

УДК 621.317.73

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЁМКОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

В. Н. Вьюхин

*Институт автоматики и электрометрии СО РАН,
630090, г. Новосибирск, просп. Академика Коптюга, 1
E-mail: vvn@iae.nsk.su*

Выполнены теоретические и экспериментальные исследования погрешности измерения ёмкости полупроводниковых структур на высокой частоте измерительной цепью на основе интегратора. Полученные соотношения для расчёта этой погрешности позволяют для конкретных условий правильно выбрать параметры измерительной цепи.

Ключевые слова: измерение ёмкости полупроводниковых структур, ошибки измерения, тестовый сигнал, измерительная цепь, ёмкостный делитель, интегратор.

Введение. Использование интегратора для измерения высокочастотной ёмкости полупроводниковых МДП-структур позволяет получить высокий коэффициент усиления тестового сигнала и, следовательно, существенно увеличить чувствительность цепи. Однако выполненные эксперименты показали, что с ростом коэффициента усиления цепи возрастает погрешность измерения, что не отражено в [1]. Анализ источников погрешности и их количественная оценка — цель предлагаемой работы.

Для измерения ёмкости МДП-структур используется два вида измерительных цепей.

Измерительная цепь на основе ёмкостного делителя. Измеряемая структура моделируется ёмкостью C_x и генератором тока I_x (рис. 1). На один вход структуры подаются смещение и тестовый сигнал измерения ёмкости, имеющий амплитуду V_t и частоту $\omega_t = 2\pi f_t$. Ёмкостный делитель образован измеряемой ёмкостью C_x и образцовым конденсатором C_0 . Выходной сигнал ёмкостного делителя считывается высокоомным операционным усилителем (ОУ). Постоянный ток I_x компенсируется внешней цепью [2]. Выходной сигнал V_{0t} и измеряемая ёмкость C_x определяются как

$$V_{0t} = V_t C_x / (C_0 + C_x); \quad C_x = C_0 V_{0t} / (V_t - V_{0t}), \quad (1)$$

где V_{0t} — составляющая выходного сигнала с частотой тестового сигнала, которая далее измеряется цепью на основе синхронного детектора. Чувствительность измерительной цепи (см. рис. 1) имеет вид

$$dV_{0t}/dC_x = V_t C_0 / (C_x + C_0)^2. \quad (2)$$

Чувствительность максимальна при $C_x = C_0$ и равна $V_t/4C_0$. Погрешность измерения определяется точностью опорного конденсатора и шумами последующего измеритель-

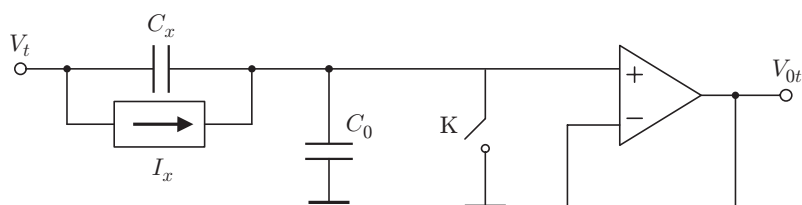


Рис. 1

ного тракта. Поскольку ёмкость находится на переменном токе, статические погрешности операционного усилителя — смещение нуля по напряжению и току — не вызывают дополнительной погрешности.

Рассмотренная измерительная цепь имеет два недостатка:

1. Низкая чувствительность снижает динамический диапазон и точность измерений. Этот недостаток особенно существенен при низких значениях V_t . Кажущееся увеличение чувствительности за счёт повышения амплитуды тестового сигнала реализовать невозможно, так как уровень тестового сигнала, прикладываемый к измеряемой структуре, не должен превышать заданное значение при любом соотношении измеряемой и образцовой ёмкостей.

2. Высокое входное сопротивление неинвертирующего операционного усилителя не позволяет реализовать режим амперметра при измерении тока.

Измерительная цепь на основе интегратора. Такая измерительная цепь (рис. 2) лишена указанных недостатков. Операционный усилитель включён по схеме интегратора и поддерживает на инвертирующем входе нулевой сигнал, благодаря чему повышается чувствительность и реализуется режим амперметра. Резистор R стабилизирует режим ОУ по постоянному току и при выборе значения постоянной времени $\tau = RC_0 \gg \omega_t$ не оказывает влияния на работу измерительной цепи. Постоянный ток I_x компенсируется внешней цепью [3]. Выходной сигнал V_{0t} , измеряемая ёмкость и чувствительность цепи S (см. рис. 2) выражаются следующим образом:

$$V_{0t} = V_t C_x / C_0; \quad C_x = V_{0t} C_0 / V_t; \quad S = dV_{0t} / dC_x = V_t / C_0. \quad (3)$$

Коэффициент усиления цепи по тестовому сигналу, равный C_x / C_0 , может быть высоким и ограничивается дополнительной погрешностью, обусловленной конечной полосой пропускания ОУ, который должен иметь высокое входное сопротивление. Операционные усилители на полевых транзисторах имеют, как правило, невысокую полосу частот и поэтому для них погрешность измерения на высокой частоте может быть существенна. Современные ОУ с обратной связью (ОС) по напряжению имеют внутреннюю частотную коррекцию с одним превалирующим полюсом на частоте ω_0 . Этим обеспечивается спад АЧХ 6 дБ/октаву в широкой полосе частот и, следовательно, устойчивость при работе в цепях с ОС. Амплитудно-частотная характеристика ОУ с разомкнутой обратной связью выражается как

$$K(i\omega) = K_0 / (1 + i\omega/\omega_0); \quad \varphi = -\arctg(\omega/\omega_0), \quad (4)$$

где K_0 — коэффициент усиления ОУ на постоянном токе.

Усиление ОУ с обратной связью $K_{OC}(i\omega)$ имеет вид [4]

$$K_{OC}(i\omega) = \frac{K_1}{1 + (i\omega/\omega_0)/K_0\beta}. \quad (5)$$

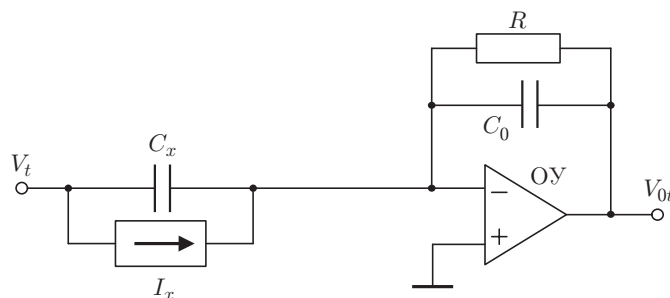


Рис. 2

Здесь $K_1 = (1/\beta) - 1$ — коэффициент усиления идеального ОУ для инверсного включения без учёта знака; β — коэффициент обратной связи. На рис. 2 $\beta = C_0/(C_x + C_0)$, $K_1 = C_x/C_0$.

Для однополюсной АЧХ $K_0 = \omega_{-1}/\omega_0$ (ω_{-1} — частота единичного усиления ОУ в инверсном включении). Приводимая обычно в справочниках частота единичного усиления для неинвертирующего включения операционного усилителя ω_1 связана с частотой ω_{-1} соотношением $\omega_1 = 2\omega_{-1}$. Зачастую для ОУ нормируется не частота единичного усиления, а произведение коэффициента усиления на полосу пропускания, что то же самое.

Модуль и фазу коэффициента усиления из (5) запишем в виде

$$|K_{\text{ОС}}| = \frac{K_1}{\sqrt{1 + (\omega/(\omega_{-1}\beta))^2}}; \quad \varphi = -\arctg \frac{\omega}{\omega_{-1}\beta}. \quad (6)$$

Выразив β через коэффициент усиления K_1 , перепишем (6) в более удобной форме:

$$|K_{\text{ОС}}| = \frac{K_1}{\sqrt{1 + ((K_1 + 1)\omega/\omega_{-1})^2}}; \quad \varphi = -\arctg \frac{(K_1 + 1)\omega}{\omega_{-1}}. \quad (7)$$

Из (7) относительная ошибка модуля амплитуды δV_{0t} и фаза выходного сигнала интегратора (см. рис. 2) вследствие ограниченной полосы частот ОУ будут иметь вид

$$\delta V_{0t} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + ((K_1 + 1)\omega_t/\omega_{-1})^2}}; \quad \varphi = -\arctg \frac{(K_1 + 1)\omega_t}{\omega_{-1}}. \quad (8)$$

Далее обработка выходного сигнала интегратора осуществляется синхронным детектором, поэтому ошибка измерения ёмкости имеет амплитудную и фазовую составляющие. Введя вспомогательный параметр $A = (K_1 + 1)\omega_t/\omega_{-1}$, выразим амплитудную и фазовую составляющие ошибки в более удобном виде:

$$\delta C_{xa} = 1 - 1/\sqrt{1 + A^2}, \quad (9)$$

$$\Delta C_{x\varphi} = 2V_{0t} \int_0^\varphi \sin \varphi d\varphi = 2V_{0t}(1 - \cos \varphi), \quad \varphi = -\arctg A, \quad (10a)$$

$$\delta C_{x\varphi} = \pi(1 - \cos \varphi). \quad (10б)$$

Относительная ошибка (10б) получена делением (10а) на средневыпрямленное значение V_{0t} , которое даёт синхронный детектор. Общая относительная ошибка измерения есть сумма амплитудной и фазовой составляющих.

Отметим, что погрешности измерения не могут быть скорректированы по известным частотам ω_t и ω_{-1} , поскольку относительная погрешность измерения зависит также от значения измеряемой ёмкости C_x .

В табл. 1 приведены расчётные значения амплитудной и фазовой ошибок в зависимости от параметра A . Из таблицы видно, что фазовая ошибка превалирует в суммарной погрешности. Для погрешности 0,5 % на высокой частоте допустимый коэффициент передачи интегратора (см. рис. 2) не более 2,75 при тестовой частоте 1 МГц.

Экспериментальная проверка ошибок интегратора проводилась при следующих условиях: частота тестового сигнала 1 и 5 МГц, опорные ёмкости $C_0 = 10, 100$,

Таблица 1

A	$\delta C_{xa}, \%$	$\delta C_{x\varphi}, \%$
0,5	10,5	33,1
0,2	1,9	6,1
0,1	0,9	1,5
0,05	0,12	0,39

1000 пФ, операционный усилитель типа AD8065, имеющий единичную полосу 150 МГц. Полученные в эксперименте погрешности измерения качественно соответствуют расчётным значениям, расхождение расчётных и экспериментальных оценок 35 %, что можно объяснить ошибками измерений и неточностью значения полосы единичного усиления для конкретного экземпляра ОУ.

Входная ёмкость. Рассмотрим влияние входной ёмкости C_{in} , под которой здесь понимается ёмкость, создаваемая кабелем связи между объектом и входом интегратора, на погрешности интегратора. В «идеальном» интеграторе потенциал входа нулевой и входная ёмкость не вносит дополнительную погрешность, но увеличивает шумовое усиление до уровня $1 + ((C_{in} + C_x)/C_0)$. В реальном ОУ полоса частот ограничена и на входе интегратора присутствует сигнал ошибки V_{et} :

$$V_{et} = V_{0t}/K_t, \quad K_t = \omega_{-1}/\omega. \quad (11)$$

В (11) ω_{-1}/ω_t — усиление ОУ с разомкнутой ОС на тестовой частоте; K_t — относительная полоса. Для компенсации внутреннего фазового сдвига ОУ равного -90° фаза сигнала ошибки сдвинута на $+90^\circ$ относительно выходного сигнала интегратора. В результате, если принять фазу тестового сигнала φV_t нулевой, то фазы сигналов $\varphi V_{et} = -90^\circ$ и $\varphi V_{0t} = -180^\circ$. При подключении ко входу интегратора ёмкости C_{in} через неё протекает ток ошибки:

$$I_{et} = V_{et}\omega_t C_{in} \sin \omega_t t; \quad \varphi I_{et} = 0^\circ. \quad (12)$$

Ток I_{et} протекает с выхода интегратора, вследствие чего возникают амплитудные и фазовые ошибки выходного сигнала. Нижеприведённые аналитические расчёты погрешности интегратора при подключении входной ёмкости получены при следующих упрощениях: $V_{0t} \gg V_{et}$, $\varphi V_{et} = 90^\circ$, $R_i \ll 1/(\omega_t C_0)$ (R_i — выходное сопротивление ОУ с замкнутой ОС). Пользуясь правилами сложения гармонических сигналов с равными частотами и фазовым сдвигом 90° [5], получим выражения для фазовой φ_1 и амплитудной δV_1 ошибок интегратора при подключении входной ёмкости:

$$\varphi_1 = -\arctg I_{et}/I_{C_0}, \quad (13a)$$

$$\delta V_1 = \delta I_{C_0} = [(\sqrt{I_{C_0}^2 - I_{et}^2}) - I_{C_0}]/I_{C_0}, \quad (13b)$$

где $I_{et} = V_{et}\omega_t C_{in}$, $I_{C_0} = V_{0t}\omega_t C_0$ — амплитуды токов, которые протекают через ёмкости C_{in} и C_0 . Раскрыв значения токов в (13a), получим выражение для фазовой ошибки, возникающей при подключении ёмкости ко входу генератора:

$$\varphi_1 = -\arctg[C_{in}/(C_0 K_t)]. \quad (14)$$

Таблица 2

C_{in} , пФ	φ_1 (расчёт), град	φ_1 (эксперимент), град	δV_{0t} (расчёт), %	δV_{0t} (эксперимент), %
120	-8,1	-9	-1	< -1,5
470	-32,5	-36	-18	-25

Из (11), (12) амплитуда тока ошибки выражается как

$$I_e = I_{C_0} C_{in} / (C_0 K_t). \quad (15)$$

Приняв значение тока $I_{C_0} = 1$ и учитывая, что относительные погрешности $\delta V_1 = \delta I_{C_0}$, получим значение амплитудной ошибки интегратора при подключении входной ёмкости:

$$\delta V_1 = [\sqrt{1 - (C_{in}/(C_0 K_t))^2}] - 1. \quad (16)$$

Проверка аналитических результатов проводилась при следующих параметрах интегратора: 1) $C_x = C_0 = C_{in} = 120$ пФ, $f_t = 5$ МГц, $K_t = 7$, ОУ — AD8034; 2) то же, но $C_{in} = 470$ пФ. Результаты проверки приведены в табл. 2.

Экспериментально подтверждена независимость анализируемых ошибок от коэффициента усиления интегратора C_x/C_0 . Расхождение расчётных и экспериментальных результатов объясняется допущенными упрощениями и ошибками измерений. При входной ёмкости до 100 пФ и относительной полосе ОУ $K_t > 15$ с влиянием входной ёмкости на общую ошибку можно не считаться (но устойчивость ОУ может нарушиться). При необходимости это влияние нейтрализуется подачей на экран кабеля синфазного сигнала с выхода высокоомного буфера, подключённого к входу интегратора.

Синхронный детектор. На рис. 3 приведена упрощённая электрическая схема высокочастотного (десятки мегагерц) синхронного детектора (СхД). Обычные КМОП-ключи имеют время переключения 100 нс (например, ADG636) и непригодны для детектирования на частотах выше 1 МГц. Поэтому здесь в качестве СхД используется широкополосный мультиплексор М2 (LMH6574), имеющий полосу пропускания 500 МГц, время переключения 2 нс, разность усиления каналов 0,03 %, развязка между каналами на частоте 5 МГц равна 85 дБ. Входной фазоинвертор М1 (LMH6629) обеспечивает двухполупериодное выпрямление сигнала и не является обязательным элементом. Двухполупериодный

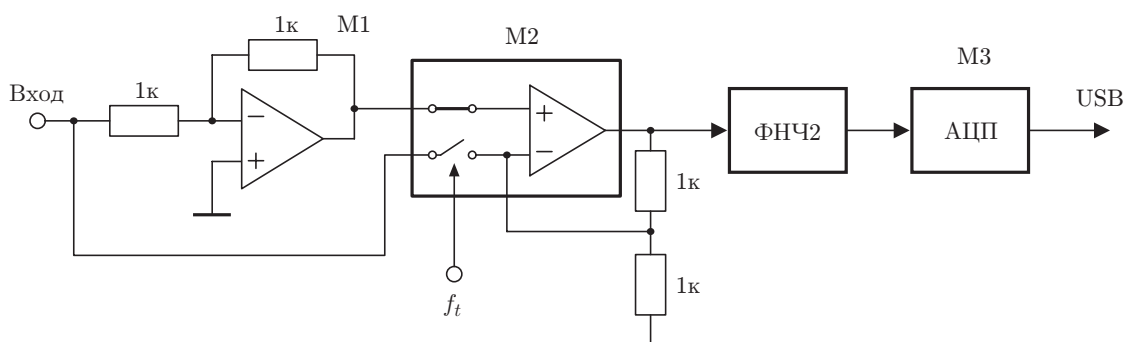


Рис. 3

СхД увеличивает отношение сигнал/шум и соответственно динамический диапазон детектора, но требует тщательного подбора резисторов цепи обратной связи фазоинвертора. Интегрирующий 16-разрядный дельта—сигма-АЦП МЗ (AD7792) измеряет среднее значение выпрямленного сигнала и отфильтровывает переменную составляющую до уровня шумов. Выход АЦП по интерфейсу USB поступает в компьютер с регулируемой частотой 4–500 Гц. На рис. 3 фильтр нижних частот второго порядка (ФНЧ2) обеспечивает антиэлайсинговую фильтрацию для АЦП, входная частота дискретизации которого равна 64 кГц. Выходной сигнал СхД в отличие от детектора на умножителе содержит нечётные гармоники опорной частоты, спадающие по закону $1/n$ (n — номер гармоники), которые также должны быть подавлены антиэлайсинговым фильтром.

Оценим вклад погрешностей СхД в общую погрешность измерения в предположении, что тестовая частота 5 МГц. Предварительно отметим, что начальные статические и динамические ошибки исключены коррекцией нуля и масштаба, а погрешности в измерения вносят их температурные и временные вариации и нелинейность передаточной характеристики. Используемые в СхД микросхемы М1 и М2 имеют в рабочем включении полосу более 500 МГц и, следовательно, глубину обратной связи $\beta K > 100$. Поэтому при допустимой погрешности 0,5 % с нелинейностью можно не считаться, то же и для возможных фазовых вариаций. Статические ошибки СхД определяются температурными и временными дрейфами нуля и масштаба. Наиболее существенен дрейф нуля мультимплексора М2, равный 30 мкВ/град, но при диапазоне входного сигнала СхД ± 1 В и нормальных условиях приведённая к шкале статическая ошибка не превысит $\pm 0,1$ %. Из рассмотренных оценок следует, что общая погрешность измерителя определяется в основном погрешностью входной интеграторной цепи.

Заключение. Полученные соотношения для расчёта погрешности на высокой частоте измерительной цепи на основе интегратора позволяют для конкретных условий правильно определить её компоненты. При выборе коэффициента передачи интегратора следует учитывать прямую связь между ошибкой измерения и усилением интегратора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 4200-SCS Parameter Analyzer // Keithley. URL: <http://www.keithley.com/products/semiconductor/parametricanalyzer/4200scs/?mn=4200-SCS> (дата обращения: 15.10.2014).
2. Вьюхин В. Н., Попов Ю. А. Измеритель температурных зависимостей характеристик полупроводниковых структур // Автометрия. 2013. 49, № 3. С. 65–70.
3. Пат. на полезную модель № 125713. Устройство для измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик полупроводниковых приборов /В. Н. Вьюхин. Оpubл. 10.11.2013, Бюл. № 31.
4. Проектирование и применение операционных усилителей /Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М.: Мир, 1974. 510 с.
5. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. М.: Наука, 1967. 608 с.

Поступила в редакцию 15 октября 2014 г.