

Część II

Wyznaczanie szerokości pasma wzmacniacza rezonansowego

Szerokość pasma (B) wzmacniacza jednostopniowego (rys. 7) definiowana jest jako zakres częstotliwości, w którym wzmocnienie nie spada więcej niż o 3 dB w stosunku do wzmocnienia maksymalnego. Szerokość pasma jest zależna od częstotliwości rezonansowej obwodu f_0 i jego добroci Q w sposób następujący:

$$B = f_0/Q,$$

gdzie B szerokość pasma dla napięcia wyjściowego równego 0,707 napięcia rezonansowego.

Relacja ta wynika z faktu, że zakłada się straty całkowicie zależne od rezystancji w równoległej gałęzi obwodu, a impedancja rezonansowa obwodu równoległego dla częstotliwości bliskiej częstotliwości rezonansowej wchodzi do wzoru:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{\frac{Z_r^2}{Z^2} - 1}$$

gdzie Δf jest różnicą częstotliwości w stosunku do częstotliwości rezonansowej Z_r impedancją obwodu rezonansowego, a Z impedancją tego obwodu dla częstotliwości $f_0 \pm \Delta f$.

Gdy źródło sygnału ma wysoką impedancję wyjściową (np. gdy na wyjściu znajduje się tranzystor polowy), to wzmocnienie wzmacniacza zależy bezpośrednio od zestrojenia obwodu tak, iż stosunek Z_r/Z jest równy odpowiedzi obwodu na sygnał o częstotliwości $f_0 \pm \Delta f$.

Podobnie w obwodzie szeregowym (rys. 8) szerokość pasma zależy od napięcia, zgodnie z zależnością:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{\frac{V_r^2}{V^2} - 1}$$

gdzie V_r jest napięciem panującym na jednej z reaktancji podczas rezonansu, a V jest napięciem na tym elemencie dla częstotliwości $f_0 \pm \Delta f$. Zależność ta ma znaczenie przy opracowywaniu wzmacniaczy selektywnych, gdyż pracują one w układzie (rys. 9), który jest w rzeczywistości układem szeregowym z siłą elektromotoryczną powstającą na indukcji wzajemnej.

Możemy więc napisać wyrażenie obejmujące oba typy tych obwodów:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{N^2 - 1}$$

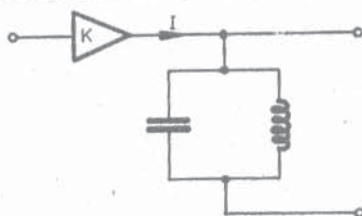
gdzie N jest stosunkiem odpowiedzi obwodu na sygnał rezonansowy i sygnał o częstotliwości $f_0 \pm \Delta f$, czyli stosunkiem Z_r/Z lub V_r/V . W pewnym przypadku, gdy $N = \sqrt{2}$, ($N^2 - 1$) jest równe jedności, a więc:

$$Q = f_0 / 2\Delta f = f_0/B.$$

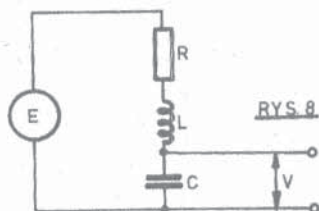
Dla kilku identycznych stopni połączonych kaskadowo szerokość pasma jest opisana wyrażeniem:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{\frac{N^2}{n} - 1}$$

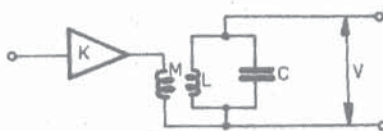
Nomogramy zapewniają wyznaczenie szerokości pasma dla wzmacniacza składającego się z nie więcej niż trzech stopni. Na rys. 10 przedstawiony jest



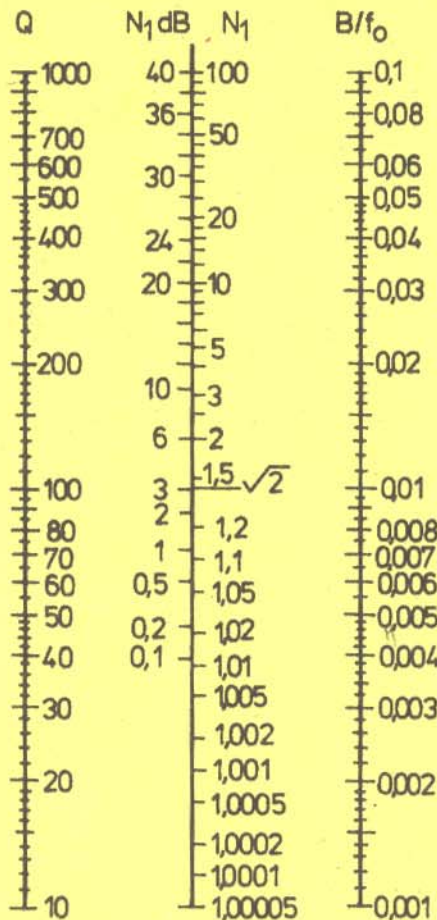
RYS. 7



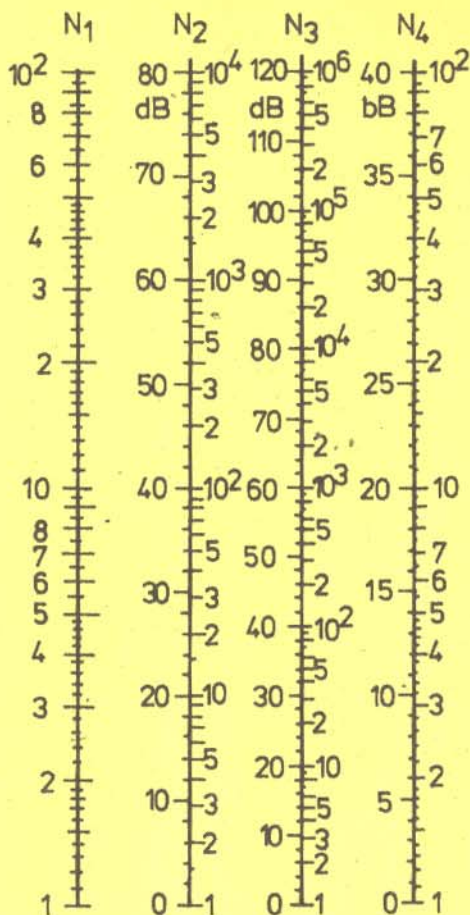
RYS. 8



RYS. 9



RYS. 10

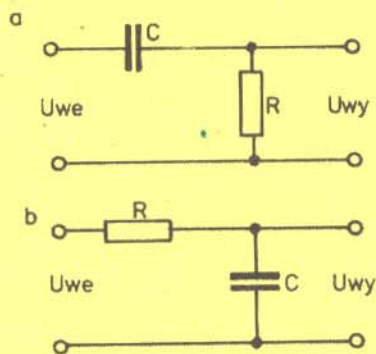


RYS. 11

nomogram przeznaczony dla wzmacniacza jednowstęgowego, natomiast nomogramy (rys. 11) umożliwiają łatwe wyznaczenie wartości N dla danej do-

broci obwodu Q odpowiednio do wzmacniacza jedno-, dwu- i trzystopniowego, parametr N jest tu odpowiednio oznaczony jako N_1 , N_2 i N_3 . W celu łatwego ustalenia położenia poziomego linijki po obu stronach nomogramu umieszczono skalę N_1 .

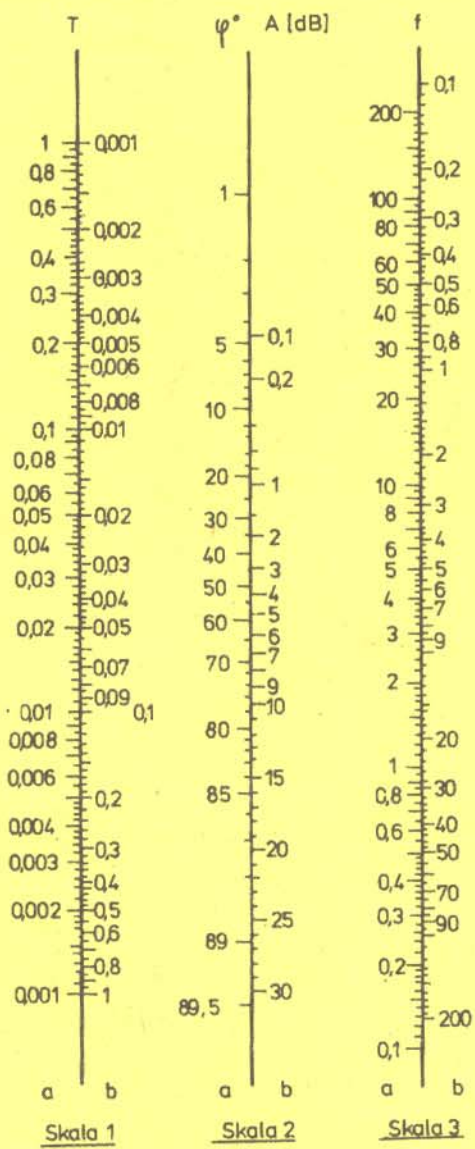
W celu odzyskania wymaganej dobroci obwodu Q dla danej szerokości pasma B i dla danych parametrów obwodu należy najpierw z nomogramu na rys. 11 odnaleźć podaną w dB odpowiednią wartość N_1 , N_2 lub N_3 . Następnie należy użyć nomogramu z rys. 10 dla odzyskania dobroci obwodu Q, odpowiedniej dla tej wartości N, i dla danej szerokości pasma B.



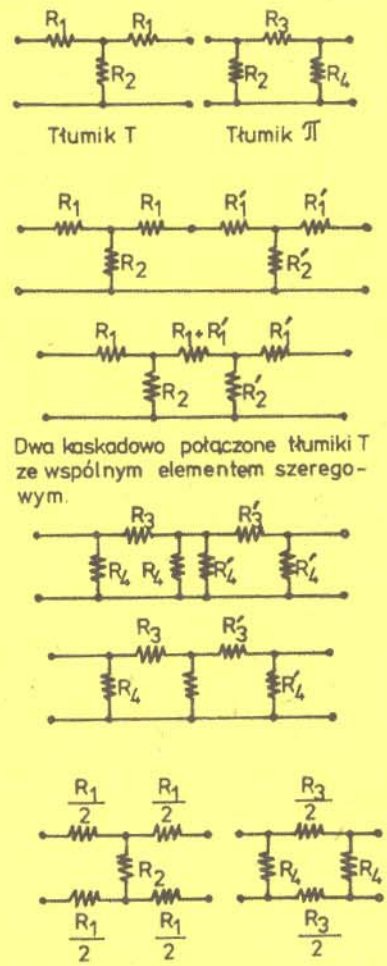
RYS. 12

Łmienie i przesuwanie fazy układu sprzęgającego RC

Przedstawiony na rys. 12 prosty układ oporowo-pojemnościowy jest stosowany we wszystkich obwodach zarówno jako układ sprzęgający, jak i filtr podstawowy stosowany do uzyskiwania odpowiednich charakterystyk amplitudowych i fazowych.



RYS. 13



RYS. 14

Jeżeli przez A oznaczymy stosunek napięcia wejściowego do napięcia wyjściowego (U_{we}/U_{wy}), a przez φ względny kąt przesunięcia fazowego między napięciami, wtedy tłumienie i przesunięcie fazowe układów, przedstawionych na rys. 12, są ze sobą związane w następujący sposób:

$$A^2 = 1 + \left(\frac{1}{\omega T}\right)^2$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega T} \quad (U_{wy} \text{ wyprzedzające w fazie})$$

$$A^2 = 1 + (\omega T)^2$$

$\operatorname{tg} \varphi = \omega T$ (U_{wy} opóźnione w fazie),
gdzie $T = RC$ [s]

Nomogram (rys. 13) ułatwia wyznaczenie wartości A i φ dla obydwu układów. Dla układu górnoprzepustowego z rys. 12a ustalamy wartość stałej czasu T na skali 1 (a), a wartość częstotliwości f – na skali 3 (a). Dla układu dolnoprzepustowego wartość stałej czasu T nastawiamy na skali 1 (b), a wartość częstotliwości na skali 3 (b). Na przecięciu prostej łączącej te punkty ze skalą 2 odczytujemy: na skali 2 (a) – wartość kąta przesunięcia fazowego φ , na skali 2 (b) – wartość tłumienia (w dB). Gdy wartość T podajemy w s, wtedy wartość f – w Hz, T – w ms – to f w kHz, T w μ s, to f w MHz.

Ogólnie wiadomo, że dla wartości $\omega T > 1$ nachylenie charakterystyki amplitudowej obydwu układów wynosi 6 dB/okt. Nachylenie to jest przybliżeniem, którego błąd jest pomijalny aż do wartości $1/\omega T$ dla układu z rysunku 12a i do wartości ωT dla układu z rys. 12b. Dla obydwu układów występuje tłumienie 3 dB w przypadku $\omega T = 1$, a przesunięcie fazowe dla takiej częstotliwości wynosi 45°.

W przypadku tworzenia połączenia kaskadowego zarówno tłumienie, jak i przesunięcie fazowe są dodawane do kolejnych ogniw. Należy jednak pamiętać, że przesunięcie fazy układu z rys. 12a jest ujemne, a układu z rys. 12b jest dodatnie.

Obliczanie tłumików

Najprostsze tłumiki oporowe składają się zazwyczaj z ogniw typu T lub π (rys. 14). W przypadku gdy rezystancja wejściowa jest równa rezystancji wyjściowej do obliczenia ogniwa wystarczy wyznaczyć dwie wartości rezystancji określone poniższymi wzorami:

– dla tłumika typu T

$$R_1 = R_0 \frac{K-1}{K+1}; \quad R_2 = R_0 \frac{2K}{K-1}$$

– dla tłumika typu π

$$R^a = R_0 \frac{K^2 - 1}{2K}; \quad R^b = R_0 \frac{K+1}{L-1},$$

gdzie $K = U_w/U_{wy}$ i $R_0 = R_w = R_{wy}$,

Dlatego też dla danej wartości K , zachodzą równości $R_1/R_0 = R_0/R_4$ i $R_2/R_0 = R_0/R_3$. Na podstawie powyższych równości możemy wyznaczyć na podanym na rys. 15 nomogramie wartości R_1, R_2, R_3 oraz R_4 dla tłumików o zakresie od 1 dB do 20 dB i wartości R_0 zawartej pomiędzy 10 a 100 omów.

W przypadku potrzeby opracowania tłumika o wartości tłumienności powyższej 20 dB należy kaskadowo połączyć ze sobą dwa ogniwa tłumika typu T lub typu π . Sposób łączenia pokazany jest na rys. 14. Należy zwrócić uwagę, że każde ogniwo tłumika obliczamy oddzielnie.

Dla wyznaczenia wartości R_2 (dla tłumika typu T) lub R_3 (dla tłumika typu π) należy wybrać wartość R_0 tłumika, odpowiednio na skali 1B lub 1C dla tłumika typu T lub typu π oraz wartość tłumienności na skali 3. Tłumiennosc tłumika $A = 20 \log K$. Następnie należy połączyć linią prostą wartości zaznaczone na nomogramie. Przecięcie prostej ze skalą 2B lub 2C da odpowiednio wartości R_2 lub R_3 .

W celu wyznaczenia wartości R_1 (tłumik typu T) lub R_4 (tłumik typu π) należy postępować w sposób podany jak wyżej, lecz wówczas trzeba stosować skale 4B, 4C, 5B, 5C oraz 6.

Podział i nazwy pasm częstotliwości

W życiu codziennym spotykane są (np. w programach radiowych podawanych w prasie) skróty nazw pasm częstotliwości radiowych i telewizyjnych. W wielu przypadkach nie potrafimy określić jakiego zakresu fal one dotyczą. Podział i nazwy pasm częstotliwości zostały unormowane przez Międzynarodową Unię Telekomunikacyjną, która przyjęła w Genewie w roku 1959, iż zalecane oznaczanie wartości częstotliwości powinno być zgodne z poniższą regułą:

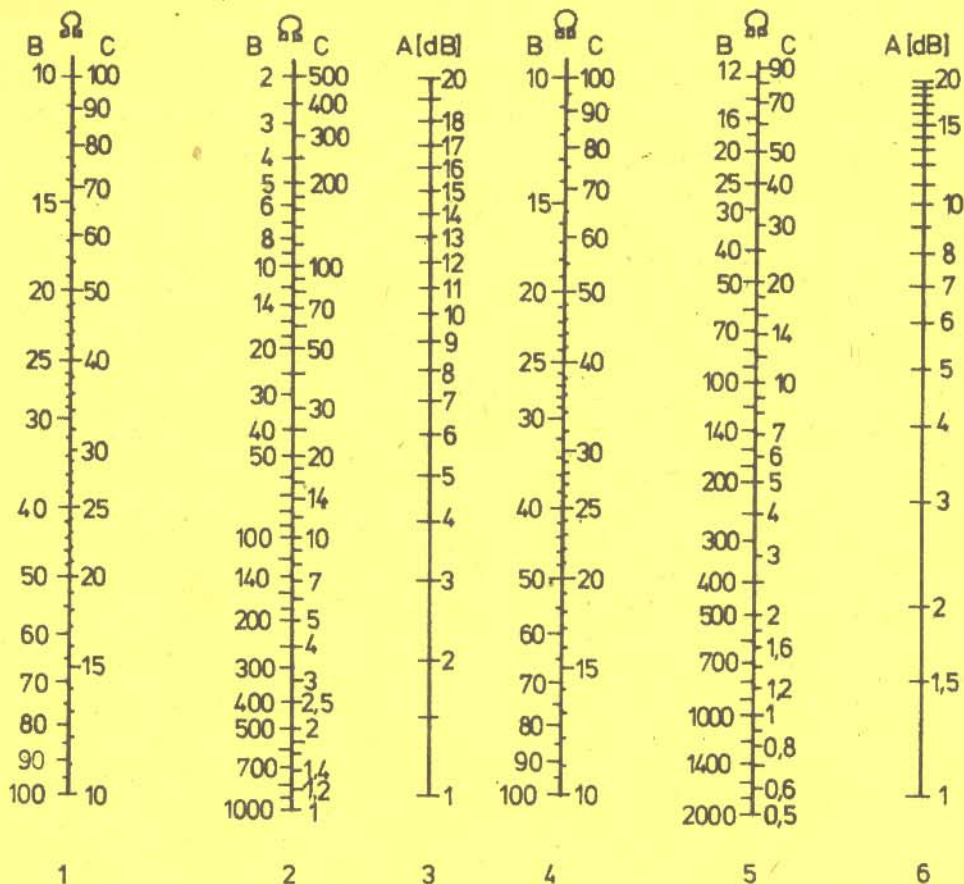
częstotliwość od 3 kHz do 3000 kHz powinna być wyrażana w kHz,

częstotliwość od 3 MHz do 3000 MHz powinna być wyrażana w MHz,

częstotliwość od 3 GHz do 3000 GHz powinna być wyrażana w GHz.

Tablica 2. Podział i nazwy pasm częstotliwości

Numer zakresu	Zakres częstotliwości	Stosowany skrót	Odpowiadający podział metryczny
4	3 kHz do 30 kHz	VLF	fale myriametryczne
5	30 kHz do 300 kHz	LF	fale kilometrowe
6	300 kHz do 3000 kHz	MF	fale hektometrowe
7	3 MHz do 30 MHz	HF	fale dekametrowe
8	30 MHz do 300 MHz	VHF	fale metrowe
9	300 MHz do 3000 MHz	UHF	fale decymetrowe
10	3 GHz do 30 GHz	EHF	fale centymetrowe
11	30 GHz do 300 GHz	brak	fale milimetrowe
12	300 GHz do 3000 GHz lub do 3 THz		fale decymilimetrowe



RYS. 15

Jednocześnie całe pasmo zostało podzielone na dziewięć zakresów oznaczonych jako zakres nr N, gdzie N jest wykładnikiem potęgi o podstawie 10 w wyrażeniu wyznaczającym granice danego pasma wg następującej reguły: szerokość pasma zawarta jest pomiędzy $0,3 \cdot 10^N$, a $3 \cdot 10^N$ herców (Hz). Z tym, iż do pasma należy jego górna granica, a granica dolna należy do pasma sąsiedniego.

W tabelicy 2 podane są zależności pomiędzy numerem zakresu, zakresem częstotliwości, stosowanym skrótem i podziałem metrycznym częstotliwości.

Zamieszczone w tabelicy skróty pochodzą od nazw angielskich:

- VLF – Very Low Frequency,
- LF – Low Frequency,
- MF – Medium Frequency,
- HF – High Frequency,
- VHF – Very High Frequency,

- UHF – Ultra High Frequency,
- SHF – Super High Frequency,
- EHF – Extra High Frequency.

*

W niniejszym artykule zebrano nomogramy obejmujące dość szeroki zakres najczęściej spotykanych obliczeń lub dotyczące ciekawszych zagadnień. Nie zamieszczono wielu z istniejących nomogramów, stanowiących graficzne rozwiązanie pewnych wzorów rzadziej stosowanych. Nie zamieszczono również nomogramów, których stosowanie jest dość skomplikowane. Niemniej jednak istnieje grupa nomogramów, które nie były prezentowane z powodu ograniczonej objętości artykułu. Nie ogranicza to jednak zainteresowań czytelników, gdyż na ich żądanie będziemy mogli podać interesujące ich przeliczenia.

Mgr inż. Adam Górski