

ВИМІРЮВАЧ ЗАЙМАНОЇ СМУГИ ЧАСТОТ СИГНАЛУ З ВИКОРИСТАННЯМ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ

Інститут електроніки і систем управління НАУ

Розглянуто принцип побудови автоматичних вимірювачів займаної смуги частот сигналу на засадах енергетичних співвідношень. Розроблено структуру вимірювального пристрою, в якій використовується спосіб послідовного спектрального аналізу. Приведені алгоритми формування сигналів керування та функціональні особливості пристрою.

Вступ. Сучасний стан використання радіотехнічних засобів РТЗ призвів до майже повного вичерпання радіочастотного ресурсу. Це викликає значні проблеми у забезпеченні одночасної роботи РТЗ, що функціонують на суміжних частотах, оскільки їх робочі смуги частот можуть щільно прилягати одна до одної: при недостатньому контролі за позасмуговими випромінюваннями створюватимуть взаємні завади. У зв'язку з цим контроль позасмугових випромінювань є гостро актуальний. Оскільки радіоконтроль є частиною управління використанням радіочастотного спектру, то значення його важко переоцінити. У той же час, необхідно відмітити, що сучасні засоби вимірювань визначають смугу зайнятих частот наближено [1]. Це обумовлено декількома причинами, одна з яких – це відсутність спеціалізованих вимірювачів ширини смуги частот сигналу. Отже, розробка вимірювачів ширини смуги частот сигналів дуже важлива для забезпечення державних служб радіоконтролю дієвими вимірювальними засобами.

Найбільш поширеними способами визначення займаної ширини частот сигналом є енергетичний, за яким знаходять граничні частоти спектра сигналу. Методика визначення граничних частот полягає у встановленні таких спектральних складових $f_{гр.н}$ і $f_{гр.в}$, за якими потужність сигналу становить $0,5\beta$ від потужності повного спектра сигналу. Крім енергетичного способу використовують визначення ширини спектра сигналу на рівні „ χ ” дБ.

У цьому випадку ширина спектра сигналу обмежується гармоніками, рівень інтенсивності яких становить „ χ ” дБ відносно нульового рівня. Труднощі використання способу „ χ ” дБ полягають у визначенні нульового рівня. Теоретично рівень „0” дБ можна встановити за інтенсивністю немодульованої несучої [2], але на практиці не завжди можна під час радіоконтролю приймати немодульовані випромінювання на несучій частоті. Отже, використовують певні способи заміщення несучої, що може викликати значні похибки у вимірюваннях.

Теоретичні положення. Один із способів побудови спектроаналізаторів полягає в тому, щоб з допомогою генератора з частотною модуляцією та перетворювача частоти змінювати частоту сигналу у визначених межах і за допомогою вузькосмугового підсилювача проміжної частоти виокремлювати спектральні складові [3]. Нехай модуль комплексної амплітуди кількісної спектральної складової дорівнює C_k . Частота цієї гармоніки задовольняє умову

$$\omega_k - \omega_2 = \omega_T,$$

де ω_k - частота k -ї гармоніки спектра,

ω_2 - частота генератора з частотною модуляцією;

ω_T - середня частота смуги пропускання підсилювача проміжної частоти.

При дискретизації частоти напруги гетеродина можемо представити ω_2 у вигляді

$$\omega_2 = \omega_0 \pm K \Delta \omega_2,$$

$K = 0, 1, 2, \dots,$

У цьому випадку на виході підсилювача проміжної частоти з'являтимуться через певні проміжки часу τ спектральні складові з частотами

$$\omega_K = \omega_{\Pi} + \omega_0 \pm K \Delta \omega_T \quad (1)$$

Потужність будь-якого детермінованого сигналу визначається через коефіцієнти C_K [3,4]. Отже, повна потужність сигналу

$$P_{\text{сер}} = \sum_{K=-\infty}^{\infty} C_K^2$$

Оскільки смуга пропускання попередніх блоків аналізатора обмежена, а також практично можна вважати, що для реальних сигналів спектр обмежений, то з великою точністю середню потужність сигналу визначатимемо як

$$P_{\text{сер}} = \sum_{K=-m}^m C_K^2, \quad (2)$$

де $\pm m$ - найнижчий і найвищий номери гармонік спектру, якими не можна нехтувати.

Використовуючи енергетичний спосіб вимірювання ширини смуги частот сигналу, знаходимо номери гармонік n_{β_H} і n_{β_B} нижньої і верхньої спектральних складових за допомогою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} \sum_{K=-m}^{n_{\beta_H}} C_K^2 &= \frac{\beta}{2 \cdot 100} P_{\text{сер}} \\ \sum_{K=n_{\beta_B}}^m C_K^2 &= \frac{\beta}{2 \cdot 100} P_{\text{сер}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

За відомим номером гармонік і формули (1) обчислюємо ширину смуги частот сигналу

$$\Delta \omega_c = \omega_{n_{\beta_B}} - \omega_{n_{\beta_H}} = (n_{\beta_B} - n_{\beta_H}) \Delta \omega_T. \quad (4)$$

Для вимірювання ширини смуги частот способом „ χ ” дБ знаходимо значення інтенсивності несучої частоти, тобто „0” дБ. У загальному випадку, напруга несучої частоти з напругою гетеродина створить на виході одну гармоніку з номером K_0 , яка може знаходитись і у середині спектра, і зміщуватися від середини. При спектральному аналізі сигналу знаходимо номери гармонік, які задовольняють умови

$$\left. \begin{aligned} 20 \lg \frac{C'_{k_0}}{C_{n_{xH}}} &= x \\ 20 \lg \frac{C'_{k_0}}{C_{n_{xB}}} &= x \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

де C'_{k_0} - модуль амплітуди несучої без модуляції;

$C_{n_{xH}}$ - модуль амплітуди гармоніки з частотою нижчої частоти несучої;

$C_{n_{xB}}$ - модуль амплітуди гармоніки з частотою вищою частоти несучої.

Аналогічно до виразу (4) можна записати, що ширина смуги частот на рівні „ χ ” дБ дорівнює

$$\Delta \omega_c^x = (n_{x_B} - n_{x_H}) \Delta \omega_T$$

Таким чином, за результатами спектрального аналізу сигналів можна визначити ширину смуги частот, використовуючи один з двох рекомендованих способів вимірювань [5].

Структурна схема і принцип дії вимірювача ширини смуги частот. Згідно з теоретичними положеннями була створена структурна схема пристрою (рис. 1), в якому реалізуються обидва способи вимірювання ширини смуги частот сигналу. Оскільки пристрій може використовуватися для цілей радіоконтроля випромінювань на станціях радіоконтроля, то у схемі передбачений блок перетворювачів частоти і підсилювачів проміжної частоти (БПЧ і ППЧ), який дає можливість шляхом одноразового або багаторазового перетворення частоти суттєво підвищити потужність прийнятого сигналу. Пристрій має кола внутрішньої калібровки, тому на вході, а саме між фідером, що каналізує сигнал від антени, і входом блока БПЧ і ППЧ встановлений перемикач режимів роботи ПРР. За допомогою перемикача на вхід приладу може подаватись або сигнал, прийнятий антеною, або напруга від генератора сигналів з еталонним спектром.

Перетворений за частотою і підсилений сигнал надходить до перетворювача частоти ПЧ, на інший вхід якого діє вихідна напруга генератора з частотною модуляцією ГЧМ. Напруга проміжної частини подільником потужності ПП поділяється на дві частини. Співвідношення між потужностями вихідних сигналів подільника встановлюють у залежності від вибору способу розв'язання рівнянь (3) або (5). Зокрема, це може бути 3-х децибельний подільник. Одна частина сигналу з верхнього виходу подільника підсилюється вузькосмуговим підсилювачем напруги проміжної частоти і виокремлює одну спектральну складову. Ця складова через атенюатор A_T надходить до детектора D_1 , де визначається її модуль комплексної амплітуди S_K . Аналого-цифровий перетворювач визначає числове значення величини S_K і вводить його у процесор.

Друга частина сигналу, з нижнього плеча подільника ПП через ключ K також підсилюється підсилювачем напруги проміжної частоти ППЧ₂. Підсилювач ППЧ₂ може бути однакоvim за всіма характеристиками з підсилювачем ППЧ₁, але коефіцієнти підсилення можуть бути не однаковими. Для більш чіткого визначення спектральних складових за межами основного випромінювання можна коефіцієнт підсилення підсилювача ППЧ₂ зробити на порядок вищим, чим коефіцієнт підсилення підсилювача ППЧ₁. Тому з метою виключення перевантажень підсилювача сильними сигналами перед ППЧ₂ знаходиться ключ, який відкриває вхід блока лише за межами спектра основного випромінювання. Спектральні складові з виходу підсилювача ППЧ₂ випрямляються детектором D_2 і їх амплітуди за допомогою аналого-цифрового перетворювача АЦП₂ вводяться в процесор.

Режим роботи вимірювального пристрою задається за допомогою блока УП і РР (установка параметрів і режимів роботи). В режимі „Вимірювання” в залежності від класу досліджуваних сигналів встановлюються період T хитання частоти ГЧМ, тривалість виокремлення і обробки однієї спектральної складової досліджуваного сигналу τ , кількість періодів хитання частоти у одному циклі вимірювання hT , спосіб вимірювання смуги частот (енергетичний або „ χ ”дБ), значення β або „ χ ”дБ, спосіб обробки і виведення результатів вимірювання. Крім того є можливість виведення на монітор M інформації про спектральний склад сигналу.

В режимі контролю включаються програми перевірки точності вимірювань смуги частот еталонних радіосигналів. При невідповідності результатів вимірювань відомим значенням ширини смуги частот за допомогою цифрових опорів, на яких будується атенюатор A_T , коректуються коефіцієнти підсилення каналу повної потужності або рівня „0” дБ.

За заданими значеннями періоду T і тривалості аналізу однієї спектральної складової τ процесор визначає точки екстремумів у пилкоподібній напрузі, яка керуватиме частотою генератор ГЧМ. Якщо позначити порядковий номер екстремуму q , то номер імпульсу після якого змінюється знак зростання пилкоподібної напруги визначається як

$$n_q = \frac{2q-1}{4} \frac{T}{\tau} \quad (6)$$

Відношення T/τ представляє собою кількість дискретів часу за період аналізу спектра сигналу. Очевидно, що тривалість τ мусить бути не меншою, ніж

$$\tau \geq \frac{1}{2\Delta f_\phi},$$

де Δf_ϕ - смуга пропускання підсилювачів ППЧ₁ і ППЧ₂, або смуга пропускання фільтрів.

Для формування пилкоподібної, але східчастої напруги (рис.2,а), використовуються у формувачі пилкоподібної напруги (ФППН) одиничні функції, аргументами яких є цілі числа

$$1(S-P) = \begin{cases} 0; & S-P < 0, \\ 1; & S-P \geq 0, \end{cases}$$

де S – числовий аргумент, який змінюється від 1 на початку цикла вимірювання до $h\frac{T}{\tau}$ (у кінці циклу вимірювання);

P – номер прямокутного імпульса тривалістю τ .

Прямокутний імпульс визначається як

$$g(p,s) = 1(s-p) - 1(s-p-1).$$

Із таких прямокутних імпульсів у ФППЧ формується напруга u_k , яка діє на керований елемент КЕ генератора з частотною модуляцією.

З рис. 2.а видно, що у першій чверті періоду напруга змінюється за законом

$$u_{k1} = \Delta u \sum_{p=1}^{n_1} \sum_{s=1}^{n_1} p [1(s-p) - 1(s-p-1)]. \quad (7)$$

Для другої і третьої чверті періоду можемо записати

$$u_{k2,3} = \Delta u \left\{ \sum_{p=1}^{n_1} \sum_{s=1}^{n_2} p g(p,s) - \sum_{p=n_1+1}^{n_2} \sum_{s=n_1+1}^{n_2} p g(p,s) \right\}. \quad (8)$$

Узагальнюючі вирази (7) і (8), отримаємо

$$u_k = \Delta u \sum_{q=1}^{2k} \sum_{p=n_{q-1}}^{n_q} \sum_{s=n_{q-1}}^{n_q} (-1)^{q+1} p [1(s-p) - 1(s-p-1)]. \quad (9)$$

З виразу (9) видно, що значення q змінюється від 1 до $2h$ за цикл вимірювань і по суті є номером півперіода пилкоподібної напруги. Отже, формувача ФППЧ входними величинами є номери тактів функціонування s , значення кількості тактів у точках екстремумів n_q і знак імпульсів, тобто напрям зміни напруги r_q , який характеризує або зростання частоти або її зменшення.

Знак імпульсів r_q формується у пристрої ЗІ (рис. 2.б) за допомогою формули

$$r_q = (-1)^{q-1} [1(s-n_{q-1}-1) - 1(s-n_q)].$$

Для формування сигналів r_q використовуються тактові імпульси s , значення точок екстремумів n_q і імпульс початку відліку r'_q .

Сигнали r_q виокремлюють півперіоди процесів аналізу і визначають належність позасмугових випромінювань або до нижніх або до верхніх частот спектра.

Імпульс початку відліку r'_q (рис. 2.в) формується у блоці ППВ. Якщо тактові сигнали τ досить вузькі, то імпульс початку відліку може мати тривалість δ і описуватися таким чином

$$r'_q = 1(s-n_q) - 1(s-n_q-1) \quad (10)$$

У випадку, коли тривалість аналізу δ однієї спектральної складової досить велика, то бажано r'_q визначати як першу похідну від сигналу r_q , тобто сигнал r'_q в ідеальному випадку описується імпульсом Дірана

$$r'_q = \delta(s - n_q).$$

Реально сигнал r'_q можна сформувати за формулою (10), використовуючи більш короткі тактові сигнали. Так, якщо τ розділити на N частин, то нова змінна буде оновлюватися в N разів частіше, що дасть змогу сформувати вузький прямокутний імпульс

$$r'_q = 1(s' - Nn_q) - 1(s' - Nn_q - 1),$$

де $s' = s/N$.

Сигнали r'_q запускають і завершують підрахунок потужності за формулою (2) і запускають обчислення потужності складових за лівими частинами формул (3). Крім того, імпульси r'_q вмикають пристрій керування ключем КК. У пристрої КК формується напруга r''_q (рис. 2.г), яка відкриває ключ, щоб сигнал з подільника потужності розклався на спектральні складові вузько смуговим підсилювачем ППЧ₂. Відкритий стан ключа К триває до тих пір, поки існує сигнал r'_q . У момент, коли у процесорі набувають чинності умови (3), число n_{β_n} або n_{β_s} надходить у пристрій КК, що призводить до формування імпульсів (рис. 2.г) згідно з формулами

$$r''_q = 1(s - n_q) - 1(s - n_q - n_{\beta_n}), \text{ якщо } q - \text{ парне число і}$$

$$r''_q = 1(s - n_q) - 1(s - n_q - n_{\beta_s}), \text{ якщо } q - \text{ непарне число.}$$

Тобто, для пристрою КК немає значення, в якому півперіоді він виробляє напругу для відкривання ключа, тому можна записати, що

$$r''_q = 1(s - n_q) - 1(s - n_q - n_{\beta}).$$

Належність n_{β} - номера гармоніки, що обмежує спектр випромінювання до нижньої або верхньої частини спектра визначає процесор за допомогою сигналів r_q , або за абсолютним значенням.

При вимірюваннях за способом „ χ ” дБ спочатку надходить тільки одна гармоніка – з несучою частотою. Тому в цьому режимі з АЦП на вхід процесора вводиться величина „0” дБ, тобто значення C'_{k_0} (5). Після цього відкривається ключ К і на основі рівнянь (5) визначаються номери n_{x_s} і n_{x_n} . Отже, в цьому режимі необхідний період підготовки вимірювального пристрою до процесу спектрального аналізу у нижньому каналі.

Висновки

В результаті проведеного дослідження побудована структурна схема вимірювального пристрою для визначення займаної смуги частот радіосигналом на засадах послідовного спектрального аналізу. Особливості запропонованого вимірювача полягають у такому:

1) Пристрій дає змогу реалізувати енергетичний спосіб вимірювання смуги частот і вимірювання смуги частот на рівні „ χ ” дБ, що сприятиме розширенню кола застосування приладу;

2) Крім основних функцій пристрій може використовуватися і для визначення розподілу потужності у спектрі сигналу (енергетичного спектра);

3) Для сигналу, форма якого не змінюється у часі, процес вимірювання $T_{\text{вим}}$ триватиме від значення T до $\frac{5}{4}T$, тобто дорівнюватиме $n_3\tau$, або $T_{\text{вим}} = \frac{n_3}{2\Delta f_{\phi}}$. Наприклад, при можливій ширині спектра сигналу 20 кГц і ширині смуги пропускання не більшою 100 Гц, кількість

відліків за період становитиме 200. Отже, згідно з (6) значення n_3 становитиме 250 і тривалість процесу вимірювання становитиме $T_{вим} \geq 1,25$ сек.;

4) Для сигналів, форма яких у часі змінюється, миттєву ширину спектра визначити неможливо. Тому вимірюється усереднений спектр за декілька періодів вимірювання T , що складають цикл вимірювання. Очевидно, що цикл вимірювання в декілька разів (а саме в h разів) перевищує тривалість дослідження спектра сталого сигналу;

5) Не зважаючи на досить велику інерційність (малу швидкодію) пристрою, результати його вимірювань не менш важливі, ніж результати вимірювань пристроїв з великою швидкодією, оскільки для переважної більшості практичних завдань необхідно мати інформацію про усереднене значення спектра сигналу;

б) Запропонований вимірювач може використовуватися для дослідження сигналів, що належать до класів А1, А2, А3, Н3, R3, І3, В3, С3 і т.і. Принципових обмежень на вибір класів сигналів не існує. Можливі тільки технічні обмеження на реалізацію каналів з ППЧ₁ і ППЧ₂ у випадку надширококутних сигналів.

Література:

1. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Под ред. М.А.Быховского. – М.: Эко-Трендз, 2006.-376 с.
2. Егоров Е.И. и др. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи. М.: Радио и связь, 1986.- 304 с.
3. Измерение в электронике. Справочник/ Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987.- 512 с.
4. Гонорский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы – М.: Радио и связь, 1986. -312 с.
5. Справочник по радиоконтролю. МСЭ. 1995, 448 с.

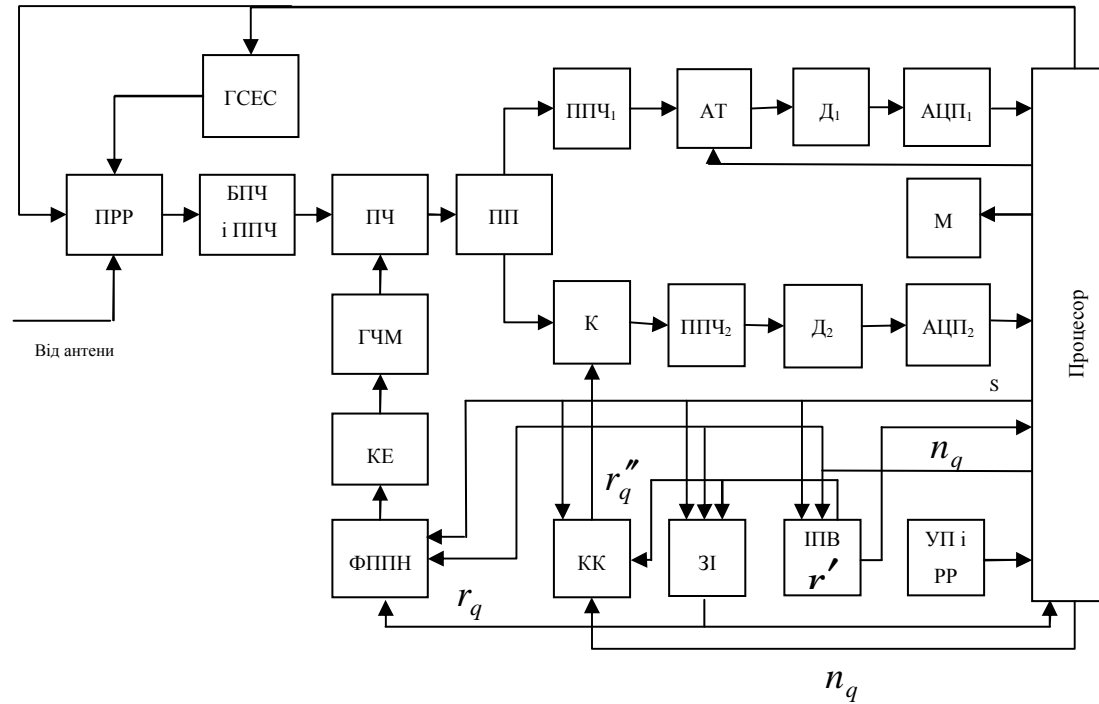


Рис. 1 Структурна схема вимірювача ширини смуги частот

ППР – перемикач режимів роботи;
 ГСЕС – генератор сигналів з еталонним спектром;
 БПЧ і ППЧ – блок перетворювачів частоти і підсилювачів проміжної частоти;
 ПЧ – перетворювач частоти;
 ГЧМ – гетеродин з хитанням частоти;
 КЕ – керований елемент гетеродина;
 ФППН – формувач пилоподібної напруги u_k ;
 ПП – подільник потужності (3 дБ);
 ППЧ₁ – вузько смуговий підсилювач проміжної частоти;
 АТ – атенуатор для становлення рівня „X” дБ або $\beta/2$ %;

К – ключ;
 М – монітор;
 КК – блок керування ключом;
 ППЧ₂ – вузько смуговий підсилювач проміжної частоти бічних спектральних складових;
 Д₁, Д₂ – детектори;
 АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;
 ЗІ – формувач напруги r_q (знак імпульса);
 ІПВ – імпульси початку відліку;
 УП і РР – установка параметрів T, τ і режимів роботи.

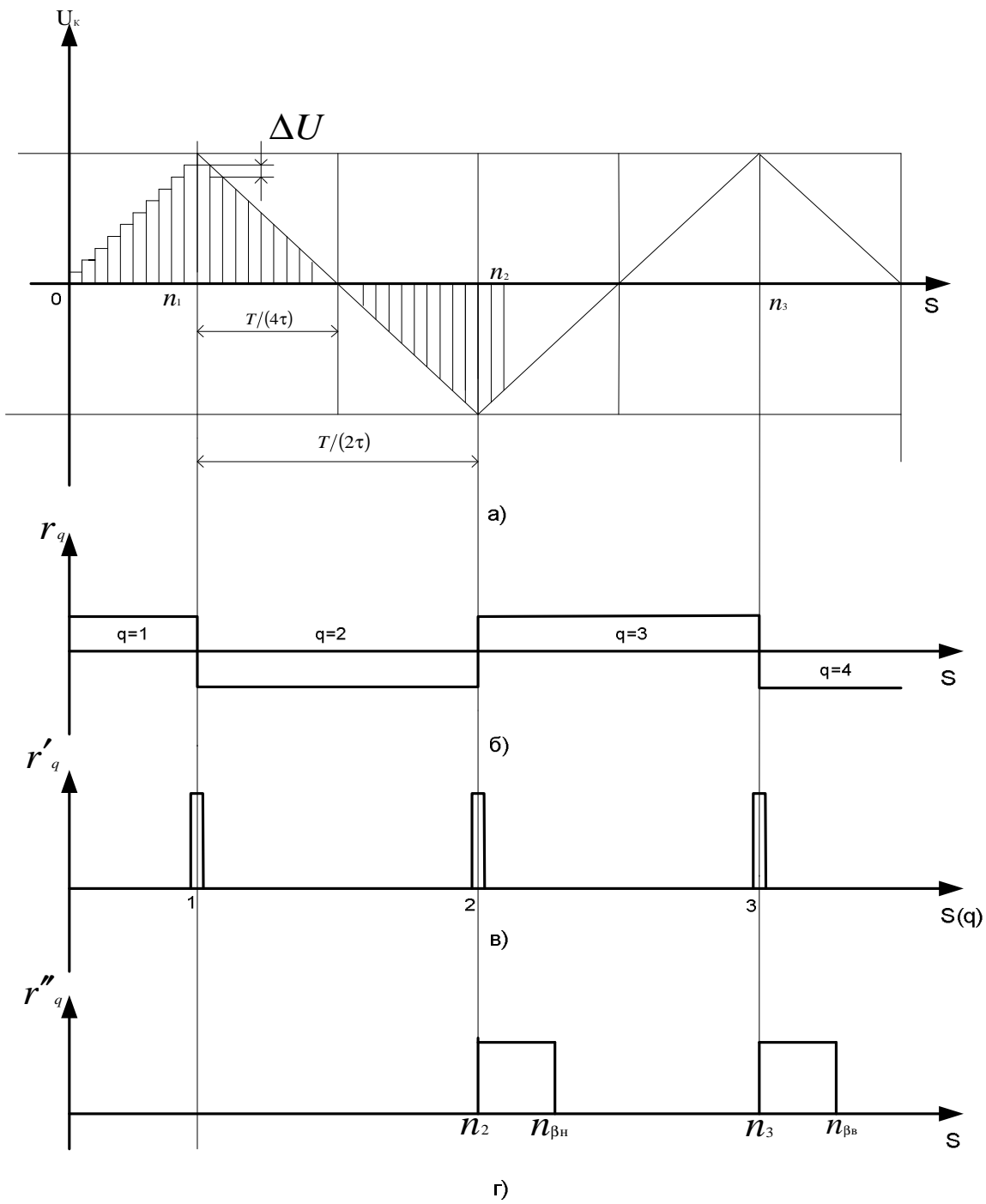


Рис. 2