



LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

Ćwiczenie 3^B

Tranzystory MOSFET

Przetwornica obniżająca napięcie

Modulacja szerokości impulsów

Ramowy plan pracy

| 15' | 30' | 45' | 1 ^h | 1 ^h 15' | 1 ^h 30' | po zajęciach |
|-----|---------|-----------|----------------|--------------------|--------------------|--------------|
| 4.2 | 4.3/1-9 | 4.3/10-14 | 4.3/15-20 | 4.4/1-5 | 4.4/6-13 | 5 |

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2017

Spis treści

| | |
|--|-----------|
| B Wprowadzenie do ćwiczenia..... | 5 |
| 1. Cel i przebieg ćwiczenia..... | 5 |
| 2. Przetwornice prądu stałego..... | 7 |
| 2.1. Przekształtniki DC-DC..... | 7 |
| 2.1.a. Obszar zastosowań | 7 |
| 2.1.b. Przetwornice dławikowe..... | 7 |
| 2.2. Układy o działaniu ciągłym..... | 9 |
| 2.2.a. Przekształtnik elektromechaniczny..... | 9 |
| 2.2.b. Układ elektroniczny o działaniu ciągłym | 10 |
| 2.3. Przetwornice impulsowe | 12 |
| 2.3.a. Sterowanie impulsowe..... | 12 |
| 2.3.b. Przekształtnik elektroniczny o działaniu przełączającym..... | 13 |
| 2.3.c. Analiza energetyczna | 15 |
| 2.3.d. Filtracja | 16 |
| 3. Przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie | 18 |
| 3.1. Topologia i elementy układu..... | 18 |
| 3.1.a. Układ wyjściowy | 18 |
| 3.1.b. Zmniejszenie wartości średniej napięcia wyjściowego | 20 |
| 3.1.c. Uzyskanie nieprzerwanego przekazu energii za pomocą cewki..... | 22 |
| 3.1.d. Analityczny opis działania dławika | 23 |
| 3.1.e. Zmniejszenie tętnienia napięcia za pomocą kondensatora..... | 26 |
| 3.1.f. Analityczny opis działania kondensatora | 26 |
| 3.2. Działanie układu przetwornicy obniżającej..... | 29 |
| 3.2.a. Napięcie wyjściowe w układzie z kondensatorem | 29 |
| 3.2.b. Charakterystyka przetwarzania napięcia..... | 31 |
| 3.2.c. Półprzewodnikowy łącznik dwupozycyjny..... | 32 |
| 3.2.d. Prąd wejściowy..... | 33 |
| 3.3. Wpływ tranzystora na właściwości układu | 35 |
| 3.3.a. Moc strat w tranzystorze | 35 |
| 3.3.b. Wpływ strat statycznych na sprawność | 36 |
| 3.3.c. Wpływ strat statycznych na współczynnik przetwarzania napięcia..... | 37 |
| 3.3.d. Charakterystyki przetwornicy z uwzględnieniem strat statycznych | 38 |
| 3.3.e. Wpływ strat dynamicznych | 39 |
| 3.3.f. Częstotliwość przełączania i zastosowanie tranzystorów MOSFET | 40 |
| 3.4. Podejście energetyczne do analizy przetwornic..... | 42 |
| 3.4.a. Związek współczynnika przetwarzania napięcia ze sprawnością | 42 |
| 3.4.b. Wpływ strat mocy na prąd wejściowy..... | 43 |
| C Doświadczenie | 45 |
| 4. Pomiary | 45 |
| 4.1. Układ pomiarowy | 45 |
| 4.2. Przygotowanie do pomiarów | 47 |
| Konfiguracja układu pomiarowego..... | 47 |
| Konfiguracja oscyloskopu | 49 |
| 4.3. Rola elementów przetwornicy | 51 |
| Zasilenie układu | 51 |
| Konfiguracja pomiaru napięcia..... | 51 |
| Konfiguracja pomiaru prądu..... | 52 |
| Wpływ elementów na działanie układu | 52 |
| Dwupozycyjny łącznik półprzewodnikowy | 53 |
| 4.4. Przetwornica jako przekształtnik energii elektrycznej..... | 56 |
| Pomiar charakterystyk przetwornicy..... | 56 |
| Zakończenie pomiarów | 58 |

| | |
|---|-----------|
| D Wyniki | 59 |
| 5. Opracowanie i analiza wyników | 59 |
| 5.1. Topologia przetwornicy obniżającej | 59 |
| Łącznik półprzewodnikowy | 59 |
| Rola elementów układu | 59 |
| 5.2. Charakterystyki układu i wpływ tranzystora | 60 |
| Sprawność | 60 |
| Współczynnik przetwarzania napięcia | 60 |
| Minimalizacja mocy strat w tranzystorze | 60 |
| E Informacje | 61 |
| 6. Wymagana wiedza..... | 61 |
| 6.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia..... | 61 |
| 6.2. Zakres kolokwium | 61 |
| 7. Literatura..... | 62 |

B

Wprowadzenie do ćwiczenia

1. Cel i przebieg ćwiczenia

Celem tej części ćwiczenia jest obserwacja pracy tranzystora MOSFET mocy w jego typowej aplikacji, jaką jest przetwornica prądu stałego. W układzie tym tranzystor stanowi część półprzewodnikowego łącznika dwupozycyjnego, przełączającego prąd z jednej gałęzi do drugiej. Przetwornica umożliwia poznanie impulsowej metody sterowania przyrządów półprzewodnikowych mocy.

Ćwiczenie pokazuje, że technika układów przełączanych z wykorzystaniem tranzystorów mocy pozwala na realizację użytecznych funkcji w układach stałoprądowych, przy wysokiej sprawności energetycznej. Jak zawsze, związane są z tym jednak pewne ograniczenia, w czym znaczący udział ma łącznik półprzewodnikowy. Na koniec jego właściwości zostaną powiązane z właściwościami przetwornicy.

2. Przetwornice prądu stałego

2.1. Przekształtniki DC-DC

2.1.a. Obszar zastosowań

Układem badanym w tej części ćwiczenia jest przetwornica dławikowa prądu stałego obniżająca napięcie. Przypomnijmy, że przetwornice prądu stałego zaliczają się do **elektronicznych układów przekształtnikowych** i stanowią zasadniczą rodzinę układów w klasie **przekształtników DC-DC**.

Określenie „prądu stałego” odpowiada angielskiemu *direct current*, które może się odnosić do dowolnej wielkości elektrycznej – nie tylko prądu. W przypadku przekształtnika wskazuje ono na to, z którą składową (stałą czy przemienną) napięcia i prądu związana jest decydująca część przekazywanej mocy. W przetwornicach prądu stałego jest to więc składowa stała. Wielkością faktycznie przetwarzaną nie musi być jednak prąd. Wręcz przeciwnie – w dużej części przypadków praktycznych przetwornice są zasilane ze źródła napięcia i ich wyjście ma również charakter źródła napięcia (stałe napięcie, niezależne od prądu). Taki przypadek będziemy badać w niniejszym ćwiczeniu.

Z przetwornicami prądu stałego stykamy się codziennie. Stanowią one podstawowy składnik zasilaczy impulsowych (np. komputerowych), ładowarek oraz niektórych układów sterowania silników prądu stałego. Mogą być też wykorzystywane w ściemniaczach lamp fluorescencyjnych (światłówek) i halogenowych.

Przekształcanie energii DC-DC można realizować nie tylko za pomocą przetwornic – tj. układów przełączanych. Istnieją również przekształtniki DC-DC o działaniu ciągłym. Są one wykorzystywane głównie w zasilaczach. Ich główną zaletą jest niski poziom zaburzeń w napięciu wyjściowym. Wadą natomiast – jak wykażemy wkrótce – mała sprawność i konieczność odprowadzania dużej ilości ciepła.

2.1.b. Przetwornice dławikowe

Najprostszą pod względem topologii i zasady działania grupą przetwornic są **przetwornice dławikowe**. Każdy układ z tej grupy zawiera co najmniej 4 elementy:

- 1) przyrząd półprzewodnikowy sterowalny,
- 2) przyrząd półprzewodnikowy niesterowalny,
- 3) dławik,
- 4) kondensator.

Dławikiem (ang. *choke*) nazywamy cewkę (ang. *coil*) z rdzeniem wykazującą:

- 1° znaczną reaktancję dla częstotliwości pracy (przełączania) przetwornicy – w związku z tym blokuje ona składową przemienną prądu

2° i niską rezystancję – w związku z tym przepuszcza ona składową stałą prądu.

Łącząc powyższe 4 elementy w różny sposób można uzyskać 3 podstawowe układy o różnych funkcjach:

- 1) obniżający napięcie,
- 2) podwyższający napięcie,
- 3) odwracający napięcie (i podwyższający zarazem).

Taki właśnie prosty układ jest obiektem badań w niniejszym ćwiczeniu. Trzeba jednak wiedzieć, że często dla uzyskania wymaganych parametrów pracy przetwornicy konieczne jest zastosowanie układu bardziej skomplikowanego, co może oznaczać np. dodanie obwodu sprzężenia zwrotnego, obwodów zabezpieczeń, transformatora separacyjnego czy wejściowego filtra przeciwzakłócenieniowego.

Zanim przejdziemy do wyjaśnienia działania badanego układu, przedstawimy ogólną ideę przetwornic prądu stałego i metody ich sterowania, zwanej sterowaniem impulsowym. Dokonamy tego w oparciu o najprostszy układ impulsowy – przekształcający energię związaną z pewnym stałym napięciem wejściowym U_i na energię związaną z mniejszym napięciem wyjściowym U_o . Układ taki posiada swoje odpowiedniki o działaniu ciągłym, dzięki czemu będziemy mogli pokazać zalety płynące z techniki impulsowej.

2.2. Układy o działaniu ciągłym

2.2.a. Przekształtnik elektromechaniczny

Najprostszym i pierwszym znanym przekształtnikiem DC-DC jest układ elektromechaniczny. Stanowi go zwykły **opornik nastawny** R_p **włączony w szereg w obwód mocy** (rys. 1a). Pod względem topologii jest to więc układ identyczny jak elektromechaniczny przekształtnik AC-AC (ćwiczenie 2).

Zwiększając wartość opornika, powodujemy odkładanie się na nim coraz większej części napięcia wejściowego – zaś coraz mniejsza część dostępna jest dla odbiornika zgodnie z zależnością

$$U_o = U_i \frac{R_L}{R_p + R_L} = U_i \left(1 + \frac{R_p}{R_L} \right)^{-1} \quad (2.1)$$

Uzyskujemy więc zmniejszenie napięcia w stosunku, który nazywany jest **współczynnikiem przetwarzania napięcia** (ang. *voltage conversion ratio*)

$$K_U = \frac{\Delta U_o}{U_i} \quad (2.2)$$

W rozważanym przypadku

$$K_U = \left(1 + \frac{R_p}{R_L} \right)^{-1} \quad (2.3)$$

Układ z opornikiem ma charakter dzielnika napięcia. A więc nastawa napięcia wyjściowego zależy faktycznie nie od wartości opornika R_p jako takiej, lecz od stosunku tej wartości do rezystancji odbiornika R_L – co pokazuje powyższy wzór. Jeżeli odbiornik zmienia swoją rezystancję w czasie pracy (co przy stałym napięciu oznacza po prostu większy lub mniejszy pobór prądu), to **napięcie na nim będzie się również zmieniać**. Stosowalność układu z opornikiem jest więc w zasadzie ograniczona do obciążeń stacjonarnych. Tymczasem duża część odbiorników taka nie jest – np. telefon komórkowy pobiera dużo więcej mocy (a więc prądu, gdyż napięcie zasilania jest stałe) w trakcie rozmowy, niż w stanie oszczędzania energii.

Dodatkowo sprawność tego rozwiązania jest w dużym zakresie sterowania niewielka, co wykazaliśmy już w ćwiczeniu 2. Wynika to z konieczności odłożenia na oporniku całej różnicy między napięciem wejściowym a wyjściowym

$$U_c = U_i - U_o \quad (2.4)$$

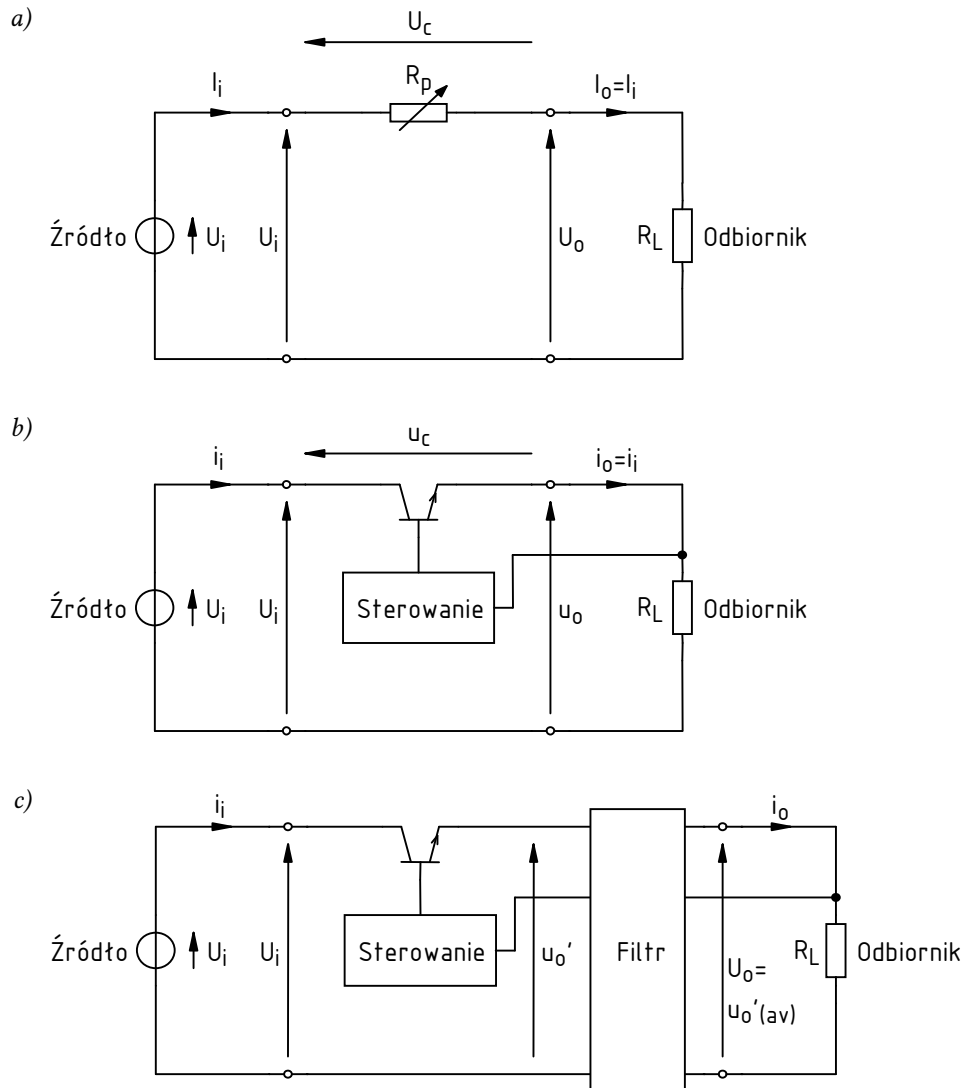
Jeżeli obciążenie (prąd wyjściowy I_o , przy czym w tym układzie $I_o = I_i$) jest znaczne, to będzie to związane z ciągłym wydzielaniem w przekształtniku (oporniku) znaczącej mocy

$$\Delta P_c = U_c I_o = (U_i - U_o) I_o \quad (2.5)$$

Sprawność przekształtnika elektromechanicznego jest tym niższa, im większa różnica napięć (a więc im bardziej chcemy zmienić napięcie):

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_o} = \frac{U_o}{U_i} = K_U \quad (2.6)$$

Załóżmy dla ustalenia uwagi, że $U_i = 20\text{ V}$, pożądane napięcie wyjściowe $U_o = 10\text{ V}$, obciążenie $I_o = 1\text{ A}$. Wobec tego $K_U = 0,5$, a równoważna rezystancja odbiornika $R_L = U_o / I_o = 10\ \Omega$. Na oporniku nastawnym musi się odłożyć napięcie o wartości $20\text{ V} - 10\text{ V} = 10\text{ V}$. Moc w nim tracona jest równa $10\text{ V} \cdot 1\text{ A} = 10\text{ W}$, co stanowi połowę mocy wejściowej $20\text{ V} \cdot 1\text{ A} = 20\text{ W}$. Sprawność wynosi więc zaledwie $10\text{ W} / 20\text{ W} = 0,5$. Wynika to zresztą również wprost z wyprowadzonego wyżej wzoru (2.6).



Rys. 1. Przetwarzanie energii prądu stałego: a) przekształtnik elektromechaniczny; b) przekształtnik elektroniczny; c) elektroniczny przekształtnik przelączany z uwzględnieniem filtru wyjściowego

2.2.b. Układ elektroniczny o działaniu ciągłym

Duży postęp dokonał się dzięki **wynalezieniu tranzystorów bipolarnych złączowych (BJT)** mocy i opracowaniu odpowiednich układów o działaniu ciągłym. W takich układach w szereg z obwód mocy włączony jest tranzystor (jego obwód kolektor-emiter; rys. 1b). Dostarczając do tranzystora odpowiedni prąd sterujący (bazy) I_B , można powodować przepływ większego lub mniejszego prądu kolektora I_C , który – jak wynika ze schematu – równy jest prądowi wyjściowemu przekształtnika I_o . W wyniku uzyskujemy zmianę napięcia wyjściowego zgodnie z prawem Ohma

$$U_o = R_L I_o = R_L I_C = R_L \beta_F I_B \quad (2.7)$$

gdzie β_F jest statycznym wzmocnieniem prądowym tranzystora w układzie wspólnego emitera

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.8)$$

Ponieważ dokonuje się to za pomocą sygnału elektrycznego (a nie mechanicznego jak w przypadku opornika nastawnego), można zrealizować **elektryczne sprzężenie zwrotne**. Mierzac i odpowiednio przetwarzając napięcie wyjściowe, można spowodować takie zmiany prądu bazy, że napięcie to będzie utrzymywane na stałym poziomie – mimo zmian rezystancji odbiornika lub także napięcia wejściowego. Układy tego typu nazywamy **stabilizatorami napięcia o działaniu ciągłym** (ang. *linear voltage regulators*).

Powyższe obowiązuje jednak wyłącznie dla **pracy tranzystora w zakresie aktywnym**. Tylko wówczas tranzystor może pełnić rolę sterowanego źródła prądu, tzn. przewodzić prąd będący funkcją wyłącznie wielkości sterującej (I_B), a niezależny od napięcia wyjściowego (U_{CE}). Oznacza to pracę pośrodku obszaru charakterystyk wyjściowych $U_{CE}-I_C$, a więc przy jednoczesnych znaczących wartościach prądu i napięcia – a w konsekwencji, przy dużej mocy strat.

Do tego wniosku można zresztą dojść prościej. Zauważmy, że na tranzystorze musi się ciągle odkładać dokładnie takie samo napięcie, jak w układzie z opornikiem – wyrażające się równością (2.4). W związku z tym, w takich samych warunkach pracy (U_i , U_o , I_o) **moc strat w tranzystorze jest dokładnie taka sama**, jak w oporniku nastawnym, a sprawność nadal wyraża się wzorem (2.6). Dla rozważanego przypadku liczbowego wynosi więc ona 0,5.

Układy elektroniczne o działaniu ciągłym umożliwiają więc automatyczną regulację wyjścia. Nie likwidują jednak wady polegającej na ciągłej konieczności odłożenia na elemencie wykonawczym (poprzednio – oporniku, obecnie – tranzystorze) całej różnicy napięć między wejściem a wyjściem, przy ciągłym przepływie prądu z wejścia do wyjścia. Oznacza to ciągle występujące straty mocy w tranzystorze, w tym samym rozmiarze, co w przypadku opornika. Oznacza to nie tylko obniżenie sprawności, ale jednocześnie problemy z chłodzeniem elementu wykonawczego (tranzystora).

2.3. Przetwornice impulsowe

2.3.a. Sterowanie impulsowe

Oba problemy – regulacji i sprawności – można rozwiązać dopiero z wykorzystaniem **techniki układów przełączanych**. Jeżeli tranzystor będzie przez część czasu w pełni załączony (z jak najniższym spadkiem potencjału na nim), a przez część – w pełni wyłączony (z prawie zerowym przepływem prądu), to moc strat zostanie znacznie ograniczona.

Uzyskanie takiego działania układu wymaga sterowania nie ciągłego, ale impulsowego. W **sterowaniu impulsowym** wielkość sterująca x (prąd, napięcie) ma postać **przebiegu impulsowego** (ang. *pulse wave*). Składa się on z powtarzających się okresowo **impulsów** (ang. *pulses*), tj. odcinków o poziomie wyższym niż spoczynkowy, których kształt można w uproszczeniu rozważać jako prostokątny (patrz rys. 2a).

Przebieg impulsowy opisuje się za pomocą następujących parametrów:

- 1) **okres powtarzania** T_p (ang. *period of repetition*) – to oczywiście najkrótszy czas, po którym przebieg wykazuje powtarzalność, a więc jaki upływa np. między początkami kolejnych impulsów;
- 2) **częstotliwość powtarzania** f_p (ang. *frequency of repetition*) – to odwrotność okresu powtarzania

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad (2.9)$$

- 3) **czas trwania** t_p (ang. *pulse width*) – to długość grzbietu impulsu;
- 4) **współczynnik wypełnienia impulsów** D (ang. *duty cycle, duty ratio*) – to stosunek czasu trwania do okresu powtarzania:

$$D = \frac{\Delta t_p}{T_p} \quad (2.10)$$

Jak łatwo zauważyć, do jednoznacznego opisu przebiegu impulsowego w dziedzinie czasu wystarczy jeden z parametrów 1–2 i jeden z parametrów 3–4.

W dziedzinie danej wielkości elektrycznej (prądu lub napięcia), przebieg impulsowy opisują:

- 5) **poziom niski** X_L (ang. *low level*) – to wartość wielkości x odpowiadająca **podstawie impulsu** (ang. *pulse base*);
- 6) **poziom wysoki** X_H (ang. *high level*) – to wartość wielkości x odpowiadająca **grzbietowi impulsu** (ang. *pulse top*);
- 7) **amplituda** X_m (ang. *amplitude*) – to odległość między poziomem niskim a wysokim

$$X_m = X_H - X_L \quad (2.11)$$

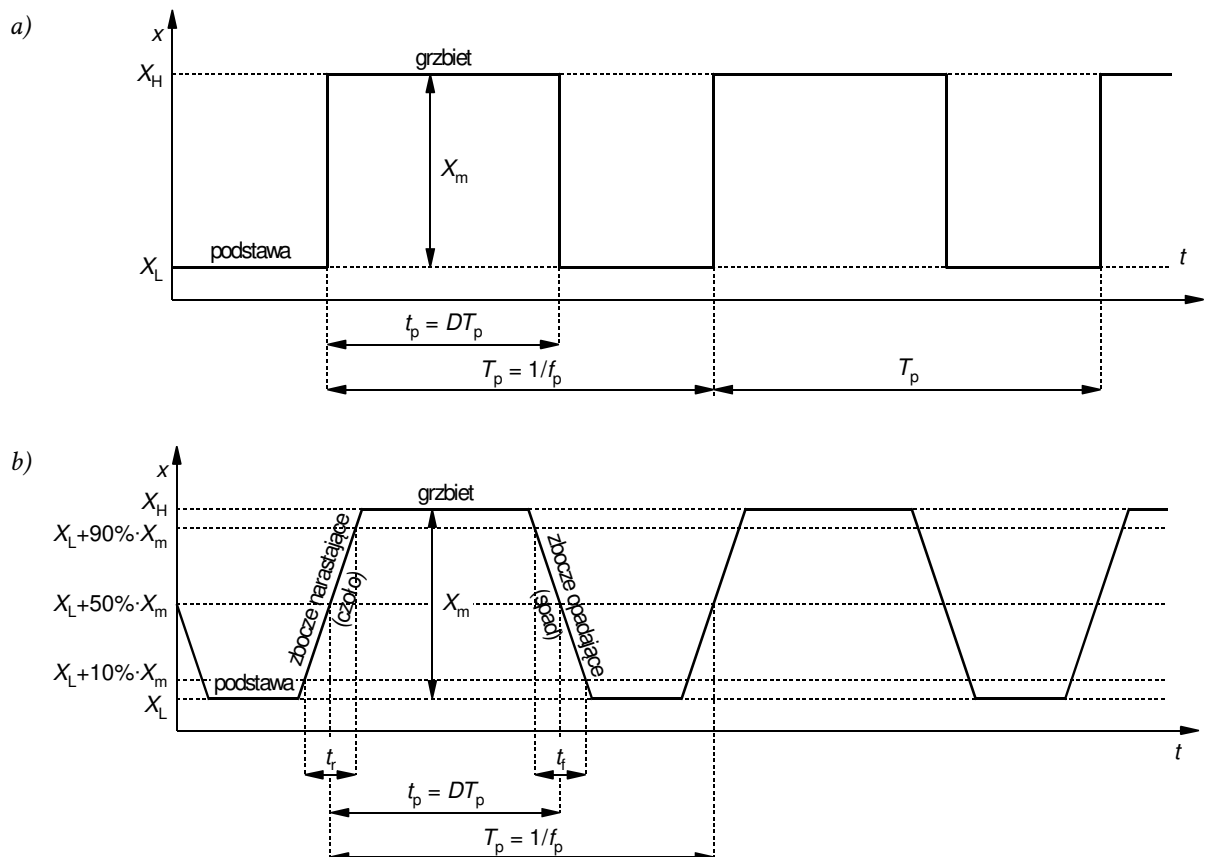
Jak łatwo zauważyć, do jednoznacznego opisu przebiegu wystarczą dowolne dwa z parametrów 5–7.

W elektronice mocy bardzo często spotyka się przebiegi o zerowym poziomie podstawy ($X_L = 0$), dla których $X_H = X_m$. Ze względu na częstość występowania tego przypadku, a jednocześnie znaczne uproszczenie otrzymywanych zależności, zwykle w analizie sterowania impulsowego przyjmuje się właśnie zerowy poziom podstawy.

Powyższe parametry opisują w pełni jedynie impulsy idealne. W elektronice mocy najczęściej uwzględnianą cechą **rzeczywistego przebiegu impulsowego** jest niezerowa długość **zbczo** (ang. *edges*). Zbocza te opisuje się za pomocą (zob. rys. 2b):

- 8) **czasu narastania** t_r (ang. *rise time*) – tj. czasu, jaki zajmuje narośnięcie przebiegu od 10% do 90% jego amplitudy, który jest miarą czasu trwania **zbocza narastającego** czyli **czoła** impulsu (ang. *rising edge, leading edge*);
- 9) **czasu opadania** t_f (ang. *fall time*) – tj. czasu, jaki zajmuje opadnięcie przebiegu od 90% do 10% jego amplitudy, który jest miarą czasu trwania **zbocza opadającego** czyli **spadu** impulsu (ang. *falling edge, trailing edge*).

Inne nieidealności (np. przerzuty, czas ustalania odpowiedzi, fluktuacje fazy) nie mają z reguły wpływu na makroskopowe działanie przekształtników modelowych (akademickich, idealnych). Dlatego zostaną one przez nas zaniedbane. Ich uwzględnienie staje się natomiast konieczne na etapie optymalizacji układów fizycznych (rzeczywistych), w których mogą powodować niepożądane zjawiska mikroskopowe niekorzystnie oddziałujące na całościowe działanie układu.



Rys. 2. Przebieg impulsowy i jego podstawowe parametry: a) przebieg idealny; b) przebieg o skończonej stromości zboczy

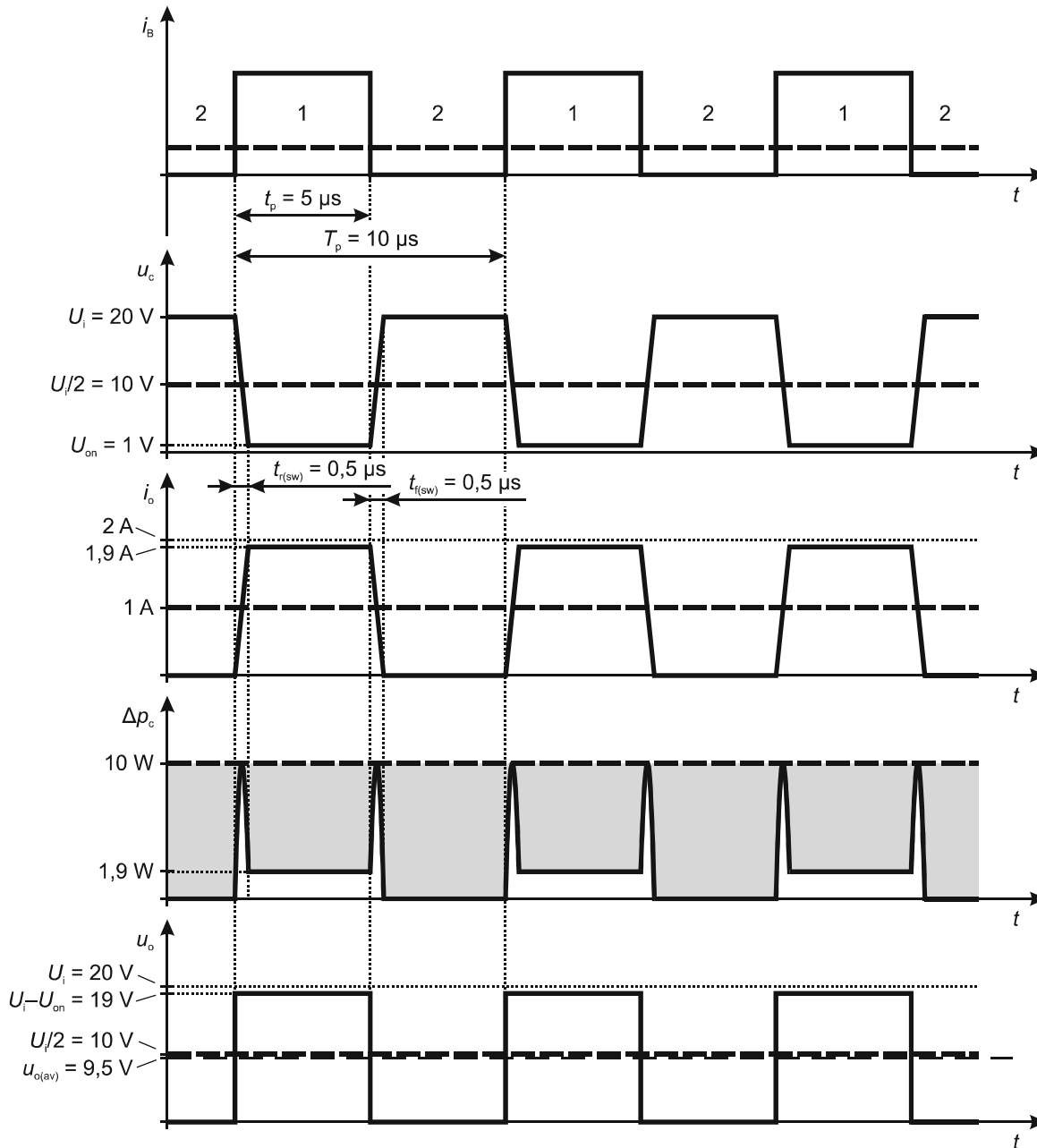
2.3.b. Przekształtnik elektroniczny o działaniu przełączającym

Powróćmy teraz do rozpatrywanego przykładu przetwarzania energii elektrycznej. Zasadniczo topologia przekształtnika pozostaje niezmienną (rys. 1b). Zmienia się jedynie kształt przebiegu sterującego (w tym wypadku prądu bazy). Częstotliwość powtarzania impulsów f_p tego przebiegu narzuca oczywiście **częstotliwość przełączania** układu f_s (ang. *switching frequency*) i **okres przełączania** układu T_s (ang. *switching period*):

$$f_s = \frac{1}{T_s} = f_p \quad (2.12)$$

Załóżmy, że częstotliwość przełączania jest stała i wynosi $f_s = f_p = 100$ kHz. Wówczas okres $T_s = 10$ μ s. Niech współczynnik wypełnienia wynosi $D = 0,5$, stąd $t_p = 0,5 \cdot T_p = 5$ μ s (powód takiego a nie innego wyboru wartości D stanie się wkrótce jasny).

Założmy też, że parametry tranzystora rozpatrywanego jako łącznik półprzewodnikowy są następujące: napięcie w stanie załączenia $U_{on} = 1$ V, prąd w stanie wyłączenia $I_{off} = 0$, czas narastania i czas opadania (prądu głównego) $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5$ μ s. Indeks „sw” (switch) został dodany, aby uniknąć pomyłki z parametrami przebiegu sterującego, o którym zakładamy, iż jest idealny, tj. $t_r = t_f = 0$. Jak widać, wartości parametrów łącznika (U_{on} , t_r , t_f) zostały przyjęte raczej jako maksymalne z możliwych (a więc najgorsze) w stosunku do współcześnie uzyskiwanych (zob. instrukcja 0, par. 4.5).



Rys. 3. Przebiegi wielkości elektrycznych w układzie przetwornicy obniżającej przy założeniu: $U_i = 20$ V, $U_o = 10$ V, $R_L = 10$ Ω , $f_p = 100$ kHz, $U_{on} = 1$ V, $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5$ μ s (w przypadku przebiegu u_o czasy te zaniedbano): linia kreskowa – układ o działaniu ciągłym; linia ciągła – układ o działaniu przelączającym (sterowanie impulsowe)

Przebiegi w układzie z rys. 1b w obu przypadkach sterowania – ciągłego i impulsowego, przedstawiono na rys. 3. W pierwszym przypadku przebieg sterujący i_B jest stały, a jego poziom wynika z konieczności uzyskania prądu 1 A i spadku potencjału 10 V (patrz paragraf 2.2.b). W drugim przypadku prąd i_B ma przebieg impulsowy i **dzieli okres przelączania na dwa takty**:

- 1) tranzystor załączony – wówczas $u_c = U_{on} = 1 \text{ V}$ (zgodnie z założeniem), więc $u_o = U_i - U_{on} = 19 \text{ V}$, zaś w obwodzie płynie prąd $i_o = u_o/R_L = 1,9 \text{ A}$. Przepływ tego prądu powoduje rozpraszanie w tranzystorze mocy o wartości $\Delta p_c = U_{on} i_o = 1,9 \text{ W}$;
- 2) tranzystor wyłączony – wówczas $i_o = I_{off} = 0$ (zgodnie z poczynionym wyżej założeniem, prawie zawsze uprawnionym), a więc również $u_o = R_L i_o = 0$ (do wartości tej wrócimy w paragrafie 2.3.d). Spadek potencjału na tranzystorze wynosi więc 20 V , jednak z powodu zerowego prądu chwilowa moc strat $\Delta p_c = 0$.

Jak widać, w stosunku do układu o działaniu ciągłym, moc strat w tranzystorze zmalała o rząd wielkości – zamiast 10 W wydzielanych ciągle mamy $1,9 \text{ W}$ wydzielanych tylko przez połowę czasu.

2.3.c. Analiza energetyczna

Dla dokładnego rachunku należałoby uwzględnić dynamiczne straty mocy. W celu ich oszacowania można przybliżyć przebiegi napięcia i prądu podczas przełączania tranzystora odcinkami prostymi. Wówczas (patrz instrukcja 3^A, par. 3.3):

- moc chwilowa Δp_c jako iloczyn prądu i_o i napięcia u_c mieć będzie kształt wycinka paraboli o wartości maksymalnej $U_{off} I_{on}/4$ (zob. rys. 3);
- pole pod tą parabolą jest równe (przyjmując $U_{on} \approx 0$) $(1/6) \cdot U_{off} \cdot I_{on} \cdot t_r$ dla załączania i $(1/6) \cdot U_{off} \cdot I_{on} \cdot t_f$ dla wyłączania.

Oczywiście parametry t_r i t_f w powyższych zależnościach odnoszą się do obwodu głównego tranzystora, nie do przebiegu sterującego.

Przy założonych wyżej wartościach liczbowych otrzymujemy:

- 1° dla stanu załączenia energia tracona

$$W_{\text{cond}} = \int_{t_p-t_r} \Delta p_c dt = \int_{t_p-t_r} u_c i_o dt = U_{\text{on}} \frac{U_i - U_{\text{on}}}{R_L} (t_p - t_r) = 1 \text{ V} \cdot 1,9 \text{ A} \cdot 4,5 \mu\text{s} = 8,6 \mu\text{J}$$

- 2° dla stanu wyłączenia energia tracona (przy założeniu zerowego prądu)

$$W_b = \int_{T_p-t_p-t_r-t_f} \Delta p_c dt = \int_{T_p-t_p-t_r-t_f} u_c i_o dt = U_i \cdot 0 \cdot (T_p - t_p - t_r - t_f) = 0 \text{ J}$$

- 3° stąd moc czynna strat statycznych

$$\Delta P_{\text{c,stat}} = \frac{W_{\text{cond}} + W_b}{T_s} = \frac{W_{\text{cond}}}{T_s} = \frac{8,6 \mu\text{J}}{10 \mu\text{s}} = 0,86 \text{ W}$$

- 4° dla stanu załączania energia tracona

$$W_{\text{on}} = \int_{t_r} \Delta p_c dt = \frac{1}{6} U_{\text{off}} I_{\text{on}} t_r = \frac{1}{6} \cdot 20 \text{ V} \cdot 1,9 \text{ A} \cdot 0,5 \mu\text{s} = 3,2 \mu\text{J}$$

- 5° dla stanu wyłączania energia tracona

$$W_{\text{off}} = \int_{t_f} \Delta p_c dt = \frac{1}{6} U_{\text{off}} I_{\text{on}} t_f = \frac{1}{6} \cdot 20 \text{ V} \cdot 1,9 \text{ A} \cdot 0,5 \mu\text{s} = 3,2 \mu\text{J}$$

- 6° stąd moc czynna strat dynamicznych

$$\Delta P_{\text{c,dyn}} = \frac{W_{\text{on}} + W_{\text{off}}}{T_s} = \frac{3,2 \mu\text{J} + 3,2 \mu\text{J}}{10 \mu\text{s}} = 0,64 \text{ W}$$

7° ostatecznie całkowita moc czynna strat w tranzystorze spadła (w stosunku do układu o działaniu ciągłym) do wartości

$$\Delta P_c = \Delta P_{c,stat} + \Delta P_{c,dyn} = 0,86 \text{ W} + 0,64 \text{ W} = 1,5 \text{ W}$$

Rozmiar spadku mocy strat wizualnie przedstawia zaznaczone na szaro pole na rys. 3. Jest to różnica pól powierzchni pod przebiegiem mocy chwilowej dla sterowania ciągłego i dla sterowania impulsowego – a więc różnica energii wydzielanej w tranzystorze w jednym i w drugim przypadku.

Zauważmy, że moc czynna wejściowa nie zmieniła się znacząco i nadal wynosi ok. 20 W, gdyż

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{1}{T_p} \int_{T_p} u_i i_i dt = \frac{1}{T_p} U_i \left(\int_{t_p-t_r} I_{on} dt + \int_{T_p-t_p-t_r-t_f} 0 \cdot dt + \int_{t_r} i_o dt + \int_{t_f} i_o dt \right) = \frac{U_i}{T_p} \left(I_{on} t_p + 0 + \frac{I_o t_r}{2} + \frac{I_o t_f}{2} \right) = \\ &= \frac{20 \text{ V}}{10 \mu\text{s}} \left(1,9 \text{ A} \cdot 4,5 \mu\text{s} + 0 + \frac{1,9 \text{ A} \cdot 0,5 \mu\text{s}}{2} + \frac{1,9 \text{ A} \cdot 0,5 \mu\text{s}}{2} \right) = \frac{20 \text{ V} \cdot 9,5 \text{ A} \cdot \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 19 \text{ W} \end{aligned}$$

gdzie całki za czasy t_r i t_f mogły być prosto obliczone ze wzoru na pole pod wykresem posiadające kształt trójkąta. Wobec tego sprawność układu znacząco wzrosła (w stosunku do układu o działaniu ciągłym) do wartości

$$\eta = \frac{P_i - \Delta P_c}{P_i} = \frac{19 \text{ W} - 1,5 \text{ W}}{19 \text{ W}} = 0,92$$

Przypomnijmy, że wynik ten otrzymaliśmy przyjmując parametry łącznika raczej z dolnej półki (gorsze osiągi) niż z górnej.

Powyższy przykład pokazuje, że **układy przełączane umożliwiają przetwarzanie energii z dużo większą sprawnością**, niż układy o działaniu ciągłym. Jak można jednocześnie stwierdzić, na sprawność konkretnego układu decydujący **wpływ mają dwa parametry łącznika półprzewodnikowego**:

- 1) napięcie (czy też równoważnie rezystancja) w stanie załączenia oraz
- 2) czas przełączania (narastania i opadania).

2.3.d. Filtracja

Do tej pory nie analizowaliśmy przebiegu napięcia wyjściowego. Tymczasem, ze względu na impulsowy przebieg prądu i_o , również **napięcie wyjściowe** – jako spadek potencjału na rezystancji R_L – **uzyskuje przebieg impulsowy**. Obecnie zmienia się ono od 0 V (w takcie 2) do 19 V (w takcie 1).

Zwróćmy jednak uwagę, że przy wybranym współczynniku wypełnienia $D = 0,5$, wartość średnia napięcia wyjściowego wynosi

$$u_{o(av)} = \frac{0 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s} + 19 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 9,5 \text{ V} \quad (2.13)$$

(przy zaniedbaniu czasów przełączania t_r i t_f , jednak jak można zauważyć, wartość średnia przebiegu u_o za te przedziały jest identyczna). Jest to bliskie poprzedniej (i pożądanej) $U_o = 10 \text{ V}$ (patrz rys. 3). Różnica 0,5 V stanowi 5%, a więc w dużej liczbie aplikacji można by ją uznać za dopuszczalną. Gdyby zaś 5% nie było akceptowalne, wystarczy, aby tranzystor był nieco dłużej załączony (dokładnie przez 5,27 μs), co podniesie średnią do 10 V. Układ ze sterowaniem impulsowym jest więc równoważny poprzednim rozwiązaniom pod warunkiem, że zrealizujemy **uśrednienie przebiegu napięcia wyjściowego**.

Idealne uśrednianie oznacza odrzucenie wszelkiej zmienności, a więc całkowitą eliminację wszelkich składowych (w sensie analizy harmoniczej, tj. transformaty Fouriera) o częstotliwości

większej od 0. Tym samym z przebiegu **pozostaje wyłącznie składowa stała**. Uśrednianie nieidealne (rzeczywiste) różni się tylko tym, że zamiast całkowitej eliminacji uzyskujemy tłumienie ze skończoną siłą (nie do zera) oraz częstotliwość graniczną nie zerową, ale jakąś większą, którą realnie można otrzymać.

Powyższa interpretacja uśredniania opisuje nic innego, jak **filtr dolnoprzepustowy** o pewnym tłumieniu i częstotliwości odcięcia. Idealną filtrację zrealizowałby filtr o nieskończenie dużym tłumieniu i nieskończenie małej częstotliwości odcięcia. Schemat układu o działaniu przełączającym z uwzględnieniem filtra przedstawiono na rys. 1c. Oznaczenie U_o odnosi się nadal do samego wyjścia przekształtnika (zacisków odbiornika); natomiast dotychczas rozważane napięcie u_o znalazło się wewnątrz układu, dlatego nadano mu oznaczenie u_o' . Filtr realizuje przemianę napięcia zmiennego u_o' (o kształcie identycznym jak u_o na rys. 3) w napięcie stałe U_o równe wartości średniej $u_o'_{(av)}$ przebiegu u_o' .

Najprostszym filtrem analogowym jest obwód RC. Jego wadą jest jednak występowanie strat mocy w oporniku, które obniżyłyby sprawność przekształtnika. Dlatego w najprostszych przetwornicach stosuje się najprostszy filtr bezstratny (w ideale) – obwód LC. Tłumaczy to obecność kondensatora i dławika na minimalnej liście elementów podanej w paragrafie 2.1.b. Sposób włączenia elementów filtra w obwód jest zagadnieniem złożonym i trudnym do uogólnionej analizy. Problem ten przeanalizujemy w uproszczeniu już na konkretnym przykładzie układu badanego w niniejszym ćwiczeniu.

3. Przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie

3.1. Topologia i elementy układu

3.1.a. Układ wyjściowy

W podrozdziale 2.3 i na rys. 1c została przedstawiona idea impulsowego przekształtnika energii prądu stałego, przetwarzającego pewne napięcie wejściowe U_i na odpowiednio niższe napięcie wyjściowe U_o . Była to jednak wyłącznie idea. Obecnie wyprowadzimy topologię praktycznego układu realizującego tę funkcję. Wiemy już, że do tego celu **niezbędny jest sterowalny łącznik półprzewodnikowy** (nieco inny niż rozważany do tej pory) i **filtr LC**. Zajmiemy się wyłącznie obwodem mocy; praktyczny układ sterowania pokazany zostanie w ramach innego ćwiczenia.

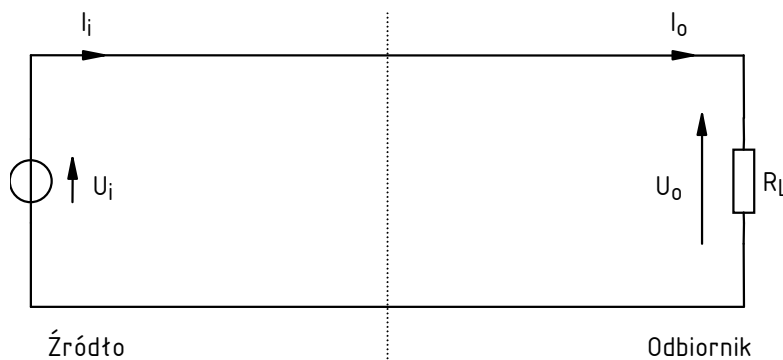
Zacznijmy od narysowania układu bez przekształtnika. Na razie składa się on ze źródła napięcia stałego o pewnej wartości U_i oraz odbiornika, który obciąża układ pewnym prądem I_o (rys. 4). Ponieważ brak jest przekształtnika, więc

$$U_o = U_i \quad (3.1)$$

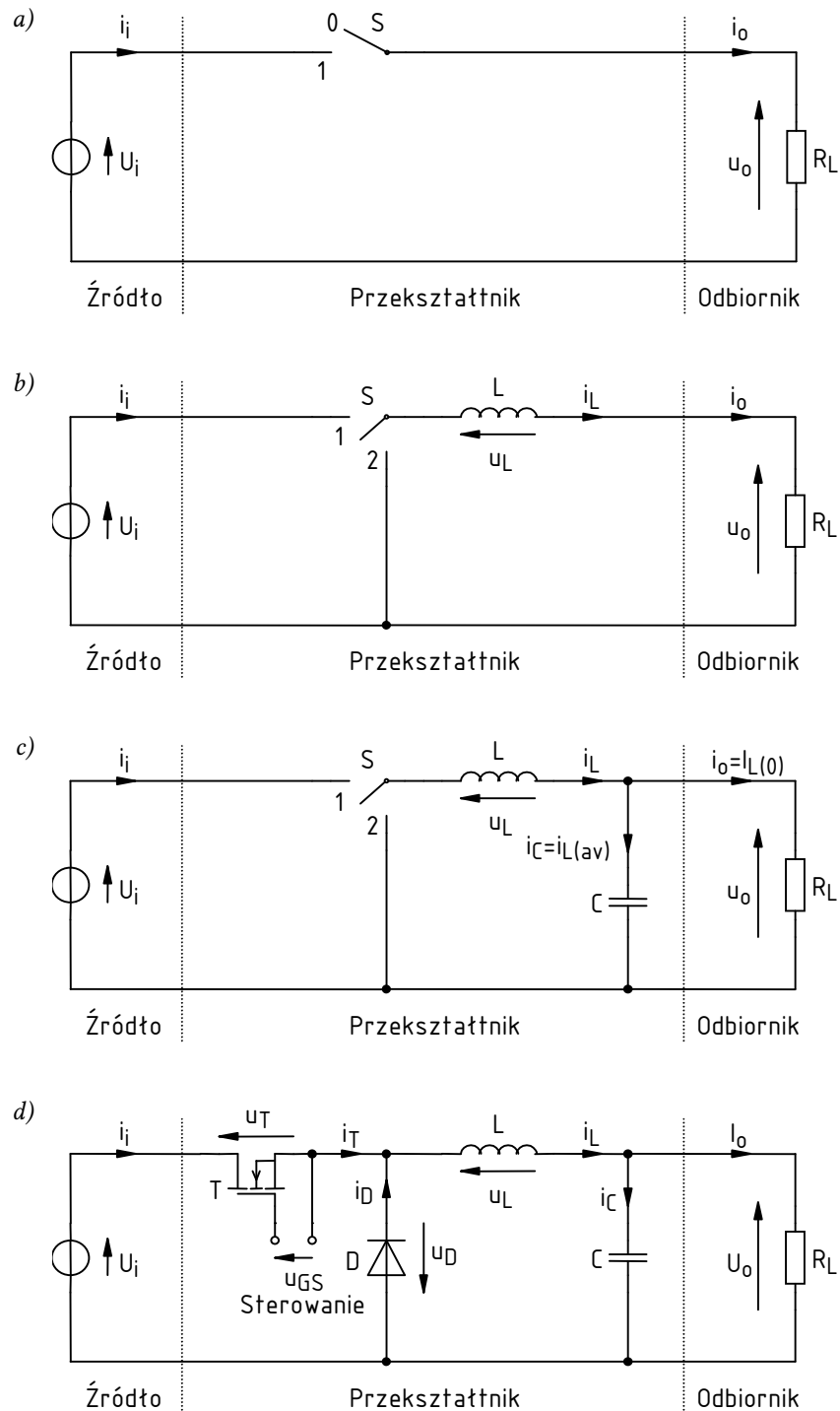
$$I_o = I_i \quad (3.2)$$

Obciążenie I_o najwygodniej jest opisać poprzez **równoważną rezystancję zastępczą** wynikającą z prawa Ohma:

$$R_L = \frac{U_o}{I_o} \quad (3.3)$$



Rys. 4. Źródło i odbiornik rozpatrywanego układu przekształcania energii elektrycznej



Rys. 5. Wyprowadzenie topologii przetwornicy obniżającej napięcie: a) z łącznikiem; b) z dławikiem; c) z kondensatorem; d) z fizycznymi łącznikami półprzewodnikowymi

Większość praktycznych odbiorników przetwornic da się – w uproszczeniu – zaklasyfikować do jednej z dwu kategorii:

- 1) odbiorniki o stałej (w funkcji prądu I_o) rezystancji R_L – do których należą np. elementy grzejne stosowane w lutownicach czy lampy żarowe;
- 2) odbiorniki o stałym (w funkcji napięcia U_o) poborze prądu I_o – do których należą np. elektroniczne układy cyfrowe (pamięci, mikroprocesory).

Pomijamy oczywiście długoterminową zmienność w funkcji czasu, która może wynikać z nagrzewania się lampy czy zmiany obciążenia (obliczeniowego) mikroprocesora.

Wyżej przedstawione dwie opcje to nic innego jak matematyczne modele (czyli opisy) rzeczywistych odbiorników. Są one o tyle użyteczne, że **pozwalają na łatwą analizę pracy przekształtników**. W niniejszym ćwiczeniu oprzemy się na pierwszym z nich – stałej rezystancji. Przypadek ten jest łatwiejszy w analizie, niemniej należy sobie zdawać sprawę, że większą część rzeczywistych aplikacji opisuje model stałego prądu.

Analiza niektórych układów wymagać może komplikacji modelu odbiornika. W przypadku rezystancji może to oznaczać dopuszczenie jej ujemnej wartości (im mniejsze napięcie, tym większy prąd), zaś w przypadku prądu – przyjęcie bardziej ogólnego założenia stałej mocy czynnej (iloczynu prądu i napięcia). Zwiększenie złożoności modelu pociąga za sobą komplikację równań matematycznych opisujących obwód. W takim przypadku nieocenioną pomocą dla inżyniera stanowi symulacja komputerowa.

Mniej problematyczne jest modelowanie źródła energii. W większości przypadków, niezależnie od jego rzeczywistej realizacji, można je przedstawić w postaci **źródła napięcia stałego – idealnego lub z uwzględnieniem szeregowej rezystancji wewnętrznej**. Rezystancja ta odzwierciedla wówczas zmniejszenie napięcia wraz ze zwiększaniem poboru prądu. Tu również w przypadku konieczności uwzględnienia bardziej złożonego charakteru źródła, wykorzystuje się symulację komputerową. My natomiast dla uproszczenia analizy założymy, że źródło jest idealne.

3.1.b. Zmniejszenie wartości średniej napięcia wyjściowego

W paragrafie 2.3.d wykazaliśmy liczbowo, że zastosowanie przełączanego łącznika półprzewodnikowego powoduje uzyskanie wartości średniej napięcia wyjściowego $u_{o(av)}$ mniejszej niż napięcie wejściowe U_i . Obecnie dokonamy uogólnionej analizy tego układu, przy czym dla uproszczenia założymy, że łącznik jest idealny. Układ z rys. 4 uzupełniony o taki łącznik S – włączony szeregowo, analogicznie do rys. 1b – przedstawia rys. 5a.

Uproszczony przebieg napięcia wyjściowego u_o w tym układzie przedstawiono na rys. 7. Funkcja S oznacza bieżące położenie łącznika zgodnie z rys. 5a. Napięcie wejściowe U_i jest oczywiście stałe, natomiast prąd wyjściowy i_o – proporcjonalny do napięcia u_o zgodnie z prawem Ohma (3.3).

Jak zauważyliśmy w paragrafie 2.3.b, **każdy okres przełączania T_s można podzielić na dwa takty**.

1. Takt 1, kiedy łącznik jest załączony (pozycja $S = 1$), trwa od chwili t_1 do chwili t_2 , przez czas DT_s . Załączony łącznik idealny stanowi zwarcie (rys. 6a), wobec tego napięcie wyjściowe wynosi

$$u_o = U_i \quad (3.4)$$

2. Takt 2, kiedy łącznik jest wyłączony (pozycja $S = 0$), trwa od chwili t_2 do chwili t_3 , przez czas $(1-D)T_s$. Wyłączony łącznik idealny stanowi rozwarcie (rys. 6b), wobec tego w obwodzie nie płynie prąd:

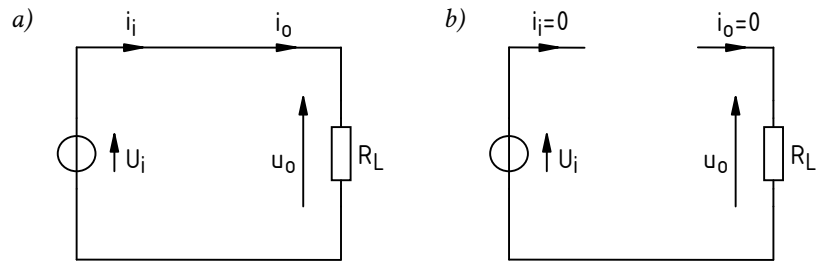
$$i_o = 0 \quad (3.5)$$

stąd z prawa Ohma (3.3)

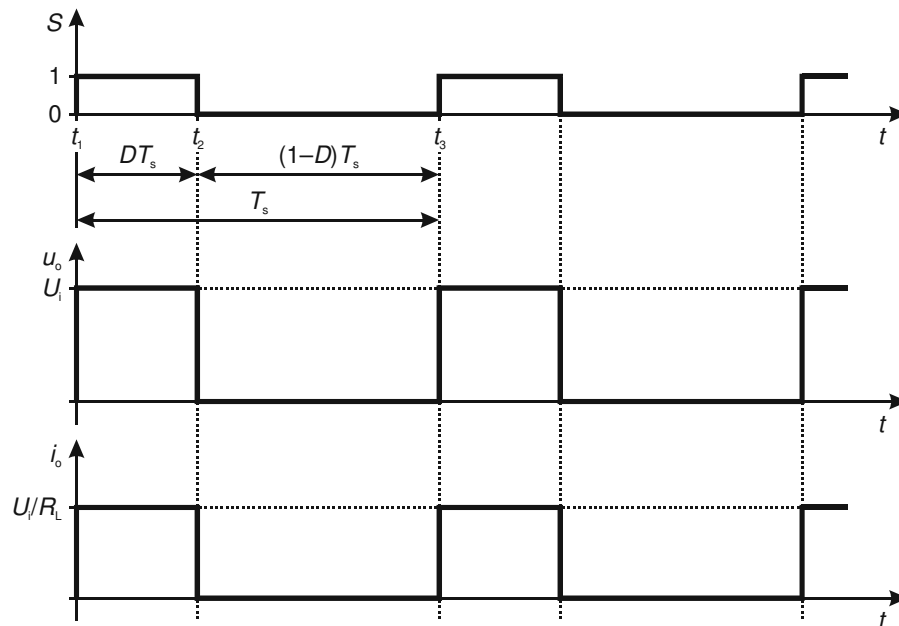
$$u_o = i_o R_L = 0 \quad (3.6)$$

Biorąc pod uwagę powyższe, wartość średnia napięcia wyjściowego z definicji wynosi

$$\begin{aligned} u_{o(av)} &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_o dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_3} u_o dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_1}^{t_2} u_o dt + \int_{t_2}^{t_3} u_o dt \right) = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_1}^{t_2} U_i dt + \int_{t_2}^{t_3} 0 dt \right) = \\ &= \frac{1}{T_s} \left(U_i \int_{t_1}^{t_2} dt + 0 \int_{t_2}^{t_3} dt \right) = \frac{1}{T_s} [U_i \cdot (t_2 - t_1) + 0 \cdot (t_3 - t_2)] = \frac{1}{T_s} \cdot U_i \cdot DT_s = DU_i \end{aligned} \quad (3.7)$$



Rys. 6. Zredukowana topologia obwodu z rys. 5a: a) w taktie 1; b) w taktie 2



Rys. 7. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 5a

Ustawiając odpowiedni współczynnik wypełnienia $D = 0,5$, możemy więc uzyskać dowolne średnie napięcie wyjściowe $u_{o(av)}$ z przedziału $0 \dots U_i$ – a więc zrealizować pożądaną funkcję obniżenia napięcia.

W niektórych aplikacjach działanie powyższe będzie zupełnie wystarczające. Dotyczy to przede wszystkim odbiorników, w których uśrednienie wielkości wyjściowej następuje na etapie konwersji energii elektrycznej na inną postać energii.

Przykładem może być lampa halogenowa. Wielkością wyjściową jest w tym przypadku strumień świetlny, opisujący moc emitowanego światła. Rozgrzewanie i chłodzenie żarnika (włókna) jest procesem bardzo powolnym. Jeżeli łącznik będzie przełączany z odpowiednio wysoką częstotliwością, to – mimo, że lampa przez część okresu T_s nie jest zasilana – między kolejnymi przełączeniami temperatura żarnika zmieni się nieznacznie. Lampa nie tylko nie zgaśnie, ale tętnienie jej światła będzie niezauważalne dla oka ludzkiego (wystarcza do tego częstotliwość kilkudziesięciu herców, co z punktu widzenia współczesnej elektroniki mocy jest wartością niską). Mimo, że napięcie u_o jest wyraźnie zmienne w czasie, wielkość wyjściowa (strumień świetlny) jest prawie stała, proporcjonalna nie do jego wartości chwilowej u_o , ale średniej $u_{o(av)}$. Powodem tego jest mechanizm fizyczny konwersji energii elektrycznej na cieplną w żarniku – procesy cieplne zachodzą dużo wolniej niż elektryczne.

W powyższym przypadku żadna filtracja napięcia wyjściowego nie jest konieczna – może ono być przebiegiem przerywanym (tj. o zerowej wartości chwilowej przez część okresu) bez szkody dla funkcjonalności rozważanej aplikacji. Układ działający na tej zasadzie nazywa się **przerywaczem napięcia stałego** (ang. *DC voltage chopper*, dosł. 'siekacz napięcia stałego').

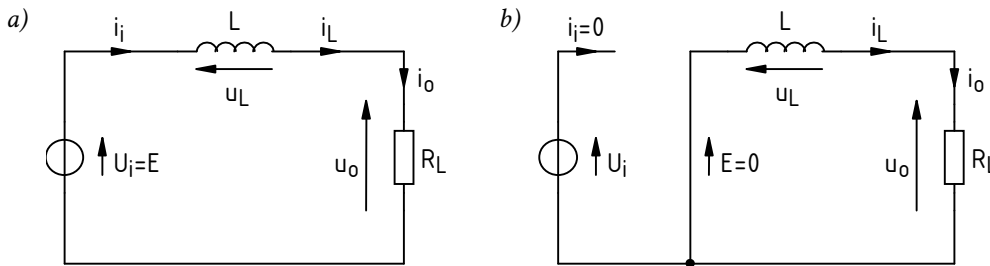
3.1.c. Uzyskanie nieprzerwanego przekazu energii za pomocą cewki

Duża część aplikacji nie może być jednak zasilana w sposób przerywany. Przykładem mogą być przywołane wyżej cyfrowe układy elektroniczne – jest oczywiste, że napięcie zasilające mikroprocesor czy pamięć RAM nie może co kilka mikrosekund zanikać.

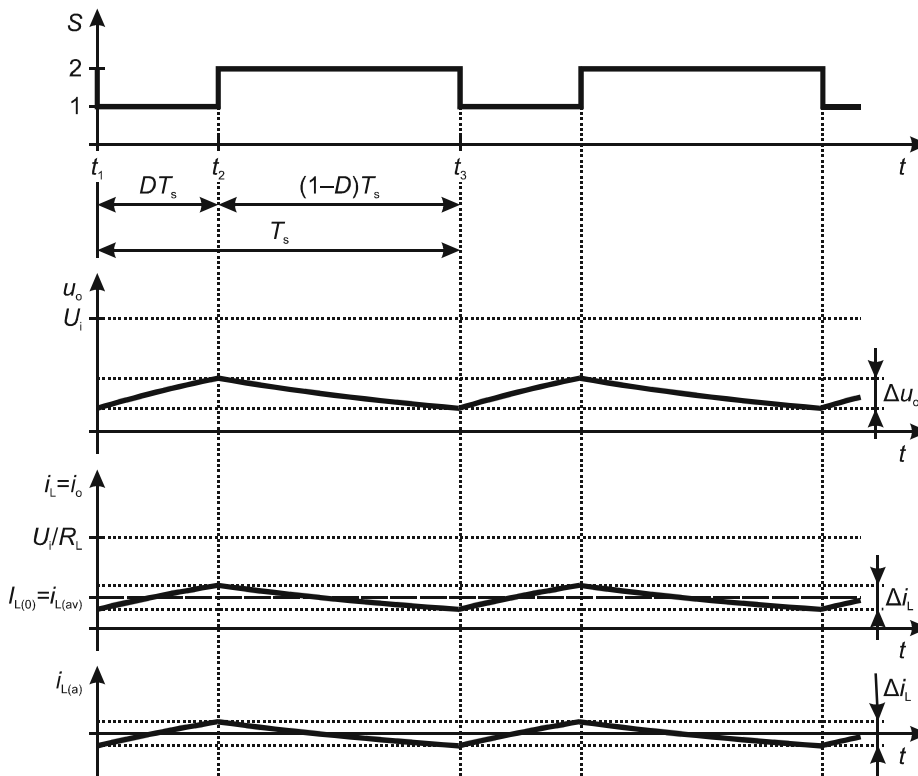
Przewodowa transmisja energii elektrycznej wymaga ruchu ładunków w przewodniku, czyli prądu. Nieprzerwane dostarczanie energii elektrycznej wymaga więc nieprzerwanego przepływu prądu. Aby go uzyskać, należy w obwód włączyć element elektryczny, który zapobiegnie natychmiastowemu spadkowi prądu wyjściowego i_o do zera w chwili t_2 , kiedy to otwarcie łącznika likwiduje połączenie elektryczne między źródłem a odbiornikiem.

Elementem, który przeciwstawia się zmianom prądu jest, jak wiadomo, cewka. Jest to jedna z konsekwencji zasady zachowania energii, mówiącej, że zmiana energii układu (w tym wypadku cewki) może być wyłącznie wynikiem dostarczenia dodatkowej energii z zewnątrz. W przyrodzie żadna energia nie może zostać dostarczona w zerowym czasie, gdyż oznaczałoby to nieskończoną wartość mocy chwilowej

$$p = \frac{dW}{dt} \tag{3.8}$$



Rys. 8. Zredukowana topologia obwodu z rys. 5b: a) w taktie 1; b) w taktie 2



Rys. 9. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 5b

W związku z tym energia zgromadzona w cewce nie może zmienić się skokowo. Energia ta gromadzona jest w polu magnetycznym wytwarzanym przez prąd; wielkości te ściśle wiążą zależność

$$W_L = \frac{L i_L^2}{2} \quad (3.9)$$

gdzie L – indukcyjność cewki, i_L – natężenie prądu cewki. Tym samym z **zasady zachowania energii wynika ciągłość prądu w cewce – nie może się on zmieniać skokowo.**

Aby prąd nie przestawał nagle płynąć przez odbiornik w chwili t_2 , **cewkę trzeba włączyć tak, aby płynął przez nią prąd odbiornika i_o .** Wówczas spowolnienie zmian prądu cewki i_L będzie równoznaczne ze spowolnieniem zmian prądu i_o . Cewka powinna więc być włączona w szereg z opornikiem R_L , co pokazuje rys. 5b.

Skoro jednak prąd ma płynąć przez cewkę nieprzerwanie, to należy wytworzyć dlań ścieżkę na czas, gdy łącznik nie znajduje się w pozycji 1 (od chwili t_2). W tym celu do obwodu została wprowadzona dodatkowa gałąź, przez którą prąd cewki i odbiornika i_o powinien płynąć w taktach 2. Do przełączenia prądu dławika z wejścia na tę dodatkową gałąź można wykorzystać **łącznik dwupozycyjny** (ang. *double-throw switch*).

Do tej pory rozważaliśmy najprostsze łączniki – **jednopozycyjne** (ang. *single-throw switches*). Są one również zwane **łącznikami zwierno-rozwiernymi**, co odnosi się do ich zdolności **zwarcia lub rozwarcia** dwóch punktów obwodu. Istnieją jednak – i są realizowalne z użyciem przyrządów półprzewodnikowych – również inne typy łączników. Między innymi **łączniki przełączne** pozwalają **przełączyć** prąd *bieguna* (ang. *pole* – punkt „mocowania” ramienia łącznika) do jednej z dwóch lub więcej gałęzi. **Taki łącznik może być więc zawsze załączony**, przy czym jeden z łączonych punktów (biegun) pozostaje stały, a drugi można zmieniać.

W najprostszym przypadku, gdy przełączanie możliwe jest między dwoma punktami, mówimy o łączniku dwupozycyjnym. Taki właśnie znajduje się w układzie z rys. 5b – jego dwie pozycje oznaczono jako „1” (jak poprzednio – w taktach 1) i „2” (w taktach 2). Działanie łącznika powoduje okresową zmianę topologii układu w sposób przedstawiony na rys. 8.

3.1.d. Analityczny opis działania dławika

Opiszmy działanie cewki matematycznie. W każdym z dwóch taktów mamy do czynienia z szeregowym obwodem RL opisywanym napięciowym prawem Kirchhoffa

$$E = u_L + u_o \quad (3.10)$$

gdzie u_L jest napięciem na cewce, zaś E – napięciem wymuszającym, które w taktach 1 wynosi U_i (rys. 8a) zaś w taktach 2 wynosi 0 (zwarcie, równoważne źródłu zerowemu – rys. 8b). Podstawiając prawo Ohma (3.3) i równanie cewki

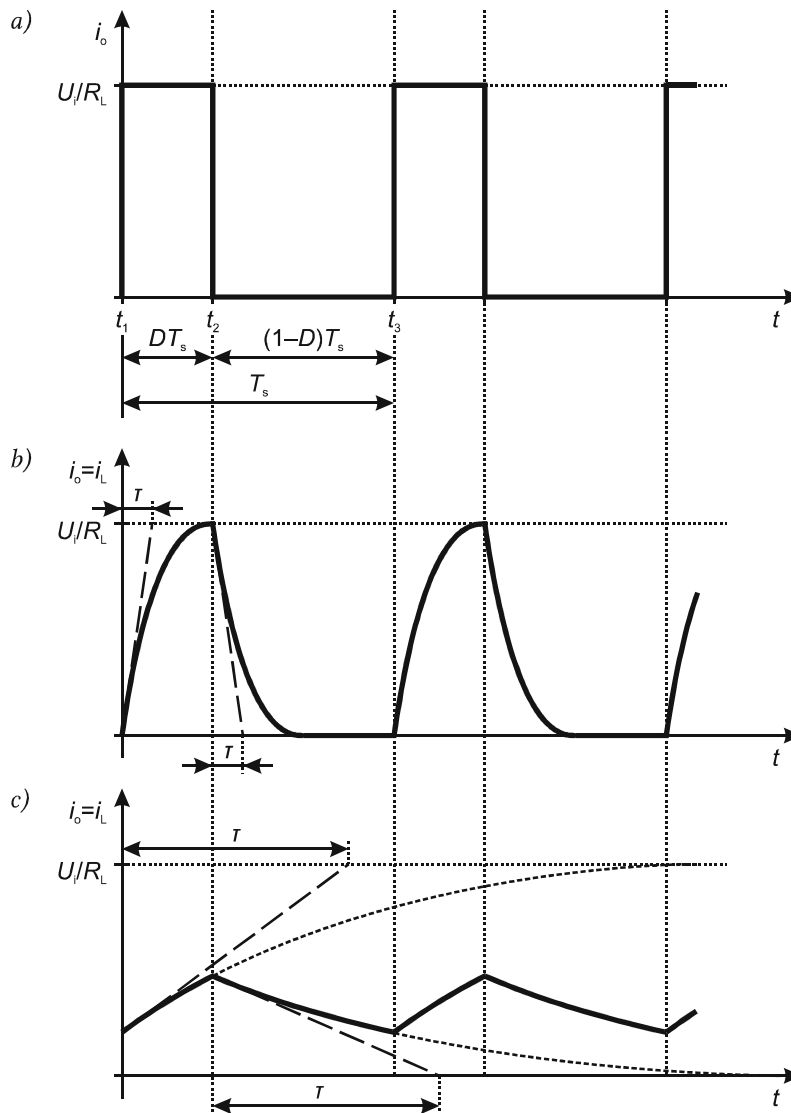
$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.11)$$

oraz uwzględniając, że w obu taktach $i_o = i_L$, otrzymujemy równanie obwodu RL

$$R_L i_o + L \frac{di_o}{dt} - E = 0 \quad (3.12)$$

Stosując dowolną metodę rozwiązywania równań różniczkowych dochodzi się do rozwiązania

$$i_o(t) = i_o(t_0) + \left(\frac{E}{R_L} - i_o(t_0) \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \right) \quad (3.13)$$



Rys. 10. Przebieg prądu wyjściowego w układach z rys. 5: a) brak dławika (rys. 5a); b) dławik (rys. 5b) o małej indukcyjności ($\tau \ll T_s$); c) dławik o dużej indukcyjności ($\tau \approx T_s$)

gdzie τ jest tzw. **stałą czasową** (ang. *time constant*) obwodu RL równą

$$\tau = \frac{L}{R_L} \quad (3.14)$$

chwila t_0 oznacza zaś początek danego taktu pracy, a więc odpowiednio t_1 lub t_2 . Przeanalizujemy wyniki zastosowania wzoru (3.13) do każdego z taktów.

1. Dla taktu 1, $t_0 = t_1$. Załóżmy, że na początku prąd jest zerowy: $i_o(t_0) = 0$. Jak stwierdziliśmy, w tym takcie w obwodzie obecne jest źródło $E = U_i$ (rys. 8a). Równanie (3.13) w tym przypadku prowadzi do

$$i_o(t) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \right) \quad (3.15)$$

Podstawiając $t = t_1$ i $t = \infty$, mamy

$$i_o(t_1) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1-t_1}{\tau}}\right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - e^{-0}) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - 1) = 0 \quad (3.16)$$

co zgadza się z założeniem, oraz

$$\begin{aligned} i_o(\infty) &= \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\infty-t_1}{\tau}}\right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - e^{-\infty}) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{1}{e^\infty}\right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{1}{\infty}\right) = \\ &= \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - 0) = \frac{U_i}{R_L} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Prąd zmienia się więc wykładniczo (zależność postaci e^t), narastając od 0 do U_i/R_L . Zobrazowano to na rys. 10b przy założeniu, że do końca taktu 1 prąd zdąży się ustalić, co oznacza, że $i_o(t_2) \approx i_o(\infty)$.

2. Prąd na początku taktu 2 ($t_0 = t_2$) jest równy prądowi na końcu taktu 1, a więc w przybliżeniu U_i/R_L . Jak ustaliliśmy wyżej, $E = 0$. Z równania (3.13) uzyskujemy więc

$$i_o(t) = \frac{U_i}{R_L} - \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}\right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - 1 + e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}\right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \quad (3.18)$$

Podstawiając $t = t_2$ i $t = \infty$, mamy

$$i_o(t_2) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{t_2-t_2}{\tau}} = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-0} = \frac{U_i}{R_L} \cdot 1 = \frac{U_i}{R_L} \quad (3.19)$$

co zgadza się z założeniem, oraz

$$i_o(\infty) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{\infty-t_2}{\tau}} = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\infty} = \frac{U_i}{R_L} \cdot 0 = 0 \quad (3.20)$$

Prąd zmienia się więc wykładniczo, opadając od U_i/R_L do 0. Zobrazowano to na rys. 10b przy założeniu, że do końca taktu 2 prąd zdąży się ustalić, co oznacza, że $i_o(t_3) \approx i_o(\infty)$.

Czas ustalenia się prądu zależy od wartości stałej czasowej τ . Z równania przebiegu wykładniczego można obliczyć, że prąd osiąga swoją wartość ustaloną z dokładnością 1% (0,01) po czasie równym $\tau \ln(1/0,01) \approx 4,6\tau$. Wobec tego z zależności (3.14) wynika, że **im większa indukcyjność cewki** (dla danej rezystancji R_L), tym wolniejsze narastanie, czyli **tym silniej cewka przeciwstawia się zmianom prądu**. W elektronice mocy cewkę o indukcyjności na tyle dużej (dla danego obwodu), że wyraźnie spowalnia ona zmiany prądu, nazywa się **dławikiem** (ang. *choke*).

Przy odpowiednio dużej indukcyjności dławika, między kolejnymi przełączeniami łącznika prąd **ani nie zdąży narosnąć** do U_i/R_L , **ani opaść** do 0. Sytuację taką przedstawia rys. 10c, na którym dla uzyskania wyraźnego rysunku stała czasowa jest rzędu okresu przełączania T_s ; w praktyce może ona być dużo większa. Ogólnie rzecz biorąc, warunek wystąpienia stanu z rys. 10c można w uproszczeniu sformułować jako

$$4\tau > T_s \quad (3.21)$$

gdzie liczba 4 jest zaokrągleniem w dół wartości 4,6 uzasadnionej wyżej. Stąd, podstawiając (3.14),

$$L > \frac{R_L}{4f_s} \quad (3.22)$$

Ponieważ prąd dławika płynie również przez rezystancję odbiornika R_L , więc prąd i_o ma także kształt zgodny z rys. 10c. Zgodnie z prawem Ohma (3.3), na odbiorniku odkłada się proporcjonalne do tego prądu napięcie u_o – o takim samym kształcie, co pokazano na rys. 9.

3.1.e. Zmniejszenie tętnienia napięcia za pomocą kondensatora

Wprowadzając do obwodu dławik **osiągnęliśmy wprawdzie ciągłość dostarczania energii do odbiornika, ale nie stałość napięcia** u_o na nim. Poziom tętnienia tego napięcia Δu_o (rys. 9) może być dla wielu odbiorników nieakceptowalny – na przykład wskutek błędnego działania analogowych i cyfrowych układów scalonych. Zmniejszenie tętnienia napięcia wyjściowego wymagałoby takiego samego zmniejszenia tętnienia prądu Δi_L , które – jak pokazaliśmy w paragrafie 3.1.d – zależy (malejąco) od indukcyjności dławika L .

Jak pokazuje praktyka, w większości aplikacji osiągnięcie akceptowalnie małego tętnienia wymagałoby użycia dławików o nieakceptowalnie dużych wymiarach, ciężarze, koszcie, stratach mocy itd. Poza tym dławik nie pozwala na filtrację zaburzeń wysokiej częstotliwości (krótkich szpilek i szybkich oscylacji), nierozzerwalnie związanych z układami mocy o działaniu przełączającym (zagadnienia tego nie będziemy jednak analizować w niniejszym ćwiczeniu).

Z powyższych powodów konieczne jest użycie elementu biernego drugiego typu – kondensatora. Energia zgromadzona w polu elektrostatycznym kondensatora wyraża się zależnością

$$W_C = \frac{Cu_C^2}{2} \quad (3.23)$$

gdzie C – pojemność kondensatora, u_C – napięcie na kondensatorze. Z zasady zachowania energii wynika więc, że napięcie na kondensatorze nie może się zmieniać skokowo.

Aby skorzystać z powyższej właściwości w rozpatrywanym układzie, należy kondensator włączyć tak, aby występowało na nim napięcie odbiornika u_o . Wówczas spowolnienie zmian napięcia na kondensatorze u_C będzie równoznaczne ze spowolnieniem zmian napięcia u_o . Kondensator powinien więc być włączony równolegle do odbiornika, co pokazuje rys. 5c.

3.1.f. Analityczny opis działania kondensatora

Po włączeniu kondensatora, prąd dławika i_L musi ulec podziałowi na dwie gałęzie – kondensatora i odbiornika. Zgodnie z prądowym prawem Kirchhoffa (por. rys. 5c)

$$i_L = i_C + i_o \quad (3.24)$$

Spróbujemy teraz przewidzieć, jak konkretnie wygląda ten podział. W tym celu konieczne jest ponowne odwołanie się do rys. 9 i wydzielenie w prądzie dławika i_L dwóch składowych: stałej $I_{L(0)}$ i przemiennej $i_{L(a)}$, przy czym

$$i_L = I_{L(0)} + i_{L(a)} \quad (3.25)$$

Z analizy harmonicznej (rozwinęcia w szereg Fouriera, zob. instrukcję 0, par. 2.5) wynika, że składowa stała każdego przebiegu jest równa jego wartości średniej, a więc w naszym przypadku $i_{L(av)}$ (patrz rys. 9). W konsekwencji składową przemienną można wyrazić jako

$$i_{L(a)} = i_L - I_{L(0)} = i_L - i_{L(av)} \quad (3.26)$$

Jest to więc przebieg i_L przesunięty o swoją wartość średnią w dół (por. rys. 9). Składowa przemienna z definicji nie posiada składowej stałej, gdyż powstała przez jej odrzucenie. Wobec tego jej wartość średnia wynosi 0. Tym samym przebieg $i_{L(a)}$ ma identyczny kształt i amplitudę Δi_L , co przebieg i_L , ale jego tętnienie odbywa się nie wokół poziomu $I_{L(0)}$, lecz wokół osi czasu.

Moduł impedancji idealnego kondensatora wynosi

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (3.27)$$

Dla $f \rightarrow 0$ mamy $|Z_C| \rightarrow \infty$, co oznacza, że dla składowej stałej kondensator stanowi rozwarcie; tym samym składowa stała nie może nigdy płynąć przez ten element. Z kolei składowe prądu o wysokich częstotliwościach (jak na przykład częstotliwość przełączania przetwornicy f_s) będą z łatwością przepływały przez kondensator, gdyż dla $f \rightarrow \infty$ mamy $|Z_C| \rightarrow 0$.

Ze wzoru (3.27) wynika, że impedancja kondensatora dla danej częstotliwości f jest tym mniejsza, im większa pojemność C . Kondensator C i odbiornik R_L stanowią dzielnik prądowy, którego działanie dla określonej częstotliwości opisują wzory

$$I_{C(f)} = I_{L(f)} \frac{R_L}{|Z_C(f)| + R_L} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{|Z_C(f)|}{R_L}} \quad (3.28)$$

$$I_{o(f)} = I_{L(f)} \frac{|Z_C(f)|}{|Z_C(f)| + R_L} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{|Z_C(f)|}}$$

gdzie $I_{(f)}$ oznacza wartość skuteczną prądu sinusoidalnego o częstotliwości f . Powyższe zależności można odczytać następująco:

- im mniejsza impedancja kondensatora dla danej częstotliwości f względem rezystancji odbiornika, tym większa część prądu o tej częstotliwości $I_{C(f)}$ popłynie przez kondensator (mianownik we wzorze na $I_{C(f)}$ maleje, więc całość rośnie);
- zaś tym mniejsza część $I_{o(f)}$ popłynie przez odbiornik (mianownik we wzorze na $I_{o(f)}$ rośnie, więc całość maleje).

Zwróćmy uwagę, że w rozpatrywanym układzie zależy nam na tym, aby z przebiegu i_o pozbyć się składowej przemiennej. Wówczas prąd odbiornika i_o będzie prądem stałym, a w konsekwencji – zgodnie z prawem Ohma (3.3) – napięcie na odbiorniku u_o będzie również stałe. Byłby to oczywiście przypadek idealny; w rzeczywistości składowej przemiennej nie da się całkowicie wyeliminować, jednak można ją znacząco zmniejszyć w stosunku do układu z rys. 5b.

Jak zauważyliśmy, składowa stała prądu dławika nie może płynąć przez kondensator, w związku z tym w całości trafia do odbiornika:

$$I_{C(0)} = 0 \quad (3.29)$$

$$I_{o(0)} = I_{L(0)}$$

Wynik ten można również uzyskać podstawiając (3.27) wraz z $f = 0$ do (3.28). W jaki sposób można przekierować całą składową prądową do kondensatora? Z zależności (3.28) wynika, że warunkiem tego jest

$$|Z_C(f)| \ll R_L \Leftrightarrow \frac{|Z_C(f)|}{R_L} \ll 1 \quad (3.30)$$

gdym wówczas

$$I_{C(f)} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{|Z_C(f)|}{R_L}} \approx I_{L(f)} \frac{1}{1} = I_{L(f)} \quad (3.31)$$

Impedancja kondensatora Z_C jest jednak funkcją częstotliwości. Składowa prądowa prądu dławika $i_{L(a)}$ ma kształt w przybliżeniu trójkątny (patrz rys. 9). Jak wykazuje analiza Fouriera,

przebieg trójkątny można przedstawić jako sumę przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości f_s i jej nieparzystych wielokrotnościach. Jeżeli więc warunek (3.30) będzie spełniony dla częstotliwości f_s , to będzie on także spełniony dla całej składowej przemiennej prądu dławika. Bowiem pozostałe składniki mają wyższe częstotliwości ($3f_s$, $5f_s$ itd.), zaś $|Z_C|$ spada z częstotliwością. Tym samym cała składowa przemienna prądu dławika $i_{L(a)}$ popłynie przez kondensator. Podstawiając (3.27), uzyskujemy warunek (3.30) w postaci

$$C \gg \frac{1}{2\pi f_s R_L} \quad (3.32)$$

Podsumujmy:

- 1° składowa stała prądu dławika nigdy nie może płynąć przez kondensator, wobec tego popłynie ona w całości przez odbiornik:

$$\begin{aligned} I_{C(0)} &= 0 \\ I_{o(0)} &= I_{L(0)} \end{aligned} \quad (3.33)$$

- 2° jeżeli pojemność kondensatora jest odpowiednio duża – spełnia warunek (3.32) – to składowa przemienna prądu dławika praktycznie w całości popłynie przez kondensator, a więc nie przez odbiornik:

$$\begin{aligned} i_{C(a)} &\approx i_{L(a)} \\ i_{o(a)} &\approx 0 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ostatecznie

$$\begin{aligned} i_C &= I_{C(0)} + i_{C(a)} \approx i_{L(a)} \\ i_o &= I_{o(0)} + i_{o(a)} \approx I_{L(0)} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Uzyskujemy tym samym nie tylko ciągły (nieprzerwany) przepływ prądu przez odbiornik, ale również (w przybliżeniu) stałą (niezmienną) wartość tego prądu.

3.2. Działanie układu przetwornicy obniżającej

3.2.a. Napięcie wyjściowe w układzie z kondensatorem

Załóżmy, że kondensator w układzie z rys. 5c ma odpowiednio dużą pojemność, spełniającą nierówność (3.32). Wówczas, zgodnie z prawem Ohma (3.3), **napięcie wyjściowe można uznać za stałe**, równe

$$u_o = i_o R_L \approx I_{L(0)} R_L = U_o \quad (3.36)$$

Wobec powyższego, **w obu taktach na dławiku wymuszane jest stałe napięcie** o wartościach wynikających z napięciowego prawa Kirchhoffa (patrz rys. 11 i 12):

1) w takcie 1

$$u_{L1} = U_i - U_o \quad (3.37)$$

2) w takcie 2 (zwarcie na napięcie U_o , jednak odwrotne strzałkowanie)

$$u_{L2} = -U_o \quad (3.38)$$

Odwołajmy się teraz do definicji stanu ustalonego przekształtnika (stanów przejściowych nie rozważamy – jest to dużo bardziej złożone i wymaga skomplikowanego opisu matematycznego). Mówi ona między innymi, że **energia zgromadzona w elementach biernych układu nie może się zmieniać w kolejnych okresach**, tj. musi być taka sama na początku każdego kolejnego okresu T_s . Dla dławika oznacza to

$$W_L(t) = W_L(t + T_s) \quad (3.39)$$

Dla ustalenia uwagi rozpatrzmy dotychczas rozważany konkretny okres pracy zaczynający się w chwili t_1 oraz skorzystajmy z zależności (3.9). Dostajemy

$$W_L(t_1) = W_L(t_3) \quad (3.40)$$

$$\frac{Li_L^2(t_1)}{2} = \frac{Li_L^2(t_3)}{2} \quad (3.41)$$

$$i_L(t_1) = i_L(t_3) \quad (3.42)$$

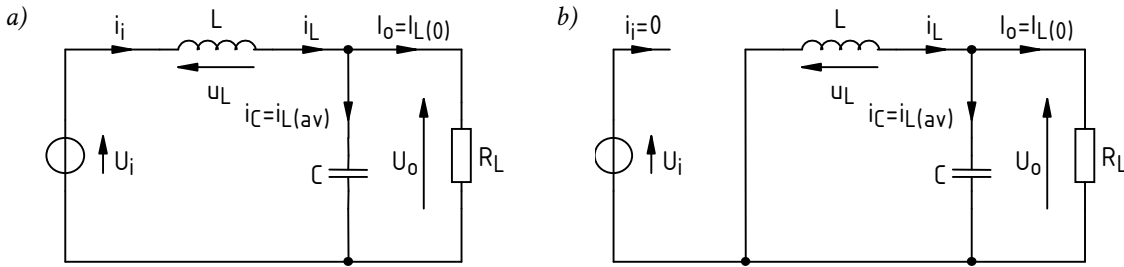
Uzyskany wynik oznacza, że **na koniec taktu 2 prąd musi wrócić do wartości, którą miał na początku taktu 1**. Tym samym, w ciągu taktu 2 musi opaść o taką samą wartość Δi_L , o jaką wzrósł w ciągu taktu 2:

$$(\Delta i)_2 = -(\Delta i)_1 \quad (3.43)$$

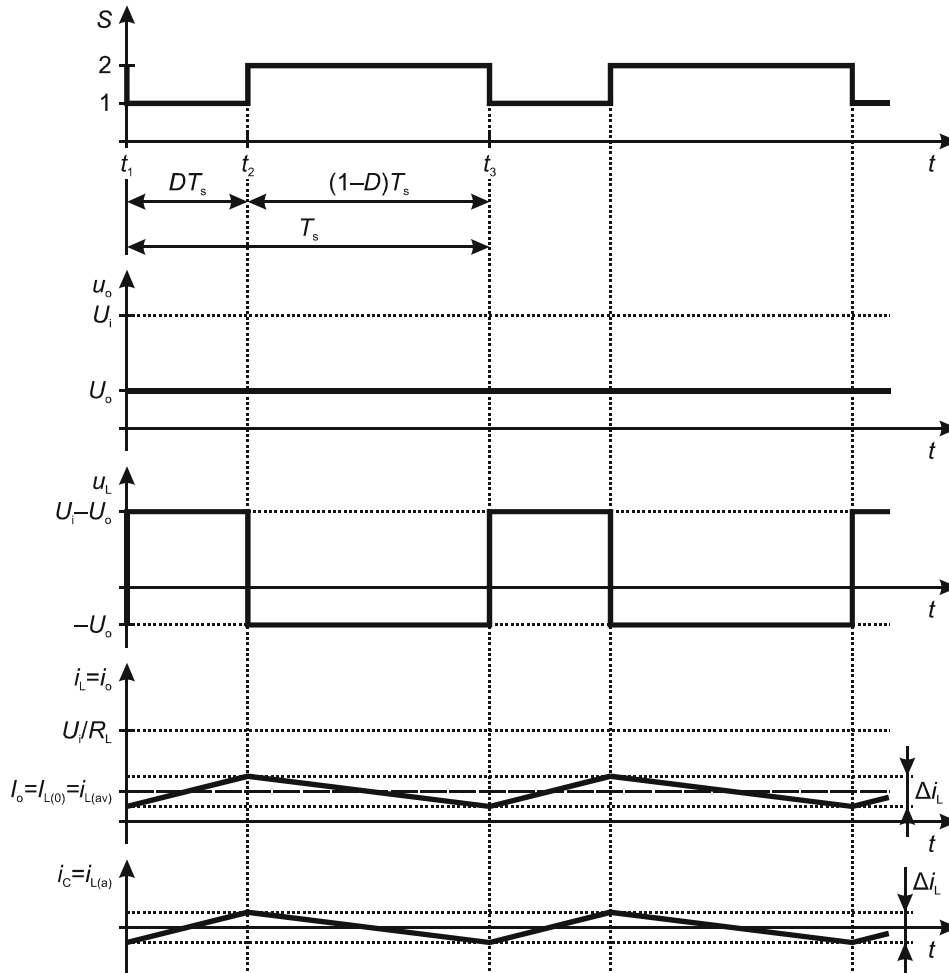
Zmiany prądu można uzależnić od występujących w układzie napięć korzystając z równania cewki (3.11). Zapiszmy je dla każdego z taktów:

$$u_{L1} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right)_1 \quad (3.44)$$

$$u_{L2} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right)_2 \quad (3.45)$$



Rys. 11. Zredukowana topologia obwodu z rys. 5c: a) w takcie 1; b) w takcie 2



Rys. 12. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 5c

i podstawmy zależności (3.37) i (3.38):

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_1 = \frac{U_i - U_o}{L} \tag{3.46}$$

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_2 = \frac{-U_o}{L} \tag{3.47}$$

Zauważmy, że prawe strony obu równań są wartościami stałymi, stąd i lewe strony muszą być stałe. Lewe strony określają zaś pochodną po czasie, czyli nachylenie przebiegu prądu dławika. Wnioskujemy więc, że **narastanie prądu dławika w takcie 1 i jego opadanie w takcie 2 odbywa się po liniach prostych**. Uwzględniono to na rys. 12 [zwróćmy uwagę, że uzyskane wyrażenie (3.47) na pochodną w takcie 2 daje wartość ujemną, co oznacza opadanie prądu, czyli w

pełni zgodza się z wynikami dotychczasowej analizy]. Dla funkcji liniowej pochodna jest równa ilorazowi przyrostu prądu i przyrostu czasu. Stąd

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_1 = \frac{i(t_2) - i(t_1)}{t_2 - t_1} = \frac{(\Delta i)_1}{DT_s} \quad (3.48)$$

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_2 = \frac{i(t_3) - i(t_2)}{t_3 - t_2} = \frac{(\Delta i)_2}{(1-D)T_s} \quad (3.49)$$

skąd

$$(\Delta i)_1 = \frac{(U_i - U_o) \cdot DT_s}{L} \quad (3.50)$$

$$(\Delta i)_2 = \frac{(-U_o) \cdot (1-D)T_s}{L} \quad (3.51)$$

Korzystając z równości (3.43), przyrównujemy prawe strony, otrzymując

$$(U_i - U_o) \cdot D = U_o \cdot (1-D) \quad (3.52)$$

Przekształcając powyższe równanie, otrzymujemy ostatecznie poszukiwane wyrażenie na **napięcie wyjściowe uzyskiwane w układzie z łącznikiem dwupozycyjnym, dławikiem i kondensatorem**:

$$U_o = DU_i \quad (3.53)$$

3.2.b. Charakterystyka przetwarzania napięcia

Równanie (3.53) wyraża **statyczną charakterystykę przejściową** lub **charakterystykę przetwarzania**. Jest to najważniejsza zależność opisująca działanie każdej przetwornicy prądu stałego. Określa ona, w jaki sposób wielkość wyjściowa (napięcie wyjściowe U_o) zależy od wielkości wejściowej energetycznej (napięcie wejściowe U_i) i od wielkości wejściowej sterującej (współczynnik wypełnienia D).

Ponieważ $0 \leq D \leq 1$, układ z rys. 5c realizuje funkcję **obniżania napięcia wejściowego U_i w stopniu zależnym od współczynnika wypełnienia D** . Zauważmy, że wynik ten jest zbieżny z (2.13) [s. 16]: dla założonych tam warunków pracy $U_i = 20$ V i $D = 0,5$, otrzymujemy $U_o = 10$ V. Różnica 0,5 V wynika z faktu, że obecnie zaniedbaliśmy spadek potencjału na tranzystorze, podczas gdy w podrozdziale 2.3 założyliśmy, że wynosi on aż 1 V.

Wynik (3.53) jest też identyczny z zależnością (3.7). Tym samym włączone w układ **dławik i kondensator spełniły rolę dolnoprzepustowego filtra** napięcia wyjściowego (por. rys. 5c z rys. 1c). Wylimitował on składową przemienną, a przepuścił składową stałą, która faktycznie równa jest wartości średniej napięcia przed filtracją. Włączenie dławika **wymagało jednak zapewnienia ścieżki dla nieprzerwanego przepływu prądu**, w wyniku czego w układzie pojawiła się dodatkowa gałąź, a łącznik zmienił typ na dwupozycyjny.

Widać więc, że – tak jak przewidzieliśmy w par. 2.3.d – **dodanie filtra pozwala praktycznie wykorzystać wniesioną przez łącznik możliwość obniżenia napięcia w aplikacjach wymagających zasilania napięciem stałym**. Z samym łącznikiem (par. 2.3.d i 3.1.b) możliwość ta była jedynie potencjalna, gdyż napięcie wyjściowe nie było stałe, co wykluczało użyteczne zastosowanie tamtego układu do większości odbiorników. **Stosując łącznik i filtr uzyskaliśmy napięcie wyjściowe jednocześnie obniżone i stałe w czasie**.

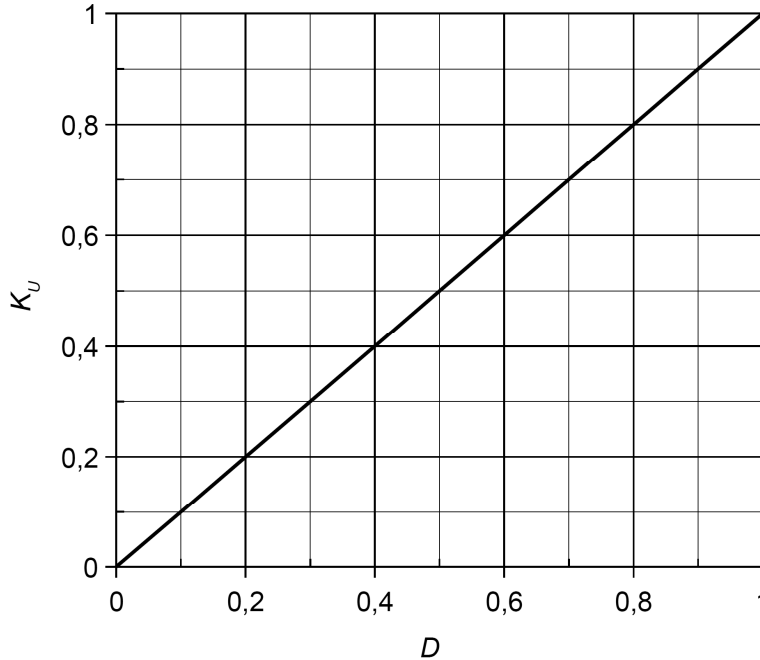
W celu pokazania zależności wyłącznie od wielkości sterującej, a wylimitowania wpływu napięcia wejściowego, definiuje się również **współczynnik przetwarzania napięcia** jako

$$K_U = \frac{\Delta U_o}{U_i} \quad (3.54)$$

Podstawiając (3.53) otrzymujemy, że dla idealnej przetwornicy obniżającej napięcie wynosi on

$$K_{U(\text{id})} = \frac{DU_i}{U_i} = D \quad (3.55)$$

Charakterystykę opisaną tą zależnością zobrazowano na rys. 13.



Rys. 13. Charakterystyka współczynnika przetwarzania napięcia idealnej przetwornicy obniżającej

3.2.c. Półprzewodnikowy łącznik dwupozycyjny

Z powyższej analizy wynika, że układ z rys. 5c, przy poprawnym doborze wartości elementów, realizuje pożądaną funkcję. Zawiera on jednak nadal jeden element abstrakcyjny – łącznik. Praktyczny układ przetwornicy obniżającej napięcie – z rzeczywistymi przyrządami półprzewodnikowymi – przedstawia rys. 5d. Jak widać, **łącznikowi abstrakcyjnemu** z rys. 5c **odpowiadają dwa przyrządy półprzewodnikowe: tranzystor i dioda**. Pojedynczy przyrząd posiada bowiem zawsze tylko 2 końcówki główne, nie można więc za jego pomocą zrealizować łącznika dwupozycyjnego, posiadającego 3 końcówki.

Sterowanie takim łącznikiem dokonuje się oczywiście za pośrednictwem tranzystora, dioda jest bowiem elementem niesterowalnym. Konstrukcja układu powoduje jednak, że **tylko jeden z dwóch przyrządów jest w danym momencie załączony**. Wynika to z następującego rozumowania.

1. W taktcie 1 tranzystor jest załączony. Z rys. 5d wynika, że napięcie na diodzie można wyrazić jako

$$u_D = -U_i + u_T \quad (3.56)$$

Ponieważ napięcie u_T na załączonym tranzystorze jest niewielkie, więc dioda jest spolaryzowana napięciem ujemnym i nie przewodzi.

2. Na granicy taktów 1 i 2, wskutek zmniejszenia napięcia sterującego u_{GS} , zwiększa się rezystancja dren-źródło tranzystora. Jednakże prąd drenu jest prądem dławika, który – zgodnie z analizą przeprowadzoną w paragrafie 3.1.c – nie może nagle przestać płynąć. Rośnie więc spadek potencjału na tranzystorze u_T (skoro rośnie rezystancja przy prawie niezmiennym prądzie). W chwili, w

której napięcie u_T stanie się wyższe od napięcia U_i o napięcie progowe diody $U_{F(TO)}$:

$$u_T > U_i + U_{F(TO)} \quad (3.57)$$

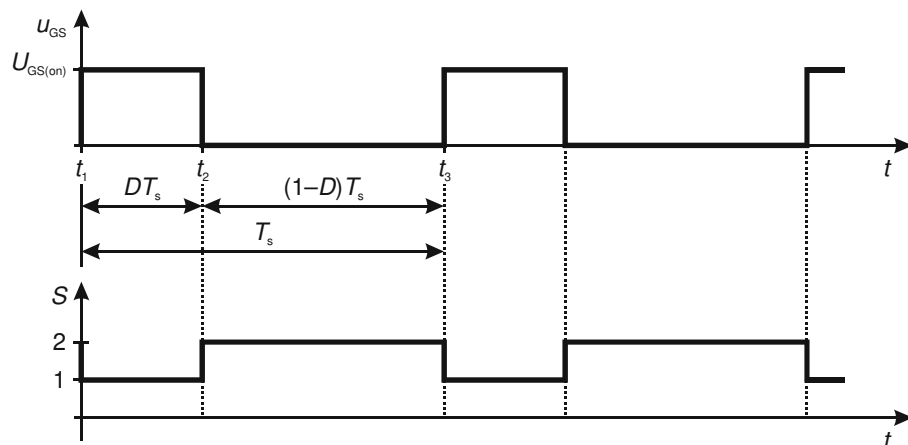
zgodnie ze wzorem (3.56) napięcie u_D staje się wyższe od tego napięcia progowego. Dioda przechodzi więc w stan przewodzenia. Tranzystor zaś uzyskuje ostatecznie bardzo wysoką rezystancję. Tym samym następuje przełączenie łącznika z pozycji 1 w pozycję 2 (por. ze sobą rys. 5c, d i 11).

3. W takcie 2 dioda stale przewodzi, gdyż stan ten wymusza dławik działający jak źródło prądowe.
4. Na granicy taktów 2 i 1, wskutek wzrostu napięcia u_{GS} powyżej wartości progowej tranzystora $U_{GS(th)}$, przez tranzystor zaczyna płynąć prąd (zgodnie z jego charakterystyką wyjściową). Z prądowego prawa Kirchhoffa wynika, że suma prądów w węzle nie może się zmienić, zaś prąd dławika nie może się nagle zmienić. W związku z tym tranzystor przejmuje prąd dławika od diody. W momencie, w którym $i_T = i_L$, prąd diody spada do zera, a więc dioda przechodzi w stan wyłączenia. Następuje przełączenie łącznika z pozycji 2 w pozycję 1.

Tym samym **tranzystor i dioda realizują funkcję łącznika dwupozycyjnego**.

Przełączanie tranzystora MOSFET realizowane jest poprzez wymuszenie napięcia bramka-źródło u_{GS} o odpowiednim przebiegu. Z zasady działania tego przyrządu wynika, że musi to być przebieg impulsowy. Z przeprowadzonego wyżej rozumowania wynika, że aby zrealizować funkcję łącznika S przedstawioną na rys. 12, tranzystor należy załączyć na takt 1, a wyłączyć na takt 2. Wobec tego, biorąc pod uwagę zasadę działania tranzystora MOSFET typu N, należy wygenerować napięcie u_{GS} o przebiegu pokazanym w uproszczeniu na rys. 14. Jest to oczywiście zadanie osobnego układu sterowania, nie pokazanego na rys. 5d.

Łącznik w postaci tranzystora i diody nie jest jedynym stosowanym rozwiązaniem. Istnieją również konstrukcje z dwoma tranzystorami. Wówczas przełączanie prądu między dwoma przyrządami nie zachodzi w sposób samoczynny przedstawiony wyżej. Układ sterowania musi więc zapewnić odpowiednią synchronizację przebiegów sterujących oboma tranzystorami tak, aby w każdej chwili jeden i tylko jeden z nich był załączony – stąd określenie **przetwornica synchroniczna** (ang. *synchronous converter*).



Rys. 14. Uproszczony przebieg napięcia u_{GS} (rys. 5d) niezbędny dla uzyskania funkcji łącznika S jak na rys. 12

3.2.d. Prąd wejściowy

W analizie energetycznej przetwornicy, do wyznaczenia mocy wejściowej, potrzebna będzie znajomość składowej stałej prądu wejściowego i_i . Jest on równy prądowi dławika i_L w taktach 1 oraz 2 w taktach 2 (por. rys. 11), skąd, z definicji wartości średniej,

$$I_{i(0)} = i_{i(av)} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_i dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} i_L dt + \int_{(1-D)T_s} 0 dt \right) = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_L dt \quad (3.58)$$

Dokonajmy przekształcenia matematycznego uzyskanego wyniku:

$$I_{i(0)} = D \cdot \frac{1}{DT_s} \int_{DT_s} i_L dt \quad (3.59)$$

Wyrażenie po znaku mnożenia z definicji stanowi wartość średnią prądu dławika i_L za przedział czasu DT_s , tj. załączenia tranzystora. Prąd ten ma kształt trójkątny (por. ponownie rys. 11), czyli składa się z dwóch odcinków liniowego narastania lub opadania. Nietrudno wykazać (zarówno przez proste rozumowanie, jak i formalnie drogą całkowania), iż wartość średnia takiego przebiegu jest równa po prostu średniej z wartości szczytu i wartości siodła i odnosi się zarówno do całego okresu, jak i do każdego z odcinków z osobna. A więc średnią za przedział DT_s można zastąpić wartością średnią za cały okres $i_{L(av)}$, czyli składową stałą $I_{L(0)}$:

$$I_{i(0)} = D \cdot i_{L(av)} = DI_{L(0)} \quad (3.60)$$

Korzystając z (3.35), otrzymujemy ostatecznie:

$$I_{i(0)} = DI_o = K_I I_o \quad (3.61)$$

gdzie przez K_I oznaczono stosunek składowej stałej prądu wejściowego do prądu wyjściowego:

$$K_I = \frac{I_{i(0)}}{I_o} = D \quad (3.62)$$

Tak więc w przetwornicy obniżającej **prąd wejściowy jest mniejszy od prądu wyjściowego** (obciążenia) **w takim samym stosunku, w jakim napięcie wyjściowe jest mniejsze od napięcia wejściowego** [por. zależność (3.53)]. Biorąc pod uwagę (3.53), (3.61) można przekształcić do postaci uzależnionej od napięcia wejściowego:

$$I_{i(0)} = D \frac{U_o}{R_L} = D^2 \frac{U_i}{R_L} \quad (3.63)$$

Uzyskane wyrażenie teoretyczne będzie przydatne podczas wykonywania ćwiczenia dla oceny, czy układ nie pobiera zbyt dużego prądu, co wskazywałoby na błąd lub awarię. Potrzebna wówczas będzie znajomość teoretycznego prądu wejściowego także w układzie, od którego rozpoczęliśmy rozważania – bez elementów biernych (par. 3.1.b). W tym przypadku prąd wejściowy i_i jest równy prądowi wyjściowemu i_o w taktie 1 oraz 0 w taktie 2 (por. rys. 6 i 7). A więc jego składowa stała wynosi

$$I_{i(0)} = i_{i(av)} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_i dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} i_o dt + \int_{(1-D)T_s} 0 dt \right) = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} \frac{U_i}{R_L} dt + 0 \right) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{U_i}{R_L} DT_s = D \frac{U_i}{R_L} \quad (3.64)$$

Porównanie tego wyniku z (3.63) prowadzi do obserwacji, iż dla $D < 1$ składowa stała prądu wejściowego jest większa w układzie bez filtra. Można łatwo wykazać, że wynika to z faktu, że moc czynna wyjściowa w obu tych układach jest także różna – mimo takiej samej wartości średniej napięcia wyjściowego. W zależności od przebiegu – impulsowego bez filtra, stałego z filtrem – napięcie to ma bowiem różną wartość skuteczną, a to od niej (przy obciążeniu rezystancyjnym) zależy moc czynna.

3.3. Wpływ tranzystora na właściwości układu

3.3.a. Moc strat w tranzystorze

Spróbujmy określić, w jaki sposób stratność rzeczywistego łącznika półprzewodnikowego wpływa na działanie przetwornicy. Dla uproszczenia analizy, **ograniczmy się wyłącznie do** rozważanego w niniejszym ćwiczeniu **tranzystora MOSFET**, aczkolwiek analogiczne rozumowanie można przeprowadzić także dla diody. Do wykonania tego zadania konieczne jest oszacowanie mocy strat w tranzystorze – zarówno statycznych, jak i dynamicznych.

Aby uprościć obliczenia założymy, że indukcyjność L jest na tyle duża, że amplituda tętnienia prądu jest dużo mniejsza od jego składowej stałej

$$\Delta i_L \ll I_{L(0)} \quad (3.65)$$

Wobec tego można przyjąć, że

$$i_L = I_{L(0)} + i_{L(a)} \approx I_{L(0)} \quad (3.66)$$

Prąd tranzystora (obwodu mocy) w stanie załączenia $I_{D(on)}$ równy jest prądowi dławika (por. rys. 5d i 11a), a więc także może być uznany za stały. Moc czynna strat statycznych w tranzystorze w stanie załączenia wyraża się więc wzorem (patrz instrukcja 3^A, par. 3.2)

$$P_{T,stat} = DI_{D(on)}^2 R_{DS(on)} = DI_{L(0)}^2 R_{DS(on)} \quad (3.67)$$

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

Moc strat dynamicznych można oszacować jak w paragrafie 2.3.c. Należy jednak wziąć pod uwagę inny charakter przełączania. Wówczas założyliśmy bowiem, że prąd główny i napięcie główne zmieniają się jednocześnie.

Tymczasem w rzeczywistej przetwornicy obniżającej – co stwierdziliśmy w paragrafie 3.1.c – prąd dławika nigdy nie może przestać płynąć, z tym że płynie on albo przez tranzystor, albo przez diodę. Wymuszając przepływ prądu, **dławik stanowi więc źródło prądowe i taki też charakter ma obciążenie tranzystora** (patrz instrukcja 3^A, par. 3.3). Przebiegi napięcia i prądu tranzystora mają charakter typowy dla obciążenia prądowego, co przedstawiono na rys. 15. Można to wyjaśnić następująco.

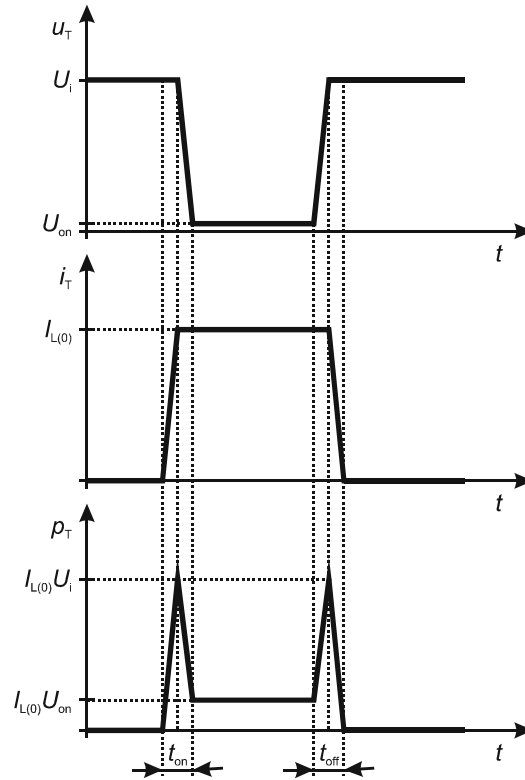
1. Zgodnie z analizą działania łącznika tranzystor-dioda przeprowadzoną w paragrafie 3.2.c, podczas wyłączenia tranzystora, napięcie na nim najpierw rośnie, do chwili, w której dochodzi do załączenia diody. Dopiero wówczas prąd tranzystora może zaniknąć, gdyż prąd dławika zostaje przejęty przez diodę.
2. Podczas załączania tranzystora, dopóki dioda nie przestanie przewodzić prądu, napięcie na tranzystorze u_T wynosi w przybliżeniu U_i , gdyż (por. rys. 5d)

$$u_T = U_i + u_D \quad (3.68)$$

a napięcie na przewodzącej diodzie jest niewielkie. Dopiero kiedy cały prąd dławika zostanie przejęty przez tranzystor, dioda wyłączy się i przestanie zwiercać źródło tranzystora do ujemnego bieguna źródła napięcia U_i . Napięcie na tranzystorze będzie więc mogło opaść do niskiej wartości U_{on} .

Dla obciążenia o charakterze źródła prądowego, moc czynna strat dynamicznych w tranzystorze wyraża się zależnością

$$P_{T,dyn} = \frac{1}{2} I_{D(on)} U_{DS(off)} (t_{on} + t_{off}) f_s = \frac{1}{2} I_{L(0)} U_i (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (3.69)$$



Rys. 15. Uproszczone przebiegi napięcia, prądu i mocy chwilowej tranzystora w przetwornicy obniżającej

gdzie t_{on} i t_{off} oznaczają – bez wnikania w szczegóły – czasy trwania procesu załączania i wyłączania zgodnie z rys. 15. Wobec tego całkowita moc czynna strat

$$P_T = P_{T,stat} + P_{T,dyn} = DI_{L(0)}^2 R_{DS(on)} + \frac{1}{2} I_{L(0)} U_i (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (3.70)$$

Uzyskana zależność potwierdza wniosek sformułowany już w paragrafie 2.3.c: **na moc strat wpływ ma rezystancja w stanie załączenia oraz czasy przełączania**. Jak widać, moc strat statycznych **rośnie ze wzrostem współczynnika wypełnienia**; z kolei moc strat dynamicznych jest **tym większa, im większa częstotliwość przełączania**.

3.3.b. Wpływ strat statycznych na sprawność

Wyprowadzenie analitycznego wyrażenia na sprawność przetwornicy byłoby skomplikowane. Możemy jednak przynajmniej stwierdzić, jaki wpływ na tę sprawność ma badany w niniejszym ćwiczeniu tranzystor MOSFET. Aby zmniejszyć liczbę niezbędnych założeń co do wartości parametrów tego przyrządu, rozważymy najpierw statyczne straty mocy.

Moc czynna wejściowa przetwornicy wynosi

$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_i i_i dt = U_i \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_i dt = U_i i_{i(av)} = U_i I_{i(0)} \quad (3.71)$$

czyli jest równa iloczynowi stałego napięcia wejściowego i składowej stałej prądu wejściowego. Ta ostatnia wyraża się wzorem (3.60), wobec czego ostatecznie

$$P_i = DU_i I_{L(0)} \quad (3.72)$$

Przyjmując, że zmniejszenie przekazywanej mocy, jakie następuje pomiędzy wejściem a wyjściem przetwornicy, wynika wyłącznie ze strat statycznych w tranzystorze, oraz wykorzystując wyprowadzone zależności (3.67) i (3.72), uzyskujemy, że sprawność układu wynosi

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_i - P_{T,\text{stat}}}{P_i} = 1 - \frac{P_{T,\text{stat}}}{P_i} = 1 - \frac{I_{L(0)}}{U_i} R_{\text{DS(on)}} \quad (3.73)$$

Stosując przybliżenie (3.35) i prawo Ohma (3.3), otrzymujemy

$$\eta = 1 - \frac{U_o}{U_i} \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L} \quad (3.74)$$

3.3.c. Wpływ strat statycznych na współczynnik przetwarzania napięcia

Uzyskanie więcej mówiącej postaci wzoru (3.74) wymaga wyznaczenia zależności między napięciem wyjściowym a wejściowym. Nie możemy posługiwać się nadal zależnością (3.53), gdyż została ona wyprowadzona przy założeniu, że załączony tranzystor stanowi zwarcie. Tymczasem wyrażenie (3.74) uzyskaliśmy uwzględniając niezerową rezystancję załączonego tranzystora.

Obecnie napięcie na dławiku w takcie 1 musimy wyrazić jako (por. rys. 5d)

$$\begin{aligned} u_L &= U_i - U_o - u_T = U_i - U_o - U_{T(\text{on})} = U_i - U_o - I_{L(0)} R_{\text{DS(on)}} = \\ &= U_i - U_o - \frac{U_o}{R_L} R_{\text{DS(on)}} = U_i - U_o \left(1 + \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L} \right) \end{aligned} \quad (3.75)$$

Wzór na przyrost prądu dławika w takcie 1 (3.50) przyjmie więc nową postać

$$(\Delta i)_1 = \frac{\left[U_i - U_o \left(1 + \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L} \right) \right] \cdot DT_s}{L} \quad (3.76)$$

z której, przez przyrównanie do (3.51), uzyskujemy

$$\left[U_i - U_o \left(1 + \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L} \right) \right] \cdot D = U_o (1 - D) \quad (3.77)$$

i ostatecznie

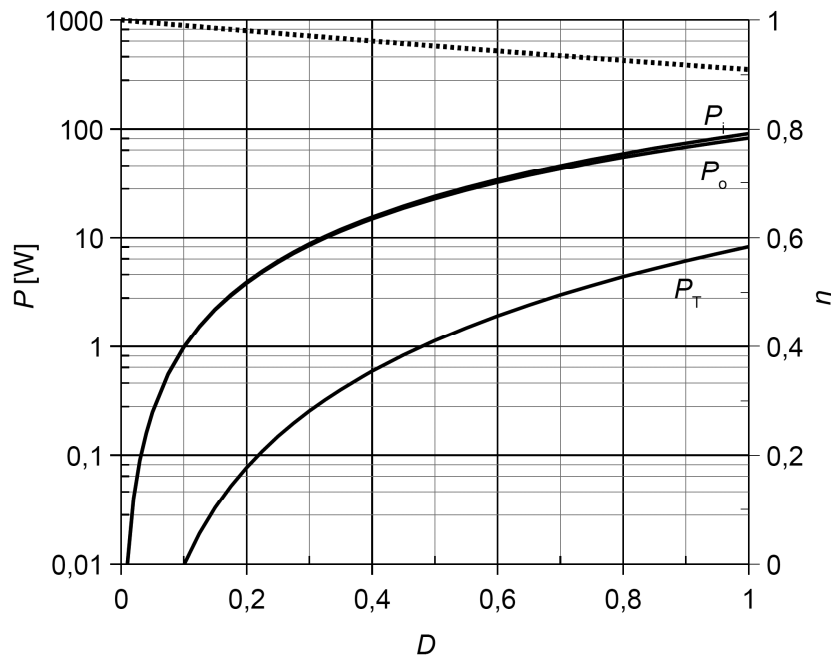
$$U_o = U_i \frac{D}{1 + D \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L}} \quad (3.78)$$

$$K_U = \frac{D}{1 + D \frac{R_{\text{DS(on)}}}{R_L}} \quad (3.79)$$

Otrzymany wynik mówi, że w rzeczywistej przetwornicy napięcie wyjściowe zależy od stosunku rezystancji tranzystora (w stanie załączenia) do rezystancji odbiornika. Dla $R_{\text{DS(on)}} = 0$ uzyskujemy oczywiście zależność (3.53). Natomiast w miarę zwiększania $R_{\text{DS(on)}}$, przy stałej rezystancji R_L , napięcie wyjściowe staje się coraz mniejsze.

Rozbieżność między przetwornicą rzeczywistą a idealną zwiększa się również ze wzrostem współczynnika wypełnienia D . Dla $D = 0$ otrzymujemy wynik $U_o = 0$ jak dla przetwornicy idealnej.

Jest to wynik spodziewany, gdyż tranzystor jest wówczas stale wyłączony. Jego stan załączenia nie może więc mieć żadnego wpływu na działanie przetwornicy.



Rys. 16. Zależność mocy czynnych w układzie (linie ciągłe) i sprawności układu η (linia kropkowa) od współczynnika wypełnienia impulsów D (uwzględniono wyłącznie moc strat statycznych w tranzystorze), dla parametrów układu: $U_i = 10 \text{ V}$, $R_L = 1 \Omega$, $R_{DS(on)} = 0,1 \Omega$

3.3.d. Charakterystyki przetwornicy z uwzględnieniem strat statycznych

Podstawiając (3.78) do (3.74) uzyskujemy zależność

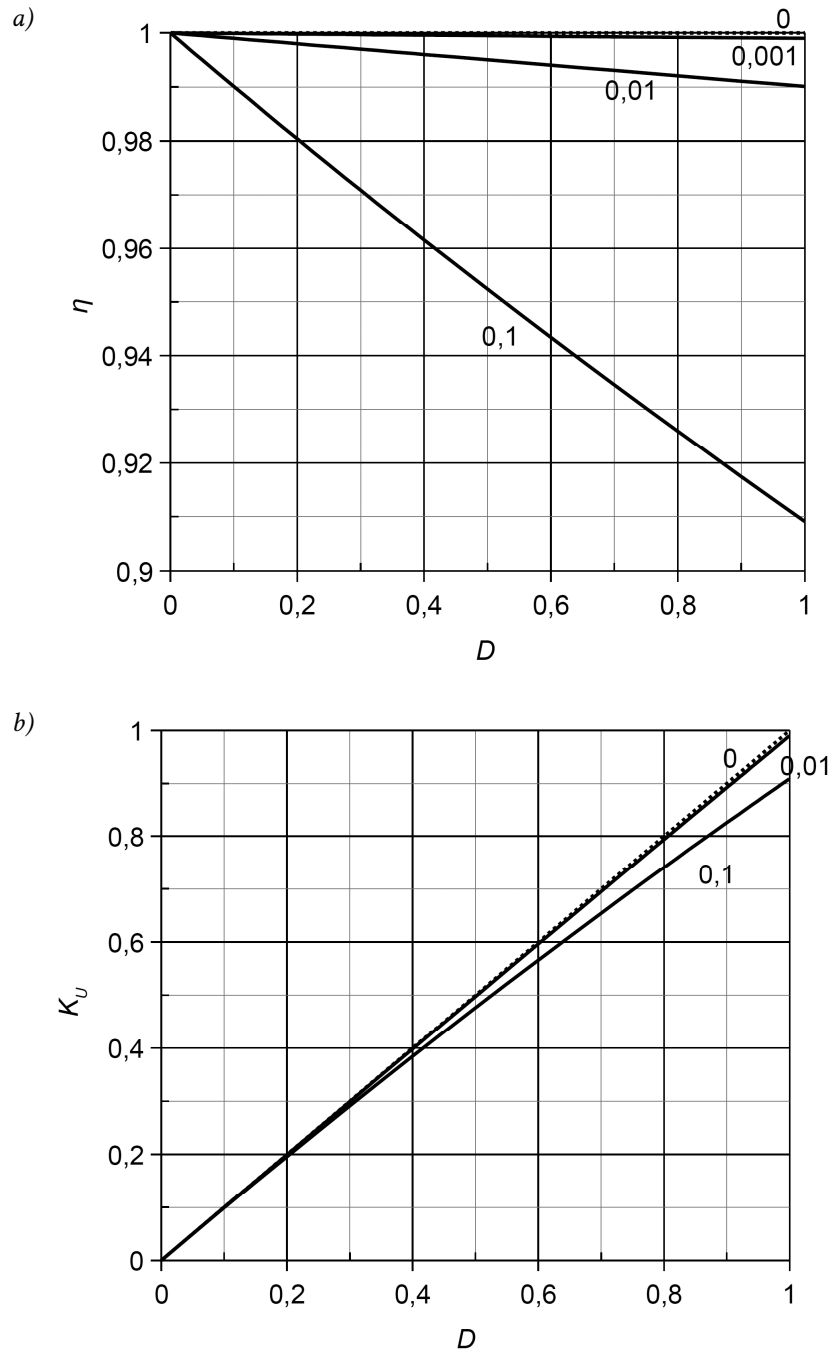
$$\eta = 1 - \frac{D}{1 + D \frac{R_{DS(on)}}{R_L}} \frac{R_{DS(on)}}{R_L} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{D} \frac{R_L}{R_{DS(on)}}} = \frac{1}{1 + D \frac{R_{DS(on)}}{R_L}} \quad (3.80)$$

Na rys. 16 przedstawiono zależność (3.80) dla przykładowego stosunku $R_{DS(on)}/R_L = 0,1$. Jest to wartość bardzo duża, wybrana w celu uwypuklenia zachodzącego zmniejszenia sprawności. W rzeczywistości tranzystor o rezystancji 10 razy mniejszej od rezystancji odbiornika uznalibyśmy za źle dobrany do danej aplikacji. Jak jednak widać, nawet przy tak dużym stosunku rezystancji sprawność spada zaledwie do ok. 0,9 dla $D = 1$.

Tym samym przetwornica obniżająca napięcie nie jest specjalnie wymagająca w odniesieniu do parametrów tranzystora. Nawet z kiepsko dobranym tranzystorem uzyskamy sprawność przetwarzania energii dużo większą niż w przypadku układów o działaniu ciągłym (por. paragraf 2.2). **Przetwornica obniżająca charakteryzuje się więc wysoką sprawnością w całym zakresie sterowania** (współczynnika wypełnienia). Wyróżnia to układ obniżający spośród przetwornic prądu stałego.

Jak wynika ze wzoru (3.80), dla $R_{DS(on)} \rightarrow 0$ oraz dla $D \rightarrow 0$, sprawność dąży do jedności. Natomiast w miarę zwiększania współczynnika wypełnienia, sprawność spada. **Spadek ten jest tym silniejszy, im większy stosunek rezystancji tranzystora do rezystancji odbiornika.** Potwierdza to rys. 17a, na którym wykreślono charakterystyki sprawności dla różnych wartości stosunku $R_{DS(on)}/R_L$.

Na rys. 17b przedstawiono z kolei charakterystykę przetwarzania napięcia (3.79). Również ona dowodzi, że w przypadku przetwornicy obniżającej wyraźne odstępstwo od charakterystyki idealnej obserwujemy dopiero przy wyjątkowo źle dobranym tranzystorze.



Rys. 17. Charakterystyki w funkcji współczynnika wypełnienia impulsów D oraz stosunku $R_{DS(on)}/R_L$ (uwzględniono wyłącznie moc strat statycznych w tranzystorze; wartość 0 i linia kropkowa opowiada przetwornicy idealnej): a) sprawność; b) współczynnik przetwarzania napięcia

3.3.e. Wpływ strat dynamicznych

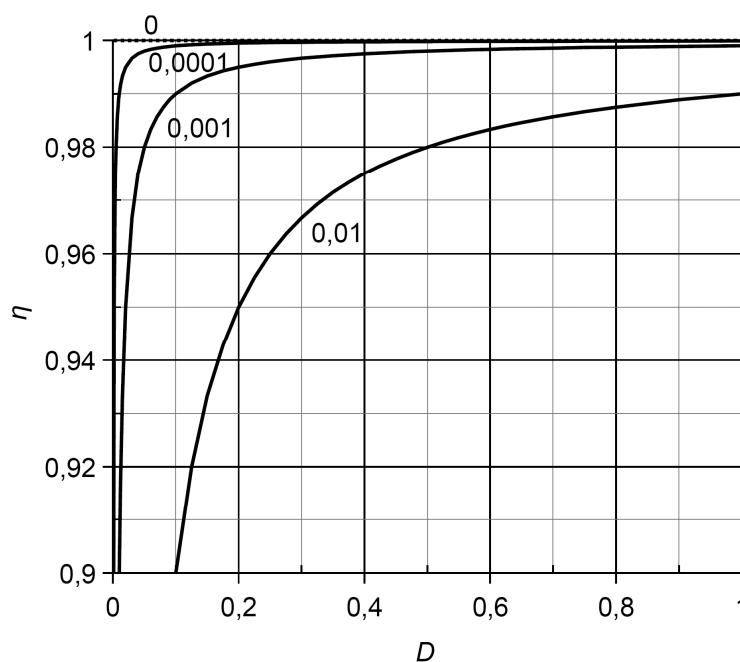
Przeanalizujmy z kolei, w jaki sposób na działanie przetwornicy wpływają dynamiczne straty mocy w tranzystorze. Aby zmniejszyć liczbę niezbędnych założeń co do wartości parametrów, przyjmijmy tym razem, że czasy załączania i wyłączania są sobie równe i oznaczmy ich wspólną wartość przez t_{sw} . Wówczas zależność (3.69) można zapisać jako

$$P_{T,dyn} = I_{L(0)} U_i t_{sw} f_s \quad (3.81)$$

Korzystając z zależności (3.72), uzyskujemy wyrażenie na sprawność

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_i - P_{T,dyn}}{P_i} = 1 - \frac{P_{T,dyn}}{P_i} = 1 - \frac{t_{sw} f_s}{D} = 1 - \frac{1}{D} \frac{t_{sw}}{T_s} \quad (3.82)$$

Powyższą zależność wykreślono na rys. 18 dla różnych wartości stosunku czasu przełączania tranzystora t_{sw} do okresu przełączania przetwornicy T_s . Zarówno uzyskana zależność, jak i wykres pokazują, że **straty dynamiczne w tranzystorze mają inny wpływ na sprawność niż straty statyczne** w tym elemencie. Wraz ze zmniejszaniem współczynnika wypełnienia, sprawność również spada. **Spadek ten jest tym większy, im większy czas przełączania tranzystora w stosunku do okresu przełączania przetwornicy.** Przykładowo, stosunek 0,001 odpowiada $t_{sw} = 100$ ns przy $f_s = 10$ kHz, lub $t_{sw} = 10$ ns przy $f_s = 100$ kHz.



Rys. 18. Charakterystyki sprawności w funkcji współczynnika wypełnienia impulsów D oraz stosunku t_{sw}/T_s (uwzględniono wyłącznie moc strat dynamicznych w tranzystorze; wartość 0 i linia kropkowa opowiada przetwornicy idealnej)

3.3.f. Częstotliwość przełączania i zastosowanie tranzystorów MOSFET

W rzeczywistym układzie **również z diodą i elementami biernymi** (dławikiem i kondensatorem) są **związane straty mocy**. Powodują one dalszy spadek sprawności i współczynnika przetwarzania napięcia – zarówno dla dużych, jak i dla małych wartości współczynnika wypełnienia.

Skuteczność spełnienia swojej roli przez dławik i kondensator jest ściśle powiązana z wartościami tych elementów. Jak pokazaliśmy w paragrafach 3.1.d i 3.1.f, zapewnienie ciągłego przepływu prądu wymaga odpowiednio dużej indukcyjności, zaś wygładzenie napięcia wyjściowego – odpowiednio dużej pojemności. Tym samym – na podstawie zależności (3.9) i (3.23) – elementy te muszą mieć zdolność zmagazynowania odpowiednio dużej energii. Ta z kolei **w niekorzystny sposób wiąże się z gabarytami elementu** – im większą energię chcemy zmagazynować, tym większa i cięższa musi być cewka lub kondensator. Równocześnie **większa będzie pasożytnicza rezystancja** elementu biernego, przez co zwiększeniu ulega moc strat w przekształtniku, a tym samym obniża się jego sprawność.

Spójrzmy jednak na rys. 10, który – co do kształtu przebiegów – stosuje się zarówno do cewki i jej prądu, jak i do kondensatora i napięcia na nim. Z zamieszczonego zestawu wykresów wynika, że jeżeli **proporcjonalnie skrócić czas trwania obu taktów**, czyli **zwiększyć częstotliwość przełączania** f_s , prąd zdąży narosnąć i opaść o mniejszą wartość Δi_L . Amplituda zmian zmniejszy się więc, czyli **działanie elementu biernego będzie bardziej skuteczne**. Napięcie wyjściowe nie ulegnie zaś zmianie, gdyż zgodnie z zależnością (3.53), nie zależy ono od długości okresu T_s , a jedynie od stosunku czasu trwania obu taktów – czyli współczynnika wypełnienia D . Rozumując odwrotnie, **taką samą skuteczność działania** można uzyskać z użyciem dławika o **mniejszej indukcyjności**. Analogiczny wniosek dotyczy pojemności kondensatora.

Powyższe spostrzeżenie stanowi **główny argument na rzecz wysokiej częstotliwości pracy** wszelkich przekształtników o działaniu przełączającym. Ze wzoru (3.69) i analizy przeprowadzonej w par. 3.3.e wynika jednak, że **wzrostowi częstotliwości przełączania towarzyszy wzrost mocy strat dynamicznych w tranzystorze**. Można to skompensować wyłącznie przez **zastosowanie łącznika półprzewodnikowego o większej szybkości działania**, tj. krótszych czasach przełączania – spadek sprawności zależy bowiem od iloczynu $t_{sw} \cdot f_s$ (por. rys. 18). **Sterowalnymi przyrządami półprzewodnikowymi mocy o najkrótszych czasach przełączania** są obecnie **tranzystory MOSFET**. Tłumaczy to ich **dominację w układach przetwornic** prądu stałego o działaniu przełączającym.

Dodatkowy zysk z zastosowania tranzystorów MOSFET płynie z **polowego mechanizmu sterowania**. Daje on:

- 1° **bardzo małą moc sterowania** (zarówno w porównaniu do mocy przetwarzanej w układzie, jak i do mocy strat w obwodzie głównym tranzystora) – dzięki czemu układ sterowania nie obniża sprawności układu, jak to ma miejsce w przypadku sterowanych prądowo tranzystorów BJT;
- 2° **możliwość sterowania** łącznikiem półprzewodnikowym bezpośrednio **z wyjść układów scalonych** (gdyż sterowanie odbywa się zasadniczo poprzez sygnał napięciowy, a nie prądowy) – co upraszcza realizację cyfrowych układów sterowania.

3.4. Podejście energetyczne do analizy przetwornic

3.4.a. Związek współczynnika przetwarzania napięcia ze sprawnością

Już porównanie rys. 17a i 17b prowadzi do istotnej obserwacji, iż **odstępstwo od idealnej charakterystyki przetwarzania jest tym wyraźniejsze, im bardziej sprawność odbiega od wartości idealnej** ($\eta = 1$). Intuicyjnie można to wyjaśnić następująco. Wytworzenie określonego napięcia wyjściowego U_o wymaga przepływu przez odbiornik prądu o wartości U_o/R_L i wobec tego dostarczenia na wyjście konkretnej mocy, o wartości

$$P_o = U_o I_o = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (3.83)$$

Przy sprawności $\eta < 1$ część mocy wejściowej jest tracona w przekształtniku, a więc nie dociera do odbiornika. Skoro tak, to moc wyjściowa będzie mniejsza, skąd – odwracając powyższy wzór do postaci

$$U_o = \sqrt{P_o R_L} \quad (3.84)$$

dochodzimy do wniosku, że napięcie wyjściowe będzie mniejsze niż oczekiwane.

Aby wyrazić powyższy związek ilościowo, należy odwołać się do równania energetycznego przetwornicy, tj. zależności między mocą czynną wejściową a wyjściową. Wynika ono wprost z definicji sprawności:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.85)$$

Przy założeniu stałości napięcia wejściowego, moc czynna wejściowa P_i wyraża się wzorem (3.71); moc wyjściową wyraża natomiast wzór (3.83). Powyższą równość można więc rozwinąć do

$$U_i I_{i(0)} = P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{U_o I_o}{\eta} \quad (3.86)$$

Jak stwierdziliśmy w par. 3.2.d, prąd wejściowy jest równy prądowi dławika przez czas, gdy tranzystor jest załączony, z czego wyprowadziliśmy (3.60). Tamta zależność obowiązuje także dla przetwornicy stratnej, gdyż została wyprowadzona z prądowego prawa Kirchhoffa zastosowanego do węzła, w którym łącznik półprzewodnikowy łączy się z dławikiem; musi być ono zachowane zawsze, niezależnie od strat energii w układzie. Z kolei z prądowego prawa Kirchhoffa dla węzła wyjściowego oraz założenia o idealnej filtracji uzyskaliśmy (3.35). Oba prądy (wejściowy i wyjściowy) dają się więc wyrazić poprzez składową stałą prądu dławika:

$$U_i D I_{L(0)} = \frac{U_o I_{L(0)}}{\eta} \quad (3.87)$$

Stąd po przekształceniu

$$K_U = \frac{U_o}{U_i} = \eta D \quad (3.88)$$

Porównując powyższy wynik z (3.55) stwierdzamy, że **współczynnik przetwarzania napięcia przetwornicy obniżającej rzeczywistej (stratnej) jest mniejszy niż dla przetwornicy idealnej (bezstratnej) w stosunku równym sprawności tej przetwornicy:**

$$K_U = \eta K_{U(id)} \quad (3.89)$$

Innymi słowy, jeżeli na wejście przetwornicy podamy określone napięcie U_i i będziemy sterować jej tranzystorem sygnałem o określonym wypełnieniu D , to w rzeczywistej przetwornicy obniżającej otrzymamy napięcie wyjściowe mniejsze niż w przetwornicy idealnej, w stosunku równym sprawności tej pierwszej.

Zauważmy, że uzyskany wynik jest zgodny z zależnościami pokazującymi wpływ mocy strat statycznych w tranzystorze na działanie układu, wyprowadzonymi w par. 3.3. Współczynnik przetwarzania napięcia (3.79) i sprawność (3.80) łączy bowiem faktycznie relacja (3.88).

3.4.b. Wpływ strat mocy na prąd wejściowy

Na koniec powróćmy jeszcze do rozważań rozpoczętych w par. 3.2.d. Do uzyskanego tam wyniku [równanie (3.63)] można także dojść drogą analizy energetycznej, co jest nawet prostsze. Przekształcając (3.86) dostajemy bowiem bezpośrednio

$$I_{i(0)} = \frac{P_o}{\eta U_i} = \frac{U_o}{U_i} \frac{I_o}{\eta} = I_o \frac{K_U}{\eta} \quad (3.90)$$

Otrzymana zależność stanowi w istocie uogólnienie wzoru (3.60), co widać, gdy podstawimy do niego (3.88). Wzór tamten obowiązywał wyłącznie dla konkretnej topologii – przetwornicy obniżającej. Natomiast równanie energetyczne (3.86) i zależność (3.90) są **uniwersalne** – **prawdziwe nie tylko dla rzeczywistej (stratnej) przetwornicy obniżającej, ale również w ogóle dla dowolnej przetwornicy prądu stałego**. Zależności wykorzystane do ich wyprowadzenia nie były bowiem powiązane z konkretną topologią układu, ani nie były uzależnione od założenia jednostkowej sprawności.

Wzór (3.90) pozwala projektantowi przewidzieć natężenie prądu wejściowego niezbędne do przekształcenia napięcia w zadanym stosunku K_U , przy obciążeniu I_o i zakładanej sprawności η . Mówi on, że składowa stała prądu wejściowego jest:

- 1° proporcjonalna do prądu wyjściowego w stosunku odwrotnym do stosunku napięć ($I_{i(0)}/I_o \propto U_o/U_i$),
- 2° odwrotnie proporcjonalna do sprawności przetwornicy (która jest liczbą mniejszą od 1, dlatego dzielenie przez nią oznacza powiększenie wyniku).

Tak więc **przetwornica pobiera tym większy prąd wejściowy** (w sensie składowej stałej), **im:**

- 1° **większy stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego** – co oznacza, że gdy przetwornica obniża napięcie, to prąd wejściowy jest mniejszy od wyjściowego i na odwrót,
- 2° **mniejsza sprawność przetwornicy** – co wynika wprost z równania energetycznego (3.86), gdyż przy danym napięciu wejściowym U_i , jeżeli sprawność η jest mniejsza, to dostarczenie określonej mocy wyjściowej P_o wymaga przepływu większego prądu wejściowego, aby lewa i prawa strona równania bilansowały się.

4. Pomiary

4.1. Układ pomiarowy

Ogólny schemat badanego układu przetwornicy dławikowej obniżającej napięcie przedstawiono na rys. 19. Skrajne gniazda bananowe umożliwiają dołączenie **zasilania** (napięcie wejściowe U_i) i **odbiornika** R_L . Na stałe w układzie znajduje się łącznik półprzewodnikowy, tj. tranzystor T i dioda D, oraz kondensator wejściowy C_i , którego zadaniem jest zapewnienie stałości napięcia wejściowego. Niebieska listwa zaciskowa umożliwia montaż **dławika** (cewki) L lub wykonanie zwarcia. **Kondensator** C montuje się w dodatkowych wtykach bananowych umieszczonych poprzecznie we właściwych wtykach odbiornika.

Wartości elementów układu wynoszą:

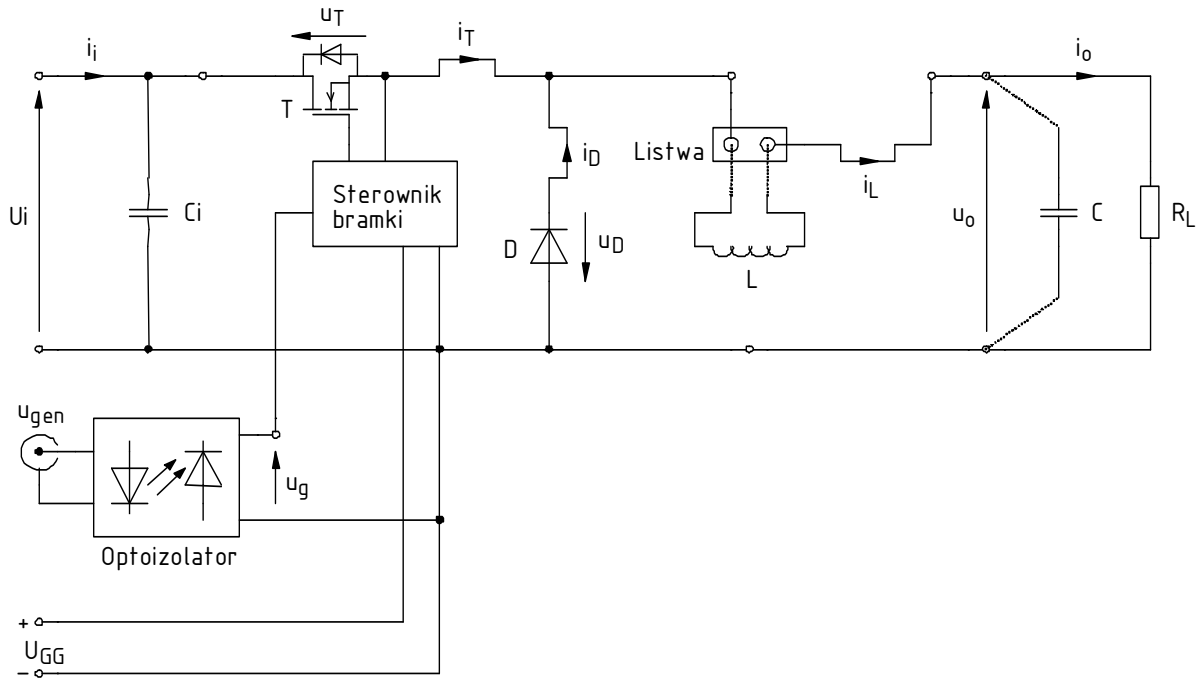
- rezystancja odbiornika $R_L = 4,7 \Omega$,
- indukcyjność dławika $L = 150 \mu\text{H}$,
- pojemność kondensatora wyjściowego $C = 100 \mu\text{F}$.

Poprzez gniazda bananowe wyprowadzone zostały **potencjały** najważniejszych punktów. Pomiar napięć za pomocą sond oscyloskopowych dokonuje się za pośrednictwem wtyków bananowych z końcówkami umożliwiającymi przyłączenie sondy. Wtyki te można dowolnie przenosić w zależności od bieżących potrzeb pomiarowych. Natomiast obserwacja przebiegów **prądów** jest możliwa przez założenie sondy prądowej na jednym z wyprowadzonych fragmentów przewodów (i_L , i_T , i_D) lub na przewodzie przyłączonym odpowiednio do wejścia albo wyjścia układu (i_i , i_o).

Impulsowy przebieg sterujący tranzystorem u_g pochodzi z zewnętrznego generatora funkcyjnego (u_{gen}). Ponieważ masa generatora jest uziemiona, do tego samego punktu należałoby przyłączać masy wszystkich sond napięciowych (również uziemione). Znacząco utrudniłoby to pomiary napięć względem innych punktów układu; dlatego też w obwodzie zastosowano scalony półprzewodnikowy optyczny układ izolujący (optoizolator) z diodą elektroluminescencyjną, fotodiodą i odpowiednim obwodem kondycjonującym.

Sygnal z generatora u_{gen} poprzez optoizolator trafia na wejście sterownika bramki jako u_g . Sterownik na swoim wyjściu podaje przebieg o identycznym kształcie, ale zoptymalizowany pod

kątem przełączania szybkich tranzystorów MOSFET mocy: o wyższym poziomie grzbietu i bardziej stromych zboczach, jednocześnie zapewniając odpowiednio duży chwilowy prąd bramki (patrz instrukcja 3^A, rozdz. 2). Przebieg napięcia sterującego u_g po przejściu przez optoizolator jest dostępny w gnieździe bananowym. Natomiast **na bramkę tranzystora jest on podawany dopiero po załączeniu sterownika bramki**, co dokonuje się poprzez wciśnięcie przycisku na panelu układu (na rys. 19 pominiętego): zielonego (załączenie na czas przytrzymania) lub czerwonego (załączenie na stałe). Praca sterownika sygnalizowana jest przez żółtą kontrolkę.



Rys. 19. Schemat układu doświadczalnego przetwornicy obniżającej napięcie

Obwód sterowania, tj. wyjście optoizolatora i sterownik bramki, wymaga osobnego zasilania U_{GG} . Do zasilania układu używane będą dwa zasilacze:

- o dużej wydajności prądowej – do obwodu mocy (U_i),
- standardowy – do obwodu sterowania (U_{GG}).

W zależności od stanowiska, rejestracji danych z oscyloskopu dokonuje się za pomocą programu WaveStar for Oscilloscopes (oscyloskop TDS224) lub OpenChoice Desktop (oscyloskop TDS1002B). Sposób postępowania został opisany w dalszym ciągu niniejszej instrukcji, z podaniem oznaczenia oscyloskopu w przypadku, gdy procedury są odmienne.

4.2. Przygotowanie do pomiarów

Konfiguracja układu pomiarowego

Schemat blokowy układu pomiarowego z uwzględnieniem dwóch możliwych stanowisk przedstawia rys. 20. Jego zestawienia i konfiguracji należy dokonać w sposób opisany niżej i w podanej kolejności. Jeżeli w danym punkcie podane jest oznaczenie modelu oscyloskopu, oznacza to, iż punkt ten dotyczy tego właśnie modelu, natomiast nie należy go wykonywać w przypadku korzystania z innego modelu.

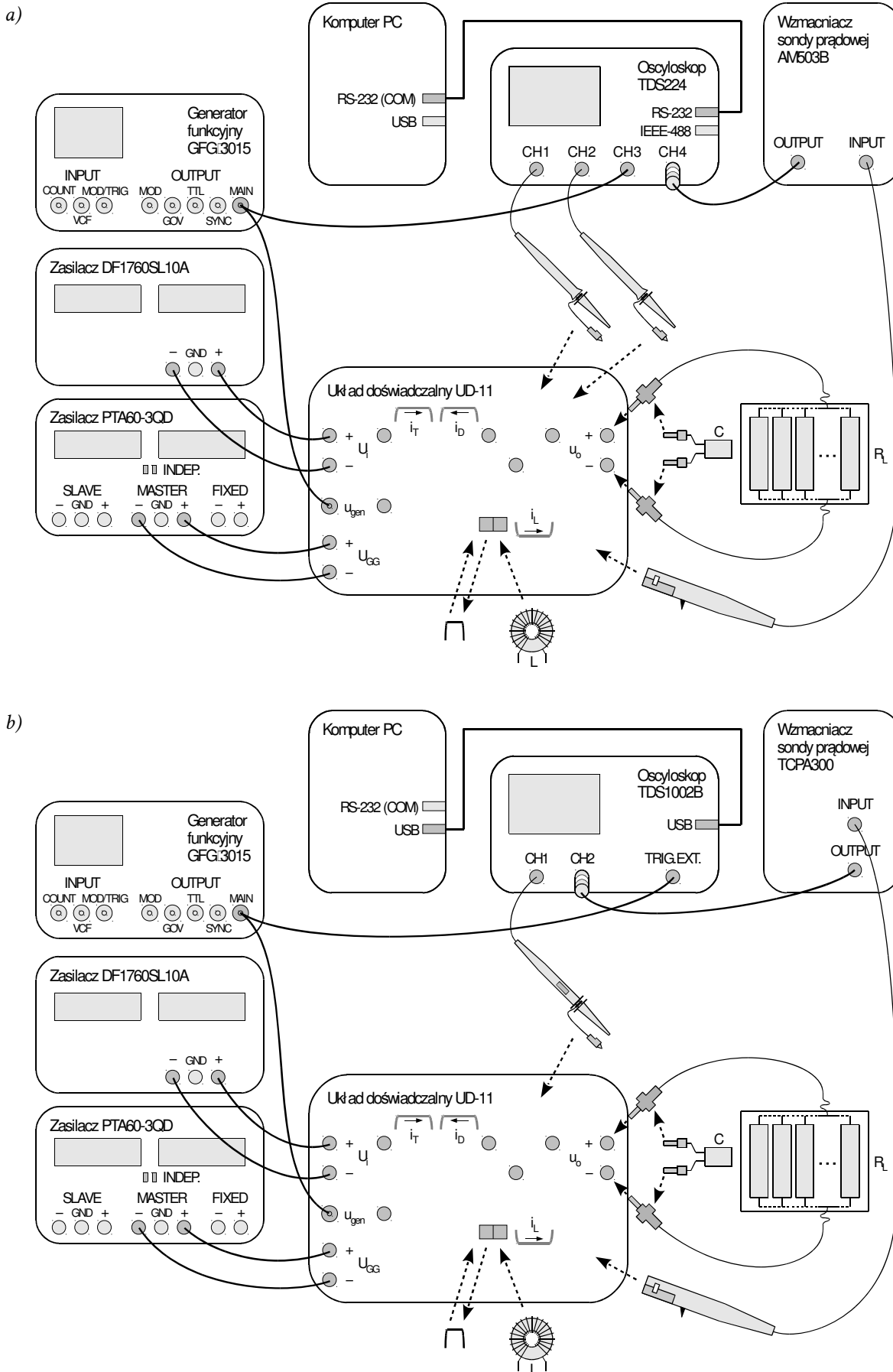
Aby nie tracić czasu, równoległe z pkt. 1 należy wykonywać kolejne punkty.

1. Włącz komputer. Po zakończeniu logowania, włącz oscyloskop i skonfiguruj połączenie z komputerem postępując ściśle według instrukcji dostępnej na stanowisku.
2. Upewnij się, że zasilacze są wyłączone. Przyłącz:
 - zasilacz o wydajności prądowej min. 10 A i wydajności napięciowej min. 40 V (które to parametry są podane na jego obudowie) – do wejścia U_i na panelu układu,
 - jedną z sekcji nastawnych standardowego zasilacza 2- lub 3-sekcyjnego – do wejścia zasilania obwodu sterowania (U_{GG}).

Nie należy uziemiać zasilania korzystając z gniazd GND.
3. Włącz niezależny tryb pracy sekcji nastawnych zasilacza obwodu sterowania (*Independent*) za pomocą dwóch przycisków pośrodku panelu przedniego.
4. Skręć wszystkie pokrętki obu zasilaczy do zera (skrajne położenie przeciwne do ruchu wskazówek zegara).
5. Do wyjścia układu badanego (u_o) przyłącz odbiornik R_L w postaci zamontowanego na radiatorze zestawu oporników.
6. Za pomocą dostępnej na stanowisku zwory, zewrzyj oba gniazda niebieskiej listwy zaciskowej na panelu badanego układu.
7. Korzystając z trójnika, wyjście generatora funkcyjnego (*Main Output*) połącz z:
 - wejściem u_{gen} układu badanego oraz
 - [TDS224] wejściem kanału 3 oscyloskopu.
 - [TDS1002B] wejściem wyzwalań (*Ext Trig*) oscyloskopu.
8. Sondy napięciowe z tłumieniem 1:10 ([TDS1002B] które należy wybrać przełącznikiem na korpusie sondy – 10x) przyłączone do wejść oscyloskopu podłącz tak, aby mierzyć:
 - na kanale 1 – napięcie sterujące bramką tranzystora T u_g ;
 - [TDS224] na kanale 2 – napięcie wyjściowe przetwornicy u_o .

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. Wygeneruj przebieg sterujący:
 - a) włącz generator funkcyjny;
 - b) ze strony internetowej uzyskaj i zanotuj częstotliwość przełączania przetwornicy f_s ;



Rys. 20. Schemat blokowy układu pomiarowego do rejestracji przebiegów w funkcji czasu:
 a) z oscyloskopem TDS224; b) z oscyloskopem TDS1002B

c) na generatorze:

Zatwierdzenie wartości liczbowych wprowadzanych z klawiatury generatora następuje przez wciśnięcie odpowiedniego klawisza jednostki z prawej strony.

- wybierz przebieg prostokątny (przycisk *Func*),
- ustaw amplitudę (*Ampl*) 10 V (wartość międzyszczytowa – V_{pp}),
- ustaw częstotliwość (*Freq*) ustaloną wyżej;
- ustaw współczynnik wypełnienia (*Duty*) $D = 0,35$ (na generatorze współczynnik wypełnienia wyrażany jest w procentach).

Przed kontynuacją poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący!

Podczas wykonywania kolejnego punktu należy uważać, aby w czasie regulacji nie przekroczyć nigdy wartości 18 V, gdyż grozi to zniszczeniem układów scalonych. Punkt ten należy najpierw przeczytać w całości, a dopiero później przystąpić do jego wykonania.

Podczas wykonywania kolejnego punktu przy poprawnej pracy układu zasilacz powinien wykazywać pobór prądu rzędu dziesiątek miliamperów. Jeżeli obserwowane jest co innego, należy go wyłączyć i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu.

10. Zasil obwód sterowania:

- a) włącz zasilacz obwodu sterowania;
- b) zwiększ nieco prąd graniczny odpowiedniej sekcji (pokrętko *Current*) do zgaśnięcia czerwonej kontrolki ograniczenia prądowego (*C.C.*);
- c) ustaw napięcie zasilania (pokrętko *Voltage*) na 15 V. Jeżeli w trakcie nastawiania napięcia włączy się ograniczenie prądowe, należy najpierw zmniejszyć napięcie, zwiększyć próg ograniczenia prądowego i dopiero wówczas ponownie spróbować zwiększyć napięcie;
- d) po pomyślnym nastawieniu napięcia, zwiększ prąd graniczny mniej więcej o jeszcze raz taką samą wartość, jak ustawiona do tej pory (na oko).

11. Sprawdź, czy sterownik bramki jest wyłączony, o czym świadczy zgaszona żółta kontrolka na panelu układu. W przeciwnym razie wyłącz go wciskając czerwony przycisk.

Konfiguracja oscyloskopu

12. Za pomocą programu do komunikacji z oscyloskopem, wczytaj do oscyloskopu ustawienia początkowe:

[TDS224]

- z menu wybierz *File* ▶ *Open* i otwórz plik *ustawienia_3b_przeb_tds224.sht*, w kolejnym oknie dialogowym wybierając *Offline*;
- na liście w lewym panelu bocznym rozwiń: zainstalowany oscyloskop ▶ *Data* ▶ *Settings*;
- w oknie pliku ustawień zaznacz całą jego zawartość i przeciągnij myszą do pozycji *Full Setup* w lewym panelu bocznym;
- zaczekaj na zakończenie wprowadzania zmian na oscyloskopie, o którego trwaniu świadczą zmiany elementów ekranu (liter, cyfr, krzywych).

[TDS1002B]

- przejdź do zakładki *Get & Send Settings*;
- wciśnij *Open* i wczytaj plik *ustawienia_3b_przeb_tds1002b.set*;
- wciśnij *Send Settings*;
- wróć do zakładki *Screen Capture*.

13. Za pomocą przycisków *CH1/2/3/4 Menu* na oscyloskopie, wyświetl przebieg z kanału 1, ukryj ze wszystkich pozostałych.

Na ekranie oscyloskopu powinien wyświetlać się stale odświeżany i stabilny przebieg impulsowy, o czym świadczy między innymi komunikat „Trig'd” (*Triggered*) wyświetlany nad podziałką. Jeżeli nie ma to miejsca, poproś prowadzącego o sprawdzenie ustawień oscyloskopu.

Przyciski *CHx Menu* (gdzie x – numer kanału) powodują naprzemienne wyświetlanie i ukrywanie przebiegu z danego kanału oscyloskopu. Wyświetlanie danego przebiegu sygnalizowane jest przez strzałkę wskazującą poziom zera z lewej strony podziałki oraz przez symbol kanału „CHx” pod podziałką.

14. Wyreguluj:

- podstawę czasu i położenie chwili wyzwolenia (pokręta *Sec/Div* i *Horizontal Position*) tak, aby widocznych było 3–5 okresów napięcia u_g (chwila wyzwolenia, wskazywana przez strzałkę nad podziałką, musi znajdować się na ekranie, tj. nie może znajdować się na żadnym z krańców podziałki);
- wzmocnienie kanału 1 i położenie poziomu zera (pokręta *CH1 Volts/Div* i *Position*) tak, aby przebieg był dobrze widoczny, znajdował się na samym dole ekranu i zajmował w pionie mniej więcej 1 działkę.

W niniejszym ćwiczeniu występujące w przebiegach krótkie szpilki lub oscylacje należy zawsze zaniedbywać.

4.3. Rola elementów przetwornicy

Zasilenie układu

1. Upewnij się, że żadne przewody nie dotykają opornika-odbiornika, jego radiatora, ani radiatora przetwornicy znajdującego się z tyłu jej obudowy. Dotyczy to również przewodów sond napięciowych. W przeciwnym razie izolacja przewodów może ulec stopieniu.

Powyższe warunki muszą być zachowane przez cały czas wykonywania ćwiczenia!

2. Zasil obwód mocy:
 - a) włącz zasilacz obwodu mocy;
 - b) ustaw maksymalny prąd graniczny ograniczenia prądowego (pokrętło nastawy zgrubej *Current Coarse*);
 - c) ze strony internetowej uzyskaj i zanotuj napięcie wejściowe U_i ;
 - d) powoli ustaw ustaloną wyżej wartość napięcia (nastawa zgrubna – *Voltage Coarse*, nastawa dokładna – *Voltage Fine*), kontrolując, czy amperomierz zasilacza nie wykazuje stałego poboru prądu – w przeciwnym razie wyłącz zasilacz i poproś prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu.

Po wykonaniu kolejnego punktu, przy poprawnej pracy układu pobór prądu wykazywany na amperomierzu zasilacza obwodu mocy powinien mieć wartość bliską, lecz nie większą niż przewidywana dla przetwornicy idealnej – wzór (3.64) [niezbędne wartości – patrz pkt. 4.1, 4.2/9.c) oraz 2.c) powyżej]. Jeżeli obserwowane jest coś innego, należy wyłączyć zasilacz obwodu mocy i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu. W dalszym ciągu ćwiczenia prąd ten będzie osiągać większe wartości.

3. Włącz przetwornicę zapewniając bezproblemową pracę w całym pożądanym zakresie współczynnika wypełnienia:
 - a) czerwonym przyciskiem włącz sterownik bramki tranzystora;

Kiedy przetwornica pracuje (sterownik bramki jest włączony, a wejście mocy – zasilone), na miernikach zasilacza obwodu sterowania mogą być wykazywane znaczące prądy i napięcia. Wynika to z przenoszenia się szybkozmiennych zaburzeń przy braku uziemienia zasilacza. Nie świadczy to o niepoprawnej pracy układu.
 - b) sprawdź, czy nie uaktywniło się ograniczenie prądowe zasilacza obwodu sterowania; jeżeli tak – zwiększ próg ograniczenia prądowego;
 - c) na generatorze funkcyjnym ustaw maksymalny współczynnik wypełnienia, tj. 0,8;
 - d) powtórz ppkt. b);
 - e) przywróć współczynnik wypełnienia 0,35.

Konfiguracja pomiaru napięcia

4. [TDS224] Wyświetl przebieg z kanału 2 (*CH2 Menu*). Wyreguluj wzmocnienie kanału 2 i położenie poziomu zera (pokrętła *CH2 Volts/Div* i *Position*) tak, aby przebieg był dobrze widoczny i nie nakładał się na przebieg napięcia u_g , zajmując w pionie dolną 1/3–1/2 ekranu (nie więcej).
5. [TDS1002B] Na oscyloskopie wyświetl przebieg napięcia wyjściowego u_o nie tracąc obrazu napięcia u_g :
 - a) zapisz przebieg napięcia sterującego u_g w pamięci oscyloskopu:
 - wciśnij *Save/Recall*,
 - wybierz zapis przebiegu – odpowiednim przyciskiem obok ekranu ustaw *Action: Save Waveform*,

- wybierz zapis do pamięci oscyloskopu – *Save To: Ref*,
- jako źródło wybierz przebieg z kanału 1 – *Source: CH1*,
- jako lokalizację docelową wybierz pamięć A – *To: RefA*,
- wciśnij *Save*;

Od tego momentu aż do końca wykonania ćwiczenia, pod żadnym pozorem nie należy zmieniać podstawy czasu (*Sec/Div*) ani położenia chwili wyzwalania (*Horizontal Position*)! Spowodowałoby to rozsynchronizowanie kolejnych oscylogramów względem siebie i tym samym uniemożliwiłoby ich analizę na etapie opracowywania wyników.

- b) wyświetl przebieg u_g z pamięci A – wciśnij *Ref Menu*, a następnie za pomocą odpowiedniego przycisku obok ekranu ustaw *Ref A: On*;

Przebieg u_g z pamięci powinien zacząć być widoczny w tle ekranu. Można to sprawdzić przesuwaną nieco przebieg u_g z kanału 1 pokrętką *Vertical Position*.

- c) przełóż sondę z kanału 1 tak, by mierzyć napięcie wyjściowe przetwornicy u_o ;
- d) wyreguluj wzmocnienie kanału 1 i położenie poziomego zera (pokrętki *Volts/Div* i *Position*) tak, aby przebieg był dobrze widoczny i nie nakładał się na przebieg napięcia u_g , zajmując w pionie dolną 1/3–1/2 ekranu (nie więcej).

Konfiguracja pomiaru prądu

6. Skonfiguruj wzmacniacz sondy prądowej i jego połączenie z oscyloskopem postępując według dostępnej na stanowisku instrukcji do sondy. Uwzględnij, że prąd w obwodzie w najgorszym wypadku może osiągnąć wartość równą ilorazowi napięcia zasilania U_i [patrz pkt 2.c)] i rezystancji odbiornika R_L (patrz pkt 4.1). Wyjście wzmacniacza przyłącz do ostatniego kanału oscyloskopu (odpowiednio 4 lub 2). Obowiązkowo przeczytaj i zastosuj się do podanych w instrukcji do sondy wskazówek dotyczących konfiguracji oscyloskopu.
7. Na wzmacniaczu sondy ustaw sprzężenie z przenoszeniem składowej stałej – *Coupling: DC*.
8. Zamknij sondę wokół przewodu wiodącego prąd dławika (aktualnie nieobecnego w układzie) i_L tak, by kierunek dodatni prądu wskazywany przez strzałkę na końcu sondy był zgodny z rzeczywistością (por. rys. 20).
9. Na oscyloskopie wyświetl przebieg i_L (odpowiedni z przycisków *CH1/2/3/4 Menu*) i dostosuj:
- wzmocnienie w torze pomiarowym (na wzmacniaczu lub na oscyloskopie – zgodnie z opisem w instrukcji do sondy, nie w żaden inny sposób), oraz
 - położenie przebiegu – pokrętką *Position* odpowiedniego kanału (na oscyloskopie),
- tak, aby przebieg prądu był dobrze widoczny od swojego poziomu zera, wskazywanego przez strzałkę z numerem kanału z lewej strony podziałki, do swojej wartości szczytowej i nie nakładał się na pozostałe przebiegi, zajmując górną 1/3–1/2 ekranu.

Wpływ elementów na działanie układu

10. Zarejestruj komplet 3 przebiegów $\{u_g; u_o; i_L\}$:
[TDS224]
- a) w programie WaveStar utwórz nowy arkusz typu *YT Sheet*;
- b) z panelu bocznego (*Local* ▶ oznaczenie oscyloskopu ▶ *Data* ▶ *Waveforms* ▶ oznaczenie kanału) do utworzonego arkusza przeciągnij 3 przebiegi (u_g , u_o , i_L) wyświetlane na ekranie oscyloskopu;

Raz przeciągnięte przebiegi wystarczy później tylko odświeżać wciskając przycisk *Refresh Sheet* lub z menu *View* ▶ *Refresh Datasheet*.

Przebieg można usunąć z arkusza klikając na jego numerze z lewej strony podziałki i wciskając klawisz *Delete*.

- c) arkusz, zawierający wszystkie 3 przebiegi jednocześnie, zapisz w formacie programu WaveStar (SHT) – przycisk *Save Datasheet* lub z menu *File ▶ Save Datasheet As*;

Nie należy używać funkcji *Save Worksheet*, która nie powoduje zapisania żadnych danych pomiarowych, a jedynie nazwy otwartych arkuszy.

- d) zanotuj bieżące ustawienie współczynnika przetwarzania sondy prądowej (patrz sekcja „Przetwarzanie prąd-napięcie” w instrukcji do używanej sondy).

[TDS1002B]

- a) w programie OpenChoice Desktop przejdź do zakładki *Screen Capture*;
- b) pobierz obraz ekranu na komputer – wcisnąć *Get Screen*;
- c) zapisz oscylogram w formacie graficznym – wcisnąć *Save As*.

11. Włącz w układ dławik L:

- a) odłącz sondę prądową od układu;
- b) wyłącz sterownik bramki tranzystora, a następnie zasilacz obwodu mocy;
- c) w miejsce zwory, w niebieską listwę zaciskową na panelu układu włącz dławik;
- d) zworę umieść na powrót w torebce w celu zapobiegnięcia jej zagubieniu;
- e) włącz zasilacz obwodu mocy, a następnie sterownik bramki;
- f) ponownie zamknij sondę prądową wokół przewodu wiodącego prąd dławika i_L .

12. Nie zmieniając żadnych ustawień na oscyloskopie ani wzmacniaczu sondy prądowej, ponownie zarejestruj zestaw przebiegów:

[TDS224]

- a) odśwież zawartość arkusza *YT Sheet* wciskając przycisk *Refresh Sheet* lub z menu *View ▶ Refresh Datasheet*;
- b) zapisz arkusz w formacie programu WaveStar (SHT).

[TDS1002B]

- a) pobierz obraz ekranu na komputer – wcisnąć *Get Screen*;
- b) zapisz oscylogram w formacie graficznym.

13. Włącz w układ kondensator C (dławik pozostawić w układzie):

- a) odłącz sondę prądową od układu;
- b) wyłącz sterownik bramki tranzystora;
- c) na wyjście układu (u_o), równoległe do odbiornika (zgodnie z rys. 19, zob. opis w par. 4.1), włącz kondensator, zwracając uwagę na jego poprawną polaryzację (na obudowie oznaczony jest biegun ujemny);

Poprawność włączenia musi sprawdzić prowadzący!

- d) włącz sterownik bramki;
- e) ponownie zamknij sondę prądową wokół przewodu wiodącego prąd dławika i_L .

14. Powtórz pkt 12.

Dwupozycyjny łącznik półprzewodnikowy

15. Zoptymalizuj nastawy w torze pomiarowym prądu w obecnych warunkach pomiaru:

- a) zmodyfikuj wzmocnienie (na wzmacniaczu lub na oscyloskopie – zgodnie z opisem w instrukcji do sondy) oraz położenie przebiegu (pokrętko *Position* na oscyloskopie) – tak, aby dostosować je do obecnie obserwowanych wartości prądu, którego przebieg powinien zajmować górną 1/3–1/2 ekranu od swojego poziomu zera do swojej wartości szczytowej;
- b) [TDS224] zanotuj bieżące ustawienie współczynnika przetwarzania wzmacniacza sondy prądowej;

- c) [TDS1002B] zarejestruj zestaw przebiegów $\{u_g, i_L\}$ przy aktualnych nastawach – pobierz oscylogram i zapisz go w formacie graficznym.

Kolejny punkt należy wykonywać ze szczególną ostrożnością, tak by nie doprowadzić do przypadkowego zwarcia różnych punktów układu przez masy sond oscyloskopowych.

16. * Przelóż sondy napięciowe:

[TDS224]

- odłącz sondy napięciowe (zarówno końcówki gorące, jak i masy) od układu;
- masy obu sond przyłącz do tego samego punktu – wspólnego węzła tranzystora (źródło) i diody (katoda);
- kończówki gorące przyłącz tak, aby mierzyć:
 - na kanale 1 – napięcie na diodzie u_D ,
 - na kanale 2 – napięcie na tranzystorze u_T ;
- w razie potrzeby dostosuj wzmocnienia i położenie poziomu zera kanałów 1 i 2 (*Volts/Div, Position*).

[TDS1002B]

- odłącz sondę napięciową od układu;
- masę sondy przyłącz do wspólnego węzła tranzystora (źródło) i diody (katoda);
- kończówkę gorącą przyłącz tak, aby mierzyć napięcie na diodzie u_D ;
- w razie potrzeby dostosuj wzmocnienie i położenie poziomu zera kanału 1 (*Volts/Div, Position*), tak by przebieg z tego kanału nie nakładał się na pozostałe dwa przebiegi.

17. [TDS224] Zarejestruj komplet 3 przebiegów $\{i_L, i_D, i_T\}$ (* 5 przebiegów $\{u_D, u_T, i_L, i_D, i_T\}$):

- utwórz nowy arkusz *YT Sheet*;
- do arkusza *YT Sheet* przeciągnij przebiegi u_g i i_L (* u_D, u_T i i_L), jednak na razie nie zapisuj arkusza;
- nie zmieniając żadnych ustawień, przelóż sondę prądową tak, aby obserwować prąd diody i_D , zachowując kierunek dodatni mierzonego prądu zgodny z rzeczywistością (patrz rys. 20);
- pobierz przebieg prądu na komputer ponownie przeciągając odpowiedni kanał (poprzednich przebiegów nie usuwaj ani nie odświeżaj oraz nie zapisuj arkusza); można wyłącznie zmienić kolor przebiegu i nieznacznie przesunąć go względem prądu dławika;
- nie zmieniając żadnych ustawień, przelóż sondę prądową tak, aby obserwować prąd tranzystora i_T , zachowując kierunek dodatni mierzonego prądu zgodny z rzeczywistością (patrz rys. 20);
- pobierz przebieg prądu na komputer ponownie przeciągając odpowiedni kanał (poprzednich przebiegów nie usuwaj ani nie odświeżaj); można wyłącznie zmienić kolor przebiegu i nieznacznie przesunąć go względem poprzednio pobranych prądów;
- zapisz arkusz zawierający pobrane 3 (* 5) przebiegów w formacie programu WaveStar (SHT).

18. [TDS1002B] Zarejestruj zestawy przebiegów $\{u_g, i_D\}$ i $\{u_g, i_T\}$ (* $\{u_g, u_D, i_D\}$ i $\{u_g, u_T, i_T\}$):

- nie zmieniając żadnych ustawień, przelóż sondę prądową tak, aby obserwować prąd diody i_D , zachowując kierunek dodatni mierzonego prądu zgodny z rzeczywistością (patrz rys. 20);
- pobierz oscylogram przebiegów u_g i i_D (* u_g, u_D i i_D) i zapisz go w formacie graficznym;
- * przelóż końcówkę gorącą sondy napięciowej tak, aby mierzyć napięcie na tranzystorze u_T ;
- * w razie potrzeby dostosuj wzmocnienie i położenie poziomu zera kanału 1 (*Volts/Div, Position*);
- nie zmieniając żadnych ustawień, przelóż sondę prądową tak, aby obserwować prąd tranzystora i_T , zachowując kierunek dodatni mierzonego prądu zgodny z rzeczywistością (por. rys. 19 i opis na panelu układu);
- pobierz oscylogram przebiegów u_g i i_T (* u_g, u_T i i_T) i zapisz go w formacie graficznym.

19. [TDS1002B] Ukryj przebieg u_g pochodzący z pamięci oscyloskopu: na oscyloskopie wciśnij *Ref Menu* i wybierz *Ref A: Off*.
20. Wyłącz sterownik bramki, a następnie zasilacz obwodu mocy.

4.4. Przetwornica jako przekształtnik energii elektrycznej

Pomiar charakterystyk przetwornicy

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawia rys. 21, na którym kolorem czarnym oznaczono połączenia do utworzenia lub modyfikacji w sposób opisany niżej; linie szare oznaczają połączenia istniejące nieulegające zmianie.

Aby usprawnić wykonywanie ćwiczenia, jedna osoba powinna wykonywać pkt 1, podczas gdy druga równolegle rozpocząć wykonywanie pkt. 2–3).

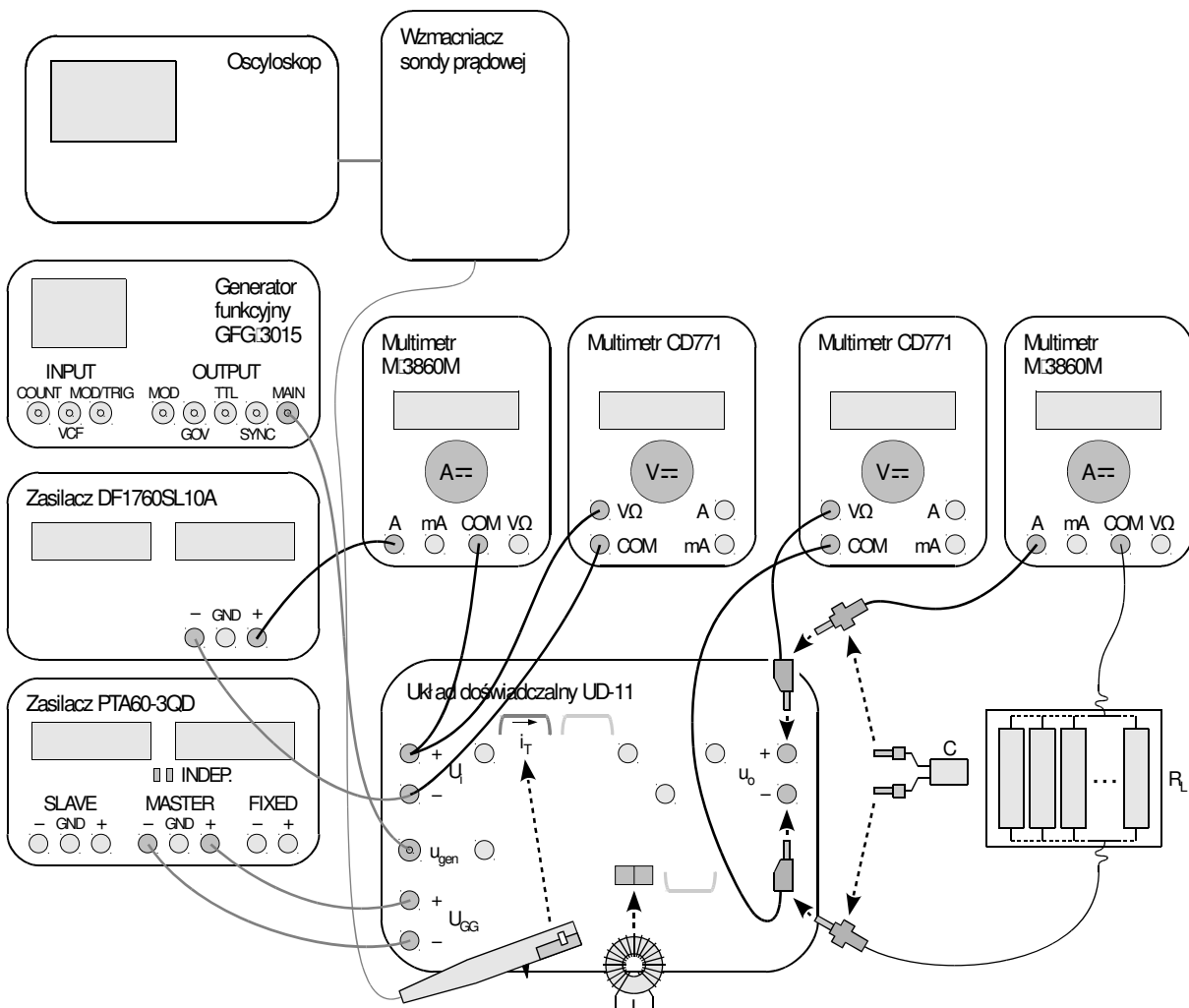
1. Za pomocą programu do komunikacji z oscyloskopem, wprowadź ustawienia umożliwiające pomiar współczynnika wypełnienia prądu tranzystora:

[TDS224]

- z menu wybierz *File* ▶ *Open* i otwórz plik *ustawienia_3b_char_tds224.sht*, w kolejnym oknie dialogowym wybierając *Offline*;
- w oknie pliku zaznacz całość instrukcji i przeciągnij myszą do pozycji *Data* ▶ *Settings* ▶ *Full Setup* w lewym panelu bocznym.

[TDS1002B]

- przejdź do zakładki *Get & Send Settings*;
- wciśnij *Open* i wczytaj plik *ustawienia_3b_char_tds1002b.set*;



Rys. 21. Schemat blokowy układu pomiarowego charakterystyk statycznych przetwornicy

- wciśnij *Send Settings*.
2. Przygotuj układ do pomiaru napięcia wejściowego i wyjściowego:
 - a) równolegle do wejścia (U_i) i równolegle do wyjścia (u_o) – z uwzględnieniem włączenia kondensatora w sposób pokazany na rys. 21 – przyłącz 2 multimetry CD771 w sposób umożliwiający pomiar napięcia;
 - b) ustaw multimetry w tryb pomiaru napięcia (V);
 - c) ustaw multimetry w tryb pomiaru składowej stałej (na wyświetlaczu symbol \equiv) – przycisk niebieski.
 3. Przygotuj układu do pomiaru prądu wejściowego i wyjściowego:
 - a) w szereg z wejściem (I_i) – tj. między zasilacz obwodu mocy a to wejście – i w szereg z wyjściem (u_o) – tj. między to wyjście a odbiornik, z uwzględnieniem włączenia kondensatora w sposób pokazany na rys. 21 – przyłącz 2 multimetry M-3860M w sposób umożliwiający pomiar prądu o natężeniu rzędu amperów;
 - b) ustaw multimetry w tryb pomiaru prądu z uwzględnieniem powyższego rzędu natężenia;
 - c) ustaw multimetry w tryb pomiaru składowej stałej (na wyświetlaczu brak symbolu „AC”) – przycisk AC/DC.

Jeżeli na wyświetlaczu miernika wyświetlony zostanie wskaźnik rozładowania baterii (symbol baterii), nie należy kontynuować pomiarów, a zwrócić się do prowadzącego celem jej wymiany. W przeciwnym razie wskazania miernika mogą być błędne.

Przed kontynuacją, poprawność włączenia mierników musi sprawdzić prowadzący.

4. Włącz zasilacz obwodu mocy, a następnie sterownik bramki.

Nie należy dotykać oporników odbiornika, gdyż grozi to oparzeniem. Należy ponownie upewnić się, że żadne przewody nie dotykają oporników ani radiatora.

5. Uzyskaj poprawny pomiar czasu trwania impulsu prądu tranzystora:
 - a) zmieniając wzmocnienie w torze pomiarowym prądu zgodnie z instrukcją do sondy prądowej i ewentualnie położenie przebiegu w pionie (pokrętko *Vertical Position*), doprowadź do tego, by grzbiet impulsu prądu znajdował się przy górnej granicy ekranu (może on nawet nieco poza niego wychodzić), zaś większa część szpilki widocznej na początku impulsu znajdowała się poza ekranem;
 - b) zmieniając podstawę czasu (*Sec/Div*) i położenie chwili wyzwania (*Horizontal Position*), doprowadź do tego, by widoczny był pojedynczy impuls zajmując jak największą część ekranu w poziomie;
 - c) [TDS224] sprawdź, czy używany oscyloskop posiada moduł TDS2MM umożliwiający automatyczny pomiar czasu trwania impulsu, o czym świadczy obecność po prawej stronie ekranu pola pomiarowego *Pos Width* (można to również sprawdzić wciskając *Utility* i wybierając *System Status* – zainstalowany moduł będzie wykazany na górze jako „TDS224 (...) - TDS2MM”);
w przeciwnym razie aktywuj kursory wciskając *Cursor*;
 - d) [TDS1002B, TDS224 z TDS2MM] sprawdź, czy w panelu po prawej stronie ekranu w polu pomiarowym opisanym jako odpowiednio *Ch2* albo *Ch4*, *Pos Width*, wyświetlana jest wartość w miarę stabilna (od czasu do czasu mogą pojawić się krótkie zaburzenia wskazania) i odpowiada ona rzeczywistemu czasowi trwania impulsu, który należy odczytać z ekranu za pomocą podziałki – w przeciwnym razie poprosić o pomoc prowadzącego;
[TDS224 bez TDS2MM] pokrętkami *Cursor 1* i *Cursor 2* przesunąć kursory tak, by wskazywały początek i koniec impulsu.
6. Dla 7–15 punktów pomiarowych wyznaczonych przez wartość współczynnika wypełnienia D zmieniającą się od minimalnej do maksymalnej możliwej do uzyskania z użyciem wykorzystywanego generatora, tj. od 0,2 do 0,8, zanotuj wyniki następujących pomiarów:

- a) z oscyloskopu – czas trwania impulsu prądu tranzystora $t_p(i_T)$, każdorazowo kontrolując poprawność obrazu i w razie potrzeby dokonując odpowiednich modyfikacji ustawień jak w pkt. 5:
- [TDS1002B, TDS224 z TDS2MM] wskazanie z pola odpowiednio *Ch2* albo *Ch4*, *Pos Width* po zgrubnym skontrolowaniu jego zgodności z obrazem na ekranie,
 - [TDS224 bez TDS2MM] wskazanie z pola *Delta* po odpowiednim przesunięciu kursorów;

Nie należy tracić czasu na zapisywanie przebiegu z oscyloskopu, gdyż nie wniesie on do analizy wyników niczego, czego nie może wnieść samo spisanie wyświetlanego czasu trwania impulsu, które jednak trwa krócej niż pobieranie oscylogramu i jego zapisywanie do pliku.

- b) z multimetrów – wartości składowej stałej napięcia wejściowego U_i , prądu wejściowego $I_{i(0)}$, napięcia wyjściowego U_o oraz prądu wyjściowego I_o .

Podobnie jak w analizie teoretycznej zakładamy, że tętnienie napięcia wejściowego i napięcia wyjściowego jest pomijalnie małe, w związku z czym przebiegi u_i , u_o i w konsekwencji i_o można uznać za stałe w czasie. Nie jest to natomiast możliwe w odniesieniu do prądu wejściowego i_i ; dlatego wynik pomiaru multimetrem należy oznaczyć indeksem „0” dla sprecyzowania, że chodzi wyłącznie o jego składową stałą.

7. Ustaw współczynnik wypełnienia $D = 0,5$.

Zakończenie pomiarów

8. Wyłącz sterownik bramki, następnie zasilacz obwodu mocy, następnie zasilacz obwodu sterowania.
9. Na oscyloskopie wyłącz ograniczenie pasma w kanale pomiaru prądu: wcisnąć odpowiednio *Ch2* lub *Ch4 Menu* i przyciskiem obok ekranu ustaw *BW Limit: Off*.
10. Wyłącz multimetry.
11. Odłącz od układu sondę prądową.
12. Wymontuj dławik, dokręcając na powrót śrubki w listwie zaciskowej. Wymontuj kondensator. Umieść kondensator i dławik w torebce wraz ze zworą.
13. Rozłącz układ; nie odłączaj jednak: sond napięciowych od oscyloskopu, sondy prądowej od jej wzmacniacza, a wzmacniacza sondy od oscyloskopu.

5. Opracowanie i analiza wyników

5.1. Topologia przetwornicy obniżającej

Łącznik półprzewodnikowy

1. W części 1 sprawozdania zamieść oscylogramy umożliwiające zestawienie przebiegów prądów elementów i napięcia sterującego:
[TDS224] zestaw $\{i_L, i_D, i_T\}$ (* $\{u_D, u_T, i_L, i_D, i_T\}$) zarejestrowany w pkt. 4.3/17 oraz $\{u_g, u_o, i_L\}$ zarejestrowany w pkt. 4.3/14;
[TDS1002B] zestawy $\{u_g, i_D\}$ i $\{u_g, i_T\}$ (* $\{u_g, u_D, i_D\}$ i $\{u_g, u_T, i_T\}$) zarejestrowane w pkt. 4.3/18 oraz $\{u_g, i_L\}$ zarejestrowany w pkt. 4.3/15.c).
2. Uzupełnij część 1 sprawozdania.

Rola elementów układu

3. Wypełnij część 2 sprawozdania.

5.2. Charakterystyki układu i wpływ tranzystora

Sprawność

1. W oparciu o wyniki pomiarów dokonanych w pkt. 4.4/6, oblicz dla każdego punktu pomiarowego (zob. podrozdz. 2.3, 3.3 i 3.4):
 - a) faktyczny (tj. objawiający się ostatecznie w obwodzie mocy, a więc w prądzie tranzystora, a nie podawany z generatora na wejście układu sterowania) współczynnik wypełnienia D – ze zmierzonego czasu trwania impulsów prądu tranzystora $t_p(t_T)$ i znanej częstotliwości ich powtarzania f_s (wartość uzyskana ze strony internetowej w pkt. 4.2/9);
 - b) moc czynną wejściową P_i – z odpowiednich zmierzonych napięcia i prądu (zakładając, że napięcie wejściowe ma przebieg stały w czasie);
 - c) moc czynną wyjściową P_o – z odpowiednich zmierzonych napięcia i prądu (zakładając, że napięcie wyjściowe ma przebieg stały w czasie);
 - d) sprawność energetyczną η – z definicji;
 - e) współczynnik przetwarzania napięcia K_U – z definicji;
 - f) * iloraz prądów K_I – z definicji przyjętej w niniejszej instrukcji (zob. podrozdz. 3.2).
2. Dla każdej wartości współczynnika wypełnienia D oblicz (zob. podrozdz. 3.3):
 - a) współczynnik przetwarzania napięcia przetwornicy idealnej (bezstratnej) $K_{U(id)}$ – ze wzoru analitycznego;
 - b) względną różnicę współczynnika przetwarzania napięcia układu rzeczywistego i idealnego $\Delta K_U / K_{U(id)}$, gdzie $\Delta K_U = K_U - K_{U(id)}$ – na podstawie wyników z ppkt. a) i 1.e);
 - c) * stosunek $K_U / K_{U(id)}$ – na podstawie wyników z ppkt. a) i 1.e);
 - d) * stosunek zmierzonego ilorazu prądów K_I do jego teoretycznej wartości $K_{I(teor)}$ (zob. podrozdz. 3.2) – na podstawie wyników z ppkt. 1.f).
3. Wyniki pomiarów i obliczeń zbierz w odpowiednich tabelach w części 3 sprawozdania.
4. Uzupełnij część 3 sprawozdania.

Współczynnik przetwarzania napięcia

5. Dla gęstego zbioru wartości współczynnika wypełnienia D z całego przedziału jego możliwych wartości $[0; 1]$ – tak aby w dalszym ciągu możliwe było wykreślenie krzywej w pełnym zakresie od 0 do 1 i sprawiającej wrażenie krzywej gładkiej – ponownie oblicz współczynnik przetwarzania napięcia przetwornicy idealnej $K_{U(id)}$. Uzyskane wartości zamieść w tabeli w części 4 sprawozdania.
6. Uzupełnij część 4 sprawozdania.

Minimalizacja mocy strat w tranzystorze

7. Wypełnij część 5 sprawozdania.

6. Wymagana wiedza

6.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia

- Zasada sterowania impulsowego i parametry impulsu idealnego (zob. par. 2.3)
- Ogólna zasada działania przetwornicy prądu stałego obniżającej napięcie (pełny układ z tranzystorem, diodą, dławikiem i kondensatorem): schemat z łącznikiem abstrakcyjnym i z łącznikiem półprzewodnikowym, działanie łącznika, topologia układu w dwóch taktach (zob. par. 3.1 i 3.2)

6.2. Zakres kolokwium

1. Sterowanie impulsowe: zasada, parametry impulsu idealnego i rzeczywistego. (zob. par. 2.3)
2. Zalety i wady przekształtników: elektromechanicznych, elektronicznych o działaniu ciągłym, elektronicznych o działaniu impulsowym (zob. par. 2.2 i 2.3)
3. Przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie: schemat (z łącznikiem abstrakcyjnym i z łącznikiem półprzewodnikowym), łącznik dwupozycyjny i jego działanie, rola każdego z elementów biernych. Topologia układu (ostatecznego) w 2 taktach. Przebiegi prądów i napięć: dławika, tranzystora i diody w powiązaniu z sygnałem sterującym łącznikiem (z uwzględnieniem charakterystycznych wartości napięć i ich związku z warunkami pracy układu). (zob. par. 3.1 i 3.2, sprawozdanie)
4. Definicja sprawności oraz współczynnika przetwarzania napięcia. Charakterystyka przetwarzania idealnej (bezstratnej) przetwornicy obniżającej (wzór i wykres). Charakterystyki sprawności przetwornicy obniżającej (wykresy) – uwzględniająca statyczne oraz uwzględniająca dynamiczne straty mocy w tranzystorze; wpływ parametrów tranzystora. Doświadczalna charakterystyka sprawności; doświadczalna zależność względnej różnicy współczynnika przetwarzania przetwornicy rzeczywistej i idealnej od współczynnika wypełnienia; związek między tymi charakterystykami wraz z zależnością teoretyczną (wzór na współczynnik przetwarzania napięcia zawierający sprawność). (zob. par. 3.3 i 3.4, instrukcja 0 par. 2.6.b, sprawozdanie)

5. Korzystne i niekorzystne konsekwencje zwiększania częstotliwości pracy przekształtników o działaniu przełączającym; związane z tym wymagania dotyczące przyrządów półprzewodnikowych. Przyczyny popularności tranzystorów MOSFET mocy.
(zob. par. 3.3.f, sprawozdanie)

W przypadku wyników zamieszczonych w sprawozdaniu istotny jest aspekt jakościowy (charakter zależności) oraz orientacyjne wartości.

7. Literatura

- [1] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.
- [2] Erickson R. W., Maksimović D.: *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition. Norwell: Kluwer, 2001. ISBN 0-792-37270-0.
- [3] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1995.