

ВІСНИК

ВІННИЦЬКОГО
ПОЛІТЕХНІЧНОГО
ІНСТИТУТУ

1 2003

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ
ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ВІСНИК ВІННИЦЬКОГО ПОЛІТЕХНІЧНОГО
ІНСТИТУТУ
НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

Заснований у грудні 1993 року

Виходить 6 раз на рік

1 (46) — 2003

ЗМІСТ

БУДІВНИЦТВО

- Моргун А. С. Визначення несучої спроможності палі та напружено-деформованого стану системи «паля-основа» за МГЕ..... 5
- Сердюк В. Р., Христич О. В. Сингулярні ефекти в радіаційно-захисних властивостях бетелу-М 8

ЕКОНОМІКА, МЕНЕДЖМЕНТ ТА ЕКОЛОГІЯ

- Мороз О. В., Штефан Л. Б. Методологічні підходи до визначення ефективності сільськогосподарського виробництва..... 13
- Мороз О. В., Пашенко О. В. Філософія і методологія наукових пошуків створення ефективної моделі брендингу на регіональних ринках України 17

ЕНЕРГЕТИКА ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

- Чепурний М. М., Ткаченко С. Й., Степанова Н. Д. Дотичні напруги в двофазних турбулентних кільцевих потоках 23
- Розводюк М. П. Математичні моделі для визначення резервів запасних частин основних функціональних систем трамвая..... 25
- Бурбело М. Й., Бабенко О. В. Вимірювання параметрів триелементних електричних двополюсників в умовах несинусоїдності 28
- Черемисін М. М., Романченко В. І. Ефективність пошуку оптимальних рішень для повітряних ліній України..... 32
- Лежнюк П. Д., Гайдамака В. М. Натурно-імітаційне моделювання з використанням критеріального методу в оптимальному керуванні електроенергетичними системами 37
- Карпов Ю. О., Кулик В. В., Бурикін О. Б. Вплив неоднорідності електроенергетичної системи на процес розрахунку її усталених режимів 43

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА КОМП'ЮТЕРНА ТЕХНІКА

- Мартинюк Т. Б., Хом'юк В. В., Емін С. А., Расенко Р. А. Імітаційне моделювання паралельного сортування випадково розподілених даних 48
- Марценюк В. П. Пристрій каналного кодування в кодах Каутса-Фібоначчі 53
- Азаров О. Д., Черняк О. І. Метод виділення цілої і дробової частин чисел у кодах золотой пропорції 55

Кожем'яко В. П., Павлов С. В., Хані Аль-Зубі. методи та засоби ідентифікації біомедичної інформації на основі КVP-перетворень	58
---	----

МАШИНОБУДУВАННЯ

Бабак М. В., Огородніков В. А., Побережний М. І. Залежність використаного ресурсу пластичності металу під час холодного штампування заготовок клеми переривача-розподільника від геометрії інструмента	64
--	----

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

Філіпов М. А., Гаврілов Д. В. Вимірювання мінімально-досяжного дійсного імітансу потенційно-нестійкого чотириполосника	68
Рудик А. В., Павлов С. М. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високодобротних резонансних контурів	72
Волниць В. І. Рекурентні методи обчислення модифікованих дискретних перетворень Фур'є та Хартлі.....	77
Осадчук В. С., Осадчук О. В., Крилик Л. В. Математична модель вологочутливого елемента на основі МДН-конденсатора	81

ФУНДАМЕНТАЛЬНІ НАУКИ

Данклов В. Я., Акбаров Д. Е., Хандріга П. О. Необхідні умови оптимальності для визначення місцеположення меж процесу розповсюдження забруднювальної домішки в атмосфері	85
---	----

ЮВІЛЕЇ І ЮВІЛЯРИ

Ректору ВДТУ, головному редактору наукового журналу «Вісник Вінницького політехнічного інституту», професору Борису Івановичу Мокіну – 60 років.....	95
--	----

РЕФЕРАТИ	97
----------------	----

Видається за рекомендацією Ученої ради
Вінницького державного технічного університету,
протокол № 6 від 30.01.03 р.

Редактор *В. Т. Голубова*

Комп'ютерна верстка *Г. М. Багдасар'ян, Т. С. Криклива, О. О. Кушнір*

Верстка та оригінал-макет виготовлені в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
21021, Вінниця, вул. Хмельницьке шосе, 95. Тел.: (0432) 44-05-32.

Підписано до друку 28.02.03. Формат 29,7 x 42 1/2. Папір офсетний. Гарнітура Peterburg. Друк різографічний.

Умовн. друк. арк. 12,24. Облік.-вид. арк. 13,36. Тираж 365 прим. Зам. № 2003-053.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі Вінницького державного технічного університету.
21021, Вінниця, вул. Хмельницьке шосе, 95. Тел. 44-01-59.

Свідоцтво про реєстрацію періодичного друкованого
видання — КП № 290 від 15.12.93 р.

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.317

М. А. Філінюк, д.т.н., проф.; Д. В. Гаврілов, асп.

ВИМІРЮВАННЯ МІНІМАЛЬНО-ДОСЯЖНОГО ДІЙСНОГО ІМІТАНСУ ПОТЕНЦІЙНО-НЕСТІЙКОГО ЧОТИРИПОЛЮСНИКА

Потенційна нестійкість чотириполосника є від'ємним фактором під час розробки більшості електронних схем. Однак є цілий клас електронних схем (активних НВЧ фільтрів, резонансних підсилювачів, транзисторних керувальних елементів), які використовують такі чотириполосники. При їх розрахунку найважливішим параметром є значення мінімально-досяжного дійсного імпедансу, яку можливо реалізувати на його клеммах. Вона може бути визначена, згідно результатів вимірювання імпедансних W -параметрів чотириполосника [1]

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}} = \operatorname{Re} W_{22} - \frac{|W_{12}W_{21}| + \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{2 \operatorname{Re} W_{11}}, \quad (1)$$

де W_{11} , W_{22} , W_{12} , W_{21} — імпедансні W -параметри, де під W -параметрами розуміється будь-яка з чотирьох систем y -, z -, h -, g -параметрів.

Недоліком такого способу є його низька точність, яка пов'язана з великою похибкою вимірювання W -параметрів чотириполосника у діапазоні ВЧ. Наприклад, під час вимірювання параметрів транзисторів на частоті 60 МГц похибка вимірювання $\operatorname{Re} W_{11}$ складає приблизно 20 %, а $\operatorname{Im} W_{11}$ — дорівнює 50% і зі збільшенням частоти росте [2]. На низьких частотах під час вимірювання W -параметрів таких чотириполосників також виникають великі похибки, які пов'язані з неконтрольованим самозбудженням вимірювальної установки, внаслідок потенційної нестійкості чотириполосника, який вимірюється. У зв'язку з цим виникла задача розроблення нового способу вимірювання $\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}}$, який забезпечував би підвищення точності та розширення частотного діапазону вимірювань.

Суть винаходу полягає в визначенні шуканої величини $\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}}$ за результатами вимірювання потужності сигналу генератора, що пройшов через досліджуваний чотириполосник на вході якого ввімкнено навантажувальні резистори з відомим дійсним імпедансом.

Відомо [3], що чисельно запас стійкості чотириполосника можливо оцінити його внутрішнім інваріантним коефіцієнтом стійкості

$$K_{C.B} = \frac{\operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{|W_{12}W_{21}|}. \quad (2)$$

У випадку, коли $K_{C.B} < 1$, чотириполосник є потенційно-нестійким і на його входних чи вихідних клеммах з визначеними імпедансами навантаження W_H чи генератора W_G , відповідно, може бути реалізований від'ємний опір (провідність). Підставивши (2) в (1) знаходимо значення цього імпедансу

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}} = \frac{|W_{12}W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{11}} (K_{C.B} - 1). \quad (3)$$

У випадку, якщо на виході чотириполосника $W_H = 0$, а на вході послідовно вмикаються імпеданси W_1 та W_2 , інваріантний коефіцієнт стійкості такого навантаженого чотириполосника буде дорівнювати [1]

$$K_{C1} = \frac{\operatorname{Re}(W_{11} + W_1) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}; \quad (4)$$

$$K_{C2} = \frac{\operatorname{Re}(W_{11} + W_2) \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (5)$$

Вибираючи достатньо великі значення $\operatorname{Re} W_1$ і $\operatorname{Re} W_2$, завжди можна забезпечити потенційну стійкість чотириполосника, тобто $K_{C1} > 1$ і $K_{C2} > 1$.

Розв'язуючи (2, 4, 5), знаходимо

$$K_{C.з} = \frac{K_{C2} \operatorname{Re} W_1 - K_{C1} \operatorname{Re} W_2}{\operatorname{Re}(W_1 - W_2)}; \quad (6)$$

$$\frac{|W_{12} W_{21}|}{2 \operatorname{Re} W_{11}} = \frac{\operatorname{Re}(W_1 - W_2)}{K_{C1} - K_{C2}}. \quad (7)$$

Підставляючи (6) та (7) в (3), отримуємо:

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}} = \frac{\operatorname{Re} W_2 (K_{C1} - 1) - \operatorname{Re} W_1 (K_{C2} - 1)}{K_{C1} - K_{C2}}. \quad (8)$$

Таким чином із (8) можна зробити висновок, що для знаходження $\operatorname{Re} W_{\text{вих.мін}}$, з відомими $\operatorname{Re} W_1$ і $\operatorname{Re} W_2$, достатньо виміряти інваріантні коефіцієнти стійкості K_{C1} і K_{C2} абсолютно стійкого навантаженого чотириполосника, що дозволяє запобігти похибці вимірювань за рахунок неконтрольованого самозбудження вимірювальної установки.

Значення K_{C1} і K_{C2} можна визначити за результатами вимірювання потужності сигналу, що пройшов через навантажений чотириполосник у прямому і зворотному напрямках, з його двостороннім узгодженням. Дійсно, під час подачі електромагнітних коливань на вхід чотириполосника з ввімкненим на його вході імпедансом W_1 , коли вхідний імпеданс навантаженого чотириполосника узгоджений з імпедансом генератора, потужність сигналу на його виході, що поступає в узгоджене навантаження буде дорівнювати [1]

$$P_{11} = P_G K_{\text{ном.1}}, \quad (9)$$

де: P_G – потужність генератора, $K_{\text{ном.1}}$ – номінальний коефіцієнт прямої передачі навантаженого чотириполосника по потужності.

Під час подачі електромагнітних коливань генератора на вихід чотириполосника з ввімкненим на його вході імпедансом W_1 в режимі узгодження, потужність сигналу на його вході буде дорівнювати

$$P_{12} = P_G K_{\text{ном.2}}, \quad (10)$$

де $K_{\text{ном.2}}$ – номінальний коефіцієнт зворотної передачі по потужності навантаженого чотириполосника.

Аналогічне співвідношення отримуємо для режиму узгодження у випадку ввімкнення на вході чотириполосника другого імпедансу W_2 :

$$P_{21} = P_G K_{\text{ном.10}}; \quad (11)$$

$$P_{22} = P_G K_{\text{ном.20}}; \quad (12)$$

Відомий однозначний зв'язок між номінальними коефіцієнтами передачі по потужності потенційно-стійких чотириполосників та їх інваріантними коефіцієнтами стійкості [4]:

$$K_{\text{ном.1}} = \frac{|W_{21}|}{|W_{12}|} \left(K_{C1} - \sqrt{K_{C1}^2 - 1} \right); \quad (13)$$

$$K_{\text{ном.2}} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| (K_{C1} - \sqrt{K_{C1}^2 - 1}); \quad (14)$$

$$K_{\text{ном.1D}} = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right| (K_{C2} - \sqrt{K_{C2}^2 - 1}); \quad (15)$$

$$K_{\text{ном.20}} = \left| \frac{W_{12}}{W_{21}} \right| (K_{C2} - \sqrt{K_{C2}^2 - 1}). \quad (16)$$

Розв'язуючи (13–16) відносно K_{C1} ; K_{C2} , з урахуванням (9-12), знаходимо

$$K_{C1} = \frac{P_1^2 + P_{11}P_{12}}{2P_T \sqrt{P_{11}P_{12}}}; \quad (17)$$

$$K_{C2} = \frac{P_1^2 + P_{21}P_{22}}{2P_T \sqrt{P_{21}P_{22}}}; \quad (18)$$

Таким чином з виразів (8, 17 та 18) випливає, що для визначення $\text{Re}W_{\text{вих.мін}}$, якщо відомі $\text{Re}W_1$, $\text{Re}W_2$ та постійна потужність генератора, достатньо виміряти потужності сигналу, який пройшов через навантажений чотириполосник у прямому та зворотному напрямках. При цьому методична похибка вимірювання $\text{Re}W_{\text{вих.мін}}$ визначається похибкою завдання значень дійсної складової імітансів W_1 і W_2 , стабільністю потужності генератора P_T та похибкою вимірювання потужності електромагнітних коливань (P_{11} , P_{12} , P_{21} , P_{22}), які пройшли через навантажений чотириполосник. Наприклад, з використанням генератора сигналів ГЧ-144, транзисторного моста типу МЗ-11 та зразкових опорів типу CR0402 у діапазоні частот 1-3ГГц, методична похибка, яка розрахована за методикою [5], не перевищує 8%. Враховуючи, що у виразі (8) в чисельнику та знаменнику знаходяться різності величин, які залежать від потужності вимірювальних електромагнітних коливань, методична похибка визначається в основному похибкою завдання $\text{Re}W_1$ і $\text{Re}W_2$. Крім того, пониження похибки вимірювань досягається за рахунок того, що результат вимірювань не залежить від реактивних складових імітансів W_1 та W_2 , що дозволяє запобігти впливу паразитних індуктивностей резисторів та контактодержачів.

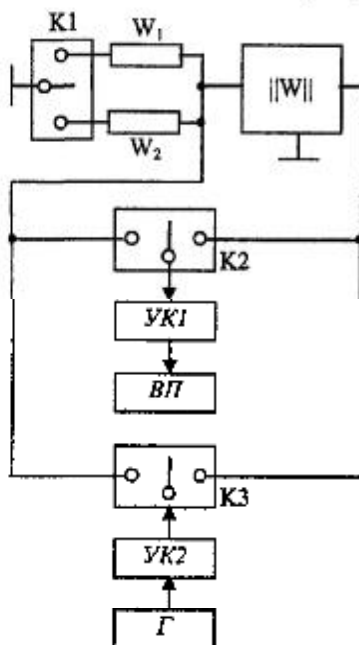


Рис. 1. Структурна схема установки для вимірювання дійсного імітансу потенційно-нестійкого чотириполосника

Для здійснення вимірювань $\text{Re}W_{\text{вих.мін}}$ використана установка, структурна схема якої показана на рис. 1.

На схемі: $\|W\|$ – потенційно-нестійкий чотириполосник; К1–К3 – комутатори; УК1 та УК2 – погоджувальні кола; Г – вимірювальний генератор; ВП – вимірювач потужності. Для забезпечення режиму узгодження використовувались погоджувальні трансформатори типу Э1–46.

Враховуючи, що вимірювання $\text{Re}W_{\text{вих.мін}}$ зводяться до вимірювання потужності сигналу, який пройшов через чотириполосник, що з високою точністю може бути здійснено в широкому діапазоні частот (наприклад, в діапазоні частот 10^{-3} –11,5 ГГц під час використання приладу МЗ-11 похибка не перевищує $\pm(5,8+6 \cdot 10^{-2} \rho_x) \%$), запропонований спосіб придатний для діапазону НВЧ.

Як експериментальну перевірку способу були проведені вимірювання мінімально-досягнутої дійсної вихідної провідності біполярного транзистора, що включений за схемою з загальним колектором та базою і польового транзистора, який включений за схемою з загальним стоком і затвором, які у широкому діапазоні частот володіють потенційною нестійкістю та використовуються для отримання від'ємної диференційної провідності. Результати експериментальних досліджень показані на рис. 2.

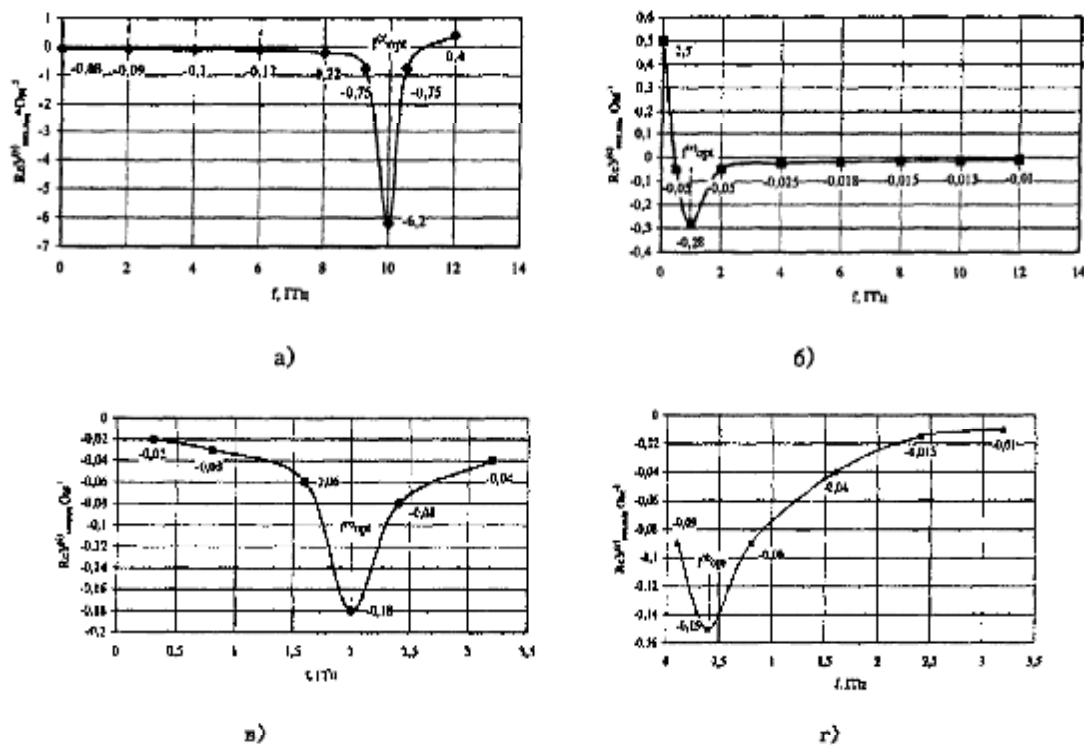


Рис. 2. Частотні залежності мінімально-досяжної дійсної вихідної провідності польового транзистора АП321 ($I_c = 10$ мА, $U_s = -1,5$ В), який включений за схемою з загальним затвором (а) і стоком (б) і біполярного транзистора КТ315 ($I_c = 5$ мА, $U_{кб} = 5$ В) в схемі з загальною базою (в) і загальним колектором (г)

Як видно із графіків, у всіх схем включення транзистора є оптимальна частота f_{opt} на якій спостерігається екстремальне значення $ReY_{вих.min}$.

Ця частота значно більша у транзисторів, які включені за схемою з загальним затвором ($f_{opt}^{(a)} = 9,5$ ГГц) та базою ($f_{opt}^{(b)} = 2$ ГГц), чим у транзисторів, які включені за схемою з загальним стоком ($f_{opt}^{(c)} = 1,2$ ГГц) та загальним колектором ($f_{opt}^{(г)} = 0,4$ ГГц). На цих частотах польові транзистори мають у декілька разів більші значення від'ємної дійсної провідності, ніж біполярний транзистор. Смуга частот, у якій транзистор володіє від'ємною дійсною провідністю у польових транзисторів також більша, ніж у біполярних транзисторів.

Висновки

1. Мінімумально-досяжний дійсний імітанс потенційно-нестійкого чотириполюсника характеризує його потенційні можливості в процесі синтезу від'ємних опорів та провідностей.

2. Запропонована методика вимірювання мінімумально-досяжного дійсного імітансу потенційно-нестійких чотириполюсників основана на вимірюванні величини потужності сигналу, який проходить через навантажений чотириполюсник в прямому та зворотному напрямку з його двостороннім погодженням. Похибка таких вимірювань в діапазоні частот $10^{-3} \div 11,5$ ГГц не перевищує $\pm(5,8 + 6 \cdot 10^{-2} / \rho_x)$.

3. Експериментальні дослідження польового та біполярного транзисторів з включенням їх за схемою з загальним затвором (базою) та стоком (колектором) виконані за допомогою запропонованого способу показали наявність оптимальних частот, де $ReY_{вих.min}$ має екстремальне значення. Ці частоти більше у схем з загальним затвором та загальною базою.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Богачев В. М., Някифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978. — 344 с.
2. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытания. Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Камельского, И. Ф. Николаевского. М.: Сов.радио, 1968. — 504 с.
3. Куликовский А. А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов. — М.: Госэнергодат, 1962. — 192 с.

4. Филинок Н. А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. — М.: Радио и связь, 1987. — 112 с.
 5. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Магачев З. В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. — М.: Сов.радио, 1969. — 304 с.

Рекомендована кафедрою проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури

Надійшла до редакції 22.01.02
 Рекомендована до опублікування 18.04.02

Філінок Микола Антонович — завідувач кафедри; **Гаврилов Дмитро Володимирович** — аспірант.

Кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури, Вінницький державний технічний університет

УДК 621.317.625

А. В. Рудик, к. т. н., доц.; С. М. Павлов, к. т. н., доц.

ДО ВИЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ВАРИКАПІВ

У коливальних контурах сучасних систем радіозв'язку як електрично керовані ємності використовуються варикапи. Принцип роботи варикапа оснований на використанні залежності ємності електричного переходу від напруги [1]. Варикапи також використовуються в пристроях керування частотою коливального контуру, в параметричних схемах підсилення, ділення та множення частоти, в схемах частотної модуляції, керованих фазообергачах тощо.

Параметрами варикапа є:

— номінальна ємність C_H , тобто ємність між виводами варикапа з номінальною напругою зміщення;

— максимальна ємність C_{\max} , тобто ємність варикапа з заданою мінімальною напругою зміщення;

— мінімальна ємність C_{\min} , тобто ємність варикапа з заданою максимальною напругою зміщення;

— коефіцієнт перекриття ємності $K_C = C_{\max}/C_{\min}$;

— температурний коефіцієнт ємності $TKC = \frac{dC}{C_H dT}$, тобто відносна зміна ємності варикапа зі зміною температури навколишнього середовища на 1 К в робочому діапазоні температур та заданій напрузі зміщення;

— номінальна добротність варикапа Q_B , тобто відношення реактивного опору варикапа до повного опору втрат з номінальною напругою зміщення на заданій частоті;

— температурний коефіцієнт добротності $TKQ_B = \frac{dQ_B}{Q_B dT}$, тобто відносна зміна добротності варикапа зі зміною температури навколишнього середовища на 1 К в заданому інтервалі температур;

— частотний діапазон роботи варикапа $f_{\min} \div f_{\max}$, що визначається граничними частотами, на яких добротність варикапа дорівнює одиниці; при цьому граничні частоти варикапа $f_{\min} = \frac{1}{2\pi C_{\text{бар}} R_{II}}$ та $f_{\max} = \frac{1}{2\pi C_{\text{бар}} r_S}$, де $r_S = r_E + r_B$ — опір втрат в емітерній та базовій областях варикапа; R_{II} — опір переходу з прикладанням до варикапа зворотної напруги.