

Рис. 2. Часові діаграми роботи ПКФ обчислювального типу

Значення кодів  $K_2(r)$  визначаються виразом

$$K_2(r) = N - N2^{U_{n(r)-1}} + K_1(r)(-1)^{U_{n(r)+1}}. \quad (7)$$

Формування лінійних коригувальних функцій  $F_{Ki}(\varphi)$  здійснюється в другому керованому інверторі, на вхід якого надходить послідовність кодів фази за модулем  $N/8$ :

$$K_3(r) = K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2}K_{\beta} - \frac{N}{8} \text{ent} \left\{ \frac{8}{N} \left[ K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2}K_{\beta} \right] \right\}, \quad (8)$$

а керування здійснюється сигналом квадрантного  $(n-2)$ -го розряду коду  $K_{\varphi}(r)$

$$U_{n-2}(r) = \text{ent} \left\{ \frac{8}{N} \left[ K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2}K_{\beta} - \frac{N}{4} \text{ent} \left\{ \frac{4}{N} \left[ K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2}K_{\beta} \right] \right\} \right] \right\}. \quad (9)$$

При цьому на виході КІ2 формується послідовність кодів

$$K_4(r) = \frac{N}{8} U_{n-2}(r) + K_3(r)(-1)^{U_{n-2}(r)}. \quad (10)$$

Підсумовування апроксимуючої і коригувальної функцій здійснюється в цифровій формі, при цьому вихідні коди КІ1 подаються на вхід «А», а коди з КІ2 подаються на входи «В» комбінаційного суматора SM зі зсувом на один розряд у бік молодших розрядів, що еквівалентно зменшенню їх числового значення в два рази. Керування роботою суматора SM здійснюється сигналом старшого розряду коду  $K_2(r)$

$$U_{\Sigma}(r) = \text{ent} \left\{ \frac{2}{N} K_2(r) + 0,5 \right\}. \quad (11)$$

У результаті роботи ПКФ на його виході (вихід SM) формується послідовність кодів амплітуди  $K_u(r)$

$$K_u(r) = K_2(r) + \text{ent} \left\{ \frac{K_4(r)}{2} \right\} (-1)^{U_{\Sigma}(r)-1}. \quad (12)$$

Тому, з урахуванням виразів (5) – (12), математична модель ПКФ обчислювального типу буде мати вигляд:

$$\begin{aligned}
 K_u(r) = & N - N 2^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}-1} + \left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{2}} \times \\
 & \times (-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}+1} + \text{ent}\left\{\frac{N}{16}\text{ent}\left\{\frac{8}{N}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{4}}\right\}\right\} + \\
 & + \frac{1}{2}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{8}}(-1)^{\text{ent}\left\{\frac{8}{N}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{4}}\right\}} \times \\
 & \times (-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}\left[N - N 2^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}-1} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{2}}(-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}+1}\right] + 0,5\right\}}, \quad (13)
 \end{aligned}$$

де  $N = 2n$  – ємність ОКФ розрядності  $n$ ;

$K_\varphi(r)$  – код фази на виході ОКФ;

$\text{ent}\{x\}$  – операція виділення цілої частини числа  $x$ ;

$$\left\{x\right\}_{\text{mod}y} = x - y \text{ent}\left\{\frac{x}{y}\right\}.$$

Таким чином, з погляду на технічну реалізацію і точність перетворення кодів, табличний ПКФ є найкращим, оскільки відрізняється малими апаратними витратами і великою точністю перетворення. Однак основний його недолік полягає в низькій швидкодії, що призводить до обмеження частотного діапазону формованих сигналів ЦСС.

Усунути такий недолік дозволяють ПКФ обчислювального типу з лінійними коригувальними функціями, як ті, що мають найбільшу швидкодію. У той же час кусково-лінійне перетворення кодів призводить до значного ускладнення технічної реалізації ПКФ і збільшення похибки перетворення, що в остаточному підсумку призводить до зниження якості вихідного сигналу.

Об'єднати достоїнства табличного й обчислювального ПКФ вдається в комбінованому таблично-обчислювальному перетворювачі.

### Висновок

Розроблені математичні моделі перетворювачів кодів фази дозволяють на стадії розробки і проекту-

вання цифрових збуджувачів зондувальних та гетеродинних сигналів із простими і складними законами ЧМ проаналізувати й оцінити якість формування вихідного сигналу від величини помилок перетворення, не створюючи при цьому дорогої фізичної моделі. Результатом такого аналізу, як правило, є вибір типу ПКФ: табличного, обчислювального або комбінованого (таблично-обчислювального).

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Окунешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
2. Кочемасов В.Н., Голубков В.А., Новиков Л.М., Черкашин А.Н. Синтезатор ЛЧМ сигналов с оперативным изменением параметров модуляции. – М.: Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2004. – Вып. 7. – С. 32 – 34.
3. А.С. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, Н.А. Михайлов – Оpubл. Б.И. – 1990. – № 11.
4. Кандирин М.П., Дзигора О.М. Сучасний стан техніки цифрового синтезу складних частотно-модульованих сигналів // Збірник наукових праць ХУ ПС. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вип. 6(6). – С. 20 – 25.
5. Кандырин Н.П., Дзигора А.М., Шалепя О.А. Применение цифровых синтезаторов сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. – Х.: ХНУРЕ, 2005. – Вип. 2. – С. 45 – 52.
6. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика определения параметров цифровых синтезаторов по величине искажений сжатых ЛЧМ сигналов в РЛС различного назначения // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 4(20). – С. 219 – 224.
7. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика проектирования и особенности управления параметрами частотно-модулированных сигналов в табличных цифровых синтезаторах // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 3(19). – С. 124 – 128.
8. Смолов В.Б. Функциональные преобразователи информации. – Ленинград: Энергоатомиздат, 1981. – 248 с.

Надійшла 13.02.2006

Рецензент: д-р техн. наук, професор В.А. Лощаков, Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба.

УДК 621.391.244.029.64

І.В. Красношарпа, А.М. Коржов, Д.В. Максютя

## ДОСЛІДЖЕННЯ ШЛЯХІВ ЗМЕНШЕННЯ НЕЛІНІЙНОСТІ ЧАСТОТНО-НАСТРОЮВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КЕРОВАНИХ ГЕНЕРАТОРІВ

*Розглянуто метод лінеаризації та корекції частотно-настроювальної характеристики керованого генератора. Висока лінійність закону частотної модуляції забезпечується використанням пристрою з мікропроцесорним керуванням. Наводяться результати практичного використання запропонованого методу в радіолокаційному вимірювачі рівня завантаження технічних ємностей. Пристрій виконаний на основі трисантиметрового генератора НВЧ на лавинно-протітному діоді з лінійною частотною модуляцією.*

### Вступ та аналіз літератури

Результати оцінювання параметрів кутової модуляції коливань при її високих швидкостях, а також якісних показників пристроїв формування, автопідстроювання частоти (фази) цих коливань у декілька раз відрізняються від експериментальних даних. Внаслідок цього не забезпечується потрібна для практики точність аналізу та синтезу пристроїв формування складних сигналів. Це вимагає подальшої розробки методів кутової модуляції коливань, які враховували б динамічні ефекти, що обумовлені інерційністю модуляторів, тобто автогенераторів з перестроюванням частоти як об'єктів керування при частотній модуляції.

Даній тематичі присвячена значна кількість робіт [1, 2, 3]. Але використання запропонованих у них методів у реальних НВЧ генераторах вказує на розбіжність практичних та теоретичних досліджень. Так, істотним недоліком вимірювачів НВЧ, побудованих на основі керованих генераторів (КГ), є наявність модуляційних спотворень, викликаних нелінійністю частотно-настроювальної характеристики (ЧНХ) КГ, що призводять до істотного зниження точності вимірювання.

**Мета статті** – аналіз методу лінеаризації ЧНХ керованих генераторів, а також можливості зменшення їх позасмугових шумів.

### Основний матеріал

Однією з галузей практичного використання керованих генераторів є радіолокаційні вимірювачі відстані. Відомі різні схеми побудови таких вимірювачів. Залежно від параметра сигналу, що містить інформацію про дальність, розрізняють три основних методи вимірювання дальності: імпульсний, фазовий і частотний [4]. Імпульсний метод ґрунтується на безпосередньому вимірюванні часу запізнювання прийнятого радіоімпульсу відносно того,

що випромінюється. Основними перевагами імпульсного методу є: можливість розв'язки передавальних та приймальних трактів за допомогою антенного перемикача, що дозволяє будувати РЛС з однією антеною; простота визначення дальності. Недоліки: необхідність використання відносно великих імпульсних потужностей передавачів; складність забезпечення роботи на малих дальностях (одиночі, десятки метрів), пов'язана з необхідністю скорочення зондуючих імпульсів до одиниць наносекунд.

Фазовий метод ґрунтується на вимірюванні різниці фаз випромінюваних і прийнятих коливань. Переваги фазового методу: мала потужність генерованих коливань, оскільки використовується безперервне випромінювання; можливість вимірювання малих дальностей; простота вимірювача. Недоліки: необхідність використання двох антен для ефектively розв'язки передавальних і приймальних каналів.

При частотному методі випромінюється квазі-безперервне лінійночастотно-модульоване коливання. Дальність  $R$  визначається за частотою биттів між випромінюваним та прийнятим сигналами згідно з виразом

$$R = \frac{C}{2V_f} F_0, \quad (1)$$

де  $C$  – швидкість світла;

$V_f = \Delta f / \tau_c$  – швидкість частотної модуляції;

$\Delta f$  – девіація частоти;

$\tau_c$  – тривалість сигналу;

$F_0$  – частота биттів.

Як видно з (1), похибка вимірювання дальності не залежить від початкової частоти, а обумовлюється лише точністю установки девіації частоти, тривалістю сигналу і точністю вимірювання частоти биттів.

Основні переваги частотного методу: мала потужність зондуючого сигналу, відносна простота

забезпечення високої роздільної здатності за дальністю. Недолік: високі вимоги до лінійності зміни частоти. Відповідно до викладеного для розв'язання поставленої задачі обрано частотний метод.

На рис. 1 наведена структурна схема вимірювача рівня завантаження технічних ємностей.

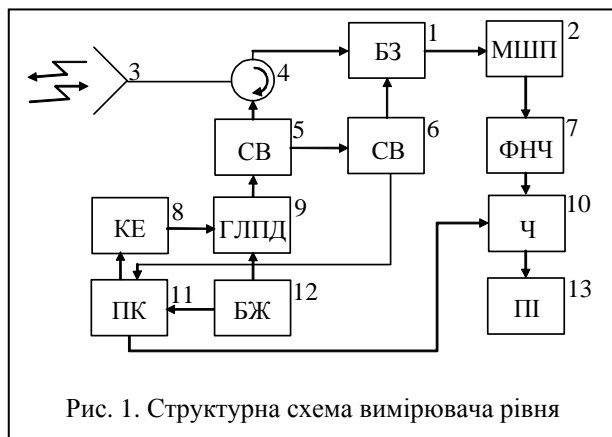


Рис. 1. Структурна схема вимірювача рівня

Як зондуєчий сигнал використовується ЛЧМ сигнал, який формується за допомогою генератора на лавинно-пролітному діоді (ГЛПД, 9) та керуючого елемента (КЕ, 8), виконаного на варикапі і призначеного для перебудови генератора за частотою. На варикап подається пилоподібна напруга з пристроєм корекції (ПК, 11). Живлення генератора забезпечується від блоку живлення (БЖ, 12). Сформований сигнал від генератора через спрямований відгалужувач (СВ, 5) та циркулятор 4 подається в антену. Відбита хвиля приймається антеною та через 4 надходить на балансний змішувач (БЗ, 1). Гетеродинним сигналом для балансного змішувача є НВЧ коливання, що відгалужуються з тракту передачі за допомогою спрямованих відгалужувачів 5 та 6. З виходу балансного змішувача сигнал надходить на малошумлячий підсилювач (МШП, 2) і після підсилення – на фільтр низьких частот (ФНЧ, 7), що виділяє сигнал різницевої частоти. Сигнал на виході ФНЧ являє собою низькочастотне коливання, у якому кількість періодів пропорційна відстані до об'єкта. З виходу ФНЧ сигнал надходить на низькочастотний частотомір (Ч, 10), що здійснює підрахунок кількості періодів частоти биттів за час імпульсу частотної модуляції, а потім на пристрій індикації (П, 12).

Як відомо, при керуванні частотою за допомогою

варикапів форма ЧНХ діодних генераторів хвилевидної конструкції визначається характером залежності бар'єрної ємності р–п переходу варикапа від величини прикладеної зворотної напруги  $\Delta U$  [6]:

$$C_{\text{ВАР}}(\Delta U) = C_{\text{В0}} \left( 1 + \frac{\Delta U}{\phi_k + U_0} \right)^{-\gamma}, \quad (2)$$

де  $C_{\text{В0}}$  – ємність варикапа при початковому зсуві  $U_0$ ;

$\phi_k$  – контактна різниця потенціалів;

$\gamma = 1/2$  для різкого р–п переходу і  $\gamma = 1/3$  для плавного.

З урахуванням (2) залежність частоти автогенератора від керуючої напруги  $\Delta U$  у першому наближенні визначається функцією

$$F[\Delta U] \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_{\text{кк}} + C_{\text{ВАР}}(\Delta U))}},$$

де  $L$  і  $C_{\text{кк}}$  – індуктивність і ємність коливальної системи.

Отже, ЧНХ КГ нелінійна і для одержання лінійної залежності частоти вихідних коливань необхідно сформувати керуючу напругу спеціальної форми.

Представимо керований автогенератор як чотириполюсник, входним впливом для якого є зміна керуючої напруги  $\Delta U(t)$ , а вихідним параметром – зміна частоти його коливань. У цьому випадку КГ може бути представлений нелінійною схемою заміщення (рис. 2) без параметричного зворотного зв'язку і характеризується перехідною характеристикою за частотою  $H_f(t)$  або імпульсною характеристикою  $h_f(t)$ , а також ЧНХ  $f$ , що має крутість  $S_f$ .

Вважаємо, що до моменту початку керування частотою перехідні процеси в автогенераторі завершилися та встановилася частота  $f_0$ , яка відповідає початковій керуючій напрузі  $U_0$ .

Перехідна характеристика з достатньою для практики точністю апроксимується експоненціальною функцією з запізненням:

$$H_f(t) = S_f \left[ 1 - \exp \left\{ - \left( \frac{1}{\tau_f} \right) (t - t_3) \right\} \right] 1(t - t_3), \quad (3)$$

де  $\tau_f = 1/\alpha_f$  – постійна часу встановлення частоти;

$t_3$  – еквівалентний час запізнення в колах передачі сигналу.

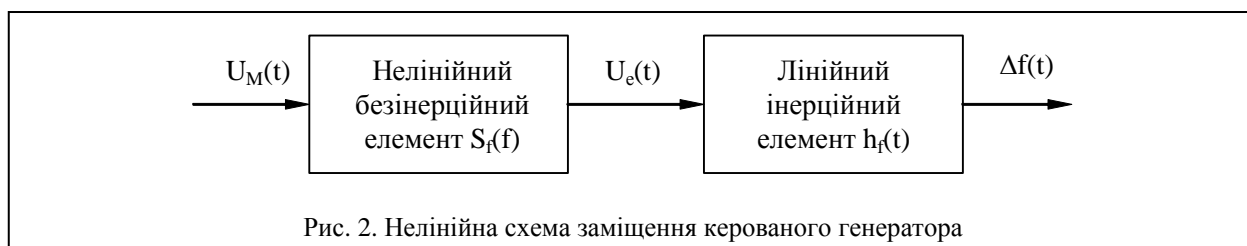


Рис. 2. Нелінійна схема заміщення керованого генератора

При відомих початкових умовах залежність між дев'яцією частоти і керуючою напругою в динамічному режимі може бути представлена інтегралом згортки

$$\Delta f(t) = U_e(t) \tilde{H}_f(0) + \int_0^{t-t_3} U_e(\tau) \tilde{h}_f(t-\tau) d\tau, \quad (4)$$

де  $U_e(t) = U_e[\Delta f(\tau)] = \int_0^t \left\{ \frac{d[\Delta U_M(\tau)]}{d\tau} \right\} S_f[\Delta f(\tau)] d\tau$ ;

$$\tilde{H}_f(t) = \frac{H_f(t)}{S_f} - \text{нормована перехідна характеристика.}$$

Для розв'язання (4) на практиці широко використовується кусково-лінійна апроксимація статичної ЧНХ. Представимо функцію  $S_f[\Delta f(t)]$  у вигляді

$$S_f(\Delta U_M, f) = S_f(\Delta f(t)) = \sum_{i=0}^k \Delta S_{fi}(f \geq f_i) = \sum_{i=0}^k \Delta S_{fi}(t \geq t_i), \quad (5)$$

де  $\Delta S_{fi}(f \geq f_i) = \Delta S_{fi}(t \geq t_i) = \text{const}$ ;

$k$  – ціле число, що дорівнює кількості лінійних ділянок у робочому діапазоні частот  $\Delta f$  статичної ЧНХ;

$t_i$  – моменти збігу значень  $\Delta f(t)$  із значеннями  $f_i$  апроксимованої статичної ЧНХ.

Вважаючи відомими  $S_f(\Delta f(t))$  і  $\tilde{h}_f(t)$  на підставі (4) і (5) за заданою функцією  $\Delta f(t)$  можна одержати розв'язання для керуючої напруги:

$$\Delta U_M(t) = \int_0^t \frac{dU_e(t)}{dt} \frac{1}{S_f[\Delta f(t)]} dt + C_{U0},$$

де  $C_{U0} = U_e(0)/S_f(0)$ .

Еквівалентний керуючий сигнал може бути виражений безпосередньо через задану функцію  $\Delta f(t)$ :

$$U_e(t-t_3) = \tau_f \frac{d}{dt} [\Delta f(t)] + \Delta f(t).$$

При кусково-лінійній апроксимації статичної ЧНХ вигляду (5) одержуємо

$$U(t-t_3) = \sum_{j=0}^k \left\{ \int_{t_j}^t \sum_{i=0}^j \Delta S_{fi}(t \geq t_i)^{-1} U'_e(t-t_3) dt \right\} + \frac{U_e(0)}{\Delta S_{f0}(t \geq t_0)}. \quad (6)$$

Для ЛЧМ сигналу  $\Delta f(t) = b_f t$  вираз (6) набуває вигляду

$$U(t-t_3) = \sum_{j=0}^k \left\{ \sum_{i=0}^j [\Delta S_{fi}(t \geq t_i)]^{-1} b_f (t-t_j) \right\} +$$

$$+ \frac{b_f \tau_f}{\Delta S_{f0}(t \geq t_0)}. \quad (7)$$

З (7) випливає, що при зміні керуючої напруги з постійною дискретністю  $U_{i+1} - U_i = \Delta U$  необхідно виконання умови сталості швидкості частотної модуляції, тобто для кожної ділянки апроксимації ЧНХ повинна виконуватися умова

$$\beta = \left( \frac{f_{i+1} - f_i}{U_{i+1} - U_i} \right) \left( \frac{U_{i+1} - U_i}{t_{i+1} - t_i} \right) = \text{const}. \quad (8)$$

Аналіз (8) показує, що кожному збільшенню керуючої напруги відповідає збільшення частоти, яке відбувається за різні інтервали часу. Причому, чим нижче крутість ЧНХ керованого генератора, тим вище повинна бути швидкість зміни керуючої напруги.

Формування керуючої напруги необхідної форми відповідно до представленої вище методики може бути реалізоване різними пристроями корекції.

У [5] для корекції нелінійності ЧНХ керованого генератора застосовується додатковий лінеаризатор, що змінює вхідну пилоподібну напругу таким чином, щоб частота НВЧ генератора змінювалася за близьким до лінійного законом. При цьому застосовується апроксимація семи ділянок ЧНХ керованого генератора. Однак такий спосіб компенсації нелінійності ЧНХ окрім ускладнення апаратури має ще один істотний недолік, який полягає в необхідності додаткового підстроювання лінеаризатора при заміні керованого генератора і періодичному підстроюванні.

Більш широкі можливості щодо компенсації впливу модуляційних спотворень, викликаних нелінійністю ЧНХ керованих генераторів, мають цифрово-аналогові методи формування.

Високу лінійність закону частотної модуляції з урахуванням реальної ЧНХ керованого генератора може забезпечити пристрій з мікропроцесорним керуванням, функціональна схема якого наведена на рис. 3.

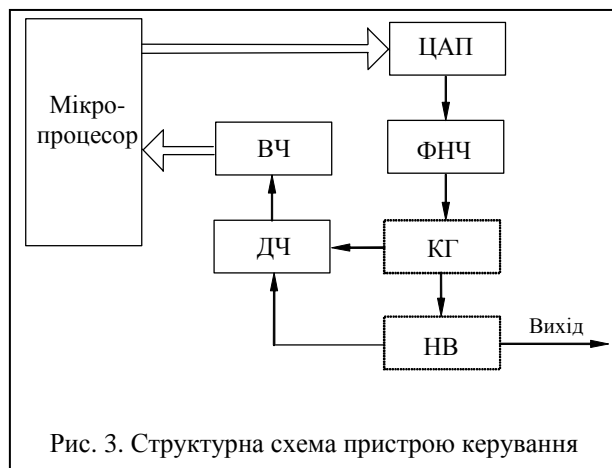


Рис. 3. Структурна схема пристрою керування

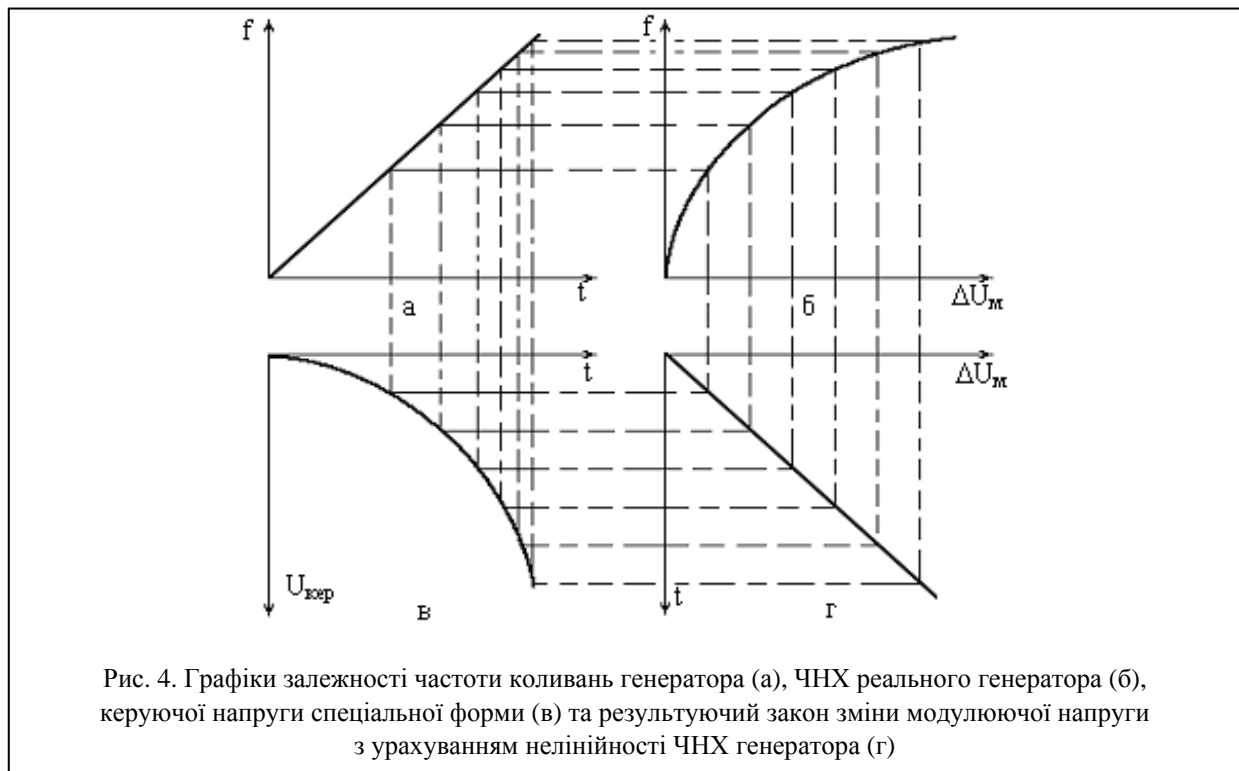


Рис. 4. Графіки залежності частоти коливань генератора (а), ЧНХ реального генератора (б), керуючої напруги спеціальної форми (в) та результуючий закон зміни модулюючої напруги з урахуванням нелінійності ЧНХ генератора (г)

Даний пристрій працює у двох режимах: режимі вимірювання ЧНХ і режимі формування керуючої напруги. Оскільки ЧНХ керованого генератора істотно нелінійна (рис. 4,б), то для одержання лінійної залежності частоти вихідних коливань (рис. 4,а) при зміні керуючої напруги з дискретністю  $\Delta U = \text{const}$  необхідне виконання умови (8).

Вимірюючи частоту коливань керованого генератора при кожному фіксованому значенні керуючої напруги  $U_i$  (де  $i = 0, \dots, 2^n - 1$ ;  $n$  – розрядність ЦАП) та поставивши відповідно до значень частот  $f_i$ , вимірюваних частотоміром (ВЧ) моменти часу  $t_i$ , формується керуюча напруга спеціальної форми (рис. 4,в), при якій забезпечується лінійний закон частотної модуляції (рис. 4,а).

Даний пристрій корекції керуючої напруги дозволяє врахувати і компенсувати вплив нелінійності ЧНХ керованого генератора і його інерційності як об'єкта керування. Крім того пристрій корекції дозволяє частково компенсувати нестационарні процеси, що виникають під впливом технічних дестабілізуючих факторів (зміна температури, тиску, вологості, старіння елементів).

У радіотехнічних пристроях із безперервним випромінюванням досить жорсткі вимоги висуваються до припустимої спектральної щільності позасмугових шумів передавача. Це пов'язано з відсутністю повної розв'язки між передавачем і приймачем, у зв'язку з чим складові спектра шумів передавача, обумовлені нестабільністю частоти, проникають на вхід приймача разом з відбитим сигналом і створю-

ють додаткову заваду в діапазоні частот биттів. Це призводить до погіршення точності вимірювання частоти биттів  $F_G$  і в кінцевому рахунку – до похибок вимірювань дальності.

Відомо, що найбільш інтенсивні складові позасмугових шумів керованих генераторів обумовлені мультиплікативною дією шумів флікерного характеру і знаходяться в діапазоні розстроювання  $\Delta F = 0 \dots 20$  кГц від несучої. У генераторах на ЛПД істотним є мультиплікативний вплив низькочастотних складових лавинного шуму.

Одна з можливостей зменшення рівня флікерних шумів і, як наслідок, зменшення їх мультиплікативного впливу на параметри сформованих коливань пов'язана з режекторною фільтрацією флікерних шумів [7].

Для об'єктивного оцінювання можливостей режекторної фільтрації складемо еквівалентну схему керованого генератора на ЛПД. Спектральну щільність потужності шумів, що мультиплікативно впливають на параметри автоколивань, можна представити у вигляді (рис. 5)

$$G_i(F) = G_{\text{шл}}(F) + G_{\text{фл}}(F), \quad (10)$$

де  $G_{\text{шл}}(F)$  – спектральна щільність потужності шумів, обумовлена флуктуацією струму лавини;

$G_{\text{фл}}(F)$  – спектральна щільність потужності шумів, обумовлена флікер-шумом.

Джерела струму низькочастотних шумів представимо генератором струму  $I_{\text{ш}}$ . Навантаженням для шуму є паралельне з'єднання двох провідностей

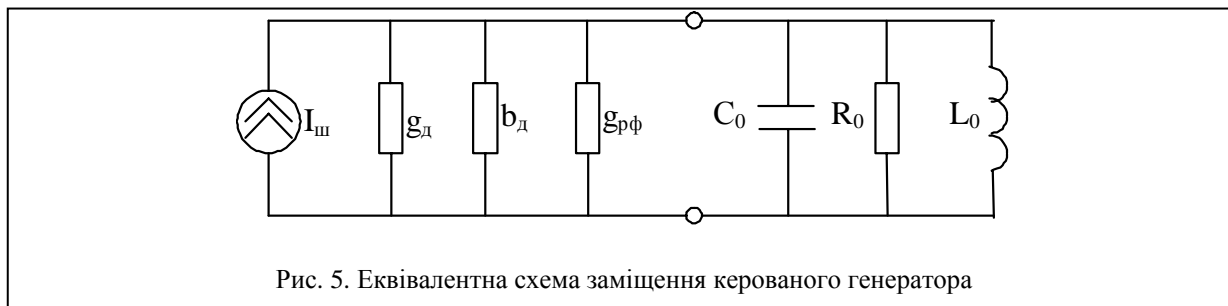


Рис. 5. Еквівалентна схема заміщення керованого генератора

$g_d = 1/R_d$  і  $b_d = \omega C_d$ . Причому, провідності  $b_d$  і  $g_d$  для струму низькочастотного шуму досить малі (при  $C_d = 0,35 \dots 0,4$  пФ, на частоті 5 кГц  $b_d \approx 2 \cdot 10^{-9}$  Ом;  $R_d \approx 1$  кОм;  $g_d \approx 10^{-3}$  Ом).

Підключення паралельно діодові режекторного фільтра у вигляді послідовного коливального контуру з частотою режекції в області флікер-шуму еквівалентно включенню провідності  $g_{рф}$ . На частоті режекції провідність  $g_{рф}$  різко зростає і робить шунтуючою дію на флікерний шум. Інтенсивність частотних флукуацій оцінюється відношенням потужності шуму  $P_{ш}$ , що припадає на смугу 1 Гц на частоті, зрушеної на  $\pm F$  від несучої, до повної потужності колювання  $P_C$ , або середнім квадратичним відхиленням  $\sigma_f$  в одиничній смузі:

$$\frac{P_{ш}}{P_C} = 101g \left( \frac{\sigma_f}{F} \right)^2 = 201g \left( \frac{\sigma_f}{F} \right).$$

Типове значення  $\sigma_f$  для діодних автогенераторів хвилевідної конструкції на частоті відстроювання 5 кГц при ненавантаженій добротності  $Q = 100$  складає  $1,5 \text{ Гц}/\sqrt{\text{Гц}}$ , що відповідає  $P_{ш}/P_C = 9 \cdot 10^{-8} \text{ 1/Гц}$  або  $\approx -70 \text{ дБ/Гц}$ . Потужність шуму, створюваного шумовим струмом  $i_{ш}$  на частоті 5 кГц у смузі 1 Гц дорівнює

$$P_{ш}|_{5\text{кГц}} = i_{ш}^2 |_{5\text{кГц}} / g_d.$$

При використанні режекторного фільтра

$$P'_{ш}|_{5\text{кГц}} = i_{ш}^2 |_{5\text{кГц}} / (g_d + g_{рф}) \approx i_{ш}^2 |_{5\text{кГц}} / g_{рф}.$$

Якщо покласти  $g_{рф} = 0,1$  Ом і  $g_d = 0,001$  Ом для ЛПД, то інтенсивність частотних флукуацій при відстроюванні на 5 кГц для ЛПД автогенератора зменшиться на 20 дБ і складе  $-90 \text{ дБ/Гц}$ . Істотними перевагами розглянутого методу зниження модуляційного впливу шумів є його інваріантність до вигляду формованого сигналу, простота і низька вартість.

Конструктивно хвилевідна система з рупорною антеною, пристрій корекції керуючої напруги, ма-

лошумлячий підсилювач і частотомір виконані на одному шасі, який розташовується всередині герметизованого кожуха.

### Основні технічні характеристики радіолокаційного вимірювача рівня

Межа вимірювання рівня (від датчика до поверхні)	1...20 м
Точність вимірювання	не гірше 0,15 м
Девіація частоти зондуючого сигналу	200 МГц
Потужність випромінюваного сигналу	$\leq 60$ мВт
Живлення від мережі	220 В
Температура навколишнього середовища	$-30 \dots + 50$ °С
Габаритні розміри	310×420×120 мм

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Викторов В.А., Лупнин Б.В., Совлунов А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 200 с.
2. Перегонов С.А. Перспективы массового применения СВЧ-устройств // Электронная техника. – 1987. – Вып. 9, Сер. 1: Электроника СВЧ. – С. 55 – 60.
3. Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития: Сб. науч. тр. 2-го Международного радиоэлектронного форума. – Х.: ХНУРЕ, 2005. – Т. V. – 320 с.
4. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – Х.: ВИРТА, 1984. – 480 с.
5. Радиолокационный датчик уровня / А.В. Потапов, В.А. Париков, Ю.Н. Кузнецов и др. // Электронная техника. – 1991. – Вып. 8. – Сер. 1: Электроника СВЧ. – С. 51 – 53.
6. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. – М.: Связь, 1972. – 220 с.
7. Лошаков В.А., Попиль А.К., Вохминцев С.В. Способы снижения модуляционного воздействия шумов активных элементов управляемых автогенераторов на параметры генерируемых колебаний // Сборник научных трудов ХВУ. – Х.: ХВУ, 1995. – Вып. 6. – С. 45 – 49.

Надійшла 15.02.2006

Рецензент: д-р техн. наук професор Л.Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба.