



Aleksander Gańsorski¹, Zdzisław Posyłek¹, Andrzej Roman²

¹*Wydział Elektryczny,*

Politechnika Częstochowska,

aleja Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa

²*Instytut Techniki i Systemów Bezpieczeństwa,*

Akademia im. Jana Długosza,

aleja Armii Krajowej 13/15, 42-200 Częstochowa

SYMULACJA NUMERYCZNA RZECZYWISTEJ BATERII KONDENSATOROWEJ PRACUJĄCEJ W UKŁADACH WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI W ZASTOSOWANIU DO FALOWNIKÓW.

CZĘŚĆ II. MODELE ELEKTRYCZNE RZECZYWISTYCH KONDENSATORÓW TWORZĄCYCH BATERIE. I SYMULACJA PRACY WYBRANYCH POŁĄCZEŃ ELEMENTÓW TYCH BATERII

Streszczenie. W części II pracy przedstawiono stosowane modele elektryczne rzeczywistych kondensatorów od prostych do bardziej skomplikowanych oraz dokonano wyboru modelu pięcioelementowego, niezbyt skomplikowanego, ale odzwierciedlającego w sposób najprostsz w swoim schemacie istotę problematyki obwodów wielkiej częstotliwości. Zastosowano wybrany model do utworzenia baterii równolegle połączonych pięciu kondensatorów, działanie baterii zostało opisane równaniami, które były podstawą do przeprowadzenia symulacji numerycznej. Symulacja pokazała zachowanie się elementarnych rzeczywistych kondensatorów wchodzących w skład baterii w funkcji częstotliwości i pozwoliła na wyciągnięcie wniosków. Wszelkie pomiary praktyczne zostały wykonane w Laboratorium Badawczym Elektrycznym Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej.

Słowa kluczowe: kondensator, obwody wielkiej częstotliwości, symulacja numeryczna, pomiary praktyczne.

**NUMERICAL SIMULATION OF THE ACTUAL CAPACITOR
BANK WORKING IN HIGH FREQUENCY SYSTEMS
FOR USE IN INVERTERS
PART II. ELECTRICAL MODELS OF THE ACTUAL
CAPACITORS FORMING THE BANKS AND SIMULATING
THE OPERATION OF SELECTED CONNECTIONS OF THE
COMPONENTS OF THESE BANKS**

Summary. Part II of the paper presents the applied electrical models of real capacitors from simple to more complex and has chosen a five-element model that is not too complicated but reflects the essence of the problem of high frequency circuits in the simplest way. The selected model was used to create a bank in parallel with five capacitors connected, the bank was described by the equations that were the basis for the numerical simulation. The simulation showed the behavior of the elementary real capacitors in the bank as a function of frequency and allowed to extract and record the conclusions. All practical measurements were performed at the Electrical Testing Laboratory of the Czestochowa University of Technology.

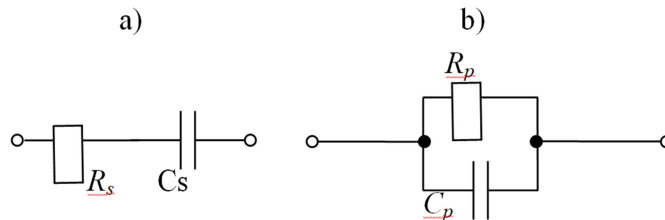
Keywords: capacitors, high frequency circuits, numerical simulation, practical measurements.

Schematy zastępcze rzeczywistych kondensatorów

Stosowane elektryczne schematy zastępcze kondensatorów mają różny stopień złożoności, od najprostszego, szeregowego lub równoległego połączenia rezystancji i pojemności, aż po bardzo rozbudowane schematy składające się z kilku lub nawet kilkunastu elementów o parametrach stałych lub zależnych od częstotliwości pracy. W analizie obwodów elektrycznych częstotliwości sieciowej zwykle korzysta się z prostych modeli rzeczywistego kondensatora: modelu równoległego (rys. 1a) albo modelu szeregowego (rys. 1b). W modelach tych rezystancja (szeregowa lub równoległa) reprezentuje straty doprowadzeń oraz upływność dielektryka. Tangens kąta stratności δ dla modelu szeregowego i modelu równoległego określają odpowiednio poniższe zależności:

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_s R_s ; \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_p C_p} \quad (1)$$

gdzie: R_s, C_s - rezystancja i pojemność szeregową, R_p, C_p - rezystancja i pojemność równoległą (paralelną), $\omega = 2\pi f$ - pulsacja, f [Hz] - częstotliwość.



Rys. 1. Proste schematy zastępcze rzeczywistego kondensatora dla częstotliwości sieciowej: a) schemat szeregowy, b) schemat równoległy

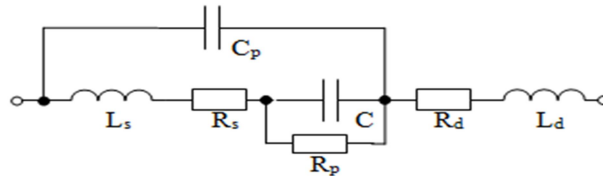
Mimo coraz lepszych parametrów produkowanych współcześnie kondensatorów stosowanych w układach elektronicznych i energoelektronicznych, przyjmowanie idealizowanych schematów z rysunku 1 do projektowania układów o wyższych częstotliwościach pracy zawierających kondensatory znacząco obniża jakość rzeczywistego odwzorowania [1]. Szczególnie jest to istotne przy projektowaniu wielowarstwowych obwodów drukowanych.

Do najlepiej odwzorowujących stan faktyczny rzeczywistego kondensatora w obwodach wielkiej częstotliwości należą modele uwzględniające indukcyjności (reaktancje indukcyjne), które wraz ze wzrostem częstotliwości powodują zmniejszanie się wartości częstotliwości rezonansowych wewnętrznych kondensatora i wpływają na rzeczywistą wartość impedancji.

W odniesieniu do kondensatorów wielkiej częstotliwości bierze się pod uwagę trzy podstawowe, znaczące wielkości pasożytnicze:

- prądy upływu (*leakage*), wynikające przeważnie z nieidealności izolacji (rzeczywistego dielektryka), przyczyniającej się do przepływu ładunku elektrycznego pomiędzy okładzinami kondensatora,
- rezystancje pasożytnicze powiązane w największym stopniu z rezystancją przewodów, elektrod i strat mocy występujących w dielektryku,
- indukcyjności pasożytnicze.

Jako rozpatrywany dalej schemat zastępczy kondensatora (rys. 2) wybrano ten zasugerowany w pracy [2]. Schemat składa się z indukcyjności L_s , rezystancji zastępczej R_s oraz rezystancji strat dielektrycznych R_p , równoległej pojemności pasożytniczej C_p , a także przede wszystkim z pojemności właściwej C [2]. Dodatkowo występują rezystancja R_d oraz indukcyjność L_d doprowadzeń. Należy również dodać, że rezystancje R_p , R_s oraz R_d uważane są w kondensatorach wielkiej częstotliwości za główne wielkości pasożytnicze powodujące niepotrzebne straty mocy, przeważnie w postaci wydzielania się ciepła, a co za tym idzie – samonagrzewanie się kondensatorów.



Rys. 2. Schemat zastępczy kondensatora dla wielkiej częstotliwości przyjęty do rozważań w dalszej części pracy [2]

Indukcyjność L_d uzależniona jest od długości drutowych doprowadzeń, przyjmuje się, że wynosi ona około 12 [nH/cm długości doprowadzeń]. Rezystancja doprowadzeń R_d jest niewielka i zwykle jest pomijana. Indukcyjność L_s uzależniona jest od budowy kondensatora (zwijki, płytki, itp.), a wartości jej zwykle wynoszą od kilku do kilkudziesięciu nanohenrów. Rezystancja zastępcza R_s zależy od właściwości użytych materiałów oraz budowy kondensatora. W skład jej wchodzi również rezystancje przejścia. Zwykle rezystancja ta wynosi około 0,1 [Ω]. Rezystancja R_p jest rezystancją powodowaną przez prąd upływu kondensatora i uzależniona jest od konduktywności dielektryka oraz rezystancji izolacji, i waha się w granicach od 10^3 do 10^6 [$M\Omega$] [2], i ma znaczenie jedynie przy zastosowaniach niskoczęstotliwościowych kondensatorów to jest poniżej 1 [kHz]. Pojemność pasożytnicza równoległa C_p powstaje na skutek obecności doprowadzeń oraz płytek stykowych i wynosi od 0,1 [pF] do kilkuset pikofaradów. W zakresie częstotliwości do 1 [MHz] w schemacie zastępczym kondensatora wielkiej częstotliwości wielkości R_s , C_p , L_s , L_d często są pomijane.

Przy pominięciu rezystancji R_p oraz rezystancji i indukcyjności doprowadzeń odpowiednio R_d oraz L_d zależność na impedancję Z schematu zastępczego kondensatora, pokazanego na rys. 2, ma postać [2]:

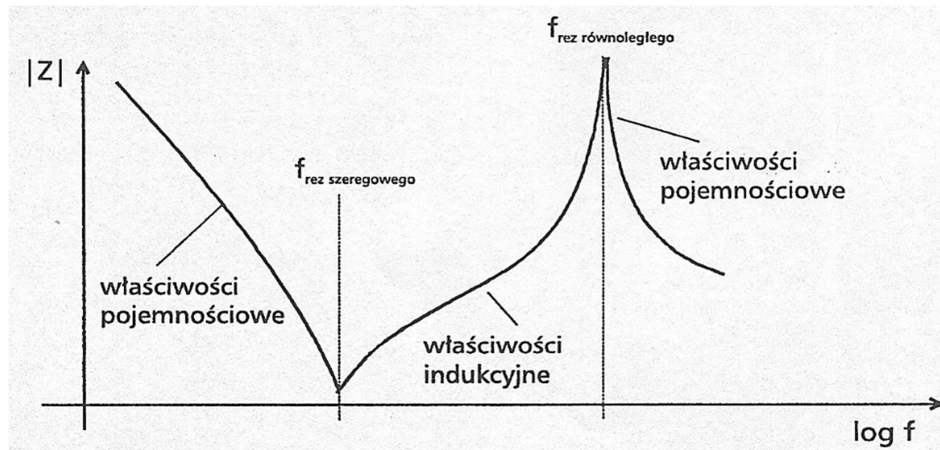
$$Z = \frac{1}{j2\pi f C_p + \frac{1}{R_s + j2\pi f L_s + \frac{1}{j2\pi f C}}} \quad (2)$$

Impedancja ta jest funkcją częstotliwości f [Hz]. Z części mianownika powyższej zależności można wyprowadzić warunki dla rezonansu szeregowego i równoległego, choć łatwiej je wykazać po przyjęciu pewnych uproszczeń i pominięciu indukcyjności L_d , na podstawie rys. 2. Rezonans szeregowy wystąpi przy szeregowym połączeniu C i L_s , natomiast rezonans równoległy przy równo-

ległym połączeniu L_s i C_p . Po określeniu impedancji Z takiego schematu zastępczego kondensatora, warunki występowania rezonansu szeregowego i równoległego, pozwalają na określenie dwóch częstotliwości rezonansowych, odpowiednio: szeregowej i równoległej:

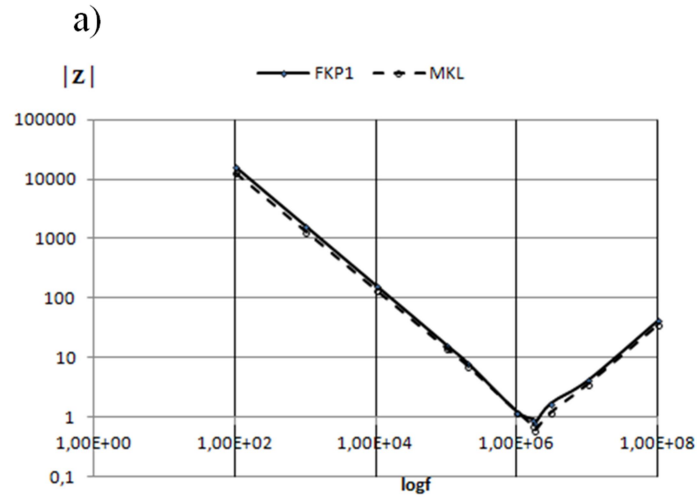
$$f_{\text{rez.szereg.}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{CL_s}}, \quad f_{\text{rez.równoleg.}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_p L_s}} \quad (3)$$

Przebieg i charakter impedancji najłatwiej przedstawić na wykresie modułu impedancji $|Z|$ w funkcji logarytmu częstotliwości $\log f$ (rys. 3).

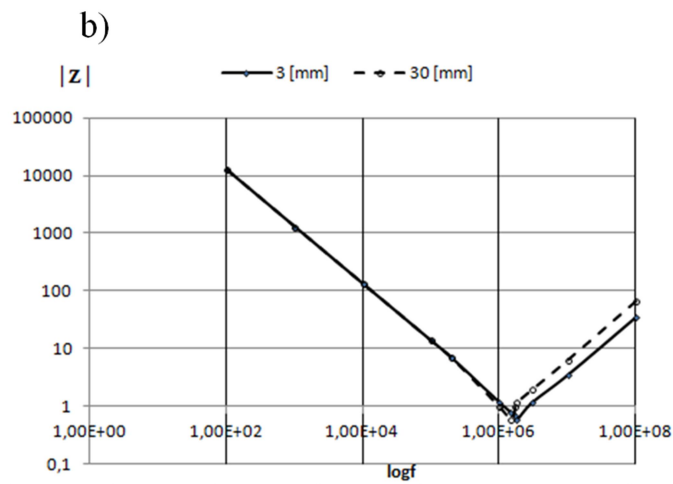


Rys. 3. Orientacyjna charakterystyka częstotliwościowa modułu impedancji modelu kondensatora w funkcji logarytmu częstotliwości [2]. Zaznaczono częstotliwości rezonansowe: szeregową i równoległą

W czasie pomiarów praktycznych kondensatorów tworzywowych z folią dwustronnie metalizowaną przy szeregowym połączeniu pojemności prowadzonych w Laboratorium Badawczym Elektrycznym Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej określono moduł impedancji $|Z|$ w funkcji logarytmu częstotliwości $\log f$ dla dwóch różnych kondensatorów o tej samej pojemności i dla takich samych kondensatorów, ale o różnej długości wyprowadzeń, określając przebieg krzywych w okolicach punktu rezonansu szeregowego. To ograniczenie zakresu pomiarów wynikało z zakresu częstotliwości, do których rozważane kondensatory są stosowane w układach falownikowych.



Rys. 4a. Wykres zmierzonego modułu impedancji $|Z|$ dla kondensatorów $0,1 [\mu\text{F}]$ typu: FKP1 firmy WIMA i MKL firmy Siemens przy długości wyprowadzeń $3 [\text{mm}]$. Częstotliwość rezonansowa szeregową $f_{\text{rez.szeregowa}}$ dla kondensatora FKP1 wynosi $1,74 [\text{MHz}]$, a dla kondensatora MKL wynosi $1,87 [\text{MHz}]$



Rys. 4b. Wykres pomierzonego modułu impedancji $|Z|$ dla kondensatora o pojemności $0,1 [\mu\text{F}]$ typu MKL firmy Siemens o różnych długościach wyprowadzeń ($3 [\text{mm}]$ i $30 [\text{mm}]$). Częstotliwość rezonansowa szeregową $f_{\text{rez.szeregowa}}$ dla kondensatora dla długości wyprowadzeń $3 [\text{mm}]$ wynosi $1,87 [\text{MHz}]$, a dla długości wyprowadzeń $30 [\text{mm}]$ spada i wynosi $1,48 [\text{MHz}]$. Pomiary wykonane zostały w Laboratorium Badawczym Elektrycznym Wydziału Elektrycznego Politechniki Częstochowskiej.

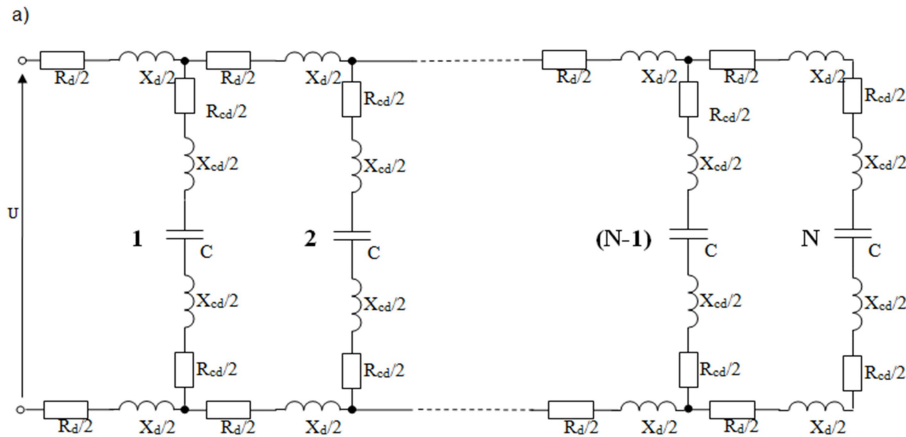
Dwa kondensatory o tej samej pojemności i takiej samej długości wyprowadzeń, wykonane przez różne wiodące firmy, miały bardzo podobny przebieg charakterystyki i zbliżoną wartość częstotliwości rezonansowej szeregowej (rys. 4a). Natomiast kondensatory tej samej firmy, tego samego typu, o tej samej wartości pojemności, ale o różnych długościach doprowadzeń wynoszących 30 [mm] i 3 [mm] (rys. 4b) miały znacząco różne częstotliwości rezonansu szeregowego, a stosunek tych rezonansów dla długości większej do mniejszej wyniósł 0,79. Ta wartość świadczy o tym, jak istotne są długości doprowadzeń do kondensatora i że nieuwzględnianie tego problemu może pociągać za sobą trudne do przewidzenia stany awaryjne rezonansowej baterii kondensatorów w układzie falownika.

Układ drabinkowy kondensatorów połączonych równolegle

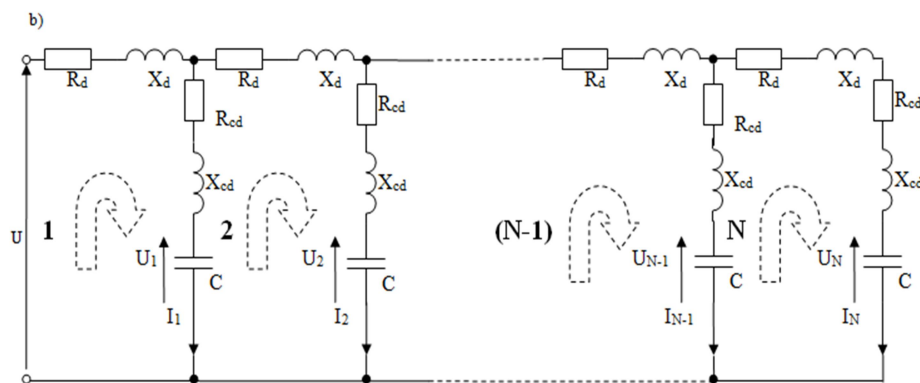
Weźmy pod uwagę obwód elektryczny, przedstawiony na rysunku 5a, jest on złożony z N kondensatorów połączonych równolegle i zasilanych napięciem przemiennym U , a swoją konfiguracją trochę przypomina układy drabinkowe rozpatrywane dla stanów nieustalonych w pracy [1]. Każdy kondensator w takim układzie drabinkowym ma taką samą pojemność przedstawioną w postaci reaktancji X_C , a doprowadzenia napięcia do kondensatora są realizowane za pomocą odcinków drutu o rezystancji R_d i reaktancji indukcyjnej X_d . Przyjęto, że doprowadzenia energii do zacisków każdego kondensatora realizowane są za pomocą odcinków drutów o wartości rezystancji R_{Cd} oraz indukcyjności L_{Cd} reprezentowanej przez reaktancję indukcyjną X_{Cd} . Schematycznie taki układ uproszczony połączeń przedstawiono na rysunku 5b. Określmy reaktancje dla częstotliwości f :

$$X_d = j2\pi fL_d; \quad X_{Cd} = j2\pi fL_{Cd}; \quad X_C = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (4)$$

Stosując metodę prądów oczkowych, można napisać równania i określić prądy oczkowe (oznaczenie prądu I), a następnie napięcia na kondensatorach z doprowadzeniami i na samej pojemności.



Rys. 5a. Układ drabinkowy rzeczywistych kondensatorów połączonych równolegle drutami z uwzględnieniem doprowadzeń



Rys. 5b. Schemat obliczeniowy takiego układu drabinkowego

Równania metody prądów oczkowych dla układu z rysunku 5 b przyjmują postać:

- dla pierwszego oczka

$$I_1[R_d + R_{cd} + j(X_{cd} + X_d - X_c)] - I_2[R_{cd} + j(X_{cd} - X_c)] = U \quad (5)$$

- dla oczek od n równego od 2 do $N-1$:

$$I_n[R_d + 2R_{cd} + j(2X_{cd} + X_d - 2X_c)] - I_{n-1}[R_{cd} + j(X_{cd} - X_c)] - I_{n+1}[R_{cd} + j(X_{cd} - X_c)] = 0 \quad (6)$$

- dla końcowego oczka ($n = N$):

$$I_N [R_d + 2R_{Cd} + j(2X_{Cd} + X_d - 2X_c)] - I_{N-1} [R_{Cd} + j(X_{Cd} - X_c)] = 0 \quad (7)$$

Po określeniu prądów oczkowych, napięcia U_n na całym kondensatorze z przewodami doprowadzającymi oraz U_{cn} na samym kondensatorze bez doprowadzeń wynoszą odpowiednio:

- dla ostatniego kondensatora $n=N$:

$$U_N = [R_{Cd} + j(X_{Cd} - X_c)] I_N; \quad (8)$$

$$U_{cN} = -jX_c I_N \quad (9)$$

- dla pozostałych kondensatorów: dla n wynoszącym od 1 do $N-1$:

$$U_n = [R_{Cd} + j(X_{Cd} - X_c)] (I_n - I_{n+1}); \quad (10)$$

$$U_{cn} = -jX_c (I_n - I_{n+1}). \quad (11)$$

Symulacja komputerowa

Przeprowadzono symulację komputerową dla baterii 5 kondensatorów połączonych równolegle o znanych wymiarach i parametrach doprowadzeń pokazanych na rysunkach. Do symulacji komputerowej przyjęto układy:

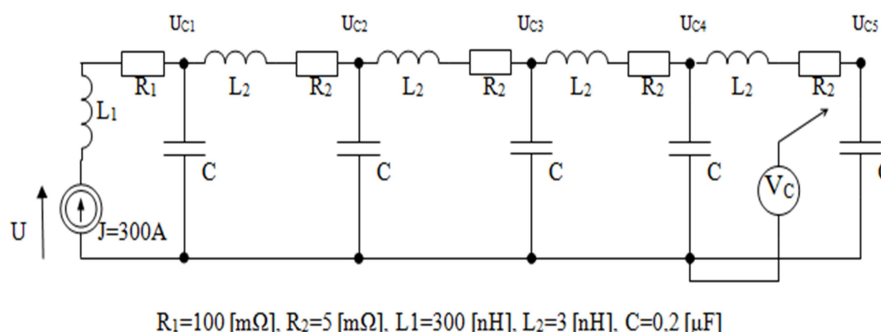
- kondensatory umieszczone obok siebie przy krótkich wyprowadzeniach od kondensatorów,
- kondensatory odsunięte od siebie przy długich wyprowadzeniach od kondensatorów,
- kondensatory umieszczone obok siebie przy długich wyprowadzeniach od kondensatorów.

Dla każdego z analizowanych układów przyjęto jednakową wartość rezonansowego prądu przemiennego zasilania wynoszącą $I=300$ [A], niezależnie od rozważanej częstotliwości. Utrzymanie stałej wartości prądu zasilania wpływa na wartość napięcia zasilania. Reaktancje występujące w analizowanych obwodach określone są dla każdej częstotliwości z zależności (4). Symulację komputerową przeprowadzono dla kilku różnych częstotliwości f z zakresu od 25 [kHz] do 600 [kHz]. W kolejnych tablicach dla wszystkich rozważanych przypadków podano wyniki obliczeń, przez określenie modułów

napięcie na zasilaniu U oraz moduły spadków napięć U_{Ck} ($k=1,2,3,4,5$; gdzie k – numer elementu liczony od zasilania napięciem U) na poszczególnych elementach pojemnościowych baterii.

Kondensatory umieszczone obok siebie przy krótkich wprowadzeniach od kondensatorów

Obliczenia zostały wykonane dla schematu oraz wielkości rezystancji, indukcyjności i pojemności kondensatorów podanych na rysunku 6.



Rys. 6. Schemat obwody przyjęty do analizy

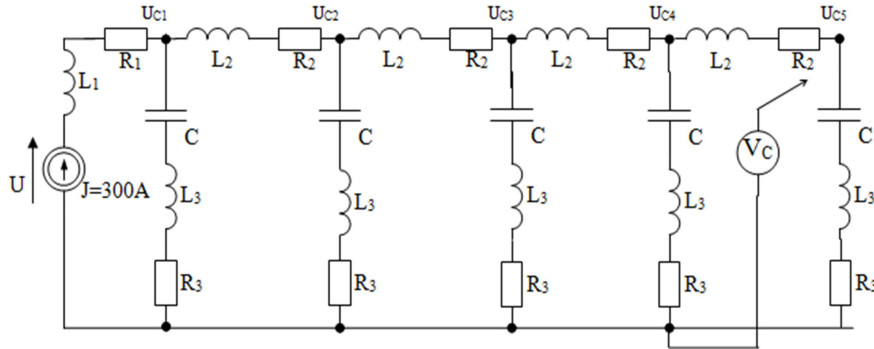
Wyniki obliczeń przedstawiono w tabelicy 1.

Tablica 1. Wyniki otrzymanej symulacji komputerowej

F [kHz]	V_{C1} [V]	V_{C2} [V]	V_{C3} [V]	V_{C4} [V]	V_{C5} [V]	U [V]
25	1890	1890	1890	1890	1890	1870
44	1070	1070	1070	1070	1070	1050
130	360,0	361,7	363,0	363,8	364,2	287,5
280	163,2	166,6	169,2	171	171,8	32,3
400	110,3	115,3	119,1	121,6	122,9	123,2
600	67,1	74,6	80,4	84,4	86,4	279,1

Kondensatory odsunięte od siebie przy długich wyprowadzeniach

Analiza numeryczna została wykonana dla schematu i wielkości rezystancji, indukcyjności i pojemności kondensatorów podanych na rysunku 7.



$$R_1=100 \text{ [m}\Omega\text{]}, R_2=15 \text{ [m}\Omega\text{]}, R_3=40 \text{ [m}\Omega\text{]}, L_1=300 \text{ [nH]}, L_2=8 \text{ [nH]}, L_3=3 \text{ [nH]}, C=0,2 \text{ [}\mu\text{F]}$$

Rys. 7. Schemat obwodu przyjęty do analizy

Wyniki symulacji komputerowej przedstawiono w tabelicy 2.

Tablica 2. Wyniki otrzymanej symulacji komputerowej

F [kHz]	U_{C1} [V]	U_{C2} [V]	U_{C3} [V]	U_{C4} [V]	U_{C5} [V]	U [V]
25	1890	1890	1890	1890	1890	1867
44	1070	1070	1070	1070	1070	1043
130	352,2	358,7	362,5	366,5	367,3	279,7
280	145,2	158,3	168,4	175,2	178,7	37,8
400	83,2	102,7	118,1	128,6	134,2	150,3
600	20,2	51,7	79,1	99,4	109,6	326,7

Kondensatory umieszczone obok siebie przy długich wyprowadzeniach od kondensatorów

Obliczenia zostały wykonane dla schematu pokazanego na rysunku 7 dla następujących wielkości rezystancji, indukcyjności i pojemności kondensatorów: $R_1=100 \text{ [m}\Omega\text{]}$, $R_2=5 \text{ [m}\Omega\text{]}$, $R_3=40 \text{ [m}\Omega\text{]}$, $L_1=300 \text{ [nH]}$, $L_2=3 \text{ [nH]}$, $L_3=30 \text{ [nH]}$, $C=0,2 \text{ [}\mu\text{F]}$. Wyniki obliczeń przedstawiono w tabelicy 3.

Tablica 3. Wyniki otrzymanej symulacji komputerowej

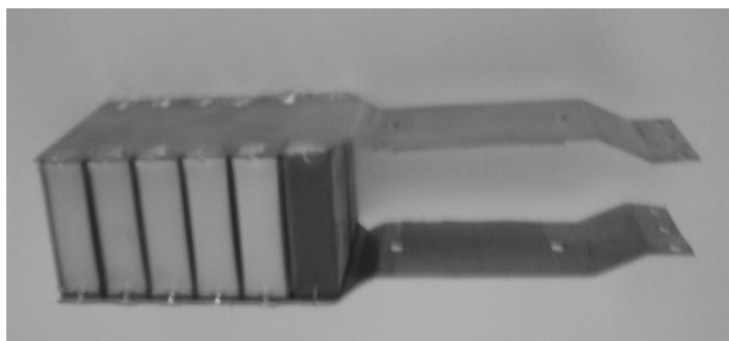
F [kHz]	U _{C1} [V]	U _{C2} [V]	U _{C3} [V]	U _{C4} [V]	U _{C5} [V]	U [V]
25	1890	1890	1890	1890	1890	1870
44	1070	1070	1070	1070	1070	1045
130	358,6	360,3	361,4	362,3	362,7	286,1
280	160,1	163,4	166,5	167,7	168,6	31,8
400	105,8	110,7	114,3	117,6	118,8	127,5
600	60,1	67,7	73,6	77,8	79,6	286,4

Wnioski

Sposób połączeń rzeczywistych kondensatorów w baterię złożoną z kilku kondensatorów w sposób istotny wpływa nie tylko na pojemność budowanego układu, ale również na rozkład napięć na poszczególnych jednostkowych pojemnościach składowych. Do badań przyjęto układ drabinkowy (równoległy) połączeń 5 modeli takich samych rzeczywistych kondensatorów. W każdym przypadku wraz ze wzrostem częstotliwości wartość modułu napięcia na każdym z kondensatorów maleje, co występuje na skutek wzrostu reaktancji indukcyjnych i zmniejszania się reaktancji pojemnościowych w schematach zastępczych rzeczywistych kondensatorów.

Do częstotliwości około 44 [kHz] spadki modułów napięć od U_{C1} do U_{C5} na elementach baterii kondensatorów praktycznie są takie same, natomiast dla częstotliwości 130 [kHz] nieznacznie wzrastają w stronę kondensatora najbardziej odległego od źródła zasilania. Powyżej tej częstotliwości następuje wyraźny wzrost modułu napięcia wraz ze wzrostem numeru kondensatora. Dla częstotliwości 400 [kHz] stosunek modułu U_{C5} do U_{C1} wynosi odpowiednio: dla przypadku a) 1,11, dla przypadku b) 1,61 oraz dla przypadku c) 1,12, natomiast dla częstotliwości 600 [kHz] stosunek ten wynosi odpowiednio: dla przypadku a) 1,29, dla przypadku b) 5,43 oraz dla przypadku c) 1,32. Moduł napięcia zasilania U, wraz ze wzrostem częstotliwości, do częstotliwości 130 [kHz] – maleje, dla częstotliwości 280 [kHz] osiąga wartość minimalną (wielokrotnie mniejszą od wartości modułów napięć na elementach obliczonych) i dalej dla rosnących częstotliwości zaczyna przekraczać moduły wartości napięć obliczonych na elementach. Wydaje się, że zjawisko minimalnej wartości modułu U dla częstotliwości 280 [kHz] spowodowane jest rezonansami wewnętrznymi występującymi dla tej częstotliwości w modelowanych bateriach kondensatorowych.

Z otrzymanych wyników należy wyciągnąć wniosek, że dużą zgodność modułów napięć na poszczególnych kondensatorach otrzymuje się dla przypadku a) – to jest dla kondensatorów umieszczonych obok siebie przy krótkich wyprowadzeniach od kondensatorów. Wydaje się, że praktycznym rozwiązaniem takiej baterii kondensatorów byłoby ściste połączenie pojedynczych kondensatorów o kontaktach metalowych naniesionych metodą metalizacji do dwóch płyt miedzianych (o dobrej przewodności) z pominięciem doprowadzeń. Praktyczny przykład rozwiązania tego problemu pokazano na rysunku 8.



Rys. 8. Przykładowy widok baterii kondensatorów złożonej z 6 takich samych pojemności umieszczonych blisko jedna od drugiej pomiędzy niskooporowymi listwami miedzianymi

W celu otrzymania idealizowanej baterii kondensatorów dąży się do tego, aby napięcie na każdym elementarnym kondensatorze były jednakowe, zarówno co do wartości, jak i fazy, gdyż w przypadku różnych napięć na połączonych równolegle kondensatorach, przy dużych prądach może nastąpić przekroczenie dopuszczalnej temperatury pracy jednego z kondensatorów składowych i jego destrukcją co powoduje zmianę częstotliwości rezonansowej, zwykle pociągająca za sobą zniszczenie kolejnych kondensatorów w baterii lub wystąpienie zwarcia elementów wykonawczych. Uwzględnienie występujących efektów termicznych, efektu zbliżenia przewodników (czyli występowania efektów elektromagnetycznych pomiędzy elementami przewodzącymi kondensatorów blisko usytuowanych w przestrzeni baterii) wymagałoby szerszych badań teoretycznych oraz praktycznych i zostało w tej pracy pominięte.

Literatura

- [1] Cholewicki T., Elektryczne linie długie i układy drabinkowe niejednorodne, Małe Monografie PWN, Warszawa 1974, stron 132.
- [2] Lutz M., Nedtwig J., Certyfikat CE w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej, Podręcznik praktyczny, Wyd. Alfa-Weka, Warszawa (listopad) 1998, strony nienumerowane.