

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

УДК 621.396

Проектирование COS/SIN-преобразователей в цифровых вычислительных устройствах синтеза радиолокационных сигналов

Г.Э. Широ, С.П. Романов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Design of COS/SIN Generators in Digital Computing Devices of Synthesis of Radar Signals

G.E. Shiro, S.P. Romanov

National Research University of Electronic Technology, Moscow

Исследованы особенности аппаратной реализации цифровых вычислительных устройств синтеза сигнала для двух радиолокационных систем: системы обнаружения движущихся целей в режиме «воздух–воздух» с помощью импульсно-доплеровской РЛС и системы обнаружения целей в РЛС с использованием режима сжатия сигнала. Даны оценки требуемой точности и аппаратных затрат при построении COS/SIN-преобразователей в устройствах цифрового синтеза сигнала.

Ключевые слова: цифровые вычислительные устройства; радиолокационные системы; импульсно-доплеровские РЛС; цифровая обработка сигналов; сжатие ЛЧМ-сигналов; COS/SIN-преобразователи; устройства цифрового синтеза сигналов; CORDIC-алгоритм.

The peculiarities of the hardware implementation of the digital signal synthesizers applied to two radar systems – the moving-target indication system in the Pulse-Doppler radar and the target detection system in the chirp radar – have been investigated. The numerical estimate of the required precision and the hardware costs in the development of the sine-cosine generators in the digital signal synthesizers has been given.

Keywords: digital computing devices; radar systems; Pulse-Doppler radars; chirp radar systems; digital signal processing; sine-cosine generators; digital signal synthesizers; CORDIC-algorithm.

Введение. При проектировании радиолокационных систем большое внимание уделяется выбору устройств аналого-цифрового (АЦП) и цифроаналогового (ЦАП) преобразований. Если обоснование выбора разрядности АЦП проводится известным методом, например [1], оценивающим шумы квантования по сравнению с соотношением сигнал–шум входного сигнала, то ЦАП обычно выбираются с разрядностью, совпа-

дающей с разрядностью АЦП, что может оказаться избыточным и, следовательно, приведет к неоправданному удорожанию аппаратуры.

В настоящей работе проведено исследование проблемы обоснованного выбора разрядности ЦАП и параметров предшествующего ему цифрового COS/SIN-преобразователя для двух радиолокационных систем: системы обнаружения-селекции движущихся целей (СДЦ) в режиме «воздух–воздух» с помощью импульсно-доплеровской РЛС и системы обнаружения целей в режиме «земля–воздух» в РЛС с использованием режима сжатия сигнала [2].

Оценка параметров ЦАП и COS/SIN-преобразователей для импульсно-доплеровской РЛС. В режиме «воздух–воздух» самолет-разведчик облучает воздушные цели зондирующим сигналом на частоте f_0 с длиной волны λ_0 . При этом в отраженный сигнал неизбежно попадает отклик от поверхности земли, который совпадает по времени с откликом от цели. При обработке такого сигнала согласованным фильтром невозможно временное разделение откликов от цели и от земли. Поэтому используется метод СДЦ, основанный на анализе спектра отраженного сигнала и частотном разделении откликов от цели и от земли. Спектр отраженного сигнала $S(f)$ имеет вид, показанный на рис.1. Различимы характерные значения частот [2]: f_1 – максимум спектральных составляющих, соответствующий главному лепестку диаграммы направленности антенны. Положение максимума на частотной шкале зависит от угла направленности антенны β_c самолета-разведчика относительно горизонта и его скорости v_c :

$$f_1 = \frac{2v_c}{\lambda} \cos \beta_c; \quad (1)$$

f_2 – граничная частота, соответствующая доплеровской частоте при максимальной скорости $v_{c \max}$ самолета-разведчика;

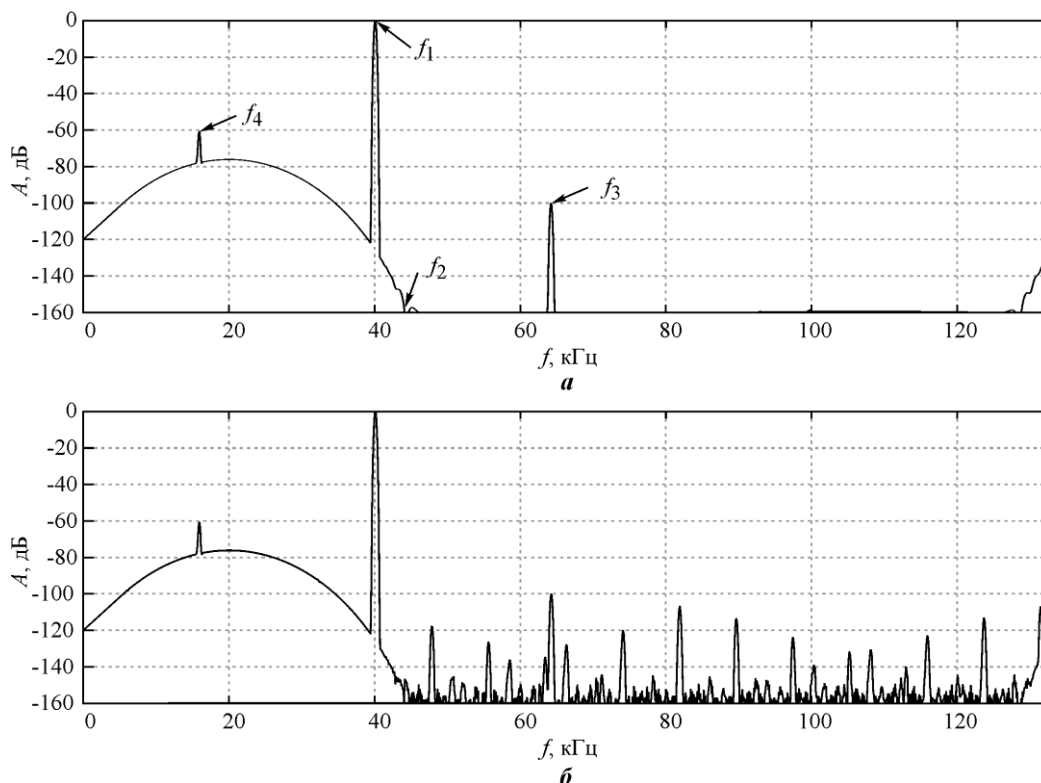


Рис.1. Спектр отраженного сигнала в импульсно-доплеровской РЛС для идеального (а) и реального (б) генератора зондирующего сигнала

- f_3, f_4 – частоты сигналов самолетов-целей, летящих встречным с $v_{ц1}$ и попутным с $v_{ц2}$ курсами и наблюдаемых под углами $\beta_{ц1}, \beta_{ц2}$:

$$f_3 = \frac{2(v_c + v_{ц1})}{\lambda} \cos \beta_{ц1}; \quad f_4 = \frac{2(v_c - v_{ц2})}{\lambda} \cos \beta_{ц2}.$$

Обнаружение встречных целей, даже низколетящих, достигается за счет разнесения спектров от цели и граничной области спектра. Спектр отраженного сигнала от цели, летящей попутным курсом, совмещен со спектральными составляющими отражения от земли и может быть выявлен лишь при превышении последних по уровню.

В импульсно-доплеровском режиме самолет-разведчик генерирует когерентную пачку импульсов – простых сигналов типа «вырезки» косинусоиды s_0, s_1, \dots, s_{N-1} – и получает от каждого импульса отраженные сигналы $s'_0, s'_1, \dots, s'_{M-1}$, соответствующие дальностям до предполагаемой воздушной цели, движущейся встречным курсом. Отраженные сигналы оцифровываются и накапливаются в виде массива $s\{N \times M\}$ комплексных чисел, в котором номера столбцов соответствуют номерам зондирующих импульсов $0, 1, \dots, N-1$, а номера строк – номерам отсчетов-сигналов по дальности $0, 1, \dots, M-1$. Далее полученный массив данных по строкам, т. е. по отсчетам равной дальности, обрабатывается процессором БПФ. Все спектры отсчетов равной дальности, полученные на выходе процессора БПФ, содержат составляющие, соответствующие отражению от земли, а спектр цели появится только в одном или двух смежных каналах, соответствующих реальной дальности – расстоянию между самолетом-разведчиком и целью. Из-за значительного превышения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) от земли над ЭПР сигнала от цели отклик от последней может быть различим в спектре при условии сохранения линейности всех процессов формирования и обработки сигналов в достаточно большом динамическом диапазоне. Величина динамического диапазона D в РЛС данного типа должна составлять не менее 100 дБ [2].

Если принять, например, что процессор БПФ при вычислении спектра $S(f)$ реализует преобразование длиной $2^{14} = 16$ К, можно оценить динамический диапазон $D(\text{БПФ}) = 14 \cdot 3 = 42$ дБ. Остальные 58 дБ должны быть получены за счет выбора параметров предшествующих элементов и, прежде всего, разрядности АЦП. Принимая оценку динамического диапазона на выходе АЦП, равную $D(\text{АЦП}) \approx 6r$ дБ, где r – число разрядов, получаем для рассматриваемого примера $r = 58/6 \approx 10$ разрядов АЦП.

Данная оценка справедлива, если на стороне передатчика в качестве зондирующих сигналов использовались идеальные моночастотные импульсы, получаемые, например, аналоговым методом в виде вырезок из сигнала нешумящего высокостабильного генератора. В действительности, исходя из требования информационной защищенности системы, рабочая частота зондирующих сигналов должна быть программно-управляемой и, следовательно, генерируемой цифровым методом. Цифровая генерация неизбежно приводит к появлению амплитудных и, что гораздо хуже, частотных шумов. Первые могут считаться белым шумом, аналогичным шуму округления АЦП, и будут подавляться процессором БПФ, а вторые непосредственно пройдут на выход системы и, следовательно, дадут погрешность в решении задачи. Таким образом, к процессору генерации сигнала необходимо предъявить требование частотного шума не ниже -100 дБ, и, соответственно, те же требования должны быть предъявлены к COS/SIN-преобразователю.

На рис.2 приведены полученные в результате моделирования оценки достижимого динамического диапазона D в зависимости от объема V ПЗУ COS/SIN-преобразователя.

При оценке осуществлен перебор по всем частотам по формуле (1) в диапазоне $f_1/f_n = 0 \dots 0,5$ с шагом 0,05, где $f_n = 133$ кГц – частота повторения зондирующих импульсов, и определены наименьшее и среднее значения динамического диапазона D . В качестве интегральной оценки аппаратных затрат используется объем ПЗУ $V = 2^{r_a} \cdot r_d$, где r_a – разрядность адреса; r_d – разрядность данных.

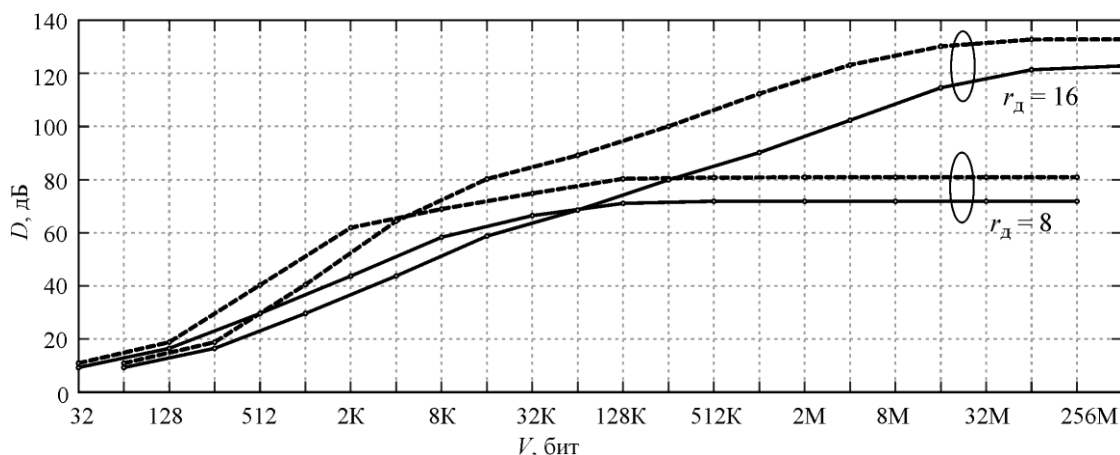


Рис.2. Зависимость наименьшего (сплошная линия) и среднего (пунктирная линия) значений динамического диапазона D от объема выделенной памяти V ПЗУ

Разрядность данных рассмотрена в двух вариантах: $r_d = 8$, $r_d = 16$. Как видно из рис.2, вариант с $r_d = 8$ обуславливает ограничение по достижимому значению динамического диапазона $D \leq 72$ дБ.

Оценка параметров ЦАП и COS/SIN-преобразователей для РЛС, использующих режим сжатия сигнала. При зондировании цели наземной РЛС возможно разделение откликов от цели и от поверхности земли по времени. Известным методом повышения дальности обнаружения цели и измерения расстояния до нее является использование сложных зондирующих сигналов с обработкой откликов от цели с помощью согласованного фильтра. На выходе согласованного фильтра достигается сжатие исходного сигнала по длительности $t_n/t_{сж}$ в B раз и улучшение соотношений мощностей сигнала и помехи $P_c/P_{ш}$ в $2B$ раз, где B – база сигнала [3]. В качестве шума обычно учитывается лишь белый шум приемного тракта и шум квантования АЦП. Параметры зондирующего сигнала при этом предполагаются идеальными. Однако при цифровом синтезе сложного сигнала в последнем неизбежно появятся амплитудные и частотные шумы, которые скажутся на результирующем соотношении $P_c/P_{ш}$, поскольку после сжатия приведут к значительному увеличению боковых лепестков сжатых сигналов.

Как показано на рис.3, спектр синтезированного сложного сигнала типа линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) с базой $B = 250$ при $r_d = 4$ и $r_a = 8$ оказывается искаженным по сравнению с идеальным. Соответственно искажается форма сжатых импульсов в части увеличения боковых лепестков.

В зависимости от величины базы сигнала B жесткость требований к COS/SIN-преобразователям снижается. Моделирование показывает, что если ограничить боковые лепестки сжатого сигнала величиной -40 дБ, то при изменении базы B в диапазоне 50–1000 требования к объему V ПЗУ уменьшаются в 16 раз – от 4096 до 256 бит (рис.4).

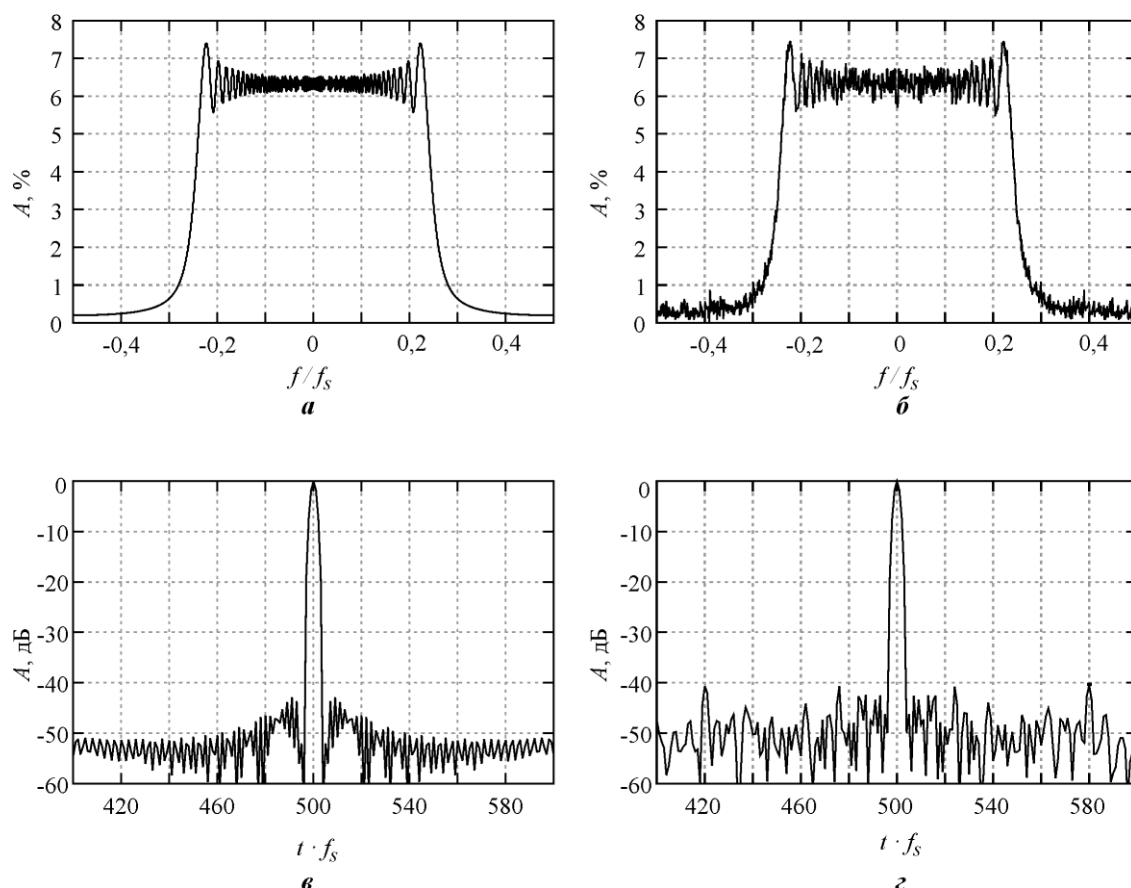


Рис.3. Спектры ЛЧМ-сигналов с идеальным (а) и реальным (б) COS/SIN-преобразователями и результаты сжатия их согласованным фильтром с опорной функцией в «окне Хемминга» (в, з)

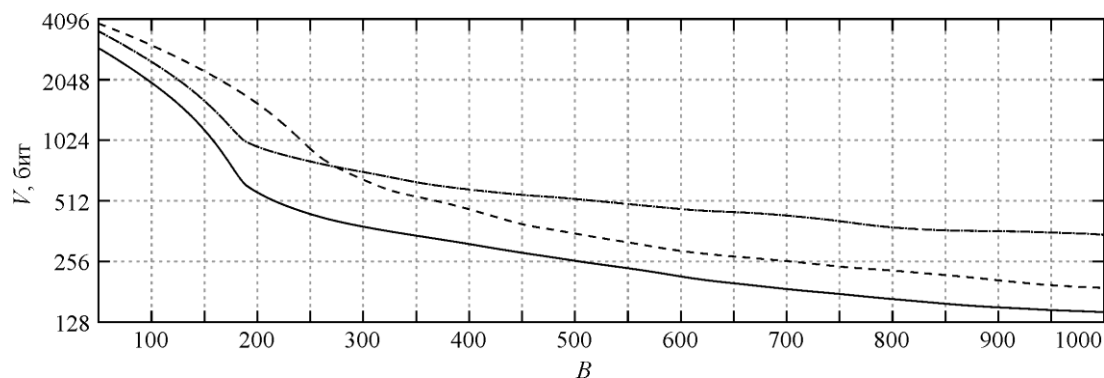


Рис.4. Требования к объему ПЗУ COS/SIN-преобразователей в зависимости от базы ЛЧМ-сигнала (пунктирная линия – $r_d = 4$; штрихпунктирная линия – $r_d = 8$; сплошная линия – оптимальное значение r_d)

Таким образом, как и в случае с импульсно-доплеровской РЛС, расчет параметров зондирующего сигнала в РЛС с использованием режима сжатия сигнала должен проводиться с учетом частотных шумов COS/SIN-преобразователей.

Варианты реализации COS/SIN-преобразователей. Наиболее простым способом построения COS/SIN-преобразователей является использование ПЗУ с таблицей констант $\cos\varphi, \sin\varphi$ (объем V ПЗУ для двух типов РЛС оценен на рис.2 и 4). Полученные оценки объема V ПЗУ для значений $\cos\varphi, \sin\varphi$ в диапазоне $\varphi = 0, \dots, 2\pi$, могут быть уменьшены в 8 раз, если усложнить алгоритм формирования адреса ПЗУ и реализовать

мультиплексорное переключение выходов. Тогда в ПЗУ достаточно хранить лишь значения $\cos\varphi$, $\sin\varphi$ в диапазоне $\varphi = 0, \dots, \frac{\pi}{4}$.

В основу дальнейшего уменьшения объема ПЗУ может быть положена процедура суммирования «грубой» (α) и «точной» (β) составляющих фазы. Пусть необходимая точность задания фазы $2\pi \cdot 2^{-r_a}$. Воспользуемся двумя ПЗУ для хранения значений косинуса и синуса углов α с «грубой» точностью $2\pi \cdot 2^{-r_a/2}$ в диапазоне $0, \dots, 2\pi$ и двумя ПЗУ для хранения косинуса и синуса углов β с заданной точностью $2\pi \cdot 2^{-r_a}$, но в диапазоне $0, \dots, 2\pi \cdot 2^{-r_a/2}$. Заданный угол σ может быть представлен в виде суммы $\sigma = \alpha + \beta$. При этом α «отвечает» за диапазон $0, \dots, 2\pi$, а β – за точность $2\pi \cdot 2^{-r_a}$. (Значения косинуса и синуса заданного угла σ могут быть вычислены по известным формулам для суммы двух углов.)

Таким образом, вместо одного ПЗУ объемом $V = r_d \cdot 2^{r_a}$ достаточно использовать два ПЗУ объемом $V = r_d \cdot 2^{r_a/2}$ и тогда получим экономию в объеме в $(r_d \cdot 2^{r_a}) / (2 \cdot r_d \cdot 2^{r_a/2}) = 2^{(r_a/2-1)}$ раз. Например, для $r_a = 16$ экономия в 128 раз. Необходимо отметить, что данная экономия достигается за счет использования четырех умножителей, реализующих формулы \cos и \sin для суммы двух углов. При этом должна быть обеспечена точность вычислений, соответствующая разрядности $r_d + r_d = 2r_d$ с последующим симметричным округлением для положительных и отрицательных чисел по алгоритму [4].

Дальнейшим усовершенствованием COS/SIN-преобразователей, позволяющим полностью отказаться от ПЗУ и умножителей, является их построение на основе CORDIC-алгоритма – Coordinate Rotation in Digital Compute [5].

Идея CORDIC-алгоритма основана на выражениях, описывающих функции поворота вектора $(R \cos \theta, R \sin \theta)$ на угол $\pm \varphi_n$:

$$K_n R \cos(\theta \pm \varphi_n) = R \cos(\theta) \mp 2^{-n} R \sin(\theta); \quad (2)$$

$$K_n R \sin(\theta \pm \varphi_n) = R \sin(\theta) \pm 2^{-n} R \cos(\theta), \quad (3)$$

$$\varphi_n = \arctg 2^{-n} \text{ и } K_n = \frac{1}{\cos \varphi_n} = \sqrt{1 + 2^{-2n}}. \quad (4)$$

Представим процесс поворота вектора $(R \cos(\theta), R \sin(\theta))$ на угол $\varphi_{\Sigma n}$ при $R = 1$ и $\theta = 0$ в виде суммы углов:

$$\varphi_{\Sigma n} = \sum_{i=0}^n \pm \varphi_i, \quad (5)$$

здесь $\varphi_0, \dots, \varphi_n$ определяются выражением (4), а знак перед φ_i – рассогласованием переходного процесса приближения угла к заданному.

В табл.1 показан пример поворота угла $\varphi_{\Sigma n}$ от 0 к 60° за пять процедур суммирования ($n = 0, \dots, 4$). Процесс приближения суммарного угла к заданному значению подобен переходному процессу в астатической системе автоматического управления. Рассогласование носит знакопеременный характер, при этом его величина на каждом n -м шаге не превышает значения (4).

Процессу пошагового поворота угла $\varphi_{\Sigma n}$ может быть поставлен в соответствие процесс последовательного вычисления значения коэффициента $K_{\Pi n}$ и итеративного вычисления значений $K_{\Pi n} \cos \varphi_{\Sigma n}$, $K_{\Pi n} \sin \varphi_{\Sigma n}$:

$$K_{\Pi n} = \prod_{i=0}^n K_i, \quad (6)$$

$$K_{\Pi n} \cos \varphi_{\Sigma n} = K_{\Pi(n-1)} \cos \varphi_{\Sigma(n-1)} \mp 2^{-n} K_{\Pi(n-1)} \sin \varphi_{\Sigma(n-1)}, \quad (7)$$

$$K_{\Pi n} \sin \varphi_{\Sigma n} = K_{\Pi(n-1)} \sin \varphi_{\Sigma(n-1)} \pm 2^{-n} K_{\Pi(n-1)} \cos \varphi_{\Sigma(n-1)}. \quad (8)$$

В табл.1 приводятся результаты вычисления $K_{\Pi n} \cos \varphi_{\Sigma n}$, $K_{\Pi n} \sin \varphi_{\Sigma n}$ для $n = 0..4$. Заметим, что знаки « \pm » в выражении (7) противоположны таковым в выражении (5), а в выражении (8) совпадают с (5).

При вычислении исходной (–1)-й итерации зададим:

$$K_{\Pi(-1)} \cos \varphi_{\Sigma(-1)} = 1 \cdot \cos 0 = 1; \quad K_{\Pi(-1)} \sin \varphi_{\Sigma(-1)} = 1 \cdot \sin 0 = 0.$$

Поделив $K_{\Pi n} \cos \varphi_{\Sigma n}$, $K_{\Pi n} \sin \varphi_{\Sigma n}$ на $K_{\Pi n}$, получим значения $\cos \varphi_{\Sigma n}$, $\sin \varphi_{\Sigma n}$, которые, как показано в табл.1, соответствуют углам $\varphi_{\Sigma n}$.

Таблица 1

Пример вычисления значений $\cos \varphi_{\Sigma n}$ и $\sin \varphi_{\Sigma n}$ CORDIC-алгоритмом

Параметр	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
φ_n	45°	26,57°	14,04°	7,13°	3,58°
$\varphi_{\Sigma n}$	45°	71,57°	57,53°	64,66°	61,08°
$60 - \varphi_{\Sigma n}$	15°	-11,57°	2,47°	-4,66°	-1,08°
$K_{\Pi n} \cos \varphi_{\Sigma n}$	1	0,5	0,875	0,703	0,796
$K_{\Pi n} \sin \varphi_{\Sigma n}$	1	1,5	1,375	1,484	1,44
K_n	1,414	1,118	1,031	1,008	1,002
$K_{\Pi n}$	1,414	1,581	1,63	1,643	1,646
$\cos \varphi_{\Sigma n}$	0,707	0,316	0,537	0,428	0,484
$\sin \varphi_{\Sigma n}$	0,707	0,949	0,844	0,903	0,875

Отметим, что при вычислении коэффициента $K_{\Pi n}$ проводится перемножение положительных убывающих величин K_n . Таким образом, значение $K_{\Pi n}$ зависит только от числа итераций n и при вычислении $\cos \varphi_{\Sigma n}$, $\sin \varphi_{\Sigma n}$ играет роль масштабирующего коэффициента. Масштабирующий коэффициент $K_{\Pi n}$ в формулах (7), (8) при реализации COS/SIN-преобразователей можно не учитывать, и поэтому в окончательном виде формулы для вычисления значений $\cos \varphi_{\Sigma n}$, $\sin \varphi_{\Sigma n}$ не содержат операции умножения. Вместо умножения используется операция сдвига 2^{-n} .

Наиболее просто реализовать CORDIC-алгоритм для вычисления значений $\cos \varphi_{\Sigma n}$, $\sin \varphi_{\Sigma n}$ в диапазоне $\varphi_{\Sigma n} = 0 \dots 90^\circ$ или $0 \dots 45^\circ$. Обработка остальных углов реализуется с использованием процедур повторения или суммирования углов.

Для получения необходимого быстродействия процесс вычисления должен быть реализован в виде конвейера длиной n тактов [6].

Построение COS/SIN-преобразователей в ПЛИС. Актуальность CORDIC-алгоритма сохраняется до настоящего времени. Например, мегафункция NCO-синтеза сигналов фирмы «Альтера» (США) [7] предлагает пользователю четыре варианта реализации COS/SIN-преобразователей: Large ROM; Small ROM; Multiplier-Based; CORDIC. Выбор оптимального варианта определяется условиями задачи, с одной стороны, и возможностями используемой аппаратуры, с другой.

В табл.2 приведены результаты оценки аппаратных затрат при построении COS/SIN-преобразователя по трем вариантам реализации для двух типов ПЛИС для работы в режимах «воздух–воздух» и «земля–воздух». Жирным шрифтом в таблице выделены оптимальные значения для заданного семейства ПЛИС.

Таблица 2

Оценка аппаратных затрат реализации COS/SIN-преобразователей

Алгоритм	Семейство ПЛИС ¹⁾	Режим «воздух–воздух», $D = 100$ дБ ²⁾				Режим «земля–воздух», $B = 250$ ³⁾					
		Количество		Объем памяти, бит	Макс. частота, МГц	Количество		Объем памяти, бит	Макс. частота, МГц		
		логических элементов	DSP блоков			логических элементов	DSP блоков				
Large ROM	Cyclone V	492	0	8М	161	22	0	5120	275		
	Max 10	–				66			294		
	Arria V	389	0	8М	194	22			350		
	Stratix V	204			299	21			500		
	Stratix III	–				36			438		
	Cyclone	–				65			223		
Small ROM	Cyclone V	164	0	960К	255	84	0	576	0 ⁴⁾ 331		
	Max 10	411			166	186			244		
	Arria V	140			332	54			350		
	Stratix V	133			455	58			500		
	Stratix III	204			392	91			438		
	Cyclone	–				185			223		
Multiplier-based	Cyclone V	91	2	24К	275	52	2	160 ⁵⁾	275		
	Max 10	328	8		176	158			8	184	
	Arria V	91	2		310	41			2	480	310
	Stratix V	92			400	41					400
	Stratix III	123	4		380	59			380		
CORDIC	Cyclone V	980	0	0	258	347	0	0	309		
	Max 10	2081			195	755			211		
	Arria V	950			70⁵⁾	325			333	44⁵⁾	329
	Stratix V	951		468		335		492			
	Stratix III	1102		0	373	403		0	0	458	
	Cyclone	2111			217	761				260	
	FLEX10KE	5412			44	1967				65	

¹⁾Использованы следующие микросхемы: Cyclone V – 5CEFA9F23I7; Max 10 – 10M50DAF256I7G; Arria V – 5AGXBA5D4F31I5; Stratix V – 5SEE9H40I3; Stratix III – EP3SE110F115213; Cyclone – EP1C3T100I7; FLEX10KE – EPF10K200SRC240-1 (5576XC4).

²⁾Использована мегафункция NCO фирмы «Альтера» со следующими параметрами: Dual Output, Phase Accumulator Precision = 32, Angular Resolution = 18, Magnitude Resolution = 16, Dither Level = 6.

³⁾Использована мегафункция NCO фирмы «Альтера» со следующими параметрами: Dual Output, Phase Accumulator Precision = 16, Angular Resolution = 8, Magnitude Resolution = 10, Dither OFF.

⁴⁾Возможна реализация памяти небольших объемов на логических ячейках.

⁵⁾В целях экономии логических ячеек для хранения коэффициентов используются ячейки памяти.

Заключение. При построении устройств цифровой обработки сигналов в радиолокационных системах и выборе схем синтеза сигналов необходимо учитывать режим работы системы. Наиболее жесткие требования к качеству сигнала предъявляются к системам «воздух–воздух», реализующим алгоритм СДЦ. Обнаружение цели на фоне отражений от земной поверхности в этом случае осуществляется с помощью анализа спектра отраженного сигнала в отчетах равной дальности. Необходимый при этом динамический диапазон обрабатываемого сигнала $D = 100$ дБ может быть достигнут при использовании в генераторе сигнала табличных COS/SIN-преобразователей объемом до 8 Мбит.

Менее жесткими оказываются требования к COS/SIN-преобразователям в генераторах сигналов радиолокационных систем в режиме «земля–воздух», основанных на временном разделении откликов от цели и от земной поверхности. При этом используются сложные зондирующие сигналы, обработка откликов осуществляется с помощью согласованного фильтра. Показано, что для сигналов с базой $B \leq 1000$ объем табличных COS/SIN-преобразователей может быть ограничен 4 Кбит.

В целях снижения объемов табличных cos-, sin-значений в случае Large ROM исследуются три известных метода реализации: Small ROM; Multiplier-Based и CORDIC. На примере ПЛИС фирмы «Альтера» (США) показано, что выбор метода зависит от типа выбранной аппаратуры.

Литература

1. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
2. **Авиационные радиолокационные комплексы и системы:** учеб. для слушателей курсантов и вузов ВВС / **П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский и др.; под ред. П.И. Дудника.** – М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.
3. **Варакин Л.Е.** Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 267 с.
4. **Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А.** Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002. – 464 с.
5. **Volder J.E.** The birth of CORDIC // J. of VLSI Signal Processing. – 2000. – N. 25. – P. 101–105.
6. **Дайнеко Д.** Реализация CORDIC-алгоритма на ПЛИС // Компоненты и технологии. – 2011. – № 12. – С. 36–46.
7. **NCO IP core user guide.** – Altera Corporation, 2014. – URL: http://www.altera.com/literature/ug/ug_nco.pdf (дата обращения 21.01.2016).

Статья поступила
после доработки 21 марта 2016 г.

Широ Георгий Эдуардович – доктор технических наук, профессор кафедры вычислительной техники МИЭТ. *Область научных интересов:* цифровая обработка сигналов, системы автоматизированного проектирования. **E-mail:** shiro@olvs.miee.ru

Романов Сергей Павлович – инженер-электроник НИИ вычислительных систем и систем управления МИЭТ. *Область научных интересов:* специализированные многопроцессорные системы, комбинированная обработка сигналов в системах радиолокации, языки описания аппаратуры высокого уровня.