

Отримане значення u_4^* перетворюється у значення керуючого впливу на ведений генератор

$$m^* = m_{\min} + (m_{\max} - m_{\min})u_4^* \quad (7)$$

З результатів моделювання (рис. 3) видно, що за використання цифрового регулятора з вибраним набором правил та функціями належності, у режимі слідкування спостерігаються флуктуації.

Це пояснюється тим, що цифровий регулятор на базисі нечіткої логіки має багато параметрів, які для забезпечення необхідних характеристик керування потребують попереднього налагодження, але були вибрані евристично. Підвищити точність слідкування можна оптимізацією параметрів функцій належності та діапазонів значень вхідних та вихідної змінних або використанні цифрового регулятора для керування параметрами ПД регулятора. Розробка методики параметричної оптимізації та моделювання комбінованого регулятора потребують подальших досліджень, тому ці результати необхідно розглядати, як попередні.

1. *Прикладные нечеткие системы: Пер. с япон./ К. Асаи, Д. Ватада, С. Иваи и др.; Под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. – М., 1993.* 2. *Алиев Р.А., Захарова Э.Г., Ульянов С.В. Нечеткие модели управления динамическими системами // Итоги науки и техники. Сер. Техническая кибернетика. – М., 1990. – Т.29. – С. 127–201.* 3. *Ротштейн А.П. Медицинская диагностика на нечеткой логике. – Винница, 1996.* 4. *Системы фуцци-управления // В.И. Архангельский, И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовский, Н.А. Рюмиин. – К., 1997.*

УДК 621.396.62:621.391.14

Михайло Мелень, Борис Павлов

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювання

ПРОБЛЕМИ ПОБУДОВИ „НАДВИБІРНОГО” ПРИЙМАЧА АМ СИГНАЛІВ

© Мелень Михайло, Павлов Борис, 2004

Наведено структурну і елементи принципової схеми „надвибірною” приймача, який дає змогу розділити два амплітудно-модульованих сигнали при взаємному перекритті їх спектрів. Подано результати експериментальних досліджень.

The structure, elements of schematic capture of high-selective receiver and results of experimental research are described in work. Such device allow to separate two AM-signals with overlapping spectra.

Вступ

Проблему розділення двох АМ сигналів, що взаємно перекриваються спектрами, розглянуто в [1, 2, 4, 6], де запропоновано структурні схеми перетворення з підвищенням проміжної частоти та параметричного амплітудного детектора для сигналу з низькою проміжною частотою. Їх робота аналізується без прив'язки до практичних схем приймача.

У цій роботі проведено огляд відомих технічних результатів та наведено повні структурні схеми приймача з розділенням спектрів АМ сигналів при їх перекритті та елементи цифрової принципової схеми такого ”надвибірною” приймача. Результати теоретичного аналізу підтверджені експериментально.

1. Теоретичні передумови

В системах з амплітудною модуляцією і передачею двох бічних смуг існує надлишок пропускнуої здатності каналу, тому що необхідна вдвічі більша ширина смуги, ніж смуга частот

модулюючого сигналу. Звідси витікає, що кожний канал з передачею двох бічних смуг може вмістити щонайменше два незалежні двосмугові сигнали, кожний зі своєю несучою і своєю модуляцією, без будь яких обмежень на рознесення фаз і частот несучих.

Припустимо, що є два двосмугові сигнали, які мають майже однаковий радіочастотний спектр. На вхід приймального пристрою поступає суміш

$$u = u_c + u_n + u_{ш}, \quad (1.1)$$

де u – складне високочастотне коливання; u_c – корисний амплітудно-модульований сигнал $u_c = U_c(t)\cos\omega_c t$; ω_c – несуча частота корисного сигналу; u_n – небажаний амплітудно-модульований сигнал $u_n = U_n(t)\cos\omega_n t$; ω_n – несуча частота завади; $u_{ш}$ – білий шум з нормальним амплітудним розподілом.

Далі розглянемо найгірший випадок, коли рівень небажаного сигналу значно перевищує рівень корисного сигналу.

З появою на виводах антени складного високочастотного коливання з нього виділяють дві несучих. Це може бути зроблено за допомогою системи фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) [4, 7]. В такій системі вихідні коливання генератора, що керується напругою, порівнюються у фазовому детекторі з вхідним високочастотним коливанням. Коли частота керованого генератора близька до частоти несучої, система здійснює автоматичне захоплення генератором частоти несучої. Якщо припустити, що шумова смуга системи досить мала (або значно менша, ніж найнижча частота модуляції), то частота керованого генератора практично не залежатиме від модуляції несучих. Після схоплення варто ще більше зменшити шумову смугу системи ФАПЧ для мінімізації впливу спектральних складових сигналів будь-яких інших джерел, що можуть опинитися поблизу несучої. Таку процедуру можна використати для виділення несучої небажаного сигналу. Щодо несучої корисного сигналу, то внаслідок її незначної величини порівняно з несучою, завади та близькість частот її відокремлення ускладнюються з причини можливого перескоку частоти системи ФАПЧ на частоту несучої завади. Ця початкова невизначеність частоти і фази несучої корисного сигналу накладає обмеження на розробку подальшої структурної схеми.

Щоб позбутися небажаного сигналу, на змішувач приймача подається напруга гетеродина $\sin\omega_n t$, ортогональна до несучої частоти завади. У змішувачі вхідні амплітудно-модульовані сигнал і завада перемножуються з напругою гетеродина:

$$\begin{aligned} [U_c(t)\cos\omega_c t + U_n(t)\cos\omega_n t]\sin\omega_n t = & \frac{1}{2}U_c(t)\sin(\omega_n - \omega_c)t + \\ & + \frac{1}{2}U_c(t)\sin(\omega_c + \omega_n)t + \frac{1}{2}U_n(t)\sin(\omega_c + \omega_n)t + \frac{1}{2}U_n(t)\sin 2\omega_n t. \end{aligned}$$

На виході змішувача після фільтра нижніх частот залишається лише корисний сигнал проміжної частоти, що дорівнює різниці проміжних частот сигналу і завади

$$\frac{1}{2}U_c(t)\sin(\omega_n - \omega_c)t = \frac{1}{2}U_c(t)\sin\Omega t,$$

де Ω – різницева частота.

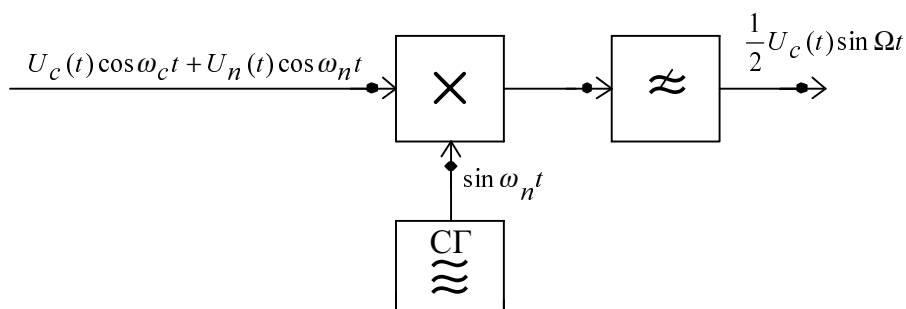


Рис. 1. Структурна схема блока розділення АМ сигналу і АМ завади

Спрощена структурна схема блока, який виконує цю операцію, показана на рис. 1.

Блок складається із змішувача (перемножувача), синхронного гетеродина і фільтра нижніх частот, який пропускає на вихід складові до частот, що дорівнюють сумі різницевої і вищої модулюючої частоти сигналу.

Практичні схеми систем ФАПЧ, за допомогою яких можна одержати коливання ортогональні до несучої частоти, розглянуто в [5]. Розподіли енергетичних спектрів вхідних сигналу і завади на вході блока та сигналу на виході фільтра нижніх частот показані на рис. 2.

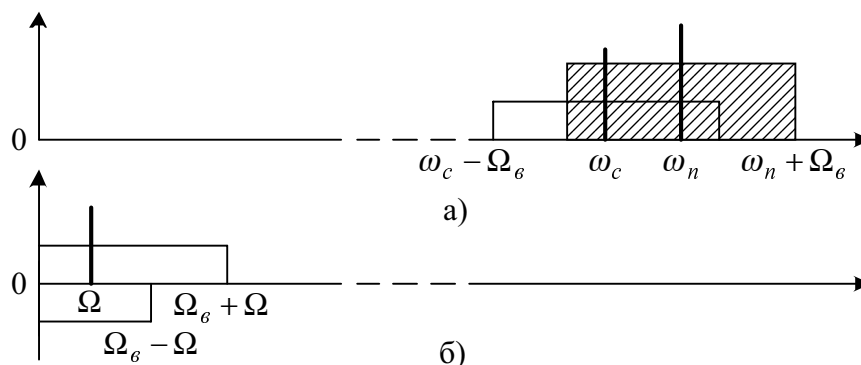


Рис. 2. Енергетичні спектри: а – сигналу і завади на вході системи; б – сигналу на виході системи

Оскільки проміжна частота вихідного сигналу нижча від вищої частоти модуляції, у цьому разі не можна використати звичайний амплітудний детектор. В наступному підрозділі розглядаються вже відомі методи усунення биттів з різницевою частотою несучих сигналу і завади [1, 4, 6].

2. Методи детектування сигналів з низькою проміжною частотою

В [1] запропоновано метод виділення сигналу корисного повідомлення, що полягає в ряді послідовних перетворень напруги першої проміжної частоти за допомогою декількох синхронних гетеродинів, частоти яких у 2, 6, 18, 54, ..., $2 \cdot 3^{v-1}$, ... разів більші, ніж перша проміжна частота. Перетворення проводяться доти, поки частота вихідного сигналу не стане більшою за вищу частоту модуляції.

Аналітично результат першого перетворення можна подати у вигляді

$$\frac{1}{2}U_c(t)\sin\Omega t * \cos 2\Omega t = -\frac{1}{4}U_c(t)\sin\Omega t + \frac{1}{4}U_c(t)\sin 3\Omega t.$$

Першу складову вихідного сигналу змішувача (перемножувача) можна усунути методом компенсації, якщо через суматор подати на вихід змішувача половину його вхідної напруги.

Аналогічно при другому, v -тому та $v+1$ -му перетвореннях

$$\frac{1}{4}U_c(t)\sin 3\Omega t * \cos 6\Omega t = -\frac{1}{8}U_c(t)\sin 3\Omega t + \frac{1}{8}U_c(t)\sin 9\Omega t;$$

$$\frac{1}{2^v}U_c(t)\sin(3^{v-1}\Omega t)\cos(2 * 3^{v-1}\Omega t) = -\frac{1}{2^{v+1}}U_c(t)\sin(3^{v-1}\Omega t) + \frac{1}{2^{v+1}}U_c(t)\sin(3^v\Omega t);$$

$$\frac{1}{2^{v+1}}U_c(t)\sin(3^v\Omega t)\cos(2 * 3^v\Omega t) = -\frac{1}{2^{v+2}}U_c(t)\sin(3^v\Omega t) + \frac{1}{2^{v+2}}U_c(t)\sin(3^{v+1}\Omega t).$$

На рис. 3 показано структурну схему одного з каскадів перетворення, що відповідає поданим вище математичним викладкам. Згідно з [1] необхідно послідовно з'єднати багато аналогічних каскадів до одержання проміжної частоти, яка буде більшою за вищу модулюючу частоту. Енергетичний спектр сигналу на виході останнього перетворювача показаний на рис. 4. Для наступного детектування сигналу можуть використовуватись класичні схеми амплітудних детекторів.

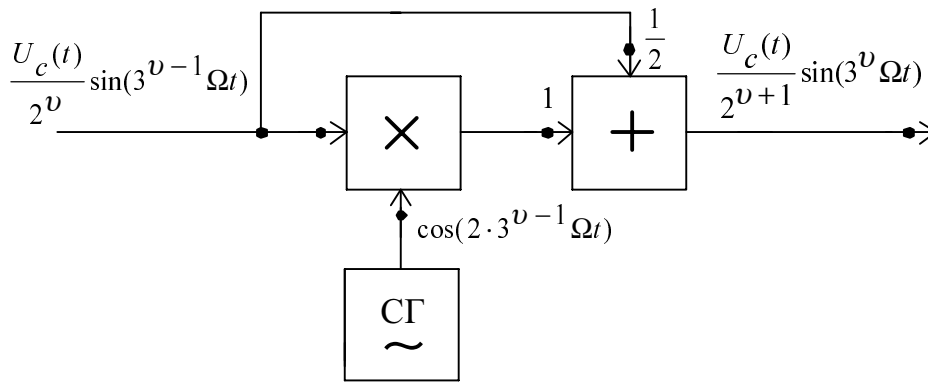


Рис. 3. Структурна схема каскаду перетворення для підвищення проміжної частоти

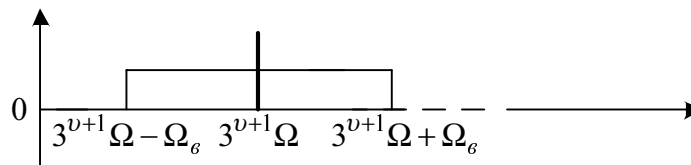


Рис. 4. Енергетичний спектр сигналу на виході останнього $v+1$ каскаду перетворення

Другий метод, який запропоновано в [6], полягає у безпосередній операції ділення вхідного коливання $\frac{1}{2} U_c(t) \sin \Omega t$ на синусоїдне коливання з різницевою частотою сигналу і завади.

Практично це забезпечується за рахунок параметричного додатного зворотного зв'язку, коефіцієнт передачі якого з виходу на вхід змінюється за законом

$$\beta = \beta_0 + \frac{1}{2} \sin \Omega t.$$

Функцію параметричного елемента виконує модулятор-перемножувач. Біля порога збудження системи, коли $\beta_0 = -(1 - \delta)$, на виході суматора можна одержати протектований сигнал низької частоти

$$u_c(t) \approx \frac{1}{2} U_c(t) \frac{\sin \Omega t}{1 - (1 - \delta) + \frac{1}{2} \sin \Omega t}.$$

Структурна схема параметричного синхронного детектора для сигналу з низькою проміжною частотою, що менша за вищу модулюючу частоту, показана на рис. 5, енергетичний спектр вихідного сигналу – на рис. 6, а вихідна напруга детектора за відсутності модуляції, але з врахуванням неідеальності детектування – на рис. 7.

Суматор із зворотними зв'язками, що показаний на структурній схемі, практично реалізується трьома паралельними каскадами із спільним емітером і від'ємним зворотним зв'язком за струмом. Ці три каскади мають спільний опір навантаження. Додатний зворотний зв'язок забезпечується також каскадом із спільним емітером і регульованим від'ємним зворотним зв'язком за струмом, а параметричний зворотний зв'язок – мостовим синхроннофазовим детектором, що пов'язаний по входу і виходу емітерними повторювачами. Провали у вихідній напрузі з'являються внаслідок того, що функція $1/\sin \Omega t$ за $\Omega t \rightarrow \pi n$ прямує до нескінченності і не реалізується практичними схемами.

Якщо у приймачі детектування вже було виконане звичайним двонапівперіодним амплітудним детектором, модуляцію вихідного сигналу з подвійною різницевою частотою можна усунути післядетекторною обробкою сигналу. Задля цього використовується схема, яка показана на рис. 5, в якій синусоїдна напруга генератора замінюється цією самою напругою, але пропущеною через двонапівперіодний детектор.

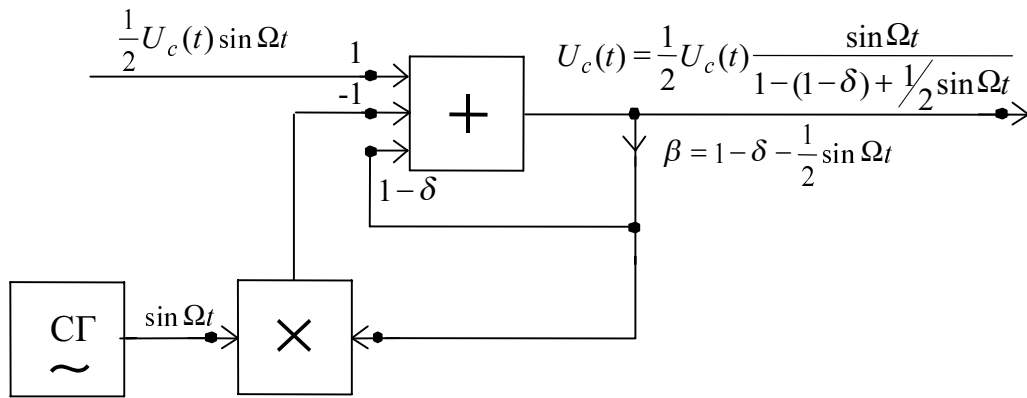


Рис. 5. Структурна схема амплітудного детектора для сигналу з низькою проміжною частотою

Недоліками при виділенні корисного сигналу методом послідовних перетворень (рис. 3) є велика складність структурної схеми, початкова невизначеність кількості каскадів внаслідок невизначеності різницевої частоти між напругами сигналу і завади, а також жорсткі вимоги до коефіцієнтів підсилення і перетворення з причини нелінійного сумування похибки при кожному наступному перетворенні.

Недоліком методу виділення корисного сигналу за допомогою синхронного детектора з параметричним зворотним зв'язком (рис. 5) є нестабільність його характеристик з причини додатного зворотного зв'язку.

В усіх випадках при прийомі корисного сигналу виникає потреба в гармонічних коливаннях різницевої частоти $\sin \Omega t$ або кратних до неї – $\sum \sin n \Omega t$.

Питання, як одержати такі коливання, в [1, 6] не розглядалися. При експериментальній перевірці запропонованих вище методів в лабораторних умовах сигнал і завада моделювалися напругами від двох генераторів стандартних сигналів, що надалі модулювалися мовними повідомленнями. Отже, різницева частота і фаза були точно відомі, і питання щодо одержання гармонік не становило технічних проблем.

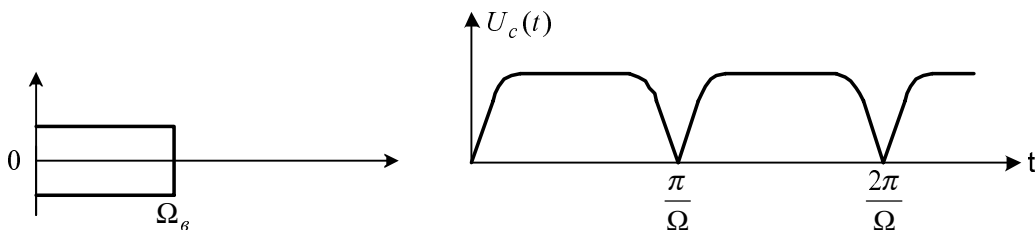


Рис. 6. Енергетичний спектр сигналу на виході детектора з параметричним зворотним зв'язком

Рис. 7. Вихідна напруга детектора з врахуванням неідеальності схеми

В реальних умовах, як показано в 2, відокремити несучу корисного сигналу неможливо з причин близькості її частоти до несучої потужної завади, а виділити гармонічні складові різницевої частоти з сигналу проміжною частотою за допомогою системи ФАПЧ або резонансних кіл складно внаслідок початкової невизначеності цих частот в дуже широкому діапазоні (від 0 до Ω_δ). Ця невіршена проблема є ще одним недоліком розглянутих вище методів.

3. Пропозиція структурної схеми „надвибірною” приймача

Приймач АМ сигналів вважається вибірним, якщо він дає змогу позбутись від потужної АМ завади, розміщеної у сусідньому каналі. Аналогічно приймач, який уможливило позбутись від АМ завади, розміщеної в смузі частот АМ сигналу, вважатимемо „надвибірним”.

Запропонована в [8] структурна схема „надвибірною” приймача АМ сигналів для випадку значного перевищення рівня вхідної АМ завади над сигналом показана на рис. 8.

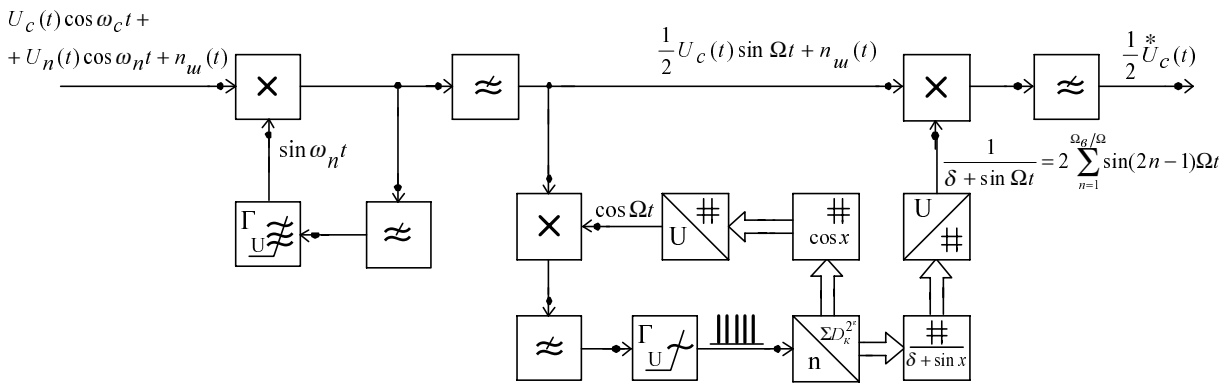


Рис. 8. Структурна схема „надвибірною” приймача АМ сигналів для випадку значного перевищення рівня вхідної АМ завади над сигналом

Ця схема визначає лише необхідні перетворення, і не розглядаються відомі питання лінійного підсилення сигналів.

Замість боротьби з потужною несучою завади вона використовується як гетеродинна у перетворювачі частоти, причому її ортогональна складова формується за допомогою системи ФАПЧ, що складається із перемножувача (фазового детектора), фільтра нижніх частот з великою сталою часу і генератора, частота якого керується напругою. Теоретичні основи з проектування систем ФАПЧ викладені у [7], а схеми для практичної реалізації наведені у [4, 5].

Після фільтра нижніх частот, який пропускає частоти модуляції, на виході системи ФАПЧ буде лише корисний АМ сигнал, але з низькою проміжною частотою, яка дорівнює різницевій частоті несучого сигналу і завади. Ця різницева частота виділяється за допомогою другої системи ФАПЧ, в якій гармонічний сигнал формується з тактових імпульсів цифровим методом за допомогою лічильника-формувавця адреси, запам'ятовуючого пристрою і цифро-аналогового перетворювача.

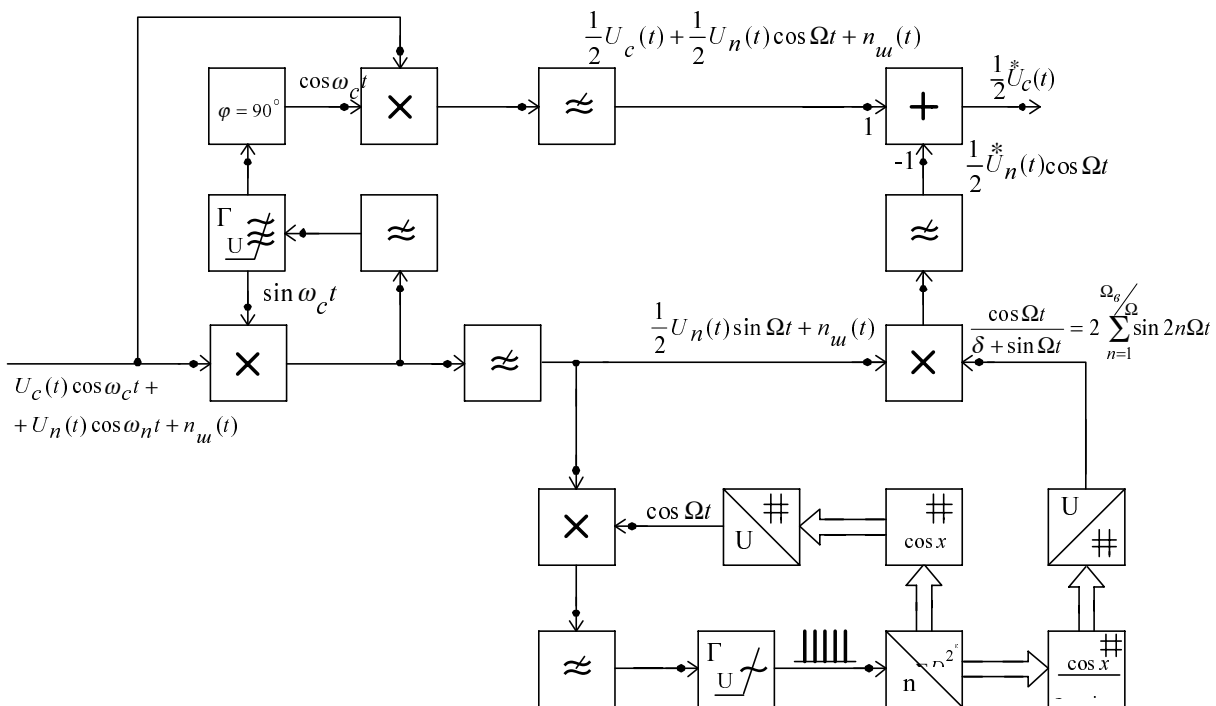


Рис. 9. Структурна схема „надвибірною” приймача АМ сигналів для випадку перевищення рівня вхідного сигналу над АМ завадою

Процес детектування замінено множенням на функцію, зворотну до синуса від різницевої частоти, яка занесена у другий запам'ятовуючий пристрій і відтворюється за допомогою лічильника-формувача адреси та другого цифро-аналогового перетворювача. На виході фільтра нижніх частот, що стоїть після перемножувача, одержується оцінка модулюючого процесу корисного сигналу.

Якщо рівень вхідного сигналу перевищує АМ заваду, виділення несучої частоти завади за допомогою системи ФАПЧ або іншими методами стає проблематичним внаслідок близькості за частотою другої більш потужної несучої. Тому для випадку перевищення рівня вхідного сигналу над шумом структурна схема „надвибірної” приймача ускладнюється (рис. 9). Приймач стає двоканальним. Як гетеродинна використовується напруга несучої частоти сигналу, що також виділяється за допомогою системи ФАПЧ, і далі знаходиться модулюючий процес не сигналу, а завади. В додатковому каналі гетеродинна напруга зсувається по фазі на 90° і після фільтра нижніх частот одержується сума модулюючого сигналу і сигналу завади з низькою проміжною частотою. Їх відокремлення відбувається у суматорі за допомогою методу компенсації. Недоліком компенсаційної схеми є високі вимоги до ідентичності і стабільності коефіцієнтів передачі, амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик кожного структурного елемента в обох каналах.

4. Математичний аналіз

Основною проблемою запропонованого методу розділення двох АМ сигналів є формування коливання вигляду $1/\sin\Omega t$ для схеми (рис. 8) або $\text{ctg}\Omega t$ – для схеми на рис. 9. Ці функції за $\Omega t = \kappa t$ дорівнюють нескінченності і тому не реалізуються фізично. Розглянемо передумови для їх наближеної апроксимації. З цією метою непарні симетричні функції другого роду розкладемо в ряд Фур'є:

$$\frac{1}{\sin \Omega t} = \sum_{k=1}^{\infty} b_k * \sin k\Omega t,$$

де b_k визначимо за [3, (3.112.1)] при $m = 0$:

$$b_k = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin(kx)}{\sin(x)} dx = \frac{4}{2\pi} * \pi = 2 \quad \text{при } k = 2n - 1; \quad b_k = 0 \quad \text{при } k = 2n.$$

Звідки

$$\frac{1}{\sin \Omega t} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin(2n-1)\Omega t.$$

Аналогічно

$$\text{ctg}\Omega t = \sum_{k=1}^{\infty} b_k * \sin k\Omega t,$$

де b_k визначимо при $m = 1$:

$$b_k = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\cos(x)}{\sin(x)} \sin(kx) dx = \frac{4}{2\pi} * \pi = 2 \quad \text{при } k = 2n; \quad b_k = 0 \quad \text{при } k = 2n - 1.$$

Звідки

$$\text{ctg}\Omega t = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin 2n\Omega t.$$

Отже, необхідні нам функції розкладаються в нескінченні ряди Фур'є, які не збігаються. Фізичний зміст множення сигналу або завади з низькою проміжною частотою на функцію $1/\sin(\Omega t)$ або $\text{ctg}(\Omega t)$ полягає у перетворенні частоти, де на змішувач подається ряд напруг $\sin(2n-1)\Omega t$ або $\sin(2n\Omega t)$:

$$\frac{U_c(t)}{2} \sin \Omega t * 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin(2n-1)\Omega t = \frac{U_c(t)}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\cos(2n-2)\Omega t - \cos 2n\Omega t]$$

або

$$\frac{U_n(t)}{2} \sin \Omega t * 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sin 2n\Omega t = \frac{U_n(t)}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [\cos(2n-1)\Omega t - \cos(2n+1)\Omega t].$$

Як видно з попередніх виразів, усі члени ряду, крім першого і останнього, взаємно знищуються. За обмеження членів ряду кількістю n в першому випадку буде протектований низькочастотний сигнал і сигнал з проміжними частотами Ωt і $(2n+1)\Omega t$.

Оскільки після перемножувача в схемах рис. 8 та 9 стоїть фільтр нижніх частот, який не пропустить АМ коливання з проміжною частотою $2n\Omega$, якщо $2n\Omega > \Omega_b$, мінімально необхідна кількість гармонічних складових n дорівнює Ω_b/Ω , що і є достатньою умовою при програмуванні мікросхеми пам'яті у функціональному генераторі.

На відміну від гармонік корисного сигналу, які взаємно знищуються при функціональному перемноженні, адитивний шум сумується за потужністю, тому коефіцієнт шуму „надвибірною” приймача буде в Ω_b/Ω разів більший, ніж коефіцієнт шуму вхідних каскадів.

5. Схемотехнічна реалізація

У зв'язку з недоліками генератора на аналогових елементах, пропонується схема цифрового функціонального генератора, схема електрична принципова якого показана на рис. 10. Цей генератор формує сигнал різницевої частоти несучих сигналу і завади $\cos \Omega t$ та наближене значення функції, зворотної до синуса $1/(\delta + \sin \Omega t)$.

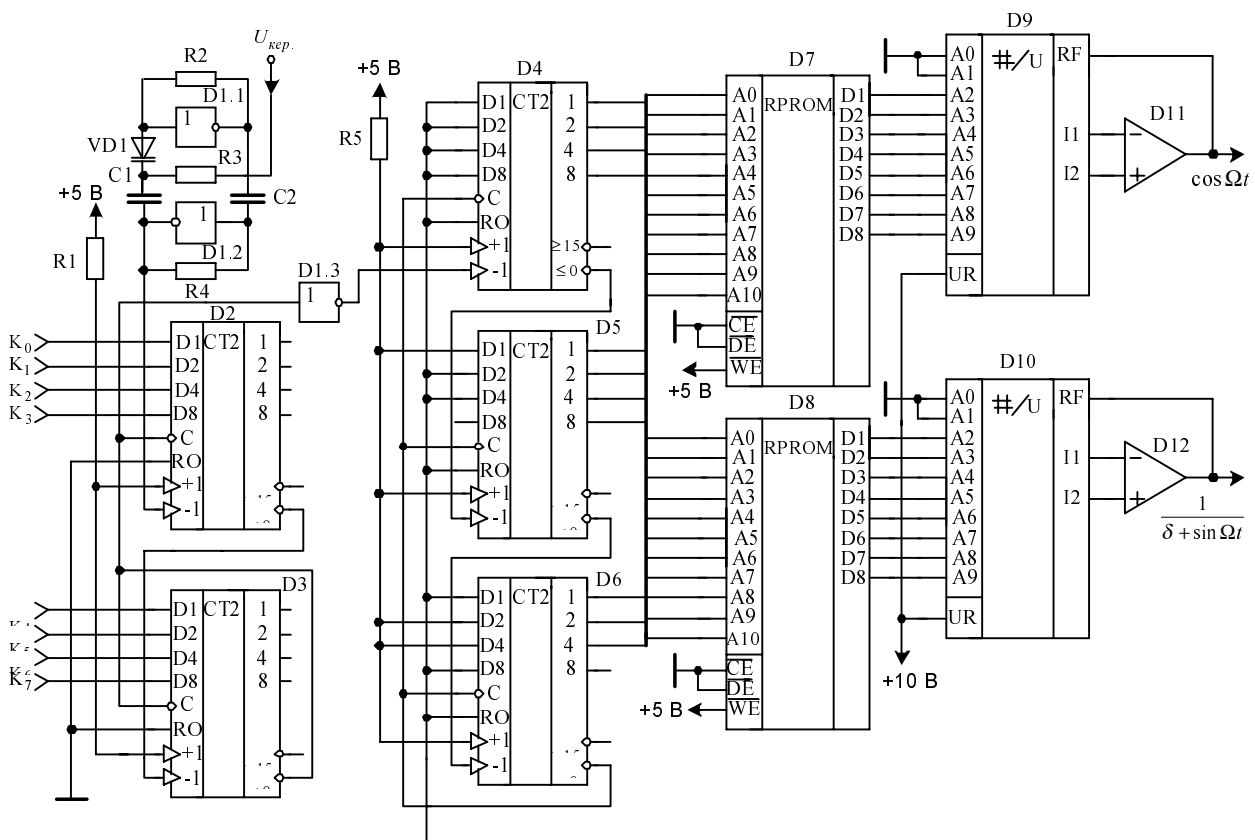


Рис. 10. Принципова електрична схема цифрового функціонального генератора

Генератор тактових імпульсів виконаний на мікросхемі D1.1 – D1.2. Частота його коливань (2 МГц) більша, ніж добуток різницевої частоти на кількість комірок пам'яті в мікросхемах D7, D8.

Кратність різницевій частоті встановлюється за допомогою системи ФАПЧ. Керуюча напруга від фазового детектора подається на варікап VD1. Резистори R3, R4, ємність VD1 і внутрішній опір навантаження в D1.2 утворюють пропорційно-інтегруючий фільтр нижніх частот в системі ФАПЧ. Коефіцієнт ділення частоти тактового генератора може керуватися напругою на мікросхемах D2, D3.

На мікросхемах D4 ... D6 виконано лічильник-формуваць адреси. Кожна з цих мікросхем є чотирирозрядним двійковим реверсивним лічильником.

Вибрані мікросхеми пам'яті D7, D8 мають матриці з 2048×8 комітками, однак використовується лише 1680 циклів адресації за умови, що це число повинно бути кратним подвійним гармонікам різницевої частоти, тобто $(1, 2, 3, \dots, 7) \times 2$. Для передачі більш високочастотних складових необхідний запам'ятовуючий пристрій з більшою кількістю комірок. Лічильник-формуваць адреси послідовно зчитує числа з мікросхем пам'яті, які в цифровій формі подаються на цифро-аналогові перетворювачі D9, D10. Додаткові операційні підсилювачі D11, D12 перетворюють вихідний струм у напругу.

Запропонована принципова схема відповідає семи елементам структурної схеми, показаної на рис. 8 або 9.

6. Експериментальні результати

З метою перевірки методу розділення двох АМ сигналів, спектри яких взаємно перекриваються, були практично побудовані і досліджені основні елементи структурної схеми приймача, показаного на рис. 8. Оскільки система ФАПЧ є класичною, необхідність в її моделюванні не виникла.

На рис. 11 відповідно показано: а – вихідний сигнал генератора функції $1/(\delta + \sin \Omega t)$; б – добуток цієї функції на вихідний сигнал фільтра нижніх частот, якщо несуча корисного сигналу не модульована; в – сигнали на вході і виході „надвибірнього” приймача.

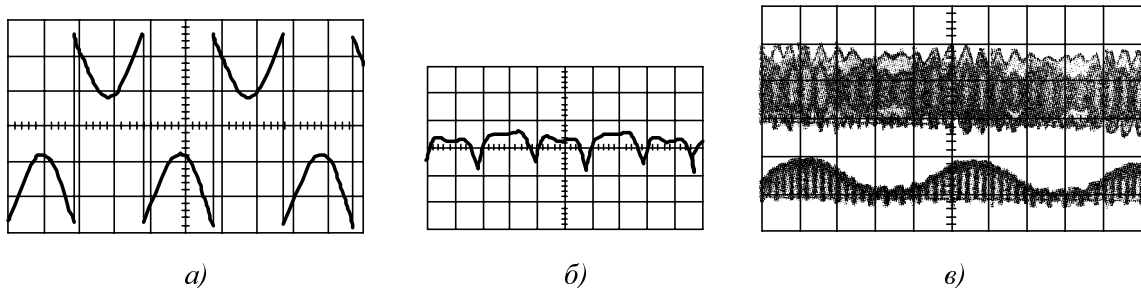


Рис. 11. Осцилограма сигналів

Результати вимірювань наведені в табл. 1 і 2.

Таблиця 1

Характеристики високочастотних вхідних сигналів і завади

Тип	Частота	Амплітуда несучої	Частота модуляції	Глибина модуляції
Корисний сигнал	$\omega_c = 2\pi \cdot 105 \cdot 10^3$ 1/с	$U_c = 1,8$ В	$\Omega_c = 2\pi \cdot 450$ 1/с	$m_c = 0,65$
Завада	$\omega_n = 2\pi \cdot 100,3 \cdot 10^3$ 1/с	$U_n = 6,9$ В	$\Omega_n = 2\pi \cdot 640$ 1/с	$m_n = 0,45$

Таблиця 2

Порівняльні характеристики сигналу і завади на виході приймачів

Тип приймача	Корисний сигнал	Завада	Сигнал/завада
Звичайний	0,4 В	4,7 В	-21,4 дБ
„Надвибірний”	4,8 В	3 В	+4 дБ

Отже, при перевищенні завади над сигналом на вході макета „надвибірною” приймача 12 дБ, на виході в смузі частот 0,1 ... 20 кГц одержано перевищення сигналу над завадою +4 дБ, тобто з врахуванням глибини модуляції m_c та m_n загальний вигравш у відношенні сигнал/завада між входом і виходом становить 12,8 дБ. Порівняно із звичайним приймачем з діодним амплітудним детектором, який за великих завад працює як квадратичний, вигравш „надвибірною” приймача становить близько 30 дБ.

Проводилось також прослуховування при модуляції мовним і музичним повідомленнями. Помічено значне покращання якості сигналів порівняно з сигналами на виході звичайного діодного детектора, хоча провали з проміжною частотою давали дещо неприємний тон.

1. Бабанов Ю.Н. Радиоприем при перекрывающихся частотных спектрах полезного и мешающего АМ сигналов и флуктуационных шумах // *Электросвязь*. – 1965. – №2. – С. 1–8.
2. Бриджес Дж. Ортогональное детектирование, уменьшающее помехи от своего канала // *ТИИЭР*. – 1969. – № 9. – С. 1004–1101. 3. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М., 1971. 4. Павлов Б.А. Синхронный прием. – М., 1977. 5. Поляков Д.Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. – М., 1983. 6. Силин А.В. Один способ разделения двух АМ сигналов с перекрывающимися частотными спектрами // *Радиотехника*. – 1969. – № 4. – С. 60–65. 7. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М., 1972. 8. Taylor P.L. Methods of separating overlapping amplitude-modulated signals // *Electronics letters*. – 1976. – № 17. – P. 424–425.

УДК 621.317

Юрій Михайлюк¹, Любомира Михайлюк¹, Ярополк Притуляк²

¹Карпатське відділення інституту геофізики НАН України,

²Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ЗАСТОСУВАННЯ СКАНУЮЧОГО ІНДУКЦІЙНОГО МЕТОДУ В ЕЛЕКТРОРОЗВІДЦІ

© Михайлюк Юрій, Михайлюк Любомира, Притуляк Ярополк, 2004

Запропоновано застосування скануючого індукційного методу в електророзвідці з метою підвищення інформативності геофізичної апаратури.

Authors propose application of scanning induction method in electrical prospecting with the purpose of increasing of comprehension of geophysical equipment.

Ефективність електророзвідки значною мірою залежить від технічного рівня приладів і обладнання, від їх точності, розширення діапазонів вимірювання, підвищення інформативності і продуктивності контролю. Електророзвідувальною апаратурою виділяються параметри гармонічного електромагнітного поля, яке індукується в струмопровідних рудоносних породах, що дає можливість визначити місце їх залягання, межі досліджуваних ділянок, і більше того, можна отримати реконструкцію зображення, якщо значно збільшити інформативність контролю площі, в якій знаходяться корисні копалини при організації томографічного експерименту. За допомогою традиційних методів електророзвідки неможливо отримати достатню кількість інформації, необхідної для побудови зображення, оскільки в каналі відбору і обробки сигналу первинні перетворювачі – антени обмежують інформативність контролю.

На наш погляд, застосування методу електричного сканування з використанням скануючих перетворювачів з обертовим магнітним полем [1] і, особливо, з обертовою азимутальною неоднор-