

Баланс квадратурных составляющих

и подавление зеркального канала в беспроводных передатчиках

Йи Зянг (Yi Zhang)

Метод непосредственной модуляции с использованием комплексных сигналов все чаще применяется при реализации сигнальных трактов передатчиков в базовых станциях систем сотовой связи, системах WiMAX, беспроводных системах «точка-точка» и т. п. Данный метод заключается в непосредственной модуляции ВЧ несущей квадратурными (IQ) сигналами с выхода цифро-аналогового преобразователя (архитектура прямого преобразования), что избавляет от необходимости в промежуточном каскаде ПЧ и сопутствующих схемах фильтрации. Типичный передатчик прямого преобразования изображен на рис. 1. Широко известно, что в процессе аналоговой модуляции рассогласования коэффициента усиления и фазы квадратурных сигналов оказывают непосредственное влияние на подавление зеркального канала. Недостаточное подавление зеркального канала вызывает ухудшение модуля вектора ошибки (Error Vector Magnitude,

EVM) в приемнике, что, в свою очередь, приводит к повышению частоты появления ошибочных битов (Bit Error Rate, BER).

В данной статье обсуждаются основные причины неидеального подавления зеркального канала и рассматриваются вопросы, связанные с выбором компонентов и проектированием топологии печатной платы. Передатчик беспроводной системы, рассматриваемый в статье, основан на цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП) AD9122 семейства TxDAC+ и аналоговом квадратурном модуляторе, таком как ADL5375, ADL5372 или ADRF670x компании Analog Devices. Представленная информация также распространяется и на другие быстродействующие ЦАП этой фирмы, такие как AD9125, AD9148, AD9788 и AD9779A.

Причины неидеального подавления зеркального канала

На рис. 2 изображена схема сигнального тракта типичного передатчика прямого преобразова-

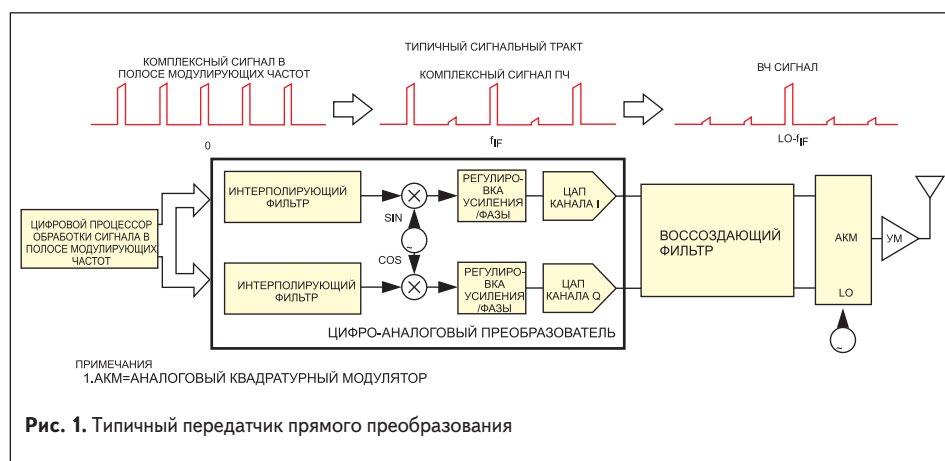


Рис. 1. Типичный передатчик прямого преобразования

Таблица 1. Рассогласования квадратурных сигналов в типичном приемнике прямого преобразования

Источник рассогласования	Рассогласование коэффициента усиления	Рассогласование фазы
ЦАП	Погрешность коэффициента усиления выходного сигнала ЦАП	Погрешность фазы выходного сигнала ЦАП
Квадратурный модулятор	Погрешность коэффициента усиления модулирующего сигнала в модуляторе; погрешность коэффициента усиления сигнала гетеродина в модуляторе	Погрешность фазы модулирующего сигнала в модуляторе; погрешность фазы сигнала гетеродина в модуляторе
Восстанавливающий фильтр	Погрешность коэффициента усиления в фильтре	Погрешность фазы в фильтре
Согласующие резисторы	Допуск номиналов согласующих резисторов	
Проводники печатной платы	Рассогласование длин проводников дифференциальной пары	Рассогласование длин проводников печатной платы

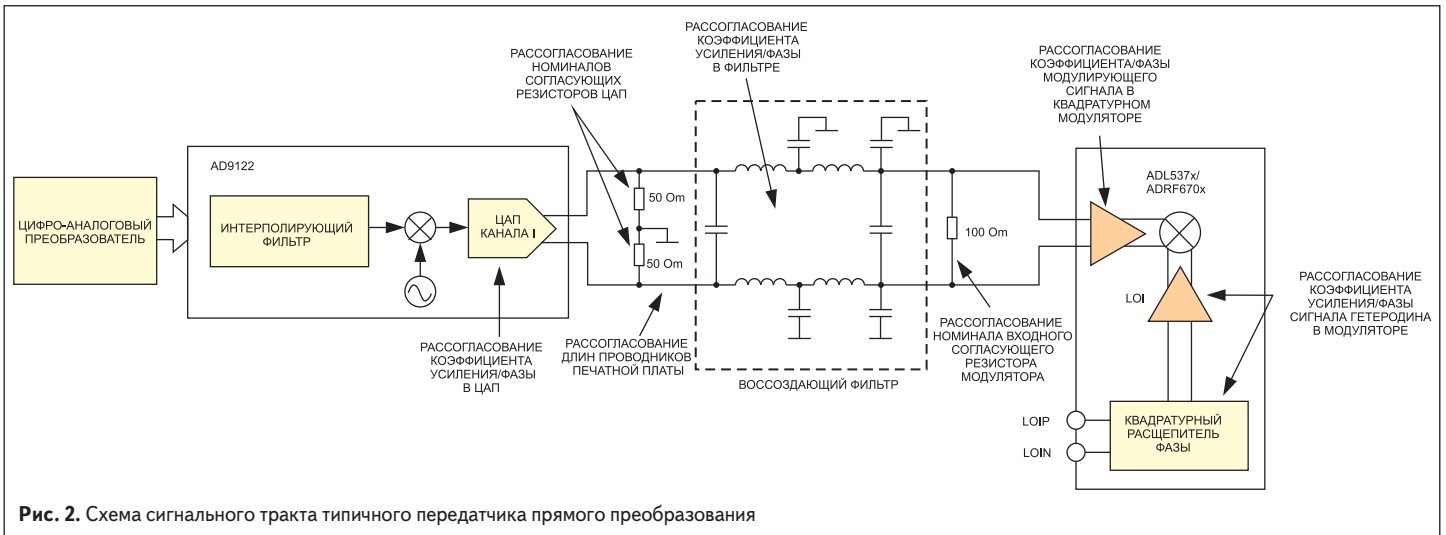


Рис. 2. Схема сигнального тракта типичного передатчика прямого преобразования

ния. Ввиду симметрии передатчика на схеме показан только канал I (синфазной составляющей).

Потенциальные источники рассогласования отмечены на схеме. Предполагается, что в цифровой области квадратурные сигналы идеально согласованы. Таким образом, обсуждаемые источники рассогласования имеют место только в аналоговой части сигнального тракта. В таблице 1 перечислены части тракта, в которых может возникать рассогласование. Эти рассогласования и их влияние на выходной сигнал будут обсуждаться в последующих разделах.

Погрешность коэффициента усиления выходного сигнала ЦАП

Погрешность коэффициента усиления выходного сигнала ЦАП — это разница между идеальным и реальным значениями размаха выходного сигнала. На рис. 3 изображена упрощенная блок-схема регулировки выходного тока полной шкалы в АЦП AD9122. Тракт управления состоит из источника опорного напряжения, внешнего резистора регулировки полной шкалы номиналом 10 кОм, усилителя опорного сигнала и цепи масштабирования тока. Резистор регулировки полной шкалы и источник опорного напряжения совместно с усилителем опорного сигнала задают внутренние токи смещения ЦАП. Они умножаются в цепи масштабирования для задания тока полной шкалы ЦАП отдельных каналов.

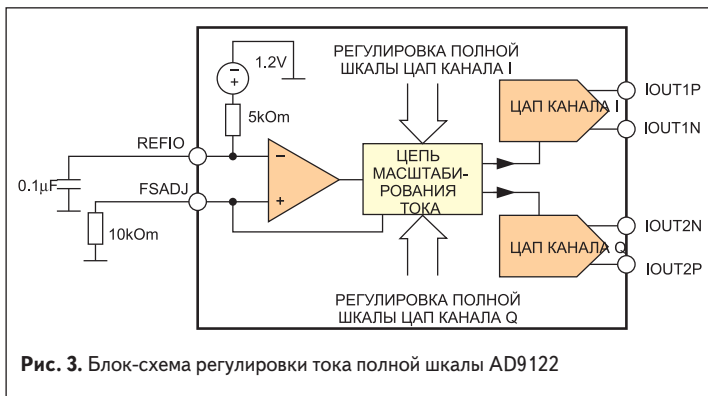


Рис. 3. Блок-схема регулировки тока полной шкалы AD9122

Идеальный выходной ток полной шкалы можно найти при помощи уравнения:

$$I_{FS} = (V_{REF}/R_{SET}) \times \{72 + (3/16 \times DAC_{GAIN})\}, \quad (1)$$

где V_{REF} — это опорное напряжение, R_{SET} — номинал резистора регулировки полной шкалы, DAC_{GAIN} — цифровой управляющий код в цепи масштабирования тока. Погрешность коэффициента усиления имеет место, когда реальное значение выходного тока полной шкалы отличается от идеального значения, получаемого по этой формуле. В техническом описании AD9122 указано, что погрешность коэффициента усиления составляет $\pm 3,6\%$ от полной шкалы. Это значение соответствует наихудшему случаю и включает в себя эффекты изменения

всех возможных параметров, таких как особенности технологического процесса, используемого при производстве микросхемы, напряжение и температура. На практике отличие в погрешности коэффициентов усиления ЦАП каналов I и Q намного меньше. ЦАП каналов I и Q в одном устройстве имеют общие схему задания тока смещения, резистор регулировки полной шкалы и усилитель опорного сигнала. Изменения, вызванные дрейфом напряжения и температуры в этих блоках, одинаковым образом проявляются в ЦАП обоих каналов. Единственное рассогласование связано с различиями в геометрии транзисторов, определяемыми процессом изготовления кремниевой пластины, в цепях масштабирования тока. На основании сказанного выше и параметров из технического описания микросхемы для оценки погрешности коэффициента усиления ЦАП каналов I и Q внутри одного устройства может быть получено новое уравнение. Введя следующие обозначения: I_{MAIN} — погрешность выходного тока, обусловленная линейностью главного ЦАП; I_{GAIN} — погрешность выходного тока, которая обусловлена линейностью ЦАП регулировки усиления, погрешность коэффициента усиления ЦАП каналов I и Q можно выразить как

$$G_{DAC} = \frac{\sqrt{I_{MAIN}^2 + I_{GAIN}^2}}{I_{FS}} = \frac{\sqrt{(INL_{MAIN DAC} \times LSB_{MAIN DAC})^2 + (INL_{GAIN DAC} \times LSB_{GAIN DAC})^2}}{I_{FS}}$$

Используя значения из технического описания AD9122, получаем:

$$G_{DAC} = \sqrt{(7,4 \times 0,3 \text{ мкА})^2 + (2 \times 30,9 \text{ мкА})^2} / 19,6 \text{ мА} = 0,3\%$$

Реальная погрешность коэффициента усиления ЦАП квадратурных сигналов может варьироваться в зависимости от спецификаций устройства, однако расчеты показывают, что в случае реализации квадратурных каналов в одном устройстве погрешность коэффициента усиления, как правило, намного меньше (в данном случае — на порядок) значения погрешности коэффициента усиления, указанного в техническом описании.

Результат, полученный выше, будет использоваться далее в статье при проведении анализа рассогласований.

Погрешность фазы выходного сигнала ЦАП

Погрешность фазы выходного сигнала ЦАП представляет собой расхождение во времени между выходными сигналами каналов I и Q при подаче на оба ЦАП одного и того же входного сигнала. Данное расхождение возникает из-за рассогласования внутренних путей прохождения тактового сигнала и рассогласования в схеме ядра ЦАП. Опять же, основной причиной рассогласований являются параметры технологии производства кремниевых пластин с кристаллами. Величина расхождения варьируется от пластины к пластине и от устройства

к устройству. Данный параметр не всегда указывают в техническом описании. Измерения, проведенные для AD9122, показывают, что типичная величина расхождения во времени не выходит за пределы 20 пс. При частоте выходного сигнала ПЧ, равной 150 МГц, эта величина соответствует погрешности фазы квадратурных сигналов менее 1°.

Погрешности фазы и коэффициента усиления модулирующего сигнала в квадратурном модуляторе

Погрешности фазы и коэффициента усиления модулирующего сигнала в квадратурном модуляторе вызваны рассогласованиями во входном каскаде тракта модулирующих частот, обусловленными, в первую очередь, допусками технологии изготовления кремниевых пластин. В соответствии с техническим описанием ADL5372 типичное значение погрешности коэффициента усиления при частоте 1,9 ГГц равно 0,09 (1%), а погрешность фазы при той же частоте гетеродина составляет 0,21°.

Погрешности фазы и коэффициента усиления сигнала гетеродина в квадратурном модуляторе

Погрешности фазы и коэффициента усиления сигнала гетеродина — это меры рассогласования между синфазным и квадратурным сигналами гетеродина в квадратурном модуляторе. Как показано на рис. 4, входной сигнал гетеродина (LO) разделяется на LOI и LOQ квадратурным расщепителем фазы. Затем каждый квадратурный сигнал гетеродина пропускается через ограничивающий усилитель, который формирует ограниченный по амплитуде сигнал, подаваемый на смеситель.

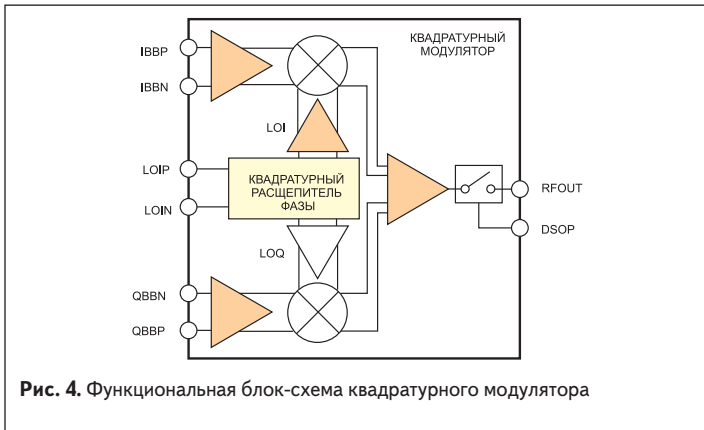


Рис. 4. Функциональная блок-схема квадратурного модулятора

Проводимый ниже анализ показывает, как погрешности фазы и коэффициента усиления сигнала гетеродина влияют на показатели подавления зеркального канала. Опишем квадратурные модулирующие сигналы (I_{bb} , Q_{bb}) и квадратурные сигналы гетеродина (I_{LO} , Q_{LO}) следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{bb} &= \sin(\omega_{bb}t); \\ Q_{bb} &= G_{bb}\cos(\omega_{bb}t+\varphi_{bb}); \\ I_{LO} &= \sin(\omega_c t); \\ Q_{LO} &= G_{LO}\cos(\omega_c t+\varphi_{LO}), \end{aligned}$$

где G_{bb} и φ_{bb} — дисбаланс амплитуды и фазы в модулирующих сигналах; G_{LO} и φ_{LO} — дисбаланс амплитуды и фазы в сигналах гетеродина. ВЧ-сигнал на выходе квадратурного модулятора может быть описан выражением:

$$RF = I_{bb}I_{LO} - Q_{bb}Q_{LO} = \sin(\omega_{bb}t)\sin(\omega_c t) - G_{bb}\cos(\omega_{bb}t+\varphi_{bb})G_{LO}\cos(\omega_c t+\varphi_{LO}).$$

Применив тригонометрические тождества, получим выражение для сигнала помехи зеркального канала в виде:

$$RF_{sb} = 0,5\{\cos(\omega_c - \omega_{bb})t - G_{LO}G_{bb}\cos[(\omega_c - \omega_{bb})t + \varphi_{LO} - \varphi_{bb}]\}.$$

Данное выражение свидетельствует, что погрешности коэффициента усиления и фазы сигналов гетеродина оказывают такое же влияние на подавление зеркального канала, как и погрешности коэффициента усиления и фазы модулирующих сигналов. Предполагая, что модули-

рующие сигналы являются идеальными и мощность сигнала помехи зеркального канала определяется исключительно дисбалансом сигналов гетеродина (то есть $G_{bb} = 1$ и $\varphi_{bb} = 0$), для определения уровня мощности зеркальной помехи (дБн) может быть использовано выражение

$$\text{Подавление зеркального канала} = 10 \log \left(\frac{G_{LO}^2 - 2G_{LO} \cos \varphi_{LO} + 1}{G_{LO}^2 + 2G_{LO} \cos \varphi_{LO} + 1} \right).$$

Таким образом, погрешности коэффициента усиления и фазы гетеродина являются критическими показателями качества квадратурного модулятора: хороший прибор обладает минимальными значениями этих параметров, которые не ограничивают показатели подавления зеркального канала в системе. В то же время для достижения оптимальных показателей при проектировании системы необходимо уделять повышенное внимание качеству сигнала гетеродина, поступающему на квадратурный модулятор. Даже при хорошо спроектированном квадратурном модуляторе погрешность фазы сигнала гетеродина может ухудшаться из-за наличия в нем составляющих помехи. Двумя критическими параметрами сигнала гетеродина, оказывающими значительное влияние на подавление зеркального канала, являются его уровень гармоник и скважность. Качество сигнала гетеродина, поступающего на квадратурный модулятор, определяется топологией квадратурного расщепителя фазы. При проектировании квадратурных модуляторов широко применяются две топологии расщепителей фазы: полифазный и с удвоенной частотой гетеродина (2XLO).

Полифазный расщепитель фазы

Полифазный расщепитель фазы представляет собой RC-CR цепь сдвига фазы (рис. 5), которая обеспечивает низкочастотную передаточную характеристику при прохождении сигнала со входа на один из выходов и высокочастотную передаточную характеристику при прохождении сигнала на другой выход. Если номиналы резисторов и емкостей двух полифазных плеч согласованы, то, теоретически, два выходных сигнала всегда будут иметь сдвиг фазы 90° по отношению друг к другу, независимо от частоты входного сигнала.

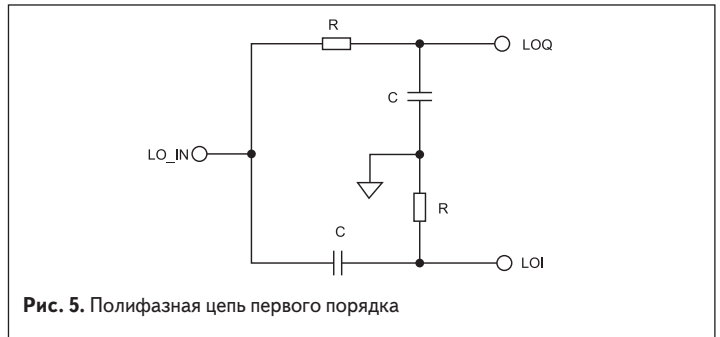


Рис. 5. Полифазная цепь первого порядка

Данная топология расщепителя фазы применяется в квадратурных модуляторах семейства ADL537x компании Analog Devices. Для преобразования синусоидальных выходных сигналов полифазного расщепителя в прямоугольные колебания к выходу полифазной цепи, как показано на рис. 6, подключаются ограничивающие усилители. Поэтому, в теории, выходы LOI и LOQ всегда сбалансированы как по фазе, так и по амплитуде и представляют собой идеальные импульсные сигналы, необходимые для работы смесителей модулятора.

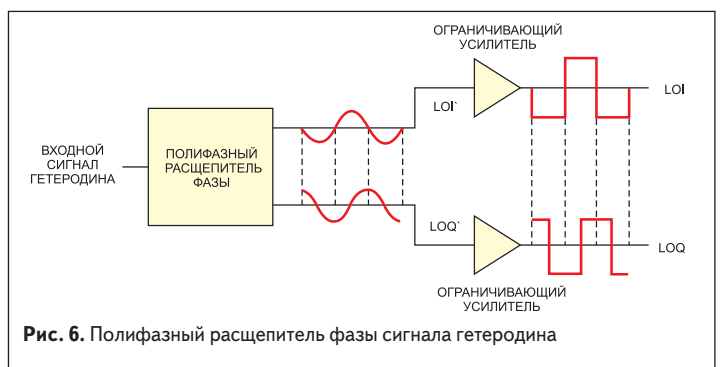
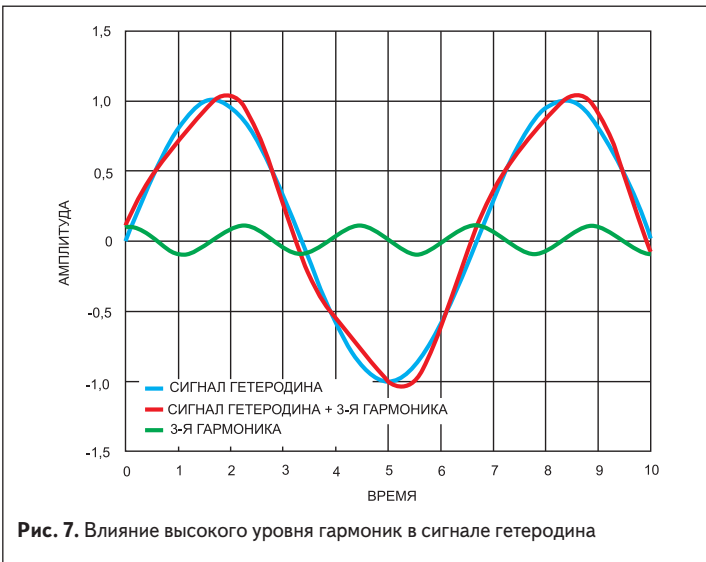


Рис. 6. Полифазный расщепитель фазы сигнала гетеродина

Когда входной сигнал имеет высокий уровень гармонических составляющих, сдвигу фазы в расщепителе подвергаются как сам сигнал гетеродина, так и его гармоники. Таким образом, выходные сигналы LOI' и LOQ' содержат сдвинутую по фазе версию всего спектрального содержания. Полный сигнал на выходе расщепителя фазы представляет собой искаженное синусоидальное колебание, моменты перехода которого через ноль сдвинуты относительно идеальных квадратурных сигналов.

На рис. 7 приведен пример подобного выходного сигнала при уровне гармоники третьего порядка в сигнале LOI, равном -20 дБн. Несмотря на то, что ограничивающий усилитель исправляет амплитудные искажения, выходные импульсные сигналы больше не являются квадратурными. Моменты перехода через ноль сдвинуты относительно идеальных положений примерно на 5,5°. Чем больше гармонические составляющие, тем выше погрешность фазы в квадратурных сигналах гетеродина и тем хуже уровень подавления зеркального канала.

Результаты моделирования и измерений показывают, что гармоники нечетных порядков вносят больший вклад в погрешность квадратурных сигналов по сравнению с гармониками четных порядков. Для достижения уровня подавления зеркального канала -40 дБн и менее все гармонические составляющие должны быть ослаблены до уровня ниже -30 дБн.



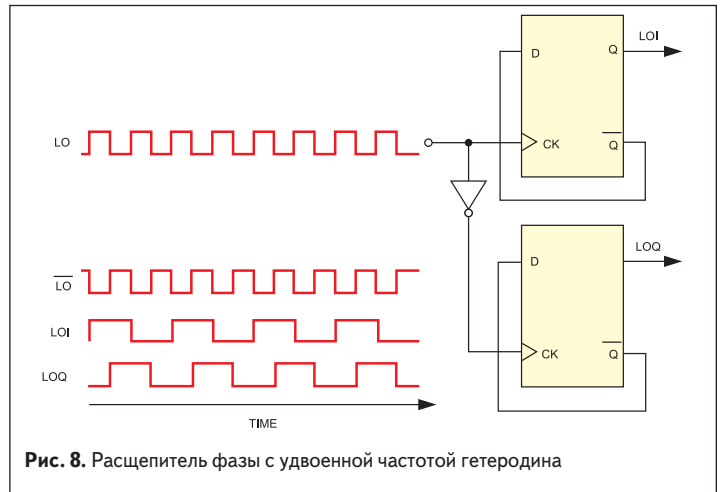
Как правило, в передатчике прямого преобразования сигнал гетеродина формируется при помощи синтезатора сетки частот на основе схемы ФАПЧ и ГУН, такого как, например, ADF4007 или ADF4350. Выходной сигнал синтезатора сетки частот нередко обладает высоким уровнем гармоник. В соответствии с техническим описанием ADF4350 уровни второй и третьей гармоник составляют -19 дБн и -13 дБн соответственно. Для подавления этих гармонических составляющих к ВЧ-выходу синтезатора должен быть подключен фильтр нижних частот или полосовой фильтр.

Дополнительную информацию о проектировании фильтра нижних частот/полосового фильтра с учетом требований к подавлению гармоник гетеродина можно найти в документе Circuit Note CN-0134 [1].

Расщепитель фазы с удвоенной частотой гетеродина

Еще один подход к формированию квадратурных сигналов гетеродина заключается в использовании расщепителя фазы, работающего на удвоенной частоте гетеродина. Блок-схема данной топологии расщепителя фазы представлена на рис. 8. В отличие от полифазного расщепителя, она представляет собой цифровую схему, в которой для точного формирования квадратурных сигналов используются D-триггеры и инвертор. Поскольку схема является цифровой, она позволяет обеспечить превосходные показатели согласования в широком диапазоне частот.

Для работы схемы необходимо, чтобы частота входного сигнала гетеродина была в два раза выше желаемой частоты его выходного сигнала.



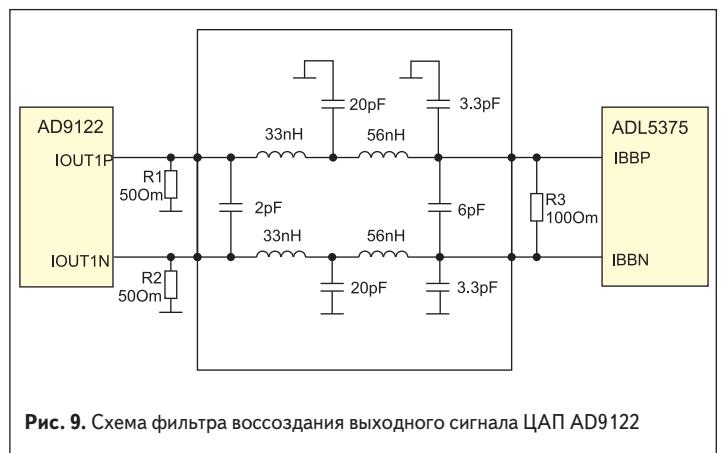
Также требуется, чтобы скважность входного сигнала гетеродина была равна 50%. Любое отличие от этой величины непосредственно преобразовывается в погрешность фазы выходного сигнала гетеродина, приводя к ухудшению подавления зеркального канала.

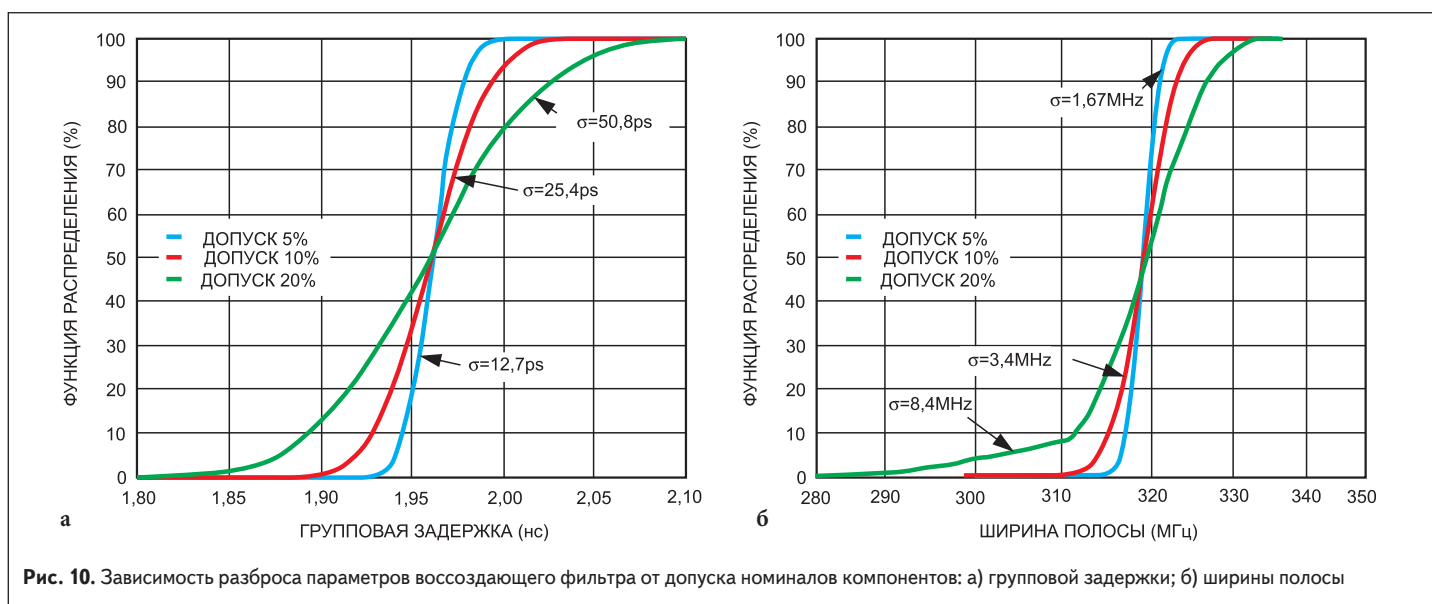
Синтезаторы на основе схемы ФАПЧ и ГУН проектируются таким образом, чтобы скважность выходного сигнала ВЧ была равна 50%. Однако идеальных схем не бывает, и определенный разброс скважности присутствует всегда. При выборе синтезатора необходимо следить, чтобы он обладал минимальным разбросом в диапазоне температур и напряжений питания. Еще один фактор, который может приводить к искажению скважности, — топология проводников сигнала гетеродина. Рассогласование в длинах проводников положительного и отрицательного сигналов дифференциальной пары приводит к изменению скважности дифференциального сигнала. Данный вопрос обсуждается в разделе «Рассогласование длин проводников печатной платы».

Погрешность коэффициента усиления и фазы в воссоздающем фильтре

Воссоздающий фильтр предназначен для подавления гармоник, возникающих из-за дискретного характера сигнала, а также иных высокочастотных составляющих в сигнале ЦАП. Фильтр обычно проектируется таким образом, чтобы он вносил минимальное амплитудное искажение в полезный сигнал, имел минимальный разброс групповой задержки и при этом обеспечивал достаточное ослабление этих частотных компонентов. Коэффициент усиления в полосе пропускания и групповая задержка определяются топологией фильтра и номиналами компонентов.

Доминирующими факторами, оказывающими влияние на погрешности коэффициента усиления и фазы в фильтре, являются допуски номиналов компонентов и паразитные эффекты. На рис. 9 изображена схема фильтра нижних частот в оценочной плате AD9122 (AD9122-M5375-EBZ). К входу фильтра подключены два резистора согласования с ЦАП номиналом 50 Ом, а к выходу — один резистор номиналом 100 Ом для согласования со входом квадратурного модулятора. Фильтр



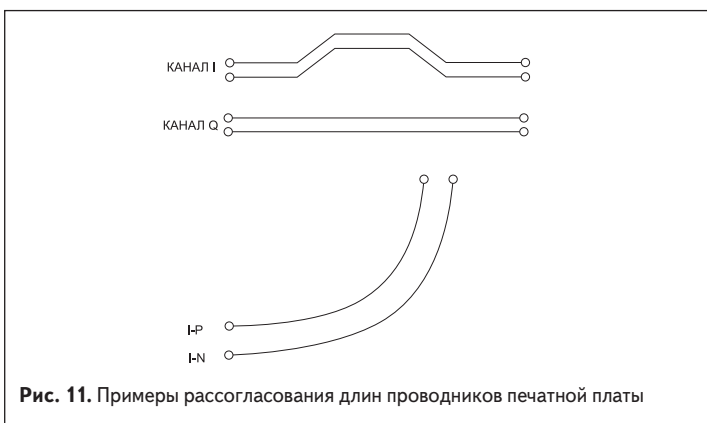


представляет собой фильтр Баттерворта 5-го порядка, согласованный по входу и выходу со 100-Ом резистором.

Очевидно, что допуски номиналов резисторов R1, R2 и R3 должны быть как можно меньше, поскольку их рассогласование непосредственно влияет на согласование амплитуд квадратурных сигналов. Рекомендуется в качестве этих резисторов использовать резисторы с допуском менее 1%. Для демонстрации влияния допуска номиналов на коэффициент усиления и групповую задержку фильтра было проведено моделирование по методу Монте-Карло для сигнала ПЧ 150 МГц, которое позволило получить искомые величины параметров для наихудших случаев. При моделировании предполагалось, что все компоненты обладают одинаковым допуском номинала. Моделирование проводилось для значений допусков 5%, 10% и 20%. Результаты, приведенные на рис. 10а и 10б, показывают, что стандартные отклонения групповой задержки и ширины полосы по уровню 3 дБ примерно пропорциональны допуску номиналов компонентов. Чем больше допуск, тем больше разброс параметров. Чтобы оценить масштаб цифр, отметим, что при допуске 10% вероятность того, что дисбаланс фазы квадратурных сигналов, вносимый фильтром, превысит дисбаланс фазы, вносимый ЦАП TxDAC+ AD9122, составляет 33%. Таким образом, при большом допуске на номиналы компонентов полный дисбаланс в сигнальном тракте с большей долей вероятности превысит диапазон компенсации ЦАП. В воссоздающем фильтре рекомендуется использовать компоненты с допуском менее 10%.

Рассогласование длин проводников печатной платы

В проектах быстродействующих схем проводники печатной платы рассматриваются как линии передачи. Их удельные индуктивность и емкость определяют задержку распространения на единицу длины. Данная величина зависит от ширины, толщины, формы проводника, расстояния от проводника до соответствующего опорного слоя, а также



от диэлектрической проницаемости материала платы. В идеале проводники сигнального тракта от выхода ЦАП до входа модулятора в каналах I и Q, равно как и проводники отрицательного и положительного сигнала в каждом из каналов, должны быть симметричными. В реальности из-за различий в правилах проектирования для отдельных частей печатной платы и производственных ограничений идеального согласования длин проводников не будет. Рассогласования в них вызывают задержку сигнала в одном канале относительно другого во времени, что, в свою очередь, приводит к погрешностям фазы квадратурных сигналов. Имеется два распространенных типа рассогласований длин проводников (рис. 11):

- между каналом I и каналом Q;
- между проводниками положительного и отрицательного сигнала в одном канале.

Рассогласования проводников каналов I и Q приводят к ухудшению погрешности фазы квадратурных сигналов. Для ее оценки используется широко известное практическое правило для плат из стекловолкна FR-4, которое гласит, что проводник длиной 5 см (2 дюйма) вносит задержку распространения 320 пс. При частоте сигнала ПЧ 150 МГц рассогласование в 3 мм (118 миллидюймов) преобразовывается в погрешность фазы 1° между каналами I и Q.

Рассогласования между проводниками положительного и отрицательного сигналов в отдельном канале приводят к искажению дифференциального сигнала. В данном случае две его составляющие уже не будут противофазными (набег фазы будет отличаться от 180°), что вызывает погрешности коэффициента усиления и фазы. Как правило, проводники дифференциальной пары разводятся очень близко друг к другу,

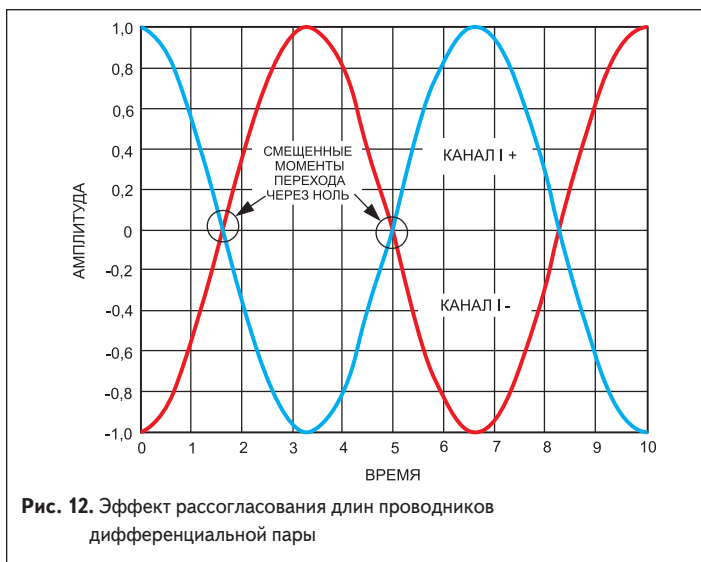


Таблица 2. Обзор погрешностей коэффициента усиления и фазы квадратурных сигналов

Источник рассогласования	Типичное рассогласование коэффициента усиления	Типичное рассогласование фазы
ЦАП	Определяется устройством (<0,3% для AD9122)	Определяется устройством (<1° для AD9122)
Тракт модулирующего сигнала в модуляторе	Определяется устройством (1% на частоте 1,9 ГГц для ADL5372)	Определяется устройством (0,21° на частоте 1,9 ГГц для ADL5372)
Тракт сигнала гетеродина в модуляторе	Определяется устройством	Минимизируется при использовании «чистого» сигнала гетеродина
Воссоздающий фильтр	Минимизируется при хорошей неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания и жестких допусках на номиналы компонентов	Минимизируется при линейной ФЧХ фильтра и жестких допусках на номиналы компонентов
Согласующие резисторы	Минимизируется при жестких допусках на номиналы компонентов	
Проводники печатной платы	Минимизируется при хорошем согласовании длин проводников в дифференциальной паре	Минимизируется при хорошем согласовании длин проводников печатной платы

и возможное рассогласование очень мало. Однако при большой длине дифференциальной пары каждый ее поворот вызывает небольшое увеличение длины внешнего проводника по сравнению с внутренним. Эта разница может накапливаться до определенного уровня, при котором она уже начинает влиять на подавление зеркального канала. Рис. 12 иллюстрирует влияние рассогласования длин проводников дифференциальной пары в 3 мм (118 миллидьюмов) на точки перехода сигнала ПЧ 150 МГц через ноль. Моменты перехода дифференциального сигнала через ноль сдвигаются примерно на 19 пс, что соответствует 1° периода сигнала. Рекомендуется, чтобы длины проводников были согласованы в пределах $\pm 0,5$ мм (± 20 миллидьюмов).

Заключение

Современные быстродействующие ЦАП и квадратурные модуляторы обладают превосходной точностью согласования квадратурных каналов, однако в системе имеется ряд дополнительных источников возможного дисбаланса коэффициента усиления и фазы квадратурных сигналов. Уровень подавления зеркального канала можно повысить, используя

обеспечиваемые ЦАП функции коррекции коэффициента усиления и фазы. В то же время при проектировании системы необходимо соблюдать повышенную внимательность, чтобы суммарные погрешности, вносимые другими источниками рассогласования, не выходили за пределы диапазона коррекции ЦАП. Дополнительную информацию относительно калибровки погрешностей коэффициента усиления и фазы можно найти в документе Application Note AN-1039 [2]. В таблице 2 перечислены основные причины погрешностей коэффициента усиления и фазы квадратурных сигналов, а также подходы, позволяющие минимизировать их влияние. ■

Литература

1. Circuit Note CN-0134. Broadband Low Error Vector Magnitude (EVM) Direct Conversion Transmitter. http://www.analog.com/static/imported-files/circuit_notes/CN0134.pdf.
2. Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity. http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1039.pdf.