

Особенности модуляции в системах импульсно-фазовой автоподстройки частоты с дельта-сигма модуляторами

В качестве возбудителей радиопередающих устройств часто широко используются синтезаторы частот (СЧ) с системами ИФАПЧ с частотно-фазовым детектором (ЧФД) с зарядовой накачкой (ЗН). Возможность получения непосредственно в СЧ с системой ИФАПЧ частотно-фазового модулированного сигнала значительно упрощает тракт радиопередающего устройства [1]. Применение в таких системах ИФАПЧ делителей частоты с дробно-переменными коэффициентами деления (ДДПКД) с дельта-сигма модуляторами (ДСМ), имеющими большие ёмкости накопителей ($m = 2^{12}, 2^{18}, \dots, 2^{22}$), позволяет вводить сигнал модуляции непосредственно в схему делителя [2]. Однако применение ДДПКД с ДСМ приводит к возникновению побочных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала (ПД – помехи дробности), которые искажают выходной сигнал модуляции [3, 4]. Определим отношение (С/ИП) уровня сигнала (С) к уровню интегральной помехи (ИП) на выходе системы ИФАПЧ. Под уровнем сигнала будем понимать действующее значение амплитуды модулируемого сигнала, под уровнем интегральной помехи – среднеквадратическое значение помех дробности и помех квантования по уровню в АЦП, пересчитанные к выходу системы ИФАПЧ.

Линеаризованная модель ИФАПЧ с режимом модуляции приведена на рисунке 1. На рис. 1 приняты обозначения $S_{\omega_{УГ}}(\omega)$, $S_{\varphi_{УГ}}(\omega)$ – частотный и фазовый спектр УГ соответственно. На линейную модель системы ИФАПЧ в составе сумматора СУМ1, усилительного звена $i_M / 2\pi$, где i_M – амплитуда токов ЗН, ФНЧ с передаточной функцией $G(s)$, УГ с передаточной функцией S_y / s , ДДПКД с передаточной функцией $1/N_0$ подается сигнал модуляции $\frac{2\pi * U_M(t)}{N_0 * \Delta}$, который проходит дополнительно через звенья: Д – дискретизатор по времени, z^{-1} – звено задержки на l тактов опорного сигнала $e_0(t)$, усилительное звено $1/m$, где m – емкость накопительных сумматоров ДСМ, сумматор СУМ2, И – интегратор с передаточной функцией $1/(1-z^{-1})$, где $z^{-1} = e^{-sT_0}$, T_0 – период опорного сигнала $e_0(t)$, \mathcal{E}_0 – экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией $(1-z^{-1})/s$.

На систему ИФАПЧ через СУМ2, звено И, элемент \mathcal{E}_0 , кроме того, поступают помехи квантования по уровню в АЦП от источника шума (ИШ_аци), представленные в виде белого шума со спектральной плотностью $(2\pi)^2 * T_0 / 12N_0^2$ (такая статистическая модель помех квантования справедлива только для быстро меняющихся сигналов модуляции, а также помехи квантования по уровню в ДСМ от источника шума (ИШ_дсм), представленные в виде белого шума с той же спектральной плотностью $(2\pi)^2 * T_0 / 12N_0^2$). Помехи АЦП проходят через звенья Д, z^{-1} , $1/m$, а помехи ДСМ проходят через дискретизатор Д и формирующий фильтр (ФФ) с передаточной функцией $(1-z^{-1})^{dsm_order}$, где dsm_order – порядок ДСМ (для ДСМ на рисунке 1 $dsm_order=4$).

Секция 10. Мониторинг окружающей среды

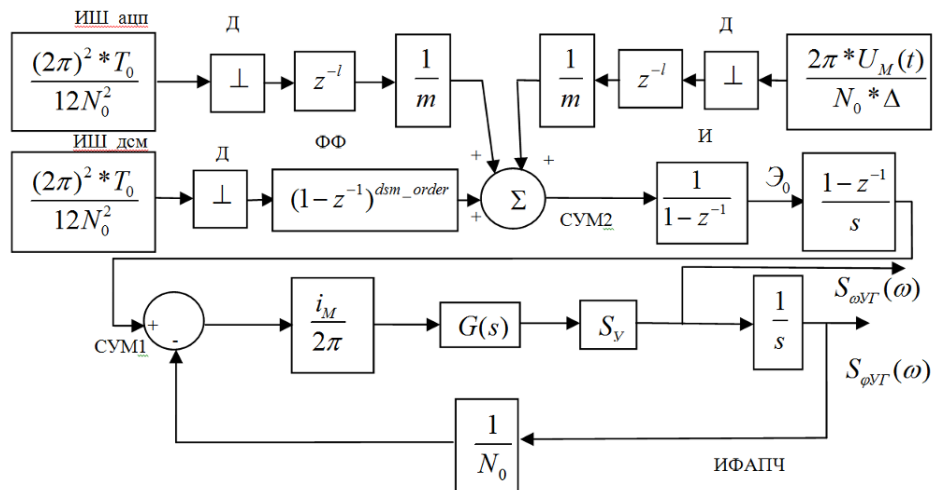


Рис. 1. Линеаризованная модель ИФАПЧ с режимом модуляции

Для синусоидального модулирующего сигнала $U_M(t) = A_M \sin(\omega_M t + \varphi_M)$ в соответствии со схемой амплитуду частотно-модулированного сигнала $A_{\omega M}$ и амплитуду фазомодулированного сигнала $A_{\varphi M}$ на выходе ИФАПЧ будут иметь вид

$$A_{\omega M} = \frac{2\pi A_M}{\Delta * m * T_0} |G_{\text{ИФАПЧ}}(j\omega_M)|, \quad A_{\varphi M} = A_{\omega M} / \omega_M,$$

где $G_{\text{ИФАПЧ}}(j\omega)$ – амплитудно-фазовая характеристика замкнутой системы ИФАПЧ.

Из анализа рисунка 1 следует также, что уровень частотно-модулированного синусоидального сигнала на выходе ИФАПЧ можно менять с шагом $\Delta A_{\omega M} = 2\pi / m * T_0$. Если система ИФАПЧ имеет астатизм по фазе, то для модулирующего сигнала вида $U_M(t) = A_M \cdot [1(t) - 1(t - T_0)]$ (здесь $1(t)$ – единичная ступенчатая функция) то на рисунке стационарное значение фазы УГ можно найти в виде $A_{\varphi УГ} = 2\pi F(A_M / \Delta) / m$. Очевидно, что фазу колебания УГ можно изменять с шагом $\Delta A_{\varphi УГ} = 2\pi / m$ и использовать систему ИФАПЧ в качестве дискретного фазовращателя или задающего устройства для реализации относительной фазовой телеграфии (ОФТ).

По результатам анализа моделирования, можно сделать следующие выводы: 1) повышение порядка ДСМ с 3 до 4 уменьшает уровень $20\lg(\text{ИП}_\varphi)$ и $20\lg(\text{ИП}_\omega)$; 2) существенный вклад в $20\lg(\text{ИП}_\varphi)$ при $m = 2^{16}$ вносят шумы квантования АЦП; 3) заметный вклад шумов квантования АЦП в $20\lg(\text{ИП}_\omega)$ осуществляется при $f_{cp} < 4$ кГц; 4) отношение С/ИП монотонно уменьшается с ростом f_{cp} .

Уровень искажений модулированных сигналов, полученный с использованием линейной модели системы ИФАПЧ с ДСМ и модуляцией непосредственно в ДДПКД может использоваться как оценочный сверху. Для более точного определения уровня искажений сигналов на выходе ИФАПЧ необходимо пользоваться нелинейной моделью, учитывающей как нелинейный характер ДСМ, так и нелинейность часто используемого на практике ЧФД с ЗН.

Литература

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.
2. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К. Представление дельта-сигма модулятора генератором «цветного» шума при определении уровней помех дробности в синтезаторах частот // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. № 3. С. 110–119.
3. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.
4. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты // Радиотехника. 2012. № 5. С. 74–78.