

Райан КАРРАН (Ryan CURRAN)
 ryan.curr@analog.com
Квай ЛУУ (Qui LUU)
 qui.luu@analog.com
Маитил ПАЧЧИГАР (Maithil PACHCHIGAR)
 maithil.pachchigar@analog.com
Перевод: Михаил ВЫЮГИН
 mikhaail.vyugin@eltech.spb.ru

Точное определение фазы и амплитуды РЧ-сигнала для проведения анализа материалов

Введение

С помощью высокочастотного приемопередатчика можно провести точное количественное измерение объемной доли веществ на материал при проведении его анализа. Этот метод полезен и в тех случаях, когда нет возможности установить датчики непосредственно на исследуемый материал. Для этих целей применяют квадратурные демодуляторы, позволяющие надежно измерить изменение,

амплитуду и сдвиг фазы РЧ-сигнала. В схеме, описанной в настоящей статье, применен широкополосный квадратурный демодулятор ADL5380, малопотребляющий дифференциальный усилитель ADA4940-2 с низким уровнем искажений и двухканальный 16-разрядный АЦП AD7903 с частотой дискретизации 1 MSPS от Analog Devices. Такая схема обеспечивает высокую точность измерений, а также надежную и экономичную работу.

На схеме, представленной на рис. 1, немодулированный сигнал с передающей ан-

тенны (Tx) проходит через исследуемый материал на принимающую антенну (Rx). Принятый сигнал ослабнет и будет иметь сдвиг фазы по сравнению с переданным. Изменения амплитуды и сдвига фазы можно использовать для определения состава материала.

Как показано на рис. 2, амплитуда и сдвиг фазы могут быть напрямую связаны с проницаемостью и отражающими свойствами среды. Например, в случае если среда содержит воду, газ и нефть, то диэлектрическая проницаемость, потери и дисперсия будут больше для воды, меньше для нефти и гораздо меньше для газа.

Схема приемника

На рис. 3 приведена схема приема и преобразования в цифровой вид РЧ-сигнала для точного определения его амплитуды и фазы. Схема содержит квадратурный демодулятор, двухканальный дифференциальный усилитель и двухканальный АЦП последовательного приближения. Основная задача схемы — высокоточное измерение амплитуды и фазы высокочастотного входного РЧ-сигнала в широком динамическом диапазоне.

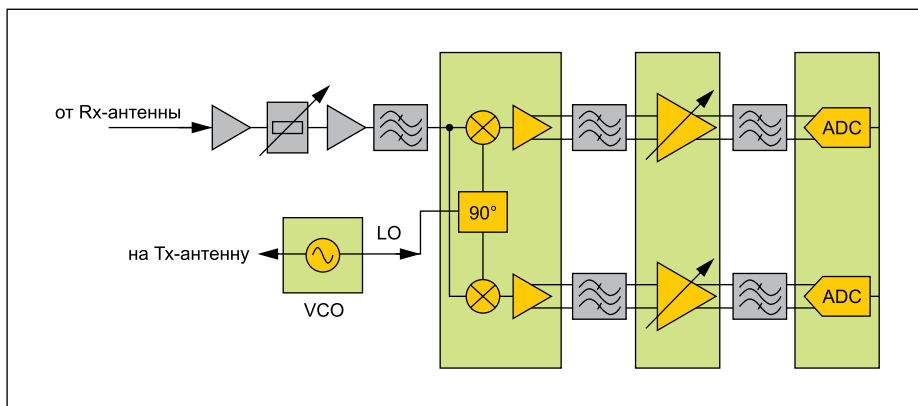


Рис. 1. Схема приемопередатчика

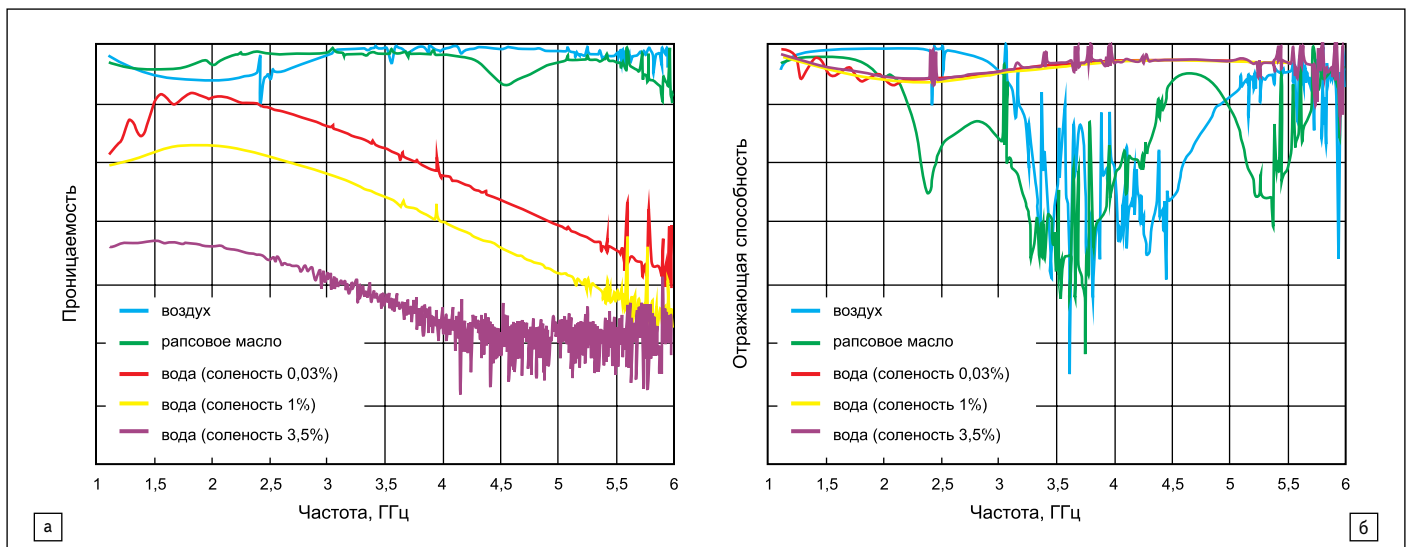


Рис. 2. Проницаемость и отражающая способность для различных однородных сред

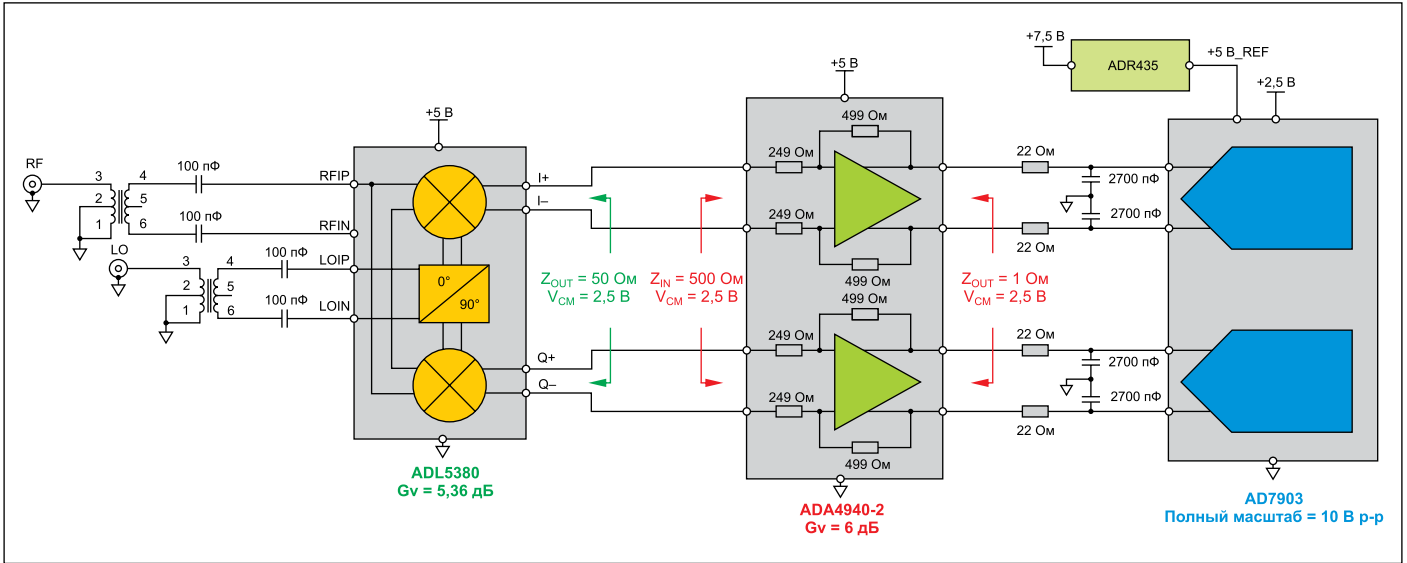


Рис. 3. Упрощенная схема приемника для проведения анализа материалов

Квадратурный демодулятор

Квадратурный демодулятор формирует сигнал *I* и квадратурный (сдвинутый по фазе на 90°) сигнал *Q*. Сигналы *I* и *Q* — векторные величины, поэтому изменения амплитуды и фазы в принятом сигнале могут быть подсчитаны с помощью тригонометрических тождеств, приведенных на рис. 4. На вход LO приходит оригинальный передающийся сигнал, а на RF-вход — принятый сигнал. Демодулятор формирует сумму и разность этих сигналов. Поскольку сигналы имеют одинаковую частоту, $\omega_{LO} = \omega_{RF}$ то высокочастотную сумму можно отфильтровать, а разность частот превращается в 0. Фаза φ_{RF} принятого сигнала отличается от фазы переданного φ_{LO} . Это смещение фазы ($\varphi_{LO} - \varphi_{RF}$) связано с проницаемостью среды и помогает определить состав материала (1), (2).

Реальный квадратурный демодулятор имеет ряд отклонений от идеальной модели, связанных с погрешностью фазы, разбалансом коэффициента усиления и погрешностью частот сигналов с входов LO и RF, которые могут снизить качество демодулируемого сигнала. Прежде чем выбирать демодулятор, необходимо определиться с требованиями к диапазону RF-входа, точности усиления и измерения фазы.

Демодулятор ADL5380 работает от напряжения питания 5 В с РЧ- и ПЧ-частотами

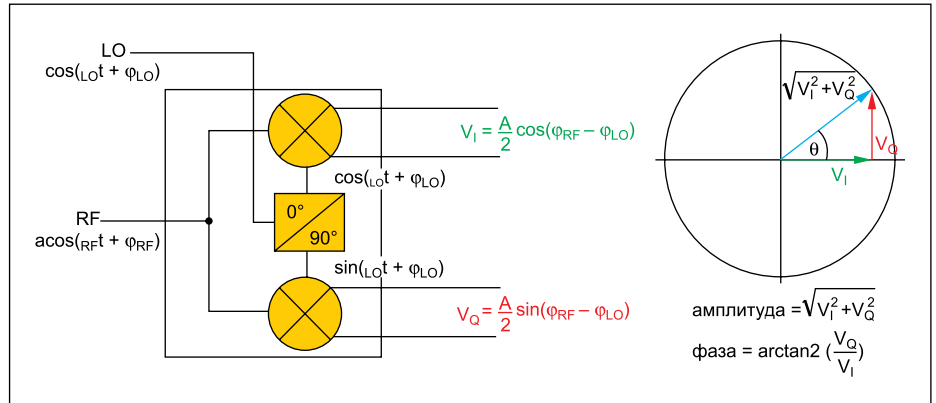


Рис. 4. Измерение фазы и амплитуды с помощью квадратурного модулятора

от 400 МГц до 6 ГГц, что делает его идеальным для нашего применения. Прибор сконфигурирован для усиления напряжения преобразователя 5,36 дБ, его дифференциальные выходы *I* и *Q* могут выдавать 2,5-В дифференциальный сигнал для нагрузки 500 Ом. Коэффициент шума 10,9 дБ, IP1dB 11,6 дБм·Вт и ПРЗ при 900 МГц 29,7 дБм·Вт обеспечивают превосходный динамический диапазон при амплитудном балансе 0,007 дБ и фазовом балансе 0,2°. Такие характеристики позволяют достичь высокой точности демодуляции. ADL5380 выпускается в миниатюрном 24-контактном LFCSP-корпусе размером 4×4 мм.

Согласующий усилитель и прецизионный 16-разрядный АЦП

ADA4940-2 — дифференциальный двухканальный усилитель с превосходными динамическими характеристиками и регулируемым выходным синфазным напряжением — идеально подходит в качестве согласующего усилителя для высокоточного двухканального АЦП. Усилитель обеспечивает дифференциальный выход в диапазоне ±5 В при однополярном питании 5 В и синфазном напряжении 2,5 В. Установка коэффициента усиления 2 (6 дБ) позволяет полностью

$$I = A \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \times \cos(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}) = \frac{A}{2} \left[\underbrace{\cos(\omega_{RF} t - \omega_{LO} t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\substack{\text{Пусть } \omega_{RF} = \omega_{LO} \\ \text{разностный член} \\ \text{превращается в 0}}} + \underbrace{\cos(\omega_{RF} t - \omega_{LO} t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{Отфильтровывается}} \right], \quad V_I = \frac{A}{2} [\cos(\varphi_{RF} - \varphi_{LO})]; \quad (1)$$

$$Q = A \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \times \sin(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}) = \frac{A}{2} \left[\underbrace{\sin(\omega_{RF} t - \omega_{LO} t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\substack{\text{Пусть } \omega_{RF} = \omega_{LO} \\ \text{разностный член} \\ \text{превращается в 0}}} + \underbrace{\sin(\omega_{RF} t - \omega_{LO} t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{Отфильтровывается}} \right], \quad V_Q = \frac{A}{2} [\cos(\varphi_{RF} - \varphi_{LO})]; \quad (2)$$

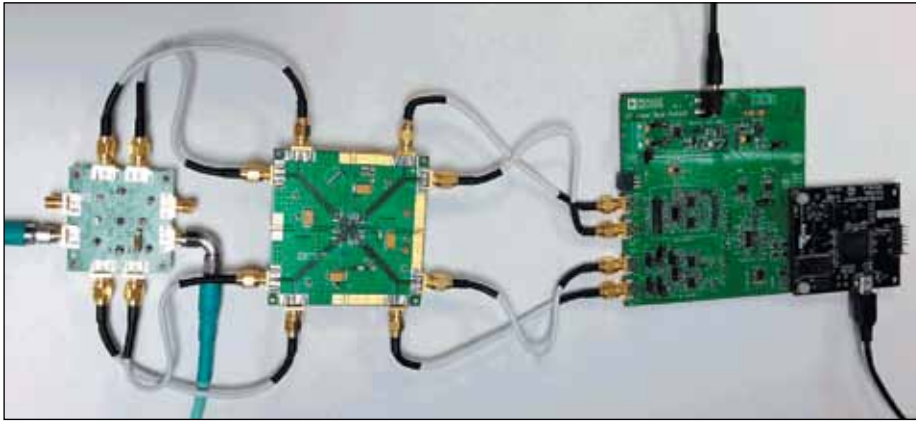


Рис. 5. Приемник, выполненный на отладочных платах

использовать входной диапазон АЦП. С помощью RC-фильтра (22 Ом/2,7 нФ) снижается уровень шума и уменьшаются броски, идущие от емкостного ЦАП с входа АЦП. Усилитель выпускается в 24-контактном миниатюрном LFCSP-корпусе размером 4×4 мм.

AD7903 — двухканальный 16-разрядный АЦП последовательного приближения с частотой дискретизации 1 MSPS — имеет великолепную точность преобразования с погрешностью усиления $\pm 0,006\%$ от полного диапазона и ошибкой смещения напряжения нуля $\pm 0,015$ мВ. AD7903 работает от однополярного напряжения питания 2,5 В и потребляет всего 12 мВ при 1 MSPS. Основная задача использования этого АЦП — добиться точности $\pm 1^\circ$ измерения фазы, особенно при низком уровне входного сигнала. Опорное напряжение 5 В для АЦП можно получить от маломощного источника опорного напряжения ADR435.

На рис. 5 показана собранная схема приемника с помощью отладочных плат ADL5380-EVALZ, EB-D24CP44-2Z, EVAL-AD7903SDZ и EVAL-SDP-CB1Z.

Таблица 1. Уровни сигнала на входе и выходе элементов схемы приемника

РЧ-вход, дБм·Вт	Выход ADL5380		Вход AD7903, дБ FS
	дБм·Вт	В	
+11,6	+6,957	4,455	-1,022
0	-4,643	1,172	-12,622
-20	-24,643	0,117	-32,622
-40	-44,643	0,012	-52,622
-68	-72,643	466 мкВ	-80,622

Эти платы оптимизированы для взаимодействия друг с другом. Два высокочастотных входных источника с автоподстройкой частоты обеспечивают входные сигналы RF и LO.

В таблице 1 приведены входные и выходные уровни напряжений для каждого из компонентов в приемнике. Сигнал 11,6 дБм·Вт на РЧ-входе демодулятора даст на входе АЦП -1 дБ во всем диапазоне АЦП. Значения в таблице приведены для нагрузки 500 Ом, коэффициента усиления преобразователя 5,3573 дБ, коэффициента усиления мощности ADL5380 -4,643 дБ и коэффициента усиления ADA4940 -2,6 дБ.

Калибровка приемника

Схема приемника содержит три основных источника ошибки: ошибка смещения нуля, коэффициента усиления и фазы.

Уровни сигналов по каналам I и Q синусоидально зависят от разницы фаз RF- и LO-сигналов. Идеальные значения уровней напряжений этих сигналов можно посчитать следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Напряжение } I \text{ канала} &= \\ &= \text{Максимальный выход } I/Q \times \cos(\Theta), \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Напряжение } Q \text{ канала} &= \\ &= \text{Максимальный выход } I/Q \times \sin(\Theta). \quad (4) \end{aligned}$$

Изменение фазы на полярной сетке на некоторое значение в идеале должно формировать некое определенное напряжение. Например, напряжение на I (косинус) канале должно быть идентично как для сдвига фазы на $+90^\circ$, так и на -90° . Однако постоянная ошибка смещения фазы, не зависящая от разницы фаз RF- и LO-сигналов, станет причиной получения различных результатов при входных сигналах с симметричными сдвигами фаз. На рис. 6 видно, что при входном напряжении 0 В получаются два разных значения на выходе АЦП. В этом случае сдвиг фазы -37° гораздо больше, чем можно получить в реальной системе с фазовой автоподстройкой частоты. В результате при $+90^\circ$ мы получаем $+53^\circ$, а при -90° — -127° .

Некорректированные данные, полученные с шагом 10° от -180° до $+180^\circ$, формируют графики эллиптической формы, показанные на рис. 6а, б. С помощью этих данных можно определить дополнительный фазовый сдвиг, присутствующий в схеме. Из таблицы 2 видно, что ошибка фазового сдвига имеет постоянное значение.

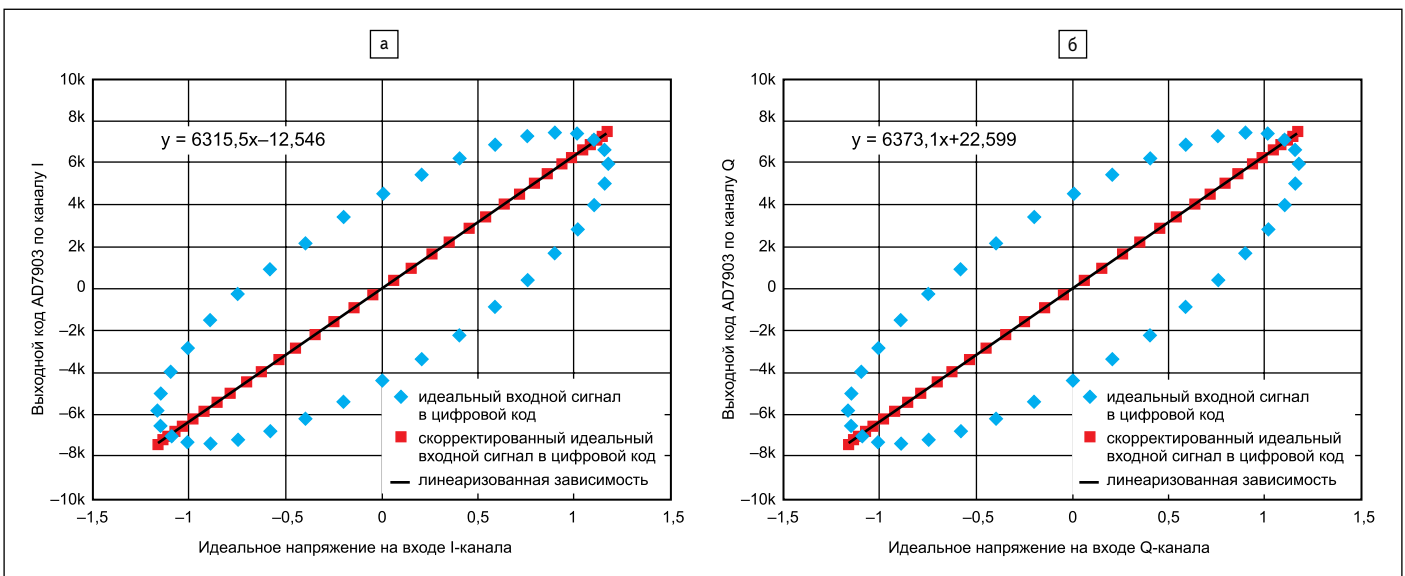


Рис. 6. Результат линейризации: а) I-канала; б) Q-канала

Таблица 2. Измеренные значения фазового сдвига для РЧ-сигнала амплитудой 0 дБм-Вт

Входной фазовый сдвиг	Выходной код		Напряжение, В		Измеренное значение фазы	Измеренный фазовый сдвиг приемника
	по каналу I	по каналу Q	на канале I	на канале Q		
-180°	-5851,294	+4524,038	-0,893	+0,69	+142,29°	-37,71°
-90°	-4471,731	-5842,293	-0,682	-0,891	-127,43°	-37,43°
0°	+5909,982	-4396,769	+0,902	-0,671	-36,65°	-36,65°
+90°	+4470,072	+5858,444	+0,682	+0,894	+52,66°	-37,34°
+180°	-5924,423	+4429,286	-0,904	+0,676	+143,22°	-36,78°

Калибровка ошибки сдвига фазы

Для схемы, приведенной на рис. 5, дополнительная средняя ошибка измерения фазового сдвига -37,32°. Определив это значение, можно рассчитать уровень регулирующего напряжения. Φ_{PHASE_SHIFT} определяется как среднее значение дополнительного фазового сдвига. Напряжение в цепи с фазовой компенсацией можно рассчитать следующим образом:

$$\text{Напряжение } I\text{-канала} = \text{Максимальный выход } I/Q \times (\cos(\Theta_{\text{точное}}) \cos(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}}) - \sin(\Theta_{\text{точное}}) \sin(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}})), \quad (5)$$

$$\text{Напряжение } Q\text{-канала} = \text{Максимальный выход } I/Q \times (\sin(\Theta_{\text{точное}}) \cos(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}}) + \cos(\Theta_{\text{точное}}) \sin(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}})). \quad (6)$$

Таким образом, после подстройки схема будет линейной и можно корректировать ошибки смещения напряжения нуля и коэффициента усиления. Результат линеаризации каналов I и Q можно увидеть на рис. 6.

Калибровка ошибки смещения нуля и коэффициента усиления

Смещение нуля по каждому каналу приемника в идеале должно быть 0 LSB. В результате измерения мы получили значения -12,546 LSB и +22,599 LSB для I- и Q-каналов соответственно.

Идеальный наклон характеристики можно рассчитать следующим образом:

$$\text{Идеальный наклон} = (\text{Максимальное значение кода} - \text{Минимальное значение кода}) / ((+V_{REF}) - (-V_{REF})) = (65535 - 0) / ((+5) - (-5)). \quad (7)$$

На рис. 6 видно, что наклон для каналов I и Q составляет 6315,5 и 6273,1 соответственно. Этот наклон нужно корректировать для устранения ошибки коэффициента усиления. Корректировка ошибки коэффициента усиления и смещения выполняется для того, чтобы привести уровень сигнала к идеальному виду, посчитанному с помощью формулы (1). В качестве корректирующего коэффициента ошибки смещения берется измеренная ошибка смещения с противоположным знаком.

Коэффициент коррекции ошибки коэффициента усиления рассчитывается следующим образом:

$$\text{Коэффициент коррекции ошибки коэффициента усиления} = \text{Идеальный наклон} / \text{Измеренный наклон}. \quad (8)$$

Результат преобразования приемника можно скорректировать следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Скорректированное значение кода} = & \\ = & (\text{выходной код приемника} \times \\ & \times \text{идеальный наклон}) / \text{измеренный наклон} + \\ & + \text{корректирующий коэффициент ошибки смещения}. \quad (9) \end{aligned}$$

Корректируемое значение входного напряжения рассчитывается следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Входное напряжение измеряемого сигнала} = & \\ = & 2 V_{REF} \times \text{скорректированное значение кода} / (2^{N-1}). \quad (10) \end{aligned}$$

Формулу (10) для расчета значения напряжения на входе следует применить для каждого I- и Q-канала. Для проверки точности калибровки полученные значения можно преобразовать в идеальные значения напряжений на выходе демодулятора. Расчет выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Полностью скорректированное напряжение } I\text{-канала} = & \\ = & \text{средняя амплитуда после калибровки} \times \\ & \times (\cos(\Theta_{\text{измеренное}}) \cos(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}}) + \\ & + \sin(\Theta_{\text{измеренное}}) \sin(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}})), \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Полностью скорректированное напряжение } Q\text{-канала} = & \\ = & \text{средняя амплитуда после калибровки} \times \\ & \times (\sin(\Theta_{\text{измеренное}}) \cos(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}}) + \\ & + \cos(\Theta_{\text{измеренное}}) \sin(\Phi_{\text{фазовый сдвиг}})), \quad (12) \end{aligned}$$

где $\Phi_{\text{фазовый сдвиг}}$ — это ошибка фазы, вычисленная ранее. Средняя амплитуда после калибровки — амплитуда сигнала, рассчитанная по формулам (1) и (2), со скомпенсированными ошибками смещения и коэффициента усиления. В таблице 3 приведены результаты калибровки для разных значений фаз входного РЧ-сигнала амплитудой 0 дБм-Вт. Расчеты, выполненные по уравнениям (11) и (12), можно использовать в любой схеме, измеряющей фазу и амплитуду способом, представленным в этой статье.

Таблица 3. Полученные результаты при измерении фазы РЧ-сигнала с амплитудой 0 дБм-Вт

Точное значение фазы	Полностью скорректированное			Абсолютная ошибка измерения фазы
	напряжение I-канала	напряжение Q-канала	значение фазы	
-180°	-1,172 В	+0,00789 В	-180,386°	0,386°
-90°	-0,00218 В	-1,172 В	-90,107°	0,107°
0°	+1,172 В	+0,0138 В	+0,677°	0,676°
+90°	+0,000409 В	+1,171 В	+89,98°	0,02°
+180°	-1,172 В	+0,0111 В	+180,542°	0,541°

Результаты отладки схемы приемника

На рис. 7 представлена гистограмма абсолютных фазовых ошибок, демонстрирующая точность измерения не хуже 1° при шаге 10° от -180° до +180°.

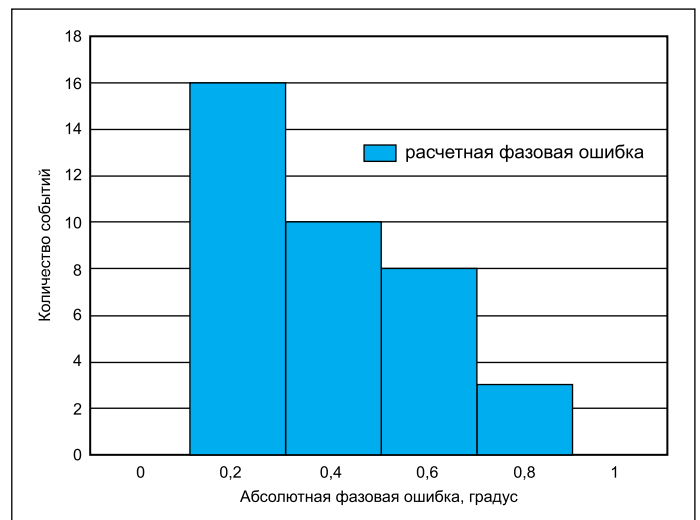


Рис. 7. Абсолютная фазовая ошибка для уровня входного сигнала 0 дБм-Вт с шагом фазы 10°

Для точного измерения фазы при любых уровнях входного сигнала ошибка сдвига фазы ($\phi_{\text{фазовый сдвиг}}$) сигнала RF по отношению к LO должна быть постоянной. Если ошибка сдвига фазы будет меняться, как функция от значения фазы ($\phi_{\text{точное}}$) или амплитуды, то представленный здесь способ калибровки потеряет свою точность. Результаты отладки при комнатной температуре показывают, что ошибка сдвига фазы относительно постоянна при изменении амплитуды РЧ-сигнала начиная от 11,6 дБм·Вт примерно до -20 дБм·Вт при 900 МГц.

На рис. 8 показан динамический диапазон приемника с соответствующими значениями амплитуды и фазовых ошибок. При уменьшении амплитуды входного сигнала до -20 дБм·Вт точность калибровки ошибки фазы начинает снижаться. Для определения минимального допустимого уровня сигнала необходимо понять приемлемый уровень ошибки измерения.

Результаты, приведенные на рис. 8, были получены при использовании АЦП с 5-В источником опорного напряжения. Значение опорного напряжения для АЦП можно уменьшить, снижая уровень квантования. Это позволит повысить точность определения фазовой ошибки для мыльных сигналов, но увеличит вероятность насыщения системы. Для увеличения динамического диапазона системы можно применять передискретизацию, которая позволит увеличить количество разрядов АЦП, свободных от шума. Удвоение выборки в среднем позволит на 0,5 LSB улучшить разрядность системы. Коэффициент передискретизации для улучшения разрешения можно рассчитать следующим образом:

$$\text{Коэффициент передискретизации} = 2^{2N},$$

где N — номер улучшаемого разряда.

Когда амплитуды шума уже недостаточны для того, чтобы случайно изменить выходной код АЦП от преобразования к преобразованию, передискретизация достигает точки снижения эффективности. После этой точки эффективную разрядность АЦП уже нельзя улучшить. Поскольку схема измеряет

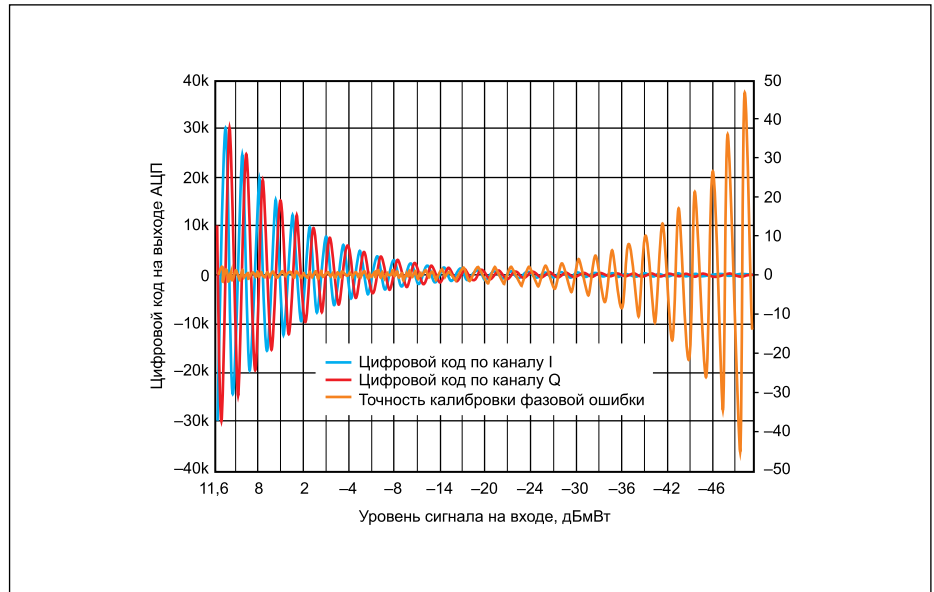


Рис. 8. Динамический диапазон приемника и дополнительные фазовые ошибки



Рис. 9. Калибровочное программное обеспечение

сигнал с медленно меняющимся значением, уменьшение полосы пропускания из-за передискретизации не является существенной проблемой.

Программное обеспечение для AD7903 доступно уже с процедурой калибровки, которая помогает пользователю корректировать данные с выхода АЦП по трем источникам ошибок: фазе, коэффициенту усиления и напряжению смещения нуля. Для получения калибровочных коэффициентов необходимо собрать первичные данные. На рис. 9 приведен интерфейс программного обеспечения, на котором выделены калибровочные коэффициенты. После того как коэффициенты определены, эту программу можно использовать для получения окончательных значений фазы и амплитуды от демодулятора. Расчет амплитуды и фазы производится по формулам (1) и (2). Уровень передискретизации можно регулировать, изменяя ко-

личество выборок с помощью выпадающего списка Num Samples в правом верхнем углу интерфейса.

Вывод

В статье были представлены основные проблемы, связанные с применением удаленного зондирования, и предложено оригинальное решение с использованием ADL5380, ADA4940-2 и AD7903 от Analog Devices для точного и надежного определения состава материалов. Приведенная схема работает в широком динамическом диапазоне и позволяет проводить измерения в диапазоне от 0° до 360 °С с точностью более 1° при частоте 900 МГц.

Литература

1. http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/48-10/rx_subsystem.html