

тому є надмірності спектру спричинені різним описом спектрального складу коротких сигналів. Це особливо наочно проявляється на прикладі коливального сигналу.

Підсумовуючи викладене, можна зробити висновок, що на сьогодні існує потреба створення окремих спеціальних методів спектрального представлення сигналів короткої тривалості шляхом розробки нових або комплексного застосування існуючих.

Література

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 547 с.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1984. – 720 с.
3. Гармонические естественные спектры и аппроксимация коротких сигналов [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://short-signal-sp.pochta.ru/>.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. – М.: Питер, 2002. – 608 с.
5. Голденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Сов. Радио, 1990. – 312 с.

Надійшла 23.2.2010 р.

УДК 621.396.96

О.А. МЯСІЩЕВ, Л.В. КАРПОВА
Хмельницький національний університет
І.І. ЧЕСАНОВСЬКИЙ

Національна академія Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького

ОЦІНКА ПОТЕНЦІЙНОГО СТУПЕНЯ РОЗРІЗНЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ЗОНДУЮЧИХ РАДІОСИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ КУТОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ГЕНЕРАТОРА НВЧ

В статті досліджено властивості імпульсних радіолокаційних сигналів на предмет трансформування функції невизначеності при врахуванні їх внутрішньої фазочастотної нестабільності. Досліджено надвисокочастотні радіосигнали, згенеровані імпульсним багато резонаторним магнетроном. Сформульовано модель їх комплексної огинаючої з урахуванням флуктуаційних фазочастотних процесів, на основі якої досліджено їх функцію невизначеності.

The article investigates the properties of pulsed radar signals in terms of transforming the function of uncertainty in view of their internal fazochastotnoyi instability. Investigated microwave radio frequency pulse generated many cavity magnetron. ffered their complex envelope fazochastotnyh subject to fluctuation processes on which they investigated the function of uncertainty.

Ключові слова: розрізнення радіосигналів, кутова нестабільність.

Внесення внутрішньої модуляції в імпульс збільшує його інформативність в будь-якому разі, незалежно від її глибини [1, 2]. В радіолокаційних сигналах, підвищення їх інформативності призводить до підвищення завадостійкості, через наявність додаткового параметру в сигналі (комплексної огинаючої певної, відомої форми), крім того, внесення додаткової динаміки в форму комплексної згинаючої дозволяє модифікувати форму її кореляційної функції, що по-перше, дозволяє застосувати алгоритми оптимальної узгодженої фільтрації з "зжиманням" сигналу; по-друге, дозволяє підвищити ступінь розрізнення сигналів, що при активній радіолокації призводить до підвищення роздільної здатності.

В теорії радіотехніки, ступінь розрізненості сигналів, як правило, визначають через побудову та аналіз тіла функції невизначеності в двох вимірах – частотному та часовому [1, 3].

Метою даної роботи є дослідження ступеня трансформування функції невизначеності простого радіоімпульсу при врахуванні фазової та частотної нестабільності його внутрішнього НВЧ заповнення.

Результати дослідження. В загальному випадку, імпульсний радіолокаційний сигнал, можна представити у вигляді:

$$u(t, T_m) = U(t) \cos(\omega_0 t + \theta(t) + \theta(T_m)) , \quad (1)$$

де $U(t)$ – модулюючий сигнал по амплітуді; ω_0 – номінальна частота генератора НВЧ; $\theta(t)$ – кутова динамічна складова нестабільності НВЧ колювання; $\theta_0(T_m)$ – постійний фазовий зсув внаслідок випадкової початкової фази НВЧ колювання в m -ому періоді зондування.

Якщо вважати, що форма комплексної обвідної визначається тільки одним динамічним параметром – модулюючим по амплітуді прямокутним імпульсом вигляду:

$$U(t) = \begin{cases} 1, & -\tau_i/2 \leq t \leq \tau_i/2 \\ 0, & |t| > \tau_i/2 \end{cases} \quad (2)$$

то вираз функції невизначеності має вигляд:

$$\Psi(\tau, F) = \begin{cases} \left| \frac{\sin[\pi F(\tau_i - |\tau|)]}{\pi F \tau_i} \right|, & |t| \leq \frac{\tau_i}{2} \\ 0, & |t| > \frac{\tau_i}{2} \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 1 показані вертикальні зрізи тіла $\Psi(\tau, F)$ площинами $F = 0$ і $\tau = 0$. Як видно, вони симетричні відносно поверхонь зрізу. Вертикальний зріз $\tau = 0$ на рис. 1 є фур'є-перетворенням квадрату огинаючої прямокутного імпульсу. Це крива виду $|\sin(x)/x|$, яка відповідає його амплітудно-частотному спектру.

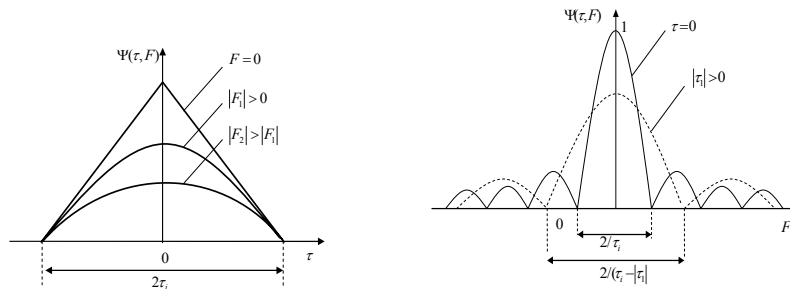


Рис. 1. Вертикальний зріз тіла функції невизначеності: а) площиною $F = 0$, б) площиною $\tau = 0$

Ширина зрізу $\tau = 0$ на рис. 1, а обернено пропорційна тривалості сигналу і визначає міру роздільної здатності по частоті (радіальній швидкості) при узгодженій обробці. Вертикальний зріз $F = 0$ на рис. 1, б має вигляд трикутника

$$\Psi(\tau, 0) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_i, & \tau \leq \tau_i \\ 0, & \tau > \tau_i \end{cases}$$

Це відгук узгодженого фільтру на прямокутний радіоімпульс. Його ширина на рівні 0,5 визначає роздільну здатність по часу затримки. На рис. 2 наведено графік поверхні функції невизначеності простого радіоімпульсу без внутрішньої модуляції.

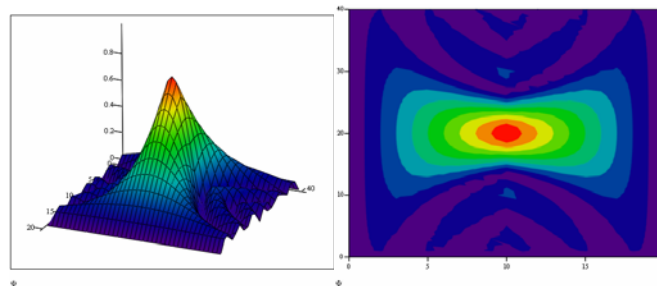


Рис. 2. Тіло функції невизначеності простого радіоімпульсу

Із проведеного аналізу видно, що при збільшенні тривалості імпульсу зріз площиною $\tau = 0$ звужується, а зріз площиною $F = 0$ розширюється, що є логічним, оскільки, із збільшенням тривалості імпульсу, збільшується ширина кореляційної функції його комплексної огинаючої погіршуючи роздільну здатність, але при цьому покращується здатність розрізнення по доплерівському зсуву частоти.

Якщо врахувати, що окрім постійних складових в аргументі (1) присутня кутова нестабільність, функція невизначеності в певній мірі деформується [2].

Зробивши ряд допущень і орієнтуватись на усереднений варіант динаміки протікання частотної нестабільності для багато резонаторного магнетрону, врахувавши часовий розподіл чинників, що викликають цю нестабільність її модель буде мати наступний вигляд,

$$\omega(t) = \omega_1(t) + \omega_2(t)$$

де $\omega_1(t)$ – відхилення частоти в наслідок електронного зміщення частоти магнетрону; $\omega_2(t)$ – відхилення частоти в наслідок затягування частоти магнетрона. Електронне зміщення частоти, викликане нестабільністю анодного струму протягом зондуєчого імпульсу [4], можна умовно розбити на три часові ділянки, рис. 3.

$$\omega_{\Delta C \times}(t) = \begin{cases} \Delta \omega_{\Delta C \times}(K_{\delta}, \tau_{\delta}, t), & 0 \leq t \leq \tau_{\delta} \\ A(K_{\delta}, \tau_{\delta}) + \Delta \omega_{\Delta C \times}(K_i, \tau_i, t), & \tau_{\delta} < t \leq \tau_i - \tau_c \\ A(K_{\delta}, \tau_{\delta}) + A(K_i, \tau_i) + \Delta \omega_{\Delta C \times}(K_c, \tau_c, t), & \tau_i - \tau_c < t \leq \tau_i \end{cases} \quad (2)$$

де K_{ϕ} – коефіцієнт крутизни фронту модулюєчого імпульсу, який визначається як dI_a/dt до встановлення коливань в магнетроні; K_i – коефіцієнт крутизни спаду плоскої вершини імпульсу; K_c – коефіцієнт крутизни спаду модулюєчого імпульсу, який визначається як dI_a/dt після закінчення модулюєчого імпульсу; $\tau_{\delta}, \tau_s, \tau_{\bar{n}}$ – відповідно тривалості фронту, плоскої вершини та спаду імпульсу.

Нестабільність частоти за рахунок затягування [4] буде постійною величиною протягом зондуєчого імпульсу, в межах від 0 до $\pm \Delta \omega_{3\text{ч max}}$ залежно від характеристик навантаження, а саме від модуля коефіцієнта відбиття і кута фазового зсуву.

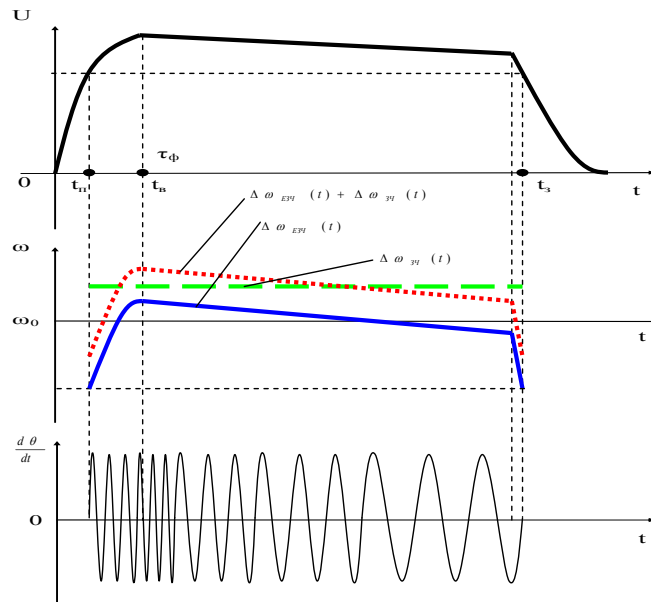


Рис. 3. Динаміка протікання внутрішньої фазочастотної нестабільності імпульсного радіосигналу

Отже, загальна математична модель внутрішньої кутової нестабільності імпульсного зондуєчого радіолокаційного сигналу, без врахування флуктуацій анодного струму в стійкому режимі роботи магнетрона (а враховуючи тільки його лінійне спадання)

$$\Delta \omega(t) = \begin{cases} \pm \Delta \omega_{3\text{ч}} - \Delta \omega_{E3\text{ч}} \exp\left(-\frac{K_{\phi} t}{\tau_{\phi}}\right), & 0 \leq t \leq \tau_{\phi} \\ \pm \Delta \omega_{3\text{ч}} - 2\pi \frac{\alpha_{E3\text{ч}}}{\Delta I_a} \left(\frac{\tau_i - \tau_c - t}{\tau_i - \tau_c - \tau_{\phi}} - 1\right), & \tau_{\phi} < t \leq \tau_i - \tau_c \\ \pm \Delta \omega_{3\text{ч}} - K_c \Delta \omega_{E3\text{ч}} \exp\left(-\frac{dI_a}{dt} \frac{t}{\tau_c}\right), & \tau_i - \tau_c < t \leq \tau_i \end{cases} \quad (4)$$

де $\pm \omega_{\phi^{\pm}}$ – випадкова величина з нормальним законом розподілу, яка вносить постійний зсув частоти протягом одного зондуєчого імпульсу; $\alpha_{\Delta C \times}$ – коефіцієнт електронного зміщення частоти.

Залежно від знаку, $\pm \omega_{\phi^{\pm}}$ буде посилювати або послаблювати загальну нестабільність, але в будь-якому разі, максимальна сумарна величина не повинна перевищувати максимальної нестабільності магнетрона.

Враховуючи, що після закінчення модулюючого імпульсу, в момент часу $t \geq \tau_i - \tau_c$, спадання анодного струму відбувається стрімко, тобто $\frac{dI}{dt} \rightarrow \infty$ і він досягає значення рівня зриву коливаль за декілька періодів НВЧ коливання, третьою складовою виразу (4) можна знехтувати,

$$\Delta\omega(t) = \begin{cases} \pm \Delta\omega_{3\varphi} - \Delta\omega_{E3\varphi} \exp\left(-\frac{K_\phi t}{\tau_\phi}\right), & 0 \leq t \leq \tau_\phi \\ \pm \Delta\omega_{3\varphi} - 2\pi \frac{\alpha_{E3\varphi}}{\Delta I_a} \left(\frac{\tau_i - \tau_c - t}{\tau_i - \tau_c - \tau_\phi} - 1\right), & \tau_\phi < t \leq \tau_i - \tau_c \end{cases} \quad (5)$$

Якщо врахувати, що коливання магнетрона існують не від нульового часу, а від часу пуску магнетрона t_n , тобто часу коли напруги прикладеної до анода достатньо, щоб почався процес генерування НВЧ коливаль, то в першому виразі необхідно зменшити часовий інтервал. Кінцеву ділянку експоненційної функції наростання частоти $\exp\left(-\frac{K_\phi t}{\tau_\phi}\right)$, при $t_n \leq t \leq t_e$, в межах певного допуску апроксимації можна лінеаризувати, оскільки диференціал цієї функції при $t \rightarrow \tau_\phi$, прагне до нуля і в результаті, при аналізі нестабільності фази, тобто швидкості наростання частоти не відіграє великої ролі. Отже, прийнявши ділянки $t_n \leq t \leq t_e$ і $t_e \leq t \leq t_3$ лінійними, вираз (5) прийме вигляд

$$\Delta\omega(t) = \begin{cases} \pm \Delta\omega_{3\varphi} + at, & t_n \leq t \leq t_e \\ \pm \Delta\omega_{3\varphi} - bt, & t_e < t \leq t_3 \end{cases},$$

де a і b – коефіцієнти, що характеризують швидкість зміни частоти на відповідних ділянках і визначаються:

$$a = \frac{2\pi\alpha\Delta I_\phi}{t_e - t_n}, \quad b = \frac{2\pi\alpha\Delta I_e}{t_3 - t_e}$$

де ΔI_ϕ та ΔI_e – відповідно зміна струму при наростанні фронту $t_n \leq t \leq t_e$ і зміна струму через нахил вершини імпульсу в проміжку часу $t_e \leq t \leq t_3$.

Повна фаза сигналу при врахуванні внутрішньої нестабільності

$$\omega_0 t + \theta(t) = \begin{cases} \omega_0 t \pm \Delta\omega_{3\varphi} t + \frac{at^2}{2}, & t_n \leq t \leq t_e \\ \omega_0 t \pm \Delta\omega_{3\varphi} t - \frac{bt^2}{2}, & t_e < t \leq t_3 \end{cases} \quad (6)$$

Якщо уважно придивитись до виразу (3), то це повна фаза сигналу з V-подібною лінійно-частотною модуляцією.

Якщо виключити всі постійні складові із виразу (3), то він прийме вигляд,

$$\theta(t) = \begin{cases} \frac{at^2}{2}, & t_n \leq t \leq t_e \\ -\frac{bt^2}{2}, & t_e < t \leq t_3 \end{cases} \quad (7)$$

Коефіцієнти a і b не однакові, тобто описують різну динаміку зміни фази, і крім того, часові інтервали $t_n \leq t \leq t_e$ та $t_e < t \leq t_3$ не однакові. Для того, щоб спростити процес аналізу, необхідно помістити вершину огинаючої в точку $t = 0$. Для цього введено поняття часового інтервалу наростання частоти $\tau_+ = t_e - t_n$ та часового інтервалу спаду частоти $\tau_- = t_3 - t_e$. При цьому вирази для визначення коефіцієнтів a і b приймуть вигляд

$$a = \frac{\pi\alpha\Delta I_\phi}{\tau_+}, \quad b = \frac{\pi\alpha\Delta I_e}{\tau_-} \quad (8)$$

З врахуванням (8), вираз (7) прийме вигляд,

$$\theta(t) = \begin{cases} at^2, & -\tau_+ \leq t \leq 0 \\ -bt^2, & 0 < t \leq \tau_- \end{cases}, \quad (9)$$

Сигнал з V-подібною оберненою ЛЧМ модуляцією можна представити у вигляді,

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad -\tau_+ \leq t \leq \tau_-, \\ u(t) = 0 \quad \text{при інших } t,$$

де

$$u_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2\tau_+}} \exp(jat^2), \quad -\tau_+ \leq t \leq 0 \\ u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2\tau_-}} \exp(-jbt^2), \quad 0 < t \leq \tau_-$$

Функція невизначеності такого сигналу складається із чотирьох частин [3]: двох автокореляційних членів $u_1(t)$ та $u_2(t)$ і двох взаємокореляційних членів, які відповідають двом взаємним добуткам $u_1(t)$ та $u_2(t)$. Виражена через ці компоненти, повна функція невизначеності має вигляд

$$\psi(\tau, F) = \psi_{11}(\tau, F) + \psi_{12}(\tau, F) + \psi_{21}(\tau, F) + \psi_{22}(\tau, F) \quad (10)$$

Основний вклад в цю функцію вносять автокореляційні члени $\psi_{11}(\tau, F)$ та $\psi_{22}(\tau, F)$.

$$\Psi_{11}(\tau, F) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_+} \right) \frac{\sin \left[\pi \left(F - \frac{a\tau}{\pi} \right) (\tau_+ - |\tau|) \right]}{\pi \left(F - \frac{a\tau}{\pi} \right) (\tau_+ - |\tau|)} \exp \left[j \left(\pi F (\tau_+ + \tau) - a\tau\tau_+ \right) \right], \quad -\tau_+ \leq \tau \leq \tau_+ \quad (11)$$

$$\Psi_{22}(\tau, F) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_-} \right) \frac{\sin \left[\pi \left(F + \frac{b\tau}{\pi} \right) (\tau_- - |\tau|) \right]}{\pi \left(F + \frac{b\tau}{\pi} \right) (\tau_- - |\tau|)} \exp \left[j \left(\pi F (\tau_- + \tau) + b\tau\tau_- \right) \right], \quad -\tau_- \leq \tau \leq \tau_- \quad (12)$$

Враховуючи, що

$$\psi_{12}(\tau, F) + \psi_{21}(\tau, F) \approx 0, \quad (13)$$

функція невизначеності в загальному випадку визначається як

$$\psi(\tau, F) = |\psi_{11}(\tau, F)| + |\psi_{22}(\tau, F)| \quad (14)$$

Загальний вираз для функції невизначеності (14) з врахуванням (13) та підстановкою (11), (12) буде мати вигляд

$$\Psi(\tau, F) = \left| \frac{1}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_+} \right) \frac{\sin \left[\pi \left(F - \frac{a\tau}{\pi} \right) (\tau_+ - |\tau|) \right]}{\pi \left(F - \frac{a\tau}{\pi} \right) (\tau_+ - |\tau|)} \right| + \left| \frac{1}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_-} \right) \frac{\sin \left[\pi \left(F + \frac{b\tau}{\pi} \right) (\tau_- - |\tau|) \right]}{\pi \left(F + \frac{b\tau}{\pi} \right) (\tau_- - |\tau|)} \right| \quad (15)$$

На рис. 4, приведено графік поверхні функції невизначеності (15) сигналу з V-подібною, несиметричною лінійною частотною модуляцією.

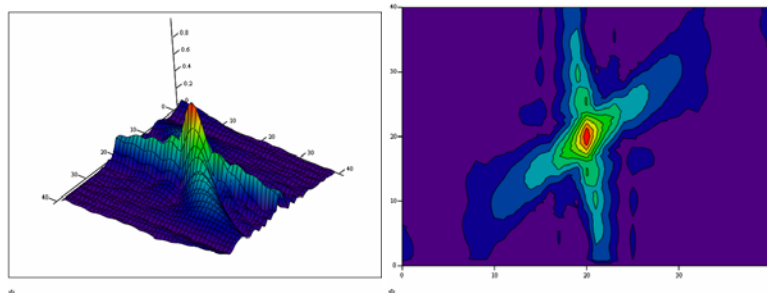


Рис. 4. Тіло функції невизначеності складного ЛЧМ сигналу

По зрізу на рівні 0,5 ширина основного листка дорівнює подвійному мінімальному періоду частоти нестабільності. Очевидно, що чим більша частота нестабільності (для ЛЧМ частота девіації) тим вужчим буде зріз основного листка

На відміну від функції невизначеності звичайного ЛЧМ сигналу, на ній спостерігаються два "хребти", розміщені під кутами α та β до площини вертикального зрізу $F = 0$. Видно, що величина цих кутів залежить від величини a/τ_+ та b/τ_- і вони будуть тим більші, чим більші ці співвідношення, тобто чим більша девіація частоти.

В табл. 1 приведено порівняльну характеристику ширини функції невизначеності на рівні 0,5 для різних значень максимальної частоти нестабільності.

Як видно із таблиці, чим більша частота девіації тим більший ступінь зжимання сигналу на виході узгодженого з ним фільтру. Це просто пояснити, оскільки ширина основного листка для простого ЛЧМ імпульсу розраховується через його базу, а саме

$$B = \Delta f T_c$$

Таблиця 1

Результати числового експерименту

a	b	τ_+	τ_-	Ширина основного листка по рівню 0,5	Рівень бокового листка
10^7	5×10^6	0	τ_i	0.242	-20
		$0.1\tau_i$	$0.9\tau_i$	0.15	-26
		$0.2\tau_i$	$0.8\tau_i$	0.175	-23
		$0.3\tau_i$	$0.7\tau_i$	0.175	-25
		$0.4\tau_i$	$0.6\tau_i$	0.167	-25.84
		$0.5\tau_i$	$0.5\tau_i$	0.155	-24.9
8×10^6	3×10^6	0	τ_i	0.43	-14.8
		$0.1\tau_i$	$0.9\tau_i$	0.171	-20
		$0.2\tau_i$	$0.8\tau_i$	0.256	-15
		$0.3\tau_i$	$0.7\tau_i$	0.252	-18
		$0.4\tau_i$	$0.6\tau_i$	0.229	-20
		$0.5\tau_i$	$0.5\tau_i$	0.243	-17.7

Слід зауважити, що в силу введених обмежень щодо некорельованості огинаючих ділянок сигналу до t_g та після вираз (15) справедливий тільки для цього випадку. Якщо сигнал буде складнішим, або ці ділянки будуть взаємокорельованими, то функція невизначеності прийме вигляд

$$\psi(\tau, F) = \psi_{11}(\tau, F) + \psi_{12}(\tau, F) + \psi_{21}(\tau, F) + \psi_{22}(\tau, F), \quad (16)$$

$$\Psi_{12}(\tau, F) = \frac{1}{(\tau_+ + \tau_-)\sqrt{a}} \operatorname{rect}\left(\frac{\tau}{(\tau_+ + \tau_-)} - \frac{1}{2}\right) \exp\left(\frac{-j\pi a(\tau_+ - \tau)^2}{2}\right) \exp\left(\frac{j\pi F^2}{(a+b)}\right) [Z^*(x_1) + Z^*(x_2)]$$

де $Z(x)$ – комплексний інтеграл Френеля.

$$x_1 = \tau\sqrt{a} + \frac{F}{\sqrt{a}}, \quad x_2 = \tau\sqrt{b} + \frac{F}{\sqrt{b}}$$

Перевагою інтерпретації внутрішньої нестабільності як V-подібну ЛЧМ полягає в тому, що такі сигнали представляють собою найбільш характерний клас складних ЧМ сигналів, які дозволяють отримати некорельовані вимірювання дальності і швидкості. Така властивість може бути пов'язана з розділенням вихідного сигналу узгодженого фільтру на два окремих сигнали, коли доплерівський зсув викликає розузгодження прийнятого сигналу з узгодженим фільтром. Фактично це означає, що сигнали, які мають доплерівський зсув, можуть бути легко розпізнанні. Але, якщо в прийнятій суміші присутній не один, а декілька відбитих сигналів, то відбувається збільшення неоднозначності відносно кількості цілей, їх дійсних дуальностей і скоростей.

1. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. – М.: Высш. школа., 1983. – 536 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
4. Передающие устройства СВЧ: Учебное пособие для радиотехнических спец. вузов / Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А.; под ред. М.В. Вамберского. – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.

Надійшла 11.2.2010 р.

УДК 621.396.4

І.В. ГУЛА, І.С. ПЯТІН

Хмельницький національний університет

І.С. КАТЕРИНЧУК

Національна академія державної прикордонної служби України, м. Хмельницький

БАГАТОТОНАЛЬНІ МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АБОНЕНТСЬКИХ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

Дана загальна характеристика методів вимірювання та контролю частотних характеристик лінійних чотириполюсників. Обґрунтована актуальність використання методів і засобів, що використовуються для вимірювання частотних характеристик абонентських ліній зв'язку. Показана перевага полігармонічних методів вимірювання частотних характеристик над одночастотними. Визначено вимоги до вимірювального сигналу для пониження динамічних похибок.

This general description of the methods of measurement and control of linear frequency response Two-port. The urgency of methods and tools used to measure the frequency of subscriber lines. The advantage poliharmonichnyh methods of measuring frequency response of one-over. Defined requirements for measuring signal in order to reduce dynamic errors.

Ключові слова: пік-фактор, абонентська лінія зв'язку, багаточастотні сигнали, спектральні властивості.

Вступ

Сучасний стан науки та техніки вимагає передачі значних об'ємів інформації. Це можуть бути мовні або цифрові повідомлення. Для передачі повідомлень розроблена значна кількість апаратури зв'язку: від простих телефонних апаратів до складних систем ущільнення каналів зв'язку. Передача даних та повідомлень без спотворень вимагає від зв'язкової апаратури дотримання певних технічних характеристик, таких як амплітудно-частотна характеристика, фазо-частотна характеристика, груповий час затримки. При недотриманні їх заданим параметрам стає неможливим забезпечити необхідні характеристики передачі інформації, такі як швидкість передачі, достовірність, пропускну спроможність каналу зв'язку та інші. В вимірювальній апаратурі використовують три основних методи оцінювання параметрів АЛЗ: метод вимірювання АЧХ/ФЧХ/ГЧЗ (тонального тестування), метод вимірювання імпедансно-частотних характеристик (ІЧХ) ЛЗ і метод аналізу рефлектограми ЛЗ. Слід відзначити, що методами аналізу ІЧХ та рефлектометрії неможливо оцінити всі параметри ЛЗ. Тому ці методи є доповненням до методу аналізу АЧХ/ФЧХ/ГЧЗ. При вимірюванні АЧХ виникає також задача одночасної оцінки інших частотних характеристик – фазочастотної характеристики (ФЧХ) та характеристики групового часу затримки (ГЧЗ).

Огляд існуючих методів

На сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки можна виділити два підходи до вимірювань частотних характеристик (ЧХ).

1. Застосування моногармонічних вимірювальних сигналів.
2. Застосування багаточастотних зондуючих сигналів.

Існує багато методів реалізації першого підходу до вимірювання частотних характеристик лінійних чотириполюсників. Найпростішим є використання генератора сигналів, частота якого перестроюється, та двох вольтметрів або ватметрів, зібраних у схему, наведену на рис. 1.

Вимірювання проводять наступним чином. На вхід чотириполюсника подають синусоїдальний сигнал з генератора 1, частота якого відома. Проводять вимірювання амплітуди сигналу на вході пристрою та на його виході за допомогою вольтметрів 3 та 4. Далі розраховують коефіцієнт передачі за формулою

$$K_E = \frac{E_2}{E_1}$$

вимірювання. Після закінчення вимірювань та розрахунків криву АЧХ будують на аркуші паперу.