

ЦИФРОВИЙ СИНТЕЗ ВИСОКОСТАБІЛЬНИХ КОЛИВАНЬ З ТЕРМО- ТА ВІБРОКОМПЕНСАЦІЄЮ НЕСТАБІЛЬНОСТІ КВАРЦОВОГО ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

Запропонований цифровий синтезатор частоти прямого синтезу, що забезпечує більш високу стабільність частоти вихідних коливань за рахунок компенсації термодинамічної та вібромеханічної складових нестійкості опорного багаточастотного кварцового генератора з поточною ідентифікацією теплових та вібраційних дестабілізуючих впливів.

Ключові слова: цифровий синтезатор, багаточастотний кварцовий генератор, дестабілізуючі впливи, термокомпенсація, віброкомпенсація.

S.K. PIDCHENKO, A.A.TARANCHUK, R.P. HOPTINSKIY

Khmelnytskyi national university

DIGITAL SYNTHESIS OF HIGH STABILITY OSCILLATIONS WITH TERMO AND VIBRO - COMPENSATION OF INSTABILITY OF THE QUARTZ BASIC OSCILLATOR

The is offered digital synthesizer of frequency of direct synthesis which provides higher stability of frequency of output oscillations due to compensation thermo - dynamical and vibro- mechanical components on the based multifrequency quartz oscillator with the current identification thermal and the vibration destabilizing influences

Keywords: direct digital synthesizer; multi-frequency quartz oscillator; destabilizing influences; thermal and vibro-compensation.

Вступ

Високостабільні кварцові (КГ) генератори знайшли широке використання в системах зв'язку, навігації, радіолокації, вимірювальній апаратурі як самостійні джерела високостабільних коливань, так і в якості переналаштовуваних генераторів вихідного сигналу в атомних стандартах частоти. На теперішній час до генераторів опорних коливань пред'являються все більш високі вимоги щодо стабільності та стійкості до зовнішніх дестабілізуючих факторів, зокрема, температури і вібрації [1].

Одним із перспективних напрямків в техніці генерування та формування сигналів є розробка цифрових синтезаторів частоти з колами температурної компенсації. Завдяки їх властивостям – високим масогабаритним показникам, відносно невеликій потужності споживання, швидкому виходу на режим цифрові синтезатори частоти активно впроваджуються при розробці сучасних мобільних телекомунікаційних систем та комплексів [2-4].

Недоліком відомих цифрових синтезаторів частоти є низька температурна та вібромеханічна стабільність частоти стандартних кварцових генераторів, які використовуються в якості джерела тактової послідовності. Використання ж конструктивно-технологічних методів підвищення стабільності КГ в мобільних системах втрачає сенс із-за суттєвого погіршення масогабаритних та енергетичних показників інтегральних синтезаторів частоти з опорними КГ тактового сигналу [1].

Метою роботи є підвищення термодинамічної та вібромеханічної стабільності частоти вихідного сигналу інтегрального цифрового синтезатора частоти прямого синтезу.

1. Аналіз існуючих технічних рішень

Проведемо аналіз існуючих технічних рішень побудови цифрових синтезаторів частоти кварцових генераторів.

Відомий цифровий синтезатор частоти прямого синтезу [2] з поточною ідентифікацією теплового стану у якому використаний двочастотний кварцовий генератор (КГ) кварцового резонатора (КР), що збуджується на двох частотах опорної f_{REF} та температурно-чутливої f_T мод коливань. На виході змішувача виділяється сигнал різницевої частоти ΔF_T , яка через дільник різницевої частоти ΔF_T з коефіцієнтом n_1 подається на лічильник імпульсів для формування температурно-залежного цифрового коду $N(T)$. Даний сигнал використовується для компенсації температурних відхилень частоти джерела опорного коливання синтезатора прямого синтезу. На виході лічильника періоду отримується цифровий код, який має практично лінійну функціональну залежність від температури КР. Він використовується під час формування в мікропроцесорі коду керування $M(T)$ для інтегрального цифрового синтезатора частоти, за допомогою якого програмною зміною частоти синтезатора компенсується температурна нестійкість частоти f_{REF} опорного кварцового генератора.

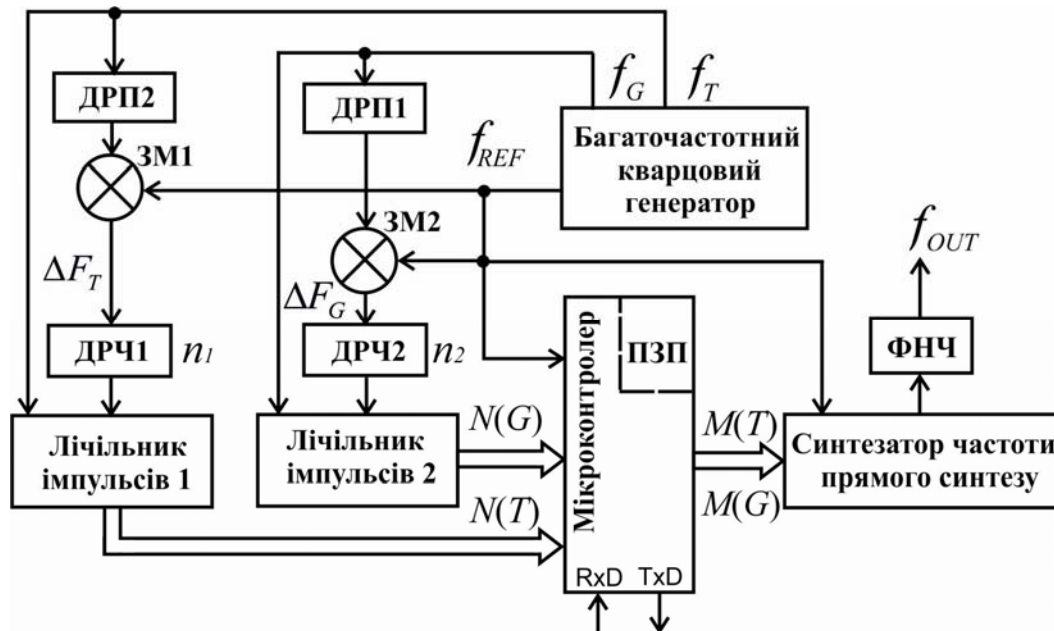
Таким чином покращуються точності характеристики синтезатора частоти при роботі в умовах температурних дестабілізуючих впливів. Недоліком даного рішення є відсутність компенсації вібраційної нестійкості частоти, що знижує точності характеристики пристрою в умовах зовнішніх вібромеханічних

навантажень.

Інтегральні цифрові синтезатори частоти прямого синтезу, що запропоновані в [3, 4], які містять тактовий кварцовий генератор, суматор для накопичення цифрового коду фази сигналу, постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) з таблицею перекодування та вихідний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) також мають певні недоліки. До них відноситься низька температурна та вібромеханічна стабільність вихідної частоти, пов'язана з низькою стабільністю типових (моночастотних) кварцових генераторів, які запропоновано використовувати в якості тактових.

2. Цифровий синтезатор частоти з колами термо- та віброкомпенсації

Для підвищення вібромеханічної стабільності частоти вихідного сигналу інтегрального цифрового синтезатора частоти прямого синтезу пропонується цифровий синтезатор частоти (рис. 1), який містить багаточастотний кварцовий генератор (БКГ), що формує опорну f_{REF} та додаткові температурну f_T і віброчутливу f_G моди коливань, дробово-раціональні перетворювачі ДРЧ1, ДРЧ2 частот f_T і f_G , відповідно, змішувачі сигналів ЗМ1 і ЗМ2, що призначені для виділення різницевої частоти температурної ΔF_T та вібраційної ΔF_G компенсації, дільники різницевої частоти ДРЧ1 і ДРЧ2 з коефіцієнтами ділення n_1 і n_2 , двох лічильників імпульсів, які формують температурно-залежний $N(T)$ та вібраційно-залежний $N(G)$ цифрові коди, мікроконтролер з постійним запам'ятовуючим пристроєм ПЗП, що формує коди керування $M(T)$ і $M(G)$ за допомогою інтегрального цифрового синтезатора частоти прямого синтезу та фільтр нижніх частот ФНЧ.



ДРП1, ДРП2 – дробово-раціональні перетворювачі частот f_T і f_G , відповідно; ДРЧ1, ДРЧ2 – дільники різницевої частоти; ЗМ1 та ЗМ2 – змішувачі

Рис.1 – Структурна схема синтезатора частоти прямого синтезу з колами термо- та віброкомпенсації

Синтезатор частоти працює наступним чином.

Багаточастотне збудження кварцового резонатора забезпечує суміщення його функцій зі стабілізації частоти та вимірювання (ідентифікації) факторів зовнішнього впливу (температури, вібрації) [5]. Залежності частот КР від температури T та вібраційного прискорення G представляються як:

$$f_{REF} = f_{REF}^0 + a_{1T}T + a_{1G}G; \quad (1)$$

$$f_T = f_T^0 + a_{2T}T + a_{2G}G; \quad (2)$$

$$f_G = f_G^0 + a_{3T}T + a_{3G}G, \quad (3)$$

де f_{REF}^0 , f_T^0 , f_G^0 – номінальні значення частот на входах змішувачів ЗМ1 і ЗМ2, які задовольняють співвідношенням $f_{REF}^0 \approx \frac{k_1}{k_2} f_T^0$, $f_{REF}^0 \approx \frac{k_3}{k_4} f_G^0$; $\frac{k_1}{k_2}$, $\frac{k_3}{k_4}$ – коефіцієнти перетворення частоти дробово-

раціональних перетворювачів 2, 3 частот f_T і f_G ; a_{1T} , a_{2T} , a_{3T} та a_{1G} , a_{2G} , a_{3G} – коефіцієнти термочутливості та коефіцієнти віброочутливості кварцового генератора БКГ.

На виході 3М1 і 3М2 виділяються коливання різницевої частоти:

$$F_T = f_T - f_{REF} = (f_T^0 - f_{REF}^0) + a_1^* T + a_2^* G = F_T^0 + \Delta F_T; \quad (4)$$

$$F_G = f_G - f_{REF} = (f_G^0 - f_{REF}^0) + a_3^* T + a_4^* G = F_G^0 + \Delta F_G, \quad (5)$$

де $a_1^* = (a_{2T} - a_{1T})$, $a_2^* = (a_{2G} - a_{1G})$, $a_3^* = (a_{3T} - a_{1T})$, $a_4^* = (a_{3G} - a_{1G})$ – різницеві коефіцієнти.

Розв'язуючи сумісно (4) та (5) отримуємо можливість одночасної ідентифікації температури T та вібраційного прискорення G :

$$T = \frac{a_4^* \Delta F_T - a_2^* \Delta F_G}{a_1^* a_4^* - a_2^* a_3^*}; \quad G = \frac{a_1^* \Delta F_G - a_3^* \Delta F_T}{a_1^* a_4^* - a_2^* a_3^*}. \quad (6)$$

Для оцінки ефективності компенсації вібраційної нестабільності синтезатора частоти проаналізована вібраційна чутливість прецизійного АТ-резонатора для 3-тої ($f_{03}=3891703$ Гц) та 5-тої ($f_{05}=6467048$ Гц) механічних гармонік. Діапазон частот вібрацій f_G становив (15...30) Гц за прискорення $G=(15...20)g$.

Ступінь зв'язку у процесі статистичної обробки результатів експериментів оцінювалась коефіцієнтом Пірсона. При об'ємі вибірок $\Delta f_{k_{i,j}}$ $m \leq 50$ для визначення емпіричного коефіцієнта кореляції зсувів частот Δf_i і Δf_j використана формула [6]:

$$r_k = \frac{m \sum_{k=1}^M \Delta f_{ik} \Delta f_{jk} - \sum_{k=1}^M \Delta f_{ik} \sum_{k=1}^M \Delta f_{jk}}{\left[\left(m \sum_{k=1}^M \Delta f_{ik}^2 - \left(\sum_{k=1}^M \Delta f_{ik} \right)^2 \right) \left(m \sum_{k=1}^M \Delta f_{jk}^2 - \left(\sum_{k=1}^M \Delta f_{jk} \right)^2 \right) \right]^{1/2}}. \quad (7)$$

Так як r_k є випадковою величиною, то необхідно вирішити наступні завдання, припускаючи, що величини вимірюваних девіацій розподілені за нормальним законом:

1) оцінити значимість r_k , тобто істотність відмінності від нуля;

2) знайти довірчі границі, у яких перебуває значення істинного коефіцієнта кореляції;

3) оцінити суттєвість розходження між коефіцієнтами кореляції r_{ki} і r_{kj} , отриманими при обробці перших нижньої і верхньої спектральних складових вихідного спектру БКГ. Це завдання є характерним для спектрального методу досліджень багаточастотних п'єзореzonансних коливальних систем із-за виникнення асиметрії спектру, що обумовлено виникненням паразитної амплітудної модуляції (модуляції динамічного опору R_{q_j} , $j = \overline{1,3}$).

Для розв'язання даних завдань використаний метод Фішера, у відповідності до якого випадкова величина r_k , відмінна від нормальної, перетворюється у випадкову величину $z = \frac{1}{2} \ln \frac{1+r_k}{1-r_k}$, яка

підпорядковується нормальному закону із середнім квадратичним відхиленням $\sigma_z = 1/\sqrt{M-3}$.

Результати вимірювань приведені у табл. 1, а результати їх обробки у табл. 2. Вони свідчать про наявність сильного кореляційного зв'язку $r_k > 0,95$ між відхиленнями резонансних частот БПКС та незначний вплив паразитної амплітудної модуляції, що підтверджує високу ефективність використання багаточастотно-алгоритмічного методу компенсації вібраційних впливів на БКГ [1].

Лічильниками імпульсів 1 і 2 формуються цифрові коди (рис. 1), які відображають зміни частот різницевої коливань (4), (5) під дією температурних та вібраційних впливів:

$$\Delta N(T) = f_T \frac{n_1}{\Delta F_T}, \quad \Delta N(G) = f_G \frac{n_2}{\Delta F_G}, \quad (8)$$

де n_1 , n_2 – коефіцієнти ділення дільників частоти ДРЧ1 і ДРЧ2.

На основі кодів (8) мікроконтролер формує у відповідності до (1)-(3), (6) коректуючі коди $\Delta M(T)$, $\Delta M(G)$ для компенсації нестабільності інтегрального синтезатора частоти під дією температурних та вібраційних впливів. Коефіцієнти термочутливості a_{1T} , a_{2T} , a_{3T} та віброочутливості a_{1G} , a_{2G} , a_{3G} попередньо заносяться до ПЗП мікроконтролера для конкретного типу БКГ.

Результати вимірювань вібраційної чутливості КР

k	f_G , Гц	Δf_{i3} , Гц	Δf_{i5} , Гц	Δf_{a3} , Гц	Δf_{a5} , Гц
1	17	5,51	8,56	5,42	7,75
2	17	5,43	9,39	4,38	8,32
3	17	5,38	8,71	4,35	7,3
4	17	5,1	8,37	4,58	7,53
5	19	9,24	12,28	7,43	11,38
6	19	9,46	13,16	7,31	13,39
7	21	10,73	16,48	9,9	17,23
8	21	11,53	15,86	9,96	16,59
9	21	11,66	16,2	11,01	16,69
10	21	11,21	17,57	10,68	17,57
11	21	9,67	16,3	9,34	16,55
12	21	12,24	17,41	9,48	17,41
13	23	14,56	22,14	11,52	21
14	23	14,73	23,49	12,5	21,3
15	23	15,2	23,49	12,1	19,85
16	24	15,7	28,87	11,73	20,66
17	24	16,93	26,97	13,3	21,62
18	24	15,44	24,95	12,76	21,47
19	24	16,89	25	12,76	22,21
20	24	17,26	26,54	13,3	22,08
21	25	18,53	32,33	12,62	22,55
22	25	19,85	33,72	13,13	24,91
23	25	19,78	31,19	14,77	24,56
24	25	20,08	32,15	14,29	24,56
25	25	20,65	33,56	14,79	23,38
26	25	18,88	33,49	14,37	24,4
27	25	20,2	33,03	14,23	24,93
28	25	18,96	33,39	12,95	24,96
29	25	18,98	32,77	14,03	24,47
30	25,5	19,95	33,81	14,47	26,96
31	25,5	20,6	33,5	15,23	25,82
32	25,5	19,86	34,46	14,66	25,57
33	25,5	19,63	34,46	15,24	25,32
34	26	19,22	34,82	14,95	24,54
35	26	21,1	36,14	15,74	26,23
36	26	18,45	35,34	15,77	27,14
37	26	19,62	35,21	14,66	27,88
38	26	19,71	35,23	16	27,68
39	26	20,9	35,21	15,85	27,21
40	27,5	25,97	44,86	16	29,57
41	27,5	24,64	42,22	16,07	27,45
42	27,5	26,23	42,69	16,57	28,62
43	27,5	25,312	42,53	17,95	28,88
44	27,5	26,68	43,42	17,19	30,53
45	27,5	25,45	42,83	17,13	30,53

Таблиця 2

Результати обробки вимірювань вібраційної чутливості КР

r_k	r_{k1}	r_{k2}	$\bar{z} / \sigma_z$	d_z / σ_d
$r_{ki}=0,9865$	0,9628	0,9951	16,17	0,715
$r_{ka}=0,9816$	0,9496	0,9934	15,16	

Фільтр нижніх частот ФНЧ слугує для покращення спектрального складу вихідного сигналу цифрового синтезатора частоти (усунення сходинковості після цифро-аналогового перетворення).

Висновки

Запропонований цифровий синтезатор частоти прямого синтезу забезпечує більш високу стабільність частоти вихідних коливань у порівнянні з аналогами (від п'яти до десяти разів, в залежності від типу кварцового резонатора) за рахунок компенсації термо- та вібродинамічних складових нестабільності опорного багаточастотного кварцового генератора з поточною ідентифікацією теплових та вібраційних дестабілізуючих впливів.

Література

1. Підченко С. К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних багаточастотних п'єзореzonансних пристроїв та систем / С. К. Підченко. – Хмельницький, ХНУ, 2014. – 400 с.
2. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / V. Stofanik, I. Balaz, M. Minarik // Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium. – P. 662–664.
3. Стариков О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение // Инженерная практика. 2002. – № 3. – С. 56–64.
4. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer AD9850. Data Sheet Analog Devices Inc. Norwood, MA. USA.
5. Колпаков Ф. Ф. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п'єзореzonансних коливальних систем / Ф. Ф. Колпаков, С. К. Підченко. – Харків: Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін-т», 2011. – 327 с.
6. Методика оценка корреляционной связи между двумя выборками, представляющими собой результаты измерения в одноименных и разноименных шкалах / В.Л. Бурковская, С.Г. Макарова, В.П. Осипов, Н. В. Осипов, Л.Г. Комарова. – Киев., 1984. – 16 с. – Деп. в УкрНИИТИ 2.03.1985, № 619Ук-85.

Reference

1. Pidchenko S. K. Teoriya i realizatsiyni osnovi invariantnih bagatochastotnih p'ezorezonansnih pristroyiv ta sistem / S. K. Pidchenko. – Hmelnytskyi, HNU, 2014. – 400 p.
2. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / V. Stofanik, I. Balaz, M. Minarik // Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium. – Pp. 662–664.
3. Starikov O. Pryamoy tsifrovoy sintez chastoty i ego primeneniye // Inzhenernaya praktika. 2002. – № 3. – Pp. 56–64.
4. CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer AD9850. Data Sheet Analog Devices Inc. Norwood, MA. USA.
5. Kolpakov F. F. Teoriya i realizatsiyni osnovi invariantnih p'ezorezonansnih kolivaylyayushchimi soboy rezultaty izmereniya v odnoimennyyih i raznoimennyyih shkalah / V.L. Burkovskaya, S.G. Makarova, V.P. Osipov, N. V. Osipov, L.G. Komarova. – Kiev., 1984. – 16 p. – Dep. v UkrNIINTI 2.03.1985, № 619Uk-85.

Рецензія/Peer review : 16.1.2015 р.

Надрукована/Printed :24.1.2015 р.

Стаття рецензована редакційною колегією

УДК 681.325

Г.Г. БОРТНИК, О.В. СТАЛЬЧЕНКО, К.О. БОЯРСЬКИЙ

Вінницький національний технічний університет, Україна

МЕТОД АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ З ДОДАТКОВИМ ШУМОПОДІБНИМ СИГНАЛОМ

У роботі представлено метод розширення динамічного діапазону аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) високочастотних сигналів на базі додаткового шумоподібного вхідного сигналу АЦП. Доведено, що даний метод характеризується високою ефективністю при високих значеннях нелінійності характеристики перетворення АЦП.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, високочастотні сигнали, динамічний діапазон.

G.G. BORTNYK, O.V. STALCHENKO, K.O. BOYRSKEY

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

METHOD OF ANALOG-DIGITAL CONVERSION OF HIGH-FREQUENCY SIGNALS WITH ADDITIONAL NOISE SIGNAL

The method of analog-digital conversion of high-frequency signals, which unlike existing uses adding to the entrance signal of analog-digital converters (ADC) of additional noise as a multiharmonic noise signal is in-process offered.

Principles of correction of non-linearity of ADC are developed by an additional noise signal.

An additional noise signal is in a free frequency bar, close to maximum for this type ADC. Indemnification of noise signal is in future executed on the output of ADC and his filtration.

The offered method enables to reduce the level of non-linearity of description of transformation of ADC, which results in expansion of dynamic range of transformer.

It is well-proven that increase of amplitude of additional noise signal on the entrance of ADC to the values which exceed unit of the least significant bit will allow to execute the improvement of linearness of description of transformation of ADC.

Key words: analog-digital converter, high-frequency signals, dynamic range.