

М.В. Мелень, В.М. Когут*, Б.О. Павлов*

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювань,
*Львівський державний інститут новітніх технологій
та управління ім. В. Чорновола,
кафедра комп'ютерних систем та мереж

ДОСЛІДЖЕННЯ ДІАПАЗОННИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ І СХЕМОТЕХНІЧНА МОДЕРНІЗАЦІЯ СИСТЕМИ АПЧ НАДВИСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА

© Мелень М.В., Когут В.М., Павлов Б.О., 2008.

Проведено аналіз діапазонних властивостей надвисокочастотного генератора з системою АПЧ на основі дискримінатора Паунда. Заропоновано схеми регульованого фазообертача і синхронних детекторів. Розглянуто структурну схему пристрою для вимірювання флуктуацій частоти.

The analysis of band properties of the superhigh-frequency generator with system AFC is carried out on the basis of the Pound's discriminator. The circuits of the adjustable phase shifter and synchronous detectors are offered. The block diagram of the device for measurement of frequency fluctuations is considered.

Вступ

Під час розроблення високостабільних генераторів надвисоких частот з плавним перестроюванням по частоті виникли розбіжності між теоретично досяжними і практичними результатами. В роботі проаналізовано причини і дано рекомендації щодо усунення цих розбіжностей.

1. Структурні схеми системи АПЧ надвисокочастотного генератора

У діапазоні надвисоких частот використовуються системи автоматичного підстроювання частоти з дискримінатором Паунда [8], де сигнал похибки переноситься на проміжну частоту, і тому не стоїть питання про стабільність нуля частотного детектора. Структурну схему такої системи показано на рис. 1. Коливання клістронного генератора КГ поступають через плече 3 подвійного хвилевідного трійника до симетричних плечей 1 та 2, які навантажені відповідно на об'ємний резонатор та діод VD2. Амплітуда і фаза відбитої від резонатора хвилі залежать від його розстройки стосовно частоти генератора КГ. Ця хвиля частково подається на плече 4, яке навантажене на діод VD1. Під дією напруги гетеродина проміжної частоти Г в плечі 4 також виникає відбита хвиля, амплітуда якої змінюється залежно від проміжної частоти. Поступаючи на діод VD2, коливання бічних частот відбитої хвилі змішуються з коливаннями генератора КГ. Виділена напруга проміжної частоти після підсилення детектується по амплітуді і фазі. Опорні коливання для синхронного детектування подаються від гетеродина Г. Вихідна напруга детектора залежить від величини і знака різниці частот настройки генератора КГ і об'ємного резонатора.

На відміну від випадку, розглянутого у [8], в практичних системах АПЧ [2, 3] передача потужності від генератора на вихід відбувається через прохідний об'ємний резонатор. Така система АПЧ забезпечувала в 3-сантиметровому діапазоні короткочасну нестабільність частоти близько 10 Гц. Однак при освоєнні 2-сантиметрового діапазону і переході від лампової схемотехніки до транзисторної стабільність погіршилась на декілька порядків і була сумірна з результатами, які одержано з простішими схемами [4, 5].

Якщо на значній віддалі від основної частоти допускається наявність паразитних складових, для стабілізації середньої частоти можна застосувати безпосередню модуляцію на відбивач клістрона (рис. 2). Частотний діапазон обмежується лише можливістю генерації клістрона,

спрощується НВЧ вузол, виключаються модулюючий діод, елементи регулювання діодів і подвійний трійник, який вимагає ретельного настроювання.

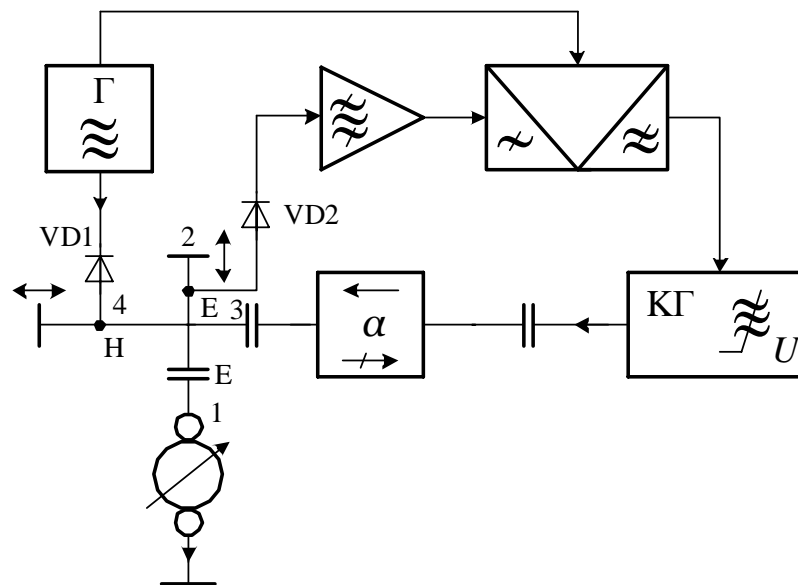


Рис. 1. Структурна схема системи АПЧ надвисокочастотного генератора з дискримінатором Паунда

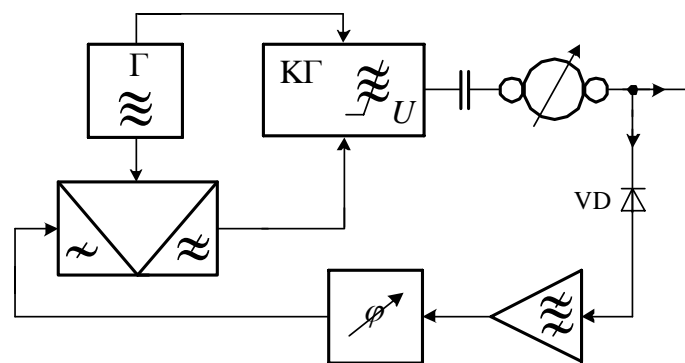


Рис. 2. Структурна схема системи АПЧ надвисокочастотного генератора за допомогою додаткової частотної модуляції

Із зменшенням вимог до коефіцієнта автопідстроювання можна відмовитись від зовнішнього об'ємного резонатора, проводячи автопідстройку по центру зони генерації. Експериментально в такій схемі одержано короткочасну нестабільність частоти порядку 300 Гц. Основним дестабілізуючим фактором, на відміну від схем із зовнішнім резонатором, були не пульсації напруги живлення, а механічні вібрації резонатора клістрона.

Далі розглядатиметься система АПЧ з дискримінатором Паунда, як така, що забезпечує найкращу стабільність частоти.

2. Аналіз діапазонних характеристик

За спрощеного аналізу роботи системи в [1, 8] припускалося, що модулюючий і змішувальний діоди узгоджені з подвійним трійником, не враховувався ефект багатократних відбиттів від резонатора, вважалося, що за резонансу виникають лише фазомодульовані НВЧ-коливання, коли вихідний сигнал синхронного детектора дорівнює нулю. Фактично ці умови не виконувались, особливо під час роботи дискримінатора в широкому діапазоні частот. Першу спробу розрахунку уточнених дискримінаторних характеристик зроблено у [7]. У цій роботі при розгляді діапазонних властивостей дискримінатора Паунда характеристики системи визначено розкладом основного

рівняння в подвійний ряд Тейлора за різних коефіцієнтів зв'язку β прохідного об'ємного резонатора з трійником і хвилеводом та за наявності у подвійному трійнику додаткових фазових зсувів та багатократних відбиттів.

Стосовно схеми рис. 1 рівняння подвійного трійника записується у вигляді

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & -\frac{\dot{\Gamma}_3}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & -\frac{\dot{\Gamma}_4}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} \\ 0 & 1 & -\frac{\dot{\Gamma}_3}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & -\frac{\dot{\Gamma}_4}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} \\ -\frac{\dot{\Gamma}_1}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & -\frac{\dot{\Gamma}_2}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & 1 & 0 \\ -\frac{\dot{\Gamma}_1}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & -\frac{\dot{\Gamma}_2}{\sqrt{2}}e^{-j\varphi} & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}[(1-\dot{\Gamma}_3)\dot{E}_3 + (1-\dot{\Gamma}_4)\dot{E}_4] \\ \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}[(1-\dot{\Gamma}_3)\dot{E}_3 - (1-\dot{\Gamma}_4)\dot{E}_4] \\ \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}\left[(1-\dot{\Gamma}_1)\dot{E}_1 + \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}(1-\dot{\Gamma}_2)\dot{E}_2\right] \\ \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}\left[(1-\dot{\Gamma}_1)\dot{E}_1 - \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}}(1-\dot{\Gamma}_2)\dot{E}_2\right] \end{pmatrix}, \quad (1)$$

де $\dot{\Gamma}_k$ – коефіцієнт відбиття від k -го плеча; $\varphi = 4\pi l/\lambda_{\text{хв}}$ – фазове запізнення, яке залежить від довжини плеча трійника l і довжини хвилі $\lambda_{\text{хв}} = \lambda/\sqrt{1-(\lambda/2\alpha)^2}$.

З (1) бачимо, що нормована амплітуда падаючої хвилі в другому плечі:

$$\dot{U}_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}} \frac{1 - \dot{\Gamma}_1 \dot{\Gamma}_4 e^{-2j\varphi}}{1 - \frac{\dot{\Gamma}_1 \dot{\Gamma}_4 + \dot{\Gamma}_2 \dot{\Gamma}_4}{2} e^{-2j\varphi}}. \quad (2)$$

Для подальшого аналізу розкладемо (2) в ряд

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 \approx \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}} (1 - \dot{\Gamma}_1 \dot{\Gamma}_4 e^{-2j\varphi}) & \left(1 + \frac{\dot{\Gamma}_1 \dot{\Gamma}_4}{2} e^{-2j\varphi} + \frac{\dot{\Gamma}_2 \dot{\Gamma}_4}{2} e^{-2j\varphi} + \frac{\dot{\Gamma}_1^2 \dot{\Gamma}_4^2}{4} e^{-4j\varphi} + \right. \\ & \left. + \frac{\dot{\Gamma}_2^2 \dot{\Gamma}_4^2}{4} e^{-4j\varphi} + \dots \right) = \frac{e^{-j\varphi}}{\sqrt{2}} \left[1 - \frac{(\dot{\Gamma}_1 - \dot{\Gamma}_2) \dot{\Gamma}_4}{2} e^{-2j\varphi} - \frac{(\dot{\Gamma}_1 - \dot{\Gamma}_2)^2 \dot{\Gamma}_4^2}{4} e^{-4j\varphi} \dots \right] \end{aligned} \quad (3)$$

і, задаючись похибкою обчислень не більш як на 10 %, обмежимося двома членами розкладу.

За відповідного настроювання плечей, коли фазове запізнення φ кратне одній восьмій періоду надвисокочастотного коливання, а коефіцієнт відбиття від другого плеча дорівнює нулю, залежність вихідної напруги синхронного детектора від розстройки визначається уявною частиною коефіцієнта відбиття об'ємного резонатора і має вигляд типової S-подібної кривої частотного дискримінатора, що показано на рис. 3 суцільними лініями.

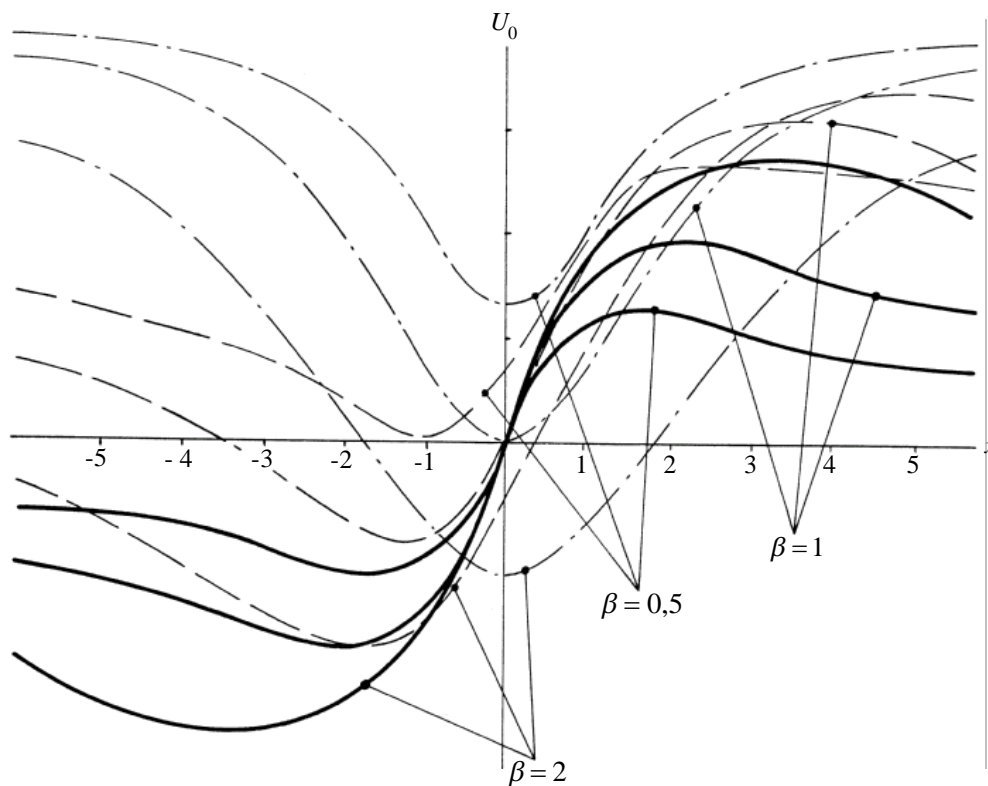


Рис. 3. Дискримінаційні характеристики системи АПЧ надвисокочастотного генератора

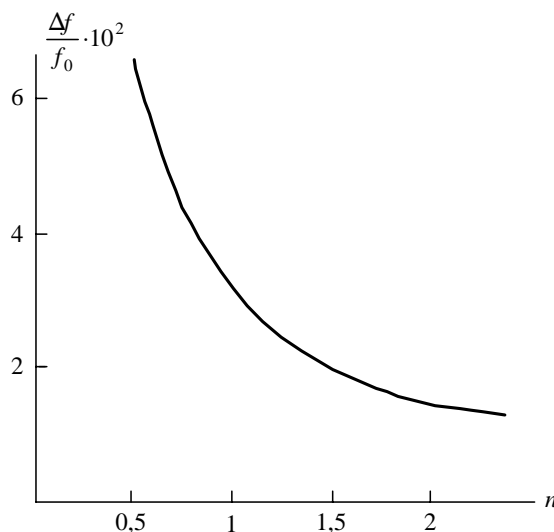


Рис. 4. Діапазонні властивості НВЧ-генератора з системою АПЧ залежно від довжини плечей подвійного хвилевідного трійника

За зміни частоти, якщо перестроюються лише генератор НВЧ і об'ємний резонатор, необхідно враховувати зміни фазового зсуву в трійнику та коефіцієнтів відбиття від модулюючого та змішувального діодів. Аналіз показує, що на вихідні характеристики дискримінатора із зміною

частоти генерації основний вплив дає саме цей фазовий зсув. Загалом характеристика дискримінатора неоднозначна, але паразитна S-крива, що з'являється внаслідок неповного узгодження резонатора із хвилеводом, значно віддалена від основної, при розстройці елементів трійника наближається до неї, і далі дискримінаторна характеристика за формою збігається з графічною залежністю дійсної частини коефіцієнта відбиття об'ємного резонатора. Хід цієї кривої за зміни частоти надвисокочастотного генератора для $\Delta\varphi = 15^\circ$ та $\Delta\varphi = 0$ показано на рис. 3 пунктирними лініями.

За великої зміни фазового зсуву зменшується крутість характеристики і відбувається зрив автопідстроювання. Границею можливого перестроювання вважаємо половину зміни частоти НВЧ-генератора, за якої на виході синхронного детектора буде складова, що відповідає лише дійсній частині коефіцієнта відбиття. Із врахуванням фазового зсуву у подвійному хвилевідному трійнику залежність коефіцієнта перекриття по діапазону від нормованої довжини плеча показано на рис. 4, де n – число довжин хвиль, що укладаються в одному плечі, звідки впливає необхідність конструктивного зменшення розмірів трійника.

3. Оптимізація характеристик системи

Основними обмеженнями для одержання короткочасної стабільності частоти є пульсації напруги живлення, шуми вхідних кіл в системі автопідстроювання і наводки. Наприклад, для клістронного генератора остаточна девіація частоти нелінійно залежить від пульсацій вихідної напруги стабілізаторів живлення. Дійсно, шумова смуга замкненої системи регулювання пропорційна до коефіцієнта автопідстроювання, тому за його збільшення напруга на відбивачі від шумів вхідних кіл також збільшується. Своєю чергою, остаточна напруга на відбивачі від пульсацій стабілізатора обернено пропорційна до коефіцієнта автопідстроювання. Квадрат дестабілізуючої напруги шумів і пульсацій на відбивачі для замкненого кільця АПЧ запишемо у вигляді

$$U^2 = U_{\text{ш}}^2 K + U_{\text{п}}^2 / K^2, \quad (5)$$

де $U_{\text{ш}}$ – напруга, пропорційна до шумів на відбивачі від вхідних кіл у розімкненому кільці АПЧ; $U_{\text{п}}$ – напруга пульсацій на стабілізаторі; K – коефіцієнт автопідстроювання.

Функція (5) має мінімум за виконання умови

$$U_{\text{ш}}^2 K^3 = 2U_{\text{п}}^2, \quad (6)$$

звідки знаходиться оптимальний коефіцієнт K .

Вибіг частоти генератора від зміни напруги на ділянці катод-резонатор в 2–3 рази менший, ніж за зміни напруги між катодом і відбивачем, а знак – протилежний. Доцільно підібрати схеми живлення, за яких пульсації на відбивачі вдвічі менші, ніж на резонаторі.

4. Схемотехнічні рекомендації

Як вже зазначалося, при переведенні пристроїв з системою АПЧ від лампових схем до транзисторних нестабільність частоти погіршувалась, що пояснюється додатковими фазовими зсувами, зокрема внаслідок впливу розподіленого опору бази і ємності емітерно-базового переходу в багатокаскадному підсилювачі проміжної частоти. Тому в систему автопідстройки необхідно ввести регульований фазообертач на проміжну частоту. Практично він [6] реалізується у вигляді трансформатора, до вторинної обмотки якого під'єднана послідовна ланка із змінного опору і конденсатора (рис. 5). Вихідна напруга знімається між середнім виводом цієї обмотки і місцем з'єднання опору з конденсатором.

У системі АПЧ [3] як синхронний детектор використовувалась транзисторна каскадна схема, що живилася від стабілізаторів напруги відбивач-резонатор клістрона завбільшки в декілька сотень вольт. Експлуатація раніше виготовлених НВЧ-генераторів показала їх ненадійність внаслідок пробою транзисторів. Крім того, ланка стабілізації режиму транзисторів по постійному струму, яка розташована в колі емітера, зменшувала коефіцієнт передачі синхронного детектора по постійній складовій, і, як наслідок, зменшувались смуги захоплення і утримання системи.

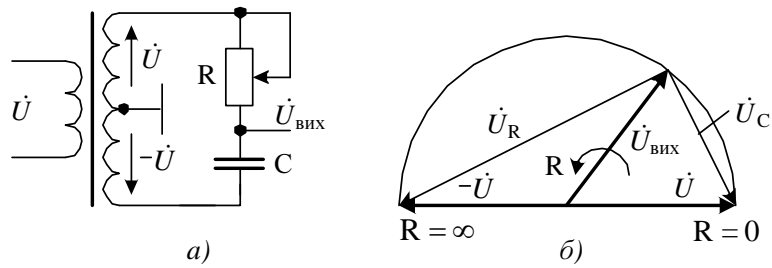


Рис. 5. Фазообертач 0–180°: а – принципова схема; б – векторні діаграми

Далі пропонується використовувати детектори, які не потребують живлення і з'єднуються послідовно із стабілізатором напруги відбивача. Можливі схемні реалізації синхронних детекторів показані на рис. 6 – 8. Тут і далі прийнято позначення: \dot{U}_c – напруга сигналу проміжної частоти; \dot{U}_{cr} – напруга генератора проміжної частоти; U_0 – вихідна напруга детектора.

Вихідна напруга діодного кільцевого детектора (рис. 6), нестабільність цієї напруги і коефіцієнт передачі відповідно дорівнюють:

$$U_0 = U_c \cos \varphi \approx U_c \Delta \varphi; \quad \Delta U_0 = \delta i_s \delta T U_{pn}; \quad K_{\text{фд}} = U_c \sin \varphi \approx U_c, \quad (7)$$

де U_{pn} – 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.

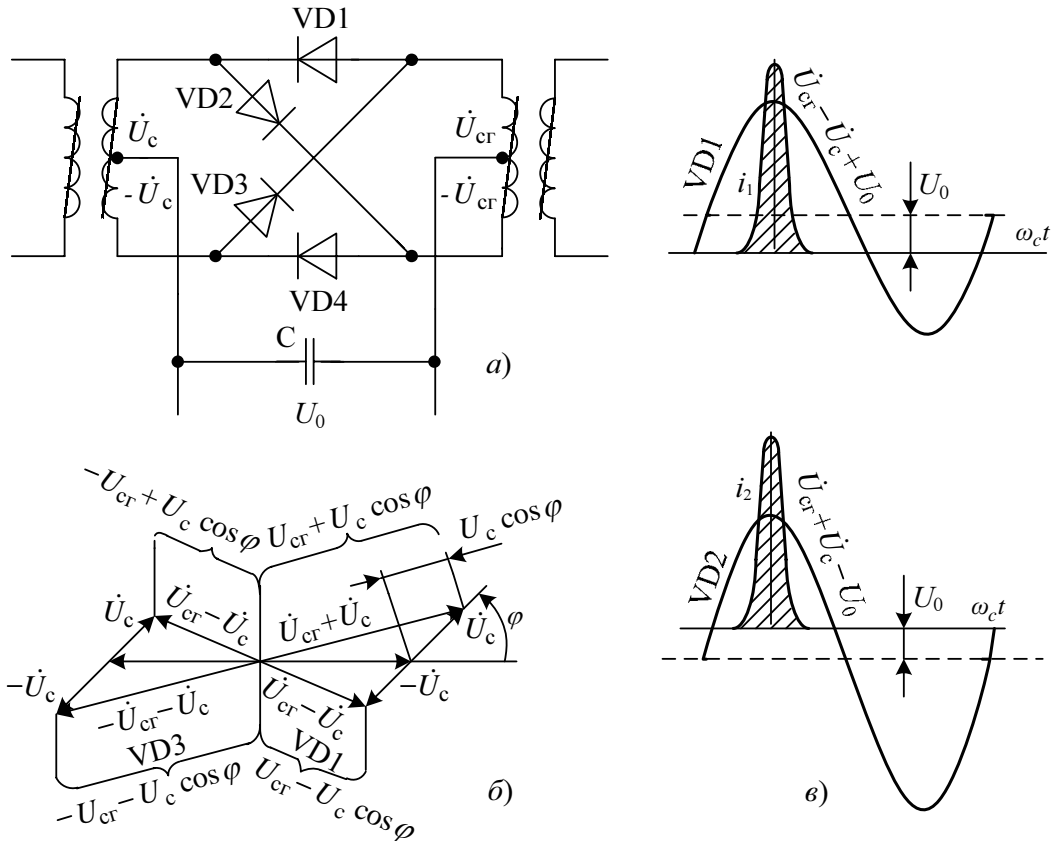


Рис. 6. Кільцевий діодний детектор: а – схема; б – векторні діаграми напруг; в – часові діаграми струму і напруг

Для зменшення температурної нестабільності послідовно з діодами вмикають додаткові резистори (рис. 7), в такому разі

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_c \cos \varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c \Delta \varphi;$$

$$\Delta U_0 = \frac{2}{\pi} \Delta U_{cr} \delta R;$$

$$K_{\text{фд}} = \frac{2}{\pi} U_c \sin \varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c, \quad (8)$$

а вхідний і вихідний опори

$$R_{\text{вх}} = R; \quad R_{\text{вих}} = \frac{R}{2}. \quad (9)$$

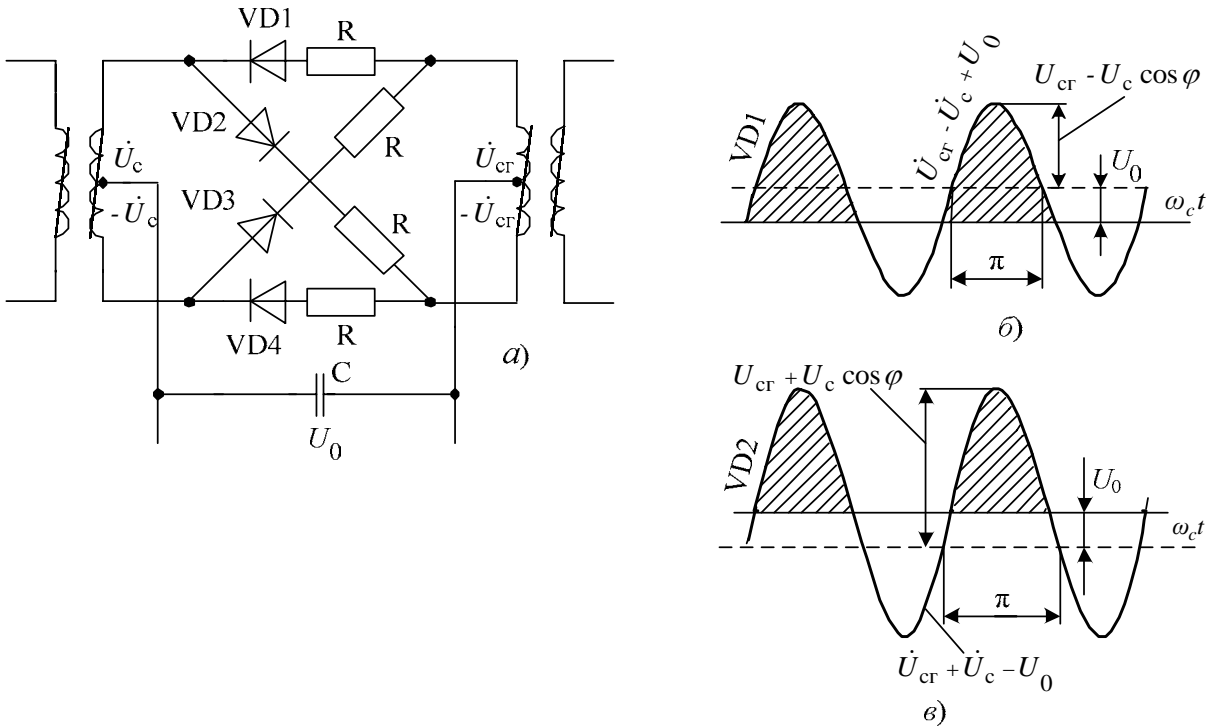


Рис. 7. Кільцевий діодний детектор з додатковими резисторами:
а – схема; б, в – часові діаграми струму і напруг

Найприйнятніший для практичної реалізації параметричний фазовий детектор (рис. 8), для якого порівняно з діодним не потрібні намоточні елементи, – широкосмугові трансформатори. Вхід і вихід детектора є симетричні. Через колектор транзистора VT7 проходить струм $2i_0$. Він перерозподіляється між транзисторами VT5 і VT6 відповідно до напруги вхідного сигналу. Напряга синхронного гетеродина в перший напівперіод відчиняє транзистори VT1 і VT4, в другий – VT2 і VT3.

Вихідна напруга параметричного детектора

$$u_0 = \frac{2}{\pi} SRU_c \cos \varphi \approx \frac{2}{\pi} SRU_c \Delta \varphi, \quad (10)$$

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

З вищевикладеного для параметричного синхронного детектора

$$K_{\text{сд}} = \frac{2}{\pi} U_c SR \sin \varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c SR; \quad R_{\text{вх}} = \frac{h_{21e}}{2S}; \quad R_{\text{вих}} = R, \quad (11)$$

де h_{21e} – коефіцієнт підсилення по струму в схемі зі спільним емітером.

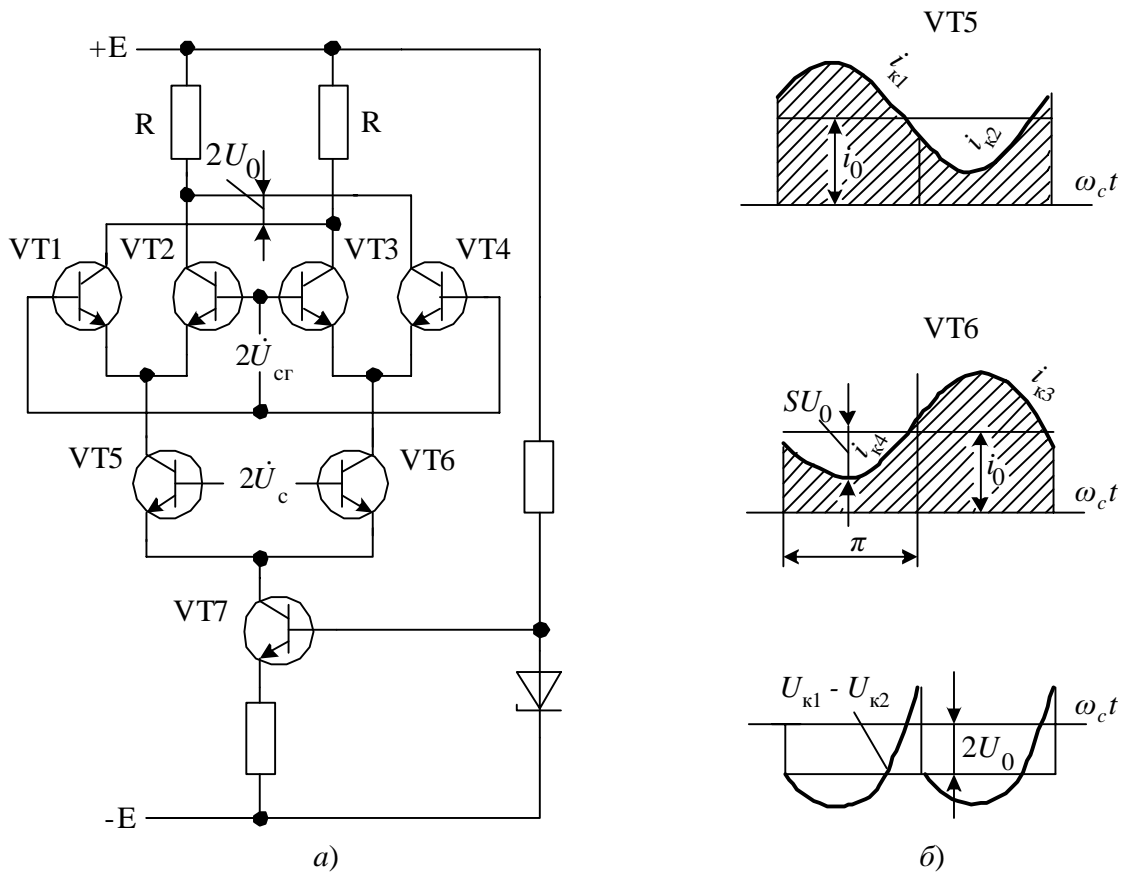


Рис. 8. Параметричний детектор: а – схема; б – часові діаграми

Таку схему синхронного детектора рекомендується використовувати з низьковольтними генераторними елементами НВЧ, наприклад, з тунельним діодом. У цьому випадку підсилювач проміжної частоти (крім першого малощумлячого каскаду) і детектор можна виконати на спеціалізованих ІМС, призначених для трактів зображення і звуку телевізійних приймачів.

5. Пристрій для вимірювання флуктуацій частоти НВЧ-генератора

Для перевірки стабільності і проведення регулювання надвисокочастотного генератора з системою АПЧ використовується пристрій для вимірювання флуктуацій частоти [5]. Робота пристрою ґрунтується на гетеродинному методі вимірювання девіації частоти і пояснюється структурною схемою, показаною на рис. 9.

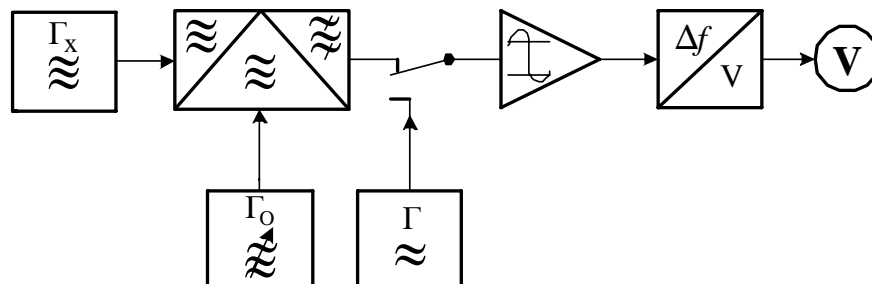


Рис. 9. Структурна схема пристрою для вимірювання флуктуацій частоти НВЧ-генератора

Коливання від досліджуваного генератора Γ_x змішуються з коливаннями високостабільного опорного генератора Γ_0 . Сигнал різницевої опорної частоти, що виникає внаслідок змішування,

буде внаслідок нестабільності досліджуваного генератора промодульований по частоті. Після підсилення на проміжній частоті з подальшим обмеженням на виході частотного детектора одержується напруга, амплітуда якої пропорційна до відхилення частоти генератора Γ_x від середнього значення. Величина низькочастотного сигналу вимірюється вольтметром V , попередньо прокаліброваним від частотномодульованого генератора Γ проміжної частоти.

З економічних міркувань для настройки високостабільних генераторів замість досліджуваного і опорного генераторів використовуються два однакові генератори з системою АПЧ, які взаємно розстроєні на проміжну частоту вимірювального пристрою. Один з генераторів виконує функції опорного, другий – досліджуваного. Нестабільність кожного з них в $\sqrt{2}$ раз менша, ніж величина, одержана внаслідок вимірювання. Фактично спостерігалась зміна показів вимірювального приладу за зміни фази напруги живлення ~ 220 В на одному з генераторів. Це можна усунути, замінивши Ш-подібний магнітопровід силового трансформатора П-подібним із симетричним розташуванням обмоток.

Висновок

Впровадження пропонованих рекомендацій дасть змогу провести модернізацію раніше виготовлених генераторів 2-сантиметрового діапазону і покращити короткочасну стабільність частоти на 1–2 порядки.

1. Бычков С.И., Буренин Н.И., Сафаров Р.Т. Стабилизация частоты генераторов СВЧ / Под ред. С.И. Бычкова. – М.: Советское радио, 1962. – 376 с. 2. Замора Е.Ф., Майборода И.Е., Базилевич В.В., Павлов Б.А. Измерительный генератор СВЧ // Основные направления в развитии радиоэлектроники, вычислительной техники и связи: Укр. респ. научно-техн. конф.: Тез. докл. – К.: НТОРЭС им. А.С. Попова, АН УССР, Мин-во связи УССР, 1973. – С. 27 – 28. 3. Замора Е.Ф., Майборода И.Е., Базилевич В.В., Павлов Б.А., Бук Н.И., Горелова Т.А. Разработка прибора для измерения флюктуаций частоты генераторов СВЧ // Реф. информация о законченных научно-исслед. работах в ВУЗах УССР. – К.: Выш. шк., 1975. – Вып. 8: “Радиоэлектроника, автоматика и связь”. – С. 13 – 14. 4. Замора Е.Ф., Майборода И.Е., Павлов Б.А., Базилевич В.В. Автоматическая подстройка частоты клистронного генератора с помощью частотной модуляции // XXI Укр. респ. научно-техн. конф., посв. 50-летию обр. СССР, дню Радио и дню связиста: Тез. докл. – К.: Укр НИИНТИ, 1972. – С. 9 – 10. 5. Замора Е.Ф., Павлов Б.А. Использование частотной модуляции для стабилизации средней частоты клистронного генератора // Вестник Львовского политехн. ин-та: Доклады и научные сообщения. – Львов: Выш. шк., 1978. – Вып. 9 (127). – С. 112 – 114. 6. Павлов Б.А. Синхронный прием. – М.: Энергия, 1977. – 80 с. 7. Плетінка М.К., Майборода І.Є., Мазепа Р.Б. Уточнений розрахунок характеристик дискримінатора надвисоких частот // Вісник ЛПІ “Радіоелектронні мережі та пристрої”. – Львів: Вища шк., 1968. – Вип 26. – С. 91 – 99. 8. Pound R.V. Electronic frequency stabilization of microwave oscillators // Revue Scientific Instruments. – 1946. – T. 17. – № 11. – P. 15 – 22.