

Рис. 2. Схема моделювання можливого знімання інформації генератор який створює завади для роботи радіо закладки

Оскільки перемножувач (змішувачі U_1 і U_2) мають однакові параметри, то теоретичний аналіз ефективності проведемо на прикладі роботи одного перемножувача двох сигналів, який являє собою два нелінійних неінерційних елемента, включених назустріч один одному і мають суттєво відмінні від квадратичних вихідні характеристики (рис. 2). У нашому випадку, внаслідок відсутності необхідності враховувати фазові співвідношення між гармонійними складовими вхідного сигналу, ми не накладаємо обмеження на амплітуду вхідного сигналу.

$$I(U) := j_{,0} \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right)$$

У схемі позначено: U_0 – падаючі хвилі, що мають нормальний закон розподілу; U_v – відбиті хвилі від нелінійного неінерційного елемента, підключеного в кінці лінії; R_1 і R_2 – опору навантаження, підключення безпосередньо до відповідних нелінійним неінерційним елементам; U_1 і U_2 – падіння напруги на нелінійних елементах; R – опір навантаження, підключене в кінці довгої лінії, з'єднаної з нелінійними неінерційними елементами U_1 і U_2 . Нелінійні неінерційні елементи включені в кінець довгої лінії, тому ми будемо враховувати відображення вхідного сигналу від нелінійного елемента. Вихідний сигнал перемножувача дорівнює різниці сигналів двох нелінійних елементів, на які подаються сума і різниця сигналів гетеродинна і вимірюваного випадкового сигналу. Напруга і струм на виході перемножувача знаходяться рішенням системи рівнянь:

$$\begin{aligned} Z_{j,0} \left(e^{\frac{qU_1}{kT}} - 1 \right) + U_{,1} &:= 2U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + U_{,\varphi} \\ Z_{j,0} \left(e^{\frac{qU_2}{kT}} - 1 \right) + U_{,2} &:= 2U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - U_{,\varphi}, \quad (2) \\ I(U) &:= j_{,0} \left(e^{\frac{qU_1}{kT}} - 1 \right) - j_{,0} \left(e^{\frac{qU_2}{kT}} - 1 \right), \end{aligned}$$

$$U := U_1 - U_2,$$

де U_0 – амплітуда гетеродина, J_0 – зворотний струм змішувального діода, z – хвильове опір лінії, на кінці якої включений змішувальний діод. Потужність на виході перемножувача знаходиться як добуток струму і напруги. Після перемножувача випадковий сигнал перестає бути стаціонарним, він стає модульованим з періодичністю кратної періоду гетеродина. При цьому середня потужність на виході перемножувача визначається шляхом усереднення по періоду гетеродина і розподілених на ансамблю випадкового процесу.

Математична модель шумового сигналу з обмеженим спектром

Оскільки дискретні сигнали широко використовують в даний час при передачі повідомлень, а багато реальні сигнали є безперервними, то важливо знати: чи можна безперервні сигнали представляти за допомогою дискретних; чи можна вказати умови, при яких таке уявлення виявляється точним. Відповіді на ці питання дає доведена в 1933 р радянським ученим В. А. Котельниковим теорема, що є одним з фундаментальних результатів теоретичної радіотехніки. Ця теорема сформулюється так: якщо безперервний сигнал $u(t)$ має обмежений спектр і найвища частота в спектрі менше, ніж герц, то сигнал $u(t)$ повністю визначається послідовністю своїх миттєвих значень в дискретні моменти часу, віддалені один від одного не більше ніж на $1/(2)$ секунд. Сенс теореми Котельникова пояснимо за допомогою тимчасових діаграм. Нехай це буде частина тимчасової діаграми сигналу $u(t)$ з обмеженим спектром і з верхньої граничної частотою. Якщо інтервал дискретизації, то в теоремі стверджується, що за значеннями $u(\Delta t)$, $u(2\Delta t)$, $u(3\Delta t)$, можна визначити точне значення сигналу $u(t)$ для будь-якого заданого моменту часу t , що знаходиться між моментами відліку. Відповідно до цієї теореми сигнал з обмеженим спектром і верхньої частотою $WB \leq W\Delta/2$.

$$U(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n\Delta t) \frac{\sin \omega_{\delta}(t - n\Delta t)}{m_{\delta}(t - n\Delta t)}$$

де $u(n\Delta t)$, $n = \dots -1, 0, +1, \dots$ – відлік миттєвих значень сигналу $u(t)$, $\omega_{\delta} = 2\pi f_{\delta}$, $f_{\delta} = 1/\Delta t$ – частота дискретизації за часом.

Ряд 2 має нескінченне число доданків, так що для обчислення значення сигналу $u(t)$ в момент часу t необхідно знати значення всіх відліків $u(n\Delta t)$, $n = \dots -1, 0, +1, \dots$ як до, так і після зазначеного моменту t . Точне рівність досягається, тільки коли враховуються всі складові; якщо обмежитися кінцевим числом доданків у правій частині, то їх сума дасть лише наближене значення сигналу $u(t)$.

Подання сигналу $u(t)$ поруч (2) ілюструється за допомогою рис. 5.3, на якому зображені тимчасові діаграми сигналу $u(t)$ і трьох доданків ряду (2).

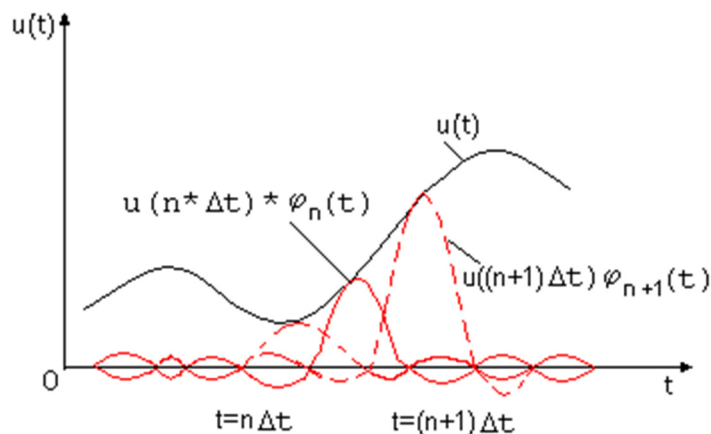


Рис. 3. Діаграма сигналу

Спектр потужності шуму на виході перемножувача, відповідно до теореми Вінера – Хинчина, знаходиться як Фур'є-перетворення від кореляційної функції вихідного сигналу. Так як перемножувач є нелінійним пристроєм, кореляційна функція вихідного сигналу не може бути знайдена як авто-кореляційна функція вихідного струму або напруги. Це пов'язано з тим, що вихідний опір перемножувача нелінійний. Спектр потужності вихідного сигналу визначає взаємно кореляційна функція між струмом і напругою:

$$B(U_{\varphi}, U_{\varphi\tau}, \tau) := \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(U_{\varphi}) \cdot I(U_{\varphi\tau}) P(U_{\varphi}, U_{\varphi\tau}, \tau) dU_{\varphi} dU_{\varphi\tau}. \quad (5)$$

У разі стаціонарного вхідного випадкового смугового сигналу з рівномірним спектром потужності, кореляційна функція має вигляд:

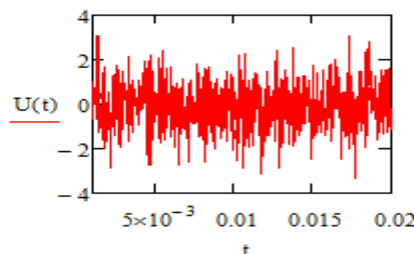
$$r(\tau) := \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin(\Delta\omega \cdot \tau)}{\Delta\omega \cdot \tau} \cdot \cos(\omega \cdot \tau). \quad (6)$$

Кореляційну функцію вихідного сигналу можна знайти, якщо відомий вислів, що описує двовимірну щільність ймовірності вхідного випадкового сигналу. У разі нормального розподілу випадкового сигналу двовимірний.

$$\zeta := \text{mom}(10^6, 0, 1)$$

$$\zeta_8 = 2.192$$

$$U(t) := \sum_{n = \text{ceil}\left[\frac{t}{\frac{\pi}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^4}}\right]}^{\text{ceil}\left[\frac{t}{\frac{\pi}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^4}}\right]} \zeta_n \cdot \frac{\sin\left(t - \frac{n \cdot \pi}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^4}\right)}{\left(t - \frac{n \cdot \pi}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^4}\right)}$$



$$U(5) = -0.12$$

Аналіз спектру сигналу відбитого від нелінійного елемента, аналіз спектра з точки зору вибору області для знімання інформації.

$$j_0 := 1$$

$$u_{\psi} := 0$$

$$u_{\varphi} := 0$$

Given

$$u_{\varphi} - u_{\psi} = j_0 \cdot \left(e^{u_0 + u_{\psi} + u_{\varphi}} - 1 \right) \cdot z$$

$$u_{\psi}(u_{\varphi}, u_0, z) := \text{Find}(u_{\psi})$$

Блок в програмі Matlab призначений для розрахунку амплітуди відбиваючої хвилі.

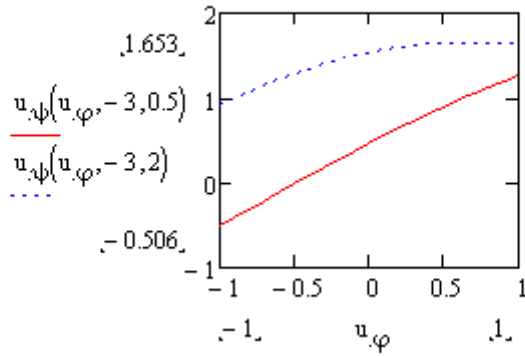


Рис. 4. Залежність амплітуди відбиваючої хвилі, від амплітуди падаючої хвилі

а) залежність амплітуди відбиваючої хвилі, від амплітуди падаючої хвилі для випадку коли диференційний опір діода в два рази менший ніж хвильовий опір лінії.

б) залежність амплітуди відбиваючої хвилі від амплітуди падаючої хвилі для випадку коли диференційний опір діода в два рази більший ніж хвильовий опір лінії.

Випадок (а) залежність амплітуди відбиваючої хвилі від амплітуди падаючої хвилі для випадку коли диференційний опір діода в два рази менший ніж хвильовий опір лінії, так як залежність амплітуди відбиваючої хвилі більше залежна від амплітуди падаючої хвилі.

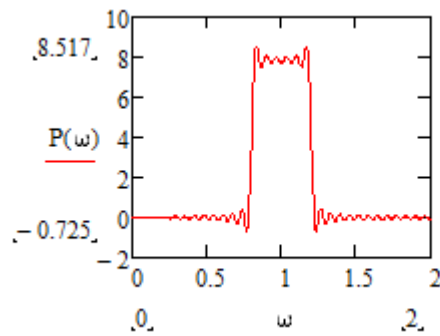


Рис. 5. Спектр потужності шумоподібного сигналу падаючих хвиль

Формула призначена для розрахунку кореляційної функції відбиваючої хвилі має такий вигляд:

$$B(\tau, u_0, z) = \sum_{n=0}^2 \left[\frac{r(\tau)^n}{n!} \int_{-5\sigma}^{5\sigma} j_0 \cdot \left(e^{u_\psi(u_\varphi, u_0, z)} - 1 \right) \cdot \text{Her}(n, u_\varphi) \, du_\varphi \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right] \cdot \left[\frac{r(\tau)^n}{n!} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-5\sigma}^{5\sigma} u_\psi(u_\varphi, u_0, z) \cdot \text{Her}(n, u_\varphi) \, du_\varphi \right]$$

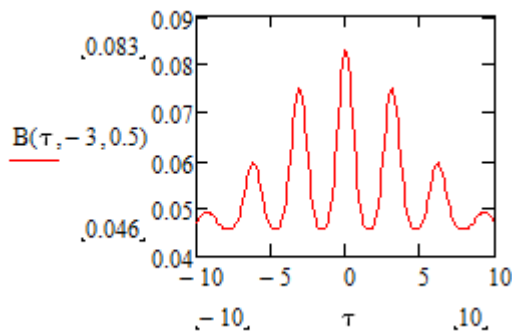


Рис. 6. Кореляційна функція відбитого сигналу зображена на діаграмі

Розробка Математична модель модуляції перетвореного шумового сигналу звуковим.

$$P(\omega, u_0, z) := \left| \int_{-2\pi}^{-0.001} \cos(\omega \cdot \tau) \cdot (B(\tau, u_0, z)) \, d\tau + \int_{0.001}^{2\pi} \cos(\omega \cdot \tau) \cdot (B(\tau, u_0, z)) \, d\tau + B(0.001, u_0, z) \cdot 0.002 \right|$$

Формула для розрахунку спектра потужності відбиваючого сигналу.

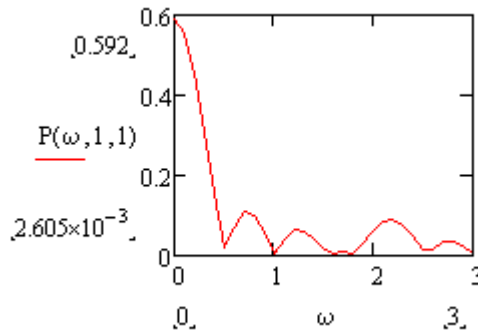


Рис. 7. Спектральна залежність щільності потужності

Найбільша залежність спостерігається поблизу нульової частоти тому приймати відбиваючий сигнал більш доцільно на низьких частотах.

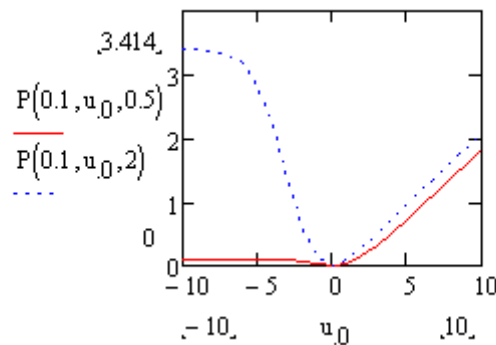


Рис. 8. Залежність спектральної щільності потужності від напруги прикладеної до діода
 а) Залежність спектральної щільності потужності від напруги прикладеної до діода для випадку диференційного опору діода в два рази менший від хвильового опору лінії.
 б) Залежність спектральної щільності потужності від напруги прикладеної до діода для випадку диференційного опору діода в два рази більший від хвилі.

Література

1. Кучер В. С. Промислове шпигунство як загроза економічній безпеці підприємства. С. 40–47
2. Куценко В. П., Сергиенко С. П. Теоретический анализ эффективности перемножителя случайного и гармонического сигналов. С. 177–179.
3. Куценко В. П., Сергиенко С. П. Анализ спектра мощности случайных сигналов на выходе смесителя радиометра крайне высокой частоты. С. 231–234.