



LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

Ćwiczenie 7K

**Projekt i konstrukcja elektronicznego
przekształtnika impulsowego
Przetwornica obniżająca napięcie**

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2020

Spis treści

A Wprowadzenie do przedmiotu.....	8
1. Elementy układów elektronicznych.....	8
1.1. Oporniki.....	9
1.1.a. Oporniki małej mocy.....	9
1.1.b. Oporniki mocy.....	10
1.1.c. Potencjometry.....	10
1.2. Wartości nominalne.....	11
1.2.a. Typoszeregi.....	11
1.2.b. Tolerancja.....	11
1.2.c. Praktyczna dostępność.....	13
1.3. Kondensatory.....	14
1.3.a. Kondensatory jako obiekty rzeczywiste.....	14
1.3.b. Kondensatory foliowe.....	14
1.3.c. Kondensatory ceramiczne.....	15
1.3.d. Kondensatory elektrolityczne.....	16
1.3.e. Oznaczenia kondensatorów.....	17
1.4. Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone.....	18
1.4.a. Diody dyskretnie.....	18
1.4.b. Tranzystory MOSFET mocy.....	18
1.4.c. Układy scalone.....	19
1.5. Elementy elektromechaniczne.....	20
1.5.a. Rodzaje i parametry złącz.....	20
2. Prototypowe obwody drukowane.....	25
2.1. Uniwersalne płytki drukowane.....	25
2.1.a. Konstrukcja płytki.....	25
2.1.b. Projektowanie układów.....	26
2.2. Wykorzystanie arkusza kalkulacyjnego i przykładowy projekt.....	29
2.2.a. Arkusz kalkulacyjny wspomagający projektowanie.....	29
2.2.b. Układ do projektu przykładowego.....	29
2.2.c. Przygotowanie do projektowania.....	30
2.2.d. Rozplanowanie elementów i połączeń.....	31
2.2.e. Weryfikacja i korekta projektu.....	36
B Wprowadzenie do ćwiczenia.....	39
3. Cel i przebieg ćwiczenia.....	39
4. Przetwornice prądu stałego.....	41
4.1. Przekształtniki DC-DC.....	41
4.1.a. Obszar zastosowań.....	41
4.1.b. Przetwornice dławikowe.....	41
4.2. Układy o działaniu ciągłym.....	43
4.2.a. Przekształtnik elektromechaniczny.....	43
4.2.b. Układ elektroniczny o działaniu ciągłym.....	44
4.3. Przetwornice impulsowe.....	46
4.3.a. Sterowanie impulsowe.....	46
4.3.b. Przekształtnik elektroniczny o działaniu przełączającym.....	46
4.3.c. Analiza energetyczna.....	47
4.3.d. Filtracja.....	49
5. Przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie.....	51
5.1. Topologia i elementy układu.....	51
5.1.a. Układ wyjściowy.....	51
5.1.b. Zmniejszenie wartości średniej napięcia wyjściowego.....	53
5.1.c. Uzyskanie nieprzerwanego przekazu energii za pomocą cewki.....	55

5.1.d.	Analityczny opis działania dławika.....	56
5.1.e.	Zmniejszenie tętnienia napięcia za pomocą kondensatora.....	59
5.1.f.	Analityczny opis działania kondensatora.....	59
5.2.	Działanie układu przetwornicy obniżającej.....	62
5.2.a.	Napięcie wyjściowe w układzie z kondensatorem.....	62
5.2.b.	Charakterystyka przetwarzania napięcia.....	64
5.2.c.	Półprzewodnikowy łącznik dwupozycyjny.....	65
5.3.	Parametry wielkości elektrycznych.....	67
5.3.a.	Prąd dławika.....	67
5.3.b.	Matematyczny opis przebiegu prądu kondensatora.....	67
5.3.c.	Tętnienie napięcia na kondensatorze.....	68
5.3.d.	Prąd skuteczny kondensatora.....	69
5.3.e.	Prąd skuteczny dławika.....	70
5.4.	Wielkości elektryczne na wejściu układu.....	71
5.4.a.	Prąd wejściowy.....	71
5.4.b.	Prąd wejściowy w układzie bez elementów biernych.....	71
5.4.c.	Przebieg prądu kondensatora wejściowego.....	72
5.4.d.	Tętnienie napięcia i prąd skuteczny kondensatora wejściowego.....	73
5.5.	Podejście energetyczne do analizy przetwornic.....	74
5.5.a.	Moc czynna wejściowa.....	74
5.5.b.	Związek współczynnika przetwarzania napięcia ze sprawnością.....	74
5.5.c.	Wpływ strat mocy na prąd wejściowy.....	75
6.	Zjawiska cieplne w przyrządach półprzewodnikowych.....	77
6.1.	Przewodzenie ciepła.....	77
6.1.a.	Prawo Fouriera i rezystancja cieplna.....	77
6.1.b.	Odprowadzanie ciepła z przyrządu półprzewodnikowego.....	78
6.1.c.	Ciepły układ pracy przyrządu półprzewodnikowego.....	79
6.1.d.	Elektryczny obwód równoważny.....	81
6.1.e.	Pojemność cieplna.....	82
6.2.	Chłodzenie.....	84
6.2.a.	Radiatory.....	84
6.2.b.	Połączenie radiatora z obudową.....	84
6.2.c.	Ilościowy opis chłodzenia z użyciem radiatora.....	85
6.3.	Przebiecie cieplne.....	86
6.3.a.	Prąd wsteczny złącza PN.....	86
6.3.b.	Wydzielanie ciepła w blokującym złączu PN.....	87
6.3.c.	Niestabilność cieplna wstecznie spolaryzowanego złącza PN.....	88
6.3.d.	Pojęcie przebiecia cieplnego.....	89
6.3.e.	Przebiecie cieplne jako następstwo przebiecia lawinowego.....	90
6.3.f.	Niestabilność cieplna w przewodzącej warstwie półprzewodnikowej.....	91
7.	Bezpieczna praca tranzystora MOSFET.....	93
7.1.	Obszar bezpiecznej pracy.....	93
7.1.a.	Definicja i istotne cechy.....	93
7.1.b.	Obszar bezpiecznej pracy a moc strat.....	93
7.2.	Geneza granic obszaru bezpiecznej pracy.....	95
7.2.a.	Napięcie w stanie załączenia – odcinek 1.....	95
7.2.b.	Dopuszczalny szczytowy prąd drenu – odcinek 2.....	95
7.2.c.	Dopuszczalna moc strat – odcinek 3.....	96
7.2.d.	Przebiecie cieplne – odcinek 4.....	97
7.2.e.	Dopuszczalne napięcie dren-źródło – odcinek 5.....	98
7.3.	Dodatkowe parametry związane z obszarem bezpiecznej pracy.....	100
7.3.a.	Dopuszczalna temperatura złącza.....	100
7.3.b.	Dopuszczalny prąd ciągły drenu – poziom 3a.....	100
7.3.c.	Maksymalna moc strat przy pracy nieciągłej – odcinek 3b.....	101
7.4.	Szacowanie temperatury pracy i mocy dopuszczalnej.....	103
7.4.a.	Praca ciągła.....	103
7.4.b.	Praca impulsowa.....	104
7.4.c.	Impulsy powtarzalne.....	105
7.4.d.	Uproszczenie dla wyższych częstotliwości.....	106
7.5.	Praktyka doboru przyrządu pod kątem bezpieczeństwa.....	108
7.5.a.	Napięcie znamionowe a prąd znamionowy.....	108

7.5.b. Prąd znamionowy a dobór prądowy	108
7.5.c. Dobór napięciowy i przepięcia	109
7.5.d. Powstawanie przepięć w układach o działaniu przełączającym.....	110
7.5.e. Ogólność analizy	111
E Informacje	113
8. Wymagana wiedza	113
8.1. Przygotowanie do wykonania ćwiczenia	113
8.2. Zakres kolokwium	113
9. Literatura	114

Spis rysunków

Rys. 1. Elementy elektroniczne	21
Rys. 2. Jednostronna uniwersalna płytką drukowaną z wykonanymi połączeniami pól lutowniczych.....	25
Rys. 3. Schemat układu do przykładowego projektu płytki uniwersalnej.....	29
Rys. 4. Widok płytki wraz z elementami niezbędnymi do konstrukcji przykładowego układu.....	30
Rys. 5. Rysunek pól lutowniczych i fabrycznie wytworzonych połączeń w arkuszu Płytki.....	31
Rys. 6. Kolejne etapy projektowania płytki	32
Rys. 7. Zmontowany i działający układ przykładowy	37
Rys. 8. Ostateczna topografia płytki w przykładowym projekcie	38
Rys. 9. Ścieżka pracy inżyniera – projektanta i konstruktora układu elektronicznego.....	40
Rys. 10. Przetwarzanie energii prądu stałego:a) przekształtnik elektromechaniczny;b) przekształtnik elektroniczny;c) elektroniczny przekształtnik przełączany z uwzględnieniem filtra wyjściowego.....	44
Rys. 11. Idealny przebieg impulsowy i jego podstawowe parametry.....	46
Rys. 12. Przebiegi wielkości elektrycznych w układzie przetwornicy obniżającej przy założeniu: $U_i = 20 \text{ V}$, $U_o = 10 \text{ V}$, $R_L = 10 \text{ } \Omega$, $f_p = 100 \text{ kHz}$, $U_{on} = 1 \text{ V}$, $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$ (w przypadku przebiegu u_o czasy te zaniedbano): linia kreskowa – układ o działaniu ciągłym; linia ciągła – układ o działaniu przełączającym (sterowanie impulsowe).....	48
Rys. 13. Źródło i odbiornik rozpatrywanego układu przekształcania energii elektrycznej	51
Rys. 14. Wyprowadzenie topologii przetwornicy obniżającej napięcie: a) z łącznikiem;b) z dławikiem;c) z kondensatorem;d) z fizycznymi łącznikami półprzewodnikowymi.....	52
Rys. 15. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14a:a) w takcie 1;b) w takcie 2	54
Rys. 16. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14a.....	54
Rys. 17. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14b:a) w takcie 1;b) w takcie 2	56
Rys. 18. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14b.....	56
Rys. 19. Przebieg prądu wyjściowego w układach z rys. 14:a) brak dławika (rys. 14a);b) dławik (rys. 14b) o małej indukcyjności ($\tau \ll T_s$);c) dławik o dużej indukcyjności ($\tau \approx T_s$).....	57
Rys. 20. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14c:a) w takcie 1;b) w takcie 2	63
Rys. 21. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14c	63
Rys. 22. Charakterystyka współczynnika przetwarzania napięcia idealnej przetwornicy obniżającej	65
Rys. 23. Uproszczony przebieg napięcia u_{GS} (rys. 14d) niezbędny dla uzyskania funkcji łącznika S jak na rys. 21	66
Rys. 24. Obwód wejściowy przetwornicy obniżającej napięcie z uwzględnieniem impedancji źródła i kondensatora wejściowego.....	72
Rys. 27. Typowe obudowy tranzystorów mocy do montażu przewlekane (kolorem szarym zaznaczono powierzchnie, przez które głównie odbywa się wymiana ciepła; rysunki bez zachowania wzajemnej skali):a) obudowa metaliczna (TO-3/TO-204);b) obudowa plastikowa z metalową podstawą (TO-220/SOT78);c) obudowa plastikowa (TO-92/SOT54).....	80
Rys. 28. Przyrząd półprzewodnikowy w obudowie TO-220 (rys. 27b) i jego cieplny układ pracy; pogrubioną linią zaznaczono główną powierzchnię wymiany ciepła):a) sam przyrząd w obudowie;b) zamocowany do radiatora	80
Rys. 29. Elektryczny obwód równoważny cieplnego układu pracy przyrządu półprzewodnikowego:a) bez radiatora (rys. 28a);b) z radiatorem (rys. 28b).....	82
Rys. 30. Stabilne i niestabilne cieplne punkty pracy wstecznie spolaryzowanego złącza PN.....	88
Rys. 31. Przebiegi cieplne na płaszczyźnie charakterystyk wyjściowych tranzystora BJT	90
Rys. 32. Obszar bezpiecznej pracy tranzystora MOSFET mocy dla kierunku przewodzenia (skala logarytmiczna; linia ciągła – dla pracy ciągłej; linie przerywane – pojedynczy impuls o różnym czasie trwania t_p).....	94
Rys. 33. Nagrzewanie tranzystora poddanego impulsom mocy o różnej amplitudzie.....	102
Rys. 34. Krzywe względnego obniżenia wartości znamionowych dopuszczalnych dla tranzystora PHP45NQ15T:a) moc strat w obwodzie drenu;b) ciągły prąd drenu	104

Rys. 35. Temperatura struktury półprzewodnikowej przy okresie powtarzania impulsów prądu drenu T_p mniejszym od cieplnych stałych czasowych elementu	106
Rys. 36. Charakterystyka impedancji cieplnej tranzystora PHP45NQ15T w funkcji czasu trwania impulsu mocy (prądu drenu) t_p dla różnych wartości współczynnika wypełnienia (tu oznaczonego przez δ), w tym $\delta = 0$ – pojedynczy impuls (ang. single pulse).....	106
Rys. 37. Mechanizm powstawania przepięć w układach o działaniu przełączającym:a) układ pracy tranzystora MOSFET;b) przebiegi prądu i napięcia głównego tranzystora podczas wyłączania.....	110

Spis tabel

Tab. 1. Kod barwny wartości rezystancji.....	9
Tab. 2. Typoszeregi wartości elementów elektronicznych E3-E24 zgodnie z normą IEC 60063 (tabela pokazuje jedynie fragment nieskończonych szeregów obejmujący wartości z przedziału 3,3...330).....	12
Tab. 3. Typoszeregi wartości elementów elektronicznych R5 i R10 zgodnie z normą ISO 3 (tabela pokazuje jedynie fragment nieskończonych szeregów obejmujący wartości z przedziału 4...250).....	13
Tab. 4. Najpopularniejsze systemy oznaczeń na obudowach kondensatorów	17
Tab. 5. Układ wyprowadzeń i obrysy obudów elementów wykorzystanych w przykładowym projekcie	31
Tab. 6. Oznaczenia punktów w ciepłym układzie pracy przyrządu półprzewodnikowego zgodne z normą IEC 60747-1	79

A

Wprowadzenie do przedmiotu

1. Elementy układów elektronicznych

W tym rozdziale przybliżone zostaną najważniejsze właściwości fizyczne, elektryczne i mechaniczne rzeczywistych oporników, kondensatorów, tranzystorów i elementów innych typów, które zostaną wykorzystane do konstrukcji układu. Wygląd typowych obudów tych elementów przeznaczonych do montażu przewlekane przedstawiono na rys. 1 na s. 21.

1.1. Oporniki

1.1.a. Oporniki małej mocy

Tani opornik małej mocy to zwykle **opornik warstwowy węglowy**, czyli cylinder z materiału izolacyjnego, na który naniesiona jest warstwa węgla pirolitycznego. Z warstwy tej tworzy się następnie spiralę przez nacięcie ostrzem diamentowym spiralnego rowka. To, co widać na zewnątrz, to warstwa lakieru lub emalii zapewniająca izolację elementu (elektryczną oraz od warunków środowiskowych, np. wilgoci) i zabezpieczająca przed zapłonem. Rezystancja oporników węglowych (ang. *carbon resistors*) silnie zależy od temperatury i przyłożonego napięcia, a także zmienia się znacznie w miarę starzenia. Poza tym duża pojemność pasożytnicza ogranicza pasmo tych elementów do ok. 10 MHz.

Do bardziej wymagających aplikacji (nie ma to miejsca w niniejszym ćwiczeniu) stosuje się **oporniki warstwowe metalizowane** (ang. *metal resistors* lub *metal film resistors*), w których węgiel zastąpiony został stopem metalowym o dobrych właściwościach elektrycznych. Ich wadą jest mała odporność na przeciążenia, dlatego raczej nie są stosowane w obwodach mocy.

Wartość opornika jest oznaczona na jego obudowie na jeden z dwóch sposobów:

- 1) liczbowy – głównie w przypadku oporników specjalnych, np. dużej mocy, niskoindukcyjnych itp. Zamiast przecinka zapisuje się przedrostek lub – w przypadku pojedynczych omów – literę „Ω” lub „R” (dawniej niekiedy „E”), np. $4k7 = 4\text{ k}\Omega$, $680R = 680\ \Omega$, $4\Omega7 = 4,7\ \Omega$;
- 2) za pomocą kodu barwnego – 3, 4 lub 5 (bardzo rzadko 6) różnokolorowych pasków, najczęściej spotyka się ich 4.

Przy współczesnej dostępności multimetrów z pomiarem rezystancji znajomość kodu barwnego nie jest niezbędna, dla porządku został on jednak wyjaśniony w tab. 1. Przykładowo opornik 1 W na rys. 1a ma 4 paski, kolejno: żółty, fioletowy, brązowy, złoty, co oznacza $47 \cdot 10 = 470\ \Omega \pm 5\%$.

Tab. 1. Kod barwny wartości rezystancji

Liczba pasków	Numer paska*				
3	1	2		3	**
4	1	2		3	4
5	1	2	3	4	5
Znaczenie Kolor	Cyfry znaczące			Mnożnik	Tolerancja
■ srebrny				$10^{-2} = 10\text{ m}$	10%
■ złoty				$10^{-1} = 0,1$	5%
■ czarny	0	0	0	$10^0 = 1$	
■ brązowy	1	1	1	$10^1 = 10$	1%
■ czerwony	2	2	2	$10^2 = 0,1\text{ k}$	2%
■ pomarańczowy	3	3	3	$10^3 = 1\text{ k}$	
■ żółty	4	4	4	$10^4 = 10\text{ k}$	
■ zielony	5	5	5	$10^5 = 0,1\text{ M}$	0,5%
■ niebieski	6	6	6	$10^6 = 1\text{ M}$	0,25%
■ fioletowy	7	7	7	$10^7 = 10\text{ M}$	0,1%
■ szary	8	8	8		0,05%
□ biały	9	9	9		

* Pasek ostatni powinien być umieszczony najbliżej krańca opornika (często w miejscu zwiększonej grubości) lub być szerszy od pozostałych – w praktyce zdarza się różnie. Wskazówka praktyczna: ponieważ większość powszechnie stosowanych (i sprzedawanych) oporników posiada tolerancję 5% lub 10% i jest oznaczana 4 paskami, ostatni pasek jest zazwyczaj srebrny lub złoty; z kodu wynika, że tego koloru nie może być 1. pasek.

** Oporniki z kodem 3-paskowym mają zawsze tolerancję 20%.

Moc znamionowa (dopuszczalna) oporników małej mocy jest zwykle wartością z ciągu geometrycznego o ilorazie 2: 1/8 W, 1/4 W, 1/2 W, 1 W, 2 W. Zależy od niej rozmiar obudowy opornika (patrz rys. 1a).

Obudowa opornika, jako elementu o dwóch **końcówkach** (termin używany zwykle w odniesieniu do elementu jako abstrakcji, ang. *terminals*), posiada oczywiście dwa **wyprowadzenia** (termin używany zwykle w odniesieniu do fizycznych fragmentów drutu, ang. *leads*).

1.1.b. Oporniki mocy

Oporniki warstwowe są zwykle wytwarzane dla mocy do 2 W, a w specjalnych konstrukcjach – do ok. 10 W. Od poziomu 5 W zaczyna się obszar zastosowania **oporników drutowych** (ang. *wire wound*), w których na walec ceramiczny zostaje nawinięty drut oporowy (tzn. o dużej rezystywności). Dla mocy do 20 W tak powstały opornik zalewa się w masie ceramicznej uformowanej w prostopadłościan (zob. rys. 1b). W przypadku większych mocy opornik jest zalewany w masie silikonowej i zamykany w metalowym radiatorze. To rozwiązanie pozwala na wydzielenie do ok. 300 W przy rozmiarach elementu jak na zdjęciu i zastosowaniu odpowiedniego dodatkowego radiatora. Większe moce wymagają stosowania oporników o większych wymiarach geometrycznych.

Nowoczesnym, choć kosztownym, rozwiązaniem są **oporniki grubowarstwowe** (ang. *thick layer*). Są one wytwarzane przez nadrukowanie (metodą sitodruku) warstwy przewodzącej (stosuje się specjalne, wciąż udoskonalane materiały) na płytkę ceramiczną o dużej przewodności cieplnej. Płytkę z opornikiem przykleja się do metalowego radiatora. Rozwiązanie to pozwala wydzielać duże moce w elemencie o stosunkowo niedużych wymiarach (np. 2 cm × 2 cm), pod warunkiem zapewnienia odpowiedniego chłodzenia.

1.1.c. Potencjometry

Potencjometr to kawałek materiału oporowego (ścieżka oporowa) o stosunkowo dużym wymiarze wzdłużnym (dużo dłuższy niż szerszy) podzielony ruchomym tzw. **ślizgaczem** na dwie części. Zmieniając położenie ślizgacza, zmieniamy rezystancję każdej z części ścieżki, natomiast sumaryczna rezystancja pozostaje stała. Potencjometr jest elementem 3-końcówkowym. Wyprowadzenia bieżą z dwóch krańców ścieżki oporowej oraz ze ślizgacza (na schematach elektrycznych to wyprowadzenie oznaczone jest strzałką skierowaną do opornika).

Istnieje kilka typów potencjometrów (zob. rys. 1c). W ćwiczeniu wykorzystamy **potencjometr osiowy**. W takim elemencie ścieżka oporowa jest ułożona na okręgu, a położenie kątowe ślizgacza zmieniamy kręcąc osią potencjometru. Potencjometry te są przeznaczone do ciągłego użycia przez użytkownika w czasie korzystania z urządzenia (np. do regulacji głośności we wzmacniaczach), stąd obecność osi do wyprowadzenia na zewnątrz obudowy. Podobne zastosowanie mają potencjometry suwakowe, różniące się kształtem ścieżki oporowej, która jest w tym przypadku podłużna.

Istnieją również **potencjometry montażowe** i **potencjometry wieloobrotowe**, przeznaczone do użycia z niewielką częstotliwością. Przez większość czasu eksploatacji ich wartość pozostaje stała i często są dostępne dopiero po zdjęciu obudowy urządzenia. Różnica między tymi dwoma typami polega na dokładności nastawy, która w przypadku potencjometrów wieloobrotowych może być bardzo wysoka.

Potencjometry produkuje się w dwóch wykonaniach: liniowym i logarytmicznym. W potencjometrze liniowym – oznaczanym w Europie literą „A” (np. „10 kΩ A”) – rezystancja między końcem ścieżki oporowej a ślizgaczem zależy liniowo od położenia ślizgacza. Natomiast w potencjometrze logarytmicznym – oznaczanym w Europie literą „B” (np. „10 kΩ B”), a w Ameryce literą „A” (np. „A10kΩ”) – rezystancja rośnie wykładniczo, tzn. przy małych wartościach rośnie mało przy danej zmianie położenia ślizgacza, a przy dużych wartościach przy takiej samej zmianie położenia rośnie dużo.

1.2. Wartości nominalne

1.2.a. Typoszeregi

Nie produkuje się elementów biernych o dowolnej wartości rezystancji, pojemności czy indukcyjności. W celu standaryzacji elementów definiuje się **typoszeregi** (ang. *preferred number series, series of types*), tj. zbiory wartości dyskretnych, które mogą być przyjmowane przez poszczególne parametry.

Najpowszechniej stosowanymi – często w konsekwencji wymagań normatywnych – są typoszeregi E i R. Typoszereg E_n , gdzie $n \in \{3, 6, 12, 24, 48, 96, 192\}$, zawiera n wartości w każdej dekadzie (czyli np. od 1 Ω do 10 Ω , od 100 k Ω do 1 M Ω itd.) Wartości te są równomiernie rozłożone na skali logarytmicznej, co oznacza, że tworzą one ciąg geometryczny o ilorazie $10^{1/n}$ (pierwiastek n -tego stopnia z 10). Tak więc każda kolejna wartość jest większa od poprzedniej *tyle samo razy* (a nie *o tyle samo*). Początek każdej dekady jest zawsze całkowitą potęgą liczby 10 i stanowi jednocześnie koniec dekady poprzedniej.

Ponieważ dokładność wykonania elementów elektronicznych jest ograniczona, nie ma sensu podawanie wartości z przesadną dokładnością. Wartości z typoszeregów E3–E24 są zaokrąglane do 2 cyfr znaczących, a z wyższych typoszeregów – do 3 cyfr znaczących (nie zawsze zgodnie z ogólnymi regułami). Szczegółową definicję typoszeregów E, w formie tabel, zawiera europejska norma IEC 60063. Wartości z najczęściej stosowanych typoszeregów od E3 do E24 zebrano w tab. 2.

Typoszeregi R (szereg Renarda, tab. 3), obecnie zdefiniowane ściśle w normie międzynarodowej ISO 3, są historycznie starsze, ale opierają się o tę samą ideę. Główna różnica polega na stosowaniu innych ilorazów – są one wielokrotnościami nie 3, a 5: $n \in \{5, 10, 20, 40\}$. Aczkolwiek liczby te są bardziej naturalne w systemie dziesiętnym, prowadzą do mniej korzystnych właściwości w kontekście tolerancji (patrz par. 1.2.b). Typoszeregi R stosowane są więc głównie z wielkościami, do których pojęcie tolerancji nie ma zastosowania, takich jak wartości gwarantowane i dopuszczalne (np. napięcie znamionowe kondensatora, prąd znamionowy bezpiecznika).

1.2.b. Tolerancja

Każdy element wykonywany jest ze skończoną dokładnością, która charakteryzowana jest przez **tolerancję** (ang. *tolerance*) jego parametrów. Termin ten oznacza procentowo określony przedział wokół wartości nominalnej (np. $\pm 10\%$), w którym może znajdować się rzeczywista wartość elementu. Na przykład rezystancja opornika o rezystancji nominalnej 10 Ω i tolerancji 5%, co oznaczamy jako $10 \Omega \pm 5\%$, może w rzeczywistości być dowolną liczbą z przedziału $[(100\% - 5\%) \cdot 10 \Omega; (100\% + 5\%) \cdot 10 \Omega]$ czyli $[9,5 \Omega; 10,5 \Omega]$.

Z każdym typoszeregiem związana jest pewna optymalna tolerancja t , tzn. taka, przy której:

- 1° dla dowolnej wartości x istnieje taka wartość z typoszeregu $x_{i(t)}$, że x należy do przedziału $[(1-t)x_{i(t)}; (1+t)x_{i(t)}]$;
- 2° przedziały $[(1-t)x_{i(t)}; (1+t)x_{i(t)}]$ dla kolejnych wartości $x_{i(t)}$ pokrywają się w jak najmniejszym stopniu (nie można jednak całkowicie uniknąć nakładania się przedziałów z powodu zaokrąglenia wartości z typoszeregów).

Każdemu typoszeregi E można przypisać konkretną tolerancję o wartości skojarzonej z systemem dziesiętnym – kolejno: 40% (E3), 20%, 10%, 5%, 2%, 1% i 0,5% (E192). Wynika to wprost z właściwości typoszeregów E, które zostały rozmyślnie opracowane właśnie w tym celu.

Dla przykładu, wokół kolejnych wartości typoszeregu E6 powstają przedziały: 8...12 ($10 \pm 20\%$); 12...18 ($15 \pm 20\%$); 17,6...26,4; 26,4...39,6; 37,6...56,4 itd. Jak widać, przedziały te niekiedy częściowo się pokrywają – stąd np. wartość 18 odpowiada zarówno $15 \pm 20\%$, jak i $22 \pm 20\%$. Niemniej przy większej tolerancji pokrywanie się zachodziłoby w jeszcze większym stopniu. Z kolei przy mniejszej tolerancji (10%) zastosowanej do tego samego typoszeregu pojawiłyby się przerwy między poszczególnymi przedziałami: 9...11; 13,5...16,5; 19,8...24,2 w wyniku czego wartość 18 nie zawierałaby się w żadnym z nich – nie miałaby więc żadnego odpowiednika z typoszeregu.

Tab. 2. Typoszeregi wartości elementów elektronicznych E3-E24 zgodnie z normą IEC 60063 (tabela pokazuje jedynie fragment nieskończonych szeregów obejmujący wartości z przedziału 3,3...330)

Typoszereg	E3	E6	E12	E24
Iloraz	$10^{1/3} \approx 2,15$	$10^{1/6} \approx 1,468$	$10^{1/12} \approx 1,2115$	$10^{1/24} \approx 1,10069$
Podstawa 1
		3,3	3,3	3,3
				3,6
			3,9	3,9
				4,3
	4,7	4,7	4,7	4,7
				5,1
			5,6	5,6
				6,2
		6,8	6,8	6,8
				7,5
		8,2	8,2	
			9,1	
Podstawa 10	10	10	10	10
				11
			12	12
				13
		15	15	15
				16
			18	18
				20
	22	22	22	22
				24
			27	27
				30
		33	33	33
				36
			39	39
				43
	47	47	47	47
				51
		56	56	
			62	
	68	68	68	
			75	
		82	82	
			91	
Podstawa 100	100	100	100	100
				110
			120	120
				130
		150	150	150
				160
			180	180
				200
	220	220	220	220
				240
			270	270
				300
		330	330	330

Optymalna tolerancja	40%	20%	10%	5%

Tab. 3. Typoszeregi wartości elementów elektronicznych R5 i R10 zgodnie z normą ISO 3 (tabela pokazuje jedynie fragment nieskończonych szeregów obejmujący wartości z przedziału 4...250)

Typoszereg	R5	R10
Iloraz	$10^{1/5} \approx 1,58$	$10^{1/10} \approx 1,259$
Podstawa 1
	4	4
		5
	6,3	6,3
		8
Podstawa 10	10	10
		12,5
	16	16
		20
	25	25
		31,5
	40	40
		50
Podstawa 100	63	63
		80
	100	100
		125
	160	160
	200	
250	250	
...	...	

1.2.c. Praktyczna dostępność

W praktyce bezproblemowo dostępne w sprzedaży są często elementy o wartościach z typoszeregu niższego (tj. mniej dokładnego) niż optymalny. Przykładowo potencjometry o tolerancji 20% są często produkowane masowo na wartości nominalne z typoszeregu E3, a dopiero na specjalne zamówienie – z optymalnego typoszeregu E6. Oporniki o tolerancji 5% mogą być dostępne w ciągłej sprzedaży jedynie o wartościach z typoszeregu E12, a nie E24. W skrajnych przedziałach wartości, jak np. rezystancja poniżej 10 Ω i powyżej 1 M Ω , należy się spodziewać zmniejszenia zarówno dokładności wykonania (większa tolerancja), jak i dostępności (jeszcze niższy typoszereg).

Projektując układ elektroniczny można założyć, że bez kłopotu będzie możliwe nabycie:

- oporników małej mocy o tolerancji 5%, z typoszeregu E12,
- kondensatorów precyzyjnych (np. monolitycznych) o tolerancji 10% (skrajnie 20%), z typoszeregu E12,
- oporników mocy, kondensatorów elektrolitycznych i cewek o tolerancji 10%...20%, z typoszeregu E6,
- potencjometrów, a także wszelkich elementów o bardzo małej lub bardzo dużej wartości, albo o dużej mocy, napięciu lub prądzie znamionowym – z typoszeregu E3.

1.3. Kondensatory

1.3.a. Kondensatory jako obiekty rzeczywiste

Znakomita większość oporników w układach elektronicznych należy do jednego typu oporników warstwowych, które są elementami bardzo uniwersalnymi. W przypadku kondensatorów sprawa nie jest taka prosta. Nigdy nie wystarczy dobrać kondensatora o odpowiedniej wartości. Istotne są również inne jego parametry, jak współczynnik stratności dielektrycznej (tangens kąta stratności), napięcie maksymalne, indukcyjność zastępcza, pasmo częstotliwości, stałość pojemności, maksymalna temperatura pracy, maksymalna dopuszczalna moc czynna i bierna i in. Różne konstrukcje kondensatorów posiadają pod tym względem różne właściwości, co determinuje ich zastosowanie do takich a nie innych aplikacji.

Poniżej w największym skrócie omówimy główne typy kondensatorów stosowane w układach elektronicznych małej i średniej mocy, dzięki czemu jasny stanie się wybór konkretnych elementów do konstruowanego ściemniacza. Typowe obudowy kondensatorów poszczególnych typów przedstawia rys. 1d (wybrane zostały elementy o stosunkowo małych rozmiarach, dla większych pojemności i napięć znamionowych obudowa może być kilkakrotnie większa).

1.3.b. Kondensatory foliowe

Kondensatory foliowe (ang. *film capacitors*) – zwykle w obudowie prostopadłościowej lub (obecnie rzadziej) walcowej (może być spłaszczona) – to jedno z najstarszych rozwiązań konstrukcyjnych, a jednak wciąż posiadające mocną pozycję na rynku. Mają bardzo szeroki zakres wartości, od 10 pF do 100 µF, zależnie od wytrzymałości napięciowej statycznej i dynamicznej.

Kondensator jest tworzony przez dwie aluminiowe folie – elektrody, rozdzielone przez trzecią folię z tworzywa sztucznego – dielektryk. Taką konstrukcję nazywamy **kondensatorem niemetalizowanym** lub **metalowym** (ang. *film-foil capacitor*). Istnieją też **kondensatory metalizowane** (ang. *metallised capacitor*), w których również elektrody są wykonane z tworzywa sztucznego, na które naniesiona została cienka warstwa metalu.

W roli dielektryka najczęściej stosuje się:

- **papier** (ang. *paper*, oznaczenie kondensatora: P) – współcześnie wychodzi z użycia; zalety: niski koszt, małe prawdopodobieństwo zapłonu; wady: niska dokładność i niska stabilność pojemności;
- **poliester** (ang. *polyester*, KT) – zalety: niska cena, małe wymiary, wysoka stabilność pojemności w funkcji temperatury; wady: mała dokładność pojemności;
- **poliwęglan** (ang. *polycarbonate*, KC) – zalety: duża stabilność i mała stratność; wady: wysokie prawdopodobieństwo zapłonu, duże wymiary;
- **polipropylen** (ang. *polypropylene*, KP) – zalety: duża dokładność pojemności i wysoka stabilność w funkcji temperatury, mała zmienność w funkcji częstotliwości, znakomita odporność na szybkie stany przejściowe (du/dt , di/dt), szeroki zakres temperatur pracy; wady: wysoka cena, duże wymiary;
- **polistyren** (ang. *polystyrene*, KS) – zalety: mała stratność, bardzo duża dokładność i wysoka stabilność pojemności; wady: skomplikowana technologia produkcji, wysoka cena.

Kondensatory foliowe mają wysoką wytrzymałość napięciową, nawet rzędu kilku kilowoltów dla napięcia stałego. Wadą jest znaczny spadek tej wytrzymałości ze wzrostem częstotliwości. Korzystniejsze właściwości pod tym względem mają kondensatory metalizowane, w których w wypadku przebicia metalizacja wyparowuje z folii; dzięki temu nie dochodzi do zwarcia obwodu, jak w przypadku kondensatorów metalowych.

W elektronice mocy kondensatory foliowe są stosowane:

- jako elementy tłumiące (głównie metalizowane polipropylenowe, np. do ograniczania szybkości narastania napięcia na wyłączanym łączniku półprzewodnikowym),
- w układach filtrów wyższej częstotliwości,
- jako elementy precyzyjnych obwodów odmierzenia czasu (ze względu na dużą stabilność temperaturową pojemności – głównie polistyrenowe),
- a także (ze względu na niską cenę i szeroki wachlarz wartości, głównie metalowe poliestrowe) – jako elementy ogólnego zastosowania.

1.3.c. Kondensatory ceramiczne

Kondensatory ceramiczne (ang. *ceramic capacitors*) mają zwykle kształt nieco wypukłego dysku lub prostopadłościanu. Zakres pojemności jest dość szeroki – od 1 pF do 1 μ F. Nazwa tej grupy pochodzi od rodzaju materiału pełniącego rolę dielektryka. Zaletami kondensatorów ceramicznych są małe rozmiary, niski koszt (niektórych), mała upływność (utrata zmagazynowanego ładunku w czasie) i przede wszystkim wysoka częstotliwość graniczna pracy. Wytrzymałość napięciowa waha się zwykle od 50 do 200 V, maksymalnie wynosi ok. 600 V.

Jako ceramiki wykorzystywane są zwykle związki tytanu lub magnezu. W zależności od konkretnego materiału, a co za tym idzie – jakości elementu, kondensatory ceramiczne dzielimy na:

- 1) **kondensatory klasy 1** (ang. *class 1 capacitors*) – o niskiej stratności dielektrycznej, wysokiej częstotliwości granicznej oraz wysokiej stabilności pojemności w funkcji napięcia, częstotliwości i czasu; zmienność pojemności w funkcji temperatury jest niewielka, liniowa i stała w czasie;
- 2) **kondensatory klasy 2** (*ferroelektryczne*) – o mniejszych rozmiarach i niższej cenie, ale gorszych pozostałych parametrach, przede wszystkim wysokiej stratności i silnej, nieliniowej zależności pojemności od temperatury; pojemność ulega degradacji wraz ze starzeniem elementu, przy czym jest to proces odwracalny przez podgrzanie kondensatora do tzw. temperatury Curie;
- 3) **kondensatory klasy 3** (z ceramiką w postaci spieczonych grudek) – o jeszcze mniejszych wymiarach, ale mniejszej wytrzymałości napięciowej (zwykle do 50 V).

Dwie odmiany konstrukcyjne kondensatorów ceramicznych to:

- 1) **kondensatory płytkowe** (*jednowarstwowe*, ang. *disc, single layer, single plate*) – zbudowane z pojedynczej płytki ceramicznej, na którą z dwóch końców nanoszone są elektrody. Wytwarza się w ten sposób elementy o większych wartościach pojemności;
- 2) **kondensatory monolityczne** (*wielowarstwowe*, ang. *monolithic, multilayer*) – wytwarzane przez spieczenie cienkich arkuszy ceramicznych; zalety względem kondensatorów płytkowych to mniejsze wymiary oraz duża stabilność parametrów w funkcji czasu i częstotliwości; wada: niska wytrzymałość napięciowa (maksymalnie ok. 100 V).

W języku potocznym nazwę „kondensator ceramiczny” odnosi się często wyłącznie do kondensatorów płytkowych.

Kondensatory ceramiczne płytkowe klasy 2 bardzo dobrze nadają się do filtrów, w których dokładne ustalenie częstotliwości granicznej nie jest istotne (np. w przeciwzakłóceniovych filtrach sieciowych na wejściu układów mocy) oraz jako elementy odprężające (odprowadzające zaburzenia wysokoczęstotliwościowe do masy). Monolityczne kondensatory ceramiczne klasy 1, ze względu na dużą stabilność pojemności, stosowane są w obwodach odmierzenia czasu.

1.3.d. Kondensatory elektrolityczne

W **kondensatorach elektrolitycznych** (ang. *electrolytic capacitors*) rolę katody pełni płynny (ciekły) lub suchy (stały) elektrolit, tj. materiał, w którym nośnikami ładunku są jony. Istnieją dwa główne podtypy kondensatorów elektrolitycznych, znacznie różniące się budową i właściwościami: aluminiowe i tantalowe.

Wspólną, niekorzystną cechą obu podtypów (oprócz specjalnych konstrukcji zwanych bipolarnymi) jest konieczność przestrzegania ściśle określonej polaryzacji kondensatora. Znamionowa wytrzymałość napięciowa dotyczy wyłącznie tego kierunku, natomiast w kierunku przeciwnym jest ona znikoma. Aby umożliwić optymalne dopasowanie elementu do aplikacji, kondensatory elektrolityczne produkuje się na bardzo różne napięcia robocze, od kilku do kilkuset woltów (zgodnie z normą IEC 60384-1, powinny one należeć do typoszeregu R10, jednak normy szczegółowe wskazują też inne wartości, np. 35 V w miejsce 31,5 V). W celu identyfikacji elektrod położenie jednej z nich oznacza się na obudowie. Z reguły dla kondensatorów aluminiowych jest to katoda (-), a dla tantalowych – anoda (+).

Kondensatory elektrolityczne nie nadają się do filtracji sygnałów dużej częstotliwości. Dlatego w przypadku wykorzystania kondensatora jako filtra mającego utrzymać stałe napięcie zasilania, uzupełnia się go zwykle kondensatorem ceramicznym.

Przejdźmy teraz do cech różniących dwie grupy kondensatorów elektrolitycznych.

1. **Kondensatory aluminiowe** (ang. *aluminium electrolytic capacitors*), z suchym lub ciekłym elektrolitem, mają obudowy w kształcie walca. Anoda w takim kondensatorze jest tworzona przez pofalowaną folię aluminiową, której brzeg został utleniony, przez co powstała odpowiednio gruba warstwa dielektryka (Al_2O_3). Od strony katody znajduje się podobna struktura, ale z tlenkiem o niewielkiej grubości. Przestrzeń pomiędzy cienkim tlenkiem katody a grubym tlenkiem izolującym wypełniona jest przez elektrolit.

Głównymi zaletami kondensatorów aluminiowych są możliwość uzyskania dużych pojemności (zakres od 100 nF do 1 F) oraz duża przeciążalność (odporność na przepięcia i przetężenia). Wadą są znaczne wartości tangensa kąta strat dielektrycznych. W przypadku dużej mocy strat należy stosować kondensatory o podwyższonej temperaturze dopuszczalnej (zwykle 105 °C wobec standardowej 85 °C). Istotny jest poprawny (optymalny) dobór pojemności i napięcia roboczego kondensatora, gdyż objętość elementu szybko rośnie ze wzrostem tych parametrów.

2. **Suche kondensatory tantalowe** (ang. *solid tantalum capacitors*) mają obudowy w kształcie nieforemnej bulwy. Są one rozwiązaniem stosunkowo nowym, nad którego ulepszeniem prowadzone są intensywne prace. Anodę w takim kondensatorze stanowi spieczona, bardzo porowata grudka tantalum. Na jej powierzchni wytwarzany jest tlenek Ta_2O_5 , stanowiący dielektryk. Katodę stanowi z reguły tlenek manganu MnO_2 pokryty przewodzącym węglem, a następnie metalizacją.

W przypadku **kondensatorów tantalowych z elektrolitem ciekłym** (ang. *wet tantalum capacitors*) grudka tantalum zostaje zanurzona w elektrolicie i zamknięta w szczelnej obudowie; od strony katody elektrolit może być otoczony również tantalum lub innym materiałem. Obudowy takich elementów są podobne do obudów kondensatorów aluminiowych.

Zaletami kondensatorów tantalowych są: mniejsze rozmiary (dzięki dużej większej przenikalności dielektrycznej Ta_2O_5 w stosunku do Al_2O_3 oraz dużej powierzchni okładek – konsekwencja porowatości grudki tantalum), wyższa maksymalna częstotliwość pracy oraz bardzo wysoka stabilność pojemności w funkcji temperatury – przy niezmiennym lub zmniejszonym tangensie kąta stratności.

Wadami są: mniejszy zakres pojemności (maksymalnie kilkaset mikrofaradów), duże prądy upływu oraz bardzo mała (praktycznie żadna) odporność na przepięcia, przeciążenia i napięcia wsteczne. W dodatku w kondensatorach

tantalowych przebiecie elementu często prowadzi do zapłonu elementu, co jest zjawiskiem niebezpiecznym.

W języku potocznym nazwę „kondensator elektrolityczny” odnosi się często wyłącznie do kondensatorów aluminiowych.

Stosując kondensatory elektrolityczne w obwodach silnoprądowych, kondensator należy dobrać nie tylko pod względem pojemności i napięcia znamionowego, ale również prądu znamionowego. W przeciwnym razie kondensator może ulec uszkodzeniu na skutek nadmiernego wydzielania energii cieplnej.

1.3.e. Oznaczenia kondensatorów

W przeciwieństwie do innych elementów, kondensatory są oznaczane na obudowach w bardzo różny sposób. Najpopularniejsze systemy oznaczeń zebrano w tab. 4.

Tab. 4. Najpopularniejsze systemy oznaczeń na obudowach kondensatorów

Typowe zastosowanie do rodzaju kondensatora	Przykład	Objaśnienie składników oznaczenia
Elektrolityczne aluminiowe	1000 μ F 63V = 1000 μ F, 63 V	1) pojemność wraz z jednostką (zwykle mikrofarady) 2) napięcie znamionowe wraz z jednostką
Elektrolityczne tantalowe	47-25 = 47 μ F, 25 V	1) pojemność w mikrofaradach 2) napięcie znamionowe w woltach
Foliowe	68nK 100V– = 68 nF, 100 V napięcia stałego, niemetalizowany 4700M 400V– = 4700 pF, 400 V napięcia stałego, metalizowany 1000 250– M = 1000 pF, 250 V napięcia stałego, metalizowany	1) pojemność w pikofaradach (jeżeli brak przedrostka jednostki) lub nanofaradach (jeżeli występuje przedrostek „n”), przedrostek zastępuje przecinek 2) oznaczenie typu: M – metalizowany, K lub inne lub brak – niemetalizowany, „M” może również występować w ostatniej grupie znaków 3) napięcie znamionowe dla napięcia stałego w woltach, z symbolem napięcia stałego (niekiedy bez jednostki i/lub bez symbolu)
Ceramiczne	1n5 Jm = 1,5 nF \pm 5%, 25 V 68p Mb = 68 pF \pm 20%, 100 V	1) pojemność z przedrostkiem jednostki, który zastępuje przecinek, brak przedrostka oznacza pikofarady 2) kod tolerancji, np. J \pm 5%, K \pm 10%, M \pm 20% 3) kod napięcia znamionowego, np. m – 25 V, l – 40 V, a – 63 V, b – 100 V, c – 160 V, d – 250 V, e – 400 V
Ceramiczne	„680” = 68 \cdot 10 ⁰ pF = 68 pF „334” = 33 \cdot 10 ⁴ pF = 330 nF	1) pojemność w pikofaradach (2 cyfry) 2) wykładnik mnożnika dziesiętnego (liczba zer – 1 cyfra)

1.4. Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone

1.4.a. Diody dyskretne

Rys. 1e przedstawia różne obudowy diod sygnałowych, małej mocy i średniej mocy (ang. *diodes* – z reguły o diodach sygnałowych, lub *rectifiers* – z reguły o przyrządach mocy). Z niektórych z nich skorzystamy w ćwiczeniu.

Jak nietrudno się domyślić, wielkość obudowy ma związek z maksymalną mocą, jaką można wydzielić w przyrządzie. W przypadku obudowy TO-220 główną rolę odgrywa tu metalowy radiator umieszczony z tyłu i wystający ponad obudowę (patrz rys. 1e).

Natomiast dla pozostałych przedstawionych obudów, zwanych **obudowami osiowymi** (ang. *axial packages*) chłodzenie odbywa się przez plastikowy korpus oraz przez wyprowadzenia (nóżki) elementu. Jeżeli w diodzie chce się wydzielić moc rzędu znamionowej, należy zapewnić odpowiednią długość wyprowadzeń. W takim przypadku nie jest możliwe przycięcie nóżek blisko korpusu w celu zmniejszenia powierzchni zajmowanej przez układ. W karcie katalogowej diody mocy w obudowie osiowej podana jest zazwyczaj minimalna długość wyprowadzeń (ang. *lead length*), dla której obowiązują znamionowe wartości prądu średniego i mocy strat.

Lokalizację elektrod w przypadku większych obudów (np. TO-220) może wskazywać odpowiednio skierowany symbol diody lub litery A i K; jeżeli brak takich oznaczeń, należy odwołać się do karty katalogowej. Natomiast na obudowach osiowych tradycyjnie oznacza się położenie katody paskiem wokół korpusu.

Obudowa nie ma oczywiście dużego wpływu na działanie diod, które zależy od ich wewnętrznej konstrukcji (ćwiczenie 1F). Każda z diod w obudowach osiowych pokazanych na rys. 1e jest wytwarzana w inny sposób i przeznaczona do innego zastosowania:

- 1) 1N4148 – **dioda sygnałowa** (*małosygnałowa*, ang. *signal diode, small signal diode*) – dioda planarna P⁺N, przewodząca przy niewielkiej liczbie nośników nadmiarowych, dzięki temu szybko przełączająca (ang. *fast switching*), ale nie mogąca przewodzić dużych prądów ani blokować wysokich napięć;
- 2) 1N4002 – **dioda prostownicza ogólnego przeznaczenia** (ang. *general purpose rectifier*) – dioda o konstrukcji P⁺N⁻N⁺ NPT, przewodząca z dużym udziałem nośników nadmiarowych, dzięki czemu napięcie w stanie przewodzenia pozostaje na poziomie 0,6–1 V mimo większych natężeń prądu i wysokiej wytrzymałości napięciowej (do 1000 V dla diody 1N4007 z tej samej serii); ta dioda wytwarzana jest na drodze dyfuzji obszarów P⁺ i N⁺, w wyniku czego profil domieszkowania nie jest dokładny, a czasy życia nośników są duże i wyłączenie przyrządu trwa nieprzewidywalnie długo (w karcie katalogowej nie podaje się nawet czasu odzyskiwania zdolności zaworowych, z góry zakładając że dioda będzie pracować z częstotliwością sieciową);
- 3) MUR410 – **dioda ultraszybka** (ang. *ultra fast rectifier*) – dioda o konstrukcji P⁺N⁻N⁺ PT, wytwarzana przez epitaksję obszaru N⁻, a następnie implantację jonów; dzięki temu uzyskuje się precyzyjny profil domieszkowania oraz możliwa jest kontrola czasu życia nośników, a w konsekwencji krótki czas wyłączenia (w tym przypadku nawet 25 ns).

1.4.b. Tranzystory MOSFET mocy

Obszerną wiedzę o budowie i działaniu tranzystorów MOSFET mocy zdobyli Państwo na wykładzie i na laboratorium (ćwiczenia 3P, 4P, 5P, 6P). Rys. 1f pokazuje, w jaki sposób konstruuje się kompletne przyrządy w obudowach. Jak widać, elementy najmniejszej mocy mogą być umieszczone w całkowicie plastikowej obudowie. Wraz ze wzrostem dopuszczalnej mocy strat konieczne jest jednak zastosowanie radiatora.

W przypadku typowych obudów dla tranzystorów średniej mocy, jak spotkana już w ćwiczeniach 3P, 4P i 5P obudowa TO-220, radiator stanowi metalowa płytką z tyłu obudowy. Na niej wewnątrz korpusu umocowana jest płytką półprzewodnikowa. Wbudowany radiator nie daje możliwości wydzielenia w przyrządzie pełnej mocy znamionowej. W tym celu należy do tranzystora przytwierdzić radiator zewnętrzny o co najmniej kilkakrotnie mniejszej rezystancji termicznej.

Układ wyprowadzeń drenu, bramki i źródła może być różny, nawet w przypadku tej samej obudowy. Dlatego zawsze należy to sprawdzić w karcie katalogowej przed zaprojektowaniem płytki. Należy pamiętać, że wbudowany radiator zwykle nie jest izolowany elektrycznie. Ze sposobu montażu półprzewodnika do radiatora oraz z układu warstw w przekroju tranzystora VDMOS wynika, że występuje na nim potencjał drenu.

1.4.c. Układy scalone

Układy do montażu przewlekanego posiadają zwykle obudowy plastikowe typu *dual in-line package* (w skrócie *DIP* lub *DIL*), czyli z **nóżkami** (ang. *pins*) w dwóch rzędach po bokach układu (patrz rys. 1g). Cyfra po skrócie oznacza liczbę wyprowadzeń (najmniej 4). Wykorzystywany przez nas układ NE555 posiada 8 nóżek, a więc jest to obudowa DIP-8. Nóżki w obudowie DIP numeruje się od 1 poczynając od górnego lewego rogu układu (patrz z góry) i podążając przeciwnie do ruchu wskazówek zegara. Góra układu jest zawsze oznaczona na górnej powierzchni obudowy półkolistym nacięciem lub kropką.

Termin *nóżka* (*pin*) jest częściej używany w odniesieniu do krótkich wyprowadzeń, takich jakie posiadają np. obudowy DIP. Z kolei *wyprowadzenie* (*lead*) kojarzy się raczej z dłuższym fragmentem metalu (potocznie zwanym czasem „wąsem” w odniesieniu do giętkich wyprowadzeń obudów osiowych). Niemniej oba określenia są zasadniczo synonimami, więc mogą być i są stosowane zamiennie.

Innymi typowymi obudowami układów scalonych o niewielkiej liczbie nóżek, przeznaczonymi do montażu przewlekanego są natomiast:

- SIP lub SIL (ang. *single in-line package*) – płaska ustawiona w pionie z nóżkami w jednym rzędzie;
- TO-220 i TO-247 – w przypadku układów scalonych mogą mieć więcej niż 3 nóżki, nawet ponad 20 w 2 rzędach.

Układy scalone z powodu dużej liczby nóżek są zwykle elementami najbardziej kłopotliwymi do wlutowania, a jeszcze gorzej sprawa ma się z ich wylutowaniem w razie potrzeby. Dlatego z reguły do płytki lutuje się tzw. podstawkę, w której dopiero mocuje się układ scalony metodą „na wcisk” (patrz rys. 1h). Dzięki temu układ można w każdej chwili łatwo wyjąć (przydatne podczas uruchamiania układu) lub wymienić na nowy (jeżeli ulegnie uszkodzeniu).

Podstawki posiadają taki sam układ nóżek jak odpowiadająca im obudowa układu. Góra jest zwykle oznaczona przez półkoliste wycięcie w podstawce, co ułatwia poprawne zamocowanie w niej układu.

Podstawki są produkowane w dwóch wykonaniach: standardowym i precyzyjnym. Podstawki precyzyjne mają kontakty-wyprowadzenia z lepszego materiału (często złożone i cynowane); układy łatwiej się w nich mocuje i wyjmuje. Niektóre podstawki precyzyjne posiadają wbudowany kondensator odprężający między domyślnymi nóżkami zasilania i masy.

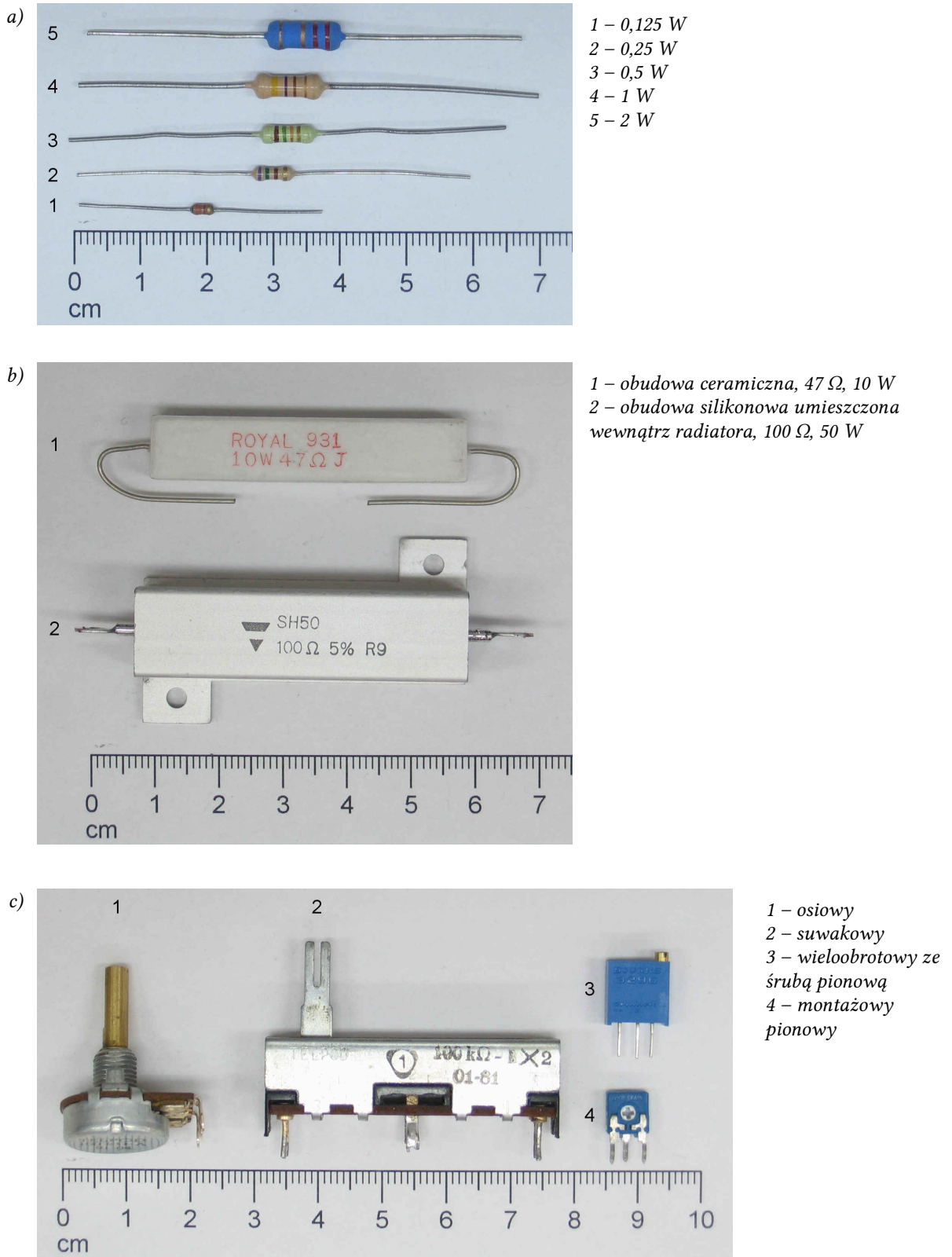
1.5. Elementy elektromechaniczne

1.5.a. Rodzaje i parametry złącz

Do połączenia płytki z innymi układami oraz do włączenia w obwód elementów, które ze względów konstrukcyjnych muszą być umieszczone z dala od niej (np. przełączniki i potencjometry na obudowie urządzenia), stosuje się różnego rodzaju złącza. W ćwiczeniu wykorzystamy złącze zwane **listwą zaciskową** (ang. *terminal block*). Jego wygląd przedstawia rys. 1i. Jest to listwa o poziomej orientacji przewodów (ang. *horizontal wire entry*), tj. w której wejścia przewodów są zorientowane pod kątem prostym do pionowo zorientowanych wyprowadzeń (nózek).

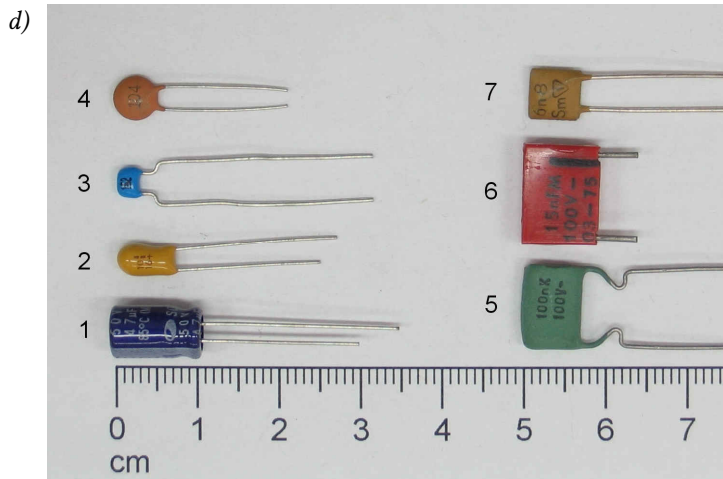
Trzy istotne praktycznie parametry wszelkich złącz do druku to:

- **prąd znamionowy** – jeżeli zostanie przekroczony w którymś z gniazd, tworzywo sztuczne może ulec stopieniu lub zwęgleniu;
- **napięcie znamionowe** – jeżeli zostanie przekroczone między którymiś gniazdami, może między nimi dojść do przebicia;
- **raster** – odległość między nóżkami, która w naszym przypadku musi odpowiadać odległości między otworami w płytce uniwersalnej.

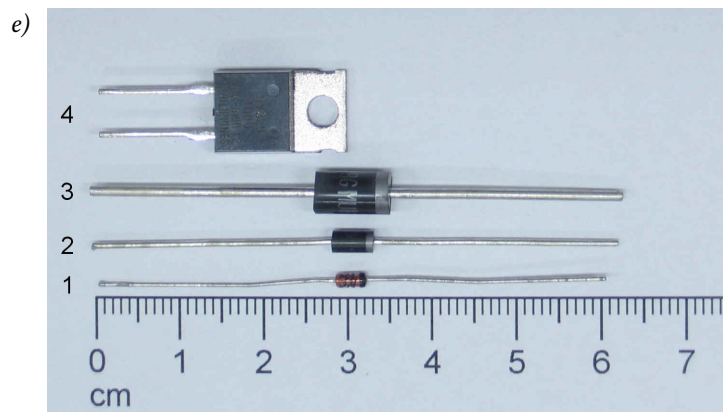


Rys. 1. Elementy elektroniczne

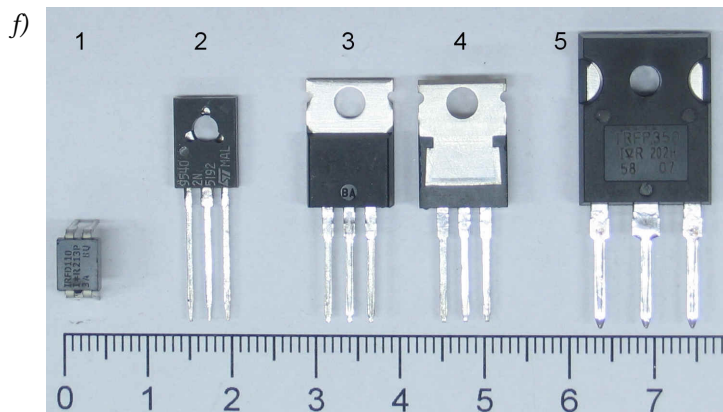
a) oporniki niewielkiej mocy; b) oporniki średniej mocy; c) potencjometry



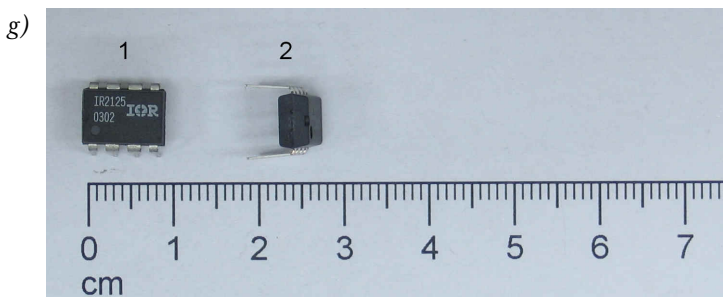
- 1 – elektrolityczny aluminiowy, 47 μF , 50 V
- 2 – elektrolityczny tantalowy, 10 μF , 16 V
- 3 – ceramiczny monolityczny, 1,5 nF
- 4 – ceramiczny płytkowy, 100 nF
- 5 – foliowy niemetalizowany, 100 nF, 100 V
- 6 – foliowy metalizowany, 15 nF, 100 V
- 7 – ceramiczny płytkowy, 6,8 nF, 25 V (stare oznaczenia)



- 1 – 1N4148, 100 V, 200 mA, obudowa DO-35
- 2 – 1N4002, 100 V, 1 A, DO-41
- 3 – MUR410, 100 V, 4 A, DO-201
- 4 – BY329, 1000 V, 8 A, TO-220



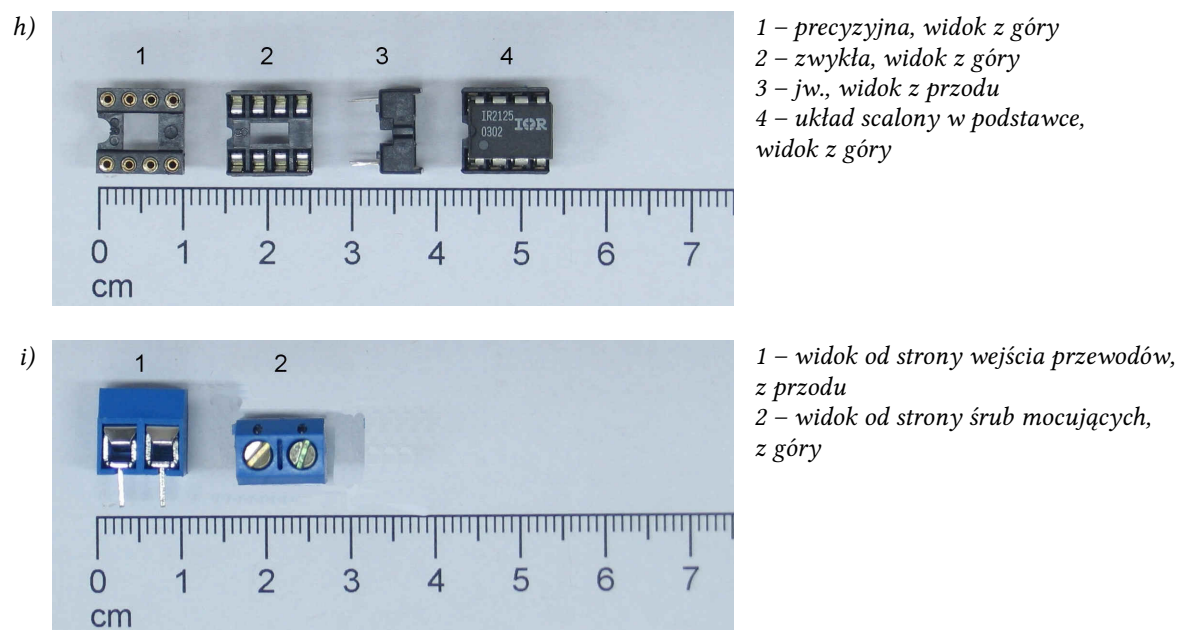
- 1 – IRFD110, 100 V, 1 A, obudowa DIP-4
- 2 – 2N5192, 80 V, 4 A, TO-225
- 3 – IRF9530, 100 V, 12 A, TO-220, widok z przodu
- 4 – jw., widok z tyłu
- 5 – IRFP350, 400 V, 16 A, TO-247



- 1 – widok z góry
- 2 – widok z przodu

Rys. 1 (cd.) Elementy elektroniczne

d) kondensatory; e) diody; f) tranzystory MOSFET mocy; g) układ scalony (IR2125, obudowa DIP-8)



Rys. 1 (cd.) Elementy elektroniczne

h) podstawka do układu scalonego; i) listwa zaciskowa do druku o poziomej orientacji przewodów

2. Prototypowe obwody drukowane

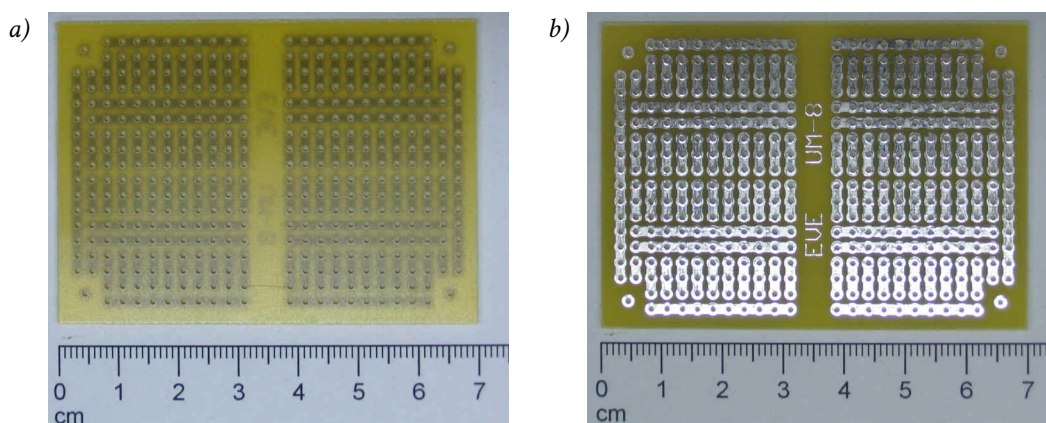
2.1. Uniwersalne płytki drukowane

2.1.a. Konstrukcja płytki

Do konstrukcji fizycznego układu może zostać wykorzystana **uniwersalna płytka drukowana** [ang. *universal prototyping printed circuit board (PCB), prototype PCB, test PCB*]. Jest to płaski kawałek laminatu (sztuczne tworzywo składające się z dwóch materiałów) o grubości 1–2 mm z nawierconymi (często w równych odstępach) **otworami montażowymi** (ang. *mounting holes*) oraz wykonanymi (zwykle po jednej stronie) **polami lutowniczymi** (metalowa otoczka otworu pozwalająca na wlutowanie wyprowadzenia elementu lub przewodu; ang. *solder pads*). Często pola lutownicze są połączone ze sobą naniesionymi w sposób regularny metalowymi **ścieżkami przewodzącymi** (ang. *conducting traces*).

Ponieważ taka płytka może być użyta do konstrukcji dowolnego układu, nazywa się ją „uniwersalną”. Płytek uniwersalnych często używa się do konstrukcji prototypów, aby uniknąć pracochłonnego projektowania i trawienia płytki drukowanej oraz wiercenia w niej otworów w sytuacji, gdy koncepcja układu może się jeszcze wielokrotnie zmienić.

Widok przykładowej płytki uniwersalnej przedstawia rys. 2. Jest to **płytką jednostronna** (ang. *single sided PCB*), tj. z metalizacją tylko po jednej stronie (w odróżnieniu od *plytek dwustronnych*, ang. *double sided PCBs*), w której pola lutownicze zostały połączone ścieżkami. Płytką ta posiada **raster** (ang. *lead pitch*) 2,5 mm, tzn. otwory i pola lutownicze są rozmieszczone w węzłach siatki kwadratowej o boku 2,5 mm.



Rys. 2. Jednostronna uniwersalna płytka drukowana z wykonanymi połączeniami pól lutowniczych
a) strona elementów; b) strona druku

Układ połączeń na większości płytek uniwersalnych jest podobny. Prowadzonych jest wiele krótkich pionowych połączeń (pion i poziom są tu oczywiście umowne). Nad nimi i pod nimi zlokalizowane są długie poziome linie połączeń, które wykorzystuje się najczęściej do rozprowadzenia zasilania i masy do poszczególnych elementów. Linie takie czasem prowadzone są również w pionie wewnątrz płytki (stosunkowo rzadko rozłożone) lub wzdłuż krawędzi bocznych (jak na rys. 2). Płytką o takim układzie połączeń dobrze nadaje się do zastosowania w niniejszym ćwiczeniu.

Płytką uniwersalną może być podzielona na kilka oddzielnych podobwodów. Na przykład na płytce przedstawionej na zdjęciu mamy do czynienia z 2 rozłącznymi podobwodami (lewa i prawa połowa płytki). Ponadto każdy z podobwodów posiada dwa oddzielne rzędy połączeń wzdłuż dwóch podwójnych poziomych linii środkowych (górną i dolną ćwiartkę płytki). Dla tych rzędów wspólna jest jedynie długa pionowa ścieżka wzdłuż krawędzi płytki.

Jak wspomniano, płytkę, która posiada metalizację tylko z jednej strony, nazywamy jednostronną. Strona połączeń nazywa się **stroną druku** (ang. *solder side*), zaś druga strona – stroną elementów (ang. *component side*). Elementy umieszcza się zasadniczo po stronie elementów (choć nie zawsze, szczególnie w sytuacji, gdy konieczne jest uzupełnienie układu). Lutowanie odbywa się natomiast po stronie druku.

W niniejszym ćwiczeniu układ zostanie wykonany w technice **montażu przewlekanego** (ang. *through-hole technology, through-hole mount*). Oznacza to, że wyprowadzenia elementów są przetykane przez otwory na stronę druku, gdzie zostają przylutowane do pola lutowniczego. Technika ta bardzo dobrze nadaje się do prototypowania układów ze względu na dużą szybkość lutowania i brak wymagania wysokiej precyzji i dużej ostrożności.

Niemniej w produkcji docelowych układów bardziej powszechną jest technika **montażu powierzchniowego** (ang. *surface-mount technology, SMT*). Niekiedy konieczne lub łatwiejsze jest użycie elementów do montażu powierzchniowego (ang. *surface-mount devices, SMD*) już na etapie prototypowania. W tym celu produkuje się specjalne płytki uniwersalne, pozwalające na przylutowanie elementu SMD i zapewniające jeden lub kilka otworów montażowych na każdą nóżkę tego układu. Korzystając z tych otworów i techniki montażu przewlekanego, można złożyć kompletny prototyp całego układu. Takie płytki z reguły pozbawione są ścieżek oprócz łączących nóżki układu z otworami montażowymi.

2.1.b. Projektowanie układów

Ponieważ wykorzystywana w niniejszym ćwiczeniu płytka uniwersalna posiada już określony układ połączeń, zaprojektowanie układu na płytce uniwersalnej sprowadza się do:

- 1) rozplanowania elementów,
- 2) ustalenia ewentualnych dodatkowych połączeń.

Punkt 2 jest zwykle niezbędny, gdyż płytka uniwersalna jest oczywiście uniwersalna tylko do pewnego stopnia. Dodatkowe połączenia są wykonywane na jeden z czterech sposobów:

- 1) przewodem izolowanym – zwykle po stronie elementów; końce przewodu są przewlekanie przez otwory i lutowane do pól lutowniczych jak końcówki elementów;
- 2) drutem nieizolowanym, np. specjalnym srebrzonym drutem miedzianym lub po prostu odciętym fragmentem wyprowadzenia elementu – zwykle po stronie elementów (po stronie druku wymaga zapewnienia, że drut po drodze nie spowoduje niepożądanego zwarcia, również w przypadku przypadkowego zagięcia), mocowanie drutu jest wykonywane jak wyżej;
- 3) lutowiem po stronie druku (możliwe tylko w przypadku połączeń sąsiednich ścieżek) – w tym przypadku zwykle nie zajmuje się pól lutowniczych;
- 4) za pomocą dłuższego wyprowadzenia jednego z elementów znajdującego się na tym samym potencjale, co łączone punkty (możliwe tylko jeżeli takie wyprowadzenie istnieje), zagiętego po stronie druku po linii projektowanego połączenia – jest to pewniejsza i łatwiejsza alternatywa dla sposobu 3, ponieważ

laminat jest często pokrywany warstwą przeciwdziałającą łączeniu sąsiednich pól przez nadmiar lutowia.

Podczas projektowania płytki uniwersalnej zazwyczaj stosuje się następujące reguły.

1. Projektowanie rozpoczynamy od podstawek układów scalonych. Rozmieszczamy je w miejscach do tego przeznaczonych, np. w przypadku płytki z rys. 2 nóżki byłyby rozstawione po obu stronach podwójnych ścieżek poziomych. W przypadku większych płytek układy scalone umieszczamy zwykle pośrodku płytki.
2. Układy scalone narzucają wybór określonych długich ścieżek jako ścieżek zasilania i masy. Staramy się, aby do ścieżek zasilania i masy podłączona była bezpośrednio jak największa liczba elementów.
3. Jeżeli płytka posiada specjalne pola lutownicze dla specyficznych złączy, to na początku rozmieszczamy te złącza, a następnie układy scalone, które są przyłączone do sygnałów ze złączy.
4. Po układach scalonych rozmieszczamy pozostałe elementy. Należy rozpocząć od tych, które znajdują się (zgodnie ze schematem elektrycznym lub wymaganiami funkcjonalności) najbliżej układów scalonych. Na początku zawsze rozmieszcza się kondensatory odprzegające.
5. Przy rozmieszczaniu elementów biernych należy wykorzystać możliwość skrócenia lub przeciwnie – pozostawienia ich długich wyprowadzeń. Pionowy montaż i odpowiednie skrócenie nóżek elementów w obudowie osiowej umożliwia przyłączenie ich końcówek nawet do sąsiednich otworów. Z kolei wykorzystanie pełnej lub niewiele skróconej długości nóżek może pozwolić uniknąć prowadzenia dodatkowych połączeń.
6. Należy pamiętać, że obudowy elementów posiadają określone wymiary geometryczne, przez co przysłonięciu – i wyłączeniu z użytkowania – mogą ulec sąsiednie otwory montażowe. Dotyczy to przede wszystkim kondensatorów elektrolitycznych, cewek, większych diod i tranzystorów, mostków diodowych, przycisków, potencjometrów i złączy.
7. Końcówki elementów, które są połączone na schemacie elektrycznym, staramy się umieszczać na jednej ścieżce przewodzącej. Dopiero jeżeli nie jest to możliwe, projektujemy dodatkowe połączenie.
8. Należy zarezerwować po 2 pola lutownicze na każde połączenie dodatkowe. W przypadku łączenia sąsiednich ścieżek można przewidzieć ich połączenie lutowiem, ewentualnie drutem) po stronie druku, bez zajęcia otworów montażowych, jak to opisano wyżej.
9. W wyniku wytworzenia dodatkowych połączeń nie powinny powstać pętle, tj. poruszając się po ścieżkach i połączeniach dodatkowych w ustalonym kierunku, nie powinniśmy nigdy wrócić po punktu wyjścia. Pętle zachowywać się będą jak anteny, emitując i przechwytyjąc zaburzenia elektromagnetyczne, co może spowodować niepoprawną pracę układu.
10. Jeżeli w układzie występują cewki, to należy unikać ich umieszczania w pobliżu układów scalonych oraz nad ścieżkami podłączonymi do jakichkolwiek innych elementów.
11. Obwody mocy (wysokonapięciowe, silnoprądowe) powinny mieć jak najkrótszy obwód i pole obejmowanej powierzchni, a więc ich elementy znajdować się jak najbliżej siebie.
12. Ewentualne dodatkowe połączenia w obwodach silnoprądowych wykonuje się przewodami o większym przekroju. Ze względu na małą średnicę otworów lutowniczych może być konieczne przylutowanie tych przewodów po stronie druku, nie elementów.
13. Również wyprowadzenia elementów silnoprądowych mogą mieć średnicę większą od otworów montażowych. Należy to sprawdzić na etapie projektu (w

kartach katalogowych elementów) lub po skompletowaniu elementów (doświadczalnie), ale *przed* przystąpieniem do montażu. Zbyt małe otwory trzeba będzie poszerzyć wiertarką, uważając przy tym, aby jak najmniej naruszyć pole lutownicze i przylegające ścieżki.

14. Rozmieszczanie elementów kończymy zwykle na złączach i potencjometrach, które muszą znajdować się w punktach łatwo dostępnych; często są to brzegi płytki. Staramy się, aby prowadzące do nich ścieżki były jak najkrótsze i aby prowadzić jak najmniej połączeń dodatkowych.
15. W przypadku prototypów niekiedy umieszcza się na płytce dodatkowe zwory, kołki lub sprężynki (punkty, „oczka”) pomiarowe. Mają one umożliwić przyłączenie sond oscyloskopowych do kluczowych punktów układu podczas jego uruchamiania i testowania.

2.2. Wykorzystanie arkusza kalkulacyjnego i przykładowy projekt

2.2.a. Arkusz kalkulacyjny wspomagający projektowanie

W celu zmniejszenia liczby błędów i ułatwienia weryfikacji projektów, jeżeli układ jest projektowany na płytce uniwersalnej, to należy skorzystać ze skoroszytu *plytka_uniwersalna.ods*. Ogólny opis skoroszytu stanowi załącznik do niniejszej instrukcji.

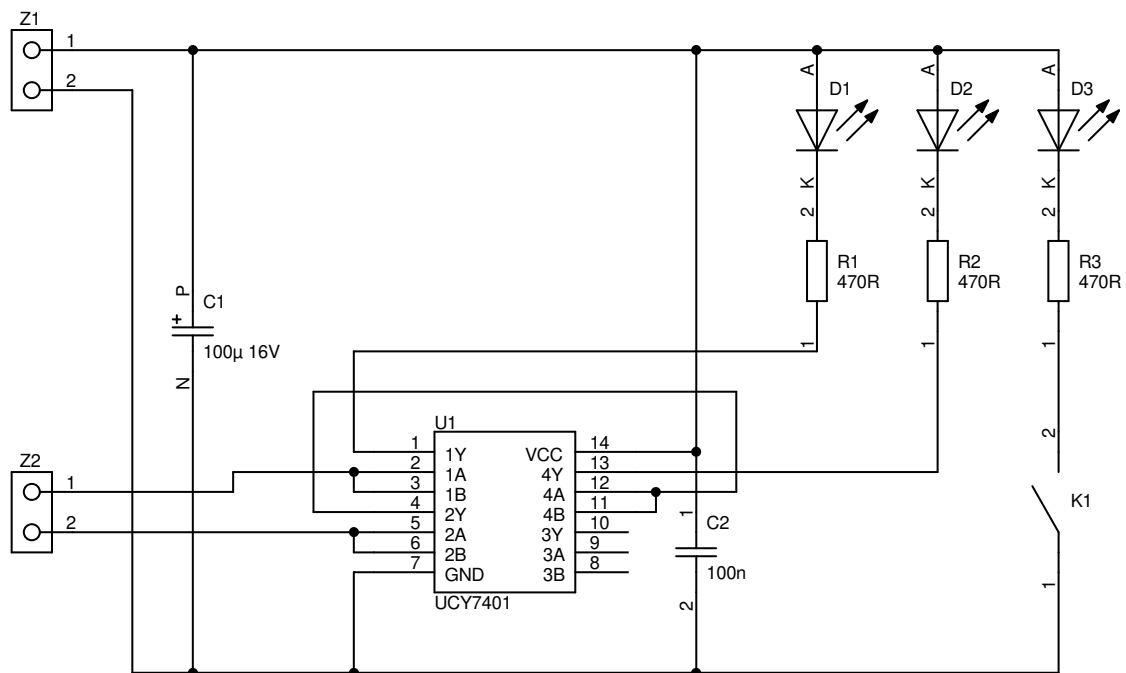
Prześledźmy teraz przykładowy projekt na uniwersalnej płytce drukowanej. Założmy, że należy skonstruować układ jak na rys. 3 oraz że należy wykorzystać płytkę przedstawioną już na rys. 2.

2.2.b. Układ do projektu przykładowego

Układ posiada wejście zasilania przez listwę Z_1 oraz wejście dwóch sygnałów przez listwę Z_2 . Zasilanie jest stabilizowane przez kondensator elektrolityczny C_1 . Zaburzenia wysokoczęstotliwościowe są odprowadzane do masy przez odprężający kondensator ceramiczny C_2 .

Układ scalony U_1 zawiera w swojej strukturze 4 bramki NAND numerowane od 1 do 4, których wejścia są oznaczone przez A i B, a wyjścia przez Y. Nóżka VCC stanowi dodatni biegun zasilania, a nóżka GND – masę. Bramki te są wykorzystywane jako bufony dla wejść sygnałów 1 i 2, które pochodzą z wyjść o zbyt małej wydajności prądowej, aby spowodować świecenie diod. W przypadku sygnału 1 jest to bufor odwracający (inwerter), gdyż pojedyncza bramka NAND ze zwartymi wejściami działa jak bramka NOT. Dla sygnału 2 jest to bufor nieodwracający, gdyż mamy do czynienia z dwoma takimi bramkami NOT połączonymi kaskadowo.

Wyjścia bramek zasilane są z napięcia przyłączonego do nóżek VCC i GND, a więc ze źródła podłączonego do układu poprzez złącze Z_1 . Zakładamy, że źródło to ma wydajność prądową odpowiednią do zaświecenia diod. Ustawienie danego wyjścia Y w stan logicznego zera, tj. poziomu niskiego, oznacza elektrycznie połączenie tego wyjścia z końcówką GND, tj. masą. W przypadku wyjść 1Y i 4Y spowoduje to z zamknięcie pętli od końcówki 1 do końcówki 2 złącza Z_1 : przez elementy D_1 i R_1 lub przez elementy D_2 i R_2 . Umożliwi to przepływ prądu i zaświecenie odpowiedniej diody.



Rys. 3. Schemat układu do przykładowego projektu płytki uniwersalnej

Trzecia dioda (D_3) jest zasilana bezpośrednio z zasilania i zapala się, gdy zostanie wciśnięty przycisk (tj. zamknięty łącznik) K_1 . Trzy oporniki R_1 , R_2 i R_3 służą do ustalenia wartości prądu diod – jest on równy ilorazowi napięcia zasilania pomniejszonego o spadek potencjału na diodzie, i rezystancji opornika.

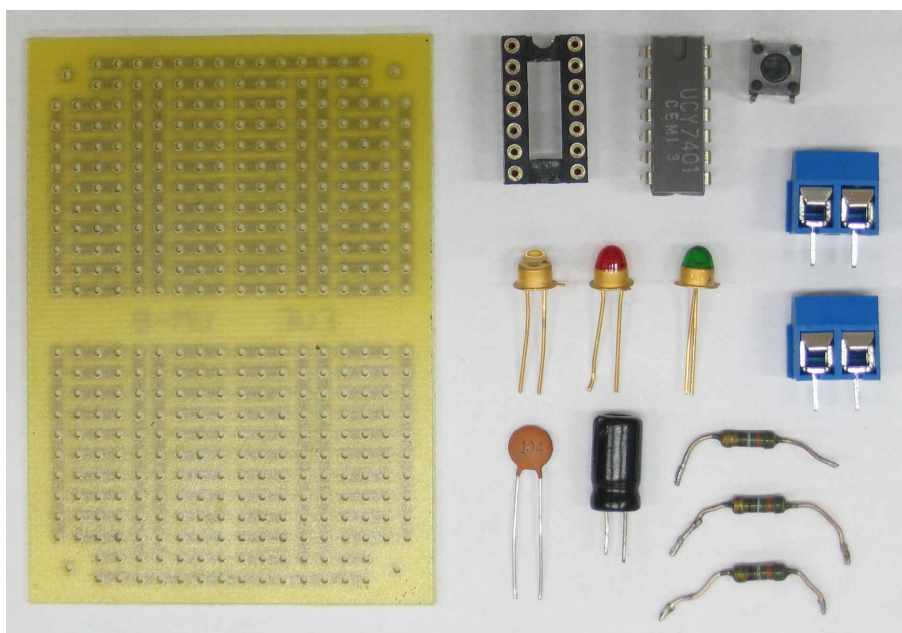
2.2.c. Przygotowanie do projektowania

Do wykonania projektu niezbędna jest wiedza o rozstawie wyprowadzeń elementów oraz wymiarach ich obudów (a konkretnie o wymiarach rzutu obudowy na płaszczyznę płytki). Profesjonalne programy do projektowania płytek drukowanych są dostarczane wraz z bibliotekami obrysów obudów różnych typów. W naszym przypadku obrysy i układ wyprowadzeń, na tle siatki pół lutowniczych wykorzystanej płytki (a więc w skali: jedna odległość między otworami = 2,5 mm), zebrano w tab. 5. Wygląd płytki i elementów przedstawia rys. 4.

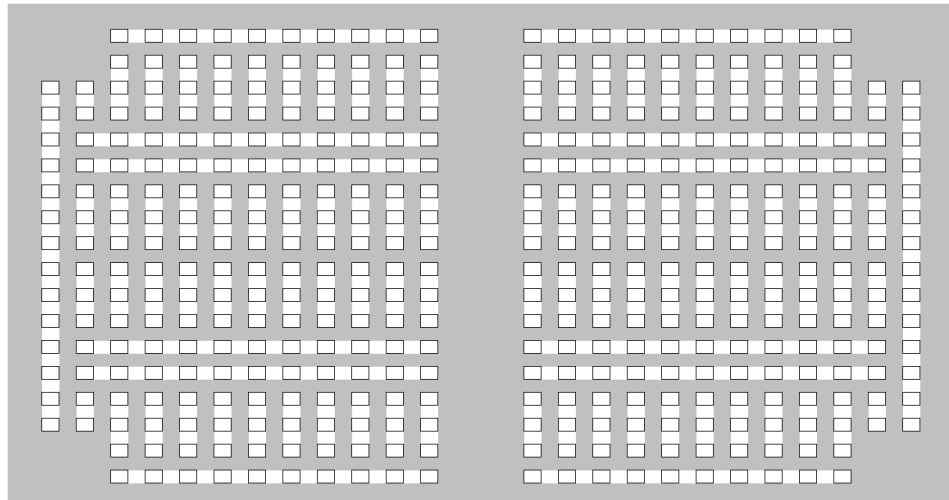
Rozpoczynamy od wprowadzenia rysunku pół lutowniczych i ścieżek połączeń do arkusza *Płytki*, czego efekt przedstawia rys. 5. Kolor szary oznacza powierzchnię laminatu, kolor biały – ścieżki metalizacji, natomiast czarne ramki – pola lutownicze (a więc jednocześnie otwory montażowe).

Do arkusza *Węzły schematu* wprowadzamy dane o połączeniach elektrycznych w obwodzie, zgodnie z rys. 3. Obwód posiada 11 węzłów elektrycznych, z czego wynika opis obwodu jak niżej.

Z1.1	C1.P	U1.14	C2.1	D1.A	D2.A	D3.A
Z1.2	C1.N	U1.7	C2.2	K1.1		
Z2.1	U1.2	U1.3				
Z2.2	U1.5	U1.6				
U1.4	U1.11	U1.12				
U1.1	R1.1					
R1.2	D1.K					
U1.13	R2.1					
R2.2	D2.K					
K1.2	R3.1					
R3.2	D3.K					



Rys. 4. Widok płytki wraz z elementami niezbędnymi do konstrukcji przykładowego układu



Rys. 5. Rysunek pół lutowniczych i fabrycznie wytworzonych połączeń w arkuszu Płytki

Tab. 5. Układ wyprowadzeń i obrysy obudów elementów wykorzystanych w przykładowym projekcie (oznaczenia końcówek elementów zgodnie z rys. 3)

Element	Układ scalony DIP-14	Przycisk miniaturowy
Obrys obudowy z umiejscowieniem wyprowadzeń		
Element	Listwa zaciskowa 2-torowa RM 5	Kondensator elektrolityczny pionowy Ø6, RM 2,5
Obrys obudowy z umiejscowieniem wyprowadzeń		
Element	Dioda elektroluminescencyjna	Kondensator ceramiczny płytkowy
Obrys obudowy z umiejscowieniem wyprowadzeń		
Element	Opornik 1/4 W montowany poziomo	Opornik 1/4 W montowany pionowo
Obrys obudowy z umiejscowieniem wyprowadzeń		

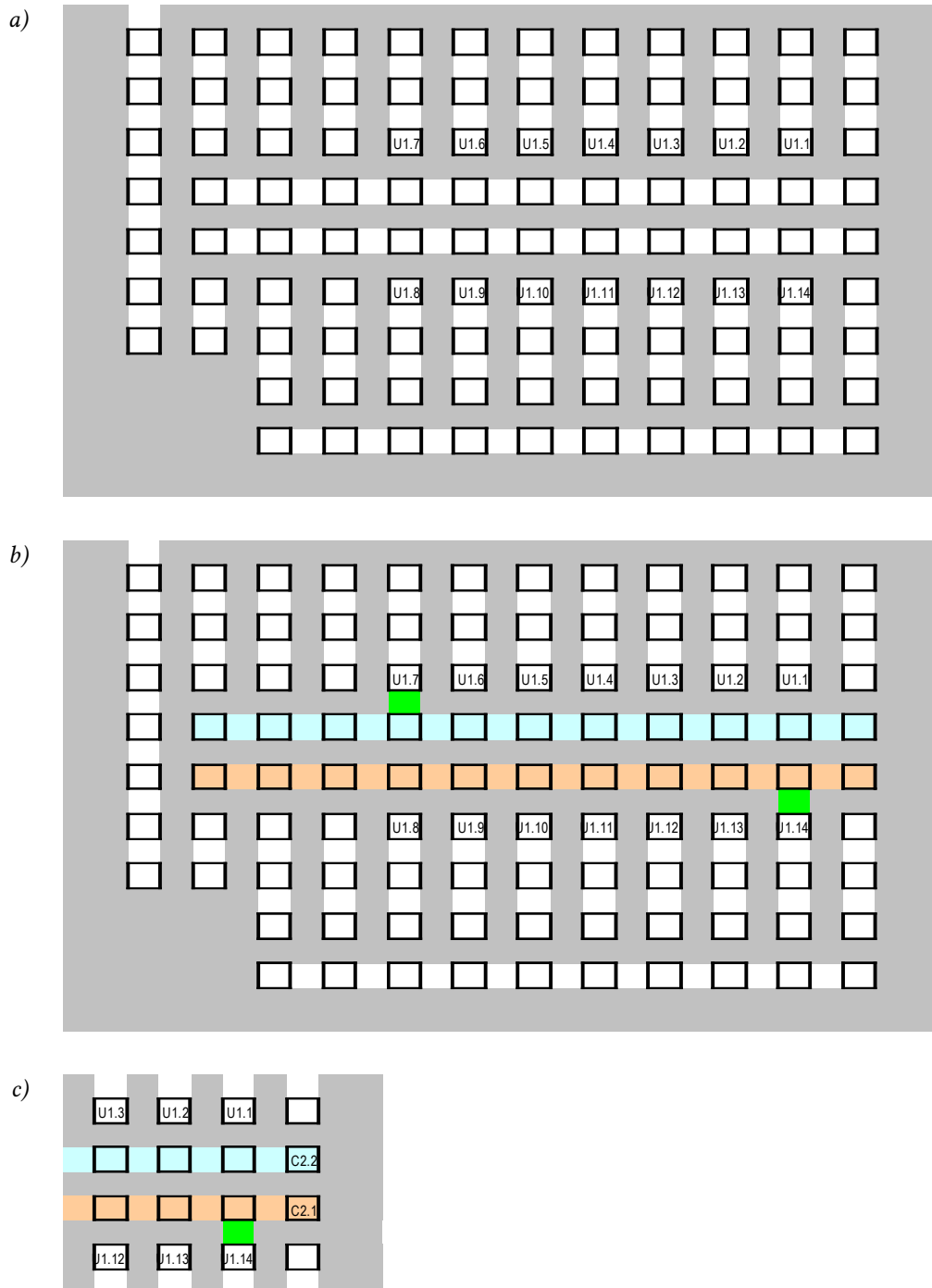
2.2.d. Rozplanowanie elementów i połączeń

Przystępujemy teraz do właściwego projektowania.

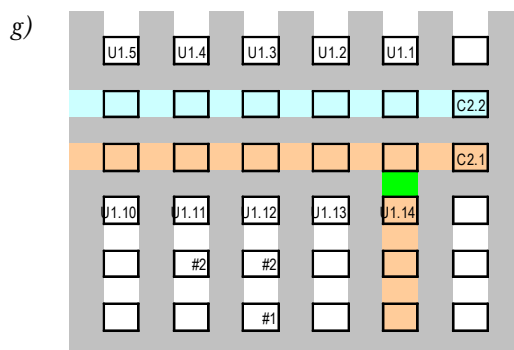
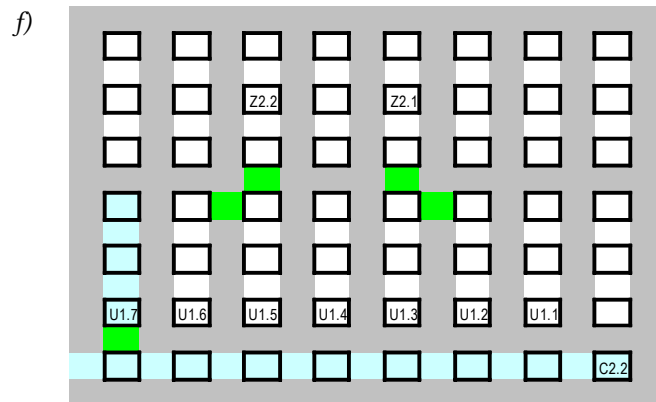
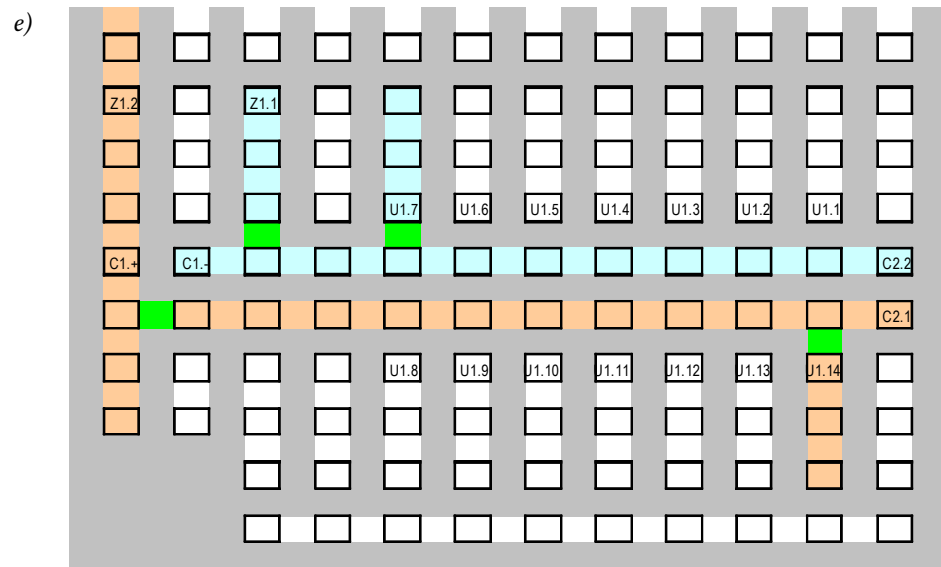
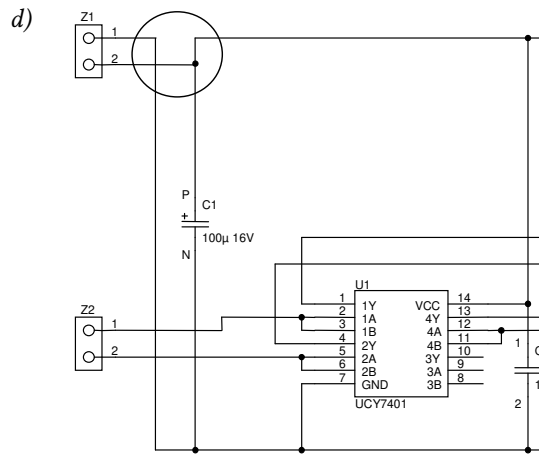
1. Rozpoczynamy od układu scalonego U_1 (por. par. 2.1.b, pkt 1). Umieścimy go wzdłuż którejś z poziomych długich ścieżek. Ponieważ ma on z lewej (na schemacie) strony przyłączone dwa sygnały wejściowe, a listwa Z_1 jest dość dużych rozmiarów, decydujemy się ulokować układ w

lewej dolnej ćwiartce płytki, tak aby powyżej (na płytce) niego zostało dość miejsca na listwę. Z kolei z prawej (na płytce) strony układu zostawiamy miejsce na kondensator odprężający C_2 . Wynik przedstawia rys. 6a.

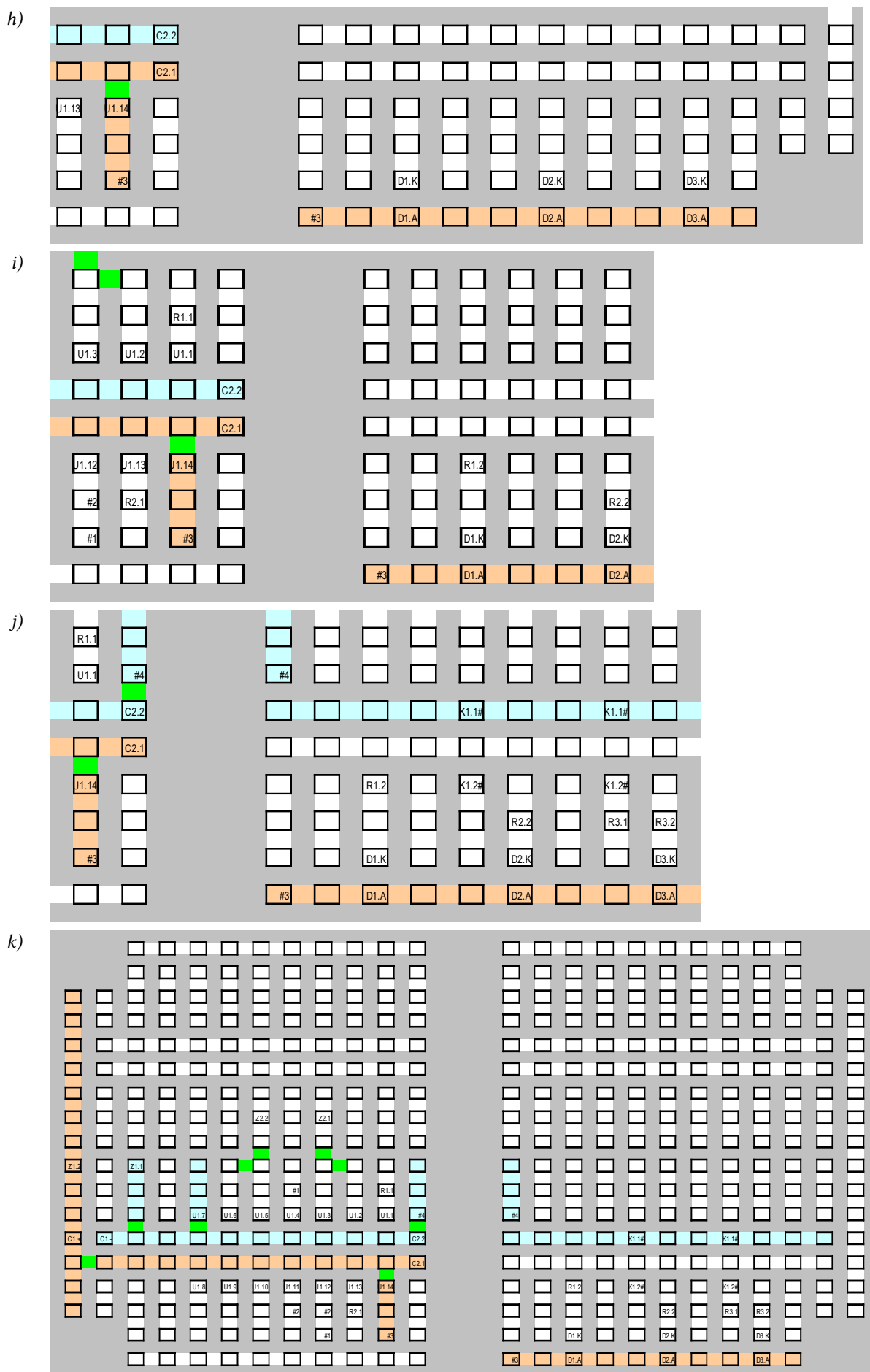
- Układ scalony narzuca wybór długich ścieżek poziomych jako ścieżek zasilania (przebiegająca przy nóżce 14 – VCC, por. par. 2.1.b, pkt 2) i masy (przebiegająca przy nóżce 7 – GND). Oznaczamy je kolorem różowym i jasnoniebieskim i łączymy z odpowiednimi nóżkami układu U_1 lutowiem po stronie druku (można uniknąć zwory, gdyż są to ścieżki sąsiednie, por. par. 2.1.b, pkt 8), co zaznaczamy kolorem zielonym. Wynik przedstawia rys. 6b.



Rys. 6. Kolejne etapy projektowania płytki



Rys. 6 (cd.) Kolejne etapy projektowania płytki



Rys. 6 (cd.) Kolejne etapy projektowania płytki

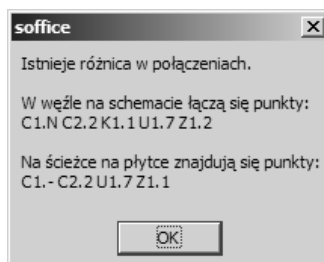
3. Między ścieżki zasilania i masy, jak najbliżej końcówki zasilania (VCC) układu U_1 (por. par. 2.1.b, pkt 4) włączamy kondensator odprężający C_2 , zwracając uwagę na przyłączenie końcówki 2 do masy, a 1 do zasilania. W przeciwnym razie automatyczna weryfikacja projektu nie powiedzie się, gdyż płytka będzie niezgodna ze schematem. Wynik przedstawia rys. 6c.
4. Z lewego końca ścieżek zasilających zostało miejsce na przyłączenie zasilania (listwę Z_1) i kondensator blokujący C_1 . Kondensator najlepiej włączyć bezpośrednio w ścieżki, gdyż wtedy nie będzie konieczności prowadzenia żadnych dodatkowych połączeń; wówczas listwę umieścimy ponad kondensatorem. Ścieżkę zasilania należy w związku z tym zagiąć do góry (do listwy), do czego wykorzystujemy boczną długą ścieżkę pionową. Natomiast ścieżkę masy zagniemy po krótkiej ścieżce. Niezbędne połączenia wykonujemy lutowiem po stronie druku. Przy okazji aktualizujemy barwne oznaczenie ścieżek masy i zasilania, kontrolując, czy nie tworzą one pętli (por. par. 2.1.b, pkt 9).

Gdyby włączyć listwę zgodnie ze schematem, tzn. masę do $Z1.2$, to listwa musiałaby być zwrócona przodem do kondensatora C_1 , co utrudniłoby mocowanie w niej przewodów (por. par. 2.1.b, pkt 14). Dlatego włączamy ją tyłem do kondensatora, co wymusza zmianę schematu elektrycznego – przyłączenie masy do $Z1.1$, a zasilania do $Z1.2$ (patrz rys. 6d, zmianę zaznaczono kółkiem). Ostateczny wynik przedstawia rys. 6e.

5. Możemy teraz umieścić na płycie listwę Z_2 , zostawiając jednak między listwą a układem scalonym miejsce na wykonanie połączeń wychodzących z końcówek 1 i 4. Zauważamy, że korzystnie będzie ulokować nóżkę $Z2.1$ na przeciw $U1.3$, a $Z2.2$ na przeciw $U1.5$, bo takie połączenia występują na schemacie elektrycznym. Zwarcia końcówek $U1.2$ z $U1.3$ oraz $U1.5$ z $U1.6$ dokonujemy za pomocą lutowia, gdyż są to ścieżki sąsiednie. Wynik przedstawia rys. 6f.
6. Wykonujemy ostatnie połączenia w otoczeniu układu scalonego: $U1.4$ z $U1.12$ za pomocą zwory, którą oznaczymy #1 oraz $U1.12$ z $U1.11$ za pomocą zwory, którą oznaczymy #2. Wynik przedstawia rys. 6g.
7. Do rozmieszczenia zostały już tylko diody i oporniki (oraz przycisk K_1 , który jednak zostawimy na koniec, kiedy będzie już znana lokalizacja związanych z nim elementów R_3 i D_3). Ponieważ wszystkie anody muszą się znaleźć na potencjale zasilania, przyłączymy je do którejś z długich ścieżek (por. par. 2.1.b, pkt 7). Wybieramy ścieżkę poziomą biegnącą skrajem prawej dolnej ćwiartki płytki, gdyż znajduje się ona stosunkowo blisko układu scalonego, a poza tym nad nią mamy dość miejsca na 3 oporniki i przycisk. Zasilanie podciągamy do tej ścieżki zworą #3 od nóżki 14 układu U_1 . Należy pamiętać, że zgodnie z tabelą każda dioda zajmuje ok. 3 odległości między polami lutowniczymi (por. par. 2.1.b, pkt 6). Wynik przedstawia rys. 6h.
8. Wyprowadzenia oporników R_1 i R_2 są oryginalnie dłuższe niż minimalne przedstawione w tab. 5. Można to wykorzystać do utworzenia bezpośrednich połączeń między katodami diod D_1 i D_2 a odpowiednimi wyjściami układu scalonego, bez użycia dodatkowych zwór (por. par. 2.1.b, pkt 5). Należy tylko unikać ich krzyżowania się z innymi elementami lub zadbać o odpowiednią odległość (w pionie), albo też zabezpieczyć wyprowadzenia rurkami izolacyjnymi. Wynik przedstawia rys. 6i.
9. Opornik R_3 wlutowujemy natomiast pionowo, aby tuż obok zmieścić przycisk K_1 . Przycisk wlutowujemy tak, aby jego drugi styk znalazł się na długiej poziomej linii. Tą linią prowadzimy połączenie w lewo, jak najbliżej istniejącej ścieżki masy, a na brakującym odcinku wstawiamy zworę #4. Z powodu zajęcia najbliższego pola lutowniczego przez końcówkę $C2.2$, zworę wstawiamy do sąsiedniego, wolnego pola i łączymy lutowiem ze ścieżką masy.
Należy zwrócić uwagę na dodanie znaku kratki „#” na końcu oznaczeń końcówek przycisku K_1 , gdyż w tym przypadku mamy do czynienia z końcówkami parami zwartymi wewnątrz elementu. Aby fakt ten został uwzględniony podczas weryfikacji projektu, obie nóżki w parze muszą mieć tę samą nazwę i nazwa ta musi być zakończona kratką (patrz załączony opis skoroszytu).
10. Na tym zakończyliśmy rozmieszczanie elementów. Efekt przedstawia rys. 6k.

2.2.e. Weryfikacja i korekta projektu

11. Sprawdzimy teraz poprawność projektu za pomocą makra *_SprawdzPolaczenia*. Weryfikacja powoduje zgłoszenie błędu:



Stwierdzamy, że między wyświetlonymi listami końcówek są 3 różnice:

- 1) na płycie znajduje się końcówka C1.-, która zgodnie ze schematem powinna się nazywać C1.N; przy tej okazji poprawić należy też oczywiście C1.+ na C1.P;
- 2) brak końcówki K1.1 na liście z płytki, co oznacza, że nie połączyliśmy jej z masą; istotnie, mylnie umieściliśmy drugą końcówkę zwory #4 – na przeciw pierwszej zamiast o jedno pole niżej; przenosimy końcówkę w poprawną lokalizację;
- 3) ścieżka, której odpowiada wyświetlona lista, łączy się z Z1.1, a ze schematu wynika, że powinna się łączyć z Z1.2; tutaj błędne są dane schematu w arkuszu *Węzły schematu*, gdyż zapomnieliśmy je uaktualnić po zamianie połączeń listwy Z₁.

Po korekcie schemat opisany jest następująco:

Z1.1	C1.N	U1.7	C2.2	K1.1		
Z1.2	C1.P	U1.14	C2.1	D1.A	D2.A	D3.A
Z2.1	U1.2	U1.3				
Z2.2	U1.5	U1.6				
U1.4	U1.11	U1.12				
U1.1	R1.1					
R1.2	D1.K					
U1.13	R2.1					
R2.2	D2.K					
K1.2	R3.1					
R3.2	D3.K					

natomiast wygląd płytki przedstawia rys. 8.

12. Ponawiamy weryfikację. Tym razem błąd dotyczy końcówek jak niżej.

Schemat:	U1.11	U1.12	U1.4
Płytki:	U1.10		

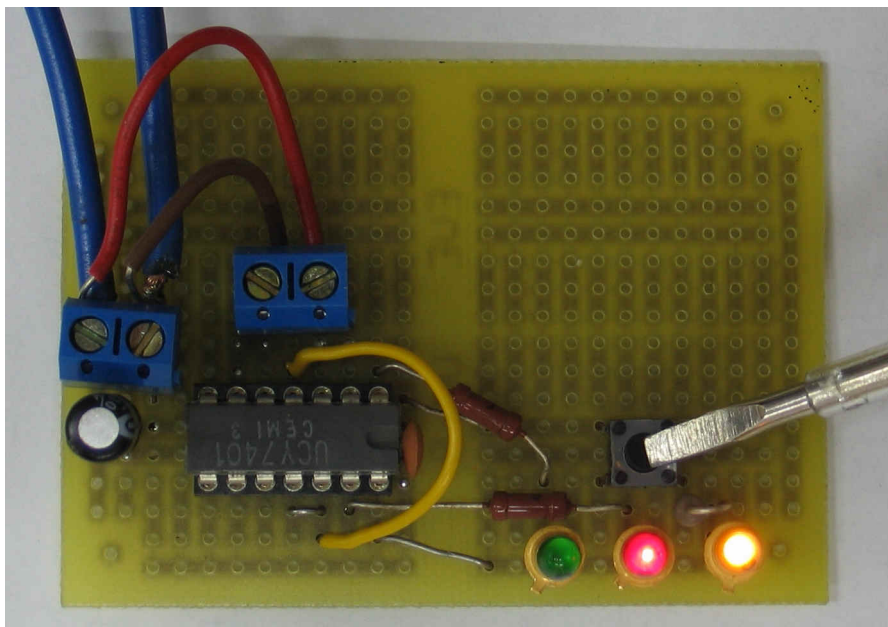
Sprawdzamy samotną końcówkę U1.10, która pojawiła się na liście z płytki i stwierdzamy, że istotnie, powinna ona być wisząca. Podobnie końcówki U1.9 i U1.8. Okazuje się jednak, że nie uwzględniliśmy tego sporządzając listę węzłów. Należy więc wprowadzić do arkusza *Węzły schematu* trzy dodatkowe węzły, przy czym do każdego z nich należeć będzie tylko jedna końcówka. Zawartość arkusza jest teraz następująca:

Z1.1	C1.N	U1.7	C2.2	K1.1		
Z1.2	C1.P	U1.14	C2.1	D1.A	D2.A	D3.A
Z2.1	U1.2	U1.3				
Z2.2	U1.5	U1.6				
U1.4	U1.11	U1.12				
U1.1	R1.1					
R1.2	D1.K					
U1.13	R2.1					
R2.2	D2.K					
K1.2	R3.1					
R3.2	D3.K					

U1.8
U1.9
U1.10

13. Ponawiamy weryfikację. Obecnie wynik jest pozytywny, co oznacza, że połączenia zaplanowane na płytce odpowiadają połączeniom spisany z schematu do arkusza *Węzły schematu*.

Rys. 7 przedstawia działający układ zmontowany zgodnie z rys. 8. Oryginał tego układu można obejrzeć w laboratorium, podobnie jak przykładowy układ przetwornicy projektowany w niniejszym ćwiczeniu.



Rys. 7. Zmontowany i działający układ przykładowy



Rys. 8. Ostateczna topografia płytki w przykładowym projekcie

B

Wprowadzenie do ćwiczenia

3. Cel i przebieg ćwiczenia

Celem niniejszego ćwiczenia jest zapoznanie z podstawowymi zagadnieniami związanymi z projektowaniem i konstrukcją układów elektronicznych mocy o działaniu łącznikowym. Przedmiotem projektu będzie przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie, w której w roli łączników półprzewodnikowych wykorzystane zostaną tranzystor MOSFET i dioda Schottky'ego.

Projekt będzie realizowany zgodnie ze ścieżką pracy inżyniera przedstawioną na rys. 9 z zastrzeżeniem, że:

- idea układu (pkt 1) jest określona z góry;
- wykorzystane zostaną parametry elementów zmierzone przez ich producentów i podane w dokumentacji technicznej (pkt 4);
- użyte zostaną gotowe, uniwersalne i uproszczone modele elementów (pkt 5).

Ćwiczenie pozwoli poznać się z podstawami projektowania układów sterowania przyrządów półprzewodnikowych mocy działających na zasadzie zmiany szerokości impulsów. Zapoznaje ono również z zasadami projektowania układów na płytkach uniwersalnych, montażu układów elektronicznych (w technice przewlekanej) oraz postępowania podczas ich uruchamiania i testowania.

4. Przetwornice prądu stałego

4.1. Przekształtniki DC-DC

4.1.a. Obszar zastosowań

Układem konstruowanym w tym ćwiczeniu 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.

4.1.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.

4.2. Układy o działaniu ciągłym

4.2.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. 10a). Pod względem topologii jest to więc układ identyczny jak elektromechaniczny przekształtnik AC-AC (ćwiczenie 2U).

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

$$U_o = U_i \frac{R_L}{R_p + R_L} = U_i \left(1 + \frac{R_p}{R_L}\right)^{-1} \quad (4.1)$$

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

$$K_U = \frac{\Delta U_o}{U_i} \quad (4.2)$$

W rozważanym przypadku

$$K_U = \left(1 + \frac{R_p}{R_L}\right)^{-1} \quad (4.3)$$

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 2U. Wynika to z konieczności odłożenia na oporniku całej różnicy między napięciem wejściowym a wyjściowym

$$U_c = U_i - U_o \quad (4.4)$$

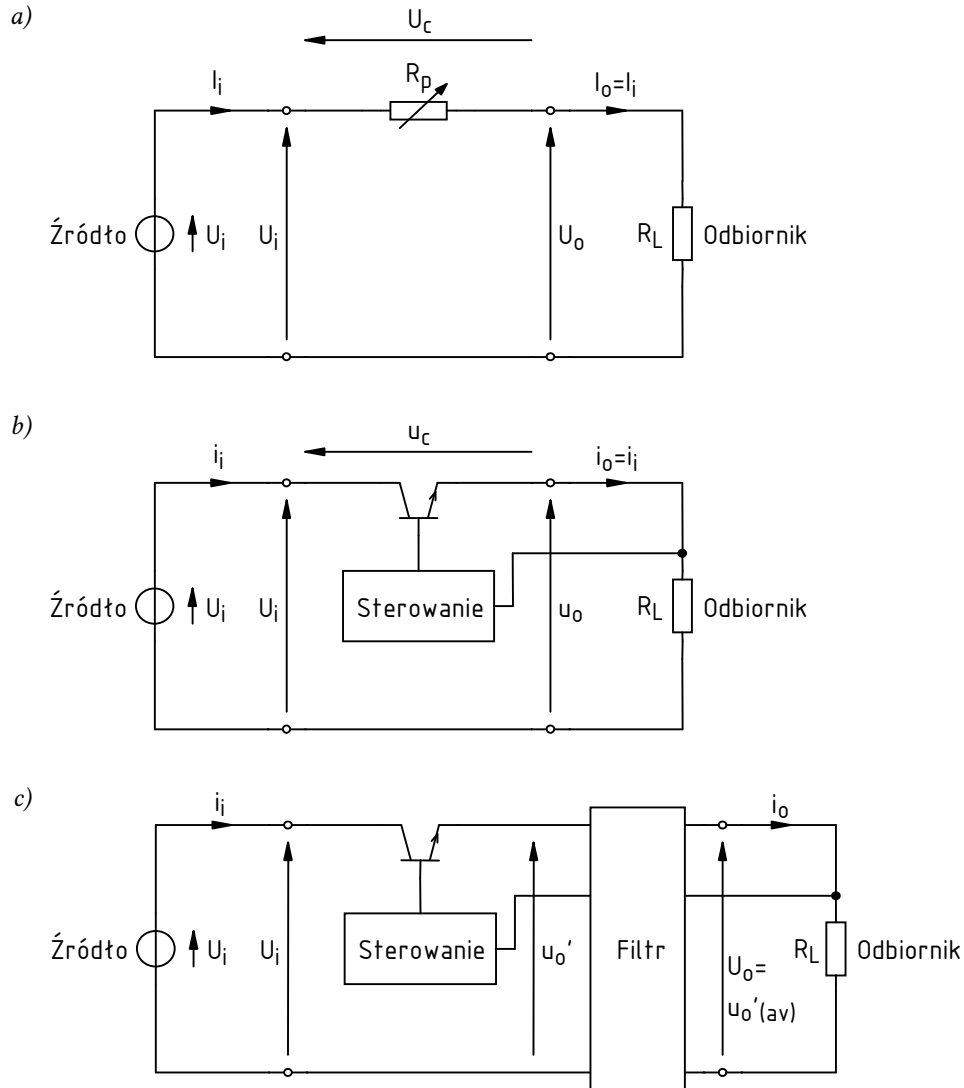
Jeżeli obciążenie (prąd wyjściowy I_o , przy czym w tym układzie $I_o = I_i$) jest znaczne, to będzie to związane z ciągłym wydzielaniem w przekształtniku (oporniku) znaczącej mocy

$$\Delta P_c = U_c I_o = (U_i - U_o) I_o \quad (4.5)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_o} = \frac{U_o}{U_i} = K_U \quad (4.6)$$

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 (4.6).



Rys. 10. Przetwarzanie energii prądu stałego: a) przekształtnik elektromechaniczny; b) przekształtnik elektroniczny; c) elektroniczny przekształtnik przelączany z uwzględnieniem filtru wyjściowego

4.2.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. 10b). 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

$$U_o = R_L I_o = R_L I_C = R_L \beta_F I_B \quad (4.7)$$

gdzie β_F jest statycznym wzmocnieniem prądowym tranzystora w układzie wspólnego emitera

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad (4.8)$$

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 (4.4). 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 (4.6). 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).

4.3. Przetwornice impulsowe

4.3.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 X_H wyższym niż spoczynkowy X_L (najczęściej równy zero), których kształt można w uproszczeniu rozważać jako prostokątny o pewnej amplitudzie X_m (patrz rys. 11).

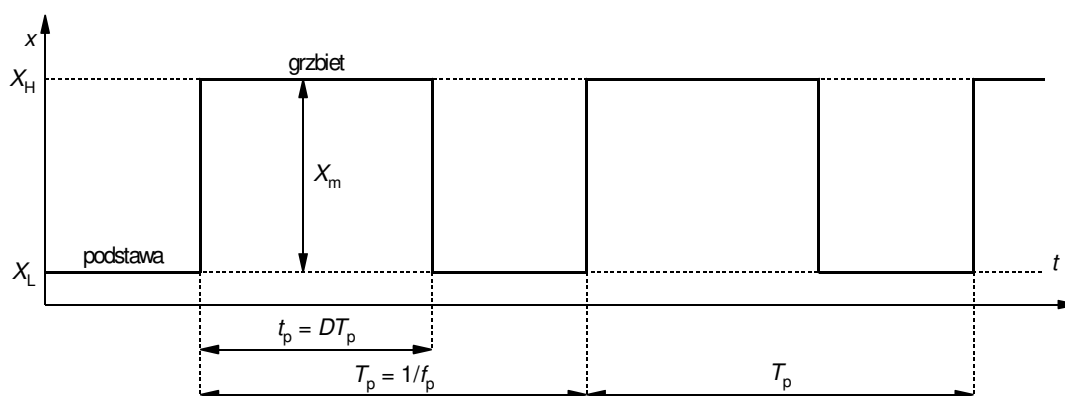
Przebieg impulsowy opisuje się za pomocą następujących parametrów:

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

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad (4.9)$$

- 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:

$$D = \frac{\Delta t_p}{T_p} \quad (4.10)$$



Rys. 11. Idealny przebieg impulsowy i jego podstawowe parametry

4.3.b. Przekształtnik elektroniczny o działaniu przełączającym

Powróćmy do rozpatrywanego przykładu przetwarzania energii elektrycznej. Zasadniczo topologia przekształtnika pozostaje niezmienną (rys. 10b). 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*):

$$f_s = \frac{1}{T_s} = f_p \quad (4.11)$$

Założmy, że częstotliwość przełączania jest stała i wynosi $f_s = f_p = 100$ kHz. Wówczas okres $T_s = 10 \mu\text{s}$. Niech współczynnik wypełnienia wynosi $D = 0,5$, stąd $t_p = 0,5 \cdot T_p = 5 \mu\text{s}$ (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 $U_{\text{on}} = 1$ V, prąd w stanie wyłączenia $I_{\text{off}} = 0$, czas narastania i czas opadania (prądu głównego) $t_{r(\text{sw})} = t_{f(\text{sw})} = 0,5 \mu\text{s}$. 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, 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).

Przebiegi w układzie z rys. 10b w obu przypadkach sterowania – ciągłego i impulsowego, przedstawiono na rys. 12. 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 4.2.b). W drugim przypadku prąd i_B ma przebieg impulsowy i **dzieli okres przełączania na dwa takty**:

- 1) tranzystor załączony – wówczas $u_c = U_{\text{on}} = 1$ V (zgodnie z założeniem), więc $u_o = U_i - U_{\text{on}} = 19$ V, zaś w obwodzie płynie prąd $i_o = u_o/R_L = 1,9$ A. Przepływ tego prądu powoduje rozpraszanie w tranzystorze mocy o wartości $\Delta p_c = U_{\text{on}} i_o = 1,9$ W;
- 2) tranzystor wyłączony – wówczas $i_o = I_{\text{off}} = 0$ (zgodnie z poczynionym wyżej założeniem, prawie zawsze uprawnionym), a więc również $u_o = R_L i_o = 0$ (do wartości tej wrócimy w paragrafie 4.3.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 W wydzielanych tylko przez połowę czasu.

4.3.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 6P):

- moc chwilowa Δp_c jako iloczyn prądu i_o i napięcia u_c mieć będzie kształt wycinka paraboli o wartości maksymalnej $U_{\text{off}} I_{\text{on}}/4$ (zob. rys. 12);
- 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 wyłączania.

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

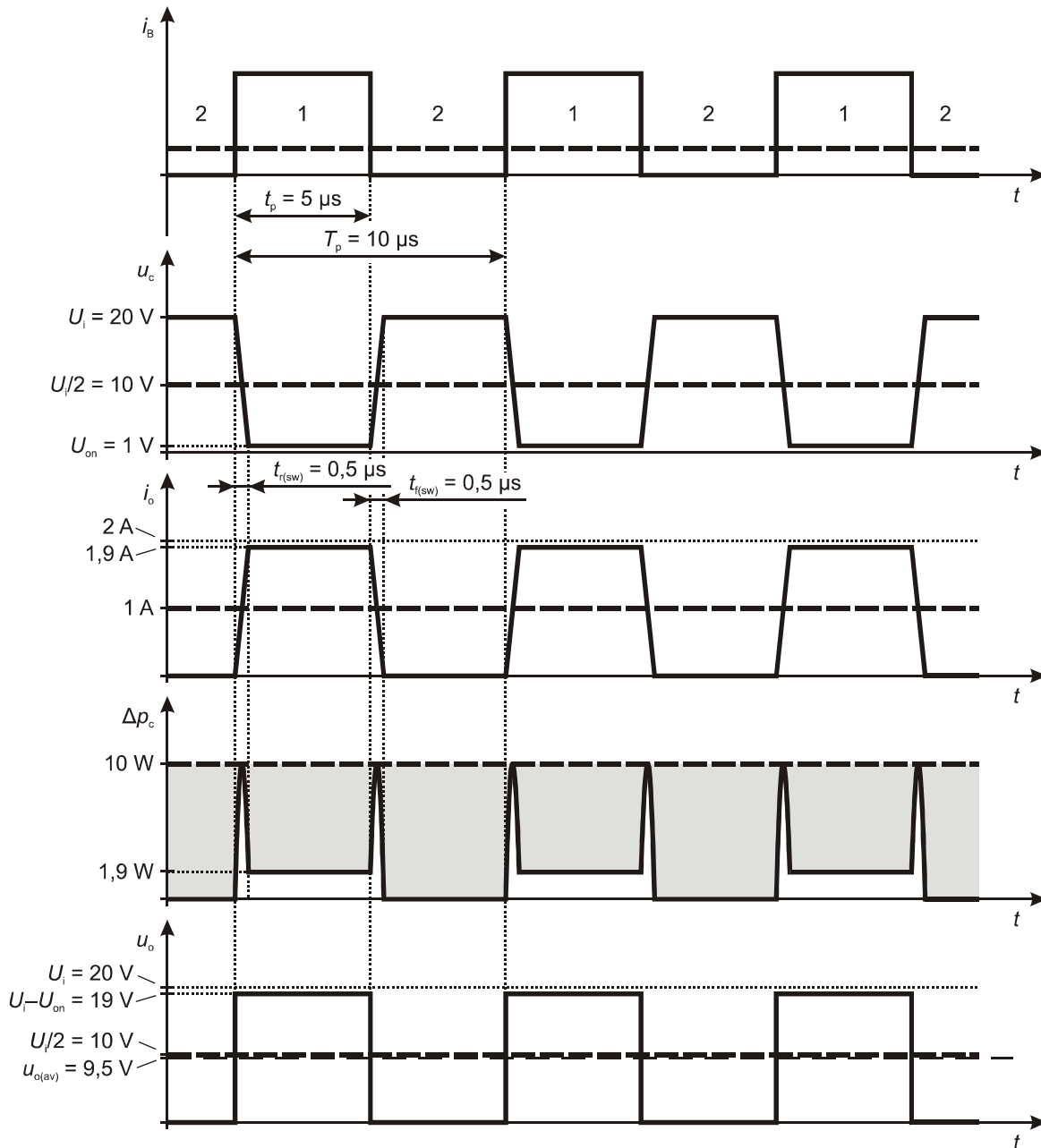
Przy założonych wyżej wartościach liczbowych otrzymujemy:

- 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)

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



Rys. 12. Przebiegi wielkości elektrycznych w układzie przetwornicy obniżającej przy założeniu: $U_i = 20 \text{ V}$, $U_o = 10 \text{ V}$, $R_L = 10 \Omega$, $f_p = 100 \text{ kHz}$, $U_{on} = 1 \text{ V}$, $t_{r(sw)} = t_{f(sw)} = 0,5 \mu\text{s}$ (w przypadku przebiegu u_o czasy te zaniedbano): linia kreskowa – układ o działaniu ciągłym; linia ciągła – układ o działaniu przelączającym (sterowanie impulsowe)

3° stąd moc czynna strat statycznych

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

4° dla stanu załączania energia tracona

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

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 (w stosunku do układu o działaniu ciągłym) 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. 12. 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

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

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).

4.3.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

$$u_{o(\text{av})} = \frac{0 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s} + 19 \text{ V} \cdot 5 \mu\text{s}}{10 \mu\text{s}} = 9,5 \text{ V} \quad (4.12)$$

(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) $U_o = 10$ V (patrz rys. 12). 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 μ s), 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 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 filtra przedstawiono na rys. 10c. 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. 12) 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 4.1.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.

5. Przetwornica prądu stałego obniżająca napięcie

5.1. Topologia i elementy układu

5.1.a. Układ wyjściowy

W podrozdziale 4.3 i na rys. 10c 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**.

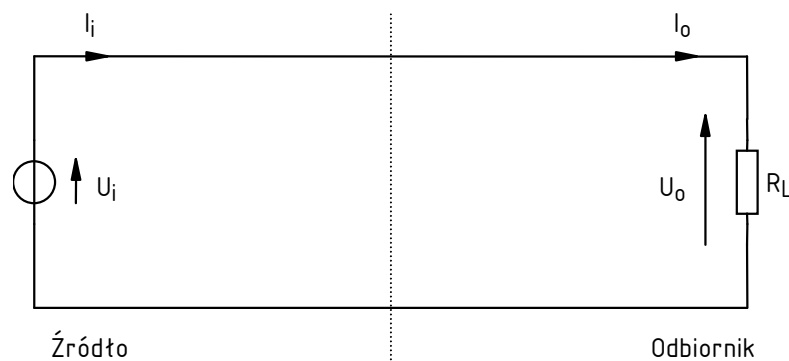
Zacznijmy od narysowania układu bez przekształtnika. Na razie składa się on ze źródła napięcia stałego o pewnej wartości U_i oraz odbiornika, który obciąża układ pewnym prądem I_o (rys. 13). Ponieważ brak jest przekształtnika, więc

$$U_o = U_i \quad (5.1)$$

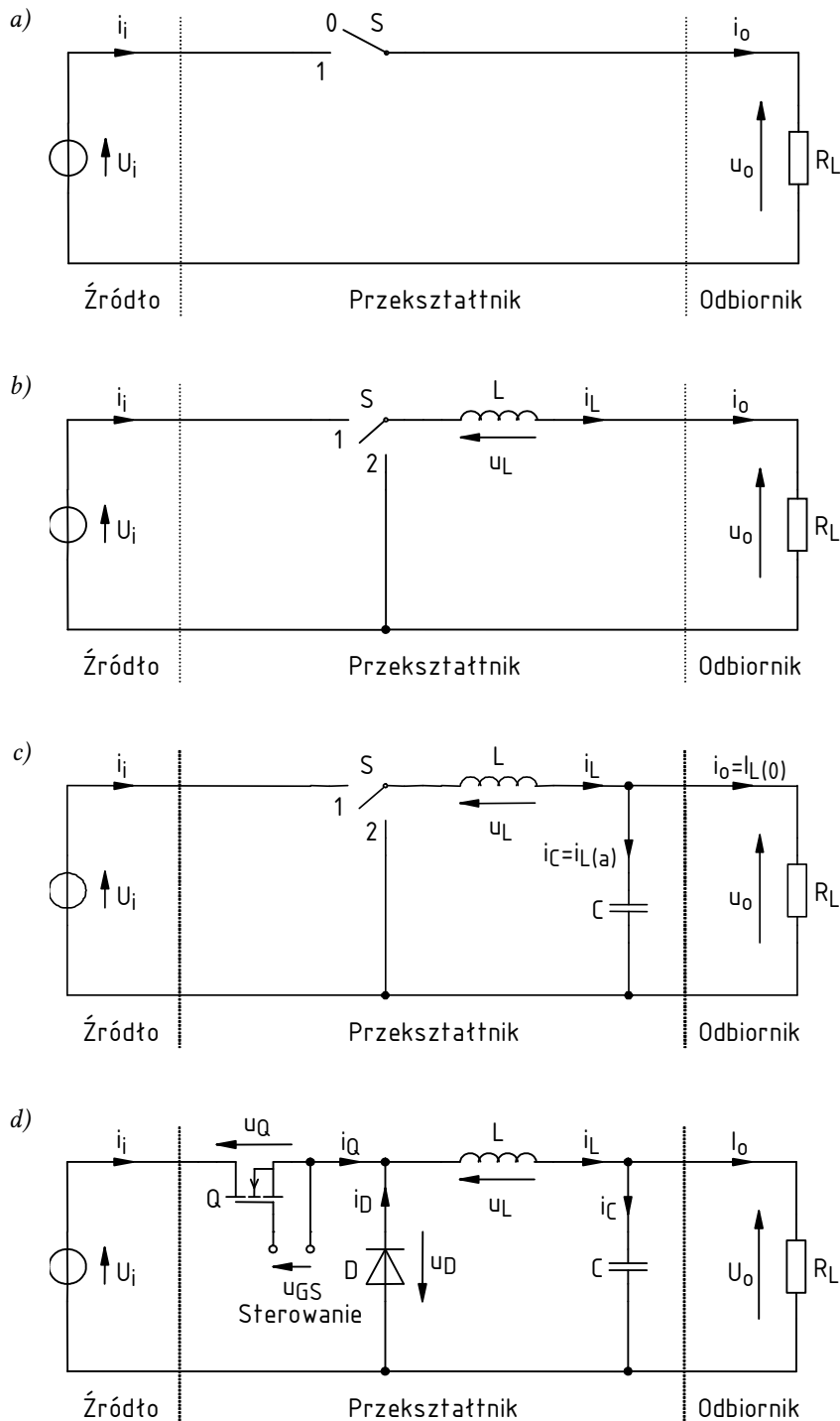
$$I_o = I_i \quad (5.2)$$

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

$$R_L = \frac{U_o}{I_o} \quad (5.3)$$



Rys. 13. Źródło i odbiornik rozpatrywanego układu przekształcania energii elektrycznej



Rys. 14. 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. Jest on stosowany najczęściej ze względu na łatwość analizy. Niemniej należy sobie zdawać sprawę, że większą część rzeczywistych aplikacji lepiej 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.

5.1.b. Zmniejszenie wartości średniej napięcia wyjściowego

W paragrafie 4.3.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. 13 uzupełniony o taki łącznik S – włączony szeregowo, analogicznie do rys. 10b – przedstawia rys. 14a.

Uproszczony przebieg napięcia wyjściowego u_o w tym układzie przedstawiono na rys. 16. Funkcja S oznacza bieżące położenie łącznika zgodnie z rys. 14a. Napięcie wejściowe U_i jest oczywiście stałe, natomiast prąd wyjściowy i_o – proporcjonalny do napięcia u_o zgodnie z prawem Ohma (5.3).

Jak zauważyliśmy w paragrafie 4.3.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. 15a), wobec tego napięcie wyjściowe wynosi

$$u_o = U_i \quad (5.4)$$

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. 15b), wobec tego w obwodzie nie płynie prąd:

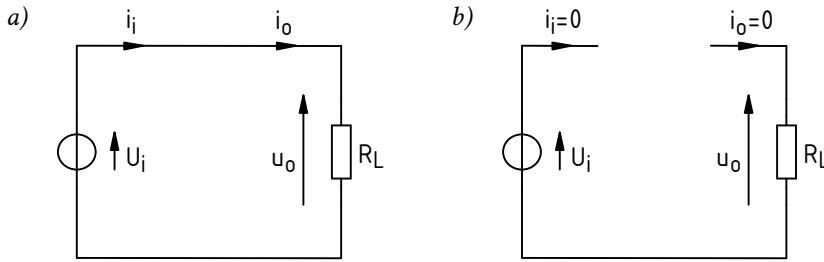
$$i_o = 0 \quad (5.5)$$

stąd z prawa Ohma (5.3)

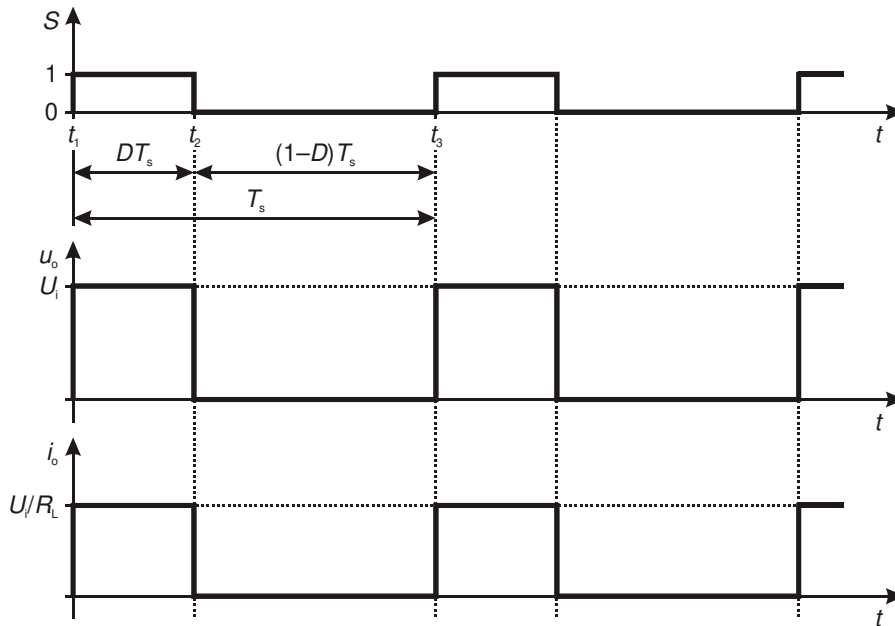
$$u_o = i_o R_L = 0 \quad (5.6)$$

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

$$\begin{aligned} u_{o(av)} &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_o dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_3} u_o dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_1}^{t_2} u_o dt + \int_{t_2}^{t_3} u_o dt \right) = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_1}^{t_2} U_i dt + \int_{t_2}^{t_3} 0 dt \right) = \\ &= \frac{1}{T_s} \left(U_i \int_{t_1}^{t_2} dt + 0 \int_{t_2}^{t_3} dt \right) = \frac{1}{T_s} [U_i \cdot (t_2 - t_1) + 0 \cdot (t_3 - t_2)] = \frac{1}{T_s} \cdot U_i \cdot DT_s = DU_i \end{aligned} \quad (5.7)$$



Rys. 15. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14a: a) w takcie 1; b) w takcie 2



Rys. 16. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14a

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').

5.1.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

$$p = \frac{dW}{dt} \quad (5.8)$$

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

$$W_L = \frac{Li_L^2}{2} \quad (5.9)$$

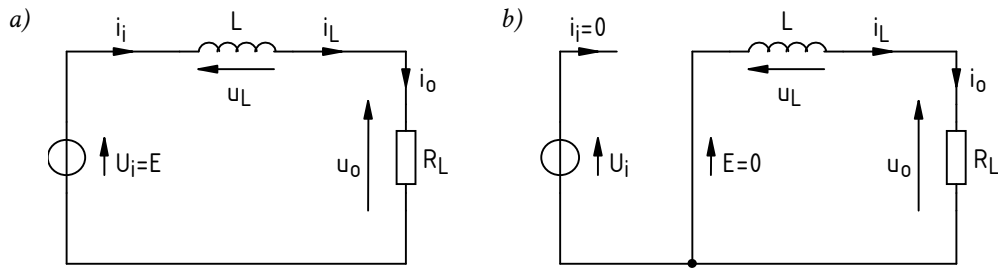
gdzie L – indukcyjność cewki, i_L – natężenie prądu cewki. Tym samym **z zasady zachowania energii wynika ciągłość prądu w cewce – nie może się on zmieniać skokowo.**

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. 14b.

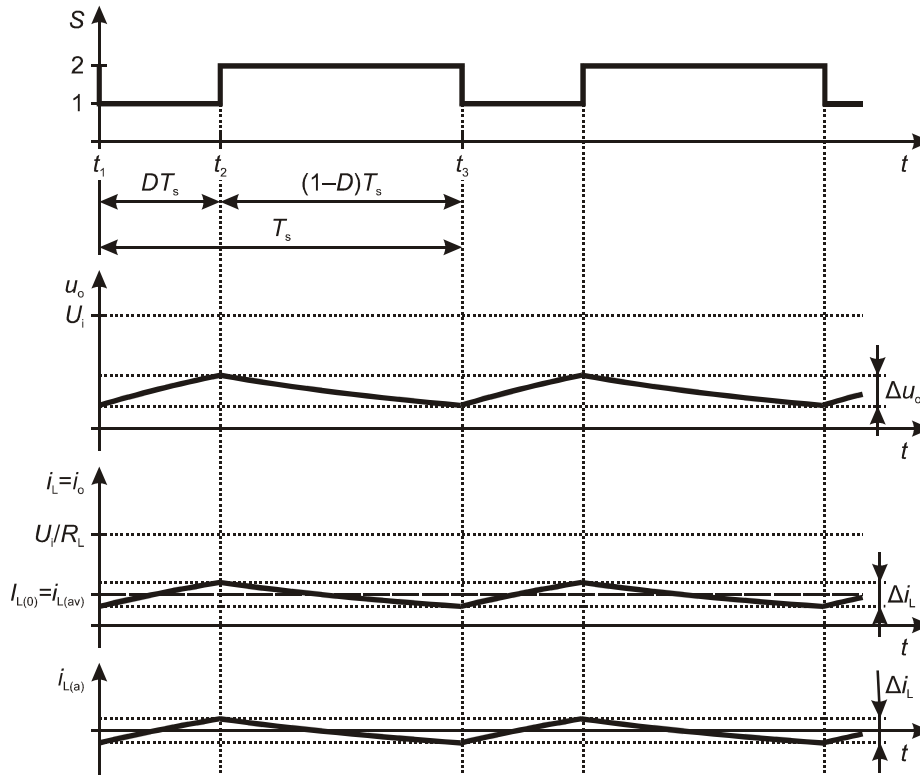
Skoro jednak prąd ma płynąć przez cewkę nieprzerwanie, to należy wytworzyć dlań ścieżkę na czas, gdy łącznik nie znajduje się w pozycji 1 (od chwili t_2). W tym celu do obwodu została wprowadzona dodatkowa gałąź, przez którą prąd cewki i odbiornika i_o powinien płynąć w taktie 2. Do przełączenia prądu 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. 14b – jego dwie pozycje oznaczono jako „1” (jak poprzednio – w taktie 1) i „2” (w taktie 2). Działanie łącznika powoduje okresową zmianę topologii układu w sposób przedstawiony na rys. 17.



Rys. 17. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14b: a) w takcie 1; b) w takcie 2



Rys. 18. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14b

5.1.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

$$E = u_L + u_o \quad (5.10)$$

gdzie u_L jest napięciem na cewce, zaś E – napięciem wymuszającym, które w takcie 1 wynosi U_i (rys. 17a) zaś w takcie 2 wynosi 0 (zwarcie, równoważne źródłu zerowemu – rys. 17b). Podstawiając prawo Ohma (5.3) i równanie cewki

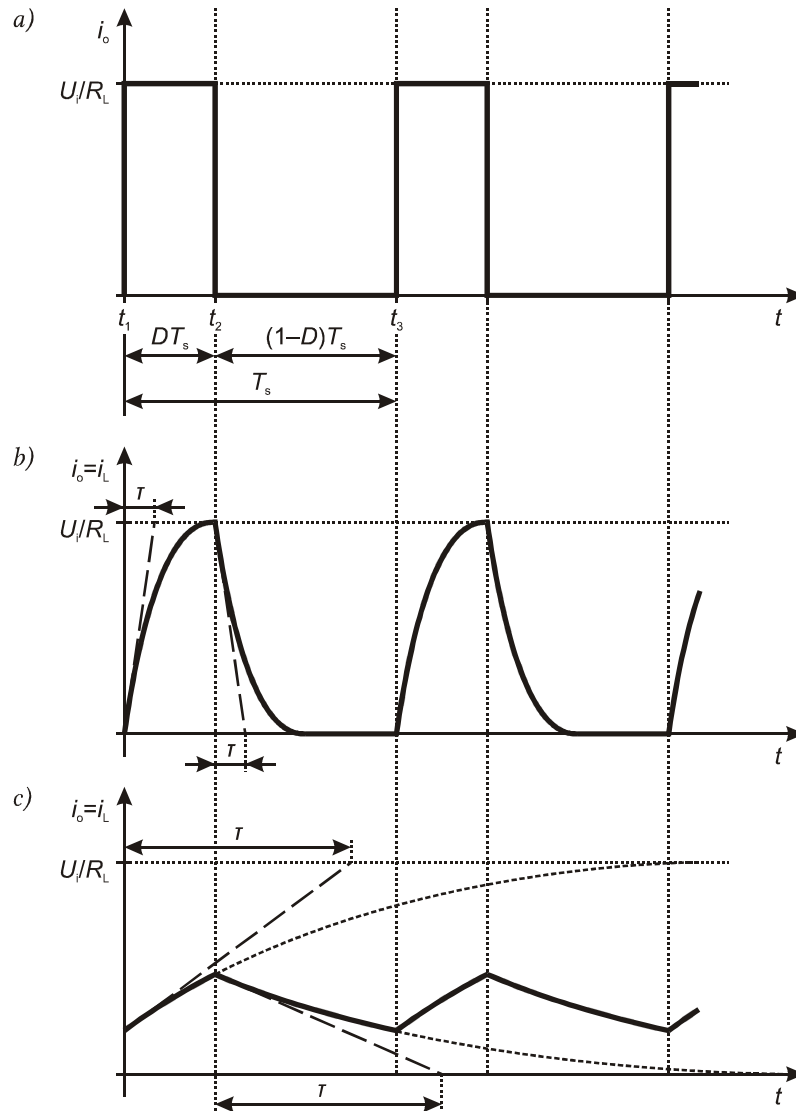
$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.11)$$

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

$$R_L i_o + L \frac{di_o}{dt} - E = 0 \quad (5.12)$$

Stosując dowolną metodę rozwiązywania równań różniczkowych dochodzi się do rozwiązania

$$i_o(t) = i_o(t_0) + \left(\frac{E}{R_L} - i_o(t_0) \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \right) \quad (5.13)$$



Rys. 19. Przebieg prądu wyjściowego w układach z rys. 14: a) brak dławika (rys. 14a); b) dławik (rys. 14b) 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

$$\tau = \frac{L}{R_L} \quad (5.14)$$

chwila t_0 oznacza zaś początek danego taktu pracy, a więc odpowiednio t_1 lub t_2 . Przeanalizujemy wyniki zastosowania wzoru (5.13) 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 taktie w obwodzie obecne jest źródło $E = U_i$ (rys. 17a). Równanie (5.13) w tym przypadku prowadzi do

$$i_o(t) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \right) \quad (5.15)$$

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

$$i_o(t_1) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1-t_1}{\tau}} \right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - e^0) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - 1) = 0 \quad (5.16)$$

co zgadza się z założeniem, oraz

$$\begin{aligned} i_o(\infty) &= \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\infty-t_1}{\tau}} \right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - e^{-\infty}) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{1}{e^\infty} \right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{1}{\infty} \right) = \\ &= \frac{U_i}{R_L} \cdot (1 - 0) = \frac{U_i}{R_L} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Prąd zmienia się więc wykładniczo (zależność postaci e^t), narastając od 0 do U_i/R_L . Zobrazowano to na rys. 19b przy założeniu, że do końca taktu 1 prąd zdąży się ustalić, co oznacza, że $i_o(t_2) \approx i_o(\infty)$.

- 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 (5.13) uzyskujemy więc

$$i_o(t) = \frac{U_i}{R_L} - \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot \left(1 - 1 + e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \right) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \quad (5.18)$$

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

$$i_o(t_2) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{t_2-t_2}{\tau}} = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^0 = \frac{U_i}{R_L} \cdot 1 = \frac{U_i}{R_L} \quad (5.19)$$

co zgadza się z założeniem, oraz

$$i_o(\infty) = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\frac{\infty-t_2}{\tau}} = \frac{U_i}{R_L} \cdot e^{-\infty} = \frac{U_i}{R_L} \cdot 0 = 0 \quad (5.20)$$

Prąd zmienia się więc wykładniczo, opadając od U_i/R_L do 0. Zobrazowano to na rys. 19b 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 (5.14) 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. 19c, 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. 19c można w uproszczeniu sformułować jako

$$4\tau > T_s \quad (5.21)$$

gdzie liczba 4 jest zaokrągleniem w dół wartości 4,6 uzasadnionej wyżej. Stąd, podstawiając (5.14),

$$L > \frac{R_L}{4f_s} \quad (5.22)$$

Ponieważ prąd dławika płynie również przez rezystancję odbiornika R_L , więc prąd i_o ma także kształt zgodny z rys. 19c. Zgodnie z prawem Ohma (5.3), na odbiorniku odkłada się proporcjonalne do tego prądu napięcie u_o – o takim samym kształcie, co pokazano na rys. 18.

5.1.e. Zmniejszenie tętnienia napięcia za pomocą kondensatora

Wprowadzając do obwodu dławik **osiągnęliśmy wprowadzić ciągłość dostarczania energii do odbiornika, ale nie stałość napięcia** u_o na nim. Poziom tętnienia tego napięcia Δu_o (rys. 18) 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 5.1.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

$$W_C = \frac{Cu_C^2}{2} \quad (5.23)$$

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. 14c.

5.1.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. 14c)

$$i_L = i_C + i_o \quad (5.24)$$

Spróbujemy teraz przewidzieć, jak konkretnie wygląda ten podział. W tym celu konieczne jest ponowne odwołanie się do rys. 18 i wydzielenie w prądzie dławika i_L dwóch składowych: stałej $I_{L(0)}$ i przemiennej $i_{L(a)}$, przy czym

$$i_L = I_{L(0)} + i_{L(a)} \quad (5.25)$$

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. 18). W konsekwencji składową zmienną można wyrazić jako

$$i_{L(a)} = i_L - I_{L(0)} = i_L - i_{L(av)} \quad (5.26)$$

Jest to więc przebieg i_L przesunięty o swoją wartość średnią w dół (por. rys. 18). 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

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (5.27)$$

Dla $f \rightarrow 0$ mamy $|Z_C| \rightarrow \infty$, co oznacza, że dla składowej stałej kondensator stanowi rozwarcię; 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 (5.27) 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

$$\begin{aligned} I_{C(f)} &= I_{L(f)} \frac{R_L}{|Z_C(f)| + R_L} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{|Z_C(f)|}{R_L}} \\ I_{o(f)} &= I_{L(f)} \frac{|Z_C(f)|}{|Z_C(f)| + R_L} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{|Z_C(f)|}} \end{aligned} \quad (5.28)$$

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 przemiennnej. Wówczas prąd odbiornika i_o będzie prądem stałym, a w konsekwencji – zgodnie z prawem Ohma (5.3) – napięcie na odbiorniku u_o będzie również stałe. Byłby to oczywiście przypadek idealny; w rzeczywistości składowej przemiennnej nie da się całkowicie wyeliminować, jednak można ją znacząco zmniejszyć w stosunku do układu z rys. 14b.

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

$$\begin{aligned} I_{C(0)} &= 0 \\ I_{o(0)} &= I_{L(0)} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Wynik ten można również uzyskać podstawiając (5.27) wraz z $f = 0$ do (5.28). W jaki sposób można przekierować całą składową przemienną do kondensatora? Z zależności (5.28) wynika, że warunkiem tego jest

$$|Z_C(f)| \ll R_L \Leftrightarrow \frac{|Z_C(f)|}{R_L} \ll 1 \quad (5.30)$$

gdym wówczas

$$I_{C(f)} = I_{L(f)} \frac{1}{1 + \frac{|Z_C(f)|}{R_L}} \approx I_{L(f)} \frac{1}{1} = I_{L(f)} \quad (5.31)$$

Impedancja kondensatora Z_C jest jednak funkcją częstotliwości. Składowa przemienna prądu dławika $i_{L(a)}$ ma kształt w przybliżeniu trójkątny (patrz rys. 18). Jak wykazuje analiza Fouriera, przebieg trójkątny można przedstawić jako sumę przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości f_s i jej nieparzystych wielokrotnościach. Jeżeli więc warunek (5.30) będzie spełniony dla częstotliwości f_s , to będzie on także spełniony dla całej składowej przemienną prądu dławika. Bowiern 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 (5.27), uzyskujemy warunek (5.30) w postaci

$$C \gg \frac{1}{2\pi f_s R_L} \quad (5.32)$$

Podsumujmy:

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

$$\begin{aligned} I_{C(0)} &= 0 \\ I_{o(0)} &= I_{L(0)} \end{aligned} \quad (5.33)$$

- 2° jeżeli pojemność kondensatora jest odpowiednio duża – spełnia warunek (5.32) – to składowa przemienna prądu dławika praktycznie w całości popłynie przez kondensator, a więc nie przez odbiornik:

$$\begin{aligned} i_{C(a)} &\approx i_{L(a)} \\ i_{o(a)} &\approx 0 \end{aligned} \quad (5.34)$$

Ostatecznie

$$\begin{aligned} i_C &= I_{C(0)} + i_{C(a)} \approx i_{L(a)} \\ i_o &= I_{o(0)} + i_{o(a)} \approx I_{L(0)} \end{aligned} \quad (5.35)$$

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

5.2. Działanie układu przetwornicy obniżającej

5.2.a. Napięcie wyjściowe w układzie z kondensatorem

Założmy, że kondensator w układzie z rys. 14c ma odpowiednio dużą pojemność, spełniającą nierówność (5.32). Wówczas, zgodnie z prawem Ohma (5.3), **napięcie wyjściowe można uznać za stałe, równe**

$$u_o = i_o R_L \approx I_{L(0)} R_L = U_o \quad (5.36)$$

Wobec powyższego, **w obu taktach na dławiku wymuszane jest stałe napięcie** o wartościach wynikających z napięciowego prawa Kirchhoffa (patrz rys. 20 i 21):

1) w takcie 1

$$u_{L1} = U_i - U_o \quad (5.37)$$

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

$$u_{L2} = -U_o \quad (5.38)$$

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

$$W_L(t) = W_L(t + T_s) \quad (5.39)$$

Dla ustalenia uwagi rozpatrzmy dotychczas rozważany konkretny okres pracy zaczynający się w chwili t_1 oraz skorzystajmy z zależności (5.9). Dostajemy

$$W_L(t_1) = W_L(t_3) \quad (5.40)$$

$$\frac{Li_L^2(t_1)}{2} = \frac{Li_L^2(t_3)}{2} \quad (5.41)$$

$$i_L(t_1) = i_L(t_3) \quad (5.42)$$

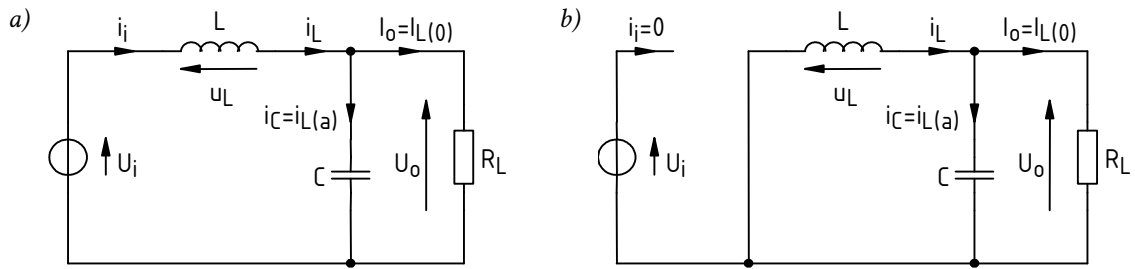
Uzyskany wynik oznacza, że **na koniec taktu 2 prąd musi wrócić do wartości, którą miał na początku taktu 1**. Tym samym, w ciągu taktu 2 musi opaść o taką samą wartość Δi_L , o jaką wzrósł w ciągu taktu 2:

$$(\Delta i)_2 = -(\Delta i)_1 \quad (5.43)$$

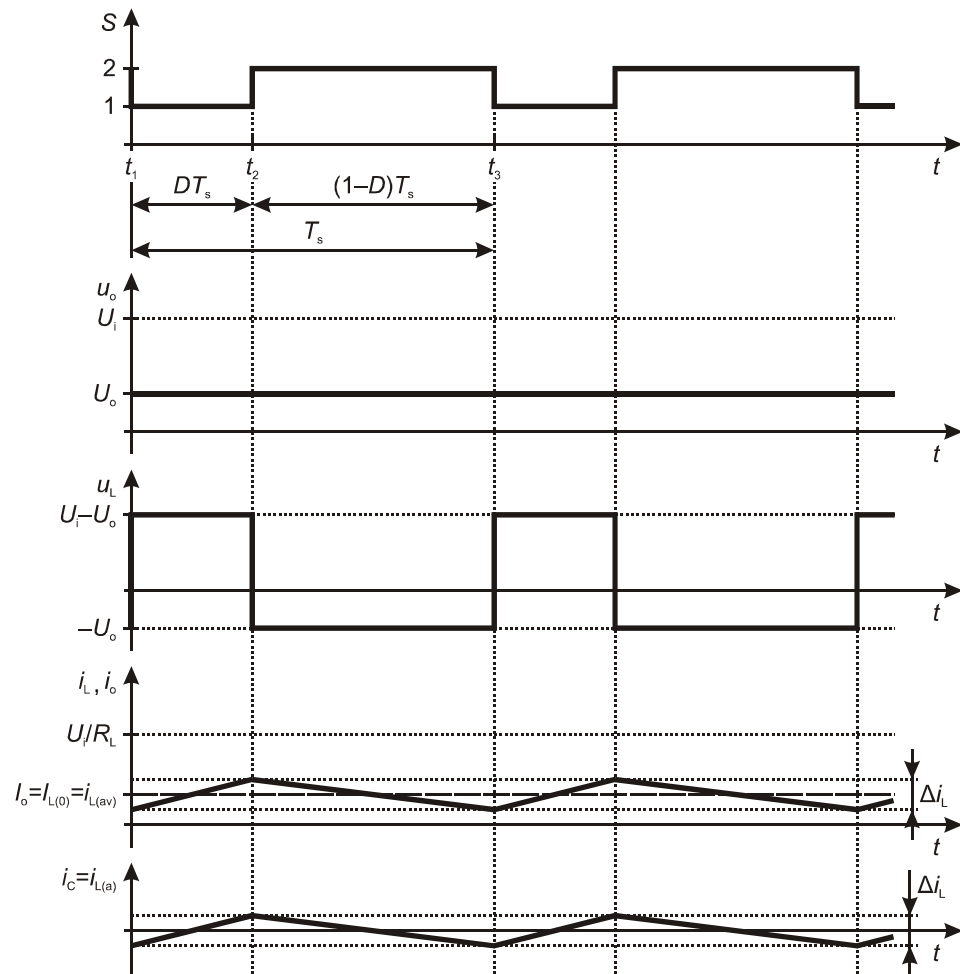
Zmiany prądu można uzależnić od występujących w układzie napięć korzystając z równania cewki (5.11). Zapiszmy je dla każdego z taktów:

$$u_{L1} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right)_1 \quad (5.44)$$

$$u_{L2} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right)_2 \quad (5.45)$$



Rys. 20. Zredukowana topologia obwodu z rys. 14c: a) w takcie 1; b) w takcie 2



Rys. 21. Przebiegi napięć i prądów w układzie z rys. 14c

i podstawmy zależności (5.37) i (5.38):

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_1 = \frac{U_i - U_o}{L} \quad (5.46)$$

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_2 = \frac{-U_o}{L} \quad (5.47)$$

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. 21 [zwróćmy uwagę, że uzyskane wyrażenie (5.47) 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

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_1 = \frac{i(t_2) - i(t_1)}{t_2 - t_1} = \frac{(\Delta i)_1}{DT_s} \quad (5.48)$$

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_2 = \frac{i(t_3) - i(t_2)}{t_3 - t_2} = \frac{(\Delta i)_2}{(1-D)T_s} \quad (5.49)$$

skąd

$$(\Delta i_L)_1 = \frac{(U_i - U_o) \cdot DT_s}{L} \quad (5.50)$$

$$(\Delta i_L)_2 = \frac{(-U_o) \cdot (1-D)T_s}{L} \quad (5.51)$$

Korzystając z równości (5.43), przyrównujemy prawe strony, otrzymując

$$(U_i - U_o) \cdot D = U_o \cdot (1-D) \quad (5.52)$$

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

$$U_o = DU_i \quad (5.53)$$

5.2.b. Charakterystyka przetwarzania napięcia

Równanie (5.53) 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. 14c **realizuje funkcję obniżania napięcia wejściowego U_i w stopniu zależnym od współczynnika wypełnienia D** . Zauważmy, że wynik ten jest zbieżny z (4.12) [s. 49]: 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 4.3 założyliśmy, że wynosi on aż 1 V.

Wynik (5.53) jest też identyczny z zależnością (5.7). Tym samym włączone w układ **dławik i kondensator spełniły rolę dolnoprzepustowego filtra** napięcia wyjściowego (por. rys. 14c z rys. 10c). Wyeliminował 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. 4.3.d – **dodanie filtra pozwala praktycznie wykorzystać wniesioną przez łącznik możliwość obniżenia napięcia w aplikacjach wymagających zasilania napięciem stałym**. Z samym łącznikiem (par. 4.3.d i 5.1.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**.

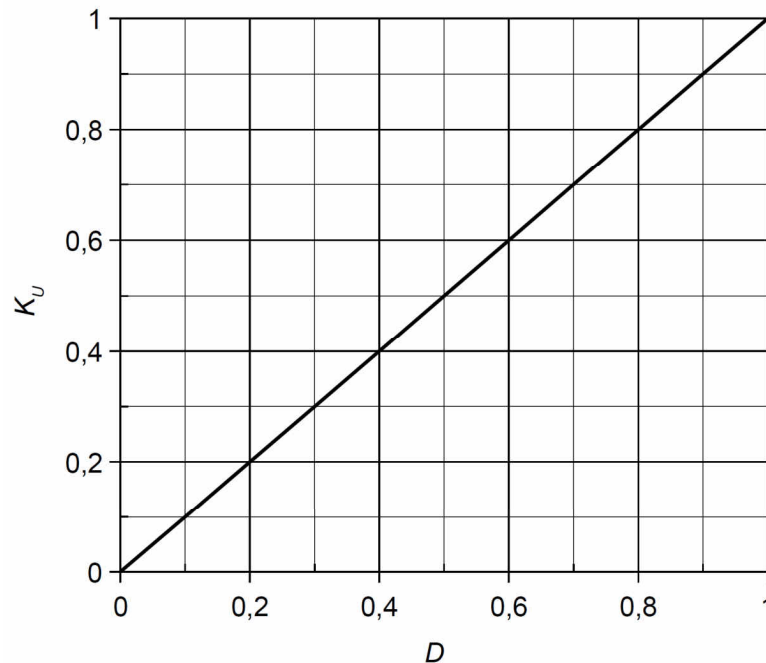
W celu pokazania zależności wyłącznie od wielkości sterującej, a wyeliminowania wpływu napięcia wejściowego, definiuje się również **współczynnik przetwarzania napięcia** jako

$$K_U = \frac{\Delta U_o}{U_i} \quad (5.54)$$

Podstawiając (5.53) otrzymujemy, że dla idealnej przetwornicy obniżającej napięcie wynosi on

$$K_{U(\text{id})} = \frac{DU_i}{U_i} = D \quad (5.55)$$

Charakterystykę opisaną tą zależnością zobrazowano na rys. 22.



Rys. 22. Charakterystyka współczynnika przetwarzania napięcia idealnej przetwornicy obniżającej

5.2.c. Półprzewodnikowy łącznik dwupozycyjny

Z powyższej analizy wynika, że układ z rys. 14c, 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. 14d. Jak widać, **łącznikowi abstrakcyjnemu** z rys. 14c **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. 14d wynika, że napięcie na diodzie można wyrazić jako

$$u_D = -U_i + u_Q \quad (5.56)$$

Ponieważ napięcie u_Q 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 5.1.c – nie może nagle przestać płynąć. Rośnie więc spadek potencjału na tranzystorze u_Q (skoro rośnie rezystancja przy prawie niezmiennym prądzie). W chwili, w

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

$$u_Q > U_i + U_{F(TO)} \quad (5.57)$$

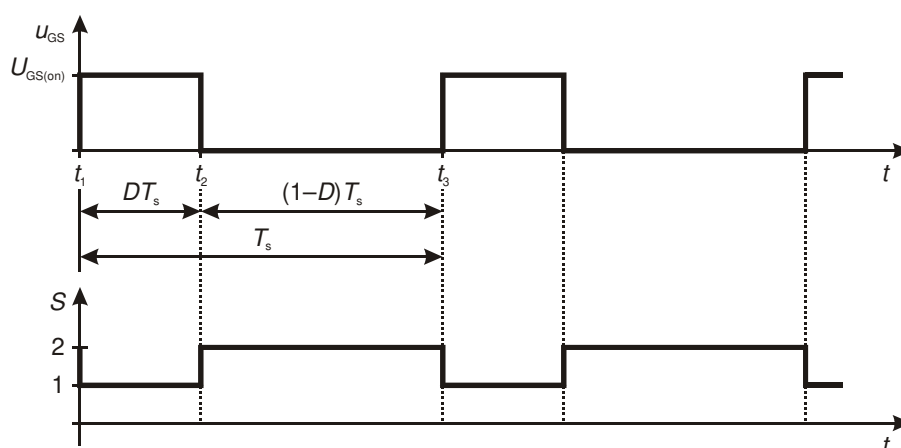
zgodnie ze wzorem (5.56) napięcie u_D staje się wyższe od tego napięcia progowego. Dioda przechodzi więc w stan przewodzenia. Tranzystor zaś uzyskuje ostatecznie bardzo wysoką rezystancję. Tym samym następuje przełączenie łącznika z pozycji 1 w pozycję 2 (por. ze sobą rys. 14c, d i 20).

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 $i_Q = i_L$, 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. 21, 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. 23. Jest to oczywiście zadanie osobnego układu sterowania, nie pokazanego na rys. 14d.

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. 23. Uproszczony przebieg napięcia u_{GS} (rys. 14d) niezbędny dla uzyskania funkcji łącznika S jak na rys. 21

5.3. Parametry wielkości elektrycznych

5.3.a. Prąd dławika

Jak kilkakrotnie wspomniano, prąd dławika i_L ma postać przebiegu tętniącego wokół pewnej wartości stałej, co pokazuje rys. 21.

Jak ustaliliśmy w par. 5.1.f i 5.2.a, przy odpowiednio dużej pojemności kondensatora prąd wyjściowy i_o można uznać za stały. Tę stałą wartość oznaczmy wobec tego przez I_o . Stwierdziliśmy też, że w takiej sytuacji składowa stała prądu dławika może być uznana za równą prądowi obciążenia:

$$I_{L(0)} = I_o \quad (5.58)$$

W par. 5.2.a obliczyliśmy natomiast amplitudę składowej przemiennej prądu dławika – np. ze wzoru (5.51) wynosi ona

$$\Delta i_L = \frac{U_o(1-D)}{f_s L} \quad (5.59)$$

Stosunek powyższych wartości jest istotnym parametrem opisującym przebieg, nazywanym **współczynnikiem tętnienia** (ang. *ripple factor*):

$$r_i = \frac{\Delta i_L}{I_{L(0)}} \quad (5.60)$$

Z rys. 21 można wydedukować, że charakterystyczną jego wartością jest 2, gdyż wówczas wartość doliny prądu wynosiłaby 0. Powyżej tej wartości dolina prądu wypadłaby poniżej zera, co jednak w rozpatrywanym układzie nie jest możliwe, gdyż dioda nie może przewodzić prądu w kierunku wstecznym. Przebieg prądu byłby więc wówczas obcinany od dołu na wartości 0, co miałoby konsekwencje zarówno dla obwodu mocy, jak i sterowania.

Inną charakterystyczną wartością współczynnika tętnienia prądu jest ok. 0,3...0,4. Można wykazać, że w tym przedziale uzyskuje się optymalne (tj. minimalne i równomierne) obciążenie wszystkich elementów mocy (czynnych i biernych) w stosunku do przetwarzanej energii.

Z rys. 21 można również wywnioskować, że wartość szczytowa prądu dławika równa jest

$$i_{L(pk)} = I_{L(0)} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (5.61)$$

co w powiązaniu z (5.60) daje

$$i_{L(pk)} = I_{L(0)} + \frac{I_{L(0)} r_i}{2} = I_{L(0)} \left(1 + \frac{r_i}{2} \right) \quad (5.62)$$

5.3.b. Matematyczny opis przebiegu prądu kondensatora

W par. 5.1.f stwierdziliśmy, że prąd kondensatora i_C jest równy składowej przemiennej prądu dławika, a więc również posiada kształt trójkątny i tę samą amplitudę Δi_L (patrz rys. 21). Zgodnie z równością (5.69), jego fragment dodatni odpowiada za narastanie, zaś ujemny – za opadanie napięcia.

Rozważmy przedział, w którym prąd ten przyjmuje wartości dodatnie. Jak można wywnioskować z rys. 21, odcinek ten ma długość połowy okresu T_s . Zgodnie z rys. 21, dodatni prąd i_C najpierw narasta liniowo od zera do wartości $\Delta i_L/2$ przez drugą połowę odcinka $t_1...t_2$, a więc przez

czas $DT_s/2$. Jeżeli przyjmiemy dla uproszczenia, że miejsce zerowe prądu ma współrzędną $t = 0$, to narastanie takie opisuje zależność:

$$i_c = \frac{\Delta i_L / 2}{DT_s / 2} t = \frac{\Delta i_L}{DT_s} t = m_1 t \quad (5.63)$$

Dla uproszczenia zapisu dalszych obliczeń, oznaczono w niej

$$m_1 = \frac{\Delta i_L}{DT_s} \quad (5.64)$$

Analogicznie, liniowe opadanie prądu od $\Delta i_L/2$ do zera przez pierwszą połowę odcinka $t_2 \dots t_3$, a więc przez czas $(1-D)T_s/2$, opisuje funkcja

$$i_c = \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L / 2}{(1-D)T_s / 2} t = \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{D'T_s} t = b_2 - m_2 t \quad (5.65)$$

gdzie dla skrócenia zapisu oznaczono

$$m_2 = \frac{\Delta i_L}{D'T_s} ; b_2 = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (5.66)$$

$$D' = 1 - D \quad (5.67)$$

5.3.c. Tętnienie napięcia na kondensatorze

Dotychczas zakładaliśmy, że pojemność kondensatora jest na tyle duża, że napięcie wyjściowe jest stałe. Taka sytuacja wystąpiłaby jednak wyłącznie dla pojemności nieskończonej. W rzeczywistości obserwowane będziemy tętnienie o pewnej amplitudzie Δu_o nałożone na stałą U_o wynikającą z działania układu. Przebieg ten można więc również opisać za pomocą współczynnika tętnienia

$$r_{uo} = \frac{\Delta u_o}{U_o} \quad (5.68)$$

Zmiana napięcia kondensatora wynika z dopływu i odpływu ładunku, który z kolei związany jest z przepływem prądu kondensatora i_c . Zgodnie z definicją pojemności i równaniem kondensatora idealnego,

$$\Delta u_o = \Delta u_c = \frac{\Delta q_c}{C} = \frac{\int i_c dt}{C} \quad (5.69)$$

Biorąc pod uwagę, że przebieg prądu dławika jest funkcją liniową, obliczenie całki we wzorze (5.69) nie jest skomplikowane. Analogicznie jak w przypadku prądu dławika, zmiana napięcia kondensatora musi być identyczna w wyniku jego narastania, jak w wyniku opadania. Może być więc obliczona za dowolny z odcinków czasu – dodatniego albo ujemnego prądu kondensatora. W par. 5.3.b opisaliśmy matematycznie pierwszy z tych odcinków, dzieląc go na dwa przedziały.

Całka z prądu za pierwszy z przedziałów czasu rozważanych w par. 5.3.b (przedział o długości DT_s) wynosi:

$$\int_{DT_s/2}^{DT_s/2} i_c dt = \int_0^{DT_s/2} m_1 t dt = \left[\frac{1}{2} m_1 t^2 \right]_0^{DT_s/2} = \left[\frac{m_1}{2} \left(\frac{DT_s}{2} \right)^2 - 0 \right] = \frac{\Delta i_L}{2DT_s} \frac{(DT_s)^2}{4} = \frac{\Delta i_L DT_s}{8} \quad (5.70)$$

zaś za drugi z przedziałów (przedział o długości $D'T_s$):

$$\int_{D'T_s/2}^{D'T_s/2} i_c dt = \int_0^{D'T_s/2} (b_2 - m_2 t) dt = \left[b_2 t - \frac{1}{2} m_2 t^2 \right]_0^{D'T_s/2} = b_2 \frac{D'T_s}{2} - m_2 \frac{1}{2} \left(\frac{D'T_s}{2} \right)^2 =$$

$$= \frac{\Delta i_L D'T_s}{4} - \frac{\Delta i_L D'T_s}{8} = \frac{\Delta i_L D'T_s}{8} \quad (5.71)$$

Całka za cały odcinek dodatniego prądu i_c – który posiada długość $T_s/2$ (por. rys. 21) – jest równa sumie powyższych całek, a więc

$$\int_{T_s/2}^{T_s/2} i_c dt = \int_{DT_s/2}^{DT_s/2} i_c dt + \int_{D'T_s/2}^{D'T_s/2} i_c dt = \frac{\Delta i_L DT_s}{8} + \frac{\Delta i_L D'T_s}{8} = \frac{\Delta i_L T_s}{8} [D + (1-D)] = \frac{\Delta i_L T_s}{8} \quad (5.72)$$

Na podstawie wzoru (5.69), napięcie wyjściowe u_o zmieni się więc o wartość

$$\Delta u_o = \frac{\int_{T_s/2}^{T_s/2} i_c dt}{C} = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} \quad (5.73)$$

Zauważmy, że samo napięcie wyjściowe u_o – jako proporcjonalne do wyniku całkowania funkcji liniowej – będzie miało kształt funkcji kwadratowej. Podstawiając (5.59), powyższy wynik można przekształcić do postaci uzależnionej od prądu obciążenia albo od napięcia wyjściowego i współczynnika wypełnienia:

$$\Delta u_o = \frac{\Delta i_L}{8f_s C} = \frac{r_i I_{L(0)}}{8f_s C} = \frac{r_i I_o}{8f_s C} = \frac{(1-D)U_o}{8f_s^2 LC} \quad (5.74)$$

5.3.d. Prąd skuteczny kondensatora

Prąd kondensatora nie zawiera składowej stałej, a więc jego wartość średnia jest równa zero. Inaczej jest z wartością skuteczną, którą można wyznaczyć korzystając z opisu matematycznego uzyskanego w par. 5.3.b.

Zgodnie z definicją wartości skutecznej,

$$I_{C(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_c^2 dt} \quad (5.75)$$

Zwróćmy uwagę, że przebieg i_c jest symetryczny względem osi czasu. Wobec tego, ze względu na podniesienie prądu do parzystej potęgi, wartość powyższej całki za ujemny półokres prądu jest równa jej wartości za półokres dodatni. Ten ostatni rozważaliśmy już w par. 5.3.b, dzieląc go na dwa odcinki – o długościach $DT_s/2$ i $D'T_s/2$. Obecnie można więc zastosować to samo podejście, a wynik pomnożyć przez 2:

$$I_{C(\text{rms})} = \sqrt{2 \frac{1}{T_s} \left(\int_{DT_s/2}^{DT_s/2} i_c^2 dt + \int_{D'T_s/2}^{D'T_s/2} i_c^2 dt \right)} \quad (5.76)$$

Całka za pierwszy z powyższych odcinków wynosi:

$$\int_{DT_s/2}^{DT_s/2} i_c^2 dt = \int_0^{DT_s/2} m_1^2 t^2 dt = \left[\frac{1}{3} m_1^2 t^3 \right]_0^{DT_s/2} = \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{DT_s} \right)^2 \left(\frac{DT_s}{2} \right)^3 = \frac{(\Delta i_L)^2 DT_s}{24} \quad (5.77)$$

zaś za drugi:

$$\begin{aligned}
\int_{D'T_s/2}^{D'T_s/2} i_C dt &= \int_0^{D'T_s/2} (b_2 - m_2 t)^2 dt = \int_0^{D'T_s/2} (b_2^2 - 2b_2 m_2 t + m_2^2 t^2) dt = \left[b_2^2 t - 2b_2 m_2 \cdot \frac{1}{2} t^2 + m_2^2 \cdot \frac{1}{3} t^3 \right]_0^{D'T_s/2} = \\
&= \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right)^2 \frac{D'T_s}{2} - \frac{\Delta i_L}{2} \frac{\Delta i_L}{D'T_s} \left(\frac{D'T_s}{2} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{D'T_s} \right)^2 \left(\frac{D'T_s}{2} \right)^3 = \\
&= \frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{8} - \frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{8} + \frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{24} = \frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{24}
\end{aligned} \tag{5.78}$$

Sumarycznie, uwzględniając (5.67),

$$\begin{aligned}
I_{C(rms)} &= \sqrt{2 \frac{1}{T_s} \left[\frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{24} + \frac{(\Delta i_L)^2 D'T_s}{24} \right]} = \sqrt{\frac{2(\Delta i_L)^2 T_s}{24 T_s} \cdot (D + D')} = \sqrt{\frac{(\Delta i_L)^2}{12} \cdot 1} = \\
&= \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} = \frac{r_i I_{L(0)}}{\sqrt{12}} = I_o \frac{r_i}{2\sqrt{3}}
\end{aligned} \tag{5.79}$$

5.3.e. Prąd skuteczny dławika

Zgodnie ze wzorem Parsewala, wartość skuteczna przebiegu równa jest pierwiastkowi z sumy kwadratów składowej stałej i wartości skutecznych składowych przemiennych. W przypadku prądu dławika, na podstawie (5.25),

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_{L(0)}^2 + I_{L(a,rms)}^2} \tag{5.80}$$

Uwzględniając, że zgodnie z (5.35) i (5.58), składowa stała tego prądu równa jest prądowi obciążenia I_o , zaś jego składowa przemienna – prądowi kondensatora i_C , otrzymujemy

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_o^2 + I_{C(rms)}^2} \tag{5.81}$$

Stąd po podstawieniu (5.79),

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_o^2 + I_o^2 \frac{r_i^2}{12}} = I_o \sqrt{1 + \frac{r_i^2}{12}} \tag{5.82}$$

5.4. Wielkości elektryczne na wejściu układu

5.4.a. Prąd wejściowy

Włączenie tranzystora szeregowo na wejściu przekształtnika powoduje, że prąd wejściowy i_i jest tożsamy z prądem tranzystora i_Q (por. rys. 14d). W wyniku przełączania tranzystora, prąd ten jest równy prądowi dławika i_L w taktie 1, zaś w taktie 2 jest zerowy (por. rys. 20). Z definicji wartości średniej,

$$I_{i(0)} = i_{i(av)} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_i dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} i_L dt + \int_{(1-D)T_s} 0 dt \right) = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_L dt \quad (5.83)$$

Dokonajmy matematycznego przekształcenia uzyskanego wyniku do postaci:

$$I_{i(0)} = D \cdot \frac{1}{DT_s} \int_{DT_s} i_L dt \quad (5.84)$$

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. 20), czyli składa się z dwóch odcinków liniowego narastania lub opadania. Proste rozumowanie prowadzi do wniosku (który można również potwierdzić formalnie drogą całkowania), iż wartość średnia takiego przebiegu jest równa średniej z wartości szczytu i wartości siodła, a odnosi się ona zarówno do całego okresu, jak i do każdego z odcinków (narastania i opadania) z osobna. Wynika stąd, że średnią za przedział DT_s można zastąpić przez średnią za cały okres $i_{L(av)}$, czyli przez składową stałą $I_{L(0)}$:

$$I_{i(0)} = D \cdot i_{L(av)} = DI_{L(0)} \quad (5.85)$$

Korzystając z (5.35), otrzymujemy ostatecznie:

$$I_{i(0)} = DI_o = K_I I_o \quad (5.86)$$

gdzie K_I oznacza **współczynnik przetwarzania prądu**, definiowany jako stosunek składowej stałej prądu wejściowego do stałego prądu wyjściowego:

$$K_I = \frac{I_{i(0)}}{I_o} = D \quad (5.87)$$

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 (5.53)]. Biorąc pod uwagę (5.53), (5.86) można przekształcić do postaci uzależnionej od napięcia wejściowego:

$$I_{i(0)} = D \frac{U_o}{R_L} = D^2 \frac{U_i}{R_L} \quad (5.88)$$

5.4.b. Prąd wejściowy w układzie bez elementów biernych

Uzyskane w par. 5.4.a 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. 5.1.b).

W tym przypadku prąd wejściowy i_i jest równy prądowi wyjściowemu i_o w takcie 1 oraz 0 w takcie 2 (por. rys. 15 i 16). A więc jego składowa stała wynosi

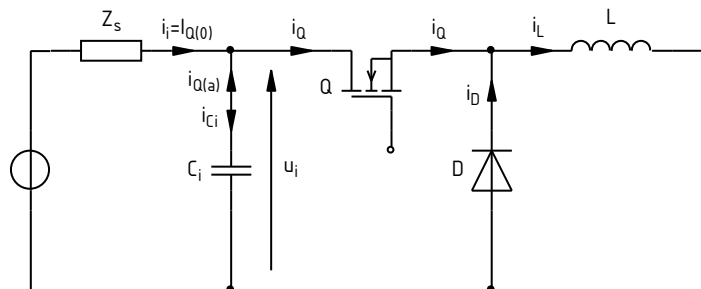
$$I_{i(0)} = i_{i(av)} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s} i_i dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} i_o dt + \int_{(1-D)T_s} 0 dt \right) = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{DT_s} \frac{U_i}{R_L} dt + 0 \right) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{U_i}{R_L} DT_s = D \frac{U_i}{R_L} \quad (5.89)$$

Porównanie tego wyniku z (5.88) prowadzi do obserwacji, iż dla $D < 1$ składowa stała prądu wejściowego jest większa w układzie bez filtru. 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 filtru, stałego z filtrem – napięcie to ma bowiem różną wartość skuteczną, a to od niej (przy obciążeniu rezystancyjnym) zależy moc czynna.

5.4.c. Przebieg prądu kondensatora wejściowego

Dotychczas uznawaliśmy, że wejście przetwornicy połączone jest idealnymi przewodami z idealnym źródłem napięcia. W rzeczywistości założenie to nie jest uprawnione z powodu występowania niezerowej rezystancji wyjściowej źródła i impedancji połączeń. Zmienny w czasie prąd wejściowy i_i wywołuje na nich zmienne w czasie spadki potencjału, co powoduje z kolei tętnienie napięcia wejściowego u_i .

Tętnienie napięcia wejściowego można zminimalizować przez zastosowanie drugiego kondensatora, włączonego równolegle do wejścia i zlokalizowanego w fizycznej bliskości zacisków tranzystora i diody. Obwód wejściowy przetwornicy w takim przypadku przedstawia rys. 24, na którym Z_s reprezentuje wypadkową impedancję źródła i połączeń. Kondensator wejściowy działać będzie w sposób podobny, jak kondensator wyjściowy, przeanalizowany w podrozdz. 5.3.



Rys. 24. Obwód wejściowy przetwornicy obniżającej napięcie z uwzględnieniem impedancji źródła i kondensatora wejściowego

Obliczenia można znacząco uprościć przyjmując założenie, że tętnienie prądu dławika jest pomijalnie małe. W takim wypadku wartość chwilowa tego prądu jest równa jego składowej stałej, a więc prądowi obciążenia:

$$i_L = I_{L(0)} + i_{L(a)} \approx I_{L(0)} = I_o \quad (5.90)$$

Przy tym założeniu prąd tranzystora i_Q wynosi I_o , gdy jest on załączony (odcinek czasu DT_s), oraz 0, gdy jest on wyłączony [odcinek czasu $(1-D)T_s$].

W węzle wejściowym następować będzie sumowanie prądów analogicznie do odbywającego się w węzle wyjściowym. Przez analogię, zakładając że kondensator wejściowy C_i jest idealny o nieskończonej pojemności, pochodzić z niego będzie cała składowa przemienna zmiennego prądu tranzystora $i_{Q(a)}$. Strzałkując prądy zgodnie z zasadami, tj. składową $i_{Q(a)}$ zgodnie z prądem całkowitym i_Q , zaś prąd kondensatora i_{Ci} przeciwnie do napięcia na nim u_i (rys. 24), można to wyrazić wzorem

$$i_{Q(a)} = -i_{Ci} \quad (5.91)$$

Ponieważ składowa stała prądu kondensatora musi być zerowa, więc prąd wejściowy będzie z kolei równy składowej stałej prądu tranzystora:

$$i_i = I_{Q(0)} \quad (5.92)$$

Stąd równanie węzła wejściowego ma postać:

$$i_Q = I_{Q(0)} + i_{Q(a)} = i_i - i_{Ci} \quad (5.93)$$

Uwzględniając powyższe i zależność (5.86), prąd kondensatora wynosi

$$i_{Ci} = i_i - i_Q = I_{Q(0)} - i_Q = DI_o - i_Q \quad (5.94)$$

Będzie on więc przyjmował wartości:

$$i_{Ci} = \begin{cases} DI_o - I_o = (D-1)I_o & \text{na odcinku } DT_s \\ DI_o - 0 = DI_o & \text{na odcinku } (1-D)T_s \end{cases} \quad (5.95)$$

Zwróćmy uwagę, że pierwsza z tych wartości jest ujemna, gdyż $D < 1$, co odpowiada rozładowaniu kondensatora. Natomiast druga jest dodatnia, gdyż $D > 0$. Jest to zgodne z zasadą działania układu. Kiedy tranzystor jest załączony (odcinek DT_s), kondensator stanowi dodatkowe źródło zasilania przetwornicy, a więc jego prąd płynie przeciwnie do strzałki i_{Ci} na rys. 24. Natomiast kiedy jest on wyłączony [odcinek $(1-D)T_s$], kondensator jest doładowywany ze źródła.

5.4.d. Tętnienie napięcia i prąd skuteczny kondensatora wejściowego

Tętnienie napięcia wejściowego można powiązać z warunkami pracy układu i pojemnością kondensatora wejściowego w sposób analogiczny do zastosowanego w par. 5.3.c. Kondensator ładuje się, a więc napięcie na nim narasta, na odcinku $(1-D)T_s$. Wobec tego, z równania kondensatora zmiana napięcia wynosi

$$\Delta u_i = \Delta u_{Ci} = \frac{\int i_{Ci} dt}{C_i} = \frac{1}{C_i} \int_{(1-D)T_s}^0 DI_o dt = \frac{DI_o}{C_i} \int_{(1-D)T_s}^0 dt = \frac{D(1-D)I_o T_s}{C_i} = \frac{D(1-D)I_o}{f_s C_i} \quad (5.96)$$

Współczynnik tętnienia napięcia wejściowego będzie zaś zdefiniowany wzorem:

$$r_{ui} = \frac{\Delta u_i}{U_i} \quad (5.97)$$

Obliczenie wartości skutecznej prądu płynącego przez kondensator wejściowy jest proste, o ile utrzymać założenie o stałości prądu dławika. Podstawiając (5.95) do definicji otrzymujemy:

$$\begin{aligned} I_{Ci(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_{Ci}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_{DT_s}^0 (D-1)^2 I_o^2 dt + \int_{(1-D)T_s}^0 D^2 I_o^2 dt \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[(D-1)^2 I_o^2 DT_s + D^2 I_o^2 (1-D)T_s \right]} = I_o \sqrt{(D-1)^2 D + D^2 (1-D)} \end{aligned} \quad (5.98)$$

Po przekształceniach uzyskuje się wynik końcowy w postaci

$$I_{Ci(rms)} = I_o \sqrt{D - D^2} = I_o \sqrt{D(1-D)} \quad (5.99)$$

5.5. Podejście energetyczne do analizy przetwornic

5.5.a. Moc czynna wejściowa

Z definicji mocy czynnej, moc czynna wejściowa wynosi

$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} u_i i_i dt \quad (5.100)$$

Zakładając, że kondensator wejściowy poprawnie spełnia swoją rolę (lub – co równoważne – że źródło zasilania jest idealne), napięcie wejściowe U_i można uznać za stałe w czasie. Wówczas

$$P_i = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} U_i i_i dt = U_i \cdot \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_i dt = U_i i_{i(av)} = U_i I_{i(0)} \quad (5.101)$$

Moc czynna wejściowa jest więc równa iloczynowi stałego napięcia wejściowego i składowej stałej prądu wejściowego. Korzystając z (5.86), moc wejściową można uzależnić od warunków pracy układu, tj. zasilania (napięcie wejściowe U_i), obciążenia (prąd odbiornika I_o) i sterowania (współczynnik wypełnienia D), uzyskując

$$P_i = D U_i I_o \quad (5.102)$$

Jeżeli zastosujemy dalej wzór (5.53), otrzymamy

$$P_i = D \frac{U_o}{D} I_o = U_o I_o = P_o \quad (5.103)$$

co potwierdza poprawność obliczeń. Bowiem dla przekształtnika bezstratnego – a taki rozważaliśmy do tej pory, nie uwzględniając strat mocy w żadnym z jego elementów – moc czynna wyjściowa musi być równa mocy czynnej wejściowej.

Powyższe prowadzi jednak do wniosku, że otrzymane dotychczas wyniki nie dają pełnego obrazu działania układu rzeczywistego. Dla układu stratnego nadal spełniona będzie zależność (5.86), a więc również (5.102). Nie może natomiast być prawdziwy wzór (5.103), gdyż między mocą wejściową a wyjściową występować będzie różnica równa mocy strat w przekształtniku. Tę rozbieżność z rzeczywistością wprowadza wzór (5.53), który został uzyskany przy założeniu, że łączniki są idealne, a więc nie tylko nie wprowadzają strat mocy, ale również nie wykazują spadków potencjału.

5.5.b. Związek współczynnika przetwarzania napięcia ze sprawnością

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

$$P_o = U_o I_o = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (5.104)$$

W przypadku rzeczywistej przetwornicy, której sprawność $\eta < 1$, część mocy wejściowej jest tracona w jej elementach, a więc nie dociera do odbiornika. Skoro tak, to moc wyjściowa będzie mniejsza, skąd – odwracając powyższy wzór do postaci

$$U_o = \sqrt{P_o R_L} \quad (5.105)$$

dochodzimy do wniosku, że napięcie wyjściowe będzie mniejsze niż oczekiwane w danych warunkach zasilania (napięcie wejściowe U_i) i sterowania (współczynnik wypełnienia D).

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:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (5.106)$$

Przy założeniu stałości napięcia wejściowego, moc czynna wejściowa P_i wyraża się zawsze prawdziwym (również dla przetwornicy rzeczywistej) wzorem (5.101); moc wyjściową wyraża natomiast wzór (5.104). Powyższą równość można więc rozwinąć do

$$U_i I_{i(0)} = P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{U_o I_o}{\eta} \quad (5.107)$$

Jak stwierdziliśmy w par. 5.4.a, prąd wejściowy jest równy prądowi dławika przez czas, gdy tranzystor jest załączony, z czego wyprowadziliśmy (5.85). 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 (5.35). Oba prądy (wejściowy i wyjściowy) dają się więc wyrazić poprzez składową stałą prądu dławika:

$$U_i D I_{L(0)} = \frac{U_o I_{L(0)}}{\eta} \quad (5.108)$$

Stąd po przekształceniu

$$K_U = \frac{U_o}{U_i} = \eta D \quad (5.109)$$

Porównując powyższy wynik z (5.55) stwierdzamy, że **współczynnik przetwarzania napięcia przetwornicy obniżającej rzeczywistej (stratnej) jest mniejszy niż dla przetwornicy idealnej (bezstratnej) w stosunku równym sprawności tej przetwornicy:**

$$K_U = \eta K_{U(id)} \quad (5.110)$$

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.

5.5.c. Wpływ strat mocy na prąd wejściowy

Na koniec powróćmy jeszcze do rozważań rozpoczętych w par. 5.4.a. Do uzyskanego tam wyniku [równanie (5.88)] można także dojść drogą analizy energetycznej, co jest nawet prostsze. Przekształcając (5.107) dostajemy bowiem bezpośrednio

$$I_{i(0)} = \frac{P_o}{\eta U_i} = \frac{U_o}{U_i} \frac{I_o}{\eta} = I_o \frac{K_U}{\eta} \quad (5.111)$$

Otrzymana zależność stanowi w istocie uogólnienie wzoru (5.85), co widać, gdy podstawimy się do niego (5.109). Wzór tamten obowiązywał wyłącznie dla konkretnej topologii – przetwornicy obniżającej. Natomiast równanie energetyczne (5.107) i zależność (5.111) 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 (5.111) 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 (5.107), 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.

6. Zjawiska cieplne w przyrządach półprzewodnikowych

6.1. Przewodzenie ciepła

6.1.a. Prawo Fouriera i rezystancja cieplna

Przepływ energii cieplnej opisuje **prawo Fouriera przewodnictwa cieplnego**, którego zapis matematyczny w przypadku jednowymiarowym ma postać

$$q = -k \frac{dT}{dx} \quad (6.1)$$

gdzie q – gęstość strumienia cieplnego (w W/m^2), T – temperatura, k – współczynnik proporcjonalności zwany **przewodnością cieplną** (ang. *thermal conductivity*), którego jednostką jest $W/(m \cdot K)$. Prawo Fouriera mówi, że ciepło przepływające między dwoma punktami jest proporcjonalne do różnicy temperatur między nimi (dT), a dokładnie – do jej gradientu, tj. . Wskazuje ono jednocześnie, że przepływ ciepła odbywa się od punktu cieplejszego do chłodniejszego, jako że strumień cieplny q skierowany jest przeciwnie (znak „-”) do różnicy temperatur dT , tj. w stronę punktu o niższej temperaturze.

W praktycznych obliczeniach w projektowaniu układów elektronicznych mocy przyjmuje się z reguły podejście uproszczone, zamiast lokalnej gęstości strumienia q rozważając całkowitą energię cieplną Q . Wymaga to scałkowania powyższego równania po powierzchni. Jeżeli rozpatrywany materiał jest jednorodny i wzdłuż drogi przepływu ciepła posiada niezmiennie pole przekroju A , to w wyniku całkowania po tym przekroju otrzymujemy **prawo Fouriera w postaci całkowitej**

$$\frac{dQ}{dt} = -kA \frac{dT}{dx} \quad (6.2)$$

gdzie pochodna dQ/dt ma wymiar watów, gdyż jednostką energii Q jest dżul.

Dla jednorodnego materiału powyższą równość można uprościć do

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = -kA \frac{\Delta T}{\Delta x} = U \cdot (-\Delta T) \quad (6.3)$$

gdzie U jest współczynnikiem proporcjonalności zwanym **konduktancją cieplną** (ang. *thermal conductance*), wynoszącą

$$U = \frac{kA}{\Delta x} \quad (6.4)$$

i której jednostką jest W/K. Natomiast ΔT jest różnicą temperatur między wybranymi punktami krańcowymi. Znak „-” w powyższych zależnościach pokazuje, iż ciepło przepływa w kierunku przeciwnym do różnicy temperatur, tj. od punktu o wyższej do punktu o niższej temperaturze, co wynika z drugiej zasady termodynamiki. W praktyce fakt ten uznaje się za wiadomy, a znaki pomija się:

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = U \cdot \Delta T \quad (6.5)$$

Zależność tę można zapisać w równoważnej postaci

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (6.6)$$

gdzie R_{th} jest **rezystancją cieplną** (ang. *thermal resistance*), której jednostką jest K/W:

$$R_{th} = \frac{1}{U} = \frac{\Delta x}{kA} \quad (6.7)$$

Skoro rezystancja cieplna jest odwrotnością współczynnika proporcjonalności w prawie Fouriera w postaci (6.10), to **rezystancję cieplną między dwoma punktami można zdefiniować jako stosunek różnicy temperatur między tymi punktami do szybkości przepływu ciepła między nimi:**

$$R_{th(1-2)} = \frac{\Delta T_{1-2}}{dQ/dt} = \frac{T_1 - T_2}{dQ/dt} \quad (6.8)$$

gdzie 1, 2 – dane punkty w rozpatrywanym układzie cieplnym. Jako że *różnica temperatur* ma taką samą wartość w skali Kelvina, co w skali Celsjusza, więc *liczbowo* rezystancja cieplna jest taka sama w stopniach Celsjusza na wat ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

Rezystancja cieplna jest tym mniejsza, im więcej ciepła przepływa w jednostce czasu. Tak więc **obiekty lepiej przewodzące ciepło posiadają mniejszą rezystancję cieplną.**

6.1.b. Odprowadzanie ciepła z przyrządu półprzewodnikowego

Załóżmy, że w przyrządzie półprzewodnikowym wydzielana jest stała w czasie moc P_d . Z punktu widzenia dziedziny cieplnej, **stan ustalony oznacza, że temperatura przyrządu jest stała w czasie.** Aby taki stan urzeczywistnił się, w układzie musi panować **równowaga cieplna**, tj. **cała energia cieplna wydzielana w przyrządzie musi być odprowadzana do otoczenia:**

$$P_a = P_d \quad (6.9)$$

gdzie P_a – moc odprowadzana do otoczenia. W przeciwnym razie temperatura przyrządu rosłaby aż do przekroczenia wartości bezpiecznej, a w końcu – zniszczenia tego przyrządu.

W tym przypadku energia odprowadzana z przyrządu półprzewodnikowego do otoczenia stanowi więc przepływające ciepło Q . W takim razie, uwzględniając iż energia na jednostkę czasu to moc, prawo Fouriera (6.6) można zapisać jako

$$P_a = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (6.10)$$

Powyższa postać prawa Fouriera przewodnictwa cieplnego cechuje się dużą prostotą i dlatego **jest powszechnie stosowana w projektowaniu układów elektronicznych.**

Należy mieć świadomość, że równość (6.10) została uzyskana drogą uproszczeń, z których najistotniejsze to jednorodność materiału i jednokierunkowość przepływu ciepła. Jest oczywiste, że

w rzeczywistości założenia te nie są spełnione. Prawo Fouriera w postaci (6.10) może być więc stosowane do przybliżonych obliczeń w układach, w których przyrząd półprzewodnikowy traktowany jest jako obiekt skupiony, bez wymiarów i struktury wewnętrznej. Do dokładnych obliczeń rozkładu temperatury wewnątrz przyrządu musi być stosowane prawo Fouriera w postaci różniczkowej trójwymiarowej i wynikające z niego tzw. równanie ciepła.

W najprostszym podejściu praktycznym zakłada się, że **temperatura całej struktury półprzewodnikowej jest taka sama w każdym jej punkcie**, w związku z czym można ją sprowadzić do jednego punktu. Tę **umowną temperaturę półprzewodnika** nazywa się tradycyjnie **temperaturą złącza** (ang. *junction temperature*); niekiedy w przypadku tranzystorów MOSFET – które nie posiadają normalnie przewodzącego złącza – używana jest nazwa **temperatura kanału** (ang. *channel temperature*). Wielkość ta nie jest więc rzeczywistą temperaturą jakiegokolwiek rzeczywistego złącza.

W tak zdefiniowanym układzie cieplnym występuje struktura półprzewodnikowa o pewnej temperaturze T_j oraz otoczenie przyrządu półprzewodnikowego (zwykle powietrze) o temperaturze T_a . Prawo Fouriera (6.10) opisujące odprowadzanie ciepła z półprzewodnika do otoczenia przyjmuje więc konkretną postać

$$P_a = \frac{T_j - T_a}{R_{th(j-a)}} \quad (6.11)$$

Indeksy „j” i „a” pochodzą z języka angielskiego, a ich znaczenie podano w tab. 6.

W praktyce inżynier musi poczynić **założenie co do wartości temperatury otoczenia**. Dla polskiego klimatu, w przypadku chłodzenia powietrznego i układu otwartego lub w obudowie o dobrej cyrkulacji powietrza, bezpieczną wartością typową jest $T_a = 40^\circ\text{C}$. Jednakże w przypadku obudów całkowicie zamkniętych bardziej uzasadnionym założeniem jest 60°C .

Podstawiając (6.9) do (6.11) otrzymujemy:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{th(j-a)}} \quad (6.12)$$

Równość ta pozwala **określić temperaturę przyrządu półprzewodnikowego T_j w danych warunkach jego pracy** – określonych przez temperaturę otoczenia T_a i wydzielaną moc P_d – **pod warunkiem, że przyrząd ten znajduje się w stanie równowagi cieplnej**.

Tab. 6. Oznaczenia punktów w cieplnym układzie pracy przyrządu półprzewodnikowego zgodne z normą IEC 60747-1

Oznaczenie	Nazwa polska	Nazwa angielska
j	złącze	<i>junction</i>
ch	kanał	<i>channel</i>
c	obudowa	<i>case</i>
mb *	podstawa montażowa	<i>mounting base</i>
l *	wyprowadzenie	<i>lead</i>
s	radiator	<i>heat sink</i>
a	otoczenie	<i>ambient</i>

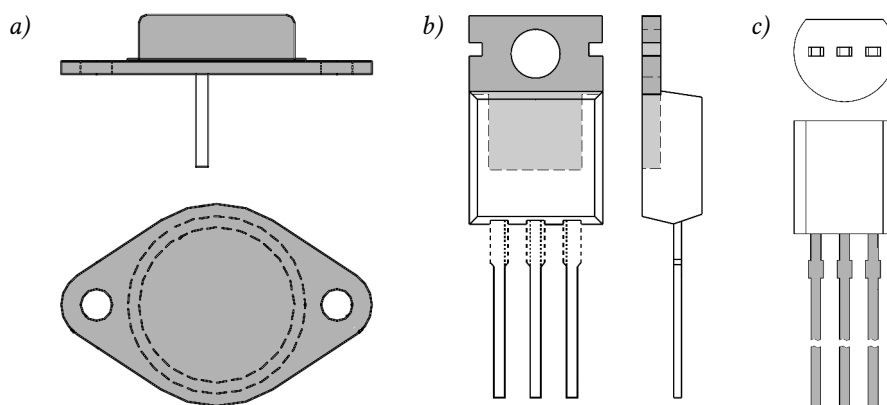
* Oznaczenie zwyczajowe stosowane przez niektórych producentów, ale nie przewidziane w normie

6.1.c. Ciepły układ pracy przyrządu półprzewodnikowego

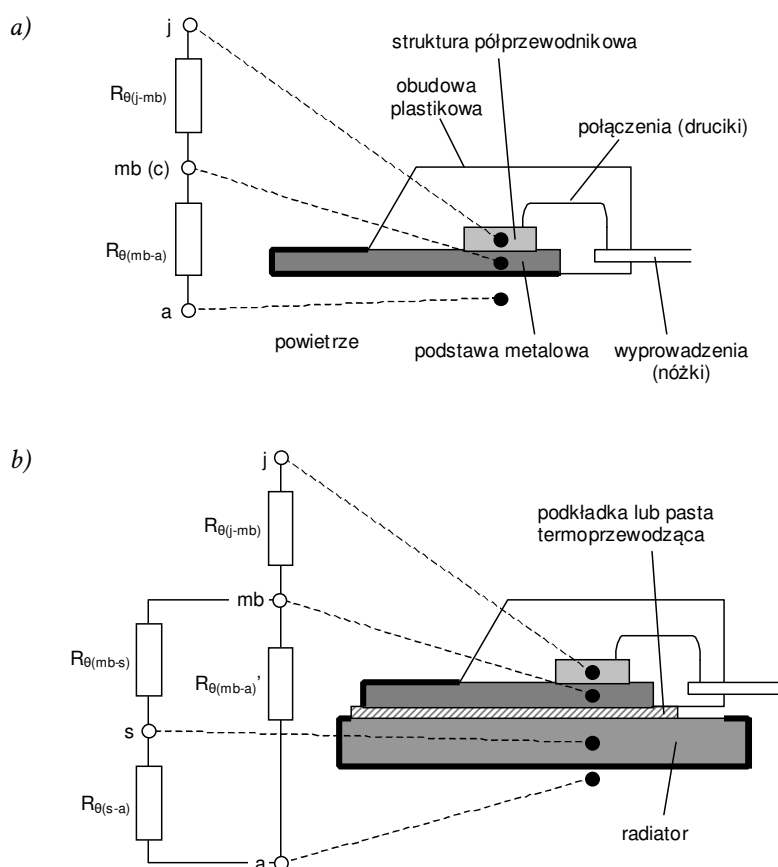
Struktura półprzewodnikowa nie ma bezpośredniego kontaktu z otoczeniem. Zawsze występującym **elementem pośrednim jest obudowa** (ang. *case*; patrz tab. 6). W praktyce można wyróżnić trzy najczęstsze przypadki:

- 1) **obudowa w całości metaliczna** – wymiana ciepła odbywa się przez całą jej powierzchnię (rys. 25a);

- 2) **obudowa w całości plastikowa** – wymiana ciepła odbywa się głównie poprzez metalowe wyprowadzenia (rys. 25c);



Rys. 25. Typowe obudowy tranzystorów mocy do montażu przewlekanego (kolorem szarym zaznaczono powierzchnie, przez które głównie odbywa się wymiana ciepła; rysunki bez zachowania wzajemnej skali): a) obudowa metaliczna (TO-3/TO-204); b) obudowa plastikowa z metalową podstawą (TO-220/SOT78); c) obudowa plastikowa (TO-92/SOT54)



Rys. 26. Przyrząd półprzewodnikowy w obudowie TO-220 (rys. 25b) i jego cieplny układ pracy; pogrubioną linią zaznaczono główną powierzchnię wymiany ciepła): a) sam przyrząd w obudowie; b) zamocowany do radiatora

- 3) **obudowa plastikowa z metalowym stelażem** (podstawą) – wymiana ciepła odbywa się głównie przez tę podstawę (rys. 25b).

Do obudów przeznaczonych do **montażu powierzchniowego** stosują się przypadki 2 i 3. Przy tym istotną (najczęściej główną) rolę w odprowadzaniu ciepła odgrywają miedziane ścieżki lub pola, do których przytwierdzony jest element poprzez wyprowadzenia lub podstawę.

Duża część producentów nie rozróżnia powyższych przypadków w oznaczeniach, stosując wspólny indeks „c”. Wówczas przez „obudowę” należy rozumieć odpowiednio metalowe wyprowadzenia lub metalową podstawę obudowy. W naszych rozważaniach dla ustalenia uwagi oprzemy się na konkretnej obudowie TO-220 (rys. 25b), jednak we wzorach stosować będziemy uniwersalny indeks „c”.

Jakkolwiek obudowa jest integralną częścią elementu elektronicznego, do celów obliczeń cieplnych **należy ją traktować jako odrębny obiekt**, jest bowiem wykonana z materiałów o właściwościach cieplnych odmiennych od półprzewodnika. Obudowa ma kontakt z otoczeniem i pośredniczy w wymianie ciepła między tym otoczeniem a strukturą półprzewodnikową. W najprostszym podejściu obudowę – tak jak strukturę półprzewodnikową – sprowadza się do jednego punktu, zaniedbując jej faktyczną budowę i wymiary. Punkt ten utożsamia się z tą jej częścią, przez którą odbywa się zasadnicza wymiana ciepła z otoczeniem.

Ogólnie więc na ścieżce przepływu ciepła wyróżniamy co najmniej 3 punkty (patrz rys. 26a dla obudowy TO-220). Z każdym z dwóch odcinków między nimi związana jest pewna rezystancja cieplna. Rezystancja $R_{th(j-c)}$ charakteryzuje przepływ ciepła między złączem a obudową (tu: podstawą chłodzącą), natomiast $R_{th(c-a)}$ – między obudową a otoczeniem (tu: powietrzem).

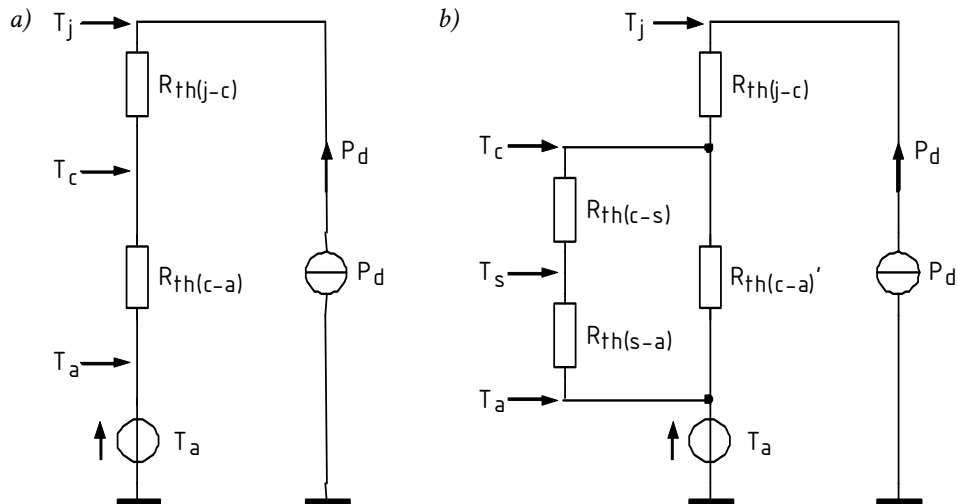
6.1.d. Elektryczny obwód równoważny

Rezystancja cieplna jest bardzo wygodną wielkością fizyczną, jako że może być wykorzystana do stworzenia **analogii elektrycznej zjawisk cieplnych**. Zwróćmy uwagę, że prawo Fouriera w postaci (6.11) **ma postać prawa Ohma**, w którym różnica temperatur odpowiada napięciu – czyli różnicy potencjałów – zaś moc odpowiada prądowi. W związku z tym temperatura jako taka odpowiada potencjałowi, przy czym potencjał zerowy odpowiada zeru bezwzględnemu (0 K). Także wzór (6.7) ma postać analogiczny do wyrażenia opisującego rezystancję bryły jednorodnej o konduktywności (elektrycznej) σ , polu przekroju A i długości l :

$$R = \frac{l}{\sigma A} \quad (6.13)$$

Można łatwo udowodnić, że w **elektrycznej analogii układu cieplnego pozostają ważne** prawo Ohma i prawa Kirchhoffa, a więc również wzory określające rezystancję połączeń szeregowych i równoległych.

Skonstruowany na powyższej zasadzie równoważny obwód elektryczny dla układu cieplnego z rys. 26a przedstawiono na rys. 27a. Masa odpowiada w niej temperaturze 0 K, natomiast potencjał równy temperaturze otoczenia T_a wytwarzany jest przez źródło napięciowe. Przepływowi mocy P_a odpowiada przepływ prądu o tym samym (liczbowo) natężeniu, wymuszany przez źródło prądowe.



Rys. 27. Elektryczny obwód równoważny ciepłego układu pracy przyrządu półprzewodnikowego: a) bez radiatora (rys. 26a); b) z radiatorem (rys. 26b)

Potencjały pozostałych węzłów są równe (liczbowo) temperaturom: obudowy (podstawy) T_c (T_{mb}) i złącza T_j . Ich wartości wynikają ze spadków temperatury (potencjału) odłożonych przez przepływającą moc na rezystancjach cieplnych $R_{th(j-c)}$ i $R_{th(c-a)}$. W ten sposób, znając moc wydzielaną w przyrządzie P_d możemy więc obliczyć temperaturę T_j , jaką osiągnie struktura półprzewodnikowa umieszczona w obudowie opisanej wartościami $R_{th(j-c)}$ i $R_{th(c-a)}$, z kolei znajdującej się w otoczeniu o temperaturze T_a :

$$T_j = T_a + P_d (R_{th(j-c)} + R_{th(c-a)}) = T_a + P_d R_{th(j-a)} \quad (6.14)$$

Zwróćmy uwagę, że:

- 1° zależność ta odpowiada dokładnie równaniu przewodnictwa cieplnego dla stanu równowagi (6.12);
- 2° wykorzystaliśmy zasadę znaną z obwodów elektrycznych, iż rezystancja wypadkowa połączenia szeregowego równa jest sumie rezystancji.

6.1.e. Pojemność cieplna

Dotychczas przedstawiony opis układu ciepłego jest opisem statycznym, tj. ma zastosowanie do przypadków, w których moc wydzielana P_d jest stała w czasie. Jak natomiast wiadomo, moc strat w przyrządach półprzewodnikowych mocy pracujących w układach o działaniu przełączającym jest wielkością zmienną w czasie (zob. instrukcję 6P). Opis takiego układu wymaga więc wprowadzenia tej zmienności do wykorzystywanych równań.

Z prawa Fouriera (6.1) i zasady zachowania energii można wyprowadzić **równanie przewodnictwa cieplnego** (ang. *heat equation*), które dla jednego wymiaru ma postać

$$\frac{\partial T}{\partial t} - D_{th} \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = 0 \quad (6.15)$$

Współczynnik D_{th} to parametr zwany **dyfuzyjnością cieplną** (ang. *thermal diffusivity*). Wyraża ona zdolność materiału do przewodzenia energii cieplnej odniesioną do jego zdolności do gromadzenia tej energii, a jej jednostką jest m^2/s .

Rozwiązanie równania przewodnictwa cieplnego w przypadku ogólnym jest zadaniem trudnym, stanowiącym wciąż przedmiot prac naukowych. Niemniej znane jest jego tzw. rozwiązanie podstawowe, które ma postać

$$\Phi(x, t) = \frac{1}{\sqrt{4\pi kt}} \exp\left(-\frac{x^2}{4kt}\right) \quad (6.16)$$

Zmiany temperatury w czasie i przestrzeni spowodowane przepływem ciepła mają więc ogólnie **charakter wykładniczy**.

Procesy nagrzewania i chłodzenia przyrządu półprzewodnikowego mogą wobec tego być **opisywane za pomocą stałych czasowych**, które określają, jak szybko układ osiąga stan ustalony opisany równaniem (6.12). Analogicznie do dziedziny elektrycznej, **cieplną stałą czasową** (ang. *thermal time constant*) można wyrazić w postaci iloczynu rezystancji cieplnej i pojemności cieplnej:

$$\tau_{th} = R_{th} C_{th} \quad (6.17)$$

Pojemność cieplną (ang. *thermal capacitance*) definiuje się jako stosunek przyrostu energii cieplnej zgromadzonej w danej bryle materiału do wywołanego tym przyrostu temperatury tej bryły:

$$C_{th} = \frac{dQ}{dT} \quad (6.18)$$

Jednostką pojemności cieplnej jest więc J/K. Opisuje ona, **ile energii cieplnej można zgromadzić w określonej bryle konkretnego materiału** – np. w półprzewodniku czy radiatorze. Zależy ona od ciepła właściwego i gęstości tego materiału oraz od objętości bryły – im większa objętość, tym większa pojemność cieplna.

Tak jak w przypadku rezystancji, również stałe czasowe i pojemności cieplne można **skojarzyć z poszczególnymi elementami cieplnego układu pracy** przyrządu półprzewodnikowego. Jednakże z interpretacji fizycznej pojemności cieplnej wynika, iż – w odróżnieniu od rezystancji – jest ona skojarzona nie z dwoma punktami układu – między którymi odbywa się wymiana ciepła, a z jednym – w którym ciepło jest magazynowane.

6.2. Chłodzenie

6.2.a. Radiatory

W przypadku większej mocy wydzielanej w przyrządzie, **wydajność chłodzenia** (czyli rezystancja cieplna) **zapewniana przez obudowę może nie być wystarczająca** (tj. rezystancja cieplna jest zbyt duża). Zwiększenie wydajności chłodzenia, czyli obniżenie rezystancji cieplnej, możliwe jest poprzez zastosowanie dodatkowego elementu pełniącego rolę chłodnicy.

Elementy ułatwiające odprowadzanie ciepła z przyrządu półprzewodnikowego nazywamy **radiatorami** (ang. *heat sinks*), gdyż za ich pośrednictwem ciepło jest między innymi **promieniowane** (*radiacja = promieniowanie*) do otoczenia zgodnie z prawem Stefana-Boltzmann. Promieniowanie nie jest jednak jedynym mechanizmem oddawania ciepła przez radiator. Nie mniej istotnym – a często dominującym – zjawiskiem jest **konwekcja**, tj. odbiór energii przez przepływający czynnik chłodzący, którym może być powietrze lub ciecz. Radiatory są przytwierdzone do metalowej obudowy lub podstawy elementu półprzewodnikowego (rys. 26b).

Radiator może mieć różną formę – począwszy od zwykłej blaszki wykonanej ręcznie do dużych brył metalu o skomplikowanym kształcie i zawierających wewnętrzne kanały umożliwiające chłodzenie cieczą. **Skuteczność radiatora** – tj. jego rezystancja cieplna, która powinna być jak najmniejsza – zależy od:

- 1) **przewodności cieplnej materiału** – najczęściej aluminium, gdyż posiada ono dużą przewodność cieplną, a w przeciwieństwie do miedzi (która jest lepszym przewodnikiem ciepła) nie ulega utlenianiu;
- 2) **objętości** – dlatego istotny jest optymalny dobór radiatora, w przeciwnym razie niepotrzebnie zwiększy on gabaryty i ciężar układu;
- 3) **powierzchni i jej stosunku do objętości** – dlatego radiatory są specjalnie kształtowane (odlewane, wycinane, gięte) w celu uzyskania jak największego pola powierzchni bocznej;
- 4) **emisyjności powierzchni**, gdyż ciepło można rozpatrywać jako promieniowanie podczerwone – ponieważ z praw fizyki wynika, że ciało emituje promieniowanie tak dobrze, jak dobrze je pochłania, więc lepiej odprowadzają ciepło radiatory malowane odpowiednim czarnym lakierem;
- 5) **rodzaju i prędkości przepływu czynnika chłodzącego** – najprostszym przypadkiem jest naturalna konwekcja powietrza. Możliwe jest też chłodzenie powietrzne wymuszone (stosowanie wentylatorów) oraz chłodzenie wymuszone cieczą (z wykorzystaniem wody lub innych substancji).

Szczególnym przypadkiem są przystawy mocy (zwykle niskonapięciowe i silnopięciowe) przeznaczone do **montażu powierzchniowego** na płytce drukowanej. W ich przypadku zalecany radiator jest z reguły **pole miedzi na płytce** – wykonane tak jak ścieżki drukowane. Podstawę obudowy (typu z rys. 25b) mocuje się poziomo na tym polu. Powinno ono (wraz z przyległymi ścieżkami) mieć odpowiednio dużą powierzchnię, podawaną w karcie katalogowej.

6.2.b. Połączenie radiatora z obudową

Skuteczność chłodzenia zależy nie tylko od samego radiatora, ale również od **jakości kontaktu z metalową obudową** (czy też podstawą) przyrządu półprzewodnikowego. W kartach katalogowych przyrządów bywa podawany optymalny moment skręcający śruby mocującej lub siła docisku. Dane te wykorzystuje się w zautomatyzowanej produkcji układów. W innych przypadkach polega się na wyczuciu konstruktora – ogólnie rzecz biorąc, śruba powinna być dokręcona mocno.

Ze względu na nieuniknioną nierówność powierzchni metalu, lepsze przewodnictwo ciepła między obudową a radiatorem można uzyskać przez **zastosowanie past termoprzewodzących** (patrz rys. 26b). Ich zadaniem jest wypełnienie luk, które wcześniej zajmował izolator – powietrze.

Elementem zmniejszającym skuteczność chłodzenia, są **podkładki**. Są one wprowadzane z materiałów o stosunkowo dużej przewodności cieplnej, jednak zawsze wprowadzają pewną dodatkową rezystancję cieplną. Koszt ten musi być jednak zapłacony, jeżeli konieczne jest zapewnienie **izolacji elektrycznej**, której brak przy bezpośrednim styku metalowej obudowy z metalowym radiatorem. Jest to istotne, jeżeli kilka przyrządów chcemy przymocować do jednego radiatora.

Należy bowiem wiedzieć, że w celu zapewnienia jak najlepszego przewodnictwa ciepła między strukturą półprzewodnikową a metalową częścią obudowy (mała rezystancja $R_{th(j-c)}$), podłoże technologiczne tej struktury mocuje się zazwyczaj bezpośrednio do tejże obudowy. Powoduje to, że **obudowa uzyskuje potencjał podłoża technologicznego** – np. drenu tranzystora N-MOSFET. Potencjał ten wynika z działania elektrycznego układu pracy przyrządu i w większości przypadków będzie różny dla poszczególnych przyrządów w tym układzie. Przytwierdzenie ich do jednego radiatora bez zapewnienia izolacji elektrycznej spowodowałoby więc zwarcie przez radiator.

Alternatywą dla stosowania podkładek jest użycie przyrządów w **obudowie izolowanej** od struktury półprzewodnikowej. W takim rozwiązaniu rezystancja cieplna jest mniejsza, jednak charakteryzuje się ono wyższym kosztem, a przyrządy takie są produkowane w dużo węższej gamie i trudniej dostępne.

6.2.c. Ilościowy opis chłodzenia z użyciem radiatora

Liczbowo skuteczność radiatora opisuje rezystancja cieplna radiator-powietrze $R_{th(s-a)}$. Oczywiście powinna ona być jak najniższa. W przypadku radiatorów przeznaczonych do współpracy z obudowami typu TO-220 (rys. 25b) osiąga ona wartości rzędu 10...40 K/W.

Połączenie obudowy z radiatorem (rys. 26b) oznacza **wprowadzenie dodatkowej rezystancji** $R_{th(c-a)}$ między obudową a powietrzem, tj. dodatkowej drogi przepływu ciepła. Odpowiada temu **równoległe połączenie rezystancji** $R_{th(c-a)}$ z szeregowym połączeniem:

- 1) rezystancji cieplnej obudowa-radiator $R_{th(c-s)}$, na którą składa się wartość wykazana w karcie katalogowej elementu oraz rezystancja podkładki lub pasty (rzędu 0,1...1 K/W);
- 2) rezystancji cieplnej samego radiatora, czyli $R_{th(s-a)}$.

Wypadkowa rezystancja złącze-powietrze wyraża się więc wzorem

$$R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-a)} \parallel (R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}) = R_{th(j-c)} + \frac{R_{th(c-a)} (R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)})}{R_{th(c-a)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}} \quad (6.19)$$

Jest on dość skomplikowany. Zwróćmy jednak uwagę, że jednocześnie powierzchnia styku samej obudowy z powietrzem ulega zmniejszeniu (por. pogrubioną powierzchnię podstawy na rys. 26a i 26b). W związku z tym rezystancja $R_{th(c-a)}$ ulega zwiększeniu do pewnej wartości $R_{th(c-a)'}^$. Rezystancja ta nawet przed zmniejszeniem była z pewnością większa od rezystancji radiatora – w przeciwnym razie nie trzeba by stosować tego ostatniego.

W przypadku połączenia równoległego dominuje zawsze mniejsza z rezystancji, a więc w tym przypadku suma $R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}$. Dlatego w praktyce przyjmuje się

$$R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)} \quad (6.20)$$

Stąd temperatura złącza może być obliczona z prostszej zależności

$$T_j = T_a + P_d (R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}) \quad (6.21)$$

6.3. Przebiecie cieplne

6.3.a. Prąd wsteczny złącza PN

Jak wiadomo (zob. instrukcję 0, rozdz. 5), blokowanie napięcia w przyrządach mocy odbywa się na spolaryzowanym wstecznie asymetrycznym złączu PN (np. P⁺N⁻). Przez złącze w tym stanie płynie pewien prąd wsteczny J_R , na który składa się prąd dyfuzyjny J_{diff} , wynikający z dyfuzji nośników między warstwami P i N, oraz prąd generacji J_{gen} , tworzony przez nośniki generowane termicznie w obszarze ładunku przestrzennego i usuwane z niego przez pole elektryczne:

$$J_R = J_{diff} + J_{gen} \quad (6.22)$$

Jeżeli napięcie na złączu U_R jest wysokie, to obszar ładunku przestrzennego ma dużą szerokość

$$W_{sc} = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_R}{eN}} \quad (6.23)$$

gdzie ε – przenikalność elektryczna półprzewodnika, N – koncentracja domieszek, e – ładunek elementarny. O ile prąd struktury jest niewielki (a tak właśnie jest w stanie blokowania), dyfuzja nośników przez tak długi obszar pozostaje nieznacząca, wobec czego prąd dyfuzyjny można zaniedbać.

Intensywność generacji nośników w jednostce objętości opisuje stała generacji (por. instrukcję 0, par. 6.4)

$$G = \frac{n_{gen}}{\tau_{sc}} \quad (6.24)$$

gdzie τ_{sc} – czas życia nośników w obszarze ładunku przestrzennego, zaś n_{gen} jest koncentracją generowanych par dziura-elektron. Ta ostatnia jest równa koncentracji nośników w półprzewodniku samoistnym (niedomieszkowanym) n_i . Wynika to ze faktu, że w półprzewodniku samoistnym koncentracja nośników wynika właśnie wyłącznie z mechanizmu generacji termicznej. Wyraża się ona wzorem (zob. instrukcję 0, par. 6.1)

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \quad (6.25)$$

gdzie W_g – szerokość przerwy energetycznej, k – stała Boltzmanna, N_c i N_v – gęstości stanów w paśmie przewodnictwa i walencyjnym. Zależność gęstości stanów od temperatury ma postać

$$\begin{aligned} N_c &= K_c (kT_j)^{3/2} \\ N_v &= K_v (kT_j)^{3/2} \end{aligned} \quad (6.26)$$

gdzie K_c i K_v są stałymi. Stąd, grupując współczynniki stałe i oznaczając wynik grupowania przez K_1 ,

$$n_i = \sqrt{K_c (kT_j)^{3/2} \cdot K_v (kT_j)^{3/2}} \cdot \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) = K_1 T_j^{3/2} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \quad (6.27)$$

Gęstość prądu generacji (prąd na jednostkę powierzchni przekroju złącza) można obliczyć jako iloczyn całki ze stałej generacji (stanowiącej gęstość objętościową) po obszarze ładunku przestrzennego i ładunku pojedynczego nośnika e :

$$J_{\text{gen}} = e \int_{W_{\text{sc}}} G \, dx = \frac{en_{\text{gen}}W_{\text{sc}}}{\tau_{\text{sc}}} = \frac{en_iW_{\text{sc}}}{\tau_{\text{sc}}} \quad (6.28)$$

Korzystając z zależności, (6.25) i (6.23) otrzymujemy

$$\begin{aligned} J_{\text{gen}} &= e \int_{W_{\text{sc}}} G \, dx = \frac{en_{\text{gen}}W_{\text{sc}}}{\tau_{\text{sc}}} = \frac{en_iW_{\text{sc}}}{\tau_{\text{sc}}} = \frac{e}{\tau_{\text{sc}}} \cdot K_1 T_j^{3/2} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \cdot \sqrt{\frac{2\epsilon U_R}{eN}} = \\ &= \frac{1}{\tau_{\text{sc}}} \sqrt{\frac{2e\epsilon}{N}} K_1 \cdot \sqrt{U_R} \cdot T_j^{3/2} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \end{aligned} \quad (6.29)$$

Zapis ten można uprościć oznaczając wszystkie parametry stałe (niezależne od temperatury) przez K_2 :

$$J_{\text{gen}} = K_2 \cdot \sqrt{U_R} \cdot T_j^{3/2} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \quad (6.30)$$

Wynika z niego jednoznacznie, że gęstość prądu rośnie wraz z temperaturą T_j , a także wraz z przyłożonym napięciem wstecznym U_R .

6.3.b. Wydzielanie ciepła w blokującym złączu PN

Przepływ prądu wstecznego przez złącze, na którym panuje określone napięcie U_R , powoduje wydzielanie w nim mocy. Gęstość tej mocy – na jednostkę powierzchni przekroju złącza – wynosi

$$P_d = U_R J_R \approx U_R J_{\text{gen}} = K_2 \cdot U_R^{3/2} \cdot T_j^{3/2} \exp\left(-\frac{W_g}{2kT_j}\right) \quad (6.31)$$

Rys. 28 przedstawia moc wydzielaną we wstecznie spolaryzowanym złączu PN P_d wraz mocą odprowadzaną P_a jako funkcje temperatury złącza T_j według zależności (6.31) i (6.11). Linie ciągłe odpowiadają pewnemu napięciu wstecznemu U_R i pewnej wypadkowej rezystancji cieplnej $R_{\text{th}(j-a)}$.

Założmy, że złącze początkowo znajduje się w temperaturze otoczenia T_a . Po przyłożeniu do złącza napięcia U_R , jest w nim wydzielana moc P_d o wartości określonej wzorem (6.31). Jak wynika z rys. 28, dla $T_j = T_a$ moc wydzielana P_d jest wyższa od mocy odprowadzanej P_a . Nieodprowadzona część wytworzonej energii cieplnej zwiększy energię półprzewodnika, a tym samym jego temperaturę. Wzrost ten zakończy się z chwilą osiągnięcia temperatury T_{op} , dla której $P_a = P_d$. W tym punkcie pracy bowiem cała energia wytwarzana jest odprowadzana, a więc energia półprzewodnika nie zmienia się, czyli jego temperatura pozostaje stała. Oznacza to, że **samoczynnie ustali się taka temperatura złącza, przy której układ znajduje się w stanie równowagi cieplnej** opisanej warunkiem (6.9).

Jeżeli temperatura przyrządu T_j z jakiegoś powodu nieznacznie wzrośnie powyżej T_{op} , to – jak wynika z rys. 28 – moc wydzielana P_d wzrośnie, jednak moc odprowadzana P_a wzrośnie bardziej. Dzięki odprowadzaniu większej ilości energii niż jest wydzielana, energia półprzewodnika zmniejszy się, czyli przyrząd **ochłodzi się, wracając do punktu T_{op}** . Tym samym punkt pracy T_{op} jest punktem **stabilnym cieplnie**.

Na podstawie rys. 28 można poczynić kilka dodatkowych wniosków co do **temperatury ustalonego punktu pracy T_{op}** . Jej wartość zależy od:

- 1) jakości chłodzenia – gdyż zgodnie z prawem Fouriera (6.11), nachylenie prostej P_a jest równe odwrotności rezystancji cieplnej $R_{\text{th}(j-a)}$. Przy większej rezystancji cieplnej nachylenie to będzie mniejsze (linia kreskowa na rys. 28), przez co ustali się temperatura o wyższej wartości T_{op} ;

Zgodnie z zależnością (6.25), koncentracja nośników generowanych termicznie jest rosnącą funkcją temperatury. Po pewnym czasie niestabilność cieplna doprowadza do osiągnięcia temperatury tak wysokiej, że **koncentracja nośników generowanych termicznie n_i staje się znacznie większa od koncentracji domieszek N** , a tym samym całkowita koncentracja nośników jest praktycznie równa koncentracji nośników generowanych termicznie. Temperatura graniczna, przy której $n_i = N$, jest niekiedy określana mianem drugiej temperatury krytycznej.

Ponieważ termicznie generowane są zawsze *pary* elektron-dziura, więc koncentracje obu typów nośników są sobie równe i wynoszą n_i . Oznacza to, że **półprzewodnik zaczyna zachowywać się jak samoistny** (niedomieszkowany). Taki obszar półprzewodnika – o wysokiej temperaturze i wysokiej koncentracji nośników generowanych termicznie – nazywany jest **mezoplazmą** (ang. *mesoplasma*). Ponieważ powstaje ona wskutek ściągania prądu do gorącego punktu, najczęściej obszar przez nią zajmowany ma kształt **bardzo cienkiej ścieżki**.

Dzięki wysokiej koncentracji nośników, poprzez ścieżkę tworzoną przez mezoplazmę przewodzony jest prąd o dużej, stale rosnącej (dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu) gęstości. Tym samym **złącze traci zdolność blokowania**. Rezystancja przyrządu natomiast znacząco spada, w wyniku czego **spadek potencjału na nim staje się niewielki** – porównywalny ze stanem przewodzenia – a natężenie prądu jest ograniczone głównie przez impedancję obwodu zewnętrznego.

6.3.d. Pojęcie przebicia cieplnego

Powstanie mezoplazmy prowadzi do **trwałego uszkodzenia struktury półprzewodnika** w wyniku oddziaływania wysokiej temperatury. Może do tego dojść na jeden z trzech sposobów:

- 1) mechaniczne uszkodzenie (np. pęknięcie) materiału półprzewodnikowego wskutek działania naprężeń wywołanych różną gęstością krzemu o różnej temperaturze;
- 2) stopienie materiału półprzewodnikowego, jeżeli mezoplazma osiągnie temperaturę topnienia krzemu (ok. 1400 °C);
- 3) stopienie obszaru metal-półprzewodnik na granicy półprzewodnika i kontaktów.

Utworzenie mezoplazmy na skutek niestabilności cieplnej nazywa się **przebiciem cieplnym** (ang. *thermal breakdown*). Ze względu na dodatnie sprzężenie zwrotne, procesu tego nie można zatrzymać. W krótkim czasie temperatura narasta do niebezpiecznej wartości, tak że **przebicie cieplne zawsze kończy się uszkodzeniem przyrządu**. Jest więc ono **zjawiskiem niszczącym i nieodwracalnym**.

Ze względu na swój lokalny charakter, przebicie cieplne jest **trudne do prognozowania i zapobiegania**. Do zniszczenia przyrządu wystarczy bowiem wzrost temperatury i gęstości prądu w niewielkim fragmencie struktury, przy niezmiennym całkowitym prądzie struktury i niskiej średniej gęstości prądu. Inicjacji tego zjawiska nie towarzyszą więc żadne oznaki zewnętrzne. Przewidzenie przebicia cieplnego wymaga więc **uwzględnienia niejednorodności przepływu prądu** (czyli różnej gęstości prądu w różnych punktach) i **rozkładu temperatury** wewnątrz rzeczywistego przyrządu. Zasadniczo jedynym narzędziem, które pozwala na taką analizę, są trójwymiarowe symulatory struktur półprzewodnikowych.

Rozważając ryzyko przebicia cieplnego należy także brać pod uwagę **dynamikę zjawisk**. Narastanie temperatury odbywa się bowiem stopniowo, a więc osiągnięcie temperatury krytycznej wymaga wydzielania odpowiednio dużej mocy przez **odpowiednio długi czas**. W związku z tym przyrząd może wytrzymać krótki impuls mocy o określonej amplitudzie $P_d = U \cdot I$, natomiast podanie takiego samego napięcia i prądu przez czas dłuższy doprowadzi do przebicia cieplnego.

Odwołując się ponownie do rys. 28, można wysnuć wnioski co do wpływu warunków pracy (w tym chłodzenia) na **ryzyko wystąpienia przebicia cieplnego**. Ryzyko to jest oczywiście tym większe, im temperatura T_{crit} niższa, a jej odległość od temperatury T_{op} – mniejsza. Analiza graficzna pozwala ustalić, że z tego punktu widzenia niekorzystne są:

- 1) mniejsza wydajność chłodzenia, czyli zwiększenie rezystancji cieplnej $R_{th(j-a)}$ (linia kreskowa);
- 2) praca w wyższej temperaturze otoczenia T_a ;

3) przyłożenie wyższego napięcia wstecznego U_R (linia kropkowa).

6.3.e. Przebiecie ciepłe jako następstwo przebiecia lawinowego

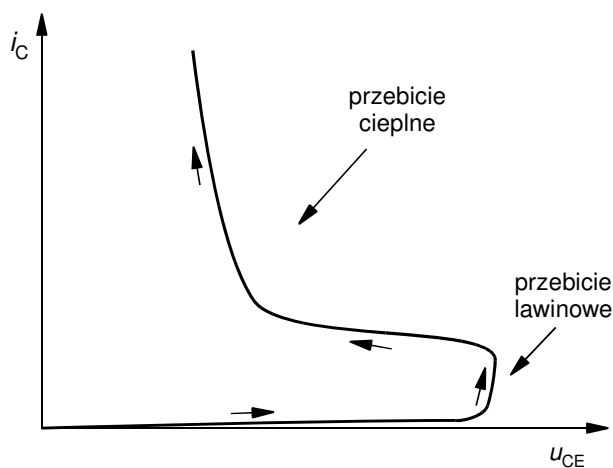
Jak wiadomo (zob. instrukcję 0, rozdz. 5), po przyłożeniu do złącza PN odpowiedni wysokiego napięcia, bliskiego napięciu przebiecia U_{br} , dochodzi w nim do przebiecia lawinowego. Polega ono na znaczącym – nawet o kilka rzędów wielkości – zwiększeniu koncentracji nośników w obszarze ładunku przestrzennego. Jego źródłem jest generacja wielu par dziura-elektron na drodze zderzeń nośników generowanych termicznie z węzłami sieci krystalicznej. Wskutek tego rezystywność obszaru ładunku przestrzennego radykalnie spada, a gęstość prądu wstecznego J_R znacząco rośnie. Wysoka koncentracja par nośników, zmniejszenie rezystywności i wzrost gęstości prądu to zjawiska charakterystyczne również dla przebiecia ciepłego. Płyńie stąd wniosek, że przebiecie lawinowe może **wspomóc i przyspieszyć** wystąpienie tego drugiego.

Efekt przebiecia lawinowego można opisać empiryczną zależnością

$$J_R = \frac{J_{gen}}{1 - \frac{U_R}{U_{br}}} \quad (6.32)$$

Dla $U_R \rightarrow U_{br}$ mianownik tego wyrażenia dąży do zera, co oznacza, że gęstość prądu może osiągnąć bardzo dużą wartość. Tym samym na rys. 28 przebiecie lawinowe objawi się zasadniczo analogicznie do dowolnego wzrostu napięcia U_R (linia kropkowa), z tym że moc wydzielana $P_d = U_R \cdot J_R$ osiąga dużo większe wartości.

W stanie przebiecia lawinowego temperatura krzywa P_d może więc z dużym prawdopodobieństwem znaleźć się całkowicie powyżej prostej P_a . Taka sytuacja oznacza, że stan ustalony w ogóle nie jest możliwy, a temperatura będzie stale narastać z upływem czasu, bowiem moc wydzielana będzie zawsze większa od odprowadzanej. Jeżeli **stan przebiecia lawinowego będzie trwał wystarczająco długo**, to temperatura przyrządu T_j osiągnie drugą temperaturę krytyczną (tworzenia mezoplazmy) i **dojdzie do przebiecia ciepłego**.



Rys. 29. Przebiecie ciepłe na płaszczyźnie charakterystyk wyjściowych tranzystora BJT

Taką właśnie sytuację przedstawia rys. 29 dla tranzystora BJT. Zauważmy, że nie jest to charakterystyka izotermiczna ani statyczna, ale wykres trajektorii punktu pracy tranzystora w czasie. Temperatura przyrządu rośnie bowiem wraz z przesuwaniem się punktu pracy zgodnie ze strzałkami. Natomiast dla wywołania niestabilności cieplnej i przejścia w stan przebiecia ciepłego, przyrząd musi przebywać w stanie przebiecia lawinowego odpowiednio długi czas, potrzebny na osiągnięcie temperatury krytycznej.

Z względu na widoczne następstwo przebiccia lawinowego i cieplnego, pierwsze z nich określa się czasem mianem **pierwszego przebiccia** (ang. *first breakdown*), zaś przebiccie cieplne – mianem **drugiego przebiccia** (ang. *second breakdown*).

6.3.f. Niestabilność cieplna w przewodzącej warstwie półprzewodnikowej

Inicjacja przebiccia cieplnego może nastąpić także **w innym stanie pracy przyrządu niż stan blokowania i w innym obszarze struktury niż przyłączeniowy**. Teoretycznie do niestabilności cieplnej może dojść w statycznym stanie przewodzenia. Prawdopodobieństwo tego jest jednak niskie, gdyż w stanie tym napięcie na przyrządzie jest niewielkie, a więc osiągnięcie dużej gęstości mocy wymaga bardzo dużej gęstości prądu. Poza tym poprzez poprawne zaprojektowanie struktury półprzewodnikowej stosunkowo łatwo można osiągnąć równomierny rozkład gęstości prądu i temperatury w stanie statycznym.

Znacznie **wyższe zagrożenie niestabilnością cieplną występuje w stanach dynamicznych** – załączania i wyłączania. W tych stanach bowiem struktura półprzewodnikowa przewodzi – już lub jeszcze – znaczący prąd, a napięcie na niej jest – jeszcze lub już – wysokie. Dodatkowo przewodzenie prądu rozpoczyna się w pewnych lokalizacjach i dopiero z czasem obejmuje cały przekrój przyrządu. W przypadku przyrządów bipolarnych nośniki nadmiarowe wypełniają objętość półprzewodnika stopniowo, co powoduje różnice w rezystywności poszczególnych obszarów. Analogiczna jest natura zjawisk fizycznych podczas wyłączania. Powyższe prowadzi do **nierównomiernego rozkładu gęstości prądu i temperatury w połączeniu z dużą gęstością mocy** – które to czynniki wskazaliśmy jako główne przyczyny niestabilności cieplnej.

Ponieważ mechanizmy przewodzenia prądu w poszczególnych przyrządach półprzewodnikowych mocy są różne, **odmienne są także mechanizmy prowadzące do przebiccia cieplnego i poziom ryzyka** jego wystąpienia.

Szczególnie **wysokie ryzyko** przebiccia cieplnego charakteryzuje **przyrządy bipolarne**. Wynika to z szeregu faktów:

- 1) przy przewodnictwie bipolarnym **gęstość prądu jest rosnącą funkcją temperatury**, co wynika ze wzrostu prądu nasycenia i prądu dyfuzyjnego złącza PN oraz ze wzrostu czasu życia nośników mniejszościowych τ ;
- 2) przy dłuższym czasie życia nośników mniejszościowych **większe jest wzmocnienie prądowe** struktur NPN i PNP, a więc gęstość prądu jest tym większa;
- 3) wzrost wzmocnienia prądowego **zmniejsza efektywne napięcie przebiccia lawinowego**, a więc ułatwia zajście zjawiska, które może doprowadzić do przebiccia cieplnego;
- 4) ze względów technologicznych przyrządy bipolarne – za wyjątkiem sterowanych polowo jak IGBT – są zbudowane w taki sposób, że pojedyncza struktura zajmuje cały przekrój pastylki półprzewodnika (w odróżnieniu od budowy komórkowej np. tranzystorów MOSFET), a przy dużym przekroju **łatwiej o nierównomierny rozplływ prądu**;
- 5) przejście w stan przewodzenia i powrót do stanu blokowania wymagają odpowiednio **dopływu i usunięcia nośników nadmiarowych**, co – jak wspomniano wyżej – jest procesem **rozłożonym w przestrzeni**, prowadząc tym samym do lokalnych różnic w gęstości prądu;
- 6) procesy związane z nośnikami mniejszościowymi są powolne, przez co **przełączanie trwa długo**, stąd większe jest prawdopodobieństwo, że przez ten czas przyrząd osiągnie temperaturę krytyczną.

W przypadku **przyrządów unipolarnych pozytywnym jest fakt, że ruchliwość nośników jest malejącą funkcją temperatury**. Przy przewodnictwie unipolarnym, w którym prąd tworzą wyłącznie większościowe nośniki równowagowe (brak dyfuzji mniejszościowych nośników nadmiarowych) oznacza to **wzrost rezystywności** warstwy przewodzącej. Tym samym nie występuje zjawisko ściągania prądu do gorącego punktu, a wręcz przeciwnie – jeżeli temperatura jakiegoś fragmentu struktury ulegnie zwiększeniu, to skoro jego rezystywność wzrośnie, zmaleje

lokalna gęstość prądu; tym samym zmniejszy się moc wydzielana, a temperatura spadnie. Zasadniczo przystawy unipolarne wykazują więc **samoczynną stabilizację cieplną**. Co istotne, zachodzi ona w mikroskali, przeciwdziałając nierównomiernemu rozplwowi prądu w przekroju – co tym bardziej ogranicza ryzyko niestabilności cieplnej.

Niemniej w przypadku tranzystora MOSFET istnieją mechanizmy, które mogą doprowadzić do przebicia cieplnego:

- 1) **działanie pasożytniczego tranzystora bipolarnego źródło-podłoże-dren**, który zostaje załączony, gdy prąd płynący w warstwie podłoża funkcjonalnego odłoży na tej warstwie napięcie przekraczające napięcie progowe złącza baza-emiter (źródło-podłoże tranzystora MOSFET);
- 2) **rozzut napięcia progowego struktury MOS** w poszczególnych komórkach elementarnych, który powoduje niejednorodny rozplw prądu – zgodnie z charakterystyką przejściową tranzystora MOS, większy prąd popłynie przez komórki o niższym napięciu progowym $U_{GS(th)}$;
- 3) **spadek napięcia progowego struktury MOS z temperaturą**, w wyniku czego prąd kanału może stać się rosnącą funkcją temperatury, jeżeli wpływu napięcia progowego nie przeważą wpływ spadku ruchliwości;
- 4) **przebiecie lawinowe kanału** wskutek odkładania się wysokiego napięcia na warstwie podłoża funkcjonalnego bezpośrednio pod nim;
- 5) **nadmierne wydzielanie mocy** wskutek znaczącego przekroczenia dopuszczalnej wartości mocy lub prądu, które to wydzielanie doprowadza do przekroczenia temperatury krytycznej.

Mechanizmy 1–4 mogą być na szczęście skutecznie ograniczone poprzez odpowiednie kształtowanie i domieszkowanie warstwy podłoża funkcjonalnego oraz dbałość o jednakowe parametry wszystkich komórek tworzących tranzystor.

7. Bezpieczna praca tranzystora MOSFET

7.1. Obszar bezpiecznej pracy

7.1.a. Definicja i istotne cechy

Obszarem bezpiecznej pracy (ang. *safe operating area, SOA*) nazywamy obszar na płaszczyźnie napięcie wyjściowe – prąd wyjściowy, w którego dowolnym miejscu może się znajdować punkt pracy przyrządu bez ryzyka uszkodzenia, w określonych warunkach cieplnych. Chodzi tu oczywiście o uszkodzenie w wyniku zjawisk o genezie elektrycznej, a nie np. mechanicznej.

„Określone warunki cieplne” mogą się odnosić bezpośrednio do temperatury struktury półprzewodnikowej, obudowy elementu lub otoczenia. Osiągnięcie tych warunków może być **niemożliwe bez zastosowania układu chłodzenia**. Zagadnienie to zostało już omówione w podrozdziale 6.2.

Definicja powyższa nie mówi nic o **czasie przebywania punktu pracy**. Zasadniczo czas ten nie jest ograniczony, tj. może być nieskończony. Z kolei na zewnątrz obszaru bezpiecznej pracy punkt pracy tranzystora **nie powinien się znajdować w żadnym momencie**, przez najkrótszy nawet czas.

Rys. 30 (linia ciągła, obszar zaznaczony kolorem szarym) przedstawia obszar bezpiecznej pracy typowy dla tranzystora MOSFET mocy. Odnosi się on wyłącznie do kierunku przewodzenia, dlatego precyzyjnie określany jest mianem **obszaru bezpiecznej pracy dla polaryzacji w kierunku przewodzenia** (ang. *forward-bias safe operating area, FBSOA*). Oprócz tego definiuje się również **obszar bezpiecznej pracy dla kierunku zaporowego** (ang. *reverse-bias safe operating area, RBSOA*). Nazwa ta może być myląca, jako że nie musi chodzić o polaryzację wsteczną obwodu głównego przyrządu. Obszar RBSOA ma zastosowanie do stanu wyłączania, w którym wstecznie spolaryzowane zostaje jedno ze złącz, blokujące napięcie. W takim ujęciu obszar FBSOA obowiązuje z kolei dla stanu załączania.

Obszary FBSOA i RBSOA posiadają wyraźnie różne granice dla części przyrządów bipolarnych, co związane jest z występowaniem i dynamiką różnych zjawisk fizycznych mogących doprowadzić do uszkodzenia przyrządu. Dla tranzystorów MOSFET takie zauważalne różnice nie występują, dlatego podawany jest dla nich tylko jeden rysunek obszaru bezpiecznej pracy, obowiązujący dla wszystkich stanów.

Tradycyjnie obszar bezpiecznej pracy podaje się w **skali logarytmicznej obu osi**. W tej skali jest on ograniczony linią łamaną złożoną w najbardziej ogólnym przypadku z 5 odcinków, które omówimy dokładniej w podrozdziale 7.2.

7.1.b. Obszar bezpiecznej pracy a moc strat

Obszar bezpiecznej pracy definiowany jest na płaszczyźnie charakterystyki wyjściowej (dla tranzystora MOSFET – $U_{DS}-I_D$). **Iloczyn współrzędnych** ($U_{DS}\cdot I_D$) każdego punktu na tej

7.2. Geneza granic obszaru bezpiecznej pracy

7.2.a. Napięcie w stanie załączenia – odcinek 1

Napięcie w stanie załączenia $U_{DS(on)}$ (ang. *on-state voltage*) wynika z niezerowej **rezystancji dren-źródło w stanie załączenia** $R_{DS(on)}$. „Stan załączenia” oznacza *pełne* załączenie przyrządu, tj. pracę w zakresie liniowym z minimalnym możliwym spadkiem potencjału na obwodzie głównym.

Napięcie to jest proporcjonalne (w tranzystorze MOSFET) do natężenia prądu I_D zgodnie z zależnością

$$U_{DS(on)} = I_D R_{DS(on)} \Leftrightarrow I_D = \frac{U_{DS(on)}}{R_{DS(on)}} \quad (7.2)$$

Nierówność

$$U_{DS} \geq U_{DS(on)} \quad (7.3)$$

ogranicza więc obszar, w którym może przebywać punkt pracy tranzystora, od dołu. Przy danym prądzie I_D **nie jest możliwa praca z niższym napięciem** U_{DS} . Granicę tego obszaru wyznacza oczywiście równość

$$U_{DS} = U_{DS(on)} \Leftrightarrow I_D = \frac{1}{R_{DS(on)}} U_{DS} \quad (7.4)$$

Ma ona postać

$$y = C \cdot x \quad (7.5)$$

czyli definiuje prostą o współczynniku kierunkowym $1/R_{DS(on)}$. Jej przebieg w skali logarytmicznej uzyskujemy logarytmując obie strony i przyjmując $\log x$ i $\log y$ za nowe zmienne y' i x' :

$$\log y = \log(Cx) = \log C + \log x \Rightarrow y' = x' + \log C \quad (7.6)$$

Jest to również prosta, lecz o współczynniku kierunkowym równym 1.

Ponieważ prosta ta odpowiada dolnej granicy napięcia, więc również dolnej granicy mocy strat P_D . Przy danym natężeniu prądu I_D **nie jest możliwe wydzielenie mniejszej mocy** (strat statycznych) niż

$$P_{D(cond)} = U_{DS(on)} I_D = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (7.7)$$

Granica ta wynika z realnych możliwości tranzystora (przewodzenia prądu przy niskim spadku potencjału). Nie stanowi natomiast ograniczenia pod względem bezpieczeństwa tranzystora.

Prostą (7.2) podaje się zawsze w sposób maksymalnie ograniczający obszar bezpiecznej pracy. Ponieważ rezystancja rośnie z temperaturą, oznacza to przyjęcie maksymalnej dopuszczalnej temperatury struktury $T_{j(max)}$.

7.2.b. Dopuszczalny szczytowy prąd drenu – odcinek 2

Maksymalny dopuszczalny szczytowy prąd drenu $I_{Dm(rat)}$ (ang. *absolute maximum peak drain current*). Jest to wartość znamionowa – stąd dla ścisłości będziemy używać indeksu „rat” (ang. *rated*), w praktyce jest on jednak pomijany. Może mieć ona dwojaką genezę.

a. Dopuszczalny szczytowy prąd drenu najczęściej wynika z **wytrzymałości cieplnej elektrod i wyprowadzeń** na zewnątrz obudowy. Im większy prąd, tym intensywniejsze wydzielanie ciepła w tych elementach, gdyż mają one – jako przewodniki – charakter typowo rezystancyjny. Zbyt wysoka moc wydzielana może doprowadzić do stopienia styków, przepalenia drucików wyprowadzeń itp.

Wartość $I_{Dm(rat)}$ może być wyznaczana doświadczalnie z odpowiednim zapasem bezpieczeństwa. Niektórzy producenci wyznaczają ją jednak szacunkowo z arbitralnego wzoru

$$I_{Dm(rat)} = k \cdot I_{D(max)} \quad (7.8)$$

zwyczajowo przyjmując wartość współczynnika k za 2 lub 4.

b. Przy bardzo wysokiej zdolności odprowadzania ciepła, mocniejsze ograniczenie prądu może narzucać **przebiecie struktury bramka-tlenek-podłoże**. Wówczas maksymalnym będzie taki prąd, jaki może popłynąć przez tranzystor przy maksymalnym dopuszczalnym napięciu bramka-źródło $U_{GS(max)rat}$. Obie te wielkości łączy wówczas transkonduktancja tranzystora zgodnie z zależnością

$$I_{Dm(rat)} = g_{fs} U_{GS(max)rat} \quad (7.9)$$

7.2.c. Dopuszczalna moc strat – odcinek 3

Maksymalna dopuszczalna całkowita moc strat w obwodzie drenu $P_{D(rat)}$ (ang. *absolute maximum total drain power dissipation*). Jest to wartość znamionowa, określająca, jak dużą moc można wydzielać w przyrządzie w sposób ciągły bez przekroczenia **maksymalnej dopuszczalnej temperatury struktury półprzewodnikowej** $T_{j(max, rat)}$.

Temperatura struktury wynika zarówno z grzania, jak i odprowadzania ciepła. Dlatego dopuszczalna moc strat jest **silnie zależna od warunków chłodzenia**. Na przykład ta sama struktura półprzewodnikowa umieszczona w różnych obudowach będzie się charakteryzować różną dopuszczalną mocą strat. W celu zapewnienia standaryzacji przyjęło się ją wyznaczać przy założeniu, że obudowa przyrządu utrzymywana jest w temperaturze pokojowej – $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (lub równoważnie 300 K).

Granicę obszaru bezpiecznej pracy określa więc nierówność

$$P_D \leq P_{D(rat)} = P_{D(max)} (t_p = \infty) \quad (7.10)$$

przy czym t_p oznacza czas trwania impulsu prądu głównego. W tym przypadku czas ten jest nieskończony, gdyż definicja mówi o ciągłym przewodzeniu prądu. Sposób wyznaczania wartości $P_{D(rat)}$ zostanie omówiony w paragrafie 7.4.a.

Jak wspomnieliśmy, rozważając obszar bezpiecznej pracy możemy uwzględniać wyłącznie moc strat statycznych $P_{D, stat}$, która wyraża się zależnością (7.1). Podstawiając ją za P_D do równości wyznaczającej granicę obszaru bezpiecznej pracy

$$P_D = P_{D(rat)} \quad (7.11)$$

otrzymujemy

$$U_{DS} I_D = P_{D, stat} = P_D = P_{D(rat)} \quad (7.12)$$

skąd

$$I_D = \frac{P_{D(rat)}}{U_{DS}} \quad (7.13)$$

Jest to równanie postaci

$$xy = C \Leftrightarrow y = \frac{C}{x} \quad (7.14)$$

a więc definiując hiperbolę, której w skali logarytmicznej odpowiada

$$\log y = \log(Cx^{-1}) = \log C + \log x^{-1} = \log C - \log x \Rightarrow y' = -x' + \log C \quad (7.15)$$

czyli prosta o współczynniku kierunkowym -1 .

Zwróćmy uwagę, że równość (7.13) dostaliśmy z podstawienia $P_D = P_{D,stat}$. Pominięcie dynamicznych strat mocy sprawia, że katalogowy obszar bezpiecznej pracy może wprowadzać w błąd. Znamionowa moc dopuszczalna $P_{D(rat)}$ dotyczy bowiem strat całkowitych, tj. statycznych i dynamicznych łącznie. Straty dynamiczne „zużywają” w rzeczywistości część tej dopuszczalnej mocy, a więc dla strat statycznych „zostaje” jej mniej niż to widać na rysunku obszaru bezpiecznej pracy.

Ze znamionową dopuszczalną mocą strat wiążą się trzy kolejne parametry graniczne, opisane w podrozdziale 7.3.

7.2.d. Przebiecie ciepłe – odcinek 4

Czynniki stwarzające ryzyko wystąpienia niestabilności cieplnej i w konsekwencji przebiecia cieplnego omówione zostały w par. 6.3. Podstawowym warunkiem utraty stabilności jest przekroczenie pewnej temperatury krytycznej T_{crit} . Ze względu na lokalny charakter rozpatrywanych zjawisk, **uśredniona umowna temperatura przyrządu T_j nie może być podstawą do stwierdzenia**, czy temperatura T_{crit} nie zostanie przekroczona w żadnym punkcie struktury półprzewodnikowej. Tym bardziej, że wartość tej ostatniej zależy od warunków chłodzenia, a te są znacząco odmienne na przykład głęboko we wnętrzu półprzewodnika i w pobliżu metalowych kontaktów. Z tych powodów nie da się podać wartości T_{crit} do porównania z prognozowaną umowną temperaturą T_j . Parametr ten jest więc nieobecny w kartach katalogowych przyrządów półprzewodnikowych.

W wielu przypadkach osiągnięcie temperatury T_{crit} **nie jest możliwe, jeżeli przyrząd znajduje się w granicach obszaru bezpiecznej pracy wyznaczonych przez odcinki 2, 3 i 4**. Dotyczy to w szczególności współczesnych tranzystorów MOSFET. Wówczas odcinek 4 na rysunku obszaru bezpiecznej pracy nie występuje. **Nie oznacza to jednak, że przebiecie ciepłe nie może w takich przyrządach zajść**. Przy odpowiednio dużej mocy wydzielanej i długim czasie narażenia oraz odpowiednio wysokiej temperaturze otoczenia i rezystancji cieplnej, każdy przyrząd – także unipolarny – może osiągnąć temperaturę krytyczną tworzenia mezoplazmy i ulec przebieciu cieplnemu.

Jak stwierdziliśmy w par. 6.3.f, większe ryzyko wystąpienia przebiecia cieplnego charakteryzuje przyrządy bipolarne – szczególnie tranzystory BJT i tyrystory, ale także część tranzystorów IGBT (w zależności od ich budowy). W ich przypadku odcinek 4 stanowi dodatkową granicę obszaru bezpiecznej pracy, będąc ograniczeniem silniejszym niż odcinek 3. Oznacza to, że przebiecie ciepłe w takim przyrządzie może w pewnych warunkach (napięcie, prąd, temperatura obudowy) **wystąpić nawet, gdy uśredniona temperatura przyrządu T_j i napięcie na nim nie przekraczają swoich wartości dopuszczalnych**. Oczywiście wynika to głównie z niejednorodności rozkładu gęstości prądu i temperatury wewnątrz struktury półprzewodnikowej.

Podgrzanie półprzewodnika do temperatury krytycznej daną mocą P_d wymaga określonego czasu. Wobec tego **im krótszy impuls mocy, tym mniejsze ryzyko przebiecia cieplnego**. Widać to na rys. 30, gdzie wraz ze zmniejszaniem się czasu t_p , odcinek 4 ogranicza obszar bezpiecznej pracy w coraz mniejszym stopniu.

Jak stwierdziliśmy w par. 6.3.d, temperatura krytyczna zależy także od warunków chłodzenia. Wobec tego także ta granica obszaru bezpiecznej pracy **obowiązuje dla określonej temperatury obudowy T_c lub kombinacji temperatury otoczenia T_a i rezystancji cieplnej $R_{th(j-a)}$** .

7.2.e. Dopuszczalne napięcie dren-źródło – odcinek 5

Maksymalne dopuszczalne napięcie dren-źródło $U_{DSS(rat)}$ (ang. *absolute maximum drain-to-source voltage*; końcowy indeks „S” oznacza warunek zwarcia bramki do źródła) określa gwarantowaną przez producenta wartość U_{DS} , przy której – o ile bramka jest zwarta ze źródłem ($U_{GS} = 0$) – nie dojdzie do **przebiecia lawinowego** tranzystora. Stąd stosowane w praktyce oznaczenia napięcia znamionowego: zgodne z normą $V_{(BR)DSS}$ oraz niezgodne, ale spotykane, BV_{DSS} od ang. *breakdown voltage*.

W przypadku tranzystora MOSFET chodzi o przebiecie złącza PN^- podłoże-dren. Napięcie tego przebiecia $U_{DSS(br)}$ wykazuje zawsze pewien rozrzut. Napięcie dopuszczalne jest więc tak ustalone, aby nie było większe od rzeczywistego napięcia przebiecia żadnego tranzystora o danym oznaczeniu seryjnym.

Dopuszczalne napięcie dren-źródło jest – obok dopuszczalnego prądu ciągłego $I_{D(rat)}$ – **podstawowym parametrem znamionowym tranzystora**. Jeżeli mówimy o tranzystorze 400-woltowym, to odnosimy się do tego właśnie parametru. Jest on dość wygodny w zastosowaniu, gdyż pozostaje zasadniczo **niezależny od warunków pracy tranzystora MOSFET**. W związku z tym porównanie go z napięciem roboczym występującym w konkretnym układzie daje (w większości przypadków) **natychmiastową odpowiedź na pytanie, czy dany tranzystor nadaje się do danej aplikacji**.

Jedynym parametrem widocznie (aczkolwiek dosyć słabo) wpływającym na bezpieczeństwo napięciowe jest temperatura. Napięcie przebiecia $U_{DSS(br)}$ jest **rosnącą funkcją temperatury**. Wynika to z faktu, iż rośnie amplituda drgań sieci krystalicznej, więc częściej dochodzi do zderzeń nośników z tymi węzłami. W wyniku tego mniejsze jest prawdopodobieństwo rozprędnienia nośników do prędkości koniecznej do inicjacji powielania lawinowego. Jest to korzystne, gdyż w miarę nagrzewania przyrząd staje się bezpieczniejszy.

Zasadniczo projektant nie musi więc uwzględniać wpływu temperatury, chyba że istnieje prawdopodobieństwo pracy układu w **temperaturach wyraźnie niższych** niż 25 °C. W razie potrzeby w karcie katalogowej można znaleźć współczynnik temperaturowy napięcia przebiecia $\Delta U_{DSS(br)}/\Delta T_j$. Znamionowa wartość $U_{DSS(br)}$ podawana jest dla temperatury $T_j = 25$ °C.

Jeżeli napięcie przyłożone do tranzystora między drenem a źródłem przekroczy napięcie przebiecia, we wstecznie spolaryzowanym złączu PN^- nastąpi lawinowe powielanie nośników (zob. instrukcję 0, rozdz. 5). Jak wiadomo skutkuje ono **gwałtownym wzrostem przewodzonego prądu** I_D do wartości **ograniczonej tylko impedancją obwodu zewnętrznego** (zob. rys. 29 na str. 90).

Przebiecie lawinowe **samo w sobie nie jest szkodliwe i jest zjawiskiem odwracalnym** poprzez zmniejszenie napięcia na złączu. Jednakże:

- 1° jest ono niekorzystne z punktu widzenia **praktycznego zastosowania** tranzystora jako łącznika, którego zadaniem w stanie blokowania jest blokowanie przepływu prądu, a nie jego przewodzenie przy jednocześnie występującym wysokim napięciu;
- 2° przepływ prądu odbywa się przy wysokim napięciu dren-źródło, więc w tranzystorze **wydziela się duża moc**. Intensywność powielania lawinowego – a więc natężenie prądu drenu i moc wydzielana – szybko rośnie przy niewielkim nawet wzroście napięcia (ponad napięcie przebiecia). Przebiecie lawinowe prowadzi więc zwykle do **wyjścia poza obszar bezpiecznej pracy** w wyniku przekroczenia temperatury dopuszczalnej $T_{j(max)}$ (linia 3 na rys. 30) lub bezpośredniego wystąpienia przebiecia cieplnego (linia 4 na rys. 30; patrz paragraf 6.3 i rys. 29). To z kolei **może doprowadzić do nieodwracalnego uszkodzenia** przyrządu.

Niektóre tranzystory MOSFET są projektowane pod kątem **szczególnej wytrzymałości na przebiecie lawinowe** (ang. *avalanche ruggedness*), tak aby nie doprowadziło ono do przebiecia cieplnego. Odporność ta jest charakteryzowana przez dodatkowy parametr – maksymalną dopuszczalną energię przebiecia lawinowego. Energia jest całką z mocy po czasie. Parametr ten mówi więc, jak duża moc przez jak długi czas może być wydzielana w stanie przebiecia lawinowego, aby przyrząd pracował mimo wszystko bezpiecznie. Ponieważ w stanie przebiecia lawinowego napięcie

ma prawie stałą wartość, równą $U_{DSS(br)}$, przyrządy takie mogą być stosowane w roli ograniczników napięcia w krótkich odcinkach czasu.

7.3. Dodatkowe parametry związane z obszarem bezpiecznej pracy

7.3.a. Dopuszczalna temperatura złącza

Maksymalna dopuszczalna temperatura złącza $T_{j(\max, \text{rat})}$ (ang. *absolute maximum junction temperature*) może być zdefiniowana jako maksymalna temperatura struktury półprzewodnikowej, która nie powoduje utraty własności elektrycznych niezbędnych dla działania tej struktury zgodnie z założoną zasadą. Parametry temperaturowe są oznaczane tradycyjnie dużą literą T . Wprawdzie norma europejska rezerwuje to oznaczenie dla temperatury bezwzględnej, jednak dzięki takiemu oznaczeniu unika się pomyłek z czasem t . Pewnym usprawiedliwieniem jest także fakt, że o ile sama temperatura w kelwinach i stopniach Celsjusza ma inną wartość liczbową, to już różnica temperatur (a to ona jest zwykle istotna) jest w obu jednostkach jednakowa. Niekiedy na oznaczenie temperatury używana jest też – co norma dopuszcza – litera ϑ .

Istnienie maksymalnej dopuszczalnej wartości temperatury wynika w pierwszej kolejności z konieczności **utrzymania własności półprzewodnika domieszkowanego**. Tymczasem w miarę wzrostu temperatury półprzewodniki stopniowo tracą te własności, gdyż rośnie intensywność termicznej generacji par dziura-elektron poprzez samorzutne przejście atomu w stan wzbudzony. W końcu koncentracja swobodnych nośników staje się narzucona przez to zjawisko, a koncentracja domieszek przestaje mieć znaczenie. Dodatkowo, ponieważ w wyniku generacji termicznej powstają zawsze pary nośników, to koncentracje dziur i elektronów zrównują się. Dla krzemu o koncentracji domieszek 10^{14} cm^{-3} następuje to w temperaturze ok. $200 \text{ }^\circ\text{C}$ (w wyższej dla wyższych koncentracji). Tymczasem działanie przyrządów półprzewodnikowych opiera się na występowaniu obszarów, w których koncentracja dziur albo elektronów jest znacząco większa i może być kontrolowana poprzez domieszkowanie.

Jak już powiedzieliśmy w paragrafie 6.1.a, sama **temperatura złącza** T_j jest **pojęciem abstrakcyjnym, modelowym, nie odnoszącym się do żadnego rzeczywistego złącza**. Wielkość tę należy traktować jako pewną uśrednioną temperaturę wewnątrz struktury półprzewodnikowej. Dodatkowo wynika ona z przyjęcia skupionego modelu struktury półprzewodnikowej, tj. zaniedbania niezerowych wymiarów płytki krzemowej, które w rzeczywistości powodują niejednorodność temperatury

Uwzględnienie powyższych faktów oraz wszelkich innych czynników fizycznych, elektrycznych i cieplnych prowadzi do bezpiecznej maksymalnej wartości T_j dla krzemu w granicach $100 \dots 200 \text{ }^\circ\text{C}$. Przyjęło się ją podawać z dokładnością do $25 \text{ }^\circ\text{C}$, przy czym dla tranzystorów mocy typowymi wartościami są $150 \text{ }^\circ\text{C}$ i $175 \text{ }^\circ\text{C}$.

Jak wynika z definicji i sposobu wyznaczania poszczególnych parametrów dopuszczalnych (oprócz napięć, na które temperatura ma nikły wpływ), **maksymalna dopuszczalna temperatura złącza jest parametrem najbardziej pierwotnym**. Ma on zastosowanie w każdym układzie i w każdych warunkach pracy przyrządu półprzewodnikowego.

7.3.b. Dopuszczalny prąd ciągły drenu – poziom 3a

Maksymalny dopuszczalny prąd ciągły drenu $I_{D(\text{rat})}$ (ang. *absolute maximum continuous drain current*) to jeden z dwóch **podstawowych parametrów znamionowych tranzystora**. Jeżeli producent pisze np. o *tranzystorze 10-amperowym*, odwołuje się do tej właśnie wielkości. Również mówiąc o *wytrzymałości prądowej* czy *obciążalności przyrządu*, mamy na myśli maksymalny dopuszczalny prąd ciągły drenu.

Parametr ten określa maksymalne natężenie prądu drenu płynącego ciągle ($t_p = \infty$), jakie może wystąpić w danym tranzystorze bez przekroczenia dopuszczalnej temperatury złącza $T_{j(\max)}$. Wartość ta wynika więc wprost z zależności (7.13):

$$I_{D(\text{rat})} = \frac{P_{D(\text{rat})}}{U_{DS}(I_{D(\text{rat})})} \quad (7.16)$$

Wartość I_D osiągnie wartość maksymalną dla minimalnej wartości U_{DS} . Tę z kolei definiuje zależność (7.2), wobec czego

$$I_{D(\text{rat})} = \frac{P_{D(\text{rat})}}{U_{D(\text{on})}(I_{D(\text{rat})})} = \frac{P_{D(\text{rat})}}{I_{D(\text{rat})}R_{DS(\text{on})}} \quad (7.17)$$

skąd

$$I_{D(\text{rat})} = \sqrt{\frac{P_{D(\text{rat})}}{R_{DS(\text{on})}(T_{j(\text{max})})}} \quad (7.18)$$

Uzyskana wartość prądu odpowiada **punktowi przecięcia prostych** (7.2) i (7.13) [patrz rys. 30]. Jest to wartość maksymalna **uwzględniająca równocześnie ograniczenie cieplne** (temperatura $T_{j(\text{max})}$ w powiązaniu z warunkami chłodzenia) **i elektryczne** (rezystancja $R_{DS(\text{on})}$). Ponieważ wartość ta wynika z osiągnięcia temperatury dopuszczalnej $T_{j(\text{max})}$, więc w tej temperaturze należy rozważać rezystancję w stanie załączenia $R_{DS(\text{on})}$. Dla spójności rysunku obszaru bezpiecznej pracy, cała prosta (7.2) jest podawana dla $T_j = T_{j(\text{max})}$.

W większości przypadków $I_{D(\text{rat})} < I_{Dm(\text{rat})}$. Może się jednak zdarzyć, że zależność ta będzie miała kierunek odwrotny (na rys. 30 linia 2 poniżej punktu przecięcia ciągłych linii 1 i 3). Wówczas oczywiście przeważa mocniejsze ograniczenie – tj. $I_{Dm(\text{rat})}$, zaś obszar bezpiecznej pracy ciągłej zyskuje dodatkową granicę poziomą.

7.3.c. Maksymalna moc strat przy pracy nieciągłej – odcinek 3b

Narastanie temperatury w czasie wynikające z wydzielania energii cieplnej ma **charakter nie skokowy, ale wykładniczy**. Załóżmy, że tranzystor zostaje w pewnej chwili załączony (w pełni) i zaczyna przewodzić prąd o stałym natężeniu $I_{D(\text{rat})}$, w wyniku czego wydziela się w nim moc $P_{D(\text{rat})}$. Z definicji parametrów $I_{D(\text{rat})}$ i $P_{D(\text{rat})}$ wynika, że temperatura struktury T_j osiągnie w wyniku tego wartość dopuszczalną $T_{j(\text{max})}$. Nie stanie się to jednak natychmiast, ale po pewnym czasie wynikającym ze stałej czasowej nagrzewania (patrz rys. 31a).

Gdyby impuls prądu $I_{D(\text{rat})}$ miał skończony i odpowiednio krótki czas trwania t_p , to **struktura nie zdążyłaby się nagrzać** do $T_{j(\text{max})}$ (rys. 31b). Rozumując od drugiej strony, dla danego czasu trwania impulsu t_p istnieje jakieś natężenie prądu $I_{D(\text{max})}(t_p) > I_{D(\text{rat})}$, przy którym w tym czasie tranzystor nagrzej się dokładnie do $T_{j(\text{max})}$.

Powyższe rozumowanie jest ważne nie tylko dla pracy przy pełnym załączeniu, ale również dla większych napięć U_{DS} . Można wówczas określić wartość mocy $P_{D(\text{max})}(t_p)$, której wydzielanie przez czas t_p doprowadza do nagrzania struktury do temperatury $T_{j(\text{max})}$ (rys. 31c). Wartość ta stanowi **maksymalną dopuszczalną moc strat przy pracy nieciągłej** (przełączanej, impulsowej). Obszar bezpiecznej pracy ulega więc poszerzeniu (linia 3b na rys. 30). Wartość $I_{D(\text{max})}(t_p)$ wynika z przecięcia prostych (7.2) i

$$U_{DS}I_D = P_{D(\text{max})}(t_p) \quad (7.19)$$

i wyraża się analogiczną do poprzedniej zależnością

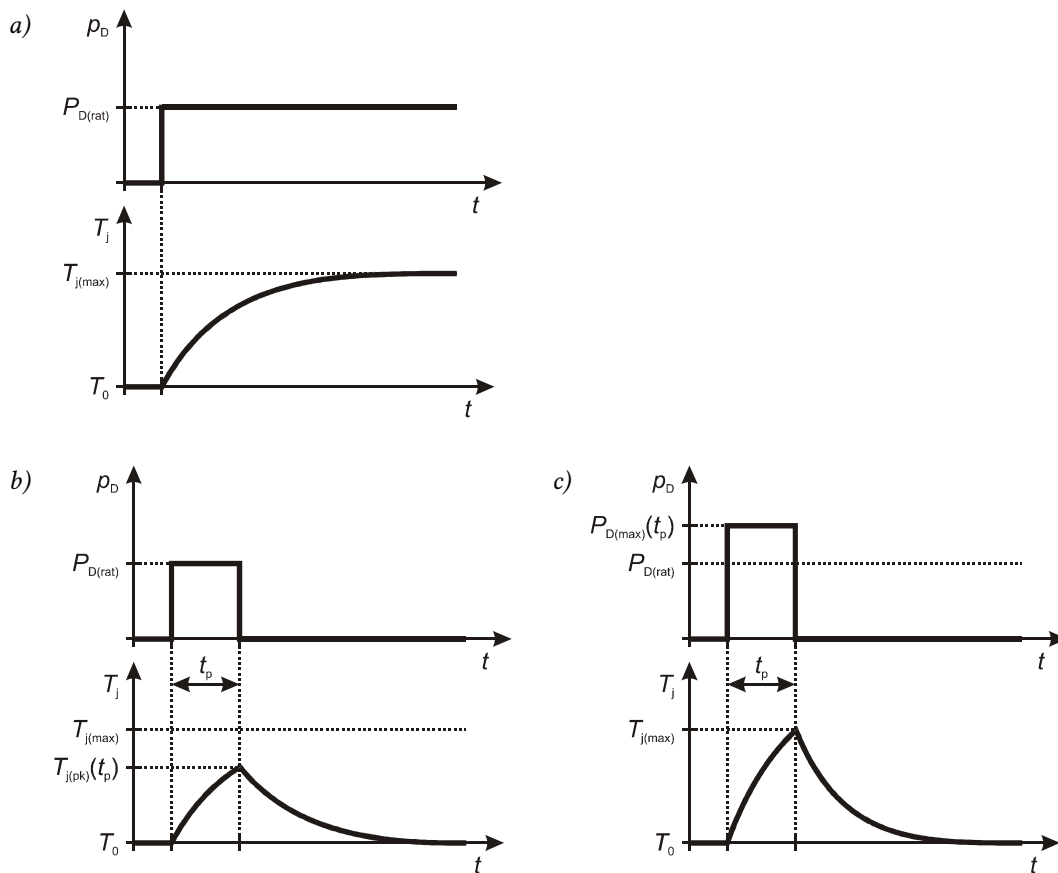
$$I_{D(\text{max})}(t_p) = \sqrt{\frac{P_{D(\text{max})}(t_p)}{R_{DS(\text{on})}(T_{j(\text{max})})}} \quad (7.20)$$

Jest oczywiste, że **im krótszy czas trwania impulsu prądu drenu, tym większa może być jego amplituda** bez przekroczenia dopuszczalnej temperatury struktury półprzewodnikowej $T_{j(\text{max})}$. Niemniej nie może być ona dowolnie wysoka. Ograniczeniem jest tu maksymalny dopuszczalny szczytowy prąd drenu $I_{Dm(\text{rat})}$ (linia 2). Dla pewnego czasu trwania impulsu $t_{p(\text{inf})}$ prosta (7.19) wypada w całości ponad poziomem $I_{Dm(\text{rat})}$ (patrz rys. 30). Oznacza to, że dla impulsów krótszych obszar bezpiecznej pracy nie ulega już poszerzeniu.

Dopuszczalna moc strat przy pracy nieciągłej jest **parametrem bliższym rzeczywistości** (niż dopuszczalna przy pracy ciągłej), jako że tranzystory mocy częściej pracują w układach o działaniu przełączanym niż ciągłym. Niemniej wyznacza się go przy założeniu, że impuls o czasie trwania t_p jest pojedynczy, nie okresowy.

Oznacza to, że wartość $P_{D(\max)}(t_p)$ wprawdzie mówi coś o wytrzymałości tranzystora pracującego impulsowo, jednak ściśle stosowana może być tylko w przypadku, gdy **impulsy są powtarzane rzadko**. Okres powtarzania impulsów musi być tak długi, aby przed początkiem kolejnego ustąpiły skutki cieplne poprzedniego, tj. aby struktura ochłodziła się do temperatury początkowej. W innych przypadkach konieczne jest obliczenie innej, mniejszej wartości $P_{D(\max)}(t_p)$ z uwzględnieniem okresu powtarzania (patrz paragraf 7.4.c).

Dopuszczalna moc strat przy pracy nieciągłej zależy oczywiście silnie od warunków chłodzenia i na rysunku obszaru bezpiecznej pracy podawana jest dla $T_c = 25^\circ\text{C}$.



Rys. 31. Nagrzewanie tranzystora poddanego impulsom mocy o różnej amplitudzie

7.4. Szacowanie temperatury pracy i mocy dopuszczalnej

7.4.a. Praca ciągła

Znamionowa dopuszczalna moc czynna strat w obwodzie drenu $P_{D(\text{rat})}$ może być wyznaczona z liniowego równania przewodnictwa cieplnego (6.12), zapisanego dla odcinka złącze-obudowa (gdź czynimy założenie o stałej temperaturze obudowy – patrz paragraf 7.2.c):

$$P_D = \frac{T_j - T_c}{R_{\text{th}(j-c)}} \quad (7.21)$$

Wynik liczbowy uzyskuje się podstawiając założenie definicyjne $T_j = T_{j(\text{max})}$ i katalogowe założenie $T_c = 25^\circ\text{C}$:

$$P_{D(\text{rat})} = \frac{T_{j(\text{max})} - 25^\circ\text{C}}{R_{\text{th}(j-c)}} \quad (7.22)$$

Zwróciliśmy już uwagę, że w rzeczywistości utrzymanie stałej temperatury obudowy na poziomie temperatury otoczenia jest niemożliwe. Dla dowolnej temperatury obudowy maksymalna dopuszczalna moc strat (przy ciągłym przepływie prądu) wyniesie

$$P_{D(\text{max})}(T_c) = \frac{T_{j(\text{max})} - T_c}{R_{\text{th}(j-c)}} \quad (7.23)$$

Aby umożliwić projektantowi układu szybką ocenę mocy strat, jaką realnie można wydzielić w przyrządzie, podaje się **krzywą obniżenia mocy znamionowej** (ang. *power derating curve*). Jest ona wyznaczana w formie znormalizowanej – odniesionej do $P_{D(\text{rat})}$, co odpowiada równaniu

$$P_{D(\text{der})\text{norm}}(T_c) = \frac{P_{D(\text{mxr})}(T_c)}{P_{D(\text{rat})}} = \frac{T_{j(\text{max})} - T_c}{R_{\text{th}(j-c)}} \frac{R_{\text{th}(j-c)}}{T_{j(\text{max})} - 25^\circ\text{C}} = \frac{T_{j(\text{max})} - T_c}{T_{j(\text{max})} - 25^\circ\text{C}} \quad (7.24)$$

Jest to więc liniowa funkcja temperatury obudowy T_c . Przykład takiej krzywej przedstawia rys. 32a. Przyjmuje się, że dla temperatur obudowy mniejszych niż zakładane 25°C obowiązuje bez zmian wartość $P_{D(\text{rat})}$. Natomiast dla temperatur wyższych

$$P_{D(\text{max})}(T_c) = P_{D(\text{rat})} \cdot P_{D(\text{der})\text{norm}}(T_c) \quad (7.25)$$

Ponieważ z wartości maksymalnej dopuszczalnej mocy strat wynika bezpośrednio maksymalny dopuszczalny prąd ciągły drenu $I_{D(\text{rat})}$ (patrz paragraf 7.3.b), również jego wartość ulega odpowiedniemu zmniejszeniu dla $T_c > 25^\circ\text{C}$. Wyraża to również krzywa obniżenia wartości znamionowej, której przykład podano na rys. 32b. W postaci znormalizowanej względem $I_{D(\text{rat})}$ opisuje ją równanie

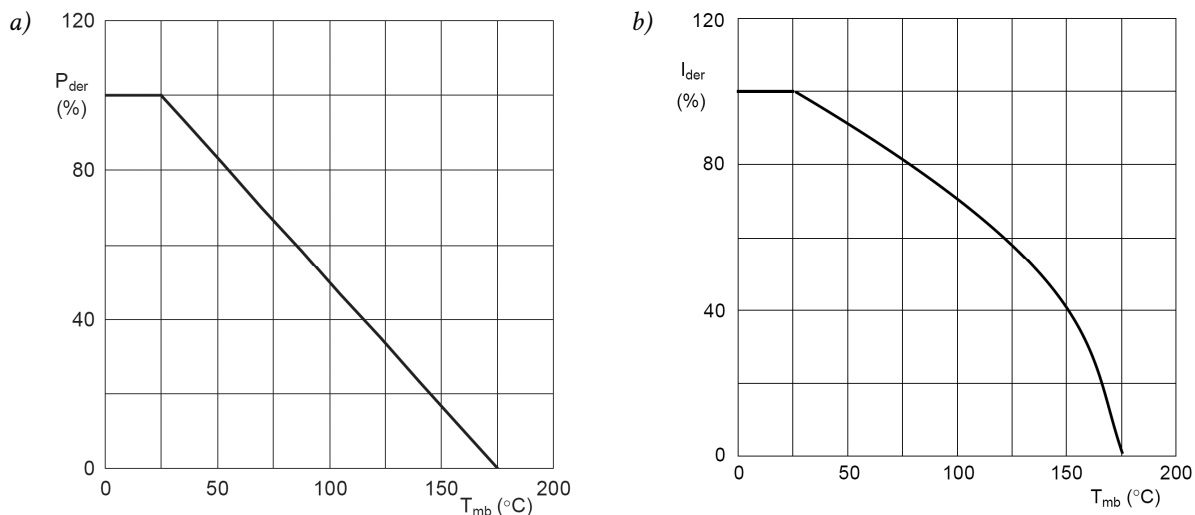
$$\begin{aligned} I_{D(\text{der})\text{norm}}(T_c) &= \frac{I_{D(\text{mxr})}(T_c)}{I_{D(\text{rat})}} = \sqrt{\frac{P_{D(\text{max})}(T_c)}{R_{\text{DS(on)}}(T_{j(\text{max})})} \frac{R_{\text{DS(on)}}(T_{j(\text{max})})}{P_{D(\text{rat})}}} = \sqrt{\frac{P_{D(\text{max})}(T_c)}{P_{D(\text{rat})}}} = \\ &= \sqrt{P_{D(\text{der})\text{norm}}(T_c)} = \sqrt{\frac{T_{j(\text{max})} - T_c}{T_{j(\text{max})} - 25^\circ\text{C}}} \end{aligned} \quad (7.26)$$

Wówczas maksymalny dopuszczalny prąd ciągły

$$I_{D(\max)}(T_c) = I_{D(\text{rat})} \cdot I_{D(\text{der})\text{norm}}(T_c) \quad (7.27)$$

Mimo możliwości przyjęcia realistycznej temperatury złącza, wartości, które można wyznaczyć z zależności (7.25) i (7.27) są **nadal orientacyjne**. W rzeczywistości bowiem jedynym obiektem, co do którego **można założyć stałość temperatury jest otoczenie** (powietrze). Temperatura obudowy będzie zaś zależna od temperatury tego otoczenia T_a i wypadkowej rezystancji cieplnej $R_{\text{th}(c-a)}$ dla danego przyrządu w konkretnym układzie – z równania (6.12)

$$P_{D(\max)}(T_a) = \frac{T_{j(\max)} - T_a}{R_{\text{th}(j-a)}} = \frac{T_{j(\max)} - T_a}{R_{\text{th}(j-c)} + R_{\text{th}(c-a)}} \quad (7.28)$$



Rys. 32. Krzywe względnego obniżenia wartości znamionowych dopuszczalnych dla tranzystora PHP45NQ15T: a) moc strat w obwodzie drenu; b) ciągły prąd drenu

7.4.b. Praca impulsowa

W paragrafie 7.3.c zauważyliśmy, że przy pracy impulsowej wydzielenie mocy $P_{D(\text{rat})}$ przez odpowiednio krótki czas t_p nie doprowadzi do osiągnięcia temperatury złącza równej $T_{j(\max)}$, lecz pewnej niższej $T_{j(\text{pk})}(t_p)$ (rys. 31b). Tego nie przewiduje równanie (6.11), a w konsekwencji również równanie (6.12) i rezystancyjny obwód zastępczy (rys. 26 i 27). Odpowiadają one bowiem ciągłemu wydzielaniu stałej mocy (patrz paragraf 6.1.a), na co zwróciliśmy uwagę w paragrafie 6.1.e.

Obecnie w katalogach przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych mocy coraz częściej oprócz wartości rezystancji cieplnej podaje się pojemności cieplne lub stałe czasowe. Ze względu na analogię między dziedziną cieplną a elektryczną, umożliwia to prowadzenie symulacji cieplnych z użyciem symulatorów obwodów elektrycznych. Uzyskiwane w ten sposób wyniki są dużo bardziej dokładne w porównaniu z podejściem uproszczonym (par. 7.4.d), gdyż otrzymywana jest chwilowa temperatura T_j . Dodatkowo symulacja komputerowa pozwala na wzięcie pod uwagę zjawisk dynamicznych podczas przełączania i wynikającego stąd nieregularnego – odmiennego od prostokątnego – przebiegu mocy chwilowej. Pozwala to na **ściślejszy dobór przyrządu i układu chłodzenia**, a tym samym ograniczenie kosztu i rozmiarów układu.

Model RC nie nadaje się jednak do **obliczeń ręcznych**. Do tego celu wykorzystuje się wielkość zwaną **impedancją cieplną** Z_{th} (ang. *thermal impedance*). Jej nazwa może być myląca; w odróżnieniu od rezystancji i pojemności cieplnej, nie ma ona bowiem wiele wspólnego z impedancją elektryczną. Opisuje ona *de facto* **efektywną rezystancję cieplną** wynikającą z uwzględnienia stałej czasowej nagrzewania:

$$T_{j(\text{pk})}(t_p) = T_c + P_{D(m)} Z_{\text{th}(j-c)}(t_p) \quad (7.29)$$

gdzie $T_{j(pk)}$ jest szczytową wartością temperatury złącza zgodnie z rys. 31b, zaś $P_{D(m)}$ – amplitudą impulsu mocy (na rys. 31b wynoszącą $P_{D(rat)}$).

Co oczywiste, **impedancja cieplna zależy od czasu trwania impulsu** prądu drenu t_p . Im dłuższy czas przepływu prądu (czas wydzielania mocy P_D , czas grzania), tym wyższą temperaturę osiągnie struktura półprzewodnikowa. Zakładamy przy tym nadal, że przez cały czas t_p moc strat ma stałą wartość P_D , a przedtem i potem jest równa 0. Wykonanie obliczeń bez tego założenia jest również możliwe, ale skomplikowane. Dlatego w takim przypadku prościej jest (o ile dostępne są odpowiednie dane – τ_{th} lub C_{th}) skorzystać z komputerowej symulacji równoważnego obwodu elektrycznego.

Z zależności (7.29) można wyznaczyć maksymalną dopuszczalną moc strat służącą do wyznaczenia obszaru bezpiecznej pracy impulsowej (rys. 30 – linia 3b, patrz paragraf 7.3.c). Ponownie należy podstawić założenie definicyjne $T_{j(pk)} = T_{j(max)}$ oraz katalogowe $T_c = 25^\circ\text{C}$. Otrzymujemy

$$P_{D(max)}(t_p) = \frac{T_{j(pk)}(t_p) - T_c}{Z_{th(j-c)}(t_p)} = \frac{T_{j(max)} - 25^\circ\text{C}}{Z_{th(j-c)}(t_p)} \quad (7.30)$$

Ze względu na przyjęte założenie dotyczące temperatury obudowy, jest to kolejna **wartość orientacyjna**. Rzeczywistą moc dopuszczalną można wyznaczyć przyjmując stałą temperaturę otoczenia i uwzględniając (dodając) rezystancję cieplną obudowa-otoczenie:

$$P_{D(max)}(t_p) = \frac{T_{j(max)} - T_a}{Z_{th(j-c)}(t_p) + R_{th(c-a)}} \quad (7.31)$$

7.4.c. Impulsy powtarzalne

Dotychczas zakładaliśmy (patrz paragraf 7.3.c), że **impulsy mocy są niepowtarzalne**, tzn. powtarzają się nie częściej, niż zdążą ustąpić skutki cieplne poprzedniego impulsu. W praktyce **założenie to najczęściej nie jest spełnione**. Można to jednak uwzględnić poprzez impedancję cieplną, wyznaczając ją również w funkcji okresu powtarzania impulsów T_p lub równoważnie współczynnika wypełnienia D . Przy tym pojedynczemu impulsowi odpowiada $T_p \rightarrow \infty$ lub równoważnie $D \rightarrow 0$ (z definicji współczynnika wypełnienia $D = t_p/T_p$).

Przykładowy przebieg temperatury złącza dla powtarzanych okresowo impulsów prądu drenu, przy założeniu, iż okres powtarzania T_p jest krótszy od cieplnych stałych czasowych, przedstawiono na rys. 33. Zakładamy, że amplituda prądu i_D jest stała przez cały czas trwania impulsu t_p i równa pewnej wartości $I_{D(m)}$. Wówczas oczywiście amplituda impulsów mocy p_D będzie również stała i równa

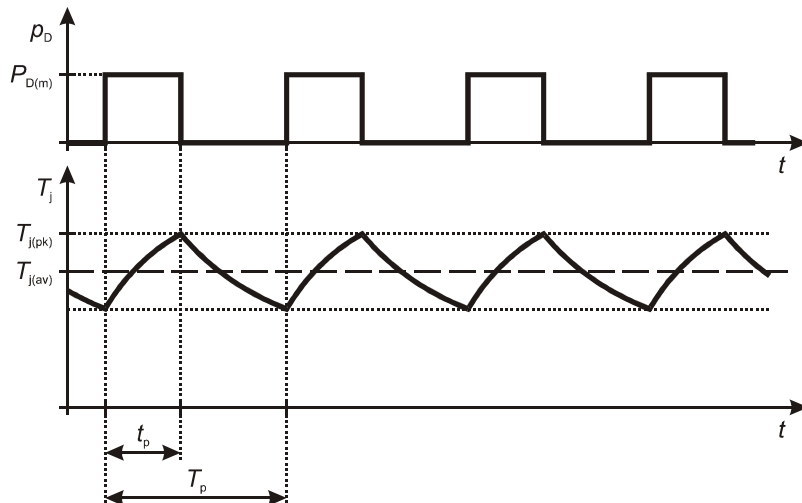
$$P_{D(m)} = I_{D(m)}^2 R_{DS(on)} \quad (7.32)$$

Szczytowa wartość temperatury wyraża się wzorem analogicznym do (7.29):

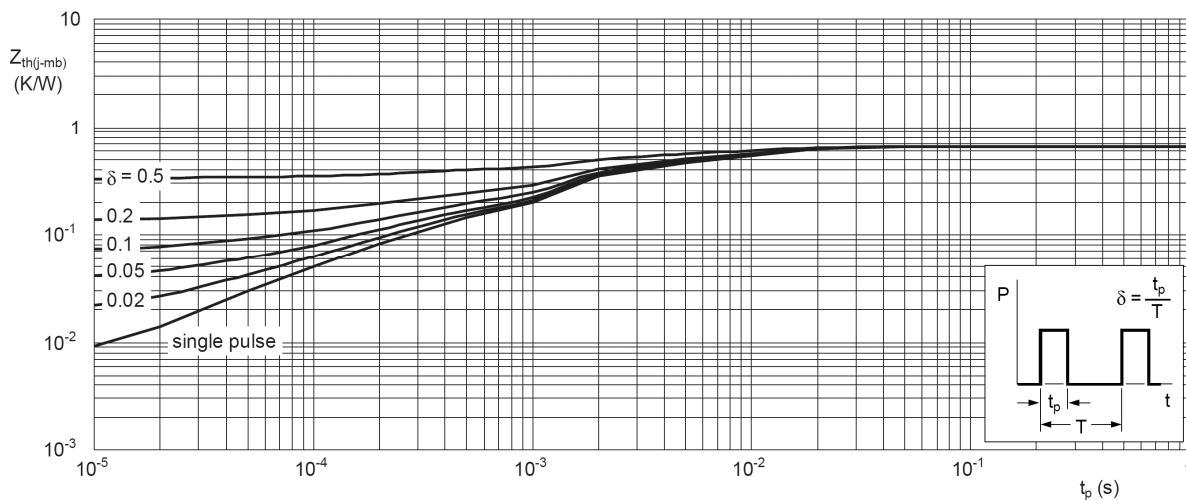
$$T_{j(pk)}(t_p, T_p) = T_c + P_{D(m)} Z_{th(j-c)}(t_p, T_p) \quad (7.33)$$

zaś moc maksymalna – analogicznym do (7.31):

$$P_{D(max)}(t_p, T_p) = \frac{T_{j(max)} - T_a}{Z_{th(j-c)}(t_p, T_p) + R_{th(c-a)}} \quad (7.34)$$



Rys. 33. Temperatura struktury półprzewodnikowej przy okresie powtarzania impulsów prądu drenu T_p mniejszym od ciepłych stałych czasowych elementu



Rys. 34. Charakterystyka impedancji cieplnej tranzystora PHP45NQ15T w funkcji czasu trwania impulsu mocy (prądu drenu) t_p dla różnych wartości współczynnika wypełnienia (tu oznaczonego przez δ), w tym $\delta = 0$ – pojedynczy impuls (ang. single pulse)

Impedancję cieplną **podaje się w karcie katalogowej w formie rodziny charakterystyk** w funkcji czasu trwania impulsów t_p , dla różnych wartości okresu T_p lub częściej współczynnika wypełnienia D . Jedna z krzywych odpowiada zawsze $D = 0$ (lub $T_p = \infty$), czyli pojedynczemu (niepowtarzalnemu) impulsowi. Przykład takiej rodziny charakterystyk przedstawiono na rys. 34.

Często impedancję podaje się w postaci znormalizowanej – odniesioną do rezystancji cieplnej:

$$Z_{\theta(j-c)\text{norm}}(t_p, D) = \frac{Z_{\text{th}(j-c)}(t_p, D)}{R_{\text{th}(j-c)}} \quad (7.35)$$

7.4.d. Uproszczenie dla wyższych częstotliwości

Jest oczywiste, że w miarę jak okres T_p zmniejsza się (względem ciepłych stałych czasowych), **amplituda zmian temperatury staje się również coraz mniejsza**. Układ cieplny zachowuje się bowiem jak elektryczny obwód RC w odniesieniu do napięcia. Dla częstotliwości przełączania f_s rzędu dziesiątek kiloherców (a więc i większych), szczytowy przyrost temperatury $T_{j(pk)} - T_a$ różni się

od średniego przyrostu $T_{j(av)} - T_a$ (patrz rys. 33) o nie więcej niż 10%. Pozwala to dokonywać obliczeń w **prostszy sposób, z pominięciem impedancji cieplnej**.

Można wykazać, że rezystancja cieplna łączy średnią wartość temperatury $T_{j(av)}$ ze średnią mocą $P_{D(av)}$:

$$T_{j(av)} = T_a + P_{D(av)} R_{th(j-a)} \quad (7.36)$$

Zauważmy przy tym, że z definicji moc średnia jest tożsama z mocą czynną, a więc przetwarzaną w tranzystorze na moc strat cieplnych.

Przyjmując 10-proc. różnicę między szczytowym a średnim przyrostem temperatury (względem temperatury otoczenia) otrzymujemy

$$T_{j(pk)} - T_a \approx 110\% \cdot P_{D(av)} R_{th(j-a)} \quad (7.37)$$

Stąd **dopuszczalna moc czynna strat dla pracy impulsowej z dużą częstotliwością** przełączania może być w przybliżeniu obliczona jako

$$P_{D(av,max)} \approx \frac{T_{j(max)} - T_a}{1,1 \cdot R_{th(j-a)}} \quad (7.38)$$

Dla częstotliwości rzędu 100 kHz i większego różnica między wartością średnią a szczytową przyrostu temperatury jest dużo mniejsza niż 10% i może być zaniedbana. W takim wypadku współczynnik „1,1” można pominąć.

7.5. Praktyka doboru przyrządu pod kątem bezpieczeństwa

7.5.a. Napięcie znamionowe a prąd znamionowy

Jak zaznaczyliśmy, jeżeli do słów „napięcie” i „prąd” nie dodano żadnych dodatkowych określeń, chodzi na pewno o maksymalne dopuszczalne napięcie dren-źródło $U_{DSS(rat)}$ i maksymalny dopuszczalny ciągły prąd drenu $I_{D(rat)}$.

Zależność (7.18) ujawnia dwie zasadnicze różnice, które sprawiają, że **prąd znamionowy jest parametrem o zupełnie innym charakterze niż napięcie znamionowe**:

- 1° prąd znamionowy jest **parametrem wtórnym**, wynikającym z bardziej pierwotnej mocy dopuszczalnej, a ta z kolei – z dopuszczalnej temperatury złącza;
- 2° w związku z czym prąd znamionowy silnie **zależy od warunków chłodzenia**, czyli temperatury otoczenia i rezystancji cieplnej złącze-otoczenie – nie jest więc parametrem uniwersalnym.

Znamionowe napięcie dopuszczalne $U_{DSS(rat)}$ **pozwała wyrokować o bezpieczeństwie pracy przyrządu w sposób bezpośredni** – przez porównanie napięcia pracy z dopuszczalnym. Wynik tego porównania zachowuje ważność prawie **niezależnie od pozostałych warunków pracy przyrządu**. Znamionowy maksymalny dopuszczalny prąd ciągły **na to nie pozwala**, bowiem

- 1° silnie zależy od temperatury przyrządu zarówno poprzez $P_{D(rat)}$ jak i $R_{DS(on)}$;
- 2° silnie zależy od warunków chłodzenia poprzez $P_{D(rat)}$ – tymczasem założenie $T_c = 25\text{ °C}$, przy którym obowiązuje znamionowa moc $P_{D(rat)}$ i wyznaczana jest nominalna rezystancja $R_{DS(on)}$, jest zupełnie nierealistyczne;
- 3° obowiązuje przy założeniu, że występują tylko statyczne straty mocy (gdyż tak została uzyskana wartość $P_{D(rat)}$ – patrz paragraf 7.2.c) – tymczasem w wielu układach nie są one zaniedbywalne.

Traktowanie prądu znamionowego w taki sam sposób jak napięcia znamionowego jest więc błędem. **Poprawne użycie prądu znamionowego** jest ograniczone do:

- 1) **pierwszej próby** doboru tranzystora;
- 2) **porównywania** tranzystorów między sobą w celu znalezienia przyrządu o bardziej odpowiednich parametrach lub zamiennika.

7.5.b. Prąd znamionowy a dobór prądowy

Jak kilkakrotnie wspomnieliśmy, znamionowe wartości dopuszczalne wyznaczane są przy założeniu, że obudowa przyrządu utrzymywana jest w stałej temperaturze pokojowej $T_c = T_a = 25\text{ °C}$. Równość temperatury otoczenia i obudowy oznaczałaby **nieskończone możliwości przewodzenia ciepła, co jest fizycznie niemożliwe**. Co więcej, **praktyczną temperaturą obudowy**, którą udaje i opłaca się (biorąc pod uwagę rozmiary i koszt układu chłodzenia) utrzymać, jest ok. 100 °C . Różnica między założeniami katalogowymi i rzeczywistością jest więc duża, biorąc pod uwagę, że zwykle $T_{j(max)} = 125...175\text{ °C}$.

Tymczasem, jak już zauważyliśmy, dopuszczalny prąd i moc silnie zależą od warunków chłodzenia. Dlatego **rzeczywista wartość prądu** powodująca osiągnięcie temperatury $T_{j(max)}$ może być **nawet kilkakrotnie mniejsza od znamionowej**. I to nawet przy impulsowym przepływie prądu, podczas gdy wartość $I_{D(rat)}$ dotyczy przepływu ciągłego.

Oznacza to, że takie wielkości, jak znamionowy dopuszczalny prąd drenu $I_{D(rat)}(T_c = 25\text{ °C})$ czy znamionowa dopuszczalna moc strat $P_{D(rat)}$ stanowić mogą – jak stwierdzono wyżej – jedynie podstawę do pierwszej próby wyboru przyrządu. **Nie można natomiast na ich podstawie stwierdzić, czy w konkretnym układzie pracy w przyrządzie nie będzie wydzielana zbyt duża moc** – czyli czy **przewodząc prąd o określonym natężeniu będzie on pracował bezpiecznie** z cieplnego punktu widzenia.

Podstawą do takiego stwierdzenia mogą być wyłącznie wyniki **obliczeń cieplnego układu pracy, wykonanych dla konkretnego elektrycznego układu pracy**. W tym celu najprościej jest użyć – ręcznie lub na komputerze – modelu cieplnego omówionego w rozdziale 6, w postaci odpowiedniego połączenia rezystancji, impedancji lub pojemności cieplnych.

Model cieplny pozwala obliczyć na przykład szczytową temperaturę pracy złącza $T_{j(pk)}$. W takim wypadku otrzymaną wartość należy porównać z wykazaną w katalogu wartością dopuszczalną temperatury złącza $T_{j(max)}$. Oczywiście jeżeli

$$T_{j(pk)} \leq T_{j(max)} \quad (7.39)$$

to **przrząd pracuje bezpiecznie** z cieplnego punktu widzenia. Równoważnie można obliczyć rzeczywistą maksymalną dopuszczalną moc czynną $P_{D(max)}$ i porównać z nią szacowaną moc czynną strat w przrządzie w danym układzie pracy: Wówczas warunkiem bezpiecznej pracy jest

$$P_D \leq P_{D(max)} \quad (7.40)$$

Aby ułatwić dobór elementu, dla wielu przrządów półprzewodnikowych mocy producenci podają także drugą wartość dopuszczalną prądu $I_{D(max)}(T_c = 100\text{ }^\circ\text{C})$ – jak widać, wyznaczaną przy założeniu $T_c = 100\text{ }^\circ\text{C}$. Jak wspomniano, jest to założenie realistyczne, a w związku z tym **wartość $I_{D(max)}(T_c = 100\text{ }^\circ\text{C})$ można wykorzystywać bezpośrednio** do prądowego doboru tranzystora.

Nie oznacza to jednak, że stan taki ($T_c = 100\text{ }^\circ\text{C}$) wystąpi automatycznie, gdy przez tranzystor w układzie pracy popłynie prąd o powyższym natężeniu. To musi zapewnić odpowiednio dobrany radiator. Także w tym przypadku projektant **nie jest więc zwolniony z obowiązku przeprowadzenia obliczeń** z wykorzystaniem modelu cieplnego.

7.5.c. Dobór napięciowy i przebiecia

Dobierając tranzystor do konkretnego układu, należy się liczyć z **rozrzutem parametrów pozostałych elementów, ich zmiennością w czasie oraz niepożądanymi zjawiskami dynamicznymi**. Wśród tych czynników najczęściej największe zagrożenie dla bezpieczeństwa przrządu niosą **przebiecia** (ang. *overvoltages*). Są to **przejściowe wzrosty napięcia** powyżej wartości wynikającej z normalnego działania układu pracy. Jeżeli czas trwania przebiecia jest dużo krótszy od okresu przełączania przrządów półprzewodnikowych, to obserwowany kształt przebiecia przypomina cienką **szpilkę** (ang. *spike*). Jak wynika z rys. 30, przebiecia mogą doprowadzić do **przekroczenia granicy 3, 4 lub 5 obszaru bezpiecznej pracy**, co wywoła negatywne skutki opisane we wcześniejszych paragrafach. Najbardziej niebezpiecznym z możliwych jest przebiecie cieplne.

Z powyższych przyczyn zawsze konieczne jest zapewnienie odpowiedniego **marginesu bezpieczeństwa** między znamionowym dopuszczalnym napięciem tranzystora a napięciem przewidywanym w danym układzie rozpatrywanym jako idealny (z pominięciem rozrzutu parametrów i elementów pasożytniczych). Inżynierska reguła mówi, że **znamionowe dopuszczalne napięcie tranzystora powinno być co najmniej o 50–100% razy większe od napięcia na tranzystorze w statycznym stanie blokowania**. W typowych układach praktycznych taki margines ma szansę zapewnić bezpieczeństwo tranzystora również w stanach dynamicznych.

Stosowanie zapasu wytrzymałości napięciowej większego niż 100% ogólnie nie jest opłacalne, a w przypadku wyższych napięć (w porównaniu z możliwościami przrządów danego rodzaju – dla tranzystorów MOSFET to pojedyncze setki woltów) za uzasadniony kosztowo można uznać zaledwie zapas 50%. Jeżeli w układzie spodziewane są **przebiecia o wyższej wartości szczytowej**, to należy zastosować odpowiednie **techniki ich redukcji** takie jak tłumiki (ang. *snubbers*) [1], dioda gasząca (ang. *clamping diode*) lub spowolnienie przełączania.

Należy wiedzieć, że przebiecia są niepożądane także z innego powodu. **Rozchodzą się one bowiem w układzie** poprzez połączenia oraz pojemności pasożytnicze. W tym kontekście rozpatruje się je jako **zaburzenia elektromagnetyczne** (ang. *electromagnetic interference, EMI*),

które mogą powodować **nieprawidłowe działanie lub nawet uszkodzenia innych elementów układu**.

7.5.d. Powstawanie przepięć w układach o działaniu przełączającym

Głównym źródłem przepięć w układach mocy o działaniu przełączającym jest **współwystępowanie dużych stromości prądowych i indukcyjności pasywnych**. Zmiany prądu w czasie powodują indukowanie na indukcyjności pasywnych napięcia zgodnie z zależnością

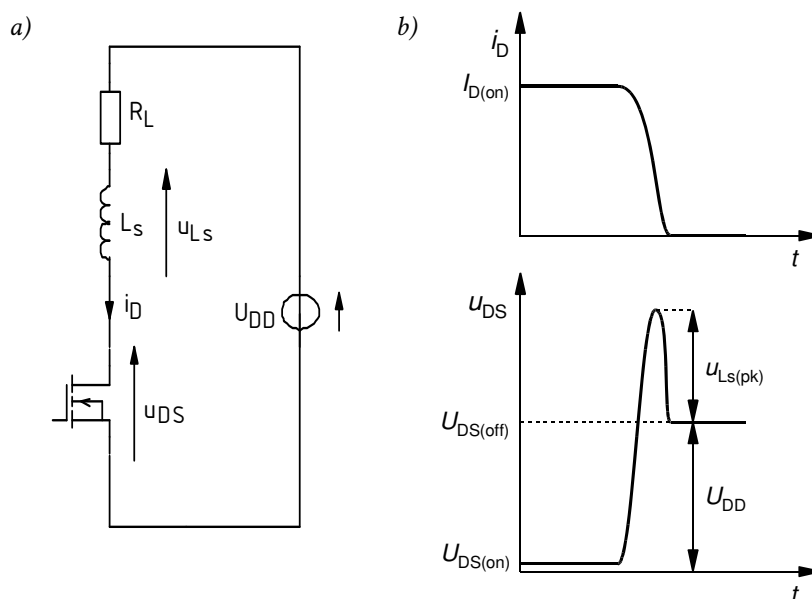
$$u_{L_s} = L_s \frac{di}{dt} \quad (7.41)$$

Przepięcie jest więc wprost proporcjonalne do wartości indukcyjności pasywnych oraz do występującej w rozpatrywanej chwili stromości prądu (pochodnej po czasie).

Duże stromości prądowe są nierozdzielnie związane z **załączaniem i wyłączaniem przyrządów półprzewodnikowych**, kiedy to prąd musi zmienić wartość z zerowej na ustaloną i odwrotnie w jak najkrótszym czasie, aby ograniczyć moc strat dynamicznych (zob. instrukcję 6P). Z kolei z praw elektromagnetyzmu można wywieść, iż **indukcyjność posiada każdy odcinek przewodnika** – przewód, ścieżka drukowana czy wyprowadzenie elementu. Szczególnie duża indukcyjność związana jest z przewodnikami tworzącymi **pętle prądowe** (ang. *current loops*), gdyż można je rozpatrywać jako pojedyncze zwoje cewek. Tymczasem także one są nierozdzielnie związane z przekształtnikami elektronicznymi, jako że przekaz energii elektrycznej wymaga przepływu prądu, ten zaś płynie wyłącznie w obwodach zamkniętych. Innym źródłem znaczących indukcyjności pasywnych są **uzwojenia transformatorów**.

Dla przykładu przeanalizujemy pracę tranzystora MOSFET w układzie przedstawionym na rys. 35a, gdzie L_s odzwierciedla sumaryczną indukcyjność pasywną w obwodzie mocy. W stanie ustalonym przewodzenia przez przyrząd ten płynie prąd drenu o wartości, którą można prosto wyznaczyć z prawa Ohma i napięciowego prawa Kirchhoffa przy założeniu że spadek napięcia na tranzystorze $U_{DS(on)} \approx 0$:

$$I_{D(on)} = \frac{U_{DD} - u_{DS} - u_{RL}}{R_L} = \frac{U_{DD} - u_{DS}}{R_L} \approx \frac{U_{DD}}{R_L} \quad (7.42)$$



Rys. 35. Mechanizm powstawania przepięć w układach o działaniu przełączającym: a) układ pracy tranzystora MOSFET; b) przebiegi prądu i napięcia głównego tranzystora podczas wyłączania

Ponieważ prąd pozostaje stały, więc zgodnie z zależnością (7.41) napięcie na indukcyjności pasożytniczej u_{LS} wynosi 0.

Jednakże w czasie wyłączenia tranzystora, nadal zgodnie z zależnością (7.41), **na indukcyjności zaindukowane zostaje napięcie ujemne** – gdyż prąd opada od wartości $I_{D(on)}$ do zera, a więc jego pochodna po czasie jest ujemna. Oznacza to, że zaindukowane napięcie będzie skierowane przeciwnie do strzałki na rys. 35a. Zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa, **napięcie na tranzystorze ulegnie więc zwiększeniu** o wartość tego napięcia:

$$u_{DS} = U_{DD} - R_L i_D - u_{LS} = U_{DD} - R_L i_D + |u_{LS}| \quad (7.43)$$

gdyż $u_{RL} < 0$. Tym samym **w obwodzie głównym tranzystora powstaje przepięcie**. Przy typowych wartościach indukcyjności pasożytniczych i stromości prądowej, szczytowa wartość tego przepięcia $u_{LS(pk)}$ może przewyższyć nawet wartość napięcia zasilania U_{DD} .

7.5.e. Ogólność analizy

Na koniec przypomnijmy, że tranzystor MOSFET wybraliśmy jako przykładowy obiekt rozważań dla ustalenia uwagi. Z dokładnością do oznaczeń elektrod, rodzaju wielkości sterującej oraz charakteru zależności prąd-napięcie (w tym w funkcji temperatury), **wszelkie wnioski ogólne sformułowane w niniejszym rozdziale stosują się do każdego innego przyrządu półprzewodnikowego mocy**.

W przypadku zależności napięcia głównego od prądu, dla **przyrządów bipolarnych** nie definiuje się i nie podaje **rezystancji w stanie załączenia** analogicznej do $R_{DS(on)}$. Wynika to z faktu, że rezystancja przyrządu bipolarnego nie jest stała, a zależy od natężenia prądu. W tym przypadku analityczne obliczenie rzeczywistego prądu dopuszczalnego jest zadaniem trudniejszym. Prościej jest odczytać z charakterystyki prądowo-napięciowej spadek potencjału dla spodziewanego natężenia prądu i obliczyć przewidywaną moc wydzielaną, a z drugiej strony – moc dopuszczalną.

Napięcie w stanie przewodzenia dla przyrządów bipolarnych maleje z temperaturą. Zależność ta dotyczy także niektórych przyrządów unipolarno-bipolarnych (tranzystorów IGBT i diod MPS) w zakresie małych prądów. Wprawdzie, jak wskazano w par. 6.3, ma to skutek negatywny w postaci wysokiego i rosnącego z temperaturą ryzyka przebiecia cieplnego. Jednak z drugiej strony, jeżeli przyrząd pracuje wewnątrz obszaru bezpiecznej pracy, a wymuszenie ma charakter prądowy (co zwykle ma miejsce w układach przekształtnikowych), to w miarę nagrzewania się przyrządu **globalna moc strat będzie spadać** – co jest pozytywne. Należy zwrócić uwagę, że w takim przypadku **ryzyko przekroczenia dopuszczalnej mocy** wydzielanej (granicy 3 obszaru bezpiecznej pracy na rys. 30) jest największe nie dla maksymalnej, a **dla minimalnej przewidywanej temperatury** złącza T_j , czyli bezpośrednio po załączeniu układu w najniższej możliwej temperaturze otoczenia T_a .

Wpływ na projektowanie pod kątem bezpieczeństwa przyrządu ma także rodzaj wielkości sterującej. Jeżeli bowiem jest on **sterowany lub wyzwany prądowo** (jak tranzystor BJT i większość tyrystorów), to **moc związana z obwodem sterowania nie może być zaniedbana**. Z obwodem tym związany jest wówczas osobny prąd dopuszczalny, jak również może być dla niego zdefiniowany własny obszar bezpiecznej pracy na płaszczyźnie wejściowych charakterystyk prądowo-napięciowych. W przypadku tranzystorów BJT obwód sterowania ma też **wpływ na obszar bezpiecznej pracy obwodu głównego** poprzez napięcie przebiecia lawinowego i przebiecie cieplne podczas wyłączenia.

8. Wymagana wiedza

8.1. Przygotowanie do wykonania ćwiczenia

- Zasada sterowania impulsowego i parametry impulsu idealnego (par. 4.3)
- Ogólna zasada działania przetwornicy prądu stałego obniżającej napięcie (pełny układ z tranzystorem, diodą, dławikiem i kondensatorem wyjściowym): schemat elektryczny, działanie łącznika, przebiegi napięć i prądów, współczynnik tętnienia (par. 5.1, 5.2 i 5.3)
- Straty mocy w tranzystorze MOSFET: moc chwilowa w poszczególnych stanach pracy, moc czynna strat statycznych i dynamicznych (instrukcja 6P, par. 2.1-2.3)
- Przewodzenie ciepła: prawo Fouriera w postaci uproszczonej, rezystancja cieplna, równoważny obwód elektryczny, chłodzenie z użyciem radiatora (par. 6.1 i 6.2)

8.2. Zakres kolokwium

Poniższe zagadnienia dotyczą jednocześnie ćwiczeń 7K i 3U. Problem w ramach ćwiczenia 7K będzie miał charakter obliczeniowy lub projektowy (dobór elementu); problem w ramach ćwiczenia 3U będzie miał charakter teoretyczny lub doświadczalny (wyniki pomiarów).

1. Sterowanie impulsowe: zasada, parametry impulsu idealnego. (par. 4.3)
2. 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 i ich związku z warunkami pracy układu (prąd obciążenia, napięcie wejściowe i wyjściowe, parametry przebiegu impulsowego sterującego tranzystorem – wskazanie lokalizacji na wykresach, nie szczegółowe wzory). (par. 5.1 i 5.2; sprawozdanie)
3. Parametry liczbowe przebiegów napięć i prądów elementów przetwornicy obniżającej (dławik, tranzystor, dioda, kondensator wyjściowy, kondensator wejściowy) oraz źródła i odbiornika w funkcji warunków zasilania (napięcie wejściowe), obciążenia (prąd odbiornika) i sterowania (częstotliwość, współczynnik

wypełnienia). Obliczenia i ich zastosowanie do doboru elementów z wykorzystaniem dokumentacji technicznej (nie obowiązuje znajomość wzorów innych niż wynikające z pkt. 2 – wzory te będą podane, obowiązuje umiejętność wyboru adekwatnego wzoru i jego zastosowania).

(par. 5.1-5.4; sprawozdanie)

4. Współczynnik przetwarzania napięcia: definicja, charakterystyka przetwarzania idealnej (bezstratnej) przetwornicy obniżającej (wzór, wykres). Moc czynna strat w tranzystorze MOSFET: składowa statyczna i dynamiczna, rezystancja w stanie załączenia, zależność od temperatury. Sprawność: definicja, wzór uwzględniający moc strat w przekształtniku, wpływ na współczynnik przetwarzania napięcia. Obliczenia z wykorzystaniem dokumentacji technicznej i ich zastosowanie do prognozowania mocy strat, sprawności i współczynnika wypełnienia. (par. 4.3, 5.2 i 5.5; instrukcja 0, par. 2.6; instrukcja 6P, par. 2.1-2.3; sprawozdanie)
5. Prawo Fouriera przewodnictwa cieplnego (postać praktyczna stosowana w projektowaniu układów elektronicznych, podejście uproszczone dla wyższych częstotliwości), temperatura złącza, rezystancja cieplna (definicja, jednostka). Ciepły układ pracy przyrządu półprzewodnikowego bez radiatora i z radiatorem: rysunek poglądowy z zaznaczeniem powierzchni wymiany ciepła, elektryczny obwód równoważny, temperatury punktów charakterystycznych, rezystancje cieplne, równanie stanu równowagi cieplnej. Obliczenia z wykorzystaniem dokumentacji technicznej i ich zastosowanie do weryfikacji bezpieczeństwa cieplnego, określenia jego warunków granicznych oraz doboru radiatora. (par. 6.1, 6.2, 7.3.a, 7.3.c i 7.4.d; sprawozdanie)
6. Przebieg cieplny: mechanizm fizyczny niestabilności cieplnej wstecznie spolaryzowanego złącza PN (ogólny przebieg procesu, bez wzorów), praktyczne skutki dla bezpieczeństwa przyrządu, poziom ryzyka i przyczyny zagrożeń dla przyrządów bipolarnych i unipolarnych. (par. 6.3 i 7.2.d)
7. Przebieg lawinowy: mechanizm fizyczny (ogólny przebieg procesu, bez wzorów), praktyczne skutki dla bezpieczeństwa przyrządu. (par. 7.2.e; instrukcja 0, par. 5.2)

W przypadku wyników zawartych w sprawozdaniu, należy wziąć pod uwagę aspekt jakościowy (wzajemne zależności, charakter zmian), nie zwracając uwagi na konkretne wartości liczbowe.

9. Literatura

- [1] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1995.
- [2] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.