

АНАЛОГОВА ФАПЧ ЯК СХЕМОТЕХНІЧНА ОСНОВА ЧМ РАДІОПРИЙМАЧІВ

© Павлов Б. О., Мелень М. В., Павлов Ф. Б., 2016

Використання пристроїв фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) як демодулятора сигналів з частотною модуляцією (ЧМ) дає змогу понизити поріг завадостійкості ЧМ радіоприймачів.

Розглядаються характеристики і схемотехніка ЧМ демодуляторів, виконаних на основі аналогового пристрою ФАПЧ: діодних і транзисторного фазових детекторів, фільтрів нижніх частот, керованих напругою гетеродинів.

Ключові слова: ФАПЧ, петля фазового автопідстроювання, частотний демодулятор, ЧМ радіоприймач.

B. Pavlov, M. Melen, F. Pavlov
Lviv Polytechnic National University

ANALOGUE PLL AS CIRCUIT BASIS OF FM RADIO RECEIVERS

© Pavlov B., Melen M., Pavlov F., 2016

Demodulators of broadband frequency modulated (FM) signals are characterized by noise immunity threshold – the phenomenon of rapid deterioration of signal-to-noise ratio on its output with the slight deterioration of this ratio on its input.

The classic elements of the block diagram of FM signals receiving devices are the amplitude limiter and frequency detector, where the last one is practically implemented by transforming frequency modulation into phase modulation and phase modulation into amplitude modulation. But nowadays there are many other methods of receiving and demodulating of FM signals that provide greater noise immunity. These known noise immune systems with revers control are described by differential equations, which is a particular case of phase-locked loop (PLL) device equations, or are driven to them. The optimum filter to track the frequency that is slowly changing, is the PLL system with second-order proportional-integrating filter. This conclusion is approved by the theory of optimal linear filtering.

With minor interference and relatively small signal jitter comparatively to own generator frequency accept that working area of phase detector characteristics is linear, and transfer ratio coefficient in a locked loop is defined by a formula known from the theory of linear reverse connection. The final results of the calculation of amplitude-phase-frequency characteristics of PLL device are listed in the normalized parameters as frequency hodograph.

In the practical implementation of the PLL its parameters adequacy must be checked by calculations. Such verification performed at frequencies with maximum transfer rate is equal to 1 and 0,7.

The presence of parasitic frequency dependent elements in a reverse locked loop circuit results in the deterioration of the real system functioning. Since one of the noise immunity characteristics of the device is its noise band, the requirement of slight increase of this band was adopted as the noise immunity criterion in circuit with real elements comparing to theoretical model.

The bridge phase detectors with diodes, with diodes and additional resistors, and parametric phase detectors with transistors are considered. For these circuit schemes, input and output

resistors, transfer coefficients and thermal current instability were defined. Further the low-pass filters schemes, that have minimal phase shift at high frequencies and contribute to the stability conditions are considered. Also circuit voltage controlled oscillator for LC and RC-elements by their frequency generation and temperature stability are analyzed.

Key words: phase locked loop, frequency demodulator, FM radio receiver.

Вступ

Демодулятори широкосмугових сигналів з частотною модуляцією (ЧМ) характеризуються порогом завадостійкості – явищем різкого погіршення відношення сигнал/шум на його виході за незначного погіршення цього відношення на вході.

Класичними елементами структурної схеми радіоприймачів ЧМ сигналів є обмежувач амплітуди і частотний детектор; останній реалізується практично через перетворення частотної модуляції на фазову, а фазової на амплітудну. Але вже відомо багато інших методів приймання і демодуляції ЧМ сигналів, які забезпечують більшу завадостійкість: із використанням зворотного зв'язку за частотою, слідкуючого фільтра, слідкуючого гетеродина, а також за допомогою ділення частоти, розділення смуги, віднімання девіації, автокореляційного приймання з лінією затримки, різні варіанти післядетекторної обробки сигналу тощо [1], в яких зниження порога досягається за рахунок використання додаткових апріорних даних про сигнал і заваду.

Ці відомі завадостійкі системи зі зворотним керуванням описуються диференціальними рівняннями, що є частковими випадками рівнянь пристрою фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) або приводяться до них. Тому слід припустити, що найбільшу завадостійкість забезпечить оптимізація параметрів пристрою ФАПЧ. Такий висновок підтверджується теорією оптимальної лінійної фільтрації.

У [1] показано, що оптимальним фільтром для слідкування за частотою, що повільно змінюється, є пристрій другого порядку з пропорційно-інтегровальним фільтром (рис. 1). В його структурну схему входять фазовий детектор 1, фільтр нижніх частот 2 і керований за частотою гетеродина 3. На фазовий детектор подаються напруги вхідного сигналу і гетеродина. Якщо власні коливання гетеродина відрізняються лише за фазою від вхідного сигналу, напруга на виході фазового детектора буде пропорційна до різниці фаз. Ця напруга через фільтр нижніх частот (ФНЧ) подається на керуючий елемент, який у разі зміни частоти сигналу керує гетеродином так, що він залишається синхронізованим з вхідним сигналом. Якщо на пристрій ФАПЧ одночасно діє завада, частота якої відрізняється від частоти сигналу, на виході фазового детектора виникають коливання з різницевою частотою синхронного гетеродина і завади. Такі коливання подавляються у фільтрі нижніх частот. Безфільтровий пристрій першого порядку є частковим випадком пристрою, показаного на рис. 1. Пристрої вищого порядку зі складними фільтрами, безумовно, нестійкі й фізично не реалізуються.

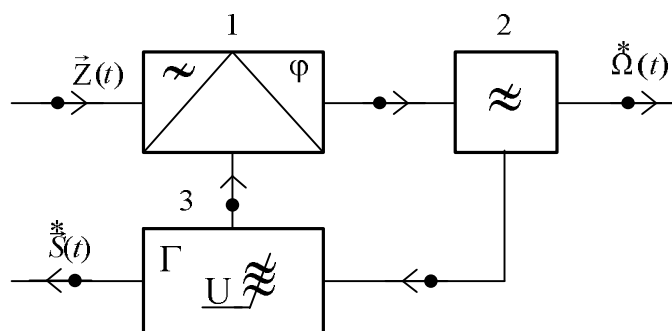


Рис. 1. Структурна схема пристрою ФАПЧ другого порядку: $\tilde{Z}(t)$ – сума сигналу завади;

$\tilde{S}^*(t)$ – оцінка вхідного сигналу; $\tilde{Q}^*(t)$ – оцінка модулюючого повідомлення

Систематизований підхід щодо практичного виконання ЧМ демодуляторів на основі ФАПЧ у відомій літературі не розглядався.

1. Коефіцієнт передачі лінеаризованого пристрою ФАПЧ

За незначних завад і невеликого розстроювання сигналу відносно власної частоти генератора можна вважати, що робоча ділянка характеристики фазового детектора лінійна, і коефіцієнт передачі в замкненій петлі визначається за формулою, відомою з лінійної теорії зворотного зв'язку [3]

$$\mathcal{K} = \mathcal{K}_0 (1 + \mathcal{B}\mathcal{K}_0)^{-1}, \quad (1)$$

де $\mathcal{K}$ – коефіцієнт передачі пристрою із замкнутим колом зворотного зв'язку; $\mathcal{K}_0$ – коефіцієнт передачі пристрою із розімкненим колом зворотного зв'язку; $\mathcal{B}$ – коефіцієнт передачі з виходу на вхід.

Позначимо відповідні коефіцієнти передачі сигналу елементами пристрою ФАПЧ, що наведений на рис. 1: $K_{\text{фд}}$ – фазового детектора; $\mathcal{K}_{\text{ф}}$ – пропорційно-інтегруючого фільтра нижніх частот; $K_{\text{к}}$ – системи керування; $\mathcal{K}_{\text{сг}}$ – синхронного гетеродина;

$$K_{\text{фд}} = U_0; \quad \mathcal{K}_{\text{ф}} = \frac{1 + jm\Omega\tau}{1 + j\Omega\tau}; \quad (2)$$

$$K_{\text{к}} = \frac{\Omega_y}{U_{\text{к}}}; \quad \mathcal{K}_{\text{сг}} = \frac{1}{j\Omega},$$

де U_0 – максимальна вихідна напруга фазового детектора; m – параметр пропорційно-інтегруючого фільтра; t – його стала часу; Ω – частота модуляції; Ω_y – смуга утримання пристрою.

Отже, в розрахункову формулу для визначення коефіцієнта передачі пристрою, крім частоти Ω , входять ще чотири параметри – U_0 , m , t , Ω_y . Для зменшення кількості цих параметрів пронормуємо їх і одночасно подамо формули зворотного переходу:

$$\left\{ \begin{array}{l} x = \Omega \sqrt{\frac{t}{\Omega_y}}; \\ \zeta = \frac{1}{2\sqrt{\Omega_y\tau}} (1 + m\Omega_y\tau); \\ r = m^2\Omega_y\tau; \\ \alpha = \Omega_{\text{в}} \sqrt{\frac{t}{\Omega_y}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \Omega = \frac{x\Omega_{\text{в}}}{\alpha}; \\ m = (2\zeta - \sqrt{r})\sqrt{r} = \frac{\sqrt{r}\Omega_{\text{в}}}{\alpha\Omega_y}; \\ \tau = \frac{\alpha}{\Omega_{\text{в}}(2\zeta - \sqrt{r})} = \frac{\alpha^2\Omega_y}{\Omega_{\text{в}}^2}; \\ \Omega_y = \frac{\Omega_{\text{в}}}{\alpha(2\zeta - \sqrt{r})}. \end{array} \right. \quad (3-4)$$

Надалі введемо поняття про нормовану амплітудно-фазочастотну характеристику пристрою ФАПЧ. Ця характеристика коефіцієнта передачі залежно від різницевої частоти сигналу і завади показує, у яку кількість разів кутова частота керованого за частотою генератора більша, ніж модуляція сигналу на вході фільтра.

Після підстановок (2) у (1) та нормування (3) знаходимо:

$$\mathcal{K} = \frac{1 + j\sqrt{r}x}{1 + 2j\zeta x + j^2x^2}, \quad (5)$$

звідки квадрат модуля коефіцієнта передачі

$$\gamma^2 = \frac{1 + rx^2}{1 + (4\zeta^2 - 2)x^2 + x^4}. \quad (6)$$

Практично виконуючи пристрій ФАПЧ, необхідно перевірити відповідність її параметрів розрахунковим. У вираз для її коефіцієнта передачі (5), крім нормованої частоти x , входять ще два

параметри – ζ і $\sqrt{r}$. Тому під час перевірки достатньо впевнитись, що у трьох контрольних точках частотної характеристики коефіцієнт передачі відповідає розрахованому. Звичайно таку перевірку проводять на частотах, на яких коефіцієнт передачі максимальний, дорівнює 1 або 0,7.

Для визначення власної частоти x_m , що відповідає максимальному значенню коефіцієнта передачі, прирівняємо до нуля похідні від останнього виразу за змінною x_m^2 , і після розв'язання бікватратного рівняння одержимо:

$$x_m^2 = (-1 + \sqrt{1 + r^2 + 2r - 4\zeta^2 r})r^{-1}. \quad (7)$$

Прирівнюючи у (6) коефіцієнти при однакових степенях у чисельнику і знаменнику, визначаємо умову відсутності викидів на АЧХ:

$$r \leq 4\zeta^2 - 2, \quad (8)$$

або у ненормованих величинах

$$\frac{1}{\Omega_y \tau} > 2(1 - m).$$

Розв'язуючи бікватратне рівняння (6) відносно x^2 , знаходимо квадрат смуги пропускання системи на будь-якому заданому рівні g :

$$x_g^2 = \frac{-r + (4\zeta^2 - 2)\zeta^2 + \sqrt{[r - (4\zeta^2 - 2)\gamma^2]^2 + 4\gamma^2(1 - \gamma^2)}}{2\gamma^2}, \quad (9)$$

зокрема на рівнях $g = 0,7$ та $g = 1$

$$x_{0,7}^2 = 1 + r - 2\zeta^2 + \sqrt{1 + (1 + r - 2\zeta^2)^2}; \quad (10)$$

$$x_1^2 = r - (4\zeta^2 - 2). \quad (11)$$

Повніші дані про амплітудно-фазочастотну характеристику коефіцієнта передачі оптимального пристрою може дати колова діаграма з двома змінними параметрами.

Для випадку широкосмугового сигналу частотний годограф коефіцієнта передачі подано на рис. 2 суцільними лініями, пунктирна лінія відповідає максимальним значенням коефіцієнта передачі.

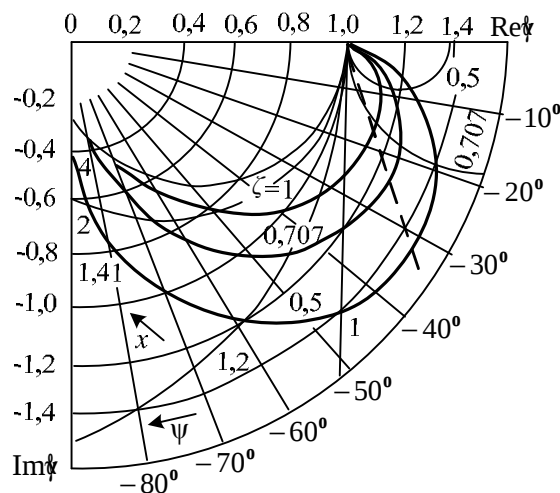


Рис. 2. Частотний годограф коефіцієнта передачі лінійного пристрою ФАПЧ другого порядку

2. Схемотехнічна реалізація структурних елементів пристрою ФАПЧ

Схема мостового діодного детектора наведена в [2], параметричного транзисторного – в [4], іншим елементам приділяли увагу лише в аматорській літературі [5]. Проаналізуємо детальніше елементи, які можна використати під час розроблення пристроїв зі зворотним керуванням.

Схемні реалізації фазових детекторів показані на рис. 3–5, на яких прийнято такі позначення: U_c – напруга вхідного сигналу; U_{cr} – напруга синхронного гетеродина; U_0 – вихідна напруга детектора.

Вихідна напруга діодного кільцевого детектора (рис. 3), нестабільність цієї напруги і коефіцієнт передачі дорівнюють:

$$U_0 = U_c \cos j \approx U_c \Delta j; \quad (12)$$

$$\Delta U_0 = \delta i_s \delta T U_{p-n}; \quad (13)$$

$$K_{\phi d} = U_c \sin j \approx U_c, \quad (14)$$

де U_{p-n} – напруга відсікання р-п – переходу (для германієвих 0,2 – 0,3 В, для кремнієвих 0,6 В); T – абсолютна температура; δi_s – похибка підбору діодів за їх вольт-амперною характеристикою.

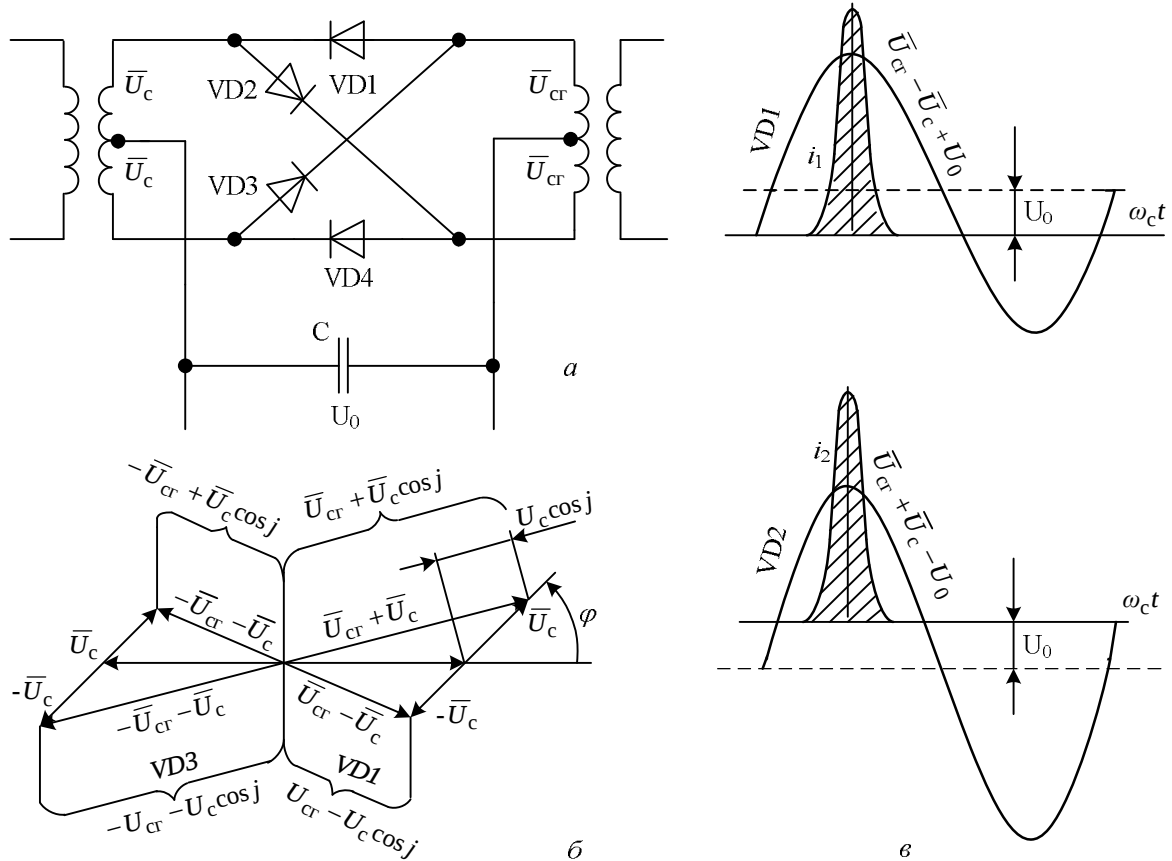


Рис. 3. Кільцевий діодний детектор: а – схема; б – векторні діаграми напруг; в – часові діаграми струмів і напруг

Для зменшення температурної нестабільності послідовно з діодами вмикають додаткові резистори (рис. 4), в такому разі

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_c \cos j \approx \frac{2}{\pi} U_c \Delta j; \quad (15)$$

$$\Delta U_0 = \frac{2}{\pi} \Delta U_{cr} \delta R; \quad (16)$$

$$K_{\phi d} = \frac{2}{\pi} U_c \sin j \approx \frac{2}{\pi} U_c, \quad (17)$$

а вхідний і вихідний опори відповідно дорівнюють

$$R_{bx} = R; \quad R_{bux} = \frac{R}{2}. \quad (18)$$

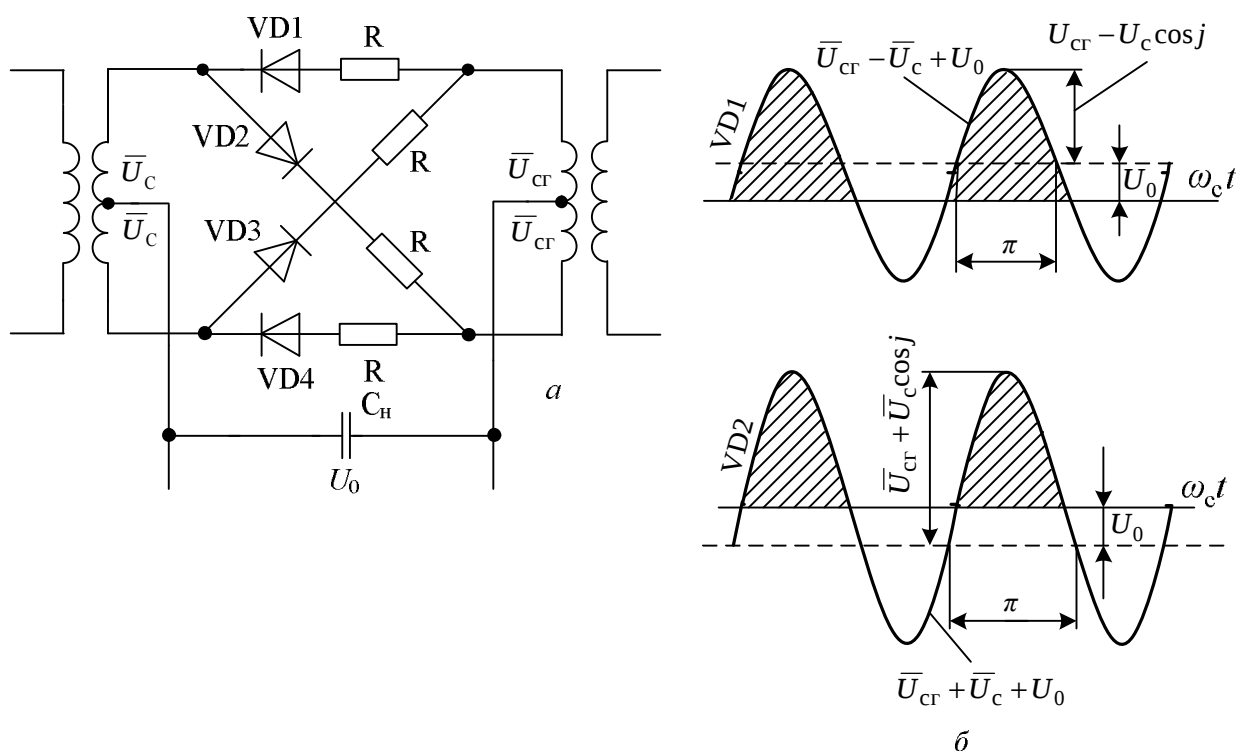


Рис. 4. Кільцевий діодний детектор з додатковими резисторами:
а – схема; б – часові діаграми напруг

У випадку широкосмугового сигналу найприйнятніший для практичної реалізації мостовий фазовий детектор на транзисторах, для якого порівняно з діодним не потрібні намотувальні елементи – широкосмугові трансформатори. Такий детектор входить до складу значної кількості аналогових ІМС. Спрощена схема і часові діаграми для мостового параметричного детектора, що виконаний на транзисторах, наведено на рис. 5.

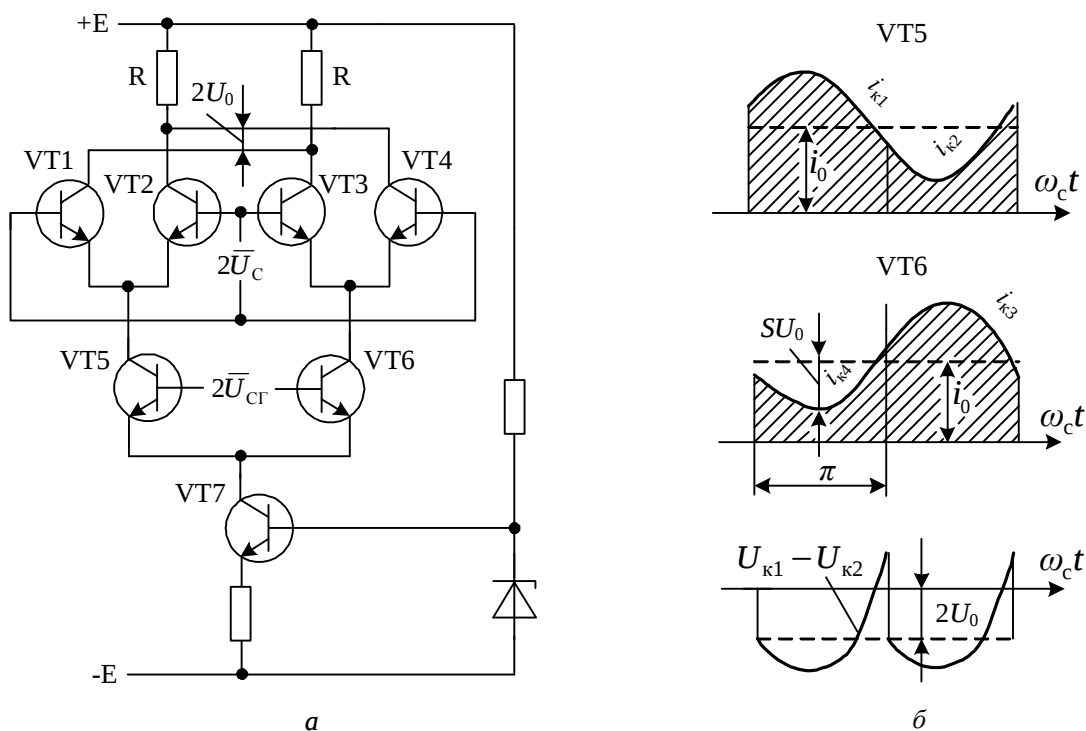


Рис. 5. Параметричний детектор: а – схема; б – часові діаграми

Вхід і вихід детектора симетричні. Через колектор транзистора VT7 проходить струм $2i_0$. Він перерозподіляється між транзисторами VT5 і VT6 згідно з напругою синхронного гетеродина. Напруга сигналу в перший напівперіод відчиняє транзистори VT1 і VT4, в другий – VT2 і VT3.

Вихідна напруга параметричного детектора

$$u_0 = \frac{2}{\pi} SR U_c \cos j \approx \frac{2}{\pi} SR U_c \Delta j, \quad (19)$$

де $S = I i_0$ – крутість вольт-амперної характеристики транзистора; для германієвих транзисторів $I = 40$ 1/В, для кремнієвих $I = 20$ 1/В.

З вищенаведеного коефіцієнт передачі фазового детектора

$$K_{\phi d} = \frac{2}{\pi} U_c SR \sin j \approx \frac{2}{\pi} U_c SR. \quad (20)$$

Якщо для використаного транзистора відомий його статичний коефіцієнт підсилення в схемі зі спільним емітером h_{21e} , то вхідний опір фазового детектора

$$R_{вх} = \frac{h_{21e}}{2S}, \quad (21)$$

а вихідний опір детектора дорівнює опору навантаження в колі колектора.

Фільтр нижніх частот, встановлений після фазового детектора, входить у замкнене коло зворотного зв'язку, і вибір його схеми обмежений умовою стійкості. Найпоширеніший пропорційно-інтегруючий фільтр. В комплексній формі характеристика коефіцієнта передачі такого фільтра описується рівнянням

$$K_{\phi} = m + \frac{1-m}{1+j\Omega\tau}, \quad (22)$$

відповідно амплітудно-частотна характеристика

$$K_{\phi} = \sqrt{\frac{1+(m\Omega\tau)^2}{1+(\Omega\tau)^2}}. \quad (23)$$

На низьких частотах вираз для коефіцієнта передачі збігається з характеристикою інтегрувальної ланки, для високих частот це ємнісний або резистивний подільник. Якщо параметр фільтра дорівнює нулю, фільтр вироджується в інтегруючий. Відмінна особливість пропорційно-інтегруючого фільтра порівняно з інтегруючим в тому, що створюваний ним фазовий зсув ніколи не наближається до 90° .

Схемні реалізації пропорційно-інтегруючого фільтра і формули для його розрахунку наведено на рис. 6. В останній схемі активного фільтра опір резистора R2 треба вибирати набагато більшим за опір резистора R1.

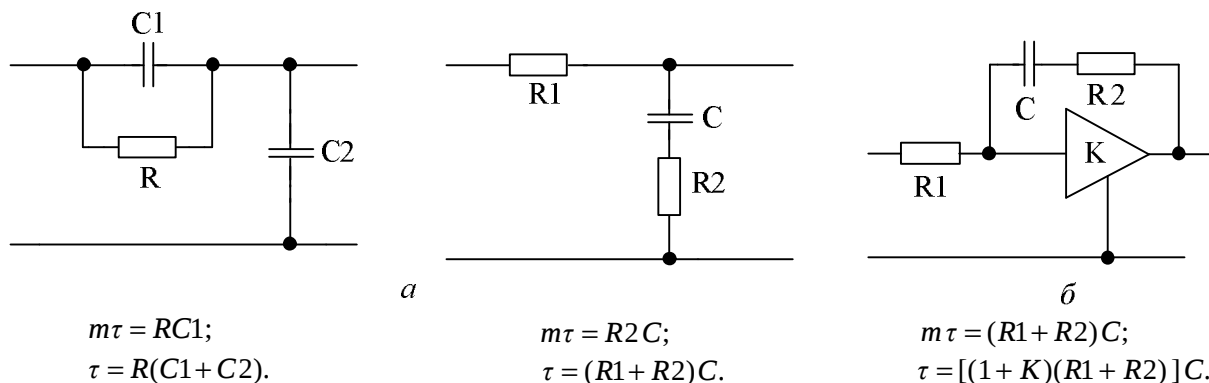


Рис. 6. Пропорційно-інтегруючі фільтри: а – пасивний на RC-елементах;
б – активний на операційному підсилювачі

Можливі схеми синхронних гетеродинів наведено на рис. 7, де прийнято такі позначення:

$\bar{U}_{\text{сг}}$ – вихідна напруга; $U_{\text{к}}$ – керуюча напруга; U_3 – запираюча постійна напруга; E – напруга живлення (на рис. 7 кола живлення умовно не показані).

Найповніше досліджена схема LC гетеродина (рис. 7, а) основана на заміні реактивного опору коливального контура під час дії напруги від фазового детектора. Частота генерації, нестабільність цієї частоти і коефіцієнт передачі схеми керування визначаються виразами

$$\omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad (24)$$

$$\delta\omega = \frac{\Delta U_{\text{к}} + \Delta U_3}{4U_3} + \frac{TKL + TKC}{2} \Delta T; \quad (25)$$

$$K_{\text{к}} = \frac{U_{\text{к}}}{4U_3}, \quad (26)$$

де T – абсолютна температура; TKL і TKC – температурні коефіцієнти індуктивності та ємності.

У гетеродині на RC -елементах (рис. 7, б) частота генерації за умови $C2 \gg C3$ дорівнює

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R1C1R2C3}}. \quad (27)$$

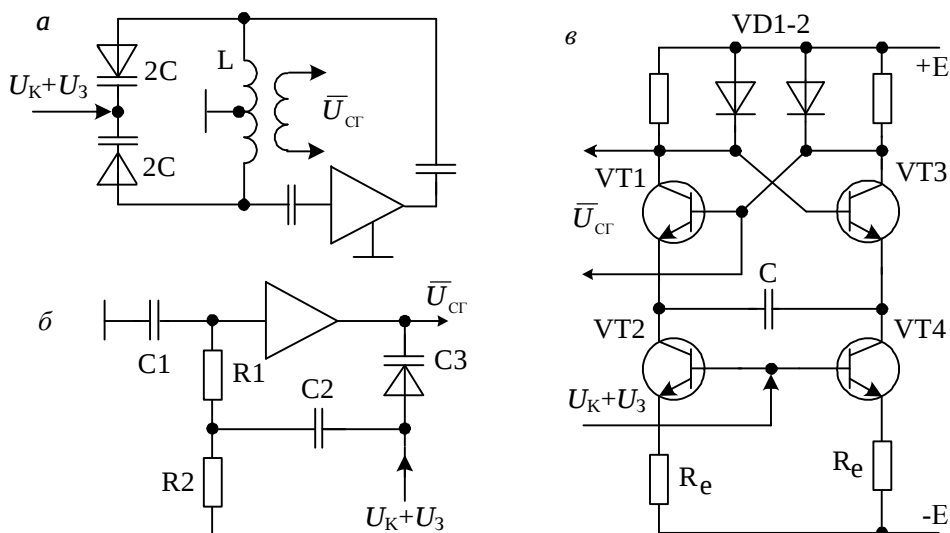


Рис. 7. Керовані генератори: а – індуктивно-ємнісний синусоїдальних коливань; б – резистивно-ємнісний з можливістю використання паразитної ємності базо-емітерного переходу; в – резистивно-ємнісний з коливаннями трикутної форми

Недолік розглянутих вище схем – низький коефіцієнт передачі керуючої ланки, що, своєю чергою, обмежує коефіцієнт покриття по діапазону або максимально можливу смугу утримання пристрою.

Схема мультівібратора, показана на рис. 7, в, забезпечує найбільші діапазонні властивості. Розглянемо його роботу. Нехай у початковому стані транзистор VT1 зачинений, а транзистор VT3 відчинений. Напруга на емітері транзистора VT1 буде більша, ніж на транзисторі VT3. Конденсатор С поволі розряджається колекторним струмом i_2 транзистора VT2. Коли напруга на конденсаторі змінює знак на протилежний, напруга на емітері транзистора VT3 стає більшою за напругу на емітері VT1. Транзистор VT1 відчиняється, а транзистор VT3 зачиняється. Відбувається лавиноподібний процес перезаряджання конденсатора через відчинений транзистор VT1. Потім конденсатор поволі розряджається колекторним струмом i_4 транзистора VT4 доти, доки напруга на емітері транзистора VT3 не стане меншою за напругу на емітері транзистора VT1. Після цього конденсатор знову заряджається через відчинений транзистор VT3, і процес повторюється.

За умови симетрії схеми частота коливань визначається за формулою

$$\omega = \frac{\pi i_2}{U_{p-n} C}, \quad (28)$$

або

$$\omega = \frac{\pi(U_3 - U_{p-n})}{U_{p-n} R_e C}, \quad (29)$$

а коефіцієнт передачі схеми керування

$$K_k = \frac{\pi}{U_{6-e} R_e C}, \quad (30)$$

Діоди VD1 і VD2 стабілізують амплітуду вихідних коливань. Стабільність частоти мульти-вібратора залежить від температурної зміни напруги відсікання р-п – переходу, яка зменшується приблизно на 2 мВ зі збільшенням температури на 1 °С. У випадку застосування кремнієвих транзисторів відносна температурна нестабільність частоти

$$\delta\omega = \frac{\Delta U_k + \Delta U_3}{U_3} + \delta T, \quad (31)$$

або

$$\delta\omega = 0,25 \frac{\Delta U_0}{U_3} + 3,5 \cdot 10^{-3} \Delta T. \quad (32)$$

Цю нестабільність можна частково скомпенсувати, якщо для одержання від'ємної напруги живлення використати пряме ввімкнення декількох послідовно з'єднаних р-п-переходів.

Практичні результати і висновки

Проведений схемотехнічний аналіз аналогових елементів дає можливість поповнити базу даних, необхідних для розрахунку пристроїв ФАПЧ.

Відомі практичні схеми розроблені здебільшого для демодуляції сигналів ЧМ радіомовлення. Наприклад, в [1] описаний демодулятор, що працює на проміжній частоті 7 МГц, а гетеродин виконаний на RC-елементах. Порівняно з класичним детектором типу обмежувач – фазовий дискримінатор одержано вираш по порогу 2 – 3 дБ. У [5] наведена принципова схема ЧМ демодулятора, який, на відміну від [1], працездатний з будь-якими сигналами в діапазоні частот до 30 МГц. Запропонована схема з LC-гетеродином забезпечує уніфікацію і вищу надійність. У разі демодуляції сигналу ЧМ радіомовлення вираш по порогу становить 5 – 6 дБ. Деякі інші модифікації демодуляторів розглянуто в [6].

Успіхи у технології виготовлення надвисокочастотних транзисторів надалі дадуть змогу перейти до побудови вибірних ЧМ радіоприймачів без додаткового перенесення сигналу на проміжну частоту.

1. Кантор Л. Я., Дорофеев В. М. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. Москва: Связь, 1977. 336 с. 2. Шахильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. Москва: Связь, 1972. 448 с. 3. Павлов Б. А. Фазовая автоподстройка – частотный демодулятор // Изв. Вузов СССР. Радиоэлектроника. 1978. № 1. С. 73–77. 4. Мелень М. В., Козут В. М., Павлов Б. О. Дослідження діапазонних властивостей і схемотехнічна модернізація системи АПЧ надвисокочастотного генератора // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” „Радіоелектроніка та телекомунікації”. 2008. Вип. № 618. С. 63–70. 5. Павлов Б. А. Синхронный приём. Москва: Энергия, 1977. 80 с. 6. Поляков В. Т. Радиовещательные ЧМ приёмники с фазовой автоподстройкой. М.: Радио и связь, 1983. 96 с.