

Volodymyr KUCHERUK¹, Zygmunt L. WARSZA², Volodymyr SEVASTYANOW¹, Wiktoria MANKOWSKA¹Vinnickij Nacjonalnyj Tekhnichnij Universitet, Vinnica, Ukraina (1),
Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP Warszawa (2)

Generator oscylacji chaotycznych o układzie RL- dioda jako przetwornik rezystancja - napięcie

Streszczenie. Przedstawiono wyniki badań nad możliwością niekonwencjonalnego przetwarzania rezystancji na napięcie z wykorzystaniem nieautonomicznego generatora oscylacji chaotycznych o układzie szeregowym RL-dioda. Podano podstawowe zależności dla wartości chwilowych procesów zachodzących w tym generatorze i dokonano symulacji chaotycznego przebiegu i widma częstotliwościowego jego prądu. Zbadano też zależność wartości szczytowej spadku napięcia i czułość na zmiany rezystancji R i indukcyjności L tego generatora oraz zaprojektowano układ detektora do pomiarów amplitudy tych zmian. Uzyskano potwierdzenie, że układ z generatorem RL-dioda można będzie wykorzystać do przetwarzania rezystancji na napięcie o dużej czułości w zakresie do 250 Ω .

Abstract. The results of research on the possibility of unconventional resistance -voltage conversion based on use of the no autonomic serial RL-diode generator of chaotic oscillations is given.. The basic relationships of processes in the generator circuit are given and changes of its current in time and frequency are simulated. Relations between the resistance peak voltage and its sensitivity to resistance changes were examined on the designed model of this circuit. It is confirmed that this system can be used for resistance-voltage conversion with high sensitivity in the range up to 250 Ω . (RL-diode generator of chaotic oscillations as resistance – voltage converter)

Słowa kluczowe: nieautonomiczny generator oscylacji chaotycznych, przetwarzanie rezystancji na napięcie, czułość.

Keywords: no autonomous generator of chaotic oscillations, resistance-voltage conversion, sensitivity.

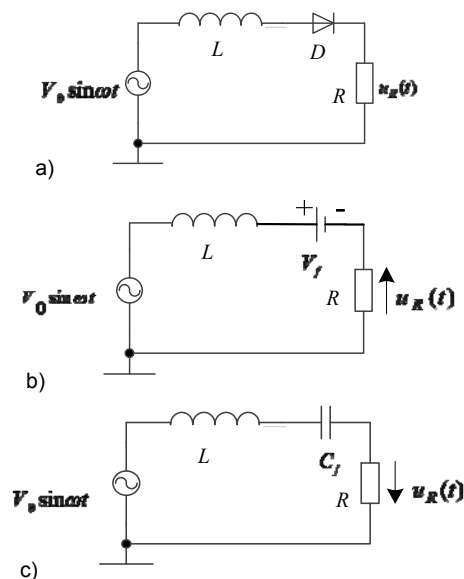
Wprowadzenie

Nieustannie wzrastająca złożoność procesów technologicznych i urządzeń technicznych znacznie zwiększyła wymagania dotyczące roli metod i urządzeń pomiarowych stosowanych do skutecznego sterowania, kontroli i diagnostyki tych procesów w czasie rzeczywistym. Do pozyskiwania takich danych operacyjnych używa się przetworników pomiarowych z czujnikami różnych wielkości. Najczęściej stosowane są czujniki rezystancyjne. Opracowano szereg metod do pomiaru zmian rezystancji o dużej czułości z równoczesnym utrzymaniem niskiego poziomu szumów. W diagnostyce urządzeń technicznych pojawiły się też potrzeby pomiaru zmian ich parametrów wewnętrznych w czasie pracy, np. rezystancji zależnej od obciążenia. Trzeba również badać zakłócenia pojawiające się w ich wnętrzu. Do realizacji tych celów stosuje się nie tylko znane układy pomiarowe, ale poszukuje się też nowych ich rozwiązań. W pracach [1] – [4], sugeruje się możliwość wykorzystania w systemach pomiarowych układów nieliniowych z tzw. chaosem zdeterminowanym. Układy te zasila się zdeterminowanym napięciem przemiennym, ale powstające w nich procesy oscylacyjne są niestabilne, tj. inaczej przebiegają w czasie w każdym kolejnym cyklu tego napięcia, gdyż zmieniają się wartości początkowe opisujących je równań różniczkowych. Zachodzące w tych układach procesy silnie zależą od zmian wartości niektórych elementów układu i mogło by to znaleźć zastosowanie w technice pomiarowej [2], [3]. Jednakże właściwości układów z oscylacjami chaotycznymi nie są wystarczająco rozpoznane z punktu widzenia spełniania trudnych wymagań tej techniki. Celem tej pracy było zbadanie możliwości pomiaru zmian rezystancji wewnętrznej szeregowego układu RL- dioda zasilanego ze źródła napięcia przemiennego, w którym występują zdeterminowane oscylacje chaotyczne [5-9]. Wyniki tych rozpoznawczych badań przedstawia się poniżej.

Podstawowe równania generatora drgań chaotycznych

Prosty generator drgań chaotycznych o szeregowym układzie połączeń RL-dioda podano na rysunku 1a. Jest to generator nieautonomiczny, gdyż obwód składający się z dwójnika liniowego RL połączonego szeregowo z diodą D zasila się napięciem przemiennym $V_0 \sin \omega t$, tak samo jak w prostowniku jedno-połówkowym, ale o znacznie wyższej

częstotliwości ω . W tym prostym układzie nieliniowym powstają chaotyczne oscylacje o częściowo zdeterminowanych parametrach. Rozpoznanie właściwości układu poprzedzi podanie podstawowych zależności analitycznych opisujących zachodzące procesy.



Rys.1 a) Generator zdeterminowanych oscylacji chaotycznych o układzie szeregowym RL- dioda i jego schematy zastępcze dla przepływu prądu: b) w kierunku przewodzenia diody i c) w kierunku zaporowym

Układ RL-dioda jest dosyć prosty, gdyż zawiera tylko dwa elementy liniowe R , L i diodę D o nieliniowej charakterystyce. Diodę tę w przybliżeniu można traktować jako zwarcie i źródło napięcia V_f , bądź jako pojemność złącza C_f dla $u < V_f$. Zastępuje się ją więc (rysunki 1b i 1c):

- w kierunku przewodzenia - źródłem DC o stałym napięciu V_f , równym spadkowi napięcia na złączu. Rezystancja dynamiczna złącza jest bądź pomijalna, lub uwzględnia się ją w rezystancji szeregowej R .

- w kierunku zaporowym – kondensatorem C_f .
 Prąd płynący w układzie zawiera składową stałą oraz oscylacje o przebiegu zależnym od amplitudy napięcia zasilającego V_0 i wartości elementów.

Przy polaryzacji diody D w kierunku przewodzenia (+) z napięciowego prawa Kirchhoffa wynika, że przebiegu prądu opisuje liniowe równanie różniczkowe stopnia pierwszego

$$(1) \quad L \frac{di}{dt} + Ri = V_0 \sin \omega t + V_f$$

gdzie: V_0 – wartość szczytowa (amplituda) przemiennego napięcia wejściowego, V_f - spadek napięcia na diodzie dla kierunku przewodzenia.

Rozwiązanie równania (1) dla prądu $i(t)$ jest następujące

$$(2) \quad i_+(t) = i(0)e^{-\frac{Rt}{L}} + \frac{V_f}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}}\right) + \frac{V_0}{R^2 + \omega^2 L^2} \left[R \cdot \sin \omega t + \omega L \left(e^{-\frac{Rt}{L}} - \cos \omega t \right) \right]$$

Przy zerowej wartości prądu początkowego $i(0) = 0$

$$(3) \quad i_+(t) = \frac{V_f}{R} \left(1 - e^{-\frac{Rt}{L}}\right) + \frac{V_0}{Z_a^2} \left[R \sin \omega t + \omega L \left(e^{-\frac{Rt}{L}} - \cos \omega t \right) \right]$$

gdzie: $Z_a = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ - moduł impedancji obwodu w kierunku przewodzenia diody.

Przy polaryzacji diody w kierunku (-) zaporowym (rys. 1c), zachowuje się ona jak kondensator o pojemności złącza C_j . Powstaje obwód RLC opisywany liniowym równaniem różniczkowym drugiego stopnia

$$(4) \quad L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_j} i = V_0 \omega \sin \omega t$$

Rozwiązanie równania (4) dla prądu $i_-(t)$ jest następujące:

$$(5) \quad i_-(t) = \exp\left[-\frac{1 - \sqrt{R^2 C_j^2 - 4LC_j + RC_j}}{2 LC_j} t\right] c_2 + \exp\left[-\frac{1 + \sqrt{R^2 C_j^2 - 4LC_j + RC_j}}{2 LC_j} t\right] c_1 + \frac{V_0 \omega C_j (RC_j \omega \cos \omega t - \sin \omega t + \sin \omega t \cdot \omega^2 C_j L)}{1 - 2LC_j \omega^2 + \omega^4 C_j^2 L^2 + \omega^2 C_j^2 R^2}$$

gdzie: c_1, c_2 - stałe całkowania zależne od warunków początkowych, zmiennych w każdym cyklu.

Wartość chwilowa spadku napięcia na rezystorze R

$$(6) \quad u_R(t) = R i(t)$$

Jeśli człony wykładnicze w (4) i (5) opisują procesy przejściowe szybko dążą do zera, to w stanie ustalonym

$$(7) \quad u_{R+}(t) = V_f^2 + \frac{RV_0}{Z_a^2} [\omega L \cos \omega t + R \sin \omega t]$$

$$(8) \quad u_{R-}(t) = \frac{V_0 \omega C_j [\sin \omega t (1 - \omega^2 C_j L) - RC_j \omega \cos \omega t]}{1 + \omega^2 C_j (C_j R^2 - 2L) + \omega^4 C_j^2 L^2}$$

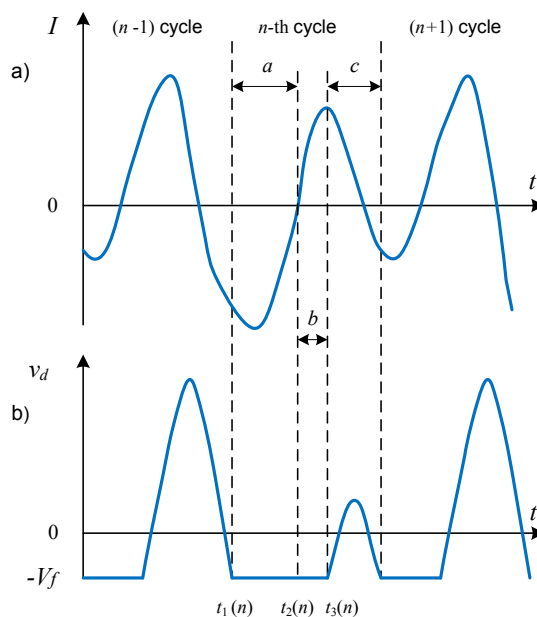
Czułości, zdefiniowane jako pochodne funkcji przetwarzania (7) i (8) względem rezystancji R, są następujące:

$$(9) \quad \frac{du_{R+}}{dR} = \frac{V_0}{Z_a^2} [(\omega L \cos \omega t + R \sin \omega t)(1 - 2R^2) + R \sin \omega t]$$

$$(10) \quad \frac{du_{R-}}{dR} = -V_0 \omega^2 C_j^2 \left\{ \frac{\cos \omega t}{1 + \omega^2 C_j (R^2 C_j - 2L) + \omega^4 C_j^2 L^2} + \frac{2\omega C_j R [(1 - LC_j \omega^2) \sin \omega t - RC_j \cos \omega t]}{[1 + \omega^2 C_j (R^2 C_j - 2L) + \omega^4 C_j^2 L^2]^2} \right\}$$

Stan ustalony uzyskuje się tylko przy niskiej częstotliwości ω napięcia wejściowego. Przy wyższych częstotliwościach ω źródła napięcia przemiennego wskutek wzajemnej zależności napięcia naładowania pojemności C_f przy kierunku zaporowym diody oraz okresu jej przewodzenia, w układzie powstają oscylacje prądu o różnych przebiegach w każdym kolejnym cyklu n .

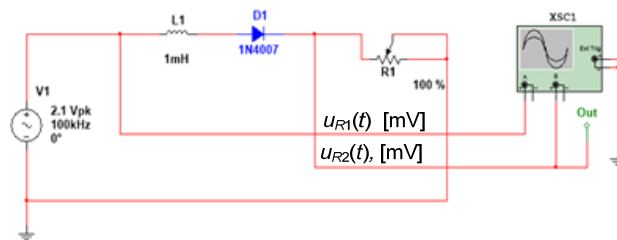
Przykład przebiegu prądu i w układzie RL- dioda oraz napięcia v_d diody podano na rys 2. Po rozpoczęciu okresu przewodzenia diody ($v_d = -V_f$) płynie prąd rozładowania kondensatora i prąd ze źródła napięcia.



Rys 2. Przykład przebiegów wartości chwilowych prądu i oraz napięcia v_d diody w układzie RL- dioda z rys. 1 [8].

Ze szczegółowej analizy numerycznej funkcji (7) wynika, że amplituda U_s napięcia u_{R+} tych oscylacji może w przybliżeniu zależeć liniowo od rezystancji R przy pewnych wartościach indukcyjności L. Stosując dla przebiegów oscylacyjnych $u_{R+}(t)$ detektor szczytowej wartości U_s amplitudy napięcia na rezystorze R uzyskuje się w przybliżeniu liniowe przetwarzanie R/U_s .

Wskutek skomplikowanych zależności analitycznych opisujących procesy zachodzące w generatorze RL-dioda, nawet przy linearyzacji charakterystyki diody D, do analizy właściwości układu postanowiono wykorzystać symulację komputerową i pomiary.



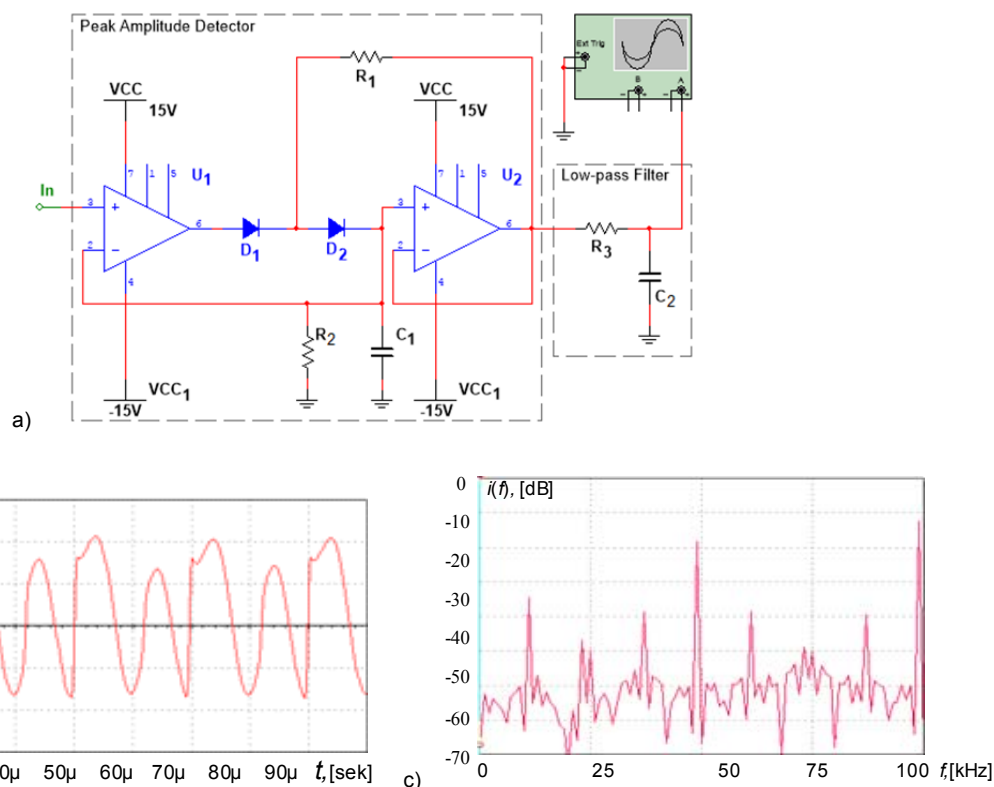
Rys 3. Układ pomiarowy generatora RL-dioda

Symulacja i badania układu RL -dioda jako generatora oscylacji chaotycznych

Przetwornik R/U działający w oparciu o generator drgań chaotycznych RL -dioda jest oscylacyjnym członem nieliniowym o złożonej dynamice. W środowisku oprogramowania Multisim zamodelowano układ tego

generatora o parametrach $R=2k\Omega$, $L=50mH$, z diodą 1N4007 o pojemności początkowej złącza 15 pF.

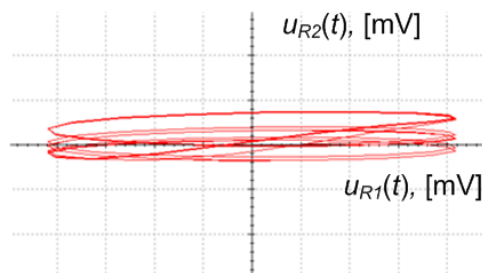
Rysunek 3 podaje układ użyty do obserwacji prądu generatora RL -dioda. Na rysunkach 4b i 4c przedstawiono jego chaotyczny przebieg i widmo częstotliwościowe.



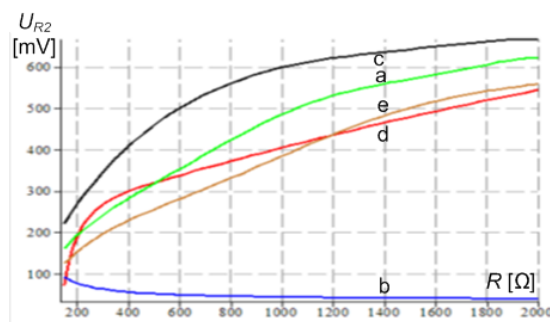
Rys. 4. a) Detektor wartości szczytowej (amplitudy) chaotycznych oscylacji napięcia, b) Przebieg prądu w generatorze RL -dioda, c) widmo częstotliwościowe jego prądu

Zamodelowano też i wykonano układ detektora szczytowej wartości napięcia podany na rysunku 4a. Układ ten wytwarza cyklicznie na swoim wyjściu napięcie stałe proporcjonalne do kolejnej amplitudy mierzonego napięcia. Detektor dołączany na wyjściu 'Out' generatora RL -dioda mierzy amplitudę chaotycznie zmiennego napięcia u_{R2} . Podstawowymi elementami tego detektora są: dioda D_2 i kondensator C zapamiętujący napięcie. Zastosowanie w układzie wzmacniaczy operacyjnych umożliwiło pomiar amplitud małych napięć wejściowych, wyeliminowało błędy spowodowane spadkiem napięcia na diodzie D_2 oraz pozwala zwiększyć obciążenie wyjścia. Wzmacniacz operacyjny U_2 pracuje jako wtórnik powtarzający napięcie kondensatora C_1 , zapobiega jego rozładowywaniu przez prąd obciążenia oraz przez prąd sprzężenia zwrotnego płynący przez rezystor R_1 . Wzmacniacz operacyjny U_1 działa jako komparator porównujący napięcie wyjściowe i wejściowe. Sposób, w jaki detektor pokazuje zmiany amplitudy mierzonego sygnału u_{R2} , zależy od czasu potrzebnego na zresetowanie jego wyjścia. W układzie z rysunku 4a do tego celu służy rezystor R_2 równolegle dołączony do kondensatora C_1 zapamiętującego wartość napięcia wyjściowego. Napięcie to zanika ze stałą czasu R_2C_1 , tak dobraną by układ pamiętał tylko ostatni pik.

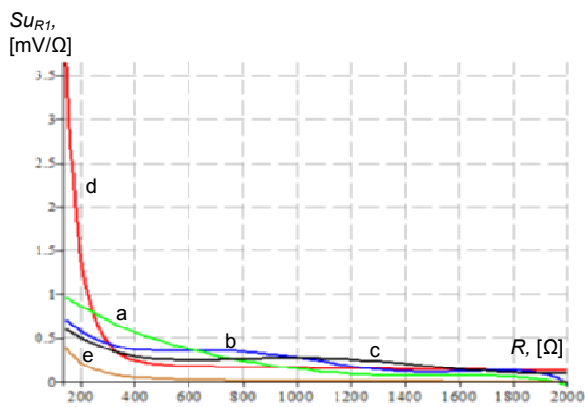
Rysunek 5 przedstawia portret fazowy (atraktor) generatora RL -dioda, który ujmuje przebieg zależności pomiędzy napięciem wejściowym u_{R1} i wyjściowym u_{R2} tego generatora. Przy stałej amplitudzie U_{R1} oscylacje napięcia u_{R2} zmieniają się chaotycznie, ale w sposób cykliczny. Ich wartość szczytowa U_{R2} zależy od R .



Rys. 5. Atraktor RL -diodowego generatora drgań chaotycznych



Rys. 6. Zależność amplitudy napięcia wyjściowego U_{R2} detektora z rys 3a od rezystancji R generatora oscylacji chaotycznych RL -dioda przy: a) $L=1500 \mu H$, b) $L=1000 \mu H$, c) $L=800 \mu H$, d) $L=500 \mu H$ oraz e) dla układu do pomiaru rezystancji R z rys. 4a [11].



Rys. 7. Czułość $S_{U_{R1}}=f(R)$ napięcia U_{R2} na zmiany rezystancji R generatora drgań chaotycznych o układzie RL -dioda: a) $L=1500\mu\text{H}$, b) $L=1000\mu\text{H}$, c) $L=800\mu\text{H}$, d) $L=500\mu\text{H}$, e) układu przetwornika rezystancji R_2/U z rysunku 4a [11]

Rysunki 6 i 7 przedstawiają zależności amplitudy U_{R2} napięcia wyjściowego i czułości $S_R=dU/dR$ generatora RL -dioda od rezystancji R . Najdłuższy, stosunkowo mało nieliniowy zakres R ma krzywa a) dla $L=1500\mu\text{H}$. Czułość układu S_R zależy od indukcyjności L i maleje wraz ze wzrostem rezystancji R . Jest ona największa dla krzywej d) o $L=500\mu\text{H}$ przy małych wartościach R .

Podsumowanie i wnioski

Zbadano możliwość pomiaru rezystancji R w układzie generatora zdeterminowanych oscylacji chaotycznych o szeregowym obwodzie RL -dioda - jak na rysunku 1. Do tego celu wykorzystano podany na rysunku 4a przetwornik wartości szczytowej spadku napięcia na tej rezystancji.

Układ generatora RL -dioda z detektorem wartości szczytowej ma największą czułość $S_{U_{R1}}$ wyjściowego napięcia U_{R2} dla małych rezystancji R . Wzrasta ona istotnie dla rezystancji poniżej 250Ω i ten zakres jest preferowany do zastosowania w pomiarach. Stwierdzono też, że czułość ta jest porównywalna z czułością klasycznego układu przetwornika R/U [11].

Przy wyborze wartości R , L i typu diody D generatora należy uwzględnić możliwość występowania zakłóceń od blisko położonych innych członów oscylacyjnych [10].

Zamierza się przedstawiony sposób pomiaru zmiennej rezystancji R w układzie drgań chaotycznych wykorzystać w diagnostyce zmian parametrów wewnętrznych urządzeń elektroenergetycznych podczas ich pracy tworząc dodatkowy obwód zdeterminowanych drgań chaotycznych.

Zbada się też możliwość zastosowania w pomiarach innych układów z generatorem chaosu jako przetwornikiem R/U , np. o strukturze równoległej podanej w [1] - [4], [7].

LITERATURA

- Voronov S.S., Kolpakova L.V., Kuznetsov V.A., Measurement methods using the properties of nonlinear dynamics systems. *Measurement Techniques* (1996), Volume 43, n. 4, 299-302. Translated from: *Izmeritel'naya Tekhnika*, (1996) n.12. p.16 - 18.
- Voronov S. S., Kolpakova L. V., Kuznetsov V. A.: Chaotic oscillator method: Approaches to diagnosing the parameters of nonlinear chaotic systems. *Measurement Techniques* Springer (2000), Vol. 43, n. 4, 299-302. Translated from: *Izmeritel'naya Tekhnika*, (2000) n. 4, p. 19-21.
- Kolpakova L. V.: Chaotic-oscillator measuring devices. *Measurement Techniques* (2000), Vol.43, n.5, 388-390. Transl. from *Izmeritel'naya Tekhnika*, (2000), n. 5, p. 22-24.
- Korotkii V.P.: Transducer in a Dynamic Chaos Regime. *Measurement Techniques* October 2001, Volume 44, n. 10, 989 -92 Transl. from *Izmeritel'naya Tekhnika* (2001) n.10, 17-19
- Кучерук В.Ю., Севастьянов В.Н., Маньковская В.С.: Об основных принципах создания измерительных устройств с использованием генераторов хаотических колебаний. *Измерительная и вычислительная техника в процессах технологических*. (2011). n.2, 101-104.
- Кучерук В.Ю., Севастьянов В.Н., Маньковская В.С.: Использование прецизионных генераторов хаотических колебаний в измерительной технике. *Вестник инженерной академии Украины*. (2011) n.3 - 4, 152 -156.
- Aissi C., Kazakos D.A., Review of Chaotic Circuits, Simulation and Implementation. *Proceeding of the 10th WSEAS International Conference on Circuits, Vouliagmeni, Athens, Greece, July 10-12, (2006)*, 125-131.
- Alam J., Anwar S.: Chasing Chaos with an RL-Diode Circuit. *LUMS School of Science and Engineering*. - March 24, 2010.
- Azzonz A., Hasler M.: Orbits of the RL-Diode. *Circuits and Systems*, Vol. 37, (1990), n. 11, 1330-1338.
- Satoshi Tanaka, Jun Noguchi, Shinichi Higuchi, Takashi Matsumoto. *Bifurcation Analysis of a Driven RL-Diode Circuit*. *Математический анализ* (1991). n. 760, 111-128.
- Новиков В. Измерение малых сопротивлений. *Радиомир*. (2011) n.2, 24-25.

Autorzy: prof. dr hab. inż. Volodymyr Kucheruk
e-mail: vladimir.kucheruk@gmail.com,

Doc.dr inż. Volodymyr Savestyanow email: viamypost@gmail.com

mgr inż. Wiktoria Mankowska e-mail: viktoriya_m@i.ua,
Vinnickij Nacjonal'nij Tehnicheskij Universitet
Vinnica, Khmielnicke Shose 95, Ukraina

Doc. dr inż. Zygmunt L. Warsza e-mail: zwarsza@ni.piap.pl
Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP
02 486 Warszawa, Al. Jerozolimskie 202