

المعالجة المثلى للإشارات في نظم الإرسال الرقمية بوجود الضجيج الجمعي والتشويه الخطي (الطرائق الخطية)

الدكتور أحمد صقر أحمد*

(قبل للنشر في 2006/1/23)

□ الملخص □

تعتبر الحاملة الراديوية (Carrier) الركن الأساسي الذي يُعتمد عليه في عملية نقل المعلومات الرقمية، حيث تمثل الجزء المعلوم من الإشارة الكلية بعد تحميلها بالمعلومات الرقمية العشوائية وتعرضها لمختلف أنواع الضجيج والتداخل والمعوقات الأخرى.

يعتمد هذا البحث على إيجاد الشكل الأفضل (الشكل المثالي) للحاملة الراديوية في النظم الرقمية من خلال التحليل الرياضي للنظام بشكل عام ودراسة توابع النقل المختلفة لعناصر النظام واستنتاج تابع النقل المثالي لمرشح الاستقبال الذي يستطيع استخلاص الحاملة الراديوية مع إشارة المعلومات بشكل سليم رغم وجود الضجيج الأبيض (ضجيج غاوس) وضجيج التداخل الناتج عن عدم الوفاء بشرط شانون ونايكويست.

يعتمد البحث على استخدام الشكل الرياضي الناتج كأساس لإجراء المقارنة مع الحاملة الراديوية التي تستخدم النبضة المستطيلة بعد وضع نموذج يحاكي الشكل العملي لتابع نقل قناة الاتصال وإمكانية التحكم بشكل مرشح التمرير والمرسل، ومن ثم مقارنة النتائج ومناقشتها اعتماداً على قيم الضجيج الجمعي وقيم الضجيج الناتجة عن عملية التداخل.

كلمات مفتاحية: المعالجة المثلى للإشارات، نظم الإرسال الرقمية، الضجيج الجمعي.

* أستاذ مساعد - قسم النظم والشبكات المعلوماتية - كلية الهندسة المعلوماتية - جامعة تشرين - اللاذقية - سوريا.

Processing Optimization of Signals in the Digital Transmission Systems with Additive Noise and Interference (Linear Methods)

Dr. Ahmad Saker Ahmad*

(Accepted 23/1/2006)

□ ABSTRACT □

The carrier signals represent the basic base on which we depend in the process of digital information transmission. They represent the familiar part of the whole signal after loading it with random digital information and exposing it to different kinds of noise, interference and other obstacles.

This paper aims to optimize form (ideal form) of the carrier signal in the digital system, generally using the statistical analysis of the system to study the different transmission functions of the elements and to select the ideal transaction function of the receiving filter, which can positively select the carrier signal, together with information signal in spite of the existence of white noise (Gauss's Noise) and interference noise as a result of deviation from the basic cycle time.

The paper uses the resultant mathematical form as a base to make the comparison with the carrier signal, which uses rectangular pulse after adopting a form that represents the practical form of the transaction function of the communication channel and the possibility of controlling the form of passing filter and transmitter. It then compares and discusses the results by ratio and identifies ways of reducing noise and interference.

Keywords: *Processing Optimization of Signals; Digital Transmission Systems; Additive Noise.*

*Associate Professor, Department of Computer Network and Systems, Faculty of Information Technology, Tishreen University, Lattakia, Syria.

مقدمة:

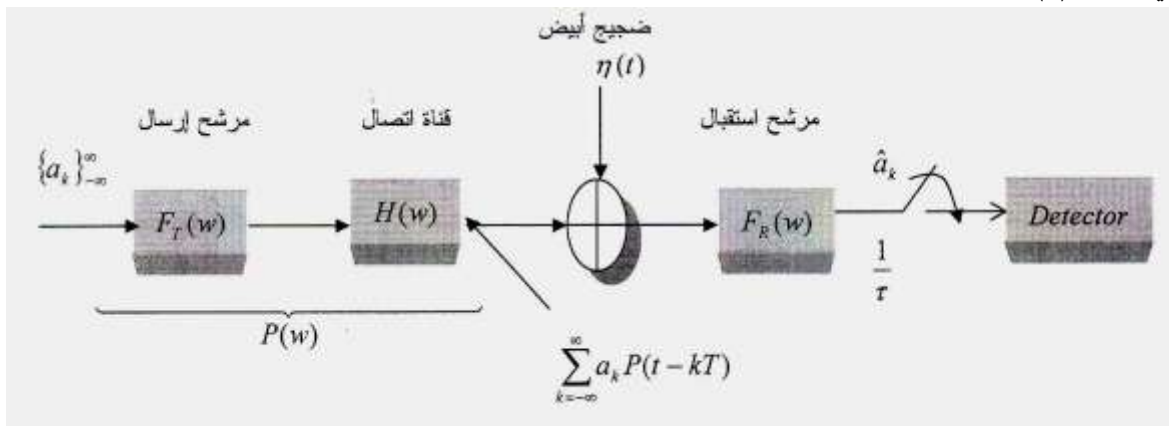
عند إرسال المعلومات الرقمية بعد تقطيع الإشارة التمثيلية الحاملة للمعلومات وفق معيار نايبويست، الذي يؤمن أقل ضياع للمعلومات المنقولة، فإن إرسال هذه المعلومات واستقبالها من جديد، نجد اختلافاً بين المعلومات المستقبلة والمرسلة، مما يؤدي إلى التساؤل عن الشروط التي يجب أن يحققها جهاز الاستقبال لكي يعطي أقل كمية ممكنة من الخطأ وأكبر احتمال لسلامة المعلومات المنقولة.

إذاً المسألة المطروحة هي أن المعلومات المرسلية المقطعة تحمل أنواع الضجيج المختلفة من الضجيج الجمعي الذي يمكن أن يكون ضجيجاً أبيض أو ضجيج غاوص ، إضافة إلى التشويه الخطي الناتج عن تأثير قناة الاتصال الناقلة، أو التي يتم انتقال المعلومات عبرها. هذه الإشارة المركبة من الإشارة المفيدة وإشارة الضجيج، يراد استخلاص المعلومات منها في جهاز الاستقبال. والمطلوب الآن هو إيجاد تابع النقل (Transaction Function) الأمثل لهذا الجهاز وذلك ضمن الشروط المطلوبة لنقل المعلومات.

تشكيل المسألة وإمكانية الحل:

لنعتبر نظام الإرسال ذا التعديل النبضي المطالي (Pulse- Amplitude Modulation (PAM) المبين

في الشكل (1):



الشكل (1) المخطط الصندوقي لنظام الإرسال

يتألف هذا النظام من مرشح إرسال (Transmission Filter) ذي تابع نقل $(F_T(w))$ ، يتصل خرج هذا المرشح مع قناة اتصال (Communication channel) ذات تابع النقل $(H(w))$. تتعرض الإشارة أثناء انتقالها في قناة الاتصال إلى الضجيج الجمعي $(\eta(t))$ ، يلي قناة الاتصال مرشح استقبال (Receiving Filter (RT)) ذو تابع نقل $(F_R(w))$ ، ثم مفتاح الكتروني يتفق في عمله مع تردد التقطيع أو تردد نايبويست $(\frac{1}{T})$ ، من ثم يتم إدخال الإشارة إلى الكاشف (Detector) والذي يتم فيه كشف الإشارة ومعالجتها [1] .

إن المعلومات المطبقة على دخل مرشح الإرسال $(\{a_k\}_{k=-∞}^{∞})$ عبارة عن معلومات منقطعة تأخذ قيما عشوائية ذات (k) قيمة احتمالية.

في حالتنا هذه نفرض أن $(a_k = \pm 1)$ وهي عبارة عن معلومات متتالية كل (T) ثانية، حيث أن (T) دور التقطيع .

المعلومات على خرج مرشح الإرسال تأخذ الشكل الآتي:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k F_T(t - kT) \quad (1)$$

تحمل هذه المعلومات عبر قناة الاتصال فتصبح على خرج القناة كما يلي:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k F_T(t - kT) H(t - kT) \quad (2)$$

وإذا اعتبر:

$$P(t - kT) = F_T(t - kT) \cdot H(t - kT)$$

تصبح الصيغة الرياضية (2) كما يلي:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k P(t - kT) \quad (3)$$

هذه الإشارة تصل إلى المستقبل مع إشارة الضجيج $(\eta(t))$ إضافة إلى الضجيج الناتج عن عملية تداخل الرموز (ضجيج التداخل) (Interference Noise) . لهذا فإن المعلومات التي تصل إلى الكاشف $(\{\hat{a}_k\}_{k=-\infty}^{\infty})$ تختلف عن المعلومات المرسله. ليتم الآن وضع الشروط التي تلغي تأثير هذه الأنواع من المعوقات على عملية الإرسال.

لإخماد تأثير ضجيج التداخل يجب على تابع النقل لمرشح الإرسال والقناة $(P(kT))$ أن يحقق شروط نايكويست في الاستقرار، أي أن [1 و 2]:

$$P(kT) = \begin{cases} 1 & , k = 0 \\ 0 & , k \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

ويجب التأكيد على الشرط (4) ، خاصة عندما $(k \neq 0)$ ، وذلك حتى لا تتشكل مركبات دخيلة على الإشارات المرسله في القنوات المجاورة .

لإزالة مثل هذه التأثيرات يجب أن يحقق تابع نقل كامل النظام شروط نايكويست المذكورة، أي أن :

$$Q(w) = F_T(w) \cdot H(w) \cdot F_R(w) = P(w) \cdot F_R(w)$$

$$Q_k(w) = \begin{cases} 1 & , k = 0 \\ 0 & , k \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

الشرط الثاني: لإزالة تأثير الضجيج الأبيض يجب أن يكون تشتت الضجيج الأبيض على خرج المستقبل أصغر

ما يمكن .

يمكن كتابة علاقة التشتت على خرج المستقبل كما يلي:

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_R(w)|^2 dw \quad (6)$$

حيث إن (N_0) استطاعة الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض.

مما تقدم يمكننا إيجاد تابع النقل الأمثلي للمستقبل الذي يؤمن سلامة نقل المعلومات الرقمية، الذي يجب أن يحقق الشرطين (5) و (6) معاً هو تابع النقل المطلوب.

إيجاد تابع النقل الأمثلي للمستقبل:

يمكن كتابة الشرط (5) كما يلي :

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} F_T \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right) \cdot H \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right) \cdot F_R \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right) = T \quad (7)$$

$$-\frac{\pi}{T} \leq w \leq \frac{\pi}{T}$$

لذلك يمكن كتابة الشرط (6) كما يلي:

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \left| F_R \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right) \right|^2 dw \quad (8)$$

لنعتبر:

$$F_{Tr}(w) = F_T \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right)$$

$$F_{Rr}(w) = F_R \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right)$$

$$H_r(w) = H \left(w - r \frac{2\pi}{T} \right)$$

فتصبح المعادلتان (7) و (8) كما يلي :

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Rr}(w)|^2 dw \quad (9)$$

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} F_{Tr}(w) \cdot H_r(w) \cdot F_{Rr}(w) = T \quad (10)$$

أصبحت الآن المشكلة هي إيجاد الحل الرياضي لجملة المعادلتين (9) و (10) معاً. لنستعين بطريقة لاغرانج لحل مثل هذه المسألة حيث نعتبر أن الشرط (9) هو الشرط الأساسي، والشرط (10) هو الشرط المساعد، لذلك يمكن وضع تابع لاغرانج العام كما يلي [3] :

$$J \left[|F_{Rr}(w)| \right] = \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \left\{ \frac{N_0}{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Rr}(w)|^2 + \lambda(w) \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(w)| \cdot |H_r(w)| \cdot |F_{Rr}(w)| - T \right] \right\} dw$$

هذه المعادلة التفاضلية يمكن حلها بالاعتماد على معادلة ايلر التي تعتمد على اشتقاق المعادلة المعطاة بالنسبة للمجهول ($F_{Rr}(w)$) ، ومساواة المشتق بالصفر وذلك كما يلي :

$$\frac{N_0}{2\pi} \cdot 2 \cdot |F_{Rr}(w)| + \lambda(w) \cdot |F_{Tr}(w)| \cdot |H_r(w)| = 0$$

من هنا نجد أن :

$$|F_{Rr}(w)| = \frac{\pi \cdot \lambda(w)}{N_0} \cdot |F_{Tr}(w)| \cdot |H_r(w)| \quad (11)$$

نعوض هذه القيمة الناتجة بالعلاقة (10) فينتج :

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} F_{Tr}(w) \cdot H_r(w) \cdot \left\{ -\frac{\pi \cdot \lambda(w)}{N_0} \left[\overline{F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)} \right] \right\} - T = 0$$

من هنا ينتج أن :

$$\lambda(w) = \frac{-N_0 \cdot T}{\pi \sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)|^2} \quad (12)$$

حيث إن ($\lambda(w)$) معامل لاغرانج (مضروب لاغرانج) .

نعود الآن ونعوض بقيمة ($\lambda(w)$) في المعادلة (11) فنجد أن :

$$F_{Rr}(w) = \overline{F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)} \cdot \frac{T}{\sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)|^2} \quad (13)$$

من هذه العلاقة نجد أن تابع النقل الناتج يتألف من تابعين أساسيين ، الأول :

$$F_{Rr1}(w) = \overline{F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)}$$

وهو عبارة عن المرافق العقدي لتابع النقل لمرشح الإرسال وقناة الاتصال، وهو يسلك السلوك العكسي لهذين

العنصرين، وهو عبارة عن مرشح توافقي.

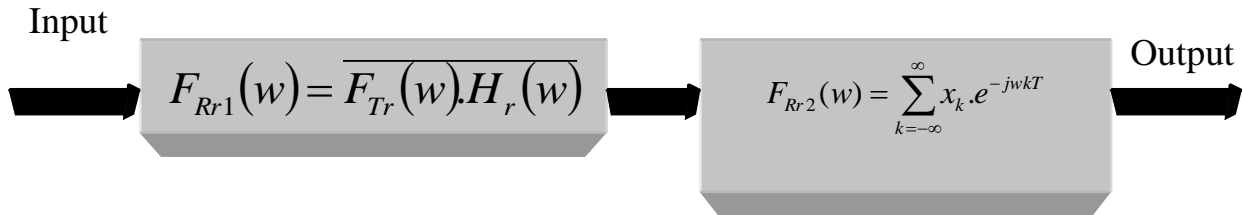
أما التابع الثاني فهو :

$$F_{Rr2}(w) = \frac{T}{\sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)|^2}$$

فهو عبارة عن تابع دوري ليس له علاقة بالقيمة الآتية للتابع $(F_{Rr}(w))$ ويحقق شروط نايكويست، وبذلك فهو يؤدي إلى إزالة أثر الضجيج التداخلي، ويمكن التعويض عن هذا التابع بمرشح توافقي يأخذ الشكل العام الآتي:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k . e^{-jwkT} = \frac{T}{\sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(w).H_r(w)|^2} \quad (14)$$

ويمكن إيجاد (x_k) التي يمكن تسميتها معاملات سلسلة فورييه حسب الشكل العام لمفكوك فورييه للتتابع الدورية، ويمكن تمثيل المرشح الناتج كما في الشكل (2):



الشكل (2) المخطط التوضيحي للمرشح الناتج

على هذا الشكل يصبح تابع النقل الأمثلي للنظام كما يلي:

$$\begin{aligned} Q(w) &= F_{Tr}(w).H_r(w).F_{Rr}(w) = F_{Tr}(w).H_r(w).F_{Rr1}(w).F_{Rr2}(w) = \\ &= |F_{Tr}(w).H_r(w)|^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k . e^{-jwkT} \end{aligned} \quad (15)$$

لنأخذ بعين الاعتبار التابع الأسّي الدوري $\left\{ e^{-iwkT} \right\}_{k=-\infty}^{\infty}$ ضمن المجال الترددي (الدور)

، ونكتب العلاقة التي تعبر عن تابع النقل المكافئ السابق العلاقة (15) كما يلي [3 و 4] :

$$\begin{aligned} Q_{Tk}(w) &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} Q\left(w - r \frac{2\pi}{T}\right) \\ &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} \left| F_{Tr}\left(w - r \frac{2\pi}{T}\right).H\left(w - r \frac{2\pi}{T}\right) \right|^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k . e^{-iwkT} \\ Q_{Tk}(w) &= \tilde{Q}_{Tk}(w) \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k . e^{-iwkT} \dots\dots\dots(16) \end{aligned}$$

حيث يرمز $\tilde{Q}_{Tk}(w)$ لتابع النقل الكلي المكافئ ، الذي يضم قناة الاتصال ومرشح الإرسال أي $(F_{Tr}(w).H_r(w))$.

إذا كان تابع النقل المكافئ $(\tilde{Q}_{Tk}(w))$ لا يحقق شروط نايكويست (أي في حالة غياب التزامن) ، فإنه لابد في هذه الحالة من وجود مصحح توافقي ذي تابع نقل يعتمد في عمله على إزالة تأثيرات خروج تابع النقل عن شروط نايكويست. أي يجب أن يحقق العلاقة التالية، وذلك اعتماداً على العلاقة السابقة (16) [5] .

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \cdot e^{-i\omega k T} = \frac{T}{\tilde{Q}_{Tk}(\omega)}$$

بالنظر إلى العلاقة الأخيرة ومقارنتها مع العلاقة (14) التي نتجت معنا في هذا السياق نجد أن العلاقتين متكافئتان، وبذلك لا يكون لدينا إشكال في هذا المجال .

أما فيما يتعلق باحتمالات الأخطاء في حالة استخدام تابع النقل المثالي $(F_r(\omega))$ في حالة الإشارات الرقمية التي تعتمد على قيمتين فقط $(a = \pm 1)$ وهي [6] :

$$P_{sn} = \phi \left[\left(\beta \frac{P_s}{P_n} \right)^2 \right]$$

حيث إن :

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-x}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

$$\beta = \left\{ \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |P_{Tr}(\omega)|^2 \cdot \frac{T}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \frac{1}{\sum_{r=-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(\omega) \cdot H_r(\omega)|^2} d\omega \cdot d\omega \right\}^{-1}$$

$$P_s = \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} |F_{Tr}(\omega)|^2 d\omega$$

$$P_n = \frac{N_0}{T}$$

وحيث إن :

P_s - قدرة الإشارة على خرج المرسل.

P_n - قدرة إشارة الضجيج على مدخل المستقبل ضمن المجال الترددي $\left(-\frac{\pi}{T} < \omega < \frac{\pi}{T} \right)$.

β - معامل تخامد نسبة الإشارة إلى الضجيج في حالتنا هذه مقارنة مع نسبة الإشارة إلى الضجيج بالنسبة

لمستقبل ذي مرشح توافقي عادي [6] .

نعود الآن بعد الدراسة النظرية إلى العلاقة (13) ونستخدمها لدراسة تابع النقل الذي يوافق تابع نقل المستقبل

$(F_r(\omega))$ في الحالة المثالية المدروسة.

يمكن إيجاد تابع النقل المطلوب إذا فرضنا أن تابع نقل قناة الاتصال وتابع نقل مرشح الإرسال معرفان ضمن

حدود التردد $(a\omega_0)$ بالعلاقة الآتية [7] :

$$H(w) = F_{Tr}(w) \cdot H_r(w)$$

$$|H(w)| = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{a w_0}\right) & , 0 \leq w \leq a w_0 \\ 0 & , w > a w_0 \end{cases}$$

a - عامل يمثل قيمة الانحراف المفترضة عن تردد نايكويست

$$w_0 = 2\pi f_T \quad , \quad a = 0.6, 0.8, \dots, 1.1$$

وهذا الشكل المستخدم في أفنية نقل المعلومات التي تستخدم الكوابل المحورية أو الشكل التجيبي التربيعي ضمن المجال الترددي نفسه المراد العمل ضمنه.

أما افتراض تابعي نقل القناة ومرشح الإرسال بهذا الشكل فهو ممكن كونهما عنصرين تصميميين تطبيقيين يمكن التحكم بهما وبخواصهما من قبل المصمم أو الدارس، ويمكنه التحكم بطبيعتهما من خلال تغيير خواص قناة الاتصال أو استخدام أفنية اتصال مناسبة. وأنه بالإمكان التحكم بالدارات الرقمية التي تشكل مرشح الإرسال في طرف الإرسال. بتبديل هذه العلاقة بالعلاقة (13) لتابع النقل الناتج، والاستفادة من خواص التتابع الدورية (أي أننا ندرس تابع النقل ضمن دورة ترددية واحدة، كما نوهنا) وذلك كونه سيتم إرسال عينة رقمية واحدة من الإشارة خلال كل دور

، لذلك سندرس التابع ضمن المجال الترددي $\left(-\frac{\pi}{T} < w < \frac{\pi}{T}\right)$ ، فنحصل على :

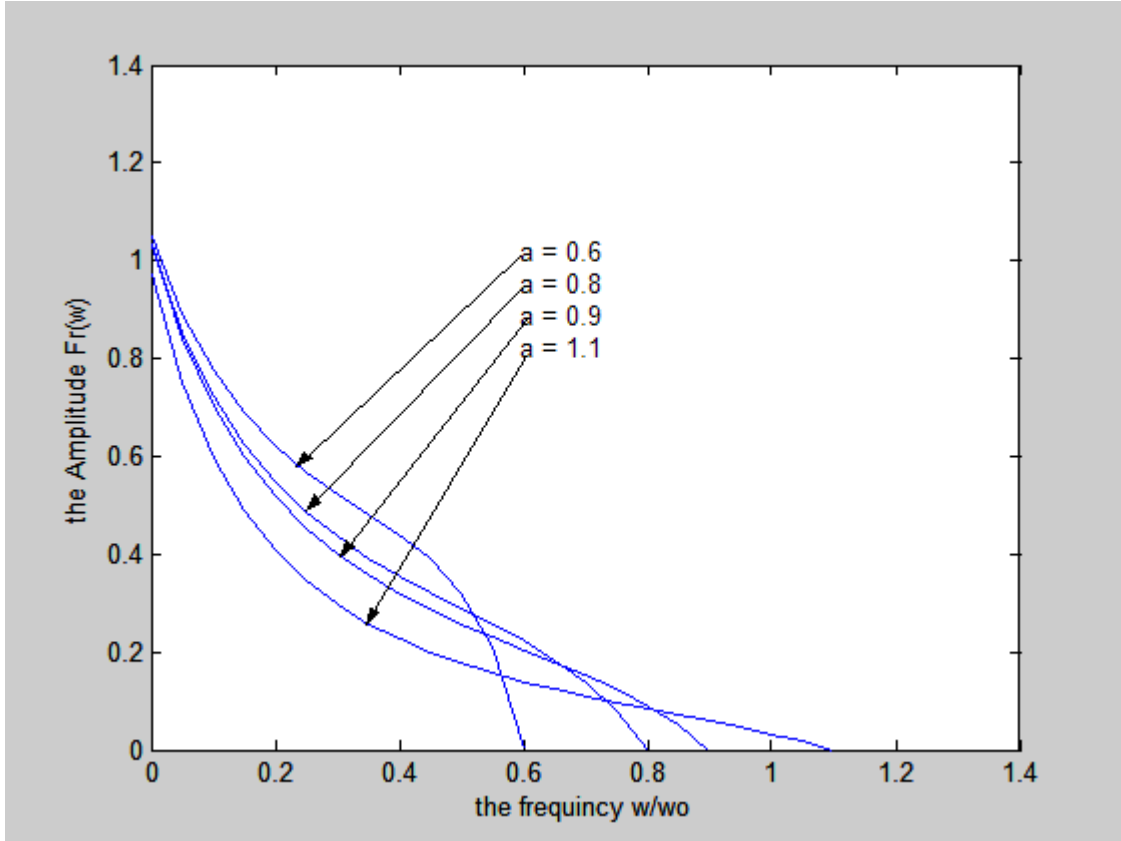
$$F_a(w) = \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{a w_0}\right) \cdot \frac{T}{\sum_{r=-\infty}^{\infty} \left[\sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{a w_0}\right) - r \cdot a w_0 \right]^2}$$

يمكن الآن إيجاد التابع $(F_a(w))$ باختيار قيم الثوابت والمتغيرات كما يلي :

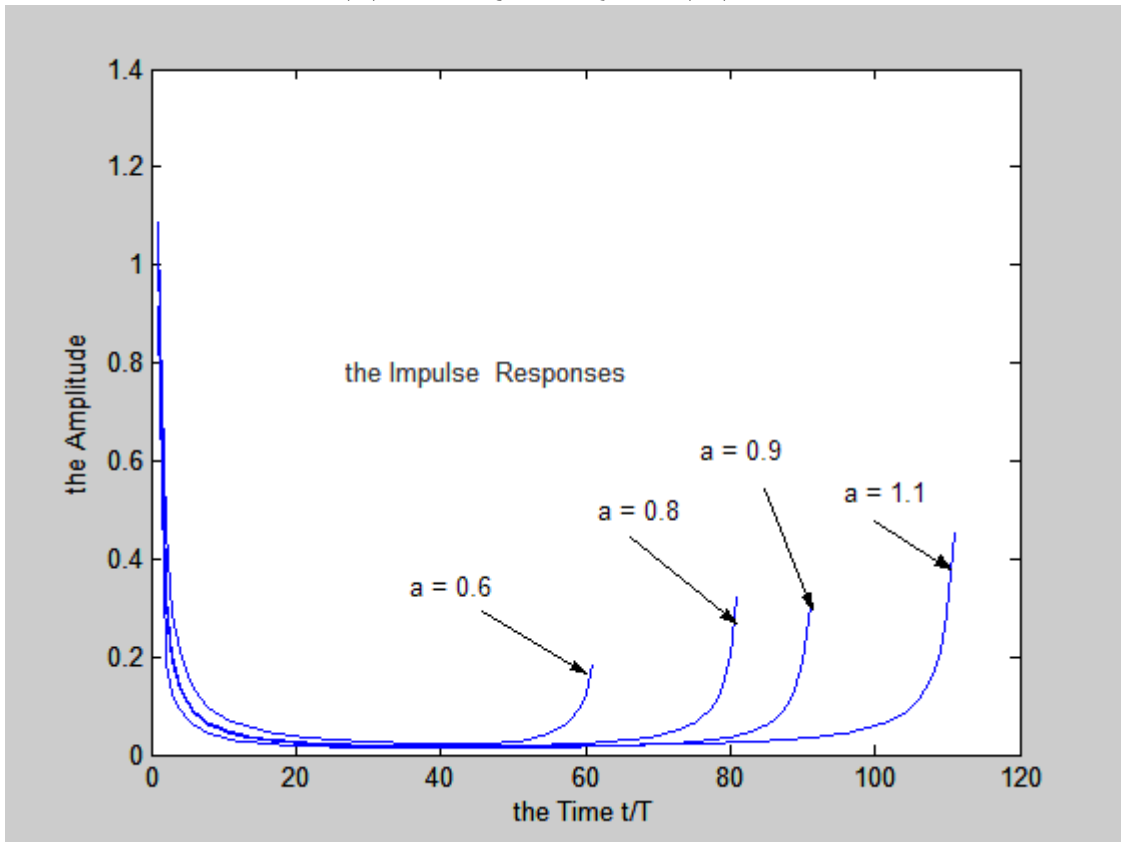
$$T = \frac{10^{-6}}{2.048} \text{ [sec]}$$

$$a = 1.1, 0.9, 0.8, 0.6$$

يمكننا الآن حساب ورسم تابع النقل ضمن هذه المعطيات باستخدام برنامج (MATLAB) وإظهار النتيجة كما في الشكلين (3 و 4) ، حيث تظهر الإشارات الأمثلية لتتابع النقل المختلفة (حسب كل قيمة لـ a) والاستجابة النبضية لكل تابع .



الشكل (3) شكل تابع النقل الناتج حسب قيمة (a)



الشكل (4) شكل الإستجابة النبضية حسب قيم a

لكي نستطيع تقييم تابع النقل الناتج (المقترح) $(F_a(w))$ ، نقوم بمقارنته مع تابع النقل المستخدم في الأنظمة الرقمية ، والذي يمثل إشارة النبضة المستطيلة التي يمكن تعرف كما يلي :

$$x(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t \leq T \\ 0 & , t > T \end{cases}$$

وذا تابع النقل :

$$X(w) = \frac{\sin\left(\frac{wT}{4}\right)}{\left(\frac{wT}{4}\right)}$$

نقوم الآن بمقارنة تابع النقل الأمثلي الذي تم حسابه مع تابع النقل لإشارة النبضة المستطيلة من خلال مقارنة تمرکز مركبات التابعين عند التردد الأساسي من خلال العلاقة [7] :

$$g_{dB} = 20 \log \left(\frac{h_{aop}(0)}{h_T(0)} \right) \quad (17)$$

حيث إن :

$h_{aop}(0)$ - الاستجابة النبضية لتابع النقل $(F_a(w))$.

$h_T(0)$ - الاستجابة النبضية للنبضة المستطيلة.

من خلال العلاقة (17) يمكننا مقارنة التابعين وحساب القيم العددية عند التردد الأساسي وتلخيص النتائج في

الجدول رقم (1) :

جدول رقم (1)

a	1.1	0.9	0.8	0.6
g, dB	1.4	2.15	3.3	5.9

من خلال الجدول رقم (1) نجد أن الربح في طاقة الإشارة المتمركزة عند التردد الأساسي بالنسبة لتابع النقل الأمثلي يزداد كلما عملنا على تقليص المجال الترددي حيث يصل عند القيمة $(a=0.6)$ إلى 5.9 dB وهو أقل عند قيم a الأكبر من ذلك ، كما هو واضح من الجدول رقم (1) .

إن اختيار قيم (a) أقل من القيمة واحد ، يدل على العمل عند تردد أقل من تردد التقطيع (أي أقل من التردد الدوري) ، وهذا يدل على خلل في عملية التزامم بالنسبة للإشارات الرقمية .

لذلك فيما يتعلق بعملية التزامم أو تأثير التزامم على الإشارات الرقمية الحاملة المقترحة وإشارة النبضة المستطيلة ، فإنه بالإمكان حسابه من خلال إجراء عملية انزياح بمقدار (10 %) من القيمة (T) التي تمثل دور أخذ العينات ، ثم نقوم بحساب قيمة تشويه الإشارات المختلفة عند هذه القيمة والتي تمثل المجال الأعظمي لانحراف الإشارة ، وذلك من خلال العلاقة الآتية [7] :

$$\eta \% = \frac{\sqrt{h^2(T \pm 0.1T) + h^2(2T \pm 0.1T)}}{h(0)} \times 100$$

من هذه العلاقة يمكننا حساب تأثير الانحراف (الخروج عن التزامن) بالنسبة لإشارات التتابع الأمثلية بالإضافة لإشارة النبضة المستطيلة، وذلك من أجل المقارنة. ندون نتيجة الحساب بالجدول رقم (2):

جدول رقم (2)

		الإشارات الحاملة المثالية			
		$a = 1.1$	0.9	0.8	0.6
	إشارة النبضة المستطيلة				
η %	5.93	0.811	2.8	3.88	5.89

من الجدول رقم (2) يمكننا الملاحظة بأن قيم التابع الأمثلية أفضل بالنسبة لعملية لتزامن عند قيم (0.8 , 0.9 , 1.1) وذلك مقارنة مع النبضة المستطيلة، وحتى بالنسبة للتابع الأمثلي عند القيمة ($a = 0.6$) نجد أنه يساوي (تقريبا) إلى قيمة الانحراف الناتجة بالنسبة لتابع النبضة المستطيلة. أي أن القيم المبينة في الجدول رقم (1) هي قيم حقيقية يمكن اعتمادها كقيم فعلية لعملية المقارنة بين التابعين المذكورين.

النتيجة:

من خلال تابعي النقل للحاملة الراديوية التي تحقق الشروط المثالية لمنع الضجيج التداخلي والضجيج العابر، وتابع النقل للنبضة المستطيلة التي تمثل القيمتين الرقمتين (0 and 1) في الأنظمة الرقمية، ومن النتائج المبينة في الجدول رقم (1) الذي يبين قيم تابع النقل ضمن مجال التمرير المفروض لقناة الاتصال، ومن الجدول رقم (2) الذي يبين قيم ضجيج التداخل الناتج عن عدم وجود تزامن (حالة فقدان التزامن)، أو كما ذكرنا بإجراء انزياح لاستجابة النظام بمقدار يصل حتى 10 % من قيمة زمن التقطيع (الدور الأساسي):

نجد أن تابع النقل للإشارات الحاملة الأمثلية يحقق ربحاً بمقدار يصل إلى 2.15 dB عند القيمة $a = 0.9$ و 5.9 dB عند القيمة $a = 0.6$ ، وانخفاض قيمة التداخل الناتج عن الانزياح الزمني بمقدار 10 % من دور التقطيع ليصل إلى 2.8 % من قيمة الإشارة عند $a = 0.9$ و 5.89 % عندما $a = 0.6$ ، وذلك مقارنة مع قيمة الضجيج الجمعي والتداخل بالنسبة للإشارة الحاملة المستطيلة (النبضة المستطيلة) التي كانت تساوي 5.94 % من قيمة الإشارة.

المراجع:

- 1- PROAKIS, John G. Digital communications , McGRAW – HILL, 1995 .
- 2- ZIEMEN, R.E. and Peterson, R.L. , *Digital communications and spread spectrum systems* , Macmillan, Newyork,1985 .
- 3- L. Jackson , *digital filters and signal processing*, Klewre Academic Publishers, second edition , 1989 .
- 4- ZIEMEN, R.E. , *Introduction to digital communication* , John wiley & Sons , 1998 .
- 5- LEAN, W. Couch , *digital and analog communication systems* , Newyork, 1993 .
- 6- SAEED, V.Vaseghi , *Advanced digital signal processing and Noise Reduction* , John wiley & Sons , LTD , 2000 .
- 7- JOHN, R. DELLER, JOHN, G. Proakis , John H. L. Hansen , *Discrete-Time processing of speech Signals*, Macmillan , Inc. 1993 .