

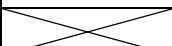


## LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

# Ćwiczenie 3<sup>B</sup>

## Tranzystor MOSFET Stany dynamiczne Przetwornica impulsowa

Ramowy plan pracy

15'	30'	45'	1 <sup>h</sup>	1 <sup>h</sup> 15'	1 <sup>h</sup> 30'	po zajęciach
	4.1	4.2/1-12	4.2/13-18	4.3/1-6	4.3/7	5.1 5.2

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:  
Łukasz Starzak, Adam Olszewski

Łódź 2009



## Spis treści

<b>B Wprowadzenie do ćwiczenia</b> .....	<b>5</b>
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 dławikowa podwyższająca napięcie.....	19
3.1. Koncepcja układu .....	19
3.1.a. Układ wyjściowy.....	19
3.1.b. Zwiększenie prądu wejściowego przez przełączanie topologii.....	20
3.1.c. Magazynowanie energii prądu za pomocą dławika .....	20
3.1.d. Magazynowanie energii w kondensatorze.....	24
3.2. Układ z kluczem półprzewodnikowym.....	26
3.2.a. Działanie półprzewodnikowego klucza dwupozycyjnego .....	26
3.2.b. Straty energii .....	26
3.2.c. Moc strat w tranzystorze.....	27
3.2.d. Prąd dławika .....	28
3.2.e. Sprawność energetyczna .....	29
3.2.f. Wpływ strat mocy na charakterystyki przetwornicy .....	30
3.2.g. Częstotliwość pracy i zastosowanie tranzystorów MOSFET .....	32
3.3. Przebiegi w układzie przetwornicy podwyższającej napięcie.....	34
3.3.a. Kompletny obraz działania układu .....	34
3.3.b. Pomiar mocy czynnej wejściowej i wyjściowej.....	34
<b>C Doświadczenie</b> .....	<b>37</b>
4. Pomiary .....	37
4.1. Układ pomiarowy.....	37
Opis układu.....	37
Przygotowanie do pomiarów .....	38
4.2. Badanie tranzystora jako składnika klucza półprzewodnikowego.....	39
Konfiguracja oscyloskopu .....	39
Konfiguracja układu badanego .....	40
Konfiguracja pomiaru prądu .....	40
Obserwacja pracy dwupozycyjnego klucza półprzewodnikowego.....	41
4.3. Badanie działania układu przetwornicy impulsowej.....	42
Przygotowanie multimetrycznej sondy prądowej .....	42
Pomiar charakterystyk przetwornicy .....	42
<b>D Wyniki</b> .....	<b>43</b>
5. Opracowanie wyników .....	43
5.1. Układ przetwornicy .....	43
Klucz półprzewodnikowy .....	43
Charakterystyki układu .....	43

5.2. Tranzystory MOSFET w przekształtnikach elektronicznych.....	45
<b>E Informacje.....</b>	<b>47</b>
6. Oczekiwana zawartość sprawozdania .....	47
7. Wymagana wiedza .....	48
7.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia .....	48
7.2. Zakres kolokwium .....	48
8. Literatura .....	48

# 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 klucza 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 klucz 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 podwyższająca 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.

Poza tym przetwornice podwyższające napięcie, ze względu na ich specyficzną konstrukcję, często stosuje się jako dodatkowy blok zwiększający współczynnik mocy prostowników. Zastosowanie to jest powszechne np. w przypadku droższych komputerowych zasilaczy impulsowych czy stabilizatorów lamp fluorescencyjnych większej mocy.

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 przeciwzakłócenowego.

Zanim przejdziemy do wyjaśnienia działania badanego układu (podwyższającego), 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

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

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

$$K_U = \frac{\Delta U_o}{U_i} \quad (2)$$

W rozważanym przypadku

$$K_U = \left( 1 + \frac{R_p}{R_L} \right)^{-1} \quad (3)$$

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

$$U_c = U_i - U_o \quad (4)$$

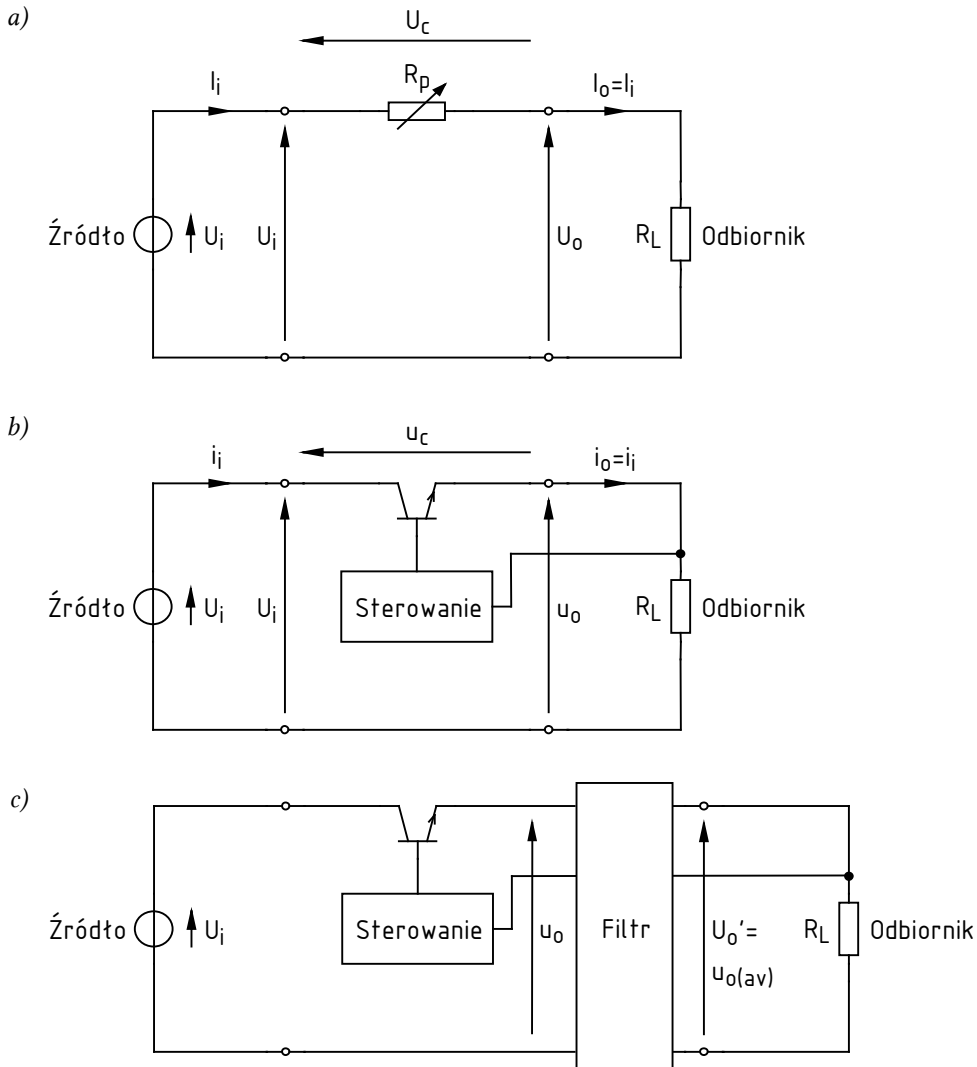
Jeżeli obciążenie (prąd wyjściowy  $I_o$ , przy czym w tym układzie  $I_o = I_i$ ) jest znaczne, to będzie to związane z ciągłym wydzielaniem w przekształtniku (oporniku) znaczącej mocy

$$\Delta P_c = U_c I_o = (U_i - U_o) I_o \quad (5)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_o} = \frac{U_o}{U_i} = K_U \quad (6)$$

Założmy 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 (6).



Rys. 1. Przetwarzanie energii prądu stałego: a) przekształtnik elektromechaniczny; b) przekształtnik elektroniczny; c) elektroniczny przekształtnik przełączany z uwzględnieniem filtra 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 w 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

$$U_o = R_L I_o = R_L I_C = R_L \beta_F I_B \quad (7)$$

gdzie  $\beta_F$  jest statycznym wzmocnieniem prądowym tranzystora w układzie wspólnego emitera

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad (8)$$

Ponieważ dokonuje się to za pomocą sygnału elektrycznego (a nie mechanicznego jak w przypadku opornika nastawnego), można zrealizować **elektryczne sprzężenie zwrotne**. Mierząc 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 (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 (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 napięcia 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*) o kształcie, który w uproszczeniu można rozważać jako prostokątny (patrz rys. 2a). Składa się on z powtarzających się **impulsów** (ang. *pulses*) – odcinków o poziomie wyższym niż spoczynkowy.

Przebieg impulsowy opisuje się za pomocą następujących parametrów:

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

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad (9)$$

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

$$D = \frac{\Delta t_p}{T_p} \quad (10)$$

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

$$X_m = X_H - X_L \quad (11)$$

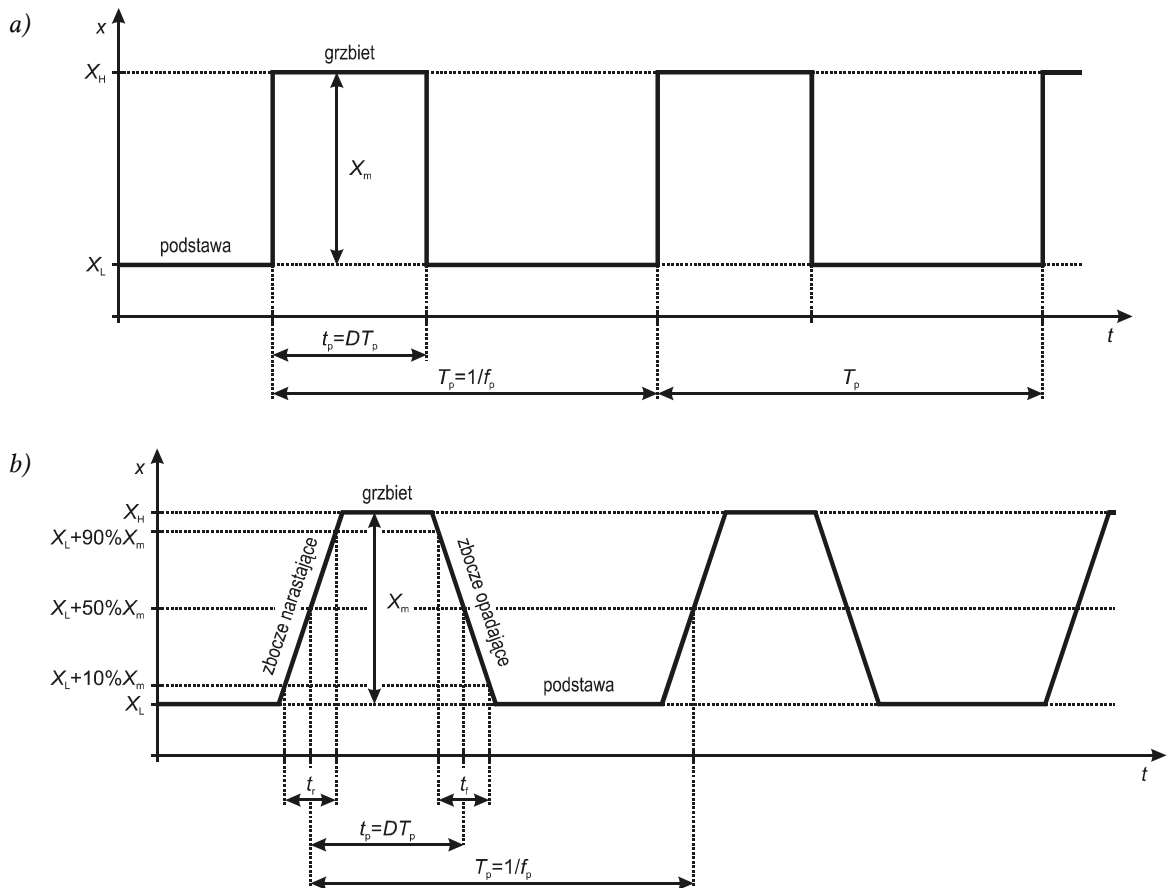
Jak łatwo zauważyć, do jednoznacznego opisu przebiegu wystarczą dowolne dwa z parametrów 5–7.

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 zboczy (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;
- 9) **czasu opadania**  $t_f$  (ang. *fall time*) – tj. czasu, jaki zajmuje opadnięcie przebiegu od 90% do 10% jego amplitudy.

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

### 2.3.b. Przekształtnik elektroniczny o działaniu przełączającym

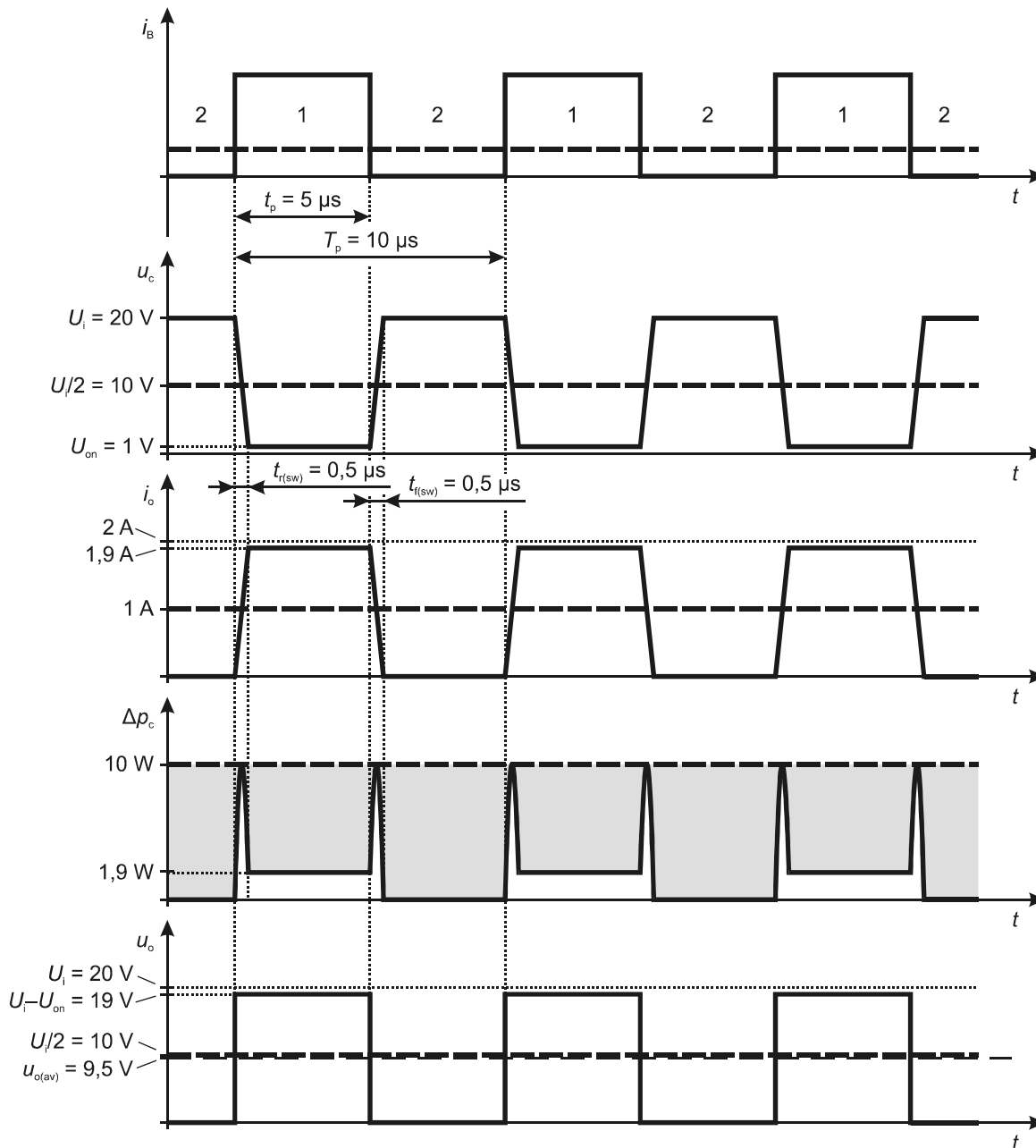
Powróćmy teraz do rozpatrywanego przykładu przetwarzania energii elektrycznej. Zasadniczo topologia przekształtnika pozostaje niezmienną (rys. 1b). Zmienia się jedynie kształt przebiegu sterującego (w tym wypadku prądu bazy). Częstotliwość powtarzania impulsów  $f_p$  tego przebiegu narzuca oczywiście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

$$f_s = \frac{1}{T_s} = f_p \quad (12)$$

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

Załóżmy też, że parametry tranzystora rozpatrywanego jako klucz 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)  $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5 \mu\text{s}$ . 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, parametry klucza ( $U_{on}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$ ) zostały przyjęte raczej jako maksymalne z możliwych w stosunku do wspólnie uzyskiwanych.



Rys. 3. Przebiegi wielkości elektrycznych w układzie przetwornicy obniżającej przy założeniu:  $U_i = 20 \text{ V}$ ,  $U_o = 10 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \Omega$ ,  $f_p = 100 \text{ kHz}$ ,  $U_{on} = 1 \text{ V}$ ,  $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5 \mu\text{s}$ : linia kreskowa – układ o działaniu ciągłym; linia ciągła – układ o działaniu przełączającym (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 napięcia 10 V (patrz paragraf 2.2.b). W drugim przypadku prąd  $i_B$  ma przebieg impulsowy i **dzieli okres przełączania na dwa takty**:

- 1) tranzystor załączony – wówczas  $u_c = U_{on} = 1 \text{ V}$  (zgodnie z założeniem), więc w obwodzie płynie prąd  $i_o = (U_i - U_{on})/R_L = 1,9 \text{ A}$ . 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 napięcia 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 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 (zob. instrukcja 3<sup>A</sup>, par. 3.3):

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

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

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

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

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

- 3° stąd moc czynna strat statycznych

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

- 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

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

- 7° ostatecznie całkowita moc czynna strat w tranzystorze spadła do wartości

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

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 zmieniała się znacząco i nadal wynosi ok. 20 W, gdyż

$$P_i = \frac{1}{T_p} \int_{t_p} u_i i_i dt = \frac{1}{T_p} \left( \int_{\text{takt 1}} U_i i_o dt + \int_{\text{takt 2}} U_i \cdot 0 \cdot dt \right) = \frac{1}{T_p} (U_i i_o t_p + 0) = \frac{20 \text{ V} \cdot 1,9 \text{ A} \cdot 5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 19 \text{ W}$$

Wobec tego sprawność układu znacząco wzrosła 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 klucza 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 klucza 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 napięcia 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

$$u_{o(av)} = \frac{0 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s} + 19 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 9,5 \text{ V} \quad (13)$$

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, co podniesie średnią. 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 harmonicznej, 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 stłumienie 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 filtru przedstawiono na rys. 1c. Filtr realizuje przemianę napięcia zmiennego  $u_o$  (o kształcie nadal jak 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 filtru



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 dławikowa podwyższająca napięcie

---

#### 3.1. Koncepcja układu

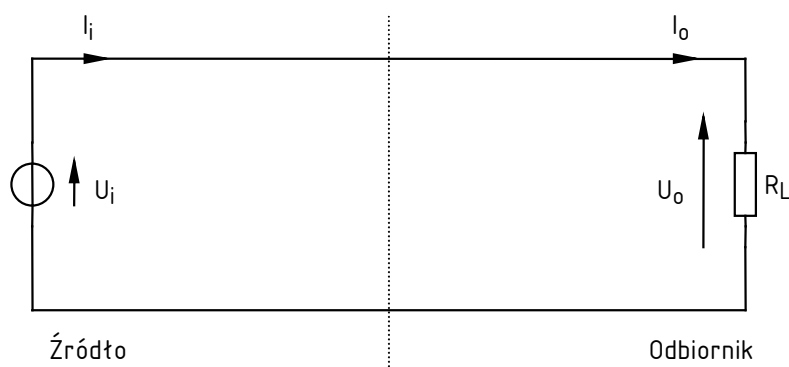
##### 3.1.a. Układ wyjściowy

Technika układów przełączanych nie tylko daje wysoką sprawność przekształcania energii. Pozwala ona również na realizację funkcji **niemożliwych do uzyskania za pomocą układów o działaniu ciągłym**. Jedną z takich funkcji jest wytworzenie napięcia o wartości wyższej niż wejściowe. Spróbujmy więc zbudować taki układ krok po kroku. Wiemy już, że do tego celu niezbędny jest sterowalny klucz (nieco inny niż do tej pory) i filtr LC.

Zacznijmy od początku, a więc 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

$$U_o = U_i \quad (14)$$

$$I_o = I_i \quad (15)$$



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

Obciążenie  $I_o$  najwygodniej będzie opisać poprzez równoważną rezystancję

$$R_L = \frac{U_o}{I_o} \quad (16)$$

Naszym zadaniem jest uzyskanie, dla danego obciążenia, napięcia wyjściowego  $U_o$  większego od napięcia wejściowego  $U_i$ . Ponieważ

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

zaś w układzie bez przekształtnika

$$I_o = I_i = \frac{U_i}{R_L} \quad (18)$$

więc aby otrzymać  $U_o > U_i$ , należy w jakiś sposób uzyskać  $I_o > U_i / R_L$ . Przy tym same wartości  $U_i$  i  $R_L$  nie mogą ulec zmianie, gdyż są warunkami narzuconymi z zewnątrz, do których projektant musi się dostosować.

### 3.1.b. Zwiększenie prądu wejściowego przez przełączanie topologii

Zadaną funkcję przekształtnika zamierzamy uzyskać z wykorzystaniem techniki układów przełączanych. A więc zwiększenie prądu wyjściowego należy uzyskać poprzez okresową zmianę topologii układu. Do takiej zmiany (zwarcia-rozwarcia pewnych punktów) służą klucze.

Do tej pory rozważaliśmy najprostsze **klucze jednopozycyjne** (ang. *single throw switches*). Są one również zwane **kluczami 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 kluczy. **Klucze przełączne** pozwalają *przełączyć* prąd *bieguna* (ang. *pole* – punkt „mocowania” ramienia klucza) do jednej z dwóch lub więcej gałęzi. Taki klucz 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 **kluczu dwupozycyjnym** (ang. *double throw switch*, zob. rys. 5a).

Jeżeli wstawić taki klucz do naszego układu i okresowo na pewien czas przełączać nim źródło  $U_i$  na dodatkową gałąź zawierającą opornik o wartości  $R_{\text{tiny}} < R_L$  (patrz rys. 5a), to przez część okresu prąd wejściowy wynosić będzie

$$i_i = \frac{U_i}{R_{\text{tiny}}} \quad (19)$$

a więc **więcej niż poprzednio** [wzór (18)]. W oznaczeniach na rys. 5a uwzględniono, iż z powodu działania klucza, prądy  $i_i$  i  $i_o$  oraz napięcie  $u_o$  przestały być stałe – stąd małe litery.

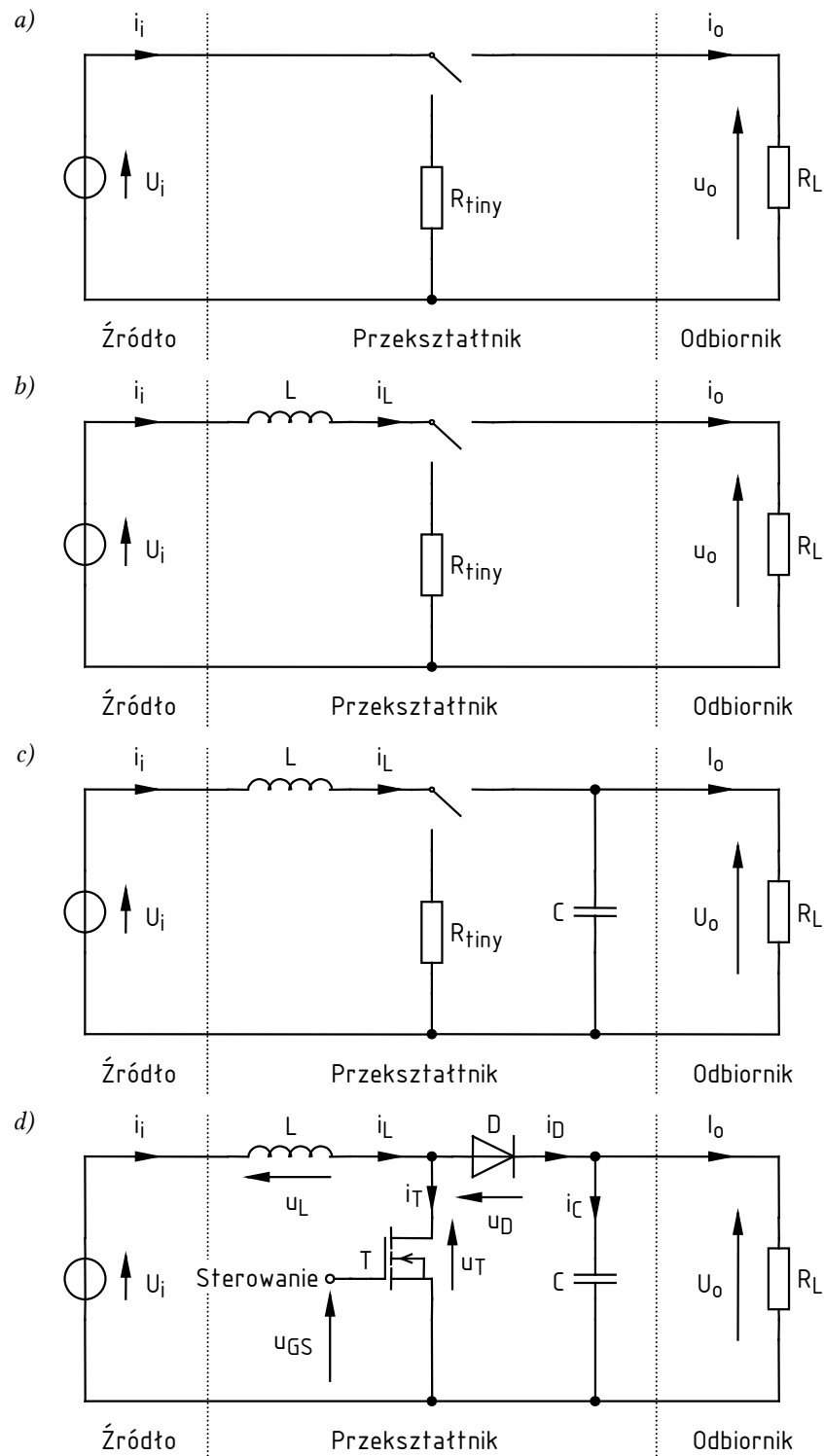
Przebieg prądu wejściowego  $i_i$  w układzie z kluczem dwupozycyjnym przedstawiono na rys. 6a, gdzie  $T_s$  – okres przełączania,  $D$  – współczynnik wypełnienia impulsów sterujących. Zakładamy przy tym, że klucz jest idealny, więc prąd klucza ma identyczny kształt i fazę, co impulsy sterujące. Współczynnik  $D$  stosuje się więc również do prądów w obwodzie mocy. Załóżmy przy tym, że przez czas  $DT_s$  prąd jest kierowany przez  $R_{\text{tiny}}$ , natomiast przez  $(1-D)T_s$  (czyli pozostałą część okresu) – przez  $R_L$ . Takie działanie układu oznacza, że jego topologia jest zmienna – przełączana z pętli  $U_i$ – $R_L$  na pętlę  $U_i$ – $R_{\text{tiny}}$ .

### 3.1.c. Magazynowanie energii prądu za pomocą dławika

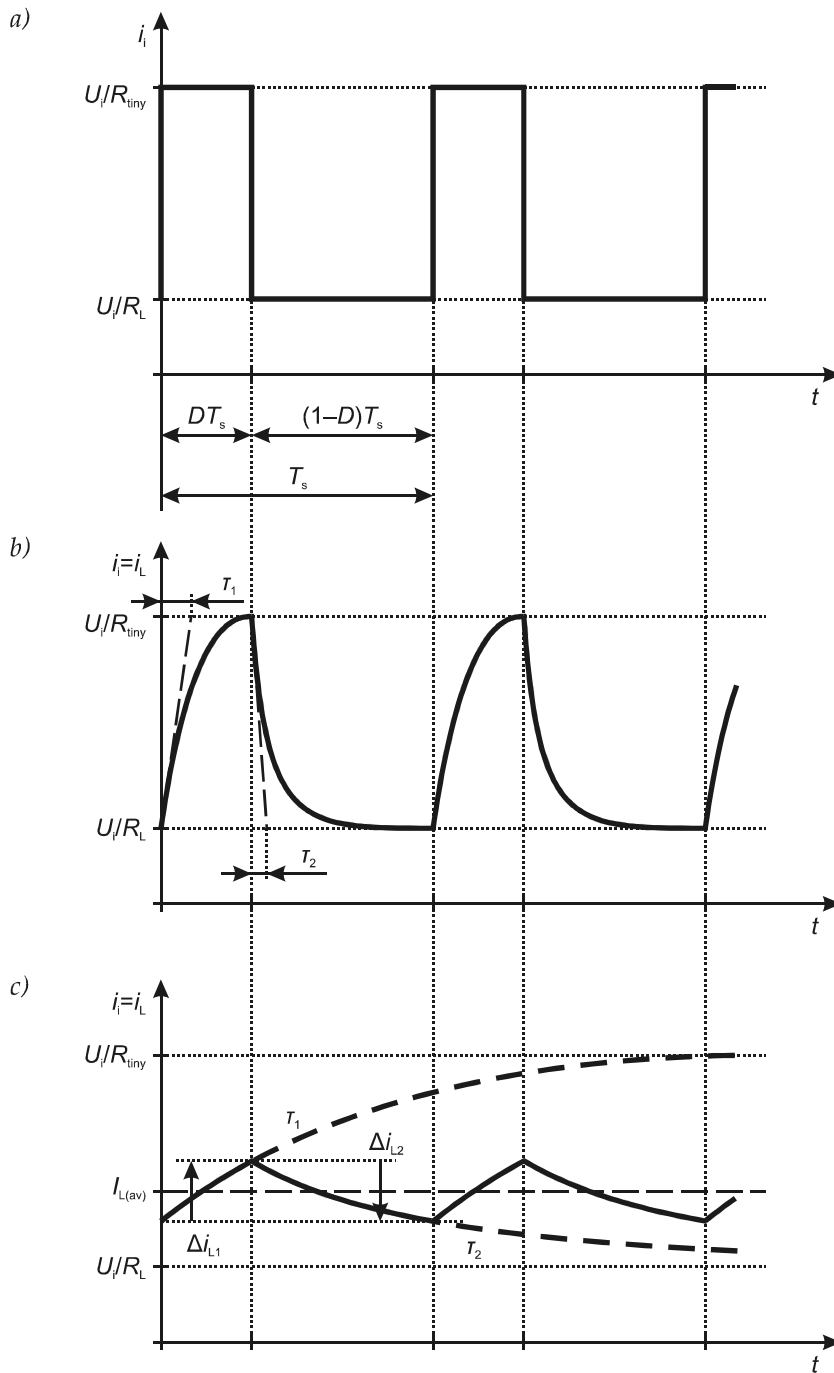
Zauważmy jednak, że potencjał płynącego w powyższym układzie większego prądu pozostaje niewykorzystany. Po przełączeniu klucza na gałąź z odbiornikiem od razu zaczyna płynąć prąd  $U_i/R_L$  i napięcie wyjściowe jest takie samo jak w układzie początkowym. W takim razie znajdziemy sposób na to, aby ten duży prąd  $U_i/R_{\text{tiny}}$  nie przestawał płynąć od razu. Elementem, który przeciwstawia się zmianom prądu jest, jak wiadomo, cewka (dławik).

Aby duży prąd nie przestał płynąć, trzeba dławik umieścić na jego drodze – a więc w gałęzi zawierającej źródło  $U_i$  lub w gałęzi zawierającej opornik  $R_{\text{tiny}}$ . Oprócz tego jednak zależy nam, aby duży prąd mógł być przełączony do gałęzi z odbiornikiem. Dlatego dławik musi być włączony przed rozgałęzieniem, co przedstawiono na rys. 5b.

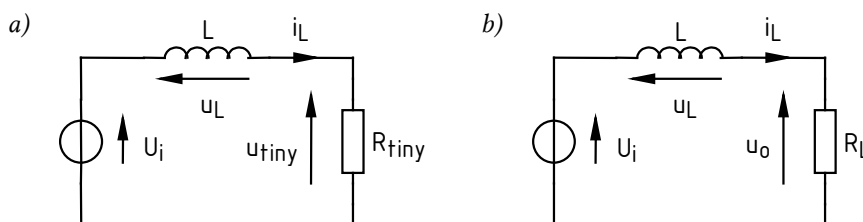
Im większa indukcyjność dławika, tym silniej przeciwstawia się on zmianom prądu. Ponieważ prąd płynie w obwodzie RL, więc jego zmiany będą wykładnicze ze stałą czasową odpowiednio  $\tau_1 = L/R_{\text{tiny}}$  lub  $\tau_2 = L/R_L$  (zob. rys. 6b). Im większa indukcyjność, tym większe stałe czasowe, a więc wolniejsze narastanie prądu do wartości  $U_i/R_{\text{tiny}}$  i opadanie do  $U_i/R_L$ .



Rys. 5. Wyprowadzenie topologii przetwornicy podwyższającej napięcie:  
 a) z kluczem dwupozycyjnym; b) z dławikiem; c) z kondensatorem;  
 d) z fizycznymi kluczami półprzewodnikowymi



Rys. 6. Przebieg prądu wejściowego w układach z rys. 5: a) brak dławika (rys. 5a); b) dławik (rys. 5b) o małej indukcyjności ( $\tau_1, \tau_2 < T_s$ ); c) dławik od dużej indukcyjności ( $\tau_1, \tau_2 \gg T_s$ )



Rys. 7. Zredukowana topologia obwodu z rys. 5b: a) w taktie 1; b) w taktie 2

Jeżeli indukcyjność będzie odpowiednio duża, możemy uzyskać stałe czasowe dużo większe od okresu przełączania  $T_s$ . Wówczas między kolejnymi przełączeniami klucza prąd ani nie zdąży narosnąć

do  $U_i/R_{\text{tiny}}$ , ani opaść do  $U_i/R_L$ . Jednocześnie zmiany prądu będą praktycznie liniowe, gdyż widoczny będzie tylko początkowy, prawie liniowy fragment przebiegu wykładniczego. Zilustrowano to na rys. 6c.

Obliczmy, ile zyskaliśmy na wprowadzeniu dławika. W takcie 1, trwającym przez czas  $DT_s$ , prąd płynie w oczku  $U_i-L-R_{\text{tiny}}$  (zob. rys. 7a). Oznaczmy napięcie na oporniku  $R_{\text{tiny}}$  przez  $u_{\text{tiny}}$ . Wówczas z napięciowego prawa Kirchhoffa otrzymujemy:

$$U_i - u_{\text{tiny}} - u_L = 0 \quad (20)$$

skąd

$$U_i - i_L R_{\text{tiny}} = L \frac{di_L}{dt} \quad (21)$$

Załóżmy, że indukcyjność  $L$  jest duża, w związku z czym zmiany prądu dławika  $i_L$  wokół jego wartości średniej  $I_{L(\text{av})}$  są niewielkie i liniowe. W takim razie zmienny prąd dławika można przybliżyć stałą wartością  $I_{L(\text{av})}$ , zaś pochodną tego prądu – ilorazem  $\Delta i_L/\Delta t$ :

$$U_i - I_{L(\text{av})} R_{\text{tiny}} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (22)$$

Oznaczmy zmianę prądu w takcie 1 przez  $+\Delta i_{L1}$  (wzrost prądu, patrz rys. 6c). Dokonuje się ona oczywiście na odcinku czasu o długości  $DT_s$ . Otrzymujemy więc

$$U_i - I_{L(\text{av})} R_{\text{tiny}} = L \frac{\Delta i_{L1}}{DT_s} \quad (23)$$

Rozważmy teraz takt 2, trwający przez czas  $(1-D)T_s$ . Prąd płynie w oczku  $U_i-L-R_L$  (zob. rys. 7b) i odkłada na rezystancji  $R_L$  pewne napięcie  $u_o$ . Z napięciowego prawa Kirchhoffa

$$U_i - u_o - u_L = 0 \quad (24)$$

otrzymujemy

$$U_i - I_{L(\text{av})} R_L = L \frac{-\Delta i_{L2}}{(1-D)T_s} \quad (25)$$

przy czym znak „-” przy zmianie prądu wynika z faktu, że w takcie 2 prąd ten maleje.

Naszym celem jest uzyskanie prądu odbiornika większego niż  $U_i/R_L$ . Ponieważ przez odbiornik płynie obecnie (w takcie 2) prąd  $I_{L(\text{av})}$ , więc trzeba obliczyć jego wartość. Skorzystamy tu z założenia, że układ znajduje się w stanie ustalonym (czyli „zwykłej” pracy). Wynika stąd, że  $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$ . W przeciwnym razie prąd  $i_L$  na koniec każdego kolejnego okresu byłby inny, czyli stan nie byłby ustalony. Wyciszając  $\Delta i_{L1}$  z równania (23) i  $\Delta i_{L2}$  z równania (25) i przyrównując jedno do drugiego, otrzymujemy

$$\frac{DT_s}{L} (U_i - I_{L(\text{av})} R_{\text{tiny}}) = \frac{(1-D)T_s}{L} (U_i - I_{L(\text{av})} R_L) \quad (26)$$

a po przekształceniach

$$I_{L(\text{av})} = \frac{U_i}{(1-D)R_L + DR_{\text{tiny}}} \quad (27)$$

Można łatwo udowodnić, że skoro  $R_{\text{tiny}} < R_L$ , to mianownik jest zawsze mniejszy od  $R_L$ , a więc  $I_{L(\text{av})} > U_i/R_L$ . O to chodziło, jednak jest to sukces połowiczny. Prąd o tej wartości płynie przez odbiornik

tylko przez czas  $(1-D)T_s$ , natomiast przez pozostałą część okresu prąd odbiornika wynosi 0. Jaki jest tego skutek dla napięcia wyjściowego? W najlepszym razie, gdy  $R_{\text{tiny}} = 0$ , prąd dławika wyniesie

$$I_{L(\text{av})} = \frac{1}{1-D} \frac{U_i}{R_L} \quad (28)$$

W takim razie napięcie wyjściowe

$$u_o = \begin{cases} \frac{1}{1-D} \frac{U_i}{R_L} \cdot R_L = \frac{U_i}{1-D} & \text{w takcie 2} \\ 0 \cdot R_L = 0 & \text{w takcie 1} \end{cases} \quad (29)$$

Średnio uzyskujemy napięcie wyjściowe

$$U_{o(\text{av})} = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_o dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_{(1-D)T_s} \frac{U_i}{1-D} dt + \int_{DT_s} 0 dt \right) = \frac{1}{T_s} \frac{U_i}{1-D} (1-D)T_s = U_i \quad (30)$$

Okazuje się więc, że z napięciem jesteśmy w punkcie wyjścia mimo uzyskania korzystnego wzrostu prądu płynącego przez odbiornik. Stało się tak dlatego, że prąd, **mimo że większy, nadal płynie przez odbiornik tylko przez część okresu**. Poszliśmy jednak w dobrym kierunku, gdyż dla układu z rys. 5a średnie napięcie wyjściowe wynosiło  $DU_i$  (można to prosto obliczyć zapisując równania analogiczne do dwóch powyższych) – a więc nawet mniej niż w układzie bez przekształtnika.

Otrzymane do tej pory układy mają też drugą wadę: napięcie wyjściowe trudno wykorzystać do zasilania wielu typowych aplikacji, gdyż cały czas **zmienia się ono między zerem a wartością maksymalną**.

### 3.1.d. Magazynowanie energii w kondensatorze

Do zasilania odbiornika w takcie 1, kiedy prąd źródła płynie przez opornik  $R_{\text{tiny}}$ , potrzebny jest **dotatkowy magazyn energii**. Tę rolę może spełnić kondensator. Jak wiadomo, element ten przeciwstawia się zmianom napięcia, dlatego dodatkowym zyskiem z jego wprowadzenia będzie **zmniejszenie amplitudy zmian napięcia wyjściowego**.

Jeżeli kondensator ma służyć za źródło energii dla odbiornika, to oczywiście należy go przyłączyć bezpośrednio na zaciski tego ostatniego (patrz rys. 5c). Rys. 8 pozwala zrozumieć działanie tego układu. W takcie 2 źródło poprzez dławik zasila odbiornik i jednocześnie ładuje kondensator (rys. 8b). Natomiast w takcie 1 prąd źródła płynie przez opornik  $R_{\text{tiny}}$ , a odbiornik jest zasilany z kondensatora C (rys. 8a). Dodatkowo kondensator wygładza przebieg napięcia wyjściowego  $u_o$  na identycznej zasadzie, jak zobrazowana na rys. 6 dla dławika i prądu  $i_L$ .

Sprawdźmy jednak, czy nasze przewidywania są słuszne. Załóżmy, że pojemność  $C$  jest tak duża, że napięcie wyjściowe można uznać za stałe, równe pewnej wartości  $U_o$ . Przy tym założeniu przepiszmy równanie (24):

$$U_i - u_o - u_L = 0 \Rightarrow U_i - U_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (31)$$

Skoro lewa strona jest stała, to i prawa strona musi być stała. Oznacza to, że prąd dławika  $i_L$  będzie narastał liniowo (stała pochodna). Można go więc tak jak poprzednio wyrazić ilorazem różnic [por. równanie (25)]:

$$U_i - U_o = L \frac{-\Delta i_{L2}}{(1-D)T_s} \quad (32)$$

(przy czym zmiana prądu cewki  $\Delta i_{L2}$  może mieć inną wartość niż w układzie bez kondensatora).



W takcie 1 jakościowo nic się nie zmieniło. Możemy jedynie mieć do czynienia z innymi wartościami  $I_{L(av)}$  i  $\Delta i_{L1}$ . Możemy więc przepisać równanie (23):

$$U_i - I_{L(av)}R_{\text{tiny}} = L \frac{\Delta i_{L1}}{DT_s} \quad (33)$$

Tak jak poprzednio, wyliczmy i przyrównajmy zmiany prądu dławika w taktach 1 i 2:

$$\frac{DT_s}{L}(U_i - I_{L(av)}R_{\text{tiny}}) = -\frac{(1-D)T_s}{L}(U_i - U_o) \quad (34)$$

skąd

$$U_o = \frac{U_i - I_{L(av)}DR_{\text{tiny}}}{1-D} \quad (35)$$

Założyliśmy na wstępie, że  $R_{\text{tiny}}$  jest stosunkowo małe. Przyjmijmy na razie, że  $R_{\text{tiny}} \approx 0$ , wówczas

$$U_o = \frac{U_i}{1-D} \quad (36)$$

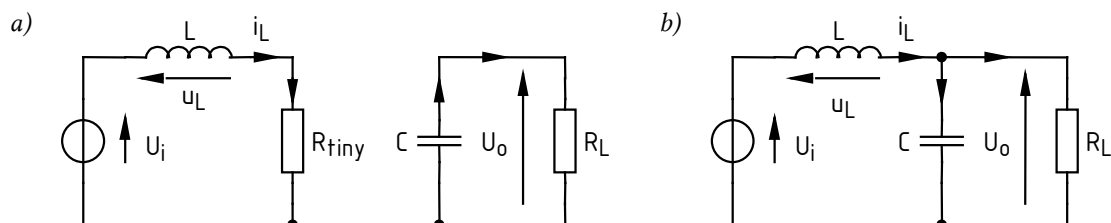
Uzyskany wynik pokazuje, że w układzie z dławikiem i kondensatorem **napięcie wejściowe zostaje podwyższone** w stosunku  $1/(1-D)$  – pamiętajmy, że  $D \in [0; 1]$ . Przy tym, im większy współczynnik wypełnienia  $D$ , tym wyższe napięcie wyjściowe  $U_o$ . Zaprojektowaliśmy więc przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie.

Elementy bierne –  $L$  i  $C$  – są **niezbędne ze względu na konieczność zgromadzenia energii** w jednym takcie pracy i przekazania jej między elementami w takcie następnym. Jednocześnie powodują one **wygładzenie przebiegów** (zmniejszenie amplitudy tętnienia) prądu wejściowego i napięcia wyjściowego, pełnią więc rolę filtru opisaną w paragrafie 2.3.d. W rozpatrywanej przetwornicy elementy tego filtru są rozdzielone, jednak można wykazać, że układ ten da się sprowadzić do układu z równoważnym filtrem LC w typowym układzie  $\Gamma$ . Wygładzenie przebiegów jest korzystne, gdyż

- 1° źródło nie jest obciążane skokowymi zmianami prądu, które w przypadku źródła rzeczywistego musiałyby oznaczać zapady napięcia;
- 2° odbiornik jest zasilany napięciem o niewielkim tętnieniu, bez czego duża część odbiorników wręcz nie mogłaby działać.

Założenie zerowej rezystancji  $R_{\text{tiny}}$  w dodatkowej gałęzi oznacza, że wydzielanie mocy w układzie (rys. 5c) ma miejsce wyłącznie w odbiorniku  $R_L$ . Jest to więc **układ z przekształtnikiem idealnym** – bezstratnym. Jak wynika wprost z zależności (36), współczynnik przetwarzania napięcia przetwornicy idealnej wynosi

$$K_{U(id)} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1-D} \quad (37)$$



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

## 3.2. Układ z kluczem półprzewodnikowym

### 3.2.a. Działanie półprzewodnikowego klucza dwupozycyjnego

Praktyczny układ przetwornicy podwyższającej napięcie z rzeczywistym kluczem półprzewodnikowym przedstawia rys. 5d. Jak widać, kluczowi z rys. 5c odpowiadają tu **dwa przyrządy półprzewodnikowe**: tranzystor i dioda. Pojedynczy przyrząd posiada bowiem zawsze tylko 2 końcówki główne, nie można więc za jego pomocą zrealizować klucza dwupozycyjnego.

Zauważmy, że rezystancja tranzystora w stanie załączenia pełnić będzie rolę niewielkiej rezystancji  $R_{\text{tiny}}$ .

Sterowanie kluczem dokonuje się oczywiście za pośrednictwem tranzystora, gdyż dioda jest elementem niesterowalnym. Konstrukcja układu powoduje jednak, że **tylko jeden z dwóch przyrządów jest w danym momencie załączony**.

1. Kiedy tranzystor jest załączony (takt 1, poziom wysoki impulsu napięcia bramka-źródło  $u_{\text{GS}}$ ), napięcie na nim jest niskie (rzędu 0,1–1 V), a więc anoda diody znajduje się na niższym potencjale niż katoda przyłączona do potencjału  $U_0$ . Dioda jest więc wyłączona.
2. Kiedy tranzystor zostaje wyłączony (takt 2, poziom niski impulsu napięcia bramka-źródło  $u_{\text{GS}}$ ), stanowi on rozwarcie, a więc potencjał anody jest wymuszony przez działanie układu. W wyniku wyłączania tranzystora, jego rezystancja zaczyna wzrastać, natomiast prąd nie może się znacząco zmniejszyć. Jest to bowiem prąd dławika, zaś z praw fizyki wynika, że nie może on się zmienić skokowo. W wyniku napięcie na tranzystorze rośnie – aż do chwili, gdy przekroczy napięcie  $U_0$  o napięcie progowe diody  $U_{\text{F(TO)}}$ . Wówczas zaczyna przewodzić dioda, a przez tranzystor prąd przestaje płynąć, gdyż jego rezystancja szybko osiąga rząd 1–100 MΩ.

Klucz w postaci tranzystora i diody nie jest jedynym stosowanym rozwiązaniem. Istnieją również konstrukcje z dwoma tranzystorami. Wówczas jednak sterowanie musi być bardziej skomplikowane, aby zapewnić synchronizację przełączania. W układzie z diodą synchronizacja jest samoczynna jak to przedstawiono wyżej.

### 3.2.b. Straty energii

Spróbujmy określić, w jaki sposób stratność rzeczywistego klucza półprzewodnikowego wpływa na działanie przetwornicy.

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

Tymczasem w przetwornicy – co stwierdziliśmy w paragrafie 3.2.a – prąd dławika nigdy nie może przestać płynąć. Tak więc najpierw napięcie dren-źródło ( $u_{\text{T}}$ ) musi wzrosnąć na tyle, by doprowadzić do załączenia diody – a więc do wartości  $U_0 + U_{\text{F(TO)}} \approx U_0$ . Dopiero od tej chwili prąd dławika zaczyna od tranzystora przejmować dioda, a więc prąd tranzystora  $i_{\text{T}}$  może stopniowo spaść do zera (rys. 9). Po załączeniu diody napięcie  $u_{\text{T}}$  pozostaje równe  $U_0 + u_{\text{D}}$ . Spadek napięcia na diodzie  $u_{\text{D}}$  wynika z wartości prądu  $i_{\text{D}} = i_{\text{L}}$  i – o ile została ona dobrze dobrana – jest dużo mniejszy od napięć  $U_{\text{i}}$  i  $U_0$ . Można więc przyjąć, że  $u_{\text{T}} = U_0$ .

Odrotna sytuacja występuje przy załączaniu tranzystora. Najpierw tranzystor musi przejąć od diody cały prąd dławika. Dopóki dioda przewodzi jakikolwiek prąd, utrzymuje się na niej niski spadek napięcia  $u_{\text{D}}$  – a więc napięcie na tranzystorze  $u_{\text{T}}$  nadal jest wymuszone do wartości  $U_0 + u_{\text{D}}$ . Zaczyna ono opadać dopiero po przejściu całości prądu dławika przez tranzystor. Wówczas bowiem dioda wyłącza się i przestaje zwierzać dren tranzystora do dodatniego bieguna odbiornika.

Dla uproszczenia obliczeń podtrzymamy założenie, że zmiany prądu dławika w okresie pracy są pomijalnie małe w porównaniu z jego wartością średnią:

$$\Delta i_L \ll I_{L(av)} \quad (38)$$

co pozwala przyjąć

$$i_L \approx I_{L(av)} = \text{const} \quad (39)$$

Zwróćmy uwagę, że prąd tranzystora  $i_T$  w czasie jego załączenia ( $DT_s$ ) jest równy właśnie prądowi dławika.

W opisanej sytuacji, jeżeli przybliżymy przebiegi prądu i napięcia podczas przełączania odcinkami prostymi, otrzymamy przebieg mocy chwilowej o kształcie trójkąta (rys. 9). Wartość szczytowa mocy chwilowej równa będzie iloczynowi napięcia w stanie wyłączenia  $U_{off}$  i prądu w stanie załączenia  $I_{on}$ , a więc w rozważanym układzie –  $U_o I_{L(av)}$ . Stąd energia tracona, równa polu pod przebiegiem mocy chwilowej, wyraża się zależnościami (przyjmując  $U_{on} \approx 0$ , zob. instrukcja 3<sup>A</sup>, par. 3.3):

$$W_{on} = \frac{1}{2} U_{off} I_{on} t_{on} = \frac{1}{2} U_o I_{L(av)} t_{on} \quad (40)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} U_{off} I_{on} t_{off} = \frac{1}{2} U_o I_{L(av)} t_{off} \quad (41)$$

gdzie  $t_{on}$  i  $t_{off}$  oznaczają sumaryczny czas, przez który trwa odpowiedni stan przejściowy (załączanie lub wyłączenie) w obwodzie mocy.

### 3.2.c. Moc strat w tranzystorze

Skoro prąd tranzystora w stanie załączenia uznajemy za stały, to również napięcie na nim w stanie załączenia  $U_{on}$  będzie stałe. Stąd energia tracona w stanie przewodzenia wynosi

$$W_{ons} = \int_{DT_s} i_T u_T dt = I_{L(av)} \cdot U_{on} \cdot DT_s \quad (42)$$

W przypadku tranzystora MOSFET naturalnie jest posługiwać się rezystancją w stanie załączenia  $R_{DS(on)}$ . Taki jest bowiem fizyczny charakter jego obwodu mocy (w zakresie liniowym), co widać na statycznej charakterystyce wyjściowej. Powyższe wyrażenie przyjmuje postać

$$W_{ons} = I_{L(av)} \cdot I_{L(av)} R_{DS(on)} \cdot DT_s = I_{L(av)}^2 R_{DS(on)} DT_s \quad (43)$$

Z uzyskanych zależności (40), (41) i (43) wynika, że moc strat statycznych i dynamicznych oraz całkowita moc strat w tranzystorze wynoszą

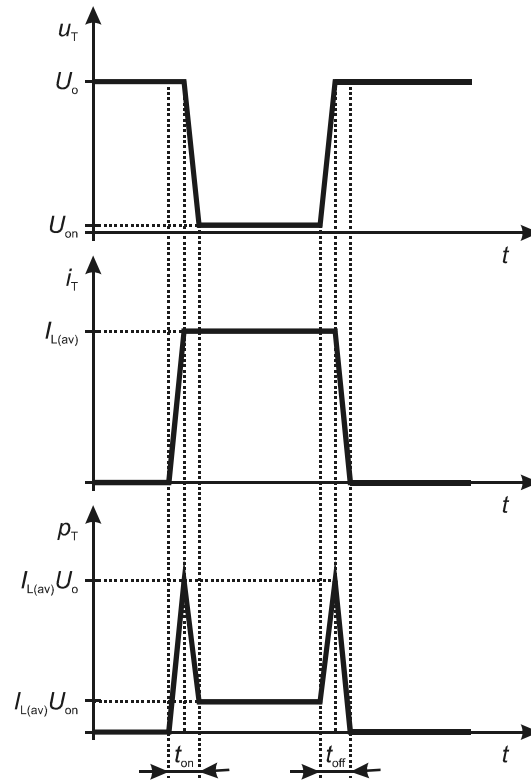
$$P_{T,stat} = \frac{W_{ons} + W_{offs}}{T_s} \approx \frac{W_{ons}}{T_s} = DI_{L(av)}^2 R_{DS(on)} \quad (44)$$

$$P_{T,dyn} = \frac{W_{on} + W_{off}}{T_s} = \frac{1}{2} I_{L(av)} U_o (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (45)$$

$$P_T = P_{T,stat} + P_{T,dyn} = DI_{L(av)}^2 R_{DS(on)} + \frac{1}{2} I_{L(av)} U_o (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (46)$$

Jak widać, **oba składniki rosną ze wzrostem współczynnika wypełnienia impulsów sterujących**. W przypadku strat statycznych wynika to z faktu, że tranzystor przewodzi przez coraz większą część okresu. W przypadku strat dynamicznych – ze wzrostu napięcia  $U_o$ , przy którym przełączany jest tranzystor.

Uzyskana zależność potwierdza wniosek sformułowany już w paragrafie 2.3.c: **na moc strat wpływ ma rezystancja w stanie załączenia oraz czasy przełączania**. Moc strat dynamicznych jest również tym większa, **im większa częstotliwość przełączania**.



Rys. 9. Przełączanie w przetwornicy podwyższającej napięcie (przebiegi uproszczone)

### 3.2.d. Prąd dławika

Brakuje nam jeszcze wiedzy o zachowaniu średniego prądu dławika. Można go obliczyć biorąc pod uwagę, że w stanie ustalonym ładunek dostarczony do kondensatora (ze źródła) w takcie 2 musi być równy ładunkowi odebranemu (przez odbiornik) w takcie 1 (patrz rys. 8). W przeciwnym razie ładunek zgromadzony w kondensatorze na koniec każdego kolejnego okresu byłby inny, a więc stan układu nie byłby ustalony.

W takcie 2

$$\Delta q_{C,12} = \int_{(1-D)T_s} i_C dt = \int_{(1-D)T_s} (i_L - i_o) dt = \int_{(1-D)T_s} i_L dt + \int_{(1-D)T_s} I_o dt = \int_{(1-D)T_s} i_L dt - I_o \cdot (1-D)T_s \quad (47)$$

Zauważmy, że pierwszy składnik można wyrazić jako

$$(1-D)T_s \cdot \frac{1}{(1-D)T_s} \int_{(1-D)T_s} i_L dt = (1-D)T_s \cdot I_{L(av,2)} \quad (48)$$

gdzie  $I_{L(av,2)}$  jest średnią z prądu dławika za takt 2. Spojrzenie na rys. 6c oraz uwzględnienie założenia o liniowym narastaniu i opadaniu prądu prowadzą do wniosku, że średnia za takt 2 jest równa średniej za takt 1 i średniej za cały okres  $T_s$ . Wynika to z ustalonego stanu układu – prąd dławika zmienia się zawsze między tą samą wartością minimalną i maksymalną. Skoro zaś zmiany są liniowe, to średnia jest zawsze równa po prostu średniej arytmetycznej z tych dwóch wartości. Wobec tego

$$\Delta q_{C,12} = (1-D)T_s I_{L(av)} - (1-D)T_s I_o = (I_{L(av)} - I_o)(1-D)T_s \quad (49)$$

Z kolei w takcie 1

$$\Delta q_{C,t1} = \int_{DT_s} i_C dt = \int_{DT_s} (-i_o) dt = -I_o DT_s \quad (50)$$

Z przyrównania zależności (48) i (50) otrzymujemy

$$I_{L(av)} = \frac{I_o}{1-D} = \frac{U_o}{(1-D)R_L} \quad (51)$$

Napięcie wyjściowe  $U_o$  wyraża się nadal zależnością (35) [s. 25], która uwzględnia istnienie niezerowej rezystancji w fazie 1. Przy tym obecnie rezystancję tę stanowi rezystancja tranzystora w stanie załączenia  $R_{DS(on)}$ . Po uwzględnieniu tego faktu

$$I_{L(av)} = \frac{U_i - I_{L(av)} DR_{DS(on)}}{(1-D)^2 R_L} \quad (52)$$

skąd po uporządkowaniu

$$I_{L(av)} = \frac{U_i}{(1-D)^2 R_L + DR_{DS(on)}} \quad (53)$$

### 3.2.e. Sprawność energetyczna

Dokładne wyznaczenie sprawności przetwornicy jest oczywiście niemożliwe. Pewną wiedzę o układzie możemy jednak zyskać przyjmując (co jest prawdą w szerokim zakresie częstotliwości), że gros mocy strat w przekształtniku  $\Delta P_c$  przypada na tranzystor. Dodatkowo założymy, że częstotliwość przełączania jest na tyle mała, a czasy przełączania na tyle krótkie, że moc strat dynamicznych  $P_{T,dyn} \ll P_{T,stat}$  i można ją zaniedbać. Tak więc

$$\Delta P_c = P_{T,stat} = DI_{L(av)}^2 R_{DS(on)} \quad (54)$$

Moc czynna wejściowa przetwornicy wynosi

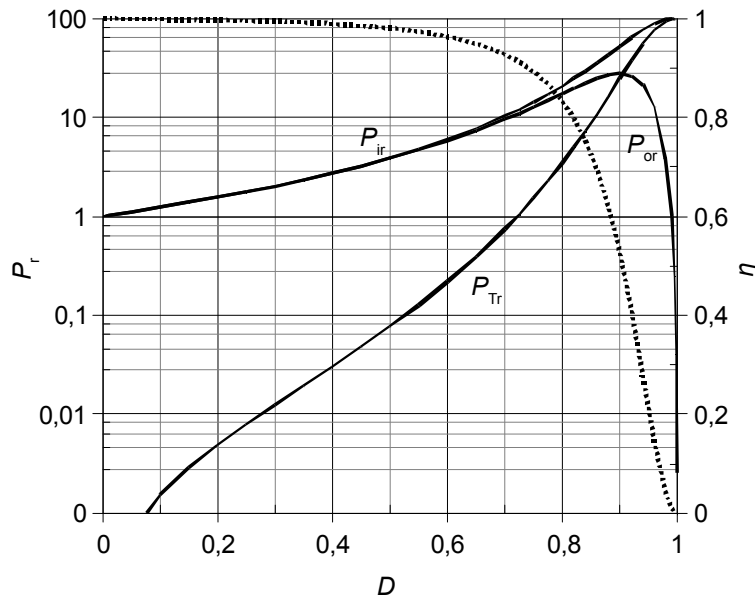
$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_i i_i dt = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} U_i I_{L(av)} dt = \frac{1}{T_s} U_i I_{L(av)} \int_{T_s} dt = \frac{1}{T_s} U_i I_{L(av)} T_s = U_i I_{L(av)} \quad (55)$$

Stąd sprawność

$$\eta = \frac{P_i - \Delta P_c}{P_i} = 1 - \frac{\Delta P_c}{P_i} = 1 - \frac{I_{L(av)}}{U_i} DR_{DS(on)} \quad (56)$$

Podstawiając zależność na średni prąd dławika (53), otrzymujemy

$$\eta = 1 - \frac{DR_{DS(on)}}{(1-D)^2 R_L + DR_{DS(on)}} = \frac{1}{1 + \frac{D}{(1-D)^2} \frac{R_{DS(on)}}{R_L}} \quad (57)$$



Rys. 10. Zależność mocy czynnych w układzie (linie ciągłe) i sprawności układu  $\eta$  (linia kropkowa) od współczynnika wypełnienia impulsów  $D$ . Uwzględniono wyłącznie moc strat statycznych w tranzystorze dla  $R_{DS(on)}/R_L = 0,01$ . Moce przedstawiono w wartościach względnych ( $P_r$ ), w odniesieniu do  $P_i|_{D=0}$ .

Przeanalizujmy otrzymany wynik. Dla współczynnika wypełnienia równego 0,  $\eta = 1$ . Jest to oczywiste, gdyż wówczas przez tranzystor nie płynie prąd, nie ma więc strat mocy. Wraz ze wzrostem współczynnika wypełnienia, czynnik  $D/(1-D)^2$  rośnie coraz szybciej, jako że jego licznik rośnie w pierwszej potęgze, a mianownik maleje w kwadracie. Skutkuje to **spadkiem sprawności**, tym większym, **im większa rezystancja tranzystora względem rezystancji odbiornika**  $R_{DS(on)}/R_L$ . Ostatecznie dla  $D = 1$  sprawność będzie zerowa. Jest to również łatwo wytłumaczalne, gdyż wówczas przez cały okres prąd przewodzony jest przez tranzystor, na wyjście nie jest więc przekazywana żadna energia.

Przebieg zależności (57) dla stosunku  $R_{DS(on)}/R_L = 0,01$  – a więc np.  $R_{DS(on)} = 100 \text{ m}\Omega$ ,  $R_L = 10 \text{ }\Omega$  – przedstawiono na rys. 10. Jak widać, sprawność przetwornicy w tych warunkach obniża się do 0,5 przy współczynniku wypełnienia  $D \approx 0,9$ .

### 3.2.f. Wpływ strat mocy na charakterystyki przetwornicy

Na rys. 10 pokazano również, w jaki sposób zmieniają się poszczególne moce czynne, przy czym wykreślono je w wartościach względnych  $P_r$  w odniesieniu do mocy czynnej wejściowej przy  $D = 0$  (tranzystor stale rozwartry):

$$P_r = \frac{P}{P_i|_{D=0}} = \frac{P}{U_i^2/R_L} \quad (58)$$

Krzywe pokazują jasno, że spadek sprawności ma związek ze wzrostem mocy strat w tranzystorze. Początkowo (mały współczynnik wypełnienia) ma ona wartość kilka rzędów wielkości mniejszą niż moc wejściowa i moc wyjściowa. Jednak **tempo wzrostu mocy strat w tranzystorze** (ze wzrostem współczynnika wypełnienia) jest dużo większe niż tempo wzrostu mocy wejściowej. Dla pewnej wartości  $D$  moc strat w tranzystorze zrównuje się z mocą wyjściową i wówczas sprawność przekształtnika osiąga wartość 0,5.

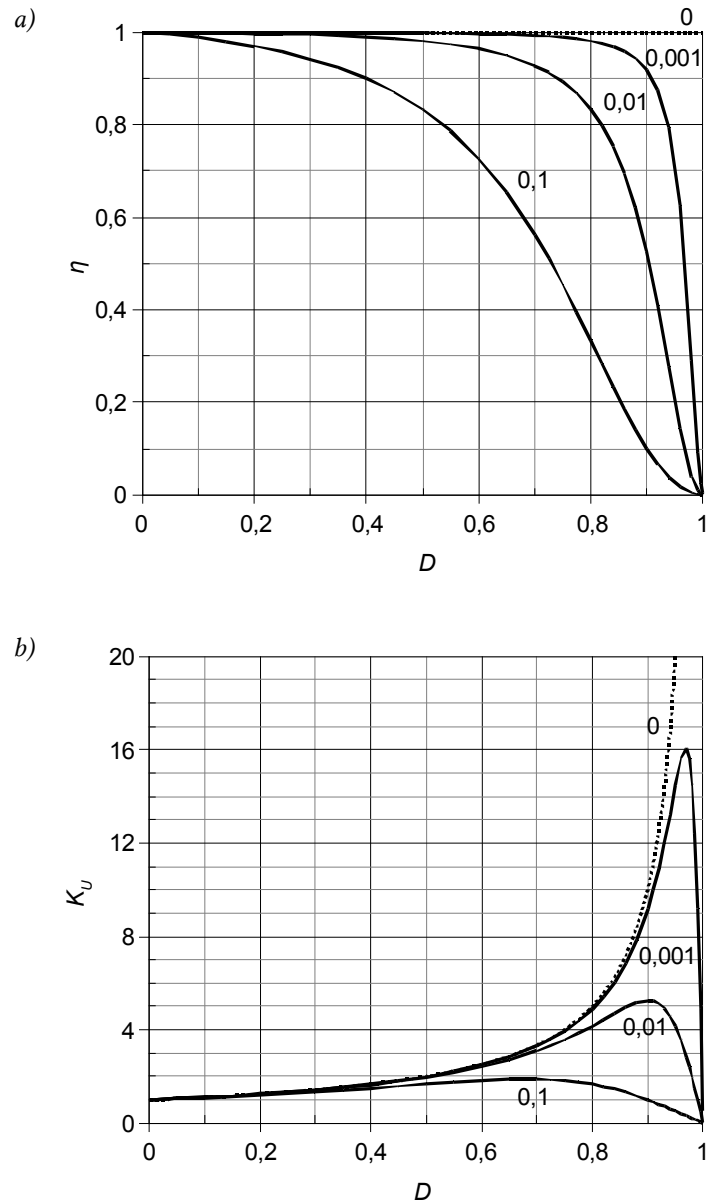
Zauważmy, że w miarę dalszego wzrostu współczynnika  $D$ , moc dostarczana do odbiornika wręcz spada. Przedstawiając znaną zależność

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (59)$$

w postaci

$$U_o = \sqrt{P_o R_L} \quad (60)$$

wniosujemy, że układ **traci zdolność podwyższania napięcia**. Dla uzyskania jeszcze wyższych napięć należałoby bowiem dostarczyć odpowiednio większą moc wyjściową. Tymczasem ta – jak zauważyliśmy – maleje.



Rys. 11. Charakterystyki przetwornicy podwyższającej napięcie w funkcji współczynnika wypełnienia impulsów  $D$  oraz stosunku  $R_{DS(on)}/R_L$  (wartość 0 odpowiada przetwornicy idealnej – bezstratnej): a) sprawność; b) współczynnik przetwarzania napięcia. Uwzględniono wyłącznie statyczne straty mocy w tranzystorze.

Porównując wyrażenia (51) i (53), po przekształceniach otrzymamy

$$K_U = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 - D + \frac{D}{1 - D} \frac{R_{DS(on)}}{R_L}} \quad (61)$$

W stosunku do przetwornicy idealnej, której działanie opisywała zależność (37) [s. 25], w mianowniku pojawił się dodatkowy czynnik. Sprawia on, że ze wzrostem współczynnika wypełnienia  $D$ , **współczynnik przetwarzania napięcia coraz bardziej odbiega od wartości idealnej *in minus***. Tak jak w przypadku sprawności, różnica między przetwornicą rzeczywistą a idealną jest tym większa, **im większy stosunek rezystancji  $R_{DS(on)}/R_L$** . Pokazują to charakterystyki wykreślone na podstawie zależności (61) na rys. 11b. Zestawiając wzory (37), (57) i (61) można zauważyć prostą zależność

$$K_U = K_{U(id)} \cdot \eta \quad (62)$$

Z rys. 11 można odczytać, że dla stosunku  $R_{DS(on)}/R_L = 1/1000$  przetwornica utrzymuje wysoką sprawność (powyżej 0,9) aż do  $D \approx 0,9$ . Utrzymuje również zdolność podwyższania napięcia do  $D \approx 0,95$ . Gdy stosunek rezystancji wynosi 1/100, sprawność zaczyna szybko spadać już od  $D \approx 0,8$  (gdy  $\eta \approx 0,8$ ). W tym przypadku możliwe jest wydajne podwyższenie napięcia ok. 4-krotnie. Uzyskanie maksimum  $K_U$ , nieco przekraczającego 5, okupione jest już znacznymi stratami mocy.

Inżynierska reguła mówi więc, że rezystancja tranzystora w stanie załączenia powinna być mniejsza od rezystancji odbiornika optymalnie 3 rzędy wielkości. Różnica mniejsza niż 2 rzędy wielkości (100 razy) jest – jak wynika z rys. 11 – zupełnie nieakceptowalna. Natomiast większa może być często nieopłacalna – wymagałaby zastosowania tranzystora o wysokiej cenie, podczas gdy sprawność rzędu 0,9–0,95 może być wystarczająca, a przetwornice rzadko pracują w zakresie  $D$  tak szerokim jak 0–0,9. Niemniej niektóre specyficzne aplikacje mogą wymagać jeszcze mniejszego stosunku  $R_{DS(on)}/R_L$ .

Należy pamiętać, że celem powyższych rozważań było wyłącznie określenie wpływu strat mocy w tranzystorze, co udało się osiągnąć. 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.

### 3.2.g. Częstotliwość pracy i zastosowanie tranzystorów MOSFET

**Zdolność cewek i kondensatorów do filtracji** odpowiednio prądu i napięcia jest ściśle powiązana ze **zdolnością magazynowania energii**. Ta z kolei w **niekorzystny sposób wiąże się z gabarytami elementu**. Im większą energię chcemy zmagazynować – a więc im skuteczniej chcemy filtrować (mniejsza amplituda zmian prądu lub napięcia) – tym większa i cięższa musi być cewka lub kondensator. Równocześnie **rośnie pasożytnicza rezystancja elementu**, co sprawia, że zwiększają się straty mocy.

Spójrzmy jednak na rys. 6, który – jak już powiedzieliśmy – stosuje się zarówno do cewki i prądu, jak i do kondensatora i napięcia. Wynika z niego, że gdyby proporcjonalnie skrócić czas trwania obu taktów, prąd zdąży narosnąć/opaść o mniejszą wartość. Amplituda zmian zmniejszy się więc, czyli filtracja stanie się bardziej skuteczna. Rozumując odwrotnie, taką samą skuteczność filtracji można uzyskać z użyciem dławika o **mniejszej indukcyjności**, jeżeli skróci się okres  $T_s$ , czyli **zwiększy częstotliwość przełączania  $f_s$** .

Powyższe spostrzeżenie stanowi **główny argument na rzecz wysokiej częstotliwości pracy** wszelkich przekształtników o działaniu przełączającym. Ze wzoru (45) wynika jednak, że moc strat dynamicznych w tranzystorze jest proporcjonalna do częstotliwości. Tak samo rzecz ma się w przypadku diody.

Zwiększenie częstotliwości przełączania jest więc możliwe, o ile zastosuje się przyrządy półprzewodnikowe o **małych stratach dynamicznych**. Zgodnie z zależnością (45), oznacza to krótkie czasy przełączania. Tranzystorami o najkrótszych czasach przełączania są obecnie **tranzystory**



**MOSFET.** Tłumaczy to ich wyjątkową popularność – wręcz dominację – w układach przetwornic prądu stałego.

Dodatkowy zysk z zastosowania tranzystorów MOSFET płynie z **polowego mechanizmu sterowania**. Oznacza on po pierwsze bardzo niewielką moc sterowania, dzięki czemu sterowanie nie obniża sprawności układu – jak to ma miejsce w przypadku sterowanych prądowo tranzystorów BJT. Po drugie, możliwe jest sterowanie kluczem półprzewodnikowym bezpośrednio z wyjść układów scalonych.

### 3.3. Przebiegi w układzie przetwornicy podwyższającej napięcie

#### 3.3.a. Kompletny obraz działania układu

Przebiegi we wszystkich punktach i elementach układu (rys. 5d, s. 21) zostały zamieszczone na rys. 12. Przebiegi, które można uznać za stałe w czasie, tj.  $U_i$ ,  $U_o$ ,  $I_o$ , pominięto.

Działanie układu podzielimy jak dotychczas na dwa takty. Aby uzyskać w miarę prosty opis działania przetwornicy, zakładamy, że przekształtnik jest idealny, tzn.:

- 1) napięcie wejściowe  $U_i$  jest idealnie stałe dzięki zerowej rezystancji wewnętrznej i nieskończonej dużej stabilności źródła;
- 2) prąd wyjściowy  $I_o$  jest idealnie stały dzięki nieskończonej dużej pojemności kondensatora C, który pochłania całą składową przemienną;
- 3) klucz półprzewodnikowy (dioda, tranzystor) załączony ma zerową rezystancję, więc zerowy spadek napięcia;
- 4) klucz półprzewodnikowy wyłączony ma nieskończonej dużej rezystancję, więc zerowy prąd;
- 5) przełączanie kluczy jest nieskończenie szybkie.

**Takt 1.** Impuls napięcia podany na wejście (między bramką a źródło) tranzystora powoduje jego załączenie. Napięcie na tranzystorze  $u_T$  spada więc do zera (w rzeczywistości – do pewnej wartości  $i_T \cdot R_{DS(on)}$ ). Prąd  $i_T$  przyjmuje wartość, którą w tym momencie osiąga prąd dławika  $i_L$ , gdyż prąd dławika zamyka się w obwodzie  $U_i$ –L–T. Dioda w tym momencie wyłącza się, gdyż załączony tranzystor zwiiera jej anodę do masy. W wyniku tego napięcie na diodzie  $u_D$  jest ujemne i wynosi dokładnie  $-U_o$ . Prąd diody  $i_D = 0$  zgodnie z założeniem.

Identycznie do masy zwierana jest prawa końcówka dławika, w wyniku czego napięcie  $u_L$  na nim wynosi  $U_i$ . Prąd dławika w tej fazie narasta, gdyż jego pochodna jest proporcjonalna do napięcia  $u_L = L di_L/dt$ . W idealnej przetwornicy przez odbiornik płynie stały prąd  $I_o$ , którego przepływ w takcie 1 zapewnia kondensator C. Dlatego prąd  $i_C$  musi wynosić  $-I_o$ .

**Takt 2.** Koniec impulsu, a więc wymuszenie zerowego napięcia między bramką a źródłem tranzystora, powoduje jego wyłączenie. Napięcie na tranzystorze rośnie, a w chwili, gdy przewyższy wartość  $U_o$  o napięcie progowe diody, ta ostatnia załącza się. Dioda przejmuje dotychczasowy prąd dławika, więc  $i_D = i_L$ , a  $i_T = 0$ . Od tego momentu napięcie na diodzie  $u_D = 0$ . Natomiast napięcie na tranzystorze  $u_T$  wynosi  $U_o$ , gdyż załączona dioda zwiiera dren z górną końcówką odbiornika.

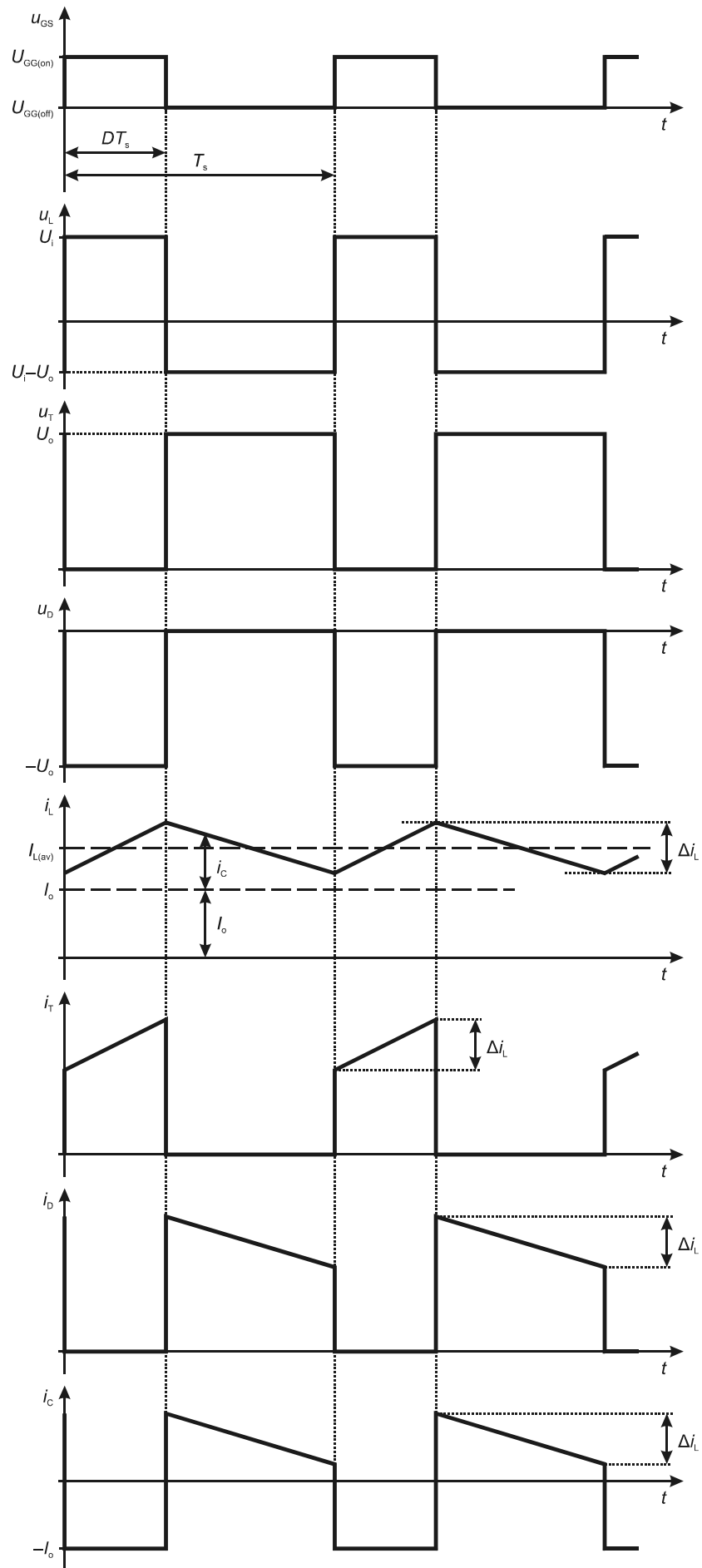
Napięcie na cewce jest równe różnicy  $U_i - U_o$ , co wynika w prosty sposób z napięciowego prawa Kirchhoffa. Ponieważ układ podwyższa napięcie, czyli  $U_o > U_i$ , więc  $u_L < 0$ . W związku z tym prąd cewki spada ( $di_L/dt = u_L/L$ ).

Kondensator w tej fazie jest ładowany ze źródła  $U_i$ , w związku z czym pobiera pewną nadwyżkę prądu dławika ponad poziom  $I_o$ . Nadwyżka ta musi być taka, że ładunek dostarczony do kondensatora w takcie 2 (całka z prądu po czasie, a więc pole pod krzywą  $i_C$ ) równa się ładunkowi oddanemu w takcie 1 (pole nad krzywą  $i_C$ ). W przeciwnym razie na początku kolejnych okresów pracy ładunek zgromadzony w kondensatorze byłby inny, tymczasem z założenia analizujemy stan ustalony.

#### 3.3.b. Pomiar mocy czynnej wejściowej i wyjściowej

Taki a nie inny kształt przebiegów na wejściu i wyjściu układu wymusza (lub umożliwia) stosowanie konkretnych technik pomiarowych.

Zawsze możliwy jest **pomiar mocy czynnej z definicji** – jako całki z iloczynu napięć i prądów. Wymaga to jednak dysponowania oscyloskopem z funkcją mnożenia przebiegów oraz o dużej częstotliwości próbkowania i liczbie zapamiętywanych próbek. Wynika to z faktu, że istotny wkład w całkowitą moc strat mogą mieć straty dynamiczne. Tymczasem powstają one w odcinku czasu  $t_{on}$  lub  $t_{off}$  bardzo krótkim w stosunku do okresu przełączania  $T_s$ . Z jednej strony definicja mocy czynnej wymaga więc, aby zarejestrować cały okres  $T_s$ , a z drugiej – konieczne jest uzyskanie bardzo dużej rozdzielczości próbek, dostosowanej do krótkich przedziałów  $t_{on}$  i  $t_{off}$ .



Rys. 12. Przebiegi w układzie przetwornicy podwyższającej napięcie

W przypadku przetwornic prądu stałego, o ile nie jest wymagana bardzo wysoka dokładność pomiaru, możliwe jest zastosowanie dużo prostszego podejścia. Zaczniemy od rozważenia mocy wyjściowej. W większości przetwornic (jak i w badanej w niniejszym ćwiczeniu) zapewniona jest skuteczna filtracja, więc napięcie wyjściowe i prąd wyjściowy można uznać za stałe. Z definicji mocy czynnej mamy wówczas

$$P_o = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_o i_o dt = \frac{1}{T_s} U_o I_o \int_{T_s} dt = \frac{1}{T_s} U_o I_o T_s = U_o I_o \quad (63)$$

Moc czynna wyjściowa może być więc wyznaczona jako **iloczyn wskazań woltomierza i amperomierza wartości stałej**.

Zakładając, że przetwornica zasilana jest z idealnego źródła napięcia, napięcie wejściowe można również uznać za stałe. Nie można tego jednak założyć o prądzie wejściowym (patrz rys. 12). Dlatego

$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_i i_i dt = U_i \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_i dt = U_i I_{i(av)} \quad (64)$$

gdzie  $I_{i(av)}$  jest wartością średnią za okres prądu wejściowego.

Wynik jest więc nieco inny niż na wyjściu. Należy jednak wiedzieć, że wszystkie analogowe mierniki oraz duża część cyfrowych mierników wartości stałej działa na zasadzie **uśredniania dużej liczby próbek** (działanie pozostałych opiera się może np. na detekcji wartości szczytowej). W miernikach analogowych uśrednianie wynika z bezwładności organu ruchomego, natomiast w cyfrowych – realizowane jest numerycznie. Dzięki temu wynik pomiaru wyraża nie tylko poziom przebiegu stałego, ale również składową stałą dowolnego przebiegu – jak bowiem wynika z analizy harmonicznego, **wartość składowej stałej jest matematycznie równa wartości średniej**.

Warunkiem poprawności wyniku jest tylko, aby **czas uśredniania był dużo dłuższy od okresu składowej przemiennej**. Wówczas przestaje mieć znaczenie to, czy uśrednianie odbywa się za całkowitą wielokrotność okresu. W układach przetwornic impulsowych jest to zawsze spełnione, gdyż już dla częstotliwości 10 kHz okres wynosi 0,1 ms, podczas gdy czas uśredniania w typowym mierniku cyfrowym jest rzędu 0,1–1 s.

Okazuje się więc, że również w przypadku mocy wejściowej możliwe jest jej wyznaczenie jako iloczynu wskazań woltomierza i amperomierza wartości stałej. Z tej możliwości skorzystamy w niniejszym ćwiczeniu.

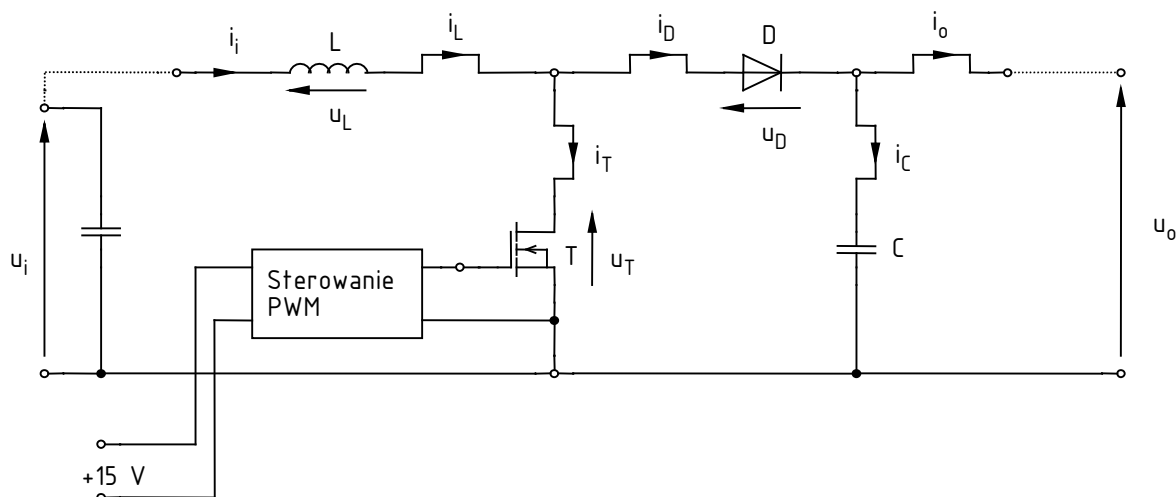
## 4. Pomiar

### 4.1. Układ pomiarowy

#### Opis układu

Ogólny schemat badanego układu przetwornicy dławikowej podwyższającej napięcie przedstawiono na rys. 13. Układu sterowania PWM generuje napięcie o przebiegu prostokątnym i w przybliżeniu stałej częstotliwości kilkudziesięciu kiloherców. **Współczynnik wypełnienia impulsów** sterujących  $D$  może być nastawiany w szerokim zakresie za pomocą pokrętła na płycie układu.

Poprzez gniazda bananowe wyprowadzone zostały **potencjały** najważniejszych punktów. Natomiast obserwacja przebiegów **prądów** jest możliwa przez założenie sondy prądowej na jednym z wyprowadzonych fragmentów przewodów.



Rys. 13. Schemat badanego układu przetwornicy podwyższającej napięcie

Rejestracji danych z oscyloskopu dokonuje się za pomocą programu WaveStar for Oscilloscopes (oscyloskop TDS224) lub OpenChoice Desktop (oscyloskop TDS1002B), które są dostępne z menu Start, zakładka *Pomiary*. Sposób postępowania został opisany w dalszym ciągu niniejszej instrukcji.

### Przygotowanie do pomiarów

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

1. Włączyć komputer. Po zakończeniu logowania, włączyć oscyloskop i skonfigurować połączenie z komputerem postępując ściśle według instrukcji dostępnej na stanowisku. (Jeżeli zespół korzysta z oscyloskopu TDS224 po raz kolejny, to powtórna konfiguracja nie powinna być potrzebna. Należy ją przeprowadzić w razie problemów z komunikacją.)
2. Skrajne gniazda na płycie układu (oznaczone na niej symbolami amperomierzy, a na schemacie połączone liniami kropkowymi) zewrzeć krótkimi przewodami.
3. Układ połączyć z wyłączonymi źródłami zasilania, którymi będą 2 zasilacze prądu stałego:
  - dowolny do obwodu sterowania;
  - o wydajności prądowej min. 10 A do obwodu mocy (wejście  $U_{in}$ ).
4. Jeżeli jako zasilacz obwodu sterowania wykorzystany został zasilacz 3-sekcyjny, należy włączyć niezależny tryb pracy sekcji regulowanych – INDEPENDENT (dwa przyciski pośrodku panelu przedniego).
5. Skręcić wszystkie pokręta zasilaczy do zera.
6. Do wyjścia ( $U_o$ ) przyłączyć odbiornik w postaci opornika o wartości 100  $\Omega$  i mocy dopuszczalnej 50 W, umieszczonego na radiatorze.

**Podczas pracy układu nie należy dotykać opornika ani radiatora, gdyż grozi to poparzeniem!**

7. Poprzez sondę napięciową 1:10 dołączyć do kanału 1 oscyloskopu napięcie bramka-źródło  $u_{GS}$  tranzystora T.

**Przed kontynuacją poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący!**

8. Upewnić się, że żadne przewody nie dotykają opornika-odbiornika, jego radiatora, ani radiatora przetwornicy z tyłu makiety. Dotyczy to również przewodów sond napięciowych. W przeciwnym razie izolacja przewodów może ulec stopieniu.

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

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.

9. Włączyć zasilacz obwodu sterowania. Zwiększyć nieco prąd graniczny odpowiedniej sekcji (pokręto CURRENT) do zgaśnięcia czerwonej kontrolki ograniczenia prądowego (C.C.) Ustawić napięcie zasilania (pokręto VOLTAGE) na 15 V. Jeżeli w trakcie nastawiania napięcia włączy się ograniczenie prądowe, należy najpierw skrócić napięcie w lewo, zwiększyć próg ograniczenia prądowego i dopiero wówczas ponownie spróbować zwiększyć napięcie.

## 4.2. Badanie tranzystora jako składnika klucza półprzewodnikowego

### Konfiguracja oscyloskopu

1. Za pomocą programu do komunikacji z oscyloskopem, wczytać do oscyloskopu ustawienia początkowe, które znajdują się w katalogu sieciowym \\pum1\wspolnelab\pium\cw3 (ścieżkę tę należy wpisać ręcznie):

[TDS224]

- z menu wybrać *File* ▷ *New Datasheet*, wybrać *Notes Sheet* i zatwierdzić;
- z menu wybrać *File* ▷ *Open* i otworzyć plik *ustawienia\_tds224.sht*, w kolejnym oknie dialogowym wybierając *Offline*;
- na liście w lewym panelu bocznym rozwinąć zainstalowany oscyloskop, *Data*, *Settings*; w oknie otwartego pliku zaznaczyć całość wcisnąć *Ctrl+A*;
- zaznaczony tekst przeciągnąć myszą do pozycji *Full Setup* w lewym panelu bocznym;
- z powodu błędu w działaniu oprogramowania, należy dodatkowo zaznaczyć linie zaczynające się od *:HORIZONTAL:* i przeciągnąć do pozycji *Horizontal* w lewym panelu bocznym (może być konieczne dwukrotne wykonanie tej czynności) oraz linie zaczynające się od *:TRIGGER:* i przeciągnąć do pozycji *Trigger*.

[TDS1002B]

- przejść do zakładki *Get & Send Settings*;
  - wcisnąć *Open* i wczytać plik *ustawienia\_tds1002b.set*;
  - wcisnąć *Send Settings*;
  - wrócić do zakładki *Screen Capture*.
2. [TDS224] Sprawdzić, czy w menu *Trigger* (przycisk TRIGGER MENU) ustawione są (jeżeli nie – dokonać odpowiednich zmian):
    - przebieg  $u_{GS}$  (tj. kanał 1) jako wyzwalający – Source: CH1,
    - wyzwalanie zboczem – Edge,
    - wyzwalanie zboczem narastającym – Slope: Rising,
    - tryb automatyczny – Mode: Auto,
    - sprzężenie z eliminacją wpływu szumów – Coupling: Noise Reject.
  3. Za pomocą przycisków CHx MENU włączyć wyświetlanie przebiegu z kanału 1, wyłączyć ze wszystkich pozostałych. (Wyświetlanie danego przebiegu sygnalizowane jest przez strzałkę wskazującą poziom zera z lewej strony podziałki oraz przez symbol kanału „CHx” pod podziałką.)
  4. Na ekranie oscyloskopu powinien wyświetlać się stale odświeżany i stabilny przebieg prostokątny, o czym świadczy między innymi komunikat „Trig’d” (*Triggered*) wyświetlany nad podziałką. Jeżeli nie ma to miejsca, należy spróbować:
    - zmienić poziom wyzwalania (pokrętko LEVEL),
    - zmienić nastawę współczynnika *D* na płycie badanego układu.

W dalszym ciągu pomiarów może zaistnieć konieczność ponownej regulacji poziomu wyzwalania oscyloskopu – jeżeli przebiegi na ekranie przestaną być stabilne i zaczną losowo zmieniać położenie na osi czasu.

5. Wyregulować:
  - podstawę czasu i położenie chwili wyzwolenia (pokrętki SEC/DIV i POSITION) tak, aby widoczne były 2–4 okresy napięcia  $u_{GS}$ ,
  - wzmocnienie kanału 1 i położenie poziomu zera (pokrętki VOLTS/DIV i POSITION) tak, aby przebieg był dobrze widoczny i zajmował w pionie mniej więcej dolną połowę ekranu (nie więcej).

## Konfiguracja układu badanego

6. Nastawić minimalną wartość współczynnika wypełnienia impulsów sterujących  $D$ .

Przez „minimalną wartość współczynnika wypełnienia” będziemy rozumieć taką, przy której impuls napięcia  $u_{GS}$  zaczyna płynnie przechodzić ze zbrocza narastającego w grzbiet (patrz rys. 2b).

W trakcie i po wykonaniu kolejnego punktu, przy poprawnej pracy układu pobór prądu dla minimalnego współczynnika wypełnienia nie powinien przekraczać 200 mA. Jeżeli obserwowane jest co innego, należy wyłączyć zasilacz obwodu silnopiędowego i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu.

7. Włączyć zasilacz obwodu silnopiędowego. Zwiększyć nieco prąd graniczny (pokrętko nastawy zgrubnej CURRENT COARSE) do zgaśnięcia czerwonej kontrolki ograniczenia prądowego C.C. Ustawić wartość napięcia wejściowego na 8 V (nastawa zgrubna – VOTLAGE COARSE, nastawa dokładna – VOLTAGE FINE). Podczas ustawiania należy kontrolować, czy nie włącza się ograniczenie prądowe – w razie potrzeby zwiększyć prąd graniczny (uprzednio skręcając napięcie).
8. Po upewnieniu się, że prąd pobierany nie przekracza wartości podanej w uwadze powyżej, należy:
- ustawić maksymalny prąd graniczny;

Zmiany współczynnika wypełnienia w kolejnym podpunkcie należy dokonywać powoli niezależnie od początkowych obserwacji. Prąd pobierany z zasilacza będzie rósł coraz szybciej w miarę zwiększania współczynnika wypełnienia!

- powoli zwiększyć współczynnik wypełnienia do wartości, przy której prąd pobierany z zasilacza osiągnie wartość ok. 5 A (jeżeli w tym czasie włączy się ograniczenie prądowe na zasilaczu obwodu sterowania, należy najpierw zmniejszyć współczynnik wypełnienia, następnie zwiększyć prąd graniczny zasilacza obwodu sterowania i dopiero ponownie spróbować zwiększyć współczynnik wypełnienia);
- zmniejszyć prąd graniczny zasilacza obwodu mocy do wartości nieco większej od powodującej włączenie ograniczenia prądowego (zaświecenie kontrolki);
- ustawić ponownie minimalny współczynnik wypełnienia.

Wykonanie powyższych czynności gwarantuje, że prąd w czasie pomiarów nie osiągnie wartości niebezpiecznej dla układu.

## Konfiguracja pomiaru prądu

9. Skonfigurować wzmacniacz sondy prądowej i jego połączenie z oscyloskopem postępując według dostępnej na stanowisku instrukcji do sondy. Wyjście wzmacniacza należy przyłączyć do ostatniego kanału oscyloskopu (4 dla TDS224, 2 dla TDS1002B). Obowiązkowo przeczytać i zastosować się do podanych w instrukcji do sondy wskazówek dotyczących konfiguracji oscyloskopu.
10. Na wzmacniaczu sondy ustawić sprzężenie z przenoszeniem składowej stałej – Coupling: DC.
11. Zamknąć sondę wokół przewodu wiodącego prąd tranzystora  $i_T$  tak, by kierunek dodatni prądu wskazywany przez strzałkę na końcu sondy był zgodny z rzeczywistością (por. rys. 13).
12. Dostosować:
- wzmocnienie w torze pomiarowym (w sposób opisany w instrukcji do sondy – na wzmacniaczu lub na oscyloskopie), oraz
  - położenie przebiegu – pokrętkiem POSITION odpowiedniego kanału (na oscyloskopie),
- tak, aby przebieg prądu był dobrze widoczny, tj. zajmował mniej więcej górną połowę ekranu i nie pokrywał się z przebiegiem napięcia  $u_{GS}$ .

Uwaga:

1. Poziom zera oscyloskopu wskazywany jest przez strzałkę z numerem kanału z lewej strony podziałki. Niemniej sonda A6312 może pod tym względem przekazywać do oscyloskopu błędny wynik. Z tego



powodu oceniając położenie poziomu zera należy kierować się widocznym płaskim odcinkiem prądu tranzystora. Z zasady działania układu wynika, że na tym odcinku prąd nie płynie, a więc jego poziom jest poziomem faktycznego zera.

2. Oceniając amplitudę prądu tranzystora lub później diody nie zwracać uwagi na krótkie szpilki widoczne przy przełączaniu (na stromych zboczach). Szpilki te mogą wykraczać poza ekran.

### Obserwacja pracy dwupozycyjnego klucza półprzewodnikowego

#### 13. Pobrać i zapisać komplet 4 przebiegów $\{u_{GS}; i_T; i_D; i_L\}$ :

[TDS224]

- a) w programie WaveStar utworzyć nowy arkusz typu *YT Sheet*;
- b) pobrać na komputer przebiegi  $u_{GS}$  i  $i_T$  – przeciągnąć z panelu bocznego pozycję *oznaczenie oscyloskopu > Data > Waveforms > oznaczenie odpowiedniego kanału*, do okna *YT Sheet* (na razie nie zapisywać);
- c) zanotować ustawiony współczynnik przetwarzania prąd-napięcie wzmacniacza sondy prądowej (patrz informacje na temat odczytu i interpretacji wartości wyświetlanej na wzmacniaczu, podane w instrukcji do sondy);
- d) nie zmieniając żadnych ustawień, przełożyć sondę prądową tak, aby obserwować prąd diody  $i_D$ ;
- e) pobrać przebieg prądu na komputer (ponownie przeciągnąć odpowiedni kanał, poprzednich nie usuwać);
- f) nie zmieniając żadnych ustawień, przełożyć sondę prądową tak, aby obserwować prąd dławika  $i_L$ ;
- g) pobrać przebieg prądu na komputer (ponownie przeciągnąć odpowiedni kanał, poprzednich nie usuwać);
- h) zapisać arkusz zawierający pobrane 4 przebiegi w formacie programu WaveStar (SHT).

[TDS1002B]

- i) na oscyloskopie wcisnąć CH2 MENU i upewnić się, że przelicznik prąd-napięcie na tym kanale jest zgodny z ustawionym na wzmacniaczu sondy – jeżeli nie, dokonać odpowiedniej modyfikacji;
  - j) pobrać obraz ekranu na komputer – wcisnąć *Get Screen*;
  - k) zapisać obraz – wcisnąć *Save As*;
  - l) nie zmieniając żadnych ustawień, przełożyć sondę prądową tak, aby obserwować prąd diody  $i_D$ ;
  - m) pobrać i zapisać obraz;
  - n) nie zmieniając żadnych ustawień, przełożyć sondę prądową tak, aby obserwować prąd dławika  $i_L$ .
14. Ustawić maksymalną wartość współczynnika wypełnienia  $D$  (tj. nie powodującą włączenia się ograniczenia prądowego na zasilaczu).  
Podczas nastawiania obserwować przebieg prądu na oscyloskopie – jeżeli wykroczy poza ekran, należy dostosować wzmocnienie w torze pomiaru prądu (w sposób opisany w instrukcji do sondy – na wzmacniaczu lub na oscyloskopie), nie zmieniając położenia tego przebiegu pokrętkiem POSITION. Jeżeli przebiegi na ekranie przestaną być stabilne, należy eksperymentalnie zmienić poziom wyzwalania (pokrętko LEVEL).
15. Przełożyć sondę na przewód wiodący prąd tranzystora  $i_T$ .
16. Powtórzyć pkt 13 ([TDS224] arkusza *YT Sheet* w tym przypadku nie można odświeżyć, należy utworzyć nowy).
17. Od razu po zakończeniu powyższych pomiarów powrócić do minimalnej wartości współczynnika wypełnienia  $D$ .
18. Odłączyć sondę prądową od układu. Wyłączyć wyświetlanie przebiegu z odnośnego kanału oscyloskopu.

### 4.3. Badanie działania układu przetwornicy impulsowej

#### Przygotowanie multimetrycznej sondy prądowej

1. Końcówki multimetrycznej (tj. przeznaczonej do współpracy z multimetrem, nie używanej do tej pory) sondy prądowej umieścić w gniazdach COM i V multimetru – jak do pomiaru napięcia. Multimetr ustawić w tryb pomiaru wartości stałej napięcia w miliwoltach (mV, DC).
2. Zanotować współczynnik przetwarzania prąd-napięcie sondy  $k_i$ , podany na jej obudowie.
3. Włączyć multimetr i sondę multimetryczną. Na sondzie powinna zapalić się czerwona kontrolka ON.
4. Wciskając i pokręcając pokrętłem ZERO ADJ. sondy skalibrować ją tak, by napięcie wykazywane przez multimetr było jak najbliższe zera z dokładnością co najmniej  $\pm 2$  mV.

#### Pomiar charakterystyk przetwornicy

5. Dobrać podstawę czasu tak, aby obserwować 1–2 okresy przełączania.
6. Do wejścia ( $U_i$ ) i wyjścia ( $U_o$ ) badanego układu przyłączyć równolegle 2 multimetry YF-3700 (nie inne). Przełączyć multimetry w tryb pomiaru składowej stałej napięcia (DC)
7. Dla 5–10 punktów pomiarowych wyznaczonych przez wartość  $D$  zmieniającą się od minimalnej do maksymalnej (patrz wcześniejsze uwagi):
  - a) w oparciu o obserwowany na oscyloskopie przebieg  $u_{GS}$  wyznaczyć i zanotować wartość współczynnika wypełnienia  $D$ ;

Za czas trwania impulsu  $t_p$  należy przyjąć przedział od początku zbocza narastającego do początku zbocza opadającego napięcia  $u_{GS}$ .

Wartości  $t_p$  i  $T_p$  (patrz rys. 2) można zmierzyć na dowolny z dwóch sposobów:

- 1) Od razu na oscyloskopie:
    - włączyć kursory – przycisk CURSOR;
    - przyciskami ekranowymi wybrać Type: Time; Source: CH1;
    - [TDS224] przesunąć kursory do odpowiednich punktów za pomocą pokręteł CURSOR 1 (VERTICAL POSITION CH1) i CURSOR 2 (VERTICAL POSITION CH2);
    - [TDS1002B] przesunąć kursory do odpowiednich punktów za pomocą pokręteł w lewym górnym rogu panelu oscyloskopu (odpowiednim przyciskiem ekranowym wybrać odpowiednio Cursor1 lub Cursor2);
    - [TDS224] odczytać długość odcinka czasu z pola *Delta*;
    - [TDS1002B] odczytać długość odcinka czasu – wskazanie  $\Delta t$  z prawej strony ekranu;
    - w razie potrzeby kursory można dezaktywować wywołując dowolne inne menu lub wyłączyć ustawiając 1. przyciskiem ekranowym Type: Off.
  - 2) Po zajęciach: pobierając i zapisując przebieg  $u_{GS}$ , a następnie korzystając z kursorów w programie WaveStar lub z podziałki w przypadku programu OpenChoice Desktop.
- b) odczytać z multimetrów-woltomierzy wartości składowej stałej napięcia wejściowego  $U_i$  i napięcia wyjściowego  $U_o$ ;
  - c) zakładając multimetryczną sondę prądową na odpowiednie przewody, zmierzyć i zanotować wartości składowej stałej prądu wejściowego  $I_i$  i prądu wyjściowego  $I_o$  – pamiętać o uwzględnieniu współczynnika przetwarzania sondy.

## 5. Opracowanie wyników

---

### 5.1. Układ przetwornicy

#### Klucz półprzewodnikowy

1. Na podstawie zestawów przebiegów  $\{u_{GS}; i_T; i_D; i_L\}$  zarejestrowanych w pkt. 4.2/13 i 16 wykazać, że tranzystor MOSFET jest w badanym układzie częścią klucza dwupozycyjnego (patrz par. 3.1.b i 3.2.a). Co jest sygnałem sterującym tym kluczem i jaką częstotliwość posiada ten przebieg w obserwowanych przypadkach?
2. Przeanalizować wpływ klucza półprzewodnikowego na układ pod kątem współczynnika wypełnienia impulsów:
  - a) Na podstawie przebiegów  $u_{GS}$  analizowanych w poprzednim punkcie ocenić, jakie ograniczenia nakłada tranzystor MOSFET na wartość współczynnika wypełnienia  $D$ . Zwrócić uwagę na zagadnienie nieidealności impulsów i parametrów impulsu rzeczywistego (patrz par. 2.3.a).
  - b) Zastanowić się, jak zmieniłoby się ograniczenie wartości  $D$  od dołu i od góry, gdyby czasy przełączania tranzystora uległy zwiększeniu? (Czy możliwy do uzyskania zakres współczynnika  $D$  zwiększyłby się czy zmniejszył?)
  - c) Zastanowić się, jak zmieniłoby się ograniczenie wartości  $D$  od dołu i od góry, gdyby częstotliwość impulsów  $f_p$  uległa zwiększeniu? (Czy możliwy do uzyskania zakres współczynnika  $D$  zwiększyłby się czy zmniejszył?) Czy praca z wyższą częstotliwością jest wobec tego mniej czy bardziej problematyczna?
  - d) \* Korzystając z wniosków z pierwszej części ćwiczenia, zaproponować zmianę w obwodzie bramki tranzystora, która pozwoliłaby na pracę układu z większą częstotliwością.

#### Charakterystyki układu

3. W oparciu o wyniki pomiarów dokonanych w pkt. 4.3/7, biorąc pod uwagę wiadomości podane w par. 3.3.b, obliczyć dla każdej wartości  $D$ :
  - a) moc czynną wejściową  $P_i$ ,

- b) moc czynną wyjściową  $P_o$ ,
  - c) z definicji sprawność energetyczną  $\eta$ .
4. Wykreślić charakterystykę  $\eta = f(D)$ . Skomentować poziom i przebieg otrzymanej krzywej.
  5. W oparciu o wyniki pomiarów dokonanych w pkt. 4.3/7, obliczyć dla każdej wartości  $D$ :
    - a) z definicji współczynnik przetwarzania napięcia  $K_U$ ,
    - b) teoretyczną wartość  $K_U$  układu idealnego według zależności wyprowadzonej w par. 3.1.d (jeżeli punktów pomiarowych było mniej niż 10 lub punkty te rozłożone są wyjątkowo nieregularnie, należy wartość teoretyczną wyznaczyć dla większej liczby punktów w celu uzyskania dokładniejszej i w miarę gładkiej krzywej).
  6. Wykreślić obie charakterystyki (doświadczalną i idealną)  $K_U = f(D)$  na jednym wykresie. Skomentować przebieg charakterystyki doświadczalnej w porównaniu z teoretyczną i w powiązaniu z charakterystyką sprawności energetycznej (patrz par. 3.2.f).

## 5.2. Tranzystory MOSFET w przekształtnikach elektronicznych

1. \* Przypuśćmy, że chcemy zwiększyć sprawność przetwornicy przez dwukrotne zmniejszenie statycznej i dynamicznej mocy strat w tranzystorze  $P_{D,stat}$  i  $P_{D,dyn}$ . Według jakich kryteriów poszukiwalibyśmy lepszego tranzystora? Oprzeć się na zależności (46) [patrz też instrukcja 3<sup>A</sup>, par. 3.2 i 3.3]. Kryteria sformułować liczbowo na podstawie karty katalogowej tranzystora IRFP244 badanego w pierwszej części ćwiczenia i pracującego w badanej przetwornicy.

2. Na podstawie:

- wniosków z pierwszej części ćwiczenia – dotyczących związku parametrów energetycznych z parametrami czasowymi,
- wiadomości podanych w instrukcji 3<sup>A</sup> w par. 3.1.a,
- wniosków z niniejszej części ćwiczenia – dotyczących ograniczenia częstotliwości pracy wynikającego z właściwości klucza półprzewodnikowego,
- wiadomości podanych w niniejszej instrukcji w par. 3.2.g,

podsumować:

- dlaczego w elektronice mocy poszukuje się przyrządów półprzewodnikowych o jak najkrótszych czasach przełączania?
- dlaczego, mimo relatywnie dużej rezystancji w stanie przewodzenia, przyrządy unipolarne takie jak tranzystor MOSFET są w elektronice mocy stosowane?



## 6. Oczekiwana zawartość sprawozdania

---

- Przebiegi napięcia sterującego i prądów gałęzi klucza dwupozycyjnego i ich analiza, zgodnie z pkt. 5.1/1  
(tj. zestaw  $\{u_{GS}; i_T; i_D; i_L\}$  dla dwóch wartości współczynnika wypełnienia; w przypadku oscyloskopu TDS1002B oscylogramy poszczególnych 3 prądów muszą się znajdować na jednej stronie jeden pod drugim)
- Analiza przebiegu napięcia bramka-źródło pod kątem ograniczeń wnoszonych przez tranzystor do układu przetwornicy, zgodnie z pkt. 5.1/2
- Tabela z liczbowymi wynikami pomiarów wykonanych w pkt. 4.3/7 i obliczeń wykonanych zgodnie z pkt. 5.1/3 i 5  
(tj. współczynnik wypełnienia, składowa stała napięć i prądów, moce czynne, sprawność, współczynnik przetwarzania napięcia doświadczalny i idealny)
- Charakterystyki sprawności i współczynnika przetwarzania napięcia i ich analiza, zgodnie z pkt. 5.1/4 i 6
- \* Liczbowo sformułowane kryteria poszukiwania tranzystora o dwukrotnie mniejszej mocy strat, zgodnie z pkt. 5.2/1
- Uzasadnienie dążenia do zmniejszenia czasów przełączania oraz stosowania tranzystorów MOSFET, w oparciu o wyniki z obu części ćwiczenia, zgodnie z pkt. 5.2/2

## 7. Wymagana wiedza

---

### 7.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia

- Ogólna zasada działania przetwornicy dławikowej podwyższającej napięcie: schemat, działanie klucza, topologia układu w 2 taktach, przebiegi prądu dławika, tranzystora i diody (zob. par. 3.1 i 3.3)

### 7.2. Zakres kolokwium

1. Sterowanie impulsowe: zasada, parametry impulsu idealnego i rzeczywistego. (zob. par. 2.3)
2. Wady i zalety przekształtników: elektromechanicznych, elektronicznych o działaniu ciągłym, elektronicznych o działaniu impulsowym (zob. par. 2.2 i 2.3)
3. Przetwornica dławikowa podwyższająca napięcie: schemat (z kluczem idealnym i z kluczem półprzewodnikowym), działanie klucza, topologia układu w 2 taktach, przebiegi prądu dławika, tranzystora i diody w powiązaniu z sygnałem sterującym kluczem. (zob. par. 3.1, 3.2 i 3.3)
4. Sprawność przetwornicy: charakterystyka w funkcji współczynnika wypełnienia impulsów sterujących kluczem półprzewodnikowym, wpływ parametrów klucza (na podstawie wzoru lub opisowo). (zob. par. 3.2, sprawozdanie)
5. Dwa powody, dla których w elektronice mocy są potrzebne przyrządy o krótkich czasach przełączania i dla których stosuje się przyrządy unipolarne. (zob. sprawozdanie)

W przypadku wyników zamieszczonych w sprawozdaniu należy się ograniczyć do aspektu jakościowego (charakter zależności), pomijając aspekt ilościowy (konkretne wartości).

## 8. 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.