

УДК 621.396

Е.В. Харченко

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков

## АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КВАНТОВАТЕЛЯ НА КАЧЕСТВО ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ

Представлены результаты исследования влияния разрядности аналого-цифрового преобразователя на энергетические характеристики демодулятора сложных широкополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовского шума и мощной узкополосной помехи. Показано, что 8...16 уровней квантования на размах совокупности сигнала, шума и помехи в некоторых случаях обеспечивает снижение энергетических потерь на величину порядка 6 дБ по сравнению с двухсторонним идеальным полосовым ограничителем и существенное уменьшение уровня интермодуляционных помех.

аналого-цифровой преобразователь, демодулятор

### Введение

**Постановка задачи в общем виде и анализ литературы** Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) является неотъемлемой частью современных радиоприемных устройств. Известно, что при прохождении совокупности сигналов и шума через нелинейный преобразователь, частным случаем которого является АЦП, наблюдается эффект подавления слабых сигналов сильными и возникают интермодуляционные помехи [1 – 7], что может оказывать существенное влияние на помехоустойчивость приема информации. В то же время оценки влияния количества уровней квантования на энергетические потери и величину интермодуляционных помех при цифровом преобразовании сигнала и совокупности помех получены только для некоторых частных случаев. Наиболее полные результаты количественных оценок имеются для случая прохождения сигнала и помех через идеальный (двухуровневый) полосовой ограничитель [7]. При многоуровневом квантовании результаты аналитических представлений могут быть с достаточной степенью точности интерпретированы только для предельных случаев – очень больших и очень малых отношений сигнала и совокупности помех.

**Целью статьи** является исследование влияния разрядности аналого-цифрового преобразователя на энергетические характеристики демодулятора сложных широкополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовского шума и мощной узкополосной помехи.

Результаты, полученные методом компьютерного моделирования, сравнивались с известными теоретическими результатами для предельных случаев.

### Основные соотношения

Представление нелинейного устройства с помощью переходной функции, являющейся преобразовани-

ем Лапласа от его амплитудной характеристики, было введено Беннетом и Райсом [1] и впервые применено для изучения шумов в нелинейных устройствах Беннетом, Райсом и Миддлтоном [2]. Аналогичный подход для исследования прохождения сигналов и шума использовался в [3, 5].

В ряде работ [4, 6] нелинейное устройство представлялось колебательной характеристикой, являющейся преобразованием Чебышева 1-го порядка от амплитудной характеристики нелинейного преобразователя.

Наиболее полный анализ влияния идеального полосового ограничителя на степень подавления полезного сигнала и относительный уровень интермодуляционных помех при прохождении через него двух сигналов (один из которых является мешающим) и стационарного узкополосного шума с нормальным распределением мгновенных значений представлен в статье [7].

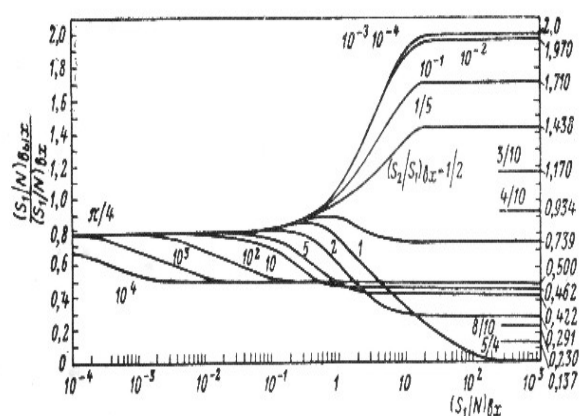


Рис. 1. Нормированное отношение сигнал/шум на выходе идеального полосового ограничителя как функция отношения сигнал/шум на входе

На рис. 1 представлена зависимость нормированного отношения сигнал/шум на выходе  $(S_1/N)_{\text{вых}}$  от отношения сигнал/шум на входе

$(S_1 / N)_{\text{вх}}$  при различных значениях отношения мощностей подаваемых на вход сигналов  $(S_2 / S_1)_{\text{вх}}$ . Из рисунка видно, что отношение величины сигнал/шум на выходе к аналогичной величине на входе ограничителя при наличии двух сигналов и случайного шума может изменяться в диапазоне от 0 до 2, тогда как в случае преобладания одного сигнала при том же шуме эти изменения заключены в пределах от  $\pi/4$  до 2. Верхняя кривая на рис. 1, соответствующая существенному превышению сигнала № 1 над сигналом № 2, совпадает с зависимостью, приведенной Давенпортом [3] для условий, когда в шуме присутствует только один сигнал.

В работе [1] рассмотрено взаимодействие в предельном ограничителе синусоидального сигнала и помехи, распределенной по закону Райса. Огибающая  $A_{\Sigma}$  такой помехи имеет плотность вероятностей

$$p(A_{\Sigma}) = A_{\Sigma} e^{-(A_{\Sigma}^2 + 2r)/2} I_0(\sqrt{2r} A_{\Sigma}), \quad (1)$$

где  $r = P_{\text{УП}} / P_{\text{ш}}$ ;  $P_{\text{УП}}$  – мощность узкополосной (синусоидальной) помехи.

Эффективный коэффициент подавления слабого синусоидального сигнала в присутствии этой сильной помехи в полосовом предельном ограничителе можно рассчитать по формуле [4]

$$R = \frac{\pi}{4} (1+r) \left[ e^{-r/2} I_0\left(\frac{r}{2}\right) \right]^2. \quad (2)$$

В [5] исследовалось влияние квантующего устройства (КУ) на уровень сигнальных составляющих и интермодуляционных помех, когда на вход АЦП после полосового фильтра поступает сумма детерминированных сигналов  $s(t)$  с произвольной угловой модуляцией и стационарный гауссовский шум  $n(t)$  с нулевым средним значением и дисперсией численно равной мощности шума  $\sigma_{\text{ш}}^2 = P_{\text{ш}}$ :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos[\omega_i t + \varphi_i(t) + \theta_i] = \sum_{i=1}^N A_i \cos \gamma_i; \quad (3)$$

$$n(t) = N(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = r \cos \gamma_0, \quad (4)$$

где  $\varphi_i(t)$  – законы фазовой манипуляции, а огибающая  $N(t)$  и фаза  $\gamma_0$  имеют соответственно релейское и равномерное распределения. Амплитудная характеристика квантователя по уровню описывается выражением

$$y = g(x) = \sum_{k=0}^{M-1} \xi_k g_k(x), \quad (5)$$

где

$$g_k(x) = \begin{cases} 1, & x > x_k; \\ 0, & -x < x < x_k; \\ -1, & x < x_k; \end{cases} \quad (6)$$

$2M$  – число уровней квантования;  $\xi_k$  – значение

$k$ -го уровня квантования по амплитуде. При равномерном шаге квантования  $\xi_k = \Delta$  при всех  $k$ .

Процесс на выходе КУ  $y(t)$  может быть представлен в виде регулярной  $z(t)$  и шумовой  $\lambda(t)$  составляющих

$$y(t) = z(t) + \lambda(t). \quad (7)$$

Полученное в [5] выражение для регулярной составляющей имеет вид

$$z(t) = \frac{1}{2} \sum_{p_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{p_N=-\infty}^{\infty} h_{p_1 \dots p_N} \sin \left[ \sum_{i=1}^N p_i \left( \gamma_i + \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (8)$$

где

$$h_{p_1 \dots p_N} = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{M-1} \xi_k \int_0^{\infty} \cos(x_k v) \prod_{i=1}^N J_{p_i}(A_i v) \exp \left[ -\frac{v^2 P_{\text{ш}}}{2} \right] \frac{1}{v} dv. \quad (9)$$

Выражение (9) определяет амплитуды сигнальных и комбинационных составляющих на выходе КУ.

Очевидно, что шумовую составляющую на выходе КУ можно определить из выражений (7), (8).

Для определения сигнальных и шумовых составляющих на выходе КУ необходима оценка выражения (9), которое является достаточно сложным.

В общем виде такая оценка не может быть получена, и поэтому необходим анализ каждого конкретного случая.

При воздействии на КУ одного сигнала и шума показано [5], что сигнальная составляющая имеет вид

$$z(t) = \sum_{p=1}^{\infty} h_p \sin p \left( \gamma_1 + \frac{\pi}{2} \right), \quad (10)$$

а для вычисления амплитуд сигнальной составляющей используется выражение

$$h_p = \frac{2}{\pi} \frac{R_1^p}{p!} \sum_{k=0}^{\infty} \xi_k \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n)!} \left( 2 \frac{z_k}{l_0} \right)^{2n} \times \Gamma \left( n + \frac{p}{2} \right) {}_1F_1 \left( n + \frac{p}{2}, p+1, -R_1^2 \right), \quad (11)$$

где  $R_1^2 = (A_1 / \sqrt{2P_{\text{ш}}})^2$  – отношение сигнал-шум на входе КУ;  $\Gamma(\cdot)$  – гамма-функция;  ${}_1F_1(\cdot)$  – вырожденная гипергеометрическая функция;  $l_0 = \sqrt{2P_{\text{ш}}} / \Delta$ ;  $l_1 = A_1 / \Delta$ ;  $z_k = x_k / \Delta$ .

Выражение (11) существенно упрощается при  $R_1^2 \ll 1$ , что имеет особое значение при обработке сложных сигналов, передаваемых ниже уровня шума

$$h_p = \frac{2}{\pi} \frac{R_1^p}{p!} \sum_{k=0}^{M-1} \xi_k \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n)!} \left( 2 \frac{z_k}{l_0} \right)^{2n} \Gamma \left( n + \frac{p}{2} \right). \quad (12)$$

Однако и в этом случае оценить аналитическими методами влияние разрядности АЦП на качество обработки сложного сигнала практически невоз-

можно, а численные методы не позволяют оценить степень влияния на выбор разрядности одной или нескольких узкополосных помех.

Для оценки влияния АЦП на энергетические потери при цифровой обработке сложного сигнала в условиях воздействия совокупности помех, были

проведены экспериментальные исследования на модели, выполненной в среде MatLab.

**Методика и основные результаты моделирования.** Компьютерная модель решаемой задачи, выполненная в среде MatLab с использованием пакета Simulink, представлена на рис. 2.

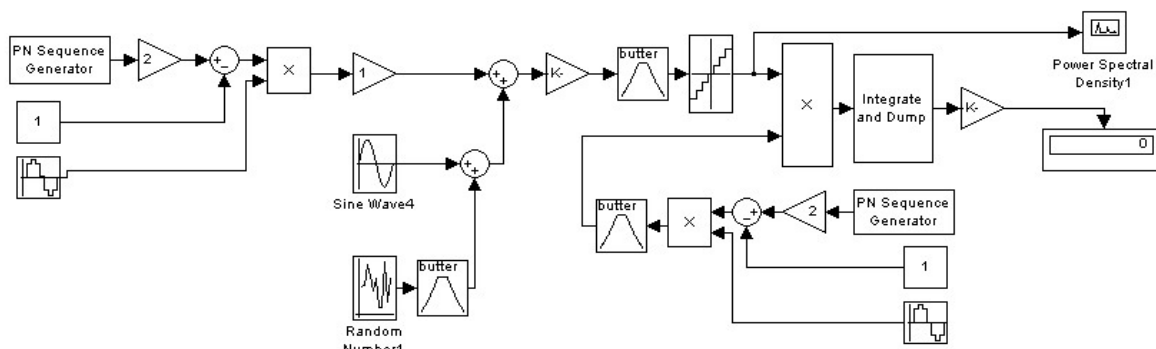


Рис. 2. Компьютерная модель

Источник генерирует сложный широкополосный сигнал с числом элементов  $N = 31$  и, соответственно, базой  $B = T_c \cdot \Delta F_c = 31$ , модулирующий несущее колебание, в результате чего формируется фазоманипулированный сигнал, на который воздействуют аддитивные помехи линии связи.

Моделью помех являются гауссовский шум с

центральной частотой, совпадающей с несущим колебанием ФМ сигнала и шириной спектра превышающей ширину спектра полезного сигнала, в которой сосредоточено 92% энергии. Моделью негауссовской помехи является гармонический сигнал с заданной амплитудой, частота которого находится в спектре полезного сигнала.

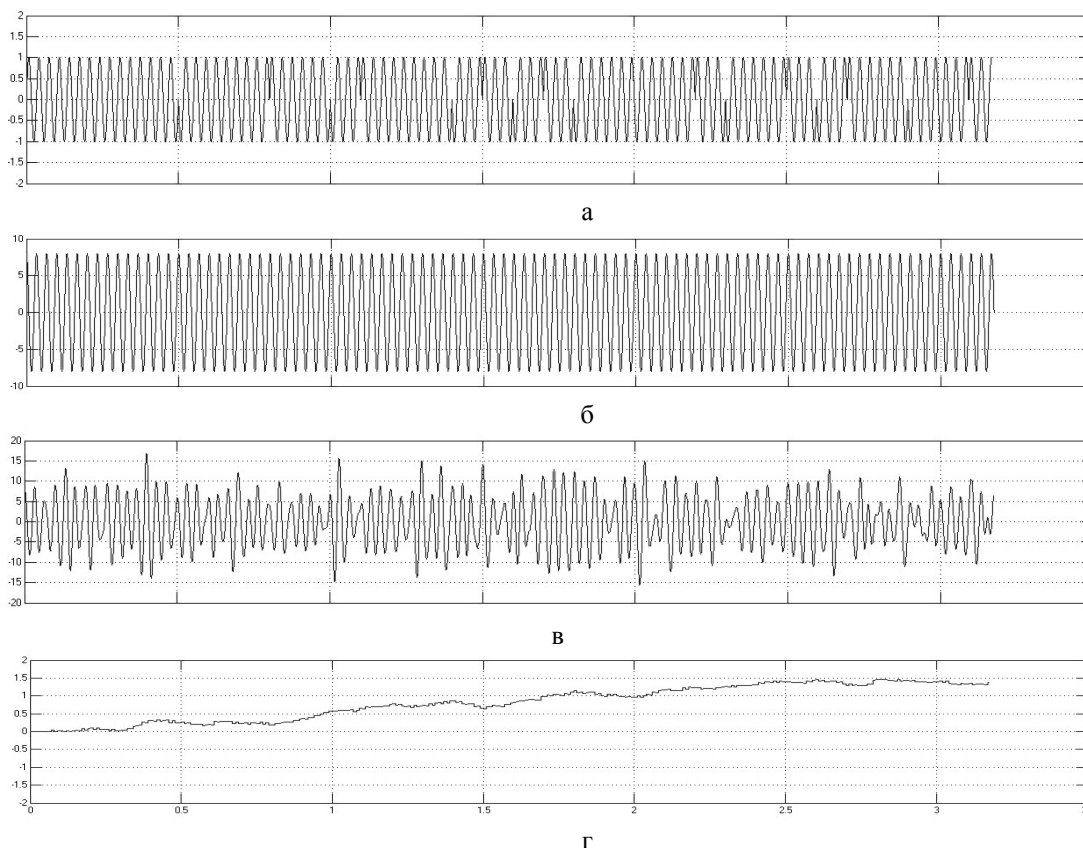


Рис. 3. Сигнал и помехи, воздействующие на цифровой корреляционный приемник (продолжение):

- а – сложный фазоманипулированный сигнал с амплитудой  $U_c = 1$ ;
- б – гармоническая (узкополосная) помеха с амплитудой  $U_{\text{ГП}} = 8$ ;
- в – гауссовский шум с дисперсией на выходе фильтра равной 4,6;
- г – сигнал на выходе коррелятора при отношении сигнал/шум на входе 0,3

В качестве модели цифрового приемника выбран корреляционный приемник с АЦП на входе. Количество уровней квантования определяется шагом квантования, который задается программно. На рис. 3 представлены результаты воздействия на корреляционный приемник смеси сигнала, шума и гармонической помехи.

Значение корреляционного интеграла, отображаемое на дисплее компьютерной модели, совпадает с результатом интегрирования на длительности сигнала. Заметим, что отношение сигнал/(шум+помеха) на входе приемника существенно меньше 1, а значение корреляционного интеграла достаточно велико.

При изменении мощности шума и амплитуды помехи размах совокупности сигнала, шума и помехи поддерживается неизменным, путем изменения коэффициента передачи усилителя на входе АЦП. Под определением «размах» будем понимать разность между максимальными и минимальными мгновен-

ными значениями процесса наблюдаемого на интервале интегрирования (на длительности сложного сигнала). При малых отношениях  $P_c/\sigma_{ш}^2$  размах обычно соответствует значениям  $\pm 3\sigma_{ш}$ .

Далее представлены результаты моделирования работы цифрового корреляционного приемника при различном числе уровней квантования в условиях воздействия узкополосной помехи и шума.

В табл. 1 значения корреляционного интеграла соответствуют следующим исходным данным: отношение уровней сигнала и гармонической помехи  $U_c/U_{шп} = 1/8$  (соответственно  $P_c/P_{шп} = 1/64$ ); отношение уровня сигнала к дисперсии гауссовского шума  $P_c/\sigma_{ш}^2 = 0,3$ ; количество разрядов квантования  $n = \log_2(2 \cdot M)$ , где  $2M$  – число уровней квантования на размахе входной реализации, изменялось от 2 до 256.

Таблица 1

Значения корреляционного интеграла при  $U_c/U_{шп} = 1/8$  и  $P_c/\sigma_{ш}^2 = 0,3$

№п/п реализации шума	Установленные в модели значения уровней квантования по амплитуде						
	0,5	0,25	0,125	0,0625	0,003125	0,015625	0,00390625
	Количество уровней квантования по амплитуде						
	2	4	8	16	32	64	256
	Кол-во разрядов АЦП						
	1	2	3	4	5	6	8
1	1,104	0,909	1,357	1,204	1,243	1,185	1,199
2	0,7224	1,441	1,335	1,441	1,403	1,431	1,408
3	1,447	1,684	1,337	1,818	1,694	1,689	1,684
4	0,3849	1,103	1,188	1,054	1,068	1,113	1,09
5	1,571	1,603	1,725	1,688	1,79	1,761	1,743
6	1,341	0,8014	1,306	1,162	1,132	1,192	1,179
7	0,8628	1,566	1,443	1,291	1,279	1,32	1,288
8	1,016	2,568	2,049	2,066	2,067	2,045	2,056
9	1,261	1,26	1,352	1,257	1,365	1,318	1,317
10	1,155	0,7954	1,182	1,237	1,102	1,124	1,137
11	2,344	1,741	2,102	1,957	1,96	2,007	1,994
12	1,897	1,777	1,494	1,463	1,478	1,497	1,489
13	1,160	1,72	1,682	1,744	1,684	1,68	1,681
14	0,9033	1,654	1,709	1,785	1,629	1,7	1,706
...	...	...	...	...	...	...	...
30	1,232	1,714	1,395	1,731	1,677	1,662	1,655
Оценка среднего значения корреляционного интеграла	<b>1,283755</b>	<b>1,541687</b>	<b>1,486967</b>	<b>1,49075</b>	<b>1,498767</b>	<b>1,497637</b>	<b>1,5032467</b>
Оценка дисперсии корреляционного интеграла	<b>0,160325</b>	<b>0,237118</b>	<b>0,101296</b>	<b>0,130672</b>	<b>0,121246</b>	<b>0,117573</b>	<b>0,1186842</b>

Среднее на множестве реализаций шума значение корреляционного интеграла при различной разрядности АЦП представлено на рис. 4.

Очевидно, что при разрядности АЦП превышающей 3 значения корреляционного интеграла стабилизируются.

Отношение сигнал/шум на выходе корреляционного приемника при различной разрядности АЦП представлено на рис. 5.

Из рисунка видно, что отношение сигнал/шум стабилизируется при разрядности АЦП, превышающей 4.

Сопоставляя результаты представленные на рис. 4 и 5, можно говорить о том, что при разрядности АЦП равной 3, при выбранных параметрах сиг-

нала и помех, на энергетические показатели корреляционного приемника могут влиять шумы квантования, увеличивающие дисперсию помехи.

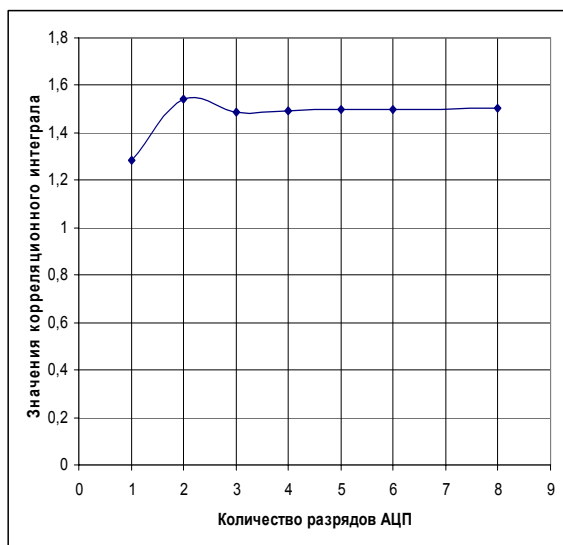


Рис. 4. Значение корреляционного интеграла при различной разрядности АЦП

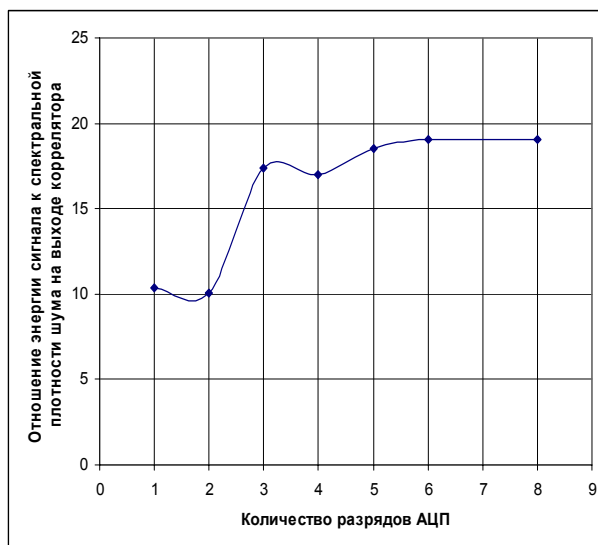


Рис. 5. Отношение сигнал/шум на выходе корреляционного приемника при различной разрядности АЦП

На рис. 6 представлены нормированные значения комбинационных составляющих при различной разрядности АЦП, вычисленные по формуле

$$\lambda_{\text{н}}(n) = 1 - \frac{y(n)}{y}, \quad (13)$$

где  $y$  – значение корреляционного интеграла при числе разрядов АЦП стремящемся к бесконечности в отсутствие шума и помех;  $y(n)$  – значение корреляционного интеграла при  $n$  разрядах АЦП в условиях воздействия сигнала, шума и помехи, находящихся в соотношении  $U_c/U_{\text{шп}} = 1/8$  и  $P_c/\sigma_{\text{ш}}^2 = 0,3$ .

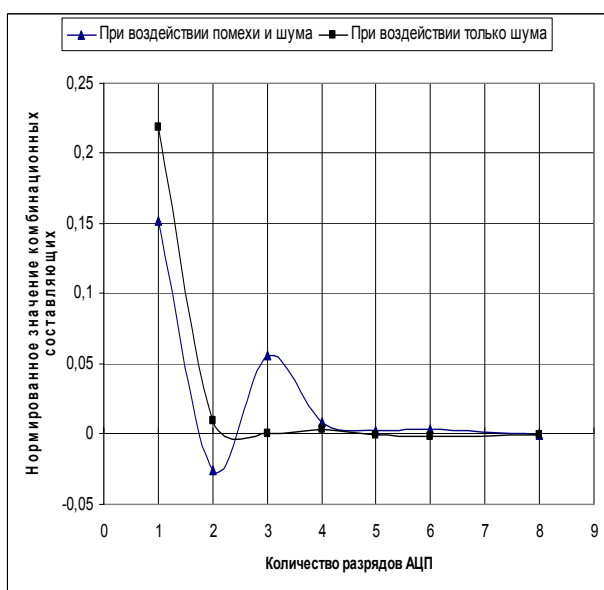


Рис. 6. Нормированное значение комбинационных составляющих при различной разрядности АЦП

Из рисунка видно, что при количестве разрядов АЦП превышающем 4 суммарный уровень интермодуляционных помех стабилизируется.

Представляет несомненный интерес сравнительная оценка уровня интермодуляционных помех возникающих при использовании предельного ограничителя и аналогичных помех, возникающих при использовании АЦП с заданной разрядностью преобразования.

На рис. 7, а представлена спектральная плотность мощности, полученная на модели представленной на рис. 2, где в качестве нелинейного преобразователя использован предельный ограничитель. Очевидно, что интермодуляционные помехи имеют достаточно большой уровень, а их наибольшая мощность наблюдается в районе 3-ей гармоники.

При использовании АЦП с разрядностью 2 уровень интермодуляционных помех резко уменьшается, что наблюдается на рис. 7, б, а при разрядности АЦП равной 4 – становится пренебрежимо малым (рис. 7, в).

На рис. 8 представлены результаты экспериментального исследования на модели изменения отношения сигнал/шум на выходе корреляционного приемника при различном уровне мешающих воздействий. Значения отношения сигнал/шум нормировались к соответствующему значению, полученному при максимальной разрядности АЦП  $n = 8$ .

Полученные результаты свидетельствуют о том, что независимо от размаха сигнала, при числе разрядов АЦП  $n \geq 3$  отношение сигнал/шум изменяется не существенно, а при  $n > 5$  практически не изменяется.

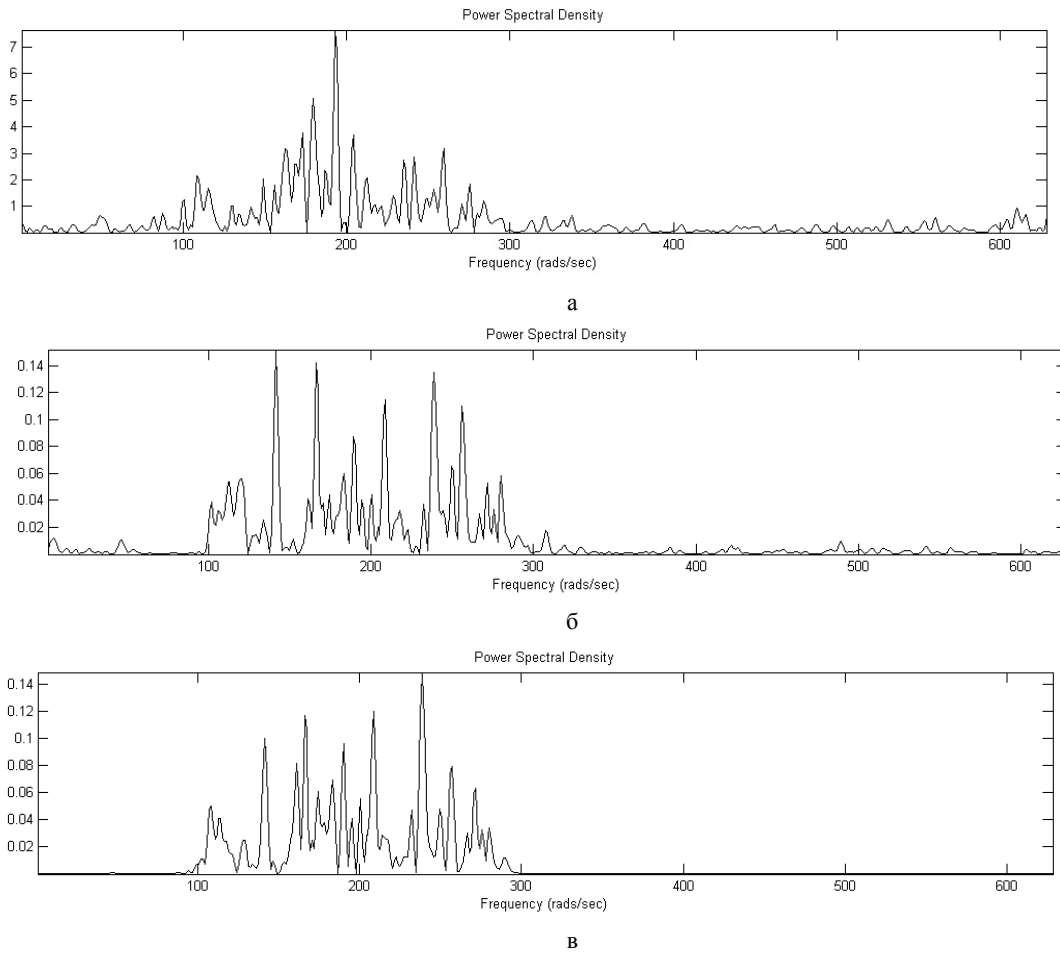


Рис. 7. Спектр сигнала, шума и комбинационных составляющих:  
 а – при использовании предельного ограничителя; б – при использовании АЦП с разрядностью 2;  
 в – при использовании АЦП с разрядностью 4

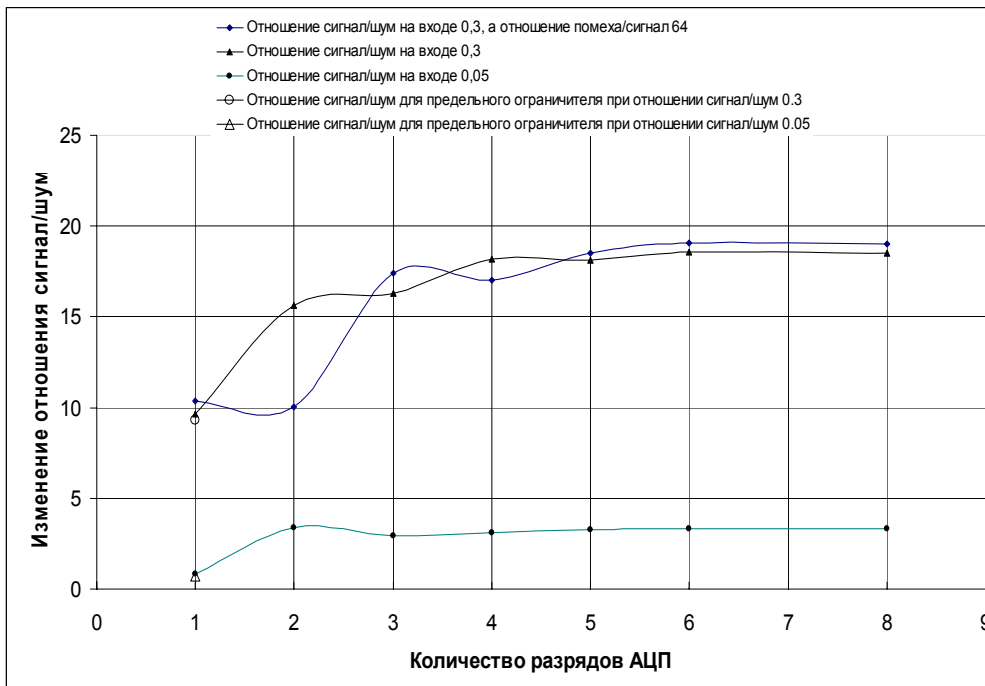


Рис. 8. Отношение сигнал/шум на выходе корреляционного приемника

## Выводы

Из результатов, представленных на рис. 4 – 8, видно, что при разрядности АЦП большей 4 значения корреляционного интеграла, отношение сигнал/шум и суммарный уровень интермодуляционных помех изменяются незначительно.

Исследования, проведенные для различных отношений сигнал/шум, показали, что 8...16 уровней квантования (что соответствует разрядности АЦП равной 3 – 4) на размах  $\pm 3\sigma$  смеси сигнала, шума и узкополосных помех обеспечивает снижение энергетических потерь по сравнению с двухсторонним идеальным полосовым ограничителем на величину, существенно зависящую от отношения сигнал/шум на входе корреляционного приемника. Так, например, при отношении сигнал/шум 0,3 переход от предельного ограничителя к четырехразрядному АЦП обеспечивает энергетический выигрыш 1,94 (на 2,55 дБ), а при отношении сигнал/шум 0,05 – соответствующий выигрыш превышает 6 дБ (см. рис.8). Данный результат не в полной мере соответствует теоретическим оценкам (см. рис.1), в соответствии с которыми ожидаемые потери в отношении сигнал/шум не должны превышать  $\pi/4$  (1,05 дБ). Видимо, данные отличия связаны с тем, что теоретические исследования выполнялись для простых сигналов, для которых полоса шума на входе приемника принималась равной ширине спектра обрабатываемого сигнала. В то же время для сложных сигналов корреляционная обработка приводит к эквивалентному уменьшению полосы сигнала в базу раз. Это свидетельствует о необходимости проведения дополнительных исследований, касающихся влияния предельного ограничителя на последующую корреляционную обработку сложных сигналов при различных отношениях сигнал/шум и значениях базы

модулирующей последовательности.

Результаты исследования влияния разрядности АЦП на уровень интермодуляционных помех в основном соответствуют известным результатам [5]. В соответствии с проведенными исследованиями использование АЦП с разрядностью 4 приводит к существенному уменьшению уровня интермодуляционных помех по сравнению с предельным ограничителем (см. рис.7). Дальнейшее увеличение разрядности при обработке сложных сигналов, с инженерной точки зрения, нецелесообразно.

## Список литературы

1. Bennet W.R., Rice S.O. Note on methods of computing modulation products. – *Philosophical Magazine, series 7*, 18, 422-424, September 1934.
2. Middleton D. Some general results in the theory of noise through nonlinear devices, *Quart. Applied Math.*, 5(4), 445-498, January 1948.
3. Давенпорт В.Б., Рут В.Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. – М.: Издательство иностранной литературы, 1960. – 468 с.
4. Стилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В.В. Макарова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.
5. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др.; Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
7. Джоунс Дж. Идеальное ограничение процесса, состоящего из двух синусоидальных сигналов и случайного шума // Некоторые проблемы обнаружения сигнала, маскируемого флюктуационной помехой. Сборник статей; Под ред. И.И. Шнер. – М.: Сов. радио, 1965. – С. 237-263.

Поступила в редколлегию 6.03.2008

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Ю.В. Стасев, Харьковский университет Воздушных Сил им. И.Кожедуба, Харьков.

## АНАЛІЗ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ КВАНТУЮЧОГО ПРИСТРОЮ НА ЯКІСТЬ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ

Харченко О.В.

Представлені результати дослідження впливу розрядності аналого-цифрового перетворювача на енергетичні характеристики демодулятора складних широкосмугових сигналів, що приймаються на тлі гауссівського шуму і потужної вузькополосної перешкоди. Показано, що 8...16 рівнів квантування на розмах сукупності сигналу, шуму і перешкоди в деяких випадках забезпечує зниження енергетичних витрат на величину близько 6 дБ в порівнянні з двостороннім ідеальним смуговим обмежувачем і істотне зменшення рівня інтермодуляційних перешкод.

**Ключові слова:** аналого-цифровий перетворювач, демодулятор

## THE INFLUENCE ANALYSIS OF QUANTIZER PARAMETERS ON QUALITY DIGITAL PROCESSING OF THE SPREAD-SPECTRUM SIGNAL

Kharchenko H.V.

The results of research of the analog-digital converter on power descriptions of demodulator of the spread-spectrum signals, accepted on a background gauss noise and powerful narrowband hindrance, are represented. It is shown that 8...16 levels of quantum provide the decline of power losses on a value about 6 dB as compared to an ideal bandpass terminator and essential decreasing of intermodulation interference.

**Keywords:** analog-digital transformer, demodulator.