

2. Галкин Г. Управление рисками//Аналитика и исследования. 2005 № 14(123).
3. М.Н.Тоцкий Методологические основы управления кредитным риском в коммерческом банке. - Режим просмотра: [http:// www.uran.donetsk.ua](http://www.uran.donetsk.ua)
4. Большой экономический словарь/ под ред. А.Н. Азрилияна. М.: Фонд «Правовая культура», 1994. 528 с.
5. ГОСТ Р ИСО/МЭК 31010—2011. Методы оценки риска. ISO/IEC 31010:2009. М.:Стандартинформ, 2012. 69 с.
6. The New Basel Capital Accord. Basel Committee on Banking Supervision. April 2003.
7. Травкина Е.В. Мониторинг банковских рисков: сущность, содержание и принципы организации.// Финансы и кредит. 2011 № 4
8. Меркулова Т.В., Биткова Т.В. Использование имитационного моделирования для анализа кредитного риска. // Праці Одеського політехнічного університету. 2011. Вип. 3(37) с.142-147
9. Методика розрахунку економічних нормативів регулювання діяльності банків в Україні. Постанова правління НБУ от 02.06.2009 № 315 із змінами від 28.12.2012 - Режим просмотра: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v0315500-09>

Поступила 18.02.2013р.

УДК 621.372.061

Д.Р. Бачик, Львів

ПРО АДЕКВАТНІСТЬ ВИЗНАЧЕННЯ ПОХІДНИХ ПАРАМЕТРИЧНИХ ПЕРЕДАВАЛЬНИХ ФУНКЦІЙ, АПРОКСИМОВАНИХ ПОЛІНОМАМИ ФУР'Є

Abstract. У роботі наведено результати обчислювальних експериментів з визначення похідних параметричних передавальних функцій лінійних параметричних кіл за апроксимації їх тригонометричними поліномами Фур'є.

Вступ

Як показала практика, частотний символічний метод [1] є ефективним засобом аналізу усталених режимів лінійних параметричних кіл у частотній області. Цей метод оснований на апроксимації спряженої параметричної передавальної функції $W(s, t)$ лінійного параметричного кола [1] тригонометричним поліномом Фур'є, зазвичай, у комплексній формі [1]

$$\hat{W}(s, t) = W_0(s) + \sum_{i=1}^k [W_{+i}(s) \cdot \exp(+j \cdot i \cdot \Omega \cdot t) + W_{-i}(s) \cdot \exp(-j \cdot i \cdot \Omega \cdot t)], \quad (1)$$

де $s = j\omega$ - комплексна змінна перетворення Лапласа, t - час, $T = 2\pi/\Omega$ - період зміни параметра параметричного елемента, k - кількість членів у апроксимаційному поліномі.

Відомо [1], що символні передавальні функції лінійних, зокрема, параметричних кіл є ефективною основою визначення похідних цих функцій по параметрам, що задані символами. Сформовані похідні таких функцій дають можливість успішно розв'язувати задачі, що потребують багаторазового обчислення передавальних функцій при різних значеннях символічних параметрів. Це стосується, зокрема, обчислення функцій чутливості [2], що є основою визначення відносних відхилень [2], проведення оптимізації лінійних параметричних кіл, наприклад, градієнтними методами.

Питанням, яке потребує додаткового дослідження у цьому випадку, є перевірка адекватності визначення згаданих похідних параметричних передавальних функцій, оскільки останні, як зазначено вище, за частотним символічним методом, визначаються тільки у вигляді апроксимації (1). З іншого боку, апроксимовані функції можуть мати ту властивість, що їх похідні не збігаються з похідними функцій, які вони апроксимують. У зв'язку з цим, дана робота присвячена дослідженню правомірності визначення та використання похідних параметричних передавальних функцій, що визначені за їх апроксимаціями тригонометричними поліномами Фур'є.

У роботі об'єктом дослідження обрано: а) окрему параметричну ємність та резистивну ланку, оскільки для них існує точний вираз параметричних передавальних функцій; б) одноконтурний параметричний підсилювач.

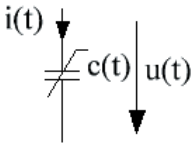


Рис. 1. Параметрична ємність $c(t)$

Приклад 1. Для кола з рис.1 обчислити похідні параметричної передавальної функції $W(s,t) = U(s,t)/I(s)$ по параметрам m , c_0 та визначити їх адекватність.

Згідно частотного символічного методу параметрична передавальна функція $W(s,t) = U(s,t)/I(s)$ у символічному вигляді, при

$k=1$, дорівнює:

$$\hat{W}(s,t) = W_0(s) + W_{c1}(s) \cdot \cos(\Omega \cdot t) + W_{s1}(s) \cdot \sin(\Omega \cdot t), \quad (2)$$

$$\text{де } W_0 = \frac{2}{c_0 \cdot m^2 \cdot s - 2 \cdot c_0 \cdot s}, \quad W_{c1} = \frac{2 \cdot m}{c_0 \cdot m^2 \cdot s - 2 \cdot c_0 \cdot s}, \quad W_{s1} = 0, \quad s = j \cdot \omega.$$

Миттєві значення похідних передавальної функції $W(s,t) = U(s,t)/I(s)$ по параметрам m та c_0 обчислюємо за апроксимацією параметричної передавальної функції $\hat{W}(s,t)$, що отримана за частотним символічним методом, та за відомим аналітичним виразом для параметричної передавальної функції $W(s,t) = 1/(j \cdot \omega \cdot c_0 \cdot (1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot t)))$. Результати обчислення при $c_0 = 1\Phi$; $\Omega = 1\text{rad}/c$; $m = 0.1$ наведено у таблиці 1 та таблиці 2.

Таблиця 1.

Миттєві значення похідної $\partial|W|/\partial t$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, с					
	100	101	102	103	104	105
$k = 1$	-0.7744	-0.8045	-0.0021	0.8951	1.0622	0.3456
$k = 2$	-0.7310	-0.7508	-0.1018	0.9243	1.1505	0.2528
$k = 3$	-0.7306	-0.7517	-0.1000	0.9211	1.1551	0.2527
$k = 4$	-0.7309	-0.7519	-0.0995	0.9207	1.1553	0.2530
$k = 5$	-0.7308	-0.7519	-0.0996	0.9206	1.1553	0.2530
За виразом $W(s,t)$	-0.7308	-0.7519	-0.0996	0.9206	1.1553	0.2530

Таблиця 2.

Миттєві значення похідної $\partial|W|/\partial c_0$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, с					
	100	101	102	103	104	105
$k = 1$	-0.9184	-0.9154	-0.9948	-1.0836	-1.1002	-1.0292
$k = 2$	-0.9204	-0.9181	-0.9899	-1.0850	-1.1044	-1.0249
$k = 3$	-0.9205	-0.9181	-0.9899	-1.0848	-1.1046	-1.0248
$k = 4$	-0.9206	-0.9181	-0.9899	-1.0849	-1.1046	-1.0247
$k = 5$	-0.9206	-0.9181	-0.9899	-1.0849	-1.1046	-1.0247
За аналітичним виразом $W(s,t)$	-0.9206	-0.9181	-0.9899	-1.0849	-1.1046	-1.0247

З табл.1 витікає, що при $k = 5$ значення похідних апроксимованої передавальної функції $\hat{W}(s,t,m)$ стають рівними значенням похідних аналітичної передавальної функції $W(s,t,m)$. А з табл.2 витікає, що вже при $k \geq 4$ значення похідних параметричної передавальної функції $\hat{W}(s,t,c_0)$ вже не змінюються та дорівнюють значенням похідних параметричної передавальної функції $W(s,t,c_0)$. Таким чином, вважаємо, що визначені похідні $\partial\hat{W}(s,t,m)/\partial t$ та $\partial\hat{W}(s,t,c_0)/\partial c_0$ є адекватні та можуть бути прийняті за похідні $\partial W(s,t,m)/\partial t$ та $\partial W(s,t,c_0)/\partial c_0$.

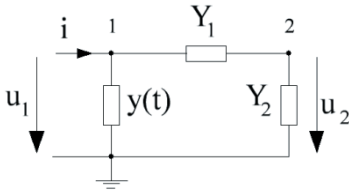


Рис.2. Параметричне резистивне коло.
 $y(t)=y_0(1+m \cdot \cos(\Omega \cdot t))$ Ф, $y_0 = 0.5$ См, Y_1
 $= 0.25$ См, $Y_2=0.4$ мСм, $\Omega=2$, $s=j \cdot 1$.

визначається за аналогією кіл з постійними параметрами:

$$(Y_1 Y_2 + y(t) Y_2 + Y_1 y(t)) \cdot u_1(t) = (Y_1 + Y_2) \cdot i(t).$$

(3)

Диференціюючи вираз (3), отримуємо диференціальне рівняння, що у часовій області зв'язує $i(t)$ та $u_1(t)$, і, що головне, це рівняння має відомий аналітичний розв'язок. Таке рівняння, з іншого боку, розв'яжемо частотним символьним методом та отримаємо вираз апроксимованої передавальної функції. Похідну цієї апроксимованої передавальної функції і будемо порівнювати з точною похідною, отриманою за аналітичним розв'язком. Результатом порівняння і буде висновок про її адекватність.

Таким чином, згідно частотного символьного методу параметрична передавальна функція $W(s, t) = U_1(s, t) / I(s)$ у символьному вигляді, на основі диференціального рівняння, отриманого з (3), при $k=1$, дорівнює:

$$\hat{W}(s, t) = W_0(s) + W_{c1}(s) \cdot \cos(\Omega \cdot t) + W_{s1}(s) \cdot \sin(\Omega \cdot t) \quad (4)$$

де $W_0 = 2 \cdot (2 \cdot y_1 \cdot y_0 \cdot y_2 + y_2^2 \cdot y_0 + y_1^2 \cdot y_0 + y_1 \cdot y_2^2 + y_1^2 \cdot y_2) / (-1 \cdot y_2^2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 - 2 \cdot y_2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 \cdot y_1 + 2 \cdot y_1^2 \cdot y_2^2 + 4 \cdot y_1 \cdot y_2^2 \cdot y_0 + 4 \cdot y_1^2 \cdot y_2 \cdot y_0 + 2 \cdot y_1^2 \cdot y_0^2 + 4 \cdot y_1 \cdot y_0^2 \cdot y_2 - 1 \cdot y_1^2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 + 2 \cdot y_2^2 \cdot y_0^2)$;

$W_{c1} = -2 \cdot (2 \cdot y_1 \cdot y_2 + y_1^2 + y_2^2) \cdot y_0 \cdot m / (-1 \cdot y_2^2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 - 2 \cdot y_2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 \cdot y_1 + 2 \cdot y_1^2 \cdot y_2^2 + 4 \cdot y_1 \cdot y_2^2 \cdot y_0 + 4 \cdot y_1^2 \cdot y_2 \cdot y_0 + 2 \cdot y_1^2 \cdot y_0^2 + 4 \cdot y_1 \cdot y_0^2 \cdot y_2 - 1 \cdot y_1^2 \cdot y_0^2 \cdot m^2 + 2 \cdot y_2^2 \cdot y_0^2)$;

$W_{s1} = 0$; $s = j \cdot \omega$.

Миттєві значення похідних параметричної передавальної функції $W(s, t) = U_1(s, t) / I(s)$ по параметрам m та y_0 обчислюємо за апроксимацією параметричної передавальної функції $\hat{W}(s, t)$, що отримана за частотним символьним методом, та за відомим аналітичним виразом для

параметричної передавальної функції $W(s, t) = \left(\frac{Y_1 + Y_2}{Y_1 Y_2 + y(t) Y_2 + Y_1 y(t)} \right)$.

Результати обчислення наведені у таблиці 3 та таблиці 4.

Приклад 2. Для кола з рис.2 обчислити похідні параметричної передавальної функції $W(s, t) = U_1(s, t) / I(s)$ по параметрам m та y_0 та визначити їх адекватність.

Оскільки коло з рис.2 резистивне, то його параметрична передавальна функція є алгебраїчним виразом, який

Таблиця 3.

Миттєві значення похідної $\partial W/\partial t$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, с					
	0.5	1	1.5	2	2.5	3
$k = 1$	-0.5475	0.5810	1.2580	0.8612	-0.2447	-1.0429
$k = 2$	-0.5876	0.5244	1.3501	0.8517	-0.3216	-0.9715
$k = 3$	-0.5826	0.5193	1.3550	0.8473	-0.3179	-0.9747
$k = 4$	-0.5828	0.5192	1.3553	0.8470	-0.3178	-0.9746
$k = 5$	-0.5828	0.5192	1.3553	0.8470	-0.3178	-0.9746
За аналітичним виразом $W(s,t)$	-0.5828	0.5192	1.3553	0.8470	-0.3178	-0.9746

Таблиця 4.

Миттєві значення похідної $\partial W/\partial y_0$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, с					
	0.5	1	1.5	2	2.5	3
$k = 1$	-2.2748	-2.3933	-2.4644	-2.4227	-2.3066	-2.2228
$k = 2$	-2.2737	-2.3914	-2.4669	-2.4223	-2.3042	-2.2250
$k = 3$	-2.2737	-2.3915	-2.4669	-2.4223	-2.3043	-2.2250
$k = 4$	-2.2737	-2.3916	-2.4669	-2.4223	-2.3044	-2.2250
$k = 5$	-2.2737	-2.3916	-2.4669	-2.4223	-2.3044	-2.2250
За аналітичним виразом $W(s,t)$	-2.2737	-2.3916	-2.4669	-2.4223	-2.3044	-2.2250

З табл.3 витікає, що при $k \geq 4$ значення похідних параметричної передавальної функції $\hat{W}(s,t,m)$ стають рівними значенням похідних параметричної передавальної функції $W(s,t,m)$. А з табл.4 витікає, що при $k \geq 4$ значення похідних параметричної передавальної функції $\hat{W}(s,t,y_0)$ також вже не змінюються та рівні значенням похідних параметричної передавальної функції $W(s,t,y_0)$. Таким чином, вважаємо, що визначені похідні $\partial \hat{W}(s,t,m)/\partial t$ та $\partial \hat{W}(s,t,y_0)/\partial y_0$ адекватні та можуть бути прийняті за похідні $\partial \left(\frac{Y_1 + Y_2}{Y_1 Y_2 + y(t) Y_2 + Y_1 y(t)} \right) / \partial t$ та $\partial \left(\frac{Y_1 + Y_2}{Y_1 Y_2 + y(t) Y_2 + Y_1 y(t)} \right) / \partial y_0$.

Приклад 3. Для одноконтурного параметричного підсилювача з рис.4 обчислити похідні передавальної функції $W(s,t) = U_2(s,t)/I(s)$ по

параметрам m і c_0 .

За частотним символьним методом

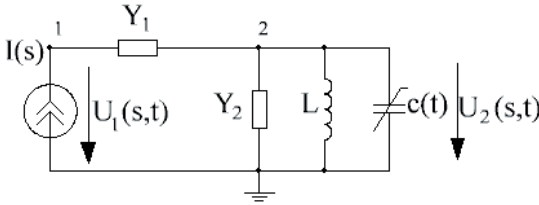


Рис.3. Одноконтурний параметричний підсилювач.

$$c(t) = c_0(1 + m \cdot \cos(4 \cdot 10^8 \pi t)) \text{ Ф,}$$

$$I(s) = 10^{-4} \exp(j \cdot 2 \cdot 10^8 \pi t - \pi/4) \text{ А, } L = 253.3 \text{ нГн,}$$

$$Y_1 = 0.25 \text{ См, } Y_2 = 0.4 \text{ мСм, } \Omega = 4 \cdot 10^8 \pi.$$

визначаємо апроксимації передавальної функції $\hat{W}(s, t, m)$ при символьних параметрах m та c_0 для різних значень k . Значення цих апроксимацій для $m = 0.05$, $s = j \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot \pi$, $t = 0.800 - 0.805$ мкс наведені у табл.5. З табл.5

витає, що при $k \geq 3$ значення передавальної функції вже не змінюються. У табл.6 та табл.7 наведено значення похідних $\partial \hat{W}(s, t, m) / \partial m$ та $\partial \hat{W}(s, t, c_0) / \partial c_0$ передавальної функції $\hat{W}(s, t)$, визначені диференціюванням функції $\hat{W}(s, t, m)$ по m та $\hat{W}(s, t, c_0)$ по c_0 при тих же значеннях $m = 0.05$, $t = 0.800 - 0.805$ мкс та для різних значень s .

Таблиця 5.

Миттєві значення передавальної функції $\text{Re}[W]$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, мкс					
	0.800	0.801	0.802	0.803	0.804	0.805
$k = 1$	2856,2	4030,4	3717,6	2350,0	1817,7	2856,2
$k = 2$	2872,6	4014,2	3736,5	2307,4	1840,9	2872,6
$k = 3$	2872,6	4013,7	3737,4	2306,5	1841,4	2872,6
$k = 4$	2872,6	4013,7	3737,4	2306,5	1841,4	2872,6

З табл.6 витає, що при $k \geq 4$ значення похідних передавальної функції $\hat{W}(s, t, m)$ вже не змінюються. А з табл.7 витає, що при $k \geq 3$ значення похідних передавальної функції $\hat{W}(s, t, c_0)$ теж вже не змінюються. Таким чином, вважаємо, що визначені похідні $\partial \hat{W}(s, t, m) / \partial m$ та $\partial \hat{W}(s, t, c_0) / \partial c_0$ можуть бути прийняті за похідні $\partial W(s, t, m) / \partial m$ та $\partial W(s, t, c_0) / \partial c_0$ і можуть бути використані у подальших задачах багатоваріантного аналізу чи оптимізації заданого кола.

Таблиця 6.

Миттєві значення похідної $|\partial W(s, t, m)/\partial m|$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, мкс					
	0.800	0.801	0.802	0.803	0.804	0.805
$\omega = 1.6 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	817.67	427.97	617.23	547.34	485.44	817.67
$k = 2$	780.66	443.18	643.74	566.49	503.79	780.66
$k = 3$	782.21	442.05	643.77	566.21	502.46	782.21
$k = 4$	782.16	442.05	643.74	566.17	502.47	782.16
$k = 5$	782.16	442.05	643.74	566.17	502.47	782.16
$\omega = 1.8 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	2714.5	1832.8	1830.4	1459.7	1879.0	2714.5
$k = 2$	2610.9	1871.6	1941.7	1541.3	1933.8	2610.9
$k = 3$	2615.7	1867.9	1943.0	1541.3	1929.3	2615.7
$k = 4$	2615.6	1867.9	1943.0	1541.2	1929.3	2615.6
$k = 5$	2615.6	1867.9	1943.0	1541.2	1929.3	2615.6
$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	38149	51749	49149	23370	16215	38149
$k = 2$	36919	51041	50545	23161	16919	36919
$k = 3$	36965	51000	50587	23130	16860	36965
$k = 4$	36964	51002	50588	23128	16860	36964
$k = 5$	36964	51002	50588	23128	16860	36964
$\omega = 2.2 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	868.9	1992.8	1908.1	1499.4	1805.5	868.9
$k = 2$	789.5	1911.8	1990.4	1564.3	1738.3	789.5
$k = 3$	792.1	1909.8	1993.4	1566.3	1735.3	792.1
$k = 4$	792.0	1909.4	1993.3	1566.4	1735.4	792.0
$k = 5$	792.0	1909.4	1993.3	1566.4	1735.4	792.0
$\omega = 2.4 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	120.64	579.38	417.71	348.28	581.96	120.64
$k = 2$	109.71	558.13	448.30	377.72	562.57	109.71
$k = 3$	110.07	557.34	449.50	378.90	561.73	110.07
$k = 4$	110.06	557.39	449.52	378.92	561.78	110.06
$k = 5$	110.06	557.39	449.52	378.92	561.78	110.06

Таблиця 7.

Миттєві значення похідної $|\partial W(s, t, c_0)/\partial c_0|$

Кількість гармонічних складових k у \hat{W}	Час, мкс					
	0.800	0.801	0.802	0.803	0.804	0.805
$\omega = 1.6 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	60767e ⁹	60253e ⁹	60969e ⁹	62070e ⁹	61947e ⁹	60767e ⁹
$k = 2$	60780e ⁹	60265e ⁹	60926e ⁹	62095e ⁹	61941e ⁹	60780e ⁹
$k = 3$	60780e ⁹	60266e ⁹	60925e ⁹	62096e ⁹	61941e ⁹	60780e ⁹
$k = 4$	60780e ⁹	60266e ⁹	60925e ⁹	62096e ⁹	61941e ⁹	60780e ⁹
$k = 5$	60780e ⁹	60266e ⁹	60925e ⁹	62096e ⁹	61941e ⁹	60780e ⁹
$\omega = 1.8 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	28352e ⁹	28211e ⁹	28961e ⁹	29619e ⁹	29233e ⁹	28352e ⁹
$k = 2$	28374e ⁹	28204e ⁹	28929e ⁹	29638e ⁹	29231e ⁹	28374e ⁹
$k = 3$	28374e ⁹	28204e ⁹	28929e ⁹	29638e ⁹	29231e ⁹	28374e ⁹
$k = 4$	28374e ⁹	28204e ⁹	28929e ⁹	29638e ⁹	29231e ⁹	28374e ⁹
$k = 5$	28374e ⁹	28204e ⁹	28929e ⁹	29638e ⁹	29231e ⁹	28374e ⁹
$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	43238e ¹⁰	45464e ¹⁰	48944e ¹⁰	48873e ¹⁰	45349e ¹⁰	43238e ¹⁰
$k = 2$	43115e ¹⁰	45405e ¹⁰	49229e ¹⁰	49077e ¹⁰	45174e ¹⁰	43113e ¹⁰
$k = 3$	43113e ¹⁰	45407e ¹⁰	49228e ¹⁰	49077e ¹⁰	45176e ¹⁰	43113e ¹⁰
$k = 4$	43113e ¹⁰	45407e ¹⁰	49228e ¹⁰	49077e ¹⁰	45176e ¹⁰	43113e ¹⁰
$k = 5$	43113e ¹⁰	45407e ¹⁰	49228e ¹⁰	49077e ¹⁰	45176e ¹⁰	43113e ¹⁰
$\omega = 2.2 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	42146e ¹⁰	43280e ¹⁰	44194e ¹⁰	43630e ¹⁰	42398e ¹⁰	42146e ¹⁰
$k = 2$	42176e ¹⁰	43260e ¹⁰	44209e ¹⁰	43616e ¹⁰	42387e ¹⁰	42176e ¹⁰
$k = 3$	42175e ¹⁰	43261e ¹⁰	44209e ¹⁰	43615e ¹⁰	42388e ¹⁰	42175e ¹⁰
$k = 4$	42175e ¹⁰	43261e ¹⁰	44209e ¹⁰	43615e ¹⁰	42388e ¹⁰	42175e ¹⁰
$k = 5$	42175e ¹⁰	43261e ¹⁰	44209e ¹⁰	43615e ¹⁰	42388e ¹⁰	42175e ¹⁰
$\omega = 2.4 \cdot \pi \cdot 10^8$						
$k = 1$	13494e ¹⁰	13777e ¹⁰	14098e ¹⁰	14021e ¹⁰	13656e ¹⁰	13494e ¹⁰
$k = 2$	13503e ¹⁰	13771e ¹⁰	14103e ¹⁰	14021e ¹⁰	13651e ¹⁰	13503e ¹⁰
$k = 3$	13502e ¹⁰	13771e ¹⁰	14102e ¹⁰	14021e ¹⁰	13651e ¹⁰	13502e ¹⁰
$k = 4$	13502e ¹⁰	13771e ¹⁰	14102e ¹⁰	14021e ¹⁰	13651e ¹⁰	13502e ¹⁰
$k = 5$	13502e ¹⁰	13771e ¹⁰	14102e ¹⁰	14021e ¹⁰	13651e ¹⁰	13502e ¹⁰

Приклад 4. Для одноконтурного параметричного підсилювача з рис.4 на основі обчислених похідних передавальної функції $W(s,t) = U_2(s,t)/I(s)$ по параметру c_0 , визначити функцію чутливості $S_{c_0}^{|W|}$.

Функція чутливості параметричної передавальної функції $W(s,t) = U_2(s,t)/I(s)$ по параметру c_0 [2]:

$$S_{c_0}^{|W|} = \frac{\partial |\hat{W}(s,t,c_0)|}{\partial c_0} \cdot \frac{c_0}{|\hat{W}(s,t,c_0)|}. \quad (5)$$

Залежність функції чутливості $S_{c_0}^{|W|}(c_0,t)$ від параметру c_0 та часу t , згідно виразу (8), наведені на рис.4.

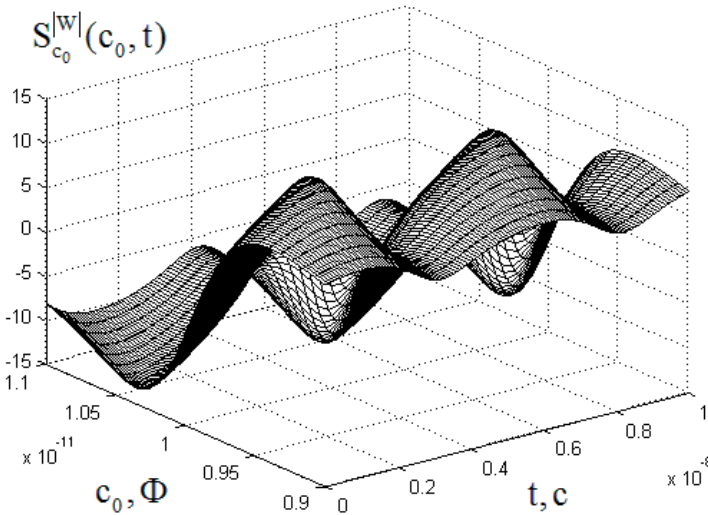


Рис.4. Залежність чутливості модуля коефіцієнта передачі

$$S_{c_0}^{|W|}(c_0,t) \text{ від } c_0 \text{ та часу } t \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot 10^8$$

Висновки

Виконані обчислювальні експерименти показали наступне.

1. Частотний символьний метод аналізу лінійних параметричних кіл дозволяє адекватно обчислювати похідні параметричних передавальних функцій за апроксимації їх тригонометричними поліномами Фур'є.

2. Точність обчислення похідних передавальних функцій, що сформовані за частотним символьним методом, визначається кількістю гармонічних складових у апроксимації передавальної функції. Точність обчислення

достатня, якщо збільшення кількості гармонічних складових k на одиницю не приводить до зміни результатів при заданій розрядній сітці комп'ютера.

1. *Шаповалов Ю.І.* Розвиток теорії символьного аналізу лінійних параметричних кіл у частотній області: Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук: 05.09.05. / Шаповалов Юрій Іванович – Львів, 2012. – 413с.

2. *Шаповалов Ю.І.* Застосування частотного символьного методу до багатоваріантного аналізу лінійних параметричних кіл / Ю. І. Шаповалов, Б. А. Мандзій, Д. Р. Смаль // Вісн. НУ «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації – 2012. – №738. – С.10-16.

Поступила 21.02.2013р.

УДК 004.932.2

О.М.Березький, д.т.н., завідувач кафедри комп'ютерної інженерії
Тернопільського національного економічного університету.

СТАТИСТИЧНА ОЦІНКА КОЕФІЦІЄНТА СТРУКТУРНОЇ АТИПІЇ НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ГІСТОЛОГІЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ

В статті здійснено кількісну оцінку коефіцієнта структурної атипії з використанням гістологічних зображень. Проведено статистичний аналіз коефіцієнта структурної атипії на основі гістологічних зображень епітелію шийки матки.

The quantitative estimation of structural atypia coefficient with the use of histological images is carried out in the article. The statistical analysis of structural atypia coefficient is implemented on the basis of histological images of epithelium of neck womb.

Вступ

Пухлина або новоутворення – це патологічний процес, що характеризується нестримним розмноженням клітин [1]. Дослідженням пухлин займається онкологія. Одним з основних методів діагностування ракових захворювань є аналіз зразків тканини людини за допомогою світлового мікроскопа. Таким чином отримуються гістологічні зображення (ГЗ). Об'єктами інтересу на зображеннях є зрізи тканин певних органів, що є сукупністю організованих клітин. Такими об'єктами [2, 3] є шари багат шарового епітелію; поперечні перерізи проток, каналів, капілярів, вен, артерій; поперечні перерізи залоз; ланцюжки клітин, ворсинки. Границі цих об'єктів утворені сукупністю клітин із більшою щільністю розміщення або міжклітинним простором.