Р. М. ДОМБРУГОВ, А. В. КОВАЛЬ

ТРАНСФОРМАЦІЯ СПЕКТРА СКЛАДНИХ РАДІОСИГНАЛІВ ПРИ ВИДІЛЕННІ ОБВІДНОЇ ТА ФАЗИ МЕТОДАМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛЬБЕРТА

Питання оптимальної обробки сигналів з метою вилучення найбільшої інформації із суміші сигнал—перешкода актуальні в сучасній радіотехніці. В ряді випадків для вилучення інформації з сигналу, ураженого перешкодами, необхідні «тонкі» методи імовірнісного аналізу, що вимагають складної математичної обробки прийнятого сигналу, часто із залученням електронних цифрових обчислювальних машин (ЕЦОМ). При цьому важливою є проблема скорочення об'єму оброблюваної інформації в ЕЦОМ попередньою обробкою сигналів аналоговими методами. У цій статті розглядається три питання:

1) можливість за рахунок зміщення спектра радіосигналу по шкалі частот скоротити машинний час при обробці сигналів в ЕЦОМ;

2) залежність складності апаратури перетворення безперервного сигналу в дискретний від положення спектра радіосигналу по шкалі частот;

3) доцільність виключення із радіосигналу деякої «середньої» частоти для обробки в ЕЦОМ лише модулюючої функції.

Час, необхідний для обробки заданого сигналу в ЕЦОМ, залежить від ряду факторів, зокрема від об'єму інформації, розміщеної в сигналі, способу кодування, швидкості роботи ЕЦОМ та ін. Якщо в процесі перетворення сигналу ці параметри лишаються незмінними, то й час обробки сигналу в ЕЦОМ лишається таким же.

Виразимо вихідний процес $S_1(t)$ у формі модульованих коливань

$$S_1(t) = A(t)\cos\Phi(t). \tag{1}$$

Тут $A(t)$ — обвідна; $\Phi(t)$ — фаза високочастотних коливань. У вузькосмуговому процесі спектральні складові сигналу групуються у вузькій спектральній смузі по відношенню до деякої частоти ω_c. У цьому випадку (1) можна зобразити у вигляді

$$S_1(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_0], \tag{2}$$

де $A(t)$ і $\varphi(t)$ — повільно змінні функції часу порівняно з фазою $\omega_c t$; φ_0 — початкова фаза.

У складних радіосигналах інформація існує як в обвідній, так і у фазі сигналу. В ряді випадків при обробці радіосигналу точність відтворення модулюючої функції, забезпеченої відомими методами амплітудного і частотного детектування, недостатня, а тому потрібні більш точні методи. Один з них грунтується на відтворенні обвідної $A(t)$ і фази $\Phi(t)$ із співвідношень

$$A(t) = \sqrt{[S_1(t)]^2 + [S_2(t)]^2} \tag{3}$$

і

$$\Phi(t) = \operatorname{arctg} \frac{S_2(t)}{S_1(t)}, \tag{4}$$

де $S_1(t)$ і $S_2(t)$ — сполучені за Гільбертом функції

$$S_2(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_1(\tau)}{\tau - t}\, d\tau;$$

$$S_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_2(\tau)}{\tau - t}\, d\tau. \tag{5}$$

Процес обробки сигналу відповідно до формул (3) — (5) складний навіть при використанні швидкодіючих ЕЦОМ. У випадку вузькосмугового процесу (2) носієм інформації про фазу модулюючого сигналу є повільно змінна функція часу $\varphi(t)$.

Виразимо вихідний сигнал у показовій формі

$$\dot{S}(t) = A(t)\, e^{j\Phi(t)} = A(t)\, e^{j[\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_0]} = A(t)\, e^{j\varphi(t)} e^{j(\omega_c t + \varphi_0)}. \tag{6}$$

Помітивши, що $S_1(t) = \operatorname{Re} \dot{S}(t)$, виділимо з цього сигналу модулюючу функцію $S_1(t)$, яка визначає відхилення сигналу від гармонічного з частотою ω_c,

$$f_1(t) = A(t)\, e^{j[\varphi(t)]} \tag{7}$$

Інформація, що нас цікавить, розміщена в модулюючій функції (7), а тому кожне перетворення сигналу, в тому числі і зміщення спектра по шкалі частот, при якому модулююча функція лишається незмінною, не може привести до збільшення або зменшення машинного часу, необхідного для обробки сигналу в ЕЦОМ. Таке уявлення повністю збігається з основними положеннями теорії інформації.

Легко показати також, що якщо число відліків при кодуванні сигналу вибирається відповідно до теореми Котельникова, то воно лишається постійним незалежно від зміщення сигналу по шкалі частот [1]. Таким чином, таке зміщення спектра, при якому інформація не руйнується, не може зменшити машинний час.

Для введення інформації в ЕЦОМ необхідно перетворити безперервний сигнал у дискретний, що являє собою комбінацію кодових імпульсів. Перший етап перетворення полягає у формуванні з безперервного сигналу дискретної послідовності імпульсів (гратчастого сигналу). Віддаль між імпульсами гратчастого сигналу визначається максимальною частотою спектра модулюючої функції, а тривалість відрахункового імпульсу τ при заданому $\frac{\Delta S_{1макс}}{S_{1макс}}$ залежить від положення спектра сигналу по шкалі частот. Дійсно, відповідно до рис. 1

$$\frac{\Delta S_{1\,макс}}{S_{1\,макс}} = \omega_c \tau.$$

Таким чином, з точки зору спрощення апаратури перетворення безперервного сигналу в дискретний зміщення спектра сигналу вниз по шкалі частот доцільне, оскільки при цьому можна допустити більшу тривалість стробуючого імпульсу. Виникає питання: до яких пір? Чи можливо, наприклад, виключити середню частоту із сигналу (2)? Тоді, здавалось би, зміщенням спектра вниз по шкалі частот на величину ω_c дальшій обробці необхідно піддати лише повільно змінну функцію часу

$$f(t) = A(t) \cos \varphi(t).$$

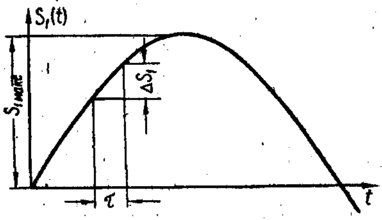

Рис. 1. До розрахунку похибки дискретного відліку.

Проте при цьому губиться інформація через те, що $\varphi(t)$ знакозмінна, а $\cos \varphi(t)$ парна. При зміщенні спектра $F(\omega)$ (рис. 2, *а*) на величину ω_c відрізок від $\omega_{мін}$ до ω_c буде розміщений в області від'ємних частот, а відрізок від ω_c до $\omega_{макс}$ — в області додатних. Таким чином, в області реально існуючих додатних частот спектр сигналу істотно спотворюється порівняно з початковим. Він ніби перегинається по лінії ω_c, і його ліва половина накладається на праву (рис. 2, *б*). При зворотному зміщенні спектра в область високих частот одержати вихідний сигнал уже неможливо.

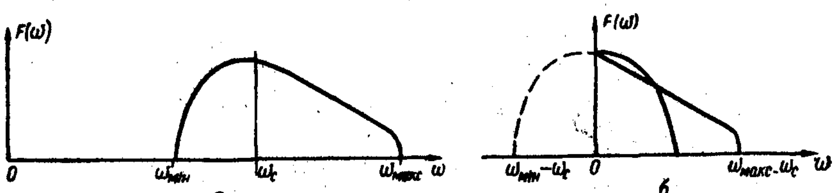

Рис. 2. Спектр досліджуваного сигналу:
а — вхідний; *б* — після зміщення ω_c в «нуль».

Таким чином, зміщення спектра складного модульованого сигналу вниз по шкалі частот в одноканальній системі можливе тільки до тих пір, поки нижня границя його $\omega_{мін} \geqslant 0$.

У двоканальній системі, що грунтується на перетворенні Гільберта, для визначення обвідної та фази сигналу $S_1(t)$ необхідно сформувати сполучений сигнал $S_2(t)$ або апаратурним розв'язанням інтеграла (5), або зміщенням фаз частотних складових сигналу $S_1(t)$ на $\frac{\pi}{2}$, що випливає з порівняння комплексної спектральної густини $F_1(\omega)$ і $F_2(\omega)$ функцій $S_1(t)$ і $S_2(t)$ [2].

Таким чином, сполучена функція для сигналу (2) є

$$S_2(t) = A(t)\sin[\omega_c t + \varphi_0 + \varphi(t)]. \tag{8}$$

Сполучені за Гільбертом сигнали (2) і (8) є проекції вектора $S(t)$ (6) на дійсну та уявну осі. Модулюючу функцію цього сигналу легко визначити зміщенням спектра сигналу вниз по шкалі частот на величину ω_c. При цьому виникає питання, як вибрати значення частоти ω_c.

У літературі часто вживають такі визначення середньої частоти: постійна складова, середня вагова частота, що відповідає ваговому середньому за інтенсивністю спектральному компоненту, середня (арифметична) частота [3].

Можна навести ще визначення середньої частоти, наприклад, такої, при якій середнє значення обвідної фази $\varphi(t)$ дорівнює нулю. Виражаючи фазу сигналу, що входить до виразу (2), у вигляді

$$\Phi(t) = \omega_ф(t) + \varphi(t) + \varphi_0,$$

знайдемо

$$\overline{\varphi(t)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T[\Phi(t) - \omega_ф(t) - \varphi_0]\,dt.$$

Поклавши $\overline{\varphi(t)} = 0$, одержимо

$$\omega_ф = \left[\frac{2}{T^2}\int_0^T\Phi(t)\,dt\right] - \frac{2\varphi_0}{T}.$$

При різних значеннях вибраної частоти змінюватиметься модулююча функція. Дійсно, визначимо модулюючу функцію $f_2(t)$ відносно частоти ω_0, зв'язаної з ω_c співвідношенням

$$\omega_c = \omega_0 + \Delta\omega. \tag{9}$$

Підставимо (9) у (6) і виділимо із одержаного сигналу модулюючу функцію, що визначає відхилення сигналу від гармонічного з частотою ω_0,

$$f_2(t) = A(t)\,e^{j[\Delta\omega t + \varphi_1(t)]} = A(t)\,e^{j\varphi_1(t)}e^{j\Delta\omega t}. \tag{10}$$

Порівнюючи (10) з (7), одержуємо

$$f_2(t) = f_1(t)\,e^{j\Delta\omega t}.$$

Обидві модулюючі функції правомірні: $f_1(t)$ по відношенню до ω_c, а $f_2(t)$ по відношенню до ω_0.

Сполучений сигнал $S_2(t)$ формується з вихідного $S_1(t)$, тому він додаткової інформації порівняно з $S_1(t)$ не має. Разом з тим спектр частот, зайнятий обома каналами, розширюється порівняно з спектром вихідного сигналу, що свідчить про наявність залишкової інформації, викликаної невдалим кодуванням сигналів в обох каналах. Для усунення цього лишку необхідно вибрати частоту ω_c так, щоб спектр частот у кожному каналі скоротився вдвічі порівняно із спектром сигналу, тобто необхідно мати рівність $\omega_c = \omega_{ca}$

$$\omega_{ca} = \frac{\omega_{\text{макс}} + \omega_{\text{мін}}}{2}.$$

ЛІТЕРАТУРА

1. Лев А. Ю., Яхинсон Б. И., О смещении спектра сигналов, Электросвязь, 1956, № 4.
2. Гоноровский И. С., Радиотехнические цепи и сигналы, «Советское радио», 1963.
3. Рытов С. М., Модулированные колебания и волны, Труды Физического института, 2, вып. 1, 1940.

R. M. DOMBRUGOV, A. V. KOVAL

TO THE SPECTRUM TRANSFORMATION OF COMPOSITE RADIO SIGNALS UNDER ENVELOPE AND PHASE SELECTION BY GILBERT'S METHODS

Summary

In this article some methods of information reduction by using their preliminary analyses by analog methods under the signal analyses by means of computers are discussed.