



PRZEKSZTAŁTNIKI ELEKTRONICZNE

Ćwiczenie B6

Kondensatory

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2012

Spis treści

B Wprowadzenie do ćwiczenia	5
1. Cel i przebieg ćwiczenia.....	5
2. Kondensatory	7
2.1. Najważniejsze właściwości kondensatorów	7
2.1.a. Działanie	7
2.1.b. Ładowanie kondensatora.....	8
2.1.c. Stan ustalony przekształtnika.....	10
2.2. Kondensator rzeczywisty	13
2.2.a. Schemat zastępczy.....	13
2.2.b. Rezystancja szeregową.....	15
2.2.c. Przebiegi wielkości elektrycznych	16
2.2.d. Zmienny prąd kondensatora	17
2.2.e. Moc strat	18
2.3. Filtracja napięcia.....	20
2.3.a. Zakres średnich częstotliwości	20
2.3.b. Zakres wysokich częstotliwości	20
2.3.c. Kondensatory odprężające.....	22
2.3.d. Dobór pojemności dla filtrów wysokiej częstotliwości.....	23
C Doświadczenie	27
3. Pomiary	27
3.1. Przygotowanie układu	27
Układ pomiarowy i badane elementy	27
Konfiguracja układu	28
3.2. Wykonanie pomiarów.....	31
Podstawowe zależności opisujące kondensator	31
Właściwości kondensatorów elektrolitycznych.....	31
Filtracja zaburzeń wysokiej częstotliwości.....	31
Zakończenie.....	32
Parametry kondensatorów.....	32
D Wyniki	33
4. Opracowanie i analiza wyników	33
4.1. Dane liczbowe	33
Uruchomienie oprogramowania	33
Działanie kondensatora	33
Pomiary dla różnych współczynników wypełnienia.....	34
Pomiary dla różnych kondensatorów elektrolitycznych.....	36
Pomiary z dodatkowym kondensatorem filtrującym	36
4.2. Analiza wyników.....	38
Podstawowe zależności opisujące kondensator	38
Porównanie kondensatorów elektrolitycznych.....	38
Filtracja zaburzeń wysokiej częstotliwości.....	38
E Informacje	41
5. Literatura	41

Wprowadzenie do ćwiczenia

1. Cel i przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zbadanie właściwości rzeczywistych kondensatorów stosowanych w przekształtnikach elektronicznych. Uwzględniona zostanie rezystancja szeregową oraz odmienne własności dla niskich i wysokich częstotliwości. Jednocześnie doświadczalnie potwierdzone zostaną podstawowe zależności opisujące pracę dużych kondensatorów w impulsowych układach mocy.

2. Kondensatory

2.1. Najważniejsze właściwości kondensatorów

2.1.a. Działanie

Kondensator to element elektroniczny, którego impedancja

$$Z(\omega) = |Z(\omega)|e^{-j\varphi(\omega)} = \operatorname{Re} Z(\omega) + j\operatorname{Im} Z(\omega) = R + jX(\omega) \quad (1)$$

gdzie

$$\begin{aligned} |Z(\omega)| &= \sqrt{R^2 + X^2(\omega)} \\ \varphi(\omega) &= \arctg \frac{X(\omega)}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

w znamionowym zakresie częstotliwości wykazuje ujemną część urojoną $\operatorname{Im} Z$, tj. reaktancję X .

Istotny jest fakt zależności reaktancji elementu od częstotliwości. W przypadku idealnego kondensatora o pojemności C ,

$$\begin{aligned} X_C &= -\frac{1}{\omega C} \\ Z &= jX_C = -j\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{j\omega C} \\ |Z| &= |X_C| = \frac{1}{\omega C} \end{aligned} \quad (3)$$

Jego reaktancja X_C jest więc zawsze ujemna. W przypadku kondensatorów rzeczywistych, dla wysokich częstotliwości reaktancja może zmienić znak na dodatni, co oznacza utratę właściwości kondensatora. Zjawisko to można interpretować jako wpływ umownej pasożytniczej indukcyjności.

Budowa kondensatorów może być bardzo różna. Ich działanie zawsze jest jednak oparte na wytworzeniu pola elektrycznego między przewodzącymi elektrodami (okładkami), między którymi znajduje się izolator (dielektryk) o określonej przenikalności ε_r . Pojemność kondensatora zależy zawsze od wypadkowej powierzchni okładek A , ich odległości d i przenikalności dielektryka zgodnie z zależnością

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (4)$$

Parametry A i d mogą mieć charakter parametrów wypadkowych, efektywnych. W niektórych konstrukcjach (np. w kondensatorach tantalowych) kształt okładek odbiega bowiem bardzo od płaskich, prostokątnych powierzchni. Do każdego kondensatora stosuje się natomiast bezpośrednio definicja mówiąca, że pojemność jest stosunkiem ładunku zgromadzonego w elemencie do napięcia występującego między jego okładkami:

$$C = \frac{Q}{u} \quad (5)$$

Tym samym napięcie na kondensatorze jest proporcjonalne do zgromadzonego w nim ładunku:

$$u = \frac{Q}{C} \quad (6)$$

Jeżeli pojemność kondensatora można uznać za stałą, to również stosunek przyrostów lub pochodnych ładunku i napięcia spełnia równanie pojemności:

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta u} \quad (7)$$

$$C = \frac{dQ}{du} \quad (8)$$

Działanie kondensatora w obwodzie elektrycznym opisuje jego podstawowe równanie

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (9)$$

2.1.b. Ładowanie kondensatora

Podstawiając (8) do (9) dostajemy

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad (10)$$

skąd równoważnie

$$\Delta Q(\Delta t) = \int_{\Delta t} i dt \quad (11)$$

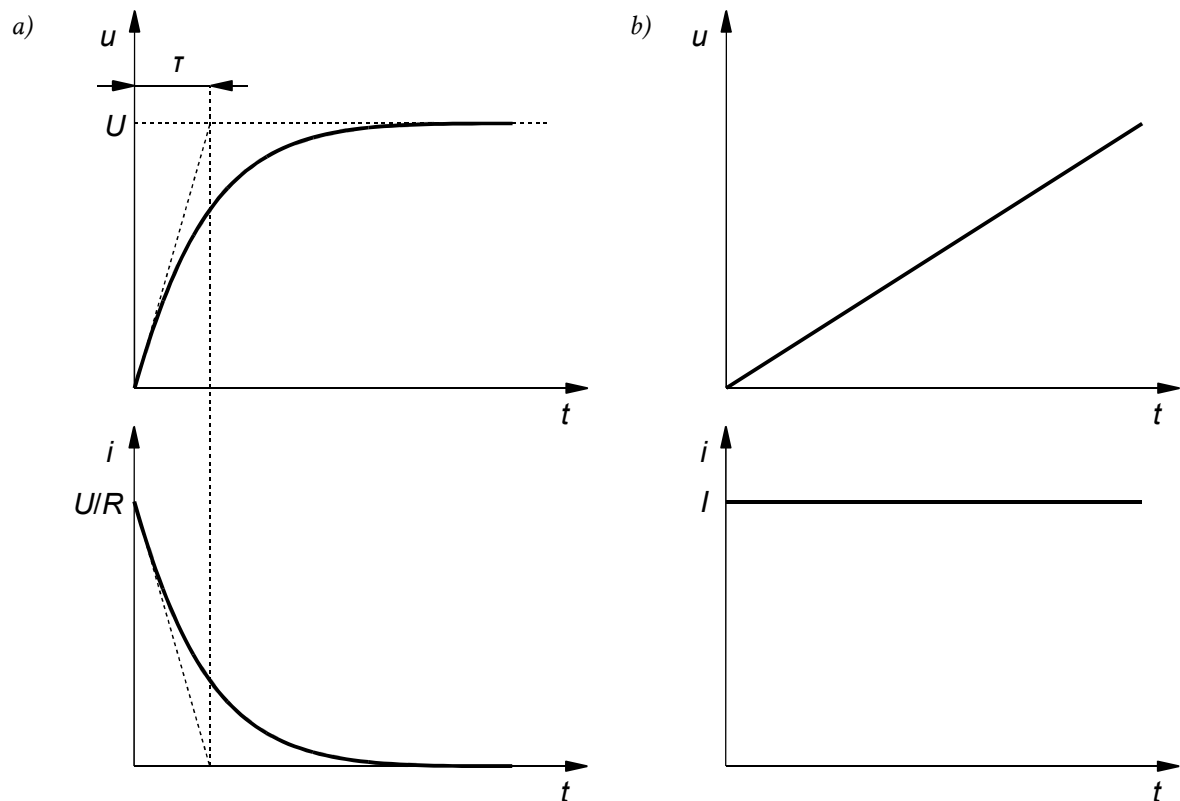
Oznacza to, że zmiana ładunku zgromadzonego w kondensatorze w przedziale czasu Δt jest równa całce z prądu za ten przedział. Wracając do napięcia, korzystając z zależności (7) otrzymujemy alternatywną postać

$$\Delta u(\Delta t) = \frac{1}{C} \int_{\Delta t} i dt = \frac{\Delta Q(\Delta t)}{C} \quad (12)$$

Jak wiadomo, w przypadku ładowania kondensatora ze źródła napięcia stałego U poprzez rezystancję R , przy założeniu że $u = 0$ dla $t = 0$, napięcie narasta wykładniczo do wartości U zgodnie z zależnością (rys. 1a)

$$u = U(1 - e^{-t/\tau}) \quad (13)$$

gdzie τ jest stałą czasową



Rys. 1. Napięcie na kondensatorze podczas jego ładowania: a) ze źródła napięcia stałego U przez rezystancję R ; b) prądem stałym I

$$\tau = RC \quad (14)$$

Prąd kondensatora natomiast opada wykładniczo od wartości U/R do zera zgodnie z zależnością

$$i = \frac{U}{R} e^{-t/\tau} \quad (15)$$

W impulsowych przekształtnikach elektronicznych (jak przetwornice) mamy jednak często do czynienia z innym przypadkiem. Prąd kondensatora jest w nich stały lub wolno zmienny. W przypadku stałego prądu I , narastanie napięcia w czasie będzie liniowe zgodnie z zależnością (rys. 1b)

$$u = \frac{I}{C} t \quad (16)$$

zaś zmiana napięcia w przedziale Δt wyniesie

$$\Delta u = \frac{I \cdot \Delta t}{C} \quad (17)$$

Wynik ten można również uzyskać wychodząc z zależności (9). Z kolei z zależności (11) zmiana ładunku wynosi

$$\Delta Q = I \cdot \Delta t \quad (18)$$

Teoretycznie kondensator mógłby być w ten sposób ładowany w nieskończoność. W rzeczywistości ogranicza go skończona wytrzymałość napięciowa elementu. Wynika ona ze zjawiska przebicia dielektryka, do którego dochodzi, gdy natężenie pola elektrycznego w dielektryku

$$E = \frac{U}{d} \quad (19)$$

przekroczy wartość krytyczną dla danego materiału.

2.1.c. Stan ustalony przekształtnika

Przypomnijmy, że stanem ustalonym układu o działaniu przełączającym nazywamy stan, w którym przebiegi wielkości elektrycznej wykazują powtarzalność z okresu na okres, zaś energia zgromadzona w elementach biernych jest taka sama na koniec każdego okresu. Oznacza to, że *per saldo* w każdym okresie pracy układu każdy kondensator cewka dostarcza tyle samo energii do układu, co z niego pobiera; podobnie każdy kondensator.

Prawidłowo zaprojektowany i działający przekształtnik pracuje zasadniczo w stanie ustalonym, przy czym osiągnięcie stanu ustalonego wymaga oczywiście określonego czasu. Gdyby bowiem przekształtnik nie osiągnął stanu ustalonego, to:

- 1° gdyby energia na koniec każdego okresu była mniejsza niż na jego początku, to stopniowo malałaby ona do zera; oznaczałoby to zatrzymanie pracy przekształtnika, którego działanie opiera się właśnie na przekazie energii gromadzonej czasowo w elementach biernych;
- 2° w przeciwnym wypadku energia stopniowo roslaby do nieskończoności, co jest albo niemożliwe ze względu na określoną pojemność elementu, albo oznaczałoby zniszczenie tego elementu (i zapewne innych).

Energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora wynosi w każdej chwili

$$W = \frac{Cu^2}{2} \quad (20)$$

Dla spełnienia warunku stanu ustalonego potrzeba więc, aby napięcie na kondensatorze na początku każdego okresu było równe napięciu na koniec tego okresu. Tak więc suma zmian napięcia w poszczególnych taktach pracy układu musi być zerowa:

$$\Delta u(T) = \sum_i \Delta u_i = 0 \quad (21)$$

Jeżeli przekształtnik jest dwutaktowy, oznacza to

$$\Delta u_2 = -\Delta u_1 \Leftrightarrow |\Delta u_2| = |\Delta u_1| \quad (22)$$

Jeżeli założyć, że $\Delta u_1 > 0$, oznacza to, że wzrost napięcia na kondensatorze w takcie pierwszym musi być równy jego spadkowi w takcie drugim. Rys. 2 pokazuje przebiegi w hipotetycznym przekształtniku dwutaktowym, przy upraszczającym założeniu, że prąd w każdym z taktów jest stały.

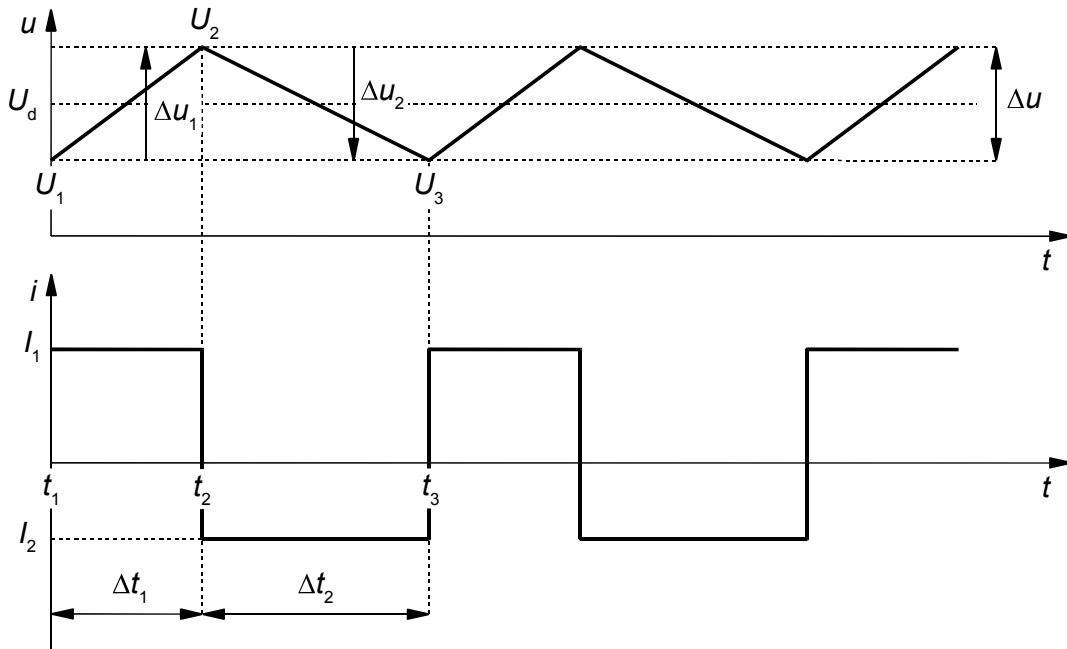
Przekształcając zależność (9) mamy

$$du = \frac{i}{C} dt \quad (23)$$

Całkując stronami za pierwszy takt dostajemy (patrz rys. 2)

$$\int_{U_1}^{U_2} du = \int_{t_1}^{t_2} \frac{i}{C} dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad (24)$$

$$[u]_{U_1}^{U_2} = U_2 - U_1 = \Delta u_1 = \frac{1}{C} \int_{\Delta t_1} i dt \quad (25)$$



Rys. 2. Przebiegi prądu i napięcia kondensatora w przekształtniku dwutaktowym przy założeniu stałego prądu w każdym z taktów

Analogicznie dla taktu 2

$$\Delta u_2 = \frac{1}{C} \int_{\Delta t_2} i dt \quad (26)$$

Podstawiając powyższe do (22) otrzymujemy

$$\int_{\Delta t_1} i dt = - \int_{\Delta t_2} i dt \quad (27)$$

Oznacza to, że pola powierzchni między przebiegiem prądu a osią czasu w obu taktach pracy muszą być sobie równe. Biorąc pod uwagę zależność (11), ładunek dostarczony w jednym takcie musi równać się ładunkowi odebranemu w drugim:

$$\Delta Q(\Delta t_1) = -\Delta Q(\Delta t_2) \quad (28)$$

Uwzględniając, że suma czasów trwania obu taktów pracy daje w wyniku okres T , zaś powyższe rozumowanie można przeprowadzić dla dowolnej liczby taktów, otrzymujemy ogólną zależność

$$\int_{\Delta t_1} i dt + \int_{\Delta t_2} i dt = \int_T i dt = 0 \quad (29)$$

Zwróćmy uwagę, że również

$$\frac{1}{T} \int_T i dt = 0 \quad (30)$$

gdzie lewa strona wyraża definicję wartości średniej za okres i_{av} prądu kondensatora. Z kolei średnia za okres tożsama jest ze składową stałą I_d . Stąd dodatkowy wniosek, że w stanie ustalonym składowa stała prądu kondensatora jest równa zero:

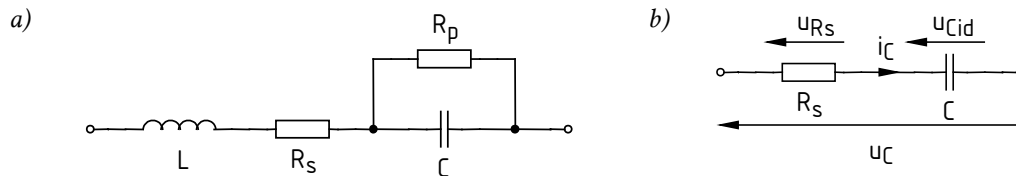
$$i_{av} = I_d = 0 \quad (31)$$

2.2. Kondensator rzeczywisty

2.2.a. Schemat zastępczy

Charakter rzeczywistego kondensatora jest bardziej złożony niż opisany zależnościami (3). Ogólny schemat zastępczy kondensatora przedstawia rys. 3a. Składają się nań:

- C – pojemność kondensatora;
- R_p – rezystancja równoległa, odzwierciedlająca upływność kondensatora, tj. jego rozładowywanie się (utrata ładunku) w czasie, oraz skończoną rezystancję dielektryka (zwykle pomijalną);
- R_s – zastępcza rezystancja szeregowa (ang. *equivalent series resistance, ESR*), wynikająca z obecności wyprowadzeń, elektrod oraz nieidealności izolatora (szczególnie elektrolitu w kondensatorach elektrolitycznych), w wyniku których w kondensatorze występuje wydzielanie energii cieplnej (straty mocy);
- L – zastępcza indukcyjność szeregowa (ang. *equivalent series inductance, ESL*), wynikająca z obecności wyprowadzeń, właściwości układu elektrody-izolator oraz samego izolatora.



Rys. 3. Schemat zastępczy kondensatora: a) pełny; b) uproszczony

Impedancję rzeczywistego kondensatora można więc wyrazić wzorem

$$Z = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{R_p^{-1} + j\omega C} = R_s + \frac{R_p}{1 + (\omega C R_p)^2} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C} \frac{1}{1 + (\omega C R_p)^2} \right) \quad (32)$$

Oznaczając reaktancję indukcyjności przez

$$X_L = \omega L_s \quad (33)$$

otrzymujemy postać

$$Z = R_s + \frac{R_p}{1 + (\omega C R_p)^2} + j \left(X_L + \frac{X_C}{1 + (\omega C R_p)^2} \right) = R + jX \quad (34)$$

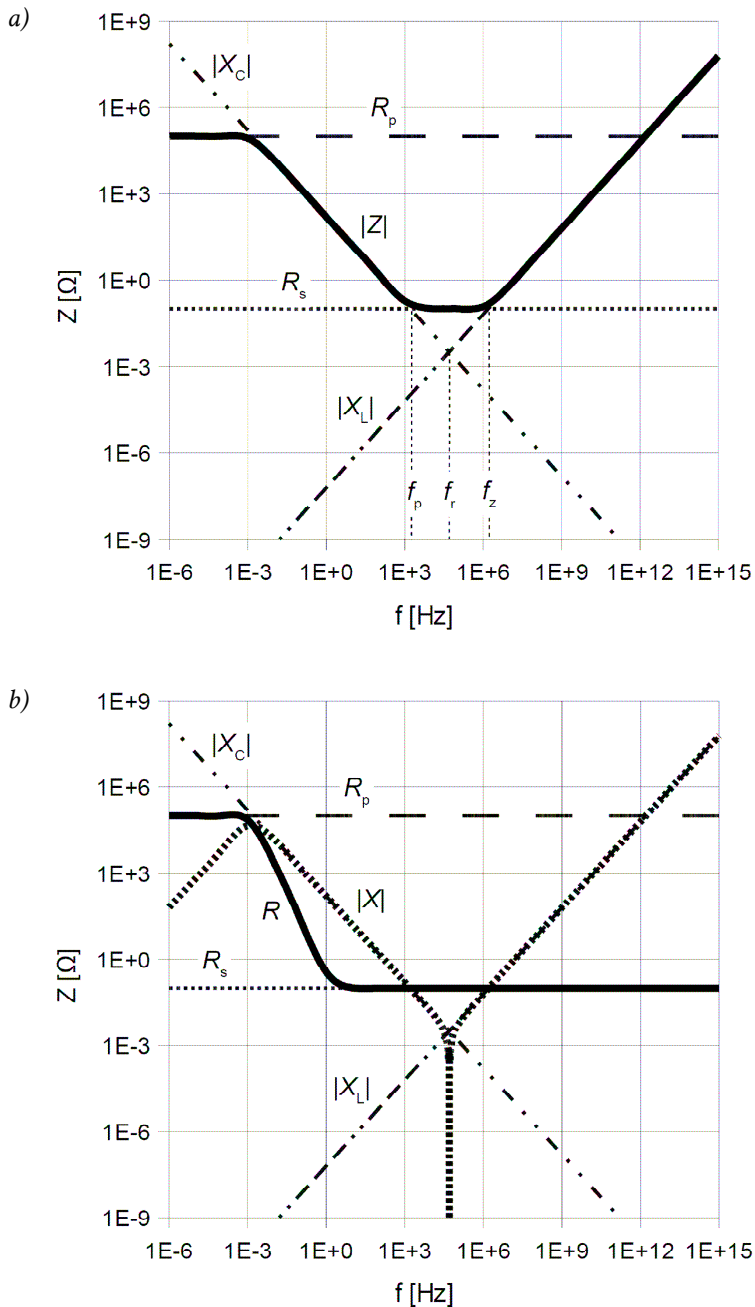
Charakterystykę częstotliwościową modułu tej impedancji $|Z|$ (2) przedstawiono na rys. 4a. Jak widać:

- dla składowej stałej ($f \rightarrow 0$) dominuje zjawisko upływu, $|Z| \approx R_p$;
- w miarę wzrostu częstotliwości, zgodnie ze wzorem (3) maleje moduł reaktancji pojemnościowej $|X_C|$, w wyniku czego zaczyna ona dominować w połączeniu równoległym $C-R_p$; moduł impedancji maleje, gdyż $|Z| \approx |X_C|$;
- dla pewnej częstotliwości moduł reaktancji X_C staje się mniejszy od rezystancji szeregowej R_s ; wówczas dominująca staje się ta rezystancja, a impedancja kondensatora już nie spada, gdyż $|Z| \approx R_s$;
- impedancja Z wykazuje jednak rezonans, gdyż ze wzrostem częstotliwości rośnie reaktancja indukcyjna X_L zgodnie z zależnością (33); ponieważ $X_L > 0$, a

$X_C < 0$, więc przy pewnej częstotliwości nastąpi ich wzajemne skompensowanie, tj. część urojona impedancji wyniesie 0 (rys. 4b) – co nazywamy rezonansem.

Jak widać, upływ ma znaczenie wyłącznie dla składowej stałej i bardzo niskich częstotliwości. Jest to oczywiste, jako że zjawisko to przebiega bardzo powoli. Upływ nie ma więc wpływu na inne ważne zjawiska, jako że zachodzą one dla znacznie wyższych częstotliwości. Wobec tego obecność rezystancji równoległej często pomija się w analizie częstotliwościowej impedancji kondensatora, tj. przyjmuje się $R_p = \infty$. Pozwala to uzyskać wzór na impedancję (32) w dużo prostszej postaci

$$Z = R_s + j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C}\right) = R_s + j(X_L + X_C) \quad (35)$$



Rys. 4. Charakterystyki częstotliwościowe impedancji kondensatora rzeczywistego i jej składowych ($C = 1$ mF, $R_s = 0,1$ Ω , $R_p = 0,1$ M Ω , $L = 10$ nH): a) moduł impedancji $|Z|$; b) rezystancja wypadkowa R i moduł reaktancji wypadkowej $|X|$

Stąd moduł impedancji

$$|Z| = \sqrt{R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{R_s^2 + (|X_L| - |X_C|)^2} \quad (36)$$

Z definicji rezonansu $\text{Im } Z = 0$ po przekształceniach otrzymujemy wzór na pulsację rezonansową:

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (37)$$

Przykładowo, dla parametrów z rys. 4a otrzymujemy $f_r = 50,3$ kHz.

Poniżej częstotliwości rezonansowej f_r kondensator wykazuje faktycznie charakter pojemnościowy. Powyżej tej częstotliwości w impedancji dominuje indukcyjność szeregową (patrz rys. 4b), w wyniku czego reaktancja całości staje się dodatnia. Dla wysokich częstotliwości kondensator zachowuje się więc jak cewka, co oznacza, że jego impedancja rośnie (rys. 4a).

2.2.b. Rezystancja szeregową

W przekształtnikach pracujących w zakresie częstotliwości do kilkuset kiloherców, najbardziej istotnym parametrem dużych kondensatorów wejściowych i wyjściowych jest zastępcza rezystancja szeregową. Upływ ładunku nie odgrywa znaczącej roli, bowiem kondensator jest cyklicznie doładowywany. Dlatego można zaniedbać rezystancję równoległą R_p . Z kolei wpływ indukcyjności szeregową L_s może być zwykle pominięty przy analizie działania przekształtnika w skali częstotliwości przełączania. Dla typowych kondensatorów elektrolitycznych indukcyjność szeregową jest bowiem rzędu 10...100 nH; wobec tego reaktancja X_L (33) staje się znacząca – tj. porównywalna z R_s i X_C – dopiero w zakresie megaherców.

W często przyjmowanym uproszczeniu kondensator reprezentowany jest więc tylko przez pojemność C i rezystancję szeregową R_s (rys. 3b). Wówczas

$$Z = R_s - j \frac{1}{\omega C} \quad (38)$$

$$|Z| = \sqrt{R_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (39)$$

Należy wiedzieć, że w przypadku kondensatorów elektrolitycznych rezystancja szeregową zależy rosnąco od częstotliwości oraz rośnie w czasie w wyniku starzenia się elementu. Jak wynika z rozważań przeprowadzonych niżej, są to zjawiska niekorzystne, prowadzą bowiem do pogorszenia działania przekształtnika. Mogą również doprowadzić do uszkodzenia samego kondensatora (i w konsekwencji awarii układu) w wyniku nieprzewidzianie dużej mocy strat.

W uproszczonej analizie przekształtników idealnych nawet rezystancja szeregową może być pominięta. Należy ją jednak uwzględnić, jeżeli istotne jest określenie:

- amplitudy tętnienia napięcia,
- własności energetycznych (mocy strat w elementach, sprawności),
- stabilności układu z automatyczną regulacją (rezystancja szeregową kondensatora może znacząco modyfikować transmitancję przekształtnika, często w korzystny sposób).

Dwa pierwsze zagadnienia zostaną obecnie przeanalizowane bardziej szczegółowo.

2.2.c. Przebiegi wielkości elektrycznych

Przebiegi prądu i napięcia kondensatora rzeczywistego pracującego w typowym przekształtniku są odmienne niż przedstawione na rys. 2. W przypadku kondensatora idealnego skokowe zmiany prądu nie powodowały żadnej zmiany napięcia, a jedynie zmianę jego pochodnej. Tymczasem przyjmując schemat zastępczy z rys. 3b, na spadek napięcia na kondensatorze rzeczywistym składają się (por. rys. 3b):

- 1° spadek napięcia u_{Cid} na kondensatorze idealnym C , którego przebieg jest opisany zależnością (9) i wynikającym z niej (dla odcinkami stałego i_C) równaniem (16), jest więc identyczny z przebiegiem napięcia na rys. 2, oraz
- 2° spadek napięcia u_{Rs} na rezystancji szeregowej R_s , który zgodnie z prawem Ohma jest w każdej chwili proporcjonalny do prądu i wynosi

$$u_{Rs} = R_s i_C \quad (40)$$

czyli jego przebieg ma kształt identyczny z przebiegiem prądu na rys. 2. Przy przyjętych założeniach jest to kształt prostokątny o poziomie wysokim $I_1 R_s$ i poziomie niskim $I_2 R_s$.

Przebieg napięcia na kondensatorze rzeczywistym

$$u_C = u_{Cid} + u_{Rs} \quad (41)$$

można więc uzyskać przez dodanie przebiegu napięcia na kondensatorze idealnym oraz na rezystancji szeregowej. Przedstawiono to na rys. 5.

Nietrudno stwierdzić, że amplituda tętnienia napięcia Δu na kondensatorze rzeczywistym jest większa niż na kondensatorze idealnym. W przypadku kondensatora idealnego, stosując wzór (17) na przykład do drugiego taktu pracy mamy

$$\Delta u = |\Delta u_2| = \frac{|I_2| \Delta t_2}{C} \quad (42)$$

Tymczasem dla kondensatora rzeczywistego, z rys. 5

$$\Delta u = |\Delta u_2| + |\Delta u_{12}| \quad (43)$$

Rozważmy oba składniki powyższego wyrażenia.

1. Zmiana napięcia w ciągu taktu 2 Δu_2 wynika wyłącznie z obecności kondensatora idealnego. Prąd i_C pozostaje bowiem stały w całym takcie (por. rys. 5), w związku z czym napięcie u_{Rs} , wyrażające się zależnością (40), nie zmienia się. Prąd i_C wynosi nadal I_2 , wobec czego zależność (42) pozostaje w mocy dla napięcia u_{Cid} . Stąd

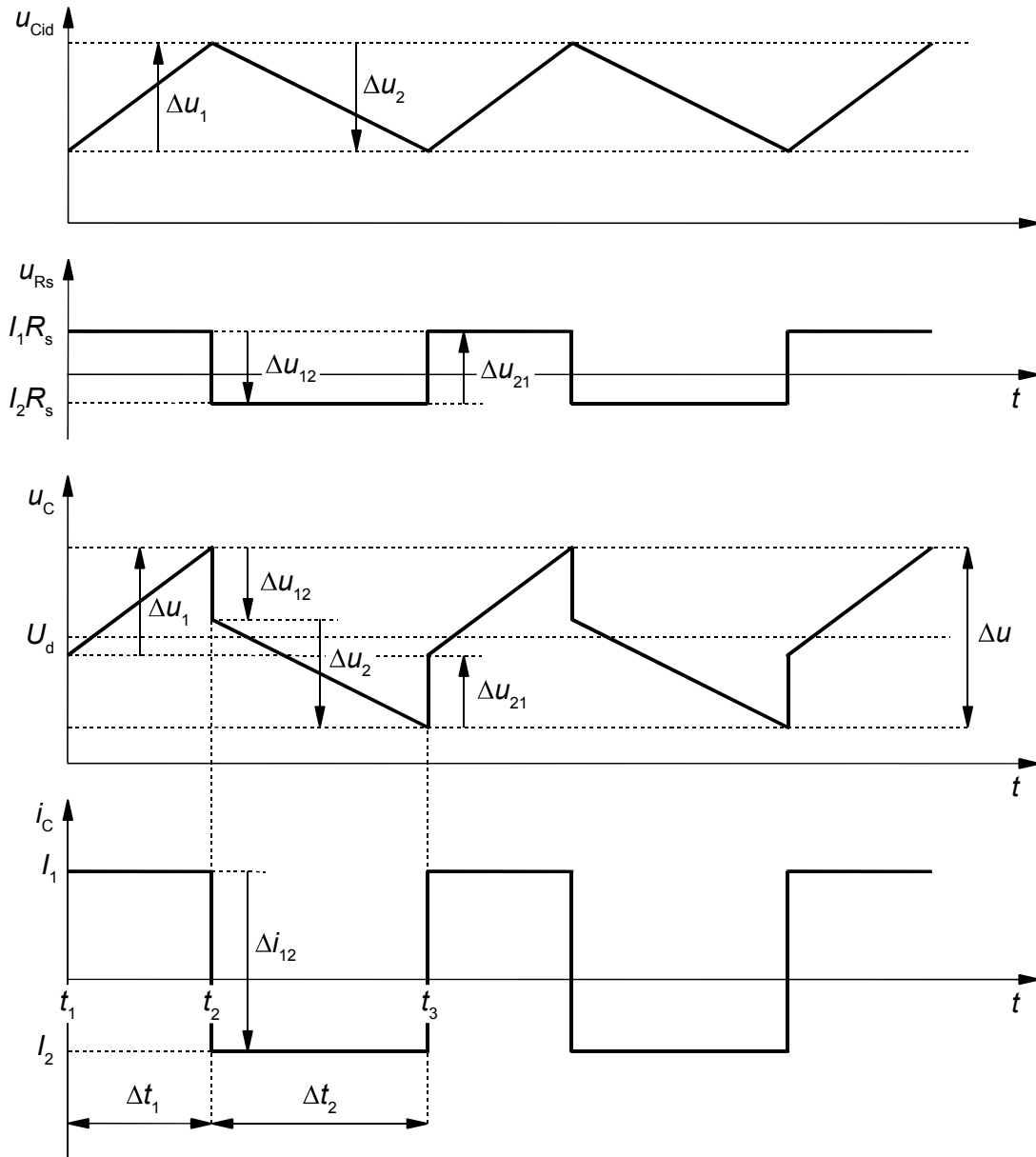
$$\Delta u_2 = \Delta u_{Cid,2} + \Delta u_{Rs,2} = \frac{I_2 \cdot \Delta t_2}{C} + 0 = \frac{I_2 \cdot \Delta t_2}{C} \quad (44)$$

2. Z kolei zmiana napięcia na granicy taktów 1 i 2 Δu_{12} wynika wyłącznie z obecności szeregowej rezystancji pasywniczej. Zmiana taktu następuje bowiem skokowo, zaś w zerowym czasie ładunek kondensatora nie może się zmienić, co wynika z zasady zachowania energii. Tym samym napięcie na kondensatorze idealnym, wyrażające się zależnością (6), nie zmienia się. Zmienia się natomiast skokowo prąd i_C – z wartości I_1 na wartość I_2 , o Δi_{12} (por. rys. 5). Stąd, z zależności (40),

$$\Delta u_{12} = \Delta u_{Cid,12} + \Delta u_{Rs,12} = 0 + (I_2 R_s - I_1 R_s) = R_s \cdot \Delta i_{12} \quad (45)$$

Podstawiając uzyskane zależności do (43) otrzymujemy

$$\Delta u = \frac{|I_2| \cdot \Delta t_2}{C} + |\Delta i_{12}| \cdot R_s \quad (46)$$



Rys. 5. Przebiegi prądu i napięcia kondensatora rzeczywistego w hipotetycznym przekształtniku dwutaktowym, dla stałego prądu w każdym z taktów (przebieg prądu jak na rys. 2)

Uzyskany wzór pokazuje, że występowanie rezystancji szeregowej jest niekorzystne z punktu widzenia pracy kondensatora jako dolnoprzepustowego filtra napięcia. Jednym z ważnych założeń projektowych jest bowiem zwykle uzyskanie odpowiednio niskiej amplitudy tętnienia napięcia wyjściowego. Jak mogłoby się wydawać z zależności (17), przy wzroście pojemności kondensatora C amplituda ta powinna dążyć do zera. Tymczasem ze wzoru (46) wynika, że samo tylko zwiększenie pojemności może nie wystarczyć do uzyskania pożądanego rezultatu. Konieczna może być również redukcja rezystancji szeregowej R_s .

2.2.d. Zmienny prąd kondensatora

Należy zwrócić uwagę, że zależność na zmianę napięcia w ciągu jednego taktu (44) została uzyskana przy założeniu stałego prądu i_C . Jeżeli założenie to nie jest spełnione, tzn. w ciągu taktu 2

prąd ten zmienia się o pewną wartość Δi_2 , wówczas zgodnie z zależnością (40) zmiana $\Delta u_{R_s,2}$ nie jest zerowa, lecz wynosi

$$\Delta u_{R_s,2} = R_s \cdot \Delta i_2 \quad (47)$$

Odrzucenie założenia stałości prądu powoduje również, że zmiana $\Delta u_{Cid,2}$ nie może zostać obliczona ze wzoru (42). Konieczne jest odwołanie się do ogólniejszego wzoru (12), z którego

$$\Delta u_{Cid,2} = \frac{\int_{\Delta t_2} i_C dt}{C} = \frac{\Delta Q_2}{C} \quad (48)$$

gdzie ΔQ_2 oznacza zmianę ładunku kondensatora w ciągu taktu 2.

Podsumowując, różnica Δu_2 wyraża się wzorem

$$\Delta u_2 = \Delta u_{Cid,2} + \Delta u_{R_s,2} = \frac{\int_{\Delta t_2} i_C dt}{C} + \Delta i_2 \cdot R_s = \frac{\Delta Q_2}{C} + \Delta i_2 \cdot R_s \quad (49)$$

zaś tętnienie napięcia

$$\Delta u = \frac{\int i_C dt}{C} + \Delta i_2 \cdot R_s + \Delta i_{12} \cdot R_s \quad (50)$$

2.2.e. Moc strat

Zwiększenie amplitudy tętnienia napięcia nie jest jedynym negatywnym skutkiem występowania rezystancji szeregowej.

Kondensator rzeczywisty można równoważnie opisać za pomocą tangensa kąta strat dielektrycznych (w skrócie: tangensa strat, ang. *loss tangent*). Kąt ten definiowany jest jako kąt między wskazem impedancji a osią urojoną na płaszczyźnie zespolonej (rys. 6). W związku z tym

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R_s}{|X_C|} = R_s \omega C = 2\pi f R_s C \quad (51)$$

Kąt fazowy nazywany jest w tym przypadku kątem strat (ang. *loss angle*) i oznaczany δ .

Tangens kąta strat jest szczególnie wygodnym parametrem, jeżeli wynosi tyle samo dla wszystkich kondensatorów z tej samej serii; nie jest to jednak regułą. Należy też zwrócić uwagę na jego wzrost w funkcji częstotliwości, który dla niektórych typów kondensatorów jest znaczny. Z kolei rezystancja szeregową R_s zwykle spada z częstotliwością, ale dla niektórych typów kondensatorów w szerokim zakresie częstotliwości może być uznana za stałą. Oba parametry zmieniają się również w funkcji temperatury.

Użycie terminu „stratność” wiąże się z faktem, że – jak powiedziano wyżej – rezystancja szeregową ma za zadanie odzwierciedlać straty mocy w kondensatorze. Moc czynna strat wyraża się znanym wzorem

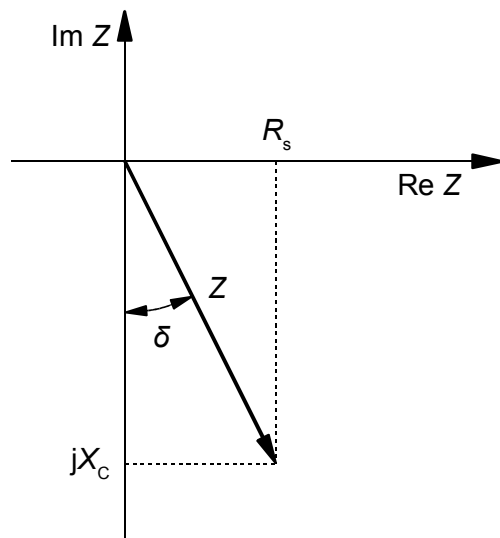
$$P = I^2 R_s = I^2 \frac{\operatorname{tg} \delta}{2\pi f C} \quad (52)$$

gdzie I jest wartością skuteczną prądu płynącego przez kondensator.

Jak wykazano w par. 0, w stanie ustalonym wartość średnia prądu kondensatora wynosi 0. Jednakże wartość skuteczna tego prądu przyjmuje zazwyczaj znaczące wartości. Dlatego istotne jest,

aby stosować kondensatory o odpowiednio niskiej rezystancji szeregowej, tak aby nie dopuścić do przegrzania elementu.

Przy założeniu, że kondensator można przedstawić za pomocą schematu zastępczego z rys. 3b, tangens kąta strat jest co do wartości równy współczynnikowi strat (ang. *dissipation factor*, *DF*)



Rys. 6. Wykres wskazowy impedancji schematu zastępczego z rys. 3b

$$d \stackrel{\Delta}{=} \frac{P}{Q} \quad (53)$$

gdzie P – moc czynna strat w elemencie, Q – moc bierna tego elementu. Dla schematu z rys. 3b mamy

$$d = \frac{I^2 R_s}{I^2 |X_C|} = \frac{R_s}{|X_C|} = \tan \delta \quad (54)$$

Mimo tej równości, współczynnik strat i tangens kąta strat pozostają różnymi wielkościami fizycznymi, o odmiennych definicjach.

2.3. Filtracja napięcia

2.3.a. Zakres średnich częstotliwości

Jak wynika z rys. 4a, moduł impedancji $|Z|$ kondensatora idealnego, równy reaktancji pojemnościowej X_C (3), jest nieskończenie duży dla składowej stałej oraz zerowy dla nieskończenie dużej częstotliwości. Oznacza to, że przez kondensator nie może płynąć prąd stały, natomiast pozwala on na przepływ składowych prądu o dużej częstotliwości. Zgodnie z prawem Ohma, wartość składowej napięcia o pulsacji ω wynosi

$$U_\omega = I_\omega |Z(\omega)| \quad (55)$$

jest więc proporcjonalna do modułu impedancji dla tej pulsacji. Napięcie zachowuje się więc odwrotnie do prądu: na kondensatorze odłoży się cała składowa stała zaaplikowanego napięcia, natomiast składowe dużej częstotliwości będą mieć niewielką amplitudę.

Jeżeli jednak uwzględnimy rezystancję szeregową R_s , zauważamy, że przy pewnej częstotliwości impedancja kondensatora przestaje spadać. Częstotliwości tej odpowiada pulsacja, przy której reaktancja X_C staje się mniejsza niż rezystancja R_s – ze wzoru (38)

$$\omega_p = 2\pi f_p = \frac{1}{R_s C} \quad (56)$$

Dla parametrów z rys. 4a, $f_p = 1,59$ kHz. Ponieważ impedancja połączenia szeregowego jest sumą impedancji opornika i kondensatora, więc jej wartość jest zawsze narzucona przez większą z wartości: dla niższych częstotliwości jest to X_C , natomiast dla wyższych – R_s . Ze wzoru (56) wynika, że rezystancja szeregową nie tylko ogranicza impedancję co do wartości. Dodatkowo, im większa wartość R_s , tym przy mniejszej częstotliwości zaczyna się to zjawisko.

Rezystancja szeregową ma wpływ na właściwości kondensatora w zakresie średnich częstotliwości. W tym właśnie zakresie (1 kHz ... 1 MHz) zawiera się częstotliwość przełączania typowego przekształtnika elektronicznego. Dla projektanta przekształtnika najistotniejszy jest więc zwykle fakt, że im mniejsza wartość R_s , tym skuteczniej z przebiegu wyjściowego usunięte zostanie tętnienie napięcia o częstotliwości przełączania. Przypomnijmy zaś, że tętnienie to stanowi jedną z głównych wad przekształtników o działaniu przełączającym.

2.3.b. Zakres wysokich częstotliwości

Napięcie wyjściowe nieidealnego przekształtnika zawiera jednak również składowe wysokiej częstotliwości (rzędu od megaherców wzwyż). W im krótszym czasie następuje zmiana danej wielkości elektrycznej (np. napięcia), tym wyższa jest częstotliwość związana z tym procesem. Jeżeli zmiana taka jest okresowa, to częstotliwość jest odwrotnością okresu powtarzania. Jednak co do zasady analogiczny związek dziedziny czasu i dziedziny częstotliwości występuje także dla zdarzeń pojedynczych lub po prostu rzadko powtarzających się (dużo rzadziej niż czas trwania pojedynczego wystąpienia).

Obecność składowych wysokiej częstotliwości (rzędu od megaherców wzwyż) w napięciu wyjściowym przekształtnika wynika więc z wszelkich procesów przejściowych o krótkim czasie trwania – dużo krótszym niż częstotliwość przełączania przekształtnika. Są to przede wszystkim:

- 1) szybkie zmiany napięcia i prądu w samym momencie przełączania klucza półprzewodnikowego – przy czym im krócej trwa przełączanie, tym wyższa częstotliwość pojawiających się składowych;
- 2) przepięcia powstające na indukcyjnościach pasożytniczych w wyniku powyższych zmian – przy czym zasadniczo szybkość narastania przepięć jest zbliżona do szybkości przełączania;

- 3) oscylacje powstające w wyniku wystąpienia przepięć w obwodach o charakterze RLC, zwykle tworzonych przez rezystancję odbiornika lub klucza, indukcyjność pasożytniczą połączeń oraz pojemność klucza lub filtru – w tym przypadku częstotliwość wynika ściśle z wartości R , L i C , tj. z parametrów przekształtnika, filtru i odbiornika.

Ogólnie rzecz biorąc, napięcie wyjściowe przekształtnika elektronicznego po rozkładzie za pomocą transformaty Fouriera wykazuje znaczące składowe w nieprzerwanym paśmie ciągnącym się od częstotliwości przełączania f_s (która – jak przyjmujemy – należy jeszcze do częstotliwości średnich) w górę. (Przez „znaczące” rozumiemy tu składowe o amplitudzie zauważalnej w zestawieniu z amplitudą składowej podstawowej f_s . Za zauważalną można uznać amplitudę tego samego rzędu lub mniejszą o 2 rzędy wielkości, ale nie więcej.)

Od szybkich procesów przejściowych wymienionych wyżej zależy, jak daleko sięga to pasmo (w kierunku $f \rightarrow \infty$) – im szybsze przełączanie i wyższa częstotliwość oscylacji, tym dalej. Częstotliwość graniczną można oszacować wiedząc, że jest ona narzucona przez jedną z dwóch wartości (w zależności od ich wzajemnego stosunku):

- częstotliwość graniczną wynikającą z czasu przełączania tranzystora t_{sw}

$$f_{sw} = \frac{1}{\pi t_{sw}} \quad (57)$$

- lub częstotliwość rezonansową obwodu RLC (mowa tu o występującym w przekształtniku, a nie o schemacie zastępczym kondensatora)

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (58)$$

Składowe wysokiej częstotliwości bardzo łatwo propagują się zarówno poprzez przewodniki (przewody, ścieżki drukowane, elementy rezystancyjne), jak i poprzez pasożytnicze sprzężenia pojemnościowe (między końcówkami elementów czynnych i biernych, przewodami i ścieżkami drukowanymi). Oddziałują one niekorzystnie nie tylko na wyjście przekształtnika, ale również na jego wejście i obwód sterowania. Ich skuteczna filtracja ma więc istotne znaczenie.

Tymczasem patrząc na rys. 4a można stwierdzić, że w zakresie wysokich częstotliwości na impedancję kondensatora, a więc na zdolność filtracji napięcia, istotny wpływ uzyskuje indukcyjność szeregową L_s . Impedancja nie tylko przestaje maleć, ale wręcz zaczyna rosnąć do nieskończoności. Skutki tego faktu można rozpatrywać od dwóch stron:

- 1° składowe napięcia o wysokiej częstotliwości będą miały dużą amplitudę, czyli nie zostaną skutecznie odfiltrowane, a składowe o bardzo wysokiej częstotliwości zostaną wręcz przeniesione w całości ($|Z| \rightarrow \infty$);
- 2° składowe prądu o wysokiej częstotliwości nie będą płynąć przez kondensator, co oznacza, że kondensator nie przyjmie (lub nie odda) ładunku, jeżeli pojawi się on w bardzo krótkim czasie.

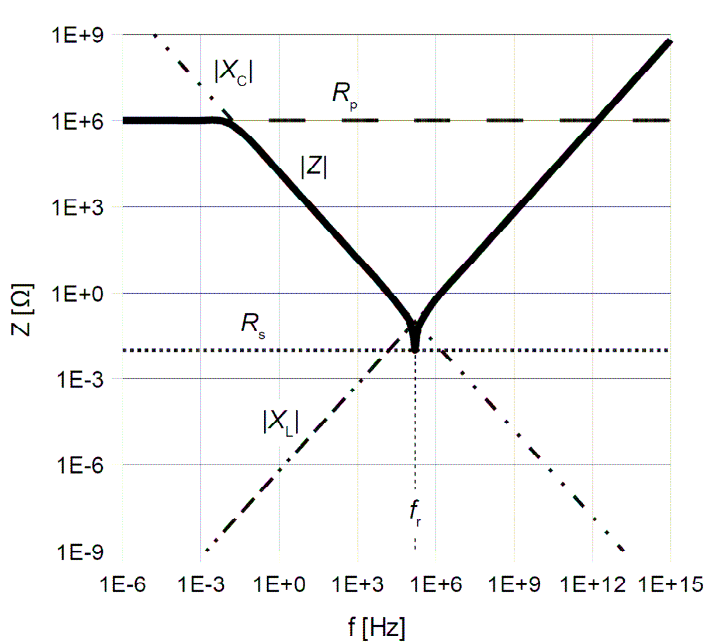
Dla parametrów z rys. 4a, indukcyjność szeregową zaczyna dominować w impedancji, kiedy jej reaktancja X_L staje się większa od rezystancji R_s [patrz wzór (36); przy tej częstotliwości reaktancja X_C jest już zdominowana przez R_s]. Zachodzi to dla pulsacji

$$\omega_z = 2\pi f_z = \frac{R_s}{L_s} \quad (59)$$

Na przykład, dla parametrów z rys. 4a, $f_z = 1,59$ MHz.

Przy małej rezystancji szeregową R_s , może ona w ogóle nie mieć znaczącego wpływu na impedancję kondensatora (rys. 7). Wówczas indukcyjność szeregową zaczyna dominować, kiedy jej reaktancja staje się większa od reaktancji pojemnościowej X_C , a więc przy pulsacji rezonansowej ω_r danej wzorem (37). Dla parametrów z rys. 7 wynosi ona 159 kHz. W obu przypadkach (duża i mała

rezystancja szeregową), im większa indukcyjność szeregową, tym przy niższej częstotliwości uwidacznia się jej wpływ na działanie kondensatora.



Rys. 7. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji $|Z|$ kondensatora oraz jego składowych dla małej rezystancji szeregowej ($C = 10 \mu\text{F}$, $R_s = 1 \text{ m}\Omega$, $R_p = 1 \text{ M}\Omega$, $L_s = 100 \text{ nH}$)

2.3.c. Kondensatory odprężające

Pokazane wyżej zjawisko jest dużym problemem w działaniu kondensatorów odprężających [2], tj. mających na celu niedopuszczenie do propagacji wysokoczęstotliwościowych zaburzeń między poszczególnymi podobwodami układu (obwód mocy – obwód sterowania, obwód mocy – odbiornik itd.) Idea kondensatorów odprężających opiera się bowiem na fakcie, że dla wysokiej częstotliwości kondensator ma małą impedancję. Jeżeli impedancja ta jest mniejsza niż impedancja dalszej części układu, to wszelkie zaburzenia propagujące się po ścieżce drukowanej (ogólnie rzecz biorąc – dodatkowe ładunki) wnukną do kondensatora. Jeżeli pojemność kondensatora jest wystarczająco duża, to zgodnie ze wzorem (7) pochłonięcie (lub oddanie) takiego dodatkowego ładunku nie spowoduje znaczącego przyrostu napięcia na kondensatorze. Zaburzenie zostanie natomiast „przechwycone” i nie zakłóci pracy innych podobwodów.

Tymczasem, jak stwierdziliśmy, indukcyjność szeregową powoduje wzrost impedancji kondensatora, poczynając od częstotliwości tym mniejszej, im większa ta indukcyjność. Z tego powodu kondensatory odprężające muszą charakteryzować się małą indukcyjnością szeregową.

Jak powiedziano w par. 2.2.a, zastępcza indukcyjność szeregową odzwierciedla indukcyjności wprowadzeń oraz indukcyjności pasywnicze związane z układem elektrody-dielektryk. Ma ona szczególnie duże wartości w przypadku standardowych kondensatorów elektrolitycznych [2], które posiadają duże wymiary i niekorzystne właściwości dynamiczne stosowanych dielektryków. Współcześnie indukcyjność szeregową jest w ich przypadku rzędu $10 \dots 100 \text{ nH}$ i rośnie z pojemnością.

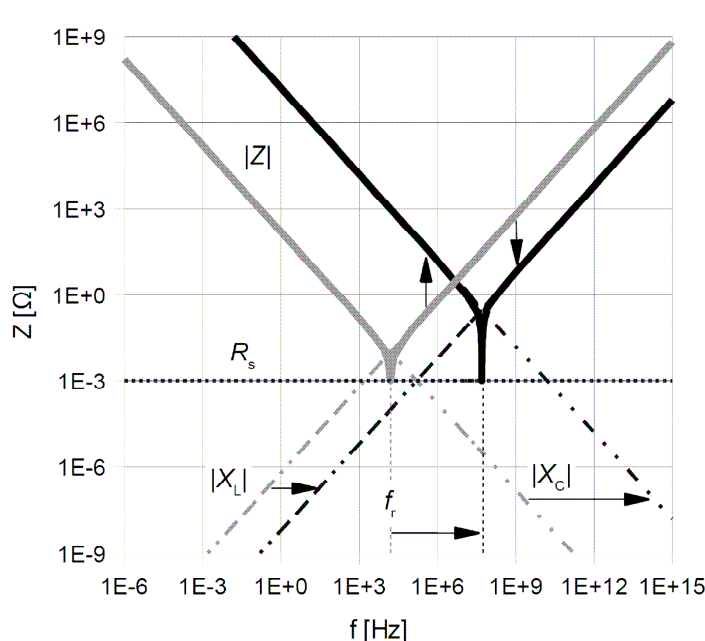
Pojemność kondensatorów stosowanych w przekształtnikach do filtracji napięcia w zakresie średnich częstotliwości (czyli w okolicy częstotliwości przełączania) wynika zwykle z wymagań dotyczących maksymalnej amplitudy tętnień napięcia (zazwyczaj rzędu $0,1 \dots 1\%$). Dla typowych parametrów przekształtników (częstotliwości rzędu $1 \dots 1000 \text{ kHz}$, prądy rzędu $0,1 \dots 100 \text{ A}$, napięcia rzędu $10 \dots 1000 \text{ V}$) daje to wartości rzędu $10 \dots 10000 \mu\text{F}$. Obecnie wartości takie są możliwe do uzyskania wyłącznie w technologii kondensatorów elektrolitycznych.

Wynika z tego, że kondensatory pełniące rolę filtrów średniej częstotliwości nie są w stanie pełnić jednocześnie roli filtrów wysokiej częstotliwości. Bowiem:

- 1° z samych własności kondensatorów elektrolitycznych wynika, że indukcyjność szeregową jest znaczna;
- 2° posiadają one dużą pojemność, co tym bardziej pociąga za sobą dużą wartość L_s ;
- 3° zgodnie ze wzorem (37) zarówno duża indukcyjność, jak i duża pojemność oznaczają, że wpływ indukcyjności szeregowy uwidoczni się już przy stosunkowo niskiej częstotliwości.

Należy wspomnieć, że powyższe nie dotyczy specjalnych, niskoindukcyjnych konstrukcji kondensatorów elektrolitycznych tantalowych. Osiągane obecnie indukcyjności spadają w ich przypadku nawet poniżej 1 nH. W związku z tym mają one szansę pełnić rolę filtrów jednocześnie średniej i wysokiej częstotliwości. Elementy te są jednak wciąż na etapie rozwoju, a ponadto cechują się wysoką ceną; dotychczas nie zdobyły znaczącego udziału w rynku.

Pewną alternatywą w niektórych aplikacjach nadal okazują się kondensatory foliowe [2], których indukcyjność szeregową zawiera się w przedziale 5...50 nH. Ich właściwości nie są jednak optymalne: wartości pojemności są niskie (typowo do 47 μF , z rzadka przekraczają 100 μF) – co przy dużych wartościach prądu (a więc dużych zmianach ładunku w każdym takcie) może nie wystarczyć do filtracji w zakresie średnich częstotliwości; z drugiej strony indukcyjność szeregową zwykle nie jest mała – co stanowi problem w zakresie wysokich częstotliwości. Charakterystyczną aplikacją kondensatorów foliowych są różnego rodzaju tłumiki zlokalizowane w bezpośrednim sąsiedztwie odpowiednich podzespołów (kluczy półprzewodnikowych, transformatorów, przełączników, silników). Niemniej bywa, że zastępują one kondensatory elektrolityczne i ceramiczne w ich typowych zastosowaniach.



Rys. 8. Skutek zastosowania kondensatora o mniejszej pojemności i mniejszej indukcyjności szeregową przy malej wartości $R_s = 1 \text{ m}\Omega$ i zaniedbaniu wpływu R_p – linie szare: $C = 1000 \mu\text{F}$, $L_s = 100 \text{ nH}$; linie czarne: $C = 10 \text{ nF}$, $L_s = 1 \text{ nH}$

Dokonawszy powyższych zastrzeżeń trzeba mimo wszystko stwierdzić, że w rozważanym aspekcie najlepszymi właściwościami cechują się kondensatory ceramiczne [2]. Zaletą kondensatorów ceramicznych warstwowych jest ponadto bardzo niska cena. Indukcyjność kondensatorów ceramicznych monolitycznych (które posiadają dość niską indukcyjność wewnętrzną) w obudowach do montażu powierzchniowego udaje się zmniejszyć nawet do rzędu 100 pH.

Dodatkowo, skoro rozważane kondensatory nie muszą pełnić roli filtrów średniej częstotliwości (zadanie to spełniają już bowiem duże kondensatory elektrolityczne), mogą mieć one niewielkie pojemności. Dzięki temu częstotliwość, przy której ujawnia się wpływ indukcyjności szeregową, przesunęła się – zgodnie ze wzorem (37) – tym bardziej w górę (patrz rys. 8). Wpływ rezystancji

szeregową w tym przypadku nie uwidacznia się, gdyż dla kondensatorów ceramicznych ma ona niewielką wartość.

2.3.d. Dobór pojemności dla filtrów wysokiej częstotliwości

Analizując zmianę położenia prostych $|X_C|$ i $|X_L|$ na rys. 8 można zauważyć, że zmniejszanie pojemności nie zawsze jest korzystne. Dla skutecznej filtracji nie jest bowiem wymagana wysoka częstotliwość rezonansowa f_r jako taka. Chodzi raczej o niską impedancję kondensatora w paśmie, w którym zaburzenia mają być wytłumione. W przypadku zilustrowanym na rys. 8:

- jeżeli chodzi o zaburzenia występujące w okolicy 100 MHz (10^8) i wyżej – filtracja będzie bardziej skuteczna, bowiem np. dla 100 MHz moduł impedancji $|Z|$ znacząco spadł od rzędu $10^2 \Omega$ (krzywa szara) do rzędu $10^0 \Omega$ (krzywa czarna);
- jeżeli jednak zaburzenia te występują w okolicy 10 MHz (10^7) – to skuteczność filtracji nie zmieni się, gdyż w obu przypadkach moduł impedancji jest tego samego rzędu $10^0 \Omega$ (krzywa szara i czarna przecinają się);
- gdyby zaś istotne zaburzenia występowały w okolicy 1 MHz (10^6) – skuteczność filtracji wręcz zmalałaby, bowiem moduł impedancji wzrósłby od rzędu $10^0 \Omega$ (krzywa szara) do rzędu $10^1 \Omega$ (krzywa czarna); w tym przypadku korzystniej byłoby więc zastosować kondensator o małej indukcyjności, ale większej pojemności.

Widać więc, że dla skutecznej filtracji zaburzeń wysokiej częstotliwości konieczny jest przemyślany dobór kondensatora. Wpływ projektanta układu na indukcyjność szeregową ogranicza się do wyboru takiej czy innej konstrukcji. Różnice między dostępnymi rozwiązaniami nie są zbyt duże (oczywiście o ile wybiera się spośród typów kondensatorów, które z natury mają niską indukcyjność). Wybór kondensatora o bardzo małej indukcyjności (mniejszej niż 1 nF) ma znaczenie tylko w tych aplikacjach, w których filtracja zaburzeń stanowi krytyczne zagadnienie, i wiąże się ze zwiększeniem kosztów.

W większości przypadków praktycznych przyjmuje się więc typową dla kondensatorów ceramicznych wartość $L_s = 3$ nH (ewentualnie 1 nH dla montażu powierzchniowego z bardzo krótkimi połączeniami, zaś 5 nH dla montażu przewlekane go z niezbyt krótkimi połączeniami). Pojemność dobiera się zaś tak, aby częstotliwość rezonansowa wypadła pośrodku lub na górnym skraju pasma, w którym obecne są zaburzenia nie odfiltrowane przez kondensatory elektrolityczne; ewentualnie na częstotliwości, dla której zaburzenia mają szczególnie dużą amplitudę. Ze wzoru (37) mamy wówczas

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{dist}}^2 L_s} \quad (60)$$

gdzie f_{dist} odpowiada wybranej częstotliwości związanej z zaburzeniami.

Należy pamiętać, że w każdym układzie występuje cały szereg indukcyjności pasożytniczych. Z każdą z nich kondensator filtrujący wysokiej częstotliwości może wejść w rezonans. Jeżeli będzie to rezonans równoległy (np. z indukcyjnością szeregową połączonego równolegle kondensatora elektrolitycznego), spowoduje on wzmocnienie składowych napięcia wyjściowego o częstotliwości rezonansowej i sąsiednich. Może to za sobą pociągnąć (w zależności od kombinacji parametrów układu) wzrost amplitudy oscylacji tego napięcia, czego należy oczywiście unikać.

W oparciu o analizę źródeł zaburzeń wysokiej częstotliwości przeprowadzoną w par. 2.3.b, można wyznaczyć zakres typowych wartości C . Czas przełączania klucza półprzewodnikowego t_{sw} to zwykle 10...1000 ns; ze wzoru (57) mamy więc $f_{\text{sw}} \approx 0,3...30$ MHz. Z kolei zakładając, że oscylacje wynikają głównie z obecności pojemności wyjściowej klucza półprzewodnikowego ($C_{\text{out}} \approx 10...1000$ pF), dla typowej indukcyjności pasożytniczej połączeń $L_{\text{stray}} = 10...1000$ nH, ze wzoru (58) mamy $f_{\text{rez}} \approx 5...500$ MHz. Odpowiadający temu zgodnie ze wzorem (60) zakres pojemności to w przybliżeniu 100 pF...1 μ F.

Najczęściej stosowaną (wręcz domyślnie) wartością kondensatora jest 100 nF. Łatwo to wytłumaczyć obliczając, że przy $L_s = 1...5$ nH kondensator taki wykazuje maksymalne tłumienie dla $f_{\text{dist}} = f_r = 7...16$ MHz. Zapewnia więc tłumienie wyższych składowych związanych z przełączaniem

klucza półprzewodnikowego, a jednocześnie składowych pochodzących od oscylacji o ile nie mają bardzo wysokiej (jak na przekształtniki, tj. dużo większej niż 100 MHz) częstotliwości.

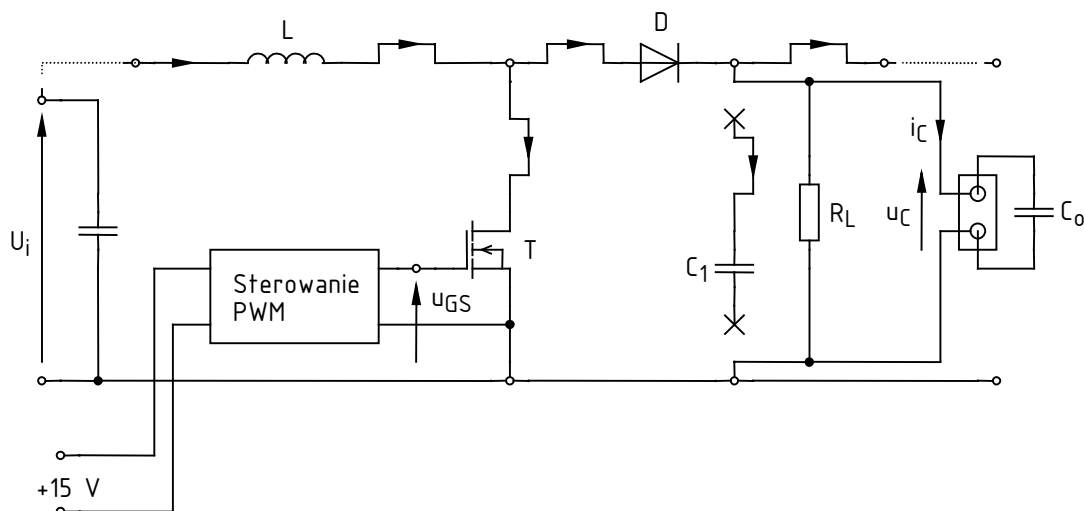
3. Pomiar

3.1. Przygotowanie układu

Układ pomiarowy i badane elementy

Do badania kondensatorów w niniejszym ćwiczeniu wykorzystywany jest układ przetwornicy podwyższającej napięcie, którego schemat przedstawiono na rys. 9. Wewnątrz układu odłączono kondensator wyjściowy C_1 (patrz rysunek), w związku z czym badane kondensatory C_o oraz odbiornik R_L dołącza się do gniazd oznaczonych na panelu jako C_1 (a nie R_1).

Kondensator dołączany jest za pośrednictwem niebieskiego złącza z wtykami bananowymi. Pomiaru napięcia na kondensatorze u_C dokonuje się przez przyłączenie sondy napięciowej do końcówek tego złącza. Pomiaru prądu kondensatora i_C dokonuje się poprzez zapięcie sondy prądowej na fragmencie przewodu prowadzącym do złącza.



Rys. 9. Schemat układu przetwornicy podwyższającej napięcie wykorzystywanego do pomiarów

Tranzystor w układzie jest sterowany przebiegiem prostokątnym z wewnętrznego generatora działającego w trybie ciągłym. Częstotliwość tego przebiegu $f_s \approx 80$ kHz, natomiast współczynnik wypełnienia D reguluje się za pomocą pokrętła PWM na panelu.

W ćwiczeniu badaniu poddane zostaną:

- 2 kondensatory pełniące rolę filtru średniej częstotliwości, elektrolityczne o pojemności znamionowej 100 μ F i napięciu znamionowym 63 V:
 - 1) produkcji Vishay BCcomponents – koloru niebieskiego,
 - 2) produkcji Samwha – koloru czarnego;
- 3 kondensatory pełniące rolę filtru wysokiej częstotliwości, o pojemności znamionowej 100 nF i napięciu znamionowym 50 V:
 - 1) ceramiczny warstwowy – okrągły,
 - 2) ceramiczny monolityczny – najmniejszy,
 - 3) foliowy poliestrowy (MKT) – prostopadłościenny.

Konfiguracja układu

Aby nie tracić czasu, równolegle z pkt. 1 należy wykonywać kolejne punkty.

1. Włączyć komputer. Po zakończeniu logowania, włączyć oscyloskop i skonfigurować połączenie z komputerem postępując ściśle według instrukcji dostępnej na stanowisku.
2. Za pomocą krótkiego przewodu z dodatkowym poprzecznym gniazdem (umożliwiającym włączenie wtyku z innego przewodu), na panelu układu laboratoryjnego zewrzeć gniazda, między którymi znajduje się symbol amperomierza A_1 .
3. Pokrętło współczynnika wypełnienia na panelu układu skrócić do minimum (przeciwnie do kierunku wskazówek zegara).
4. Do zasilania obwodu mocy (napięcie U_i) wykorzystać zasilacz o wydajności 10 A; na panelu przewody należy przyłączyć dokładnie do gniazd wskazanych strzałką U_{we} (nie innych). Za pomocą krótkiego przewodu uziemić biegun ujemny – zewrzeć zaciski „-” i GND. Pokrętła regulacji napięcia skrócić do zera, pokrętło ograniczenia prądowego (Current Coarse) – do maksimum (zgodnie z kierunkiem wskazówek zegara).
5. Do zasilania obwodu sterowania (wejście „+15 V”) wykorzystać osobny zasilacz; wszystkie pokrętła skrócić do zera.
6. Do wyjścia przetwornicy, w gniazda oznaczone C_1 (nie R_1 lub inne), przyłączyć odbiornik R_L (patrz rys. 9) – opornik 100 Ω , 50 W na radiatorze. W poprzeczne gniazda wtyków bananowych opornika włączyć niebieskie złącze mocujące na wtykach bananowych (równolegle do odbiornika).
7. W niebieskie złącze, jako C_o , włączyć kondensator elektrolityczny nr 1 (patrz lista powyżej), zwracając uwagę na polaryzację jego końcówek (biegun ujemny jest oznaczony na obudowie znakiem „-”).
8. Sondy napięciowe z tłumieniem 10:1 przyłączyć do układu w taki sposób, by na kanał wyzwalania zewnętrznego (EXT TRIG) podać napięcie bramka-źródło tranzystora u_{GS} , a na kanale 2 mierzyć napięcie na kondensatorze u_C (sondę przyłączyć bezpośrednio do nóżek niebieskiego złącza w sposób zapewniający, że nie nastąpi przypadkowe zwarcie). Przelącznikiem na korpusie ustawić tłumienie obu sond na 10:1 (10X).

Masy sond napięciowych (końcówki krokodylkowe) są na oscyloskopie zwarte ze sobą i połączone z przewodem ochronnym sieci; w związku z tym muszą być zawsze przyłączone do tego samego potencjału. Inne połączenie grozi przepływem prądu przez oscyloskop i uszkodzeniem jego obwodów wejściowych!

9. Skonfigurować oscyloskop:
 - Trigger Menu, Type: Edge, Source: Ext/5, Slope: Rising, Mode: Normal, Coupling: DC;

- poziom wyzwalania (Trigger Level – wskazanie w prawym dolnym rogu ekranu) ustawić na około połowę napięcia U_{GG} (pkt 4) podzieloną przez 5 ze względu na nastawę Trigger Menu;
- podstawa czasu (Horizontal Sec/Div) odpowiednia od obserwacji przebiegu o częstotliwości ok. 80 kHz.

Przed wykonaniem kolejnych punktów poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący.

10. Włączyć zasilacz obwodu sterowania. Nieco zwiększyć próg ograniczenia prądowego sekcji zasilającej obwód sterowania, co powinno spowodować zgaśnięcie czerwonej kontrolki. Ustawić napięcie 15 V obserwując wskazanie amperomierza – jeżeli przekracza ono 50 mA, należy sprowadzić napięcie do zera i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu; nie należy zwiększać ograniczenia prądowego przy niezerowym napięciu.
11. Na oscyloskopie wcisnąć i przytrzymać Trig View; na ekranie powinien pojawić się przebieg prostokątny (zniekształcony przez pojemność wejściową tranzystora) napięcia u_{GS} . W przeciwnym razie sprawdzić podstawę czasu (Horizontal Sec/Div) i spróbować zmienić poziom wyzwalania (Trigger Level). Poziom wyzwalania należy wyregulować również, gdy przebieg na ekranie nie jest stabilny na osi czasu. Podstawę czasu ustawić tak, aby obserwować 2–5 okresów przebiegu.
12. Upewnić się, że żadne przewody nie dotykają obudowy ani radiatora odbiornika, ani radiatora z typu układu laboratoryjnego. Włączyć zasilacz obwodu mocy. Obserwując wskazanie amperomierza, powoli ustawić napięcie 20 V; jeżeli amperomierz wykazuje prąd powyżej 400 mA, należy wyłączyć zasilacz i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu.

Wartość 400 mA dotyczy wyłącznie obecnego etapu pomiarów. W dalszym ciągu ćwiczenia prąd wejściowy może być i będzie większy.

13. Na oscyloskopie wcisnąć i przytrzymać Trig View i pokręteł na panelu układu ustawić współczynnik wypełnienia przebiegu sterującego około 0,5.
14. Skonfigurować kanał 2 oscyloskopu (CH2 Menu):
 - sprzężenie ze składową stałą – *Coupling*: DC,
 - sonda napięciowa o tłumieniu 10:1 – *Probe*: Voltage 10X,
 - odwracanie przebiegu wyłączone – *Invert*: Off,
 - wzmocnienie i poziom zera dostosowane do przewidywanego poziomu napięcia u_C , równego napięciu wyjściowemu, zgodnie ze wzorem $U_i/(1-D)$ – pokrętki *CH2 VOLTS/DIV* (nastawa jest wyświetlana pod podziałką obok symbolu kanału CH2) i *Vertical Position* (wskazanie przez strzałkę na lewo od podziałki, która to strzałka nigdy nie powinna znajdować się w skrajnym położeniu).
15. Skonfigurować wzmacniacz sondy prądowej i jego połączenie z oscyloskopem postępując według dostępnej na stanowisku instrukcji do sondy. Obowiązkowo przeczytać i zastosować się do podanych w instrukcji do sondy wskazówek dotyczących konfiguracji oscyloskopu.

W odpowiednim momencie:

- wyjście wzmacniacza przyłączyć do kanału 1;
 - ustawić współczynnik przetwarzania prąd-napięcie na 1 A/V.
16. Oprócz nastaw podanych w instrukcji do sondy prądowej, ustawić:
 - a) na wzmacniaczu sondy: sprzężenie z przenoszeniem składowej stałej – *Coupling*: DC;
 - b) na oscyloskopie (*CH1 MENU*):
 - sprzężenie ze składową stałą – *Coupling*: DC,
 - odwracanie przebiegu wyłączone – *Invert*: Off,
 - sonda prądowa o odpowiednim współczynniku przetwarzania – *Probe*: Current, ustawienie *Scale* zgodne z ustawieniem wzmacniacza sondy.

17. Zaciśnąć sondę wokół izolowanego przewodu prowadzącego do niebieskiego złącza tak, by zmierzyć prąd kondensatora i_C i aby mierzony kierunek tego prądu był przeciwny do napięcia. Ponownie upewnić się, że żadne przewody nie dotykają obudowy ani radiatora odbiornika, ani radiatora z typu układu laboratoryjnego.
18. Dostosować na oscyloskopie:
- wzmocnienie w torze pomiarowym prądu – pokrętkiem *CH1 VOLTS/DIV* oscyloskopu, nie na wzmacniaczu sondy,
 - położenie przebiegu – pokrętkiem *VERTICAL POSITION* kanału 1,
- tak, aby przebieg prądu był widoczny optymalnie, tj. wypełniał ekran w pionie w maksymalnym stopniu, ale pozań nie wykraczał (pominać w tym względzie szpilki mogące występować na granicy taktów).

3.2. Wykonanie pomiarów

Podstawowe zależności opisujące kondensator

1. Obserwując przebieg i_C , ustawić współczynnik wypełnienia $D = 0,5$ (obecnie dość dokładnie – można w tym celu chwilowo zmniejszyć podstawę czasu).
2. Zarejestrować oba przebiegi u_C i i_C (razem) w formie graficznej (obrazu):
 - a) w programie OpenChoice Desktop upewnić się, że aktywna jest zakładka *Screen Capture*;
 - b) kliknąć przycisk *Get Screen* – w oknie powinien pojawić się czarno-biały aktualny obraz ekranu oscyloskopu;
 - c) kliknąć *Save As* i zapisać obraz w formacie bezstratnym (np. PNG, nie JPG), zaakceptować myszą (nie klawiszem *Enter*, gdyż w wyniku błędnego działania aplikacji spowoduje to ponowne otwarcie okna *Save As* po zakończeniu zapisu).
3. Przełączyć sprzężenie kanału 2 na odcinającą składową stałą (CH2 Menu, Coupling: AC).
4. Dostosować wzmocnienie (Volts/Div), zaniedbując w tym względzie szpilki widoczne na granicy taktów pracy. Przebiegi będą odtąd pobierane w formie numerycznej, nie graficznej, w związku z czym mogą się na siebie nakładać.
5. Zarejestrować przebiegi w formie numerycznej (nie graficznej):
 - a) w programie OpenChoice Desktop przejść do zakładki *Waveform Data Capture*;
 - b) kliknąć przycisk *Select Channels*, zaznaczyć oba kanały CH1 i CH2 i wcisnąć *Get Data* – w oknie programu powinny pojawić się kolorowe przebiegi zgodnie z aktualną zawartością ekranu oscyloskopu;
 - c) wcisnąć *Save As* i zapisać przebiegi jako ciągi liczb odpowiadających kolejnym punktom krzywych w formacie CSV (*Comma Delimited*).
6. Zmienić współczynnik wypełnienia przebiegu sterującego u_{GS} (nie prądu i_C ; dla upewnienia się, należy koniecznie wcisnąć Trig View) na dwie inne wartości z przedziału 0,25...0,5, dla każdej z powtarzając pkt. 4–5. (Ustawionych wartości współczynnika wypełnienia nie należy obecnie odczytywać z ekranu; zostanie to dokonane w dokładny sposób podczas opracowywania wyników.)

Właściwości kondensatorów elektrolitycznych

7. Obserwując przebieg i_C , ustawić ponownie $D = 0,5$ (dość dokładnie – można w tym celu chwilowo zmniejszyć podstawę czasu). Sprowadzić napięcie zasilania obwodu mocy do zera. Wymienić kondensator elektrolityczny na nr 2 (patrz lista powyżej). Przywrócić napięcie zasilania obwodu mocy ustawione w pkt. 3.1/12.
8. Powtórzyć pkt. 4–5 (tylko dla $D = 0,5$, nie powtarzać pkt. 6).

Filtracja zaburzeń wysokiej częstotliwości

9. Zmienić przebieg wyzwalający na prąd kondensatora (Trigger Menu, Source: CH1). Obserwując przebieg tego prądu na ekranie, ustawić poziom wyzwalania (Trigger Level) tak, aby uzyskać stabilne wyzwalanie (chwila wskazywana przez strzałkę nad podziałką) na pionowym zboczu opadającym prądu (Slope: Falling). Po uzyskaniu poprawnego wyzwalania, ukryć przebieg prądu (CH1 Menu).
10. Dostosować nastawy (Horizontal Sec/Div, Horizontal Position, Vertical Volts/Div, Vertical Position) tak, aby możliwy był późniejszy odczyt, z dobrą dokładnością, amplitudy szpilek i okresu oscylacji widocznych na granicy (jednej) dwóch (sąsiednich) taktów pracy (na ustawionym obecnie zboczu wyzwalającym). Zarejestrować przebieg u_C w formie graficznej (patrz pkt 2). Zanotować, czy prąd zmienia się z dodatniego na ujemny, czy odwrotnie (tj. zbocze wyzwalania opadające czy narastające).

11. Przełączyć się na wyzwalanie zboczem narastającym prądu (Slope: Rising). Chwilowo wyświetlić przebieg prądu wciskając Trig View i w razie potrzeby dostosować poziom wyzwalania (Trigger Level) tak, aby chwila wyzwalania wypadła na pionowym zboczu narastającym. Powtórzyć pkt 10.
12. Powrócić do wyzwalania zboczem opadającym (Slope: Falling). Chwilowo wyświetlić przebieg prądu wciskając Trig View i upewnić się, że wyzwalanie następuje na pionowym zboczu opadającym.
13. Wyłączyć zasilacz obwodu mocy. Równolegle do kondensatora elektrolitycznego zamontować (w tym samym złączu) jeden z kondensatorów 100 nF (zanotować który). Włączyć zasilacz obwodu mocy. Powtórzyć pkt. 10–12.
14. Powtórzyć pkt 13 dla pozostałych kondensatorów 100 nF (wymieniając je, nie dokładając; natomiast kondensator elektrolityczny powinien pozostać cały czas zamontowany).

Zakończenie

15. Skręcić napięcie zasilania obwodu mocy do zera. Wyłączyć zasilacz obwodu mocy. Wyłączyć zasilacz obwodu sterowania. Rozłączyć układ.

Parametry kondensatorów

16. Włączyć cyfrowy miernik RLC. Sprawdzić i w razie potrzeby skorygować tryb pomiaru:
 - pojemności (C) – wskazanie L/C/R z lewej strony wyświetlacza, zmiana przyciskiem L/C/R;
 - rezystancji (Ω) – wskazanie Q/D/ Ω w prawym górnym rogu wyświetlacza, zmiana przyciskiem Q/D/R;
 - szeregowego obwodu zastępczego (SER) – wskazanie PAL/SER u góry wyświetlacza, zmiana przyciskiem PAL SER;
 - przy średniej częstotliwości pomiarowej 1 kHz – wskazanie 1kHz lub 120Hz z prawej strony wyświetlacza, zmiana przyciskiem FREQ.
17. Za pomocą miernika, dla każdego ze zbadanych kondensatorów elektrolitycznych, przestrzegając polaryzacji kondensatora zgodnie z opisem na mierniku, zmierzyć pojemność C (wskazanie główne) i jego rezystancję szeregową R_s (wskazanie w prawym górnym rogu wyświetlacza).

4. Opracowanie i analiza wyników

4.1. Dane liczbowe

Uruchomienie oprogramowania

1. Uruchomić program Scilab.
2. Wczytać kolejno skrypty *uep_b6*, *uep_b5* i *openchoice_calka* wpisując polecenia

```
exec('ścieżka_dostępu_do_skryptu\uep_b6.sce');  
exec('ścieżka_dostępu_do_skryptu\uep_b5.sce');  
exec('ścieżka_dostępu_do_skryptu\openchoice_calka.sce');
```

Działanie kondensatora

3. Otworzyć oscylogram (plik graficzny) przebiegów u_C i i_C zarejestrowanych przy sprzężeniu ze składową stałą (pkt 3.2/2).
 - a) Czy tętnienie napięcia jest przy tych nastawach oscyloskopu widoczne?
 - b) Korzystając z podziałki, odczytać wartość składowej stałej napięcia na kondensatorze U_d .
4. W programie Scilab wykreślić przebiegi zapisane dla pierwszego kondensatora, dla współczynnika wypełnienia $D = 0,5$ (pkt 3.2/5):
 - a) wczytać dane poleceniem (ewentualnie dodając ścieżkę dostępu lub zmieniając uprzednio katalog roboczy poleceniem *cd*)

```
[naglowek,dane]=wczytaj_oc('nazwa_pliku.csv');
```

- b) wykreślić przebiegi poleceniem

```
wykresl_dane(naglowek,dane,[1,2])
```

- c) użyć funkcji filtru do usunięcia z przebiegu napięcia oscylacji o dużej częstotliwości występujących na granicach taktów oraz mniejszej częstotliwości wynikających z obecności indukcyjności pasożytniczej odbiornika:

```
danef=filtruj_uc(dane,nr_przebiegu_uc,wspolczynnik_odcięcia);  
wykresl_dane(naglowek,danef,[1,2])
```

gdzie *nr_przebiegu_uc* jest numerem kanału, na którym rejestrowane było napięcie [patrz legenda wykresu uzyskanego w podpunkcie b)]. Parametr *współczynnik_odcięcia* pozwala zwiększyć częstotliwość odcięcia filtracji dolnoprzepustowej. Domyślnie powinien on mieć

wartość 1; jeżeli jednak filtracja skutkuje złagodzeniem zboczy w stopniu uniemożliwiającym dokonanie odczytów w kolejnych punktach, należy spróbować z wartością większą od 1 (typowo 2...5).

Zapisać i zamieścić w sprawozdaniu uzyskany ostatecznie wykres po filtracji.

5. Wyznaczyć amplitudę tętnienia napięcia Δu :

- a) korzystając z podziałki i ewentualnie funkcji powiększenia, odczytać przybliżoną amplitudę międzyszczytową tętnienia napięcia Δu (por. rys. 5 i 12a);

Uwaga:

1. W badanym układzie w jednym z taktów prąd nie jest stały, w związku z czym napięcie ma nieco odmienny przebieg niż na rys. 5.

2. Ze względu na konieczność dopasowania skali prądu i napięcia, przebiegi mogą być przeskalowane, co sygnalizują mnożniki w opisie osi Y po symbolach kanałów Y1, Y2.

- b) korzystając z wartości U_d wyznaczonej w pkt. 3.b), obliczyć względną amplitudę tętnienia napięcia

$$(\Delta u)_r = \frac{\Delta u}{U_d} \quad (61)$$

Wyniki [w tym z pkt 3.b)] umieścić w tabeli 1, której ostateczną zawartość (po uzupełnieniu w kolejnych punktach) przedstawia rys. 10.

Kondensator elektrolit.	U_d	Δu	$(\Delta u)_r$	Δu_2	Δu_1	Δi_1	Δu_{12}	Δu_{21}	Δi_{12}	Δi_{21}	$f_{idt}(\Delta t_1)$	$f_{idt}(\Delta t_2)$	$C_{(rlc)}$	$R_s(rlc)$	$R_{s12}(osc)$	$R_{s21}(osc)$	$R_s(osc)$	$\Delta u_1(rlc)$
(1 – określić)																		
(2)																		

Rys. 10. Ostateczna zawartość tabeli 1

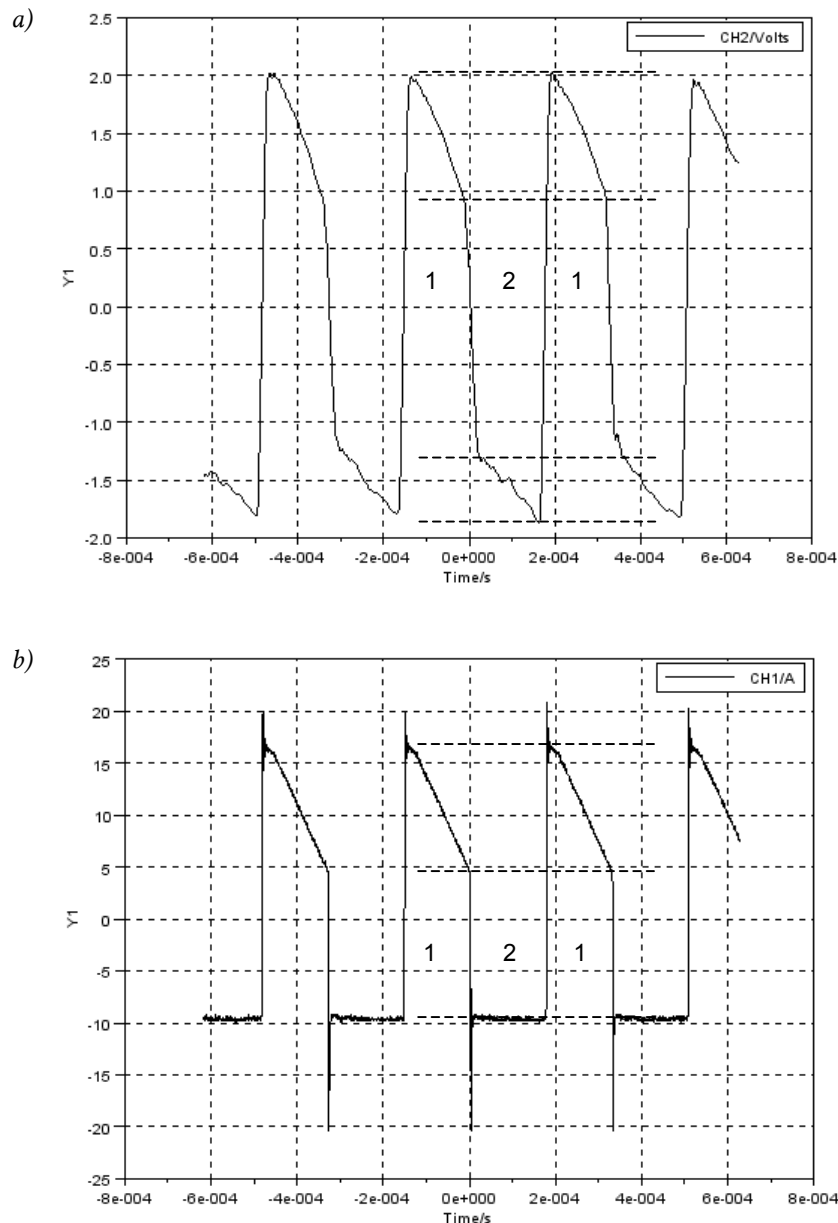
Kondensator elektrolityczny	Δu_2	Δt_2	I_2	f	T	D	i_{av}	$f_{idt}(\Delta t_1)$	$f_{idt}(\Delta t_2)$	ΔQ_2	$\Delta u_2(f_{idt})$	$\Delta u_2(I_2)$
(1)												
(1)												
(1)												

Rys. 11. Ostateczna zawartość tabeli 2

Pomiary dla różnych współczynników wypełnienia

6. W programie Scilab wyznaczyć parametry przebiegów pozwalające na sprawdzenie podstawowych zależności opisujących działanie kondensatora rzeczywistego:

- a) korzystając z podziałki odczytać (por. rys. 5 i 12a):
- zmianę napięcia w takcie 2 (tj. w którym prąd kondensatora jest stały) Δu_2 ,
- b) korzystając z podziałki odczytać (por. rys. 5 i 12b):
- długość taktu 2 Δt_2 ,
 - stałą wartość prądu w takcie 2 I_2 ;
- c) korzystając z podziałki odczytać (por. rys. 5 i 12):
- zmianę napięcia w ciągu taktu 1 Δu_1 ,
 - zmianę prądu w ciągu taktu 1 Δi_1 ,
 - zmianę napięcia na granicy taktów pracy Δu_{12} i Δu_{21} ,
 - zmianę prądu na granicy taktów pracy Δi_{12} i Δi_{21} (pominąć szpilki);



Rys. 12. Przykładowe odczyty wartości z oscylogramów po dokonaniu filtracji przebiegu napięcia (dla większej czytelności przebiegi napięcia i prądu przedstawiono na osobnych wykresach; zamieszczone przebiegi nie mają związku liczbowego z wynikami uzyskiwanymi w ćwiczeniu):

a) $\Delta u \approx 3,9 \text{ V}$, $\Delta u_2 \approx -0,6 \text{ V}$, $\Delta u_1 \approx -1,2 \text{ V}$, $\Delta u_{12} \approx -2,2 \text{ V}$, $\Delta u_{21} \approx +3,9 \text{ V}$;

b) $\Delta i_1 \approx -12 \text{ A}$, $I_2 \approx 9,5 \text{ A}$, $\Delta i_{12} \approx -14 \text{ A}$, $\Delta i_{21} \approx +26 \text{ A}$, $\Delta t_2 \approx 175 \mu\text{s}$

- d) wyznaczyć częstotliwość przebiegu prądu f i jego okres T wpisując polecenie

`[T, f]=czest_oc(danef, nr_przebiegu_ic)`

gdzie T – okres, f – częstotliwość, $nr_przebiegu_ic$ – numer kanału, na którym rejestrowany był prąd kondensatora; zgrubnie sprawdzić poprawność automatycznej detekcji okresu w oparciu o podziałkę na wykresie oraz częstotliwości w oparciu o informacje o układzie laboratoryjnym (par. 3.1);

- e) obliczyć współczynnik wypełnienia D jako iloraz Δt_2 i T ;
 f) wyznaczyć wartość średnią za okres i_{av} prądu kondensatora poleceniem

$srednia_okres_oc(danef, nr_przebiegu_ic, f)$

- g) wyznaczyć całkę z prądu, a więc ładunek ΔQ , za każdy z dwóch taktów pracy [por. zależność (27)] poleceniem

$calka_takt_oc(danef, nr_przebiegu_ic, nr_taktu)$

gdzie nr_taktu jest kolejnym numerem taktu pracy liczonym od początku zarejestrowanego przebiegu, przy czym funkcja $calka_takt_oc$ za takt uznaje odcinek czasu między kolejnymi przejściami przebiegu przez zero.

Wyniki należy zebrać w tabeli 2, oprócz wyników z ppkt. c), które należy dodać do tabeli 1 (por. rys. 10 i 11). Dodatkowo w tabeli 1 umieścić kopię wyników uzyskanych w ppkt. a) i g).

7. Powtórzyć pkt. 4 i 6, oprócz 6.c), dla pozostałych dwóch wartości współczynnika wypełnienia (pkt. 3.2/6). Wyniki dodać do tabeli 2 (w tych przypadkach nie uzupełniać tabeli 1).
8. Dla każdego ze współczynników wypełnienia, na podstawie wyników zawartych w tabeli 2, obliczyć teoretycznie przewidywaną zmianę:
 - a) ładunku w takcie 2 ΔQ_2 ze wzoru (18);
 - b) napięcia w takcie 2 Δu_2 ze wzoru (12) w postaci z całką;
 - c) napięcia w takcie 2 Δu_2 ze wzoru (17).

Wyniki dodać do tabeli 2.

Pomiary dla różnych kondensatorów elektrolitycznych

9. Dla drugiego z kondensatorów elektrolitycznych (pkt. 3.2/7) powtórzyć:
 - pkt 4;
 - pkt 5 przyjmując, że składowa stała napięcia U_d nie uległa zmianie [jest taka sama, jak dla pierwszego kondensatora, tj. jak wyznaczona w pkt. 3.b)];
 - pkt 6.a), c), g).

Wyniki dodać do tabeli 1 (w tym przypadku nie uzupełniać tabeli 2).

10. W tabeli 1 umieścić również wartości C i R_s zmierzone miernikiem RLC (pkt 3.2/16).
11. Dla każdego z kondensatorów, na podstawie wyników z pkt. 6.c) zawartych w tabeli 1:
 - z zależności (45), obliczyć rezystancję szeregową R_s dla obu granic taktów (wzór ten został wyprowadzony przykładowo dla granicy taktów 1 i 2, jednak stosuje się równie dobrze do granicy taktów 2 i 1, co wymaga oczywiście zamiany indeksów liczbowych 12 na 21);
 - jako ostateczny wynik R_s przyjąć średnią z dwóch otrzymanych wartości.

Wyniki dodać do tabeli 1.

12. Dla każdego z kondensatorów, na podstawie wyników z pkt. 6.g) i 6.c) zawartych w tabeli 1, ze wzoru (49), obliczyć teoretycznie przewidywaną zmianę napięcia na kondensatorze w takcie 1 Δu_1 (wzór ten został wyprowadzony przykładowo dla taktu 2, jednak stosuje się równie dobrze do taktu 1, co wymaga oczywiście zamiany indeksów liczbowych 2 na 1). Użyć wartości C i R_s zmierzonych miernikiem RLC. Wyniki dodać do tabeli 1.

Pomiary z dodatkowym kondensatorem filtrującym

13. W oparciu o oscylogramy (pliki graficzne) pokazujące oscylacje wysokiej częstotliwości występujące w napięciu na kondensatorze na granicy taktów pracy (pkt 3.2/10–14), korzystając z podziałki, odczytać maksymalną amplitudę międzyszczytową oscylacji $u_{osc(pp)}$:
 - dla przypadków: z samym kondensatorem elektrolitycznym oraz z każdym z kondensatorów 100 nF;
 - dla jednego i drugiego zbocza prądu w każdym przypadku.

14. Dla każdego z przypadków obliczyć:

- a) wartość względną amplitudy oscylacji odniesioną do składowej stałej napięcia, przyjmując, że składowa stała napięcia U_d nie uległa zmianie:

$$u_{\text{osc(pp)r}} = \frac{u_{\text{osc(pp)}}}{U_d} \quad (62)$$

- b) procentowe zmniejszenie amplitudy oscylacji względem przypadku bez dodatkowego kondensatora:

$$(\Delta u_{\text{osc(pp)}})_r = \frac{u_{\text{osc(pp)}} - u_{\text{osc(pp)0}}}{u_{\text{osc(pp)0}}} \quad (63)$$

gdzie $u_{\text{osc(pp)0}}$ jest amplitudą tętnienia bez dodatkowego kondensatora.

15. Dla przypadku bez dodatkowego kondensatora, dla jednego i drugiego zbocza prądu, odczytać okres oscylacji T_{osc} między kolejnymi dwoma maksimami (raczej nie między pierwszym i drugim). Na tej podstawie obliczyć częstotliwość oscylacji f_{osc} .
16. Wyniki zebrać w tabeli 3 (por. rys. 13). Zwrócić uwagę na poprawne zestawienie ze sobą wyników uzyskanych dla tego samego zbocza prądu dla trzech przypadków kondensatorów.

Kondensator wysokiej częstotliwości	zbocze opadające					zbocze narastające				
	$u_{\text{osc(pp)}}$	$u_{\text{osc(pp)r}}$	$(\Delta u_{\text{osc(pp)}})_r$	T_{osc}	f_{osc}	$u_{\text{osc(pp)}}$	$u_{\text{osc(pp)r}}$	$(\Delta u_{\text{osc(pp)}})_r$	T_{osc}	f_{osc}
brak			×					×		
(1)				×	×				×	×
(2)				×	×				×	×
(3)				×	×				×	×

Rys. 13. Ostateczna zawartość tabeli 3

4.2. Analiza wyników

Podstawowe zależności opisujące kondensator

1. W oparciu o wyniki zgromadzone w tabeli 2 sprawdzić (dla każdego współczynnika wypełnienia):
 - a) czy spełniona jest zależność (12) opisująca kondensator idealny (zgodnie z analizą przeprowadzoną w paragrafie 2.2.c, kondensator idealny ma wyłączny wpływ na przebiegi wyłącznie w takcie 2, w związku z czym analizie można poddać tylko ten takt);
 - b) czy spełnione są zależności opisujące ładowanie kondensatora prądem stałym: (18) i (17).Oczywiście z powodu skończonej dokładności pomiarów należy przyjąć, że dwie strony zależności są równe, gdy różnica jest dużo (bardziej niż o rząd wielkości) mniejsza od rozpatrywanych wielkości.
2. W oparciu o wyniki zgromadzone w tabeli 2 sprawdzić, czy (dla każdego współczynnika wypełnienia) spełnione są zależności opisujące stan ustalony kondensatora: (28) i (31). Dla oceny wartości średniej prądu, można ją porównać np. z wartością I_2 .

Porównanie kondensatorów elektrolitycznych

3. W oparciu o wyniki dla obu kondensatorów zgromadzone w tabeli 1 stwierdzić, czy wartości zastępczej rezystancji szeregowej R_s wyznaczone na podstawie przebiegów u_C i i_C zgadzają się ze zmierzonymi miernikiem RLC pod względem wartości jako takich oraz ich wzajemnego stosunku (jeden kondensator względem drugiego). Czy potwierdza to wnioski wyciągnięte w par. 2.2.c na temat przyczyny występowania skoków napięcia na kondensatorze rzeczywistym?
4. Czy zmiany napięć Δu_{12} i Δu_{21} zależą od użytego kondensatora? Wyjaśnić ten fakt.
5. Przeanalizować zmiany napięć Δu_1 i Δu_2 :
 - a) czy zależą one od użytego kondensatora?
 - b) czy teoretyczne wartości Δu_1 (pkt 4.1/12) są zgodne ze zmierzonymi?
 - c) wyjaśnić obserwację w oparciu o analizę przeprowadzoną w par. 2.2.c i 2.2.d; wziąć także pod uwagę obserwacje poczynione w pkt. 1.a);
 - d) czy wnioski potwierdzają obecność pasożytniczej rezystancji szeregowej badanych kondensatorów?
6. W oparciu o wyniki z pkt. 3–5 podsumować, czy dla zbadanych kondensatorów i zbadanego układu główny wpływ na tętnienie napięcia ma ich pojemność czy szeregowa rezystancja pasożytnicza.

Filtracja zaburzeń wysokiej częstotliwości

7. W oparciu o wyniki zebrane w tabeli 3, porównać amplitudy oscylacji $\Delta u_{osc(pp)}$ występujące przy samym kondensatorze elektrolitycznym i po dodaniu równoległego kondensatora innej technologii:
 - czy kondensator elektrolityczny dobrze radził sobie z tłumieniem zaburzeń wysokiej częstotliwości w porównaniu z pozostałymi?
 - czy włączenie dodatkowego kondensatora jako filtra zaburzeń w widoczny sposób zmieniło jakość napięcia na wyjściu przetwornicy?
 - który ze zbadanych kondensatorów posiada pod tym względem najlepsze właściwości w zastosowaniu do badanego układu?
8. Zakładając, że rezystancja kondensatorów ceramicznych i foliowego była nieznaczna względem ich całkowitej impedancji, obliczyć ze wzoru (60) wartość pojemności optymalną dla stłumienia zaburzeń wysokiej częstotliwości występujących w badanym układzie (przyjąć typową indukcyjność wyprowadzeń).

9. Uzasadnić obserwacje z pkt. 7 biorąc pod uwagę częstotliwości obserwowanych oscylacji f_{osc} zawarte w tabeli 3, wyniki z pkt. 8 oraz w oparciu o wiadomości na temat kondensatorów różnych typów podane w podrozdziale 2.3.

5. Literatura

- [1] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.
- [2] Starzak Ł.: *Laboratorium przyrządów i układów mocy. Ćwiczenie 7A. Projekt i konstrukcja elektronicznego przekształtnika impulsowego*. Łódź: Politechnika Łódzka, 2010.