

Раздел III. Датчики и электроника

УДК 621.317

Л.К. Самойлов, Е.А. Жебрун

МЕТОДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ БИОЛОГИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ*

Рассмотрено аппаратное обеспечение микроэлектронных систем электрохимической импедансной спектроскопии (EIS) на основе биологических датчиков (БД). В данных системах итоговые заключения делаются на основании анализа характеристик БД, которые представляются в виде электрических параметров RC – двухполюсников. Для получения итоговых значений и создания удобного пользовательского интерфейса в основе таких систем стоят платформа с биологическими ячейками (БЯ) и ЭВМ со стандартным шинным интерфейсом. Обмен информацией между платформой и ЭВМ осуществляется с помощью стандартных модулей ввода-вывода. БЯ состоит из биологического датчика (БД) и модуля предварительной обработки информации (МПОИ). Статья посвящена обзору возможных вариантов построения МПОИ при низкочастотном и полосовом представлении сигнала БД. Рассмотрены возможные варианты решения данной задачи: непосредственный ввод аналогового сигнала БД; ввод в ЭВМ цифрового сигнала БД; ввод в ЭВМ аналоговых сигналов квадратурного представления сигнала БД; ввод в ЭВМ цифровых сигналов квадратурного представления сигнала БД; ввод в ЭВМ амплитуды и фазы сигнала БД. Показано, что наиболее высокие рабочие частоты БД можно получить при использовании МПОИ с выводом аналоговых квадратурных составляющих сигнала БД. Обращается внимание на использовании АЦП двойного интегрирования при создании экономичных МПОИ. Показано, что передача информации о сигнале БД в виде амплитуды и фазы позволяет использовать рабочие частоты, близкие к предельным при низких мощностях рассеивания.

Модуль обработки информации; биологический датчик; импедансная спектроскопия; субдискретизация; квадратурное представление сигнала.

L.K. Samoilov, E.A. Zhebrun

METHODS OF PRELIMINARY BIOLOGICAL SENSOR SIGNAL PROCESSING IN ELECTROCHEMICAL IMPEDANCE SPECTROSCOPY SYSTEMS

The hardware of electrochemical impedance spectroscopy (EIS) microelectronic systems is considered on the basis of biological sensors (DB). In such systems final conclusions are made on the basis of the analysis of the characteristics of BS, which are presented in the form of electrical parameters of the RC – two-poles. For final conclusions and creating a user-friendly interface at the heart of such systems there are a platform with biological cells (BC) and a personal computer (PC) with a standard bus interface. The exchange of information between the platform and the computer is done via standard input-output modules. BC consists of a biological sensor (BS) and a preliminary data processing module (PDPM). The article provides an overview of possible options for constructing PDPM when low-frequency and bandpass signal representation of the BS. Possible solutions of this problem: direct input analog BS signal; input of a digital BS signal into the PC; input of analog quadrature signal representation into the PC; input of digital quadrature signal representation into the PC; input of amplitude and phase of the signal into the PC. The article

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00122).

shows that the highest operating frequency of the BS can be obtained using PDPM with output analog quadrature components of the BS signal. The article draws attention to a double integration ADC using with the creation of efficient PDPM. It is shown that the transmission of BS signal information in the form of amplitude and phase allows using operating frequencies that are close to the limit at low power dissipation.

Data processing module; biological sensor; impedance spectroscopy; quadrature signal representation.

Введение. В настоящее время развитие биотехнологий основывается на использовании биологических датчиков (БД). Построенные на основе БД системы электрохимической импедансной спектроскопии (EIS) широко используются для обнаружения и установления концентрации искомого вещества в исследуемом растворе. Такие задачи являются основными для различных областей медицинской диагностики, криминалистики, экологического мониторинга и др.

Обобщенная структурная схема EIS приведена на рис.1.

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

БД – биологический датчик; ЦС – цифровое переменное напряжение; АС – аналоговое переменное напряжение; $AC = A_m \sin \omega_p t$ (A_m – амплитуда; $\omega_p = 2\pi f_p$, f_p – частота рабочего напряжения датчика); ФСС – формирователь служебных сигналов.

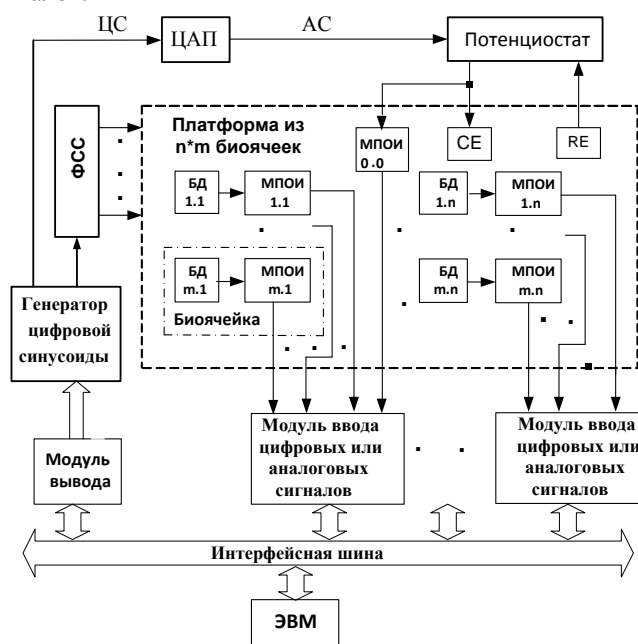


Рис. 1. Структурная схема EIS

Потенциостат – устройство, стабилизирующее амплитуду входных сигналов БД (A_m) путем воздействия на входы RE и SE датчиков; МПОИ $n*m$ – модули предварительной обработки информации выходных сигналов БД; МПОИ $0*0$ – модуль предварительной обработки информации напряжения, подаваемого на входы БД.

Система состоит из микро-ЭВМ с последовательным интерфейсом ввода – вывода, серийных модулей ввода – вывода и платформы с биологическими ячейками (БЯ) размерностью 8-16-32-64. Каждая БЯ состоит из БД и МПОИ.

БЯ платформы служат для одновременной оценки и обнаружения биомолекул: ДНК, протеина, токсина, микроорганизмов и т.п.

Платформы с БЯ могут быть выполнены по технологии CMOS процесса при максимальной рабочей частоте биологических датчиков до десятков ГГц.

В системе электрохимической импеданной спектроскопии (EIS) на БД подается постоянное (DC) и переменное (AC) напряжения, как правило, небольших величин (единицы милливольт).

Генератор цифровой синусоиды выдает цифровые значения синусоидального сигнала $A_m \sin \omega_p t$ с частотой временной дискретизации $f_o^{циф}$, которая значительно больше f_p . Переменное аналоговое напряжение с частотой f_p формируется из цифрового сигнала с помощью ЦАП.

Генератор цифровой синусоиды позволяет с помощью ФСС формировать служебные сигналы: цифровые и аналоговые исходные синусоидальные сигналы, сигналы начала измерения фазы, импульсы синхронизации работы АЦП и др., необходимые при рассматриваемых методах обработки.

Основной задачей МПОИ является подготовка выходного сигнала БД к вводу в ЭВМ для последующей обработки и представления с помощью пользовательского интерфейса итоговых значений спектроскопии.

Отдельные отсчеты аналоговых или цифровых сигналов с выхода МПОИ вводятся в ЭВМ с помощью модулей ввода [1, 2,] через интерфейсную шину с использованием протокола обмена. Отсчеты сигналов с выхода каждой БЯ берутся с временным интервалом, который определяется частотой дискретизации.

При вводе аналоговых сигналов БЯ модули ввода по команде опроса, поступающей от ЭВМ, обеспечивают временную дискретизацию, аналого-цифровое преобразование и ввод в память ЭВМ через интерфейсную шину получаемого отсчета сигнала.

При вводе цифровых сигналов БЯ модули ввода по команде опроса, поступающей от ЭВМ, обеспечивают ввод уже полученного ранее в МПОИ цифрового отсчета сигнала.

Протоколы современных интерфейсов имеют т.н. «широковещательные команды», когда по одной команде ввода внутри модуля ввода формируются импульсы циклического опроса всех входов модуля [1, 2]. Это позволяет в разгах повысить скорость ввода сигналов БЯ.

При вводе в ЭВМ сигналов БЯ почти всегда необходима дополнительная синхронизация работы ЭВМ и платформы с БЯ. Вопросы синхронизации работы отдельных модулей внутри EIS выходят за рамки настоящей работы.

Разрядность представления обрабатываемых сигналов лежит в пределах 8–12 разрядов.

Постановка задачи. Настоящая статья посвящена получению сравнительных оценок основных методов предварительной обработки информации, которые определяют базовые характеристики EIS, такие как быстродействие, погрешность и потребляемая мощность.

В системах EIS возможные рабочие частоты аналоговых сигналов БД лежат в широком диапазоне от долей Гц до нескольких десятков ГГц [3], [4].

С информационной точки зрения выходные аналоговые сигналы БД представляют собой амплитудно-модулированный ток $I_m(t) \sin(\omega_p t + \varphi)$ с низкой граничной частотой модулирующего напряжения (Ω) и небольшим коэффициентом модуляции. Процессы модуляции определяются напряжением шумов и наводок в системе EIS. Всегда $\omega_p \gg \Omega$.

На рис. 2 приведена характеристика спектральной плотности такого полосового сигнала.

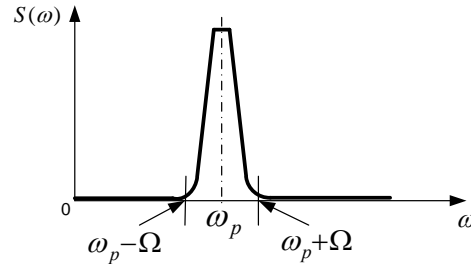


Рис. 2. Типичная характеристика спектральной плотности сигнала БД

В системе EIS при преобразовании аналогового сигнала БД в цифровой сигнал производится его временная дискретизация. При этом сигнал, частотный спектр которого изображен на рис. 2, может представляться как низкочастотный сигнал с граничной частотой $\omega_p + \Omega$ или как полосовой сигнал с центральной частотой ω_p и полосой частот, равной $2 \cdot \Omega$.

Если сигнал БД рассматривается как низкочастотный, то частота его временной дискретизации ($f_\delta^{нч}$) должна удовлетворять условиям теоремы отсчетов [5] и быть не менее

$$f_\delta^{нч} \geq 2 \cdot (f_p + F), \text{ где } F = \frac{\Omega}{2\pi}. \quad (1)$$

Реальная частота дискретизации может быть получена в результате расчета, в котором используется итерационный процесс перераспределения допустимой погрешности передачи сигнала БД между погрешностью наложения спектров и погрешностью восстановления [6].

Если учитывать только погрешность восстановления (ε), то, как показано в [5], частота дискретизации (1) должна удовлетворять условиям:

$$f_\delta^{нч} \geq (2,2\sqrt{\varepsilon}) \cdot (f_p + F). \quad (2)$$

Например, если погрешность $\varepsilon = 1\%$, то частота дискретизации должна быть в 10 раз больше частоты из условия (1).

Как отмечалось выше, выходной сигнал БД является полосовым сигналом, в котором выполняется условие $\omega_p \gg \Omega$.

Частота временной дискретизации полосового аналогового сигнала БД ($f_\delta^{пол}$) (т.н. «субдискретизации») может быть определена обобщенной теоремой Шеннона [5]:

$$f_\delta^{пол} \geq 4 \cdot F. \quad (3)$$

При выборе $f_\delta^{пол}$ по условию (3) необходимо учитывать, что отношение $\frac{f_p}{f_\delta^{пол}}$

может находиться только в определенных зонах [5].

Полосовой сигнал с центральной частотой ω_p и полосой частот, равной $2 \cdot \Omega$, может быть представлен в виде двух сигналов тремя способами (рис.3).

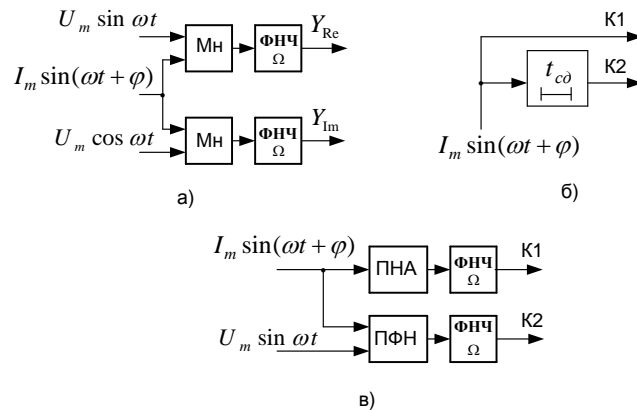


Рис. 3. Возможные методы представления полосового сигнала БД по двум каналам

В первом способе (рис. 3,а) с помощью устройств умножения двух сигналов (МН) с последующей низкочастотной фильтрацией (ФНЧ) полосовой сигнал представляется двумя ортогональными низкочастотными сигналами с граничной частотой Ω (квадратурные составляющие) [7]. Частота временной дискретизации каждого из квадратурных сигналов ($f_{\delta}^{кв}$) должна удовлетворять условию обобщенной теоремы отсчетов [5]:

$$f_{\delta}^{кв} \geq 2 \cdot F. \quad (4)$$

Во втором способе представления полосового сигнала (рис. 3б) используется преобразование Гильберта [5, 7]. Исходный полосовой сигнал (K1) во втором канале (K2) сдвинут во времени на четверть такта рабочей частоты f_p :

$$t_{cd} = \frac{0,25}{f_p}. \quad (5)$$

Второй способ представления также называется «дискретизацией второго порядка» [5, 7]. Полосовые сигналы K1 и K2 проходят временную дискретизацию с частотой (4).

Временные отсчеты квадратурных составляющих полосового сигнала (рис. 3,а) могут быть получены из сигналов, являющихся результатом дискретизации второго порядка при соответствующем выборе t_{cd} [8].

Рабочая частота f_p является известной величиной, поэтому параметры выходного сигнала БД можно передать в ЭВМ для последующей обработки по двум каналам с помощью вычисления его амплитуды и фазы (рис. 3,в).

Амплитуда вычисляется измерительным преобразователем напряжение – амплитуда (ПНА), а фаза вычисляется измерительным преобразователем фаза – напряжение (ПФН). Граничные частоты сигналов на выходах этих преобразователей не превышают частоту Ω .

МПОИ могут также характеризоваться допустимой погрешностью, потребляемой мощностью, возможностью миниатюризации, использованием унифицированных элементов и устройств.

В работе проводится анализ возможных вариантов построения МПОИ, имеющих на выходе:

- ◆ аналоговый низкочастотный сигнал БД;
- ◆ цифровой низкочастотный сигнал БД;

- ◆ аналого-дискретную выборку полосового сигнала БД после субдискретизации;
- ◆ аналого-дискретные выборки полосового сигнала БД после дискретизации второго порядка;
- ◆ аналоговые квадратурные составляющие сигнала БД;
- ◆ цифровые квадратурные составляющие сигнала БД;
- ◆ амплитуду и фазу сигнала БД.

Полученные результаты позволяют провести сравнение существующих и предлагаемых методов в большей части диапазона рабочих частот современных БД.

МПОИ с выводом аналогового сигнала БД. Выходным сигналом БД является ток, величина которого лежит в пределах единиц и долей микроампер. Поэтому первым каскадом МПОИ любого типа всегда является измерительный преобразователь ток – напряжение (ПТН).

В общем случае МПОИ при непосредственном вводе сигнала БД в ЭВМ может состоять из четырех блоков, изображенных на рис. 4: ПТН; унифицирующий преобразователь (УП); аналоговое запоминающее устройство (АЗУ).

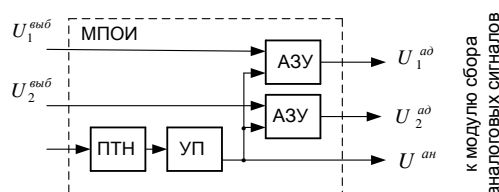


Рис. 4. Структурная схема МПОИ при вводе в ЭВМ аналогового сигнала БД

УП масштабирует выходное напряжение ПТН до унифицированных значений, определяемых модулем сбора аналоговых сигналов.

Современные модули ввода аналоговых сигналов [1, 2] иногда имеют в своем составе программируемые операционные усилители, которые могут нормировать величину напряжения на входе АЦП модуля, что позволяет работать без УП.

Но если выходное напряжение ПТН будет иметь малую величину, то это может снизить помехоустойчивость EIS при передаче информации по платформе на вход модуля ввода. УП в этом случае может также играть роль передатчика аналогового сигнала.

Стандартный режим работы протоколов обмена является асинхронным, что не позволяет точно фиксировать моменты дискретизации сигнала БД платформы по командам из ЭВМ. Это может быть причиной дополнительных погрешностей при временной дискретизации вводимых сигналов $U^{ан}$ с рабочей частотой f_p выше десятков Гц.

Для точного временного согласования сигналов БД при дискретизации используют АЗУ, которые по сигналам управления ($U_1^{ввб}$), ($U_2^{ввб}$) из ФСС производят запоминание значения отсчета аналогового сигнала на время ввода его в ЭВМ.

Постановка АЗУ позволяет снизить требования на режим синхронизации работы платформы и ЭВМ.

Точность временной выборки сигнала с использованием АЗУ характеризуется таким параметром как «частота дрожания фронта» [14]. Современные микросхемы АЗУ имеют частоту дрожания фронта в районе $4 \div 6$ ГГц.

При использовании рассмотренных ранее методов временной дискретизации полосовых сигналов МПОИ (рис.4) обеспечивает на выходах:

- ◆ U^{an} : аналоговый сигнал с f_p ;
- ◆ U_1^{ad} : аналого-дискретный низкочастотный сигнал с частотой дискретизации f_o^{nc} (2) или полосовой сигнал с частотой дискретизации f_o^{nol} (3);
- ◆ U_1^{ad} и U_2^{ad} : аналого-дискретные полосовые сигналы после дискретизации второго порядка с частотой f_o^{ks} (4).

Рассматриваемые МПОИ имеют минимальные значения приведенных погрешностей (0,01÷0,1%), вносимых в передаваемый сигнал.

Достоинством метода непосредственного ввода аналогового сигнала БД в ЭВМ является небольшая мощность рассеивания (единицы и доли мВт), что в ряде случаев может иметь решающее значение.

Быстродействие стандартных интерфейсов определяется скоростью работы интерфейсных шин и протоколов обмена. Например, интерфейсная шина RS-485 с протоколом обмена ProfiBus DP или ModBus может обеспечить скорость обработки (ввод в ЭВМ одного отсчета продискретизированного по времени аналогового сигнала) в 14 кГц ÷ 1 МГц в зависимости от длины линий связи [1, 2].

Тогда максимально допустимые рабочие частоты одного БД при непосредственном вводе в соответствии с (2) будут равны:

- ◆ при асинхронном вводе $f_p^{ac} \leq 20 \text{ Гц}$; обратим внимание, что f_p^{don} не уменьшается при увеличении числа БЯ на платформе;
- ◆ при синхронном вводе низкочастотного сигнала $f_p^{chn} \leq (0,7 \div 5) \text{ кГц}$;
- ◆ при синхронном вводе полосового сигнала $f_p^{cni} \leq (14 \div 1000) \text{ кГц}$.

При увеличении числа БЯ платформы частоты f_p^{chn} и f_p^{cni} пропорционально уменьшаются.

МПОИ с выводом цифрового сигнала БД. Переход на цифровой выходной сигнал МПОИ связан с необходимостью обработки сигналов БД с большей рабочей частотой.

Ниже в табл. 1 приводится таблица характеристик трех модулей ввода цифровых сигналов.

Таблица 1

№	Наименование модуля	Макс. частота ввода на 1 порт	Источник
1	QMBox- 92	6МГц	[9]
2	LA – 48DPCI	1МГц	[10]
3	NIcDAQ - 9188	10МГц	[11]

Как видно из табл. 1, модули ввода параллельного цифрового сигнала работают с частотами ввода, которые примерно на один - два порядка выше скоростей ввода аналогового сигнала.

При вводе цифрового сигнала возможен только синхронный ввод информации в ЭВМ.

Тогда максимально допустимые рабочие частоты одного БД при непосредственном вводе в соответствии с (2) будут равны:

- ◆ при вводе низкочастотного сигнала $f_p^{chn} \leq (0,5 \div 1) \text{ МГц}$;
- ◆ при синхронном вводе полосового сигнала $f_p^{cni} \leq (5 \div 10) \text{ МГц}$.

При увеличении числа БЯ платформы частоты $f_p^{снч}$ и $f_p^{спл}$ пропорционально уменьшаются.

В каждом МПОИ в этом случае располагается АЦП (рис. 5).

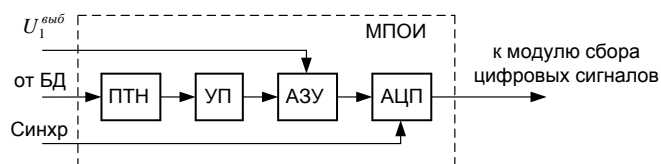


Рис. 5. Структурная схема МПОИ при вводе цифрового сигнала БД

Импульсы синхронизации и выборки поступают в МПОИ из ФСС.

Скорость работы параллельных АЦП при таких рабочих частотах может достигать 10 МГц.

Параллельные АЦП при таких рабочих частотах преобразования представляют собой достаточно сложные устройства, занимающие много места на кристалле и потребляющие мощность в сотни мВт, что затрудняет их использование в отдельных вариантах EIS.

Среди последовательных АЦП можно выделить следящие АЦП и АЦП двойного интегрирования (АЦПДИ) [12].

АЦПДИ имеют существенные преимущества при работе с сигналами БД по таким параметрам как скорость и потребляемая мощность.

Первый каскад АЦПДИ имеет токовый вход, что позволяет обойтись без ПТН и УП (рис. 5). Современные операционные усилители, на основе которых строятся интеграторы АЦПДИ, имеют частоты единичного усиления в области единиц ГГц. Это позволяет, с учетом возможностей быстродействующих счетчиков, получать частоты дискретизации сигналов БД в области сотен кГц [13].

МПОИ с выводом аналоговых квадратурных составляющих сигналов БД. Как отмечалось ранее, полосовой сигнал БД лучше передавать с использованием квадратурного представления [5, 7, 8].

В этом случае полосовой сигнал с выхода БД представляется двумя низкочастотными сигналами, которые получаются в результате двух операций умножения с последующей низкочастотной фильтрацией. Такие устройства называются комплексными демодуляторами (КД). Структурная схема МПОИ на основе КМ для получения квадратурных составляющих сигнала БД (Y_{Re} и Y_{Im}) представлена на рис. 6.

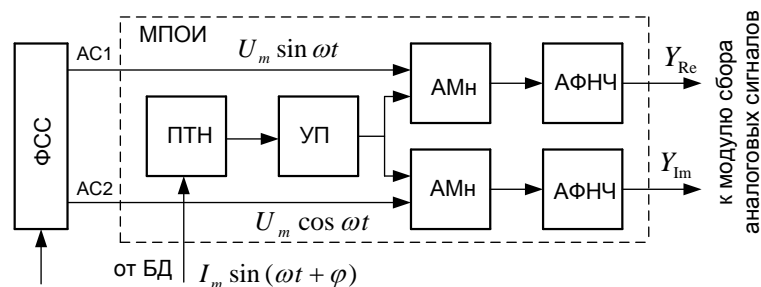


Рис. 6. Структурная схема МПОИ с выводом аналоговых квадратурных составляющих сигнала БД

На этой структурной схеме : АМн – аналоговое устройство умножения; АФНЧ – аналоговый фильтр нижних частот; АС1и АС2 – аналоговые сигналы.

Напряжения на выходах АМн могут быть представлены в виде:

$$I_m \sin(\alpha t + \varphi) \cdot U_m \sin(\alpha t) = \frac{I_m \cdot U_m}{2} \cos(\varphi) - \frac{I_m \cdot U_m}{2} \cos(2\alpha t + \varphi), \quad (9)$$

$$I_m \sin(\alpha t + \varphi) \cdot U_m \cos(\alpha t) = \frac{I_m \cdot U_m}{2} \sin(\varphi) - \frac{I_m \cdot U_m}{2} \sin(2\alpha t + \varphi). \quad (10)$$

После фильтрации высокочастотных составляющих получим:

$$\frac{I_m}{U_m} \cos(\varphi) = Y_{Re}, \quad (11)$$

$$\frac{I_m}{U_m} \sin(\varphi) = Y_{Im}. \quad (12)$$

При выводе формул (11), (12) принималось во внимание, что амплитуда U_m является постоянной величиной и может быть учтена в виде коэффициента.

Для систем EIS использование квадратурных составляющих дает дополнительные преимущества: фактически квадратурные составляющие Y_{Re} и Y_{Im} определяют параметры БД, что уменьшает объем вычислений в ЭВМ.

Сложность применения таких модулей лежит в создании аналоговых устройств умножения при всех сочетаниях входных напряжений (четырёхквadrантных перемножителей), работающих в требуемом динамическом диапазоне с заданной полосой обрабатываемых сигналов при ограничениях на потребляемую мощность.

Существуют микросхемы аналоговых умножителей (AD534, AD834) и аналоговых КД (AD8347, AD8348) [14], [15]. Диапазон рабочих частот этих микросхем достигает единиц ГГц при мощностях рассеивания в сотни мВт и погрешностях выходных сигналов в доли процента.

Использование приведенных выше микросхем в системах EIS наталкивается на трудности отвода тепла и их размещения в непосредственной близости к БД.

Разработка специализированных микросхем МПОИ на основе аналоговых КД, совмещенных с БД, позволяет снизить рассеиваемую мощность. Это связано с тем, что аналоговые КД для систем EIS могут иметь меньший динамический диапазон обрабатываемых сигналов и допускают работу с большими погрешностями. По данным, приведенным в [16, 17], специализированные микросхемы КД имеют мощность рассеивания в пределах 0 мВт при рабочих частотах до 50 МГц и 120 мВт при рабочих частотах до 50 ГГц.

Граничные частоты выходных сигналов МПОИ в рассматриваемом случае определяются полосой сигнала БД (Ω). Ввод таких сигналов в ЭВМ с помощью стандартных модулей ввода аналоговых сигналов не представляет сложностей ни по скорости ввода ни по количеству вводимых сигналов, несмотря на то, что каждый БД определяется двумя сигналами. Это является несомненным преимуществом МПОИ с выводом аналоговых квадратурных составляющих сигнала БД.

Выше отмечалось, что дискретно-аналоговые квадратурные составляющие (рис. 6) могут быть получены из сигналов БД после квадратурной дискретизации (рис. 4). Сравнивая структурные схемы МПОИ двух вариантов, можно отдать предпочтение варианту, изображенному на рис.4, у которого объем оборудования и потребляемая мощность на порядок меньше.

Но в МПОИ, изображенном на рис.6, производится дискретизация сигнала с граничной частотой Ω , а при дискретизации второго порядка (рис.4) временная дискретизация происходит на рабочей частоте ω_p . Так как $\omega_p \gg \Omega$, то преимущества МПОИ, изображенном на рис. 4, будут сохраняться при $(10 \div 20) \text{ МГц} \leq f_p$.

МПОИ с выводом цифровых квадратурных составляющих сигналов БД. Начальным мотивом перехода на цифровые квадратурные составляющие является возможность использования цифровых устройств (умножения, фильтрации), которые потребляют меньшую мощность, чем аналоговые, и обладают помехозащищенностью. Также при рассмотрении МПОИ с выводом цифрового сигнала БД отмечалось, что целью перехода на цифровой выходной сигнал является использование более быстродействующего интерфейса ЭВМ для ввода цифровых сигналов.

Возможная структура МПОИ с выводом цифровых квадратурных составляющих приведена на рис. 7.

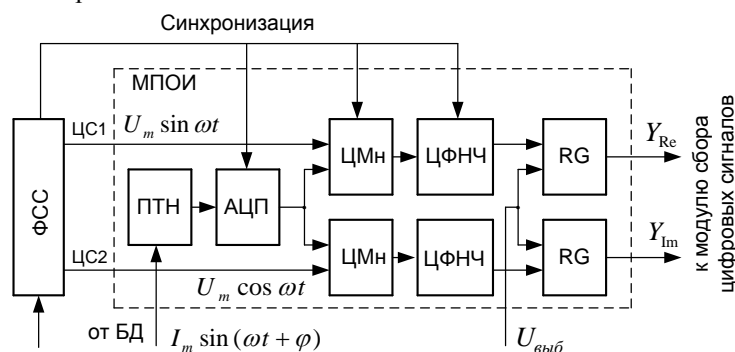


Рис. 7. Структурная схема МПОИ с выводом цифровых квадратурных составляющих сигнала БД

На этой структурной схеме: ЦМн – цифровое устройство умножения; ЦФНЧ – цифровой фильтр нижних частот; RG – регистры для запоминания значений цифровых квадратур на время ввода в ЭВМ; ЦС1 и ЦС2 – цифровые сигналы.

Допустимая частота сигнала БД, работающего с данным типом МПОИ, будет зависеть от скорости работы АЦП. Существующие параллельные АЦП со скоростью преобразования в 100 МГц могут участвовать в обработке сигналов, частота которых, согласно (2), не более $(10 \div 20) \text{ МГц}$.

Это говорит о том, что реальные частоты работы БД при использовании МПОИ с ЦМн на 2-3 порядка меньше, чем у МПОИ с использованием АМн.

Мощности, рассеиваемые быстродействующими АЦП, достигают единиц Вт, что существенно ограничивает их использование в системах EIS.

Кроме этого, выше отмечалось, что в МПОИ с выводом квадратурных составляющих скорость ввода сигналов в ЭВМ в большинстве случаев не является ограничивающим фактором.

Все это позволяет сделать вывод о том, что МПОИ с аналоговыми КД в большинстве случаев обладают преимуществами перед МПОИ с цифровыми КД.

Но в отдельных случаях, при конструктивных ограничениях и ограничениях на мощность рассеивания МПОИ с цифровыми КД находят применение. В таких цифровых КД используют так называемые умножающие АЦП, в которых совмещаются операции преобразования одного аналогового сигнала в цифровой сигнал с умножением его на второй цифровой сигнал [18], [19]. В основе умножающих АЦП чаще всего используют АЦПДИ.

На рис. 8 приведена структурная схема КД на основе умножающих АЦП.

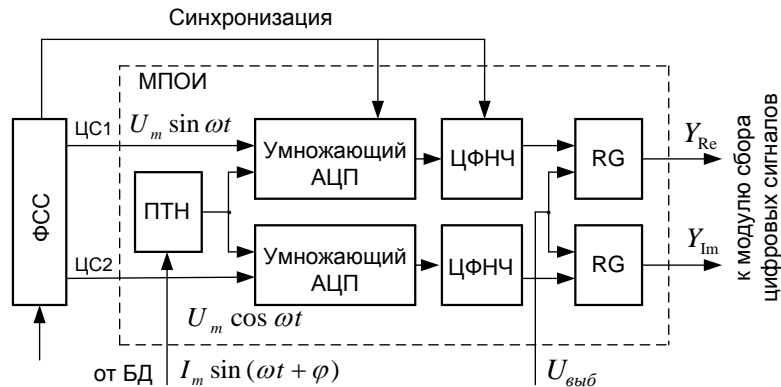


Рис. 8. Структурная схема МПОИ с использованием умножающих АЦП

МПОИ такого типа могут обрабатывать сигналы БД с максимальной частотой f_p в десятки кГц при рассеиваемых мощностях в единицы мВт.

МПОИ с выдачей информации об амплитуде и фазе выходного сигнала БД. Как видно из формул (11), (12), для вычисления квадратурных составляющих сигнала БД необходимо иметь амплитуду ($U_{ам}$) и фазу ($U_{ф}$) рабочего сигнала.

Напряжения $U_{ам}$ и $U_{ф}$ являются низкочастотными сигналами, граничная частота которых мала и определяется величиной Ω .

Как отмечалось выше, ввод таких сигналов в ЭВМ не представляет сложностей. Структурная схема МПОИ с выдачей информации об амплитуде и фазе выходного сигнала БД приведена на рис. 9.

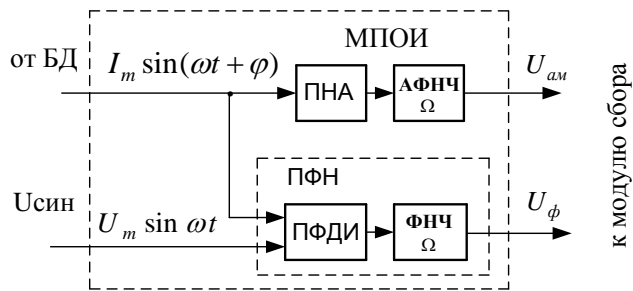


Рис. 9. Структурная схема МПОИ с выдачей информации об амплитуде и фазе выходного сигнала БД

На рис. 9 ПФДИ – преобразователь фазы в длительность импульса.

Амплитуда рабочего сигнала датчика в ПНА может быть получена с помощью т.н. пикового детектора (ПД), в котором фиксируется и запоминается максимальное значение входного напряжения за время наблюдения (например, в АЗУ). Алгоритм работы ПД требует периодического очищения ячейки памяти по управляющему служебному сигналу. АФНЧ служит для сглаживания возможных перепадов выходного напряжения ПД.

Если выходной сигнал БД имеет небольшие нелинейные искажения, то его амплитуду можно вычислить путем двухполупериодного выпрямления с последующим получением среднего значения с помощью АФНЧ [12, 14] с небольшими аппаратными затратами при максимальных рабочих частотах до десятков ГГц.

Как известно, среднее значение синусоидального напряжения при двухполупериодном выпрямлении связано с амплитудой соотношением

$$U_{ам} = 1,11 \cdot U_{ам}^{cp}. \quad (13)$$

На структурной схеме ПФДИ, изображенной на рис. 10, аналоговый сигнал БД и напряжение из ФСС преобразовываются в прямоугольные импульсы и затем проходят обработку в логической схеме сумматора по модулю 2 [20].

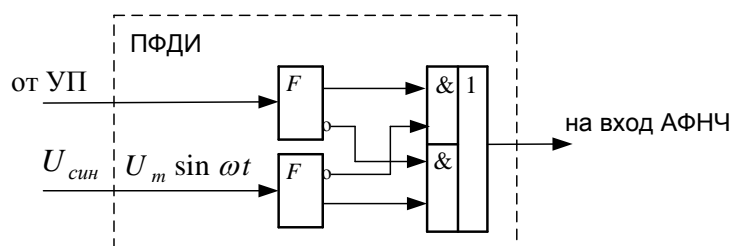


Рис. 10. Структурная схема ПФДИ на основе сумматора по модулю 2

Напряжение с выхода ПФДИ схемы рис. 10 подается на вход АФНЧ, на выходе которого будет аналоговый сигнал, пропорциональный фазе сигнала БД.

Фаза сигнала БД может быть получена в виде цифровых отсчетов.

Структурная схема МПОИ для этого варианта приведена на рис. 11.

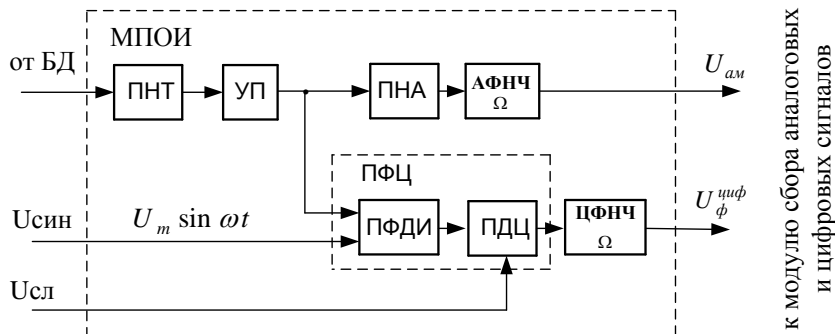


Рис. 11. Структурная схема МПОИ с цифровыми отсчетами фазы сигнала БД

В преобразователе фазы сигнала в цифру (ПФЦ) ПФДИ добавляется преобразователь длительности импульсов в цифру (ПДЦ).

Этот преобразователь представляет собой счетчик, который подсчитывает служебные импульсы ($U_{сл}$) в течении временного интервала, пропорционального фазе. Полученные цифровые отсчеты фазы усредняются с помощью цифрового фильтра (ЦФНЧ).

По данным, приведенным в [21], системы EIS, использующие измерение фазы, могут работать при максимальных рабочих частотах БД до 8 ГГц.

Таблица 1

№	Выходной сигнал МПОИ	Номер рисунка структур. схемы МПОИ	Предельная рабочая частота БД при $n \times m = 1$	Потребляемая мощность одного МПОИ (мВт)	Источник информации
1	Низкочастотный аналоговый (асинхронный ввод)	Рис. 4	20 Гц	1 ÷ 2	[1, 2]
2	Низкочастотный аналоговый (синхронный ввод)	Рис. 4	$(0,7 \div 5) \text{ кГц}$	1 ÷ 2	[1, 2]
2	Низкочастотный цифровой	Рис. 5	$< 10 \text{ мГц}$	500 ÷ 1000	[9–14]
3	Полосовой аналого-дискретный (субдискретизация)	Рис. 4	$< 10 \text{ мГц}$	3 ÷ 4	[5, 7, 8, 14]
4	Полосовой аналого-дискретный (дискретизация второго порядка)	Рис. 4	$< 10 \text{ мГц}$	3 ÷ 4	[5, 7, 8], 14]
5	Полосовой аналоговый (квадратурные составляющие)	Рис. 6	$< 50 \text{ ГГц}$	50 ÷ 100	[14–17]
6	Полосовой цифровой (квадратурные составляющие)	Рис. 7, 8	$< 10 \text{ мГц}$	1 ÷ 2	[18, 19]
7	Полосовой аналоговый (амплитуда и фаза)	Рис. 9	8 ГГц	1 ÷ 2	Расчет
8	Полосовой аналоговый (амплитуда) и цифровой (фаза)	Рис. 10	2 ГГц	1 ÷ 2	Расчет

Основные выводы. Проведенный анализ позволяет утверждать, что модули предварительной обработки информации в основном определяют базовые характеристики ЕИС.

Если сигнал БД представляется как низкочастотный, то МПОИ с цифровым выходом могут использоваться с БД, имеющими рабочие частоты до 10 МГц. Синхронный ввод сигнала МПОИ с аналоговым выходом уменьшает предельные рабочие частоты БД на 1–2 порядка.

Использование свойств полосового сигнала БД (субдискретизация, дискретизация второго порядка) потенциально может обеспечить высокие рабочие частоты за счет существенного уменьшения частоты дискретизации, которая определяется полосой сигнала БД. Но сам процесс временной дискретизации и дополнительные преобразования сигнала происходят на рабочей частоте, что не позволяет достичь теоретически ожидаемых результатов в МПОИ этого типа.

Наиболее высокие рабочие частоты можно получить в МПОИ с использованием комплексных демодуляторов и выводом аналоговых квадратурных составляющих сигнала БД.

МПОИ с использованием комплексных демодуляторов и выводом цифровых квадратурных составляющих сигнала БД не имеют таких высоких рабочих частот.

Использование в МПОИ с цифровым выходом (как при низкочастотном, так и при полосовом представлении сигнала БД) АЦП двойного интегрирования позволяет получать минимальные мощности рассеивания.

Передача информации о сигнале БД в виде амплитуды и фазы позволяет использовать рабочие частоты, близкие к предельным при низких мощностях рассеивания.

Произведённый сравнительный анализ вариантов позволяет выбрать оптимальную архитектуру системы импедансной спектроскопии в рамках конкретной задачи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Парк Дж., Маккей С.* Сбор данных в системах контроля и управления. Практическое руководство. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2006. – 504 с.
2. *Денисенко В.В.* Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 608 с.
3. *Li L-D, Zhao H-T, Chen Z-B, Mu X-J, Guo L.* Aptamer biosensor for label-free impedance spectroscopy detection of thrombin based on gold nanoparticles // *Sensors and Actuators: B Chemical*. – 2011. – Vol. 157. – P. 189-194.
4. *Ensaifi A.A., Amini M., Rezaei B., Talebi M.* A novel diagnostic biosensor for distinguishing immunoglobulin mutated and unmutated types of chronic lymphocytic leukemia // *Biosensors and Bioelectronics*. – 2016. – No. 7. – P. 409-415.
5. *Макс Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т. Т. 1. – М.: Мир, 1983. – 312 с.
6. *Самойлов Л.К.* Ввод – вывод аналоговых сигналов в системах управления и контроля. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015. – 264 с. ISBN 978–5–9275–1692–6.
7. *Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н.* Теоретические основы радиотехники: учеб. пособие / под ред. В.Н. Ушакова. – 2-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2008.
8. *Николаев С.В.* О получении квадратурных составляющих с помощью дискретизации второго порядка // В кн.: «Системы сбора и обработки измерительной информации». – Таганрог, 1982. – Вып. 4. – С. 21-27.
9. Комбинированные устройства ввода-вывода. – URL: <http://www.r-technology.ru> (дата обращения: 27.06.16).
10. Устройство цифрового ввода/вывода на 48 разрядов. – URL: <http://www.rudshel.ru> (дата обращения: 27.06.16).
11. CompactDAQ system. – URL: ni.com/manuals (дата обращения: 27.06.16).
12. *Орнатский П.П.* Автоматические измерения и приборы: учеб. для вузов. – 4-е изд. – Киев: Вища школа, 1980. – 560 с.
13. *Жебрин Е.А.* АЦП импульсно-потенциального типа в КМОП-базисе для смешанных СнК // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012: Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 356-361.
14. *Тутце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. – М.: ДМК Пресс, 2008.
15. *Голуб В.* Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. – 2003. – № 3.
16. *Prada J., Vega-Castillo P., Krautschneider W.* Design of a Wide Tuning-Range CMOS 130-nm Quadrature VCO for Cell Impedance Spectroscopy // *6th IEEE Germany Student Conference Proceedings, Hamburg, 2015*. – P. 7-12.
17. *Jun – Chau Chien, Mekhail Anwar, Ern – Chia Yen, Luke P. Lee, Ali M. Niknejad.* A 1-50 GHz Dielectric Spectroscopy Biosensor with Integrated Receiver Front-end in 65nm CMOS // *Proc. IEEE MTT-S Dig.*, Jun 2013. – P. 1-4.
18. *Jafari H., Soleymani L., and Genov R.* 16-Channel CMOS Impedance Spectroscopy DNA Analyzer With Dual-Slope Multiplying ADCs // *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*. – Oct. 2012. – Vol. 6, No. 5. – P. 468-478.
19. *Yang A., Jadhav S.R., Worden R.M., and Mason A.J.* Compact low-power impedance-to-digital converter for sensor array microsystems // *IEEE J. Solid-State Circuits*. – 2009. – Vol. 44, No. 10. – P. 2844-2855.

20. *Чмых М.К.* Цифровая фазометрия. – М.: Радио и связь, 1993. – 184 с.
 21. *Helmy A.A. and Entesari K.* A 1 – to – 8 GHz miniaturized dielectric spectroscopy system for chemical sensing // *IEEE MTT-S int. Microw. Symp.*, Jun. 2012. – P. 493-495.

REFERENCES

1. *Park Dzh., Makkey S.* Sbor dannykh v sistemakh kontrolya i upravleniya. Prakticheskoe rukovodstvo [Data collection systems monitoring and control. A practical guide]. Moscow: ООО «Группа IDT», 2006, 504 p.
2. *Denisenko V.V.* Komp'yuternoe upravlenie tekhnologicheskim protsessom, eksperimentom, oborudovaniem [Computer control of process, experiment, equipment]. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2009, 608 p.
3. *Li L-D, Zhao H-T, Chen Z-B, Mu X-J, Guo L.* Aptamer biosensor for label-free impedance spectroscopy detection of thrombin based on gold nanoparticles, *Sensors and Actuators: B Chemical*, 2011, Vol. 157, pp. 189-194.
4. *Ensafi A.A., Amini M., Rezaei B., Talebi M.* A novel diagnostic biosensor for distinguishing immunoglobulin mutated and unmutated types of chronic lymphocytic leukemia, *Biosensors and Bioelectronics*, 2016, No. 7, pp. 409-415.
5. *Maks Zh.* Metody i tekhnika obrabotki signalov pri fizicheskikh izmereniyakh [Methods and technology of signal processing at physical measurements]: In 2nd vol. Vol. 1. Moscow: Mir, 1983, 312 p.
6. *Samoylov L.K.* Vvod – vyvod analogovykh signalov v sistemakh upravleniya i kontrolya [Input – output analog signals in the systems of management and control]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2015, 264 p. ISBN 978–5–9275–1692–6.
7. *Ivanov M.T., Sergienko A.B., Ushakov V.N.* Teoreticheskie osnovy radiotekhniki: ucheb. posobie [Theoretical fundamentals of radio engineering: textbook], ed. by V.N. Ushakova. 2nd ed. Moscow: Vyssh. shk., 2008.
8. *Nikolaev S.V.* O poluchenii kvadraturnykh sostavlyayushchikh s pomoshch'yu diskretizatsii vtorogo poryadka [About obtaining quadrature components with a sample rate of the second order], *V kn.: «Sistemy sbora i obrabotki izmeritel'noy informatsii»* [In the book "the System of collecting and processing the measurement information"]. Taganrog, 1982, Issue 4, pp. 21-27.
9. Kombinirovannye ustroystva vvoda-vyvoda [Combination devices input/output.]. Available at: <http://www.r-technology.ru> (accessed 27 Jun 16).
10. Ustroystvo tsifrovogo vvoda/vyvoda na 48 razryadov [Device digital I/o on 48 bits]. Available at: <http://www.rudshel.ru> (accessed 27 Jun 16).
11. CompactDAQ system. Available at: ni.com/manuals (accessed 27 Jun 16).
12. *Ornatskiy P.P.* Avtomaticheskie izmereniya i pribory: ucheb. dlya vuzov [Automatic measurement and devices: textbook for universities]. 4th ed. Kiev: Visha shkola, 1980, 560 p.
13. *Zhebrun E.A.* ATsP impul'sno-potentsial'nogo tipa v KMOP-bazise dlya smeshannykh SnK [ADC pulse-type potential in the mos baseline for mixed SOC], *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem – 2012: Sbornik trudov* [Problems of development of perspective micro- and nanoelectronic systems – 2012: Collection of articles], ed. by A.L. Stempkovskogo. Moscow: IPPM RAN, 2012, pp. 356-361.
14. *Tittse U., Shenk K.* Poluprovodnikovaya skhemotekhnika [Semiconductor circuitry]. Moscow: DMK Press, 2008.
15. *Golub V.* Kvadraturnye modulyatory i demodulyatory v sistemakh radiosvyazi [Quadrature modulators and demodulators in the radio communication systems], *Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes* [Electronics: Science, Technology, Business], 2003, No. 3.
16. *Prada J., Vega-Castillo P., Krautschneider W.* Design of a Wide Tuning-Range CMOS 130-nm Quadrature VCO for Cell Impedance Spectroscopy, *6th IEEE Germany Student Conference Proceedings, Hamburg, 2015*, pp. 7-12.
17. *Jun – Chau Chien, Mekhail Anwar, Ern – Chia Yen, Luke P. Lee, Ali M. Niknejad.* A 1-50 GHz Dielectric Spectroscopy Biosensor with Integrated Receiver Front-end in 65nm CMOS, *Proc. IEEE MTT-S Dig.*, Jun 2013, pp. 1-4.
18. *Jafari H., Soleymani L., and Genov R.* 16-Channel CMOS Impedance Spectroscopy DNA Analyzer With Dual-Slope Multiplying ADCs, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Oct. 2012, Vol. 6, No. 5, pp. 468-478.

19. Yang A., Jadhav S.R., Worden R.M., and Mason A.J. Compact low-power impedance-to-digital converter for sensor array Microsystems, *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2009, Vol. 44, No. 10, pp. 2844-2855.
20. Chmykh M.K. Tsifrovaya fazometriya [Digital fotometriya]. Moscow: Radio i svyaz', 1993, 184 p.
21. Helmy A.A. and Entesari K. A 1 – to – 8 GHz miniaturized dielectric spectroscopy system for chemical sensing, *IEEE MTT-S int. Microw. Symp., Jun. 2012*, pp. 493-495.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

Самойлов Леонтий Константинович – Южный федеральный университет; e-mail: lksamoilov@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел./факс: 88634371638; д.т.н.; кафедра информационных измерительных технологий и систем; профессор.

Жебрун Евгений Андреевич – e-mail: jackjk@mail.ru; тел./факс: 89614038879; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

Samoilov Leontii Konstantionovich – South Federal University; e-mail: lksamoilov@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371638; dr. of eng. sc.; professor.

Zhebrun Evgeniy Andreevich – e-mail: jackjk@mail.ru; the department of automatic control systems; postgraduate student.

УДК 621.375

В.Я. Югай, А.В. Бугакова, И.В. Пахомов, А.И. Серебряков

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДАТЧИКОВЫХ СИСТЕМ*

Рассматриваются новые параметрические и схемотехнические приемы повышения коэффициента ослабления входного синфазного сигнала ($K_{ос.сф}$) в мультидифференциальных (МОУ) и инструментальных усилителях (ИУ) датчиковых систем. Обязательное введение относительно высокоомного резистора местной отрицательной обратной связи во входные дифференциальные каскады (ДК) МОУ существенно ухудшает ослабление синфазных сигналов в ИУ на его основе. В этой связи необходимы специальные схемотехнические решения входных ДК МОУ, обеспечивающие повышенные значения $K_{ос.сф}$. Установлена взаимосвязь между диапазоном линейной работы входных каскадов МОУ, который должен достигать величины $1 \div 3$ В, и коэффициентом $K_{ос.сф}$. Показано, что в классическом МОУ возможно выполнение условий взаимной компенсации одной из составляющих $K_{ос.сф}$, связанной с сопротивлением коллекторных переходов входных транзисторов и транзисторов источников опорного тока. Если обеспечить определенные параметрические условия, то $K_{ос.сф}$ МОУ будет определяться только коэффициентами внутренней обратной связи входных активных элементов. Получены уравнения, показывающие, что численные значения $K_{ос.сф}$ зависят от напряжений Эрли входных транзисторов ДК, определяются также уровнями их статического напряжения коллектор-база. Для минимизации систематической составляющей $K_{ос.сф}$, связанной с внутренней обратной связью в транзисторах, необходимо выбирать у них одинаковые статические режимы. Особенно это актуально в каскадах с токовыми зеркалами, где разность напряжений коллектор-база входных транзисторов практически всегда имеется. Предлагается метод компенсации погрешности МОУ от синфазного сигнала. Он реализован в схеме ИУ на КМОП транзисторах. Особенность метода состоит в том, что один из трех дифференциальных каскадов ИУ, который обеспечивает введение общей отрицательной обратной связи, не имеет синфазной составляющей входных сигна-

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00122).