

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

تعهدنامه اصالت اثر

اینجانب **علی دخت شکیب جو** متعهد می شوم که مطالب مندرج در این پایان نامه حاصل کار پژوهشی اینجانب است و دستاوردهای پژوهشی دیگران که در این پژوهش از آن‌ها استفاده شده است، مطابق مقررات ارجاع و در فهرست منابع و مأخذ ذکر گردیده است. این پایان نامه قبلاً برای احراز هیچ مدرک هم سطح یا بالاتر ارایه نشده است. در صورت اثبات تخلف (در هر زمان) مدرک تحصیلی صادر شده توسط دانشگاه از اعتبار ساقط خواهد شد.

کلیه حقوق مادی و معنوی این اثر متعلق به دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی می باشد.

نام و نام خانوادگی دانشجو

علی دخت شکیب جو

امضاء



دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

تحلیل کنترل کننده‌های باز نشاننده در سیستم‌های زمان گسسته

نگارش

علی دخت شکیب جو

استاد راهنما: دکتر نسترن واثق

پایان نامه برای دریافت درجه کارشناسی ارشد

رشته مهندسی برق - کنترل

بهمن ماه ۱۳۹۲

پاس

پاس خداوندی را که سخنوران از ستودن او عاجز و حسابگران از شمارش نعمت های او ناتوان و تگاسگران از ادای حق او درمانده.

خدایی که انکار شرف اندیش، ذات او را درک نمی کنند و دست خواصان دنیای علوم به او نخواهد رسید

بارها اگر این اقدام ناچیز منشا خیری شد و اجری بر آن مترتب، ثواب آن برگ سبزی باشد تقدیم به

روح مادرم؛

که وجودش برایم همه عمر بود، توانش رفت تا به توانی برسم، او که فروغ نگاهش، گرمی کلامش و روشنی رویش

سرمایه های جاودانی من بود.

و خواهر و برادرانم؛

که دعای خیرشان بدرقه راهم بود و مراد انجام این پژوهش یاری کردند.

مشکروقدردانی

به مصداق جمله‌ی «من لم یسکر المخلوق لم یسکر الخالق» بسی شایسته است از زحمات استاد فریخته و فرزانه

سرکار خانم دکتر نسترن وثوق

که با کرامتی چون خورشید، بار آسمانی‌های کار ساز و سازنده مراد پیشبرد این پایان نامه هدایت فرمودند تقدیر و
مشکرنمایم.

توفیق روز افزون این استاد فریخته را از درگاه احدیت مسئلت دارم.

چکیده

رابطه فاز-بهره بودی، محدودیت‌هایی برای کنترل کننده‌های خطی در سیستم‌های تغییر ناپذیر با زمان (LTI) به وجود می‌آورد. در دهه اخیر استفاده از مکانیسم ساده و غیرخطی کنترل بازنشان برای غلبه بر این محدودیت‌ها مورد توجه قرار گرفته است. این محدودیت‌ها روی فرجهش یا فروجهش و زمان نشست تأثیر می‌گذارد به عبارتی موازنه بین مشخصه‌های عملکرد، محدودیت‌هایی در حوزه زمانی ایجاد می‌کند که با کنترل کننده‌های خطی قابل حل نیست. همچنین در حوزه فرکانسی موازنه بین حساسیت و مکمل حساسیت در سیستم‌های LTI وجود دارد. در این راستا برای رفع اغتشاش لازم است اندازه بهره حلقه باز در محدوده فرکانس پایین، بالا باشد و از طرفی برای کاهش نویز سنسور، مکمل حساسیت را کاهش دهیم در نتیجه اندازه بهره حلقه باز سیستم در این محدوده فرکانسی کوچک می‌گردد بر اساس رابطه فاز-بهره بود اگر برای کاهش نویز سنسور، بهره حلقه باز را کاهش دهیم، حاشیه فاز کوچکتری به دست می‌آید و باعث کاهش پایداری و افزایش هزینه فیدبک می‌شود. این موازنه در سیستم‌های کنترل فیدبک LTI وجود دارد و با مکانیسم غیرخطی کنترل بازنشان قابل حل است. در این پایان‌نامه به قابلیت کنترل بازنشان در غلبه بر این محدودیت‌ها می‌پردازیم.

در سال‌های اخیر استفاده از کنترل کننده‌های دیجیتال در سیستم‌های کنترل افزایش یافته است و بسیاری از سیستم‌های کنترل صنعتی، از کامپیوترهای دیجیتال مانند میکروپروسورها و میکروکامپیوترها به خاطر هزینه کم، انعطاف‌پذیری، سرعت، اطمینان و سهولت در محاسبات کنترلی پیچیده استفاده می‌کنند. هدف اصلی این پایان‌نامه بررسی کنترل بازنشان در سیستم زمان گسسته است و زمان‌های بازنشان را در سیستم زمان گسسته مورد بررسی قرار دهیم. در این راستا ابتدا انواع ساختار کنترل بازنشان را معرفی و محدودیت‌هایی کنترل کننده خطی تشریح می‌کنیم. سپس با ارائه مثال‌هایی نشان می‌دهیم چگونه مکانیسم غیر خطی بازنشان می‌تواند بر این محدودیت‌های خطی غلبه کند. در ادامه برای سیستم‌های زمان گسسته مرتبه اول، مرتبه بالا و انتگرالی تأخیری ساختار بازنشان $PI + CI$ را قرار می‌دهیم و نتایج پاسخ‌های آنها را با کنترل کننده PI مقایسه می‌کنیم. همچنین پایداری سیستم بازنشان را در حالتی که کنترل کننده پایه، پایدار و ناپایدار باشد مورد بررسی قرار می‌دهیم. سرانجام برای یک مدل تأخیری زمان گسسته با کنترل کننده انتگرال‌گیر کنگ، زمان‌های بازنشان را بدست می‌آوریم و نشان می‌دهیم مکانیسم بازنشان باعث پایداری سیستم می‌شود.

واژگان کلیدی: کنترل بازنشان، انتگرال‌گیر کنگ، بازنشان مرتبه اول، سیستم کنترل زمان گسسته، معیار پایداری جوری

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل ۱ کنترل بازنشان
۲	۱-۱. مقدمه
۳	۲-۱. معادلات دینامیکی کنترل بازنشان
۴	۳-۱. انواع ساختار کنترل بازنشان
۴	۱-۳-۱. انتگرال گیر کلاگ
۸	۲-۳-۱. کنترل بازنشان مرتبه اول
۱۰	۳-۳-۱. ساختار PI+CI
۱۳	۴-۱. انواع محدودیت‌های کنترل‌کننده خطی
۱۳	۱-۴-۱. محدودیت زمانی کنترل‌کننده خطی
۱۴	۲-۴-۱. محدودیت فرکانسی کنترل‌کننده خطی
۲۰	۵-۱. نتیجه‌گیری
۲۱	فصل ۲ سیستم زمان گسسته
۲۲	۱-۲. مقدمه
۲۴	۲-۲. معادلات دینامیکی کنترل بازنشان زمان گسسته
۲۵	۳-۲. تنظیم ساختار PI+CI برای سیستم زمان گسسته
۲۶	۱-۳-۲. تنظیم ساختار PI+CI برای سیستم‌های مرتبه اول، مرتبه بالا و تأخیری
۲۸	۲-۳-۲. سیستم با ثابت زمانی غالب
۳۱	۳-۳-۲. سیستم با تأخیر زمانی غالب
۳۴	۴-۳-۲. سیستم‌های مرتبه بالا
۳۸	۵-۳-۲. سیستم‌های انتگرالی
۴۰	۴-۲. نتیجه‌گیری
۴۱	فصل ۳ نمونه‌های از کاربرد کنترل بازنشان
۴۲	۱-۳. مقدمه
۴۳	۲-۳. مدل راکتور حرارتی
۴۶	۳-۳. سیستم مکانیکی غیرمینیم فاز مرتبه چهارم
۴۷	۴-۳. سیستم انتگرالی

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۴۹	۳-۵. سیستم انتگرالی تأخیری مرتبه چهارم
۵۰	۳-۶. طراحی مرده‌نوش با کنترل باز نشان
۵۲	۳-۷. تئوری فیدبک کمی
۵۳	۳-۷-۱. چرخ دستی
۵۶	۳-۷-۲. پاندول معکوس
۶۰	۳-۸. نتیجه‌گیری
۶۱	فصل ۴ پایداری
۶۲	۴-۱. مقدمه
۶۴	۴-۲. پایداری H_β
۷۲	۴-۳. سیستم پایه ناپایدار
۷۵	۴-۴. شرایط پایداری سیستم کنترل باز نشان در زمان گسسته
۷۶	۴-۵. شرایط پایداری وابسته به زمان‌های باز نشان
۸۵	۴-۶. نتیجه‌گیری
۸۶	فصل ۵ تحلیل زمان‌های باز نشان در سیستم زمان گسسته
۸۷	۵-۱. مقدمه
۸۷	۵-۲. پیدا کردن زمان کنترل باز نشان
۸۹	۵-۳. پایداری
۹۰	۵-۴. رفتار سیستم پس از باز نشان
۹۶	۵-۵. پاسخ‌های خروجی و سیگنال خطا برای تأخیرهای $m = 3,4,5$
۱۰۱	۵-۶. نتیجه‌گیری
۱۰۲	فصل ۶ نتیجه‌گیری و پیشنهادها
۱۰۳	۶-۱. مقدمه
۱۰۳	۶-۲. نتیجه‌گیری و جمع بندی
۱۰۵	۶-۳. پیشنهادها
۱۰۶	فهرست مقالات ارائه شده توسط نگارنده
۱۰۷	منابع

فهرست شکل ها

صفحه	عنوان
۱	فصل ۱ کنترل باز نشان.....
۳	شکل ۱-۱. ساختار بلوکی سیستم کنترلی با کنترل باز نشان
۴	شکل ۱-۲. دیاگرام بلوکی انتگرال گیر کنگ
۶	شکل ۱-۳. مقایسه پاسخ خروجی انتگرال گیر کنگ و انتگرال گیر خطی به ورودی سینوسی
	شکل ۱-۴. (بالا) ساختار ارائه شده توسط هورویتز و کریشان با دو درجه آزادی
۶	(پایین) ساختار G با انتگرال گیر خطی موازی با انتگرال گیر کنگ (CI)
۸	شکل ۱-۵. دیاگرام بلوکی (عنصر باز نشان مرتبه اول) با سیستم خطی $\frac{k}{s+a}$
۹	شکل ۱-۶. پاسخ خروجی به ورودی پله واحد با کنترل کننده پایه و انتگرال گیر مرتبه اول
۹	شکل ۱-۷. پاسخ سیگنال کنترل به ورودی پله واحد با کنترل کننده پایه و انتگرال گیر مرتبه اول
۱۱	شکل ۱-۸. ساختار کنترل کننده $PI + CI$
۱۴	شکل ۱-۹. پاسخ خروجی به ورودی پله در حالت کنترل پایه و باز نشان $C(s) = \frac{1}{s+1}, P(s) = \frac{1}{s}$
۱۵	شکل ۱-۱۰. سیستم کنترل فیدبک خطی استاندارد
	شکل ۱-۱۱. سیستم $P(s)$ با تأخیر زمانی پایدار شده با: انتگرال گیر پیشرفته کنگ (بالا) انتگرال گیر
۱۸	کنگ (وسط) انتگرال گیر استاندارد (پایین)
۱۹	شکل ۱-۱۲. سیستم تأخیری رسم شده با سه نمونه انتگرال گیر
۲۰	شکل ۱-۱۳. رسم تأخیر زمانی با سه نمونه انتگرال گیر
۲۱	فصل ۲ سیستم زمان گسسته
۲۳	شکل ۱-۲. ساختار سیستم دیجیتال
۲۴	شکل ۲-۲. ساختار کنترل باز نشان
۲۴	شکل ۲-۳. بلوک کنترل باز نشان مرتبه اول در زمان گسسته
۲۶	شکل ۲-۴. تابع توصیفی $PI + CI$ برای مقادیر مختلف $(k_p = \tau_i = 1) \rho_{reset}$
۲۷	شکل ۲-۵. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی ورودی پله برای کنترل کننده $PI, PI + CI$
	شکل ۲-۶. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی ورودی پله برای کنترل کننده های
۳۱	$PI + CI - SIMC, PI - SIMC, PI - IMC$
	شکل ۲-۷. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی برای کنترل کننده های
۳۲	$PI - IMC$ و $PI + CI - IMC$
	شکل ۲-۸. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی برای کنترل کننده های
۳۳	$PI - des, PI + CI - des, PI - IMC$ و
	شکل ۲-۹. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی برای کنترل کننده های
۳۷	$PI - IMC$ و $PI + CI - SIMC$

فهرست شکل ها

صفحه	عنوان
۳۹	شکل ۲-۱۰. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی برای کنترل کننده های PI و $PI + CI$
۴۱	فصل ۳ نمونه های از کاربردهای کنترل بازنشان
۴۳	شکل ۳-۱. مخزن حرارتی $CSTR$
۴۳	شکل ۳-۲. دیاگرام بلوکی حلقه کنترل
	شکل ۳-۳. سیگنال کنترلی و خروجی سیستم سه کنترل کننده $PI, PI + CI, PID$
۴۵	با روش زیگلر نیکولز
	شکل ۳-۴. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی سه کنترل کننده $PI, PI + CI, PID$
۴۵	با روش تنظیم اتوماتیک
۴۶	شکل ۳-۵. طرح شماتیکی سیستم مکانیکی غیرمینیمم فاز مرتبه بالا
	شکل ۳-۶. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی کنترل کننده های $PI, PI + CI$
۴۷	برای سیستم غیر مینیمم فاز
۴۹	شکل ۳-۷. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی در سیستم زمان گسسته
۵۰	شکل ۳-۸. پاسخ خروجی و سیگنال کنترلی سیستم تأخیری با کنترل کننده PI, CI
۵۱	شکل ۳-۹. سیستم حلقه بسته با مرده نوش انتگرالی
	شکل ۳-۱۰. پاسخ خروجی سیستم با سه کنترل کننده
۵۲	$Deadbeat, Deadbeat - PI, Deadbeat - CI$
۵۲	شکل ۳-۱۱. ساختار سیستم کنترل فیدبک با اعمال نویز و اغتشاش
۵۳	شکل ۳-۱۲. دو چرخ دستی متصل شده با فنر
۵۴	شکل ۳-۱۳. نمودار نیکولز با تئوری فیدبک کمی در مثال چرخ دستی
۵۵	شکل ۳-۱۴. ساختار بازنشان مرتبه اول با ورودی اغتشاش و نویز
۵۵	شکل ۳-۱۵. نمودار بین فراجش سیستم کنترل بازنشان و قطب b
	شکل ۳-۱۶. پاسخ خروجی به ورودی پله با وجود اغتشاش با کنترل کننده های
۵۶	تئوری فیدبک کمی و کنترل بازنشان
	شکل ۳-۱۷. پاسخ خروجی به ورودی پله با نویز سینوسی در دو حالت
۵۶	کنترل کننده تئوری فیدبک کمی و کنترل بازنشان
۵۷	شکل ۳-۱۸. پاندول معکوس
۵۹	شکل ۳-۱۹. نمودار نیکولز با روش تئوری فیدبک کمی مربوط به مثال پاندول معکوس
۵۹	شکل ۳-۲۰. نمودار فراجش سیستم کنترل بازنشان بر حسب قطب b
	شکل ۳-۲۱. پاسخ خروجی به ورودی پله با وجود اغتشاش با کنترل کننده های
۶۰	تئوری فیدبک کمی و کنترل بازنشان

فهرست شکل‌ها

صفحه	عنوان
۶۰	شکل ۳-۲۲. پاسخ خروجی به ورودی پله با وجود نویز سینوسی با کنترل‌کننده‌های تئوری فیدبک کمی و کنترل بازنشان
۶۱	فصل ۴ پایداری
۶۲	شکل ۴-۱. بلوک کنترل بازنشان برای یک سیستم LTI
۶۹	شکل ۴-۲. مینیمم قسمت حقیقی $H_{\beta}(j\omega)$ برای $\omega \in [0, \infty)$ بر حسب β
۷۱	شکل ۴-۳. منحنی بیشترین مقدار ویژه $P + \varepsilon I - e^{A^T \Delta} A_R P A_R e^{A \Delta}$ بر حسب Δ
۷۲	شکل ۴-۴. پاسخ خروجی سیستم بازنشان و سیستم پایه
۷۴	شکل ۴-۵. منحنی بیشترین مقدار ویژه $P + \varepsilon I - e^{A^T \Delta} A_R P A_R e^{A \Delta}$ بر حسب Δ
۷۵	شکل ۴-۶. پاسخ خروجی سیستم بازنشان و سیستم پایه مثال (۴-۳)
۷۷	شکل ۴-۷. سیستم کنترل شبکه‌ای
۸۴	شکل ۴-۸. خروجی سیستم کنترل بازنشان (آبی) و سیستم پایه‌اش (قرمز) $h = 0.2, \tau = 0.2$
۸۴	شکل ۴-۹. خروجی (آبی) و قرینه ورودی (قرمز) کنترل بازنشان $h = 0.2, \tau = 0$
۸۴	شکل ۴-۱۰. خروجی سیستم کنترل بازنشان (آبی) و سیستم پایه‌اش (قرمز) $h = 0.2, \tau = 0.1$
۸۶	فصل ۵ تحلیل زمان‌های بازنشان در سیستم زمان گسسته
۹۳	شکل ۵-۱. سیگنال خطا مربوط به مثال ۵-۱
۹۳	شکل ۵-۲. پاسخ خروجی سیستم مربوط به مثال ۵-۱
۹۶	شکل ۵-۳. سیگنال خطا مربوط به مثال ۵-۲
۹۶	شکل ۵-۴. پاسخ خروجی سیستم حلقه بسته مربوط به مثال ۵-۲
۹۷	شکل ۵-۵. سیگنال خطا به ازای $m = 3, K = 0.01$
۹۷	شکل ۵-۶. پاسخ خروجی سیستم به ازای $m = 3, K = 0.01$
۹۷	شکل ۵-۷. سیگنال خطا به ازای $m = 4, K = 0.005$
۹۸	شکل ۵-۸. پاسخ خروجی سیستم به ازای $m = 4, K = 0.005$
۹۸	شکل ۵-۹. سیگنال خطا به ازای $m = 5, K = 0.0006$
۹۸	شکل ۵-۱۰. پاسخ خروجی سیستم به ازای $m = 5, K = 0.0006$
۹۹	شکل ۵-۱۱. پاسخ خروجی سیستم به ازای $m = 1, K = 0.15$

فهرست علائم و اختصارات

Linear Time Invariant	:	LTI	فضای بردارهای n بعدی با مقادیر حقیقی	:	\mathbb{R}^n
Linear Matrix Integration	:	LMI	فضای ماتریس‌های n سطر در n ستون با	:	$\mathbb{R}^{n \times n}$
Proportional Integral	:	PI	مقادیر حقیقی	:	
Proportional Integral Derivation	:	PID		:	
Clegg Integral	:	CI	سیگنال خطا	:	e
First-Order Reset Control	:	FORE		:	
Skogestad Internal Model Control	:	SIMC	ضریب بازنشان	:	ρ_{reset}
Internal Model Control	:	IMC		:	
Integral of Absolute Error	:	IAE	حالت‌های عبارت انتگرالی	:	x_i
Integral Time Absolute Error	:	ITAE		:	
Continuouse Stirred Tank Reactor	:	CSTR	حالت‌های بازنشان	:	x_{ir}
First Order Pluse Dead Time	:	FOPDT	ماتریس بازنشان	:	A_p
Hard Disk Drive	:	HDD		:	
Quantitative Feedback Theory	:	QFT	فرآیند	:	$G(s)$
			کنترل کننده	:	$C(s)$
			بهره سرعت	:	k_v
			زمان صعود	:	t_r
			کوچکترین کران بالا	:	sup
			سیگنال فرمان	:	$u(t)$
			حساسیت	:	$S(s)$
			مکمل حساسیت	:	$T(s)$
			فرکانس های عبوری صفر	:	ω_c
			حاشیه فاز	:	ϕ_m
			تابع توصیفی انتگرال گیر کلاگ	:	$L_{CI}(w)$
			تبدیل Z	:	\mathbb{Z}
			تبدیل زمان گسسته فرآیند	:	$C(z)$
			ماتریس حالت کنترل کننده	:	A_{cl}, B_{cl}, C_{cl}
			ثابت زمان انتگرالی	:	τ_i
			ثابت زمان بازنشان	:	τ_{reset}
			سطح بازنشان	:	\mathcal{M}
			فضای پوچی	:	$N(C)$
			فواصل بازنشان	:	Δ_k
			کنترل کننده پایه	:	R_b

فصل ۱

کنترل باز نشان

کنترل باز نشان

۱-۱. مقدمه

کنترل باز نشان^۱ اولین بار توسط کَلگ^۲ در سال ۱۹۵۸ پیشنهاد شد [۱]، اما به دلیل کمبود تئوری‌های کنترل در آن زمان، پیشرفتی در نظریه و کاربردهای کنترل باز نشان حاصل نشد. در سال ۱۹۷۰ با تلاش‌های چیت^۳، هولوت^۴ و همکارانش تحقیق در زمینه کنترل باز نشان افزایش یافت و هورویتز^۵ و رودنباوم^۶ توانستند مفهوم کنترل باز نشان را به سیستم‌های مرتبه بالا^۷ تعمیم دهند. در مقالات بسیاری به مزیت کنترل باز نشان نسبت به دیگر کنترل‌کننده‌های خطی اشاره شده است، بعنوان مثال [۲] و [۳] روش کارا برای بهبود عملکرد سیستم معرفی کردند همچنین در [۴] عنوان شده که کنترل باز نشان قادر است بدون کاهش رفع اغتشاش و یا از دست دادن حاشیه‌ها، نویز سنسور را حذف کند. امروزه از کنترل باز نشان در سیستم‌های کنترل نوار سرعت، سیستم‌های موقعیت با دقت بالا و همچنین سیستم‌های راه‌انداز دیسک سخت^۸ استفاده می‌کنند [۵] و [۶].

کنترل باز نشان، کنترل‌کننده‌ای با مکانیسم باز نشان است و هنگامی که ورودی اش صفر باشد حالت‌های کنترل یا بخشی از آن را صفر می‌کند. دلیل اصلی استفاده از باز نشان این است که می‌تواند بر محدودیت‌های اساسی کنترل‌کننده خطی غلبه کند. از جمله محدودیت‌هایی که در حوزه زمان و فرکانس وجود دارد. معمولاً کنترل باز نشان را با یک بلوک ناقص نشان می‌دهند. در شکل (۱-۱) ساختار بلوکی یک سیستم خطی پایه با کنترل باز نشان نشان داده شده است.

¹ - Reset control

² - Clegg

³ - Chait

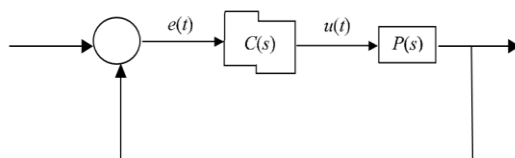
⁴ - Hollot

⁵ - Horowitz

⁶ - Rodenbaum

⁷ - High Order Systems

⁸ - HDD: Hard Disk Drive



شکل ۱-۱. ساختار بلوکی سیستم کنترلی با کنترل باز نشان

۲-۱. معادلات دینامیکی کنترل باز نشان

معادلات دینامیکی کنترل باز نشان به صورت (۱-۱) تعریف می شود.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Be(t) & e(t) \neq 0 \\ x(t^+) = A_p x(t) & e(t) = 0 \\ u(t) = Cx(t) + De(t) \end{cases} \quad (1-1)$$

$e(t)$ سیگنال ورودی و $u(t)$ سیگنال خروجی به کنترل کننده هستند و $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت است. تابع تبدیل سیستم خطی پایه، $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ است و با معادله اول و سوم در رابطه (۱-۱) تعریف می شود. وقتی $e(t) \neq 0$ باشد، مد تقریباً در تمامی زمانها پیوسته^۱ است. اگر $e(t) = 0$ شود، دینامیک ضربه‌ای یا مد پرش^۲ فعال می شود. در این حال برخی حالت‌های کنترل کننده تحت تأثیر باز نشان قرار می گیرد و برخی دیگر بدون تغییر باقی می ماند. لذا بدون از دست دادن شرایط کلی می توان حالت‌های کنترل کننده را تنظیم مجدد نمود. از این رو ماتریس باز نشان A_p در دو حالت بدون باز نشان و با باز نشان، به فرم زیر تشکیل می شود.

$$A_p = \underset{n_1}{diag(1, \dots, 1, 0, \dots, 0)}_{n_2} \quad (2-1)$$

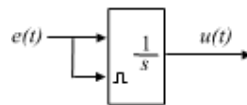
در صورتیکه $n_2 = 0$ باشد کنترل کننده خطی است اگر $0 < n_2 < n$ کنترل باز نشان جزئی^۳ خواهیم داشت که در آن تنها بخشی از حالت‌های کنترل کننده، باز نشان می شوند. در صورتی که $n_2 = n$ کنترل باز نشان کامل^۴ نامیده می شود [۷].

1 - Flow Mode
2 - Jump Mode
3 - Partial Reset
4 - Full Reset

۳-۱. انواع ساختار کنترل باز نشان

۱-۳-۱. انتگرال گیر کنگ

در سیستم‌های کنترل، انتگرال‌گیر غالباً برای کاهش خطای حالت ماندگار به کار می‌رود ولی به دلیل آنکه در همه فرکانس‌ها ۹۰ درجه پس‌فاز تولید می‌کند مشکلی در پایداری بوجود می‌آورد. بنابراین کنگ، ساده‌ترین عنصر باز نشان، انتگرال‌گیر کنگ را معرفی کرد که نسبت به هم‌تای خطی‌اش دارای پاسخ فرکانسی مشابه ولی با ۵۱/۹ درجه پس‌فاز کمتر است. این ویژگی افزایش حاشیه‌فاز، منجر به افزایش سرعت و پایداری سیستم حلقه بسته می‌شود. شکل (۲-۱) بلوک



شکل ۲-۱. دیاگرام بلوکی انتگرال‌گیر کنگ

انتگرال‌گیر کنگ را نشان می‌دهد و معادله (۳-۱) معادله دینامیکی آن می‌باشد.

معادلات دینامیکی انتگرال‌گیر کنگ به صورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{u}(t) = e(t) & e(t) \neq 0 \\ u(t^+) = 0 & e(t) = 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

برای بررسی رفتار یک انتگرال‌گیر کنگ، ورودی سینوسی $u(t) = \sin(\omega t)$ را به آن اعمال می‌کنیم. شکل موج پاسخ خروجی آن به صورت شکل (۳-۱) است که در واقع مجموع موج مربعی هم‌فاز با ورودی و موج کسینوسی با ۹۰ درجه پس‌فاز با دامنه $\frac{1}{\omega}$ است. برای محاسبه تأثیر اندازه و فاز خروجی انتگرال‌گیر کنگ از تابع توصیفی^۲ استفاده می‌کنیم.

ابتدا تبدیل فوریه موج مربعی را محاسبه می‌کنیم و سپس با قسمت کسینوسی خروجی انتگرال‌گیر کنگ ترکیب می‌کنیم. چون شکل موج مربعی تابع زوج است پس $a_0 = 0$. مراحل انجام تابع تبدیل فوریه در رابطه (۴-۱) نشان داده شده است.

مراحل تبدیل فوریه تابع $f(t)$ عبارت است از:

^۱ - Phase Margin

^۲ - Description Function

$$\int \sin(\omega t) = -\frac{1}{\omega} \cos(\omega t) + \frac{1}{\omega}$$

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nt)$$

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) dt \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos(nt) dt$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin(nt) dt$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi} (\int_{-\pi}^0 -\cos(t) dt + \int_0^{\pi} \cos(t) dt) = \frac{1}{\pi} [-\sin(t)]_{-\pi}^0 + \frac{1}{\pi} [\sin(t)]_0^{\pi} = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} (\int_{-\pi}^0 -\cos(nt) dt + \int_0^{\pi} \cos(nt) dt) = 0$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} (\int_{-\pi}^0 -\sin(t) dt + \int_0^{\pi} \sin(t) dt) = \frac{1}{\pi} [-\cos(t)]_{-\pi}^0 + \frac{1}{\pi} [\cos(t)]_0^{\pi} = \frac{1}{\pi} (2 + 2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} (\int_{-\pi}^0 -\sin(nt) dt + \int_0^{\pi} \sin(nt) dt) = \frac{1}{n\pi} [-\cos(nt)]_{-\pi}^0 + \frac{1}{\pi} [\cos(nt)]_0^{\pi} = \frac{4}{n\pi}$$

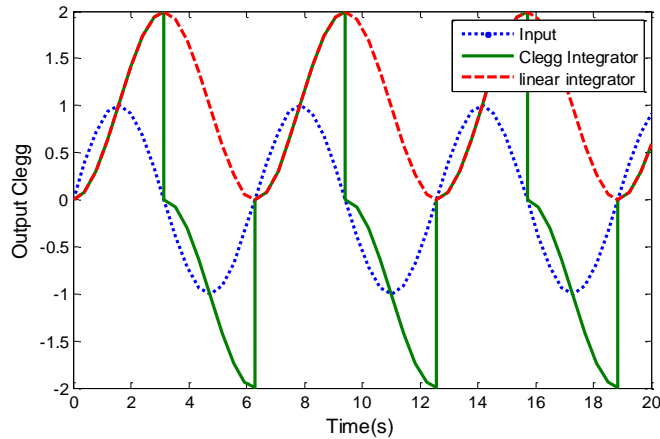
$$g(t) = \frac{4}{\omega\pi} \sin(\omega t) + \frac{4}{3\omega\pi} \sin(3\omega t) + \dots = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4}{n\omega\pi} \sin(n\omega t),$$

خروجی نهایی انتگرال گیر کلاگ = خروجی موج مربعی + خروجی موج کسینوسی

$$\frac{4}{\omega\pi} + \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{\omega} (\frac{4}{\pi} - j) \rightarrow \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{16}{\pi^2} + 1} \approx \frac{1.62}{\omega} \quad \arctan\left(-\frac{\pi}{4}\right) \approx -38.1^\circ$$

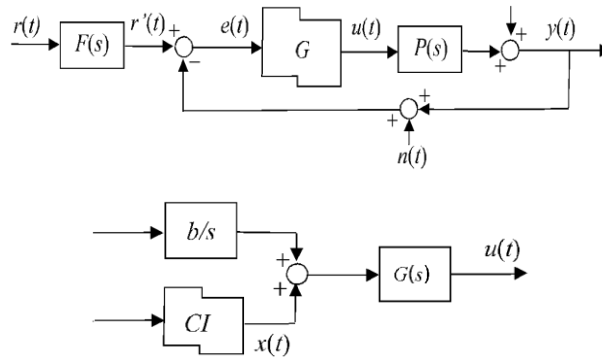
بنابراین تابع توصیفی یک انتگرال گیر کلاگ به صورت (۱-۱) است.

$$L_{CI} = \frac{1.62}{\omega} e^{-38.1} \quad (1-1)$$



شکل ۱-۳. مقایسه پاسخ خروجی انتگرال گیر کلگ و انتگرال گیر خطی به ورودی سینوسی

در [۸]، هورویتز و کریشنان^۱ برای اولین بار پروسه کامل و جامع طراحی کنترل بر پایه انتگرال گیر کلگ را پیشنهاد کردند.



شکل ۱-۴. (بالا) ساختار ارائه شده توسط هورویتز و کریشنان با دو درجه آزادی

(پایین) ساختار G با انتگرال گیر خطی موازی با انتگرال گیر کلگ (CI)

شکل (۱-۴) نمایانگر دیاگرام بلوکی سیستم کنترل مورد نظر است (قسمت بالایی). این ساختار با دو درجه آزادی با پیش فیلتر $F(s)$ ، عملگر ورودی مرجع $r(t)$ ، اغتشاش خروجی $d(t)$ و نویز اندازه گیر $n(t)$ است. $P(s)$ سیستم و $G(s)$ کنترل کننده ای خطی یا غیرخطی است. دلیل استفاده از کنترل باز نشان به عنوان یک مکانیزم ساده در [۸]، کاهش محدودیت طراحی خطی عنوان شده است.

¹ - Krishnan

در شکل (۱-۴) (قسمت بالا) با دقت بیشتری تأثیر سنسور نویز $n(t)$ بر ورودی سیستم $u(t)$ نشان می‌دهد و در نوع خطی به صورت (۱-۵) می‌باشد:

$$B(s) = \frac{U(s)}{N(s)} = -\frac{G(s)}{1+L(s)} \quad (۱-۵)$$

که در آن $L(s) = G(s)P(s)$ است. برای مثال $L(s)$ طوری طراحی می‌شود که $|L(j\omega)| \gg 1$ در رنج فرکانسی، بزرگ باشد. ممکن است $|G(j\omega)| \gg 1$ به رنج فرکانس بزرگتر نیاز داشته باشد. در نتیجه G در رنجی که L کوچک $1 + L \approx 1$ است، بزرگ می‌گردد، با توجه به معادله بالا، B بزرگ و افزایش نویز، منجر به اشباع سیستم می‌شود. از این رو مطلوب است L را هرچه سریعتر در خارج از رنج فرکانسی کاهش دهیم تا به مشخصه‌های مورد نیاز L بزرگ برسد. هر چند طبق رابطه فاز-بهره بود، کاهش سریع L با فاز منفی زیاد همراه است که ممکن است پایداری را به خطر بیندازد.

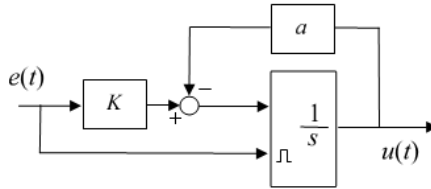
در نتیجه دلیل استفاده از عنصر غیرخطی نسبت به عنصر خطی با همان مشخصات وجود همین محدودیت‌های خطی است. عنصر غیرخطی با چنین مشخصاتی یک انتگرال‌گیر کلاگ است. با جزئیات بیشتر، هورویتز و کریشان کنترل‌کننده غیرخطی G در شکل (۱-۴) (قسمت بالایی) را پیشنهاد می‌کنند قالب شکل (۱-۴) (قسمت پایینی) از یک انتگرال‌گیر خطی b/s موازی با انتگرال‌گیر کلاگ (CI) و یک جبران‌ساز خطی $G(s)$ تشکیل شده است. تابع توصیفی (CI) به صورت زیر مشخص می‌شود:

$$L_{CI} = \frac{1.62}{\omega} e^{-38.1}$$

بنابراین همان میزان شیب انتگرال‌گیر با فاز -38 درجه خواهیم داشت که 52 درجه کمتر از انتگرال‌گیر خطی است. با یک مثال ساده می‌توان مفید بودن انتگرال‌گیر کلاگ را بیان کرد [۸]: یک حلقه فیدبک منفی اختیاری با دو انتگرال‌گیر خطی $L(s) = \left(\frac{1}{s}\right)\left(\frac{1}{s}\right)$ در نظر بگیرید. در اینصورت پاسخ به طور خودکار نوسانی است و به سمت صفر همگرا نیست. اگر انتگرال‌گیرها را با انتگرال‌گیر کلاگ عوض کنیم به صورت $(CI) \circ \left(\frac{1}{s}\right)$ یا $L(s) = (CI) \circ \left(\frac{1}{s}\right)$ ، در نتیجه سیستم پایدار می‌شود و تمامی شرایط اولیه در زمان متناهی به صفر همگرا می‌شود. توجه کنید برای اینکه تابع توصیفی $CI(j\omega)$ بیانگر پاسخ تقریبی CI شود ورودی باید دارای مقدار میانگین صفر باشد. لذا در [۸] پیکربندی موازی شکل (۱-۴) (قسمت پایینی) با یک انتگرال‌گیر خطی b/s پیشنهاد شده است.

۱-۳-۲. کنترل بازنشان مرتبه اول^۱

نوع دیگری از ساختار کنترل بازنشان، انتگرال گیر مرتبه اول یا عنصر بازنشان مرتبه اول است. نمودار بلوکی مرتبه اول در شکل (۵-۱) و معادلات دینامیکی آن در (۶-۱) آورده شده است.



شکل ۵-۱. دیاگرام بلوکی (عنصر بازنشان مرتبه اول) با سیستم خطی $\frac{k}{s+a}$

$$\begin{cases} \dot{u}(t) = -au(t) + ke(t) & e \neq 0 \\ u(t^+) = 0 & e = 0 \end{cases} \quad (6-1)$$

معادله اول نشان دهنده دینامیک پیوسته یا مُد پیوسته و دومین معادله، دینامیک گسسته یا مُد پرش است زیرا زمانی که خطا صفر می شود ($e(t_k) = 0$) به ازای ($k = 1, 2, \dots$) حالت کنترل کننده از $u(t_k^-)$ به $u(t_k^+) = 0$ پرش می کند.

مثال: سیستمی با $P(s) = \frac{s+1}{s^2+0.2s}$ را یکبار با کنترل کننده پایه $C(s) = \frac{1}{s+1}$ و بار دیگر با ساختار بازنشان مرتبه اول می بندیم. پاسخ خروجی برای ورودی پله واحد در شکل (۶-۱) رسم شده است. با توجه به شکل، خروجی کنترل کننده پایه زیرمیرا^۲ است و دارای فراجهش^۳ بیش از ۷۰ درصد است. پاسخ سیستم بازنشان سریعتر میرا شده و فراجهش به ۴۰ درصد کاهش یافته و نوسانات سریع محو شده است.

^۱ - First Order Reset Control

^۲ - Undershoot

^۳ - Overshoot