

Arch. and Syn. for Embedded Systems, ACM Press, 2000.

24. Seng S.P., W. Luk and P.Y.K. Cheung. Run-time adaptive flexible instruction processors. Field-Programmable Logic and Applications, LNCS 2438, Springer, 2002.

25. Xilinx, Inc., Microblaze Processor Reference Guide, June 2004.

26. Baxter Robert Maxwell – a 64 FPGA Supercomputer / Robert Baxter, Stephen Booth, Mark Bull, Geoff Cawood, James Perry, Mark Parsons, Alan Simpson, Arthur S. Trew, Andrew McCormick, Graham Smart, Ronnie Smart, Allan Cantele, Richard Chamberlain, Gildas Genest // Engineering Letters, – 2008. – Volume 16, Number 3, September – P. 426– 433.

Надійшла 10.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Максимович В.Н.

УДК 621.321

С.К. ПІДЧЕНКО, А.А. ТАРАНЧУК, О.О. ЛЕВИЦЬКИЙ

Хмельницький національний університет

О.В. КАЛЬВАТИНСЬКИЙ

Центр прийому і обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля

ПІДВИЩЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ СТАБІЛЬНОСТІ КІЛ СИНХРОНІЗАЦІЇ КВАДРАТУРНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ OFDM СИСТЕМ

В роботі наведено аналіз спотворень сигналу в системах з ортогональним частотним поділом каналів (OFDM), викликаних помилками синхронізації. Запропоновано структуру квадратурного демодулятора сигналів з генератором опорних сигналів на базі термокомпенсованого цифрового синтезатора частоти.

Ключові слова: квадратурна модуляція, ортогональний частотний поділ каналів, цифровий синтезатор частоти, двочастотний кварцовий генератор.

In work the analysis of signals distortions is provided in systems with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), due to synchronization errors. The structure of the quadrature demodulator signals with a reference signal generator based on temperature-compensated digital frequency synthesizer is offered.

Keywords: Quadrature modulation, orthogonal frequency division multiplexing, digital frequency synthesizer, dual-frequency crystal oscillator.

Вступ

На теперішній час передача даних з ортогональним частотним поділом каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) одержала широке поширення при побудові систем цифрового зв'язку. Вона є основою багатьох стандартів передачі цифрових даних, зокрема IEEE 802.11a, g, IEEE 802.16 (бездротові локальні мережі, Wi-Fi, наземне цифрове телевізійне мовлення DVB-T/T2) та інших. Основний принцип OFDM полягає в паралельній передачі даних на множині ортогональних несучих (піднесучих) коливань. Використання ортогональних піднесучих дозволяє уникнути міжканальної інтерференції та досягнути високої спектральної ефективності, не дивлячись на те, що спектри сигналів модульованих піднесучих мають достатньо значне перекриття.

При розподілі даних між частотними каналами, утвореними піднесучими, відбувається відповідне збільшення символного інтервалу, а також знижується чутливість системи до міжсимвольної інтерференції за умови багатопробеневого поширення сигналу. Вузька смуга частот, яку займає сигнал на кожній з піднесучих, дозволяє домогтися більш високої якості передачі за наявності частотно-селективних завмирань в каналі зв'язку, але накладає більш жорсткі вимоги до точності синхронізації за частотою. Забезпечення високої точності синхронізації є однією з ключових проблем при прийомі OFDM-сигналів. Особливості структури систем OFDM-сигналів дозволяють застосовувати різні методи синхронізації, в тому числі недоступні для систем з однією несучою. Однак дана задача не має однозначного розв'язання, незважаючи на багато існуючих досліджень в даній області [1, 2].

1. Спотворення сигналу, викликані помилками синхронізації в системах OFDM

Ефективність прийому сигналу в системах зв'язку залежить від точності синхронізації приймача і передавача у часі, за частотою і фазою (у разі когерентного прийому). Відмінності в структурі OFDM-сигналу від сигналів з однією несучою обумовлюють підвищену чутливість до частотної неузгодженості і флукуацій фази опорних генераторів передавача і приймача, що вимагає високої точності їх синхронізації.

Представимо сигнал на вході демодулятора з квадратурною (амплітудною) модуляцією (КАМ) у наступному вигляді:

$$s_{ax}(t) = s_{кам}(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = A(t) \cos \phi(t) \cos \omega_0 t - A(t) \sin \phi(t) \sin \omega_0 t = I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t, \quad (1)$$

де $I(t)$ та $Q(t)$ – синфазна та квадратурна складові модулюючої функції $s(t)$.

В квадратурному демодуляторі відбувається виділення складових сигналу $s(t)$ шляхом його перемноження в синфазному та квадратурному каналах на опорні коливання, зсунуті за фазою на 90° :

$$s_I(t) = s_{\text{КАМ}}(t) \times \cos \omega_0 t = (I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t) \cos \omega_0 t = 0,5(I(t) + I(t) \cos 2\omega_0 t + Q(t) \sin 2\omega_0 t), \quad (2)$$

$$s_Q(t) = s_{\text{КАМ}}(t) \times \sin \omega_0 t = (I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t) \sin \omega_0 t = 0,5(Q(t) + I(t) \sin 2\omega_0 t - Q(t) \cos 2\omega_0 t). \quad (3)$$

В результаті перемноження отримуються низькочастотні складові, пропорційні $I(t)$ і $Q(t)$ та КАМ сигнали с подвійною частотою, які придушуються фільтрами нижніх частот (ФНЧ). Тоді:

$$s_I(t) = 0,5I(t), \quad s_Q(t) = 0,5Q(t). \quad (4)$$

Для ефективної роботи КАМ важливо забезпечити точну відповідність частоти та фази опорних коливаний. Якщо ж в системі присутні аналогові компоненти, то підтримувати високу точність ортогональності опорних сигналів синфазного і квадратурного каналів досить важко. Зокрема, різниця їх фаз буде змінюватися під впливом температури та інших дестабілізуючих факторів.

Так, наявність фазової похибки $\Delta\phi$ призводить до появи на виходах демодулятора лінійної комбінації модулюючих функцій

$$s_I(t) = s_{\text{КАМ}}(t) \times \cos(\omega_0 t + \Delta\phi(t)) = (I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t) \cos(\omega_0 t + \Delta\phi(t)) = 0,5\{I(t) \cos \Delta\phi(t) - Q(t) \sin \Delta\phi(t) + I(t) \cos(2\omega_0 t + \Delta\phi(t)) + Q(t) \cos(2\omega_0 t + \Delta\phi(t))\}; \quad (5)$$

$$s_Q(t) = s_{\text{КАМ}}(t) \times \sin(\omega_0 t + \Delta\phi(t)) = (I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t) \sin(\omega_0 t + \Delta\phi(t)) = 0,5\{I(t) \sin \Delta\phi(t) + Q(t) \cos \Delta\phi(t) + I(t) \cos(2\omega_0 t + \Delta\phi(t)) - Q(t) \cos(2\omega_0 t + \Delta\phi(t))\}, \quad (6)$$

тобто до появи міжканальних завад (змішування каналів):

$$s_I(t) = 0,5\{I(t) \cos \Delta\phi(t) - Q(t) \sin \Delta\phi(t)\}, \quad s_Q(t) = 0,5\{I(t) \sin \Delta\phi(t) + Q(t) \cos \Delta\phi(t)\}. \quad (7)$$

В свою чергу за наявності помилки за частотою фазовий зсув лінійно змінюється у часі ($\Delta\phi = \Delta\omega t$). Тоді, з урахуванням (7) отримаємо

$$s_I(t) = 0,5\{I(t) \cos \Delta\omega t - Q(t) \sin \Delta\omega t\}; \quad s_Q(t) = 0,5\{I(t) \sin \Delta\omega t + Q(t) \cos \Delta\omega t\}, \quad (8)$$

тобто, окрім змішування каналів, відбувається їх модуляція за амплітудою з частотою биття $\Delta\omega$.

Наприклад, для систем квадратурної чотирипозиційної фазової модуляції (КАМ-4) ймовірність бітової помилки (Bit Error Ratio, BER) за фазової помилки $\Delta\phi$ визначається як

$$P_{\Delta\phi} = \frac{1}{2} \left[\Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right) + \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right) \right], \quad (9)$$

де $\Phi(\bullet) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ – інтеграл похибок; $\frac{E_b}{N_0}$ – співвідношення сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR) [1].

На рис. 1 представлені залежності ймовірності бітової помилки для $\Delta\phi = 0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$. Аналіз даних залежностей показує, що збільшення фазової похибки ортогональності опорних сигналів до $5^\circ \dots 10^\circ$ еквівалентно погіршенню співвідношення сигнал/шум на $(1 \dots 1,5)$ дБ.

Розглянемо спотворення сигналу із-за втрати ортогональності між опорними коливаннями та частотної неузгодженості в системах OFDM. Представимо комплексну обвідну сигналу k -ї піднесучої ω_k як

$$(A_k + iB_k)e^{i\omega_k t} = (A_k + iB_k)[\cos \omega_k t + i \sin \omega_k t] = I_k(t) + iQ_k(t), \quad (10)$$

де $I_k(t) = A_k \cos \omega_k t - B_k \sin \omega_k t$, $Q_k(t) = A_k \sin \omega_k t + B_k \cos \omega_k t$ – синфазна та квадратурна складові. Тоді сигнал за умови передачі однієї піднесучої

$$\begin{aligned} s_k(t) &= I_k(t) \cos \omega_0 t + Q_k(t) \sin \omega_0 t = \\ &= (A_k/2)\{\cos(\omega_0 - \omega_k)t + \cos(\omega_0 + \omega_k)t\} + (A_k/2)\{\cos(\omega_0 - \omega_k)t - \cos(\omega_0 + \omega_k)t\} + \\ &+ (B_k/2)\{\sin(\omega_0 - \omega_k)t - \sin(\omega_0 + \omega_k)t\} + (B_k/2)\{\sin(\omega_0 - \omega_k)t + \sin(\omega_0 + \omega_k)t\} = \\ &= A_k \cos(\omega_0 - \omega_k)t + B_k \sin(\omega_0 - \omega_k)t, \end{aligned} \quad (11)$$

де ω_0 – несуча частота групового сигналу.

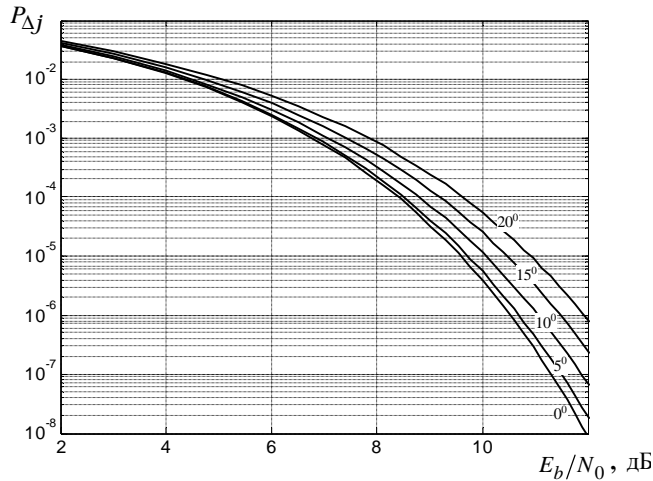


Рис. 1. Залежності ймовірності біткової помилки для $\Delta\phi = 0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$

Нехай сигнал гетеродина у синфазному каналі має вигляд $\cos\omega_0 t$, а у квадратурному – $\sin(\omega_0 t + \Delta\phi(t))$. У даному випадку переданий сигнал для k -ї піднесучої, яка включає в себе фазову помилку $\Delta\phi(t)$, буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} s'_k(t) &= I_k(t) \cos(\omega_0 t) + Q_k(t) \sin(\omega_0 t + \Delta\phi(t)) = \\ &= (A_k/2) \{ \cos(\omega_0 - \omega_k)t + \cos(\omega_0 + \omega_k)t \} + (A_k/2) \{ \cos[(\omega_0 - \omega_k)t + \Delta\phi(t)] - \cos[(\omega_0 + \omega_k)t + \Delta\phi(t)] \} + \\ &+ (B_k/2) \{ \sin(\omega_0 - \omega_k)t - \sin(\omega_0 + \omega_k)t \} + (B_k/2) \{ \sin[(\omega_0 - \omega_k)t + \Delta\phi(t)] + \sin[(\omega_0 + \omega_k)t + \Delta\phi(t)] \} = \\ &= C_{1k} \cos[(\omega_0 - \omega_k)t] + C_{2k} \sin[(\omega_0 - \omega_k)t] + C_{3k} \cos[(\omega_0 + \omega_k)t] + C_{4k} \sin[(\omega_0 + \omega_k)t], \end{aligned} \quad (12)$$

де

$$\begin{aligned} C_{1k} &= (A_k/2)[1 + \cos \Delta\phi(t)] + (B_k/2) \sin \Delta\phi(t); \quad C_{2k} = -(A_k/2) \sin \Delta\phi(t) + (B_k/2)[1 + \cos \Delta\phi(t)]; \\ C_{3k} &= (A_k/2)[1 - \cos \Delta\phi(t)] + (B_k/2) \sin \Delta\phi(t); \quad C_{4k} = (A_k/2) \sin \Delta\phi(t) + (B_k/2)[\cos \Delta\phi(t) - 1]. \end{aligned}$$

З отриманих співвідношень зрозуміло, що втрата ортогональності опорних коливань викликає суттєві спотворення сигналу. Залежності C_{ik} для $A_k = B_k = 1, k = \overline{1,4}$ представлені на рис. 2. Видно, що в інтервалі $\Delta\phi \in [0, 5^\circ]$ дані залежності можна вважати лінійними.

При незмінній смузі частот складеного сигналу ODFM зі збільшенням числа паралельних каналів відбувається пропорційне звуження смуги частот, що відводиться кожному з них. Так як спектри піднесучих в значній мірі перекриваються, то навіть невелика неузгодженість за частотою призводить до значної міжканальної інтерференції (МКІ).

Представимо помилку по частоті у вигляді суми двох помилок:

$$\Delta f = (n_\omega + \delta_\omega) f_c, \quad (13)$$

де f_c – крок сітки частот; $n_\omega = \lfloor \Delta f / f_c \rfloor$ – ціле число; $\delta_\omega = \Delta f \bmod f_c$ – дробова частина.

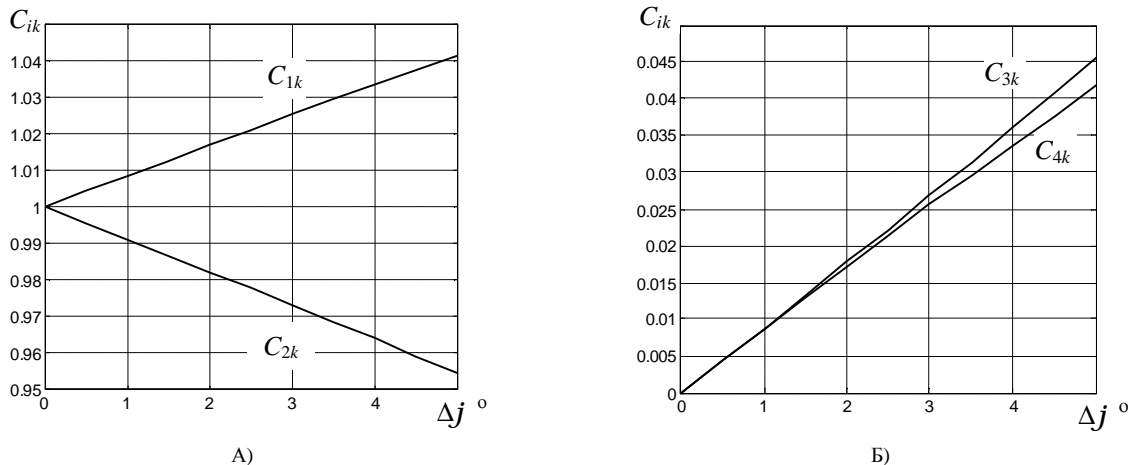


Рис. 2. Залежності C_{ik} для $A_k = B_k = 1, k = \overline{1,4}$

Неузгодженість на величину $n_{\omega}f_c$, кратну відстані між піднесучими призводить до зсуву сигналу в частотній області на n_{ω} відліків. Наявність ненульової дробової частини частотної неузгодженості призводить до того, що при дискретизації спектру сигналу наслідком порушення ортогональності піднесучих відбувається перерозподіл енергії між відліками:

$$X_{np}(k) = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} s_{nep}(t) \exp(i2\pi\delta_{\omega}f_c t) \exp(-i2\pi k f_c t) dt = X_r(k) \frac{\sin(\pi\delta_{\omega})}{\pi\delta_{\omega}} + \sum_{j \neq k} X_r(k) \frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + j))}{\pi(\delta_{\omega} + j)}; \quad (14)$$

$$X_{np}(k) = \alpha(\delta_{\omega})X_{nep}(k) + N_{MKI}(k),$$

де $X_{nep}(k)$, $X_{np}(k)$ – спектральне представлення сигналів, що передаються та приймаються для k -ї піднесучої; $\alpha(\delta_{\omega})$ – ослаблення корисного сигналу; $N_{MKI}(k)$ – завада, викликана міжканальною інтерференцією.

Форма спектра піднесучих описується функцією $\sin(x)/x$. Із-за порушення ортогональності системи відбувається ослаблення корисного сигналу в $\alpha(\delta_{\omega}) = \sin(\pi\delta_{\omega})/\pi\delta_{\omega}$ разів, а дисперсія завади, викликана МКІ (за умови, що випадкові величини $X_r(k)$ є центрованими і некорельованими для різних k),

$$D(N_{MKI}) = \sigma_{MKI}^2 = D \left\{ \sum_{k \neq 0} X_r(k) \frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))}{\pi(\delta_{\omega} + k)} \right\} = \sum_{k \neq 0} D \{ X_r(k) \} \left(\frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))}{\pi(\delta_{\omega} + k)} \right)^2 = \bar{A}^2 \sum_{k \neq 0} \left(\frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))}{\pi(\delta_{\omega} + k)} \right)^2, \quad (15)$$

де \bar{A}^2 – середній квадрат модуля комплексної амплітуди піднесучих. Тоді відношення сигнал-шум можна представити як

$$q(\delta_{\omega}) = SNR = \frac{\bar{A}^2 \left(\frac{\sin(\pi\delta_{\omega})}{\pi\delta_{\omega}} \right)^2}{\bar{A}^2 \sum_{k \neq 0} \left(\frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))}{\pi(\delta_{\omega} + k)} \right)^2} = \frac{\left(\frac{\sin(\pi\delta_{\omega})}{\pi\delta_{\omega}} \right)^2}{\sum_{k \neq 0} \left(\frac{\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))}{\pi(\delta_{\omega} + k)} \right)^2}. \quad (16)$$

Так як величина $\sin(\pi(\delta_{\omega} + k))/\pi(\delta_{\omega} + k)$ швидко убуває із збільшенням k , то завада від МКІ визначається більшою мірою найближчими піднесучими, а її дисперсія мало залежить від числа каналів. Залежність параметру сигнал-шум (SNR) від δ_{ω} для центральної піднесучої спектру для $k=15$ та $k=511$ представлена на рис. 3. Як видно, вплив МКІ виявляється значним навіть при малих значеннях δ_{ω} . Для функціонування системи без істотного погіршення робочих характеристик необхідно забезпечити неузгодженість за частотою менше 1% відстані між піднесучими ($\delta_{\omega} < 0,01$) [2]. Цим обумовлені набагато жорсткіші вимоги до частотної синхронізації OFDM-систем в порівнянні з системами з однією несучою.

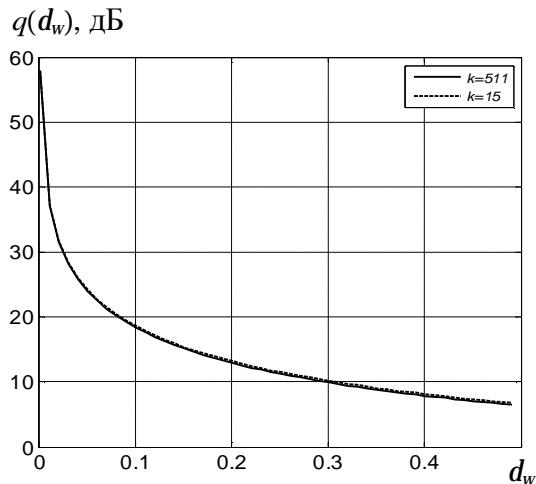


Рис. 3. Залежність параметру сигнал-завада (SNR) від δ_{ω}

2. Демодулятор квадратурних сигналів з температурно-компенсованим генератором опорних сигналів на базі цифрового синтезатора частоти

Для підвищення ортогональності опорних сигналів та покращення температурних характеристик квадратурного демодулятора запропоновано використання в якості генератора опорних сигналів квадратурного цифрового синтезатора частоти прямого синтезу (ЦСЧПС) з тактовим двочастотним кварцовим генератором (ДКГ) з поточною ідентифікацією теплового стану кварцового резонатора (КР) [3,4], який збуджується на двох частотах f_{REF} та f_T першої та третьої механічних гармонік КР (рис. 4). Сигнал з частотою f_{REF} використовується в якості тактового для ЦСЧПС. На схему керування та температурної компенсації частоти (КТКЧ) подається сигнал опорної частоти f_{REF} та сигнал додаткової температурної моди КГ f_T . Схема КТКЧ також здійснює підстроювання частоти ЦСЧПС у відповідності до сигналу синхронізації U_s (рис. 4).

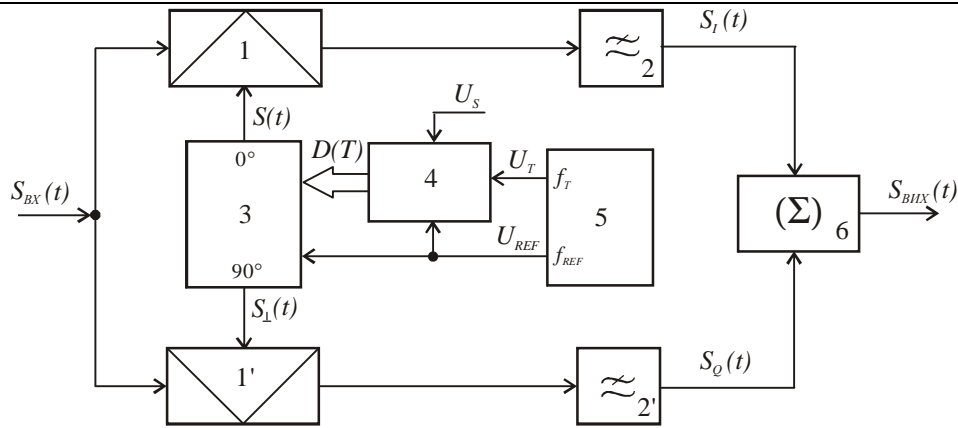


Рис. 4. Структура демодлятора квадратурних сигналів з температурно-компенсованим генератором опорних сигналів на базі цифрового синтезатора частоти: 1, 1' – змішувачі; 2, 2' – фільтри нижніх частот; 3 – синтезатор частоти прямого синтезу; 4 – схема керування та температурної компенсації; 5 – двочастотний кварцовий генератор; 6 – суматор (схема прийняття рішень)

На рис. 5,а представлені типові температурно-частотні залежності (ТЧХ) для частот f_{REF} (номінальна частота $f_{REF_0} = 9999143$ Гц) опорного колювання та додаткової температурної моди f_T (номінальна частота $f_{T_0} = 29879567$ Гц) резонатора SC-зрізу [3]. Вони з достатнім ступенем точності апроксимуються залежностями від температури $T(^{\circ}C)$ у вигляді поліномів третього степеня

$$\frac{\Delta f_j(T)}{f_{0j}} = \sum_{i=0}^3 a_{ij} \cdot T^i, \quad i = 1, 3, \quad (17)$$

коефіцієнти яких в порядку спадання індексів мають наступні значення:

$$a_{31} = 0,0001 (1/^{\circ}C)^3; a_{21} = -0,0224 (1/^{\circ}C)^2; a_{11} = 1,6528 (1/^{\circ}C); a_{01} = -28,7442;$$

$$a_{33} = 0,0001 (1/^{\circ}C)^3; a_{23} = -0,0215 (1/^{\circ}C)^2; a_{13} = 2,3426 (1/^{\circ}C); a_{03} = -46,9946.$$

Схемою КТКЧ 4 формується сигнал різницевої частоти

$$F = f_{REF}(T) - \frac{f_T(T)}{3}, \quad (18)$$

яка використовується для ідентифікації теплового стану ДКГ 5 та компенсації його температурної нестабільності.

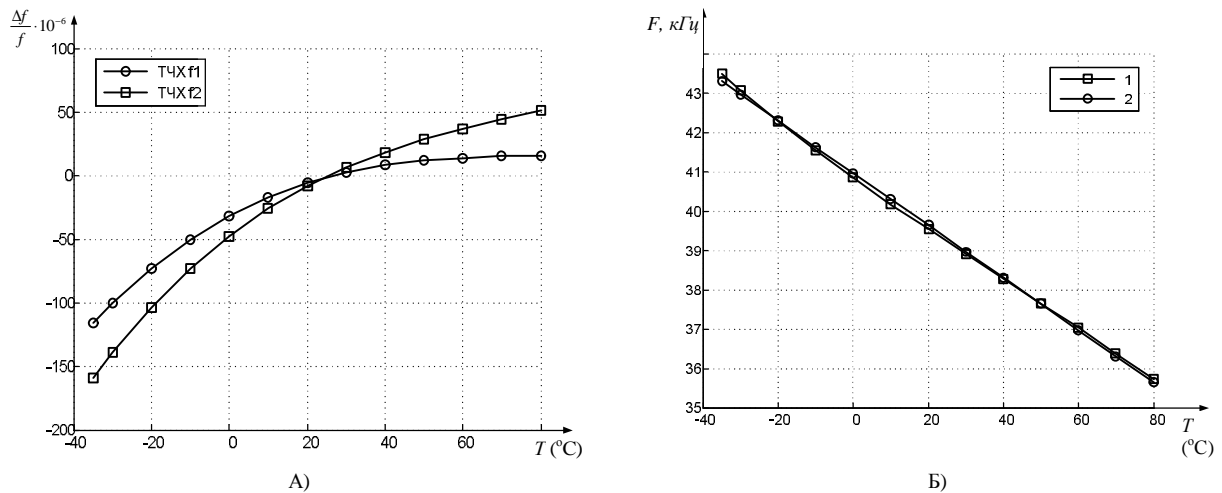


Рис. 5. Типові ТЧХ для частот f_{REF} опорного колювання та додаткової температурної моди f_T резонатора SC-зрізу (а) та для різницевої частоти F (б)

Реальна (лінія 1) та апроксимована (лінія 2) залежності різницевої частоти F від температури в інтервалі від $-40^{\circ}C$ до $80^{\circ}C$ представлені на рис. 5,б. Реальна залежність (лінія 1) являє собою практично лінійну залежність від температури $T(^{\circ}C)$, при цьому абсолютна величина крутості перетворення температура – частота складає біля $70 \text{ Гц}/^{\circ}C$, що більш ніж достатньо для визначення середньої температури кварцового резонатора з роздільною здатністю менше $0,1^{\circ}C$. На основі поточної ідентифікації

теплового стану ДКГ схема КТКЧ формує корегуючий код $D(T)$ у відповідності до наступного співвідношення:

$$D(f_{вих}, T) = \frac{f_{вих} \cdot 2^N}{f_{REF}(F, T)}, \quad (20)$$

де N – розрядність керуючого слова $D(T)$ [3, 4].

Висновки

Використання в квадратурному демодуляторі в якості генератора опорних сигналів цифрового квадратурного синтезатора частоти з компенсацією температурної нестабільності на основі поточної ідентифікації теплового стану кварцового резонатора в двочастотному режимі збудження дозволяє суттєво підвищити точність та завадостійкість демодуляції квадратурних сигналів за рахунок усунення температурно-залежної похибки втрати ортогональності опорних коливань та суттєвого зменшення (мінімум на порядок) частотної неузгодженості сигналів.

Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б.; [пер. с англ.]. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. : ил.
2. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации / [Б. И. Шахтарин, В. В. Сизых, Ю. А. Сидоркина и др.]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2011 – 278 с. : ил.
3. Колпаков Ф. Ф. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п'єзорезонансних коливальних систем / Ф. Ф. Колпаков, С. К. Підченко. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін-т», 2011. – 327 с.
4. Підченко С.К. Моделювання термокомпенсованого DDS в середовищі MATLAB / С. К. Підченко, С. В. Марков. – Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – № 1. – С. 77– 80.

Надійшла 23.11.2012 р.

Рецензент: д.т.н. Шинкарук О.М.

УДК 004.032.26::004.93

В.В. РОМАНЮК

Хмельницький національний університет

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ НЕЙРОСЕТИ С ПРЯМОЙ СВЯЗЬЮ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ ПО КРИТЕРИЯМ МАКСИМИЗАЦИИ ЕЁ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ И УСЛОВИЯ ИХ СВЁРТКИ

Обсуждается проблема улучшения производительности нейросетевого исследования на примере нейросети с прямой связью для распознавания образов. Формализуется отображение входных параметров такой нейросети в пять показателей её производительности. Представляются пять критериев максимизации производительности нейросети, и предлагаются условия их свёртки для получения однозначного решения в форме множества оптимизированных входных параметров нейросети.

Ключевые слова: нейросеть, производительность нейросети, оптимизация параметров нейросети, распознавание образов.

There is discussed a problem of improving the productivity of neuronet investigation on the pattern of the feedforward neuronet for image recognition. There is formalized the mapping of input parameters of that neuronet into five factors of its productivity. Five criteria of maximizing the neuronet productivity are represented, and there are suggested conditions of their convolution for obtaining the unambiguous solution in the form of the set of optimized neuronet input parameters.

Keywords: neural networks, Productivity neural network, neural network optimization parameters, of recognition images.

Проблема улучшения производительности нейросети

Улучшение производительности искусственных нейросетей является естественным стремлением к усовершенствованию качества их функционирования. Сюда же относится и процесс обучения нейросети, чья длительность и сопутствующие характеристики должны удовлетворять определённым требованиям [1]. В частности, этот процесс не может протекать достаточно долго для нейросетей, решающих задачи распознавания в условиях зашумленности входных образов, когда часто возникает необходимость процедуры переобучения [1, 2]. Но на производительность нейросети влияет даже не одна, а несколько групп входных параметров. И при этом общая численность этих параметров для некоторых нейросетевых задач с многослойным персептроном иногда исчисляется десятками [1, 2]. К тому же производительность нейросети также определяется сразу по нескольким критериям, где фигурируют длительность обучения, вероятность паралича, функции качества обучения и уровень ошибок функционирования. Поэтому главная