

О.П. Яненко, к.т.н., доц.

Науково-дослідний центр квантової медицини "Відгук" МОЗ України

ОСОБЛИВОСТІ КВАДРАТИЧНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ
НИЗЬКОІНТЕНСИВНИХ СИГНАЛІВ ММ-ДІАПАЗОНУ

Розглянуто особливості квадратичного перетворення низькоінтенсивних сигналів міліметрового діапазону. Проведено теоретичні та експериментальні дослідження квадратичних перетворювачів різних типів, що дозволило оптимізувати їхні схеми та елементні рішення.

Вимірювання параметрів низькоінтенсивних сигналів мм-діапазону надзвичайно високих частот (НЗВЧ) виконується за допомогою високочутливих радіометричних систем компенсаційного, кореляційного або комутаційного типу [5]. При цьому можуть використовуватись радіометричні приймачі як з перетворенням (супергетеродинні), так і без перетворення (детекторні) частоти вхідних сигналів.

Оцінка потужності сигналів діапазону надзвичайно високих частот пов'язана з необхідністю виділення квадрата напруги вхідних сигналів, наприклад, на одиничному (Z) комплексному опорі навантаження вимірювального приладу

$$P_c = \bar{U}^2.$$

Квадратичне перетворення широко використовується в радіотехніці, радіоелектроніці та вимірювальній техніці, зазвичай у діапазонах надвисоких і надзвичайно високих частот. Реалізація квадратичного перетворення найчастіше виконується за допомогою відомих методів та схем [1]:

– болометричного, заснованого на вимірюванні опору резистивного термочутливого елемента (болометра або термістора), який змінюється під дією НВЧ-енергії. Болометричний метод забезпечує можливість вимірювання малих потужностей до 10^{-6} Вт;

– електронного, заснованого на використанні квадратичної ділянки вольтамперної характеристики n/p діодів, датчиків Холла та інших електронних елементів, що забезпечує чутливість на рівні $10^{-6} \dots 10^{-7}$ Вт;

– термоелектричного, що використовує перетворення НВЧ-потужності в теплову, а потім – у вихідну напругу термопари (\bar{U}^2), причому чутливість методу становить десятки, сотні нановат ($10^{-7} \dots 10^{-8}$ Вт).

Вимірювальні радіометричні системи, що використовуються у фізиці, біології та медицині, повинні забезпечувати оцінку потужності на 5–6 порядків меншу від тієї, що вимірюється відомими методами [7]. Така чутливість забезпечується, насамперед:

– використанням комутаційно-модуляційного перетворення, причому модулятор вмикається на вході системи, а демодулятор (синхронний детектор) – на її виході [4];

– використанням гетеродинамичного перетворення та перенесенням енергетичних співвідношень з високої вхідної на нижчу проміжну частоту [3];

– застосуванням спеціальних структурних методів побудови радіометричних систем, наприклад, введенням додатного зворотного зв'язку [6].

Можливе застосування квадратичного детектора на вході радіометричної системи (детекторний радіометр) (рис. 1).

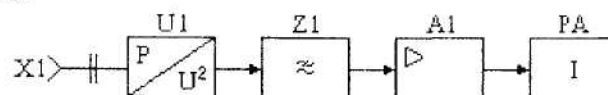


Рис. 1

Характеристику квадратичного детектора можна представити поліномом другого степеня:

$$i = a + bu + cu^2. \quad (1)$$

Якщо на вхід вимірювального приймача (рис. 1) надходить монохроматичний сигнал вигляду

$$u(t) = U \cos \omega t, \tag{2}$$

то на виході квадратичного детектора (рис. 1), з урахуванням (1), отримаємо:

$$i = a + bU \cos \omega t + cU^2 \cos^2 \omega t. \tag{3}$$

Виконуючи перетворення та враховуючи, що $\cos^2 \alpha = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\alpha)$, маємо сформовану на виході квадратичного детектора напругу, яку можна записати у вигляді:

$$u(t) = a + \frac{cU^2}{2} + bU \cos \omega t + U^2 \cos 2\omega t. \tag{4}$$

Постійна складова рівняння (4) $\left(a_0 + \frac{cU^2}{2}\right)$, що пропорційна потужності вхідного сигналу, подається через фільтр Z1 та підсилювач А1 на індикатор, а змінні складові вихідного струму затримуються фільтром.

Розглянута схема забезпечує меншу чутливість, порівняно з радіометрами супергетеродинного типу, однак вона має і позитивні характеристики: проста та дешева у використанні при значних (одиниці мВт–сотні мкВт) рівнях потужності вхідних сигналів. Радіометричні модуляційно-комутаційні системи супергетеродинного типу передбачають перетворення та перенесення енергетичних співвідношень вхідних сигналів на низьку проміжну частоту. Чутливість таких систем обмежується шумовими характеристиками вхідних вузлів приймача і може становити $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-14}$ Вт [7].

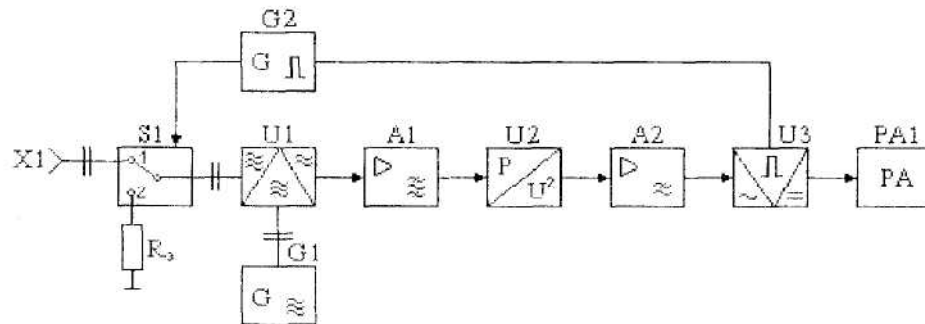


Рис. 2

Вхідний комутатор S1 періодично перемикається з положення 1 у положення 2 за допомогою прямокутної напруги (типу “меандр”). Аналітичний вигляд комутуючої функції можна записати у вигляді [4]:

$$F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}; \tag{5}$$

$$F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}, \tag{6}$$

а властивості – такими рівняннями:

$$F_1(t) + F_2(t) = 1; \quad F_1(t) \cdot F_2(t) = 0;$$

$$[F_1(t)]^2 = F_2(t); \quad [F_2(t)]^2 = F_1(t).$$

У перший напівперіод комутуючої частоти $[F_1(t)]$ на вхід перетворювача U2 з виходу підсилювача проміжної частоти з урахуванням смуги пропускання підсилювача А1 подається відносно вузькосмугове коливання випадкового (шумового) сигналу:

$$u_1(t) = U_1(t) \cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)], \tag{7}$$

де: $U(t)$ – повільна обвідна коливання $u(t)$; $\varphi(t)$ – фаза коливання; ω_1 – середня частота вузькосмугового процесу (смуги пропускання УПЧ А1).

У другий напівперіод підключається еквівалентний опір та випадковий шумовий сигнал:

$$u_2(t) = U_2(t) \cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)], \tag{8}$$

який визначається рівнем власних шумів радіометричної системи.

Вхідна напруга КД за період комутації становитиме:

$$u_3(t) = U_1(t)F_1 + U_2(t)F_2,$$

а вихідна напруга, з урахуванням властивостей комутуючої функції, буде такою:

$$\begin{aligned} u_{U_2}(t) &= a + bu_1(t) \cdot F_1 + bu_2(t)F_2 + cu_1^2(t)[F_1(t)]^2 + cu_2^2(t)[F_2(t)]^2 = \\ &= a + \frac{1}{2} bU_1(t)\cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)] + \frac{2}{\pi} bU_1(t)\cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{1}{2} bU_2(t)\cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] - \frac{2}{\pi} bU_2(t)\cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{c}{2} U_1^2(t)\cos^2[\omega_1 t + \varphi_1(t)] + \frac{2}{\pi} cU_1^2(t)\cos^2[\omega_1 t + \varphi_1(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{1}{2} cU_2^2(t)\cos^2[\omega_2 t + \varphi_2(t)] - \frac{2}{\pi} cU_2^2(t)\cos^2[\omega_2 t + \varphi_2(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}. \end{aligned} \quad (9)$$

Проводячи перетворення, з урахуванням, що $\cos^2 \alpha = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\alpha)$, отримуємо:

$$\begin{aligned} u_{U_2}(t) &= a + \frac{1}{2} bU_1(t)\cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)] + \frac{2}{\pi} bU_1(t)\cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{1}{2} bU_2(t)\cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] - \frac{2}{\pi} bU_2(t)\cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{c}{4} U_1^2(t) + \frac{c}{4} U_1^2(t)\cos 2[\omega_1 t + \varphi_1(t)] + \frac{c}{\pi} U_1^2(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{c}{\pi} U_1^2(t)\cos 2[\omega_1 t + \varphi_1(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\ &+ \frac{c}{4} U_2^2(t) + \frac{c}{4} U_2^2(t)\cos 2[\omega_2 t + \varphi_2(t)] - \frac{c}{\pi} U_2^2(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} - \\ &- \frac{c}{\pi} U_2^2(t)\cos 2[\omega_2 t + \varphi_2(t)] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}. \end{aligned}$$

Зважаючи на те, що фільтр А2 на виході квадратичного детектора U2 не пропускає постійну складову та високочастотні складові рівняння (9), а тільки виділяє напругу низької частоти комутації, можна записати:

$$\begin{aligned} u_{A2}(t) &= a + \frac{cU_1^2(t)}{4} + \frac{cU_1^2(t)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \frac{cU_2^2(t)}{4} - \frac{cU_2^2(t)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} = \\ &= a + \frac{cU_1^2(t)}{4} + \frac{cU_2^2(t)}{4} + \left(\frac{cU_1^2(t)}{\pi} - \frac{cU_2^2(t)}{\pi} \right) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} = \\ &= \frac{c}{\pi} [U_1^2(t) - U_2^2(t)] \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}. \end{aligned} \quad (10)$$

Таким чином, на виході квадратичного детектора за період комутації виділяється різниця квадратів напруг шумового сигналу та власних шумів радіометричної системи. Виділена складова пропорційна потужності вхідного сигналу.

Квадратичне перетворення (детектування) у розроблених варіантах вимірювальних систем проводиться на відносно низькій (десятки-сотні МГц) проміжній частоті, що забезпечує можливість доброго узгодження детектора з хвильовим опором лінії передачі. Використання напівпровідникових діодів ефективно за малих рівнів вхідної напруги, до ~50 мВ. Рівень вхідної напруги квадратичного детектора забезпечується коефіцієнтом підсилення підсилювача проміжної частоти, що сягає 60–80 дБ [6].

Для визначення оптимального варіанта квадратичного детектора були досліджені декілька схем подібних перетворювачів:

- на ширококутових детекторних (точково-контактних) НВЧ-діодах;
- на обернених тунельних діодах з квадратичною ділянкою зворотної гілки вольтамперної характеристики;
- на діодах Шотки (ДБШ) зі зміщенням та без зміщення робочої точки.

Аналіз та експериментальна перевірка показали перспективність схем квадратичних перетворювачів на обернених тунельних діодах типу ГИ401, ГИ403, ГИ404, а також детекторних діодів з бар'єром Шотки та зі зміщенням робочої точки.

Квадратичні детектори на звичайних точково-контактних НВЧ-діодах (германієвих, кремнієвих) та на ДБШ без зміщення мають низьку чутливість, що обмежує їх застосування у радіометричних системах низькоінтенсивних сигналів.

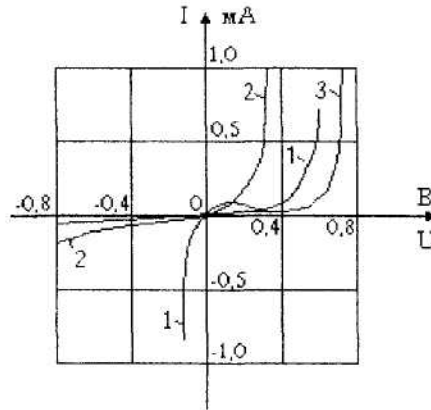


Рис. 3. Вольтамперна характеристика: 1 – оберненого тунельного діода; 2 – точково-контактного діода; 3 – діода з бар'єром Шотки

Квадратичний перетворювач на тунельних діодах типу ГИ401А забезпечує роботу на зворотній гілці вольтамперної характеристики у межах від 0 до 0,1 В при частоті сигналу від 100 до 200 МГц, причому діод працює без постійного зміщення та забезпечує велике значення відношення сигнал/шум.

Висока крутість вольтамперної характеристики оберненого тунельного діода забезпечує високу чутливість до малих сигналів, однак подібна форма робочої частини зменшує динамічний діапазон на вході квадратичного детектора.

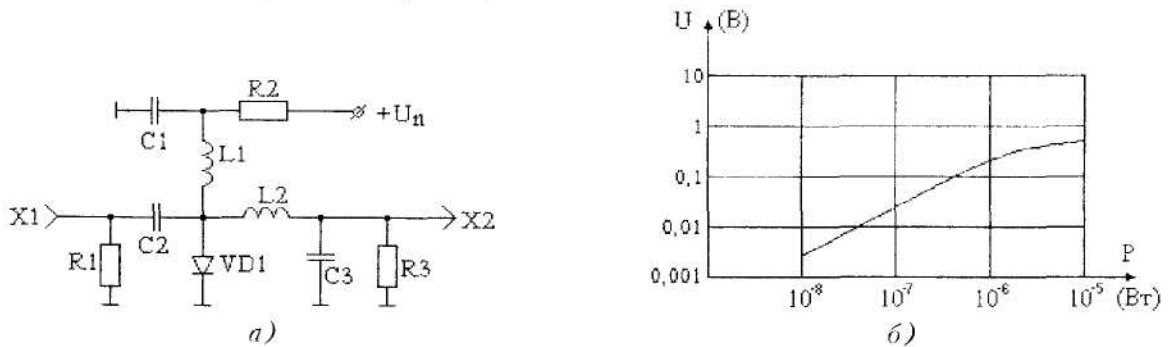


Рис. 4

На рис. 4,а показана схема квадратичного детектора з використанням одного діода Шотки та зміщенням робочої точки. Подібний квадратичний детектор має значний динамічний діапазон, однак не забезпечує достатнього співвідношення сигнал/шум та погодження з вхідною та вихідною (50 Ом) лініями зв'язку.

Діод Шотки типу УАА101Б (рис. 5) добре узгоджується з вхідною (50 Ом) лінією, має прийнятне співвідношення сигнал/шум, високу чутливість та динамічний діапазон.

Струм через діод Шотки визначається з виразу [2]:

$$I = i_0 [\exp(\alpha U) - 1],$$

де: i_0 , α – параметри діода;

U – напруга, прикладена до діода $U = U_0 + U_m(t)$;

U_0 – напруга постійного зміщення (причому $U_0 = i_c R1$, а $i_c = U_{жив} / (R1 + R2)$);

$U_m(t)$ – напруга шумового сигналу, що досліджується.

Для малого сигналу вольтамперна характеристика діода Шотки апроксимується рядом:

$$i = aU + bU^2 + \dots \tag{11}$$

Здійснївши перетворення аналогічно (9) і (10) та обмежуючись найбільш вагомими членами ряду (11), можна записати:

$$i = \frac{b}{2} \cdot \frac{U^2}{1 + aR_H} \approx KU^2,$$

де: $K = \frac{1}{2} \cdot \frac{b}{1 + aR_H}$, R_H – опір навантаження діода,

а $P \approx \frac{a}{2} U^2 / R_H$.

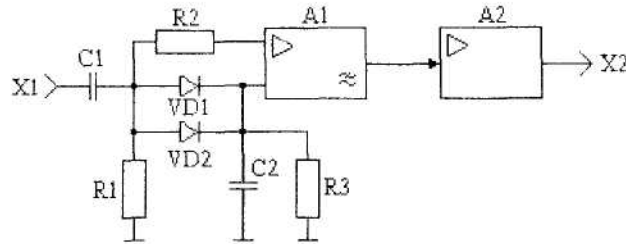


Рис. 5. Спрощена структурна схема квадратичного перетворювача на діодах Шоттки типу УАА101Б та зміщення робочої точки: R1, R2 – ланцюг зміщення; A1 – вибірковий підсилювач; A2 – узгоджений підсилювач; X1, X2 – відповідно вхід та вихід квадратичного перетворювача; C2, R3 – елементи фільтра

Струм зміщення ДБШ вибирається у межах 0,2...10 мкА, що забезпечує високу чутливість, але, водночас, погіршує шумові характеристики квадратичного перетворювача.

Для розширення динамічного діапазону та забезпечення узгодження ДБШ з вхідною лінією використовують паралельне увімкнення діодів.

Прохідна характеристика розробленого квадратичного перетворювача наведена на рис. 6.

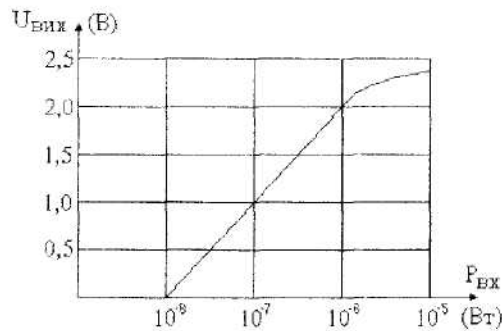


Рис. 6

Діапазон робочих частот розробленого пристрою становив 100–300 МГц, чутливість за входом – 5–10 мкВт, лінійність квадратичної характеристики – на рівні 25 дБ.

Висновки. Квадратичне перетворення низькоінтенсивних сигналів має свої особливості, що проявляються в необхідності:

- забезпечення граничної чутливості системи перетворення та вимірювання (10^{-12} ... 10^{-14} Вт);
- формування на граничних рівнях чутливості прийнятнього співвідношення сигнал/шум ($c/\text{ш} > 1$);
- забезпечення в зазначених умовах динамічного діапазону квадратичного перетворення (25–30 дБ).

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження квадратичних перетворювачів різних типів дозволили оптимізувати схемні та елементні рішення, пайпринятні для радіометричних систем підвищеної чутливості, з урахуванням зазначених особливостей.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Билько М.И., Томашевский А.К. Измерение мощности на СВЧ. – М.: “Радио и связь”, 1986. – 168 с.
2. Ефремов Ю.Г. и др. Проектирование интегральных схем СВЧ. – К.: Техника, 1990. – 159 с.
3. Ситько С.П., Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины. – К.: “ФАДА, ЛТД”, 1999. – 199 с.
4. Скрипник Ю.А. Модуляционные измерения параметров сигналов и цепей. – М.: Сов. радио, 1975. – С. 319.
5. Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Проблемы измерения низкоинтенсивного излучения миллиметрового диапазона // Фізика живого, 1998. – Т. 6. – № 1. – С. 108–112.
6. Скрипник Ю.О., Перегудов С.Н., Яненко О.П. Радіометрична система для дослідження випромінювання біологічних об'єктів // Фізика живого, 1998. – Т. 6. – № 1. – С. 19–22.
7. Яненко А.Ф. Микроволновая радиометрия – инструментальная основа физики живого и квантовой медицины // Фізика живого.

ЯНЕНКО Олександр Пилипович – кандидат технічних наук, доцент, заступник директора з наукової роботи НДЦ квантової медицини “Відгук” МОЗ України.

Наукові інтереси:

- вимірювання низькоінтенсивних сигналів;
- метрологія медичної апаратури;
- радіометрія.

Подано 27.12.1999.