генератор полігармонічних сигналів / О.М. Дороніна, Г.М. Лавров, С.В. Хомич, М.І. Юрченко. – Опубл. в Бюл., 2003. – № 3. 9. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В. Аналіз та шляхи зменшення похибок генераторів полігармонічних струмів та напруг // Вісн. Нац. ун-ту "Львівська політехніка". – 2001. – № 437. – С. 54–59. 10. Doronina O., Tkachenko V., Khomych S. Features of digital data processing in power objects monitoring devices // Modern problems of radio engeneering, telecommunications and computer science. – Lviv-Slavsko: Lviv national polytechnic university, 2006. – P. 324–326.

УДК 621.398

О.М. Дороніна*, С.В. Хомич
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електронних обчислювальних машин,
*НДКІ ЕЛВІТ

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБЛЕННЯ ЦИФРОВИХ МАСИВІВ У КАЛІБРАТОРАХ ПОЛІГАРМОНІЧНИХ СТРУМІВ ТА НАПРУГ

Розглянуто принципи обчислення й формування масивів цифрових кодів для задавання вихідних напруг та струмів у цифро-аналогових трифазних калібраторах полігармонічних сигналів. Досліджено особливості розрахунку базової синусоїди й формування за нею послідовностей кодів вибірок миттєвих значень складових гармонік.

This paper presents the digital code arrays computation and formation principles for output voltages and currents specifying in digital-analog three-phase calibrators of polyharmonious signals. Habits of a base sinusoid calculation and formation on it of harmonic components instantaneous value codes are investigated.

Вступ

Успішне вирішення проблеми метрологічного забезпечення сучасних систем контролю та діагностики енергооб'єктів неможливе без створення трифазних генераторів-калібраторів полігармонічних сигналів, що імітують напруги та струми промислової електромережі. Швидкий розвиток мікроелектроніки та мікропроцесорної техніки робить доцільним побудову калібраторів полігармонічних сигналів на основі обчислення й задавання послідовностей миттєвих значень струмів і напруг у цифровій формі з подальшим їх цифро-аналоговим перетворенням і посиленням.

Огляд літературних джерел

Принципи синтезу та функціонування трифазних генераторів-калібраторів полігармонічних струмів та напруг розглянуто в [1–3]. Особливості структури цифро-аналогових калібраторів показано у [4–6]. Як видно з [6], сьогодні існують дві тенденції побудови таких калібраторів – на основі персонального комп'ютера та цифрового сигнального процесора, функціями яких є обчислення й формування масивів цифрових кодів миттєвих значень вихідних струмів і напруг у визначеній кількості точок їхньої дискретизації за заданий період коливання й управління їхнім цифро-аналоговим перетворенням.

Згідно з [7], під час проектування цифро-аналогових калібраторів важливим є питання раціонального вибору процесорного засобу, яке, як правило, виливається у пошук компромісу між вартістю процесора, його габаритами, об'ємом системного програмного забезпечення, довжиною розрядної сітки та швидкодією. При цьому питання вибору розрядності й швидкодії процесорного засобу найчастіше зводиться до визначення необхідного резерву понад відповідно розрядність і швидкодію ЦАП.

Постановка задачі

Не менш важливим за раціональний вибір процесора є питання створення його прикладного алгоритмічно-програмного забезпечення, яке має гарантувати високу точність та стабільність калібраторів за вибраних параметрів. При цьому актуальним є дослідження особливостей формування та оброблення цифрових масивів у цифро-аналогових калібраторах полігармонічних струмів та напруг з огляду на зниження похибок представлення вихідних сигналів.

Основні матеріали дослідження

Розрахунок та формування цифрового масиву базової синусоїди. Відправними величинами для формування цифрових масивів $\{\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}\}_{k=1}^{6}$, які моделюють вихідні напруги та струми калібраторів, є, як правило: діючі значення D_k сигналів, що моделюються, із дискретністю задавання ΔD_k, частота F_i коливання сигналів за основною гармонікою з дискретністю задавання ΔF_i, процентний склад $P_{ki}\%$ гармонік у сигналах та їхні початкові кутові зсуви Ψ_{ki} відносно базового (0, 120 та 240^0 відповідно для фаз А, В та С трифазного калібратора) з дискретністю задавання $\Delta\Psi_i$, крок τ_d дискретизації сигналів чи кількість n цих кроків за період T_i=1/F_i. Причому значення D_k, F_i та Ψ_{ki} задаються зазвичай цифровими кодами відповідно:

$$N_{Dk} = \frac{D_k}{\Delta D_k}, \quad N_{Fi} = \frac{F_i}{\Delta F_i}, \quad N_{\Psi ki} = \frac{\Psi_{ki}}{\Delta \Psi_i}. \tag{1}$$

А крок дискретизації τ_d (переважно в калібраторах на основі цифрових сигнальних процесорів з програмним формуванням кроків дискретизації і періоду коливань сигналів [5]) чи кількість n кроків дискретизації (у калібраторах з управлінням від персонального комп'ютера з допоміжними лічильниками тактів та періоду [6]) приймають як постійну величину, заздалегідь визначену відповідно до похибки дискретизації, як правило, за основною гармонікою [8]. Крім того, з огляду на те, що прийняте значення τ_d (n) має забезпечувати необхідну дискретність задавання частоти F_{ki} та зсувів Ψ_{ki}, з'являються додаткові умови обмеження τ_d (n):

$$\tau_d \le \frac{\Delta F_i}{F_i^2} \quad \left(n \ge \frac{F_i}{\Delta F_i} \right); \; \tau_d \le \frac{\Delta \Psi_i}{360^0 F_i} \left(n \ge \frac{360^0}{\Delta \Psi_i} \right) \tag{2}$$

Моделюючі масиви $\{\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}\}_{k=1}^{6}$ за заданого значення N_{Fi} будують, як правило, на основі єдиного базового масиву синусоїди $\{N_{\sin j}\}_{j=0}^{n-1}\}$, причому:

$$N_{\sin j} = \frac{\sin(2\pi N_{Fi} \Delta F_i \tau_d j)}{\Delta \sin}, \tag{3}$$

де $\Delta\sin$ – крок квантування поточного значення синусоїди.

Очевидно, що при τ_d=const для побудови $\{\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}\}_{k=1}^{6}$ насамперед необхідно визначити кількість n кроків дискретизації вихідних сигналів за значенням частоти коливання основної гармоніки. З урахуванням (1), n як величину, залежну від F_i і τ_d, можна представити функцією від змінної N_{Fi} за постійних величин ΔF_i і τ_d. При цьому обчислення n можна виконувати за процедурою:

$$N_{cF} = \frac{1}{\Delta F_i} \cdot \frac{1}{\tau_d} \to n = N_{cF} : N_{Fi}, \tag{4}$$

де N_{cF} – константа, яку визначають та заносять до пам'яті процесора заздалегідь.

Найпростішим варіантом задавання синусоїди при n=const є табличний. Однак, при визначенні n як функції від F_i, використання табличного варіанта представлення синусоїди ускладнюється через зростання кількості її базових масивів до ($F_{i\max}$-$F_{i\min}$)/ΔF_i. За малого значення ΔF_i відносно можливого діапазону задавання F_i надоцільнішим є обчислення масиву $\{N_{\sin j}\}_{j=0}^{n-1}$ для кожного нового значення N_{Fi}, що не є складно із застосуванням персонального комп'ютера через наявність функції визначення синуса у його системному програмному забезпеченні. Щодо сигнального процесора, то тут можна обчислити $N_{\sin j}$ на основі розкладання синуса в степеневий ряд [9] з обмеженням числа H членів ряду згідно з формулою:

$$\frac{\left(2\pi F_i \tau_d j\right)^{2H}}{(2H+1)!\left|\sum_{h=1}^{H}\left[(-1)^{h-1}(2h-1)!^{-1}\left(2\pi F_i \tau_d j\right)^{2(h-1)}\right]\right|} \le \delta_{sin}, \tag{5}$$

де δ_{sin} – граничне припустиме значення відносної похибки представлення поточного значення синусоїди.

При цьому $N_{\sin j}$ можна визначити як:

$$N_{\sin j} = N_{s1} + \sum_{h=2}^{H}\frac{(-1)^{h+1} N_{s1}^2 N_{s(h-1)}}{2(2h^2-3h+1)}, \tag{6}$$

де $N_{s1} = (2\pi \Delta F_i \tau_d / \Delta \sin) N_{Fi} j$.

З огляду на (6), процедура обчислення $N_{\sin j}$ мала б складатися з операцій визначення: N_{s1} як добутку константи $N_{cs1}=2\pi\Delta F_i\tau_d/\Delta\sin$, заданого значення частоти N_{Fi} та порядкового номера кроку дискретизації синусоїди j; N_{s1}^2; $N_{s(h=2)},...N_{s(h=H)}$ як добутків результатів обчислення попередніх членів ряду $N_{s(h-1)}$ на квадрат його першого члена N_{s1}^2, поділених на числа $N_{csh}=2(2h^2-3h+1)$; $N_{\sin j}$ як суми $\sum_{h=1}^{H} N_{sh}$ з почерговим змінюванням знаку її доданків.

Однак, через те, що за результатами досліджень значення N_{sh} є величинами різного порядку залежно від значень h і j, для оптимізації використання розрядної сітки процесора доцільно вводити до процедури обчислення $N_{\sin j}$ операції нормалізації N_{sh}, N_{s1}^2, N_{cs1}:

$$N'_\xi = N_\xi \cdot 2^{R_\xi}, \text{ причому } 2^{r-1} \le \left|2^{R_\xi} N_\xi\right| < 2^r,\ 2^r \ge \left|N_{sh}\right|_{\max}, \tag{7}$$

де N_ξ – величина, що нормалізується; $R\gamma$ – степінь нормалізації; $\left|N_{sh}\right|_{\max}$ – максимально можливе абсолютне значення N_{sh},

А це, своєю чергою, приведе до введення додаткових операцій: визначення сумарних степенів $R'_{sh}{}'$ нормалізації результатів N'_{sh} обчислення N_{sh}, з урахуванням числа відкинутих молодших розрядів проміжних результатів обчислення і степенів їхньої нормалізації; приведення степенів нормалізації N'_{sh} до мінімального $R'_{s\min}$ і правого зсуву N'_{sh} при додаванні на (R'_{sh}-$R'_{s\min}$) двійкові розряди.

З метою зменшення часу формування масиву синусоїди, доцільною є заміна операції ділення $[N_{s(h-1)}N_{s1}^2]$ на N_{csh} операцією множення на нормалізоване значення N_{csh}^{-1}.

Крім того, через різний порядок значень $N_{\sin j}$ залежно від j, бажана нормалізація $N_{\sin j}$ до величини з (m-1) значимими розрядами, де m – розрядність процесора. При цьому відбувається трансформація базового масиву синусоїди:

$$\{N_{\sin j}\}_{j=0}^{n-1} \to \{N'_{\sin j}, R'_{\sin j}\}_{j=0}^{n-1}, \text{ причому } N'_{\sin j} = 2^{R'_{\sin j}} \cdot N_{\sin j} \tag{8}$$

А $N'_{\sin j}$ обчислюють за такою послідовністю:

$$N'_{cs1} = \frac{2\pi\Delta F_x \tau_d}{\Delta\sin}\cdot 2^{R_{cs1}} \to N_{s1} = N_{Fi}\cdot j \cdot N'_{cs1} \to N'_{s1} = N_{s1}\cdot 2^{R_{s1}},\ R'_{s1} = R_{cs1} + R_{s1} \to R'_{s\min} = R'_{s1}; \tag{9}$$

$$N_{s1k} = N'_{s1}\cdot N'_{s1} \to N'_{s1k} = N_{s1k}\cdot 2^{R_{s1k}},\ R'_{s1k} = 2R'_{s1} + R_{s1k}; \tag{10}$$

$$\begin{gathered}\text{Для } h = 2,...H:\ N'''_{sh} = N'_{s(h-1)}\cdot N'_{s1k},\ N'_{csh} = 2^{R_{csh}} : 2(2h^2-3h+1) \to N_{sh} = N'''_{sh}\cdot N'_{csh} \to \\ N'_{sh} = N_{sh}\cdot 2^{R_{sh}},\ R'_{sh} = R'_{s(h-1)} + R'_{s1k} + R_{csh} + R_{sh} \to \Delta R''_{sh} = R'_{sh} - R'_{s\min} \to R'_{s\min} = R'_{sh}, \text{ якщо } \Delta R''_{sh} \le 0;\end{gathered} \tag{11}$$

$$\sum_{v=1}^{h} N''_{sv} = 0 \to \text{Для } h = 1,...H : \Delta R'_{sh} = R'_{sh} - R'_{s\min} \to N''_{sh} = N'_{sh} \cdot 2^{\Delta R'_{sh}} \to$$
$$\sum_{v=1}^{h} N''_{sv} = (-1)^{h-1} N''_{sh} + \sum_{v=1}^{h-1} N''_{sv}; \tag{12}$$

$$N'_{\sin j} = 2^{R_{\sin j}} \cdot \sum_{v=1}^{h=H} N''_{sv},\, R'_{\sin j} = R'_{s\min} + R_{\sin j}, \tag{13}$$

де R_{sh}, R'_{sh}, R_{cs1}, R_{s1k}, R'_{s1k}, R_{csh}, $R_{\sin j}$, $R'_{\sin j}$ – степінь нормалізації відповідно N_{sh}, N'_{sh} для h=1…H, N_{cs1}, N_{s1k}, N'_{s1k}, N_{csh}^{-1}, $\sum N''_{sh}$, $N'_{\sin j}$ з урахуванням утинання кодів результатів множення і нормалізації.

Треба зазначити, що із приведення степенів нормалізації N'_{sh} до мінімального значення при додаванні згідно з (12) для вірогідного визначення $N'_{\sin j}$, з урахуванням усіх H членів ряду (13), має передбачатися додаткове число розрядів N'_{sh}, що дорівнює максимально можливому значенню $\Delta R'_{sh}$ плюс 1. Цього можна уникнути у разі перебудови послідовності N'_{sh} за зниженням значень $\Delta R'_{sh}$ і формування поточної суми N'_{sh} з коригуванням послідовності їхньої нормалізації відносно мінімального з порядків нормалізації попередніх членів нової послідовності.

Розрахунок та формування масивів цифрових кодів, моделюючих вихідні напруги та струми. Розрахунок масивів $\{\{N_{kj}\}_{j=0}^{n-1}\}_{k=1}^{6}$ за базовою синусоїдою має містити процедури обчислення: чисел n_{ki} кроків дискретизації, що відповідають початковим кутовим зсувам гармонік у полігармонічних сигналах; кодів N_{Aki} амплітуд гармонік за діючими значеннями сигналів і процентному вмісту в них відповідних гармонік; кодів N_{kij} вибірок гармонік для точок дискретизації вихідних полігармонічних сигналів с подальшим їх додаванням для визначення N_{kj}.

Формування цифрових масивів, моделюючих вихідні сигнали калібраторів, на основі часової послідовності вибірок миттєвих значень базової синусоїди приводить до необхідності трансформування кутових зсувів Ψ_{ki} гармонік у відповідні часові інтервали $t_{\Psi ki}$, які мають представлятися цілим числом n_{ki} кроків дискретизації синусоїди. З урахуванням (1) і при представленні періоду синусоїди як $n\tau_d$, інтервали $t_{\Psi ki}$ можуть визначатися як:

$$t_{\Psi ki} = n_{ki}\tau_d = \frac{N_{\Psi ki}\Delta\Psi_i}{360^0} n\tau_d. \tag{14}$$

При цьому доцільним є виконання обчислення n_{ki} за процедурою:

$$N_{c\Psi i} = \frac{360^0}{\Delta\Psi_i} \to N'_{\Psi ki} = N_{\Psi ki} \cdot n \to n_{ki} = \frac{N'_{\Psi ki}}{N_{c\Psi i}}, \tag{15}$$

де $N_{c\Psi i}$ – константа, яку визначають та заносять до пам'яті процесора заздалегідь.

Діюче значення полігармонічного сигналу $x_k(t)$можна подати як:

$$D_k = N_{Dk}\Delta D_k = \sqrt{\sum_{i=1}^{I} D_{ki}^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\sum_{i=1}^{I} A_{ki}^2}, \tag{16}$$

де D_{ki} і A_{ki} – відповідно діюче й амплітудне значення i-ї гармоніки.

При цьому N_{Aki} можна визначити як:

$$N_{Aki} = \frac{A_{ki}}{\Delta D_k} = \sqrt{0{,}02 P_i\%} N_{Dki}. \tag{17}$$

А обчислення й нормалізацію N_{Aki} можна виконувати за процедурою:

$$N_{cr} = 2^{2R_r+1} : 100 \to N_{rki} = \sqrt{N_{cr} \cdot P_{ki}\%} \to N_{Aki} = N_{Dk} \cdot N_{rki} \to N'_{Aki} = N_{Aki} \cdot 2^{R_{Aki}},\, R'_{Aki} = R_r + R_{Aki}, \tag{18}$$

де N_{cr} – константа; R_r – максимальне припустиме число двійкових розрядів N_{rki}; R_{Aki} і R'_{Aki} – степінь нормалізації відповідно N_{Aki}, і N'_{Aki} з урахуванням утинання коду N'_{Aki} до числа m розрядів процесора.

Із використанням сигнального процесора добування кореня квадратного є досить складною процедурою. Тому в цьому випадку при задаванні $P_{ki}\%$ цілими числами доцільним є табличний спосіб представлення N_{rki}.

Враховуючи (13, 15 та 18), код N_{kij} вибірки i-ї гармоніки сигналу $x_k(t)$ для j-ї точки його дискретизації обчислюють так:

$$J = j \cdot i + n_{ki} + n_b \rightarrow N_{kij} = N'_{Aki} \cdot N'_{\sin J}, R_{kij} = R'_{Aki} + R'_{\sin J}, \tag{19}$$

де J – номер точки базової синусоїди, що репрезентує вибірку i-ї гармоніки для j-ї точки дискретизації $x_k(t)$; n_b=0, Ent[n/3], Ent[2n/3] відповідно для сигналів фаз A, B, C; R_{kij} – степінь нормалізації N_{kij} до (2m-1)-розрядного числа.

Враховуючи (19), під час додавання кодів N_{kij} має проводитися зведення степенів нормалізації N_{kij} до мінімального, однак, завдяки подвоєній розрядності N_{kij}, без попереднього визначення мінімального значення R_{kij} та перебудови послідовності $N_{k1j}\ldots N_{kIj}$ за зниженням значень R_{kij}. При цьому процедуру обчислення N_{kj} можна описати як:

$$\sum_{v=1}^{i-1} N'_{kvj} = N_{k1j}, R_{kj\min} = R_{k1j} \rightarrow \text{Для } i = 2,...I : \Delta R_{kij} = R_{kij} - R_{kj\min} \rightarrow$$

$$\begin{cases} R_{kj\min} = R_{kij}, \sum\limits_{v=1}^{i-1} N'_{kvj} = \sum\limits_{v=1}^{i-1} N_{kvj} : 2^{|\Delta R_{kij}|}, N'_{kij} = N_{kij}, \text{яякщ } \Delta R_{kij} \le 0; \\ N'_{kij} = N_{kij} : 2^{\Delta R_{kij}}, \sum\limits_{v=1}^{i-1} N'_{kvj} = \sum\limits_{v=1}^{i-1} N_{kvj}, \text{ я як } \quad \Delta R_{ij} > 0; \end{cases} \rightarrow \tag{20}$$

$$\sum_{v=1}^{i} N_{kvj} = N'_{kij} + \sum_{v=1}^{i-1} N'_{kvj}; N_{kj} = \sum_{v=1}^{i=I} N'_{kvj} : 2^{R_{kj\min}} \cdot K_{da},$$

де K_{da} – коефіцієнт приведення розрядності N_{kj} до розрядності ЦАП (e≤m).

Висновки

Доцільним з погляду високої точності моделювання вихідних сигналів без ускладнення в реалізації є розроблення прикладного алгоритмічно-програмного забезпечення процесорного засобу цифро-аналогового калібратора полігармонічних струмів та напруг на основі обчисленні цифрового масиву базової синусоїди для заданої частоти коливання вихідних сигналів і формування за нею моделюючих послідовностей як сум кодів миттєвих значень гармонік для поточних точок дискретизації сигналів із попереднім розрахунком чисел кроків дискретизації, що відповідають початковим кутовим зсувам гармонік, і кодів їхніх амплітуд за процентним вмістом гармонік у діючих значеннях сигналів. Для підвищення ефективності використання розрядної сітки процесора бажано нормалізувати проміжні результати обчислення задаючих вихідні сигнали масивів.

1. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Паньків Р.С. та ін. Стан і перспективи розвитку процесорних засобів вимірювань електричних величин промислової мережі та їх метрологічне забезпечення // Метрологічне забезпечення в галузі електричних, магнітних та радіовимірювань. – Харків: ХПІ, 1997. – С. 55–59. 2. Дороніна О., Лавров Г., Паньків Р., Хомич С. Деякі питання побудови засобів метрологічного забезпечення систем контролю енергооб'єктів // Управління енерговикористанням. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 1997. – С. 19–20. 3. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В. Особливості дослідження та оцінки метрологічних характеристик телекомплексів контролю енергооб'єктів // Вісн. Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 2002. – № 463. – С. 37–41. 4. Пат. 54769 А Україна. Цифровий трифазний генератор полігармонічних сигналів / О.М. Дороніна, Г.М. Лавров, С.В. Хомич та ін. – Опубл. в Бюл., 2003. – № 3. 5. Doronina O., Lavrov G., Khomych S., Yurchenco M. The polyharmonious three-phase currents and voltages generator based on the digital signal processor // Advanced Computer Systems and Networks: Design and Application. – Lviv: Lviv national polytechnic university, 2005. – P. 21–22. 6. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В. Особливості побудови трифазних генераторів полігармонічних струмів та напруг // Вісн. Нац. ун-ту "Львівська політехніка". – 2004. – № 523. – С. 54–58. 7. Доронина О., Лавров Г., Хомич С. Повышение точности цифро-аналоговых генераторов образцовых сигналов // Системы контроля окру-

жающей среды. – Севастополь: МГИ, 2003. – С. 20–21. 8. Дороніна О.М., Лавров Г.М., Хомич С.В. Підвищення точності вимірювальних каналів комп'ютеризованої системи контролю та діагностики енергооб'єктів // Вісн. Нац. ун-ту "Львівська політехніка". – 2003. – № 492. – С. 54–58. 9. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973. – 832 с.

УДК 519.173:004.92

Р.Б. Дунець, Т.М. Басюк*
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електронних обчислювальних машин,
* Українська академія друкарства

МЕТОД РОЗТАШУВАННЯ ВЕРШИН ДЕРЕВОПОДІБНИХ ГРАФІВ НА ПЛОЩИНІ В ПРОЦЕСІ ЇХНЬОЇ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ

Проаналізовано основні аспекти щодо візуалізації деревоподібних графів на площині та запропоновано метод розташування вершин таких графів як на шпальті видання, так і на площині екрана.

An article touch on the basic aspects, which visualize of tops treelike graphs on the plane concern, are analysed and the method, which arrangements to the specified elements of the image both on page editions and on a plane of the screen, is offered.

Вступ

Сьогодні теорія графів досить поширена в різних галузях науки і техніки. Так, поряд з традиційним її застосуванням у комп'ютерній інженерії, комп'ютерних науках, кібернетиці та інших технічних науках її застосовують також у гуманітарних науках, що вважалися далекими від неї, – економіці, соціології тощо. Широке застосування графів, зокрема деревоподібних, пов'язане з тим, що вони є природним засобом для опису складних ситуацій, оскільки сприйняття різного роду рисунків не вимагає від людини додаткових навичок. Проте сприйняття інформації також є суб'єктивним фактором, який важко формалізувати, оскільки різні люди сприймають один і той самий об'єкт по-різному.

Складність процедури візуалізації графів полягає в тому, що в комп'ютері вони мають вигляд масиву чисел або матриць, найчастіше матриць суміжностей [9]. Особливістю такого представлення є те, що матриці не містять жодної ознаки, яка б вказувала на взаємне розташування вершин графа, що є недоліком. Адже різне взаємне розташування вершини графа в процесі візуалізації дає в результаті теоретично безмежну кількість еквівалентних графів, що мають різні зображення з неоднаковою наочністю.

З огляду на це, актуальним завданням є розроблення нових методів та алгоритмів візуалізації графів, представлених матрицями суміжностей, які матимуть високу наочність.

Огляд літературних джерел

Візуалізації графів складається з двох задач – розташування вершин на площині та проведення зв'язків між ними. Хоч кожна з цих задач є важливою, проте від розташування вершин більшою мірою залежить наочність зображення візуалізованого графа, оскільки отримане розташування вершин є основою зображення графа, що може надалі лише коригуватися.