید که بردار خروجی مرجع به صورت زیر باشد:

$$R_s^T = \underbrace{[1 \quad 1 \quad \dots \quad 1]}_{N_p} r(k) \quad (12)$$

و تابع هزینه به صورت زیر است:

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T R \Delta U \quad (13)$$

به طوری که بخش اول این تابع هزینه برای کمینه‌سازی خطا بین خروجی پیش‌بینی شده و مقدار مرجع است و بخش دوم برای کمینه سازی حداکثر تلاش در این مسیر می‌باشد. همچنین  $R$  ماتریس وزن روی ورودی است که یک ماتریس قطری می‌باشد.

برای یافتن ورودی کنترلی بهینه برای کمینه سازی  $J$ ، با قرار دادن معادله‌ی (۱۰) در (۱۳) خواهیم داشت:

$$J = (R_s - Fx(k))^T (R_s - Fx(k)) - 2\Delta U^T \Phi^T (R_s - Fx(k)) + \Delta U^T (\Phi^T \Phi + R) \Delta U \quad (14)$$

با تفاضل‌گیری از معادله‌ی (۱۴) و برابر صفر قرار دادن آن به دست می‌آوریم:

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + R)^{-1} \Phi^T (R_s - Fx(k)) \quad (15)$$



برای حل این مسئله در ابتدا شرایط KKT معرفی می‌شود تا با استفاده از آن بتوان قیود را به فرم ضرایب لاگرانژین<sup>۱</sup> وارد مسئله کرد. این شرایط لازم به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} Ex + F + M^T \lambda = 0, \quad Mx - \gamma \leq 0 \\ \lambda^T (Mx - \gamma) = 0, \quad \lambda \geq 0 \end{aligned} \quad (24)$$

که در آن  $\lambda$  بردار ضرایب لاگرانژین خوانده می‌شود. برای یک قید فعال ضریب لاگرانژین متناظر با آن مثبت است و برای یک قید غیرفعال این ضریب صفر است. واضح است که اگر رابطه  $Mx - \gamma = 0$  برقرار باشد آن‌گاه معادله‌ی (۲۳) و (۲۴) یکسان هستند.

برنامه ریزی مربعی هیلدرت یک الگوریتم ساده برای حل مسائل برنامه‌ریزی مربعی است. عبارت تکرار شونده‌ی این روش به صورت زیر است:

$$\omega_i^{m+1} = \max(0, \omega_i^{m+1}) \quad (25)$$

که در آن:

$$\omega_i^{m+1} = -\frac{1}{h_{ii}} \left[ k_i + \sum_{j=1}^{i-1} h_{ij} \lambda_j^{m+1} + \sum_{j=i+1}^n h_{ij} \lambda_j^{m+1} \right] \quad (26)$$

به طوری که  $h_{ij}$  یک اسکالر بوده [آمین المان از ماتریس  $H = ME^{-1}M^T$  است. همچنین  $k_i$ ، آمین المان از بردار  $K = \gamma + ME^{-1}F$  می‌باشد. اگر  $\lambda^*$  را بردار همگرا شونده‌ای در نظر بگیریم که شامل مقادیر صفر یا مثبت از ضرایب لاگرانژین است آن‌گاه خواهیم داشت:

$$x = -E^{-1}(M^T \lambda^* + F) \quad (27)$$

بردار همگرا شده  $\lambda$  را  $\lambda_{act}^*$  می‌نامیم که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\lambda_{act}^* = -(M_{active} E^{-1} M_{active}^T)^{-1} (\gamma_{active} + M_{active} E^{-1} F) \quad (28)$$

که ماتریس  $M_{active}$  شامل داده‌های قیود بوده و  $\gamma_{active}$  برداری است که از حذف سطرها صفر در بردار  $\lambda^*$  به دست می‌آید.

۳.۴. فرمول بندی دوباره‌ی کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر  
برای فرمول‌بندی دوباره‌ی کنترل پیش‌بین و ساده‌سازی پاسخ آن از توابع لاگر جهت بیان مسئله‌ی اصلی استفاده می‌کنیم. علاوه بر این با استفاده از این توابع می‌توان پارامترهای زیادی که در افق‌های پیش‌بینی طولانی وجود دارد را با تعداد کمتری پارامتر جایگزین نمود.

$$\begin{bmatrix} u(k|k) \\ u(k+1|k) \\ u(k+2|k) \\ \vdots \\ u(k+N_c-1|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix} u(k-1|k) + \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & \dots & 0 \\ I & I & 0 & \dots & 0 \\ I & I & I & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I & I & \dots & I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k|k) \\ \Delta u(k+1|k) \\ \Delta u(k+2|k) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N_c-1|k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} -(C_1 u(k-1) + C_2 \Delta U) \leq -U^{\max} \\ (C_1 u(k-1) + C_2 \Delta U) \leq U^{\max} \end{aligned} \quad (21)$$

و  $U^{\min}, U^{\max}, \Delta U^{\min}, \Delta U^{\max}$  به ترتیب نشان دهنده‌ی بردارهای ستونی با  $N_u$  المان از  $u^{\min}, u^{\max}, \Delta u^{\min}, \Delta u^{\max}$  می‌باشند. اکنون برای ساده‌سازی بیشتر تعریف می‌کنیم:

$$\begin{aligned} M_1 = \begin{bmatrix} -C_2 \\ C_2 \end{bmatrix}; N_1 = \begin{bmatrix} -U^{\min} + C_1 u(k-1) \\ U^{\max} - C_1 u(k-1) \end{bmatrix}; \\ M_2 = \begin{bmatrix} -I \\ I \end{bmatrix}; N_2 = \begin{bmatrix} -\Delta U^{\min} \\ \Delta U^{\max} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} \Delta U \leq \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} \\ \rightarrow MU \leq \gamma \end{aligned} \quad (22)$$

### ۳.۳. حل عددی برای کنترل پیش‌بین

برای معرفی یک پاسخ عددی در ابتدا به معرفی برنامه‌ریزی مربعی پرداخته می‌شود. فرض کنید  $x$  متغیر تصمیم‌گیری بوده و ماتریس  $E$  یک ماتریس متقارن و مثبت معین است. تابع هزینه و قیود به فرم زیر بیان می‌گردند:

$$\begin{aligned} J = x^T E x + x^T F \\ Mx \leq \gamma \end{aligned} \quad (23)$$

در این مسئله قیود به فرم نامساوی هستند. این نوع قیود می‌تواند به دو دسته تقسیم شود. اگر یکی از آن‌ها به تساوی تبدیل گردد آن را فعال می‌نامیم. در غیر این صورت قید غیر فعال است. دقت کنید که برای داشتن یک پاسخ بهینه در این مسئله، تعداد متغیرهای تصمیم‌گیری باید بیشتر یا برابر با تعداد قیود فعال باشد.

<sup>1</sup> Lagrangian multipliers

به طوری که در آن  $\eta_i = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_N]^T$  بردار پارامتر بوده و  $L(k)^T = [l_1^i(k) \ l_2^i(k) \ \dots \ l_{N_i}^i(k)]$  و لاگر است. اکنون می‌توان دنباله‌ی ورودی کنترلی سیستم را به صورت زیر معرفی کنیم:

$$\Delta u(k+m) = \begin{bmatrix} L_1(m)^T & o_2^T & \dots & o_m^T \\ o_1^T & L_2(m)^T & \dots & o_m^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ o_1^T & o_2^T & \dots & L_m(m)^T \end{bmatrix} \eta \quad (37)$$

که در آن  $m$  نشان دهنده‌ی لحظه‌ی زمانی آینده بوده و  $O_k$  بردار صفر است. اکنون واضح است که با استفاده از توابع لاگر قیود به فرم  $M\eta \leq \gamma$  در می‌آیند.

پیش‌بینی حالت‌های آینده در لحظه‌ی  $m$  می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$x(k+m|k) = A^m x(k) + \phi(m)^T \eta \quad (38)$$

به طوری که:

$$\phi(m)^T = \sum_{j=0}^{m-1} A^{m-j-1} [B_1 L_1(j)^T \ B_2 L_2(j)^T \ \dots \ B_m L_m(j)^T] \eta \quad (39)$$

که در آن  $\eta^T = [\eta_1^T \ \eta_2^T \ \dots \ \eta_m^T]$  بردار پارامتر است.

با توصیف تابع هزینه با استفاده از توابع لاگر می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$J = \eta^T \Omega \eta + 2\eta^T \Psi x(k) + \sum_{m=1}^{N_p} x(k)^T (A^T)^m Q A^m x(k) \quad (40)$$

که در آن ماتریس‌های  $\Omega$  و  $\Psi$  به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\Omega = \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q \phi(m)^T + R_L \quad (41)$$

$$\Psi = \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q A^m$$

و ماتریس‌های  $R_L$  و  $Q$  ماتریس‌های وزنی هستند. برای تبدیل حالت‌ها به خروجی در توصیف تابع هزینه کفایت قرار دهیم  $Q = C^T C$ .

توابع لاگر یک مجموعه از توابع گسسته با پایه‌ی متعامد هستند که تبدیل  $Z$  آن‌ها به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\Gamma_N(z) = \Gamma_{N+1}(z) \frac{z^{-1} - a}{1 - az^{-1}} \quad (29)$$

به طوری که:

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{1-a^2}}{1-az^{-1}} \quad (30)$$

در این تبدیل  $a$  قطب شبکه است و برای اینکه این شبکه پایدار باشد باید  $0 \leq a < 1$ .

اگر معکوس تبدیل  $Z$  تابع  $\Gamma_N(z, a)$  را با  $l_N(k)$  نشان دهیم، قرار می‌دهیم:

$$L(k) = [l_1(k) \ l_2(k) \ \dots \ l_N(k)]^T \quad (31)$$

این مجموعه معادله‌ی دیفرانسیل زیر را برآورده می‌کند:

$$L(k+1) = A_l L(k) \quad (32)$$

که در آن شرایط اولیه به صورت زیر داده شده است:

$$L(0)^T = \sqrt{\beta} [1 - a^2 \ a^2 - a^3 \ \dots \ (-1)^{N-1} a^{N-1}] \quad (33)$$

و ماتریس  $A_l$  یک ماتریس  $N \times N$  است. به طور مثال برای  $N=5$

این ماتریس به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 & 0 \\ -\alpha\beta & \beta & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha^2\beta & -\alpha\beta & \beta & \alpha & 0 \\ -\alpha^3\beta & \alpha^2\beta & -\alpha\beta & \beta & \alpha \end{bmatrix} \quad (34)$$

می‌توان پاسخ ضربه‌ی یک سیستم پایدار را با استفاده از توابع لاگر توضیح داد. در یک سیستم چند ورودی-چند خروجی که سیگنال ورودی می‌تواند به صورت  $\Delta u = [\Delta u_1 \ \Delta u_2 \ \dots \ \Delta u_m]^T$  بیان شود، هر ورودی به صورت مستقل یک مکان برای قطب لاگر دارد.

می‌توان ماتریس ورودی  $B$  را به صورت زیر نوشت:

$$B = [B_1 \ B_2 \ \dots \ B_m] \quad (35)$$

اکنون می‌توان هر سیگنال کنترل ورودی را به صورت پاسخ ضربه‌ی یک سیستم پایدار نوشت آن‌گاه آن را می‌توان به صورت زیر توضیح داد:

$$\Delta u_i(k) = L_i(k)^T \eta_i \quad (36)$$

## کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیش‌بین و با استفاده از توابع لاگر

### ۴. نتایج شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی از پارامترهای مدل که در جدول ۱ آمده است استفاده می‌شود. این پارامترها از مرجع [۱۲] گرفته شده‌اند.

جدول ۱: پارامترهای ماهواره

$I_x$	۱۰/۴۱
$I_y$	۱۰/۷۹
$I_z$	۶/۵۱
$I_{xy}$	۰/۶۵
$I_{xz}$	۰/۰۰
$I_{yz}$	۰/۰۰
$\omega_0$	۰/۰۰۱۱

برای اعمال کنترل پیش‌بین که از توابع لاگر استفاده می‌کند از پارامترهای آمده در [۱۳] استفاده خواهد شد.

الگوریتم کنترل پیش‌بین به سیستم گسسته اعمال خواهد شد بنابراین ابتدا با استفاده از زمان نمونه برداری  $T_s=0.1s$  معادلات دینامیکی معرفی شده برای ماهواره گسسته سازی می‌شوند. معادلات در مسیر نامی ماهواره مقداردهی اولیه می‌گردند، یعنی

$$[\varphi, \theta, \psi, \dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

دامنه‌ی ورودی کنترلی با قید موجود در سیستم پیش‌رانس به صورت زیر محدود می‌گردد:

$$\begin{aligned} u_{\min} &= [-0.01 \ -0.01 \ -0.01](Nm) \\ u_{\max} &= [0.01 \ 0.01 \ 0.01](Nm) \\ \Delta u_{\min} &= [-0.001 \ -0.001 \ -0.001](Nm/s) \\ \Delta u_{\max} &= [0.001 \ 0.001 \ 0.001](Nm/s) \end{aligned} \quad (42)$$

برای کنترل پیش‌بین با استفاده از توابع لاگر پارامترها به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$N_p = 20; N = [10, 10, 10]; N_u = 10 \quad (43)$$

که در آن  $N_p$  افق پیش‌بینی بوده و  $N$  تعداد توابع لاگر است.  $N_u$  نیز نشان دهنده‌ی افق کنترل در کنترل پیش‌بین است.

قطب‌های شبکه‌ی لاگر به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$a = [0.8, 0.8, 0.8] \quad (44)$$

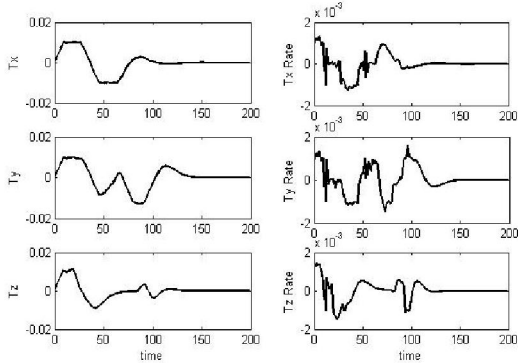
و ماتریس وزن برای سیگنال ورودی به صورت زیر است:

$$R = [0.1, 0.1, 0.1]^T \quad (45)$$

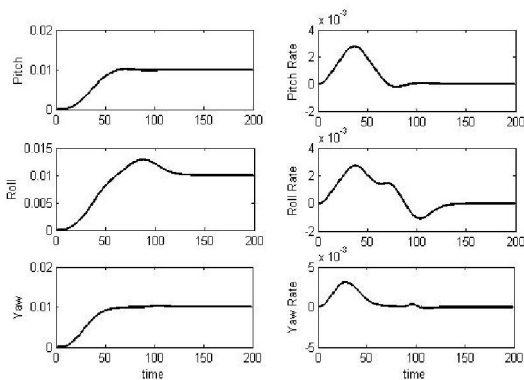
مسئله‌ی کنترل پیش‌بین معمولی به فرم زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \min_{u(k)} \quad & J = \sum_{i=1}^{N_p} \|r - y(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=1}^{N_u-1} \|u(k+i|k)\|_R^2 \\ \text{subject to} \quad & x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad k = 1, \dots, N_p \\ & u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max}, \quad k = 1, \dots, N_u \\ & \Delta u_{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max}, \quad k = 1, \dots, N_u \end{aligned} \quad (46)$$

برای حل این مسئله از Yalmip و حل‌کننده‌ی SeDuMi استفاده خواهد شد. این جعبه ابزار و حل‌کننده برای حل مسائل بهینه‌سازی محدب به کار می‌روند. همان‌طور که از تابع هزینه و قیود موجود در مسئله‌ی (۴۶) مشخص است، این مسئله نیز محدب می‌باشد. در این مسئله هدف آن است که ماهواره طوری کنترل شود که هر موقعیت زاویه‌ی آن به مقدار ۰/۰۱ برسد و نرخ تغییرات این زوایا صفر شود. با اعمال کنترل‌کننده‌ی طراحی شده خواهیم داشت:



شکل ۱- سیگنال ورودی (گشتاورها) و نرخ تغییرات آن برای مرجع پله با مقدار ۰/۰۱



شکل ۲- سیگنال خروجی (زوایای موقعیت و نرخ تغییرات آنها) برای مرجع پله با مقدار ۰/۰۱

توابع لاگر استفاده می‌کند کمتر از  $1/465$  ثانیه بود. بنابراین در این مقاله به هدف کاهش زمان محاسبات کنترل‌کننده نیز رسیده‌ایم.

### ۵. نتیجه گیری

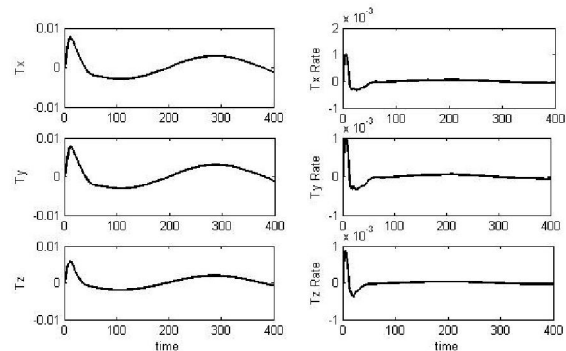
در این مقاله به مسئله‌ی ساده سازی الگوریتم کنترل پیش‌بین پرداخته شده است. برای این ساده سازی از توابع لاگر استفاده شد که نشان داده شد با استفاده از این توابع بار محاسباتی کنترل پیش‌بین که یکی از موانع پیاده سازی عملی این کنترل‌کننده است حل می‌شود. همچنین نتایج شبیه سازی آورده شد و نشان داده شد که با اعمال این کنترل‌کننده روی یک ماهواره این کنترل‌کننده به طور موفقیت آمیزی علاوه بر برآوردن قیود موجود در مسئله توانسته است به مقدار مطلوب برای خروجی‌ها هم دست یابد. در نهایت مقایسه‌ای بین زمان‌های کنترل پیش‌بین معمولی و با استفاده از توابع لاگر انجام گرفت و نشان داده شد که زمان کنترل پیش‌بین معمولی بسیار بیشتر از کنترل پیش‌بینی است که از توابع لاگر استفاده می‌کند.

### مراجع

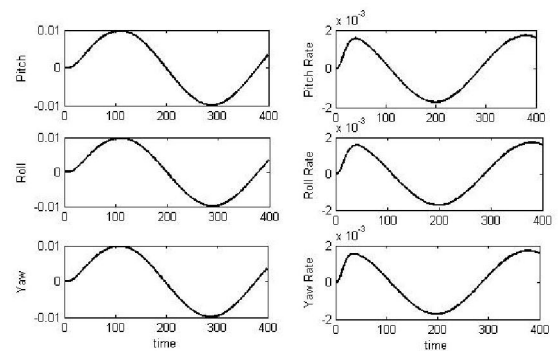
- [1]. S. J. Qina and T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, vol. 11, pp. 733-764, 2003.
- [2]. L. Wang, "Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB," ed: Springer, 2009.
- [3]. J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*: Prentice Hall, 2000.
- [4]. M. Haeri and H. Z. Beik, "Extension of Nonlinear DMC for MIMO Systems," presented at the International Conference on Control and Automation (ICCA'03) Montreal, Canada, 2003.
- [5]. R. Scattolini, "Architectures for distributed and hierarchical Model Predictive Control – A review," *Journal of Process Control*, vol. 19, pp. 723–731, 2009.
- [6]. X. Chen and X. Wu, "Design and Implementation of Model Predictive Control Algorithms for Small Satellite Three-Axis Stabilization," presented at the International Conference on Information and Automation, Shenzhen, China, 2011.
- [7]. A. Bemporad, M. Morari, V. Dua, and E. N. Pistikopoulos, "The explicit linear quadratic regulator for constrained systems," *Automatica*, vol. 38, pp. 3-20, 2002.
- [8]. P. Tøndel, T. A. Johansen, and A. Bemporad, "An algorithm for multi-parametric quadratic programming and explicit MPC solutions," presented at the IEEE Conference on Decision and Control, 2001.
- [9]. Y. Wang and S. Boyd, "Fast Model Predictive Control Using Online Optimization," *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, vol. 18, pp. 267 - 278, 2010.
- [10]. L. Wang, "Discrete time model predictive control design using Laguerre functions," presented at the American Control Conference, 2001.
- [11]. L. Wang, "Discrete model predictive controller design using Laguerre functions," *Journal of Process Control*, vol. 14, pp. 131-142, 2004.
- [12]. M. J.Sidi, *Spacecraft dynamics and control*: Cambridge, 1997.

همان‌طور که مشخص است مقدار بهینه برای هر یک از خروجی‌ها به دست آمده است و قیود روی سیگنال ورودی و نرخ تغییرات آن‌ها جز در چند نقطه‌ی محدود بر آورده شده است.

برای یک مرجع سینوسی با دامنه‌ی  $0/01$  برای هر زاویه‌ی خروجی نتایج به صورت زیر است:



شکل ۳ - سیگنال ورودی (گشتاورها) و نرخ تغییرات آن برای مرجع سینوسی



شکل ۴ - سیگنال خروجی (زوایای موقعیت و نرخ تغییرات آن‌ها) برای مرجع

سینوسی

همان‌طور که از نتایج برمی‌آید برای مرجع سینوسی نیز مقدار بهینه به دست آمده است. و قیود موجود روی سیگنال کنترل و نرخ تغییرات آن برآورده شده است. در نتیجه توانسته‌ایم ماهواره را با اعمال کنترل پیش‌بین طراحی شده به خوبی کنترل کنیم.

همه‌ی شبیه سازی‌های انجام شده با استفاده از نرم افزار Matlab و با استفاده از یک لپ تاپ با هسته‌ی دوگانه و پردازنده‌ی با فرکانس ۲/۵۳ GHz و حافظه‌ی RAM به اندازه‌ی ۴ GB به دست آمده است.

پس از اندازه گیری زمان‌های استفاده شده توسط پردازنده برای هر یک از دو کنترل‌کننده پیش‌بین معمولی و با استفاده از توابع لاگر، زمان محاسبات کنترل پیش‌بین معمولی بیش از  $653/1665$  ثانیه به طول انجامید این در حالی است که زمان محاسبات برای کنترل پیش‌بین که از

کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیش‌بین و با استفاده از توابع لاگر

presented at the IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 2010.

[13]. L. Ji, J. Xiang, and K. Liu, "Model Predictive Technics Based Three-axis Stabilization Control of a Drag-free Satellite,"



## الگوریتم‌های ابتکاری برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه

فهیمة طاهرخانی\*      منا نقده فروشها<sup>۱\*</sup>      علی نوراله<sup>\*\*</sup>

\* کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی، ناکستان

\*\* استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی، قزوین

تاریخ دریافت: ۱۳۹۲/۰۳/۳۱

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۲/۰۶/۲۰

### چکیده

یافتن الگوریتم‌هایی برای مسائل متنوع مطرح شده در هندسه محاسباتی از جمله مسئله شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط در صفحه جزو موضوعات علمی است که تاکنون زمینه فکری دانشمندان علم کامپیوتر را به خود اختصاص داده است. شبه مثلث‌بندی  $S$  که مجموعه‌ای از  $n$  نقطه در صفحه است، افراز پوسته‌ی محدب این مجموعه نقاط از طریق اتصال چندین یال به تعدادی شبه‌مثلث می‌باشد که همه نقاط را در بر می‌گیرد. برای شبه مثلث‌بندی معیارهای بهینگی گوناگونی بررسی شده است که اغلب براساس وزن یال‌ها و گوشه‌ها بوده که در آن شبه مثلث-بندی مجموعه نقاط با کمترین وزن یال‌ها جزو مسائل باز می‌باشد. به-طور کلی شبه مثلث‌بندی کمینه به شبه مثلث‌بندی اطلاق می‌شود که تعداد شبه‌مثلث‌های ایجاد شده در آن دقیقاً  $n-2$  شبه-مثلث و تعداد کمترین یال‌های مورد نیاز در آن  $2n-3$  یال باشد، همچنین تمامی رئوس یک شبه مثلث‌بندی کمینه نوک‌دار می‌باشند؛ به این معنی که در بین تمام زوایای وابسته به آن رئوس، یک زاویه‌ی بزرگ‌تر از  $\pi$  وجود داشته باشد.

هدف این مقاله ارائه روش‌هایی جدید برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط  $S$  در صفحه است تا بتواند تفکرات الگوریتمی جدیدی را در این زمینه باز کند. این مقاله نشان می‌دهد که ایجاد لایه‌هایی از پوسته محدب برای مجموعه نقاط و شبه مثلث‌بندی آن‌ها با دو الگوریتم خاص منجر به تولید شبه مثلث‌بندی کمینه خواهد شد. همچنین الگوریتمی جدید برای ایجاد یک چندضلعی ساده حلزونی شبه مثلث‌بندی شده ارائه می‌دهد که تولید چندضلعی‌های ساده تصادفی در دو زمینه مهم کاربردی،

شامل بررسی عملکرد الگوریتم‌ها و ارزیابی زمان پردازنده مورد نیاز الگوریتم‌ها، حائز اهمیت می‌باشد.  
**کلید واژگان:** شبه مثلث‌بندی، پوسته محدب، زنجیره محدب و مقعر، قابلیت رویت، چندضلعی ساده.

### ۱. مقدمه

عناوین شبه‌مثلث و شبه‌مثلث‌بندی در سال ۱۹۹۳ توسط Pocchiola و Vegter مطرح شده‌اند. در اوایل سال ۱۹۹۰ شبه‌مثلث‌بندی چندضلعی‌ها در هندسه محاسباتی تحت نام مثلث‌بندی‌های ژئودزیک بیان شده است [۱]. مسیر ژئودزیک کوتاه‌ترین مسیر بین دو نقطه در یک چندضلعی بوده که هیچ یک از اضلاع چندضلعی را قطع نمی‌کند. یک شبه‌مثلث، یک چندضلعی ساده در صفحه دقیقاً با سه رأس محدب می‌باشد که آن‌ها را گوشه می‌نامند و سه زنجیره مقعر از یال‌ها، گوشه‌ها را به هم متصل می‌کند. فرض کنید  $S$  مجموعه‌ای از  $n$  نقطه در صفحه است شبه‌مثلث‌بندی  $S$  یک تقسیم‌بندی از پوسته‌ی محدب  $S$  به شبه-مثلث‌هایی است که مجموعه رئوس آن  $S$  باشد [۲].

در سال ۲۰۰۰، Streinu [۳] نشان داده که بین استحکام گراف‌ها و شبه‌مثلث‌بندی‌های کمینه ارتباط قوی وجود دارد علاوه بر این او ثابت کرد که تعداد کمینه یال‌های مورد نیاز در یک شبه‌مثلث‌بندی نوک-دار  $2n-3$  یال است. همچنین با استفاده از تئوری چند وجهی اوپلر، تعداد شبه‌مثلث‌ها در یک شبه‌مثلث‌بندی کمینه نوک‌دار  $n-2$  است که به هیچ ساختاری از مجموعه نقاط بجز تعداد آن بستگی ندارد [۴]. در یک شبه مثلث‌بندی، رأسی که در بین تمام زوایای آن یک زاویه بزرگ‌تر

مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه مطرح می‌شوند. در بخش ۵ تحلیل الگوریتم‌های پیشنهادی و نهایتاً در بخش ۶ نتیجه‌گیری ارائه خواهد شد.

## ۲. تعاریف اولیه

چندضلعی ساده یک سطح محدود شده به وسیله یک مجموعه محدود از پاره‌خط‌هایی است که یک خم ساده‌ی بسته را تشکیل می‌دهند. به عبارتی، یک چندضلعی ساده  $P$  روی مجموعه رئوس تصادفی  $S$ ، چندضلعی است که در آن یال‌ها جز در رئوس  $S$  همدیگر را قطع نمی‌کنند.

به چندضلعی ساده‌ای که تمام زوایای داخلی بین رئوس آن چندضلعی از  $\pi$  کمتر باشد، چندضلعی محدب می‌گویند. بنا بر تعریف، مجموعه  $S$  از نقاط در صفحه محدب نامیده می‌شود اگر و فقط اگر به ازای هر دو نقطه  $p, q \in S$ ، پاره خط واصل  $pq$  کاملاً درون  $S$  واقع شود ( $pq \subseteq S$ ). پس می‌توان نتیجه گرفت که یک چندضلعی با هر نوع فرورفتگی نمی‌تواند محدب باشد.

پرکاربردترین ساختار در هندسه رباتیک پوسته محدب می‌باشد. پوسته محدب مجموعه نقاط  $S$  در صفحه  $(CH(S))$ ، کوچک‌ترین چندضلعی محدب  $P$  است که  $S$  را محصور می‌کند (شکل ۲-ب). اگر  $k$  تعداد لایه‌های پوسته محدب مجموعه نقاط  $S$  باشد هر لایه با  $l_c$  معرفی می‌شود ( $1 \leq l_c \leq k, k > 1$ ). در یک مجموعه از نقاط  $S$  نقاطی از پوسته محدب که در آن‌ها زاویه داخلی اکیداً کوچک‌تر از  $\pi$  باشد را نقاط رأسی می‌نامند.

سه نقطه  $p_1(x_1, y_1)$ ،  $p_2(x_2, y_2)$  و  $p_3(x_3, y_3)$  مفروض هستند. ماتریس  $A$  این‌گونه تعریف می‌شود:

$$A = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

در صورتی که  $det(A) > 0$  (دترمینان ماتریس  $A$ ) باشد بین سه نقطه  $p_1, p_2, p_3$  رابطه پادساعتگردی وجود دارد و اگر  $det(A) < 0$  باشد بین این سه نقطه رابطه ساعتگردی وجود دارد و  $det(A) = 0$  به این معنی است که سه نقطه در یک خط واقع شده‌اند.

دو نقطه در یک چندضلعی نسبت به هم قابل رویت هستند اگر پاره‌خط واصل بین آن‌ها با هیچ پاره‌خط دیگری از همان مجموعه متقاطع نباشد (در حالت خاص دو پوسته محدب  $l_1$  و  $l_2$  را در نظر بگیرید بطوریکه  $l_2$  درون  $l_1$  باشد. فرض کنید  $p_1$  و  $p_2$  دو نقطه رأسی به ترتیب در  $l_1$  و  $l_2$  باشند، این دو نقطه را نسبت به هم قابل رویت

از  $\pi$  وجود داشته باشد نوک‌دار نامیده می‌شود. تمامی رئوس یک شبه مثلث‌بندی کمینه نوک‌دار می‌باشند [۶-۵].

شبه‌مثلث‌بندی‌ها به طور قابل ملاحظه‌ای در هندسه محاسباتی مورد توجه قرار گرفته‌اند که عمدتاً ناشی از کاربردشان در تئوری استحکام، برنامه‌ریزی حرکت بازوی روبات‌ها، مجموعه‌های قابل رویت، شعاع پرتاب، ردیابی تصادم جنبشی و نگهداری کردن از چندضلعی‌ها می‌باشد [۱۰-۷]. با توجه به اینکه برخی از خواص ترکیبی و هندسی جالب شبه‌مثلث‌بندی‌ها اخیراً کشف شده اما هنوز بسیاری از پرسش‌های اصلی باز در مورد آن‌ها باقی مانده است [۲].

در این مقاله به مسئله‌ی شبه‌مثلث‌بندی مجموعه  $S$  با  $n$  نقطه تصادفی در صفحه با استفاده از پوسته‌های محدب لایه‌ای پرداخته و در آن دو روش جدید شبه‌مثلث‌بندی مطرح می‌شود که منجر به تولید شبه-مثلث‌بندی کمینه خواهد شد. همچنین الگوریتمی جدید برای ایجاد یک چندضلعی ساده حلزونی ارائه شده است که به طور همزمان نیز شبه-مثلث‌بندی روی آن انجام می‌شود. بطورکلی تولید چندضلعی‌های ساده تصادفی در دو زمینه‌ی مهم کاربردی حائز اهمیت است:

- بررسی عملکرد الگوریتم‌ها

- ارزیابی زمان پردازنده مورد نیاز الگوریتم‌ها.

تولید اشیاء هندسی تصادفی مورد توجه خاص محققان قرار گرفته است. به عنوان مثال Epstein تولید مثلث‌بندی تصادفی یکنواخت را مورد مطالعه قرار داده است [۱۱].

مجموعه  $S$  شامل  $n$  نقطه تصادفی  $p_0, \dots, p_{n-1}$  در صفحه مفروض است. هدف ایجاد یک چندضلعی ساده‌ی تصادفی با توزیع یکنواخت است (اگر  $k$  چندضلعی ساده روی  $S$  وجود داشته باشد احتمال تولید همه این چندضلعی‌ها با یکدیگر یکسان بوده و برابر  $\frac{1}{k}$  است) [۱۲-۱۱]، به گونه‌ای که مجموعه رئوس چندضلعی ایجاد شده شامل همه مجموعه نقاط  $S$  باشد که به طور همزمان نیز شبه‌مثلث‌بندی می‌شود.

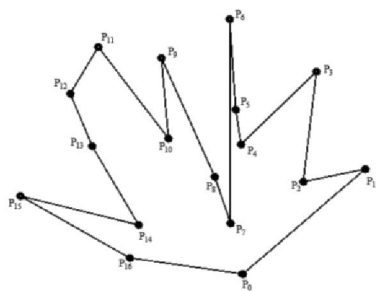
دو روش جدید دیگری از شبه‌مثلث‌بندی را نیز ارائه می‌دهیم که نسبت به سه روش دیگر ویژگی خاصی نداشته و فقط به عنوان الگوریتمی جدید برای شبه‌مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه مطرح شده‌اند.

ادامه مقاله به این شکل سازماندهی شده است که در بخش ۲ تعاریف اولیه ارائه می‌گردد. در بخش ۳ نحوه‌ی ایجاد پوسته‌های محدب لایه‌ای بیان می‌شود. در بخش ۴ الگوریتم‌های پیشنهادی جهت شبه-

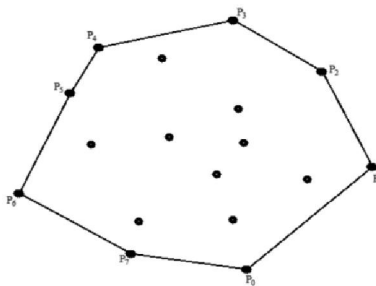


## الگوریتم‌های ابتکاری برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه

بالای پشته قرار گیرد. سپس دو رأس سر پشته به همراه رأس بعدی (رأس  $p_2$ )، واقع شده بر روی مرز چندضلعی ستاره‌ای شکل) بررسی شده و پادساعتگردی یا ساعتگردی این سه رأس متوالی تعیین می‌شود. اگر زاویه پادساعتگرد بود رأس مورد نظر را در پشته درج می‌کند در غیر این صورت عنصر سر پشته حذف می‌شود و به همین ترتیب الگوریتم تکرار می‌گردد. در نهایت تمام رئوس که در پشته قرار دارند همان رئوس واقع شده بر روی پوسته محدب می‌باشند (شکل ۲-ب).



(الف)



(ب)

شکل ۲-الف- چندضلعی ستاره‌ای شکل. ب- پوسته محدب

اکنون نقاط روی این پوسته محدب را از مجموعه نقاط خارج می‌کنیم و برای نقاط باقی مانده با انجام مراحل قبل، مجدداً پوسته محدب ایجاد می‌شود و این کار تا زمانی ادامه پیدا می‌کند که به کمتر از سه نقطه برسد به این معنی که یا یک نقطه و یا دو نقطه باقی مانده باشد. بدین ترتیب پوسته‌های محدب لایه‌ای ایجاد می‌شوند.

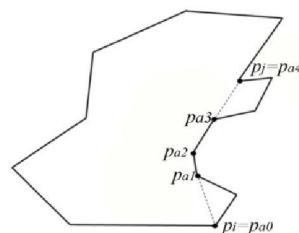
## ۴. الگوریتم‌های پیشنهادی شبه‌مثلث‌بندی مجموعه نقاط

### تصادفی در صفحه

فرض کنید تعداد لایه‌های محدب ایجاد شده در بخش قبلی،  $M$  باشد  $L_j$  یعنی لایه‌ی  $j$ ام که  $j = 1, \dots, M$  است و  $P_{i,j}$  رأس  $i$ ام در لایه  $j$ ام می‌باشد.

می‌گوییم هرگاه پاره‌خط واصل بین آن‌ها با هیچ پاره‌خط دیگری از همان مجموعه متقاطع نباشد).

فرض کنید  $p_0, \dots, p_{n-1}$  رئوس یک چندضلعی ساده  $P$  می‌باشند که این رئوس در خلاف جهت حرکت عقربه‌های ساعت قرار گرفته‌اند (شکل ۱).  $\delta(p_i, p_j)$  را کوتاهترین مسیر بین دو رأس  $p_i$  و  $p_j$  از رئوس  $P$  می‌نامیم. مسیر  $\delta(p_i, p_j)$  را زنجیره محدب گویند اگر از رأس  $p_i$  به رأس  $p_j$  روی مسیر آن حرکت کنیم مسیر راست‌گرد باشد در غیر این صورت مسیر  $\delta(p_i, p_j)$  را زنجیره مقعر می‌نامند.



شکل ۱- زنجیره‌ی محدب و مقعر

## ۳. ایجاد پوسته‌های محدب لایه‌ای

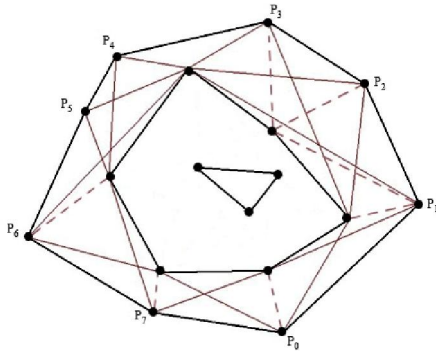
در این بخش به بررسی الگوریتم ایجاد پوسته محدب خواهیم پرداخت. جهت ایجاد پوسته محدب مختصات رئوس و ترتیب اتصال آن‌ها به یکدیگر مورد نیاز است. برای ایجاد پوسته محدب الگوریتم‌های متفاوتی وجود دارد که در این مقاله از الگوریتم گراهام نسخه  $B$  استفاده شده است. جهت محاسبه پوسته محدب ابتدا باید نقاط کرانی را پیدا کرد که در این الگوریتم پایین‌ترین نقطه سمت راست یک نقطه کرانی می‌باشد. مجموعه  $S$  با  $n$  نقطه در صفحه مفروض است. بر اساس الگوریتم اسکن گراهام نسخه  $B$ ، مراحل زیر طی می‌شود:

**مرحله اول:** پایین‌ترین نقطه سمت راست را پیدا کرده و این نقطه را  $p_0$  می‌نامیم.

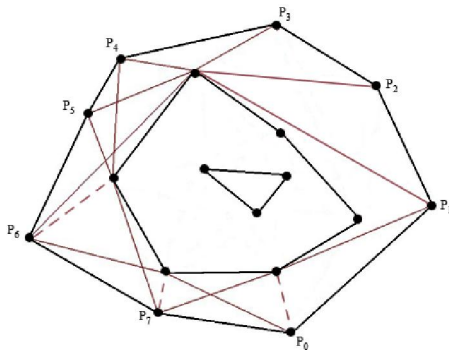
**مرحله دوم:** مابقی نقاط بر اساس زاویه حول نقطه  $p_0$  مرتب می‌شوند. در صورتی که دو نقطه زاویه یکسانی با  $p_0$  داشته باشند، یعنی در یک راستا باشند نقطه‌ای در نظر گرفته می‌شود که فاصله بیشتری با نقطه  $p_0$  دارد. سپس این نقاط را از  $p_1, \dots, p_{n-1}$  نام‌گذاری کرده و با اتصال این نقاط به یکدیگر یک چندضلعی ستاره‌ای شکل ایجاد خواهد شد (شکل ۲-الف).

**مرحله سوم:** پایین‌ترین نقطه (رأس  $p_0$ ) و نقطه بعد از آن (رأس  $p_1$ ) که کمترین زاویه را نسبت به  $p_0$  دارد، قطعاً بر روی پوسته محدب واقع شده‌اند پس این دو رأس در پشته درج می‌شوند بطوریکه  $p_1$  در

رویتی که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را نسبت به این رأس دارند را به عنوان دو گوشه دیگر شبه‌مثلث در نظر می‌گیریم و یال‌های مربوطه به عنوان دو ضلع شبه‌مثلث از رأس  $P_{i,j}$  به دو رأس مورد نظر رسم می‌شوند.

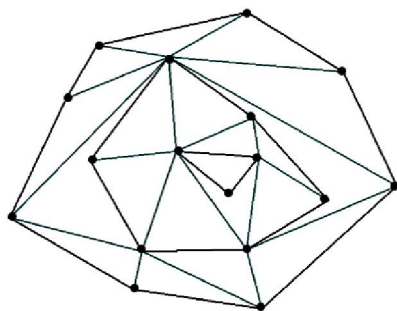


(الف)



(ب)

شکل ۳-الف- تعیین نقاط قابل رویت برای هر رأس از لایه  $L_j$  در مرحله اول،  
ب- ثابت شدن دو رأس قابل رویت  $P_1$  و تعیین مجدد نقاط قابل رویت دیگر  
رئوس از لایه  $L_j$



شکل ۴- خروجی نهایی الگوریتم بیشترین نقاط قابل رویت

براساس شکل (۵-الف) مجموع فاصله اقلیدوسی دو دورترین رأس قابل رویت نسبت به رأس  $P_5$  از لایه  $L_j$  کمترین مقدار را داشته، بنابراین در این مرحله رئوس قابل رویت رأس  $P_5$  ثابت شده (مطابق با

#### ۴.۱. الگوریتم پیشنهادی بیشترین نقاط قابل رویت

در این الگوریتم هر رأس  $P_{i,j}$  رأسی است که بیشترین نقاط قابل رویت از لایه  $L_{j+1}$  را دارا باشد. هر رأس  $P_{i,j}$  تعدادی از رئوس لایه  $L_{j+1}$  را رویت می‌کند. براساس این الگوریتم رأسی که بیشترین نقاط قابل رویت از لایه  $L_{j+1}$  را داشته باشد؛ به عنوان یک گوشه از شبه‌مثلث انتخاب شده و دو رأس قابل رویتی که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را نسبت به این رأس دارند را به عنوان دو گوشه دیگر شبه-مثلث در نظر می‌گیریم و یال‌های مربوطه به عنوان دو ضلع شبه‌مثلث از رأس  $P_{i,j}$  به دو رأس مورد نظر رسم می‌شوند.

زنجیره‌ی مقعری که بر روی لایه‌ی محدب  $L_{j+1}$  این دو رأس قابل رویت را به یکدیگر وصل می‌کند؛ به عنوان ضلع سوم شبه‌مثلث محسوب می‌شود. این الگوریتم را برای دیگر رئوس باقی‌مانده از لایه  $L_j$  تکرار می‌کنیم با این شرط که نقاط بین دو گوشه‌ی انتهایی ضلع مقعر شبه‌مثلث بدست آمده در مرحله قبل به عنوان نقاط قابل رویت مرحله بعد در نظر گرفته نشوند.

همان‌طور که در شکل (۳-الف) مشاهده می‌شود رئوسی که بیش از دو رأس قابل رویت دارند (رئوس قابل رویت بین دو رأسی که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را داشته)؛ با استفاده از خط‌چین نمایان شده‌اند. از بین تمامی رئوس لایه  $L_j$  رأس  $P_1$  بیشترین نقاط قابل رویت را دارد (چهار نقطه قابل رویت)؛ بنابراین در این مرحله دو رأس قابل رویت  $P_1$  که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را دارند ثابت شده (شکل ۳-ب) و مجدداً الگوریتم برای دیگر رئوس تکرار می‌شود. در نهایت خروجی الگوریتم مطابق با شکل (۴) خواهد بود. با اعمال این الگوریتم بر روی تمامی لایه‌ها شبه-مثلث‌بندی مجموعه نقاط داده شده در صفحه ایجاد می‌شود.

#### ۴.۲. الگوریتم پیشنهادی کوتاهترین طول

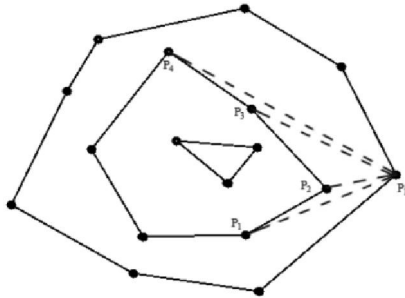
براساس این الگوریتم برای تمامی رئوس  $P_{i,j}$  از لایه  $L_j$  بطور جداگانه رئوس قابل رویت‌شان از لایه  $L_{j+1}$  تعیین می‌شود. سپس دو رأس قابل رویتی که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را نسبت به رئوس  $P_{i,j}$  دارند در نظر گرفته شده و مجموع فاصله اقلیدوسی بین تک‌تک رئوس  $P_{i,j}$  و دو رأس قابل رویت‌شان محاسبه می‌شود (شکل ۵-الف). از بین تمامی رئوس  $P_{i,j}$  از لایه  $L_j$  رأسی که کوتاهترین طول را داشته باشد به عنوان گوشه‌ای از شبه‌مثلث انتخاب شده و دو رأس قابل

الگوریتم‌های ابتکاری برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه

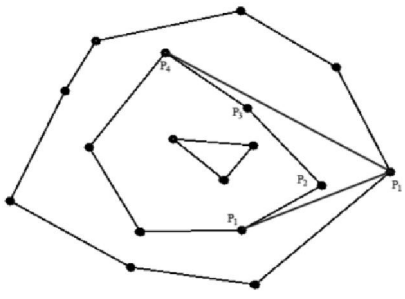
در مرحله قبل به عنوان نقاط قابل رویت مرحله بعد در نظر گرفته نشوند. با اعمال این الگوریتم بر روی تمامی لایه‌ها شبه‌مثلث‌بندی مجموعه نقاط داده شده در صفحه ایجاد می‌شود. با توجه به اینکه این الگوریتم براساس کوتاهترین طول عمل می‌کند جزو الگوریتم‌های شبه‌مثلث‌بندی مجموعه نقاط با کمترین هزینه در نظر گرفته می‌شود.

۴.۳. الگوریتم‌های پیشنهادی شبه‌مثلث‌بندی کمینه نوک‌دار

برای انجام الگوریتم ابتدا از بین تمام رئوس قابل رویت هر رأس  $P_{i,j}$  دو رأس قابل رویتی که کمترین و بیشترین زاویه قطبی را نسبت به این رأس دارند به عنوان دو دورترین رأس قابل رویت منظور می‌گردند. بدین ترتیب برای تمامی رئوس لایه  $L_j$  نسبت به لایه  $L_{j+1}$ ، دو رأس قابل رویت وجود خواهد داشت. به عنوان مثال همان‌طوهمان‌طور شکل (۷-الف) نشان داده شده است رأس  $p_1$  از لایه محدب  $L_j$ ، چهار رأس  $p_4, p_3, p_2, p_1$  را از لایه محدب  $L_{j+1}$  رویت می‌کند که  $p_4$  و  $p_1$  به عنوان دو دورترین رأس قابل رویت انتخاب می‌شوند (شکل ۷-ب).



(الف)

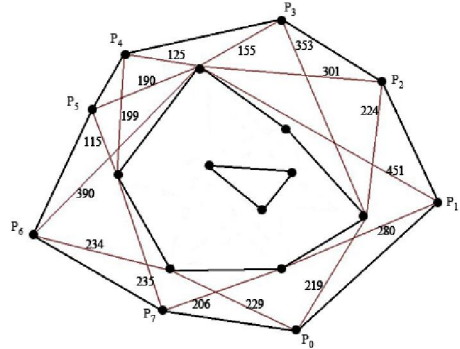


(ب)

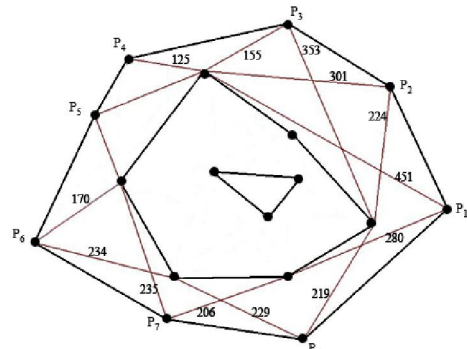
شکل ۷-الف- رئوس قابل رویت رأس  $p_1$  از لایه  $L_j$ . ب- دو دورترین رأس قابل رویت رأس  $p_1$

همان‌طور که بیان شد، تمامی رئوس در پوسته‌های محدب لایه‌ای نسبت به لایه بعدی خود دو دورترین رأس قابل رویت دارند. در این بخش برای ایجاد شبه‌مثلث‌بندی باید یکی از این دو رأس انتخاب شوند

شکل ۵-ب) و مجدداً الگوریتم برای دیگر رئوس تکرار می‌شود. در نهایت خروجی الگوریتم مطابق با شکل (۶) خواهد بود:

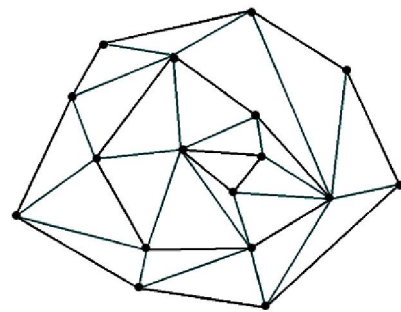


(الف)



(ب)

شکل ۵-الف- تعیین نقاط قابل رویت برای هر رأس از لایه  $L_j$  در مرحله اول بر اساس فاصله اقلیدوسی، ب- ثابت شدن دو رأس قابل رویت  $P_5$  و تعیین مجدد نقاط قابل رویت دیگر رئوس از لایه  $L_j$

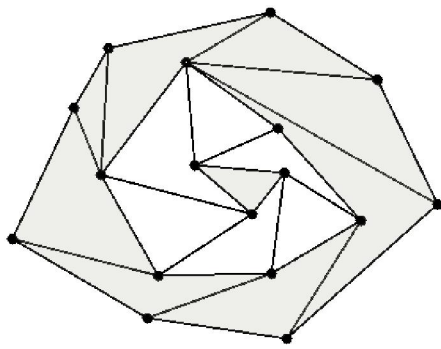


شکل ۶- خروجی نهایی الگوریتم کوتاهترین طول

در این الگوریتم نیز همانند الگوریتم قبلی زنجیره‌ی مقعری که بر روی لایه‌ی محدب  $L_{j+1}$  این دو رأس قابل رویت را به یکدیگر وصل می‌کند؛ به عنوان ضلع سوم شبه‌مثلث محسوب می‌شود. این الگوریتم مجدداً برای دیگر رئوس باقی‌مانده از لایه‌ی  $L_j$  تکرار می‌کنیم با این شرط که نقاط بین دو گوشه‌ی انتهایی ضلع مقعر شبه‌مثلث بدست آمده

رأس مورد نظر از لایه  $L_j$  و دو رأس قابل رویت آن رابطه پادساعت-گردی برقرار باشد. بدین ترتیب که، رأس مورد نظر در لایه  $J$  ام را  $P_{i,j}$  در نظر گرفته و دو رأس قابل رویت را  $P_{s,j+1}$  و  $P_{k,j+1}$  می‌نامیم. چرخش از رأس مورد نظر به دو رأس قابل رویت را بررسی کرده اگر  $(P_{i,j}P_{s,j+1}P_{k,j+1})$  پادساعت‌گرد باشد پاره‌خط بین  $P_{i,j}$  و  $P_{s,j+1}$  متصل می‌شود در صورتی که  $(P_{i,j}P_{k,j+1}P_{s,j+1})$  پادساعت‌گرد باشد. پاره‌خط بین  $P_{i,j}$  و  $P_{k,j+1}$  متصل می‌شود. با اتصال این خطوط در هر لایه رئوس قابل رویت پادساعت‌گرد تولید می‌شوند (شکل ۸-ب).

چنانچه یکی از دو روش مطرح شده و یا ترکیبی از دو روش (بطوریکه برای هر یک از لایه‌ها، تنها یکی از دو روش استفاده شود) را بر روی پوسته‌های محدب لایه‌ای اعمال کنیم لایه‌های محدب مطابق شکل ۹ شبه‌مثلث‌بندی می‌شوند.



points: 17 layers: 3 edges: 31 pseudo-triangulations: 15

شکل ۹- خروجی الگوریتم به روش پادساعت‌گرد

۴.۴. الگوریتم ایجاد چندضلعی ساده حلزونی شبه‌مثلث‌بندی شده الگوریتم پیشنهادی شامل دو مرحله است که با اعمال این دو مرحله بر روی لایه‌های محدب، با ایجاد شبه‌مثلث‌های پی‌درپی در نهایت چندضلعی حلزونی شکل شبه‌مثلث‌بندی شده حاصل می‌شود.

#### مرحله اول الگوریتم:

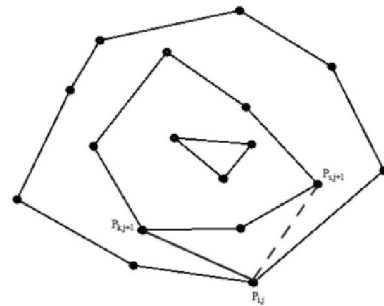
گام اول-  $1 \leftarrow j$  زیرا در نظر گرفته و روی  $L_j$  (بیرونی‌ترین لایه محدب) یک نقطه را به عنوان نقطه شروع انتخاب نموده و آن را  $p_{1,j}$  می‌نامیم.

گام دوم- در جهت پادساعت‌گرد دو نقطه دیگر را به ترتیب انتخاب و آن‌ها را  $p_{2,j}$  و  $p_{3,j}$  نام‌گذاری می‌نامیم. این سه نقطه را به عنوان رئوس شبه‌مثلث در نظر گرفته و پاره‌خط‌های  $p_{1,j}p_{2,j}$  و  $p_{2,j}p_{3,j}$  را ایجاد می‌کنیم.

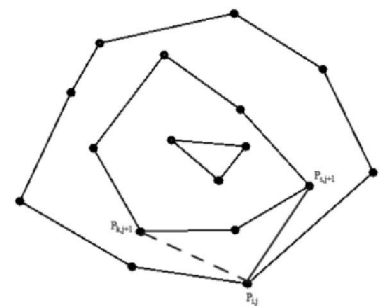
که در ادامه دو روش جدید برای انتخاب یکی از دو رأس قابل رویت جهت شبه‌مثلث‌بندی مطرح می‌شود.

#### ۴.۳.۱. الگوریتم انتخاب رئوس قابل رویت ساعت‌گرد

در روش انتخاب رئوس قابل رویت ساعت‌گرد، از بین دو دورترین رأس قابل رویت تعیین شده، رأسی انتخاب می‌شود که بین رأس مورد نظر از لایه  $L_j$  و دو رأس قابل رویت آن رابطه ساعت‌گردی برقرار باشد. بنابراین رأس مورد نظر در لایه  $J$  ام را  $P_{i,j}$  در نظر گرفته و دو رأس قابل رویت را  $P_{s,j+1}$  (اندیس نزدیک‌ترین رأس قابل رویت) و  $P_{k,j+1}$  (اندیس دورترین رأس قابل رویت) می‌نامیم. چرخش از رأس مورد نظر به دو رأس قابل رویت را بررسی کرده اگر  $(P_{i,j}P_{s,j+1}P_{k,j+1})$  ساعت‌گرد باشد پاره‌خط بین  $P_{i,j}$  و  $P_{s,j+1}$  متصل می‌شود در صورتی که  $(P_{i,j}P_{k,j+1}P_{s,j+1})$  ساعت‌گرد باشد پاره‌خط بین  $P_{i,j}$  و  $P_{k,j+1}$  متصل می‌شود. با اتصال این خطوط در هر لایه رئوس قابل رویت ساعت‌گرد تولید می‌شوند (شکل ۸-الف)



(الف)



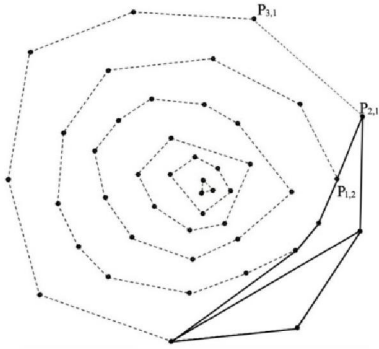
(ب)

شکل ۸- الف- انتخاب رأس قابل رویت ساعت‌گرد برای رأس  $P_{i,j}$ . ب- انتخاب رأس قابل رویت پادساعت‌گرد برای رأس  $P_{i,j}$

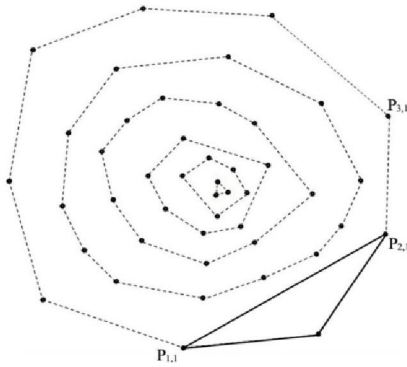
#### ۴.۳.۲. الگوریتم انتخاب رئوس قابل رویت پادساعت‌گرد

در روش انتخاب رئوس قابل رویت پادساعت‌گرد، از بین دو دورترین رأس قابل رویت تعیین شده، رأسی انتخاب می‌شود که بین

الگوریتم‌های ابتکاری برای شبه مثلث‌بندی مجموعه نقاط تصادفی در صفحه



(الف)



(ب)

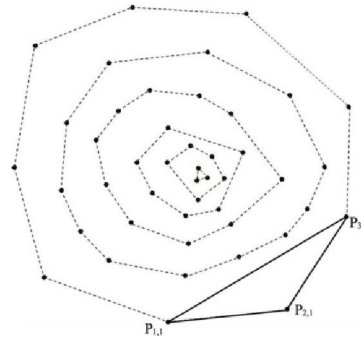
شکل ۱۱-الف- تغییر موقعیت مکانی رئوس مثلث در صورت وجود تقاطع با لایه  $L_{j+1}$ . ب- تغییر موقعیت مکانی رئوس مثلث در صورت عدم تقاطع با لایه  $L_{j+1}$

مرحله دوم الگوریتم:

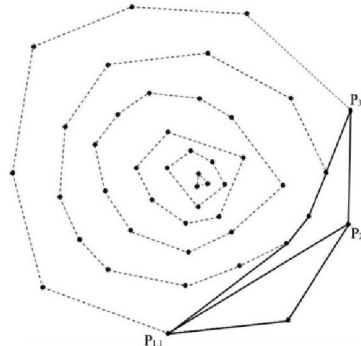
با ملاقات آخرین نقطه روی لایه  $L_j$ ، در این مرحله از بین نقاط باقی‌مانده روی لایه  $L_{j+1}$  که در ایجاد زنجیره مقعر در مرحله اول الگوریتم استفاده نشده‌اند، دورترین نقطه قابل رویت نسبت به آخرین نقطه روی لایه  $L_j$  یعنی رأس  $p_{3,j}$  را پیدا کرده آن را  $v$  می‌نامیم و پاره‌خط واصل بین آن دو را رسم می‌کنیم. همچنین از رأس  $p_{1,j}$  به نقطه قابل رویت روی لایه  $L_{j+1}$  حرکت کرده و به ترتیب پاره‌خط‌های واصل بین نقاط موجود در این مسیر را رسم می‌نماییم.

بعد از اتمام این دو مرحله، با در نظر گرفتن  $z + 1 \leftarrow z$  ز وارد لایه بعدی شده و نقطه مجاور به دورترین نقطه قابل رویت (در مرحله دوم از الگوریتم) در جهت ساعت‌گرد را به عنوان نقطه شروع این لایه در نظر می‌گیریم و از گام دوم مرحله اول، الگوریتم را با نقاط باقی‌مانده (بجز دورترین نقطه قابل رویت) در این لایه، ادامه می‌دهیم و مراحل را تا  $M < z$  تکرار می‌کنیم (شکل ۱۲-الف). بدین ترتیب با تکرار مراحل الگوریتم پیشنهادی تا  $M < z$  چندضلعی ساده حلزونی شبه‌مثلث‌بندی شده ایجاد می‌گردد (شکل ۱۲-ب).

گام سوم- در این گام جهت ایجاد پاره‌خط واصل بین دو رأس  $p_{1,j}$  و  $p_{3,j}$ ، در صورت عدم وجود تقاطع با لایه  $L_{j+1}$ ، پاره‌خط مذکور رسم می‌شود (شکل ۱۰-الف)، در غیر اینصورت باید از رأس  $p_{1,j}$  به رأس  $p_{3,j}$ ، نقاطی از لایه  $L_{j+1}$  که با این دو رأس زنجیره مقعر می‌سازند انتخاب و رسم شوند. در این مرحله از الگوریتم یک شبه‌مثلث ایجاد شده است (شکل ۱۰-ب).



(الف)



(ب)

شکل ۱۰-الف- عدم تقاطع با لایه  $L_{j+1}$ . ب- تقاطع با لایه  $L_{j+1}$

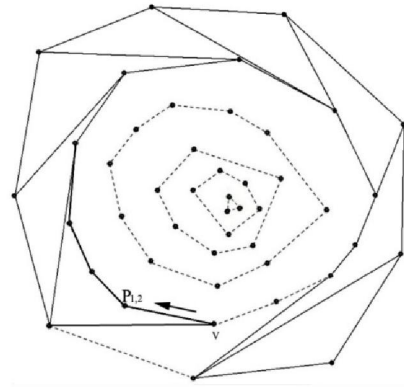
گام چهارم- برای ایجاد شبه‌مثلث بعدی باید موقعیت مکانی رئوس  $p_{1,j}$ ،  $p_{2,j}$  و  $p_{3,j}$  با در نظر گرفتن شرایط زیر تغییر یابند:

الف) موقعیت مکانی نقطه  $p_{1,j}$  در صورت تقاطع پاره‌خط  $p_{1,j}p_{3,j}$  با لایه  $L_{j+1}$  تغییر کرده و به نقطه مجاور رأس  $p_{3,j}$  روی زنجیره مقعر تغییر مکان می‌یابد (شکل ۱۱-الف).

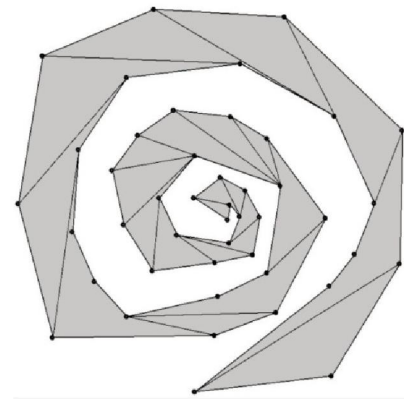
ب) رأس  $p_{2,j}$  به موقعیت مکانی رأس  $p_{3,j}$  فعلی منتقل شده و نقطه مجاور آن در جهت پادساعت‌گرد روی لایه  $L_j$  را رأس  $p_{3,j}$  نامیده و پاره‌خط  $p_{2,j}p_{3,j}$  را ایجاد می‌کنیم (شکل ۱۱-الف و ۱۱-ب).

```

Algorithm Random Polygon Generation
j ← 1
i ← 1
P1,j ← p1,j
while j < M do
  while i < nj do
    i ← i + 1
    P2,j ← p1,j
    Draw Line (P1,j, P2,j)
    i ← i + 1
    P3,j ← p1,j
    Draw Line (P2,j, P3,j)
    if (P1,j, P3,j) ∩ lj+1 ≠ ∅ then
      find the reflex chain on lj+1 between P1,j, P3,j and draw it
      P1,j ← last element on the reflex chain
    else
      Draw Line (P1,j, P3,j)
      i ← i + 1
      P2,j ← P3,j
      P3,j ← p1,j
    end if
  end while
  v ← find last point which is visible from P3,j among all remain
  points in lj+1
  Draw Line (P3,j, v)
  Draw a chain from P1,j to v
  i ← index of the nearest point to v in clockwise direction
  j ← j + 1
end while
end of algorithm
    
```



(الف)



(ب)

شکل ۱۲- الف- ورود به لایه  $L_{j+1}$  ب- خروجی الگوریتم ایجاد چندضلعی ساده حلزونی شبه‌مثلث‌بندی شده

اثبات درستی الگوریتم

در گام اول الگوریتم چون تعداد لایه‌های محدب برای هر مجموعه از نقاط،  $1 \geq M$  است (لذا وجود نقطه  $p_{1,j}$  بدیهی است).

لم ۱. در گام سوم الگوریتم بر روی لایه‌ی  $L_j$ ، مثلث  $\Delta ABC$  مفروض است اگر رأس  $C$  از طریق رأس  $A$  قابل رویت نباشد نقاطی جهت ایجاد زنجیره مقعر از لایه‌ی  $L_{j+1}$  وجود دارد.

**اثبات.** اگر رأس  $C$  از رأس  $A$  قابل رویت نباشد به این معنی است که نقاطی از لایه‌ی  $L_{j+1}$  در  $\Delta ABC$  واقع شده است. از بین این نقاط نقطه‌ای که دارای کمترین زاویه قطبی نسبت به رأس  $A$  است را پیدا کرده و آن را  $Q$  می‌نامیم. بدیهی است که  $AQC$  چپ‌گرد است و لذا بر روی زنجیره مقعر قرار خواهد گرفت از این رو وجود زنجیره مقعر قابل اثبات خواهد بود.

با شروع الگوریتم بر روی لایه‌ی  $L_j$  و وقوع اولین تقاطع با لایه‌ی  $L_{j+1}$  و ایجاد زنجیره مقعر، اولین نقطه در جهت پادساعت‌گرد را  $Q_1$  و آخرین نقطه را  $Q_n$  (با ملاقات آخرین نقطه روی لایه‌ی  $L_j$  در مرحله دوم الگوریتم) می‌نامیم. اگر  $Q_n$  از طریق لایه‌ی  $L_{j+1}$  به  $Q_1$  متصل باشد به این معنی است که نقاط لایه‌ی  $L_{j+1}$  به پایان رسیده‌اند (تمامی نقاط در ایجاد زنجیره مقعر استفاده شده‌اند) و لذا الگوریتم را باید از لایه‌ی  $L_{j+2}$  ادامه دهیم در غیر اینصورت از بین نقاط باقی‌مانده بر روی لایه‌ی  $L_{j+1}$  نقطه با کمترین زاویه قطبی نسبت به آخرین نقطه بر روی لایه‌ی  $L_j$  را پیدا کرده و آن را  $v$  می‌نامیم. بدیهی است که  $v$  از این نقطه (آخرین نقطه بر روی لایه‌ی  $L_j$ ) قابل رویت می‌باشد.

**قضیه ۱.** الگوریتم ابتکاری ارائه شده دو برابر تعداد نقاط موجود بر روی بیرونی‌ترین لایه‌ی محدب، چندضلعی ساده تصادفی تولید می‌کند. اثبات.

از آنجایی که نقطه شروع الگوریتم هر یک از نقاط چندضلعی محدب بیرونی‌ترین لایه می‌تواند باشد و جهت اجرا نیز ساعت‌گرد یا پادساعت‌گرد انتخاب گردد، لذا دو برابر تعداد نقاط موجود بر روی بیرونی‌ترین لایه‌ی محدب، چندضلعی ساده تصادفی تولید خواهد شد. شبه کد مربوط به الگوریتم ایجاد چندضلعی ساده حلزونی شبه-مثلث‌بندی شده به صورت زیر می‌باشد:



مسائلی چون موزه هنری می‌باشند و لذا الگوریتم‌هایی برای تولید چندضلعی بسیار در این کار مؤثرند.

### مراجع

- [1]. G. Rote, F. Santos, and I. Streinu, "Pseudo-Triangulation – a Survey," *Contemporary Mathematics*, 453: 343-410, American Mathematical Society, 2008.
- [2]. O. Aichholzer, F. Aurenhammer, H. Krasser, and B. Speckmann, "Convexity minimizes pseudo-triangulations," *Computational Geometry* 28, pp.3-10, 2004.
- [3]. I. Streinu, "A combinatorial approach to planar non-colliding robot arm motion planning," In : *Proc. 41st Annu. IEEE Sympos. Foundat. Comput. Sci. (FOCS'00)*, pp.443-453, 2000.
- [4]. S. Gerdjikov, and A. Wolff, "Decomposing a simple polygon into pseudo-triangles and convex polygons," *Computational Geometry* 41, pp.21-30, 2008.
- [5]. M. Ben-Ner, A. Schulz, and A. Sheffer, "On numbers of pseudo-triangulations," arXiv: 1210.7126v1 [cs.CG] 26 oct 2012.
- [6]. O. Aichholzer, T. Hackl, and B. Vogtenhuber, "Compatible pointed pseudo-triangulations," *22<sup>nd</sup> Canadian Conference on Computational Geometry*, 2010.
- [7]. M. Pocchiola, and G. Vegter, "Topologically sweeping visibility complexes via pseudo-triangulations," *Discrete Comput. Geom.* 16, pp.419-453, 1996.
- [8]. M.T. Goodrich, and R. Tamassia, "Dynamic ray shooting and shortest paths in planar subdivisions via balanced geodesic triangulations," *J. Algorithms* 23 (1), pp.51-73, 1997.
- [9]. D.G. Kirkpatrick, J. Snoeyink, and B. Speckmann, "kinetic collision detection for simple polygons," *Internat. J. Comput. Geom. Appl.* 12(1-2), pp. 3-27, 2002.
- [10]. B. Speckmann, and C.D. Tóth, "Allocating vertex  $\pi$ -guard in simple polygons via pseudo-triangulations," *Discrete Comput. Geom.* 33 (2), pp.345-364, 2005.
- [11]. T. Aure, and M. Held, "Heuristic for generation of random polygons," *8<sup>th</sup> Canadian Conference On Computational Geometry (CCCG), Ottawa, Canada*, pp.38-44, 1996.
- [12]. D. Dailey, and D. Whitfield, "Constructing random polygons," *SIGITE<sup>08</sup>, USA*, pp.119-124, 2008.
- [13]. M. D. Berg, *Computational Geometry: Algorithms and Applications*, 3<sup>rd</sup> edition, published by Springer-Verlag, 2008.
- [14]. B. Chazelle, "On the convex layers of a planar Set," *IEEE Tran. Information Theory*, Vol. IT-31, No. 4, pp. 509-517, 1985.

### ۵. تحلیل الگوریتم‌های پیشنهادی شبه‌مثلث‌بندی مجموعه

#### نقاط

ایجاد گراف قابل دید دارای مرتبه زمانی  $O(n \log n)$  بوده [۱۳] و مرتبه زمانی ایجاد پوسته‌های محدب لایه‌ای  $O(n \log n)$  می‌باشد [۱۴]. در بخش ۴ با اجرای هر کدام از الگوریتم‌های پیشنهادی جهت ایجاد پاره‌خط واصل بین دو نقطه، موضوع قابل رویت بودن دو نقطه باید بررسی شود که با ایجاد گراف قابل دید مرتبه زمانی آن  $O(n \log n)$  است. با توجه به مسطح بودن گراف شبه‌مثلث‌بندی برای ایجاد کل شبه-مثلث‌ها حداکثر  $O(n)$  زمان صرف می‌شود، لذا در مجموع مرتبه زمانی این الگوریتم‌ها  $O(n \log n)$  می‌باشد.

### ۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله روش‌های جدیدی جهت شبه‌مثلث‌بندی مجموعه نقاط  $S$  در صفحه مطرح شد. روند کار به گونه‌ای بود که ابتدا برای مجموعه نقاط  $S$  در صفحه پوسته‌های محدب لایه‌ای ایجاد شده و سپس با اعمال یکی از روش‌ها و یا در مواردی ترکیبی از آن‌ها بر روی لایه‌ها، شبه-مثلث‌بندی انجام گردید. بررسی‌ها نشان داد که دو روش از شبه‌مثلث-بندیهای انجام شده کمینه بوده، به این معنی که تعداد شبه‌مثلث‌های تولید شده  $2 - n$  شبه‌مثلث و تعداد یال‌های مورد نیاز در آن کمترین مقدار ممکن یعنی  $3 - 2n$  می‌باشد. همچنین در این مقاله الگوریتمی جدید برای ایجاد یک چندضلعی ساده حلزونی شکل شبه‌مثلث‌بندی شده از مجموعه نقاط تصادفی  $S$  در صفحه ارائه شد. که با استفاده از این الگوریتم پیشنهادی به ترتیب از بیرونی‌ترین لایه محدب تا درونی‌ترین لایه با ایجاد شبه‌مثلث‌های پی‌درپی، چندضلعی حلزونی شبه‌مثلث-بندی شده ایجاد گردید. ایجاد چندضلعی‌های ساده از روی مجموعه نقاط تصادفی دارای کاربردهایی نظیر بررسی الگوریتم‌های ابتکاری در





## راهنمای نگارش

### مقالات فصلنامه علمی - پژوهشی فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران

**الف - عنوان مقاله:** گویای اصلی‌ترین نکته و یافته مقاله

(طول عنوان نباید از ۱۵ واژه بیشتر باشد).

**ب - مشخصات نویسندگان:** شامل نام و نام خانوادگی، شغل، وابستگی سازمانی، نشانی پستی و الکترونیکی.

**ج - چکیده:** متنی حاوی حداکثر ۲۰۰ واژه که بیانگر نکات اصلی مقاله باشد.

**د - کلید واژگان:** شامل حداکثر ۵ واژه اصلی که بتواند در نمایه‌گذاری مقاله، ویژگیهای آن را توصیف کند.

**ه - بدنه مقاله:** شامل مقدمه، تبیین مسئله اصلی تحقیق، روش کاربردی برای حل مسئله و نتایج آن. این بخش باید چنان کامل باشد که خواننده با مطالعه آن به اقناع علمی دست یابد از سویی لازم است نگارندگان از تطویل کلام بپرهیزند و بخشهای غیر ضروری را از مقاله حذف کنند.

**و - مراجع:** شامل همه کتابها، مقاله‌ها، گزارشها و صفحه‌های وب مورد استناد در مقاله.

**یادآوری ۱:** شکلها، جدولها و مراجع باید به ترتیبی که در متن آمده‌اند شماره‌گذاری شود. (عنوان شکل در زیر آن و عنوان جدول در بالای آن ذکر می‌شود).

**یادآوری ۲:** شیوه نگارش مراجع و ارجاع به آن در متن، مطابق استاندارد نشریات IEEE است.

**یادآوری ۳:** در مقاله‌های فارسی لازم است همه اصطلاحها، اسامی و اعداد کاربردی در متن مقاله، جدولها و شکلها به زبان فارسی نوشته شود و در صورت نیاز معادل فارسی آن در زیرنویس صفحه آورده شود. مبنای انتخاب معادل فارسی، مصوبات فرهنگستان زبان و ادب فارسی است.

**یادآوری ۴:** شیوه نگارش فارسی فصلنامه براساس «دستور خط فارسی» مصوب فرهنگستان زبان و ادب فارسی است و نگارندگان لازم است اصول نگارش آن را در مقاله رعایت کنند.

فصلنامه علمی-پژوهشی «فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران»، نشریه‌ای علمی است که با هدف ایجاد ارتباط میان پژوهشگران و اندیشمندان عرصه فناوری اطلاعات و اعتلای سطح دانش نظری این حوزه علمی منتشر می‌شود. این فصلنامه در پی آن است که زمینه‌ای مناسب را برای ارائه آخرین یافته‌های علمی محققان در حوزه‌های مختلف فناوری اطلاعات در داخل و خارج از ایران پدید آورد.

فصلنامه پذیرای مقاله‌هایی است که حاصل پژوهشهای اصیل نظری، کاربردی و توسعه‌ای در زمینه‌های تخصصی فناوری اطلاعات و فناوری ارتباطات باشد، از این رو از همه پژوهشگران و متخصصان دعوت می‌شود تا نتایج تحقیقات خود را برای انتشار به فصلنامه ارسال کنند. در این خصوص اشاره به نکات زیر ضروری است.

۱- مقاله‌های ارسال به فصلنامه باید دربرگیرنده نتایج نو در هر یک از حوزه‌های تخصصی فصلنامه باشد و نباید قبلاً در هیچ نشریه دیگری به چاپ رسیده یا به طور همزمان به سایر نشریه‌های داخلی و خارجی برای داوری ارسال شده باشد. شایان ذکر است انتشار مقاله کاملی که خلاصه نتایج آن پیشتر در مجامع علمی ارائه و چاپ شده باشد، بلامانع است.

۲- مقاله‌های ارسال به فصلنامه باید حاوی مطالب جدید و واجد نتایج، روشها، مفاهیم، کاربردها یا ترکیبی از این موارد باشد.

۳- فصلنامه از مقاله‌های مروری، تحلیلی و توصیفی (با دعوت از صاحب‌نظران برجسته) و نیز نامه به سردبیر (در نقد، تحلیل و تشریح مقاله‌ای خاص) استقبال می‌کند.

۴- مقاله‌ها باید بتوانند اطلاعات کافی را به خواننده منتقل کنند، از این رو لازم است حاوی بخشهای زیر باشند:

**(Corresponding Author) درمقاله ارسالی معلوم**

- باشد تا امکان ایجاد ارتباط با نگارندگان فراهم آید.
- ۷- حق نشر مقاله‌ها برای فصلنامه محفوظ است؛ از این رو ضروری است نویسنده عهده‌دار مکاتبات به نمایندگی از همه نویسندگان «مجوز حق انتقال نشر» را امضا کند، در غیر این صورت فصلنامه از چاپ مقاله پذیرفته شده معذور است.
- ۸- هر مقاله پس از بررسی سردبیر به سه داور ارسال می‌شود. جمع‌بندی نظریات داوران برعهده سردبیر فصلنامه است. فصلنامه حق پذیرش، ویرایش یا رد مقاله‌ها را برای خود محفوظ می‌دارد.
- ۹- فصلنامه متعهد می‌شود در ازای چاپ هر مقاله، تعداد پنج نسخه از بازچاپ مقاله (یا پنج نسخه از مجله) را برای نویسنده عهده‌دار مکاتبات ارسال کند. ضمناً دسترسی به نسخه الکترونیکی مقاله برای همه نویسندگان مقاله امکان‌پذیر خواهد بود.

۵- مقاله‌های دریافتی به هر دو زبان فارسی و انگلیسی قابل پذیرش است. فصلنامه شماره‌های ویژه‌ای را به مقاله‌های انگلیسی زبان اختصاص خواهد داد. به هر حال همه مقاله‌ها (خواه فارسی، خواه انگلیسی) باید دارای چکیده دو زبانه باشد.

۶- لازم است نگارندگان مقاله خود را در محیط MS-Word به صورت دو ستونه، با فاصله خطوط ۱ (Single) و با قلم بی‌لوتوس (B Lotus) ۱۱ (برای مقاله فارسی) و Times New Roman 11 (برای مقاله انگلیسی) و با رعایت حاشیه بالا ۳ سانتی‌متر، پایین ۱ سانتی‌متر، چپ ۲.۵ سانتی‌متر، راست ۲.۵ سانتی‌متر و با توجه به نکات بند ۴، آماده و به دفتر نشریه ارسال کنند. (در ضمن در صورت امکان، PDF آن را نیز ارسال شود).

**یادآوری:** ضروری است نشانی کامل پستی و الکترونیکی و نیز شماره تلفن نویسنده عهده‌دار مکاتبات

## معرفی انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران

### اهداف

- انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران در سال ۱۳۸۳ با اهداف زیر تشکیل گردید:
- ایجاد ارتباط با پژوهشگران و افراد خبره در حوزه‌های مرتبط با فناوری اطلاعات (IT)، فناوری ارتباطات (CT) و فراهم نمودن زمینه‌های شناسایی و همکاری مشترک بین آنها.
  - همکاری با نهادهای اجرائی، علمی و پژوهشی مرتبط با فناوری اطلاعات و ارتباطات، اقدام در جهت پیوند و همکاری دستگاههای اجرائی با مجموعه‌های علمی - تحقیقاتی.
  - توسعه فرهنگ استفاده مطلوب از توانمندیهای فناوری اطلاعات و ارتباطات.
  - ارزیابی و تحلیل عوامل رشد کشورهای مشابه دیگر و استفاده مطلوب از تجربیات دیگران در توسعه کشور درحوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات.

### برنامه‌ها

- انجمن به منظور تحقق اهداف خود، برنامه‌های زیر را در اولویت فعالیتهایش قرار داده است.
- ایجاد و تقویت ارتباط علمی، پژوهشی و آموزشی در سطوح ملی، منطقه‌ای و بین‌المللی.
  - برگزاری همایشهای علمی در سطح ملی، منطقه‌ای و بین‌المللی.
  - ایجاد تسهیلات برای نشر نتایج آخرین دستاوردهای علمی و پژوهشی مرتبط با نیازهای کشور درحوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات (انتشار کتب و نشریات علمی).
  - برگزاری کارگاههای تخصصی درحوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات.

### برنامه‌ریزی فعالیتهای

- انتشار خبرنامه انجمن
- تشکیل کمیته‌های تخصصی به منظور تحقق اهداف انجمن
- اقدامات وسیع برای معرفی انجمن در همایشهای علمی، سازمانهای اجرائی و دانشگاهها
- انتشار نشریه علمی - پژوهشی ICT
- همکاری در برگزاری همایشهای علمی از قبیل چهارمین کنفرانس فناوری اطلاعات و دانش (IKT)
- تشکیل جلسات با مسئولین مملکتی ذیربط جهت شناساندن اهداف انجمن و مشخص شدن نحوه همکاری

### کمیته‌های تخصصی انجمن

- کمیته پذیرش و اطلاع‌رسانی
- کمیته آموزش
- کمیته پژوهش
- کمیته مالی و پشتیبانی
- کمیته ارتباط صنعت دانشگاه
- کمیته جامعه اطلاعاتی

از کلیه اندیشمندان، اساتید دانشگاه، پژوهشگران و سایر علاقه‌مندان در حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات دعوت می‌شود با عضویت در انجمن، ما را در تحقق اهداف والای آن یاری نمایند.

نشانی دبیرخانه: تهران - خیابان حافظ - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - ساختمان ابوریحان - طبقه ششم - اتاق ۶۱۲

تلفن: ۰۲۱-۶۶۴۸۵۸۵۶، تلفکس: ۰۲۱-۶۶۴۹۵۴۳۳

## هزینه اشتراک

هزینه اشتراک یکساله:	پست عادی: ۱۲.۰۰۰ تومان	پست پیشتاز: ۱۶.۰۰۰ تومان
هزینه اشتراک دوساله:	پست عادی: ۲۰.۰۰۰ تومان	پست پیشتاز: ۲۸.۰۰۰ تومان

## اطلاعات متقاضی

• حقیقی:

نام و نام خانوادگی: ..... سمت: .....

رشته و مقطع تحصیلی: ..... نام محل تحصیل: .....

• حقوقی:

نام شرکت / سازمان: ..... نام متقاضی: .....

سمت: .....

تعداد نسخه درخواستی از هر شماره: .....

نسخه شروع اشتراک از شماره: .....

اشتراک جدید       تمدید اشتراک

(شماره اشتراک قبلی: .....

## نشانی

آدرس: .....

استان: ..... شهر: ..... کدپستی: .....

تلفن: ..... همراه: ..... پست الکترونیک: .....

از علاقه‌مندان به اشتراک فصلنامه فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران درخواست می‌نماییم برگ اشتراک را به دقت و با خط خوانا تکمیل نموده و وجه اشتراک را براساس تعرفه، به شماره حساب ۲۶۶۱۱۱۴۲۸ بانک تجارت، شعبه امیراکرم، کد ۲۶۶۱ باجه دانشگاه امیرکبیر، به نام انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران واریز نموده و اصل فیش بانکی و فرم اشتراک را به یکی از دو شیوه زیر برای ما ارسال نمایند.

۱- از طریق دورنگار با شماره ۶۶۴۹۵۴۳۳-۰۲۱

۲- از طریق پست به آدرس: تهران، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، ساختمان ابوریحان، طبقه ششم، اتاق ۶۱۲

- اعضای انجمن از ۲۰ درصد تخفیف برخوردار می‌شوند.
- خواهشمند است، مشترکان محترم در صورت تغییر نشانی، امور مشترکین را مطلع فرمایند.
- باتوجه به اینکه تنها عدم وصول مجلاتی که به صورت پیشتاز ارسال می‌شوند قابل پیگیری است لذا توصیه می‌شود از خدمات پست پیشتاز استفاده شود.



## «فرم درخواست عضویت حقیقی»

لطفاً در این قسمت چیزی ننویسید

شماره عضویت:

۱- مشخصات فردی:

نام خانوادگی:

نام:

نام خانوادگی (به انگلیسی):

نام (به انگلیسی):

روز ماه سال

جنس: مرد  زن  تاریخ تولد:

شماره شناسنامه: محل تولد:

شماره ملی:

سمت:

۲- سوابق تحصیلی:

آخرین مدرک تحصیلی: دکتری  کارشناسی ارشد  سایر  (نام ببرید):

رشته تحصیلی: فناوری اطلاعات  مهندسی برق  مهندسی کامپیوتر  مهندسی صنایع  علوم اجتماعی  اطلاع‌رسانی و کتابداری  سایر رشته‌های مرتبط  (نام ببرید):

۴- نوع عضویت:

پیوسته  وابسته  دانشجویی

۵- حق عضویت:

حق عضویت سالانه

نوع عضویت	پیوسته	وابسته	دانشجویی
مبلغ	۱۰۰.۰۰۰ ریال	۱۰۰.۰۰۰ ریال	۵۰.۰۰۰ ریال
شماره حساب: ۲۶۶۱۱۱۴۲۸ بانک تجارت، شعبه امیراکرم، کد ۲۶۶۱ باجه دانشگاه امیرکبیر			

۶- نشانی محل کار (تحصیل):

.....

تلفن ثابت:

تلفن همراه:

نمابر:

آدرس پست الکترونیکی:

آدرس سایت:

امضا:

تاریخ:

- \* عضویت پیوسته: مؤسسان انجمن و کلیه افرادی که حداقل دارای درجه کارشناسی ارشد در یکی از رشته‌های فناوری اطلاعات، مهندسی برق، علوم و مهندسی کامپیوتر، مهندسی صنایع، علوم اجتماعی، اطلاع‌رسانی و کتابداری و سایر رشته‌های مرتبط باشند می‌توانند به عضویت پیوسته انجمن درآیند.
- \* عضویت وابسته: اشخاصی که دارای درجه کارشناسی هستند و مدت ۵ سال به نحوری در یکی از رشته‌های مذکور در بند فوق (عضویت پیوسته) شاغل باشند.
- \* عضویت دانشجویی: کلیه دانشجویانی که در رشته‌های مندرج شده در بند فوق (عضویت پیوسته) به تحصیل اشتغال دارند.

## «فرم درخواست عضویت حقوقی»

لطفاً در این قسمت چیزی ننویسید

شماره عضویت:

انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران انجمنی علمی است که به منظور گسترش و پیشبرد و ارتقای علم و توسعه کمی و کیفی نیروهای متخصص و بهبود بخشیدن به امور آموزشی و پژوهشی در زمینه‌های مربوط به ارتباطات و فناوری اطلاعات تشکیل شده است. مؤسساتی که در زمینه‌های علمی و پژوهشی ارتباطات و فناوری اطلاعات فعالیت دارند می‌توانند با تکمیل فرم، درخواست عضویت حقوقی خود را اعلام نمایند.

۱- مشخصات مؤسسه:

نام دانشگاه/شرکت/سازمان: ..... تعداد کارکنان: .....  
 نوع فعالیت: .....

۲- حق عضویت:

مبلغ پیشنهادی: .....  
 حق عضویت سالانه برای عضویت حقوقی حداقل یک میلیون ریال می‌باشد که مؤسسات دارای امکانات مالی مناسب می‌توانند مبلغ بیشتری جهت توسعه انجمن پرداخت نمایند (شماره حساب: حساب جاری ۲۶۶۱۱۱۴۲۸ بانک تجارت، شعبه امیراکرم، کد ۲۶۶۱ باجه دانشگاه امیرکبیر).

۳- نشانی محل مؤسسه:

تلفن ثابت: ..... تلفن همراه: ..... نامبر: .....  
 آدرس پست الکترونیکی: ..... آدرس سایت: .....

۴- مشخصات رئیس/مدیرعامل:

نام خانوادگی: نام خانوادگی:  
                    
 نام (به انگلیسی): نام (به انگلیسی):  
                    
 سمت:

امضا:

تاریخ:

اعضای حقوقی انجمن در سال ۹۲	
<ul style="list-style-type: none"> <li>عصر ارتباطات و انتقال داده‌های سپاهان</li> </ul> <p>امیر صفوی شماره عضویت: ۹۲۴۸۶۵۱۸۴</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>موسسه آموزش عالی غیر انتفاعی نوین</li> </ul> <p>مجید میرزا محمدی شماره عضویت: ۹۲۴۴۵۳۱۸۵</p>
<ul style="list-style-type: none"> <li>جامع علمی و کاربردی خانه کارگر استان اردبیل</li> </ul> <p>ودود مبینی شماره عضویت: ۹۲۴۴۵۳۱۸۶</p>	
اعضای پیوسته انجمن در سال ۹۲	
<p>امیر شهاب شاهمیری - انجمن فناوری اطلاعات و ارتباطات</p> <p>شماره عضویت: ۸۹۱۲۱۳۵۴۰</p>	<p>سید مهدی حاتمین - وزارت فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران</p> <p>شماره عضویت: ۸۹۱۲۱۲۵۴۳</p>
<p>شیرین گیلکی - جهاد دانشگاهی</p> <p>شماره عضویت: ۹۰۳۲۱۵۵۸۹</p>	<p>فریدون عبدی - دانشگاه افسری امام علی (ع)</p> <p>شماره عضویت: ۹۱۳۲۱۳۶۷۰</p>
<p>نرگس رضایی ملک - شرکت هوای فشرده ایمن</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۶۶۸۴</p>	<p>محمد نوری مطلق -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۵۸۶۶۸۶</p>
<p>احمد استیری -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۶۶۸۶</p>	<p>الهام میرزایی محمدآبادی - دانشگاه آزاد اسلامی واحد مشهد</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۵۱۶۶۸۶</p>
<p>ساسان عظیمی - دفتر مطالعه و نوآوری</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۳۷۰۵</p>	<p>زهره عزیزی - شرکت ایزایران</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۳۷۰۶</p>
<p>غلامحسین قاسمی - دانشکده برق و کامپیوتر، دانشکده فنی قائن</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۵۶۳۷۰۷</p>	<p>زهره ملا محمدعلیان مهریزی - موسسه آموزش عالی علمی کاربردی هلال ایران</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۳۷۰۸</p>
<p>رباب قاسم شربیانی - شرکت مهندسی مشاور نیروی آذربایجان (منا)</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۴۱۵۷۰۹</p>	<p>سید رئوف خیامی - دانشگاه صنعتی شیراز</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۱۳۷۱۰</p>
<p>سجاد رضائیان - دانشگاه صنعتی شیراز</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۳۳۷۱۱</p>	<p>پانید علیپورآقدم -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۵۷۱۲</p>
<p>پریسا پورحسن -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۱۲۳۷۱۳</p>	<p>سامان سیادتی -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۲۱۳۷۱۴</p>
<p>عرفانه غروی -</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۱۳۷۱۵</p>	<p>کامبیز رضایی - پردیس شهید رجایی فارس</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۱۳۷۱۶</p>
<p>ایمان قاصدیان - بانک تجارت استان فارس</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۱۶۷۱۷</p>	<p>مژگان شیال شریفی - دانشگاه علوم پزشکی شیراز</p> <p>شماره عضویت: ۹۲۱۷۱۳۷۱۸</p>
<p>سید هادی موسوی - دانشگاه صنعتی بیرجند</p>	<p>بابک زنده‌دل نوبری - دانشکده تربیت بدنی و علوم ورزشی دانشگاه</p>

تهران شماره عضویت : ۹۲۱۵۶۳۷۱۹ شماره عضویت : ۹۲۱۲۱۳۷۲۰	سهیل افراز- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل شماره عضویت : ۹۲۱۴۵۳۷۲۱ عبدالله مهدوی- دانشگاه علوم پزشکی اردبیل شماره عضویت : ۹۲۱۴۵۳۷۲۲
فاطمه حورعلی- شماره عضویت : ۹۲۱۵۷۳۷۳۳ علی موثق- شماره عضویت : ۹۲۱۲۱۳۷۲۴	محمدرضا کنعانی- اداره کل حفاظت محیط زیست استان مازندران شماره عضویت : ۹۲۱۱۵۳۷۲۵ لیلا انصاری فرد- شماره عضویت : ۹۲۱۴۵۳۷۲۶
<b>اعضای دانشجویی انجمن در سال ۹۲</b>	
محسن گل‌بند- شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۳۳ الهه پوریان- شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۳۵	الهام درمنکی‌فراهانی-دانشگاه صنعتی شریف شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۳۴ شاهرخ بحتوئی شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۳۵
محمدکاظم حیدری- شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۳۶ میثم افتخاری- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اراک شماره عضویت : ۹۲۳۸۶۳۶۳۷	پیمان غلامی- دانشگاه آزاد اسلامی اراک شماره عضویت : ۹۲۳۸۶۳۶۳۷ میثم افتخاری- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اراک شماره عضویت : ۹۲۳۸۶۳۶۳۹
آیت قلندری- دانشگاه آزاد اسلامی واحد اراک شماره عضویت : ۹۲۳۶۶۳۶۴۰ زهرا گلی‌ملک‌آبادی-دانشگاه قم شماره عضویت : ۹۲۳۳۳۶۴۲	وجیهه لوح‌موسوی- مدرسه راهنمایی فرزندگان ۲ شماره عضویت : ۹۲۳۳۱۳۶۴۱ علی بلالی‌بیدگلی- پردیس فنی دانشگاه تهران شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۴۳
محمد مهدی فیروزی- دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۴۴ سپهر قاسمی-پردیس دانشکده فنی دانشگاه تهران شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۴۶	مسعود نجفی- دانشگاه آزاد اسلامی نجف‌آباد اصفهان شماره عضویت : ۹۲۳۷۷۳۶۴۵ سالار محتاج- دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۴۷
لیلا آذری- دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات خوزستان شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۴۸ محسن مرادی- دانشگاه صنعتی مالک اشتر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۵۰	محمد دریایی‌زنجانی- دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۶۱۳۶۴۹ امیر اسماعیلی- دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۵۱
آتنا کاویان- دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۵۲ ناهید فتوحی- دانشگاه سلمان فارسی کازرون	آزاده پیرحیاتی- دانشگاه آزاد اسلامی همدان شماره عضویت : ۹۲۳۶۶۳۶۵۳ میراسماعیل میرنبی‌بابالی- وزارت فناوری اطلاعات و ارتباطات



مازندران شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۵۴ شماره عضویت : ۹۲۳۱۱۳۶۵۵	ندا بینش شماره عضویت : ۹۲۳۲۳۳۶۵۶ محمد مهدی محصولی - دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۵۷
عباس خسروانی - دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۶۰ حمیدرضا زارعیان - بانک تات شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۵۹	مهدی شرفخواه - دانشگاه علوم پزشکی شیراز شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۵۸ رامین ساروقی - دانشگاه سلمان فارسی کازرون شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۶۲
فاطمه حاجی بابایی شماره عضویت : ۹۲۳۵۱۳۶۶۱ معصومه رضائی جم - دانشگاه تبریز شماره عضویت : ۹۲۳۸۷۳۶۶۳	بهرام هدایتی شماره عضویت : ۹۲۳۷۳۳۶۶۵ اصغر ترکی - فولاد مبارکه اصفهان شماره عضویت : ۹۲۳۳۱۳۶۶۶
فاطمه قنبریان شماره عضویت : ۹۲۳۷۱۳۶۶۶ محمد ضیاءالدینی - دانشگاه باهنر شماره عضویت : ۹۲۳۳۴۳۶۶۷	فاطمه کیماسی خلجی شماره عضویت : ۹۲۳۳۷۳۶۶۸ وحید ظهیرپور - دانشگاه علم و صنعت ایران شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۶۹
داریوش سرخه - دانشگاه آزاد اسلامی شوش شماره عضویت : ۹۲۳۶۴۳۶۷۰ محسن رضائی شماره عضویت : ۹۲۳۸۷۳۶۷۱	فرزانه کرمی - دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۷۲ محسن یعقوبی سورکی شماره عضویت : ۹۲۳۱۵۳۶۷۳
امیرحسین خانیکی شماره عضویت : ۹۲۳۵۱۳۶۷۴ علیرضا ملک محمدی شماره عضویت : ۹۲۳۳۸۳۶۷۵	رضا سالارمهر - دانشگاه صنعتی امیرکبیر شماره عضویت : ۹۲۳۲۱۳۶۷۶ فاطمه مجیدی - دانشگاه جامع علمی کاربردی خانه کارگر شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۷۷
میثم معمورپور - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۷۸ یوسف عطائی تپراقلو شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۷۹	سلمان نظیری - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۰ شبیم وطن خواه - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۱
امید تقوائی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۲ فریده نعمتی جمادی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۳	مجتبی لاله - شورای اسلامی شهر اردبیل شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۴ هاجر کوثرزاده - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۵
میلاد راستگو - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۶ میلاد مددپور - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۷	

سحر ولی نژادروح بخش - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۸	گلناز هاشمی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۸۹
رضا فرجی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۰	بهاء‌الدین کاوه‌پور - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۱
مریم قاسمی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۲	فاطمه جعفرزاده - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۳
زینب تیزیپر - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۴	توحید فرهادی - دانشگاه آزاد اسلامی اردبیل شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۵
محمد وجدانی - دانشگاه آزاد اسلامی اردبیل شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۶	جواد مؤذنی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۷
سید مسعود سجادی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۸	حجت همپایی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۶۹۹
حامد بیرون‌برعباسی - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۷۰۰	سجاد آخرین - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۷۰۱
مهدی بیک‌زاده - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۷۰۲	مینا عالی‌زاده - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۳۴۵۳۷۰۳
<b>اعضای وابسته انجمن در سال ۹۲</b>	
سعید صفوی شماره عضویت : ۹۱۵۲۱۵۳۴۸	الهه قنبریان شماره عضویت : ۹۲۲۷۱۶۳۸۴
علیرضا ابریشمی شیرازی شماره عضویت : ۹۲۲۷۱۶۳۸۵	نقی زندیان اجیرلو - موسسه غیرانتفاعی مقدس اردبیلی شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۸۶
سید عباس پیغمبرزاده - هنرستان غیرانتفاعی ایران مهارت شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۸۷	حمید نصیری شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۸۸
جعفر زاهدی‌اول شماره عضویت : ۹۲۲۵۷۳۳۸۹	حسین رهبرفر شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۹۰
محمدرضا سیدپیروی شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۹۱	مهدی جانفشار - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اردبیل شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۹۲
توحید ابراهیمی - اداره کل راه و شهرسازی اردبیل شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۹۳	سمیرا نجفی شماره عضویت : ۹۲۲۴۵۳۳۹۴

## Heuristic algorithms for pseudo-triangulation random point set in the plane

**F. Taherkhani\***      **M. Naghdeforoshha\*<sup>1</sup>**      **A. Nourollah\*\***

\*M. Sc., Department of computer, Faculty of science, Islamic Azad University, Takestan

\*\*Associate Professor, Department of Electrical, computer and biomedical engineering, Islamic Azad University, Qazvin

### Abstract

Finding algorithms for the diverse issues proposed in Computational Geometry including pseudo-triangulation of point set is among the scientific subjects, which has already attracted the attention of computer scientists'.

A pseudo-triangle is a simple polygon in the plane with exactly three convex vertices, called corners. Three reflex chains of edges join the corners. A pseudo-triangulation for point set is a partition of the convex hull of point set into pseudo-triangles whose vertex set is point set.

Many possible optimality criteria have been investigated for pseudo-triangulations which are often based on edge weights or angles in which computing a minimum weight pseudo-triangulation for a point set is among the open problems. A pseudo-triangulation is called minimum if it consists of exactly  $n-2$  pseudo-triangles and the minimum number of edges needed for it is  $2n-3$ . Every vertex of a minimum pseudo-triangulation is pointed. A vertex is pointed if it has an incident angle greater than  $\pi$ .

With respect to the proposed cases, the aim of this thesis is to present new methods for pseudo-triangulation of point set in the plane, so that it can open new algorithmic reflections in this field. This research shows that the generation of convex hull layers for point set and their pseudo-triangulation, using two new algorithms which have been considered in this research, minimizes pseudo-triangulation. Also a new algorithm has been considered to generate spiral simple polygon such that the generation of random simple polygons has two main areas of application: testing the correctness and evaluating the CPU-time consumption of algorithms that operate on polygons.

### Keywords

Pseudo-Triangulation, Convex hull, Convex and concave chain, Visibility, Simple polygon.

---

1. Corresponding author (m.naghdeforoshha@tiau.ac.ir)

## A Satellite Control Method Using Laguerre Model Predictive Control Approach

**Sh. J. Fesharaki<sup>\*1</sup>      F. Towhidkhah<sup>\*\*</sup>      H.A. Talebi<sup>\*\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>M. Sc., Department of Biomedical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

<sup>\*\*</sup>Associate Professor, Department of Biomedical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

<sup>\*\*\*</sup>Professor, Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

### **Abstract**

In this paper a Model Predictive Method based controller is proposed to control a satellite. Model Predictive Control (MPC) has been well known as a practical control method for various systems in industry. A problem with this method is its computational effort and time consuming. To reduce computational load Laguerre functions have been proposed in this literature. Simulation results are given to show feasibility and the validity of the design. A comparison between the time consumed in the presence and the absence of the Laguerre functions is done too.

### **Keywords**

Satellite, Predictive control, Laguerre functions.

---

1. Corresponding author (shekoofeh.jafari@aut.ac.ir)

## **Increasing data throughput in HF channel by decision feedback equalizer employing MC-FQRD-RLS algorithm and weight extraction in data mode**

**Y. Ravaei<sup>\*1</sup>      M. Mahdinejad Nouri<sup>\*\*</sup>      M.H. Madani<sup>\*\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>M. Sc., Maleke Ashtar University of Technology, Tehran

<sup>\*\*</sup>Associate Professor, Maleke Aashtar University of Technology, Tehran

<sup>\*\*\*</sup>Assistant Professor, Maleke Aashtar University of Technology, Tehran

### **Abstract**

Increasing data throughput of Multipath time-varying HF channel by employing decision feedback equalization is addressed. In this paper, we propose multichannel FQRD-RLS adaptive filtering algorithm employing weight extraction in Decision-directed mode. A comparison between this technique and IQRD-RLS algorithm is performed. Simulation is conducted under channel parameters with respect to MIL-STD-188-110B. The results show higher data throughput in a frame with acceptable computational cost. It is also shown that the achieved data throughput is as same as using MC-FQRD-RLS algorithm in Full-Iteration equalization mode, at a much lower computational cost.

### **Keywords**

HF channel, throughput, Decision feedback equalizer (DFE), Adaptive filtering, Weight extraction.

---

1. Corresponding author (yahyaravaei@gmail.com)

## **A Model for impacts of Investment in IT on customer satisfaction, using Structural Equation Modeling and Path Analysis**

**J. Bagherinejad \*<sup>1</sup>    B. Rasouli \*\***

\* Assistant Professor, Department of Industrial Engineering, Faculty of Engineering and Technology, University of Alzahra, Tehran

\*\* M. Sc Student, Faculty of Engineering and Technology, University of Alzahra, Tehran

### **Abstract**

In a research, that this paper reflects its results, a model for stating the relationship between investment in IT and customer satisfaction was developed. This study starts with extensive literature review on investment in IT and customer satisfaction. Then, a conceptual model with four criteria (including Economic, educational, diffusion of ICT and telecommunication) and one latent variable (indicator of customer satisfaction) were designed. This model's primary validity was approved through expert opinion. Then, in a field study in the organization under study, the required data have been gathered for testing functional approval of the model. In the next stage of research, by using SEM techniques and interactive regression equation in the form of path analysis and using the software like SPSS and LISREL , we concentrated the factors of relationship between latent variable and observed variables. The finding of the research shows direct relationship between economic and educational factors of IT investment on customer satisfaction.

### **Keywords**

IT investments, Customer satisfaction, Structural Equation Modeling, Path Analysis.

---

1. Corresponding author (jbagheri@Alzahra.ac.ir)

## **Three-axis attitude control of a micro-satellite by magnetic actuators through-synthesis robust method**

**E. Habibollahian<sup>\*1</sup> M. Shafiee<sup>\*\*</sup> H.A Talebi<sup>\*\*</sup>**

<sup>\*</sup> M. Sc , Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

<sup>\*\*</sup> Professor, Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran

### **Abstract**

In this paper a robust controller using  $\mu$ -synthesis method has been designed for attitude control system of a micro-satellite in LEO orbit. Then the controller has been evaluated with accurate linear and nonlinear simulations. After necessary evaluation three-axis stabilization method with only magnetic torques and auxiliary gravity gradient boom was selected. Nonlinear kinematics and dynamics equation of this system was obtained and linearization was performed on it. Finally the system was converted into a multivariable linear time varying system and controller for this system was performed via  $\mu$ -synthesis, which has been done by changing from time varying system into system with uncertainty.

### **Keywords**

Satellite attitude control, Magnetic attitude control,  $\mu$ -synthesis, robust control, micro-satellite.

---

1. Corresponding author (e\_habibollahian@yahoo.com)

## **Design, simulation and performance comparison of radiating elements of reflect array antenna**

**I. Aryanian<sup>\*1</sup>**

**A. Abdipour<sup>\*\*</sup>**

**Gh. Moradi<sup>\*\*\*</sup>**

<sup>\*</sup>Ph.D Student, Department of Electrical Engineering, Amirkabir University, Tehran

<sup>\*\*</sup>Professor, Department of Electrical Engineering, Amirkabir University, Tehran

<sup>\*\*\*</sup>Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Amirkabir University, Tehran

### **Abstract**

In this paper, the role of radiation elements in the performance of reflect array antenna is studied, and each element is designed and simulated and the phase response is compared. Also, the relations needed for designing reflect array antenna are discussed and one sample reflect array antenna is designed in the KU band and the results are presented.

### **Keywords**

Microstrip antenna, Phase response, Reflectarray antenna

---

1. Corresponding author (iman\_aryanian@aut.ac.ir)





---

# Contents

**Iranian Journal of  
Information Technology & Communication**  
No. 15-16, Vol.5, March- September 2013

---

▪ <b>Design, Simulation and performance comparison of radiating elements of Reflectarray Antenna</b>	1
I. Aryanian, A. Abdipour, Gh.R. Moradi	
▪ <b>Three-axis attitude control of a micro-satellite by magnetic actuators through-synthesis robust method</b>	9
E. Habibollahian, M. Shafiee, H.A. Talebi	
▪ <b>A Model for impacts of Investment in IT on customer satisfaction, using Structural Equation Modeling and Path Analysis</b>	19
J. Bagherinejad, B. Rasouli	
▪ <b>Increasing data throughput in HF channel by decision feedback equalizer employing MC-FQRD-RLS algorithm and weight extraction in data mode</b>	31
Y. Ravaei, M. Mahdinejad Nouri, M.H. Madani	
▪ <b>A Satellite Control Method Using Laguerre Model Predictive Control Approach</b>	39
Sh. J. Fesharaki, F. Towhidkhah, H.A. Talebi	
▪ <b>Heuristic algorithms for pseudo-triangulation random point set in the plane</b>	49
F. Taherkhani, M. Naghdeforoshha, A. Nourollah	
<b>Instruction for Authors</b>	58
<b>Abstracts in English</b>	

---