

ОЦІНКА ЗАЛЕЖНОСТІ ПРОПУСКНОЇ СПРОМОЖНОСТІ ВІД ОСНОВНИХ ЕНЕРГЕТИЧНИХ СПІВВІДНОШЕНЬ У ВУЗЬКОСМУГОВИХ РАДІОКАНАЛАХ

В даній статті проведено теоретичну оцінку потенційної пропускної здатності та її залежність від впливу основних шкідливих чинників, які діють в каналі зв'язку. Розглянуто критерії оцінки потенційної пропускної здатності вузькосмугових каналів під час застосування дискретних та аналогових видів модуляції. Досліджено існуючі різновиди класичних методів модуляції (амплітудної, кутової та імпульсної) на предмет їх потенційних можливостей у випадку вузькосмугових каналів.

Ключові слова: вузькосмуговий радіоканал, сигнал, модуляція, спектр, виграв, завада.

I.I. CHESANOVSKYY

National Academy of State Border guard service of Ukraine named after B. Khmelnytskyi
L.V. KARPOVA, D.O. LEVCHUNETS
Khmelnytsky National University**EVALUATION OF THE THROUGHPUT OF BASIC ENERGY CORRELATIONS IN NARROW-BAND RADIO CHANNELS**

This article provides a theoretical assessment of the potential bandwidth and its dependence on the impact of the main harmful factors existing in the communication channel. Describes the criteria for evaluating the potential bandwidth of narrowband channels in the application of digital and analogue modulation types. Studied the existing kinds of classic modulation techniques (amplitude, angular and pulse) in terms of their potential capability in case of narrowband channels.

Keywords: narrow-band radio channel, signal, modulation, spectrum, win, hindrance.

Постійно зростаючі вимоги до пропускної здатності каналів зв'язку обумовлені значним розширенням спектру телекомунікаційних послуг і підвищенням вимог до їх якості. З огляду на це, на кожному етапі впровадження нових підходів передачі сигналів по електричних каналах зв'язку (застосування нових видів модуляції, запровадження високоефективних завадостійких і ущільнюючих кодів, тощо) важливо мати реальну теоретичну оцінку потенційної пропускної здатності і її залежність від впливу основних шкідливих чинників, які діють в каналі зв'язку.

Відсутність чітких критеріїв проведення сумісної порівняльної оцінки пропускної здатності аналогових і дискретних каналів зв'язку, достатньо гостро відчувається в галузі систем професійного УКХ зв'язку, які сьогодні знаходяться на етапі впровадження додаткових сервісів з використанням цифрових стандартів. Цифрові системи радіозв'язку мають безліч переваг перед аналоговими, проте вони досяжні лише в широкосмуговій реалізації радіоканалів. У випадку вузькосмугових радіоканалів, застосування цифрових методів передачі даних не завжди себе виправдовує, тому актуальним, є збереження аналогового режиму роботи. Для визначення чітких критеріїв оцінки потенційної пропускної здатності вузькосмугових каналів при застосуванні дискретних та аналогових видів модуляції і встановлення залежності цієї пропускної здатності від основних енергетичних співвідношень в каналі необхідно дослідити існуючі різновиди класичних методів модуляції (амплітудної, кутової та імпульсної) на предмет їх потенційних можливостей у випадку вузькосмугових каналів.

У випадку передачі аналогових сигналів, найкращою системою радіозв'язку вважається передача інформації однією бічною смугою [1–3], яка займає найменшу смугу частот, що визначило її найвищу спектральну ефективність серед різновидів амплітудної модуляції і як наслідок вважати даний вид модуляції таким, що дає змогу забезпечити найбільше відношення сигнал/шум. Проте, дослідження в області теорії модуляції, на певному етапі розвитку радіотехніки [4, 5], та розробка різних видів кутової (квадратурні методи) й імпульсної модуляції змусили переглянути, сталі погляди про залежності між потужністю сигналу, смугою частот й відношенням сигнал/шум.

Питання збільшення завадостійкості під час радіоприймання надзвичайно важливі. Згідно з принципом невизначеності в теорії сигналів, аксіоматичним вважається вираз, що встановлює граничне співвідношення між часом передачі повідомлень і шириною частотного спектру [3, 4], що при цьому використовується:

$$2\Delta f \Delta t \geq 1,$$

де Δt – ефективна тривалість сигналу, Δf – ефективна смуга частот сигналу, які визначаються із виразів [5]:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_0^{\infty} G^2(\omega) d\omega}{G_{\max}^2}; \quad \Delta t = \frac{2}{E} \int_0^T \int_0^{T-\tau} u(t)u(t+\tau) dt d\tau,$$

де $G(\omega), G_{\max}$ – енергетичний спектр сигналу $u(t)$ і його максимальне значення відповідно; E – енергія сигналу.

Даний вираз, є аналогічним співвідношенню невизначеності Гейзенберга, який при цьому показує, що в радіотехніці, в принципі, неможливе спільне точне визначення часу передачі й частоти сигналу.

Розглянемо енергетичні критерії у контексті типової лінії радіозв'язку, схема якої наведена на рис. 1.

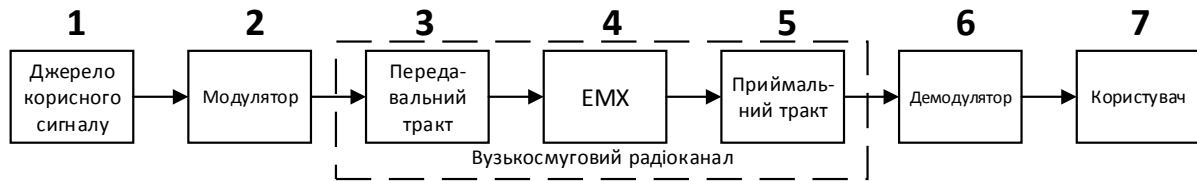


Рис. 1. Узагальнена блок-схема лінії радіозв'язку

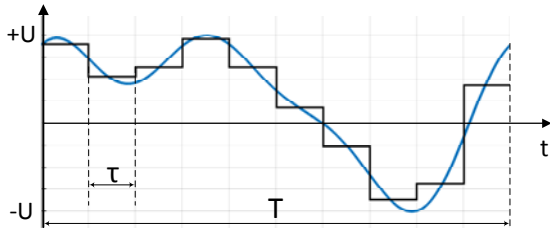


Рис. 2. Дискретизація аналогового повідомлення

Повідомленням ми будемо називати одиничну радіопередачу, (наприклад, передачу одного фрагменту мови, відеоповідомлення або телеметричного сигналу). З метою застосування більш зручного апарату дискретної математики в частині чисельних методів, неперервну функцію напруги у часі на рис. 2 легко апроксимувати сходиною функцією Хевісайда [1–3]. Для цього інтервал часу T , що вимагається для передачі даного повідомлення розділимо на $n = T/\tau$ – рівних проміжків

часу. Протягом елементарного проміжку τ напруга залишається на постійному рівні, одного з можливих дискретних значень напруги U . Позначивши різницю між значеннями сусідніх рівнів напруги через ΔU , одержимо загальне число m можливих значень напруги за час τ у вигляді:

$$m = 2 \frac{U_m}{\Delta U} + 1. \quad (1)$$

Величини τ і ΔU визначаються характером передачі і заданим рівнем шумів квантування, або необхідною точністю її відтворення, що є тотожним. Якщо максимальна присутня в повідомленні частота рівна F_m , то у відповідності до теореми Котельнікова, максимальний період дискретизації, що відповідає мінімальній частоті дискретизації визначається як,

$$\tau = \frac{1}{2F_m}.$$

Таким чином, максимально можлива кількість роздільно переданих повідомлень тривалістю T , що може дати джерело корисного сигналу на фоні завад, складає m^n . А отже, продуктивність джерела аналогових повідомлень ω , в дискретному представленні може бути визначена наступним чином:

$$\omega = m^n = \left(2 \frac{U_m}{\Delta U} + 1\right) = \left(2 \frac{U_m}{\Delta U} + 1\right). \quad (2)$$

Відповідно даного співвідношення, чим більше ω , тим більше інформації може одержати споживач від даного джерела в заданий інтервал часу. При цьому слід зазначити, що із загальної кількості ω можливих повідомлень у певний відрізок часу T передається лише одне повідомлення, що складається з n елементів повідомлень.

При передачі мови та багатосимвольної послідовності зазвичай окремі букви, слова й фрази зустрічаються частіше від інших. Враховуючи це й відкидаючи мало ймовірні в даній мові або типі передачі комбінації елементів повідомлень, можна полегшити роботу радіоканалу й підвищити його якість. Зазначені питання, що відносяться до специфіки роботи самого джерела корисного сигналу, та специфіки мови, у даній роботі не розглядаються й усі повідомлення (m можливих значень) будемо вважати рівноймовірними.

Цілком очевидно, що пропускна спроможність радіоканалу C , тобто максимальна кількість повідомлень тривалістю T , кожне з яких може пройти через радіоканал у присутності завад з інтенсивністю U_n при заданій імовірності правильного відтворення p , має бути не менше продуктивності джерела повідомлень ω

$$\omega \leq C. \quad (3)$$

У правильно розрахованій лінії радіозв'язку продуктивність джерела повідомлень ω повинна бути рівною пропускній здатності радіоканалу C . Якщо ємність радіоканалу менше цієї величини, то він не зможе забезпечити правильне відтворення кожного з ω можливих повідомлень і буде вносити в передачу викривлення. Якщо пропускна здатність більше – у каналі є резерви, які можуть бути використані при розрахунках лінії.

Розкладемо напругу, що формується джерелом повідомлень (ступінчато-апроксимований сигнал на рис. 2) у ряд Фур'є. Для цього припустимо, що дана передача повторюється по осі t через проміжки часу, кратні T . Тоді після розкладання ми одержимо:

$$f(t) = a + a \sin \frac{2\pi}{T}t + a \sin \frac{4\pi}{T}t + \dots + b \cos \frac{2\pi}{T}t + b \cos \frac{4\pi}{T}t + \dots$$

Оскільки повідомлення не містить частот вище F_m , то загальна кількість незалежних доданків або елементів повідомлень n , так як і згідно виразу (2) буде дорівнювати:

$$n = 1 + 2F_m T \approx 2F_m T$$

Їх комбінації дадуть m^n можливих повідомлень. Після модуляції, низькочастотне повідомлення перетвориться у високочастотний сигнал, тривалістю T . Представимо флуктуаційні завади у вигляді ряду Фур'є, також допустивши, що вони повторюються через інтервали T . Після розкладання одержимо компоненти завад з тими ж частотами від $2\pi/T$ до ∞ з випадковими, але для даного конкретного випадку постійними, амплітудами. Таким чином, у смузі пропускання радіоканалу ми одержимо доданки сигналу із частотами від ω_p до ω_q а також завади з ідентичними частотами. Інтенсивність завади в межах смуги пропускання будемо вважати розподіленою рівномірно. Отже, сумарну напругу сигналу і завади в радіоканалі можна представити у вигляді комплексу дискретних частот, кожна з яких складається із суми двох складових: завади з випадковою амплітудою і сигналу, амплітуда складової якого визначається переданим повідомленням. Чим менша ймовірність помилки необхідна, тим більше слід обрати розрахункове значення N_i у порівнянні з його середнім значенням. Вважатимемо заданою дану ймовірність, а отже і N_i .

На рис. 3 представлена комплексна площина однієї із частот ω_i . Вектор A_i характеризує складову напругу сигналу частоти ω_i , вектор N_i – складову завад тієї ж частоти.

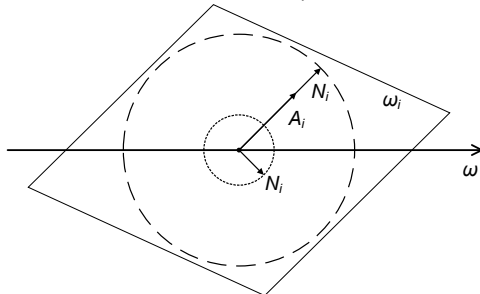


Рис. 3. Вісь проєкцій частоти ω_i у полярних координатах

Згідно з методом багатомірного простору з вектор-функціями, кількість розрізнявальних точок, що характеризує канал зв'язку, або, що те ж саме, кількість символів, що можуть бути передані через даний канал за наявності в ньому завад потужністю P_N , буде дорівнювати кількості сфер радіусом $\sqrt{P_N}$ (напруга завади), що вміщуються в сфері, радіус якої дорівнює сумі напруг сигналу й завади. Таким чином, кількість розрізнявальних точок дорівнює кількості кіл з радіусом N_i , що вміщуються на використовуваній при даній максимальній амплітуді A_i площі. Отже, площу кола радіусом $A + N$ слід розділити на

площу кіл радіусом N_i , тобто

$$m_i = \frac{(A_i + N_i)^2}{N_i^2} \tag{4}$$

Якщо сигнал містить n_k частот ω_p до ω_q то загальна кількість символів, що можуть бути передані через даний канал, та розрахункові величини N_i рівні, а $\sum A_i^2 = U_c^2 = const$, де U_c – максимальне значення напруги сигналу, то максимальне значення ємності буде мати місце при рівності всіх m_i . Тоді

$$c = (m_i)^{n_k} = \left(1 + \frac{A_i}{N_i}\right)^{2n_k},$$

де n_k – кількість окремих частот у смузі пропускання каналу, що дорівнює

$$n = \frac{\Delta F}{1/T} = \Delta F T,$$

де ΔF – смуга пропускання радіоканалу.

Замінімо A_i через напругу сигналу U_c ($U_c = A_i \sqrt{n_k}$) і N_i – через напругу завад у смузі пропускання радіоканалу

$$U_N = N_i \sqrt{n_k}.$$

Тоді остаточно

$$c = \left(1 + \frac{U_c}{U_N}\right)^{2\Delta F T} \tag{5}$$

Прирівнявши відповідно до формули (3) продуктивність джерела повідомлень пропускну здатність каналу і враховуючи, що напруга завад на виході приймача $U_n = \frac{\Delta U}{2}$, одержимо наступне співвідношення

$$\left(1 + \frac{U_m}{U_n}\right)^{2F_m T} = \left(1 + \frac{U_c}{U_N}\right)^{2\Delta F T} \tag{6}$$

Отримана формула показує, що як і для дискретного каналу, можна зменшити смугу частот, зробивши її в кілька разів менше смуги частот джерела повідомлень за рахунок різкого збільшення напруги (або потужності) сигналу U_C . Збільшуючи смугу частот ΔF , що займається сигналом в каналі зв'язку можна збільшити відношення сигнал/шум на виході приймача U_m/U_n . При заданому U_C можна зменшити ΔF за рахунок зменшення відношення сигнал/шум на виході приймача U_m/U_n .

При цьому, відповідно отриманого співвідношення, можливо отримати суттєве підвищення відношення сигнал/шум на виході приймача за рахунок незначного розширення смуги ΔF внаслідок експонентної залежності цього відношення від ΔF , що повністю доводить високий потенційний вигравш від розширення смуги частот сигналів. Звуження ж смуги ΔF за рахунок зменшення U_m/U_n можливо лише у випадку наявності значного запасу завадостійкості, тобто в тому випадку, коли завади слабкі або передавач має надлишкову потужність.

Позначимо через U'_C напругу сигналу, необхідну для звуження смуги в k разів. Тоді з (6) одержимо:

$$\frac{U'_C}{U_C} = \frac{U_N}{U_C \sqrt{k}} \left(\frac{U_N + U_C}{U_N} \right)^k, \quad (8)$$

На рис. 4 наведені криві залежності U'_C/U_C від k для трьох значень $U_C/U_N = 20, 10, 3$.

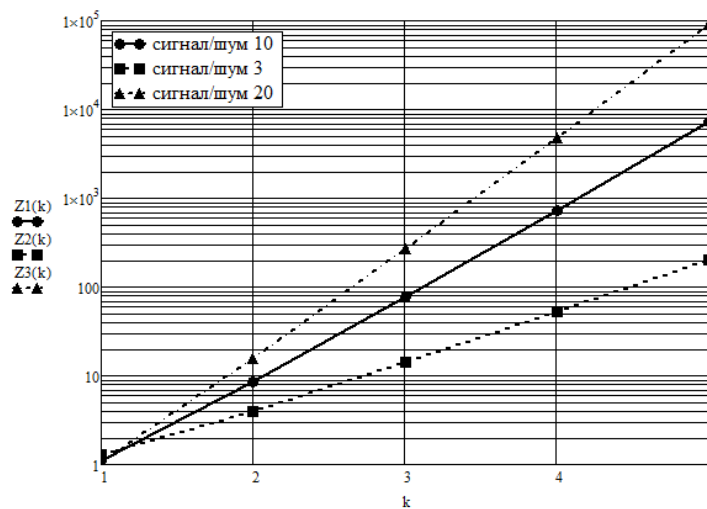


Рис. 4. Залежність відношення напруг для звуження смуги частот в k разів

Із кривих видно, що при порівняно високоякісному прийомі ($U_C/U_N = 10$) для звуження смуги потрібне суттєве збільшення потужності; так для звуження смуги в 2 рази слід збільшити потужність в 50 раз, для звуження в 4 рази – в близько 250000 раз.

При задовільному прийомі ($U_C/U_N = 3$) умови стають більш сприятливими; так для звуження смуги в 2 рази потрібно збільшити потужність лише в 10 разів, для звуження в 4 рази — 1600 разів, що в певних умовах вже може мати практичний сенс.

Вивчивши властивості «ідеальної» системи радіозв'язку, перейдемо до розгляду існуючих систем модуляції, а також визначимо ступінь їх наближення до «ідеальної» системи. Встановимо критерій, згідно якого буде проводитись оцінка. По-перше, цікаво зрівняти потужності, що потрібні для одержання в обох випадках згаданого відношення сигнал/шум на виході приймача і по-друге, смуги частот в ефірі при однаковій потужності випромінювання та однаковому відношенні сигнал/шум на виході приймача. Крім того, необхідно порівняти здатність систем зменшувати завади на виході приймача за рахунок збільшення смуги частот і навпаки – можливості звуження смуги частот за рахунок збільшення потужності сигналу. Ці властивості, в повній мірі, притаманні «ідеальній» системі.

При порівняннях будемо вважати інтенсивність і частотний спектр завад однаковими $N_{iu} = N_{ix}$. Значком u будемо позначати величини, що відносяться до «ідеальної» системи, значком x — до порівнюваної. Джерело повідомлень вважається сталим і порівняння проводиться при передачі в усіх випадках того ж самого повідомлення

$$F_{mu} = F_{mx} \cdot T_u = T_x \cdot$$

Уведемо позначення $\gamma = U_{Cu}/U_{Cx}$. Тоді вигравш по потужності, що досягається «ідеальною» системою, буде рівний γ^2 . Позначимо через η відношення смуги частот ідеальної системи до смуги частот даної системи при однаковій потужності

$$\eta = \frac{\Delta F_u}{\Delta F_x}$$

Позначимо відношення сигнал/шум на виході «ідеального» приймача, рівним відношенню сигнал/шум даного приймача, через S , тобто $S = U_m / U_n$.

Для початку розглянемо амплітудну модуляцію. При амплітудній модуляції $S = U_i / U_N$ (при $M=1$, де U_n – напруга носійної частоти). Тоді

$$(1+S)^{F_m} = \left(1 + \frac{U_{Cu}}{U_N}\right)^{2F_m},$$

звідки

$$U_{Cu} = (\sqrt{1+S} - 1)U_N.$$

При $M=1$ ефективне значення модульованої напруги сигналу $U_{CA}=1,23U_n$ а отже,

$$\gamma = \frac{U_{Cu}}{U_{CA}} = \frac{\sqrt{1+S} - 1}{1,23S}. \tag{9}$$

Таким чином, «ідеальна» система дає тим більший вигравш у порівнянні з АМ, чим вище необхідна якість прийому S .

Знайдемо тепер η , знаючи, що $\eta = \frac{\Delta F_u}{2F_m}$. Приймавши $U_{cu}=1,23U_n$ одержимо:

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\ln(1+S)}{\ln\left(1 + \frac{1,23}{\sqrt{\eta}} S\right)}, \tag{10}$$

тобто «ідеальна» система, що має однакову потужність сигналу, до амплітудно-модульований сигнал при 100-відсотковій модуляції, буде займати смугу частот дещо меншу, ніж F_m .

Аналогічно проведено дослідження інших видів модуляції. Результати цих досліджень приведені в табл. 1.

Таблиця 1

Аналітичні вирази залежності відносних вигравшів для різних видів модуляції

Вид модуляції	Вихідні умови	Вигравш по амплітуді	Вигравш по частоті
ОБС	$S = \frac{U_C}{U_N}, \Delta F = F_m$ $\left(1 + \frac{U_m}{U_n}\right)^{F_m} = \left(1 + \frac{U_{Cu}}{U_N}\right)^{F_m}$	$\frac{U_{Cu}}{U_C(i \dot{A} \ddot{i})} = \gamma = 1,$ $\frac{P_{Cu}}{P_C(i \dot{A} \ddot{i})} = \gamma^2 = 1$	$(1+S)^{F_m} = \left(1 + \frac{S}{\sqrt{\eta}}\right)^{\Delta F}$ $\Delta F = F_m, \eta = 1.$
ЧМ	$S = \sqrt{3}\alpha^{3/2} \frac{U_C \times i}{U_N},$ $\alpha = \frac{F_d}{F_m}, \Delta F(\times i) = 2F_d$	$\gamma = \sqrt{3}^{3/2} \frac{2\alpha\sqrt{1+S} - 1}{S}$	$\eta = \frac{1}{2\alpha} \frac{\ln(1+S)}{\ln\left(1 + \frac{S}{\sqrt{3}\eta\alpha^{3/2}}\right)}$
АІМ, ФІМ, ЧІМ	$U_i = \frac{S U_{N1}}{\sqrt{k}}$ $(1+S)^{F_m} = \left(1 + \frac{U_{Cu}}{U_{N1}}\right)^{2kF_m}$	$\gamma = \frac{2k\sqrt{1+S} - 1}{1,23S} \sqrt{k}$	$\eta = \frac{1}{2k} \frac{\ln(1+S)}{\ln\left(1 + \frac{1,23S}{\sqrt{k}\eta}\right)}$
ІКМ	$L = 2^{v-1} M, \frac{2^{v-1}}{\sqrt{v}}$ – вигравш відносно ОБС по частоті	$\gamma^2 = 0,1$	$\eta \approx \frac{\ln S 2^v}{\ln \sqrt{10} S 2^v}$

Як видно з результатів, оптимальна ширина спектру радіосигналу не може мати смугу частот вужчу, ніж при ОБС, за потреби забезпечення ідентичного відношення сигнал/шум на виході приймача. Отже, система ОБС повністю використовує смугу частот і забезпечує максимальну в даних умовах завадостійкість.

Як і АМ система, ОБС модуляція не дозволяє взаємно варіювати відношення сигнал/шум та ширину смуги.

При частотній модуляції вигравш значно вищий за той, що можна отримати при АМ, проте, для його досягнення необхідно забезпечити відношення сигнал/шум вище певного порогового рівня, що відомо в

радіотехніці під назвою «пороговий ефект».

Якісно інші висновки можна робити про імпульсні види модуляції (АІМ, ФІМ, ЧІМ та ІКМ).

Для співставлення результатів, що отримані для різних видів модуляції, проаналізуємо криві, приведені на рис. 5, залежності γ від S при різних видах модуляції.

Як видно із графіків, потужність у робочій смузі частот гірше за все використовується в системах рис. 5 АІМ, що і пояснює її непопулярність на сьогоднішній день. Якщо потрібно одержати відношення сигнал/шум на виході приймача рівним 4, то за однакових умов АІМ програє в порівнянні з «ідеальною» системою за потужністю в 100 разів. Зі збільшенням S програш для всіх систем збільшується. Краще всіх використовується потужність у кодово-імпульсній системі, що, правда, при значно більших S .

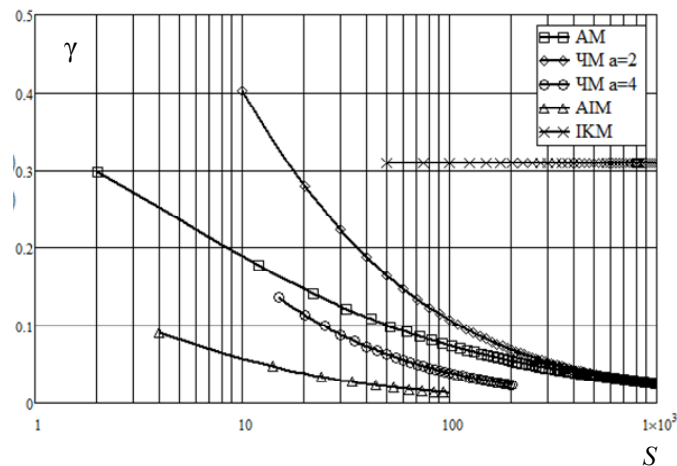


Рис. 5. Залежність відносного виграшу по частоті від енергетичних співвідношень

Ліворуч усі криві обриваються на рівні S , що приблизно відповідає значенню порогу чутливості до завад на вході.

Аналіз виразів по частотному виграшу показують, що всі системи слабо використовують смугу. Для АІМ програш по використанню смуги дещо збільшується зі зменшенням S , для ЧМ — навпаки. Це пояснюється тим, що у випадку АІМ при малих S смуга частот для ідеальної системи виходить меншою від F_m найбільш повно серед розглянутих систем використовується смуга частот при ІКМ.

Таким чином, теоретично можна підтвердити існуючий практичний результат, що полягає в застосуванні саме частотної модуляції в вузькосмугових системах зв'язку поряд із перспективними цифровими стандартами. З іншої сторони, не викликає сумніву ефективність застосування цифрових видів модуляції і безперспективність імпульсних методів, що на сьогоднішній день, принаймні на фізичному рівні систем зв'язку, повністю втрачають свою актуальність.

З огляду на те, що на сьогодні розроблено цілу низку різних видів модуляції, в основу яких покладено принципи ІКМ, залишається лише питанням часу повна відмова від аналогових підходів організації радіоканалів, не дивлячись навіть на відносну простоту і ефективність систем з частотною модуляцією, що повністю є обґрунтованим як з точки зору спектральної так і з точки зору енергетичної ефективності.

Література

1. Богданович В.А. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов / Богданович В.А., Вострецов А.Г. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 320 с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / Гоноровский И.С. – 4-е изд., перер.и доп. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.
3. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Кук Ч., Бернфельд М. ; пер. с англ. ; под ред. В.С. Кельзона. – М. : "Советское радио", 1971. – 568 с.
4. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях : в 2 т. Т. 1 / Макс Ж. ; пер с фр. – М. : Мир, 1983. – 312 с.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / Сергиенко А.Б. – СПб : Питер, 2005. – 604 с.
6. Чесановський І.І. Дослідження ефективної ширини спектру вузькосмугового імпульсного сигналу в умовах нелінійної частотної модуляції / О.М. Шинкарук, І.І. Чесановський, Л.В. Карпова // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький, 2016. – № 2. – С. 14–18.

Рецензія/Peer review : 17.9.2016 р.

Надрукована/Printed : 28.10.2016 р.

Рецензент: д.т.н., професор Мартинюк В.В.