

Elektronika w eksperymencie fizycznym		Rok akademicki 2014/2015
Środa 11 ¹⁵ -14 ⁰⁰ Stanowisko E	Monika Seniut Dominik Stańczak	Ćwiczenie wykonano w dniu: 4.XII.2014
Ćwiczenie 1	Charakterystyki układów liniowych	

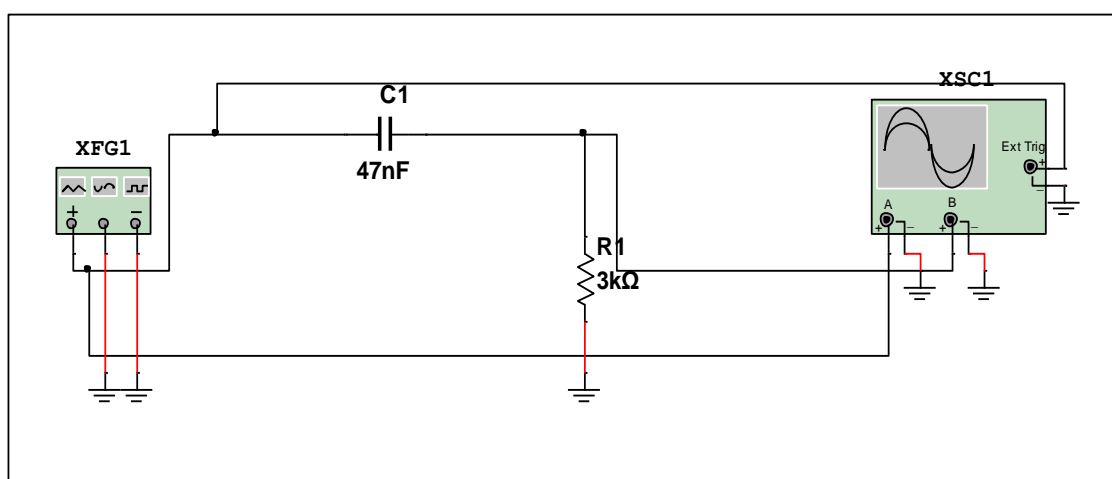
Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z właściwościami i metodami opisu liniowych układów elektrycznych i elektronicznych przenoszących sygnały, w szczególności analiza działania różnego rodzaju filtrów w dziedzinie czasu i dziedzinie częstotliwości.

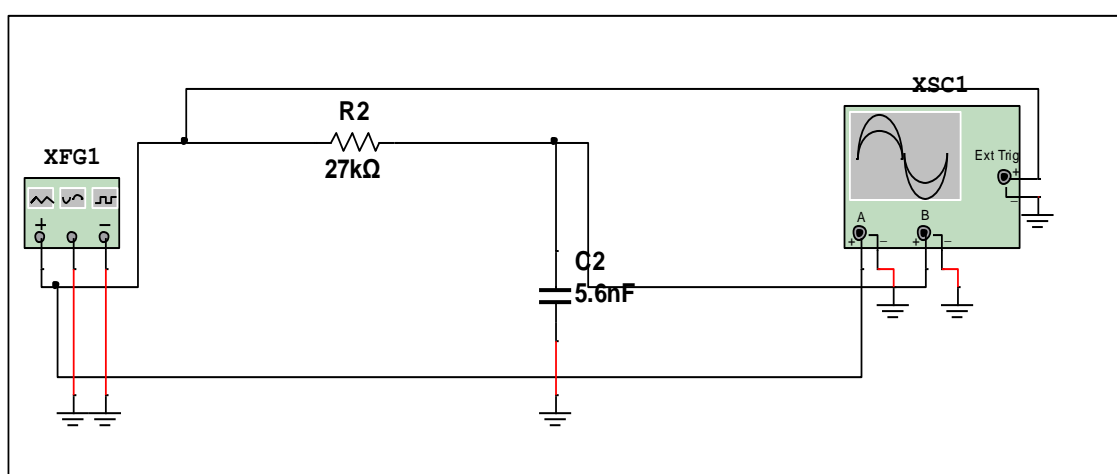
Schemat układu pomiarowego i wykaz użytych przyrządów

Eksperymenty wykonano przy użyciu płytki prototypowej NI ELVIS II+

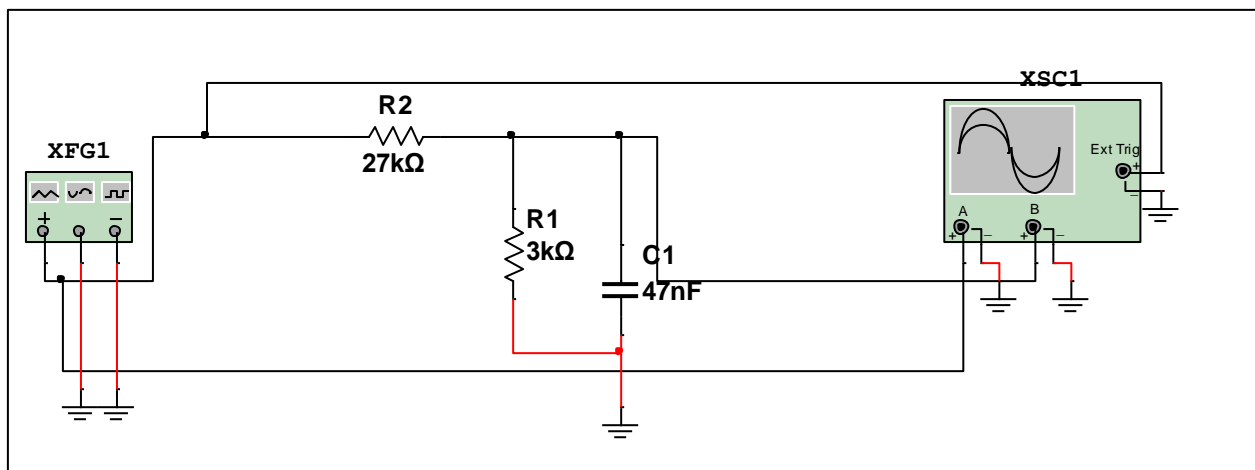
Symulacje wykonano przy użyciu programu MultiSIM BLUE 13.0



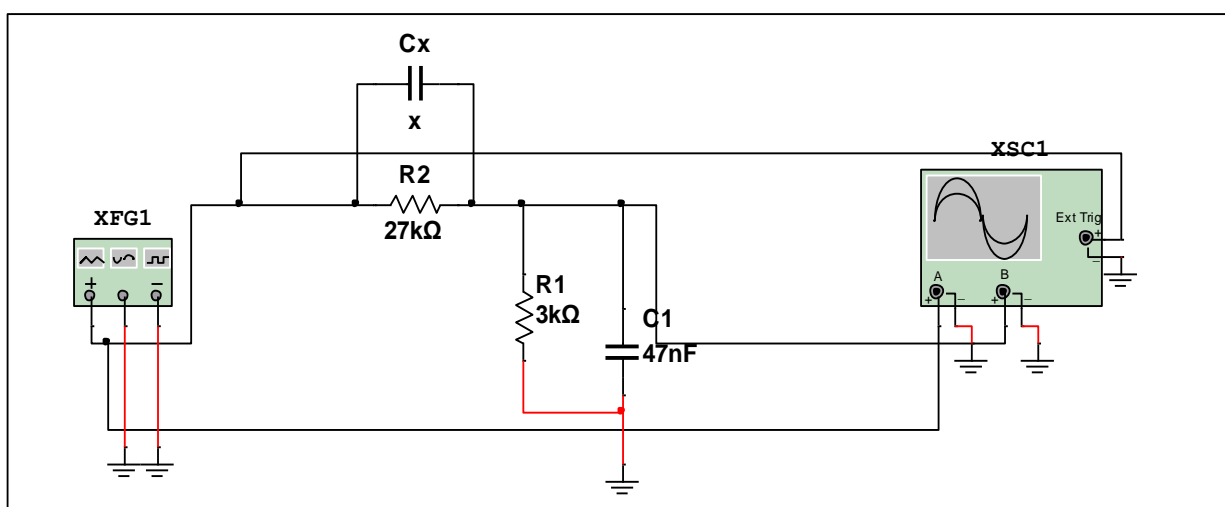
Rysunek 1. Filtr górnoprzepustowy



Rysunek 2. Filtr dolnoprzepustowy



Rysunek 3. Rzeczywisty dzielnik napięcia - model uwzględniający pojemność układu



Rysunek 4. Rzeczywisty dzielnik napięcia przy wykorzystaniu kompensacji pojemności

Przyjęte oznaczenia na schematach:

- XFG1- generator funkcyjny
- XSC1- oscyloskop
- C_x – szukana pojemność kondensatora, zapewniająca kompensację prądu ($C_x \approx 5,2$ nF wyliczone, użyte w doświadczeniu $C_x = 5,6$ nF)

Podstawowe definicje i zależności

- Filtr to w elektronice układ, który przepuszcza sygnały okresowe o wybranych częstotliwościach, zaś tłumi sygnały o innych częstotliwościach. Do najprostszych przykładów filtrów zaliczamy:
 - Filtry dolnoprzepustowe, przepuszczające sygnały o niskich częstotliwościach, zaś tłumiące te o wysokich częstotliwościach. Mogą one służyć do całkowania sygnałów wejściowych.
 - Filtry górnoprzepustowe, zachowujące się odwrotnie i mogące służyć do różniczkowania sygnałów wejściowych.

Oba rodzaje filtru posiadają parametr zwany częstotliwością graniczną, którą definiujemy jako częstotliwość, przy którym tłumienie sygnału wejściowego osiąga wartość -3dB. Jest to, w liniowej aproksymacji, punkt przecięcia linii prostych rozgraniczających sygnał przepuszczany i tłumiony.

Korzystając ze schematów układów pomiarowych, przedstawionych na rysunkach 1-4 można wyznaczyć transmitancję napięciową dla danych układów, równą $k = \frac{U_2}{U_1}$

Transmitancję napięciową układów można przedstawić również w zależności od częstotliwości. Na przykład, dla filtru górnoprzepustowego wynosi ona odpowiednio:

$$k(\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} e^{j \tan^{-1} \frac{1}{\omega RC}}$$

Wzór na transmitancję napięciową dla innego rodzaju filtrów wyznacza się analogicznie, korzystając z równań na dzielnik napięcia.

Moduł transmitancji podaje się w jednostkach logarytmicznych (decybelach) na osi rzędnych podając: $|k|_{[dB]} = 20 \log|k|$ ze względu na szeroką rozpiętość wzmocnień, która czyni niepraktycznym wykorzystanie liniowej skali. Ze względu na szeroką rozpiętość zakresu częstotliwości na osi odciętych również wykorzystuje się skalę logarytmiczną.

Budując dzielniki napięciowe z pasywnych rezystorów można napotkać na pojawianie się zależności wzmocnienia napięciowego układu od częstotliwości, wynikające z pewnej własnej pojemności rezystorów ujawniającej się dopiero przy dużych częstotliwościach sygnałów wejściowych (układ staje się wtedy efektywnie filtrem dolnoprzepustowym). Problem ten można rozwiązać poprzez umieszczenie w układzie kondensatora o odpowiednio dobranej pojemności, jak na rysunku 4.

Wyniki pomiarów

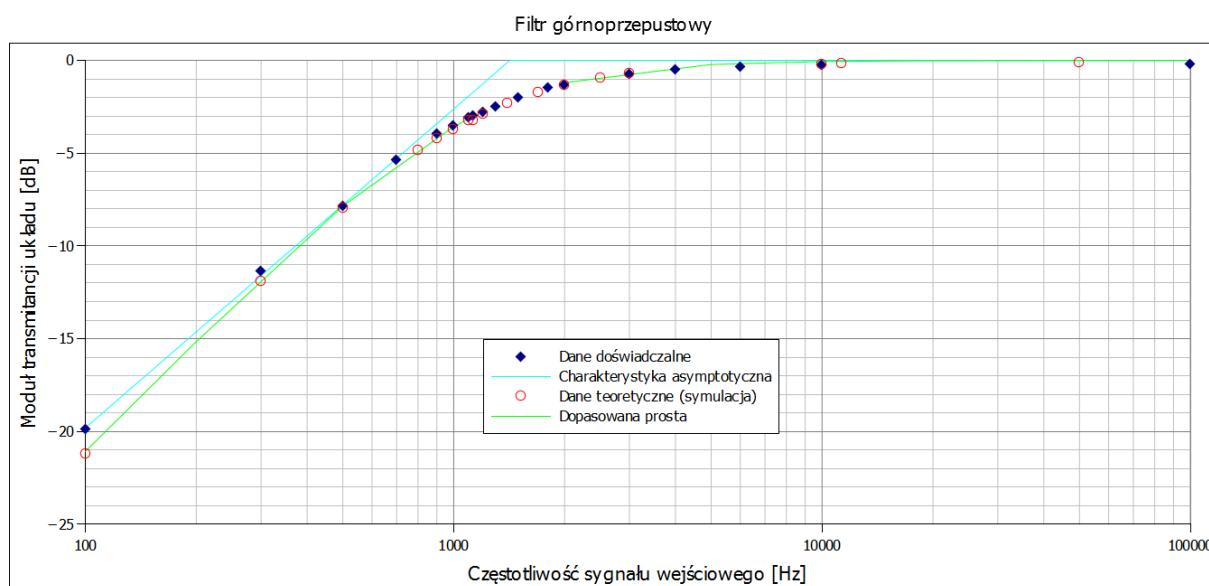
Filtr:	Górnoprzepustowy	Dolnoprzepustowy
f [Hz]	V _{2p-p} [V]	V _{2p-p} [V]
100	0,51	4,95
300	1,37	4,87
500	2,05	4,61
700	2,73	4,27
900	3,20	3,88
1000	3,37	3,71
1100	3,54	3,50
1130	3,59	3,37
1200	3,67	3,14
1300	3,80	3,16
1500	4,01	3,05
1800	4,27	2,90
2000	4,35	2,77
3000	4,65	2,43
4000	4,78	2,34
6000	4,87	2,13
10000	4,91	1,02
100000	4,95	0,51

Filtr:	Bez kompensacji	Z kompensacją
f [Hz]	V _{2p-p} [V]	V _{2p-p} [V]
10	0,494	0,500
100	0,494	
300	0,484	
500	0,462	
700	0,436	
900	0,406	
1000	0,393	0,560
1100	0,376	
1200	0,358	
1250	0,355	
1300	0,346	
1400	0,338	
1800	0,291	
2000	0,269	
5000	0,128	
10000	0,073	0,577
100000	0,022	0,530

Dla wszystkich pomiarów V_{1p-p} , amplituda peak-to-peak napięcia wejściowego, została zmierzona jako $5,064\text{ V}$.

Opracowanie wyników pomiarów – filtr górnoprzepustowy

Górnoprzepustowy			Dane z symulacji		
f [Hz]	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $	f [Hz]	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $
100	0,51	-19,90	100	0,44	-21,20
300	1,37	-11,38	300	1,28	-11,92
500	2,05	-7,86	500	2,02	-7,97
700	2,73	-5,35	800	2,90	-4,85
900	3,20	-3,98	900	3,12	-4,22
1000	3,37	-3,53	1000	3,31	-3,70
1100	3,54	-3,10	1100	3,49	-3,24
1130	3,59	-3,00	1130	3,49	-3,24
1200	3,67	-2,79	1200	3,64	-2,88
1300	3,80	-2,50	1400	3,89	-2,30
1500	4,01	-2,02	1700	4,16	-1,70
1800	4,27	-1,48	2000	4,35	-1,32
2000	4,35	-1,31	2500	4,55	-0,93
3000	4,65	-0,74	3000	4,67	-0,70
4000	4,78	-0,50	10000	4,95	-0,19
6000	4,87	-0,35	11300	4,97	-0,16
10000	4,91	-0,27	50000	4,99	-0,14
100000	4,95	-0,20			

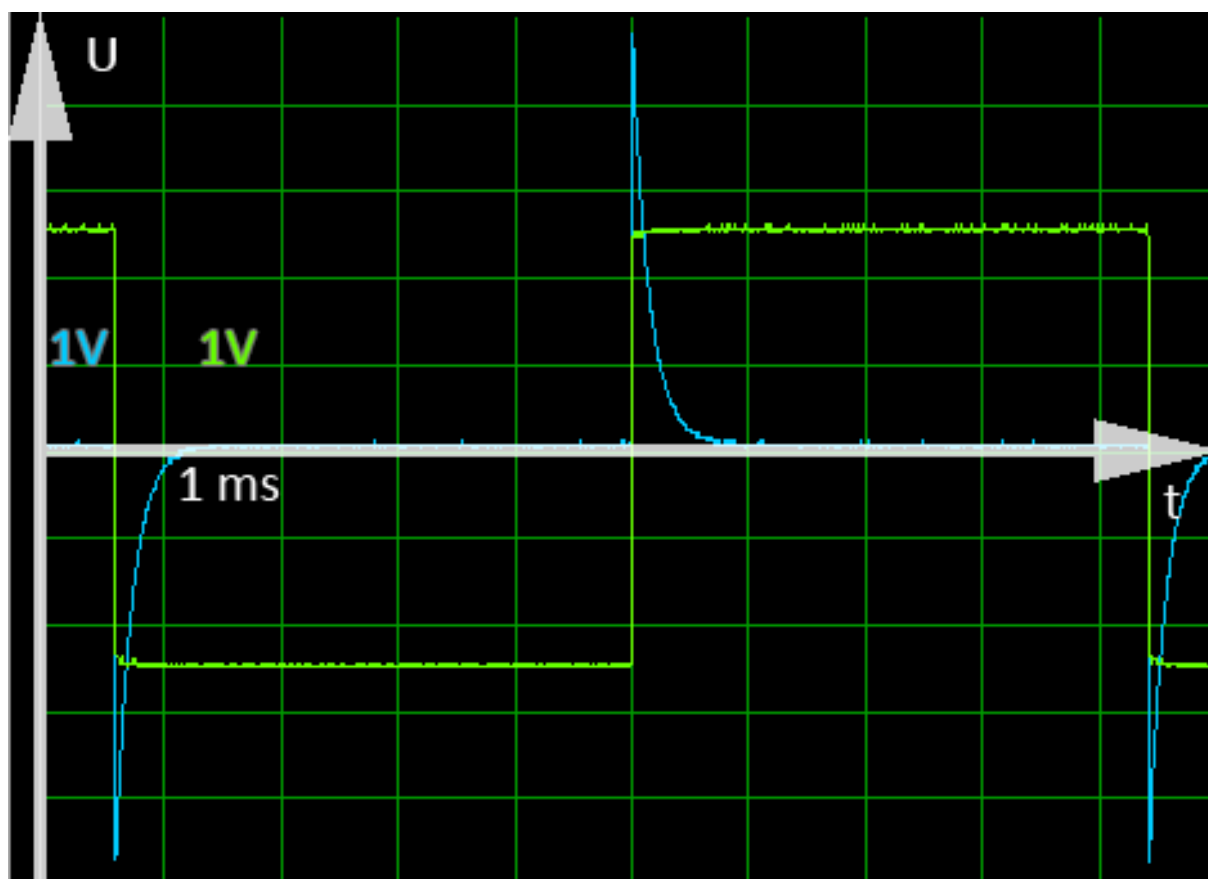
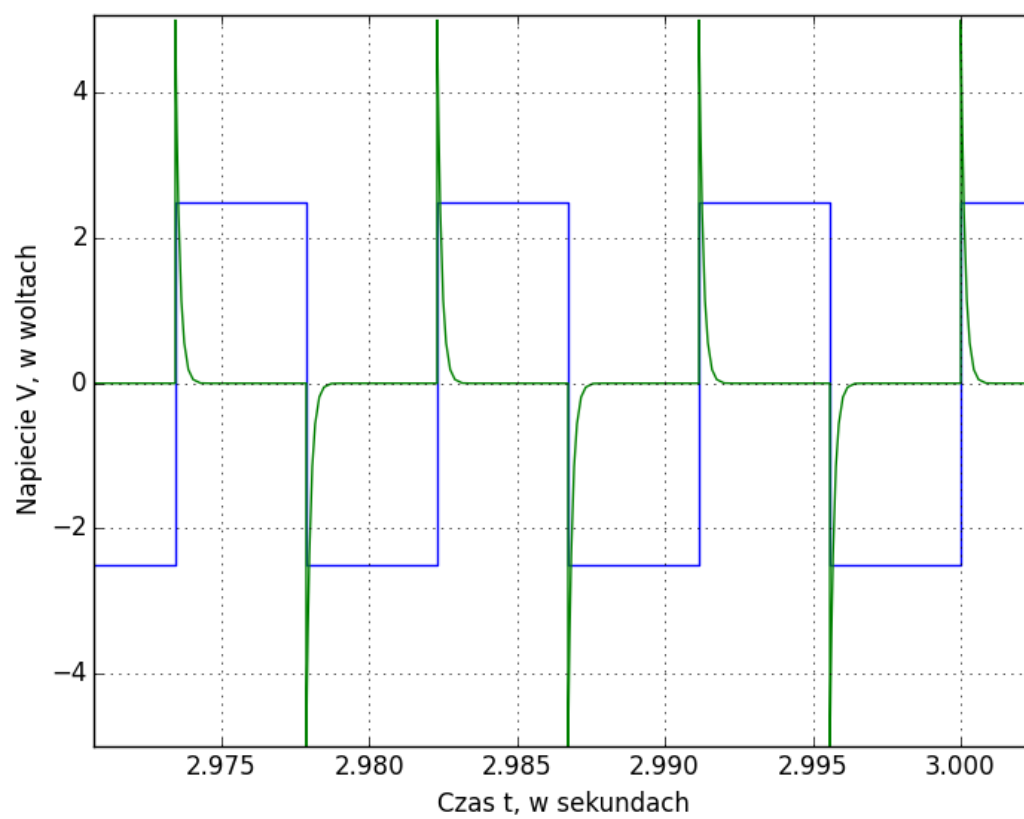


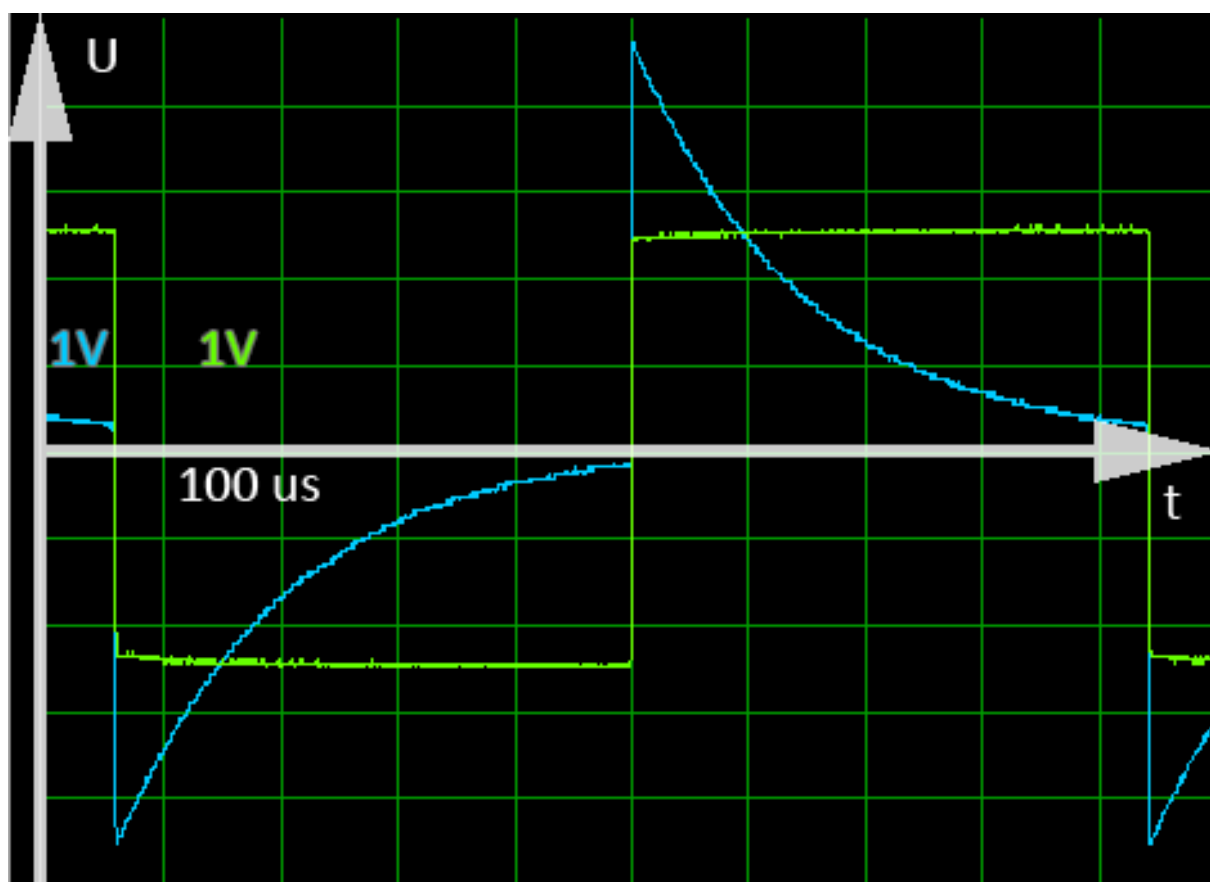
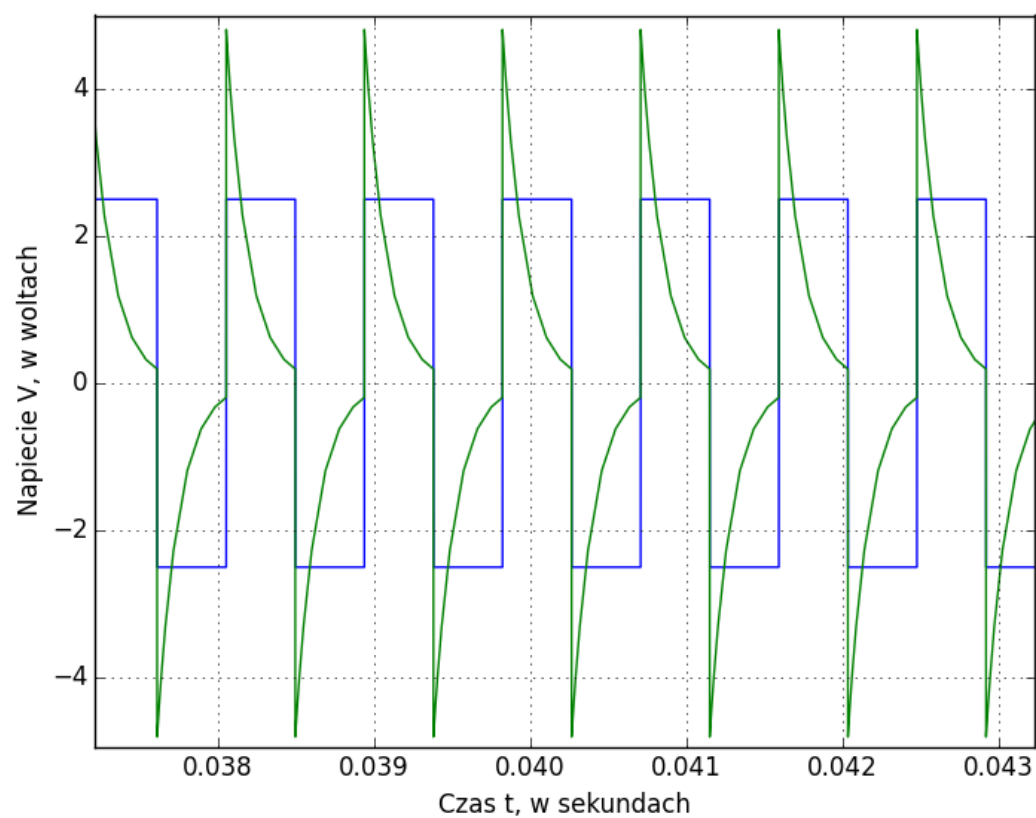
Rysunek 5. Charakterystyka transmitancyjno-częstotliwościowa dla filtra górnoprzepustowego.

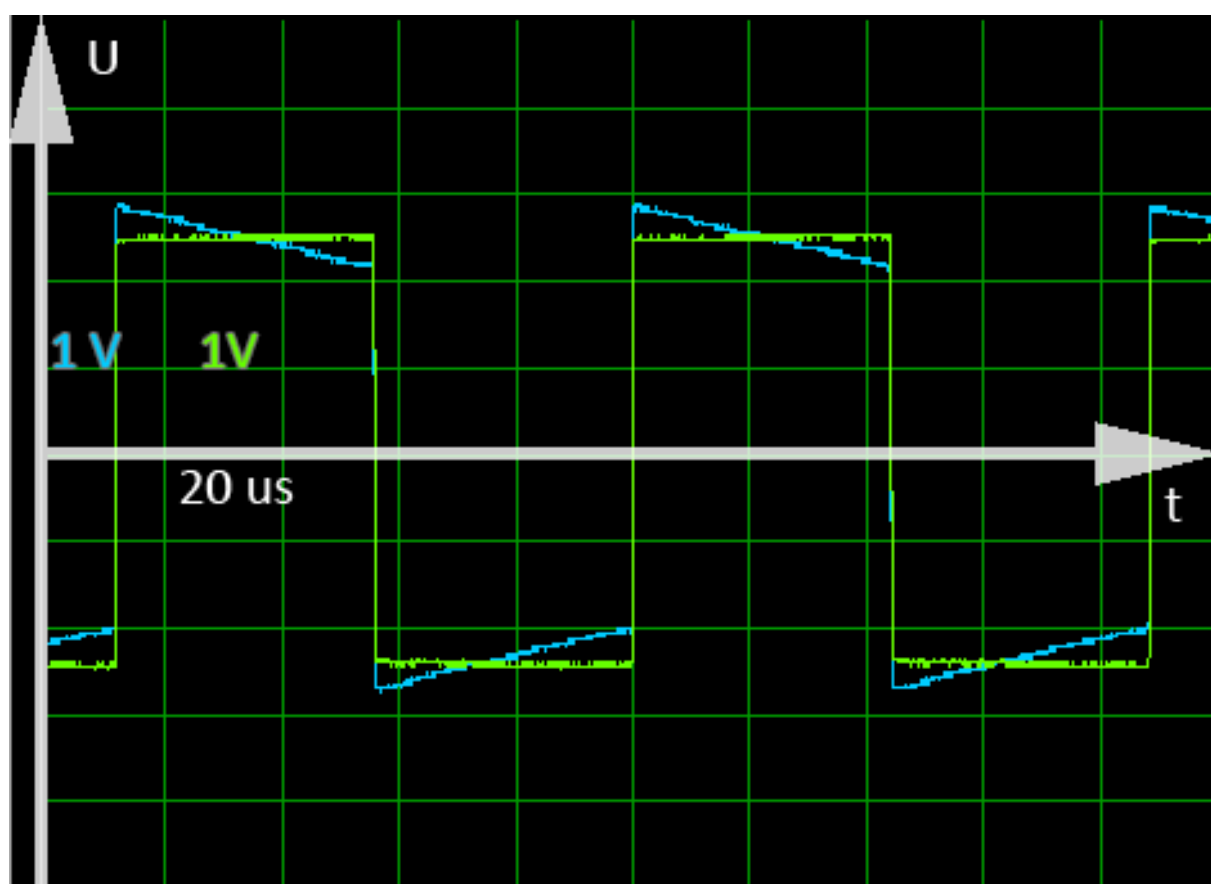
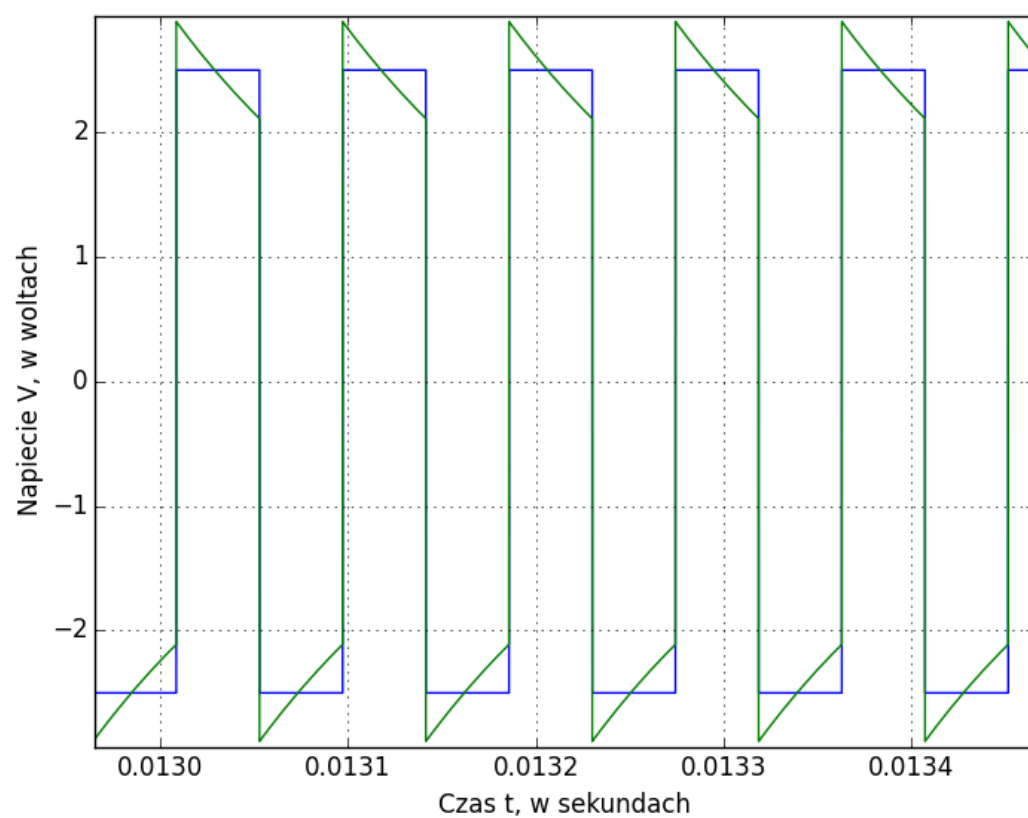
Dopasowana prosta do liniowej części wykresu (czterech punktów o częstotliwościach 100, 300, 700 oraz 900 Hz) ma współczynnik nachylenia $17,20 \pm 0,29 \frac{dB}{dec}$.

Poniżej załączono przebiegi napięciowe na wyjściu (zielone) oraz wejściu (niebieskie) układu dla częstotliwości sygnału wejściowego kolejno 113 Hz, $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \approx 1130\text{ Hz}$, 11300 Hz. Załączono również odpowiednie przebiegi napięciowe zebrane eksperymentalnie (na czarnym tle – przebieg

zielony to sygnał wejściowy, przebieg niebieski to sygnał wyjściowy).



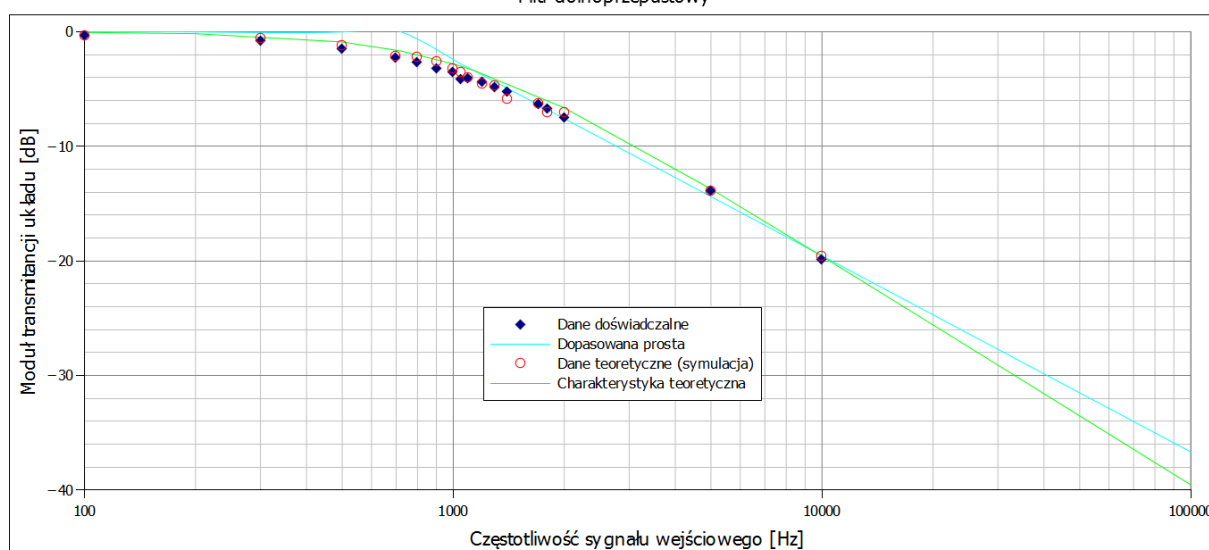




Opracowanie wyników pomiarów – filtr dolnoprzepustowy

dolnoprzepustowy	Dane doświadczalne		Dane z symulacji	
f [Hz]	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $
10	4,95	-0,20	4,91	-0,27
100	4,87	-0,35	4,87	-0,35
300	4,61	-0,82	4,74	-0,57
500	4,27	-1,48	4,39	-1,23
700	3,88	-2,30	3,97	-2,11
800	3,71	-2,69	3,93	-2,20
900	3,50	-3,22	3,75	-2,62
1000	3,37	-3,53	3,51	-3,18
1050	3,14	-4,14	3,36	-3,57
1100	3,16	-4,10	3,20	-3,98
1200	3,05	-4,40	3,01	-4,52
1300	2,90	-4,83	2,94	-4,72
1400	2,77	-5,22	2,58	-5,87
1700	2,43	-6,37	2,46	-6,25
1800	2,34	-6,70	2,26	-7,01
2000	2,13	-7,51	2,26	-7,01
5000	1,02	-13,88	1,02	-13,93
10000	0,51	-19,90	0,53	-19,61

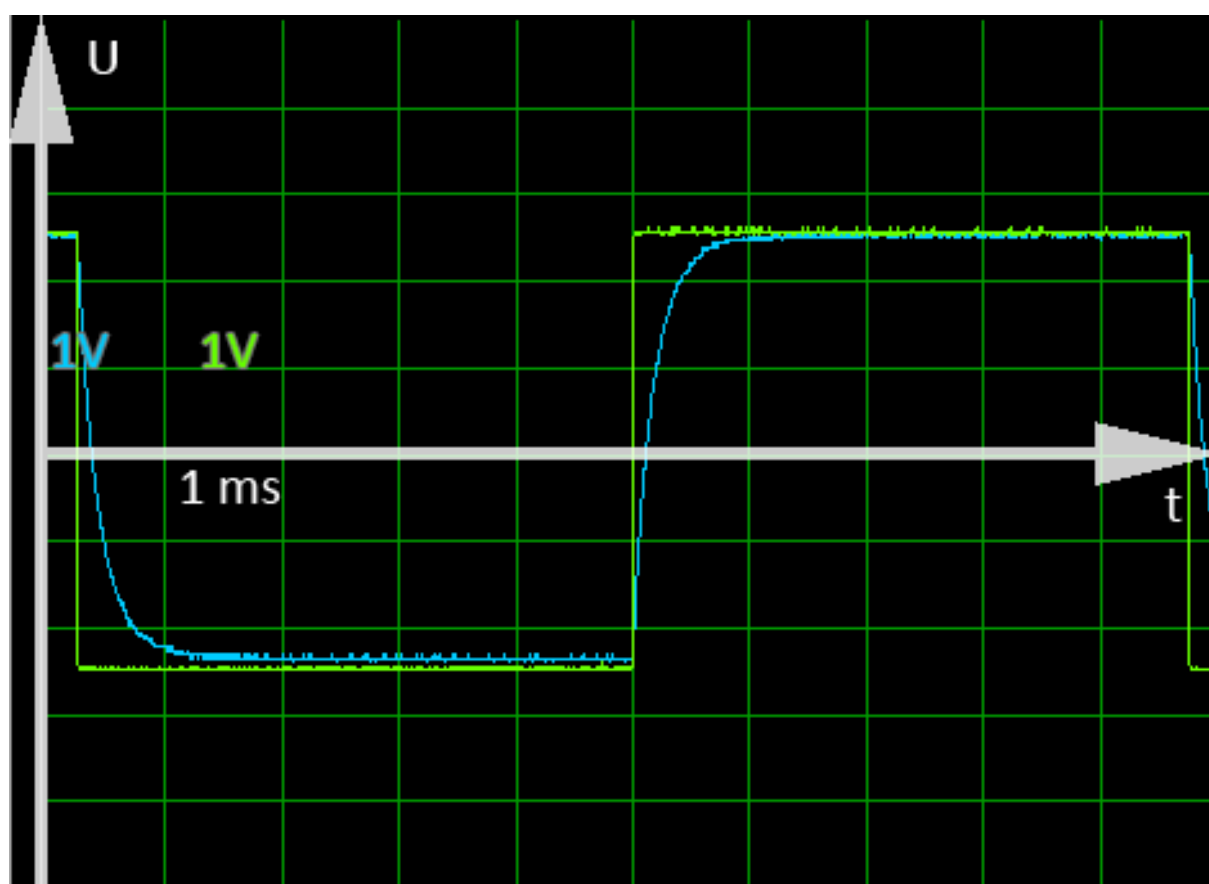
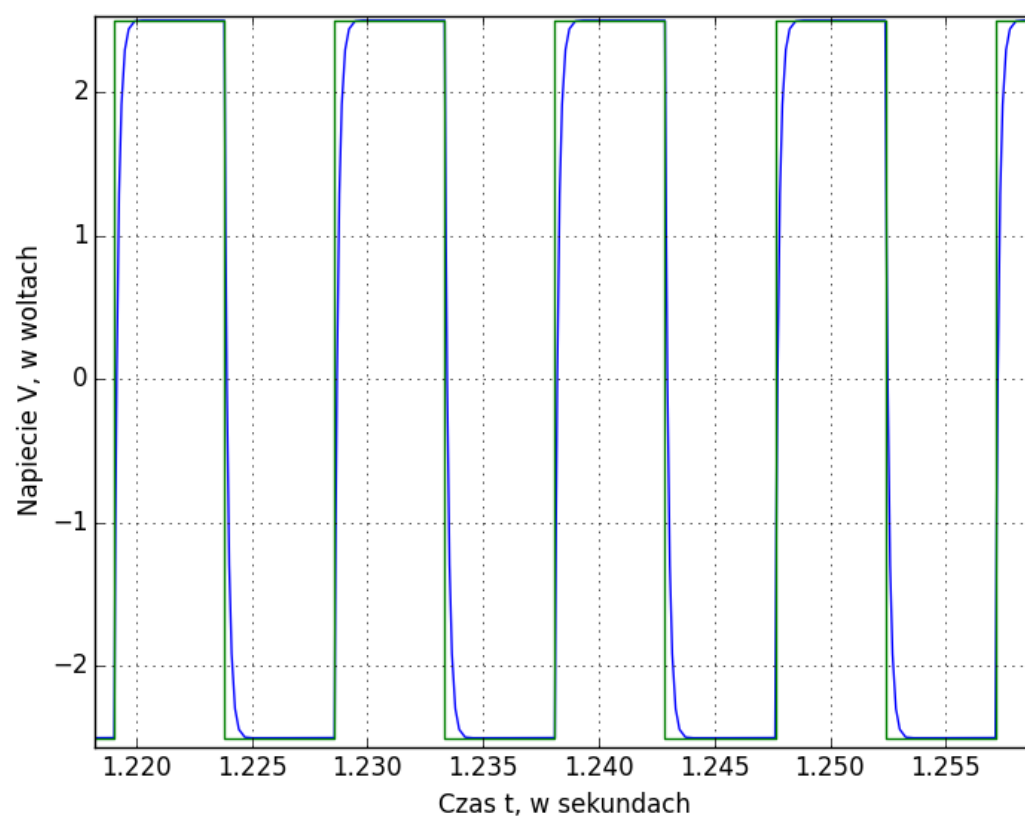
Filtr dolnoprzepustowy

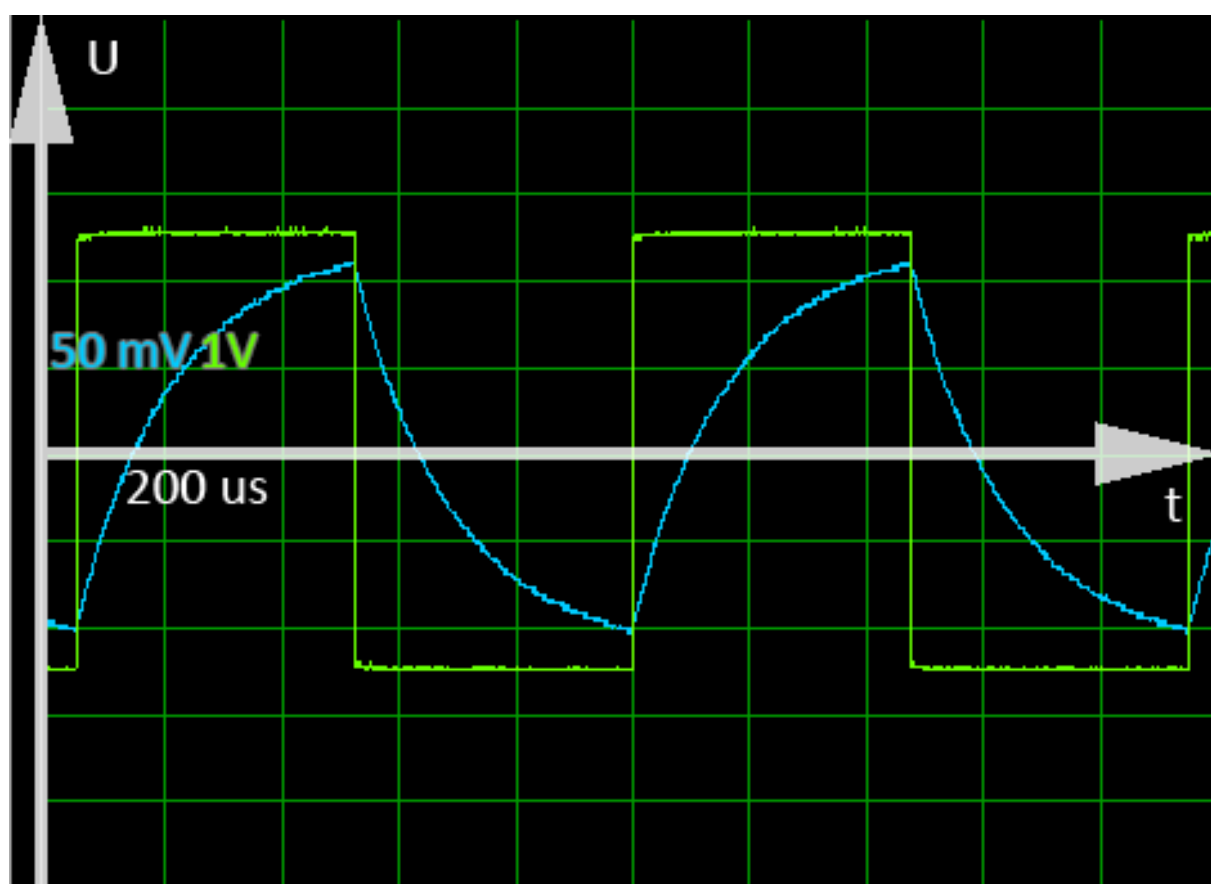
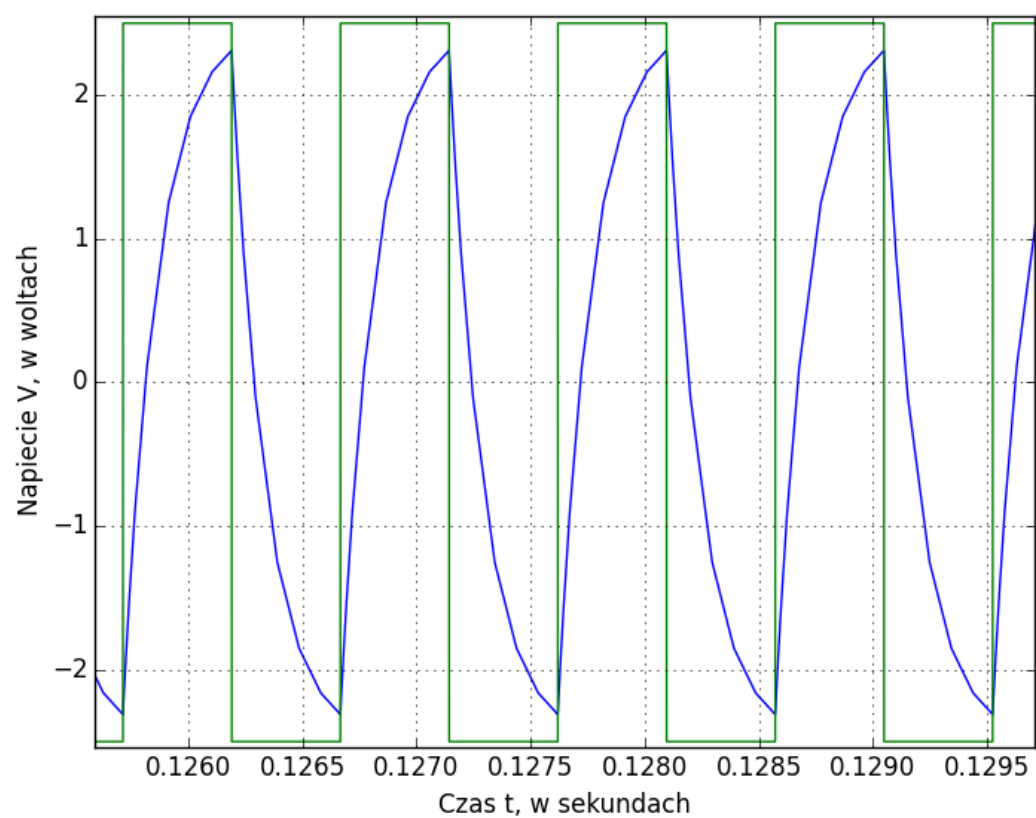


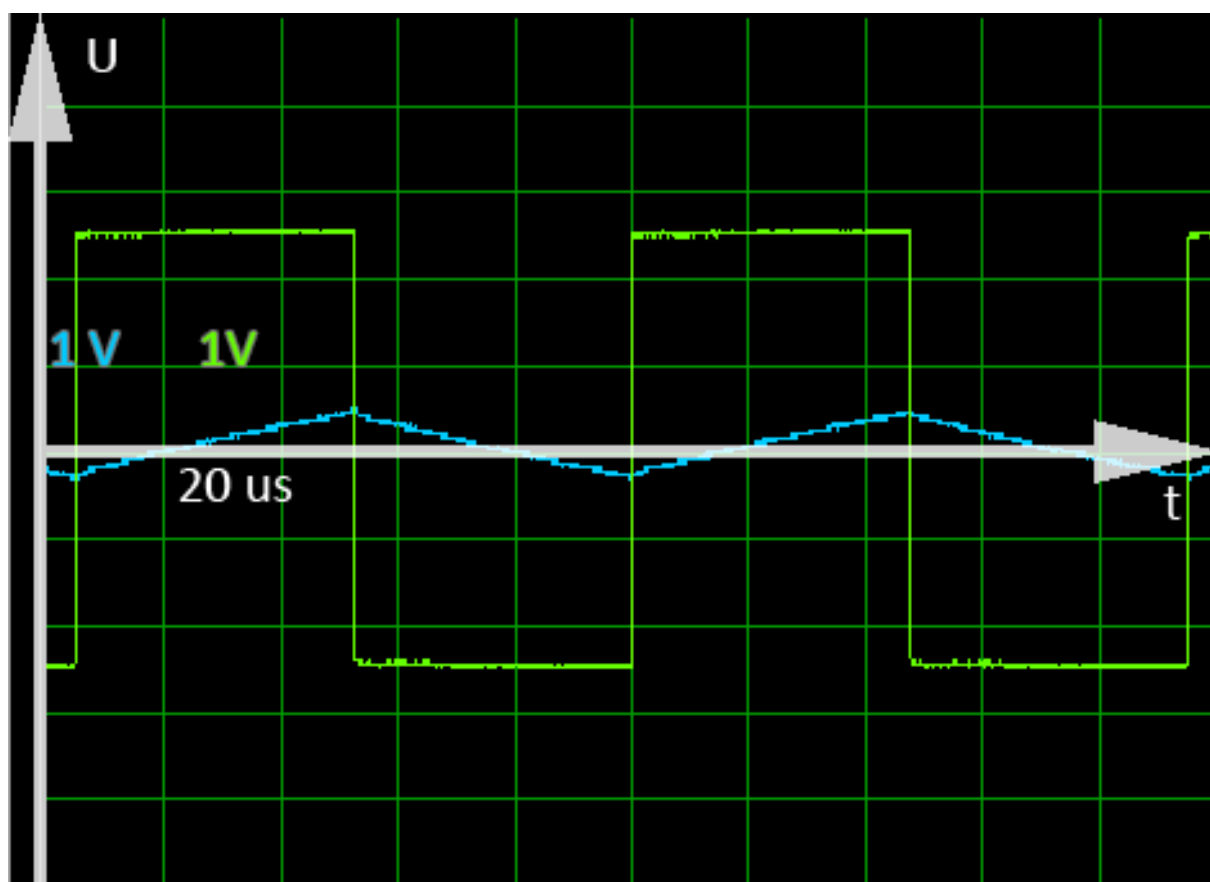
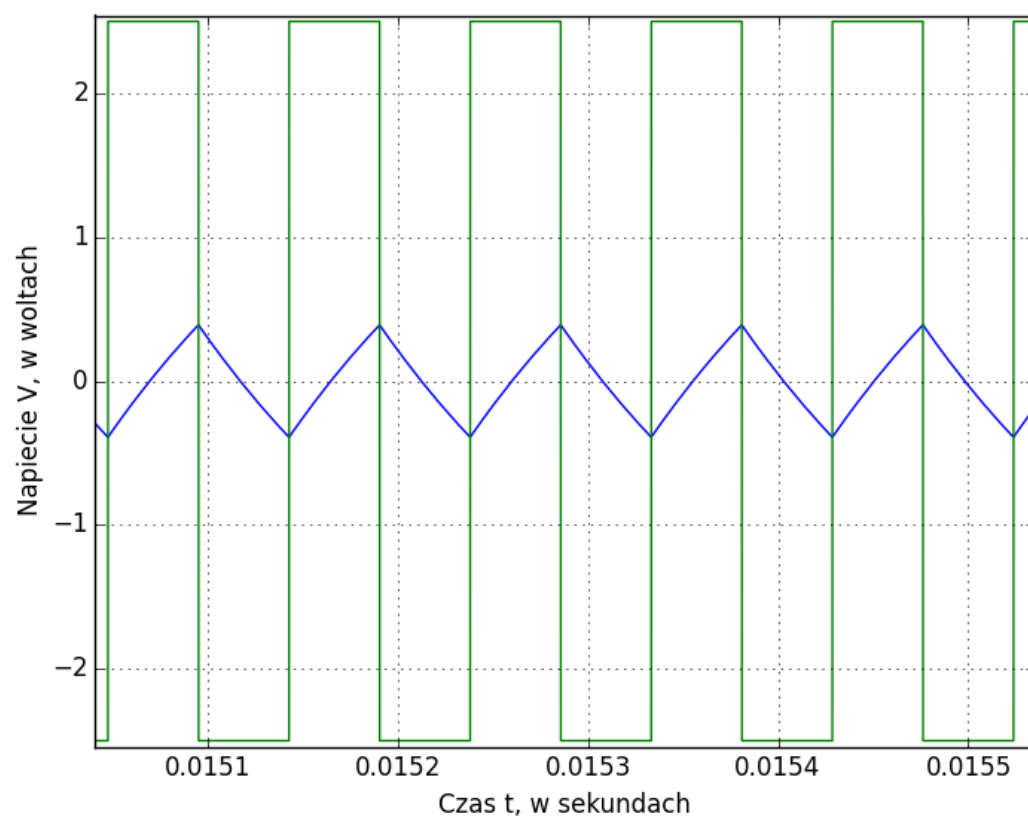
Rysunek 6. Charakterystyka transmitancyjno-częstotliwościowa dla filtra dolnoprzepustowego.

Dopasowana prosta do liniowej części wykresu (sześciu punktów o częstotliwościach 1400, 1700, 1800, 2000, 5000, 10000 Hz) ma współczynnik nachylenia $-17,13 \pm 0,46 \frac{dB}{dec}$.

Poniżej załączono przebiegi napięciowe na wyjściu (zielone) oraz wejściu (niebieskie) układu dla częstotliwości sygnału wejściowego kolejno 105 Hz, $f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \approx 1050 Hz$, 10500 Hz. Załączono również odpowiednie przebiegi napięciowe zebrane eksperymentalnie (na czarnym tle – przebieg zielony to sygnał wejściowy, przebieg niebieski to sygnał wyjściowy).



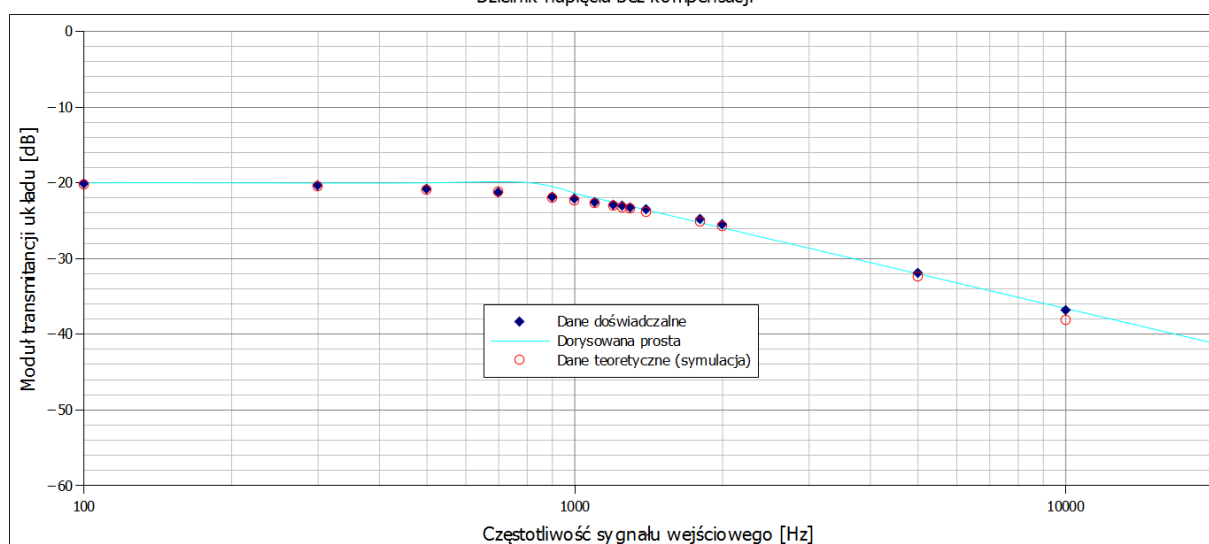




Opracowanie danych pomiarowych – dzielnik niekompensowany

Bez kompensacji	Dane doświadczalne		Dane z symulacji	
f [Hz]	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $
10	0,494	-20,21	0,49	-20,28
100	0,494	-20,21	0,49	-20,28
300	0,484	-20,39	0,48	-20,47
500	0,462	-20,80	0,46	-20,93
700	0,436	-21,30	0,44	-21,24
900	0,406	-21,92	0,40	-22,03
1000	0,393	-22,19	0,39	-22,34
1100	0,376	-22,58	0,37	-22,68
1200	0,358	-23,01	0,36	-23,04
1250	0,355	-23,09	0,35	-23,26
1300	0,346	-23,30	0,34	-23,43
1400	0,338	-23,52	0,33	-23,84
1800	0,291	-24,82	0,28	-25,16
2000	0,269	-25,48	0,26	-25,73
5000	0,128	-31,93	0,12	-32,39
10000	0,073	-36,87	0,06	-38,10

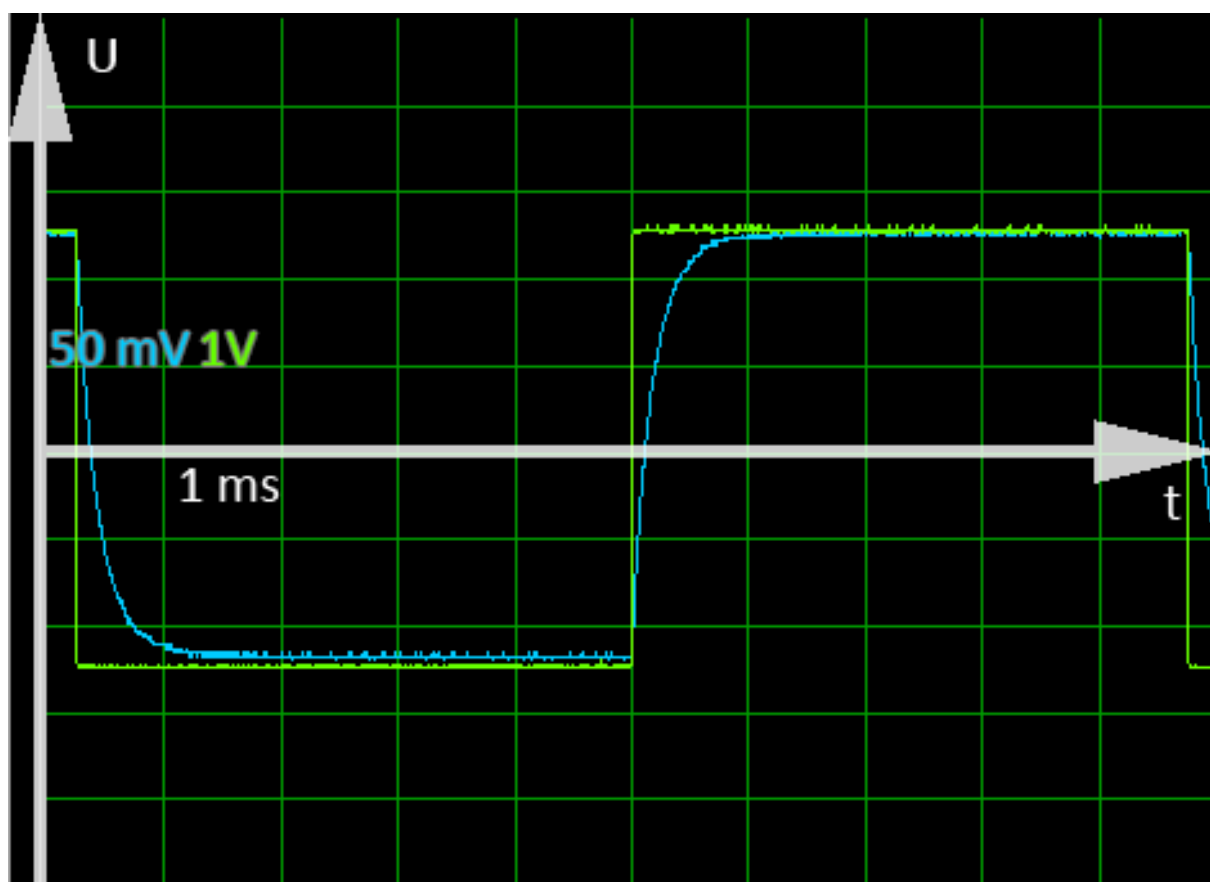
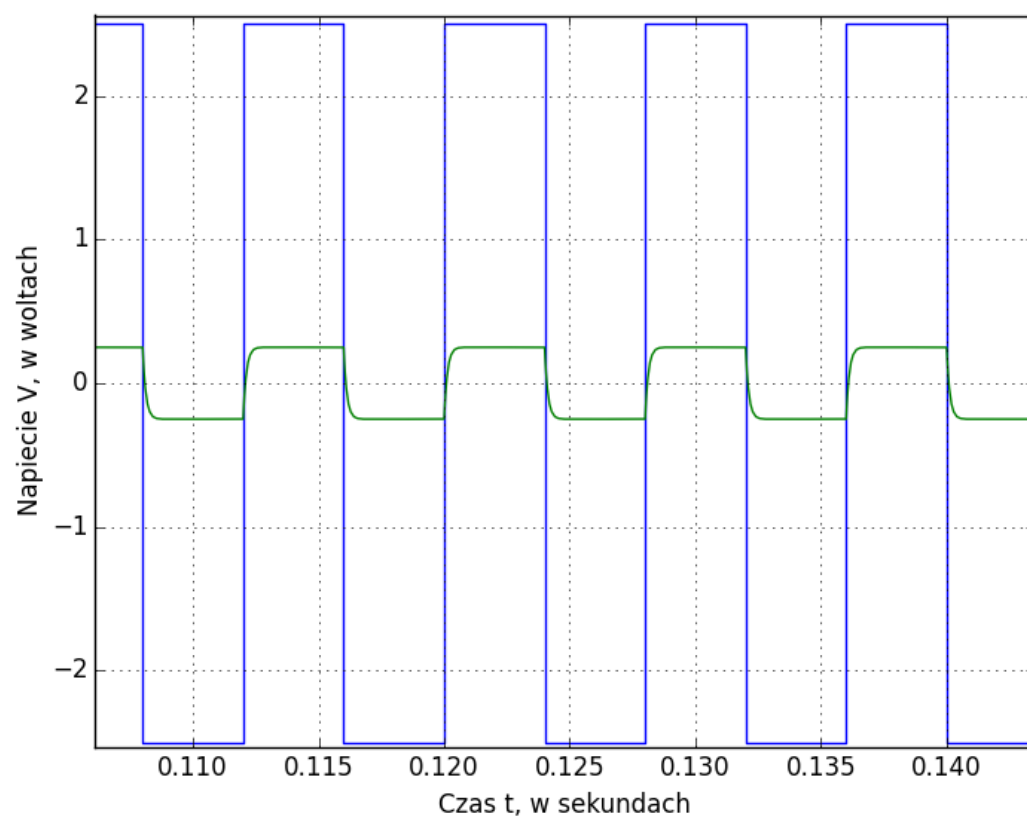
Dzielnik napięcia bez kompensacji

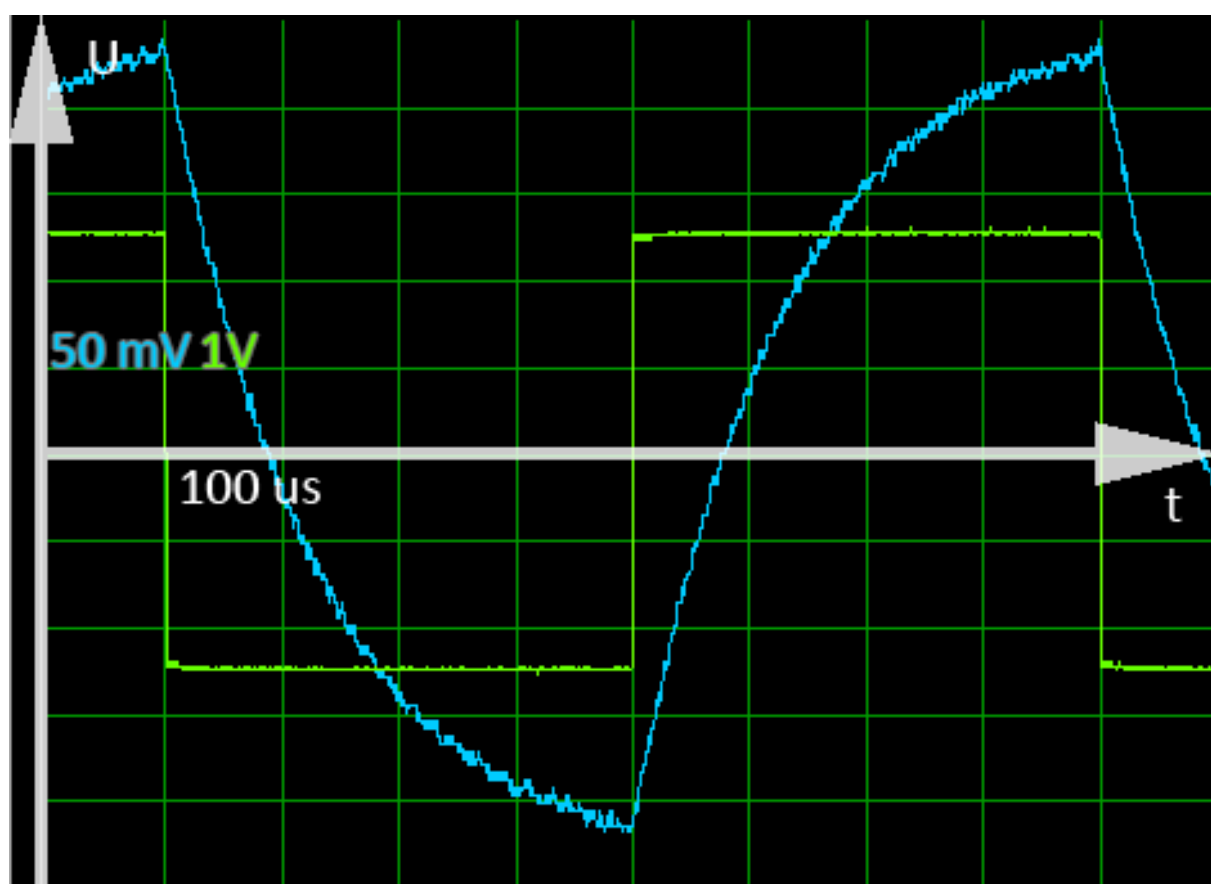
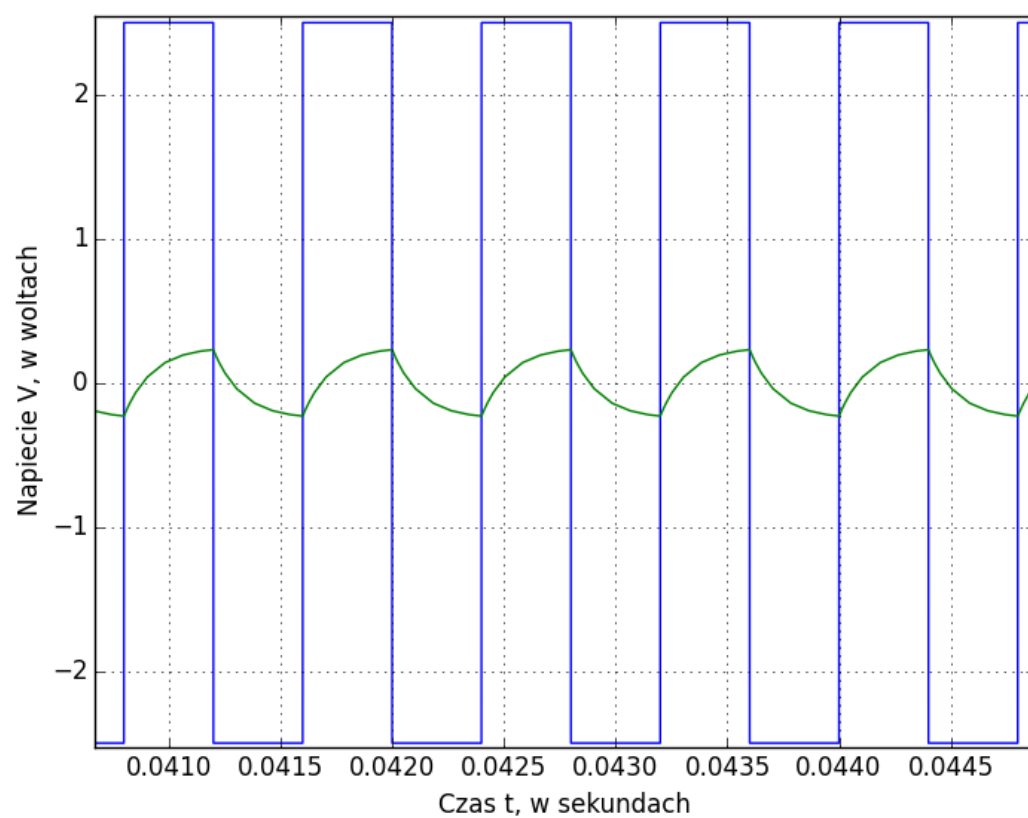


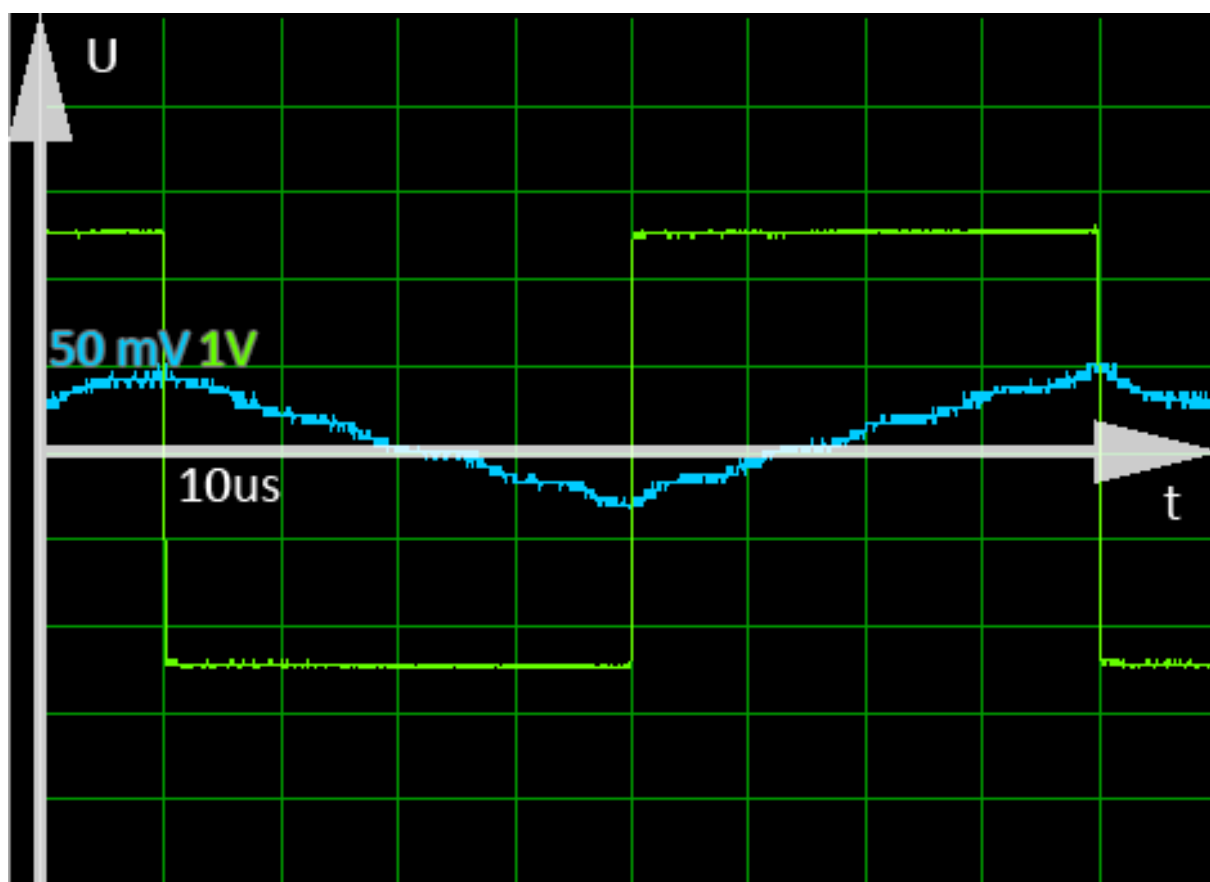
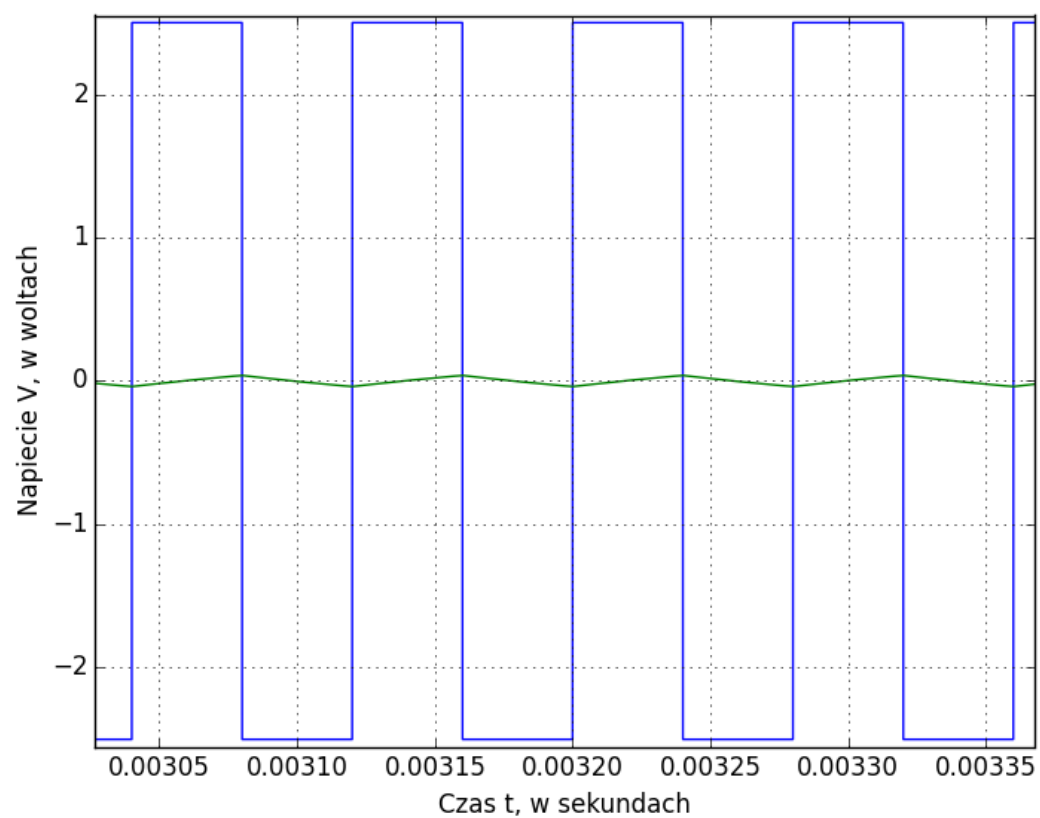
Rysunek 7. Charakterystyka transmitancyjno-częstotliwościowa dla dzielnika napięciowego bez kompensacji.

Dopasowana prosta do liniowej części wykresu (dziewięciu punktów o częstotliwościach z zakresu 1200-10000 Hz) ma współczynnik nachylenia $-15,23 \pm 0,41 \frac{dB}{dec}$.

Poniżej załączono przebiegi napięciowe na wyjściu (zielone) oraz wejściu (niebieskie) układu dla częstotliwości sygnału wejściowego kolejno 125 Hz, $f_3 = \frac{R_1+R_2}{2\pi R_1 R_2 C_1} \approx 1250 Hz$, 12500 Hz. Załączono również odpowiednie przebiegi napięciowe zebrane eksperymentalnie (na czarnym tle – przebieg zielony to sygnał wejściowy, przebieg niebieski to sygnał wyjściowy).





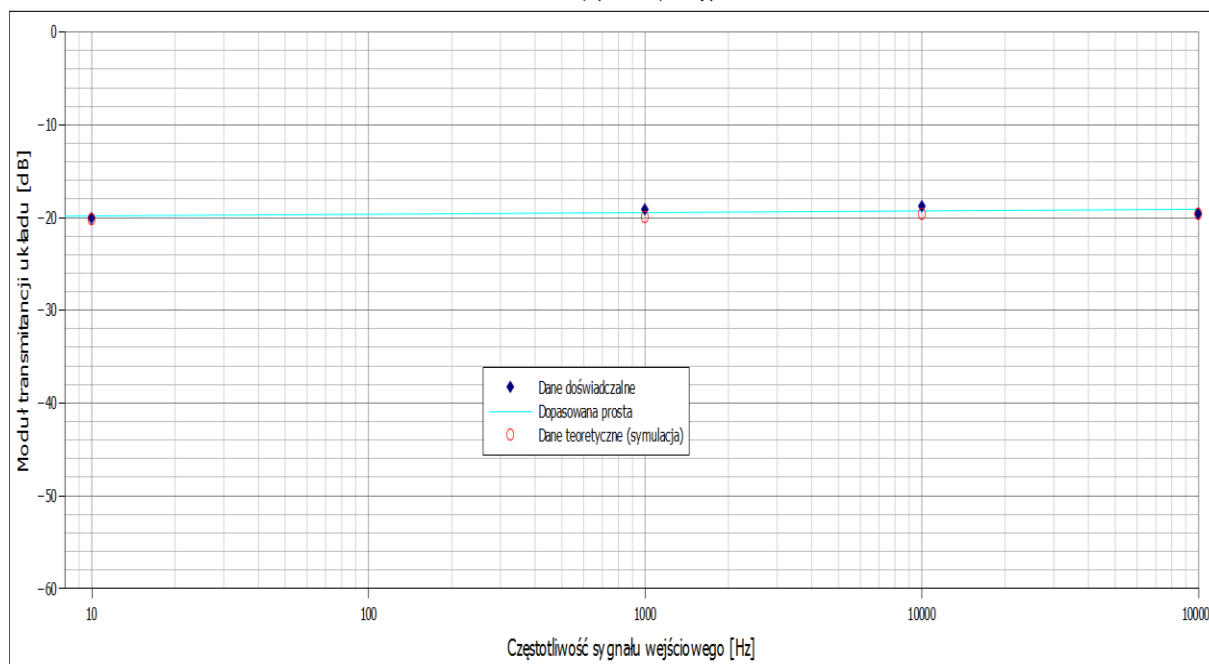


Opracowanie danych doświadczalnych – dzielnik kompensowany

C_x wyznaczono z warunku: $R_1 C_1 = R_2 C_x \Rightarrow C_x = \frac{R_1 C_1}{R_2} \approx 5,2 \text{ nF}$.

Z kompensacją	Dane doświadczalne		Dane z symulacji	
f [Hz]	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $	V_{2p-p} [V]	$20 \log k $
10	0,500	-20,11	0,49	-20,23
1000	0,560	-19,12	0,51	-19,97
10000	0,577	-18,86	0,53	-19,65
100000	0,530	-19,60	0,53	-19,63

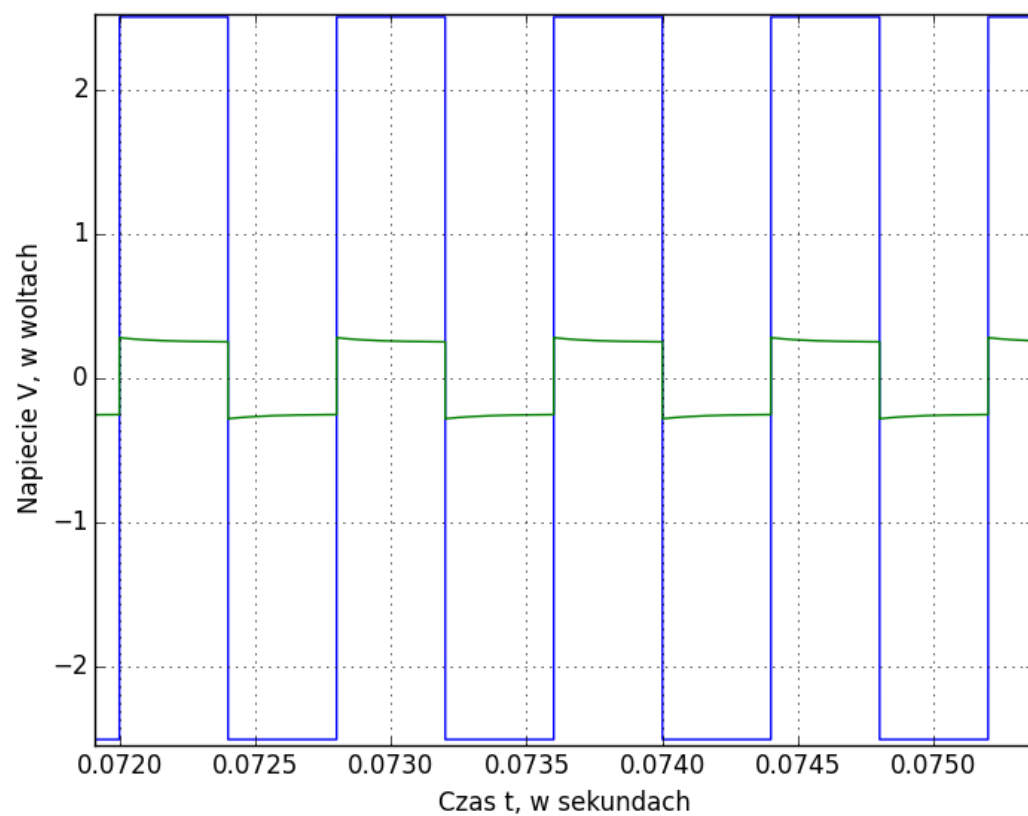
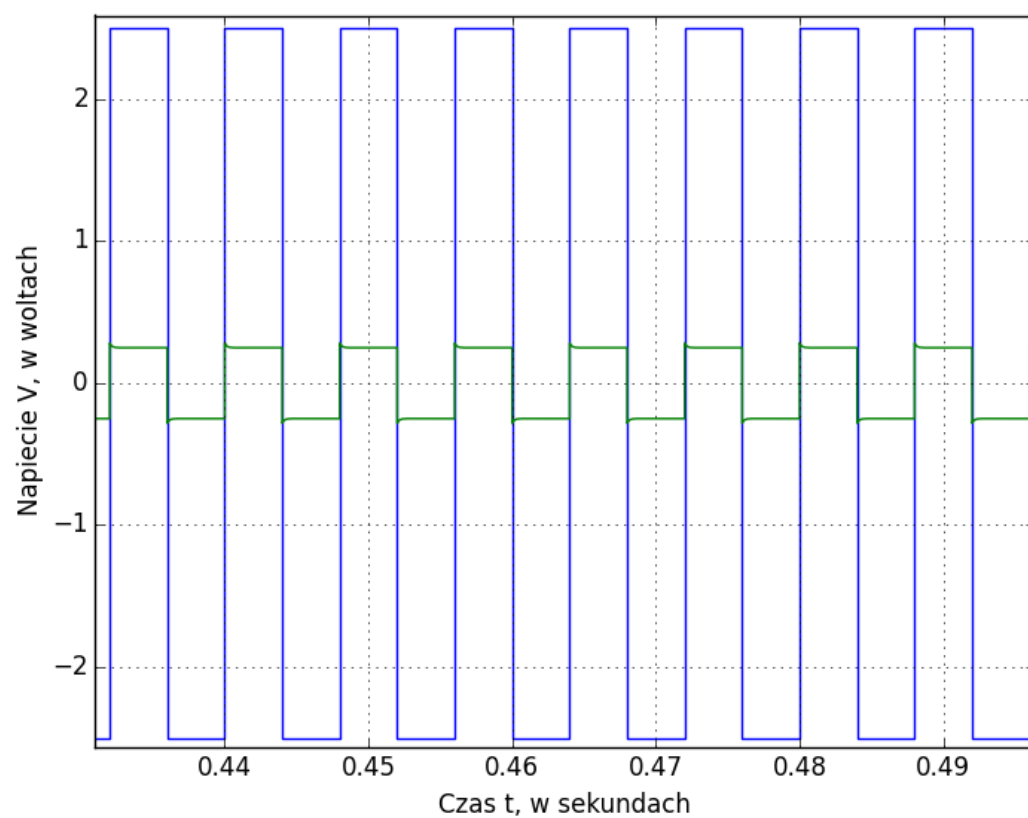
Dzielnik napięcia z kompensacją

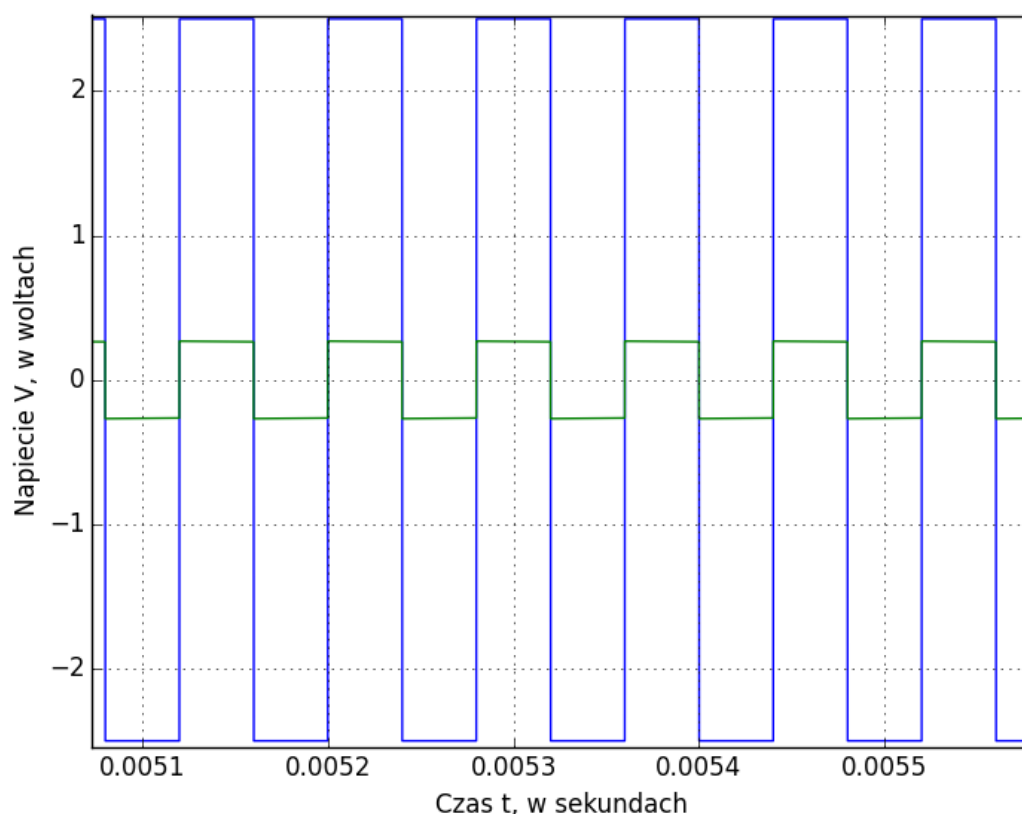


Rysunek 8. Charakterystyka transmitancyjno-częstotliwościowa dla dzielnika napięciowego skompensowanego.

Prosta dopasowana do wszystkich danych z wykresu (czterech punktów pomiarowych) ma współczynnik nachylenia $0,18 \pm 0,19 \frac{dB}{dec}$.

Poniżej załączono przebiegi napięciowe na wyjściu (zielone) oraz wejściu (niebieskie) układu dla częstotliwości sygnału wejściowego kolejno 125 Hz, 1250 Hz, 12500 Hz. Niestety przy wykonywaniu ćwiczenia zapomniano o zdjęciu przebiegów czasowych dla dzielnika skompensowanego.





Dyskusja błędów, oszacowania

Przewidywane wartości nachyleń liniowych części wykresów zależności modułu transmitancji od częstotliwości dla pierwszych dwóch układów (filtr górnoprzepustowy i dolnoprzepustowy) we współrzędnych logarytmicznych to $\pm 20 \frac{dB}{dec}$. Wartości te nie mieszczą się w zakresach błędów zwracanych przez funkcję LINEST arkusza kalkulacyjnego Gnumeric; może to jednak wynikać z niedokładności przeprowadzonych pomiarów oraz małej ilości punktów pomiarowych, do których dopasowujemy proste. Jednak warto zauważyć, że pomimo niewielkiej rozbieżności od przewidywań teoretycznych proste dopasowane przy użyciu funkcji LINEST dla liniowej części wykresu zależności modułu transmitancji napięciowej od częstotliwości zachowują kształt zgodny z przewidywaniami teoretycznymi.

Sprawdzenie przewidywań teoretycznych przy użyciu funkcji Bode Plotter dla danych układów zwraca dla filtra górnoprzepustowego wzmocnienie -61.052 dB dla $f = 1 \text{ Hz}$ oraz -41.052 dB dla $f = 10 \text{ Hz}$ – przyrost dokładnie $\frac{20 \text{ dB}}{dec}$.

Analogiczne odczytanie wzmocnień dla filtra górnoprzepustowego zwraca dla $f = 10 \text{ kHz}$ wzmocnienie $-19,602 \text{ dB}$, zaś dla $f = 100 \text{ kHz}$ - $-39,555 \text{ dB}$ – przyrost $-19.953 \frac{dB}{dec}$, co sugeruje, że dla częstotliwości, przy których przeprowadzono pomiary, charakterystyka transmitacyjna układu nie jest jeszcze dobrze opisywana przez liniowe przybliżenia.

Dla dzielnika napięciowego bez kompensacji otrzymujemy podobne wartości: $f = 10 \text{ kHz}$ daje wzmocnienie $-38,101 \text{ dB}$, zaś $f = 100 \text{ kHz}$ daje $-58,034 \text{ dB}$, co daje przyrost $-19.933 \frac{dB}{dec}$.

Przewidywane zerowe nachylenie charakterystyki perfekcyjnie skompensowanego dzielnika napięciowego mieści się w granicach błędów przewidywanego współczynnika. W rzeczywistości, jak pokazuje Bode Plotter, dla układu eksperymentalnego wzmocnienie ma pewien niewielki skok przy częstotliwości granicznej; charakterystyki asymptotyczne są poziomymi prostymi o wzmocnieniach -20 dB dla niskich i $-19,456\text{ dB}$ dla wysokich częstotliwości. Jest to spowodowane wykorzystaniem kondensatora $5,6\text{ nF}$, o pojemności różniącej się od obliczonej pojemności $5,2\text{ nF}$. Dla układu z kondensatorem o pojemności $5,2\text{ nF}$ Bode Plotter pokazuje jedną poziomą linię prostą o stałym wzmocnieniu -20 dB .

Wnioski

Przeprowadzone pomiary potwierdzają poprawność przewidywań teoretycznych dla filtrów górno- i dolnoprzepustowych.

Płytki prototypowa ELVIS, z możliwością jej obsługi przy użyciu komputera, znacznie ułatwia pracę w laboratorium elektroniki.

Kompensacja pojemnościowa okazuje się być bardzo skutecznym narzędziem – jak pokazuje symulacja przeprowadzona w MultiSIMie, pozwala na całkowite wyeliminowanie zależności wzmocnienia od częstotliwości dla dzielnika napięciowego – zależnie od możliwości precyzyjnego dobrania pojemności kondensatora. Jak pokazuje eksperyment, wykorzystanie kondensatora o zbliżonej pojemności również spełnia swoje zadanie – otrzymane skompensowane wzmocnienie jest dość dobrze zbliżone do zamierzonego.

We wszystkich układach pojawiają się wykładnicze zależności napięcia wyjściowego od czasu. Jest to spowodowane ładowaniem i rozładowywaniem się kondensatora. Charakterystyki czasowe zgadzają się z przewidywanymi teoretycznymi.

W układzie filtra górnoprzepustowego obserwujemy wyraźne skoki napięcia wyjściowego w momencie zmiany polaryzacji napięcia wejściowego; odpowiada to dużej wartości szybkości zmiany napięcia w nieciągłościach (pochodna wartości napięcia wejściowego w danych punktach może rosnąć do nieskończoności). Następnie następuje wykładnicze rozładowywanie się kondensatora

Dla układu filtra dolnoprzepustowego obserwujemy dla niskich częstotliwości wykładnicze ładowanie kondensatora aż do wartości napięcia wejściowego (wzmocnienie $k=1$). Dla częstotliwości równej częstotliwości granicznej stała czasowa wykładniczego ładowania jest zbyt duża, aby kondensator osiągnął ładunek odpowiadający napięciu wejściowego. Dla częstotliwości dziesięciokrotnie wyższej od granicznej układ wyraźnie całkuje napięcie wejściowe, co widać na przebiegu czasowym napięcia.

Dla nieskompensowanego dzielnika napięcia widzimy, poza zgodnym z planem zmniejszeniem amplitudy, na co ma wpływ rezystancja obu oporników, wyraźne deformacje sygnału wejściowego spowodowane zależnością wzmocnienia od częstotliwości. Zależności tej praktycznie nie obserwuje się w układzie skompensowanym, dla którego występuje jedynie niewielkie zakrzywienie napięcia wyjściowego dla częstotliwości granicznej.