

بهبود عملکرد فیلتر شکافدار وقتی در تخمین فرکانس سیگنال‌های تناوبی

احمدرضا جناب زاده^۱، فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد برق-کنترل، محسن مجیری^۲، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - a.jenabzadeh@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران - mohsen.mojiri@cc.iut.ac.ir

چکیده: فیلتر شکافدار وقتی (ANF) یک روش شناخته‌شده برای تخمین فرکانس و استخراج سیگنال‌های سینوسی است. ساختار ANF از یک فیلتر میان‌گذر مرتبه دوم (و مکمل آن فیلتر شکافدار مرتبه دوم) و یک قانون تنظیم فرکانس مرکزی فیلتر میان‌گذر تشکیل شده است. عملکرد فیلتر شکافدار وقتی در حضور مولفه‌های هارمونیک سیگنال سینوسی کاهش یافته و فرکانس تخمینی دارای بایاس و واریانس است. در این مقاله یک روش برای بهبود عملکرد فیلتر شکافدار وقتی در حضور هارمونیک‌ها در سیگنال سینوسی ورودی ارائه می‌شود. روش ارائه‌شده مبتنی بر استفاده از توابع پنجره در قانون تنظیم فرکانس است. از این روش در الگوریتم‌هایی مانند تبدیل فوریه گسسته و حلقه قفل‌شده در فاز استفاده شده تا پارامترهای سیگنال سینوسی در حضور هارمونیک‌ها دقیق‌تر تخمین زده شوند. مشاهده می‌شود که استفاده از تابع پنجره مربعی عملکرد فیلتر شکافدار وقتی را ارتقا می‌بخشد.

واژه‌های کلیدی: تخمین فرکانس، فیلتر شکافدار وقتی، فیلتر میان‌گذر، هارمونیک‌ها، تابع پنجره

The Improvement of the ANF Performance in Frequency Estimation of Periodic Signals

A.r. Jenabzadeh¹, M. Mojiri²

1, 2 - Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

Abstract: Adaptive notch filter is a well-known approach for frequency estimation and extraction of sinusoidal signals. The structure of ANF is composed of a second order band-pass filter (BPF) (and its complementary notch filter) and a frequency update law that continuously adjusts the center frequency of the BPF. The performance of the ANF degrades when the sinusoidal input is polluted by some harmonics. In this paper, a method has been proposed to improve the performance of the ANF in the presence of harmonics. The proposed method is based on the use of a window function in the frequency update law. Window functions have extensively been used in some algorithms like discrete Fourier transform and phase-locked loop to provide better estimation of the parameters of sinusoidal signal in the presence of harmonics. It was shown that using a rectangular window enhances the ANF performance.

Keywords: Frequency Estimation, Adaptive Notch Filter, Band Pass Filter, Harmonics, Window Function

تاریخ ارسال مقاله: ۹۲/۱۲/۲۱

تاریخ اصلاح مقاله: ۹۳/۱/۳۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۹۳/۲/۲۷

نام نویسنده مسئول: احمدرضا جناب‌زاده

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - میدان استقلال - دانشگاه صنعتی اصفهان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

استفاده شده در ANF پنجره مستطیلی بوده و در حلقه تخمین فرکانس به کار گرفته شده است.

در این مقاله ابتدا ساختار فیلتر شکاف دار وفقی معرفی شده و با استفاده از تکنیک میانگین گیری و خطی سازی حول نقطه تعادل معادله مشخصه حلقه تخمین فرکانس به دست می آید. سپس با نرمالیزه کردن قانون تنظیم فرکانس، این معادله مشخصه از دامنه سیگنال ورودی مستقل می شود. در ادامه به چگونگی استفاده از تابع پنجره در حلقه تخمین فرکانس و تحلیل ویژگی ها و پارامترهای آن با استفاده از معادله مشخصه پرداخته شده و در انتها با استفاده از شبیه سازی های کامپیوتری مزایای استفاده از تابع پنجره نشان داده خواهد شد.

۲- فیلتر شکاف دار وفقی

در این بخش ابتدا ساختار فیلتر شکاف دار وفقی معرفی می شود. در ادامه معادله مشخصه حلقه تخمین فرکانس را به دست می آوریم. این امر با استفاده از تکنیک میانگین گیری و خطی سازی قانون تنظیم فرکانس محقق می شود. هم چنین با نرمالیزه کردن قانون تنظیم فرکانس این معادله مشخصه را تا حد امکان ساده می کنیم.

۲-۱- ساختار ANF

فیلتر میان گذر^۲ مرتبه دوم با تابع تبدیل

$$H_b(s) = \frac{k\theta s}{s^2 + k\theta s + \theta^2} \quad (1)$$

و مکمل آن فیلتر شکاف دار با تابع تبدیل $H_n(s) = 1 - H_b(s)$ را در نظر بگیرید. در این فیلترها θ فرکانس مرکزی فیلتر و k یک ثابت حقیقی مثبت است که ضریب میرایی این فیلترها را مشخص می کند. با استفاده از این دو فیلتر یک ساختار حلقه بسته به دست می آید که خروجی آن خروجی فیلتر میان گذر و خطای e خروجی فیلتر شکاف دار است (شکل ۱). هم چنین در این ساختار x_2 خروجی یک فیلتر پایین گذر با تابع تبدیل

$$\frac{X_2(s)}{U(s)} = \frac{\theta}{s} H_b(s) = \frac{k\theta^2}{s^2 + k\theta s + \theta^2} \quad (2)$$

است. معادلات دیفرانسیل حاکم بر فیلتر نشان داده شده در شکل ۱ عبارت است از:

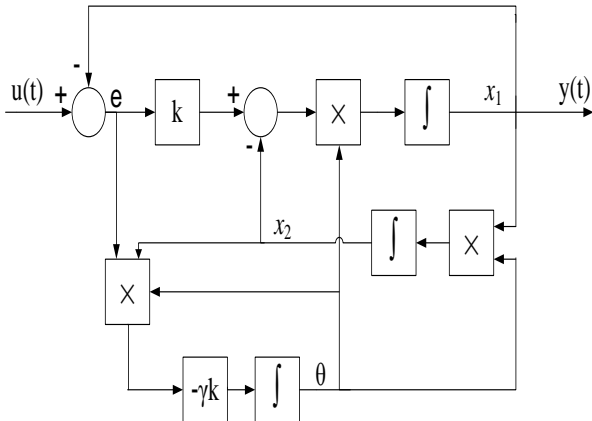
$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\theta x_2 + k\theta e \\ \dot{x}_2 &= \theta x_1 \\ e &= u - x_1 \end{aligned} \quad (3)$$

برای ورودی سینوسی $u(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \delta_0)$ ، معادلات حالت (۳) دارای جواب دائمی زیر است:

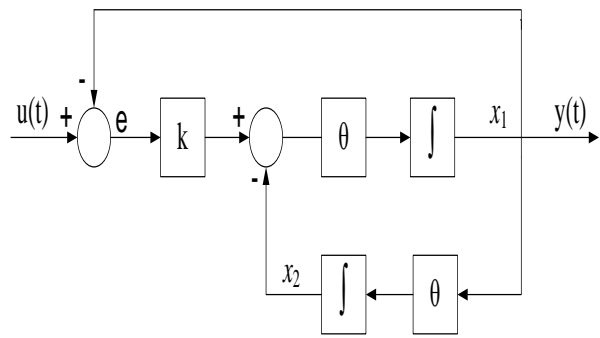
تخمین فرکانس یکی از مسائل اساسی در تئوری سیستمها و پردازش سیگنال بوده و کاربردهایی در زمینه های مختلف مهندسی برق مانند کنترل و شناسایی سیستمها، مهندسی پزشکی، کنترل و حفاظت سیستم های قدرت، مخابرات و رادار دارد. در یک دهه اخیر یک الگوریتم تخمین فرکانس سیگنال های سینوسی مبتنی بر فیلتر شکاف دار وفقی^۱ مورد توجه محققین قرار گرفته است. فیلتر شکاف دار وفقی از یک فیلتر شکاف دار و یک قانون تنظیم فرکانس تشکیل شده است. فیلتر شکاف دار یک سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان است که پاسخ دامنه آن در تمامی فرکانسها به جز یک فرکانس خاص برابر واحد می باشد. این فرکانس خاص فرکانس شکاف فیلتر نامیده شده و بهره فیلتر در آن صفر است. قانون تنظیم فرکانس به گونه ای انتخاب شده تا فرکانس شکاف فیلتر را بر فرکانس سیگنال سینوسی ورودی منطبق کند. از جمله موارد کاربرد ANF می توان به تخمین فرکانس های سیگنال های قدرت، همزمان سازی شبکه های قدرت، تخمین فرکانس سیگنال های سه فاز و حذف نویز از سیگنال های سینوسی اشاره نمود [۵-۱].

ANF توانایی تخمین فرکانس یک سیگنال سینوسی خالص را دارد. اما در موارد عملی سیگنالها علاوه بر مولفه اصلی دارای مولفه هایی با مضارب فرکانس مولفه اصلی، هارمونیکها، هستند. از جمله این موارد می توان به سیستم های قدرت اشاره کرد که به دلیل حضور بارهای غیرخطی، سیگنالها دارای هارمونیکها هستند. تخمین دقیق و سریع فرکانس این سیگنالها برای کنترل و حفاظت سیستم های قدرت از اهمیت ویژه ای برخوردار است. در سال های اخیر ارائه الگوریتم های برای تخمین پارامترهای سیگنال سینوسی در حضور هارمونیکها مورد توجه قرار گرفته است [۱۰-۶].

از بین الگوریتم هایی که برای تخمین پارامترهای سیگنال سینوسی در حضور هارمونیکها مطرح شده، روش تبدیل فوریه گسسته و روش های اصلاح شده آن در ساختار خود از توابع پنجره استفاده می کنند. تابع پنجره استفاده شده در تبدیل فوریه گسسته، تابع پنجره مستطیلی است، اما فرم های دیگر تابع پنجره از جمله Hann، Hamming، Blackman و Kaiser نیز استفاده می شود. استفاده از تابع پنجره بر اساس این اصل می باشد که علاوه بر داده های لحظه ای، از داده های گذشته نیز در پردازش سیگنال استفاده شود. استفاده از تابع پنجره در الگوریتم های برخط تخمین فرکانس مورد توجه نبوده تا اینکه اخیراً از این مفهوم در حلقه قفل شده در فاز ارتقاء یافته^۲ استفاده شده تا اثر هارمونیکها روی تخمین پارامترهای سیگنال سینوسی کاهش یابد [۱۱]. از آنجایی که ساختار فیلتر شکاف دار وفقی به ساختار حلقه قفل شده در فاز ارتقاء یافته شبیه می باشد در این مقاله از مزایای تابع پنجره در این فیلتر استفاده شده تا در مقابل هارمونیکها تخمین فرکانس بهتری داشته باشیم. پنجره



شکل (۲): بلوک دیاگرام فیلتر شکاف دار وقتی



شکل (۱): پیاده‌سازی فیلتر شکاف دار یا فیلتر میان گذر

۲-۲- نرمالیزه کردن قانون وقتی ANF

برای نرمالیزه کردن قانون تنظیم فرکانس ابتدا پایداری ANF مورد بررسی قرار می‌گیرد. در سیستم دینامیکی (۳) و (۶)، هنگامی که پارامتر γ کوچک باشد، فرکانس تخمینی θ در مقایسه با حالت فیلتر، $\chi = (x_1, x_2)$ ، به کندی تغییر می‌کند. این مفهوم وقتی شدن کند^۱ را می‌توان با اثبات اینکه وقتی شدن کند روی یک منحنی انتگرال^۲ از سیستم دینامیکی (۳) و (۶) اتفاق می‌افتاد، به طور دقیق بیان نمود [۱۳]. یک منحنی انتگرال از سیستم دینامیکی (۳) و (۶) یک منحنی متغیر با زمان χ بعدی

$$M_\varepsilon = \{(t, \theta, \chi) : \chi = h_\varepsilon(t, \theta)\}$$

است به گونه ای که

$$(\chi(t_0), \theta(t_0)) \in M_\varepsilon \Rightarrow (\chi(t), \theta(t)) \in M_\varepsilon \quad \forall t \geq t_0$$

[۱۳]. ساده‌ترین عضو این خانواده از منحنی‌های انتگرال، منحنی انتگرال پارامتر ساکن M_0 است، که با $\gamma = 0$ تعریف می‌شود [۱۳]. تذکر آن که هرگاه $\gamma = 0$ باشد، θ ثابت (ساکن) است.

برای اثبات پایداری ANF مبتنی بر مفهوم وقتی شدن کند ابتدا فرض می‌کنیم θ ثابت بوده و یک پاسخ حالت دائمی بر معادلات (۳) به دست می‌آوریم. این پاسخ حالت دائمی همان منحنی انتگرال پارامتر ساکن است. سپس با استفاده از تکنیک میانگین‌گیری، که برای مقادیر کوچک γ و برای ورودی‌های استفاده می‌شود، نشان می‌دهیم که قانون وقتی شدن θ روی این منحنی انتگرال پارامتر ساکن به سمت فرکانس ω_0 میل می‌کند [۱۴].

برای این منظور با جایگذاری جواب حالت دائمی (۴) در قانون تنظیم فرکانس (۶) داریم:

$$\dot{\theta} = -\gamma k \theta (-U_2 \cos(\omega_0 t + \varphi)) (A_0 \sin(\omega_0 t + \delta_0) - U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi)) \quad (7)$$

سیستم میانگین متناظر با سیستم (۷) عبارت است از

$$\dot{\theta}_{av} = -k \theta_{av} \text{AVG}((-U_2 \cos(\omega_0 t + \varphi)) (A_0 \sin(\omega_0 t + \delta_0) - U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi)))$$

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi) \\ -U_2 \cos(\omega_0 t + \varphi) \end{pmatrix} \quad (4)$$

در این معادله U_1 ، U_2 و φ عبارتند از:

$$U_1 = |H_b(j\omega_0)| A_0, \quad U_2 = \left| \frac{\theta}{j\omega_0} H_b(j\omega_0) \right| A_0,$$

$$\varphi = \delta_0 + \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{k \theta \omega_0}{\theta^2 - \omega_0^2}$$

هرگاه فرکانس مرکزی فیلتر میان‌گذر بر فرکانس سیگنال سینوسی منطبق شود یعنی $\theta = \omega_0$ باشد جواب حالت دائمی (۴) به جواب

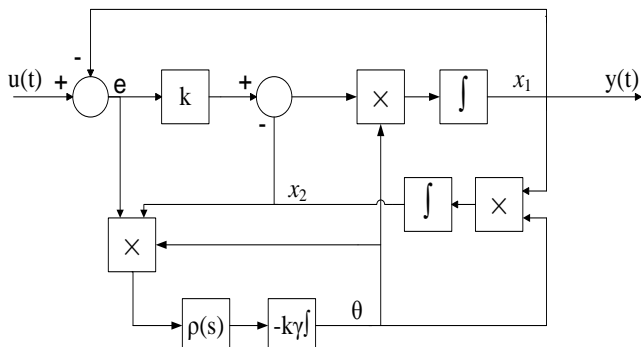
$$\begin{pmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_0 \sin(\omega_0 t + \delta_0) \\ -A_0 \cos(\omega_0 t + \delta_0) \end{pmatrix} \quad (5)$$

تبدیل می‌شود. این جواب پایدار مجانبی سراسری است یعنی تمام جواب‌ها مستقل از انتخاب شرایط اولیه به این جواب میل می‌کنند. همچنین بر اساس جواب تناوبی (۵)، $x_1^2 + x_2^2$ تخمینی از مربع دامنه سیگنال سینوسی ورودی در حالت دائمی به دست می‌دهد.

از جواب حالت دائمی (۴) نتیجه می‌شود که ساختار شکل (۱) می‌تواند سیگنال سینوسی ورودی و سیگنال با اختلاف فاز ۹۰ درجه با ورودی را استخراج کند. اگر فرکانس سیگنال ورودی نامعلوم باشد یا تغییر کند باید θ به گونه‌ای تنظیم شود که بر فرکانس سیگنال ورودی منطبق شود. بنابراین θ باید تابع یک قانون وقتی باشد. یک قانون وقتی متداول برای θ به صورت

$$\dot{\theta} = -\gamma k \theta x_2 e \quad (6)$$

پیشنهاد شده است [۱۲]. در این قانون γ بهره وقتی شدن و k همان پارامتر موجود در فیلتر است. معادلات حالت (۳) به همراه قانون وقتی (۶) معادلات حالت فیلتر شکاف دار وقتی را تشکیل می‌دهد که بلوک دیاگرام آن در شکل (۲) نشان داده شده است. $\theta = \omega_0$ همراه با جواب تناوبی (۵) یک مدار تناوبی برای معادلات (۳) و (۶) است.



شکل (۳): فیلتر شکاف دار وقتی پنجره‌ای

سیگنال خطای e وجود دارد که می‌توان مجذور آن را به عنوان تابع هزینه سیستم در نظر گرفت. این تابع هزینه به صورت لحظه‌ای بوده و در یک لحظه کوتاه از زمان ارزیابی می‌شود. برای اینکه تخمین فرکانس بهتری داشته باشیم می‌توانیم این تابع هزینه را به یک دوره زمانی معین گسترش دهیم. به این منظور تابع هزینه J_ρ را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$J_\rho = \frac{1}{2T_\rho} \int_{t-T_\rho}^t \rho(t-\tau) e^2(\tau) d\tau = \frac{1}{T_\rho} \rho(t) * \frac{1}{2} e^2(t) = \frac{1}{T_\rho} \rho(t) * J \quad (12)$$

در این معادله * علامت کانولوشن و $J = \frac{1}{2} e^2$ است. هم‌چنین T_ρ طول پنجره و $\rho(t)$ تابع پنجره است. تابع پنجره مورد نظر پنجره مستطیلی است که به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\rho(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_\rho \\ 0, & t > T_\rho \end{cases} \quad (13)$$

بر اساس تابع هزینه J_ρ قانون تنظیم فرکانس به معادله (۱۴) تبدیل می‌شود

$$\dot{\theta} = -k \frac{1}{T_\rho} \int_{t-T_\rho}^t \rho(t-\tau) \theta x_2 e(\tau) d\tau \quad (14)$$

از معادله (۱۴) نتیجه می‌شود که در حلقه تخمین فرکانس ANF به منظور به‌دست آوردن θ قبل از اینکه از عبارت $-\gamma k \theta x_2 e$ انتگرال‌گیری کنیم باید تابع تبدیل پنجره $\rho(s)$ را روی آن اعمال کنیم. شکل (۳) چگونگی قرار گرفتن تابع پنجره در ANF را نشان می‌دهد.

۳-۲- طراحی پارامترهای تابع پنجره

طراحی درست تابع پنجره می‌تواند اثرات مستقیم و قوی روی پاسخ سیستم داشته باشد. در این بخش یک روش طراحی بر اساس معادله

در این معادله av برای مقادیر میانگین استفاده شده و $AVG[f(t,x)] = \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau,x) d\tau$ می‌باشد که در آن $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ است. سیستم میانگین با استفاده از پاسخ حالت دائمی (۴) عبارت است از:

$$\dot{\theta}_{av} = -\frac{U_2^2}{k \theta_{av}} (\theta_{av}^2 - \omega_0^2) \quad (8)$$

سیستم میانگین (۸) دارای نقطه تعادلی در $\theta_{av} = \omega_0$ می‌باشد. با خطی‌سازی حول این نقطه تعادل خواهیم داشت

$$\dot{\theta}_{av} = -A_0^2 (\theta_{av} - \omega_0) \quad (9)$$

مشاهده می‌شود که سیستم خطی‌شده به مربع دامنه سیگنال ورودی وابسته است. برای اینکه سیستم خطی‌شده از A_0^2 مستقل شود باید در قانون تنظیم فرکانس (۶)، γ را با $\frac{\gamma}{A_0^2}$ جایگزین کنیم. اما دامنه سیگنال ورودی نامعلوم می‌باشد و بنابراین از تخمین آن یعنی $\sqrt{x_1^2 + x_2^2}$ استفاده می‌کنیم. در این صورت قانون تنظیم فرکانس ANF به صورت زیر به دست می‌آید که آن را ANF نرمالیزه می‌نامیم (γ نرمالیزه شده است):

$$\dot{\theta} = -\frac{k \theta}{x_1^2 + x_2^2} x_2 e \quad (10)$$

با این تغییر فرکانس تخمینی از دامنه سیگنال ورودی مستقل می‌شود. با روندی همانند قبل سیستم خطی‌شده عبارت است از:

$$\dot{\theta}_{av} = -\gamma (\theta_{av} - \omega_0) \quad (11)$$

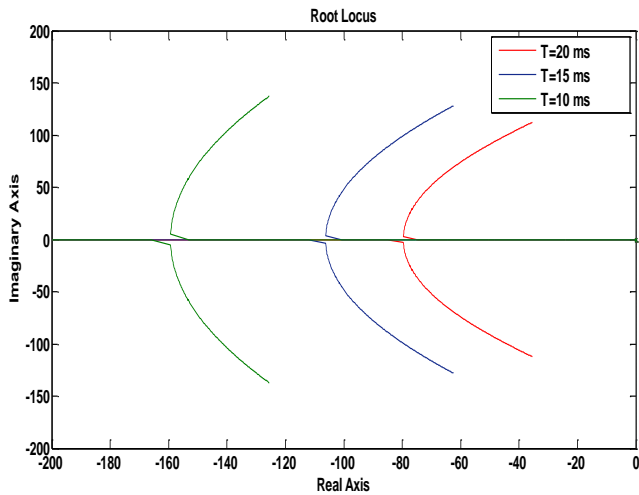
وجود دامنه در سیستم میانگین به خودی خود مشکلی را ایجاد نمی‌کند اما تغییرات بزرگ دامنه می‌تواند برای فرکانس تخمینی مشکل آفرین باشد و باعث تاخیر در همگرایی فرکانس تخمینی به مقدار حقیقی خود شود.

۳- کاهش اثر هارمونیک‌ها با استفاده از تابع پنجره

در این بخش ابتدا چگونگی استفاده از تابع پنجره در ANF مطرح می‌شود. سپس با استفاده از معادله مشخصه قانون تنظیم فرکانس پارامترهای تابع پنجره تنظیم می‌شوند و در ادامه تقریب‌های مرتبه اول و دوم تابع پنجره مورد بررسی قرار می‌گیرند.

۳-۱- تابع پنجره

استفاده از تابع پنجره بر اساس استفاده از یک تابع هزینه می‌باشد. همان‌طور که در بخش دو ذکر شد قانون تنظیم فرکانس ANF را به صورت $\dot{\theta} = -\gamma k \theta x_2 e$ تعریف کردیم. در سمت راست این قانون



شکل (۵): مکان هندسی شاخه اصلی ریشه های معادله مشخصه (۱۸) برای سه مقدار طول پنجره سمت راست جابجا می شود که این امر موجب کاهش حاشیه پایداری حلقه فرکانس می شود.

۳-۳- استفاده از تقریب های تابع پنجره

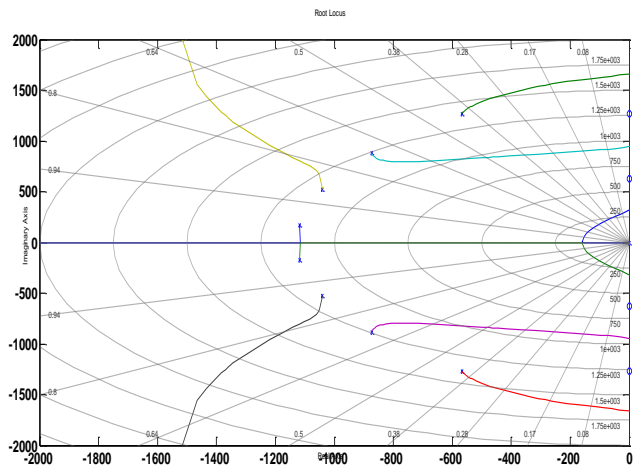
با توجه به اینکه در تابع پنجره ترم e^{-sT_p} وجود دارد و پیاده سازی آن مشکل است می توان به جای آن از تقریب پد آن استفاده کرد. به همین منظور استفاده از تقریب های مرتبه اول و دوم پنجره در ANF به دلیل اینکه دارای ساختاری ساده تر می باشد و پیاده سازی آن آسان تر است می تواند مورد توجه قرار گیرد. استفاده از تقریب پد مرتبه اول این تابع در پنجره مستطیلی معادل پنجره با ضریب فراموشی است. از تابع پنجره با ضریب فراموشی به این منظور استفاده می شود که در تابع هزینه به خطاهای اخیر وزن بیش تری دهیم. رابطه تابع پنجره با ضریب فراموشی به صورت:

$$\rho(t) = \begin{cases} \alpha e^{-\alpha t}, & 0 \leq t \leq T_p \\ 0, & t > T_p \end{cases} \quad (19)$$

است. برای حالتی که $T_p = \infty$ است تابع تبدیل پنجره با ضریب فراموشی $\alpha = 2/T_p$ بر تقریب پد مرتبه اول تابع پنجره مستطیلی منطبق است یعنی:

$$\rho(s) = \frac{1 - e^{-sT_p}}{sT_p} = \frac{1 - \frac{sT_p}{2}}{T_p s} = \frac{1}{1 + \frac{sT_p}{2}} \quad (20)$$

همچنین می توان از تقریب های بالاتر تابع تاخیر نیز در پنجره مستطیلی استفاده کرد. به عنوان مثال با قرار دادن تقریب پد مرتبه دوم تابع تاخیر در تابع پنجره مستطیلی، این تابع به صورت زیر تغییر پیدا می کند.



شکل (۴): مکان هندسی ریشه های معادله مشخصه (۱۸) با تابع پنجره مستطیلی با طول پنجره ۱۰ میلی ثانیه و استفاده از تقریب پد مرتبه هشتم تابع تاخیر

مشخصه سیستم نرمالیزه خطی شده ارائه می شود. براساس رابطه (۱۱)، معادله مشخصه مربوط به حلقه تخمین فرکانس عبارت است از:

$$s + \gamma = 0 \quad (15)$$

بنابراین با استفاده از تابع پنجره معادله مشخصه به صورت زیر تبدیل می شود:

$$s + \gamma \rho(s) = 0 \quad (16)$$

برای معادله (۱۶) پارامترهای سیستم و همچنین تابع پنجره باید به گونه ای طراحی شوند که معادله مشخصه دارای ریشه های مطلوبی باشند. هرگاه از تابع پنجره مستطیلی با تابع تبدیل

$$\rho(s) = \frac{1 - e^{-sT_p}}{sT_p} \quad (17)$$

استفاده کنیم خواهیم داشت:

$$s + \gamma \frac{1 - e^{-sT_p}}{sT_p} = 0 \quad (18)$$

برای انتخاب طول پنجره باید نمودار مکان هندسی ریشه های معادله (۱۸) را رسم کنیم. از آن جایی که دستور rlocus نمی تواند تابع تاخیر را پوشش دهد از تقریب پد آن استفاده می کنیم. شکل (۴) مکان هندسی این معادله مشخصه که در آن از تقریب پد مرتبه هشتم تابع تاخیر استفاده شده است را نشان می دهد. برای بررسی تاثیر طول پنجره بر مکان هندسی ریشه های معادله (۱۸) این نمودار را برای طول پنجره با سه مقدار ۱۰، ۱۵ و ۲۰ میلی ثانیه رسم می کنیم. برای تحلیل بهتر این نمودار مکان هندسی شاخه اصلی که مربوط به قطب غالب است را رسم می کنیم که در شکل (۵) نشان داده شده است. از این مکان هندسی نتیجه می شود که با افزایش طول تابع پنجره مکان به

۴-۱- عملکرد ANF نرمالیزه

برای بررسی عملکرد ANF و ANF نرمالیزه در مقابل تغییرات ناگهانی دامنه سیگنال ورودی، از یک سیگنال سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز که در زمان ۰/۲ ثانیه ۷۵ درصد افت دامنه دارد به عنوان ورودی استفاده می‌کنیم. همان‌طور که شکل (۶) نشان می‌دهد ANF نرمالیزه نسبت به این تغییر دامنه مقاوم‌تر بوده و در زمان کم‌تری به فرکانس سیگنال ورودی همگرا می‌شود.

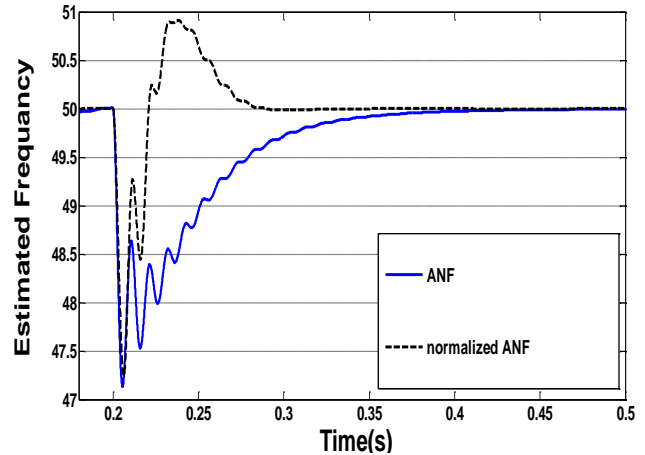
پارامترهای انتخابی در این شبیه‌سازی برابر با $k=0/8$ و $\gamma=37$ است. هم‌چنین شکل (۷) دامنه تخمینی توسط دو ANF را نشان می‌دهد که ANF نرمالیزه نسبت به ANF معمولی تخمین بهتری دارد.

۴-۲- تاثیر تابع پنجره در ANF

برای اینکه عملکرد ANF پنجره‌ای که در بخش ۳ معرفی شد را در حضور هارمونیک‌ها بررسی کنیم از یک سیگنال ورودی مربعی با فرکانس ۵۰ هرتز و دامنه ۱ استفاده می‌کنیم. مطلوب این است که با استفاده از ANF پنجره شده تخمین بهتری از مولفه اصلی و فرکانس اصلی سیگنال نسبت به ANF داشته باشیم. بدین منظور پارامترهای که برای ANF معمولی و پنجره‌ای استفاده شده برابر $k=0/8$ و $\gamma=50$ است.

عملکرد این فیلترها در تخمین فرکانس اصلی در شکل‌های (۸ - الف) و (۸ - ب) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که ANF پنجره‌شده در مقابل ANF معمولی در حضور هارمونیک‌ها تخمین فرکانس بهتری دارد.

یکی دیگر از اهداف استفاده از ANF این است که سیستم علاوه بر تخمین فرکانس اصلی بتواند مولفه اصلی سیگنال ورودی را نیز از سیگنال ورودی استخراج کند. به این منظور از خروجی x_1 ANF استفاده می‌شود. شکل (۹) خروجی ANF معمولی و پنجره‌ای برای ورودی سیگنال مربعی نشان داده شده است. همان‌طور که از این شکل مشخص است ANF پنجره‌ای در مقایسه با ANF معمولی عملکرد بهتری در استخراج مولفه اصلی سیگنال مربعی دارد.



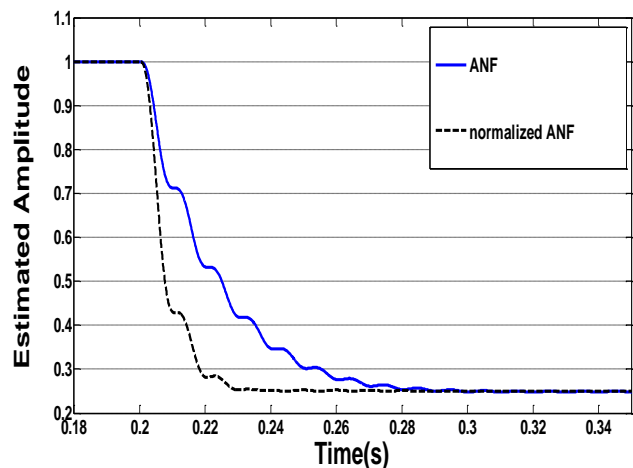
شکل (۶): فرکانس تخمینی ANF و ANF نرمالیزه برای سیگنال سینوسی با افت دامنه ۷۵ درصد در زمان ۰/۲ ثانیه

$$\rho(s) = \frac{1 - e^{-sT_p}}{sT_p} = \frac{1 - \frac{sT_p}{2} + \frac{(sT_p)^2}{12}}{T_p s} = \frac{12}{12 + 6sT_p + (sT_p)^2} \quad (21)$$

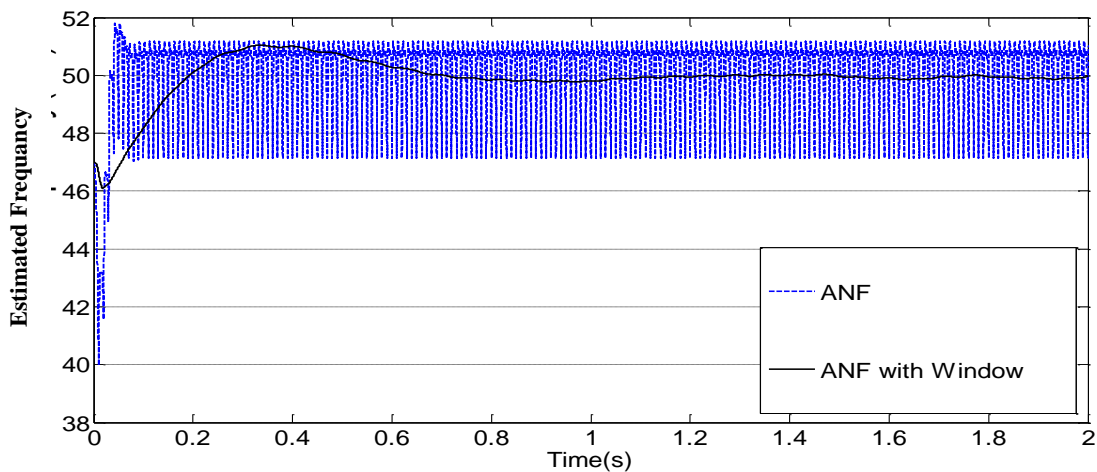
این تابع معادل یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه دوم است که می‌توان آن را جایگزین تابع پنجره در حلقه تخمین فرکانس کرد. در ادامه با استفاده از شبیه‌سازی عملکرد ANF همراه با تابع پنجره و تقریب‌های آن بررسی می‌شود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

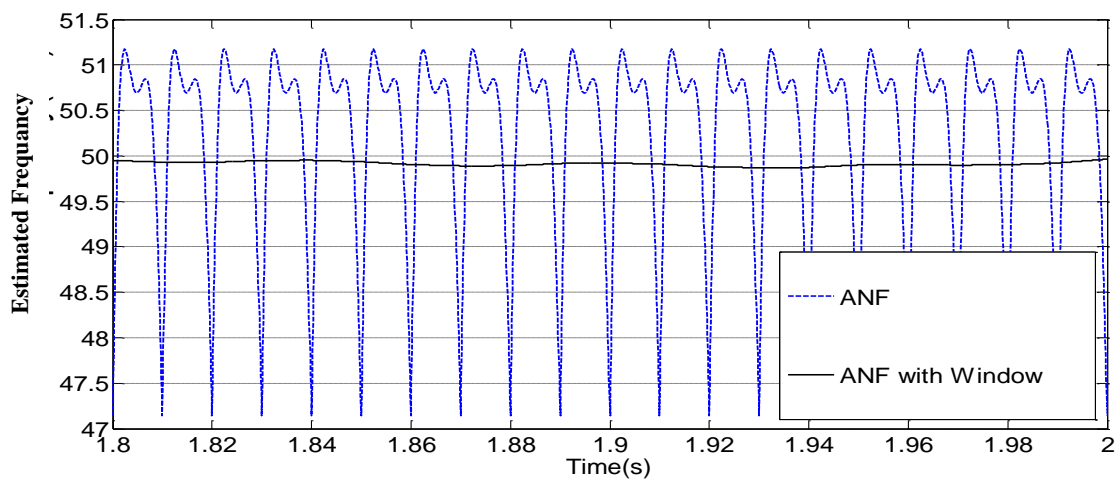
در این بخش ابتدا عملکرد ANF نرمالیزه در زمانی که دامنه سیگنال ورودی تغییرات بزرگ ناگهانی دارد برای فرکانس و دامنه تخمینی در مقایسه با ANF معمولی بررسی می‌شود. سپس تاثیر استفاده از تابع پنجره در ANF و هم‌چنین استفاده از تقریب‌های تابع پنجره بر تخمین فرکانس نشان داده خواهد شد. شبیه‌سازی‌ها در Matlab/Simulink انجام شده است.



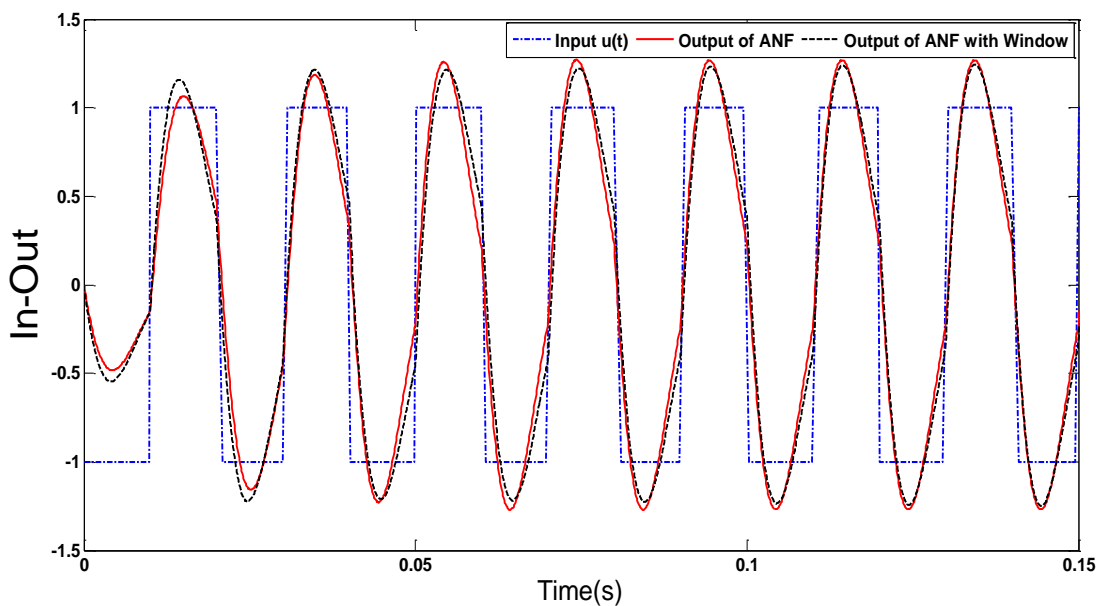
شکل (۷): دامنه تخمینی ANF و ANF نرمالیزه برای سیگنال سینوسی با افت دامنه ۷۵ درصد در زمان ۰/۲ ثانیه



شکل (۸-الف): فرکانس تخمینی ANF و پنجره‌ای برای ورودی مربعی با فرکانس ۵۰ هرتز



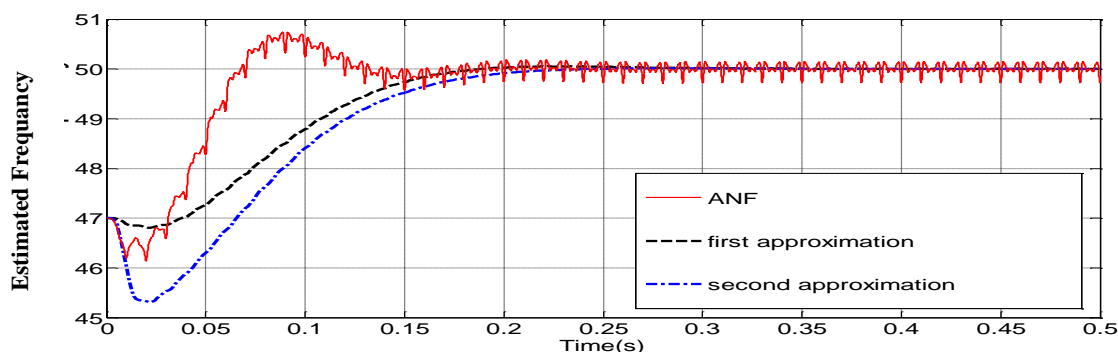
شکل (۸-ب): بزرگنمایی بازه زمانی ۱/۸ الی ۲ ثانیه شکل (۸-الف)



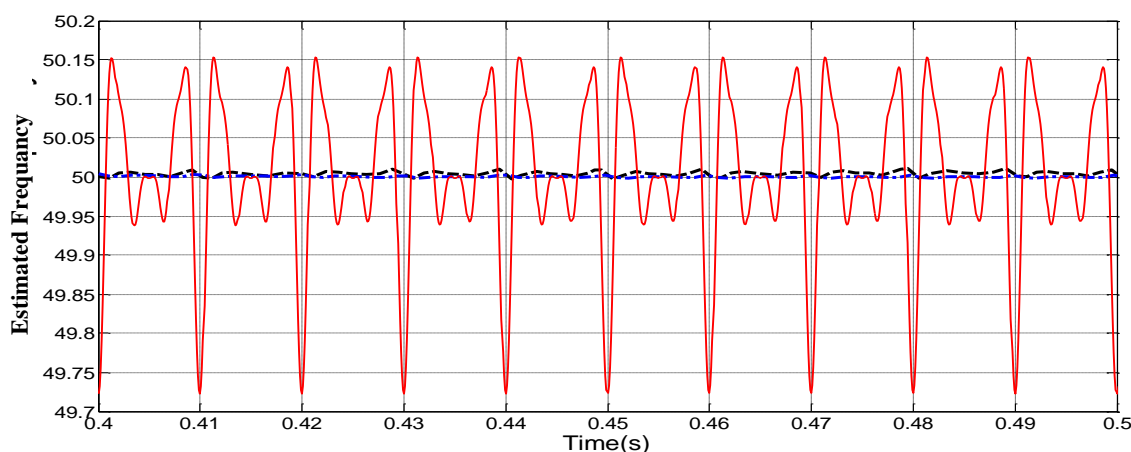
شکل (۹): عملکرد ANF معمولی و پنجره‌ای در استخراج مولفه اصلی سیگنال ورودی مربعی

این شبیه‌سازی برای دو تقریب مرتبه اول و دوم تابع پنجره استفاده شده که در بخش قبل شرح داده شد. همان‌طور که در شکل (۱۰-ا) (الف) و (۱۰-ب) مشخص است در حضور هارمونیک‌ها ANF با تقریب‌های تابع پنجره نسبت به ANF معمولی تخمین فرکانس بهتری دارد.

هم‌چنین برای اینکه استفاده از تقریب تابع پنجره را در ANF بررسی کنیم از سیگنال سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز و ۲۰ درصد هارمونیک‌های پنجم، هفتم و یازدهم آن به عنوان ورودی فیلتر استفاده می‌کنیم.



شکل (۱۰-الف): عملکرد تقریب‌های مرتبه اول و دوم تابع پنجره در حضور هارمونیک‌ها



شکل (۱۰-ب): بزرگنمایی بازه زمانی ۰/۴ الی ۰/۵ ثانیه‌ای شکل (۱۰-الف)

۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک فیلتر شکاف دار وقتی معرفی شد که عملکرد مطلوبی در تخمین فرکانس و استخراج سیگنال‌های سینوسی در حضور هارمونیک‌ها داشت. به این منظور در حلقه تخمین فرکانس ANF از تابع پنجره استفاده شد. استفاده از تابع پنجره در ANF برگرفته از روش تبدیل فوریه گسسته و تبدیل فوریه سریع بود که به‌طور گسترده در ساختار خود تابع پنجره استفاده می‌کنند تا اثر هارمونیک‌ها را روی تخمین پارامترهای سیگنال سینوسی کاهش دهند.

با استفاده از شبیه‌سازی‌های مختلف نشان داده شد که ANF با پنجره نسبت به ANF عملکرد بهتری در تخمین فرکانس و استخراج مولفه اصلی سیگنال‌ها در حضور هارمونیک‌ها دارد. هم‌چنین تنظیم پارامترهای تابع پنجره و استفاده از تقریب‌های تابع پنجره در ANF مورد بررسی قرار گرفت.

مراجع

- [1] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos and M. Mojiri, "A real-time extraction of harmonic and reactive current in a nonlinear load for grid connected converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, pp. 2185–2189, Jun. 2009.
- [2] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators," in Proc. 34th Annual Conference IEEE on Industrial Electronics, Nov. 10–13, 2008, pp. 755–760.
- [3] D. Yazdani, A. Bakhshai, and P. K. Jain, "A three-phase adaptive notch filter-based approach to harmonic/reactive current extraction and harmonic decomposition," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 4, pp. 914–923, Apr. 2010.
- [4] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani and A. R. Bakhshai, "Estimation of power system frequency using an adaptive notch filter," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 6, pp. 2470–2477, Dec. 2007.

- [5] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani and A. R. Bakhshai, "Time-domain signal analysis using adaptive notch filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 1, pp. 85–93, Jan. 2007.
- [6] F. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, No. 1, pp. 51–83, Jan. 1978.
- [7] G. Andria, M. Savino, and A. Trotta, "Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 38, No. 4, pp. 856–863, Aug. 1989.
- [8] L. L. Lai, C. T. Tse, W. L. Chan and A. T. P. So, "Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 14, No. 1, pp. 52–59, Jan. 1999.
- [9] A. A. Girgis, W. B. Chang and E. B. Makram, "A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 6, No. 3, pp. 1153–1160, Jul. 1991.
- [10] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies," *IEEE Transactions Power Delivery*, Vol. 20, No. 1, pp. 23–31, Jan. 2005.
- [11] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, and A. Bakhshai, "Derivation and design of in-loop filters in phase-locked loop systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61, No. 4, pp. 930-940, Apr. 2012.
- [12] L. J. Brown and Q. Zhang, "Periodic disturbance cancellation with uncertain frequency," *Automatica*, Vol. 40, No. 4, pp. 631–637, Apr. 2004.
- [13] B. Riedle and P. Kokotovic, "Integral manifolds of slow adaptation," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 31, No. 4, pp. 316-324, Apr. 1986.
- [14] L. Hsu, R. Ortega and G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 44, No. 4, pp. 698-713, Apr. 1999.

زیر نویس ها

-
- ¹ Adaptive Notch Filter (ANF)
² Enhanced Phase Locked Loop (EPLL)
³ Band-pass filter (BPF)
⁴ Slow Adaptation
⁵ Integral Manifold