

Прецизионный конвертор импеданса AD5933

Сергей Образцов, Юрий Троицкий (г. Смоленск)

Рассмотрены принципы работы микросхемы прецизионного конвертора AD5933, обеспечивающего измерение составляющих импеданса электрической цепи в широком диапазоне частот.

Помимо традиционных задач измерения параметров электрических и электронных компонентов при выходном и входном контроле, проблема измерения комплексных составляющих импеданса актуальна при использовании бесконтактных датчиков различного назначения – для анализа свойств материалов, в биомедицинской технике, в системах антикоррозионного мониторинга и др. Известно, что наиболее полную информацию дают измерения импеданса не на фиксированной частоте, а в широком диапазоне частот, т.е. при проведении импедансной спектрографии. Наиболее простые реализации этого метода предоставляет микроконвертор AD5933 [1].

Микросхема AD5933 представляет собой интегральный преобразователь (конвертор) спектрального состава импеданса в широком диапазоне частот, в котором для каждой частоты вычисляются активная (R) и реактивная (X) составляющие импеданса Z , по которым затем вычисляются модуль импеданса

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (1)$$

и его фаза

$$\varphi = \text{arctg}\left(\frac{X}{R}\right). \quad (2)$$

Сигнал переменного тока с заданной начальной и конечной частотой спектра и шагом квантования формируется встроенным цифровым синтезатором DDS (Direct Digital Synthesis) (см. рис. 1), включающим в себя 27-разрядный регистр квантования фазы (Phase Accumulator). Тактовая частота на входе DDS формируется или внутренним RC-генератором (OSC) 16,776 МГц или внешним прецизионным генератором, подключаемым к выводу MCLK.

Пользователь может задавать стартовую частоту F_S , приращение частоты ΔF и число приращений n . Эти параметры загружаются в соответствующие регистры инициализации: код NF_S загружается в 24-разрядный регистр стартовой частоты RgFS, 24-разрядный код $N\Delta F$ – в регистр величины приращения частоты Rg\Delta F, а девятиразрядный код числа фиксированных частот n – в регистр Rgn.

Режимы работы конвертора задаются командами, загружаемыми в регистр управления RgC. Контроль текущего состояния конвертора осуществляется путём чтения содержимого регистра состояния RgS. Инерционность, вноси-

мая элементами измеряемой цепи, вводится в регистр задержки RgD.

При заданных значениях стартовой частоты F_S , конечной частоты F_E и числа промежуточных фиксированных частот n можно вычислить необходимое значение кодов инициализации:

$$NF_S = (F_S / (MCLK / 4)) \times 2^{27}, \quad (3)$$

$$\Delta F = \frac{(F_E - F_S)}{n}, \quad (4)$$

$$N\Delta F = (\Delta F / (MCLK / 4)) \times 2^{27}. \quad (5)$$

За период измеряемой частоты $F_i = F_S + i\Delta F$ (i изменяется от 0 до $N\Delta F$) с выхода DDS снимается m фазовых отсчётов ($m = MCLK / 4F_i$) функции $\sin(2\pi F_i t)$. Полученный цифровой код преобразуется в аналоговый синусоидальный сигнал с помощью десятиразрядного ЦАП и буферного выходного усилителя (OA). Коэффициент передачи G (1, 0,5, 0,2 или 0,1) этого усилителя можно запрограммировать. Следует отметить, что выходной усилитель, так же как и все другие узлы микросхемы, питается от однополярного источника питания 5 В или 3,3 В, следовательно, выходное синусоидальное напряжение U_{out} должно быть смещено на некоторую постоянную составляющую U_{DC} (см. таблицу 1).

Измеряемый импеданс $Z(j\omega)$ подключается между выходом U_{out} усилителя OA и входом U_{in} входного усилителя IA с передаточной функцией

$$G_{in}(j\omega) = -\frac{R_{FB}}{Z(j\omega)}, \quad (6)$$

где R_{FB} – резистор обратной связи, подключаемый пользователем между точками U_{in} и RFB.

Напряжение на выходе усилителя IA описывается выражением:

$$U_{IA} = \frac{U_{out}}{|Z(j\omega)|} R_{FB} e^{j\phi}, \quad (7)$$

где ϕ – фазовый сдвиг между напряжением U_{out} , приложенным к измеряемо-

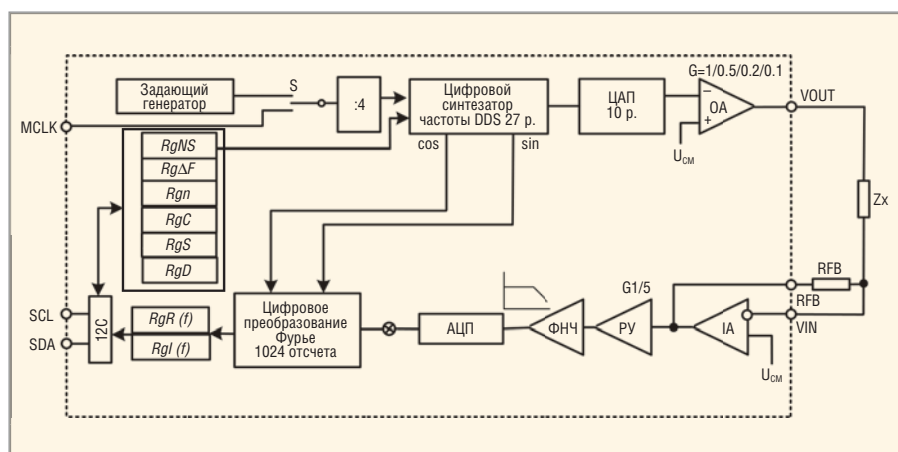


Рис. 1. Структурная схема микроконвертора

му импедансу (точка U_{in} эквипотенциально заземлена по переменному току), и током $U_{out}/Z(j\omega)$.

Напряжение U_{IA} дополнительно усиливается усилителем РУ с программно перестраиваемым коэффициентом усиления ($G = 1$ или $G = 5$), затем с помощью ФНЧ очищается от помех дискретизации и подаётся на вход 12-разрядного АЦП с частотой преобразования 1 MSPS.

Номиналы резистора R_{FB} и коэффициента усиления усилителя PGA выбираются, исходя из условия обеспечения работы АЦП в линейном диапазоне входных сигналов:

$$\frac{U_{out}}{|Z(j\omega)|} R_{FB} G < U_{DD}. \quad (8)$$

Как следует из выражения (8), напряжение, поступающее на вход АЦП, пропорционально не импедансу измеряемой цепи, а её проводимости (адмиттансу) $M = 1/Z_{изм}$.

Данные с выхода АЦП поступают на вход ЦПОС, реализующего дискретное преобразование Фурье (DFT) полученного сигнала $X(f)$ для каждой частоты выбранного частотного диапазона измерений:

$$X(f) = \sum_{n=0}^{1023} x(n)(\cos n - j \sin n), \quad (9)$$

где $x(n)$ – дискретные значения сигналов с выхода АЦП, $\sin n$ и $\cos n$ – дис-

кретные отсчёты, производимые ядром DDS.

Для каждой частоты в DDS осуществляется умножение и сложение 1024 дискретных отсчётов, получаемых от АЦП. Рассчитанные активная и реактивная составляющие адмиттанса заносятся в два 16-разрядных регистра RgR и RgI (точнее, в две пары восьмиразрядных регистров).

Считывание информации хост-контроллером осуществляется по интерфейсу I²C. По тому же интерфейсу производится загрузка регистров установки стартовой частоты RgFS, приращения частоты RgΔF и числа фиксированных частот Rgn. Кроме того, интерфейс I²C используется для загрузки управляющих команд в регистр управления RgC и считывания информации о состоянии конвертора из регистра RgS.

Дальнейшая обработка полученной информации заключается, прежде всего, в вычислении модуля комплексной величины в соответствии с выражением (1) на основе содержимого регистров RgR и RgI:

$$|M|_{изм} = \sqrt{(RgR)^2 + (RgI)^2}. \quad (10)$$

Величина $|M|_{изм} = 1/|Z|$ обратно пропорциональна модулю импеданса измеряемого комплексного сопротивления.

Для получения истинного значения импеданса необходимо учитывать ко-

эффициент передачи всего измерительного тракта, включая коэффициенты усиления усилителей ОА, IA (с учётом влияния цепей обратной связи), РУ и других узлов конвертора.

Коэффициент передачи G в соответствии с фирменными рекомендациями определяется путём калибровки устройства при помощи эталонного комплексного сопротивления $Z_{эт}$. Калибровка производится на фиксированной частоте f_0 при фиксированных значениях выходного напряжения U_{out} , коэффициента усиления РУ и значениях сопротивления резистора обратной связи RFB:

$$G = \frac{|Z_{изм_эт}|}{|Z_{эт}| |M_{изм_эт}|} = \frac{1}{|Z_{эт}| |M_{изм_эт}|}, \quad (11)$$

где $|M|_{изм_эт} = \frac{1}{|Z_{изм_эт}|}$ – модуль адмиттанса, рассчитанный по формуле (10) в процессе калибровки.

При известном коэффициенте передачи G легко вычисляется истинное значение модуля измеряемого импеданса:

$$|Z_{ист}| = \frac{1}{|M|_{изм} G}. \quad (12)$$

Естественно, что из-за неидеальности частотных свойств канала измерения коэффициент преобразования на разных частотах будет отличаться. При изменении частоты примерно на 20%

Таблица 1. Основные параметры выходного сигнала U_{out}

Диапазон G_{in}	VDD = 3,3 В		VDD = 5 В		Выходное сопротивление, Ом	Диапазон частот выходного сигнала V_{out} , кГц	Диапазон измеряемого импеданса, кОм
	Амплитуда синусоидального сигнала V_{p-p} , В	Уровень постоянной составляющей V_{DC} , В	Амплитуда синусоидального сигнала V_{p-p} , В	Уровень постоянной составляющей V_{DC} , В			
1/1	1,98	1,48	3,00	2,24	200	1*...100	1**...10000
2/0,5	0,97	0,76	1,47	1,15	2400		
3/0,2	0,383	0,310	0,58	0,47	1000		
4/01	0,198	0,173	0,30	0,26	600		

*Нижнюю границу диапазона частот можно расширить за счёт уменьшения частоты внешнего генератора MCLK.

**Допустимое минимальное значение измеряемого импеданса можно уменьшить при использовании внешнего усилителя мощности.

Таблица 2. Основные значения параметров калибровки

Диапазон измерения импеданса, кОм	V_{out} , В	G_{PGA}	$Z_{эт}$, кОм	R_{FB} , кОм	V_{DD} , В
0,1...1	2	1	0,1	0,1	3,3
1...10			1	1	
10...100			10	10	
100...1000			100	100	

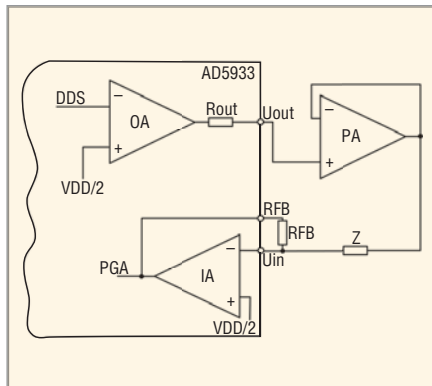


Рис. 2. Включение внешнего усилителя мощности

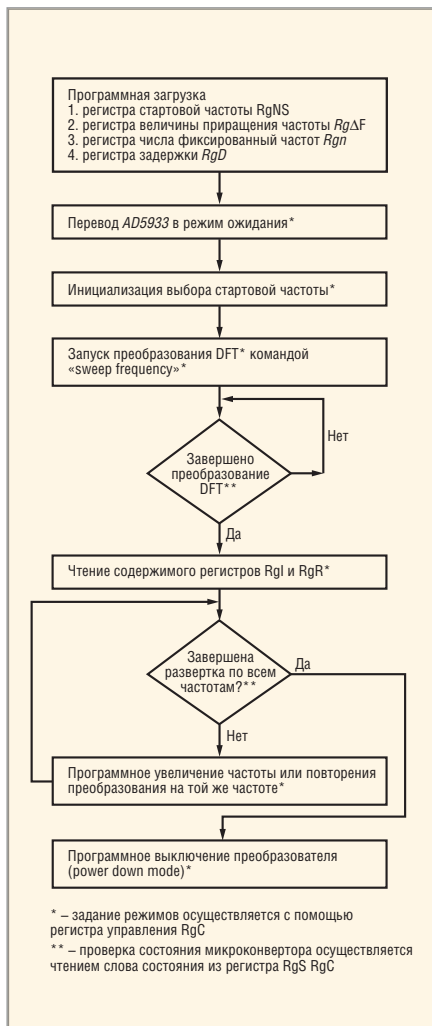


Рис. 3. Блок-схема алгоритма работы преобразователя

частотная погрешность $\delta G(f)$ составляет 0,5%. Для уменьшения этой погрешности используют калибровку на двух крайних частотах f_H и f_B , вычисляя соответственно $G(f_H)$ и $G(f_B)$ по формуле (11). Затем вычисляется относительное приращение коэффициента

$$\delta G = \frac{G(f_B) - G(f_H)}{f_B - f_H} \quad (13)$$

и значение $G(f_i)$ на каждой промежуточной частоте

$$G(f_i) = G(f_H) + \delta G(f_B - f_H). \quad (14)$$

Калибровку рекомендуется производить для каждого диапазона изменения импеданса. Значения параметров калибровки приведены в таблице 2.

По составляющим комплексной временной, хранимися в регистрах RgI и RgR, может быть рассчитан фазовый сдвиг

$$\varphi = \arctg \frac{RgI}{RgR}. \quad (15)$$

При вычислении фазы импеданса φ следует учитывать систематический дополнительный фазовый сдвиг $\varphi_{\text{сист}}$ вносимый усилителями OA, IA, PGA и фильтром LPF. Этот фазовый сдвиг может быть вычислен путём установки калибровочного резистора между выводами VOUT и VIN и расчёта фазы по формуле (15) для каждой частоты. Калибровочный резистор не вносит в систему дополнительный фазовый сдвиг, и полученное значение $\varphi_{\text{сист}}$ полностью определяется полюсами передаточной функции ИС преобразователя AD5933.

После калибровки системной фазы производится подключение цепи с неизвестным импедансом к выводам VIN и VOUT микросхемы и вычисление по формуле (15) новой фазы $\varphi_{\text{изм}}$ включающей системный фазовый сдвиг и сдвиг $\varphi_{\text{ист}}$, вносимый исследуемой цепью. Фаза неизвестного импеданса определяется по формуле:

$$\varphi_{\text{ист}} = \varphi_{\text{изм}} - \varphi_{\text{сист}}. \quad (16)$$

При определении фазового угла следует учитывать квадрант, в котором располагается вектор импеданса. Для этого необходимо учитывать знаки комплексных составляющих, записанных в регистрах RgR и RgI.

Когда найдены значения модуля импеданса $|Z_{\text{ист}}|$ и фазового угла импеданса $\varphi_{\text{ист}}$, возможно определить модуль действительной (активной) и мнимой (реактивной) составляющих импеданса путём проектирования вектора импеданса на действительную и мнимую оси.

Действительная составляющая импеданса R составляет:

$$R = |Z_{\text{ист}}| \cos \varphi_{\text{ист}}; \quad (17)$$

мнимая часть импеданса равна:

$$X = |Z_{\text{ист}}| \sin \varphi_{\text{ист}} \quad (18)$$

Очевидно, процедуру калибровки фазы и модуля импеданса можно совместить, используя в обоих случаях подключение между выводами VIN, VOUT эталонного резистора. При этом создается база коэффициентов передачи $G(f_i)$ и значений $\varphi_{\text{сист}}(f_i)$ для каждой частоты в заданном диапазоне, что позволяет исключить частотную погрешность коэффициента $G(f_i)$, возникающую при калибровке на одной частоте.

Микросхема AD5933 работает в широком диапазоне температур (-40...125°C). Температурная погрешность измерения импеданса при этом не превышает $\pm 0,75\%$ и может быть учтена путём ввода соответствующей поправки, рассчитываемой на основе показаний встроенного 14-разрядного температурного датчика.

Как следует из таблицы 1, усилитель OA, формирующий воздействующий сигнал U_{out} имеет достаточно высокое выходное сопротивление, что обуславливает зависимость коэффициента передачи от величины измеряемого импеданса. Эта зависимость будет особенно заметна в области малых значений модуля импеданса. Поэтому рекомендуется использовать внешний усилитель мощности PA (см. рис. 2), например, типа AD8531 с выходным током до 250 мА и выходным сопротивлением около 1 Ом в режиме повторителя. Усилитель PA работает в режиме усилителя тока, с единичным коэффициентом усиления по напряжению.

Последовательность операций, выполняемых конвертером, может быть задана блок-схемой алгоритма его работы (см. рис. 3). В каждой точке выбранного частотного диапазона, от момента запуска преобразования DFT до начала аналого-цифрового преобразования сигнала с выхода PGA, формируется задержка, заданная содержимым регистра RgD.

Микроконвертор может быть использован для решения различных задач прикладного и экспериментального характера. Примерами использования метода электроимпедансной спектроскопии могут служить задачи контроля резонансных датчиков, мониторинг процесса коррозии металлов, таких как алюминий, сталь и медь, мониторинг состояния тканей и крови при медицинских исследованиях.

При исследованиях коррозии металлов исследуемую цепь представляет ре-

зистор R_i , последовательно с которым соединены параллельно включенные ёмкость C и резистор R_e . Импеданс такой цепи определяется выражением:

$$Z(\omega) = R_i + \frac{R_e}{1 + j(\omega R_e C)}. \quad (19)$$

Диаграмма Найквиста (1), построенная для этого случая (см. рис. 4), наглядно показывает возможность определения по ней всех составляющих импеданса $I_B = R_B, I_H = R_i + R_e$.

Биоимпеданс (20), как правило, представляют резистором R_e , параллельно которому включена ёмкость C с последовательным резистором R_i [2]:

$$Z(\omega) = R_B + \frac{\Delta R}{1 + j(\omega\tau)^\alpha}, \quad (20)$$

где $R_B = \frac{R_e * R_i}{R_e + R_i}, R_H = R_e, \Delta R = R_H - R_e, \tau = (R_e + R_i)C$; значение α характеризует морфологию межклеточного пространства и позволяет судить о состоянии клеток.

Все указанные параметры цепи биоимпеданса можно определить по ди-

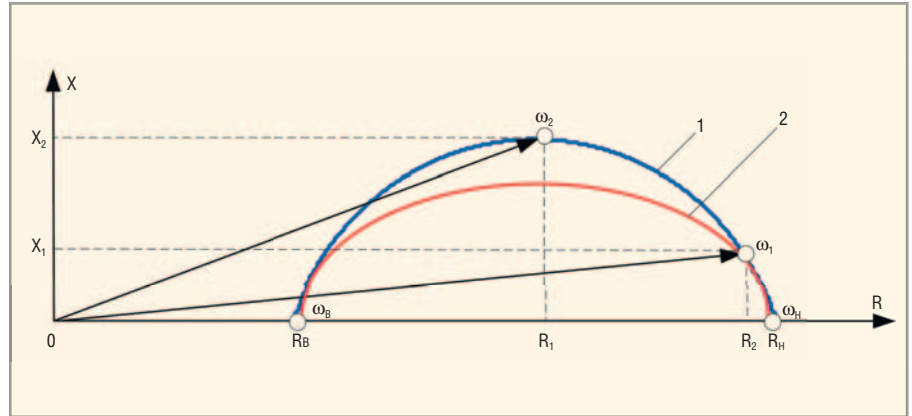


Рис. 4. Диаграммы Найквиста (1) и Коула-Коула (2)

аграмме Коула-Коула (2) ($R_B = I_B, R_H = I_H$), построенной по выражению (20) (см. рис. 4). Значение α проявляется в том, что в диаграмме Коула-Коула полусфера 1 диаграммы Найквиста отображается дугой 2.

Компактность, надёжность и низкая стоимость конвертора импеданса на базе микросхемы AD5933 позволяет достаточно легко внедрить методы электроимпедансной спектроскопии в промышленные системы сбора и обработки информации, расширяя тем самым возможности интерпретации

информации, получаемой как с существующих датчиков, так и с датчиков, специально сконструированных для таких измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Analog Devices 1MSPS, 12-bit Impedance Converter. Network Analyzer. www.analog.com.
2. Смирнов А.В., Цветков А.А., Туйкин С.А. Методы и аппаратура электроимпедансной спектроскопии. Сб. трудов 7-й научно-практической конф. «Диагностика и лечение нарушений регуляции сердечно-сосудистой системы». 2005. С. 26–30. ©