

بسم الله الرحمن الرحيم



سیستم های مخابراتی – دکتر بهروزی

تمرین سری اول متلب

موعد تحویل : 18 آبان 1397

نام و نام خانوادگی : مهرسا پوریا

شماره دانشجویی : 95101247

دانشگاه صنعتی شریف - دانشکده مهندسی برق - پاییز 97

## سوال اول - بررسی مدولاسیون AM و آشکار سازی آن

فرض می کنیم می خواهیم سیگنال پیام  $x(t)$  را ارسال کنیم.

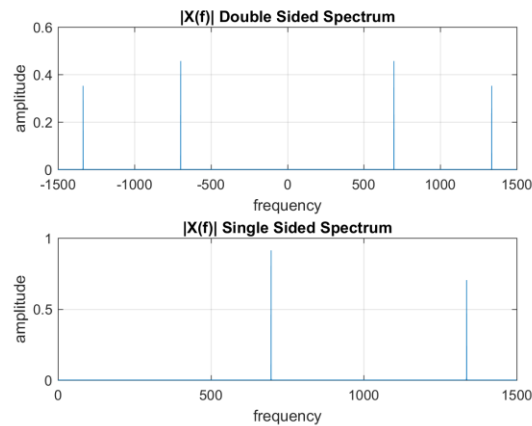
$$x(t) = \sin(2\pi \times 697 t) + \sin(2\pi \times 1336 t)$$

طیف این سیگنال به صورت زیر است :

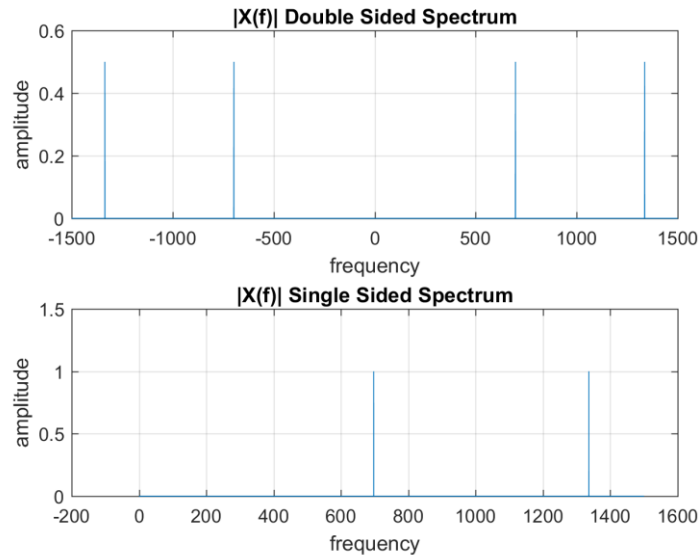
$$X(f) = \frac{1}{2}j(\delta(f + 697) - \delta(f - 697) + \delta(f + 1336) - \delta(f - 1336))$$

$$|X(f)| = \frac{1}{2}(\delta(f + 697) + \delta(f - 697) + \delta(f + 1336) + \delta(f - 1336))$$

حال به وسیله ی متلب نرخ نمونه برداری 3000 (با توجه به قضیه نای کوئیست نرخ نمونه برداری باید حداقل  $2672=1336*2$  باشد.) و طول سیگنال 30001 و تابع fft اندازه طیف سیگنال را به صورت زیر رسم می کنیم.



مشاهده می کنیم که در فرکانس های 697 و 1336 دو ضربه می بینیم اما دامنه این ضربه ها ۱ نیست و حتی با هم تفاوت دارد که دلیل این امر آن است که در الگوریتم DFT که تابع FFT متلب از آن استفاده می کند فرکانس ها به صورت ضرایب  $F_s/N$  قرار می گیرند که  $F_s$  فرکانس نمونه برداری و  $N$  طول سیگنال در حوزه ی زمان است. هنگامی که فرکانس سیگنالی با این بازه های گفته شده تطابق ندارد ، تخمین دامنه طیف سیگنال دارای خطا می شود ؛ چون مقداری از اطلاعات مفید دور ریخته می شود. در طیف رسم شده ما فرکانس ها ضرایب صحیح  $3000/30001$  است و چون این مقدار دقیق نمی شود بنابراین 697 و 1366 دقیقاً برابر ضرایب صحیح آن نیست و این دلیل مشکل به وجود آمده در دامنه است. برای رفع این مشکل می توان طول سیگنال را به 30000 رساند تا نسبت گفته شده دقیقاً یک دهم شود و فرکانس ها دقیقاً ضرایب فرکانس های bin های fft متلب شوند ؛ نتیجه در این حالت به صورت زیر است :



مشکل دیگر این است که بر خلاف خود تابع ضربه که فقط در خود نقطه مقدار دارد ؛ با توجه به الگوریتم dft با مشکل دقیق نبودن فرکانس ها و اینکه در فرکانس های نزدیک به محل وقوع ضربه ها دامنه ی غیر صفر داشته باشیم ؛ مواجه هستیم ، که با افزایش طول سیگنال زمانی (تعداد نمونه ها) می توان این مشکل را تا حد خوبی حل کرد. کم بودن تعداد نمونه ها به طور کل باعث می شوند نمونه برداری دقت خوبی نداشته باشد. (به دلیل اینکه فضای کامپیوتر محدود است ما در واقع تقریب های گسسته از سیگنالها را در نظر می گیریم که همین خود خطا به وجود می آورد).

حال سیگنال پیام را به صورت AM و به فرم زیر مخابره می کنیم :

$$m(t) = (1 + \mu x(t)) \cos(2\pi * 50000)$$

اندازه سیگنال نیز باید نرمالایز شود از آنجا که سیگنال اصلی بین -2 و 2 است باید تقسیم بر 2 شود که این اثر را در اینجا در همان  $\mu$  مدولاسیون در نظر می گیریم. بنابر این  $\mu$  باید عددی بین 0 و 0.5 باشد.

جز جدا نشدنی کانال های مخابراتی نویز است.

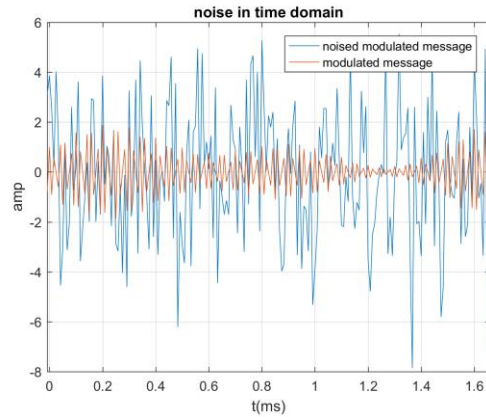
2. AWGN : (Additive White Gaussian noise) نویز سفید گاوسی جمعی ، یک مدل نویز پایه ای است که در واقع مدل بسیاری از نویز هایی است که در محیط ( در اینجا کانال مخابراتی ) رخ می دهد. به آن جمعی می گویند چون با سیگنال اصلی جمع می شود؛ یعنی سیگنال دریافتی مجموع سیگنال اصلی و این نویز است. سفید به خاطر اینکه در تمامی طیف فرکانسی توان یکنواخت دارد ؛ یعنی چگالی طیف آن تقریباً ثابت است. (تعبیر دیگر سفید بودن مستقل بودن درایه های نویز از هم است.) همچنین توزیع این نویز در حوزه ی زمان گاوسی (نرمال) با میانگین صفر است.

3. نویز سفید گاوسی با واریانس 7 با سیگنال پیغام (یک ثانیه از پیغام (120000 نمونه) را انتخاب می کنیم ، نرخ نمونه برداری هم 120000 است.) جمع می کنیم. ( $\mu$  را برابر 0.5 می گیریم.)

دستور randn با گرفتن طول n برداری به طول n تولید می کند که درایه های آن مستقلاً از هم دارای توزیع گاوسی با میانگین صفر و واریانس 1 هستند. می دانیم اگر  $y=ax+b$  باشد واریانس  $y$  ،  $a^2$  برابر

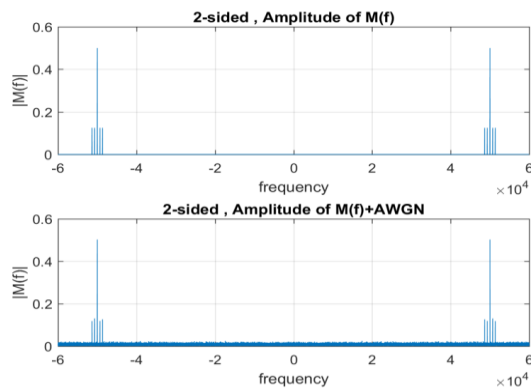
واریانس  $x$  است. بنابراین برای خواسته سوال ، باید رادیکال هفت برابر خروجی `randn` به طول سیگنال پیغام را با خود پیغام مخابره شده جمع کرد.

اثر نویز در دامنه زمان بسیار مخرب و به صورت زیر است :

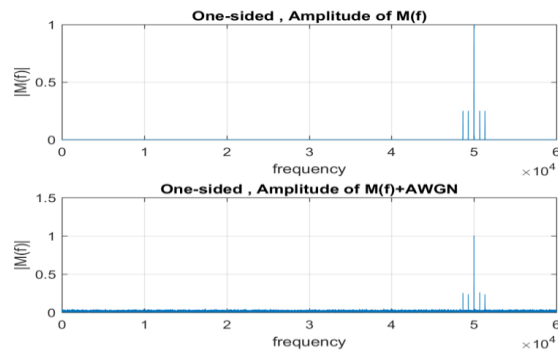


4. حال تبدیل فوریه ی سیگنال مخابره شده و سیگنال دریافتی ( مجموع سیگنال مخابره شده و نویز سفید گاوسی را رسم می کنیم). نتیجه به صورت زیر است :

طیف دو طرفه :



طیف یک طرفه :



ملاحظه می کنیم طیف سیگنال مخابره شده با محاسبات نظری همخوانی دارد. نویز اضافه شده در همه ی فرکانس ها مولفه هایی به طیف اضافه کرده است و باعث تفاوت دامنه مولفه های فرکانسی قبلی (دامنه ضربه ها) شده است. توان نویز در مولفه های فرکانسی متفاوت تقریباً یکنواخت است.

$$M(f) = (1 + \mu X(f)) * F(\cos(2\pi \times 50000)) = (1 + \mu X(f)) * \frac{1}{2}(\delta(f - 50000) + \delta(f + 50000))$$

$$X(f) = \frac{1}{2}j(\delta(f + 697) - \delta(f - 697) + \delta(f + 1336) - \delta(f - 1336))$$

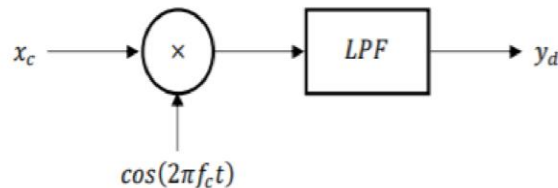
$$M(f) = \frac{1}{2}\delta(f - 50000) + \frac{1}{2}\delta(f + 50000) + \frac{1}{4}\mu j(-\delta(f - 50000 - 697) - \delta(f - 50000 - 1336) + \delta(f - 50000 + 697) + \delta(f - 50000 + 1336) - \delta(f + 50000 - 697) - \delta(f + 50000 - 1336) + \delta(f + 50000 + 697) + \delta(f + 50000 + 1336))$$

$$|M(f)| = \frac{1}{2}\delta(f \pm 50000) + \frac{1}{4}\delta(f \pm 50697) + \frac{1}{4}\delta(f \pm 51336) + \frac{1}{4}\delta(f \pm 48664) + \frac{1}{4}\delta(f \pm 49303)$$

فرض کنیم  $\mu = 0.5$  ، پس داریم :

$$|M(f)| = \frac{1}{2}\delta(f \pm 50000) + \frac{1}{8}\delta(f \pm 50697) + \frac{1}{8}\delta(f \pm 51336) + \frac{1}{8}\delta(f \pm 48664) + \frac{1}{8}\delta(f \pm 49303)$$

5. می خواهیم از سیستم زیر برای آشکار سازی سیگنال پیام استفاده کنیم. مشخصات فیلتر را به صورت نظری به دست می آوریم . (نرخ نمونه برداری در این حالت باید در ابتدا بیشتر از 10500 کیلو هرتز باشد و چون در ادامه  $2f_c$  ظاهر می شود بهتر است از 200 کیلو هرتز بیشتر باشد. که ما آن را 2000 کیلو هرتز می گیریم.)



$$\begin{aligned} & (m(t) + N) \times \cos(2\pi \times 50000t) \\ &= (1 + \mu x(t)) \times \cos(2\pi \times 50000t) \times \cos(2\pi \times 50000t) + N \cos(2\pi \times 50000t) \\ &= (1 + \mu x(t)) \times \frac{1 + \cos(4\pi \times 50000t)}{2} + N \cos(2\pi \times 50000t) \end{aligned}$$

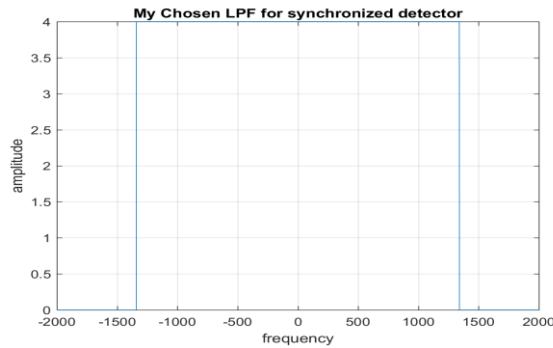
مولفه های کسینوسی عبارت بدون نویز با عبور از فیلتر پایین گذر حذف می شوند چون فرکانس بسیار بالاتری از پهنای باند معقول برای فیلتر دارند. فرکانس قطع فیلتر باید به گونه ای باشد که مولفه های خود سیگنال اصلی حفظ شود بنابراین باید حداقل 1336 باشد و هر چه این مقدار کمتر باشد بهتر است چون توان کمتری از نویز را عبور می دهد. (در این مثال برابر 1340 می گیریم.) گین را برابر  $\frac{2}{\mu}$  (چون میو را 0.5

گرفته بودیم دامنه در اینجا 4 است.) در نظر می گیریم تا ضرب  $x(t)$  به یک برسد بنابراین سیگنال نهایی آشکار شده به صورت زیر است : (  $f$  تابعی از نویز است.)

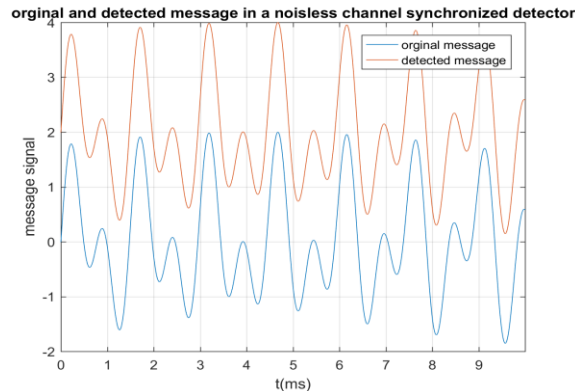
$$y(t) = \frac{1}{\mu} + x(t) + f(N)$$

فیلتر را ایده آل در نظر می گیریم و توسط یک رکت مدل کرده و در حوزه ی فرکانس در سیگنال ضرب می کنیم. سپس به وسیله ی ifft فوریه وارون می گیریم. نتیجه ی شبیه سازی به صورت زیر است : ( هر دو حالت با وجود نویز و عدم آن را رسم کرده ایم.)

فیلتر ایده آل طراحی و استفاده شده :

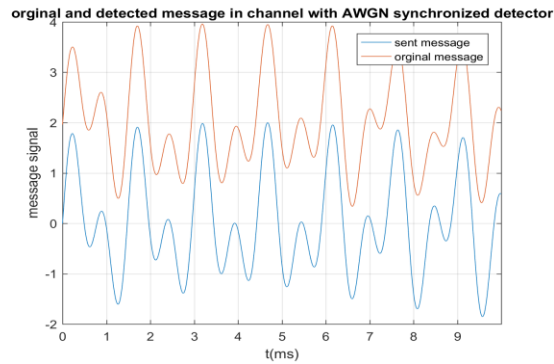


برای کانال بدون نویز :



همانگونه که ملاحظه می کنیم در حالت بدون نویز تغییرات سیگنال آشکار شده با فیلتر گفته شده دقیقا مشابه سیگنال اصلی است و فقط یک تفاوت سطح DC به اندازه  $\frac{1}{\mu}$  در اینجا 2 با سیگنال اصلی دارد که با محاسبات نظری همخوانی دارد.

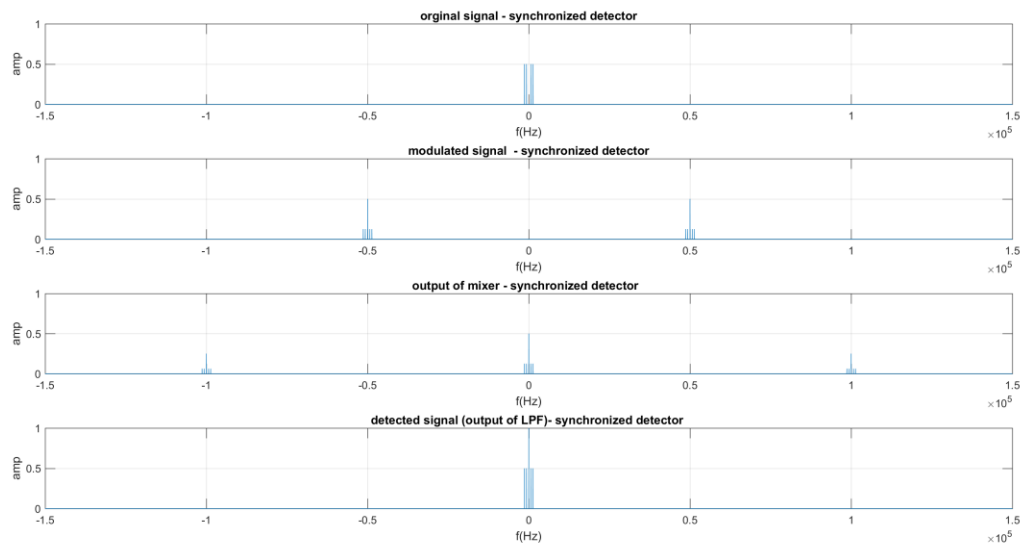
برای کانال مخابراتی با نویز AWGN :



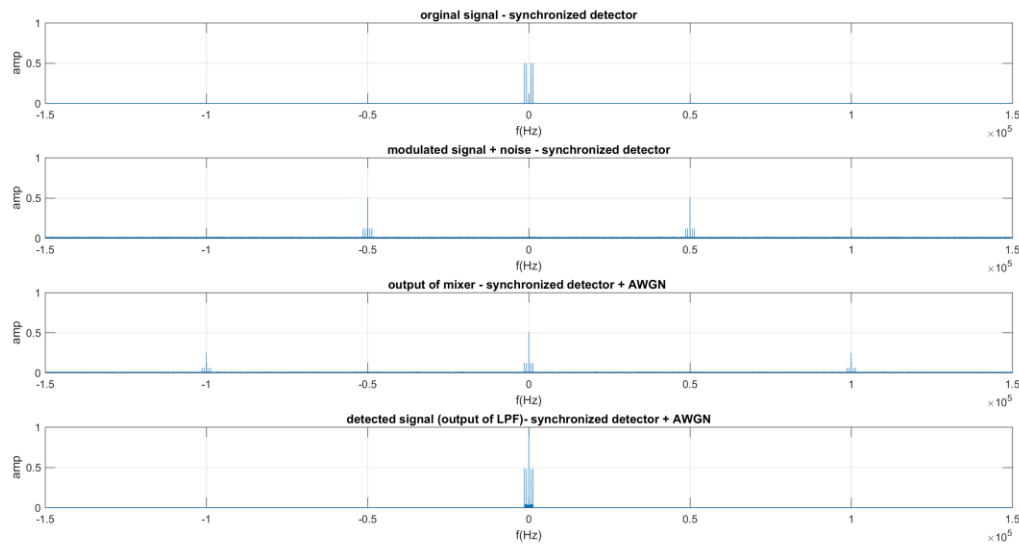
در این حالت نویز بر روی شکل سیگنال دریافتی اثر می گذارد و علاوه بر اختلاف DC حالت بدون نویز کل شکل سیگنال دچار تغییرات می شود و این به دلیل وجود مولفه های نویز در همه ی باند های فرکانسی است که حتی از فیلتر پایین گذر نیز عبور کرده اند و باعث تخریب شکل سیگنال شده اند. دلیل اینکه هر چه پهنای باند فیلتر کمتر باشد بهتر است نیز این است که مولفه های نویز کمتری از فیلتر عبور کنند. البته شکل کلی سیگنال با تقریب خوبی حفظ شده است اما مقادیر و نسبت پیک ها بر اثر نویز تغییر کرده اند.

طیف ها در صورت سوال خواسته نشده اند اما برای شهود بهتر آنها را در مراحل مختلف رسم می کنیم:

حالت بدون نویز :



با فرض وجود نویز :



6. فرض می کنیم فرکانس و فاز سیگنال نوسان ساز در محل گیرنده به مقدار اندکی با سیگنال اصلی تفاوت داشته باشد. در نتیجه میتوان سیگنال نوسان ساز محلی را به صورت زیر نوشت:

$$s(t) = A_{LO} \cos((w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) \quad \Delta \varphi = 5^\circ \quad \Delta w = 0.01 w_c$$

با فرض بخش قبل که فرکانس carrier، 50khz، بود؛ بخش 5 را تکرار می کنیم. ضریب  $A_{LO}$  را نیز 1 در نظر می گیریم.

$$\begin{aligned} & (m(t) + N) \times \cos((w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) \\ &= (1 + \mu x(t)) \times \cos(w_c t) \times \cos((w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) + N \cos((w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) \\ &= (1 + \mu x(t)) \times \frac{\cos((2w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) + \cos(\Delta w t + \Delta \varphi)}{2} + N \cos((w_c + \Delta w)t + \Delta \varphi) \end{aligned}$$

با عبور از فیلتر پایین گذر معقول مولفه ی فرکانس بالای عبارت بدون نویز حذف می شود بنابراین با عبور از یک فیلتر معقول آنچه می ماند به فرم زیر است:

$$y(t) = (1 + \mu x(t)) \times \frac{\cos(\Delta w t + \Delta \varphi)}{2} + g(N)$$

حال تبدیل فوریه این سیگنال را حساب می کنیم:

$$\begin{aligned} Y(f) = & \left( 1 + \mu \frac{1}{2} j (\delta(f + 697) - \delta(f - 697) + \delta(f + 1336) - \delta(f - 1336)) \right) \\ & * \frac{\delta(f - \Delta f) e^{j\Delta \varphi} + \delta(f + \Delta f) e^{-j\Delta \varphi}}{4} + G(N) \end{aligned}$$



$$Y(f) = \left( \frac{\delta(f - \Delta f)e^{j\Delta\phi} + \delta(f + \Delta f)e^{-j\Delta\phi}}{4} + \mu \frac{1}{8} j e^{j\Delta\phi} (\delta(f - \Delta f + 697) - \delta(f - \Delta f - 697) + \delta(f - \Delta f + 1336) - \delta(f - \Delta f - 1336)) + \mu \frac{1}{8} j e^{-j\Delta\phi} (\delta(f + \Delta f + 697) - \delta(f + \Delta f - 697) + \delta(f + \Delta f + 1336) - \delta(f + \Delta f - 1336)) \right) + G(N)$$

$$Y(f) = \left( \frac{\cos(\Delta\omega t + \Delta\phi)}{2} - \mu \frac{1}{4} (\sin((\Delta\omega - 2\pi \times 697)t + \Delta\phi) - \sin((\Delta\omega + 2\pi \times 697)t + \Delta\phi) + \sin((\Delta\omega - 2\pi \times 1336)t + \Delta\phi) - \sin((\Delta\omega + 2\pi \times 1336)t + \Delta\phi)) \right) + h(N)$$

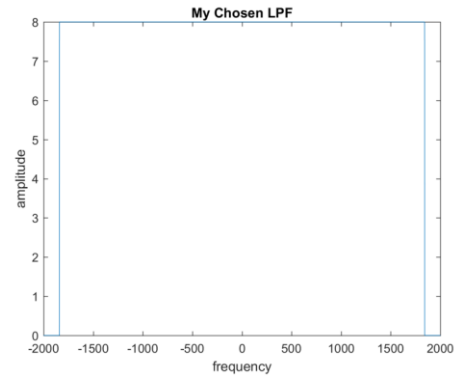
باتوجه به مقادیر مشخص شده داریم :

$$Y(f) = \left( \frac{\cos((2\pi \times 500)t + \frac{\pi}{36})}{2} - \frac{1}{8} (\sin((-2\pi \times 197)t + \frac{\pi}{36}) - \sin((2\pi \times 1197)t + \frac{\pi}{36}) + \sin((-2\pi \times 836)t + \frac{\pi}{36}) - \sin((2\pi \times 1836)t + \frac{\pi}{36})) \right) + h(N)$$

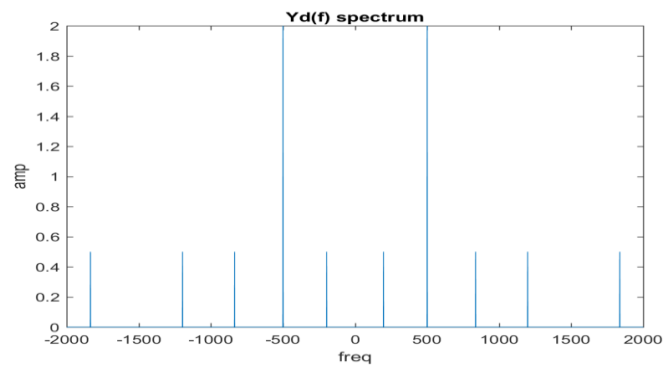
ملاحظه می کنیم بالاترین مولفه ی فرکانسی در این حالت برای بقایای سیگنال پیغام 1836 است بنابراین حداقل پهنای باند فیلتر پایین گذر باید این مقدار باشد که ما 1840 میگیریم همچنین گین را برابر 8 می گیریم. (تا مولفه های شیفت یافته سیگنال دامنه یک پیدا کنند.) ملاحظه می کنیم که با فیلتر پایین گذر بازیابی سیگنال اصلی ممکن نیست و کاملاً شکل سیگنال تغییر می کند. اختلاف فرکانس باعث شیفت فرکانس سیگنال و اختلاف فاز باعث شیفت فاز سیگنال شده است. ( در حالتی که اختلاف فرکانس صفر شود شیفت فاز مانند ضرب کسینوس آن فاز در سیگنال است.) به علاوه یک مولفه ی متغیر با زمان مستقل از سیگنال با آن جمع می شود که باعث میشود هر چه بیشتر شکل سیگنال آشکار شده با سیگنال اصلی تفاوت داشته باشد.

نتیجه شبیه سازی نیز در این حالت به صورت زیر است :

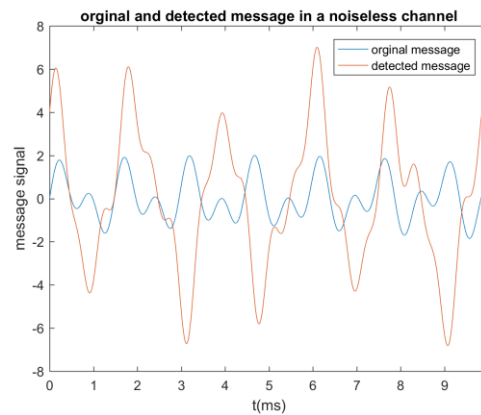
فیلتر طراحی شده :



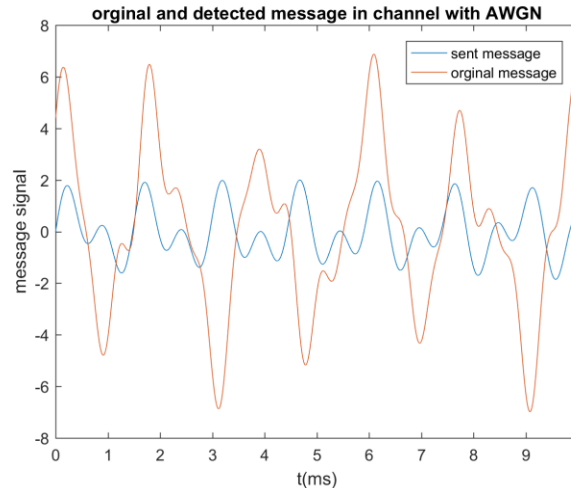
طیف خروجی دمدولاتور :



مقایسه سیگنال اصلی و آشکار شده در کانال بدون نویز :

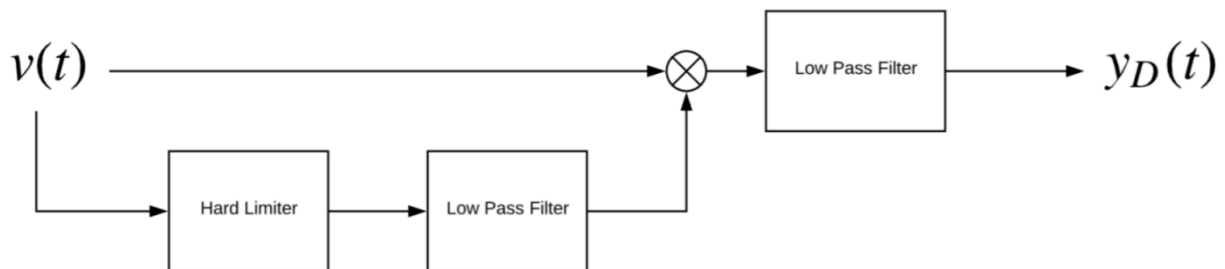


مقایسه سیگنال اصلی و آشکار شده در کانال با  $AWGN$  :

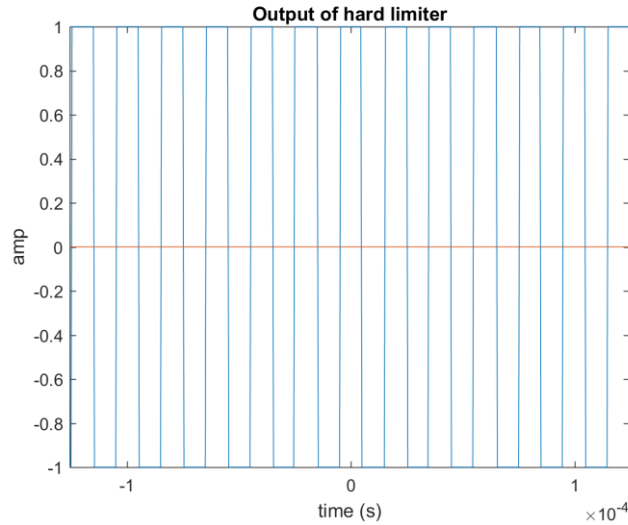


ملاحظه می کنیم شکل سیگنال آشکار شده و اصلی بسیار تفاوت دارند و اثرات شیفیت فاز و فرکانس در کریر دمدولاتور همانگونه که تحلیل کردیم بسیار مخرب است.

7. برای حل مشکل بخش قبل، از روشی استفاده میشود که به آن آشکار سازی شبه سنکرون میگویند. سیگنال بدست آمده در خروجی آشکارساز را در این روش رسم کرده و با سیگنال پیام اولیه مقایسه می کنیم. بلوک دیاگرام سیستم آشکار ساز شبه سنکرون در زیر آورده شده است:



تحلیل : در واقع چون پوش سیگنال در مدولاسیون AM همواره مثبت است عبور از صفر مربوط به carrier است. ( البته چون مقدار  $\mu$  را 0.5 گرفتیم پوش سیگنال خود در موارد خاصی که هر دو سینوسی 1- شوند می تواند 1 شود ، اما این حالت در مضارب  $697 \times 1366$  رخ می دهد و می توان با صحت بالایی از آن صرف نظر کرد.) بنابراین عبور از صفر ها مربوط به  $\cos(\omega_c t)$  می باشد. در نتیجه با استفاده از هارد لیمیتر و مقایسه مقدار سیگنال با صفر سیگنالی می سازیم که که نواحی مثبت carrier مقدار 1 و در مقادیر منفی آن مقدار منفی یک دارد ؛ این سیگنال در واقع یک قطار پالس مستطیلی متقارن است که دی سی آن صفر است و چون متاوب با  $T = \frac{1}{2f_c}$  است می توان برای آن سری فوریه نوشت :

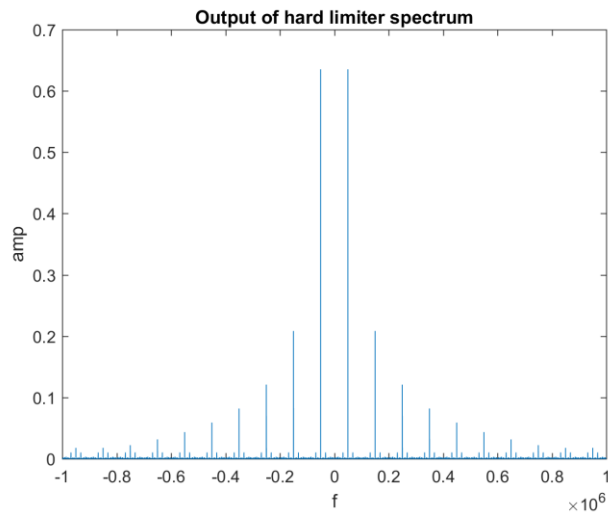


$$OutHardlimiter = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{j2\pi k \frac{t}{T}} \quad , \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

$$c_0 = 0, \quad c_k = 2fc \left( -\int_{-\frac{1}{2fc}}^{-\frac{1}{4fc}} 1 \cdot e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} dt + \int_{\frac{1}{4fc}}^{\frac{1}{2fc}} 1 \cdot e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} dt - \int_{\frac{1}{4fc}}^{\frac{1}{2fc}} 1 \cdot e^{-j2\pi k \frac{t}{T}} dt \right) = \text{sinc}\left(\frac{k}{2}\right)$$

$$= \frac{2\sin(\pi \frac{k}{2})}{\pi k}$$

طیف خروجی هارد لیمایتر نیز برابر زیر است که با محاسبات همخوانی دارد :

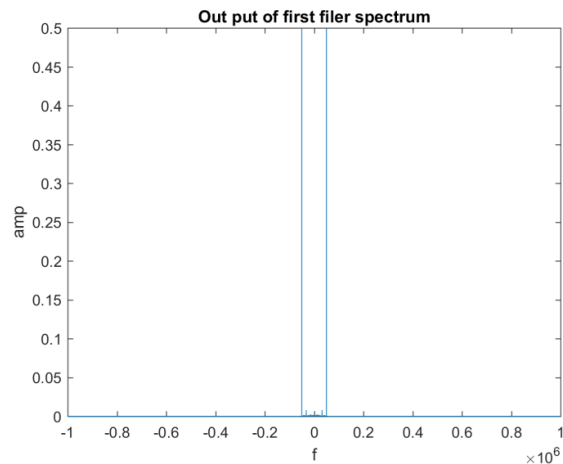


بنابراین همانگونه که هم محاسبات و هم شبیه سازی تایید می کنند با عبور از فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع بین 50k تا 100k هرتز می توان با یک اسکیلنگ ضریب فوری که در بالا به دست آوردیم ، سیگنال

*carrier* را به دست بیاوریم. بنابراین برای فیلتر پایین گذر بعد هارد لیمیت یک فیلتر با فرکانس قطع  $51k$  هرتز و گین  $\frac{0.5}{\text{sinc}(0.5)}$  انتخاب می کنیم تا در خروجی آن سیگنال *carrier* را آشکار کنیم.

و برای فیلتر نهایی یک فیلتر پایین گذر با مشخصات بخش 5 یعنی فرکانس قطع  $1340$  و گین 4 انتخاب می کنیم. نتایج شبیه سازی به صورت زیر است :

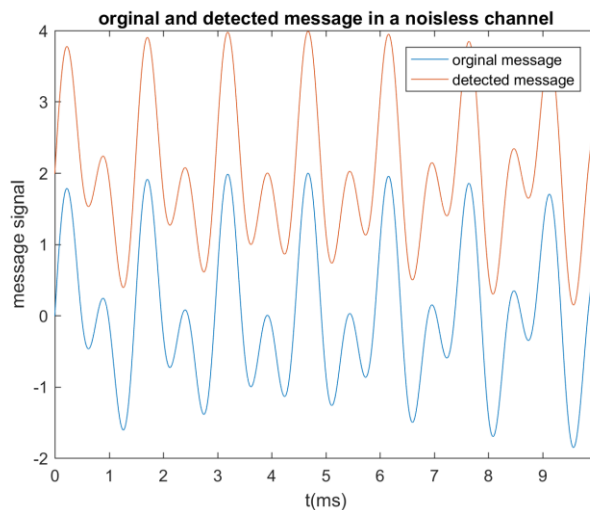
خروجی فیلتر اول :



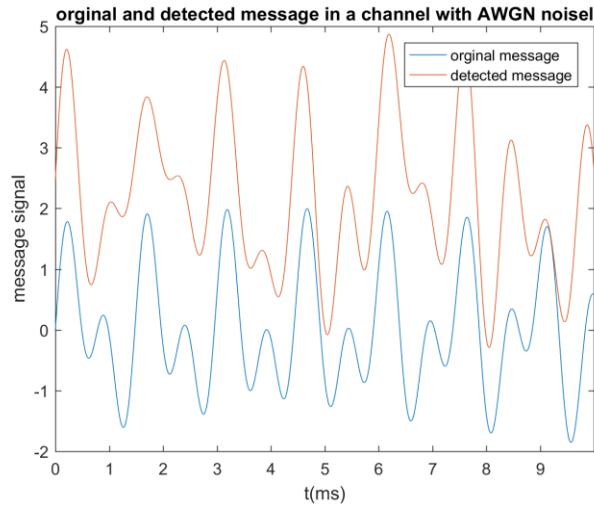
بنابراین با دقت خوبی به سیگنال کریر کسینوسی رسیده ایم.

حال سیگنال آشکار شده :

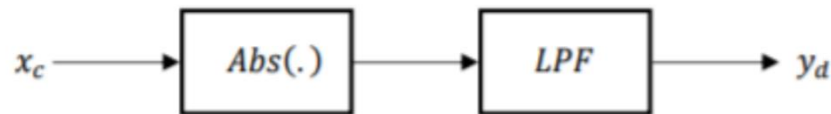
بدون نویز : مشاهده می کنیم سیگنال با موفقیت مشابه حالت 5 با یک تفاوت dc آشکار شده است.



در کانال دارای نویز AWGN : در این حالت تمام محاسبات هارد لیمیت نیز تحت تاثیر قرار می گیرد و اثر نویز مخرب تر از قسمت 5 می شود زیرا باعث اختلال در تعیین Carrier دقیق نیز می شود. البته نتیجه خیلی بهتر از قسمت 6 ام است. در نهایت سیگنال نهایی این حالت به صورت زیر است :



8. امتیازی ؛ برای آشکار سازی سیگنال پیام میتوان از سیستم زیر استفاده کرد:



$$m(t) = (1 + \mu x(t)) \cos(2\pi * 50000t)$$

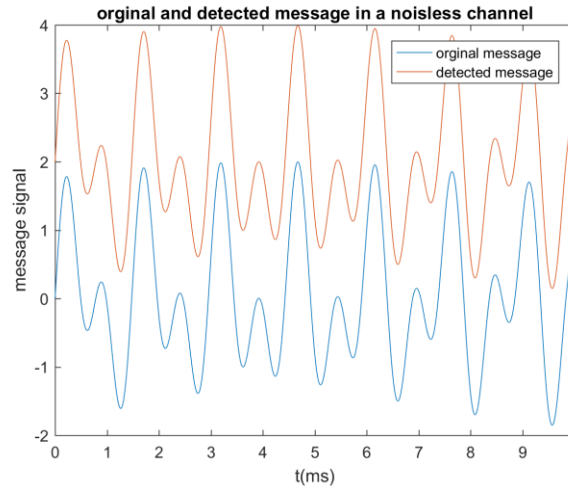
$$x_c(t) = (1 + \mu x(t)) \cos(2\pi * 50000t) + N$$

$$x_c(t) = |(1 + \mu x(t)) \cos(2\pi * 50000t) + N|$$

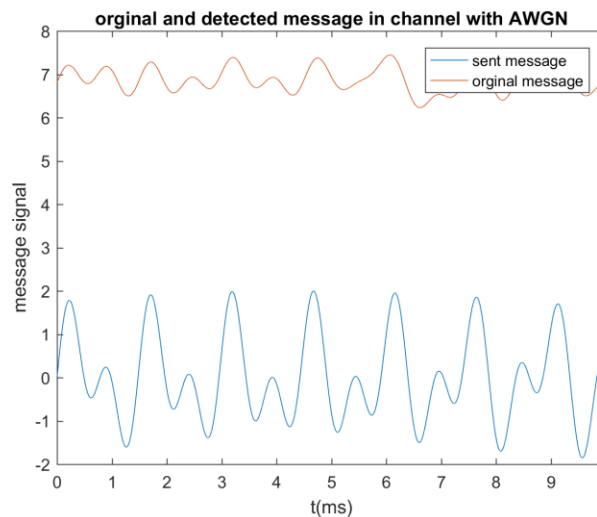
$$N = 0, \quad x_c(t) = (1 + \mu x(t)) |\cos(2\pi * 50000t)|$$

با توجه به بحث های قبلی پوش سیگنال که مثبت است و از قدر مطلق بیرون می آید ، قدر مطلق  $\cos$  یک متوسط غیر صفر برابر  $\frac{2}{\pi}$  دارد و همچنین چون متناوب با تناوب نصف خود کسینوس است سری فوریه متناظر دارد بنابراین مولفه های فرکانسی آن به صورت ضربه هایی در فرکانس های ضرایب  $f_c/2$  هستند. بنابراین می توان سیگنال را با کمک مولفه ی دی سی گفته شده به وسیله یک فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع حداقل بالاترین فرکانس سیگنال اصلی در اینجا 1336 و گین  $\mu/2\pi$  در اینجا  $\pi$  ساخت. البته باز هم مشابه حالت 4 یک اختلاف سطح دی سی با سیگنال اصلی خواهیم داشت.

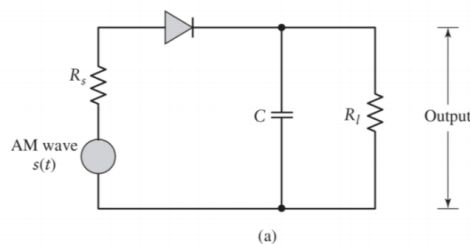
نتیجه خروجی گفته شده در حالت بدون نویز : مشابه بخش 5 ام به خوبی سیگنال با یک اختلاف دی سی آشکار شده است.



خروجی در حالت وجود نویز : در این حالت آشکار سازی با خطای بسیار زیادی همراه است چون قدر مطلق روی نویز اثر زیادی گذاشته و حتی با عبور از فیلتر پایین گذر نمی توان اثر آن را تا حد معقولی کم کرد. بنابراین مزیت آشکار ساز قسمت 5 مقاومت بیشتر آن نسبت به نویز است و هم اینکه ضرب کننده ساختن عملیاتیش متداول تر است البته مدار یکسو ساز موج برای قدر مطلق نیز وجود دارد.



9. سیگنال مدوله شده را با استفاده از شبیه سازی مدار Detector Envelope آشکار سازی کنید. همچنین سیگنال خروجی مدار را رسم کرده و با سیگنال اولیه مقایسه کنید. ( استفاده از Simulink برای این بخش مجاز نیست ). مدار Detector Envelope به صورت زیر است:



از آنجایی که ولتاژ دو سر خازن پیوسته است در لحظاتی که مقدار ورودی کاهش می یابد چون مقدار سر مثبت دیود از سر منفی آن که ولتاژ سر خازن یا به عبارتی همان ولتاژ لحظه ی قبل ، کمتر است ؛ دیود قطع می شود و برای وصل بعدی باید مقدار ورودی از مقدار خازن در حال دشارژ در لحظه ی وصل بیشتر شود.

وقتی دیود روشن است ؛ خازن شارژ می شود و ولتاژ خروجی برابر ولتاژ ورودی است.

وقتی دیود خاموش است ؛ خازن دشارژ می شود.  $V_0$  در واقع ولتاژ خازن (همان ولتاژ ورودی) در لحظه ی قطع دیود است که با توجه به مطالب بالاتر لحظه ی قطع دیود همان وقتی است که مشتق ورودی از مثبت به منفی تغییر علامت می دهد.

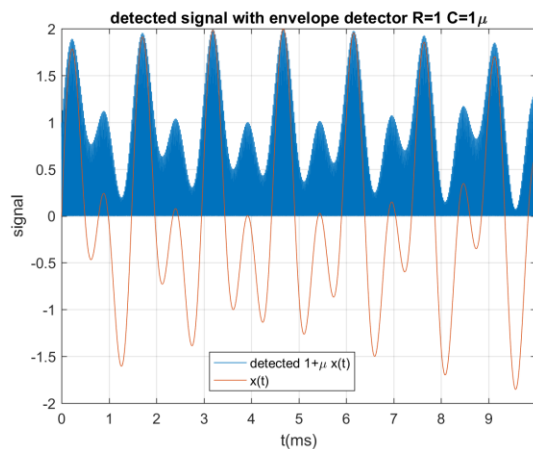
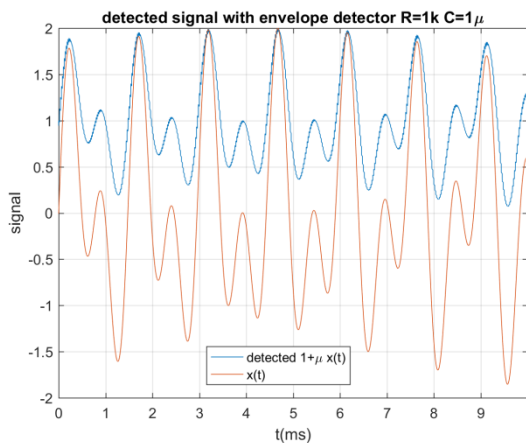
$$\frac{V}{R} + ic = 0$$

$$\frac{V}{R} + C \frac{dV}{dt} = 0$$

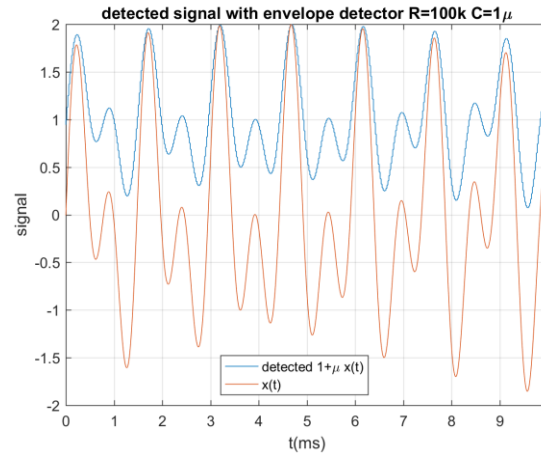
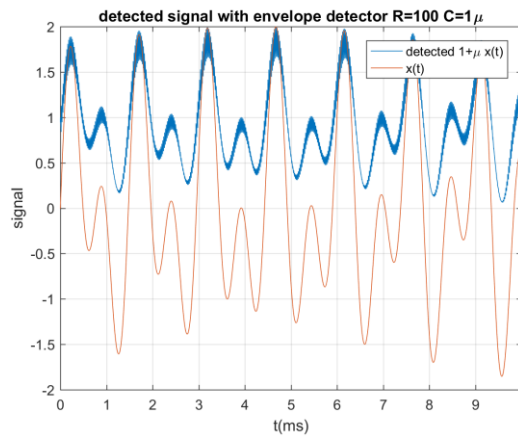
$$V = V_0 e^{\frac{-t}{RC}}$$

بنابراین خروجی مدار همواره پوش سیگنال یا همان  $(1 + \mu x(t))$  را دنبال می کند. هر چه  $RC$  افزایش یابد دشارژ کند تر و خروجی بهتر پوش را دنبال میکند.

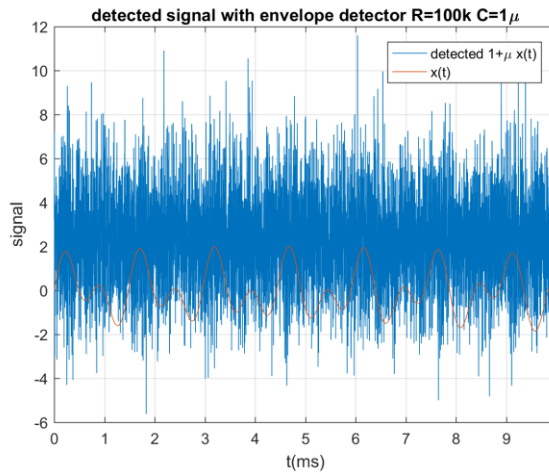
تمام منطق گفته شده را به صورت کد در می آوریم به این صورت که ولتاژ ورودی را سیگنال مدوله شده در نظر می گیریم و در جاهایی که از نرخ تغییرات آن از + به منفی تغییر علامت می دهد  $V_0$  ها را به دست می آوریم و سپس با استفاده از آنها مقادیر ولتاژ خازن در حال دشارژ شدن را تعیین می کنیم و سپس این مقادیر را با ورودی مقاسیه کرده و در حالتی که ورودی بیشتر است یا به عبارتی دیود وصل است خروجی را برابر ورودی قرار می دهیم. نتایج شبیه سازی ها برای  $RC$  های مختلف به صورت زیر است : ملاحظه می کنیم سیگنال  $(1 + \mu x(t))$  به ازای  $RC$  های بزرگ خوبی آشکار شده است . و تقریباً برای  $RC=0.001$  به خوبی پوش مناسب با سیگنال آشکار شده است.







در حالت های قبل نویز کانال را در نظر نگرفتیم با وجود نویز و برای  $RC=0.001$  خروجی به صورت مقابل است:



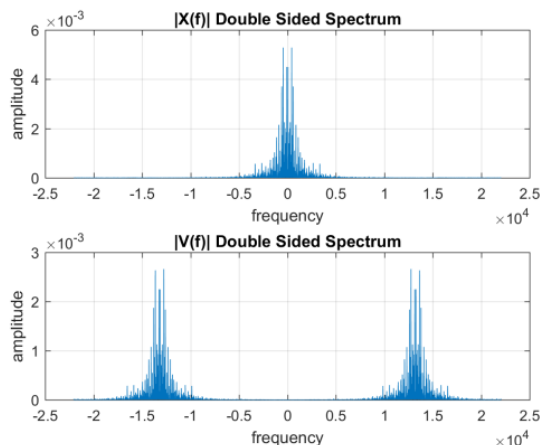
ملاحظه می کنیم این روش با وجود نویز اصلاً خوب عمل نمیکند. در واقع نویز روی پوش سیگنال بسیار اثر می گذارد و انحراف معیار نویز ما (رادیکال 7) در حدود و حتی بیشتر از پوش سیگنال است و این سبب بهم ریخته شدن این آشکار سازی می شود. ( در قسمت سوم هم ملاحظه کردیم اثر نویز در حوزه زمان بر روی دامنه بسیار مخرب است.)

## سوال دوم- بررسی مدولاسیون SC-DSP و روش های آشکار سازی آن

در درس مشاهده کردیم که سیگنال مدوله شده به روش DSB را میتوان به صورت زیر نمایش داد:

$$v(t) = x(t) \cos(w_c t)$$

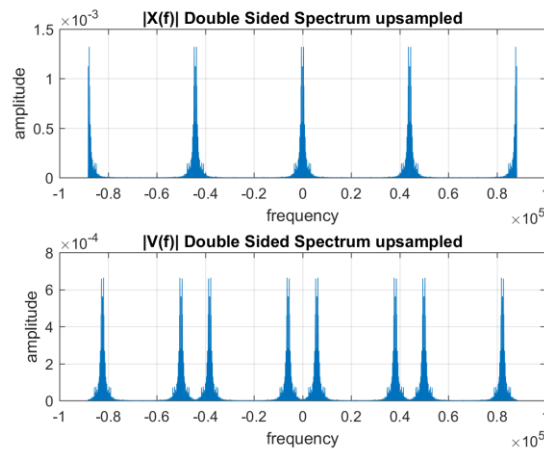
سیگنال  $x(t)$  یک سیگنال صوتی است که پیوست شده است.



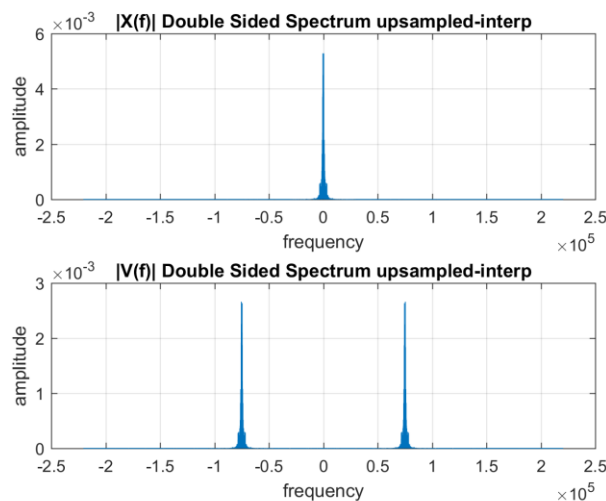
1 - سیگنال پیوست شده را با فرکانس 75khz ، مدوله می کنیم و طیف آن قبل و پس از مدولاسیون را رسم می کنیم. ( با استفاده از تابع audioread سیگنال صوتی را در متلب باز می کنیم ، نام آن را هم قبل باز

کردن signal می گذاریم ، فایل گفته شده در پوشه تمرین پیوست شده است.)

اما مشاهده می کنیم این طیف نمی تواند درست باشد چون فرکانس های منتقل شده روی 75 کیلو هرتز قرار ندارند در واقع پدیده الیاسینگ رخ داده است و این به این دلیل است که نرخ نمونه برداری سیگنال هایمان از قاعده نایکوئیست تبعیت نمی کند بنابراین چاره ای نداریم جز اینکه سیگنال داده شده را تا فرکانس های بالاتر مناسب upsample کنیم . راه های مختلفی برای اینکار داریم یکی این که برای  $n$  برابر کردن نرخ نمونه برداری  $n-1$  صفر بین مولفه های سیگنال قرار دهیم که در واقع تابع upsample متلب این کار را انجام می دهد. طیف ها در این صورت به صورت زیر می شوند که مشاهده می کنیم این کار سبب تناوبی شدن طیف خود سیگنال می شود و لازم است خروجی این روش را از یک فیلتر پایین گذر عبور دهیم. ما از این روش استفاده نمی کنیم.



روشی که ما استفاده می کنیم استفاده از تابع interp است که در واقع نمونه هایی که بین سیگنال قرار می دهد را از درونیایی به دست می آورد ، با این روش فرکانس نمونه برداری را به 441 کیلو هرتز (10 برابر اولیه) می رسانیم خروجی های خواسته شده این بخش به صورت زیر می شود :

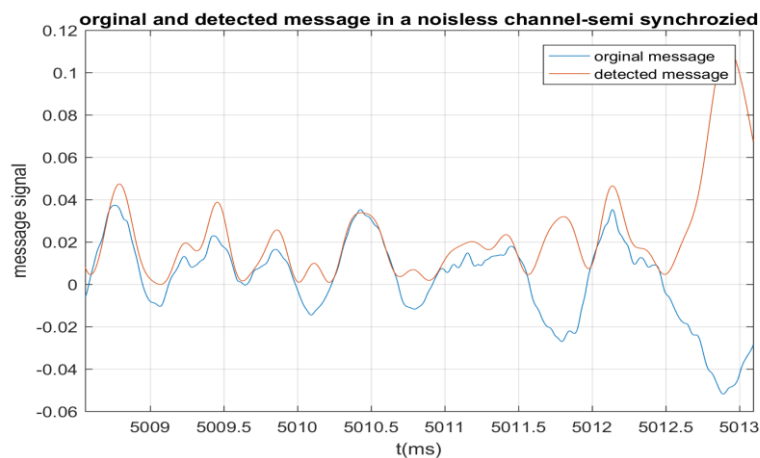


2- با استفاده از سوال قبل، سعی کنید سیگنال باند پایه را با استفاده از روشهای شبه سنکرون و  $\text{detection envelope}$  آشکار سازی کنید. توضیح دهید چرا این روشها سیگنال اصلی را به درستی بازیابی نمیکنند.

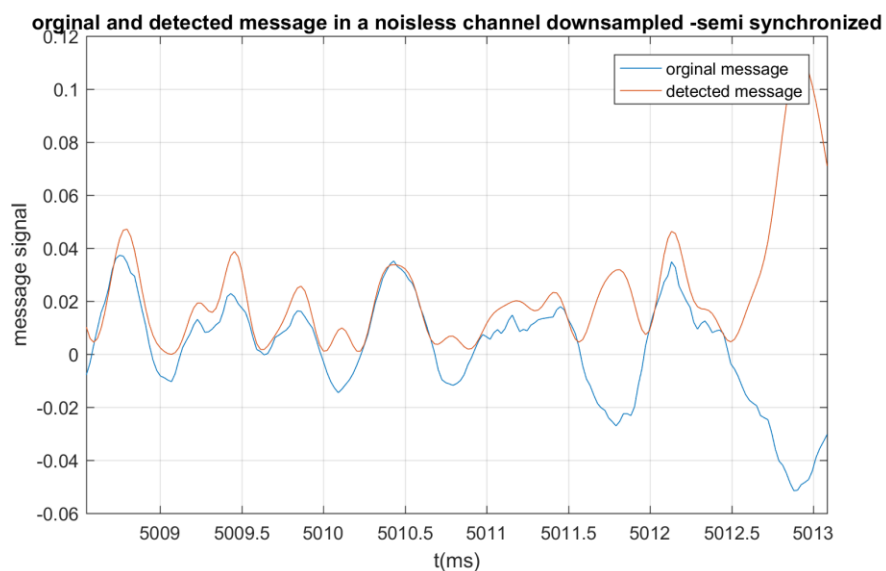
روش شبه سنکرون :

برای روش شبه سنکرون پهنای باند فیلتر اولیه را با توجه به فرکانس سیگنال حامل 76 کیلوهرتز و گین آن را مشابه قبل و پهنای باند فیلتر نهایی را با توجه به طیف خود سیگنال برابر 5 کیلوهرتز و گین 8 در نظر می گیریم. کاری که در نهایت انجام می دهیم این است که سیگنال آشکار شده را با  $\text{downsample } 10n$  می کنیم.

خروجی روش در حالت بدون  $\text{downsample}$  :

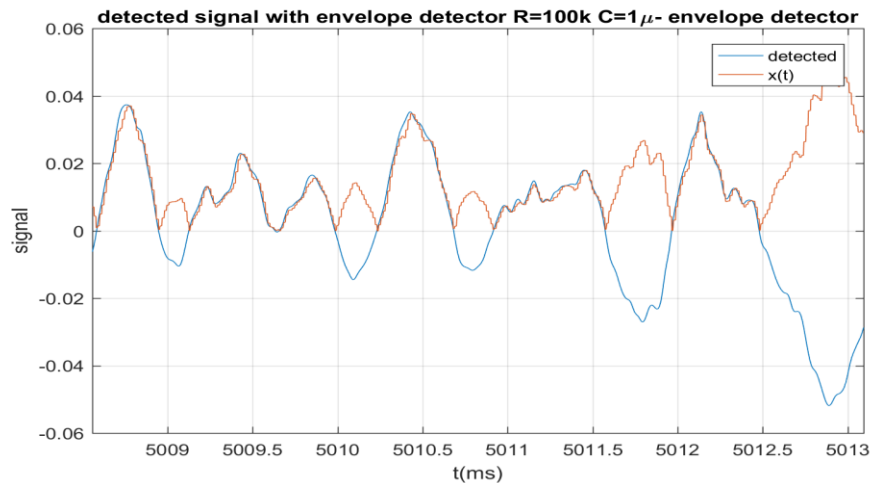


خروجی بعد  $\text{downsampling}$  :

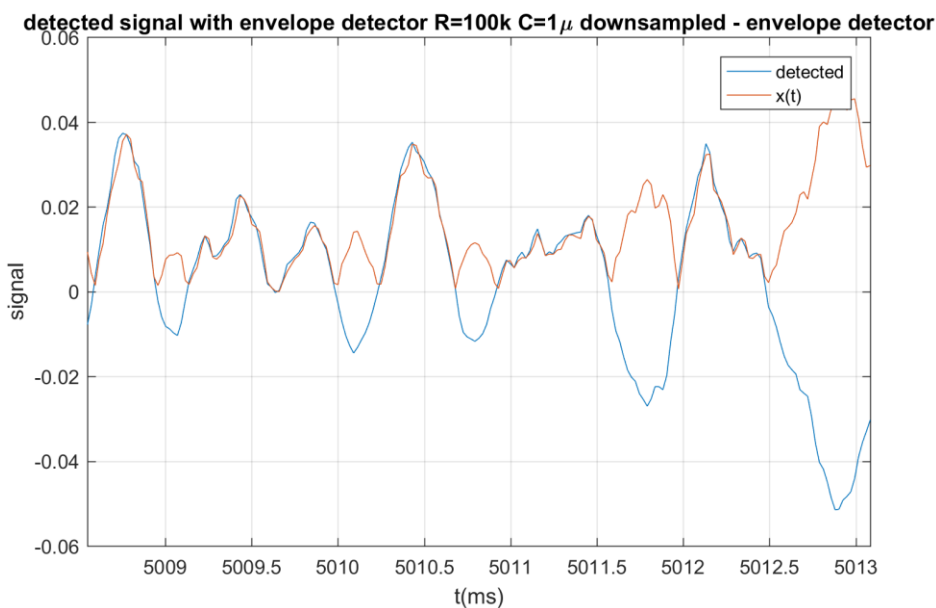


مشاهده می شود نمی توان سیگنال را در این روش به درستی آشکار کرد علت آن است که در این مدولاسیون عبور از صفر ها فقط مربوط به سیگنال حامل نیست و به خود سیگنال نیز مربوط است بنابراین دیگر خروجی هارد لیمیت فرکانسی به درستی برابر  $f_c$  ندارد و استدلال های گفته شده دیگر برای این روش در این حالت برقرار نیست یعنی دیگر نمی شود به درستی از خروجی هارد لیمیت به وسیله ی فیلتر پایین گذر

روش آشکار ساز پوش : این روش با این مشکل مواجه است که در واقع قدر مطلق پوش سیگنال آشکار می شود و چون پوش سیگنال در این حالت لزوما مثبت نیست و به سیگنال اصلی ربط دارد از روی قدر مطلق پوش نمی توان سیگنال را بازیابی کرد و به اطلاعات عبور از صفر ها نیاز داریم. خروجی آشکار شده به صورت زیر است : ( قبل از downsample کردن )

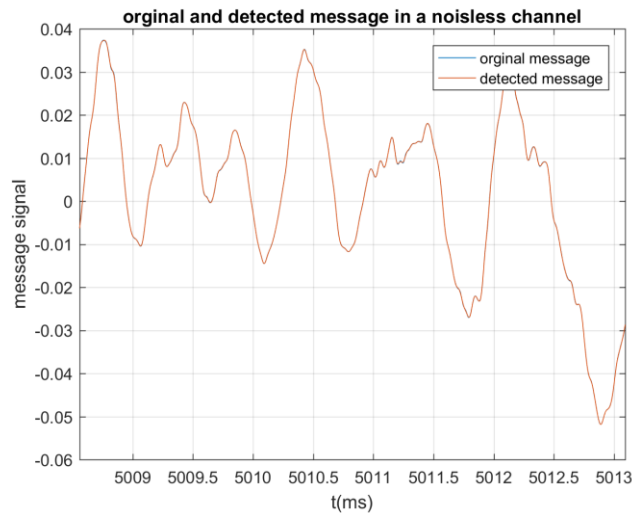


بعد از downsample کردن سیگنال آشکار شده :

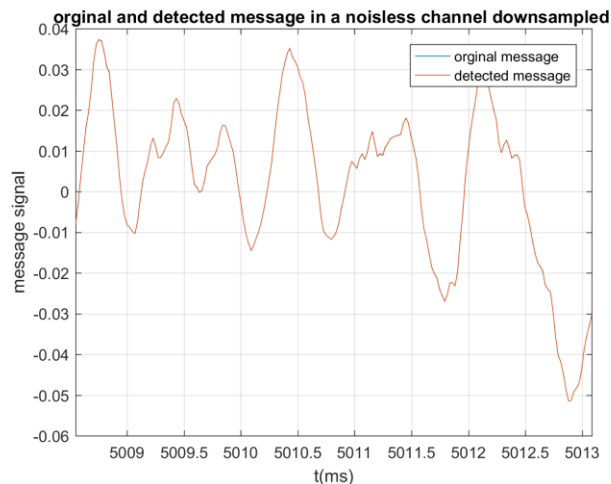


## 3 - آشکار سازی به وسیله ی روش سنکرون :

در این حالت ابتدا سیگنال را به 10 برابر نرخ نمونه برداری upsample می کنیم. سپس به کمک روش سنکرون که در مساله اول بررسی شد سیگنال را آشکار می کنیم با توجه به طیف از فیلتر پایین گذر با گین ۲ و فرکانس قطع ۲۰ کیلوهرتز استفاده می کنیم ، خروجی آشکار ساز به صورت زیر است : ( قبل از downsample کردن)



بعد downsample کردن :



ملاحظه می کنیم در آشکار سازی به این روش سیگنال آشکار شده دقیقاً بر سیگنال اصلی منطبق شده است و روش سنکرون برای آشکار سازی مدولاسیون DSB به خوبی عمل می کند.

4 - توان ارسالی را در این حالت از روی طیف سیگنال حساب کرده و با حالت AM مقایسه کنید.

با استفاده از رابطه ی پارسوال برای سیگنال های متناوب می دانیم :

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt = c_k^2$$

که  $c_k$  ها در آن ضرایب سری فوریه هستند. (در اینجا در واقع همان خروجی fft و نرمالایز شده هستند).

نکته ای که پیش از این هم استفاده کردیم : برای نرمالایز کردن توان لازم است خروجی الگوریتم fft را تقسیم بر طول سیگنال و روری fft کنیم.)

نکته ی دیگر آن است که در هر دو حالت AM و DSB ابتدا سیگنال را تا 4 برابر مقدار نمونه برداری اولیه به دلایل گفته شده در بخش های قبل upsample می کنیم و سپس طیف و انرژی آن را محاسبه می کنیم.

با توجه به مطالب گفته شده توان خواسته شده به صورت زیر به دست می آید. ( شاخص مدولاسیون را برای AM برابر 0.5 می گیریم.) واحد ها به وات است.

ملاحظه می کنیم توان ارسالی در حالت AM به دلیل ارسال سیگنال حامل در حدود 280 برابر حالت DSB است. (0.5 وات برای ارسال سیگنال حامل مصرف می شود در واقع) (تمام مقادیر برای سیگنال هایی که نرخ نمونه برداری آنها تا 10 برابر نرخ نمونه برداری اولیه افزایش یافته است ، است.)

5 - اگر در محل گیرنده، سیگنال با نویز سفید گوسی با واریانس 1 جمع شود، دامنه سیگنال ارسالی را باید چه مقداری قرار دهیم تا نسبت سیگنال به نویز در محل گیرنده برابر 30DB باشد.

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$$

$$SNR(DB) = 10 \log \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$$

$$SNR(DB) = 30 \quad ; \quad SNR = 1000$$

بنابراین توان سیگنال باید 1000 برابر توان نویز باشد. با محاسبه ی توان سیگنال ها با توجه به رابطه قسمت 4 و آزمایش و خطا روی مقدار دامنه سیگنال به مقدار تقریبی 750 برای دامنه ی سیگنال ارسالی

می رسیم. (سیگنال پیام را به نرخ نمونه 10 برابر مقدار اولیه می رسانیم.)

```
amp =
    750
```

```
pdsb =
    999.1384
```

```
pnoise =
    0.9984
```

```
SNR =
    1.0007e+03
```

```
SNR_DB =
    30.0032
```