

ПРАКТИКА РАДІОВИМІРЮВАНЬ

УДК 621.317.772

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ФАЗОВИХ СПОТВОРЕНЬ
НА ВИХІДНИЙ СПЕКТР НВЧ ФАЗООБЕРТАЧА
В РЕЖИМІ ЗМІЩЕННЯ ЧАСТОТИ.

Яненко О. П.¹, д.т.н., професор; Горшков А. В.¹, студент;
Полівкін С. М.², ст. викладач.

¹Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

²Севастопольський національний технічний університет України, Севастополь, Україна

MODELING OF THE MICROWAVE PHASE-SHIFTER OUTPUT SPECTRUM
WITH EFFECT OF PHASE DISTORTION.

Yanenko O. ¹, Doc. Of Sci (Technics), Prof.; Gorshkov A. ¹, student;
Polivkin S. ², senior lecturer

¹National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

²Sevastopol National Technical University of Ukraine, Sevastopol, Ukraine

Вступ

Частотозміщуючі перетворювачі (ЧЗП) сигналів можна класифікувати за принципом зміни фазового кута: аналогові перетворювачі (фаза сигналу змінюється неперервно) та дискретні (стрибкоподібна зміна) [1]. В останні роки більш поширеними стали дискретні системи на основі керованих фазообертачів (гармонійних та тригерних подільників частоти), які мають низку переваг: значне придушення несучої частоти та широкі межі зміщення частоти.

В свою чергу дискретні ЧЗП поділяються на: перетворювачі на подільниках частоти (рис.1) та на основі багатоланкових ліній затримок і розгалуження в НВЧ діапазоні [2].

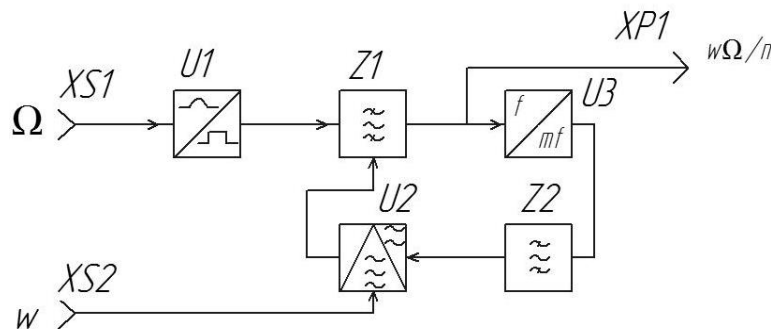


Рис.1. Приклад структурної схеми ЧЗП з регенеративним подільником частоти

В [2] приведена спрощена формула вихідного спектра (для трьох складових) гармонійного подільника частоти:

$$U_0(t) = U_0 \left(1 + m_a \frac{\tau}{T} \right) \left\{ \cos \left(\frac{\omega_0 + \Omega}{n} t - \frac{\varphi_c}{n} \right) + \frac{m_a U_0}{\pi} \sin \frac{\Omega \tau}{2} \cos \left[\frac{\omega_0 - \Omega(n-1)}{n} t - \frac{\varphi_c}{n} \right] + \right. \\ \left. + \frac{m_a U_0}{\pi} \sin \frac{\Omega \tau}{2} \cos \left[\frac{\omega_0 + \Omega(n+1)}{n} t - \frac{\varphi_c}{n} \right] + \dots \right. \quad (1)$$

де U_0, ω_0 — амплітуда та частота вхідного сигналу;

Ω, τ — частота та тривалість імпульсного перемикання.

Як слідує із (1), схеми на регенеративних та тригерних подільниках частоти мають декілька недоліків, такі як: ділення частоти та фази на число n — кількість фазових станів та втрата амплітудної інформації, за рахунок обмеження амплітуди при перетворенні частоти.

На відміну від ЧЗП на подільниках частоти, дискретні фазообертачі (ДФО) на основі ліній передач забезпечують практично лінійну передачу амплітудних та фазових співвідношень при зміщенні частоти, що являється їх перевагою.

Дискретні фазообертачі на основі ліній передач представляють собою каскадне з'єднання елементарних чарунк на величини приросту фази згідно виразу $\frac{360^\circ}{2^N}$, де $N = (1 \dots N)$, N — кількість секцій фазообертача.

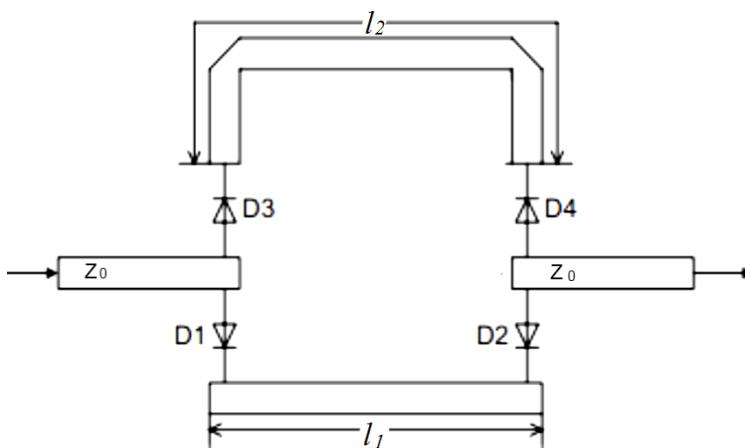


Рис.2. Приклад елементарної чарунки

На рис.2. представлена схема однієї секції фазообертача. Принцип перетворення фази достатньо простий: одна з двох ліній працює як «зв'язуюча» лінія (l_1), а інша як лінія «затримки» (l_2). Саме довжина лінії затримки визначає значення зміни фази (дискрету). Схема на рис.2

реалізує тільки одну секцію ($N=1$). Для збільшення дискретизації фазових стрибків (розрядності) необхідно послідовно підключити додаткові секції. Розрядність впливає на швидкість переключення між фазами, оскільки при цьому змінюється рівень небажаних спектральних складових. Вимоги до рівня цих складових в певній мірі диктує вибір розрядності. При збільшенні кількості фазових дискретів рівень паразитних спектральних складових зменшується, але при цьому зменшується і частота зміщення вхідного сигналу.

Важливим при зміщенні частоти є точність формування фазових дискретів і розкид фазових станів під час їх переключення від 0 до 2π , що призводить до додаткової фазової модуляції та зміни (погіршення) вихідного спектру подібного перетворення у порівнянні з фазообертачами, які формують однакові фазові стани. Тому дослідження впливу фазових спотворень на вихідний спектр ЧЗП є актуальною задачею, оскільки дозволяє об'єктивно оцінити можливості використання перетворювачів в різноманітних радіоелектронних пристроях і системах.

Основна частина

В процесі моделювання впливу фазових спотворень на вихідний спектр НВЧ фазообертача були проведені дослідження, які показали що при розрядності 4, рівень першої гармоніки сигналу складає 90% від теоретично можливого. При збільшенні числа розрядів до 8-ми приріст рівня складе 5%, до 16-ти – 1%. При збільшенні числа секцій збільшується і складність реалізації пристрою. Тому більшість сучасних систем використовують 4, або 8 розрядів фазообертача, якщо є підвищені вимоги до якості формування сигналу [3].

Також фазообертач напряму впливає на фазову та амплітудну похибки. Так, наприклад за [4], розподіл максимально сприйнятливих відхилень можна представити у вигляді фазоамплітудних еліпсів (див. рис.3.), із яких видно, що, наприклад, при кількості секцій (сц.) 5, амплітудне відхилення може складати $\pm 0,8$ дБ, а фазове відхилення — $\pm 6^\circ$.



Рис.3. Фазові та амплітудні відхилення в залежності від розрядності

З іншої сторони зміщення частоти вимагає утвердженого часу, в межах якого всі фази дискретно змістяться від 0° до 360° . Наприклад, для зміщення частоти на 100 кГц період часу складає 10 мкс і для 5-ти розрядного фазообертача, тривалість одного розряду 312.5 нс. Тому, швидкість переключення між двома станами фазообертача повинна бути значно меншою по відношенню до цієї тривалості. Прийнято вважати, що тривалість переключення має бути меншою 10% тривалості розряду (для даного прикладу 30 нс).

Розглянемо вплив фазових спотворень на його вихідний спектр. При відомій кількості секцій, число можливих дискретних значень буде $n = 2^N$.

Для ідеального фазообертача приріст фази дорівнює $\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{n}$. Наприклад, для чотирьох секційного фазообертача кількість дискретних значень дорівнює 16, а крок фазових зсувів буде $22,5^\circ$.

Нехай на ідеальний фазообертач, який працює в динамічному режимі, поступає сигнал виду:

$$U(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad (2)$$

де φ_c — початкова фаза сигналу. Тоді на виході буде

$$U_\varphi(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c + \Delta\varphi_0(t)).$$

Оскільки фазообертач працює в динамічному діапазоні, то фаза буде змінюватись залежно від часу. Номер стану дискретного фазообертача можна задати у вигляді

$$k(t) = \text{fix} \left(2^N \cdot \left(\frac{t}{T} - \text{fix} \left(\frac{t}{T} \right) \right) \right)$$

За допомогою програмного продукту MatLab R2012a розрахуємо спектр ідеального фазообертача без фазових спотворень (див. на рис.4.).

Спектр ідеального ДФО для трьох складових вихідного сигналу можна записати у вигляді:

$$U_{\varphi_0}(t) = U_0 \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\frac{\pi}{n}} \right] \cdot \cos(\omega_{zm} t + \varphi_c) + U_0 \cdot \left[\frac{(-1)^{-m} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{-m \cdot n + 1} \cdot \frac{\pi}{n} \right] \cdot \cos((\omega_{zm} - \Omega)t + \varphi_c) + \\ + U_0 \cdot \left[\frac{(-1)^m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{m \cdot n + 1} \cdot \frac{\pi}{n} \right] \cdot \cos((\omega_{zm} + \Omega)t + \varphi_c) + \dots, \quad (3)$$

де $\omega_{zm} = (\omega_c + \frac{\Omega}{n})$, m — номер гармоніки.

Як видно із формули (3), частота вхідного сигналу зміщується на $\frac{\Omega}{n}$, а амплітуда практично не зазнає змін і визначається коефіцієнтом, наближеним до 1. Частота паразитних складових визначається частотою переключення Ω і відрізняється від частоти зміщення в n раз. В даному разі амплітудні коефіцієнти бічних гармонік не враховують амплітудні спотворення, які виникають при переключенні фазових станів.

Тепер розглянемо дискретний фазообертач з неідеальними формуванням фазових дискретів. Для опису фазових співвідношень кожної із секцій, виразимо фазовий зсув у вигляді випадкового процесу з дисперсією [3]

$$D_{\varphi_0} = \frac{N}{3} \left(\frac{\pi}{2^N} \right)^2 \quad (4)$$

Формула (4) виражає дисперсію щільності ймовірності фазового зсуву при однократному переключенні. Фазовий зсув фазообертача залежно від часу має вигляд:

$$\varphi_{\phi o}(t) = \frac{2\pi \cdot k(t)}{2^N} + x_{k(t)},$$

де $x_{k(t)}$ — випадкова величина з рівномірним законом розподілу,

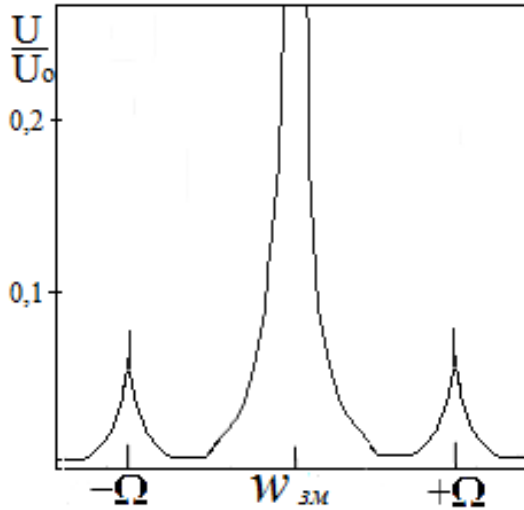


Рис. 4 Спектр ідеального ФО

Знаючи кількість стрибків, $n=1,2,\dots,2^N$, та за умови, що фаза $\varphi_{\phi o}(t)$ виражається за допомогою функції $\Omega(k)$, яка залежить від значення дискрета, яка в свою чергу — від часу, формулу (5) для тих же трьох складових вихідного спектра можемо записати у вигляді:

$$U_{\phi o 2}(t) = U_0 \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\frac{\pi}{n}} \right] \cdot \cos(\omega_{зм}t + \varphi_c) +$$

$$+ U_0 \cdot \left[\frac{(-1)^{-m}}{-m \cdot n + 1} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\frac{\pi}{n}} \right] \cdot \cos((\omega_{зм} - \Omega(k))t + \varphi_c) +$$

$$+ U_0 \cdot \left[\frac{(-1)^m}{m \cdot n + 1} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\frac{\pi}{n}} \right] \cdot \cos((\omega_{зм} + \Omega(k))t + \varphi_c) + \dots \quad (6)$$

нульовим математичним очікуванням та дисперсією $D_{\phi o}$.

Нехай на вхід фазообертача поступає сигнал виду (2). Тоді пристрій вносить фазовий зсув $\varphi_{\phi o}(t)$, в результаті вихідний сигнал неідеального фазообертача буде мати вигляд (в даному випадку ми взяли розкид 5°):

$$U_{\phi o}(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{\phi o}(t)) \quad (5)$$

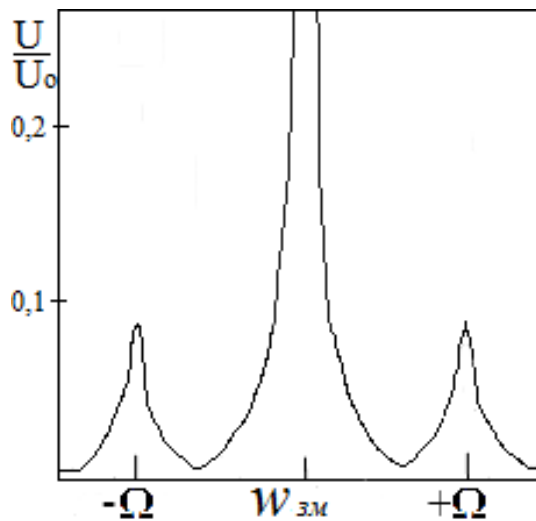


Рис. 5 Спектр неідеального ФО

На рис. 5 приведений вихідний спектр ФО з частотою переключення $\Omega = 16\text{кГц}$ та фазовими спотвореннями $\Delta\varphi_{\text{фо}} = \pm 5^\circ$ для $n=16$.

Як видно із формули (6), амплітудні та фазові співвідношення зміщеної частоти не змінюються в порівнянні з ідеальним ФО без фазових спотворень, а бічні гармоніки отримують додаткову модуляцію за рахунок появи компоненти $\Omega(k)$.

Висновки

Аналізуючи формули (3) та (6), можна побачити, що амплітуда зміщеного сигналу не залежить від неточності встановлення фазових дискретів і в обох випадках складає, наприклад, 0.996 від U_0 для $n=16$. Амплітудні коефіцієнти бічних гармонік не сильно залежать від фазових похибок, але залежать від кількості фазових дискретів та номеру гармоніки.

Також можна зробити висновки, що чим більший фазовий розкид встановлення фази дискрета, тим більше розширюється спектр бічних гармонік.

Література

1. Автоматизація фазовимірювальних пристроїв і систем / Ю. О. Скрипник, О. П. Яненко, Ю. І. Скрипник, Л. О. Глазков — К. : НМК ВО, 1992с. — 172с. — Бібліогр.: С. 169—170. — ISBN 5-7763-0812-7.
2. Яненко О. П. Пристрої зміщення частоти сигналів вимірювальних пристроїв НВЧ-діапазону // Вісник ЖІТІ.— 1998. — №7. — С. 168—171.
3. Поливкин С. Н. Исследование влияния погрешности дискретного фазовращателя на амплитуду проходящего через него сигнала // Вестник СевНТУ. Вып.101: Информатика, электроника, связь: Изд-во СевНТУ, 2010. — С.165—168.
4. Shamsur Mazumder. Carl Isham. Frequency translation by phase shifting // applied microwave & wireless. — 1995. — FALL. — pp. 59—71.

References

1. Skrypnyk YU. O. Yanenko O. P. Skrypnyk YU. I. Hlazkov L. O. Avtomatyzatsiya fazovymiryval'nykh prystroїв i system. K. : NMK VO, 1992, 172 p.,Bibliohr.: pp.169-170. — ISBN 5-7763-0812-7.
2. Yanenko O. P. Prystroї zmishchennya chastoty syhnaliv vymiryval'nykh prystroїв NVCH-diapazonu. Visnyk ZHITI, 1998, №7, pp.168-171.
3. Polivkin S. N. Issledovaniye vliyaniya pogreshnosti diskretnogo fazovrashchatelya na amplitudu prokhodyashchego cherez nego signala. Vestnik SevNTU. Vyp.101: Informatika, elektronika, svyaz': Izd-vo SevNTU, 2010. p.165-168.
4. Shamsur Mazumder. Carl Isham. Frequency translation by phase shifting. Applied microwave & wireless,1995, FALL, pp.59-71.

Яненко О. П., Горшков А. В., Полівкін С. М. Моделювання впливу фазових спотворень на вихідний спектр НВЧ фазообертача в режимі зміщення частоти. В сучасній радіовимірювальній апаратурі почали використовувати дискретні фазообертачі (ДФО). Хоча вони і мають низку переваг перед аналоговими, але є декілька проблем з якими зіштовхуються розробники радіоелектронних пристроїв та систем на їх основі. Зокрема при зміщенні частоти втрачається інформація яка міститься в частоті та

амплітуді. На вихідний спектр ДФО на основі довгих ліній мають вплив фазові та амплітудні спотворення що виникають при формуванні фазових спотворень. Авторами проведено моделювання впливу фазових спотворень на вихідний спектр ДФО. В результаті отримана формула вихідного спектра та за допомогою програмного пакета Matlab2012a розподіл спектральних складових за частоти переключення 16кГц та фазових спотвореннях $\pm 5^\circ$.

Ключові слова: фазові спотворення, дискретний фазообертач, зміщення частоти, моделювання.

Яненко А. Ф., Горшков А. В., Поливкин С. Н. **Моделирование влияния фазовых искажений на выходной спектр СВЧ фазовращателя в режиме смещения частоты.** В современной радиоизмерительной аппаратуре начали использовать дискретные фазовращатели (ДФВ). Хотя они и имеют ряд преимуществ перед аналоговыми, но есть несколько проблем с которыми сталкиваются разработчики радиоэлектронных устройств и систем на их основе. В частности при смещении частоты теряется информация содержащаяся в частоте и амплитуде. На выходной спектр ДФВ на основе длинных линиях имеют влияние фазовые и амплитудные искажения которые возникают при формировании фазовых искажений. Авторами проведено моделирование влияния фазовых искажений на выходной спектр ДФВ. В результате получена формула выходного спектра и с помощью программного пакета Matlab2012a распределение спектральных составляющих при частоте переключения 16кГц и фазовых искажениях $\pm 5^\circ$.

Ключевые слова: фазовые искажения, дискретный фазовращатель, смещение частоты, моделирование.

Yanenko O. P., Gorshkov A. V., Polivkin S. M. **Modeling of the microwave phase-shifter output spectrum with effect of phase distortion.**

Introduction. Nowadays, radio measuring devices began using digital phase shifters (DFS). Although they have several advantages over analog, but there are some problems faced by the developers of radio-electronic devices and systems based on them. In particular, when the frequency is translated, we have information losses contained in the frequency and amplitude.

Main body. DFS that based on long transmission-lines do not have these drawbacks, but in the output spectrum of these devices we have an impact of inaccuracy phase and amplitude distortion that occurs during the formation of phase distortion. The authors have modeled the effect of phase distortion on the output spectrum of the DFS. The formula of the original spectrum was obtained as a result by authors. The spectral components at a switching frequency 16kHz and phase distortion $\pm 5^\circ$ were obtained with the software package Matlab2012a.

Conclusion. The greater errors establishment of phase discrete are so much the greater array of side harmonics.

Keywords: phase distortion, digital phase-shifter, frequency translation, modeling .