

non- destructive ground penetrating radar system / R. Mardeni., Raja Abdullah, H. Z. M. Shafri. // Progress In Electromagnetic Research . – 2010. – №21. – P. 399-417.

*Надійшла до редколегії 25.12.2012*

УДК 625.7/.8:658.562

**Математическая модель обработки и интерпретации данных подповерхностного зондирования дорожных одежд** / Батракова А. Г. // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х: НТУ «ХПІ», – 2013. - № 4 (978). – С. 60-64. – Бібліогр.: 7 назв.

Запропоновано модель обробки та інтерпретації даних о фізико-механічних характеристиках дорожніх одягів, яка ґрунтується на результатах георадарного обстеження. **Ключові слова:** георадар; дорожній одяг; діелектрична проникність.

The model of processing and interpretation of the data concerning physicomachanical characteristics of the road pavements, based on the results of ground penetrating radar surveys is offered.

**Keywords:** ground penetrating radar; road surfacing; dielectric permittivity.

УДК 621.373.072.9

**В. В. РАПИН**, канд. техн. наук, доц., ООО Китмаш, Харьков

### **ВЛИЯНИЕ АРГУМЕНТНОЙ ФАЗОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ**

Исследован одноконтурный автогенератор с аргументной фазовой обратной связью синхронизированный на основном тоне. Приведены математические модели и соотношения, описывающие влияние обратной связи на флуктуации фазы сигнала автогенератора в случае гармонической синхронизации и ее влияние на вторую гармонику сигнала при полигармонической синхронизации.

**Ключевые слова:** автогенератор, синхронизация, обратная связь.

#### **Введение.**

Автоколебательные системы (АКС) широко применяются в радиотехнике, связи, часто определяя предельные возможности по основным параметрам. Используемые в настоящее время системы связи, не удовлетворяют потребностям органов управления в скорости информационного обмена и уровне защищенности сообщений. Путем повышения их эффективности является использование сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), [1, 2]. Для достижения высокой помехозащищенности и скрытности оптимальным считается количество скачков частоты в секунду от 600 до 2000. В Украине нет систем связи с ППРЧ. За рубежом они имеются, но и в них количество переключений не превышает 200. Ограничение обусловлено быстродействием и фазовым шумом синтезаторов частоты, основой которых является система ФАПЧ, [2, 3].

Разработка систем связи с ППРЧ требует соответствующей измерительной аппаратуры: генераторов сигналов, сканеров диапазонов частот, спектроанализаторов. Они должны иметь большую скорость перестройки частоты и меньшие фазовые шумы, чем тестируемые системы. Однако в них используются те же ФАПЧ синтезаторы с малым шагом перестройки частоты, не обеспечивающие требуемые показатели [3], по причине использования фильтра низких частот с узкой полосой пропускания, ограничивающего скорость перестройки, делителя в цепи обратной связи и фазового детектора, повышающих уровень фазового шума.

Аналоговые и цифровые синтезаторы имеют высокую скорость перестройки и

© В. В. РАПИН, 2013

малый шум, однако первые сложны и дороги, а у вторых ограничен частотный диапазон и большие искажения сигнала, [3].

АКС, в качестве следящего фильтра, решает задачу оперативного контроля частоты вращения ротора турбины турбокомпрессора поршневого двигателя благодаря широкой полосе захвата. Но завышенный уровень второй гармоники его сигнала увеличивает погрешность измерения.

Целью статьи является повышение эффективности устройств на основе АКС путем введения аргументной фазовой обратной связи, (ФОС).

### Математические модели автоколебательных систем.

Допустим  $u_c = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$   $i_c = I_c \cos(\omega_c t + \psi)$ ,  $u = A \cos(\omega_c t + \varphi)$  это выражения описывающие сигналы синхронизации, внешний и непосредственный, и автогенератора. Исходя из уравнения синхронизированного на основном тоне автогенератора, посредством метода усреднения, получаем математическую модель автогенератора с аргументной ФОС в виде укороченных уравнений (1) при аппроксимации нелинейной характеристики усилительного элемента полиномом четвертой степени, [4].

$$\begin{aligned} \frac{dA}{dt} &= \frac{\varepsilon}{2} \omega_0 \left( A - \frac{3}{4} \gamma A^3 \right) + \frac{\varepsilon}{2} \omega_0 A_0 \frac{B}{\alpha} \cos(k(\varphi - \varphi_c)) + \frac{\omega_0}{2} (e_{10} \cos \varphi - e_{20} \sin \varphi), \\ \frac{d\varphi}{dt} &= -(\omega_c - \omega_0) - \frac{\varepsilon}{2} \frac{B}{\alpha} \frac{A_0}{A} \omega_0 \sin(k(\varphi - \varphi_c)) - \frac{\omega_0}{2A} (e_{20} \sin \varphi + e_{10} \cos \varphi). \end{aligned} \quad (1)$$

где  $A_0$  - детерминированная амплитуда сигнала автогенератора в автономном режиме,

$$e_{10(t)} = -\frac{2}{T_c} \int_{t-T_c}^t E(\xi) \sin(\omega_c \xi) d\xi \quad \text{и} \quad e_{20(t)} = \frac{2}{T_c} \int_{t-T_c}^t E(\xi) \cos(\omega_c \xi) d\xi \quad - \text{независимые, дельта}$$

коррелированные ( $R_{(\Delta t)} = D\delta(\Delta t)$ ), стационарные, нормальные случайные процессы с нулевым средним значением,  $E_{(t)}$  - шум,  $T_c = 2\pi/\omega_c$ ,  $\varepsilon$  - малый параметр,  $B = I_c / I_0$ ,  $I_0 = A_0 / R$ ,  $R, \omega_0$  - сопротивление и резонансная частота контура,  $k$  - параметр, характеризующий ФОС.

Модель автогенераторного фильтра, в виде укороченных уравнений в комплексной форме (2), получаем из уравнения синхронизированного автогенератора методом разделения частот [5], пренебрегая влиянием шума.

$$\begin{aligned} \frac{d^2 w_1}{d\tau^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} w_1 &= \varepsilon \frac{\omega_0}{\omega_c} \left\{ \frac{d}{d\tau} \left[ \left( 1 - \frac{3}{4} \gamma A_1^2 \right) w_1 \right] + \frac{KR}{\alpha} \frac{dw_{c1}}{d\tau} \right\}, \\ \frac{d^2 w_2}{d\tau^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} w_2 &= \varepsilon \frac{\omega_0}{\omega_c} \left\{ \frac{d}{d\tau} \left[ \left( 1 - \frac{3}{2} \gamma A_1^2 \right) w_2 - \frac{1}{2} \beta w_1^2 \right] + \frac{KR}{\alpha} \frac{dw_{c2}}{d\tau} \right\}. \end{aligned} \quad (2)$$

где  $w_1 = A_1 e^{j\varphi_1} e^{j\tau}$ ,  $w_2 = A_2 e^{j\varphi_2} e^{j2\tau}$   $w_{c1} = I_{c1} e^{j\psi_{c1}} e^{j\tau}$ ,  $w_{c2} = I_{c2} e^{j\psi_{c2}} e^{j2\tau}$  первая и вторая гармонические составляющие сигналов автогенератора и синхронизации в комплексной форме.

Система (2) допускает последовательное решение. Вначале решается первое уравнение, представляющее первую гармонику сигнала автогенератора с точностью до величин порядка  $\varepsilon^2$ , а затем второе, описывающее вторую гармонику этого сигнала с учетом величин порядка  $\varepsilon^2$ .

### Новое свойство квазигармонического автогенератора

*Это свойство означает, что амплитуда колебаний устанавливается гораздо*

быстрее сдвига фазы, что позволяет считать амплитуду колебаний установившейся при любом мгновенном значении сдвига фазы. Для подтверждения данного факта укороченные уравнения (1) представим в виде

$$\frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} B_{0(y)} = \frac{\varepsilon}{2} B_{1(y)} \cos(k\theta^0),$$

$$\frac{d\theta^0}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)} \sin(k\theta^0) = -\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) - \frac{d\varphi_c}{d\tau},$$

где  $y = A/A_0$  - безразмерная амплитуда колебаний;  $B_{0(y)} > 0$ ,  $B_{1(y)} > 0$ ,  $B_{2(y)} > 0$ ,  $\theta^0 = \varphi - \varphi_c$ ,  $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$ ,  $\tau = \omega_c t$ . Далее переходим к переменной составляющей  $\Delta$  безразмерной амплитуды колебаний с помощью подстановки  $y = y_0(1 - \Delta)$ ,  $y_0$  - безразмерная амплитуда при  $\Delta\omega = 0$ . Пусть  $\varphi_c = const$ . После линеаризации получаем систему линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами

$$\frac{d\Delta}{d\tau} + b\Delta = a(k\theta^0)^2,$$

$$\frac{d\theta^0}{d\tau} + \xi(k\theta^0) = -\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right), \quad (3)$$

где  $b = \varepsilon B_{01}/(2y_0) > 0$ ,  $\xi = \varepsilon B_{20}/2 > 0$ ,  $\theta^0_{(0)} = q$  и  $\Delta_{(0)} = p \ll 1$ .

Уравнения (3) описывают четырехполюсники с амплитудно-частотными характеристиками  $Y_{\theta^0} = 1/\sqrt{[\Omega/(\xi\omega_0 k)]^2 + 1}$  и  $Y_{\Delta} = 1/\sqrt{[\Omega/(b\omega_0)]^2 + 1}$ . Они соответствуют фильтрам низких частот с верхними граничными частотами  $\Omega_{\theta^0} = \xi k\omega_0$  и  $\Omega_{\Delta} = b\omega_0$ . При  $b \gg 2\xi k$   $\Omega_{\Delta} \gg 2\Omega_{\theta^0}$ . Спектр внешнего воздействия  $\Delta\omega/\omega_0$  вначале обрабатывается первым ФНЧ, узкополосным. На выходе ширина спектра не превышает  $2\Omega_{\theta^0}$ , а затем вторым широкополосным, который для этого спектра является безинерционным, т.е.  $d\Delta/dt = 0$ .

Обосновать новое свойство можно и с помощью принципа суперпозиции. Посредством первого уравнения системы (3) можно проследить прохождение каждой компоненты спектра входного сигнала. Для  $i$ -той

$$\frac{\Omega_i}{\Omega_{\Delta}} \frac{d\Delta}{d\tau_i} + \Delta = A_i / \Omega_{\Delta} \cos(\tau_i + \varphi_i),$$

где  $\tau_i = \Omega_i t$ . Из уравнения следует, что если для высшей гармонической составляющей спектра входного сигнала  $2\Omega_{\theta^0}/\Omega_{\Delta} \ll 1$ , т.е.  $b \gg 2\xi k n$ , то и для всех других компонент можно считать  $d\Delta/dt = 0$ .

### Исследование квазигармонического автогенератора

Рассмотрим установившийся режим автогенератора. Представим амплитуду его сигнала в виде суммы  $A = A_0 + \rho_0$ , где  $\rho_0$  - переменная составляющая, а фазу в виде суммы детерминированной и флуктуационной составляющих  $\varphi = \varphi_{\partial} + \varphi_{\phi}$ . Введем относительные изменения амплитуды  $\eta = \rho_0/A_0 \ll 1$ , включающие составляющие, детерминированную  $\eta_{\partial}$  и флуктуационную  $\eta_{\phi}$ ,  $\eta = \eta_{\partial} + \eta_{\phi}$ . Подставляя эти величины в (1), и учитывая малость изменений амплитуды, получаем нелинейные флуктуационные уравнения, решать которые придется приближенно. Используя метод статистической эквивалентности и пренебрегая влиянием флуктуаций амплитуды, имеем уравнение (4), справедливое в области, где  $\sin(k\theta^0) \approx k\theta^0$  в фазовом

уравнении системы (1)

$$\frac{d\varphi_\phi}{dt} = -\zeta k \varphi_\phi + \gamma e_{20}(t). \quad (4)$$

где  $\gamma = -\omega_0 / (2A_0)$ ,  $\zeta = \varepsilon \omega_0 \eta_0 (1 - \eta_0)$ ,  $\eta_0 = \eta_\partial$  при  $\Delta\omega = 0$ .

$$\varphi_\phi(t) = \varphi_\phi(0) \exp(-\zeta k t) + \gamma \exp(-\zeta k t) \int_0^t \exp(\zeta k x) e_{20}(x) dx,$$

Согласно теореме Дуба, случайный процесс  $\varphi_\phi$  это нормальный марковский процесс с экспоненциальной корреляционной функцией  $k_{\varphi_\phi}(\Delta t) = D_\varphi \exp(-\zeta k |\Delta t|)$ , дисперсией  $\sigma_\phi^2 = \gamma^2 D / (2\zeta k)$ , средним значением  $m_\phi = 0$  и спектральной плотностью мощности фазового шума

$$S_{\varphi_\phi} = |k(j\Omega)|^2 S_{e(\Omega)} = \frac{2\gamma^2 S_0}{\Omega^2 + \zeta^2 k^2}.$$

- спектральная плотность случайного процесса  $e_{20}$ . Для удобства представления

$S_0$

результатов в графическом виде введена нормированная дисперсия, как отношение дисперсии в общем случае к дисперсии при  $\Delta\omega = 0$  и отсутствии ФОС.

Аналогично

введена и относительная спектральная плотность. Эти зависимости показаны на рис 1, и рис 2. Очевидно, что при  $k > 1$  ФОС уменьшает дисперсию и спектральную плотность.

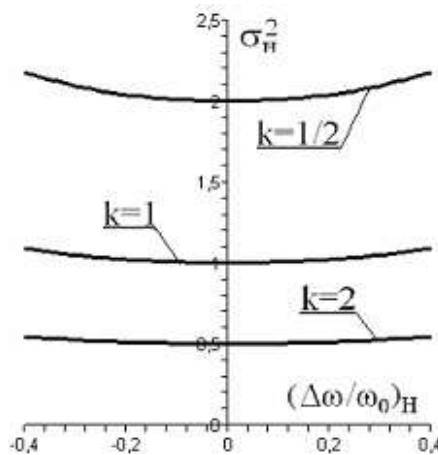


Рис. 1 - Изменение дисперсии

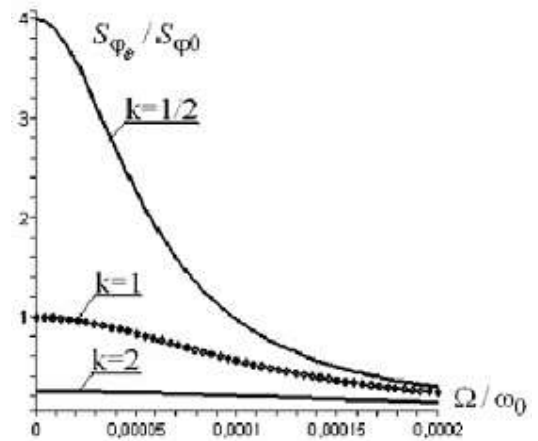


Рис. 2 - Спектральная плотность

Полагая в уравнениях (1)  $e_{10} = 0$  и  $e_{20} = 0$ , получаем систему, описывающую флуктуации амплитуды и фазы сигнала автогенератора с ФОС, вызванные флуктуациями крутизны его усилительного элемента.

$$\begin{aligned} \frac{dA}{dt} + \frac{K}{2C} \left( \frac{1}{KR} - \alpha_0 - \frac{3}{4} \gamma_0 A^2 \right) A &= \frac{K}{2C} I_c \cos(\varphi - \psi), \\ \frac{d\varphi}{dt} + \frac{K}{2AC} I_c \sin(\varphi - \psi) &= -\Delta\omega. \end{aligned} \quad (5)$$

Амплитуду, фазу и крутизну представим в виде суммы детерминированной и флуктуационной составляющих,  $A = A_\partial + \rho(\tau)$ ,  $\varphi = \varphi_\partial + \varphi_\phi$ ,  $s = \alpha_0 + \frac{3}{4} \gamma_0 A^2 = s_\partial + s_\phi$ ,  $s_\partial = \alpha_{0\partial} + \frac{3}{4} \gamma_{0\partial} A_\partial^2$ ,  $s_\phi = \alpha_{0\phi} + \frac{3}{4} \gamma_{0\phi} A_\phi^2$ . Считаем флуктуации малыми и медленными, вводим относительные флуктуации амплитуды  $\eta_\phi = \rho(\tau) / A_\partial$  и переходим к

флуктуационным уравнениям

$$\frac{\varepsilon}{2} \omega_0 (3y^2 - 1) \eta_\phi + \frac{\varepsilon B}{2\alpha y_\partial} \omega_0 \sin(k\theta^0) k \varphi_\phi = \frac{K}{2C} s_\phi,$$

$$\sin(k\theta^0) \eta_\phi = \cos(k\theta^0) k \varphi_\phi,$$

которые позволяют получить интересующую зависимость в виде

$$\varphi_\phi = \frac{1}{k\alpha\{(3y_\partial^2 - 1)\operatorname{ctg}(k\theta^0) + \frac{B}{\alpha y_\partial} \sin(k\theta^0)\}} \frac{s_\phi}{s_\partial} \approx \frac{1}{\alpha(3y_\partial^2 - 1)} \frac{\operatorname{tg}(k\theta^0)}{k} \frac{s_\phi}{s_\partial}, \quad (6)$$

где  $\alpha$  - коэффициент регенерации,  $y_\partial = A_\partial/A_0$ .  $y_\partial$  и  $\theta^0$  находятся посредством уравнений (5) для детерминированных составляющих. Наличие в (6) члена  $1/k$  означает, что ФОС подавляет флуктуации при  $k > 1$ .

Полученные результаты использованы для улучшения характеристик фазовой автоподстройки частоты. Канал принудительной подстройки резонансной частоты контура автогенератора представляет собой традиционную систему ФАПЧ. А канал подавления фазового шума является каналом формирования отрицательной ФОС.

### Полигармоническая синхронизация автогенератора

Из первого уравнения укороченной комплексной модели (2), получена система для определения первой гармоники сигнала автогенератора

$$\frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} \frac{\omega_0}{\omega_c} (y^3 - y) = \frac{\varepsilon B}{2\alpha} \frac{\omega_0}{\omega_c} \cos \theta^0,$$

$$\frac{d\theta^0}{d\tau} + \frac{\varepsilon B}{2\alpha} \frac{\omega_0}{\omega_c} \sin \theta^0 = -\frac{\omega_c^2 - \omega_0^2}{2\omega_c^2} - \frac{d\varphi_{c1}}{d\tau}.$$

Разделение действительных и мнимых частей второго уравнения модели (2) дает систему уравнений, описывающую амплитуду и фазу второй гармонической составляющей сигнала автогенератора

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right) A_2 = \varepsilon \beta A_1^2 \sin(2\varphi_1 - \varphi_2) - 2\varepsilon \frac{KR}{\alpha} I_{c2} \sin(\psi_{c2} - \varphi_2),$$

$$2\chi A_2 - \beta A_1^2 \cos(2\varphi_1 - \varphi_2) + 2\frac{KR}{\alpha} I_{c2} \cos(\psi_{c2} - \varphi_2) = 0.$$

Из этих уравнений получаем отношение амплитуд гармоник  $A_2/A_1$ . Для  $0.866\omega_0 < \omega_c < 1.73\omega_0$  и  $0.577\omega_0 < \omega_c < 0.866\omega_0$  имеем

$$\frac{A_2}{A_1} = \varepsilon \frac{\beta y A_{10}}{\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}} \quad \frac{A_2}{A_1} = \varepsilon \frac{\beta y A_{10} \sin(2\varphi_1 - \varphi_2)}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_c} - 4\frac{\omega_c}{\omega_0}\right) + 8\varepsilon \frac{B}{\alpha y} \sin(\psi_{c2} - \varphi_2)}.$$

Данные соотношения позволяют минимизировать влияние второй гармоники сигнала автогенератора.

### Заключение

В статье рассмотрено влияние аргументной фазовой обратной связи на характеристики неавтономного автогенератора. Показано, что она уменьшает флуктуации фазы сигнала, обусловленные естественными шумами и флуктуациями крутизны, а также минимизирует влияние второй гармоники, что улучшает характеристики радиоэлектронных устройств.

**Список литературы:** 1. Біла книга 2006: Оборонна політика України // Військо України.

Спеціальний випуск.- 2007, -95 с. 2. Чекунова О. М. Синтез швидкодіючих систем фазового автопідстроювання частоти синтезаторів частот для впровадження завадозахищеного режиму засобів радіозв'язку. Дисс. канд. техн. наук / - Х., 2008. – 180 с. 3. Chenakin A. Frequency Synthesis: Current Solutions and Trends // Microwave Journal. -2007. -Vol. 50. -№5. -P. 256-266. 4. Рапін В. В., Федюшин А. И Математическая модель синхронизированного автогенератора //Вестник национального технического университета "ХПИ",- Сборник научных трудов. 2012. "Вып 1" – С. 55 -59. 5. Рапін В. В., Хуторненко С. В. Розробка математичної моделі автогенераторного відслідковуючого фільтру. //Системи обробки інформації. Збірник наукових праць. 2005. Вип. 1 – С.75 -80.

Надійшла до редколегії 20.01.2013

УДК 621.373.072.9

**Влияние аргументной фазовой обратной связи на характеристики автоколебательной системы/ В. В. Рапін// Вісник НТУ «ХПИ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Х: НТУ «ХПИ», – 2013. - № 4 (978). – С. 64-69. – Бібліогр.:5 назв.**

Досліджений одноконтурний автогенератор з аргументним фазовим зворотним зв'язком синхронізований на основному тоні. Приведені математичні моделі і співвідношення, що описують вплив зворотнього зв'язку на флуктуації фази сигналу автогенератора у разі гармонійної синхронізації та його вплив на другу гармоніку сигналу при полігармонійній синхронізації.

**Ключові слова:** автогенератор, синхронізація, зворотний зв'язок.

A fundamentally injected oscillator with phase feedback has been presented. Mathematical models and expressions, describing the phase feedback influence on the oscillator signal phase fluctuations for harmonic synchronization and on the second harmonic for polyharmonic synchronization have been obtained.

**Keywords:** oscillator, synchronization, feedback.

УДК 629.36

**В. М. ШУЛЯКОВ**, аспірант, ХНАДУ, Харків

## **АНАЛІЗ ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ СУБТРАКТИВНОЇ КЛАСТЕРІЗАЦІЇ ПРИ СТВОРЕНІ НЕЧІТКИХ РЕГУЛЯТОРІВ ЕЛЕКТРОГІДРАВЛІЧНИХ СЛІДКУЮЧИХ ПРИВОДІВ АВТОМОБІЛІВ**

У статті розглянута задача створення нечіткого регулятора для електрогідравлічних слідкуючих приводів автомобілів з використанням методу субтрактивної кластерізації. Проведено дослідження перехідних процесів замкненої системи електрогідравлічного слідкуючого привода з нечітким регулятором, а також дослідження впливу методу субтрактивної кластерізації на якість таких нечітких регуляторів.

**Ключові слова:** нечіткий регулятор, кластерізація, електрогідравлічний слідкуючий привід, транспортний засіб.

### **Вступ**

Загальною особливістю задач нелінійного та ситуаційного керування є існування деякої залежності або відносини, що зв'язують вхідні і вихідні змінні моделі системи, яка представляється у формі так званого «чорного ящика». При цьому виявлення та визначення даної залежності в явному теоретико-множинному або аналітичному виді не представляється можливим або через недолік інформації про проблемну область, яка моделюється, або через складності обліку різноманіття факторів, що впливають на характер даного взаємозв'язку.

© В. М. ШУЛЯКОВ, 2013