

به نام خدا

مفروضات سیگنال ضبط علی OFDM

۱. آن گونه که در سیستم سیگنال‌های حاصل از OFDM در هر دوره زمان مشخصه می‌باشد. این سیگنال‌ها در هر دوره فرکانس با هم همپوشانی زیادی دارند.

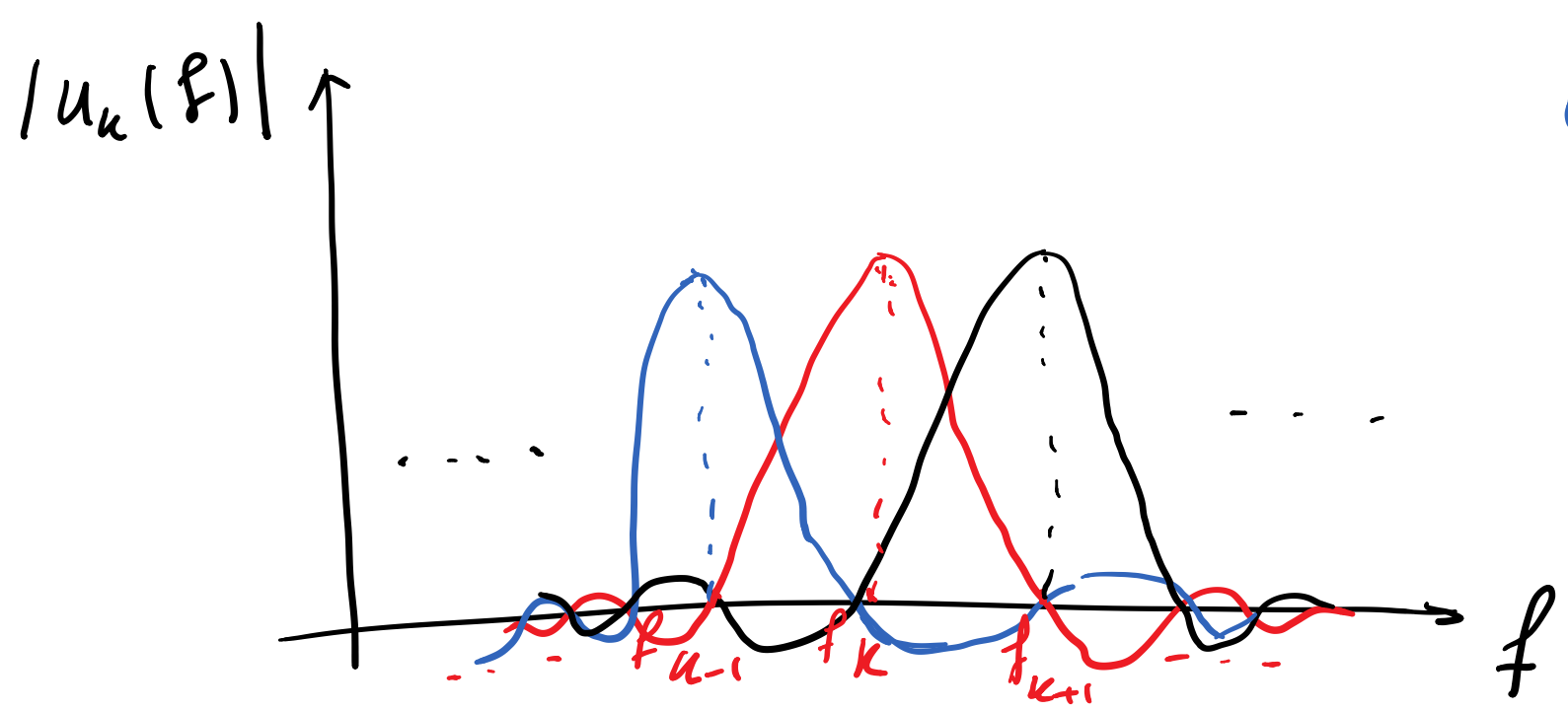
سیگنال مورد استفاده OFDM برای زیرکانال‌ها کاملاً به صورت زیر است:

$$u_k(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2}{T}} x_k e^{j 2\pi f_k t} \right\} = \sqrt{\frac{2}{T}} A_k \cos(2\pi f_k t + \theta_k)$$

$0 \leq t \leq T$

برای بررسی ضربه OFDM از $u_k(t)$ تبدیل فرکانس می گیریم و اندازه سبیل حاصل را رسم می کنیم

$$u_k(t) \xrightarrow{FT} u_k(f) \rightarrow |u_k(f)|$$



وجود همپوشانی زیاد، اثر حاصل
بصورت سنگین در زمان
ارسال شوند، ارزش زمان
مقاوم فواصل بردارند
دری بگیرند دارند.

با این حال به علت تکرر سیگنال فرستنده و گیرنده و تکرر سیگنال انتقال، و در کانال با پهنای باند کمتری داپلر
مواجهه خواهیم برد که باعث برهم زدن تقاطع سیگنالهای حاصل می شود. این تداخل را تداخل
میان حاملی (یا میان کانالی) می نامند. ICI ، Inter carrier Interference
Inter channel

وجود ICI باعث افت کارایی شدید در سیستم $OFDM$ می شود. به همین علت یکی از روشهای
مهم کشف آن، برطرف کردن ICI در سیستم های $OFDM$ است.
- طراحان فیلترهای سواری با پاسخ های مرکب تر یا ثابت دیر زیر کانال: پیچیدگی بالا
بسیار داری $out-of-band$ شده و $side-lobe$ های کم

- بابت فیلتر که تعدادش آینه FMT (Filtered Multitone Mod.)

(بر اساس پهنای باند فرکانس Multirate)

* تخصیص نسبت بیت و توان در زیر حلقه

در مورد لایسئون OFDM می توان در هر زیر کانال تخصیص تعداد بیت و توان ارسال را به صورت
ساده انجام داد به طوری که بتوان با بیشترین نرخ عملیات برای ارسال رسید. اما به بهترین طریقی
برای سیستم برسیم = کمترین احتمال خطا

فرض کنیم یک سیستم OFDM با N زیر حامل داریم در زیر کانال k ام، P_k است اما مد N است
AWGN مد N مد N کانال را یک کانال خطی تا متغیر با زمان فرض می کنیم. نویز را AWGN در نظر

$$M_i = 2^{b_i}$$

می گیریم.

نمونه زمان بیت حمل OFDM را برابر T در نظر می گیریم و در نتیجه نرخ بیت طی سیستم برابر خواهد بود

$$R_b = \frac{\sum_{i=1}^N b_i}{T}$$

۴:

توان اختصاص داده شده به هر زیرکانال را P_i در نظر می گیریم. بنابراین کل توان ایستگاه برابر است با:

$$P = \sum_{i=1}^N P_i$$

P یک مقدار محدود (ثابت) مشخص بر طبق شرایط سیستم است.

در ادامه فرض می‌کنیم که PSD نزدیک به تمام زیرکانها تقریباً ثابت و برابر N_0 باشد.

هدف ما، ماکزیم R_b برای یک احتمال خطای مشخص در تمام زیرکانها است. این کار را با تخصیص مناسب تعداد بیت‌های ارسالی و توان ارسالی روی هر زیرکان انجام می‌دهیم.

احتمال خطای کل ارسالی در سیستم M_i -QAM به صورت تقریبی زیر قابل بیان است،

$$P_e \approx 4 Q \left(\sqrt{\frac{3 P_i |C_i|^2}{N_0 (M_i - 1)}} \right)$$

شخص

$$C_i = C(f_i)$$

با انتخاب مناسب

M_i, P_i, R_i
 ماکزیم می‌کنیم.

(یک مسئله بهینه‌سازی)

$$\text{Max } R_b = \frac{\sum b_i}{T}, \quad M_i = 2^{b_i}$$

$$P = \sum P_i$$

محدودیت توان

نمی‌انرژی‌های این تکرانه‌های سیستم DMT (Discrete Multitone) که برای ارسال دیتا با نرخ بالا روی کانال‌های سیستم استفاده می‌شود.

→ نسبت به PAPR، سیستم‌های OFDM

PAPR: Peak to Average Power Ratio

یکی از مشکلات اساسی در سیستم OFDM (جدید حاصلی) بالا بودن نسبت Peak توان به میانگین توان است که در سیستم‌های ارسال دیتا می‌شود

$$PAPR \triangleq \frac{\max_t |x(t)|^2}{E_t |x(t)|^2}$$

بیلای نرین در سنیال ارسالی زمان رخ س واحد س سنیای ای حید زیر کانیال با فاز مؤثر
(Constructive) بایکد گیر ترکیب شونید. این بیلای باعث می شونید که در زمان ساخته شدن
سنیال توسط D/A دیده. Clipping رخ واحد باعث اشباع شدن تعدیت
کننده های قدرت شونید که ایی د الخراج Zinter Modulation (میان مدولاسیون) می شود.
اگر عدد زیر طای (N) اریب سیم OFDM بایا باشد، بر اساس قانون اعداد بزرگ سی تران
سنیال جمع شده N زیر طای ایه صورت یک فرکانس کرسی عدل کرد در این صورت ثابت
می شود که PAPR متناسب با $\sqrt{N}$ است.

برای کاهش حذف نوسان $Intermodulation$ راه‌های مختلفی وجود دارد و پژوهش‌های زیادی انجام شده است.

* یکی از راه‌های حل این مشکل، کاهش توان ارسال روی زیرپایه است. اما این $Power$ باعث افت کارایی در عملکرد سیستم می‌شود.
 $back off$

* یکی از راه‌های کاهش $PAPR$ این است که دنباله‌ای از فازهای تصادفی ترکیب کنیم و در سینی‌های ارسال روی زیرپایه‌های مختلف ضرب کنیم. $\Rightarrow$ محاسبات مربوط به این فازهای تصادفی، باید از طریق برخی از زیرکانها برای گیرنده ارسال شود.

SLM - PTS

* یکی از دیگر ارایه‌های کاهش PAPR ارسال سگنال dummy روی برخی از زیرکانهاست که این زیرکانها براساس کاهش PAPR انتخاب کرده‌اند (zero padding). این روش باعث آنکه محدودیتی روی دامنه دماز سگنال dummy وجود ندارد، قابلیت انعطاف بالایی دارد. تعداد سگنالهای dummy را باید به اندازه کافی کوچک گرفت تا از پهنای باند به شکل بهتری استفاده شود.

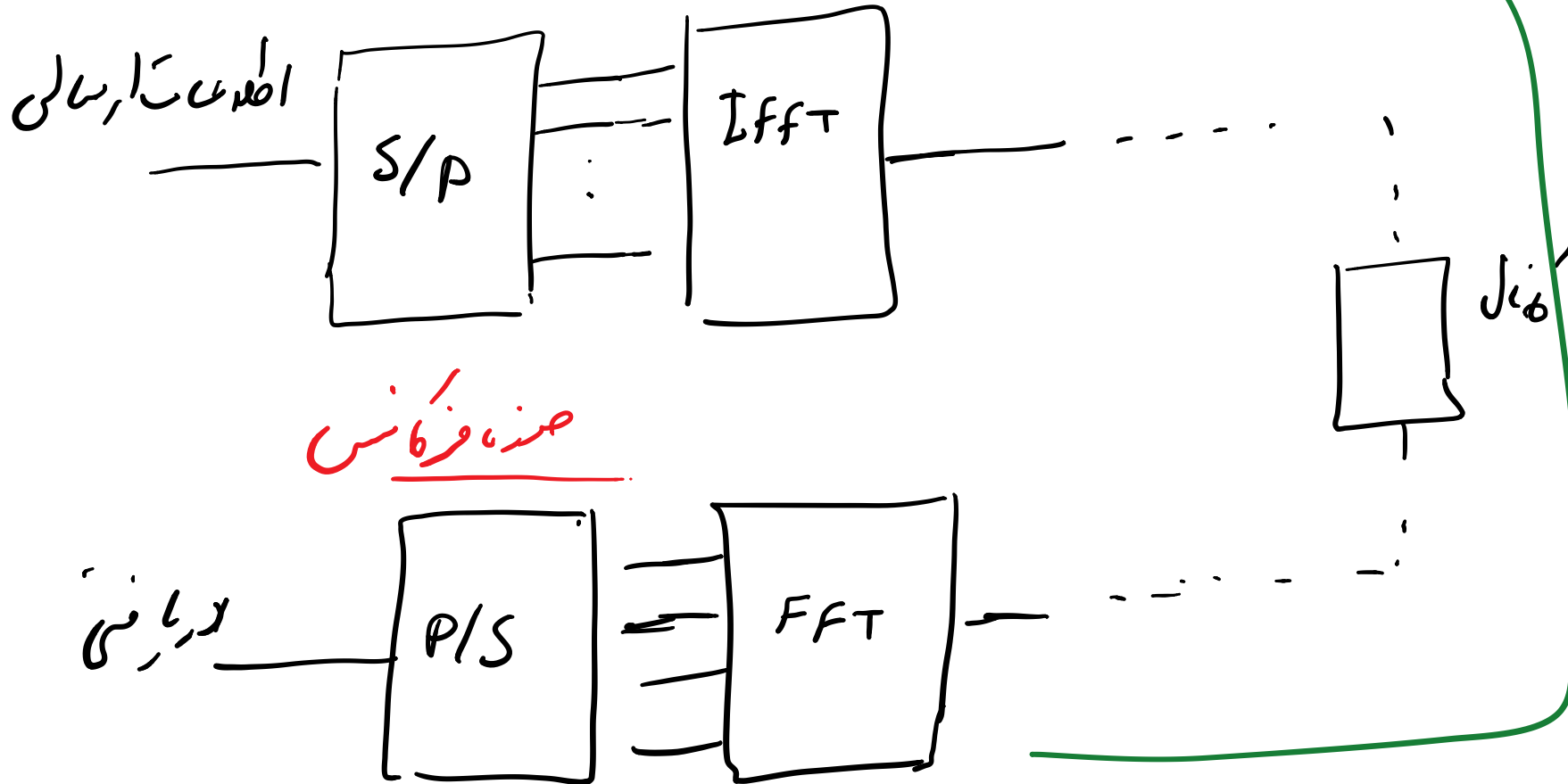
* یکی دیگر از راه‌ها، استفاده از Clipping باید منع شده است که می‌تواند باعث اعوجاج در خروجی D/A شود. با استفاده از Clipping به سرعت تشدید می‌توان اثر این اعوجاج را کاهش داد.

مکدینگ کانال در سیستم OFDM

برای کاهش اثرات اعراض جوی باقی مانده در سیگنال OFDM می توان از مکدینگ کانال
استفاده کرد.

هرزه فرکانس

هرزه زمان



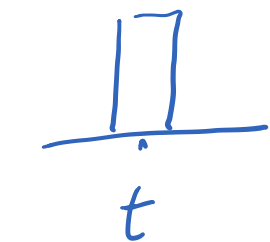
درستم های تک حاصل، که بنید کاهل در حوزه زمان انجام می شود اساساً درستم های صید حاصل گردند
که کاهل در حوزه فراکاش انجام می دهد. اگر که بنید در حوزه زمان انجام دهد، یعنی بنیدهای هر حوزه^{اول}
اصلاً نه که کنیم، اما نه بنیدهای مربوط به یک طقه که در فریم های مختلف قرار می گیرند.
در نتیجه بنیدهای یک بنید بالا می رود و تأخیر در بنید ایجاد می شود. در موردی که اگر
که بنید در حوزه فراکاش انجام دهد، می توانیم با انتخاب مناسب محل فراموشی به مستفاد
که کاهل، تمام بنیدهای مربوط به یک طقه که در فریم قرار دهد.

گانه‌های فزیند

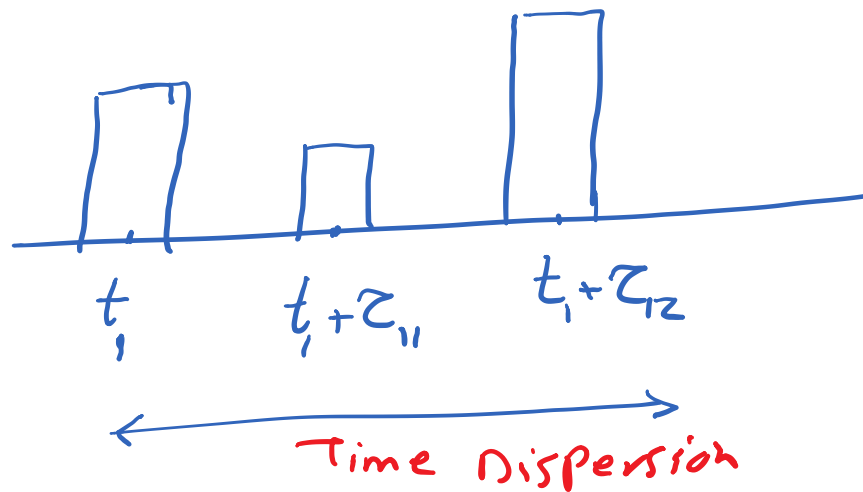
در این بخش طراحی ساختار فرسوده و گزند و کارایی آن را ردی گانه‌های فزیند سرد بررسی قرار
می‌گیرد. گانه‌های فزیند به طور صادقانه متغیر با زمان هستند (فراآینده صادقانه)
در بسیاری از گانه‌های متغیر با زمان، تغییر صفحات یا سطح هر یک قابل به علت تغییر در
محیط است. مثلاً تغییر شیب مکان فرسوده و گزند یا تغییر مکان مراکز انحراف
دهند، اسلحه و مخافه‌های ... در این بخش ابتدا به مدل سازی گانه‌های فزیند
می‌پردازیم و سپس ساختار فرسوده و گزند های مختلف را ردی این گانه‌ها بررسی می‌کنیم.

- مدلسازی کانالهای فیدبک

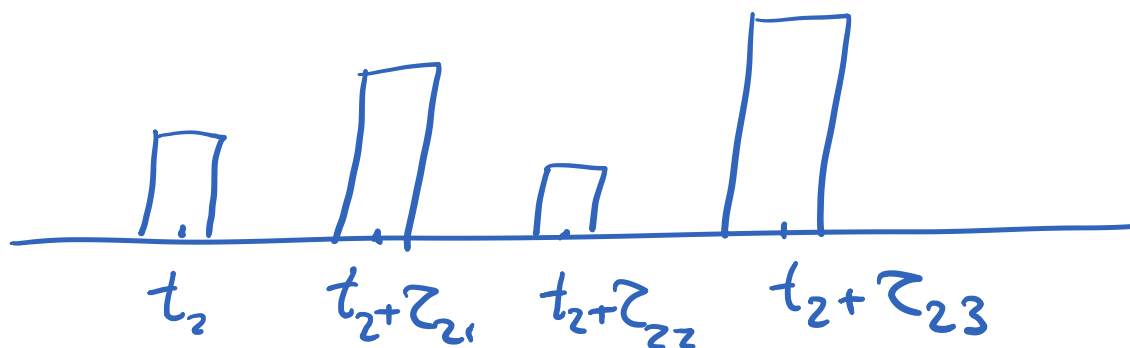
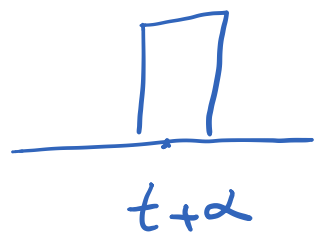
اگر برای ارسال اطلاعات از پالسهای بسیار باریک در حوزه زمان استفاده کنیم (در حالت ایده آل با عرضهای فزاینده) در عبور سگنال از یک کانال چند مسیر، متغیر با زمان، چه پهنای باند، سگنال دریافتی فزاینده داشت. همان طوری که اشاره شد، در یک کانال یک سهم، به علت وجود سوانح، سگنال ارسالی، از مسیرهای متعددی درگیرنده دریافت می شود. بنابراین اگر پهنای باند را با ارسال شود، در یک بازه زمانی با بزرگی درگیرنده دریافت کیبهای تأخیر دار آن فزاینده داشت (Time Dispersion) کانال



ارسال
→



دریافت



دریافت

علاوه بر این تعداد مسیرها و افت و شدت فاز هر مسیر نیز به صورت تصادفی در زمان تغییر می کند.

تأخیر

با توجه به اینکه این تغییرات برای گریز، قابل پیش بینی نیست، لازم است یک مدل سازی آماری برای این گریز کانال های چند مسیره متغیر با زمان، داشته باشیم.

فرض می کنیم سیگنال ارسال به صورت زیر باشد،

$$s(t) = \operatorname{Re} \{ s_e(t) e^{j2\pi f_c t} \}$$

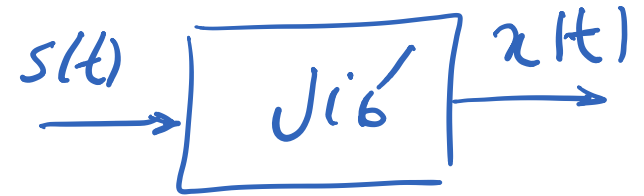
طبق فرض کانال را به صورت یک منبسط متغیر با زمان در نظر می گیریم. در کانال چند مسیره متغیر با زمان، سیگنال دریافتی از مسیره های مختلف با افتها و تاخیرهای مختلف دریافت می شود که به صورت متغیر با زمان تغییر می کند. بنابراین سیگنال دریافتی روی این کانال

طرح تداّن به صورت زیر نمایش دارد،

$$x(t) = \sum_n \underbrace{a_n(t)}_{\text{امپلیتود}} s(t - \underbrace{\tau_n(t)}_{\text{تأخیر}})$$

امپلیتود

تأخیر



$$\Rightarrow x(t) = \sum_n a_n(t) \operatorname{Re} \left\{ s_e(t - \tau_n(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

↑

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ s_e(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$$\Rightarrow x(t) = \operatorname{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) s_e(t - \tau_n(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

بدون در نظر گرفتن
نرخ

$$r_e(t) = \sum_n \alpha_n(t) s_e(t - \tau_n(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$$

سیگنال در بافتی مانده است
(خروجی کانال)

$$\equiv s_e(t) * c_e(\tau; t) = \sum s_e(t) c_e(\tau; t - \tau_n(t))$$

$$\equiv \sum s_e(t - \tau_n(t)) c_e(\tau; t)$$

معادل پاسخ کانال در زمان t به ورودی ضرب با تاخیر

$$\delta(t - \tau)$$

$$\Rightarrow c_e(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t))$$

باینده باینده بعضی از کانالها، حالت پیوسته دارند (مثل کانالهای troposcatter) لازم است که در حالت پیوسته نیز، باین برای پاسخ فرکانسهای پهنای باند داشته باشیم، در حالت پیوسته، داریم:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\alpha(\tau; t)}_{\text{افت در زمان } t \text{ رخ فرج}} \underbrace{s(t-\tau)}_{\text{}} d\tau$$

افت در زمان t رخ فرج

$$= \text{Re} \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s_e(t-\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$$\underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s_e(t-\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} d\tau}_{r_e(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} s_e(t) c_e(t-\tau; t) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_e(t-\tau) c_e(\tau; t) d\tau$$

$$\Rightarrow C_e(z; t) = \alpha(z; t) e^{-jz\pi f_c z}$$

(مُوسَة)