

Przetwornica obniżająca napięcie sterowana w pętli otwartej za pomocą układu 555

Notatka o zastosowaniu 7K-2.3-NOT-1, 18.3.2020

Opracowanie: Łukasz Starzak

1. Cel

Notatka pozwala na przeprowadzenie procesu projektowego przetwornicy napięcia stałego o topologii obniżającej, sterowanej w pętli otwartej za pomocą układu czasomierza typu 555.

2. Wstęp

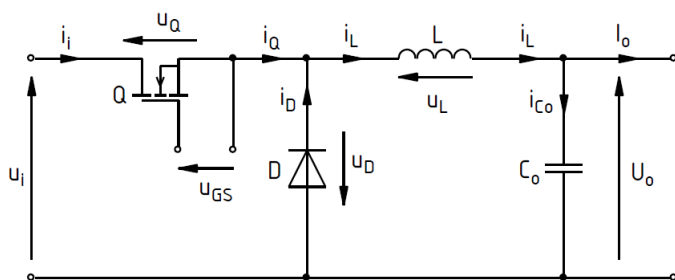
Przetwornica obniżająca napięcie jest przekształtnikiem napięcia stałego. Topologię jej obwodu mocy przedstawia rys. 1. Uzyskiwane za jego pomocą napięcie wyjściowe U_o ma wartość mniejszą niż napięcie wejściowe U_i .

Jest to układ impulsowy, co znaczy, że łącznik półprzewodnikowy, składający się z tranzystora Q i diody D, sterowany jest przebiegiem impulsowym – w tym przypadku napięcia bramka-źródło u_{GS} . Częstotliwość tego przebiegu stanowi częstotliwość przełączania układu f_s , zaś okres przełączania wynosi

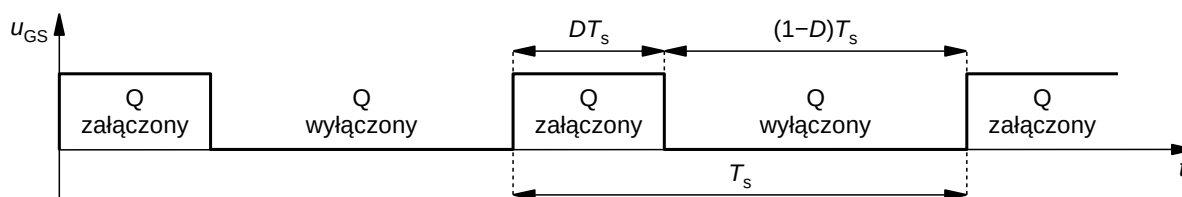
$$T_s = f_s^{-1} \quad (1)$$

Przy określonym współczynniku wypełnienia D przebiegu sterującego, tranzystor jest załączony (przewodzi) przez czas DT_s , zaś wyłączony (blokuje) przez resztę okresu, a więc $(1-D)T_s$ (rys. 2). Każdy z okresów przełączania można w ten sposób podzielić na dwa takty: załączenia tranzystora i wyłączenia tranzystora (załączenia diody).

Sterowanie w pętli otwartej oznacza, iż współczynnik wypełnienia będzie sztywno nastawiany na określoną wartość, a nie wynikał z działania zamkniętego sprzężenia zwrotnego (jak w praktycznych urządzeniach). Ułatwi to przeprowadzenie badań umożliwiających zrozumienie zasady działania układu.



Rys. 1. Schemat elektryczny obwodu mocy przetwornicy obniżającej napięcie



Rys. 2. Uproszczony przebieg napięcia bramka-źródło tranzystora

3. Działanie obwodu mocy

3.1. Przebieg prądu dławika

Zgodnie z prawem Joule'a i definicją mocy, przekaz energii elektrycznej wymaga występowania napięcia i przepływu prądu przez określony czas. Z tego punktu widzenia kluczowym elementem w przetwornicach niezolowanych (beztransformatorowych) jest dławik – cewka L na rys. 1.

Cewka magazynuje w swoim polu magnetycznym energię proporcjonalną do kwadratu płynącego przez nią prądu:

$$W_L = \frac{L i_L^2}{2} \quad (2)$$

Z prawa zachowania energii wynika więc, że prąd cewki nie może się zmienić w nieskończenie krótkim czasie. Jeżeli indukcyjność L i prąd i_L będą wystarczająco wysokie, to energia zgromadzona w cewce będzie na tyle duża, że w ciągu okresu przełączania T_s nie zdąży ona spaść do zera. Na mocy (2), to samo dotyczy prądu cewki. Cewkę o takich parametrach nazywa się dławikiem – przez analogię do wąskiego lejka (wysoka indukcyjność oznacza wysoką impedancję, co odpowiada przewodnikowi o wąskim przekroju) zadławionego przepływem dużej ilości płynu.

Przebieg prądu dławika wynika z równania cewki,

$$u_L = L \frac{d i_L}{d t} \Leftrightarrow \frac{d i_L}{d t} = \frac{u_L}{L} \quad (3)$$

Przy założeniu, że przyrządy półprzewodnikowe Q i D są idealne (zerowa rezystancja w stanie załączenia), w każdym z dwóch taktów pracy układu do dławika przyłożone jest napięcie o stałej wartości. Ujemna (według rys. 1) końcówka dławika jest stale przyłączona do wyjścia przetwornicy. Kiedy tranzystor jest załączony, zwiera on dodatnią końcówkę dławika do wejścia (rys. 3a), co powoduje wymuszenie na nim napięcia

$$U_{L(on)} = U_i - U_o \quad (4)$$

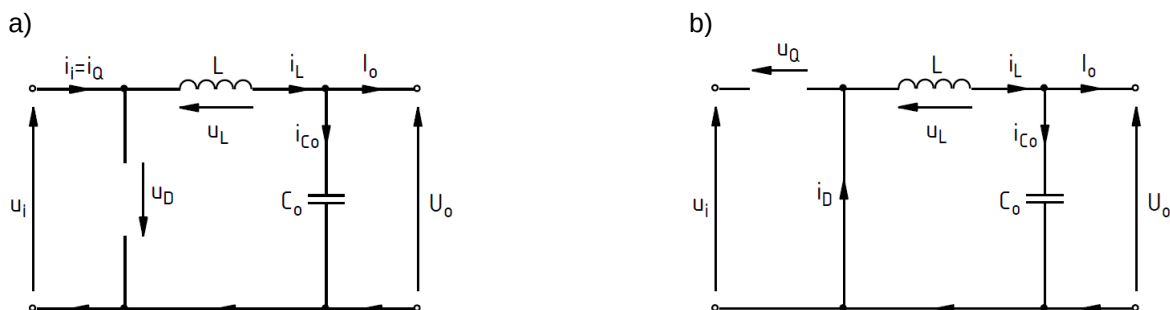
Jest to wartość dodatnia, gdyż w przetwornicy obniżającej napięcie $U_o < U_i$. W tym czasie dioda jest wyłączona, ponieważ napięcie wejściowe U_i polaryzuje ją w kierunku zaporowym.

Kiedy napięcie u_{GS} spada poniżej wartości progowej tranzystora, element ten zostaje wyłączony. Jednak na mocy zasady zachowania energii prąd dławika musi płynąć nadal. Jego przepływ będzie możliwy dzięki załączeniu diody. Zostaje ona spolaryzowana w kierunku przewodzenia na skutek wzrostu rezystancji wyłączanego tranzystora i tym samym napięcia na tym elemencie u_Q . Zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa, napięcie u_D staje się dodatnie, kiedy $u_Q > U_i$.

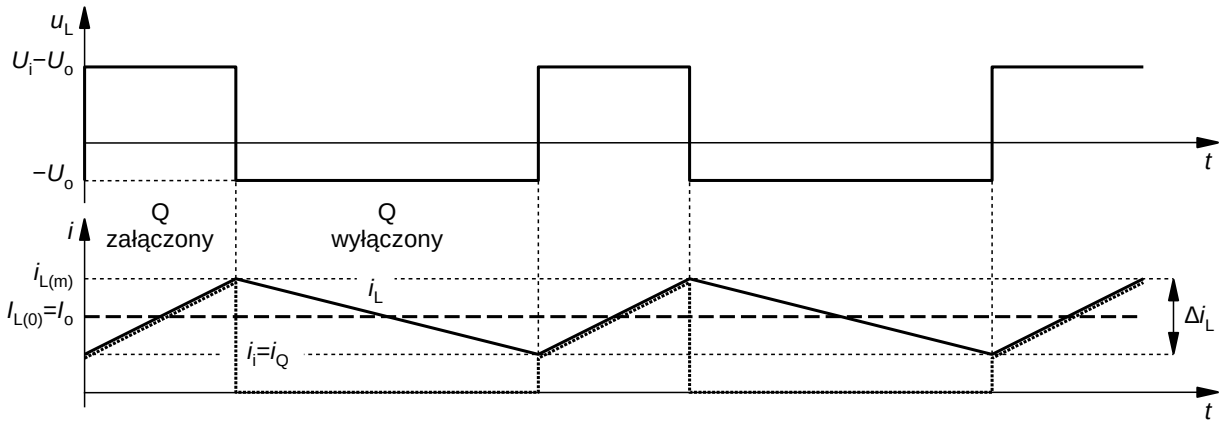
Kiedy tranzystor jest wyłączony, dioda zwiera dodatnią końcówkę dławika do ujemnej końcówki kondensatora (rys. 3b), co powoduje wymuszenie na nim napięcia

$$U_{L(off)} = -U_o \quad (5)$$

Z równań (3)-(5) wynika, że w obu taktach pracy pochodna prądu jest stała, więc prąd zmienia się w czasie liniowo. Pochodna ta zmienia znak: w pierwszym takcie jest dodatnia, czyli prąd narasta płynąc przez tranzystor, a w drugim – ujemna, czyli prąd opada płynąc przez diodę (rys. 4).



Rys. 3. Efektywna topologia układu: a) w takcie załączenia tranzystora; b) w takcie wyłączenia tranzystora



Rys. 4. Przebiegi napięcia i prądu dławika oraz prądu wyjściowego i wejściowego (tranzystora)

3.2. Składowa stała i przemienna prądu dławika

W węzle wyjściowym prąd dławika i_L rozplywa się na prąd kondensatora wyjściowego i_{co} i prąd obciążenia (wyjściowy) I_o , o którym zakładamy, iż jest stały w czasie. Impedancja kondensatora wynosi

$$Z_{C_o} = \frac{1}{2\pi f C_o} \quad (6)$$

Dla składowej stałej ($f = 0$) impedancja ta jest nieskończona, więc kondensator stanowi przerwę (rys. 5a). Tym samym cała składowa stała prądu dławika $I_{L(0)}$ trafia do odbiornika, a więc oba prądy są tożsame (rys. 4):

$$I_{L(0)} = I_o \quad (7)$$

Z kolei przy założeniu, że pojemność tego kondensatora C_o jest nieskończona, jego impedancja dla składowej przemiennnej ($f > 0$) jest zerowa, więc stanowi on zwarcie. Tym samym cała składowa przemienna prądu dławika $I_{L(a)}$ trafia do kondensatora wyjściowego:

$$i_{C_o} = i_{L(a)} \quad (8)$$

Amplitudę tej składowej przemiennnej Δi_L (rys. 4) można obliczyć z równania cewki (3), korzystając z prostoliniowości przebiegu. Dla taktu załączenia tranzystora, z użyciem (4),

$$\Delta i_L = \frac{u_L \Delta t}{L} = \frac{U_{on} \cdot D T_s}{L} = \frac{D(U_i - U_o)}{f_s L} \quad (9)$$

zaś dla taktu wyłączenia

$$\Delta i_L = \frac{u_L \Delta t}{L} = \frac{U_{off} \cdot (1-D) T_s}{L} = -\frac{(1-D) U_o}{f_s L} \quad (10)$$



Rys. 5. Efektywna topologia wyjścia układu: a) dla składowej stałej; b) dla składowej przemiennnej

3.3. Współczynnik przetwarzania napięcia

Stan ustalony układu impulsowego definiuje się jako taki, w którym energia zgromadzona w elementach biernych i moc wydzielana w elementach rozpraszających nie zmienia się z jednego okresu na kolejny. Dla dławika oznacza to, że – przyjmując dowolną chwilę t_0 za początkową

$$W_L(t_0 + T_s) = W_L(t_0) \quad (11)$$

skąd na podstawie równania (2)

$$i_L(t_0+T_s)=i_L(t_0) \quad (12)$$

Jeżeli przyjąć za t_0 chwilę załączenia tranzystora, spadek prądu w taktie wyłączenia tranzystora (10) musi być równy (z przeciwnym znakiem) jego wzrostowi w taktie wyłączenia (9):

$$\frac{(1-D)U_o}{f_s L} = \frac{D(U_i-U_o)}{f_s L} \quad (13)$$

Przekształcając powyższe równanie, napięcie wyjściowe można uzależnić od warunków zasilania (napięcia wejściowego) i sterowania (współczynnika wypełnienia):

$$U_o - DU_o = DU_i - DU_o \Rightarrow U_o = DU_i \quad (14)$$

Współczynnik przetwarzania napięcia tej przetwornicy wynosi więc

$$K_{U(id)} = \frac{U_o}{U_i} = D \quad (15)$$

przy czym wynik ten obowiązuje przy dotychczasowych założeniach – idealności elementów biernych i aktywnych.

W rzeczywistym układzie wpływ na współczynnik przetwarzania napięcia będzie miała sprawność przekształtnika, tj. iloraz mocy czynnej wyjściowej i wejściowej,

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (16)$$

Przy założeniu, że zarówno napięcie, jak i prąd wyjściowy są stałe, moc czynna wyjściowa jest po prostu ich iloczynem:

$$P_o = U_o I_o \quad (17)$$

Na wejściu układu przyjęcie tego założenia możliwe jest tylko w odniesieniu do napięcia. Natomiast prąd wejściowy i_i jest równy prądowi tranzystora i_o . Płynie on tylko wtedy, gdy tranzystor jest załączony, przy czym jego wartość średnia jest wówczas równa prądowi wyjściowemu I_o (rys. 4). Przez resztę okresu prąd tranzystora jest zerowy. Wobec tego jego składowa stała – a więc na mocy twierdzenia Fouriera, wartość średnia za okres – wynosi

$$I_{i(0)} = I_{Q(0)} = I_{Q(av)} = \frac{I_o \cdot DT_s + 0 \cdot (1-D)T_s}{T_s} = DI_o \quad (18)$$

Przy stałym napięciu moc czynna wejściowa równa jest

$$P_i = U_i I_{i(0)} = DU_i I_o \quad (19)$$

Z połączenia zależności (16), (17) i (19) wynika, że w układzie rzeczywistym (stratnym)

$$K_U = \frac{U_o}{U_i} = \eta D = K_{U(id)} \quad (20)$$

Ponieważ sprawność układu rzeczywistego jest mniejsza od 1, dla uzyskania danego napięcia wyjściowego (przy identycznym napięciu wejściowym) współczynnik wypełnienia będzie musiał być większy, niż to wynikało z analizy układu idealnego.

3.4. Tętnienie napięcia wyjściowego

Napięcie wyjściowe u_o jest tożsame z napięciem na kondensatorze C_o , a więc może być wyznaczone z równania tego kondensatora,

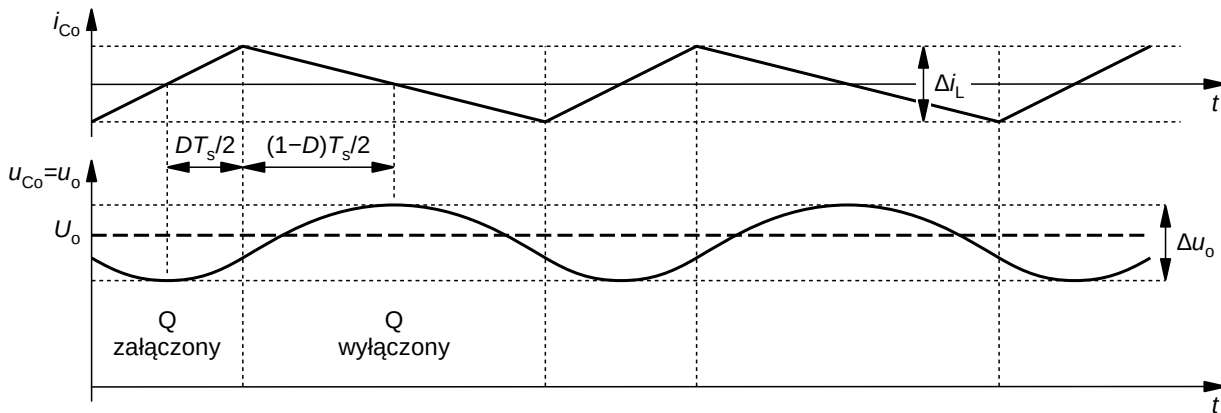
$$i_{C_o} = C_o \frac{du_{C_o}}{dt} \Rightarrow \Delta u_{C_o}(\Delta t) = \frac{1}{C_o} \int_{\Delta t} i_{C_o} dt \quad (21)$$

Jeżeli pojemność kondensatora C_o byłaby nieskończona, to zmiana napięcia na nim byłaby zerowa; oznacza to, że napięcie wyjściowe byłoby idealnie stałe, o wartości U_o wynikającej z zależności (20). Przy skończonej pojemności napięcie u_o będzie jednak tętnić wokół tej wartości, która stanowić będzie jego składową stałą.

Zgodnie z § 3.2, prąd kondensatora wyjściowego i_{C_o} jest równy składowej przemiennej prądu dławika $i_{L(a)}$, tj. prądowi dławika i_L pozbawionemu składowej stałej $I_{L(0)}$. Ma on więc identyczny przebieg, tyle że tętniący wokół poziomu 0 zamiast I_o (rys. 6). Całka z funkcji liniowej jest funkcją kwadratową, więc – zgodnie z zależnością (21) – składowa przemienne napięcia wyjściowego ma odcinkami kształt paraboli, osiągając ekstrema w miejscach zerowych prądu i_{C_o} .

Zgodnie z (21) i rys. 6, amplitudę tętnień napięcia wyjściowego Δu_o można obliczyć jako całkę z prądu i_{C_o} między kolejnymi ekstremami. Prąd ten najpierw liniowo narasta od 0 do $\Delta i_L/2$ przez czas $DT_s/2$, a następnie z powrotem spada do 0 przez czas $(1-D)T_s/2$, co daje

$$\Delta u_o = \frac{1}{C_o} \left[\int_{DT_s} \frac{\Delta i_L}{DT_s} t \, dt + \int_{(1-D)T_s} \left(\frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-D)T_s} t \right) dt \right] = \frac{\Delta i_L}{8f_s C_o} = \frac{(1-D)U_o}{8f_s^2 L C_o} \quad (22)$$



Rys. 6. Przebiegi prądu i napięcia kondensatora wyjściowego

3.5. Filtracja napięcia wejściowego

Dotychczasowe wyniki uzyskano przy założeniu, że napięcie wejściowe U_i jest stałe. W rzeczywistym układzie, aby można je było uznać za spełnione, konieczne jest zwykle zastosowanie dodatkowego kondensatora na wejściu przetwornicy. Ma on za zadanie zminimalizować tętnienie napięcia wejściowego, które wynikłoby z występowania niezerowej impedancji źródła Z_s (w skład której wchodzi impedancja połączeń) między tym źródłem a wejściem przetwornicy (rys. 7). Na impedancji tej impulsowy prąd tranzystora i_Q (rys. 4) odkładałby zmienne w czasie napięcie, co powodowałoby zmiany napięcia wejściowego u_i – będącego różnicą napięcia źródła i napięcia na impedancji Z_s .

Włączenie w obwód kondensatora C_i powoduje podział prądu tranzystora i_Q na dwie składowe – analogicznie do podziału prądu dławika na wyjściu układu (§ 3.2). Przy założeniu, że kondensator jest idealny o nieskończonej pojemności, przez wejście przetwornicy (prąd i_i) popłynie cała składowa stała prądu tranzystora $I_{Q(0)}$ (18); natomiast cała składowa przemienna prądu tranzystora $i_{Q(a)}$ popłynie przez kondensator C_i (prąd i_{C_i} z przeciwnym znakiem). Dzięki temu spadek potencjału na impedancji Z_s stanie się stały w czasie, co spowoduje również stałość napięcia u_i .

Analogicznie jak w przypadku kondensatora C_o , przepływ prądu przez element o skończonej pojemności wywoła mimo wszystko pewne tętnienie napięcia u_i , które można wyznaczyć z równania

$$i_{C_i} = C_i \frac{du_{C_i}}{dt} \Rightarrow \Delta u_{C_i}(\Delta t) = \frac{1}{C_i} \int_{\Delta t} i_{C_i} \, dt \quad (23)$$

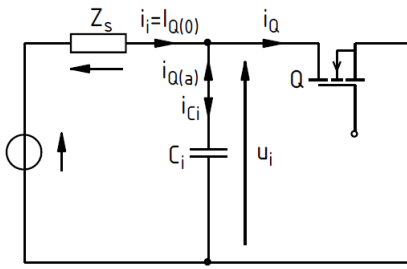
W takcie wyłączenia tranzystora kondensator jest doładowywany ze źródła, a ponieważ prąd i_Q jest zerowy, więc

$$i_{C_i}|_{(1-D)T_s} = i_i = I_{Q(0)} = DI_o \quad (24)$$

Stąd tętnienie napięcia wejściowego

$$\Delta u_i = \Delta u_{C_i}|_{(1-D)T_s} = \frac{1}{C_i} \int_{(1-D)T_s} DI_o \, dt = \frac{D(1-D)I_o}{f_s C_i} \quad (25)$$

Wynik ten jest prawdziwy pod warunkiem, że impedancja kondensatora jest dużo mniejsza od Z_s . W przeciwnym razie składowa przemienna $i_{Q(a)}$ podzieli się – na zasadzie dzielnika prądowego – między kondensator a impedancję Z_s .



Rys. 7. Wejście układu z uwzględnieniem impedancji źródła i połączeń oraz kondensatora wejściowego

3.6. Obciążenie przyrządów półprzewodnikowych

Zgodnie z rys. 3, prąd tranzystora i_Q jest równy prądowi diodki w trakcie załączenia tego elementu (rys. 4). Analogicznie, w trakcie wyłączenia tranzystora, prądowi diodki jest równy prąd diody i_D .

Na podstawie rys. 3 można również wyznaczyć obciążenia napięciowe obu elementów aktywnych. Kiedy tranzystor jest załączony, na diodzie panuje napięcie wejściowe (z przeciwnym znakiem) U_i . Kiedy tranzystor jest wyłączony, panuje na nim to samo napięcie, gdyż załączona dioda zwiera jego końcówkę ujemną (źródło) do ujemnego bieguna napięcia U_i .

4. Dobór elementów bloku mocy

4.1. Warunki pracy i analiza najgorszego przypadku

W większości praktycznych zastosowań przetwornica ma za zadanie wytworzyć określone napięcie wyjściowe U_o , niezależnie od zasilania U_i i obciążenia I_o . W tej sytuacji warunki pracy układu są narzucone przez te dwa ostatnie parametry. Na ich podstawie z zależności (20) można obliczyć zasadniczy parametr sterowania – współczynnik wypełnienia D .

Jeżeli założenia projektowe przewidują, że zasilanie lub obciążenie mogą się zmieniać w określonych granicach, to doboru elementów należy dokonać dla najgorszego przypadku. Oznacza on taką kombinację wartości U_i i I_o , która stwarza największe ryzyko przekroczenia wartości granicznych (dopuszczalnych dla danego elementu lub innych zawartych w założeniach projektowych) przez wartości robocze (występujące w projektowanym układzie) odpowiednich wielkości fizycznych.

Dla różnych parametrów i elementów najgorszy przypadek może oznaczać odmienne warunki pracy. Niekoniecznie będą one określone przez maksymalne napięcie zasilania i prąd obciążenia. Wymaga to dokonania dla każdego z rozważanych parametrów – na podstawie znanych zależności – odrębnej analizy wpływu warunków pracy celem zidentyfikowania najgorszego przypadku.

W związku z równością (20), najgorszy przypadek należy wyznaczyć z uwzględnieniem zakładanej bądź szacowanej sprawności przetwornicy. Również tutaj niekoniecznie najniższa sprawność będzie przypadkiem najgorszym. W braku danych szacunkowych, w większości zastosowań uzasadnione jest założenie minimalnej sprawności $\eta_{\min} = 0,8$. Natomiast w przypadku sprawności maksymalnej wskazane jest zwykle założenie układu bezstratnego, tj. $\eta_{\max} = 1$.

Pożytecznie będzie zauważyć, że według zależności (20) współczynnik wypełnienia D :

- nie zależy bezpośrednio od obciążenia I_o (wykazuje z pewnością zależność pośrednią poprzez sprawność η , jednak jej charakter jest bardzo złożony, a przez to niemożliwy do przewidzenia i uwzględnienia analitycznie);
- maksymalną wartość osiąga dla najmniejszego napięcia wejściowego i minimalnej sprawności;
- minimalną wartość osiąga dla największego napięcia wejściowego i maksymalnej sprawności.

4.2. Dławik

4.2.1. Indukcyjność

Tętnienie prądu dławika Δi_L ma wpływ na obciążenie prądowe, a więc na straty mocy we wszystkich elementach (w najmniejszym i zwykle zaniedbywalnym stopniu – na kondensator wejściowy). Tętnienie to wygodnie jest opisać parametrem względnym, nazywanym współczynnikiem tętnień, definiowanym w odniesieniu do składowej stałej:

$$r_{iL} = \frac{\Delta i_L}{I_{L(0)}} \quad (26)$$

Równomierny rozkład tych obciążeń, prowadzący do optymalizacji sumarycznych wymiarów i kosztów elementów, uzyskuje się dla współczynnika tętnień prądu między 0,3 a 0,5. Zazwyczaj zakłada się wartość r_{iL} z tego przedziału i oblicza się wymaganą minimalną indukcyjność L ze wzoru (10).

Obliczenia tego dokonuje się zwykle dla nominalnych warunków pracy (U_i i I_o). Jeżeli warunki te mogą się zmieniać w szerokim zakresie, w kolejnym kroku należy obliczyć współczynnik tętnień dla najgorszego przypadku z użyciem obliczonej wartości L i ocenić, czy nie nazbyt odbiega on od optymalnego. Z zależności (26) i (10) wynika, że najgorszy przypadek występuje dla minimalnego obciążenia I_o oraz minimalnego współczynnika wypełnienia D , czyli dla maksymalnych U_i i η . W razie konieczności, należy zwiększyć indukcyjność L .

4.2.2. Prąd znamionowy

Wytrzymałość prądową dławików mocy ograniczają głównie dwa niezależne od siebie zjawiska fizyczne.

1. Nagrzewanie uzwojenia wynika z wydzielania ciepła w jego niezerowej rezystancji. Zgodnie z prawem Joule'a, moc strat jest proporcjonalna do kwadratu wartości skutecznej prądu:

$$P_w = R_w I_{L(rms)}^2 \quad (27)$$

Należy więc wybrać element, którego dopuszczalny (znamionowy) prąd skuteczny będzie większy od wartości skutecznej roboczego prądu dławika w najgorszych warunkach pracy.

Zgodnie z § 3.2, na prąd dławika i_L posiada składową stałą $I_{L(0)}$ o wartości równej prądowi obciążenia I_o i składową przemienną $i_{L(a)}$ o kształcie trójkątnym i amplitudzie Δi_L wyrażającej się zależnością (10). Na podstawie wzoru Parsevala wartość skuteczna prądu i_L wynosi

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_o^2 + I_{L(a,rms)}^2} \quad (28)$$

Wartość skuteczną składowej przemienną można obliczyć ze wzoru dla przebiegu trójkątnego:

$$I_{L(a,rms)} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} = \frac{r_{iL} I_o}{2\sqrt{3}} \quad (29)$$

skąd

$$I_{L(rms)} = I_o \sqrt{1 + \frac{r_{iL}^2}{12}} \quad (30)$$

przy czym dla $r_{iL} < 1$, z dobrym przybliżeniem ($< 5\%$) $I_{L(rms)} \approx I_o$.

Największe ryzyko przekroczenia wartości dopuszczalnej występuje dla maksymalnej wartości $I_{L(rms)}$, a więc dla maksymalnych I_o i r_{iL} .

2. W chwili przekroczenia pewnej krytycznej wartości prądu dochodzi do nasycenia rdzenia. Powoduje ono spadek indukcyjności, a w konsekwencji wzrost amplitudy tętnień prądu zgodnie z zależnością (10) i tym samym obciążen prądowych (a więc strat mocy) elementów, w tym samego dławika według wzoru (30). Znamionowy prąd nasycenia wybranego elementu musi być więc większy od wartości szczytowej prądu i_L w najgorszych warunkach.

Zgodnie z rys. 4 ta wartość szczytowa wynosi

$$i_{L(m)} = i_{L(0)} + \frac{\Delta i_L}{2} = I_o + \frac{r_{iL} I_o}{2} = I_o \left(1 + \frac{r_{iL}}{2} \right) \quad (31)$$

Wykazuje więc taką samą (co do kierunku) zależność od warunków pracy, co wartość skuteczna.

Trzecim zjawiskiem wpływającym na bezpieczeństwo pracy dławika jest nagrzewanie rdzenia magnetycznego. Temperatura rdzenia wynika nie tylko z mocy strat w nim samym – której zależność od warunków pracy jest złożona, a jej parametry dla elementów seryjnych zwykle nie są znane – ale także od temperatury uzwojenia. Przewidzenie tej temperatury w praktyce jest więc zwykle niemożliwe. Uprawnione jest założenie, iż producent w procesie projektowym zapewnił, aby moc strat w rdzeniu była dużo mniejsza od mocy strat w uzwojeniu, a wówczas nagrzewanie rdzenia można zaniedbać.

Jeżeli w dokumentacji technicznej dławika podana jest tylko jedna wartość znamionowa prądu, należy uznać, że producent zrealizował projekt optymalny, w którym prąd nasycenia i dopuszczalny prąd skuteczny są sobie bliskie; w tym przypadku wartość znamionowa stosuje się do obu wartości prądu dławika: skutecznej i szczytowej. Natomiast w przypadku, gdy podane są obie wartości znamionowe, żadna z nich nie może być przekroczona przez odpowiednią dla siebie wartość (skuteczną bądź szczytową). Jeżeli prąd znamionowy dławika nie jest podany, to element ten nie nadaje się do zastosowań w układach mocy.

4.3. Kondensator wyjściowy

4.3.1. Pojemność

Analogicznie do dławika, dobór kondensatora wyjściowego C_o rozpoczyna się od obliczenia – z zależności (22) – minimalnej pojemności wymaganej do osiągnięcia założonego współczynnika tętnień napięcia wyjściowego (typowo 0,1% do 0,5%),

$$r_{u_o} = \frac{\Delta u_o}{U_o} \quad (32)$$

Ze wzoru (22) wynika, że tętnienie napięcia wyjściowego jest proporcjonalne do $1-D$, stąd najgorszy przypadek wystąpi dla najmniejszego współczynnika wypełnienia, czyli maksymalnych U_i i η .

Dla częstotliwości przełączania do 100 kHz z reguły wynikowa pojemność wymusza zastosowanie kondensatorów elektrolitycznych (których pojemność może przekraczać 1 mF). Dla wyższych częstotliwości często możliwe jest zastosowanie kondensatorów ceramicznych (osiągających pojemności do 10 μ F).

4.3.2. Napięcie znamionowe

Napięcie znamionowe kondensatora stanowi maksymalną dopuszczalną wartość chwilową. Kondensatory elektrolityczne są elementami polarnymi, co oznacza, że wartość znamionowa obowiązuje tylko dla normalnego kierunku polaryzacji; dla kierunku przeciwnego kondensator uległby przebiciu. Kondensatory elektrolityczne aluminiowe (i podobne) posiadają sporą odporność na stany przejściowe, jednak dla bezpieczeństwa przyjmuje się, że napięcie znamionowe kondensatora aluminiowego powinno być co najmniej 1,5 raza większe od maksymalnego napięcia roboczego w normalnych warunkach pracy (tj. z pominięciem stanów przejściowych, wyjątkowych i awaryjnych). Kondensatory elektrolityczne tantalowe nie są odporne na przepięcia, a ich uszkodzenia są groźne w skutkach, dlatego w ich przypadku współczynnik przewymiarowania powinien wynosić co najmniej 2.

Z kolei pojemność kondensatorów ceramicznych silnie zależy od przyłożonego napięcia. Dla napięcia znamionowego faktyczna pojemność może być nawet kilkakrotnie niższa od nominalnej. Z tego powodu kondensatory te dobiera się na napięcie znamionowe co najmniej 2 razy wyższe od maksymalnego roboczego. Dodatkowo do zastosowań w układach mocy wybiera się kondensatory wykonane na bazie dielektryków o stosunkowo słabej zależności pojemności od napięcia (i temperatury). Zwykle optymalnie kosztowo są materiały dielektryczne o charakterystykach oznaczanych X7R; akceptowalne są też (choć wymagają większego przewymiarowania) materiały X5R. Najwyższą stałość parametrów posiadają materiały C0G, jednak koszt wykonanych z nich kondensatorów jest wysoki.

Zgodnie z rys. 1, napięcie na kondensatorze wyjściowym jest tożsame z napięciem wyjściowym przetwornicy U_o . Najgorszy przypadek występuje więc dla maksymalnej wartości U_o , przy czym w większości praktycznych zastosowań wartość ta jest jedna, niezmienna. W układach prototypowych i doświadczalnych należy jednak uwzględnić możliwą dysfunkcję czy też celową modyfikację działania układu sterowania, albo uszkodzenie tranzystora. We wszystkich tych sytuacjach może dojść do ciągłego przewodzenia prądu przez tranzystor, co oznacza pojawienie się na wyjściu napięcia wejściowego; w takich zastosowaniach kondensator wyjściowy należy więc dobierać na maksymalne napięcie wejściowe U_i .

4.3.3. Prąd znamionowy i temperatura nominalna

Rzeczywisty kondensator jest elementem stratnym, co powoduje ograniczenie jego prądu. Straty mocy w kondensatorze (dla typowych częstotliwości przełączania przekształtników impulsowych) wynikają głównie z występowania pewnej pasożytniczej rezystancji szeregowej R_s :

$$P_C = R_s I_{C(rms)}^2 \quad (33)$$

Prąd znamionowy kondensatora jest więc wartością maksymalną dopuszczalną skuteczną. Te kondensatory elektrolityczne, dla których prąd znamionowy nie jest podany w dokumentacji, nie nadają się do zastosowań w układach mocy. Natomiast rezystancje kondensatorów ceramicznych są na tyle niskie, iż straty mocy są w nich zanedbywalne, co powoduje, że określanie prądu dopuszczalnego jest dla nich zbędne.

Zgodnie z § 3.2, w przetwornicy obniżającej napięcie prąd kondensatora wyjściowego i_{co} stanowi składową przemienną prądu diawika $i_{L(a)}$. Jego wartość skuteczną wyraża więc wzór (29), z analizy którego wynika, iż najgorszy przypadek występuje dla minimalnego D , czyli dla maksymalnych U_i i η ; wartość ta praktycznie nie zależy natomiast od obciążenia I_o .

Kondensatory elektrolityczne posiadają różne temperatury nominalne, przy czym są to temperatury otoczenia, a nie wnętrza elementu. Wyższa temperatura nominalna wynika z niższych strat mocy (dla określonego natężenia prądu), osiąganych dzięki mniejszej rezystancji pasożytniczej, co zgodnie z (33) wiąże się z wyższym prądem dopuszczalnym. W impulsowych układach mocy stosuje się zwykle elementy o temperaturze znamionowej co najmniej 105 °C, gdyż ich stosunkowo niska rezystancja pozwala ograniczyć moc strat, a tym samym zwiększyć sprawność i wydłużyć żywotność.

Jest oczywiste, że w typowych zastosowaniach temperatura otoczenia będzie znacząco niższa od temperatury nominalnej kondensatora. W takim przypadku, przy zachowaniu jego nominalnej żywotności, dopuszczalne jest zwiększenie prądu powyżej wartości znamionowej. W dokumentacji elementu może być (rzadko) podany odpowiedni mnożnik w funkcji temperatury otoczenia; jeżeli nie jest on znany, można przyjąć, że dla typowej temperatury 40 °C wynosi około 2 (co oznacza, że dopuszczalny prąd kondensatora pracującego w tej temperaturze jest 2 razy większy od prądu znamionowego podanego w dokumentacji). Wartość skuteczną prądu występującą w układzie należy porównywać ze zwiększonym w ten sposób prądem znamionowym.

Typowe częstotliwości przełączania przekształtników impulsowych (30 kHz do 3 MHz) są stosunkowo wysokie w odniesieniu do charakterystyk częstotliwościowych kondensatorów elektrolitycznych. W ich przypadku tradycyjny parametr, jakim jest kąta stat dielektrycznych δ i który pozwala obliczyć rezystancję R_s dla niskich częstotliwości (rzędu 50 Hz), jest raczej bezużyteczny. Dla kondensatorów dedykowanych do zastosowań w impulsowych układach mocy producenci coraz częściej podają bezpośrednio wartość rezystancji dla częstotliwości 100 kHz; we wskazanym zakresie częstotliwości można ją uznać za niezmienną.

4.3.4. Rezystancja szeregową

Rezystancja kondensatorów elektrolitycznych z jednej serii technologicznej zmniejsza się w funkcji ich pojemności i (w pewnym zakresie) napięcia znamionowego. Dlatego bardzo często to nie wymaganie pojemności i napięcia znamionowego, a wymaganie prądu znamionowego narzuca wybór konkretnego elementu, który ostatecznie może posiadać kilkakrotnie większą pojemność i napięcie znamionowe niż to wynika z wymagań aplikacji.

Obecność pasożytniczej rezystancji szeregową nie tylko ogranicza dopuszczalny prąd kondensatora, ale także zwiększa tętnienie napięcia na nim ponad wartość przewidywaną równaniem elementu idealnego (21) i uzyskanym z niego wzorem (22). Na mocy prawa Ohma, na rezystancji tej odłoży się napięcie proporcjonalne do prądu i_{Co} , które zgodnie z teorią obwodów elektrycznych doda się do napięcia na kondensatorze idealnym. Stąd tętnienie napięcia na kondensatorze rzeczywistym będzie miało amplitudę w przybliżeniu równą (szacunek od góry, pomijający przesunięcie między wierzchołkami prądu i napięcia widoczne na rys. 6)

$$\Delta u_o = \frac{\Delta i_L}{8f_s C_o} + R_{s,Co} \Delta i_L = \Delta i_L \left(\frac{1}{8f_s C_o} + R_{s,Co} \right) \quad (34)$$

Ze względu na wspomniane wyżej częste przewymiarowanie pojemności, drugi ze składników może być dominujący. Po wyborze konkretnego elementu należy więc zweryfikować spełnienie założenia co do tętnienia napięcia wyjściowego uwzględniając rezystancję szeregową kondensatora.

Powyższy efekt jest pomijalny w przypadku kondensatorów ceramicznych. Rozważając ich użycie w przekształtnikach impulsowych należy jednak uwzględnić, iż ich niska rezystancja szeregową nie jest właściwością jednoznacznie pozytywną. Powoduje ona bowiem zmniejszenie tłumienia w układzie, który będzie przez to wykazywał większą skłonność do oscylacji i niestabilności.

4.3.5. Seria

Kondensatory elektrolityczne produkowane są w różnorodnych seriach, wśród których są serie o zwiększonym prądzie znamionowym, o podwyższonej temperaturze nominalnej, a także o obniżonej rezystancji szeregową (niskoimpedancyjne), przy czym te ostatnie nie zawsze są optymalne kosztowo. Dane techniczne określonej serii często zawierają w nagłówku informacje o dostępności serii ulepszonych według określonych kryteriów.

W praktyce, po zidentyfikowaniu obiecującej serii, wśród należących do niej konkretnych elementów poszukuje się takiego, który spełnia kryterium prądu (oraz oczywiście pojemności i napięcia, co jednak z reguły stanowi kryterium luźniejsze), a jednocześnie jest optymalny pod względem kosztów i wymiarów. Z tego ostatniego powodu rzadko stosuje się współczynniki przewymiarowania powyżej 5.

W wielu przypadkach optymalne jest równoległe połączenie kilku identycznych kondensatorów. Zgodnie z teorią obwodów elektrycznych, powoduje to proporcjonalne do liczby elementów obniżenie rezystancji, a zwiększenie prądu dopuszczalnego i pojemności.

4.4. Tranzystor

4.4.1. Prąd znamionowy

Prąd przewodzenia przyrządu półprzewodnikowego ograniczony jest przez wydzielane w nim ciepło, prowadzące do wzrostu temperatury. W przetwornicach małej i średniej mocy w roli łącznika sterowanego zwykle używane są tranzystory MOSFET. Element tego typu w stanie załączenia ma charakter rezystancyjny, a więc moc czynna strat wyraża się zależnością

$$P_Q = I_{Q(rms)}^2 R_{DS(on)} \quad (35)$$

gdzie $R_{DS(on)}$ jest rezystancją dren-źródło tranzystora w stanie załączenia.

Prąd znamionowy tranzystora MOSFET jest wprawdzie definiowany jako prąd ciągły (stały o nieprzerwanym przepływie). Wartość skuteczna przebiegu zmiennego ma jednak tę właściwość, iż jest energetycznie równoważna wartości prądu stałego, tj. powoduje wydzielenie identycznej mocy. Dlatego prąd znamionowy tranzystora należy porównywać z roboczą wartością skuteczną tego prądu.

Jako że prąd dopuszczalny jest parametrem pochodnym od temperatury dopuszczalnej, zależy on od cieplnych warunków pracy. Zgodnie z normami, prąd nominalny tranzystora dotyczy temperatury obudowy T_c równej umownej temperaturze pokojowej 25 °C. Jednakże jeżeli przyrząd pracuje w temperaturze pokojowej, to na skutek wydzielania w nim mocy (35) temperatura obudowy będzie wyższa; przy optymalnym doborze (i braku specyficznych wymagań projektowych) zwykle osiągnie rząd 100 °C. Dlatego producenci przyrządów półprzewodnikowych mocy coraz częściej podają również prąd dopuszczalny dla temperatury obudowy 100 °C; w wyborze elementu należy kierować się tą wartością, jako posiadającą większe znaczenie praktyczne.

Zgodnie z § 3.3 i rys. 4, prąd tranzystora i_Q stanowi fragment prądu dławika i_L o długości DT_s . Pozostała część prądu i_L jest symetryczna, jedynie przeskalowana w osi czasu, co znaczy, że obejmuje te same wartości prądu i posiada ten sam kształt. Dla przebiegów o tych właściwościach prawdziwa jest zależność (wynikająca z definicji wartości skutecznej) mówiąca, iż wartość skuteczna przebiegu impulsowego wyciętego z przebiegu ciągłego jest równa wartości skutecznej przebiegu ciągłego pomnożonej przez pierwiastek ze współczynnika wypełnienia przebiegu impulsowego. W rozważanym przypadku

$$I_{Q(rms)} = I_{L(rms)} \sqrt{D} \quad (36)$$

przy czym $I_{L(rms)}$ wyraża się wzorem (30).

Zakładając, że współczynnik tętnień prądu dławika $r_{iL} < 1$, nie ma on znaczącego wpływu na wynik. Najgorszy przypadek wystąpi więc przy maksymalnym obciążeniu I_o i największym współczynnikiem wypełnienia, a więc minimalnym napięciu wejściowym U_i i minimalnej sprawności η .

4.4.2. Napięcie znamionowe

Zgodnie z § 3.6 i rys. 3b, napięcie dren-źródło $u_{DS} = u_Q$ na wyłączonym tranzystorze jest równe napięciu wejściowemu przetwornicy U_i . Najgorszy przypadek odpowiada więc maksymalnej wartości tego napięcia.

4.4.3. Napięcie bramka-źródło

Osobna wartość dopuszczalna dotyczy napięcia bramka-źródło u_{GS} . W konkretnym rozważanym tu układzie będzie ono wymuszane przez generator przebiegu impulsowego oparty na układzie 555. Amplituda napięcia na jego wyjściu równa jest napięciu zasilania, a to będzie równe napięciu wejściowemu przetwornicy. Stąd w tym przypadku również dopuszczalne napięcie bramka-źródło musi być wyższe od maksymalnego napięcia U_i .

Z drugiej strony wymuszane napięcie u_{GS} powinno wywoływać poprawne załączanie tranzystora, co oznacza, że powinno ono być – z pewnym zapasem – większe od napięcia progowego tego tranzystora $U_{GS(th)}$. Konieczność zapewnienia zapasu wynika z możliwości wystąpienia zaburzeń przebiegu u_{GS} – które nie powinny doprowadzić do niepożądanego wyłączenia przyrządu – ale również z faktu, iż napięcie progowe tranzystora MOSFET nie pozwala na przewodzenie prądu znamionowego.

Dla danego prądu przewodzenia informację o minimalnym wymaganym napięciu sterującym zawiera charakterystyka przejściowa tranzystora $I_D = f(U_{GS})$. Należy ją zastosować dla maksymalnej wartości szczytowej prądu tranzystora i_Q – gdyż taki prąd w najgorszym momencie będzie musiał przewodzić ten przyrząd. Zgodnie z rys. 4, jest ona tożsama z analogiczną wartością prądu dławika i_L (31). Amplituda napięcia sterującego musi być z zapasem (zwykle co najmniej 2 V) większa od wartości wynikającej z charakterystyki przejściowej. Dotyczy ona bowiem pracy w zakresie nasycenia, gdzie rezystancja dren-źródło jest znacząco większa od nominalnej, a więc nie pozwala na bezpieczne przewodzenie prądu znamionowego z powodu mocy strat (35).

Napięcie progowe tranzystora nie powinno być również niepotrzebnie niskie, gdyż zwiększa to wrażliwość tranzystora na zaburzenia mogące doprowadzić do niepożądanego załączenia. Tranzystory o niskim napięciu progowym (1 V do 2 V) przeznaczone są do aplikacji, w których konieczne jest sterowanie z układów scalonych o niskim napięciu zasilania (do 5 V); używanie ich w innych przypadkach nie jest uzasadnione.

4.5. Dioda

4.5.1. Prąd znamionowy

Najprostszy model zastępczy diody mocy w stanie przewodzenia składa się ze źródła napięcia stałego odzwierciedlającego napięcie progowe $U_{F(TO)}$ i szeregowego opornika odzwierciedlającego rezystancję różniczkową r_F . Z użyciem tego modelu moc czynna strat może być obliczona jako suma strat w źródle i w oporniku, a więc

$$P_D = I_{D(av)} U_{F(TO)} + I_{D(rms)}^2 r_F \quad (37)$$

Ponieważ rezystancja szeregową jest zwykle niewielka, decydujący wpływ na moc strat ma wartość średnia prądu i to ona stanowi parametr znamionowy diody mocy. Przy doborze diody z jej prądem znamionowym należy więc porównywać roboczą wartość średnią prądu i_D .

Zgodnie z § 3.6, w taktie wyłączenia tranzystora prąd diody i_D jest tożsamy z prądem dławika i_L . Jego wartość średnia jest wówczas równa prądowi obciążenia I_o , a stan ten trwa przez czas $(1-D)T_s$. Przez pozostałą część okresu (takt załączenia tranzystora) prąd diody jest zerowy. Wobec tego wartość średnia za okres T_s wynosi

$$I_{D(av)} = \frac{I_o \cdot (1-D) T_s + 0 \cdot D T_s}{T_s} = (1-D) I_o \quad (38)$$

Najgorszy przypadek wystąpi więc przy maksymalnym obciążeniu I_o i najmniejszym współczynniku wypełnienia, a więc maksymalnym napięciu wejściowym U_i i maksymalnej sprawności η .

4.5.2. Napięcie znamionowe

Zgodnie z § 3.6, napięcie na wyłączanej diodzie jest równe napięciu wejściowemu U_i . Najgorszy przypadek odpowiada więc maksymalnej wartości tego napięcia.

4.5.3. Typ

Ze wzoru (37) wynika, że minimalizacja strat mocy podczas przewodzenia wymaga stosowania przyrządów o niskim napięciu progowym i małej rezystancji różniczkowej. Jeżeli prąd diody jest stosunkowo mały, to większe znaczenie ma napięcie progowe, które jest niższe dla diod Schottky'ego. Natomiast przy dużym prądzie istotny staje się spadek potencjału wynikający z rezystancji różniczkowej, a wówczas korzystniejsze jest stosowanie diod PIN, dla których jest ona mniejsza.

Z kolei w celu minimalizacji strat mocy podczas przełączania konieczne jest stosowanie diod o jak najkrótszych czasach przełączania. Czasy takie (nawet rzędu 1 ns) oferują diody Schottky'ego. Jeżeli nie są one dostępne na występujący w aplikacji prąd lub napięcie, należy stosować diody PIN określane jako ultraszybkie, których czasy przełączania (zwykle podany jest czas odzyskiwania zdolności zaworowej t_{rr}) są rzędu 10 ns (w przypadku dużych prądów – diody szybkie, 100 ns do 1 μ s). Zwykle diody prostownicze, dla których czasy przełączania zwykle nie są podane, przeznaczone są do aplikacji częstotliwości sieciowej (rzędu 50 Hz) i nie nadają się do zastosowań w przekształtnikach impulsowych.

4.6. Kondensator wejściowy

Przy doborze kondensatora wejściowego należy kierować się wszystkimi uwagami ogólnymi zawartymi w § 4.3. Poniżej podane są tylko wskazówki szczegółowe odnoszące się wyłącznie do tego elementu.

4.6.1. Pojemność

Doboru kondensatora wejściowego C_i dokonuje się analogicznie do kondensatora wyjściowego z zastosowaniem odpowiednich zależności.

Rozpocząć należy od obliczenia minimalnej wymaganej pojemności ze wzoru (25), na podstawie założonego współczynnika tętnień napięcia wejściowego.

$$r_{ui} = \frac{\Delta u_i}{U_i} \quad (39)$$

Jako że w praktycznych układach tętnienie napięcia wejściowego może być znacząco skompensowane przez działanie sprzężenia zwrotnego, typowo zakłada się $r_{ui} = 5\%$ lub więcej.

Z podstawienia (20) do (25) wynika, że współczynnik tętnień jest największy dla maksymalnej sprawności η oraz że jest on proporcjonalny do $D^2(1-D)$. Ta ostatnia funkcja ma miejsca zerowe w $D = 0$ i $D = 1$, zaś maksimum w $D = 2/3$. Jeżeli wartość ta nie mieści się w granicach możliwych warunków pracy projektowanego układu, to należy przyjąć warunki, w których współczynnik D jest jej najbliższy. Oczywiście użyte w obliczeniach wartości D i U_i muszą być ze sobą spójne.

4.6.2. Napięcie znamionowe

Napięcie na kondensatorze wejściowym jest oczywiście tożsame z napięciem wejściowym przetwornicy (rys. 7). Najgorszy przypadek odpowiada więc maksymalnej wartości U_i .

4.6.3. Prąd znamionowy

Zgodnie z rys. 7, prąd kondensatora wejściowego i_{Ci} stanowi (z przeciwnym znakiem, jednak znak nie będzie miał wpływu na wartość skuteczną) składową przemienną prądu tranzystora i_o , którego składową stałą jest prąd wejściowy i_i . Wobec tego, ze wzoru Parsevala i po podstawieniu (36), (30) i (24),

$$I_{Ci(rms)} = I_{Q(a,rms)} = \sqrt{I_{Q(rms)}^2 - I_{Q(0)}^2} = \sqrt{D I_o^2 \left(1 + \frac{r_{iL}^2}{12}\right) - D^2 I_o^2} = I_o \sqrt{D \left(1 - D + \frac{r_{iL}^2}{12}\right)} \quad (40)$$

przy czym dla $r_{iL} < 1$ składnik zawierający ten współczynnik można zaniedbać.

4.7. Szacunki energetyczne

4.7.1. Temperatura przyrządów półprzewodnikowych

W celu ostatecznej weryfikacji doboru prądowego przyrządu półprzewodnikowego konieczne jest odwołanie się do parametru pierwotnego, jakim jest maksymalna dopuszczalna temperatura złącza T_j (termin umowny oznaczający uśrednioną w przestrzeni temperaturę struktury półprzewodnikowej). Z prawa Fouriera przewodnictwa cieplnego

$$T_j = T_a + R_{th(j-a)} P_d \quad (41)$$

gdzie T_a jest temperaturą otoczenia przyrządu, P_d jest mocą czynną w nim wydzielaną, a $R_{th(j-a)}$ jest wypadkową rezystancją cieplną między umownym złączem a otoczeniem, wynikającą z właściwości obudowy i ewentualnie dodatkowych elementów toru chłodzenia.

Wyznaczenie temperatury T_j wymaga więc wyboru konkretnego przyrządu w określonej obudowie i założenia warunków jego chłodzenia. W pierwszym kroku zakłada się nominalne warunki chłodzenia, tj. brak dodatkowego radiatora. W tym przypadku zastosowanie ma wartość $R_{th(j-a)}$ podana w dokumentacji przyrządu półprzewodnikowego, zaś bezpiecznym założeniem dla temperatury otoczenia jest $T_a = 40^\circ\text{C}$ przy dobrym przepływie powietrza albo $T_a = 60^\circ\text{C}$ przy utrudnionym przepływie (np. zamknięta obudowa urządzenia).

Jeżeli podana jest wyłącznie rezystancja cieplna między złączem a obudową $R_{th(j-c)}$, to bezpiecznym założeniem jest temperatura obudowy $T_c = 100^\circ\text{C}$. Zamiast równania (41), należy wówczas użyć prawa Fouriera dla odcinka obudowa-otoczenie:

$$T_j = T_c + R_{th(j-c)} P_d \quad (42)$$

Szczególną uwagę w tym przypadku należy zwrócić na zapewnienie warunków chłodzenia nie gorszych niż nominalne określone w dokumentacji przyrządu.

Ostatecznie, jeżeli użyty zostanie dodatkowy radiator o rezystancji cieplnej $R_{th(s-a)}$, prawo Fouriera ma postać

$$T_j = T_a + P_d (R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}) \quad (43)$$

gdzie $R_{th(c-s)}$ jest rezystancją cieplną kontaktu między obudową przyrządu a radiatorem (typowo 0,5 K/W pod warunkiem użycia pasty termoprzewodzącej).

Za wartość P_d należy podstawić odpowiednio moc czynną strat w tranzystorze (35) bądź w diodzie (37). Należy przy tym uwzględnić, że wartości te same w sobie zależą od temperatury.

1. W przypadku tranzystora MOSFET, rezystancja $R_{DS(on)}$ rośnie z temperaturą złącza T_j . Odpowiednia charakterystyka jest podana w jego dokumentacji technicznej, przy czym może ona pokazywać nie rezystancję, a rezystancję znormalizowaną, tj. iloraz rezystancji w danej temperaturze i rezystancji nominalnej $R_{DS(on)}/R_{DS(on)nom}$.

Wobec tego najgorszy przypadek mocy strat odpowiada najwyższej temperaturze złącza. Jeżeli albo dopóki temperatura ta nie może być oszacowana, należy użyć wartości maksymalnej dopuszczalnej.

2. W przypadku diody temperatura ma najbardziej znaczący wpływ na napięcie progowe $U_{F(TO)}$, które maleje z temperaturą. Wobec tego najgorszy przypadek mocy strat odpowiada najniższej temperaturze złącza. Jeżeli przetwornica pracuje w temperaturze pokojowej, należy założyć tę właśnie temperaturę (umownie 25°C), gdyż taką posiadać będzie dioda przy zimnym rozruchu układu (nie 40°C bądź 60°C).

Obliczoną z prawa Fouriera roboczą temperaturę złącza należy porównać z odpowiednim parametrem granicznym przyrządu. Jeżeli ta ostatnia jest przekroczona, konieczne jest zastosowanie dodatkowego radiatora o odpowiednio niskiej rezystancji cieplnej – którą można obliczyć z równości (43) – albo wybór przyrządu o większym prądzie znamionowym. Po dokonaniu takiej zmiany, należy ponownie obliczyć moc strat i temperaturę złącza.

4.7.2. Moc strat dynamicznych

Wzory (35) i (37) uwzględniają wyłącznie statyczne straty mocy P_{stat} , tj. związane ze stanem przewodzenia. Dokładniejszy szacunek mocy strat wymaga uwzględnienia strat dynamicznych, przy czym moce czynne sumują się.

1. Moc czynna strat dynamicznych w tranzystorze jest proporcjonalna do długości procesów przełączania: czasu załączania, który można utożsamić z parametrem zwanym czasem narastania t_r , i czasu wyłączenia, który można utożsamić z czasem opadania t_f . W ogólnym przypadku

$$P_{Q(dyn)} = \frac{1}{2} U_{Q(off)} I_{Q(on)} (t_r + t_f) f_s \quad (44)$$

gdzie $U_{Q(off)}$ jest napięciem dren-źródło w stanie wyłączenia (w najgorszym przypadku, § 3.6), $I_{Q(on)}$ jest prądem drenu w stanie załączenia (wartość chwilowa, § 4.4.3). Zgodnie z rys. 4, ta ostatnia ma odmienną

wartość podczas wyłączania ($i_{L(m)}$) i podczas wyłączania ($i_{L(m)} - \Delta i_L$); można to uwzględnić mnożąc każdy z czasów przez odpowiadający mu prąd, jednak nie wprowadzi znaczącego błędu użycie ich średniej, równej I_o .

2. W mocy czynnej strat w diodzie dominują straty podczas jej wyłączania, a te są proporcjonalne do ładunku usuwanego podczas tego procesu Q_{off} (w dokumentacji oznaczanego Q_{rr} w przypadku diod PIN albo Q_c w przypadku diod Schottky'ego):

$$P_{D(dyn)} = \frac{1}{2} U_{D(off)} Q_{off} f_s \quad (45)$$

gdzie $U_{D(off)}$ jest napięciem na diodzie w stanie wyłączenia (w najgorszym przypadku, § 3.6).

Moce czynne sumują się, a więc wartości uzyskane ze wzorów (44) i (45) należy dodać do otrzymanych odpowiednio z zależności (35) bądź (37).

4.7.3. Mocy strat i sprawność

Całkowita moc czynna strat w przekształtniku P_{loss} równa jest sumie mocy czynnych strat w poszczególnych jego elementach. Moce te wyrażają się zależnościami:

- dla dławika – (27), przy czym nie uwzględnia ona strat w rdzeniu magnetycznym, jednak parametry niezbędne do ich obliczenia są zwykle niedostępne dla elementów produkowanych seryjnie;
- dla kondensatorów – (33);
- dla tranzystora – (35) i (44);
- dla diody – (37) i (45).

Tak uzyskany wynik stanowić będzie szacunek od góry, gdyż straty w każdym z elementów zostały obliczone w najgorszym przypadku odnoszącym się właśnie do niego. Tymczasem w konkretnych warunkach pracy układu jako całości nigdy nie zdarzy się, by jednocześnie każdy element pracował w warunkach najgorszych dla siebie. Najprostszym zabiegiem, który można zastosować dla zwiększenia wiarygodności obliczeń, jest użycie we wzorze (37) tej samej wartości D , co użyta we wzorze (35) – a więc dla najgorszego przypadku z punktu widzenia tranzystora; bowiem zwykle przy optymalnym doborze elementów straty mocy w tranzystorze dominują nad stratami w diodzie w przypadku najgorszym globalnie.

Na podstawie tych danych, znając zakładaną moc wyjściową (17) (dla spójności wyników, należy ją obliczyć dla maksymalnego obciążenia I_o), można wyznaczyć szacunkową sprawność przekształtnika (16)

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \quad (46)$$

Otrzymaną wartość można wykorzystać do uzyskania bardziej wiarygodnych szacunków parametrów roboczych, poczynając od współczynnika wypełnienia i kończąc na mocy strat, a ostatecznie dokładniejszego oszacowania sprawności przekształtnika.