

АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ

**Ю.М. Федюшко, профессор,
И.В. Борохов, ст. преподаватель**

Таврический государственный агротехнологический университет

На основе функционального метода, при использовании рядов Вольтерра, проанализировано выходные спектральные характеристики синтезатора частоты с учетом нелинейного характера петли фазовой автоподстройки частоты. Приведены графические зависимости фазовых шумов синтезатора с учетом основных нелинейностей.

Синтезатор частоты, фазовая автоподстройка частоты, нелинейные искажения, кольцо фазовой автоподстройки, фазовые шумы.

Важнейшими функциональными узлами, которые оказывают существенное влияние на характеристики рефлектометрических систем, являются синтезаторы частот. Исходя из этого, для создания рефлектометра для исследования диэлектрических свойств биологических объектов в широком спектре частот, к синтезаторам предъявляются высокие требования по стабильности частоты, скорости ее перестройки в заданных пределах, спектральной чистоте выходных колебаний.

Цель работы – обеспечение точности дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов в свободном пространстве, рефлектометрическими системами, путем проведения анализа выходных спектральных характеристик синтезатора частоты.

Материалы исследований. Внешние и внутренние помехи оказывают непосредственное влияние на спектральные характеристики синтезатора частоты [6, 7, 8, 10, 11, 12], исходя из этого есть необходимость исследование влияния неидеальности элементов системы ФАПЧ СЧ на спектральные характеристики выходного сигнала.

В известных работах, посвященных анализу и синтезу систем фазовой автоподстройки частоты СЧ, основные элементы данных систем, в частности фазовые детекторы, усилители обратной связи и управляющие элементы, считаются обычно идеальными [6, 7, 8]. Например, идеализированная модель фазового детектора представляется обычно в виде идеального умножителя с фильтром нижних частот на выходе. Однако реальные радиоэлементы, в частности умножители, обладают ограниченным линейным динамическим диапазоном, вне которого необходимо учитывать влияние нелинейных искажений.

Результаты исследований. Для учета влияния нелинейных искажений реального умножителя, представим выходной сигнал Z , в виде двойного ряда Вольтерра от опорного Y и принимаемого X сигналов [9].

$$Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = \sum_{\substack{i, j=0 \\ i=j=0}}^{\infty} H_{ij}(f_1, \dots, f_i, f'_1, \dots, f'_j) \prod_{k=1}^i X(f_k) \prod_{e=1}^j Y(f'_e), \quad (1)$$

где H_{ij} – нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) $(i+j)$ -го порядка реального перемножителя;

f'_k, f'_e – аргументы многомерного преобразования Фурье;

Полезная составляющая выходного сигнала фазового детектора Z_n описывается выражением:

$$Z_n(f_1, -f'_1) = H_{11}(f_1, -f'_1)X(f_1)Y(-f'_1). \quad (2)$$

Тогда величина Z_H , определяемая формулой вида:

$$Z_H(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) - Z_n(f_1, -f'_1) \quad (3)$$

может служить количественной характеристикой степени неидеальности реального фазового детектора. Учитывая фильтрующие свойства, стоящего на выходе, умножителя ФНЧ и ограничиваясь характеризующими динамический диапазон его нелинейными составляющими третьего порядка, выходной сигнал неидеального фазового детектора приближенно можно описать следующим выражением:

$$\begin{aligned} Z = Z_n + Z_H \cong & H_{11}(f_1, -f'_1)X(f_1)Y(-f'_1) + H_{31}(f_1, f_1, -f_1, -f'_1) \cdot \\ & \cdot X(f_1)X(f_1)X(-f_1)Y(-f'_1) + H_{13}(f_1, -f'_1, -f'_1, f_1)X(f_1)Y(-f'_1)Y(-f'_1) \cdot \\ & \cdot Y(f'_1) + H_{22}(f_1, f_1, -f_1, -f'_1)X(f_1)X(f_1)Y(-f'_1)Y(-f'_1), \end{aligned} \quad (4)$$

где f_1, f'_1 – несущая (средняя) частота входного сигнала (принимаемого) и опорного колебаний соответственно. Причем предполагается, что $f_1 \cong f'_1$.

Отсюда следует, что характеристика неидеального фазового детектора имеет вид:

$$u_{\text{ВЫХ ФДреал}} \cong \sin \Delta\varphi + (K_{31} + K_{13}) \sin \Delta\varphi + K_{22} \sin 2\Delta\varphi, \quad (5)$$

где K_{31} , K_{13} и K_{32} характеризуют динамический диапазон фазового детектора и однозначно определяются отношениями:

$$\left| \frac{H_{31}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \cdot \left| \frac{H_{13}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ и } \left| \frac{H_{22}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ соответственно.}$$

При этом предполагается, что величины $H_{11}(\cdot)$, $H_{31}(\cdot)$, $H_{13}(\cdot)$, $H_{22}(\cdot)$ не вносят собственных фазовых искажений, поскольку данные искажения являются регулярными (систематическими) и могут быть априорно скорректированы.

Аналогичным образом может быть учтена неидеальность усилителя обратной связи, на выходе которого даже в случае неискаженного выходного сигнала фазового детектора (т.е. при $u_{\text{ВЫХ ФД}} = u_{\text{ВЫХ ФДидеал}} = \sin \Delta\varphi$) имеем:

$$U \cong \mu \{u_{\text{выход}}\} = \mu_1 \sin \Delta \varphi + \mu_2 \sin 2 \Delta \varphi + \mu_3' \sin \Delta \varphi + \mu_3'' \sin 3 \Delta \varphi, \quad (6)$$

где $\mu(\cdot)$ – оператор, описывающий работу усилителя обратной связи;

U – сигнал на выходе усилителя обратной связи;

μ_i – коэффициенты, характеризующие динамический диапазон усилителя обратной связи по нелинейным искажениям i -го порядка ($i \geq 2$);

μ_1 – коэффициент передачи усилителя обратной связи.

Подобные результаты дает и учет неидеальности (нелинейности) регулировочной характеристики управляющего элемента, выходной сигнал которого ω может быть описан выражением вида:

$$\omega \cong \phi \{U\} = \phi_1 \mu_1 \sin \Delta \phi + \phi_2 \mu_1^2 \sin 2 \Delta \phi + \phi_3' \mu_1^3 \sin \Delta \phi + \phi_3'' \mu_1^3 \sin 3 \Delta \phi, \quad (7)$$

где $\phi\{\cdot\}$ – оператор характеризующий управляющий элемент;

ϕ_j – коэффициенты, описывающие динамический диапазон управляющего элемента по нелинейным искажениям j -го порядка ($j \geq 2$);

ϕ_1 – линейный коэффициент преобразования управляющего элемента.

Здесь, как и в выражении (6) предполагается, что $U = U_{ug} = \mu_1 \sin \Delta \varphi$.

Запишем дифференциальное уравнение, характеризующее нелинейную динамику системы ФАПЧ с одновременным учетом неидеальности ее фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента. При этом получим:

$$p \Delta \varphi + \Omega_y K(p) [(1 + \alpha_3') \sin \Delta \varphi + \alpha_2 \sin 2 \Delta \varphi + \alpha_3'' \sin 3 \Delta \varphi] = \dot{x}, \quad (8)$$

где p – комплексная переменная;

Ω_y – полоса удержания системы ФАПЧ;

$K(p)$ – передаточная функция линейного фильтра обратной связи;

$\dot{x} = x(t)$ – шумы на входе системы ФАПЧ;

α_p – коэффициент, учитывающий неидеальность одновременно фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента ($p = 2, 3$).

Здесь величины α_p однозначно определяются нелинейными передаточными функциями соответствующего порядка каскадного соединения указанных выше элементов системы ФАПЧ. При этом необходимо учитывать, что ширина линейного динамического диапазона каскадного соединения меньше минимального из динамических диапазонов отдельных элементов этого соединения. Наличие такого взаимного влияния нелинейных процессов отдельных элементов кольца ФАПЧ приводит к тому, что суммарное влияние их неидеальности на нелинейную динамику системы автоподстройки возрастает. Поэтому при количественном анализе необходимо использовать точные соотношения для определения ядер

Вольтерра многокаскадного соединения нелинейных инерционных устройств [2, 9].

Разлагая нелинейные функции $\sin(\cdot)$ в ряд Тейлора и, ограничиваясь первыми двумя членами этого ряда, подставим в выражение (8). Записав затем ряд Вольтерра для величины $\Delta\varphi$ и приравнявая члены, содержащие X в одинаковой степени, получим следующие выражения для нелинейных передаточных функций G_ℓ первых трех порядков ($\ell=1, 2, 3$) исследуемой системы ФАПЧ с идеальными элементами:

$$G_1(p_1) = \frac{1}{p_1 + \Omega_y K(p_1) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 + 3\alpha_3'']}; \quad (9)$$

$$G_2(p_1, p_2) = 0; \quad (10)$$

$$G_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{\frac{1}{3i} \Omega_y K(S_1 + S_2 + S_3) [1 + \alpha'_3 + 8\alpha_2 + 27\alpha_3'']}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 + 3\alpha_3'']} \cdot \prod_{i=1}^3 G_i(p_i), \quad (11)$$

где p_i – аргументы многомерного преобразования Лапласа ($i = 1, 2, 3$).

Анализируя полученные соотношения (9) – (11) можно сделать вывод, что неидеальность элементов кольца ФАПЧ оказывает заметное влияние на нелинейную динамику этих систем, и в частности, приводит к возрастанию «веса» нелинейных составляющих в выходном сигнале системы ФАПЧ. Данное влияние становится особенно существенным при малых значениях отношения сигнал/шум, т.е. в случае слабого сигнала; при наличии внешних мощных сосредоточенных составляющих или широкополосных шумов достаточно большого уровня.

Чтобы оценить влияние нелинейности характеристик элементов сложных комбинированных систем синхронизации СЧ на качество их функционирования, необходимо в правой части уравнения, описывающего работу внутреннего кольца ФАП с синусоидальной нелинейностью, учесть нелинейные компоненты сигнала внешнего кольца синхронизации, поступающие на вход фазового детектора внутреннего кольца ФАП, т.е.:

$$p\varphi + \Omega_y K(p) \sin \varphi = \dot{x}, \quad (12)$$

где p – аргумент преобразования Лапласа;

φ – разность фаз сигналов, поступающих на входы фазового детектора;

$K(p)$ – передаточная функция фильтра схемы ФАП;

$\dot{x} = x(t)$ – внешние, по отношению к внутреннему кольцу ФАП, возмущения.

$$x = \sum_{n=1}^{\infty} G_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n y(p_i) \cong G_1(p_1) y(p_1) + G_3(p_1, p_2, p_3) \prod_{i=1}^3 y(p_i), \quad (13)$$

где $G_n(\cdot)$ – ядро Вольтерра (нелинейная передаточная функция) n -го порядка внешнего кольца синхронизации;

p_i – i -аргумент многомерного преобразования Лапласа;

y – внешние, по отношению к системе синхронизации в целом (а, следовательно, и по отношению к ее внешнему кольцу АПЧ) возмущения.

Тогда, используя методику, описанную в [1], из уравнения (12) с учетом выражения (13) можно получить следующие выражения для ядер Вольтерра первых трех порядков, описывающих нелинейную динамику двухкольцевой системы синхронизации:

$$H_1(p_1) = \frac{G_1(p_1)}{p_1 + \Omega_y K(p_1)}; \quad (14)$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0; \quad (15)$$

$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{G_3(p_1, p_2, p_3) + \frac{1}{3i} \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) \prod_{i=1}^3 \frac{G_i(p_i)}{p_i + \Omega_y K(p_i)}}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3)}. \quad (16)$$

Аналогичным образом можно получить нелинейные передаточные функции для трехкольцевых и более сложных комбинированных систем синхронизации СЧ.

Из анализа соотношений (14), (16) следует, что в частности, что с увеличением числа колец АПЧ в сложной комбинированной системе синхронизации происходит «накопление» нелинейных компонентов и, следовательно, дополнительное снижение точности синхронизации. Поэтому для повышения реальной эффективности разрабатываемых сложных комбинированных систем синтеза частот необходим не только анализ нелинейных явлений в изолированных кольцах ФАПЧ, но и максимально полный учет взаимных влияний между схемами захвата и удержания сигналов.

При этом спектр выходного сигнала $\varphi(t)$ нелинейной динамической системы, описываемой совокупностью N ядер Вольтерра в операторной форме вида $H_n(p_1, \dots, p_n)$, может быть записан как [1]:

$$\Phi(p) = \sum_{n=1}^N A \left\{ H_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n X(p_i) \right\} \text{ при } p = j\omega, \quad (17)$$

где A – оператор приведения к одной переменной.

Подставляя полученные соотношения в уравнении (1) можно получить численные оценки значения спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций на выходе системы ФАПЧ, исследовать ее динамические характеристики и на этой основе получить необходимые расчетные соотношения при разработке и проектировании ССЧ возбудителей рефлектометрических систем для исследования биообъектов.

Апробация предложенной методики анализа влияния неидеальности характеристик основных элементов ФАПЧ СЧ, комбинации ФАП и ЧАП

осуществлена на основе сравнения результатов расчета на ПЭВМ (сплошная линия) с результатами экспериментальных исследований СЧ и приведена на рис. 1.

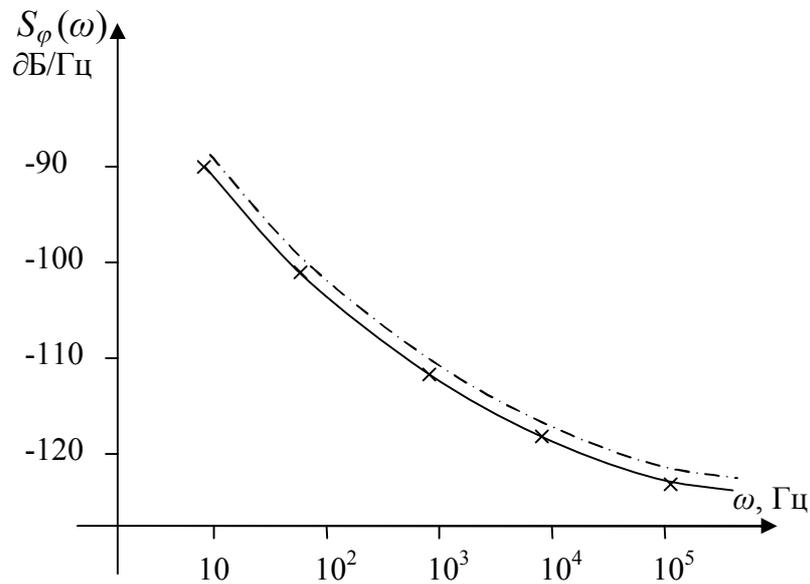


Рис. 1. График фазовых шумов синтезатора с учетом основных нелинейностей

Выводы

Как видно из рис. 1, методика расчета позволяет получить весьма близкие к экспериментальным значениям, расчетные данные, как для спектральных плотностей мощности фазовых флуктуаций, так и для дискретных составляющих спектра выходного сигнала.

Таким образом, предложенная методика расчета дает близкие к экспериментальным значениям численные оценки и может быть рекомендована для проектирования ССЧ возбудителей рефлектометрических систем.

Список литературы

1. Борохов И. В. Анализ стабильности частоты цифрового синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометра. / И. В. Борохов // Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка. Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України. – Харків – 2011. – Вип. 116. – С. 140 – 142.
2. Ван-Трис Г. Л. Функциональные методы анализа нелинейного поведения систем фазовой автоподстройки частоты / Ван-Трис Г. Л. // – ТИИЭР. – 1984. – С. 957 – 975.
3. Галин А. С. Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ / Галин А. С. – М.: Связь, 1976. – 256 с.
4. Губернаторов О. И. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем / Губернаторов О. И., Соколов Ю. Н. – Л.: «Энергия», 1973. – 176 с.

5. Зарецкий М. М. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки / Зарецкий М. М., Мовшович Н. Е. – Л.: «Энергия», 1974. – 154 с.
6. Левин В. А. Стабилизация дискретного множества частот. – Л.: «Энергия», 1970. – 328 с.
7. Левин Б. А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / Б. А. Левин, В. Н. Малиновский, С. К. Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
8. Манассевич В. Синтезаторы частот. Пер. с англ. / Манассевич В. Под ред. А. С. Галина, Связь, 1979. – 384 с.
9. Пупков К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем / К. А. Пупков, В. И. Капалин, А. С. Ющенко. – М.: Наука, 1978. – 448 с.
10. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / 2-е издание. Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 230 с.
11. Шапиро Д. Н. Основы теории синтеза частот / Д. Н. Шапиро, А. А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.
12. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 448 с.

Анотація

На основі функціонального методу, з використанням рядів Вольтера, проаналізовано вихідні спектральні характеристики синтезатора частоти з урахуванням нелінійного характеру петлі фазового автопідстроювання частоти. Наведено графічні залежності фазових шумів синтезатора з урахуванням основних нелінійностей.

Синтезатор частоти, фазова автопідстройка частоти, нелінійні спотворення, кільце фазового автопідстроювання, фазові шуми.

Annotation

Article a detailed analysis of the spectral characteristics of the output of the frequency synthesizer with the nonlinear nature of a phase locked loop frequency based on the functional method using the Volterra series. Graphic shows the dependence of the phase noise synthesizer with the main nonlinearities.

Frequency synthesizer, phase-locked loop, not linear distortion, phase lock ring, the phase noise.