



اصول و سیستم های رادار (بخش سیزدهم)

نیم سال دوم ۹۸-۹۹

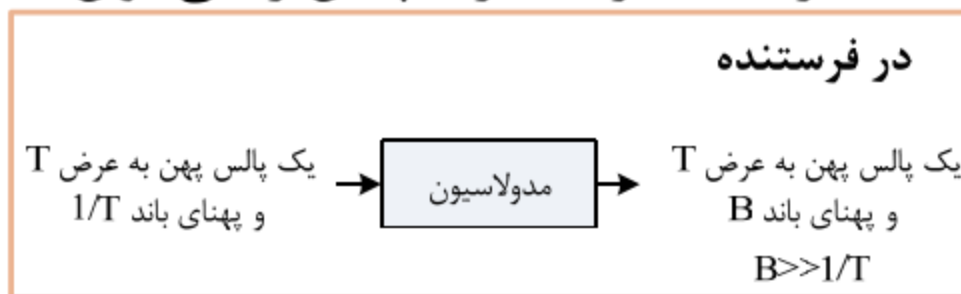
فشرده سازی پالس

- مقدمه
- نسبت فشرده سازی پالس
- فشرده سازی پالس با استفاده از مدولاسیون خطی فرکانس
- فشرده سازی پالس با استفاده از کدهای دو فازی
- فشرده سازی پالس با استفاده از کدهای چندفازی
- سایر روش های فشرده سازی

- قدرت تفکیک بالا در اندازه گیری برد، که می تواند توسط پالس های باریک حاصل شود، در بسیاری از کاربردهای راداری از اهمیت زیادی برخوردار است.
- یک محدودیت بزرگ در دستیابی به بردهای بلند با استفاده از پالس های باریک، نیاز به پیک توان بالا به منظور رسیدن به انرژی کافی است.
- در واقع در یک پالس مدوله نشده، ارتباط معکوسی بین انرژی و قدرت تفکیک وجود دارد.
- کاهش پهنای پالس ← افزایش قدرت تفکیک ← کاهش انرژی

- به عنوان مثال در یک رادار مراقبت هوایی برد متوسط
 - پهنای پالس: $1 \mu\text{s}$
 - پیک توان ارسالی: 1 MW
- ← انرژی هر پالس: 1 J
قدرت تفکیک برد: 150 m
- اگر بخواهیم که قدرت تفکیک رادار فوق به 15 cm کاهش یابد
 - پهنای پالس: 1 ns
 - پیک توان ارسالی: 1 GW
- پالس باریک دارای پهنای باند بزرگی است.
- یک پالس پهن نیز می تواند همان پهنای باند پالس باریک را داشته باشد، اگر مدولاسیونی (فرکانس یا فاز) به آن اعمال شود.

- پالس پهن مدوله شده با پهنای باند افزایش یافته ی B ، توسط فیلتر منطبق درگیرنده فشرده شده و به پهنای $1/B$ می رسد.
- به این فرآیند **فشرده سازی پالس (Pulse Compression)** می گویند.
- فرآیند فشرده سازی پالس را می توان به صورت زیر خلاصه کرد:



- با استفاده از فشرده سازی پالس می توان به صورت همزمان به انرژی پالس پهن و قدرت تفکیک پالس باریک بدون نیاز به توان پیک بالا دست یافت.

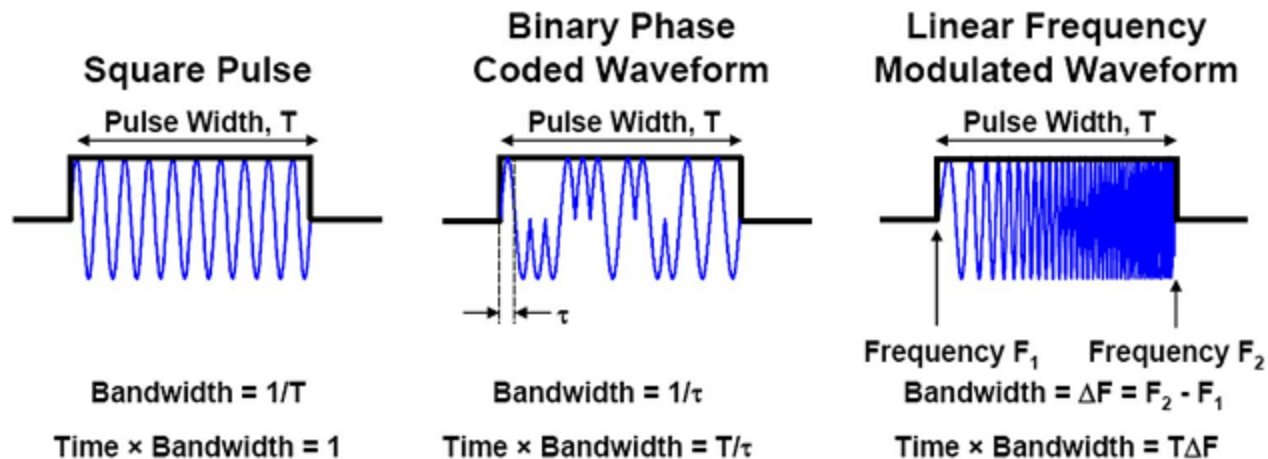
□ انواع شکل موج های متداول در فشرده سازی پالس

□ مدولاسیون خطی فرکانس (LFM)

□ شکل موج های کد شده فازی

■ دوفازی

■ چندفازی



نسبت فشرده سازی پالس

□ نسبت پهنای پالس عریض (T) به پهنای پالس فشرده شده (τ) را
نسبت فشرده سازی گویند.

$$\text{Pulse compression ratio} = \frac{T}{\tau}$$

□ از آنجا که $B \approx 1/\tau$ بنابراین

$$\text{Pulse compression ratio} \approx BT$$

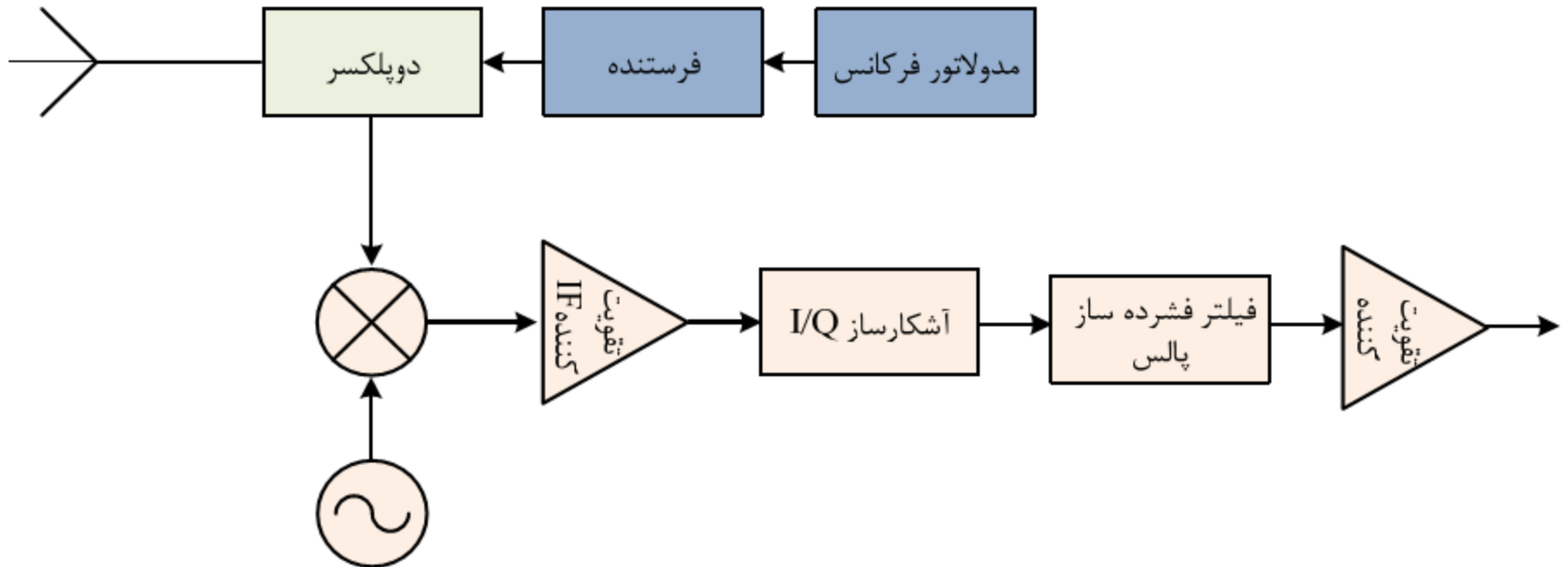
□ در سیستم های عملی، نسبت فشرده سازی پالس می تواند بین 10 تا بیش از 10^5 باشد.

(۶) فشرده سازی
پالس

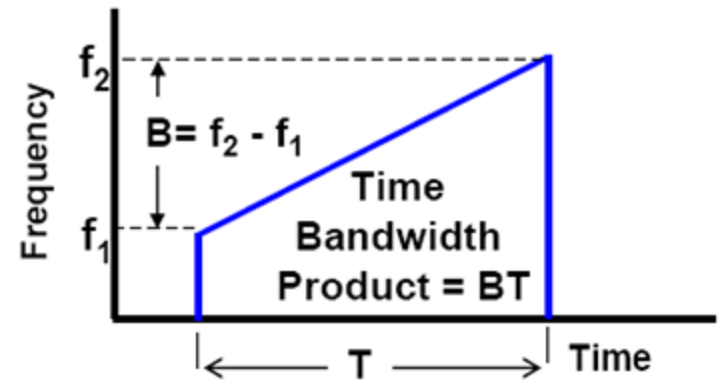
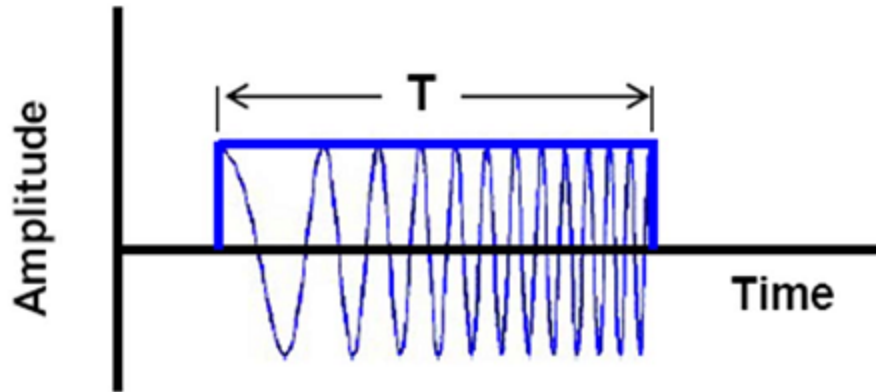
فشرده سازی پالس با استفاده از مدولاسیون خطی فرکانس

8

□ بلوک دیاگرام کلی رادار با قابلیت فشرده سازی پالس



□ شکل موج ارسالی (up-chirp)

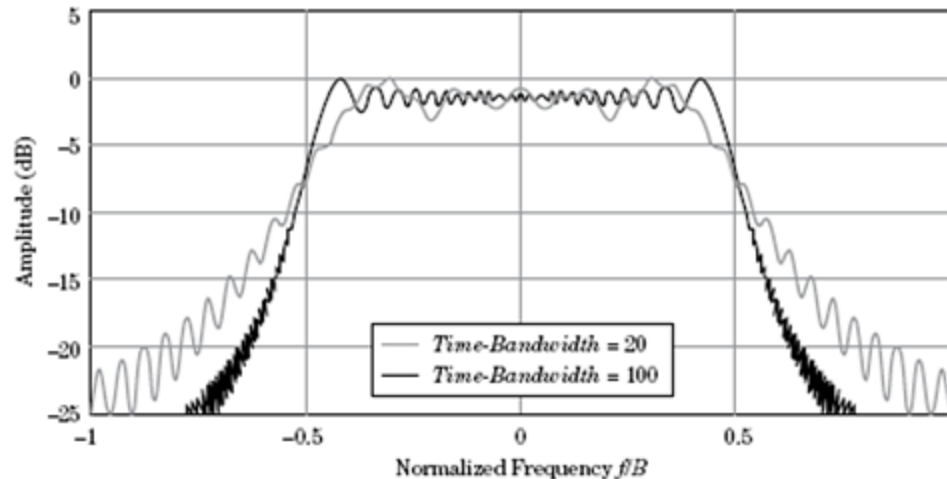


$$S_{RF}(t) = \sin\left(2\pi f_0 t + \pi \frac{B}{T} t^2\right) \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

□ طیف شکل موج ارسالی (up-chirp)

$$S(\omega) \simeq |X(\omega)| e^{\left(-j\frac{1}{4\pi B}T\omega^2\right)} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad BT > 10$$

$$|X(\omega)| \simeq \begin{cases} 1 & -\pi B \leq \omega \leq \pi B \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$



□ سیگنال مختلط باند پایه

$$S_{IQ}(t) = I + jQ = e^{j\pi\frac{B}{T}t^2} \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

□ خروجی فیلتر منطبق

□ فیلتر منطبق مانند یک خط تأخیر عمل می کند که سرعت انتشار در آن متناسب با فرکانس است.

□ این فیلتر بخش های فرکانس بالا در انتهای پالس را نسبت به بخش های فرکانس پایین در ابتدای پالس سرعت بیشتری داده تا پالس فشرده شود.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\pi\frac{B}{T}\alpha^2} e^{-j\pi\frac{B}{T}(\alpha-t)^2} d\alpha \quad -T \leq t \leq T$$

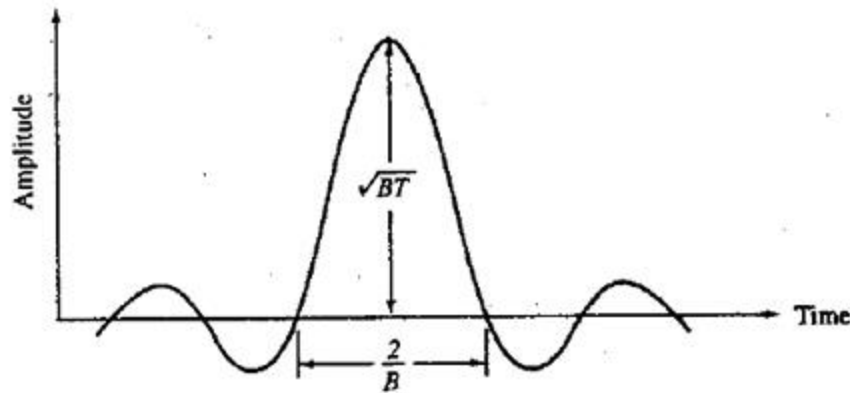
□ خروجی نرمالیزه فیلتر منطبق

$$y(t) = \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \frac{s \left[\left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \pi B t \right]}{\left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \pi B t}, \quad |t| < T$$

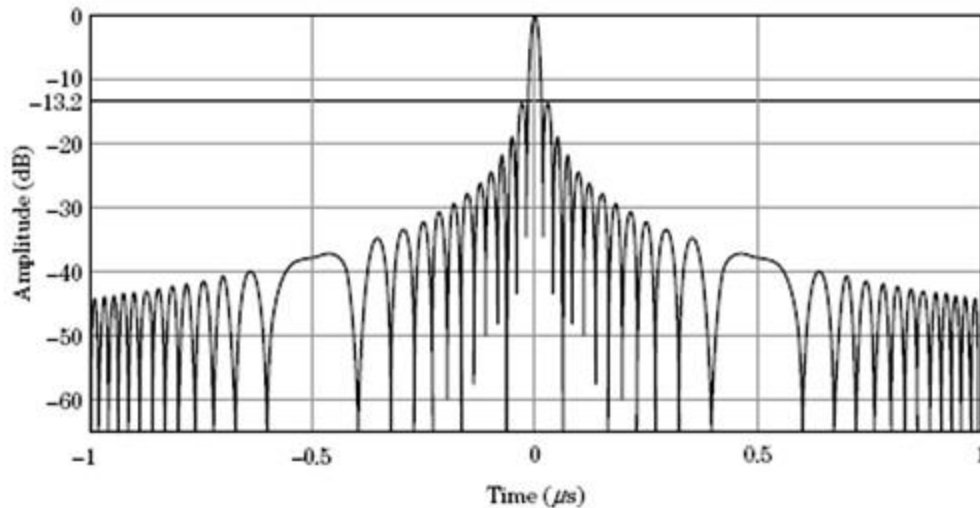
□ تقریب آرگومان تابع sinc

$$\left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \pi B t = \pi B t - \frac{\pi B t^2}{T} \simeq \pi B t \quad t \ll T$$

□ بنابراین در مجاورت پیک، خروجی فیلتر منطبق شبیه حاصلضرب تابع sinc در یک تابع مثلثی خواهد شد.

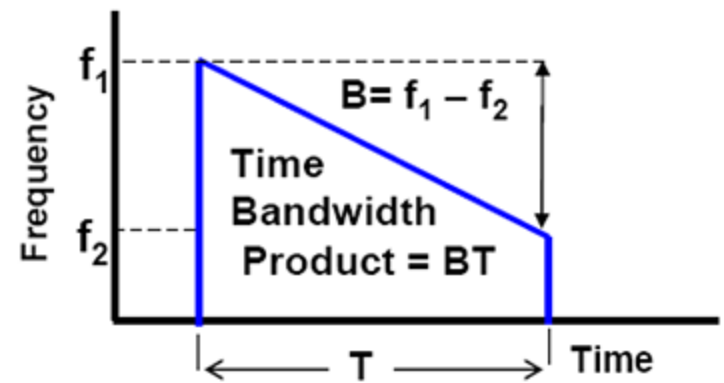
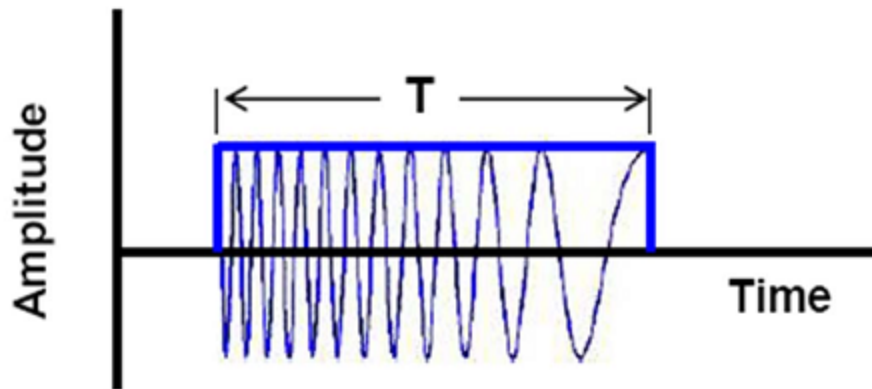


□ خروجی فیلتر منطبق

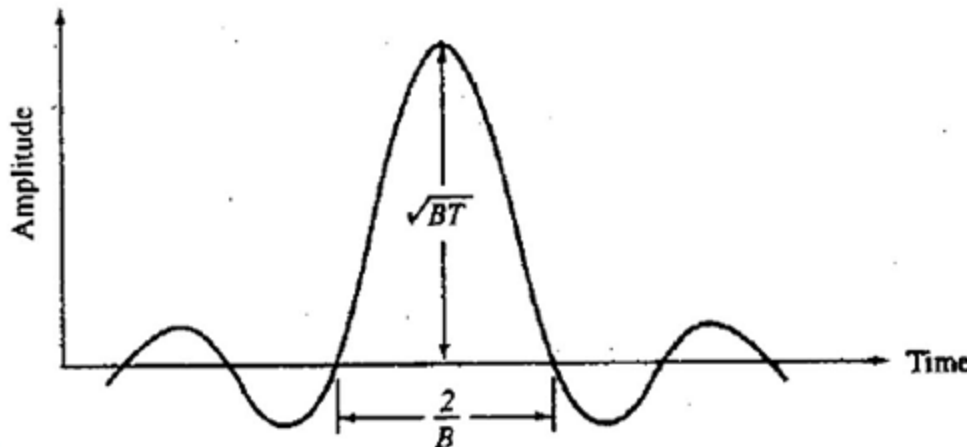


□ خروجی فیلتر منطبق به یک
پالس LFM با پهنای باند
50 MHz و عرض $1 \mu s$

□ شکل موج ارسال (down-chirp)

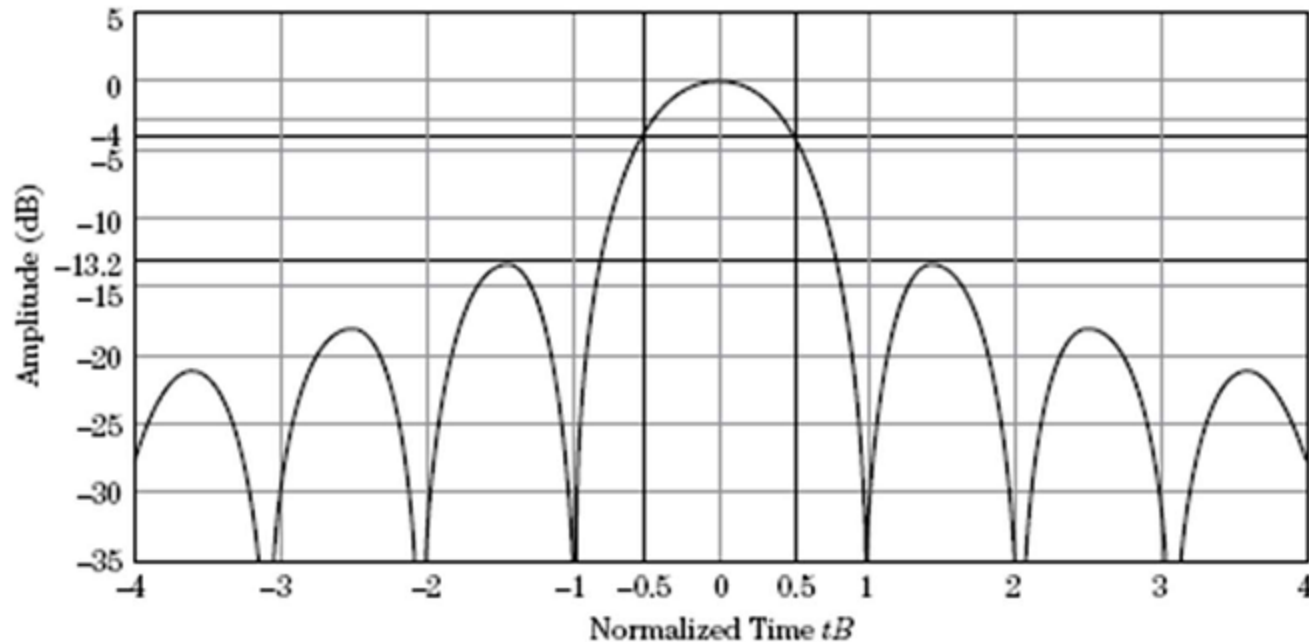


□ خروجی فیلتر منطبق



□ فاصله بین پیک و اولین صفر در خروجی فیلتر منطبق

$$\delta t \simeq \frac{1}{B} \quad \longrightarrow \quad \delta R \simeq \frac{c\delta t}{2} = \frac{c}{2B}$$



کاهش سطح گلبرگ های جانبی

(۶) فشرده سازی
پالس

16

- خروجی فیلتر منطبق هنگامیکه ورودی آن پالس LFM باشد، دارای سطح گلبرگ جانبی نسبتاً بزرگی به اندازه -13.2 dB است.
- احتمال تشخیص اشتباه
- احتمال پوشش اهداف ضعیف مجاور
- با وزن دهی دامنه پالس پهن ارسالی، در بازه زمانی T ، می توان سطح گلبرگ های جانبی را کاهش داد.
- مشابه tapering دامنه در آرایه ها یا استفاده از پنجره در فیلترهای داپلر
- اما غالباً این روش در رادارهای توان بالا قابل استفاده نیست. زیرا فرستنده های توان بالا معمولاً در حالت اشباع عمل می کنند و در نتیجه امکان ارسال پالس هایی با دامنه متغیر در آن ها وجود ندارد.

کاهش سطح گلبرگ های جانبی

- بنابراین کاهش سطح گلبرگ های جانبی را با اعمال وزن دهی دامنه به فیلتر فشرده سازی پالس انجام می دهند.
- از آنجا که فیلتر فشرده سازی پالس یک فیلتر منطبق است، اعمال وزن دهی دامنه به آن باعث ایجاد عدم تطبیق شده و در نتیجه SNR کاهش می یابد.
- مشخصات وزن دهی های مختلف برای کاهش سطح گلبرگ جانبی

Weighting Function	Peak sidelobe dB	Loss dB	Mainbeam width (relative)
Uniform	-13.2	0	1.0
$0.33 + 0.66 \cos^2(\pi f/B)$	-25.7	0.55	1.23
$\cos^2(\pi f/B)$	-31.7	1.76	1.65
$0.16 + 0.84 \cos^2(\pi f/B)$	-34.0	1.0	1.4
Taylor ($\bar{n} = 6$)	-40.0	1.2	1.4
$0.08 + 0.92 \cos^2(\pi f/B)$ (Hamming)	-42.8	1.34	1.5

فیلترهای فشرده سازی پالس برای LFM

□ انواع فیلترهای فشرده سازی پالس

□ فیلترهای پاشنده

□ پردازش دیجیتال

■ انتخاب مناسب در صورتیکه مبدل آنالوگ به دیجیتال پهنای باند زیادی داشته باشد.

□ فیلترهای پاشنده

□ فیلترهای آنالوگ پاشنده برای ایجاد و فشرده سازی پالس LFM استفاده می شوند.

□ فیلترهای پاشنده یک تأخیر زمانیِ تابعِ فرکانس از خود نشان می دهند.

فیلترهای فشرده سازی پالس برای LFM

□ پاشندگی یک فیلتر توسط تأخیر گروه به صورت زیر مشخص می شود:

$$t_{gd} = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$$

□ برای شکل موج LFM داریم:

$$t_{gd-LFM} = \frac{1}{2\pi} \frac{T}{B} \omega$$

□ تأخیر گروه فیلتر منطبق:

$$t_{gd-LFM-MF} = -\frac{1}{2\pi} \frac{T}{B} \omega$$

□ فیلترهای SAW (Surface Acoustic Wave) از انواع فیلترهای پاشنده هستند که در سیستم های راداری مورد استفاده قرار می گیرند.

فیلترهای فشرده سازی پالس برای LFM

□ فیلترهای دیجیتال

□ در رادارهای مدرن، از اسیلاتورهای کنترل شونده با ولتاژ (VCO) یا تولیدکننده های دیجیتال شکل موج برای مدوله کردن شکل موج ارسالی استفاده می شود.

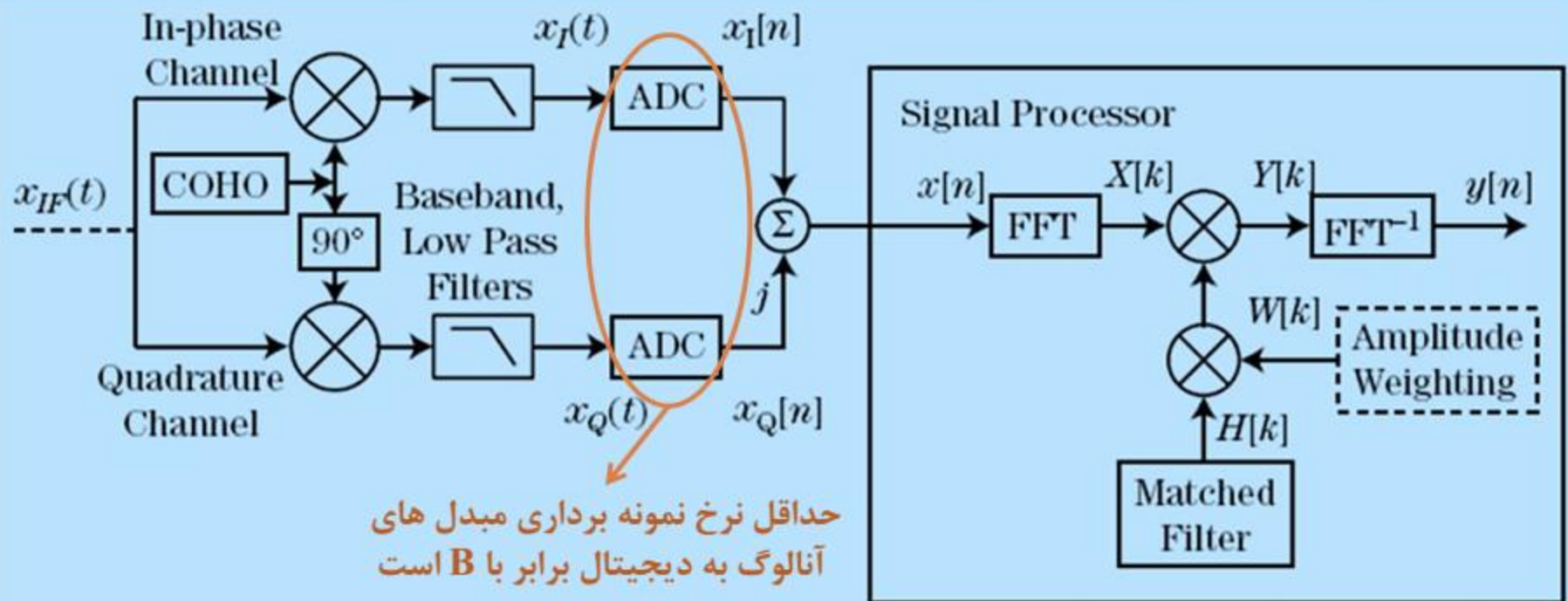
□ در گیرنده نیز از فشرده ساز پالس دیجیتال استفاده می شود.

□ برای این منظور با توجه به رابطه دوگانی بین عمل کانولوشن در حوزه زمان و عمل ضرب در حوزه فرکانس، با استفاده از الگوریتم FFT، طیف سیگنال دریافتی بدست آمده و در پاسخ فرکانسی فیلتر منطبق ضرب می شود.

■ عمل کانولوشن با استفاده از FFT را **کانولوشن سریع** می گویند.

فیلترهای فشرده سازی پالس برای LFM

□ بلوک دیاگرام گیرنده به همراه فشرده سازی پالس دیجیتال



تابع ابهام برای شکل موج LFM

□ شکل موج LFM

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\pi \frac{B}{T} t^2} \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

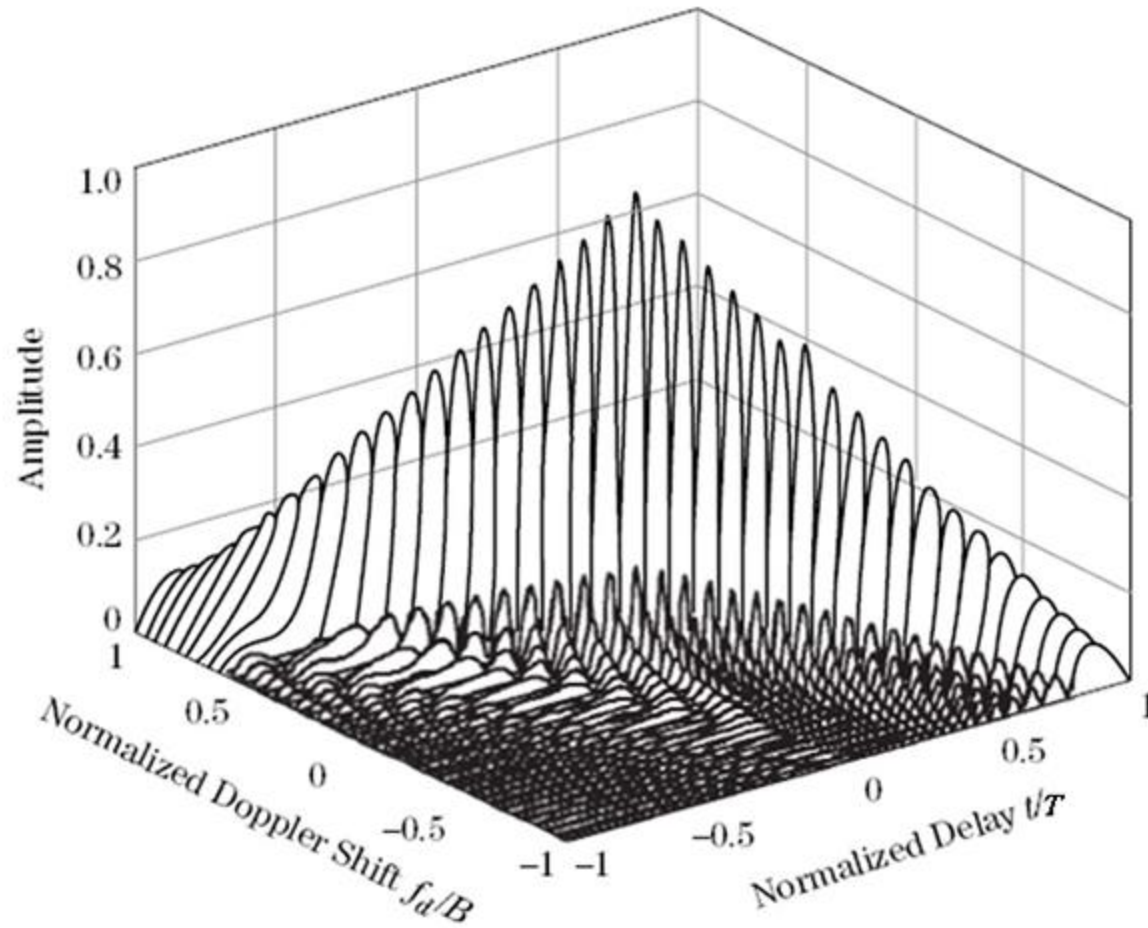
□ تابع ابهام نرمالیزه

$$|A(t, f_d)|^2 = \left| \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \frac{\sin \left(\pi T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \left(f_d + \frac{B}{T} t\right) \right)}{\pi T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \left(f_d + \frac{B}{T} t\right)} \right|^2 \quad |t| \leq T$$

□ به ازای $f_d = 0$

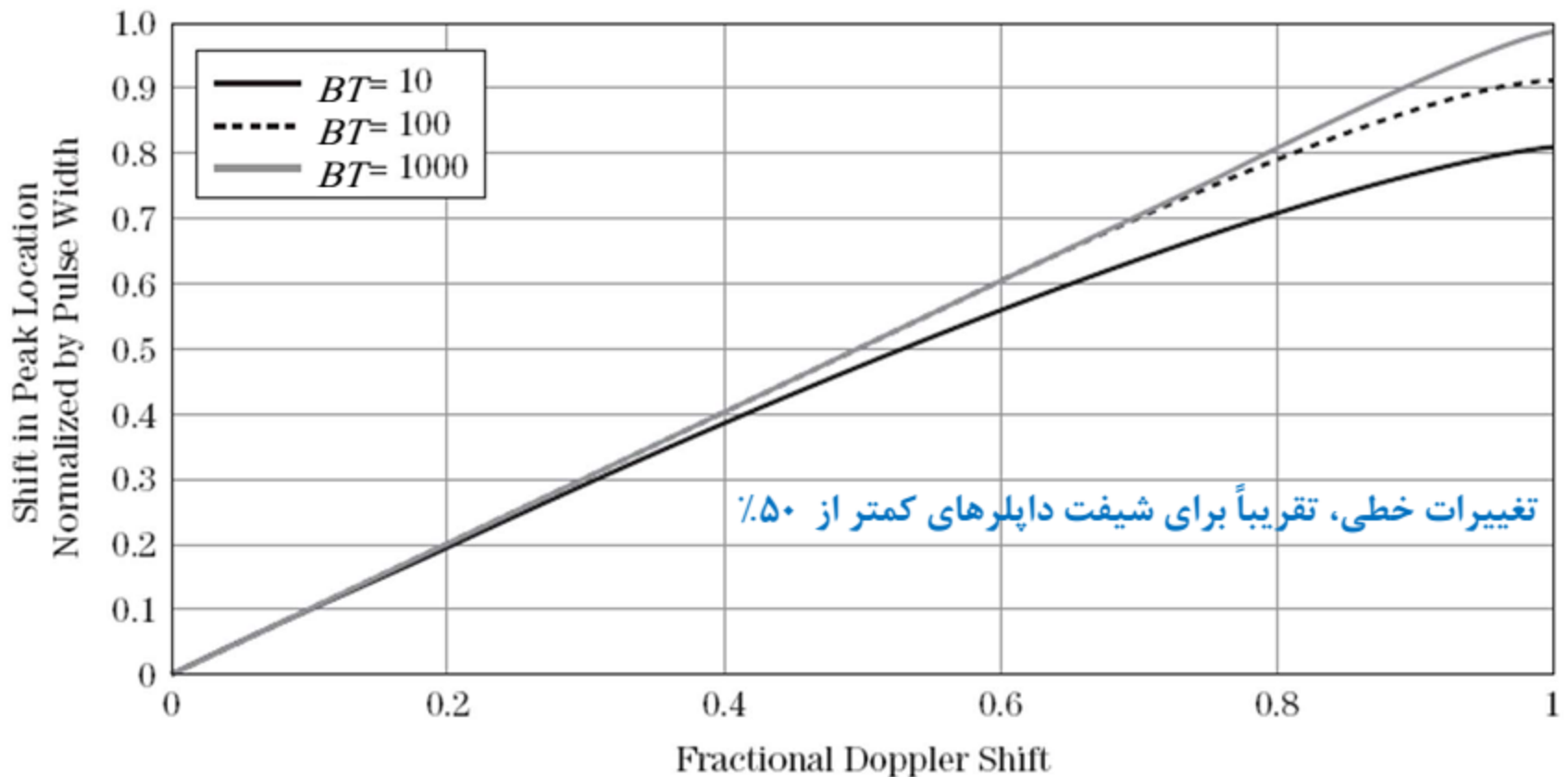
$$|A(t, 0)|^2 = \left| \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \frac{\sin \left(\pi B t \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \right)}{\pi B t \left(1 - \frac{|t|}{T}\right)} \right|^2 \quad |t| \leq T$$

- شکل موج LFM کوپلینگی بین برد و داپلر از خود نشان می دهد.
- شیفت داپلر باعث می شود که پیک پاسخ بر روی محور زمان تقریباً به اندازه $-(f_d/B)T$ جابجا شود.
- البته تابع مثلی جابجا نشده و این باعث می شود که دامنه پاسخ جابجا شده کاهش یابد.

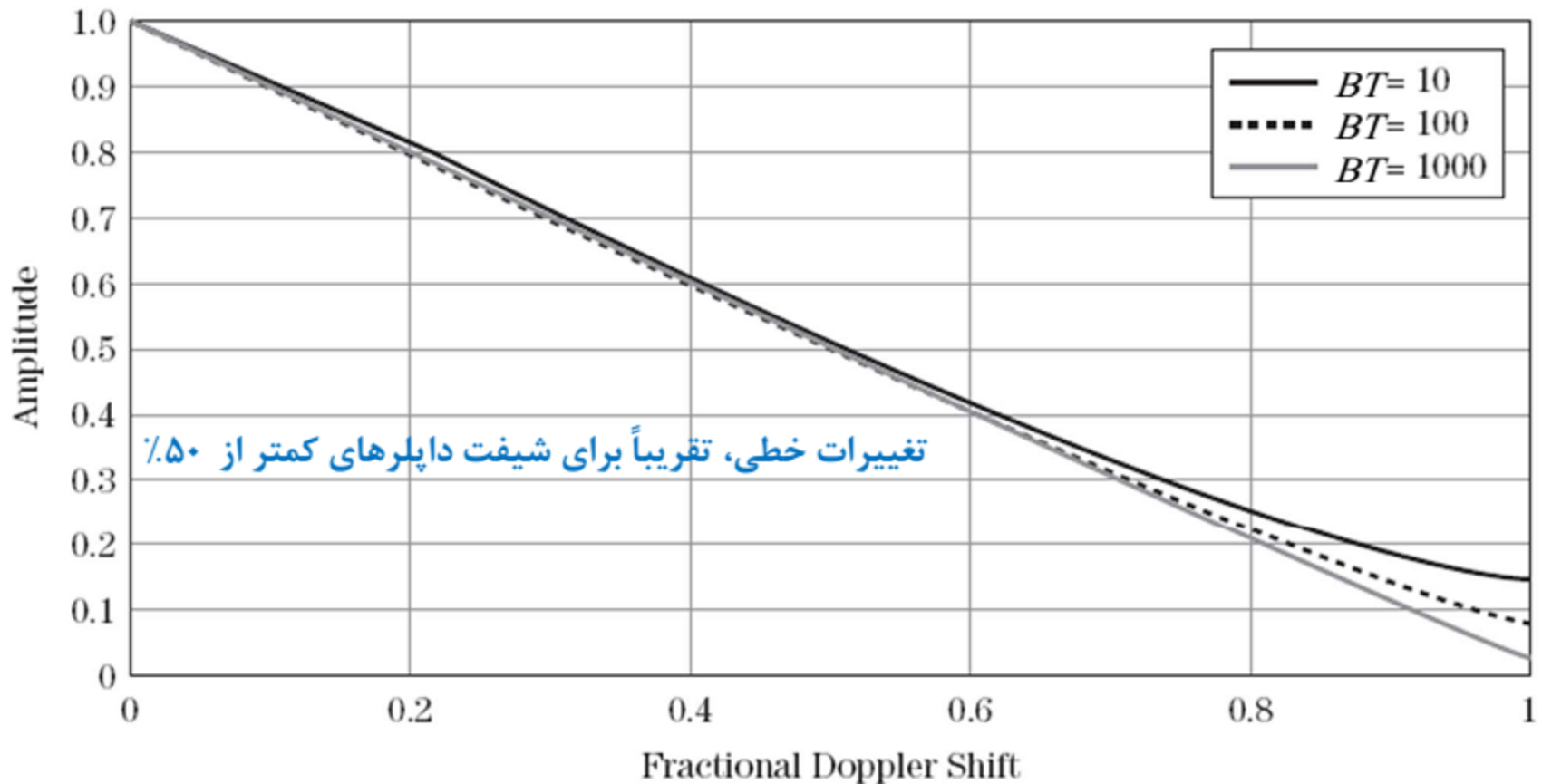


- تابع ابهام شکل موج LFM یک لبه قطری در صفحه $t-f_d$ از خود نشان می دهد.
- اگر شیفیت دایپلر برابر با عکس عرض پالس (T) باشد، آنگاه پیک پاسخ بر روی محور زمانی به اندازه یک قدرت تفکیک ($1/B$) جابجا شده و مقدار پیک (ولتاژ) با ضریب $(1-1/BT)$ کاهش می یابد.
- این ویژگی در یک شکل موج پالسی ساده دیده نمی شود.
- نسبت شیفیت فرکانس دایپلر به پهنای باند شکل موج را شیفیت دایپلر کسری (FDS) گویند.

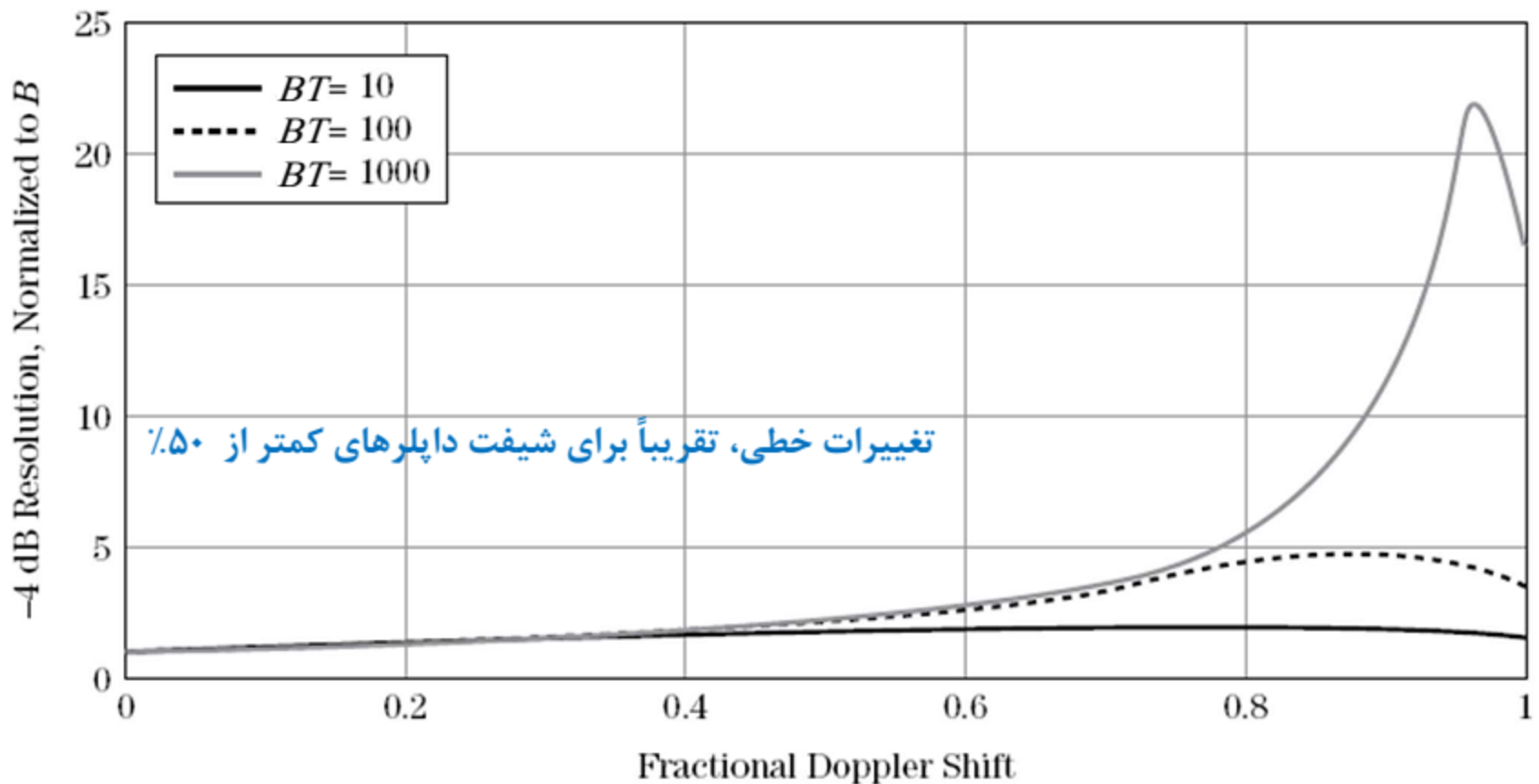
□ جابجایی پیک پاسخ فیلتر منطبق بر اثر شیفت داپلر برای شکل موج LFM



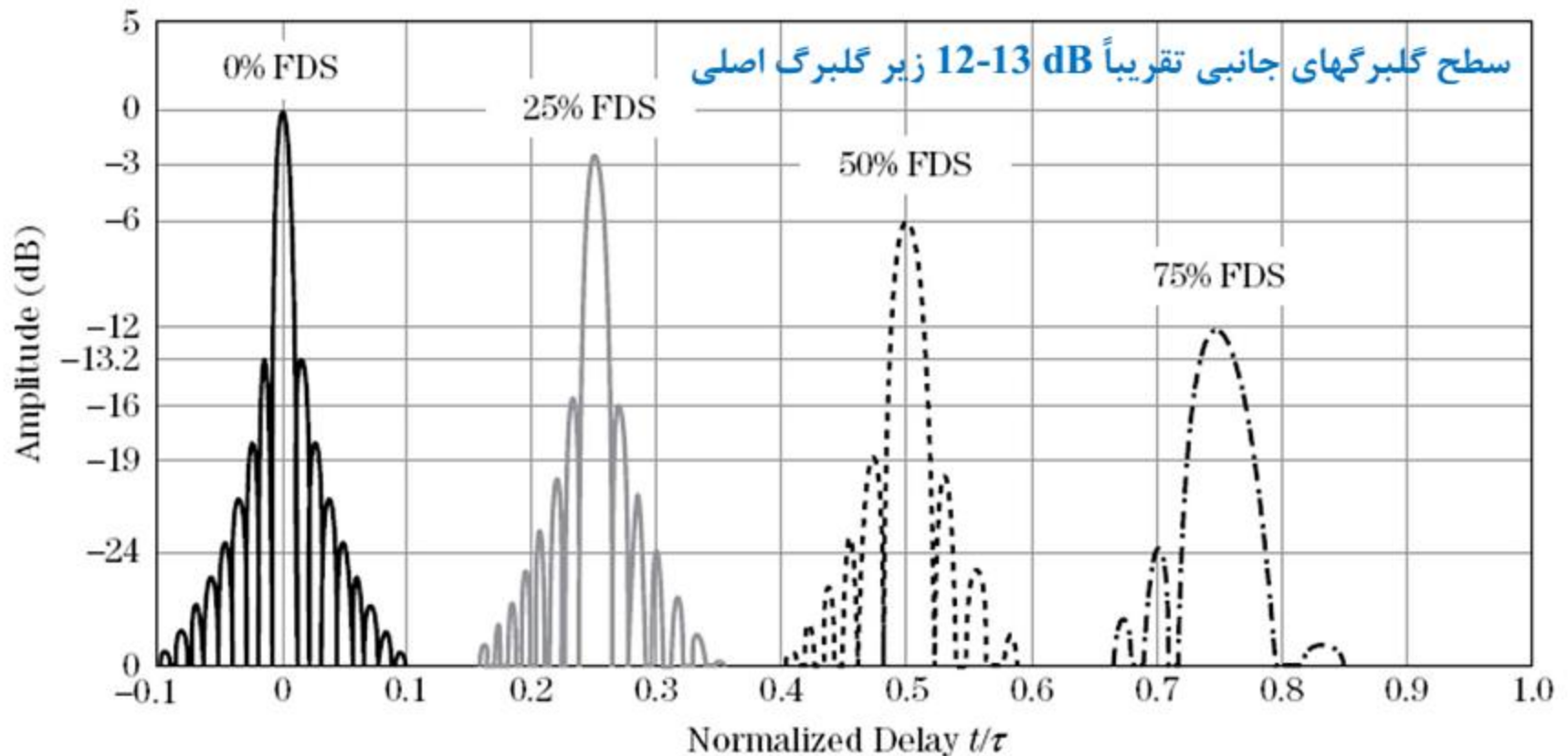
□ کاهش دامنه پاسخ فیلتر منطبق بر اثر شیفت داپلر برای شکل موج LFM



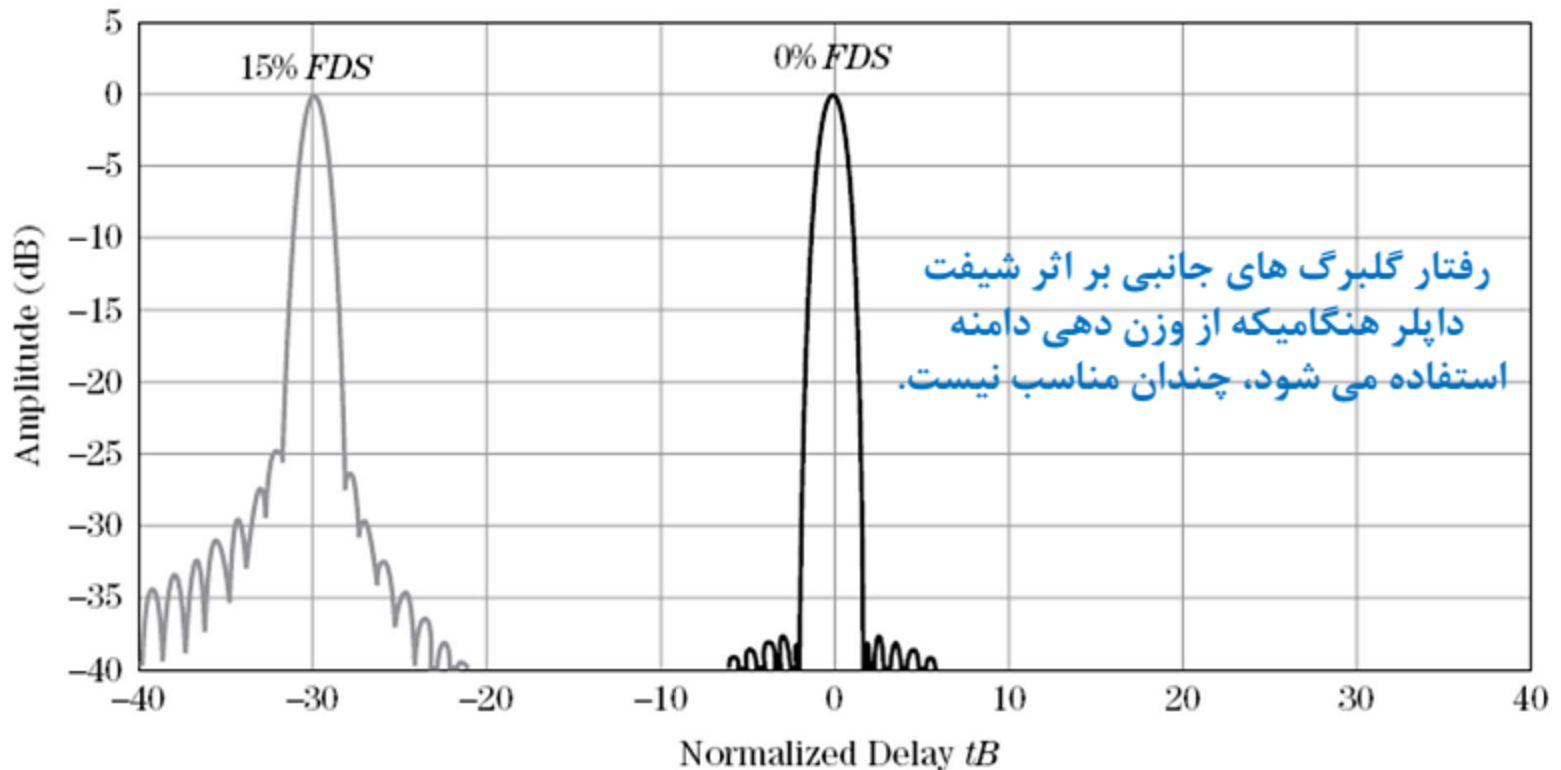
□ افزایش پهنای باند -4 dB پاسخ فیلتر منطبق بر اثر شیفت داپلر برای شکل موج LFM



□ پاسخ فیلتر منطبق برای شکل موج LFM به ازای $BT = 100$



□ پاسخ فیلتر منطبق برای شکل موج LFM با وزن دهی
Taylor -40 dB به ازای $BT = 200$



□ طیف شکل موج ارسالی (up-chirp) در باند پایه

$$U(\omega) \simeq |U(\omega)| e^{\left(-j\frac{1}{4\pi B}T\omega^2\right)} e^{j\frac{\pi}{4}}$$

$$|U(\omega)| \simeq \begin{cases} 1 & -\pi B \leq \omega \leq \pi B \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

□ برای شکل موج $u(t)$ می‌توان سیگنال با شیف‌دایر را به صورت $u(t)\exp(j2\pi f_d t)$ در نظر گرفت.

$$u(t)e^{j2\pi f_d t} \xleftrightarrow{\mathfrak{F}} U(\omega - 2\pi f_d)$$

□ طیف فرکانسی شکل موج LFM با شیفت دایر

$$U(\omega - 2\pi f_d) \simeq |U(\omega - 2\pi f_d)| e^{\left(-j\frac{1}{4\pi B}T(\omega - 2\pi f_d)^2\right)} e^{j\frac{\pi}{4}}$$

□ خروجی فیلتر منطبق

$$Y(\omega) \simeq |U(\omega - 2\pi f_d)| e^{\left(-j\frac{1}{4\pi B}T(\omega - 2\pi f_d)^2\right)} e^{j\frac{\pi}{4}} \\ \times |U(\omega)| e^{\left(j\frac{1}{4\pi B}T\omega^2\right)} e^{-j\frac{\pi}{4}}$$

$$Y(\omega) \simeq |U(\omega - 2\pi f_d)| |U(\omega)| e^{\left(jT\omega\frac{f_d}{B}\right)} e^{\left(-j\frac{1}{4\pi B}T(2\pi f_d)^2\right)}$$

$$Y(\omega) \simeq |U(\omega - 2\pi f_d)| |U(\omega)| e^{jT\omega \frac{f_d}{B}} e^{-j\frac{1}{4\pi B}(2\pi f_d)^2}$$

کوپلینگ بین برد و دایر نتیجه این جمله است.
این جمله باعث ایجاد یک شیفت زمانی به اندازه $-(f_d/B)T$ در خروجی فیلتر منطبق می شود.

□ اندازه خروجی فیلتر منطبق

$$|Y(\omega)| \simeq |U(\omega - 2\pi f_d)| |U(\omega)| \simeq \begin{cases} 1 & -\pi(B - 2f_d) \leq \omega \leq \pi B, f_d > 0 \\ 1 & -\pi B \leq \omega \leq \pi(B + 2f_d), f_d < 0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

□ عدم تطبیق بین فیلتر و شکل موج با شیفت دایر باعث کاهش پهنای باند شده که به معنای کاهش قدرت تفکیک می باشد.

- در مثال های قبل برای نشان دادن تأثیر شیفت دایپلر از مقادیر بزرگ برای FDS استفاده شد.
- در عمل مقدار نوعی برای FDS کمتر از 5% و در بیشتر مواقع حتی کمتر از 1% است.
- به عنوان مثال هدفی با سرعت ۱ ماخ (معادل 330 m/s) در فرکانس 10 GHz باعث ایجاد شیفت دایپلری برابر با 22 kHz می شود. برای شکل موجی با پهنای باند 1 MHz مقدار FDS برابر با 2.2% خواهد شد.

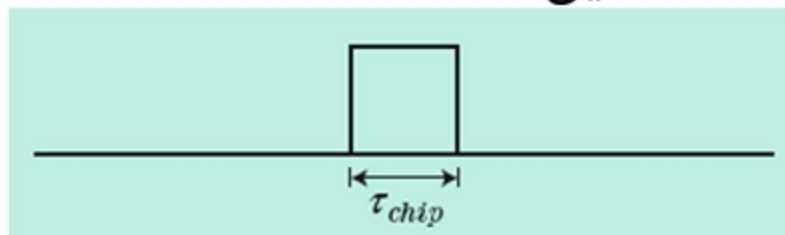
- اگر خطای برد ناشی از شیفت دایر بر عملکرد فرآیند فشرده سازی پالس زیاد باشد، می توان از دو پالس LFM بالا رونده (up-chirp) و پایین رونده (down-chirp) استفاده کرد.
- پالس up-chirp باعث شیفت زمانی $-(f_d/B)T$ و پالس down-chirp باعث شیفت زمانی $(f_d/B)T$ خواهد شد.
- به این ترتیب می توان مشابه رادار FMCW با مدولاسیون مثلثی، برد و شیفت دایر را بدست آورد.

شکل موج های کد شده فازی

- کدهای فازی، دسته دوم شکل موج های مورد استفاده در فشرده سازی پالس را تشکیل می دهند.
- شکل موج های کد شده فازی از زیرپالس های به هم پیوسته تشکیل شده اند.
- فاز این زیرپالس ها از یک پالس به پالس دیگر به گونه ای انتخاب می شود که گلبُرج اصلی و گلبُرج های جانبیِ مطلوبی در پاسخ فیلتر منطبق حاصل شود.
- در سیستم های مدرن راداری، از شکل موج های کد شده دو فازی و چند فازی استفاده می شود.

شکل موج های کد شده فازی

□ شکل موج های کد شده فازی از زیرپالس های به هم پیوسته یا چیپ ها (chips) تشکیل شده اند.



□ قدرت تفکیک یک چیپ مستطیلی شکل

$$\delta R = \frac{CT_{chip}}{2}$$

□ طیف فرکانسی یک چیپ مستطیلی شکل به صورت تابع sinc بوده و پهنای باند آن عبارتست از:

$$B_{chip} = \frac{1}{\tau_{chip}}$$

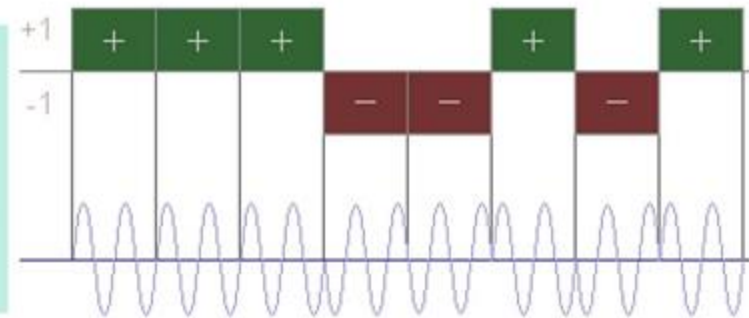
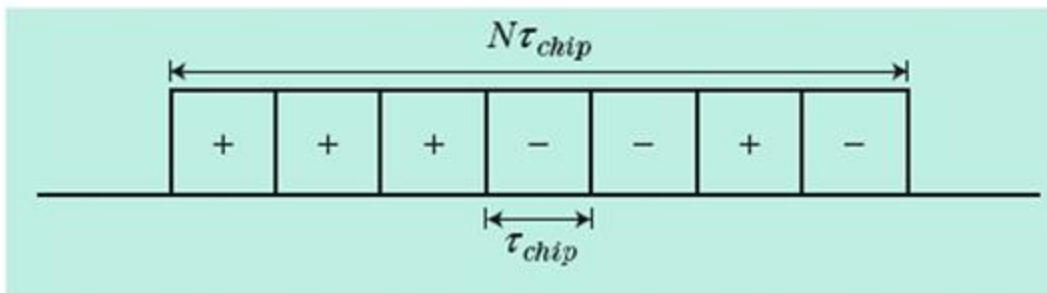
شکل موج های کد شده فازی

□ برای یک چیپ تنها، قدرت تفکیک و انرژی به صورت معکوس با هم رابطه دارند.

□ افزایش پهنای پالس ← کاهش قدرت تفکیک ← افزایش انرژی

□ یک نمونه شکل موج کد شده دو فازی

□ فازهای مجاز برای این کد 0 و 180 درجه بوده و در نتیجه دامنه چیپ ها برابر با 1 و -1 خواهد شد.



شکل موج های کد شده فازی

□ انرژی در شکل موج کد شده فازی متناسب با کل دوره پالس (T) است:

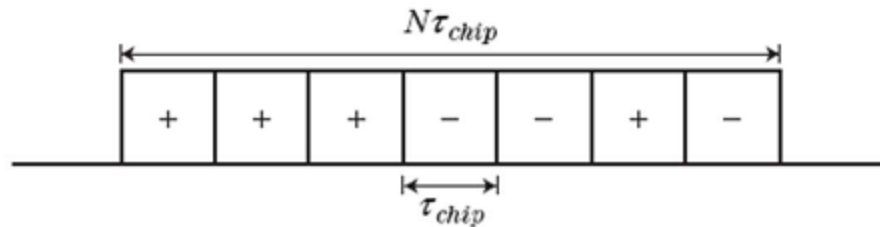
$$T = N\tau_{chip}$$

□ از طرف دیگر با انتخاب مناسب فاز چیپ ها می توان به قدرت تفکیک متناظر با یک چیپ منفرد نیز دست یافت.

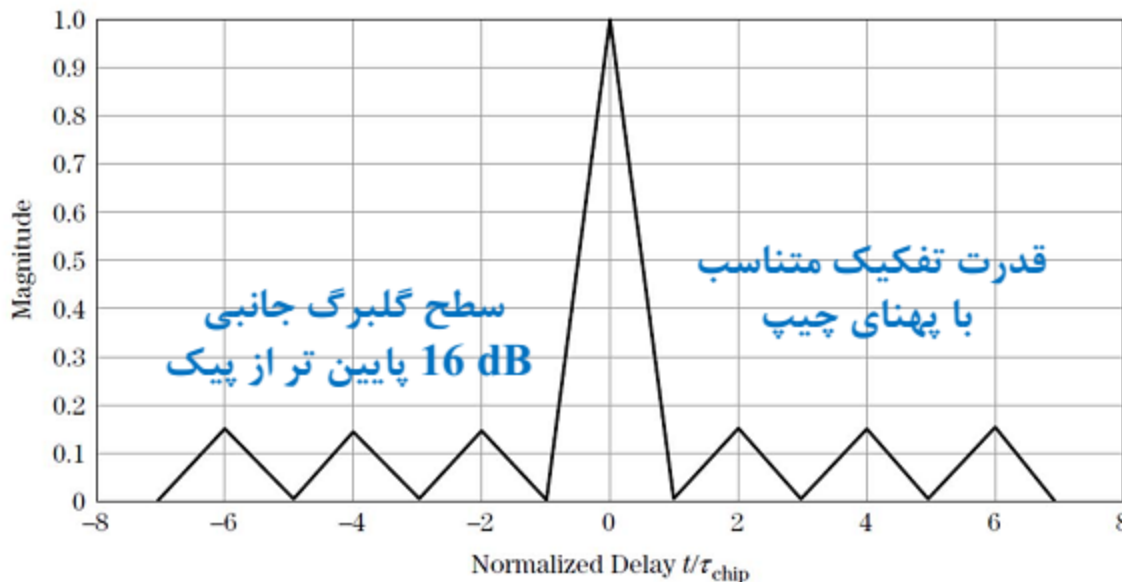
□ کاهش پهنای چیپ و افزایش طول کد ← افزایش قدرت تفکیک و حفظ یا افزایش انرژی

شکل موج های کد شده فازی

خروجی نرمالیزه فیلتر منطبق برای شکل موج زیر



دنبله فازها در شکل موج کد شده فازی، شکل گلبزرگ های جانبی را مشخص می کند.



نسبت فشرده سازی برای شکل موج کد شده فازی

$$TB = TB_{chip} = \frac{T}{\tau_{chip}} = N$$

کدهای فازی مورد استفاده در رادارها

□ معیارهای مهم در انتخاب کدهای فازی

□ گلبرگ های جانبی

□ طول دنباله

□ کدهای بهینه، حداقل پیک گلبرگ جانبی (MIPS) را برای یک طول دنباله مشخص بدست می دهند.

□ کد بارکر ← نسبت پیک گلبرگ جانبی به گلبرگ اصلی برابر با $1/N$

□ دنباله حداکثر طول (MLS) یک کد دوفازی به طول $2^n - 1$ است که در آن پیک گلبرگ جانبی به صورت معکوس با مجذور طول دنباله متناسب است.

$$\text{Sidelob Peak} \propto \frac{1}{\sqrt{N}}$$

کدهای فازی مورد استفاده در رادارها

- کدهای چندفازی به صورت بالقوه می توانند سطح گلبرگ جانبی پایین تری در مقایسه با کدهای دو فازی با طول یکسان داشته باشند.
- چند نوع کد چند فازی
□ Frank, P1, P2, P3 و P4
- در کدهای فازی نیز مانند شکل موج LFM، می توان با وزن دهی فیلتر منطبق، سطح گلبرگ های جانبی را کاهش داد.

□ انواع شکل موج های کد شده فازی

□ کدهای دوفازی

■ فازها به دو مقدار ۰ و ۱۸۰ درجه محدودند.

□ کدهای چندفازی

■ تعداد حالت های فاز بیش از دو است.

□ دنباله فاز

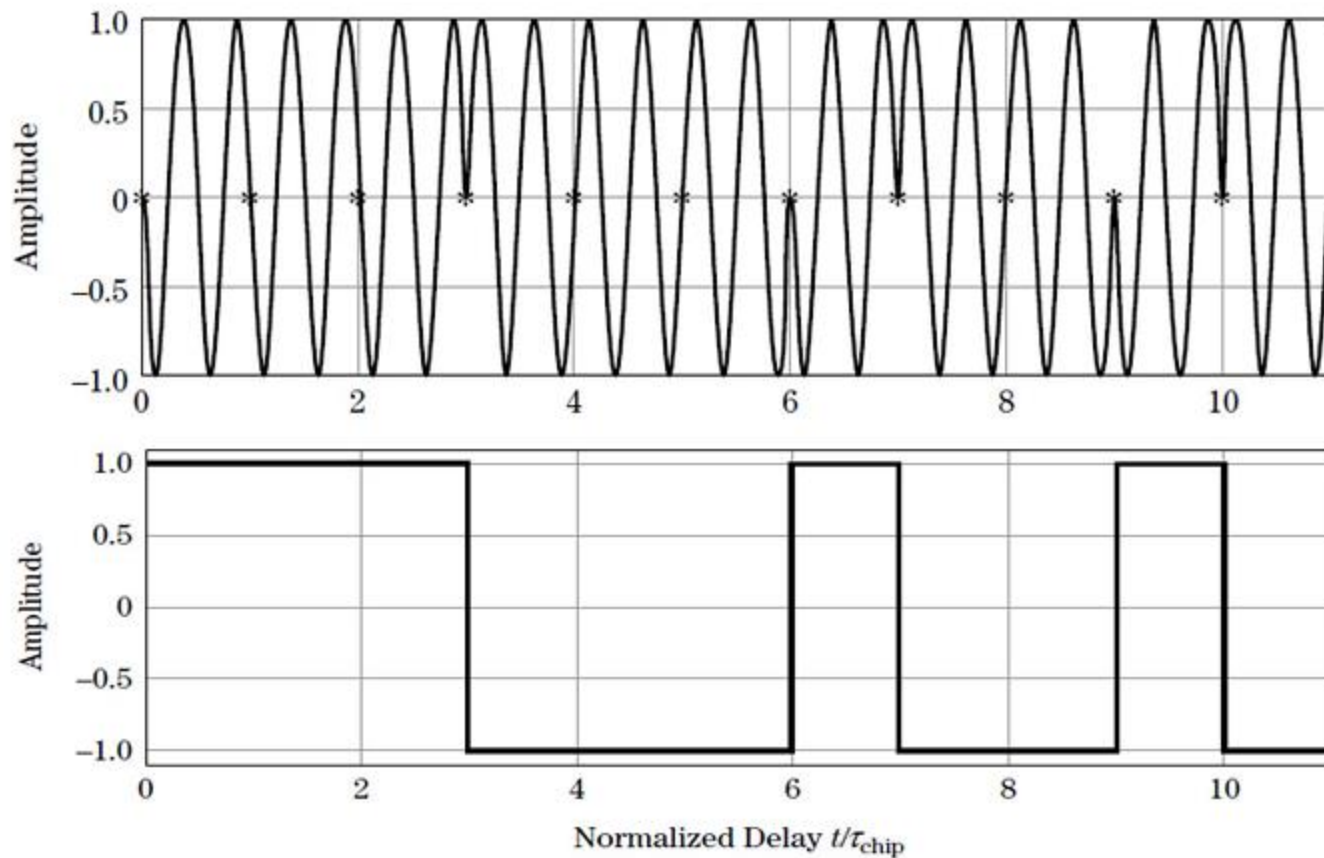
$$a_n = e^{j\varphi_n} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$$

فاز اعمال شده به چیپ n ام

- به عنوان مثال یک کد دوفازی با دو حالت فاز 0 و 180 درجه، یک دنباله شامل عناصر 1 و -1 را بدست خواهد داد.
- در فرستنده، شکل موج کد شده فازی با یک سیگنال RF میکس می شود:

$$x_{RF}(t) = \cos \left\{ 2\pi f_c t + \varphi_n \left[u(t - n\tau_{chip}) - u(t - (n+1)\tau_{chip}) \right] \right\}$$
$$0 \leq t \leq T, 0 \leq n \leq N - 1$$

□ سیگنال مدوله شده RF و سیگنال باند پایه برای دنباله {111-1-1-11-1-11-1}



طیف شکل موج کد شده فازی

□ شکل موج کد شده فازی در حوزه زمان

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n p(t - n\tau_{chip})$$

$$p(t) = 1 \quad -\frac{\tau_{chip}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{chip}}{2}$$

Biphase codes: $a_n \in \{1, -1\}$

Polyphase codes: $a_n \in \left\{ \begin{array}{l} \text{set of unit amplitude} \\ \text{complex number} \end{array} \right\}$

طیف شکل موج کد شده فازی

□ تبدیل فوریه شکل موج

$$X(\omega) = P(\omega) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-j\omega n\tau_{chip}}$$

تبدیل فوریه یک چیپ به مرکز $t = 0$

□ خروجی فیلتر منطبق

$$Y(\omega) = |P(\omega)|^2 \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-j\omega n\tau_{chip}} \sum_{m=0}^{N-1} a_m^* e^{j\omega m\tau_{chip}}$$

$$Y(\omega) = |P(\omega)|^2 C(\omega)$$

طیف شکل موج کد شده فازی

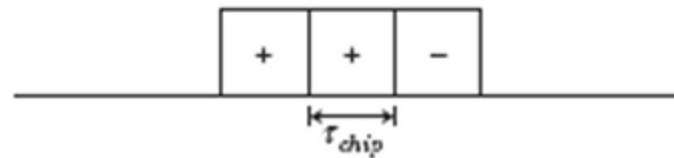
$$C(\omega) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_m^* a_n e^{-j\omega\tau_{chip}(n-m)}$$

$$C(\omega) = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} c_k e^{-j\omega k\tau_{chip}}$$

$$c_k = \sum_{m=k}^{N-1} a_{m-k} a_m^*$$
$$c_{-k} = c_k^*$$

طیف شکل موج کد شده فازی

□ برای کد بارکر سه تایی



$$c_0 = 3$$

$$c_1 = 0 = c_{-1}$$

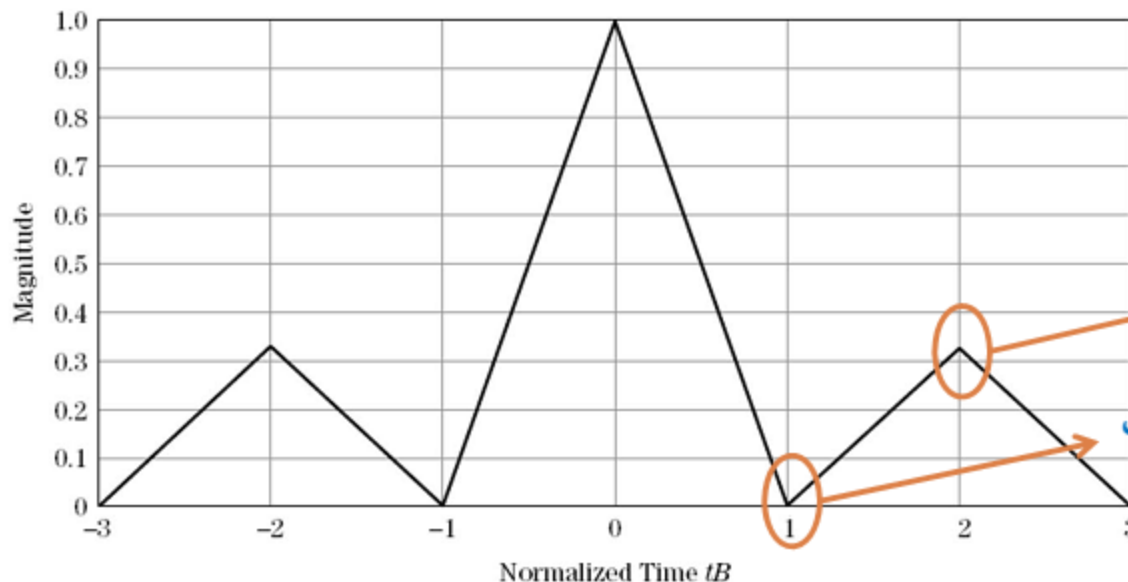
$$c_2 = -1 = c_{-2}$$

$$C(\omega) = \sum_{k=-2}^2 c_k e^{-j\omega k \tau_{chip}} = -e^{-j\omega 2\tau_{chip}} + 3 - e^{j\omega 2\tau_{chip}}$$

$$Y(\omega) = -|P(\omega)|^2 e^{-j\omega 2\tau_{chip}} + 3|P(\omega)|^2 - |P(\omega)|^2 e^{j\omega 2\tau_{chip}}$$

طیف شکل موج کد شده فازی

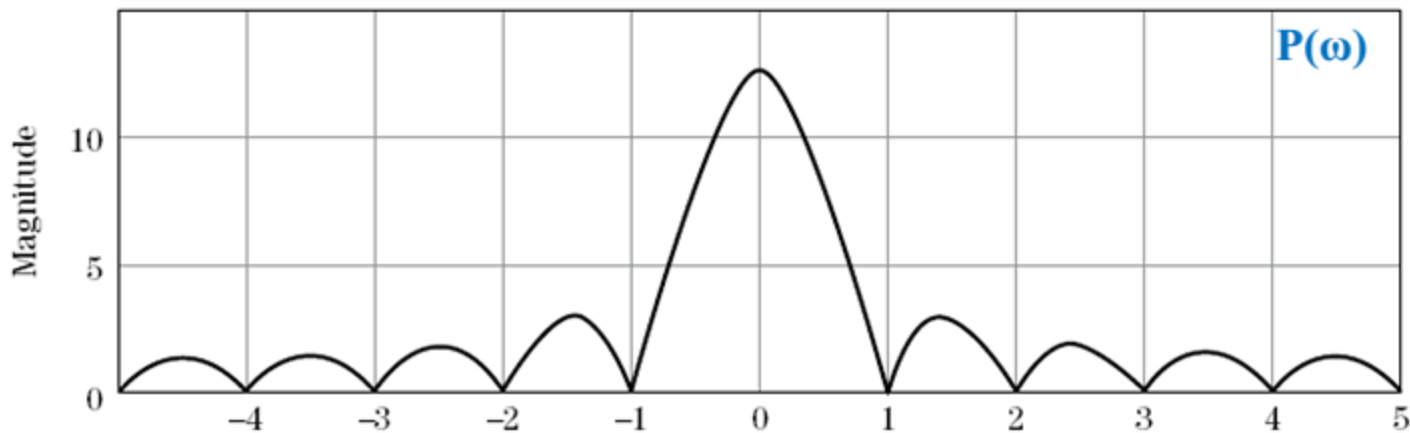
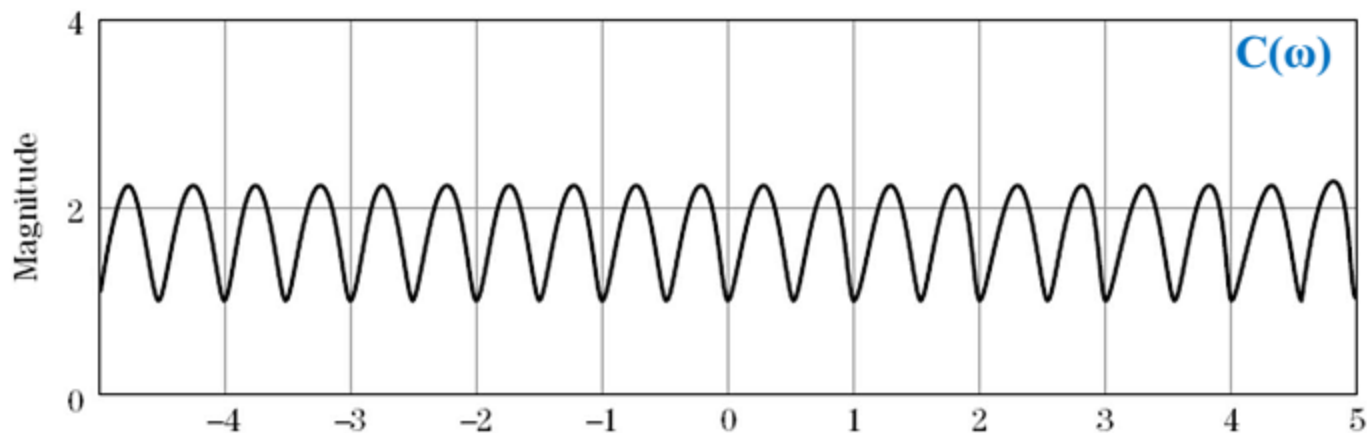
- طیف یک چیپ مستطیلی به صورت تابع sinc بوده و تبدیل فوریه معکوس مجذور sinc به صورت یک تابع مثلثی است.
- بنابراین پاسخ فشرده شده شامل سه مثلث وزن دهی شده به مرکز $\{-2\tau_{\text{chip}}, 0, 2\tau_{\text{chip}}\}$ است.

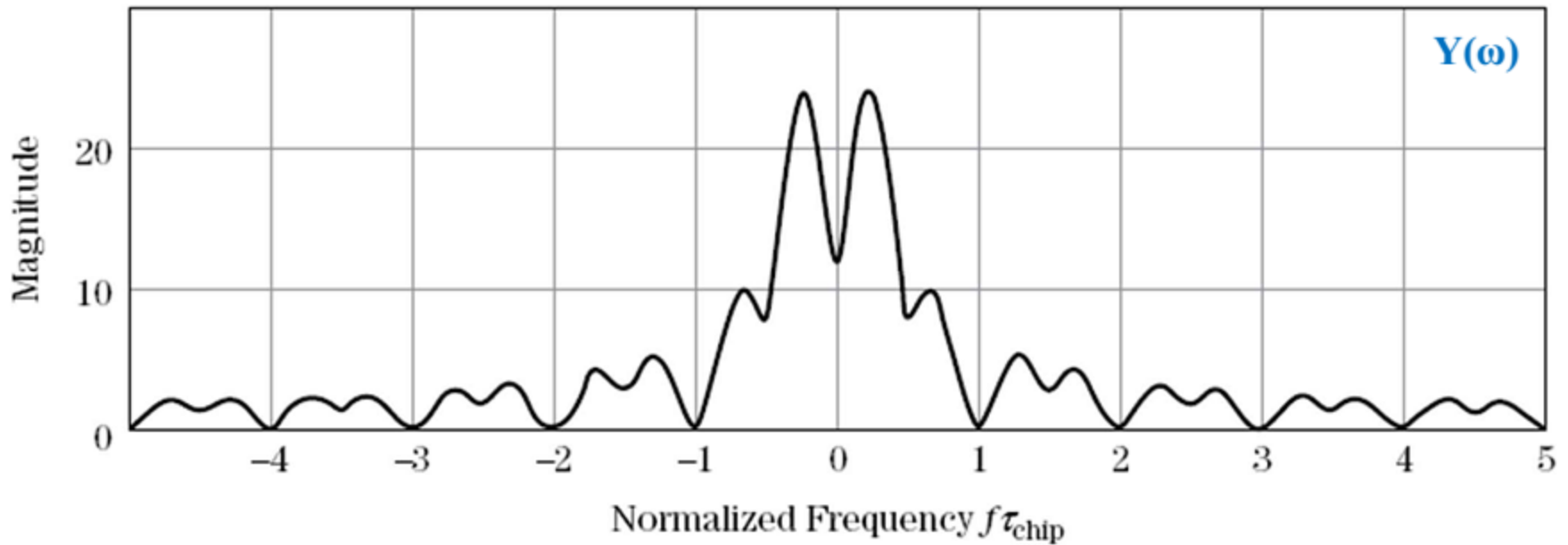


نسبت سطح گلبرگ فرعی به
سطح گلبرگ اصلی برابر با $1/3$

قدرت تفکیک متناسب
با پهنای چیپ

طیف شکل موج کد شده فازی





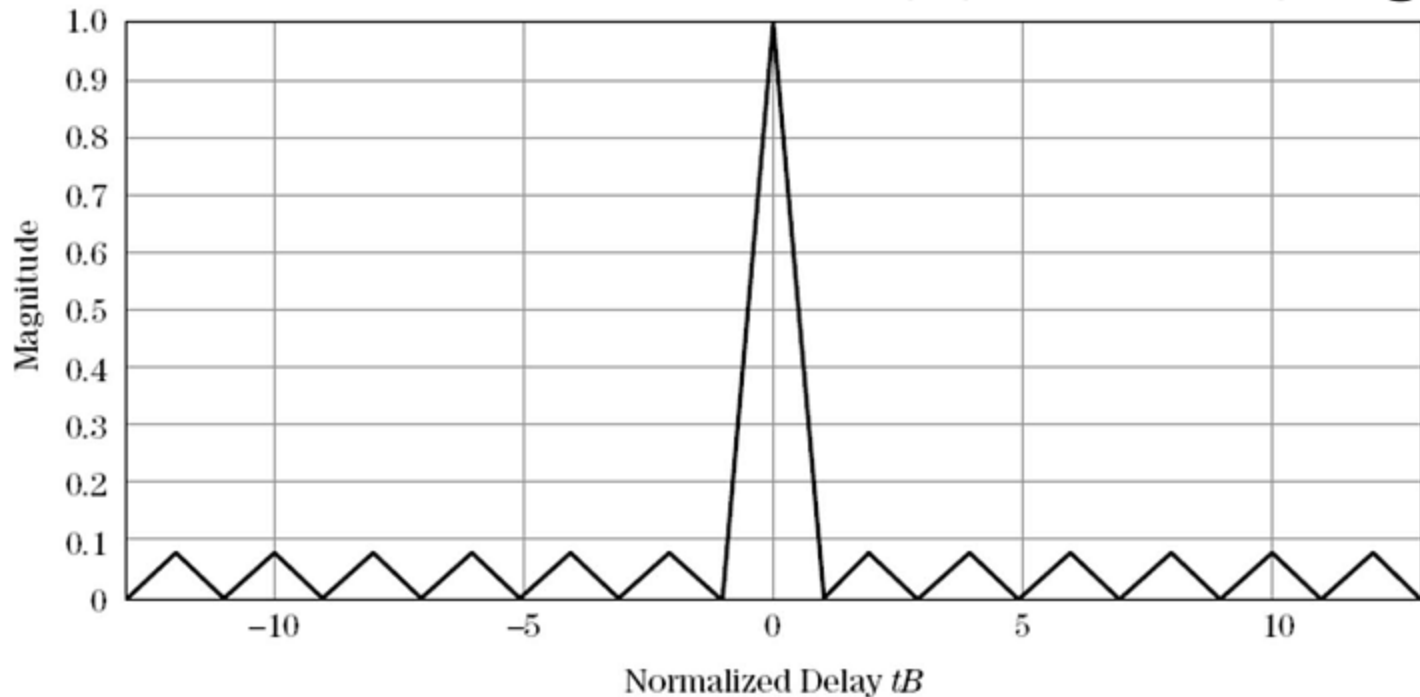
□ کد بارکر

- یک کد دوفازی که منجر به ایجاد گلبرگ های جانبی برابر می شود را کد بارکر گویند.
- در کد بارکر نسبت پیک گلبرگ جانبی به گلبرگ اصلی برابر با $1/N$ بوده که N طول کد می باشد.
- کدهای بارکر شناخته شده

Code Length	Code Sequence	Peak Sidelobe Level, dB
2	+-, ++	-6.0
3	++-	-9.5
4	++-+, +++-	-12.0
5	+++ - +	-14.0
7	+++ - - + -	-16.9
11	+++ - - - + - - + -	-20.8
13	++++ - - + + - + - +	-22.3

□ بلندترین کد بارکر شناخته شده دارای طول ۱۳ و سطح گلبرگ جانبی -22.3 dB است.

□ پاسخ فشرده شده کد بارکر به طول ۱۳



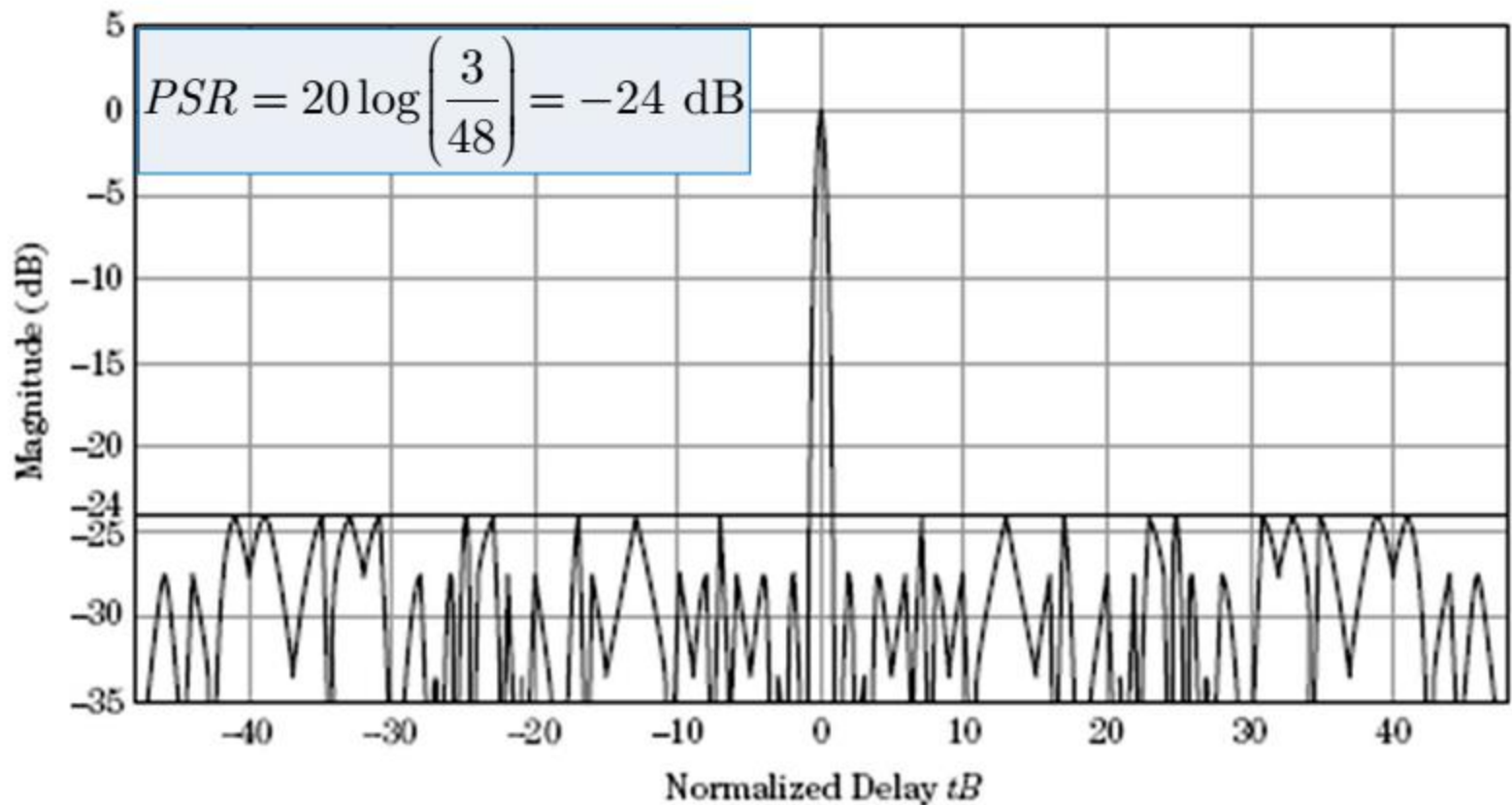
□ کدهای حداقل پیک گلبرگ جانبی (MPS)

- با توجه به محدودیت طول کدهای بارکر، به دنباله های بلندتری با پیک گلبرگ جانبی پایین نیاز است.
- برای این منظور می توان از روش های جستجو برای یافتن کدهای MPS به ازای یک طول مشخص استفاده کرد.
- خلاصه ای از طول کدهای MPS یافت شده به همراه پیک گلبرگ جانبی

Peak Sidelobe Level (Voltage)	Code Length
1	2-5, 7, 11, 13
2	6, 8-10, 12, 14-21, 25, 28
3	22-24, 26, 27, 29-40, 41-48, 51
4	49, 50, 52-70, 71-82
5	83-105

→ کد بارکر

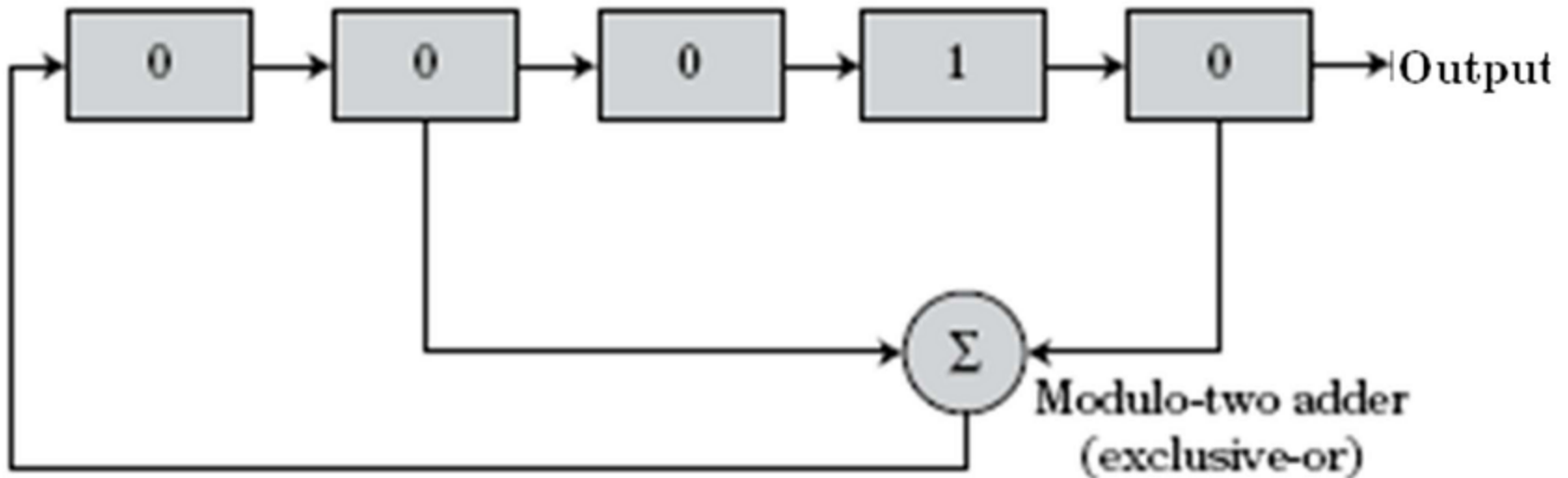
□ پاسخ فشرده شده یک کد دوفازی MPS به طول ۴۸



□ دنباله های حداکثر طول (MLS)

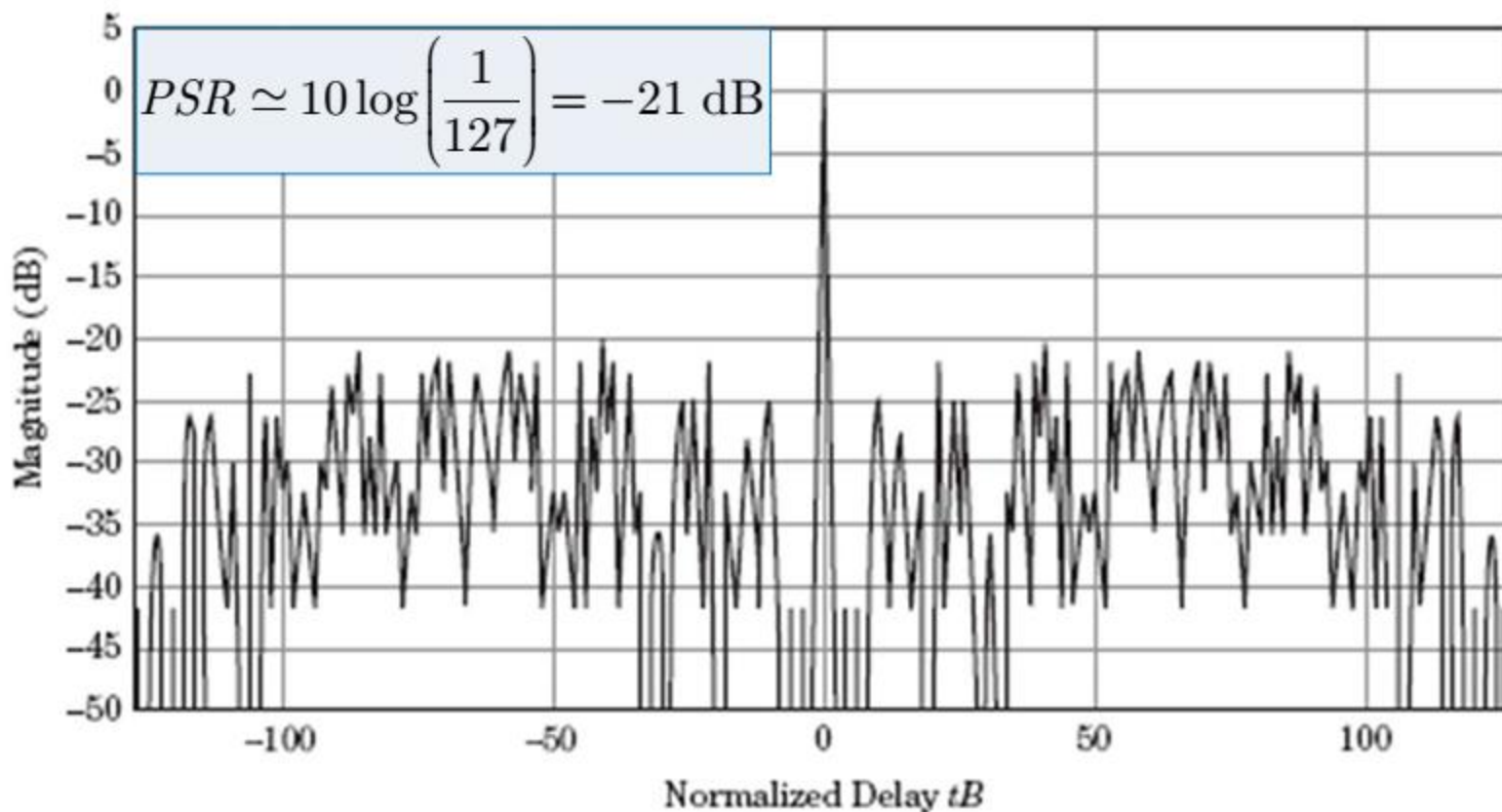
- کدهای MPS که شامل کدهای بارکر نیز می شوند، حداقل پیک گلبیگ جانبی را به ازای یک طول مشخص بدست می دهند.
- با اینحال در بسیاری از کاربردهای راداری، مشروط به دستیابی به یک کد با سطح گلبیگ جانبی مناسب، نیازی به کد بهینه وجود ندارد.
- کدهای MLS دارای طول $2^n - 1$ بوده و سطح گلبیگ جانبی آن ها برحسی dB در بیشتر مواقع تقریباً برابر با $10 \log(1/N)$ است.
- یک روش برای تولید چنین کدهایی استفاده از شیفت رجیستر به همراه فیدبک و Exclusive or است.
- به این ترتیب می توان دنباله شبه تصادفی از صفر و یک ها به طول $2^n - 1$ تولید کرد که n تعداد طبقات شیفت رجیستر است.

- یک شیفت رجیستر n طبقه ای شامل n واحد حافظه دو حالتی (صفر و یک) است که توسط یک کلاک کنترل می شود.
- با هر پالس کلاک، حالت هر طبقه به طبقه بعدی منتقل می شود.
- شیفت رجیستر ۵ طبقه ای برای تولید یک دنباله شبه تصادفی به طول $31(2^5-1)$



- یک شیفت رجیستر n طبقه ای دارای 2^n حالت متفاوت است.
- اما شیفت رجیستر نمی تواند حالتی را که تمام طبقات صفر باشند استفاده کند، زیرا در اینصورت از آن به بعد فقط صفر تولید خواهد شد.
- بنابراین حداکثر طول دنباله ای که یک شیفت رجیستر n طبقه ای پیش از تکرار می تواند تولید کند برابر با $2^n - 1$ است.
- دنباله بدست آمده در این روش به اتصالات فیدبک و بارگذاری اولیه شیفت رجیستر بستگی دارد.
- در واقع MLS دنباله خروجی یک شیفت رجیستر n طبقه ای است که طول آن $2^n - 1$ می باشد.
- به طور کلی بسته به اتصالات فیدبک، بیش از یک MLS برای یک طول مشخص می تواند وجود داشته باشد.
- برای مثال برای طول ۱۲۷، هجده MLS متفاوت وجود دارد.

□ پاسخ فشرده شده یک MLS به طول ۱۲۷ ($n = 7$)



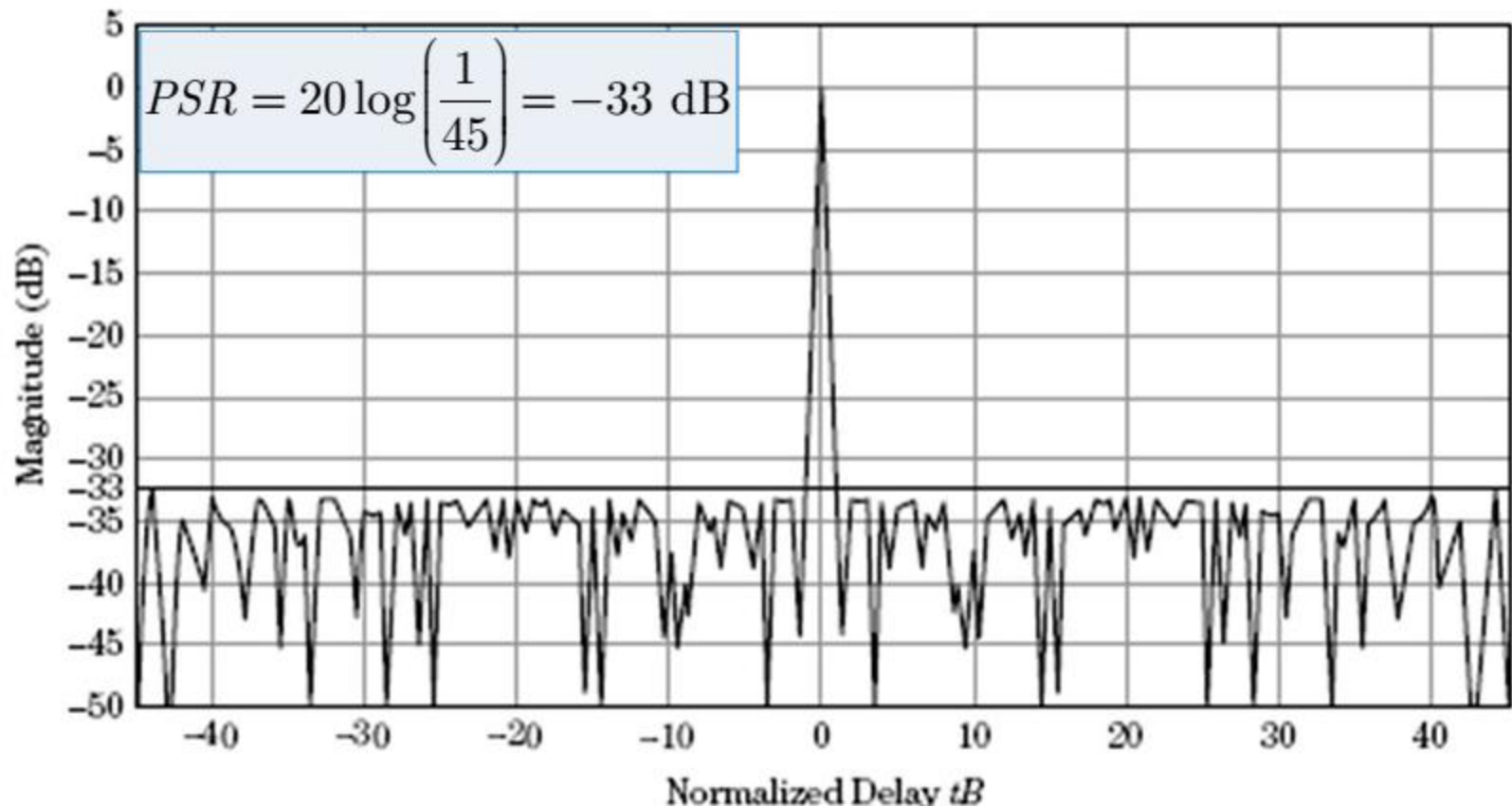
□ کدهای بارکر چندفازی

□ کدهای بارکر چندفازی با نسبت پیک گلبزرگ جانبی 1:N با استفاده از روش های جستجوی مختلف بدست آمده اند.

□ چند نمونه از کدهای بارکر چندفازی با $\varphi_n = 2\pi p_n/P$

Code Length, N	P	$p_n, n = 1, \dots, N$
63	2,000	0, 0, 88, 200, 250, 89, 1832, 1668, 1792, 145, 308, 290, 528, 819, 1357, 1558, 1407, 1165, 930, 869, 274, 97, 10, 1857, 731, 789, 1736, 150, 1332, 1229, 390, 944, 1522, 1913, 648, 239, 1114, 1708, 200, 666, 1870, 1124, 1464, 265, 845, 1751, 1039, 53, 737, 1760, 798, 1880, 851, 1838, 1103, 419, 1711, 1155, 546, 1985, 1325, 754, 44
60	210	0, 0, 16, 208, 180, 153, 126, 161, 135, 78, 83, 98, 143, 127, 162, 153, 183, 141, 72, 207, 149, 167, 15, 13, 146, 58, 23, 109, 169, 208, 75, 143, 173, 199, 51, 50, 31, 142, 152, 84, 74, 6, 147, 205, 151, 66, 51, 151, 27, 101, 170, 75, 172, 91, 20, 131, 1, 78, 166, 68
57	240	0, 0, 18, 51, 31, 37, 6, 39, 43, 64, 128, 167, 187, 19, 22, 226, 163, 103, 97, 238, 200, 172, 111, 201, 72, 95, 75, 172, 2, 91, 49, 220, 209, 57, 212, 168, 116, 206, 110, 102, 25, 131, 2, 30, 143, 182, 42, 107, 216, 89, 10, 161, 29, 170, 106, 205, 86
54	200	0, 0, 23, 43, 16, 9, 40, 51, 20, 7, 67, 126, 178, 180, 71, 120, 144, 151, 61, 25, 45, 100, 86, 9, 172, 161, 142, 22, 85, 8, 96, 128, 81, 1, 18, 137, 0, 95, 132, 59, 44, 155, 16, 129, 157, 98, 47, 174, 73, 18, 145, 65, 170, 100
51	50	0, 0, 4, 4, 18, 20, 27, 25, 25, 26, 24, 15, 15, 14, 9, 32, 36, 2, 21, 17, 9, 27, 46, 49, 19, 29, 9, 32, 7, 45, 21, 46, 22, 47, 18, 35, 0, 22, 9, 31, 44, 5, 29, 21, 4, 49, 33, 24, 9, 49, 29

□ پاسخ فشرده شده یک کد بارکر چندفازی به طول ۴۵



□ کدهای فرانک (Frank)

□ دنباله فاز در این کدها به صورت زیر است:

$$\varphi_{n,k} = \frac{2\pi}{M} nk \quad n, k = 0, \dots, (M-1)$$

□ طول کد برابر با $N = M^2$ است.

□ نسبت پیک گلبرگ جانبی بر حسب dB

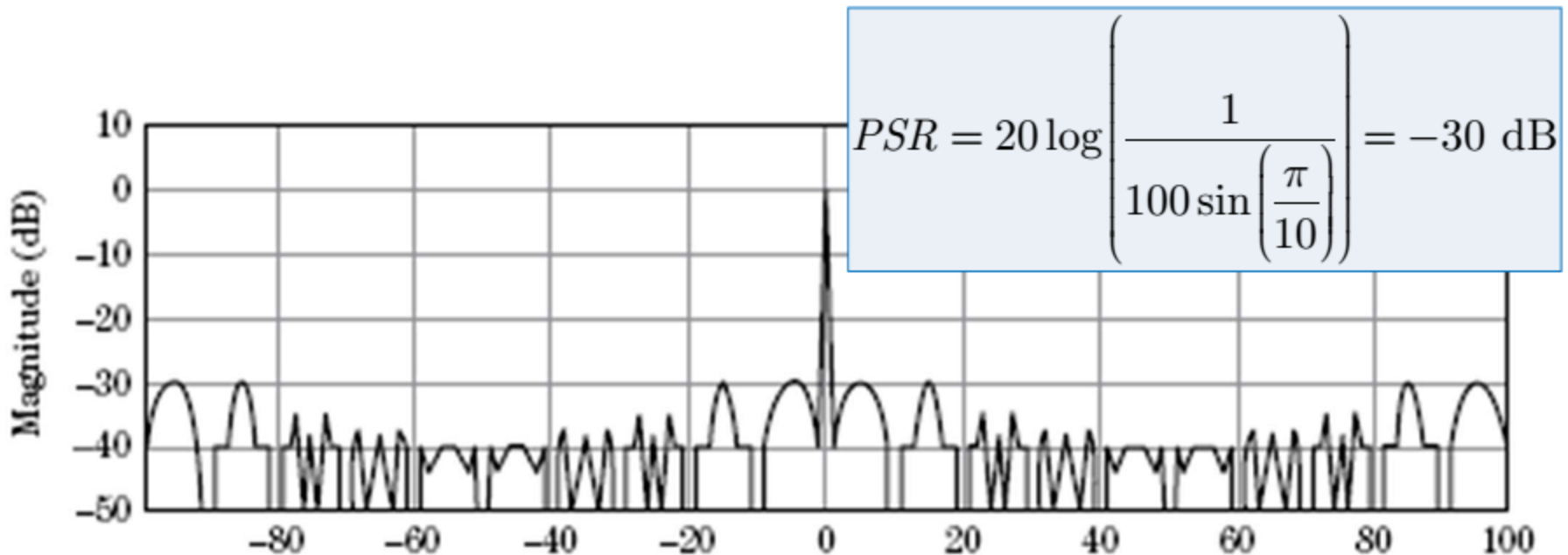
$$PSR = \begin{cases} 20 \log \frac{1}{N \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)} & N \text{ even} \\ 20 \log \frac{1}{2N \sin\left(\frac{\pi}{2M}\right)} & N \text{ odd} \end{cases}$$

■ به عنوان مثال دنباله فاز برای کد فرانک به ازای $M = 5$ توسط ماتریس زیر بدست می آید:

$$\varphi(\text{deg}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 72 & 144 & 216 & 288 \\ 0 & 144 & 288 & 72 & 216 \\ 0 & 216 & 72 & 288 & 144 \\ 0 & 288 & 216 & 144 & 72 \end{bmatrix}$$

■ فاز هرکدام از M^2 زیرپالس، به ترتیب با شروع از اولین عنصر ماتریس و خواندن هر سطر از چپ به راست به دست خواهد آمد.

□ پاسخ فشرده شده یک کد فرانک به طول ۱۰۰ ($M = 10$)



سایر روش های فشرده سازی پالس

- علاوه بر روش های توضیح داده شده، روش های دیگری نیز برای فشرده سازی پالس استفاده می شود.
- از میان این روش ها می توان به موارد زیر اشاره کرد:
 - مدولاسیون غیر خطی فرکانس (NLFM)
 - دستیابی به سطح گلببرگ پایین از طریق مدولاسیون غیرخطی و بدون نیاز به وزن دهی دامنه
 - کدهای چندفازی P1 و P2
 - کاهش اثر محدود کردن پهنای باند بر خروجی فیلتر منطبق در کدهای فرانک
 - کدهای چندفازی P3 و P4
 - کدهای مقاومتر در مقابل شیفت داپلر در مقایسه با کدهای فرانک، P1 و P2