

Od autora

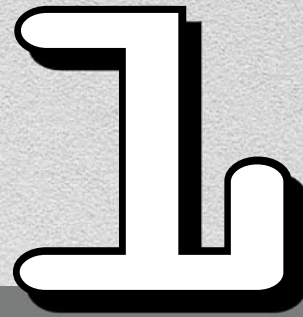
Niniejszy podręcznik zawiera podstawowy materiał z zakresu analogowych układów elektronicznych i jest tematycznie związany z programem przedmiotu „Układy analogowe”, realizowanego w Wojskowej Akademii Technicznej. Opracowując podręcznik przyjąłem założenie, że Czytelnicy mają opanowane podstawowe zagadnienia z teorii obwodów i przyrządów półprzewodnikowych, co pozwoliło w skondensowany sposób przedstawić wiele zagadnień istotnych dla współczesnej elektroniki analogowej.

Pierwszą część podręcznika poświęciłem przybliżeniu zagadnień związanych ze wzmacniaczami liniowymi, począwszy od wzmacniaczy małosygnalowych zbudowanych na jednym tranzystorze, poprzez wzmacniacze różnicowe i operacyjne, aż po wzmacniacze mocy. Ich działanie jest analizowane w najczęściej spotykanych konfiguracjach, kiedy są wykorzystywane jako wzmacniacze prądu stałego, wzmacniacze pasmowe oraz wzmacniacze selektywne.

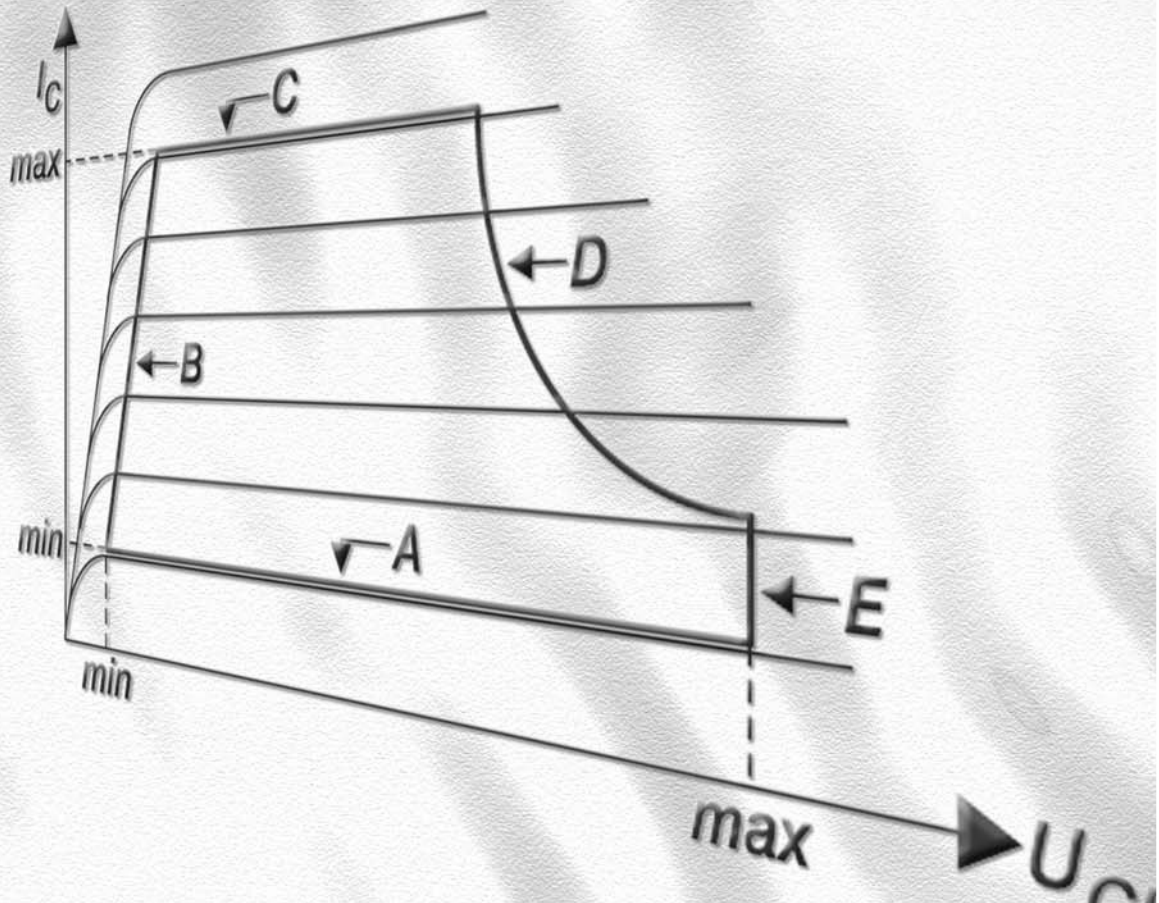
Drugą część podręcznika poświęciłem przybliżeniu zagadnień związanych z analogowymi układami nieliniowymi. Po wprowadzeniu w problematykę zjawisk nieliniowych w układach analogowych, omówiłem różne układy generatorów, układów impulsowych, mieszaczy oraz podstawy działania pętli PLL.

Mam nadzieję, że przyjęty sposób prezentacji materiału, a także dobór prezentowanych zagadnień zadowolą Czytelników poszukujących podstawowych informacji o układach analogowych, których znaczenie we współczesnej elektronice – pomimo gwałtownej jej cyfryzacji – jest nadal bardzo duże.

Józef Boksa, Warszawa, styczeń 2007



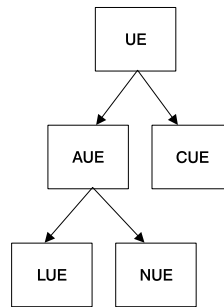
Podstawowe własności analogowych układów elektronicznych



1.1. Uwagi ogólne

Termin układ elektroniczny oznacza zespół odpowiednio połączonych elementów pasywnych, aktywnych i źródeł zasilających o określonych zaciskach wejściowych i wyjściowych, mających zdolność do wytwarzania lub przetwarzania sygnałów elektrycznych. Do układów wytwarzających sygnały elektryczne zalicza się wszelkie generatory przebiegów elektrycznych. Do układów przetwarzających sygnały należy cała gama pozostałych układów wykonujących operacje matematyczne na sygnałach.

Cały zbiór aktualnie stosowanych układów elektronicznych UE można zaliczyć do jednej z dwóch grup układów (rysunek 1.1): analogowych układów elektronicznych AUE i cyfrowych układów elektronicznych CUE. Analogowe układy elektroniczne można z kolei podzielić na liniowe układy elektroniczne LUE i nieliniowe układy elektroniczne NUE.



Rys. 1.1. Podział układów elektronicznych

Analogowe układy elektroniczne stanowią część szerokiej klasy układów wytwarzających i przetwarzających sygnały, których zmiany wartości w czasie zachodzą w sposób ciągły (nieskończona liczba stanów), natomiast cyfrowe układy elektroniczne to takie, w których zmiany sygnału zachodzą w sposób dyskretny (skończona liczba stanów). Najprostszym przykładem sygnału analogowego jest przebieg sinusoidalny (nieskończona liczba wartości chwilowych), a cyfrowego przebieg sygnału przetwarzanego np. w technice TTL (tylko tzw. poziom niski i wysoki).

Podstawową cechą układów liniowych jest spełnianie przez nie zasady superpozycji i proporcjonalności. Dla ogólnej postaci układu elektronicznego w formie czwórnikownika oznacza to, że sygnał na wyjściu stanowi liniową kombinację sygnałów wejściowych. Inaczej mówiąc, po doprowadzeniu do wejścia układu zbioru sygnałów o różnych częstotliwościach i poziomach, na wyjściu otrzymuje się sygnały o tych samych częstotliwościach, każdy o poziomie proporcjonalnym do odpowiedniego sygnału wejściowego, np. wzmacniony o wartość wzmacnienia G (ang. *Gain*) i ewentualnie przesunięty w fazie. Jeśli

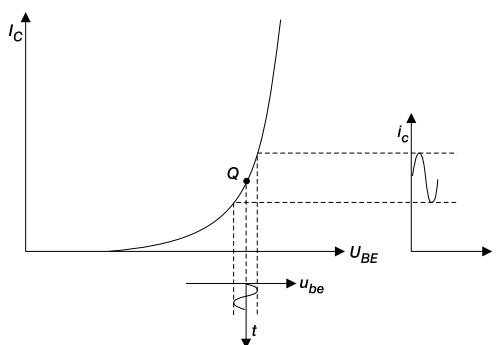
$$u_{we}(t) = U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t + \dots \quad (1.1)$$

to

$$u_{wy}(t) = G_1 U_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + G_2 U_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) + \dots \quad (1.2)$$

W przypadku układów nieliniowych zasada superpozycji nie obowiązuje i na wyjściu układu mogą się pojawić składowe o częstotliwościach różnych od składowych na wejściu, a kształt przebiegu wyjściowego może znacznie odbiegać od kształtu przebiegu wejściowego.

Wymieniona powyżej własność liniowych układów elektronicznych w odniesieniu do rzeczywistych układów elektronicznych zaliczanych do grupy układów liniowych jest spełniona jedynie w sposób przybliżony. Wiąże się to z wykorzystaniem w układzie, poza pasywnymi elementami liniowymi RLC , także diod i tranzystorów, których charakterystyki przejściowe są nieliniowe. Wystarczy, że w układzie zastosuje się jeden element nieliniowy i cały układ staje się układem nieliniowym, zasadniczo komplikując jego analizę. Analizę takiego układu można znacznie uprościć, zakładając tzw. pracę małosygnalową. To założenie wymusza w praktyce sterowanie elementu nieliniowego (niekoniecznie całego układu) odpowiednio małymi poziomami sygnału. Dzięki temu wykorzystywany odcinek charakterystyki nieliniowej elementu aktywnego, np. tranzystora, można uważać za liniowy wokół tzw. punktu pracy Q (rysunek 1.2).



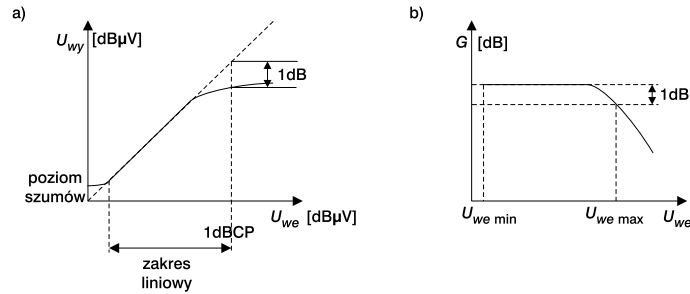
Rys. 1.2. Ilustracja pracy małosygnalowej dla tranzystora bipolarnego

Zwiększenie poziomu sygnału wejściowego $u_{be}(t)$ spowoduje przejście w obszar nieliniowości charakterystyki i zmianę kształtu sygnału wyjściowego. Zmiana kształtu sygnału, wywołana nieliniowością charakterystyk rzeczywistych elementów aktywnych, stanowi źródło powstawania tzw. zniekształceń nieliniowych objawiających się powstawaniem na wyjściu układu harmonicznych sygnału wejściowego.

Harmoniczną danego sygnału wejściowego jest sygnał wyjściowy o częstotliwości n -krotnie większej ($n = 2, 3, 4, \dots$) od wejściowego.

Do oceny względnego poziomu harmonicznych stosuje się współczynnik zawartości harmonicznych. Określa on stosunek poziomu (napięcia lub prądu) powstałych w układzie harmonicznych do poziomu składowej podstawowej. Jego wielkość zależy od stopnia nieliniowości charakterystyki elementu aktywnego, wybranego punktu pracy Q i amplitudy sygnału wejściowego.

W idealizowanym wzmacniaczu harmoniczne nie występują, a zmianom poziomu sygnału wejściowego odpowiadają proporcjonalne zmiany poziomu sygnału wyjściowego. Ten związek jest przedstawiany za pomocą charakterystyki przejściowej wzmacniacza (rysunek 1.3a linia przerywana).



Rys. 1.3. Charakterystyka przejściowa i zakres liniowy wzmacniacza

Na rysunkach przedstawiających charakterystykę przejściową układu stosuje się zwykle opis osi wyrażony w jednostkach względnych, np. $\text{dB}\mu\text{V}$. Taka jednostka określa względny poziom napięcia sygnału wyrażony w dB w stosunku do $1\ \mu\text{V}$.

Elementy układu elektronicznego, zarówno pasywne, jak i aktywne, są źródłem szumów objawiających się powstawaniem na wyjściu układu, poza wzmocnionym sygnałem użytecznym, pewnego chaotycznego przebiegu elektrycznego.

Dla małych poziomów sygnału wejściowego, rzędu mikrowoltów i mniej, poziom szumów własnych układu na wyjściu przewyższa poziom wzmocnionego sygnału wejściowego. Charakterystyka przejściowa w tym zakresie (rysunek 1.3a linia ciągła) odbiega od układu idealizowanego i jest to kres dolny zakresu liniowego. To zjawisko powoduje ograniczenie czułości układu.

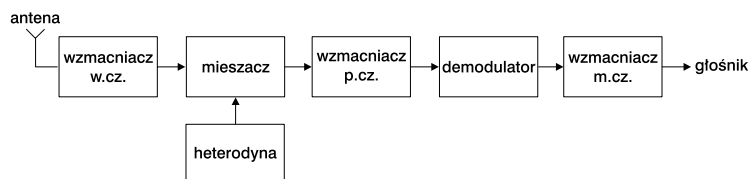
Dla średnich poziomów sygnału wejściowego przebieg charakterystyki pokrywa się z przebiegiem idealizowanym.

Dla większych poziomów sygnału wejściowego (rzędu dziesiątek i więcej miliwoltów) powstające harmoniczne powodują zmniejszenie poziomu składowej podstawowej na wyjściu. Składowa podstawowa to składowa o częstotliwości równej częstotliwości sygnału wejściowego. Charakterystyka przejściowa w tym zakresie znów odbiega od układu idealizowanego. Dla poziomu sygnału wejściowego, przy którym poziom sygnału wyjściowego rzeczywistego wzmacniacza odbiega o 1 dB od poziomu wyjściowego idealizowanego wzmacniacza, wyznacza się tzw. punkt jednodcybelowej kompresji 1dBBCP. Jest to kres górny zakresu liniowego wzmacniacza.

Zakres liniowy układów wzmacniających (rysunek 1.3a) jest definiowany jako przedział od najmniejszej wartości sygnału wejściowego (czułości układu) do największej, powyżej której zmiany poziomu sygnału wyjściowego nie nadążają za zmianami poziomu sygnału wejściowego. Aby uniknąć niejednoznaczności związanej z nazewnictwem, przez pojęcie tak zdefiniowanego zakresu liniowego należy rozumieć zakres liniowego wzmocnienia.

Inną interpretację zakresu liniowego przedstawiono na rysunku 1.3b. W tym przypadku wzmocnienie G wyrażone w decybelach jest różnicą poziomów sygnałów z rysunku 1.3a wyrażonych w $\text{dB}\mu\text{V}$ i dla zakresu liniowego przyjmuje wartość stałą.

Przykłady analogowych liniowych i nieliniowych układów elektronicznych można znaleźć w najpowszechniej stosowanym urządzeniu, jakim jest odbiornik radiofoniczny. Jego schemat blokowy przedstawiono na rysunku 1.4.



Rys. 1.4. Schemat blokowy odbiornika radiofonicznego

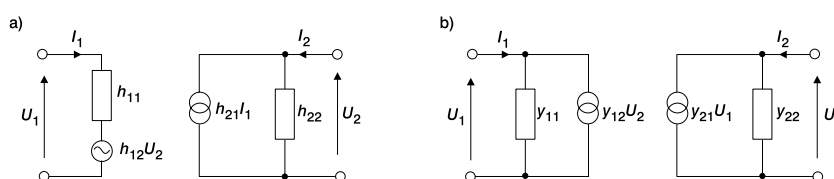
Wzmacniacze wielkiej częstotliwości (w.cz.), pośredniej częstotliwości (p.cz.) oraz małej częstotliwości (m.cz.) mogą być traktowane jako układy liniowe, natomiast pozostałe elementy odbiornika (mieszacz, heterodyna, demodulator) należą do grupy układów nieliniowych. Mimo coraz powszechniejszego stosowania układów cyfrowych w urządzeniach elektronicznych stopnie początkowe i końcowe urządzeń odbiorczych długo pozostaną układami analogowymi.

W dalszej części książki w pierwszej kolejności zostaną przeanalizowane własności szerokiej gamy wzmacniaczy zaliczanych do grupy liniowych analogowych układów elektronicznych.

1.2. Parametry robocze

Każdy liniowy analogowy układ elektroniczny zbudowany na tranzystorach i wielu elementach pasywnych (rezystory, kondensatory, cewki indukcyjne itp.) zawsze można potraktować jako czwórnik liniowy. W analizie czwórników liniowych powszechnie wykorzystywane są parametry macierzowe czwórnika. Zależnie od potrzeb stosowane są różne macierze. Do analizy liniowych analogowych układów elektronicznych zbudowanych na tranzystorach najczęściej wykorzystuje się schematy elektryczne tranzystorów jako czwórników opisanych macierzami h , y bądź s .

Macierz h (rysunek 1.5a) wykorzystuje się do analizy układów zbudowanych na tranzystorach bipolarnych w zakresie małych częstotliwości (m.cz.), rzędu do kilkuset kiloherców.



Rys. 1.5. Układy zastępcze czwórnika dla macierzy h i y

Zastosowanie macierzy h dla tranzystorów bipolarnych wynika z prostej interpretacji fizycznej parametrów macierzowych tranzystora (wzmocnienie prądowe – h_{21} , rezystancja wejściowa – h_{11} i wyjściowa – $1/h_{22}$, oddziaływanie wyjścia na wejście – h_{12}). Zastosowanie tej macierzy dla zakresu małych częstotliwości wynika z tego, że wartości tych parametrów są zwykle mierzone dla małych częstotliwości (najczęściej 1 kHz) i z tego powodu są mierzone tylko wartości rzeczywistej parametrów. To ograniczenie wyklucza możliwość zastosowania tej macierzy do analizy układów dla wyższych częstotliwości (w.cz.), rzędu megaherców, gdzie

niezbędne są dane o wartości części urojonej danego parametru. Dla tego zakresu częstotliwości konieczne jest korzystanie z macierzy y (rysunek 1.5b).

Do analizy układów zbudowanych na tranzystorach polowych macierz h jest nieprzydatna. Nawet dla zakresu małych częstotliwości niemierzalne są parametry h_{11} i h_{21} , gdyż prąd bramki jest praktycznie zerowy. Dla tych tranzystorów dla zakresu małych i dużych częstotliwości wykorzystuje się macierz y .

Dla częstotliwości jeszcze większych, bliskich 1 GHz i więcej (b.w.cz.), żaden parametr macierzowy klasycznych macierzy czwórnika nie może być wyznaczony drogą pomiaru z wystarczającą dokładnością. Dla tego zakresu wykorzystuje się tylko tzw. macierz rozproszenia s [1], [2].

Zalecane do stosowania typy macierzy w zależności od typu stosowanego tranzystora (bipolarny lub polowy) i częstotliwości (m.cz., w.cz., b.w.cz.) zestawiono w tabeli 1.1.

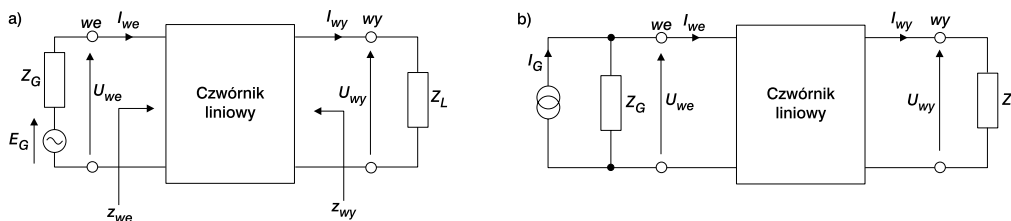
	m.cz.	w.cz.	b.w.cz.
Tranzystor bipolarny	[h]	[y]	[s]
Tranzystor polowy	[y] ([g])	[y]	[s]

[y] ([g]) oznacza, że dla małych częstotliwości wystarczy uwzględnić tylko części rzeczywiste admitancji $y = g + jb$

Wartości parametrów macierzowych h lub y są wyznaczane w stanie zwarcia lub rozwarcia odpowiednich zacisków czwórnika. Rzeczywisty układ elektroniczny jest zawsze sterowany ze źródła sygnału (generatora) o określonej impedancji wewnętrznej i obciążony określoną impedancją obciążenia. To powoduje, że do oceny własności fizycznych układu elektronicznego (np. wzmacniacza) traktowanego jako czwórnik liniowy stosuje się parametry robocze wyznaczane dla konkretnych wartości parametrów zastosowanego źródła sygnału i obciążenia.

Parametry robocze czwórnika stanowią podstawowe wielkości charakteryzujące czwórnik w stanie pracy, a nie w stanie jałowym, kiedy na wejściu lub wyjściu czwórnika prąd jest zerowy (rozwarcie) lub zerowe napięcie (zwarcie).

Do zdefiniowania parametrów roboczych posłużymy się rysunkiem 1.6.



Rys. 1.6. Układy czwórników do wyznaczania parametrów roboczych

Zdefiniowana graficznie na rysunku 1.6a impedancja wejściowa może być wyznaczona z zależności

$$z_{we} = \frac{U_{we}}{I_{we}} \quad (1.3)$$

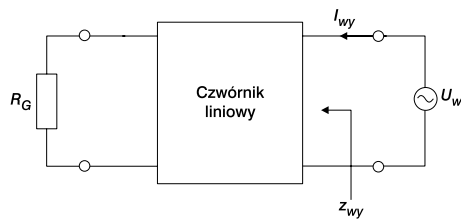
Fizyczną interpretacją tego parametru jest impedancja, którą będzie obciążony generator, więc dla generatora o dowolnej rezystancji wewnętrznej ma tę samą wartość. Dla małych częstotliwości impedancję wejściową można utożsamiać z rezystancją wejściową (pomijalna wartość części urojonej impedancji). Nie można jej jednak utożsamiać z rezystancją wejściową czwórnika h_{11} , gdyż ten parametr jest wyznaczany w warunkach zwarcia na wyjściu ($Z_L = 0$).

Można stąd wyciągnąć wniosek, że parametr roboczy wzmacniacza związany nazwą z odpowiednim parametrem macierzowym czwórnika liniowego może mieć wartość do niego zbliżoną, ale nigdy równą.

Impedancja wyjściowa:

$$z_{wy} = \left. \frac{U_{wy}}{I_{wy}} \right|_{E_G = 0} \quad (1.4)$$

Od strony wyjścia wzmacniacz jest źródłem sygnału dla obciążenia i impedancja wyjściowa wzmacniacza jest właśnie impedancją wewnętrzną tego źródła sygnału. Warunek $E_G = 0$ wynika z procedury praktycznego wyznaczania wartości rezystancji wyjściowej, zgodnie z którą wyzerowuje się poziom sygnału sterującego na wejściu (rysunek 1.7), a do wyjścia podłącza się źródło o takim napięciu, jakie było na wyjściu, kiedy sygnał sterujący na wejściu był włączony. Dla określonego napięcia U_{wy} prąd płynący w obwodzie wyjściowym jest oczywiście zależny od impedancji wyjściowej wzmacniacza.



Rys. 1.7. Wyznaczanie impedancji wyjściowej

Wzmocnienie napięciowe (rysunek 1.6a) definiuje się jako

$$G_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \quad (1.5)$$

Dla różnych wydajności generatora E_G i różnych impedancji Z_G napięcie wejściowe i wyjściowe będą miały różną wartość, ale ich stosunek G_u zawsze przyjmuje tę samą wartość. Wartość G_u określa więc potencjalne możliwości wzmacniającego układu dla danej impedancji obciążenia.

Wzmocnienie prądowe definiuje się jako

$$G_i = \frac{I_{wy}}{I_{we}} \quad (1.6)$$

Interpretacja tego parametru jest analogiczna jak poprzedniego. Oczywiście tego parametru roboczego nie można utożsamiać z parametrem macierzowym h_{21} jako zwarciovym.

Z analizy rysunku 1.6a wynika wniosek, że między wymienionymi wzmocnieniami występuje związek

$$G_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{I_{wy} Z_L}{I_{we} z_{we}} = G_i \frac{Z_L}{z_{we}} \quad (1.7)$$

lub inaczej

$$\frac{G_u}{G_i} = \frac{Z_L}{z_{we}} \quad (1.8)$$

Wzmocnienie napięciowe skuteczne (efektywne)

$$G_{us} = \frac{U_{wy}}{E_G} \quad (1.9)$$

W odróżnieniu od wzmocnienia napięciowego, wzmocnienie napięciowe skuteczne jest odniesione do wydajności źródła napięciowego generatora.

Łatwo zauważyć, że między wzmocnieniem napięciowym skutecznym a wzmocnieniem napięciowym występuje związek

$$G_{us} = \frac{U_{wy}}{E_G} = \frac{U_{we}}{E_G} \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{U_{we}}{E_G} G_u = \frac{z_{we}}{z_{we} + Z_G} G_u \quad (1.10)$$

Dla różnych rezystancji generatora wartość G_{us} będzie różna, ale zawsze mniejsza od G_u , gdyż w praktyce nie istnieją idealne źródła napięciowe (o $Z_G = 0$).

Przez analogię do wzmocnienia napięciowego skutecznego wzmocnienie prądowe skuteczne (efektywne) należy odnieść do wydajności generatora, ale jako źródła prądowego. W tym wypadku korzystamy z rysunku 1.6b, otrzymując

$$G_{is} = \frac{I_{wy}}{I_G} \quad (1.11)$$

i podobnie

$$G_{is} = \frac{I_{we}}{I_G} \frac{I_{wy}}{I_{we}} = \frac{I_{we}}{I_G} G_i = \frac{y_{we}}{y_{we} + Y_G} G_i = \frac{Z_G}{z_{we} + Z_G} G_i \quad (1.12)$$

Wartość G_{is} jest zawsze mniejsza od G_i , gdyż nie istnieją idealne źródła prądowe.

Między wzmocnieniami skutecznymi występuje także związek

$$G_{us} = \frac{U_{wy}}{E_G} = \frac{I_{wy} Z_L}{I_G Z_G} = G_{is} \frac{Z_L}{Z_G} \quad (1.13)$$

lub

$$\frac{G_{us}}{G_{is}} = \frac{Z_L}{Z_G} \quad (1.14)$$

Do oceny własności wzmacniacza pod względem mocy stosuje się następujące parametry: wzmocnienie mocy, wzmocnienie mocy skuteczne i wzmocnienie mocy dysponowane.

Wzmocnienie mocy jest stosunkiem mocy czynnej wydzielonej w obciążeniu do mocy czynnej wydzielonej na wejściu czwórnika

$$G_p = \frac{P_{wy}}{P_{we}} \quad (1.15)$$

Wzmocnienie mocy skuteczne jest odniesione do tzw. mocy dysponowanej generatora

$$G_{ps} = \frac{P_{wy}}{P_{gd}} \quad (1.16)$$

gdzie moc dysponowana generatora

$$P_{gd} = \frac{|E_G|^2}{4R_G} \quad (1.17)$$

jest maksymalną mocą, jaką generator może wydzielić na obciążeniu (na wejściu czwórnika). Jest to możliwe, gdy generator będzie pracował w stanie dopasowania na wejściu czwórnika, czyli jego rezystancja wewnętrzna będzie równa rezystancji wejściowej czwórnika.

Wzmocnienie mocy dysponowane jest stosunkiem tzw. mocy dysponowanej na wyjściu do mocy dysponowanej generatora

$$G_{pd} = \frac{P_{wyd}}{P_{gd}} \quad (1.18)$$

gdzie moc dysponowana na wyjściu

$$P_{wyd} = \frac{|U_{wy}|^2}{4r_{wy}} \quad (1.19)$$

jest maksymalną mocą, jaką czwórnik może wydzielić w obciążeniu. Jest to możliwe, gdy z kolei czwórnik będzie pracował także w stanie dopasowania na wyjściu, czyli gdy rezystancja obciążenia będzie równa jego rezystancji wyjściowej.

Między wzmocnieniami mocy a napięciowymi i prądowymi istnieją zależności

$$G_p = |G_u|^2 \frac{r_{we}}{R_L} = |G_i|^2 \frac{R_L}{r_{we}} \quad (1.20)$$

$$G_{ps} = 4|G_{us}|^2 \frac{R_G}{R_L} = 4|G_{is}|^2 \frac{R_L}{R_G} \quad (1.21)$$

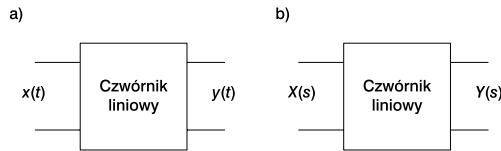
$$G_{pd} = |G_{us}|^2 \frac{R_G}{r_{wy}} = |G_{is}|^2 \frac{r_{wy}}{R_G} \quad (1.22)$$

Wzmocnienie mocy dysponowane jest maksymalnym wzmocnieniem mocy i wymaga spełnienia warunku obustronnego dopasowania energetycznego. Obustronne dopasowanie może niekiedy doprowadzić do utraty stabilności wzmacniacza, tzn. że wzmacniacz obustronnie dopasowany może przejść w stan generacji.

1.3. Charakterystyki częstotliwościowe i czasowe

W układach liniowych złożonych z elementów skupionych i niezmiennych w czasie doprowadzeniu do wejścia zmiennego w czasie przebiegu $x(t)$, zwanego wymuszeniem, towarzyszy przebieg wyjściowy $y(t)$, zwany odpowiedzią (rysunek 1.8a).

Stosując przekształcenie Laplace'a dla przebiegu w dziedzinie czasu, otrzymujemy wymuszenie $X(s)$ i odpowiedź $Y(s)$ będącą funkcją pulsacji zespolonej $s = \sigma + j\omega$ (rysunek 1.8b). Operatorowa zależność pomiędzy odpowiedzią $Y(s)$ a wymuszeniem



Rys. 1.8. Przejście z dziedziny czasu w dziedzinę pulsacji zespolonej

$X(s)$ może być opisana za pomocą transmitancji operatorowej (funkcji przenoszenia) $K(s)$, będącej funkcją wymierną zmiennej zespolonej s w postaci

$$K(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1.23)$$

W przypadku wejściowych sygnałów sinusoidalnych dla stanu ustalonego układ można opisać transmitancją częstotliwościową $K(j\omega)$, otrzymaną z funkcji $K(s)$ przez podstawienie $s = j\omega$

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (1.24)$$

Wykres tej transmitancji można przedstawić na płaszczyźnie zmiennej zespolonej w postaci tzw. hodografu. Taki wykres nie jest zbyt przydatny w analizie układów liniowych, gdyż nie przedstawia w prostej postaci podstawowych informacji o parametrach częstotliwościowych analizowanego układu. Wygodniej jest przedstawiać powyższą transmitancję w postaci wykładniczej jako

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (1.25)$$

gdzie

$$|K(j\omega)| = \sqrt{[\operatorname{Re}(K(j\omega))]^2 + [\operatorname{Im}(K(j\omega))]^2} \quad (1.26)$$

jest tzw. charakterystyką amplitudową (charakterystyką modułu), która podaje wprost informację o wzmacnieniu napięciowym bądź prądowym układu w funkcji częstotliwości.

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(K(j\omega))}{\operatorname{Re}(K(j\omega))} \quad (1.27)$$

jest tzw. charakterystyką fazową (charakterystyką argumentu) i podaje wprost informację o przesunięciu fazy wprowadzanym przez układ w funkcji częstotliwości. Te dwie charakterystyki jednoznacznie opisują własności układu w dziedzinie częstotliwości.

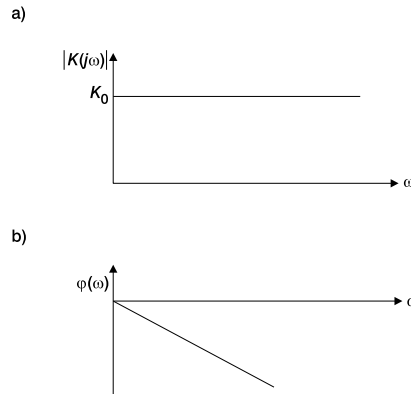
Idealnym układem liniowym niewprowadzającym zniekształceń jest układ, którego charakterystyka amplitudowa (wzmocnienie) jest wielkością stałą, niezależną od częstotliwości (rysunek 1.9a)

$$|K(j\omega)| = K_0 \quad (1.28)$$

natomiast charakterystyka fazowa jest liniową funkcją częstotliwości

$$\varphi(\omega) = -\omega\tau_0 \quad (1.29)$$

co oznacza, że sygnał wejściowy jest proporcjonalny do sygnału wyjściowego i opóźniony o czas opóźnienia τ_0 niezależny od częstotliwości sygnału wejściowego (rysunek 1.9b).



Rys. 1.9. Charakterystyka częstotliwościowa idealnego układu liniowego

Charakterystyki częstotliwościowe układów rzeczywistych zawsze odbiegają od charakterystyk idealnych. Ta rozbieżność jest określana mianem tzw. zniekształceń liniowych, objawiających się zmianami wzmocnienia oraz nieliniowym przebiegiem charakterystyki fazowej w funkcji częstotliwości. W każdym układzie elektronicznym występują elementy pasywne LC jako celowo zastosowane lub niepożądane (pojemności montażowe, indukcyjności doprowadzeń itp.). Te elementy wraz z rezystancjami tworzą ogniwa filtrujące dolno- i ewentualnie górno- przepustowe. Ponieważ są to elementy liniowe, więc wprowadzane przez nie zniekształcenia zaliczamy do klasy zniekształceń liniowych. Dla przypomnienia: drugą klasę zniekształceń w układach elektronicznych stanowią zniekształcenia nieliniowe, których źródłem jest nieliniowość charakterystyk przejściowych elementów aktywnych.

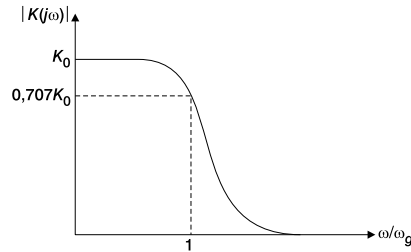
W analizie liniowych układów wzmacniających charakterystykami przybliżającymi idealne charakterystyki częstotliwościowe są tzw. charakterystyki maksymalnie płaskie modułu oraz maksymalnie liniowej fazy [2].

Każdy rzeczywisty wzmacniacz ma oczywiście możliwość wzmacniania sygnałów tylko do skończonej częstotliwości, więc każdy jest filtrem co najmniej dolno- przepustowym. Celem przybliżenia problematyki charakterystyk częstotliwościowych powszechnie stosowanych układów dolno- przepustowych rozpatrzmy transmitancję filtru dolno- przepustowego o pewnym wzmocnieniu K_0 opisaną zależnością

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} e^{-j \arctg \frac{\omega}{\omega_g}} \quad (1.30)$$

gdzie K_0 jest wzmocnieniem dla składowej stałej, ω jest pulsacją bieżącą, a ω_g jest górną pulsacją graniczną, dla której wzmocnienie maleje o $1/\sqrt{2}$.

Wyznaczona graficznie z tej zależności charakterystyka amplitudowa wzmacniacza z filtrem dolno- przepustowym będzie miała postać jak na rysunku 1.10.



Rys. 1.10. Charakterystyka amplitudowa wzmacniacza dolnoprzepustowego

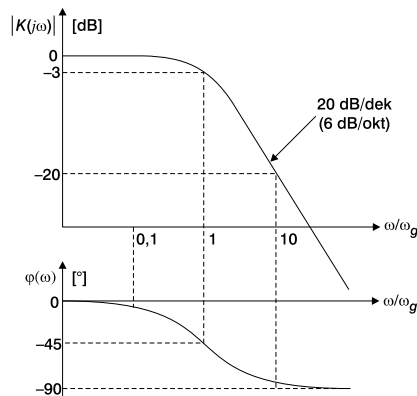
Taka postać graficzna charakterystyki nie jest stosowana w analizie układów wzmacniających, gdyż jej przebieg nie jest monotoniczny. W związku z tym powszechnie stosuje się tzw. charakterystyki Bodego, w których skala częstotliwości jest logarytmiczna, amplitudowa zaś wyrażona w mierze decybelowej

$$|K(j\omega)|[\text{dB}] = 20 \log |K(j\omega)| \quad (1.31)$$

W tym przypadku charakterystyka amplitudowa Bodego przyjmuje postać

$$|K(j\omega)|[\text{dB}] = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \quad (1.32)$$

a jej wykres (rysunek 1.11) powyżej częstotliwości granicznej będzie się zbliżać asymptotycznie do prostej o nachyleniu 20 dB na dekadę (dziesięciokrotne zmniejszenie wzmocnienia przy dziesięciokrotnym wzroście częstotliwości). Niekiedy zamiast pojęcia dekady (stosunek częstotliwości równy 10), stosuje się pojęcie oktawy (stosunek częstotliwości równy 2). Wówczas dla liniowego spadku wzmocnienia dwukrotny wzrost częstotliwości powoduje dwukrotne zmniejszenie wzmocnienia (6 dB).



Rys. 1.11. Charakterystyki Bodego

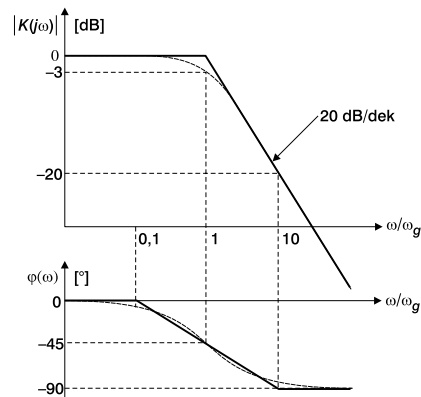
Formalny zapis charakterystyki fazowej Bodego pozostanie bez zmian

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_g} \quad (1.33)$$

lecz jej wykres będzie przedstawiony w innej skali.

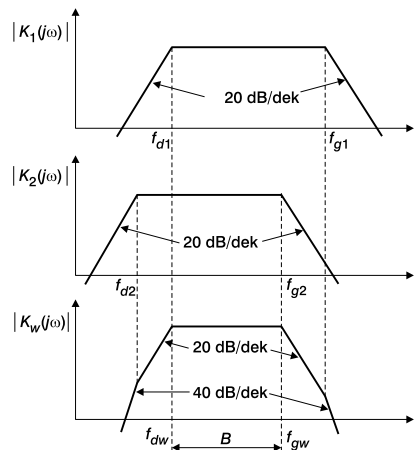
Przebieg pełnej charakterystyki częstotliwościowej filtra dolnoprzepustowego w postaci unormowanych charakterystyk Bodego przedstawiono na rysunku 1.11.

Podstawową zaletą charakterystyk Bodego jest to, że mogą być w prosty sposób aproksymowane za pomocą asymptotycznych odcinków prostoliniowych (rysunek 1.12). Największy błąd aproksymacji nie przekracza 3 dB dla charakterystyki amplitudowej i 6° dla charakterystyki fazowej.



Rys. 1.12. Aproksymowane charakterystyki Bodego

Wszystkie rzeczywiste wzmacniacze zawsze mają ograniczone pasmo pracy w zakresie górnych częstotliwości. Niektóre z nich mają ograniczone pasmo także w zakresie dolnych częstotliwości, wykazując własności pasmowoprzepustowe – wykres górny rysunku 1.13.



Rys. 1.13. Wyznaczanie wypadkowej charakterystyki amplitudowej

Korzystając z charakterystyk Bodego, można w prosty sposób przedstawić przebieg wypadkowej charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza wielostopniowego, z których każdy zawiera strukturę ogniów filtrów dolno- i górnoprzepustowych. Dla przypadku struktury wzmacniacza z dwoma ogniwami filtrów dolno- i górnoprze-

stowych o transmitancjach odpowiednio K_1 i K_2 otrzymamy przebieg wypadkowej charakterystyki amplitudowej K_w , jak na rysunku 1.13. Podobnie można wyznaczyć charakterystykę fazową.

Wartość wypadkowych częstotliwości granicznych zależy od relacji między częstotliwościami granicznymi, odpowiednio f_{d1} a f_{d2} oraz f_{g1} a f_{g2} .

Jeżeli są odpowiednio odległe (o co najmniej dwie oktawy), to 3 dB dolne i górne częstotliwości graniczne określone są praktycznie przez częstotliwość większą dla dolnych częstotliwości i mniejszą dla górnych częstotliwości. Są to tzw. bieguny dominujące wypadkowej transmitancji.

Jeśli f_{d1} i f_{d2} oraz f_{g1} i f_{g2} są sobie równe (przypadek tzw. biegunów wielokrotnych wypadkowej transmitancji), to 3 dB częstotliwości graniczne wzmacniacza można wyznaczyć z zależności

$$f_{dw} = f_{d(2)} \frac{1}{\sqrt{2^n - 1}} \quad (1.34)$$

$$f_{gw} = f_{g(2)} \sqrt{2^n - 1} \quad (1.35)$$

gdzie n jest liczbą biegunów transmitancji (liczba ogniów filtrujących).

Z zależności tych wynika, że w przypadku biegunów wielokrotnych pasmo układu B , określone jako różnica pomiędzy f_{dw} i f_{gw} , ulega zawężeniu.

Jeśli nie zachodzi przypadek bieguna dominującego i biegunów wielokrotnych (f_{d1} i f_{d2} oraz f_{g1} i f_{g2} nie są sobie równe i nie są dostatecznie odległe), to 3 dB częstotliwości graniczne można wyznaczyć z przybliżonych ogólnych zależności

$$f_{dw} \approx 1,1 \sqrt{f_{d1}^2 + f_{d2}^2 + \dots} \quad (1.36)$$

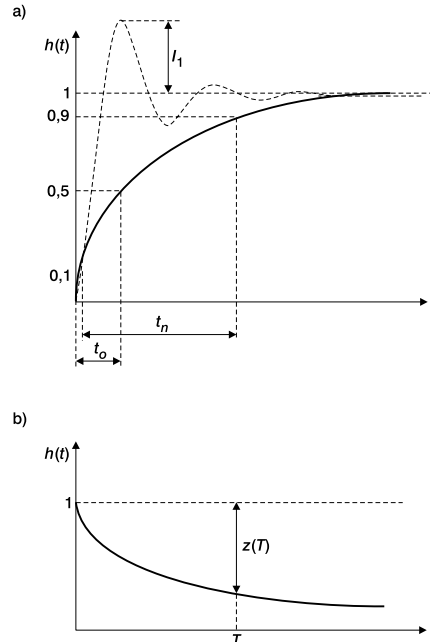
$$\frac{1}{f_{gw}} \approx 1,1 \sqrt{\frac{1}{f_{g1}^2} + \frac{1}{f_{g2}^2} + \dots} \quad (1.37)$$

Jest oczywiste, że w praktyce może zająć inny przypadek dla zakresu dolnych częstotliwości, a inny dla zakresu górnych częstotliwości.

Do oceny właściwości wzmacniaczy przebiegów impulsowych stosuje się charakterystyki czasowe, które są odpowiedzią układu na impuls wzorcowy. Najczęściej jako impuls wzorcowy stosuje się skok jednostkowy.

Przedstawienie pełnej odpowiedzi czasowej na jednym wykresie jest niewygodne, gdyż część początkowa odpowiedzi czasowej, zwana czołem odpowiedzi (impulsu), kształtuje się stosunkowo krótko w stosunku do pozostałej części odpowiedzi, zwanej grzbietem odpowiedzi (impulsu). Z tego powodu charakterystykę czasową $h(t)$ zwykle przedstawia się oddzielnie dla obu zakresów – rysunek 1.14.

Dla określenia jakości wzmacniających układów impulsowych definiuje się kilka przydatnych w praktyce parametrów, pozwalających ocenić poziom zniekształceń odpowiedzi czasowej wprowadzonej przez układ. Zniekształcenia te oceniane są w zakresie



Rys. 1.14. Charakterystyka czasowa układu dla zakresu czoła (a) i grzbietu (b)

czoła poprzez czas narastania t_n , amplitudę pierwszej oscylacji l_1 (jeżeli występuje) oraz czas opóźnienia t_o , natomiast w zakresie grzbietu za pomocą tzw. zwisu $z(T)$.

Przy kaskadowym połączeniu pojedynczych wzmacniaczy całkowity czas narastania czoła odpowiedzi na skok jednostkowy jest w przybliżeniu równy

$$t_n \approx \sqrt{t_{n1}^2 + t_{n2}^2 + t_{n3}^2 + \dots} \quad (1.38)$$

Całkowity zwis w układzie wielostopniowym jest równy sumie zwisów wprowadzonych w poszczególnych stopniach

$$z \approx z_1 + z_2 + z_3 + \dots \quad (1.39)$$

przy czym zależność ta jest słuszna, jeżeli ich wartości nie przekraczają 10%.

Amplituda pierwszej oscylacji w przypadku małych wartości oscylacji w poszczególnych stopniach (mniejszych od 2%) jest tego samego rzędu co pojedynczego stopnia, natomiast dla większych (np. 5...10%)

$$l \approx \sqrt{l_{11}^2 + l_{12}^2 + l_{13}^2 + \dots} \quad (1.40)$$

Między charakterystykami częstotliwościowymi a czasowymi istnieje jednoznaczny ogólny związek, gdyż

$$h(t) = L^{-1} \frac{K(s)}{s} \quad (1.41)$$

gdzie L^{-1} – odwrotne przekształcenie Laplace'a.

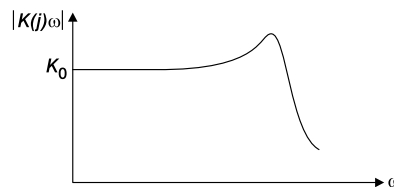
Niestety, między konkretnymi parametrami w dziedzinie częstotliwości i czasu nie ma jednoznacznego związku, gdyż ich wartości odnoszą się jedynie do pewnych charakterystycznych punktów, a nie całego ich przebiegu. Można jednak doszukiwać się przybliżonych związków.

Czoło odpowiedzi czasowej jest związane z szybką zmianą wartości sygnału, więc określone jest przez przebieg charakterystyki częstotliwościowej w zakresie górnych częstotliwości. Między częstotliwością graniczną górną a czasem narastania istnieje przybliżony związek. Ich iloczyn jest wartością w przybliżeniu stałą

$$f_g \cdot t_n = 0,35 \div 0,45 \quad (1.42)$$

Wzmacniacz o większej częstotliwości granicznej górnej charakteryzuje się więc mniejszym czasem narastania.

Oscylacje występują m.in. w układzie, którego charakterystyka amplitudowa nie jest monotoniczna w zakresie górnych częstotliwości (tzw. podbicie) – rysunek 1.15.

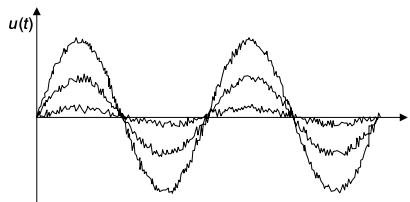


Rys. 1.15. Podbicie charakterystyki amplitudowej

Grzbiet odpowiedzi związany jest z wolną zmianą wartości sygnału, więc uwarunkowany jest przebiegiem charakterystyki częstotliwościowej w zakresie dolnych częstotliwości przenoszonego pasma. Wzmacniacz o mniejszej częstotliwości granicznej dolnej charakteryzuje się mniejszym zwisem, a o zerowej – zerowym.

1.4. Szumy w układach elektronicznych

Procesowi przesyłania sygnałów przez układ elektroniczny towarzyszy występowanie niezamierzonych fluktuacji napięć i prądów w poszczególnych jego elementach. Fluktuacje te, zwane szumami, ograniczają zdolność układów do przetwarzania słabych sygnałów. Nawet jeśli sygnał wejściowy układu (np. wzmacniacza) jest idealnym, monochromatycznym sygnałem sinusoidalnym, sygnał wyjściowy zostaje nacechowany szumami – rysunek 1.16. Dla ustalonych warunków pracy wzmacniacza poziom szumów nie zależy od poziomu sygnału i dla małych poziomów sygnału pogarsza się tzw. stosunek sygnał szum S/N .



Rys. 1.16. Przebieg zaszumionego sygnału

Ze względu na przypadkowy charakter fluktuacji poziom szumów opisuje się przez podanie ich średniej energii lub średniokwadratowych wartości napięcia albo prądu szumów. Spośród wielu znanych rodzajów szumów w analizie układów liniowych uwzględnia się zwykle trzy podstawowe: cieplne, śrutowe i $1/f$.

Szumy cieplne (termiczne, Johnsona) powstają w każdym przewodniku stratnym wskutek przypadkowych zderzeń nośników ładunków z drgającą siecią atomów. Intensywność zderzeń zależy od temperatury sieci, a każde zderzenie wytwarza krótkie impulsy napięcia o bardzo szerokim widmie. Powoduje to powstanie napięcia fluktuacyjnego o wartości średniokwadratowej w przedziale częstotliwości B , określonego wzorem Nyquista

$$\overline{U_n^2} = 4kTRB \quad (1.43)$$

lub chaotycznego prądu

$$\overline{I_n^2} = \frac{4kTB}{R} \quad (1.44)$$

gdzie

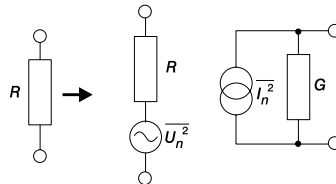
k – stała Boltzmanna $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K];

T – temperatura w K;

R – rezystancja elementu w Ω ;

B – szerokość pasma, w której uwzględnia się szumy w Hz.

Każdy element rzeczywisty o rezystancji R można pod względem szumowym traktować jako źródło napięciowe szumów połączone szeregowo z rezystancją bezszumną R lub źródłem prądowym szumów połączonym równolegle z bezszumną konduktancją G – rysunek 1.17.



Rys. 1.17. Zastępczy schemat szumowy rezystora

Moc źródła szumów cieplnych

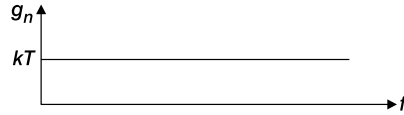
$$P_n = kTB \quad (1.45)$$

i dla jednostkowego pasma oraz temperatury 290 K wynosi $4 \cdot 10^{-21}$ W.

Gęstość widmowa mocy szumów cieplnych

$$g_n = \frac{dP_n}{df} = kT \quad (1.46)$$

jest niezależna od częstotliwości – rysunek 1.18 i dlatego, przez analogię do światła słonecznego zawierającego wszystkie składowe widma, szumy cieplne zaliczamy do tzw. szumów białych.



Rys. 1.18. Gęstość widmowa mocy szumów cieplnych (białych)

Szum śrutowy jest charakterystyczny dla przyrządów półprzewodnikowych, gdyż powstaje przy przechodzeniu nośników ładunku przez barierę potencjału złącza p-n. Kwadrat wartości skutecznej fluktuacji prądu szumów śrutowych

$$\overline{I_n^2} = 2qI_0B \quad (1.47)$$

gdzie

q – ładunek elektronu $1,6 \cdot 10^{-19}$ C;

I_0 – składowa stała prądu płynącego przez daną powierzchnię.

Szum śrutowy jest również traktowany jako szum biały.

Szumy $1/f$ (zwane również strukturalnymi lub małowzrostliwociowymi) są rezultatem kilku różnych mechanizmów fizycznych, w których dominuje generacja i rekombinacja nośników w defektach struktury krystalicznej półprzewodnika. Ich gęstość widmowa

$$g_n = \frac{A}{f} \quad (1.48)$$

gdzie A jest stałą materiałową, zależną od rodzaju materiału, technologii, wielkości prądu itp. i jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości, czyli te szumy dominują w zakresie małych częstotliwości.

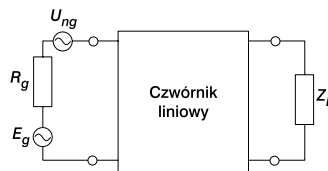
Szumy o nierównomiernej gęstości widmowej w funkcji częstotliwości zaliczane są do tzw. szumów kolorowych.

Najczęściej stosowanym wskaźnikiem określającym własności szumowe układu elektronicznego jest tzw. współczynnik szumów NF (ang. *Noise Factor*)

$$NF = \frac{P_{nco}}{P_{ngo}} \quad (1.49)$$

Jest to stosunek całkowitej mocy szumów na wyjściu układu P_{nco} do mocy szumów na wyjściu P_{ngo} pochodzących od źródła sygnału.

Odnosząc to do schematu na rysunku 1.19: przez pojęcie mocy szumów na wyjściu P_{ngo} pochodzących od źródła sygnału należy rozumieć moc szumów pochodzących od rezystancji R_g .



Rys. 1.19. Generator jako źródło sygnału i szumów cieplnych

Przy przechodzeniu sygnału przez układ szumy emitowane w czwórniku P_{nu} dodają się do szumów zawartych w sygnale wejściowym, więc

$$NF = \frac{P_{nco}}{P_{ngo}} = \frac{P_{ngo} + P_{mco}}{P_{ngo}} = 1 + \frac{P_{mco}}{P_{ngo}} \quad (1.50)$$

Współczynnik szumów rzeczywistego układu pracującego w temperaturze wyższej od 0 K jest zawsze większy od jedności (0 dB).

Wprowadzając do wcześniej określonej definicji moc sygnału P_s i dokonując prostych przekształceń, otrzymujemy

$$NF = \frac{P_{nco}}{P_{ngo}} = \frac{P_s P_{nco}}{P_s P_{ngo}} = \frac{\frac{P_s}{P_{nco}}}{\frac{P_s}{P_{ngo}}} \quad (1.51)$$

oraz uwzględniając wzmocnienie układu, otrzymujemy powszechnie stosowaną definicję współczynnika szumów układu

$$NF = \frac{\left(\frac{P_s}{P_n}\right)_{in}}{\left(\frac{P_s}{P_n}\right)_o} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}} \quad (1.52)$$

Współczynnik szumów określa więc, o ile pogarsza się stosunek mocy sygnału do szumów po przejściu sygnału przez układ.

W układach wielostopniowych połączonych kaskadowo, w których poszczególne stopnie charakteryzowane są za pomocą współczynników szumów NF_i i dysponowanych wzmocnień mocy G_{pdi} , a ponadto wszystkie stopnie mają identyczne pasmo przenoszenia, wypadkowy współczynnik szumów jest określony zależnością

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{pd1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{pd1}G_{pd2}} + \frac{NF_4 - 1}{G_{pd1}G_{pd2}G_{pd3}} + \dots \quad (1.53)$$

Własności szumowe układu kaskadowego zależą więc przede wszystkim od parametrów szumowych stopnia pierwszego, jeżeli tylko ma on dostatecznie duże wzmocnienie, gdyż współczynnik szumów stopnia następnego jest redukowany o wzmocnienie stopni poprzednich.

Przydatnym parametrem w procesie optymalizacji własności szumowych układów wielostopniowych jest tzw. miara szumów poszczególnych stopni

$$M_i = \frac{NF_i - 1}{1 - \frac{1}{G_{pdi}}} \quad (1.54)$$

Znajomość ich wartości pozwala optymalnie pod względem szumowym połączyć poszczególne stopnie. W celu uzyskania minimum wartości wypadkowego współ-

czynnika szumów układu wielostopniowego należy poszczególne jego stopnie łączyć w kolejności odpowiadającej wielkości ich miar szumów, zaczynając od stopnia o najmniejszej mierze szumów.