

Рис. 13. Мультиплікативна похибка $\Delta N_M(Q, f_q)$

а мультиплікативну похибку вимірювального каналу добротності представимо такою аналітичною залежністю

$$\Delta N_M = -\frac{1}{2\pi f_q^2} \frac{Q - Q_H}{1 + Q^2} [f_0 f_{qH} - f_q f_{0H}] \quad (19)$$

Результати моделювання похибок наведені на рис. 8-13.

Висновки:

1. Виведено функцію перетворення вимірювального каналу добротності. В результаті математичного моделювання показано, що статична характеристика даного вимірювального каналу нелінійна.

2. Застосувавши розкладання функції перетворення вимірювального каналу добротності в ряд Тейлора, отримано аналітичні залежності для оцінки основних статичних метрологічних характеристик (номінальна функція перетворення, чутливість, адитивна і мультиплікативна складові похибок).

Література

1. Ермолин Н.П., Жерихин И.П. Надежность электрических машин.-Л.: Энергия, 1976.
2. Джарадат Р.Х., Поджаренко В.О., Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю. Фазовий метод мікропроцесорного вимірювання добротності електричних машин//Вимірювальна техніка та метрологія, Львів, Випуск 51, 1995. --С.19-21.
3. Патент України на винахід №23637А, G 01 R 27/26, G 01 R 27/02. Спосіб вимірювання добротності котушок індуктивності//Куцевол М.О., Поджаренко В.О., Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю.- 96124526; заявл. 03.12.96, опубл. 31.08.98, бюл. №4.-3с.
4. Воловик Г. С. Основы теории инвариантных измерений.-Севастополь: "Севпол", 1995 - 160 с.

Надійшла до редакції

06. 04. 2001 року.

УДК 621. 317. 232

В.Я. Суп'ян, А.В. Рудик, Я.В. Суп'ян, О.В. Суп'ян

Вінницький державний технічний університет

ВИМІРЮВАННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ СИГНАЛУ З АМПЛІТУДНО – ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

В різноманітних радіотехнічних та вимірювальних пристроях дуже широке використання знайшли сигнали з амплітудно - імпульсною модуляцією. Такі вимірювальні сигнали використовуються при вимірюванні параметрів технологічних процесів, вимірюванні відстані до об'єкта контролю, визначенні параметрів механічних коливань і т. і. Особлива увага при вимірюванні параметрів сигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією приділяється вимірюванню частоти несучої, яка і є мірою параметрів технологічних процесів.

Сигнал з амплітудно - імпульсною модуляцією, у якого вимірюється частота несучої, можна представити у вигляді

$$U_c(t) = \begin{cases} U_{m.c} \cos(\omega_c t + \varphi_0), & \text{при } 0 < t < \tau; \\ 0, & \text{при } \tau < t < T_{\Pi}, \end{cases}$$

де $U_{m.c}$, ω_c та φ_0 - відповідно амплітуда, циклічна частота та початкова фаза несучого коливання; τ та T_{Π} - відповідно тривалість та період повторення згинальної.

Такі сигнали в радіотехнічних вимірюваннях отримали назву радіоімпульсних.

Як вже було відзначено, в багатьох практичних випадках необхідно виміряти частоту

$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ несучого коливання таких сигналів. При використанні електронно - лічильних частотомірів,

принцип дії яких заснований на підрахунку кількості імпульсів тривалістю $T_c = \frac{1}{f_c}$ за стандартний

інтервал часу $T_{вим}$ [1], при цьому результат вимірювання $N = \frac{T_{вим}}{T_c} = T_{вим} f_c$ при $T_{вим} < \tau$.

Якщо $T_{вим} > \tau$, то при вимірюванні частоти сигналу з амплітудно - імпульсною модуляцією виникає додаткова помилка за рахунок переривання стандартного інтервалу $T_{вим}$ на час відсутності сигналу на вході частотоміра $\Delta t = T_{вим} - \tau$. Результат вимірювання при цьому буде

дорівнювати

$$N' = \frac{T_{вим} - \Delta t}{T_c}$$

Відносна похибка вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно - імпульсною модуляцією визначається таким чином:

$$\varepsilon_f = \frac{N - N'}{N} = \frac{f_c - f'_c}{f_c} = 1 - \frac{N'}{N} = \frac{\Delta t}{T_{вим}} \quad (1)$$

В роботі [2] описаний частотомір, який самостійно формує інтервал часу вимірювання, а значення частоти f_c визначається шляхом математичної обробки інформації, отриманої з виходів лічильників вхідних імпульсів та імпульсів опорного генератора. Однак такий частотомір дозволяє виміряти частоту тільки неперервних сигналів.

В роботі [3] автором запропонований лічильник, який дозволяє виміряти середню частоту несучого коливання $f_{c,сеп}$ радіосигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією з високою точністю шляхом складання інтервалів відліку. Однак такий лічильник потребує наявності зовнішнього формувача часу вимірювання, що не дає можливості використовувати його безпосередньо в якості частотоміра для сигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією.

На рис.1 наведена структурна схема частотоміра, який дозволяє вимірювати частоту несучого коливання f_c сигналу з амплітудно - імпульсною модуляцією.

Вхідний сигнал, у якого вимірюється частота несучого коливання f_c , подається на формувальний пристрій (ФП) 1. На виході ФП отримують прямокутний імпульс, який через ключ К1 подається на лічильник імпульсів (ЛІ) 6. Одночасно вхідний сигнал подається на амплітудний детектор (АД) 2, де перетворюється в сигнал прямокутної форми тривалістю τ , який синхронно відкриває ключі К1 та К2.

На вхід подільника частоти (ПЧ) 7 через ключ К2 надходять імпульси з генератора стандартної частоти (ГСЧ) 3 з частотою f_0 . В подільнику частоти 7 відбувається ділення частоти з коефіцієнтом ділення 2. Після надходження на вхід ПЧ 7 останнього імпульсу він запирається, тому що закривається ключ К2. Таким чином відбувається один цикл вимірювання при $T_{вим} < \tau$. Якщо $T_{вим} \gg \tau$, то необхідний стандартний час набирається частинами, а паузи, тривалість яких дорівнює $T - \tau$, виключаються з загального часу $T_{вим}$ за рахунок того, що імпульси на ПЧ 7 та на ЛІ 6 не надходять, тому що ключі К1 та К2 закриті на час пауз сигналом з виходу АД 2. Використання такого принципу побудови частотоміра дозволяє виключити суттєву помилку, що визначається за співвідношенням (1).

Якщо $T_{вим} \ll \tau$, то, як і у звичайному режимі при вимірюванні частоти, виникає похибка квантування, обумовлена перетворенням стандартного інтервалу $T_{вим}$ в кількість лічильних імпульсів, яка дорівнює кількості періодів вхідного сигналу [4].

Коли $T_{вим} \gg \tau$ та стандартний інтервал часу $T_{вим}$ набирається частинами тільки під час присутності сигналу на вході частотоміра, виникають додаткові похибки. Проведемо їх аналіз.

В загальному випадку період згальної не кратний періоду сигналу зі стандартною частотою $T_0 = \frac{1}{f_n}$, з якого формується стандартний інтервал часу $T_{вим} = \frac{T_0}{2}$, де 2 - коефіцієнт ділення ПЧ 7 (рис.1). При цьому похибка вимірювання за одним інтервалом, коли $T_{вим} < \tau$, визначається похибкою квантування [4]

$$\Delta_{T_0} = \frac{T_0}{\sqrt{6}}$$

де Δ_{T_0} - середньоквадратична похибка квантування; T_0 - період квантування імпульсів.

Коли $T_{вим} \gg \tau$, то вимірювання відбувається за декількома радіоімпульсами, тобто за інтервалами тривалістю τ . Сумарна середньоквадратична похибка визначається за співвідношенням

$$\Delta_{T_{\Sigma}} = \sqrt{\Delta_{1T_0}^2 + \Delta_{2T_0}^2 + \dots + \Delta_{nT_0}^2} = \frac{T_0}{\sqrt{6}} \sqrt{n} = \Delta_{T_0} \sqrt{n}, \quad (2)$$

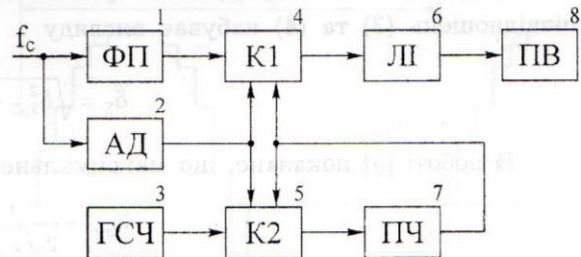


Рис.1. Структурна схема вимірювача частоти несучого коливання сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією

де n – ціла частина відношення $\frac{T_{вим}}{\tau}$; Δ_{T_0} – середньоквадратична похибка вимірювання несучої частоти під час дії i -го радіоімпульсу.

В цьому випадку відносна похибка

$$\delta_{T_0\Sigma} = \frac{\Delta_{T_0\Sigma}}{T_{вим}} = \frac{T_0}{\sqrt{6T_{вим}\tau}} \quad (3)$$

Похибка що виникає за рахунок не кратності тривалості стандартного інтервалу $T_{вим}$ періоду несучої вхідного сигналу T_c , носить випадковий характер. Аналогічно співвідношенню (2) визначимо цю похибку як

$$\bar{\Delta}_{T_c\Sigma} = \sqrt{\Delta_{1T_c}^2 + \Delta_{2T_c}^2 + \dots + \Delta_{nT_c}^2} = T_c \sqrt{\frac{T_{вим}}{6\tau}}$$

Відносну похибку знаходимо за формулою

$$\bar{\delta}_{T_c\Sigma} = \frac{\bar{\Delta}_{T_c\Sigma}}{T_{вим}} = \frac{T_c}{\sqrt{6T_{вим}\tau}} \quad (4)$$

Тому що похибки $\delta_{T_0\Sigma}$ та $\bar{\delta}_{T_c\Sigma}$ мають випадковий характер, їх сума з врахуванням співвідношень (3) та (4) набуває вигляду

$$\bar{\delta}_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{T_0\Sigma}^2 + \bar{\delta}_{T_c\Sigma}^2} = \sqrt{\frac{T_0^2 + T_c^2}{6T_{вим}\tau}} \quad (5)$$

В роботі [3] показано, що максимальне значення середньоквадратичної похибки дорівнює

$$\bar{\sigma}_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{T_{вим}\tau}} \quad (6)$$

Тоді з співвідношень (5) та (6) отримаємо

$$\bar{\delta}_{\Sigma} = 2\bar{\sigma}_{\max} \sqrt{\frac{T_0^2 + T_c^2}{6}} \approx 0.8\bar{\sigma}_{\max} \sqrt{T_0^2 + T_c^2} \quad (7)$$

В цьому випадку абсолютна та відносна похибки вимірювання частоти:

$$\Delta f = f_c \sqrt{\frac{f_0^{-2} + f_c^{-2}}{6T_{вим}\tau}} \quad (8)$$

$$\varepsilon_f = \frac{\Delta f}{f_c} = \sqrt{\frac{f_0^{-2} + f_c^{-2}}{6T_{вим}\tau}} \quad (9)$$

За співвідношеннями (7) та (8) на ЕОМ було обчислено похибки для різних значень $T_{вим}$, τ , f_c та f_0 . За результатами розрахунків можна зробити висновок, що теоретичні розрахунки похибки вимірювання несучої частоти сигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією, проведені за співвідношеннями (7) та (8), відрізняються від результатів експериментальних досліджень, проведених в роботі [3], не більше, ніж на 8%. Як видно з співвідношення (8), змінюючи $T_{вим}$ та T_0 , можна зменшити похибку вимірювання до потрібного значення. Експериментальні дослідження такого вимірювача частоти несучого коливання сигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією показали, що похибка вимірювання частоти в діапазоні 1...100 МГц не перевищує 2%.

Однак верхній частотний діапазон таких частотомірів обмежується максимальною швидкістю лічби лічильником імпульсів.

Розширення частотного діапазону цифрових електронно - лічильних частотомірів, які вимірюють безпосередньо частоту гармонічних сигналів у бік більш високих частот (НВЧ), відбувається, наприклад, при відніманні від частоти f_c відомої частоти f_2 за допомогою змішувача та наступного вимірювання різницевої частоти $f_{np} = f_c - f_2$. Сигнал потрібної частоти f_2 найчастіше отримують від вбудованого синтезатора частоти, який працює за принципом множення частоти генератора кванту вальних імпульсів за допомогою системи фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) або формування гармонік за допомогою нелінійного кола з наступною фільтрацією переналаштованим або комутованим фільтром. Такі частотоміри, як відомо, використовуються для вимірювання частоти гармонічних високочастотних сигналів [4].

На рис.2 наведена структурна схема приладу, який можна використовувати для вимірювання

частоти несучої сигналів з амплітудно-імпульсною модуляцією. Прилад працює таким чином. Вхідний радіоімпульсний сигнал $U_c(t)$ подається на вхід помножувача 1, навантаженням якого є пристрій, що запам'ятовує рівень (інтегратор 4), та фільтр 7. На другий вхід помножувача подається гармонічний сигнал $U_z(t) = U_{m,z} \cos \omega_z t$

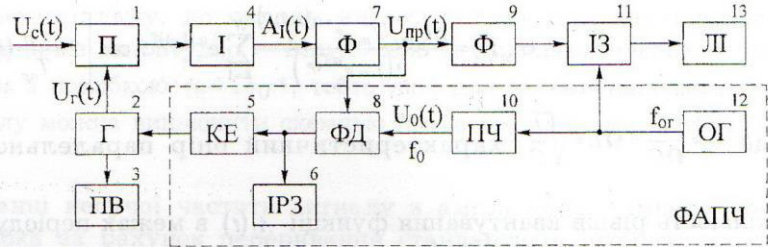


Рис.2. Структурна схема вимірювача частоти несучого коливання сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією на основі системи ФАПЧ

від переналаштованого та проградуйованого за частотою генератора 2. Внаслідок часового набігу кута фазового зсуву між напругою генератора 2 та несучою радіоімпульсів сигнал на виході інтегратора має вигляд функції, квантованої за рівнем та неперервної за часом (рис.3). Математично таку функцію можна представити у вигляді

$$A_I(t) = \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} U_{m,c} U_{m,z} \cos [\omega_{np} T_{np} (q-1) + \omega_{np} T_{\Pi} (k-1) + \varphi_0] \times 1 [t - T_{np} (q-1) - T_{\Pi} (k-1)],$$

де $T_{np} = \frac{2\pi}{\omega_{np}} = \frac{1}{f_c - f_z}$ - період повторення квантованої функції (рис.3) $f_{np} = f_c - f_z = \frac{1}{T_{np}}$ - різниця (проміжна)

частота; $\omega_{np} T_{np} (q-1) = 2\pi (q-1)$ - набіг фази між сигналом генератора та несучою радіоімпульсів за інтервал часу $T_{np} (q-1)$; $\omega_{np} T_{\Pi} (k-1) = 2\pi \frac{T_{\Pi}}{T_{np}} (k-1)$ - набіг фази за період повторення радіоімпульсів; q та k - цілі числа; $1(t)$ - функція включення.

Результат фільтрації, тобто напругу на виході фільтра, знайдемо, покладаючи сигнал $A_I(t)$ струмом, що тече через фільтр, опір якого в операторній формі

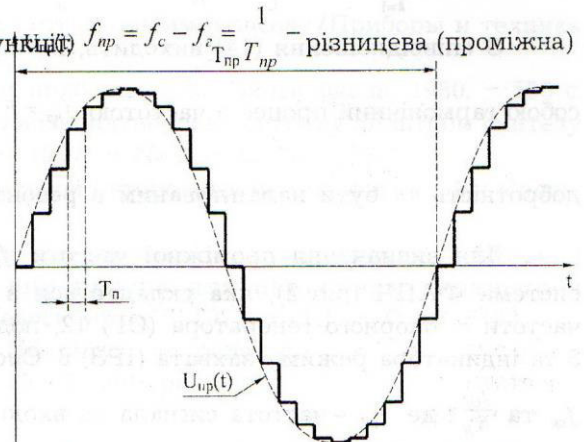


Рис.3. Часова діаграма напруги проміжної частоти

$$Z(p) = \frac{p}{C(p^2 + 2\alpha p + \Omega^2)}, \quad (10)$$

де $C, \alpha = \frac{L}{2r} = \frac{\Omega}{2Q}, \Omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, L, Q,$ та r - відповідно ємність, коефіцієнт загасання, резонансна частота, індуктивність, добротність та активний опір паралельного резонансного контура.

Зображення за Лапласом вихідної напруги паралельного резонансного контура має вигляд

$$U_{np}(p) = Z(p) A_I(p),$$

де

$$A_I(p) = L\{A_I(t)\} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} U_{m,c} U_{m,z} \cos \left[2\pi \frac{T_{\Pi}}{T_{np}} (k-1) + \varphi_0 \right] \times \frac{e^{-p(k-1)T_{\Pi}}}{p(1 - e^{-pT_{\Pi}})}; \quad (11)$$

$L\{A_I(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} A_I(t) e^{-pt} dt$ - пряме перетворення Лапласа квантованої функції з періодом повторення T_{np} .

Для знаходження відгуку фільтра $U_{np}(t)$ на проміжку часу $T_{np}(q-1) < t < T_{np}q$ скористаємось зворотним перетворенням Лапласа до стаціонарного режиму [5]. Тоді отримаємо:

$$U_{np} [T_{np}(q-1) < t < T_{np}q] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} A_I^{T_{np}}(p) Z(p) e^{pt} dp - \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} A_I(p) Z(p) e^{pt} dp,$$

де

$$A_I^{T_{np}}(p) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} U_{m,c} U_{m,z} \cos \left[2\pi \frac{T_{\Pi}}{T_{np}} (k-1) + \varphi_0 \right] \times \frac{e^{-p(k-1)T_{\Pi}}}{p} \quad (12)$$

- зображення за Лапласом функції $A_I(t)$ в межах періоду T_{np} .

Після перетворення з співвідношення (12) з врахуванням виразів (10) та (11) отримаємо

$$U_{np}(t) = \frac{\rho U_{m.c} U_{m.z} e^{-\alpha(t-T_{np})}}{2(1-e^{\alpha T_{np}})} \sum_{k=1}^N e^{\alpha(k-1)T_{np}} \cos \left[2\pi \frac{T_{np}}{T_{\Pi}} (k-1) + \varphi_0 \right] \times \sin \left[\Omega t - 2\pi \frac{T_{np}}{T_{\Pi}} (k-1) \right], \quad (13)$$

де $\rho = \frac{1}{\Omega C} = \Omega L = \sqrt{\frac{L}{C}}$ - характеристичний опір паралельного резонансного контура; $N = \frac{T_{np}}{T_{\Pi}}$ -

кількість рівнів квантування функції $A_f(t)$ в межах періоду повторення відгуку фільтра $T_{np} = \frac{2\pi}{\Omega}$;

$$\Omega = 2\pi F = \omega_c - \omega_z = 2\pi f_c - 2\pi f_z; \quad \alpha(k-1)T_{np} = \frac{\pi(k-1)}{NQ}.$$

Покладаючи $Q \gg 1$ (при $N \geq 3$ - ціле число), з співвідношення (13) отримаємо:

$$\sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \approx N; \quad \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left[\Omega t - \frac{4\pi}{N} (k-1) - \varphi_0 \right] \approx 0; \quad U_{np}(t) = \frac{N U_{m.c} U_{m.z} \rho e^{-\alpha(t-T_{np})}}{4(1-e^{\alpha T_{np}})} \sin(\Omega t + \varphi_0). \quad (14)$$

З співвідношення (14) виходить, що при $e^{-\alpha(t-T_{np})} \approx 1$, $0 < t < T_{np}$ та $\alpha \ll 1$ напруга $U_{np}(t)$ являє собою гармонічний процес з частотою $f_{np} = F = f_c - f_z = \frac{\Omega}{2\pi}$. При цьому фільтр повинен мати високу

добротність та бути налаштованим в резонанс на частоту f_{np} при $\frac{f_{\Pi}}{f_{np}} = N \geq 3$.

Для визначення проміжної частоти f_{np} з високою точністю в приладі використовується система ФАПЧ (рис.2), яка складається з фазового детектора (ФД) 8, генератора зразкової частоти - опорного генератора (ОГ) 12, подільника частоти (ПЧ) 10, керуючого елемента (КЕ) 5 та індикатора режиму захвату (ІРЗ) 6. Система працює таким чином. При співпадінні частоти f_{np} та $\frac{f_{OG}}{N_d}$, де f_{OG} - частота сигналу на вході подільника частоти 10; N_d - коефіцієнт ділення ПЧ 10 (ціле число), система ФАПЧ входить в режим захвату із залишковою розстройкою за фазою та нульовою розстройкою за частотою [6]. В режимі захвату система ФАПЧ через керуючий елемент 5 точно підстроює частоту генератора (Г) 2 до величини $f_z = f_c - \frac{f_{OG}}{N_d}$.

Про входження системи ФАПЧ в режим захвату можна робити висновок за індикатором захвату (ІЗ) 11 або за показанням лічильника імпульсів (ЛІ) 13. В режимі захвату показання ЛІ 13

$$N_{ЛІ} = \frac{T_{np}}{T_{OG}} = \frac{f_{OG}}{f_{np}} = N_d.$$

Визначивши частоту генератора 2 за шкалою пристрою відліку (ПВ) 3, можна знайти частоту несучого коливання сигналів з амплітудно - імпульсною модуляцією.

Похибка вимірювання частоти f_c складається з двох складових. Перша складова обумовлена похибкою установки (градування) частоти генератора змінної частоти (переналаштованого), а друга - похибкою вимірювання частоти f_{np} за допомогою електронно - лічильного частотоміра, який працює в режимі вимірювання періоду T_{np} .

При використанні для визначення T_{np} електронно - лічильного частотоміра, коли сигнал зразкової частоти синхронізується сигналом проміжної частоти, похибка квантування визначається за формулою [4]

$$\delta_{ЛЧ} = \frac{T_{OG}}{2\sqrt{3}T_{np}} = \frac{f_{np}}{\sqrt{12}f_{OG}} = \frac{1}{\sqrt{12}N_d}.$$

Наприклад, при $f_{OG} = 200$ МГц та $f_{np} = 10$ кГц $\delta_{ЛЧ} = 1.44 \cdot 10^{-5}$.

Якщо в якості генератора 2 використовувати синтезатор частоти, то похибку визначення проміжної частоти f_{np} можна зменшити до значення $\delta_{Г} = 10^{-7} \div 10^{-8}$ [4], а похибка визначення частоти $f_{np} = \frac{f_{OG}}{N_d}$ може мати такий самий порядок, тому що система ФАПЧ входить безпосередньо в синтезатор частоти.

Експериментальні дослідження приладу, до складу якого входить описана система перетворення частоти несучого коливання з амплітудно – імпульсною модуляцією, показали, що вимірювання частоти можна здійснити з похибкою $10^{-7} \div 10^{-8}$, тобто як і для гармонічних сигналів. Захвати на частоті дзеркального каналу можна виключити схемною побудовою системи ФАПЧ [7].

Висновки

1. Показано, що при вимірюванні несучої частоти сигналу з амплітудно – імпульсною модуляцією виникає додаткова похибка за рахунок переривання стандартного інтервалу часу на час відсутності сигналу на вході частотомера.
2. Запропоновано декілька варіантів побудови пристроїв для вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно – імпульсною модуляцією.
3. Проаналізовано основні складові додаткової похибки, що виникають при вимірюванні несучої частоти сигналу з амплітудно – імпульсною модуляцією.

Література

1. ГОСТ 15855 – 77. Измерения времени и частоты. Термины и определения.
2. Beauvillain R., Laly L. Measures électrique et électronique. – France, Paris, Hachette technique, 1979.
3. Блатов В.В., Чудов А.А. Счётчик несущей частоты радиоимпульсов//Приборы и техника эксперимента. – 1978. – № 3. – С. 141 – 144.
4. Срнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. – К.: Вища школа, 1980. – 558 с.
5. Рудик А.В., Суп'ян Я.В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро – аналогового перетворювача//Вісник ВПІ. – 1997. – № 2. – С. 70 – 76.
6. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. – 448 с.
7. Суп'ян В.Я., Жилин Н.С. Измерительный преобразователь с частотно – фазовой подстройкой частоты//Современные методы и аппаратура для измерения параметров радицепей: Доклады всесоюзного симпозиума. – Новосибирск. – 1973. – Т.1. – С. 86 – 93.

Надійшла до редакції

15. 05. 2001 року.

УДК 621.317.335

С.С. Голощапов, А.С. Голощапов

Херсонский государственный технический университет

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЕМКОСТНОГО ДЕЛИТЕЛЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Для измерения емкостных характеристик полупроводниковых приборов на практике широко используется метод емкостно-омического делителя [1]. Сущность метода заключается в том, что испытуемый прибор включается в плечо емкостно-омического делителя, вход которого подключается к генератору высокочастотного напряжения низкого уровня.

При соблюдении условий

$$R \ll \frac{1}{\omega C}, \quad (1)$$

где R – значение резистора делителя; C – значение испытуемой емкости; ω – круговая частота измерения, метод формирует величину выходного сигнала, пропорциональную измеряемому параметру.

Условие пропорциональности выполняется тем точнее, чем строже выполняется условие (1). Поэтому для снижения методической погрешности, необходимо стремиться к возможно меньшему значению R , что вызывает соответствующее снижение снимаемого с делителя измерительного сигнала, в то время как высокочастотное напряжение на объекте измерения фактически равно напряжению генератора. Последующее относительно большое усиление (около 1000 раз) выходного сигнала делителя, вызывает появление значительной (до нескольких процентов) шумовой составляющей и нестабильности выходного сигнала, вызванной временным и температурным дрейфом усилителя. Увеличение напряжения генератора высокой частоты с целью повышения выходного сигнала делителя ограничено вследствие нелинейности вольтфарадной характеристики измеряемого объекта.

Существенно увеличить величину снимаемого сигнала можно, если воспользоваться схемой емкостного делителя

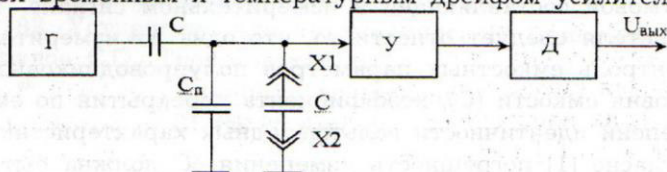


Рис.1 Измерение емкости с помощью емкостного делителя: Г – генератор высокочастотного сигнала; У – усилитель; Д – детектор; С – емкость емкостного делителя; C_n – паразитная емкость схемы; C_x – измеряемая емкость; X1, X2 – измерительные контакты