ФІЗИКА І ХІМІЯ ТВЕРДОГО ТІЛА
Т. 5, № 4 (2004) С. 840-844

PHYSICS AND CHEMISTRY OF SOLID STATE
V. 5, № 4 (2004) P. 840-844

УДК 621.315

ISSN 1729-4428

В.Я. Опилат[1], С.О. Канєвський[2], О.В. Харченко[3], І.В. Опилат[3]

Використання компенсаційних немостових схем для вимірювання релаксуючої складової ємності в автоматизованих установках

[1]Національний педагогічний університет імені М.П. Драгоманова, вул. Пирогова, 9, Київ, 01030, Україна
[2]Науковий центр Інститут ядерних досліджень АН України, пр. Науки, 47, Київ, 03650, Україна
[3]Національний університет ім Т.Г. Шевченка, вул. Володимирська, 60, Київ, 01033, Україна

Зроблено огляд існуючих мостових схем вимірювачів ємності, індуктивності та фази. Запропоновано нову схему швидкодіючого автоматичного вимірювача ємності з відслідковуючим зв'язком та виділенням релаксуючої компоненти. Описано блок-схему та алгоритм роботи.

Ключові слова: мостова схема, релаксаційні процеси, вимірювач ємності, компенсація ємності, релаксуюча складова, немостова схема.

Стаття поступила до редакції 07.04.2004; прийнята до друку 30.08.2004.

Стрімкий розвиток напівпровідникової мікроелектронної промисловості стимулює створення приладів нового покоління. До їхнього числа належить і так звані сигнальні процесори (DDS). Використання цих багатофункціональних приладів високого ступеню інтеграції у вимірювальних трактах автоматизованих установок та пристроїв, дало можливість відмовитись від застосування класичних мостових схем і перейти до швидкодіючих та чутливіших – компенсаційних. Мостовим схемам притаманний ряд недоліків, пов'язаних із балансуванням і неможливістю амплітудної та частотної компенсації сигналу в широкому динамічному діапазоні. Тому нами запропоновано новий підхід для вимірювання ємності та виділення її релаксуючої складової.

Розглянемо деякі із широковживаних мостових схем, наприклад, для вимірювання ємності [1,2], та оцінимо їхні можливості. На рис. 1 приведені схеми мостів повного опору Шерінга (рис. 1,а) та Віна (рис. 1,б).

Найчастіше використовується міст повного опору Шерінга. За його допомогою [3] вимірюються зразки у широкому діапазоні ємностей та значення тангенса діелектричних втрат. Похибка вимірювання ємності не більша за 0,2 %, тангенса кута втрат – 2 %.

Міст повного опору Віна при застосуванні еталонних опорів та частот дозволяє вимірювати ємність з великою точністю, але лише у звуковому діапазоні частот тестуючого сигналу.

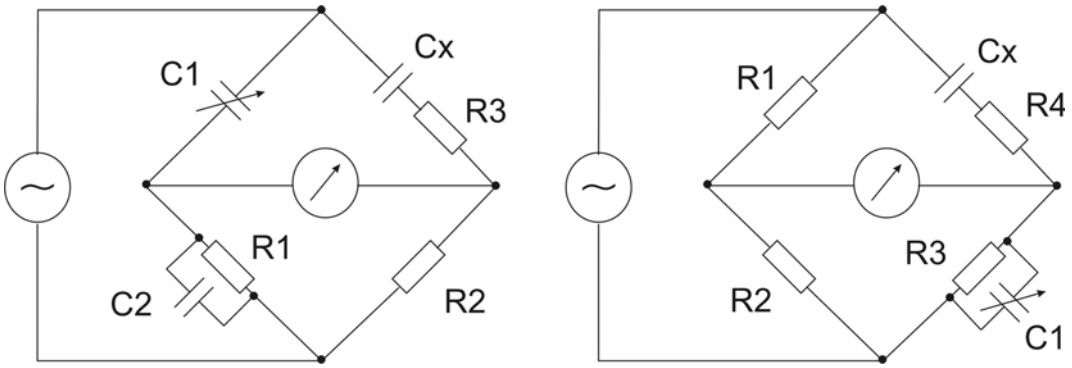

Рис. 1. Схеми мостів повного опору Шерінга (а) та Віна (б).

Балансування мостів Шерінга і Віна здійснюється ручним способом за допомогою змінних ємностей $C1$. Це створює деякі незручності, пов'язані з необхідністю присутності людини та уповільнює час вимірювань. Якщо вимірювання швидкоплинних змін ємності проводяться на фоні неперервної зміни температури (освітленості, напруги), яка в свою чергу змінює постійну складову цієї ємності, найактуальнішою стає проблема швидкого балансування плечей моста. У приведених схемах таке балансування досить проблематичне, оскільки здійснюється вручну, а компенсація активної складової потребує введення додаткових змінних опорів.

У роботі [4] запропоновано схему автоматичного моста Шерінга для вимірювання ємності і діелектричних втрат, яка дозволяє одночасно досліджувати активну G_x та реактивну C_x складові провідності напівпровідникових діодних структур (рис. 2).

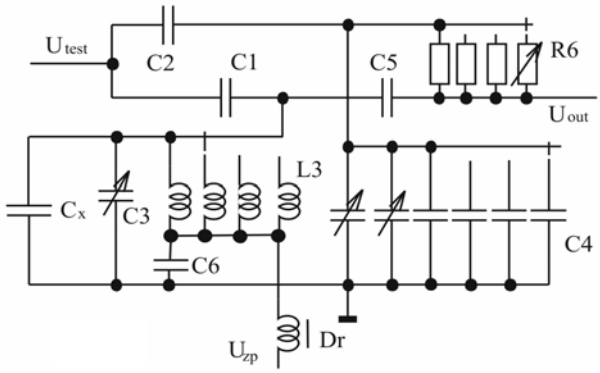

Рис. 2. Схема автоматичного моста Шерінга.

Вимірювачем комплексної провідності у такому пристрої, є високочутливий 2Т-міст Шерінга. Вимірювач ємності на основі 2Т-моста з амплітудним та фазовим балансом забезпечує високу точність вимірювання ємності, чому сприяє також обставина, що елементами моста є низькошумні повітряні конденсатори. Використання цієї схеми дозволяє досліджувати дуже малі відносні зміни ємності, але потребує значних часових затрат.

Прилад компенсує як реактивну складову C_x так і активну складову G_x повної комплексної провідності зразків, що дає можливість спостерігати незначні зміни кожної з них окремо. Врахування та компенсація змін провідності G_x дозволяють отримати достовірнішу інформацію про величину контактної різниці потенціалів, концентрацію домішок та інші параметри електрично-активних центрів напівпровідникової структури.

Реактивна і активна складові збалансовуються окремо за допомогою ступінчатих регуляторів. До схеми підводиться вхідний тестуючий сигнал U_{test} та заповнююча-спустошуюча напруга U_{zp}, яка подається через узгоджувальні кола для керування величиною ємності зразка. Тобто, схема орієнтована на дослідження впливу зовнішньої постійної напруги на ємність зразка. Відслідковуючий блок схеми відстежує зміни реактивної $\varphi = 90^0$ та активної $\varphi = 0$ складових і з допомогою релейної схеми керує величиною R_6 і C_3 C_4. Таким способом здійснюється автоматичне балансування моста.

Описана схема досконаліша попередньої. Головний її недолік – недостатня швидкодія, оскільки час перемикання контактів реле з урахуванням часу встановлення після перемикання сягає $0{,}1 \div 0{,}5$ с. До того ж велика кількість контактних груп реле створює значну паразитну ємність, що не дозволяє працювати з високочастотними тестуючими сигналами. Такий міст не може працювати в динамічному режимі і застосовується лише для дослідження статичної або повільнозмінної ємності.

В [1-3,7] подано схеми автоматичних мостів із застосуванням крокових електродвигунів, різновиди релейних схем та схем, які використовують варікапи для компенсації ємності і опір каналу польових транзисторів для компенсації активної складової.

У роботі [5] елементами, котрі компенсують активну та реактивну складові провідності, є варікап та двозатворний польовий транзистор. Для спрощення розгляду наведено лише компенсуючу ланку моста (рис. 3). Діапазон балансування активної складової провідності визначається добротністю варікапа (підбирається з малою активною провідністю). Допустима зміна його ємності (при зміні керуючої напруги в повному діапазоні значень) складає 20÷220 pF. Діапазон зміни провідності транзистора при зміні поданої напруги (подається на систему затворів транзистора) складає $2 \cdot 10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-5}$ Ом$^{-1}$. Балансуючий ланцюжок

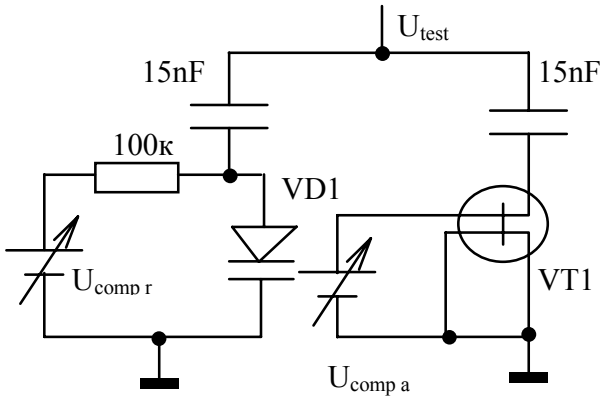

Рис. 3. Схема компенсуючої ланки моста.

термостабілізується при +400 С. Вихідна ємність польового транзистора у цій схемі – незначна, тому балансування по активній та реактивній складових провідності є взаємно незалежним.

Діапазон вимірювання реактивної C_x та активної G_x складових провідності відповідно складає: $C_x = 5 \div 200$ pF; $G_x \le 5 \cdot 10^{-2}$ Ом$^{-1}$. Точність виміру C_x: $\pm(5 \cdot 10^{-4} \cdot C_x + 0{,}05)$ pF. Похибка визначення активної та реактивної складових у робочому діапазоні провідностей і ємностей менша 5 %.

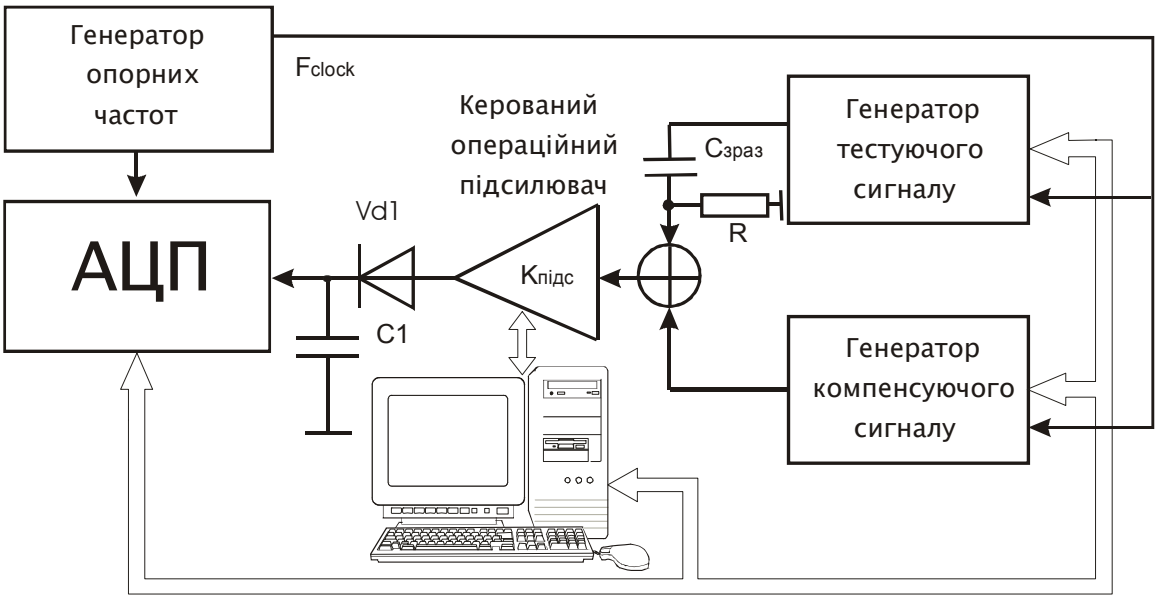

Рис. 4. Блок-схема установки, в якій реалізовано немостову компенсаційну схему**.**

Описана схема має ряд недоліків. По-перше, для її роботи необхідна термостабілізація, що звужує температурний діапазон вимірювань і залежність від температури навколишнього середовища. По-друге, мала зміна ємності варікапів обмежує область виміряних значень. По-третє, виникають жорсткі вимоги до стабільності напруги керування реактивною компонентою $U_{comp\ r}$ та активною $U_{comp\ a}$; напруга тестуючого сигналу U_{test} повинна бути значно меншою напруги керування, щоб під дією тестуючого сигналу не змінювалась ємність VD1.

Зазначені недоліки попередніх схемотехнічних рішень не дають можливості створити швидкодіючий автоматизований вимірювач ємності, фази або індуктивності, а релаксуючі компоненти цих величин вимірюються з невеликою точністю. Окрім цього, при спостереженні релаксаційних процесів не можна встановити, яка зі складових провідності – реактивна чи активна домінує у процесі релаксації.

Запропонована нами компенсаційна схема для вимірювання ємності (фази, індуктивності) базується на використанні багаторозрядних швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів, удосконалених інструментальних операційних підсилювачах та керованих цифрових синтезаторах або сигнальних процесорах. Вона має ряд переваг порівняно з вище розглянутими схемами.

Сигнальні процесори [6], дозволяють у широких межах з малим дискретним кроком змінювати частоту, фазу та амплітуду вихідного сигналу. Частоту вихідного сигналу $f = \frac{N_{frec} \cdot f_{clock}}{N_{frec.max}}$ можна змінювати з кроком $\Delta f = \frac{f_{clock}}{N_{frec.max}}$, де $N_{frec.max}$ – розмір частотного регістру, N_{frec} – довільний код частотного регістра ($0 \le N_{frec} \le N_{frec.max}$), а f_{clock} – опорна частота. Ступінь дискретизації фази задається співвідношенням $\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot f}{f_{clock}}$, де f – довільна частота. Амплітуда сигналу визначається залежністю $I = \frac{I_{max} \cdot N_{ampl}}{N_{ampl.max}}$, де N_{ampl} – довільний код у амплітудному регістрі, I_{max} – максимальне можливе значення амплітуди, а $N_{ampl.max}$ – розмір амплітудного регістру сигнального процесора. Якщо декілька сигнальних процесорів засинхронізувати одним сигналом опорної частоти f_{clock}, то можна уникнути ефекту метастабільності сигналів та фазових проблем.

Принцип дії запропонованої схеми можна зрозуміти з рис. 4. Генератори тестуючого та компенсуючого сигналів за допомогою програмно-апаратних засобів встановлюються на одну частоту f вихідного гармонічного сигналу. При цьому спочатку на зразок подається лише тестуючий сигнал. Якщо вихідний тестуючий сигнал має форму $A \cdot \sin(\omega \cdot t)$ (рис. 5), тоді цей сигнал, при проходженні через вимірювану ємність $C_{зраз}$, набуває зсуву фази $\Delta\varphi = \omega \cdot \tau_c$, з постійною часу $\tau_c = R \cdot C_{зраз}$, і матиме вигляд $A_1 \cdot \sin(\omega \cdot t - \Delta\varphi)$, де $A_1 = A \cdot m$, (m – коефіцієнт подільника з елементів $C_{зраз}$ та R). Потім він потрапляє на змішувач. При відсутності компенсуючого сигналу, тестуючий виводиться на підсилювач із заданим коефіцієнтом підсилення $k = 1$. При цьому за допомогою детектора та накопичувальної ємності VD1C1 на вході аналогово-цифрового перетворювача встановлюється постійний рівень сигналу $I = A_1 \cdot k$ (k – коефіцієнт підсилення).

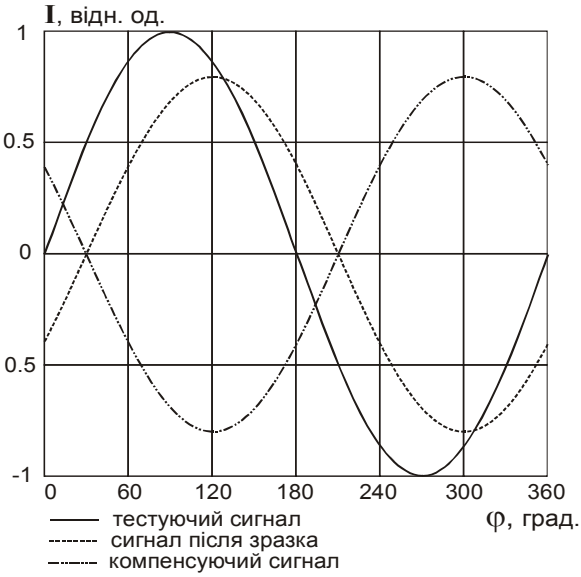

Рис. 5. До пояснення методу компенсації.

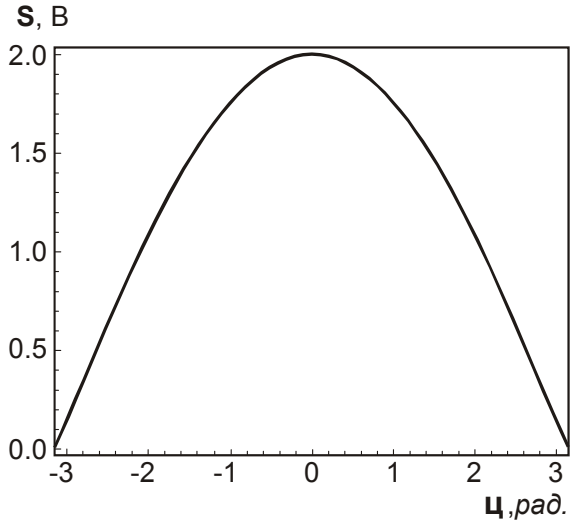

Рис. 6. Графік фазової залежності сумарного сигналу для A1=B=1(B).

Комп'ютер, зчитавши дані з аналого-цифрового перетворювача (АЦП), формує на виході компенсуючого генератора синхронний із тестуючим сигнал $B \cdot \sin(\omega \cdot t)$, амплітудне значення якого $B = A_1 \pm \Delta U$ (ΔU – похибка дискретного відліку цифро-аналогового перетворювача (ЦАП)).

Отже, на змішувач приходить два синусоїдальні сигнали однакової частоти і амплітуди з різницею фаз $\Delta\varphi$, яка виникла внаслідок проходження тестуючого сигналу через фазообертаючий ланцюжок $C_{зраз}R$. Амплітуда сумарного сигналу S визначається амплітудами складових та різницею їхніх фаз згідно співвідношення:

$$S = \frac{B}{\sqrt{\dfrac{A_1^2 \cos(\Delta\phi)^2 + 2A_1 B \cos(\Delta\phi) + B^2 + A_1^2 \sin(\Delta\phi)^2}{\left(A_1 \cos(\Delta\phi) + B\right)^2}}} + A_1 \cos\left(\arctan\left(\frac{A_1 \sin(\Delta\phi)}{A_1 \cos(\Delta\phi) - B}\right) + \Delta\phi\right).$$

Графік фазової залежності $S(\Delta\phi)$ для A1=B=1(B) поданий на рисунку 6.

Вимірявши амплітуди сигналів A1,B та S, із співвідношення

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{\sqrt{S^4 + 2B^2S^2 + 2S^2A_1^2 - B^4 + 2B^2A_1^2 + A_1^4}}{S^2 + B^2 - A_1^2}\right),$$

можна визначити фазовий зсув, що дозволяє створити компенсуючий сигнал, рівний за амплітудою і протилежний за фазою до тестуючого сигналу на вході змішувача і, таким способом, виключити з розгляду фазообертаючий вплив постійної складової ємності зразка $C_{зраз}$ та опору R.

Стаціонарну ємність зразка можна одержати з виразу

$$C_{зраз} = \frac{\Delta\phi}{2\pi R f}.$$

Повна компенсація постійної складової ємності дозволяє досліджувати релаксаційні процеси у напівпровідникових структурах, пов'язані з емісією та захопленням носіїв струму.

Будучи дещо модифікованою, така схема може використовуватись у релаксаційному спектрометрі глибоких рівнів (DLTS) у якості швидкодіючого вимірювача постійної складової C_0 та релаксуючої ΔC: $C = C_0 + \Delta C$.

[1] Б.А. Доброхотов. *Измерения в электронике. Справочник*. Том 1. Энергия, М. сс. 95-111 (1965).
[2] В.А. Кузнецов. *Измерения в электронике. Справочник*. Энергоатомиздат, М. сс. 197-208 (1987).
[3] А.Д. Нестеренко. *Основы расчёта электроизмерительных схем уравновешивания*. Изд-во АН УССР, Киев (1960).
[4] Л.П. Павлов. *Методы измерений параметров полупроводниковых материалов.* Высшая школа, М. с. 293 (1987).
[5] И.Б. Пузин, А.И. Хорунжий. Быстродействующий измеритель ёмкости для спектрометров глубоких уровней // *ПТЭ*, **3**, с. 181 (1987).
[6] *A technical tutorial on didgital signal synthesis*. Analog Devices, Inc. (1999).
[7] А.Н. Пономарёв, А.А. Александров, А.Г. Ждан, Н.А. Лушников. Мост полной проводимости на частоте 10 МГц // *ПТЭ*, **6**, с. 94 (1981).

V.Ya. Opylat[1], S.O. Kanevskij[2], O.V. Harchenko[3], I.V. Opylat[3]

Compensating Non-Bridge Circuit Application in Automatic System for Capacity Relaxing Component Measurement

[1]*The Dragomanov Ukrainian National Pedagogical University, 9, Pirogova Str., 01030, Kyiv, Ukraine*
[2]*The Scientific Center Institute for Nuclear Research, NASU, 47, pr. Nauki, 03650, Kyiv, Ukraine*
[3]*National Taras Shevchenko University, 60, Volodymyrska Str., 01033, Kyiv, Ukraine*

Review of existent bridge circuits for capacitance, inductance and phase measurements was made. New scheme of fast-operating automatic capacitometer with servo feedback and relaxing component separation was suggested. Flow chart and operation algorithm were descripted.