

Окончание. Начало в № 7'2001

# DDS:

## прямой цифровой синтез частоты

Леонид Ридико

wubblick@yahoo.com

### Фазовая модуляция

Некоторые DDS имеют возможность прибавлять к коду фазы, поступающему на ПЗУ, некоторую величину, хранящуюся в специальном регистре. Для этого в структуре DDS имеется дополнительный цифровой сумматор, включенный между накопителем фазы и адресными входами ПЗУ. Разрядность этого сумматора определяет разрядность управляющего кода фазы  $n$ , как следствие, фазовое разрешение. Например, DDS AD9854 имеет 14-разрядный регистр фазы. На второй вход сумматора подается код программирования фазы, который хранится в специальном регистре. Изменяя содержимое этого регистра, можно осуществлять фазовую модуляцию. Как и в случае с FSK, для PSK-модуляции в некоторых DDS имеется несколько регистров фазы, которые могут переключаться логическим сигналом, обеспечивая высокоскоростную фазовую модуляцию. Примером может служить DDS AD9853.

### Квантование амплитуды

В процессе квантования амплитуды всегда будет присутствовать ошибка, связанная с конечной разрядностью примененного ЦАП. Ошибка квантования приводит к обогащению выходного спектра побочными высокочастотными составляющими. При повышении разрядности ЦАП ошибка квантования уменьшается. Соответственно уменьшаются амплитуды связанных с этой ошибкой побочных компонентов. На рис. 10 показаны спектры выходного сигнала для 4- и 8-разрядного ЦАП.

В идеальном варианте отсчеты должны иметь неограниченную разрядность, но на практике происходит их усечение до 10–16 бит. Конкретное значе-

ние зависит от применяемого ЦАП, но чаще всего быстродействующие ЦАП имеют разрядность не выше 12 бит.

Если используется полная шкала ЦАП, то отношение мощности сигнала на выходе к мощности шумов квантования равняется  $1,76+6,02 \cdot N$  дБ, где  $N$  — количество разрядов ЦАП. Это соотношение определяет, какое максимальное отношение сигнал/шум может быть достигнуто для конкретного ЦАП, однако оно не представляет никакой информации о спектре побочных компонентов или о максимальной амплитуде. Например, 8-разрядный ЦАП имеет максимальное отношение сигнал/шум 49,92 дБ.

Важно отметить, что приведенное выше соотношение справедливо только для случая, когда используется полная шкала ЦАП. При уменьшении уровня выходного сигнала мощность шумов квантования не меняется. При этом отношение сигнал/шум ухудшается пропорционально уменьшению используемой части шкалы ЦАП.

### Передискретизация

Увеличение частоты дискретизации в  $n$  раз по сравнению с удвоенной частотой верхней границы рабочего диапазона называют  $n$ -кратной передискретизацией. Основным полезным свойством передискретизации является уменьшение уровня шумов квантования, приведенного к рабочей полосе частот. Рис. 11 демонстрирует, как передискретизация улучшает соотношение сигнал/шум. Уровень шумов квантования зависит от разрядности ЦАП. На рисунке этот уровень показан заштрихованной площадью. В случае передискретизации эта площадь остается той же. Однако на рабочую полосу частот теперь приходится меньшая часть заштрихованной площади, что означает улучшение соотношения сигнал/шум.

Кроме того, передискретизация позволяет избавиться от побочных компонентов  $n$ -го порядка, если  $F_{\text{CLK}} > (n+1) F_{\text{MAX}}$ , где  $n$  — порядок побочного компонента, а  $F_{\text{MAX}}$  — верхняя граница интересующего частотного диапазона. Вместе с компонентом  $n$ -го порядка будут подавляться и все компоненты более высоких порядков. Другими словами, чем больше отношение  $F_{\text{CLK}}/F_{\text{OUT}}$ , тем мягче требования к ФНЧ и лучшую спектральную чистоту можно получить.

В системах, где частота дискретизации цифрового потока уже задана, для осуществления передискретизации необходим специальный интерпол-

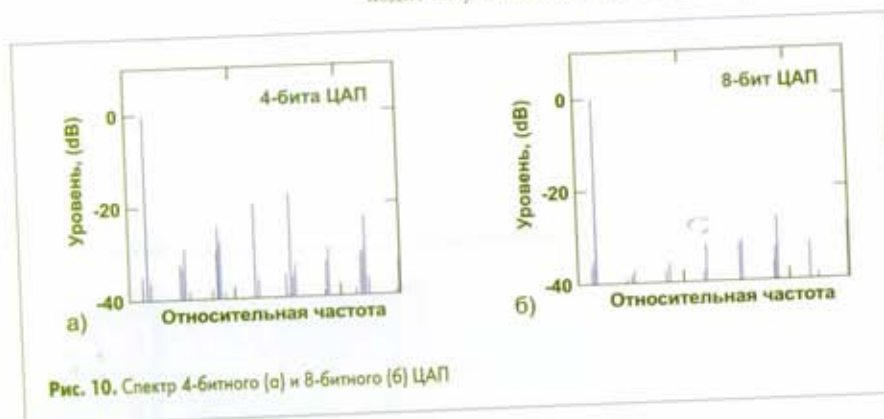


Рис. 10. Спектр 4-битного (а) и 8-битного (б) ЦАП



Рис. 11. Влияние передискретизации

фильтр. Его используют, например, в приводах компакт-дисков. Для DDS передискретизации можно выбирать свою, поэтому можно сказать, что для DDS передискретизация ничего не стоит, исключение, сужение рабочей полосы частот.

### Амплитудная и квадратурная модуляция

Для осуществления амплитудной модуляции некоторые DDS имеют в своем составе умножитель, который включен между ЦЗУ и ЦАП. На один вход умножителя подаются отсчеты из ЦЗУ, а на другой — коды амплитуды из специального регистра. Меняя значение этого регистра, можно осуществлять амплитудную модуляцию. Разрядность регистра амплитуды обычно равна разрядности ЦАП. Примером такого DDS может служить AD9854.

DDS AD7008 имеет возможность квадратурной модуляции. Для этого вместо одного ЦЗУ используются два, с таблицами  $\sin$  и  $\cos$ . Адресные выходы этих ЦЗУ соединены параллельно. Выходы коды поступают на два разных умножителя. Далее коды суммируются и только тогда поступают на ЦАП. Для управления умножителями имеется два регистра, которые управляют амплитудой компонентов I и Q. Некоторые DDS имеют в своем составе дополнительный ЦАП, выходной сигнал которого находится в квадратуре с выходным сигналом основного ЦАП (то есть реализованы коды  $\sin$  и  $\cos$ ). Генерируемые сигналы будут иметь прецизионно заданный сдвиг фаз (погрешность не превышает  $0,01^\circ$ ), частоту и амплитуду. Иногда этот дополнительный ЦАП можно использовать как программно-управляемый для различных целей (в качестве примера — AD9854).

### Весовая функция

Теоретически, дискретизированный по времени квантованный по амплитуде сигнал представляет собой последовательность импульсов с бесконечно большой амплитудой и бесконечно малой длительностью, площадь которых конечна. Эта площадь и определяет значение отсчетов. На практике получение последовательности импульсов Дирака невозможно, а представление сигнала с помощью реальных импульсов приводит к модуляции спектра функцией  $\text{sinc}(\pi e F_{\text{OUT}}/F_{\text{CLK}})$ , где  $e$  — коэффициент преобразования формы импульса Дирака в реальный импульс той же площади, но с

длительностью  $e/F_{\text{CLK}}$ . На выходе ЦАП каждый отсчет удерживается в течение всего периода дискретизации, поэтому для данного случая  $e = 1$  и весовая функция имеет вид  $\text{sinc}(\pi F_{\text{OUT}}/F_{\text{CLK}})$ . Спектр выходного сигнала DDS оказывается модулированным (рис. 12). Для примера на рисунке показан выходной спектр DDS, тактовая частота которого равна 100 МГц, а выходная частота — 24 МГц. В результате действия весовой функции АЧХ DDS в диапазоне от 0 до  $1/2 F_{\text{CLK}}$  испытывает спад на 3,92 дБ. Некоторые типы DDS имеют встроенную коррекцию весовой функции, так называемый Inverse Sinc Filter. Этот фильтр включается между ЦЗУ и ЦАП. Он обеспечивает постоянную амплитуду сигнала с точностью лучше  $\pm 0,1$  дБ на выходе DDS до частоты  $0,45 F_{\text{CLK}}$ . Примером могут служить DDS AD9852, AD9854, AD9856.

### Спектральная чистота выходного сигнала DDS

В результате дискретизации сигнала в его спектре появляются побочные компоненты,

которые лежат на частотах  $n \cdot F_{\text{CLK}} \pm F_{\text{OUT}}$ , где  $F_{\text{CLK}}$  — частота дискретизации,  $F_{\text{OUT}}$  — выходная частота,  $n$  — целое число (рис. 12). Амплитуды этих компонентов будут промодулированы весовой функцией. Например, при  $F_{\text{OUT}} = 0,33 F_{\text{CLK}}$  первый побочный компонент имеет амплитуду всего на 3 дБ меньше, чем амплитуда основного компонента. Это очень высокое значение, поэтому при проектировании систем с DDS необходимо обязательно учитывать влияние побочных компонентов. Следует заметить, что на частотах  $n \cdot F_{\text{CLK}}$  весовая функция принимает нулевые значения.

Если попытаться превысить значение выходной частоты до значения  $1/2 F_{\text{CLK}}$ , то первый мешающий компонент попадет в полосу  $0 \dots 1/2 F_{\text{CLK}}$ , и он уже не может быть отфильтрован ФНЧ с частотой среза  $1/2 F_{\text{CLK}}$ .

Рассмотренные выше побочные компоненты являются следствием дискретизации сигнала и имеются даже в идеальном случае. На практике спектр выходного сигнала DDS более сложен, он имеет и другие побочные компоненты. Их наличие связано с ошибкой квантования и с различными неидеальностями — в частности, с наличием у ЦАП интегральной и дифференциальной нелинейности, выбросов, а также с шумом, который связан с проникновением на выход тактовой частоты и который не спадает по закону  $\text{sinc}(x)$ . Эти аномалии проявляются в виде появления в выходном спектре гармоник выходной частоты и других побочных компонентов (рис. 13). Обычно эти компоненты имеют значительно меньшую амплитуду по сравнению с основным сигналом.

Качество выходного сигнала DDS зависит от многих факторов, таких как фазовый шум

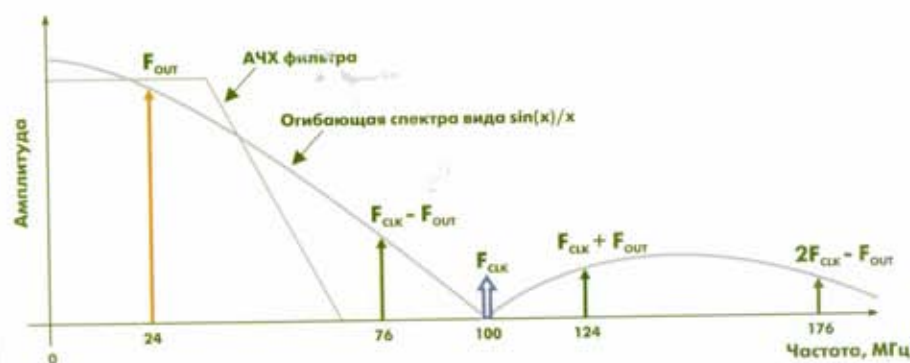


Рис. 12. Побочные компоненты и огибающая выходного спектра DDS

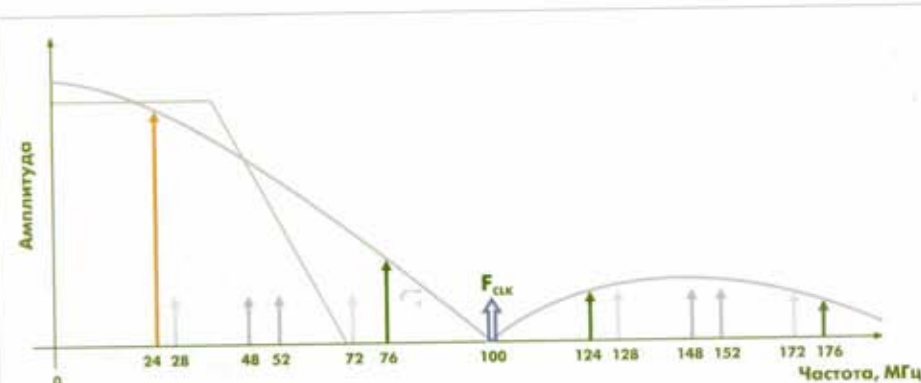


Рис. 13. Дополнительные побочные компоненты как результат нелинейности ЦАП

тактового сигнала, количество разрядов адреса таблицы  $\sin$  (т. е. усечения кода фазы), разрядности ЦАП (усечения кода амплитуды). Другие характеристики ЦАП, а также параметры фильтра, разводка печатной платы также влияют на качество выходного сигнала. Особенно важными характеристиками ЦАП являются линейность и энергия выбросов. Встроенный в DDS ЦАП имеет заведомо хорошие характеристики, а вот при выборе внешнего ЦАП следует уделить им повышенное внимание.

Наличие нелинейности у ЦАП приводит к появлению в спектре выходного сигнала гармоник основной частоты. Их уровень зависит от величины нелинейности ЦАП. Необходимо отметить, что те гармоники, которые имеют частоту, большую  $1/2F_{\text{CLK}}$ , могут попасть в рабочий диапазон частот в результате зеркального отображения спектра относительно частот  $n \cdot F_{\text{CLK}}$ . Если диапазон частот, находящийся в интервале от 0 до  $1/2F_{\text{CLK}}$ , назвать 1-й зоной Найквиста, от  $1/2F_{\text{CLK}}$  до  $F_{\text{CLK}}$  — 2-й зоной и т. д., то можно сказать, что все гармоники, попадающие в нечетные зоны Найквиста, будут зеркально отображены в 1-ю зону, то есть в рабочий диапазон частот.

Еще одним источником побочных компонентов является наличие у ЦАП выбросов, которые имеют вид затухающих колебаний при скачках выходного сигнала. Неодинаковое время нарастания и спада у ЦАП также является причиной появления гармоник.

Спектральная чистота выходного сигнала DDS в узкой полосе частот (обычно берется ширина полосы менее 1% тактовой частоты), по центру которой лежит выходной сигнал DDS, в основном зависит от качества тактового сигнала. В меньшей степени она зависит от усечения кода фазы. Если тактовый сигнал имеет джиттер, то DDS будет тактироваться в неравно отстоящие промежутки времени, что приводит к размыванию спектра выходного сигнала. Это особенно заметно, когда DDS тактируется схемой PLL.

### ФНЧ

Для их устранения побочных компонентов на выходе DDS используется ФНЧ (Antialiasing Filter). Идеальный фильтр должен иметь еди-

ничный коэффициент передачи на частотах от 0 до частоты Найквиста и нулевой коэффициент передачи на других частотах (рис. 14, а). Однако реализовать такой фильтр на практике невозможно. Реальный фильтр в лучшем случае может иметь относительно плоскую АЧХ до частоты не более 90% частоты Найквиста, спад конечной крутизны вплоть до частоты  $1/2F_{\text{CLK}}$  и конечное затухание для частот выше  $1/2F_{\text{CLK}}$  (рис. 14, б). При этом, к сожалению, приходится жертвовать частью рабочей полосы частот. ФНЧ является одним из самых критичных элементов системы с использованием DDS. Существует много различных видов ФНЧ. Наиболее часто используются фильтры Чебышева и Гауссовский. Семейство Чебышева содержит четыре подтипа фильтров:

- фильтр Баттерворта (АЧХ полностью монотонна, колебания АЧХ отсутствуют, спад АЧХ достаточно плавный);
  - фильтр Чебышева (АЧХ монотонна в полосе заграждения; в полосе пропускания имеет колебания, причем чем круче спад, тем больше амплитуда колебаний);
  - инверсный фильтр Чебышева (АЧХ монотонна в полосе пропускания; в полосе заграждения она имеет колебания, причем чем круче спад, тем больше амплитуда колебаний);
  - эллиптический фильтр (АЧХ имеет колебания как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения, зато спад АЧХ у этого фильтра самый крутой).
- Гауссовское семейство содержит три подтипа фильтров:
- фильтр Гаусса (АЧХ имеет форму, максимально приближенную к кривой Гаусса, относительно линейная ФЧХ, относительно постоянная групповая задержка);
  - фильтр Бесселя (АЧХ оптимизирована для получения постоянной групповой задержки, практически линейная ФЧХ);
  - фильтр с ограниченными колебаниями групповой задержки (колебания групповой задержки не превышают установленной величины, относительно линейная ФЧХ).

Фильтры Гауссовского семейства имеют невысокую крутизну спада АЧХ, зато групповая задержка в них слабо зависит от частоты. Эти фильтры применяют в тех случаях, когда требуется работать с широкополосны-

ми сигналами. В качестве выходных фильтров DDS больше подходят фильтры семейства Чебышева.

### Использование DDS в качестве тактового генератора

К тактовому генератору обычно предъявляются следующие требования: выходной сигнал должен иметь стабильную и точную частоту, постоянную скважность и малый джиттер. Все эти качества легко сочетаются у генератора, работающего на одной частоте, например у кварцевого генератора. Ситуация усложняется, если нужен генератор, способный обеспечивать разные выходные частоты. В этом случае удобно использовать DDS ввиду его уникальной способности к перестройке по частоте.

Если на выход ЦАП DDS подключить компаратор, то на выходе компаратора получится меандр с выходной частотой DDS. Однако этот меандр будет иметь джиттер, достигающий одного периода опорной частоты DDS. Причина джиттера — наличие в спектре выходного сигнала множества побочных компонентов. Такой джиттер неприемлем для большинства применений.

Может показаться нелогичным для получения меандра осуществлять цифро-аналоговое преобразование, а затем применить компаратор. Действительно, можно сразу использовать старший разряд кода ЦАП. У некоторых DDS, например у тех, которые используют внешний ЦАП, этот сигнал доступен. Он представляет собой меандр с частотой выходного сигнала DDS, но джиттер будет таким же, как и в первом случае.

Уменьшить джиттер можно повышением тактовой частоты. Кроме того, джиттер зависит от значения запрограммированной выходной частоты. Если выходная частота в целом число раз меньше тактовой частоты, то джиттер уменьшается до значения, определяемого джиттером тактовой частоты. Для получения тактового сигнала с низким джиттером для любой выходной частоты все же требуется промежуточное преобразование сигнала в аналоговый (синусоидальный) вид с последующей фильтрацией и преобразованием в меандр с помощью компаратора (последний график на рис. 7). Аналоговый ФНЧ (или полосовой фильтр) удаляет из выходного сигнала побочные компоненты. Подавая на аналоговый компаратор чистый синус, можно получить меандр с джиттером порядка нескольких сотен пикосекунд. Дальнейшая фильтрация уже не улучшит результат, и джиттер останется на уровне, определяемом компаратором. Некоторые интегральные DDS (например AD9854) специально для этой цели имеют встроенный компаратор с низким собственным джиттером, не превышающим 80 пс.

Необходимо отметить, что получить относительно низкие частоты с малым джиттером гораздо труднее, поскольку на таких частотах скорость нарастания выходного сигнала DDS намного меньше. Это приводит к появлению на выходе компаратора значительного джиттера. Например, практически невозможно

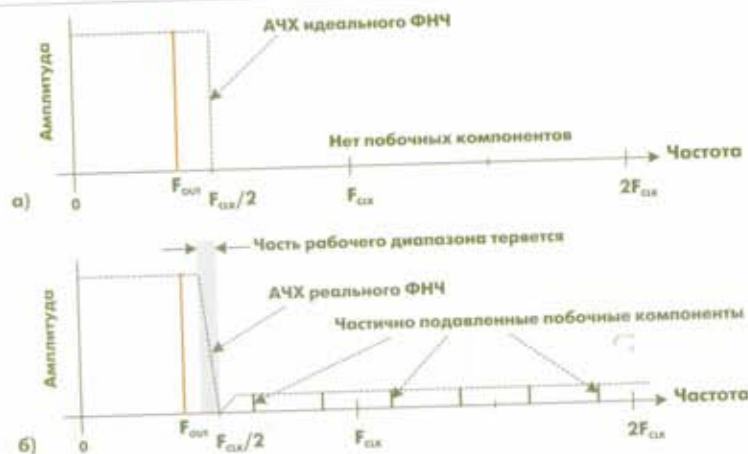


Рис. 14. Идеальный (а) и реальный (б) ФНЧ

лоте 1 кГц получить джиттер менее 10 пс. Это лучше с помощью DDS получить стабильно высокую частоту (не менее единиц мегагерц), на которой и должен работать мнатор. Затем эту частоту нужно поде-ть до требуемого значения.

**Способы повышения максимальной выходной частоты DDS**

Одним из наиболее существенных ограни-ний при использовании DDS в радиочастот-ных приложениях является недостаточная ма-ксимальная выходная частота, которая не пре-шает 45 % тактовой частоты. Существует юго различных способов обхода этого огра-чения. Некоторые из них описаны ниже.

**Использование побочных компонентов**

Ограничение на максимальную выходную стоту можно обойти, используя одну из по-чных компонентов выходного спектра DS. Для этого его нужно выделить с помо-ью полосового фильтра. Побочные компо-нты имеют частоты:

$$F_{\text{ПОБОЧН}} = N \cdot F_{\text{CLK}} \pm F_{\text{OUT}}$$

где N = 1, 2, 3 и т. д. (рис. 15).

Компоненты со знаком «минус» ведут се-обратным образом по отношению к ос-ной частоте (и к компонентам со знаком плюс). При увеличении выходной частоты DDS эти компоненты перемещаются по-стоте вниз, и наоборот. То же происходит фазой. Такая ситуация называется инвер-ей спектра.

Нужно сделать ряд замечаний, которые не-обходимо учитывать при использовании по-чных компонентов DDS. Во-первых, вы-росы и нелинейность ЦАП могут явиться ричиной появления дополнительных по-чных компонентов, которые могут по-сть в интересующий частотный диапа-он. Во-вторых, огибающая спектра выходного гнала DDS вида sinc(x) вызывает уменьше-ие амплитуды побочных компонентов по-равнению с основной выходной частотой. В-результате отношение сигнал/шум при ис-пользовании побочных компонентов будет су-е. Это можно несколько исправить при-ежением высококачественного ЦАП или ис-пользованием специальных приемов для по-вления выбросов. Важно отметить, что фа-овый шум для побочного компонента стается таким же, как и для основного вы-одного сигнала.

Одним из видов применений, для которых хорошо подходит использование побочных компонентов, является гетеродин в узкополос-ных системах. Для выделения нужного компо-нента UHF и VHF частотных диапазонов под-ходят ПАВ-фильтры, однако вносимые ими потери, возможно, потребуют применения до-полнительного усилителя ВЧ. В случае если требуется перестройка по частоте, нужно очень внимательно проанализировать выходной спектр DDS, так как на одной из частот на-стройки в полосу пропускания фильтра могут попасть сразу несколько компонентов.

Таким образом, работая за пределами частоты Найквиста, можно сразу получить необ-ходимые частоты, сэкономив на дорогостоя-щих высокочастотных схемах (гетеродине, смесителе, фильтре). Практически можно использовать 3–4 первых побочных компонента, так как далее их амплитуда падает и соот-ношение сигнал/шум становится неудовле-творительным.

**Гибридный PLL/DDS синтезатор (DDS-Driven PLL)**

В настоящее время при конструировании синтезаторов частоты инженер может выби-рать между DDS и PLL. Тем не менее часто такой выбор невозможно сделать однозначно, и разработчику приходится искать компромисс или разрабатывать дополнительные схемы для компенсации недостатков одной из этих технологий.

Наилучшим решением в этой ситуации мо-жет оказаться построение гибридного PLL/DDS синтезатора, который позволяет по-лучить наилучшие параметры полосы частот, разрешения, скорости перестройки, чистоты выходного спектра и простоты схемотехни-ческой реализации.

Очень малый шаг перестройки частоты у DDS создает хорошие предпосылки для созда-ния гибридного PLL/DDS синтезатора. В PLL синтезаторе опорная частота, по сути, умно-жается на K = M/N, где M — коэффициент де-ления выходной частоты (частоты VCO), N — коэффициент деления опорной частоты. Если вместо опорной частоты для PLL синтеза-тора использовать выходную частоту DDS

синтезатора (рис. 16), то будет умножено как значение самой частоты, так и значение шага ее перестройки. Однако шаг перестройки у DDS имеет столь малое значение, что резуль-тирующий шаг все еще будет оставаться очень малым. В то же время диапазон выход-ных частот останется типичным для PLL, что составляет на сегодня несколько гигагерц. Комбинируя перестройку DDS и PLL синтеза-торов, можно перекрыть очень широкий диа-пазон частот, в то время как выходная частота DDS будет меняться в очень малом диапа-оне. Это позволяет использовать для фильтра-ции выходного сигнала DDS монолитные по-лосовые фильтры, что упрощает конструк-цию и позволяет получить хорошее подавление побочных компонентов. Шаг перестройки частоты с помощью PLL составля-ет FDDS\_AV·M/N, где FDDS\_AV — средняя ча-стота на выходе DDS. Необходимый для не-прерывного перекрытия частот диапазон перестройки выходной частоты DDS равен FDDS\_AV·(M/N)min, где (M/N)min — мини-мальное отношение M/N при перестройке PLL. Необходимо заметить, что шаг перест-ройки частоты гибридного синтезатора зави-сит от отношения M/N и на разных участках диапазона разный. В гибридном синтезаторе DDS может работать на относительно низкой тактовой частоте, что к тому же благоприя-тно скажется на энергопотреблении.

Как уже указывалось, в гибридном синтеза-торе вместо опорной частоты для PLL синтеза-тора используется выходная частота DDS. Несмотря на то что DDS имеет фазовые шу-мы на уровне опорного генератора, а уровень побочных компонентов после фильтрации не

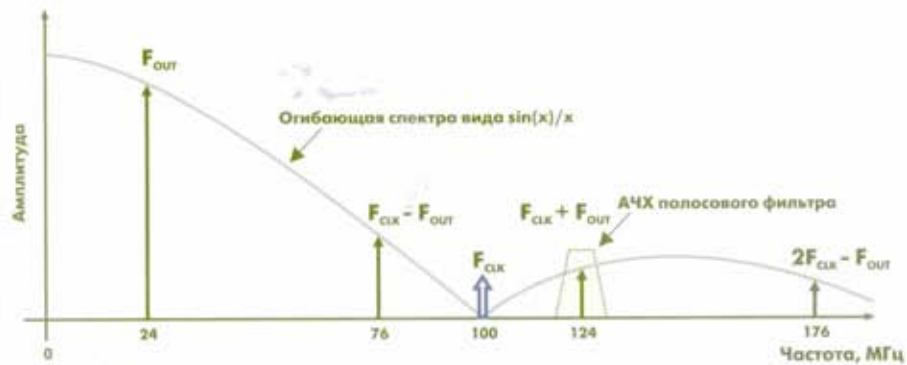


Рис. 15. Использование побочных компонентов выходного спектра DDS



Рис. 16. DDS-Driven PLL

хуже, чем у качественного опорного генератора, все же необходимо проанализировать влияние качества опорного сигнала PLL на качество выходного сигнала. Петля PLL действует на выходной сигнал как полосовой фильтр первого порядка. Половина ширины пропускания этого фильтра равна полосе пропускания петли ФНЧ. Петлевой фильтр PLL действует как перестраиваемый полосовой фильтр, центральная частота которого всегда равна выходной частоте, несмотря на то, что реализован он в виде перестраиваемого ФНЧ. В результате все побочные составляющие, лежащие вне полосы пропускания этого фильтра, будут ослаблены. Однако на собственные шумы VCO это правило не распространяется.

Аддитивный белый шум, который создают схемы DDS, будет ослаблен как полосовым фильтром на выходе DDS, так и фильтрующим действием петли PLL. Таким образом, выходной сигнал гибридного синтезатора будет представлять собой чистый тон, который находится на пьедестале шумов и побочных компонентов. Ширина пьедестала соответствует полосе пропускания фильтра на выходе DDS. Если использовать узкополосный кварцевый фильтр, то ширину пьедестала можно сделать экстремально малой. Вообще выбор полосы пропускания и центральной частоты фильтра — довольно сложный вопрос, который должен учитывать скорость перестройки, шумовые характеристики и возможность непрерывного перекрытия частоты. Хорошие фазовые шумы диктуют малое отношение  $M/N$  и, соответственно, высокую опорную ча-

стоту PLL. Малое отношение  $M/N$  требует широкой полосы перестройки DDS и, следовательно, широкой полосы пропускания фильтра для непрерывного перекрытия частоты. С другой стороны, узкая полоса пропускания фильтра негативно сказывается на скорости перестройки. Наличие у PLL-синтезатора делителя опорной частоты с программируемым коэффициентом деления несколько увеличивает свободу выбора центральной частоты фильтра. Тем не менее выбор полосы пропускания и центральной частоты фильтра должен производиться с учетом всех этих факторов.

На рис. 17 приведены спектры сигнала на выходе DDS (14 МГц) и на выходе PLL синтезатора (896 МГц), для которого DDS является опорным генератором. На спектре сигнала PLL виден шумовой пьедестал, хотя спектральная чистота все равно остается хорошей.

### PLL-синтезатор со сдвигом частоты с помощью DDS

Для того чтобы получить высокое частотное разрешение для PLL-синтезатора, можно добавить сдвиг выходной частоты, выполненный с помощью DDS. Структура такого синтезатора в точности такая же, как и у многопетлевого PLL-синтезатора. Только PLL высокого разрешения заменена на DDS (рис. 18). В этом случае частотное разрешение будет таким же, как и у DDS (или в  $P$  раз хуже, если применен дополнительный прескалер). Одновременно такой синтезатор будет иметь широкую полосу рабочих частот, свойственную

PLL-синтезаторам. Поскольку частотное разрешение определяет DDS, это делает возможным выбрать частоту сравнения в PLL относительно большой. А это позволит увеличить частоту среза ФНЧ в петле, что обеспечит относительно быструю перестройку по частоте. Низкий коэффициент умножения в PLL позволяет получить низкий уровень фазовых шумов. Фазовые шумы выходного сигнала в полосе пропускания петли равны фазовым шумам опорного генератора +  $20\log(M/N)$  дБ. Низкое отношение  $M/N$  минимизирует фазовые шумы. Обычно полоса пропускания петли составляет около 10 % от частоты сравнения. Повышенная частота сравнения позволяет увеличить полосу пропускания, что приведет к подавлению шумов VCO в более широкой полосе частот.

Выходная частота синтезатора будет определяться формулой:

$$F_{OUT} = (P \cdot M/N) \cdot F_{CLK} + P \cdot F_{DDS}$$

Если дополнительный делитель частоты  $P$  отсутствует, то следует принять  $P = 1$ .

PLL обеспечивает грубый шаг  $F_{CLK}/N$ , а внутри шага перестройку обеспечивает DDS. Соответственно, рабочая полоса частот DDS должна иметь ширину не менее, чем один шаг PLL.

### Преобразование выходной частоты вверх

Простым способом расширения частотного диапазона DDS является преобразование частоты вверх (рис. 19). Для этого отфильтрованный выходной сигнал DDS частотой  $F_1$  подается на смеситель вместе с сигналом высокочастотного генератора частотой  $F_2$ . На выходе смесителя будут присутствовать компоненты  $F_2 + F_1$  и  $F_2 - F_1$ , одну из которых можно выделить выходным полосовым фильтром. В общем случае преобразование можно выполнить не на фиксированную частоту, а с помощью прямого аналогового синтезатора (DAS). В этом случае будет иметь место гибридный DDS/DAS-синтезатор, возможности по перестройке у которого еще шире.

### Fractional PLL синтезатор

Применив DDS в петле PLL, можно добиться дробных коэффициентов умножения частоты. Если последовательно с  $M$ -делителем включить DDS (рис. 20), то результирующий коэффициент умножения будет равен  $K = 2^n \cdot M/N \cdot M_{DDS}$ , где  $M_{DDS}$  — код частоты DDS. Таким образом, в качестве опорной частоты DDS используется выходная частота PLL, поделенная прескалером. Это возможно, так как DDS допускает изменение опорной частоты в широком диапазоне. Сохраняя все качества PLL синтезатора, такой синтезатор будет иметь более высокое частотное разрешение.

### Примеры DDS

В последнее время DDS стали встраивать даже в недорогие микросхемы. Примером может служить микросхема TRF4900 фирмы Tecl Instruments, которая предназначена для построения маломощных передатчиков. Эта ми-

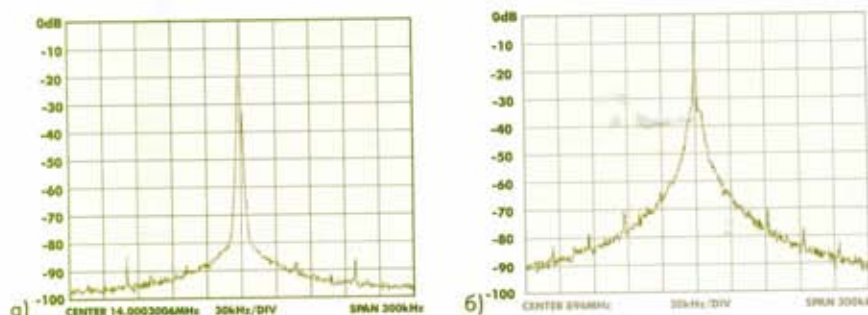


Рис. 17. Спектр выходного сигнала DDS (а) и DDS-Driven PLL (б)

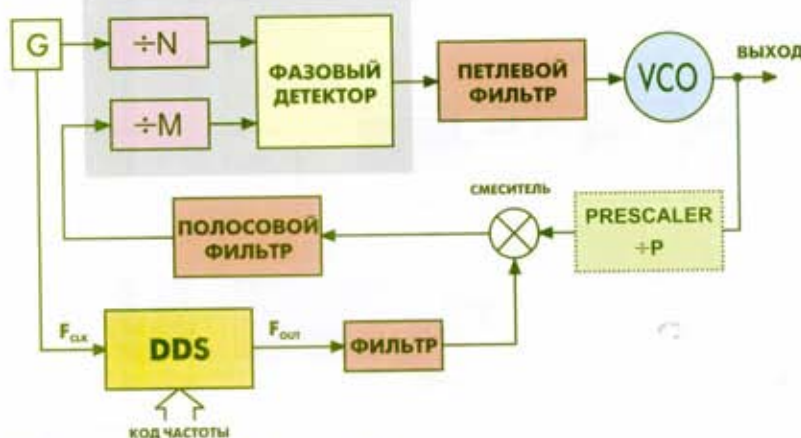


Рис. 18. Сдвиг выходной частоты PLL с помощью DDS

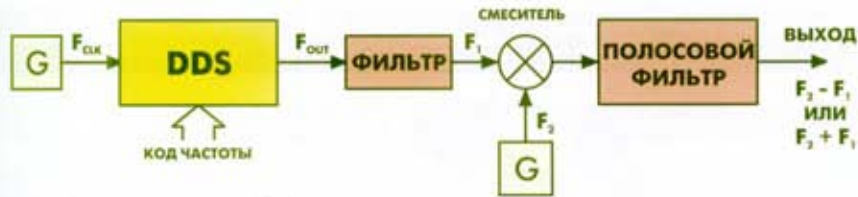


Рис. 19. Сдвиг выходной частоты DDS вверх



Рис. 20. Fractional PLL синтезатор

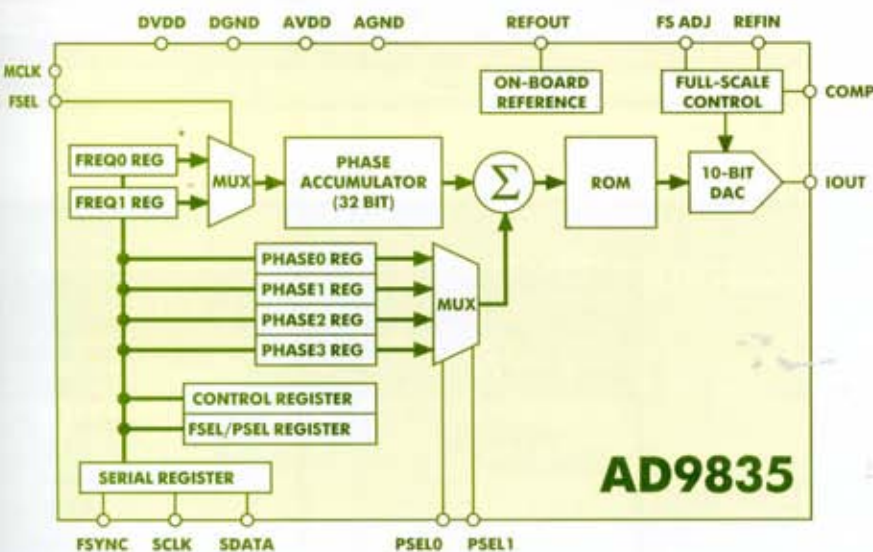


Рис. 21. Структурная схема DDS AD9835 фирмы Analog Devices

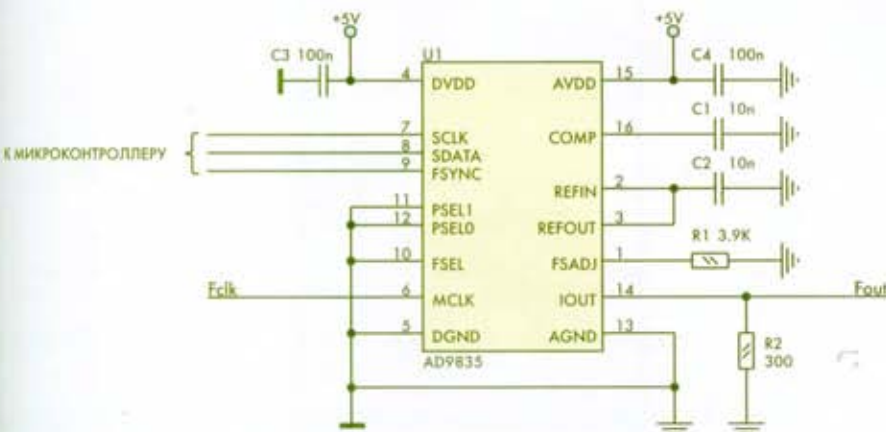


Рис. 22. Схема включения DDS AD9835

росхема представляет собой законченный передатчик для диапазона 850–950 МГц, может использовать аналоговую FM или цифровую FSK-модуляцию при скорости передачи данных до 115 Кбод. Цифровую FSK-модуляцию обеспечивает встроенный DDS, который управляет PLL. Благодаря DDS микросхема может работать в системах радиосвязи с перескоком частоты (frequency hopping). Время перескока составляет около 30 мкс. Микросхема имеет 24-выводной корпус, заявленная цена в партиях от 1000 штук составляет всего \$2,19.

Следует отметить, что сфера применения DDS не ограничивается радиочастотным оборудованием. Недорогая микросхема интегрального DDS может с успехом выполнять и роль генератора звуковых частот. В этом случае возможна работа с передискретизацией, что повышает качество выходного сигнала и упрощает аналоговый фильтр.

Параметры интегральных DDS приведены в таблице на следующей странице. Полными DDS являются все модели от Analog Devices и одна модель (ISL5314) от Intersil, имеющая, правда, 14-битный ЦАП. Остальные микросхемы представляют собой Numerically Controlled Oscillators (NCOs) и требуют применения внешнего ЦАП. Самые быстродействующие микросхемы фирмы Gigabit Logic вообще содержат только аккумулятор фазы и требуют еще и внешнего ПЗУ. Некоторые микросхемы имеют дополнительные узлы. Например, HSP45116 имеет смеситель, а AD9856 представляет собой квадратурный up-converter.

В качестве конкретного примера можно рассмотреть структуру недорогого DDS AD9835 фирмы Analog Devices. Микросхема имеет 16 выводов, максимальная тактовая частота составляет 50 МГц, для работы требуется всего одно напряжение питания +5 В, потребляемая мощность не превышает 200 мВт.

Структурная схема DDS AD9835 показана на рис. 21. Управление DDS осуществляется с помощью трехпроводного последовательного интерфейса, максимальная частота которого составляет 20 МГц. DDS имеет встроенный 10-разрядный ЦАП с токовым выходом. Номинальный выходной ток для полной шкалы составляет 4 мА. Значение этого тока может задаваться внешним резистором. ЦАП работает как со встроенным, так и с внешним источником опорного напряжения. DDS имеет 32-разрядный аккумулятор фазы, что при тактовой частоте 50 МГц обеспечивает частотное разрешение около 0,01 Гц. Внутри DDS код фазы имеет разрядность 12 бит. Для осуществления фазовой модуляции между аккумулятором фазы и ПЗУ включен сумматор, на который поступает код фазы с одного из четырех регистров. Переключение регистров может осуществляться как через последовательный интерфейс, так и с помощью внешних выводов PSEL0 и PSEL1. Имеются также два регистра частоты, которые также могут переключаться двумя способами. Это позволяет осуществлять высокоскоростную FSK-модуляцию.

Схема включения DDS AD9835 показана на рис. 22.

Таблица 1. Характеристики наиболее распространенных интегральных DDS

Тип	Fosc max, МГц	Разрядность кода частоты, бит	Разрядность кода sin, бит	Разрядность кода cos, бит	Встроенный ЦАП	Модуляция	Шина управления	Количество выводов корпуса	Особенности
InterSil									
HSP45102	40	32	12	-	-	QPSK, BPSK	S	28	NCO
HSP45106	33	32	16	16	-	FM, PM, PSK, FSK	S	85	NCO
HSP45116	52	32	16	16	-	AM, FM, PM, PSK, FSK, QAM	P	160	NCO+Mixer
ISL5314	125	48	14	-	+	QPSK, FSK	S, P	48	DDS
Qualcomm									
Q2240i-1	50	24	10	-	-		P	44	NCO
Q2240i-2	100	32	12	-	-		S	64	NCO
Q2240i-3	100	32	12	-	-		P	64	NCO
Q2368	130	32	12	-	-	BFSK, BPSK, QPSK, PSK	S, P	100	NCO
Q2334	50	32	12	-	-	PSK, FSK, BFSK	P	68	NCO
Gigabit Logic									
10G102	1000	32	12*	-	-		P	68	сумматор
10G103	1000	32	12*	12*	-		P	68	сумматор
Analog Devices									
AD7008	50	32	10	-	+	AM, QAM, PSK, FSK	S, P	44	DDS
AD9831	25	32	10	-	+	PSK, FSK	P	48	DDS
AD9830	50	32	10	-	+	PSK, FSK	P	48	DDS
AD9850	125	32	10	-	+	PM, FM	S, P	28	DDS
AD9851	180	32	10	-	+	PM, FM	S, P	28	DDS
AD9832	25	32	10	-	+	PSK, FSK	S	16	DDS
AD9835	50	32	10	-	+	PSK, FSK	S	16	DDS
AD9852	300	48	12	12**	+	AM, FM, PSK, FSK	S, P	80	DDS
AD9854	300	48	12	12**	+	AM FM, PSK, FSK	S, P	80	DDS
AD9856	160	32	12	-	+	AM, QAM	P	48	Upconverter

\* — разрядность адреса для внешнего ПЗУ;

\*\* — может работать как программно-управляемый ЦАП.