

Корисна модель відноситься до техніки електрозв'язку і може бути використана в радіо, тропосферних і радіорелейних лініях зв'язку та інших телекомунікаційних системах, які застосовують схеми формування квадратурних каналів цифрових антенних решіток (ЦАР).

Серед схем розквадратурення широке застосування отримали методи формування 90-градусного фазового зсуву квадратурних складових сигналів з подальшою оцифровкою в каналах аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Для реалізації такої схеми в один з прийомних підканалів вводиться фазовий зсув на 90 градусів. Але для зменшення похибок застосовується схема, коли сигнали кожного з каналів помножуються на сигнал з гетеродина зі зсувом на +45 та -45 градусів. Така схема дозволяє зменшити вплив технологічних факторів на не ідентичність квадратурних каналів. Разом з тим, і для неї лишається актуальним завдання мінімізації квадратурного розбалансу, оскільки незалежно від обраного варіанту розквадратурення підвищення пропускну здатності радіомереж можливе лише при виконанні обов'язкової умови мінімізації апаратних похибок, що виникають при обробці сигналів.

Відомі процедури корекції характеристик прийомних каналів цифрових антенних решіток (ЦАР) зазвичай зосереджені на компенсації міжканальних відмінностей в амплітудних і фазочастотних характеристиках. Спеціальні процедури корекції квадратурного розбалансу [1] відрізняються громіздкістю розрахунків, що унеможлиблює їхнє застосування при високочастотній дискретизації сигналів у реальному часі.

Найбільш близьким за сутністю до корисної моделі, що заявляється, є спосіб корекції квадратурного розбалансу приймальних каналів [2], який полягає у тому, що один з квадратурних підканалів призначають в якості еталонного, а інший - як розбалансований, в кожен з квадратурних підканалів подають однаковий контрольний сигнал, здійснюють аналого-цифрове перетворення контрольного сигналу в кожному з квадратурних підканалів з періодом дискретизації, кратним непарному числу чвертей періоду частоти контрольного сигналу, здійснюють розподіл (сепарацію) відліків АЦП на парні та непарні відліки в кожному з підканалів; для розрахунку коефіцієнтів корекції напруг розбалансованого підканалу застосовують пари напруг сигнальних відліків з обох підканалів згідно з виразами:

$$\sqrt{\frac{B_0^2 + B_2^2}{A_0^2 + A_2^2}}$$

де A_0, A_2, B_0, B_2 - пари відгуків напруг сигналів еталонного та розбалансованого квадратурних підканалів відповідно, що отримані під дією контрольного сигналу на етапі розрахунку коефіцієнтів корекції розбалансу, далі вимикають контрольний сигнал і переходять до обробки інформаційних сигналів, при цьому корегування кожного з відліків прийнятого сигналу здійснюють лише по виходу підканалу, обраного в якості розбалансованого, лишаючи без змін сигнали еталонного підканалу, а операцію коригування поточних пар відліків розбалансованого підканалу виконують за виразами:

$$B_{1\text{кор}} = A_1 \cdot p + B_1 \cdot q,$$

$$B_{2\text{кор}} = A_2 \cdot p + B_2 \cdot q,$$

Недоліком способу-прототипу є наявність незкомпенсованих похибок в квадратурних каналах при наявності постійного зсуву напруги нуля АЦП. Слід також відмітити, що необхідність виконання вимог щодо швидкості подальшої цифрової обробки сигналів при застосуванні високошвидкісних АЦП ускладнює застосування алгоритму при високочастотній дискретизації сигналів у реальному часі.

З урахуванням сказаного, технічне завдання, що вирішується заявленою корисною моделлю, полягає в усуненні похибки корекції квадратурного розбалансу при наявності зсуву нуля АЦП, а також зниженні вимог до швидкодії апаратних засобів, що мають реалізовувати квадратурну обробку сигналів.

Сутність корисної моделі полягає в тому, що формування сигнальних відліків за результатами розподілу (сепарації) парних та непарних відліків АЦП в кожному з підканалів здійснюють шляхом роздільного накопичення у фіксованих часових інтервалах парних і непарних елементів отриманих по виходах АЦП масивів напруг сигналів з інверсією знака від одного відліку до іншого відповідно до виразів:

$$A_1 = a(0) - a(2) + a(4) - a(6) + a(8) - \dots - a(N-2),$$

$$A_2 = a(1) - a(3) + a(5) - a(7) + a(9) - \dots - a(N-1),$$

$$B_1 = b(0) - b(2) + b(4) - b(6) + b(8) - \dots - b(N-2),$$

$$B_2 = b(1) - b(3) + b(5) - b(7) + b(9) - \dots - b(N-1),$$

де N - період накопичення, A_1, A_2, B_1, B_2 - напруги, що відповідають двом сусіднім у часі інтервалам накопичення (стробам) по виходах двох квадратурних аналогових підканалів, $a(k), b(k)$ - часові вибірки АЦП на виході квадратурних підканалів (еталонного та розбалансованого відповідно), $k=0, \dots, N-1$.

Конкретний варіант способу корекції квадратурного розбалансу з використанням додаткового стробування відліків АЦП відрізняється тим, що цифрові відліки напруг квадратурних підканалів формують з пари сусідніх у часі відліків стробів еталонного та розбалансованого підканалів, відкоригованих для усунення квадратурного розбалансу за виразами:

$$S_{\text{кор}} = A_1 + B_{2\text{кор}}, \quad S_{\text{кор}} = B_1 - A_{2\text{кор}}.$$

Суттєвою відмінністю заявленого способу є застосування для розрахунку коефіцієнтів корекції квадратурного розбалансу та при виконанні корекції відліків сигналів розбалансованого підканалу не безпосередньо відліків АЦП, а результатів їх часткового підсумовування, яке зводиться до формування одного, сумарного сигналу по вибірці з кількох відліків із заданою періодичністю [3]. Таке проріджування (децимація) сигнальної вибірки дозволяє уникнути енергетичних втрат, а сформовані зазначеним чином нові відліки сигналів більш декорельовані за шумом. Крім того, це дозволяє узгодити високі швидкості передачі даних АЦП з продуктивністю подальших цифрових пристроїв обробки сигналів.

Важливою властивістю застосування операції додаткового стробування відліків АЦП є її нечутливість до постійних зсувів напруги нуля АЦП. Для демонстрації цієї властивості слід розглянути напруги сигналів по виходах квадратурних каналів. Якщо призначити синфазний канал (I) еталонним, а квадратурний (Q) - розбалансованим, то при нехтуванні шумами буде мати місце запис:

$$I = p + A \cdot \cos(2\pi f t + \varphi_0), \quad (1)$$

$$Q = h + A \cdot (1 + \alpha) \cdot \sin(2\pi f t + (\varphi_0 - \psi)), \quad (2)$$

де α - амплітудна похибка розквадратурення, ψ - фазова похибка розквадратурення, f - частота сигналу, φ_0 - початкова фаза сигналу, p - постійна складова синфазного каналу, h - постійна складова квадратурного каналу.

Оскільки період дискретизації АЦП має бути кратним непарному числу чвертей періоду частоти сигналу, для прикладу, нехай $\frac{1}{4} T_s$, де T_s - період дискретизації. Тоді, відліки АЦП в n -й момент часу по обох каналах

будуть описуватись виразами:

$$I(n) = p + A \cdot \cos\left(2\pi \frac{1}{4 T_s} n + \varphi_0\right) = p + A \cdot \cos\left(\pi \frac{1}{2} n + \varphi_0\right), \quad (3)$$

$$Q(n) = h + A \cdot (1 + \alpha) \cdot \sin\left(\pi \frac{1}{2} n + (\varphi_0 - \psi)\right). \quad (4)$$

Розподіл (сепарацію) відліків А ЦП на парні та непарні в кожному з підканалів, слід виконати спираючись на [2, 3], за формулами:

$$\begin{aligned} A1 &= a(0) - a(2) + a(4) - a(6) + a(8) - \dots - a(N-2), \\ A2 &= a(1) - a(3) + a(5) - a(7) + a(9) - \dots - a(N-1), \end{aligned} \quad (5)$$

$$B1 = b(0) - b(2) + b(4) - b(6) + b(8) - \dots - b(N-2),$$

$$B2 = b(1) - b(3) + b(5) - a(7) + b(9) - \dots - b(N-1),$$

де N - період накопичення, $A1$, $A2$, $B1$, $B2$ - напруги, що відповідають двом сусіднім у часі стробам по виходах двох квадратурних аналогових каналів, $a(k)$, $b(k)$ - часові вибірки АЦП на виході ортогональних прийомних підканалів $I(2) + \dots - I(N-2) = \frac{N}{2} A \cdot \cos(\varphi_0)$.

Видно, що в цьому випадку здійснюється роздільне накопичення парних і непарних елементів масивів з інверсією знака від одного відліку до іншого. Як наслідок зазначеної операції додаткового стробування, усувається постійний зсув напруги сигналів, і без врахування дії шумів отримаємо:

$$\begin{aligned} B1 &= Q(0) - Q(2) + \dots = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot \sin(\varphi_0 - \psi) \\ B2 &= Q(1) - Q(3) + \dots = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot \cos(\varphi_0 - \psi) \end{aligned} \quad (6)$$

Для пояснення фізичної сутності коефіцієнтів корекції p та q слід докладно навести викладення, що до них призводять.

Слід вказати, що з метою усунення квадратурного розбалансу необхідно здійснити оцінку його параметрів, подавши на обидва квадратурних канали контрольний сигнал. З врахуванням наведених викладень для пари сусідніх у часі відліків процедури додаткового стробування буде справедливий вираз стосовно суми квадратів відліків $A1$ та $A2$ еталонного підканалу:

$$\begin{aligned} A1^2 + A2^2 &= \frac{N^2 A^2}{4}. \\ A &= \frac{\sqrt{A1^2 + A2^2}}{N} \end{aligned} \quad (7)$$

Аналогічно для розбалансованого квадратурного підканалу буде мати місце:

$$B1^2 + B2^2 = \frac{N}{4} A^2 \cdot (1 + \alpha)^2 \quad (8)$$

Підставивши (7) в (8), нескладно отримати оцінку амплітудної похибки розквадратурення:

$$\alpha = \sqrt{\frac{B1^2 + B2^2}{A1^2 + A2^2}} - 1 \quad (9)$$

З виразу (6), враховуючи відомі тотожності

$$\sin(\varphi_0 - \psi) = \cos(\psi) \sin(\varphi_0) - \cos(\varphi_0) \sin(\psi) = (\sin(\varphi_0) - \cos(\varphi_0) \tan(\psi)) \cos(\psi),$$

$$\cos(\varphi_0 - \psi) = \cos(\psi) \cos(\varphi_0) + \sin(\varphi_0) \sin(\psi) = (\cos(\varphi_0) + \sin(\varphi_0) \tan(\psi)) \cos(\psi),$$

можна вивести:

$$B1 = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot \sin(\varphi_0 - \psi) = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot (\sin(\varphi_0) - \cos(\varphi_0) \tan(\psi)) \cos(\psi),$$

$$B1 = (1 + \alpha) \cdot (-A2 - A1 \tan(\psi)) \cos(\psi).$$

Відповідно,

$$B2 = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot \cos(\varphi_0 - \psi) = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot (\cos(\varphi_0) + \sin(\varphi_0) \tan(\psi)) \cos(\psi),$$

$$B2 = (1 + \alpha) \cdot (A1 - A2 \tan(\psi)) \cos(\psi).$$

Тоді

$$\frac{B1}{B2} = \frac{-A2 - A1 \tan(\psi)}{A1 - A2 \tan(\psi)},$$

звідки

$$\tan(\psi) = \frac{B1 \cdot A1 + B2 \cdot A2}{B1 \cdot A2 - B2 \cdot A1} \quad (10)$$

Остаточно, для фазової похибки розквдратурення отримаємо оцінку:

$$\psi = \arctan\left(\frac{B1 \cdot A1 + B2 \cdot A2}{B1 \cdot A2 - B2 \cdot A1}\right),$$

яка буде мати місце за умови $B1 \cdot A2 - B2 \cdot A1 \neq 0$.

Використовуючи отримані оцінки показників квадратурної неідентичності, слід провести відповідну корекцію напруг з виходу АЦП того підканалу, який вважається квадратурно розбалансованим, і далі направляти їх на вхід подальшого цифрового сегмента приймального тракту.

У випадку відсутності амплітудних та фазових викривлень $\alpha=0$ та $\psi=0$, ідеальні значення $B1$ та $B2$ у виразах (6) матимуть вид:

$$B1 = \frac{N}{2} A \cdot \sin(\varphi_0), \quad B2 = \frac{N}{2} A \cdot \cos(\varphi_0).$$

Саме досягнення таких значень відліків розбалансованого підканалу (з точністю до впливу шумів) і є метою застосування заявленого способу корекції.

Для визначення змісту операцій корекції приймемо в якості мети їх застосування отримання таких відкорегованих значень $B1_{кор}$ та $B2_{кор}$ відгуків розбалансованого підканалу процедури додаткового стробування, які б відповідали ідеальним значенням, тобто приймемо, що

$$B1_{кор} = \frac{N}{2} A \cdot \sin(\varphi_0), \quad B2_{кор} = \frac{N}{2} A \cdot \cos(\varphi_0).$$

Представимо відгук стробу $B1$ (6) розбалансованого каналу у розгорнутому запису:

$$B1 = \frac{N}{2} A \cdot (1 + \alpha) \cdot \sin(\varphi_0 - \psi) = (1 + \alpha) \frac{N}{2} A \cdot ((\sin(\varphi_0) \cos(\psi) - \cos(\varphi_0) \sin(\psi))) =$$

$$= (1 + \alpha) B1_{кор} \cos(\psi) - (1 + \alpha) A1 \sin(\psi).$$

Звідси, $B1_{кор} (1 + \alpha) \cos(\psi) = B1 + (1 + \alpha) A1 \sin(\psi)$. Отже, алгоритм корекції розбалансу може бути записаний у вигляді:

$$B1_{кор} = \frac{B1 + (1 + \alpha) A1 \sin(\psi)}{(1 + \alpha) \cos(\psi)} = A1 \cdot \tan(\psi) + \frac{B1}{(1 + \alpha) \cos(\psi)}, \quad (11)$$

або з врахуванням (9), (10) та тотожності

$$\cos(\psi) = [1 + \tan^2(\psi)]^{-1/2}$$

$$B1_{кор,i} = A1_i \cdot \frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0} + \frac{B1_i}{\sqrt{\frac{B1_0^2 + B2_0^2}{A1_0^2 + A2_0^2}}} \sqrt{1 + \left(\frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0} \right)^2},$$

де $A1_0, B1_0, A2_0, B2_0$ - відгуки напруг сигналів квадратурних підканалів у парі стробів на етапі розрахунку коефіцієнтів корекції розбалансу,

$A1_i, B1_i$ - відгуки еталонного підканалу та розбалансованого, що підлягає корекції в i -му стробі.

Аналогічним чином, можна довести, що

$$B2_{кор} = A2 \cdot \tan(\psi) + \frac{B2}{(1 + \alpha) \cos(\psi)}, \quad (12)$$

або

$$B2_{кор,i} = A2_i \cdot \frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0} + \frac{B2_i}{\sqrt{\frac{B1_0^2 + B2_0^2}{A1_0^2 + A2_0^2}}} \sqrt{1 + \left(\frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0} \right)^2},$$

Якщо ввести поняття коефіцієнтів корекції

$$p = \frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0}, \quad q = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{B1_0 \cdot A1_0 + B2_0 \cdot A2_0}{B1_0 \cdot A2_0 - B2_0 \cdot A1_0} \right)^2}}{\sqrt{\frac{B1_0^2 + B2_0^2}{A1_0^2 + A2_0^2}}},$$

то вирази (11) та (12) відповідно запишуться у вигляді:

$$B1_{кор} = A1 \cdot p + B1 \cdot q, \quad B2_{кор} = A2 \cdot p + B2 \cdot q.$$

Таким чином, коефіцієнт корекції p фактично являє собою оцінку тангенсу фазової похибки (10), а коефіцієнт q враховує як фазову, так і амплітудну не ідентичності квадратурних підканалів.

Суттєвою перевагою заявленого способу корекції порівняно з прототипом є залежність точності розрахунку коефіцієнтів корекції не тільки від відношення сигнал/шум, а й від тривалості стробу, в межах якого накопичуються відліки АЦП при їхньому додатковому стробуванні. Шляхом математичного моделювання визначено, що точність оцінки квадратурної не ідентичності тим вище, чим більше кількість N накопичуваних відліків АЦП.

Відповідні дослідження були проведені за допомогою програми, розробленої в пакеті MathCad, у разі гаусовської моделі розподілу некорельованого шуму. Результати дослідження приведені на Фіг.1, при цьому довжина стробу (N) змінювалась від 4 до 1024 відліків, розбаланс амплітуди квадратурних підканалів становив $\alpha=0,2$ та фази $\Psi=-20^\circ$. Середньоквадратичне відхилення (СКВ) оцінок амплітудної та фазової похибок розраховувалось за 100 реалізаціями.

З графіків Фіг.1 видно, що при збільшенні тривалості стробу точність корекції покращується.

Досить важливими є результати моделювання, що стосуються впливу тривалості строба на граничні можливості корекції фазової похибки сигналу. Отримані результати представлені на Фіг.2. Прийняті позначення: N

- тривалість стробу у відліках АЦП, Ψ - фазова похибка сигналу в градусах, що піддається корекції запропонованим методом. Граничні можливості корекції амплітудної й фазової похибок оцінювалися в усередненні за 100 реалізаціями.

З Фіг.2 видно, що границі успішної корекції фази сигналу розширюються при збільшенні тривалості стробу. Крайні межі припустимого фазового розбалансу, що відповідають 4 і 1024 відлікам АЦП, відрізняються аж на $10,7^\circ$. Припустима ж похибка ортогонального зрушення по фазі може перевищувати 85° . Важливо відзначити, що запропонований метод корекції дозволяє повністю усунути амплітудну похибку розквadrатурення, навіть якщо вона сягає 100дБ. Однак при таких значних розбалансах суттєвим становиться вплив шуму на якість сумісної обробки сигналів квадратурних підканалів. Тому в технічних вимогах на розробку аналогових схем розквadrатурення бажано задавати амплітудний розбаланс не більшим 10-15дБ, наприклад, залежно від обраної схеми QAM-модуляції сигналів у завданнях зв'язку.

Таким чином, запропонований метод корекції дозволяє мінімізувати похибки обробки, зменшити апаратні витрати та знизити вимоги щодо ідентичності квадратурних підканалів при аналоговій ортогоналізації сигналів в прийомних каналах ЦАР навіть при наявності постійних складових напруги зсуву нуля АЦП.

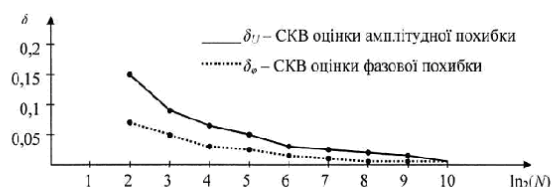
Практична реалізація заявленого способу зводиться до застосування у приймачі інформаційного повідомлення цифрового сигнального процесора чи програмованих матриць логічних елементів, наприклад, від фірми Xilinx, за допомогою яких мають виконуватись передбачені заявленим способом операції над отриманими в результаті аналого-цифрового перетворення відліками цифрових напруг сигналів. В якості АЦП можуть застосовуватись мікросхеми фірми Analog Devices, Texas Instruments тощо.

Джерела інформації:

1. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В. та інш. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1: Принципы разработки. Преобразование сигнала в цифровую форму // Цифровая обработка сигналов. - 2001. - №4. - С.2-11.

2. Слюсар В.И., Солощев О.К., Титов К.В. Метод коррекции квадратурного разбаланса приемных каналов цифровой антенной решетки // Радиоэлектроника. - 2004. - №2. - С.42-50 (Изв. вузов), -прототип.

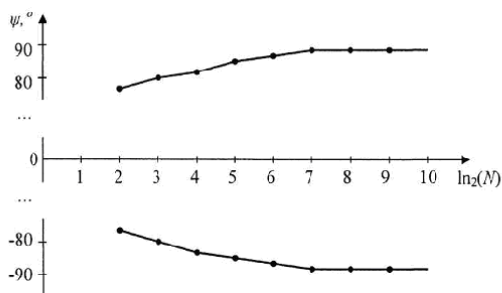
3. Слюсар В.И. Синтез алгоритмов измерения дальности М источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиоэлектроника. -1996. - №5. - С.55-62. (Изв. вузов).



Графіки залежності СКВ амплітудної і фазової похибок (δ_U і δ_φ

відповідно) після корекції квадратурного розбалансу в залежності від довжини стробу N .

Фіг. 1



Розширення припустимих меж корекції фазового розбалансу при збільшенні тривалості стробу N .

Фіг. 2