

Г.О. Сукач¹, О.В. Бушма¹, Ю.М. Гаврилук², Д.О. Оліференко²

Визначення температури перегріву активної області напівпровідникових випромінювачів із потенціальними бар'єрами

¹Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій, Київ,
вул. Солом'янська, 7, м. Київ, 03110, Україна
²Інститут економіки та нових технологій, Кременчук,
вул. Пролетарська, 24/37, м. Кременчук, 39600, Україна

У роботі наведено методи і пристрої для визначення температури перегріву активної області світлодіодів ΔT_{AO} в процесі їхньої експлуатації при живленні імпульсним струмом. Розглянуто контактні і безконтактні методи визначення ΔT_{AO} : проаналізовані їхні переваги та недоліки. Значна увага приділена електролюмінесцентним методам контролю ΔT_{AO} приладів оптоелектроніки з *p-n*-переходами в процесі їх експлуатації. Висвітлено переваги цих методів у порівнянні з відомими.

Ключові слова: світлодіоди, температура перегріву, бар'єрні структури.

Стаття постуила до редакції 07.12.2003; прийнята до друку 23.01.2004.

Температура перегріву будь-якого приладу електронної техніки, у тому числі й оптоелектронного приладу, є найважливішою його характеристикою, що визначає надійність, довговічність і працездатність як самого приладу, так і всієї інформаційної чи іншої системи, в якій використовується цей прилад. Відомо, що генерація теплоти в напівпровідниковому приладі відбувається впродовж усього часу, коли до нього прикладена зовнішня напруга того чи іншого знака. Це призводить до зниження коефіцієнта корисної дії, а для випромінювачів світла – і до довгохвильового зсуву довжини хвилі в максимумі смуги випромінювання. Перегрів тієї області приладу, в якій локалізована прикладена до нього потужність (активна область приладу – найбільш уразливе по тепловідводу місце), до максимально припустимої температури, тобто до температури, за якої прилад ще здатний виконувати свої функції у стаціонарних, імпульсних і перехідних режимах експлуатації, призводить до різкого зниження надійності радіоелектронної апаратури в цілому і до її катастрофічних відмов. Відзначимо, що численні програми випробувань показали, що зростання температури перегріву активної області (ΔT_{AO}), наприклад, напівпровідникового випромінювача на 80°C призводить до дворазового зменшення квантового виходу випромінювання, а підвищення її на кожні 10°C – приблизно до дворазового скорочення терміну служби [1, 2]. Тому розробка методів і пристроїв для точного, об'єктивного й

ефективного контролю не тільки абсолютної величини температури *p-n*-переходу, але й, особливо її зміни в процесі експлуатації актуальна як у науковому, так і в прикладному аспектах, зокрема, з метою оптимізації конструкторсько-технологічних режимів виготовлення напівпровідникових приладів по тепловим параметрам.

У літературі нагромадився досить великий експериментально-методичний матеріал із проблем визначення ΔT_{AO} діодів, транзисторів, тиристорів, різного типу світлодіодів (СВД) і лазерів з потенціальними бар'єрами, інтегральних схем і т. ін. (див., наприклад, [3-13]). Знання теплових параметрів, забезпечення ефективного відводу тепла від *p-n*-переходу важливо як для розробників і конструкторів таких напівпровідникових приладів і пристроїв (для підвищення відсотка виходу придатних), так і для розробників радіоелектронної апаратури на їхній основі.

Ця робота присвячена огляду методів вимірювання й аналізу роботи пристроїв для визначення ΔT_{AO} СВД і напівпровідникових лазерів у процесі їхньої експлуатації, особливо при живленні імпульсним струмом, оскільки в таких приладах коливання температури призводить до періодичних змін не тільки інтенсивності випромінювання Φ , але і довжини хвилі в максимумі смуги випромінювання λ_{max} , що обумовлює виникнення істотних похибок у роботі радіоелектронної апаратури. Причому, на зміну температури (а значить і величин Φ та λ_{max}) істотно впливає не тільки коливання амплітуди

збуджуючого імпульсного струму I , але й зміна скважності Q , тривалості t_i імпульсів, теплових постійних часу τ_i нагрівання-охолодження СВД і, що особливо важливо, співвідношення між внутрішніми фізичними параметрами (τ_i) і зовнішніми параметрами живлення (t_i і Q) приладу [14, 15].

Існуючі на даний час методи виміру ΔT_{AO} (чи теплового опору) приладів поділяються на прямі (контактні) і непрямі (безконтактні) [3]. Контактні методи вимагають монтажу мікротермопари (чи іншого мініатюрного датчика температури) безпосередньо на поверхні структури, що досліджується. Вони мають порівняно високу точність вимірювання та теоретично високу просторову роздільну здатність, але остання важко реалізується через труднощі монтажу термопари безпосередньо поблизу активної області. Однак необхідність відкритого доступу до активної області структури, що є практично нездоланою перешкодою для готових до експлуатації приладів, а також вплив самої термопари на температуру джерела тепла, роблять цей метод мало перспективним при вимірюванні температури в області максимального перегріву.

Непрямі методи, основними з яких є оптичний, хімічний, електрофізичний і люмінесцентний, знайшли застосування (одні більше, інші менше) для вимірювання теплових параметрів напівпровідникових бар'єрних структур.

Аналіз переваг перших трьох з перерахованих непрямих методів проведений у роботі [2].

Оптичний метод забезпечує загальну картину розподілу температури по поверхні відкритої напівпровідникової структури, вказує особливо гарячі ділянки при скануванні поверхні в інфрачервоному мікроскопі та має роздільну здатність 0,5 - 1 мкм. Цей метод найбільш корисний при тепловому розрахунку потужних напівпровідникових приладів як засіб, що дозволяє запобігти утворенню доменів з підвищеною температурою в активній області напівпровідникової структури. Однак для одержання точних і достовірних результатів потрібне ретельне налаштування системи та тривалий аналіз отриманих даних.

Хімічний метод є відносно дешевим та базується на нанесенні на поверхню напівпровідникової структури тонкого шару, який відображає температуру речовини (наприклад, рідкого кристалу та ін.). Цей метод не знайшов значного поширення через низькі роздільну здатність і точність та велику тривалість і складність підготовки процесу вимірювання.

Загальний недолік цих двох методів – необхідність мати відкритий доступ до активної області приладів.

Найпоширенішим для масового контролю теплових параметрів є електрофізичний метод, суть якого полягає у використанні функціональних чи кореляційних зв'язків між температурою приладу і якимось попередньо прокаліброваним

термочутливим параметром (пряма чи зворотна напруга, прямий чи зворотний струм, бар'єрна ємність, статичний чи диференціальний опір р-п-переходу й ін.) [3]. Основними вузлами пристроїв, в основу функціонування яких покладений даний метод, є джерело нагрівання і вимірювань, комутатор, що переключає контрольований прилад з нагрівального на вимірювальний режим та система керування й обробки сигналів [2-9]. Попереднє калібрування апаратури здійснюється шляхом установлення взаємозв'язку величини температурно-залежного параметру від температури при східчастій зміні останньої. Вимірювання за допомогою вимірювального струму попередньо прокаліброваного термочутливого параметру після нагрівання приладу струмом дозволяє по градувальній кривій визначити температуру приладу. Цей метод, незважаючи на широке застосування, має безліч недоліків.

1. Як правило, у таких пристроях має місце нелінійна та недостатньо різка залежність між температурою і вимірюваним електрофізичним параметром у широких межах робочих температур, а також залежність (звичайно, теж нелінійна) контрольованого параметра від величини струму, що призводить до необхідності знімати градувальні криві при східчастій зміні температур і струмів. У роботі [16] визначені механізми, що приводять до відхилення від лінійної температурної залежності найчастіше застосовуваного параметра - прямого спадання напруги на р-п-переході V_{p-n} , а також проведені розрахунки значень нелінійності температурної залежності V_{p-n} на рекомбінаційній і дифузійній ділянках вольт-амперної характеристики. Показано, що для зменшення нелінійності в залежності V_{p-n} від T необхідно працювати при максимальних струмах. Розглянуті також схемотехнічні методи зменшення нелінійності.

2. Порівняно низька роздільна здатність і точність вимірювання, а також висока вартість контрольно-вимірювальної апаратури.

3. Вплив температури навколишнього середовища на результати вимірювань.

4. Похибка вимірювань, пов'язана з нагрівом приладу вимірювальним струмом.

Суттєвим недоліком всіх електрофізичних методів є необхідність комутації режимів роботи приладу з нагрівального на вимірювальний, а також неможливість вимірювання температури безпосередньо під час проходження струму, що гріє, чи хоча б одразу після його закінчення (через необхідність затримки на час не менш, ніж 1 мс для закінчення всіх перехідних електричних процесів). Це обумовлює основну частку похибки вимірювання температури, особливо в нестационарних (імпульсних) режимах.

Як ілюстрацію електрофізичного методу на рис. 1 представлена структурна схема тестеру Theta 400 фірми Sage Enterprises, що призначений для вимірювання теплового опору (чи ΔT_{AO}). Тестер складається з семи основних блоків: джерела нагрівання та вимірювального джерела, блоків

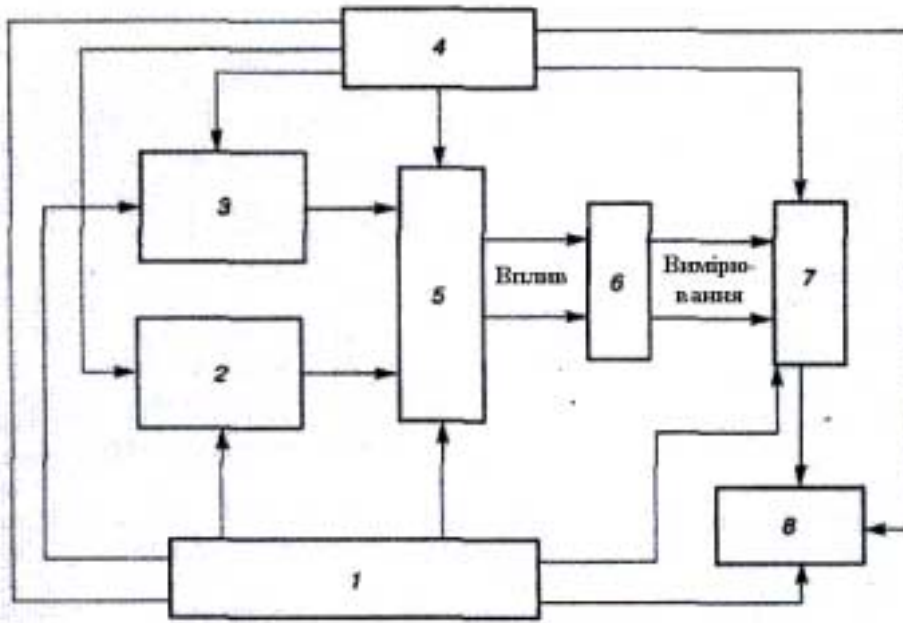


Рис. 1. Структурна схема теплового тестеру: 1 - джерело живлення; 2 - вимірювальне джерело; 3 - джерело нагрівання; 4 - блок керування; 5 - комутатор; 6 - напівпровідниковий прилад, що контролюється; 7 - блок аналогової вибірки й обробки інформації; 8 - дисплей і індикатори.

живлення та комутації, керуючого логічного блоку, блоку аналогової вибірки й обчислень і індикаторного блоку. З метою зниження похибки вимірювання ΔT_{AO} в режимах великих струмів, обумовленої контактними опорами, в випробувальному пристрої для приладу, що контролюється, застосована чотириконтактна схема вимірів (схема Кельвіна). Струми та напруги від джерела нагрівання і вимірювального джерела подаються на прилад, що випробовується, через ту ж саму групу контактів блоку комутації. Вимірювання напруги в схемі вибірки й обчислень реалізується через іншу групу контактів. Логічний блок здійснює керування роботою дисплея й індикаторів, тривалістю інтервалів вимірювання і часом подачі імпульсів напруги та струму.

Відзначимо, що мінімальна приведена відносна похибка у визначенні ΔT_{AO} для всіх трьох розглянутих вище методів не може бути нижчою ніж 30-40 % [3].

Для визначення T_{AO} прямозонних напівпровідникових світловипромінюючих структур при $T > 300$ K найбільш часто застосовується метод, у якому в якості термочутливого параметру зручно використовувати енергію кванта в максимумі смуги випромінювання $h\nu_{max}$, що прямо пов'язана із шириною забороненої зони напівпровідника E_g , температурна залежність якої описується виразом:

$$E_g(T) = E_g(0) - \alpha T^2 (T + \theta)^{-1},$$

де $E_g(0)$ – ширина забороненої зони при $T = 0$ K; α – температурний коефіцієнт E_g , θ – дебаївська

температура.

При цьому аналіз результатів роботи [16] показав, що нелінійність $E_g(T)$ вносить адитивний внесок практично в усі термочутливі параметри. Зокрема, при використанні в якості термочутливого параметру V_{p-n} нелінійність, яка обумовлена залежністю $E_g(T)$, складає менше половини сумарної нелінійності. Така ситуація дозволяє спростити процес лінеаризації (чи істотно зменшити похибку за його відсутності), якщо в якості термочутливого фактору обраний параметр, пов'язаний з E_g .

Таким чином, використання факту функціональної залежності $h\nu_{max}(T)$ дозволило запропонувати електролюмінесцентний метод виміру ΔT_{AO} [17-21]. Звичайно, в цьому методі при заданій амплітуді імпульсного струму I з фіксованими t_i і Q вимірюють $h\nu_{max}$ і шляхом порівняння її з градуовальною кривою визначають температуру активної області СВД [17]. Однак при зміні кожного з параметрів імпульсного струму (I , t_i і Q) необхідно робити повторні вимірювання $h\nu_{max}$, що істотно позначається на точності контролю ΔT_{AO} . Крім того, в такому простому способі визначення ΔT_{AO} залишаються недоліки, пов'язані зі складністю, тривалістю та громіздкістю градування та вимірювання. Особливо важливим контроль ΔT_{AO} стає при експлуатації СВД з епоксидним компаундом, температура розм'якшення якого складає близько 110°C і перевищення якої неприпустиме через виникаючі при цьому незворотні зміни в приладі [22].

Нижче описані розроблені нами високоточні методи та способи, а також відповідні пристрої вимірювання температури перегріву активної області СВД при імпульсних збудженнях.

Вже відзначалося, що існуючі методики вимірювання температури активної області СВД в імпульсних режимах малозастосовні через її складну залежність не тільки від I , але й від t_i і Q . З метою спрощення способу вимірювання температури випромінюючих р-п-переходів при фіксованих t_i і Q був запропонований і реалізований новий спосіб [18]. В його основу покладений експериментально встановлений факт лінійної залежності енергії квантів у максимумі смуги випромінювання СВД від амплітуди струму, що протікає (за винятком невеликої області малих струмів, у якій перегрів структури не викликає практичного інтересу), при фіксованих параметрах t_i і Q . При цьому зміна температури навколишнього середовища T призводить до паралельного зсуву залежностей $h\nu_{\max}(I)$, а варіація параметрів t_i і Q – змінює кут нахилу цих кривих.

Така ситуація свідчить про те, що при варіації хоча б одного з параметрів пари t_i і Q нагрівання активної області СВД різко змінюється, а температура при цьому не може бути визначена через середній струм

$$I_{\text{ср}} = IQ^{-1}, \quad (1)$$

що раніше не враховувалося [3, 15].

Таким чином, якщо при фіксованій парі t_i і Q виміряти два значення енергії квантів $h\nu_3$ і $h\nu_4$ у максимумі спектра випромінювання, що відповідають двом фіксованим значенням амплітуди імпульсного струму I_1 і I_2 при заданій температурі $T_{\text{окр}}$, то надалі для будь-якого робочого значення імпульсного струму I можна визначити температуру р-п-переходу за формулою

$$T_{\text{АО}} = \left(\frac{h\nu_1 - h\nu_2}{T_1 - T_2} \right)^{-1} \left(\frac{h\nu_3 - h\nu_4}{I_1 - I_2} \right) I + T_{\text{окр}} \quad (2)$$

Перший співмножник у виразі (2) відповідає градуувальному режиму вимірювання. Тут $h\nu_1$ і $h\nu_2$ – енергії квантів у максимумі смуги випромінювання, які виміряні при температурах навколишнього середовища T_1 і T_2 та негріючих струмах ($I \rightarrow 0$). Цей співмножник характеризує температурний коефіцієнт ширини забороненої зони напівпровідникового матеріалу. Таке градуування для заданої напівпровідникової сполуки робиться тільки один раз, у той час як для інших t_i і Q необхідно знову визначати $h\nu_3$ і $h\nu_4$.

Пристрій для реалізації цього методу складається з послідовно з'єднаних генератора каліброваних імпульсів, СВД, що досліджується, оптичної системи, яка формує промені, монохроматора, фотоприймача та системи обробки й індикації інформації. Відносна похибка визначення $\Delta T_{\text{АО}}$ не перевищує 5-10 %, що для теплових вимірів є дуже високим показником.

З метою підвищення точності контролю $\Delta T_{\text{АО}}$ за рахунок усунення похибки вимірів, пов'язаної з коливаннями температури навколишнього

середовища та зміною складу матеріалу активної області СВД, запропоновані пристрої [19, 20], в які введені спеціальні канали корекції, що служать для практично безінерційного відстеження й урахування в результатах вимірів коливань цих двох складових похибок. Структурна надлишковість сигналу, отриманого в каналі корекції, сприяє підвищенню точності контролю $T_{\text{АО}}$ навіть у тому випадку, коли точність і стабільність визначення інформації в ньому нижчі, ніж такі, що є в основному вимірювальному каналі.

Таким чином, на виході вимірювального пристрою в цілому формується сигнал, який характеризує температуру активної області СВД та відповідає заданим параметрам імпульсного струму і $T_{\text{окр}}$ з урахуванням коливань температури та складу матеріалу.

Однак суттєвим недоліком цього пристрою є те, що при визначенні температури не враховується залежність температурного коефіцієнту ширини забороненої зони активної області напівпровідникового матеріалу α від складу багатоконцентного матеріалу. Це призводить до того, що знижується точність виміру температури активної області світловипромінюючого напівпровідникового приладу, а для будь-якої істотної зміни процентного співвідношення компонент напівпровідникової сполуки необхідно підбирати еталонний прилад з точно відомими характеристиками і заново калібрувати вимірювальну систему.

Для усунення впливу залежності температурного коефіцієнту ширини забороненої зони напівпровідникового матеріалу від процентного співвідношення компонентів цього матеріалу запропоновано пристрій [21], структурна схема якого зображена на рис. 2.

Робота пристрою здійснюється в такий спосіб. До першого виходу генератора струму I , керування параметрами імпульсів (амплітуди імпульсів I_1, I_2, I_3, I_4 , тривалості t_i і скважності Q) якого здійснюється від пристрою керування 7, підключається світловипромінюючий прилад 2, що контролюється, спектральна характеристика якого попередньо відома, а до другого – еталонний світловипромінюючий прилад 3 із відомими значеннями компонентів x і $(1-x)$ трикомпонентної сполуки AB_xC_{1-x} . Випромінювання СВД 2 і 3 спрямовується на вузькосмуговий оптичний фільтр 4, параметри якого обрані таким чином, щоб він пропускав випромінювання приладів 2 і 3 на довгохвильовому крилі спектра випромінювання в фіксованому спектральному діапазоні Δ . Енергетична відстань кожної з енергій у фіксованій смугі частот випромінювання обрана виходячи з умови, щоби при максимальній температурі перегріву СВД 2 і 3 максимум спектра випромінювання при цій температурі (через його температурний зсув) не потрапив у смугу фіксованих енергій, вибір якої здійснюється при температурі активної області, що дорівнює кімнатній (при негріючих струмах).

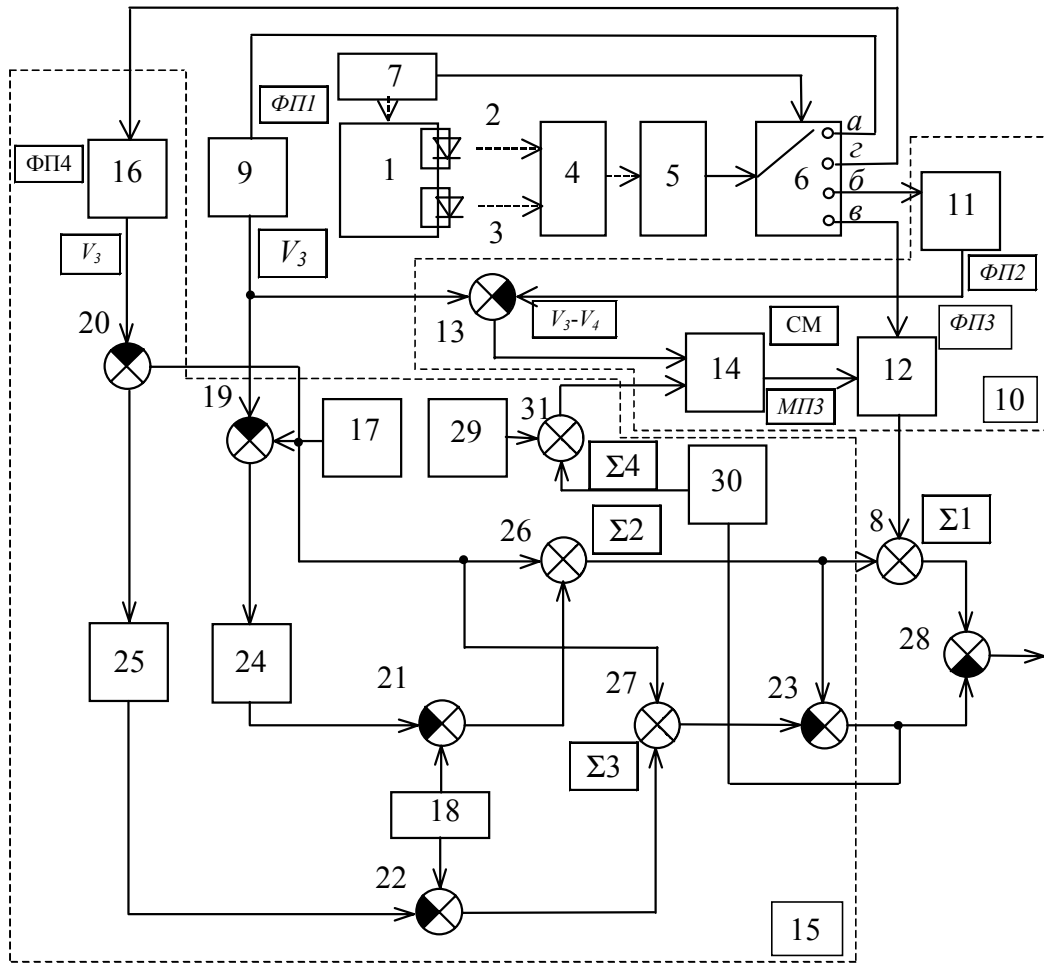


Рис. 2. Блок-схема пристрою для реалізації способу вимірювання температури активної області СВД:

1 – генератор струму; 2, 3 – контрольований і еталонний світловипромінюючі прилади; 4 – вузькосмуговий оптичний фільтр; 5 – приймально-перетворюючий блок; 6 – комутатор; 7 – блок керування; 8 – перший суматор; 9 – перший функціональний перетворювач; 10 – вимірювальний канал; 11, 12 – другий і третій функціональні перетворювачі; 13 – перший пристрій порівняння; 14 – схема множення; 15 – канал корекції; 16 – четвертий функціональний перетворювач; 17, 18 – перше та друге джерела опорної напруги; 19, 20, 21, 22, 23 – другий, третій, четвертий, п'ятий і шостий елементи порівняння; 24, 25 – перший і другий масштабні перетворювачі; 26, 27 – другий і третій суматори; 28 – сьомий пристрій порівняння; 29 – третє джерело опорної напруги; 30 – третій масштабний перетворювач; 31 – четвертий суматор [21].

Наприклад, для СВД АЛ 307, енергія квантів якого в максимумі смуги випромінювання при кімнатній температурі ($T_{\text{окр.1}} = 20^{\circ}\text{C}$) і негріючих струмах ($I \rightarrow 0$) дорівнює $1,8195 \text{ eV}$ ($\lambda_{\text{max}} = 681 \text{ nm}$) та максимально допустима температура перегріву активної області якого $\Delta T_{\text{max}} = 100^{\circ}\text{C}$, величину Δ вибирають такою, що дорівнює чи більш, ніж $\alpha \cdot \Delta T_{\text{max}} = 4,8 \cdot 10^{-2} \text{ eV}$ (де α – температурний коефіцієнт ширини забороненої зони; для випромінювачів червоного світіння на основі $\text{Ga}_{0,6}\text{Al}_{0,4}\text{As}$ $\alpha = 4,8 \cdot 10^{-4} \text{ eV/K}$), тобто менше $1,8195 \text{ eV}$ на величину більшу, ніж $4,8 \cdot 10^{-2} \text{ eV}$.

Випромінювання, що пройшло через фільтр 4, потрапляє на приймально-перетворюючий блок 5, де відбувається перетворення оптичного сигналу в електричний. З виходу блоку 5 цей сигнал через комутатор 6, який керується синфазно з генератором

1 від пристрою керування 7 (переключення амплітудних значень струму I_1 і I_2 та ін.), надходить у вимірювальний канал 10 (блоки 11-14) і канал корекції (блоки 16-27 та 29-31). В цих каналах формуються сигнали, наступна обробка яких у блоках 8 і 28 дозволяє визначити температуру перегріву активної області T_{AO} приладів 2 і 3 з урахуванням впливу коливань температури навколишнього середовища та впливу змін концентрацій однієї з компонентів твердого розчину світловипромінюючої структури на результати вимірів.

Для ілюстрації зміни температурного коефіцієнту ширини забороненої зони α у трикомпонентному твердому розчині $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ зі зміною сполуки x розглянемо дані, що представлені на рис. 3. Видно, що зміна α зі зміною x робить внесок у сигнал, що

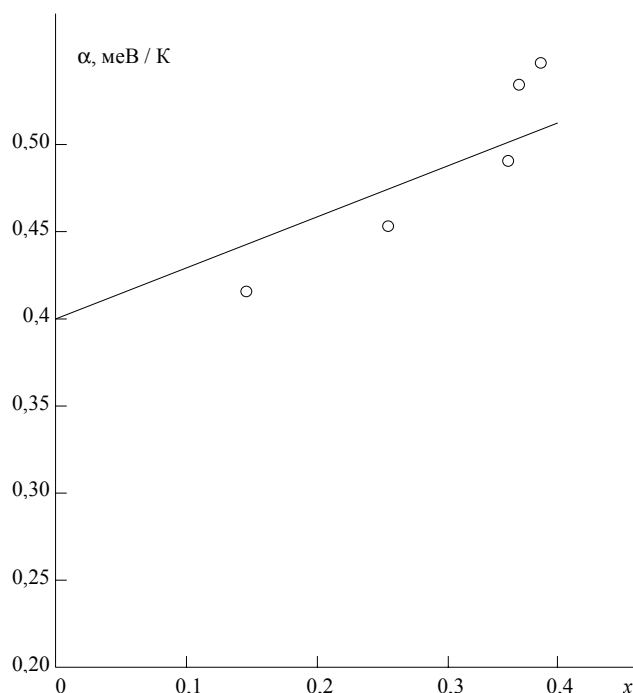


Рис. 3. Залежність температурного коефіцієнта зміни прямого енергетичного зазору (ширини забороненої зони) багатокомпонентного твердого розчину $Ga_{1-x}Al_xAs$ при $T=300$ К від складу x сполуки .

вимірюється [23]. Причому, якщо в процесі вимірювання доводиться визначати температуру активної області напівпровідникових приладів із різних партій, то похибка виміру температури може досягати $\sim 10^\circ C$. Цей сигнал обумовлює також похибку вимірювання T_{AO} . Для підвищення точності вимірювання T_{AO} за рахунок врахування та наступного виключення сигналу похибки, що пов'язана зі зміною співвідношення компонент напівпровідникової сполуки ($\Delta x = x - x_0$), служать додаткові блоки каналу корекції (блоки 29-31), у яких шляхом порівняння виділяється сигнал $\Delta\alpha$, який пропорційний Δx .

Пристрої для визначення температури активної області СВД [19, 20], як уже вказувалося, мають істотний недолік, що полягає у використанні каналу корекції (блоки 16-27), який формує сигнали корекції, пропорційні коливанням температури навколишнього середовища та коливанням величини x однієї з компонентів у багатокомпонентному твердому розчині, з якого виготовлена світловипромінююча структура (наприклад, $Ga_{1-x}Al_xAs$). Однак автори не врахували того факту, що зміна величини x призводить до зміни величини α . Таким чином, величина α визначається наступним виразом:

$$\alpha = \alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}, \quad (3)$$

де $\alpha_{ет}$ – температурний коефіцієнт ширини забороненої зони еталонного приладу; $\Delta\alpha_{кор}$ – відхилення величини α від установленного значення $\alpha_{ет}$, при якому проводилося калібрування вимірювального пристрою.

Пристрій працює таким чином. Налаштування

джерел опорної напруги 17, 18 і 29 здійснюються так, щоб на їхніх виходах були сформовані електричні сигнали, які відповідають величинам, що були виміряні: $T_{окр}$, $V_3 - T_{окр} / I_1$ і $\alpha_{ет}$ відповідно.

При $T = T_{окр1}$ (кімнатна температура) та при $t_i, Q = const$ послідовно, за допомогою пристрою 7, формують значення амплітуди імпульсного струму I_1 і I_2 (це можуть бути будь-які величини струмів, що не призводять до катастрофічних відмов СВД).

Блоки 17, 19, 24, 20, 18, 26 каналу корекції служать для створення сигналу, що характеризує поточне значення (яке змінюється в часі) температури навколишнього середовища приладу 2. При налаштуванні пристрою вимірюється температура $T_{окр}$ (температура навколишнього середовища в момент виміру) та величина сигналу випромінювання V_3 при протіканні через прилад 2 струму I_1 (відповідних значеннях t_i і Q) при заданій $T_{окр}$.

Корекція сигналу, яка здійснюється з визначеною періодичністю, що задається пристроєм керування 7, особливо необхідна під час вимірювання температури навколишнього середовища. Вона реалізується по ланцюгу: перший вихід комутатора 6 – функціональний перетворювач 9 – другий елемент порівняння 19, на другий вхід якого надходить сигнал $\sim T_{окр}$ – масштабний перетворювач 24. При цьому формується сигнал:

$$\frac{V_{ze}^i - T_{окр}}{I_1}, \quad (4)$$

де V_{ze}^i – поточне значення корисного сигналу, що відповідає струму I_1 . Цей сигнал містить у собі

складову, пов'язану як зі зміною $T_{окр}$, так і зі зміною x .

Аналогічну величину сигналу ми одержуємо і по ланцюгу: четвертий вихід комутатору 6 - функціональний перетворювач 16 - елемент порівняння 21 - масштабний перетворювач 25. Тільки це вже реалізується від еталонного приладу 3, тому що комутатор, який керується пристроєм 7, послідовно перемикається з першого виходу на четвертий вихід і, відповідно, генератор 1 підключає або прилад 2, що контролюється, або еталонний СВД 3. Таким чином, на виході масштабного перетворювача 25 ми одержуємо сигнал від еталонного приладу з відомим значенням x_0 . Цей сигнал за умови різних значень x в еталонному СВД 3 і контрольованому 2 приладах відрізняється від сигналу, який описується виразом (2), тому що величина x в еталонному приладі відома і не змінюється в часі, а сигнал на виході блоку 25 відповідає виразу:

$$\frac{V_{зе}^i - T_{окр}}{I_1} \quad (5)$$

Порівняння опорного сигналу з виходу другого джерела опорної напруги 18 і поточного значення сигналу, що описується виразом (4), дозволяє сформулювати сигнал корекції

$$\Delta_{окр} = K \frac{T_{зи} - T_{окр}}{I_1}, \quad (6)$$

а порівняння того ж опорного сигналу з виходу 18 і значення сигналу, що описується виразом (3), дає сигнал корекції

$$\Delta'_{кор} = K \cdot \frac{V_{зе}^i - V_3}{I_1}. \quad (7)$$

При виборі коефіцієнтів передачі блоків 24 і 25 таким чином, щоб виконувалася рівність

$$K = I_1 \quad (8)$$

сигнали корекції будуть визначатися виразами:

$$\Delta_{кор} = V_{зи}^i - V_3 = \Delta_{кор\Delta T} + \Delta_{кор\Delta x} \quad (9)$$

та

$$\Delta'_{кор} = V_{зе}^i - V_3 = \Delta_{кор\Delta T}. \quad (10)$$

Додавання цих сигналів з каліброваною величиною $T_{окр}$, яка задається за допомогою блоку 17, дозволяє на виході суматору 26 одержати сигнал

$$T_{окр} + \Delta_{кор} = T_{окр} + \Delta_{кор\Delta T} + \Delta_{кор\Delta x}, \quad (11)$$

а на виході суматору 27:

$$T_{окр} + \Delta'_{кор} = T_{окр} + \Delta_{кор\Delta T}. \quad (12)$$

Тоді, порівнюючи сигнали з виходів суматорів 26 і 27 на елементі порівняння 23, одержимо складову $\Delta'_{кор\Delta x}$, яка пов'язана тільки зі зміною складу матеріалу СВД. Масштабний перетворювач 30 обробляє вхідний сигнал $\Delta'_{кор\Delta x}$ (відповідно до залежності $\alpha(x)$) таким чином, що на його виході з'являється сигнал, який відповідає $\Delta\alpha_{кор}$. Суматор 31 шляхом додавання сигналів $\Delta\alpha_{кор}$ і $\alpha_{ет}$, котрий надходить від джерела опорної напруги 29, здійснює формування сигналу, який відповідає величині α приладу, що вимірюється (відповідно до виразу (1)). Далі цей сигнал подається на один із входів схеми

множення 14. На другий вхід схеми подається різниця сигналів ($V_3 - V_4$), які отримані за допомогою першого пристрою порівняння 13 із сигналів постійних напруг, що відповідають струмам I_1 і I_2 , та сформовані за допомогою функціональних перетворювачів 9 (V_3) і 11 (V_4).

Після схеми 14 з урахуванням виразу (1) і значень струмів I_1 і I_2 одержуємо сигнал:

$$(\alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}) \frac{V_3 - V_4}{I_1 - I_2} \quad (13)$$

який надходить на один із входів третього функціонального перетворювача 12, що виконує операцію множення виразу (11) на величину будь-якого значення робочого струму I (його значення подається на другий вхід функціонального перетворювача 12 через третій вихід комутатора 6). Добуток, сформований на виході блоку 12, має значення

$$(\alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}) \frac{V_3 - V_4}{I_1 - I_2} \cdot I \quad (14)$$

і дорівнює температурі перегріву активної області приладу 2 відносно температури навколишнього середовища - $\Delta T_{АО..}$, з урахуванням залежності α від значення коефіцієнту x , що характеризує склад трикомпонентного напівпровідникового матеріалу.

На виході суматору 8 формується сигнал, який дорівнює сумі складових, що описуються виразами (9) і (12),

$$T_{АО} = (\alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}) \frac{V_3 - V_4}{I_1 - I_2} \cdot I + T_{окр} + \Delta_{кор} \Delta T + \Delta_{кор\Delta x}, \quad (15)$$

Якщо зіставити інформацію на виходах суматора 8 та елемента порівняння 23, то отримаємо $T_{АО}$, як різницю сигналів, що описуються виразами (8) та (13):

$$T_{АО} = (\alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}) \frac{V_3 - V_4}{I_1 - I_2} \cdot I + T_{окр} + \Delta_{кор} - \Delta'_{кор\Delta x}. \quad (16)$$

Оскільки

$$\Delta_{кор} = \Delta_{кор} \Delta T + \Delta'_{кор\Delta x}, \quad (17)$$

то вираз (16) можна переписати в наступному вигляді:

$$T_{АО} = (\alpha_{ет} + \Delta\alpha_{кор}) \frac{V_3 - V_4}{I_1 - I_2} \cdot I + T_{окр} + \Delta_{кор} \Delta T \quad (18)$$

Таким чином, на виході вимірювального пристрою в цілому формується сигнал, який характеризує температуру активної області випромінювача 2, а також відповідає заданим параметрам імпульсного струму ($t_i = \text{const}$, $Q = \text{const}$) і поточним значенням струму I та температури навколишнього середовища приладу з урахуванням її коливань ($T_{окр} + \Delta_{кор\Delta T}$) без впливу зміни величини x . В цілому це забезпечує підвищення точності вимірювання температури та спрощення цього

процесу.

Для підтвердження можливості реалізації запропонованого принципу вимірювань розглянемо дані, що подані на рис. 4. При незмінній температурі $T_{окр} = \text{const}$ залежність інтенсивності випромінювання від амплітуди імпульсного струму (при фіксованих $t_i = 256 \text{ мкс}$ і $Q = 16$) має вигляд, який відповідає прямій, що позначена на рисунку як $ОВВ'$. Оскільки інтенсивність випромінювання СВД, що виміряна у фіксованій смузі енергій на довгохвильовому крилі контуру кривої випромінювання, і температура активної області цього приладу зв'язані лінійною залежністю, то, якщо зробити попереднє градування температурно-залежного параметру шляхом вимірювання при $t_i = \text{const}$ і $Q = \text{const}$ і негріючих струмах ($I \rightarrow 0$) величин Φ_1 і Φ_2 , які відповідають температурам навколишнього середовища T_1 і T_2 , то можна сформулювати відношення

$$\alpha = \left(\frac{\Phi_1 - \Phi_2}{T_1 - T_2} \right)^{-1} \equiv \left(\frac{V_1 - V_2}{T_{окр1} - T_{окр2}} \right)^{-1}, \quad (19)$$

яке враховується під час настроюванні пристрою для визначення $T_{АО}$ за такою формулою:

$$T_{АО} = \alpha \cdot \frac{\Phi_3 - \Phi_4}{I_1 - I_2} \cdot I + T_{окр} + \Delta_{кор} \Delta T. \quad (20)$$

При цьому у випадку незмінності $T_{окр}$, доданок корекції $\Delta_{кор} \Delta T$ у виразі (18) має дорівнювати нулю. Це досягається таким чином. При фіксованій величині струму I_1 формують відношення

$$\text{tg } \varphi_1 = \frac{BC}{OC} = \frac{\Phi_3 - T_{нр}}{I_1} = -\text{const}, \quad (21)$$

яке використовується у настроюванні джерела опорної напруги 18.

При зміні температури навколишнього середовища $T_{окр}$ (наприклад, при збільшенні на величину $\Delta T_{окр}$) має місце помилка у визначенні $T_{АО}$ на цю ж величину. Для врахування й усунення похибки вимірювання $T_{АО}$, пов'язаної з коливаннями температури навколишнього середовища, при тій же I_1 формують інше відношення

$$\text{tg } \varphi_1 = \frac{MC}{OC} = \frac{\Phi_3 - T_{окр}}{I_1}. \quad (22)$$

Для цього на два входи елемента порівняння 19 подають сигнал Φ_3 і $T_{окр}$, відповідно. Наступне масштабне перетворення в блоці 24 реалізує вираз (20). Порівняння в блоці 20 фіксованого значення $\text{tg } \varphi_1$ і поточного значення $\text{tg } \varphi_i$, дозволяє виробити сигнал корекції

$$\Delta_{кор} = \text{tg } \varphi_i - \text{tg } \varphi_1 \sim \Phi_3^i - \Phi_3. \quad (23)$$

Можна бачити, що при незмінності $T_{окр} = \text{const}$ величина $\Delta_{кор} = 0$, а підвищення температури навколишнього середовища породжує $\Delta_{кор} > 0$, в той же час її зниження призводить до $\Delta_{кор} < 0$. Тобто величина і знак сигналу корекції дозволяють усунути похибку, яка пов'язана з коливаннями температури навколишнього середовища.

Подальша обробка сигналів у блоках 26 і 8

дозволяє вимірювати величину $T_{АО}$, що описується виразом (18) і відповідає довільному значенню робочого струму з урахуванням зміни температури навколишнього середовища. При варіації одного із параметрів імпульсів (t_i чи Q) і незмінності $T_{окр}$ зміниться тільки нахил ліній ($ОВВ'$ і $КМ$ на рис. 4) до осі абсцис, а відстань між ними (пропорційна $\Delta_{кор}$) залишиться сталою. Таким чином, сигнал корекції не залежить від t_i і Q , а визначається коливаннями температури навколишнього середовища відносно фіксованої величини $T_{окр}$.

Докази, викладені вище, справедливі для додаткових блоків каналу корекції (блоків 16, 21, 25, 22, 27), тому що вони працюють при підключенні еталонного СВД із наперед відомим і незмінним x_0 , тобто сигнал корекції на виході цього каналу містить інформацію тільки про коливання температури навколишнього середовища $T_{окр}$. Що ж стосується каналу корекції (блоки 9, 19, 17, 24, 20, 26), то сигнал, що тут формується, містить не тільки складову, яка пропорційна зміні $T_{окр}$, але і складову, пропорційну зміні величини x у складі потрійної напівпровідникової сполуки матеріалу випромінювача 2, якщо таке має місце. Підсумовуючи, вираз (21) можна представити в такому вигляді:

$$\Delta = T_{окр} + \Delta_{кор\Delta T} + \Delta'_{кор\Delta x} - T_{окр} - \Delta_{кор\Delta T} = \Delta'_{кор\Delta x}. \quad (24)$$

Цей інформаційний сигнал згодом віднімається елементом порівняння 28 з виразу (16) або (18). Тобто ми одержуємо значення температури активної області СВД з урахуванням коливань $T_{окр}$ і без урахування зміни x світловипромінюючого приладу.

Таким чином, введення додаткових блоків корекції дозволяє усунути похибку вимірювання $T_{АО}$ (або підвищити точність вимірів), пов'язану зі зміною сполуки твердого розчину світловипромінюючої структури, що важливо при розробці нових

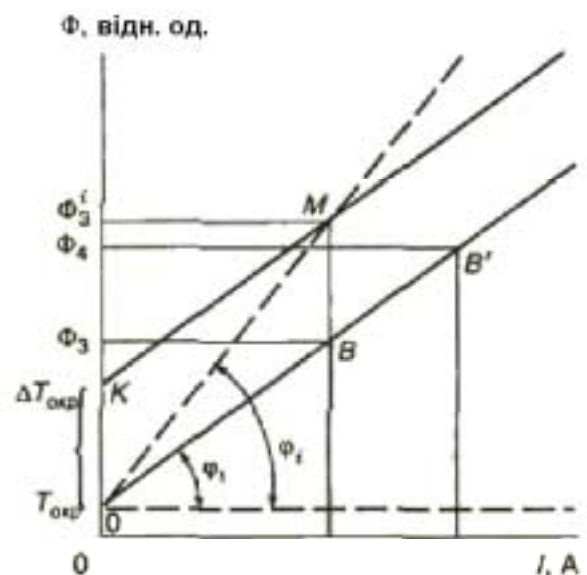


Рис. 4. Схема, що ілюструє принцип усунення похибки, пов'язаної з коливаннями температури навколишнього середовища, за допомогою введення спеціального каналу корекції (розшифровка позначень у тексті).

конструкцій приладів, які працюють при підвищених струмах.

Уведення нових вузлів, новий взаємозв'язок відомих блоків вимірювального каналу і каналу корекції, а також новий взаємозв'язок блоків усередині цих каналів прискорює процес формування сигналів, підвищує надійність і точність контролю температури активної області світловипромінюючих приладів в автоматичному режимі.

Техніка реалізації підвищення точності пристроїв зі структурною надлишковістю інформації, яка формується в додатковому каналі, досить добре розроблена в теоретичному і практичному аспектах шляхом установалення функціонального зв'язку між фізичною величиною і відповідною приладовою (схемною) величиною [24]. У залежності від вимог до точності, експресності та вірогідності вимірів T_{AO} СВД застосовуються ті чи інші пристрої. Однак необхідно підкреслити, що проблема контролю теплових параметрів СВД при імпульсних збудженнях важлива і дотепер цілком не вирішена.

Таким чином, аналіз сучасного стану вимірювання ΔT_{AO} приладів з потенціальними

бар'єрами дає можливість оцінити можливість застосування різних методів для контролю температури перегріву активної області тих чи інших напівпровідникових приладів. Відзначимо порівняно низьку точність (не нижче 40 %) відомих методів (оптичного, хімічного і електрофізичного) визначення ΔT_{AO} . Показана перспективність електролюмінесцентних методів контролю ΔT_{AO} СВД, особливо для випадків збудження імпульсним струмом. Це, по-перше, створює можливість визначення ΔT_{AO} в процесі експлуатації, чого іншими методами досягти неможливо, і, по-друге, реалізує порівняно високу (≤ 15 %) точність вимірювань. Варто звернути увагу на те, що порівняння результатів, отриманих різними методами, вимагає великої обережності з огляду на необхідність системного аналізу та врахування виникаючих похибок.

- [1] G. Gibbous. Transient Temperature Response of an Avalanche Diode // *Solid State electr.*, **13**(3), pp. 799-806 (1970).
- [2] Б. Зигель. Измерение теплового сопротивления - ключ к обеспечению нормального охлаждения полупроводниковых компонентов // *Электроника*, **51**(14), сс. 43-51 (1978).
- [3] А.А. Рабинерсон, Г.А. Ашкинази. *Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов*. Энергия, М., 295 с. (1976).
- [4] *Транзисторы: параметры, методы измерений и испытаний* / Под ред. И.Г. Бергельсона, Ю.А. Каменецкого, И.Ф. Николаевского. Сов. радио, М., 502 с. (1968).
- [5] А.с. 705390 СССР, МКИ G01R 31/26. *Способ измерения теплового сопротивления диодов Ганна* / С.И. Полисадов, А.А. Смагин, Л.Г. Шаповал и др. (1979).
- [6] А.с. 873167 СССР, МКИ G01R 31/26. *Способ контроля теплового сопротивления транзисторов* / А.Н. Пиорунский, В.Н. Горин, В.С. Дергачев (1981).
- [7] А.с. 922662 СССР, МКИ G01R 31/26. *Устройство для определения теплового сопротивления полупроводниковых приборов* / Е.В. Левина, А.И. Любельский, И.Д. Пашенцев, В.С. Смирнов (1982).
- [8] А.с. 918903 СССР, МКИ G01R 31/26. *Устройство для измерения теплового сопротивления тиристора* / Э.А. Бренцис, У.Я. Лейманис, В.Я. Узарс, В.П. Феоктистов (1982).
- [9] А.с. 1485160 СССР, МКИ G01R 31/28. *Способ измерения теплового сопротивления интегральных схем* / А.Ю. Кромин, А.Г. Мадера, Г.В. Резников (1989).
- [10] Р.Г. Мгебрян, Л.М. Нейгауз, Ю.Р. Носов. Анализ тепловых характеристик диодного оптрона в стационарном режиме // *Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы*, **8**, сс. 70-77 (1976).
- [11] Р.Г. Мгебрян, Л.М. Нейгауз, Ю.Р. Носов. Тепловая модель оптрона с усилительным фотоприемником // *Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы*, **6**, сс. 70-77 (1976).
- [12] W.B. Joyce, R.W. Dixon. Thermal Resistance of Heterostructure Lasers // *J. Appl. Phys.*, **46**(6), pp. 855-862 (1975).
- [13] О.Р. Абдуллаев, В.С. Абрамов, Л.В. Гаршенин. Тепловые свойства излучающих диодов с локализацией области излучения // *Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы*, **4**(183), сс. 74-80 (1986).
- [14] Л.С. Ловинский. Спектрально-временная зависимость мощности импульсного излучения полупроводниковых излучателей // *Измерительная техника*, **3**, сс.34-35 (1997).
- [15] Изменение характеристик излучения светодиодов при вариации внутренних факторов и параметров импульсного возбуждения / Г.А. Сукач, П.Ф. Олексенко, А.В. Бушма, В.Ю. Горонескуль // *Измерительная техника*, **12**, сс. 37-38 (1999).
- [16] В.К. Аладинский, Д.А. Барышников, В.Г. Соляр. Расчет нелинейности температурной зависимости прямого напряжения р-п-перехода // *Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы*, **4**(183), сс. 3-6 (1986).
- [17] Ю.Р. Носов, А.С. Сидоров. *Оптроны и их применение*. Радио и связь, М., 216 с. (1986).

- [18] А.с. 1389454 СССР, МКИ G01R 31/26. *Способ определения температуры излучающих p-n-переходов* / С.В. Свечников, В.П. Сушков, Г.А. Сукач и др. (1987).
- [19] А.с. 1586401 СССР, МКИ G01R 31/26. *Устройство для определения температуры активной области светоизлучающих приборов* / Г.А. Сукач, Н.И. Сыпко, В.М. Гладаревский (1990).
- [20] А.с. СССР МКИ G01R 31/26. *Устройство для определения температуры активной области светоизлучающих приборов* / А.А. Сукач, Н.И. Сыпко, В.В. Николаенко, П. Н. Свекольников (1991).
- [21] Патент 36152 Україна. МПК G01R 31/26. *Пристрій для визначення температури активної області світловипромінюючих приладів* / Г.О. Сукач, П.Ф. Олексенко, С.М. Білоусов (2001).
- [22] *Применение оптоэлектронных приборов* / С. Гейг, Д. Эванс, М. Ходапп, Х. Соренсен. Радио и связь, М., 344с. (1981).
- [23] Ф.М. Воробкало, К.Д. Глинчук, А.В. Прохорович. Температурная зависимость ширины прямой запрещенной зоны твердых растворов Ga_{1-x}Al_xAs// *ФТП*, 9(5), сс.998-1001 (1975); *ФТП*, 11(3), сс. 425-455 (1977).
- [24] Г.И. Разоренов. *Выбор масштабов при моделировании*. Сов. Радио, М., 285с. (1973).

G.A. Sukach¹, A.V. Bushma¹, Yu.M. Gavrilyuk², D.O. Olifirenko²

Determination of Overheating Temperature of Active Region in Semiconductor Emitters with Potential Barriers

¹*State University of Information and Communication Technologies*

7, Solomjanska Str., Kyiv, 03110, Ukraine

²*Institute of Economics and New Technologies*

24/37, Proletarskaya Str., Kremenchuk, 39600, Ukraine

The methods and devices for determination of overheating temperature of active region in the light-emitting diodes (LEDs) and lasers ΔT_{AO} are considered during their operation with a pulse current as power supply. The contact and indirect methods of ΔT_{AO} definition are considered: their advantages and drawbacks are analyzed. The significant attention is given to electroluminescent methods of the ΔT_{AO} control of optoelectronic devices with potential barriers during their operation. The advantages of these methods are considered in comparison with known in the reference literature.