

به نام خدا

## طراحی و شبیه سازی فیلترهای دیجیتال توسط نرم افزار مطلب

سام رزمجو

شهریور ۱۳۹۱

ناشر : میکرو دیزاینر الکترونیک

ویرایش ۱

Melec.ir

برای دانلود پروژه های دیگر و در خواست ورد پروژه ها به وبسایت ما سرزنید :

Melec.ir

## پیشگفتار

فیلترها در بسیاری از مدارات الکترونیکی با کاربردهای گوناگون دیده می شوند . سیستم های مخابراتی , کنترلی و الکترواپتیکی از این جمله می باشند . فیلترهای طراحی شده به منظور استفاده در این سیستم ها بنا به کاربردها به دو صورت آنالوگ و دیجیتال پیاده سازی می شوند . هر کدام از این دو دسته از فیلترها مشخصات و کارایی های منحصر به خود را دارا می باشند . در این بین فیلترهای دیجیتال بیشتر مورد توجه قرار گرفته اند . این دسته از فیلترها بسیار کاربردی بوده و به کرات در سیستم های الکترونیکی مورد استفاده قرار می گیرند . از جمله مواردی که باعث شده تا فیلترهای دیجیتال بسیار مورد استفاده قرار گیرند طراحی و پیاده سازی این فیلترها توسط سیستم های کامپیوتری می باشد . به منظور دستیابی به شاخص هایی نظیر flatness و sharpness مرتبه فیلترهای طراحی شده بالا می روند . در این بین پیاده سازی فیلترهای با مرتبه بالا به صورت آنالوگ امری دشوار و بعضی موارد ناممکن می باشد . در مقابل پیاده سازی فیلترهای دیجیتالی در روی سیستم های کامپیوتری دستیابی به شاخص های مورد نظر را تا حد بسیار زیادی آسان ساخته است . از جمله تراشه های مورد استفاده برای پیاده سازی این فیلترها می توان به FPGA اشاره کرد . هدف از انجام این پایان نامه طراحی چند نوع فیلتر دیجیتال با کاربردها و شاخص های متفاوت می باشد . پارامترهای مورد نیاز برای پیاده سازی یک فیلتر دیجیتال ضرائب و تاخیرها می باشند . به منظور طراحی فیلترهای دیجیتال نرم افزارهای گوناگونی موجود می باشند که از کاربردی ترین آنها می توان به نرم افزار matlab اشاره کرد . فیلتر مورد نظر با توجه به شاخص های آن در این نرم افزار طراحی می شود .

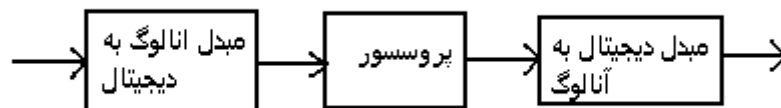
فهرست

فصل اول تعریف پروژه و اهداف آن.....	۶
فصل دوم بخش اول انواع فیلترها و کاربردهای آنها.....	۹
فصل دوم بخش دوم روش های طراحی فیلترهای FIR و IIR.....	۲۶
فصل دوم بخش سوم ساختار های فیلترهای دیجیتال.....	۳۷
فصل دوم بخش چهارم کاربرد کامپیوتر در طراحی فیلتر.....	۴۲
فصل دوم بخش پنجم fpga ها.....	۴۶
فصل سوم شبیه سازی سه کاربرد فیلترهای دیجیتال در نرم افزار مطلب و نتایج آن.....	۵۱
فصل چهارم خلاصه و پیشنهادات.....	۶۸
فهرست منابع.....	۶۸

## فصل اول

### تعریف پروژه و اهداف آن

در رشته الکترونیک فیلتر دیجیتال سیستمی است که به منظور حذف بخشی از سیگنال ورودی یا بهبود کیفیت آن عملگرهای ریاضی را بر سیگنال نمونه برداری شده (دیجیتال) اعمال می نماید. هر فیلتر دیجیتال از سه بخش مبدل آنالوگ به دیجیتال پردازنده و مبدل دیجیتال به آنالوگ تشکیل شده (شکل ۱-۱) است.



شکل ۱-۱ بلوک دیاگرام یک فیلتر دیجیتال

به طور کلی مراحل طراحی یک فیلتر دیجیتال به صورت زیر است.



شکل ۱-۲ مراحل طراحی فیلتر دیجیتال

در این پروژه ما مراحل زیر را دنبال می نمایم



شکل ۱-۳ مراحل انجام پروژه

۱- مرحله اصول طراحی شامل تعاریف اولیه، توابع تبدیل فیلترهای مشهور (باتروث، چبی شف، الپتیک) و مقایسه آنها، مقایسه فیلترها از لحاظ فناوری ساخت (فیلترهای آنالوگ، المان توزیع شده، مکانیکی و دیجیتال)، مقایسه فیلترهای FIR و IIR، بررسی فیلترهای و فقی و کاربردهای آن و بررسی فیلتر کالمن شامل اصول طراحی فیلترهای IIR (طراحی فیلتر باتروث و چبی شف، تبدیل فرکانسی تبدیل فیلتر آنالوگ به دیجیتال) و اصول طراحی فیلترهای FIR (تعریف فاز خطی، انواع پاسخ ضربه، فیلتر ایده آل، توابع پنجره ای، اثر گیبس و مثالی از طراحی یک فیلتر مرتبه ی هشت) ساختار فیلترهای FIR (مستقیم و کاسکود) و ساختار فیلترهای IIR (مستقیم نوع اول، مستقیم نوع دوم کاسکود و موازی) می باشد.

۲- مرحله دوم شامل ابزارهای کامپیوتری (fdatool و system generator) می باشد.

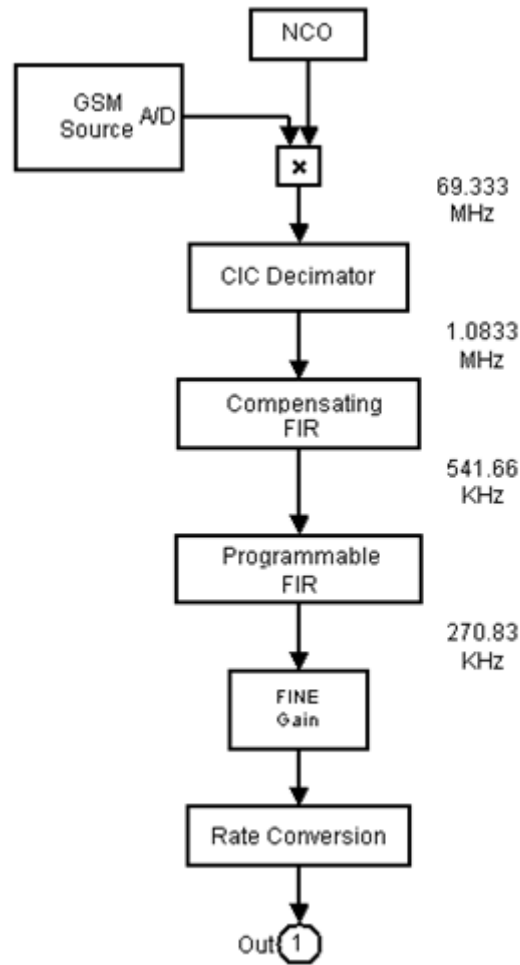
۳- مرحله سوم در این مرحله برای سه کاربرد مختلف فیلترهای لازم را طراحی و شبیه سازی می نمایم.

کاربرد اول حذف فرکانسهای بالای ۱۰۰ هرتز از سیگنال ecg می باشد.

کاربرد دوم مبدل های فرکانسی کاهشی و افزایشی دیجیتال یکی از اجزاء مهم سیستم های مخابراتی

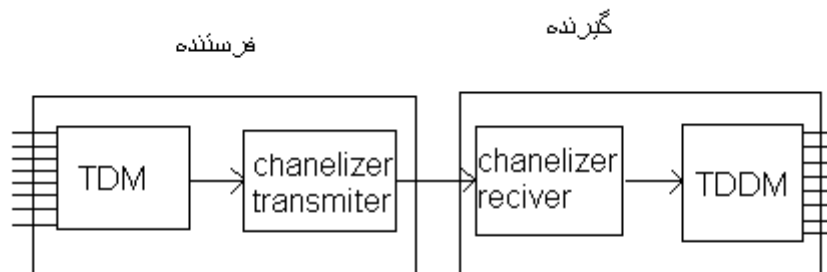
می باشند و در مخابرات دیجیتال دارای کاربرد گسترده ای می باشند به همین دلیل ما برای کاربرد

دوم gsm digital down convertor را انتخاب نمودیم.



شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام بک gsm down converter

کاربرد سوم تبدیل سیگنال مالتی پلکس زمانی (TDM) به سیگنال مالتی پلکس فرکانسی (FDM) و عکس آن یا کانالایزر پلی فاز می باشد زیرا برای جدا سازی کانالها به فیلترهای متعددی نیاز می باشد.



شکل ۵-۱ اجزاء تشکیل دهنده ی کانالایزر پلی فاز

فصل دوم

بخش اول

مقدمه

در پردازش سیگنال فیلتر یک المان یا فرآیندی است که طی آن بخشها یا عناصر نامطلوب سیگنال حذف می گردند . اغلب منظور از فیلتر کردن حذف برخی از فرکانسها یا عبور سیگنال و کاهش نویز است .

فیلترها را می توان بر اساس ملاکها و معیارهای مختلفی تقسیم بندی نمود از جمله:

آنالوگ و دیجیتال

پیوسته در زمان و گسسته در زمان

خطی و غیر خطی

تغییرپذیر با زمان و تغییرناپذیر با زمان

پسیو و اکتیو

پاسخ ضربه محدود (FIR) و پاسخ ضربه نامحدود (IIR)

تعاریف اولیه

تابع تبدیل

تابع تبدیل  $H(S)$  یک فیلتر نرخ تغییرات سیگنال خروجی  $Y(S)$  نسبت به ورودی  $X(S)$  را به

$$s = \sigma + j\omega$$

صورت تابعی از فرکانس نشان میدهد

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

پاسخ فرکانسی هر فیلتر بر اساس اینکه کدام فرکانس حذف و کدام عبور داده شود به صورت زیر

طبقه بندی می گردد:

۱- پایین گذر (LPF) : فرکانس های پایین تر از حد مورد نظر عبور داده می شوند فرکانسهای

بالتر حذف می گردند .

۲- بالا گذر (HPF) : فرکانس های بالاتر از حد مورد نظر عبور داده می شوند فرکانسهای

پایین تر حذف می گردند .

۳- میان گذر (BPF) : فقط فرکانس های داخل باند میانی عبور داده می شوند .

۴- میان نگذر (BSF) : یا فیلتر حذف باند فقط فرکانسهای داخل باند میانی تضعیف می گردند.

۵- ناچ (notch) : تنها یک فرکانس مشخص را حذف می کند

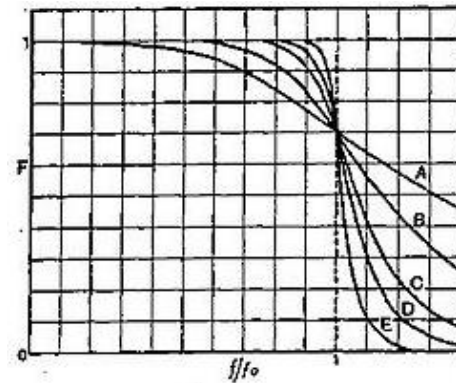
۶- ترکیبی (comb) : دارای چندین باند گذر می باشد.

۷- تمام گذر (APF) : تمام فرکانسها عبور داده می شوند فقط فاز تغییر داده می شود.

توابع تبدیل فیلترهای مشهور

Butterworth filter : برای اولین بار در سال ۱۹۳۰ توسط stephan Butterworth

مطرح شد . این فیلترها دارای پاسخ فرکانسی صاف و بدون ریبیل می باشند



شکل ۱-۱ پاسخ فرکانسی چند نمونه فیلتر باترورث

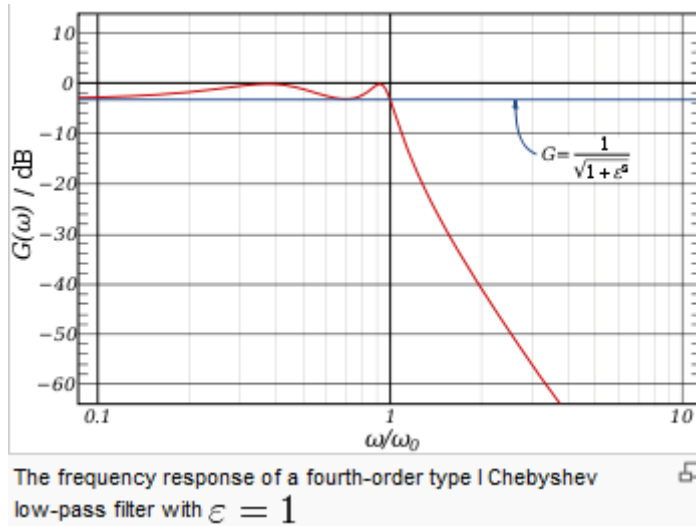
تابع تبدیل این فیلترها به صورت زیر می باشد:

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^{2n}}}$$

Chebyshev filter : این فیلترها دارای شیب زیادی در باند گذر می باشند و به همین

خاطر دارای ریبیل در باند عبور (نوع یک) یا ریبیل در باند حذف (نوع دو) می باشد.





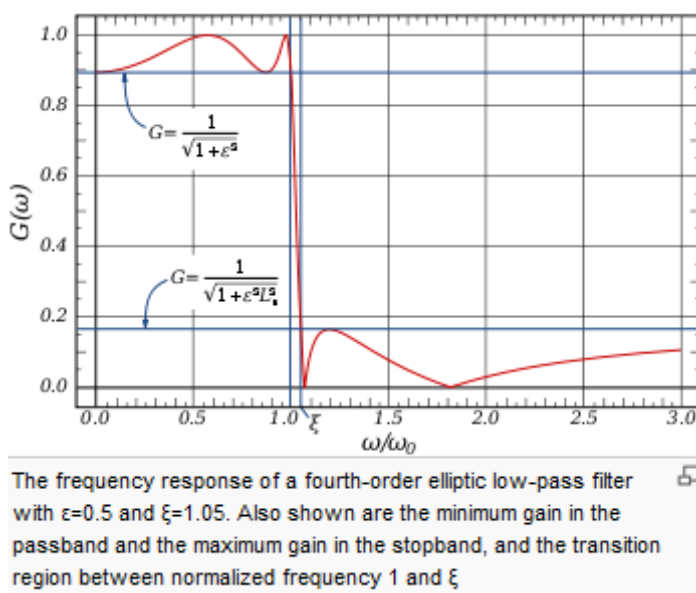
شکل ۲-۱ پاسخ فرکانسی فیلتر چبی شف نوع اول

تابع تبدیل این نوع فیلتر به صورت زیر می باشد که در آن  $\varepsilon$  ضریب ریپل  $\omega_0$  ، فرکانس قطع و  $T_n()$  چند جمله ای چبی شف مرتبه  $n$  ام می باشد .

$$G_n(\omega) = |H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

Elliptic filter : این فیلتر ها دارای ریپل مساوی در باند عبور و حذف می باشند میزان

ریپل در هر باند قابل تنظیم میباشد. این نوع از فیلترها نسبت به سایر انواع دارای باند گذر تیز تری می باشند.



شکل ۳-۱ پاسخ فرکانسی فیلتر elliptic

تابع تبدیل این نوع فیلترها به صورت زیر می باشد که در آن  $R_n$  تابع گویای elliptic, ضریب ریپل  $\omega_0$ , فرکانس قطع و  $\xi$  ضریب انتخاب می باشد.

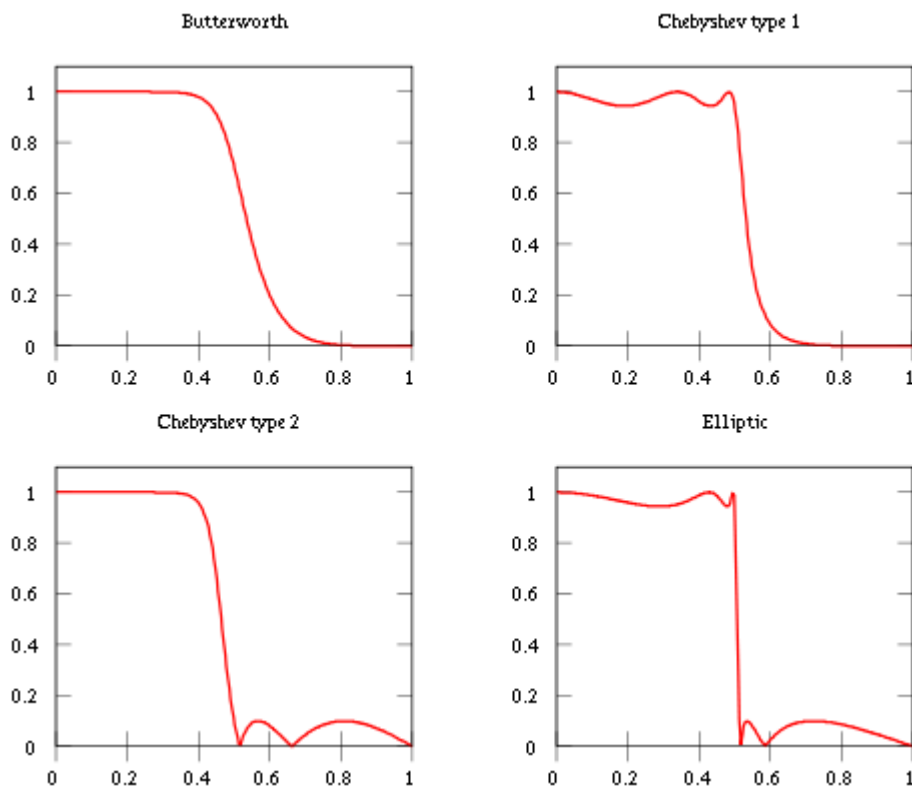
$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2(\xi, \omega/\omega_0)}}$$

مقایسه فیلترهای Butterworth, chebyshev, Elliptic

در شکل زیر نمودار دامنه فیلترهای Butterworth, chebyshev, Elliptic را مشاهده می

نمایید

همه ی فیلتر ها مرتبه پنجم می باشند. همانگونه که مشاهده می نمایید فیلتر Butterworth هیچ گونه ریپلی ندارد در عوض شیب فرکانس قطع آن نسبت به بقیه کمتر می باشد فیلتر Elliptic دارای ریپل بیشتری نسبت به بقیه می باشد ولی شیب فرکانس قطع آن بسیار بیشتر می باشد. فیلتر chebyshev دارای خواصی بین دو فیلتر دیگر می باشد.



شکل ۴-۱ پاسخ فرکانسی فیلتر های باتروورت چبی شف نوع اول و دوم و elliptic

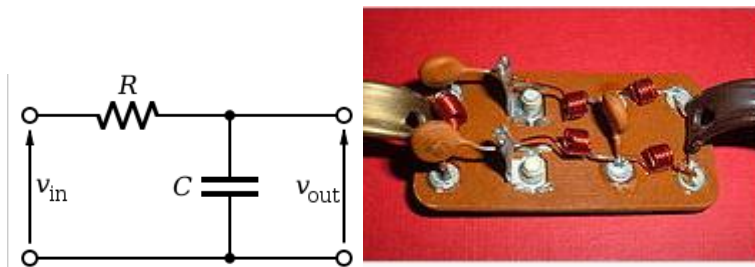
## فناوری ساخت فیلترها

فیلترها می توان را می توان بر اساس فناوری های مختلفی ساخت . یک تابع تبدیل ریاضی را می توان از طریق فناوری های مختلف تحقق و پیاده سازی نمود .

فیلترها را می توان از لحاظ فناوری ساخت به صورت زیر دسته بندی نمود :

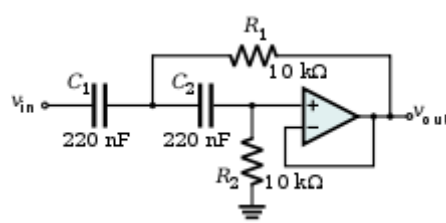
۱- فیلترهای الکترونیکی آنالوگ : فیلترهای الکترونیکی آنالوگ به دو دسته ی پسیو و اکتیو تقسیم می گردند :

الف- فیلترهای پسیو: این فیلترها تنها از خازن و مقاومت و سلف تشکیل شده اند . به دلیل این که نیازی به ولتاژ تغذیه ی خارجی ندارند در آنها قطعات اکتیو وجود ندارد پسیو نامیده می شوند .



شکل ۱-۵ یک نمونه فیلتر پسیو

ب- فیلترهای اکتیو : از ترکیب المان ی پسیو و اکتیو (تقویت کننده ها) به وجود می آیند . اضافه کردن تقویت کننده و قطعات اکتیو باعث بهبود کارایی فیلتر می گردد .

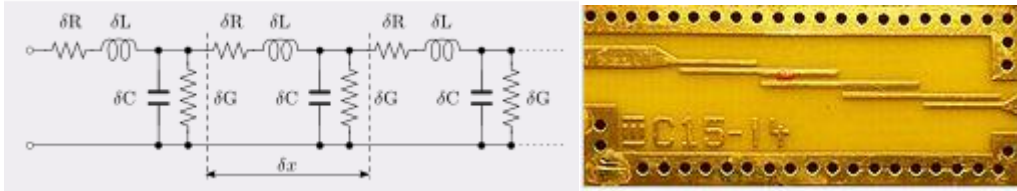


شکل ۱-۶ یک نمونه فیلتر اکتیو

۲- فیلترهای المان توزیع شده : در فرکانس های پایین فیلترها از ترکیب قطعات جداگانه (Lumped element) به وجود می آیند . با افزایش فرکانس یا کاهش طول موج

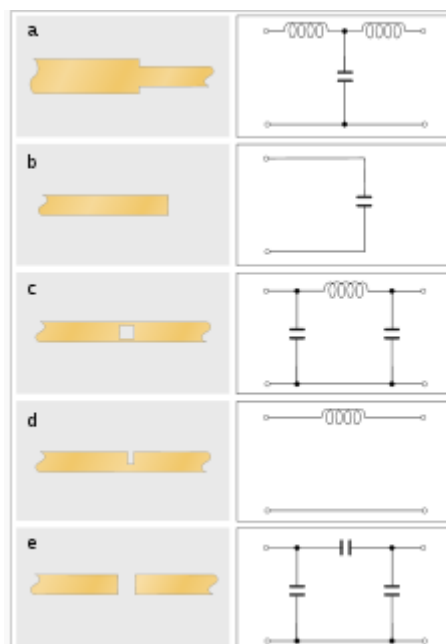
## دانشگاه مقالات و پروژه های رایگان Melec.ir

این روش غیر قابل تحقق می گردد . و باید از مدل المان توزیع شده (Distributed element model) استفاده نمود. در مدل توزیع شده المانها در طول رسانا به گونه ای جدایی ناپذیر مخلوط شده اند .



شکل ۱- ۷ یک نمونه فیلتر المان توزیع شده

انواع مختلفی از قطعات برای ساخت فیلترهای المان توزیع شده وجود دارد اما همه آنها دارای مشخصه ی مشترک گسستگی در خط انتقال می باشند . این گسستگی ها یک امپدانس راکتانسی برای امواجی که از خط انتقال عبور می کنند به وجود می آورد و این راکتانس ها می توانند برای طراحی انتخاب گردند و به عنوان خازن سلف و مقاومت تکی تقریبی به کار برده شوند . در شکل زیر خطوط ریز نوار ( stripline ) و مدار معادل آنها را مشاهده مینمایید.



شکل ۸-۱ خطوط ریز نوار و مدار معادل آنها

۳- فیلترهای مکانیکی: این فیلترها بر اساس لرزش های مکانیکی که مانند سیگنال

الکتریکی می باشد عمل می کنند .



شکل ۱-۹ یک نمونه فیلتر مکانیکی

در ورودی و خروجی این فیلترها مبدل هایی وجود دارد که سیگنال الکتریکی را به

لرزش تبدیل می کنند و برعکس. قطعاتی که در فیلترهای مکانیکی به کار می رود

دقیقا دارای مشابه در قطعات الکتریکی می باشند .

روابط ریاضی که برای قطعات مکانیکی وجود دارد با قطعات الکتریکی مشابه آنها

یکسان می باشد . این واقعیت به ما امکان استفاده از روشهای الکتریکی در طراحی

فیلترهای مکانیکی را می دهد .

Mechanical element	Formula (in one dimension)	Mechanical impedance	Electrical counterpart
Stiffness, $S$	$S = \frac{F}{x}$	$Z = \frac{S}{j\omega}$	Elastance, $1/C$ , the inverse of capacitance
Mass, $M$	$M = \frac{F}{dv/dt} = \frac{F}{a}$	$Z = j\omega M$	Inductance, $L$
Damping, $D$	$D = \frac{F}{v}$	$Z = D$	Resistance, $R$

جدول ۱-۱

مدار معادل مکانیکی: پوینکر برای اولین بار در سال ۱۹۰۷ رابطه ی بین متغیرهای

الکتریکی (ولتاژ و جریان) و مکانیکی (نیرو و شتاب) را به صورت یک جفت معادله خطی

ارائه نمود . این معادلات را می توان به صورت یک رابطه ی ماتریسی توسعه داد :

$$\begin{bmatrix} V \\ F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ v \end{bmatrix}$$

در این رابطه  $V, I$  در سمت راست جریان و ولتاژ و  $V, F$  نیرو و شتاب می باشند .

$Z_{22}$  امپدانس مکانیکی مدار باز می باشد که امپدانس موجود در سمت مکانیکی مبدل

هنگامی که هیچ جریانی به قسمت الکتریکی اعمال نگردد می باشد . همان  $Z_{11}$

امپدانس الکتریکی هنگامی که در سمت مکانیکی لرزش نداریم می باشد . همان های

$Z_{12}$  و  $Z_{21}$  توابع تبدیل مستقیم و معکوس مبدل را نشان می دهند .

۴- فیلترهای دیجیتال: در این نوع از فیلترها ابتدا توسط مبدل آنالوگ به دیجیتال سیگنال از

حالت پیوسته به گسسته تبدیل می گردد سپس توسط پردازنده عملیات ریاضی روی آن

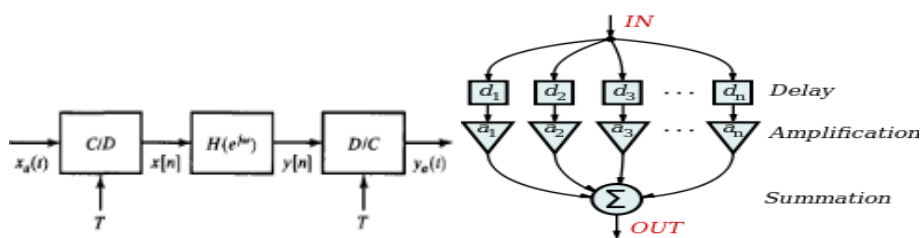
انجام می گردد و دوباره سیگنال به کمک مبدل دیجیتال به آنالوگ به حالت پیوسته

تبدیل می گردد . گسسته بودن تابع تبدیل این فیلترها و وجود پردازنده های مختلف به ما

امکان پیاده سازی انواع توابع تبدیل پیچیده ای را می دهد که با فیلترهای آنالوگ امکان

پیاده سازی آن وجود ندارد . در ازای این مزیت قیمت فیلترهای دیجیتال بسیار بالاتر از

فیلترهای آنالوگ می باشد .



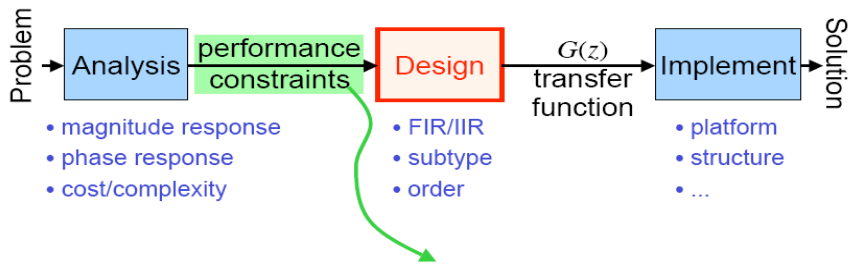
شکل ۱-۱ ساختار کلی فیلترهای دیجیتال

فیلترهای دیجیتال را می توان از لحاظ نوع پاسخ ضربه به دسته ی IIR (پاسخ ضربه

نامحدود) و FIR (پاسخ ضربه محدود) تقسیم کرد .

مراحل طراحی فیلترهای دیجیتال در شکل زیر نشان داده شده است:

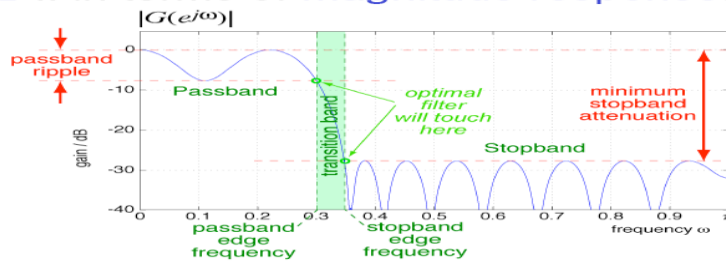
■ The filter design process:



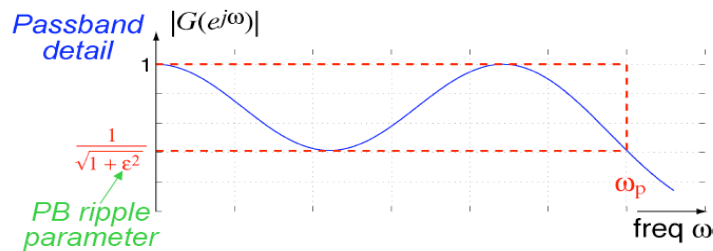
شکل ۱۱-۱ مراحل طراحی فیلترهای دیجیتال

پاسخ دامنه ی یک فیلتر دیجیتال به شکل زیر می باشد

■ .. in terms of magnitude response:

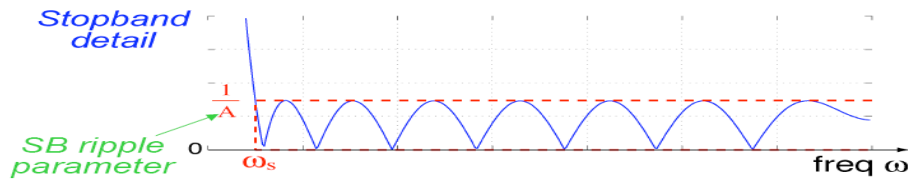


شکل ۱۲-۱ پاسخ دامنه يك فیلتر دیجیتال



- Assume peak passband gain = 1  
then *minimum* passband gain =  $\frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$
- Or, ripple  $\alpha_{\max} = 20 \log_{10} \sqrt{1+\epsilon^2}$  dB

شکل ۱۳-۱ ریبیل باند عبور



- Peak passband gain is  $A \times$  larger than peak stopband gain
- Hence, **minimum stopband attenuation**

شکل ۱۴-۱ ریبیل باند قطع

$$\alpha_s = -20 \log_{10} \frac{1}{A} = 20 \log_{10} A \text{ dB}$$

مقایسه بین فیلترهای FIR و IIR

مزایای فیلترهای FIR :

- ۱- فاز فیلترهای FIR می تواند خطی باشد .
- ۲- به دلیل نداشتن قطب هرگز ناپایدار نمی شوند .
- ۳- به دلیل نداشتن فیدبک اعوجاج گرد کردن ( به دلیل محدودیت دقت پردازشگر در انجام عملیات ریاضی ) نسبتا کمتر می باشد.

معایب فیلترهای FIR :

- ۱- طراحی آن اغلب از IIR پیچیده تر می باشد.
- ۲- برای داشتن مشخصات فرکانس قطع sharp باید مرتبه ی آن خیلی بالا باشد.

FIR	IIR
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ No feedback (just zeros)</li> <li>■ Always stable</li> <li>■ Can be linear phase</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Feedback (poles &amp; zeros)</li> <li>■ May be unstable</li> <li>■ Difficult to control phase</li> </ul>
<p><b>BUT</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ High order (20-2000)</li> <li>■ Unrelated to continuous-time filtering</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Typ. &lt; 1/10th order of FIR (4-20)</li> <li>■ Derive from analog prototype</li> </ul>



## دانشگاه مقالات و پروژه های رایگان Melec.ir

فیلتر دیجیتال و فقی: یک فیلتر و فقی فیلتری است که تابع تبدیل آن به صورت خودکار بر اساس الگوریتم بهینه سازی سیگنال خطا تنظیم می گردد . به دلیل پیچیدگی الگوریتم های بهینه سازی اغلب فیلترهای و فقی دیجیتال می باشند . بنابراین تابع تبدیل این نوع فیلترها برعکس فیلترهای قبلی ثابت نمی باشد.

فیلترهای و فقی هنگامی به کار می روند که برخی از پارامترها در حال تغییر باشند . این فیلترها از فیدبک سیگنال خروجی برای تغییر و تصحیح ضرایب تابع تبدیل استفاده می نمایند.

با افزایش توانایی های پردازشگرها، فیلترهای دیجیتال و فقی بیشتر مورد استقبال قرار گرفت و اکنون به میزان وسیعی در موبایل ها رادارها و انواع سیستم های مخابراتی و تجهیزات مهندسی پزشکی به کار می رود.

نمونه ای از کاربرد: فرض کنید می خواهیم ضربان قلب را ضبط نماییم (ecg) که با نویز ۵۰ هرتز برق شهر مخلوط شده سیگنال نویز ممکن است دارای هارمونیک هایی باشد همچنین فرکانس نویز تغییر نماید . برای حذف این نویز یک راه این است که از یک فیلتر ناچ با فرکانس ۵۰ هرتز استفاده نماییم .

چنین فیلتری ممکن است فرکانسهای مجاور ۵۰ هرتز را نیز حذف نماید که به میزان زیادی کیفیت ecg را کاهش می دهد زیرا ممکن است که ضربان قلب دارای مولفه های فرکانسی در رنج حذف شده باشد .

برای پیشگیری از احتمال از بین رفتن اطلاعات می توان از یک فیلتر و فقی استفاده نمود . فیلتر و فقی می تواند به طور مستقیم ورودی را از بیمار و از برق شهر بگیرد بنابراین می تواند فرکانس اصلی نویز را رهگیری نماید.

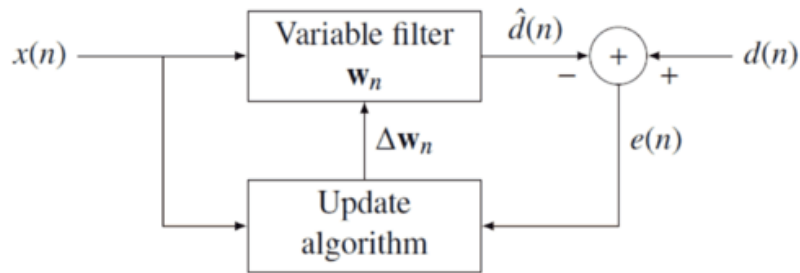
بلوک دیاگرام : بلوک دیاگرام شکل زیر ساختار پایه ای یک فیلتر و فقی را نمایش می دهد در این ساختار فیلتر متغییر باید یک تخمین از سیگنال مطلوب را استخراج نماید.

در این شکل سیگنال ورودی  $x(n)$  برابر جمع سیگنال مطلوب  $d(n)$  و نویز  $v(n)$  است

$$x(n) = d(n) + v(n)$$

فیلتر متغییر از نوع FIR می باشد . برای فیلترهای FIR پاسخ ضربه همان ضرایب فیلتر است.

ضرایب یک فیلتر مرتبه  $p$  به صورت زیر تعریف می گردند

$$\mathbf{w}_n = [w_n(0), w_n(1), \dots, w_n(p)]^T$$


شکل ۱-۱۵ دیاگرام کلی بک فیلتر و فقی

سیگنال خطا یا تابع هزینه برابر تفاضل سیگنال مطلوب و سیگنال تخمین زده شده می باشد

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$$

فیلتر متغییر سیگنال مطلوب را از طریق کانول نمودن ورودی با پاسخ ضربه تخمین می زند

$$\hat{d}(n) = \mathbf{w}_n * \mathbf{x}(n)$$

که بردار سیگنال ورودی می باشد  $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p)]^T$

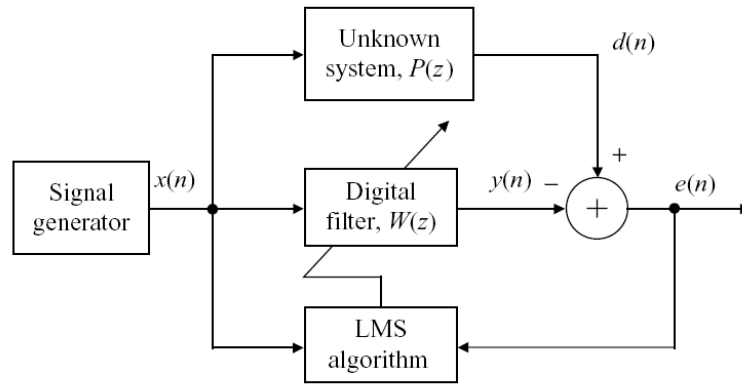
فیلتر متغییر ضرایب فیلتر را دائما به روز می نماید  $\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \Delta \mathbf{w}_n$  که پارامتر تصحیح ضرایب فیلتر می باشد. الگوریتم و فقی، پارامتر تصحیح را بر اساس سیگنال های ورودی و خطا تولید می نماید. الگوریتم های به روز رسانی ضرایب فیلتر به دو دسته ی least mean squares(LMS) و recursive least squares(RLS) تقسیم می گردد.

عمده ترین کاربردهای فیلتر و فقی به شرح زیر می باشد:

۱- شناسایی سیستم: شناسایی سیستم یک از راههای مدلسازی سیستم های ناشناخته است.

در شکل زیر دیاگرام یک شناساگرو فقی سیستم را مشاهده می نمایید  $p(z)$ , سیستمی است که

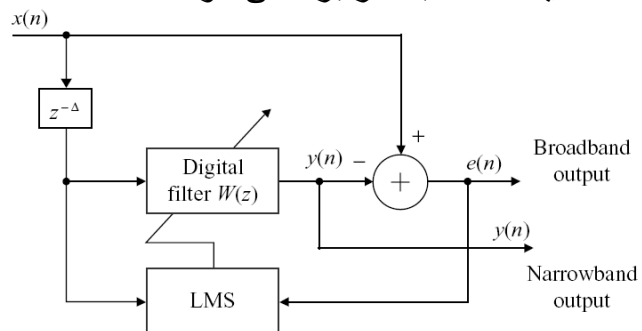
قرار است توسط سیستم و فقی  $w(z)$  شناسایی گردد



شکل ۱-۱۶ استفاده از فیلتر وقتی در شناسایی سیستم

۲- پیشگویی خطی: در پیشگویی خطی میزان سیگنال در زمان آینده تخمین زده می شود. این تکنیک به صورت موفقیت آمیز در کاربردهای بسیاری مانند جداسازی سیگنال از نویز و

کدینگ صدا به کار برده می شود.



شکل ۱-۱۷ استفاده از فیلتر وقتی به عنوان پیشگویی خطی

همان گونه که در شکل مشاهده می نمایید پیشگویی وقتی از یک فیلتر وقتی تشکیل شده که ضرایب آن توسط الگوریتم LMS به روز رسانی می گردند. خروجی این پیشگو به شرح زیر می باشد:

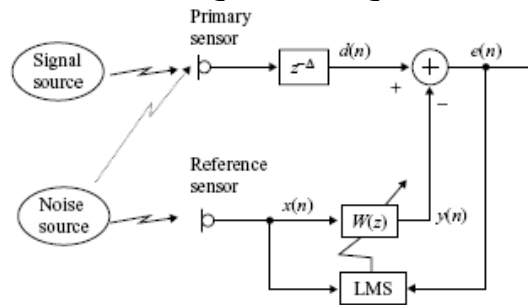
$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n)x(n - \Delta - l)$$

که در آن  $\Delta$  تعداد تاخیر نمونه ها می باشد

۳- حذف نویز: افزایش استفاده از تلفن همراه از دستگاههای مخابراتی در محیط های پر نویز را افزایش داد. نویز پس زمینه کیفیت صدا را از بین می برد و کارایی سیستم های مخابراتی را کاهش می دهد. عمده ترین استفاده از حذف کننده ی نویز وقتی به صورت یک فیلتر وقتی با الگوریتم LMS برای حذف کردن نویز ادغام شده با سیگنال اصلی می باشد.

در شکل زیر سنسور اولیه نزدیک منبع نویز قرار داده شده تا سیگنال مورد نظر را دریافت

کند سنسور مرجع نزدیک منبع نویز قرار داده شده برای اینکه فقط نویز را دریافت نماید .

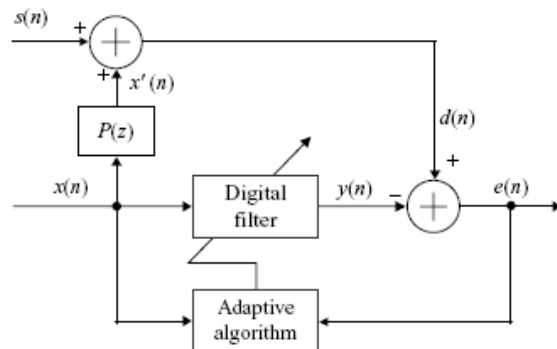


شکل ۱۸-۱ استفاده از فیلتر وفقی برای حذف نویز

بلوک دیاگرام یک سیستم حذف کننده نویز وفقی در شکل زیر نشان داده شده که در آن  $p(z)$  تابع

تبدیل میان منبع نویز و سنسور اولیه می باشد . حذف کننده دو ورودی دارد : ورودی اولیه  $d(n)$

که شامل سیگنال و نویز می باشد و ورودی مرجع  $x(n)$  که تنها شامل نویز است.



شکل ۱۹-۱ دیاگرام فیلتر وفقی به عنوان حذف کننده نویز

۴-اکوالایزر کانال : در مخابرات دیجیتال انتقال اطلاعات سرعت بالا از طریق کانال توسط

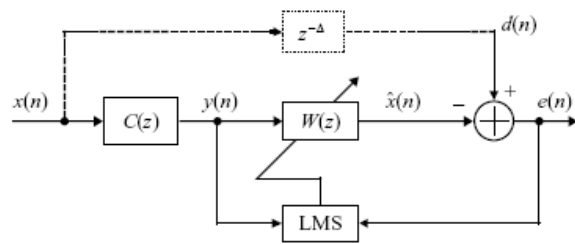
تداخل علایم ناشی از اعوجاج خط انتقال محدود می گردد . برای حل این مشکل می توان از یک

اکوالایزر در گیرنده استفاده نمود .

همانطور که در شکل زیر مشاهده می نمایید سیگنال دریافت شده  $y(n)$  به دلیل اعوجاج خط انتقال

$C(z)$  با سیگنال اصلی  $x(n)$  مقداری تفاوت دارد . برای بازسازی سیگنال اصلی ما باید  $y(n)$  را

توسط اکوالایزر  $w(z)$  که معکوس تابع تبدیل خط انتقال  $C(z)$  است بازسازی نماییم .



شکل ۱-۲۰ استفاده از فیلتر وقتی به عنوان اکوالایزر کانال

برای مثال خط تلفن در مرحله طراحی متغیر با زمان و ناشناخته است . بنابراین ما نیاز به یک اکوالایزر وقتی داریم که جبران سازی دقیق را برای این خط انتقال متغیر با زمان انجام دهد . فیلتر کالمن : فیلتر کالمن یک فیلتر بازگشتی کارآمد است که حالت یک سیستم پویا را از یک سری اندازه گیری های همراه با خطا بر آورد می کند. به همراه یک تنظیم کننده خطی مرتبه دوم (linear LQR- quadratic regulator) فیلتر کالمن مسائل Gaussian control خطی مرتبه دوم (linear-quadratic-Gaussian control - LQG) را حل می کند.

مثالی برای کاربرد : تهیه اطلاعات پیوسته به روز و دقیق در مورد مکان و سرعت یک شی معین فقط به کمک توالی مشاهدات در مورد موقعیت آن شی، که هر کدام شامل مقداری خطاست امکان پذیر است.

این فیلتر در طیف گسترده ای از کاربری های مهندسی از رادار گرفته تا بصیرت رایانه ای کاربرد دارد.

روش تصفیه کالمن یکی از عناوین مهم در تئوری کنترل و مهندسی سیستم های کنترلی می باشد. به عنوان مثال ، برای کاربری آن در رادار ، آنجا که علاقه مند به ردیابی هدف هستید ، اطلاعات در مورد موقعیت ، سرعت و شتاب هدف با حجم عظیمی از انحراف به لطف پارازیت در هر لحظه اندازه گیری می شود. فیلتر کالمن از پویایی هدف بهره می گیرد به این صورت که سیر تکاملی آن را کنترل می کند ، تا تاثیرات پارازیت را از بین ببرد و یک برآورد خوب از موقعیت هدف در زمان حال (تصفیه کردن) و در آینده (پیش بینی) و یا در گذشته (الحاق یا هموار سازی) ارائه می دهد. یک

نسخه ساده شده فیلتر کالمن ، فیلتر آلفا بتا (alpha beta filter) ، که همچنان عموماً استفاده می‌شود از ثابت‌های static weighting به جای ماتریس‌های کواریانس استفاده می‌کند. نام گذاری و تاریخچه توسعه : اگر چه Peter Swerling و Thorvald Nicolai Thiele قبلاً الگوریتم مشابهی ارائه داده بودند ، این فیلتر به افکار Rudolf E. Kalman ، فیلتر کالمن نام گذاری شد و Stanley F. Schmidt عموماً به خاطر توسعه اولین پیاده سازی فیلتر کالمن شهرت یافت. این رخدادهنگام ملاقات با کالمن در مرکز تحقیقاتی ناسا (NASA Ames Research Center) روی داد و وی شاهد کارائی ایده کالمن در برآورد مسیر پرتاب پروژه آپولو بود ، که منجر به الحاق آن به رایانه ناوبری آپولو شد. این فیلتر بر روی کاغذ در ۱۹۵۸ توسط Swerling ، در ۱۹۶۰ توسط Kalman و در ۱۹۶۱ توسط Kalman and Bucy ایجاد و بسط داده شد. این فیلتر بعضی مواقع فیلتر Stratonovich-Kalman-Bucy نامیده می‌شود ، چرا که یک نمونه خاص از فیلتر بسیار معمولی و غیر خطی ای است که قبلاً توسط Ruslan L. Stratonovich ایجاد شده ، در حقیقت معادله این نمونه خاص ، فیلتر خطی در اسنادی که از Stratonovich قبل از تابستان ۱۹۶۰ ، یعنی زمانی که کالمن ، Stratonovich را در کنفرانسی در موسکو ملاقات کرد به چاپ رسید بود.

در تئوری کنترل ، فیلتر کالمن بیشتر به برآورد مرتبه دوم (LQE) اشاره دارد. امروزه تنوع گسترده‌ای از فیلتر کالمن بوجود آمده ، از فرمول اصلی کالمن در حال حاضر فیلترهای : کالمن ساده ، توسعه یافته اشمیت ، اطلاعاتی و فیلترهای گوناگون جذر بیرمن ، تورنتون و بسیاری دیگر بوجود آمده اند. گویا مرسوم‌ترین نوع فیلتر کالمن فاز حلقه بسته (phase-locked loop) می‌باشد که امروزه در رادیوها ، رایانه‌ها و تقریباً تمامی انواع ابزارهای تصویری و ارتباطی کاربرد دارد. اساس مدل سیستم پویا فیلترهای کالمن بر اساس سیستم‌های خطی پویا (linear dynamical systems) گسسته در بازه زمانی هستند. آنها بر اساس زنجیره ماکوف (Markov chain) مدل

شده ، به کمک عملگرهای خطی ساخته شده اند و توسط پارازیت گاشین (Gaussian noise) تحریک می شوند. حالت سیستم توسط برداری از اعداد حقیقی بیان می شود. در هر افزایش زمانی که در بازه های گسسته صورت می گیرد ، یک عملگر خطی روی حالت فعلی اعمال می شود تا حالت بعدی را با کمی پارازیت ایجاد کند و اختیاراً در صورت شناخت روی کنترل کننده های سیستم برخی اطلاعات مرتبط را استخراج می کند. سپس عملگر خطی دیگر به همراه مقدار دیگری پارازیت خروجی قابل مشاهده ای از این حالت نامشخص تولید می کند. فیلتر کالمن قادر است مشابه مدل نامشخص مارکوف برخورد کند. با این تفاوت کلیدی که متغیرهای حالت نامشخص در یک فضای پیوسته مقدار می گیرند (نقطه مقابل فضای حالت گسسته در مدل مارکوف) .بعلاوه ، مدل نامشخص مارکوف می تواند یک توزیع دلخواه برای مقادیر بعدی متغیرهای حالت ارائه کند، که در تناقض با مدل پارازیت گاشین ای است که در فیلتر کالمن استفاده می شود. در اینجا یک دوگانگی بزرگ بین معادلات فیلتر کالمن و آن مدل مارکوف وجود دارد.

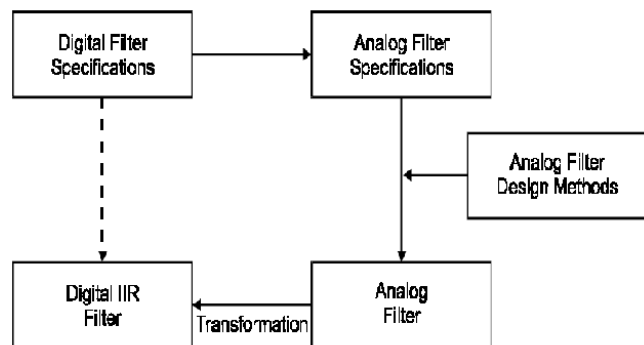
## بخش ۲

### اصول طراحی فیلترهای دیجیتال تغییر ناپذیر با زمان

در این فصل می خواهیم روش های طراحی فیلترهای IIR و FIR را مورد بررسی قرار دهیم.

#### ۱- طراحی فیلترهای IIR

۱-۱- مقدمه: طراحی فیلترهای IIR دیجیتال اغلب با طراحی یک فیلتر آنالوگ پایین گذر شروع می گردد پس از بدست آوردن تابع تبدیل فیلتر پایین گذر در صورت لزوم آنرا به میان گذر یا بالا گذر یا میان نگذر تبدیل می نماییم و در نهایت تابع تبدیل را از حالت پیوسته به گسسته تبدیل می کنیم . در ادامه قصد داریم به توضیح مطالبی که در این مقدمه گفته شد بپردازیم.



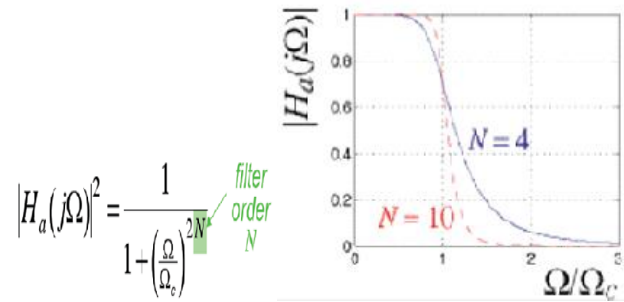
شکل ۱-۲ مراحل طراحی فیلتر IIR

۱-۲- طراحی فیلتر آنالوگ: فیلترهای آنالوگ بر اساس نوع تابع تبدیل و کیفیت پاسخ فرکانسی دسته بندی می گردند که مشهورترین آنها Butterworth, chebyshev, elliptic می باشند و ما در این پروژه تنها به شرح باترورث و چبی شف نوع اول اکتفا می نماییم .

۱-۲-۱- فیلتر باترورث: تابع تبدیل این فیلتر به صورت زیر می باشد . همانگونه که مشاهده می

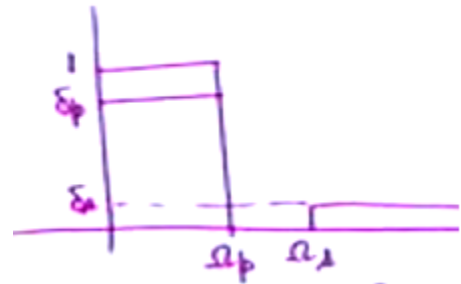
نمایید نمودار دامنه این فیلتر بدون ریپل می باشد. در این رابطه  $\Omega_c$  فرکانس





شکل ۲-۲ نمودار دامنه يك فیلتر باترورث

قطع فیلتر و N مرتبه ی فیلتر می باشند . همانطور که مشاهده می نمایید اگر  $\Omega \ll \Omega_c$  آنگاه  $|H_a(j\Omega)|^2 \rightarrow 1$  همچنین اگر  $\Omega = \Omega_c$  باشد  $|H_a(j\Omega)|^2 = 1/2$  که همان نقطه ی نیم توان است .  
 به کمک فرمول زیر می توانیم حداقل مرتبه فیلتر را برای بدست آوردن مشخصات مطلوب محاسبه نماییم :



شکل ۲-۳ پاسخ فرکانسی فیلتر باترورث

$$N \geq \frac{\log_{10} \left( \frac{\delta_s^{-2} - 1}{\delta_p^{-2} - 1} \right)}{2 \log_{10} \left( \frac{\Omega_s}{\Omega_p} \right)}$$

قطبهای تابع تبدیل باترورث از فرمول زیر بدست می آید :

$$S_R = \Omega \left[ -\sin \frac{(2k-1)\pi}{2N} + j \cos \frac{(2k-1)\pi}{2N} \right]$$

$$k = 1 \rightarrow N$$

با جایگذاری قطبها فرمول به شکل زیر تبدیل می گردد:

$$H_a(s) = \begin{cases} \frac{\Omega_c^N}{\prod_{k=1}^{N/2} (s^2 + b_k \cdot \Omega_c \cdot s + \Omega_c^2)} & N \text{ even} \\ \frac{\Omega_c^N}{(s + \Omega_c) \prod_{k=1}^{(N-1)/2} (s^2 + b_k \cdot \Omega_c \cdot s + \Omega_c^2)} & N \text{ odd} \\ b_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2N} \end{cases}$$

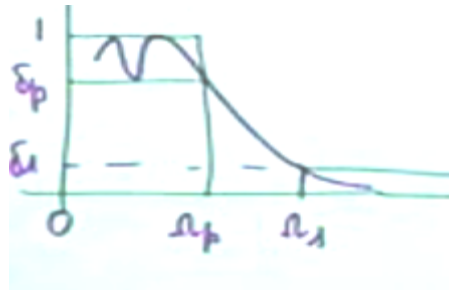
بنابراین طراحی فیلتر باترورث شامل مراحل زیر می باشد:

الف- تعیین معلومات مورد نیاز یعنی  $\Omega_c, \Omega_s, \delta_s, \delta_p$

ب- بدست آوردن مرتبه فیلتر  $N$  و ضریب  $b_k$

\*نکته: هرچه فاصله  $\Omega_c, \Omega_s$  بیشتر باشد مرتبه ی فیلتر بالاتر می گردد.

۱-۲-۲- فیلتر چبی شف: تابع تبدیل و پاسخ فرکانسی این فیلتر به صورت زیر می باشد. همانگونه که مشاهده می نمایید در پاسخ فرکانسی این فیلتر دامنه در باند عبور دارای ریبیل  $\epsilon$  می باشد که تعداد پیک ها یا overshoot های آن برابر مرتبه ی فیلتر ( $N$ ) می باشد. به این نوع فیلتر چبی شف که در باند عبور دارای ریبیل دامنه باشد نوع اول (type 1) می گویند.



شکل ۲-۴ پاسخ فرکانسی فیلتر چبی شف نوع اول

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\frac{\Omega}{\Omega_p})}$$

در این رابطه  $C_N$  چند جمله ای مرتبه  $N$ ام چبی شف می باشد.

$$c_N(\Omega) = \begin{cases} \cos(N \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(N \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| > 1 \end{cases}$$

با قرار دادن تابع تبدیل برابر 5. فرکانس 3db بدست می آید :

$$\Omega_3 = \Omega_p \cosh \left[ \frac{1}{N} \cosh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right]$$

همچنین با قرار دادن مخرج برابر صفر قطبها بدست می آیند .

با قرار دادن قطبها در فرمول اول به فرمول های زیر برای N فرد و N زوج می رسیم:

$$H_a(s) = \begin{cases} \frac{c_0 \Omega_p^N \prod_{k=1}^{(N-1)/2} c_k}{(s + \Omega_p c_0) \prod_{k=1}^{(N-1)/2} (S^2 + b_k \Omega_p S + c_k \Omega_p^2)} & N \text{ odd} \\ \frac{\Omega_p^N \prod_{k=1}^{N/2} c_k \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}}{\prod_{k=1}^{N/2} (S^2 + b_k \Omega_p S + c_k \Omega_p^2)} & N \text{ even} \end{cases}$$

مرتبه ی فیلتر N و ضرایب  $c_k$  و  $b_k$  و  $\epsilon$  به صورت زیر محاسبه می گردند :

$$c_0 = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right]^{1/N} - \left[ \sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right]^{-1/N} \right\}$$

$$c_k = c_0^2 + \cos \frac{(2k-1)\pi}{2N}$$

$$b_k = 2c_0 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2N}$$

$$\epsilon = \sqrt{\frac{1}{\delta_p^2} - 1}$$

$$N = \frac{\cosh^{-1} \left( \sqrt{\frac{\frac{1}{\delta_s^2} - 1}{\frac{1}{\varepsilon_p^2} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_s}{\Omega_p} \right)}$$

در نهایت طراحی فیلتر جپی شف شامل مراحل زیر می باشد:

الف- تعیین پارامترهای اصلی فیلتر یعنی  $\Omega_c, \Omega_s, \delta_s, \delta_p$

ب- بدست آوردن  $N$  و  $\mathcal{E}$

ج- محاسبه  $C_k$  و  $b_k$

\*نکته: هرچه فاصله  $\Omega_c, \Omega_s$  بیشتر باشد مرتبه ی فیلتر بالاتر می گردد و میزان ریپل نیز بیشتر می گردد.

۱-۲- تبدیل فرکانسی: در قسمت قبل طراحی فیلتر آنالوگ پایین گذر را بررسی نمودیم. با توجه به این که در اکثر روشهای طراحی فیلتر تنها فیلتر پایین گذر مورد بررسی قرار می گیرد ما می توانیم ابتدا فیلتر پایین گذر را طراحی نماییم سپس با استفاده از تبدیل فرکانسی آنرا به بالاگذر میان گذر یا میان نگذر تبدیل نماییم.

با قرار دادن  $s = \frac{1}{s}$  می توانیم LPF را به HPF تبدیل نماییم

$$H_{hp}(s) = H(s)|_{s=\frac{1}{s}} = H\left(\frac{1}{s}\right)$$

با قرار دادن  $s = \frac{s^2 + \Omega_m^2}{BW}$  می توانیم LPF را به BPF تبدیل نماییم

$$H_{bp}(s) = H(s)|_{s=\frac{s^2 + \Omega_m^2}{BW}}$$

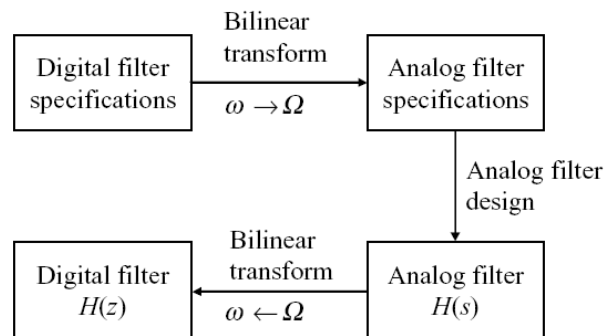
که در آن  $\Omega_m = \sqrt{\Omega_a \Omega_b}$  و  $BW = \Omega_b - \Omega_a$  همچنین  $\Omega_a$  و  $\Omega_b$  فرکانس قطع پایین و بالا می باشند

با قرار دادن  $s = \frac{s^2 + \Omega_m^2}{BW}$  می توان HPF را به BSF تبدیل نمود:

$$H_{bs}(s) = H_{hp}(s) \Big|_{s = \frac{s^2 + \Omega_m^2}{BW}}$$

۳-۱- تبدیل فیلتر آنالوگ به دیجیتال : برای تبدیل فیلتر آنالوگ به فیلتر دیجیتال معادل آن می توان از تبدیل bilinear استفاده نمود.

مراحل طراحی فیلتر دیجیتال IIR به کمک تبدیل bilinear را در شکل زیر مشاهده می نمایید .



شکل ۵-۲ مراحل طراحی فیلتر IIR به کمک تبدیل bilinear

bilinear transform به صورت زیر تعریف می گردد :

$$s = \frac{2}{T} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) = \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$$

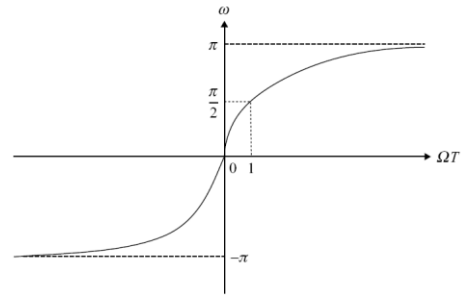
به دلیل این که محور  $\Omega$  در صفحه  $s$  برابر داخل دایره  $z$  واحد در صفحه  $z$  می باشد یک رابطه  $s = j\Omega$  و فرکانس صفحه  $z = e^{j\omega}$  به صورت زیر

$$j\Omega = \frac{2}{T} \left( \frac{e^{j\omega} - 1}{e^{j\omega} + 1} \right)$$

وجود دارد:

یا به عبارت دیگر  $\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega}{2}\right)$  و یا  $\omega = 2 \tan^{-1}\left(\frac{\Omega T}{2}\right)$  که در این عبارات  $T$  فرکانس نمونه

برداری می باشد که در صورت نرمالیزه کردن فرکانس ها برابر  $\pi$  می باشد. در شکل زیر رابطه  $s$  و  $z$  را مشاهده می نمایید .



شکل ۶-۲ رابطه بین فرکانس در صفحه S و Z

## ۲ - طراحی فیلتر FIR

### ۲-۱- فاز خطی

یکی از مشخصه های اصلی فیلترهای FIR که در طراحی به کار می رود فاز خطی می باشد از این رو ابتدا به شرح مفهوم فاز خطی می پردازیم

سیستمهایی که تابع تبدیل آنها به صورت

$$H(z)_{ap} = \frac{z^{-1} - a}{1 - az^{-1}}$$

باشد تمام گذر (all pass) نامیده می شوند

زیرا تمام فرکانس ها را با یک دامنه عبور می دهند ویژگی اصلی سیستم های تمام گذر فاز خطی آنها یا ایجاد تاخیر در حوزه زمان می باشد

$$H_{ap}(e^{j\omega}) = \frac{e^{-j\omega} - a}{1 - ae^{-j\omega}} = e^{-j\omega} \frac{1 - ae^{-j\omega}}{1 - ae^{-j\omega}} = e^{-j\omega}$$

$$\angle H_{ap}(e^{j\omega}) = -\omega$$

$$|H_{ap}(e^{j\omega})| = 1$$

همانگونه که مشاهده می نمایید فاز سیستم تمام گذر کاملاً خطی و برابر  $\omega$  می باشد.

### ۲-۲- انواع پاسخ ضربه

پاسخ ضربه ی فیلترهای FIR با فاز خطی بر اساس درجه فیلتر و تقارن پاسخ ضربه آن به چهار

دسته تقسیم می گردد:

۱- نوع اول : درجه فیلتر زوج باشد و پاسخ ضربه متقارن

۲- نوع دوم : درجه فیلتر فرد باشد و پاسخ ضربه متقارن

۳- نوع سوم : درجه فیلتر زوج باشد و پاسخ ضربه نامتقارن

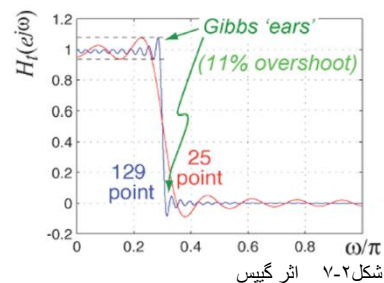
۴- نوع چهارم : درجه فیلتر فرد باشد و پاسخ ضربه نامتقارن

پاسخ ضربه ی این چهار نوع فیلتر به صورت زیر ساده می گردد.

در فرمول های زیر  $A(k)$  دامنه نمونه  $K$  ام می باشد

Filter type	Impulse response $h(n)$ , for $n = 0, 1, \dots, M$	Condition
Type I	$\frac{1}{M+1} \left[ A(0) + 2 \sum_{k=1}^{M/2} (-1)^k A(k) \cos \frac{\pi k (1+2n)}{M+1} \right]$	
Type II	$\frac{1}{M+1} \left[ A(0) + 2 \sum_{k=1}^{(M-1)/2} (-1)^k A(k) \cos \frac{\pi k (1+2n)}{M+1} \right]$	$A\left(\frac{M+1}{2}\right) = 0$
Type III	$\frac{2}{M+1} \sum_{k=1}^{M/2} (-1)^{k+1} A(k) \sin \frac{\pi k (1+2n)}{M+1}$	$A(0) = 0$
Type IV	$\frac{1}{M+1} \left[ (-1)^{[(M+1)/2]+n} A\left(\frac{M+1}{2}\right) + 2 \sum_{k=1}^{(M-1)/2} (-1)^k A(k) \sin \frac{\pi k (1+2n)}{M+1} \right]$	$A(0) = 0$

برای طراحی فیلتر FIR به روش تابع پنجره پاسخ فرکانسی ایده آل مورد نظرمان را رسم می نمایم سپس آن را به حوزه زمان منتقل می نمایم اما به دلیل محدود بودن طول دنباله در فیلتر FIR یا به عبارت دیگر ناقص نمودن سری فوریه اثری به نام گیبس تولید می گردد که باعث به وجود آمدن ریبیل در پاسخ دامنه می گردد .



شکل ۷-۲ اثر گیبس

۲-۳- فیلتر ایده آل

فیلترهای ایده آل به صورت زیر تعریف می گردند .

Filter type	Magnitude response $ H(e^{j\omega}) $	Impulse response $h(n)$
Lowpass	$\begin{cases} 1, & \text{for } 0 \leq  \omega  \leq \omega_c \\ 0, & \text{for } \omega_c <  \omega  \leq \pi \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{\omega_c}{\pi}, & \text{for } n = 0 \\ \frac{1}{\pi n} \sin(\omega_c n), & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$
Highpass	$\begin{cases} 0, & \text{for } 0 \leq  \omega  < \omega_c \\ 1, & \text{for } \omega_c \leq  \omega  \leq \pi \end{cases}$	$\begin{cases} 1 - \frac{\omega_c}{\pi}, & \text{for } n = 0 \\ -\frac{1}{\pi n} \sin(\omega_c n), & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$
Bandpass	$\begin{cases} 0, & \text{for } 0 \leq  \omega  < \omega_{c1} \\ 1, & \text{for } \omega_{c1} \leq  \omega  \leq \omega_{c2} \\ 0, & \text{for } \omega_{c2} <  \omega  \leq \pi \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\pi}, & \text{for } n = 0 \\ \frac{1}{\pi n} [\sin(\omega_{c2} n) - \sin(\omega_{c1} n)], & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$
Bandstop	$\begin{cases} 1, & \text{for } 0 \leq  \omega  \leq \omega_{c1} \\ 0, & \text{for } \omega_{c1} <  \omega  < \omega_{c2} \\ 1, & \text{for } \omega_{c2} \leq  \omega  \leq \pi \end{cases}$	$\begin{cases} 1 - \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\pi}, & \text{for } n = 0 \\ \frac{1}{\pi n} [\sin(\omega_{c1} n) - \sin(\omega_{c2} n)], & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$

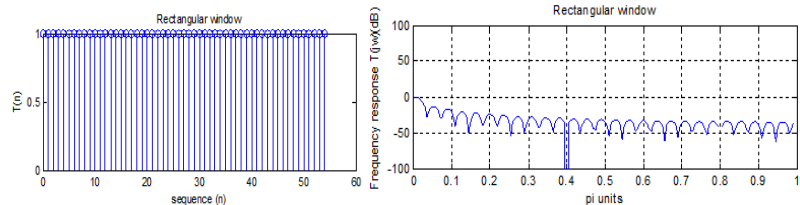
۲-۴- توابع پنجره ای

برای بهبود کیفیت فیلترتوابع تبدیل آن را در حوزه زمان با توابع پنجره ای window

function کانول می نمایم .

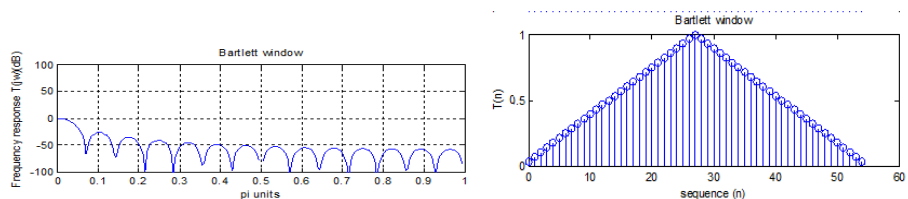
مشهورترین توابع پنجره ای عبارتند از :

۱- پنجره مستطیلی:  $w[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$



شکل ۲-۸ پنجره ی مستطیلی

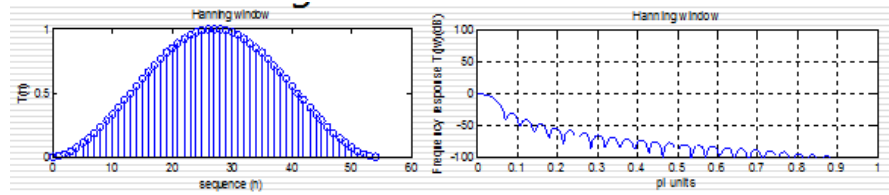
۲- پنجره مثلثی:  $w[n] = \begin{cases} 2n/M, & 0 \leq n \leq M/2 \\ 2 - 2n/M, & M/2 < n \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$



شکل ۲-۹ پنجره مثلثی

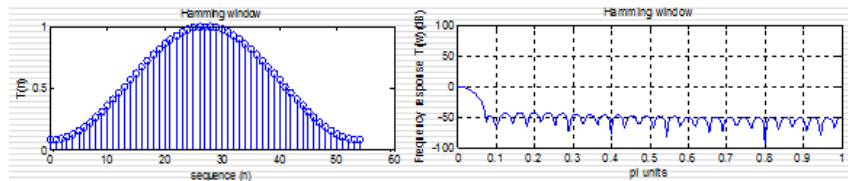
۳- پنجره هن (hann):  $w[n] = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \frac{2\pi n}{M} \right], & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$





شکل ۲-۱۰ پنجره هن

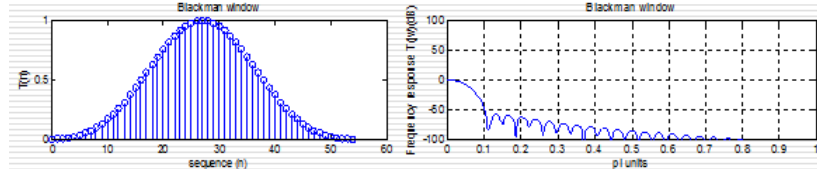
$$w[n] = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos \frac{2\pi n}{M}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{۴- پنجره همینگ (hamming)}$$



شکل ۲-۱۱ پنجره همینگ

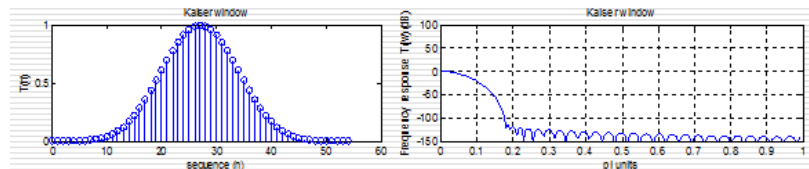
$$w[n] = \frac{I_0[\beta \sqrt{1 - (1 - \frac{2n}{M})^2}]}{I_0[\beta]}, \quad n = 0, 1, \dots, M$$

۵- پنجره کیسر ( Kaiser ) :



شکل ۲-۱۲ پنجره کیسر

$$w[n] = \begin{cases} 0.42 - 0.5 \cos \frac{2\pi n}{M} + 0.08 \cos \frac{4\pi n}{M}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{۶- پنجره بلکمن (blackman)}$$



شکل ۲-۱۳ پنجره بلکمن

بنابراین مراحل طراحی یک فیلتر FIR به روش پنجره ای به صورت زیر می باشد :

۱- تعیین نوع فیلتر (پایین گذرو... ) و مشخصات آن (فرکانس قطع و...)

۲- گرفتن عکس تبدیل فوریه

۳- کانول نمودن تابع تبدیل بدست آمده با یکی از توابع پنجره ای

ملاحظه کنید فیلتر پایین گذر F2K با فاز خطی

$$H_d(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega T} & |\omega| \leq \omega_p \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_p}^{\omega_p} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega$$

$$h_d(n) = \begin{cases} \frac{\sin \omega_p (n-T)}{\pi (n-T)} & n \neq T \\ \frac{\omega_p}{\pi} & n = T \end{cases}$$

شرط تقارن  $\Rightarrow h_d(n) = h_d(N-1-n)$

شرط فاز خطی  $\Rightarrow \tau = \frac{N-1}{2}$

$$\frac{\sin \omega_p (n-T)}{\pi (n-T)} = \frac{\sin \omega_p (N-1-n-T)}{\pi (N-1-n-T)} \Rightarrow \tau = \frac{N-1}{2}$$

$\begin{cases} N=7 \\ \omega_p = 1 \text{ rad} \\ \text{Rectangular window} \\ h(n) = h_d(n) \cdot w(n) \end{cases} \Rightarrow \tau = 3$ 
 $\Rightarrow h_d(n) = \begin{cases} \frac{\sin(n-3)}{\pi(n-3)} & n \neq 3 \\ \frac{1}{\pi} & n = 3 \end{cases}$

$\Rightarrow h_d(0) = h_d(6) = 1.01497$   
 $h_d(1) = h_d(5) = 1.14472$   
 $h_d(2) = h_d(4) = 1.24718$   
 $h_d(3) = 1.31831$

$\left. \begin{matrix} \text{طول فرد} \\ \text{یا سفید زوج} \end{matrix} \right\} \Rightarrow H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} \left[ h\left[\frac{N-1}{2}\right] + \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}-1} 2h\left[\frac{N-1}{2}-k\right] \cos \omega k \right]$

$H_1(e^{j\omega}) = 1.31831 + 2 \cdot 1.24718 \cos \omega + 2 \cdot 1.14472 \cos 2\omega + 1.01497 \cos 3\omega$

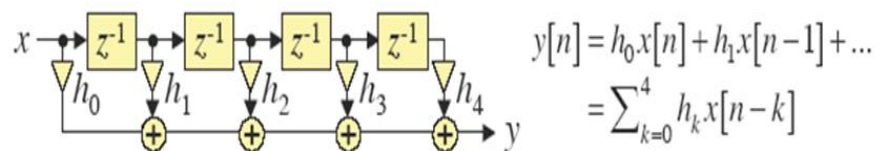
بخش ۳

### ساختارهای فیلترهای دیجیتال

پس از طراحی فیلتر باید آنرا به صورت دیاگرام سیگنالی که توصیفگر عملکرد فیلتر در رابطه با دنباله ورودی باشد تحقق بخشید از این رو به شرح برخی از ساختارها می پردازیم

#### ۱- ساختارهای فیلترهای fir

##### ۱-۱- ساختار مستقیم ( direct form ) :

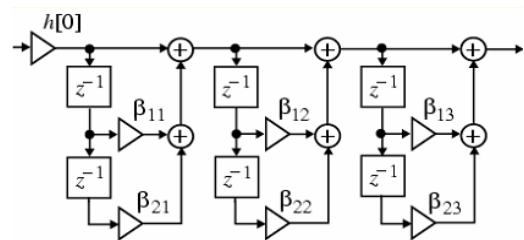


شکل ۱-۳ ساختار مستقیم

##### ۲-۱- ساختار کاسکود ( cascade form ) :

$$H(z) = h[0] \prod_{k=1}^K (1 + \beta_{1k}z^{-1} + \beta_{2k}z^{-2})$$

که در آن اگر N زوج باشد  $K = \frac{N}{2}$  و اگر N فرد باشد  $K = \frac{N+1}{2}$



شکل ۲-۳ ساختار کاسکود

##### ۳-۱- ساختار فیلترهای FIR با فاز خطی : خاصیت تقارن یا عدم تقارن در فیلترهای با فاز خطی

باعث کاهش تعداد ضرب کننده ها به نصف مقدار اصلی در ساختار مستقیم گردد .

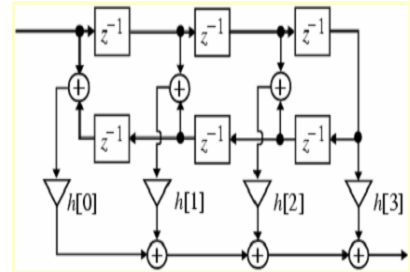
برای مثال تابع تبدیل یک فیلتر FIR متقارن به صورت زیر می باشد

$$H(z) = h[0] + h[1]z^{-1} + h[2]z^{-2} + h[3]z^{-3}$$

$$+ h[2]z^{-4} + h[1]z^{-5} + h[0]z^{-6}$$

که به دلیل تقارن تابع تبدیل را می توان به صورت زیر نوشت :

$$H(z) = h[0](1+z^{-6}) + h[1](z^{-1}+z^{-5}) + h[2](z^{-2}+z^{-4}) + h[3]z^{-3}$$



شکل ۳-۳ کاهش تعداد ضرب کننده ها به کمک خاصیت تقارن و فاز خطی

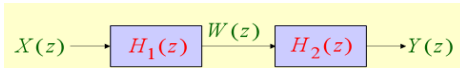
همانطور که مشاهده می نمایید تعداد ضرب کننده ها از ۷ به ۴ کاهش می یابد

## ۲- ساختار فیلترهای IIR

۲-۱- ساختار مستقیم نوع اول (direct form I) : تابع تبدیل زیر را می توان

$$H(z) = \frac{P(z)}{D(z)} = \frac{p_0 + p_1z^{-1} + p_2z^{-2} + p_3z^{-3}}{1 + d_1z^{-1} + d_2z^{-2} + d_3z^{-3}}$$

به صورت سری نمودن دو فیلتر با تابع تبدیل های H1 و H2 پیاده سازی نمود



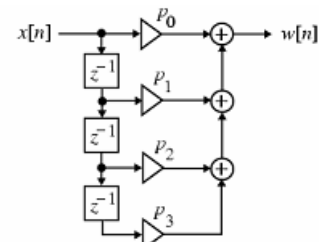
$$H_1(z) = \frac{W(z)}{X(z)} = P(z) = p_0 + p_1z^{-1} + p_2z^{-2} + p_3z^{-3}$$

$$H_2(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{1}{D(z)} = \frac{1}{1 + d_1z^{-1} + d_2z^{-2} + d_3z^{-3}}$$

تابع تبدیل H1 یک فیلتر FIR است که می توان آن را به صورت زیر تحقق

بخشید :

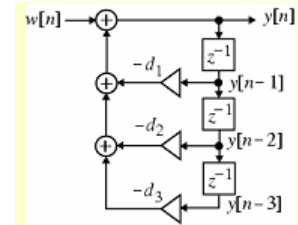
$$w[n] = p_0x[n] + p_1x[n-1] + p_2x[n-2] + p_3x[n-3]$$



شکل ۴-۳ تحقق صورت تابع تبدیل به کمک ساختار مستقیم

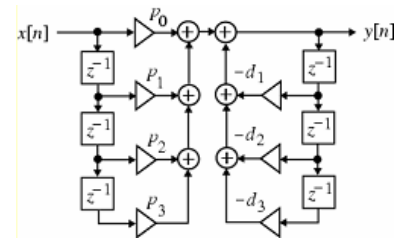
تابع تبدیل H2 را نیز می توان به صورت زیر تحقق بخشید

$$y[n] = w[n] - d_1 y[n-1] - d_2 y[n-2] - d_3 y[n-3]$$



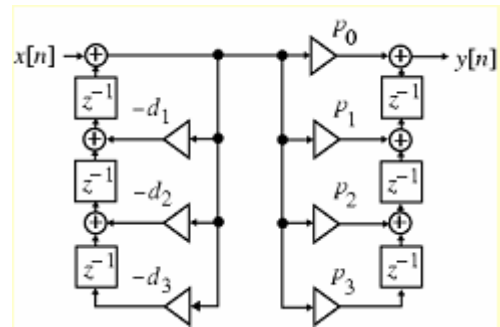
شکل ۵-۳ تحقق مخرج تابع تبدیل به کمک ساختار مستقیم

و در نهایت سری نمودن این دو ساختار منجر به تحقق H(z) می گردد



شکل ۶-۳ ساختار مستقیم نوع اول

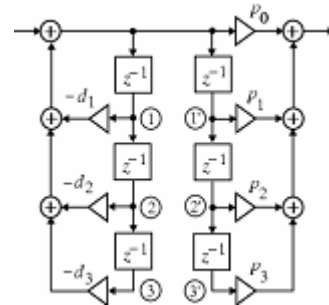
این ساختار، ساختار مستقیم نوع اول نام دارد. ترانسپوز این ساختار به صورت زیر می باشد



شکل ۷-۳ ترانسپوز ساختار مستقیم نوع اول

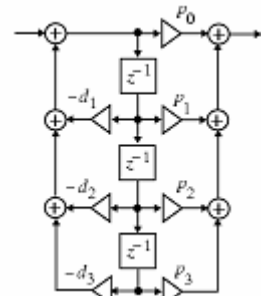
۲-۲ - ساختار مستقیم نوع دوم (direct form II) : ساختار مستقیم نوع اول را می توان به

صورت زیر تغییر داد . همانگونه که مشاهده می نمایید



شکل ۸-۳ ساختار مستقیم نوع اول با کمی تغییر

سیگنال در نقاط 1 و 1' برابر است بنابراین ساختار فوق را به شکل زیر می توان اصلاح نمود .



شکل ۹-۳ اصلاح ساختار مستقیم نوع اول و تبدیل آن به ساختار مستقیم نوع دوم

۲-۳ - ساختار کاسکود ( cascade form ) : با توسعه دادن چند جمله ای های صورت و مخرج به

ضرب چند جمله ای هایی با مرتبه پایین تر می توان ساختار کاسکود را تحقق بخشید

$$\left[ \frac{P_1(z)}{D_1(z)} \right] \left[ \frac{P_2(z)}{D_2(z)} \right] \left[ \frac{P_3(z)}{D_3(z)} \right] \rightarrow H(z) = \frac{P(z)}{D(z)} = \frac{P_1(z)P_2(z)P_3(z)}{D_1(z)D_2(z)D_3(z)}$$

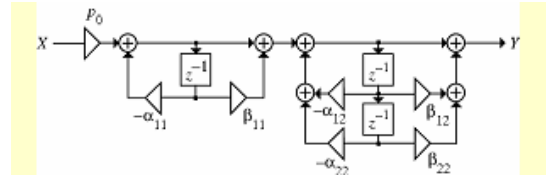
در این ساختار معمولاً چند جمله ای ها به صورت ضرب چند جمله ای های مرتبه ی اول یا دوم

ارائه می گردند

$$H(z) = p_0 \prod_k \left( \frac{1 + \beta_{1k}z^{-1} + \beta_{2k}z^{-2}}{1 + \alpha_{1k}z^{-1} + \alpha_{2k}z^{-2}} \right)$$

$$H(z) = p_0 \left( \frac{1 + \beta_{11}z^{-1}}{1 + \alpha_{11}z^{-1}} \right) \left( \frac{1 + \beta_{12}z^{-1} + \beta_{22}z^{-2}}{1 + \alpha_{12}z^{-1} + \alpha_{22}z^{-2}} \right)$$

را می توان به صورت زیر تحقق بخشید

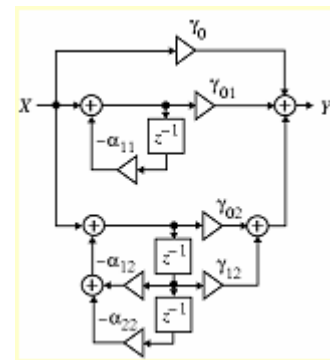


شکل ۳-۱۰ ساختار کاسکود برای تحقق یک تابع تبدیل مرتبه ۳

۲-۴ - ساختار موازی (parallel form) : با گسترش تابع تبدیل به مجموع کسرهاي جزئي مي

توان ساختار موازي را تحقق بخشید

$$H(z) = \gamma_0 + \sum_k \left( \frac{\gamma_{0k} + \gamma_{1k}z^{-1}}{1 + \alpha_{1k}z^{-1} + \alpha_{2k}z^{-2}} \right)$$

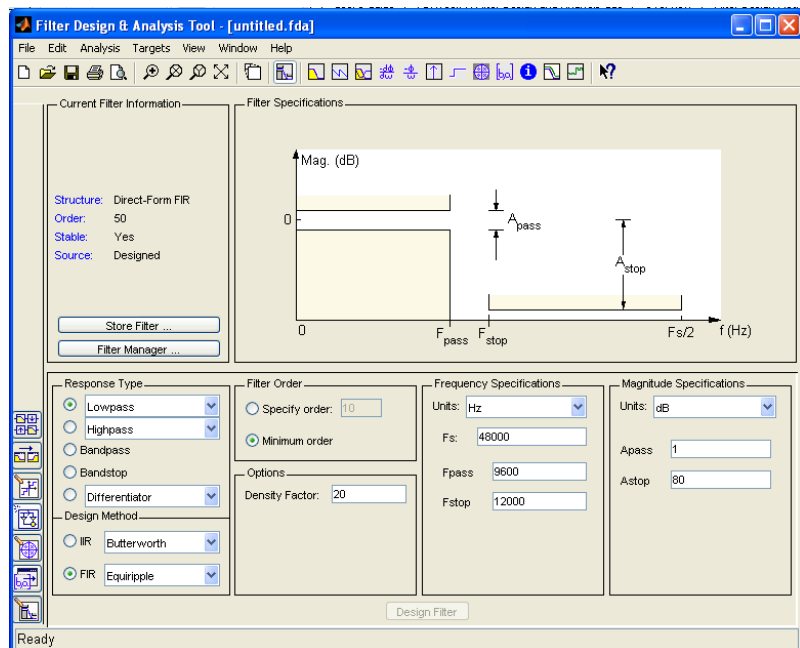


شکل ۳-۱۱ ساختار موازي

بخش ۴

در این فصل به بررسی کاربرد نرم افزارهای کامپیوتری در طراحی فیلترهای دیجیتال می پردازیم در میان نرم افزارهای موجود نرم افزار متلب امکانات ویژه ای را برای طراحی فیلترهای دیجیتال و پردازش سیگنال دارا می باشد

از این رو در این فصل به بررسی امکانات نرم افزار متلب برای طراحی فیلترهای دیجیتال می پردازیم



شکل ۴-۱ ابزار طراحی فیلتر fdatool

۱- ابزار (FDATool) filter design and analysis tool : ابزاری است که امکانات مختلفی را

برای طراحی فیلتر در اختیار ما قرار می دهد استفاده از این ابزار بسیار ساده است و تنها کافی

است مشخصات و نوع فیلتر مورد نظر به آن داده شود تا ضرایب و نمودار دامنه و فاز آن بدست

آید این ابزار قابلیت ذخیره سازی ضرایب تولید شده را به صورت فایل های مورد استفاده برای



## دانلود مقالات و پروژه های رایگان Melec.ir

نرم افزارهاي ise و ccs را نیز دارا مي باشد .

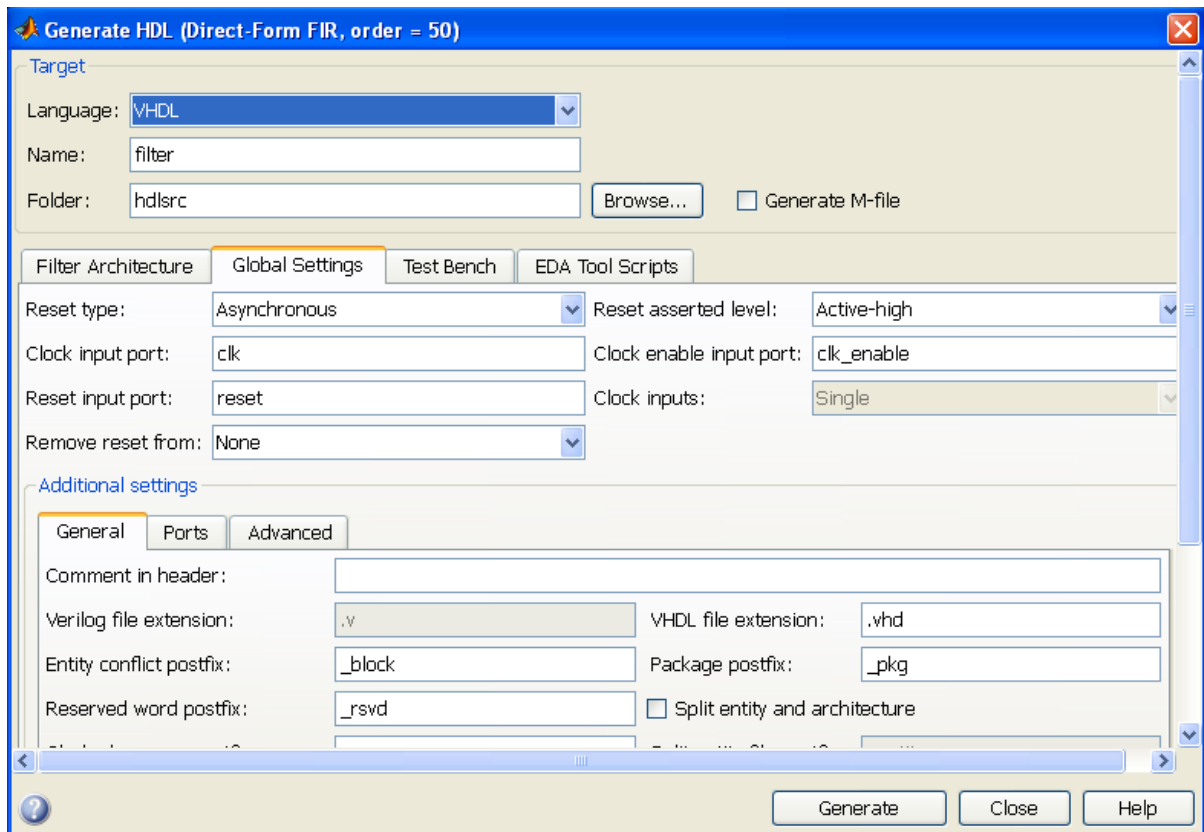
از جمله روش هاي طراحي فيلتر اين نرم افزار مي توان Butterworth , Chebyshev ,

Type I , Chebyshev Type II , Elliptic , Maximally Flat , Window , ... را نام برد.

يکي ديگر از ويژگي هاي اين ابزار مجتمع بودن آن با ابزار HDL Coder مي باشد. ابزار

HDL Coder امکان توليد کد براي فيلترطراحي شده را به زبان هاي vhdl و verilog دارا

مي باشد همچنين اين ابزار قابليت توليد تستر براي فيلتر طراحي شده را دارا مي باشد



شکل ۲-۴ hdlcoder که براي توليد کد hdl به کار مي رود

مراحل طراحي فيلتر به کمک fdatool به صورت زیر مي باشد :

۱- تعيين نوع فيلتر و مشخصات آن در پنل design filter

۲- تصحيح مکان صفر و قطبها در صورت لزوم در پنل pole /zero

۳- در صورتی که نیاز به شبیه سازی در سیمولینک باشد از پنل realize model استفاده می نمایم .

۴- از پنل set quantization parameters باید filter arithmetic را ممیز ثابت انتخاب نمایم و همچنین تعداد رقم اعشار ضرایب و ورودی و خروجی را مشخص نمایم.

۵- پنل transform filter برای تبدیل نوع پاسخ فرکانسی می باشد

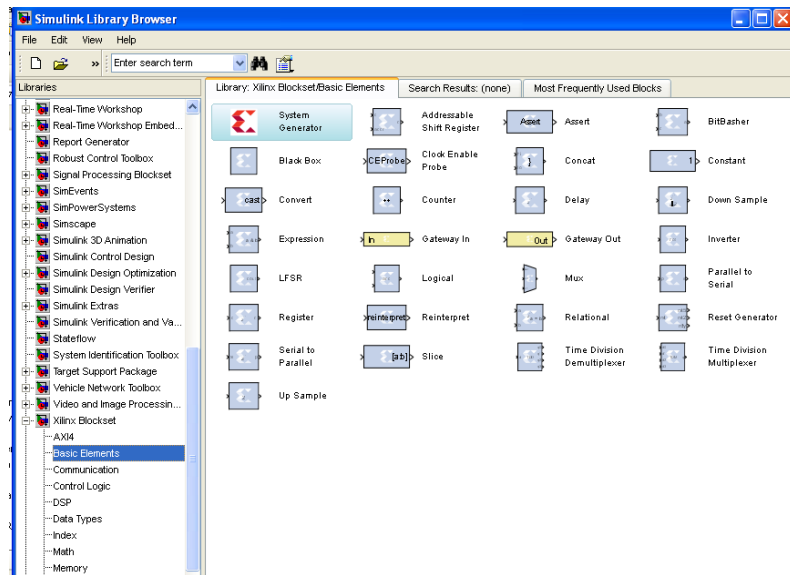
۶- اگر بخواهیم در فیلترمان از upsampler و downsampler استفاده نمایم یا در

۷- اصطلاح يك فیلتر چند نرخه طراحی نمایم باید از پنل creat a multirate filter استفاده نمایم.

۸- در صورتی که بخواهیم فیلتر طراحی شده را به صورت يك کد HDL توصیف کنیم از منوی target گزینه ی HDL coder را انتخاب می نمایم

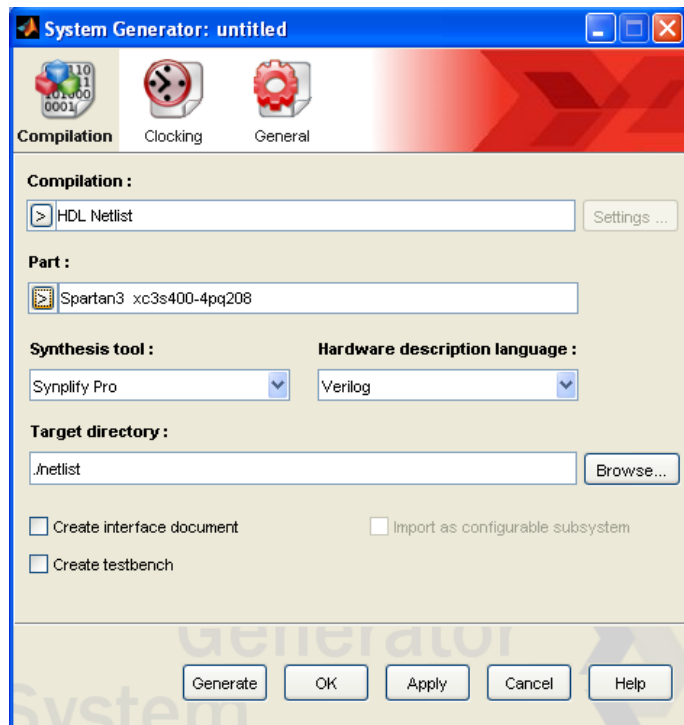
۲- ابزار system generator : این ابزار قابلیت مدلسازی و پیاده سازی سیستم های پردازشگر سیگنال روی تراشه های fpga را دارا می باشد .

به هنگام نصب نرم افزار ise دو تولباکس به نامهای Xilinx blockset و Xilinx refrence blockset به سیمولینک اضافه می گردند که به کمک آنها می توان طرح مورد نظر را شبیه سازی و پیاده سازی نمود در ادامه به شرح مختصر قابلیت های این دو تولباکس می پردازیم .



شکل ۳-۴ تولباکس Xilinx blockset

برای استفاده از system generator اولین بلاکی که باید در طرح قرار گیرد بلاک system generator می باشد به کمک این بلاک می توان نوع تراشه، زبانی که کدها تولید می شوند ابزار سنتز و کلاک سیستم را تعیین نمود. پس قرار دادن بلوک های مورد نظر و تکمیل طرح مجدداً به بلاک system generator رجوع می نماییم و طرح نهایی را generate می نماییم.



شکل ۴-۴ ابزار system generator

## بخش ۵

مراحل پیاده سازی طرح روی fpga

### مقدمه

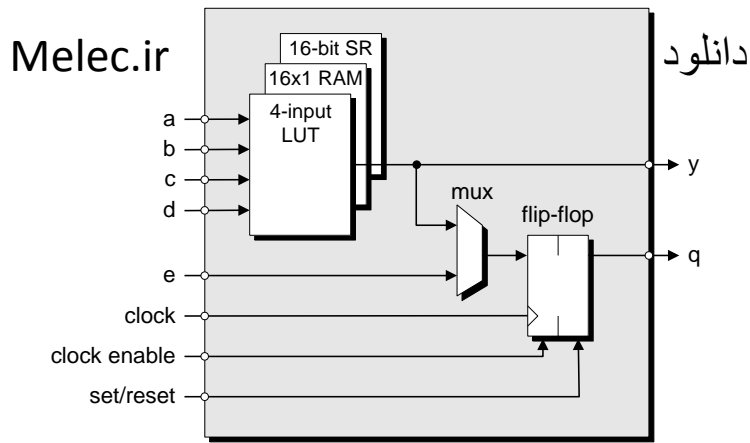
برای پیاده سازی بلوک های طراحی شده ی پردازش سیگنال می توان از سخت افزار های مختلفی استفاده نمود . به طور کلی می توان پردازنده های موجود را از لحاظ معماری به دو دسته ی سفارشی (ASIC) و همه منظوره FPGA تقسیم نمود .

تراشه های FPGA به ما امکان پیاده سازی معماری های مختلف را می دهند در صورتی که ASIC ها تنها دارای یک معماری از پیش تعیین شده می باشند تراشه های FPGA به دلیل قابلیت پیکره بندی مجدد برای پروژه های آزمایشگاهی و ساخت نمونه ی اولیه بسیار مناسب تر از تراشه های ASIC می باشند

### معماری FPGA

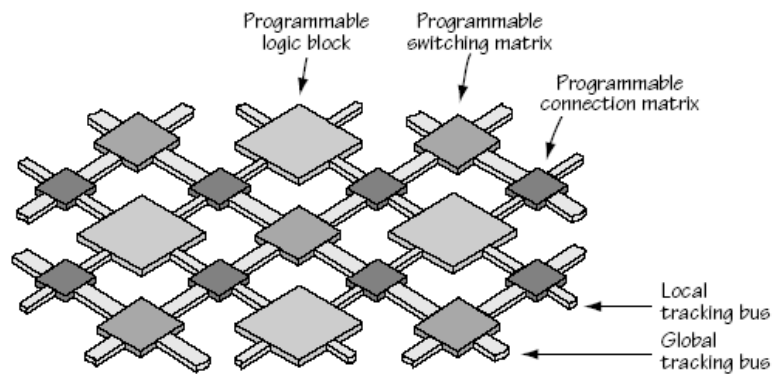
همانگونه که از درس مدار منطقی می دانیم هر مدار منطقی را می توان توسط and یا or نمودن خروجی های یک ram پیاده سازی نمود همین روش منجر به تولید نسل های مختلفی از PLD ها شده است .

هر بلوک منطقی در fpga های شرکت Xilinx از یک جدول جستجو یک فلیپ فلاپ D و یک مالتی پلکسر تشکیل شده است



شکل ۱-۵ یک بلوک منطقی در fpga های شرکت Xilinx

این بلوک ها توسط اتصالات قابل برنامه ریزی به یک دیگر متصل شده اند



شکل ۲-۵ نحوه ی اتصال بلوک های مختلف در fpga

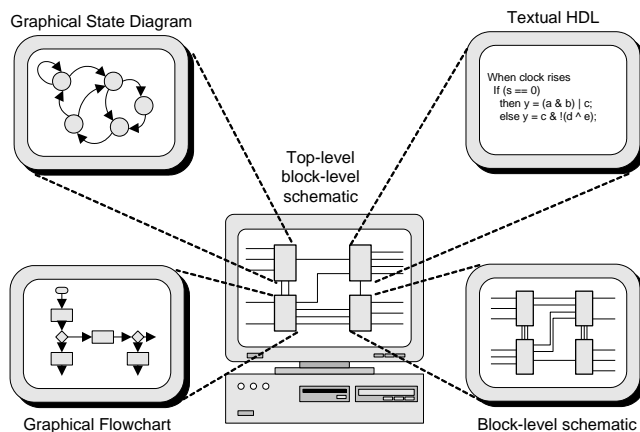
## زبان توصیف سخت افزاری (hardware description language)

برای توصیف سخت افزاری که قرار است بر روی FPGA پیاده سازی گردد راههای مختلفی

وجود دارد از جمله دیگرام حالت ، فلوجارت ، طراحی شماتیکی و زبان های توصیف

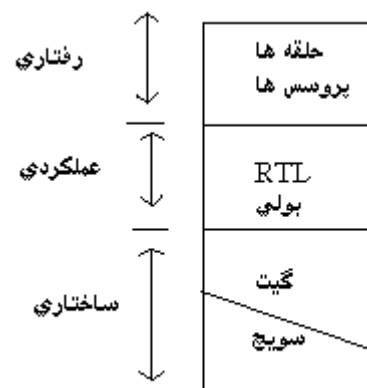
سخت افزاری . معروف ترین زبان های توصیف سخت افزاری VHDL و VERILOG

می باشند .



شکل ۳-۵ راههای توصیف سخت افزار fpga

نخستین نکته ی قابل توجه این است که عملکرد یک مدار دیجیتال را می توان در سطوح مختلف انتزاع معرفی کرد و HDL های مختلف این سطوح انتزاع را کم و بیش پشتیبانی می کنند .



شکل-۴- سطوح مختلف انتزاع

پایین ترین سطح انتزاع برای یک HDL دیجیتال سطح سویچ است ، که به قابلیت توصیف مدار به صورت یک netlist از سویچ های ترانزیستوری اشاره دارد . سطح انتزاع بالاتر بعدی سطح گیت است که به قابلیت توصیف مدار به صورت netlist از توابع و گیت های منطقی پایه اشاره دارد . سطح بالاتر بعدی HDL توانایی پشتیبانی نماهای عملکردی است ، که بازه ای از سازه ها را پوشش می دهد و در ساده ترین شکل ، قابلیت توصیف یک تابع با معادلات بولی است .

بالاترین سطح انتزاع پشتیبانی شده توسط HDL های استاندارد نمای رفتاری

(behavioral) است, که به قابلیت توصیف رفتار يك مدار با سازه هاي انتزاعي مانند

حلقه ها و پروسس ها اشاره دارد

فرآیند طراحی

ابتدا کد VHDL یا verilog در يك فایل با پسوند vhd یا v نوشته مي شود این کد را

اصطلاحاً "سطح انتقال ثبات یا RTL گویند.

مرحله بعد سنتز کردن است :

در اولین مرحله کد را کامپایل مي کنیم تا کد اولیه به لیست عناصر یا netlist تبدیل شود

منظور از عناصر همان توصیف در سطح گیت است

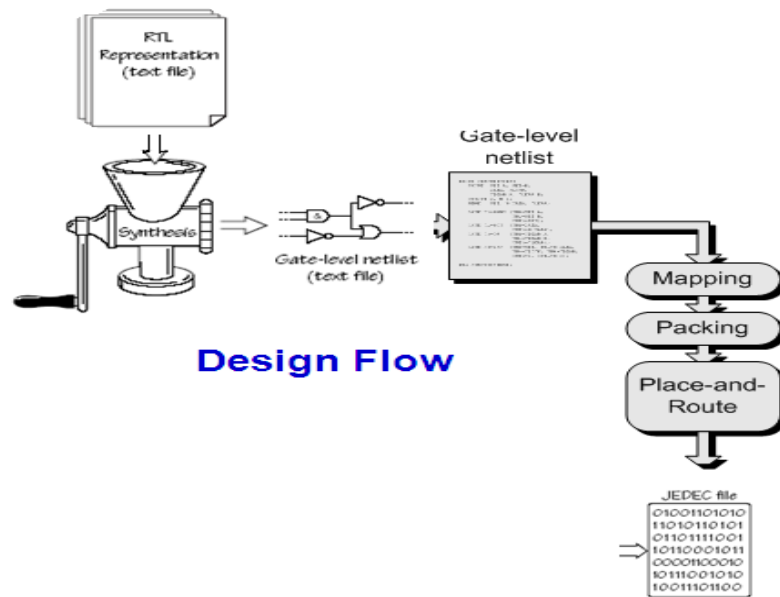
در مرحله دوم مدار طراحی شده از لحاظ سرعت و مساحت اشغالی بهینه مي شود

پس از آن مي توان شبیه سازی را انجام داد و نتایج موجود را بررسی و در صورت لزوم

تغییرات لازم را ایجاد کرده سپس مراحل قبل را تکرار نمود

در مرحله آخر به کمک نرم افزار تطبیق دهنده جایگذاری و تعیین مسیر (place and route)

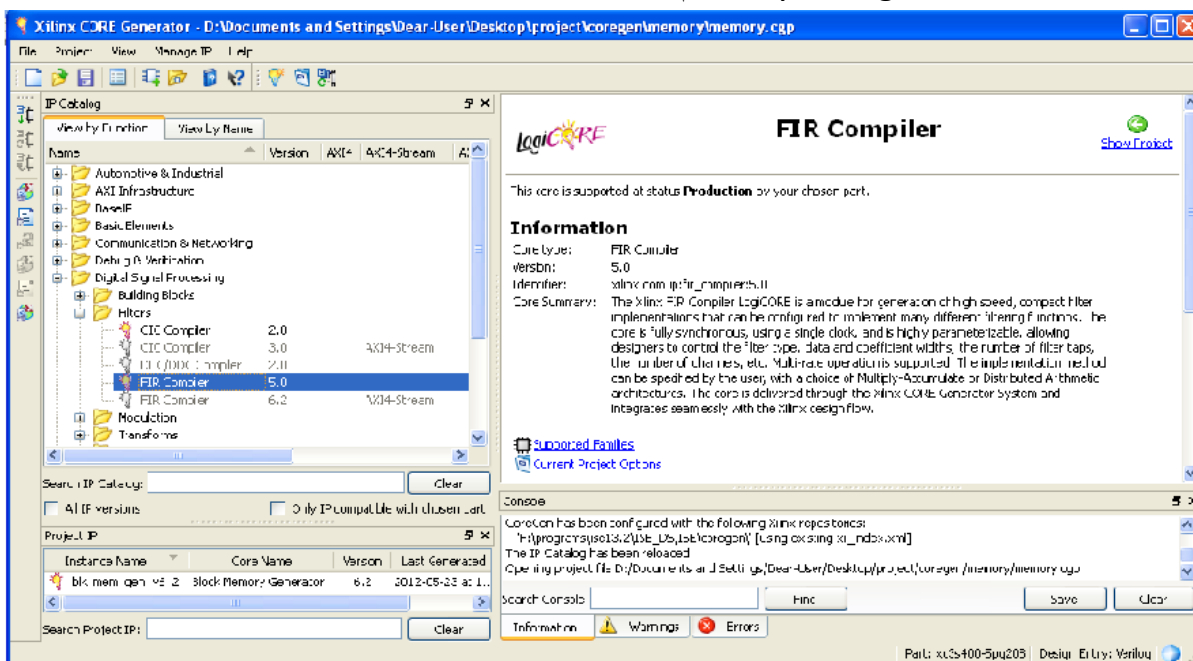
و در نتیجه تولید چیدمان فیزیکی انجام مي گردد.



شکل-۵-۰ فرایند طراحی در fpga

برای تولید کد HDL برای فیلتر دیجیتال می توان از ابزار core generator در نرم

افزار ise با system generator در نرم افزار متلب استفاده نمود .



شکل-۵-۱ ابزار core generator



## فصل دوم

تشریح کاربردهای فیلتر دیجیتال و نتایج شبیه سازی

Ecg lowpass filter

به منظور حذف فرکانسهای بالای ۱۰۰ هرتز از سیگنال ورودی ecg از یک

فیلتر پایین گذر FIR با مشخصات زیر استفاده می کنیم

FS=1000Hz

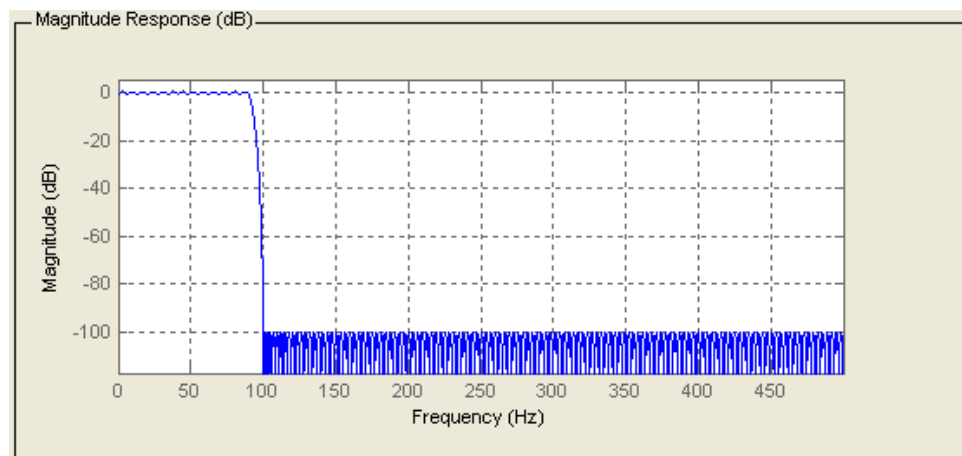
Fpass=90Hz

Fstop=100Hz

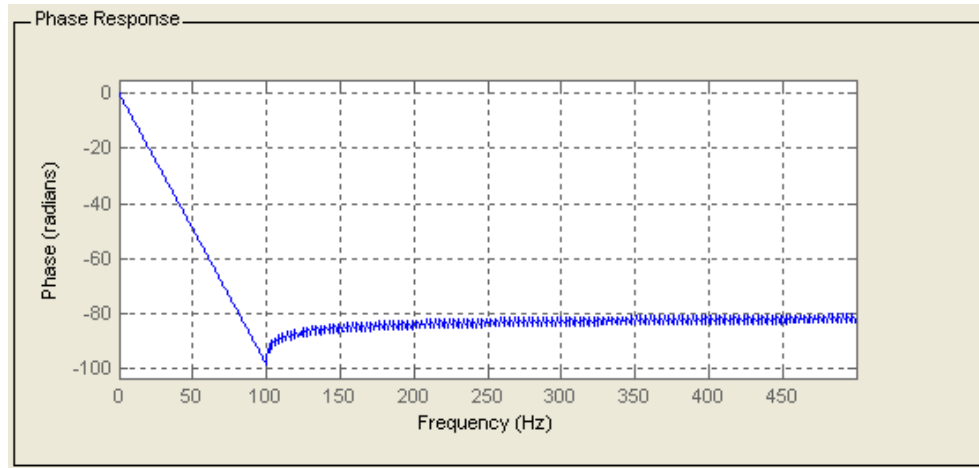
Apass=1db

Astop=100db

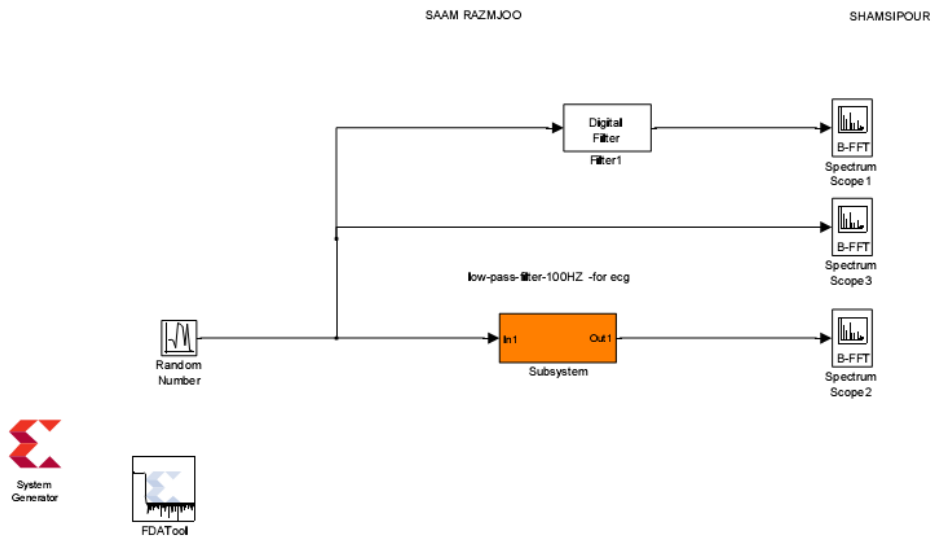
نمودار دامنه و فاز فیلتر طراحی شده به کمک Fdatool به صورت زیر می باشد



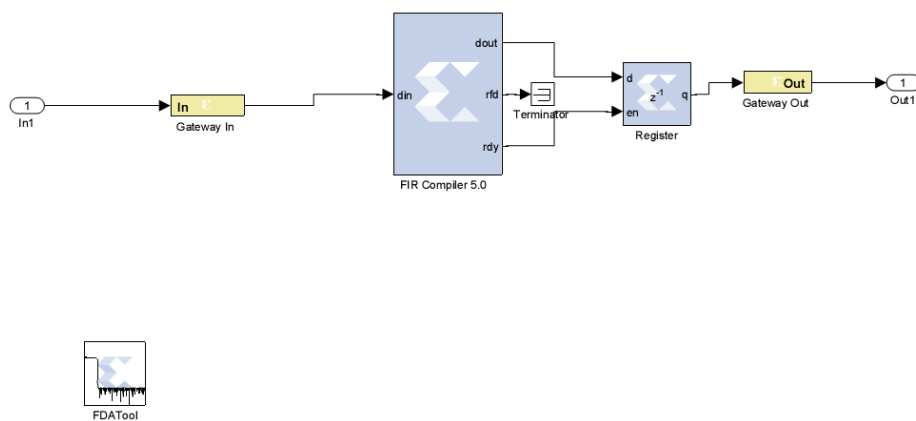
شکل ۱-۶ نمودار دامنه فیلتر طراحی شده



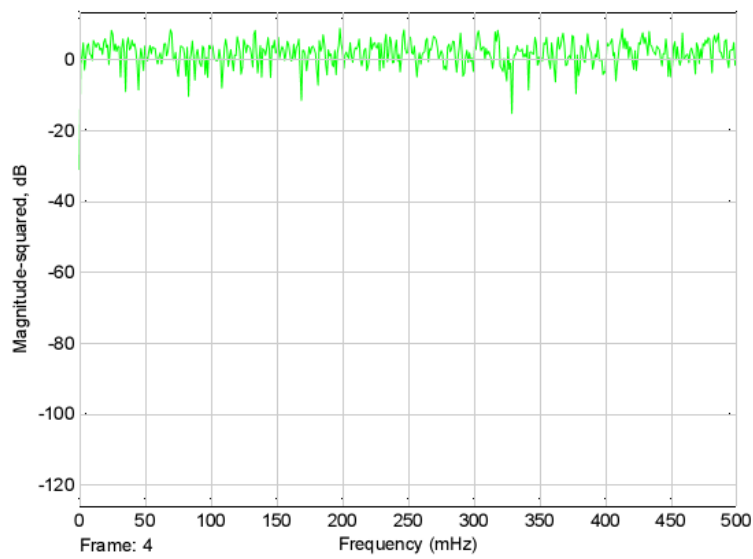
شکل ۲-۶ نمودار فاز فیلتر طراحی شده



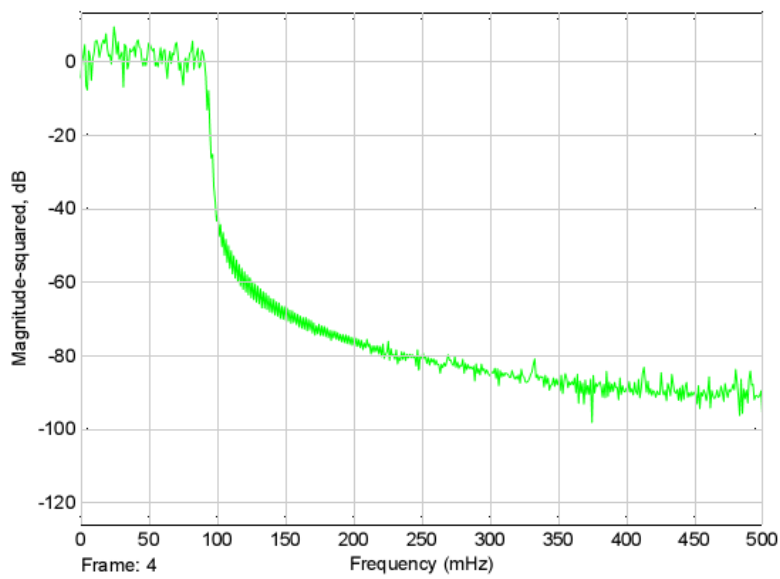
شکل ۳-۶ فیلتر ecg



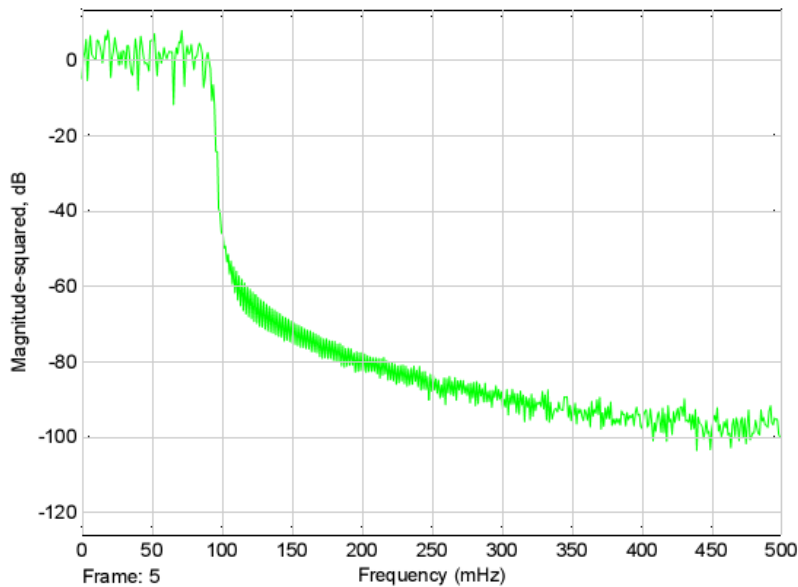
شکل ۴-۶ فیلتر ecg



شکل ۵-۶ سیگنال ورودی فیلتر



شکل ۶-۶ خروجی فیلتر FIR compiler



شکل ۶-۷ خروجی فیلتر متلب

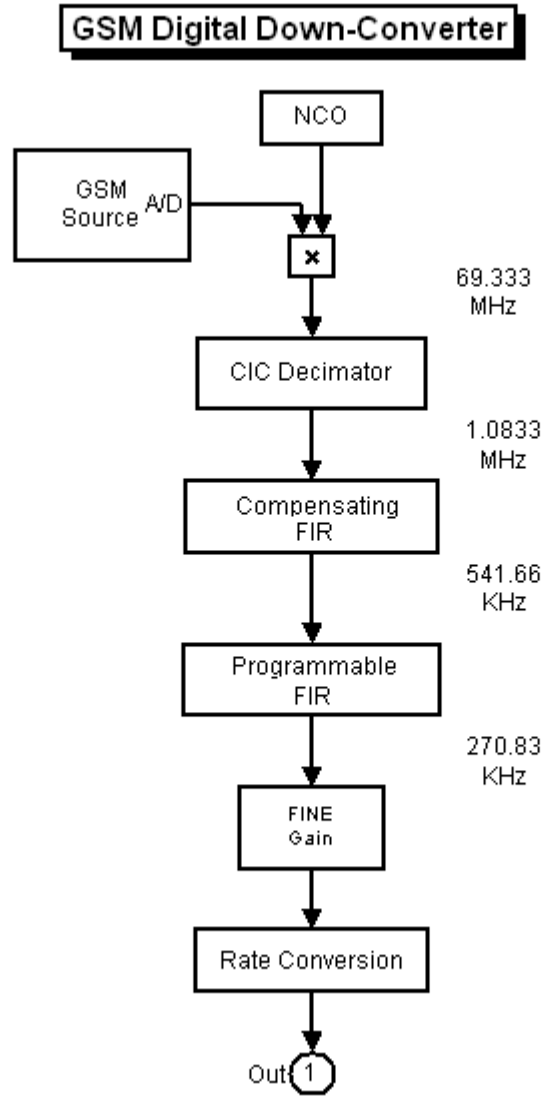
### Gsm down converter

مبدل کاهش دهنده دیجیتال (DDC) یکی از مهمترین بخشهای گیرنده های دیجیتال می باشد . وظیفه ی این بلوک پایین آوردن نرخ نمونه برداری سیگنال ورودی می باشد در این قسمت سیگنال ورودی توسط یک فیلتر میان گذر با فرکانس نمونه برداری حدود ۷۰ (MSPS) وارد می شود و عملیات های زیر روی آن انجام می گردد :

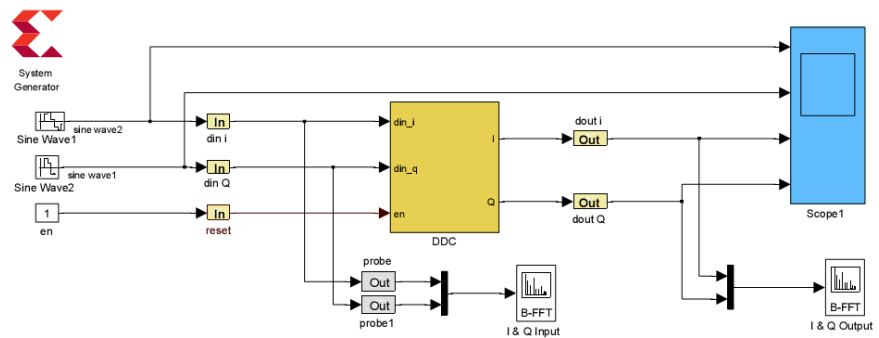
- کاهش فرکانس به کمک یک میکسر دیجیتال و یک اسیلاتور محلی
- فیلتر اینگ باند باریک پایین گذر و کاهش نرخ نمونه برداری به کمک فیلترهای FIR و CIC
- تنظیم گین

DDC یک سیگنال باند پایه با نرخ نمونه برداری ۲۷۰ (ksps) تولید می کند . در شکل زیر

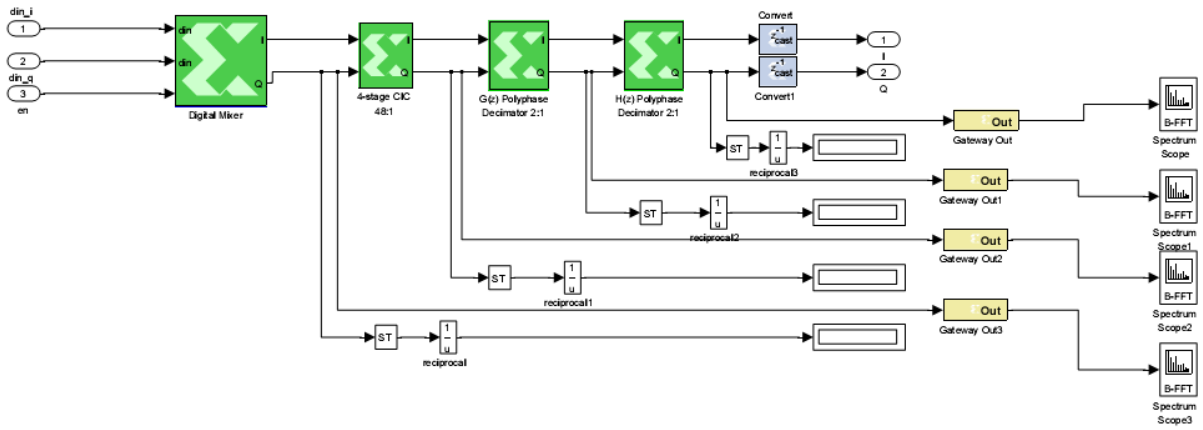
بلوک دیاگرام یک DDC نشان داده شده .



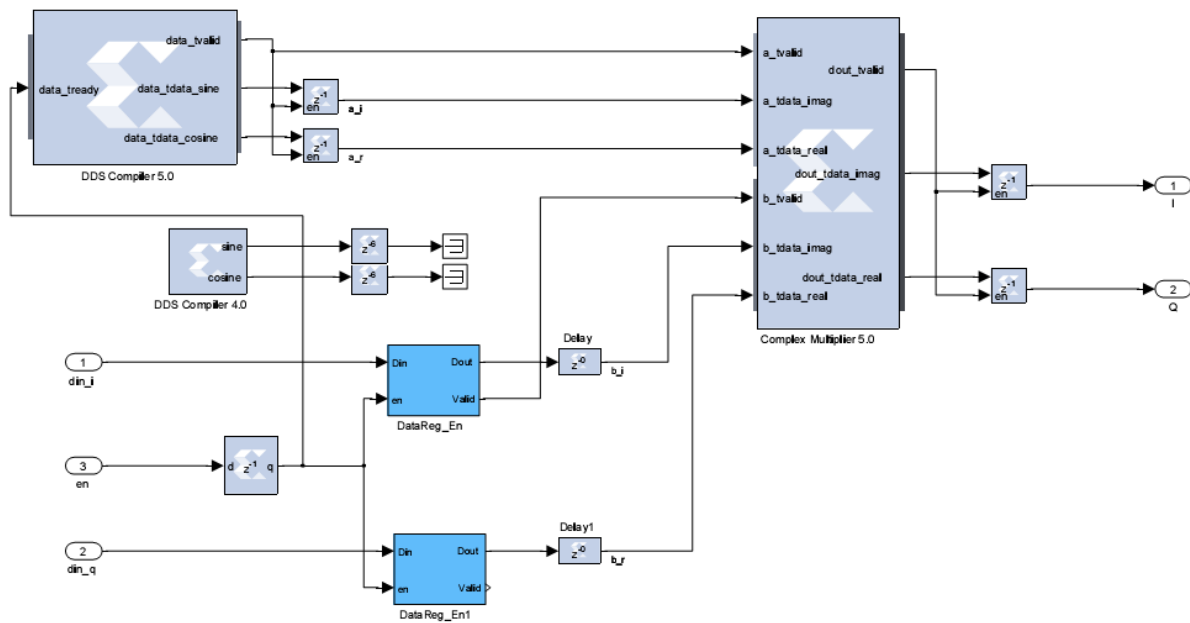
شکل ۸-۶ دیگرام بک gsm down converter



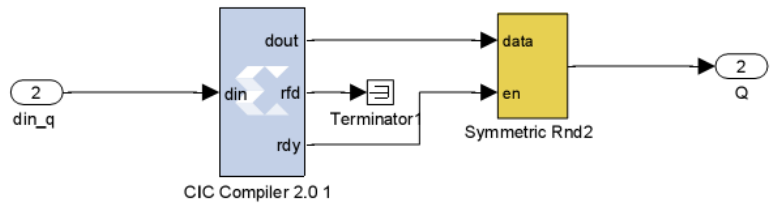
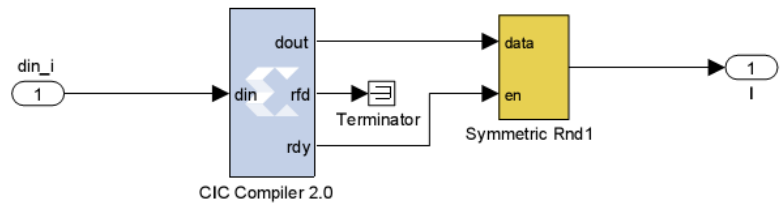
شکل ۹-۶ digital down converter (ddc)



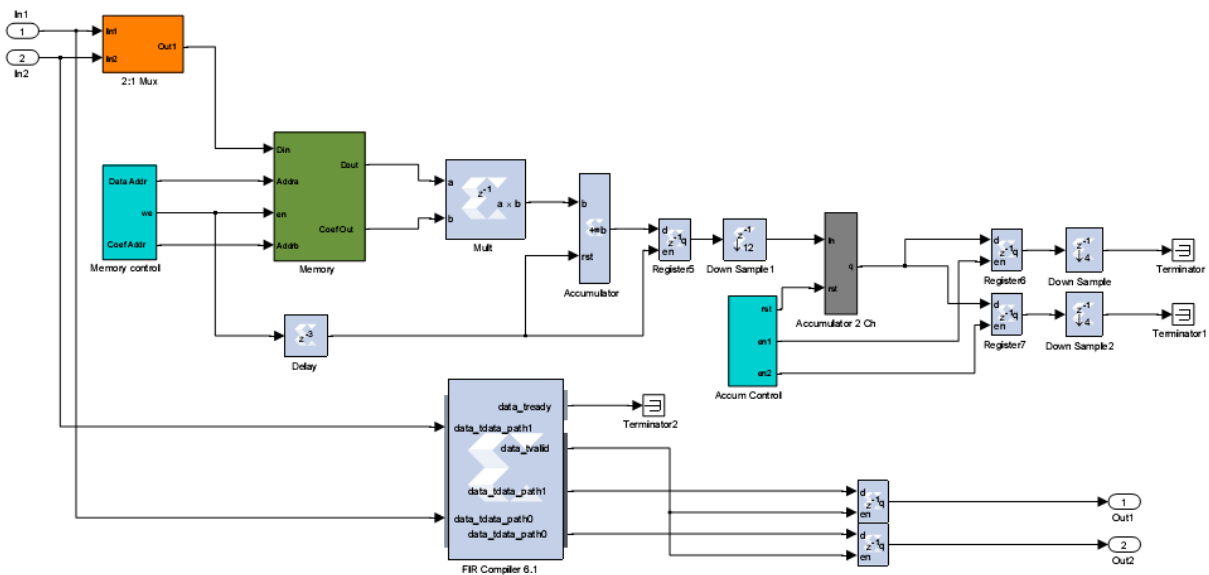
شکل ۱۰-۶ داخل ماژول ddc



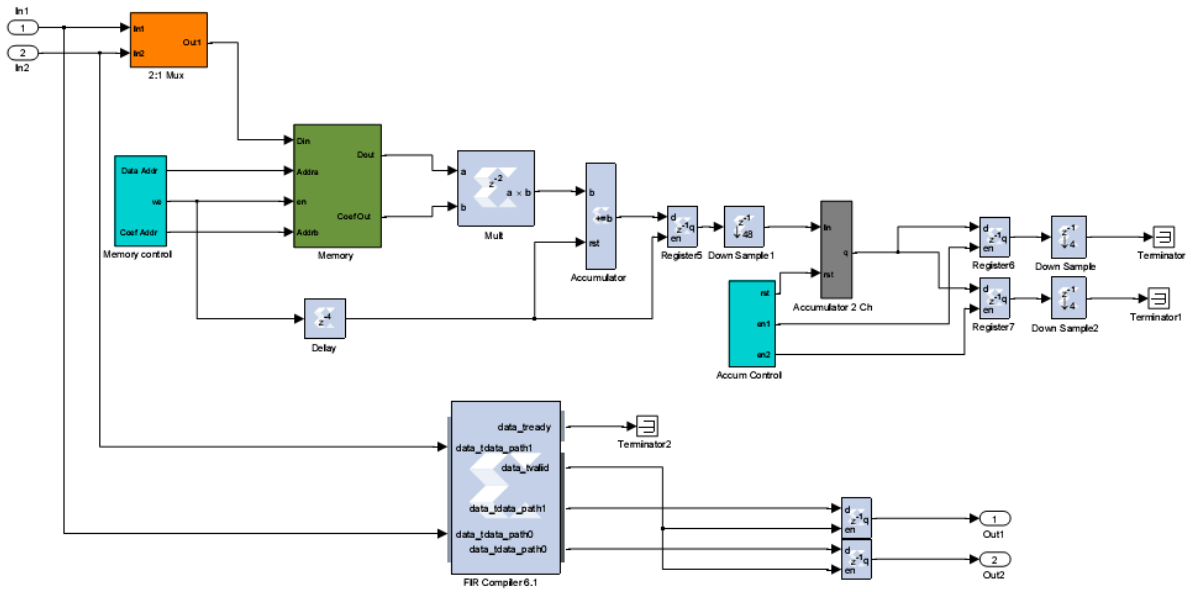
شکل ۱۱-۶ داخل ماژول میکسر



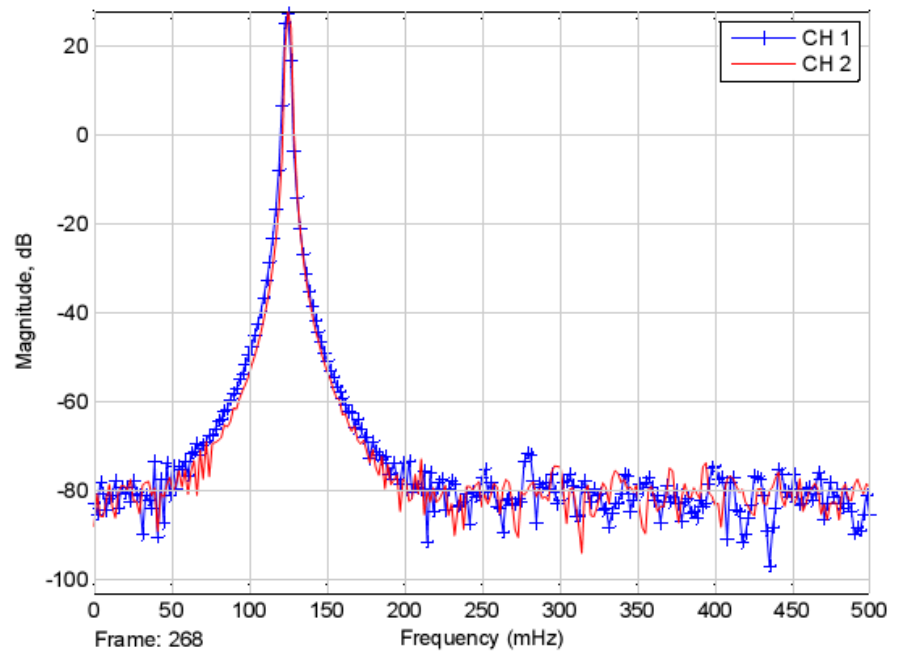
شکل ۶-۱۲ 4stage cic



شکل ۶-۱۳ G(z) polyphase decimator

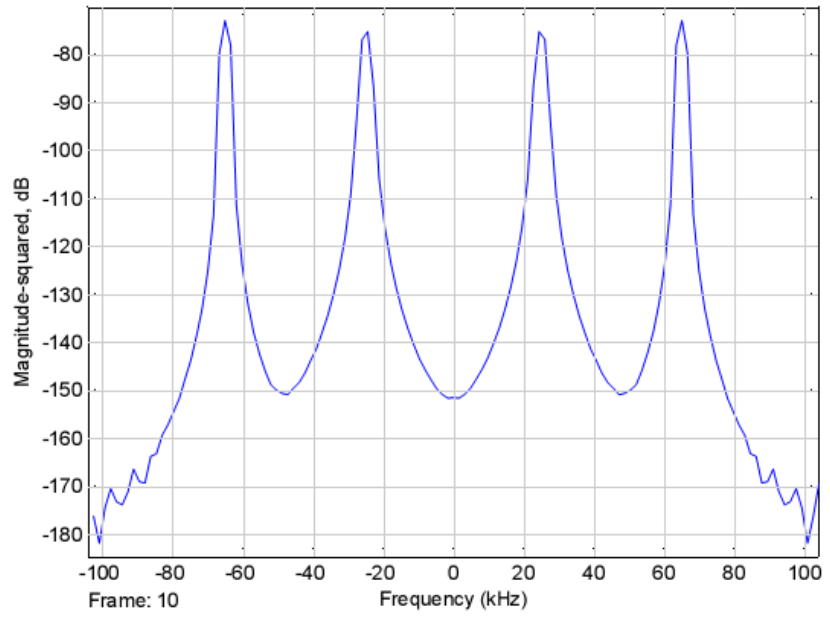


شکل ۶-۴ polyphase decimator  $H(z)$

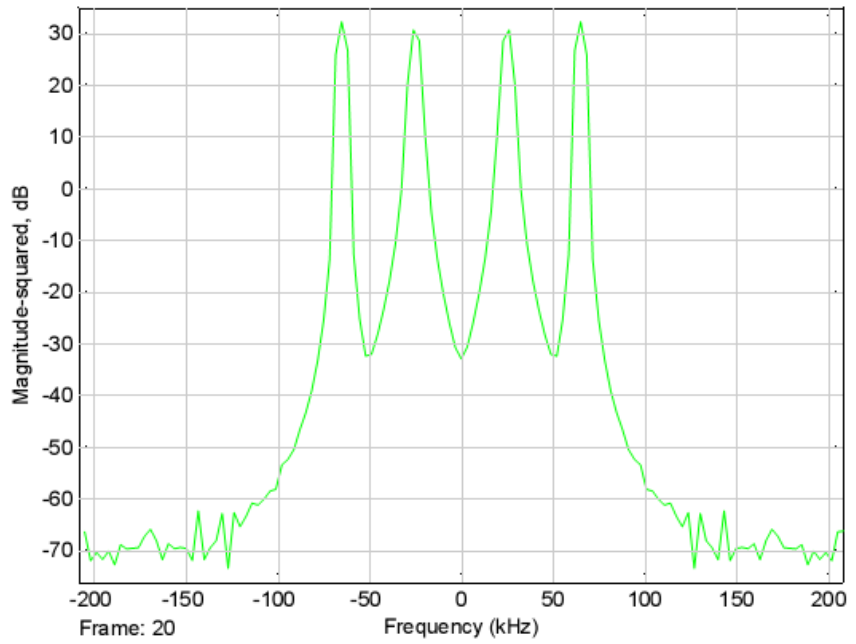


شکل ۶-۵ سیگنال ورودی

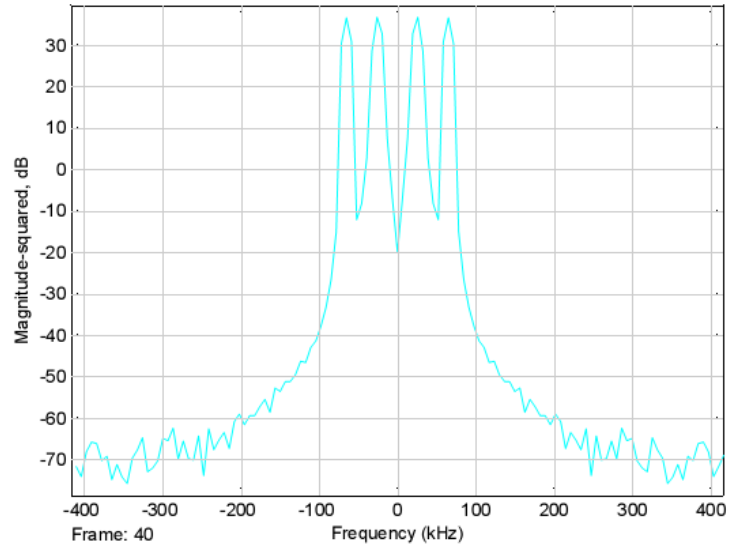




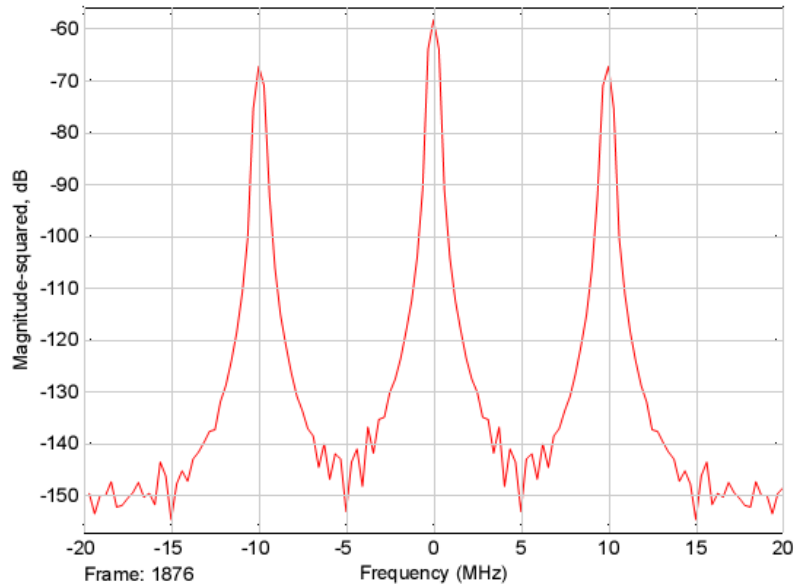
شکل ۱۶-۶ polyphase decimator  $H(z)$  - scope



شکل ۱۷-۶ polyphase decimator  $G(z)$  - SCOPE 1



شکل ۶-۱۸ -scope2 خروجی 4stage cic

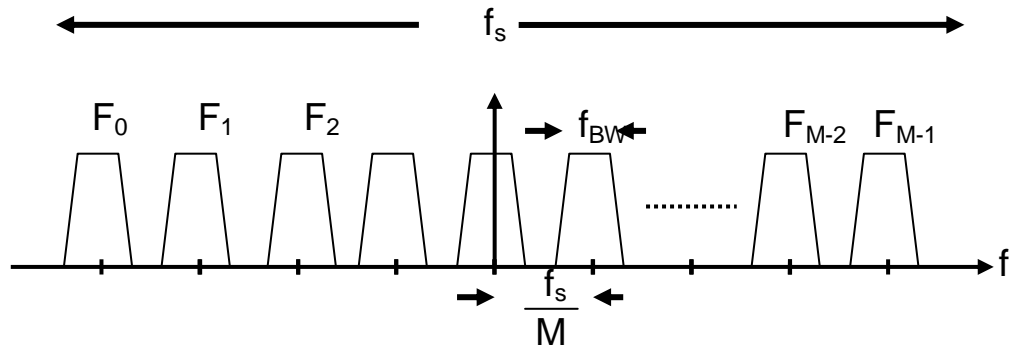


شکل ۶-۱۹ -scope3 خروجی میکسر دیجیتال

### کانالایزر پلی فاز

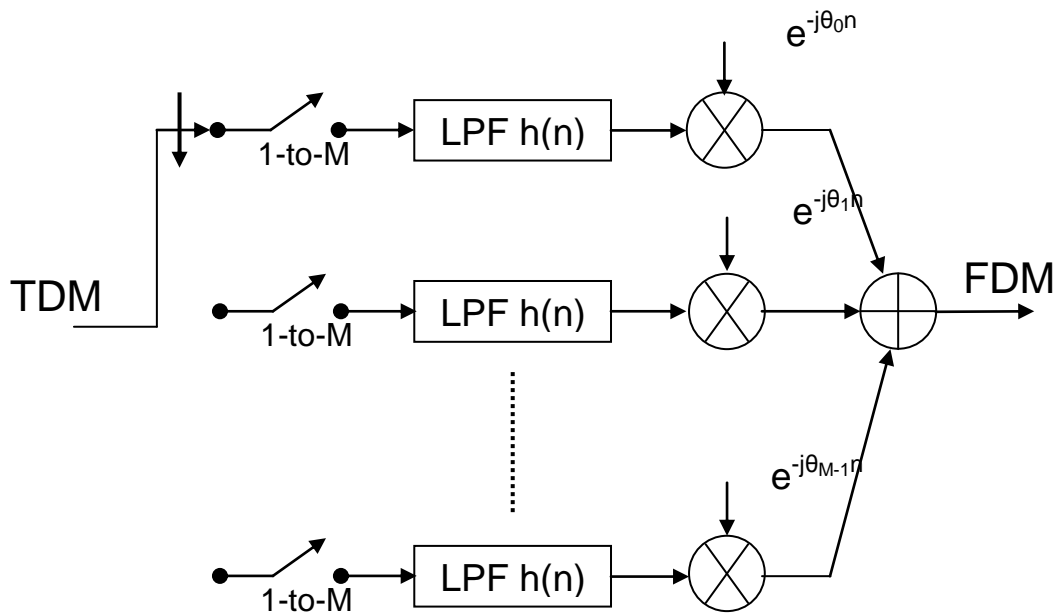
مقدمه

کانالایزر پلی فاز یک معماری بهینه برای پیاده سازی فرستنده دیجیتال چند کاناله برای تولید کانال های مالتی پلکس فرکانسی FDM می باشد . در شکل زیر طیف خروجی حاصل از مالتی پلکس فرکانسی کانال ها را نشان می دهد

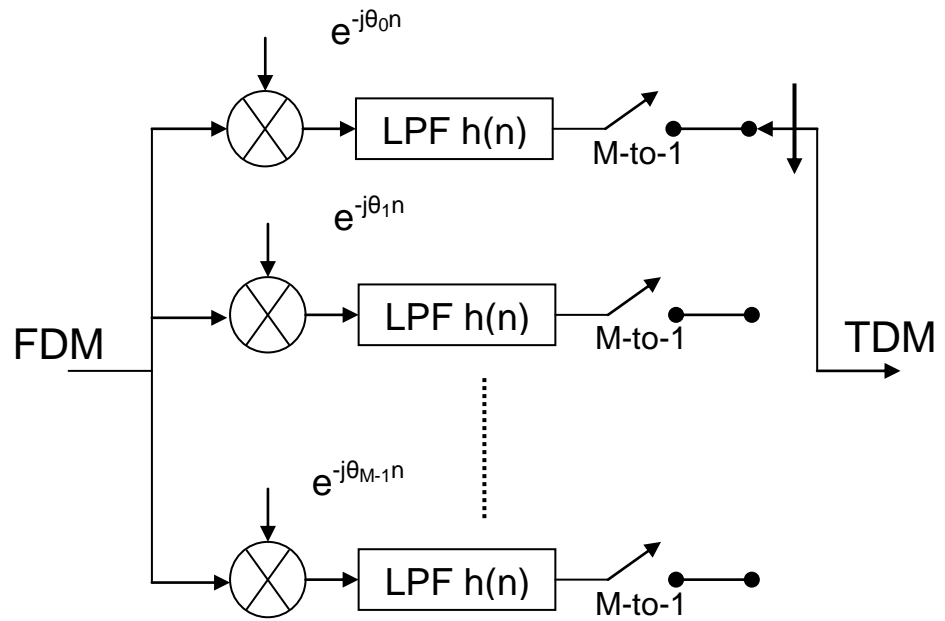


شکل ۶-۲۰ طیف خروجی ناشی از مالتی پلکس فرکانسی کانالها

دیاگرام های زیر یک کانالایزر مرسوم در را نشان می دهد

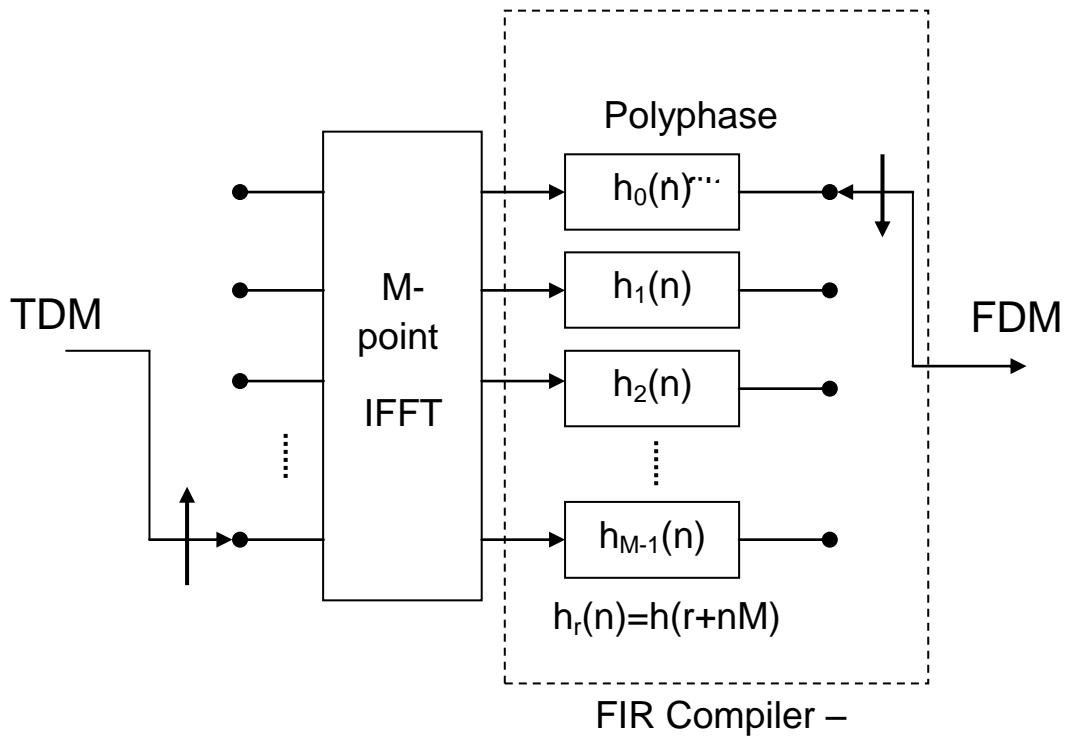


شکل ۶-۲۱ دیاگرام یک کانالایزر مرسوم - فرستنده

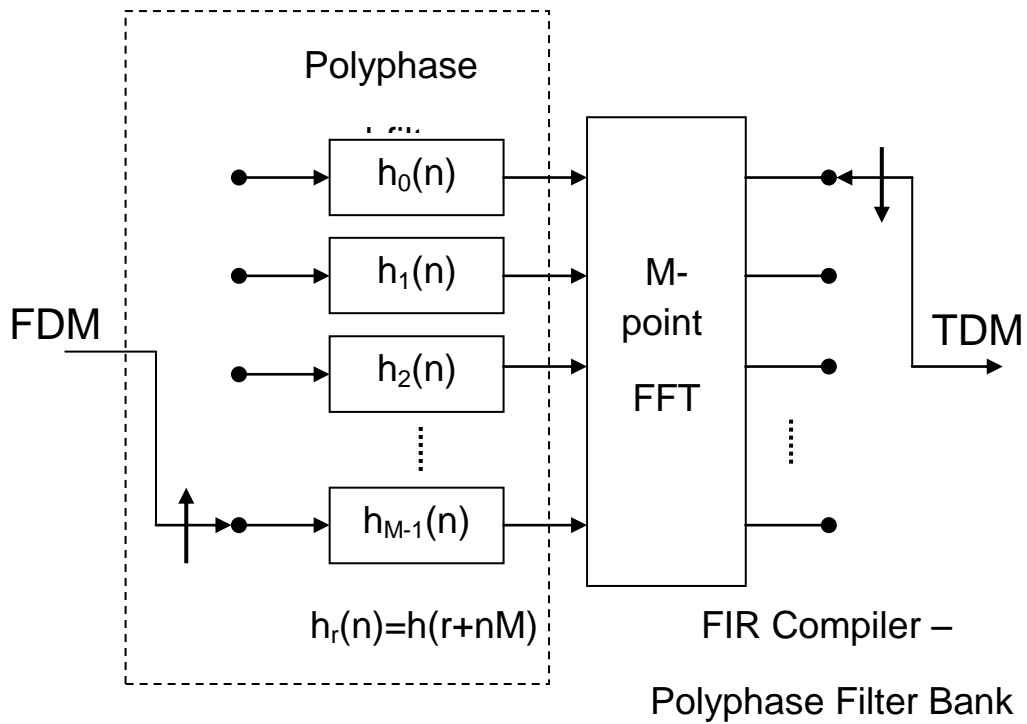


شکل ۶-۲۲ دیاگرام یک کانالایزر مرسوم - گیرنده

دیاگرام های زیر یک بانک فیلتری پلی فاز را نشان می دهد



شکل ۶-۲۳ کانالایزر به کمک فیلتر بانک - فرستنده

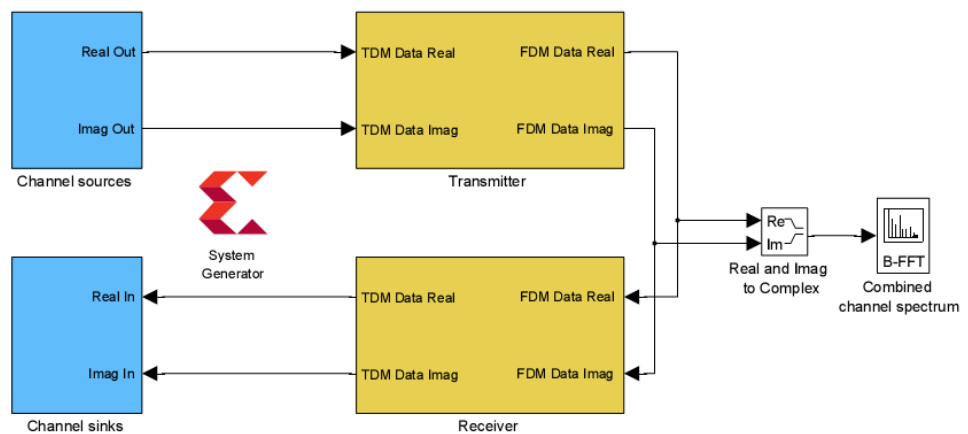


شکل ۶-۲۴ کانالایزر به کمک فیلتر بانک-گیرنده

در این طرح کانالایزر دارای ۸ کانال می باشد که نرخ نمونه برداری هر کانال 200K می باشد

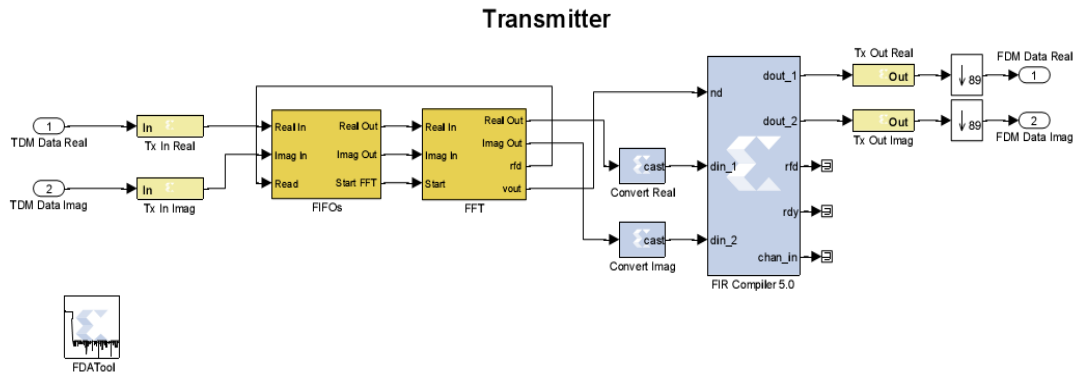
بنابراین پهنای باند سیگنال خروجی فرستنده و ورودی گیرنده برابر 1.6 MHz می باشد

### 8 Channel Polyphase Channelizer

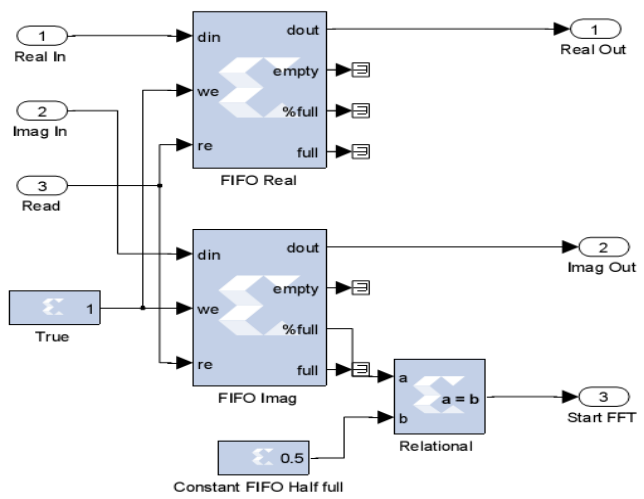


sasm razmjoo

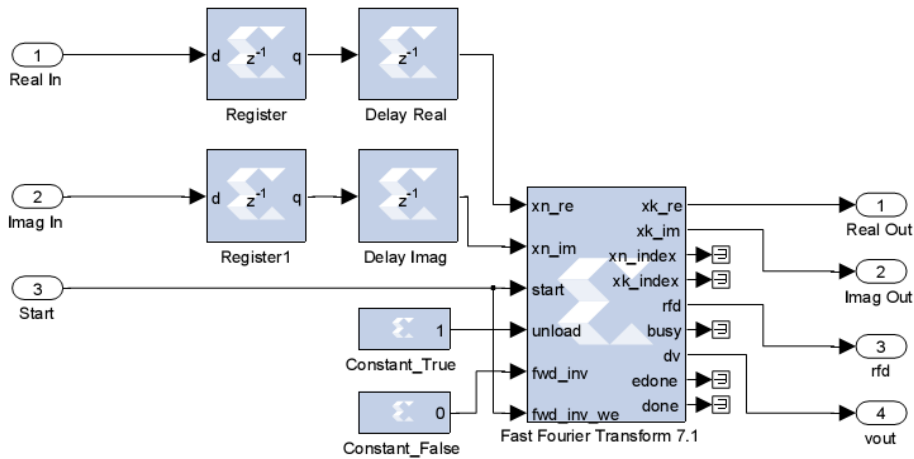
شکل ۶-۲۵ کانالایزر پلی فاز ۸ کاناله



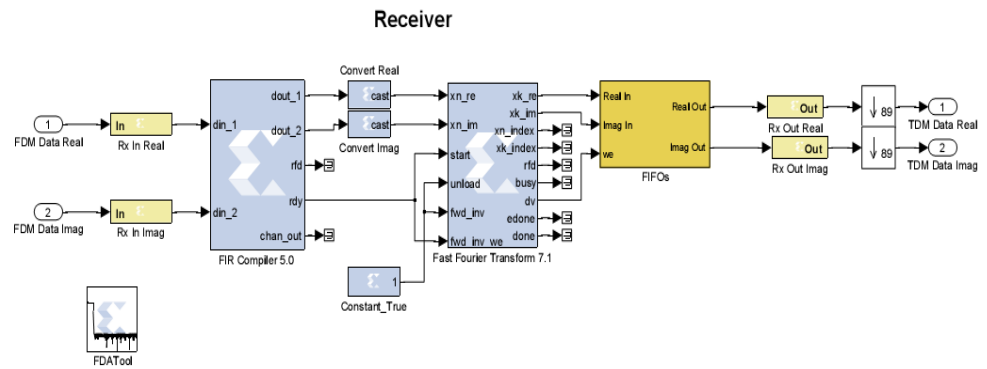
شکل ۶-۲۶ فرستنده ی کنالایزر پلی فاز ۸ کاناله



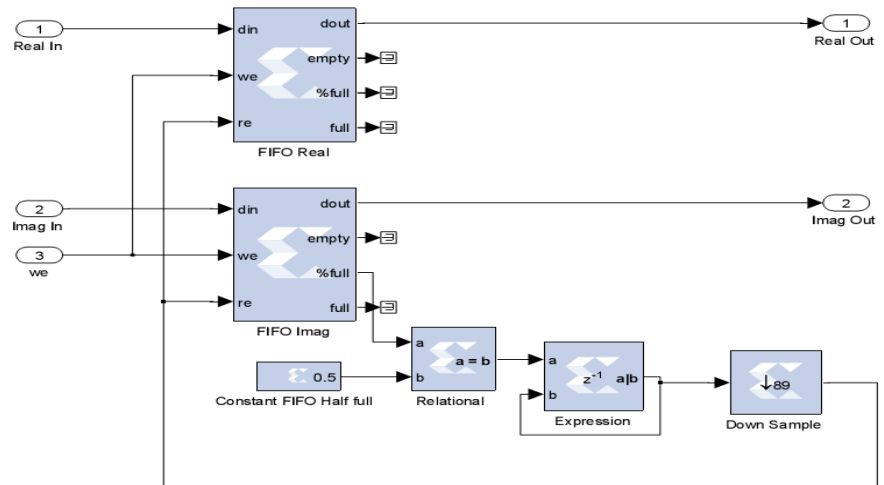
شکل ۶-۲۷ داخل بلوک fifo در فرستنده



شکل ۶-۲۷ داخل بلوک fft در فرستنده

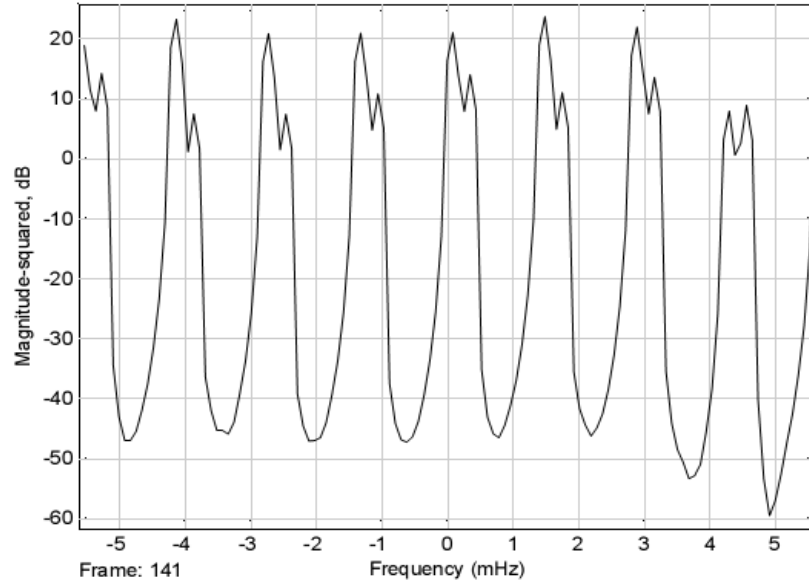


شکل ۶-۲۸ گیرنده ی کانالایزر پلی فاز ۸ کاناله



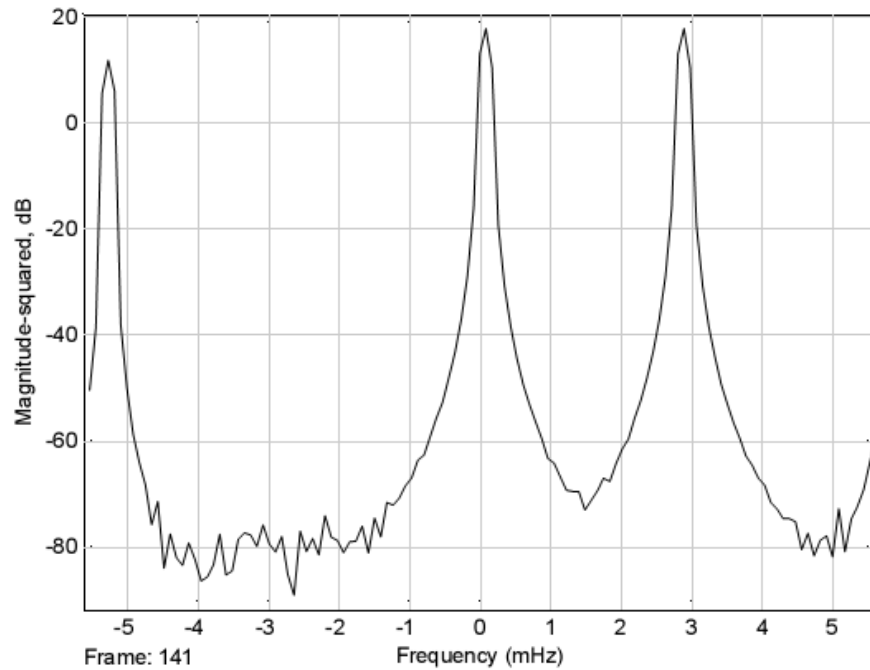
شکل ۶-۲۹ بلوک fifo - گیرنده

در شکل زیر سیگنال ورودی فرستنده را که بین ۸ کانال مالتی پلکس زمانی شده مشاهده می نمایید .



شکل ۶-۳۰ سیگنال ورودی فرستنده

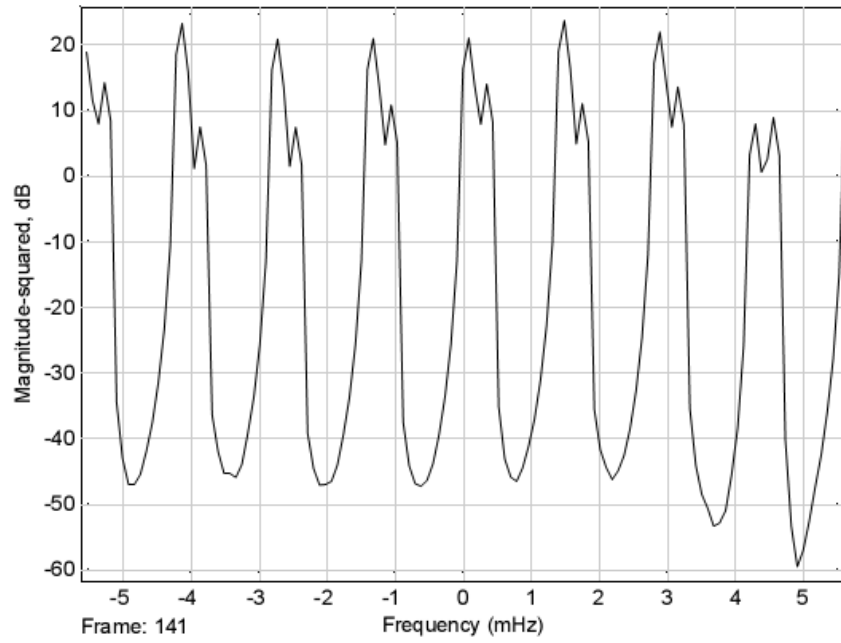
در شکل زیر سیگنال خروجی فرستنده را که مالتی پلکس فرکانسی شده مشاهده می نمایید



شکل ۶-۳۱ سیگنال خروجی فرستنده

در شکل زیر سیگنال خروجی گیرنده را که دمالتی پلکس فرکانسی شده را مشاهده می نمایید





شکل ۶-۳۲ سیگنال خروجی گیرنده

## فصل سوم

### تجربیات و پیشنهادات

در این پروژه ما به بررسی کاربردهای برخی از فیلترهای دیجیتال نحوه ی طراحی و پیاده سازی آنها پرداختیم و در نهایت برای سه کاربرد مختلف فیلتر دیجیتال لازم را طراحی و شبیه سازی نمودیم در ابتدای این پروژه تصمیم بر این بود که فیلتر برای روی یک fpga پیاده سازی گردد پس از خریداری تراشه ی xc3s400 از خانواده ی spartan3 شرکت xilinx در مرحله ی mapping به این نتیجه رسیدیم که ظرفیت این تراشه برای پیاده سازی یک فیلتر دیجیتال قابل قبول بسیار پایین می باشد به دلیل بالا بودن قیمت fpga ای که بتوان یک فیلتر دیجیتال قابل قبول را روی آن پیاده سازی کرد این بخش از پروژه حذف گردید . بنابراین پیشنهاد من به کسانی که قصد پیاده سازی سخت افزاری یک الگوریتم را روی fpga دارند این است که ابتدا این مسئله را بررسی نمایند و تا حد امکان نیز خرید قطعات را به قسمت آخر پروژه محول کنند تا در صورت ایجاد تغییر در سخت افزار یا عدم قابلیت پیاده سازی متحمل ضرر مالی نگردند .

یکی از موضوعات دیگری که می تواند در این حوزه به عنوان پروژه مطرح گردد طراحی و پیاده سازی بانک های فیلتری به دلیل کاربرد روز افزون آن در حوزه های مختلف می باشد .

- ۱- Real-Time Digital Signal Processing Implementations and Applications  
Second Edition Sen MKuo Northern Illinois University, USA  
Bob H Lee Ingenient Technologies Inc., USA  
Wenshun Tian UTStarcom Inc., USA
- ۳- digital signal processing system analysis and design  
Paulo S .R Diniz , Edvardo A.B da silva & segio L.Netto
- ۳- digital signal processing a computer based approach senjit K Mitra
- ۴- Multirate digital signal processing Ronald E. Crochiere
- ۵- مرجع کامل طراحی با fpga تالیف فرزاد شکاری
- ۶- طراحی دیجیتال پیشرفته با verilog HDL تالیف میلکه چیلتی ترجمه فرزاد شکاری
- ۷- [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)