

17 SZUMY W UKŁADACH ELEKTRONICZNYCH

17.1. ŹRÓDŁA I RODZAJE SZUMÓW

17.1.1. Uwagi wstępne

Szumy są efektem przypadkowych fluktuacji elektrycznych, powstających wskutek ziarnistej struktury elementów bądź ładunków elektrycznych. Beładny ruch ładunków powoduje, że chwilowa wartość prądu lub napięcia fluktuuje przypadkowo wokół średniej wartości. Charakter i poziom tych fluktuacji zależy od rodzaju elementu, sposobu wykonania i warunków jego pracy. Wypadkowy szum układu elektronicznego jest wynikiem superpozycji poszczególnych rodzajów szumów, powstających w każdym elemencie tego układu. Największy poziom sygnału w układzie wyznaczają charakterystyki obwodu, jednakże najmniejszą rozróżnialną wartość sygnału determinuje poziom szumów. Skutki szumów ujawniają się w stopniu wyjściowym toru elektronicznego, natomiast źródła szumów tkwią w wejściowej, niskoszumnej części układu. Postęp w minimalizowaniu szumów elementów i układów elektronicznych jest niewielki w porównaniu z postępem technologii wytwarzania elementów i układów i jest ograniczony samą naturą szumów. Szum jest sygnałem całkowicie stochastycznym. Jest on utworzony ze składowych częstotliwościowych o przypadkowej amplitudzie i fazie. Możemy zmierzyć wartość skuteczną szumu, jednakże nie możemy przewidzieć jego wartości chwilowej. Możliwy jest opis szumu pojęciami teorii prawdopodobieństwa. Dla przebiegów stochastycznych określa się główne parametry:

– *wartość oczekiwaną (wartość średnią)*

$$E[i(t)] = \overline{i(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} i(t) p(i, t) dt \quad (17.1)$$

– *wariancję (kwadrat wartości skutecznej składowej zmiennej)*

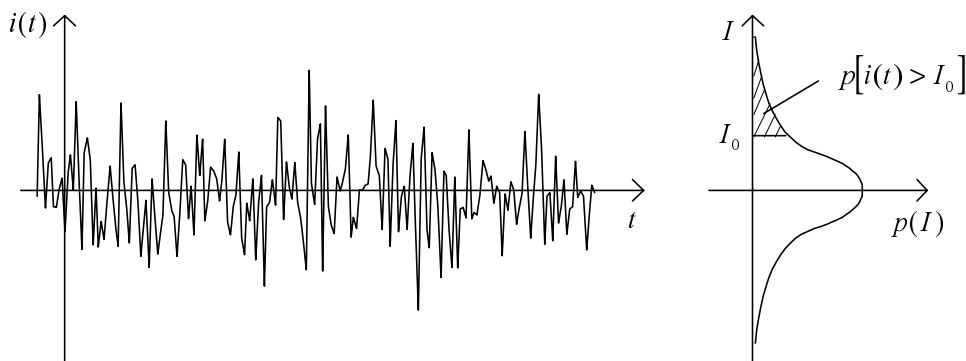
$$\sigma^2 = E \left[\overline{i(t) - \overline{i(t)}}^2 \right] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} [i(t) - \overline{i(t)}]^2 p(i, t) dt \quad (17.2)$$

W zależnościach (17.1 oraz 17.2) symbol „ $\overline{}$ ” oznacza uśrednienie w czasie, a $p(i, t)$ jest funkcją gęstości prawdopodobieństwa rozkładu amplitudy przebiegu.

Omówione w dalszej części rodzaje szumów (z wyjątkiem szumu wybuchowego) mają normalny (gaussowski) rozkład prawdopodobieństwa chwilowej amplitudy przebiegu szumowego.

$$p(i, t) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (17.3)$$

Rys.17.1 ilustruje pojęcie rozkładu prawdopodobieństwa amplitudy przebiegu szumowego



Rys.17. 1. Rozkład prawdopodobieństwa amplitudy przebiegu szumowego

Średnia wartość fluktuacji prądu szumów jest równa zero. Ze względu na mechanizm powstawania szumów najogólniej można podzielić szумы na: cieplne, śrutowe, strukturalne (nazywane również szumami migotania lub typu $1/f$), wybuchowe i lawinowe.

17.1.2. Szумы cieplne

Szum cieplny, nazywany również szumem Johnsona, powstaje wskutek przypadkowych drgań cieplnych nośników ładunku w przewodnikach.

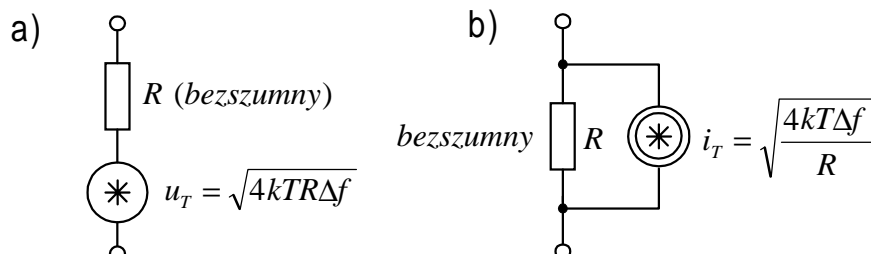
W temperaturze powyżej zera bezwzględnego elektrony znajdują się w ustawicznym bezwładnym ruchu, którego energia zależy od temperatury. Z każdym elektronem porusza się ładunek $e = 1,59 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, zatem pojawia się ogromna ilość elementarnych impulsów prądowych związanych z ruchem pojedynczych ładunków. Fluktuacje tego prądu powodują powstawanie na końcówkach przewodnika różnicy potencjałów o wartości średniokwadratowej siły elektromotorycznej $\overline{e_T^2}$ lub równoważnego źródła prądu $\overline{i_T^2}$, określonych zależnością Nyquista

$$\overline{u_T^2} = 4 k T R \Delta f \quad (17.4a)$$

$$\overline{i_T^2} = 4 k T \frac{1}{R} \Delta f \quad (17.4b)$$

W powyższych zależnościach k jest stałą Boltzmana.

Na rys.17.2 przedstawiono schemat zastępczy rezystora z uwzględnieniem zastępczego źródła szumowego: napięciowego lub prądowego.



Rys.17. 2. Schematy zastępcze rezystora uwzględniające źródła szumów cieplnych

Gęstość widmowa szumu cieplnego jest stała aż do częstotliwości 10^{13} [Hz]. Szum cieplny jest zatem „szumem białym”. Rezystancja R zawarta w równaniu (17.4) jest rzeczywistą częścią impedancji zespolonej elementu. W temperaturze pokojowej (300 K) gęstość widmowa szumów cieplnych rezystora 1 k Ω wynosi:

$u_T^2/\Delta f = 16 \cdot 10^{-18} [V^2/Hz]$ co oznacza, że napięcie szumów tego rezystora w paśmie 1 Hz ma wartość 4 nV / \sqrt{Hz} .

17.1.3. Szumy śrutowe

Szumy śrutowe, nazywane też szumami Schottky’ego, związane są zawsze z przepływem składowej stałej prądu przez barierę potencjału. Szumy te powstają w złączowych przyrządach półprzewodnikowych wskutek fluktuacji dyfuzji (głównie nośników mniejszościowych) czyli nieregularnego przechodzenia nośników przez bariery potencjału, a ściślej przez obszary ładunku przestrzennego na styku obszarów p - n półprzewodnika. Podobny efekt wywołuje przejście nośników przez strefy graniczne metal - półprzewodnik (bariery Schottky’ego) lub metal - izolator.

Prąd płynący przez złącze zawiera dwie składowe, z których jedna wywołana jest przez nośniki mniejszościowe generowane cieplnie w warstwie zaporowej, natomiast druga składowa (odgrywająca główną rolę przy polaryzacji w kierunku przewodzenia) reprezentuje dyfuzję nośników większościowych przez barierę potencjału na złączu, obniżoną na skutek doprowadzenia do złącza zewnętrznego napięcia

polaryzującego.

Obie składowe prądu wywołują pełny szum śrutowy i choć kierunki ich przepływu są różne, to jednak średniokwadratowe wartości szumów przez nie wytworzonych dodają się.

Można wykazać, że jeżeli prąd $i(t)$ złożony jest z serii przypadkowych, niezależnych impulsów o średniej wartości I_Q , to średniokwadratowa wartość szumów śrutowych wynosi

$$\overline{i_s^2} = 2 q I_Q \Delta f [A^2] \quad (17.5)$$

gdzie:

q - ładunek elektronu ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C),

I_Q - składowa stała prądu [A],

Δf - szerokość pasma [Hz].

Z równania (17.5) wynika, że średniokwadratowa wartość prądu szumów śrutowych jest wprost proporcjonalna do szerokości pasma Δf częstotliwości pomiaru.

Wynika stąd, że gęstość widmowa mocy generatora prądowego szumów $\frac{\overline{i_s^2}}{\Delta f} = 2 q I_Q$ jest stała w funkcji częstotliwości, czyli szum tego typu jest szumem białym. Stała gęstość widmowa występuje w przedziale częstotliwości znacznie mniejszych od $1/\tau$, czyli od częstotliwości wynikającej z czasu przelotu nośników (τ) przez warstwę zubożoną złącza, stanowiącą jedyne miejsce oddziaływania pola zewnętrznego na nośniki aktywne.

17.1.4. Szumy strukturalne (szumy $1/f$ lub szumy migotania)

Terminem tym określa się składową szumów dominującą w zakresie małych częstotliwości o gęstości widmowej mocy proporcjonalnej do $1/f^b$ (zwykle $b \approx 1$, stąd ich nazwa). Szum ten występuje zarówno w przyrządach półprzewodnikowych, jak też i w elementach biernych. Powstawanie szumu $1/f$ można przypisać w decydującym stopniu efektom powierzchniowym, a głównie procesom pułapkowania swobodnych nośników związanych z powolnymi stanami powierzchniowymi. Pewien wkład w szumy $1/f$ dają centra generacyjno - rekombinacyjne znajdujące się w obszarze zubożonym półprzewodnika. W elementach elektronicznych szum $1/f$ może występować jedynie w warunkach ich polaryzacji.

Średniokwadratową wartość prądu szumów $1/f$ w paśmie Δf określa zależność

$$\overline{i_f^2} = K_1 \frac{I_Q^a}{f^b} \Delta f \quad (17.6)$$

gdzie:

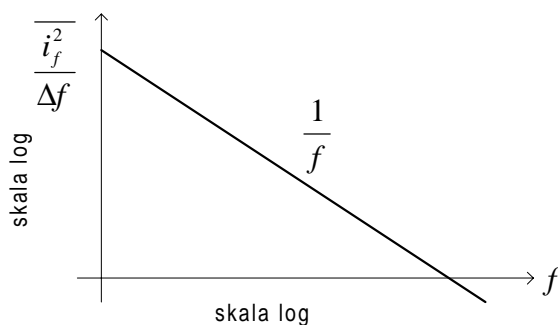
I_Q - składowa stała prądu,

K_1 - stała dla danego przyrządu półprzewodnikowego (może być różna nawet dla tranzystorów tego samego typu),

a - stała w przedziale 0,5 do 2,

b - stała równa prawie jedności.

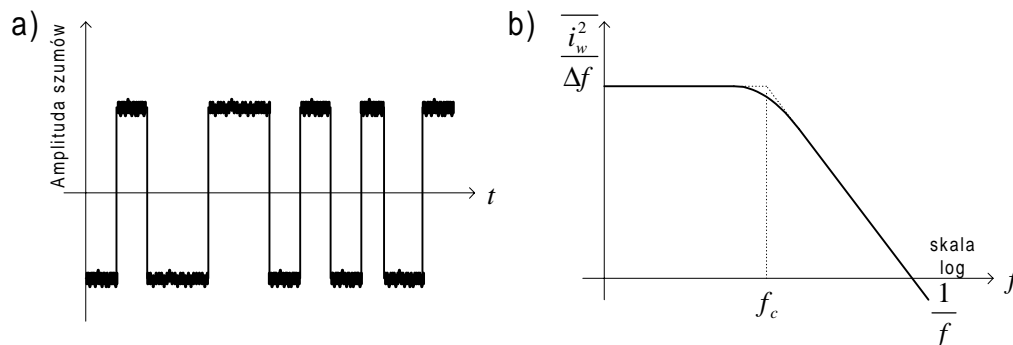
Gęstość widmową szumów $1/f$ przedstawiono na rys.17.3. Chociaż gęstość widmowa mocy szumów $1/f$ jest największa przy małych częstotliwościach, to jednak w przyrządach wykazujących duży poziom tych szumów, mogą one być dominującym składnikiem szumów w paśmie od małych częstotliwości aż do zakresu MHz.



Rys.17.3. Gęstość widmowa szumów $1/f$

17.1.5. Szumy wybuchowe

Ten typ niskoczęstotliwościowych szumów ma szczególne znaczenie w układach scalonych (głównie we wzmacniaczach operacyjnych), ale występuje również w układach dyskretnych.



Rys.17.4. a) Typowy oscylogram szumów wybuchowych, b) gęstość widmowa szumów wybuchowych

Mechanizm ich powstawania nie jest w pełni wyjaśniony, ale wiąże się on z obecnością zanieczyszczeń w postaci jonów ciężkich metali.

Nazwa „szum wybuchowy” wywodzi się stąd, że obserwowany na oscyloskopie przebieg szumowy ma kształt niestacjonarnych fluktuacji typu impulsowego, pojawiających się co pewien czas.

Częstotliwość impulsów szumu wybuchowego mieści się w paśmie częstotliwości akustycznych, a jego gęstość widmowa może być opisana zależnością

$$\overline{i_w^2} = K_2 \frac{I_Q^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \Delta f \quad (17.7)$$

gdzie:

K_2 - stała charakterystyczna dla danego przyrządu,

I_Q - składowa stała prądu polaryzacji,

c - stała w granicach 0,5 do 2,

f_c - częstotliwość charakterystyczna, zależna od mechanizmu powstawania szumów.

17.1.6. Szumy lawinowe

Powstawanie szumów lawinowych wiąże się z przechodzeniem nośników przez złącza p-n spolaryzowane zaporowo. W tym przypadku zaporowe napięcie polaryzacji musi być jednak na tyle duże, aby pole elektryczne w warstwie zaporowej zapewniało nośnikom przy zderzeniu energię, wystarczającą dla lawinowego uwolnienia pary elektron - dziura. Każde zderzenie wytwarza impuls prądowy q / τ , przy czym τ jest średnim czasem pomiędzy zderzeniami. Szum zjawiska lawinowego może być opisany za pomocą modelu Hinesa, przy pomocy którego określa się gęstość widmową takiego szumu

$$\overline{i_z^2} = \frac{2 q I}{(2 \pi f \tau)^2} \quad (17.8)$$

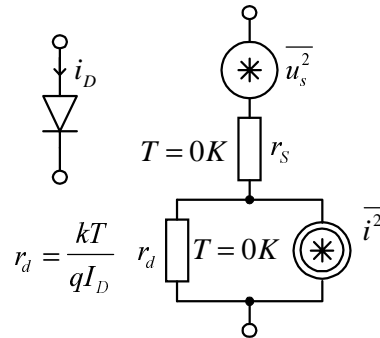
I oznacza średnią wartość prądu złącza spolaryzowanego zaporowo.

Przyjmuje się, że rozkład wartości chwilowych przebiegów szumu lawinowego jest normalny.

17.2. SZUMOWE MODELE PRZYRZĄDÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

17.2.1. Dioda półprzewodnikowa

Szumowy schemat zastępczy diody półprzewodnikowej jest pokazany na rys.17.5



Rys.17.5. Szumowy schemat zastępczy diody półprzewodnikowej

Przy polaryzacji w kierunku przewodzenia małosygnałowy schemat zastępczy diody zawiera rezystancję różniczkową r_d i rezystancję szeregową r_s . Ponieważ r_s jest rezystancją fizyczną, dlatego należy dołączyć do niej źródło napięciowe szumów termicznych. Równolegle do r_d należy dołączyć źródło prądowe reprezentujące szumy śrutowe i szumy $1/f$.

$$\overline{u_s^2} = 4 k T r_s \Delta f \quad (17.9)$$

$$\overline{i^2} = 2 q I_D \Delta f + K \frac{I_D^a}{f} \Delta f \quad (17.10)$$

Rezystancje r_s i r_d w schemacie zastępczym są bezszumne.

17.2.2. Tranzystor bipolarny

Szumowy model tranzystora bipolarnego w jego aktywnym obszarze pracy tworzy się w ten sposób, że do schematu zastępczego hybryd π dołączamy symboliczne źródła szumów reprezentujące odpowiednie procesy fizyczne generujące szumy (rys.17.6).

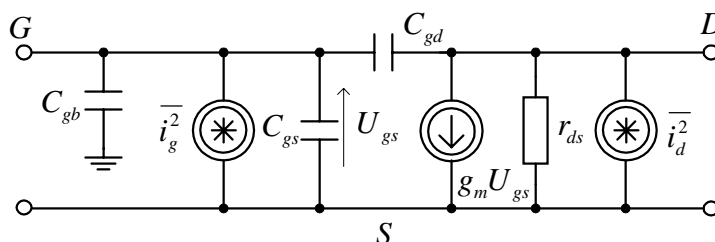
Szumy cieplne w tranzystorach są wytwarzane przez fizyczne rezystancje rozproszone obszarów emitera, bazy i kolektora. Praktycznie uwzględnia się jedynie szumy cieplne obszaru bazy r_{bb} ,

$$\overline{u_b^2} = 4 k T r_{bb} \Delta f \quad (17.11)$$

17.2.3. Tranzystor unipolarny JFET

W działaniu tranzystorów unipolarnych bierze udział tylko jeden rodzaj nośników, stąd mniejsza rola zjawisk związanych z rekombinacją, a zatem mniejsza rola szumów śrutowych. Z tego powodu dominują szумы cieplne oraz szумы $1/f$.

Szumowy schemat zastępczy tranzystora JFET jest pokazany na rys.17.8.



Rys.17. 8. Szumowy model tranzystora JFET

Z prądem upływności bramki związany jest szum śrutowy

$$\overline{i_g^2} = 2 q I_G \Delta f \quad (17.14)$$

Szum ten ma praktyczne znaczenie tylko w przypadku, gdy rezystancja źródła sterującego jest duża.

Generator $\overline{i_d^2}$ reprezentuje szумы termiczne przewodzącego kanału oraz szумы $1/f$, które powstają głównie w wyniku pewnych zjawisk powierzchniowych oraz wskutek fluktuacji ładunku w centrach generacyjno - rekombinacyjnych warstwy zubożonej.

$$\overline{i_d^2} = \underbrace{4 k T \left(\frac{2}{3} g_m \right) \Delta f}_{\text{szum termiczny}} + \underbrace{K_1 \frac{I_D^2}{f} \Delta f}_{\text{szum } 1/f} \quad (17.15)$$

szum termiczny szum $1/f$

17.2.4. Tranzystor unipolarny MOSFET

Szumowy schemat zastępczy tranzystora MOSFET może być taki sam jak tranzystora JFET, przy ilościowych modyfikacjach generatorów szumowych. Szумы cieplne w tranzystorach MOSFET są również związane z konduktancją przewodzącego kanału. Szумы $1/f$ są zdeterminowane głównie przez zjawiska powierzchniowe, które stanowią równocześnie podstawę działania tych przyrządów. Tranzystory MOS mają lepsze właściwości szumowe w zakresie w. cz.

niż tranzystory JFET, chociaż mają znacznie wyższy poziom szumów w zakresie małych częstotliwości. Gęstość widmowa szumów cieplnych przewodzącego kanału tranzystora MOSFET może być określona zależnością:

$$S_{IT} = \begin{cases} \frac{4 k T}{R_{FET}} & \text{obszar liniowy} \\ 4 k T \left(\frac{2}{3} g_m \right) & \text{obszar nasycenia} \end{cases} \quad (17.16)$$

gdzie:

R_{FET} - jest ekwiwalentną rezystancją przewodzącego tranzystora w obszarze liniowym,

g_m - małosygnałowa transkonduktancja tranzystora w obszarze nasycenia.

Dla temperatury 300K: $\frac{8 k T}{3} = 1,1 \cdot 10^{-20} \text{ V} \cdot \text{A} \cdot \text{sec}$

Gęstość widmowa szumów strukturalnych (1/f) zarówno dla obszaru liniowego jak i nasycenia, wynosi

$$S_{If} = \frac{2 K_f K' I_D}{C_{ox} L^2 f} \quad (17.17)$$

przy czym:

K_f - współczynnik szumów migotania, typowo $K_f = 3 \cdot 10^{-24} \text{ V}^2 \text{ F}$,

I_D - prąd drenu w spoczynkowym punkcie pracy tranzystora,

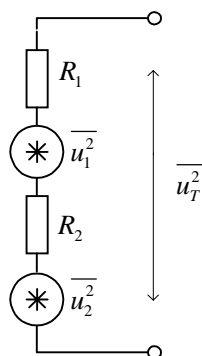
C_{ox} - pojemność bramka - kanał na jednostkę powierzchni,

K' - parametr transkonduktancji,

L, W - długość i szerokość kanału.

17.3. SUMOWANIE ŹRÓDEŁ SZUMOWYCH

Zastępcze źródła szumów zawierają wielką liczbę składowych sinusoidalnych o różnych częstotliwościach oraz przypadkowej amplitudzie i fazie. Gdy połączymy szeregowo dwa niezależne źródła szumów (rys.17.9), to moc wyjściowa jest sumą nieskorelowanych mocy wyjściowych od poszczególnych składowych, co pozwala na wyrażenie wypadkowej wartości średniokwadratowej napięcia szumów jako sumy średnich kwadratów napięć kolejnych składowych. Powyższe stwierdzenie jest ważne również dla prądowych źródeł szumów połączonych równolegle.



Rys.17.9. Sumowanie niezależnych źródeł szumowych

Rozważmy przykładowo termiczne napięcie szumów rezystorów R_1 i R_2 połączonych szeregowo, jak na rys.17.9

$$\overline{u_1^2} = 4 k T R_1 \Delta f \quad (17.18)$$

$$\overline{u_2^2} = 4 k T R_2 \Delta f \quad (17.19)$$

Średniokwadratowa wartość napięcia szumów o chwilowej wartości zastępczej

$$u_T(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (17.20)$$

wynosi

$$\overline{u_T(t)^2} = \overline{[u_1(t) + u_2(t)]^2} = \overline{u_1(t)^2} + \overline{u_2(t)^2} + \underbrace{2\overline{u_1(t)u_2(t)}}_0$$

Ponieważ szумы pochodzą z różnych rezystorów, są one zatem nieskorelowane i średnia wartość $\overline{u_1(t)u_2(t)}$ musi być równa zero.

Zatem

$$\overline{u_T^2} = \overline{u_1^2} + \overline{u_2^2} \quad (17.21)$$

Podstawiając (17.18) i (17.19) do (17.21), otrzymujemy

$$\overline{u_T^2} = 4 k T (R_1 + R_2) \Delta f \quad (17.22)$$

W przypadku, gdy część szumów w obu źródłach pochodzi od procesów fizycznych związanych ze sobą, to wypadkowa średniokwadratowa wartość napięcia szumów częściowo skorelowanych wynosi

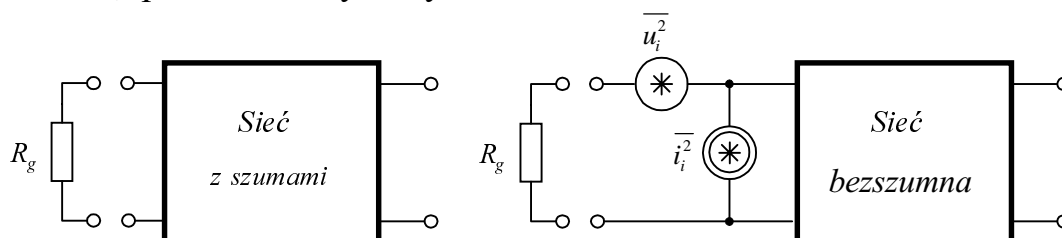
$$\overline{u_T^2} = \overline{u_1^2} + \overline{u_2^2} + 2 C_r \overline{u_1 u_2} \quad (17.23)$$

gdzie C_r oznacza współczynnik korelacji i może przybierać wartość z przedziału $[-1; +1]$.

17.4. CAŁKOWITY SZUM ZASTĘPCZY ODNIESIONY DO WEJŚCIA WZMACNIACZA

17.4.1. Zastępcze źródła szumów odniesione do wejścia wzmacniacza

Dla dowolnego czwórnika istnieje uniwersalny schemat zastępczy szumów, przedstawiony na rys. 17.10.



Rys.17. 10. Zastępcze źródła szumów odniesione do wejścia czwórnika

Można wykazać konieczność użycia dwóch źródeł zastępczych na wejściu wzmacniacza - prądowego i napięciowego, które reprezentują sobą wszystkie możliwe wkłady szumowe pochodzące od elementów czwórnika, analizując zachowanie się układu dla granicznych wartości rezystancji R_g . Gdy $R_g = 0$, źródło i_i^2 na rys.17.10 jest zwarte i dla reprezentacji szumów na wyjściu układu należy zastosować źródło napięciowe u_i^2 .

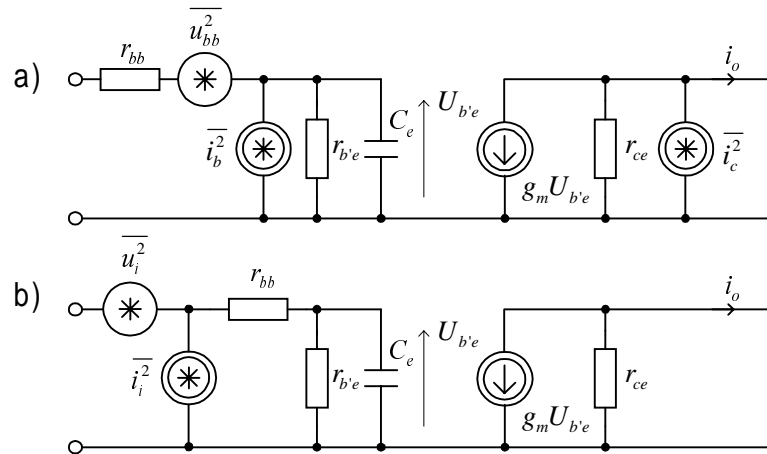
Podobnie, gdy $R_g = \infty$, źródło napięciowe u_i^2 nie wytwarza szumów na wyjściu układu i dla ich reprezentacji na wejściu należy zastosować prądowe źródło szumów i_i^2 .

17.4.2. Zastępcze źródła szumów tranzystora bipolarnego

Zastępcze źródła szumów na wejściu tranzystora bipolarnego możemy wyznaczyć na podstawie jego szumowego schematu zastępczego, przedstawionego na rys.17.11a. Szумы obwodu wyjściowego są analizowane przy zwartym obciążeniu i pominięciu pojemności C_{jc} .

Układ zastępczy z rys.17.11b reprezentuje szумы tranzystora w postaci równoważnych generatorów szumów na wejściu, dając te same szумы na wyjściu przy dowolnej impedancji źródła sterującego. Zwierając wejścia obu układów zastępczych (rys.17.11) wyznaczymy

wartość zastępczego źródła napięciowego szumów $\overline{u_i^2}$.



Rys.17.11. a) Szumowy schemat zastępczy tranzystora bipolarnego, b) układ równoważny z zastępczymi źródłami szumowymi na zaciskach wejściowych

Przyjmujemy, że poszczególne źródła szumów są ze sobą nieskorelowane oraz pomijamy ich znaki, ponieważ są to sygnały stochastyczne. Zakładając $r_{bb} \ll r_{b'e}$ otrzymujemy

$$g_m u_{bb} + i_c = g_m u_i \quad (17.24)$$

stąd

$$u_i = u_{bb} + \frac{i_c}{g_m} \quad (17.25)$$

oraz

$$\overline{u_i^2} = \overline{u_{bb}^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{g_m^2} \quad (17.26)$$

Podstawiając zależności (17.11) i (17.12) do równania (17.26) otrzymujemy

$$\overline{u_i^2} = 4 k T r_{bb} \Delta f + \frac{2 q I_C \Delta f}{g_m^2} \quad (17.27)$$

Ponieważ $g_m = \frac{I_C}{\phi_T} = \frac{q I_C}{k T}$, to z równania (17.27), otrzymujemy

$$\frac{\overline{u_i^2}}{\Delta f} = 4 k T \left(r_{bb} + \frac{1}{2 g_m} \right) \quad (17.28)$$

Gęstość widmową zastępczego źródła prądowego szumów $i_i^2/\Delta f$ wyznacza się przy rozwarciu wejść obu układów zastępczych

(rys.17.11). Porównując ze sobą prądy wyjściowe, otrzymujemy

$$\beta(j\omega) i_i = i_c + \beta(j\omega) i_b \quad (17.29)$$

stąd

$$i_i = i_b + \frac{i_c}{\beta(j\omega)} \quad (17.30)$$

Zakładając, że źródła szumów i_b oraz i_c są nieskorelowane, otrzymujemy

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{|\beta(j\omega)|^2} \quad (17.31)$$

gdzie

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \quad (17.32)$$

Podstawiając zależności (17.12) i (17.13) do równania (17.31) otrzymujemy

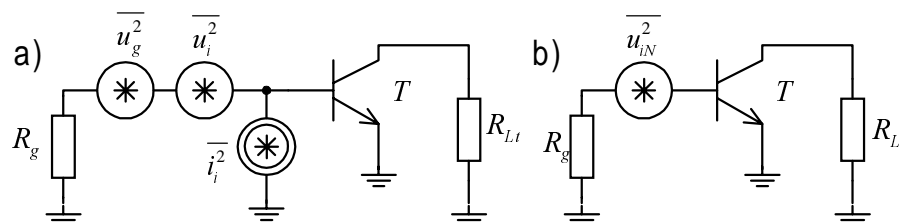
$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2q \left[I_B + K_1' \frac{I_B^a}{f} + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2} \right] \quad (17.33)$$

gdzie:

$$K_1' = \frac{K_1}{2q} \quad (17.34)$$

Dla uproszczenia pominięto szumy wybuchowe.

Uwzględniając na wejściu rezystancję źródła sterującego i związane z nią szumy termiczne, liczbę zastępczych źródeł szumowych na wejściu wzmacniacza zredukowano do trzech, dzięki zastosowaniu źródeł $\overline{i_i^2}$ oraz $\overline{u_i^2}$ (rys.17.12a), przy czym tranzystor T może być uważany za bezszumny.



Rys.17.12. a) Zastępcze źródła szumowe odniesione do wejścia wzmacniacza, b) całkowite, zastępcze źródło szumowe na wejściu wzmacniacza

Jak pokazano na rys.17.12b, zastępcze źródło szumów na wejściu $\overline{u_{iN}^2}$ reprezentuje sumaryczny wpływ wszystkich trzech źródeł szumów w miejscu, w którym umieszczone jest źródło sygnału. Dzięki temu określenie stosunku S/N (sygnał / szum) jest bardzo ułatwione.

Zakładając, że składowe źródła szumów są nieskorelowane otrzymujemy

$$u_{iN} = u_g + u_i + i_i R_g \quad (17.35)$$

$$\overline{u_{iN}^2} = \overline{u_g^2} + \overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2 \quad (17.36)$$

Wykorzystując równania (17.28), (17.33) oraz (17.36) otrzymujemy

$$\frac{\overline{u_{iN}^2}}{\Delta f} = 4 k T R_g + 4 k T \left(r_{bb} + \frac{1}{2 g_m} \right) + R_g^2 2 q \left[I_B + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2} \right] \quad (17.37)$$

Równanie (17.37) jest słuszne przy małych wartościach r_{bb} .

17.4.3. Zastępcze źródła szumów tranzystorów polowych

Zastępcze źródła szumów na wejściu tranzystora polowego wyznaczmy w podobny sposób, jak to uczyniono dla tranzystora bipolarnego. Na rys.17.13a przedstawiono szumowy schemat zastępczy tranzystora JFET, a na rysunku 17.13b jego równoważny układ z zastępczymi źródłami szumowymi na zaciskach wejściowych.

Analiza zostanie przeprowadzona przy zwartym wyjściu i pominięciu pojemności C_{gd} . Przy zwartym wejściu obu układów, porównując prądy i_o , otrzymujemy

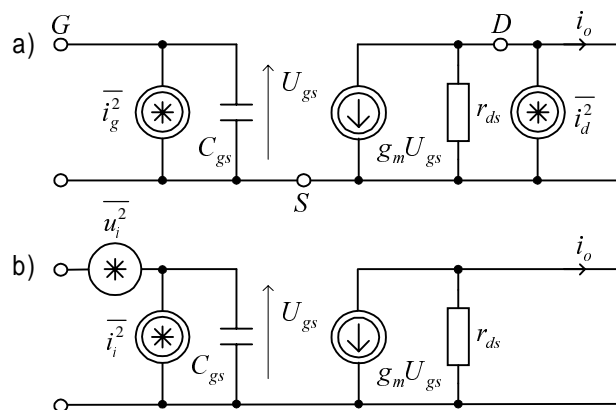
$$i_d = g_m u_i \quad (17.38)$$

Stąd

$$\overline{u_i^2} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} \quad (17.39)$$

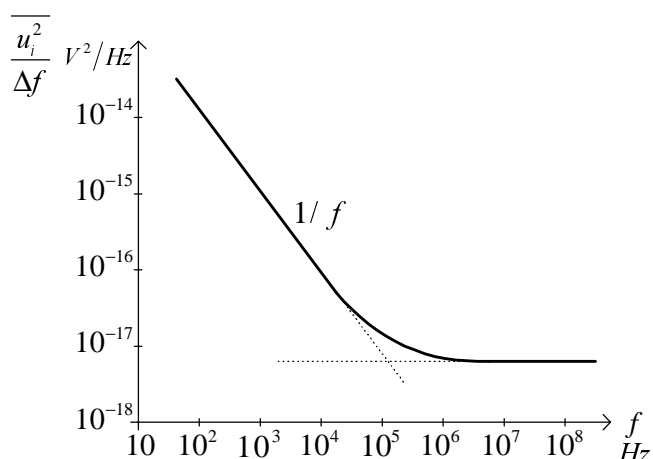
Podstawiając (17.15) do (17.39) otrzymujemy

$$\frac{\overline{u_i^2}}{\Delta f} = 4 k T \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + K_1 \frac{I_D^2}{g_m^2 f} \quad (17.40)$$



Rys.17.13. a) Szumowy schemat zastępczy tranzystora JFET, b) układ równoważny z zastępczymi źródłami szumowymi na wejściu

Na rys.17.14 przedstawiono zależność gęstości widmowej napięcia szumów zastępczego źródła wejściowego $\overline{u_i^2}/\Delta f$ w funkcji częstotliwości.



Rys.17. 14. Gęstość widmowa napięcia szumów zastępczego źródła wejściowego $\overline{u_i^2}/\Delta f$ dla tranzystora JFET

W przeciwieństwie do tranzystora bipolarnego, zastępczy generator napięciowy szumów tranzystora JFET, odniesiony do wejścia układu, zawiera składową szumu migotania ($1/f$) rozciągającą się w nietypowy sposób, aż do zakresu częstotliwości rzędu MHz.

Szumy migotania mają szczególne znaczenie w tranzystorach MOSFET, które wiążą się z energetycznymi stanami powierzchniowymi na granicy Si - SiO₂. W tranzystorach MOS, dla częstotliwości mniejszych od 1 do 10 kHz, szumy migotania są większe od szumów termicznych, najczęściej niezależnie od prądów polaryzujących i geometrii tranzystorów.

W większości przypadków amplituda zastępczego źródła napięciowego szumów tranzystora MOS jest odwrotnie proporcjonalna

do jego aktywnej powierzchni bramki. Gdy powierzchnia bramki jest duża, większość defektów powierzchniowych i związanych z nimi energetycznych stanów powierzchniowych znajduje się pod bramką, powodując ogólne zmniejszenie szumów.

Gęstość widmowa zastępczego źródła szumów, odniesionego do wejścia tranzystora MOS, może być opisana zależnością

$$\frac{\overline{u_i^2}}{\Delta f} = 4 k T \left(\frac{2}{3} \frac{1}{g_m} \right) + \frac{K_f}{WL C_{ox} f} \quad (17.41)$$

Gęstość widmową zastępczego źródła prądowego szumów wyznaczamy przy rozwarciu wejść obu układów zastępczych (rys.7.13). Porównując skuteczne wartości wyjściowych prądów szumów i_o obu układów otrzymujemy

$$i_i \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} = i_g \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} + i_d \quad (17.42)$$

Stąd

$$i_i = i_g + \frac{j\omega C_{gs}}{g_m} i_d \quad (17.43)$$

Ponieważ i_g oraz i_d są niezależne, to z równania (17.43) otrzymujemy

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_g^2} + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \overline{i_d^2} \quad (17.44)$$

Podstawiając zależności (17.14) i (17.15) do (17.44), otrzymujemy

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2 q I_G + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \left[4 k T \left(\frac{2}{3} g_m \right) + K_1 \frac{I_D^2}{f} \right] \quad (17.45)$$

W równaniu (17.45) wielkość

$$K_i = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad (17.46)$$

oznacza wzmocnienie prądowe. Stąd szumy generowane na wyjściu przenoszone są na wejście ze współczynnikiem $1/K_i^2$.

W zakresie małych częstotliwości zastępcze źródło prądowe szumów jest determinowane przez prąd upływności bramki I_G , który jest bardzo mały ($I_G < 10^{-12}$ A). W tranzystorach polowych MOSFET składowa szumów determinowana przez prąd upływności bramki ($2q I_G$) jest

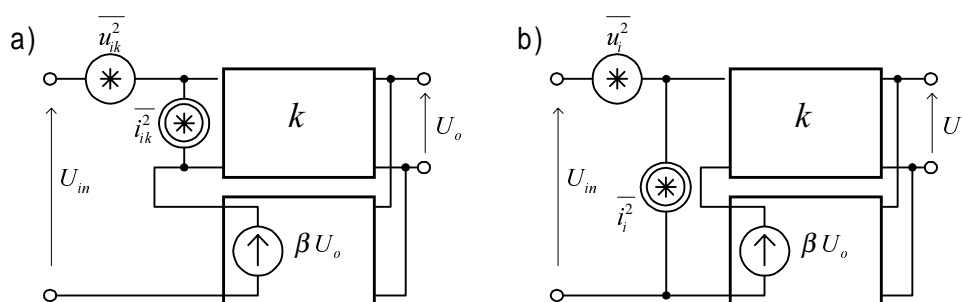
pomijalnie mała. W przypadku źródła sterującego o dużej impedancji, gdy w ogólnym bilansie całkowitego zastępczego szumu wejściowego dominującą rolę odgrywa źródło prądowe, tranzystory JFET zapewniają mniejszy poziom szumów na wyjściu niż tranzystory bipolarne. Proporcje te mogą być czasami odwrócone na korzyść tranzystorów bipolarnych w przypadku źródła sterującego o małej impedancji, gdy w bilansie zastępczego szumu wejściowego dominującą rolę odgrywa źródło napięciowe. Dzieje się tak dlatego, że dla danego prądu polaryzacji tranzystory bipolarne mają większą wartość transkonduktancji g_m .

17.5. WPŁYW SPRĘŻENIA ZWROTNEGO NA PARAMETRY SZUMOWE WZMACNIACZA

Stosowanie dwóch zastępczych źródeł szumowych na zaciskach wejściowych tranzystora, przy umownym uczynieniu reszty schematu bezszumnej, jest szczególnie przydatne przy rozważaniu wpływu sprzężenia zwrotnego na właściwości szumowe wzmacniacza.

Na rys.17.15a przedstawiono schemat blokowy wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym - szeregowym, w którym zastosowano unilateralny, idealny czwórnik sprzężenia zwrotnego.

Zastępcze generatory szumów $\overline{u_{ik}^2}$ oraz $\overline{i_{ik}^2}$ reprezentują szumy czwórnika wzmacniającego k , zaś $\overline{u_i^2}$ oraz $\overline{i_i^2}$ (rys.17.15b) są zastępczymi generatorami szumów wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym. Wartość $\overline{u_i^2}$ możemy wyznaczyć zwierając wejścia obu układów na rys.17.15.



Rys.17.15. a) Schemat blokowy wzmacniacza z idealnym sprzężeniem zwrotnym napięciowym-szeregowym (z uwzględnieniem szumów), b) układ z zastępczymi źródłami szumów

Ponieważ rezystancja wyjściowa czwórnika sprzężenia zwrotnego jest równa zero, więc

$$\overline{u_i^2} = \overline{u_{ik}^2} \quad (17.47)$$

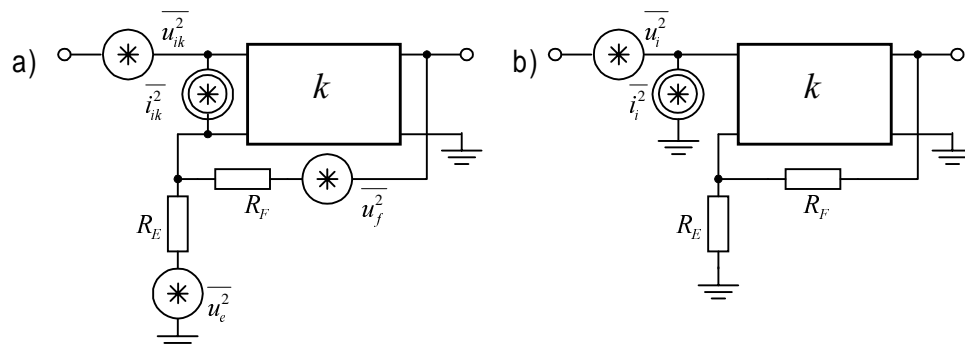
Wartość $\overline{i_i^2}$ wyznaczamy przy rozwartych wejściach obu układów. Przy rozwartym wejściu układu (rys.17.15b) sygnał zwrotny nie oddziałuje na wejście wzmacniacza, zatem dla równości szumów na wyjściu otrzymujemy

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ik}^2} \quad (17.48)$$

Z równości (17.47) i (17.48) wynika, że na wejściu obu układów bez sprzężenia zwrotnego, jak również ze sprzężeniem zwrotnym, stosunek sygnału do szumu (S/N) pozostaje bez zmiany. W układzie ze sprzężeniem zwrotnym wystąpi zmniejszenie wzmocnienia zarówno dla sygnału użytecznego jak i dla szumu, zatem stosunek sygnału do szumu na wyjściu wzmacniacza pozostanie taki sam jak w układzie bez sprzężenia zwrotnego.

Na rys.17.16a podano praktyczny sposób realizacji ujemnego sprzężenia zwrotnego napięciowego-szeregowego. Sygnał zwrotny otrzymywany jest z dzielnika rezystancyjnego R_E, R_F , przy czym dla celów analizy właściwości szumowych układu, w szereg z każdą rezystancją włączono źródło napięciowe reprezentujące jego szumy termiczne.

$$\begin{aligned} \overline{u_e^2} &= 4 k T R_E \Delta f \\ \overline{u_f^2} &= 4 k T R_F \Delta f \end{aligned} \quad (17.49)$$



Rys.17. 16. a) wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym napięciowym-szeregowym (uwzględniający źródła szumów), b) układ z zastępczymi źródłami szumów

Zastępcze generatory szumów $\overline{u_{ik}^2}$, $\overline{i_{ik}^2}$ reprezentują szumy wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego.

W układzie pokazanym na rys.17.16b zastępcze źródła szumów $\overline{u_i^2}$ oraz $\overline{i_i^2}$ reprezentują całkowity zastępczy szum wejściowy

wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Do wyznaczenia $\overline{u_i^2}$ zwieramy wejścia obu układów z rys.17.16 i porównujemy szumy wyjściowe. Załóżmy przy tym, że rezystancja wyjściowa wzmacniacza $R_o \ll R_F$.

$$u_i = u_{ik} + i_{ik} R + \frac{R_F}{R_F + R_E} u_e + \frac{R_E}{R_F + R_E} u_f \quad (17.50)$$

przy czym $R = R_F \parallel R_E$

Zakładając, że poszczególne składowe szumów są niezależne oraz wykorzystując zależność (17.50), otrzymujemy

$$\overline{u_i^2} = \overline{u_{ik}^2} + \overline{i_{ik}^2} R^2 + 4 k T R \Delta f \quad (17.51)$$

Analizując stan rozwarcia obwodów wejściowych obu układów z rys.17.16, otrzymujemy

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ik}^2} \quad (17.52)$$

Z równania (17.51) wynika, że zwiększa się średniokwadratowa wartość napięcia szumów zastępczego źródła napięciowego, zatem zwiększy się stosunek sygnału do szumu (S/N) na wejściu układu ze sprzężeniem zwrotnym. W takim samym stopniu wzrośnie ten stosunek na wyjściu układu. Podobne rozważania możemy przeprowadzić dla wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym innego typu.

Ogólnie można stwierdzić, że we wzmacniaczu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym stosunek sygnału do szumu (S/N) na wejściu układu jest większy niż w układzie bez sprzężenia zwrotnego, wskutek pewnej dodatkowej porcji szumu cieplnego generowanego w elementach sprzężenia zwrotnego.

17.6. PARAMETRY SZUMOWE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

Najczęściej stosowanym parametrem opisującym właściwości szumowe elementu aktywnego lub układu elektronicznego jest *współczynnik szumów* F (ang. *noise factor*). Jest on definiowany jako stosunek całkowitej mocy szumów na wyjściu układu w paśmie Δf do mocy szumów na wyjściu pochodzących z szumów termicznych rezystancji źródła sygnału.

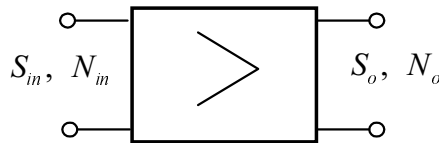
$$F = \frac{P_{oN}}{k T \Delta f k_{ps}} \geq 1 \quad (17.53)$$

gdzie k_{ps} jest skutecznym wzmocnieniem mocy.

Po podzieleniu licznika i mianownika wyrażenia (17.53) przez moc dysponowaną sygnału $P_{s\,dysp} = E_g^2 / 4 R_g$, otrzymujemy

$$F = \frac{\frac{P_{s\,dysp}}{k T \Delta f}}{\frac{k_{ps} P_{s\,dysp}}{P_{oN}}} = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_o}{N_o}} \quad (17.54)$$

W powyższej zależności S_{in}/N_{in} oraz S_o/N_o są stosunkiem sygnału do szumów odpowiednio na wejściu i na wyjściu czwórnika (rys.17.17).



Rys.17.17. Moc sygnału i szumu na wejściu i wyjściu czwórnika

Współczynnik szumów jest większy od jedności i jest miarą pogorszenia się stosunku sygnału do szumu spowodowanego przez szumy wzmacniacza.

W czwórniku przedstawionym na rys.17.17 wejściowa moc szumów N_{in} pochodzi od rezystancji źródła sterującego, zaś wyjściowa moc szumów N_o reprezentuje wszystkie źródła szumów czwórnika, wraz z mocą szumów rezystancji źródła sterującego, przeniesioną na wyjście układu.

Współczynnik szumów może być także wyrażony za pomocą wielkości $\overline{u_i^2}$ oraz $\overline{i_i^2}$, tj. średniokwadratowych wartości napięcia i prądu zastępczych źródeł szumowych na wejściu czwórnika. Gdy wszystkie źródła szumów są przeniesione do obwodu wejściowego, to współczynnik szumów może być określony jako stosunek całkowitego średniokwadratowego zastępczego szumu na wejściu do średniokwadratowej wartości szumów termicznych źródła sygnału.

Wykorzystując zależności (17.36) i (17.54) otrzymujemy

$$F = \frac{\overline{u_{iN}^2}}{\overline{u_{gT}^2}} = \frac{\overline{u_{gT}^2} + \overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2}{\overline{u_{gT}^2}} = 1 + \frac{\overline{u_i^2}}{4 k T R_g \Delta f} + \frac{\overline{i_i^2}}{4 k T \frac{1}{R_g} \Delta f} \quad (17.55)$$

gdzie $\overline{u_{gT}^2}$ - średniokwadratowa wartość napięcia szumów termicznych rezystancji R_g źródła sterującego.

Minimalna wartość współczynnika szumów F występuje dla optymalnej rezystancji generatora $R_{g\,opt}$. Obliczając pochodną dF/dR_g

z równania (17.55), otrzymujemy

$$R_{g\ opt}^2 = \frac{\overline{u_i^2}}{\overline{i_i^2}} \quad (17.56)$$

Podstawiając $R_{g\ opt}$ do równania (17.55) oraz przyjmując $\Delta f = 1\text{Hz}$, otrzymujemy minimalną wartość współczynnika szumów F_{min}

$$F_{min} = 1 + \frac{\sqrt{\overline{u_i^2} \overline{i_i^2}}}{2 k T} \quad (17.57)$$

Najmniejszy współczynnik szumów występuje dla impedancji źródła, która jest zwykle różna od impedancji wejściowej (sprężonej), a więc przy niedopasowaniu energetycznym na wejściu układu. Z tego względu projektowanie małosygnałowego wzmacniacza wymaga pewnego kompromisu pomiędzy jego właściwościami szumowymi a wzmacniającymi.

Przy analizie wzmacniaczy o małym poziomie szumów definiuje się zastępczą rezystancję szumów i zastępczą temperaturę szumów.

Zastępcza rezystancja szumów R_n jest to taka wartość rezystancji, dla której szum cieplny jest równy co do wielkości zastępczemu wejściowemu szumowi wzmacniacza. Porównując szum cieplny z szumami wzmacniacza (rys.17.10) otrzymujemy

$$4 k T R_n \Delta f = \overline{u_{iN}^2} = \overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2 \quad (17.58)$$

Stąd

$$R_n = \frac{\overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2}{4 k T \Delta f} \quad (17.59)$$

Zastępcza rezystancja szumów nie jest związana ani z rezystancją wejściową wzmacniacza, ani też z rezystancją źródła sygnału.

Zastępczą temperaturę szumów T_n nazywamy taką wartość temperatury rezystancji źródła, przy której rezystancja ta generowałaby szum cieplny o wartości równej zastępczemu wejściowemu szumowi wzmacniacza.

Porównując oba szumy (por. wzór 17.58), otrzymujemy

$$4 k T_n R_n \Delta f = \overline{u_{iN}^2} = \overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2 \quad (17.60)$$

Stąd zastępcza temperatura szumów

$$T_n = \frac{\overline{u_i^2} + \overline{i_i^2} R_g^2}{4 k R_g \Delta f} \quad (17.61)$$

Jeżeli szумы wzmacniacza zostaną określone w temperaturze T (zwykle 290K), to

$$\frac{T_n}{T} = (F - 1) \quad (17.62)$$