

تصميم مرشح توافق رقمي DMF باستخدام FPGA لضغط إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي BPCM وفق سلسلة M على خلفية الضجيج الأبيض الجامع.

الدكتور مالك محمد*

الدكتور كمال أبو طيبخ**

(تاريخ الإيداع 29 / 8 / 2013. قبل للنشر في 10 / 11 / 2013)

▽ ملخص ▽

نتناول في هذه المقالة طريقة ضغط إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي BPCM وفق سلسلة M بشكل عملي على خلفية الضجيج الأبيض الجمعي بوساطة مرشح توافق رقمي DMF وفق خوارزمية الطي في المجال الزمني لإشارة الدخل و الإشارة المرجعية (نسخة الإشارة) باستخدام شريحة رقمية من نوع: Cyclone II EP2C70F896C6 FPGA من شركة ALTERA المتوضعة على بورد التطوير والتعليم DE2-70 وفق البارامترات التالية:

تردد النقطيع 50MHz، عرض النبضة 128μsec، عرض المقطع الواحد (الشريحة) 1μsec، عامل الضغط 128، نسبة مطال الإشارة إلى مطال الضجيج على دخل المرشح: $SNR_{INP} = 1/1, 1/3, 1/5, 1/7$ و عامل الريح بالمعالجة:

$$SNR_{OUT} / SNR_{INP} = 10 \log 128 = 21 \text{ dB}$$

تدرس نتائج عمل المرشح باستخدام راسم إشارة رقمي لإشارة الدخل وإشارة الخرج من أجل عدة قيم لـ SNR_{INP} المذكورة.

الكلمات المفتاحية: نشر الطيف، المرشحات التوافقية الرقمية.

* مدرس - قسم الاتصالات والالكترونيات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة تشرين - اللاذقية - سورية.
** أستاذ مساعد - قسم الاتصالات والالكترونيات - كلية الهندسة الالكترونية - أكاديمية الأسد للهندسة العسكرية - حلب - سورية.

Design Digital Matched Filter by Using FPGA to Press Binary Phase Code Modulation (BPCM) Signal According to Sequence M in Existing AWGN

Dr. Malek Mohammed*
Dr. Kamal Abotabek**

(Received 29 / 8 / 2013. Accepted 10 / 11 / 2013)

▽ ABSTRACT ▽

In this article, we search practically for the method of pressing Binary Phase Code Modulation (BPCM) signal according to the sequence M in existing Additive White Gaussian Noise (AWGN) by Digital Matched Filter (DMF), according to the Algorithm of convolution in time for input signal and reference signal (version of signal) by using circuit field programmable gate array (FPGA) type:

Cyclone II EP2C70F896C6 from ALTERA company placed on Development Education -II Board (DE2-70) with Follow Parameters:

Sampling frequency: 50Mhz, width pulse: 128usc, width chip:1μsec, Press factor:128, Signal to Noise Rate $SNR_{INP} = 1/1, 1/3, 1/5, 1/7$ and Processing Gain factor:
 $SNR_{OUT} / SNR_{INP} = 10 \log 128 = 21 \text{ dB}$

Keywords: spread spectrum, Digital matched filter.

*Assistant Professor, Department of Communication and Electronic Engineering, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

**Associate Professor, Department of Communication and Electronic Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Assad Academia, Aleppo, Syria.

مقدمة:

تستخدم عملية الترشيح التوافقي الرقمي (DMF) Digital Matched Filtering بشكل واسع عند معالجة الإشارات في المستقبلات الرادارية الحديثة حيث يعتبر المرشح المحقق لخوارزمية الترشيح الرقمي التوافقي العنصر الأساسي والأهم في الرادار، يحدد هذا المرشح أهم المواصفات الأساسية للرادار: دقة القياس، قدرة التمييز، منطقة الكشف بالمدى، ممانعة التشويش وغيرها [1].

أهمية البحث وأهدافه:

تستخدم في الرادارات الحديثة الإشارات المعقدة البنية ذات الطيف المنتشر إشارات Liner Frequency Modulation (LFM)، إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق كودات باركر، إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق سلسلة M وغيرها) وهي ذات قاعدة إشارة كبيرة $B = \tau_s \cdot \Delta f \gg 1$ مما يزيد مدى الكشف و قدرة التمييز بالمدى و السرعة والأهم ممانعة التشويش.

تستخدم اليوم خوارزميات معالجة رقمية مختلفة: خوارزمية الطي الرقمي في المجال الزمني، خوارزمية الطي الرقمي في المجال الترددي، خوارزمية Fast Fourier Transform (FFT) وغيرها. تعتبر خوارزمية الطي الرقمي العقدي في المجال الزمني بين إشارة الدخل و الإشارة المرجعية من الخوارزميات السريعة والعملية و تعمل ضمن الزمن الحقيقي لذلك نورد بعض العلاقات الرياضية الأساسية الخاصة بهذه الخوارزمية.

طرائق البحث ومواده:**1. مواد البحث**

لتصميم واختبار مرشح DMF لإشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق سلسلة M استخدمت الأدوات والبرمجيات التالية:

- 1- حاسب PC.
- 2- بورد تطوير وتعليم DE2-70 [4] يحوي شريحة Cyclone II EP2C70F896C6 FPGA.
- 3- راسم إشارة رقمي من نوع GDS-1152A.
- 4- بيئة التصميم Quartus II 6.0 في مرحلة المحاكاة و التصميم والتنفيذ.
- 5- لغة البرمجة VHDL [5].

2. خوارزمية الطي الرقمي العقدي في المجال الزمني تعطى وفق العلاقات الرياضية التالية:

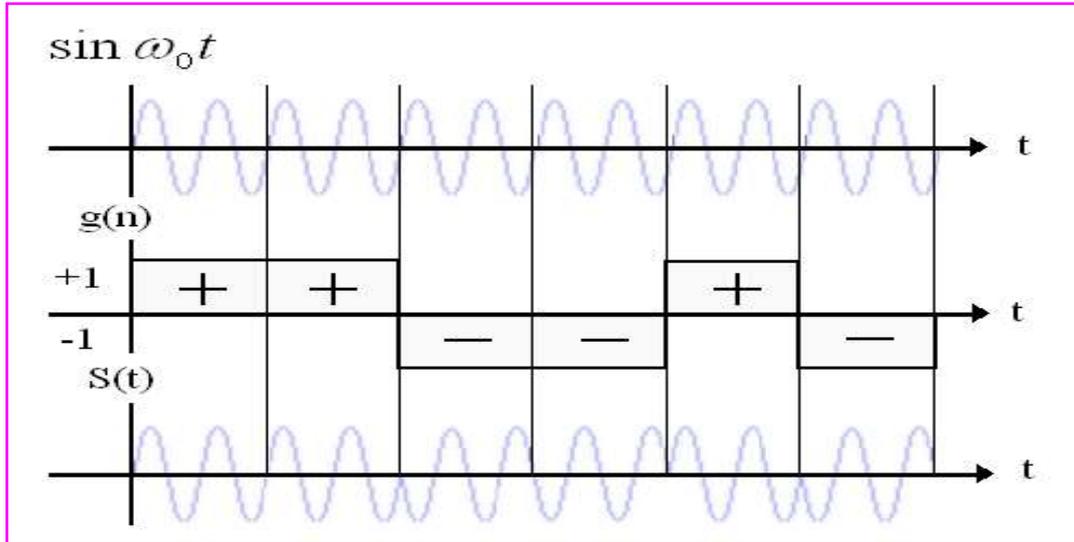
تعطى إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي ذات العرض (τ_s) وفق سلسلة M بالشكل التشابهي مبينة على الشكل (1) وفق العلاقة الرياضية التالية [2]:

$$S(t) = U_0(t) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} g(n) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (1)$$

$$g_n = \pm 1$$

$$U_0(t) = \begin{cases} 1 & \text{for } 0 \leq t \leq \tau_s \\ 0 & \text{for another } t \end{cases}$$

من أجل $g(n) = +1$ فإن الصفحة الابتدائية لإشارة $S(t)$ مساوية (0) ومن أجل $g(n) = -1$ فإن الصفحة الابتدائية لإشارة $S(t)$ مساوية (π) كما هو مبين على الشكل (1).



الشكل رقم (1): إشارة التعديل الصفحي ذو الترميز الثنائي وفق سلسلة M .

يمكن بشكل عام تمثيل إشارة الدخل بالشكل العقدي بمركبتين متعامدتين I, Q وفق العلاقة الرياضية التالية [2]:

$$S(n) = S_I(n) + jS_Q(n) \quad (2)$$

أما الإشارة المرجعية (نسخة الإشارة) فهي متناظرة زمنياً بالنسبة لإشارة الدخل و يمكن تمثيلها أيضاً بمركبتين متعامدتين I, Q وفق العلاقة الرياضية التالية [2]:

$$g(n) = g_I(n) - jg_Q(n) \quad (3)$$

يمكن تمثيل استجابة المرشح بالشكل العقدي وفق العلاقة الرياضية التالية [2]:

$$\begin{aligned} Y(n) &= \sum_{m=0}^{M-1} \{S(n-m) \cdot g(m)\} = \sum_{m=0}^{M-1} \{S_I(n-m) + jS_Q(n-m)\} \cdot \{g_I(m) - jg_Q(m)\} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \{S_I(n-m)g_I(m) + S_Q(n-m)g_Q(m)\} + \\ &+ j \sum_{m=0}^{M-1} \{S_Q(n-m)g_I(m) - S_I(n-m)g_Q(m)\} = \quad (4) \\ &= \text{Re}\{Y(n)\} + \text{Im}\{Y(n)\} \end{aligned}$$

تعطى طويلة (مودول) غلاف الاستجابة للمرشح وفق العلاقة التالية:

$$|Y(n)| = \sqrt{[\text{Re}\{Y(n)\}]^2 + [\text{Im}\{Y(n)\}]^2} \quad (5)$$

وتعطي قيمة القسم الحقيقي $\text{Re}\{Y(n)\}$ وفق العلاقة التالية:

$$\begin{aligned} \text{Re}\{Y(n)\} &= \sum_{m=0}^{M-1} \{g_I(m) * S_I(n-m) + g_Q(m) * S_Q(n-m)\} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} g_I(m) * S_I(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} g_Q(m) * S_Q(n-m) = Y_{II}(n) + Y_{QQ}(n) \end{aligned} \quad (6)$$

أما قيمة القسم التخيلي $\text{Im}\{Y(n)\}$ فتعطي وفق العلاقة التالية:

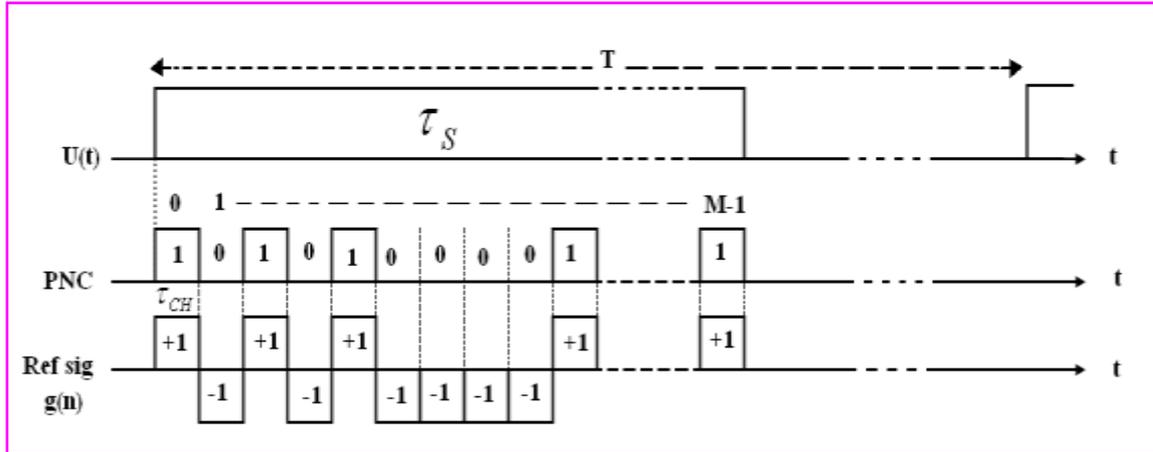
$$\begin{aligned} \text{Im}\{Y(n)\} &= \sum_{m=0}^{M-1} \{g_I(m) * S_Q(n-m) - g_Q(m) * S_I(n-m)\} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} g_I(m) * S_Q(n-m) - \sum_{m=0}^{M-1} g_Q(m) * S_I(n-m) = Y_{IQ}(n) - Y_{QI}(n) \end{aligned} \quad (7)$$

حيث إن:

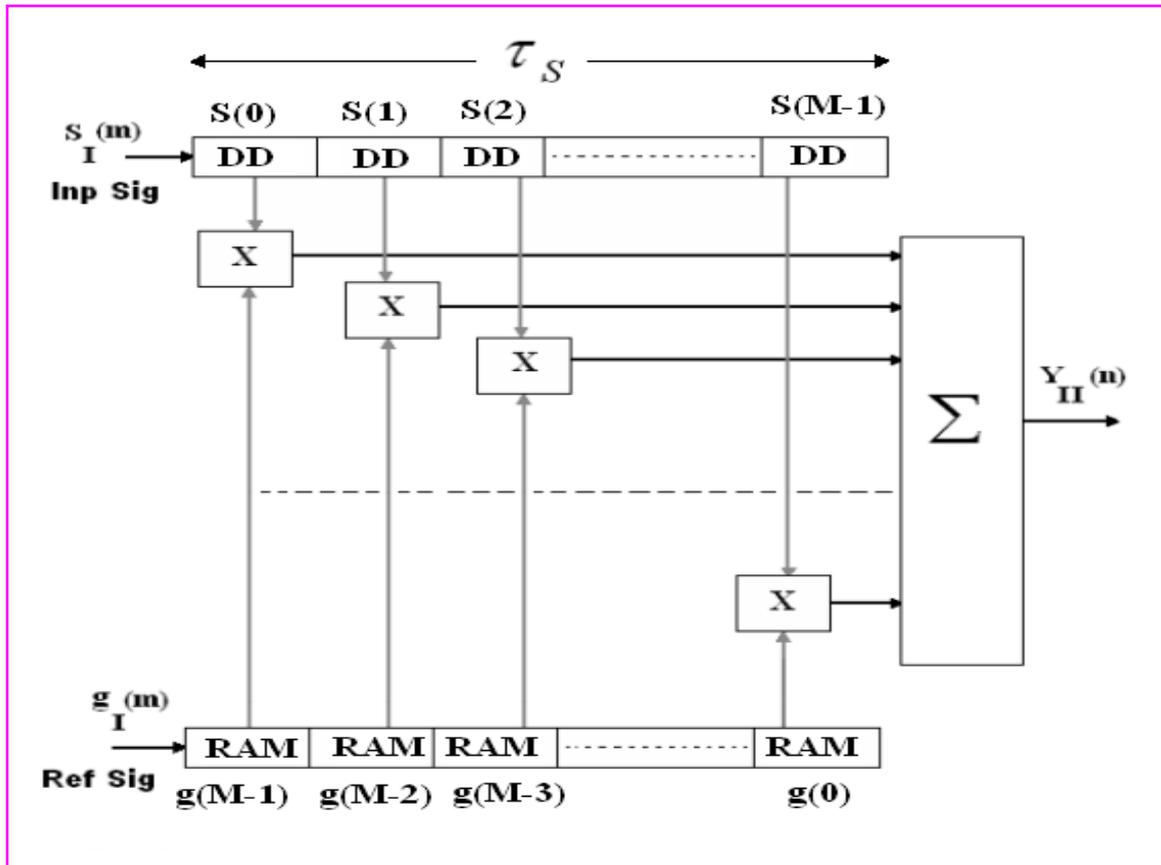
- $Y(n)$ الخرج العقدي لنتيجة الطي الزمني لإشارة الدخل والإشارة المرجعية.
- $|Y(n)|$ الطويلة (مودول) لنتيجة الطي الزمني لإشارة الدخل والإشارة المرجعية.
- $\text{Re}\{Y(n)\}$ القسم الحقيقي لنتيجة الطي الزمني لإشارة الدخل والإشارة المرجعية.
- $\text{Im}\{Y(n)\}$ القسم التخيلي لنتيجة الطي الزمني لإشارة الدخل والإشارة المرجعية.
- $S_I(n-m)$ عينات \cos لإشارة الدخل.
- $S_Q(n-m)$ عينات \sin لإشارة الدخل.
- $g_I(m)$ عينات \cos للإشارة المرجعية.
- $g_Q(m)$ عينات \cos للإشارة المرجعية.
- M طول الإشارة المرجعية.

يبين الشكل (2) إشارة نبضية $U(t)$ ذات العرض (τ_s) والدور التكراري (T) حيث تستبدل هذه النبضة بكود نشر شبه عشوائي PNC متغير من نبضة إلى نبضة بطول M مقطع ذو عرض للمقطع الواحد (τ_{ch}) ثم يحول هذا الكود إلى إشارة مرجعية Ref sig مكون من تتابعات $g(n)$ ذات القيم $+1$ و -1 بمنزلة معاملات للمرشح DMF. يبين الشكل (3) مخطط خوارزمية الطي $\{Y_{II}(n)\}$ لإشارة الدخل والإشارة المرجعية ذات الطول M وهو مكون من خطوط تأخير رقمية DD بمقدار عرض مقطع واحد (τ_{ch}) و عددها M ومن مسجلات إزاحة RAM لتسجيل قيم التتابع $g(n)$ وعددها M ، يمكن بنفس الطريقة إعطاء مخططات خوارزميات الطي الأخرى

$$\cdot \{Y_{QQ}(n), Y_{IQ}(n), Y_{QI}(n)\}$$



الشكل رقم (2): كود النشر الشبه عشوائي PNC ضمن عرض النبضة



الشكل رقم (3): خوارزمية الطي الزمني لإشارة الدخل والإشارة المرجعية بعدد عينات (طول) M.

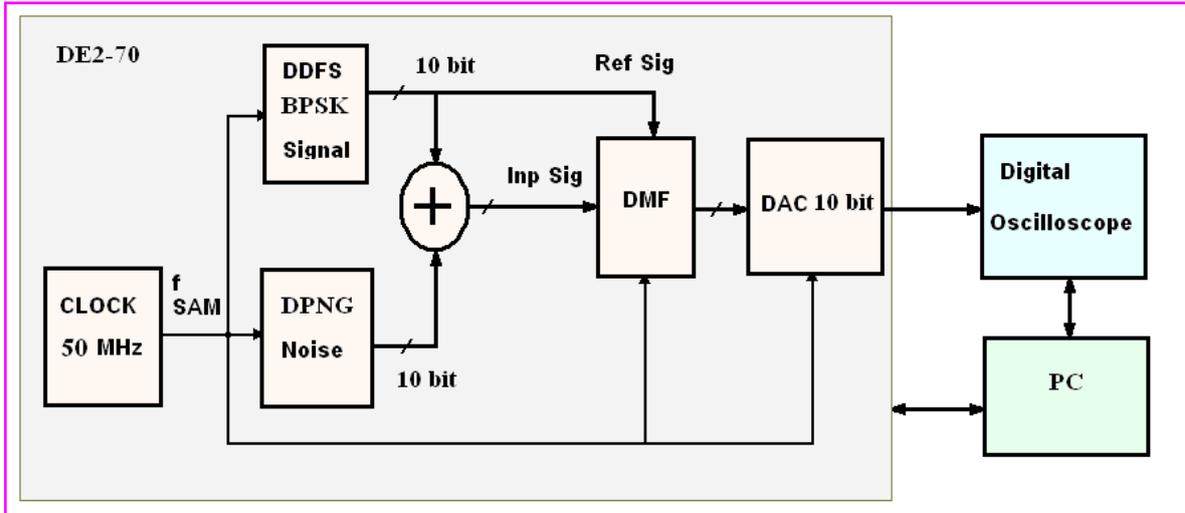
يظهر مخطط إجراء البحث والدراسة لمرشح DMF [3] على الشكل (4) من أجل خوارزمية طي واحدة $\{Y(n)\}$ وهو مكون من مشكل تردد رقمي مباشر Direct Digital Frequency Synthesis (DDFS) لتشكل إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق سلسلة M و مولد تتابع رقمي شبه عشوائي لإشارة الضجيج Digital Pseudo Noise Generator (DPNG) لتشكل ضجيج أبيض وجامع و مرشح رقمي توافقي DMF بخوارزمية الطي الرقمي في المجال الزمني بعامل ضغط 128 ومحول DAC ذي 12bit ويتم استخدام 10bit منه لضرورة الموافقة مع المرشح

التوافقي وحاسب شخصي PC لربط DE2-70 عبر USB لحقن التصميم في شريحة [4] Cyclone II EP2C70F896C6 FPGA و راسم إشارة رقمي GDS-1152A عبر USB لأخذ أشكال إشارات دخل و خرج مرشح DMF في المجال الزمني لحالات SNR_{INP} المختلفة، هذا البحث نفذ من أجل إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق سلسلة M و مرشح DMF ذي المواصفات المحددة أدناه.

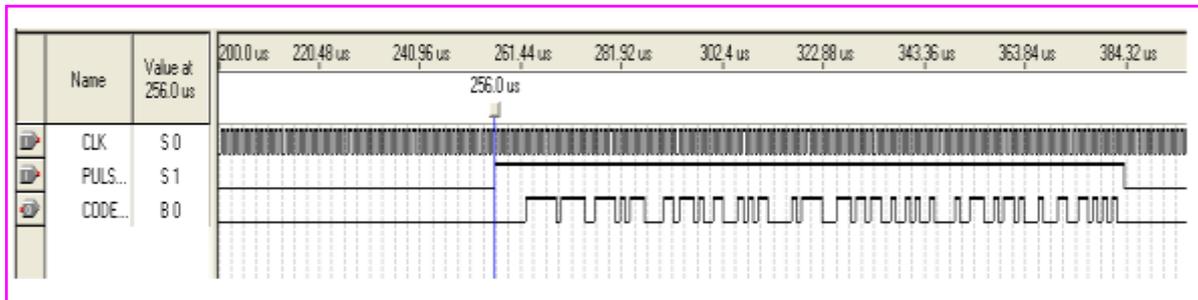
النتائج والمناقشة:

3-1. مواصفات إشارة التعديل الصفحي ذي الترميز الثنائي وفق سلسلة M.

- المعالجة على تردد IF : $f_{IF} = 5\text{MHz}$.
- نوع التعديل BPSK وفق سلسلة M المكونة من 7bit و دور تكراري $(2^{112} - 1)$ نبضة ساعة ذات تردد 1MHz.
- تردد التقطيع: $f_{SAM} = 50\text{MHz}$, $T_{SAM} = 0.02\text{usc}$.
- عرض النبضة قبل الضغط $\tau_s = 128\text{ }\mu\text{sec}$.
- عرض النبضة بعد الضغط: $\tau_{COM} = 1\text{ }\mu\text{sec}$ وهو مساوٍ لعرض المقطع الواحد: $\tau_{CH} = 1\text{ }\mu\text{sec}$.
- عدد العينات (طول الإشارة المرجعية): $M = \tau_s / \tau_{CH} = 128 / 1 = 128$.
- دور النبضات: $T = 260\text{ }\mu\text{sec}$.
- قاعدة الإشارة: $B = \Delta f \cdot \tau_s = (M / \tau_s) \cdot \tau_s = M = 128$.
- عامل الضغط: $K_{COM} = B = \tau_s / \tau_{COM} = 128 / 1 = 128$.
- كود النشر Pseudo Noise Code (PNC) الثابت من نبضة إلى نبضة وفق الشكل (5) لحالة نبضة واحدة والشكل (6) لحالة نبضتين و كود النشر PNC المتغير من نبضة إلى أخرى وفق الشكل (7) لحالة نبضة واحدة والشكل (8) لحالة نبضتين.
- خطوة التأخير الواحدة: $\delta\tau = T_{SAM} = 20\text{ n sec}$.
- عدد مراحل تأخير المقطع الواحد DD:
- $\tau_{CH} = DD \cdot T_{SAM} \Rightarrow DD = \frac{\tau_{CH}}{T_{SAM}} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} = 50$
- نسبة: $SNR_{INP} = 1/1, 1/3, 1/5, 1/7$.



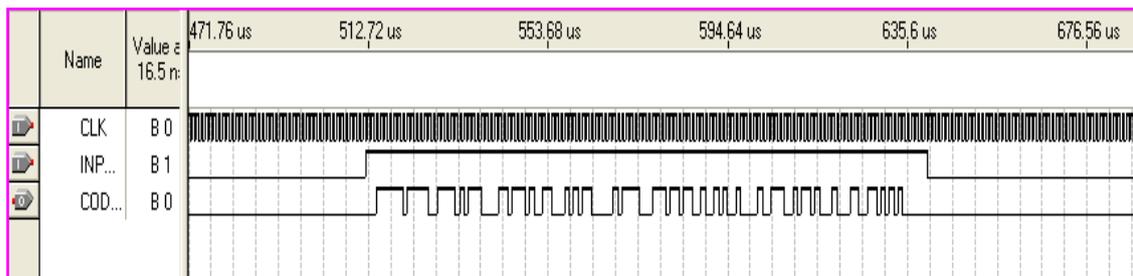
الشكل رقم (4): مخطط إجراء البحث والدراسة لمرشح DMF.



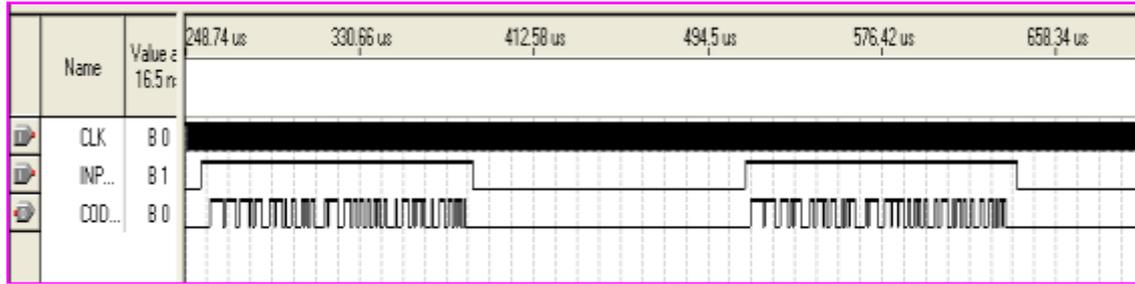
الشكل رقم (5): كود نشر ثابت PNC خلال زمن عرض النبضة لحالة نبضة واحدة.



الشكل رقم (6): كود نشر ثابت PNC خلال زمن عرض النبضة لحالة نبضتين.



الشكل رقم (7): كود نشر متغير PNC خلال زمن عرض النبضة لحالة نبضة واحدة



الشكل رقم (8): كود نشر متغير PNC خلال زمن عرض النبضة لحالة نبضتين

2-3. مواصفات DMF:

- طول كلمة المعالجة لإشارة الدخل: Signed 10bit.
- عدد الضواريب الرقمية المستخدمة 128 ضارب 10x3bit.
- عدد مسجلات الإزاحة التفرعية ذات الطول 10bit المستخدمة : 25600SR.
- جامع واحد ب 128 دخلاً ذا 13bit وخرجاً واحداً ذا 20bit.
- عناصر عمليات رياضية و منطقية مختلفة (تقسيم، طرح AND,NOT,XOR وأخرى).
- سعة ذاكرة RAM المستخدمة 128x3bit.
- درجة المرشح 128.
- معاملات المرشح { g (0), g (1),..... , g (127) } بحيث إن كل عامل مساوٍ لـ (+1) أو (-1) وهي متغيرة من نبضة إلى أخرى.

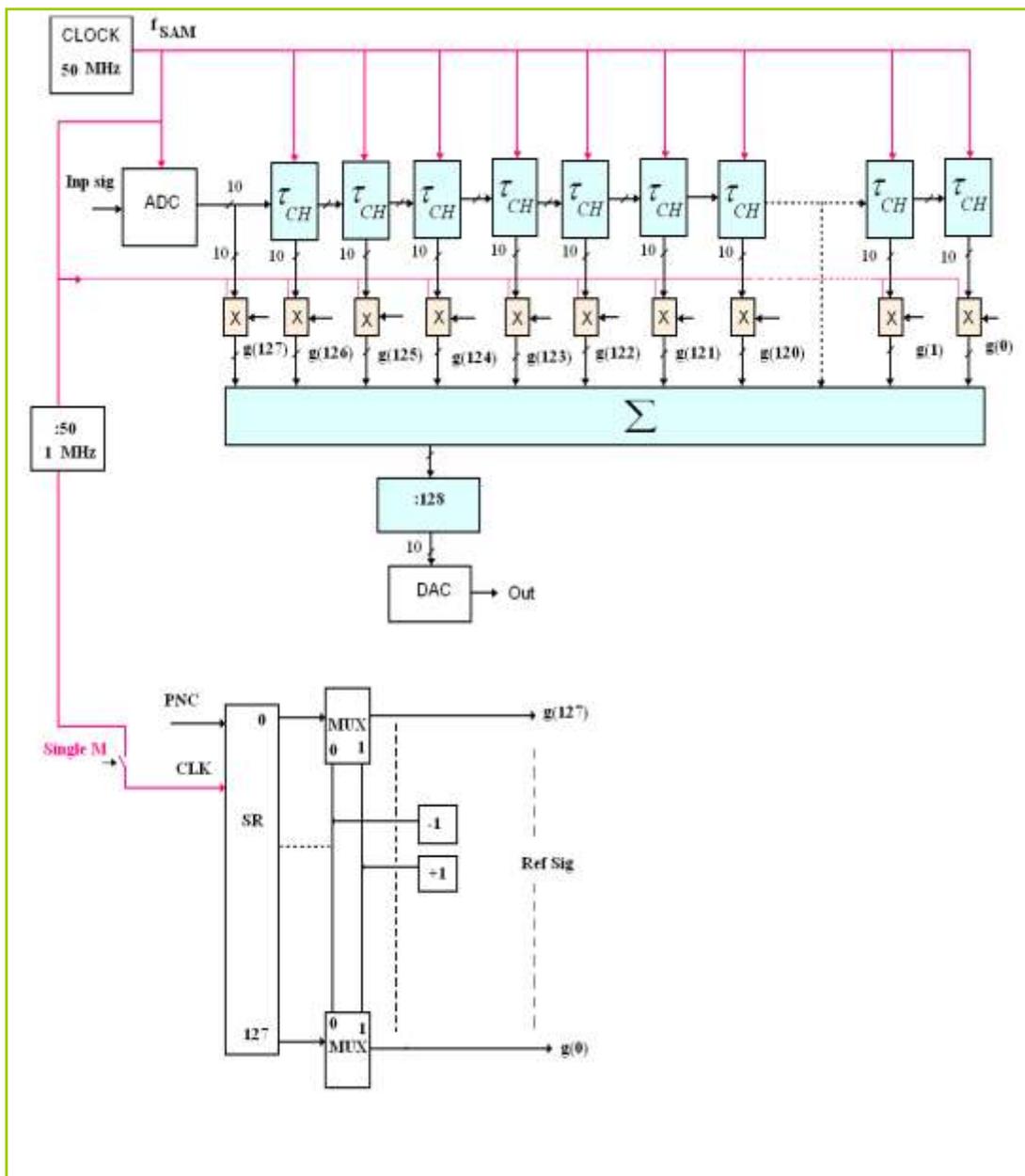
- خوارزمية المعالجة: خوارزمية الطي الرقمي في المجال الزمني خلال الزمن الحقيقي ON-LINE.
- سرعة تدفق معطيات الدخل (10bit كل 20nsc):
- $10 \times 50 \times 1000000 / (10 \times 1024 \times 1024) = 48 \text{ MBPRS}$
- توليف آني ومتزامن لخوارزمية المعالجة حسب قانون كود النشر PNC من نبضة إلى أخرى.
- سرعة المعالجة 128 عملية ضرب و جمع وعمليات إزاحة وتحويل وأخرى خلال زمن 20nsec وهذا يساوي:
- $128 / (20 \times 10^9) = 6.4 \text{ مليار عملية رياضية (ضرب و جمع) خلال ثانية وذلك من خلال استخدام مبدأ المعالجة المتوازية (ضرب وجمع) لـ 128 عينة رقمية بطول 10bit وإزاحة و نقل وتقسيم وعمليات أخرى بان معاً خلال دور واحد لنبضات التقطيع (20nsc) وهذا يعادل تردد نبضات ساعة للمعالج 6.4GHz لذلك تكون عملية المعالجة خلال الزمن الحقيقي ON-LINE.$
- عامل ربح المعالجة التوافقية:

$$K_{MF} = SNR_{OUT} / SNR_{INP} = B \Rightarrow K_{MF} (dB) = 10 \log B = 10 \log 128 = 21 \text{ dB}$$

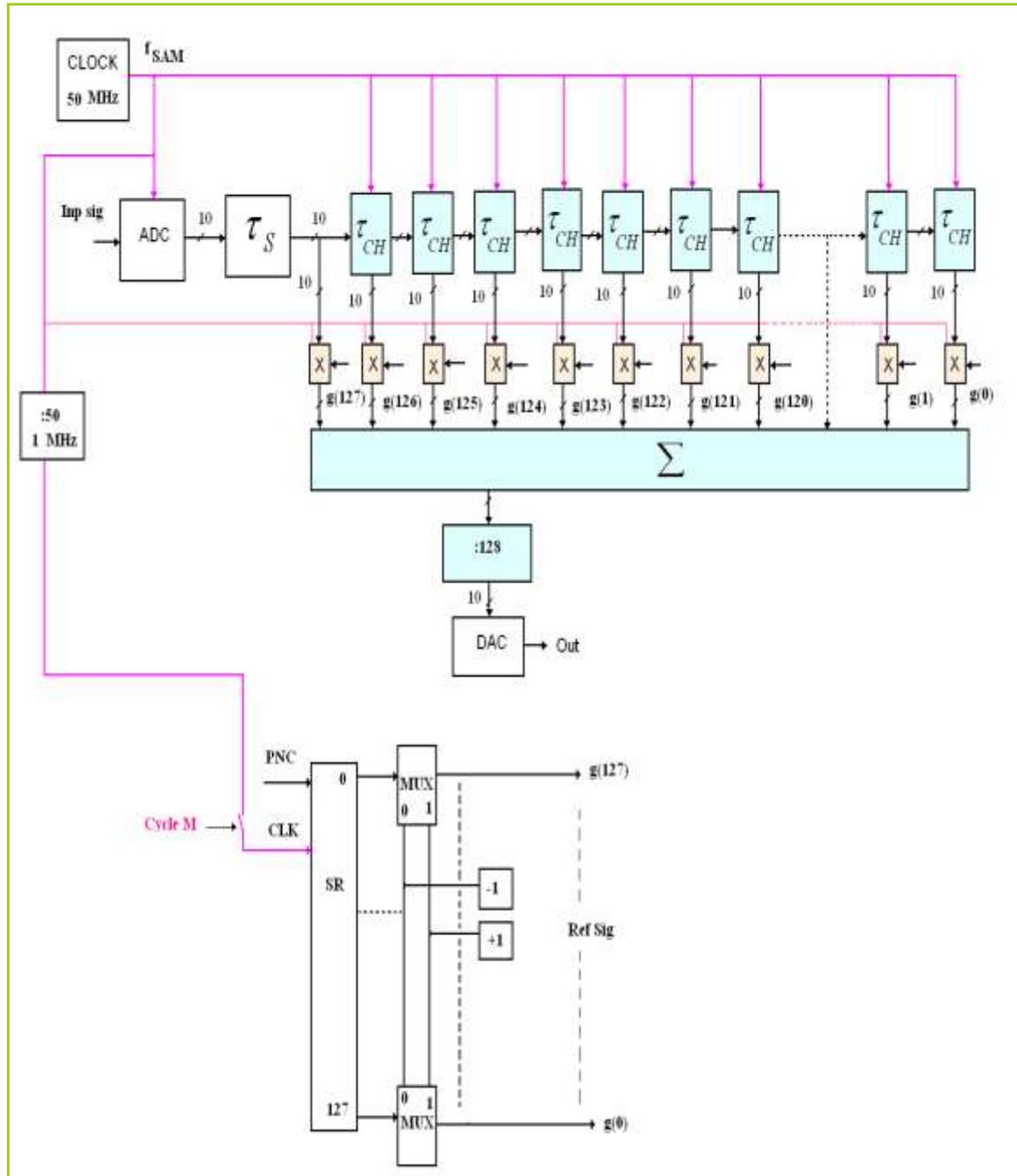
خوارزمية الطي الرقمي مبينة على الشكل (9) بعدد عينات (طول) للإشارة المرجعية M=128 لحالة إشارة ثابتة البارامترات (كود النشر PNC ثابت لجميع النبضات) بحيث يتم تسجيل قيم عينات الإشارة المرجعية Ref sig مرة واحدة في مسجل الإزاحة SR(0...127) وتحويلها إلى g(0)...g(127) ذات القيم (+1) أو (-1) خلال زمن عرض النبضة بواسطة إشارة Single M وعلى الشكل (10) لحالة إشارة متغيرة البارامترات من نبضة إلى نبضة (كود النشر PNC متغير من نبضة إلى نبضة) بحيث يتم تسجيل قيم عينات الإشارة المرجعية Ref sig في مسجل الإزاحة

وتحويلها إلى $g(0)...g(127)$ ذات القيم $(+1)$ أو (-1) خلال زمن عرض النبضة مع كل دور للإشارة بواسطة إشارة Cycle M، هنا تؤخر عينات إشارة الدخل بمقدار عرض النبضة (τ_s) لضرورة تسجيل عينات الإشارة المرجعية بشكل متناظر زمنياً مع إشارة الدخل وبعدها يحسب تابع الطي الزمني بين الإشارتين مع كل نبضة تقطيع .

- إمكانية تطوير الخوارزمية من خلال الربط التسلسلي لعدة خوارزميات بالدخل والخرج للحصول على قاعدة إشارة أكبر وعامل ربح بالمعالجة حتى 36dB، حيث تسمح الشرائح الرقمية بتشكيل عامل ضغط حسب الموارد المادية المتوفرة فيها إذ يمكن الحصول على عامل ضغط 256, 512, 1024, 2048 إذا تضمن البورد المستخدم شريحة FPGA ذات الموارد الأكبر .



الشكل رقم (9): خوارزمية الطي الرقمي للمرشح DMF في المجال الزمني ذات الطول $M=128$ لحالة كود نشر ثابت

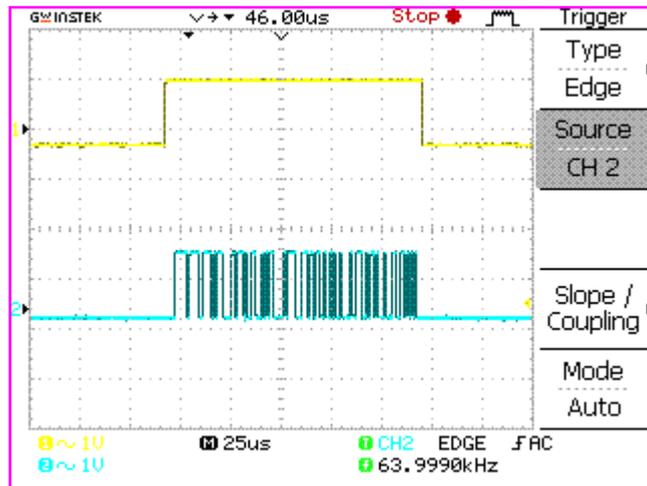


الشكل رقم (10): خوارزمية الطي الرقمي للمرشح DMF في المجال الزمني ذات الطول $M=128$ لحالة كود نشر متغير من نبضة إلى نبضة

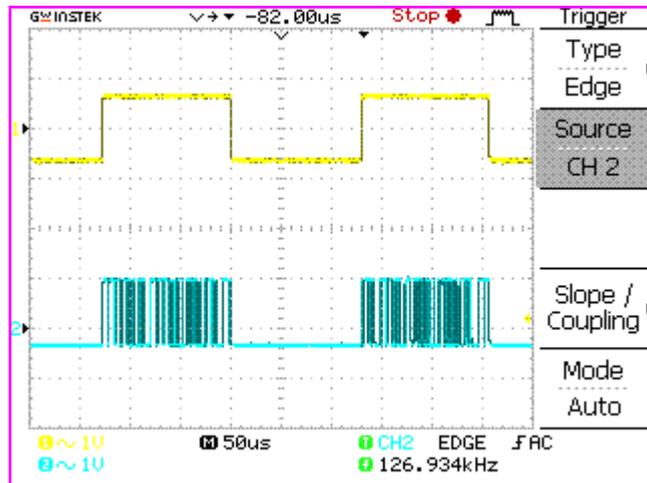
3-3. نتائج التصميم العملي للمرشح DMF:

نتائج التصميم العملي للمرشح التوافقي الرقمي لإشارة BPCM على خلفية الضجيج الأبيض الجمعي وفق خوارزمية الطي الرقمية في المجال الزمني لإشارة الدخل و الإشارة المرجعية باستخدام شريحة رقمية من نوع Cyclone FPGA EP2K70F896C6 II من شركة ALTERA المتوضعة على بورد التطوير والتعليم DE2-70 باستخدام راسم إشارة رقمي من نوع GDS-1152A مبنية على الأشكال (11...17) حيث مبين على الشكل (11) كود النشر PNC

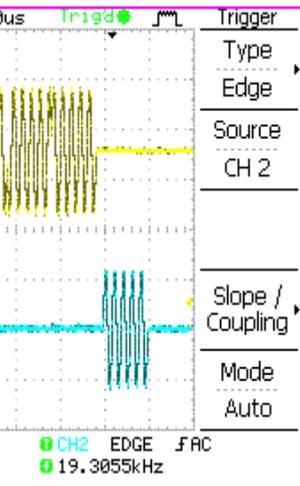
ضمن عرض النبضة وعلى الشكل (12) مابين كود النشر المتغير من نبضة إلى نبضة وعلى الشكل (13) مابين إشارة الدخل وإشارة الخرج للمرشح بدون تأثير الضجيج وعلى الشكل (14) مابين إشارة الدخل وإشارة الخرج للمرشح بوجود ضجيج وعامل $SNR_{INP} = 1/1$ وعلى الشكل (15) مابين إشارة الدخل وإشارة الخرج للمرشح بوجود ضجيج وعامل $SNR_{INP} = 1/3$ وعلى الشكل (16) مابين إشارة الدخل وإشارة الخرج للمرشح بوجود ضجيج وعامل $SNR_{INP} = 1/5$ وعلى الشكل (17) مابين إشارة الدخل وإشارة الخرج للمرشح بوجود ضجيج وعامل $SNR_{INP} = 1/7$.
تم الحصول هذه النتائج (وهذه النتائج حقيقة وليست محاكاة) عليها بواسطة التصميم الرقمي ضمن البيئة البرمجية Quartus II 6.0 للمخطط المبين على الشكل (4).



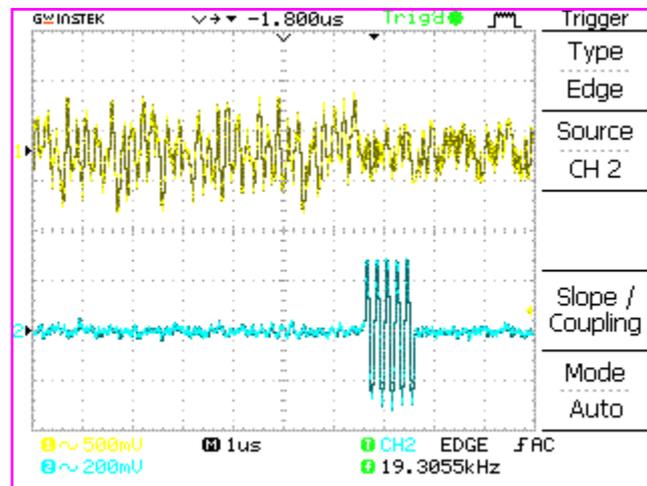
الشكل رقم (11): كود النشر PNC ضمن عرض النبضة.



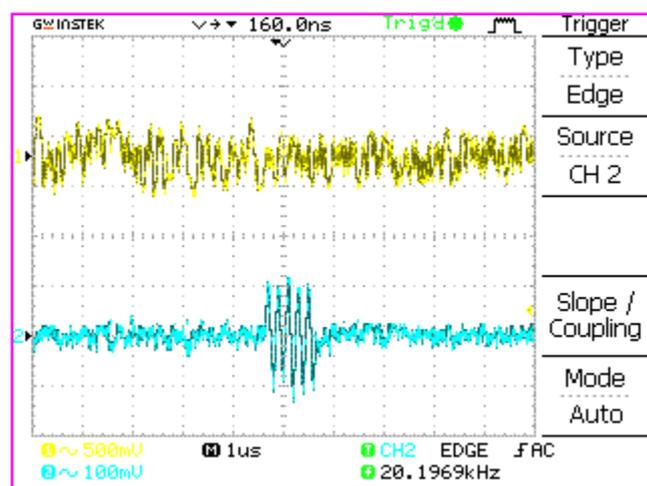
الشكل رقم(12): كود النشر المتغير من نبضة إلى نبضة



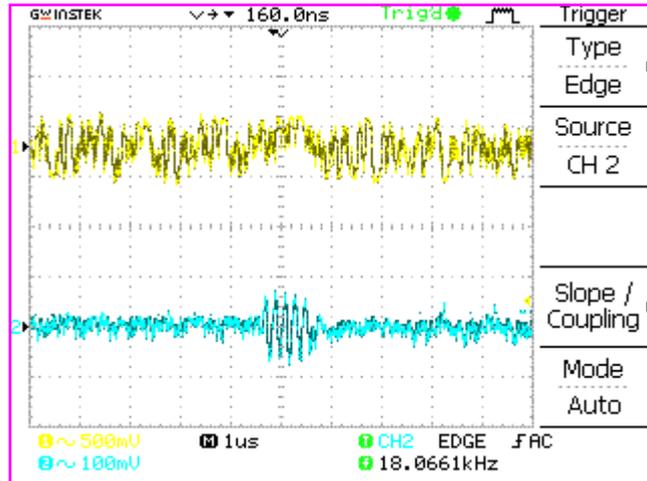
الشكل رقم (13): إشارة الدخل والخرج لمرشح DMF لحالة بدون ضجيج



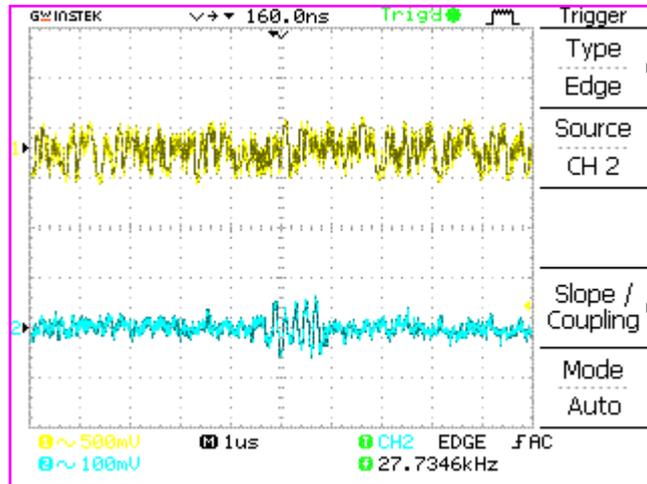
الشكل رقم (14): إشارة الدخل والخرج لمرشح DMF لحالة $SNR_{INP} = 1/1$



الشكل رقم (15): إشارة الدخل والخرج لمرشح DMF لحالة $SNR_{INP} = 1/3$



الشكل رقم (16): إشارة الدخل والخرج لمرشح DMF لحالة SNR INP =1/5



الشكل رقم (17): إشارة الدخل والخرج لمرشح DMF لحالة SNR INP =1/7

الاستنتاجات والتوصيات:

من خلال النتائج العملية المبينة على الأشكال السابقة (13....17) نلاحظ إمكانية استقبال و معالجة الإشارة لحالات $SNR=1/7 \ll 1$ عندما تكون الإشارة على دخل المرشح غير ملحوظة نهائيا بينما على خرج المرشح تكون الإشارة واضحة جدا حتى من أجل $SNR=1/7$ وذلك بسبب عملية الترشيح التوافقي الذي يحقق عامل ربح معالجة توافقية يتناسب طرذا مع قاعدة الإشارة $K_{MF} (dB) = 10 \log B$ ، بزيادة قاعدة الإشارة $B = N$ إما من خلال زيادة عرض النبضة أو زيادة عدد المقاطع خلال زمن عرض النبضة (τ_s) يمكن زيادة عامل ربح المعالجة التوافقية واستخلاص الإشارة في ظروف أسوأ من $SNR < 1/7$.

المراجع:

- [1] И.Корнеев, *Гришин ЭЛЕКТРОНИКА*. Наука, Технология, Бизнес 2/2008,12.
- [2] С.3 КУЗЬМИН, *Цифровая радиолокация Введение в теорию*. Издательство ИЦ, 2000,428.
- [3] С. Bancroft, *Introduction to matched filters*,2002,14.
- [4] www.altera.com,2009,50.
- [5] K. Coffman, *Real World FPGA Design With Verilog*. Prentice Hall, USA,2000,290.
- [6] C. Tung, H. Liu, *The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis*. London, 1998,903-995.
- [7] B. Goldbegr, *Digital Frequency Synthesis Demystified*, united states1999,334.
- [8] www.chip-news ,2008,73.