

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

При оценке эффективности отдельных радиотехнических устройств и систем на этапе их проектирования методом математического моделирования возникает необходимость моделирования амплитудного детектора.

Здесь приведены структурные схемы, на основе анализа работы которых разрабатываются алгоритмы цифровых моделей. Приведённые структурные схемы позволяют уяснить физику работы устройств, что важно для студентов и других лиц, занимающихся моделированием.

Схема амплитудного детектора аналоговых сигналов изображена на рис. 1.

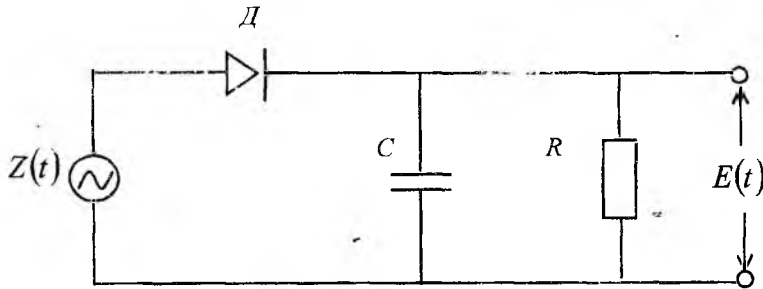


Рис. 1

На вход детектора поступает напряжение $Z(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$. В результате амплитудного детектирования на выходе получаем огибающую входного напряжения $E(t)$.

Суть моделирования амплитудного детектора методом комплексной огибающей состоит в следующем¹.

Если представить входной сигнал в виде:

$Z(t) = \text{Re}[E(t) \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}] = \text{Re}\{[E(t) \cdot \cos \varphi + j E(t) \cdot \sin \varphi] e^{j\omega_0 t}\} = \text{Re}[Z_c(t) + j Z_s(t)] \cdot e^{j\omega_0 t}$,
то искомую огибающую можно найти из соотношения:

$$E(t) = \sqrt{Z_c^2(t) + Z_s^2(t)},$$

где квадратурные составляющие комплексной амплитуды $Z_c(t) = E(t) \cdot \cos \varphi$ и $Z_s(t) = E(t) \cdot \sin \varphi$ можно получить с помощью двух фазовых детекторов (рис. 2), опорные напряжения которых сдвинуты по фазе на 90° .

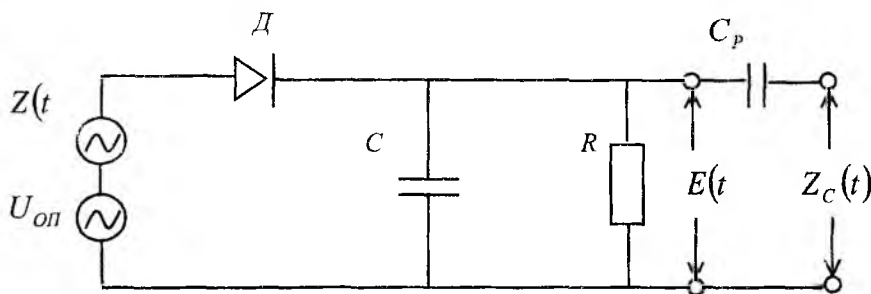


Рис. 2

Фазовый детектор (рис. 2) отличается от амплитудного лишь тем, что на его вход кроме детектируемого сигнала $y(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$ подаётся опорное напряжение $U_{on}(t) = E_{on} \cdot \cos \omega_0 t$. Тогда напряжение на нагрузке детектора пропорционально амплитуде суммарного напряжения $E_p(t)$.

¹ В.В. Быков. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. Радио, 1971. 328с.

$$Z(t) + U_{on}(t) = E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) + E_{on} \cos \omega_0 t = [E(t) \cdot \cos \varphi + E_{on}] \cos \omega_0 t - E(t) \cdot \sin \varphi \cdot \sin \omega_0 t = \\ = \sqrt{E_{on}^2 + 2E_{on}E(t) \cdot \cos \varphi + E^2(t)} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta) = E_p(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta)$$

Если $E_{on} \gg E(t)$, то $E_p(t) \cong E_{on} + E(t) \cdot \cos \varphi$.

На выходе детектора выделяется в нашем случае напряжение $E_p(t) = E_{on} + E(t) \cdot \cos \varphi$, а после разделительного конденсатора C_p выделяется напряжение $Z_c(t) = E(t) \cdot \cos \varphi$.

Из полученного выражения для $Z_c(t)$ следует, что при условии $E_{on} \gg E(t)$ фазовый детектор можно представить в виде перемножителя входного сигнала $Z(t)$ на опорное напряжение единичной амплитуды $\cos \omega_0 t$ и фильтра низкой частоты: $\overline{E(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot \cos \omega_0 t} = \frac{1}{2} E(t) \cdot \cos \varphi$.

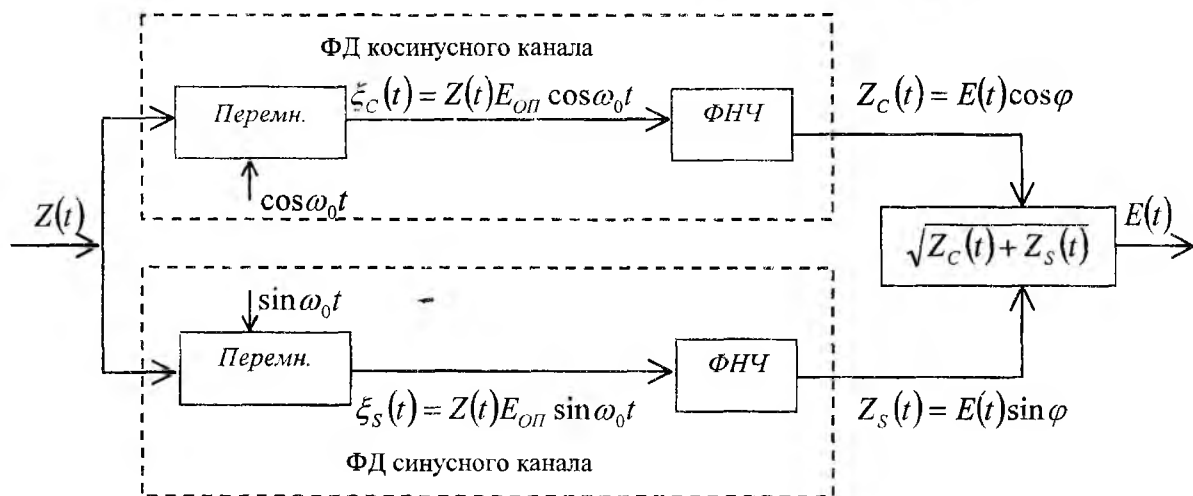


Рис. 3

Напряжения на выходах перемножителей фазовых детекторов можно представить в виде:

$$\xi_c(t) = Z(t) \cdot \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} E(t) \cdot \cos \varphi + \frac{1}{2} E(t) \cdot \cos(2\omega_0 t + \varphi) = Z_c(t) + \frac{1}{2} E(t) \cdot \cos(2\omega_0 t + \varphi),$$

$$\xi_s(t) = Z(t) \cdot \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} E(t) \cdot \sin \varphi + \frac{1}{2} E(t) \cdot \sin(2\omega_0 t + \varphi) = Z_s(t) + \frac{1}{2} E(t) \cdot \sin(2\omega_0 t + \varphi).$$

Первые слагаемые полученных соотношений $Z_c(t)$ и $Z_s(t)$ являются медленно меняющимися функциями времени (по сравнению с $\cos \omega_0 t$), поэтому при прохождении фильтров низкой частоты они накапливаются. Вторые слагаемые, осциллирующие с удвоенной частотой и соответственно принимающие разную полярность, вызывают на выходе ФНЧ малый эффект. Чем больше постоянная времени детектора $\tau = RC$ (рис.1) и соответственно постоянная времени ФНЧ, тем на выходе детектора относительная величина высокочастотной составляющей будет меньше низкочастотной составляющей. При детектировании импульсных сигналов длительностью τ_u постоянная времени выбирается из условия допустимого завала крутизны переднего фронта импульса ($\tau < 0,1 \tau_u$). Так как для ослабления высокочастотной составляющей $\tau_{min} = \frac{1}{f_0}$, то $\frac{1}{f_0} < \tau < 0,1 \tau_u$.

При цифровом моделировании входной сигнал и опорные напряжения представляются в виде отсчётов:

$$Z(i \Delta t) = Z(i) = E(i) \cdot \cos(\omega_0 i \Delta t + \varphi) = E(i) \cdot \cos(\omega_0 i \Delta t + \varphi).$$

$$U_{\cos on}(i \Delta t) = \cos \omega i \Delta t,$$

$$U_{\sin on}(i \Delta t) = \sin \omega i \Delta t,$$

где Δt – интервал временной дискретизации, выбираемый согласно теореме отсчётов (теореме Котельникова) из соотношения $\Delta t \leq \frac{1}{2F_{\max}}$ (F_{\max} – верхняя граничная частота дискретизируемого сигнала).

Так как радиосигналы, используемые в различных радиотехнических системах, являются узкополосными (ширина спектра модулирующих колебаний ΔF_m значительно меньше несущей частоты $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$), то можно считать, что $F_{\max} \approx f_0$ и соответственно $\Delta t \leq \frac{2}{f_0}$.

При цифровой обработке фильтры низкой частоты представляются собой устройства (рис. 4), включающие память, хранящую k отсчётов $\xi_c(i-l) = Z(i-l) \cdot \cos[\omega_0(i-l)\Delta t]$ и соответственно $\xi_s(i-l) = Z(i-l) \cdot \sin[\omega_0(i-l)\Delta t]$, $l = 0, \dots, k-1$, а также сумматоры, на выходе которых образуются

$$Z_c(i) = \sum_{l=0}^{k-1} \xi_c(i-l) \text{ и } Z_s(i) = \sum_{l=0}^{k-1} \xi_s(i-l)$$

Очевидно, выбирать k нужно из соотношения $k = m \frac{\tau_{\min}}{\Delta t} = m_k \frac{1}{f_0 \cdot \Delta t}$,

где $m = 1, 2, \dots$ $k_{\min} = \frac{1}{f_0 \cdot \Delta t}$.

Если интервал дискретизации $\Delta t = \frac{1}{n \cdot f_0}$, то $k = m \frac{1}{f_0 \cdot \Delta t} = m \frac{1}{f_0 \cdot \frac{1}{n \cdot f_0}} = m \cdot n$,

где n – целое число.

Для $m = 1$ имеем $k = k_{\min} = n$.

Блок – схема цифровой модели линейного амплитудного детектора изображена на рис. 4.

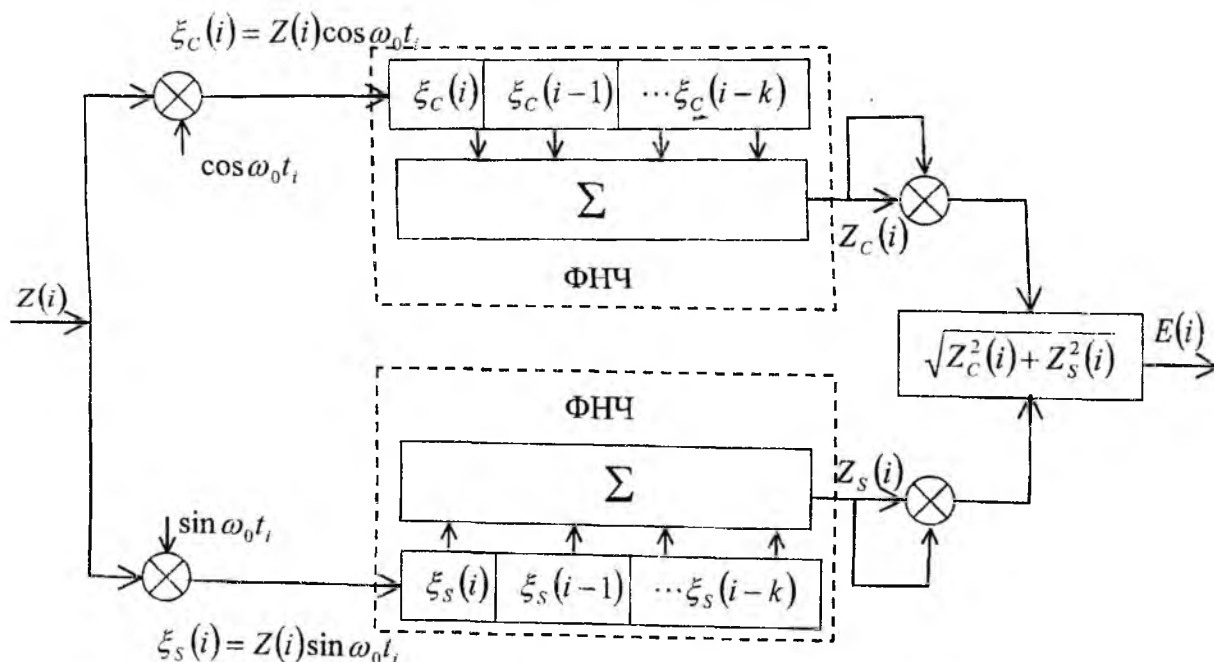


Рис. 4

Таким образом, математическая модель цифрового линейного детектора может быть представлена в виде:
$$E(i) = \left\{ \left[\sum_{l=0}^{k-1} \xi_c(i-l) \cdot \cos(\omega_0(i-l)\Delta t + \varphi) \right]^2 + \left[\sum_{l=0}^{k-1} \xi_s(i-l) \cdot \sin(\omega_0(i-l)\Delta t + \varphi) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}.$$

Легко увидеть, что в случае цифрового моделирования квадратичного детектора его выходной эффект E_i^2 описывается выражением, которое находится в фигурных скобках выше приведенного соотношения. Заметим, что из отношения выходных напряжения синусного и косинусного каналов можно определить начальную фазу детектируемого сигнала.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.09.2001