

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛЮКТУАЦИОННЫХ СВОЙСТВ КОГЕРЕНТНОГО ГЕТЕРОДИНА СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Костыря А. А., Плехно С. А., Асаад Х. Х.
Харьковский национальный университет радиозлектроники, Украина
E-mail: secort@kture.kharkov.ua

Аннотация — В данной работе рассматривается алгоритм исследования фильтрующих свойств системы ФАПЧ.

1. Введение

Для построения когерентного гетеродина пассивной системы высокоточной синхронизации времени и частоты используем систему автоподстройки частоты (ФАПЧ). Предлагается алгоритм исследования фильтрующих свойств системы ФАПЧ при аналитическом задании ее передаточной характеристики, а также аналитическом или аналого-цифровом представлении входных воздействий.

2. Основная часть

Представим систему ФАПЧ математической моделью Рис. 1.

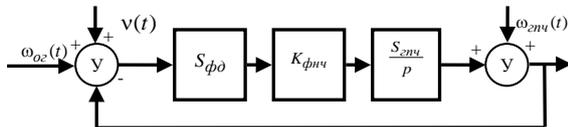


Рис. 1. Математическая модель ФАПЧ.

Fig. 1. Mathematical model of the phase-locked loop (PLL) system

где $\omega_{ог}, \omega_{\text{нч}}$ - частота сигнала опорного и перестраиваемого генераторов; $v(t)$ - флюктуации частоты опорного сигнала; $\Delta\omega_{\text{нч}}(t)$ - флюктуации частоты колебаний перестраиваемого генератора; $S_{\phi\delta}, S_{\Gamma}$ - крутизна дискриминаторной характеристики фазового детектора и частотно-настроечной характеристики генератора; $K_{\phi\text{нч}}(p)$ - передаточная характеристика фильтра нижних частот. Входные воздействия $\omega_{ог}(t), v(t), \omega_{\text{нч}}(t), \Delta\omega_{\text{нч}}(t)$ могут быть заданы в виде их математических моделей либо массивов данных в результате аналого-цифрового преобразования реальных сигналов.

Спектральная плотность мощности фазовых флюктуаций на выходе системы ФАПЧ определяется как

$$S_{\phi\text{вых}}(\omega) = S_{\phi\text{вх}}(\omega) |W(j\omega)|^2 + S_{\phi\gamma}(\omega) |E(j\omega)|^2,$$

где $W(j\omega)$ - комплексная передаточная функция по входному воздействию; $E(j\omega)$ - комплексная передаточная функция по ошибке. В операторном представлении эти функции имеют вид:

$$W(p) = \frac{S_{\phi\delta} S_{\text{нч}} K_{\phi\text{нч}}(p)}{p + S_{\phi\delta} S_{\text{нч}} K_{\phi\text{нч}}(p)};$$

$$E(p) = \frac{1}{p + S_{\phi\delta} S_{\text{нч}} K_{\phi\text{нч}}(p)},$$

Алгоритм для определения фильтрующих свойств системы ФАПЧ по входному воздействию изображен на Рис. 2.



Рис. 2. Блок-схема алгоритма определения реакции по входному воздействию.

Fig. 2. The flowchart of algorithm of determination of response on input influence

В соответствии с алгоритмом определяются амплитудные выборки опорного гармонического сигнала и в результате дискретного преобразования Фурье (ДПФ) находятся реальные и мнимые части спектральных составляющих сигнала. Спектр дискретного сигнала имеет периодическую структуру и необходимая спектральная составляющая выделяется полосовым фильтром с передаточной характеристикой $K_{\phi}(p)$. Реальные и мнимые части спектральных составляющих восстановленного сигнала на выходе полосового фильтра определяются из соотношений:

$$y_{\phi}(m) = \text{Re}\{G(m)\} \times \text{Re}\{K_{\phi}(m)\} - \text{Im}\{G(m)\} \times \text{Im}\{K_{\phi}(m)\},$$

$$x_{\phi}(m) = \text{Re}\{G(m)\} \times \text{Im}\{K_{\phi}(m)\} + \text{Im}\{G(m)\} \times \text{Re}\{K_{\phi}(m)\}.$$

При переходе во временную область путем выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) образуются массивы реальных $a(i)$ и мнимых $b(i)$ значений амплитуды опорного сигнала, соответствующие текущие значения фазы которого находятся из известного соотношения

$$\varphi(i) = \arctg \frac{b(i)}{a(i)}.$$

Сравнивая эти значения со значениями фазы неискаженного колебания, вычисленного в i -е моменты времени

$$\varphi_{et} = \frac{f_s i \Delta t}{f_T},$$

где $\Delta t = \tau_i / N$; $i = 0, 1, 2, \dots, N$, получаем отклонения мгновенных значений фазы опорного сигнала от требуемых значений $\delta\varphi(i) = \varphi(i) - \varphi_i(i)$.

Выполняя операцию ДПФ, находим реальные и мнимые значения спектральных составляющих фазовых флюктуаций

$$g_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Re}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \delta\varphi(i) \cos \frac{2\pi mi}{N},$$

$$q_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Im}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[-\delta\varphi(i) \sin \frac{2\pi mi}{N} \right].$$

Умножая соответствующие значения спектральных составляющих фазовых отклонений на частоту анализа и производя обратное преобразование Фурье, получаем мгновенные значения флюктуаций частоты выходного сигнала, обусловленные нестабильностью частоты опорного сигнала

$$v'(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} G_{\delta f}^i(m) e^{j2\pi mi/N}.$$

Чтобы определить фильтрующие свойства системы ФАПЧ для частотных нестабильностей перестраиваемого генератора, необходимо воспользоваться алгоритмом, приведенным на Рис. 3

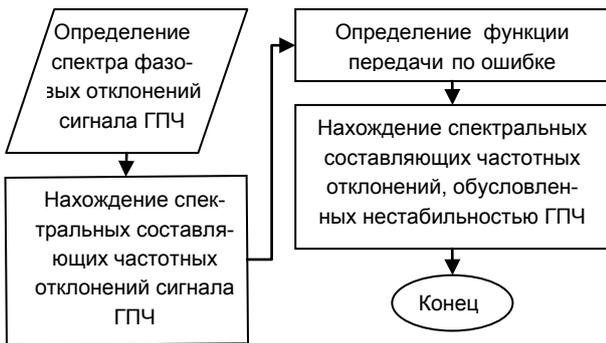


Рис. 3. Блок-схема алгоритма определения реакции по сигналу ошибки.

Fig. 3. The flowchart of algorithm of determination of response on an error signal

Согласно данному алгоритму находим мгновенные значения флюктуаций частоты перестраиваемого генератора

$$\Delta\omega_{\text{ГПЧ}}^i(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S_{\text{ГПЧ}}^i(m) e^{j2\pi mi/N}.$$

Считаем входные воздействия системы ФАПЧ аддитивными и результирующую нестабильность частоты перестраиваемого генератора определяем как

$$\Delta\omega_{\text{рез}}(t) = \Delta\omega_{\text{ГПЧ}}^i(t) + v'(t).$$

3. Заключение

Таким образом, определив передаточную функцию системы ФАПЧ и задавшись спектральным распределением входных воздействий, можно определить уровень шумовых составляющих в спектре выходного сигнала.

4. Список литературы

- [1] Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
- [2] Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь. 1989.
- [3] Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь. 1989. – 232 с.

FLUCTUATION PROPERTIES OF COHERENT OSCILLATOR SYSTEM OF TIME AND FREQUENCY SYNCHRONIZING

Kostyrya A. A., Plehno S. A., Khalid-H-Asaad
 Kharkiv National University of Radioelectronics, Ukraine
 E-mail: secort@kture.kharkov.ua

Abstract — Investigation of filtering properties of the PLL with a fixed transfer function analytically and the use of digitizing an analog signal allow investigating the filter properties of the system as the mathematical simulation of the reference and output signal.

Introduction. Phase-locked loop systems are widely used in radioelectronics. In addition, PLL has filtering properties. For this task an algorithm was developed for the study of filtering properties of the PLL with the analytic setting its transfer characteristic, as well as analytical or analog-digital representation of input signals. In the case if the PLL model is an element of a coherent heterodyne system, we provide high-precision time and frequency synchronization.

The main part. Analytical model of the PLL comprises: a source of reference signal, a phase detector, a low pass filter, a tunable oscillator of frequency. The spectral density of phase fluctuations, the input $S_{\varphi_{ex}}(\omega)$ and, output $S_{\varphi_{y}}(\omega)$, the power spectral density of phase fluctuations at the output of the PLL are presented as

$$S_{\varphi_{вых}}(\omega) = S_{\varphi_{вх}}(\omega) |W(j\omega)|^2 + S_{\varphi_{y}}(\omega) |E(j\omega)|^2$$

Filtering properties of the PLL are determined by the complex transfer function of the input exposure $W(j\omega)$ and reduce the phase fluctuations of the tunable oscillator, and may be characterized by a complex function of transmission error $E(j\omega)$. According to the algorithm the amplitude samples of a reference harmonic signal are determined and as a result of Fourier discrete transformation there are real and imaginary parts of spectral components of a signal. The spectrum of the discrete signal has a periodic structure and the required spectral component is allocated by a band-pass filter with the transfer characteristics. Real and imaginary parts of the spectral components of the recovered harmonic signal at the output of the bandpass filter are determined by the relations:

$$y_{\varphi}(m) = \operatorname{Re}\{G(m)\} \times \operatorname{Re}\{K_{\varphi}(m)\} - \operatorname{Im}\{G(m)\} \times \operatorname{Im}\{K_{\varphi}(m)\},$$

$$x_{\varphi}(m) = \operatorname{Re}\{G(m)\} \times \operatorname{Im}\{K_{\varphi}(m)\} + \operatorname{Im}\{G(m)\} \times \operatorname{Re}\{K_{\varphi}(m)\}.$$

Carrying out the operation of discrete Fourier transform, we find that the real and imaginary values of the spectral components of phase fluctuations are:

$$g_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Re}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \delta\varphi(i) \cos \frac{2\pi mi}{N},$$

$$q_{\delta\varphi}(m) = \operatorname{Im}\{G_{\delta\varphi}(m)\} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[-\delta\varphi(i) \sin \frac{2\pi mi}{N} \right].$$

Multiplying the corresponding values of the spectral components of the phase deviation in the frequency analysis, and performing inverse transformation we obtain Fourier instantaneous frequency fluctuations due to the instability of the frequency of the reference signal.

$$v'(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} G_{\delta f}^i(m) e^{j2\pi mi/N}$$

According to this algorithm we find the instantaneous values of fluctuations of frequency of the tunable oscillator

$$\Delta\omega_{\text{ГПЧ}}^i(i) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S_{\text{ГПЧ}}^i(m) e^{j2\pi mi/N}$$

We consider input influences of PLL system as additive ones and resultant frequency instability of the tunable oscillator we define as:

$$\Delta\omega_{\text{рез}}(t) = \Delta\omega_{\text{ГПЧ}}^i(t) + v'(t)$$

Conclusion. Thus, having defined transmitting function of PLL system and having set by spectral distribution of input influences; it is possible to determine the level of noise components in an output signal range.