

КОМПЕНСАЦІЯ ПАРАЗИТНОГО ВПЛИВУ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛУ В МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРАХ ЄМНІСНОГО ТИПУ

© Голяка Р.Л., Мельник О.М., Гельжинський І.І., 2004

Розглянута проблема підвищення точності вимірювання сенсорів ємнісного типу, зокрема ємнісних сенсорів вологості, причини виникнення похибок вимірювання при збільшенні довжини лінії передачі сигналу між первинним перетворювачем та схемою обробки сигналу. Запропоновано схеми компенсації впливу лінії передачі сигналу, аналізуються проблеми стабільності таких схем. Виконано вибір елементної бази та моделювання компенсаційних схем.

Вступ

Сучасний стан розвитку мікроелектронних сенсорів характеризується широким застосуванням спеціальних схем вторинного перетворення сигналу, які забезпечують підвищення точності вимірювання, і зокрема, лінеаризацію функції перетворення, термокомпенсацію, зменшення рівня сторонніх завад тощо [1]. Особливої актуальності вторинні перетворювачі набувають в мікроелектронних сенсорах ємнісного типу, що зумовлено значними проблемами при вимірюванні малих ємностей. Так, типове значення ємності первинного перетворювача мікроелектронних сенсорів ємнісного типу, наприклад, сенсорів вологості, становить лише декілька десятків пікофарад [2, 3].

Аналізуючи проблему вторинного перетворення сигналу сенсорів ємнісного типу, можна відзначити, принаймні, три основні методи вимірювання. Перший метод ґрунтується на вимірюванні імпедансу ємності на певній фіксованій частоті або на декількох фіксованих частотах. Другий метод передбачає вимірювання часу заряду ємності при заданому струмі заряду, наприклад, у найпростішому випадку – вимірювання часових параметрів $R_T C_X$ кола, де C_X – вимірювальна ємність первинного перетворювача, R_T – струмозадавальний резистор. Третій метод, який останнім часом стає все поширенішим, базується на вимірюванні заряду, який накопичується на ємності при її періодичній комутації до джерела фіксованої напруги. Кожний з перерахованих методів може мати різноманітні модифікації, наприклад, можна відзначити компенсаційні, мостові чи компенсаційно-мостові вимірювання [1, 4]. В багатьох сучасних вимірювальних перетворювачах, і особливо з мікропроцесорним керуванням, інформаційним сигналом вторинного перетворювача ємнісного сенсора є тривалість періодичних імпульсів, щільність чи кількість імпульсів за одиницю часу [5, 6].

Всі вищевказані методи постійно розвиваються, що зумовлено підвищенням вимог до точності вимірювання, мінімізацією енергоспоживання, мініатюризацією сенсорних пристроїв тощо. Особливий вплив на вторинні перетворювачі має стрімке оновлення елементної бази сенсорних пристроїв, і передовсім, – спеціалізованих інтегральних схем [1].

Проте у разі проектування сенсорів ємнісного типу проблема вторинного перетворення сигналу зводиться не лише до вимірювання ємності первинного перетворювача. Принципово важливою також є мінімізація впливу на результат вимірювання лінії передачі сигналу. Ця проблема зумовлена двома чинниками. По-перше, при вимірюванні малих ємностей первинних перетворювачів струм через ємність є дуже малим (мікроампери і менше), а частота сигналу – дуже високою (мегагерци і вище). Це вимагає використання високоякісних сигнальних ліній, які з'єднують первинний перетворювач зі схемою обробки сигналу. По-друге, ємність лінії передачі сигналу часто стає співрозмірною з ємністю первинного перетворювача, що зумовлює значний вплив параметрів лінії на результат вимірювання. У разі зміни ємності сигнальної лінії, наприклад, зміни просторового положення сенсора чи під час впливу зовнішніх чинників на сигнальну лінію, значно зростає похибка вимірювання.

Особливу актуальність проблема впливу лінії передачі сигналу має в ємнісних сенсорах вологості. Адже вологість зумовлює зміну не лише ємності первинного перетворювача, але і зміну діелектричних властивостей ізолятора лінії передачі сигналу. Часто, наприклад у разі неможливості розміщення схеми обробки сигналу в безпосередній близькості до первинного перетворювача та при значній відстані між ними ця проблема стає критичною. Такими випадками є вимірювання вологості при високих температурах чи в екстремальних умовах експлуатації, за яких є неможливим функціонування вузлів електроніки поряд з первинним перетворювачем.

Стаття стосується проблеми аналізу впливу лінії передачі сигналу в сенсорних пристроях ємнісного типу. Наведено схеми компенсації такого впливу та їх аналіз.

Аналіз проблеми та постановка задачі

Розглянемо найпростіший спосіб вимірювального перетворення сенсорних пристроїв ємнісного типу, який передбачає вимірювання часу заряду ємності C_X сенсора в $R_T C_X$ колі з фіксованим значенням струмозадавального опору R_T . Така схема дає змогу заземлити один з виводів ємнісного сенсора, що має певні переваги при розміщенні сенсора на поверхні підкладки з неідеальними діелектричними властивостями. Це відзначається, наприклад, при проникненні вологи в підкладку чи наявності конденсату на її поверхні. Схеми із заземленим виводом ємнісного сенсора можуть використовуватися і в інших методах, наприклад, вимірювання імпедансу ємності на змінному струмі.

У схемах із заземленим виводом ємнісного сенсора найдоцільнішим є використання лінії передачі типу коаксіального кабелю. Перевагами коаксіального кабелю є:

- високий рівень екранування сигнальної лінії, що забезпечує мінімальний рівень завад;
- широка смуга робочих частот, що пояснюється високочастотними властивостями коаксіального кабелю та можливістю забезпечити хорошу узгодженість імпедансу лінії передачі сигналу з імпедансом навантаження; своєю чергою, підвищення робочих частот забезпечує підвищення точності вимірювання малих ємностей;
- високу стабільність ємності між сигнальною лінією та землею.

Спрощена схема вимірювання ємності за наявності лінії передачі сигналу TL типу коаксіального кабелю між ємнісним перетворювачем C_X (навантаженням) на схемою обробки сигналу (вторинним перетворювачем) наведена на рис. 1. Кабель характеризується паразитною ємністю C_{LINE} , яка шунтує інформативну ємність C_X і змінює сталу часу вимірювального кола.

Для детального аналізу впливу лінії передачі сигналу на параметри вимірювальних кіл були здійснені численні моделювання зарядних процесів в середовищі PSPICE A/D – 2000. Так, на рис.2 наведено результати зміни процесу заряду ємнісного сенсора $C_X = 10$ пФ при його під'єднанні до схеми кабелем з ємністю $C_{LINE} = 30$ пФ. Очевидно, що таке під'єднання втричі змінює сталу часу вимірювального кола. Таке велике значення паразитного впливу лінії передачі сигналу на результат вимірювання було розглянуто дещо перебільшено, щоб надалі в роботі показати результати компенсації цього паразитного впливу.

Можна припустити, що при постійному значенні паразитної ємності C_{LINE} її вплив на результат вимірювання можна врахувати під час калібрування сенсорного пристрою. Однак паразитна ємність в часі не є сталою. Особливо така нестабільність буде відзначатись при довготривалому впливі вологи на кабель, його старінні чи в результаті зміни форми кабелю при просторовому переміщенні сенсора.

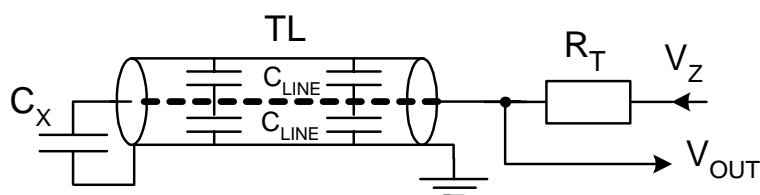


Рис. 1. Схема вимірювання при заземленій ємності C_X первинного перетворювача

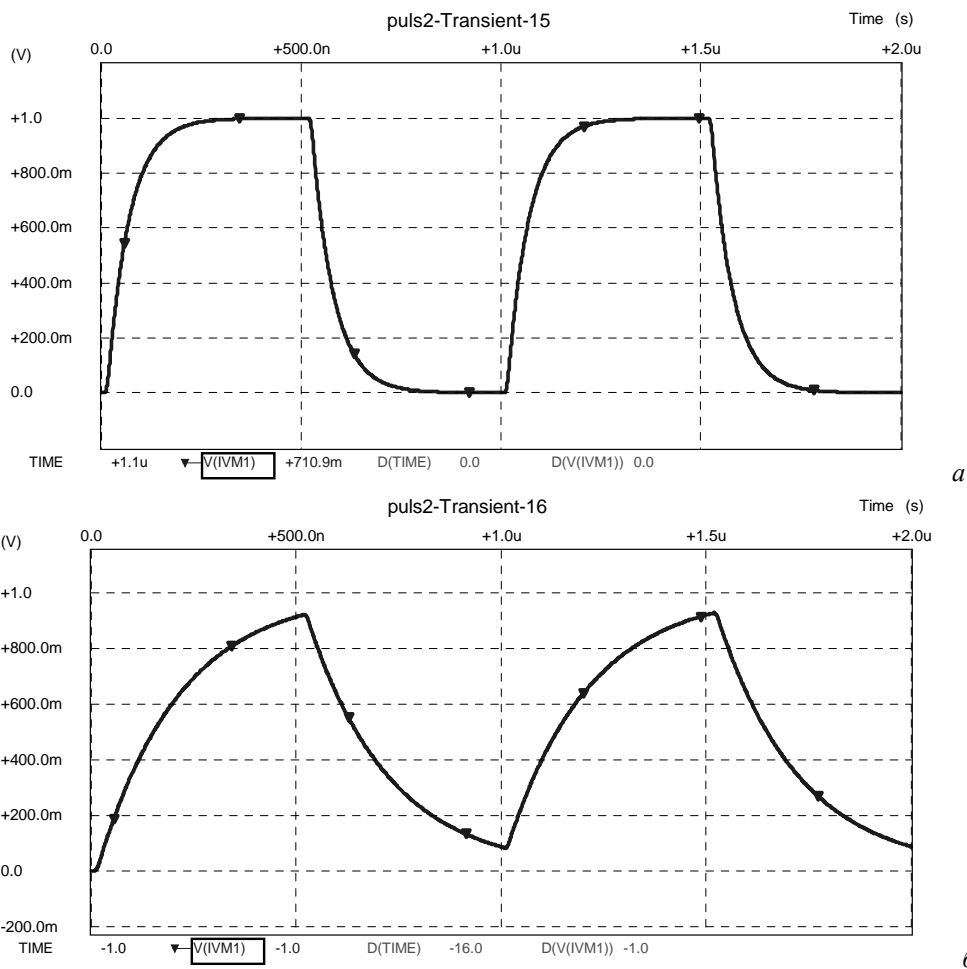


Рис. 2. Процес заряду ємнісного сенсора C_X при малій (а) та великій (б) паразитній ємності C_{LINE} лінії передачі сигналу

Ставиться задача розробити та проаналізувати спеціальні компенсаційні схеми, які запобігають паразитному впливу ліній передачі сигналу на сталу часу вимірювальних кіл ємнісних сенсорів.

Компенсація в схемах з заземленим ємнісним сенсором

Проблема компенсації паразитного впливу ліній передачі сигналу на параметри вимірювальних кіл не є новою і відображена в [1]. Найтипівішим вирішенням проблеми є використання коаксіальних кабелів з подвійним екрануванням. Такі кабелі, крім сигнальної лінії (центральної жили) L1, мають внутрішній L2 та зовнішній L3 екрани (рис. 3).

Ідея використання кабелів з подвійним екрануванням полягає в тому, що в умовах, коли паразитну ємність лінії передачі сигналу C_{LINE} зменшити не видається можливим, необхідно реалізувати такі додаткові зв'язки в лінії, які б запобігали накопиченню заряду паразитної ємності. Реалізують такий підхід, формуючи на внутрішньому екрані кабелю напругу, яка в кожен момент часу дорівнює входній напрузі на сигнальній лінії. Отже, різниця потенціалів на обох виводах паразитної ємності C_{LINE} завжди дорівнює нулеві, заряд паразитної ємності не відбувається, а отже – цією ємністю можна знехтувати.

Тут доцільно відзначити, принаймні, дві істотні обставини. По-перше, хоча напруга на внутрішньому екрані повинна завжди дорівнювати напрузі на сигнальній лінії, сигнальна лінія та внутрішній екран не зв'язані між собою, а природа напруг на цих лініях є різною. І по-друге, паразитна ємність між внутрішнім L2 та зовнішнім L3 екранами не впливає на сталу часу вимірювального кола. Як показано на рис. 3, напруга на внутрішньому екрані формується опе-

раційним підсилювачем ОА, який функціонує в режимі повторювача вхідної напруги сигнальної лінії. Таке рішення підтримує нульову різницю напруг між внутрішнім екраном L2 та сигнальною лінією L1, причому внутрішній екран не під'єднано до сигнального кола. Отже, внутрішній екран кабелю та паразитна C_{LINE} не впливають на сигнальне коло і не змінюють його сталу часу заряду. Ємність між внутрішнім L2 та зовнішнім L3 екранами також не впливає на сигнальне коло, адже заряд паразитної ємності між цими екранами відбувається не сигнальним колом, а вихідним колом операційного підсилювача. Очевидно, що заряд ємності між обома екранами операційним підсилювачем не є проблематичним, адже значення цієї ємності навіть при дуже довгих кабелях не перевищує сотні пікофарад.

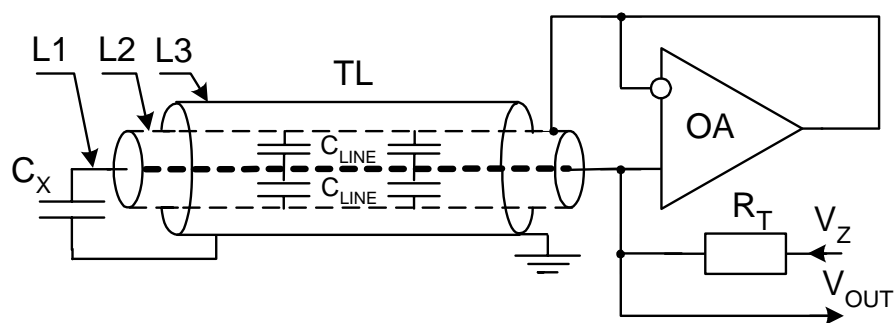


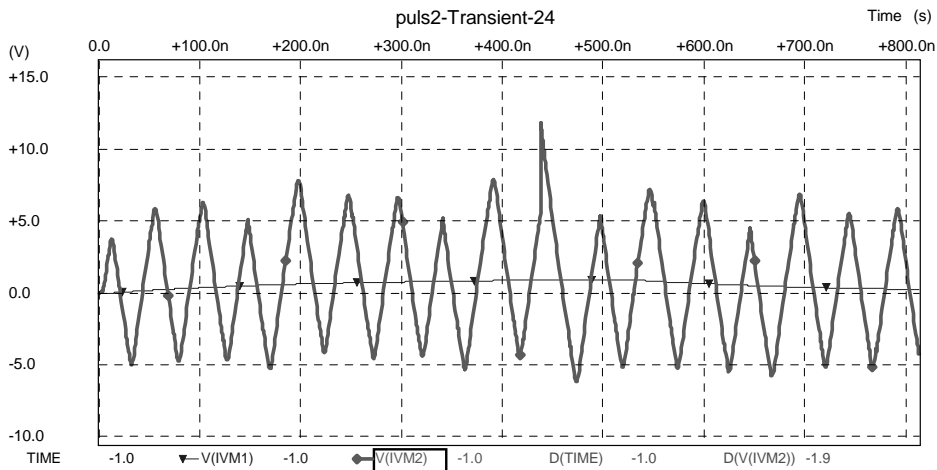
Рис. 3. Схема компенсації із заземленим ємнісним сенсором

Однак практична реалізація вищеприписаного методу компенсації пов'язана з вирішенням проблеми, яка в літературі практично не розглядається. Йдеться про зумовлену таким під'єднанням кабелю високочастотну нестабільність вимірювального кола. На рис. 4 наведено низку результатів досліджень нестабільності вимірювального кола при різних параметрах кабелю та кола корекції. Причиною високочастотної нестабільності є інертність кола зворотного зв'язку між внутрішнім екраном та сигнальним колом. Тут можливі два характерні варіанти поведінки схеми зворотного зв'язку.

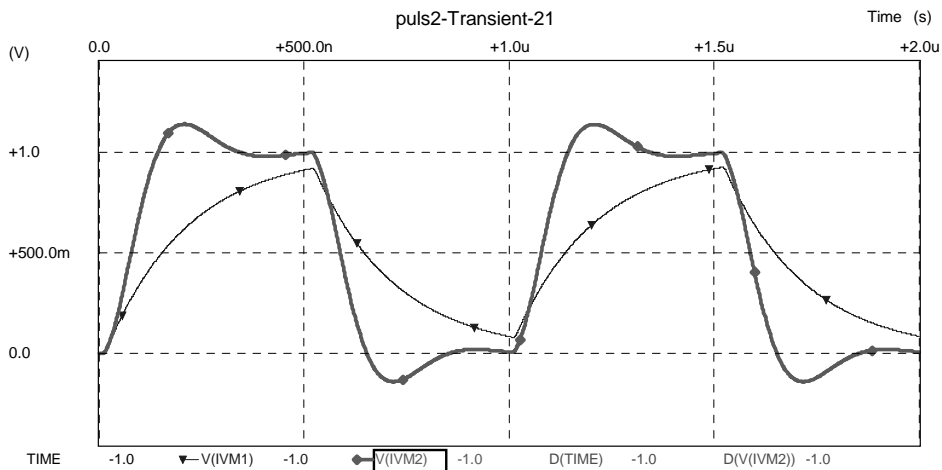
Перший варіант характеризується недостатньо високою швидкістю і застосовується при використанні операційних підсилювачів, в яких, для забезпечення хорошої стабільності роботи, робоча смуга частот є спеціально звуженою. Це традиційні операційні підсилювачі з високочастотною корекцією, яка формує різкий зріз амплітудно-частотної характеристики на частоті до 1 МГц. Більшість сучасних операційних підсилювачів загального використання мають саме таку граничну частоту підсилення. Дослідження показали, що операційні підсилювачі загального призначення не забезпечують необхідну швидкість кола зворотного зв'язку, а, отже, не можуть реалізувати якісну компенсацію впливу паразитної ємності лінії передачі сигналу на вимірювальні кола ємнісних перетворювачів.

Другий варіант поведінки схеми характеризується високочастотною нестабільністю і навіть паразитною автогенерацією схеми зворотного зв'язку. В ході експериментів було виявлено, що режим паразитної автогенерації схеми особливо часто спостерігається при великих довжинах сигнальних ліній (рис. 4, а).

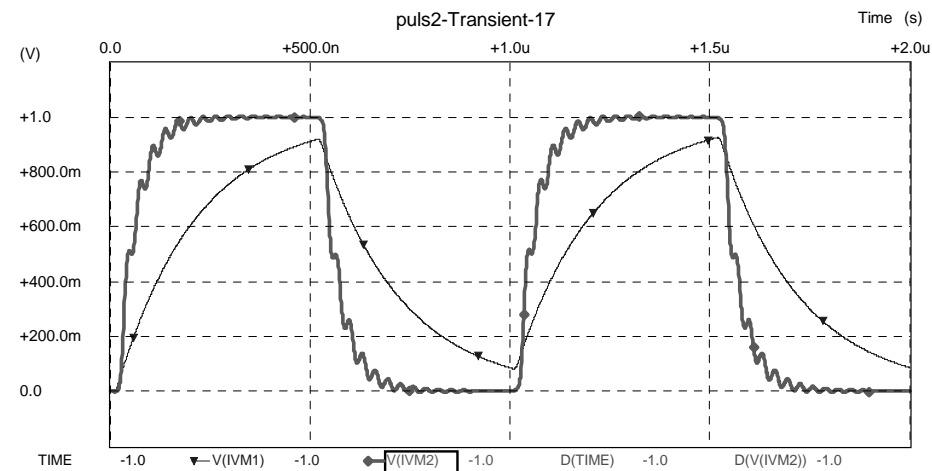
Вирішення цієї проблеми лежить в площині коректного вибору типу операційного підсилювача або розробки спеціальної схеми драйвера лінії передачі сигналу. Питання вибору відповідного типу операційного підсилювача має не лише інженерний характер. Жодний з вітчизняних підсилювачів чи підсилювачів країн СНД для такої задачі не придатний, а рекомендацій щодо вибору сучасних підсилювачів провідних електронних фірм світу нами також не виявлено. Тому нами було здійснено широкий пошук елементної бази та численні дослідження різноманітних операційних підсилювачів, які б задовольняли вимоги схем корекції впливу ліній передачі сигналу в сенсорних пристроях ємнісного типу, і зокрема, операційних підсилювачів світового лідера в галузі мікроелектронних сигнальних пристроїв – фірми Analog Devices (США).



a



б



в

Рис. 4. Перехідні процеси в різних схемах компенсації

Залежно від типу підсилювача та довжини лінії спостерігалися різноманітні форми перехідних процесів, наприклад, рис. 4, б, в. Як видно з наведених даних, відзначається коригування перехідного процесу – форма сигналу наближається до тієї, яка була при мінімальній ємності лінії передачі сигналу (рис. 1, а). Проте форма сигналу свідчить, що повністю уникнути паразитних коливань в перехідному процесі практично неможливо. Найкращі характеристики були отримані схемою компенсації на базі підсилювача AD817 (принаймні з тих, які були доступними в ході досліджень). Це сучасний швидкодіючий операційний підсилювач фірми Analog Devices зі смугою частот понад 50 МГц, швидкістю наростання вихідної напруги 350 В/мкс та вихідним струмом до 50 мА. Нами показано, що за допомогою схеми коректора на базі цього підсилювача похибка вимірювання ємності первинного перетворювача $C_X = 10$ пФ, яка вноситься лінією передачі сигналу з паразитною ємністю між сигнальною лінією та внутрішнім екраном $C_{LINE} = 30$ пФ зменшується в сотні разів.

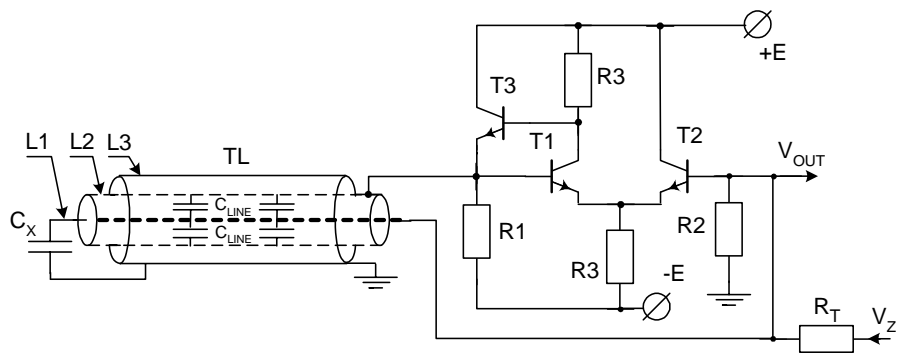


Рис. 5. Схема високочастотного драйвера сигнальної лінії

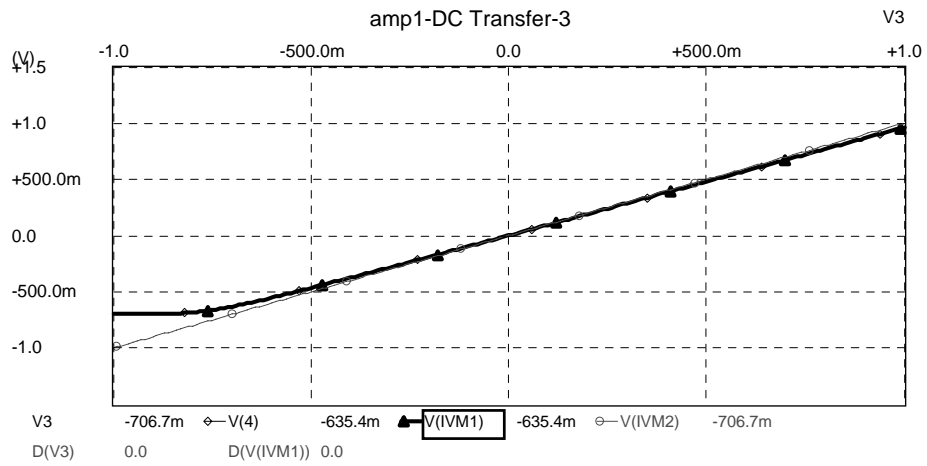
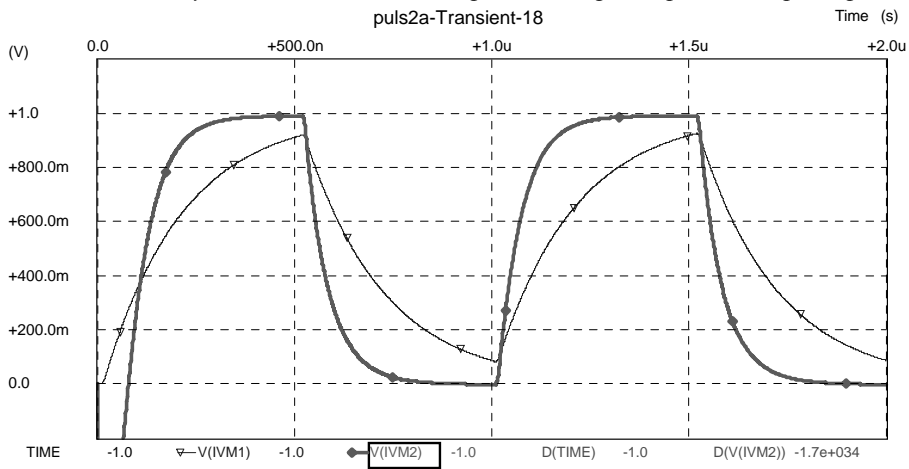
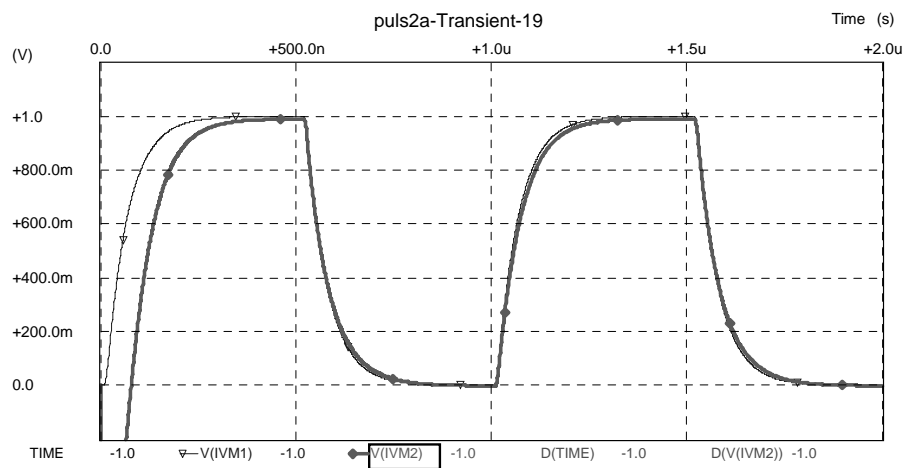


Рис. 6. Результати моделювання прохідної характеристики драйвера



a



б

Рис. 7. Результати корекції сигналу сенсора за допомогою високочастотного драйвера

З переходом на вищі частоти вимірювання, наприклад, сотні мегагерц – одиниці гігагерц, використання операційних підсилювачів, навіть найбільш широкосмугових, стає практично неможливим. Для таких високочастотних методів вимірювання нами розроблено спеціальний драйвер кабельної лінії передачі сигналу ємнісних сенсорних пристроїв. Схема драйвера (рис. 5) використовує три високочастотні транзистори з робочою частотою понад 1 ГГц, наприклад, KT3115. Транзистори складають схему диференційного підсилювача (Т1, Т2), який охоплено стовідсотковим від'ємним зворотним зв'язком (Т3). Вихідна напруга драйвера, яка формується на емітері Т3, подається на вхід диференційного підсилювача, що забезпечує рівність вихідної та вхідної напруг. Отже, на внутрішньому екрані кабелю напруга буде дорівнювати напрузі на сигнальній жилі кабелю.

Результати моделювання прохідної характеристики драйвера наведено на рис. 6. Якщо напруга живлення ± 3 В, діапазон вихідних напруг драйвера становить $-0.5...+0.8$ В і може бути довільно збільшеним при збільшенні напруги живлення схеми. Високочастотні властивості схеми переважно визначаються параметрами транзисторів і можуть досягати граничної частоти 1 ГГц. Схема характеризується хорошою високочастотною стабільністю. На рис. 7, а наведено результат коригування форми сигналу розробленим драйвером порівняно з варіантом без коригування (рис. 2, б), а на рис. 7, б – порівняно з варіантом мінімальної ємності лінії зв'язку (рис. 2, а). Як видно з наведених результатів, драйвер достатньо якісно відновлює форму вхідного сигналу. Запізненням вихідного сигналу в перші 0,2 мкс першого імпульсу, яке переважно зумовлено часом виходу схеми в лінійний режим, можна знехтувати, попередньо перевіривши схему в нормальний режим роботи.

Треба відзначити також певну проблему драйвера. На відміну від операційного підсилювача, вхідний струм схеми на дискретних біполярних транзисторах є доволі значним. Тому при малих струмах заряду вхідного кола ємнісного первинного перетворювача можливе виникнення додаткової похибки. Мінімізувати цю похибку можна використовуючи або на вході пару транзисторів по схемі Дарлінгтона, або польові транзистори, наприклад, надвисокочастотні GaAs транзистори з керуючим бар'єром Шоткі. Вхідний струм таких транзисторів є гранично малим, що забезпечує дуже високі характеристики драйвера на частотах аж до 10 ГГц.

Компенсація в схемах з незаземленим ємнісним сенсором

Як вже вище відзначалося, в останній час набуває все більшого поширення метод вторинного перетворення сигналу ємнісних сенсорів, який ґрунтується на вимірюванні накопиченого на вимірювальній ємності заряду Q . В цьому методі первинний перетворювач ємнісного типу періодично під'єднують до джерела фіксованої напруги V_Z . Для вимірювання заряду використовують схему інтегратора, яка являє собою операційний підсилювач з фіксованим конденсатором C_0 в колі від'ємного зворотного зв'язку. Враховуючи, що вхідний струм операційного підсилювача практично дорівнює нулеві, можна вважати

$$Q = \int I(t)dt = C_X V_Z = C_0 V_{OUT} ,$$

а, отже, вихідна напруга вторинного перетворювача становить

$$V_{OUT} = V_Z \frac{C_X}{C_0} .$$

Схема компенсації лінії передачі сигналу на коаксіальному кабелі з подвійним екраном для вторинних перетворювачів такого типу наведена на рис. 7. Принциповою відмінністю такої схеми є те, що на відміну від аналогів, заземляється не зовнішній екран, а проміжний екран кабелю. Перевагою такого рішення є, по-перше, відсутність впливу паразитної ємності кабелю на вхідне коло вимірювального перетворювача, і по-друге, використання зовнішнього екрана як лінії для періодичного подавання на сенсор напруги V_Z заряду ємності C_X первинного перетворювача.

Позитивний ефект досягається завдяки тому, що потенціал сигнальної лінії L1 завжди залишається нульовим, адже операційний підсилювач підтримує напругу на інвертуючому вході на рівні неінвертуючого входу, який є заземленим. Отже, паразитна ємність C_{LINE} між сигнальною

лінією L1 на внутрішнім екраном L2 не заряджається, а отже, не впливає на вимірювальне коло. Ємність між зовнішнім екраном L3, по якому періодично подається напруга V_Z для заряду ємності C_X , не впливає на результат вимірювання, оскільки на ємності зворотного зв'язку C_0 інтегрується лише заряд під'єднаної до інвертуючого входу підсилювача ємності первинного перетворювача C_X . Жодних високочастотних нестабільностей в розглянутій схемі не виникає. Похибка вимірювання, яка зумовлена сигнальною лінією навіть довжиною в десять метрів ($C_{LINE} > 100$), не перевищує 1%.

Враховуючи, що метод вторинного перетворення сигналу ємнісних сенсорів, який базується на вимірюванні накопиченого на ємності заряду нині є найпрогресивнішим, запропонована в цій роботі схема з'єднання вторинного перетворювача з незаземленим ємнісним сенсором дуже актуальна.

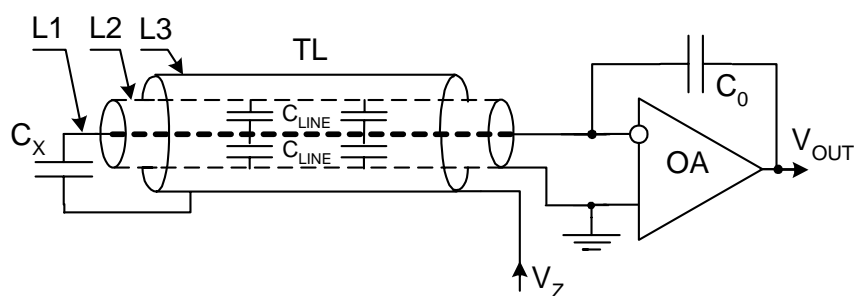


Рис. 8. Схема з'єднання вторинного перетворювача з незаземленим ємнісним сенсором

Висновки

Компенсація впливу ліній передачі сигналу в сенсорних пристроях ємнісного типу безпосередньо залежить від методу вимірювання ємності. В статті запропоновано та проаналізовано ряд схем компенсації паразитної ємності в лініях передачі сигналу типу коаксіальний кабель з подвійним екрануванням. Залежно від методу вимірювання ємності, частоти вимірювання та способу вмикання ємності у вимірювальне коло, застосовують компенсатори на основі високочастотних операційних підсилювачів чи спеціально розроблених для таких потреб високочастотних драйверів. Для схем з незаземленою вимірювальною ємністю в роботі запропоновано нетрадиційне вмикання у вимірювальне коло коаксіальних кабелів з подвійним екрануванням, в якому внутрішній екран заземляється, а по зовнішньому екрані подається напруга заряду конденсатора. В ході досліджень особлива увага приділена високочастотній стабільності компенсаційних схем.

1. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Готри, Р. Голяки. – Львів, 1999.
2. Qiu Y., Leme C.A., Franca J.E. CMOS Humidity sensor with calibrated voltage output. The 14 European Conference on Solid-State Transducers August 27-30, Copenhagen, Denmark. 2000. P.75-78.
3. Ruther P., Burg M., Steinert C., Paul O. Humidity microsensors using silica aerogel thin films. The 14 European Conference on Solid-State Transducers August 27-30, Copenhagen, Denmark. 2000. P.79-82.
4. Осадчий Е.П., Арбузов В.П., Ларкин С.Е. Преобразователь емкости датчика в напряжение // Приборы и системы управления. –1995. –№1. С.22-25.
5. Вудуард С. Прецизионный емкостной сенсор // Электроника. 1993. №3. С.74-75.
6. Гутников В.С, Соловьев А.Л, К.В. Рудаков, Ульянов В.А. Измерительная система для емкостных датчиков // Приборы и системы управления. – 1991. – №5. С.24-26.