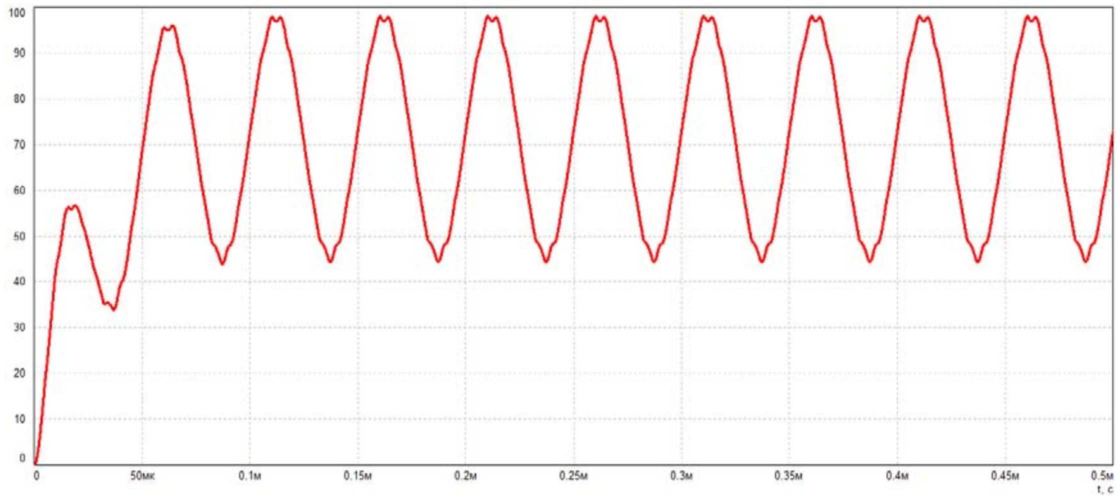

Рис. 10. Временная диаграмма на выходе усилителя с использованием ШИМ

Для усилителя с использованием $\Delta\Sigma$-модулятора коэффициент нелинейных искажений составил 0,92 %, а при использовании ШИМ – 3,33 %.

Таким образом, выполненный анализ подтверждает, что усилитель класса D с аналоговой ШИМ не позволяет реализовать высококачественное усиление сигнала. Для снижения нелинейных искажений, как показывают проведенные исследования, следует перейти от ШИМ к $\Delta\Sigma$-модуляции. Однако неизбежным следствием этого становится возрастание частоты переключения выходных транзисторов и снижение КПД из-за роста потерь при переключениях. Для преодоления этого недостатка представляется перспективным применение в качестве мощных ключей нитрид-галлиевых (GaN) транзисторов, обладающих широкой рабочей полосой частот и температурной устойчивостью. Использование же $\Delta\Sigma$-модулятора в качестве драйвера в этом случае позволяет обеспечить высокие качество усиления сигнала и КПД [1].

Список используемых источников

1. Dr Andrzej Samulak. System Analyses of Class-S Power Amplifier. Germany: Erlangen, 2010.
2. Baker, Bonnie. Delta-sigma ADCs in a nutshell. EDN, 2007, pg 22.
3. Baker, Bonnie. Delta-sigma ADCs in a nutshell, part 2: the modulator. EDN, 2008, pg 24.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ ИДЕАЛЬНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ С ЗОНОЙ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

О.В. Косарев

Снижение разрядности обрабатываемых данных в устройствах обработки радиолокационных сигналов является актуальной задачей, несмотря на рост производительности вычислительных устройств. Предельным случаем снижения разрядности является бинар-

ное квантование. Бинарному квантованию присущ ряд недостатков. Недостатки присущие бинарному квантованию предлагается компенсировать введением третьего уровня квантования. Рассмотрены статистические характеристики сигналов на выходе устройства идеального ограничителя с зоной нечувствительности.

Ключевые слова: согласованная обработка, радиотехнические сигналы, бинарное квантование, идеальный ограничитель с зоной нечувствительности.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF RANDOM SIGNALS AT THE OUTPUT OF THE IDEAL LIMITER WITH DEAD ZONE

Kosarev O.

Reducing the processed data in the device processing of radar signals is an important task, despite the increasing performance of computing devices. The limiting case of reducing the bit depth quantization is binary. Binary quantization has a number of drawbacks. The inherent disadvantages of binary quantization is proposed to compensate for the introduction of third-level quantization. Examined statistical characteristics of signals at the output of the ideal limiter with dead zone.

Keywords: coherent processing, radar signals, binary quantization, the ideal limiter with dead zone.

В задачах радиолокации не требуется восстановление формы сигнала. Поэтому представляет интерес снижение разрядности квантования выборок радиолокационного сигнала при цифровой обработке. Вопросы малоразрядной цифровой обработки в условиях ресурсных ограничений освящены в ряде работ [1, 2]. Предельным случаем снижения разрядности квантования выборок можно считать бинарное квантование. Бинарное квантование обладает рядом преимуществ и недостатков. Несомненным преимуществом является простота технической реализации устройств обработки бинарных сигналов. К недостаткам следует отнести то, что пороговый уровень квантования постоянен при любых отношениях сигнал/шум на входе. Введение третьего уровня квантования позволит «отсекать» энергию шума.

Три уровня квантования обеспечивает идеальный ограничитель с зоной нечувствительности (см. рис. 1).

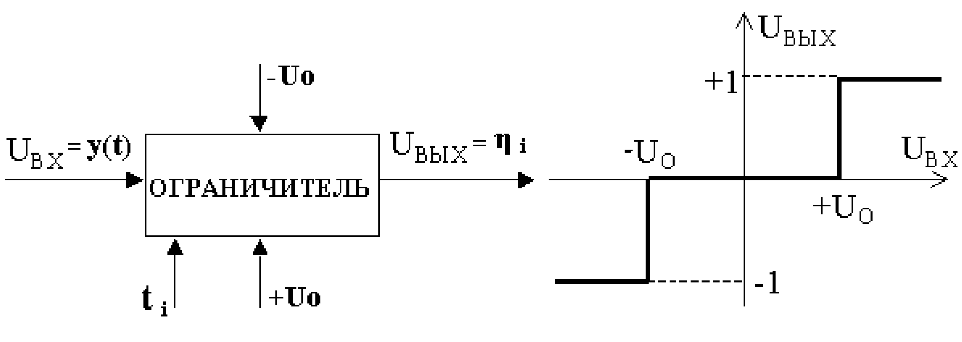

Рис. 1. Идеальный ограничитель с зоной нечувствительности

Отсчеты берутся через время, превышающее интервал корреляции шумов, а квантование осуществляется по правилу (1):

$$\eta_i = \begin{cases} 1, & y(t_i) \geq U_o \\ 0, & -U_o < y(t_i) < U_o \\ -1, & y(t_i) \leq -U_o \end{cases} \tag{1}$$

где η_i – дискретная величина на выходе ограничителя, $y(t_i)$ – отсчеты выборки входного сигнала, U_0 – пороговый уровень ограничителя.

Преобразование в ограничителе является существенно нелинейной операцией, при которой происходит переход от непрерывной случайной величины к дискретной случайной величине. В каждом отсчете можно получить одно из трех попарно несовместимых значений (+1, 0, −1). Вероятности их появления для шума и смеси сигнал + шум можно найти, зная плотность распределения входной непрерывной величины по формулам (2):

$$\begin{gathered} P^{+1} = \int_{U_o}^{\infty} W(y)dy \\ P^{0} = \int_{-U_o}^{U_o} W(y)dy \\ P^{-1} = \int_{-\infty}^{-U_o} W(y)dy \end{gathered} \tag{2}$$

где P – вероятность появления минус единицы, ноля или плюс единицы соответственно, $W(y)$ – плотность вероятности входной непрерывной величины.

Плотности вероятностей входной непрерывной величины $W(y)$ и вероятности превышения порога для случая нормального шума P_n и аддитивной смеси нормального шума и сигнала $\alpha\ P_{\text{сп}}$ показаны на рисунке 2.

По результатам серии из $N_{\text{д}}$ отсчетов необходимо принять решение о наличии сигнала от цели во входной реализации. Для этого необходимо найти функционал отношения правдоподобия и сравнить его с порогом. Обозначим:

Q^{+1} – случайная величина количества «+1» в серии из $N_{\text{д}}$ отсчетов;

Q^{0} – случайная величина количества «0» в серии из $N_{\text{д}}$ отсчетов;

Q^{-1} – случайная величина количества «–1» в серии из $N_{\text{д}}$ отсчетов.

Тогда $\bar{Q} = (Q^{+}, Q^{0}, Q^{-})$ – дискретный случайный вектор. В общем виде функционал отношения правдоподобия имеет вид:

$$\Phi = \Psi\left(\frac{P_{cn}(\overline{Q})}{P_n(\overline{Q})}\right),$$

где $P_{п}(\bar{Q})$ – распределение вероятностей вектора $\bar{Q}$ при наличии только помехи, $P_{сп}(\bar{Q})$ – распределение вероятностей вектора $\bar{O}$ при наличии сигнала и помехи.

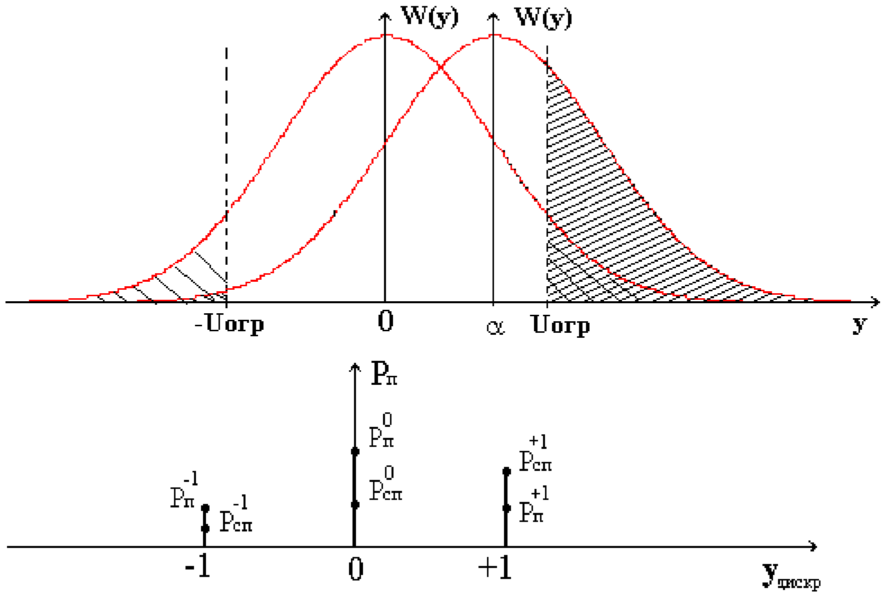

Рис. 2. Плотность вероятности нормального шума и вероятность появления минус единицы, ноля и плюс единицы

Для нахождения отношения правдоподобия необходимо найти распределения $P_{п}(\bar{Q})$, $P_{сп}(\bar{Q})$ и найти решающее правило разбиения области всех возможных по результатам испытаний значений вектора $\bar{Q}$ на области принятия решений о наличии и отсутствии цели.

Вектор $\bar{Q}$ имеет конечное число значений, так как количество отсчетов в серии ограничено:

$$\overline{Q_{i,j,k}} = (Q^{+1} = i, Q^{0} = j, Q^{-1} = k),$$

где Q^{+1} – количество «+1» в векторе, Q^{0} – количество «*0*» в векторе, Q^{-1} – количество «–1» в векторе, $i + j + k = N_{д}$.

Распределение вероятностей вектора $\bar{Q}$ имеет дискретный характер и его удобно представить в виде матрицы *M*, элементы которой являются вероятностями всех возможных реализаций вектора $\bar{Q}$:

$$P_{i,j,k} = P(Q^{+1} = i, Q^{0} = j, Q^{-1} = k).$$

Так как элементами матрицы являются вероятности всех возможных реализаций вектора $\bar{Q}$, то сумма всех вероятностей в матрице равна единице. Пример такой матрицы для пяти отсчетов приведен ниже в таблице. В таблицу по строкам заносятся вероятности реализаций вектора $\bar{Q}$ с одинаковым количеством +1 (первый индекс), в столбцы заносятся вероятности реализаций вектора $\bar{Q}$ с одинаковым количеством –1 (третий индекс). Второй индекс на пересечении столбца и строки, то есть число нулей в серии равно $j = N_{д} - i - k$.

ТАБЛИЦА. Матрица *M* распределения вероятностей вектора $\bar{Q}$

		Количество –1 (третий индекс)					
		0	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**
Количество +1 (первый индекс)	5	P_{500}					
	4	P_{410}	P_{401}				
	3	P_{320}	P_{311}	P_{302}			
	2	P_{230}	P_{221}	P_{212}	P_{203}		
	1	P_{140}	P_{131}	P_{122}	P_{113}	P_{104}	
	0	P_{050}	P_{041}	P_{032}	P_{023}	P_{014}	P_{005}

Для стационарного шума при условии независимости отсчетов вероятности P^{+1}, P^{0}, P^{-1} одинаковы для любого отсчета. В этом случае вектор $\bar{Q}$ подчиняется полиномиальному закону распределения (3):

$$P_{i,j,k} = \frac{N_{\partial}!}{i!\cdot j!\cdot k!}\cdot (P^{+1})^{i}\cdot (P^{0})^{j}\cdot (P^{-1})^{k}. \tag{3}$$

При постоянной величине полезного сигнала закон распределения входной реализации смещается на эту величину, не меняя своей формы. В этом случае вероятности P^{+1}, P^{0}, P^{-1} также одинаковы для всех отсчетов. Следовательно, вектор $\bar{Q}$ также подчиняется полиномиальному закону распределения. Поэтому для заполнения матрицы $P_{п}(\bar{Q})$ также используется выражение (3).

В случае, когда амплитуда полезного сигнала в аддитивной смеси не является постоянной величиной, вероятности всех возможных реализаций вектора $\bar{Q}$ рассчитать по полиномиальному закону нельзя. В общем случае для *n*-го отсчета элемент матрицы вероятностей *M* реализации можно вычислить по рекуррентной формуле:

$$P_{i,j,k}\Big|_{i+j+k=n} = P_{i-1,j,k}\cdot P_{n}^{+1} + P_{i,j-1,k}\cdot P_{n}^{0} + P_{i,j,k-1}\cdot P_{n}^{-1}.$$

При этом вероятности *P* можно рассчитать, зная закон изменения полезного сигнала. Заполнение матрицы *M* вероятностей реализаций вектора $\bar{Q}$ на *n*-м отсчете должно выполняться путем перемножения матриц предыдущего отсчета на вероятности исходов в текущем отсчете их суммирования после выравнивания размерностей.

Зная алгоритм расчета матриц вероятностей, возможно рассчитать показатели качества обнаружения и оценить влияние порогов квантования на показатели качества обнаружения.

Список используемых источников

1. Горбунов Ю. Н. Стохастическая радиолокация: условия решения задач обнаружения, оценивания и фильтрации [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. 2014. N 3. URL: http://jre.cplire.ru/alt/nov14/3/text.html#8 (дата обращения 10.04.20016).
2. Горбунов Ю. Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования. Монография [Электронный ресурс]. М.: ФКА, ФГУП «ЦНИРТИ им. акад. А. И. Берга», 2008. 87 с. URL: http://www.cnirti.ru/pdf/d_260109.doc (дата обращения 10.03.20016).

СТУПЕНЧАТЫЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА РЕШЕТКЕ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

А.Р. Кубалова

Разработан новый метод проектирования эллиптического полосно-пропускающего СВЧ фильтра с реализацией на решетке связанных микрополосковых линий. Предложена методика расчета фильтра с применением симулятора электромагнитного поля. Представлены результаты экспериментального исследования макета фильтра.

Ключевые слова: эллиптический фильтр, СВЧ фильтр, микрополосковая линия, связанные микрополосковые линии, полосно-пропускающий фильтр (ППФ), многопроводная линия, электромагнитное моделирование.

STEPPED ELLIPTIC FILTER IMPLEMENTED ON COUPLED MICROSTRIPLINES LATTICE

Kubalova A.

The new method of design of microwave elliptic bandpass filter implemented on coupled microstriplines lattice is developed. The methodology of calculating the filter using an electromagnetic field simulation is proposed. Results of an experimental study of the filter layout are presented.

Keywords: elliptic filter, microwave filter, microstrip, coupled microstripline, bandpass filter (BPF), multiple wire line, electromagnetic simulation.

В статье представлена методика проектирования узкополосного ступенчатого микрополоскового ЭФ, проиллюстрированная синтезом ППФ с реализацией на МПЛ с параметрами: центральная частота: f_0 = 2,5 ГГц; относительная ПП: w = 3 %; затухание в ПЗ: $a_S \geq 30$ дБ; сопротивление нагрузки: $Z_0 = 50$ Ом; порядок фильтра N = 3; материал подложки RogersRO4003C с $\varepsilon_r = 3{,}55$, h = 1,524 мм. С применением электромагнитного моделирования рассчитаны и приведены кривые для определения ширины зазора между связанными МПЛ. Представлены результаты макетирования фильтра.

Для получения реализуемых геометрических размеров при проектировании узкополосного ступенчатого ЭФ на МПЛ следует реализовать фильтр как структуру без заземленных линий. На начальном этапе, воспользовавшись