

1. Вишнякова Н.Н., Геранин В.А., Порицкий О.В. Спектрально-корреляционные характеристики последовательного соединения линейных стохастических систем // *Вестн. КПИ*. 1976. № 17. С.58-61. 2. Пилинский В.В., Писаренко Л.Д. Концепция моделирования источника помехи в энергетической электронной системе // *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Системи керування та контролю напівпровідникових перетворювачів, К., 1999. С.10–14.* 3. Лекции по теории систем связи / Под. ред. Е.Дж. Багдади, Т.Кейлос. Каналы с параметрами? изменяющимися во времени. М., 1964. С.50–78. 4. Писаренко Л.Д. Часочастотний аналіз функціональних нелінійних інформаційних систем при нестационарній негауссовій дії // *Електроніка и связь*. 1999. № 7. С.148–150. 5. Антонью А. Цифровые фильтры. М., 1983.

УДК 621.375.029:621.397.62

Семенюк Анатолій, Смеркло Любомир, Облакевич Валерій

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

ТЮНЕР СИГНАЛІВ СУПУТНИКОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

© Семенюк Анатолій, Смеркло Любомир, Облакевич Валерій, 2000

Наведено результати розроблення та виконання мініатюрного супергетеродинного приймача–тюнера сигналів супутникового телебачення і його основні технічні характеристики.

The results of design and production of miniature superheterodyne receiver - channels' tuner for satellite television and its basic technical parameters are presented in this paper.

Тюнер – це супергетеродинний приймач, який здійснює селекцію, підсилення, перетворення та демодуляцію сигналів, що надходять із конвертора, встановленого на супутниковій антені.

Функціонально в тюнері супутникового телебачення (рис.1) об'єднано вхідний широкопasmовий підсилювач 1, перестроюваний фільтр 2, змішувач частоти 3 з перестроюваним гетеродином 4, підсилювач проміжної частоти 5 з системою автоматичного регулювання підсилення (АРП), фільтр проміжної частоти на поверхневих акустичних хвилях 6 (ПАХ), комутатор перемикання смуги тракту проміжної частоти 7, частотний демодулятор 8 з відеопідсилювачем 9 і системою автоматичного підлаштування частоти гетеродина 10 (АПЧГ), подільник частоти гетеродина 11.

Однією з особливостей пристрою є можливість швидкої адаптації в процесі виробництва під конкретні вимоги замовника. Так, наприклад, тюнер може працювати від синтезатора частот або з внутрішньою системою АПЧГ, мати двосмуговий фільтр по проміжній частоті чи односмуговий. Тому залежно від варіанта виконання деякі вузли функціональної схеми можуть бути відсутні. Наприклад, при роботі з односмуговим

фільтром на проміжній частоті (ПЧ) відсутні комутатори перемикання смуг, при роботі від синтезатора частот не встановлюється підсилювач системи АПЧГ, а при роботі з АПЧГ відсутній, відповідно, подільник частоти.

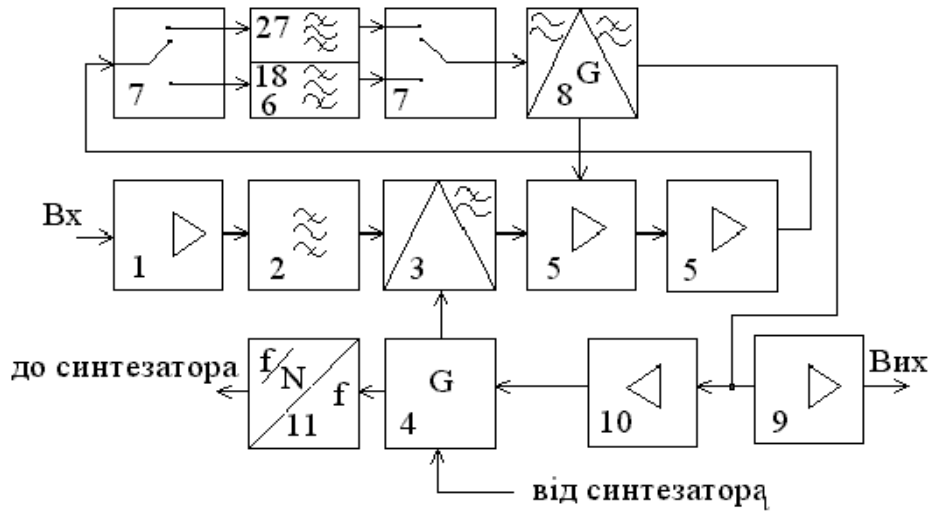


Рис.1. Функціональна схема пристрою.

Важливою проблемою у проектуванні такого доволі складного пристрою, як тюнер, на одній платі, є питання внутрішньої й зовнішньої електромагнітної сумісності. Раціональне розміщення функціональних вузлів на платі є одним із способів вирішення проблеми (див. рис.2).

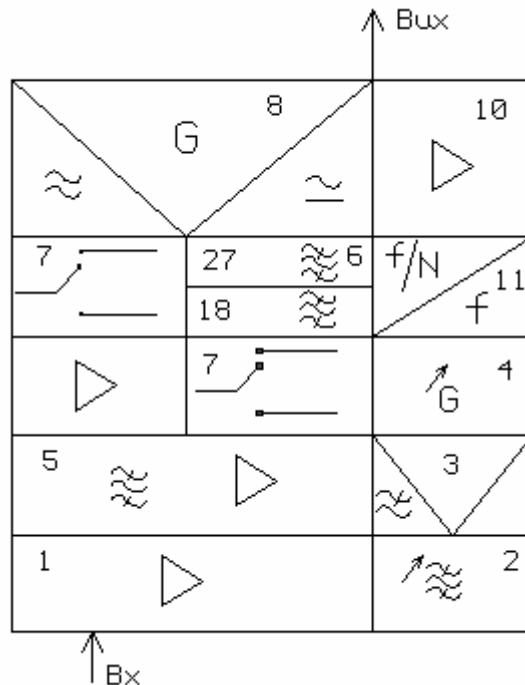


Рис.2. Розміщення функціональних вузлів на платі.

Зокрема, перестроюваний гетеродин і демодулятор розташовані на максимальних відстанях до входу і між собою, що практично зводить нанівець їх взаємний вплив і паразитне проникнення сигналів генераторів на вхідний рознім.

Розглянемо деякі схемотехнічні рішення окремих вузлів тюнера. Вхідний ВЧ підсилювач виконано на двох біполярних транзисторах з узгодженням КСХ кожного каскаду в робочому діапазоні частот за допомогою смугових фільтрів. Схема першого каскаду наведена на рис.3.

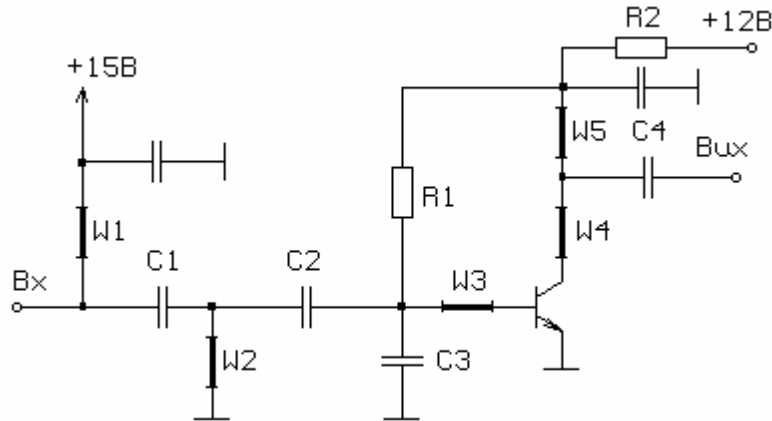


Рис.3. Каскад ВЧ-підсилювача.

Узгоджувальними елементами ФВЧ на вході є $W2$ $C2$ і ФВЧ $C3$ $W3$, з частотами зрізу 900 і 2100 МГц, що утворюють трансформуючий смуговий фільтр. На виході транзистор узгоджений смуговим фільтром $W4C4W5$, до складу якого входить і вихідна ємність транзистора. Широкопasmовість узгодження визначається тим, що реактивні елементи вхідного та вихідного імпедансів входять до складу фільтра, а фільтр розрахований на трансформацію активних складових імпедансів транзистора в хвильовий опір НВЧ-тракту.

Вхідна ланка ФВЧ $C1W1$ служить для подання живлення конвертора на вхідний рознім тюнера і забезпечує додаткове придушення ПЧ на 12 дБ. Загалом ПЧ на вході першого каскаду придущується на 23-24 дБ. Схема другого каскаду ідентична першому (окрім ФВЧ $W1C1$). КСХ каскадів по входу та виходу не перевищує 2,2 в усьому діапазоні робочих частот.

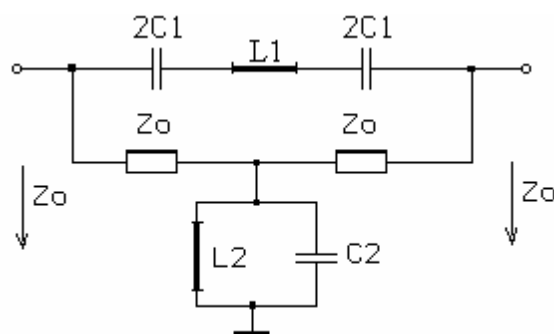


Рис.4. Вирівнювальна ланка.

Для вирівнювання коефіцієнта підсилення по діапазону частот служить дисипативна вирівнювальна ланка (див. рис.4), що увімкнена між підсилювальними каскадами. Із зменшенням частоти вирівнювальна ланка вносить затухання із крутизною 12дБ/окт, що компенсує зростання підсилення транзисторів. КСХ вирівнювальної ланки не перевищує 1,17 в усьому діапазоні частот, а початкові втрати на верхній частоті діапазону становлять 1,2 дБ. Зазначимо, що для отримання хорошого КСХ з обох боків ланки розраховану ємність послідовного контура треба поділити на дві, вдвічі більші, і увімкнути на вході та

виході ланки, розташовуючи між ними відрізок високоомної (100 Ом) лінії, що слугує індуктивністю L1, як і показано на рис. 4. В протилежному разі КСХ з боку конденсатора буде низьким 1,15, а з боку індуктивності – 1,9 ..2,4.

Розрахувати вирівнювальну ланку можна за такими формулами:

$$C 1 = \frac{1 - \omega_H^2 / \omega_B^2}{\omega_H Z_0 (V - 1)} \quad (1)$$

$$C 2 = \frac{(1 - \omega_H^2 / \omega_B^2)(V - 1)}{\omega_H Z_0} \quad (2)$$

де $V = K_{BU} / K_{HU}$ – відношення коефіцієнтів передачі ланки по напрузі на верхній і нижній частотах діапазону; ω_B, ω_H – верхня і нижня кругові частоти діапазону; Z_0 – хвильовий опір тракту.

Значення індуктивностей знаходять за методикою Томсона на верхній частоті діапазону. Двоконтурний перестроюваний смуговий фільтр (рис.5) забезпечує завадостійкість пристрою на побічних каналах прийому і перешкоджає проникненню частоти гетеродина на вхід тюнера. Оскільки за смугою пропускання фільтр являє собою коротке замикання (КЗ), то до виходу підсилювача і входу змішувача він під'єднаний через 1,5 дБ П-подібний атенюатор.

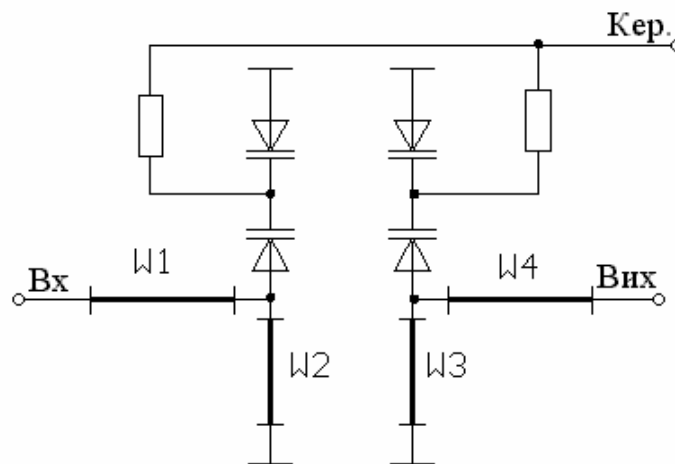


Рис.5. Перестроюваний фільтр.

Перелаштування фільтра по діапазону здійснюється двома парами зустрічно ввімкнених варікапів при зміні керуючої напруги від 0,7 до 28 В. Оскільки при перестройці вгору по частоті контурні ємності фільтра зменшуються майже в 5 разів, то і хвильовий опір фільтра відповідно зростає більше ніж удвічі, що приводить до шунтування НВЧ трактом фільтра та розвалу його АЧХ на верхніх частотах діапазону. Щоб уникнути цього, сигнал на фільтр подається і знімається через чвертьхвильові трансформатори W1 і W4, які мають довжину $\lambda/4$ на частоті 1,9 ГГц і трансформують опір, який зріс, в опір тракту. Це дає змогу зберегти крутизну скатів фільтра на частотах 1,7... 2,05 ГГц, хоча і при ширшій смузі пропускання. На нижніх частотах діапазону, де опір фільтра зменшується, відрізки W1, W4 відповідно втрачають свої трансформувальні властивості. Фільтр виконано за друкованою технологією. Для точного настроювання АЧХ фільтра служать дві гнучкі металеві смужки, які запаюються над кожним з контурів на висоті 4 мм. Пригинаючи чи, навпаки, відгинаючи

смужки, можна змінити АЧХ фільтра. АЧХ фільтра на частотах 1 ГГц і 1,9 ГГц наведені на рис.6.

Фільтр забезпечує погашення дзеркальної частоти більше ніж 40 дБ, а частоти гетеродина більше за 35 дБ в усьому діапазоні частот. Початкові втрати фільтра зменшуються від мінус 3,5 дБ на частоті $f_H = 950$ МГц до мінус 1,8 дБ на частоті $f_H = 2050$ МГц.

Загальний коефіцієнт передачі ВЧ-тракту до змішувача становить +13...+15дБ, при зворотній передачі на частотах гетеродина – 80 дБ. Змішувач побудовано на парі кремнієвих діодів з бар'єром Шоттки за балансною схемою. Використання низькобар'єрних діодів дало змогу працювати при малій потужності гетеродина і мінімізувати нерівномірність коефіцієнта перетворення під час перелаштування по діапазону. Так, коефіцієнт перетворення змішувача змінюється на 0,5 дБ при зміні потужності гетеродина від 0,4 мВт до 2 мВт. На виході змішувача ввімкнено ФНЧ, який створює режим КЗ по виходу для діодів змішувача на частотах сигналу і гетеродина. По входу змішувача ланка ФВЧ Кауера з частотою зрізу 750 МГц і частотою нескінченного затухання $f_\infty = f_{nc} = 480$ МГц створює режим КЗ по ПЧ і збільшує завадостійкість пристрою за рахунок погашення можливих продуктів перетворення з $f = f_{nc}$, які могли утворитись у ВЧ-тракті до змішувача. Коефіцієнт перетворення змішувача становить мінус 7 ... мінус 10 дБ при динамічному діапазоні –35 дБВт і розв'язці сигнальних ланок від гетеродинних не менше ніж на 14 дБ. Частота сигналу подається на діоди в фазі за допомогою мікросмужкового подільника, а частота гетеродина в протифазі через фазорозчеплювальний трансформатор, який виконаний на відрізку двопровідного кабелю РД-50-2. Для зменшення взаємного впливу імпедансів змішувача і гетеродина сигнал гетеродина подається на змішувач через 3дБ атенюатор.

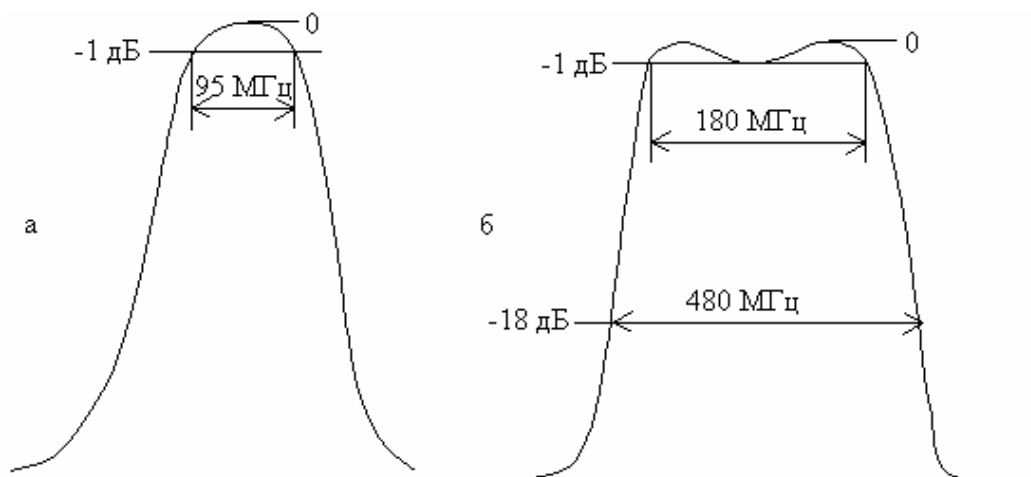


Рис.6. ЧХ фільтра.

а) на частоті 1 ГГц, б) на частоті 1,9 ГГц.

При проектуванні гетеродина основну увагу було зосереджено на досягненні заданого коефіцієнта перекриття по частоті і забезпеченні прийнятної термостабільності. Принципова схема гетеродина наведена на рис.7. Гетеродин побудовано за схемою ємнісної триточки із спільним колектором, яка відзначається добрими частотними властивостями.

Частотодавальний контур в генераторі ввімкнено між колектором і базою (що згідно з [4] призводить до самофазування схеми). Контур складається із ємності колекторно-базового переходу транзистора $C_{кб}$, паралельно до якої під'єднані індуктивний відрізок L1 з варікапами і ємнісний подільник, утворений ємністю емітерно-базового переходу $C_{бе}$ і ємністю C_1 . Тобто маємо резонансний контур другого роду, сумарна ємність C_K , якого визначається за формулою:

$$C_K = \frac{C_{var} \cdot C_0}{C_{var} + C_0}, \quad (3)$$

де C_{var} – результуюча ємність варікапів, $C_0 = C_{кб} + \frac{C_{бе} \cdot C_1}{C_{бе} + C_1}$.

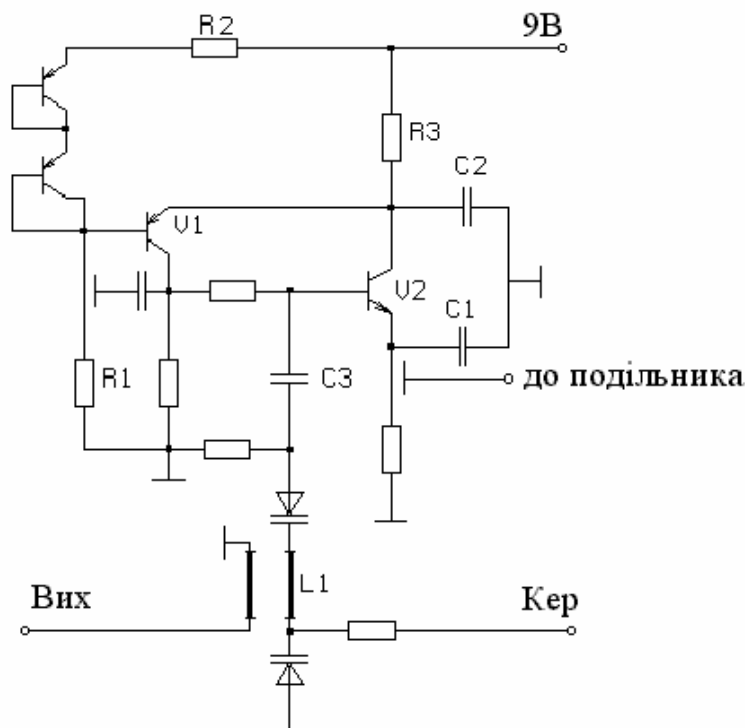


Рис.7. Принципова схема гетеродина.

Очевидно, що коефіцієнт перелаштування контура по частоті буде тим більший, чим більший коефіцієнт перекриття ємності у варікапів і чим менша ємність варікапів порівняно з ємністю C_0 . Для зменшення ємності варікапів застосовується послідовне з'єднання, а для збільшення ємності C_0 використовується транзистор з великими міжелектродними ємностями КТ643А-2 і встановлюється режим роботи транзистора з невеликою напругою між колектором і базою для збільшення $C_{кб}$. В генераторі, що описується, напруга $U_{кб}$ становить 3,3 – 3,5 В. Меншою колекторно-базову напругу робити недоцільно, оскільки тоді погіршуються підсилювальні властивості транзистора, падає ККД, погіршується спектр генератора за рахунок параметричних явищ, які виникають на крутій ділянці вольт-фарадної характеристики $C_{кб}$. Збільшувати ємність C_1 недоцільно, оскільки її ефективність

обмежена послідовно під'єднаною ємністю $C_{\delta e}$. Окрім того, при значеннях $C_I > 1,2$ пФ погіршується фазування контура на верхніх частотах, що приводить до зменшення генерованої потужності, а при $C_I > 1,8$ пФ генерація в кінці діапазону зривається, оскільки за рахунок власної індуктивності та індуктивності виводу емітера втрачається ємнісний характер опору конденсатора C_I . Оптимальне значення C_I становить (0,56 - 1) пФ при емітерному опорі (220-300) Ом. При цьому спостерігається найкраща нерівномірність потужності генератора по діапазону (менше за 2 дБ) і непоганий ККД (10% при $I_K = 15$ мА). Для збільшення коефіцієнта перелаштування варікапи увімкнені на кінцях індуктивного відрізка L1 [5]. Треба відзначити, що велике значення для досягнення оптимальних параметрів генератора має конструктивне виконання. Так, наприклад, ємність C1 повинна запаюватись на мінімальній відстані до емітера, а блокуюча ємність C2 – до колектора. Причому заземляються C1 і C2 повинні практично в одну точку. Знімання потужності на змішувач відбувається з контурної індуктивності L1 за допомогою відгалужувача, параметри якого суттєво впливають як на значення вихідної потужності, так і на нерівномірність генераторної потужності в діапазоні частот. Спряження гетеродина із перестроюваним фільтром проводиться за допомогою гнучкої металеві пластинки, що запаюється над індуктивним відрізком L1 з варікапами. Знімання сигналу на подільник частоти проводиться від емітерної площинки за допомогою конструктивної ємності у вигляді зазору, ширина якого 0,3 мм. Таке рішення дає змогу зняти на подільник сигнал 10^{-5} Вт при розв'язці ланок генератора і подільника більше ніж 20 дБ.

Основним дестабілізуючим фактором в діапазоні температур є ТКЕ варікапів, зростання динамічної ємності емітера C_e при збільшенні I_e (прямо пропорційна залежність) і зміна $C_{кб}$ при відповідній зміні $U_{кб}$. Всі ці дестабілізуючі фактори компенсуються схемою керованого генератора струму на транзисторі V1. Стабілізуючим чинником є емітерний струм транзистора V2, змінюючи який (а отже і $C_{кб}$), можна компенсувати всі температурні відхилення частоти будь-якої природи. Температурними давачами є два транзистори, аналогічні до V1, що використовуються в діодному ввімкненні, а давачем струму – резистор R3 в колекторі генераторного транзистора V2. Повна термокомпенсація схеми досягається правильним вибором співвідношення між опорами R2, R3 і R1. Зазначимо, що це можливо, строго кажучи, лише на одній частоті діапазону, оскільки ТКЕ варікапів залежить від положення робочої точки на вольт-фарадній характеристиці. Це призводить до того, що при настройці схеми термостабілізації на середній частоті діапазону на нижній частоті буде спостерігатись недокомпенсація, а на верхній частоті – перекомпенсація температурного вибігу частоти. Однак абсолютні значення відхилень частоти невеликі, бо при великих значеннях ємності варікапів їхній вплив дещо компенсується послідовним конденсатором C3 з від'ємним ТКЕ, а на верхніх частотах, де ємність варікапів мала, відповідно і зменшується їх ТКЕ. В описаному генераторі, при зміні температури від 0 до 50° відхилення частоти від номінального значення не перевищувало 2 МГц у будь-якій точці діапазону.

Підсилювач АРП побудовано на двох двозатворних польових транзисторах. Застосування ДЗПТШ дало змогу просто розв'язати ланки подачі керуючої напруги і сигналу і тільки за рахунок використання найпростіших узгоджуючих ланок отримати

селективність триконтурного фільтра. Глибина регулювання кожного транзистора становить близько 40 дБ. Однак експериментально було виявлено, що форма АЧХ в процесі регулювання зберігається до глибини 30дБ, що і привело до використання двох транзисторів. При зміні вхідного сигналу на 55 дБ сигнал на виході змінюється не більше ніж на 1 дБ.

На виході підсилювача АРП встановлено широкосмуговий двокаскадний підсилювач на біполярних транзисторах з коефіцієнтом підсилення +25 дБ, який компенсує втрати ПАХ фільтра.

ПАХ фільтр 6 забезпечує основну селекцію по сусідньому каналу прийому (не менше за 40 дБ) і формує наскрізну смугу пропускання тюнера. Залежно від вимог можливе застосування ПАХ фільтрів зі смугою 18, 27 або 36 МГц або двосмугового ПАХ фільтра з перемиканням за зовнішньою командою необхідної смуги пропускання комутатором, який виконаний на р-і-п діодах.

З виходу ПАХ фільтра сигнал проміжної частоти надходить на багатофункціональну мікросхему ТДА8730, яка забезпечує синхронну демодуляцію частотно-модульованого сигналу за допомогою слідкуючого гетеродина, вироблення сигналів АРП і АПЧГ, а також підсилення відеосигналу.

У тюнері також передбачена можливість роботи з синтезатором частоти гетеродина. Для цього частина сигналу гетеродина через буферний підсилювач подається на подільник частоти МС12032, з виходу якого сигнал надходить на зовнішній рознім.

Основні технічні характеристики:

- Діапазон робочих частот-950...2050 МГц.
- Діапазон вхідних сигналів- 10^{-11} ... $3 \cdot 10^{-6}$ Вт.
- Коефіцієнт шуму менший за 6 дБ.
- Придушення побічних каналів прийому, включаючи дзеркальні, більше ніж 40 дБ.
- Смуга пропускання за ПЧ 18/27/36 МГц.
- Паразитне випромінювання потужності гетеродина на вхідному рознімі менше за 10^{-11} Вт.
- Смуга пропускання відеотракту 100Гц...6,5 МГц.
- Шумовий поріг прийому за синхронізацією <7 дБ.
- Габаритні розміри (70x40x15)мм.

Конструктивно тюнер виконаний на двосторонній друкованій платі із склотекстоліту із застосуванням поверхневого монтажу елементів або на трьох мікроплатах, виготовлених за товстоплівковою технологією [3]. Корпус виконаний із штампованої обичайки і закривається з двох сторін кришками.

Комплексний підхід до розроблення надвисокочастотних вузлів і конструктивного виконання дав змогу створити мініатюрний модуль тюнера супутникового телебачення, придатного для встановлення в телевізори, відеомагнітофони та автономні супутникові системи.

1. Ватаманюк О.В., Ишутин А.В., Мартыниев М.С., Семенюк А.И. *Функциональная структура и параметры интегральных схем для тюнера спутникового телевизионного вещания, встраиваемого в телевизор // Межотр. науч.-произв. конф. "Развитие и совершенствование телевизионной техники"*, Львов, 1990. С.229-231. 2. Карсон Р. *Высоко*

частотные усилители / Под ред. В.Р.Магнушевского. М., 1994. 3. Смеркло Л.М., Дячок Д.Т. Подготовка процесса лазерной подгонки толстопленочных резисторов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. Одесса, 1997. № 4. С.53-54. 4. Корнеев А.Л., Контев Г.И. Энергетический расчет СВЧ с контуром между коллектором и базой // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. М., Вып.4. 1969. 5. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Активные автогенераторы УВЧ диапазона на МДП-транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи. М., Вып.26. 1986.

УДК 621.317

Смердов Андрій, Грицюк Ольга, Крижанівський Володимир

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра конструювання
і технології виробництва радіоапаратури

ДИФЕРЕНЦІЙНИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ R І C

© Смердов Андрій, Грицюк Ольга, Крижанівський Володимир, 2000

Описаний диференційний вимірювальний RC – перетворювач з широким вимірювальним діапазоном, який при простоті технічної реалізації забезпечує високу точність вимірювання.

In this paper the differential measurement RC – transformer with broad range of measurement, which secures high precision of measurement with simple technical realization is considered.

Для вимірювання значень опорів та ємностей зручним та актуальним є використання диференційного методу вимірювання. Перевагою цього методу є висока точність вимірювання, а недоліком – складність вимірювального пристрою [1]. В роботі описаний диференційний вимірювальний перетворювач опору R і ємності C на базі автоколивального мультівібратора [2], який при простій технічній реалізації забезпечує достатньо високу точність вимірювання, проведені дослідження експериментального взірця такого диференційного вимірювального перетворювача і оцінка похибки.

В диференційному вимірювальному перетворювачі R і C використовується почергова робота двох мультівібраторів [3]. В роботі [4] була визначена залежність похибки вимірювань від величини вимірюваних R і C та отриманий висновок, що такий мультівібратор може бути використаний для вимірювань цих параметрів в широкому діапазоні вимірювання. Висновки роботи [4] є справедливими і для автоколивального мультівібратора. Але в автоколивальному мультівібраторі, де одне плече є еталонним, вже використовується диференційний метод порівняння, що забезпечує високу точність вимірювання [1]. Це обумовлено тим, що при ідентичності плечей мультівібратора, тобто еталонного і вимірювального каналів, адитивні похибки цих каналів компенсуються. За класифікацією методів вимірювання автоколивальний мультівібратор використовує метод безпосередньої оцінки при непрямому вимірюванні [1].