

При наилучшем в смысле разрешения фазовом сдвиге заполняющих откликов $\cos \varphi = 1$, и значение провала огибающей $(u_{\Sigma}/U)|_{x=0} = 2 \operatorname{sinc}(b)$.

Если максимальные значения откликов U_1 и U_2 неодинаковы, то зависимость u_{Σ} от b усложняется

$$(u_{\Sigma}/U_1)|_{x=x_1} = \operatorname{sinc}(x_1) \sqrt{1 + (U_2/U_1)^2 + 2(U_2/U_1) \cos \varphi}, \quad (2)$$

где $-b < x_1 < b$ и определяется из уравнения $(x_1 + b)^2 [(x_1 - b) \times \times \cos(x_1 - b) - \sin(x_1 - b)] + (U_2/U_1) [(x_1 + b) \cos(x_1 + b) - \sin(x_1 + b)] (x_1 - b)^2 = 0$.

Решения уравнений (1) и (2) при различных (U_2/U_1) и $\cos \varphi = 1$ представлены на рисунке (б) в виде семейства кривых, связывающих временное разнесение откликов со значением провала огибающей.

По графикам, задавшись значением (u_{Σ}/U_1) и крутизной $2a$ дисперсионной характеристики анализирующей ДЛЗ, можно определить значение предельной РС дисперсионного СА. Аргумент (x) огибающей отклика $x = \pi \Delta F_{\text{лчм}} t$ [3], где t — реальное время; $\Delta F_{\text{лчм}}$ — девиация частоты импульсов, подвергаемых сжатию в ДЛЗ. Отсюда предельное временное разрешение $\Delta t = 2b/(\pi \Delta F_{\text{лчм}})$ и соответствующее предельное частотное разрешение $\Delta f = 2a \cdot \Delta t$. При $(u_{\Sigma}/U_1) = 0,7$ РС дисперсионного СА в 1,6 раза превышает ширину отклика СА на гармоническое воздействие.

1. Воллернер Н. Ф. Аппаратурный спектральный анализ сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 208 с. 2. Джек А. М., Грант М. П., Коллинз Дж. Х. Теория, проектирование и применение Фурье-процессоров на ПАВ // ТИИЭР. 1980. Т. 68, № 4. С. 22—43. 3. Тверской В. И. Дисперсионно-временные методы измерений спектров радиосигналов. М.: Сов. радио, 1974. 174 с. 4. Харкевич А. А. Спектры и анализ М.: ГИФМЛ, 1962. 236 с.

Поступила в редколлегию 09.09.84

УДК 621.397

В. В. ПЕРЕВЕРТУН, ст. науч. сотр.

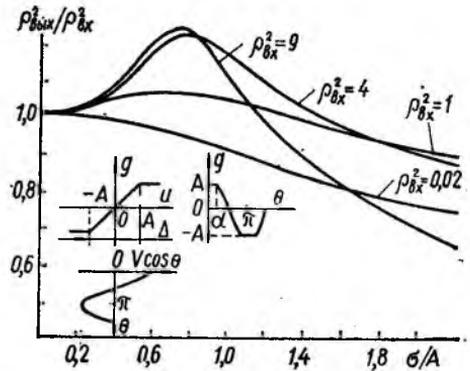
ОБ ИЗМЕНЕНИИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ НА ВЫХОДЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Степень влияния аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на отношение сигнал/шум (С/Ш) существенно зависит от соотношения между апертурой его характеристики Δ и значением огибающей смеси сигнала и шума V , поступающей на его вход. Для количественной оценки изменения отношения С/Ш на выходе АЦП воспользуемся методикой расчета, изложенной в работе [1], исключив идеальный фильтр на выходе нелинейного элемента.

Представим характеристику АЦП (без учета эффекта дискретизации) нелинейной зависимостью $g(u)$ двустороннего ограничителя (см. рисунок). Примем, что на вход АЦП поступает смесь узкополосного сигнала $s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$ и узкополосного гауссовского

стационарного шума $n(t)$ с дисперсией $\sigma_{ш}^2$ и нулевым математическим ожиданием, которая может быть известным образом [2] представлена через огибающую $V(t)$ и случайную фазу $\theta(t)$. Эта смесь характеризуется отношением С/Ш $\rho_{вх}^2 = a^2/2\sigma_{ш}^2$, где a — фиксированная амплитуда сигнала. Таким образом, на выходе АЦП имеет место узкополосный случайный процесс, полная мощность которого равна $D_{вх} = \sigma_{ш}^2 + a^2/2 = \sigma$. При $V > A$ выходное колебание АЦП содержит, помимо основной составляющей со спектром, сосредоточенным в окрестности частоты входного сигнала ω_0 , помеховые составляющие, спектры которых находятся в окрестностях гармоник этого сигнала.

Изменение отношения сигнал/шум на выходе АЦП в зависимости от отношения среднего квадратического значения входной смеси сигнала и шума к половинному значению апертюры характеристики АЦП



Как показано в работе [2], амплитуда k -й сигнальной составляющей процесса, возникающего на выходе нелинейного элемента в результате прохождения через него узкополосной смеси сигнала и шума, может быть вычислена по формуле

$$a_{с, k} = \frac{\exp(-\rho_{вх}^2)}{\sigma_{ш}^2} \int_0^{\infty} VC_k(V) I_k\left(\frac{aV}{\sigma_{ш}^2}\right) \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) dV, \quad (1)$$

а полная мощность смеси сигнала и шума в зоне $k\omega_0$ будет равна

$$D_{с+ш, k} = \sigma_{ш, k}^2 + \frac{a_{с, k}^2}{2} = \frac{\exp(-\rho_{вх}^2)}{2\sigma_{ш}^2} \int_0^{\infty} VC_k^2(V) I_0\left(\frac{aV}{\sigma_{ш}^2}\right) \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) dV, \quad (2)$$

где $C_k(V)$ — колебательная характеристика нелинейного элемента; $I_k(x)$ — функция Бесселя k -го порядка от мнимого аргумента.

Пользуясь формулой (2), найдем выражение для вычисления полной мощности смеси сигнала и шума на выходе АЦП

$$D_{с+ш, вых} = \sum_{k=1}^{\infty} D_{с+ш, k} = \frac{\exp(-\rho_{вх}^2)}{2\sigma_{ш}^2} \int_0^{\infty} VI_0\left(\frac{aV}{\sigma_{ш}^2}\right) \times \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) \sum_{k=1}^{\infty} C_k^2(V) dV, \quad (3)$$

Согласно определению, данному в работе [2], для $C_k(V)$ можем записать

$$C_k(V) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(V \cos \theta) \cos k\theta \cdot d\theta. \quad (4)$$

Учитывая рисунок, находим

$$C_k(V) = \frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\alpha} A \cos k\theta d\theta + \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V \cos \theta \cos k\theta d\theta - \int_{\pi-\alpha}^{\pi} A \cos k\theta d\theta \right), \quad (5)$$

где $\alpha = \arccos A/V$.

Подставив теперь выражение (5) в (3), можно вычислить полную мощность смеси сигнала и шума на выходе АЦП. Поскольку непосредственное вычисление суммы $\sum_{k=1}^{\infty} C_k^2(V)$ очень громоздко, определим ее косвенным способом. Очевидно, что $C_k(V)$ можно рассматривать как коэффициенты ряда Фурье для выходного колебания АЦП с нелинейной характеристикой $g(V \cos \theta)$. Поэтому, учитывая, что $g(V \cos \theta)$ — функция четная, а также что $C_0 = 0$, в соответствии с теоремой Парсеваля для функций, представленных рядом Фурье, можно записать равенство

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g^2(V \cos \theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} C_k^2. \quad (6)$$

Используя формулы (5) и (6), находим

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{\infty} C_k^2 &= \frac{2}{\pi} \left(2 \int_0^{\alpha} A^2 d\theta + \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V^2 \cos^2 \theta d\theta \right) = 4A^2 \frac{\alpha}{\pi} + \\ &+ V^2 \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

После подстановки этого соотношения в формулу (3), получим

$$\begin{aligned} D_{с+ш, \text{вых}} &= \frac{\exp(-\rho_{\text{вх}}^2)}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \int_0^{\infty} VI_0\left(\frac{aV}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \left\{ \frac{4A^2}{\pi} \arccos \frac{A}{V} + \right. \\ &\left. + V^2 \left[1 - 2\arccos \frac{A}{V} - \frac{\sin\left(2\arccos \frac{A}{V}\right)}{\pi} \right] \right\} dV. \end{aligned} \quad (8)$$

Приняв в выражении (5) $k=1$, определим значение C_1 и, подставив его в (1), найдем амплитуду сигнала в первой спектральной зоне

$$a_{с,1} = \frac{\exp(-\rho_{\text{вх}}^2)}{\sigma_{\text{ш}}^2} \int_0^{\infty} VI_1\left(\frac{aV}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \left\{ \frac{4A}{\pi} \sin\left(\arccos \frac{A}{V}\right) + \right.$$

$$+ \frac{V}{\pi} \left[\pi - 2 \arccos \frac{A}{V} - \sin \left(2 \arccos \frac{A}{V} \right) \right] dV. \quad (9)$$

Зная $D_{с+ш,вых}$ и $a_{с,1}$, легко получить отношение С/Ш на выходе АЦП и сравнить его с отношением С/Ш на входе

$$\rho_{вых}^2 / \rho_{вх}^2 = 1 / \rho_{вх}^2 \left(\frac{2D_{с+ш,вых}}{a_{с,1}} - 1 \right). \quad (10)$$

Для этого следует в выражениях (8) и (9) положить $a = \sqrt{2\sigma_{ш}^2 \cdot \rho_{вх}^2}$, подставить их в (10) и произвести интегрирование.

На рисунке приведены результаты расчета отношения $\rho_{вых}^2 / \rho_{вх}^2$ в зависимости от σ/A при разных отношениях С/Ш на входе, полученные методом численного интегрирования с помощью ЭЦВМ. Как следует из приведенных кривых, до значения $\sigma/A \approx 0,3 \div 0,35$ отношение С/Ш на выходе практически не изменяется, т. е. в АЦП обеспечивается «линейный» режим. В диапазоне $0,6 < \sigma/A < 1$ при $\rho_{вх}^2 \geq 1$ наблюдается улучшение отношения С/Ш по сравнению с входным, что можно объяснить подавлением «сильным» сигналом «слабого» шума. При $\sigma/A > 0,35$ выходное отношение С/Ш резко уменьшается. Таким образом, в устройствах, содержащих АЦП, среднеквадратическое значение смеси сигнала и шума не должно превышать 0,175 от апертуры характеристики АЦП.

1. Безуглый В. В., Жуков В. П. Максимальное отношение сигнал/шум после нелинейного преобразования суммы гармонического сигнала и узкополосного гауссова шума // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1979. Т. 22, № 3. С. 51—55.
2. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

Поступила в редколлегию 25.10.84

УДК 621.374.4

Ю. И. ТАНЫГИН, канд. техн. наук, И. И. ГРУДОВЫЙ, студ.

ВОЗДЕЙСТВИЕ СИГНАЛА И ШУМА НА РЕЗОНАНСНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Рассмотрим влияние частотных характеристик избирательных цепей на эффективность работы умножителя частоты по критерию сигнал/шум (С/Ш) и, в частности, работу удвоителя частоты с нелинейным элементом вида

$$y = ax^2. \quad (1)$$

Пусть на вход умножителя частоты поступает аддитивная смесь независимых и стационарных сигнала и шума

$$x(t) = U_c \cos(\omega_0 t + \varphi_c) + n(t),$$

где ω_0 совпадает с центральной частотой входного фильтра; $n(t)$ — нормальный узкополосный (определяемый входным фильтром) шум с нулевым математическим ожиданием.