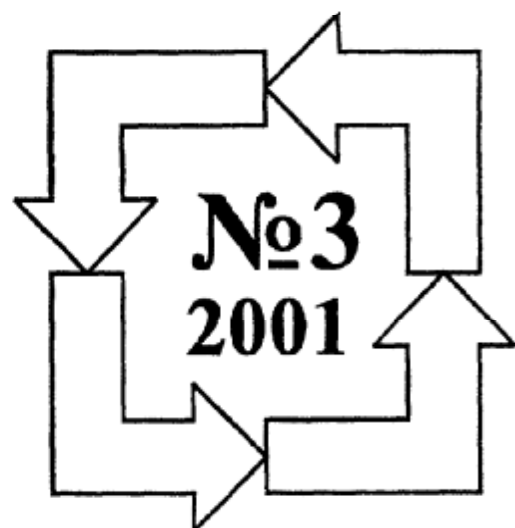


*МІЖНАРОДНИЙ
НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ
ЖУРНАЛ*

**ВИМІРЮВАЛЬНА
ТА
ОБЧИСЛЮВАЛЬНА
ТЕХНІКА
В
ТЕХНОЛОГІЧНИХ
ПРОЦЕСАХ**



ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ

Зміст

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МЕТРОЛОГІЇ, ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ

А.Н. Кошеч, В.В. Кузина, В.Г. Калебург. НОВЫЙ ПОДХОД В МАТЕМАТИЧЕСКОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ И РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ ВОЛЬТАМПЕРОМЕТРИЧЕСКОГО АНАЛИЗА И КОНТРОЛЯ РАСТВОРОВ ЭЛЕКТРОЛИТОВ	7
С.Г. Брюнин, В.І. Володотюк. КОНЦЕПЦІЯ МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ: МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СЕРТИФІКАЦІЙНИХ ВИПРОБУВАНЬ ВИРОБІВ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ	15
А.І. Хімичева, Б.І. Барей, А.П. Кваша. УДОСКОНАЛЕННЯ ЕКОЛОГІЧНОЇ ПОЛІТИКИ ПІДПРИЄМСТВ ШЛЯХОМ ВИПРОВАДЖЕННЯ УНІФІКОВАНИХ ДОКУМЕНТІВ	16
Л.І. Колнушко. РОЗРОБКА СТРУКТУРИ СТАНДАРТІВ	19
В.М. Локачук, В.О. Данілов. НЕКРОМЕРЕЖНИЙ МЕТОД АЛГОРИТМІЗАЦІЇ ПРОЦЕСУ МОДЕРНІЗАЦІЇ ПРОВІДНОГО ТЕЛЕФОННОГО ЗВ'ЯЗКУ	24

ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

П.І. Заволотна, В.В. Шолота, І.В. Крив. ОПТОЕЛЕКТРОННЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ОБЪЕМНОЙ МАТРИЦЫ С ПЛАВАЮЩЕЙ КОМОЮ	33
С.В. Павлов, Мохамед Ель-Хатіб, М.В. Матюхнюк, О.М. Семелень. МЕТРОЛОГІЧНИЙ АНАЛІЗ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОЦИРКУЛЯЦІЇ	36
О. І. Сім'ячко. ПОЛІПШЕННЯ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ КРЕМНІЙОРГАНІЧНИХ ЛАКОФАРБОВИХ МАТЕРІАЛІВ ШЛЯХОМ ЇХ МОДИФІКАЦІЇ ОРГАНІЧНИМИ ПОЛІМЕРАМИ	39
Н.Н. Сирота, А.В. Новиков, В.В. Новикова, В.В. Новиков. ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ РЕДКОЗЕМЕЛЬНЫХ ОРТОВАНАДАТОВ ИТРИЕВОЙ ГРУППЫ RVO_3 ($R=Er, Dy$) В ОБЛАСТИ 5-300 К	42
А.Г. Воронцов, Н.В. Дегтяренко. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРВИЧНЫХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛОКАЛЬНОГО ДЕФЕКТА ПОДШИПНИКА КАЧЕНИЯ СПОРЫГТИХОХОДНОЙ РОТОРНОЙ МАШИНЫ	44

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

М.А. Філіпчук, Д.В. Гаврилов, С.А. Лещенко. СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ МАКСИМАЛЬНО-ДОСЯЖНОГО КОЕФІЦІЄНТА ПІДСИЛЕННЯ ЧОТИРИКОСЛЮСНИКА НА ГРАНИЦІ СТИЙКОСТІ	49
О.І. Гуцало ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ВИСТАВЕЙ ДО НЕРУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ	51
В.Н. Почерняев, А.В. Охрущак, Е.А. Войцеховская. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАБОЧЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТОВРЕМЕННЫХ ЦРРС	54
О.В. Осадчук. ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ ТЕРМОРЕАКТИВНОГО ЕФЕКТУ У ВІПОЛЯРНИХ ТЕРМОЧУТЛИВИХ ЕЛЕМЕНТАХ ДЛЯ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРОВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ	59
Ю.П. Гульчак, О.П. Похилюк, Г.А. Рудомин. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ БАГАТОКАНАЛЬНОГО АМПЛІФАЗОМЕТРА	63
П.Д. Нагорний, О.В. Назарова. АНАЛІЗ ПРИЧИН ПОШКОДЖЕНЬ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ НАПРУГИ	66
И.І. Афонин. ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС КВН И ФАЗЫ КОЭФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ КВЧ УСТРОЙСТВ НА МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ	67
М.Н. Сурду, В.М. Могилевський, Т.В. Швець, О.А. Вдовин, В.І. Словолян, Мартинюк В.В. ВАРІАЦІЙНІ ВИМІРЮВАЧІ КОМПЛЕКСНИХ ОПОРІВ ПРЯМОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ З КОРЕКЦІЄЮ ВПЛИВУ СИНФАЗНОЇ ЗАВАДИ	72
Ю.М. Данілов, Т.С. Смішко, М.В. Снядовський. АКТИВНИЙ ФІЛЬТР НВЧ В ГДВ	74
В.І. Стецюк. ВПЛИВ ПСИХОВІЗУАЛЬНОЇ НАДЛИШКОВІСТІ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ НА СПЕКТР ЧАСТОТ ВІДЕОСИГНАЛІВ	77
В.М. Кичак, Г.Г. Бортник, В.Ф. Явлонський. АНАЛІЗ МОДИФІКОВАНОЇ МОДЕЛІ КОНТРОЛЮ ХАРАКТЕРИСТИК АБОНЕНТСЬКИХ КАБЕЛЬНИХ МЕРЕЖ	80

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ І КОМПЛЕКСИ В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ

Г.В. Параска, С.В. Смішко. РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРНОЇ ПРОГРАМИ ОПТИМІЗАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ УБІВЕРСАЛЬНИХ ЗУБЧАСТО-ВАЖИЛЬНИХ ПЛАНЕТАРНИХ МЕХАНІЗМІВ ПРИВОДУ ПЕТЛЕУТВОРЮВАЛЬНИХ ОРГАНІВ ОСНОВОВ'ЯЗАЛЬНИХ МАШИН	84
В.П. Зичченко. МЕТОДИКА И КОМПЬЮТЕРНАЯ ПРОГРАММА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ИСПЫТАНИЙ МОДЕЛЕЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИМИТАТОРАМИ ДВИГАТЕЛЕЙ	86
М.П. Ривиж. ОСОБЛИВОСТІ КОНТРОЛЮ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ АСУПІ НА ФТО-ПЕРЕКАЧУЮЧИХ СТАНЦІЙ, РЕАЛІЗОВАНИХ НА БАЗІ ПРОМИСЛОВИХ КОНТРОЛЕРІВ	90

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

УДК 621.317

М.А. Філінюк, Д.В. Гаврілов, С.А. Ліщенко

Вищий державний технічний університет

СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ МАКСИМАЛЬНО-ДОСЯЖНОГО КОЕФІЦІЄНТА ПІДСІЛЕННЯ ЧОТИРИПОЛЮСНИКА НА ГРАНИЦІ СТІЙКОСТІ

Максимально-досяжний коефіцієнт підсилення чотириполосника на границі стійкості K_{max} є універсальним параметром, що використовується як для характеристики підсилювальних властивостей чотириполосника [1], так і при розрахунку його імітаційних w -параметрів [2], а також параметрів фізичних еквівалентних схем біполярних і польових транзисторів [3, 4]. Виходячи з визначення [1], $K_{max} = |W_{21}/W_{12}|$ і може бути розрахований з імітаційних параметрів прямої W_{21} і зворотної W_{12} передачі чотириполосника. Однак вимірювання W_{21} і W_{12} на частотах вище 1 ГГц становлять значні труднощі і мають великі похибки. У [3] запропонований спосіб визначення K_{max} за результатами вимірювання величини потужності сигналу, що пройшов через чотириполосник у прямому P_{21} і зворотному P_{12} напрямках при фіксованій потужності генератора $K_{me} = \sqrt{P_{21}/P_{12}}$. Однак при цьому з метою підвищення точності вимірювань потрібно здійснювати узгодження вхідного і вихідного імпеданса чотириполосника з опорами генератора і вимірювача потужності, що для потенційно-нестійкого чотириполосника в принципі неможливо [1], і крім того, при вимірюваннях у широкому діапазоні частот виникають значні технічні труднощі. Багато з вище перерахованих недоліків відсутні в способі вимірювання K_{me} шляхом введення в загальне коло чотириполосника каліброваного комплексного опору Z , змінюючи яке, послідовно добиваються нульового значення коефіцієнта передачі чотириполосника в прямому і зворотному напрямках. Величина K_{me} у цьому випадку буде дорівнювати [2]:

$$K_{me} = \left| \frac{Z_2}{Z_1} \right|,$$

де Z_1 і Z_2 – значення каліброваного комплексного опору при нульовому значенні прямого і зворотного коефіцієнтів передачі чотириполосника, відповідно.

Для забезпечення вимірювань, значення дійсної і уявної складових повного опору Z повинні регулюватися в широких межах від позитивних до негативних значень. У [5] запропонована техніка реалізації такого імпедансового пристрою на базі електрично-керованого активного опору, що володіє негативною активною складовою, що може призвести до неконтрольованого самозбудження вимірювального кола і, як наслідок, до росту похибки вимірювань.

Враховуючи переваги цього способу, з метою виключення зі схеми вимірювань негативного активного опору, пропонується змодельовати властивості каліброваного опору структурними методами з використанням пасивних кіл вимірювального тракту.

Відомо, що у випадку односторонньої лінії передачі без зворот, струм і напругу в кожній точці лінії можна представити у вигляді суми падаючої і відбитої хвиль [6]:

$$\dot{U} = \dot{U}_{пад} + \dot{U}_{від}; \quad \dot{I} = \dot{I}_{пад} - \dot{I}_{від}. \quad (1)$$

де $\dot{I}_{пад} = \dot{U}_{пад}/Z_0$; $\dot{I}_{від} = -\dot{U}_{від}/Z_0$; Z_0 – хвильовий опір лінії передачі.

Перетворивши (1), отримуємо:

$$\dot{U} = \dot{U}_{пад} \left(1 + \frac{\dot{U}_{від}}{\dot{U}_{пад}} \right); \quad (2)$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_{пад}}{Z_0} \left(1 - \frac{\dot{U}_{від}}{\dot{U}_{пад}} \right). \quad (3)$$

Поділивши (2) на (3), знаходимо повний опір у кожному перетині лінії передачі:

$$Z = Z_0 \frac{1 + \frac{\dot{U}_{від}}{\dot{U}_{пад}}}{1 - \frac{\dot{U}_{від}}{\dot{U}_{пад}}}. \quad (4)$$

Таким чином, якщо забезпечити деякі амплітудні і фазові співвідношення між падаючою і відбитою хвилями, можна реалізувати в заданому перетині лінії передачі необхідний комплексний опір.

Величина $\dot{U}_{від}/\dot{U}_{пад} = \Gamma$ – характеризує комплексний коефіцієнт передачі:

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi_r} \quad (5)$$

де φ_r - різниця фаз між падаючою і відбитою хвилями.

Підставляючи (5) у (4) і відділивши дійсну і уявну частини $Z=R+jX$, знаходимо:

$$R = Z_0 \frac{1 - |\Gamma|^2}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_r} \quad (6)$$

$$X = Z_0 \frac{2|\Gamma| \sin \varphi_r}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_r} \quad (7)$$

Таким чином, завдання (чи вимірювання) необхідного комплексного опору у визначеному перетині лінії передачі зводилося до завдання (чи вимірювання) модуля $|\Gamma|$ і фази φ_r комплексного коефіцієнта відбиття, що може бути використане при вимірюванні $K_{\text{пов}}$ потенційно-нестійких чотириполюсників. З цією метою використовується вимірювальна установка, структурна схема якої зображена на рис. 1.

Принцип роботи вимірювальної установки полягає в наступному. Менша частина сигналу генератора за допомогою направленного відгалужувача НВ1 подається на вхід вимірюваного чотириполюсника Ч і надходить у під'єднаний на виході індикатор нуля І та загальну діль входу і виходу лінії передачі. Сигнал, який варто розглядати, як "падаючий" $\dot{U}_{\text{пад}}$ по цій лінії надходить в узгоджене навантаження Z_{01} і повивається.

Велика частина сигналу генератора Г проходить через послідовно включені регульовані атенуатор АТ і фазообертач Ф і за допомогою направленного відгалужувача НВ2 зводиться в загальну діль передачі замість "падаючого" сигналу і його варто розглядати, як "відбитий" сигнал $\dot{U}_{\text{вб}}$.

За допомогою третього направленного відгалужувача НВ3 на фазовий вольтметр подаються два сигнали, пропорційні напругам "падаючого" $\dot{U}_{\text{пад}}$ і "відбитого" $\dot{U}_{\text{вб}}$ сигналів. Зробивши калібрування фазового вольтметра ФВ у "плоскій відліку", де потрібно створення нейтралізуючих комплексних опорів Z_1 і Z_2 шляхом закорочування загального виводу на загальну діль вимірювальної установки ливу, шляхом послідовної перебудовки регульованих атенуаторів АТ і фазообертача Ф, добиваємося нульових показань індикатора нуля І. За допомогою фазового вольтметра фіксуємо модуль $|\Gamma|$ і фазу φ_r коефіцієнта відбиття в цій площині і розраховуємо на підставі (6) і (7) значення першого нейтралізуючого комплексного опору $Z_1=R_1+jX_1$, де:

$$R_1 = Z_0 \frac{1 + |\Gamma|^2}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_r} \quad (8)$$

$$X_1 = Z_0 \frac{2|\Gamma| \sin \varphi_r}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \varphi_r} \quad (9)$$

Щідключаючи генератор до виходу чотириполюсника, а індикатор нуля до його входу і повторивши вищеписані операції, визначаємо величину другого нейтралізуючого комплексного опору $Z_2=R_2+jX_2$, де:

$$R_2 = Z_0 \frac{1 + |\Gamma_2|^2}{1 + |\Gamma_2|^2 - 2|\Gamma_2| \cos \varphi_{r2}} \quad (10)$$

$$X_2 = Z_0 \frac{2|\Gamma_2| \sin \varphi_{r2}}{1 + |\Gamma_2|^2 - 2|\Gamma_2| \cos \varphi_{r2}} \quad (11)$$

Після чого знаходимо шукане значення максимально-досяжного коефіцієнта підсилення чотириполюсника на границі його стійкості:

$$K_{\text{пов}} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \sqrt{\frac{(R_1 R_2 + X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - R_1 X_2)^2}{R_2^2 + X_2^2}} \quad (12)$$

З огляду на те, що амплітуда "відбитого" сигналу $\dot{U}_{\text{вб}}$ може бути як менше, так і більше

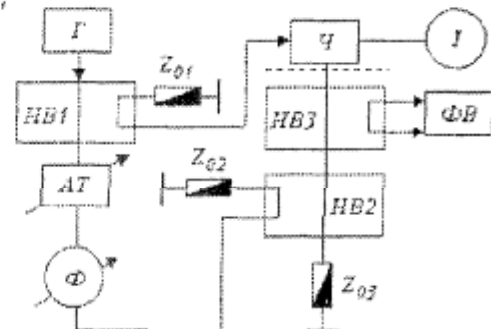


Рис. 1. Структурна схема установки для визначення $K_{\text{пов}}$; Г - генератор гармонійних коливань; НВ1, НВ2, НВ3 - направлені відгалужувачі; АТ - плавно-регульований атенуатор; Ф - плавно-регульований фазообертач; Z_0 - узгоджені навантаження; Ч - вимірюваний чотириполюсник; І - індикатор нуля; ФВ - фазовий вольтметр, --- - площини калібрування

амплітуди "надаючого" сигналу $U_{\text{вд}} \leq U_{\text{сд}}$. можлива реалізація в площині відліку як позитивних, так і негативних значень активної складової нейтралізуючого опору, при відсутності у вимірювальній схемі нетривіальних, що виключає можливість збудження вимірювальної установки. а отже підвищує точність вимірювань. Виходячи з запропонованої методики, регульовані атенуатор і фазообертач можуть бути не каліброваними, мати істотну нелинійність і мати втрати (для фазообертача) чи неконтрольований фазовий набіг (для атенуатора). Це виключає їхній вплив на точність вимірювань у широкій смузі частот.

Основна похибка розглянутого способу пов'язана з погрешністю вимірювання модуля $|G|$ і фаз φ , коефіцієнта відображення в площині відліку. Складові цих погрешностей детально проаналізовані в [7] показали, що в дециметровому діапазоні частот сумарна погрешність виміру модуля коефіцієнта відображення лежить у межах $(4,5 \pm 3)\%$, а фази $(2,6 \pm 6,4)\%$.

Для експериментальної перевірки були здійснені вимірювання $K_{\text{м}}$ біполярного і польового транзистора в схемах, відповідно, із загальним колектором і загальним емітером. Як фазовий вольтметр до частоти 1 ГГц використовувався фазовий вольтметр ФК2-12, а на більш високих частотах вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі Р4-23. Результати експериментальних досліджень і результати розрахунку $K_{\text{м}}$ з використанням фізичних еквівалентних схем транзисторів приведені на рис. 2.

Як видно з графіка, спостерігається не більш 10% розбіжності експериментальних і розрахункових результатів, що збільшується з ростом частоти. Інваріантний коефіцієнт стійкості транзисторів $K_{\text{м}}$ не перевищував 3,5, що свідчить про їх істотну потенційну нестійкість, але при цьому самозбудження вимірювальної установки у всьому діапазоні вимірювань не спостерігалось.

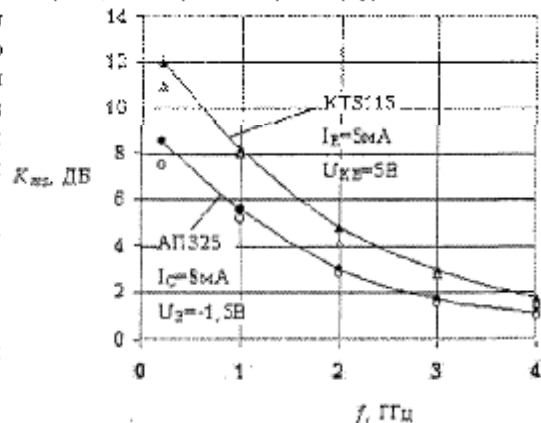


Рис. 2. Розрахункові і експериментальні $K_{\text{м}}$ частотні залежності $K_{\text{м}}$ для біполярного і польового транзисторів, включених за схемою з загальним колектором і загальним емітером, відповідно

Література

1. Богачев В.М., Никитин В.В. Транзисторные усилители мощности. - М.: Энергия, 1978. - 344 с.
2. Филинюк М.А., Возняк О.М. Методи визначення параметрів потенційно нестійких чотириполюсників // Вісник ВНУ. - 1995. - №1. - С.48-52.
3. Филинюк Н.А., Песков С.Н., Павлов С.Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы ВЧ транзисторов // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. - 1982. - ТХХV. - №12. - С.38-43.
4. Филинюк Н.А. Определение параметров физической эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора // Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1983. - №7. - С.90-92.
5. Патент України на винахід 18 059А, Н 03Н 11/00. Імпедансний пристрій / М.А. Філінюк, О.М. Возняк, Я.І. Курганов, О.В. Огороднік. Заявл. 22.03.94; Опубл. 31.10.97. Бюл. №5. - С.3.
6. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. - М.: Высшая школа, 1970. - Т.1. - 440с.
7. Бондаренко И.К. и др. Автоматизация измерений параметра СВЧ трактов. - М.: Сов. радио, 1969. - 304с.

Надійшла до редакції
05. 03. 2002 року.

УДК 621.317.772

О.Г. Гуцало

Вінницький державний технічний університет

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНЕЙ ДО НЕРУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ

Підвищення точності вимірювання відстаней до нерухомих об'єктів є найважливішою задачею оптичної далекометрії.

На сучасному етапі найбільше поширення на практиці знайшли фазові методи вимірювання відстаней до нерухомих об'єктів. Так, у праці [1] описаний фазовий метод вимірювання, який базується на використанні лазерного променя модульованого гармонічним сигналом, а час його подвійного проходження до і від контрольованого об'єкта визначається за фазовим зсувом обидвох відносно модульованого гармонічного сигналу. При такому методі властиві недоліки, що обумовлені неоднорідністю фази обидвох по перерізу лазерного променя і відхиленням закону модуляції від гармонічного.

У двочастотному фазовому методі, описаному в праці [2] вимірювана відстань виражається