



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **21477** (13) **U**  
(51) МПК (2006)  
**H04B 7/00**  
**H04B 1/00**

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ИНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ

## ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під  
відповідальність  
власника  
патенту

(54) ЗМІШУВАЧ З ПОДАВЛЕННЯМ ДЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛУ

1

(21) u200610543  
(22) 05.10.2006  
(24) 15.03.2007  
(46) 15.03.2007, Бюл. № 3, 2007 р.  
(72) Коханов Олександр Борисович  
(73) Коханов Олександр Борисович  
(57) Змішувач з подавленням дзеркального каналу, що містить перемножувачі один та два, при цьому вхід один перемножувача один підключений до виходу опорного гетеродину три, вихід якого також підключений до входу фазообертача гетеродину чотири, вихід якого в свою чергу підключає-

2

ний до входу один перемножувача два, який **відрізняється** тим, що виходи перемножувачів один та два підключені відповідно до входів один та два суматора п'ять, вхід же фазообертача сигналу шість підключений до входу два перемножувача один і також є входом пристрою, а вихід фазообертача шість підключений до входу два перемножувача два, вихід же суматора п'ять підключений до входу смугового фільтра сім, вихід якого підключений до входу підсилювача вісім, при тому вихід підсилювача вісім є виходом пристрою.

Змішувач з подавленням дзеркального каналу (архітектура Коханова) відноситься до радіотехніки і може бути використаний в системах приймання радіосигналів та сигналів електронних змішувачів архітектури Вейвера з подавленням дзеркального каналу [Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. - М.: СОЛОН-Пресс. - 2003. - 272с. - (Серия «Библиотека инженера»). - стр.114], що містить чотири перемножувача, два фазообертача, два фільтра низьких частот, два гетеродина та суматор.

Найбільш близьким до передбачуваного винаходу по технічній сутності і результату, що досягається, є змішувач архітектури Хартлі [Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. - М.: СОЛОН-Пресс.- 2003 - 272с. - (Серия «Библиотека инженера»). - стр.113] з подавленням дзеркального каналу, що містить два перемножувача, суматор, два фазообертача, та генератор гетеродину.

Недоліками зазначених пристроїв є формування сигналів дзеркального каналу двох видів: звичайного та зсувом по фазі, що дозволяє компенсувати дзеркальний канал при складанні у суматорі. Рівень подавлення дзеркального каналу залежить від ідентичності амплітуд сигналів в квадратурних каналах і при залишку помилки у різниці коефіцієнтів підсилення не дає реально більш ніж 40-45дБ подавлення дзеркального каналу відносно проміжної частоти [Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. - М.: СОЛОН-

Пресс.-2003.-272с. - (Серия «Библиотека инженера»). - стр.114]. Також слід відмітити, що для додаткового подавленням дзеркального каналу треба робити дуже якісний фільтр сфокусованої селекції з великою крутизною, що є, як звичайно, складною задачею.

В основу корисної моделі поставлена задача: створити такий пристрій змішувача, який би не мав дзеркального каналу між приймачим сигналом та проміжною частотою, а також дозволяв би для додаткового подавленням остаточного сигналу на несучій частоті використовувати прості пасивні фільтри з пологим скатом затухання і використання звичайного лінійного підсилювача для підсилення сигналу проміжної частоти до рівня необхідного для детектування сигналу. При тому, у поставлену задачу входило також можливість використання низької проміжної частоти, що спрощує процес фільтрації залишків сигналу.

У змішувач з подавленням дзеркального каналу (архітектура Коханова), що містить перемножувачі один та два, при тому вхід один перемножувача один підключений до виходу опорного гетеродину три, вихід якого також підключений до входу фазообертача гетеродину чотири, вихід якого в свою чергу підключений до входу один перемножувача два, який відрізняється тим, що виходи перемножувачів один та два підключені відповідно до входів один та два суматора п'ять, вхід же фазообертача сигналу шість підключений до входу

(13) **U**  
(11) **21477**  
(19) **UA**

два перемножувача один і також є входом пристрою, а вихід фазообертача шість підключений до входу два перемножувача два, вихід же суматора п'ять підключений до входу смугового фільтра сім, вихід якого підключений до входу підсилювача вісім, при тому вихід підсилювача вісім є виходом пристрою.

Введення у змішувач фазообертача сигналу та фільтра з підсилювачем дозволяє замість методу компенсування дзеркального каналу використати метод прямого перетворювання, що забезпечує повну відсутність дзеркального каналу відносно проміжної частоти. Це, в свою чергу, дозволяє залишковий сигнал високої частоти відфільтрувати майже повністю звичайними RC-фільтрами, що забезпечує високу якість прийнятого сигналу.

Суть корисної моделі пояснюється кресленнями на фіг.:

- 1 - перемножувач;
- 2 - перемножувач;
- 3 - опорний гетеродин;
- 4 - фазообертач гетеродину;
- 5 - суматор;
- 6 - фазообертач сигналу;
- 7 - смуговий фільтр;
- 8 - підсилювач.

Змішувач з подавленням дзеркального каналу (архітектура Коханова), що містить перемножувачі 1 та 2, при тому вхід 1 перемножувача 1 підключений до виходу опорного гетеродину 3, вихід якого також підключений до входу фазообертача гетеродину 4, вихід якого в свою чергу підключений до входу 1 перемножувача 2, який відрізняється тим, що виходи перемножувачів 1 та 2 підключений і відповідно до входів 1 та 2 суматора 5, вхід же фазообертача сигналу 6 підключений до входу 2 перемножувача 1 і також є входом пристрою, а вихід фазообертача 6 підключений до входу 2 перемножувача 2, вихід же суматора 5 підключений до входу смугового фільтра 7, вихід якого підключений до входу підсилювача 8, при тому вихід підсилювача 8 є виходом пристрою.

Змішувач працює в такий засіб.

На вхід змішувача поступає вхідний сигнал

$$s_1(t) = A_n \cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad (1)$$

де  $A_n$  - амплітуда сигналу,  $\omega_0$  - частота радіосигналу,  $\theta_0$  - фаза радіосигналу,  $t$  - час.

Сигнал (1) поступає на вхід 1 перемножувача 1 та на вхід фазообертача сигналу 6. Після проходження фазообертача 6 сигнал буде мати вигляд

$$B(t) = A_n \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) = -A_n \sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (2)$$

де використане відома тригонометрична тотожність

$$\cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (3)$$

Так як зміна знака у фазообертачах враховується на технічному рівні, то мінус згідно з (3) у (2) можна не враховувати. Тоді сигнал на виході фазообертача сигналу 6 буде описуватись вираженням

$$s_2(t) = A_n \sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (4)$$

На виході опорного гетеродину буде сигнал

$$s_3(t) = U_0 \cos(\omega_1 t + \theta_1), \quad (5)$$

де  $U_0 = \text{const}$  - амплітуда сигналу опорного гетеродину,  $\omega_1$  - частота опорного гетеродину,  $\theta_1$  - початкова фаза опорного гетеродину,  $t$  - час.

Сигнал (5) з виходу блока 3 поступає на фазообертач гетеродину 4 на виході якого буде сигнал

зсувом фази на  $\frac{\pi}{2}$  (з урахуванням (3) та інверсії амплітуди у фазообертачі на технічному рівні)

$$s_4(t) = U_0 \sin(\omega_1 t + \theta_1), \quad (6)$$

Тоді на виході перемножувача 1 буде сигнал

$$s_5(t) = k_1 A_n \cos(\omega_0 t + \theta_0) \cdot U_0 \cos(\omega_1 t + \theta_1), \quad (7)$$

а на виході перемножувача 2 буде сигнал

$$s_6(t) = k_2 A_n \sin(\omega_0 t + \theta_0) \cdot U_0 \sin(\omega_1 t + \theta_1), \quad (8)$$

де  $k_1$  та  $k_2$  є коефіцієнти множення перемножувачів 1 та 2 відповідно. Тоді на виході суматора 5 буде сигнал у вигляді суми

$$\begin{aligned} s_7(t) = s_5(t) + s_6(t) = A_n U_0 \frac{1}{2} \{ & k_1 \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + (\theta_0 - \theta_1)] + \\ & + k_1 \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + (\theta_0 + \theta_1)] + k_2 \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + (\theta_0 - \theta_1)] + \\ & + k_2 \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + (\theta_0 + \theta_1)] \} = A_n U_0 \frac{1}{2} \{ (k_1 + k_2) \cos(\omega_p t + \theta_p) + \\ & + (k_1 - k_2) \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + (\theta_0 + \theta_1)] \} \end{aligned} \quad (9)$$

де  $\omega_p = \omega_0 - \omega_1$  - проміжна частота;  $\theta_p = \theta_0 - \theta_1$  фаза проміжної частоти. Враховується, те що при перетворюванні частоти фаза сигналів (6) та (7) та фаза опорного гетеродину 3 не враховується, тому що не впливає на перетворювання частоти, то (9) можна записати як

$$s_7(t) = \frac{A_n U_0}{2} \{ (k_1 + k_2) \cos(\omega_p t) + (k_1 - k_2) \cos[(\omega_0 + \omega_1)t] \}, \quad (10)$$

Треба відмітити що  $(k_1 - k_2) = \Delta k$  є мала складова, як що  $k_1 \approx k_2$ . Тому розглянемо два варіанта.

1)  $\Delta k = 0$ . Тоді (10) буде мати форму

$$s_7(t) = \frac{A_n U_0}{2} \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_p t), \quad (11)$$

де немає дзеркального каналу, а є тільки сигнал перенесений на проміжну частоту  $\omega_p$ .

2)  $\Delta k \neq 0$ .  $k \leq 1$ . Тоді у сигналі (11) з'явиться додатковий залишок, як то слідує з (9).

Тобто

$$s_7(t) = \frac{A_n U_0}{2} \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_p t) + \Delta s(t), \quad (12)$$

$$\text{де } \Delta s(t) = \Delta k \cos(\omega_0 + \omega_1)t, \quad (13)$$

$\Delta s$  - не є дзеркальним каналом, так як це складова буде вище на  $\omega_1$  за чистоту сигналу  $\omega_0$ , тобто

-  $\omega_+ = \omega_0 + \omega_1$  Дзеркальний канал, як відомо [Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. - М.: СОЛОН-Пресс. - 2003.-272 с. - (Серия «Библиотека инженера»). - стр. 113] знаходиться з другої сторони від частоти опорного гетеродину відносно проміжної частоти на відстані рівної відстані проміжної частоти. Так як  $\Delta k$  мало, а сумарна частота сигналу є  $\omega_+ = \omega_0 + \omega_1$ , то її відфільтровує смуговий фільтр 7. Після проходження смугового

фільтра сигнал  $s_7(t)$  потрапляє на лінійний підсилювач, який підсилює сигнал до рівня необхідного для детектування. Так як  $\omega_p \ll \omega_+$ , то можна використати звичайні RC фільтри для практично повного подавлення складової (13).

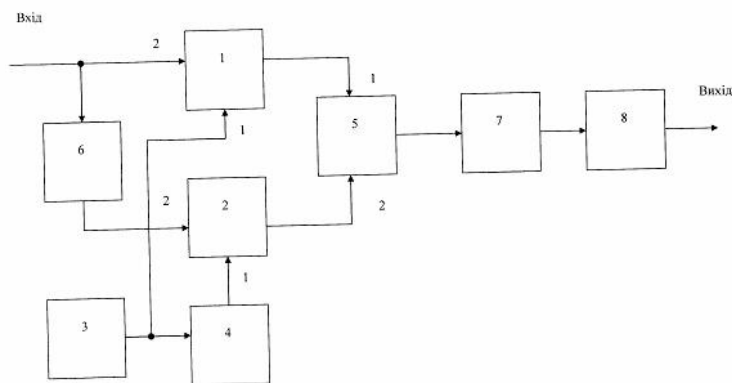
До того, на практиці  $\Delta k$  не перевищує 1% від значень  $k_1$  чи  $k_2$ , а це означає, що буде фільтрація смуговим фільтром дуже малої частини (тобто (13)), що зробить її значніше менше за меншу.

Як що вибрати  $\omega_0 = \omega_1$ , то змішувач буде виробляти пряме перетворювання сигналу, яке не потребує, як звісно, детекторів. Наприклад.

Частота сигналу  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1800\text{MHz}$ , а проміжочна частота  $\omega_p = 2\pi f_p = 30\text{MHz}$ ,

то  $\frac{\omega_0}{\omega_p} = \frac{1800}{30} = 60$  разів, чи 6 декад. Як відомо,

звичайний фільтр першого порядку забезпечує згасання 20дБ/декаду [Алексеев А.Г., Шагурин И.И. Микросхемотехника: Учебное пособие для вузов. - 2-е изд., перераб. И доп. - М.: Радио и связь - 1990. - 496с.: ил., С.394]. То зменшення відфільтрованого сигналу буде: 6 декад помножити на 20дБ/декаду то згасання буде 120дБ. Так як  $\Delta k = 1\%$ , то це 0,01 разів, чи 40дБ. Тобто складове згасання буде 160дБ, що підтверджує відсутність сигналу, та дзеркального каналу на виході підсилювача.



Фіг.