



## ФОРМИРОВАНИЕ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН В ЗАДАННОМ НАПРАВЛЕНИИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Б.А. Картышев, А.В. Кузьмин, А.Н. Ражев

Рассмотрены вопросы построения аппаратуры цифрового формирования зондирующих сигналов в декаметровом диапазоне радиоволн. Проведен синтез аппаратуры формирования зондирующих сигналов, синхронизации, контроля и управления обеспечивающей создания напряженности поля в заданном направлении при использовании передающей антенной решетки. Предлагаемые решения создают возможность программными средствами с высокой точностью формировать и излучать сигнал требуемой модуляции в заданном направлении в тракте вычислительный комплекс — цифровой формирователь сигналов — передающая антенная решетка.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** напряженность поля, зондирующий сигнал, антенная решетка, зондирование ионосферы, цифровая обработка сигналов

### ВВЕДЕНИЕ

Построение передающих трактов для комплексов зондирования ионосферы на базе прямых цифровых формирователей зондирующих сигналов (ЗС) позволяет получить эффективное решение, аккумулирующее в себе многообразные достоинства цифровых устройств и методов цифровой обработки, а именно:

- высокую стабильность и повторяемость характеристик формируемых сигналов;
- гибкость и простоту управления параметрами ЗС, обеспечивающие эффективное управление работой аппаратуры;
- цифровое формирование диаграммы направленности передающей антенной решетки (АР);
- компактность конструкции (по сравнению с аналоговой аппаратурой), позволяющая в разы сократить массу, габариты и, как следствие, технико-экономические характеристики.

Рассмотрен облик аппаратуры формирования ЗС синхронизации и привязки к системе единого времени (СЕВ), приведено описание и обоснование выбранной структуры построения, сформированы технические требования. Используются решения на основе цифровых методов, позволяющие формировать широкий класс ЗС, обеспечивающие излучение в требуемых направлениях при минимизации габаритов и себестоимости аппаратурных решений.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим тракт, включающий антенную решетку (АР) состоящую из  $N$  антенных элементов (АЭ), подключенных к модулю формирования ЗС имеющему  $2 \times N$  независимых каналов, осуществляющих генерацию сигнала  $S(t)$  требуемой модуляции с амплитудно-фазовыми характеристиками каждого канала обеспечивающими формирование диаграммы направленности (ДН) АР в требуемом направлении с заданным направлением вращения волнового вектора. Каждый АЭ представляет собой треугольную конструкцию, состоящую из 3-х идентичных антенных

полотен направленных, например, под углами  $90^0$  друг к другу, с установленными в нем 3-мя усилителями мощности, обеспечивающими формирование в дальней зоне напряженности поля достаточной для уверенного приема излучаемого сигнала. Тракт обеспечивает напряженность поля в свободном пространстве в дальней зоне (на расстояниях много больше длины волны):

$$E(t) = Re\{\sum_{n=1}^{3N} \dot{B}_n(\alpha, \theta, f) \frac{\sqrt{30 \times G \times P_n}}{R} S(t)\}, \quad (1)$$

где  $E(t)$  – напряженность электрического поля в В/м в момент времени  $t$ ,

$P_n$  – мощность передатчика  $n$ -го плеча АЭ в Вт,

$G$  – коэффициент усиления полотна АЭ с учетом потерь на согласование,

$R$  – расстояние от места излучения в м,

$\dot{B}_n(\alpha, \theta, f)$  – комплексные коэффициенты формирования ДН АР требуемой ориентации в направлении азимутального угла  $\alpha$  и угла места  $\theta$  относительно фазового центра АР на частоте излучения  $f$ ,

$Re\{\dots\}$  – функция взятия действительной части комплексного числа.

Дополнительным требованием является начало излучения сигнала  $S(t)$  в момент времени  $t_0$  с точностью привязки к системе единого времени (СЕВ) не более 50нс.

Коэффициенты  $\dot{B}_n(\alpha, \theta, f)$  зависят от конфигурации АР и могут быть вычислены по известным формулам (см., например, [1]).

Для универсальности и гибкости формирования ЗС рассмотрим цифровые способы их создания, что обеспечивает возможности формирования широкого класса сигналов на единой аппаратуре и оперативное управление направлением излучения и параметрами сигналов. При синтезе аппаратуры будем стремиться обеспечить

- формирование стабильных опорных частот для цифро-аналогово преобразования с малыми фазовыми шумами и дискретными помехами;
- формирование сигнала секундной метки, привязанного к одной из шкал СЕВ;
- выдаче информации о коде текущего времени, текущих координатах, функциональном состоянии опорного синхронизирующего приемника, параметрах принимаемых опорных сигналов;
- формирование зондирующих сигналов с заданными параметрами модуляции и амплитудно-фазовым распределением;
- выдачу сигналов функциональных аварий при нарушении работы формирователя опорной частоты (частот).

Синтез проведем в диапазоне рабочих частот от 1,0 до 30,0 МГц для зондирующих сигналов: линейно частотно-модулированный (ЛЧМ) со скоростью изменения частоты до 500 кГц в секунду и фазокодоманипулированный (ФКМ) сигнал с длительностью дискрета от 10мкс до 100мкс с длительностью пачки до 32 импульсов. Сигналы должны генерироваться программными средствами. Частными случаями этих сигналов является гармонический (ЛЧМ с частотной девиацией 0) и гладкий импульс (одиночный ФКМ с фазой 0). Предусматривается формирование когерентной последовательности этих сигналов с периодом от 10 мс до 1 с.

Будем рассматривать 48-ми канальный вариант построения аппаратуры обеспечивающий работу с 16-ю треугольными АЭ. Связь с управляющим вычислительным комплексом будем осуществлять по сети Ethernet и интерфейсу RS-232.

## СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ФОРМИРОВАНИЯ ЗС, СИНХРОНИЗАЦИИ И ПРИВЯЗКИ К СИСТЕМЕ ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ

Структурная схема формирования ЗС, синхронизации и привязки к СЕВ, приведена на рис. 1 и включает:

- радиоэлектронный модуль (РЭМ) 6-ти канального измерителя ЗС (аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровой фильтр (ЦФ));
- шесть РЭМ 8-ми канальных формирователей ЗС;
- узел синхронизирующего приёмника;
- РЭМ формирователя опорных частот;
- РЭМ разветвителя;
- РЭМ управления (Мастер).

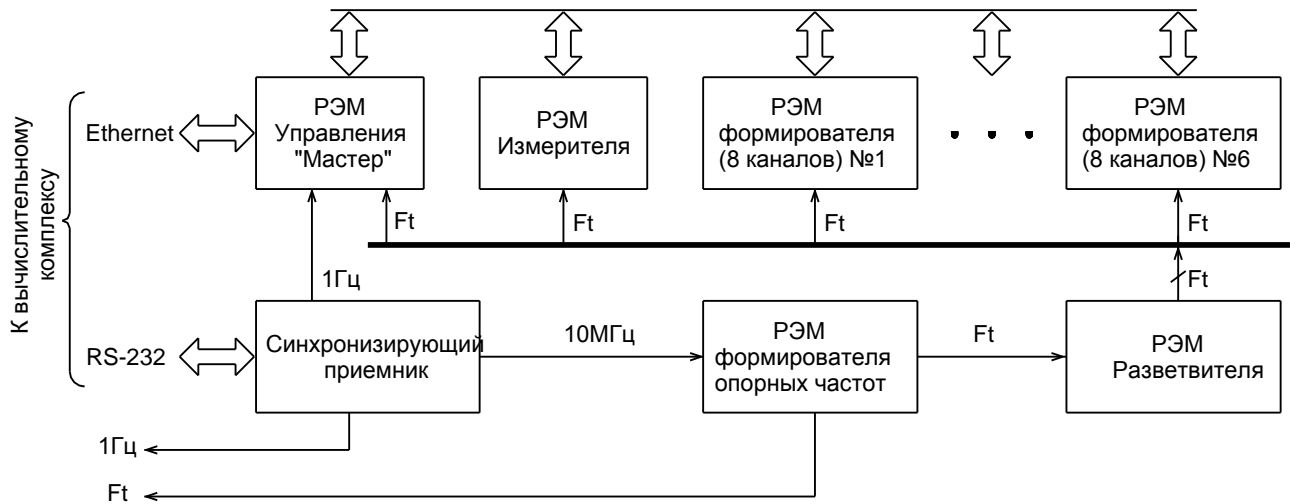


Рис.1. Структурная схема формирования ЗС, синхронизации и привязки к СЕВ ( $F_t$  – опорная частота).

### ФОРМИРОВАНИЕ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

При построении многоканального тракта формирования ЗС наряду с задачами по подавлению внеполосных и побочных излучений формируемых сигналов (выполнение требований по электромагнитной совместимости) и минимизации отклонений в ЗС от задаваемых законов модуляции стоит задача управления ДН АР. Использование традиционного способа выработки сложного ЗС микросхемами прямых цифровых синтезаторов (DSP) является неоптимальным, хотя реализация законов модуляции амплитуды (огibaющей), частоты и фазы наиболее качественно выполняется методами прямого цифрового синтеза. Схема такого синтезатора дана на рис. 2. Причина — необходимость применения узкополосной фильтрации формируемых ЗС на промежуточной частоте для подавления внеполосных и побочных излучений, возникающих при прямом цифровом синтезе. Последующий перенос отфильтрованного сигнала в область рабочих частот приводит к возникновению интермодуляционных помех в смесителе (MLX).

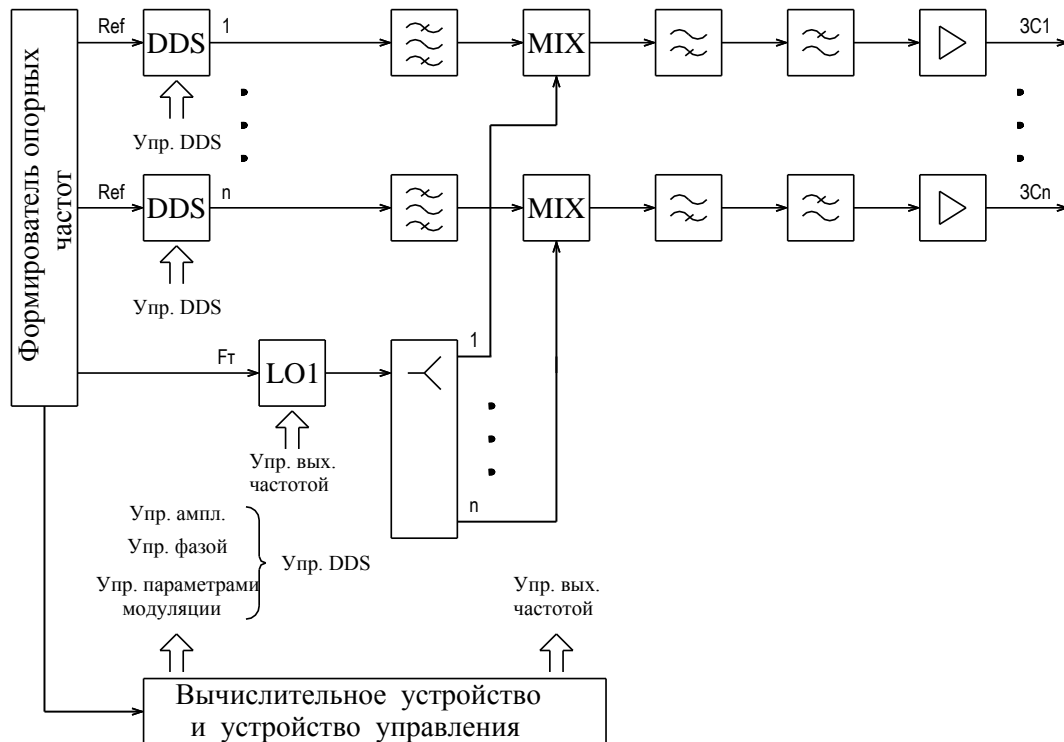


Рис. 2. Структурная схема многоканального формирователя ЗС на основе DSP.

Для снижения интермодуляционных помех до в выходной полосе рабочих частот приходится применять аналоговые узкополосные фильтры, приводящие к усложнению и удорожанию схемы. Узкополосные фильтры являются источниками возникновения фазовых погрешностей в многоканальном тракте формирования в силу не идентичности их характеристик, старения и температурной нестабильности. Эти проблемы и ограничивают применение DSP в современном оборудовании для широкополосной связи и телекоммуникаций, несмотря на очевидные преимущества использования прямого цифрового синтеза. Поэтому для решения задач построения цифровых многочастотных многоканальных трактов формирования ЗС, разработаны специальные микросхемы цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и цифровые повышающие преобразователи (DUC). Основное назначение этого класса микросхем обеспечить необходимое подавление побочных и внеполосных составляющих за счет применения интерполяции, цифровой фильтрации и цифрового переноса частот, сохраняя преимущества прямого цифрового синтеза. В этой связке микросхем DUC выполняет задачу цифрового формирования модулированного сигнала на несущей частоте и его узкополосной фильтрации, а специализированный ЦАП обеспечивает преобразование сформированного цифрового сигнала в аналоговый с минимальными нелинейными искажениями и уровнем шума.

Цифровой повышающий преобразователь, по сути, является разновидностью прямого цифрового синтезатора с развитым перестраиваемым цифровым фильтром-интерполятором и качественным цифровым генератором, характеристики которого в основном определяют динамический диапазон свободный от дискретных составляющих помех (SFDR).

Обычно микросхемы DUC содержат несколько независимых каналов формирования, объединенных таким образом, чтобы реализовать различные варианты конфигурирования, интерфейса, синхронизации и управления. Например, микросхема GC5016 фирмы Texas Instruments, имеет 4 независимых канала формирования (см. рис. 3), каждый из которых включает в себя:

- блок выравнивания усиления квадратур I и Q (Gain);
- фильтр-интерполятор (PFIR);
- каскадный интегратор (CIC Filter);
- перемножитель;
- цифровой генератор частоты (NCO).

Высокий порядок фильтра-интерполятора (до 4096) позволяет создать требуемую форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полосового фильтра и гарантированно обеспечить подавление внеполосных составляющих. Архитектура цифрового генератора частот обеспечивает динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих – SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*) более 100 дБ. Для наглядности качества работы NCO на рис. 4 приведены его спектральные характеристики в нормальном режиме и в режиме с размытием паразитных спектральных составляющих, показывающие возможности увеличения SFDR до (113-116) дБ за счет применения специального встроенного алгоритма размытия (*dithering*).

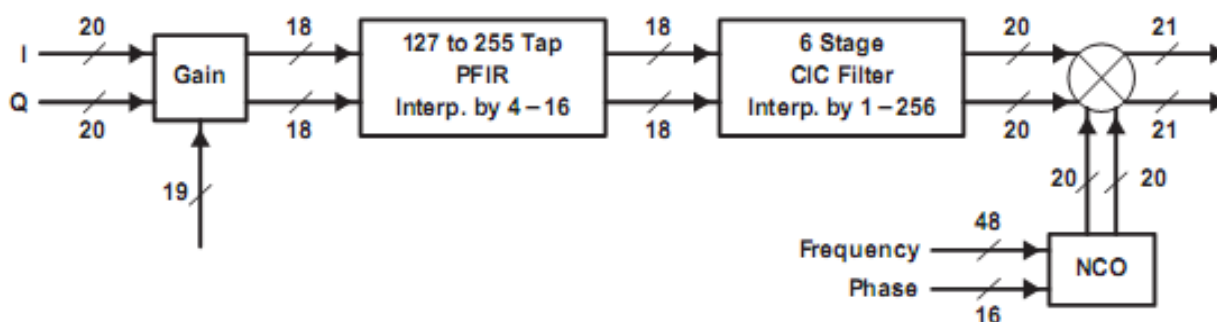


Рис. 3. Функциональная схема одного канала цифрового повышающего преобразователя микросхемы GC5016.

В результате удастся заменить в тракте формирования ЗС (рис. 2) аналоговые полосовой фильтр, смеситель и гетеродин на их цифровые эквиваленты, что приводит к существенному упрощению конструкции и позволяет получить полную идентичность каналов формирования (за счет исключения влияния не идентичностей АЧХ и фазочастотных характеристик (ФЧХ) узкополосных аналоговых фильтров).

Основное преимущество высокочастотного ЦАП, преобразующего цифровой сигнала в

аналоговый, по сравнению с микросхемами DDS, состоит в существенно большем динамическом диапазоне свободном от дискретных составляющих помех. Для микросхемы 16-ти разрядного ЦАП AD9788 фирмы Analog Devices величина SFDR внутри полосы (то есть до половины частоты смены выборок цифрового сигнала) не опускается ниже 75 дБ, а типовое значение превышает 80 дБ. Применительно к задаче формирования ЗС это означает выполнение требований по подавлению побочных составляющих в заданном диапазоне частот установкой фильтров низких и высоких частот для ослабления наводок от цифровых шин и микросхем блока формирования.

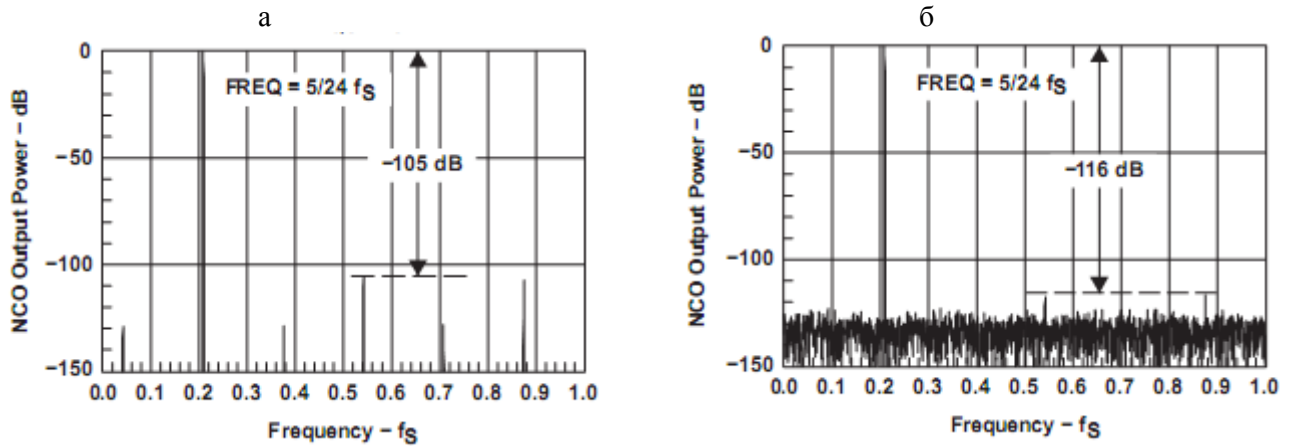


Рис. 4. Спектр цифрового генератора частоты микросхемы GC5016 (а — нормальный режим, б — режим размытия).

Рассмотренные микросхемы DUC и ЦАП являются сложными устройствами с развитой архитектурой, позволяющей получить несколько степеней свободы при синтезе сигналов. Используя многоканальную архитектуру и развитый интерфейс DUC GC5016, функциональная схема которой приведена на рис. 5, можно на нескольких таких микросхемах организовать требуемое когерентное формирование ЗС с заданным амплитудно-фазовым распределением на одной рабочей частоте. При наличии необходимости одновременного многочастотного когерентного формирования ЗС такая архитектура DUC позволяет просто и эффективно решать эту задачу за счет наращивания числа каналов формирования, не прибегая к оперативному управлению частотой и фазой цифрового гетеродина (при использовании только одного цифрового канала для формирования ЗС на нескольких частотах), что существенно снижает нагрузку на управляющий сигнальный процессор (DSP). Включение и выключение каждого независимого канала выполняется записью определенных управляющих бит в служебные регистры, не вызывая остановку NCO, следовательно, сохраняя когерентность формируемых сигналов. Возможность зачки 16-ти разрядных квадратур модулирующего сигнала во все каналы по одной шине AI[15:0] значительно упрощает интерфейс между DUC и DSP и снижает уровень излучения цифровых шин.

Архитектура высокочастотного ЦАП предназначенного для преобразования цифровых сигналов, поступающих с DUC или DSP, предусматривает наличие квадратурных каналов формирования, интерполирующих фильтров, межквadrатурных амплитудных и фазовых компенсаторов, схем переноса частот, регуляторов напряжения смещения выходных сигналов, дополнительных ЦАП, что позволяет использовать такие ЦАП для непосредственной работы на высокочастотные квадратурные модуляторы. Используя построение ЦАП AD9788 [2], функциональная схема которого приведена на рис. 6, можно существенно упростить схему многоканального формирователя ЗС, задействовав регуляторы амплитуды и фазы NCO микросхемы для управления АФР каналов. Однако на практике такое решение не всегда оптимально, так как надо учитывать несколько важных факторов:

- количество одновременно формируемых частот;
- количество одновременно формируемых ЗС с заданным АФР;
- количество каналов формирования ЗС на одной печатной плате;
- размер печатной платы и сложность её топологии;
- уровень электромагнитных наводок, возникающих при различных вариантах компоновки и трассировки.

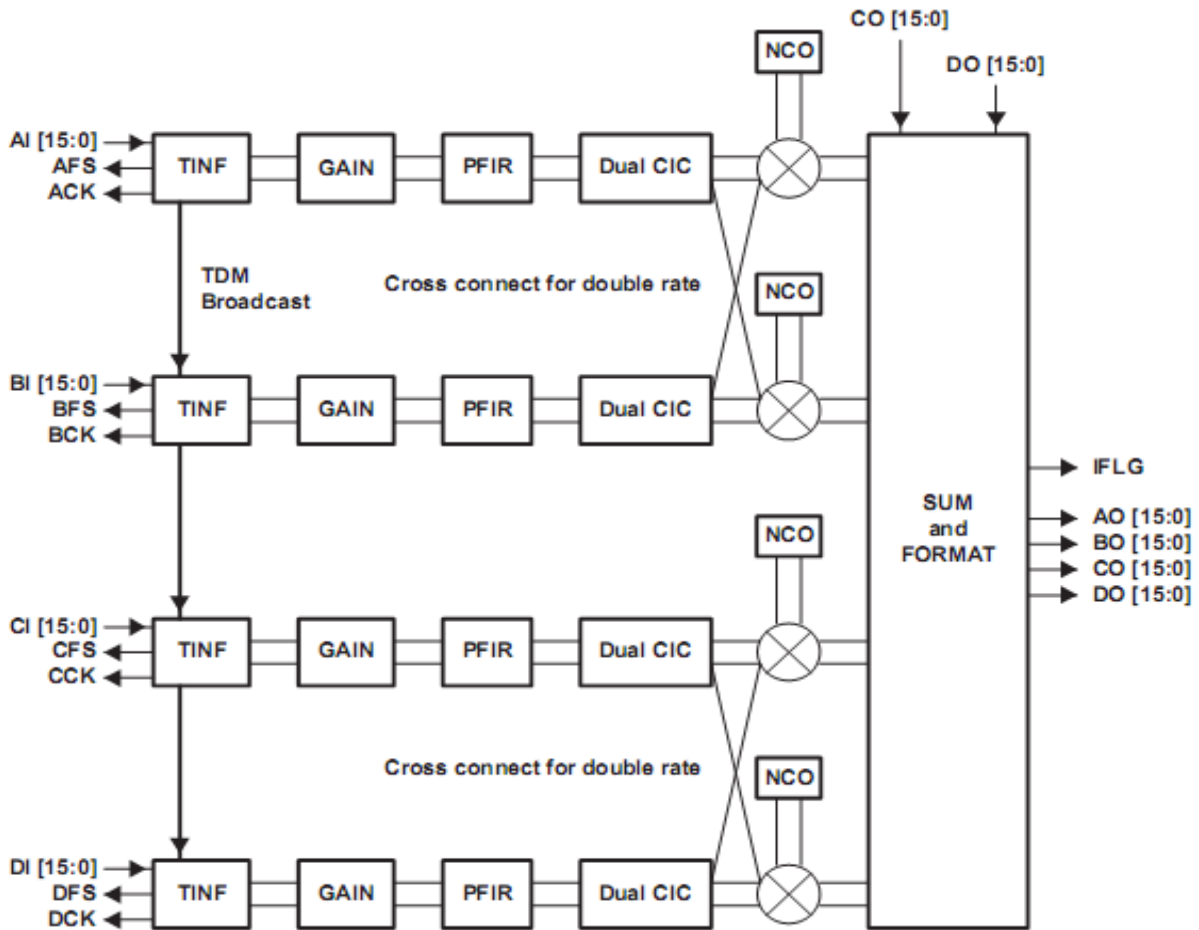


Рис. 5. Функциональная схема цифрового повышающего преобразователя микросхемы GC5016.

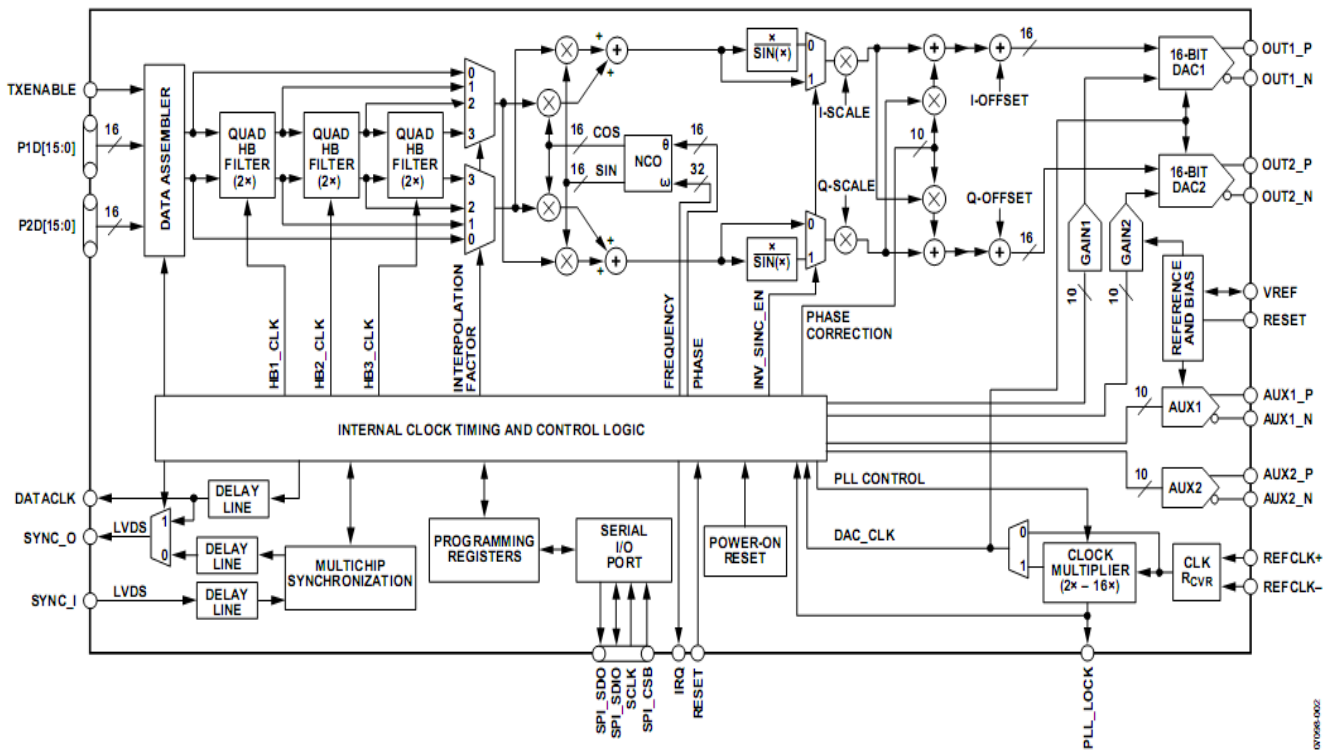


Рис. 6. Функциональная схема ЦАП AD9788.

Конкретная реализация всегда является компромиссом, учитывающим эти и другие факторы, однако само наличие NCO, регуляторов амплитуды и фазы в микросхемах DUC и ЦАП обеспечивает существенно большую свободу выбора при проектировании, позволяя минимизировать влияние нежелательных ограничений. В частности, использование в качестве регуляторов амплитуды масштабирующих множителей квадратур (I-SCALE, Q-SCALE) и регуляторов выходных токов (GAIN1, GAIN2) ЦАП, гарантирует сохранение требуемого SFDR в заданном диапазоне регулирования амплитуды (более 20дБ) при дискрете регулирования менее 0,1дБ.

Таким образом, реализация прямого цифрового синтезатора в виде связки DUC и ЦАП, обеспечивающая требования по подавлению внеполосных составляющих, приводит структурную схему многоканального тракта к виду, представленному на рис. 7. Главными достоинствами такой схемы построения многоканального тракта формирования ЗС являются:

- компактность, так как практически все необходимые составные элементы формирования (фильтры, регуляторы амплитуды и фазы, смеситель и гетеродин) находятся в микросхемах DUC и ЦАП, что позволяет разместить многоканальный тракт формирования на одной печатной плате;
- повышенная стабильность характеристик, связанная с исключительно цифровым методом формирования сигналов;
- существенно более высокая надёжность.

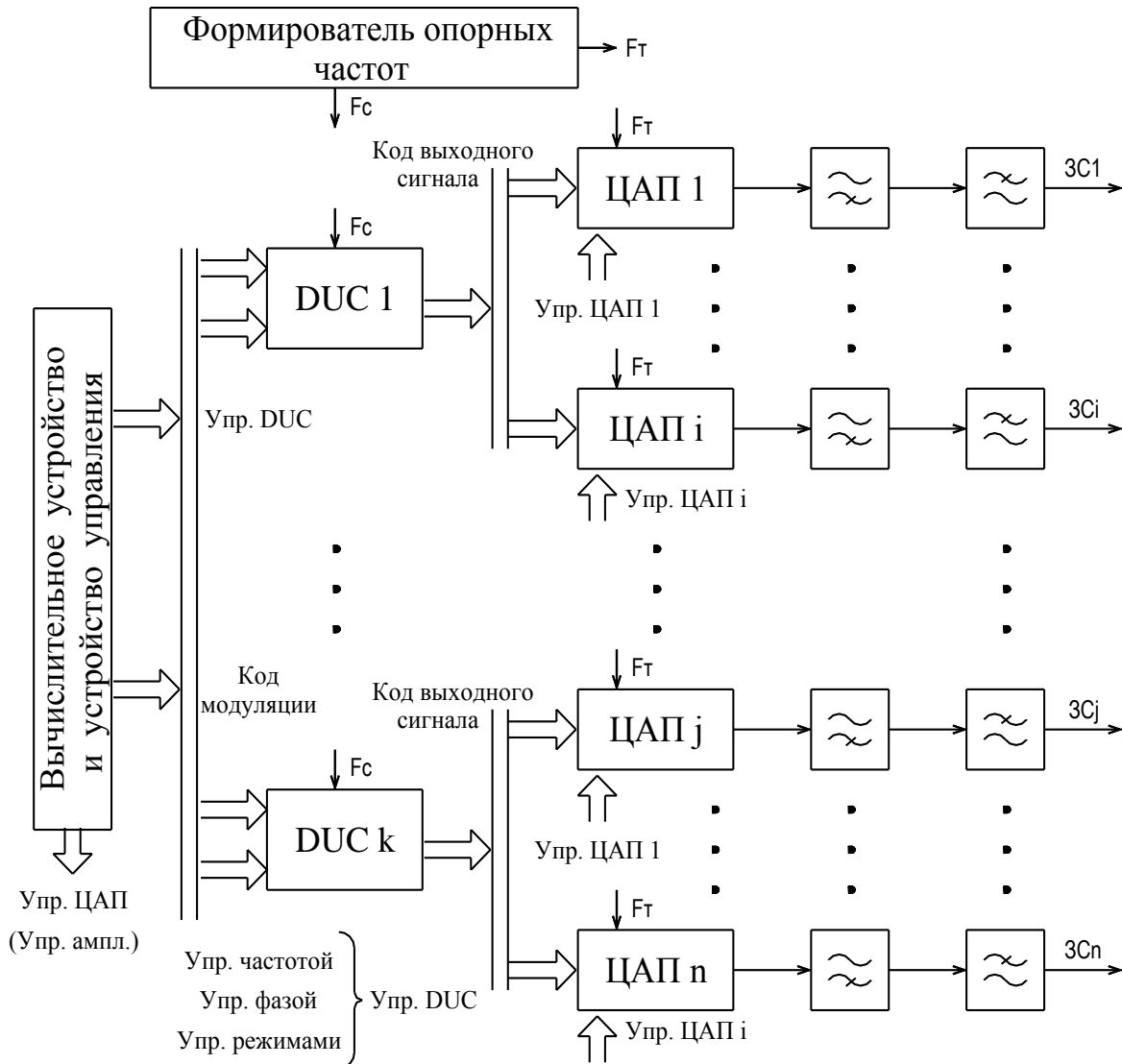


Рис.7. Структурная многоканального тракта формирования ЗС, построенного на микросхемах DUC и интерполирующего ЦАП.

## ИЗМЕРЕНИЕ И КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ЗС

Отдельным вопросом, рассматриваемым при синтезе многоканального генератора ЗС, является обеспечение заданных точностей формирования АФР для всех условий эксплуатации. Стабильность характеристик цифровых формирователей, отсутствие узкополосных фильтров и других относительно нестабильных компонентов позволяет ограничиться однократной компенсацией амплитудной и фазовой неидентичностей каналов при настройке аппаратуры. В качестве высокоточного измерителя при этой процедуре может выступать предварительно откалиброванный контрольно-измерительный тракт в составе аппаратуры формирования, что позволяет получить следующие преимущества:

- постоянный мониторинг излучаемого сигнала, в том числе параметров модуляции, излучаемого спектра, мощности, АФР;
- высокая точность мониторинга, обусловленная цифровыми методами измерения и идентичностью каналов измерения;
- возможность коррекции АФР многоканального тракта по результатам контроля;
- существенное снижение требований к идентичности АФР каналов формирования ЗС при изготовлении, связанное с возможностью коррекции АФР многоканального тракта по результатам контроля;
- возможность коррекции АФР во время эксплуатации, исключающая необходимость создания развитой базы дорогостоящих измерительных приборов на объектах;
- упрощение настройки и сдачи аппаратуры за счёт автономного измерения большинства параметров.

Высокая стабильность параметров и надежность основных элементов каналов тракта (ДУС, ЦАП, ФНЧ, согласующий трансформатор) позволяют ограничиться контролем всего одного канала формирования в каждом блоке формирователей ЗС. Такое решение обеспечивает постоянный мониторинг ЗС и, следовательно, контроль работоспособности основных элементов тракта (DSP, ДУС, ЦАП, монитора тактового сигнала) и загруженной исполняемой программы, позволяет контролировать АФР. При необходимости измерительный тракт может использоваться для проверки параметров и калибровки АФР всех каналов. Для этого достаточно в ручном режиме перекоммутировать выходы поверяемых каналов к входам измерительного тракта.

Погрешность определения АФР многоканального измерительного тракта является ключевым параметром, определяющим как реально достижимые пороги сведения АФР, так и обоснованность самого применения тракта для задач контроля и измерения параметров сигналов.

Структурная схема одного канала предлагаемого тракта измерения между блоками, показывающая основные источники погрешностей, приведена на рис. 8.

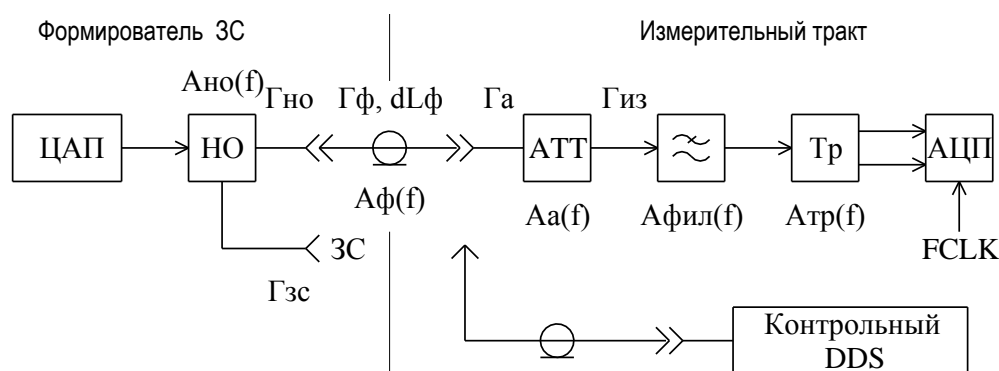


Рис. 8. Структурная схема одного канала измерительного тракта

Погрешности вычислительных процедур расчёта амплитуды и фазы не учитываются, так как они существенно ниже погрешностей цепей тракта измерения. Как видно из приведенной схемы ЗС с выхода формирователя поступает на направленный ответвитель (НО), являющийся первым источником погрешности. Неидентичность АЧХ НО варьируется в диапазоне  $\pm 0,5$  дБ (максимальное значение, указанное производителем), а реальные типовые величины не превышают  $\pm 0,1$  дБ. Нельзя не учитывать влияние на ФЧХ НО коэффициентов отражения измерительного тракта ( $\Gamma_a$ ,  $\Gamma_i$ ) и, главное, коэффициентов отражения входов усилителей мощности  $\Gamma_{зс}$ . Значения КСВн входов



усилителей мощности могут варьироваться в диапазоне от 1,2 до 1,5, приводя к фазовой ошибке до 7,5 градусов.

На схеме введены следующие обозначения:

НО – направленный ответвитель;

АТТ – аттенюатор;

Тр – трансформатор;

$\Gamma_{но}$ ,  $\Gamma_{ф}$ ,  $\Gamma_{а}$ ,  $\Gamma_{из}$ ,  $\Gamma_{зс}$  – коэффициенты отражения направленного ответвителя, фидера, аттенюатора, входа измерителя и выхода формирователя ЗС;

$A_{ф}(f)$ ,  $A_{но}(f)$ ,  $A_{а}(f)$ ,  $A_{фил}(f)$ ,  $A_{тр}(f)$  – коэффициенты передач фидера, НО, аттенюатора, фильтра и трансформатора;

$dL_{ф}$  – разницы длин кабелей от формирователя ЗС до входа измерителя.

Измерительный тракт начинается с соединительного кабеля. Его погрешность является суммой погрешностей АЦП и доставки контролируемого сигнала (КС) до входа АЦП. Погрешности измерения при доставке КС до входа АЦП (конечного элемента тракта измерения) вызываются:

– влиянием реальных коэффициентов передач  $A_{ф}(f)$  коротких ВЧ кабелей, подводящих КС ко входам измерителя, разницы их длин  $dL_{ф}$  (погрешность до  $\pm 0,25$  градусов по фазе и до 0,1дБ по амплитуде на частоте 30 МГц);

– влиянием коэффициентов отражения направленного ответвителя  $\Gamma_{но}$ , подводящих ВЧ кабелей  $\Gamma_{ф}$  и измерителя и  $\Gamma_{из}$ , которое может быть уменьшено применением развязывающих аттенюаторов на выходе и на входе ВЧ кабеля;

– влиянием реальных коэффициентов передачи входных цепей АЦП (фильтра  $A_{фил}(f)$  и трансформатора  $A_{тр}(f)$ ).

Погрешность измерения АЦП (конечного измерительного элемента) определяется качеством применяемой элементной базы и погрешностями при доставке входных и управляющих сигналов к микросхемам АЦП. Для обеспечения точности измерения амплитуды разрядность АЦП должна быть не менее 12 бит с гарантированной интегральной линейностью преобразования в заданном диапазоне частот. Учитывая возможный диапазон регулирования АФК (до 30 дБ), разрядность АЦП должна быть (14–16)бит, чтобы исключить влияние эффектов квантования (шум и дискретные составляющие). При выполнении указанных условий микросхема АЦП не будет оказывать влияние на формирование суммарной погрешности измерения амплитуды.

В современных быстродействующих АЦП дрожание фронта схемы запуска (джиттер) находится в пределах пикосекунды, а вход АЦП хорошо согласован ( $K_{СВн} < 1,2$ ). Следовательно, точность измерения фазы определяется в многоканальном измерителе (с учетом очень высокой идентичности характеристик интегральных АЦП) точностью разводки частоты квантования  $F_{CLK}$  и точностью разводки измеряемых КС.

В тракте разводки частоты дискретизации, с учётом частоты дискретизации  $F_{CLK}$  около 100 МГц, точность разводки определяется:

– топологией печатной платы с АЦП;

– точностью пассивных и активных разветвителей на плате с АЦП

Типовые значения фазовых ошибок активных (дифференциальные формирователи PECL) и пассивных (разветвители) на частоте 100 МГц не превышают 0,2 градуса, но гарантированные значения существенно больше и составляют 4 градуса для пассивных разветвителей. Для активных формирователей PECL приводятся только данные на среднее время распространения, которое, например, для микросхемы MC10EP16VA находится в пределах от 200 до 320 пс, что соответствует фазовой ошибке в  $\pm 2,2$  градуса на частоте 100 МГц. Погрешности разделки при изготовлении коротких (менее 3 м) шкафных соединительных кабелей могут быть сведены к значениям менее 5 мм ( $\Delta\varphi \approx 0,9^\circ$  на частоте 100 МГц), но необходимо учитывать и погрешности, вызванные отражениями в тракте разветвления.

Таким образом, суммарная погрешность измерения АФР многоканального тракта определяется погрешностью измерения фазы, которая может превышать  $\pm 10$  градусов.

Первым шагом необходимым для снижения влияния неидентичностей коэффициентов отражения является установка развязывающих аттенюаторов в местах, где имеется существенный разброс коэффициентов отражения (входы усилителей мощности, входы измерительного тракта). Данный шаг в большей степени важен для усилителей мощности, так как их  $K_{СВн}$  существенно зависит от характеристик нагруженных антенных элементов. Компенсировать фазовую погрешность, возникшую в результате влияния внешних факторов и неидентичности антенных элементов, невозможно. Поэтому для обеспечения достоверности работы измерительного тракта при

мониторинге АФР на входе устанавливается развязывающий усилитель с аттенуатором величины 10–20 дБ.

Вторым шагом для снижения влияния погрешностей является процедура калибровки тракта, предусматривающая последовательное высокоточное измерение АЧХ и ФЧХ измерительных каналов и направленных ответвителей, которое используется для компенсации ошибок измерений. Для этого в структурную схему измерительного тракта включен контрольный генератор на DDS (может быть использован любой прямой цифровой синтезатор с аналогичными параметрами, в том числе связка DUC и ЦАП), предназначенный для проведения калибровки измерительного тракта.

Погрешность установки выходного сигнала DDS определяется полным током ЦАП и может быть задана с точностью менее 1 % (менее 0,1 дБ). Неравномерность выходного уровня не превышает 0,1 дБ в диапазоне выходных частот ( $F_{\text{ВЫХ}}$ ) от 5 до 28 МГц при тактовой частоте  $F_{\text{CLK}} \approx 400$  МГц, как при применении, так и без применения инверсного синусного фильтра (смотри рис. 9 и 10).

Стабильность фазы контрольного генератора (на время калибровки) определяется начальным фазовым сдвигом выходного сигнала DDS, который всегда однозначно определён относительно тактовой частоты и сигнала синхронизации. (При использовании связки DUC и ЦАП для генерации калиброванных сигналов количество каналов генерации может быть увеличено.)

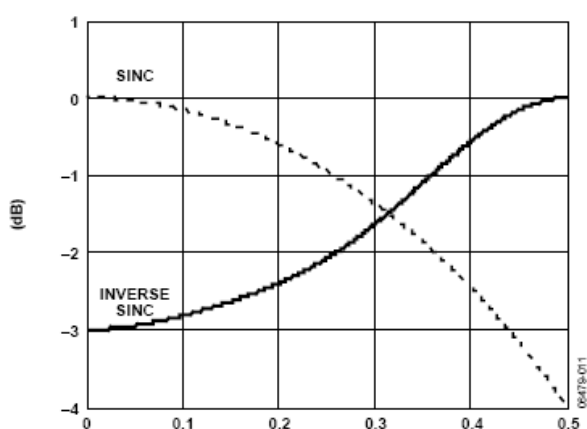


Рис. 9. Погрешность уровня ЦАП (SYNC) и АЧХ инверсного синусного фильтра (INVERSE SYNC) зависимости от отношения  $F_{\text{ВЫХ}}/F_{\text{CLK}}$ .

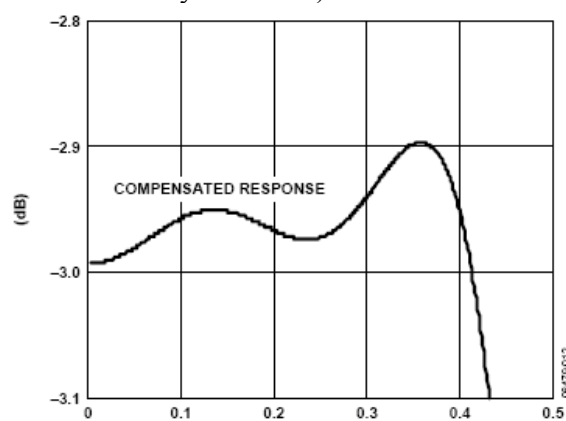


Рис. 10. Погрешность уровня ЦАП в зависимости от отношения  $F_{\text{ВЫХ}}/F_{\text{CLK}}$  при включенном инверсном синусном фильтре.

Для уменьшения трудоёмкости выполнения калибровки вся процедура измерения и последующего определения поправочных коэффициентов должна быть автоматизирована, для этого в состав программного обеспечения для аппаратуры формирования должна быть включена отдельная программа калибровки. В этом случае процедура калибровки сведется к выполнению операций подключения калибровочного DDS к входу измеряемого канала.

Предлагаемая процедура калибровки тракта является стандартной для многоканальной аппаратуры формирования ЗС. Она обеспечивает снижение затрат при проектировании, проведении работ по настройке и проведении регламентных работ при эксплуатации. Многократные замеры АФР сигнала калибратора формируемых ЗС измерительным трактом при испытаниях и во время эксплуатации показали:

- стабильность и повторяемость результатов измерений амплитуды и начальной фазы ( $\Delta U < \pm 0,1$  дБ,  $\Delta \varphi < \pm 0,1^\circ$ ), проводимых при использовании АЦП в качестве измерителя и прямого цифрового синтезатора в качестве формирователя контрольного сигнала;

- стабильность и повторяемость результатов измерений начальной фазы ЗС ( $\Delta \varphi < \pm 0,1^\circ$ ), проводимых АЦП разных каналов измерения,

- стабильность результатов измерений начальной фазы ЗС ( $\Delta \varphi < \pm 0,2^\circ$ ) в диапазоне изменения уровней ЗС от 0 до минус 40 дБ;

- обоснованность утверждения о том, что существенно большее влияние на погрешность измерения начальной фазы ЗС различными каналами измерения оказывает неидентичность импедансов источников сигналов нежели неидентичность импедансов самих измерительных каналов.

После проведения калибровки измерительного тракта (от входа аттенуатора коммутатора) аппаратуры формирования ЗС погрешность измерения составит:

- по фазе менее  $\pm 0,1$  градуса;
- по амплитуде менее  $\pm 0,1$  дБ.

## ФОРМИРОВАНИЕ ОПОРНЫХ СИГНАЛОВ, ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ И СЕКУНДНОЙ МЕТКИ

Технические требования, предъявляемые к характеристикам опорного сигнала для цифрового приемника, построенного на АЦП, и цифрового формирователя, построенного на прямом цифровом синтезаторе, определяются рабочими частотами преобразователя и его динамическим диапазоном. Требования к качеству тактового сигнала растут пропорционально с ростом верхней частоты входного сигнала и становятся особенно жесткими при разрядностях АЦП более 14 бит. График допустимого уровня джиттера в зависимости от верхней рабочей частоты и эффективной разрядности преобразователя (ENOB), приведенный на рис. 11, показывает, что для идеального 16-ти разрядного АЦП джиттер не должен превышать 94 фс ( $94 \cdot 10^{-15}$  с) для максимальной частоты 30 МГц.

Допустимый уровень помех в тактовом сигнале приемного канала ограничивается требованиями к предельному относительному уровню побочных негармонических составляющих ЗС по электромагнитной совместимости. Чтобы обеспечить их подавление на 80 дБ, тактовый сигнал ЦАП должен иметь относительный уровень побочных составляющих не более минус 90 дБ. Тактовый сигнал может иметь не более 5 негармонических паразитных составляющих с уровнем не более минус 80 дБ.

В связи с этим, значение тактовой частоты АЦП выбирается равным  $F_{\text{АЦП}} = 96$  МГц, а значение тактовой частоты ЦАП формирователя ЗС кратным тактовой частоте АЦП  $F_{\text{ЗС}} = 2F_{\text{АЦП}} = 192$  МГц или  $F_{\text{ЗС}} = 4 \cdot F_{\text{АЦП}} = 384$  МГц. Поскольку практически все блоки цифрового преобразования содержат входные драйверы-делители частоты, для сокращения объема аппаратуры в качестве единого номинала тактовой частоты предлагается использовать  $F_{\text{т}} = 4 \cdot F_{\text{АЦП}} = 384$  МГц.

Так как обычно используемые в качестве опорных прецизионные малошумящие кварцевые генераторы имеют долговременную нестабильность частоты (за сутки) порядка  $\pm 3 \cdot 10^{-9}$  требования к точности и стабильности опорной частоты и секундной метки, приводят к необходимости подстройки по сигналам СЕВ. Опорные синхронизирующие приёмники, работающие по сигналам GPS и ГЛОНАСС решают эту задачу, и позволяют обеспечить среднесуточное относительное отклонение частоты не более  $\pm 1 \cdot 10^{-12}$  и совмещение вырабатываемой ими секундной метки с точностью до  $\pm 30$  нс.

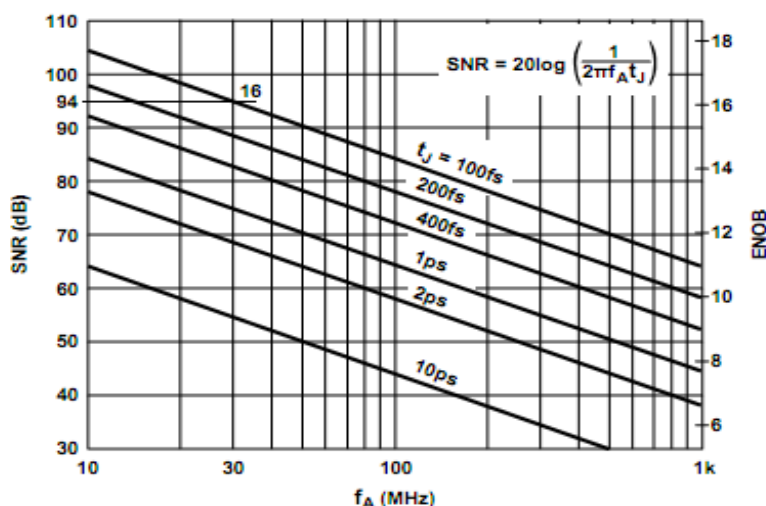


Рис. 11. Допустимый уровень джиттера в зависимости верхней рабочей частоты и разрядности АЦП.

Однако применяемые в портативных синхронизирующих приемниках методы подстройки опорной частоты 10 МГц для привязки фронта секундной метки к шкале единого времени не позволяют получить характеристики спектральной плотности шумов в ближней зоне (отстройки до  $\pm 10$  Гц) опорного сигнала (обычно 10 МГц) даже на уровне используемых в них малошумящих кварцевых генераторов. Частая подстройка опорного генератора приводит к деградации спектральной плотности шумов на частоте отстройки от несущей 1 Гц на 10–20 дБ. Это означает, что при использовании сигнала СЕВ в качестве опорного надо, либо осуществлять привязку частоты собственного опорного генератора с гарантированным распределением фазовых шумов в ближней

зоне методом сведения частоты с заданной конечной ошибкой, либо напрямую использовать опорный сигнал синхронизирующего приемника для формирования опорной частоты 96 МГц. Возможный нежелательный результат такой подстройки состоит в существенном повышении побочных составляющих в спектре сигнала опорной частоты (на 15-20 дБ), что хорошо видно при сравнении спектров кварцевого генератора GPS приемника «Thunderbolt-E» фирмы Trimble и аналогичного неуправляемого кварцевого генератора, приведенные на рис. 12 и рис. 13. (Помехи в спектре генератора «Астра» вызваны наводками от источника питания в диапазоне от 150 Гц до 10 кГц, и внешними наводками при отстройках более 100кГц в макете, использованном для измерения параметров генератора.)

На рисунках 14 и 15 приведены спектры выходного сигнала схемы формирования тактовой частоты 96 МГц, показывающие эффект нежелательного влияния паразитных побочных составляющих сигналов опорных генераторов, спектральные характеристики которых приведены выше в качестве примера на рисунках 14 и 15. (Различия уровней фазового шума вызваны несколько отличающимися режимами фазового детектора и использованием в качестве опорного сигнала кварцевого генератора «Астра», полученного с выхода формирователя на компараторе AD8561).

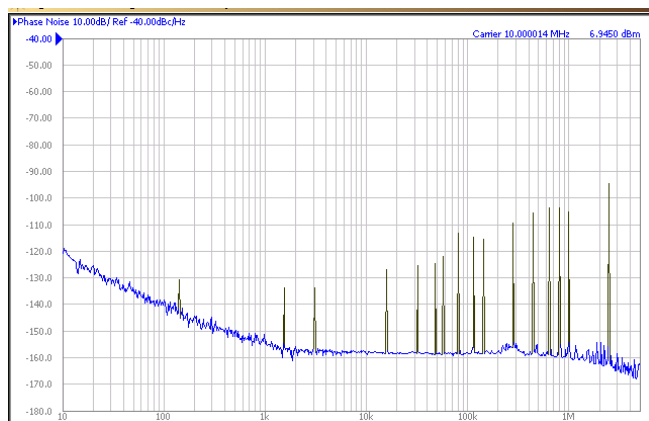


Рис. 12. Спектр кварцевого генератора GPS приемника «Thunderbolt-E»

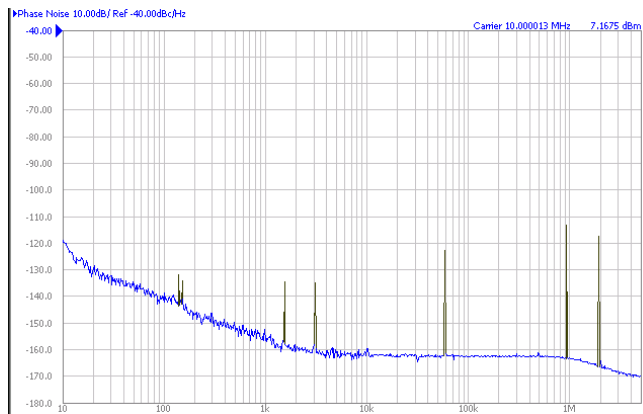


Рис. 13. Спектр кварцевого генератора «Астра» (с усилителем ERA-4)

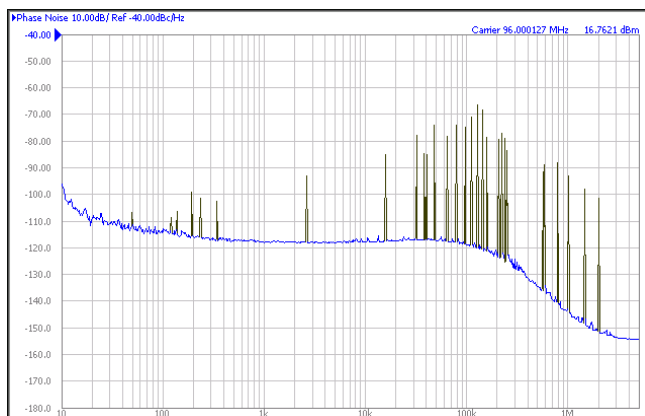


Рис. 14. Спектр тактового сигнала 96МГц опора от GPS приемника «Thunderbolt-E»

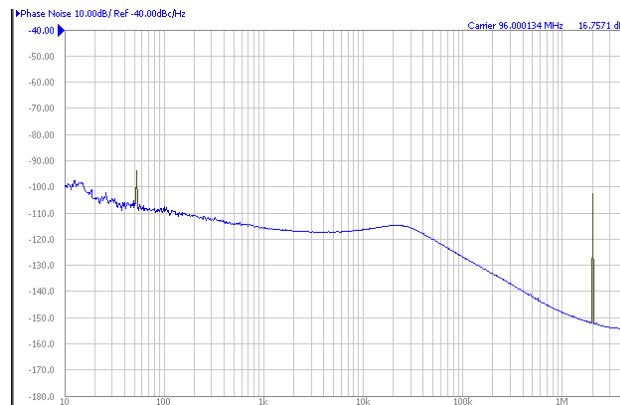


Рис. 15. Спектр тактового сигнала 96МГц опора от кварцевого генератора «Астра»

На рисунке 16 представлена структурная схема предлагаемого варианта формирования тактовой частоты, учитывающая сказанное, и предусматривающая:

- использование опорного синхронизирующего приемника с улучшенными характеристиками спектральной плотности шумов в ближней зоне (отстройки до  $\pm 10$  Гц) опорного сигнала 10 МГц;
- использование узкополосной фильтрации и других мер для снижения влияния побочных помеховых составляющих сигнала опорного синхронизирующего приемника на качество сигнала тактовой частоты;
- применение специализированной микросхемы синтеза ВЧ сигнала тактовой частоты с малым джиттером.

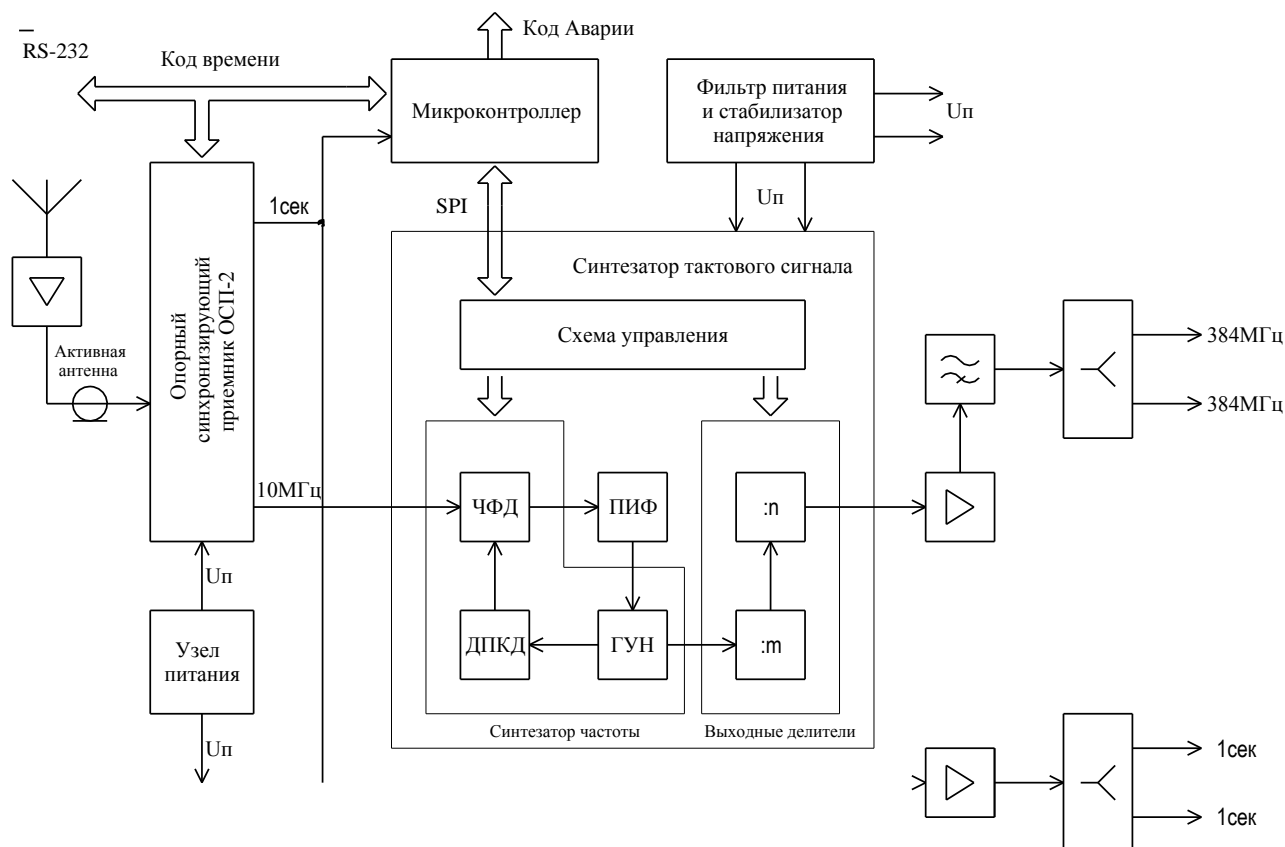


Рис. 16. Структурная схема формирования опорной частоты.

Такое решение позволяет уменьшить фазовые шумы тактового сигнала в ближней зоне, обеспечить необходимый уровень подавления побочных спектральных составляющих, компенсировать применение высокочастотного кварцевого генератора для генерации тактовой частоты с использованием специализированной схемы формирования с малым джиттером, что позволяет исключить необходимость применения более дорогой и сложной схемы перепривязки частоты опорного генератора.

В качестве источника опорных сигналов 10 МГц и 1 Гц можно использовать синхронизирующий приёмник ОСП-2 [3] Российского института радионавигации и времени, определяющий текущее время в одной из системных шкал UTC (SU), UTC (USNO), ГЛОНАСС или GPS.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен синтез схемы формирования ЗС в 48-ми канальной передающей системе включающей АР из 16-ти треугольных АЭ с установленными в АЭ усилителями мощности. Предложены оптимальные схемы формирования ЗС с произвольным АФР в апертуре АР, обеспечивающие излучение сигналов программируемой модуляции. Рассмотрены вопросы контроля и калибровки формирования и излучения ЗС обеспечивающие точность формирования сигнала не более  $\pm 1$  дБ по амплитуде и 1 градуса по фазе, предложен вариант построения тракта контроля. Дан анализ требований к системе синхронизации схемы формирования ЗС, предложен вариант реализации системы синхронизации.

Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ 18-05-80023.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И., Канащенков А.И. Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
2. The Analog Devices Solution Bulletin. Volume 11, Issue 5.
3. Опорный синхронизирующий приемник. Краткое описание. Российский институт радионавигации и времени. ТСЮИ.461531.037ТУ. 2018.

### **PROBING SIGNALS FORMATION FOR CREATION OF TENTION FIELD DECAMETER RADIO WAVES IN THE SET DIRECTION THE TRANSFERING ANTENNA LATTICE**

B. A. Kartyshev, A. V. Kuzmin, A. N. Razhev

Questions of creation of the equipment of digital formation of the probing signals in the decameter range of radio waves are considered. Synthesis of the equipment of formation of the probing signals, synchronization, control and management of the tension of the field providing creations in the set direction is carried out, when using by transferring lattice antenna. The proposed solutions create an opportunity software with high precision to form and radiate a signal to the required modulation in the set direction in a path the computer system - the digital shaper of signals - the transferring antenna lattice.

**KEYWORDS:** TENSION OF TEHE FIELD, THE PROBING SIGNAL, ANANTENNA LATTICE, SOUNDING OF AN IONOSPHERE, DISITAL PROCESSING OF SIGNALS