

2. Цікавим результатом дослідження є те, що вартість одного цифрового каналу ЦМ незначно залежить від його ємності. За зміни ємності ЦМ у 2 рази (з 2048 до 1024 каналів) вона зменшилася на 5 %, у 4 рази – на 11 %, у 8 разів – на 18 %. З наведених результатів зрозуміло, що можна будувати ЦМ великої ємності, але, на жаль, як було доведено раніше, максимальна ємність ЦМ обмежується швидкістю електронної елементної бази, зокрема ОЗП [4].

3. У просторових комутаційних блоках вартість однієї просторової з'єднувальної лінії зростає пропорційно до ємності блока. Отримані дані ще раз підтверджують недоцільність використання одноланкових повнодоступних просторових комутаційних блоків великої ємності, тому за великих ємностей просторових комутаційних систем будують неповнодоступні, або багатоланкові просторові комутаційні поля.

Отже, ЦМ будь-якої ємності завжди набагато дешевші від просторових комутаційних блоків такої самої ємності і структури, а також забезпечують ємність, якої вистачає для синтезу комутаційних систем цифрових АТС малої ємності. За великих і середніх ємностей цифрових АТС ЦМ використовуються як складові частини цифрових комутаційних полів, структури і ефективність яких будуть розглянуті у подальших дослідженнях.

1. Баркун М.А., Ходасевич О.Р. *Цифровые системы синхронной коммутации*. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 187 с. 2. Беллами Дж. *Цифровая телефония: Пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова*. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 640 с. 3. Еришова Э.Б., Еришов В.А. *Цифровые системы распределения информации*. – М.: Радио и связь, 1983. – 216 с. 4. Chaban K. *Efficiency research of digital switching systems of middle and big capacity*. – *Proceed. of the Internat. Conference TCSET'2010. National University "Lvivska Politechnika". February 23–27, 2010. Lviv –Slavske, Ukraine*. – P. 187.

УДК 621.372

А.П. Бондарев¹, С.В. Давіденко²

Національний університет "Львівська політехніка",
¹кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювань,
²кафедра радіоелектронних пристроїв і систем

КУМУЛЯНТНИЙ АНАЛІЗ ТА ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ ДЕМОДУЛЯТОРА ГРУПОВОГО МОВНОГО СИГНАЛУ

© Бондарев А.П., Давіденко С.В., 2010

Розроблено математичну модель демодулятора складного модулюючого сигналу та її програмну реалізацію, які дають можливість оптимізувати параметри пристрою за критерієм мінімуму фазової похибки

The mathematical model of demodulator/modulator of difficult modulating signal is developed and its programmatic realization, which enable to optimize the parameters of device after the criterion of a minimum of phase error

Вступ. Частотну модуляцію груповим мовним повідомленням (8 рознесених по частоті телефонних каналів) широко застосовують у сучасних релейних лініях зв'язку. Теоретично відомо, що застосування демодулятора на основі ФАПЧ замість частотного детектора підвищує завадостійкість передавача за потужністю у чотири рази. Проблема інженерної реалізації такої можливості полягає у наближеності та складності існуючих методів параметричного синтезу ФАПЧ за наявності складного модулюючого сигналу.

Мета роботи – описати метод параметричного синтезу демодулятора групового мовного сигналу та результати його застосування у проектуванні.

Математична модель сигналу з частотною модуляцією груповим мовним повідомленням. Спектр групового модульовального сигналу має вигляд, показаний на рис. 1 [1, 2] і складений зі спектрів парціальних каналів, які розташовані по осі частот один за одним на відстані захисного інтервалу в діапазоні від 0,3 до 32 кГц.

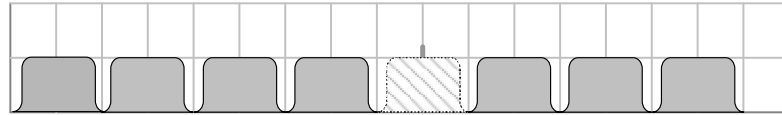


Рис. 1. Спектр групового модульовального сигналу

Кожен з каналів має стандартну для каналів мовної інформації каналів смугу пропускання, яка лежить у межах від 0,3 до 3,4 кГц. Службовий канал (СК) має безпосереднє включення у лінійний спектр групового каналу, а решта є продуктами перенесення стандартного мовного каналу 0,3...3,4 кГц вверх по частоті шляхом кількох етапів перетворень. Серед парціальних каналів присутній також калібрувальний канал (КК), сигнал якого є гармонічним.

Модульовальне групове повідомлення приблизно можна описати виразом (1):

$$S_M = \sum_{k=1}^8 \sin(2\pi f_k \cdot t), \quad (1)$$

де частоти парціальних каналів становлять $f_k = [4(k-1) + 2]$ (кГц), тобто повідомлення з рівномірним спектром замінено на суму $n = 8$ тональних сигналів. Частоти цих сигналів відповідно до (1) становлять 2, 6, 10, 14, 18, 22, 26 та 30 кГц, а амплітуди вважаємо однаковими.

Вважаємо, що повідомлення (1) використано для фазової модуляції несучого коливання, а на вхід приймача діє адитивна суміш корисного сигналу і білого шуму з нормальним розподілом, нульовим математичним сподіванням і функцією кореляції $\langle n(t) \cdot n(t+\tau) \rangle = N_0 \delta(\tau)/2$:

$$S_{vx} = A_0 \cos[\Phi_0(t) + \Phi(t)] + n(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \Phi(t)] + n(t). \quad (2)$$

У формулі (2) позначена фаза сигналу, промодульованого груповим мовним повідомленням:

$$\Phi(t) = \mu \sum_{k=1}^8 \sin(2\pi f_k \cdot t), \quad (3)$$

де μ – ефективний індекс модуляції парціальних каналів.

Стохастична кумулянтна математична модель демодулятора. Математичною моделлю пристрою ФАПЧ з пропорційно-інтегруючим ФНЧ (ПФ) в колі зворотного зв'язку є система стохастичних диференціальних рівнянь [3]. Процес синхронізації у ФАПЧ 2-го порядку з пропорційно-інтегруючим фільтром (ПФ) описує двовимірний ВП (φ, y), який задовольняє систему стохастичних рівнянь:

$$\begin{cases} d\varphi/d\tau = y/\beta - m \{ \sin[\varphi + \Phi(t)] + n_0(\tau)/\sqrt{\rho} \} / \beta; \\ dy/d\tau = \gamma - y - (1-m) \{ \sin[\varphi + \Phi(t)] + n_0(\tau)/\sqrt{\rho} \}, \end{cases} \quad (4)$$

де φ – фазова похибка синхронізації; τ – нормований до сталої часу ПФ час; y – нормована до смуги утримання частотна похибка; β – нормована до смуги утримання смуга ПФ; γ – нормована до смуги утримання розстройка сигналу і керованого генератора (КГ); m – параметр ПФ, $\Phi(t)$ – внутрішні збурення, викликані кутовою модуляцією, керованими впливами або завадами у петлі керування КГ; ρ – відношення сигнал / шум у смузі ПФ.

Рівняння (1) описують двовимірний нестационарний неперервний випадковий процес Маркова (φ, y) , неоднорідний як у часі, так і в просторі фазових змінних.

Методика, подана у [4, 5], дає можливість перейти від стохастичних рівнянь (1) до системи звичайних диференціальних рівнянь еволюції кумулянтів (статистичних характеристик) ВП. За припущення гауссівського двовимірного розподілу імовірності фазової і частотної похибок синхронізації отримуємо рівняння еволюції перших п'яти кумулянтів ВП (φ, y) :

$$\begin{cases} dm_\varphi / d\tau = \{m_y - me^{D_\varphi/2} \sin[m_\varphi + \Phi(t)]\} / \beta; \\ dm_y / d\tau = \gamma - m_y - (1-m)e^{D_\varphi/2} \sin[m_\varphi + \Phi(t)]; \\ dD_\varphi / d\tau = 2\{\kappa_{11} - mD_\varphi e^{D_\varphi/2} \cos[m_\varphi + \Phi(t)]\} / \beta + \\ \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad + m^2 / (\rho\beta^2); \\ dD_y / d\tau = -2D_y - 2(1-m)\kappa_{11}e^{D_\varphi/2} \cos[m_\varphi + \Phi(t)] + \\ \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad + (1-m)^2 / \rho; \\ d\kappa_{11} / d\tau = D_y / \beta - \kappa_{11} - [m\kappa_{11} / \beta + (1-m)D_\varphi]e^{D_\varphi/2} \times \\ \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \qquad \times \cos[m_\varphi + \Phi(t)] + m(1-m) / (\rho\beta), \end{cases} \quad (5)$$

де $m_\varphi, m_y, D_\varphi, D_y$ – середні значення і дисперсії фазової і частотної похибок відповідно. Кумулянт другого порядку κ_{11} характеризує кореляцію фази і частоти. Простір параметрів системи (2) п'ятимірний: $\Lambda=(\gamma, \beta, \gamma_M, \mu, \rho)$. Шестивимірний фазовий простір (2) $G=[m_\varphi \bmod 2, m_y, D_\varphi, D_y, \chi_{11}, \tau)$ є тороїдальним.

Кумулянтна математична модель (5) є громіздкішою, ніж стохастична модель (4). Однак перевагою кумулянтної моделі є те, що вона не містить випадкових процесів і складається виключно з детермінованих диференціальних рівнянь. Аналіз стохастичної моделі (4) вимагає багаторазового розв'язування рівнянь з метою накопичення статистики значень компонентного процесу. Розв'язок моделі одразу дає значення статистичних характеристик похибки синхронізації – середніх значень, дисперсії та коефіцієнта кореляції. Ця перевага кумулянтної моделі буде використана у наступних розділах для знаходження значень похибки детектування та зменшення цієї похибки перебором значень параметрів та оптимізації.

Імітація розв'язків математичної моделі за умов бігармонічного модуляційного сигналу.

Для наочного подання розв'язків системи (5) спочатку було використано бігармонічне модулювальне повідомлення з частотами $f_1 = 1$ кГц та $f_2 = 29$ кГц. Розв'язок для цього випадку у графічному вигляді показано на рис. 2 у вигляді часової залежності середнього значення фазової похибки.

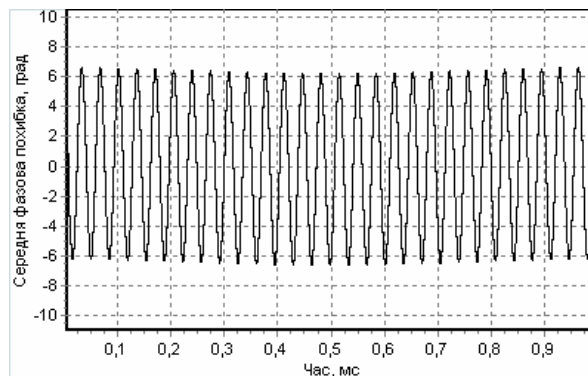


Рис. 2. Часова залежність середнього значення фазової похибки у разі кутової модуляції бігармонічним сигналом

З цього рисунка бачимо, що амплітуда високочастотної складової приблизно у 8 разів більша від низькочастотної. Це добре корелюється з відомими у літературі значеннями передавальної характеристики замкненої петлі ФАПЧ. Осцилограму середньоквадратичного відхилення фазової похибки для випадку бігармонічної модуляції показано на рис. 3.2. Характерною особливістю осцилограми є періодична зміна СКВ похибки за умов незмінного рівня шуму. Це є наслідком нелінійності досліджуваного пристрою, в якому детерміновані та випадкові впливи є взаємопов'язаними.

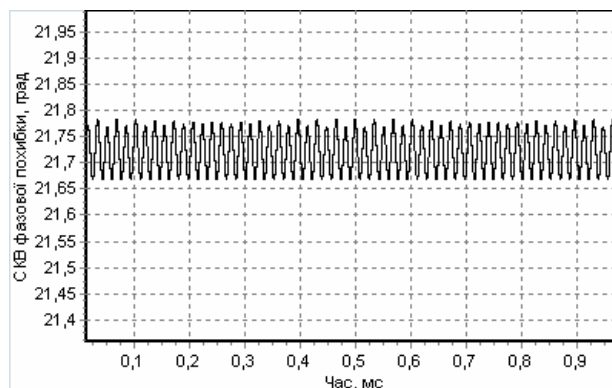


Рис. 3. Часова залежність середньоквадратичного відхилення фазової похибки у разі кутової модуляції бігармонічним сигналом

Аналіз розв'язків математичної моделі за умов впливу групового модуляційного сигналу. Часткові розв'язку системи (5) отримані числовим методом у вигляді часових залежностей середнього значення та середньоквадратичного відхилення (СКВ) фазової похибки показано на рис. 4.

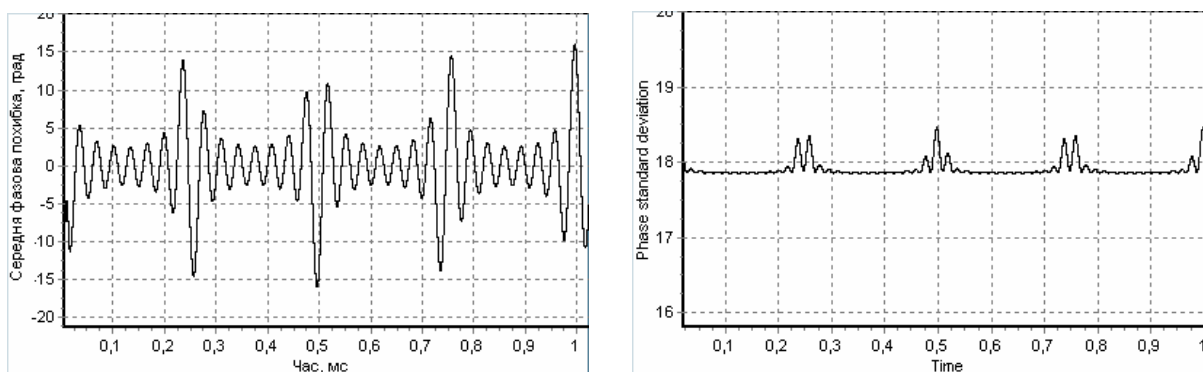


Рис. 4. Часові залежності середнього значення та СКВ фазової похибки

На рис. 4 є помітними биття, викликані додаванням сигналів з вісьмома різними частотами. Залежність СКВ фазової похибки є фактично рівномірною, але вплив модуляції виявляється не тільки у зміні середнього значення похибки, а також у періодичних викидах СКВ похибки. В такий спосіб нелінійні ефекти у синхронному фазовому детекторі проявляються у взаємопов'язаному впливі детермінованих та випадкових збурень

Параметричний синтез демодулятора. Отримані розв'язки математичної моделі (5) були використані для пошуку оптимальних (за критерієм мінімуму сумарної похибки) параметрів синхронного демодулятора.

Двопараметрична оптимізація (за смугою пропускання ПФ та його коефіцієнтом пропорційності) є класичною задачею пошуку мінімуму, яку можна розв'язувати методом координатного спуску. Але в умовах складної цільової функції, не вираженої аналітично, можна рекомендувати «ручну» оптимізацією з використанням розробленої програми, поступового звуження діапазону зміни оптимізованих параметрів та почергової зміни одного та іншого параметрів.

На рис. 5 сумісно показані часові залежності СКВ фазової похибки для трьох різних значень коефіцієнта пропорційності (m) фільтра.

З цього рисунка бачимо, що зі збільшенням коефіцієнта пропорційності СКВ похибки спочатку зменшується, а відтак зростає. Розраховану залежність довірчого інтервалу фазової похибки від коефіцієнта m показано на рис. 2. Вона показує, що за прийнятих припущень щодо параметрів модуляції та інтенсивності шуму оптимальним значенням є $m = 0,16$.

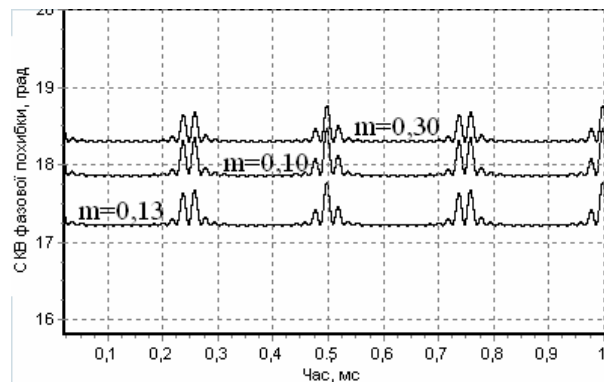


Рис. 5. Часові залежності СКВ фазової похибки

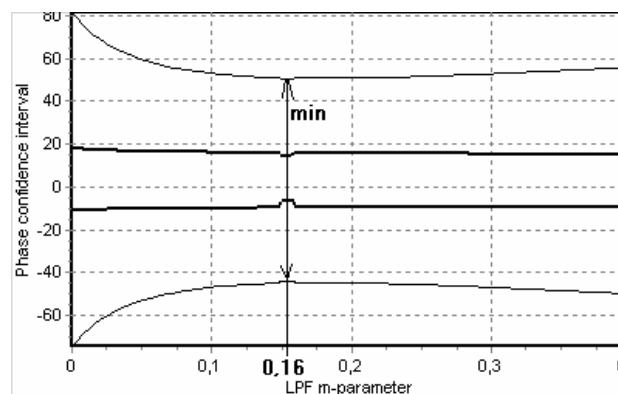


Рис. 6. Залежність довірчого інтервалу фазової похибки від параметра фільтра m

Отже, розроблена методика та приклад її застосування дають можливість оптимізувати параметри синхронного демодулятора групового мовного сигналу за критерієм мінімуму похибки демодуляції.

Висновки. Запропонована кумулянтна модель процесу демодуляції сигналу, промодульованого груповим мовним повідомленням дала можливість оптимізації параметрів синхронного фазового детектора у складній сигнально-завадовій обстановці зі значним зниженням обчислювальних витрат.

1. Давіденко С.В., Давіденко І.С., Павлов Б.О. Потенціальна завадостійкість ЧМ приймача при модуляції груповим сигналом мовної інформації //Комп'ютерні технології друкарства: Зб. наук. пр. Української академії друкарства. – Львів, 2007. – №17. – С.104–112. 2. Бондарев А.П., Давіденко С.В., Павлов Б.О. Параметричний синтез синхронного детектора багатоканального групового сигналу з частотною модуляцією // Комп'ютерні системи в автоматизації виробничих процесів: Реф. зб. наук. праць за результатами Міжнародної науково-практ. конф. 17–19 травня 2007 р. – Хмельницький, 2007. – С. 4. 3. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио. – 1977. – 488 с. 4. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с. 5. Бондарев А. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ "Львівська політехніка" "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2004. – №508. – С. 3–18.