

УДК 621.317.322

**В.Літвіх**

Національний технічний університет України «КПІ»

## ПРЕЦИЗІЙНЕ ДЖЕРЕЛО ТЕСТОВОЇ НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ ДЛЯ ВОЛЬТМЕТРІВ ІЗ КОРЕКЦІЄЮ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ

*У статті описана багатозначна керована кодом міра напруги змінного струму, призначена для використання як джерело тестової напруги змінного струму у вольтметрах середньоквадратичної напруги із корекцією характеристики перетворення вимірювального каналу. Описано оригінальний принцип прецизійного посереднього вимірювання синусоїдної напруги, покладений у основу реалізації такого джерела. Розглянуто структурну схему джерела тестової напруги, яке дозволяє відтворювати синусоїдну напругу із середньоквадратичним значенням від 1 В до 10 В частотою 1 кГц. Зроблено аналіз похибок і виявлено, що похибку посереднього вимірювання відтворюваної тестової напруги можна забезпечити на рівні  $\pm 0,002\%$ .*

### Умовні позначення

$u_t(t)$	- тестова напруга змінного струму;
$u_A$	- амплітудне значення тестової напруги змінного струму;
$u_T \equiv u_{CK}$	- істинне середньоквадратичне значення тестової напруги змінного струму;
$\hat{u}_T \equiv \hat{u}_{CK}$	- середньоквадратичне значення тестової напруги змінного струму, яке обчислюють;
$T$	- період тестової напруги змінного струму;
$N_T$	- результат перетворення на код періоду тестової напруги змінного струму;
$u_{01}, u_{02}$	- напруги постійного струму;
$N_{u_{01}}, N_{u_{02}}$	- результати перетворення на код напруг постійного струму $u_{01}, u_{02}$ ;
$u_k(t)$	- напруга змінного струму на виході компаратора;
$T_{R1}, T_{R2}$	- тривалості імпульсів на виході компаратора;
$N_{T_{R1}}, N_{T_{R2}}$	- результати перетворення на код тривалостей імпульсів на виході компаратора;
$u_{OS}$	- напруга зміщення компаратора;
$u_H$	- напруга гістерезису компаратора;
$t_{PD}$	- затримка спрацювання компаратора;
$\Delta t_{PD}$	- різниця між затримкою спрацювання компаратора при переході від низького рівня до високого ( $t_{PDLH}$ ) і від високого рівня до низького ( $t_{PDHL}$ );
$\chi_T, \chi_{T_{R1}}, \chi_{T_{R2}}$	- коефіцієнти впливу відносних похибок перетворення відповідних тривалостей імпульсів на код.

### Вступ

Серед методів підвищення точності засобів вимірювань останнім часом усе ширше використовують структурно-алгоритмічні методи [1]. Порівняно, наприклад, із конструкторсько-технологічними методами структурно-алгоритмічні методи забезпечують суттєво більшу ефективність при значно менших матеріальних витратах. Методи корекції характеристики перетворення вимірювального каналу засобів вимірювань як складова частина структурно-алгоритмічних методів найбільш широке застосування отримали при створенні засобів вимірювань напруги змінного струму (НЗС) [2]. Реалізація цих алгоритмів потребує використання джерела тестової НЗС як складової частини засобів вимірювань НЗС. При реалізації ітераційних алгоритмів корекції як джерело тестової НЗС  $u_t(t)$  використовують багатозначну керовану кодом

міру, значення вихідної НЗС якої має бути поблизу значення вимірюваної НЗС, тобто пропорційним вихідному кодові вимірювального каналу засобу вимірювань і, відомо, з найменшою можливою похибкою. Оскільки динамічний діапазон такої міри НЗС відносно невеликий (10 дБ або 20 дБ), а частота має фіксоване значення, близьке до середньої частоти нормального інтервалу значень вимірюваної НЗС (приблизно одиниці кГц), то для побудови таких мір можна використати тривіальне рішення - сформувати тестову НЗС, значення якої приблизно пропорційне значенню вихідного коду вимірювального каналу, а потім перетворити код на значення сформованої ПЗС  $u_i(t)$  із набагато меншою похибкою [3].

### Основний текст статті

Для ідеальної синусоїдної НЗС  $u(t) = u_A \sin(2\pi f t + \varphi)$  існує однозначна залежність між її істинним амплітудним значенням  $u_A$  (або істинним середньоквадратичним значенням  $u_{СК} = u_A / \sqrt{2}$ ) і значенням інтервалу часу  $T_0$ , що визначається моментами переходу синусоїдної напруги через рівень напруги постійного струму (НПС)  $u_0$  при їх порівнянні (рис.1):

$$u_A \cos(\pi f T_0) = u_0, \quad (1)$$

де  $T_0 = t_2 - t_1$ .

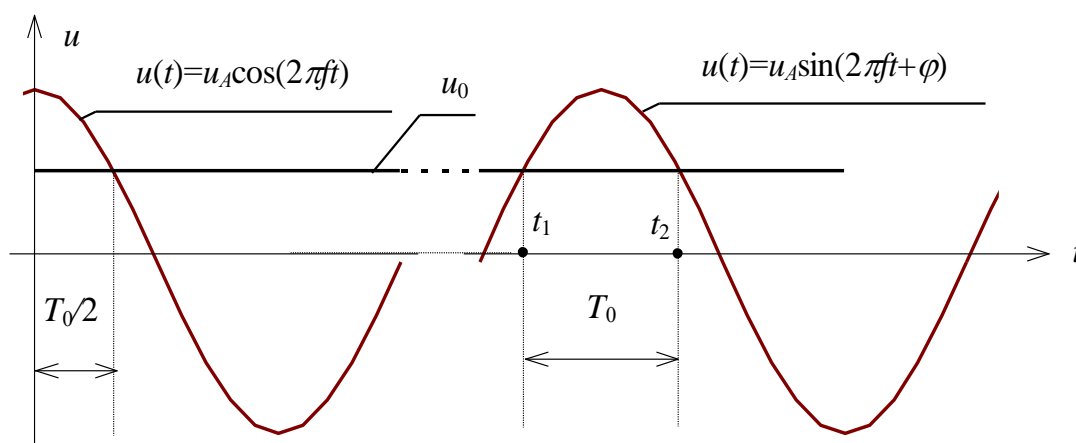


Рисунок 1. Формування інтервалу часу  $T_0$  при порівнянні напруги змінного струму  $u(t)$  із напругою постійного струму  $u_0$ .

Результати перетворення інтервалу часу  $T_0$ , періоду  $T = 1/f$  та НПС  $u_0$  на коди  $N_{T_0}, N_T, N_{u_0}$  можна використати для обчислення амплітудного значення НЗС  $\hat{u}_A$  за формулою

$$\hat{u}_A = K N_{u_0} / \cos(\pi N_{T_0} / N_T), \quad (2)$$

де  $K$  - коефіцієнт пропорційності.

Структурна схема джерела тестової НЗС  $u_i(t)$ , у якому реалізовано цю ідею, подана на рис.2.

Синусоїдну тестову НЗС  $u_i(t)$ , амплітудне значення  $u_A$  якої пропорційне кодові  $N$ , формують шляхом фільтрації (за допомогою фільтра нижніх частот ФНЧ) напруги з виходу джерела квазісинусоїдної напруги (ДКСН). ДКСН реалізоване як два послідовно з'єднаних цифро-аналогових перетворювачі: ЦАП1 із джерелом опорної напруги ДОН1 і ЦАП2. НПС на виході ЦАП1, пропорційна кодові  $N$ , є опорною напругою для ЦАП2. За допомогою ЦАП2 апроксимують синусоїдну напругу.

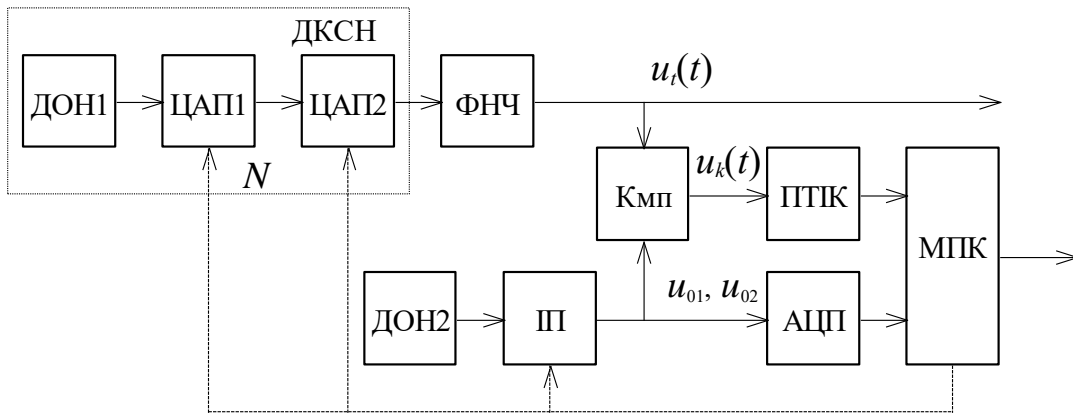


Рисунок 2. Структурна схема джерела тестової НЗС  $u_i(t)$ .

ДКСН - джерело квазісинусоїдної напруги; ДОН1, ДОН2 - джерела опорної напруги; ЦАП1, ЦАП2 - цифро - аналогові перетворювачі; ФНЧ - фільтр нижніх частот; Кмп - компаратор; ІП - інвертор полярності; ПТІК - перетворювач тривалості імпульсів у код; АЦП - аналого-цифровий перетворювач; МПК - мікропроцесорний контролер.

Тестову НЗС  $u_i(t)$  із НПС порівнюють за допомогою компаратора Кмп. Для зменшення впливу статичних і динамічних параметрів Кмп на обчислення значення НЗС  $u_i(t)$  тестову НЗС  $u_i(t)$  порівнюють по чергово з двома НПС  $u_{01}, u_{02}$  позитивної та негативної полярності, а середньоквадратичне значення НЗС  $\hat{u}_T \equiv \hat{u}_{СК}$  обчислюють у мікропроцесорному контролері (МПК) за формулою

$$\hat{u}_T = K(N_{u_{01}} + N_{u_{02}}) / \sqrt{2} \left[ \cos(\pi N_{T_1} / N_T) - \cos(\pi N_{T_2} / N_T) \right], \quad (3)$$

де  $N_{T_1}, N_{T_2}$  - результати перетворення на код інтервалів часу  $T_1, T_2$ , що виникають при порівнянні НЗС  $u_i(t)$  із НПС  $u_{01}, u_{02}$  відповідно;  $N_{u_{01}}, N_{u_{02}}$  - результати перетворення на код НПС  $u_{01}, u_{02}$  (без урахування знаку). Значення  $\hat{u}_T$  НЗС  $u_i(t)$ , що обчислюють за формулою (3), можна розглядати як результат посереднього вимірювання НЗС  $u_i(t)$ .

НПС  $u_{01}, u_{02}$  позитивної та негативної полярності формують за допомогою інвертора полярності (ІП) та джерела опорної напруги (ДОН2), а їх перетворення на код - за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

При порівнянні НЗС  $u_i(t)$  із НПС  $u_{01}, u_{02}$  на виході Кмп формується імпульсна напруга  $u_k(t)$ , частота  $f$  якої дорівнює частоті тестової НЗС  $u_i(t)$ , а тривалість імпульсів у першому наближенні дорівнює інтервалам часу  $T_1, T_2$ . Напругу  $u_k(t)$  подають на перетворювач тривалості імпульсу у код (ПТІК), де тривалість імпульсів  $T_1, T_2$  перетворюється на коди  $N_{T_1}, N_{T_2}$ , а період повторювання  $T$  імпульсної напруги  $u_k(t)$  - на код  $N_T$ .

Проаналізуємо похибку перетворення інтервалів часу на тривалість імпульсів. Вона спричинена статичними та динамічними параметрами Кмп - приведеною до входу напругою зміщення  $u_{OS}$ , напругою гістерезису  $u_H$  та затримкою спрацювання  $t_{PD}$ . Внаслідок цього тривалість імпульсів  $T_{R_1}, T_{R_2}$  на виході Кмп відрізняється від відповідних інтервалів часу  $T_1, T_2$ .

Той факт, що при обчисленні значення тестової НЗС  $u_i(t)$  за формулою (3) наявність у Кмп напруги зміщення  $u_{OS}$  не впливає на похибку обчислення, досить просто ілюструється. Справді, якщо знехтувати у першому наближенні наявністю у Кмп напруги гістерезису  $u_H$  та затримки спрацювання  $t_{PD}$ , то тривалість імпульсів

$T_{R_1}, T_{R_2}$  на виході Кмп визначаються очевидними співвідношеннями:

$$(u_T \sqrt{2}) \cos(\pi T_{R_1}/T) = u_{01} + u_{OS}; (u_T \sqrt{2}) \cos(\pi T_{R_2}/T) = -u_{02} + u_{OS}.$$

Віднімаючи одне рівняння від другого, після перетворень отримаємо:

$$u_T = (u_{01} + u_{02})/\sqrt{2} [\cos(\pi T_{R_1}/T) - \cos(\pi T_{R_2}/T)].$$

Це еквівалентне (3) і доводить, що наявність у Кмп напруги зміщення  $u_{OS}$  не впливає на похибку обчислення значення тестової НЗС  $u_i(t)$  за формулою (3).

Динамічні параметри Кмп викликають похибку перетворення інтервалів часу на тривалість імпульсів тільки тоді, коли  $t_{PDLH} \neq t_{PDHL}$  або  $t_{PDLH} = t_{PDHL} + \Delta t_{PD}$  ( $t_{PDLH}, t_{PDHL}$  - затримка спрацювання компаратора при переході від низького рівня до високого та при переході від високого рівня до низького відповідно). Вплив параметрів Кмп на обчислення значення тестової НЗС  $u_i(t)$  можна врахувати за допомогою формули:

$$\hat{u}_T = \frac{K(N_{u_{01}} + N_{u_{02}})/\sqrt{2}}{\cos 0,5 \left[ \arccos\left(\frac{u_{01} + u_{OS} + u_H}{u_A}\right) + \arccos\left(\frac{u_{01} + u_{OS} - u_H}{u_A}\right) + \pi f \Delta t_{PD} \right] - \dots} \dots$$

$$\dots \frac{\dots}{-\cos 0,5 \left[ \arccos\left(\frac{-u_{02} + u_{OS} + u_H}{u_A}\right) + \arccos\left(\frac{-u_{02} + u_{OS} - u_H}{u_A}\right) - \pi f \Delta t_{PD} \right]}.$$

На рис.3 подані результати моделювання залежності відносної похибки  $\delta_u = (\hat{u}_T - u_T)/u_T$  обчислення значення  $\hat{u}_T$  тестової НЗС  $u_i(t)$  за формулою (3) від параметрів Кмп: напруги гістерезису  $u_H$  та різниці між затримкою спрацювання компаратора при переході від низького рівня до високого і від високого рівня до низького  $\Delta t_{PD}$  при значенні тестової НЗС  $u_T = 1$  В.

Для мікросхеми типу AD790, що використовується як компаратор, максимальне значення напруги гістерезису  $u_{H \max} = 500$  мкВ, максимальне значення напруги зміщення  $u_{OS \max} = \pm 250$  мкВ, а максимальне значення різниці між затримкою спрацювання компаратора при переході від низького рівня до високого і від високого рівня до низького  $\Delta t_{PD \max} = 2,5$  нс. Оскільки при більшому значенні тестової НЗС  $u_i(t)$  вплив параметрів компаратора на похибку перетворення інтервалів часу на тривалість імпульсів менший, то, як випливає із результатів моделювання, максимальне значення відносної похибки  $\delta_u$  обчислення значення  $\hat{u}_T$  тестової НЗС  $u_i(t)$  за формулою (3) не більше, ніж  $1,3 \times 10^{-5} \%$ , тобто настільки мале, що ним можна знехтувати.

На похибку обчислення значення  $\hat{u}_T$  за формулою (3) впливають також похибки перетворення на код періоду  $T$  тестової НЗС  $u_i(t)$  та тривалості імпульсів  $T_{R_1}, T_{R_2}$  НЗС  $u_k(t)$  на виході компаратора, а також похибки перетворення на код НПС  $u_{01}, u_{02}$ , тобто похибки ПТІК та АЦП.

ПТІК реалізований за структурною схемою, аналогічною частотоміру ЧЗ-64/1. Максимальне значення систематичної складової відносної похибки такого ПТІК при перетворенні на код імпульсу тривалістю  $T_i$  визначається формулою

$$\delta_{T_i} = \Delta t/T_i = \left[ |\delta_0| + (|\Delta t_p|/\tau_p) + |\delta_3| \right],$$

де  $\delta_0 \cong 10^{-6}$  - відносна похибка частоти кварцового генератору у ПТІК;  $\Delta t_p \cong 10^{-8}$  с - розподільна здатність;  $\tau_p$  - час обчислення, с;  $\delta_3 \cong 2u_{uA}/S\tau_p$  - похибка запуску, де  $u_{uA}$  - амплітудне значення напруги шумів на вході Кмп, В;  $S$  - крутизна фронтів імпульсної напруги  $u_k(t)$ , В/с. Оскільки для мікросхеми типу AD790  $S \cong 10^9$  В/с, то при  $u_{uA} \cong 10^{-3}$  В та при часі обчислення  $\tau_p = 0,1$  с максимальне значення відносної похибки

перетворення тривалості імпульсу  $T_i$  на код за допомогою ПТІК не перевищує  $\delta_{T_i} \cong 10^{-4} \%$ .

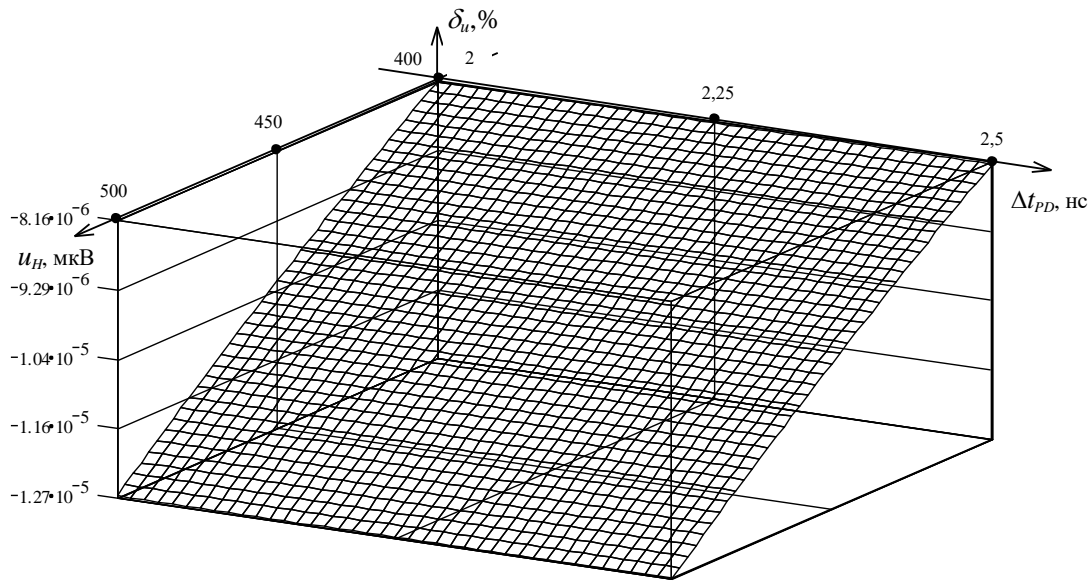


Рисунок 3. Залежність відносної похибки  $\delta_u$  обчислення значення тестової НЗС від параметрів Кмп: напруги гістерезису  $u_H$  та різниці між затримкою спрацювання компаратора при переході від низького рівня до високого і від високого рівня до низького  $\Delta t_{PD}$  при значенні відтворюваної напруги  $u_T = 1$  В.

Оскільки усі похибки перетворення відповідних тривалостей імпульсів на код жорстко корельовані, то їх вплив на відносну похибку  $\delta_u$  обчислення значення тестової НЗС за формулою (3) можна урахувати за допомогою формули

$$\delta_{u(T_i \rightarrow N_{T_i})} = \delta_T \left[ \chi_T + \chi_{T_{R1}} \left( \frac{T}{T_{R1}} \right) + \chi_{T_{R2}} \left( \frac{T}{T_{R2}} \right) \right], \quad (4)$$

де  $\chi_T, \chi_{T_{R1}}, \chi_{T_{R2}}$  - коефіцієнти впливу відносних похибок перетворення відповідних тривалостей імпульсів на код;  $\chi_{T_j} = \left( \frac{\partial \hat{u}_T}{\partial T_j} \right) \left( \frac{T_j}{\hat{u}_T} \right)$ .

Вираз у дужках у правій частині (4) можна розглядати як коефіцієнт впливу відносної похибки ПТІК на похибку обчислення значення тестової НЗС. Підставляючи у (4) значення коефіцієнтів впливу  $\chi_{T_j}$ , після перетворень отримаємо:

$$\left( \chi_T + \chi_{T_{R1}} \frac{T}{T_{R1}} + \chi_{T_{R2}} \frac{T}{T_{R2}} \right) = \pi \frac{(T - T_{R1}) \sin(\pi T_{R1}/T) - (T - T_{R2}) \sin(\pi T_{R2}/T)}{\cos(\pi T_{R1}/T) - \cos(\pi T_{R2}/T)}.$$

При  $T \cong 10^{-3}$  с,  $|u_{01}| \cong |u_{02}| \cong 1$  В та при зміні значення тестової НЗС  $u_T$  від 1 В до 10 В значення цього коефіцієнту впливу змінюється від 0,785 до 0,998. Це означає, що відносна похибка обчислення значення тестової НЗС, спричинена похибкою ПТІК, не перевищує  $10^{-4} \%$ .

Як АЦП у джерелі тестової напруги використовується мікросхема типу AD7703- 20-розрядний АЦП на основі  $\Sigma$ - $\delta$  модуляції разом із джерелом опорної напруги типу AD580. Найбільш вагомою складовою похибки такого АЦП є температурна похибка, що за нормальних умов експлуатації ( $20 \pm 5$  °С) не перевищує  $\pm 0,001 \%$ . Враховуючи жорстку кореляцію між похибками перетворення на код НПС  $u_{01}, u_{02}$  можна стверджувати, що похибка обчислення значення тестової НЗС за формулою (3), спричинена похибками АЦП, не перевищує  $\pm 0,002 \%$ .

Як ЦАП2 у джерелі тестової напруги використовується мікросхема типу AD760-18-розрядний ЦАП, для якого коефіцієнт нелінійних спотворень, який нормують у режимі відтворення синусоїдної напруги частотою 1001 Гц при частоті

дискретизації 100 кГц, не перевищує 0,005 % при амплітудному значенні відтворюваної напруги, що дорівнює значенню опорної НПС. Для зменшення рівня вищих гармонік на виході ДКСН використовується ФНЧ - активний ФНЧ Чебишева другого порядку на операційному підсилювачі типу AD797. Для цього підсилювача коефіцієнт нелінійних спотворень на частоті 1 кГц, який нормують, не перевищує 0,0001 %. Оскільки при малих рівнях нелінійних спотворень коефіцієнт їх впливу на похибку обчислення значення тестової НЗС  $u_i(t)$  близький до одиниці, то додаткову складову похибки обчислення значення тестової НЗС, спричинену відхиленням форми тестової напруги від синусоїдної, можна забезпечити на рівні 0,0001 %.

### **Висновки**

Аналіз похибок доводить, що джерело тестової НЗС  $u_i(t)$ , описане вище, дозволяє відтворювати напругу в динамічному діапазоні 20 дБ (від 1 В до 10 В). Похибка обчислення значення НЗС за формулою (3) визначається переважно похибкою АЦП, що використовується для перетворення НПС  $u_{01}, u_{02}$  на код, і може бути забезпечена на рівні  $\pm 0,002$  %.

*In the article a code-controlled AC voltage source have designed to be used in RMS voltmeters with measurement channel response correction as a test voltage source is described. Is presented an original concept of precision indirect measurement of sine-wave voltage being the basic one for such source realizing. There is also examined the structural diagram of the test voltage source able to provide reconstruction of sine-wave voltage from 1 V to 10 V RMS at the frequency of 1 kHz. There was also carried out an error analysis which showed the possibility to obtain an error of reconstructed test voltage' indirect measurement at the level of  $\pm 0,002$  %.*

### **Література**

1. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – К.: Вища школа, 1976.- 256 с.
2. Litvikh V.V. New algorithms of true RMS voltmeter response characteristics correction // Proc. International Conf. on Actual Problems of Measuring Technique. – Kyiv (Ukraine). – 1998. – P.66-67.
3. А.с. 1409994 (СССР) МКИ G.05 F 1/56. Способ калибровки управляемого кодом опорного синусоидального напряжения / Ю.М. Туз, В.В. Литвих, В.И. Губарь. Заявл. 07.04.86; № 4050466/24-07. Опубл. 15.07.88; Бюл. № 26.

*Одержано 08.06.2000 р.*