

## ЗАСОБИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

УДК 621.382

### ІДЕНТИФІКАЦІЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ ЗАСОБАМИ НЕЛІНІЙНОЇ ЛОКАЦІЇ ЗА ДВОМА ГАРМОНІКАМИ

*Зінченко М. В., Зіньковський Ю. Ф.*

Робота нелінійного радіолокатора (НР) заснована на опроміненні об'єкта з нелінійними вольт-амперними характеристиками (ВАХ), наприклад, діода, спектрально-чистим НВЧ-сигналом, при цьому певна частина поглиненої об'єктом потужності зондуючого сигналу (ЗС) зазнає спектрального перетворення і в простір випромінюється сукупність певних рівнів основних і кратних їй гармонік, НР приймає найбільш інформативні гармоніки, тобто ті, за співвідношенням рівнів яких можливо ідентифікувати досліджуваний об'єкт. В процесі дії ЗС реальний напівпровідник навантажений на статистично невизначений набір (ансамбль) елементарних вібраторів, які мають будь-які значення довжин та розташовані у просторі довільним чином, причому цей набір є приймальною і випромінюючою антеною об'єкта. Складність системи та взаємодія вібраторів по всьому ансамблі створюють протидію провокуванню нелінійними радіолокаторами в напівпровіднику демаскуючого сигналу відгуку. Тому є потреба в підвищенні ефективності впливу ЗС на демаскуючі властивості напівпровідника.

При математичному описі процесів нелінійної радіолокації вольт-амперну характеристику напівпровідникового елемента апроксимують алгебраїчним поліномом ступеня  $k$

$$i(U) = a_0 + a_1U + a_2U^2 + a_3U^3 + \dots + a_kU^k, \quad (1)$$

де  $a_0$  - струм спокою в робочій точці,  $a_1$  - крутизна ВАХ в робочій точці ( $a_1 = dI/dU$  – відношення величини зміни струму до величини напруги, що викликає цю зміну),  $a_2$  - друга похідна за напругою,  $a_3$  - третя похідна за напругою і т.д.

Постійні  $a_0, a_1, \dots, a_k$  являють собою параметри, що варіюються (залежать від довжини інтервалу апроксимації) і значення котрих обираються таким чином, аби в інтервалі апроксимації мінімізувати похибку згідно обраного критерію близькості (допустимої величини розходження значень функцій в контрольних точках). За критерій близькості приймаємо ступінь однаковості значень апроксимуючої та фактичної функцій, тобто розглянутий поліном є інтерполюючим зі ступенем, значення якого на одиницю менше за кількість дискретних точок, в котрих вимагається виконання умови збігу. Виходячи з цього, маємо систему з  $k + 1$  лінійних рівнянь:

$$\begin{cases} a_0 + a_1 U_0 + a_2 U_0^2 + \dots + a_k U_0^k = i(U_0); \\ a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + \dots + a_k U_1^k = i(U_1); \\ \dots \\ a_0 + a_1 U_k + a_2 U_k^2 + \dots + a_k U_k^k = i(U_k). \end{cases}, \quad (2)$$

В теорії інтерполявання функцій доведено, що система (2) має єдиний розв'язок, а тому єдиним буде і вирішення задачі інтерполяції ВАХ напівпровідникового діода поліномом обраного ступеня.

Нехай, на напівпровідниковий елемент впливає гармонічний сигнал  $U = U_0 \cos(\omega t)$ , тоді згідно (1) відгук нелінійного елемента має вигляд:

$$\begin{aligned} i_{\text{відг}} = & \left( a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots \right) + \left( a_1 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots \right) \cos(\omega t) +, \\ & + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} a_3 U_0^3 \cos(3\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

Згідно (3), як правило, чим вище номер прийнятої гармоніки, тим менше її амплітуда. Рівняння (3) пояснює принцип ідентифікації об'єктів пошуку засобами нелінійної радіолокації за двома гармоніками, при цьому для напівпровідникових елементів (діодів, біполярних транзисторів) характерний більш високий рівень випромінюваного сигналу на 2-й гармоніці в порівнянні з 3-ю (приблизно на 10-40 дБ) при використанні запропонованої моделі. Слід зазначити, що майже всі сучасні НР випромінюють НВЧ поле (потужністю 100...800 мВт), яке впливає на характеристики струмопереносу в структурах на основі р-n-переходів. Наприклад, при впливі НВЧ поля високого рівня потужності істотно змінюються стаціонарні вольт-амперні характеристики діодів внаслідок появи значного термострумів гарячих носіїв заряду через р-n-перехід [1], тому виникає питання в доцільності використання в НР високих рівнів потужності ЗС, оскільки саме ВАХ діодів визначає ефективність ідентифікації напівпровідників засобами нелінійної локації за співвідношенням рівнів, прийнятих 2-ї та 3-ї гармонік сигналу відгуку.

У роботі проведені теоретичні та експериментальні дослідження ефекту виникнення негативного диференціального опору (НДО) на вольт-амперних характеристиках НВЧ діодних структур на основі кремнієвих р-n-переходів при впливі на них високого рівня НВЧ потужності.

В експериментах досліджувався вплив високого рівня НВЧ потужності на стаціонарні ВАХ НВЧ діодів типу 2А604А (потужні НВЧ діоди на основі кремнієвих р-n переходів, здатні розсіювати НВЧ потужність в 1Вт за нормальних умов протягом 3000 год., гранична частота роботи становить 5 ГГц, ефективний час життя неосновних носіїв заряду не менше 10 нс, ємність корпусу  $C_k$  0.35 пФ, індуктивність корпусу  $L_k$  на частоті 1.5 ГГц

дорівнює 0.45 нГн, напруга пробою за нормальних умов – 35 В). При дослідженні реалізовувалося паралельне включення НВЧ діода в мікросмужкову лінію передачі з хвильовим опором 59 Ом і узгодженим навантаженням, при цьому електричний вектор НВЧ поля було орієнтовано перпендикулярно площині р–п-переходу. Орієнтація вектора НВЧ поля пов'язана з електричним ефектом, який полягає в появі змінного і зміні постійного (детектуванні) струмів при наявності в поперечному напрямі ( $y$ ) постійного електричного поля ( $E_0$ ), а в повздовжньому напрямі ( $x$ ) змінного поля ( $E_x = E_1 \cos \omega t$ ). Для аналізу поперечного струму детектування врахуємо рівняння дрейфу для квазіімпульсів  $P_x$  і  $P_y$  носіїв заряду (векторних величин, аналогічних імпульсу, що характеризують стан квазічастинки в періодичних системах, наприклад кристалічній решітці)

$$\frac{dP_y}{dt} = eE_0 - \frac{P_y}{\tau_y}; \quad \frac{dP_x}{dt} = eE_1 \cos \omega t - \frac{P_x}{\tau_x};$$

де  $e$  – заряд електрона;  $t$  – час;  $\tau_x, \tau_y$  – тривалість релаксації  $P_x$  і  $P_y$  відповідно.

Звідки  $P_y = e\tau_y E_0$ ;  $P_x = e\tau_x E_1 (\cos \omega t + \omega \tau_x \sin \omega t) / (1 + \omega^2 \tau_x^2)$ , тоді з аналізу постійної складової рівняння розігріву носіїв :

$$\frac{dW}{dt} = \frac{eP_x E_x}{m_{0x}} \left( 1 - l_x \frac{W - W_0}{W_0} \right) + \frac{eP_y E_0}{m_{0y}} \left( 1 - l_y \frac{W - W_0}{W_0} \right) - \frac{W - W_0}{\tau_w},$$

де  $W$  – енергія носіїв;  $W_0 = W$  при  $E_x = E_0 = 0$ ;  $m_{0x}$  і  $m_{0y}$  – компоненти тензора ефективної маси носіїв на дні зони провідності по осям  $x$  і  $y$ ;  $l_x$  і  $l_y$  –

коефіцієнти першого члена розкладу функцій  $\frac{1}{m_{0x}} = f\left(\frac{W - W_0}{W_0}\right)$  та

$\frac{1}{m_{0y}} = f\left(\frac{W - W_0}{W_0}\right)$  в ряд Тейлора [2];  $\tau_w$  – час релаксації енергії) можливо

отримати вираз для зміни густини постійного струму

$$\begin{aligned} \Delta j_{0y} &= j_{0y} - j_{0y}|_{E_1=0} = \\ &= \frac{e^2 \tau_x E_0 E_1^2 n \left[ E_{IIY}^2 + \frac{E_0^2 (l_y - l_x)}{l_y} \right]}{2m_{0x} (1 + \omega^2 \tau_x^2) (E_{IIY}^2 + E_0^2) \left( E_{IIY}^2 + E_0^2 + \frac{E_1^2 l_x \tau_x m_{0y}}{2l_y m_{0x} \tau_y (1 + \omega^2 \tau_x^2)} \right)}; \end{aligned} \quad (4)$$

де  $n$  – концентрація носіїв заряду;  $E_{пг}^2 = \frac{m_{0y}W_0}{l_y e^2 \tau_y \tau_w}$  – квадрат напруженості

граничного поля в поперечному напрямі, котрий визначає детекторний ефект зміни густини постійного струму в поперечному напрямі при появі НВЧ поля в повздовжньому напрямі.

Сигнал з частотою 1000 МГц (частота зондування більшості НР лежить в межах 600...980 МГц) через регульований атенюатор подавався на НВЧ діод. Для зменшення впливу теплового розігріву діодної структури при прямих напругах зсуву ВАХ вимірювалися з використанням характеристографа з частотою розгортки 100 Гц. На рис. 1 наведені експериментальні ВАХ НВЧ діода для різних значень потужності вхідного сигналу  $P_0$  (криві 1–4).

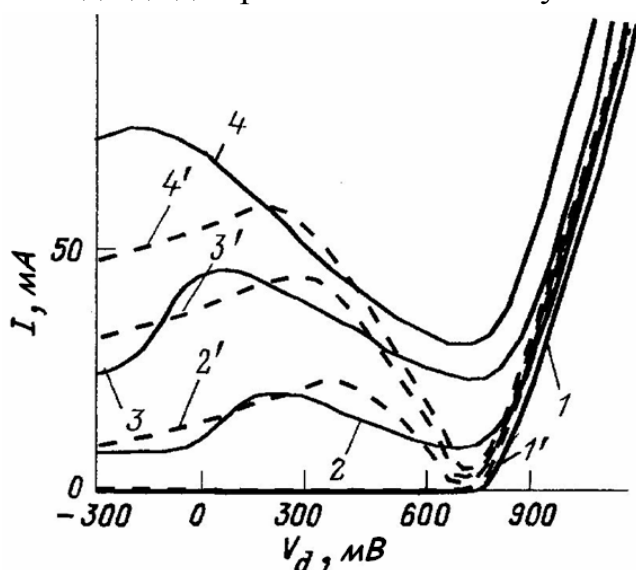


Рис. 1. Експериментальні (1–4) і теоретичні (1'–4') вольт-амперні характеристики  $I(V_d)$  НВЧ діода для різних значень потужності вхідного сигналу  $P_0$ , мВт: 1, 1' — 0; 2, 2' — 150; 3, 3' — 350; 4, 4' — 500..

ного сигналу.

При моделюванні НВЧ діода, включеного паралельно в мікросмужкову лінію передачі, використовувалася еквівалентна схема, представлена на рис. 2. Елементи еквівалентної схеми моделюють напівпровідникову структуру діода у вигляді паралельного з'єднання нелінійного опору  $R$  і ємності  $C$ . Передбачалося, що опір бази діодної структури не залежить від величини струму і значно менше нелінійного опору  $R$  області просторового заряду до напруг зсуву  $V$ , менших контактної різниці потенціалів  $V_k$ . При  $V > V_k$  величина  $R$  вважалася постійною і визначалася як  $R = \rho l / S$ , де  $\rho$ ,  $l$ ,  $S$  — питомий опір, товщина та площа поперечного перерізу діодної струк-

Згідно результатів експерименту, при нарузі на діоді  $V_d = 150$  мВт на ВАХ з'являється область НДО. Величина НДО з ростом потужності вхідного сигналу в діапазоні значень від 150 до 500 мВт збільшується. При рівні потужності вхідного сигналу 500 мВт негативний диференціальний опір на ділянці падіння ВАХ досягає значення  $-20$  Ом і в ланцюзі живлення діода виникають низькочастотні коливання з частотою  $100 \div 200$  кГц.

З експериментальних кривих на рис. 1 видно, що наведена ширина ділянки НДО прямо пропорційна потужності вхідного сигналу.

тури. Нелінійний опір  $R$  визначався як середній опір р–n-переходу по першій гармоніці НВЧ струму:

$$R = \frac{V_A}{I}, \text{ де } I = \sqrt{\left(\frac{2}{T} \int_0^T I(V) \sin \omega t dt\right)^2 + \left(\frac{2}{T} \int_0^T I(V) \cos \omega t dt\right)^2},$$

$V = V_0 + V_A \sin \omega t$ , причому  $V_0$  і  $V_A$  — величина постійної напруги і амплітуда змінної напруги на НВЧ діоді,  $I$  — струм через активний опір  $R$ ,  $T$  — період НВЧ коливань.

Ємність напівпровідникової структури ( $C$ ) визначалася сумою бар'єрної ( $C_b$ ) та дифузійної ( $C_d$ ) ємностей  $C = C_b + C_d$ .

Величини бар'єрної та дифузійної ємностей визначалися як середні по першій гармоніці НВЧ струму з використанням співвідношень

$$C_b = S \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 e n p}{2(V_k - V)(n + p)}}, \quad C_d \approx \tau \frac{dI}{dV},$$

де  $n$  і  $p$  — концентрації електронів і дірок в  $n$ - і  $p$ - областях р–n-переходу відповідно;  $\tau$  — ефективний час життя неосновних носіїв заряду, обумовлений, в структурах з короткою базою, часом дифузії носіїв через базу та швидкістю рекомбінації носіїв на контакті;  $\varepsilon$  — відносна діелектрична проникність;  $\varepsilon_0$  — діелектрична проникність вакууму.

Корпус діода моделюється елементами  $L_k$  і  $C_k$ , а мікросмужкова лінія — вхідною провідністю  $Y_0$  в площині включення діода.

При математичному моделюванні протікання струму через діод використовувався вираз, що враховує ефект розігріву вільних носіїв заряду в НВЧ полі [1],

$$I(V) = \frac{e D_n n_{p0} S}{\sqrt{D_n \tau_n}} \left\{ \exp \left[ \frac{e V_k}{n k T_0} \left( \frac{T_n - T_0}{T_n} \right) + \frac{e V}{n k T_n} \right] - 1 \right\} + \frac{e D_p p_{n0} S}{\sqrt{D_p \tau_p}} \left\{ \exp \left[ \frac{e V_k}{n k T_0} \left( \frac{T_p - T_0}{T_p} \right) + \frac{e V}{n k T_p} \right] - 1 \right\}, \quad (5)$$

де  $D_n$ ,  $D_p$ ,  $\tau_n$ ,  $\tau_p$ ,  $T_n$ ,  $T_p$  — коефіцієнти дифузії, часи життя та температури електронів і дірок відповідно,  $T_0$  — температура решітки,  $n_{p0}$  і  $p_{n0}$  — концентрації неосновних носіїв заряду в  $p$ - і  $n$ - областях р–n-переходу,  $k$  — стала Больцмана.

Оскільки в експериментах використовувався сигнал з низькочастотної частини НВЧ діапазону (1000 МГц), при розрахунках можна не враховувати ефекти, пов'язані з фактичним часом релаксації енергії та квазіімпульсу вільних носіїв заряду.

При розрахунках враховувалося, що послідовно з НВЧ діодом у ланцюзі живлення було включено постійний низькоомний опір  $R_l$ . Вольтамперна характеристика  $I(V_d)$  визначалася з рішення рівняння  $V_d = V_0 + I_c R_l$ , де  $I_c = \frac{1}{T} \int_0^T (I(V) + \Delta I) dt$ ,  $\Delta I = \Delta j_{0y} l S$ ,  $\Delta I$  — величина зміни струму за рахунок детекторного ефекту (див. (4)).

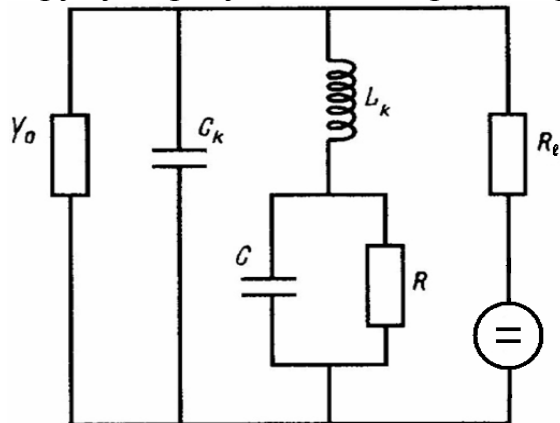


Рис. 2. Еквівалентна схема мікросмушкової лінії передачі з паралельно включеним НВЧ діодом

Амплітуда НВЧ напруги  $V_A$  розраховувалася за величиною поглиненої діодом НВЧ потужності  $P$  з співвідношення

$$P = (V_A)^2 / 2R.$$

Для обчислення величини поглиненої НВЧ потужності використовувався вираз

$$P = P_0 (1 - |N|^2 - |T|^2),$$

де  $P_0$  — падаюча на діод НВЧ потужність;  $N = -Y / (2Y + Y_0)$  — коефіцієнт відбиття НВЧ сигналу від діода;  $M = 2Y_0 / (Y + 2Y_0)$  — коефіцієнт проходження НВЧ сигналу;  $Y = j\omega C_k + [j\omega_k L_k + (j\omega C + 1/R)^{-1}]^{-1}$  — комплексна провідність діода.

Розрахунки, виконані з використанням вищенаведеної моделі, показали, що при подачі НВЧ сигналу на діод при негативних і невеликих позитивних напругах зсуву значна частина потужності поглинається.

Через р–n-перехід проходить струм, що обумовлений розігрівом носіїв заряду та ефектом випрямлення, що створює падіння напруги на послідовно включеному опорі  $R_l$ , що зміщує р–n-перехід у зворотному напрямку. Зі збільшенням прямого зсуву  $V_d$  відбувається збільшення зсуву  $V_0$  на діоді (рис. 3, крива 1) при майже постійному спаданні напруги  $V_l$  на опорі  $R_l$  (рис. 3, крива 2).

У цьому діапазоні напруг зсуву струм через діод монотонно збільшується. Його величина визначається струмом інжекції в умовах розігріву електронного газу НВЧ полем і величиною детектованого сигналу. Зазначимо, що врахування розігріву носіїв заряду призводить до зменшення додаткової складової постійного струму, обумовленої впливом НВЧ сигналу, внаслідок зменшення величини детектованого сигналу. З підвищенням ве-

личини прямого зсуву на діоді  $V_0$  внаслідок зменшення опору діода  $R$  і збільшення ємності напівпровідникової структури  $C$  спостерігається істотне збільшення відбиття (рис. 4, криві 1) і зменшення проходження (рис. 4, криві 2) і поглинання (рис. 4, криві 3) НВЧ сигналів. Це призводить до зменшення амплітуди змінної напруги на діоді (рис. 3, крива 3). Тому спостерігається зменшення детектованого сигналу і зменшення постійного струму, що протікає через р-п-перехід, при збільшенні постійного зсуву, прикладеного до діода. Таким чином, виникає область негативного диференціального опору (рис. 1, криві 2'-4'). При більших позитивних зсувах величина поглиненої потужності стає незначною, тому ВАХ діода приймає вид, який вона має під час відсутності НВЧ сигналу.

При апроксимації експериментальних даних на інтервалі від -600 до 1050 мВ для різних значень потужності вхідного сигналу використали алгебраїчний поліном ступеня  $k = 11$ . З рис. 1 видно, що отримані функції інтерполювання наближені до теоретичних, причому відхилення експериментальних даних від теоретичних зростає зі збільшенням потужності вхідного сигналу (величина абсолютної похибки прямо пропорційна  $P_0$ ). Погіршення точності може бути пов'язане з використанням спрощеного виразу (4), що враховував ефект розігріву вільних носіїв заряду в НВЧ полі.

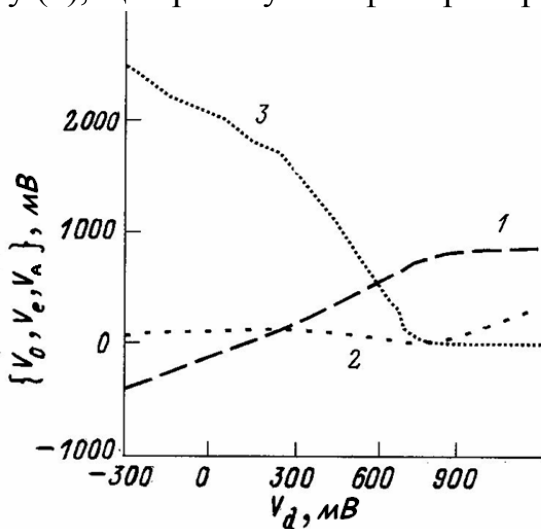


Рис. 3. Залежності величин постійної напруги зсуву  $V_0$  (1) і  $V_1$  (2) на р-п переході та послідовному опорі відповідно, а також амплітуда змінної напруги  $V_A$  (3) на НВЧ діоді від прикладеної напруги  $V_d$ .

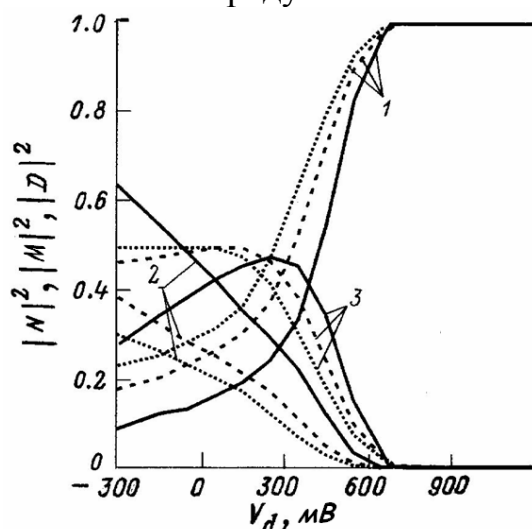


Рис. 4. Залежності квадратів модулів коефіцієнтів відбиття  $N$  (1), проходження  $M$  (2) і поглинання  $D$  (3) від величини постійного зсуву  $V_d$  для значень падаючої НВЧ потужності  $P_0 = 100$  (суцільні лінії), 300 (штрихові), 500 мВт (крапкові).

Слід звернути увагу на те, що критичні точки максимуму і мінімуму в N-подібних ВАХ мають певні закономірності. Максимум N- подібної ВАХ зі збільшенням  $P_0$  зміщується вліво, а мінімум залишається в вузькому ін-

тервалі значень напруги на діоді (від 740 до 760 мВ), тобто збільшення ширини ділянки НДО відбувається за рахунок зміщення максимуму.

Залежність абсолютного значення крутизни на ділянці з НДО від потужності вхідного сигналу для даного напівпровідникового елемента представлена на рис. 5.

При апроксимації експериментальних даних залежності  $|S(P_0)|$  використаний алгебраїчний поліном виду  $y = ax^3 + bx^2 + cx + d$ , для якого  $y = |S(P_0)|, A/B$ ,  $x = P_0, Вт$ ,  $a = 14.3822, A^{-2}B^{-4}$ ,  $b = -11.9411, AB^{-3}$ ,  $c = 3.8133, B^{-2}$  і  $d = 0.028, A/B$ , при цьому середньоквадратична похибка становить 2%.

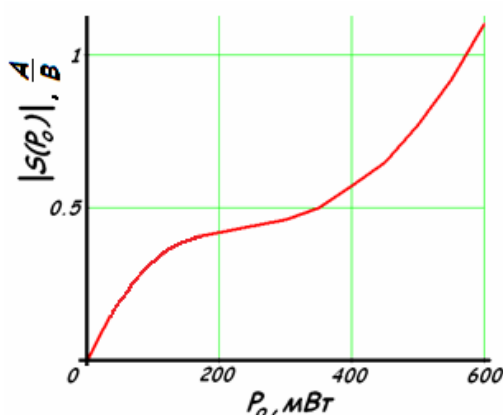


Рис. 5. Залежність абсолютного значення крутизни від потужності вхідного сигналу

Згідно рис. 5, можна виділити три області: перша – область рівномірного розігріву носіїв ( $P_0$  від 0 до 200 мВт), для неї характерне збільшення абсолютного значення крутизни за параболічним законом, значущим є ефект детектування, вплив якого на залежність  $|S(P_0)|$  зі збільшенням  $P_0$  зменшується; друга область – перехідна ( $P_0$  від 200 до 300 мВт), на ній абсолютне значення крутизни майже не змінюється, одночасно діють обидва ефекти – детектування і розігріву носіїв;

третя – область інтенсивного розігріву носіїв заряду ( $P_0$  від 300 мВт), для неї характерне збільшення абсолютного значення крутизни за експоненціальним законом, при цьому суттєвий вплив вносить ефект розігріву носіїв, при чому зі збільшенням  $P_0$  вплив ефекту детектування на залежність  $|S(P_0)|$  зменшується.

Нехай, напруга на діоді змінюється як  $\tilde{U}(t, U_s) = U_0 + U_s \cos(\omega t)$ , де  $U_0$  – напруга зміщення ( $U_0 = 0.5$  В), тоді функція відгуку матиме вид

$$I_{відг}(t, U_s) = Fx(\tilde{U}(t, U_s)),$$

де  $Fx$  – функція інтерполювання вольт-амперної характеристики НВЧ діода.

Оскільки напруга на діоді змінюється за косинусоїдальним законом, то для розрахунку рівнів гармонік використаємо спектральне перетворення Фур'є для косинусних компонент



$$Ax(n_G, U_S) = \frac{1}{T} \int_{-T}^T Fx(z, U_S) \cos\left(\frac{n_G \pi z}{T}\right) dz,$$

де  $Ax(n_G, U_S)$  – залежність рівня  $n_G$ -ї гармоніки від амплітуди змінної напруги на НВЧ діоді,  $T = 10^{-9}$  с. Особливістю даного розкладу на гармоніки є те, що рівні всіх непарних гармонік дорівнюють нулю. На рис. 6 представлені залежності рівнів основних гармонік сигналу відгуку від амплітуди змінної напруги  $U_S$ .

Зазначимо, що при відсутності потужного НВЧ сигналу для отримання необхідного рівня другої гармоніки, що буде прийнятою НР, потрібно створити відносно велике значення амплітуди змінної напруги на діоді, наприклад, при напрузі зміщення в 0.5 В величина  $U_S$  повинна перевищувати 0.35 В. У випадку опромінення НВЧ полем (рис. 5 а, б) друга гармоніка при заданих значеннях  $U_S$  зсунута по фазі на  $180^\circ$ , що в свою чергу пов'язано з від'ємною крутизною ділянки з НДО. Згідно рис. 6 а, б зі збільшенням потужності вхідного сигналу  $P_0$  мінімальне значення величини  $U_S$  для створення необхідного рівня другої гармоніки зменшується і не перевищує 0.1 В, а це в свою чергу підвищує вірогідність знаходження та ідентифікації напівпровідника засобами нелінійної локації за співвідношенням рівнів, прийнятих 2-ї та 3-ї гармонік сигналу відгуку нелінійного елемента.

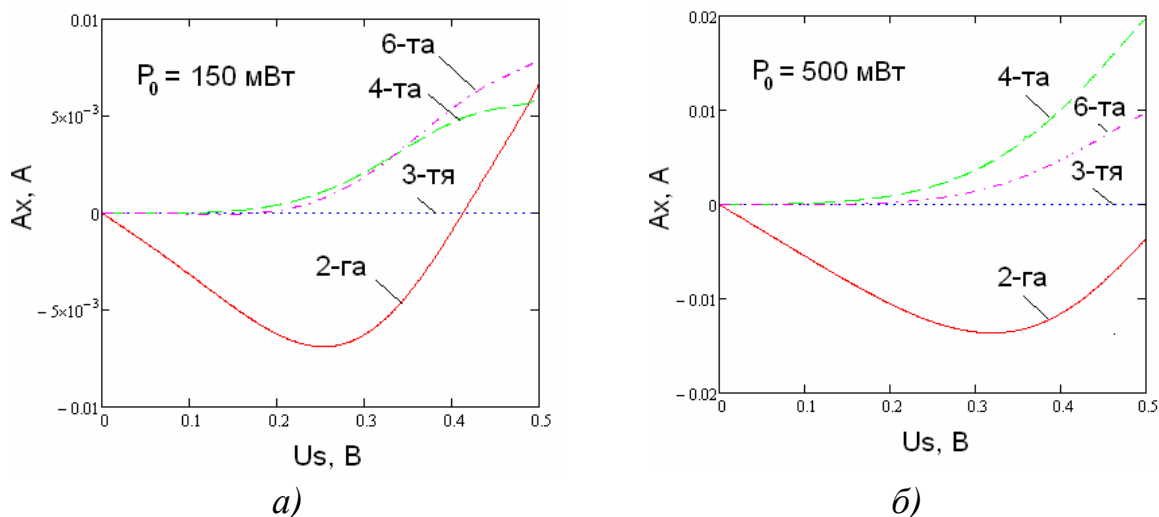


Рис. 6. Залежність рівнів основних гармонік сигналу відгуку від амплітуди змінної напруги  $U_S$  в функції, що інтерполує ВАХ діода при потужності вхідного сигналу  $P_0$ , мВт: а) 150; б) 500.

Майже всі сучасні нелінійні радіолокатори випромінюють НВЧ поле, величина якого досягає 100...800 мВт і впливає на характеристики струмопереносу в структурах на основі р–п-переходів. Теоретичне пояснення експериментально виявленого ефекту виникнення негативного диференці-

ального опору на ВАХ діодних структур при впливі на них високого рівня НВЧ потужності можливо при врахуванні розігріву носіїв заряду і детекторного ефекту. Отримані результати доводять доцільність використання в нелінійних радіолокаторах високих рівнів потужності зондуючого сигналу, оскільки зі збільшенням потужності НВЧ сигналу мінімізується значення величини амплітуди змінної напруги на діоді, здатної спричинити випромінювання демаскуючого сигналу, що в свою чергу підвищить вірогідність знаходження та ідентифікації напівпровідника засобами нелінійної локації за співвідношенням рівнів, прийнятих 2-ї та 3-ї гармонік сигналу відгуку нелінійного елемента.

### Література

1. Усанов Д. А., Скрипаль А. В. Физика работы полупроводниковых приборов в схемах СВЧ. – Саратов: Изд-во Сарат. Ун-та, 1999. – 376с.
2. Малышев В. А. Бортовые активные устройства СВЧ. – Л.: Судостроение, 1990. – 264с.

*Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф. Ідентифікація напівпровідників засобами нелінійної локації за двома гармоніками* Приведене теоретичне пояснення експериментально виявленого ефекту виникнення негативного диференціального опору на ВАХ діодних структур при впливі на них відносно високого рівня НВЧ потужності зондуючого сигналу нелінійного радіолокатора.

**Ключові слова:** нелінійний локатор, гармоніка, вольт-амперна характеристика

*Зінченко М. В., Зиньковский Ю. Ф. Идентификация полупроводников средствами нелинейной локации по двум гармоникам* В работе приведено теоретическое объяснение экспериментально выявленного эффекта возникновения отрицательного дифференциального сопротивления на ВАХ диодных структур при влиянии на них относительно высокого уровня СВЧ мощности зондирующего сигнала нелинейного радиолокатора.

**Ключевые слова:** нелинейный локатор, гармоника, вольт-амперная характеристика

*Zinchenko M.V. Zinnkovsky Yu.F. Identification of a semiconductor by facility of the nonlinear location on two harmonicas* In article is brought theoretical explanation of a experimentally received effect of the occurrence the negative differential resistance on the volt-ampere characteristic of a diode structures at influence upon them comparatively high level microwave power of a probed signal of a nonlinear radar.

**Key words:** nonlinear radar, harmonic, volt-ampere characteristic