СЕКЦИЯ

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Руководитель – к.т.н., профессор **СКАЧКО Ю.В.**

К ПОВЫШЕНИЮ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ АВТОНОМНОСТИ ПРИЕМНИКОВ-КОМПАРАТОРОВ ДЛЯ ПОВЕРКИ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Акулов В.В., Шаровский П.Г., Воробейчиков А.В., Лейфер М.М.

ФГУП Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц»

Повышение метрологической автономности автоматизированных поверочных комплексов позволяет снизить материально-технические затраты, связанные с необходимостью поверки входящих в комплекс приборов во внешних поверочных органах и повысить готовность комплекса за счет уменьшения или исключения времени изъятия из обращения приборов комплекса.

Применение в поверочных комплексах для поверки «удаленных» стандартов частоты приемников-компараторов эталонных сигналов частоты и времени (ЭСЧВ), передаваемых по различным радиоканалам, рекомендовано утвержденными Госстандартом РФ методами поверки [1,2].

С вводом в эксплуатацию спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС/ GPS появилась возможность проведения поверки далеко удаленных высокоточных стандартов частоты и времени (СЧВ) по сигналам СРНС. При этом приемник-компаратор может использоваться как в схеме применения ЭСЧВ в качестве «удаленного» эталона, так и в схеме «третьего генератора» [3].

Современные приемники-компараторы, которые в составе поверочных комплексов используются при поверке «удаленных» СЧВ, имеют высокие точностные характеристики. В таблице 1 приведены основные технические характеристики выпускаемых в ФГУП ННИПИ «Кварц» приемников-компараторов ЧК7-49 и ЧК7-54, предназначенных соответственно для приема сигналов ЭСЧВ в ДВ-диапазоне и сигналов СРНС ГЛОНАСС/ GPS.В квадратных скобках приведены значения технических характеристик, полученных при испытаниях.

Таблица 1. Основные технические характеристики приемников-компараторов ЧК7-49 и ЧК7-54

№ п/п	Параметры	ЧК7-49 ФГУП ННИПИ «Кварц»	ЧК7-54 ФГУП ННИПИ «Кварц»
1	Частота (диапазон) принимаемых ЭСЧВ, кГц	50; 66,(6)	F1 ГЛОНАСС L1 GPS
2	Относительная погрешность измерения относительной отстройки частоты встроенного или внешнего опорного генератора	$1\cdot10^{-12}$ за 1 сутки $1\cdot10^{-13}$ за 10 сутки	$1\cdot10^{-12}$ за 1 сутки [$5\cdot10^{-13}$]; $1\cdot10^{-13}$ за 10 суток
3	Входные измеряемые сигналы (внешние)	0,1; 0,2; …; 10 МГц	5; 10 МГц ((0,5-1,2) В на 50 Ом)
4	Выходные синусоидальные сигналы	0,1; 1; 5; 10 МГц имп (2 В на 50 Ом); 5 МГц синус.	1; 5; 10 МГц ((0,5-1,2) В на 50 Ом)
5	Относительная погрешность по частоте (от внутреннего рубидиевого генератора) в режиме синхронизации по ЭСЧВ	$5\cdot10^{-12}$ через 24 ч	$\pm2\cdot10^{-12}$ через 8 ч [$1{,}8\cdot10^{-12}$];

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

№ п/п	Параметры	ЧК7-49 ФГУП ННИПИ «Кварц»	ЧК7-54 ФГУП ННИПИ «Кварц»
6	СКДО выходных сигналов (синусоидальных)	$1\cdot10^{-11}$ за 1 с; $6\cdot10^{-12}$ за 10 с; $3\cdot10^{-12}$ за 100 с; $5\cdot10^{-12}$ за 1сутки	$1\cdot10^{-11}$ за 1 с; $6\cdot10^{-12}$ за 10 с; $3\cdot10^{-12}$ за 100 с; $[0{,}87\cdot10^{-11}]$ за 1с; $[2{,}4\cdot10^{-12}]$ за 10с; $[1{,}08\cdot10^{-12}]$ за 100с;
7	Выходной сигнал ШВ	–	Осн. и вспомог. ШВ: 1Гц (ТТЛ), 50 Ом, τ=10-30 μкс, сдвиг вспомог. ШВ с шагом 10нс
8	Погрешность синхронизации ШВ с образцовой ШВ.	–	±(10-30) нс
9	Интерфейс	RS-232	RS-232, КОП
10	Габариты (масса)	450x150x340мм; (10кг + 0,3кг ант)	480x160x340 мм (10 кг + 0,44 кг ант.)

Основными метрологическими характеристиками приемников-компараторов являются: относительная погрешность измерения относительной отстройки частоты исследуемого генератора и относительная погрешность по частоте выходных сигналов в режиме приема и подстройки частоты по сигналам ЭСЧВ и СРНС.

Автономная поверка указанных характеристик приемника-компаратора ЧК7-49 при включении его в состав поверочных комплексов обеспечивается достаточно просто путем поверки ЧК7-49 в режиме самоконтроля с помощью минимального количества вспомогательных средств. При такой проверке радиосигнал 50; 66,(6) кГц, имитирующий радиосигнал ЭСЧВ, формируется из выходного опорного сигнала 5 МГц самого приемника-компаратора с помощью специального формирователя и поступает на антенный вход ЧК7-49. С помощью цифровой схемы вычитания импульсов формирователя в сигнал на антенном входе приемника-компаратора вводится временной фазовый сдвиг с дискретом 200 нс. После чего контролируется разность изменения показаний ЧК7-49 и частотомера (Ч3-64), измеряющего временной интервал между несдвигаемым и сдвигаемым импульсами формирователя, которые формируются путем деления опорной частоты.

Поверка ЧК7-54 напротив требует использования аттестованного водородного стандарта частоты, который не всегда имеется в составе поверочного комплекса. Для исключения необходимости наличия аттестованного водородного стандарта частоты для поверки приемника-компаратора ЧК7-54 в составе поверочного комплекса предлагается методика его поверки поясняемая схемой рисунка 1. При этом предполагается, что трасса распространения ЭСЧВ ДВ-диапазона и рабочее место ЧК7-49 аттестованы.

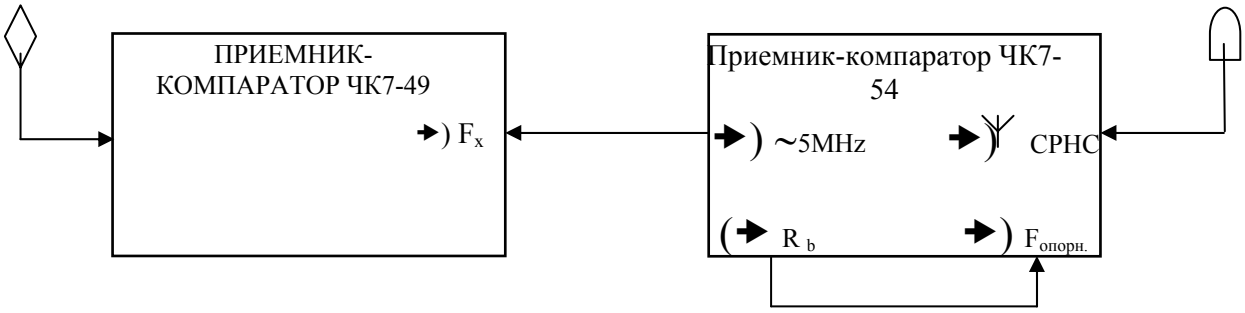


Рис. 1. Схема измерения основной относительной погрешности измерения относительной отстройки частоты высокостабильного опорного генератора ЧК7-54 по сигналам СРНС ГЛОНАСС/GPS.

ЧК7-49 и ЧК7-54 измеряют относительную отстройку одного и того же сигнала – сигнала внутреннего рубидиевого генератора ЧК7-54. При этом устанавливается режим фазовых измерений при заданном времени измерения по НТД на ЧК7-54. Время измерения ЧК7-49 при этом устанавливается таким, чтобы обеспечить необходимое (1:3 или 1:10) соотношение погрешностей измерения ЧК7-49 и требуемой по НТД на ЧК7-54, который остается включенным в режиме подстройки частоты по сигналам СРНС все время измерения, установленное на ЧК7-49. В таких же соотношениях должна обеспечиваться погрешность, вносимая ДВ-каналом. Решение о соответствии НТД ЧК7-54 выносится, если расхождение между измеренными значениями не превосходит требуемой от ЧК7-54 погрешности измерений относительной отстройки частоты.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Аналогичным образом по схеме рисунка 1 может быть измерена относительная погрешность по частоте ЧК7-54 в режиме слежения и подстройки частоты внутреннего рубидиевого генератора по сигналам СРНС при условии, что после подстройки его частоты через заданное по НТД время (8 ч) относительная погрешность по частоте ЧК7-54 не выйдет за требуемое значение в течение всего интервала времени измерения, установленного на ЧК7-49.

Данные экспериментальных измерений подтверждают описанную методику. На рисунке 2 приведена текущая (со сдвигом на 1000 с) суточная относительная отстройка частоты ЧК7-54 в режиме автоподстройки внутреннего генератора, измеренная по отношению к водородному стандарту (по Ч7-39, $T_{изм.}$= 1000 с) в течение нескольких суток.

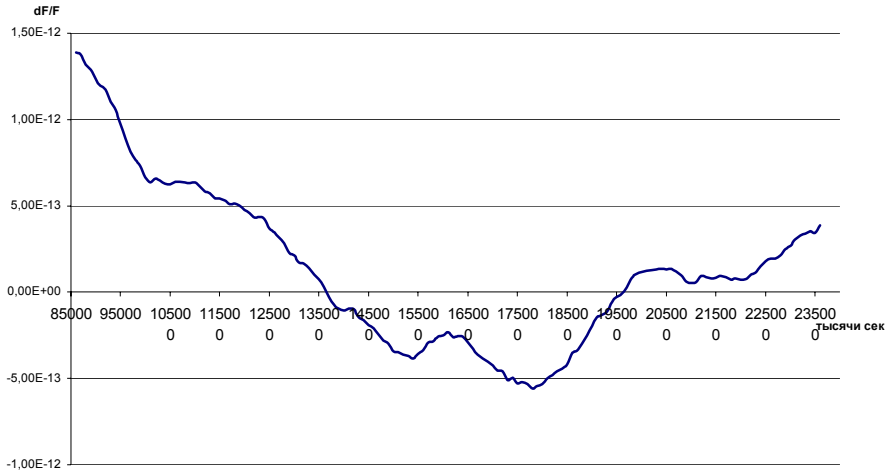


Рис. 2. Текущая (со сдвигом на 1000с) суточная относительная отстройка частоты ЧК7-54 в режиме автоподстройки внутреннего генератора, измеренная по отношению к водородному стандарту (по Ч7-39, $T_{изм.}$=1000с).

На рис. 3 приведена экспериментальная зависимость от времени вносимой аппаратурной и каналом ДВ относительной погрешности измерения относительной отстройки частоты за время измерения 1 сутки измеряемой на протяжении 10 суток ЧК7-49, на вход которого подается сигнал от аттестованного водородного стандарта с суммарной погрешностью по частоте $(2\text{-}3)\cdot10^{-13}$. Из графика следует, что средняя вносимая за 10 суток погрешность измерения относительной отстройки частоты ЧК7-49 не превосходит $5\cdot10^{-13}$, что подтверждает возможность использования ЧК7-49 для поверок ЧК7-54 по указанной методике.

В целях экономии материально-технических затрат возможно объединение трактов приема ЭСЧВ и СРНС в одном приборе [4].

В заключение следует отметить, что в результате проведенных разработок в ФГУП ННИПИ «Кварц» созданы приемники-компараторы и методики поверки, позволяющие повысить метрологическую автономность поверочных комплексов.

Литература

1. МИ2188-92. ГСИ. Меры частоты и времени. Методика поверки.
2. ГОСТ Р8.129-99. ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений времени и частоты.
3. Блинов И. Ю., Денисенко О. В., Добровольский В. И., Донченко С. И. Возможности использования сигналов космической навигационной системы ГЛОНАСС для поверки стандартов времени и частоты // Информационно-измерительные и управляющие системы, № 4, т. 2, 2004, с.56-62.
4. Приемник-компаратор сигналов спутниковых радионавигационных систем.
Свидетельство РФ на полезную модель № 30048 кл.7H04B7100, G04C11102, H03D13100, H04Q9/04.10.06.2003 Бюлл.№16.

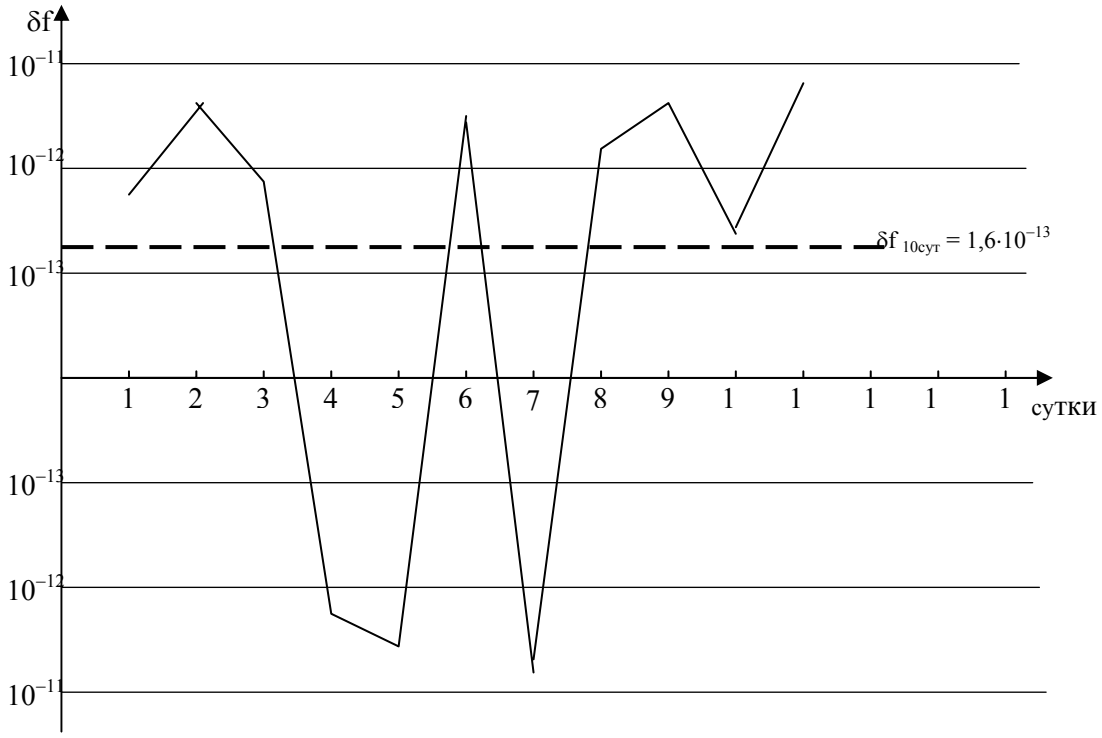


Рис. 3. Экспериментальная зависимость от времени относительной погрешности измерения относительной отстройки частоты, вносимой приемником-компаратором ЧК7-49 и радиоканалом за время измерения 1 сутки и 10 суток

FOR RAISING OF METROLOGICAL AUTONOMY OF THE RECEIVERS-COMPARATORS FOR HIGH STABILITY GENERATOR VERIFICATION

Akulov V., Sharovsky P., Vorobeychikov A., Leyfer M.

IEM “KVARZ”

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

The methods of autonomous verification of out signal frequency error and of measurement relative tuning out frequency error of the receivers-comparators for high stability generator verification are proposed. The results of experimental tests and investigations of method on the basis of the receivers-comparators СНК7-49 and СНК7-54 developed by the IEM "KVARZ" are considered.

ПРИЕМНИКИ-КОМПАРАТОРЫ ЧК7-49, ЧК7-54 ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ ПОВЕРКИ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Акулов В.В., Шаровский П.Г., Родионов А.В., Воробейчиков А.В., Лейфер М.М., Новожилов Р.Н.

ФГУП Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц»

Использование с помощью приемников-компараторов эталонных сигналов частоты и времени (ЭСЧВ), передаваемых по различным радиоканалам, рекомендовано при определении относительной погрешности по частоте и долговременной нестабильности частоты поверяемых опорных генераторов и стандартов частоты [1].

В ФГУП ННИПИ «Кварц» проводится модернизация разработанного ранее и выпускаемого в настоящее время приемника-компаратора ДВ-диапазона ЧК7-49. Приемник-компаратор ЧК7-49 предназначен для определения относительной погрешности по частоте и синхронизации частоты кварцевых или атомных мер частоты по отношению к эталонным сигналам частоты и времени (ЭСЧВ) 50; 66,6(6) кГц, передаваемым радиостанциями длинных волн (ДВ), а также для использования в качестве меры образцовой частоты, синхронизируемой по радиоканалу.

Прибор имеет два основных режима работы. Режим компарирования частоты служит для аттестации и поверки местных мер частоты по отношению к частоте Госэталона РФ с высокой точностью. В режиме синхронизации встроенного внутреннего или внешнего кварцевого или рубидиевого генератора ЧК7-49 выполняет функции «дисциплинированного» стандарта частоты (см. таблицу 1).

Таблица 1. Технические характеристики приемника-компаратора ЧК7-49 и его ближайших аналогов

Наименование параметра	ГОС-1 с внутр. кварц. генератором ф. «Стабихрон»	ГОС-2 с внутр. рубид. генератором ф. «Стабихрон»	ЧК7-49 ФГУП ННИПИ «Кварц»	
			с внутр. кварц. генератором	с внутр. рубид. генератором
1. Частота принимаемых эталонных радиосигналов, кГц	50; 66,6(6)	50; 66,6(6)	50; 66,6(6)	50; 66,6(6)
2. Чувствительность, мкВ	0,5	0,5	1	0,2
3.Отн. погр. по частоте выходных сигналов в режиме синхронизации	$1\cdot10^{-10}$	$1\cdot10^{-11}$	$1\cdot10^{-10}$ за 24 ч	$5\cdot10^{-12}$ за 24 ч
4. Выходные сигналы, МГц	0,1; 1; 2,048; 2,592; 5	2,048 (по рек. G. 703) 0,1; 1; 5; 10	0,1; 1; 5; 10 ИМП 5 синус.	0,1; 1; 5; 10 ИМП 5 синус.
5. Среднее квадратическое относительное двухвыборочное отклонение частоты сигналов 5 и 10 МГц	– – – – –	за 1с–$5\cdot10^{-11}$; за 10с–$1{,}1\cdot10^{-11}$; за 100с–$5\cdot10^{-12}$; за 1 ч–$1\cdot10^{-12}$; за 1 сут.– $1\cdot10^{-12}$	– – – – –	за 1с–$1\cdot10^{-11}$; за 10с–$6\cdot10^{-12}$; за 100с–$3\cdot10^{-12}$; – за 1 сут.–$5\cdot10^{-12}$
6. Отн. погр. сличения частот: - за 24 ч - за 10 суток	$5\cdot10^{-12}$; $5\cdot10^{-13}$	$5\cdot10^{-12}$; $5\cdot10^{-13}$	$1\cdot10^{-12}$; $1\cdot10^{-13}$	$1\cdot10^{-12}$; $1\cdot10^{-13}$
7.Номинальное значение частоты измер. сигнала, МГц	0,1; 0,2; …; 5	1;2; 3;; 10; 2,048	0,1; 0,2; 0,3;..;10	0,1; 0,2;…; 10
8. Питание: - сеть; - источник постоянного тока; - потребляемая мощность, Вт	– –24 В 40	(220±20)В, 50 Гц –24 В 60	(220±20)В, 50;400Гц +27 В 75 ВА	(220±20)В, 50;400ГЦ +27 В <50
9. Габаритные размеры, мм	597x238x128	480x340x160	500x230x160	с ПЛИС < в 2 р.
10. Масса, кГ	11	15	15	~ (8 – 15)
11. Рабочая температура, ° С	+5 ÷ +50	+5 ÷ +50	–10 ÷ +50	–10 ÷ +50
12. Интерфейс	–	RS-232	КОП	КОП

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

С вводом в эксплуатацию спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС/ GPS появилась необходимость разработки аппаратуры для поверки мер частоты и времени по сигналам СРНС.

Разработанный приемник-компаратор ЧК7-54 решает следующие основные задачи:

- синхронизация частоты и шкалы времени (ШВ) внутреннего или внешнего генератора с частотой и ШВ Госэталона по сигналам СРНС, и выполнение, таким образом, функции «дисциплинированного» стандарта частоты;
- определение относительной погрешности по частоте поверяемого генератора;
- вычисление статистических характеристик нестабильности частоты поверяемого генератора в соответствии с [2,3].

В основе принципа действия прибора лежит фазово-временной метод (ФВМ) определения относительной погрешности по частоте внутреннего или внешнего высокостабильного генератора – измерение приращения (набега) разности фаз во временной области сигналов собственной шкалы времени, формируемой из опорной частоты встроенного или внешнего генератора, и сигналов образцовых меток времени, формируемых по результатам приема и обработки сигналов СРНС ГЛОНАСС/GPS, и автоматической синхронизации по данным сравнения ШВ местного (встроенного рубидиевого или внешнего) генератора по эталонному сигналу. Функциональная схема прибора [4] с основными узлами и управляющими сигналами приведена на рисунке 1. Основной ФШВ выполняет функцию измерителя интервалов времени между основной ШВ и образцовой меткой времени, синхронизированной с ШВ UTC или с ШВ СРНС. Результаты измерений интервала времени 1 раз в секунду выдаются на модуль процессора, где запоминаются и обрабатываются в соответствии с выбранным режимом работы. Датчиком ШВ ГЛОНАСС/GPS служит выпускаемый РИРВ (г. Санкт-Петербург) модуль приемоизмерительный (МПИ) К-161 с антенным блоком, а в качестве встроенного опорного генератора используется управляемый рубидиевый стандарт частоты Р-1050А, выпускаемый ФГУП ННИПИ «Кварц».

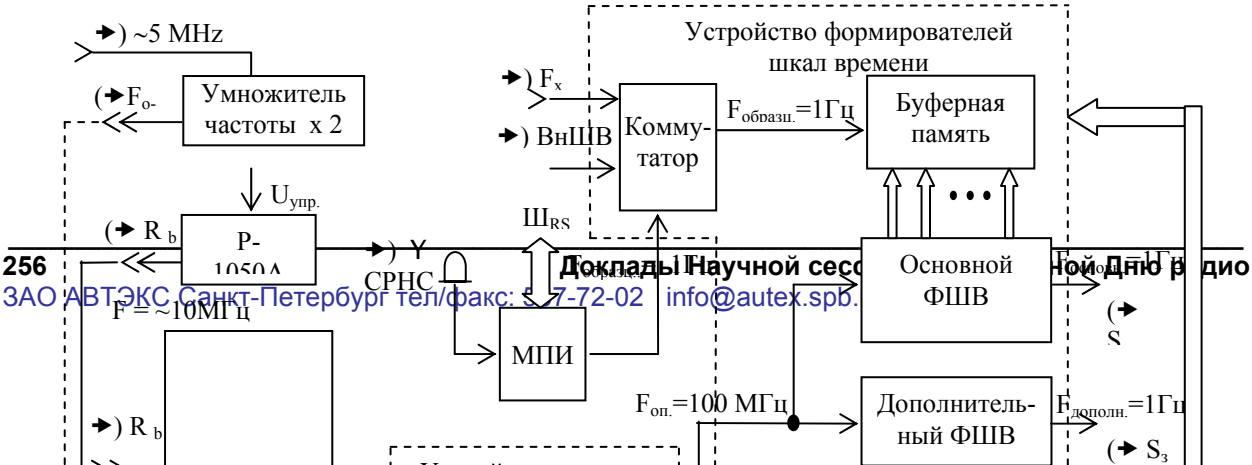
Из оценки предельного значения погрешности измерения при определении относительной погрешности по частоте генератора следует, что предельное значение составляет $\sim 1 \cdot 10^{-12}$ при времени измерения 1 сутки и типовом значении СКО ШВ датчиков ГЛОНАСС/GPS 50-100 нс. Для снижения погрешности измерения относительной отстройки частоты в приборе предусмотрен режим многократных измерений, который заключается в определении набега фазы во времени между средними значениями временного положения секундных импульсов в начале и в конце времени измерения $T_{изм}$. При этом погрешность уменьшается в $\sqrt{N/\ 4}$ раз[4] по сравнению с однократным измерением (N – число усредняемых значений интервалов времени между импульсами собственной ШВ и ШВ датчика ГЛОНАСС/GPS).

Управление всеми режимами работы и обработка данных для синхронизации в ПК осуществляется процессорным модулем CPU686E фирмы Fastwell. При этом в приборе реализуются следующие режимы и вычислительные функции в соответствии с [2,3]:

- режим работы прибора в качестве приемника-компаратора, работающего по сигналам СРНС ГЛОНАСС/ GPS;
- режим работы прибора в качестве «дисциплинированного» стандарта частоты с автоматической подстройкой частоты опорного генератора при приеме сигналов СРНС ГЛОНАСС/ GPS.

Режим работы «ПРИЕМНИК-КОМПАРАТОР» предоставляет, в свою очередь, выбор следующих подрежимов: измерение набега фазы Ф сигнала опорного генератора за текущее время измерения; измерение относительного отклонения частоты опорного генератора за текущее время измерения; вычисление относительной вариации частоты опорного генератора; вычисление средней относительной вариации частоты опорного генератора; вычисление среднего относительного изменения частоты опорного генератора; вычисление средней квадратической относительной случайной вариации частоты опорного генератора; вычисление вариации Аллана; режим просмотра данных последних 100 измерений.

В ФГУП ННИПИ «Кварц» проведены лабораторные испытания разработанного приемника-компаратора, которые подтвердили его основные технические характеристики. В таблице 2 приведены технические характеристики разработанного приемника-компаратора и его ближайших отечественных и зарубежных аналогов. В квадратных скобках в графе данных на разработанный приемник-компаратор приведены значения технических характеристик полученных при испытаниях.



ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 327-72-02 info@autex.spb.

Рис. 1. Схема электрическая функциональная приемника-компаратора ЧК7-54

На рис.2 приведен график зависимости относительной погрешности по частоте выходного сигнала 10 МГц приемника-компаратора ЧК7-54 в режиме «СТАНДАРТ ЧАСТОТЫ» при слежении за сигналами ГЛОНАСС/ GPS и автоматической подстройке частоты внутреннего рубидиевого генератора при наличии начальной отстройки частоты, измеренной по отношению к аттестованному водородному стандарту частоты при времени измерения 1000 с и числе усреднений отсчетов частотным компаратором Ч7-39, равным 1000.

В результате проведенных разработок в ФГУП ННИПИ «Кварц» созданы приемники-компараторы, не уступающие по техническим характеристикам лучшим отечественным образцам такого же класса и при этом обладающие широкими функциональными возможностями, что позволит найти им широкое применение.

Таблица 2. Технические характеристики приемника-компаратора ЧК7-54 и его ближайших аналогов

№ п/п	Параметры	Quartzlock A8-M GPS Time & Frequency Standards	Приемник-синхро-низатор VCH-311 ф. «Время-Ч»	Приемник-компаратор ЧК7-54 ФГУП ННИПИ «Кварц»
1	Относительная погрешность измерения относительной отстройки частоты встроенного или внешнего опорного генератора	–	$1\cdot10^{-12}$ за 1 сутки $1\cdot10^{-13}$ за 10 сутки	$1\cdot10^{-12}$ [$5\cdot10^{-13}$] за 1 сут. $1\cdot10^{-13}$ за 10 суток
2	Входные измеряемые сигналы	–	2,048; 5; 10 МГц	5; 10 МГц
3	Выходные синусоидальные сигналы	1, 5, 10 МГц	10; 2,048 МГц	1; 5; 10 МГц
4	Относительная погрешность по частоте (от внутреннего генератора)	$\pm5\cdot10^{-14}$ через 5 суток	$\pm2\cdot10^{-11}$ через 3 ч; $\pm7\cdot10^{-12}$ через 9 ч; $\pm3\cdot10^{-12}$ через 24 ч	$\pm2\cdot10^{-12}$ [$1{,}8\cdot10^{-12}$] через 8 ч;

№ п/п	Параметры	Quartzlock A8-M GPS Time & Frequency Standards	Приемник-синхро-низатор VCH-311 ф. «Время-Ч»	Приемник-компаратор ЧК7-54 ФГУП ННИПИ «Кварц»
5	СКДО выходных сигналов (синусоидальных)	$1\cdot10^{-11}$ за 1 с; $2\cdot10^{-12}$ за 10с; $4\cdot10^{-13}$ за 100с $2\cdot10^{-13}$ за 1000с $3{,}5\cdot10^{-13}$ за 24ч $5\cdot10^{-14}$ за 7 суток	$\pm7\cdot10^{-12}$ за 10 с; $\pm2\cdot10^{-12}$ за 24 ч	$1\cdot10^{-11}$ за 1 с; $6\cdot10^{-12}$ за 10 с; $3\cdot10^{-12}$ за 100 с; $[0{,}87\cdot10^{-11}]$ за 1с; $[2{,}4\cdot10^{-12}]$ за 10с; $[1{,}08\cdot10^{-12}]$ за 100с;
6	Выходной сигнал ШВ	1 Гц (ТТЛ)	1 Гц (ТТЛ)	Осн. и сдвиг. ШВ: 1Гц (ТТЛ), сдвиг с шагом 10нс
7	Погрешность синхронизации ШВ с образцовой ШВ.	±4 нс (2σ)	±50 нс	±(10-30) нс
8	Интерфейс	RS-232/422	RS-232	RS-232, КОП
9	Габариты (масса)	«2U 19»	450x150x340мм; (10кг + 0,3 кг ант)	480x160x340 мм (10 кг + 0,44 кг ант.)

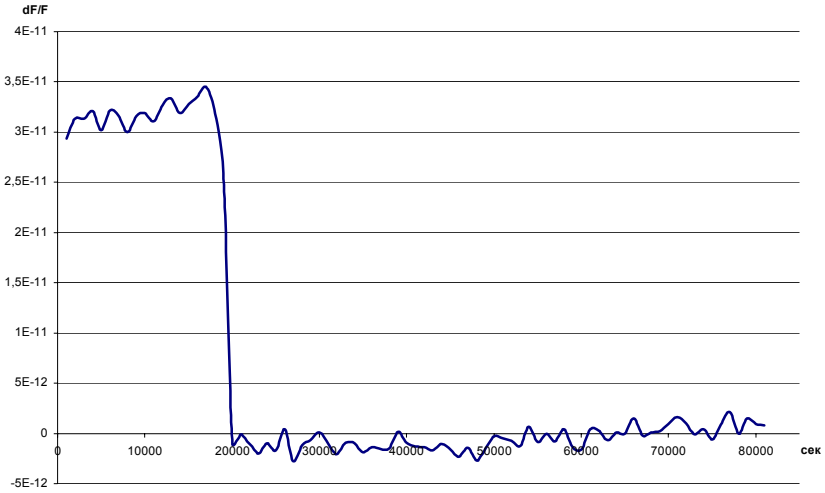


Рис.2 Относительная погрешность частоты ЧК7-54 в режиме автоподстройки при начальной отстройке внутреннего генератора, измеренная по отношению к водородному стандарту (по Ч7-39, $T_{изм.}$=1000с).

Литература

1. Рек.МИ2188-92. ГСИ. Меры частоты и времени. Методика поверки.
2. ГОСТ 8.567-99. Измерения времени и частоты. Термины и определения./ Международный Совет по стандартизации, метрологии и сертификации. Минск.
3. ГОСТ 23512-98. Стандарты частоты и времени. Общие технические требования и методы испытаний./ Международный Совет по стандартизации, метрологии и сертификации. Минск.
4. Приемник-компаратор сигналов спутниковых радионавигационных систем.
5. Свидетельство РФ на полезную модель № 30048 кл.7H04B7100, G04C11102, H03D13100, H04Q9/04.10.06.2003 Бюлл.№16.

RECEIVERS-COMPARATORS CHK7-49, CHK7-54 FOR HIGH STABILITY GENERATOR VERIFICATION AUTOMATED TEST SYSTEMS

Akulov V., Sharovsky P., Rodionov A., Vorobeychikov A., Leyfer M., Novozhilov R.

IEM “KVARZ”

The principle of operation, the results of tests and investigations of GLONASS/GPS receiver-comparator and LW-frequency and time reference radio signal receiver-comparator developed by the IEM "KVARZ" are consid-

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

ered. The possibilities of achievement of high performance by working of the units in modes of comparator and «disciplined» frequency standard are shown.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ ЧАСТОТНЫХ ДАТЧИКОВ

Филимонов В.В., Скачко Ю.В.

Московский Государственный Институт Электроники и Математики (Технический Университет)

Исследование информационных измерительных систем на базе частотных датчиков позволяет реализовать идеи повышения метрологических характеристик измерительных систем не только путем внесения конструктивных изменений, но за счет использования алгоритмов анализа и обработки измерительной информации. Последние могут использоваться, как в качестве замены функциональных блоков системы, так и в качестве оригинальных надстроек, над обычными методами обработки результатов измерений.

Особенностью современных электронных устройств, используемых в цепях преобразования частотно-модулированных сигналов измерительной информации, является переход от дискретной элементной базы, и интегральных микросхем, к использованию персональных ЭВМ. Что дает возможность пересмотреть подход к проектированию узлов цифровых приборов с частотными датчиками.

При помощи ЭВМ, оборудованного аналого-цифрового преобразователя (а в случае использования датчиков, работающих в звуковом диапазоне, возможно применение упрощенных недорогих АЦП, звуковых карт), на основании ранее реализованных дискретных схем возможно воссоздание программным способом преобразователей с аналогичными характеристиками.

За счет реализации необходимого функционала программной частью измерительной системы, появляется возможность упрощения конструкции системы в целом и датчика в частности.

Очевидно преимущество использования ЭВМ с точки зрения реализации численных методов анализа данных. Современные вычислительные мощности, обладающие при этом свойствами портативности и экономической выгоды, позволяют реализовать алгоритмы единственным ограничением которых можно считать время, затрачиваемое на возможные дополнительные измерения.

В качестве экспериментальной базы для исследования метрологических характеристик и возможностей их улучшения в данной работе было выбрано частотно-цифровое средство измерений (ЧЦСИ). Это научное направление подтверждено 20-ю авторскими свидетельствами на изобретения, актами о внедрении в промышленность, стандартом ГОСТ 21625-76. В качестве датчика используется частотный датчик перемещений (УИП-8). Информационную базу измерительной системы представляет IBM совместимая персональная ЭВМ под управлением операционной системы MS Windows XP.

Разработанная измерительная система решает задачи оценки случайной и систематической составляющей погрешности; расширения рабочего диапазона, за счет ранее отбрасываемых зон нелинейности функции преобразования; исследования дрейфа; автоматической коррекции выявляемых погрешностей. В дальнейшем предполагается уменьшение систематической погрешности до уровня случайной составляющей путем применения различных видов приближения на различных отрезках функции преобразования. Важную роль в этом процессе играет автоматизация выбора приближающей функции, разбиения на отрезки и других операций.

Литература

- Цейтлин Я.М., Скачко Ю.В., Капырин В.В. Модифицированные струнные преобразователи для измерения геометрических величин. - М.; Изд-во стандартов, 1989 - 264 с.
- Ю.В. Скачко, К.Э. Чистов, Т.В. Морозова и др. Измерительная головка. Авторское свидетельство N 144237011. Бюллет. изобрет., 1992, N 46.

МОБИЛЬНЫЕ ПЕРСОНАЛЬНЫЕ КОМПЬЮТЕРЫ В ВИРТУАЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-ЦИФРОВЫХ СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ

Красивская М.И., Простомолотов А.С., Скачко Н.Ю.

Московский Государственный институт электроники и математики

109028, Москва, Б. Трехсвятительский пер., 3/12, кафедра МиС, struna1204@yandex.ru

Основой виртуальных (интеллектуальных) частотно-цифровых измерительных систем (ВЧЦИС) – является ЭВМ и измерительные преобразователи с частотно-модулированным сигналом в звуковом диапазоне частот.

Метрологическое обеспечение виртуальных измерительных систем (ВИС) - средств измерений, основу которых составляет ЭВМ и измерительные преобразователи, требует пересмотра ранее установленных требований к их конструктивным, эксплуатационным и, в первую очередь, метрологическим характеристикам.

Проблемы метрологического обеспечения ВИС рассматриваются на примере цифрового устройства со струнным преобразователем (ЦУСП) линейных перемещений [1], разработанного по заказу подшипниковой промышленности для измерения отклонения линейных размеров с погрешностью, не превышающей 0,25 мкм в диапазоне до 100 мкм. Устройство проходило Государственные испытания во ВНИИМ им. Менделеева при его стандартизации по ГОСТ 21625-76.

Устройство состоит из струнного дифференциального модуля, электронного блока автогенераторов и цифрового частотомера.

Характеристика преобразования выбирается в ЦУСП характеристика была выбрана линейной в виде y = S x, где чувствительность S = 0.1 ед/мкм. Выбор обусловлен требованием прямого измерения и отсутствием в частотомере средств линеаризации.

Для реализации ВИС на базе ЦУСП характеристика может быть выбрана нелинейной, что позволяет существенно увеличить диапазон измерений.

Систематическая составляющая погрешности измерений зависит от выбора ХИП. При 2-3-х физических принципах, положенных в основу функционирования средства измерений ХИП выбирается в виде полинома. Поскольку частотомер не имеет плавной регулировки чувствительности, одной из наиболее трудоемких технологических операций является настройка на заданную чувствительность S = 0.1 ед/мкм. Трудоемкость механической настройки связана с

реализацией перемещения порядка 0,03 мкм узла защемления струн, существенно удорожающей сборку струнного датчика.

При использовании режима ВИС для ЦУСП достаточно функции настройки перенести на программное обеспечение, обеспечивающее в простейшем случае алгоритм прямого измерения с линейной номинальной ХИП

Эффективность режима ВИС особенно проявляется при обеспечении систематической погрешности менее 0,25% от диапазона измерений при существенно нелинейной ХИП. Уменьшение погрешности программным путем позволяет перейти от двухструнной дифференциальной схемы струнного преобразователя к однострунной схеме УИП-8 ,заменяющей пружинную головку-микрокатор - основное средство допускового контроля в подшипниковой промышленности.

Применение ЭВМ позволяет выбор диапазона измерения ограничить требованием стабильности колебаний резонатора, а не требованием заданной погрешности нелинейности.

Ввод в ЭВМ измерительной информации – одно из наиболее слабых звеньев в метрологическом обеспечении. На сегодня обширный парк средств измерений имеет ограниченное число устройств с интерфейсом ввода измерительной информации. Для акустических датчиков звуковая карта в мультимедийных ПК является высокоточным АЦП в звуковом диапазоне частот. Как показывают экспериментальные исследования, использование методов быстрого преобразования Фурье (БПФ) с выделением основной гармоники для измерения частоты при частотно-цифровом преобразовании в ряде случаев эффективнее традиционного счетно-импульсного метода и его разновидностей, но требует обстоятельного метрологического анализа. Особого внимания требует оценка разрешающей способности БПФ в зависимости от режимов настройки параметров звуковой карты (частоты дискретизации, несущей частоты, длины базы и др.).

Использование виртуального анализатора спектра SpectraLab позволяет измерить практически все качественные характеристики электронной аппаратуры с помощью компьютера и одной программы, однако, для измерения неэлектрических величин возможности программы ограничиваются измерением параметров сигналов звукового диапазона посредством микрофона. Если вместо микрофона использовать струнный преобразователь [1], возможности измерения неэлектрических величин значительно расширяются при условии решения следующих проблем: операционная система Windows несовместима со SpectraLab; звуковая карта не имеет внешнего входа; Pocket Excel существенно ограничен по своим возможностям для реализации метрологической обработки результатов измерений, а, тем более, для коррекции погрешности измерений.

На первом этапе выполнения исследований применение компьютеров-ноутбуков и КПК ограничивается отображением результатов измерений.

На втором этапе предполагается реализация прямых измерений с многократными наблюдениями, коррекция погрешности, вызванной дрейфом, уменьшение систематической погрешности путем выбора характеристики измерительного преобразования с предварительным нелинейным преобразованием.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Если до современного развития информационных технологий основными методами повышения точности измерительных преобразователей-датчиков были технологические, конструктивные и структурные методы, то сегодня на смену им приходят методы автоматической коррекции погрешности, теоретические основы которых были заложены в 70-х годах [1].

Реализация методов автоматической коррекции погрешности средств измерений программным или кибернетическим способом стала эффективной благодаря:

- массовому изготовлению персональных компьютеров (ПК) и, как следствие, снижения их стоимости ниже уровня стоимости традиционных средств измерений – осциллографов, цифровых вольтметров, частотомеров и др.;
- уменьшению веса и габаритов ПК (Жидкокристаллические мониторы TFT LCD, ноутбуки, карманные ПК (КПК) – Pocket PC, Palmtop);
- появлению беспроводных средств передачи информации (Сотовые телефоны, системы IrDA, GPRS, Bluetooth, Wi-fi);
- появлению программных продуктов, дружественных пользователю, не имеющему опыта программирования.

Основная особенность программного обеспечения ВЧЦИС связана с использованием в звуковой карты, резко упрощающей автоматический ввод измерительной информации в ЭВМ – одну из ключевых операций для автоматической коррекции погрешности средства измерений.

Программное обеспечение для ВЧЦИС с ПК и акустическими резонаторами:

1. LabVIEW. Предоставляет в Windows возможность одновременного осуществления ввода измерительной информации и реализации функций многих электроизмерительных приборов различного назначения, а также функций обработки результатов измерений. Один из недостатков-требует относительно большого объема памяти, порядка 300 Mb. Этот недостаток может быть устранен появлением компактного просмотрщика на базе LabVIEW 7.0 для Pocket PC

2. WorkBench, Multisim,Microcap.Мощные программы для моделирования в Windows процессов и расчета измерительных электронных устройств на аналоговых и цифровых элементах. Большой выбор виртуальных генераторов, тестеров, осциллографов. Существенный недостаток- отсутствие возможности ввода в ПК сигнала измерительной информации.

3. SpectraLab, Spectrum Analyzer PRO.Одни, из наиболее полно удовлетворяющих требованиям ВЧЦИС программных продуктов. В звуковом диапазоне обеспечивают измерение частоты напряжения переменного тока, полосы пропускания, измерения посредством микрофона и др.

Литература

1. Цейтлин Я.М., Скачко Ю.В., Капырин В.В. Модифицированные струнные преобразователи для измерения геометрических величин. - М.; Изд-во стандартов, 1989 - 264 с.

MOBILE PERSONAL COMPUTERS IN VIRTUAL FREQUENCY - DIGITAL MEANS OF MEASUREMENTS

Krasivskaja M., Prostomolotov A., Skachko N.

The Moscow State institute of electronics and mathematics
109028, Moscow, B.Trehsvjatitel'sky str., 3/12, faculty MiS, struna1204@yandex.ru

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДИМОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ КВАНТОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Стреляев С.И., Туманова Л.А., Хурхулу Ю.С.

Тульский государственный университет

Оптические квантовые генераторы (лазеры) находят применение практически во всех отраслях науки и техники. Исключительно велико значение их и в метрологии в процессах измерения параметров средств измерительной техники. При этом достаточно остро стоит вопрос и об измерении параметров самих лазеров. Существенным параметром, определяющим свойства излучения, является его пространственная расходимость. Этот параметр во многом определяет разрешающую способность и точность измерения лазерных измерительных систем. Разработанные в настоящее время методы измерения расходимости лазерного излу-

чения, позволяющие с большой точностью проводить измерения как непрерывных, так и импульсных лазеров, имеют ряд недостатков, например, большое время измерения, высокую стоимость.

В основе предлагаемого метода измерения расходимости излучения непрерывных лазеров лежит принцип сканирования лазерного излучения перед анализатором – устройством с резко выраженной пространственной избирательностью в одной плоскости – резонансным угловым фильтром (РУФ).

Анализаторы на основе РУФ имеют следующие преимущества перед линзовыми системами применительно к решаемой задаче:

– узкую угловую полосу пропускания (до единиц угловых секунд) в одной плоскости и широкую угловую полосу в перпендикулярной плоскости, что упрощает решение задачи;

– существенно меньшие габариты анализатора.

Предлагаемый измеритель расходимости лазерного излучения состоит из двух основных частей – оптического анализатора с устройством сканирования и электронного блока с устройством отображения характеристик. При изменении с помощью дефлектора угла падения лазерного излучения на анализатор (РУФ), величина мощности проходящего пучка изменяется пропорционально угловому распределению мощности излучения, что фиксируется фотоприемником. Синхронно с отклонением пучка изменяется положение светящейся точки на экране индикатора в горизонтальной плоскости. Вертикальное отклонение светящейся точки на экране индикатора пропорционально интенсивности пучка, прошедшего через РУФ. Таким образом, на экране индикатора отображается угловое распределение мощности лазерного излучения. Преобразование информации в цифровую форму может быть осуществлено любым известным методом, обеспечивающим необходимую точность.

С точки зрения метрологии представляет интерес вопрос стабильности характеристик анализатора. Как показали экспериментальные исследования, наибольшую нестабильность вносят изменение геометрических размеров резонатора и коэффициента преломления материалов резонатора. Уменьшение этой составляющей изменения ширины резонансной характеристики возможно при использовании параметрической стабилизации, что достигается соответствующим выбором материалов резонатора.

Литература

1. Хурхулу Ю. С., Крючков С. В., Туманова Л. А. Анализ источников погрешностей лазерной измерительной системы. / LV.научная сессия «Радиотехника, электроника и связь на рубеже тысячелетия». Материалы конференции. М.2000г.

2.Хурхулу Ю.С. Радиооптический измеритель угловых параметров лазерного излучения.//Радиооптические микропроцессорные информационно–измерительные модули. Из–во ТулПИ.1988г. с63... 70

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЦЕНТРАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ СПЕКТРА УЗКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Паршин В.С.[1], Гусев В.С.[2]

РГРТА [1], ООО «Предприятие «КОНТАКТ-1»[2]

На практике часто для определения центральной частоты f спектра узкополосных сигналов $S(t)$ используются процедуры, основанные на поиске координаты максимальной спектральной составляющей либо спектра мощности, либо амплитудного спектра, то есть оценки $\widehat{f}_м$ или $\widehat{f}_a$ частоты f ищутся с помощью алгоритмов

$$\widehat{f}_м \Rightarrow \max \frac{1}{K}\left|S(jm)\right|^2,\ \widehat{f}_a \Rightarrow \max\left|S(jm)\right|,\quad m = 0,1,...,K/2-1, \tag{1}$$

где $S(jm)$ - спектральные составляющие, вычисленные в базисе Фурье; K - число отсчетов при представлении сигнала в цифровом виде.

При использовании алгоритмов (1) возникают два вида ошибки. Первая - ошибка, вызванная просачиванием спектральных составляющих. Она уменьшается при использовании окон просмотра данных [1-2], то есть сигнал $S(t)$ перед спектральным преобразованием умножается на весовую функцию $w(t)$.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Вторая ошибка измерения вызвана конечным значением интервала $\Delta f = 1/T$ (T - длительность сигнала) между вычисленными спектральными составляющими. Максимальное значение этой погрешности определяется величиной

$\Delta\varepsilon = 1/2T = 1/2(K-1)\Delta t$,

где Δt - шаг дискретизации сигнала; K- число отсчетов при представлении сигнала в цифровом виде.

Погрешность $\Delta\varepsilon$ можно уменьшить, искусственно увеличивая период сигнала (добавляя полученный массив данных нулевыми отсчетами). Однако этот путь далеко не всегда приемлем, так как так приводит к увеличению вычислительных и аппаратурных затрат.

В работах [3-5] для существенного уменьшения погрешности $\Delta\varepsilon$ используются модифицированные алгоритмы оценки частоты узкополосного сигнала. За частоту сигнала принимается величина

$$\widehat{f} = (l-1)\Delta f + P, \tag{2}$$

где l - номер максимальной спектральной составляющей; P - поправка.

Наиболее часто используется поправка, определяемая в виде

$$P = \frac{H(l-1) - H(l+1)}{H(l-1) + H(l+1)}\Psi, \tag{3}$$

где $H(l-1), H(l+1)$ - интенсивности спектральных составляющих слева и справа от максимальной; Ψ - множитель, зависящий в общем случае от длительности сигнала T, вида окна просмотра данных и числа добавляемых нулевых отсчетов. В последующем спектральные составляющие амплитудного спектра будут обозначаться $H_a(m)$, а спектральные составляющие спектра мощности как $H_м(m)$. Множитель Ψ будет соответственно обозначаться, как Ψ_a и $\Psi_м$, а поправки P соответственно P_a и $P_м$.

В работах, посвященных особенностям использования для увеличения точности оценки частоты различных поправочных коэффициентов, вопросы, относящиеся к помехоустойчивости, рассмотрены явно недостаточно.

Поэтому целью данной работы является анализ влияния шумовой помехи на результаты измерения частоты согласно алгоритму (2).

В идеализированном случае, когда шум отсутствует, данные, показывающие эффективность использования алгоритма (2) для оценки частоты, приведены в таблице.

Таблица. Ошибки измерения частоты

ε_a (Гц)	0,47	$7{,}06*10^{-3}$	$1{,}41*10^{-3}$	$5{,}09*10^{-4}$	$3{,}25*10^{-4}$
$\varepsilon_м$ (Гц)	1,75	$48{,}05*10^{-3}$	$9{,}07*10^{-4}$	$4{,}11*10^{-4}$	$3{,}21*10^{-4}$
ε_1 (Гц)	25	12,5	6,25	3,125	1,5625
Длительность периода	T	2T	4T	8T	16T
ψ_a	49,32	98,35	198,70	398,68	798,02
$\psi_м$	28,96	49,75	99,42	199,38	399,01

В таблице приведены ошибки ε_a и $\varepsilon_м$ измерения частоты при использовании амплитудного спектра, спектра мощности и алгоритма (2). В третьей строке таблицы приведена ошибка ε_1 измерения частоты с помощью алгоритма (1). Значение частоты f равнялось 1 кГц, длительность сигнала T=0,02 сек. Под ошибками понимались величины

$$\varepsilon_{a,м,1} = \max \left| \widehat{f}_{a,м,1} - f \right|.$$

В качестве окна просмотра данных в работе использовано окно Блэкмана [2]. Из таблицы видно, что использование алгоритма (2) позволяет уменьшить ошибку измерения частоты. Существенного уменьшения ошибки измерения частоты можно добиться, увеличивая длительность периода сигнала за счет добавления нулевых отсчетов. Наиболее целесообразно увеличение периода в два раза. Выигрыш в точности при этом

значителен, а дополнительные аппаратурные и вычислительные затраты могут оказаться вполне приемлемыми. Отметим, что на более низких частотах величины ε_a и $\varepsilon_м$ несколько увеличиваются, так как эффект размывания спектральных составляющих сказывается сильнее.

При использовании амплитудного спектра начальное значение множителя $\psi_a = \Delta f$, а множителя $\psi_м = \Delta f / 2$. Уточненные значения величин Ψ_a и $\Psi_м$ определялось методом последовательных приближений, используя в качестве критерия минимум величин ε_a, $\varepsilon_м$. При изменении T значения величин Ψ_a и $\Psi_м$ изменяются пропорционально изменению периода. Необходимо отметить, что величины Ψ_a и $\Psi_м$ приведены для радиоимпульса с прямоугольной огибающей. Наличие амплитудной модуляции и внутриимпульсной фазовой модуляции приводит к тому, что величины Ψ_a и $\Psi_м$, минимизирующие ошибку, изменятся. Эти величины могут изменится при использовании других окон просмотра данных.

Полагаем, что на вход вычислительного устройства подается сигнал

$$\varphi(t) = S(t) + \xi(t)$$

где $\xi(t)$ - случайный стационарный процесс с нулевым средним и спектральной плотностью $N'(\omega)$, заданный на интервале времени T.

После аналого-цифрового преобразования и использования окна просмотра данных получим сигнал в виде

$$\varphi(t_i) = S(t_i)w(t_i) + \xi(t_i)w(t_i), \qquad i = \overline{1,K},$$

В результате спектрального преобразования получаем спектр сигнала $\varphi(t)$ в виде

$$\varphi(m) = \mathrm{Re}\ Y(m) + \mathrm{Re}\ Z(m) - j[\mathrm{Im}\ Y(m) + \mathrm{Im}\ Z(m)],$$

где $Y(jm)$ и $Z(jm)$ - соответственно спектры детерминированной и случайной составляющей сигнала $f(t)$.

Спектр детерминированной составляющей сигнала $\varphi(t_i)$ можно найти с помощью очевидных соотношений

$$Y(j\omega) = \frac{1}{T}\int_0^T S(t)w(t)e^{-j\omega t}dt = \frac{1}{\sqrt{T}2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\nu)w[j(\omega-\nu)]d\nu. \tag{4}$$

Спектральная плотность шума $N(\omega)$ после использования окна просмотра данных определится известным соотношением

$$N(\omega) = \int_{-\pi T}^{\pi T} N'(\omega)|w(j\omega)|^2 d\omega / 2\pi, \tag{5}$$

где $w(j\omega)$ – спектр окна просмотра данных.

Преобразования (4-5) нетрудно произвести для большинства окон просмотра данных.

Для оценки влияния шумовой помехи в общем случае необходимо найти закон распределения поправки и его числовые характеристики – математическое ожидание и дисперсию.

Статистические характеристики случайных величин Re $\varphi(jm)$ и Jm $\varphi(jm)$ полностью определяются величинами Re $Z(jm)$ и Jm $Z(jm)$. Поэтому математическое ожидание и дисперсия реальной и мнимой частей спектра $F(jm)$ соответственно равны

M{Re $\varphi(jm)$} = Re $Y(jm)$; M{Jm $\varphi(jm)$} = Jm $Y(jm)$;

D{ Re $\varphi(jm)$} = D{Jm $\varphi(jm)$} ≈ $N(m)/2$.

Так как спектральные составляющие вычисляются с помощью алгоритмов быстрого или дискретного преобразований Фурье на частотах, кратных частоте 1/T, то при достаточно больших T они будут статистически независимы, а их плотность распределения вероятностей будет нормальной [6]. Отметим, что добавление нулевых отсчетов приводит к возникновению корреляционных связей между спектральными составляющими. Однако при длительности периода $2T$ (число нулевых отсчетов равно числу K) спектральные составляющие с номерами (l-1) и (l+1) некоррелированы. Поэтому распределение спектральных составляющих амплитудного спектра $H_a(m) = |F(jm)|$ будет подчиняться распределению Райса [7]

$$w(x) = \frac{2x}{N(m)}\exp\left[-\frac{x^2 + F^2(m)}{N(m)}\right] I_0\left[\frac{2x \cdot F(m)}{N(m)}\right], \tag{6}$$

где $I_0(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента;

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

$F(m) = [\mathrm{Re}^2\, Y(m) + \mathrm{Im}^2\, Y(m)]^{1/2}$.

Приведем результаты численных расчетов по оценке частоты заполнения радиоимпульса, полученные методом имитационного моделирования алгоритма (2). Моделирование проводилось при условии, что полезный сигнал принимается на фоне белого нормального шума. Объем выборки L при проведении статистического моделирования составляет величину L=2000. При проведении моделирования рассчитывалось смещение h оценки частоты

$$h_a = \hat{f} - f,$$

где f - истинное значение частоты; $\hat{f}_a = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} f_i$; f_i - результат i –го измерения;

и среднеквадратическое значение (СКО) оценки в виде

$$\varepsilon_a = \left[\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}(\hat{f}_i - \hat{f})^2\right]^{1/2}.$$

Кроме того, рассчитывались оценки коэффициентов асимметрии $\hat{\beta}_1 = \hat{M}_3^2 / \hat{M}_2^3$ и эксцесса $\beta_2 = \hat{M}_4 / \hat{M}_2^2$, где $\hat{M}_2, \hat{M}_3, \hat{M}_4$ - оценки центральных моментов распределений случайных величин P_a.

При моделировании под отношением сигнал/шум понималось отношение сигнал/шум в полосе частот $F = 4/T$.

Результаты моделирования показали следующее.

Величина смещения h_a более чем на порядок меньше СКО δ_a, то есть со смещением оценки, вызванной шумом, практически можно не считаться.. Результаты расчетов получены при следующих данных: $T = 2*10^{-2}$ сек; f=1 кГц. Число нулевых отсчетов равнялось числу отсчетов сигнала K.. Результаты расчетов и моделирования показали, что значения СКО практически не изменяются с изменением частоты сигнала. Искусственное увеличение периода сигнала с помощью добавления нулевых отсчетов изменяет методическую погрешность измерения частоты, как следует из таблицы, но практически не изменяет значения СКО. Результаты расчетов коэффициентов β_1 и β_2 при отношении сигнал/шум большем, чем 20 ДБ, показали, что коэффициент $\beta_1 \approx 0$, а коэффициент $\beta_2 \approx 3$, то есть распределение поправок P_a и $P_м$ симметричны относительно своих математических ожиданий и могут аппроксимироваться нормальным распределением (для которого β_1=0, β_2=3). Использование критерия согласия Колмогорова показало, что аппроксимирующими распределениями поправок P_a и $P_м$ (то есть аппроксимирующими распределениями оценок частоты) с одинаковым уровнем доверия могут быть как бета-распределение, так и нормальное распределение (при отношении сигнал/шум > 20 дБ). Целесообразнее при построении доверительных интервалов для оценок $\hat{f}$ использовать нормальное распределение и пользоваться готовыми таблицами [9].

Отметим, что характер зависимости СКО, коэффициентов β_1 и β_2 практически не меняются и при использовании для оценки частоты заполнения радиоимпульса его спектра мощности.

Литература

1. Крот А.М., Минервина Е.Б. Быстрые алгоритмы и программы цифровой спектральной обработки сигналов и изображений. – Минск: Навука і тэхніка, 1995.
2. Хэррис Ф.Дж. //ТИИЭР. – 1978. – Т.66-№1.-С. 60.
3. Кошелев В.И., Горкин В.Н.//Радиоэлектроника. – 2004.-Т.4.-№2.-С. 67 (Изв. высш. учеб. заведений).
4. Ярхо Т.А. //Радиотехника.-Харьков, 1989.-Вып. 90.-С. 11.
5. Ханян Г.С.//Измерительная техника.-2004. - №8. – С. 3.
6. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Т.1. – М.:Мир, 1972.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. Радио, 1974.
8. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. М.: Мир, 1969.
9. Митропольский А.К. Техника статистических вычислений. – М.: Наука, 1971

ANALYSIS OF INFLUENCE OF NOISE ON THE ACCURACY OF ESTIMATION OF THE CENTRAL FREQUENCY OF A NARROWBAND SIGNAL'S SPECTRUM

Parshin V., Gusev V.

We investigated the influence of noise on the properties of the estimate of the central frequency of a narrow-band signal's spectrum. The estimate is defined as the coordinate of the maximal spectral component, refined by means of the correction factors. We compare the formulas determining the shift and the dispersion of the estimated frequency with the data obtained by statistical modeling.

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРИ РАЗРАБОТКЕ СТЕНДОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕЛЕНГАТОРА

Чекурсков В.В.[1], Мильшин А.А.[2]

[1]ФГУП "НПП "Исток"
[2]Институт радиотехники и электроники РАН

Одним из функциональных элементов пеленгатора является формирователь пеленгационной характеристики (ФПХ), который осуществляет формирование цифровым способом пеленгационной и дискриминационной характеристик [1,2].

В работе [1] приводится перечень задач, решаемый с помощью измерительного стенда ФПХ. С позиций метрологии наиболее важным является измерения параметров ФПХ и определения их соответствия техническим условиям (ТУ).

Для функционирования ФПХ требуется несколько десятков сигналов управления и контроля, а с учетом режимов работы количество измеряемых параметров превышает единицы сотен. Стенд состоит из стандартных устройств и разработанных блока управления (БУ), платы «Интерфейс» и программного обеспечения. Принцип действия стенда основан на измерении с помощью стандартных измерительных приборов основных электрических сигналов ФПХ и косвенных аппаратно-программных измерений функциональных характеристик ФПХ, а также установка и съем цифровых параметров ФПХ через скоростной последовательный канал.

К параметрам сигналов, определяемых прямыми измерениями стандартными приборами, относятся: частота; период; длительность и амплитуда импульсов; уровни постоянных напряжений и токов; эффективные значения напряжений гармонических и шумовых сигналов; разность фаз сигналов; частотные спектры сигналов. На долю этих сигналов приходится около 60% всего объема измерений.

К функциональным характеристикам, определяемых по косвенным измерениям, относятся: эффективное напряжение сигнала и шума; требуемый уровень сигнал/шум; полоса пропускания; неравномерность АЧХ в полосе пропускания; линейность фазовой характеристики; эффективная шумовая полоса канала; динамический диапазон амплитуд входного сигнала; дисперсия сигнала; статистическое распределение; корреляционная функция; крутизна амплитудной, пеленгационной, дискриминационной характеристик; вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги.

К одной из важнейших задач метрологического обеспечения стенда относят оценку погрешности определения параметров ФПХ. В этой связи можно отметить три используемых подхода.

При первом подходе, когда выполняются прямые измерения $X_1, X_2, X_3 \dots X_p$ параметров сигнала, требуемая по ТУ точность измерений обеспечивается правильным выбором измерительного средства с соответствующим классом точности. Основная сложность, как правило, носит финансовый характер. Поскольку всегда присутствует требование автоматизации измерений, то целесообразно применение виртуальных приборов, что позволяет разработчику снизить финансовые издержки.

При втором подходе мы по набору экспериментальных параметров $X_1, X_2, X_3 \dots X_p$ вычисляем величину Y по формуле $Y = f(X_1, X_2, X_3 \dots X_p)$. Погрешность косвенного определения величины ΔY рассчитывается по следующей формуле:

$$\Delta Y = \sqrt{\sum_{p=1}^{m} \left(\frac{\partial f}{\partial X_p} \cdot \Delta X_p \right)^2}, \qquad (1)$$

где m - количество параметров X_p, $\frac{\partial f}{\partial X_p}$ - частные производные функции f по параметрам (аргументам) X_p, ΔX_p - абсолютная погрешность параметра X_p, определяемая приборной погрешностью при прямых измерениях. К таким измерениям относятся определения амплитуды напряжения при наличии шу-

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

ма, установка заданного уровня сигнал/шум, определение эффективной шумовой полосы, определение неравномерности амплитудных и фазовых характеристик и т.д.

Первый пример. Одним из факторов ограничивающим динамический диапазон ФПХ являются собственные шумы пеленгатора, пересчитанные на вход ФПХ. В нашем случае это шумы БУ u_N. Определение уровня сигнала u_S в области u_S^M < 1 – 3 мВ выполняется по измерениям среднеквадратического напряжения сигнал + шум u_S^M как:

$$u_S = \sqrt{(u_S^M)^2 - (u_N)^2} .$$

Косвенная погрешность определения нижнего уровня сигнала Δu_S зависит от погрешностей измерения собственных шумов и u_S^M. Величина Δu_S рассчитывается с помощью соотношения:

$$\Delta u_S = \pm 1.96 \frac{\delta u_V}{\sqrt{3}} \sqrt{((u_S^M)^2 + (u_N)^2)/((u_S^M)^2 - (u_N)^2)},$$

где δu_V - погрешность измерения вольтметром.

Второй пример. Для установки требуемого отношения сигнал/шум $d = u_S / u_N$ в ФПХ при определении крутизны пеленгационной характеристики необходимо знание эффективных шумовых полос пропускания БУ ΔF_N и ФПХ ΔF. Величина среднеквадратического значения напряжения сигнала определяется в этом случае исходя из соотношения:

$$u_S = u_N \sqrt{d \cdot \Delta F / \Delta F_N} .$$

Погрешность установки отношения сигнал/шум будет определяться двумя составляющими:

$$\Delta d = \pm \sqrt{(\Delta u_S / u_N)^2 + (u_S \Delta u_N / u_N^2)^2} . \quad (2)$$

В свою очередь погрешность определения уровня сигнала Δu_S зависит от погрешностей Δu_N, $\Delta(\Delta f)$, $\Delta(\Delta f_N)$ и погрешности установки амплитуды генератора Δu_G с вероятностью 0.95 следующим образом:

$$\Delta u_S = \pm 1.96 \sqrt{\frac{(\Delta u_N)^2 \Delta f}{(9\Delta f_N)} + \frac{(\Delta(\Delta f) u_N)^2}{36 \Delta f \Delta f_N} + \frac{\Delta f (\Delta(\Delta f_N) u_N)^2}{36(\Delta f_N)^3} + (\frac{\Delta u_G}{\sqrt{3}})^2} . \quad (3)$$

При наличии только четырех измеряемых (определяемых) параметров получаем после подстановки соотношения (3) в (2) достаточно громоздкое для анализа выражение.

При третьем подходе определяемая выходная величина Y зависит от значений экспериментальных параметров $X_1, X_2, X_3 \ldots X_p$, но вид функциональной зависимости $Y = f(X_1, X_2, X_3 \ldots X_p)$ не известен или труднодоступен для анализа. В этом случае необходимо получить оценки условных статистических распределений по каждому параметру, а затем получить оценки среднего и дисперсии. Результирующая погрешность вычисляется аналогично соотношению (1), но под радикалом суммируются оценки дисперсии. Размерности экспериментальных наборов данных можно оценить, используя статистическую теорию оценок. Очевидно, что это наиболее трудоемкий способ оценки погрешности.

Первый пример. Зависимость угла рассогласования (пеленга) φ в ФПХ от комплексных напряжений в суммарном и разностных каналах определяется в общем виде, как:

$$\varphi = \frac{\mathrm{Re} \cdot (\dot{A}_\Sigma \cdot \dot{A}_\Delta^*)}{\left| \dot{A}_\Sigma \right|^2}, \quad (4)$$

где $\dot{A}_\Sigma = A_{\Sigma,I} + jA_{\Sigma,Q}$ - комплексное амплитуда сигнала в суммарном канале, $\dot{A}_\Delta^* = A_{\Delta,I} - jA_{\Delta,Q}$ - комплексно сопряженная амплитуда сигнала в разностном канале, $\left| \dot{A}_\Sigma \right|^2 = A_{\Sigma,I}^2 + A_{\Sigma,Q}^2$. В отсутствие шумов выражение (4) приводится к отношению амплитуд сигналов в разностном и суммарном каналах и оценка погрешности в этом случае не представляет сложности. При наличии аддитивного шума $\dot{n}_\Sigma, \dot{n}_\Delta$ в каналах вы-

ражение (4) плохо поддается анализу, а с учетом его цифровой реализации [5] оценка погрешности в форма (1) представляется проблематичной.

Второй пример. Рассмотрим определение погрешности эффективной шумовой полосы. Эффективная шумовая полоса пропускания канала определяется как [3]:

$$\Delta F_N = \frac{\int_{f_1}^{f_2} |K_{BF}(f)|^2 df}{|K_{BFm}|^2},$$

где f_1, f_2, соответственно, нижняя и верхняя частоты анализа, $K_{BF}(f)$, K_{BFm} - соответственно, значения АЧХ канала на частоте f и центральной частоте f_0. Погрешность $\Delta(\Delta F_N)$ оценки эффективной шумовой полосы включает в себя инструментальную и вычислительную составляющие. Инструментальная погрешность обусловлена технологическим разбросом электронных компонентов фильтров каналов БУ и погрешностями в измерениях АЧХ, а вычислительная погрешность определяется погрешность вычисления интеграла.

Используя статистический подход, рассмотренный в работе [4], получим оценку погрешности полосы с вероятностью 0.95 в виде:

$$\Delta(\Delta F_N) \le \pm 2\sqrt{\frac{(n-1)S^2}{\chi^2_{1-0.5\alpha}}}.$$

Минимальное значение n = 4 для случая одного стенда (четыре канала), в этом случае погрешность определяется как:

$$\Delta(\Delta F_N) \le \pm 7.45 \cdot S,$$

и для уменьшения погрешности (снижения дисперсии S^2) необходимо использовать пассивные компоненты в БУ с высоким классом точности – от 1% и лучше.

Степень автоматизации измерений в стенде определяется в значительной степени техническим уровнем используемых стандартных приборов. “Узким” местом в стенде являются измерения параметров импульсных сигналов, выполняемые вручную с помощью осциллографа и частотомера, а также измерения уровня среднеквадратического напряжения с помощью аналогового вольтметра. Дальнейшее совершенствование стенда, как нам представляется, должно осуществляться по пути использования виртуальных осциллографов, частотомеров и вольтметров на базе высокоскоростных АЦП, что позволит автоматизировать значительную часть измерений в стенде, а, следовательно, снизить погрешности измерений.

В заключение отметим метрологические особенности при разработке стенда для ФПХ:

- прямые и косвенные измерения большого числа физических параметров;
- использование разнородных стандартных аналоговых и цифровых аппаратных средств;
- необходимость проведения статистических исследований при оценке погрешности;
- целесообразность применения виртуальных приборов для улучшения качества измерений.

В докладе приводятся результаты экспериментальных исследований и измерений ряда характеристик ФПХ и стенда.

Литература

1. Чекурсков В.В., Мильшин А.А, Потапов А.В. Особенности разработки стендов для измерения характеристик пеленгатора. См. настоящий сборник.

2. Теоретические основы радиолокации. Под. ред. Ширмана Я.Д. М: Сов. радио, 1970. 560 с.

3. Справочник по радиолокационным измерениям. Пер. с анг. под ред. М.М. Вейсбейна. М.: Сов. Радио. 1976. 392 с.

4. Чекурсков В.В., Лукошков В.С., Мильшин А.А., Молчанов Е.Ф. Низкочастотный генератор шума на основе ПЛИС. См. настоящий сборник.

5. Чекурсков В.В., Назаров Л.Е. Аппаратно-программная реализация цифровых алгоритмов оценки неэнергетических параметров радиолокационных сигналов // 59 научная сессия РНТОРЭС им. А.С.Попова, 19-20 мая 2004 г., Москва, 2004. С.58-59.

METROLOGICAL ASPECTS BY DEVELOPMENT OF TEST SITES FOR MEASUREMENT OF THE CHARACTERISTICS OF AZIMUTH FINDER

[1]Chekurskov V., [2]Mil’shin A.

[1]Federal State Unitary Enterprise "RPC Istok"

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

[2]Institute of Radioengineering and Electronics RAS

In the paper the metrological questions connected to measurement of parameters in the former of the azimuth finder characteristic (FAFC), included onboard radar-tracking azimuth finder are considered. Parameters of the signals determined by direct measurements by standard devices and determined on indirect measurements are listed. In the paper three approaches are considered at definition of an error of measurements. The first approach is connected to direct measurement of a signal, and the error is determined by a tool error of the device. At the second approach on a set of experimental parameters the size of determined parameter under the formula is calculated. The error of indirect definition of parameter calculates taking into account of partial derivatives and errors of direct measurements: At the third approach the determined output parameter depends on values of experimental parameters, but the kind of functional dependence is not known. In this case it is necessary to receive estimations of conditional statistical distributions on each parameter and then to receive estimations of mean and deviation. In the paper the following metrological features are marked by development of the FAFC test site: direct and indirect measurements of the big number of physical parameters; use of diverse standard analog and digital hardware; necessity of realization of statistical researches at an estimation of an error; expediency of application of virtual devices for improvement of quality of measurements. In the paper results of experimental researches and measurements of some characteristics of the FAFC and the test site are resulted.

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ СТЕНДОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕЛЕНГАТОРА

Чекурсков В.В.[1], Мильшин А.А.[2], Потапов А.В.[1]

[1]ФГУП "НПП "Исток"
[2]Институт радиотехники и электроники РАН

Бортовые пеленгаторы используют различные методы измерения угловых координат, в том числе, многоканальный моноимпульсный метод. Основу моноимпульсного метода определения направления на цель, при котором отраженный импульс содержит полную информацию об угловом положении цели, составляет многоканальный прием, когда отраженные сигналы принимаются одновременно двумя независимыми приемными каналами по каждой координатной плоскости пеленгации (двумя в азимутальной плоскости и двумя в угломестной плоскости).

В зависимости от характера извлечения угловой информации о цели из принимаемых сигналов различают три основных способа определения координат в моноимпульсных системах: амплитудный, фазовый и комплексный. В моноимпульсных системах с амплитудной пеленгацией используется суммарно-разностный метод определения угловой координаты в одной плоскости [1]. В пеленгаторе формируются две перекрещивающиеся диаграммы направленности антенны $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$, разнесенные на углы $\pm\theta_0$ от равносигнального направления. Суммарная и разностная диаграммы направленности антенны определяются, соответственно, как $F_\Sigma(\theta) = F_1(\theta) + F_2(\theta)$ и $F_\Delta(\theta) = F_2(\theta) - F_1(\theta)$. Зависимость угла рассогласования (пеленга) φ (при малых его значениях) от комплексных напряжений в суммарном и разностных каналах определяется в общем виде, как:

$$\varphi = \frac{\mathrm{Re}\cdot(\dot{A}_\Sigma \cdot \dot{A}_\Delta^*)}{\left|\dot{A}_\Sigma\right|^2}, \qquad (1)$$

где $\dot{A}_\Sigma = A_{\Sigma,I} + jA_{\Sigma,Q}$ - комплексное амплитуда сигнала в суммарном канале, $\dot{A}_\Delta^* = A_{\Delta,I} - jA_{\Delta,Q}$ - комплексно сопряженная амплитуда сигнала в разностном канале, $\left|\dot{A}_\Sigma\right|^2 = A_{\Sigma,I}^2 + A_{\Sigma,Q}^2$. В отсутствие шумов выражение (1) приводится к отношению амплитуд сигналов в разностном и суммарном каналах.

Одним из функциональных элементов пеленгатора является формирователь пеленгационной характеристики (ФПХ), который осуществляет формирование цифровым способом пеленгационной и дискриминационной характеристики в соответствие с (1) на низкой частоте.

Измерительный стенд ФПХ предназначен для решения следующих задач:

- формирования входных аналоговых сигналов, цифровых сигналов управления и контроля ФПХ;

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

- измерения параметров ФПХ и определения их соответствия ТУ;
- исследования характеристик ФПХ (крутизна амплитудной, пеленгационной, дискриминационной характеристик, вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги);
- настройки и наладки ФПХ;
- измерения собственных характеристик стенда (АЧХ каналов, шумовые эффективные полосы пропускания каналов, динамический диапазон каналов, уровень и спектральный состав собственных шумов каналов);
- обеспечения автоматизации измерений и выполнения сервисных функций.

Для функционирования ФПХ требуется несколько десятков сигналов управления и контроля, а с учетом режимов работы количество измеряемых параметров превышает единицы сотен, поэтому при разработке стенда должное внимание уделялась вопросам автоматизации измерений. На рис. 1 представлена структурная схема стенда. Стенд состоит из стандартных устройств и вновь разработанных – блока управления (БУ), платы «Интерфейс» и программного обеспечения. Принцип действия стенда основан на измерении с помощью стандартных измерительных приборов основных электрических сигналов ФПХ и косвенных аппаратно-программных измерений функциональных характеристик ФПХ, а также установка и съем цифровых параметров ФПХ через скоростной последовательный канал.

БУ имитирует основные выходные параметры приемника обработки сигналов и выполняет функции электрического интерфейса между ФПХ, собственно БУ, внешней измерительной аппаратурой и компьютером в стенде. БУ совместно с прецизионным генератором Agilent 33250A осуществляет формирование мультиплексированного аналогового сигнала приемника обработки.

Генераторы шума Г2-37 предназначены для формирования шумовых сигналов для суммарных и разностных каналов при определении параметров пеленгационной характеристики. Осциллограф, частотомер, микровольтметр, АЦП и другие приборы предназначены для измерения и контроля параметров сигналов ФПХ на контрольных разъемах БУ.

БУ состоит из аналоговой и цифровой частей. Аналоговая часть (см. рис.2) включает сумматоры, фильтры, усилители и мультиплексор, а также схему управления уровнем шумов по общему входу. На плате аналоговой части располагаются четыре идентичных канала: Σ1, Σ2 – суммарные и Δ1, Δ2 - разностные, которые состоят из сумматора, полосового фильтра и усилителя. Мультиплексированный сигнал формируется посредством подачи на объединенные входы сумматоров напряжения синусоидальной или шумовой формы с внешнего генератора. Далее сигналы с сумматоров поступают на фильтры, а затем на внешние разъемы "Вых.Σ1", "Вых.Σ2", "Вых.Δ1", "Вых.Δ2" и на мультиплексор, с выхода которого сигнал поступает на вход ФПХ. Полосовые фильтры реализованы в виде пары расстроенных относительно центральной частоты фильтров f_0, которые представляет собой активные фильтры Баттерворда 8-го порядка с полосой пропускания $\Delta F_{3dB} = 0.2 f_0$. Подобная реализация фильтра обеспечивает гладкую амплитудно-частотную характеристику, как в пределах полосы пропускания, так и вне нее. Управление мультиплексором осуществляется от ФПХ.

Основными параметрами, характеризующими каналы в БУ, являются центральная частота фильтра, полоса пропускания, неравномерность АЧХ в полосе пропускания, линейность фазовой характеристики, эффективная шумовая полоса канала и динамический диапазон амплитуд входного сигнала. Эффективная шумовая полоса пропускания канала определяется как [2]:

$$\Delta F_n = \frac{\int_{f_1}^{f_2} \left| K_{BF}(f) \right|^2 df}{\left| K_{BFm} \right|^2},$$

где f_1, f_2 - соответственно, нижняя и верхняя частоты анализа, $K_{BF}(f)$, K_{BFm} - соответственно, значения АЧХ канала на частоте f и центральной частоте f_0. Имея дискретный набор экспериментальных значений АЧХ $\{K_{BF}(i), i = 0, m\}$, можно вычислить интеграл численными методами, например, методом трапеций:

$$I = \frac{(f(i+1) - f(i))}{2} \sum_{i=0}^{m-1} (K_{BF}^2(i) + K_{BF}^2(i+1)),$$

где $f(i), f(i+1)$ значения частот для i и i+1 отсчетов. Тогда эффективная шумовая полоса пропускания канала будет равна $\Delta F_n = I/(K_{BFm})^2 = 0.22 f_0$, т.е. на 10% шире полосы пропускания на уровне -3 дБ. Знание эффективных шумовых полос пропускания БУ ΔF_N и ФПХ ΔF позволяет установить требуемое

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

отношения сигнал/шум в ФПХ $d = u_S / u_N$ при определении крутизны пеленгационной характеристики. Величина среднеквадратического значения напряжения сигнала определяется в этом случае исходя из соотношения:

$$u_S = u_N \sqrt{d \cdot \Delta F / \Delta F_N} \ .$$

Одним из факторов ограничивающим динамический диапазон ФПХ являются собственные шумы пеленгатора, пересчитанные на вход ФПХ. В нашем случае это шумы БУ. В первоначальной версии аналоговой части БУ управление уровнем сигнала в каналах и уровнем шумового сигнала на входе каналов осуществлялось с помощью компьютера. Функции интерфейса выполняла цифровая плата на базе микроконтроллера с ядром 8051 и ПЛИС Altera. Для управления коэффициентом передачи каналов использовались цифровые потенциометры в сумматорах (рис.2), а управление уровнем шумового сигнала осуществлялось с помощью цифро-аналогового преобразователя. Среднеквадратическое значение уровня шума в каналах в полосе 1 МГц составило около $u_N \approx$ 1 - 2 мВ, что соответствует динамическому диапазону в 71 - 77 дБ. Эта оценка достаточно условна, т.к. не был измерен спектр шумов. В следующей версии аналоговой части БУ в ущерб автоматизации измерений мы отказались от управления усилением и, соответственно, от цифровой платы, что позволило снизить уровень собственных шумов до $u_N \approx$ 0.05 – 0.1 мВ, а динамический диапазон расширить до 97 дБ. Определение уровня сигнала u_S в области u_S^M < 1 – 3 мВ выполняется по измерениям среднеквадратического напряжения u_S^M как:

$$u_S = \sqrt{(u_S^M)^2 - (u_N)^2} \ .$$

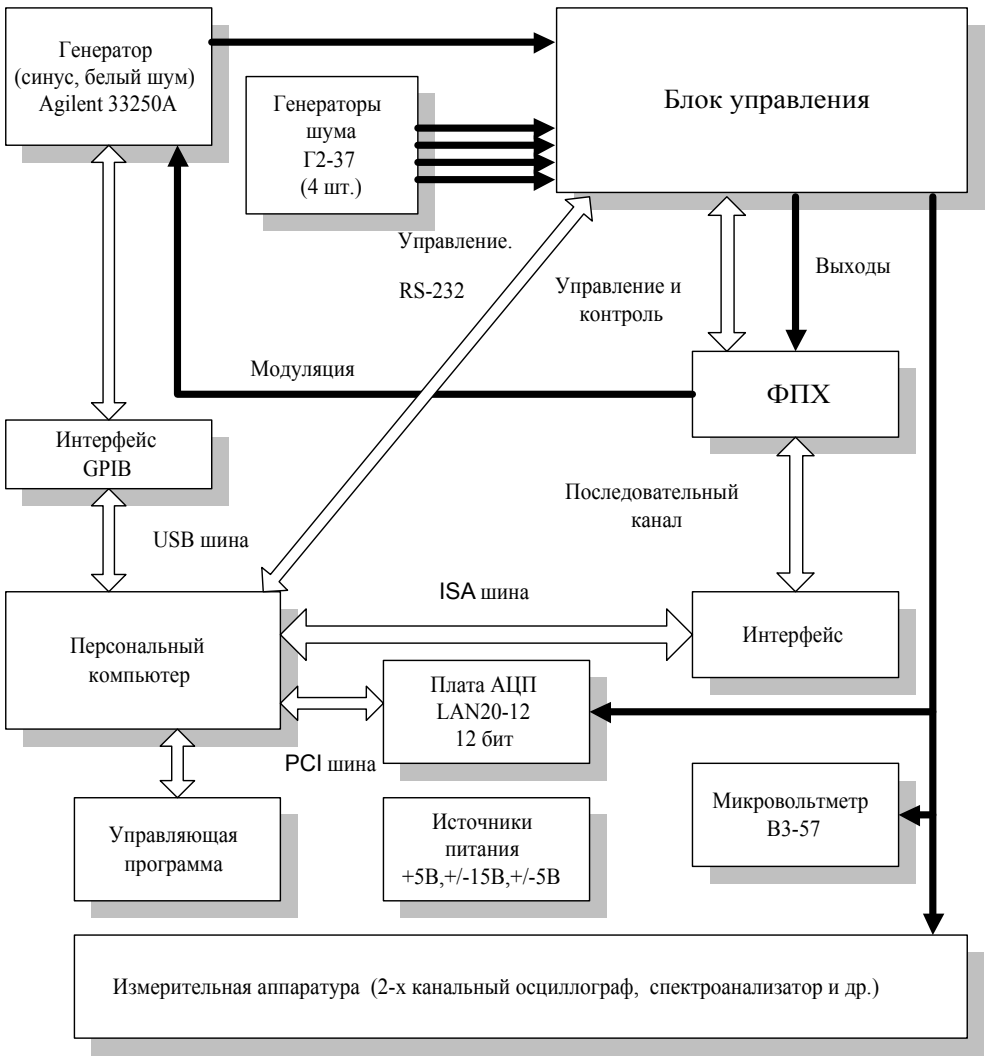


Рис.1. Структурная схема стенда.

Для изучения спектральных характеристик необходим спектроанализатор с чувствительность порядка единиц микровольт.

Степень автоматизации измерений в стенде определяется в значительной степени техническим уровнем используемых стандартных приборов. “Узким” местом в стенде являются измерения параметров импульсных сигналов, выполняемые вручную с помощью осциллографа и частотомера, а также измерения уровня среднеквадратического напряжения с помощью аналогового вольтметра. Дальнейшее совершенствование стенда, как нам представляется, должно осуществляться по пути использования виртуальных осциллографов, частотомеров и вольтметров на базе высокоскоростных АЦП, что позволит автоматизировать значительную часть измерений в стенде.

В заключение отметим особенности стенда для ФПХ:

- измерение большого числа параметров,
- использование разнородных стандартных аппаратных средств,
- применение схемотехнических решений, минимизирующих собственные шумы стенда,
- доминирующее присутствие программно-аппаратных средств,
- необходимость применения виртуальных приборов.

В докладе приводятся результаты экспериментальных исследований и измерений ряда характеристик ФПХ и стенда.

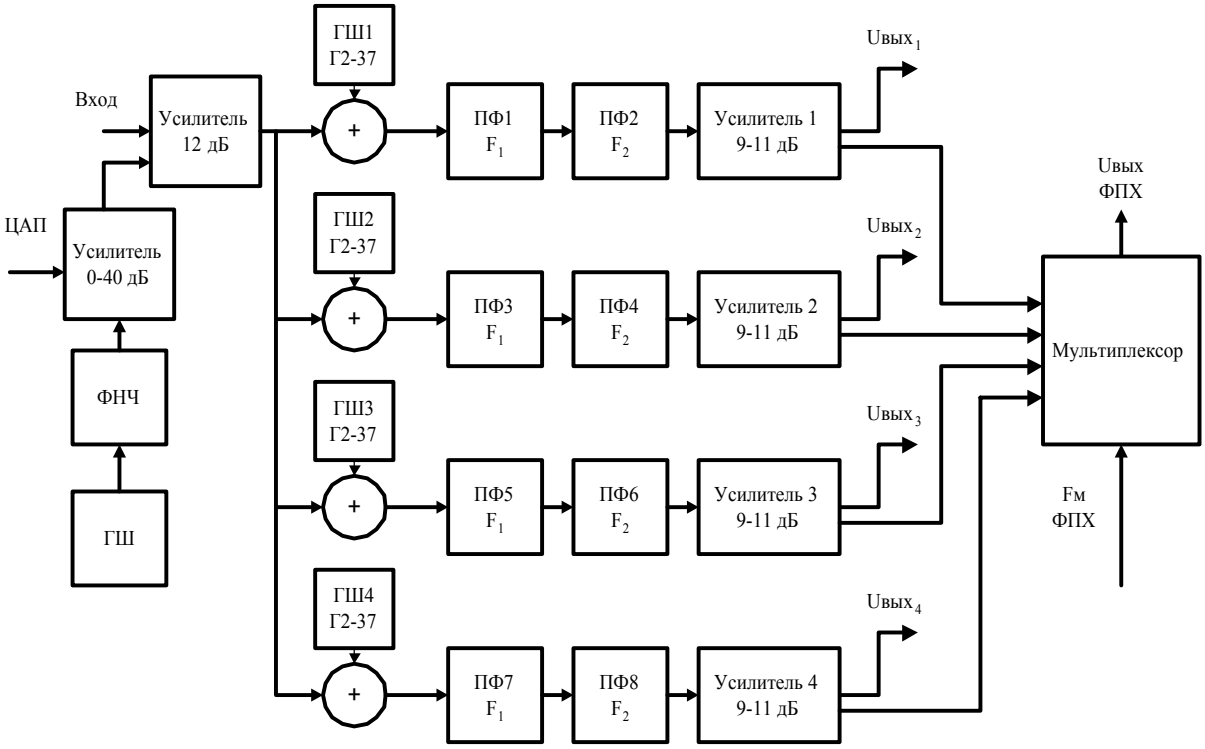


Рис.2. Структурная схема аналоговой части БУ.

Литература

1. Теоретические основы радиолокации. Под. ред. Ширмана Я.Д. М: Сов. радио, 1970. 560 с.

2. Справочник по радиолокационным измерениям. Пер. с анг. под ред. М.М. Вейсбейна. М.: Сов. Радио. 1976. 392 с.

PECULIARITIES OF DEVELOPMENT OF TEST SITES FOR MEASUREMENT OF CHARACTERISTICS OF AZIMUTH FINDER

[1]Chekurskov V., [2]Mil’shin A., [1]Potapov A.

[1]Federal State Unitary Enterprise "RPC Istok"
[2]Institute of Radioengineering and Electronics RAS

In the paper the peculiarities of development of stands for the former of the azimuth finder characteristic (FAFC) in onboard azimuth finder are considered. The measuring test site of the FAFC is intended for the decision of the

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

following tasks: formations of input analog signals, digital signals of management and control of the FAFC; measurements of FAFC parameters and definition of their conformity to technical conditions; researches of the FAFC characteristics (the gain slope, of the steep slope of the azimuth finder characteristics, of the steep slope of the frequency discriminator, the detection probability and the detection false probability); adjustments of the FAFC; measurements of the test site characteristics (the frequency response function of channels, the effective noise passbands of channels, dynamic range of channels, level and spectral structure of the noise of channels); of automatic control of measurements and performance of service functions. In the paper the function chart of the stand and function charts of units of the block of management of the stand is considered. Such features of the stand for the FAFC, as are marked: measurement of the large number of parameters; use of diverse standard hardware; application of the circuit technique decisions for minimization of the noise of the test site; dominant presence of hardware-software means; necessity of application of virtual devices. In the paper the results of experimental researches and measurements of a number of the FAFC characteristics and stand are resulted.

КОМБИНИРОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСТНЫХ СОТОВЫХ СИСТЕМ С CDMA

Ефимов В.В.

ЗАО «Ульяновск-GSM»

При определении местоположения мобильного терминала широкое распространение получили в основном два подхода: определение местоположения по измерениям времени прихода сигнала (Time of Arrival – TOA) или разности времен прихода сигналов (Time Difference of Arrival – TDOA) и определение местоположения по измерениям углов прихода сигнала (AOA –Angle of Arrival). Оба подхода имеют свои преимущества и ограничения [1, 2]. Так, например, для реализации метода TDOA требуется, по крайней мере, три базовые станции (БС). Рассмотрим способ определения местоположения мобильного приемника, использующий комбинацию метода измерения разности времен прихода сигнала (TDOA) по пилот-сигналам по прямой и метод измерения по пилот-сигналам угла прихода сигнала (AOA) по отношению к опорному направлению.

Рассмотрим вначале для простоты на примере двух БС. При этом если измерения методами TDOA и AOA точные, то для определения местоположения мобильного терминала (МТ) достаточно только «своей» БС и одной дополнительной БС. Сказанное поясняется рис. 1,а, где БС1 – «своя» БС, БС2 – дополнительная, а β - измеренный угол прихода сигнала на БС1 по отношению к опорному направлению (на рисунке - горизонтальная ось). На основе AOA и TDOA измерений и известных координат (x_1, y_1) и (x_2, y_2) базовых станций БС1 и БС2 можно определить местоположение МТ решив систему уравнений:

$$\begin{aligned} tc &= D_2 - D_1, \\ \beta &= arctg\left(y - y_1\right)/\left(x - x_1\right), \end{aligned} \quad (1)$$

где t - разность времен прихода (TDOA) пилот-сигналов с БС1 и БС2; $D_* = \sqrt{\left(y - y_*\right)^2 + \left(x - x_*\right)^2}$ - расстояние между МТ и БС*, c - скорость света. Уравнение (1) в явном виде не решается. Для упрощения сделаем преобразование координат, как показано на рис. 1,б (БС1 - начало отсчета, вращение старой системы по часовой стрелке на угол β). В новой координатной системе уравнению (1) соответствует уравнение:

$$tc = \sqrt{\left(y - y_2\right)^2 + \left(x - x_2\right)^2} - \sqrt{y^2 + x^2}, \quad (2)$$

с решением при $y = 0$: $x = 0.5\left(x_2 - ct\right) + 0.5y_2/\left(x_2 + ct\right)$.

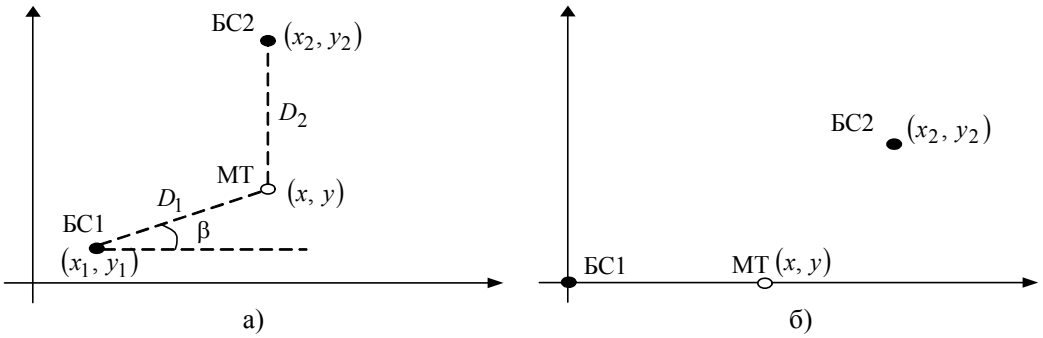


Рис. 1

В реальной ситуации использование только двух базовых станций может не дать оценки местоположения МТ, т.к. в силу искажений сигнала при распространении измерения методами TDOA и AOA содержат

погрешности, которые могут привести к отсутствию решения уравнения (1). Поэтому для оценивания местоположения с удовлетворительной точностью обычно требуется более двух БС. При этом модель результатов измерений представим в виде

$$ct_k = D_k - D_1 + d_k,\ \beta = arctg\left(y - y_1\right)/\left(x - x_1\right) + \Delta_\beta, \tag{3}$$

где d_k - погрешность измерений методом TDOA между k-й БС и родной БС, $k = \overline{1, K}$; Δ_β - погрешность измерения методом AOA.

При малых погрешностях измерений использование для решения принципа максимума правдоподобия приводит к методу наименьших квадратов (МНК). Для линеаризации уравнения AOA использует разложение (3) в ряд. Приняв местоположение «своей» БС за начало координат, получим следующее соотношение (рис. 2,а):

$$D_1 \sin\ \Delta_\beta = x \sin\ \beta + y \cos\beta. \tag{4}$$

Считая, что при малых Δ_β справедливо $\sin\ \Delta_\beta \approx \Delta_\beta$, можно приближенно переписать уравнение AOA в линейном виде

$$x \sin\ \beta + y \cos\beta - D_1\Delta_\beta \approx 0. \tag{5}$$

Запишем (3) в матричной форме

$$c\,\mathbf{t} = \mathbf{D} + \mathbf{d}, \tag{6}$$

где $\mathbf{t} = \begin{pmatrix} t_{2,1} \\ t_{3,1} \\ \dots \\ t_{K,1} \\ 0 \end{pmatrix}$; $\mathbf{D} = \begin{pmatrix} D_2 - D_1 \\ D_3 - D_1 \\ \dots \\ D_K - D_1 \\ -\frac{x}{D_1}\sin\beta + \frac{y}{D_1}\cos\beta \end{pmatrix}$; $\mathbf{d} = \begin{pmatrix} d_{2,1} \\ d_{3,1} \\ \dots \\ d_{K,1} \\ \Delta_\beta \end{pmatrix}$.

В предположении, что погрешность измерений $\mathbf{d}$ представляет собой случайный вектор с нулевым средним, а $\mathbf{B}_t$ - ковариационная матрица ошибок измерения методом TDOA, можно записать для $\mathbf{t}$ ковариационную матрицу $\mathbf{B} = \begin{Vmatrix} \mathbf{B}_t & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 \end{Vmatrix}$, имеющую размер $K \times K$, где σ_β^2 - дисперсия погрешности измерения методом AOA.

Уравнение (6) также может быть приближенно линеаризацией с использованием разложения в ряд. Если погрешность линеаризации мала и начальное приближение местоположения МТ является хорошим, можно получить достаточно точное решение. Заметим, что такой подход к решению имеет недостатки, т.к. имеет проблемы со сходимости и требует значительных вычислительных затрат. Более целесообразно применение двухэтапного МНК, который предполагает линейность уравнения AOA. Этому требованию удовлетворяет уравнение (5).

Обозначим вектор искомых параметров через $\mathbf{б}_a = \left(x,\ y,\ D_1\right)^T$. При наличии погрешности измерений $\mathbf{d}$ уравнение TDOA/AOA в матричной форме принимает вид

$$\mathbf{m}_a = \mathbf{G}_a\mathbf{б}_0 + \mathbf{O}_a, \tag{7}$$

где $m_a = 0.5\begin{pmatrix} d_{2,1}^2 \\ d_{3,1}^2 \\ \dots \\ d_{K,1}^2 \\ 0 \end{pmatrix}$; $\mathbf{G}_a = \begin{Vmatrix} x_2 & y_2 & d_{2,1} \\ x_3 & y_3 & d_{3,1} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_K & y_K & d_{K,1} \\ -\sin\beta & \cos\beta & 0 \end{Vmatrix}$; $\mathbf{O}_a = c\mathbf{Hd} + \frac{c^2}{2}\mathbf{d} \otimes \mathbf{d}\begin{Vmatrix} \mathbf{I}_R & 0 \\ 0 & 0 \end{Vmatrix}$,

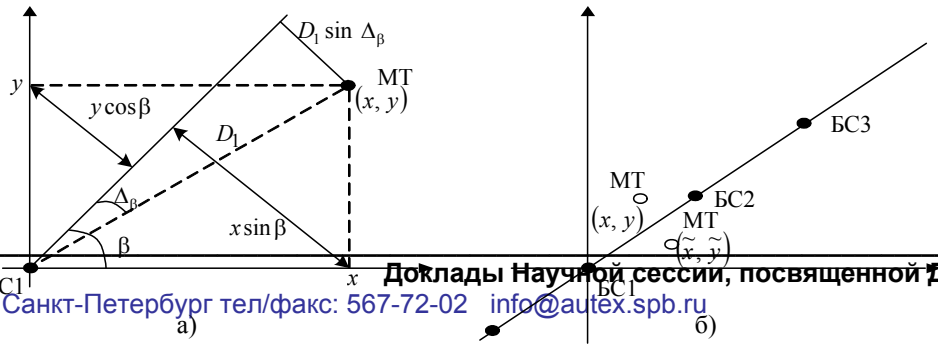


Рис. 2

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

$\mathbf{H} = \mathbf{I}_K \left(D_{20}, \ldots D_{K0}, c^{-1} D_{10} \right)^T$; индекс «0» обозначает точное значение величины; $\mathbf{I}_K$ - единичная матрица, $\otimes$ символ прямого произведения матриц).

Когда БС расположены на одной линии, как показано на рис. 2,а, например, вдоль длинного шоссе, матрицы, содержащие x_k и y_k, становятся сингулярными (т.к. $y_k = bx_k$, где b - const; $k = \overline{1, K}$). Тогда можно использовать метод решения из [3], найдя сначала оценки местоположения $(\tilde{x}, \tilde{y})$ с погрешностью оценивания $(\varepsilon_x, \varepsilon_y)$. Затем использовать дополнительное измерение методом AOA:

$$\mathbf{m} = \mathbf{G}\mathbf{б} + \mathbf{O}_l , \tag{8}$$

где $\mathbf{m} = \begin{pmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{y} \\ 0 \end{pmatrix}$, $\mathbf{G} = \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\sin\beta & \cos\beta \end{Vmatrix}$, $\mathbf{O}_l = \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ D_1 \Delta_\beta \end{pmatrix}$.

Тогда общее решение относительно местоположения МТ

$$\tilde{\mathbf{б}} = \left(\mathbf{G}^T \mathbf{B} \mathbf{G} \right)^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{B} \mathbf{m} , \tag{9}$$

где $\mathbf{B} = \begin{Vmatrix} \mathbf{B}_t & 0 \\ 0 & D_1^2 \sigma_\beta^2 \end{Vmatrix}$ - ковариационная матрица ошибок измерения.

В заключении отметим, что если местоположение МТ определяется только методом TDOA, то при решении гиперболического уравнения всегда получается неоднозначность (на рис. 2,б показано истинное положение МТ и его мнимое зеркальное положение $(\tilde{x}, \tilde{y})$). Добавлением AOA измерений эта неоднозначность устраняется.

Литература

1. Reed J. H., Krizman K. J., Woerner B. D., Rappaport T. S. An overview of the challenges and progress in meeting the e-911 require-ment for location service. - IEEE Communi. Mag., vol. 36, 1998. - Pp. 30–37.

2. Caffery J. Jr., Stüber G. L. Subscriber location in CDMA cellular networks. - IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, 1999. - Pp. 406–416.

3. Chan Y. T., Ho K. C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. - IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, 1994. - Pp. 1905–1915.

COMBINED METHOD OF MOBILE TERMINAL LOCATION FOR CDMA CELLULAR SYSTEMS

Efimov V.

Combined method of mobile terminal location for CDMA cellular systems which uses time difference of arrival (TDOA) and angle of arrival (AOA) location enabling to improve location accuracy is considered. The decision is being searched by means of maximum likelihood method using Least Squares method for various number of base stations.

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ГЕНЕРАТОР ШУМА НА ОСНОВЕ ПЛИС

Чекурсков В.В.[1], Лукошков В.С.[1], Мильшин А.А.[2], Молчанов Е.Ф.[1]

[1]ФГУП «НПП «Исток»,
[2]Институт радиотехники и электроники РАН

В состав измерительного стенда для измерения параметров формирователя пеленгационной характеристики в бортовом пеленгаторе входят четыре генератора шума Г2-37, которые служат для формирования шумовой компоненты сигнала в четырех канальном моноимпульсном пеленгаторе. Генератор Г2-37 формирует шумовой сигнал на поддиапазонах 15 Гц – 20 кГц, 15 Гц – 600 кГц и 15 Гц – 6.5 МГц. При работе в составе стенда используется поддиапазон 15 Гц – 600 кГц, из которого «вырезается» область спектра ниже 100 кГц. Выходное шумовое напряжение регулируется в пределах: от 3 мкВ до 1 В. К недостаткам генераторов в составе стенда следует отнести низкий уровень выходного напряжения, высокую нестабильность выходного напряжения, моральный износ и в этой связи сложность комплектации стендов при тиражировании. В работе [1] приведены характеристики более 80 моделей генераторов шума, разработанных в нашей стране, и среди них отсутствуют низкочастотные приборы. Акустические генераторы шума работают только в зву-

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

ковом диапазоне.. Эти обстоятельства стимулировали разработку генераторов шума. Известно, что лучшими статистическими свойствами обладают генераторы, использующие физические явления для генерации шума, это приборы на основе ламповых и полупроводниковых диодов, резистивные генераторы шума и т.п. Однако с метрологической точки зрения наиболее привлекательны цифровые генераторы шума, формирующие псевдослучайную последовательность, так называемую М-последовательность [2,3].

Реализация низкочастотного генератора шума была выполнена в соответствии с функциональной схемой на рис.1. Кварцевый генератор ГТЧ формирует тактовый сигнал с частотой f_T. В генераторе псевдослучайной последовательности ГПСП создается импульсный сигнал с амплитудой U_D и максимальной длиной кодовой последовательности $K = 2^m - 1$, где m - разрядность регистра сдвига. Затем однополярный сигнал усиливается до амплитуды U_A и поступает на вход активного фильтра низких частот с частотой среза F_{LF} и коэффициентом передачи K_{LF}. Шумовой сигнал с эффективным (среднеквадратическим) значением напряжения u_{LF} подается на сумматор с коэффициентом передачи K_S. Сумматор выполняет функцию преобразователя уровня, благодаря чему на его выходе получается биполярный сигнал с эффективным напряжением $\pm u_S$. Буферный усилитель БУ обеспечивает регулировку уровня выходного напряжения $\pm u_{OUT}$ и работу на высокоомную и низкоомную (50 Ом) нагрузки.

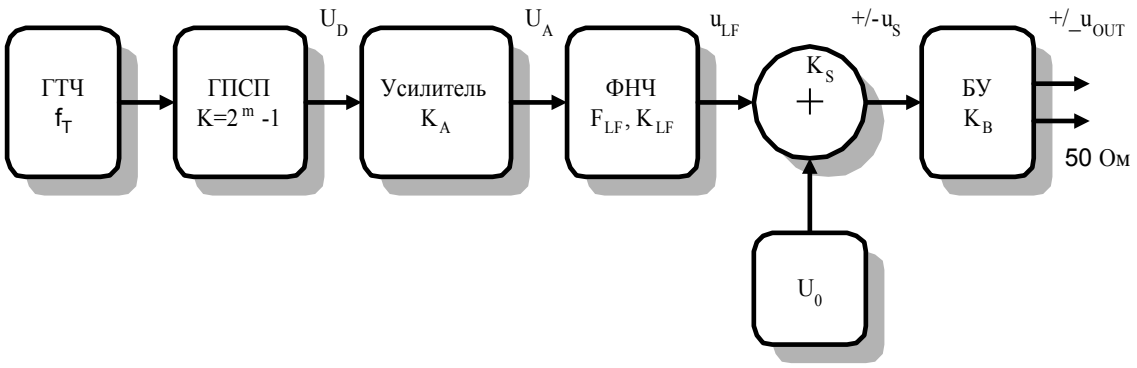


Рис.1. Функциональная схема низкочастотного генератора шума

Известно, что спектр шума ГПСП лежит в пределах от f_T / K до f_T [2] и огибающая энергетического спектра описывается следующим выражением:

$$S(f) = \left(\frac{\sin(\pi f / f_T)}{\pi f / f_T} \right)^2$$

Причем в низкочастотной области спектра до частоты $0.12\, f_T$, спектр имеет плоскую часть с неравномерностью ± 0.1 дБ. Знание энергетического спектра ГПСП, и параметров элементов схемы на рис.1 позволяет определить эффективное напряжение на выходе НЧ генератора шума. Для низкочастотной области $f < 0.2\, f_T$ с учетом схемы на рис.1 выражение для выходного напряжения u_{OUT} будет иметь вид:

$$u_{OUT} = U_D K_A K_{LF} K_S K_B \sqrt{\frac{\Delta F_n}{2 f_T}} = U_D K_\Sigma \sqrt{\frac{\Delta F_n}{2 f_T}}, \qquad (1)$$

где ΔF_n - эффективная шумовая полоса пропускания фильтра определяется как [4]:

$$\Delta F_n = \frac{\int_{f_1}^{f_2} |K_{LF}(f)|^2 df}{|K_{LFm}|^2}, \qquad (2)$$

где f_1, f_2 - соответственно, нижняя и верхняя частоты анализа, $K_{LF}(f)$, K_{LFm} - соответственно, значения АЧХ канала на частоте f и центральной частоте f_0.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Основным элементом генератора шума служит ГПСП, выполненный на основе регистра сдвига с линейными обратными связями. При их анализе используется математический аппарат – теория линейных последовательностных машин и теория конечных полей [3]. Все четыре ГПСП реализованы в ПЛИС Altera. Применение ПЛИС предоставляет широкие возможности для экспериментирования с различными реализациями ГПСП. Основными достоинствами этих генераторов являются простота аппаратной и программой реализации; максимальное быстродействие; хорошие статистические свойства формируемых последовательностей и возможность управления выходным напряжением генератора шума в соответствии с формулой (1). Один из вариантов ГПСП выполнен в виде сдвигового регистра с разрядностью m = 32 (см. рис.2) и четырьмя обратными связями [5], что позволяет создавать ПСП длиной K = 4294967295 с периодом повторения $T = K / f_T$ около 1.2 часа при f_T = 1 МГц. Для того, чтобы ГПСП формировали разные М-последовательности при старте генератора в каждый регистр заносится своя кодовая последовательность $F_0(x)$, значения этих кодов приведены в [5].

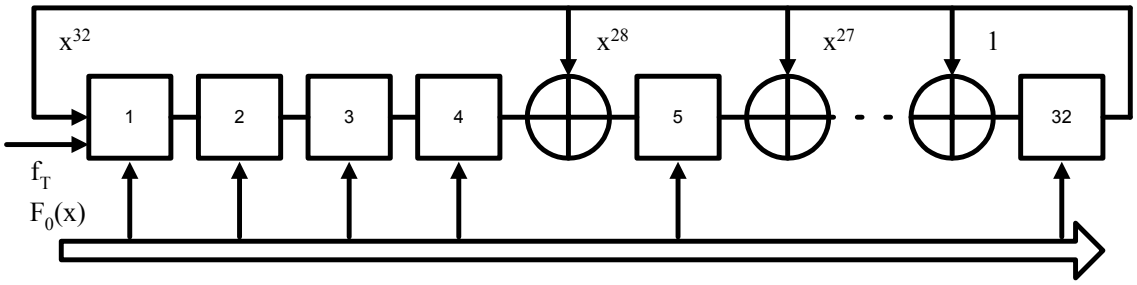


Рис.2. Структурная схема ГПСП.

Кратко остановимся на метрологических аспектах генератора шума. К ним относятся анализ погрешностей величины выходного напряжения и эффективной шумовой полосы генератора, а также, методики оценки качества генератора шума.

Рассмотрим погрешности формирования величины шумового сигнала. Случайная составляющая косвенной погрешности с вероятностью 0.95 с учетом соотношения (1) будет обусловлена тремя составляющими:

$$\Delta u_{OUT} = \pm\sqrt{(\Delta U_D)^2 + (\Delta K_\Sigma)^2 + (\partial u_{OUT} / \partial \Delta F_N)^2}\ .$$

Окончательное выражение имеет вид:

$$\Delta u_{OUT} = \pm 1.96\sqrt{\frac{\Delta F_N}{2 f_T}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\delta U_D}{2}\cdot K_\Sigma\right)^2 + \left(\frac{\delta K_\Sigma}{3}\cdot U_D\right)^2 + \left(\frac{\Delta(\Delta F_N)}{2}\cdot\frac{U_D K_\Sigma}{2\Delta F_N}\right)^2}\ . \qquad (3)$$

Величина δU_D определяется приборной погрешностью, при использовании аналоговых осциллографов погрешность составляет около 5%, в случае применения виртуального осциллографа погрешность может быть существенно снижена (при 8 разрядном АЦП $\delta U_D / U_D < 1.5\%$).

Погрешность установки коэффициента передачи для синусоидального сигнала $\delta K_\Sigma / K_\Sigma$ зависит от погрешностей измерения напряжения на входе и выходе аналоговой части генератора и при настройке может быть минимизирована до величины в 1%.

Погрешность $\Delta(\Delta F_N)$ оценки эффективной шумовой полосы включает в себя инструментальную и вычислительную составляющие. Инструментальная погрешность обусловлена технологическим разбросом электронных компонентов фильтра ФНЧ и погрешностями в измерениях АЧХ, а вычислительная погрешность определяется погрешность вычисления интеграла. При наличии цифровых вольтметров с погрешностью измерения лучше 0.1% можно пренебречь инструментальной погрешностью при снятии АЧХ. Для оценки вычислительной погрешности необходимо знание второй производной АЧХ (она вычисляется по экспериментальным данным), поэтому эта погрешность будет зависеть естественным образом от порядка фильтра. Для фильтра восьмого порядка погрешность составляет около 4%.

При отсутствии точных цифровых вольтметров величину $\Delta(\Delta F_N)$ можно оценить, используя статистический подход. Полагаем, что $\Delta(\Delta F_N)$ имеет нормальное распределение с нулевым

математическим ожиданием и неизвестной дисперсией σ^2. Тогда величина $\frac{(n-1)S^2}{\sigma^2}$ имеет χ^2-распределение с n - 1 степенями свободы, здесь S - выборочное среднеквадратическое отклонение случайной величины $\Delta(\Delta F_N)$. Доверительная оценка σ^2 с доверительной вероятностью 1-α определяется как:

$$\frac{(n-1)S^2}{\chi^2_{0.5\alpha}} < \sigma^2 < \frac{(n-1)S^2}{\chi^2_{1-0.5\alpha}}$$

Используя для оценки σ^2 верхнее значение доверительного интервала, получим оценку погрешности полосы с вероятностью 0.95 в виде:

$$\Delta(\Delta F_N) \le \pm 2\sqrt{\frac{(n-1)S^2}{\chi^2_{1-0.5\alpha}}}\ .$$

Минимальное значение n = 4 для случая одного генератора, в этом случае погрешность определяется как:

$$\Delta(\Delta F_N) \le \pm 7.45 \cdot S\ ,$$

и для уменьшения погрешности (снижения S) необходимо использовать пассивные компоненты с высоким классом точности – от 1% и лучше.

Результирующая погрешность Δu_{OUT} будет меньше любой ее составляющей в силу того, что частные производные в выражении (3) меньше единицы, т.е. наблюдается эффект снижения ошибки.

Методики оценки качества генератора ПСП применительно к криптографии рассмотрены в работе [3]. Для исследования ПСП применяются две группы тестов – графические тесты и оценочные тесты, когда статистические свойства ПСП определяются числовыми характеристиками. Мы полагаем, что среди упомянутых тестов должны присутствовать приборные тесты. В состав приборных тестов могут входить графические и оценочные тесты.

Для решения наших задач из графических тестов наиболее соответствующими являются: гистограмма распределения элементов ПСП, распределение на плоскости, автокорреляционная функция и графический спектральный тест. К оценочным тестам мы относим первые статистические моменты распределения ПСП – среднее и дисперсию; автокорреляционную и взаимную корреляционную функции, спектральный анализ.

Оценка результатов тестирования независимо от используемых подходов состоит из последовательности действий:

- генерация М-последовательностей для тестирования (аппаратная или программная);
- проход набора статистических тестов с использованием программных и аппаратных средств;
- анализ прохождения статистических тестов;
- заключение о свойствах генератора шума.

Реализация тестов на программном уровне имеет свои особенности, связанные с большой длиной кодовой последовательности. Рассмотрим тест для оценки корреляции между сдвинутыми копиями исследуемой последовательности [3]. Построение битовой автокорреляционной функции происходит следующим образом. Исследуемая последовательность представляется в битовом виде $\varepsilon_0\varepsilon_1 \ldots \varepsilon_{n-1}$, затем битовая последовательность нормируется ($1 \to 1$, $0 \to -1$):

$$b_i = (-1)^{1-\varepsilon_i},\ i = \overline{0,(n-1)},$$

Затем вычисляются всплески корреляции:

$$C_j = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} b_i b_{(i+j)\bmod n}}{\sum_{i=0}^{n-1} b_i^2},$$

где n – длина нормированной битовой последовательности, $j = \overline{0,n}$. При длине последовательностей в единицы миллиардов приходится организовывать виртуальную память, что существенно снижает быстродействие. Аналогично строится взаимная корреляционная функция для определения статистической независимости разных генераторов. Очевидно, что для этих задач не подходят электронные таблицы, здесь необходима разработка программного обеспечения.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

При исследовании характеристик генератора шума аппаратные средства позволяют определять среднее, дисперсию, среднеквадратическое значение, корреляционные характеристики, анализировать спектр и распределение вероятностей [5]. Проблема заключается в том, располагает ли исследователь парком необходимых приборов? Выход заключается в применении виртуальных приборов.

В заключение отметим особенности разработки низкочастотного генератора шума:

- простая схемная реализация;
- минимальные требования к регулировке;
- широкие возможности для экспериментирования со схемами ГПСП;
- широкая возможность тестирования с помощью программных средств;
- компактность конструкции.

В докладе приводятся результаты модельных и экспериментальных исследований ряда характеристик низкочастотного генератора шума.

Литература

1. Алмазов-Долженко К.И. Коэффициент шума и его измерение на СВЧ. М.: Научный мир. 2000. 240 с.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т., Т.2. Пер. с англ. Изд. 3-е стереотип. М.: Мир. 1986. 590 с.
3. Иванов М.А., Чугунков И.В. Теория, применение и оценка качества генераторов псевдослучайных последовательностей. Книга 2 . М: КУДИЦ-ОБРАЗ. 2003 г. 240 с.
4. Справочник по радиолокационным измерениям. Пер. с анг. под ред. М.М. Вейсбейна. М.: Сов. Радио. 1976. 392 с.
5. Корн Г. Моделирование случайных процессов на аналоговых и аналого-цифровых машинах. М.: Мир. 1968.
6. Мирский Г.Я. Аппаратное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия. 1972.

THE FPGA LOW-FREQUENCY NOISE GENERATOR

[1]Chekurskov V., [1]Lukoshkov V., [2]Mil'shin A., [1]Molchanov E.

[1]Federal State Unitary Enterprise "RPC Istok"
[2]Institute of Radioengineering and Electronics RAS

In the paper the aspects of development of low-frequency noise generator (0-100 kHz), included in structure of the test site for measurement of parameters of the former of the azimuth finder characteristic (FAFC) in onboard azimuth finder are considered. It is marked, that the digital pseudorandom sequence generator (DPRG) is better solution. The function chart of the noise generator is presented. The basis of the generator is made by field programmable gate array (FPGA) and filter of low frequencies. The application of FPGA gives ample opportunities for realization with different variants of the DPRG. The basic advantages of these generators are simplicity of hardware and program realization; the maximal speed; good statistical properties of formed sequences and opportunity to manage the output voltage of noise generator. The expression for output voltage of the generator, which takes into account the DPRG parameters and low frequency filter is resulted. In the paper the test-control aspects of the noise generator are considered. The techniques of an estimation of a quality of the noise generator concern the analysis of output voltage amplitude errors and effective noise band of the generator. Such features of development of the low-frequency noise generator, as simple circuit realization are marked; the minimal requirements to adjustment; ample opportunities for research with the DPRG circuits; an ample opportunities of testing with the help of software; compactness of a design. In the paper the results modelling and experimental researches of some characteristics of the low-frequency noise generator are resulted.