

УДК 621.307

## ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

**О.В. Осадчук**

Вінницький державний технічний університет

Генератор електричних коливань є основним елементом перетворювачів, тому розгляд його роботи у широкому плані дає можливість оцінити залежність параметрів перетворювачів від дії як зовнішніх, так і внутрішніх факторів. Поява у кінці 60-х років значної кількості напівпровідникових приладів з спадаючими ділянками вольт-амперних характеристик (тунельні діоди, діоди Гана, лавинно-прогонні діоди, лямбда-діоди і ряд інших приладів) дала змогу використовувати їх не тільки в якості перемикачів, порогових, підсилювальних, генераторних пристроїв, але і в якості різноманітних сенсорних пристроїв [1-4].

Проте при створенні автогенераторів з майже гармонічними коливаннями необхідно оцінити ступінь відхилення їх форми від синусоїди, тобто нелінійні спотворення, які в значній мірі визначають нестабільність частоти автогенератора і, окрім того, існування в спектрі коливань вищих гармонічних складових небажаних з точки зору подальшого використання генерованого сигналу. Знання спектрального складу струму транзисторної структури дозволяє по відомим формулам [5] розрахувати зсув частоти генерованих коливань, який зв'язаний з нелінійними спотвореннями [6].

Фізичні процеси, які протікають в транзисторній структурі (рис.1), є досить складними, що не дає можливості описати їх простими коректними кількісними залежностями. Тому аналітичний опис статичної вольт-амперної характеристики базується на її апроксимації елементарними функціями. Найбільш доцільною є абстрактна апроксимація, яка не пов'язана з фізичними процесами в транзисторній структурі, а опирається, в першу чергу, на її екстремальні точки і математичні особливості їх околу. На рис.2.2,а подана статична вольт-амперна характеристика транзисторної структури (рис.1) з від'ємним опором.

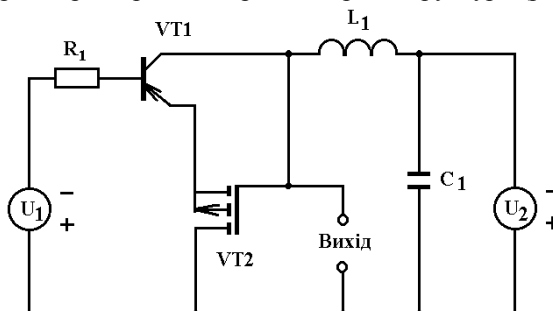


Рис.1.Електрична схема генератора.

Досить широке розповсюдження знайшла кусково-лінійна апроксимація статичної вольт-амперної характеристики напівпровідникових структур з від'ємним опором за допомогою трьох-чотирьох відрізків [7,8]. Вона дозволяє досліджувати досить складні транзисторні схеми добре розвинутими лінійними методами. З підвищенням кількості лінійних відрізків можна покращити апроксимацію вольт-амперної характеристики, але при цьому збільшується кількість складних розрахункових операцій.

Тому при розрахунках коефіцієнтів гармонік напруги необхідна більш точна апроксимація вольт-амперної характеристики транзисторної структури. Використання апроксимації парним поліномом шостої степені відносно точки максимуму дозволяє отримати не тільки якісне, але і добра кількісна збіжність теоретичних і експериментальних результатів.

При використанні рівнянь, які отримані в роботі [9], та вважаючи, що початок координат перенесений у робочу точку характеристики, апроксимуючі функції можна записати у вигляді:

$$I_{\sim}(y) = \sum_{n=1}^6 a_n y^n \quad , \quad (1)$$

$$G(y) = \sum_{n=1}^6 n \cdot a_n y^{n-1} \quad , \quad (2)$$

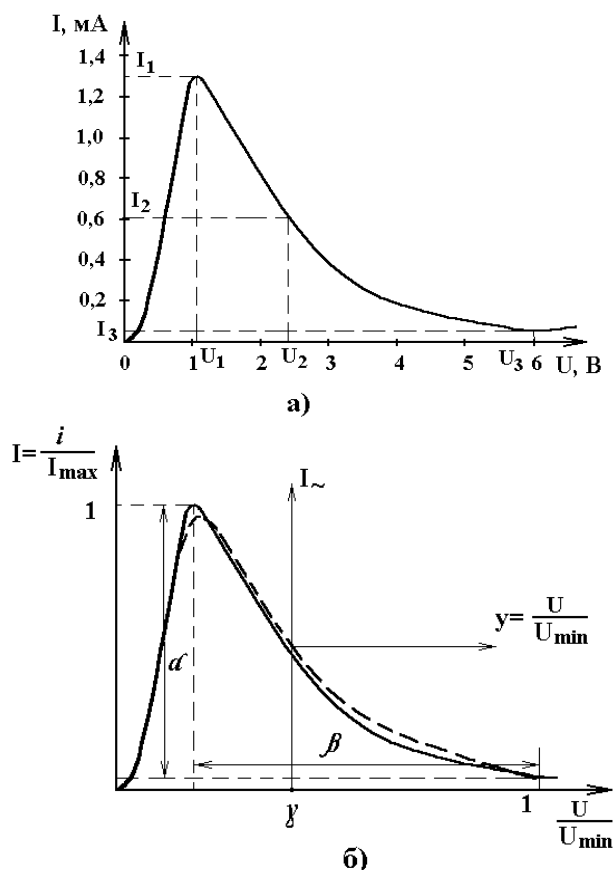


Рис.2.Статична вольт-амперна характеристика транзисторної структури (а) і її апроксимація поліномом 6-ої степені (б).

де  $I_-(y)$  - змінна складова нормованого струму транзисторної структури,  $G(y) = dI_-(y)/dU$  - диференціальна провідність,

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5, \\ a_2 &= S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4, \\ a_3 &= -4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3, \\ a_4 &= S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2, \\ a_5 &= -6S_3(1-\gamma), \quad a_6 = S_3, \\ S_1 &= \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}, \\ S_2 &= \frac{2\beta^6(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}, \\ S_3 &= \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}, \quad y = U/U_{\min} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

У виразах (1) – (3) прийняті такі позначення:

$$\alpha = (I_{\max} - I_{\min})/I_{\max}, \quad \beta = (U_{\min} - U_{\max})/U_{\min}, \\ \gamma = U_0/U_{\min},$$

$U_0$  - напруга зміщення, яка відраховується від початку координат (рис.2,б). Для усередненої вольт-амперної характеристики  $\alpha = 0,99077$ ,  $\beta = 0,8$ ,  $S_1 = 0,9264$ ,  $S_2 = 4,3615$ ,  $S_3 = -5,2972$ . На рис.3

подані розраховані згідно (3) коефіцієнти  $a_1 \div a_6$  полінома (1), який апроксимує таку характеристику від зміщення на спадаючій ділянці. Ці криві будуть використовуватись в подальшому для визначення коефіцієнтів, що позбавляє від необхідності кожного разу розраховувати їх згідно формул (3).

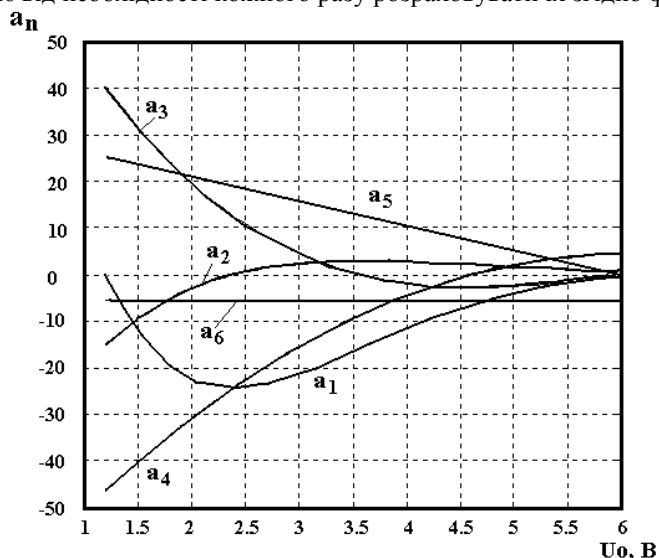


Рис.3.Залежність коефіцієнтів апроксимації полінома від напруги зміщення на спадаючій ділянці ВАХ.

Рішення задачі нелінійного рівняння генератора будемо проводити на основі асимптотичного метода. Електрична схема генератора подана на рис.1. За допомогою резистора  $R_1$  і джерел постійної напруги  $U_1$  і  $U_2$  робоча точка устанавлюється на спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики транзисторної структури і забезпечується її стійкість з постійного струму. Блокувальний конденсатор великої ємності  $C_1$  дозволяє вважати транзисторну структуру підключеною по змінному струму паралельно коливальному контуру з боку електродів колектора біполярного і стоку польового транзисторів. Коливальний контур утворено зовнішньою індуктивністю  $L_1$  і внутрішньою ємністю, яка разом з від’ємним опором існує на електродах колектор-стік біполярного і польового транзисторів.

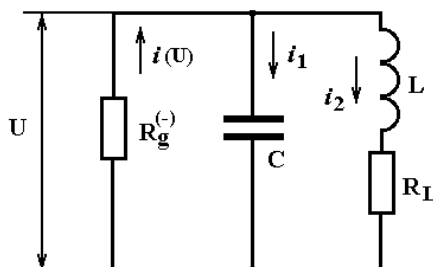


Рис.4.Еквівалентна схема генератора по змінному струму.

Еквівалентна схема генератора по змінному струму подана на рис.4, при цьому вважається, що ємність  $C$  коливального контуру не залежить від напруги. Позначення на рис.4 мають такий зміст:  $R_g$  – диференційний від’ємний опір,  $C$  – еквівалентна ємність транзисторної структури,  $L$  – зовнішня індуктивність,  $R = R_L + \rho^2 / R_H$  – опір втрат контуру,  $R_L$  - активний опір індуктивності  $L$ ,  $\rho = (L/C)^{1/2}$  - характеристичний опір контуру. Рівняння Кірхгофа для цієї схеми мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} i(u) &= i_1 + i_2, \\ \frac{1}{C} \int i_1 dt &= -u, \\ Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} &= -u. \end{aligned} \right\} . \quad (4)$$

Визначимо струм  $i_1$  з другого рівняння системи (4) і підставимо його в перше рівняння, тоді

$$i_2 = i(u) + C \frac{du}{dt} . \quad (5)$$

Вираз (5) підставимо в третє рівняння системи (4) і зробимо необхідні перетворення, що приводить (4) до вигляду:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \cdot \frac{di(u)}{dt} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{R}{LC} i(u) + \frac{u}{LC} = 0 . \quad (6)$$

Введемо наступні позначення:  $\omega_0^2 = 1/LC$  ,  $\delta = \frac{R}{\omega_0^2 L}$  - затухання контуру,  $G(u) = \frac{di(u)}{du}$  - диференціальна провідність транзисторної структури. З врахуванням цих позначень рівняння (6) приймає вигляд [11]

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega_0^2 u = -\omega_0 [\delta + \omega_0 L G(u)] \frac{du}{dt} - \omega_0^2 R i(u) . \quad (7)$$

Перейдемо до безрозмірних величин по часу:  $\tau = \omega_0 t$  ; по напрузі:  $y = u/U_{\min}$  і струму:  $I = i/I_{\max}$  де  $U_{\min}$  ,  $I_{\max}$  - відповідно напруга в точці мінімуму і струм в точці максимуму характеристики транзисторної структури. В цьому випадку рівняння (7) перетворюється до вигляду [11]

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + y = - \left[ \delta + \frac{\omega_0 L G(y)}{R_g'} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{R I_-(y)}{R_g'} , \quad (8)$$

де  $R_g' = U_{\min} / I_{\max}$  ,  $I_-(y)$  - змінна складова нормованого струму транзисторної структури. Підставимо в (8) значення апроксимуючих функцій (1) і (2), тоді [11]

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + y = - \left[ \delta + \frac{\omega_0 L a_1}{R_g'} \right] \frac{dy}{d\tau} - \frac{\omega_0 L a_1}{R_g'} \cdot \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 \frac{n a_n}{a_1} y^{n-1} - \frac{R a_1}{R_g'} \sum_{n=1}^6 \frac{a_n}{a_1} y^n . \quad (9)$$

В якості малого параметра приймаємо величину  $\varepsilon = \omega_0 L a_1 / R_g'$  . Оскільки  $a_1 < 0$  і в загальному випадку затухання контуру  $\delta$  значне, то рівняння (9) описує коливальний процес з малою нелінійністю, якщо  $\varepsilon$  в незначній мірі відрізняється від  $\delta$  . В цьому випадку можна записати

$$\frac{\delta + \frac{\omega_0 L a_1}{R_g'}}{\frac{\omega_0 L a_1}{R_g'}} = Q , \quad (10)$$

при цьому значення  $Q$  дорівнює кільком одиницям. З другого боку, якщо

$$\frac{R a_1}{R_g'} \cdot \frac{R_g'}{\omega_0 L a_1} = \frac{R}{\omega_0 L} = \delta , \quad (11)$$

то складові другої суми у правій частині виразу (9) мають порядок малості  $\delta^2$  і ними при визначенні амплітуд гармонік в першому наближенні можна знехтувати. З врахуванням цього (9) можна записати у вигляді [11]

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + y = \varepsilon \left( -Q \frac{dy}{d\tau} - \frac{dy}{d\tau} \sum_{n=2}^6 n b_n y^{n-1} \right) = \varepsilon f \left( y, \frac{dy}{d\tau} \right) , \quad (12)$$

де  $b_n = a_n / a_1$ ,  $n = 2 \dots 6$ . Ступень наближення системи, яку описує рівняння (12), до лінійної залежить від величини складових у дужках правої частини, тому помилка у визначенні гармонік залежить від малості  $\varepsilon, \delta$ .

Розв'язок рівняння (12) в нульовому наближенні до амплітуди першої гармоніки і в першому наближенні до амплітуд вищих гармонік має вигляд [10]

$$y(\tau) = A \cos \tau + \varepsilon Y_2(\tau) \quad , \quad (13)$$

де

$$Y_2(\tau) = \int_0^\pi f(A \cos \alpha, -A \sin \alpha) \sin(\tau - \alpha) d\alpha \quad . \quad (14)$$

Вираз для відносного значення амплітуди коливань в нульовому наближенні з врахуванням значень коефіцієнтів  $b_3, b_5, Q$  має вигляд [11]

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R_g' / R_H + R_L R_g' / \rho^2)}}{5a_5}} \quad . \quad (15)$$

Слід зауважити, що при достатньо високому значенні добротності навантажувального контуру ( $R_L$  мале) складовою  $R_L R_g' / \rho^2$  можна знехтувати і вважати  $R_{екв}' \approx R_H$ , де

$$R_{екв}' = \frac{R_H}{1 + \frac{R_L R_H}{\rho^2}} \quad . \quad (16)$$

На рис.5 подана залежність відносного значення амплітуди коливань від напруги зміщення для різних значень  $R_g' / R_H$ . Оптимальне навантаження складає  $R_g' / R_H = 0,5$ , при максимальній потужності, причому  $R_g'$  близьке до значення  $R_g = (U_{\min} - U_{\max}) / (I_{\max} - I_{\min})$ . Як видно з графіка, із зростанням  $R_H$  збільшується амплітуда коливань і область напруг зміщення, при яких можливо збудження коливань. В нульовому наближенні розмірна амплітуда коливань дорівнює  $U = A_0 U_{\min}$  (В) (рис.6).

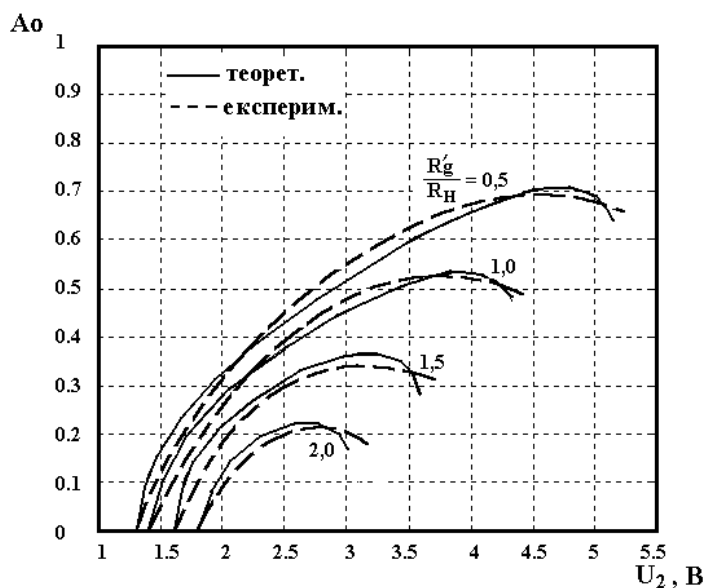


Рис.5.Залежність амплітуди коливань генератора від напруги живлення при різних навантаженнях.

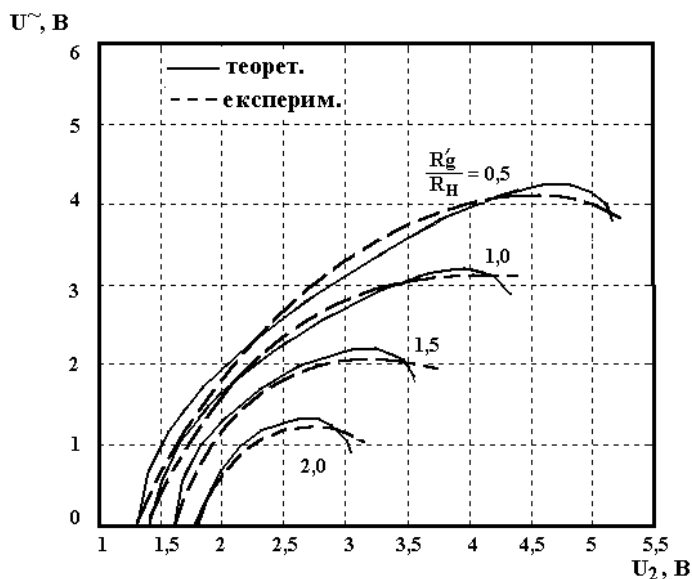


Рис.6. Залежність вихідної напруги генератора від напруги живлення.

Амплітуда вищих гармонік у першому наближенні визначається інтегруванням виразу (14), причому відкидаються неперіодичні складові та складові з одиничною частотою, тоді [11]

$$Y_2(\tau) = -\frac{A_0}{48}(15A_0^4b_6 + 16A_0^2b_4 + 16b_2) \sin 2\tau - \frac{3A_0^3}{128}(5A_0^2b_5 + 4b_3) \sin 3\tau - \frac{A_0^4}{60}(3A_0^2b_6 + 2b_4) \sin 4\tau - \frac{5A_0^5b_5}{284}(\sin 5\tau) - \frac{3A_0^6b_6}{560} \sin 6\tau \quad (17)$$

Підставимо (17) у (13) і перейдемо до реального часу, при цьому поділимо амплітуди гармонік на  $A_0$ , що дозволяє отримати вирази для коефіцієнтів гармонік [11]

$$K_{U2} = \frac{\rho A_0}{48R_g'}(15A_0^4a_6 + 16A_0^2a_4 + 16a_2) \quad ,$$

$$K_{U3} = \frac{3\rho A_0^3}{128R_g'}(5A_0^2a_5 + 4a_3) \quad ,$$

$$K_{U4} = \frac{\rho A_0^4}{60R_g'}(3A_0^2a_6 + 2a_4) \quad , \quad (18)$$

$$K_{U5} = -\frac{5\rho A_0^5a_5}{284R_g'} \quad ,$$

$$K_{U6} = \frac{3\rho A_0^6a_6}{560R_g'} \quad .$$

Аналіз виразів (18) показує, що коефіцієнти гармонік є складними функціями напруг зміщення транзисторної структури, параметрів його характеристики ( $a_n R_g'$ ), параметрів контуру ( $\rho$ ) і амплітуди коливань  $A_0$ , яка, в свою чергу, залежить від параметрів контуру, навантаження і зміщення. Очевидно, що шлях до отримання майже гармонічних коливань полягає у використанні контуру із значною ємністю ( $\rho$  мале) і при роботі із малими амплітудами коливань за рахунок вибору певних значень  $R_H$ . Проте в останньому випадку покращання форм коливань досягається за рахунок зменшення потужності у навантаженні.

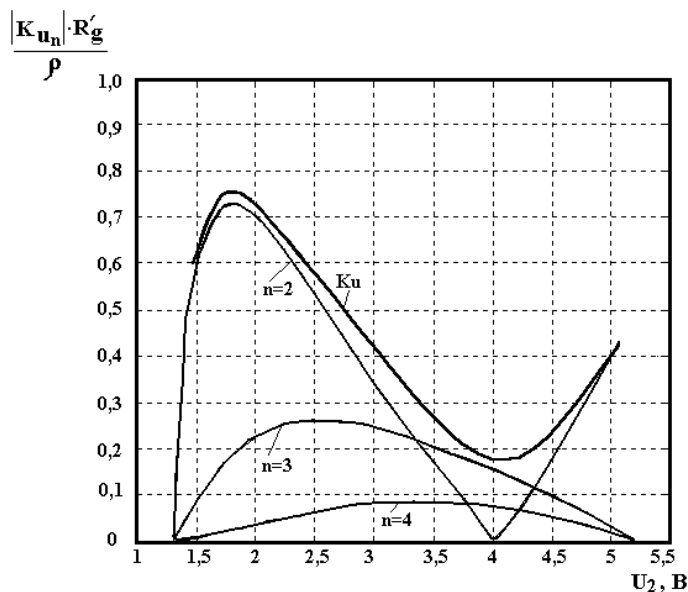


Рис.7. Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень і коефіцієнтів 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік.

На рис.7 подані залежності модулів 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік, а також коефіцієнта нелінійних спотворень

$$K_U = \sqrt{K_{U2}^2 + K_{U3}^2 + K_{U4}^2} \quad (19)$$

від напруги зміщення при  $R_H = 2R'_g$ , при цьому значення  $K_U$  віднесено до  $\rho/R'_g$ . Впливом гармонік вище 4-ої нехтуємо внаслідок їх малого значення.

Аналіз графіків показує, що при великих значеннях опору навантаження  $R_H$  і певних значеннях  $U_0$  коефіцієнти 2-ої, 3-ої і 4-ої гармонік наближаються до нуля. Це дає можливість вибрати режим з мінімальними нелінійними спотвореннями. Зростання опору навантаження з одного боку приводить до збільшення амплітуди коливань, а з другого до збільшення коефіцієнта нелінійних спотворень в області малих напруг зміщення і до зсуву його максимуму в сторону більших напруг зміщення.

Нелінійні спотворення суттєвим чином впливають на зсув робочої частоти генератора відносно частоти нульового наближення [10]. Зміна параметрів характеристики транзисторної структури, напруги джерела живлення і навантаження приводить до зміни величини цього зсуву. Використання методу малого порядку дозволяє визначити поправки до частоти різних порядків малості. Нелінійне відхилення частоти описується виразом [11]:

$$\Delta\omega = \frac{\rho^2 A_0}{(R'_g)^2} \left[ \frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0}{192} (27 Q a_1 a_3 - 32 a_2^2) + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3) + \frac{A_0^3}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4) \right] \quad (20)$$

Аналіз виразу (20) показує, що залежність зсуву частоти має складний характер від напруги зміщення, параметрів характеристики транзисторної структури, амплітуди коливань і параметрів контуру. Підвищення стабільності частоти генератора визначається використанням контурів з малими значеннями  $\rho$  і їх роботою з малими амплітудами коливань.

Виконаємо розрахунок зсуву частоти згідно (20) для генератора з параметрами:  $I_{\max} = 1,3$  мА,  $\rho = 1,3868$  кОм,  $R_H = 2R'_g$ ,  $U_0 = 3,5$  В для області напруг зміщення з мінімальними спотвореннями. Як показав розрахунок  $\Delta\omega = 6,7061 \cdot 10^{-2}$ . Зменшення напруги зміщення, яке пересуває робочу точку в область більших спотворень, збільшує зсув частоти по абсолютній величині  $\Delta\omega = 1,1621 \cdot 10^{-1}$ .

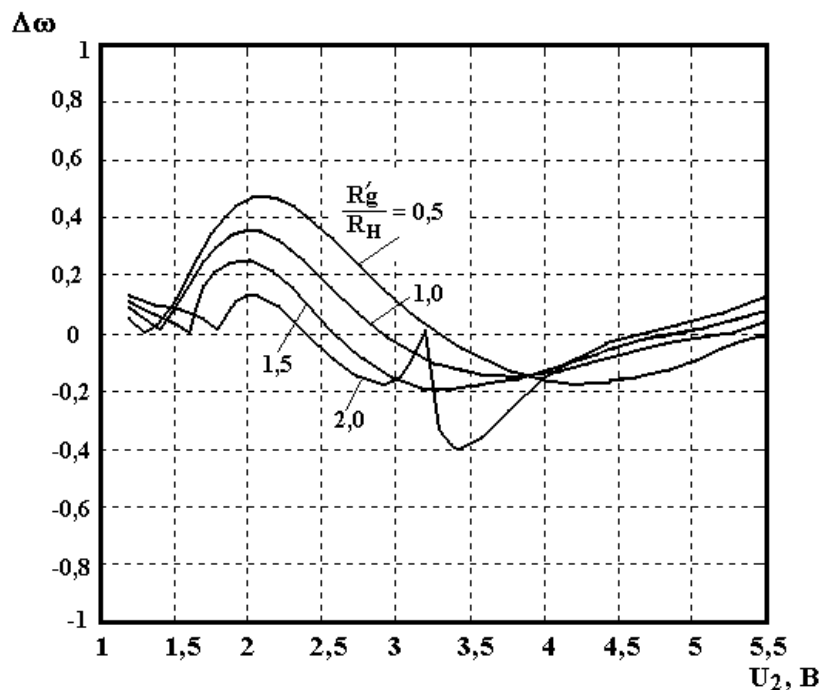


Рис.8.Залежність зсуву частоти від напруги живлення.

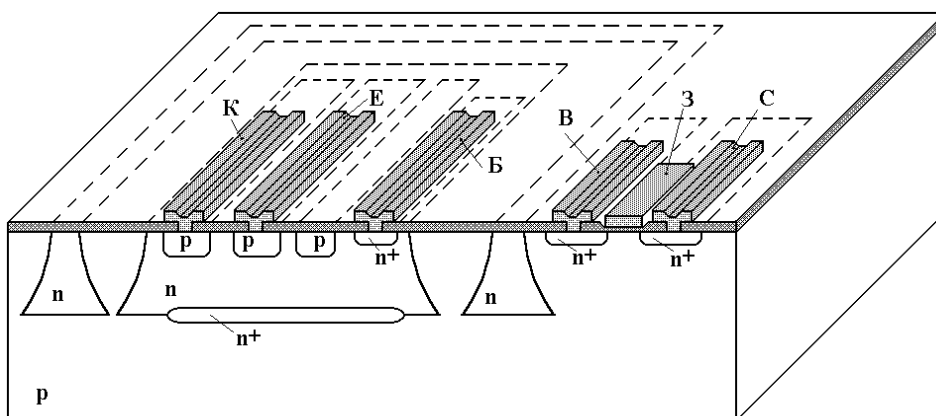


Рис.9.Конструкція генератора.

Для перевірки теоретичних виразів були виконані виміри коефіцієнтів 2-ої і 3-ої гармонік в генераторі, схема якого подана на рис.1. Генератор був виготовлений по інтегральній БИМОП технології (рис.9) з параметрами:  $I_{\max} = 1,3 \text{ мА}$ ,  $R_g' = 4,6154 \text{ кОм}$ ,  $R = 208,43 \text{ Ом}$ . Контур складався з індуктивності  $L = 250 \text{ мкГн}$ , ємності  $C = 130 \text{ пФ}$  ( $\rho = 1,3868 \text{ кОм}$ ), який був налаштований на частоту  $f_0 = 882 \text{ кГц}$ . Контур шунтувався опором навантаження  $R_H$  таким чином, щоб результуючий еквівалентний опір  $R_{\text{екв}1}' = 50 \text{ Ом}$  або  $R_{\text{екв}2}' = 25 \text{ Ом}$ . Відносний рівень гармонік вимірювався за допомогою аналізатора спектру типу С4-54.

Розраховані залежності коефіцієнтів для 2-ої і 3-ої гармонік від напруги живлення при різних значеннях еквівалентного опору контуру подано на рис.10. Теоретичні розрахунки проводились по формулам (30) з врахуванням усередненої форми вольт-амперної характеристики, що дало змогу використати коефіцієнти полінома  $a_1 \div a_6$  згідно рис.2



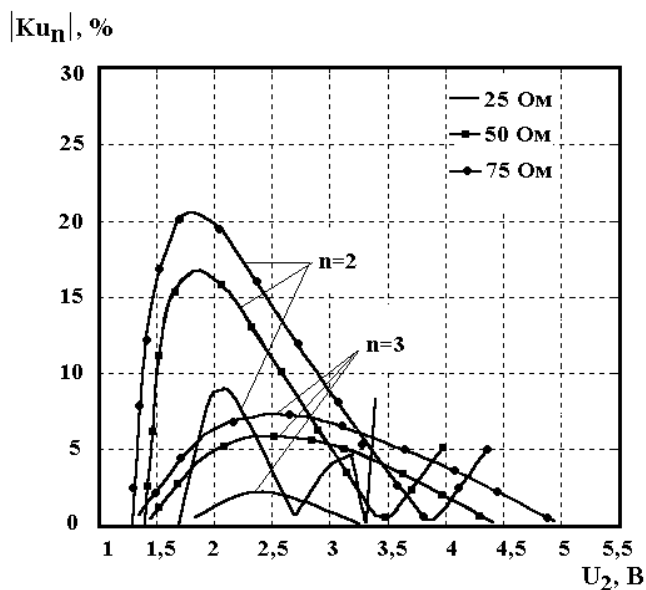


Рис.10.Залежність коефіцієнтів для 2-ої і 3-ої гармонік від напруги живлення при різних значеннях еквівалентного опору контуру.

Аналіз отриманих результатів показує добрий збіг теоретичних і експериментальних результатів. Зсув експериментальних кривих відносно теоретичних уздовж осі напруг зв'язаний з певною відзнакою характеристики транзисторної структури від усередненої. Точність розрахунків може бути підвищено шляхом розрахунку коефіцієнтів  $a_1 \div a_6$  згідно формул (3) для конкретної вольт-амперної характеристики транзисторної структури.

### Висновки

Аналіз отриманих аналітичних виразів показав, що для зменшення нелінійних спотворень і зсуву частот, який викликаний цими спотвореннями, необхідно зменшувати величину характеристичного опору контуру генератора за рахунок відповідного вибору точки на спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики транзисторної структури.

### Література

- 1.Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. –М.: Сов. радио, 1975. –104 с.
- 2.Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. –М.: Радио и связь, 1990. –264 с.
- 3.Одобоцкий С.И., Осадчук В.С. Современное состояние и перспективы развития полупроводниковых частотных датчиков неэлектрических величин. часть 1/ Винницкий политехнический институт. – Винница, 1988. –20 с. Деп. в УКРНИИНТИ 5.1.88, №70 –УК88.
- 4.Одобоцкий С.И., Осадчук В.С. Современное состояние и перспективы развития полупроводниковых частотных датчиков неэлектрических величин. часть 1/ Винницкий политехнический институт. – Винница, 1988. –22 с. Деп. в УКРНИИНТИ 5.1.88, №71 –УК88.
- 5.Грошковский Я. Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты. –М.: Из-во иностранной литературы, 1953. –162 с.
- 6.Кемпе Ф., Попов И.А. Стабильность частоты генератора на туннельном диоде при изменении питающего напряжения. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я.А.Федотова, вып.11, 1964. С.208-206.
- 7.Ко W.H. Designing tunnel diode oscillators. Electronics, vol.34, №6, 1961. P.68-72.
- 8.Семеновский В.К. Время переключения туннельного диода при запуске наклонным фронтом напряжения. Радиотехника и электроника, т.7, №12, 1962. С.2092-2094.
- 9.Мальшев В.А. Об аппроксимации вольт-амперной характеристики туннельного промежутка полиномом для квазилинейного анализа особенностей его работы. Радиотехника и электроника, т.10, №9, 1965. С.1635-1638.
- 10.Основы инженерной электрофизики. Часть 2. Основы анализа и синтеза электронных цепей. Под ред. П.А. Ионкина. –М.: Высшая школа, 1972. –633 с.
- 11.Фомин Н.Н. Нелинейные искажения в генераторе на туннельном диоде. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Ю.И. Конева, вып.18, 1967. С.140-158.