

**ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПРОПОРЦІЙНО-ІНТЕГРУЮЧИХ
ФІЛЬТРІВ НА ЯКІСТЬ ДЕТЕКТУВАННЯ ФМ СИГНАЛІВ**

© Бондарєв А.П., Максимів І.П., 2010

Виконано імітаційне моделювання системи безпроводного зв'язку з використанням детектора, модифікованого за допомогою системи пропорційно-інтегруючих фільтрів. Досліджено вплив зміни параметрів фільтрів на якість детектування фазоманіпульованих сигналів.

Simulation of wireless system using the detector, modified by a system of RRC filters was made. The influence of filter parameters on the quality of detection of phase-manipulated signals was investigated.

Постановка проблеми та її зв'язок з важливими науковими завданнями. Фазоманіпульовані (ФМн) сигнали широко застосовують у сучасних засобах радіозв'язку, зокрема сигнали з модуляцією квадратурного типу, такі як QPSK та OQPSK сигнали, використовують у системах коміркового зв'язку та транкінгових радіосистемах.

Об'єктом дослідження у цій роботі є детектор ФМн-сигналів. Відомо, що рівень сигналу, який надходить з каналу зв'язку (КЗ), відновлюють за допомогою смугових фільтрів, встановлених після детектора. Такі фільтри знижують складову шуму в прийнятому сигналі, що дає змогу надалі визначити зміну фази сигналу.

Проте існує недолік такої системи відновлення сигналу: за високих рівнів завад у КЗ, під час приймання сигналу детектором, виникають аномальні стрибки фази, які неможливо усунути за допомогою післядетекторної фільтрації. Ці аномальні стрибки спричиняють хибне детектування і усуваються збільшенням потужності сигналу або зменшенням завад у каналі (зменшення кількості користувачів).

У роботі [1] описано спосіб усунення аномальних стрибків фази без зміни динамічних властивостей сигналу. Запропонований спосіб полягає у використанні системи вузькосмугових пропорційно-інтегруючих фільтрів (ПІФ), встановлених перед фазовим детектором (ФД), та у подальшому відновленні сигналу після детектора за допомогою корегувального фільтра.

У цій роботі досліджено запропоновану схему на прикладі бінарного DPSK-сигналу за допомогою програмних засобів Simulink оболонки Matlab.

Вибір параметрів пропорційно-інтегруючих фільтрів. У роботі [2] вказані умови коректної роботи ПІФ та корегувального фільтра:

- резонансна частота збігається із частотою опорного генератора;
- смуга пропускання значно вужча від смуги входних пристроїв (зокрема, вужча від смуги входного сигналу);
- коефіцієнт передавання на частотах, далеких від резонансної, не дорівнює нулеві.

Реалізуємо такі фільтри за допомогою засобів Matlab. Для цього у бібліотеці Simulink виберемо блок функції стану (state-space model) з функцією типу:

$$\begin{cases} dx/dt = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (1)$$

Згідно з [2] комплексна частотна характеристика (КЧХ) ПФ має вигляд:

$$K_0(p) = (1 + m_0 T_0 p) / (1 + T_0 p) \quad (2)$$

З виразу (1) $u = (px - Ax) / B$.

Підставимо це значення в інше рівняння системи і отримаємо: $y = Cx + Dpx / B - Ax$.

З виразу (1), $y/u = D + Cx$. Отже, $y/u = K(p) = (1 + m_0 p T_0) / (1 + p T_0) = m_0 + (1 - m_0) / (1 + p T_0)$.

Звідси $D = m_0$, $C = 1 - m_0$.

Оскільки $x = 1 / (1 + T_0 p)$, то $x/u = 1 / (1 + p T_0)$. Отримаємо: $x + p T_0 x = u$, $px = u / T_0 - x / T_0$.

Звідси $A = -1 / T_0 = -\Omega_{зр}$ і $B = 1 / T_0 = \Omega_{зр}$.

Отже, одержано функцію вузькосмугового ПФ з можливістю змінювати значення інерційності фільтра T_0 та коефіцієнта пропорційності m_0 :

$$\begin{cases} dx / dt = \frac{u}{T_0} - \frac{x}{T_0} \\ y = (1 - m_0)x + u m_0 \end{cases} \quad (3)$$

Аналогічно отримуємо функцію для корегувального ПФ з оберненою КЧХ:

$$\begin{cases} dx / dt = \frac{u}{m_0 T_0} - \frac{x}{m_0 T_0} \\ y = (1 - \frac{1}{m_0})x + \frac{u}{m_0} \end{cases} \quad (4)$$

Можливість внесення змін у такі параметри, як m_0 і T_0 , є необхідною умовою для подальших досліджень.

Вибір і реалізація моделі каналу зв'язку. Для того щоб виконати адекватне дослідження ПФ, створимо за допомогою засобів Simulink модель каналу зв'язку, яка повинна реалізувати такі можливості:

- сигнал, який передається каналом, повинен бути комплексним фазоманіпульованим сигналом;
- необхідно забезпечити можливість змінювати рівень шуму в каналі;
- необхідно реалізувати спосіб порівняння сигналу до проходження через канал зв'язку та після його проходження через детектор.

Реалізуємо найпростіший фазоманіпульований комплексний бінарний сигнал DPSK (Differential Phase Shift Keying), який також може бути частковим випадком сигналу, модульованого QPSK-модуляцією. Для того щоб спростити дослідження, зробимо цей сигнал не випадковим, а періодичним. Для цього створимо на робочому полі два генератори прямокутних імпульсів, які моделюватимуть синфазну та квадратурну гілки сигналу. Затримка $\pi/2$ на виході одного з генераторів дає змогу фазі сигналу набувати двох значень. Після генераторів встановлено підсилювачі, які дають змогу змінювати рівень згенерованого сигналу.

У результаті отримано імітаційну модель генератора, зображену на рис. 1.

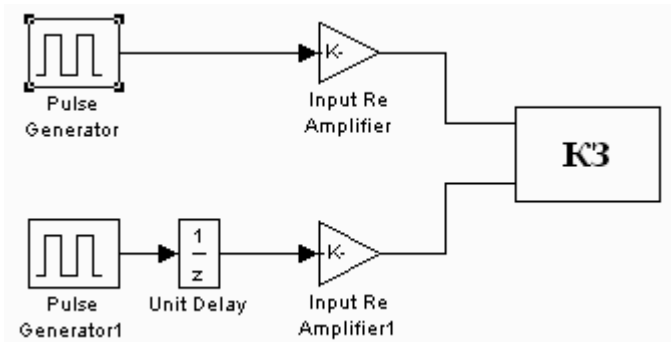


Рис. 1. Генератор DPSK сигналу

У цій роботі канал зв'язку (КЗ) реалізовано як ділянку імітаційної моделі, яка накладає шуми певної потужності на згенерований сигнал. Як моделі шумів використано білий гауссів шум. Для того щоб реалізувати адитивний білий гауссовий шум в імітаційній моделі, використано генератор випадкового гауссового шуму (рис. 2). Згенерований шум проходить через підсилювач, який встановлює потужність шуму на необхідному рівні. Після підсилювача шум за допомогою суматора накладається окремо на кожну з квадратурних гілок сигналу і в такий спосіб моделює вплив адитивного білого гауссового шуму в каналі зв'язку.

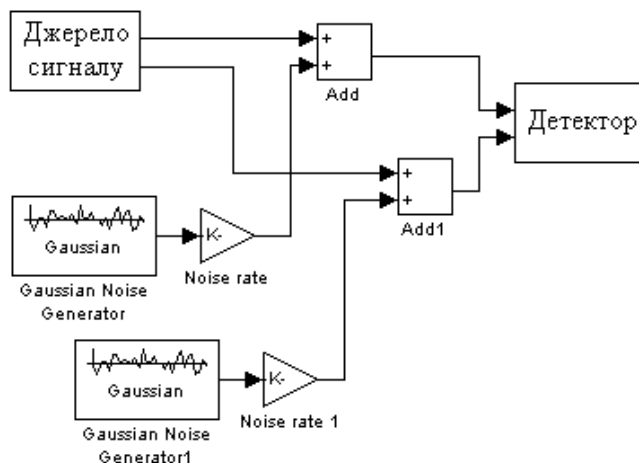


Рис. 2. Канал зв'язку з адитивним гауссовим шумом

Детектор отриманого сигналу реалізовано як функцію арктангенса, яка перетворює сигнали, що надходять з синфазної та квадратурної гілок, у багаторівневу послідовність, кожен рівень якої визначає поточну фазу сигналу. Функцію арктангенса реалізує блок Simulink Arc tangent IQN з бібліотеки C28x IQmath Library (рис. 3).

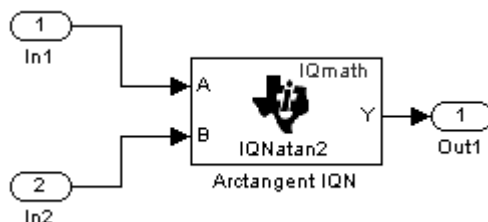


Рис.3. Детектор типу Arc tangent для квадратурного фазоманіпульованого сигналу

У імітаційній моделі на вхід детектора надходить DPSK-сигнал, тому на виході детектора одержимо дворівневий сигнал (рис. 4).

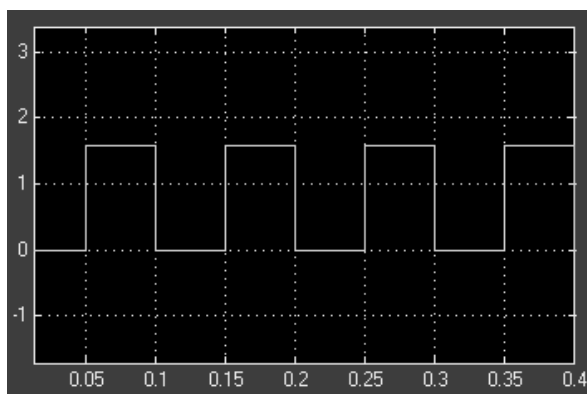


Рис. 4. DPSK-сигнал на виході детектора

Після детектора встановлено смуговий фільтр з робочою ділянкою $1/T_{\text{сигн}}$. Цей фільтр зменшує адитивний шум у отриманому сигналі та відіграє роль спрощеної післядетекторної фільтрації, яка застосовується у системах зв'язку. Фільтр реалізовано як фільтр Баттерворта першого порядку.

Як було описано раніше, пропорційно-інтегруючі фільтри (ПІФ) реалізовано за допомогою блока функції стану (state-space model) з такими параметрами:

$$\begin{cases} dx/dt = \frac{u}{T_0} - \frac{x}{T_0} & \text{– для каналних ПІФ.} \\ y = (1 - m_0)x + um_0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} dx/dt = \frac{u}{m_0 T_0} - \frac{x}{m_0 T_0} & \text{– для корегувального ПІФ.} \\ y = (1 - \frac{1}{m_0})x + \frac{u}{m_0} \end{cases}$$

На рис. 5 зображено схему розташування ПІФ в імітаційній моделі. Зі схеми видно, що два вузькосмугові фільтри розташовані перед детектором у синфазній та квадратурній гілках сигналу, а корегувальний ПІФ розміщено після детектора.

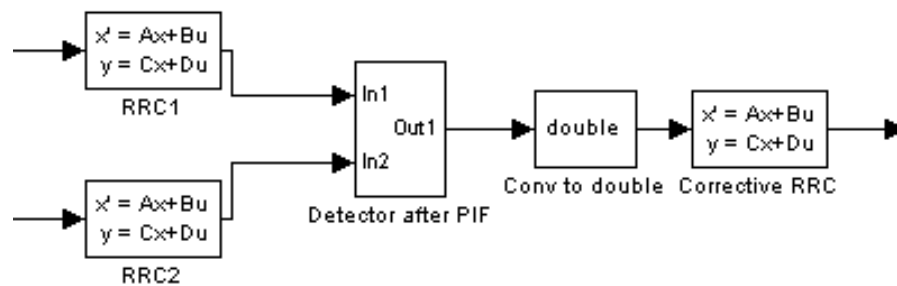


Рис. 5. Схема розташування ПІФ до та після детектора

Дослідження параметрів ПІФ. У створеній імітаційній моделі пропорційно-інтегруючі фільтри реалізовано так, що є можливість змінювати їхні параметри T_0 та m_0 .

На основі цього було виконано імітаційне моделювання, яке полягало у тому, щоб встановити відношення сигнал/шум (ВСШ), за якого відзначається пороговий ефект у каналі зв'язку за певних параметрів фільтрів. Як відомо, пороговий ефект у КЗ виникає при певному значенні шуму, за якого різко зростає кількість помилок у сигналі [3].

Змінюючи значення інерційності фільтрів у діапазоні $T_0=[0.1, 10]$ та значення коефіцієнта пропорційності у діапазоні $m_0=[0.3, 1]$, рівень шуму в каналі збільшувався до рівня, за якого виникали аномальні стрибки фази детектованого сигналу, що свідчило про некоректне відтворення фази на приймачі. Такий рівень сигнал/шум, а також відповідні параметри фільтрів було зафіксовано і внесено до таблиці. Зазначимо, що значення $m_0=1$ відповідає детектуванню без фільтрації.

Інші параметри, які використано під час моделювання:

$T_{\text{сигн}}=0.1$ (с) – період входних імпульсів у генераторі;

$F_{\text{шум}}=1$ (МГц) – період адитивного шуму в каналі.

З таблиці видно, що зі збільшенням значень параметрів ПІФ зростає відношення сигнал/шум, за якого виникає зрив приймання фази сигналу. Отже, чим менші значення інерційності та коефіцієнта пропорційності фільтра, тим більший потрібен рівень шуму в каналі, щоб викликати зрив фази сигналу. Проте у цього підходу є також негативний аспект: зі зменшенням коефіцієнта пропорційності, на етапі відтворення динамічних властивостей сигналу за допомогою корегувального ПІФ, посилюються нелінійні процеси у фільтрі, які призводять до часткового спотворення форми сигналу (рис. 6). Тому одним з напрямів подальших досліджень є досягнення компромісу між завадостійкістю такої системи фільтрів та рівнем нелінійних спотворень, що виникають унаслідок фільтрації.

Залежність допустимого ВСШ від параметрів ПФ

$T_0 \backslash m_0$	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
0.1	1.135	1.43	1.695	2.325	2.57	2.786	2.985	3.13
0.2	1.16	1.45	1.712	2.342	2.6	2.8	2.985	3.13
0.3	1.168	1.45	1.715	2.375	2.6	2.833	2.994	3.13
0.4	1.176	1.468	1.721	2.404	2.625	2.857	3.003	3.13
0.5	1.188	1.47	1.73	2.433	2.65	2.89	3.012	3.13
0.6	1.2	1.493	1.742	2.469	2.67	2.915	3.021	3.13
0.7	1.215	1.508	1.757	2.5	2.7	2.933	3.03	3.13
0.8	1.238	1.527	1.773	2.532	2.724	2.95	3.04	3.13
0.9	1.258	1.546	1.789	2.558	2.747	2.959	3.049	3.13
1	1.27	1.567	1.808	2.59	2.762	2.976	3.049	3.13

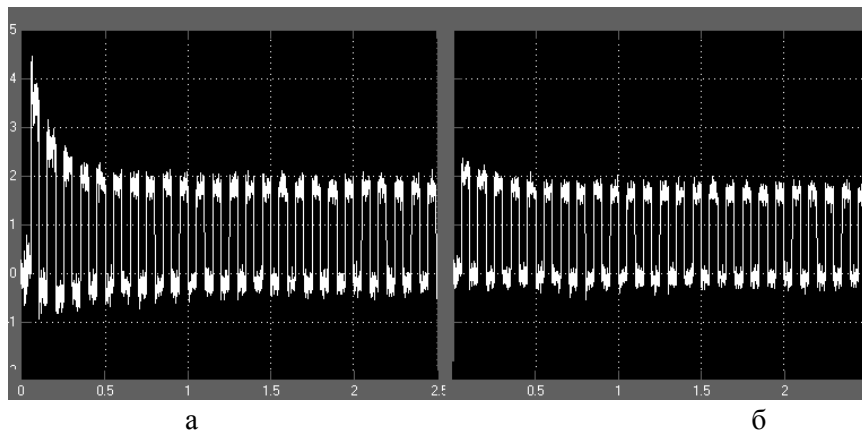


Рис. 6. Нелінійні спотворення сигналу на виході корегувального ПФ
(а) – $m_0=0.3$, (б) – $m_0=0.7$

Висновки. Аналізуючи результати, отримані під час імітаційного моделювання, можна зробити висновок, що використання пропорційно-інтегруючих фільтрів знижує рівень складової шуму в сигналі, а також зменшує аномальні стрибки фази на етапі детектування. Встановлено, що ефективність ПФ залежить від таких параметрів, як інерційність та коефіцієнт пропорційності.

Значення коефіцієнта пропорційності також впливає на величину спотворень, викликаних нелінійними процесами у корегувальному фільтрі на етапі детектування. Тому одним з напрямів подальших досліджень є знаходження способу зменшення нелінійних спотворень або пошуку компромісу між величиною спотворень та якістю детектування.

1. Бондарев А.П., Мартинів М.С. Пристрій фазового автопідстроювання частоти // Патент України на винахід № 66435. – Бюлетень № 5, 2004. 2. Мандзій Б.А., Бондарев А.П., Максимів І.П. Підвищення завадостійкості приймання сигналу з 4-позиційною фазовою маніпуляцією // Міжвідомчий збірник наукових праць “Відбір і обробка інформації”. – Львів, 2009. 3. Скляр Б. Цифрова зв'язь. – М.: Вільямс, 2004.