

طراحی سیستم مقاوم ردیابی سیگنال حامل در شرایط دینامیک و نویز بالا با تاکید بر ردیابی از طریق کنترل کننده فازی-عصبی

محمی الدین مرادی^۱، مهدی احسانیان^۲

^۱ فارغ التحصیل دکتری مهندسی برق-الکترونیک، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، moradi@email.kntu.ac.ir
^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، ehsanian@kntu.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۸/۰۳/۲۶

ویرایش دوم: ۹۸/۰۳/۱۰

ویرایش اول: ۱۳۹۷/۰۹/۲۵

دریافت: ۱۳۹۷/۰۶/۲۰

چکیده: ردیابی مقاوم در گیرنده‌ها به صورت توانایی یک گیرنده در دنبال کردن فاز و فرکانس سیگنال حامل ورودی در شرایط غیر معمول همچون تضعیف سیگنال، محو سیگنال ورودی، دینامیک بالای گیرنده یا دیگر اثرات مخرب انتشار تعریف می‌شود. غلبه بر محو سیگنال حامل ورودی، عموماً منجر به ساختارهایی می‌شود که با پهنای باند بسیار باریک فیلتر درون حلقه قفل فاز قابل پیاده‌سازی است ولی با ملزومات ردیابی برای کاربران دارای دینامیک یا سرعت حرکت بالا در تضاد است. چنین تناقضی نقطه بحرانی و محدودیت اساسی سیستم های ردیابی مقاوم سیگنال حامل است، زیرا حذف نویز (یا بازایی سیگنال‌های با توان ضعیف) و ردیابی سریع سیگنال حامل فرستنده باید به صورت متناسب با هم موازنه شوند. در عمل لازم است با توجه به میزان نویز محیط و میزان دینامیک ورودی، مقدار مناسب برای پهنای باند فیلتر حلقه انتخاب شود. در این مقاله ابتدا روش‌های ردیابی مقاوم حامل بررسی و مرور می‌شوند و از نظر کاربرد و ویژگی‌ها مورد بررسی قرار خواهند گرفت. با مقایسه روش‌های مختلف نشان خواهیم داد که کنترل کننده های فازی-عصبی نوع دوم پیشنهادی به دلیل غلبه بر عدم قطعیت های موجود در سیگنال حامل دریافتی و شرایط محیطی، نتایج مطلوبی را برای اغلب کاربردها ارائه می نماید.

کلمات کلیدی: ردیابی مقاوم سیگنال حامل، کنترل کننده فازی-عصبی، حلقه قفل فاز.

Design of robust carrier tracking systems in high dynamic and high noise conditions, with emphasis on neuro-fuzzy controller

Mohieddin Moradi, Mehdi Ehsanian

Abstract: The robust carrier tracking is defined as the ability of a receiver to determine the phase and frequency of the input carrier signal in unusual conditions such as signal loss, input signal fading, high receiver dynamic, or other destructive effects of propagation. An implementation of tight tracking can be understood in terms of adopting a very narrow loop bandwidth that contradict with the requirements for tracking high user dynamics. Such a trade-off becomes the critical point and the main limitation of robust carrier tracking, since both noise rejection (and equivalently, recovery of the lost signal power) and agile carrier tracking must be appropriately balanced to avoid penalizing the performance criteria of the specific application under analysis. In practice, bandwidth must be adaptive so that with respect to input noise and dynamic values, optimal bandwidth could be chosen. In this article, first different carrier tracking systems is reviewed and their related features and applications are studied and determined. Then, with comparing existing methods it is shown that, the proposed intelligent type-2 neuro-fuzzy controllers in tracking system provide results that are more acceptable than others because of overcoming the uncertainties in the received carrier signal and environmental conditions.

Keywords: Robust carrier signal tracking, Neuro-fuzzy controller, PLL

۱- مقدمه

است در کنار روش های کنترل کلاسیک، از روش های کنترلی تطبیقی پیشرفته تر همچون کنترل کننده های فازی استفاده شود تا امکان بهبود عملکرد کلی سیستم فراهم گردد. در این مقاله، روش های اساسی برای ایجاد سیستم های مقاوم ردیابی سیگنال حامل که می توانند بر چالش های موجود در سیستم های سنتی غلبه نمایند بررسی می شوند. این روش ها از برخی بهینه سازی های اساسی حلقه های ردیابی شروع می شوند و به استفاده از فیلتر کالمن و روش های ابتکاری و استفاده از سیستم های فازی نوین ادامه پیدا می کنند. برخی از روش های ردیابی حلقه باز نیز بررسی خواهند شد که به صورت گسترده در گیرنده های برست مد^۴ مورد استفاده قرار می گیرند. این روش ها جایگزین و کاندیدی برای ردیابی مقاوم حامل در شرایط کاری سخت هستند. در این مقاله، برای کنترل بهینه عملکرد حلقه ردیابی حامل، سیستم کنترل فازی-عصبی نوع دوم ممدانی پیشنهاد می شود و تمامی روش های موجود از نظر نوع کاربری مورد ارزیابی قرار می گیرند تا بهترین روش برای هر نوع از کاربری مشخص گردد. این روش ها را می توان به روش های کنترل کلاسیک و کنترل غیر کلاسیک تقسیم نمود و آنها را با یکدیگر مقایسه نمود.

۲- معماری سیستم های ردیابی حامل

عموماً همزمان سازی اسیلاتور محلی گیرنده با اسیلاتور فرستنده در دو مرحله انجام می شود: در ابتدا تخمینی از پارامترهای همزمان سازی حاصل می شود (مرحله اکتساب) سپس، دقت این تخمین بهبود داده می شود تا نویز حذف و هرگونه تغییر زمانی ممکن ردیابی شود (مرحله ردیابی). با فرض آنکه در مرحله اکتساب تاخیر زمانی و خطاهای تخمین جبران شده باشند، برای ردیابی حامل در لحظه k ، سیگنال باند پایه دریافتی را می توان با مدل ریاضی زیر بیان نمود.

$$y(k) = a(k)e^{j\theta(k)} + \eta(k) \quad (1)$$

$a(k)$ پوش سیگنال دریافت شده است که به وسیله تضعیف و پدیده محو سیگنال متغیر با زمان تغییر می کند، $\theta(k)$ فاز متغیر با زمان سیگنال حامل در حال ردیابی و $\eta(k)$ اثرات نویز حرارتی و اغتشاشاتی است که بر سیگنال دریافتی اثر می کنند. بر اساس مدل ریاضی فوق، موضوع مورد بحث در ردیابی، تغییرات $\theta(k)$ است تا اسیلاتور محلی با سیگنال ورودی همزمان شود. معماری PLL سنتی همراه با بلوک های سازنده آن در شکل ۱ نمایش داده شده است. در یک PLL سنتی برای ردیابی تغییرات زمانی فاز حامل $\theta(k)$ از سه بخش اصلی استفاده می شود. آشکارساز فاز که متشکل از یک مدار همبسته ساز^۵، یک مدار انباشت و تخلیه^۶ (جهت جمع زدن ورودی ها با یکدیگر و صفر کردن حاصل جمع)

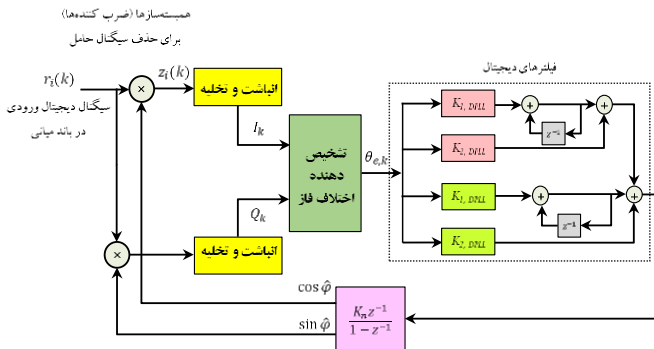
روشی که امروزه برای همزمان کردن سیگنالهای حامل تولید شده در گیرنده و فرستنده استفاده می شود حلقه قفل فاز یا PLL^۱ است که هدف آن مقایسه فاز حامل ورودی با فاز حامل محلی و رساندن خطای فاز به صفر است. از دیدگاه کنترل کلاسیک سیستم PLL یک سیستم کنترل بازخورد غیرخطی است که در آن فیلتر حلقه نقش کنترل کننده و اسیلاتور نقش سیستم تحت کنترل را دارد. غیر خطی بودن آن ناشی از تشخیص دهنده فاز است. خوشبختانه رفتار PLL در حالت قفل شده می تواند توسط مدل خطی شده آن پیش بینی شود و بنابراین، برخی از روش های تحلیل کلاسیک سیستم کنترل می توانند برای تجزیه و تحلیل استفاده شوند. محو شدید سیگنال^۲، از دست رفتن سیگنال^۳، تغییرات ناگهانی در فاز سیگنال و وجود دینامیک بالای حرکت در گیرنده ها از جمله عواملی هستند که نیاز به طراحی سیستم ردیابی مقاوم را تشدید می نماید. در موضوع ردیابی حامل، ردیابی مقاوم می تواند به صورت توانایی ردیابی در شرایط سخت تعریف گردد که عموماً منجر به ساختارهایی است که با پذیرش پهنای باند بسیار باریک فیلتر یا بطور معادل با بزرگ بودن حافظه فیلتر حلقه قابل اجرا می باشند. این روش منجر به ردیابی ضعیف خواهد شد و با ملزومات ردیابی برای کاربران دارای دینامیک بالا در تضاد است؛ زیرا در شرایط دینامیک بالا لازم است پهنای باند حلقه وسیع باشد. چنین مصالحه های نقطه بحرانی و محدودیت اساسی سیستم های ردیابی مقاوم حامل است، زیرا موضوع حذف نویز (یا بصورت معادل بازایی سیگنال با توان ضعیف) و ردیابی سریع حامل باید به صورت متناسب با هم موازنه شوند تا از کاهش کارایی سیستم جلوگیری گردد. در عمل سه چالش اساسی در سیستم های ردیابی حامل وجود دارد که با آنها برخورد می کنیم [۱-۶]. اول دینامیک بالا که ناشی از وجود پدیده دوپلر^۳ در وسایل متحرک است. مثلاً گیرنده بر روی موشک نصب است و سرعت نسبی میان گیرنده و ایستگاه فرستنده زمینی و یا فضایی بسیار زیاد است. دوم اغتشاشات تصادفی ایستا که برای نمونه می توان به نویز حرارتی زیاد اشاره نمود. سوم اغتشاشات غیر ایستا ناشی از فعالیت غیر عادی خورشید در گیرنده های ماهواره ای و یا از دست رفتن سیگنال اشاره نمود.

متأسفانه عملکرد عوامل فوق به گونه ای است که سیستم ردیابی برای کاهش یکی باید افزایش دیگری را تحمل کند. بطور مثال، کم بودن پهنای باند فیلتر حلقه موجود در PLL سبب می شود تا فاز ورودی با دقت ردیابی شود و تا حد ممکن نویز نیز حذف شود. زیاد بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می شود تا تغییرات سریع فاز ورودی های دارای دینامیک بالا ردیابی شود ولی نویز ورودی به سیستم افزایش خواهد یافت. در عمل لازم است پهنای باند متغیر باشد تا با توجه به میزان نویز محیط و میزان دینامیک ورودی، مقداری مناسب برای پهنای باند فیلتر حلقه تنظیم شود. لذا لازم

⁴ Burst Mode
⁵ Correlator
⁶ Integrate and Dump

¹ Fading
² Outage
³ Doppler Effect

می شود. خروجی انبارهای کانال Q و I (یا همان مدارهای انباشت و تخلیه) به صورت زیر خواهد بود که در آنها فاز حامل سیگنال دریافتی $\theta(kT)$ و $\hat{\theta}(kT)$ فاز سیگنال کپی محلی، A دامنه مولفه های انباشت شده I و Q ، و T زمان پیشگویی انباشت یا زمان بروزرسانی حلقه است.



شکل ۲: بلوک دیاگرام حلقه ردیابی حامل [۷]

$$I(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)] + n_{I,k} \quad (3)$$

$$Q(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}} \sin[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)] + n_{Q,k} \quad (4)$$

$$A = 2\sqrt{PMD(kT)} \text{sinc}\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right) R(\tau - \hat{\tau}) \quad (5)$$

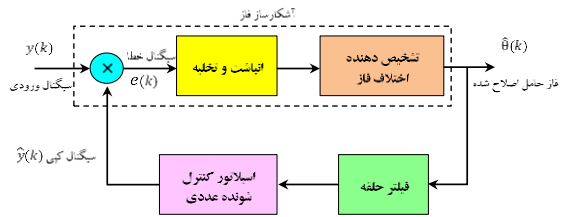
در این روابط $\Delta\omega = (\theta_k - \theta_{k-1})/T$ است و $M = \frac{T}{T_s}$ برابر تعداد نمونه هایی است که برای بروزرسانی حلقه با یکدیگر جمع می شوند. سیگنالهای خطای ردیابی شامل خطای فاز، خطای فرکانس و خطای شیب فرکانس بصورت متناوب از روی تخمینگر خطای فاز محاسبه و تشخیص داده می شوند. پس از آنکه خطای ردیابی کاهش یافت آنگاه محدودیت پهنای باند کم برداشته خواهد شد. خطای فاز می تواند به صورت زیر محاسبه شود.

$$\theta_e(kT) = \tan^{-1}\left[\frac{Q(kT)}{I(kT)}\right] = f[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)] + n_{\theta,k} \quad (6)$$

مولفه های نویز ورودی با $n_{I,k}$ و $n_{Q,k}$ نشان داده شده اند. در این رابطه $\theta_e(kT) \in [-\pi, +\pi]$ خطای فاز حامل با اغتشاش نویز ورودی $n_{\theta,k}$ است. اگر سیگنال دریافتی ورودی فاقد نویز باشد آنگاه $\theta_e(kT) = \theta(kT) - \hat{\theta}(kT)$ خطای ردیابی فاز در پیمانه $[-\pi, +\pi]$ است. شایان ذکر است فاز حامل یا $\theta(kT)$ عموماً شامل آفست فاز، آفست فرکانس، آفست شیب فرکانس، جیتر فاز سینوسی و جیتر فاز (سینوسی) میرا است. لذا، به دلیل تنوعی که در مولفه های فاز وجود دارد، لازم است گیرنده ها بگونه ای طراحی شوند تا حلقه ردیابی حامل آنها پاسخ حالت گذرا و دایمی مطلوبی را داشته باشند.

۳- لغزش سیکل و عوامل ایجاد آن در سیستم های ردیابی حامل

و یک تشخیص دهنده اختلاف فاز است که اختلاف فاز میان سیگنال ورودی و سیگنال کپی ساخته شده در گیرنده را مشخص می کند.



شکل ۱: مروری بر معماری PLL سنتی همراه با بلوکهای سازنده آن [۷]

در واقع خروجی آشکارساز فاز مبین مقدار خطای فاز حامل است که باید جبران گردد. وظیفه مدارهای همبسته ساز و انباشت و تخلیه، محاسبه ضرب داخلی میان سیگنال دریافتی و سیگنال محلی کپی است. وظیفه تشخیص دهنده اختلاف، ایجاد سیگنال خروجی متناسب با میزان خطایی است که توسط سیگنال محلی ایجاد می شود. یک فیلتر حلقه، که فیلتری پایین گذر بسیار باریک است، تغییراتی را که بر اثر نویز حرارتی در خروجی آشکارساز فاز ایجاد می گردد هموار می سازد. در حقیقت سیگنال خطای خروجی تشخیص دهنده اختلاف توسط فیلتر هموار و نتیجه به نوسان ساز فرستاده می شود تا سیگنال کپی بروزرسانی شده ای تولید گردد و حلقه بسته شود. در مدل آنالوگ، اسپلاتور کنترل شونده با ولتاژ (VCO) و در مدل دیجیتال از یک اسپلاتور کنترل شونده عددی (NCO) استفاده می شود. در حالت زمان گسسته، نمونه سیگنال دریافتی کد شده توسط یک فرستنده را می توان به صورت زیر مدل نمود:

$$r(iT_s) = \sqrt{2PD}[iT_s - \tau] \cos[\omega_b iT_s + \theta(iT_s)] + n_i \quad (7)$$

در این رابطه P توان متوسط سیگنال دریافتی، $D[\cdot]$ رشته دینای باینری، T_s پریود نمونه برداری، τ تاخیر زمانی انتقال کد نسبت به ساعت سیستم فرستنده، ω_b فرکانس زاویه ای حامل در باند پایه، $\theta(iT_s)$ فاز حامل نامعینی است که با تخمین حاصل شده است، و n_i نویز دریافتی است که بصورت نویز گوسی سفید افزایشی با واریانس σ_n^2 مدل می شود. شکل ۲ حلقه ردیابی حامل در یک گیرنده را نشان می دهد. سیگنالهای دیجیتال با فرکانس میانی (Digital IF)، آماده پردازش توسط ترکیبی از همبسته سازهای باند پایه و پردازنده های دیجیتال سیگنال هستند. برای دیکد کردن اطلاعات، در ابتدا از یک روش اکتساب به منظور آشکارسازی وجود سیگنالها استفاده شود. برای انجام فرایند اکتساب، گیرنده بصورت همزمان محدوده های عدم قطعیت فاز کد و شیف فرکانسی داپلر حامل را جاروب می کند تا بتواند سیگنالهای دریافتی و محلی را با هم تطبیق دهد. پس از موفقیت در فرایند جستجو، نسخه کپی کد و فرکانس فرستنده عیناً در گیرنده ایجاد خواهد شد و حلقه های ردیابی کد و حامل برای همزمان سازی و بعدی فازها (حامل و کد نویز شبه تصادفی) مورد استفاده قرار می گیرند. رشته دریافتی $r(iT_s)$ در همبسته سازهای کانال I و Q ضرب

³ NCO: Numerically Controlled Oscillator

¹ Discriminator

² VCO: Voltage Controlled Oscillator

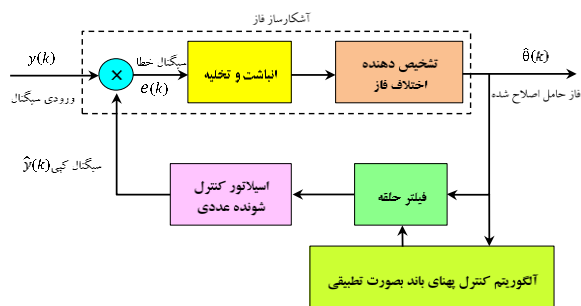
که در تمام آنها پهنای باند PLL ثابت است، روشهای PLL با پهنای باند ثابت نامیده می‌شوند. چون پهنای باند حلقه ثابت است فرض بر ساکن بودن گیرنده است و برای کاربردهای ردیابی مقاوم قابل استفاده نمی‌باشند [7-9].

۴-۲ روشهای ردیابی حامل با استفاده از فیلتر حلقه با پهنای باند متغیر

کم بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود فاز ورودی بادقت ردیابی شود و نویز نیز تا حدودی حذف شود. زیاد بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود تا تغییرات سریع فاز برای ورودی‌های دارای دینامیک بالا قابل ردیابی باشد. عموماً، چهار روش عمده افزایش مقاومت سیستم ردیابی حامل با استفاده از پهنای باند متغیر وجود دارد.

۴-۲-۱ حلقه قفل شونده فاز با قابلیت تغییر سریع پهنای باند

در این روش، همانگونه که در شکل ۳ نمایش داده شده است با توجه به شرایط کار واقعی سیستم، با استفاده از یک الگوریتم، پهنای باند فیلتر تغییر می‌کند. در این روش، خطاهای فاز خروجی تشخیص دهنده فاز، با مقدار از پیش تعیین شده‌ای مقایسه می‌شوند. بر اساس این مقایسه و تخمین توان دریافتی واقعی و نیز استفاده از مدلی دقیق جهت محاسبه اثر نویز حرارتی و نویز فاز و محاسبه میزان دینامیک ورودی، بهترین مقدار پهنای باند محاسبه و اعمال میگردد. اشکال این روش بار محاسباتی زیاد آن است [۱۰، ۱۱].



شکل ۳: حلقه قفل شونده فاز با قابلیت تغییر سریع پهنای باند [۱۰]

۴-۲-۲ حلقه قفل شونده فاز با پهنای باند از پیش محاسبه شده

یکی از اشکالات روش قبل، ضرورت تخمین و محاسبه مداوم برخی از پارامترهای سیگنال ورودی است. برای اجتناب از این مشکل، روشی با پیچیدگی کمتر مطابق با شکل ۴ پیشنهاد شد که تقریباً دارای کارایی یکسانی با روش قبل است. در این روش اطلاع از مقدار تقریبی حامل به نویز کافی است و نیازی به محاسبه دینامیک کاربر نیست. در ابتدا، مقدار تقریبی نسبت حامل ورودی به نویز محاسبه و بجای استفاده از یک

اگر اختلاف فاز میان $\theta_e(kT) + 2n\pi$ و $\theta_e(kT)$ (n عددی صحیح) تشخیص داده نشود آنگاه ممکن است همزمان سازی با شکست مواجه شود. به این پدیده لغزش سیکل می‌گوییم که به معنی پرش فاز حامل به اندازه مضرب صحیحی از طول موج است. در گیرنده‌ها دو عامل اصلی تغییر آنی فرکانس و شیب فرکانس، $\omega_{desired}$ و $\alpha_{desired}$ ، در لغزش سیکل نقش دارند. هنگامی که فرکانس ورودی به صورت آنی تغییر می‌کند ممکن است PLL دیجیتال قبل از خروج از محدوده قفل ماندن خود از قفل خارج شود. این موضوع یک محدودیت دینامیکی در عملکرد PLL است. مقدار پله فرکانسی حلقه به صورت زیر تعریف می‌شود که صورت رابطه، تفاضل فاز در لحظه kT و $(k-1)T$ است.

$$\omega_{desired} = \left| \frac{\theta(kT) - \theta((k-1)T)}{T} \right| \left[\frac{rad}{s} \right] \quad (7)$$

برای تعیین بدون ابهام خطای فاز، باید اختلاف فاز دو مقدار متوالی کمتر از $\pm\pi$ باشد. چنانچه مشتق فرکانس ثابت باشد آنگاه فرکانس را سیگنال شیب می‌نامیم. فرض می‌کنیم کاربر دارای شتاب a_r متر بر مجذور ثانیه باشد و نرخ نظیر تغییر فرکانس دوپلر را بتوان به صورت زیر بیان نمود:

$$\alpha_{desired} = \left(\frac{a_r}{c} \right) \omega_c \left[\frac{rad}{s^2} \right] \quad (8)$$

در رابطه فوق C سرعت نور و ω_c فرکانس زاویه‌ای حامل فرستنده است. لذا لازم است قبل از طراحی یک سیستم ردیابی محدودیت های فوق مد نظر قرار گیرند. برای ایجاد تخمین دقیق از اطلاعات فاز، باید پهنای باند نویز باریک باشد. با کاهش پهنای باند نویز، مشکل جدی لغزش سیکل اتفاق خواهد افتاد و در شرایط دینامیک بالا، سیستم ردیابی عملکرد مطلوبی نخواهد داشت؛ زیرا قابلیت‌های حذف نویز یا ردیابی چابک روی یکدیگر اثر متقابل دارند. لذا در طراحی حلقه ردیابی حامل، موازنه میان شرایط متناقض همیشه موضوع مهمی است که مستلزم انتخاب پهنای باند نویز است. به همین دلیل روش‌های ردیابی مقاوم سیگنال حامل مطرح شده‌اند که در ادامه به بررسی آنها خواهیم پرداخت.

۴-۲ بررسی انواع سیستم‌های مقاوم ردیابی حامل متکی بر سیستم‌های کنترل کلاسیک و فازی

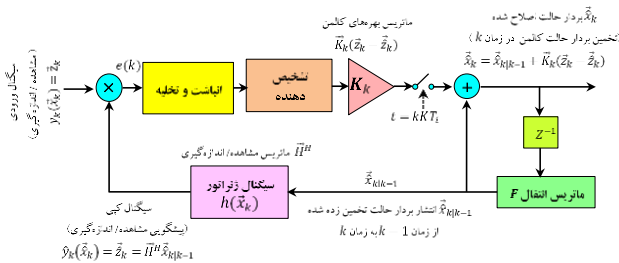
روش‌های مختلف ایجاد سیستم مقاوم ردیابی حامل از ساده‌ترین آنها تا پیچیده‌ترین آنها به ۶ گروه قابل تقسیم می‌شوند که هر یک از آنها در بخش های ۴-۱ الی ۴-۶ به اختصار شرح داده خواهند شد.

۴-۱ روش‌های ردیابی حامل با استفاده از فیلتر حلقه با پهنای باند ثابت

در مقایسه با روشهای سنتی، این روش فقط یک گام اضافه‌تر دارد و حداقل تغییرات را در بلوک دیاگرام حلقه ایجاد می‌کند. این روش‌ها بگونه‌ای عمل می‌کنند که در آنها پهنای باند فیلتر حلقه ثابت است. از آنجا

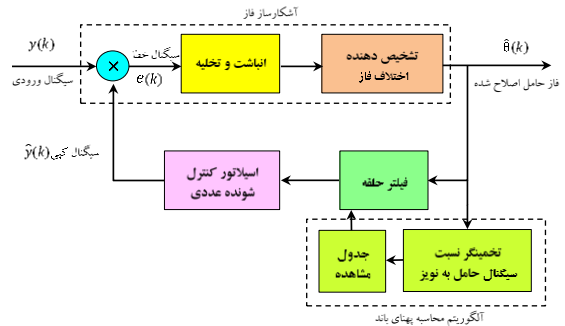
۴-۳ روشهای متکی بر استفاده از فیلتر کالمن ۲ جهت ردیابی مقاوم حامل

فیلتر کالمن به عنوان یک روش کنترل کلاسیک قالب و ساختار بسیار عمومی تری را برای تخمین بهینه پارامترهای سیگنال ارائه می کند که بر اساس مدل دینامیکی داده شده تکامل می یابد. در نتیجه، فیلتر کالمن قادر است ساختار حلقه بسته ای را فراهم کند که در آن ضرایب فیلترینگ بصورت اتوماتیک تنظیم می شوند تا در شرایطی که نویز سفید گوسی وجود دارد میان سیگنال ورودی (یعنی مشاهده^۳) و سیگنال کپی محلی (یعنی پیشگویی^۴) حداقل مقدار مربع خطا فراهم گردد [۱۷-۱۹]. رفتار تطبیقی که به وسیله فیلتر کالمن حاصل می شود ناشی از استفاده از مدل های دینامیکی فضای حالت برای پیشگویی و اصلاح پارامترهای تخمین زده شده است. در این روش، تخمین ها با احتساب نویز اندازه گیری واقعی و دقت مدل مفروض بروزسانی می شوند. لذا حتی در صورت عدم تطابق دینامیکهای واقعی با مفروضات ابتدایی در مدل، فیلتر کالمن قادر است به تخمین پروسه ادامه دهد. این قابلیت، بی شک یکی از ارزشمندترین ویژگی هایی است که در روشهای مقاوم مدنظر قرار می گیرد. ترکیب سیستماتیک مقاوم بودن و بهینه بودن دلیل مشخصی است که چرا فیلتر کالمن در مقالات موجود برای ردیابی مقاوم حامل بطور وسیعی مورد توجه قرار گرفته است [۲۰-۲۲]. نمونه ای از استفاده از فیلتر کالمن برای سیستم ردیابی مقاوم در شکل ۶ نشان داده شده است. در اینجا اندازه گیری های ورودی، $y(k)$ ، نمونه های مختلط سیگنال باند پایه دریافتی هستند و نه فاز حامل مشاهدات. بطور مشابه، پیشگویی های اندازه گیری (برای ورودی، $\hat{y}_k(\hat{x}_k)$ ، نمونه های مختلط سیگنال کپی محلی هستند که با پردازش بردار حالت کالمن از طریق یک تابع غیرخطی $h(\cdot)$ تولید شده اند. این تابع غیرخطی نقش یک NCO را در معماری سنتی ردیابی حامل بازی می کند [۲۳].



شکل ۶: استفاده از فیلتر کالمن خطی در ردیابی سیگنال حامل [۱۹]
 این پیکربندی کاملاً با معماری گیرنده های سنتی سازگار است که در آنها همبستگی سیگنال دریافتی با سیگنال ورودی محاسبه شده و خطا در خروجی تشخیص دهنده ایجاد می شود. خروجی تشخیص دهنده اختلاف، ورودی فیلتر کالمن است و از آنجا که خطایی را بر اساس بزرگی فرکانس

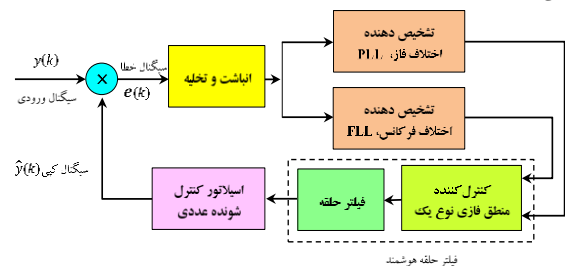
آلگوریتم تطبیقی، از یک جدول مشاهده^۱ استفاده می شود. مقادیر ذخیره شده در جدول، پهنای باندهای مشخصی هستند که در هر زمان خاص بسته به مقدار C/N_0 و برخی از دینامیک های از پیش تعریف شده کاربر، استفاده می گردند. این پهنای باندها بصورت آفلاین قبلاً محاسبه شده اند و نیازی به پیاده سازی آلگوریتم محاسبه بلادرنگ پهنای باند نخواهد بود. همچنین برای دینامیکهای کاربر، یک مقدار مشخص در نظر گرفته می شود که نماینده کل محدوده تغییرات دینامیک است [۱۲].



شکل ۴: حلقه قفل شونده فاز با پهنای باند از قبل محاسبه شده [۱۲]

۴-۲-۳ حلقه قفل شونده فاز با استفاده از منطق فازی نوع اول

در این روش از منطق فازی نوع اول برای هوشمندسازی حلقه استفاده شده است تا مقاومت ردیابی افزایش یابد. معماری این روش در شکل ۵ نشان داده شده است. ایده اصلی استفاده از کنترل کننده منطق فازی، مطابقت پهنای باند با شرایط واقعی گیرنده است. در این روش با اطلاع از مسیر حرکت، سیستم فازی آموزش داده می شود و در عمل مشکلاتی را در شرایط واقعی به دنبال خواهد داشت، زیرا همواره مسیر حرکت گیرنده از قبل مشخص نیست. در این روش، از تشخیص دهنده فاز و فرکانس استفاده و بر اساس خطای فاز و فرکانس، مقدار مناسب پهنای باند مشخص می گردد [۱۶-۱۳].



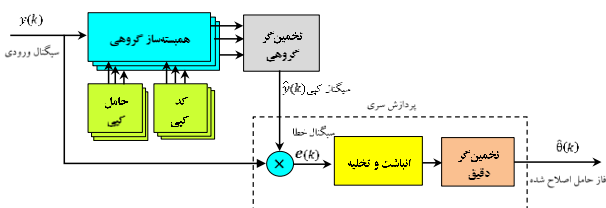
شکل ۵: حلقه قفل شونده فاز با استفاده از منطق فازی نوع اول [۱۳].

³ Observation
⁴ Prediction

Look-Up Table (LUT)

² Kalman Filter

نشود و در عوض با پردازش مستقل بخشهایی از نمونه‌های ورودی دریافتی، روی تخمین حلقه باز پارامترهای همزمان‌سازی تمرکز شود. این موضوع به پردازش گروهی منجر شده و روشی آسان برای ایجاد استقامت در گیرنده‌های مد پیوسته است که با به ارث بردن بسیاری از روشهای موجود در سیستمهای حلقه باز پیاده‌سازی می‌شوند. نمونه‌ای از این معماری در شکل ۷ نشان داده شده است. به عنوان مثالی از سیستم ردیابی حلقه باز، مرجع [۳۷] با استفاده مجدد از برخی از نتایج تخمین گر فرکانس بیشترین همسایگی بهینه که از آن در گیرنده‌های با سیستم حلقه باز استفاده می‌شود، یک تخمین گر فرکانس تکراری را پیشنهاد می‌کند. این کار دارای دو مرحله است؛ در ابتدا بانکی از همسایه‌سازهای گروهی از طریق تبدیل فوریه سریع پیاده‌سازی می‌شود تا نمایش سه بعدی زمان، فرکانس و انرژی سیگنال ورودی را ایجاد کند. سپس، با استفاده از پردازشگر تبدیل فوریه سریع دیگری، فرکانس حامل تصفیه می‌شود و اینکار مشابه با دو بار عمل تبدیل فوریه سریع است [۳۸، ۳۹].



شکل ۷: روش حلقه باز برای ردیابی سیگنال حامل [۳۸، ۳۹].

۴-۶ استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم در طراحی سیستم‌های هوشمند و مقاوم ردیابی حامل

زمانی که معادلات فیزیکی حاکم بر سیستم به طور دقیق دینامیک سیستم را توصیف می‌کنند، رویکرد بر مبنای مدل به طور گسترده به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما در دنیای واقعی، به دلیل وجود عدم قطعیت در سیستم و تاثیر عوامل خارجی همانند نویز، اطلاعات بدست آمده از سیستم همواره نامعین و محدود می‌باشد. در چنین مواردی، عملکرد رویکردهای مبتنی بر مدل به طور چشمگیری کاهش و از سویی دیگر پیچیدگی طراحی کنترل کننده افزایش می‌یابد. در نتیجه برخی از روش‌های اکتشافی، همانند سعی و خطا برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده مورد استفاده قرار می‌گیرند. سیستم‌های کنترل کلاسیک مبتنی بر مدل‌های ریاضی است که با استفاده از یک یا چند معادله دیفرانسیل تعریف می‌شود. چنین سیستمی رانمی‌توان به راحتی ارتقاء داد ولی در کنترل کننده‌های فازی با اضافه کردن دستور جدید می‌توان برای بهبود یا اضافه کردن یک ویژگی جدید به سیستم کنترل اقدام نمود. از کنترل فازی می‌توان در بهبود کنترل کننده‌های کلاسیک یا اضافه کردن یک لایه اضافی از روش هوشمند به روش کنترل کنونی استفاده کرد. متداولترین رویکرد در طراحی آزاد از مدل استفاده

حامل و یا فاز حامل تولید می‌کند با بردار حالت کالمن مبتنی بر حامل ارتباطی خطی دارد و لذا علی‌رغم استفاده از تابع غیرخطی $h(\cdot)$ ، فرمولبندی خطی فیلتر کالمن حفظ می‌شود. معماری نشان داده شده در شکل فوق می‌تواند به عنوان تعمیم روشهایی که تا کنون مطرح شد در نظر گرفته شود که در آن یک پهنای باند متغیر بهینه از طریق بهره‌های کالمن متغیر با زمان معرفی می‌شود. این نوع بهینه‌سازی فقط برای حالتی که از تشخیص دهنده‌های خطی استفاده شود تضمین می‌شود. وقتی که تشخیص دهنده‌های نوع غیرخطی انتخاب شوند دیگر آماره ورودی کالمن گوسی نیست و بهینه بودن پهنای باند تضمین نخواهد شد. با این وجود، هرگاه مقدار سیگنال به نویز متوسط به بالا باشد، باز هم کارایی نزدیک به بهینه حاصل می‌شود [۲۸-۲۴].

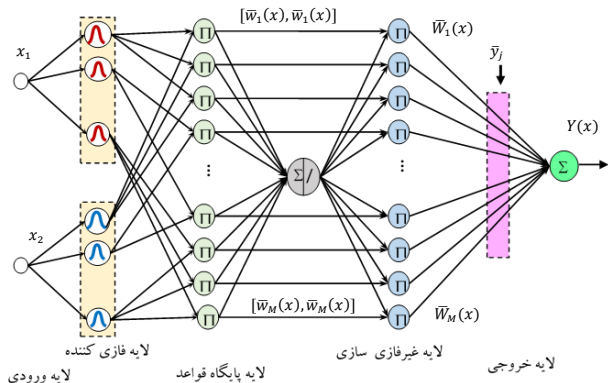
۴-۴ روش‌های ابتکاری ردیابی مقاوم حامل

با وجود مزایای روش‌های مبتنی بر استفاده از فیلتر کالمن، طبیعت غیر خطی محو شدید سیگنال، تغییرات ناگهانی فاز و دینامیک‌های بالای گیرنده در کنار عدم قطعیت‌ها، عوامل بازدارنده مهمی برای استخراج دقیق و عملی مدل‌های دینامیکی در فیلتر کالمن هستند. علاوه بر این، در صورت وجود پدیده‌های غیرخطی و یا اندازه‌گیری‌های دارای همبستگی یا اغتشاشات غیر گوسی، فیلتر کالمن بهینه نیست و تقریب‌هایی باید در نظر گرفته شوند. این همان چیزی است که به نام فیلتر کالمن توسعه‌یافته معروف است و در آن تقریب‌های لازم در نظر گرفته شده‌اند. هزینه‌ای که برای این تقریب پرداخت می‌شود کاهش تضمین همگرایی این روش در مقایسه با روش استفاده از فیلتر کالمن خطی است. در این شرایط بهتر است ابزارهایی بکار روند که با استفاده از روش‌های پیشرفته پردازش سیگنال، بر محدودیت‌های گفته شده غلبه کنند. در حال حاضر تلاش‌های تحقیقاتی روی استخراج فیلترهای غیرخطی، روش‌های تکراری و موارد مشابه آنها متمرکز شده‌اند [۳۷-۲۹].

۴-۵ روش‌های حلقه باز برای ردیابی حامل

در این روش، با رانش تدریجی خطا به سمت صفر، نسخه کپی محلی با سیگنال ورودی همزمان خواهد شد. ساختار حلقه باز برای سیستمهای برست مد استفاده می‌شود. در این حالت، در هر زمان، همزمان‌سازی با پردازش گروهی از نمونه‌های سیگنال انجام خواهد شد [۳۴، ۳۵]. نیاز به ساختار حلقه باز برای ردیابی مقاوم زمانی تشدید خواهد شد که برای فیلتر کردن نویز لازم باشد فواصل زمانی مشاهده طولانی داشته باشیم و در نتیجه، از این طریق بخشی از تضعیفی را که سیگنال دریافتی پشت سر گذاشته است جبران شود. نرخ خروجی فیلتر شده ممکن است کمتر از نرخ ورودی باشد و از اینرو فراهم‌سازی یک فیدبک لحظه‌ای برای سیگنال ورودی بسیار سخت می‌شود. در این حالت، ترجیح داده می‌شود حلقه بسته

نرمالیزه \bar{y}_j ام است و از روی قدرت آتش هر قانون، حد پایین و بالای قوانین محاسبه می شود.



شکل ۹: بلوک دیاگرام سیستم فازی-عصبی نوع دوم با ۲ ورودی و ۱ خروجی

$$Y(x) = \sum_{j=1}^M \bar{W}_j(x) \bar{y}_j \quad (13)$$

$$\bar{w}_j(x) = \bar{\mu}_{1j}(x_1) * \bar{\mu}_{2j}(x_2) \dots * \bar{\mu}_{nj}(x_n) \quad (14)$$

$$w_j(x) = \underline{\mu}_{1j}(x_1) * \underline{\mu}_{2j}(x_2) \dots * \underline{\mu}_{nj}(x_n) \quad (15)$$

علامت * نمایانگر t-نرم یا ضرب توابع عضویت موتور استنتاج است. در این حالت می توان قدرت آتش نرمالیزه شده قانون \bar{y}_j ام را به صورت زیر تعریف نمود.

$$\bar{W}_j(x) = \frac{w_j + \bar{w}_j}{\sum_{j=1}^M w_j + \sum_{j=1}^M \bar{w}_j} \quad (16)$$

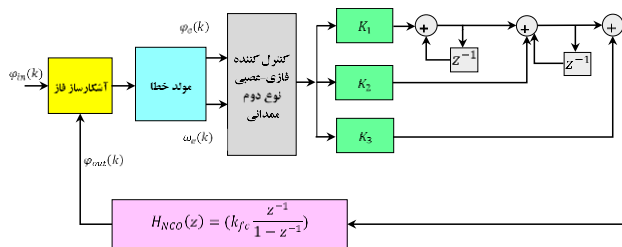
انتخاب توابع تعلق فازی ورودی ها و خروجی ها و قواعد فازی مربوطه امری چالش برانگیز است و نیازمند تجربه طراحی حلقه ردیابی حامل و فیلتر دیجیتال بوده و لازم است نسبت به رفتار سیستم ردیابی در شرایط مختلف شناخت لازم وجود داشته باشد. به همین دلیل ضروری است سناریوهای مختلفی که ردیابی حامل با آنها مواجه می شود همچون کیفیت های مختلف سیگنال ورودی، توان های مختلف سیگنال تداخل، سطوح دینامیک مختلف گیرنده و پهنای باندهای مختلف تولید شوند. مرتبه فیلتر و پهنای باند نویز حلقه، پاسخ حلقه به دینامیک ورودی را مشخص خواهند کرد و دو فاکتور حیاتی در حلقه ردیابی هستند. یک PLL مرتبه دوم همواره پایدار است ولی از حساسیت نسبت به خطای ناشی از کار در شرایط با شتاب بالا رنج می برد (خطای ناشی از شتاب گیرنده). تبدیل PLL آنالوگ به دیجیتال بر اساس روش اویلر رو به عقب قابل انجام است که در ادامه به این روش پرداخته خواهد شد. تابع تبدیل حلقه بسته یک PLL مرتبه دوم با فیلتر حلقه مرتبه سوم $F(s)$ به صورت زیر قابل نمایش است.

$$F(s) = \frac{1 + T_{z1}s + T_{z2}s^2}{s^2 T_p} \quad (17)$$

$$H(s) = \frac{k_{pd}(k_{fc} + s)(1 + T_{z1}s + T_{z2}s^2)}{s^3(T_p + k_{pd}T_{z2}) + s^2 k_{pd}(T_{z1} + k_{fc}T_{z2}) + s k_{pd}(k_{fc}T_{z1}) + k_{pd}k_{fc}} \quad (18)$$

از شبکه های عصبی مصنوعی، منطق فازی و سیستم های فازی تطبیقی است.

به دلیل سادگی پیاده سازی و ویژگی غیرخطی سیستم حلقه بسته، ردیابی مبتنی بر سیستم فازی-عصبی نوع دوم برای کنترل DPLL پیشنهاد می شود. بایستی توجه شود که پس از موفقیت آمیز بودن مرحله اکتساب کد و حامل، آنگاه برای مرحله ردیابی کد و حامل از سیستم فازی-عصبی نوع دوم استفاده خواهد شد. در حقیقت با تغییر ضرایب فیلتر حلقه توسط کنترل کننده فازی-عصبی، بهترین مقادیر ضرایب برای کنترل نویز ورودی و میزان دینامیک کاربر به دست خواهد آمد. این موضوع در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل ۸: بلوک دیاگرام سیستم ردیابی حامل با استفاده از کنترل کننده فازی نوع دوم و فیلتر حلقه مرتبه سوم

هنگامیکه حلقه وارد حالت ردیابی می شود، خطای فرکانس و فاز به صورت پروپریته با روابط زیر حاصل می شوند.

$$\varphi_e(k) = \varphi_{out}(k) - \varphi_{in}(k) \in [-\pi, +\pi] \quad (9)$$

$$\omega_e(k) = \varphi_e(k) - \varphi_e(k-1) \in [-\pi, +\pi] \quad (10)$$

در این سیستم، بردار حالت X_k بصورت زیر تعریف می شود و به عنوان متغیر ورودی سیستم کنترل کننده فازی عمل می کند.

$$X_k = [\varphi_e(k) \quad \omega_e(k)]^T \quad (11)$$

در این بردار $\varphi_e(k)$ و $\omega_e(k)$ به ترتیب خطای فاز و خطای فرکانس سیگنال حامل ورودی با سیگنال حامل محلی است. در طراحی کنترل کننده های فازی-عصبی نوع دوم، توابع تعلق نیز فازی هستند و به علت دارا بودن درجه آزادی بیشتر سبب کاهش اثر نامعینی و عدم قطعیت می شوند. در روش پیشنهادی از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم ممدانی مطابق با شکل ۹ استفاده شده است. یک نمونه از قانون سیستم فازی نوع دوم به صورت زیر است [۴۰، ۴۱].

$$R^j: \text{If } x_1 \text{ is } \bar{A}_{1j} \text{ and } x_2 \text{ is } \bar{A}_{2j} \dots \text{ and } x_n \text{ is } \bar{A}_{nj} \\ \text{Then } y = \bar{y}_j \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (12)$$

که در آن \bar{A}_{ij} مربوط به مجموعه های فازی بازه ای بخش مقدم \bar{y}_j امین قانون و ورودی \bar{y}_j ام، μ_{ij} مقدار تعلق مربوط به \bar{y}_j امین قانون مربوط به \bar{y}_j امین ورودی است که شامل حد پایین مقدار تعلق برابر با $\underline{\mu}_{ij}$ و حد بالای مقدار تعلق برابر با $\bar{\mu}_{ij}$ می باشد و \bar{y}_j مرکز مجموعه فازی نوع دوم خروجی برای \bar{y}_j امین قانون است. خروجی سیستم فازی نوع-عصبی نوع دوم ممدانی به صورت زیر حاصل می شود که در آن \bar{W}_j قدرت آتش

¹ Backward Euler Method

پاسخ های مطلوب تری را ارائه نماید. جدول ۱ سیگنالهای آزمایش مورد استفاده و کاربرد هر کدام را توضیح می دهد. پاسخ سیستم های مختلف به ورودی های پله فرکانس و شیب فرکانس نیز در جدول ۲ و شکل های ۱۰ و ۱۱ نمایش داده شده است.

همانگونه که نتایج نشان می دهند، در صورت استفاده از سیستم فازی-عصبی نوع دوم، به دلیل فراهم شدن امکان غلبه بر عدم قطعیت های موجود در سیستم های ردیابی و کاهش اثر منفی تغییر پارامترها در سیستم ردیابی، نتایج مطلوب تری در پاسخ به سیگنال های تست ذکر شده در جدول ۱ حاصل خواهد شد و در مجموع می توان گفت سیستم پیشنهادی سیگنال حامل ورودی را به صورت مطلوبتری و با زمان نشست کمتری ردیابی کرده و احتمال خروج از قفل آن کمتر خواهد بود.

جدول ۱: سیگنالهای تحریک مورد استفاده و کاربرد آنها

سیگنال تحریک ورودی برای شبیه سازی شرایط واقعی	مقدار سیگنال تست	پدیده معادل سیگنال تست
سیگنال تست پله فاز برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال پله فاز	1 Radian	نوسان آفست فاز
سیگنال تست پله فرکانس برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال پله فرکانس	500 Hz	نوسان آفست فرکانس یا شیف فرکانس ناشی از اثر دایر در شرایط دینامیک بالا
سیگنال تست شیب فرکانس برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال شیب فرکانس	500 Hz/s	اثر دایر و یا دینامیک کاربر
سیگنال آمیخته به جیترفاز سینوسی برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی جیترفاز سینوسی	$1.5 \sin(2\pi \times 25)(KT)$	اثر نوسانات فاز ناشی از پدیده محو کانال در شرایط دینامیک بالا
سیگنال آمیخته به جیترفاز سینوسی میرا شونده برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی جیترفاز سینوسی میرا شونده	$1.5e^{-0.1KT} \sin(2\pi \times 25)(KT)$	اثر نوسان فاز ناشی از نوسان گیرنده متحرک

جدول ۲: پاسخ سیستم های ردیابی مختلف به سیگنالهای تحریک

نوع سیگنال تست برای تحریک سیستم	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی نوع اول [۴۲،۴۳]	زمان نشست DPLL مرتبه دوم معمولی [۴۲،۴۳]
پله فاز 1 rad	0.121 ms	0.145 ms	0.223 ms
پله فرکانس 200 Hz	4 ms	6 ms	430 ms با لغزش سیکل
پله فرکانس 300 Hz	7 ms	11 ms	2100 ms با لغزش سیکل
پله فرکانس 400 Hz	9 ms	14 ms	خروج از حالت قفل
پله فرکانس 500 Hz	12 ms	16 ms	خروج از حالت قفل
پله فرکانس 600 Hz	12.8 ms	۱۷ ms با لغزش سیکل	خروج از حالت قفل
شیب فرکانس 100 Hz/s	8 ms	10 ms	200 ms
شیب فرکانس 200 Hz/s	18 ms	22 ms	280 ms
شیب فرکانس 300 Hz/s	24 ms	31 ms	خروج از قفل
شیب فرکانس 400 Hz/s	28 ms	32 ms	خروج از قفل
شیب فرکانس 500 Hz/s	31 ms	۳۴ ms با لغزش سیکل	خروج از قفل

ω_n فرکانس طبیعی و a ضریب تابع تبدیل مرتبه سوم است. برای چنین سیستمی پهنای باند یک طرفه نویز حلقه از رابطه زیر حاصل می شود.

$$B_n = \frac{1}{|H(0)|^2} \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df = \left(\frac{\omega_n T_{Z1} \cdot (\omega_n^2 T_{Z2})^2 + (\omega_n T_{Z1})^2 - \omega_n^2 T_{Z2}}{4(\omega_n T_{Z1} \cdot \omega_n^2 T_{Z2}) - 1} \right) \omega_n \quad Hz \quad (19)$$

با کمک این روابط، فرکانس طبیعی می تواند بر اساس پهنای باند B_n دلخواه محاسبه گردد. چنانچه فیلتر حلقه را مرتبه دوم در نظر گیریم آنگاه تابع تبدیل آن بصورت زیر است که در آن K_1 و K_2 و K_3 ضرایب فیلتر دیجیتال DPLL هستند.

$$F(z) = K_1 + K_2 \frac{1}{1+z^{-1}} + K_2 \frac{1}{(1+z^{-1})^2} \quad (20)$$

در شرایط دینامیک بالا کنترلرهای فازی-عصبی بهره متغیری را برای دنبال کردن فاز ورودی به کار می روند. بهره تشخیص دهنده اختلاف فاز K_d ، و بهره اسیلاتور کنترل شونده عددی k_{fc} است. مدل NCO به صورت زیر تعریف می شود.

$$N(z) = k_{fc} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (21)$$

با قراردادن معادلات فوق در سیستم ردیابی حامل، و استخراج تابع تبدیل حلقه بسته دیجیتال و با شروع از یک تابع تبدیل آنالوگ معادل، از طریق محاسبه ضرایب دو تابع تبدیل آنالوگ و دیجیتال با یکدیگر، ضرایب فیلتر دیجیتال و پهنای باند به صورت زیر محاسبه خواهند شد.

$$H(z) = \frac{k_{pd}((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2})(k_{fc}z^{-1})}{(1-z^{-1})^3+k_{fc} \cdot k_{pd}((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2})z^{-1}} \quad (22)$$

$$K_1 = \frac{b\omega_n T}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \quad (23)$$

$$K_2 = \frac{a\omega_n^2 T^2}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \quad (24)$$

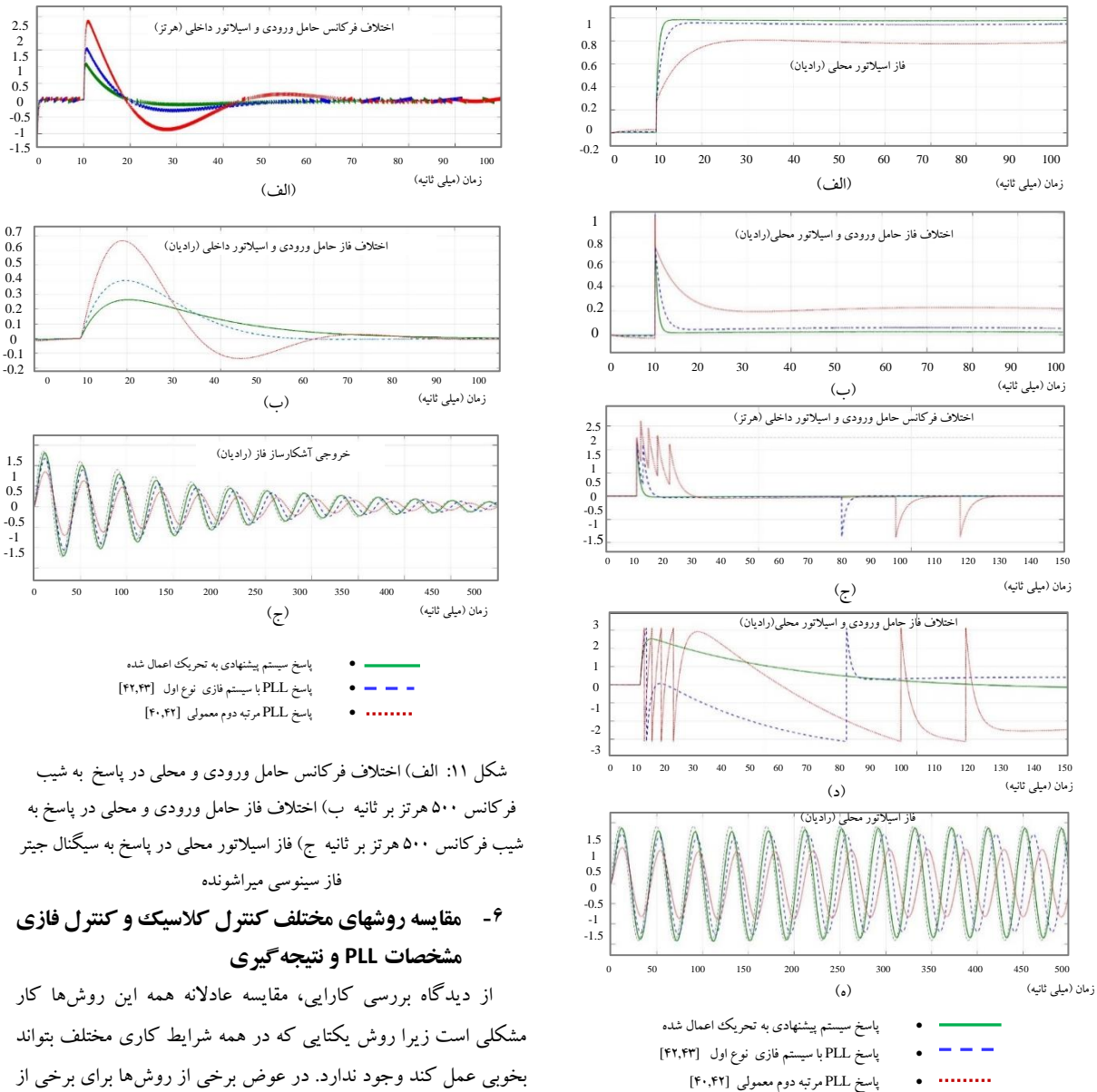
$$K_3 = \frac{\omega_n^3 T^3}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \quad (25)$$

$$B_L = \frac{1}{2T} \left(\frac{k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)+2K_2}{4K_1-k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)} + \frac{k_{pd}K_2}{2+k_{pd}(K_1-K_2)} \right) \quad (26)$$

۵- شبیه سازی روشهای مختلف و بررسی عملکرد آنها در

پاسخ به سیگنالهای تست

در این بخش، عملکرد DPLL طراحی شده با DPLL معمولی مرتبه دوم و DPLL طراحی شده با منطق فازی نوع اول مقایسه می شود [۴۲،۴۳]. برای این ارزیابی، از سیگنال های تست پله فاز، پله فرکانس، شیب فرکانس، جیترفاز سینوسی و جیترفاز سینوسی میرا شونده استفاده می شود تا زمان نشست، محدوده قفل شدن و محدوده اکتساب روش های مختلف با یکدیگر مقایسه شود. در مقایسه با DPLL معمولی و DPLL متکی بر کنترل کننده منطق فازی نوع اول، کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم می تواند عدم قطعیت در پارامترهای حلقه و سیگنال ورودی را حذف کند و



شکل ۱۰: الف) فاز اسلاتور محلی در پاسخ به پله فاز یک رادیان، ب) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله واحد یک رادیان، ج) اختلاف فرکانس حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله فرکانس ۵۰۰ هرتز، د) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله فرکانس ۵۰۰ هرتز، ه) فاز اسلاتور محلی در پاسخ به سیگنال جیتر فاز سینوسی.

- های ابتکاری هم لازم است به این نکته توجه شود که یک روش خاص ممکن است برای شرایط پیش فرض قابل قبول و بهینه باشد ولی با تغییر پیش فرض‌ها از توانمندی سیستم ردیابی کاسته شود. بررسی روش های مختلف نشان می‌دهد در صورت استفاده از کنترل کننده‌ای فازی نوع دوم و طراحی صحیح سیستم ردیابی، به دلیل غلبه بر عدم قطعیت های موجود در ردیابی، آنگاه استفاده از سیستم های مبتنی بر کنترل کننده های فازی نوع دوم می تواند روش مناسبی برای طراحی سیستم های ردیابی مقاوم باشد.
- ### مراجع
- [1] J. Laskar, B. Matinpour, and S. Chakraborty, *Modern receiver frontends*, John Wiley & Sons, New York, United states, 2004.
 - [2] T. E. Humphreys, M. L. Psiaki, and P. M. Kintner, "Modeling the effects of ionospheric scintillation on GPS carrier phase tracking," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1624–1637, October 2010.
 - [3] Z. Ghebretensae, J. Harmatos, and K. Gustafsson, "Mobile broadband backhaul network migration from TDM to carrier Ethernet," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 10, pp. 102–109, October 2010.
 - [4] M. Paonni, M. Anghileri, D. Fontanella, and B. Eissfeller, "Quasi-pilot signals: improving sensitivity and TTFF without compromise," in *Proc. ION GNSS*, 20-23 September 2011.
 - [5] J. T. Curran, G. Lachapelle, and C. C. Murphy, "Improving the design of frequency lock loops for GNSS receivers," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 1, pp. 850–868, January 2012.
 - [6] J. T. Curran, G. Lachapelle, and C. C. Murphy, "An SNR dependent model for the CDMA FLL," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 3, pp. 1522–1527, March 2012.
 - [7] P. Roncagliolo and J. Garcia, "High dynamics and false lock resistant GNSS carrier tracking loops," in *Proc. ION GNSS*, 25-28 September 2007, pp. 2364–2375.
 - [8] R. Roncagliolo, J. Garcia, and C. Muravchik, "Pull-out probability considerations in high dynamics GNSS tracking loops," in *Proc. International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSTA)*, pp. 58–62, 25-28 August 2008.
 - [9] L. Zhang, Y. Morton, F. van Graas, and T. Beach, "Characterization of GNSS signal parameters under ionosphere scintillation conditions using software-based tracking algorithms," in *Proc. IEEE Position Location and Navigation Symposium (PLANS)*, pp. 264–275, 4-6 May 2010.
 - [10] F. Legrand, C. Macabiau, J. Issler, L. Lestarquit, and C. Mehlen, "Improvement of pseudorange measurements accuracy by using fast adaptive bandwidth lock loops," in *Proc. ION GPS*, pp. 2346–2356, 19-22 September 2000.
 - [11] S. Skone, G. Lachapelle, D. Yao, W. Yu, and R. Watson, "Investigating the impact of ionospheric scintillation using a GPS software receiver," in *Proc. ION GNSS*, pp. 1126–1137, 13-16 September 2005.
 - [12] F. A. Khan, A. G. Dempster, and C. Rizos, "Projected bandwidth loop - an alternative to adaptive bandwidth loops with reduced complexity," in *Proc. IEEE Symposium on Position, Location and Navigation (PLANS)*, pp. 1147–1153, May 2010.
 - [13] D. Simon and H. El-Sherief, "Fuzzy logic for digital phase-locked loop filter design," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 3, no. 2, pp. 211–218, May 1995.
 - [14] W.-L. Mao, H.-W. Tsao, and F.-R. Chang, "Intelligent GPS receiver for robust carrier phase tracking in kinematic environments," *IEE Radar, Sonar and Navigation Proceedings*, vol. 151, no. 3, pp. 171–180, June 2004.
 - [15] W.-L. Mao and A.-B. Chen, "Mobile GPS carrier phase tracking using a novel intelligent dual-loop receiver," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 26, pp. 119–139, 2008.
 - [16] P. Lian, "Improving tracking performance of PLL in high dynamic applications," Master's thesis, Dept. of Geomatics Engineering, University of Calgary, 2004.
 - [17] D. Polk and S. Gupta, "Quasi-optimum digital phase-locked loops," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 21, no. 1, pp. 75–82, January 1973.
 - [18] A. Patapoutian, "On phase-locked loops and Kalman filters," *IEEE Trans. Commun.* vol. 47, no. 5, pp. 670–672, May 1999.
 - [19] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal filtering*. Prentice-Hall, 1979, reprint: Dover Publications, 2005.
 - [20] F. R. Castella, "An adaptive two-dimensional Kalman tracking filter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 16, no. 6, pp. 822–829, November 1980.
 - [21] S. Hinedi, "An extended Kalman filter based automatic frequency control loop," *Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep.*, 1988.
 - [22] Y. Zhang, M. G. Amin, and F. Ahmad, "Application of time-frequency analysis and Kalman filter to range estimation of targets in enclosed structures," *Proc. IEEE Radar Conference*, pp. 1–4, 26-30 May 2008.
 - [23] H. Sorenson, *Kalman filtering. Theory and applications*. Los-Alamitos, CA: IEEE Press, 1985.
 - [24] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing. Estimation Theory*, Vol. 1, Prentice Hall, 1993.
 - [25] J.-H. Won, D. D'otterbock, and B. Eissfeller, "Performance comparison of different forms of Kalman filter approach for a vector-based GNSS signal tracking loop," *Navigation*, vol. 57, no. 3, pp. 185–199, 2010.
 - [26] S. Han, W. Wang, X. Chen, and W. Meng, "Design and capability analyze of high dynamic carrier tracking loop based on UKF," in *Proc. ION GNSS*, pp. 1960–1966, 21-24 September 2010.
 - [27] P. K. Dash, S. Hasan, and B. K. Panigrahi, "Adaptive complex unscented Kalman filter for frequency estimation of time-varying signals," *IET Science*,

- Capability”, 25th Iranian Conference on Electrical Engineering, 2017.
- [43] Wei-Lung Mao, “Applications of new fuzzy inference-based tracking loops for kinematic GPS receiver”, *Circuits systems signal processing*, vol. 26, no. 1, pp. 91–113, 2007.
- Measurement and Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 93–103, 2010.
- [28] I. Arasaratnam, S. Haykin, and T. R. Hurd, “Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: theory and simulations,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 10, pp. 4977–4993, October 2010.
- [29] H. Zhang, P. Pan, and Y. Zhang, “Two-step particle-filter-based AFC for LEO satellite receiver with impulsive noise,” in *Proc. International Conference on Information Engineering (ICIE)*, 2010.
- [30] Y. Chen, J. Juang, and T. Kao, “Robust GNSS signal tracking against scintillation effects: a particle filter-based software receiver approach,” in *Proc. ION ITM*, pp. 627–635, 25–27 January 2010.
- [31] C. G. Lopes, E. H. Satorius, P. Estabrook, and A. H. Sayed, “Adaptive carrier tracking for Mars to Earth communications during entry, descent and landing,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1865–1879, October 2010.
- [32] S. Schnelle, J. Slavinsky, P. Boufounos, M. Davenport, and R. Baraniuk, “A compressive phase-locked loop,” in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 1–4, 25–30 March 2012.
- [33] R. Baraniuk, “Compressive sensing,” *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 24, no. 4, pp. 118–121, July 2007.
- [34] D. Jiménez, G. López-Risueño, G. Seco-Granados, and A. García, “Innovative techniques for GPS indoor positioning using snapshot receiver,” in *Proc. ION GNSS*, pp. 2944–2955, 26–29 September 2006.
- [35] D. Borio, L. Camoriano, L. Lo Presti, and M. Fantino, “DTFT-based frequency lock loop for GNSS applications,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 44, no. 2, pp. 595–612, April 2008.
- [36] T. Muhammad, L. Lo Presti, and M. Fantino, “A novel quasi-open loop architecture for GNSS carrier recovery systems,” *International Journal of Navigation and Observation*, pp. 1–24, 2012 (In press).
- [37] C. Rocken and S. V. Sokolovsky, “Method and system for demodulation of open-loop GPS radio occultation signals,” *U.S. Patent 7 912 422B2*, Mar. 22, 2011.
- [38] José A. López-Salcedo, José A. Del Peral-Rosado, and Gonzalo Seco-Granados, “Survey on Robust Carrier Tracking Techniques”, *IEEE communications surveys & tutorials*, pp. 1–19, 2013.
- [39] Bibhu Prasad PANDA, “Design and analysis of efficient phase locked loop for fast phase and frequency acquisition”, Master of Technology, Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, 2011
- [40] Jerry J.M. “Uncertain Rule-Based Fuzzy Systems”, Introduction and New Directions. Second edition. Los Angeles: Springer International Publishing, 2017.
- [41] Jerry M. Mendel, Hani Hagrass, Woei-Wan Tan, William W. Melek, Hao Ying, “Introduction to type-2 fuzzy logic control,” IEEE Press, 2014.
- [42] Moradi M, Ehsanian M. “An FPGA based Robust and Intelligent DPLL with Application Customisation