مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۷۵-۶۵

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

محی‌الدین مرادی[۱]، مهدی احسانیان[۲]

[۱] فارغ‌التحصیل دکتری مهندسی برق-الکترونیک ، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، moradi@email.kntu.ac.ir

[۲] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، ehsanian@kntu.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۶/۲۰ ویرایش اول: ۱۳۹۷/۰۹/۲۵ ویرایش دوم: ۹۸/۰۳/۱۰ پذیرش: ۱۳۹۸/۰۳/۲۶

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 بازیابی 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 ویژگی ها 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 ارایه 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

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

۱- مقدمه

روشی که امروزه برای همزمان کردن سیگنالهای حامل تولید شده در گیرنده و فرستنده استفاده می‌شود حلقه قفل فاز یا PLL[1] 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[1]، از دست رفتن سیگنال[2]، تغییرات ناگهانی در فاز سیگنال و وجود دینامیک بالای حرکت در گیرنده‌ها از جمله عواملی هستند که نیاز به طراحی سیستم ردیابی مقاوم را تشدید می‌نماید. در موضوع ردیابی حامل، ردیابی مقاوم می‌تواند 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 می‌باشند. 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 مصالحه‌ای نقطه بحرانی و محدودیت اساسی سیستم‌های ردیابی مقاوم حامل است، زیرا موضوع حذف نویز (یا بصورت معادل بازیابی 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 سیستم‌های ردیابی حامل وجود دارد که با آنها برخورد می کنیم [۶-۱]. اول دینامیک بالا که ناشی از وجود پدیده دوپلر[3] 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 می‌توان به نویز حرارتی زیاد اشاره نمود. سوم اغتشاشات غیرایستا ناشی از فعالیت غیر عادی خورشید در گیرنده‌های ماهواره‌ای و یا از دست رفتن سیگنال اشاره نمود.

متاسفانه عملکرد عوامل فوق به گونه‌ای 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 می‌شود تا فاز ورودی بادقت ردیابی شود و تا حد ممکن نویز نیز حذف شود. زیاد بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود تا تغییرات سریع فاز ورودی‌های 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 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 سیستم‌های مقاوم ردیابی سیگنال حامل که می‌توانند بر چالش‌های موجود در سیستم‌های سنتی غلبه نمایند بررسی می‌شوند. این روش‌ها از برخی بهینه‌سازی‌های اساسی حلقه‌های ردیابی شروع می‌شوند و به استفاده از فیلتر کالمن و روش‌های ابتکاری و استفاده از سیستم های فازی نوین ادامه پیدا می‌کنند. برخی از روش‌های ردیابی حلقه باز نیز بررسی خواهند شد که به صورت گسترده در گیرنده‌های برست مد[4] مورد استفاده قرار می‌گیرند. این روش‌ها 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 می‌شود 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 غیرکلاسیک تقسیم نمود و آنها را بایکدیگر مقایسه نمود.

۲- معماری سیستم‌های ردیابی حامل

عموماً همزمان‌سازی اسیلاتور محلی گیرنده با اسیلاتور فرستنده در دو مرحله انجام می‌شود: در ابتدا تخمینی از پارامترهای همزمان‌سازی حاصل می‌شود (مرحله اکتساب) سپس، دقت این تخمین بهبود داده می‌شود 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 می‌توان با مدل ریاضی زمان گسسته زیر بیان نمود.

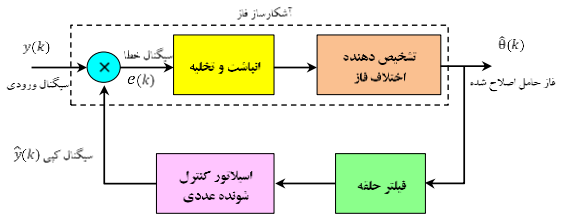
$$y(k) = a(k)e^{j\theta(k)} + \eta(k) \qquad (۱)$$

$a(k)$ پوش سیگنال دریافت شده است که به وسیله تضعیف و پدیده محو سیگنال متغیر با زمان تغییر می‌کند، $\theta(k)$ فاز متغیر با زمان سیگنال حامل در حال ردیابی و $\eta(k)$ اثرات نویز حرارتی و اغتشاشاتی است که بر سیگنال دریافتی اثر می‌کنند. 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 بلوک‌های 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 می‌شود. آشکارساز فاز که متشکل از یک مدار همبسته‌ساز[5]، یک مدار انباشت و تخلیه[6] (جهت جمع زدن ورودی ها با یکدیگر و صفر کردن حاصل جمع)

[1] Fading
[2] Outage
[3] Doppler Effect
[4] Burst Mode
[5] Correlator
[6] Integrate and Dump

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

و یک تشخیص دهنده اختلاف[1] فاز است که اختلاف فاز میان سیگنال ورودی و سیگنال کپی ساخته شده در گیرنده را مشخص می‌کند.

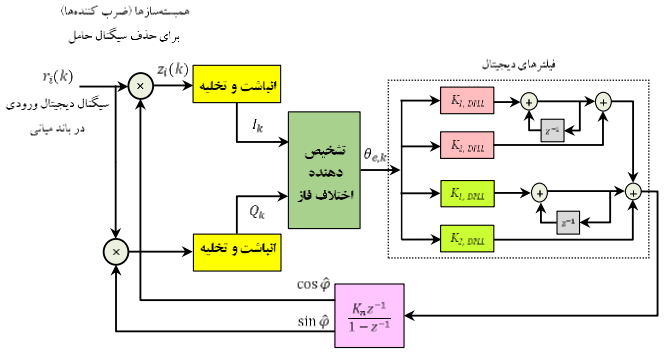


شکل ۱: مروری بر معماری PLL سنتی همراه با بلوکهای سازنده آن [۷]

در واقع خروجی آشکارساز فاز مبین مقدار خطای فاز حامل است که باید جبران گردد. وظیفه مدارهای همبسته‌ساز 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 می‌شود. یک فیلتر حلقه، که فیلتری پایین‌گذر بسیار باریک است، تغییراتی را که بر اثر نویز حرارتی در خروجی آشکارساز فاز ایجاد می‌گردد هموار می‌سازد. در حقیقت سیگنال خطای خروجی تشخیص دهنده اختلاف توسط فیلتر هموار و نتیجه به نوسان‌ساز فرستاده می‌شود تا سیگنال کپی بروزرسانی شده‌ای تولید گردد و حلقه بسته شود. در مدل آنالوگ، اسیلاتور کنترل شونده با ولتاژ (VCO۲) و در مدل دیجیتال از یک اسیلاتور کنترل شونده عددی (NCO۳) استفاده می‌شود. در حالت زمان گسسته، نمونه سیگنال دریافتی کد شده توسط یک فرستنده را می‌توان به صورت زیر مدل نمود:

$$r(iT_s) = \sqrt{2P}D[iT_s - \tau]\cos[\omega_b iT_s + \theta(iT_s)] + n_i \quad (۲)$$

در این رابطه P توان متوسط سیگنال دریافتی، $D[.]$ رشته دیتای باینری، T_s پریود نمونه برداری، τ تاخیر زمانی انتقال کد نسبت به ساعت سیستم فرستنده، ω_b فرکانس زاویه‌ای 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 می‌دهد. سیگنالهای دیجیتال با فرکانس میانی (Digital IF)، آماده پردازش توسط ترکیبی از همبسته‌سازهای باند پایه و پردازنده‌های 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 محدوده‌های عدم قطعیت فاز کد و شیفت فرکانسی داپلر حامل را جاروب می‌کند 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 خواهدشد و حلقه‌های ردیابی کد و حامل برای همزمان-سازی دو بعدی فازها (حامل و کد نویز شبه تصادفی) مورد استفاده قرار می‌گیرند. رشته دریافتی $r(iT_s)$ در همبسته‌سازهای کانال I و Q ضرب می‌شود. خروجی انباره‌های کانال I و Q (یا همان مدارهای انباشت و تخلیه) به صورت زیر خواهد بود که در آنها $\theta(kT)$ فاز حامل سیگنال دریافتی و $\hat{\theta}(kT)$ فاز سیگنال کپی محلی، A دامنه مولفه‌های انباشت شده I و Q، و T زمان پیشگویی انباشت یا زمان بروزرسانی حلقه است.



شکل ۲: بلوک دیاگرام حلقه ردیابی حامل [۷]

$$I(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}}cos\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{I,k} \quad (۳)$$

$$Q(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}}sin\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{Q,k} \quad (۴)$$

$$A = 2\sqrt{P}MD(kT)sinc\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)R(\tau - \hat{\tau}) \quad (۵)$$

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

$$\theta_e(kT) = tan^{-1}\left[\frac{Q(kT)}{I(kT)}\right] = f\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{\theta,k} \quad (۶)$$

مولفه‌های نویز ورودی با $n_{I,k}$ و $n_{Q,k}$ نشان داده شده‌اند. 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 مولفه‌های 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

[1] Discriminator
[2] VCO: Voltage Controlled Oscillator
[3] NCO: Numerically Controlled Oscillator

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

اگر اختلاف فاز میان $\theta_e(kT)$ و $\theta_e(kT)+2n\pi$ (n عددی صحیح) تشخیص داده نشود آنگاه ممکن است همزمان‌سازی با شکست مواجه شود. به این پدیده لغزش سیکل می گوییم که به معنی پرش فاز حامل به اندازه مضرب صحیحی از طول موج است. در گیرنده ها 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 می-کند 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.

$$\omega_{desired}=\left|\frac{\theta(kT)-\theta((k-1)T)}{T}\right| \quad \left(\frac{rad}{s}\right) \qquad (۷)$$

برای تعیین بدون ابهام خطای فاز، باید اختلاف فاز دو مقدار متوالی کمتر از $\pm\pi$ باشد. چنانچه مشتق فرکانس ثابت باشدآنگاه 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:

$$\alpha_{desired}=\left(\frac{a_r}{c}\right)\omega_c \qquad \left[\frac{rad}{s^2}\right] \qquad (۸)$$

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 قرارگیرند. 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.

٤- بررسی انواع سیستم‌های مقاوم ردیابی حامل متکی بر سیستم های 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.

٤-١ روش‌های ردیابی حامل با استفاده از فیلتر حلقه با پهنای باند ثابت

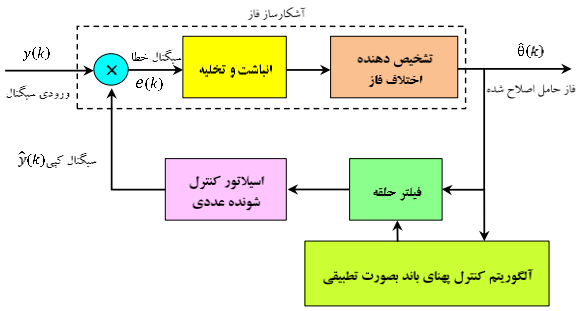
در مقایسه با روشهای سنتی، این روش فقط یک گام اضافه‌تر دارد و حداقل تغییرات را در بلوک دیاگرام حلقه ایجاد می‌کند. این روش‌ها بگونه‌ای عمل می‌کنند که در آنها پهنای باند فیلتر حلقه ثابت است. از آنجا که در تمام آنها پهنای باند PLL ثابت است، روشهای PLL با پهنای باند ثابت نامیده می‌شوند. چون پهنای باند حلقه ثابت است فرض بر ساکن بودن گیرنده است و برای کاربردهای ردیابی مقاوم قابل استفاده نمی باشند [۷-۹].

٤-٢ 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.

٤-٢-١ 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 آلگوریتم، پهنای باند فیلتر تغییر می کند. 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]



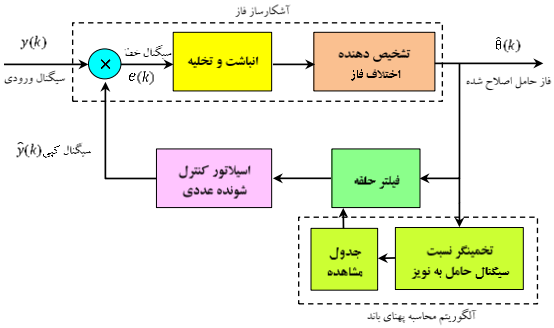
شکل ۳: حلقه قفل شونده فاز با قابلیت تغییر سریع پهنای باند [۱۰]

٤-٢-٢ 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

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

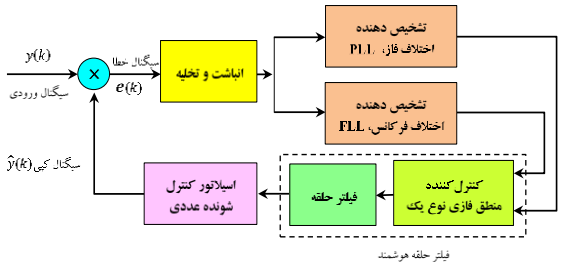
آلگوریتم تطبیقی، از یک جدول مشاهده[1] استفاده می‌شود. مقادیر ذخیره شده در جدول، پهنای باندهای مشخصی هستند که در هر زمان خاص بسته به مقدار C/N_0 و برخی از دینامیک‌های از پیش تعریف شده کاربر، استفاده می گردند. این پهنای باندها بصورت آفلاین قبلاً محاسبه شده‌اند و نیازی به پیاده‌سازی آلگوریتم محاسبه بلادرنگ پهنای باند نخواهد بود. همچنین برای دینامیکهای کاربر، یک مقدار مشخص در نظر گرفته می‌شود که نماینده کل محدوده تغییرات دینامیک است[۱۲].



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

۳-۲-٤ حلقه قفل شونده فاز با استفاده از منطق فازی نوع اول

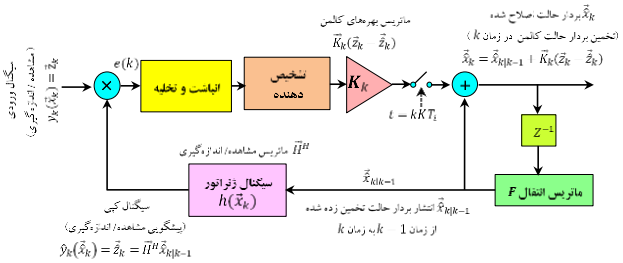
در این روش از منطق فازی نوع اول برای هوشمندسازی حلقه استفاده شده است تا مقاومت ردیابی افزایش یابد. معماری این روش در شکل ۵ نشان داده شده است. ایده اصلی استفاده از کنترل کننده منطق فازی، مطابقت پهنای باند با شرایط واقعی گیرنده است. در این روش با اطلاع از مسیر حرکت، سیستم فازی آموزش داده می‌شود و در عمل 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].

۳-٤ روشهای متکی بر استفاده از فیلتر کالمن[2] جهت ردیابی مقاوم حامل

فیلتر کالمن به عنوان یک روش کنترل کلاسیک قالب و ساختار بسیار عمومی‌تری را برای تخمین بهینه پارامترهای سیگنال ارائه می‌کند که بر اساس مدل دینامیکی داده شده تکامل می‌یابد. در نتیجه، فیلتر کالمن قادر است ساختار حلقه بسته‌ای را فراهم کند که در آن ضرایب فیلترینگ بصورت اتوماتیک تنظیم می‌شوند تا در شرایطی که نویز سفید گوسی وجود دارد میان سیگنال ورودی (یعنی مشاهده[3]) و سیگنال کپی محلی (یعنی پیشگویی[4]) حداقل مقدار مربع خطا فراهم گردد [۱۷-۱۹]. رفتار تطبیقی که به وسیله فیلتر کالمن حاصل می‌شود ناشی از استفاده از مدلهای دینامیکی فضای حالت برای پیشگویی و اصلاح پارامترهای تخمین زده شده است. در این روش، تخمین‌ها با احتساب نویز اندازه‌گیری واقعی و دقت مدل مفروض بروزرسانی می‌شوند. لذا حتی در صورت عدم تطابق دینامیکهای واقعی با مفروضات ابتدایی در مدل، فیلترکالمن قادر است به تخمین پروسه ادامه دهد. این قابلیت، بی‌شک یکی از ارزشمندترین ویژگی‌هایی است که در روشهای مقاوم مدنظر قرار می‌گیرد. 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 قرارگرفته است [۲۲-۲۰]. نمونه‌ای از استفاده از فیلتر کالمن برای سیستم ردیابی مقاوم در شکل ۶ نشان داده شده است. در اینجا اندازه-گیری‌های ورودی، $y_k(\vec{x}_k)$، نمونه‌های مختلط سیگنال باندپایه دریافتی هستند و نه فاز حامل مشاهدات. بطور مشابه، پیشگویی‌های اندازه‌گیری (برای) ورودی، $\hat{y}_k(\vec{\hat{x}}_k)$، نمونه‌های مختلط سیگنال کپی محلی هستند که با پردازش بردار حالت کالمن از طریق یک تابع غیرخطی $h(.)$ تولید شده‌اند. 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 گیرنده‌های سنتی سازگار است که در آنها همبستگی سیگنال دریافتی با سیگنال ورودی محاسبه شده و خطا در خروجی تشخیص دهنده ایجاد می‌شود. خروجی تشخیص دهنده اختلاف، ورودی فیلتر کالمن است و از آنجا که خطایی را بر اساس بزرگی فرکانس

[1] Look-Up Table (LUT)
[2] Kalman Filter
[3] Observation
[4] Prediction

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

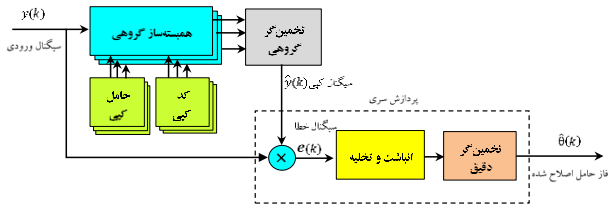
حامل و یا فاز حامل تولید می‌کند با بردار حالت کالمن مبتنی بر حامل ارتباطی خطی دارد و لذا علی‌رغم استفاده از تابع غیرخطی $h(.)$، فرمولبندی خطی فیلتر کالمن حفظ می‌شود. معماری نشان داده شده در شکل فوق می‌تواند به عنوان تعمیم روشهایی که تا کنون مطرح شد در نظر گرفته شود که در آن یک پهنای باند متغیر بهینه 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].

٤-٤ 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 قطعیت ها، 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 درنظر 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].

٤-٥ روش‌های حلقه باز برای ردیابی حامل

در این روش، با رانش تدیجی 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 خواهدشد [۳۵، ۳۴]. 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 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 تخمین‌گر فرکانس بیشترین همسایگی بهینه که از آن در گیرنده‌های با سیستم حلقه باز استفاده می‌شود، یک تخمین‌گر فرکانس تکراری را پیشنهاد می‌کند. این کار دارای دو مرحله است؛ در ابتدا بانکی از همبسته‌سازهای 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].

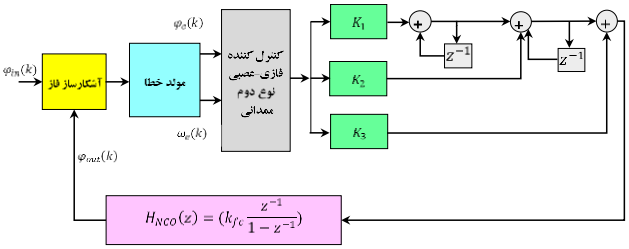
٤-٦ استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم در طراحی سیستم‌های هوشمند و مقاوم ردیابی حامل

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 کنترل‌کننده 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 را نمی‌توان به راحتی ارتقاء داد ولی در کنترل کننده های فازی با اضافه کردن دستور جدید می توان 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

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

از شبکه‌های عصبی مصنوعی، منطق فازی و سیستم‌های فازی تطبیقی است.

به دلیل سادگی پیاده‌سازی 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 می‌شود، خطای فرکانس و فاز به صورت پریودیک با روابط زیر حاصل می‌شوند.

$$\varphi_e(k) = \varphi_{out}(k) - \varphi_{in}(k) \in [-\pi, +\pi] \quad (۹)$$

$$\omega_e(k) = \varphi_e(k) - \varphi_e\big((k-1)\big) \in [-\pi, +\pi] \quad (۱۰)$$

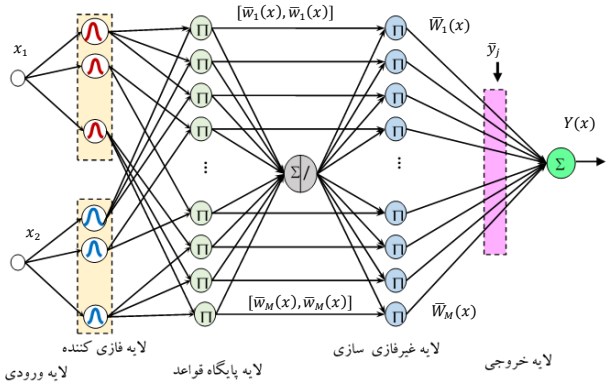
در این سیستم، بردار حالت X_k بصورت زیر تعریف می‌شود و به عنوان متغیر ورودی سیستم کنترل کننده فازی عمل می کند.

$$X_k = [\varphi_e(k) \quad \omega_e(k)]^T \quad (۱۱)$$

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 کننده‌های فازی-عصبی نوع دوم، توابع تعلق نیز فازی هستند و به علت دارا بودن درجه آزادی بیشتر سبب کاهش اثر نامعینی و عدم قطعیت می‌شوند. 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].

$$R^j: If\ x_1\ is\ \tilde{A}_{1j}\ and\ x_2\ is\ \tilde{A}_{2j}\ \dots\dots and\ x_n\ is\ \tilde{A}_{nj}$$
$$Then\ y = \bar{y}_j \qquad j = 1,2,..,M \quad (۱۲)$$

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



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

$$Y(x) = \sum_{j=1}^{M} \bar{W}_j(x)\bar{y}_j \quad (۱۳)$$

$$\bar{w}_j(x) = \tilde{\bar{\mu}}_{1j}(x_1) * \tilde{\bar{\mu}}_{2j}(x_2) \dots\dots * \tilde{\bar{\mu}}_{nj}(x_n) \quad (۱۴)$$

$$\underline{w}_j(x) = \tilde{\underline{\mu}}_{1j}(x_1) * \tilde{\underline{\mu}}_{2j}(x_2) \dots\dots * \tilde{\underline{\mu}}_{nj}(x_n) \quad (۱۵)$$

علامت * نمایانگر t-نرم یا ضرب توابع عضویت موتور استنتاج است. در این حالت می‌توان قدرت آتش نرمالیزه شده قانون j ام را به صورت زیر تعریف نمود.

$$\bar{W}_j(x) = \frac{\bar{w}_j + \underline{w}_j}{\sum_{j=1}^{M} \bar{w}_j + \sum_{j=1}^{M} \underline{w}_j} \quad (۱۶)$$

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 می‌شود همچون کیفیت‌های مختلف سیگنال ورودی، توان‌های 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 حیاطی 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 می‌برد (خطای ناشی از شتاب گیرنده). تبدیل PLL آنالوگ به دیجیتال بر اساس روش اویلر رو به عقب[1] قابل انجام است که در ادامه به این روش پرداخته خواهد است. تابع تبدیل حلقه بسته یک PLL مرتبه دوم با فیلترحلقه مرتبه سوم $F(s)$ به صورت زیر قابل نمایش است.

$$F(s) = \frac{1 + T_{z_1}s + T_{z_2}s^2}{s^2 T_p} \quad (۱۷)$$

$$H(s) = \frac{k_{pd}(k_{fc}+s)(1+T_{z_1}s+T_{z_2}s^2)}{s^3(T_p+k_{pd}T_{z_2}) + s^2 k_{pd}(T_{z_1}+k_{fc}T_{z_2}) + s k_{pd}(k_{fc}T_{z_1}) + k_{pd}k_{fc}} \quad (۱۸)$$

[1] Backward Euler Method

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

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.

$$B_n = \frac{1}{|H(0)|^2}\int_0^{\infty}|H(j2\pi f)|^2\,df = \left(\frac{\omega_n T_{z_1}.(\omega_n{}^2 T_{z_2})^2+(\omega_n T_{z_1})^2-\omega_n{}^2 T_{z_2}}{4(\omega_n T_{z_1}.\omega_n{}^2 T_{z_2})-1}\right)\omega_n \quad Hz \tag{۱۹}$$

با کمک این روابط، فرکانس طبیعی می‌تواند 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.

$$F(z) = K_1 + K_2\frac{1}{1+z^{-1}} + K_2\frac{1}{(1+z^{-1})^2} \tag{۲۰}$$

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

$$N(z) = k_{fc}\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \tag{۲۱}$$

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 زیرمحاسبه خواهند شد.

$$H(z) = \frac{k_{pd}\left((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2}\right)(k_{fc})z^{-1})}{(1-z^{-1})^3+k_{fc}.k_{pd}\left((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2}\right)z^{-1}} \tag{۲۲}$$

$$K_1 = \frac{b\omega_n T}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۳}$$

$$K_2 = \frac{a\omega_n{}^2T^2}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۴}$$

$$K_3 = \frac{\omega_n{}^3T^3}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۵}$$

$$B_L = \frac{1}{2T}\left(\frac{k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)+2K_2}{4K_1-k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)} + \frac{k_{pd}K_2}{2+k_{pd}(K_1-K_2)}\right) \tag{۲۶}$$

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، جیتر فاز سینوسی و جیترفاز سینوسی میراشونده استفاده می شود تا زمان نشست، محدوده قفل شدن و محدوده اکتساب روش‌های 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 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 مطلوب‌تری 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.

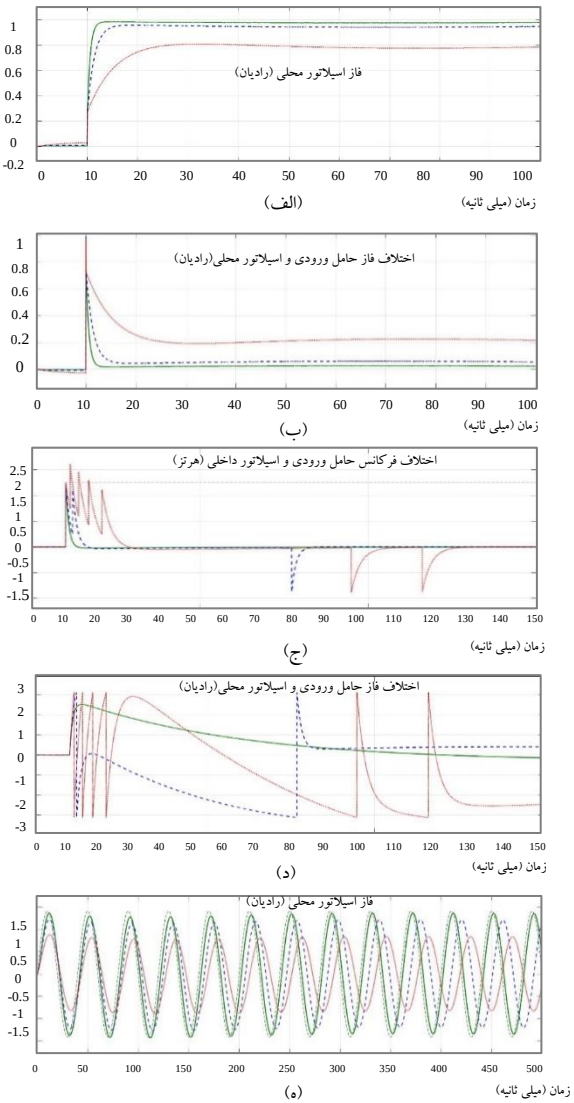
جدول ۱: سیگنالهای تحریک مورد استفاده و کاربرد آنها

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

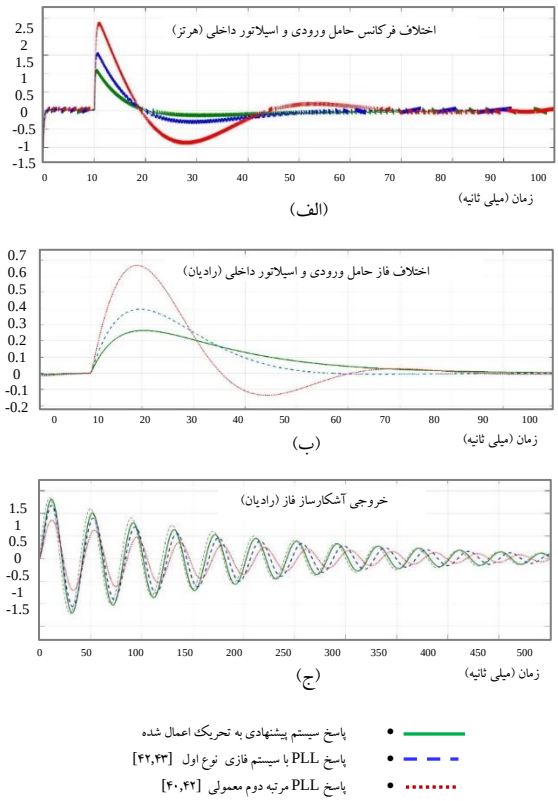
جدول ۲: پاسخ سیستم های ردیابی مختلف به سیگنالهای تحریک

زمان نشست برای DPLL مرتبه دوم معمولی [۴۲,۴۳]	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی نوع اول [۴۲,۴۳]	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم	نوع سیگنال تست برای تحریک سیستم
0.223 ms	0.145 ms	0.121 ms	پله فاز 1 rad
430 ms، با لغزش سیکل	6 ms	4 ms	پله فرکانس 200 Hz
2100 ms، با لغزش سیکل	11 ms	7 ms	پله فرکانس 300 Hz
خروج از حالت قفل	14 ms	9 ms	پله فرکانس 400 Hz
خروج از حالت قفل	16 ms	12 ms	پله فرکانس 500 Hz
خروج از حالت قفل	، با لغزش 17 ms سیکل	12.8 ms	پله فرکانس 600 HZ
200 ms	10 ms	8 ms	شیب فرکانس 100 Hz/s
280 ms	22 ms	18 ms	شیب فرکانس 200 Hz/s
خروج از قفل	31 ms	24 ms	شیب فرکانس 300 Hz/s
خروج از قفل	32 ms	28 ms	شیب فرکانس 400 Hz/s
خروج از قفل	، با لغزش 34 ms سیکل	31 ms	شیب فرکانس 500 Hz/s

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]



شکل ۱۰: الف) فاز اسیلاتور 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 اسیلاتور محلی رد پاسخ به سیگنال جیتر فاز سینوسی.



شکل ۱۱: الف) اختلاف فرکانس حامل ورودی و محلی در پاسخ به شیب فرکانس ۵۰۰ هرتز بر ثانیه ب) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به شیب فرکانس ۵۰۰ هرتز بر ثانیه ج) فاز اسیلاتور محلی در پاسخ به سیگنال جیتر فاز سینوسی میراشونده

۶- مقایسه روشهای مختلف کنترل کلاسیک و کنترل فازی مشخصات PLL و نتیجه‌گیری

از دیدگاه بررسی کارایی، مقایسه عادلانه همه این روش‌ها کار مشکلی است زیرا روش یکتایی که در همه شرایط کاری مختلف بتواند بخوبی عمل کند وجود ندارد. در عوض برخی از روش‌ها برای برخی از سناریوهای خاص دارای عملکرد بهتری می‌باشند ولی وقتی که شرایط کاری تغییر کند از کارایی روش نیز کاسته خواهد شد. از اینرو برای یک کاربرد مشخص، در هر زمان امکان تصمیم‌گیری در مورد بهترین روش ممکن وجود ندارد. با این حال، در عمل این امکان وجود دارد تا برخی از خطوط راهنما را ترسیم نمود. همانگونه که بیان شد از نظر کنترل کلاسیک می توان PLL را بگونه ای بررسی نمود که در آن فیلتر حلقه نقش المان کنترل کننده و اسیلاتور داخلی نقش کنترل شونده را ایفا می‌کند. روش-های متکی بر پهنای باند ثابت، مختص غلبه بر اثرات نویز ایستا هستند و همچنین تا حدی بر دینامیک نیز غلبه می کنند. این روش‌ها نمی‌توانند خود را با اثرات متغیر با زمان تطبیق دهند (نویز متغیر با زمان و دینامیک حرکت). طراحی هایی که از فیلتر کالمن، پیشگویی خطی، روش های تطبیقی، روش های حلقه باز و منطق فازی استفاده می کنند این مزیت را دارند که می‌توانند تا حدی بر نویز و دینامیک غلبه کنند و میزان غلبه آنها از روشی به روشی دیگر و از کاربردی به کاربرد دیگر متفاوت خواهد بود. درخصوص روش

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

های ابتکاری هم لازم است به این نکته توجه شود که یک روش خاص ممکن است برای شرایط پیش‌فرض قابل قبول و بهینه باشد ولی با تغییر پیش‌فرض‌ها 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 سیستم‌های 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 theeffects of ionospheric scintillation on GPS carrier phase tracking," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1624–1637, October 2010.

[3]Z. Ghebretensa´e, J. Harmatos, and K. Gustafsson, "Mobile broadbandbackhaul 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-pilotsignals: 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 designof 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 resistantGNSS carrier tracking loops," in Proc. ION GNSS, 25-28 September 2007, pp. 2364–2375.

[8]R. Roncagliolo, J. Garcia, and C. Muravchik, "Pull-out probabilityconsiderations in high dynamics GNSS tracking loops," *in Proc. InternationalSymposium 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, "Characterizationof GNSS signal parameters under ionosphere scintillation conditions using software-based tracking algorithms," *in Proc. IEEE PositionLocation and Navigation Symposium (PLANS)*, pp264–275, 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, "Investigatingthe 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," *inProc. 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 loopfilter design," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 3, no. 2, pp. 211–218, May1995.

[14]W.-L. Mao, H.-W. Tsao, and F.-R. Chang, "Intelligent GPS receiverfor robust carrier phase trackig in kinematic environments," *IEE Radar, Sonar and Navigation Proceedings*, vol. 151, no. 3, pp. 171–180, June2004.

[15]W.-L. Mao and A.-B. Chen, "Mobile GPS carrier phase tracking usinga novel intelligent dual-loop receiver," *International Journal of SatelliteCommunications and Networking*, vol. 26, pp. 119–139, 2008.

[16]P. Lian, "Improving tracking performance of PLL in high dynamicapplications," Master's thesis, Dept. of Geomatics Engineering, Universityof 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," *IEEETrans. 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 frequencycontrol loop," *Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep.*, 1988.

[22]Y. Zhang, M. G. Amin, and F. Ahmad, "Application of time-frequencyanalysis 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. EstimationTheory, Vol.1, Prentice Hall, 1993.

[25]J.-H. Won, D. D¨otterb¨ock, and B. Eissfeller, "Performance comparisonof 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*,

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]

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. Jim´enez, G. L´opez-Risue˜no, G. Seco-Granados, and A. Garc´ıa, "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] Jos´e A. L´opez-Salcedo, Jos´e 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 Hagras, 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

[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.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-06]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1398.13.4.7.4]
[DOI: 10.29252/joc.13.4.65]