



Рис. 4. Схема пристрою сполучення на чотири давачі з комутатором

Для врахування неінформаційного базового струму транзистора VT1, що протікає через зарядні резистори $R13 - Rn3$, через які заряджаються конденсатори C перетворювачів, паралельно переходу база-емітер транзистора VT1 включений резистор $R3$.

1. А. с. № 1104671 СССР. Система проводной связи / В.Л. Котляров, Л.В. Ольшневская // Открытия. Изобрет. – 1984. – № 27. 2. Golembo V., Zorya D., Kotlarov V. The Ensuring of Noise-Immunity of the Interface to Communicate Sensors and Actuators // Proc. IMECO TC-4 of the 10th International Symposium on Development in Digital Measuring Instrumentation and 3rd Workshop on ADC Modelling and Testing – Naples, Italy.-1998. – Vol. 1. – P. 799 – 803.

УДК 621.326.7

О.М. Дороніна*, Г.М. Лавров, С.В. Хомич
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 кафедра ЕОМ.
 * НДКІ ЕЛВІТ.

АНАЛІЗ ТА ШЛЯХИ ЗМЕНШЕННЯ ПОХИБОК ГЕНЕРАТОРІВ ПОЛІГАРМОНІЧНИХ СТРУМІВ ТА НАПРУГ

© Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В., 2001

Проаналізовано похибки генераторів полігармонічних струмів та напруг, побудованих на основі обчислення і задавання біжучих значень вихідних сигналів у цифровій формі з подальшим їх цифро-аналоговим перетворенням. Розглянуто методи підвищення точності і стабільності генераторів.

This paper presents the analysis of the errors of the polyharmonic voltages and currents generators which are based on the digital instantaneous values computing and specifying with subsequent digital-to-analog conversion. There are considered the methods for the generator precision and stability increase.

Сучасний етап розвитку енергетики характеризується впровадженням комп'ютеризованих багатоканальних багатфункціональних систем контролю параметрів енерго-

об'єктів, захисту і автоматики, які потребують створення відповідних засобів метрологічного забезпечення, зокрема, “зразкових” трифазних генераторів полігармонічних струмів та напруг. Наявність високоточних швидкодіючих багатоканальних цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП) на інтегральній основі, сигнальних процесорів і персональних комп'ютерів робить доцільним побудову генераторів на основі обчислення і задавання біжучих значень струмів і напруг у цифровій формі з подальшим їх перетворенням у аналогові сигнали.

Формально (з метою зняття питання протиставлення вимірювально-перетворювальних і обчислювальних операцій) процедура генерації сигналу $\zeta(t)$ ($\zeta := i$ чи $\zeta := u$) в генераторі такого типу, повна похибка $\Delta\zeta^*(t_j)$, методична $\Delta_M\zeta^*(t_j)$ та інструментальна $\Delta_i\zeta^*(t_j)$ складові похибки генерації на момент t_j згідно з [1] можуть бути описані рівняннями:

$$\zeta^* = R_A^H R_{DA}^H R_D^H \lambda, \quad (1)$$

$$\Delta\zeta^*(t_j) = \zeta^*(t_j) - \zeta(t_j), \quad (2)$$

$$\Delta_M\zeta^*(t_j) = R_A R_{DA} R_D \lambda_j - \zeta(t_j), \quad (3)$$

$$\Delta_i\zeta^*(t_j) = R_A^H R_{DA}^H R_D^H \lambda_j - R_A R_{DA} R_D \lambda_j, \quad (4)$$

де λ – деяка величина початкової дії, R_{DA} , R_A , R_D – оператори відповідно цифро-аналогового перетворення і перетворень, що виконуються у аналоговій і цифровій формі, а індекс H вказує на неідеальність реалізації перетворень.

Оператор R_D у виразі (1) передбачає як обов'язкові дискретизацію у часі і квантування за рівнем деякого гіпотетичного сигналу $\eta(t)$, задаючого істинні значення $\zeta(t)$ (при цьому $\lambda = \varphi[\eta(t)]$). Ці операції є основними джерелами методичної похибки цього типу генераторів. Формальний опис операцій дискретизації у часі і квантування за рівнем можуть бути виконані так:

$$\{\eta(t_j)\} = \left\{ \int_T \eta(t') \delta(t' - t_j) dt' \right\}, \quad t_j \in T, \quad (5)$$

де $\delta(t)$ – дельта-функція;

$$\{\eta^*(t_j)\} = \left\{ E \left[\frac{1}{\Delta_k \eta} \int_T \eta(t') \delta(t' - t_j) dt' \right] \right\}, \quad (6)$$

де $E[\bullet]$ – ціла частина $[\bullet]$; $\Delta_k \eta$ – крок квантування; $\Delta_k \eta \geq \frac{H_{max}}{N_D}$; N_D – розмір розрядної сітки процесора; H_{max} – максимально можлива амплітуда $\eta(t)$.

При цьому сигнал на виході ЦАП з урахуванням того, що числовий сигнал $\eta^*(t_j)$ є модулюючим для перетворення ЦАП опорного сигналу ε_0 , протягом кроку дискретизації $\Delta t_j = t_{j+1} - t_j$ визначається з виразу:

$$\{\varepsilon^*(t_j, t)\} = \{\eta^*(t_j) \cdot [1(t_j) - 1(t_{j+1})] \cdot \Delta_k \varepsilon\} \quad (7)$$

де $\Delta_k \varepsilon$ – крок квантування ЦАП, $\Delta_k \varepsilon = \frac{\varepsilon_0}{2^{n_{DA}}}$; n_{DA} – розрядність ЦАП; $1(t)$ – одинична функція Хевісайда.

У випадку генераторів полігармонічних сигналів найчастіше за оператором R_A стоять уніфіковані перетворювачі напруга \rightarrow напруга, напруга \rightarrow струм із значенням інформаційного параметра вихідного сигналу, пропорційним значенню відповідного сигналу на вході аналогового блоку. При цьому сигнал на виході генератора визначається як:

$$\zeta^*(t) = \{\varepsilon^*(t_j, t) \cdot K_A\}, \quad (8)$$

де K_A – коефіцієнт передачі, що визначається оператором R_A .

З урахуванням того, що при ідеальній реалізації виразів (5) .. (8) K_A , $\Delta_k \varepsilon$, $\Delta_k \eta$ і $\varepsilon^*(t_j, t)$ є постійними величинами, приведена до амплітудного значення методична похибка від дискретизації і квантування може бути визначена як:

$$\{\delta_M \zeta^*(t_j, t)\} = \left\{ \frac{\eta^*(t_j) - \eta(t_j, t)}{H} \right\}. \quad (9)$$

Як видно з (9), (6), $\delta_M \zeta^*(t)$ залежить від величини $\Delta \eta(t_j)$ відхилення сигналу $\eta(t)$ впродовж кроку дискретизації Δt від свого значення в точці дискретизації $\eta(t_j)$, а отже і тривалості Δt та величини кроку квантування $\Delta_k \eta$, а отже і розрядності процесора.

Неідеальність дискретизації і квантування $\eta(t)$ у статичному плані приводить до спотворення величин $\Delta_k \eta$, $\delta(t', t_j)$ в рівнянні (6):

$$\Delta_k \eta \rightarrow \Delta_k \eta \pm \partial_{kD}; \quad \delta(t' - t_j) \rightarrow \delta(t' - (t_j \pm \partial_t)), \quad (10)$$

де ∂_{kD} визначається обмеженістю розрядної сітки процесора, ∂_t – періодом прямування імпульсів на виході задаючого генератора відносно до тривалості кроку дискретизації.

Різниця між реальною і ідеальною характеристиками ЦАП приводить до спотворення сигналу на виході ЦАП як за розмірами, так і за формою. При цьому вираз (7) трансформується в:

$$\{\varepsilon^*(t_j, t)\} = \{\eta^*(t_j) \cdot [1(t_j) - 1(t_{j+1})] \cdot (\Delta_k \varepsilon + \partial_{kDAj}) + \Delta \varepsilon\}, \quad (11)$$

де ∂_{kDAj} – величина спотворення $\Delta_k \varepsilon$ відносно j -го кроку дискретизації $\eta(t)$; $\Delta \varepsilon$ – зміщення нуля.

Для ЦАП з керованими резистивними схемами, які отримали найбільше розповсюдження, величина ∂_{kDAj} залежить від роздільної здатності ЦАП, відхилення коефіцієнта перетворення ЦАП від номінального значення, інтегральної і диференціальної нелінійності ЦАП і їх температурних коефіцієнтів. Величина $\Delta \varepsilon$ визначається похибкою зміщення нуля характеристики ЦАП та її залежністю від температури. Для багатоканальних ЦАП до вищезгаданих параметрів додається коефіцієнт розділення каналів, який характеризує рівень придушення сигналів між каналами перетворювача.

Неідеальність виконання оператора R_A через розкид і температурний дрейф параметрів вузлів уніфікованих перетворювачів приводить до їх розбалансу $\Delta \zeta$ і спотворення ∂_A коефіцієнта перетворення:

$$\zeta^*(t) = \{\varepsilon^*(t_j, t) \cdot (K_A + \partial_A) + \Delta \zeta\}. \quad (12)$$

Крім того, введення в схему перетворювачів вимірювальних трансформаторів змінної напруги та струму викликає додатковий кутовий зсув між сигналами на вході і виході перетворювачів. Однак для генератора суттєвим є не сам цей зсув, а різниця між зсувами в вихідних колах напруг та струмів, яка залежить, в основному, від неідеальності магнітних властивостей осердь трансформаторів і частотних характеристик підсилювачів.

Розглянуті вище спотворення проміжних і вихідних сигналів генератора є складовими статичної похибки, з урахуванням якої послідовність перетворень в генераторі для j -ї точки дискретизації може бути описана в операторній формі так:

$$\begin{aligned} \eta(t_j) &\rightarrow [R_D \eta(t_j)]_{\Delta_k \eta, \Delta t} \rightarrow [R_{DA} [R_D \eta(t_j)]_{\Delta_k \eta, \Delta t}]_{\Delta_k \varepsilon, \Delta \varepsilon} \rightarrow \\ &\rightarrow [R_A [R_{DA} [R_D \eta(t_j)]_{\Delta_k \eta, \Delta t}]_{\Delta_k \varepsilon, \Delta \varepsilon}]_{K_A, \Delta \zeta} = \zeta^*(t_j) \end{aligned} \quad (13)$$

Інерційність, а отже кінцевий час перетворень блоків генератора спричиняє динамічну похибку формування полігармонічних сигналів. Інерційність процесора приводить до часового зсуву результату обчислень без впливу на значення результату ([2]), що дозволяє виключити вплив процесора на динамічну похибку генераторів за рахунок попереднього обчислення числових значень виборок сигналу відносно до необхідних моментів їх подачі до ЦАП. Складова динамічної похибки, що вноситься ЦАП, обумовлена як часовим зсувом, так і спотворенням результату перетворення через реакцію ЦАП на зміну числового значення сигналу на вході в моменти його перемикання. Складова динамічної похибки від аналогового блоку викликається як часовим зсувом сигналу через кінцеву постійну часу, так і, значною мірою, впливом на інерційний блок змінного у часі сигналу на виході ЦАП. Отже, динамічна похибка аналого-цифрових генераторів утворюється в основному трансформованими динамічними похибками, що обумовлені цифро-аналоговим і аналоговим перетворювачами з урахуванням інерційності перетворювачів і динамічних властивостей сигналів на їх входах.

Враховуючи динамічні характеристики блоків генераторів, послідовність (13) перетворень буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} \eta(t_j) &\rightarrow [R_D \cdot \eta(t)]_{\Delta_k \eta, \Delta t} = [\lambda_j]_{\Delta_k \eta, \Delta t} \rightarrow \\ &\rightarrow [\lambda_{j-1}]_{\Delta_k \eta, \Delta t} + \left[\int_{t_j}^{t_j + t_{DA}} h_{DA}(t', t_j + t_{DA}) \cdot [\lambda_j - \lambda_{j-1}]_{\Delta_k \eta, \Delta t} \cdot 1(t_j) dt' \right]_{\Delta_k \varepsilon, \Delta \varepsilon} = R_{DA}^H R_D^H \eta(t_j) \rightarrow \quad (14) \\ &\rightarrow \zeta^*(t_{j-1}) + \left[\int_{t_j + t_{DA}}^{t''} h_A(t'', t') \left[\int_{t_j}^{t''} h_{DA}(t'', t') \cdot [\lambda_j - \lambda_{j-1}]_{\Delta_k \eta, \Delta t} dt' \right]_{\Delta_k \varepsilon, \Delta \varepsilon} dt'' \right]_{K_A, \Delta \zeta} = \zeta^*(t_j) \end{aligned}$$

де $h_{DA}(t'', t')$ – перехідна характеристика ЦАП, який реалізує оператор R_{DA} ; $h_A(t'', t)$ – перехідна характеристика перетворювача, який реалізує оператор R_A ; t_j – момент часу, що відповідає початку аналого-цифрового перетворення, коли сигнал на вході ЦАП “стрибком” набуває значення λ_j ; $t_j + t_{DA}$ – момент часу, що відповідає початку перетворення в аналоговій формі.

Для підвищення точності генераторів розглянутого типу прийнятні методи всіх груп підвищення точності вимірювальних перетворювачів [3]: удосконалення алгоритмів перетворень; застосування допоміжних вимірів чи зразкових сигналів і перетворень для введення поправок у результат основних перетворень (корекція); удосконалення апаратної частини. Так, мінімізація $\delta_M \zeta^*(t_j, t)$ можлива через зменшення величини $\Delta \eta(t_j)$ шляхом заміни δ -функції у виразі (5) на функцію типу:

$$h(t'_1, t_j) = \frac{1(t_j - \Delta t) - 1(t_j)}{\Delta t}, \quad (15)$$

що приведе до усереднення результату дискретизації на кроці Δt :

$$\eta^*(t_j) = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_j - \Delta t}^{t_j} \eta(t') dt'. \quad (16)$$

Подальшим шляхом зменшення $\Delta\eta(t_j)$ є зменшення тривалості постійного кроку дискретизації Δt за рахунок вибору швидкодіючих процесора і ЦАП чи застосування адаптивної дискретизації [4], яка забезпечує введення змінного кроку дискретизації на основі урахування властивостей $\eta(t)$. Можливе попереднє обчислення варіантів дискретизованого сигналу з виконанням умови:

$$|\eta^*(t_j) - \eta(t)[1(t_j - \Delta t_j) - 1(t_j)]| < C, \quad (17)$$

де C – пороговий рівень, що встановлюється відповідно до прийнятого критерію припустимого відхилення.

Однак для трифазних генераторів полігармонічних сигналів із змінними амплітудами, початковими фазами, кількістю гармонік такий варіант може привести до ускладнення як апаратного, так і програмного забезпечення генераторів. Тому в цьому випадку більш доцільним є варіант обчислення $|\Delta\eta(t_j)|$ всередині біжучого кроку дискретизації Δt_j , розділеного на допоміжні інтервали Δt_j , причому $\Delta t_j \leq \Delta t_{jmin}$. При цьому біжуча j -та вибірка сигналу $\eta(t)$ обирається за правилом:

$$\begin{aligned} |\eta^*(t_{j-1}) - \eta(t_i)| < C &\rightarrow \eta^*(t_{j-1}); \\ |\eta^*(t_{j-1}) - \eta(t_i)| \geq C &\rightarrow \eta^*(t_i); \quad t_{j-1} := t_i. \end{aligned} \quad (18)$$

Зменшення впливу $\Delta_k \eta$ на величину $\delta_M \zeta^*(t)$ можливе за рахунок підвищення розрядної сітки процесора, що вступає в протиріччя з його швидкодією та вартістю і потребує пошуку компромісу шляхом визначення необхідного резерву розрядності процесора понад розрядність ЦАП, яка забезпечує необхідний рівень похибки формування полігармонічних сигналів. Згідно з [1], математичне сподівання і дисперсія похибки утинання машинного операнду як результату скорочення його довжини з $(k + m)$ двійкових розрядів до k розрядів при округленні результату дорівнюють:

$$M[\hat{\Delta}_{k,m}] = 2^{-k-m-1}; \quad D[\hat{\Delta}_{k,m}] \leq \frac{1}{12} 2^{-2k}. \quad (19)$$

При цьому з урахуванням властивості для сучасних сигнальних процесорів (а також персональних комп'ютерів) подвійної розрядності АЛП очевидною недоцільно розвивати розрядність процесора до значення, більшого за $(n + 1)$, якщо точність ЦАП обмежується n двійковими розрядами.

Величина $\Delta \zeta^*(t_j)$ залежить від правильності вибору мікросхем ЦАП, схем та елементної бази аналогових перетворювачів, що не є проблемою на сучасному рівні розвитку мікроелектронної елементної бази. Однак нестабільність параметрів останньої через коливання температури, старіння, дрейф нуля, зміну напруг живлення може привести нарівні із змінюванням опору навантаження до порівняно великої нестабільності вихідних сигналів генератора. Для мінімізації останньої можуть бути застосовані структурні методи, в основі яких лежить принцип інваріантності [4], який передбачає досягнення повної чи часткової незалежності результату перетворень від дестабілізуючих факторів за рахунок введення додаткового каналу перетворень. Одним з таких методів є введення каналу зворотного

зв'язку на основі аналого-цифрового перетворення вихідних сигналів. Процеси формування сигналу зворотного зв'язку і корекції сигналу λ_j початкової дії на j -му кроці дискретизації в цьому випадку можуть бути описані рівняннями:

$$\{\lambda_j^*\} = \{S_d R_{DA}^{-1H} R_A^{-1H} \zeta^*(t_j)\}, \quad (20)$$

де S_d – оператор операції усереднення, яка вводиться для мінімізації випадкових складових похибок каналу зворотного зв'язку (d – параметр усереднення, в даному випадку – номер реалізації);

$$\lambda_j = \lambda_j + (\lambda_j - \lambda_j^*) = 2\lambda_j - \lambda_j^*. \quad (21)$$

Очевидно, що для нехтування впливом похибки каналу зворотного зв'язку на точність установки і стабільність вихідних сигналів генератора, основна складова цієї похибки має бути меншою за похибку основних каналів. Що ж до додаткової складової похибки, то вона може бути зменшена до необхідної величини відомими способами – за рахунок введення корекції коефіцієнта передачі та зсуву нуля за результатами перетворення відповідно опорного сигналу та нульового рівня напруги [5].

1. Цветков Э.М. *Процессорные измерительные средства*. – Л., 1989. – 224 с. 2. Соренков Э.И., Телига А.И., Шаталов А.С. *Точность вычислительных устройств и алгоритмов*. – М., 1976. – 273 с. 3. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. *Тестовые методы повышения точности измерений*. – М., 1978. – 240 с. 4. Мановцев А.П. *Основы теории радиотелеметрии*. – М., 1973 – 592 с. 5. Лавров Г.Н., Доронина О.М., Портнов М.Л., Портнов Е.М. *Снижение погрешностей измерений телемеханических систем // Энергетик*. – М., 1997. – № 2. – С. 11 – 13.

УДК 621.398

О.М. Дороніна*, Г.М. Лавров, С.В. Хомич
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕОМ,
* НДКІ ЕЛВІТ

ВИЗНАЧЕННЯ АКТИВНОЇ ТА РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТЕЙ У СИСТЕМНИХ МУЛЬТИМЕТРАХ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОМЕРЕЖІ

© Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В., 2001

Розглянуто алгоритм визначення активної та реактивної потужностей з перетворенням миттєвих значень вхідних сигналів у цифрові коди і подальшою їх цифровою обробкою. Запропоновано оригінальну модифікацію алгоритму з часовим зсувом між моментами виборок вхідних напруги та струму.

This paper presents the algorithm of active and reactive powers evaluation with the conversion of the instantaneous values of the input signals to the digital codes and subsequent digital processing of these codes. There is proposed the original modification of the algorithm with the input voltage and current samples time shift.

У процесорних системних мультиметрах промислової електромережі для визначення активної потужності отримав розповсюдження алгоритм з перетворенням миттєвих значень