



اصول و سیستم های رادار (بخش نهم)

نیم سال دوم ۹۸-۹۹

رادارهای MTI و پالس داپلر

- تضعیف کلاتر معیار مناسبی برای عملکرد رادار MTI در حذف کلاتر است. اما این معیار دارای یک عیب اساسی است.
- در صورت خاموش کردن گیرنده، مقدار تضعیف کلاتر می تواند بی نهایت شود. البته واضح است که در این حالت سیگنال های بازگشتی از اهداف متحرک مطلوب نیز صفر خواهد شد.
- برای اجتناب از این مشکل از معیار تعریف شده توسط IEEE به نام **ضریب بهبود (Improvement factor)** که هم شامل بهره سیگنال و هم تضعیف کلاتر است، استفاده می شود.

□ تعریف ضریب بهبود

□ نسبت سیگنال به کلاتر در خروجی فیلتر کلاتر، تقسیم بر نسبت سیگنال به کلاتر در ورودی فیلتر کلاتر، متوسط گیری شده روی کلیه سرعت های شعاعی مورد نظر

$$\text{Improvement factor} = I_f = \frac{(S/C)_{out}}{(S/C)_{in}} \Big|_{f_d} = \frac{C_{in}}{C_{out}} \times \frac{S_{out}}{S_{in}} \Big|_{f_d}$$
$$= CA \times \text{average gain}$$

□ خط عمودی در رابطه بالا نشان دهنده متوسط گیری به ازای فرکانس های داپلر مختلف است.

□ بهره متوسط از روی پاسخ فیلتر قابل تعیین است.

□ بدست آوردن روابط بسته ای برای ضریب بهبود با فرض اینکه تابع چگالی طیف توان (PSD) کلاتر به صورت گوسی باشد

$$W(f) = W_0 e^{-\left(\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right)} = W_0 e^{-\left(\frac{f^2 \lambda^2}{8\sigma_v^2}\right)}$$

W_0 : مقدار ماکزیمم چگالی طیف توان کلاتر در

σ_c : انحراف معیار طیف کلاتر بر حسب هرتز

σ_v : انحراف معیار طیف کلاتر بر حسب متر بر ثانیه

$$\sigma_c = 2\sigma_v / \lambda$$

□ مقدار تضعیف کلاتر

$$CA = \frac{\int_0^{\infty} W(f) df}{\int_0^{\infty} W(f) |H(f)|^2 df}$$

$H(f)$: پاسخ فرکانسی فیلتر حذف کننده کلاتر

□ برای یک حذف کننده خط تاخیر تکی:

$$CA = \frac{\int_0^{\infty} W_0 e^{-\left(\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right)} df}{\int_0^{\infty} W_0 e^{-\left(\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right)} 4 \sin^2(\pi f T_p) df} = \frac{0.5}{1 - e^{-2\pi^2 T_p^2 \sigma_c^2}}$$

□ در صورتیکه $\sigma_c \ll 1/T_p$ آنگاه

$$CA \simeq \frac{f_p^2}{4\pi^2 \sigma_c^2} = \frac{f_p^2 \lambda^2}{16\pi^2 \sigma_v^2}$$

□ مقدار متوسط بهره

$$\frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{1}{f_p} \int_{-f_p/2}^{f_p/2} |H(f)|^2 df = \frac{1}{f_p} \int_{-f_p/2}^{f_p/2} 4 \sin^2(\pi f T_p) df = 2$$

□ ضریب بهبود حذف کننده خط تاخیر تکی:

$$I_f(\text{single DLC}) \simeq \frac{1}{2\pi^2 \left(\sigma_c / f_p\right)^2} = \frac{\lambda^2}{8\pi^2 \left(\sigma_v / f_p\right)^2}$$

□ برای حذف کننده خط تأخیر دوتایی:

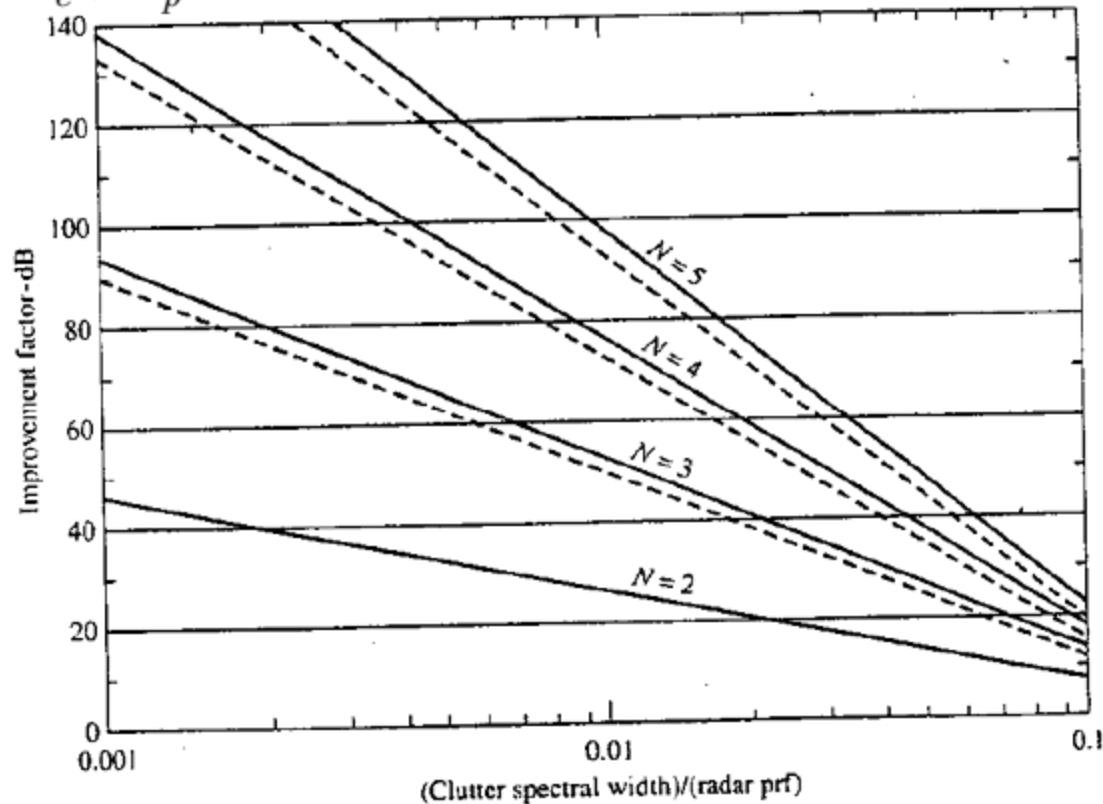
$$CA \simeq \frac{f_p^4}{48\pi^4 \sigma_c^4} = \frac{f_p^4 \lambda^4}{768\pi^4 \sigma_v^4} \quad \frac{S_{out}}{S_{in}} = 6$$

$$I_f(\text{double DLC}) \simeq \frac{1}{8\pi^4 \left(\sigma_c / f_p\right)^4} = \frac{\lambda^4}{128\pi^4 \left(\sigma_v / f_p\right)^4}$$

□ به طور کلی برای یک حذف کننده خط تأخیر n تایی:

$$I_f(n \text{ cascaded DLCs}) \simeq \frac{2^n}{n!} \left(\frac{1}{2\pi \left(\sigma_c / f_p\right)} \right)^{2n}$$

□ ضریب بهبود MTI برای یک حذف کننده خط تأخیر N پالسی با ضرایب دو جمله ای (خط چین) و ضرایب بهینه (خط توپر) بر حسب σ_c / f_p



□ فرکانس تکرار پالس در یک رادار برابر با 800 Hz است. اگر انحراف معیار کلاتر برابر با $\sigma_c = 6.4$ Hz باشد، ضریب بهبود را در صورت استفاده از حذف کننده خط تأخیر تکی بدست آورید.

$$CA \simeq \frac{f_p^2}{4\pi^2 \sigma_c^2} = \left(\frac{800}{2\pi \times 6.4} \right)^2 = 395.771 = 25.97$$

$$\frac{S_{out}}{S_{in}} = 2 = 3 \text{ dB}$$

$$I_f(\text{single DLC})_{dB} \simeq 3 + 25.97 = 28.97 \text{ dB}$$

□ عوامل مؤثر در تضعیف عملکرد MTI

□ مدولاسیون اسکن آنتن

□ مدولاسیون داخلی کلاتر

□ عدم پایداری تجهیزات

□ محدود کردن (Limiting)

□ محدودیت های ناشی از مبدل آنالوگ به دیجیتال

□ عوامل فوق باعث پهن تر شدن طیف کلاتر می شوند. این باعث کاهش ضریب بهبود می شود.

□ اگر N عامل در پهن شدن طیف کلاتر تأثیر داشته باشد، آنگاه ضریب بهبود کل عبارتست از:

$$\frac{1}{I_f} = \frac{1}{I_{f1}} + \frac{1}{I_{f2}} + \dots + \frac{1}{I_{fN}}$$

- در هنگام چرخش آنتن، مدت زمانی که هدف یا کلاتر در دید آنتن قرار می گیرد برابر با $t_0 = \theta_B / \theta_s$ است که θ_B پهنای بیم آنتن و θ_s نرخ اسکن آنتن برحسب درجه بر ثانیه است.
- پهنای باند طیف فرکانسی متناسب با عکس زمان t_0 است.
- بنابراین حتی اگر کلاتر کاملاً ساکن بوده و هیچگونه ناپایداری در تجهیزات رادار وجود نداشته باشد، باز هم طیف کلاتر به علت محدود بودن بازه زمانی سیگنال، دارای گستردگی خواهد بود.
- این عامل به عنوان مدولاسیون اسکن آنتن شناخته می شود.
- هر قدر زمان قرار گرفتن بیم آنتن روی هدف بیشتر باشد، گستردگی طیف کلاتر کمتر خواهد بود.

□ به طور تقریبی پترن آنتن را می توان به صورت یک تابع گوسی به صورت زیر در نظر گرفت:

$$G(\theta) = G_0 e^{-\left(\frac{2.776\theta^2}{\theta_B^2}\right)}$$

□ اگر آنتن فضا را با نرخ θ_s اسکن کند، مدولاسیون سیگنال دریافتی از کلاتر به علت پترن آنتن به صورت زیر خواهد شد:

$$s_a(t) = ke^{-\left(\frac{2.776t^2}{t_0^2}\right)}$$

□ چگالی طیف توان:

$$|s(f)|^2 = ke^{-\left(\frac{\pi^2 f^2 t_0^2}{1.388}\right)}$$

□ انحراف معیار طیف کلاتر ناشی از مدولاسیون اسکن آنتن:

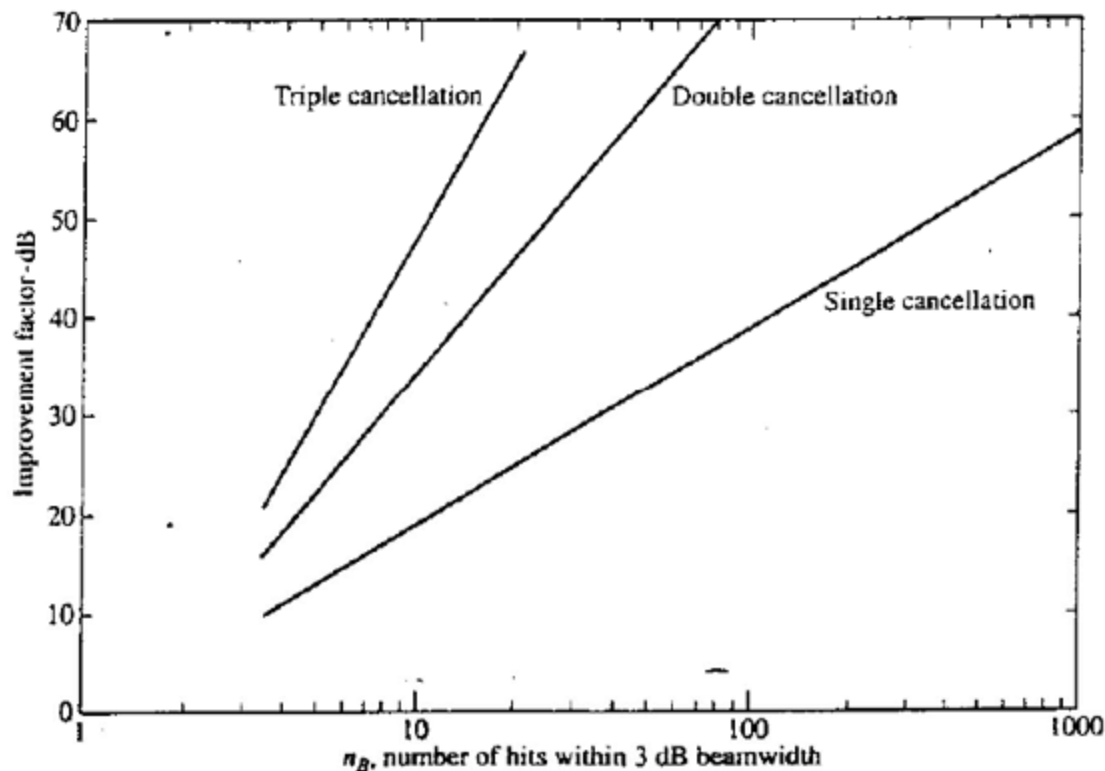
$$\sigma_a = \frac{1}{3.77t_0} = \frac{0.265f_p}{n_B}$$

$n_B = f_p t_0$: تعداد پالس های دریافتی از کلاتر
در زمان عبور بیم آنتن از روی آن

□ با جایگذاری مقدار فوق در رابطه ضریب بهبود حذف کننده خط تأخیر n تایی داریم:

$$I_f(n \text{ cascaded DLCs}) \simeq \frac{2^n}{n!} (0.6n_B)^{2n}$$

□ اثر مدولاسیون اسکن آنتن بر ضریب بهبود بر حسب تعداد پالس های دریافتی در زمان عبور بیم آنتن



- تا پیش از این فرض بر این بود که منابع کلاتر کاملاً ثابت هستند.
- کوه ها، صخره ها، ساختمان ها و... را می توان به عنوان منابع ثابت برای کلاتر در نظر گرفت.
- اما در مقابل بسیاری از منابع کلاتر می توانند در حرکت باشند.
- به عنوان مثال می توان به دریا، باران، چف، درختان و... اشاره کرد.
- نوسانات دامنه و فاز سیگنال های بازگشتی از این اهداف، باعث پهن شدن طیف سیگنال کلاتر شده و این منجر به ایجاد محدودیت در ضریب بهبود MTI می شود.

- اولین مدل پیشنهاد شده برای طیف کلاتر، تابع گوسی بود. به علت انطباق بر داده های اندازه گیری اولیه و همچنین تحلیل آسان، استفاده از طیف گوسی در گذشته و همچنین اکنون بسیار متداول است.
- بعدها با استفاده از داده های اندازه گیری دقیق تر مشاهده شد که طیف کلاتر با افزایش فرکانس، با سرعتی که تابع گوسی پیش بینی می کند کاهش نمی یابد.
- برای این منظور طیف قانون توان (power law) برای انطباق برای داده های اندازه گیری موجود پیشنهاد شد.
- در ادامه داده های اندازه گیری دقیق تر نشان دادند که مدل قانون توان نمی تواند به صورت مناسب کلاترهای کمتر از 35 dB تا 40 dB زیر پیک را توصیف نماید.
- بنابراین در نهایت مدل نمایی برای طیف کلاتر پیشنهاد شد که انطباق خوبی بر داده های اندازه گیری تا 80 dB زیر پیک را دارد.

□ مدل گوسی در گذشته به طور گسترده ای برای توصیف طیف فرکانسی کلاتر، خصوصاً در نواحی بادخیز، مورد استفاده قرار می گرفت.

✓ نمایش ساده از طیف کلاتر و آسان بودن استفاده از آن

✗ بیشتر بودن سرعت کاهش طیف کلاتر با افزایش فرکانس، از آنچه توسط داده های اندازه گیری بدست آمده

$$W(f) = W_0 e^{-\left(\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right)} = W_0 e^{-\left(\frac{f^2 \lambda^2}{8\sigma_v^2}\right)}$$

$$I_f(n \text{ cascaded DLCs}) \simeq \frac{2^n}{n!} \left(\frac{1}{2\pi (\sigma_c / f_p)} \right)^{2n}$$

□ مقادیر نمونه برای انحراف معیار طیف کلاتر گوسی، بر اساس اندازه گیری های انجام شده توسط Barlow در فرکانس 1 GHz^*

σ_v (m/s)	σ_c (Hz)	نوع ناحیه
0.22	1.5	تپه های جنگلی انبوه (وزش باد با سرعت 20 mph)
0.02	0.11	تپه های جنگلی کم پشت در یک روز آرام
0.9	6	دریا در یک روز بادی
2	13.4	ابرهای بارانی
1.1	7.1	چف

*E. J. Barlow, "Doppler radar" Proc. IRE 37, April 1949, pp. 340-355.

□ براساس مقادیر زیادی از داده های اندازه گیری، Nathanson رابطه بسته ای را برای انحراف معیار طیف کلاتر در نواحی جنگلی به عنوان تابعی از سرعت باد ارائه کرد*:

$$\sigma_v(\text{mean}) = 0.0115w^{1.12}$$

$$\sigma_v(90\%) = 0.021w^{1.1}$$

w : سرعت باد بر حسب m/s

□ از روابط فوق می توان برای بازه فرکانسی 3 GHz تا 24 GHz و سرعت های باد از 1 m/s تا 25 m/s استفاده کرد.

*F. E. Nathanson, Radar Design Principles, 2nd ed., New York, McGraw Hill, 1991.

□ طیف نرمالیزه قانون توان برای اولین بار توسط Fishbein و همکارانش به صورت زیر ارائه شد*:

$$W(f) = \frac{1}{1 + (f / f_c)^n}$$

n : در باند X برابر با ۳ می باشد.

f_c : فرکانس مشخصه طیف کلاتر که نشان دهنده فرکانسی است که چگالی طیف نصف مقدار آن در فرکانس صفر می شود.

$$f_c = k_1 e^{k_2 w} \text{ (Hz)} \quad k_1 = 1.33 \text{ Hz} \quad k_2 = 0.1356 \text{ kt}^{-1}$$

w : سرعت باد برحسب knots

* با کاهش طیف کلاتر کمتر از 40 dB زیر پیک، طیف قانون توان با سرعتی کمتر از آنچه داده های اندازه گیری نشان می دهند، کاهش می یابد.

*W. Fishbein, S. Graveline, and O. R. Rittenbach, "Clutter attenuation analysis", *Technical Report ECOM-2808, U. S. Army Electronic Command*, March 1967.

□ این مدل برگرفته از اندازه گیری های زیادی است که توسط Billingsley از آزمایشگاه لینکلن MIT در بازه زمانی طولانی، فرکانس های VHF تا باند X و با تجهیزات دقیق انجام گرفته است*.

$$W_{tot}(v) = \frac{r}{r+1} \delta(v) + \frac{1}{r+1} P_{ac}(v)$$

v : سرعت داپلر بر حسب m/s

r : نسبت توان dc در طیف به توان ac

$\delta(v)$: تابع ضربه و نمایش دهنده مؤلفه dc طیف

$P_{ac}(v)$: نمایش دهنده شکل مؤلفه ac طیف

*J. B. Billingsley, "Exponential Decay in windblown radar ground clutter Doppler spectra: multifrequency measurements and model", *MTI Lincoln Laboratory Technical Report 997*, July 1996.

□ مؤلفه ac طیف

$$P_{ac}(v) = \frac{\beta}{2} e^{-\beta|v|} \quad -\infty < v < \infty$$

β : پارامتر شکل نمایی

$$\beta = \frac{1}{0.105 [\log w + 0.476]}$$

w : سرعت باد بر حسب knots

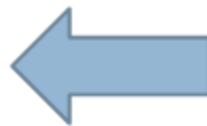
Wind Conditions	Wind Speed (knots)	β typical (m/s) ⁻¹	β worst case (m/s) ⁻¹
Light air	1-6	12	—
Breezy	6-12	8	—
Windy	12-25	5.7	5.2
Gale force (est.)	25-45	4.3	3.8

$$r = 394w^{-1.55} f_0^{-1.21}$$

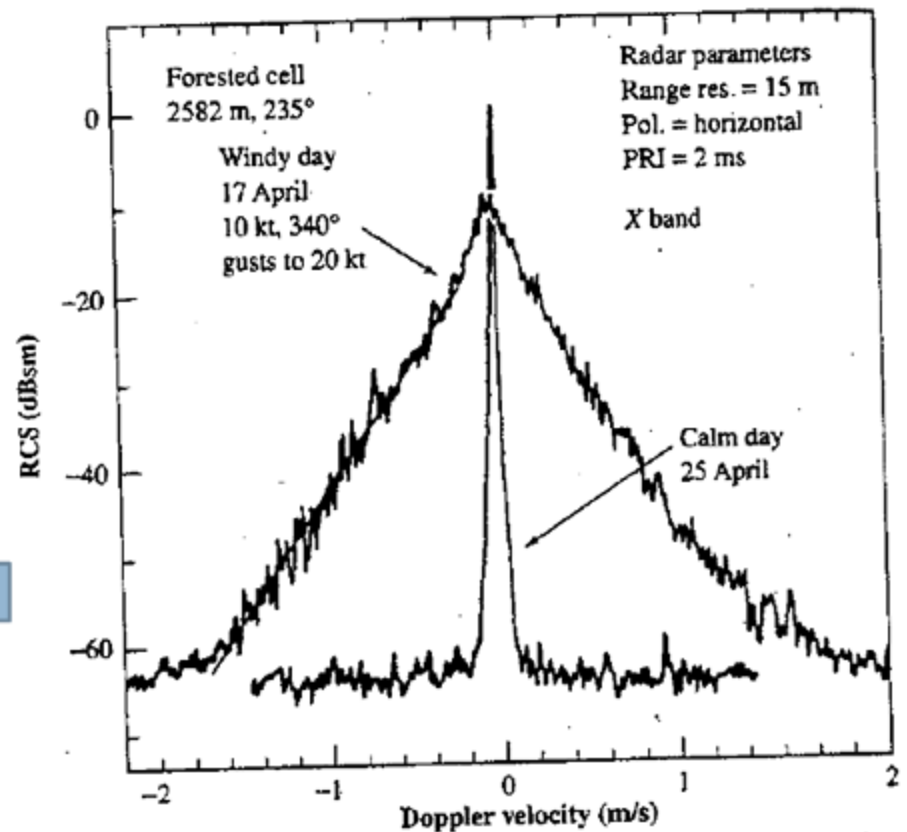
W : سرعت باد بر حسب knots

f_0 : فرکانس حامل بر حسب GHz

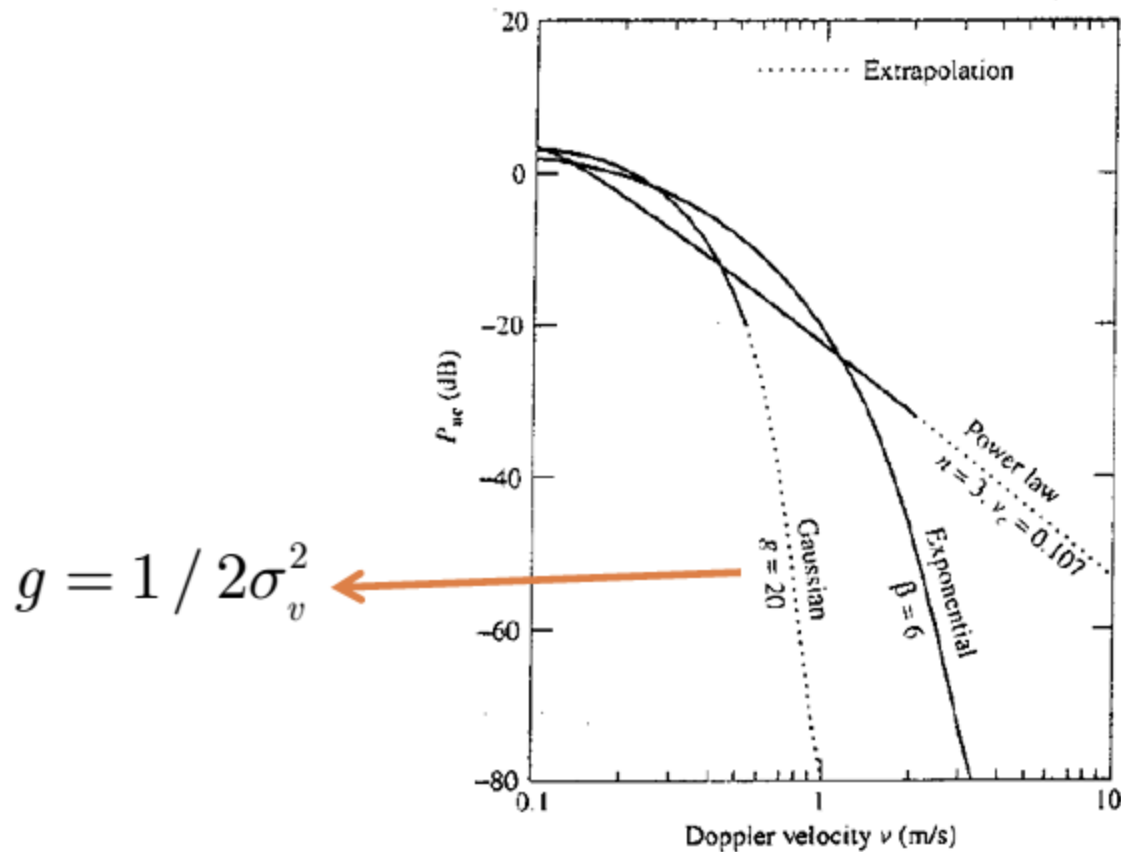
طیف کلاتر اندازه گیری شده در
یک ناحیه جنگلی در باند X



□ نسبت توان dc به توان ac



□ مقایسه سه مدل پیشنهادی برای طیف کلاتر



□ تغییرات در دامنه، فرکانس و یا فاز اسیلاتورهای STALO و COHO، تغییرات پالس به پالس مشخصات سیگنال ارسالی و یا تغییرات در زمانبندی می‌تواند منجر به عدم حذف کلاتر شده و در نتیجه ضریب بهبود را محدود کند.

□ تغییرات دامنه

□ اگر در یک حذف‌کننده خط تاخیر تکی، دامنه اولین و دومین پالس دریافتی از کلاتر ثابت برابر با A و $A+\Delta A$ باشد، ولتاژ خروجی حذف‌کننده خط تاخیر برابر با ΔA می‌شود.

□ بنابراین تضعیف کلاتر $\frac{A^2}{(\Delta A)^2}$ و ضریب بهبود $I_f = 2 \frac{A^2}{(\Delta A)^2}$ می‌شود.

عدم پایداری تجهیزات

پالس داپلر (۳) MTI و

26

□ تغییرات فاز

- اگر سیگنال متناظر با اولین و دومین پالس دریافتی از کلاتر ثابت برابر با $A\sin(\omega t + \varphi)$ و $A\sin(\omega t + \varphi + \Delta\varphi)$ باشد، دامنه خروجی حذف کننده خط تاخیر تکی برابر با $2A\sin(\frac{\Delta\varphi}{2})$ می شود.
- برای اختلاف فازهای کوچک ولتاژ خروجی تقریباً برابر با $A\Delta\varphi$ می شود. بنابراین تضعیف کلاتر برابر با $(\frac{1}{\Delta\varphi})^2$ و ضریب بهبود برابر با $2(\frac{1}{\Delta\varphi})^2$ است.

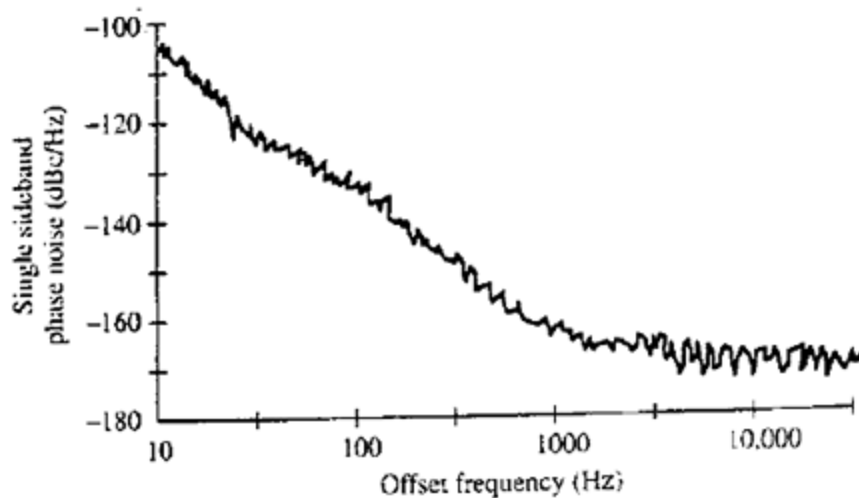
عدم پایداری تجهیزات

پالس داپلر (۳) MTI و

27

□ نویز فاز

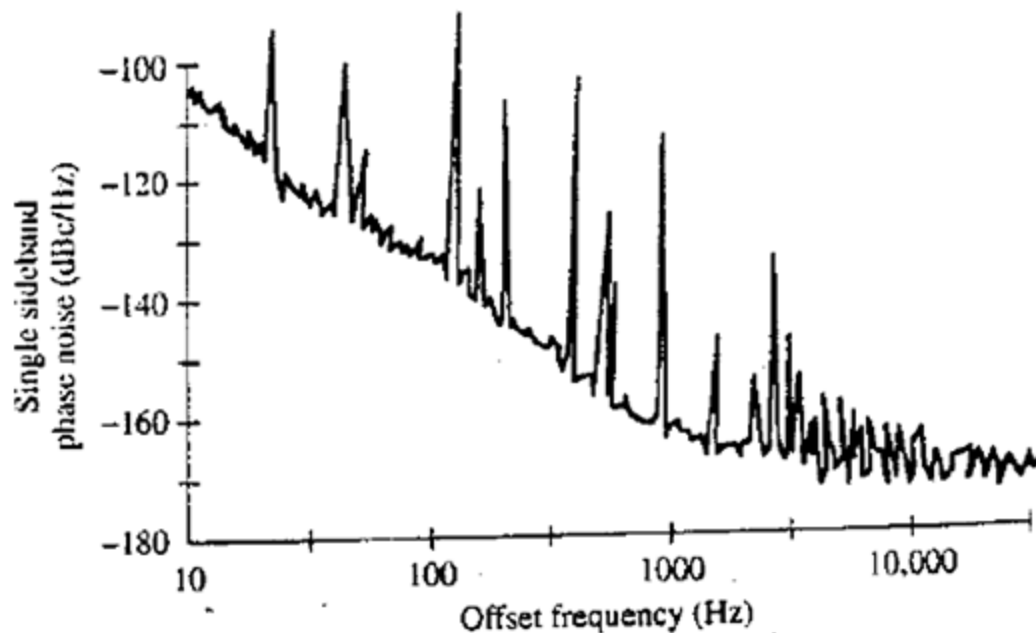
- نویز ناشی از نوسانات فازِ مربوط به اسیلاتورهای COHO و STALO می‌تواند محدودیت قابل توجهی بر روی ضریب بهبود رادار MTI ایجاد کند.
- به طور کلی نویز فاز تأثیر بیشتری در مقایسه با نویز دامنه دارد.
- طیف خروجی یک اسیلاتور CW یک تابع ضربه نیست بلکه دارای طیفی مشابه شکل زیر است.



- واحد محور عمودی dBc/Hz است که نشان دهنده توان نویز در پهنای باند 1 Hz نسبت به توان سیگنال حامل برحسب dB است.
- نویز فاز با افزایش فرکانس کاهش یافته و در نهایت به یک مقدار ثابت ناشی از نویز حرارتی محدود می‌شود.

□ گاهی اوقات ضربه‌هایی در فرکانس‌های گسسته مطابق شکل زیر ایجاد می‌شود.

■ به این ضربه‌ها spur گفته شده که معمولاً ناشی از منبع تغذیه و یا ارتعاشات مکانیکی هستند.



- سیگنال‌های کلاتر می‌توانند به حدی بزرگ باشند، که گیرنده رادار را به اشباع برده و باعث ایجاد هشدار اشتباه شوند.
- همچنین اشباع گیرنده توسط سیگنال‌های کلاتر می‌تواند منجر به پخش شدن طیف کلاتر و کاهش ضریب بهبود شود.
- این مشکل در اثر استفاده از محدودکننده در گیرنده نیز بوجود می‌آید.

- تمام سیگنال‌های آنالوگ که در یک استپ کوانتیزاسیون A/D قرار می‌گیرند، توسط یک کلمه دیجیتال مشخص می‌شوند.
- از آنجا که rms نویز همراه با سیگنال معمولاً بزرگتر از استپ کوانتیزاسیون A/D است، کلمه دیجیتال می‌تواند از یک پالس یه پالس دیگر به صورت تصادفی تغییر کند.
- بنابراین کوانتیزاسیون سیگنال آنالوگ منجر به یک عدم قطعیت شده که نویز کوانتیزاسیون نامیده و باعث محدود شدن ضریب بهبود می‌شود.
- رابطه زیر حد ضریب بهبود ناشی از نویز کوانتیزاسیون را نشان می‌دهد:

$$I_q = 20 \log \left[\left(2^N - 1 \right) \sqrt{0.75} \right] \text{ dB}$$

- در رابطه فوق N تعداد بیت‌ها است. به عنوان مثال یک مبدل ۱۰ بیتی به صورت تئوری ضریب بهبود را به 60 dB محدود می‌کند.