УДК 621.396

С.П. КОНОНОВ, О.Т. УДОД
Вінницький національний технічний університет

СУПУТНИКОВИЙ ТЕЛЕКОНВЕРТЕР НА ОСНОВІ ДВОБАЛАНСНОГО ЗМІШУВАЧА З ФАЗОВИМ ПОСЛАБЛЕННЯМ ДЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛУ

В статті проведено аналіз існуючих схем телевізійних конвертерів, представленні основні конструктивні вузли схеми. Запропоновано конвертер на двобалансному змішувачі з фазовим послабленням дзеркального каналу. Таке рішення забезпечує додаткове до частотного фазове послаблення дзеркального каналу прийому в широкій смузі частот сигналу. Розраховано тришлейфний квадратурний міст. За результатами роботи зроблені висновки.

In article the analysis of existing schemes television converters. Prepositional the converter on the twobalance mixer with phase suppressed mirror channel. This solution provides an additional to frequency phase reduce specular channel receptional in a wide band signal. Calculated trohplume Quadrature bridge. As a result of conclusions

Ключові слова: телеконвертер, фазове послаблення дзеркального каналу.

Вступ та постановка задачі

Супутникові телеметричні системи складаються з приймально-передавальних трактів на супутникових і земних станціях. Отримання достовірної інформації в результаті вимірювань у таких системах достатньо складна задача. Однією з причин виникнення похибки вимірювань є вплив завад різного походження, які виникають у вхідних каскадах приймального тракту, особливість яких – низькі рівні вимірювальних радіосигналів [1].

До складу супутникової приймальної установки входить конвертер, що є основною частиною головки, яка розміщується у фокусі антени-рефлектора. Сфокусований антеною сигнал перетворюється і передається по кабелю на ресивер. Перетворювач конвертера складається із змішувача та гетеродина і переносить спектр радіосигналу з НВЧ діапазону на зміну проміжну частоту УВЧ діапазону з метою його передачі з найменшими втратами коаксіальним кабелем до ресивера [2].

Зазвичай конвертер включає в себе хвилеводно-смужковий перехід (ХСП), малошумний підсилювач (МШП), смуговий фільтр (СФ), балансний змішувач (БЗ) з гетеродином (Гет.), попередній підсилювач проміжної частоти (ППППЧ), а також вузол живлення (ВЖ) (рис. 1).

Сфокусований антеною сигнал, що надходить до приймальної головки, поступає на МШП через ХСП, де відбувається узгодження вхідної мікросмужкової лінії підсилювального каскаду з виходом поляризатора опромінювача антени. МШП повинен забезпечувати мінімальний коефіцієнт шуму, бути узгодженим по входу та виходу, мати максимальний коефіцієнт підсилення. За граничними частотами робочого діапазону, необхідним рівнем вихідної потужності, рівнем шумів і лінійністю для МШП найбільш підходять напівпровідникові параметричні підсилювачі і підсилювачі на транзисторах.

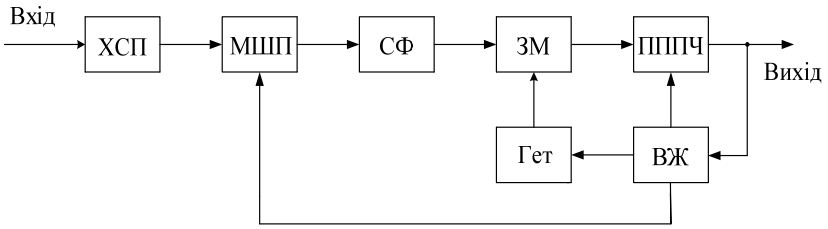

Рис. 1. Структурна схема конвертера

З виходу МШП сигнал поступає на СФ, що забезпечує проходження тільки визначеної смуги частот з втратами не більш 3 дБ, а також частотну вибірність за дзеркальним каналом та послаблення сигналу гетеродина. У більшості випадків СФ будуються на мікросмужкових паралельно зв'язаних резонаторах.

Далі сигнал надходить на ЗМ, який в конвертерах зазвичай виконується на напівпровідникових діодах чи арсенідгалієвих польових транзисторах і вирішує задачу перетворення частоти сигналу. На другий вхід змішувача надходить сигнал гетеродина на біполярному чи польовому транзисторі. Після ЗМ сигнал поступає на ППППЧ. Оскільки до нього не пред'являються жорсткі вимоги за коефіцієнтом шуму, він може бути виконаний на біполярних або польових транзисторах в гібридно-модульному виконанні, а також на їх комбінаціях [2].

Зростання кількості одночасно працюючих приймально-передавальних пристроїв значно ускладнює вирішення проблеми електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів. В приймальних пристроях, до яких відноситься телеконвертер найбільш небезпечним є паразитний дзеркальний канал прийому. Наявність завади в дзеркальному каналі конвертера приводить до зростання його шуму перетворення і, як наслідок, ускладненню декодування сигналу телеметрії та збільшенню похибки вимірювання.

Зменшити негативний вплив завади дзеркального каналу на роботу конвертера є задачею даної роботи. Вона буде досягнута шляхом введення в перетворювач конвертера змішувача з фазовим

послабленням дзеркального каналу.

Конвертер з послабленням дзеркального каналу

В більшості конвертерів застосовують балансний діодний змішувач. Пропонується замість нього ввести в конвертер двобалансний змішувач з фазовим послабленням дзеркального канал прийому (надалі ДБЗ). Перевагами ДБЗ в порівнянні з балансним змішувачем є відсутність селективних елементів у вигляді вузькосмужкових високодобротних фільтрів, можливість прийому сигналів в широкій смузі робочих частот з одночасним придушенням дзеркального каналу і відсутність обмежень на вибір проміжної частоти [3]. Ще однією важливою перевагою ДБЗ є те, що в ньому корисно використовується енергія коливань з дзеркальною частотою, які утворюються в процесі перетворення. Це явище приводить до зростання коефіцієнта перетворення змішувача та зниження його коефіцієнту шуму на декілька децибел. Таке покращення параметрів ДБЗ в деяких випадках дозволить виключити з конвертера попередній підсилювач.

Вхідний сигнал частотою f_c ДБЗ синфазним подільником (СП) ділиться за потужністю навпіл і підводиться з однаковими фазами до двох балансних змішувачів Б31, Б32 (рис. 2). Гетеродинне коливання частотою $f_г$ підводять до змішувачів Б31, Б32 через квадратурний міст (КМ), який ділить потужність гетеродину навпіл так, що фази сформованих коливань на гетеродинних входах змішувачів відрізняються на 90°. Тому вихідні сигнали змішувачів Б31, Б32 на проміжній частоті $f_{пч}$ також будуть квадратурними, тобто їх фази будуть відрізнятись на 90°, а амплітуди будуть однакові.

Вихідні сигнали Б31, Б32 додаються квадратурним суматором (КС) проміжної частоти, амплітуда вихідного сигналу якого залежить від фаз коливань вхідних сигналів. У випадку прийому конвертером корисного сигналу з частотою f_c фази коливань такі, як зазначенні на рис. 2, а вихідна напруга КС максимальна. Особливість суматора КС така, що якщо фази вихідних коливань Б31, Б32 змінюються на протилежні, то на виході КС сигнал буде відсутній. Саме це відбудеться при прийомі паразитного сигналу на частоті дзеркального каналу $f_{дз}$, оскільки знак різниці частот $f_{пч} = f_г – f_{дк}$ протилежний знаку різниці $f_{пч} = f_г – f_c$. Це означає, що дзеркальний канал прийому буде суттєво послаблюватися.

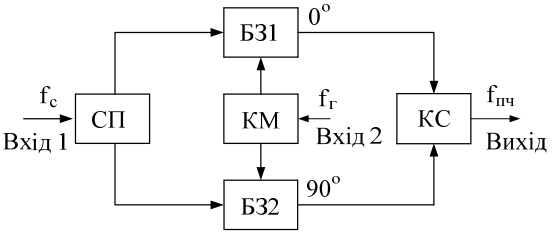

Рис. 2. Структурна схема двобалансного змішувача з фазовим послабленням дзеркального каналу

Гетеродин супутникового конвертера працює на фіксованих частотах. Ця особливість приводить до того, що проміжна частота конвертера змінюється приблизно у два рази (рис. 1). Тому КС ДБЗ (рис. 2) діапазонний і може бути побудований за схемою (рис. 3). Основними його елементами є фазообертач на 90° (ФО) та власне суматор (С). До складу ФО входить варикап, ємність якого змінюється напругою керування $U_{кер}$, що подається коаксіальним кабелем від ресивера. З метою спрощення конструкції напруга живлення $E_ж$ конвертера формується вузлом живлення (ВЖ) з напруги $U_{кер}$.

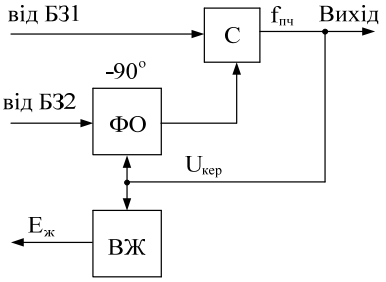

Рис. 3. Квадратурний суматор ДБЗ конвертера

Розрахунок квадратурного тришлейфного моста

Спроектуємо квадратурний тришлейфний міст ДБЗ для роботи в 3-ох сантиметровому діапазоні хвиль на частоті гетеродину f_0=10 ГГц (довжина хвилі $\lambda_0 = 3{,}0$см). Хвильовий опір чвертьхвильових відрізків мікросмужкових ліній (МСЛ) у вихідному колі становить 20 і 100 Ом для низькоомних розімкнутих і високоомних відрізків відповідно.

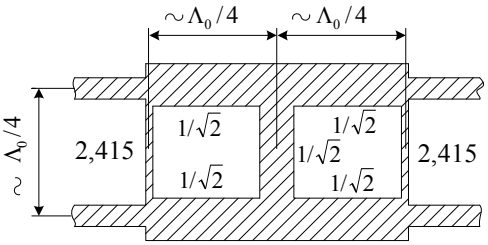

Рис. 4. Топологічна схема смужкового провідника

Вихідні дані:

– підложка із полікора $\varepsilon = 9{,}8$,

– товщина підложки $h = 0{,}75$ мм,

– хвилевий опір підведених ліній $W = 50$ Ом,

– ширина смужкового провідника $\omega = 0{,}71$ мм.

Розрахунок квадратурного моста проводимо в такій послідовності.

1) Визначаємо хвилевий опір основної лінії (рис. 4):

$$W_л = 0{,}707 \cdot W, \tag{1}$$

двох крайніх шлейфів:

$$W_ш = 2{,}415 \cdot W, \tag{2}$$

для середнього шлейфа $W_ш = W_л$.

Для заданих величин ε та h підложки і при мінімальній ширині смугового провідника $\omega = 0{,}1$мм хвильовий опір МСЛ буде рівним $W \approx 100$Ом, що менше необхідної величини 121 Ом. Відповідно, необхідно знизити хвильовий опір підвідних ліній.

Для цього між вихідною підвідною лінією з W=50 Ом і основною лінією моста необхідно ввімкнути чвертьхвильовий відрізок трансформації МСЛ (рис. 5). Задаємо для крайніх шлейфів ширину смужки $\omega = 0{,}1$мм $(\omega / h = 0{,}13)$ і по формулі визначаємо хвильовий опір:

$$W_{ш} = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon}\left(\omega / h\right)\left[1 + 1{,}75 / \varepsilon^{0{,}0724}\left(\omega / h^{0{,}836}\right)\right]}. \quad (3)$$

2) Розрахуємо необхідне значення хвильового опору підвідних ліній:

$$W_1 = \frac{W_{ш}}{2{,}415}. \quad (4)$$

3) Визначаємо хвилевий опір відрізка трансформації:

$$W_{тр} = \sqrt{W \cdot W_1}\ . \quad (5)$$

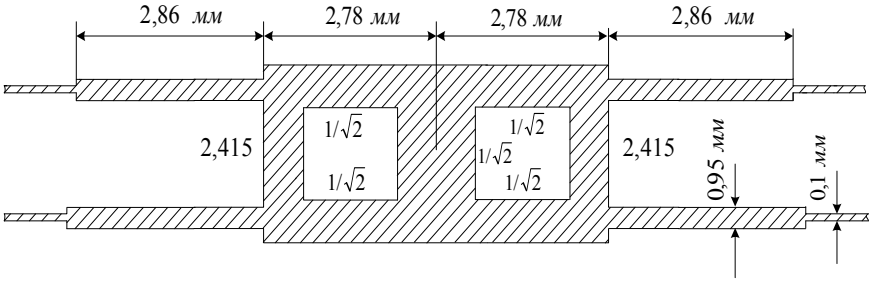

Рис. 5. Тришлейфний квадратурний міст з чвертьхвильовими відрізками трансформації МСЛ в підведених лініях

4) Необхідне відношення розмірів відрізка трансформації МСЛ знаходимо з формули:

$$\omega / h = (3{,}14 / W_{тр}\sqrt{\varepsilon}) - 1. \quad (6)$$

5) Проведемо розрахунок хвильового опору і ширини смужки основної лінії і середнього шлейфа моста:

$$W_{л} = W_1 / \sqrt{2}\ , \quad (7)$$

$$\omega / h = (3{,}14 / W_{л}\sqrt{\varepsilon}) - 1. \quad (8)$$

6) Розрахуємо чвертьхвильові відрізки елементів моста:

$$\frac{\Lambda}{4} = (\lambda / 4)\sqrt{\varepsilon_e}\ , \quad (9)$$

де $\varepsilon = 0{,}5[1 + \varepsilon + (\varepsilon - 1) / \sqrt{1 + 10h / \omega}]$ − ефективна діелектрична проникність середовища в лінії;

Λ − довжина хвилі в лінії;

λ − довжина хвилі в повітрі.

Отримані результати заносимо в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри тришлейфного квадратурного моста

№	Чвертьхвильові відрізки квадратурного моста	Хвилевий опір ($W_{л}$, $W_{тр}$, $W_{ш}$), Ом	Відношення роз-мірів лінії (ω/h)	Ширина смужки (ω), мм	Ефективна діелектрична проник-ність (ε_e)	Довжина хвилі в лінії (Λ), мм
1	Основна лінія	27,67	2,63	1,97	7,4	11,02
2	Відрізки трансформації	44,16	1,27	0,95	6,87	11,44
3	Крайні шлейфи	94,21	0,13	0,1	5,9	12,36

Висновки

Проведено аналіз схем супутникових конвертерів. З метою покращення технічних характеристик конвертера в нього було введено двобалансний змішувач з фазовим послабленням дзеркального каналу. Таке рішення забезпечує додаткове до фільтрового послаблення дзеркального каналу прийому в широкій смузі частот сигналу. Виконано розрахунок тришлейфного квадратурного моста змішувача з фазовим послабленням дзеркального каналу.

Широкосмуговість змішувача з фазовим послабленням дзеркального каналу, відсутність обмежень вибору проміжної частоти і незначний власний шум дозволять спростити схему конвертера і виключити з нього попередній підсилювач.

Література

1. Современная телеметрия в тиории и на практике, – Изд-во: Наука та техника, – 2007р. – 672с.

2. Мамаев Н.С., Мамаев Ю.Н., Теряев Б.Г. Системы цифрового телевидения и радиовещания, – М.: Горячая линия – Телеком, – 2007. – 254 с.

3. Конверторы [Електронний ресурс] – 2011. – Режим доступа: // www.arstel.com/ru/articles/art1p_one.

4. Клич С.М., Кривенко А.С., Носикова Г.Н.: под ред. Сиверса А.П. Проектирование радиоприемных устройств, – М.: Советское радио. – 1976. – 486с.

Надійшла до редакції
11.5.2012 р.

УДК 621.389

О.А. ПРОТАСОВА
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

ОГЛЯД ПРИНЦИПУ РОБОТИ, БУДОВИ ТА ПЕРЕВАГ PMD – КАМЕРИ

В даній роботі представлено принцип роботи та будови PMD камер. Також проводиться порівняння цієї технології із технологією стереобачення та розглядаються типи модуляції випромінювання у PMD камерах.

Current work presents the working principle and structure of PMD cameras. Also the current technology is compared to stereovision. Light modulation methods in PMD cameras are also considered.

Ключові слова: PMD камера, принцип Time of Flight, модуляція

Вступ

Новітній пристрій побудови трьохвимірних зображень поля зору, що називається PMD – камерою (Photonic Mixer Device) працює за принципом «часу польоту» (Time of Flight, TOF). Його унікальність полягає у тому, що він здатен швидко та в реальному часі оброблювати отримані дані й не потребує для цього процесів сканування, складної обчислювальної техніки чи габаритних деталей.

Постановка задачі

Для здійснення мети даної публікації необхідно: 1) зробити огляд інформаційних джерел і систематизувати представлену в них інформацію, 2) розкрити суть методу Time of Flight та принципу роботи та будови PMD камери, що на ньому базується, 3) проаналізувати типи модуляції випромінювання у PMD камерах та зробити висновки щодо їх ефективності, 4) показати перспективи використання даних приладів.

Принцип Time of Flight

Принцип Time of Flight (TOF) полягає у вимірюванні значення відстані до певної точки у полі зору шляхом замірювання проміжку часу, за який імпульс світла проходить відстань від об'єкту до приймача випромінювання. Оскільки швидкість світла відома досить точно, можна легко здійснити таке вимірювання. На практиці джерело та приймач випромінювання розташовуються дуже близько один до одного. Завдяки цьому, прилад – більш компактний, точний та не вносить ефекти затінення. Основний принцип роботи такої камери представлений на зображенні нижче. Джерело випромінює імпульс світла та одночасно запускає таймер високої точності на приймачі випромінювання. Імпульс світла проходить шлях до об'єкту та вертається назад. В момент, коли світло потрапляє на приймач – таймер зупиняється. При розрахунках необхідно враховувати, що світло пройшло відстань двічі, туди й назад. Отже 6.67 нсек на таймері відповідатиме відстані в 1м. Для вимірювання відстані в 1мм необхідна точність вище 7 пікосекунд. Важливим фактором в даній системі є те, що джерело та приймач випромінювання повинні працювати з високою синхронністю [1].