

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ІМПУЛЬСНОГО НЕЙРОЕЛЕМЕНТА НА БІСПІН-ПРИЛАДІ

В статті розроблено математичну модель нейроелемента на біспін-приладі, яка, по-перше, дозволяє визначати не тільки частоту вихідних імпульсів, а і допустимий діапазон оптичних потужностей вхідних сигналів, а, по-друге, встановлює залежність не від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу, а від внутрішніх (технологічних) параметрів біспін-структури. Це дуже важливо при інтегральній реалізації масиви штучних нейронів, де на етапі проектування та виготовлення необхідно знати потрібні технологічні параметри напівпровідникових структур для досягнення заданих параметрів штучних нейронів.

The mathematical model of neuroelement, based on the bispin-device, is developed in the article. The model, firstly, allows to determine not only frequency of output pulses but also possible range of optical input signals, and, secondly, dependence establishes not on the external (operating) parameters of bispin-device, but on the internal (technological) parameters of bispin-structure. This is very important during VLSI realization of artificial neuron arrays, where on the stage of design and manufacturing it is necessary to know the necessary technological parameters of semiconductor structures for achievement of the preset parameters of artificial neurons.

Ключові слова: нейрон, математична модель, біспін-прилад, імпульсний нейроелемент, апаратна реалізація, нейронна мережа.

Вступ. Створення систем штучного інтелекту є надзвичайно актуальною задачею на сучасному етапі розвитку техніки та технології. Це дозволить розв'язувати такі складні задачі, як аналіз та розпізнавання великих об'ємів інформації, яка надходить від органів сприйняття; задачі пошуку оптимальних рішень за умови багатопараметричних вхідних даних; задачі планування та прогнозування за відсутності повної початкової інформації. Штучні нейронні мережі створюються зараз в більшості випадків у вигляді програм моделювання на універсальних комп'ютерах, рідше – у вигляді програмно-апаратних комплексів у складі універсальних комп'ютерів, а ще рідше – у вигляді апаратних реалізацій. Звісно, що надзавданням є створення апаратних реалізацій штучних нейронних мереж [1] з великою кількістю нейронів (в ідеалі ця кількість повинна наближатись до кількості нейронів у мозку людини – $(2...5) \times 10^{11}$), які можуть працювати автономно.

Постановка задачі. Для створення апаратних реалізацій штучних нейронних мереж з великою кількістю нейронів потрібно розробити якнайпростіші нейронні елементи – фізичні моделі біологічних нейронів. В роботі [2] було запропоновано варіант реалізації конструктивно простого нейронного елемента на біспін-приладі [3]. В [4] розроблено математичну модель цього нейроелемента, яка залежить від експлуатаційних (зовнішніх) параметрів біспін-приладу (ємність підкладки, порогова напруга і т.і.). В [5] цю математичну модель вдосконалено (враховано наявність періоду абсолютної рефрактерності та струму витоку з підкладки біспін-приладу). Але оскільки масив нейронних елементів потрібно виготовляти в інтегральному вигляді (електронна або оптоелектронна НВІС) [6], тому потрібно мати математичну модель нейроелемента, що встановлює залежність його вихідних характеристик від параметрів шарів напівпровідникової структури біспін-приладу (тобто від внутрішніх, технологічних параметрів), а не від його зовнішніх експлуатаційних параметрів. Наявність такої математичної моделі дозволить проектувати напівпровідникові структури масивів нейроелементів для їх виготовлення в інтегральному вигляді одразу із потрібними замовнику вихідними параметрами нейроелементів.

Мета цієї статті – розробка математичної моделі нейроелемента на біспін-приладі, яка встановлює залежність його вихідних характеристик від параметрів шарів напівпровідникової структури біспін-приладу (тобто від внутрішніх технологічних параметрів), а не від його зовнішніх експлуатаційних параметрів.

1. Сучасний стан математичного моделювання нейроелементів на біспін-приладі та шляхи його покращення

Схема нейроелемента на біспін-приладі, запропонована в [2], представлена на рис. 1.

Нейроелемент працює таким чином: перший фотодіод $VD1$ приймає всі збуджувальні вхідні оптичні сигнали (неперервні або імпульсні), а другий фотодіод $VD2$ приймає всі гальмівні сигнали. За умови неперервних вхідних сигналів сума всіх збуджувальних сигналів викликає пропорційний їм фотострум через

перший фотодіод $VD1$, який заряджає ємність C_p підкладки біспін-приладу VE . Сума всіх гальмівних сигналів викликає пропорційний їм фотострум через другий фотодіод $VD2$, який витікає з підкладки біспін-

приладу VE на загальну шину, розряджаючи ємність C_p підкладки біспін-приладу VE . При досягненні потенціалом на підкладці біспін-приладу VE порогової величини, запірний перехід біспін-приладу відкривається і заряд, накопичений в підкладці, починає через нього витікати, формуючи на резисторі навантаження R і світлодіоді $VD3$ вихідний імпульс. Частота імпульсів на резисторі навантаження R буде прямо пропорційна алгебраїчній сумі фотострумів через перший $VD1$ і другий $VD2$ фотодіоди. В разі імпульсних вхідних сигналів, збуджувальні імпульси, що надходять на перший фотодіод $VD1$, викликають

імпульси фотоструму через нього, які порціями заряджають ємність C_p підкладки біспін-приладу VE. А гальмівні імпульси порціями розряджають ємність підкладки біспін-приладу VE. Вихідний імпульс на резисторі навантаження R і світлодіоді VD3 сформується, коли потенціал підкладки біспін-приладу VE досягне порогового значення в результаті просторово-часового алгебраїчного підсумовування енергій вхідних імпульсів, які поступили на збуджувальні і гальмівні входи. Для зсуву діапазону вихідних частот в низькочастотну область можна підключити зовнішню ємність між підкладкою біспін-приладу і загальною шиною. Завдяки опору між омичним і запірним контактами біспін-приладу у відкритому стані порядк 1 кОм, резистор R у схемі не є обов'язковим. Нейронний елемент генерує послідовності імпульсів з частотою, пропорційною просторово-часовій алгебраїчній сумі збуджувальних і гальмівних сигналів. Амплітуда імпульсів при певній напрузі живлення постійна.

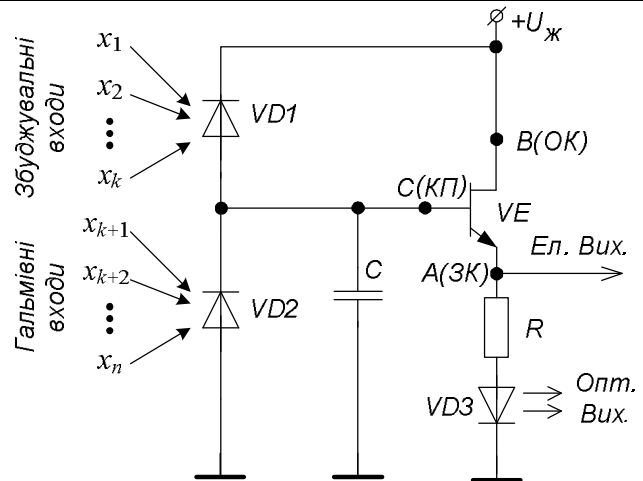


Рис. 1. Схема нейроелемента на основі біспін-приладу: VD1, VD2 – фотодіоди; VD3 – світлодіод; VE – біспін-прилад, ОК – омичний контакт, ЗК – запірний контакт, КП – контакт підкладки

Математична модель нейроелемента по рис. 1 вперше була розроблена в [4]:

$$\tau = \frac{C_p (U_{ж} - 0,35)}{S_{\phi 1} \cdot P_{зб} - S_{\phi 2} \cdot P_{гзм}} \quad (1)$$

де C_p – ємність підкладки біспін-приладу; $U_{ж}$ – напруга живлення схеми нейроелемента; $S_{\phi 1}, S_{\phi 2}$ – інтегральна чутливість фотодіодів VD1 і VD2 відповідно; $P_{зб}, P_{гзм}$ – оптична потужність на збуджувальному та гальмівному входах відповідно, τ – період вихідних імпульсів нейроелемента.

Потім математичну модель нейроелемента на біспін-приладі була вдосконалена в роботі [5], де було враховано наявність періоду абсолютної рефрактерності Δ^{abs} та струму витоку з підкладки біспін-приладу I_v :

$$\tau = \Delta^{abs} + \frac{C_p (U_{ж} - 0,35)}{S_{\phi 1} \cdot P_{зб} - S_{\phi 2} \cdot P_{гзм} - I_v} \quad (2)$$

Математична модель нейроелемента на біспін-приладі, розроблена в цій статті, відрізняється від моделей (1) [4] та (2) [5] тим, що встановлює залежність вихідних параметрів нейроелемента на біспін-приладі від параметрів шарів напівпровідникової структури біспін-приладу, а не від його зовнішніх експлуатаційних параметрів. Це суттєва відмінність і новизна, яка дозволяє визначати параметри напівпровідникових структур масивів нейроелементів при їх проектуванні та виготовленні в інтегральному вигляді залежно від потрібних замовнику вихідних параметрів нейроелементів.

З (1) та (2) видно, що математичні моделі, розроблені в [4, 5] є спрощеними, оскільки, по-перше, дозволяють визначати тільки період (частоту) вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а, по-друге, встановлюють залежність періоду (частоти) вихідних імпульсів від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу. В даній статті цю математичну модель вдосконалено за двома напрямками:

удосконалена математична модель дозволяє визначати не тільки частоту вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а і допустимий діапазон оптичних потужностей вхідних сигналів,

удосконалена математична модель залежить не від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу, а від внутрішніх (технологічних) параметрів біспін-структури (геометричні параметри шарів біспін-структури, концентрації домішок в напівпровідниках і т.п.). Це дуже важливо, оскільки передбачається інтегральна реалізація масиву штучних нейронів і необхідно на етапі проектування та виготовлення знати потрібні технологічні параметри напівпровідникової структури для досягнення заданих параметрів штучних нейронів.

2. Структура, принципи роботи та функціональні співвідношення біспін-приладу

Для розробки математичної моделі нейроелемента на основі біспін-приладу (схема на рис. 1), потрібно спочатку розглянути математичну модель самого біспін-приладу.

Даний нейроелемент визначає величину, пропорційну різниці суми збуджувальних сигналів та суми гальмівних сигналів, яка представляється частотою імпульсів на виході пристрою. Оскільки вихідним сигналом даного нейроелемента є частота вихідних імпульсів ($f_{вих}$), то оберемо для моделювання функціональну залежність

$$f_{вих} = F \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) \quad (3)$$

Як впливає з опису принципів роботи пристрою, якщо $\sum_{i=1}^k x_i < \sum_{j=k+1}^n x_j$, то струм заряду ємності C дорівнює нулю, і на виходах нейроелемента імпульси відсутні. Тому можемо записати

$$f_{\text{вих}} = \begin{cases} F\left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j\right), & \text{якщо } \sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j > 0; \\ 0, & \text{якщо } \sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \leq 0. \end{cases} \quad (4)$$

Частота $f_{\text{вих}}$ є зворотною величиною до періоду T вихідних імпульсів, що генеруються нейроелементом. І цей період T складається з тривалості імпульсу τ_i і тривалості паузи τ_n (рис. 2):

$$T = \tau_i + \tau_n. \quad (5)$$

Крім того, математична модель цього нейроелемента повинна містити формули для визначення діапазону оптичних потужностей вхідних сигналів $P_{\text{min}} \dots P_{\text{max}}$.

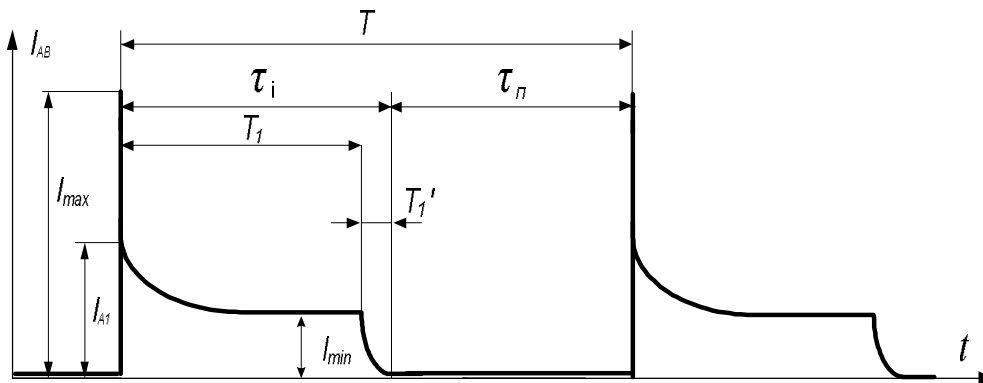


Рис. 2. Форма вихідних імпульсів біспін-приладу

Математичну модель цього нейроелемента побудовано на основі математичної моделі біспін-приладу, розробленої в роботі [7]. Там розглядається так званий транзисторний варіант біспін-структури, конструкція якої показана на рис. 3.

Біспін-прилад складається з розподіленого p^+ - n -переходу, утвореного епітаксiallyною плівкою кремнію n -типу, вирощеною на p^+ -підкладці, і контактів, два з яких («А» і «В») розташовані односторонньо щодо цього переходу на слабологованому n -шарі, а третій («С») – на сильнолегованій p^+ -області. У даному випадку контакт «А» виконаний у вигляді локального n^+ - p - n -транзистора, а контакти «В» і «С» – омичні.

Якщо до контактів «А» і «В» біспін-приладу прикласти різницю потенціалів так, щоб емітерний перехід транзистора був включений в пряму напрямі (мінус на контакті «А»), а потім її освітити, то в ньому (при певних комбінаціях напруги живлення і освітленості) виникає нестійкість, яка виявляється у вигляді імпульсів струму, що мають яскраво виражену релаксаційну форму зі сходінкою на задньому фронті (див. рис. 2). Частота спостережуваних пульсацій струму в загальному випадку залежить від падаючого на структуру світлового потоку і напруги живлення. Крім того, контакт «С» може слугувати додатковим каналом управління частотою генерації.

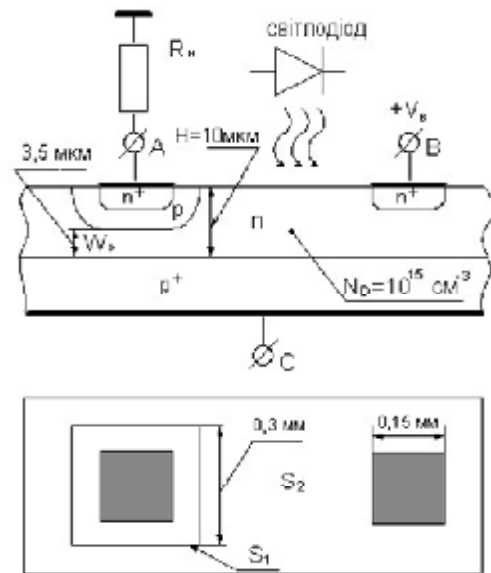


Рис. 3. Транзисторна біспін-структура

Пульсації струму через біспін-прилад можна спостерігати лише в обмеженій області значень напруги живлення і освітленості. Взагалі, біспін-прилад може знаходитися у трьох станах:

- 1) у стаціонарно закритому стані (струм між контактами А і В значно менший 1 мкА);
- 2) у стаціонарно відкритому стані (струм між контактами А і В – одиниці-десятки мА);
- 3) у стані пульсацій (струм між контактами А і В пульсує).

Період пульсацій і амплітуда імпульсів струму є немонотонними функціями напруги живлення структури. Діаграма станів біспін-приладу при різних значеннях напруги живлення (U_{AB}) і фотоструму (I_{ϕ}) або еквівалентного йому за дією струму, що надходить в підкладку біспін-приладу (I_C), показана на рис. 4.

До деякої мінімальної напруги V_{min} біспін-прилад може знаходитись лише в закритому стані (режим пульсації не виникає при будь-яких рівнях освітлення структури і струму в підкладку). Починаючи з V_{min} спостерігається режим пульсацій, причому, чим більша напруга живлення U_{AB} , тим ширший діапазон фотострумів $I_{\phi min} \dots I_{\phi max}$ (або струмів в підкладку $I_{C min} \dots I_{C max}$), при яких спостерігаються пульсації. При деякій характеристичній напрузі $V_{прг}$, яку названо пороговою, відбувається зміна режимів пульсації струмів (з вентиляного на фотодіодний). Ця напруга пов'язана з напругою перекриття $V_{пер}$, при якій відбувається змикання об'ємних зарядів колекторного переходу локального транзистора і розподіленого $p^+ - n$ -переходу під дією напруги живлення. У [7] показано, що порогова напруга дещо перевищує напругу перекриття.

Починаючи з напруги V_{max} біспін-прилад не має стаціонарно закритого стану. Це пов'язано з тим, що реальний зворотний струм розподіленого $p^+ - n$ -переходу, починаючи з цієї напруги живлення, стає більшим струму включення вертикальної структури тиристора $p^+ - n - p^+$.

В [7] показано, що в стані пульсації можна виділити два режими, що відрізняються характером коливального процесу. Перший режим (вентильний) спостерігається в діапазоні напруги живлення від V_{min} до $V_{пер}$. В цьому випадку перемикання структури із зачиненого в провідний стан відбувається при прямому зсуві на $p^+ - n$ -переході. Другий режим (фотодіодний) розташовується в діапазоні напруг від $V_{прг}$ (яка дещо більша напруги $V_{пер}$) до $V_{пред}$, починаючи з якого прилад може знаходитись тільки в стаціонарно відкритому стані. В цьому випадку перемикання структури із замкненого в провідний стан відбувається при зворотному зсуві на $p^+ - n$ -переході.

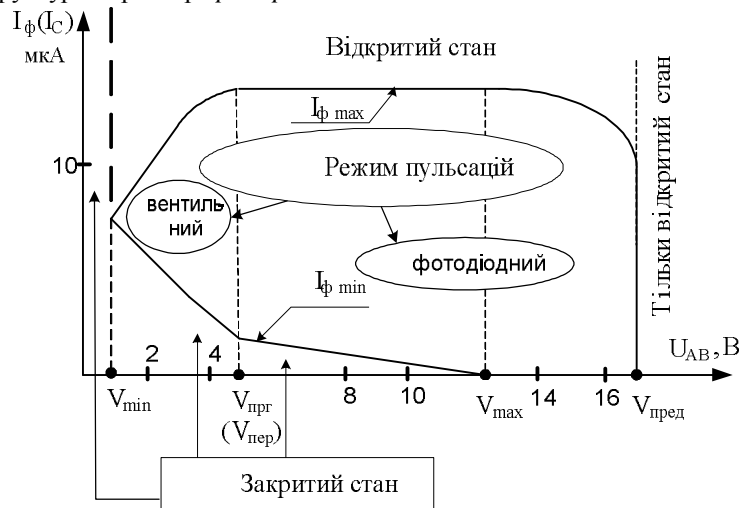


Рис. 4. Діаграма станів біспін-приладу

При вентиляному режимі пульсації (якщо $V_{min} < V_B < V_{пер}$) зачинений стан структури у відсутності освітлення характеризується тим, що локальний транзистор знаходиться в активному режимі, а розподілений $p^+ - n$ -перехід знаходиться практично в урівноваженому стані. При освітленні структури зачинений стан стає нестійким внаслідок дії позитивного зворотного зв'язку, суть якого (рис. 5) полягає в наступному.

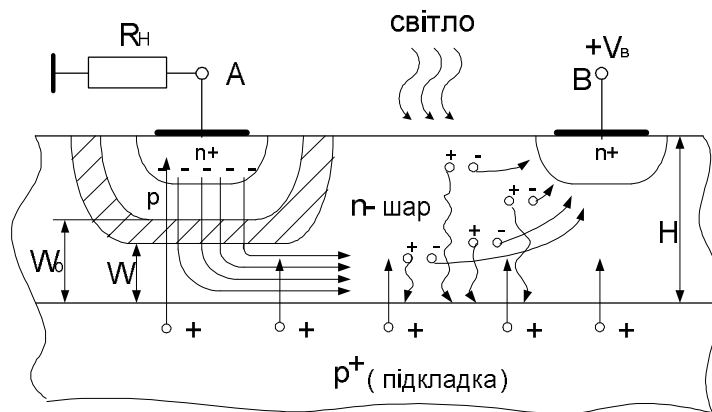


Рис. 5. Схема протікання струмів в біспін-приладі перед перемиканням його із зачиненого у відкритий стан

Електронно-діркові пари, що генеруються світлом, розділяються полем $p^+ - n$ -переходу і створюють на ньому прямий зсув. Завдяки цьому через $p^+ - n$ -перехід йде зустрічний потік дірок з p^+ -підкладки в n -плівку. Там, де над $p^+ - n$ -переходом розташована p -область транзисторної $n^+ - p - n$ -структури, дірки підхоплюються полем колекторного переходу транзистора і потрапляють в p -базу, тобто виконують роль базового струму. Відповідно, з'являється посилений в h_{21E} разів колекторний (електронний) струм, який, протікаючи уздовж n -області, створює перепад потенціалу і, отже, прямий зсув на $p^+ - n$ -переході виявляється неоднаковим: під транзисторною структурою позитивний зсув збільшується, а на решті частини – зменшується. Це приводить до перерозподілу прямого струму дірок (у стаціонарному стані він дорівнює первинному фотоструму I_{ϕ}) на користь «транзисторної» частини $p^+ - n$ -переходу. Це, у свою чергу, збільшує

потік електронів через транзистор і т.д. В результаті струм бази локального транзистора лавиноподібно наростає, транзистор входить в режим насичення, а біспін-прилад – в провідний стан. Після включення біспін-приладу всі три переходи структури по осі симетрії транзистора опиняються в прямому зсуві, і потенціал підкладки (відносно контакту «А») стає рівним $\approx 0,7$ В. Відповідно, «основна» (не «транзисторна») частина p^+ - n -переходу виявляється під зворотним зсувом, рівним $(V_B - 0,7) V$.

Розглянемо тепер ситуацію при $V_B > V_{\text{прг}}$. Оскільки напруга живлення більша напруги перекриття, то відбувається прокол n -бази вертикального тиристора. Внаслідок чого потенціальний бар'єр, що відокремлює дірки p^+ -підкладки від p -бази транзистора, виявляється нижчим рівноважного і автоматично підлаштовується під величину дірок, що поступають в підкладку. Поки струм дірок, що поступає в p -базу менший струму включення вертикального тиристора, плаваючий потенціал підкладки не перевищує величини $V_{\text{прг}}$. При цьому на «основній» частині p^+ - n -переходу зсув буде зворотним і рівним $(V_B - V_{\text{прг}})$. Відповідно весь струм $(I_{\phi} + I_{\text{звор}})$ (де $I_{\text{звор}}$ – зворотний струм переходу колектор-емітер локального транзистора, що протікає уздовж n -шару), що збирається розподіленим p^+ - n -переходом, починає протікати в прямому напрямі тільки через його «транзисторну» частину (I_1). У ланцюзі навантаження протікатиме струм $I_A = h_{21E} \cdot I_1$. Структура перемкнеться в провідний стан при досягненні струмом I_1 порогу включення ($I_{\text{вкл}}$). Відповідно пороговий фотострум $I_{\phi, \text{прг}}$ визначатиметься співвідношенням: $I_{\phi, \text{прг}} = I_{\text{вкл}} - I_{\text{звор}}(V_B)$. Оскільки із зростанням V_B зростає зворотний зсув на p^+ - n -переході і, отже, зворотний струм, то порогове значення фотоструму (при $V_B = V_{\text{max}}$) обертається, врешті-решт, в нуль. Здавалося б, що при $I_1 = I_{\text{вкл}}$ повинен виникнути звичайний позитивний тиристорний зворотний зв'язок за струмом, який приведе до включення тиристора. Проте, ця ситуація принципово відрізняється від тиристорної тим, що в біспін-приладі з n -бази тиристора є стік електронів через контакт «В». Тому механізм включення біспін-приладу при $V_B > V_{\text{прг}}$ тільки починається за сценарієм тиристора, а закінчується за тією ж моделлю, що і при вентиляльному режимі. Після включення структури напруга на тиристорі падає $V_{CA} = V_{\text{прг}}$ до напруги $V_{CA \text{ нас}} \approx 0,7$ В. Тобто, відкритий стан структури в цьому режимі якісно нічим не відрізняється від розглянутого раніше.

Уточнений критерій перемикання виглядає так: $(V_2 - V_1)_{\text{прг}} = m_2 kT/q$, де V_2 – зсув на основній частині розподіленого p^+ - n -переходу, а V_1 – на його транзисторній частині. Це має місце при фотострумі p^+ - n -переходу, рівному

$$I_{\phi, \text{прг}}(V_B) = \frac{I_0}{e} \left[\frac{m_2 kT \chi N_D \chi W}{q^2 R_K \chi h_{21E} \chi S_1 \chi n_i^2 \chi D_p} \right]^{m_2} + \frac{m_2 \chi kT}{q \chi h_{21E} \chi R_K}, \quad (6)$$

де I_0, m_2 – емпіричні константи; m_1 – фактор недосконалості прямої гілки ВАХ «транзисторної» частини p^+ - n -переходу (для інжекційного струму); D_p – коефіцієнт дифузії дірок в n -плівці; W – товщина «підтранзисторного» n -шару, не охопленого областю просторового заряду (рис. 5); R_K – опір розтікання колектора; S_1 – площа «транзисторної» частини p^+ - n -переходу; N_D – концентрація домішок в епітаксильній плівці; q – заряд електрона; n_i – концентрація електронів (дірок) у власному напівпровіднику.

Це рівняння описує нижню порогову характеристику для вентиляльного режиму пульсацій (крива $I_{\phi \text{ min}}$ на діаграмі станів (рис. 4) для напруг, менших за $V_{\text{пер}}$.

Для інтервалу напруг, що відповідає фотодіодному режиму пульсацій ($V_{\text{прг}} \dots V_{\text{перед}}$ на діаграмі рис. 4), в замкненому стані біспін-приладу весь розподілений p^+ - n -перехід (за винятком «транзисторної» його частини) знаходиться під зворотним зсувом, тому весь збираний ним фотострум в сумі із зворотним струмом протікає через вертикальну структуру тиристора. Відповідно, рівняння порогової кривої (крива $I_{\phi \text{ min}}$ на діаграмі в діапазоні напруг $V_{\text{прг}} < V_B < V_{\text{max}}$) для фотодіодного режиму має вигляд

$$I_{\phi, \text{прг}}(V_B) = I_{\text{вкл. тиристор}} - I_{\text{звор}}(V_{BC} = V_B - V_{\text{прг}}) \quad (7)$$

де $I_{\text{вкл. тиристор}}$ – струм включення тиристорної структури; $I_{\text{звор}}$ – зворотний струм подовженого p - n -переходу.

Відкритий стан біспін-приладу має місце, коли локальний транзистор знаходиться в режимі насичення і одночасно перекиє в зсуві розподіленого p^+ - n -переходу перевищує величину $(m_2 kT/q)$. Якщо перекиє в зсуві розподіленого p^+ - n -переходу не перевищує цього значення, то незалежно від стану колекторного переходу локального транзистора, стаціонарний стан приладу є закритим.

У відкритому стані локальний транзистор насичений (принаймні в його центральній частині) і вихідна ВАХ структури визначається каналним фрагментом біспін-приладу. Дійсно, електрони, що інжектуються емітером, проходять активну базу транзистора і далі протікають під пасивною базою між

двох переходів (як в польовому транзисторі). При цьому вихідний струм ($I_A = I_K$), що є одночасно струмом стоку каналного фрагмента структури, управлятиметься базовим струмом транзистора. Чим більший прямиий зсув на центральній частині колекторного переходу, тим більший струм стоку. Для стаціонарно відкритого стану біспін-приладу існує мінімальне значення струму стоку (I_{Amin}) при кожній вихідній (для даного фрагмента) напрузі ($V_{c-n} - V_B - V_{нас}$, де $V_{нас}$ – напруга насичення транзистора). Ця мінімальна стокова характеристика описується виразом

$$I_{Amin}(V_{c-n}) = I_{Smin} - \frac{I_{Smin}}{V_{Smin}^2} [V_{c-n} - V_{Smin}]^2, \quad (8)$$

де I_{Smin} – мінімально можливий струм стоку насичення; V_{Smin} – мінімальне значення напруги насичення. Оскільки у відкритому стані біспін-структури весь фотострум розподіленого p^+ - n -переходу спільно з його зворотним струмом надходить в базу транзистора, а мінімальний стоковий струм відповідає самому початку режиму насичення локального транзистора, то пороговий фотострум для вентиляного режиму (верхня порогова крива $I_{\phi max}$ на рис. 4 в зоні вентиляного режиму, тобто від V_{min} до $V_{прг}$) повинен бути меншим струму I_{Amin} в h_{21E} разів

$$I_{\phi, max}(V_B < V_{прг}) = (I_{Smin} / h_{21E}). \quad (9)$$

Для фотодіодного режиму каналний транзистор також буде знаходитися в насиченні, тобто $I_{Amin} = I_{Smin}$. Отже, рівняння верхньої порогової кривої (крива $I_{\phi max}$ на діаграмі станів в зоні фотодіодного режиму – рис. 4) матиме вигляд

$$I_{\phi, max}(V_B > V_{прг}) = (I_{Smin} / h_{21E}) - I_{звор}(V_{BC} = V_B - V_{прг}). \quad (10)$$

Протягом періоду T осциляції струму біспін-прилад частину часу проводить в провідному стані (τ_i – тривалість імпульсу), а частину – в замкненому (τ_n – тривалість паузи). Провідний стан, під час якого в навантаженні спостерігається імпульс струму (рис. 2), має три стадії розвитку.

Перша стадія пов'язана з лавиноподібним перемиканням структури із замкненого в провідний стан і супроводжується короткочасним (до 10 нс) сплеском струму I_{max} . Друга стадія провідного стану T_1 пов'язана з релаксацією нерівноважних носіїв заряду в обох базах вертикального тиристора до стаціонарної концентрації, що визначається з одного боку рекомбінацією, а з іншого – надходженням їх з підкладки за рахунок фотоструму і зворотного струму розподіленого переходу. Цей процес супроводжується зменшенням струму з I_{A1} до I_{min} . Третя, завершальна стадія провідної фази режиму пульсації T_1 , виникає, якщо стаціонарна концентрація дірок в базі транзистора виявляється нижчою мінімально можливою для підтримки режиму насичення локального транзистора. При цьому відбувається лавиноподібне замкнення «транзисторної» частини розподіленого p^+ - n -переходу і припинення надходження в базу транзистора нових дірок. Дірки, що там залишилися, рекомбінують за час життя, підтримуючи протягом цього часу струм в зовнішньому ланцюзі. Це задній фронт імпульсу струму. Величини I_{max} , I_{A1} , I_{min} і τ_i , значення яких зрозумілі з рис. 2, є основними параметрами вихідного імпульсу біспін-приладу. Всі вони можуть змінюватися залежно від освітленості, напруги живлення, опору навантаження і температури. У [7] показано, що струм I_{A1} (див. рис. 2) є електронною складовою струму через транзистор у момент включення біспін-приладу. Цей струм залежить від напруги живлення. Суть цієї залежності полягає в такому. Після розряду бар'єрної ємності p^+ - n -переходу струм дірок в базу транзистора різко скорочується і через структуру тече тільки електронний струм, величина якого лімітуватиметься каналними властивостями опору розтікання колектора. При цьому струм стоку каналного фрагмента структури визначатиметься напругою на стоці і величиною прямого зсуву центральної частини колекторного переходу транзистора. Останній є функцією інтегрального заряду дірок ΔQ , що поступили в базу транзистора через розряд бар'єрної ємності p^+ - n -переходу.

У [7] показано, що в режимі пульсації самозамкнення приладу відбувається тоді, коли надмірна кількість дірок в базі транзистора знижується внаслідок рекомбінації до порогового значення ΔP_{min} . Тому для обчислення тривалості імпульсу струму було знайдено залежність $\Delta P(t)$ з вирішення нестационарного рівняння безперервності

$$\frac{d(\Delta P)}{dt} = \frac{\Delta P}{t_n} + \frac{I_{\phi} + I_{звор}}{q}. \quad (11)$$

Сама тривалість визначається співвідношенням

$$T_1 = t_n \ln \left\{ \frac{[\Delta P(0) - \Delta P_{стат.}]}{\Delta P_{min} - \Delta P_{стат.}} \right\}, \quad (12)$$

де $\Delta P(0)$ – початкова кількість дірок, що поступила в базу транзистора у момент включення

структури; t_n – час життя електронів в p -базі транзистора.

Аналіз цього співвідношення показує, що T_1 залежить як від зовнішніх чинників (від напруги живлення, освітленості, опору навантаження, зовнішньої ємності, температури), так і від внутрішніх параметрів біспін-структури (головним чином, від часу життя і від коефіцієнта передачі струму локального транзистора).

В [7] показано, що в залежності від режиму пульсацій, тривалість τ_n фази замкненого стану визначається по-різному. Процеси, що протікають в біспін-приладі у вентильному режимі пульсацій в період паузи між імпульсами струму, мають дві стадії. Протягом першої стадії (тривалістю T_2' – рис. 6) відбувається заряд бар'єрної ємності p^+ -переходу фотострумом від початкового (для замкненої фази) зворотного зсуву до рівноважного стану. Протягом другої стадії (тривалістю T_2'' – рис. 6) одночасно з процесом заряду бар'єрної ємності, що продовжується, йде її саморозряд через те, що на p^+ -переході з'явився прямий зсув. При цьому напруга на розподіленому переході асимптотично прагне до значення фотоЕРС. Включення біспін-приладу відбувається в мить, коли розрядний (прямий) струм цього переходу досягне порогового значення, що відбувається при пороговій напрузі $V_{порог}^+$. Тривалість паузи τ_n при цьому визначається сумою часу $T_2' + T_2''$, які визначаються співвідношеннями:

$$T_2' = \frac{S\sqrt{2\epsilon\epsilon_0 \cdot qN_D}}{I_\phi} \left[\sqrt{V_{03} + (V_B - V_{CAпоч.})} - \sqrt{V_{03}} \right], \quad (13)$$

де $V_{CAпоч.}$ – початкове для фази замкненого стану структури значення потенціалу підкладки, рівне, згідно експерименту, 1,3 В; $\epsilon\epsilon_0$ – діелектрична проникність (для кремнію – 1,05 пФ/см); V_{03} – контактна різниця потенціалів розподіленого p - n -переходу; S – площа p - n -переходу.

$$T_2'' = \int_0^{V_{порог}^+} \frac{S\sqrt{2\epsilon\epsilon_0} qN_D C dV}{\sqrt{2(V_{03} - V)} C \left[I_\phi - I_0 C \exp\left(\frac{qV}{m_2 C kT}\right) \right]}. \quad (14)$$

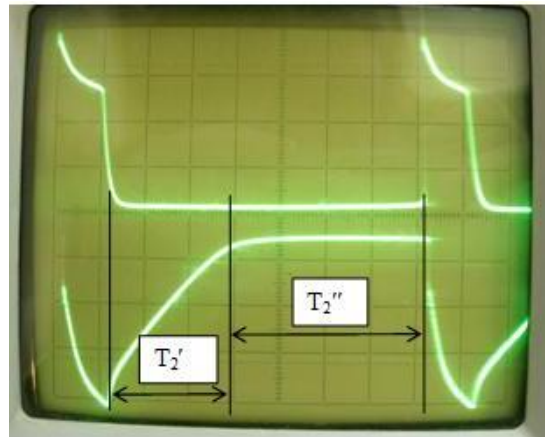


Рис. 6. Тривалість фази замкненого стану в біспін-приладі перед перемиканням його у відкритий стан (нижня осцилограмма показує зміну потенціалу підкладки)

У фотодіодному режимі під час паузи між імпульсами має місце тільки процес заряду бар'єрної ємності фотострумом. Тому тривалість паузи визначається тільки часом T_2'

$$t_n = T_2' = \frac{S\sqrt{2\epsilon\epsilon_0 \cdot qN_D}}{I_\phi} \left[\sqrt{V_{03} + (V_B - V_{CAпоч.})} - \sqrt{V_{03} + (V_B - V_{прг})} \right]. \quad (15)$$

3. Математична модель імпульсного нейроеlements на біспін-приладі

У [3, 7] показано, що фотострум I_ϕ , що виникає в подовженому p - n -переході біспіна, за своєю дією еквівалентний струму I_C , який інjektується в підкладку (контакт КП) біспіна. У запропонованому нейроеlements біспін-прилад безпосередньо не освітлюється, а використовується інjektування струму в його підкладку. Цей струм формується фотодіодами VD1–VD2 (див. рис. 1). Вираз для струму підкладки I_C можна записати так:

$$I_C = \begin{cases} S_{FD1} \sum_{i=1}^k x_i - S_{FD2} \sum_{j=k+1}^n x_j - I_{C_{вит}} - I_{(C-A)T}, & \text{якщо } \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) > 0; \\ 0, & \text{якщо } \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) \leq 0; \end{cases} \quad (16)$$

де S_{VD1}, S_{VD2} – значення інтегральної чутливості фотодіодів відповідно VD1, VD2; $I_{C_{вит}}$ – струм витоку ємності C ; $I_{(C-A)T}$ – темновий струм переходу підкладка-замикаючий контакт (C-A) біспін-приладу.

Струмами $I_{C_{вит}}$, і $I_{(C-A)T}$ через їх незначну величину (одиниці наноампер і менше), в порівнянні з фотострумами фотодіодів VD1–VD2 (від десятих часток мкА до сотень мкА), можна знехтувати. При інтегральному виконанні фотодіодів VD1–VD2 на одному кристалі можна вважати, що $S_{VD1} = S_{VD2} = S_{FD}$. Тоді формула (16) перепишеться

$$I_C^+ = \begin{cases} S_{FD} \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right), \text{ якщо } \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) > 0; \\ 0, \text{ якщо } \left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) \leq 0; \end{cases} \quad (17)$$

Для отримання математичного опису запропонованого нейроелемента у формулах (6)–(15) необхідно перейти від I_ϕ до I_C . З метою скорочення громіздкості формул для визначеності вважатимемо,

що $\left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) > 0$ і будемо використовувати позначення $\left(\sum_{i=1}^k x_i - \sum_{j=k+1}^n x_j \right) = P_x$.

Тоді:

1) при **вентильному режимі роботи біспін-приладу** (що має місце при $U_{cc} < V_{прг}$) математична модель нейроелемента на біспін-приладі визначається такими співвідношеннями:

- мінімальна різниця оптичних потужностей збуджувальних та гальмівних входів, що фіксується пристроєм:

$$(P_x)_{min} = \frac{I_0}{S_{FD} \cdot \mathcal{C}e} \left[\frac{m_2 k T \mathcal{C}N_D \mathcal{C}W(U_{cc})}{q^2 R_K \mathcal{C}h_{21E} \mathcal{C}S_1 \mathcal{C}n_i^2 \mathcal{C}D_p} \right]^{m_1} + \frac{m_2 \mathcal{C}kT}{S_{FD} \mathcal{C}q \mathcal{C}h_{21E} \mathcal{C}R_K} \quad (18)$$

- максимально допустима різниця оптичних потужностей збуджувальних та гальмівних входів, що фіксується пристроєм

$$(P_x)_{max} = \frac{I_{Smin}}{S_{FD} \mathcal{C}h_{21E}}; \quad (19)$$

- частота вихідних імпульсів

$$f_{вих}(P_x) = \left[\begin{aligned} & t_n \cdot \ln \left\{ \frac{[\Delta P(0) - \Delta P_{стат.}]}{\Delta P_{min} - \Delta P_{стат.}} \right\} + \frac{S \sqrt{2e\epsilon_0} \cdot q N_D}{S_{FD} \cdot P_x} \left[\sqrt{V_{03} + (U_{cc} - V_{C.поч.})} - \sqrt{V_{03}} \right] + \\ & + \int_0^{V_{порог}^+} \frac{S \sqrt{2e\epsilon_0} \cdot q N_D \cdot dV}{\sqrt{2(V_{03} - V)} \cdot \left[S_{FD} P_x - I_0 \cdot \exp\left(\frac{qV}{m_2 \cdot kT}\right) \right]} \end{aligned} \right]^{-1} \quad (20)$$

2) при **фотодіодному режимі роботи біспін-приладу** (що має місце при $V_{прг} < U_{cc} < V_{пред}$) математична модель нейроелемента на біспін-приладі визначається такими співвідношеннями:

- мінімальна різниця оптичних потужностей збуджувальних та гальмівних входів, що фіксується пристроєм

$$(P_x)_{min} = \frac{I_{вкл.тиристор} - I_{звор}(U_{cc} - V_{прг})}{S_{FD}}; \quad (21)$$

- максимально допустима різниця оптичних потужностей збуджувальних та гальмівних входів, що фіксується пристроєм,

$$(P_x)_{max} = \frac{I_{Smin}}{S_{FD} \mathcal{C}h_{21E}} - \frac{I_{обр}(U_{cc} - V_{прг})}{S_{FD}}; \quad (22)$$

- частота вихідних імпульсів:

$$f_{вих}(P_x) = \left[\begin{aligned} & t_n \cdot \ln \left\{ \frac{[\Delta P(0) - \Delta P_{стат.}]}{\Delta P_{min} - \Delta P_{стат.}} \right\} + \frac{S \sqrt{2e\epsilon_0} \cdot q N_D}{S_{FD} P_x} \times \\ & \times \left[\sqrt{V_{03} + (U_{cc} - V_{C.поч.})} - \sqrt{V_{03} + (U_{cc} - V_{прг})} \right] \end{aligned} \right]^{-1} \quad (23)$$

Формули (18)–(23) і є математичною моделлю нейроелемента на біспін-приладі, яка встановлює залежність вихідних параметрів нейроелементу від внутрішніх (технологічних) параметрів його компонентів. Формули (18)–(19) та (21)–(22) задають допустимий діапазон вхідних оптичних потужностей, а формули (20) та (23) – залежність вихідної частоти нейроелемента від вхідних оптичних сигналів (відповідно для вентильного та фотодіодного режимів роботи біспін-приладу).

Висновки. В статті розроблено математичну модель нейроелемента на біспін-приладі, який виконує більшість функцій біологічного нейрона та є апаратно простим, що дозволяє реалізовувати на його основі штучні нейронні мережі з великою кількістю нейронів. Математичні моделі нейроелемента на біспін-приладі, розроблені раніше [4, 5], були спрощеними, оскільки, по-перше, дозволяли визначати тільки період

(частоту) вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а, по-друге, встановлювали залежність періоду (частоти) вихідних імпульсів від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу. Розроблена в цій статті математична модель нейроелемента на біспін-приладі, по-перше, дозволяє визначити не тільки частоту вихідних імпульсів як функцію від вхідних сигналів, а і допустимий діапазон оптичних потужностей вхідних сигналів, а, по-друге, встановлює залежність не від зовнішніх (експлуатаційних) параметрів біспін-приладу, а від внутрішніх (технологічних) параметрів біспін-структури (геометричні параметри шарів біспін-структури, концентрації домішок в напівпровідниках і т.п.). Це дуже важливо при інтегральній реалізації масиву штучних нейронів, де на етапі проектування та виготовлення необхідно знати потрібні технологічні параметри напівпровідникової структури для досягнення заданих параметрів штучних нейронів.

Література

1. Галушкин А.И. Нейрокомпьютеры : [учебное пособие для вузов] / [под. общей ред. А.И. Галушкина]. – М. : ИПРЖР, 2000. – 528 с.
2. Пат. 22956 Україна, МПК G 06 F 7/50. Модель нейрона / Колесницький О.К., Кожем'яко В.П., Нізельський М.Б., Василецький С.А. – №97041757 ; заявлено 15.04.97 ; опубл. 30.06.98., Бюл. № 3.
3. Кнаб О.Д. Биспин – новый тип полупроводниковых приборов / О.Д. Кнаб // Электронная промышленность. – 1989. – № 8. – С. 8–14.
4. Василецький С.А. Математичне та комп'ютерне моделювання оптоелектронного частотно-динамічного нейронного елемента / С.А. Василецький, О.К. Колесницький // Оптоелектронні інформаційно-енергетичні технології. – 2001. – № 2. – С. 96–101.
5. Самра Муавия Хассан Хамо. Нейросетевые методы и средства распознавания газов для медицинской диагностики и экологического мониторинга : дис. ... канд. техн. наук / Самра Муавия Хассан Хамо. – 2008. – 150 с.
6. О. К. Kolesnytskyj, I. V. Bokotsey, S. S. Yaremchuk Optoelectronic Implementation of Pulsed Neurons and Neural Networks Using Bispin-Devices // Optical Memory & Neural Networks (Information Optics), 2010, Vol.19, №2, pp.154-165.
7. Лысенко А.П. Полупроводниковые приборы на основе явлений токовой неустойчивости в р-п-переходах и омических контактах малого размера : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра техн. наук : спец. 05.27.01 – «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах» / А. П. Лысенко. – Москва, 2001. – 396 с.

Надійшла 27.9.2011 р.

УДК 681.586.72

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, О.П. СТОВБЧАТА

Вінницький національний технічний університет

ПЕРЕТВОРЮВАЧ МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Показано можливість прямого перетворення величини магнітного поля у частоту за допомогою автогенераторного пристрою, який побудований на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора, двозатворного МДН-транзистора, елемента Холла та індуктивності. Отримано залежності активної та реактивної складових повного опору від магнітної індукції, функцію перетворення та чутливість. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що найбільша чутливість перетворювача знаходиться в діапазоні магнітної індукції 0,15...0,4 Тл і складає 2,2...2,48 МГц / Тл.

The possibility to convert the value of magnetic field direct in the frequency using active based on double-collector bipolar magnetotransistor, double-gate MIS transistor, Hall-element and inductance oscillator is shown. The dependences of the active and reactive components of impedance on magnetic induction, transfer function and sensitivity are obtained. The theoretical and experimental studies showed that the greatest sensitivity of the transducer is in the range of magnetic induction 0,15...0,4 T and reaches 2,2...2,48 MHz / T.

Ключові слова: магнітне поле, магнітотранзистор, елемент Холла, частотний вихід, повний опір, функція перетворення, чутливість.

Вступ. Останнім часом поряд з іншими інноваціями в галузі сенсорної техніки значною динамікою характеризується розробка вимірювачів магнітного поля і магніточутливих мікросистем, оскільки за допомогою методів та пристроїв магнітних вимірювань розв'язується велика кількість задач, основними з яких є визначення магнітних величин, оцінка характеристик магнітних матеріалів, дослідження магнітного поля Землі та інших планет, вивчення фізико-хімічних властивостей матеріалів (магнітний аналіз), дослідження магнітних властивостей атома та атомного ядра, виявлення дефектів у виробках (магнітна дефектоскопія) і так далі [1, 2].

На сьогодні існує велика кількість різноманітних методів дослідження магнітного поля, однак