



## □ تشكيل طيف الإشارة الخطية في نظم الاتصالات الرقمية □

الدكتور أحمد صقر أحمد \*

( قبل للنشر في 2000/8/23 )

### □ الملخص □

إن العمل المشترك لأنظمة الاتصالات الرقمية (Digital Communication Systems (DCS) وأنظمة الاتصالات التمثيلية (Analog communication Systems (ACS) ) في خط اتصال واحد، أو بشكل متجاور يؤدي إلى ما يسمى بالتأثير المتبادل الذي ينشأ عنه الضجيج التداخلي (Interference)، وذلك بسبب تداخل الأطياف الترددية لهذه الأنظمة، حيث إن المركبات الترددية للنظام الرقمي تتداخل مع المجال الترددي للأنظمة التمثيلية، مما يؤدي إلى نشوء هذا النوع من الضجيج. فلذلك كانت المشكلة الأساسية، هي إيجاد طريقة ما لتخفيض تداخل المركبات الترددية للأنظمة الرقمية في مجال عمل الأنظمة التمثيلية. وتتفاوت هذه الطرق بين بسيط ومعقد، وبين استخدام المرشحات (filters) المختلفة والنوافذ الترددية (Frequency Windows)، وبين التأثير في خواص الإشارة الرقمية ذاتها. يقدم هذا البحث طريقة مبسطة وفعالة لتشكيل طيف الإشارة الرقمية لإنقاص التأثير في الأنظمة التمثيلية؛ وذلك عن طريق التأثير في شكل الإشارة الرقمية، دون تغيير نظام الإرسال أو نظام الاستقبال. ودون استخدام أجهزة أو عناصر ذات تكلفة عالية.

\*مدرس في قسم الهندسة الإلكترونية -كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية -جامعة تشرين-اللاذقية-سورية

## Design of the Spectrum of Linear Signals for Digital Communication Systems.

Dr. ahmad sakr ahmad\*

(Accepted 23/8/2000)

### □ ABSTRACT □

When the digital and Analog communication systems are working together in one communication line, or near to each other, it gives us mutual influence which gives interference noise. The frequency components of the Digital systems cover the frequency range of the Analog system, which gives this type of noise.

The main problem is to minimize the frequency components of Digital systems in the range of the Analog system. We can minimize this frequency complex by simple and complex methods These methods use filters, frequency windows and influence of the characteristics of Digital signal.

The objective of this paper is to give a simple method to improve the characteristics of Digital signal, by influencing the spectrum of the digital signal, without changing the transmission and receiving systems, and also without using devices or equipments which cost more.

□

□

□

□

□

---

\*Lecture of Electronic Engineering Department-Faculty of mechanical and Electrical Engineering  
Teshreen University-Lattakia-Syria

## 1 - أنظمة الإرسال متعددة الأتنية: (Multi Channel Transmission Systems (MCTS))

إن مبدأ تشكيل الإشارات في جهة الإرسال وتوزيعها في جهة الاستقبال في الأنظمة متعددة الأتنية، يعتمد بشكل أساسي على التجميع بتقسيم التردد (Frequency Division Multiplexing (FDM)، أو تقسيم الزمن (Time Multiplexing (TDM)، أو تقسيم الزمن (Division Multiplexing (DM)، أو تقسيم التردد (Frequency Division Multiplexing (FDM)، أو تقسيم الزمن (Time Multiplexing (TDM)، أو تقسيم الزمن (Division Multiplexing (DM)). [2,1].

إن أهم المشاكل التي تنشأ عند عملية تجميع الإشارات في الأنظمة متعددة الأتنية، هي مشكلة التخلص من التأثير المتبادل بين الأتنية المتجاورة، أو تأثير الرموز ضمن القناة الواحدة، وهذا ما يسمى بالضجيج التداخلي بين الرموز (Inter Symbol and Interchannel Interference).

الشرط اللازم والكافي للتخلص من مثل هذه الأنواع من الضجيج، هو استخدام إشارات خطية ومستقلة للأتنية، ويمكن تسمية مثل هذه الطرق بالطرق الخطية [1]. عملياً في مثل هذه الحالة تستخدم الإشارات المتعامدة (Orthogonal Signals) فيما بينها [2].

يمكن اعتماد نظام الإشارات:

$$\left[ Y_n(t) \right]_{n=0}^{N-1}$$

نظاماً متعامداً إذا حققت إشارات النظام الشرط التالي:

$$\int_0^T Y_l Y_m dt = \begin{cases} A_L & ; L = m \\ 0 & ; L \neq m \end{cases} \quad (1)$$

حيث إن:

$$A_L = \int_0^T Y_L^2(t) dt$$

بفرض أن:  $A_L=1, L=0,1,2,3,\dots,N-1$

يسمى عندها النظام نظاماً متعامداً قياسياً.

المصدر الثاني هو الضجيج التداخلي بين الرموز، الذي ينشأ بسبب القيمة المحدودة لتخامد التسميع (Crosstalk) أو تخميد التداخل بين أنظمة الإرسال المتجاورة التي تعمل على التوازي مع بعضها البعض. في هذه الحالة تنشأ هذه الأنواع عن الضجيج على أطراف الإرسال البعيدة والقريبة لنظام الاتصال [3,2].

في أنظمة الاتصال متعددة الأتنية ذات التجميع بتقسيم التردد (F D M) وذات التقسيم المعتمد على شكل الإشارة تكون الإشارات المستخدمة عبارة عن إشارات متعامدة بالمعنى الدقيق، لكن نتيجة تأثير التشوه الخطي، فإن توابع النقل (Transfer Functions) لأتنية الاتصال تتعرض لهذا التشوه، وتفقد بالتالي خاصية التعامد هذه، وبسبب هذا العامل فإنه بدلاً من الإشارات المتعامدة:  $\left[ Y_n(t) \right]_{n=0}^{N-1}$  عند المرسل، فإن المستقبل يتلقاها بشكل آخر، وليكن:

$$\left[ Y'_n(t) \right]_{n=0}^{N-1}$$

والتي لا تحقق شرط التعامد المذكور في العلاقة (1)، وذلك كما يلي:

$$\int_0^T \delta Y'_L(t) \cdot Y'_m(t) dt = A'_{Lm} \quad (2)$$

$$L, m = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

حيث إن:

$A'_{Lm}$  يعبر عن الضجيج التداخلي الناتج من تأثير القناة (L) على القناة (m) في نظام الإرسال متعدد الأتنية

(MCTS).

ينشأ الضجيج التداخلي في نظم الإرسال التي تستخدم التعديل (التضمين) النبضي المطالي (Pulse -Amplitude Modulation (PAM))، بسبب فقدان الإشارات لخاصية التعامد الذي يؤدي إلى تداخل هذه الإشارات.

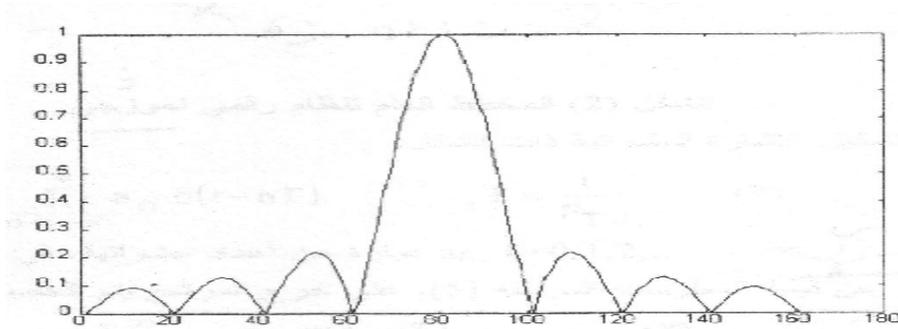
إن الضجيج ( $A'_{Lm}$ ) يسمى بالضجيج التداخلي بين أفضية النظام، وإن ( $A'_{Lm}$ ) يسمى بالضجيج التداخلي بين الرموز [4]. الشروط التي تكون ضمنها الإشارات قابلة للفصل في جهة الاستقبال دون حدوث ضجيج تداخلي تسمى شروط نايكويست (Nyquist Criterion)، والتي يمكن أن نكتب على الشكل التالي:

$$q(KT) = \begin{cases} \hat{e}1 & ;K=0 \\ \hat{e}0 & ;k^1 0 \end{cases} \quad (3)$$

حيث إن  $q(KT)$  الاستجابة النبضية (Impulse Response (IR)) الكلية للنظام الذي يملك تابع النقل  $Q(w)$  أي إن:

$$q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(w)e^{j\omega t} dt \quad (4)$$

المأخوذة على شكل قطار من العينات (Samples) خلال الفترات الزمنية ( $KT$ )، حيث إن ( $T$ ) دور التقطيع في مدخل المعدل في جهة الإرسال.



الشكل (1) الاستجابة النبضية التي تحقق شرط التعامد

إن الاستجابة النبضية (IR) التي تحقق الشرط (3) تحقق شرط التعامد أيضاً، وهي موضحة على الشكل (1).

هذا ويمكن شرح شروط أو معايير نايكويست كما يلي [1].

$$\int_{-\infty}^{\infty} Q(w - r \frac{2p}{T}) = T \quad ; w \in \frac{p}{T} \quad (5)$$

إن الشكل العام لمعيار نايكويست في أنظمة الإرسال متعددة الأفضية التي تستخدم ( $N$ ) مستقبل مستقل، و ( $N$ ) مرسل مستقل للإشارات المعدلة، يمكن أن يختصر، بحيث تصبح السلسلة المعرفة في العلاقة (5) تحقق الشرط التالي:

$$\int_{-\infty}^{\infty} Q_{KL}(w - r \frac{2p}{T}) = 0 \quad (6)$$

$$w \in \frac{p}{T}; K^1 L$$

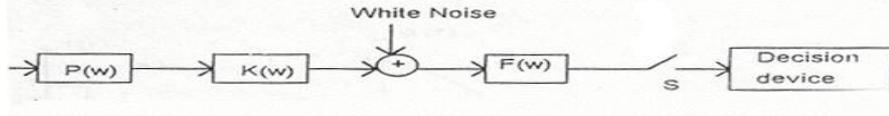
إن  $Q_{kl}$  تابع النقل من مدخل القناة  $K$  حتى مخرج القناة  $L$ .

## 2- طيف الإشارة الخطية في نظم الإرسال الرقمية (DCS) Spectral of the Linear Signal in the

تحتل أنظمة الإرسال متعدد الأفضية (MCTS) بأنواعها المختلفة ذات التجميع بتقسيم التردد (FDM) في وقتنا الحاضر موقعا هاما وحساسا في نظم الاتصال، فهي في حالة تطور دائم، كما يوجد اهتمام كبير في أنظمة الإرسال الرقمية (DCS).

يوضح الشكل (2) المخطط العام لنظام DCS. فهو يتألف من مخطط نمودجي يضم مرشح تشكيل في جهة الإرسال ذو تابع نقل ( $P(w)$ ). يلي المرشح قناة اتصال بتابع نقل ( $K(w)$ ). تتعرض هذه القناة للضجيج الجمعي الغاوسي

(Additive Gaussian Noise)  $h(t)$ . ثم يلي القناة مرشح استقبال ذو تابع نقل  $(F(w))$ . وأداة القرار Decision Device.



أداء القرار مرشح الاستقبال قناة اتصال مرشح تشكيل

الشكل (2) المخطط العام لنظام رقمي نموذجي

يطبق على مدخل مرشح التشكيل الإشارة العشوائية ذات الشكل:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot d(t - nT) \quad ; T = \frac{1}{F_T} \quad (7)$$

حيث  $F_T$  تردد أخذ العينات، وإن  $a_k, k=0,1,2,\dots,\infty$  عبارة عن أعداد عشوائية، في الحالة المبسطة، إما صفر منطقي وإما واحد منطقي، وهي تعبر عن قيمة المعلومات المرسل [5]. على خرج المرشح يتم الحصول على الإشارة التالية:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot p(t - nT) \quad (8)$$

حيث إن  $p(t)$  الاستجابة النبضية (IR) لمرشح التشكيل.

يدخل في تركيب مرشح الاستقبال في نظم الإرسال الرقمية بشكل واسع مصحح ومضخم للاستجابة الترددية - المطالبية [5] (Amplitude-Frequency Responce (AFR)) يطلب من طيف الإشارة الخطية (8) تحقيق المتطلبات التالية:

عدم وجود المركبات المستمرة، أن يكون أكبر قسم للطاقة مجعماً ضمن المجال الترددي  $(0 \leq F_T)$  إمكانية فصل الإشارات خلال كل تردد تقطيع، وسهولة تشكيل الإشارات في جهة الإرسال وفي المصحح والمستقبل [6,5,4].

نرى أهم الطرق الأساسية لتشكيل طيف الإشارة الخطية في نظم الاتصالات الرقمية ذات المتطلبات المذكورة آنفاً. كما هو معلوم جيداً، فإن الكثافة الطيفية للطاقة  $G(w)$  (Power Density Spectrum) لقطار النبضات (pulse Train) يمكن اختيارها بشكل كفي، حيث يمكن أن يكون على شكل جداء عاملين [2].

$$G(w) = G_1(w) \cdot G_2(w) \quad (9)$$

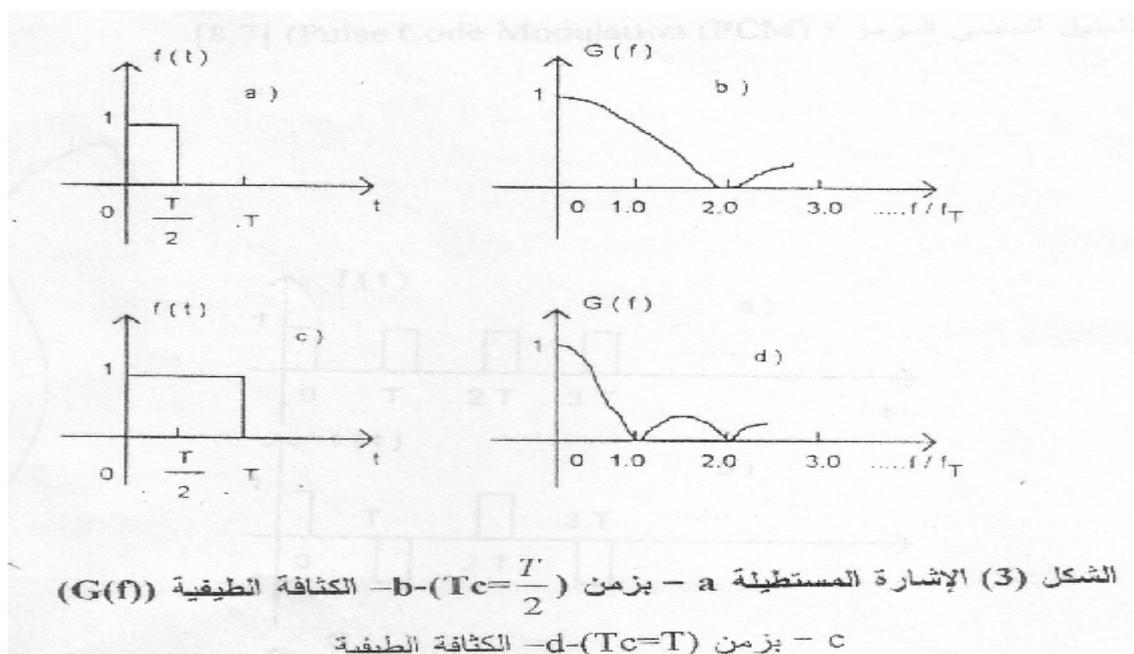
حيث إن:

$G_1(w)$ : (الكثافة الطيفية للطاقة - للنبضة الأساسية).  
 $G_2(w)$ : الكثافة الطيفية للاستطاعة لتتابعات توابع دلتا  $(d)$ ، وهي تتحدد بالخواص الإحصائية لإشارة المعلومات  $a_n$ .

يمكن معالجة العلاقة (9) بطريقتين أساسيتين، وذلك لإيجاد التابع  $G(w)$ . الطريقة الأولى بواسطة التأثير في العامل الأول  $G_1(w)$ ، والثانية بالتأثير على العامل الثاني  $G_2(w)$ .

يجب الإشارة إلى أن هذا الافتراض يعتمد على استخدام الإشارات متعددة المستويات [7] (Multi level Signals) وهو لا يتعارض مع الإشارات المستخدمة في حالتنا هذه. هذا الافتراض يعتمد على تغيير الخواص الإحصائية لإشارة المعلومات التي تعدل بالإشارة المرمزة (الكود)، والتي يستخدم فيها الكود الثلاثي المستويات (Tree-Level Code) بشكل واسع،

والذي يتم فيه اختلاف قطبية كل نبضة عن سابقتها، ويرمز له بالرمز (Alternating Polarity Impulse (API)). هذا الكود سيكون أساساً لدراستنا اللاحقة ومبدأً لتشكيل الإشارة المطلوبة.



من أجل تبسيط في شكل الإشارة المطلوبة في عملية الإرسال، يتم استخدام الإشارة المستطيلة (Rectangular Signal) ذات الشكل المبسط والموضح في الشكل (3-a).

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

حيث إن  $T = \frac{1}{F_T}$  زمن تكرار النبضات.

يكون طيف هذه الإشارة عبارة عن:

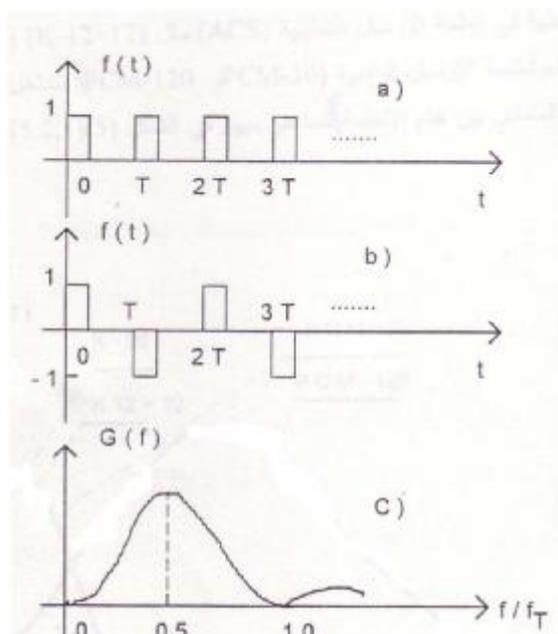
$$F(w) = \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{2 \cdot \sin(\frac{\omega T}{4})}{\omega} \cdot e^{-j\frac{\omega T}{4}} \quad (11)$$

الكثافة الطيفية للطاقة لهذه الإشارة مبيّنة على الشكل (3-b)، وهي تساوي إلى:

$$G(f) = \frac{|F(w)|^2}{T} = \frac{\sin^2(\frac{p}{2} \cdot \frac{f}{f_T})}{4 \cdot \frac{f}{f_T}} \quad (12)$$

في حالة الإشارة المبيّنة في الشكل (3-c)، التي تتألف من نبضة ذات عرض يساوي ضعف عرض النبضة السابقة (T)، نرى أن طيفها ينحصر في نصف المجال الذي ينحصر فيه طيف الإشارة السابقة. لكن الكثافة الطيفية للإشارتين السابقتين لا تنتهي إلى الصفر (0) عند الترددات المنخفضة (حول التردد  $w = 0$ )، بل على العكس تحتوي على المركبة ذات المطال الأعظمي كما هو مبين في الشكل السابق (3-d). من أجل إنقاص استطاعة الإشارة عند الترددات المنخفضة لطيف الإشارة الخطية. يتم عكس قطبية كل نبضة عن سابقتها من قطار النبضات، وبالتالي فإننا نحصل على الكود المسمى (API)

المبين على الشكل (4)، وهو أحد الكودات الرقمية المشتقة من كودات التعديل النبضي المرمز (Pulse Code Modulation (PCM)). [8,7].



الشكل (4) كود (API) والكثافة الطيفية للطاقة له

يمكننا استنتاج طيف الإشارة الناتجة من طيف الإشارة المستطيلة المعرفة بالعلاقة (12)، بإجراء تأخير زمني بمقدار (T) كما يلي:

$$F_{API}(w) = F(w) - F(w).e^{-jwT} = 4 \frac{\sin \frac{wT}{2}}{w} \cdot \sin \left( \frac{wT}{2} \right) \cdot e^{-j \frac{wT}{2}} \quad (13)$$

العلاقة الأخيرة تعني أنه نتيجة تغير قطبية النبضات فإن الطيف المعرف بالعلاقة (12) لنبضة واحدة سيضرب بتابع إضافي يساوي  $\frac{\sin \frac{wT}{2}}{e^{-j \frac{wT}{2}}}$ . هذا التابع يساوي الصفر عند التردد ( $f=0$ ) وعند التردد ( $f=F_T$ )، وتكون الكثافة الطيفية لإشارة الكود الناتج مساوية إلى:

$$G_{API}(f) = A^2 \frac{\sin^2 \left( \frac{p}{2} \cdot \frac{f}{F_T} \right)}{\left( \frac{p}{2} \cdot \frac{f}{F_T} \right)^2} \cdot \sin^2 \left( p \cdot \frac{f}{F_T} \right) \quad (14)$$

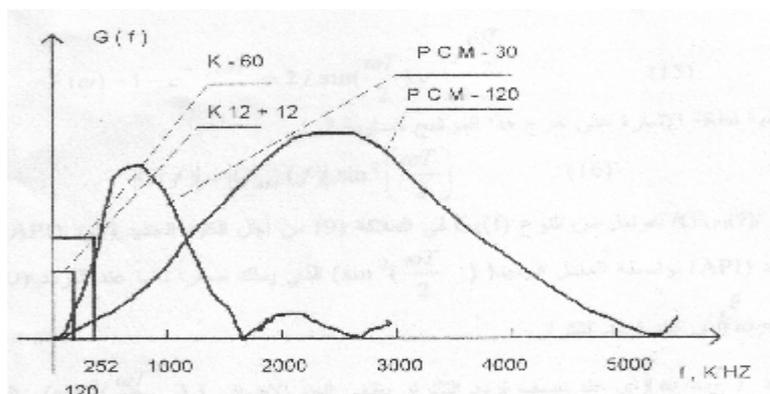
A- مطال الإشارة .

حيث تم رسم الكثافة الطيفية للطاقة هذه على الشكل (4-c).

### 3 - طرق تشكيل طيف الإشارة الخطية في نظم الإرسال الرقمية:

يطلب من أنظمة الاتصال في الواقع العملي، أن تؤمن العمل المشترك لأنظمة الإرسال متعددة الأقبية ذات التجميع بتقسيم التردد (FDM)، وأنظمة الإرسال الرقمية في خط اتصال واحد وفي وقت واحد.

أطياف الإشارات الخطية في أنظمة الإرسال التمثيلية (ACS) مثل (K-12+12) (التي تستخدم 24 قناة هاتفية) و (K-60) (ذات 60 قناة هاتفية)، وأنظمة الإرسال الرقمية (PCM-30 و PCM-120) تتداخل مع بعضها البعض مما يؤدي إلى حدوث التأثير الكهرمغناطيسي المتبادل بين هذه الأنظمة، كما هو مبين في الشكل (5) [1,2,5].



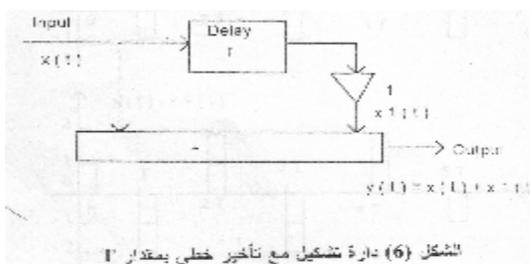
الشكل (5) توضع أطياف الإشارات الخطية للأنظمة التمثيلية والرقمية

إن الحسابات المتعددة التي أجريت لتحديد مدى تأثير الأنظمة الرقمية في الأنظمة التمثيلية [2,5] بينت أنه عند العمل المشترك لهذه الأنظمة في خط اتصال واحد مثلاً نظام PCM الذي يستخدم الكود (API) والنظام التمثيلي (K-60) يجب تخفيض المكونات الترددية في طيف الإشارة الرقمية عند التردد (252 KHz) بقيمة تتراوح بين (20-37 dB) وذلك حسب وضع المضخات والمكبرات وأنظمة إعادة بناء الإشارة (REPEATERS). من أجل المحافظة على تأثير ضجيجي متبادل مقبول بين PCM-30 و K-12+12 العاملة في خط اتصال واحد، يجب تخفيض المركبات الضجيجية عند الترددات المنخفضة من (5-25 dB)، وذلك حسب البعد بين أجهزة التضخيم وأجهزة إعادة بناء الإشارة [9].

وهكذا فإنه لا بد من وجود مقياس خاص لتحقيق العمل المشترك للأنظمة التمثيلية والرقمية. لنبحث في طريقة مبسطة تسمح بتخفيض طاقة المركبات الطيفية عند الترددات المنخفضة للإشارة الخطية المستخدمة في نظم الإرسال الرقمية. في هذا المقياس يمكن تصنيف الطرق المستخدمة، وحسب الكودات المستخدمة؛ أي التأثير في الجزء الثاني من طيف الإشارة الرقمية ( $G_2(w)$ ) في العلاقة (9).

نفرض أن المسألة تنحصر في تحسين المواصفات الترددية لبعض الكودات (مثلاً كود API)، والذي على أساسه تقوم أنظمة (PCM-30) من أجل زيادة تخفيض طيف الإشارة عند الترددات المنخفضة، يكفي أن نطبق هذه الإشارة على دائرة ذات تابع نقل تخدم هذا الغرض.

لندرس مرشحاً رقمياً ذا استجابة منتهية (Finit-Response Filter) المبين على الشكل (6)، والذي يملك تابع النقل التالي [10]:



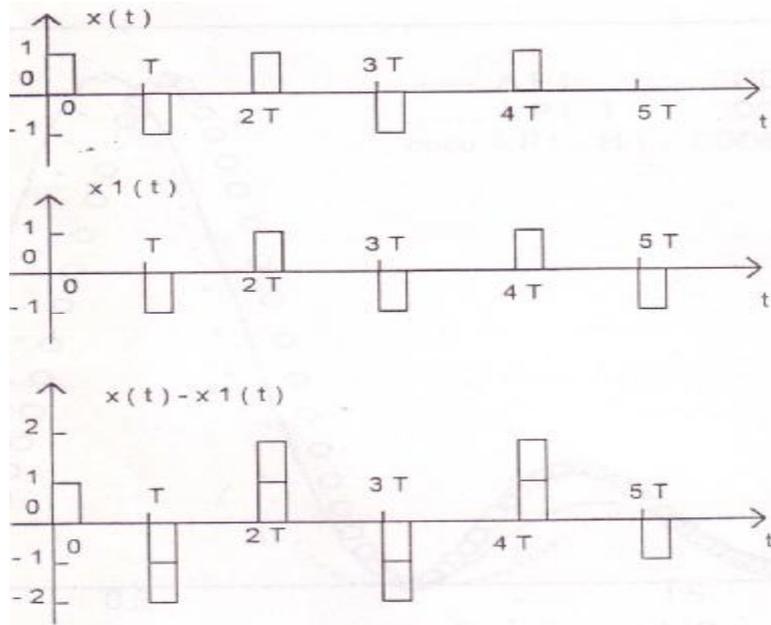
$$F(w) = 1 - e^{-jwT} = 2j \cdot \sin\left(\frac{wT}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{wT}{2}} \quad (15)$$

فتكون الكثافة الطيفية لطاقة الإشارة على خرج هذا المرشح مساوية إلى:

$$|G(f)| = |G_{API}(f)| \cdot \sin^2 \left( \frac{\omega T}{2} \right) \quad (16)$$

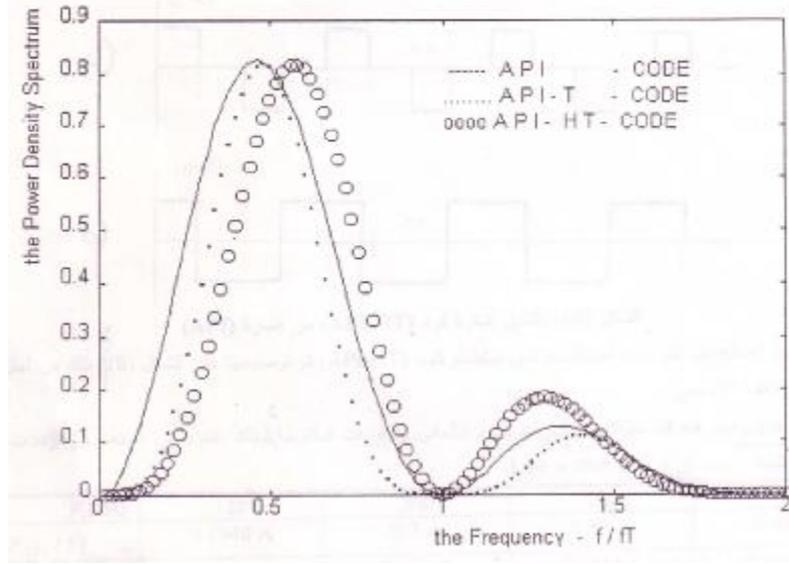
حيث إن :  $|G_{API}(f)/G(f)|$  عوامل من النوع  $G_2(f)$  في العلاقة (9) من أجل الكود الجديد وكود (API) على التوالي. يمكن تحسين خواص كود (API) بواسطة العامل الجديد  $\left( \sin^2 \left( \frac{\omega T}{2} \right) \right)$  الذي يملك صفراً ثانياً عند التردد  $(f=0)$  و صفراً آخر عند التردد  $(\omega = \frac{2p}{T})$ ؛ أي عند تردد التكرار.

عند التردد  $(\omega = \frac{p}{T})$ ؛ أي عند نصف تردد التكرار ينتهي الحد الإضافي  $\left( \sin^2 \left( \frac{\omega T}{2} \right) \right)$  إلى الواحد (1) ولا يؤثر في قيمة طيف الكود (API). وهكذا فإن الإشارة الناتجة المشكلة من كود (API) تطبق على خط تأخير زمني بمقدار  $-T$  (من تكرار واحد)، مع خط توصيل مباشر إلى جامع كما هو مبين في الشكل (5). وهذا بدوره يحول الإشارة ذات المستويات الثلاثة  $(-1,0,+1)$  إلى إشارة ذات خمسة مستويات (Five-level Signal)  $(-2,-1,0,+1,+2)$  كما هو مبين في الشكل (7) والذي يحفظ طاقة الإشارة في مجال نصف تردد التكرار كما كانت سابقاً، ولا يؤثر في الإشارة في المجال من  $(0)$  حتى  $(f=F_T)$ .

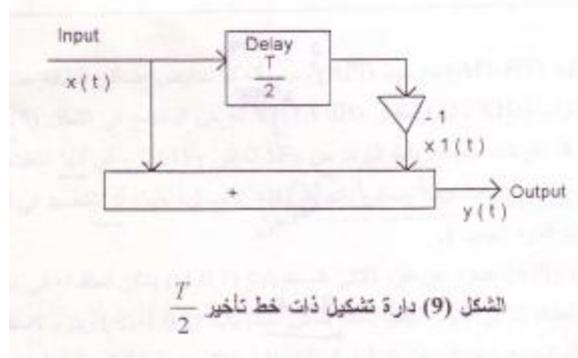


الشكل (7) تشكيل إشارة كود (API-T)

سنسمي الكود الناتج بكود (API-T). الكثافة الطيفية لطاقة هذا الكود وضحت على الشكل (8) تم حساب الكثافة الطيفية لطاقة الإشارات المختلفة باستخدام برنامج بلغة ( MATLAB )، والرسم المبين في الشكل (8) نتيجة هذا البرنامج مع كافة الحسابات . بإجراء تغيير بسيط في المخطط المبين على الشكل (6) يمكن زيادة الربح للإشارة الناتجة، وذلك عن طريق تغيير خط التأخير لكود (API) حيث يصبح زمن التأخير  $\frac{T}{2}$  بدلاً من  $(T)$  كما هو مبين في الشكل (9). إن تابع النقل لهذا المرشح المحدود يصبح كما يلي:



الشكل (8) طاقة الطيف للكودات الناتجة والكود الأساسي.

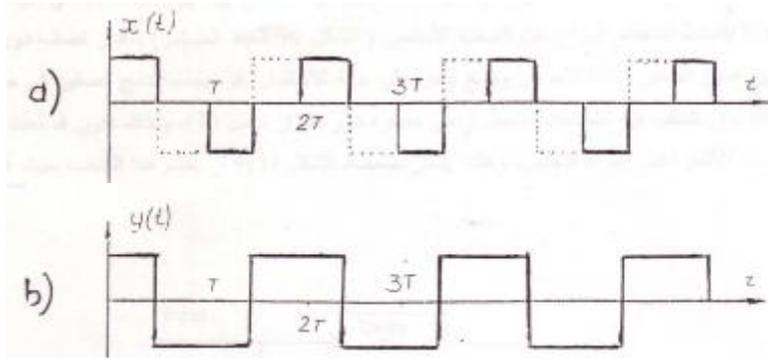


$$F(w) = 1 - e^{-j\frac{wT}{2}} = 2j.e^{-j\frac{wT}{4}} \cdot \text{sinc} \frac{wT}{4} \quad (17)$$

وتكون الكثافة الطيفية لطاقة إشارة الناتجة:

$$|G(f)| = G_{API}(f) \cdot \sin^2\left(\frac{wT}{4}\right)$$

الشكل (10) الخط المستمر يبين نبضات كود (API) والخط المتقطع يبين نفس الإشارة، لكن مؤخرة عن الأولى بمقدار نصف الدور، وذات قطبية معاكسة. الإشارة الناتجة  $y(t)$  تسمى كود (API-HT)، وهي موضحة على الشكل (10-b). من الواضح أن الانتقال إلى الكود (API-HT) بشكل يتفق مع المخطط (10) يؤدي إلى مضاعفة استطاعة الإشارة الخطية. هذه الظاهرة يجب أن تؤخذ بالحسبان عند اختبار مطال (سعة) النبضات على خرج المرسل.



الشكل (10) تشكيل إشارة كود (API-HT) من إشارة (API)

طبيعة إنقاص الطاقة عند الترددات المنخفضة لدى استخدام كود (API-HT) تم توضيحها على الشكل (8)، وذلك من أجل المقارنة مع الكود الأساسي.

لنرسم الآن جدولاً نبين فيه قيم مطالات الإشارات للكود الأساس والكودات المقترحة، وذلك عند بعض العينات من ترددات عمل الأنظمة التمثيلية، حيث إن ( $F_T = 2048 \text{ KHz}$ ).

F, KHz	128	200	256	300
$F_{API}(f)$	0.1948 A	0.3 A	0.38 A	0.44 A
$F_{API-T}(f)$	0.038 A	0.091 A	0.1454 A	0.1954 A
$F_{API-HT}(f)$	0.0191 A	0.0458 A	0.0741 A	0.1 A

بمقارنة طاقة المركبات الطيفية لكود (API-HT) مع كود (API)، وجد أنه تم تخفيض إضافي للطاقة عند التردد (128 KHz) بمقدار (10 dB) وعند التردد (252 KHz) بمقدار (7.1 dB)، إلا أنه من الواضح في الشكل (8) أن قمة كثافة الطيف للكود الجديد (API-HT) قد تحركت باتجاه زيادة التردد من  $0.5F_T$  إلى  $0.61F_T$ ، أي إنها انتقلت من التردد 1024 KHz إلى التردد 1300K Hz، وهذا يسبب تضعيفاً إضافياً ناتجاً من قناة الاتصال، حيث إن التخميد في قناة الاتصال يتزايد مع التردد (وهذه هي إحدى سيئات الكود الجديد).

أضف إلى ذلك، فإن الكود (API) عبارة عن كود ثلاثي المستويات (-1,0,1) يمكن استقباله في المستقبل باستخدام عتبة جهد (THRESHOLD) واحدة، إلا أن الكود الجديد يملك خمسة مستويات (-2,-1,0,2) ويلزم لاستقباله جهداً عتبة (جهد عتبة مضاعف)، أي إن هنالك تخفيضاً إضافياً في التباعد المطالي (وبالتالي نسبة الإشارة إلى الضجيج) تساوي

$$10 \log \frac{\sigma^2}{\sigma_0^2} \frac{\sigma_0}{\sigma} (3\text{dB})$$

(وهذه هي السيئة الثانية لاستخدام هذا الكود) أما الخسارة الثالثة فهي استخدام عناصر جديدة

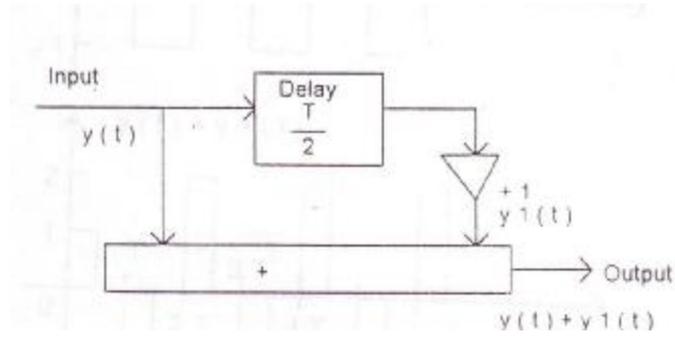
(الشكل 6) إلى نظام الاتصال.

فإذا أخذنا هذه الأمور بالحسبان فإن الاستفادة في الاستقرار للكود الجديد عند التردد (128KHz) تنخفض بمقدار (2.8dB) وعند التردد (256KHz) تقل بمقدار (2.1dB) مقارنة مع الكود الأساسي.

يمكن زيادة هذا الريح في الاستقرار للكود الجديد باستخدام المعالجة غير الخطية (المرشحات المتكيفة Adaptive Filters، كمرشح فيرتري [11,10]).

لندرس الآن طريقة الاستقبال (إعادة بناء الإشارة) في جهة الاستقبال. من الواضح أن ظهور صف إضافي من النبضات المستطيلة الشكل (10)، الخط المتقطع المزاح عن الصف الأساسي (الشكل 10 الخط المستمر) بمقدار نصف دور تكرار يؤدي إلى تأثير متبادل بين هذين الصنفين. لذلك لابد من وضع محول في جهة الاستقبال يقوم بعملية دمج الصنفين في صف واحد (متعدد المستويات)، الذي تتعاقب فيه النبضات بفاصل زمني مقداره دور تكرار كامل (T) وبذلك نكون قد

أعدنا الإشارة الجديدة إلى نفس نظام الإشارة قبل إجراء التعديل. وهكذا يمكن لمخطط الشكل (11) أن يخدم هذا الهدف، حيث إنه يملك تابع النقل التالي:



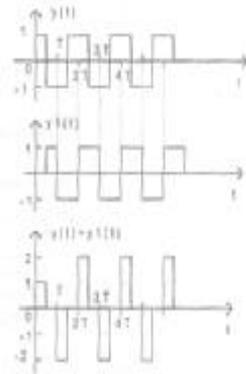
الشكل (11) دائرة إعادة الإشارة في المستقبل

$$H(w) = 1 + e^{-j\frac{wT}{2}} = 2e^{-j\frac{wT}{4}} \cdot \cos\left(\frac{wT}{4}\right) \quad (18)$$

تابع النقل الكلي بعد إضافة المرشحين في المرسل والمستقبل (الشكل 6 في جهة الإرسال والشكل 11 في جهة الاستقبال) يكون مساويا :

$$\begin{aligned} Z(w) &= F(w) \cdot H(w) = \\ &= (1 - e^{-j\frac{wT}{2}})(1 + e^{-j\frac{wT}{2}}) = \\ &= 1 - e^{-jwT} \end{aligned} \quad (19)$$

الإشارة التي تم الحصول عليها من كود (API) بواسطة دائرة التحويل التي تملك تابع النقل ( $Z(w)$ ) موضحة على الشكل (12). كما هو واضح من الرسم، فإن الإشارة (API) ثلاثية المستويات قد تحولت بعد التعديل إلى إشارة ذات خمسة مستويات. استقبال مثل هذه الإشارة يمكن أن يتم دون التأثير على احتمال خطأ الثبات باستخدام الكواشف الرقمية ذات الذاكرة كاشف فيتربي (Viterbi Detector) [12]. لكن في الحالة المعاكسة أي دون استخدام هذه الكواشف وباستخدام الكواشف البسيطة يحصل ضياع في الوثوقية مقداره (3dB) [12].



الشكل (12) إشارة API-HT في جهة الاستقبال

من أجل تقييم درجة تخفيض المركبات الترددية عند الترددات المنخفضة لكافة الكودات الرقمية، يمكن وضع علاقة لحساب الاستفادة في هذا المجال، وذلك بحساب الكثافة الطيفية للمركبات الترددية للكودات المراد مقارنتها عند الترددات القياسية ( $f=128\text{KHz}$ ) و ( $f=252\text{ KHz}$ ) (ترددات عمل أنظمة الإرسال التمثيلية). وتكون علاقة المقارنة عبارة عن علاقة لوغاريتمية معرفة كما يلي:

$$A(f) = 10 \cdot \log\left(\frac{G_1(f)}{G_2(f)}\right) \text{ , dB} \quad (20)$$

حيث إن:  $G_1(f)$ : الكثافة الطيفية للكود الأساسي

$G_2(f)$ : الكثافة الطيفية للكود الجديد أو الكود الناتج.

باستخدام العلاقة السابقة، يمكننا وضع جدول نبين فيه الريح بـ dB بين الكود الأساسي والكودات المقترحة عند

الترددات التي تمت الدراسة عندها (  $F_T = 2048 \text{ KHz}$  ).

F,KHz	128	200	256	300
$A_{API-T}(f)$ , dB	7.1	5.18	4.17	3.525
$A_{API-TH}(f)$ , dB	10	8.16	7.1	6.435

#### 4-النتيجة :

يتم في هذا البحث تقديم طريقة مبسطة لتحسين خواص الإشارة في أنظمة الإرسال الرقمية، التي تعتمد على استخدام

مرشح رقمي بسيط، يتألف من وحدة تأخير، ووحدة جمع فقط في جهة الإرسال، ومثلها في جهة الاستقبال.

إن التعديل الجديد في الإشارة الرقمية يساعد على تخفيض الضجيج التداخلي بين الأنظمة الرقمية والتمثيلية، التي تعمل في

خط اتصال واحد بمقدار (2.8dB) عند التردد (128KHz) و (2.1dB) عند التردد (252KHz) .

ضمن هذه التعديلات تبقى أجهزة الإرسال والاستقبال في النظام الرقمي المراد تعديله دون تغيير، حيث يتم وضع دائرة

التعديل بعد مرشح التشكيل في جهة الإرسال وقبل المرشح في جهة الاستقبال، وبذلك نضمن عمل أجهزة الإرسال

والاستقبال ضمن الشروط الطبيعية المصممة للعمل عندها.

## المراجع :

- 1-John,G.Poakis, Digital communication, McGraw-Hill,NewYok,1995
- 2-Proakis,J.G., Advances in Equalization for Intersymbol Interferencse, in advances in communication System, vol.4,A.J.Viterbi (ebi), Academi, New York,1975.
- 3-Viterbi,A.J.and Omurd,J.,K.,principles of Digital communication and coding, McGraw-Hill,New York,1979.
- 4-Lucky,R.W., Automatic Equalization for Digital Communication, Bell system tech.J.vol.44,pp.547-588,April 1965.
- 5-Simon Haykin Digital Communications ,WILEY,NEW YORK,1988.
- 6-A.Antoniou Improved Minimax Optimisation Algorithms and their Application in the Design of Recursive Digital Filters , IEE Proc., vol.138,pt.G,pp. 724 – 730,Decmber 1991.
- 7-Pieper, j.f., Proakis,J.G.,R.R.,and wolf,J.K., Design of efficient Coding and Modulation with a bandwidth constraint, IEEE Trans. Communications, vol.COM-27,pp.801-806,may 1979.
- 8-G.Ungerck, Channel Coding with Multilevel/phase Signals. IEEE trans.Information theory,IT-28,pp.55-67,January 1982.
- 9-L.R.Rabiner, B.cold,theory and application of Digital Signal Processing, prentice – Hill,1975.
- 10-N,K.bose,Digital Filters,north-Holland,New York,1985.
- 11-A.V. Oppenheim and D.W. Schafer, Discrete Time Signal processing, prentice Hall, Englewood, cliffs,N.J.,1989.
- 12-Rowe,H.E.,and Prabhu,V.K. power spectrum of a digital Frequency modulation signal bell system Tech.J.,vol.54,pp.1095-1125.July-August 1975.