

З.Ю. Готра¹, Р.Л. Голяка¹, В.Е. Єрашок¹, О.М. Мельник¹, Д. Прошак²¹Національний університет “Львівська політехніка”,

кафедра електронних приладів

²Жешувська політехніка, кафедра фізики

КОНТРОЛЕР МІКРОЕЛЕКТРОННОГО ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОГО СЕНСОРА ВОЛОГОСТІ ЄМНІСНОГО ТИПУ

© Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Єрашок В.Е., Мельник О.М., Прошак Д., 2004

Розглянуто питання створення сучасних інтелектуальних сенсорних пристроїв, основні питання побудови контролера мікроелектронного сенсора вологості ємнісного типу. Як основу контролера використано один з найсучасніших виробів фірми Analog Devices – мікроконвертор серії ADuCXXX, який за функціональними характеристиками відповідає вимогам інтелектуальних сенсорів (IEEE 1451.2). Проаналізовано вибір елементної бази контролера, описано особливості його роботи, наведено результати моделювання перехідних процесів схеми та алгоритмічну схему програмного забезпечення мікроконвертора.

Вступ

Домінантною тенденцією розвитку сучасних сенсорних пристроїв є розширення їх функціональних можливостей, підвищення точності вимірювання та мінімізація масогабаритних параметрів. Найвищим ступенем такого розвитку стали інтелектуальні сенсори, визначальними характеристиками яких є самодіагностика, термостабілізація, автоматичний вибір функції перетворення тощо [1].

Стаття стосується проблеми розробки принципів побудови контролера режимів роботи мікроелектронних інтелектуальних сенсорів вологості ємнісного типу. На відміну від інших сенсорів вологості, наприклад, резистивного типу, ємнісні сенсори забезпечують кращі динамічні характеристики та менший гістерезис функції перетворення [2].

Первинними перетворювачами мікроелектронних сенсорів вологості типово служать зустрічно-штирові структури, значення ємності яких є інформативним параметром вологості. Для цього поверх таких зустрічно-штирових структур формують абсорбційні мембрани [3, 4]. Відносна діелектрична стала води (води) має достатньо високе значення ($\epsilon_{H_2O} \approx 81$), що забезпечує високу вологочутливість вимірювальних перетворювачів ємнісного типу.

Однак існує низка проблем подальшого вдосконалення та масового застосування сенсорів вологості ємнісного типу. По-перше, на результати вимірювання вологості має значний вплив температура. По-друге, при тривалому впливі на мембрану сенсора високого рівня вологості і, особливо, конденсату води, значно зростає гістерезис функції перетворення та зменшується добротність конденсатора сенсора, а саме виникає його електропровідність. І, по-третє, високоточне вимірювання малих ємностей сенсорів та їх відповідних змін під час вимірювання вологості вимагає доволі складних засобів обробки сигналу.

Саме на вирішення цих проблем спрямована ця робота. Вирішення проблем забезпечується інтелектуалізацією вимірювання на основі описаного в статті спеціалізованого контролера режимів вимірювального перетворення.

Вибір елементної бази

Вирішальним моментом успішного розв'язання задачі розробки контролера інтелектуального сенсора вологості ємнісного типу стала мікроелектронна елементна база нового покоління – мікроконвертори (MicroConverter[®]). Саме такою оригінальною назвою наділені новітні однокристалні інтегральні схеми (IC) сигнальної обробки фірми Analog Devices [5]. Перша інформація

про такі ІС з'явилася приблизно п'ять років тому, однак лише нині розпочалося реальне широке їх впровадження в сучасні інтелектуальні сенсори. До складу типового мікроконвертора серії ADuCXXX входять:

- мікропроцесорне ядро типу 8052;
- прецизійний багатоканальний аналого-цифровий перетворювач;
- один або два цифроаналогові перетворювачі;
- джерело опорної напруги;
- внутрішній сенсор температури;
- керовані джерела струму живлення та контролю працездатності сенсорів;
- три таймери;
- блок регістрів спеціальних функцій;
- пам'ять програм з електричним перепрограмуванням (FLASH EEPROM);
- оперативна пам'ять даних;
- енергонезалежна пам'ять даних (FLASH);
- до 32-х програмованих ліній введення та виведення інформації;
- контролер каналу прямого доступу до зовнішньої пам'яті;
- I²C, SPI та UART інтерфейси.

На відміну від інших мікропроцесорних ІС з вузлами аналого-цифрового та цифроаналогового перетворення, мікроконвертори характеризуються істотно вищою прецизійністю сигнального перетворення. Це пояснюється тим, що інші виробники такої продукції за основу технології виготовлення взяли цифрові ІС-мікроконтролери. Однак високої якості вимірювального перетворення така технологія забезпечити не може, а тому їх застосування в прецизійних сенсорних пристроях є неможливим.

На противагу мікроконтролерам з вбудованими вузлами аналого-цифрового перетворення, мікроконвертори виготовляють за технологією високопрецизійних, зокрема, 24-розрядних, аналого-цифрових перетворювачів. В технічній документації на мікроконвертори спеціально відзначається, що вони як багатфункціональні високопрецизійні однокристальні інформаційні системи відповідають вимогам інтелектуальних сенсорів (IEEE 1451.2).

Крім того, при створенні контролера інтелектуального сенсора вологості були використані електронні ключі нового покоління серії ADGXXX та операційні підсилювачі типу rail-to-rail серії AD85XX. Ця елементна база також недавно розроблена фірмою Analog Devices. Унікальною особливістю ключів є можливість двонаправленого проходження струму, мінімальний емісійний вплив на сигнальні кола, а також функціонування з низьковольтними (від 3 В) малопотужними джерелами живлення. Останнє характеризує і вищевказані операційні підсилювачі. Останні виготовляються за CMOS-технологією, а типове значення їх вхідних струмів не перевищує 4 пА (наприклад, для AD8541/2/4).

Нові рішення характеризують і потужні ключові польові транзистори контролера, які використовують для керованого нагрівання сенсора. Такі транзистори (наприклад, IRML2402, фірми International Rectifier) застосовують D-MOS конструктивно-технологічний базис, що забезпечує мінімальний опір у відкритому стані та високу швидкодію. Терморегулятори на D-MOS транзисторах характеризуються надзвичайно високим коефіцієнтом корисної дії (понад 95%).

Отже, станом на початок XXI століття в електроніці сформувалися всі передумови розробки широкого ряду високоефективних засобів обробки сигналу мікроелектронних сенсорних пристроїв нового покоління.

Функціональні характеристики сенсора

Як первинний перетворювач використовується інтегрована структура, яка, крім зустрічно-штирового конденсатора, містить резистивний елемент (рис. 1, а). Резистивний елемент оточує по периферії зустрічно-штировий конденсатор, і, якщо необхідно (наприклад, для зменшення кількості виводів), може з'єднуватися з одним виводом конденсатора (рис. 1, б). Призначенням резистивного

елемента є вимірювання температури сенсора вологості та його контрольоване нагрівання при термостабілізації чи термовідпалі. Термовідпал виконують періодично при зниженні добротності конденсатора, наприклад, в умовах конденсації вологи. Температура термовідпалу становить 80...100 °C.

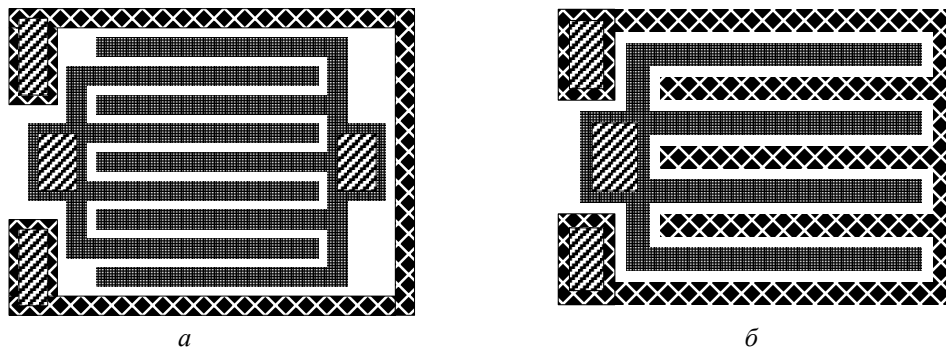


Рис. 1. Топологія інтегрованої структури сенсора вологості

Технологія виготовлення структури є типовою для тонкоплівкових сенсорів ємнісного типу, наприклад, типу 691 фірми Philips [2]. Як резистивний елемент доцільно використовувати плівковий резистор з опором приблизно 50 Ом. Плівкові елементи конденсатора та резистора можуть виготовлятися з того самого матеріалу, наприклад, молибдену.

При ємності сенсора вологості близько 100 пФ його чутливість до вологи становить 0,3...1 пФ при зміні відносної вологості на 1 %.

Ставиться задача розробки контролера ємнісного сенсора вологості, який, ґрунтуючись на вищерозглянутих мікроконверторах, характеризується підвищеною точністю вимірювання та розширеними функціональними можливостями, а саме:

- високопрецизійного вимірювання ємності первинного перетворювача, а з урахуванням тенденції до зменшення розмірів структур перетворювачів необхідно забезпечити можливість вимірювання дуже малих ємностей (від 10 пФ);
- самодіагностику перетворювача через вимірювання її добротності;
- самовідновлення добротності сенсора через його внутрішній термовідпал;
- вимірюванням температури та термокомпенсацію функції перетворення;
- стабілізацією температури сенсора (якщо необхідно);
- зв'язок з персональним комп'ютером через послідовний СОМ-порт.

Основна проблема та спосіб її розв'язання

Основною проблемою розробки ємнісних сенсорів вологості, як, зокрема, і інших сенсорів фізичних величин ємнісного типу, є необхідність вимірювання дуже малих змін ємності. Для розв'язання такої задачі необхідні доволі складні схемні рішення та дуже висока часова роздільна здатність вимірювальних кіл [6]. Так, простий розрахунок перехідного процесу заряду приросту ємності $\Delta C = 0.1$ пФ (0.1% від ємності сенсора $C = 100$ пФ) при омичному опорі кола заряду $R = 10$ МОм (максимально можливе значення з погляду реальних значень струмів просочування на друкованих платах чи роз'ємах), дає часову сталу $\tau = RC = 1$ мкс. Для безпосереднього вимірювання таких швидкоплинних процесів необхідно використати аналого-цифрові перетворювачі з смугою частот понад 1 МГц. Очевидно, що таке вирішення проблеми не може вважатися доцільним, адже ціни широкосмужових аналого-цифрових перетворювачів є надто високими для їх використання в кожному сенсорному пристрої вологості.

Тому постає задача розробки аналогового високопрецизійного вторинного перетворювача ємнісних сенсорів, який дає змогу отримати роздільну здатність на рівні 0.1 пФ. Критеріями оптимального розв'язання задачі необхідно вважати: по-перше, мінімальні структурні затрати

вторинного перетворювача, по-друге, його функціонування при низьковольтних однополярних джерелах живлення, і по-третє, узгодженість параметрів вторинного перетворювача з можливостями мікроконвертора. Зокрема, якщо йдеться про високопродуктивний 12- розрядний мікроконвертор ADuC812 чи його подальші модифікації, необхідно враховувати, що часова роздільна здатність ядра мікроконвертора при елементарних логічних функціях становить приблизно 1..3 мкс, а при аналого-цифровому перетворенні – приблизно 50 мкс. Роздільна здатність аналого-цифрового перетворення за напругою становить приблизно 1 мВ.

Крім того, необхідно реалізувати функції вимірювання добротності ємності сенсора, його температури та контрольованого розігріву для підвищення швидкості релаксації в умовах дуже високої вологості.

Спрощена схема розробленого вторинного перетворювача аналогового сигналу, яка відповідає поставленій задачі, наведена на рис. 2. Схема містить два вузли. Перший вузол виконує функції вторинного вимірювального перетворення ємності та добротності і складається з операційного підсилювача OA1 з колами від'ємного зворотного зв'язку SW1...SW9, C1...C4, R1...R5 та входного комутатора SW10. Другий вузол виконує функції вторинного вимірювального перетворення температури сенсора та його контрольованого нагріву і складається з операційного підсилювача OA2 з резисторами від'ємного зворотного зв'язку R8, R9 та ключової схеми на потужному D-MOS FET транзисторі. Сенсор вологості PT зображений у вигляді ємності C_x , значення якої є інформативним параметром вологості, резистора R_x , який імітує омичний опір ємності (неідеальність ємності сенсора вологості) та резистора R_t , який служить для вимірювання температури та контрольованого нагрівання сенсора.

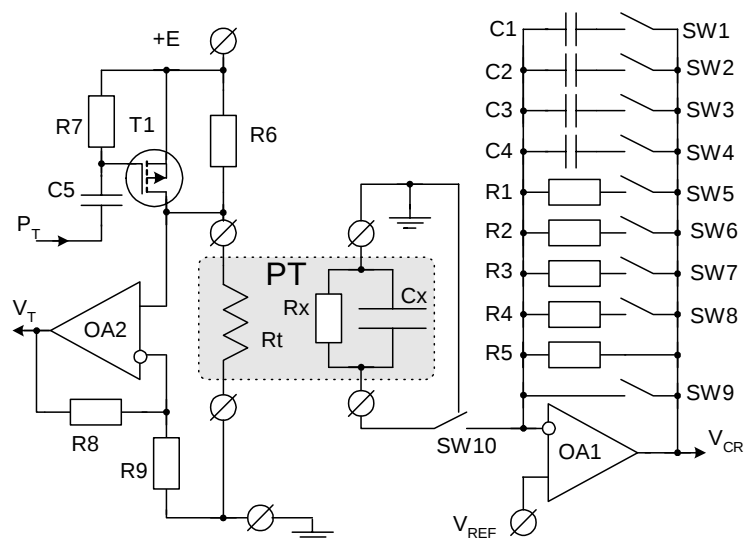


Рис. 2. Спрощена схема вторинного перетворювача та термостабілізатора

Схема вторинного перетворювача живиться однополярним джерелом живлення $+E = 3...5$ В. Опорна напруга $V_{ref} = 2.5$ В служить для зміщення неінвертуючого входу OA1 і формується стабілізатором на “band gap” принципі, який є складовою частиною ІС мікроконвертора. Перемикання режиму та діапазону вимірювання забезпечують відповідними ключами SW1...SW8, причому конденсатори C1...C4 використовують при вимірюванні ємності C_x (вологості), а резистори R1...R4 – омичної складової R_x ємності сенсора (чим більший опір R_x , тим вищою є добротність; в ідеальних структурах $R_x \rightarrow \infty$).

Розглянемо детально принципово найважливіший режим вимірювання ємності. Як це вже відзначалося, вимірювання малих ємностей пов'язано з проблемою швидкоплинності процесу заряду, що не дає змоги безпосереднього використання мікроконвертора. Проблема вирішується схемним рішенням, яке дає змогу виділити накопичений на вимірювальному конденсаторі C_x заряд Q та зберегти величину цього заряду у вигляді напруги V_{Ci} на конденсаторі C_i (C1...C4) кола

зворотного зв'язку. Заряд, при замиканні ключа SW10, відбувається по колу V_{CR} (вихідна напруга ОА1) – конденсатор зворотного зв'язку (C_i) – точка віртуальної опорної напруги (інвертувальний вхід ОА1) – вимірювальний конденсатор (C_x) – спільна точка схеми (мінус джерела живлення). Враховуючи, що вхідний струм операційного підсилювача практично дорівнює нулеві, можна вважати

$$Q = \int I(t)dt = C_x V_{REF} = C_i (V_{CR} - V_{REF}),$$

а, отже, вихідна напруга вторинного перетворювача становить

$$V_{CR} = V_{REF} \left(\frac{C_x}{C_i} + 1 \right).$$

Однак така спрощена інтерпретація зарядного процесу може привести до некоректного аналізу режиму роботи схеми, що своєю чергою, відобразиться на точності вимірювального перетворення. По-перше, перехідний процес має декілька фаз, а, по-друге, вихідна напруга вторинного перетворювача не може зберігатися незмінною упродовж тривалого часу. Останнє зумовлено тим, що операційний підсилювач ОА1 повинен бути охопленим не лише конденсатором, але і резистором зміщення ОА1 по постійному струмі (в схемі цей резистор вибрано $R = 10 \text{ МОм}$ – максимально можливе значення з погляду реальних значень струмів просочування на друкованих платах).

Результати модельних досліджень та описання схеми вторинного перетворювача

Для детального аналізу всіх особливостей зарядного процесу були виконані численні моделювання схеми вторинного перетворювача в середовищі PSPICE A/D – 2000. Блок-схема моделі наведена на рис. 3, а вибіркові результати аналізу – на рис. 4. З результатів аналізу випливає, що перехідний процес має чотири основні фази.

Перша фаза є дуже швидкоплинна і триває в перші наносекунди замикання вимірювального конденсатора на мінус напруги живлення (момент такого замикання відбувається при $t = 0.5 \text{ мкс}$). Друга фаза – це заряд конденсаторів. Причому часова стала цього заряду відрізняється від традиційних RC-кіл. Річ у тім, що тривалість часу заряду не визначається параметрами RC-кола, а часом виходу операційного підсилювача в збалансований режим. Як видно з часових епюр рис.3, б, г перехідного процесу, упродовж перших мікросекунд (зокрема, до 2 мкс , якщо $C_x = 20 \text{ пФ}$) операційний підсилювач не може привести потенціал інвертувального входу до потенціалу опорної напруги. Третя фаза настає після переходу підсилювача в збалансований режим, що свідчить про закінчення заряду конденсаторів. Упродовж цієї фази відбувається повільний розряд конденсатора зворотного зв'язку через резистор R5. Саме на початку цієї фази є доцільним виконувати аналого-цифрове перетворення вихідного сигналу. Четверта фаза настає при переході джерела вхідної напруги схеми (V3 на схемі рис. 3) у вимкнений стан ($t = 4,5 \text{ мкс}$). Відбувається швидкий розряд конденсаторів. Необхідності в детальному аналізі цієї четвертої фази немає, оскільки вона настає вже після вимірювання сигналу.

Детальніше кількісні параметри перехідних процеси подано на рис. 5–7. Так, на рис. 5 подано перехідні процеси при нульовій ємності ($C_x = 0 \text{ пФ}$), що є корисним для аналізу початкового зміщення (off-set) вихідної напруги вторинного перетворювача. Видно, що при використанні операційних підсилювачів типу AD8541/2/4 напруга початкового зміщення не перевищує 1 мВ на рівні значення опорної напруги, що є порівняно малою величиною і може бути елементарно компенсовано під час калібрування сенсора.

Перехідний процес струму заряду ємності сенсора при $C_x = 20 \text{ пФ}$ наведено на рис. 6, з якого випливає, що в процесі заряду струм є сталим і підтримується на рівні $\approx 10 \text{ мкА}$. Після заряду ($t = 2 \text{ мкс}$) відбувається остаточне встановлення операційного підсилювача в збалансований стан.

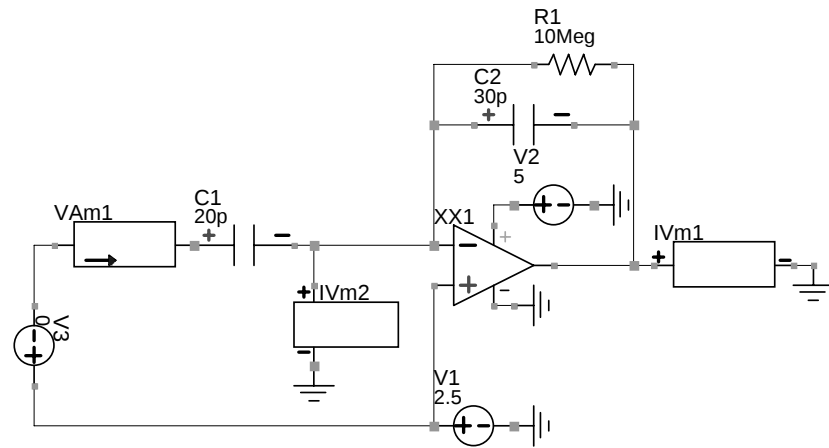


Рис. 3. Блок-схема моделі вторинного перетворювача

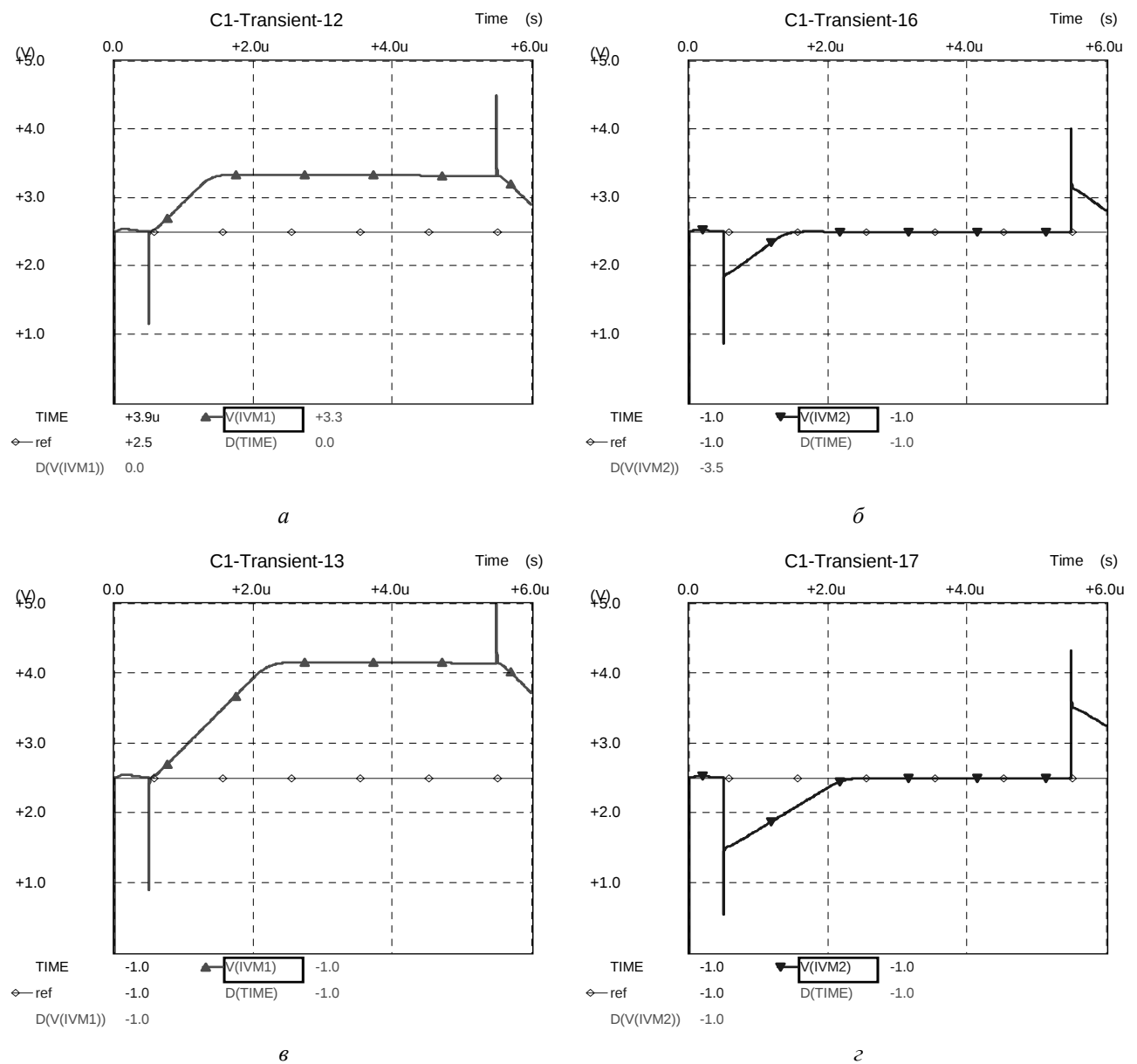
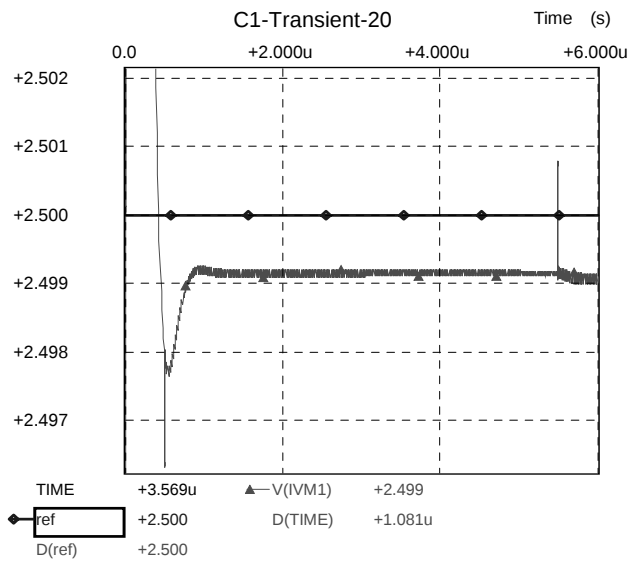
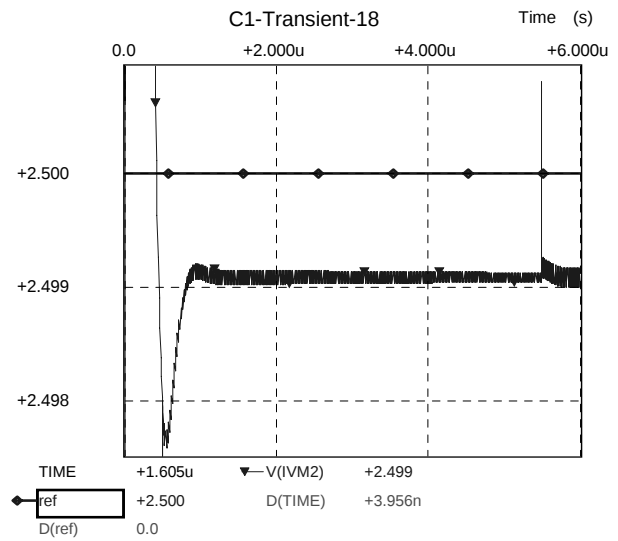


Рис. 4. Перехідні процеси при зміні ємності сенсора: а) $C_X = 10 \text{ нФ}$, в) $C_X = 20 \text{ нФ}$ – напруга на інвертувальному вході; б) $C_X = 10 \text{ нФ}$, г) $C_X = 20 \text{ нФ}$ – напруга на виході підсилювача



а



б

Рис. 5. Перехідні процеси при нульовій ємності сенсора:
а)– напруга на інвертувальному вході; б) напруга на виході підсилювача

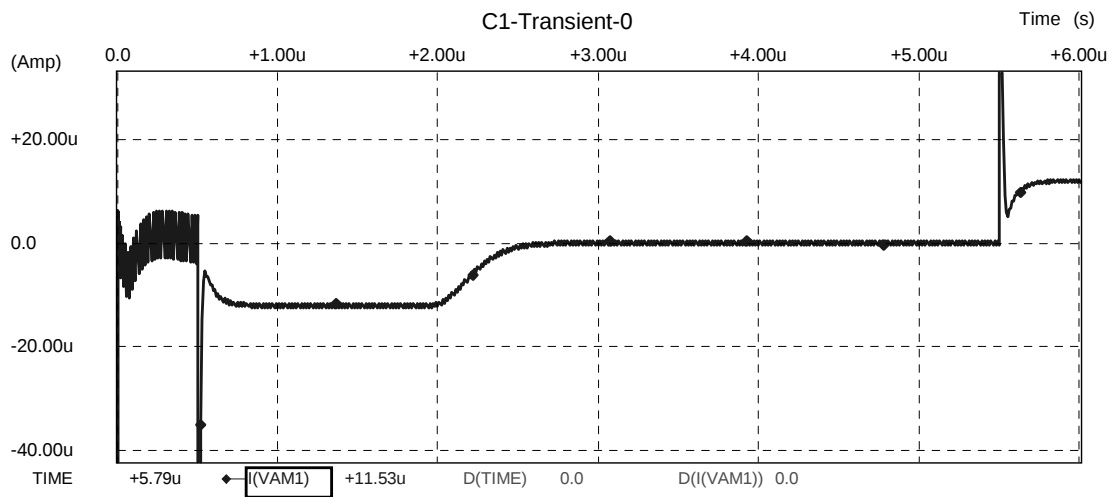


Рис. 6. Перехідний процес струму заряду ємності сенсора ($C_X = 20 \text{ nF}$)

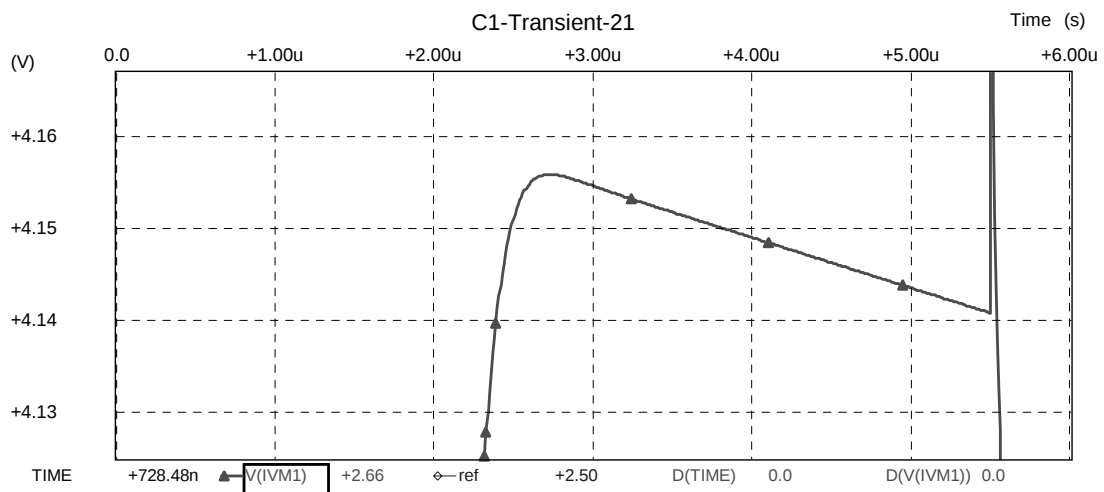


Рис. 7. Зміна вихідної напруги вторинного перетворювача після перехідного процесу заряду ємностей
($C_X = 20 \text{ nF}$, $C_2 = 30 \text{ nF}$, $R_5 = 10 \text{ MOhm}$)

На рис. 7 зображено процес розряду конденсатора зворотного зв'язку в третій фазі. Для визначення кількісної характеристики процесу розряду масштаб епоюри по осі V було збільшено, з чого випливає, що при $C_x = 20$ пФ та $R = 10$ МОм розряд відбувається з швидкістю – 5 мВ/мкс (при вихідній напрузі це становить $\approx 0.5\%$ на 1 мкс). Кількісне значення швидкості розряду необхідна для коректної реалізації подальшого аналого-цифрового перетворення.

Робота вторинного перетворювача в режимі вимірювання добротності сенсора є аналогічною до схем вимірювання опору, а тому модельних досліджень не вимагає. При замиканні одного з ключів SW5...SW8 струм, який протікає через опір конденсатора R_x та один з вибраних опорів R_i ($R_1...R_4$) кола зворотного зв'язку, зумовлює струм $I = V_{REF}/R_x$ та вихідну напругу

$$V_{CR} = V_{REF} \left(\frac{R_i}{R_x} + 1 \right).$$

В режимі вимірювання омичного пору ємності сенсора, як і в режимі вимірювання ємності, передбачено по чотири діапазони. Зокрема, діапазонами вимірювання C_x можуть бути 10 пФ, 100 пФ, 1 нФ, 10 нФ, а опору – 1 КОм, 10 КОм, 100 КОм, 1 МОм. Діапазон 10 МОм забезпечується з допомогою опору R5 (всі ключі кіл зворотного зв'язку у розімкненому стані).

У вузлі температурного режиму роботи сенсора передбачено використання лише одного резистивного елемента R_t , як для вимірювання температури сенсора, так і для його контрольованого нагріву. Це зменшує кількість виводів сенсора та комутаційних дротів, і як наслідок – спрощує структуру сенсорного пристрою та підвищує надійність його роботи.

В режимі вимірювання температури струм (його типове значення $I = 2$ мА) через термо-залежний резистор R_t опором приблизно 50 Ом задається резистором R6. Ключовий потужний D-MOS FET транзистор знаходиться у вимкненому стані. Напруга на резисторі (≈ 0.1 В), яка є інформативним сигналом температури, підсилюється на ОА2, і далі перетворюється мікро-конвертором в цифровий код.

В режимі нагріву через вхід P_T та диференціювальну ланку C5, R7 на затвор потужного транзистора подають імпульси від'ємної полярності, що приводить до відкриття цього транзистора. Це збільшує струм через резистивний елемент R_t до $I_Q = V(E)/R_t = 5\text{В}/50\text{Ом} = 100\text{мА}$ та, відповідно – потужність тепловиділення $P = I_Q V(E) = 0.5\text{Вт}$. Відбувається нагрів сенсора. Особливістю схеми є те, що тепловиділення відбувається лише в імпульсі, тривалість якого визначається параметрами диференціювальної ланки C5, R7. Це запобігає неконтрольованому перегріву сенсора у разі некоректного керування з боку мікроконвертора (наприклад, при неперервному імпульсі відкриття транзистора). В нормальному режимі стабілізації температури сенсора, керування потужністю тепловиділення здійснюється частотою слідування імпульсів нагріву на вході P_T .

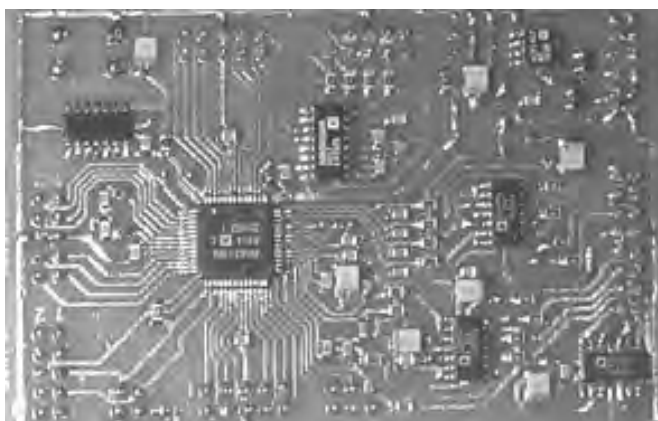


Рис. 8. Зовнішній вигляд плати контролера

Контролер сенсора вологості реалізовано на друкованій платі розміром приблизно 9 см × 5 см (див. рис. 8). Критерії вибору елементної бази були висвітлені вище. Вся комплектація передбачає поверхневий монтаж, всі пасивні елементи – безкорпусні. Крім вторинного перетворювача сигналу, на платі розміщено мікроконвертор та комплект необхідних для його нормальної роботи допоміжних елементів. Серед них – стабілізатор напруги живлення, буферні підсилювачі, ІС драйверу UART інтерфейсу тощо.

Дослідженнями макета контролера встановлено, що останній за функціональними характеристиками повністю відповідає поставленим завданням. Типові значення відносної точності вимірювання ємності та опору становлять 0,1%. Роздільна здатність вимірювання ємності становить 0.1 пФ. Термостабілізація сенсора здійснюється з точністю 0,2 °С. Алгоритм керування сенсором вологості розглянуто нижче.

Алгоритмічна схема програмного забезпечення мікроконвертора

Як було вище відзначено, мікроконвертори серії ADuCXXX містять мікропроцесорне ядро типу 8052 та енергонезалежну пам'ять. Це дає змогу довільно запрограмувати послідовність та режими роботи сенсорного пристрою. Крім того, наявність в мікроконверторі UART інтерфейсу дає змогу забезпечити постійний або періодичний зв'язок сенсорного пристрою з персональним комп'ютером через послідовний COM порт. Зважаючи на це, нами було розроблено програмне забезпечення (Assembler код), яке забезпечує два варіанти роботи – автономну роботу сенсора і керування його роботою з персонального комп'ютера. Для індикації результатів вимірювання в автономному варіанті роботи контролер вимагає рідкокристалічного дисплею.

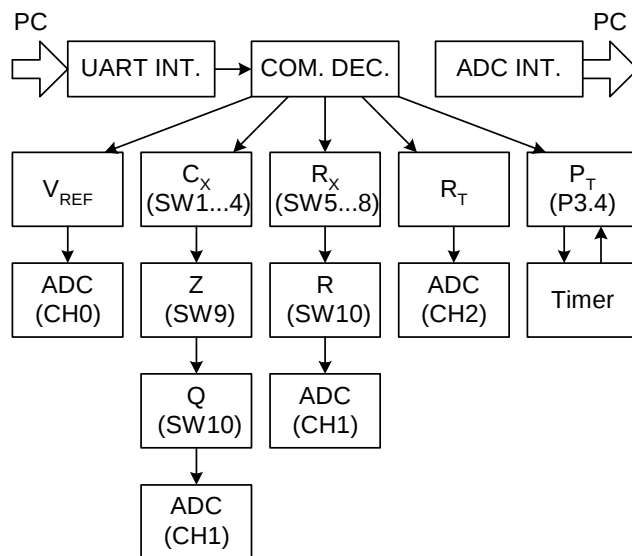


Рис. 9. Алгоритмічна схема програмного забезпечення мікроконвертора

Основні елементи програмного забезпечення для обох його варіантів є аналогічними. На рис. 9 наведена спрощена алгоритмічна схема програмного забезпечення мікроконвертора для варіанта роботи з комп'ютером. Для введення команди використовується UART переривання (за адресою 23H), а для виведення – переривання закінчення аналого-цифрового перетворення (по адресу 33H). Після надходження команди відбувається її дешифрування (COM.DEC). Результатом дешифрування можуть бути п'ять дій:

- вимірювання опорної напруги (V_{REF}), яка через буферний підсилювач з'єднана з нульовим каналом мікроконвертора – ADC (CH0);
- вимірювання ємності в заданому командою керування діапазоні вимірювання – C_X (замикається один з ключів SW1..4); перед вимірюванням здійснюється розряд конденсатору зворотного зв'язку (замикається ключ SW9), далі здійснюється заряд конденсаторів (перемикається

двопозиційний ключ SW10); вихід вторинного перетворювача під'єднано до першого каналу мікроконвертора – ADC (CH1);

- вимірювання опору (добротності) конденсатора в заданому командою керування діапазоні вимірювання – R_x (замикається один з ключів SW5..8); аналогічно до попередньої дії замикається ключ SW10, а вихід перетворювача під'єднано до першого каналу мікроконвертора – ADC (CH1);

- вимірювання температури за допомогою резистивного елемента (R_T); вихід V_T під'єднано до другого каналу мікроконвертора – ADC (CH2);

- контрольований нагрів сенсора (P_T), для чого через вивід P3.4 мікроконвертора на вхід P_T вторинного перетворювача подається сигнал низького рівня, що на час, визначений таймером (Timer), призводить до відкриття потужного транзистора T1.

Висновки

Описано базові підходи створення контролера інтелектуального мікроелектронного сенсора вологості ємнісного типу на основі мікроконвертора серії ADuCXXX (Analog Devices). Крім функції вимірювання ємності сенсора з роздільною здатністю 0.1 пФ, контролер дає змогу вимірювати температуру та добротність сенсора, виконувати стабілізацію його температури, а при необхідності – контрольований відпал сенсора для підвищення його добротності. Проаналізовано вибір елементної бази контролера, описано особливості його роботи, наведено результати моделювання перехідних процесів схеми та алгоритмічну схему програмного забезпечення мікроконвертора.

1. Brignell J., While N. *Intelligent Sensor System*. Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia. IOP Publishing. 1996.

2. Вудуард С. Прецизионный емкостной сенсор // *Электроника*. 1993. №3. С.74-75.

3. Qiu Y., Azeredo Leme C., Franca J.E. CMOS Humidity sensor with calibrated voltage output. *The 14 European Conference on Solid-State Transducers August 27-30, Copenhagen, Denmark*. 2000. PP.75–78.

4. 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. PP.79–82.

5. MicroConverter[®], Multichannel 12-Bit ADC with Embedded Flash MCU. Analog Devices, Inc. 2001. <http://www.analog.com>.

6. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Готри, Р. Голяки. – Львів, 1999.