

## **АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ ПО ФОРМИРОВАНИЮ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ИЗМЕНЯЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ**

В.А. Лошаков, И.В. Красношапка, А.В. Костянец  
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

*В статье рассматриваются возможности цифровых синтезаторов прямого цифрового синтеза по формированию сигналов с изменяемыми частотно-временными параметрами, формулируются рекомендации по их применению при создании новых и модернизации существующих возбудителей РЛС.*

### **DDS синтезаторы, ЛЧМ сигналы, РЛС**

**Постановка проблемы.** Общей тенденцией современной радиолокации является переход от простых к различным видам сложных сигналов с угловой модуляцией и изменяемыми по закону заданной кодовой последовательности параметрами [1]. При этом требования к точности и стабильности параметров формируемых сигналов постоянно повышаются. Традиционные аналоговые методы формирования сложных сигналов в ряде случаев не удовлетворяют возросшим требованиям, что и предопределило интерес к цифровым устройствам формирования, называемым в дальнейшем цифровыми синтезаторами сигналов (ЦСС). Их интенсивное развитие связано с появлением процессоров для обработки сложных сигналов, совершенствованием больших ИС и запоминающих устройств, быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Цифровые методы формирования обеспечивают когерентность, высокую долговременную стабильность и повторяемость параметров сигналов, а также хорошую воспроизводимость характеристик при серийном изготовлении. Кроме того, они позволяют не только изменять параметры формируемых сигналов (девиацию частоты и длительность), но и вводить в сигнал требуемые предискажения. В связи с этим целесообразность применения цифровых методов формирования сложных сигналов в современных РЛС не вызывает сомнений.

В настоящее время для формирования гармонических колебаний широко используются синтезаторы прямого цифрового синтеза с дискретным отсчетом частоты (Direct Digital Synthesizer – DDS). С их по-

мощью возможно формирование и различных сложных сигналов, в частности, ЛЧМ. Однако, недостаточная изученность искажений частотно-временной структуры, возникающих при переключении частот с одной стороны, и отсутствие единого подхода к анализу характеристик всего многообразия указанного класса синтезаторов с другой стороны, сдерживает их широкое применения.

**Целью данной статьи** является анализ возможностей и оценка качества формирования сложных радиолокационных сигналов с использованием DDS синтезаторов.

Анализ литературы. Вопросы оценки качества формирования сигналов при цифровых методах рассмотрены в ряде работ, например, [2 – 4]. Разработанные в них математические модели позволяют адекватно оценивать качество сигналов при цифровых методах формирования с дискретным отсчетом напряжения и фазы. Однако, их применение к синтезаторам с дискретным переключением частоты приводит к существенным погрешностям при оценке уровня искажений выходных сигналов. Это обуславливает необходимость доработки математических моделей применительно к синтезаторам с дискретным переключением частоты.

**Изложение основного материала.** Классификация современных цифровых методов формирования сложных сигналов с угловой модуляцией и место в ней ЦСС с дискретным отсчетом частоты приведена на рис. 1.

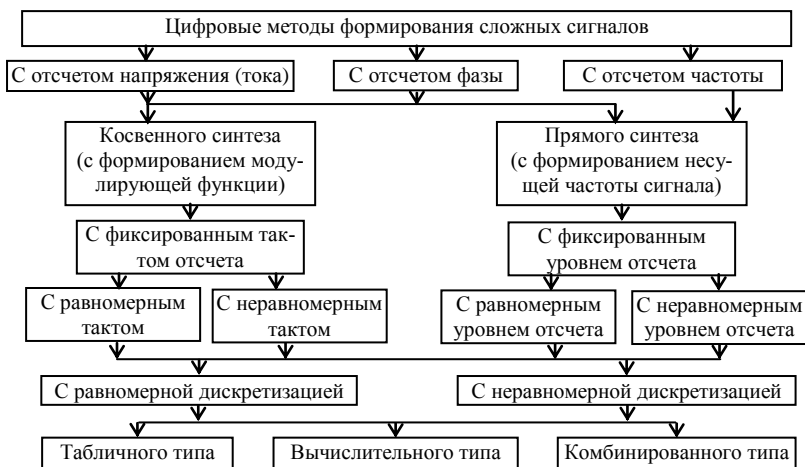


Рис. 1. Классификация цифровых методов формирования

Использование DDS для формирования сложных, например, ЛЧМ сигналов основано на возможности ступенчатой аппроксимации закона

изменения частоты (рис. 2). При таком формировании длительность  $i$ -й составляющей в общем случае определяется быстродействием цифрового синтезатора сигналов и может составлять от одного до нескольких тактов отсчета.

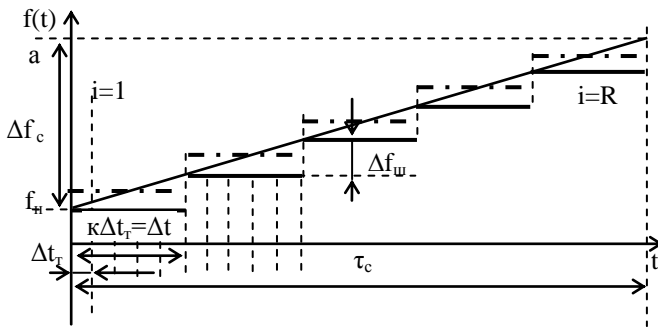


Рис. 2. Формирования ЛЧМ сигналов в ЦСС с дискретным отсчетом частоты

В общем виде при цифровом формировании ЛЧМ сигнал описывается выражением (при синтезе с фиксированным уровнем отсчетов)

$$u(i \cdot \Delta t_T) = U \sin \left[ 2\pi f_n (i \cdot \Delta t_T) + \pi \beta (i \cdot \Delta t_T)^2 + \varphi_0 \right],$$

где  $i = 0, 1, 2, \dots, R$  – текущее значение номера временного отсчета;  $\Delta t_T$ ,

$f_T = 1/\Delta t_T$  – интервал и частота дискретизации;  $R = \frac{\tau_c}{\Delta t_T} = \tau_c f_T$  – количество отсчетов;  $\tau_c$  – длительность сигнала;  $\beta = \Delta f_c / \tau_c$  – скорость изменения частоты;  $\Delta f_c$  – девиация частоты;  $f_n$  – начальная частота формируемого сигнала.

В работе [2] получена математическая модель ЦСС с дискретным отсчетом напряжения и фазы, которая позволяет объективно оценить качество сигналов, формируемых этими методами с учетом ошибок дискретизации и квантования

В работе [2] получена математическая модель ЦСС с дискретным отсчетом напряжения и фазы, которая позволяет объективно оценить качество сигналов, формируемых этими методами с учетом ошибок дискретизации и квантования

$$U_c(i) = \frac{1}{2^p - 1} \text{ent} \left\{ (2^p - 1) \sin \left[ \frac{2\pi}{2^n} \text{ent} \left[ \frac{2^n i}{f_T} (f_n + \beta i \Delta t_T) \right] \right] \right\}, \quad (1)$$

где  $n$  – разрядность вычислителя кода фазы;  $p$  – разрядность цифроаналогового преобразователя (ЦАП); ent – операция отбрасывания дробной части.

Однако, использование модели (1) для оценки качества формирования сигналов цифровыми синтезаторами с дискретным отсчетом частоты приводит к существенным погрешностям, поскольку не учитывается

ступенчатое изменение частоты. Для устранения указанных ограничений предложена более общая модель

$$U_c(i) = \frac{1}{2^P - 1} \text{ent} \left\{ (2^P - 1) \sin \left[ \frac{2\pi}{2^n} \text{ent} \left[ \frac{2^n i}{f_T} (f_H + \beta \Delta t_T \text{ent} \frac{i}{k}) \right] \right] \right\}, \quad (2)$$

где  $\beta \Delta t_T = \Delta f_{\text{ш}}$  – шаг приращения частоты;  $k$  – количество отсчетов тактовой частоты за время длительности одной ступеньки  $\Delta t_{\text{ш}}$  (рис. 2).

Второе слагаемое  $\beta \Delta t_T \text{ent}(i/k)$  в аргументе синуса выражения (2) учитывает приращение частоты  $f_H$  на  $\Delta f_{\text{ш}}$ . Так, первый скачек частоты произойдет при равенстве значений  $i$  и  $k$  (на рис. 2  $k = 5$ ). Последующие приращения частоты осуществляются в моменты времени когда  $i$  превышает значение  $k$  в целое число раз.

Предложенная уточненная математической модели является более общей и позволяет учесть искажения связанные с кусочно-линейной аппроксимацией линейного закона изменения частоты ЛЧМ сигнала внутри импульса. Из нее, как частный случай, полагая  $k = 1$ , вытекает модель (1).

При ступенчатой аппроксимации закона изменения частоты снизу или сверху максимальная ошибка формирования равняется  $\Delta f_{\text{ш}}$  (рис. 2). Уменьшение этой ошибки до  $\Delta f_{\text{ш}}/2$  возможно при использовании ступенчатой аппроксимации по центру (штрих пунктирная линия на рис. 2) Для учета такой аппроксимации достаточно в аргумент  $\sin$  выражения (2) ввести дополнительное слагаемое, учитывающее смещение закона ступенчатой аппроксимации по оси  $f$  на величину  $\beta \Delta t_T/2$

$$U_c(i) = \frac{1}{2^P - 1} \text{ent} \left\{ (2^P - 1) \sin \left[ \frac{2\pi}{2^n} \text{ent} \left[ \frac{2^n i}{f_T} (f_H + \beta \Delta t_T \text{ent} \frac{i}{k} + \frac{\beta \Delta t_T}{2}) \right] \right] \right\}. \quad (3)$$

Большое разнообразие выпускаемых промышленностью интегральных синтезаторов прямого цифрового синтеза с дискретным переключением частоты обуславливает необходимость сопоставительного анализа их возможностей и характеристик. В настоящее время серийно выпускаются разнообразные DDS синтезаторы. Основные характеристики, а также возможности по управлению и формированию сигналов некоторых DDS синтезаторов отражены в табл. 1 [5 – 7].

AD9850 – это интегральный синтезатор, в котором используется технология прямого цифрового синтеза. Структура AD9850 (рис. 3) является стандартной для всего семейства интегральных синтезаторов. Минимальное время смены частоты в этом синтезаторе ограничено временем записи управляющего 40-разрядного слова. При использовании

параллельного порта  $\Delta t_{ш} \geq 5\Delta t_r$ , т.е.  $k \geq 5$ . Связь между тактовой и выходной частотой, а также и кодом настройки частоты AD9850 определяется выражением

$$f_{\text{вых}} = \frac{K_f \cdot f_r}{N},$$

где  $f_{\text{вых}}$  – частота выходного сигнала;  $K_f$  – величина 32-битного кода частоты;  $N = 2^n$  – емкость регистра данных частоты и фазы;  $n$  – разрядность регистра данных частоты и фазы (разрядность вычислителя кода фазы).

Таблица 1

Характеристики DDS синтезаторов

Название ЦСС	Порт		Разрядность ЦАП	Разрядность кода частоты, фазы, амплитуды	Виды модуляции			Максимальная тактовая частота, МГц	Количество каналов
	Последовательный	Параллельный			ФМ	ЧМ	АМ		
AD9850	+	+	10	32/5	+	-	-	125	1
AD9852	+	+	12	48/14/12	+	+	+	300	1
AD9854	+	+	12	48/14/12	+	+	+	300	2
AD9859	-	+	10	32/14/10	+	-	-	400	1
AD9958	+	-	10	32	+	-	-	500	2
AD9959	+	-	10	32	+	-	-	500	4

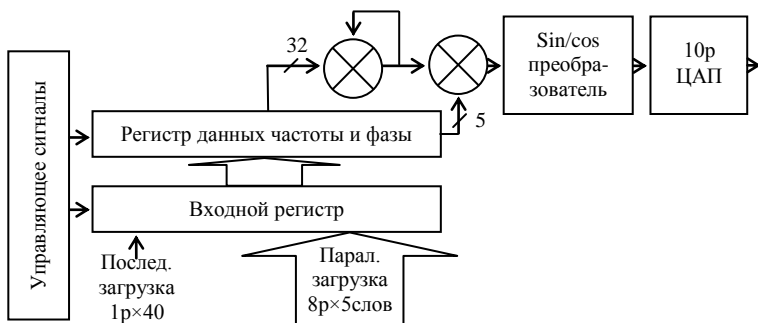


Рис. 3. Функциональная схема AD9850

На рис. 4 и 5 показаны спектры квазигармонических сигналов, ча-

стоты которых составляют 20 и 41 МГц соответственно. Видно, что средний уровень шумов в обоих случаях приблизительно одинаков. Однако, во втором случае, из-за нарушения оптимальности соотношения между тактовой и формируемой частотами, кроме второй гармоники сигнала, вблизи основного сигнала наблюдается комбинационная составляющая с уровнем около минус 58 дБ. Хотя абсолютный уровень помехи невелик, тем не менее при формировании сложных сигналов эта помеха может попадать в полосу выходного фильтра ЦСС и ее относительный уровень может оказаться значительно выше допустимого. Следовательно, необходимо подбирать соотношение значений тактовой частоты и частоты формируемого сигнала таким образом, чтобы комбинационные составляющие не попадали в полосу пропускания выходного фильтра, а их относительный уровень был минимален. Важной особенностью данного синтезатора является непрерывность фазы при формировании сигнала. То есть, фаза колебания последующей частоты является продолжением фазы предыдущей. Это свойство DDS способствует уменьшению уровня фазовых искажений формируемого сигнала.

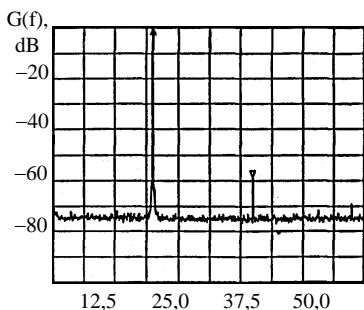


Рис. 4. Спектр гармонического сигнала на частоте равной 20 МГц

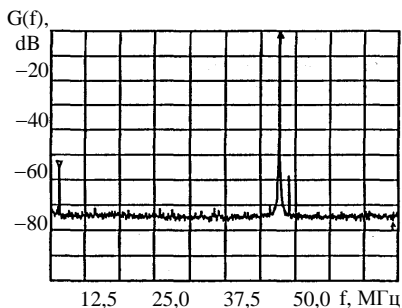


Рис. 5. Спектр гармонического сигнала на частоте равной 41 МГц

Распределение фазовых шумов в полосе частот от 100 Гц до 1 МГц при тактовой частоте 125 МГц и частоте формируемых квазигармонических колебаний в 5 и 20 МГц показано на рис. 6 [5]. Как видно, уровень фазовых шумов заметно возрастает при увеличении частоты формируемого сигнала.

Подобное изменение уровня фазовых шумов наблюдается и при уменьшении тактовой частоты. Из графиков на рис.6 следует, что при значениях частоты формируемого сигнала менее 20 МГц уровень шумов весьма низок, что позволяет использовать эти синтезаторы в возбуждителях ЛЧМ сигналов даже в РЛС с режимом СДЦ.

В общем случае для удовлетворения требований к частотно-временным параметрам РЛС необходимо повышать тактовую частоту либо уменьшать частоту формируемого DDS колебания. При этом преобразование сформированного сигнала в заданный диапазон частот целесообразно осуществлять с использованием квадратурной фазовой модуляции [8]. При повышенных требованиях к чистоте спектра целесообразно использовать активные следящие преобразующие фильтры на основе системы ФАПЧ [4].

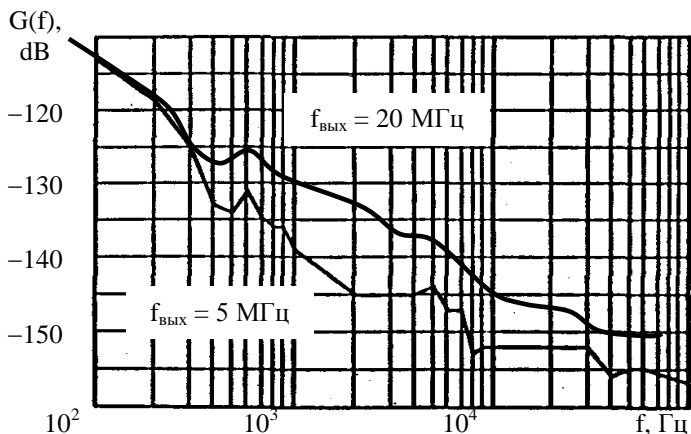


Рис. 6. Распределение фазовых шумов в полосе частот 1 Гц при тактовой частоте 125 МГц

Более совершенным представителем DDS синтезаторов является микросхема AD9859. По функциональным возможностям он соответствует AD9850, однако имеет ряд преимуществ. Использование более быстродействующей базы позволило повысить максимальную тактовую частоту внутренней шины до 400 МГц. При этом частота кварцевого резонатора может быть гораздо меньше, так как имеется умножитель частоты по внутренней шине в  $4 \div 20$  раз.

Для синхронизации с другими устройствами имеется два вывода. Один с частотой в четыре раза меньше частоты шины для загрузки сигналов управления и параметров формируемых колебаний, а второй - с частотой кварцевого генератора – для каскадного построения синтезаторов. Высокое быстродействие синтезаторов этого типа позволяет использовать их и для формирования ЛЧМ сигналов. При этом обеспечивается примерно в четыре раза больше значение девиации частоты, чем для AD9850, при том же уровне фазовых шумов.

AD9852 и AD9854 относятся к синтезаторам с встроенными функ-

циями формирования сигналов с нелинейной ЧМ. Отличие цифрового синтезатора AD9854 от AD9852 состоит в наличии квадратурного канала. В остальном синтезаторы идентичны. Их основные технические характеристики также приведены в таблице 1. Особенность конструктивного исполнения этих синтезаторов позволяет им работать в пяти режимах (ФМ, ФКМ, ЧМ, ЛЧМ, АМ). Как и в AD9859, в них предусмотрен умножитель тактовой частоты в  $4 \div 20$  раз, что позволяет увеличить частоту внутренней шины. Для улучшения фильтрации сигналов предусмотрена возможность программного изменения АЧХ выходных каскадов данных синтезаторов. При этом, в отличие от более ранних моделей, в данных синтезаторах время смены частоты задается программно и может изменяться в пределах от 1 до 20 тактов отсчета. В рассматриваемых синтезаторах имеется также режим коррекции амплитуды огибающей. В этом режиме обеспечивается возможность коррекции формы выходного сигнала, делая ее, например, близкой к колоколообразной. Для реализации этого режима в DDS предусмотрен 8-битный счетчик шага. Его программирование позволяет изменять огибающую сигнала от прямоугольной до треугольной с шагом разрядности ЦАП.

Спектры квазигармонических сигналов на частотах 19,1 МГц и 79,1 МГц при тактовой частоте 300 МГц (коэффициент умножения шины 10) представлены на рисунках 7 и 8. На графиках видно заметное возрастание паразитных спектральных составляющих при уменьшении количества выборок на период.

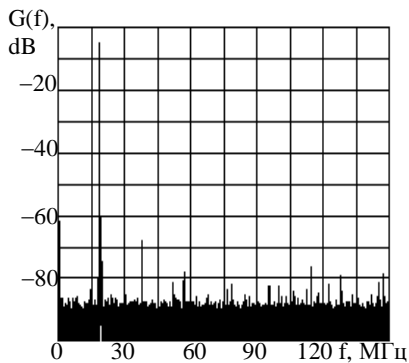


Рис. 7. Спектр гармонического сигнала на частоте равной 19,1 МГц

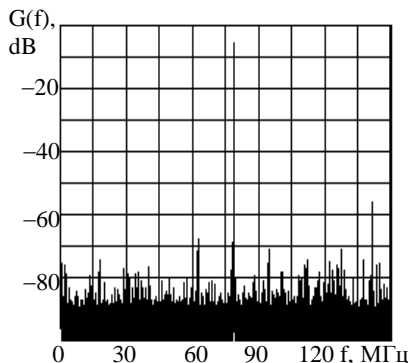


Рис. 8. Спектр гармонического сигнала на частоте равной 79,1 МГц

На рис. 9,а и 9,б представлены спектры ЛЧМ сигнала с девиацией 1 МГц. Тактовая частота в первом случае равна 300 МГц. Во втором случае тактовая частота внутренней шины 300 МГц получена при использо-



вании умножителя шины на 10. Видно, что при использовании умножителя внутренней шины возрастает уровень паразитных частотных составляющих, которые не всегда могут быть отфильтрованы последующими каскадами.

На рис. 10 и 11 показано распределение фазовых шумов в полосе 1 Гц при тактовой частоте внутренней шины 300 МГц без (рис. 10) и с использованием умножителя внутренней шины на 10 (рис.11). Анализ этих графиков позволяет сделать вывод о значительном возрастании фазовых шумов при использовании умножителя частоты.

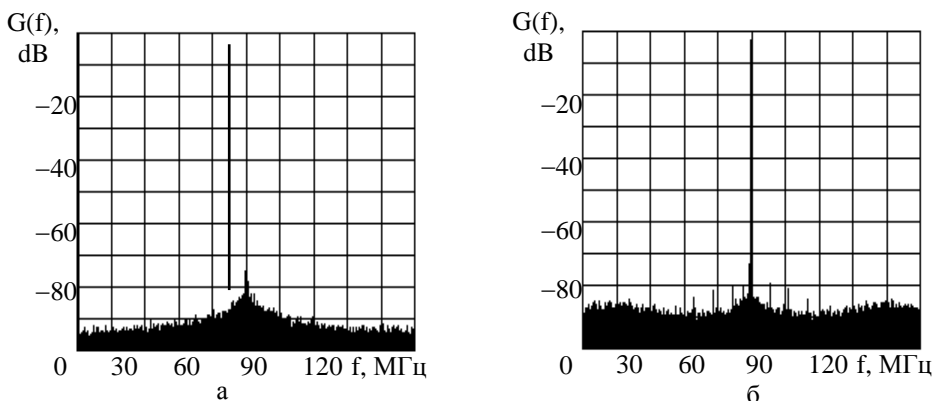


Рис. 9. Спектр ЛЧМ сигнала с девиацией 1 МГц на частоте 79,1 МГц

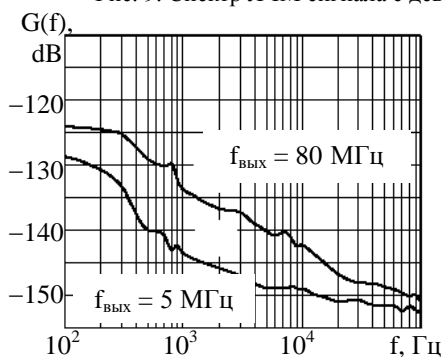


Рис. 10. Распределение фазовых шумов в полосе частот 1 Гц при тактовой частоте 300 МГц

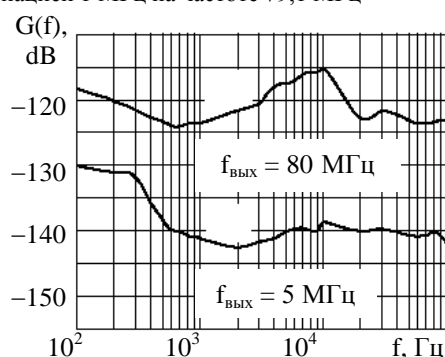


Рис. 11. Распределение фазовых шумов в полосе частот 1 Гц при тактовой частоте 30 МГц и коэффициенте умножения 10

Следовательно, при формировании радиолокационных сигналов целесообразно использовать умножитель частоты внутренней шины с малыми коэффициентами умножения. В первую очередь это касается сигналов, частота которых соизмерима с максимально-возможной частотой

формирования данным синтезатором.

**Вывод.** Непосредственное использование AD9850 и AD9859 целесообразно для формирования ЛЧМ сигналов при относительно небольшой девиации частот (до 1МГц), что в большинстве случаев достаточно для обеспечения необходимой разрешающей способности по дальности в режимах обнаружения и сопровождения целей импульсных РЛС. Для увеличения степени подавления комбинационных составляющих в спектре выходного колебания необходимо выбирать соотношение значений тактовой частоты и частоты формируемого сигнала таким образом, чтобы комбинационные составляющие не попадали в полосу пропускания используемого выходного фильтра. При необходимости увеличения девиации частоты формируемых сигналов целесообразно использовать DDS синтезаторы AD9852, AD9854 со схемами удвоения частоты на основе квадратурной фазовой модуляции или применять активные следящие преобразующие фильтры на основе систем фазовой автоподстройки частоты. В последнем случае обеспечивается дополнительное повышение чистоты спектра формируемых колебаний.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. – М.: Радио и связь, 1986. – 340 с.
2. Матюшин О.Т. *Цифроаналоговое формирование радиосигналов*. – М.: Радиотехника, 1983. – Вып. 6. – С. 9-15.
3. *Разработка цифрового синтезатора сигналов* / В.А. Лошаков, А.В. Костянец и др. // Промежуточный отчет о ОКР. Шифр «Мальши». – Х.: ХВУ, 1997. – 120 с.
4. *Оценка искажений ЧМ сигналов в цифроаналоговых формирователях* / В.А. Лошаков и др. // Збірник наукових праць ХВУ. – Х.: ХВУ. – 1999. – Вип. 1 (23). – С. 33-38.
5. *Data book. Analog Devices, Inc., 1996*. – [Электр. ресурс]. – Режим доступа: [www.Analog.Devices](http://www.Analog.Devices).
6. *Data book. Analog Devices, Inc., 2003*. – [Электр. ресурс]. – Режим доступа: [www.Analog.Devices](http://www.Analog.Devices).
7. *Data book. Analog Devices, Inc., 2001*. – [Электр. ресурс]. – Режим доступа: [www.Analog.Devices](http://www.Analog.Devices).
8. Лошаков В.А, Красношапка И.В., Костянец А.В. *Цифроаналоговый метод формирования сложных СВЧ сигналов с высокой чистотой спектра* // Збірник наукових праць ХВУ. – Х.: ХВУ. – 2001. – Вип. 7 (37). – С. 55-58.

Поступила 1.04.2006

**Рецензент:** доктор технических наук, профессор А. В. Полярус,

