

С.П. Новосядлий, І.І. Абрамова

## Особливості сигнальної системи автоматизованого проектування перетворювачів частоти - систем надвисоких частот

Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника, вул. Шевченка, 57, Івано-Франківськ, 76018, Україна, e-mail:iraabramova359@gmail.com

В даній статті проведено аналіз і викладено сучасні основи теорії сигнальної системи автоматизованого проектування при перетворенні частоти на незв'язаному електронному приладі — транзисторі надвисоких частот. Крім того, розглянуті схемотехнічні варіанти перетворювачів частоти на польових та біполярних транзисторах, діодах Шотткі (варикапах); викладена сигнальна теорія транзисторних і діодних перетворювачів частоти: резистивних і ємнісних. Схемотехнічні виконання перетворювачів частоти представляють варіанти сигнальної системи автоматизованого проектування на надвисоких частотах.

**Ключові слова:** перетворювачі НВЧ, польові, біполярні, САПР, Фур'є-перетворення, мікропроцесори.

Стаття поступила до редакції 14.09.2017; прийнята до друку 05.12.2017.

### Вступ

В інформаційному тракті (ІТ) телекомунікаційних систем здійснюється основна обробка сигналів з метою виділення, що міститься в ньому, інформації (демодуляції) і послаблення впливу завад. При цьому важливою задачею є виділення інформації з максимальною достовірністю – так званий оптимальне приймання. Для цього в викладі ІТ передбачають оптимальний фільтр, ланки післядетекторної обробки, слідкуючі системи частотного і фазового автоматичного підналаштування частоти, що використовується для демодуляції сигналу, а також для його пошуку і супроводження за частотою, фазою і затримкою. Тут перетворювачі частоти відіграють дуже важливу роль

в операціях приймання чи передачі сигналу, які і визначає сигнальна САПР, на особливостях якої ми і зупинимось в даній статті.

### І. Перетворювачі частоти і параметричні підсилювачі

Перетворювачі частоти (ПЧ) призначені для переносу спектра радіосигналу із однієї області радіочастотного діапазону в іншу. Таке перенесення спектра повинно проходити без зміни виду і параметрів модуляції, тобто лінійно (рис. 1). Перетворення частоти можливе в результаті перемноження двох напруг.

Одним з них є прийнятий сигнал

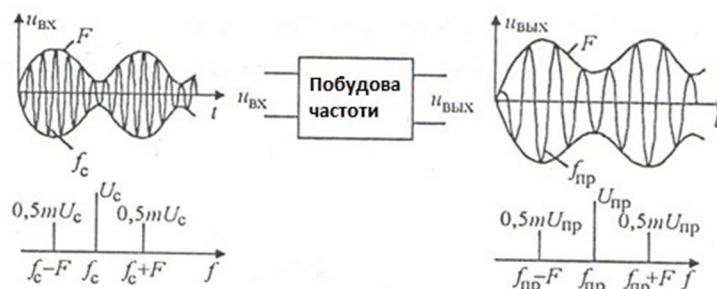


Рис. 1. Перетворювач частоти і спектра вхідного сигналу у вихідний.

$U_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ , а другим – напруга допоміжного генератора, що формується в приймачі  $U_r = U_r \cos \omega_r t$ . Тоді при перемноженні сигнала і гетеродина появляються так звані комбінації складних частот:

$$U_c U_r = 0.5 U_c U_r [(\omega_r \pm \omega_c)t \pm \varphi_r]$$

Один з них виділяється фільтром і називається напругою проміжної частоти  $U_{np} = U_{np} \cos(\omega_{np} t + \varphi_{np})$ . Як бачимо, такий приймач напруг можна реалізувати за допомогою нелінійних ланок з періодичних змінних параметрів під дією генератора. В ролі нелінійних або параметричних елементів, які називають змішувачем, сьогодні використовують транзистори в дискретному або інтегральному виконанні і діоди.

Сигнал на вході змішувача повинен бути малим, щоб нелінійність його характеристики не приводила до замінних спотворень сигналу, що приймається. Напруга гетеродина первинно є великою, тому провідність змішувача змінюється за законом зміни напруги гетеродина (рис. 2).

Звичайно, його можна подати рядом виразів:

$$g_{21}(t) = G_{21}^{(0)} + \sum_{R=1}^{\infty} G_{21}^{(R)} \cos R \omega_r t, \quad (1)$$

де  $G_{21}^{(k)}$  – амплітуда  $k$ -ої гармоніки провідності нелінійного елемента;  $G_{21}^{(0)}$  – постійна складова провідності.

Струм на виході змішувача  $i = g_{21}(t) U_c$ . Підставляючи значення  $g_{21}(t)$  і  $U_c$  отримаємо таку залежність:

$$i = G_{21}^{(0)} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0.5 \sum_{k=1}^{\infty} G_{21}^{(k)} U_c \cos[(k \omega_r + \omega_c)t + \varphi_c] \quad (2)$$

Із даного виразу видно, що комбінаційні складові  $(k \omega_r \pm \omega_c)$  появляються внаслідок зміни провідності нелінійного елемента (НЕ) при дії напруги гетеродина. Вони мають також структуру, як і вихідний сигнал. Постійна складова провідності  $G_{21}^{(0)}$  не дає перетворення частоти. Аналогічні результати получаються при зміні ємності змішувача під дією напруги гетеродина.

Основними показниками якості ПЧ є: коефіцієнт підсилення за напругою і потужністю, діапазон робочих частот, вибірковість, коефіцієнт шуму, спотворення, стійкість, надійність. Вони є аналогічні показникам резонансних підсилювачів, проте деякі з них мають особливості характерні режиму перетворення частоти. Наприклад, на відміну від підсилювачів в ПЧ мають місце побічні канали приймання, які погіршують їх вибіркові властивості і заставляють приймати певні схемотехнічні рішення.

## II. Теорія перетворення частоти на невзаємному електронному приладі

Узагальнена структурна схема ПЧ подана на рис. 3. Він складається із нелінійного елемента (НЕ) – змішувача, фільтра проміжної частоти (ФПЧ) та гетеродина (Г).

Сам змішувач можна подати 6-полюсником, на який подаються напруга перетворюючого сигнала  $U_c$  і

гетеродина  $U_g$ , а на виході виділяється напруга вже проміжної частоти  $U_{np}$ . В подальшому поданні нелінійні матеріали (НЕ) разом з гетеродином будемо називати перетворюючим елементом (ПЕ).

Напруги сигнала і проміжної частоти є меншим напруги гетеродина, тому можемо вважати, що провідність НЕ змінюється тільки під дією напруги гетеродина. Це дозволяє застосувати до аналізу ПЧ простий метод теорії нелінійних кіл: струми в колах змішувача як функції підведених напруг можна подати у вигляді розпаду в ряди Тейлора по степеням малих напруг з відкиданням членів ряду з високими степенями.

Представимо вхідний і вихідний струми ПЕ у вигляді функції  $i_1 = f_1(U_g, U_c, U_{np})$ ;  $i_2 = f_2(U_g, U_c, U_{np})$ ; які визначаються статичними характеристиками змішувача і режимом його роботи. Для виведення рівняння прямого перетворення використаємо вирази струмів  $i_1$  та  $i_2$  як функції напруг і розкладемо в ряд Тейлора за степенями малих  $U_c$  і  $U_{np}$ , обмежившись членами розкладу не вище першого порядку:

$$i_2 = f_2(U_r) + \frac{\partial f_2(U_r)}{\partial U_c} U_c + \frac{\partial f_2(U_r)}{\partial U_{np}} U_{np} + \dots \quad (3)$$

Тут перший доданок представляє собою складову струму змішувача під дією напруги гетеродина  $i_{2c} = f_2(U_g)$ . Цей струм не містить комбінаційних складових, а має тільки компоненти з частотою гетеродина і його гармонік.

Похідна  $\frac{\partial f_2(U_r)}{\partial U_c}$  є диференціальною провідністю (крутизною) прямої дії ПЧ для напруги сигналу, яку позначимо через  $g_{21}$ . Вона періодично змінюється з

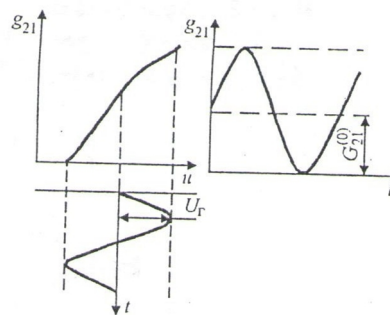


Рис. 2. Залежність провідності змішувача від напруги гетеродина.

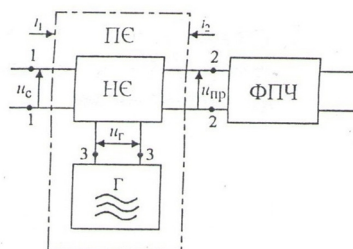


Рис. 3. Структурна схема перетворювача частоти на невзаємному перетворюючому елементі.

частотою гетеродина і може бути подана рядом Фур'є. Друга похідна  $\frac{\partial f_2(U_r)}{\partial U_{np}}$  представляє собою вже диференціальну вихідну провідність ПЧ  $g_{22}$ , яку також можна подати рядом Фур'є:

$$g_{22} = G_{22}^{(0)} + \sum_{R=1}^{\infty} G_{22}^{(k)} \cos k\omega_r t, \quad (4)$$

де  $G_{22}^{(0)}$  – постійна складова випадкової провідності змішувача (середнє значення  $g_{22}$  за період гетеродинної напруги);  $G_{22}^{(R)}$  – амплітуда R-ої гармоніки вихідної провідності. З врахуванням прийнятих позначень величина струму  $i_2$  може бути подана виразом:

$$i_2 = i_{2r} + q_{21} U_c + q_{22} U_{np}, \quad (5)$$

Переходячи до комплексних амплітуд, вираз для струму  $i_{np}$  можна подати:

$$\dot{I}_{np} = 0,5 G_{21}^{(k)} \dot{U}_c + G_{22}^{(0)} \dot{U}_{np} \quad (6')$$

$$\dot{I}_{np} = 0,5 G_{21}^{(k)} U_c + G_{22}^{(0)} U_{np} \quad (6'')$$

Тут  $\dot{U}_c = U_c e^{i\varphi_c}$ ;  $\dot{U}_{np} = U_{np} e^{i\varphi_{np}}$  – комплексні амплітуди напруг сигнала і проміжної частоти. Через  $U_c = U_c e^{-j\varphi_c}$  позначена комплексно-спроможна амплітуда  $U_c$ .

Вираз (6') є рівняння прямого перетворення інвертуючого ПЧ, в якого бокові смуги при перетворенні міняються місцями: нижня стає верхньою, а верхня нижньою (рис. 4, б).

Перший доданок в (6') характеризує процес перетворення частоти, а другий обумовлений реакцією навантаження. Коефіцієнт пропорційності між амплітудою вихідного струму проміжної частоти і амплітудою напруги вхідного сигналу при С.3 на виході називають крутизною перетворення:

$$G_{21np} = \frac{i_{np}}{U_c} = 0 = 0,5 G_{21}^{(k)} \quad (7)$$

Як бачимо, вона визначається половиною амплітуди R-ої гармоніки провідності прямої.

Вихідна провідність ПЧ при С3 на вході визначається постійною складовою вихідної провідності змішувача, змінюється під дією гетеродина:

$$G_{22np} = G_{22}^{(0)} = \frac{i_{np}}{U_c} = 0, \quad (7')$$

Якщо змішувач має нелінійну провідність оберненої дії, то в ПЧ поряд із прямим буде і обернене перетворення. Воно полягає в тому, що якщо до вихідних затискачів змішувача прикладена напруга проміжної частоти, то при дії гетеродинної напруги на вході буде протікати струм з частотою сигналу.

Для виведення рівняння оберненого перетворення вираз для струму  $i_1$  також розкладають в ряд Тейлора по  $U_c$  і  $U_{np}$  обмежуючись лінійними членами

$$i_1 = f_1(U_r) + \frac{\partial f_1(U_r)}{\partial U_c} U_c + \frac{\partial f_2(U_r)}{\partial U_{np}} U_{np} + \dots \quad (7'')$$

Аналогічно вводять позначення  $i_1 = f_1(U_r)$  – струм на вході змішувача при дії напруги гетеродина;

$g_{11} = \frac{\partial f_1(U_r)}{\partial U_c}$  – диференціальна вхідна провідність,  $g_{12} = \partial f_2(U_r) / U_{np}$  – диференціальна провідність внутрішнього оберненого зв'язку (ОЗ). Далі, представляючи  $g_{12}$  і  $g_{11}$  рядами Фур'є аналогічно як і для струму  $i_2$  отримаємо вирази для комплексних амплітуд:

$$\dot{I}_c = G_{11}^{(0)} \dot{U}_c + 0,5 G_{12}^{(k)} \dot{U}_{np}, \quad (8')$$

при  $\omega_c = k\omega_r + \omega_{np}$  або  $\omega_c = \omega_{np} - k\omega_r$ ,

$$\dot{I}_c = G_{11}^{(0)} \dot{U}_c + 0,5 G_{12}^{(k)} U_{np}, \quad (8'')$$

при  $\omega_c = k\omega_r - \omega_c$ . Це і є рівняння оберненого перетворення для неінвертуючого (8') та інвертуючого ПЧ (8'').

Коефіцієнт пропорційності між амплітудою струму з частотою сигнала на вході  $\omega_c$  і амплітудою

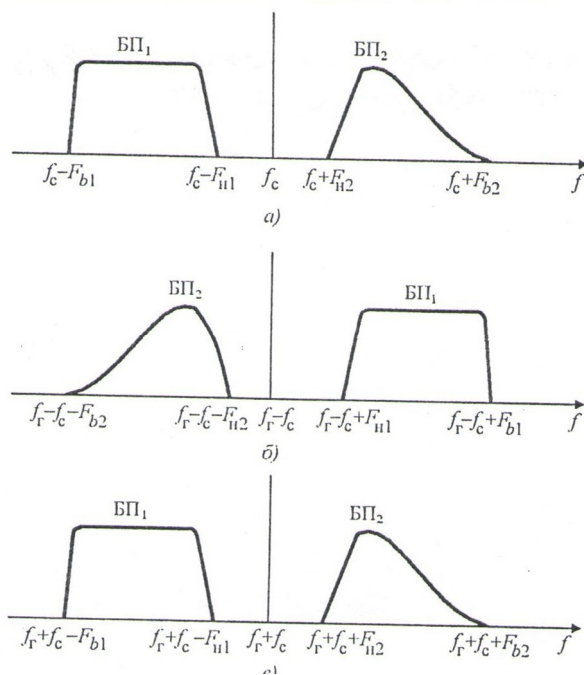


Рис. 4. Спектри перетворення неінвертуючого (а) та інвертуючого (б) перетворювача частоти.

напруга проміжної частоти на виході змішувача  $U_{np}$  при К.3 на вході називають крутизною обертання перетворюється:

$$G_{12np} = \frac{i_c/\dot{U}_{np}}{\dot{U}_c} = 0,5G_{12}^{(k)}, \quad (8''')$$

Вихідна провідність ПЧ при К.3 на виході визначається постійною складовою вхідної провідності змішувача:

$$G_{11np} = G_{11}^{(0)} = \frac{i_c/\dot{U}_c}{\dot{U}_{np}}, \quad (8''''')$$

Тому в загальному випадку при використанні інерційного НЕ у змішувачі всі параметри у виразах (6) і (8) комплексними, аналогічно параметрам підсилювального приладу (транзистора), але із врахуванням режиму перетворення частоти та дії напруги гетеродина. Таким чином, неінвертуючий ПЧ можна описати наступну систему двох лінійних рівнянь 4-полосника:

$$\begin{cases} I_c = Y_{11}U_c + Y_{12}U_{np} \\ U_{np} = Y_{21}U_c + Y_{22}U_{np} \end{cases} \quad (9)$$

Отриманий вираз (9) справедливий тільки для амплітуд, а не миттєвих значень струмів і напруг, які відрізняються за частотою на вході і виході. Вони описують результат, а не механізм перетворення частоти і видають той факт, що при малих сигналах перетворюючий елемент (ПЕ) можна розглядати як активний лінійний 4-полосник, а дія гетеродина на НЕ виражається в параметрах перетворення (7) і (8). Так як рівняння (9) за формою співпадають із системою рівнянь активного 4-полосника (транзистора) з використанням відомих рівнянь:

$$\dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2,$$

то для ПЧ є справедливою еквівалентна схема резонансного підсилювача з врахуванням параметрів перетворення. Це дозволяє поширити на ПЧ результати розглянутої

теорії резонансних і смугових підсилювачів заміною параметрів підсилювачів на параметри перетворення, використовуючи теорію 4-полосників, що дозволяє сформулювати сигнальну САПР для перетворювачів частоти. Наприклад, резонансний коефіцієнт обвалення перетворювача визначається виразом:

$$K_{0np} = mn|Y_{21np}|R_c \quad (10)$$

де  $|Y_{21np}|$  - модуль комплексної крутизни перетворення,  $k_c = \rho K_f$ ;  $\rho$  - хвильовий опір фільтра,  $K_f$  - коефіцієнт передачі фільтра.

Обернене перетворення аналогічне оберненому зв'язку (ОЗ) в підсилювачі, але вона є вже нелінійною. В ПЧ на невзаємному елементі ОЗ є більш складним, ніж в підсилювачі, але перевіряти перетворювач на стійкість елемента приймати відповідні міри для її підвищення.

### III. Аналіз побічних каналів перетворення в ПЧ

На відміну від резонансного підсилювача напруга на виході ПЧ вже появляється, виходячи із теорії розділу 1, на різних частотах вхідного сигналу  $f_c = kf_r \pm f_{np}$  в залежності від номера гармоніки частоти гетеродина (5).

На проміжній частоті  $f_{np}$  представляє собою просто

підсилювач з крутизною  $G_{21}^{(0)}$ . Це канал прямого проходження сигналу  $U_c = U_c \cos(\omega_c t + \phi_c)$  без переносу спектра відносно частоти гетеродина. Перетворення на першій гармоніці частоти гетеродина  $f_c$  є пропорційна  $G_{21}^{(1)}$  на частотах вихідного сигналу  $f_c - f_{np}$  і  $f_c + f_{np}$ . Перетворення на другій гармоніці гетеродина  $2f_c$  є вже пропорційною  $G_{21}^{(2)}$  на частотах  $2f_c - f_{np}$  і  $2f_c + f_{np}$  і так далі. Відповідно, як бачимо із рис. 5 частотна характеристика має вже декілька максимумів (1, 2, 3...). Тобто, чим вищий порядок перетворення, тим, як правило, менша крутизна перетворення, а, значить коефіцієнт підсилення змішувача. В смугу пропускання фільтра на виході ПЧ попадають продукти перетворення коливань всіх каналів. Одним із цих каналів є основним, а решта – побічними, які мішають перетворенню. Наприклад, якщо основним вибрано канал 2 з частотою  $f_c$ , то побічним буде мканал, який є ніби дзеркальним відображенням основного каналу 2, тому його називають дзеркальним (або симетричним), його частота  $f_3$  відрізняється від частоти основного каналу на  $2f_{np}$ . Подавлення дзеркального каналу полегшується на більш високій проміжній частоті. Рішення цього протиріччя можна досягти при двійному чи трійному перетворенні частоти. Схема подвійного перетворення частоти подана на рис. 6. Тут застосований сигнал з частотою  $f_c$  послідовно перетворюється в першому і перетворювачах частоти. Відносно висока перша проміжна частота дозволяє здійснити необхідне послаблення дзеркального каналу в преселекторі фільтра  $f_1$ . Перетворений сигнал на частоті  $f_{np1}$  виділяється фільтром  $f_2$  вже в тракці першої проміжної частоти, а потім ще раз понижується перетворювачем ПЧ<sub>2</sub>. Порівняно низька друга проміжна частота полегшує формування вже необхідної резонансної характеристики і смуги пропускання тракту  $f_{np2}$  фільтром  $f_3$ .

Особливість подвійного перетворення частоти полягає в появленні другого дзеркального каналу  $f_{\partial 2} = f_c - f_{np2}$ , що відстає від частоти  $f_{np1}$  на  $f_{np2}$  і розміщеного симетрично відносно частоти другого гетеродина (рис. 7). В преселекторі другий дзеркальний канал суттєво не послаблюється, так як друга проміжна частота  $f_{np2}$  відносно є низькою і  $f_{\partial 2}$  розміщується достатньо близько до частоти приймаючого сигналу.

На виході першого ПЧ частоти  $f_{\partial 2}$  перетворюються в частоту  $f_{\partial 1} - f_{\partial 2} = f_{\partial 1} - (f_c - 2f_{np2}) = f_{np1} + f_{np2} = f_{np3}$ , яка повинна бути подавлена в тракці першої проміжної частоти фільтром  $f_2$ , який і для цього призначений. В інфрадіах (такий супергетеродинний приймач, коли  $f_{np} > f_{cmax}$ , який відрізняється тим, що при його роботі в діапазоні частот перелаштовується тільки гетеродин, а преселектор не перелаштовується), застосовується перетворення частоти, при якому перша проміжна частота  $f_{np1}$  вибиралась вище максимальної частоти сигналу. У другому перетворювачі частоти  $f_{np1}$  перетворюється вже в  $f_{np2}$  і виділяється фільтром  $f_2$ . Так як частота  $f_{np1}$  висока, то для пониження її до необхідного значення одного перетворення ПЧ може

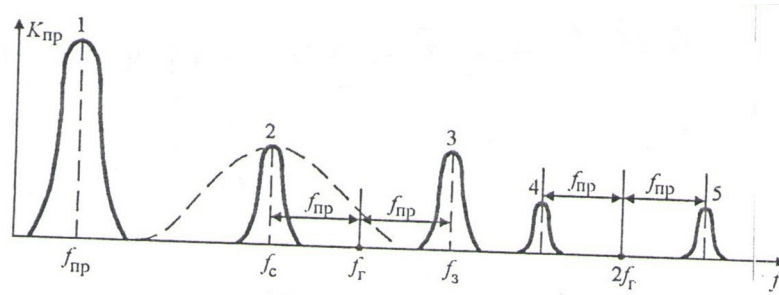


Рис. 5. Спектр вихідної напруги в перетворювачі частоти.

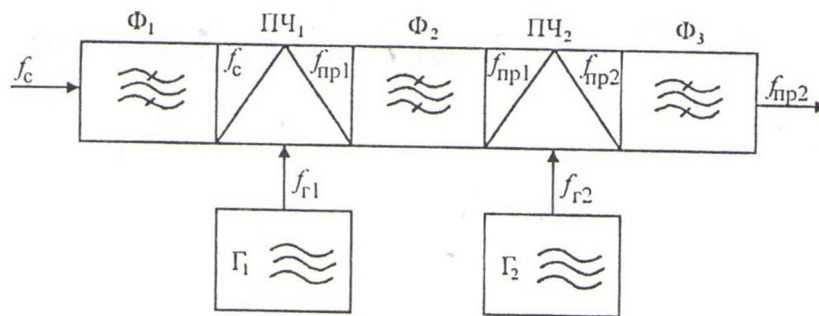


Рис. 6. Схема подвійного перетворення частоти.

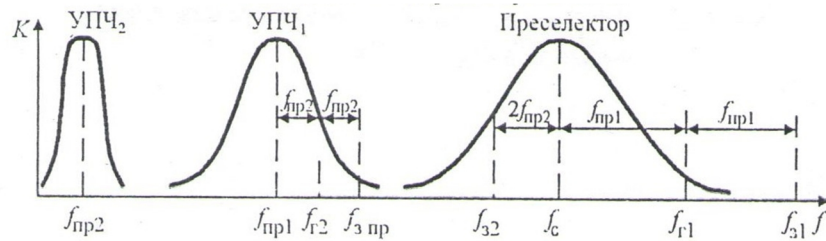


Рис. 7. Резонансні характеристики подвійного перетворення частоти.

бути недостатнім, тому в інфрадіах може використовуватись і третій ПЧ. Тут вже добавляється і третій дзеркальний канал, подавлення якого забезпечується фільтром  $f_3$ .

Перевага інфрадіа полягає в певному спрощенні преселектора (тобто фільтра  $f_1$ ). В приймачі із змінним переналаштуванням в широкому діапазоні частот цей фільтр є небажаним, бо він потребує плавного пере налаштуванням в піддіапазоні та перенесення котушок для зміни піддіапазонів. Тому механічний перемикач є складним і малонадійним та недопускає мініатюризацію. Сенсорні перемикачі є також складними і недостатньо надійними. При умові  $f_{пр1} > f_{cmax}$  побічний канал приймання на проміжній частоті знаходиться поза діапазоном частот приймача. За верхньою межею свого діапазона розміщена і частота дзеркального каналу. При  $f_{z1} = f_c + f_{пр1}$  вона лежить в межах від  $(f_{cmin} + 2f_{пр1})$  до  $(f_{cmax} + 2f_{пр1})$ . Це і дозволяє використовувати в ролі фільтра  $f_1$  переналаштований фільтр ФПЧ, то пропускає на вхід ПЧ<sub>1</sub> весь спектр з частотами, які є меншими  $f_{cmax}$ .

Частотна характеристика ПЧ, що подана на рис. 5 має місце при малих рівнях вхідного сигналу, коли нелінійність за сигналом вже не проявляється. При великих рівнях вхідного сигналу нелінійність змішувача по відношенню до сигналу приводить до збільшення числа побічних каналів приймання. В

цьому випадку проміжна частота утворюється у вигляді комбінації  $f_{nb} = kf_z \pm nf_c$ , де  $k, n = 1, 2, \dots$ . При  $n = 1$  має місце лінійне перетворення частоти. Частоти побічних складників приймання визначається формулою  $f_{nb} = kf_z/n \pm nf_c/n$ . Наприклад, для  $R = n = 2$  створюються два побічних канали так званої напівдзеркальної частоти  $f_{ндз} = f_z \pm 0,5f_{nb} = f_c \pm 0,5f_{nb}$ . Вони утворюються при прямому перетворенні по другим гармонікам  $|2f_{ндз} - 2f_z| = f_{ндз}$ . Напівдзеркальний канал  $f_{ндз} = f_c + 0,5f_{nb}$  при  $f_z > f_c$  або  $f_{ндз} = f_c - 0,5f_{nb}$  при  $f_z < f_c$  є дуже близьким до частоти корисного сигналу  $f_c$  в  $\epsilon$  ряді ближче дзеркального каналу і його дуже трудно відфільтрувати.

Тоді із-за додаткових побічних каналів появляються інтерференційні спотворення у вигляді свистів (завад) не тільки на проміжній частоті, але і на гармоніках і субгармоніках  $f_{nb}$ , а також на частотах, що віддалені від  $f_z$  на  $\pm 0,5f_{пр}, \pm f_{пр}/3$  і таке інше. Перетворювач є одним з перших каскадів приймача, тому його шуми можуть суттєво впливати на загальний коефіцієнт шуму і, відповідно, на реальну чутливість РПРП

#### IV. Схемні особливості транзисторних ПЧ

Для перетворення частоти використовують як польові, так і біполярні транзистори, як нелінійні елементи. В них перетворення частоти проходить внаслідок зміни крутизни характеристики прямої передачі під дією напруги сигналу і гетеродина уна змішувальні елементи. На рис. 8,а) приведені схеми ПЧ з окремим гетеродином на ПТ і БТ. В першій схемі напруга сигналу подано в коло затвора, а напруга гетеродина – в коло витоку. За сигналом отримуємо схему із ЗВ, а для гетеродина – схема із ЗЗ. В другій схемі на БТ напруга сигналу подається в базу, а напруга гетеродина – в коло емітера. Цим досягається відміна розв'язка кіл сигналу і гетеродина.

Краща розв'язка між сигнальною і гетеродиною ланками досягається в схемі на двозатворному ПТ (рис.1.8б), де напруга сигналу і гетеродина подаються на різні затвори. В такій схемі перетворення частоти проходить тому, що при зміні напруги на гетеродинному затворі змінюється крутизна характеристики по сигнальному затвору. Це оригінальне схемне рішення ПЧ.

Дуже добра розв'язка кіл сигналу і гетеродина та висока стійкість до самозбудження в широкому діапазоні частот досягається в каскадних (Е-Б) змішувачах. На рис.1.8,в) приведено варіант схеми в якій напруги сигналу і гетеродина подаються на бази різних транзисторів (БТ).

За сигналами каскодна схема ЗЕ-ЗБ, що забезпечує високу стійкість. Перетворення частоти проходить внаслідок зміни крутизни характеристики другого БТ, на якому зібраний змішувач. Аналогічно можна побудувати каскодний змішувач на ПТ (ЗВ-ЗЗ).

Підсилювальний елемент ПЧ – це транзистор, який можна використати одночасно і для генерування коливачів (автогенератор). В даному випадку ПЧ називають генеруючим або автоданним. Але оптимальні режими для генерування та перетворення частоти є неоднаковим. Стабільність частоти генерації отримуємо низькою, тому такі ПЧ можна реалізувати тільки в недорогих приймачах невисокого класу. Тому найбільше поширення отримати ПЧ з окремим гетеродином. Режим за постійним струмом змішувачів

вибирають так, щоб працювати на нелінійному участку (ділянці) в передачі і по можливості використати область з лінійною зміною крутизни цієї характеристики (рис. 9).

Із рис. 9 а) амплітуда першої гармоніки крутизни  $G_{21}^{(R)} \approx 0,5(g_{21max} - g_{21min})$ , а крутизна перетворення за першою гармонікою  $G_{21пр} = 0,5G_{21}^{(1)} = 0,5(g_{21max} - g_{21min})$ . В режимі підсилення можна прийняти умову, що  $g_{21} = g_{21max}$ , відповідно, крутизна в режимі перетворення менша крутизни в режимі підсилення.

Аналітичний розрахунок параметрів ПЧ на БТ можливий з використанням експоненційної

апроксимації характеристик  $i_c = f(U_{\delta c})$ , то апроксимується експонентою  $i_c = i_0(e^{bU_{\delta c}} - 1)$ , де  $i_0$  і  $b$  – параметри експоненти, які визначаються із реальних вад транзистора. Враховуючи  $i_k = h_{21}\delta i_e$ , визначимо крутизну

$$g_{21} = \frac{dir}{dU_{\delta r}} = nUB \frac{dir}{dU_{\delta r}} = nU\delta v i_0 e^{bU_{\delta c}} \quad (11)$$

В цьому виразі  $I_{k0} = n_{21}\delta I_{r0} = n_{21}\delta i_0 e^{bU_{\delta c0}}$  – струм колектора в робочій точці;  $J_0(bU_c)$  і  $J_k(bU_c)$  – модулі функцій уявного аргументу першого ряду нульового і R-го.

Вхідні і вихідні опори транзисторів в режимі перетворення приблизно в 1,5-2 рази більша, ніж в режимі підсилення, а вхідні і вихідні ємності в режимі підсилення і перетворення є однакові.

В ПТ стік затворна характеристика є квадратичною, тому залежність крутизни цієї характеристики  $g_{21}$  від  $U_{30}$  лінійна (рис. 8, в). Вихідне зміщення на затворі  $U_{30}$  беруть рівним половині напруги відсічки.  $U_{30} = 0,5U_{a\delta c}$ , а амплітуду напруги гетеродина  $U_c$  рівною  $U_{30}$ , щоб повністю використати лінійну область зміни крутизни і не заходити в область появи струмів затвора. При цьому амплітуда першої гармоніки крутизни  $= 0,5g_{21max}$ , де - крутизна в робочій точці. Крутизна перетворення  $G_{21пр} = 0,5=0,5$ . Звідси бачимо, що крутизна перетворення  $G_{21пр}$  в 2 рази є меншою крутизни в режимі підсилення при тій же напрузі зміщення на затворі  $U_{30}$ . В розглянутому режимі без відсічення амплітуди вищих гармонік крутизни  $G_{21}^{(2)}$ ,  $G_{21}^{(3)}$  і вище є рівні нулю. Відповідно, тут матимемо тільки два побічних каналу приймання: дзеркальний і прямий.

В інтегральному виконанні ПЧ часто виконують за балансовою або подвійною балансовою схемою. Тут для балансових перетворювачів частоти використовують диференціальні каскади (рис. 9).

Тут колекторна напруга на змішувальні транзистори  $VT_1$  і  $VT_2$  подається через середню точку котушки індуктивності вихідного резонансного контура, налаштованого на проміжну частоту. Струми  $i_1$  та  $i_2$  транзисторів пари  $VT_1$  і  $VT_2$  через вихідний контури течуть зустрічно, і вихідна напруга є пропорційна їх різниці, як в диференціальному каскаді. Напруга гетеродина на змішувальні транзистори подаються через транзистор  $VT_3$  синфазно, тому струми  $i_1$  та  $i_2$  з частотою гетеродина, його гармонік та складові струмів шумів гетеродина, мають в обох транзисторах однакові фази, взаємно компенсуються і не створюють напруги у вихідному колі. Під дією напруги гетеродина змінюється крутизна характеристики кожного із транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$  диференціальної пари.

В розглянутих балансових ПЧ не подавляються частоти дзеркального каналу. Перетворювач з компенсацією завад дзеркального каналу можна побудувати і за схемою (рис. 9). Принцип роботи такого двоканального компенсатора із фазовим подовженням полягає в тому, що приймаючий сигнал в різних каналах має однакову фазу і при сумуванні в загальному тракті подвоюється, а відповідно дзеркальні завади є протифазними за фазою і компенсують один одного.

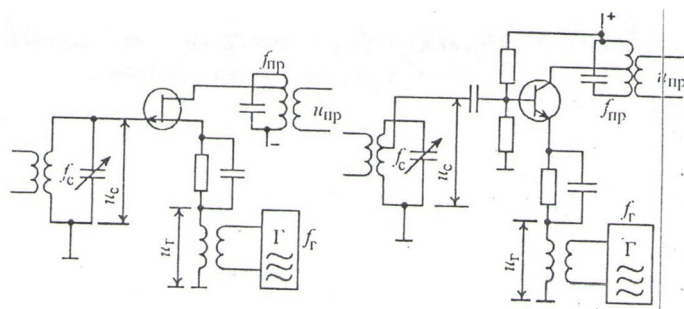


Рис. 8, а. перетворювачі частоти на полярних і біполярних транзисторах.

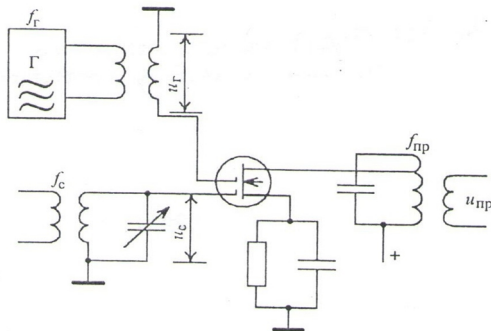


Рис. 8, б. Перетворювач частоти на двозатворному польовому транзисторі.

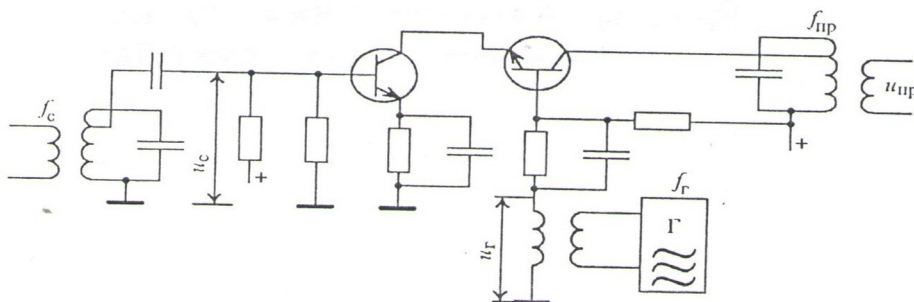


Рис. 8, в. Каскадна схема перетворювача частоти на біполярних транзисторах.

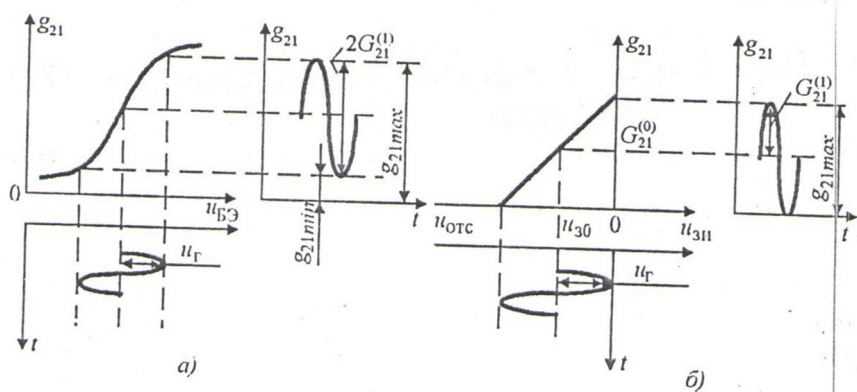


Рис. 8, г. Стокозатворна характеристика перетворювача частоти на полярних транзисторах з бар'єром Шотткі.

Напряга від гетеродина подається на змішувачі  $C_{м1}$  і  $C_{м2}$  в ролі яких можуть використовуватись любі із розглянутих вище схем. Напряга сигнала основного каналу  $U_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$  та дзеркального каналу подаються на змішувач. Тоді на виході змішувач  $C_{м1}$  після фільтра ФПЧ буде виділятися напряга проміжної частоти основного і дзеркального каналів:

$$U_{ак1} = U_{ак} K_n \cos[(\omega_{ак} - \omega_r)t + \varphi_{ак} + \varphi_c]$$

де  $K_n$  – коефіцієнт передачі змішувача разом з фільтром ФПЧ. На виході другого змішувача  $C_{м2}$  після

$C_{м1}$  безпосередньо і на змішувач  $C_{м2}$  через фазовертач  $f_n$  із зсувом за фазою на  $\pi/2$ . В роботі основного каналу приймається сигнал на частоті  $f_c = f_c + f_{нр}$ , а в ролі дзеркального  $f_{зк} = f_c + f_{нр}$

ФПЧ (якщо коефіцієнт передачі фазовертача приймають рівним одиниці) відповідно матиме вид:

$$U_{ак2} = U_{ак} K_n \cos[(\omega_{ак} - \omega_r)t + \varphi_{ак} + \frac{\pi}{2} - \varphi_c]$$

Після фазовертача  $f_n$  фаза сигнала  $U_{c2}$  є однаковою з фазою  $U_{c1}$  ( $\varphi_{c2} = \varphi_{c1} = \varphi_c - \varphi_c$ ), а фаза

завади  $U_{зк2}$  відрізняється від фази  $U_{зк1}$  на величину  $\pi$ . При однакових коефіцієнтах передачі трактив змішувачів напруги сигнала на виході суматора має вже подвоєну амплітуду, а напруга дзеркальної завади відповідно компенсується і на виході є відсутні. В цьому і оригінальність даної схемотехніки змішувача з компенсацією завад.

## V. Схемотехнічні особливості транзисторних перетворювачів НВЧ

В діапазонів НВЧ біполярні транзистори використовуються до частот 10 ГГц на більш високих частотах до 100 ГГц використовують ПТШ на рис. 10, а. Тут транзистор включений за схемою ЗБ. Коливання і гетеродина подані на емітер через направлений відокремлювач (НВ), який служить для розв'язки кіл сигнала і гетеродина.

Контур  $L_1C_2$  в колі емітера налаштований на проміжну частоту і усуває обернений зв'язок за струмом цієї частоти.

Другий контур  $L_2C_4$  у вихідній ланці також налаштований на проміжну частоту. Вихідне зміщення на базу подане через подільник  $R_3R_4$ . Конденсатори  $C_1$  і  $C_6$  є роздільними, а  $C_1$  – одночасно і узгоджувачий.

Схема змішувача на ПТШ з подачею коливань сигнала і гетеродина на затвор через направлений відокремлювач подана на рис. 10, б). В ролі фільтра сигнала і одночасно узгоджувачої ланки використовують відрізок мікросмужкової лінії (МСЛ) довжиною  $l_2 = \lambda/4$  та короткозамкнений

спектр довжиною  $l_1 = \lambda/4$ . Через даний спектр подається напруга зміщення наизатвор ( $E_3$ ). У вихідному стоковому колі транзистора ПТШ крім фільтра проміжної частоти (ФПЧ) використовують фільтр верхніх частот (ФВЧ), функції якого виконує розімкнений відрізок довжиною  $l_3 = \lambda_c/4$ , то забезпечує КЗ на частоті гетеродина частотно послаблюючі коливання других комбінаційних частот для усунення перевантаження ППЧ напругою гетеродина. На схемі  $C_p$  – розділюючі конденсатори,  $C_\phi, R_\phi$  – компенсатор і резистор фільтра в полі живлення.

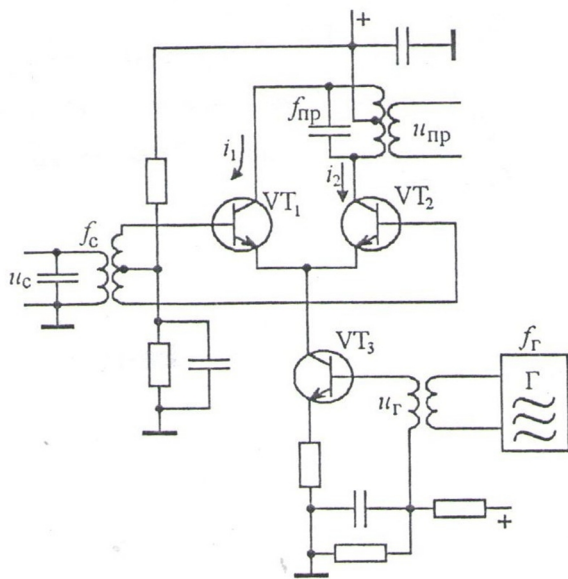


Рис. 9, а. перетворювач частоти, виконаний за балансовою схемою з використанням диференціального каналу.

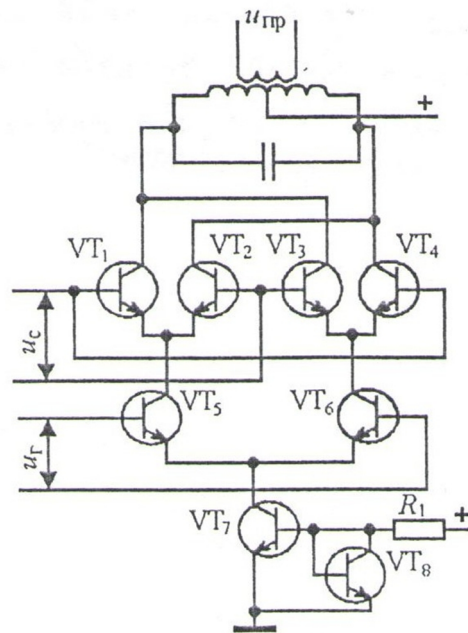


Рис. 9, б. Схема подвійного балансового змішувача, яка використовує три диференціальні пари транзисторів

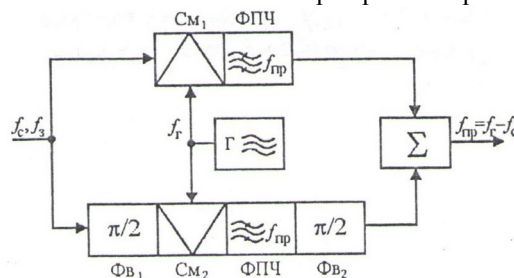
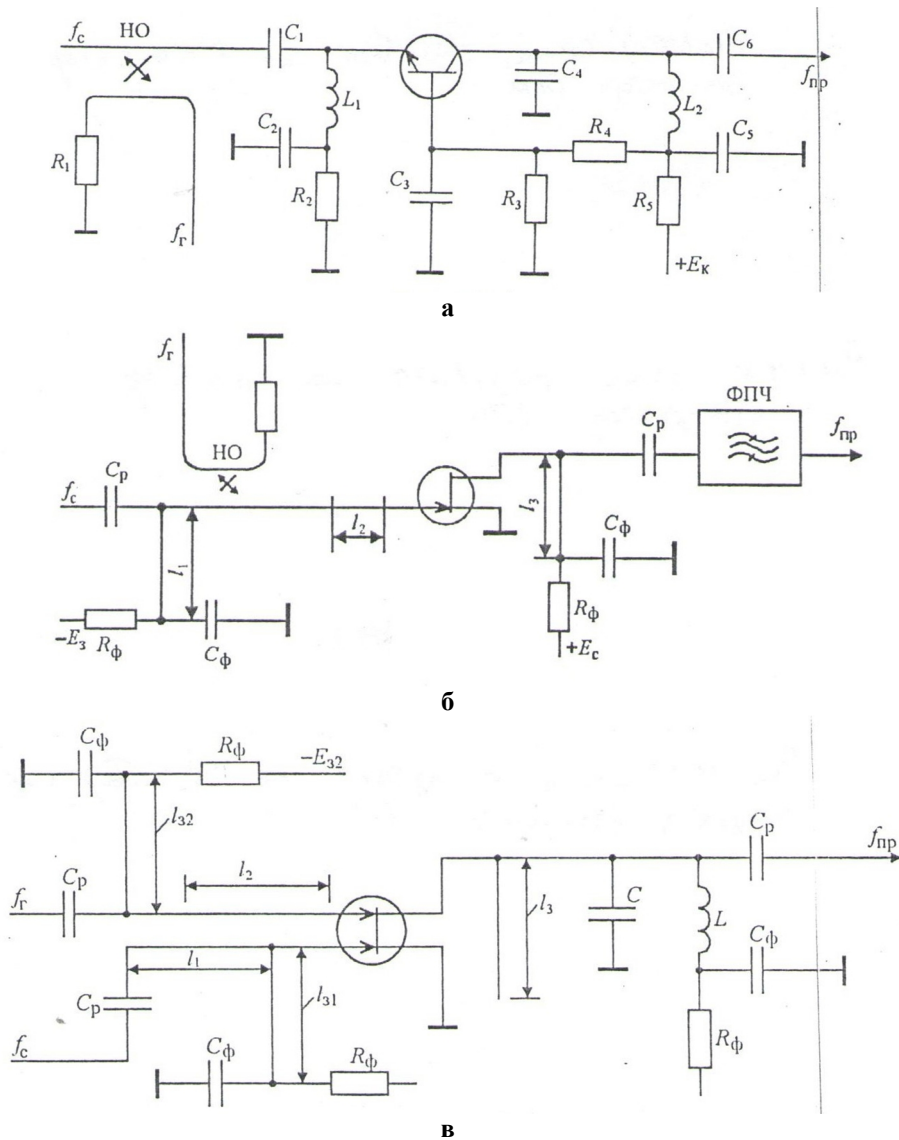


Рис. 9, в. перетворювач частоти з компенсацією завад дзеркального каналу.





**Рис. 10.** Схема змішувача: а) - на біполярному транзисторі біполярному транзисторі з бар'єром Шотткі.; б) - на польовому полярному транзисторі з бар'єром Шотткі.; в) - на двозатворному польовому транзисторі з бар'єром Шотткі.

Недоліком схем, що подані на рис.1.10,а), б) є необхідність великої потужності гетеродина із-за послаблення її в направляючому відвітлювачі (АВ). Схема на ДЗ ПТШ, що подана на рис.1.10,в), усуває ці недоліки.

Коливання сигналу підводяться до першого затвора через відрізок мікросмугової лінії довжиною  $l_1 = \lambda_c/4$ , а коливання гетеродина через відрізок лінії довжиною  $l_2 = \lambda_c/4$  до другого затвора. Цим забезпечується якісна розв'язка кіл сигнала і гетеродина без використання мостів або направлених відвітлювачів (НВ). Відрізки мікросмугових ліній довжиною  $l_1$  і  $l_2$  є узгоджувачими ланками між джерелом сигналів і гетеродина та входами транзисторів. Вихідне зміщення на затвори подається через коротко-замкнені шлейфи довжиною  $l_{31} = \lambda_{cm}$  і  $l_{32} = \lambda_{cm}$ . Розімкнений шлейф довжиною  $l_3 = l_c/4$  забезпечує К.З стоку для коливань гетеродина. Для перетворення НВЧ характерно багатократна взаємодія коливань комбінаційних частот. Зокрема,

виникають ефекти, що зумовлені оберненими і вторинними перетвореннями. Розглянемо проявлення цих ефектів на приладі змішувача з різницевою частотою  $f_{np} = |f_c - f_c|$ . Спектри основних частот змішувача, коли  $f_c$  нижче і вище  $f_c$  на рис.11. При оберненому перетворенні вихідна напруга з частотою  $f_{np}$  створює на вході змішувача поряд з напругою сигнальної частоти  $f_c = f_c \pm f_{np}$ . В результаті вторинного перетворення вхідна напруга дзеркальної частоти утворює на виході змішувача коливання з перетвореною частотою  $f_{np}' = |f_{\partial z} - f_c| = f_{np}$ . Фази цього коливання залежить від багатьох факторів і, як правило, відрізняється від фази напруги проміжної частоти, яку отримують при основному перетворенні, що може проводити до появи частотних і фазових спотворень сигнала.

Виникнення коливань дзеркальної частоти в змішувачі можливе і без оберненого перетворення із-за безпосередньої взаємодії коливань сигнальної частоти і другої гармоніки гетеродина  $2f_c - f_c = f_c \pm f_{np}$

$= f_{\partial 3}$ . В цьому співвідношенні верхній знак відповідає випадку  $f_2 < f_c$ , а нижній -  $f_2 > f_c$ .

В результаті прямого перетворення на виході для дзеркальної частоти (ДЗЧ), можуть бути значними і суттєво залежними від частоти.

Для запобігання частотних і фазових спотворень із-за впливу коливань ДЗЧ і СЧ застосовують змішувачі з використанням енергії комбінаційних частот шляхом відбивання або поглинання цих коливань спеціальних фільтрових схемах. Один із варіантів побудови змішувача з використанням коливань ДЗЧ і СЧ при  $f_2 < f_c$  подано на рис.12,а), де ФС – смуговий фільтр, що пропускає  $f_c$  і не пропускає  $f_{\partial 3}$ , ФСЧ – фільтр, що закорочує на виході транзистора коливання  $f_{c4}$ .

Колівання дзеркальної частоти (ДЗЧ), що виникають в транзисторі і коливання сумарної частоти (СЧ) при  $f_2 < f_c$  відбиваються відповідно від фільтрів ФС і ФСЧ і повертаються в транзистор. Фази відбитих коливань підбираються вибором змішувача одночасно з різницевою  $f_{np}$  появляються і коливання сумарної частоти (СЧ)  $f_{c4} = f_2 + f_c$ . При оберненому і вторинному прямому перетворенню воно створює напругу з частотою  $f_c$  на вході ( $f_c = f_{c4} - f_2$ ) і з частотою  $f_{np}$  на виході змішувача, причому при  $f_2 < f_c$  маємо  $f_{np} = f_c - f_2$ , а при  $f_2 > f_c$  отримуємо  $f_{np} = f_2 - f_c$ . Фазові зсуви між продуктами основних і вторинних перетворень, як і відстаней  $l_1$  і  $l_2$  від цих фільтрів до транзистора. У випадку синфазності коливань основної проміжної частоти і  $f_{np}$ , отриманих в результаті перетворення відбитих коливань  $f_{c4}$  і  $f_{\partial 3}$  енергетичні властивості змішувача замітно покращуються. допомогою протифазного мостового пристрою (ПМП). В приведеній схемі рис.12,а) ПМП на виході проміжної частоти на стоках транзистора

Транзисторні змішувачі з поглинанням дзеркальної і сумарної частот є більш широкосмуговими, але дещо поступається змішувачам відбивного тону за підсилювальними і шумовими характеристиками. При побудові таких змішувачів зазвичай використовується ФС і ФЦ. Схема такого змішувача з поглинанням дзеркальної частоти (ДЗЧ) приведена на рис.11. Феритовий циркулятор (ФЦ) на частоті сигналу працює як вентиль. Коливання дзеркальної частоти (ДЗЧ), що

поступають від транзистора до анега ФЦ, поглинаються в узгодженому навантаженні (УН). Застосування ФЦ зменшує також випромінювання гетеродина в коло живлення сигналу.

Балансні транзисторні змішувачі (БТЗ) складаються із двох однакових транзисторних двозатворних каскадів в сукупності з мостовими пристроями. При чому на відміну від балансних підсилювачів в БТЗ появляється додаткова можливість встановлення балансу підбором фази гетеродита, і тому в БТЗ знаходять також застосування і синфазних, і квадратурних і мостових пристроїв. На рис. 13,а) приведена схема балансового змішувача на ДЗПТШ з використанням ПМП. Але змішувачі з відбиванням комбінаційних продуктів є вузькосмуговими, так як синфазність розглянутих коливань може бути забезпечена тільки у відносно невеликій області частот. Тут змішувальні транзистори збуджуються сигналом протифазно, а гетеродином – синфазно. Вихідні коливання протифазні, і тому їх необхідно сумувати завиконано у вигляді двох фазообертачів ( $f_0$ ) із загальним зсувом фаз і суматора.

В балансних транзисторних змішувачах (БТЗ) суттєво послаблюються побічні канали приймання з парними гармоніками вхідного сигналу. Зокрема, подавлені канали півдзеркальної частоти  $f_{\partial 3} = f_c \pm 0,5f_{np}$ . Як і балансові підсилювачі, тобто диференціальні, БТЗ мають великий динамічний діапазон і кращий коефіцієнт стоячої хвилі в порівнянні з одностранісними підсилювачами.

Кінцеві транзисторні змішувачі (КТЗ), що подані на рис.13,б) будуються на основі двох балансних змішувачів. В них подавляються побічні канали приймання з парними гармоніками і сигналу, і гетеродина. В порівнянні з БТЗ вони мають кращі характеристики по потужності насичення та інтермодуляційним спотворенням, що появляються при дії декількох високочастотних завад.

В балансових і кільцевих перетворювачах не подавляються канали дзеркальної частоти. Їх послаблюють за допомогою СД в преселекторі, але частотні вимоги до характеристик таких фільтрів неможливо виконати, особливо при низькій проміжній частоті ( $f_{np} \ll f_c$ ). Для подавлення каналів дзеркальної частоти (ДЗЧ) базуються двоканальні

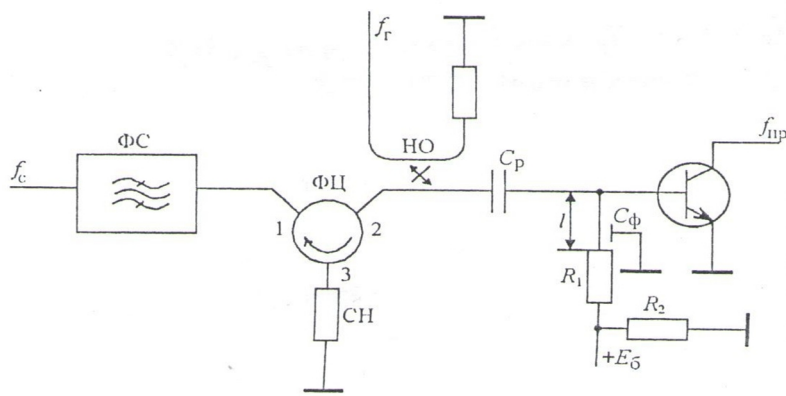


Рис. 11. Транзисторний змішувач з поглинанням дзеркальної частоти і сумарної частоти.

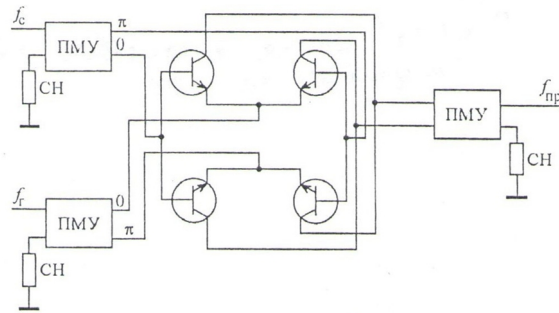


Рис 12, а. Схема балансового змішувача.

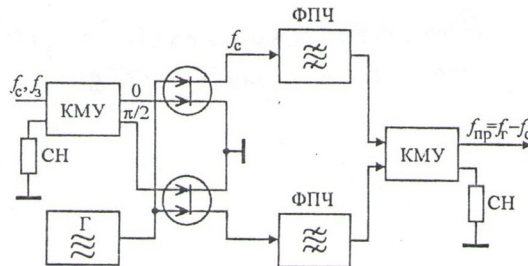


Рис. 12, б. Компенсаційний змішувач на двозатворних полярному транзисторі з бар'єром Шоттки.

компенсаційні схеми, які складаються із двох змішувачів, в ролі яких можуть бути використані любі із розглянутих нами схем в сукупності із фазообертачами. Варіант побудови двоканального компенсаційного змішувача на двозатворних ПТ з подавленням ДзЧ подана на рис.12, б).

Тут в ролі квадратурного подільника сигнала на вході і квадратурного суматора коливаний  $f_{np}$  на виході використовують квадратурний мостовий пристрій (КМП), що забезпечує фазовий зсув між вихідними плечами, рівний  $\pi/2$ . Застосування КМП полегшує погодження з джерелом сигналу і навантаженням. Коливання сигнала подаються на перші затвори транзисторів із зсувом  $\pi/2$ , а коливання гетеродина послаблюють за допомогою СД в преселекторі, але частотні вимоги до характеристик таких фільтрів неможливо виконати, особливо при низькій проміжній частоті ( $f_{np} \ll f_c$ ). Для подавлення каналів дзеркальної частоти (ДзЧ) базуються двоканальні компенсаційні схеми, які складаються із двох змішувачів, в ролі яких можуть бути використані любі із розглянутих нами схем в сукупності із фазообертачами. Варіант побудови двоканального компенсаційного змішувача на двозатворних ПТ з подавленням ДзЧ. В ролі квадратурного подільника сигнала на вході і квадратурного суматора коливаний  $f_{np}$  на виході використовують квадратурний мостовий пристрій (КМП), що забезпечує фазовий зсув між вихідними плечами, рівний  $\pi/2$ . Застосування КМП полегшує погодження з джерелом сигналу і навантаженням. Коливання сигнала подаються на

перші затвори транзисторів із зсувом  $\pi/2$ , а коливання гетеродина подаються на другі затвори цих же транзисторів в однаковій фазі, тобто синфазно. Після проходження вихідного КМП вихідні сигнали складаються синфазно, а коливання дзеркальної частоти гасяться в узгодженому навантаженні. Проведено оглядовий аналіз і викладено сучасні основи теорії сигнальної САПР при перетворенні частоти на невзаємних електронних приладах — транзисторах і діодах НВЧ.

1. Розглянуті схемотехнічні варіанти перетворювачів частоти на польових та біполярних транзисторах, діодах Шоттки (варікапах).

2. Викладена сигнальна теорія транзисторних і діодних перетворювачів частоти: резистивних і ємнісних (параметричних).

3. Розроблено оригінальний точковий НВЧ-діод на GaAs для змішувачів та перетворювачів частоти.

4. Розроблена і фактично реалізована теорія помножувачів частоти на мікропроцесорному фур'є-перетворенні для періодичних, неперіодичних, дискретних (цифрових) сигналів, схемотехніка яких дозволить виготовляти ПЧ в інтегрованому виконанні.

**Новосядлий С.П.** – доктор технічних наук, професор кафедри комп'ютерної інженерії і електроніки;  
**Абрамова І.І.** – студент..

- [1] В.Н. Тимонтеев, Л.М. Величко, В.А. Ткаченко, Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре (Радио и связь, Москва, 1982).  
[2] Полевые транзисторы на GaAs. Принципы работы и технология изготовления. Перевод с англ. под. Ред. А.В.Лоренцо (Радио и связь, Москва, 1988).

- [3] Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин, Микроэлектронные устройства СВЧ (Высшая школа, Москва, 1988).
- [4] Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, Н.А. Могильченко, Твердотельные устройства СВЧ в технике связи (Радио и связь, Москва, 1988).
- [5] В.С. Эткин, А.С. Берлин, П.П. Бобров, Полупроводниковые усилители и преобразователи СВЧ (Радио и связь, Москва, 1983).
- [6] Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конін, Мікроелектронні пристрої НВЧ (Техніка, Київ, 1984).
- [7] Патент на винахід № 110188. Спосіб формування точкових НВЧ-діодів з малим часом перетворення і відбивання (Новосядлий С.П., Варварук В.М). Дата подачі заявки 29.12.2014. присвоєно 25.11.2015 БП № 22.
- [8] В.А. Васин, А.Н. Сенин, Ю.Н. Себекин, Радио-системы передачи сигналов (Горячая линия, Москва, 2005).

S.P. Novosyadlyj, I.I. Abramova

## **Features of the Signal System of Automated Design of Frequency Converters Systems - Ultrahigh Frequencies**

*Carpathian National University. V.Stefanyk Str. Shevchenko, 57, m. Ivano-Frankivsk, Ukraine, 76018, e-mail: [iraabramova359@gmail.com](mailto:iraabramova359@gmail.com)*

The article analyzes and outlines the modern principles of the theory of the signaling system of automated design with frequency transformations on a non-reciprocal electronic device - the transistor of ultrahigh frequencies. In addition, schematic variants of frequency converters on field and bipolar transistors, Schottky diodes (varicaps) are considered; the signal theory of transistor and diode frequency converters is described: resistive and capacitive. Schematic performances of frequency converters represent variants of the signaling system of automated designing at ultrahigh frequencies.