

Для визначення функції перетворення перетворювача необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор-стік транзисторів VT2 та VT1 згідно з його еквівалентною схемою для змінного струму (рис.2).

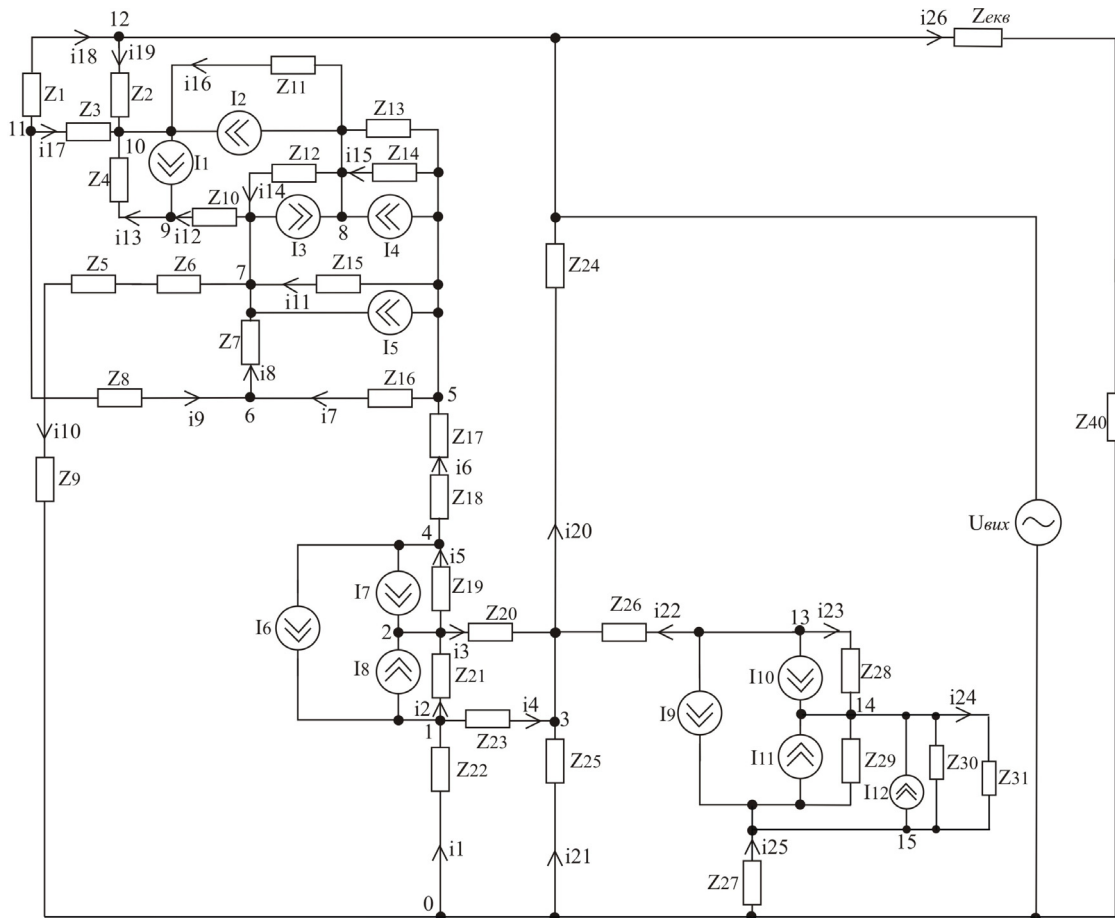


Рис. 2. Перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача по змінному струму

В еквівалентній схемі (рис. 2) використано наступні позначення:

$$\begin{aligned} Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_5, \quad Z_3 = R_2 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2) - j R_2^2 \omega C_4 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2), \quad Z_4 = R_3, \quad Z_5 = R_4, \\ Z_6 = R_7, \quad Z_7 = -j / (\omega C_8), \quad Z_8 = -j / (\omega C_7), \quad Z_9 = -j / (\omega C_1), \quad Z_{10} = R_6, \quad Z_{11} = -j / (\omega C_3), \\ Z_{12} = -j / (\omega C_5), \quad Z_{13} = R_8, \quad Z_{14} = -j / (\omega C_6), \quad Z_{15} = R_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2) - j R_9^2 \omega C_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2), \\ Z_{16} = R_{10}, \quad Z_{17} = R_{11}, \quad Z_{18} = R_{12}, \quad Z_{19} = -j / (\omega C_{10}), \quad Z_{20} = R_{13}, \quad Z_{21} = -j / (\omega C_4), \quad Z_{22} = R_{14}, \\ Z_{23} = -j / (\omega C_{12}), \quad Z_{24} = R_{15}, \quad Z_{25} = R_{16}, \quad Z_{26} = R_{17}, \quad Z_{27} = R_{20}, \quad Z_{28} = -j / (\omega C_{17}), \quad Z_{29} = -j / (\omega C_{18}), \\ Z_{30} = R_{18} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2) - j R_{18}^2 \omega C_{19} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2), \quad Z_{31} = R_{19}, \quad Z_{32} = R_{21}, \quad Z_{33} = -j / (\omega C_2), \\ Z_{34} = -j / (\omega C_{13}), \quad Z_{35} = -j / (\omega C_{14}), \quad Z_{36} = R_{22} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2) - j R_{22}^2 \omega C_{15} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2), \\ Z_{37} = R_{23}, \quad Z_{38} = R_{25}, \quad Z_{39} = R_{24}, \quad Z_{40} = -j / (\omega C_{16}), \end{aligned}$$

де R_1 - опір другого затвору МДН-транзистора VT1; R_2 - опір стік-другий затвор двозатворного МДН-транзистора VT1; R_3, R_6, R_9 - опори витоку-стоку двозатворного МДН-транзистора VT1; R_4 - опір резистора R_1 на схемі на рис. 1; R_5 - опір p-n переходу стоку транзистора VT1; R_7 - омичний опір другого затвору двозатворного МДН-транзистора VT1; R_8 - опір підкладки МДН-транзистора VT1; R_{10} - опір витік-перший затвор двозатворного МДН-транзистора VT1; R_{11} - опір витоку МДН-транзистора VT1; R_{12}, R_{17}, R_{21} - опори емітера біполярного транзистора VT2 та магнітотранзисторів VT2 та VT3 відповідно; R_{13} - опір бази біполярного транзистора VT2; R_{14}, R_{20}, R_{25} - опори колектора біполярного транзистора VT2 та магнітотранзисторів VT2 та VT3 відповідно; R_{15} - опір резистора R_2 на схемі на рис. 1; R_{16} - опір резистора R_3 на схемі на рис. ; R_{18} та R_{22} - шунтуючий опір, що входить до складу магнітотранзистора

VT3 та магнітотранзистора VT4 відповідно; R_{19} та R_{23} - опір p-n переходу діода, що входить до складу магнітотранзистора VT3 та магнітотранзистора VT4 відповідно; R_{24} - опір резистора R_4 на схемі на рис. 3.17. C_1 , C_2 та C_{16} - ємності конденсаторів C_1 , C_2 та C_3 на схемі на рис. 1 відповідно; C_3 та C_5 - ємності підкладка-стік МДН-транзистора VT1; C_4 та C_9 - ємності перший затвор-стік МДН-транзистора VT1; C_6 - ємність підкладка-витік МДН-транзистора VT1; C_7 - ємність між першим і другим затвором МДН-транзистора VT1; C_8 - ємність затвор-стік МДН-транзистора VT1; C_{10} , C_{11} - ємність переходу база-емітер та база-колектор транзистора VT2 відповідно; C_{12} - ємність між зовнішнім виводом бази і колектора транзистора VT2; C_{13} , C_{14} - ємність переходу база-емітер та база-колектор магнітотранзистора VT4 відповідно; C_{15} та C_{19} - ємності p-n переходів діодів магнітотранзисторів VT4 та VT3 відповідно; C_{17} , C_{18} - ємність переходу база-емітер та база-колектор магнітотранзистора VT3 відповідно.

Струми, I_6 , I_7 , I_9 , I_8 , I_{10} , I_{11} , I_{13} , I_{14} , I_{15} , що входять до складу еквівалентних схем біполярного транзистора VT2 та магнітотранзисторів VT3 і VT4 відповідно та струми МДН-транзистора I_1 , I_3 , I_4 , I_5 , I_{12} , I_{16} описані в роботі [4].

На основі перетвореної еквівалентної схеми (рис. 2) для розрахунку повного опору схеми складемо систему рівнянь Кірхгофа, використавши метод вузлових потенціалів. Система рівнянь Кірхгофа для змінного струму має вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_8 - I_6 = -\varphi_1(y_1 + y_2 + y_4) + \varphi_2 y_2 + \varphi_3 y_4; \\ -(I_7 + I_8) = \varphi_1 y_2 - \varphi_2(y_2 + y_3 + y_5) + \varphi_3 y_3 + \varphi_4 y_5; \\ 0 = \varphi_1 y_4 + \varphi_2 y_3 - \varphi_3(y_{20} + y_{21} + y_4 + y_3 + y_{22}) + \varphi_{12} y_{20} + \varphi_{17} y_{22}; \\ I_7 + I_6 = \varphi_2 y_5 - \varphi_4(y_5 + y_6) + \varphi_5 y_6; \\ I_5 + I_4 = \varphi_4 y_6 - \varphi_5(y_6 + y_7 + y_{11} + y_{15}) + \varphi_6 y_7 + \varphi_7 y_{11} + \varphi_8 y_{15}; \\ 0 = \varphi_5 y_7 - \varphi_6(y_7 + y_8 + y_9) + \varphi_7 y_8 + \varphi_{11} y_9; \\ I_3 - I_5 = \varphi_5 y_{11} + \varphi_6 y_8 - \varphi_7(y_8 + y_{10} + y_{11} + y_{12} + y_{14}) + \varphi_8 y_{14} + \varphi_9 y_{12}; \\ I_2 - I_3 - I_4 = \varphi_5 y_{15} + \varphi_7 y_{14} - \varphi_8(y_{15} + y_{16} + y_{14}) + \varphi_{10} y_{16}; \\ -I_1 = \varphi_7 y_{12} - \varphi_9(y_{12} + y_{13}) + \varphi_{10} y_{13}; \\ I_1 - I_2 = \varphi_8 y_{16} + \varphi_9 y_{13} - \varphi_{10}(y_{13} + y_{16} + y_{17} + y_{19}) + \varphi_{11} y_{17} + \varphi_{12} y_{19}; \\ 0 = \varphi_6 y_9 + \varphi_{10} y_{17} - \varphi_{11}(y_9 + y_{17} + y_{18}) + \varphi_{12} y_{18}; \\ U_{\text{вих}}(y_{18} + y_{19} + y_{20} + y_{26}) = \varphi_3 y_{20} + \varphi_{10} y_{19} + \varphi_{11} y_{18}; \\ I_{10} + I_9 = \varphi_3 y_{22} - \varphi_{13}(y_{22} + y_{23}) + \varphi_{14} y_{23}; \\ -I_{10} - I_{11} - I_{12} = \varphi_{13} y_{23} - \varphi_{14}(y_{23} + y_{24}) + \varphi_{15} y_{24}; \\ -I_9 + I_{11} + I_{12} = \varphi_{14} y_{24} - \varphi_{15}(y_{25} + y_{24}), \end{array} \right. \quad (1)$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами:

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/Z_{22}; \quad y_2 = 1/Z_{21}; \quad y_3 = 1/Z_{20}; \quad y_4 = 1/Z_{23}; \quad y_5 = 1/Z_{19}; \quad y_6 = 1/(Z_{17} + Z_{18}); \\ y_7 &= 1/Z_{16}; \quad y_8 = 1/Z_7; \quad y_9 = 1/Z_8; \quad y_{10} = 1/Z_9; \quad y_{11} = 1/Z_{15}; \quad y_{12} = 1/Z_{10}; \quad y_{13} = 1/Z_4; \\ y_{14} &= 1/Z_{12}; \quad y_{15} = (Z_{13} + Z_{14})/(Z_{13}Z_{14}); \quad y_{16} = 1/Z_{11}; \quad y_{17} = 1/Z_3; \quad y_{18} = Z_1; \quad y_{19} = 1/Z_2; \\ y_{20} &= 1/Z_{24}; \quad y_{21} = 1/Z_{25}; \quad y_{22} = 1/Z_{26}; \quad y_{23} = 1/Z_{28}; \quad y_{24} = (Z_{29} + Z_{30} + Z_{31})/(Z_{29}Z_{30}Z_{31}); \\ y_{25} &= 1/Z_{27}; \quad y_{26} = 1/(Z_{\text{екв}} + Z_{40}). \end{aligned} \quad (2)$$

На основі системи рівнянь (1) за допомогою програмного пакету Matlab 6.5. розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від величини магнітного поля показані на рис. 3 та 4.

З рис. 4 та 5 видно, що із збільшенням індукції активна і реактивна складова повного опору збільшуються.

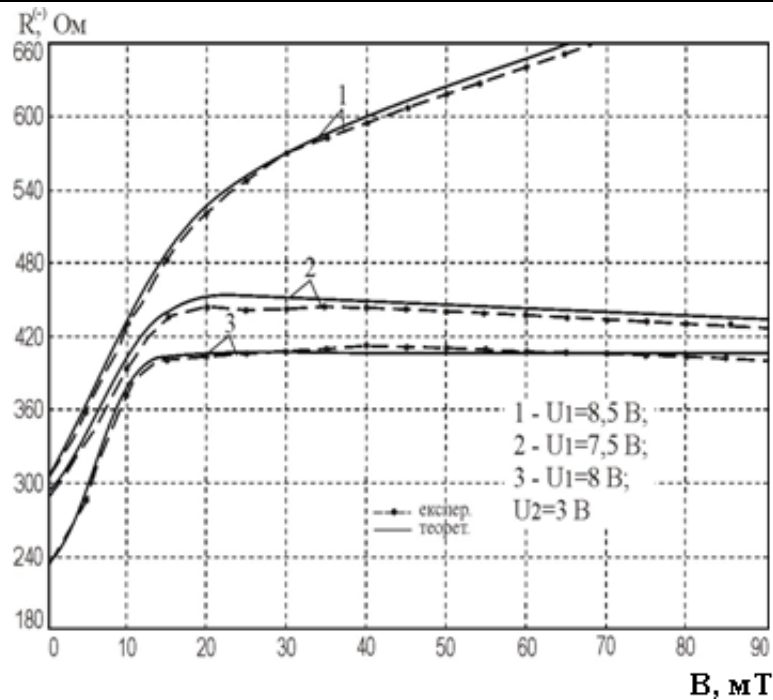


Рис. 3. Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від індукції

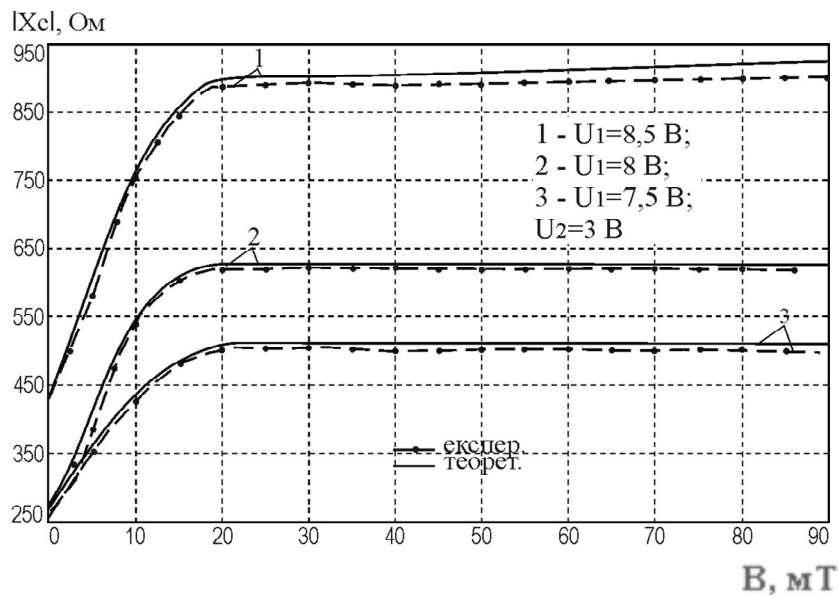


Рис. 4. Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору

Для визначення функції перетворення необхідно на основі розв'язку системи рівнянь Кірхгофа (1) знайти залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання. Функція перетворення в цьому випадку буде мати вигляд:

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_{екв}(B)C_{17}(-L_{екв}(B)C_{17} + R_{19}^2(B)C_{19}^2(B) + R_{19}^2(B)C_{19}(B)C_{17} + A)}}{L_{екв}(B)C_{19}(B)C_{17}R_{19}(B)}, \quad (3)$$

де

$$A = \sqrt{L_{екв}^2(B)C_{17}^2 + 2L_{екв}(B)C_{19}^2(B)C_{17}R_{19}^2(B) - 2L_{екв}(B)C_{17}C_{19}(B)R_{19}^2(B) + R_{19}^4(B)C_{19}^4(B) + 2R_{19}^4(B)C_{19}^3(B)C_{17} + R_{19}^4(B)C_{19}^2(B)C_{17}^2}},$$

де

$L_{екв}$ - значення активного індуктивного елементу, що визначається із повного опору.

Висновки

Розроблена математична модель частотного перетворювача, на основі автогенератора з біполярного то польового транзисторів з магнітотранзистором в якості чутливого елементу та активним індуктивним

елементом. На основі моделі отримано залежності активної та реактивної складової повного опору від індукції магнітного поля та аналітичний вираз функції перетворення.

Література

1. Новицкий П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг, В. С. Гутников // Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
2. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / О. В. Осадчук – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. – 303 с.
3. Осадчук В. С. Оптичний мікроелектронний перетворювач з фототранзистором для контролю плазмохімічних процесів / В. С. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька // Вісник ХНУ. – №5. – 2009. – С.226-231.
4. Викулин И. М. Двухколлекторные магнитотранзисторы / И. М. Викулин, М. А. Глауберман, Г. А. Егизарян // ПиСУ. – 1981. – №10. – С. 34 – 35.
5. Каяцкас А. А. Основы радиоэлектроники / А. А.Каяцкас –М.: Высшая школа, 1988. – 464 с.

Literature

1. Novitsky P. V. Digital devices with frequency sensors/ P. V. Novitsky, V. G. Knorring, V. S. Gutnikov // Leningrad: Energiya, 1970. – 424 p.
2. Osadchuk A.V. microelectronic frequency converters on the basis of transistor structures with negative resistance / A. V. Osadchuk, Vinnitsa, "Universum-Vinnitsya", 2000. – 303 p.
3. Osadchuk V. S. microelectronic Optical transducer with a phototransistor for the control of plasma-chemical processes / V. S. Osadchuk, Yu. P. Kravchenko, A. Seletsky, A. // Bulletin of KhNU. – No. 5. – 2009. – P. 226-231.
4. Vikulin S. M. Dvukhkoridornye magnetotransistor / S. M. Vikulin, N. A. Glauberman. // The Record. – 1981. – No. 10. – S. 34 – 35.
5. Kajackas, A. A. Basics of electronics / A. Kajackas, A. –M.: Higher school, 1988. – 464 p.

Рецензія/Peer review : 26.9.2015 р.

Надрукована/Printed :20.10.2015 р.

УДК 681.325

Г.Г. БОРТНИК, О.Г. БОРТНИК, Н.О. ПУНЧЕНКО

Вінницький національний технічний університет, Україна

ШВИДКОДІЙНИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З РОЗШИРЕНИМ ДИНАМІЧНИМ ДІАПАЗОНОМ

У роботі представлено швидкодійний аналого-цифровий перетворювач високочастотних сигналів з розширеним динамічним діапазоном, який побудовано на базі принципу паралельного перетворення. Доведено згідно запровадженого критерію ефективності, що цей перетворювач характеризується широким динамічним діапазоном при збереженні високої швидкодії та незначному ускладненні схемотехнічної реалізації.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, високочастотні сигнали, динамічний діапазон.

G.G. BORTNYK, O.G. BORTNYK, N.O. PUNCHENKO

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

FAST-ACTING ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER IS WITH THE EXTENDED DYNAMIC RANGE

Fast-acting analog-to-digital converter (ADC) of high-frequency signals is in-process presented with the extended dynamic range which is built on the base of principle of parallel transformation.

The generalized criterion of efficiency of base ADC is offered, which takes into account a dynamic range, fast-acting and structural complication of transformer.

It is in-process developed parallel ADC, in which due to adaptation of levels of supporting tension to the value of entrance signal, expansion of dynamic range (increase of number of initial digits), does not result in sharp apparatus complication.

The analysis of efficiency of developed fast-acting ADC allowed to assert that an improvement of the inculcated generalized criterion is at the increase of number of digits, at the same time apparatus complication of transformer remains at acceptable enough level.

Key words: analog-digital converter, high-frequency signals, dynamic range.

Вступ

Швидкодійні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) високочастотних сигналів є обов'язковими компонентами сучасної комп'ютерної та телекомунікаційної техніки [1, 2]. Проблема розробки та виготовлення швидкодійних АЦП з розширеним динамічним діапазоном є однією з найактуальніших проблем комп'ютерної техніки, від вирішення якої безпосередньо залежить ефективність інформаційно-вимірвальних систем швидкоплинних технологічних процесів, комп'ютерних систем цифрового оброблення високочастотних сигналів у складі радіотехнічних комплексів та широкосмугових телекомунікаційних мереж [3,4].

Незважаючи на ряд вже вирішених питань, при застосуванні швидкодійних АЦП високочастотних сигналів з покращеними параметрами існує ще багато проблем, які стримують широке використання АЦП в