

Рис. 7. Розрахункові криві ustalених значень напруг навантаження: 1 – $r_{H1}=1$ Ом, 2 – $r_{H2}=15$ Ом

4. Висновок. Запропоновано алгоритм аналізу динаміки роботи каскаду “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч”, орієнтований на явні методи числового інтегрування. Характерною рисою запропонованого алгоритму є моделювання напівпровідникових вентилів за схемою ідеального ключа. У рівняннях динаміки робота вентилів відображена додатковими логічними змінними, що набувають значень 0, 1. Це значно спрощує алгоритм аналізу та зменшує обсяг обчислювальних операцій.

1. Бондаренко В.М. Методы и алгоритмы анализа статических и динамических режимов нелинейных цепей. – Киев, 1974. – 105 с. (Препринт /АН УССР Ин-т электродинамики, № 66). 2. Глухивский Л. И. Расчет периодических процессов электротехнических устройств. – Львов: Вища школа, 1984. – 164 с. 3. Мерабишвили П.Ф., Случанко Е.И. Исследование переходных и установившихся процессов в трехфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций // *Электричество*. – 1973. – № 4. – С. 21–26. 4. Миланч Т.В. Исследование переходных процессов в цепях, питающихся от управляемых выпрямителей // *Технічна електродинаміка. Системи електроживлення електротехнічних установок і комплексів*. – 1999 – С. 61–62. 5. Самотий В.В., Дзелендзяк У.Ю. Дискретна математична модель трифазного однопівперіодного випрямляча // *Вісник ВПІ*. – 2005. – № 5 – С. 67–71. 6. Чабан В.И. Основы теории переходных процессов электромашиных систем. – Львов: Вища школа. Изд-во при Львов. ун-те, 1980. – 200 с. 7. Чабан В.И., Самотий В.В. Применение экстраполяционного метода в задачах ускоренного поиска стационарных процессов электромагнитных устройств // *Изв. вузов. Электромеханика*. – 1987. – № 8. – С. 13–17.

УДК 681.2.08

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИСОКООМНИХ ТРИКОМПОНЕНТНИХ КОМПЛЕКСНИХ ОПОРІВ МЕТОДОМ ЗМІЩЕННЯ СИСТЕМИ КООРДИНАТ ЗА НАПРУГОЮ

© Микола Грибок, Марія Прач, 2009

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра інформаційно-вимірювальних технологій,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

На основі математичної моделі вимірювального кола за допомогою імітаційного моделювання одержано залежності похибок вимірювання RLC-параметрів від впливаючих факторів.

Исходя из математической модели измерительной цепи путем имитационного моделирования получены зависимости погрешностей измерения RLC-параметров от влияющих факторов.

On the basis of mathematical model of measuring circle by an imitation design dependences of errors of measuring of RLC-parameters are got on influences.

1. Вступ. Параметри трикомпонентних комплексних опорів відповідають певним якісним характеристикам об’єкта досліджень. Для вимірювання цих параметрів розроблено методи [1, 2, 3], що основані на

здійсненні аналого-цифрових перетворень на кількох частотах. Із зміною частоти часто досліджуваній імпланс об’єкта досліджень стає співмірним із вхідним імпедансом аналого-цифрового перетворювача АЦП. А

це призводить до значних похибок вимірювання. Тому розроблення нових методів вимірювань, що забезпечать незалежність результатів вимірювань від значення вхідного імпедансу АЦП, є актуальним завданням. Упровадження алгоритмічних методів [4, 5] в процеси вимірювань відкрило нові можливості для визначення параметрів низькоомних комплексних опорів методом зміщення системи координат за опором і провідністю [6], а також за напругою і струмом [7]. Проблема вимірювання параметрів високоомних комплексних опорів частково вирішена в [8], однак мало уваги приділено аналізу впливу факторів похибки на результати вимірювань.

2. Мета дослідження. За допомогою імітаційного моделювання одержати числові значення похибок вимірювань залежно від впливаючих факторів.

3. Схема вимірювання та основні математичні співвідношення. Узагальнена структурна схема вимірювання (рис. 1) містить джерело синусоїдної

напруги ДСН, комутатор К, блок управління БУ, аналогово-цифровий перетворювач АЦП діючого значення напруги, цифровий частотомір ЦЧ, обчислювальний пристрій ОП, зразкові активні опори R_0, R_1, R_2 . Щоб виконати вимірювання RLC-параметрів у діапазоні частот, використано подільник напруги R_1, R_2 для множення \dot{U}_{23} на скаляр

$$K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Опори R_1, R_0 вибирають значно меншими від вхідного опору Z_V АЦП. Вимірявши значення напруг $U_{12}, U_{23'}$ та $U_{13'}$, можна визначити складові комплексних опорів у діапазоні частот [8]. Зауважимо, що результат вимірювання не залежить від значення коефіцієнта передачі АЦП. Потрібна лише висока чутливість та лінійність функції перетворення.

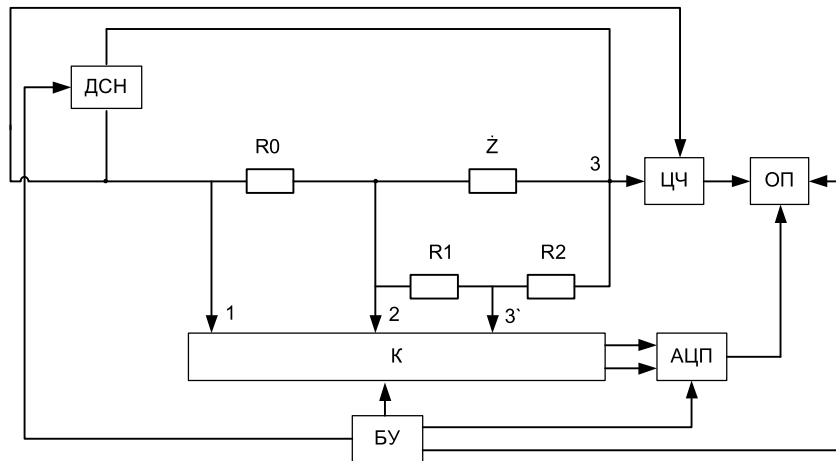


Рис. 1. Узагальнена структурна схема вимірювача RLC-параметрів високоомних комплексних опорів методом зміщення системи координат за напругою

4. Методика одержання математичної моделі вимірювального кола. Комплексний опір \dot{Z}_1 об'єкта досліджень на частоті f_1 дорівнює $\dot{Z}_1 = r_{1H} + jx_{1H}$. Опір R_{Π} подільника напруги R_1, R_2 дорівнює $R_{\Pi} = R_1 + R_2$. Опори R_0 та R_1 співмірні, причому $R_0 \ll Z_V, R_1 \ll Z_V$, де Z_V – модуль вхідного імпедансу АЦП. Подамо \dot{Z}_1 через провідність

$\dot{Y}_1 = g_{1H} - jb_{1H} = \frac{r_{1H}}{Z_1^2} - j \frac{x_{1H}}{Z_1^2}$. Провідність кола між вузлами 2 та 3:

$$\dot{Y}_{11} = g_{1H} - jb_{1H} + \frac{1}{R_{\Pi}} = \left(g_{1H} + \frac{1}{R_{\Pi}} \right) - jb_{1H} = g_{11} - jb_{11},$$

де $g_{11} = g_{1H} + \frac{1}{R_{\Pi}}$; $b_{11} = b_{1H}$. Коефіцієнт поділу

подільника напруги $K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Опір кола між

вузлами 2 та 3: $\dot{Z}_{11} = \frac{g_{11}}{Y_{11}^2} + j \frac{b_{11}}{Y_{11}^2} = r_{11} + jx_{11}$, а його

модуль $Z_{11} = \sqrt{r_{11}^2 + x_{11}^2}$. Введемо ряд позначень напруг між точками 1, 2 та 3 : $U_{12}(\omega_1) = U_1$;
 $U_{23}(\omega_1) = U_2$; $U_{13}(\omega_1) = U_3$. Опiр кола між

вузлами 1 та 3: $\dot{Z}_2 = \dot{Z}_{11} + R_0 = (r_{11} + R_0) + jx_{11}$, а його модуль $Z_2 = \sqrt{(r_{11} + R_0)^2 + x_{11}^2}$. Струм, що протiкає через опiр R_0 , $i_1 = \frac{U(t)}{Z_2}$. Знаходимо спади

напруг $U_{12}(\omega_1) = i_1 R_0$; $U_{23}(\omega_1) = i_1 Z_{11}$;
 $U_{13}(\omega_1) = U(t)$. Напруга

$\dot{U}_{23}(\omega_1) = i_1 \dot{Z}_{11} = i_1 r_{11} + j i_1 x_{11}$. Звiдси

$\dot{U}_2 = K \dot{U}_{23}(\omega_1) = K i_1 r_{11} + j K i_1 x_{11}$. Аналогiчно

$\dot{U}_3 = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = (U_1 + K i_1 r_{11}) + j K i_1 x_{11}$. Вiдповiдно модулi напруг U_2 та U_3 :

$$U_2 = \sqrt{(K \cdot i_1 \cdot r_{11})^2 + (K \cdot i_1 \cdot x_{11})^2};$$

$$U_3 = \sqrt{(U_1 + K \cdot i_1 \cdot r_{11})^2 + (K \cdot i_1 \cdot x_{11})^2}. \quad \text{За}$$

одержаними значеннями U_1 , U_2 та U_3 знаходимо значення опору r_{11} : $r_{11} = \frac{U_3^2 - U_2^2 - U_1^2}{2KU_1^2} R_0 = \frac{g_{11}}{Y_{11}^2}$.

Звiдси $g_{11} = r_{11} \cdot Y_{11}^2 = g_1 + \frac{1}{R_{II}}$. Оскiльки

$$Y_{11} = \frac{i_1}{U_{23}(\omega_1)} = \frac{i_1 \cdot K}{U_2}, \text{ то визначаємо } g_{11} = r_{11} \cdot Y_{11}^2,$$

а $g_1 = g_{11} - \frac{1}{R_{II}}$; $b_1 = \sqrt{Y_{11}^2 - g_{11}^2}$. За одержаними

значеннями g_1 , b_1 знаходимо $Y_1 = \sqrt{g_1^2 + b_1^2}$;

$r_1 = \frac{g_1}{Y_1^2}$; $x_1 = \frac{b_1}{Y_1^2}$. Тобто на частотi ω_1 можна

знайти значення r_1 , x_1 , g_1 та b_1 . Оскiльки об'єкт дослiджень мiстить три невідомi як трикомпонентний комплексний опiр, то БУ змiнює частоту коливань з f_1

на f_2 в ДСН. Комплексний опiр об'єкта дослiджень на частотi f_2 : $\dot{Z}_2 = r_{2H} + jx_{2H}$. Подамо опiр \dot{Z}_2 через

$$\text{провiднiсть} \quad \dot{Y}_2 = g_{2H} - j b_{2H} = \frac{r_{2H}}{Z_2^2} - j \frac{x_{2H}}{Z_2^2}.$$

Провiднiсть кола між вузлами 2 та 3:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{22} &= g_{2H} - j b_{2H} + \frac{1}{R_{II}} = \left(g_{2H} + \frac{1}{R_{II}} \right) - j b_{2H} = \\ &= g_{22} - j b_{22}, \text{ де } g_{22} = g_{2H} + \frac{1}{R_{II}}; \quad b_{22} = b_{2H}. \end{aligned}$$

Опiр кола між вузлами 2 та 3:

$$\dot{Z}_{22} = \frac{g_{22}}{Y_{22}^2} + j \frac{b_{22}}{Y_{22}^2} = r_{22} + jx_{22}. \quad \text{Модуль } \dot{Z}_{22}$$

дорiвнює $Z_{22} = \sqrt{r_{22}^2 + x_{22}^2}$. Введемо ряд позначень

напруг між вузлами 1, 2 та 3 $U_{12}(\omega_2) = U_4$;
 $U_{23}(\omega_2) = U_5$; $U_{13}(\omega_2) = U_6$. Опiр кола між

вузлами 1 та 3: $\dot{Z}_3 = \dot{Z}_{22} + R_0 = (r_{22} + R_0) + jx_{22}$, а

його модуль $Z_3 = \sqrt{(r_{22} + R_0)^2 + x_{22}^2}$. Струм, що протiкає через опiр R_0 , $i_2 = \frac{U(t)}{Z_3}$. Знаходимо спади

напруг між вузлами схеми $U_4 = i_2 R_0$; $U_{23} = i_2 Z_{22}$;
 $U_{13}(\omega_2) = U(t)$. Напруга

$\dot{U}_{23}(\omega_2) = i_2 \dot{Z}_{22} = i_2 [r_{22} + jx_{22}]$. Звiдси

$\dot{U}_5 = K \dot{U}_{23}(\omega_2) = i_2 [K r_{22} + j K x_{22}]$. Аналогiчно

$\dot{U}_6 = \dot{U}_4 + \dot{U}_5 = (U_4 + K i_2 r_{22}) + j K i_2 x_{22}$. Модулi напруг U_5 та U_6 :

$$U_5 = \sqrt{(K \cdot i_2 \cdot r_{22})^2 + (K \cdot i_2 \cdot x_{22})^2};$$

$$U_6 = \sqrt{(U_4 + K \cdot i_2 \cdot r_{22})^2 + (K \cdot i_2 \cdot x_{22})^2}. \quad \text{За}$$

одержаними значеннями U_4 , U_5 та U_6 визначаємо $r_{22} = \frac{U_6^2 - U_5^2 - U_4^2}{2KU_4^2} R_0 = \frac{g_{22}}{Y_{22}^2}$. Звiдси $g_{22} = r_{22} \cdot$

$$\cdot Y_{22}^2 = g_2 + \frac{1}{R_{II}}. \quad \text{Оскiльки} \quad Y_{22} = \frac{i_2}{U_{23}(\omega_2)} =$$

$= \frac{i_2 \cdot K}{U_5}$, то визначасмо $g_{22} = r_{22} \cdot Y_{22}^2$, а $r_2 = \frac{g_2}{Y_2^2}$; $x_2 = \frac{b}{Y_2^2}$. Отже, на частоті ω_2 можна знайти значення r_2 , x_2 , g_2 та b_2 .

$g_2 = g_2 - \frac{1}{R_{II}}$; $b_2 = \sqrt{Y_{22}^2 - g_2^2}$. За одержаними значеннями g_2 , b_2 знаходимо $Y_2 = \sqrt{g_2^2 + b_2^2}$;

Розв'язком систем рівнянь

$$N_1 = \text{Re } \dot{Z}_1(\omega_1, R, L, C)$$

$$N_3 = \text{Re } \dot{Z}_2(\omega_2, R, L, C)$$

$$N_2 = \text{Im } \dot{Z}_1(\omega_1, R, L, C)$$

$$N_4 = \text{Im } \dot{Z}_2(\omega_2, R, L, C)$$

$$N_1 = \text{Re } \dot{Y}_1(\omega_1, R, L, C)$$

$$N_3 = \text{Re } \dot{Y}_2(\omega_2, R, L, C)$$

$$N_2 = \text{Im } \dot{Y}_1(\omega_1, R, L, C)$$

$$N_4 = \text{Im } \dot{Y}_2(\omega_2, R, L, C)$$

визначасмо значення R, L, C параметрів трикомпонентних комплексних опорів.

5. Результати імітаційного моделювання похибок.

Для паралельно увімкнених R L C (рис. 5.1) вплив зміни частоти f_2 на похибку вимірювання R, L, C одержали при $R_0 := 500$ $R_n := 100000$ $U := 10$ $L_n := 0.1$ $C_n := 0.001 \cdot 10^{-6}$ $R_p := 100000$ $f_l := 5000$ $w_1 := 2 \cdot \pi \cdot f_l$ $K := 0.05$ $f_2 := 6000, 7000.. 50000$. Графіки рис. 5.2–5.4 підтверджують незалежність результатів вимірювань від частоти f_2 за необмеженої розрядності АЦП. З графіків рис. 5.5–5.10 видно, що похибка вимірювання RLC-параметрів зростає зі зменшенням розрядності АЦП. Сплеск похибки при частоті $f_2 \approx 15$ кГц відповідає випадку, коли $\omega_2 L = 1/\omega_2 C$, де $\omega_2 = 2\pi f_2$.

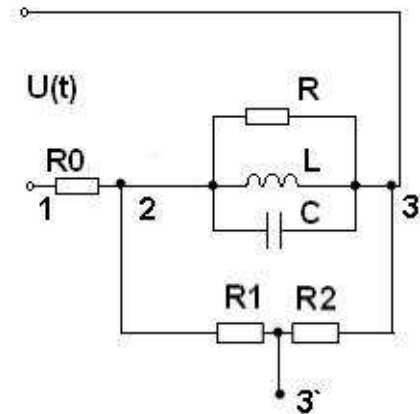


Рис. 5. 1. Принципова схема вимірювального кола

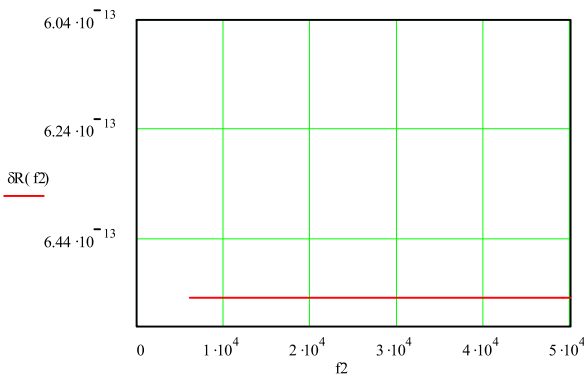


Рис. 5.2. Вплив зміни частоти на похибку R

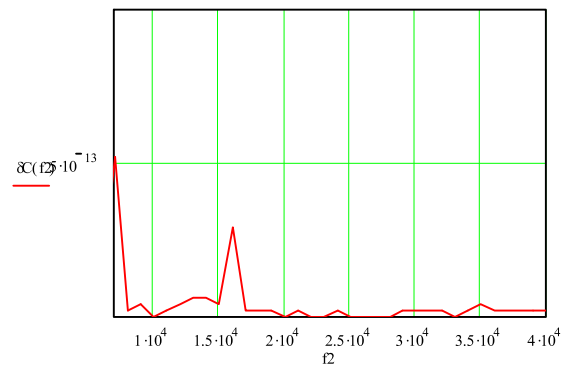


Рис. 5.3. Вплив зміни частоти на похибку C

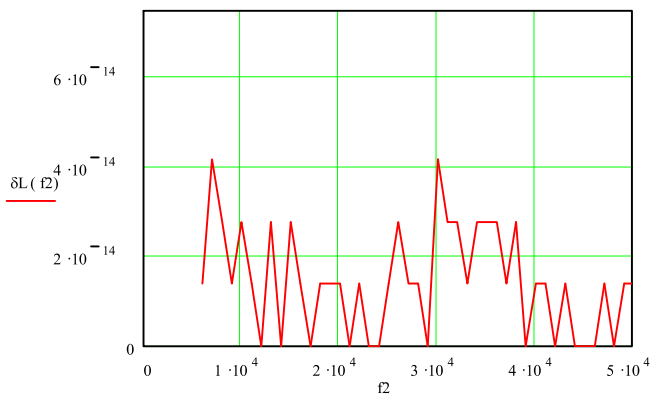


Рис. 5.4. Вплив зміни частоти на похибку L

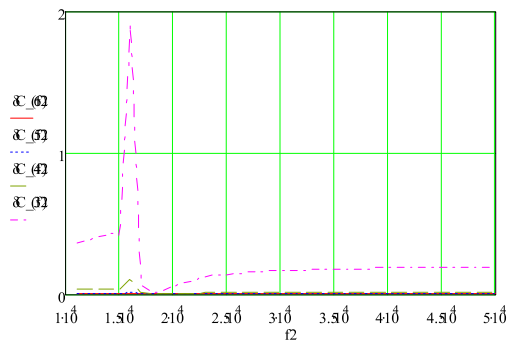


Рис. 5.5. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку C

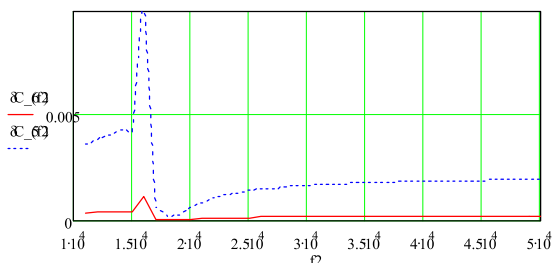


Рис. 5.6. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку S

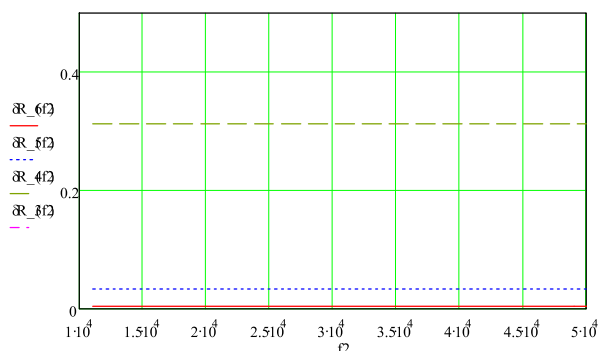


Рис. 5.7. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку R

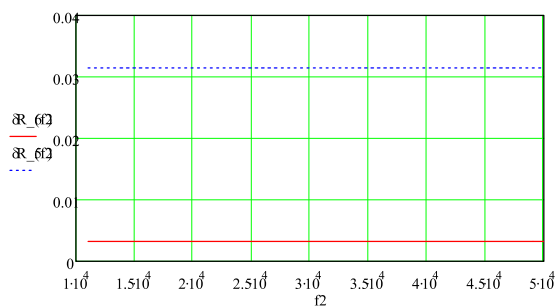


Рис. 5.8. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку R

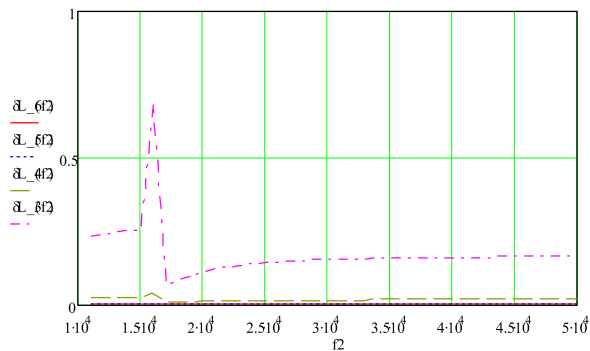


Рис. 5.9. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку L

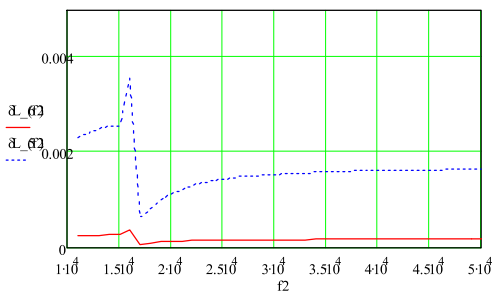


Рис. 5.10. Вплив зміни частоти та розрядності АЦП на похибку L

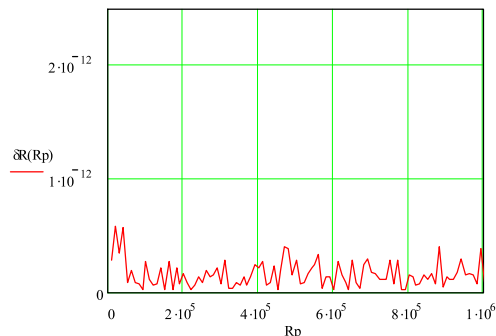


Рис. 5.11. Вплив зміни Rp на похибку R

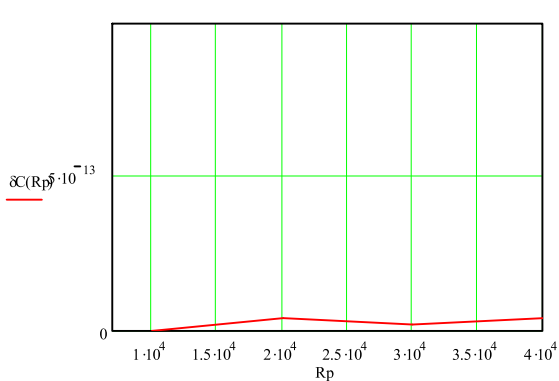


Рис. 5.12. Вплив зміни Rp на похибку C

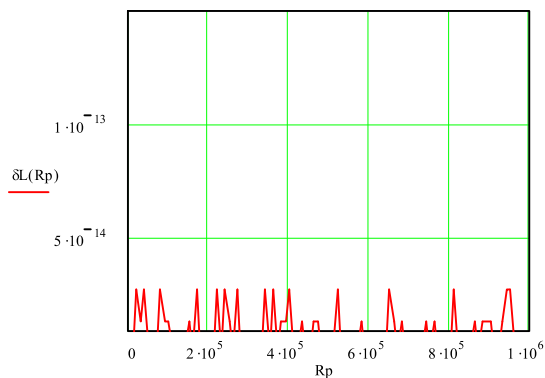


Рис. 5.13. Вплив зміни Rp на похибку L

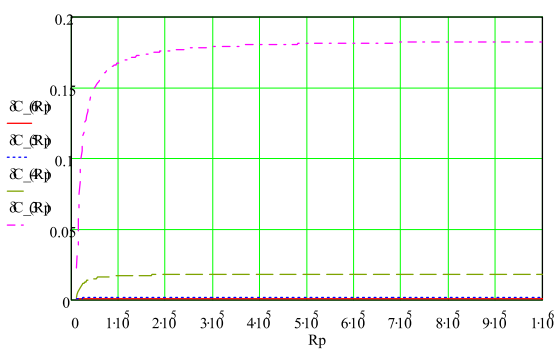


Рис. 5.14. Вплив зміни Rp та розрядності АЦП на похибку C

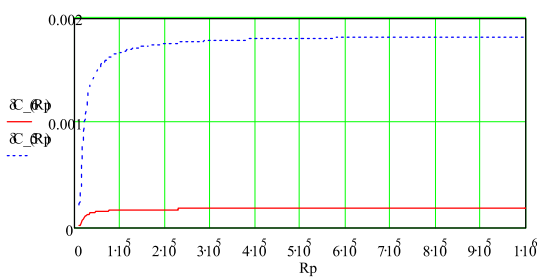


Рис. 5.15. Вплив зміни Rp та розрядності АЦП на похибку R

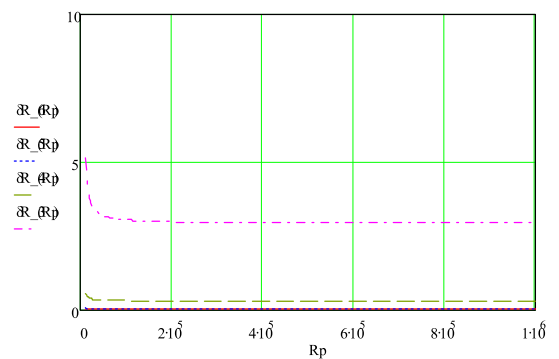
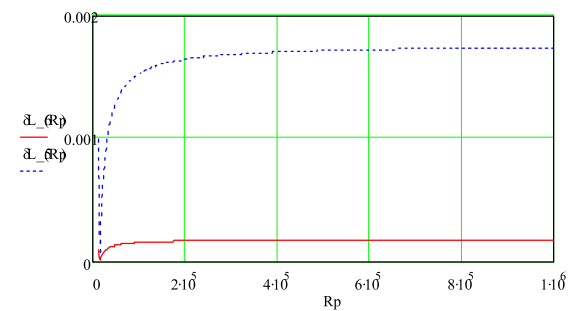
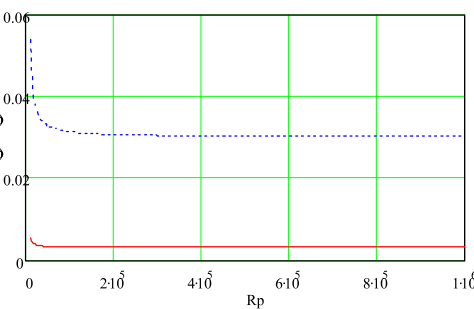
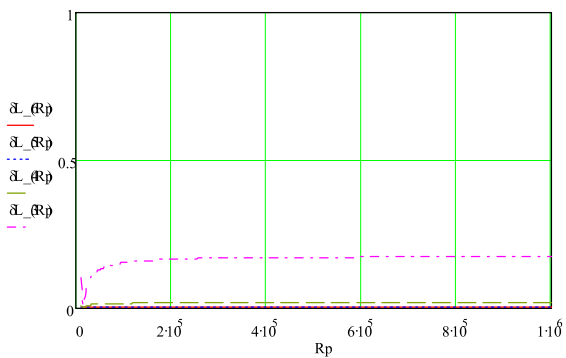


Рис. 5.16. Вплив зміни Rp та розрядності АЦП на похибку L



При необмеженій розрядності АЦП графіки похибок рис. 5.11–5.13. підтверджують незалежність результатів вимірювання R , L , C від значення опору

подільника $R_p=R_1+R_2$. Похибки вимірювання RLC-параметрів (рис. 5.1–5.16) визначається лише розрядністю АЦП.

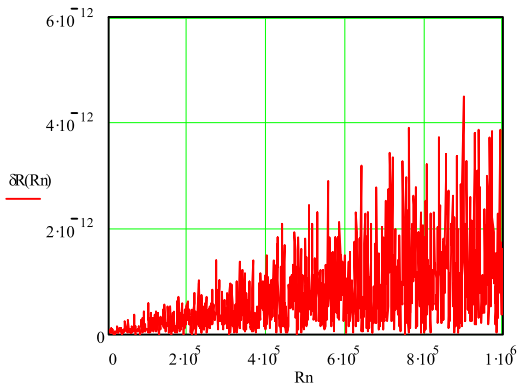


Рис. 5.17. Вплив зміни R_n на похибку R

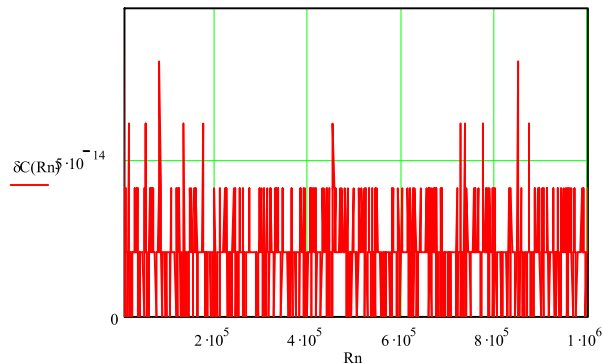


Рис. 5.18. Вплив зміни R_n на похибку C

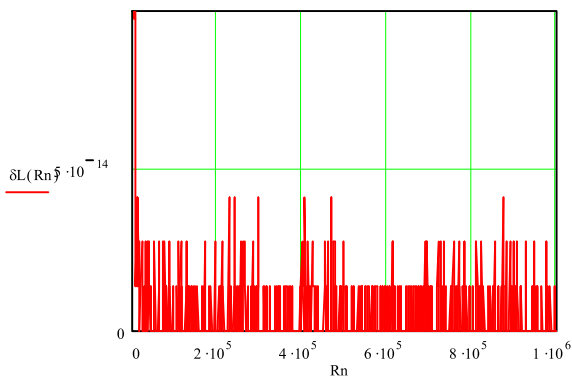


Рис. 5.19. Вплив зміни R_n на похибку L

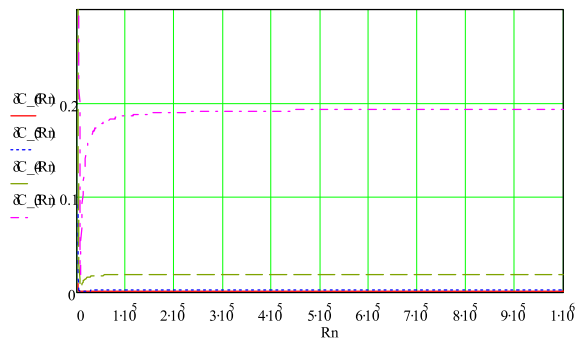


Рис. 5.20. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку C

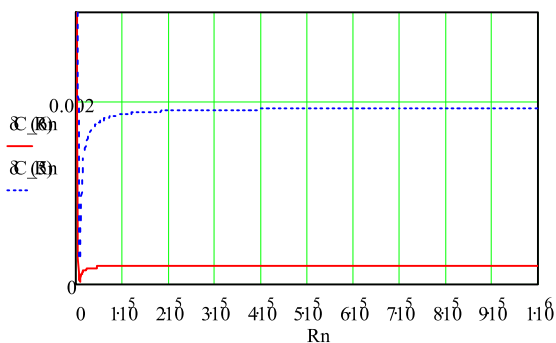


Рис. 5.21. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку C

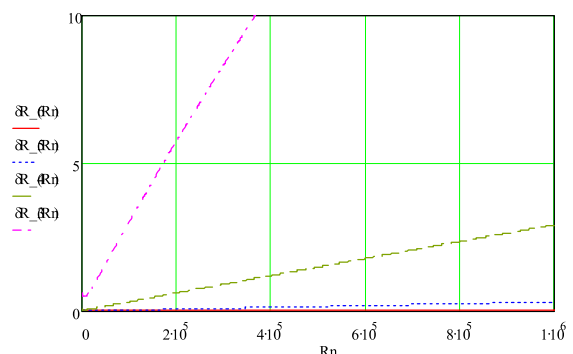


Рис. 5.22. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку R

Графіки (рис. 5.17–5.19) похибок одержано при необмеженій розрядності АЦП. Зростання похибки δ_R (рис. 5.17) із зростанням R зумовлене з тим, що $(\omega L - 1/\omega C) \ll R$. Домінуючий вплив на значення імпедансу об'єкта досліджень мають $(\omega L - 1/\omega C)$. Похибка вимірювання опору значною мірою (рис. 5.22–5.23)

визначається розрядністю АЦП і залежить від числового значення R . Вплив числового значення R_n на похибку вимірювання ємності (рис. 5.20– 5.21) менше залежить від R_n і переважно визначається розрядністю АЦП. Ці самі судження справедливі у разі вимірювання індуктивності (рис. 5.24– 5.25).

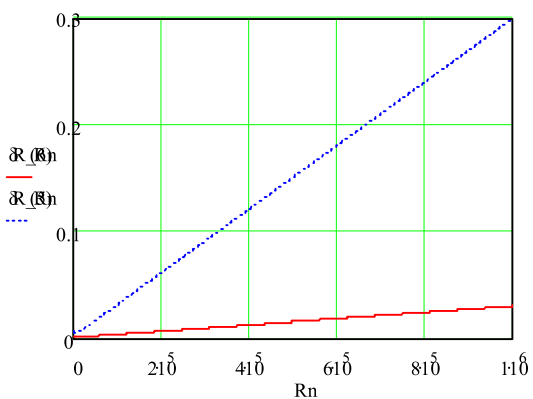


Рис. 5.23. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку R

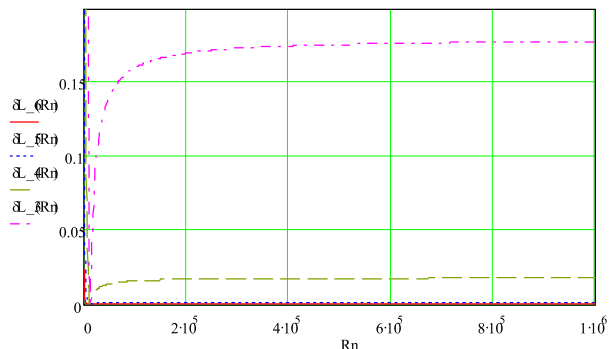


Рис. 5.24. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку L

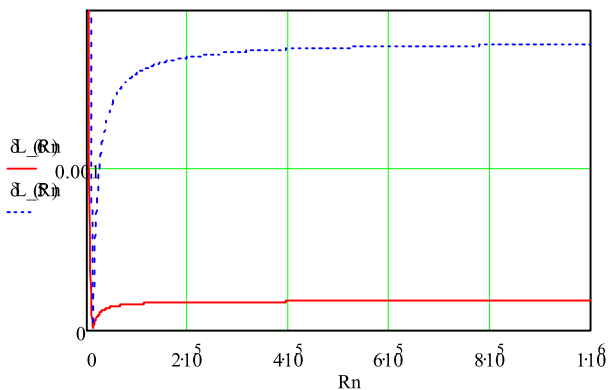


Рис. 5.25. Вплив зміни R_n та розрядності АЦП на похибку L

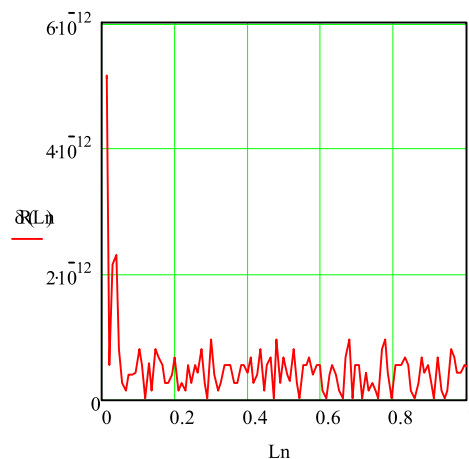


Рис. 5.26. Вплив зміни L_n на похибку R

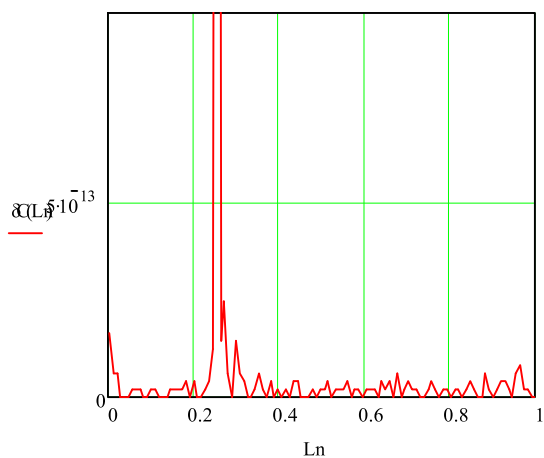


Рис. 5.27. Вплив зміни L_n на похибку C

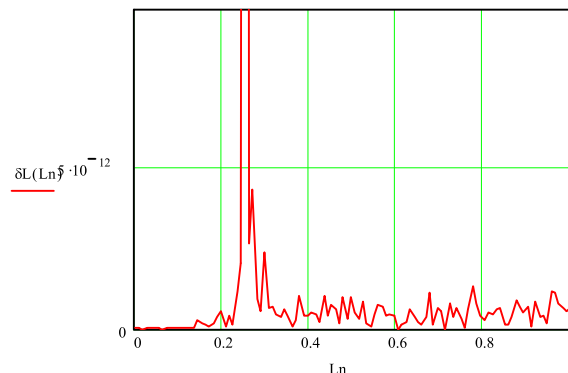


Рис. 5.28. Вплив зміни L_n на похибку L

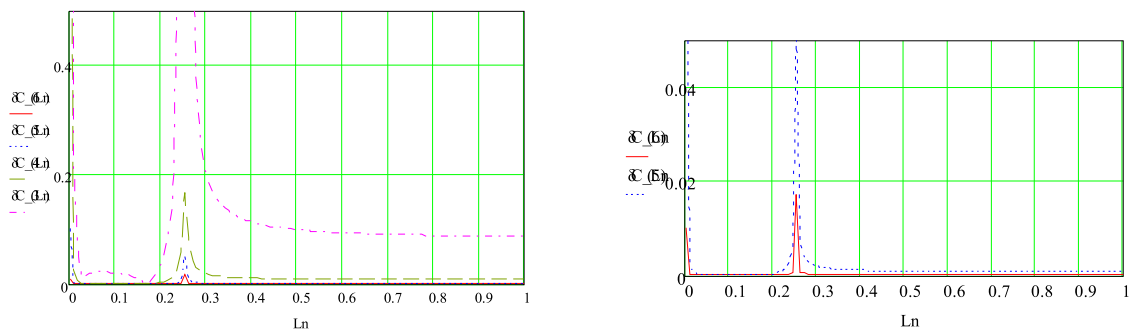


Рис. 5.29. Вплив зміни L_n та розрядності АЦП на похибку C

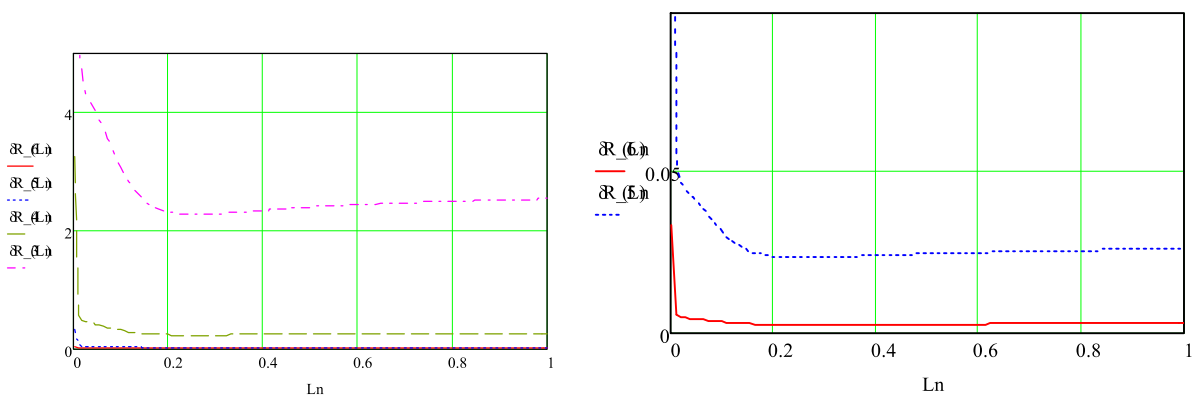


Рис. 5.30. Вплив зміни L_n та розрядності АЦП на похибку R

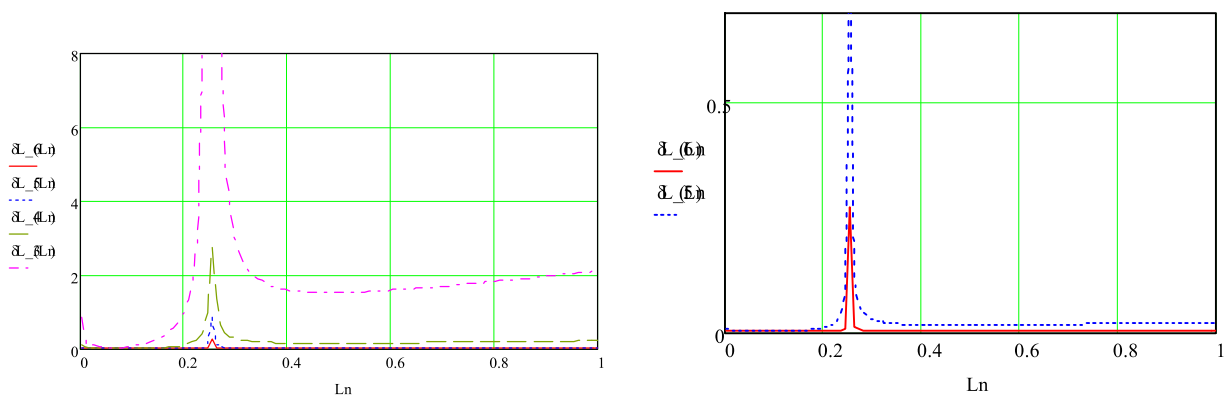


Рис. 5.31. Вплив зміни L_n та розрядності АЦП на похибку L

Залежність похибок вимірювання RLC-параметрів при необмеженій розрядності АЦП від числового значення індуктивності ілюструють графіки рис. 5.26–5.28. Велика похибка при малих значеннях L_n (рис. 5.26) зумовлена тим, що малий індуктивний опір ωL значно менший за $1/\omega C$ та R . Із зростанням L_n опори

ωL , $1/\omega C$ та R стають співмірними і похибка зменшується. Сплеск похибки (рис. 5.27–5.28) при $L_n \approx 0,35$ Гн відповідає випадку, коли $\omega L_n = 1/\omega C_n$. Графіки рис. 5.29–5.31 підтверджують залежність похибок вимірювання RLC-параметрів від розрядності АЦП.

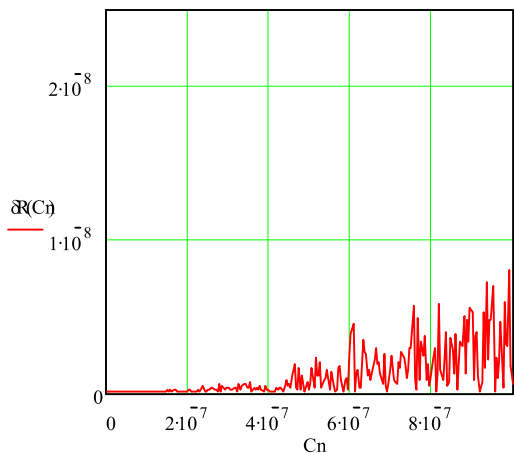


Рис. 5.32. Вплив зміни C_n на похибку R

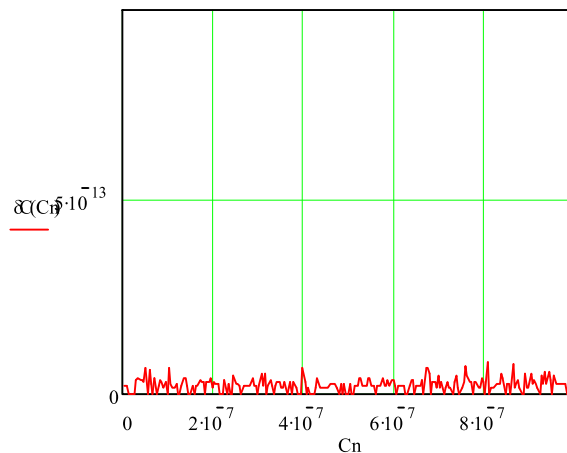


Рис. 5.33. Вплив зміни C_n на похибку C

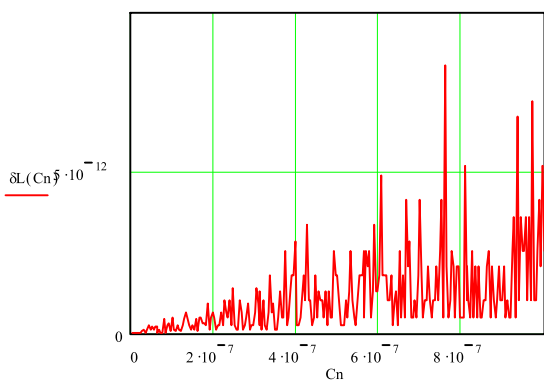


Рис. 5.34. Вплив зміни C_n на похибку L

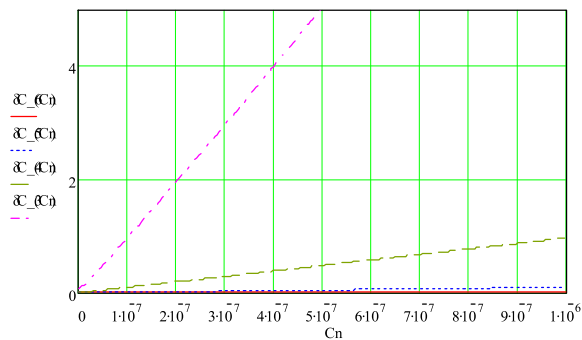


Рис. 5.35. Вплив зміни C_n та розрядності АЦП на похибку C

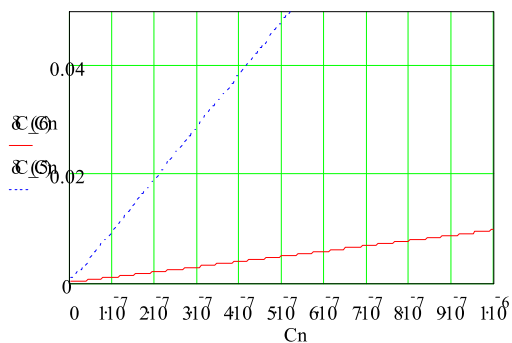


Рис. 5.36. Вплив зміни C_n та розрядності АЦП на похибку C

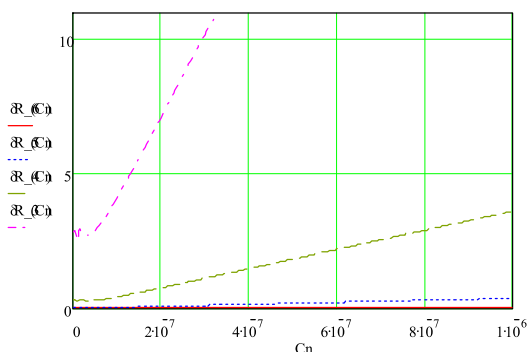


Рис. 5.37. Вплив зміни C_n та розрядності АЦП на похибку R

Вплив числового значення ємності при необмеженій розрядності АЦП ілюструють графіки похибок рис. 5.32–5.34. Із зростанням значення ємності опір $1/\omega C_n$ зменшується і шунтує опори R і ωL . Імпеданс об'єкта досліджень переважно визначається ємнісним опором. А тому із зростанням значення ємності

похибки $\delta_{R(C_n)}$ та $\delta_{L(C_n)}$ зростають, а похибка $\delta_{C(C_n)}$ із зростанням C_n не змінюється (рис. 5.33). При обмеженій розрядності АЦП похибки вимірювання RLC-параметрів із зміною ємності зростають (рис. 5.35–5.39). Це означає, що за вказаних значень RLC-параметрів не оптимально вибрані частоти f_1 та f_2 .

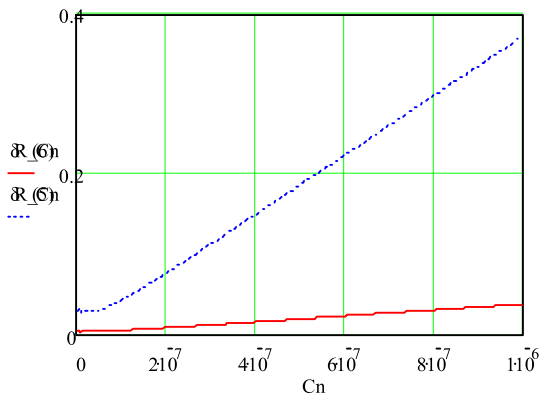


Рис. 5.38. Вплив зміни C_n та розрядності АЦП на похибку R

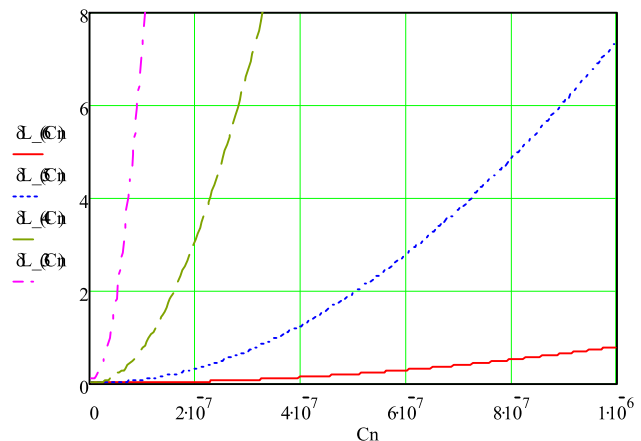


Рис. 5.39. Вплив зміни C_n та розрядності АЦП на похибку L

6. Висновки. На підставі виконаних досліджень можна стверджувати:

1. Запропонований метод вимірювання параметрів високоомних трикомпонентних комплексних опорів ефективний для об'єктів досліджень різної архітектури.

2. Похибка вимірювання RLC-параметрів мінімальна у разі співмірних значень синфазної та квадратурної складових комплексного опору на частотах f_1 та f_2 . Імпеданси комплексних опорів на частотах f_1 та f_2 повинні відрізнятися не меншою кількістю розрядів, якою повинен бути поданий результат вимірювання.

3. За відсутності апріорної інформації про значення RLC- параметрів спочатку необхідне тестове навчальне вимірювання. На основі одержаних значень RLC- параметрів виконати оптимізацію значень частот f_1 та f_2 і здійснити уточнене вимірювання.

4. Результати вимірювань не залежать від значень вхідного опору та коефіцієнта передачі АЦП. Їхня стабільність повинна бути забезпечена лише на час вимірювання.

1. Кнеллер В.Ю., Боровских П.П. *Определение параметров многоэлементных двухполюсников.* – М.: Энергоатомиздат, 1986. 2. *PC-based devices for impedance control of multidimensional objects.* Pohodylo E.,

Stolyarchuk P., Chyrka M. *IEEE Trans. Instrum. and Meas.* 2002, 51. – №5. – С.1132–1135. 3. Добровинский И.Р., Бондаренко Л.Н., Блинов А.В. *Повышение точности измерений параметров двухполюсников // Измерительная техника.* – 2003. – №7. – С. 49–53. 4. Грибок М. *Алгоритмичні методи вимірювання параметрів скалярних величин // Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2001. – № 58. 5. Грибок М. *Інтелектуальні методи вимірювання параметрів векторних величин // „Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика”.* – 2001. – № 415. 6. Грибок М. *Вимірювання параметрів двокомпонентних комплексних опорів методом зміщення системи координат по складових опорів і провідності.* – 2002. – № 445. 7. Грибок М. *Вимірювання параметрів двокомпонентних комплексних опорів методом зміщення системи координат по складових напруги і струму // Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2002. – №59. 8. Грибок М.І. *Вимірювання складових високоомних комплексних опорів методом зміщення системи координат // Відбір і обробка інформації.* – 2006. – № 25. – С.65–71. 9. Hrybok M. *Measurement of complex resistance parameters by the method of coordinate system displacement on current // Pomiar. Automatyka. Kontrola.* № 12/2006. – Warszawa. – P.53–57.