

ІНДУКТИВНО-РЕЗОНАНСНИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ІВС З ЧАСОВИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ ІНФОРМАЦІЇ

Шабатура Ю.В.

Вінницький національний технічний університет,
кафедра метрології та промислової автоматики

E-mail: shabatura@vstu.vinnica.ua

Abstract.

Shabatura Y. Induction-resonance dimension converter for informative-measurable system with time presentable information. This article submit theoretical and practical research, structure and sketchy realization for induction-resonance dimension converter. It's include some computer simulation of measurable channel converter which acknowledge offer decision.

Вступ. Потенційні можливості сучасних інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) в значній мірі визначаються множиною первинних вимірювальних перетворювачів, які використовуються в їх структурі.

Як відомо [1] процедура вимірювання фізичної величини здійснюється спеціальними технічними засобами, які утворюють вимірювальні канали. Одна з найпростіших структур вимірювальних каналів представлена на рисунку 1.

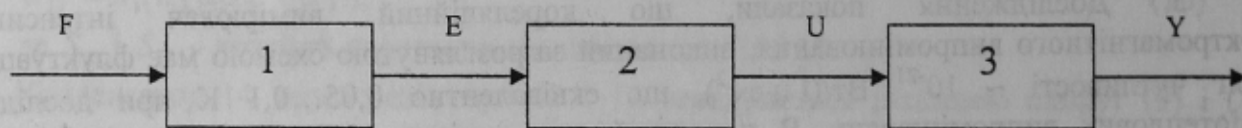


Рисунок 1 - Структура вимірювального каналу

Вимірювана фізична величина F від об'єкту вимірювань діє на вимірювальний перетворювач 1, який у відповідності з вибраним, фізичним ефектом перетворює цю дію в іншу фізичну величину E , яка в проміжному блоці 2 може підсилюватися, або трансформуватися в фізичну величину U . Відповідно в блоці 3 фізична величина U , обліковується, записується, або зберігається, утворюючи тим самим кінцевий результат вимірювання Y .

З розглянутої найпростішої структури вимірювального каналу з усією очевидністю випливає висновок, що найбільш відповідальним, таким, що в значній мірі визначає точність, ефективність і працездатність всього вимірювального каналу є вимірювальний перетворювач. У зв'язку з таким висновком стає зрозуміло, що поряд з іншими вимогами вимірювальні перетворювачі повинні мати такі характеристики, які відповідають їхнім функціональним задачам в складі тих, або інших ІВС.

Постановка задачі. Виконати розробку індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача з часовим представленням інформації. Здійснити синтез його математичної моделі, та провести чисельне комп'ютерне моделювання його роботи.

Попередні зауваження та граничні умови. Перед початком розробки доцільно сформулювати попередні зауваження та вимоги до структури і функцій індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача.

Серед комплексу вимог і задач необхідно виділити головну задачу вимірювального перетворювача – це перетворення вимірюваної фізичної величини F в іншу фізичну величину E . Враховуючи те, що і вхідна і вихідна фізичні величини вимірювального перетворювача являються носіями інформаційного сигналу, тому для надійного і повного отримання інфор-

мації про стан і фізичні характеристики об'єкта вимірювань, особливого значення в плані мінімізації похибки вимірювань набувають характеристики і принципи дії вимірювальних перетворювачів. Причому, якщо вміст інформації в сигналах F і E описувати степеневою мірою зміни інформаційного параметру P цих величин, то необхідно, щоб при перетворенні величини F у величину E втрати інформативного параметру P були мінімальними. В цьому відношенні значні переваги мають вимірювальні перетворювачі в яких відбувається перетворення фізичної величини F в еквівалентний часовий інтервал ΔT , який може визначатися різними методами [2]. Особливо слід відмітити те, що в багатьох практично важливих технічних задачах існує потреба виконувати вимірювання безконтактним методом, причому, якщо вимірювальна система є автономною, то додатково виникають обмеження з боку мінімізації енергоспоживання. З врахуванням цих зауважень і обмежень розглянемо індуктивно-резонансний вимірювальний перетворювач, який працює в імпульсному режимі, є інваріантним до дії завад і дозволяє безконтактним методом вимірювати відстань від робочої поверхні сенсора до поверхні електропровідного об'єкту.

Концептуальні теоретичні положення розробки. Принцип дії індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача базується на зміні часу затухання вільних коливань, що виникають після ударного збудження в резонансному LC-контурі, при зміні відстані від котушки індуктивності контуру до поверхні електропровідного об'єкта. Фізика цього явища базується на тому, що коли силові лінії електромагнітного поля котушки перетинають електропровідний матеріал об'єкту, який наближається до котушки, то вони викликають появу у ньому вихрових струмів, які створюють власне електромагнітне поле, потік якого направлений зустрічно до потоку поля котушки контуру. В результаті взаємодії полів відбувається зміна активного та реактивного опору котушки. Причому введення в поле котушки електропровідного матеріалу приводить до збільшення її активного опору R_L і зменшення її індуктивності L_K . Таким чином це зумовлює зменшення добротності котушки.

Розглянемо режим ударного збудження паралельного резонансного LC-контура від одиночного імпульсу. Якщо в момент надходження імпульсу збудження поблизу котушки контуру відсутні електропровідні об'єкти, то у ньому за певних умов виникнуть коливання частота яких f_o буде визначатися у відповідності з відомою формулою:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1)$$

В усіх практичних випадках ці коливання будуть затухаючими, оскільки в контурі спостерігатимуться втрати енергії, які в основному будуть зумовлені активним опором котушки контуру. Якість котушки в цьому відношенні характеризують добротністю Q .

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_L}, \quad (2)$$

де L – індуктивність котушки, R_L – активний опір котушки, $\omega_o = 2\pi f_o$ – кругова резонансна частота.

Розглянемо більш детально необхідні умови для виникнення коливального процесу в контурі при його ударному збудженні. Модель для визначення перехідного процесу в LC-контурі має вигляд:

$$iR_L + L \frac{di}{dt} + U_C = U_o. \quad (3)$$

Введемо заміну $i = C \frac{dU_C}{dt}$. (4)

Модель набуде вигляду:

$$\frac{d^2 U_C}{dt^2} + \frac{R_L}{L} \frac{dU_C}{dt} + \frac{U_C}{LC} = 0. \quad (5)$$

Її загальний розв'язок відомий [3]. Він представлений нижче

$$U_C = U_1 e^{k_1 t} + U_2 e^{k_2 t}, \quad (6)$$

де k_1 і k_2 – корені характеристичного рівняння

$$k^2 + 2\alpha k + \omega_0^2 = 0, \quad (7)$$

де $\alpha = \frac{R_L}{2L}$. (8)

З рівняння (7) отримуємо:

$$k_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}. \quad (9)$$

Отже від значення α буде залежати характер протікання перехідного процесу в контурі. Коливальний процес буде виникати при умові:

$$\alpha^2 < \omega_0^2. \quad (10)$$

Тобто: $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, або $Q > \frac{1}{2}$. (11)

При достатньо високому значенні добротності Q амплітуда затухаючих коливань буде повільно зменшуватися. Вона зменшиться в e -разів за час ζ , який можна визначити з рівняння

$$\zeta = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{2L}{R_L}. \quad (12)$$

На протязі цього часу у контурі відбудеться N періодів власних коливань, як це впливає з співвідношення

$$N = \frac{\zeta}{T_0} = \frac{Q}{\pi} = \frac{\omega_0 L}{\pi R_L}. \quad (13)$$

Оцінити швидкість згасання коливань в контурі можна за допомогою декременту згасання δ , який обчислюється як логарифм відношення амплітуд, які розділені одним періодом T .

$$\delta = \ln \left(\frac{e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}}}{e^{-\frac{\omega (t+T)}{2Q}}} \right) = \frac{\omega_0 T}{2Q} = \frac{R_L T}{2Q} = \alpha T = \frac{\pi}{Q}. \quad (14)$$

Таким чином виконані теоретичні дослідження явища, на якому буде базуватися практична розробка індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача.

Структурний та схемотехнічний синтез індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача з часовим представленням інформації.

Для компенсації впливу збурюючих факторів, які можуть впливати на похибку вимірювань, структурно вимірювальний перетворювач пропонується виконувати з використанням двох каналів: опорного і вимірювального. Причому схемотехнічно ці канали повинні бути однаковими. Відмінність між ними повинна бути лише в тому, що резонансний LC-контур опорного каналу повинен бути ізольованим від впливу електропровідного об'єкту, який наближатиметься до резонансного LC-контур вимірювального об'єкту. Всі інші види зовнішніх та внутрішніх фізичних факторів повинні в однаковій мірі впливати на складові частини обох каналів. Узагальнена структурна схема індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача представлена на рисунку 2. В схемі прийняті такі позначення: 1 – сенсорний резонансний LC-контур, 2 і 8 – детектори, 3 і 9 – фільтри низьких частот, 4 і 10 – компаратори, 7 – резонансний LC-контур опорного каналу, 5 – суматор по модулю два, 6 – вхідний імпульс ударного збудження контурів.

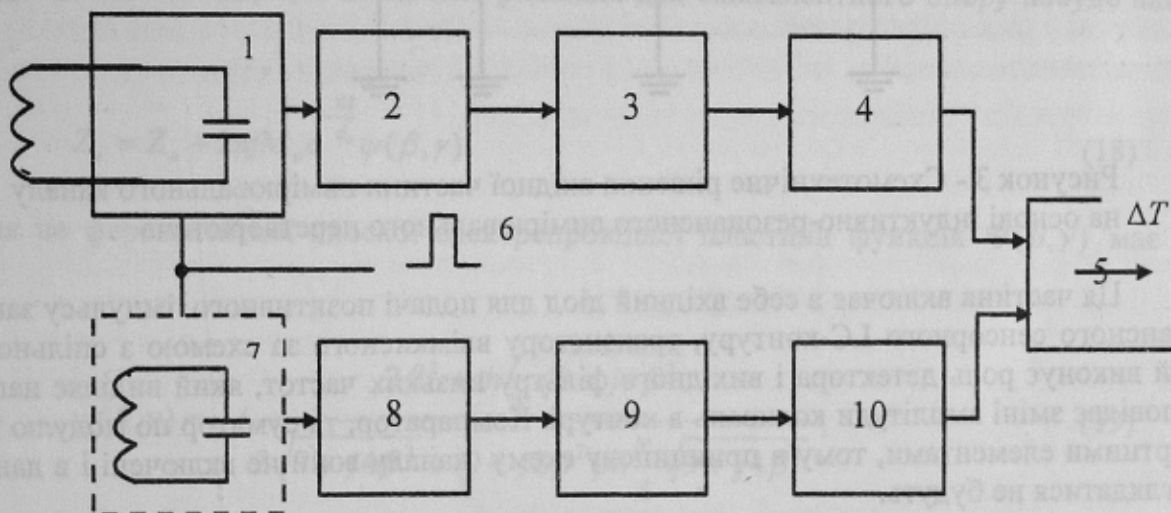


Рисунок 2 - Структурна схема індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача

Індуктивно-резонансний вимірювальний перетворювач з часовим представленням вимірювальної інформації працює наступним чином. Імпульс запуску 6 одночасно ударно збуджує коливальний LC-контур 1, котушка індуктивності якого є чутливим елементом і опорний коливальний LC-контур 7. Затухаючі коливання, що виникнуть в обох контурах будуть продетектовані детекторами 2 і 8 відповідно, після чого вони надійдуть до входів фільтрів низьких частот 3 і 9 відповідно, напруга з виходів фільтрів 3 і 9 буде виділятися на входах компараторів 4 і 10 відповідно, причому, оскільки електричні параметри коливальних LC-

контурів 1 і 7 повинні бути близькими, то зміна в часі напруг на входах компараторів 4 і 5 буде залежати від швидкості затухання коливальних процесів в цих контурах. Враховуючи те, що котушка індуктивності коливального LC-контурі 1 є чутливим елементом, тому швидкість затухання коливального процесу в даному контурі окрім загальних впливаючих факторів (температури, вологості, тиску і т.д.) буде залежати від наявності електропровідного об'єкту біля цієї котушки та відстані до нього. Таким чином момент зниження напруги до рівня нижнього порогу спрацювання компараторів 4 і 10 на виходах фільтрів 3 і 9 приведе до виникнення різниці в часі між моментами переходу виходів компараторів 4 і 10 з рівня логічної одиниці до рівня логічного нуля. Ця різниця в часі між вказаними переходами буде сформована на входах логічного суматора по модулю два 5, що приведе до появи на його виході імпульсу тривалість якого буде визначатися розглянутими умовами. Застосування опорного каналу дозволить компенсувати дію збурюючих факторів на вимірювальний канал, тому тривалість ΔT імпульсу на виході суматора по модулю два буде залежати лише від наявності та відстані від електропровідного об'єкту до робочої поверхні осердя котушки індуктивності сенсорного LC-контурі.

Варіант схемотехнічного рішення для реалізації основної частини вимірювального каналу представлений на рисунку 3.

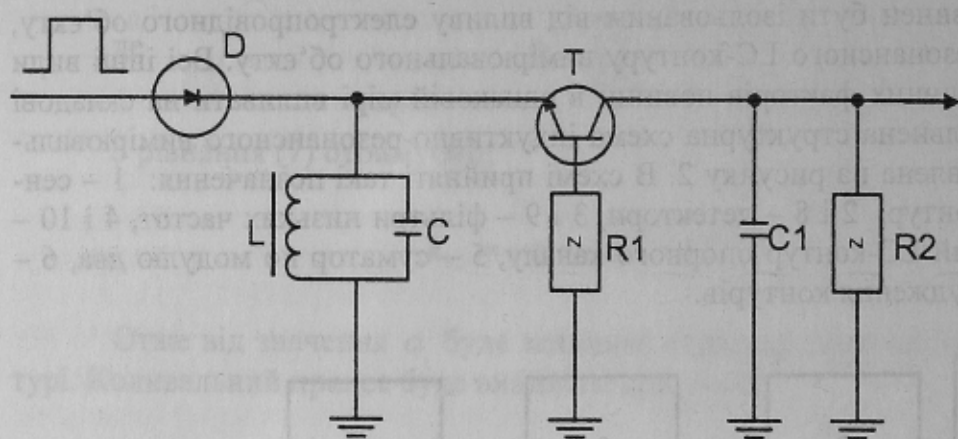


Рисунок 3 - Схемотехнічне рішення вхідної частини вимірювального каналу на основі індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача

Ця частина включає в себе вхідний діод для подачі позитивного імпульсу запуску, резонансного сенсорного LC-контурі, транзистору ввімкненого за схемою з спільною базою, який виконує роль детектора і вихідного фільтру низьких частот, який виділяє напругу, що відповідає зміні амплітуди коливань в контурі. Компаратор, та суматор по модулю два є стандартними елементами, тому в принципову схему каналу вони не включені і в даній роботі розглядатися не будуть.

Математичне дослідження індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача.

Для визначення змін активного та реактивного опорів котушки індуктивності з магнітопроводом до відкритого торця якого наближається електропровідний матеріал сформуємо рівняння повного еквівалентного опору

$$Z_e = Z_o + Z_n = Z_o + 2\pi f M \Psi(\beta, \gamma), \quad (15)$$

де Z_o – повний опір котушки при відсутності у її полі електропровідного матеріалу;
 Z_n – додатковий опір, який спричинений появою в полі котушки електропровідного матеріалу, що викликає її демпфування;

M – коефіцієнт взаємоіндукції котушки індуктивності і електропровідного матеріалу об'єкту;

$\Psi(\beta, \gamma)$ – функція, яка характеризує розміри, провідність, орієнтацію та інші параметри електропровідного матеріалу.

Експериментальні дослідження [4] показали, що коефіцієнт взаємоіндукції M котушки індуктивності і електропровідного матеріалу є експоненційною функцією залежності від відстані ℓ між торцем осердя котушки і поверхнею електропровідного матеріалу

$$M = M_o e^{-\frac{6\ell}{d_e}}, \quad (16)$$

де M_o – коефіцієнт взаємоіндукції між котушкою індуктивності і її дзеркальним відображенням при нульовому зазорі між торцями їх осердь,

d_e – еквівалентний діаметр котушки індуктивності. Придатним для практичного застосування є значення цього діаметру рівне середньому діаметру обмотки котушки.

Значення коефіцієнта M_o можна визначити з формули:

$$M_o = \frac{U_o}{I_o}, \quad (17)$$

де значення U_o та I_o визначаються експериментально при таких умовах: дві однакових котушки індуктивності (опорного та вимірювального каналів) з'єднують осердями; через одну з них пропускають фіксований струм I_o , а на кінцях обмотки другої в цей час вимірюють напругу U_o .

З врахуванням введених позначень рівняння для еквівалентного опору набуде вигляду:

$$Z_e = Z_o + 2\pi f M_o e^{-\frac{6\ell}{d_e}} \Psi(\beta, \gamma). \quad (18)$$

Для не феромагнітної плоскої електропровідної пластини функція $\Psi(\beta, \gamma)$ має вигляд:

$$\Psi(\beta, \gamma) = -j \frac{2\beta^2 + th \frac{\gamma}{4} \sqrt{9 + j4\beta^2}}{3\sqrt{9 + j4\beta^2} + (9 + j2\beta^2) th \frac{\gamma}{4} \sqrt{9 + j4\beta^2}}, \quad (19)$$

$$\text{де } \beta = \frac{d_e}{2} \sqrt{2\pi f \mu \sigma}; \quad \gamma = \frac{4h}{d_e}, \quad (20)$$

σ – питома електропровідність матеріалу пластини,

μ – магнітна провідність пластини,

h – товщина пластини.

Якщо підставити залежність (10) в формулу (9), то отримаємо рівняння повного еквівалентного опору сенсорної котушки індуктивності

$$Z_e = Z_o - j2\pi f M_o e^{-\frac{6l}{d_e}} \frac{2\beta^2 + th(\frac{\gamma}{4}\sqrt{9+j4\beta^2})}{\sqrt[3]{9+j4\beta^2} + (9+j2\beta^2)th(\frac{\gamma}{4}\sqrt{9+j4\beta^2})} \quad (21)$$

Очевидно, що для забезпечення максимальної чутливості сенсора необхідно, щоб металевий об'єкт фіксованого розміру, який наближається до котушки вносив у контур максимальне значення активного опору. Це стає можливим за умови, коли дійсна складова функції $\Psi(\beta, \gamma)$ досягає максимального значення $Re \Psi(\beta, \gamma) \rightarrow \max$.

Активні та реактивні складові внесеного в контур опору визначаються за формулами:

$$R_{vn} = 2\pi f M_o \exp(-\frac{6l}{d_e}) Re \psi(\beta, \gamma), \quad (22)$$

$$X_{vn} = 2\pi f M_o \exp(-\frac{6l}{d_e}) Im \psi(\beta, \gamma), \quad (23)$$

де $Im \psi(\beta, \gamma)$ - уявна складова функції $\Psi(\beta, \gamma)$.

Комп'ютерне моделювання роботи вимірювального перетворювача.

Моделювання роботи схеми вимірювального перетворювача виконувалося за допомогою програмного комплексу Electronics Workbench [5]. Ударне збудження контуру здійснювалося підключенням попередньо зарядженої ємності. При вказаних на схемі номіналах резонансна частота контуру $f_0 = 31,85$ кГц. Моделювання впливу металевого об'єкта, який наближається до котушки здійснювалося шляхом паралельного підключення до індуктивності контуру активного опору, що спричиняє зміну його добротності. Номінал опору залежить від відстані, характерного розміру об'єкта, та від еквівалентного діаметру котушки. Максимальна відстань з якої об'єкт починає активно впливати на коливальний процес в контурі апроксимується залежністю: $X_{max} = 0,5l + 4d_e$. На рисунку 4 показана схема, за якою проводилося моделювання вимірювального каналу перетворювача.

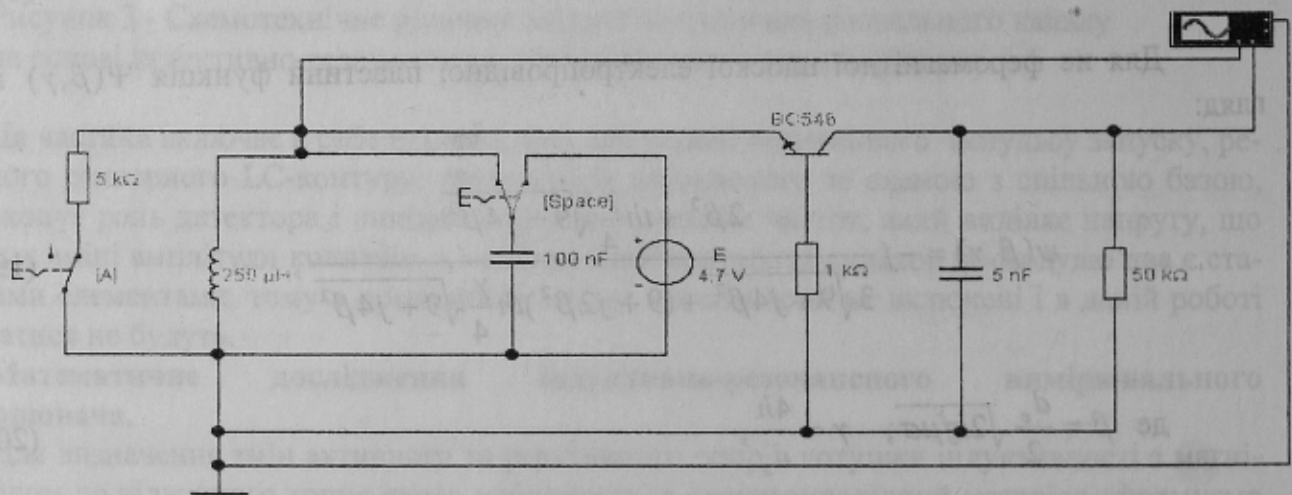


Рисунок 4 - Схема моделювання вимірювального каналу в середовищі Electronics Workbench

Результати моделювання для різних значень внесених опорів представлені на рисунку 5. Часові інтервали затухання визначені на проміжку між максимальним значенням

амплітуди збудження контуру, яка виділяється на конденсаторі вихідного фільтру і моментом зниження її до значення 0,1 від максимального.

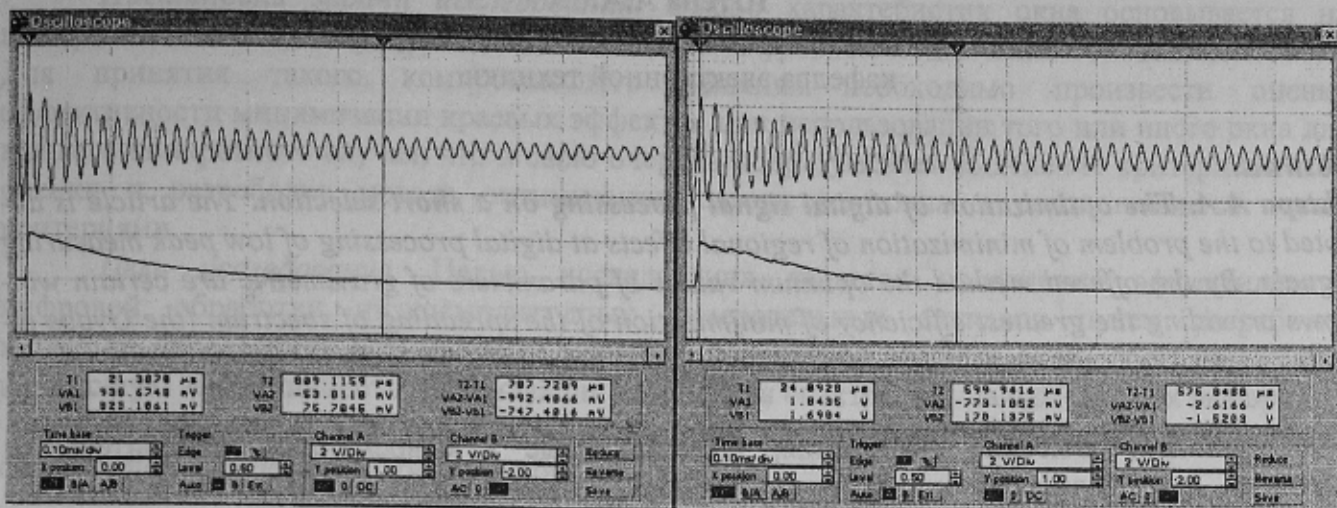


Рисунок 5 - Осцилограми коливальних процесів у контурі і зміни напруги на виході фільтру вимірювального каналу

Як видно з розрахунків наведених під осцилограмами, якщо інтервал затухання при внесеному в контур опорі 10 кОм становить 787,73 мкс, то при опорі – 5 кОм він становить вже 575,85 мкс. Моделювання з внесеним опором 1 кОм визначило інтервал затухання – 472,34 мкс. Ці результати підтверджують високу чутливість вимірювального перетворювача.

Висновки

1. Розроблені теоретичні основи побудови інваріантних до дії завад індуктивно-резонансних вимірювальних перетворювачів з часовим представленням інформації.
2. Виконана практична розробка структури і схематичної реалізації індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача придатного для безконтактного вимірювання відстані до електропровідного об'єкту.
3. Проведено математичне дослідження, в результаті якого отримані моделі, що дозволяють здійснювати оптимізацію і досягати максимальної чутливості вимірювального перетворювача.
4. Здійснено комп'ютерне моделювання роботи перетворювача, яке показало його працездатність і високу чутливість.

Література

1. Пиатровский Я. Теория измерений для инженеров: Пер. с польск. - М.: Мир, 1989. - 296 с.
2. Шабатура Ю.В. Основы теории и практики интервальных измерений. Монография. - Вінниця: Універсам, 2003. - 167 с.
3. Кугушев А.М., Голубева Н.С. Основы радиозлектроники. - М.: Энергия, 1969. - 880 с.
4. Адуллаев А.А., Набиев И.А., Гусейнов М.Ш. Дискретные средства преобразования и сбора измерительной информации. - М.: Машиностроение, 1982. - 144 с.
5. Шабатура Ю.В., Присяжнюк В.В. Використання комп'ютерів у дослідженні електронних схем. Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2003. - 108 с.