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

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

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

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

На рисунке приведены результаты расчета отношения $\rho^2_{вых}/\rho^2_{вх}$ в зависимости от $\sigma/A$ 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 $\rho^2_{вх} \geqslant 1$ 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

$$y = \alpha x^2. \qquad (1)$$

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

$$x(t) = U_с \cos(\omega_0 t + \varphi_с) + n(t),$$

где $\omega_0$ совпадает с центральной частотой входного фильтра; $n(t)$ — нормальный узкополосный (определяемый входным фильтром) шум с нулевым математическим ожиданием.

На нагрузке нелинейного элемента выделяется сигнал с корреляционной функцией [1]

$$R(\tau) = \alpha^2\sigma^4(1+q_0^2)^2 + \alpha^2\sigma^4\frac{q_0^4}{2}\cos 2\omega_0\tau +$$

$$+ 4\alpha^2\sigma^4 R_п(\tau)\cos(\omega_0\tau) + 2\alpha^2\sigma^4 R_п^2(\tau), \quad (2)$$

где $R_п(\tau)$ — нормированная корреляционная функция шума на входе; $q_0^2 = U_c^2/2\sigma^2$ — отношение С/Ш на входе.

Входной фильтр состоит из одноконтурного фильтра

$$R_п(\tau) = \exp[-\Delta\omega|\tau|]\cos\omega_0\tau, \quad (3)$$

фильтра с гауссовской частотной характеристикой

$$R_п(\tau) = \exp[-\Delta\omega^2\tau^2/4\pi]\cos\omega_0\tau \quad (4)$$

и фильтра с прямоугольной частотной характеристикой

$$R_п(\tau) = [\sin(\Delta\omega\tau/2)/(\Delta\omega\tau/2)]\cos\omega_0\tau. \quad (5)$$

Применив к выражению (2) теорему Винера — Хинчина и отбросив слагаемые, не входящие в полосу выходного фильтра, настроенного на вторую гармонику входного сигнала, получим спектр, состоящий из трех компонент

$$W_{вых}(\omega) = W_{s\times s}(\omega) + W_{n\times n}(\omega) + W_{s\times n}(\omega). \quad (6)$$

Отношение С/Ш на нагрузке умножителя частоты выведем из условия превышения продуктов преобразования на нелинейном элементе сигнала с самим собой ($s \times s$) по отношению к сумме продуктов ($n \times n$) и ($s \times n$), т. е.

$$q_{вых}^2 = \frac{P_{s\times s}}{P_{n\times n}+P_{s\times n}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} W_{s\times s}(\omega)\,d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} W_{n\times n}(\omega)\,d\omega + \int_{-\infty}^{\infty} W_{s\times n}(\omega)\,d\omega}. \quad (7)$$

Проделав несложные вычисления в равенствах (6) и (7), получим отношение С/Ш на выходе умножителя частоты: с одноконтурным фильтром

$$q_{вых}^2 = q_0^4/2(1+2q_0^2); \quad (8)$$

с фильтром с гауссовской частотной характеристикой

$$q_{вых}^2 = q_0^4/\sqrt{2\pi}(1+\sqrt{2}q_0^2); \quad (9)$$

с фильтром с прямоугольной частотной характеристикой

$$q_{вых}^2 = 3q_0^4/\pi\sqrt{3}(1+2\sqrt{2}q_0^2). \quad (10)$$

Изменения отношения С/Ш, вычисленные по выражениям (8) — (10) относительно входного отношения С/Ш ($q^2_{вых}/q^2_0$), приведены в таблице.

| Фильтр | $q^2_0=1$ | $q^2_0=2$ | $q^2_0=5$ | $q^2_0=10$ | $q^2_0=15$ | $q^2_0=\infty$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Одноконтурный | 0,16 | 0,20 | 0,23 | 0,24 | 0,24 | 0,25 |
| Гауссовский | 0,17 | 0,21 | 0,24 | 0,26 | 0,27 | 0,28 |
| Прямоугольный | 0,14 | 0,16 | 0,18 | 0,19 | 0,19 | 0,20 |

Наилучшие результаты по критерию С/Ш получаются в системе, содержащей гауссовские фильтры. Выигрыш от их применения тем заметнее, чем выше коэффициент умножения частоты в многокаскадных умножителях частоты.

1. *Мидлтон Д.* Введение в статистическую теорию связи. М., Сов. радио, 1961. Т. 1. 782 с.

Поступила в редколлегию 13.09.84

УДК 621.372.54.01

*Н. Н. ФЕДЯНКИН, ст. преп., В. Г. РАТУШИНСКИЙ, студ.*

## ПРОСТОЙ СПОСОБ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛОВ ПЕРВОГО РОДА

В радиотехнических приложениях используют полные эллиптические интегралы первого рода [3]. Значения полных эллиптических интегралов представлены в справочниках [1] в виде таблиц. Однако при расчетах возникают недопустимые погрешности, что объясняется дискретным представлением данных табличным методом, интерполяция же промежуточных значений усложняет вычисления. Изложим упрощенный способ вычисления значений интегралов вида

$$K(k) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}\sqrt{1-k^2x^2}}$$

при разных значениях модуля $k = \sin\alpha$ [1]. Как известно [2], неполный эллиптический интеграл первого рода

$$F(u, k) = \int_0^u \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}\sqrt{1-k^2x^2}}$$

при $k = 1$ равен

$$F(u, 1) = 1/2 \ \ln(1 + u/1 - u),$$

а для $u = 1$ и $k = 0$

$$F(1, 0) = K(0) = \pi/2.$$