



LABORATORIUM PRZYRZĄDÓW I UKŁADÓW MOCY

# Ćwiczenie 2U

## Sterownik fazowy prądu przemienneego

Tyrystory  
Parametry przekształtników  
elektronicznych

**Uwaga! W układzie pomiarowym występują niebezpieczne napięcia.  
Nieprzestrzeganie zaleceń podanych w instrukcji grozi porażeniem!**

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:  
Łukasz Starzak

Łódź 2020



## Spis treści

<b>B Wprowadzenie do ćwiczenia .....</b>	<b>5</b>
1. Cel i przebieg ćwiczenia.....	5
2. Tyrystory .....	7
2.1. Tyrystor konwencjonalny.....	7
2.1.a. Geneza i budowa .....	7
2.1.b. Stan zaporowy .....	8
2.1.c. Stan przebicia .....	9
2.1.d. Stan blokowania .....	10
2.1.e. Stan przewodzenia.....	11
2.1.f. Parametry katalogowe.....	12
2.1.g. Zastosowania tyrystorów .....	12
2.2. Podstawowe mechanizmy załączania .....	13
2.2.a. Dwutranzystorowy model tyrystora konwencjonalnego .....	13
2.2.b. Warunek załączenia .....	13
2.2.c. Załączanie napięciem anoda-katoda .....	14
2.2.d. Załączanie napięciowe w prostym obwodzie rzeczywistym.....	15
2.2.e. Załączanie prądem bramki.....	15
2.2.f. Załączanie bramkowe w prostym obwodzie rzeczywistym .....	17
2.3. Uzupełnienie wiadomości o przełączaniu tyrystora.....	19
2.3.a. Warunki załączania bramkowego .....	19
2.3.b. Wyłączanie przez zanik prądu w obwodzie anody .....	20
2.3.c. Wyłączanie przez komutację prądu w układzie.....	20
2.3.d. Czas wyłączenia .....	21
2.3.e. Krytyczna stromość napięciowa .....	22
2.3.f. Czas załączania .....	23
2.3.g. Krytyczna stromość prądowa .....	24
2.4. Triak.....	25
2.4.a. Budowa i charakterystyka wyjściowa.....	25
2.4.b. Działanie triaka.....	27
2.4.c. Przełączający prąd bramki .....	29
2.4.d. Przełączanie triaka.....	29
2.4.e. Niebezpieczeństwo załączenia niepożądanego.....	30
2.4.f. Wpływ charakteru obciążenia.....	31
2.4.g. Wpływ struktury przyrządu .....	32
2.4.h. Wybór trybu pracy .....	32
2.5. Przyrządy pokrewne.....	34
2.5.a. Inne konstrukcje tyrystorów .....	34
2.5.b. Tyrystory załączane za pomocą światła.....	34
2.5.c. Diak.....	35
3. Sterownik prądu przemiennego.....	39
3.1. Sterowanie mocą lampy żarowej za pomocą elementów elektrycznych .....	39
3.1.a. Wymagania dotyczące przekształtnika .....	39
3.1.b. Wykorzystanie opornika o zmiennej rezystancji.....	39
3.1.c. Sprawność i współczynnik mocy układu z opornikiem.....	41
3.2. Sterowanie mocą lampy żarowej za pomocą przekształtnika elektronicznego.....	43
3.2.a. Idea układu przełączanego o sterowaniu fazowym .....	43
3.2.b. Działanie układu w dwóch taktach pracy .....	44
3.2.c. Sterowanie mocą odbiornika.....	46
3.2.d. Sprawność energetyczna.....	48
3.2.e. Współczynnik mocy .....	49
3.2.f. Moc bierna w układzie przełączanym .....	49
3.2.g. Inne sposoby sterowania .....	50
3.3. Praktyczny układ sterownika fazowego prądu przemiennego.....	51
3.3.a. Ogólna koncepcja kompletnego układu.....	51
3.3.b. Działanie dzielnika RC.....	51

3.3.c. Działanie diaka.....	54
3.3.d. Układ zmodyfikowany.....	54
<b>C Doświadczenie .....</b>	<b>57</b>
4. Pomiary.....	57
4.1. Układu pomiarowy.....	57
Opis układu.....	57
Działanie i użycie multimetru z funkcją watomierza.....	58
4.2. Konfiguracja układu.....	59
4.3. Wykonanie pomiarów.....	61
Charakterystyki przetwarzania energii.....	61
Działanie układu w dziedzinie czasu.....	62
Zakończenie badań.....	63
<b>D Wyniki .....</b>	<b>65</b>
5. Opracowanie wyników.....	65
5.1. Charakterystyki elektryczne.....	65
Charakterystyki sterowania.....	65
Charakter odbiornika.....	65
Wpływ nieliniowości odbiornika na charakterystyki przekształtnika.....	66
Zasada sterowania mocą wyjściową.....	66
Jakość przetwarzania energii.....	66
5.2. Triak w przekształtniku elektronicznym.....	66
<b>E Informacje.....</b>	<b>67</b>
6. Wymagana wiedza.....	67
6.1. Przygotowanie do wykonywania ćwiczenia.....	67
6.2. Zakres kolokwium.....	67
7. Literatura.....	68

# B

## Wprowadzenie do ćwiczenia

---

### 1. Cel i przebieg ćwiczenia

---

Celem ćwiczenia jest zbadanie zasady działania i charakterystyk typowego przekształtnika z grupy AC-AC – sterownika fazowego prądu przemiennego. W tym konkretnym przypadku będzie on pełnił rolę ściemniacza lampy halogenowej.

W roli łącznika półprzewodnikowego w układzie tym wykorzystany zostanie tyrystor dwukierunkowy – triak. Tym samym ćwiczenie stanowić będzie okazję do poznania tych przyrządów, a dodatkowo również diaka – elementu elektronicznego pokrewnego do tyrystora.

Rozdział 2 stanowi kompletne – nadmiarowe w stosunku do treści przedmiotu – źródło podstawowych informacji o współcześnie produkowanych tyrystorach mniejszej mocy i diakach. Podanie tych wiadomości było konieczne ze względu na lukę w polskiej literaturze tego zagadnienia – dostępne pozycje pochodzą z lat 1970. i 1980. lub też analizują tyrystory ze zbyt upraszczającego punktu widzenia elektrotechniki. Wiedza ta może okazać się przydatna w przyszłości, jednak szczegóły działania tyrystorów nie wchodzą w zakres niniejszego ćwiczenia.



## 2. Tyrystory

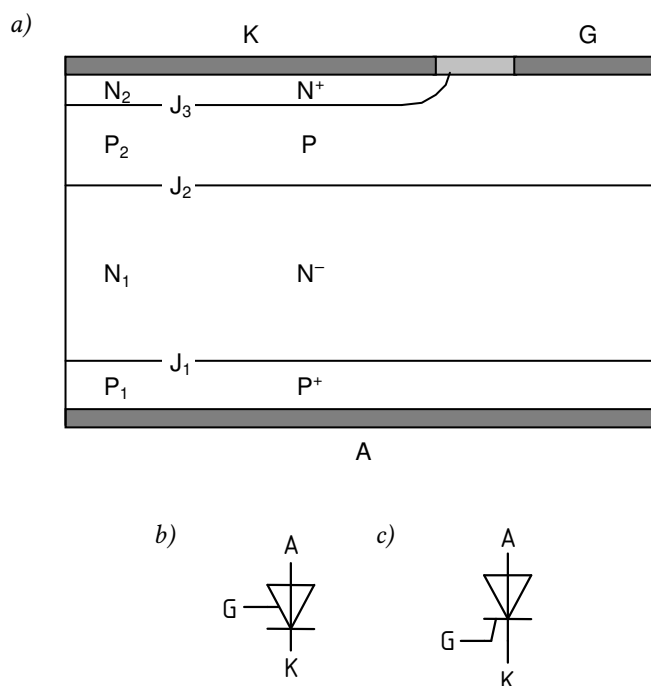
---

### 2.1. Tyrystor konwencjonalny

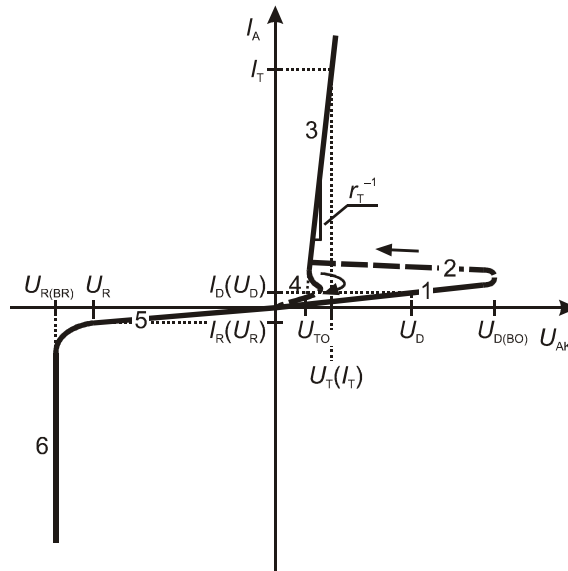
#### 2.1.a. Geneza i budowa

W przekształtniku elektronicznym będącym przedmiotem badań w niniejszym ćwiczeniu, rolę łącznika półprzewodnikowego pełni tyrystor dwukierunkowy – triak. Aby jednak zrozumieć zasadę jego działania, musimy odwołać się do podstawowej wersji tego przyrządu – tyrystora konwencjonalnego.

**Tyrystor konwencjonalny** (skrótowo: tyrystor, ang. *semiconductor controlled rectifier* – SCR, *thyristor*), jest przyrządem półprzewodnikowym o strukturze czterowarstwowej PNPN przedstawionej w uproszczeniu na rys. 1a. Posiada on trzy elektrody (końcówki): anodę A (ang. *anode*), bramkę wyzwalającą G (ang. *gate*) i katodę K (ang. *cathode*). **Prąd główny jest przewodzony między anodą i katodą**, natomiast **obwód sterowania bramka-katoda umożliwia kontrolowane wprowadzenie przyrządu w stan przewodzenia**. Naprzemiennie ułożone warstwy półprzewodnikowe tworzą 3 złącza PN oznaczone jako J<sub>1</sub>...J<sub>3</sub>.



Rys. 1. Tyrystor konwencjonalny: a) przekrój struktury z bramką typu P; b), c) symbole graficzne wg normy PN-EN 60617 – bez określenia typu bramki i dla struktury z bramką typu P



Rys. 2. Charakterystyka wyjściowa tyrystora konwencjonalnego (cyframi oznaczono stany pracy: 1 – blokowania, 2 – załączania, 3 – przewodzenia, 4 – wyłączania, 5 – zaworowy, 6 – przebiecia)

Struktura przedstawiona na rysunku posiada bramkę typu P, gdyż do obszaru o takim właśnie typie przewodnictwa przyłączona jest elektroda bramki. Teoretycznie możliwe jest wykonanie tyrystora o bramce typu N, znajdującej się po stronie anody. Tyrystory takie miałyby jednak gorsze właściwości i nie są produkowane.

Słowo *tyrystor* pochodzi z języka angielskiego (a oryginalnie z greki) i oznacza ‘tranzystor tyratronowy’. Tyratron był odmianą lampy gazowej, w której za pomocą siatki można było regulować napięcie anoda-katoda powodujące załączenie przyrządu. Umożliwiało to uzyskanie funkcjonalności prostownika sterowanego, identycznej jak obecnie z użyciem tyrystora – stąd jego druga angielska nazwa oznaczająca dosłownie ‘krzemowy prostownik sterowany’.

Tyrystor był **pierwszym produkowanym komercyjnie przyrządem półprzewodnikowym mocy dającym się sterować**. Wynaleziona wcześniej dioda mocy jest bowiem przyrządem niesterownym – nie da się jej załączyć ani wyłączyć poprzez jakiekolwiek oddziaływanie, natomiast ówczesne bipolarne tranzystory złączowe charakteryzowały się zbyt małymi dopuszczalnymi prądami i napięciami. Struktura tyrystora została wynaleziona przez inżynierów z amerykańskiej firmy General Electric w 1957 roku. Było to możliwe dzięki użyciu wysokiej jakości płytek krzemowych uzyskanych rok wcześniej w Europie w zakładach niemieckiego koncernu Siemens.

### 2.1.b. Stan zaworowy

Na rys. 2 przedstawiono charakterystykę statyczną obwodu głównego tyrystora konwencjonalnego. Jej analizę zaczniemy od najprostszego przypadku – polaryzacji wstecznej, tj. ujemnego napięcia anoda-katoda  $U_{AK}$  o pewnej wartości  $U_R$  (indeks od ang. *reverse* ‘wsteczny’).

Przy takim układzie potencjałów końcówek, złącze  $J_2$  spolaryzowane jest w kierunku przewodzenia, natomiast złącza  $J_1$  i  $J_3$  są spolaryzowane w kierunku zaporowym. W wyniku tego przez strukturę płynie jedynie niewielki prąd upływu  $I_R$ . Stan ten określamy mianem **stanu zaworowego** (ang. *reverse blocking state*; odcinek 5 na rys. 2). Właściwości wysokonapięciowych złącz PN zostaną przeanalizowane dokładnie w ćwiczeniu 1. W tym momencie podamy jedynie najważniejsze wiadomości niezbędne do zrozumienia zasady działania tyrystora.

Z praw fizyki półprzewodników wynika, że napięcie blokowane na przyrządzie (tj. wytrzymywane bez przepływu prądu obciążenia) odkłada się na złączach spolaryzowanych zaporowo. Spadki potencjału na złączach spolaryzowanych w kierunku przewodzenia oraz na innych obszarach półprzewodnika można zaniedbać z powodu niewielkiej wartości prądu upływu.

Dokładnie rzecz biorąc, **napięcie blokowane występuje na pewnym obszarze z obu stron złącza**, z czym związana jest obecność pola elektrycznego, zgodnie z definicją potencjału



$$E = \frac{dV}{dx} \quad (2.1)$$

gdzie  $E$  – natężenie pola elektrycznego,  $V$  – potencjał elektryczny,  $x$  – odległość od złącza. Wychodząc z prawa Poissona

$$\frac{dE}{dx} = \frac{eN}{\epsilon} \quad (2.2)$$

(gdzie  $e$  – ładunek elektronu,  $N$  – koncentracja domieszek,  $\epsilon$  – przenikalność dielektryczna), można łatwo pokazać, że natężenie pola elektrycznego osiąga swoją największą (wzdłuż osi  $x$ ) wartość  $E_{\max}$  na złączu (przyjmując przybliżenie złącza skokowego), a następnie liniowo maleje praktycznie do zera.

Można również wykazać, że pole elektryczne jest tak skierowane, że usuwa dziury z warstwy P i elektrony z warstwy N. W wyniku tego powstaje obszar pozbawiony swobodnych nośników, tzw. **obszar ładunku przestrzennego** (ang. *space charge region*). Im mniejsza koncentracja domieszek  $N$ , tym dalej w głąb warstwy sięga obszar ładunku przestrzennego, a jednocześnie tym mniejsze natężenie pola na złączu  $E_{\max}$ . Dlatego w przypadku złącza  $J_1$  pole wnika głębiej w warstwę  $N_1$  niż warstwę  $P_1$  (rys. 3a).

### 2.1.c. Stan przebicia

Z zależności (2.1) i (2.2) wynika również, że **w miarę zwiększania przyłożonego napięcia wstecznego, obszar ładunku przestrzennego rozszerza się, a natężenie pola na złączu zwiększa się**. W końcu dochodzi do przebicia przyrządu, tj. przejścia ze stanu blokowania napięcia w stan przewodzenia prądu. Może się to stać:

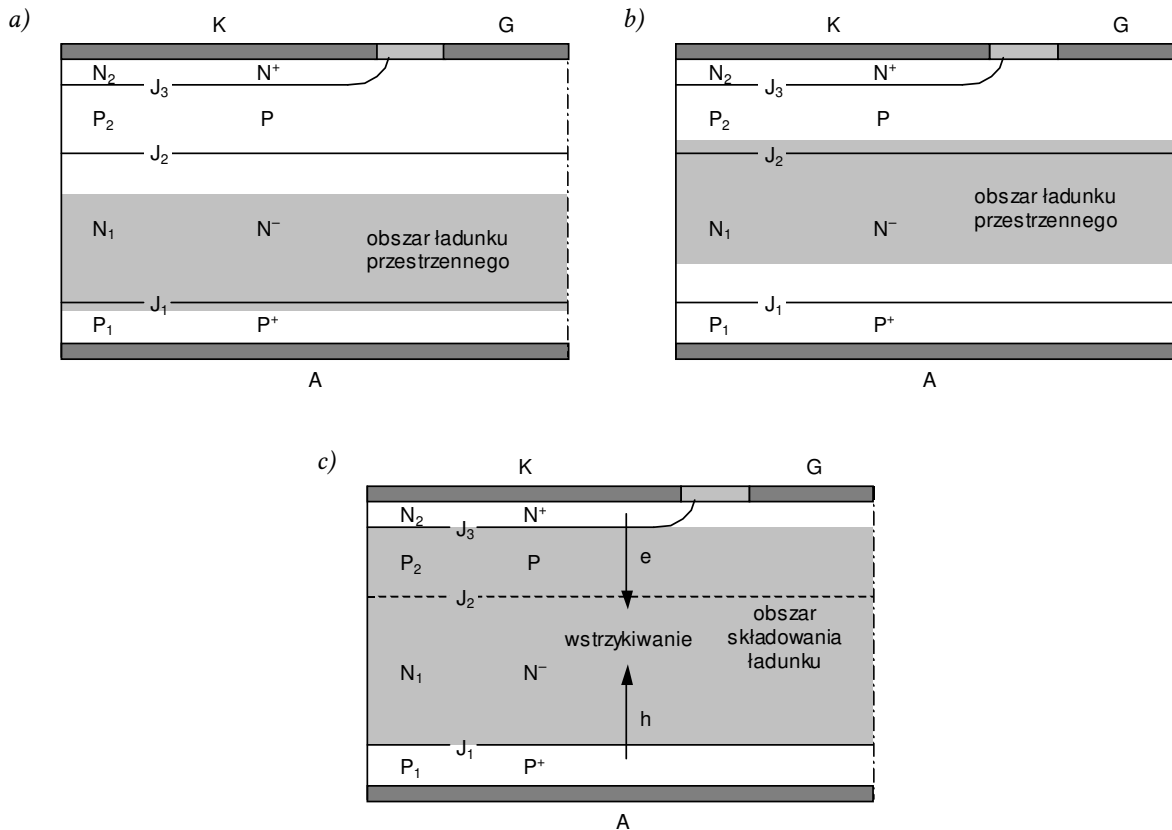
- 1) w wyniku **przebicia lawinowego** (ang. *breakdown*) – kiedy natężenie pola elektrycznego na złączu  $E_{\max}$  przekroczy wartość krytyczną  $E_{br}$  (charakterystyczną dla danego materiału półprzewodnikowego) i dochodzi do lawinowego powielania nośników, a więc generacji dużej liczby nośników w złączu, które tym samym zaczyna przewodzić prąd;
- 2) w wyniku **przebicia skrośnego** (ang. *punch-through*) – kiedy obszar ładunku przestrzennego rozszerzy się aż do złącza  $J_2$  i pole elektryczne zaczyna przenosić dziury z warstwy  $P_2$  do warstwy  $P_1$  (działa bowiem na nie przeciwnie niż na elektrony, które są z obszaru złącza usuwane), a więc również następuje przewodzenie prądu.

Tyrystory są zazwyczaj **projektowane tak, aby mechanizm 2 nie mógł się uaktywnić**. Tłumaczy to, dlaczego warstwa  $N_1$  ma największą wysokość – chodzi o to, aby pole elektryczne nie osiągnęło złącza  $J_2$ . W pewnym momencie zaczyna natomiast działać mechanizm 1 – natężenie pola  $E_{\max}$  na złączu  $J_1$  osiąga wartość krytyczną  $E_{br}$ . Z zależności (2.1) i (2.2) można wyprowadzić, że dzieje się to dla napięcia równego

$$U_{J1(br)} = \frac{\epsilon E_{br}^2}{2eN_{D1}} \quad (2.3)$$

gdzie  $N_{D1}$  – koncentracja domieszek donorowych w warstwie  $N_1$ . Jak stwierdziliśmy wyżej, dochodzi wówczas do zapoczątkowania przewodzenia prądu w wyniku przebicia lawinowego, czemu odpowiada odcinek 6 na rys. 2. Zwróćmy uwagę, że napięcie  $U_{J1(br)}$  jest tym wyższe, im mniejsza koncentracja domieszek, co tłumaczy z kolei, dlaczego warstwa  $N_1$  jest najslabiej domieszkowana.

Na wartość wstecznego napięcia anoda-katoda odpowiadającą przebieciu lawinowemu  $U_{R(br)}$  nie ma wpływu złącze  $J_3$ , gdyż domieszkowanie po obu jego stronach jest silne (w stosunku do złącza  $J_1$ ), a więc wytrzymałość napięciowa niewielka – już dla niewielkich napięć wstecznych złącze to jest przebite. Pewien wpływ posiada natomiast złącze  $J_2$ , a ściślej układ złącz  $J_2J_3$ , który tworzy strukturę bipolarnego tranzystora złączowego  $P_2N_1P_1$ .



Rys. 3. Uproszczone przedstawienie zjawisk fizycznych w tyrystorze w poszczególnych statycznych stanach pracy: a) stan zaporowy; b) stan blokowania; c) stan przewodzenia

Każdy bipolarny tranzystor złączowy charakteryzuje się pewnym wzmocnieniem prądowym  $\alpha_F$ , które wspomaga mechanizm przebiecia lawinowego. Dochodzi więc do niego wcześniej, niżby to wynikało ze wzoru (2.3). Ostatecznie **napięcie przebiecia**  $U_{R(BR)}$  (ang. *reverse breakdown voltage*), tj. wsteczne napięcie anoda-katoda odpowiadające przebieciu złącza  $J_1$ , wynosi

$$U_{R(BR)} = U_{J1(br)} (1 - \alpha_{F(PNP)})^{1/\kappa} \quad (2.4)$$

gdzie  $\kappa$  – współczynnik zależny od parametrów konkretnej struktury, zawierający się w przedziale 3...8 (typowo 5). Na szczęście w tyrystorach współczynnik wzmocnienia tranzystora  $P_2N_1P_1$   $\alpha_{F(PNP)}$  ma wartość daleką od jedności, a więc zmniejszenie wytrzymałości napięciowej nie jest bardzo znaczące.

#### 2.1.d. Stan blokowania

Mianem **stanu blokowania** (ang. *forward blocking state*) określa się wytrzymywanie napięcia przyłożonego w kierunku przewodzenia  $U_D$  (indeks pochodzi od ang. *disconnected* 'rozłączony') przy przepływie jedynie niewielkiego prądu upływu  $I_D$ . Na rys. 2 stanowi temu odpowiada odcinek 1. Sytuacja wewnątrz struktury jest odwrotna w stosunku do stanu zaporowego: złącza  $J_1$  i  $J_3$  są spolaryzowane w kierunku przewodzenia, natomiast przepływ prądu od anody do katody uniemożliwiają spolaryzowane w kierunku zaporowym złącze  $J_2$  (rys. 3b).

Podobnie jak w przypadku stanu zaporowego, wytrzymałość złącza  $J_2$  na przyłożone napięcie wynika z wysokości i domieszkowania warstwy  $N_1$ , stąd

$$U_{J2(br)} = \frac{\epsilon E_{br}^2}{2eN_{D1}} \approx U_{J1(br)} \quad (2.5)$$

$$U_{D(BO)} = U_{J2(br)} (1 - \alpha_{F(NPN)})^{1/\kappa} \quad (2.6)$$

przy czym napięcie  $U_{D(BO)}$  nazywa się **napięciem przełączania** (ang. *breakover voltage*). Indeks „O” oznacza rozwarcie (ang. *open*) obwodu sterowania, tj. brak prądu w obwodzie bramka-katoda. Współczynnik wzmocnienia prądowego struktury  $N_2P_2N_1$   $\alpha_{F(NPN)}$  ma zwykle nieco większą wartość niż  $\alpha_{F(PNP)}$ , przez co napięcie przełączania jest nieznacznie mniejsze od napięcia przebicia  $U_{R(BR)}$ .

### 2.1.e. Stan przewodzenia

Jak wynika z analizy stanu blokowania, przewodzenie prądu przez tyrystor byłoby możliwe wyłącznie, gdyby wprowadzić złącze  $J_2$  w stan przewodzenia. Jak można się domyślać, jest to faktycznie możliwe (w przeciwnym razie tyrystor nie byłby specjalnie użytecznym przyrządem) i wiąże się z doprowadzeniem znacznej liczby nadmiarowych nośników (powyżej liczby wynikającej z koncentracji domieszek) w pobliże złącza  $J_2$ . Te nośniki nadmiarowe są wstrzykiwane przez złącza  $J_1$  i  $J_3$ , które są spolaryzowane tak jak w stanie blokowania – a więc w kierunku przewodzenia.

Aby złącze  $J_2$  przewodziło, **wstrzykiwanie nośników musi być bardzo intensywne, tak by pokonać tendencję do tworzenia obszaru ładunku przestrzennego**. Mechanizm to umożliwiający omówimy wraz z załączaniem tyrystora. W tej chwili ograniczymy się do opisu od strony skutków. Stan, w którym koncentracja wstrzykiwanych nośników nadmiarowych jest o kilka rzędów wielkości większa od koncentracji wynikającej z domieszkowania, nazywamy **wysokim poziomem wstrzykiwania** (ang. *high injection*).

Przy wysokim poziomie wstrzykiwania koncentracje dziur i elektronów w obszarze między złączami wstrzykującymi są sobie w przybliżeniu równe i nie zależą od domieszkowania. Tak więc rozróżnienie na obszary P i N przestaje mieć znaczenie. Całe wnętrze tyrystora między złączami  $J_1$  i  $J_3$  jest w sposób ciągły wypełnione dużą liczbą nadmiarowych nośników ładunku, dlatego obszar ten nazywamy **obszarem składowania ładunku** (rys. 3c).

Obszary  $N_1$  i  $P_2$  posiadają zasadniczo wysoką rezystywność  $\rho$  zgodnie z zależnością

$$\rho = \gamma^{-1} = (en\mu_n + ep\mu_p)^{-1} \quad (2.7)$$

gdzie  $\gamma$  – przewodność właściwa (konduktywność),  $n$  i  $p$  – koncentracje elektronów i dziur,  $\mu_n$  i  $\mu_p$  – ruchliwości elektronów i dziur. Jak bowiem wynika z budowy tyrystora, w obszarze  $N_1$  w stanie równowagi koncentracja  $n = N_{D1}$  jest niska, a  $p \approx 0$ ; analogicznie w obszarze  $P_2$  koncentracja  $p = N_{A2}$  jest niska, a  $n \approx 0$ . Jednakże, jak stwierdziliśmy, w stanie przewodzenia w obu obszarach znajduje się bardzo duża liczba dodatkowych nośników. Dzięki temu **rezystywność obszaru środkowego jest dużo mniejsza, niż wynikałoby to z domieszkowania warstw  $N_1$  i  $P_2$** . Możliwe jest więc przewodzenie dużych prądów przy niskim spadku potencjału, czemu odpowiada odcinek 3 na rys. 2.

W dużym zakresie prądów odcinek 3 można uznać za prostoliniowy, czyli zmianie natężenia prądu anody towarzyszy proporcjonalna zmiana napięcia anoda-katoda. Współczynnik kierunkowy tego odcinka stanowi odwrotność **rezystancji różniczkowej** (zwanej też mniej poprawnie *dynamiczną*, ang. *differential resistance*, *dynamic resistance*) tyrystora w stanie przewodzenia  $r_T$

$$\Delta I_A = r_T^{-1} \Delta U_{AK} \quad (2.8)$$

co zaznaczono na rys. 2.

Z reguły interesuje nas zastosowanie tej zależności w drugą stronę – od przyczyny do skutku, tj. obliczenie spadku potencjału  $U_{AK}$ , jaki zostanie spowodowany przez przepływ określonego prądu  $I_A$ . W tym celu konieczna jest jeszcze znajomość współrzędnej, jaką odciałyby na osi napięcia przedłużony odcinek 3 (cienka linia przerywana na rys. 2). Współrzedną tę – przez analogię do charakterystyki diody – nazywa się **napięciem progowym** (ang. *threshold voltage*) i oznacza  $U_{TO}$ . Spadek potencjału na przyrządzie w stanie przewodzenia  $U_T$  dla określonego prądu przewodzenia  $I_T$  wyraża się wówczas zależnością:

$$U_T = U_{TO} + r_T I_T \quad (2.9)$$

### 2.1.f. Parametry katalogowe

W katalogach przyrządów producenci podają szereg parametrów pozwalających dobrać tyrystor odpowiedni dla danej aplikacji. W przypadku właściwości statycznych najważniejszymi dla projektanta układów parametrami granicznymi są:

- **maksymalny dopuszczalny średni prąd przewodzenia**  $I_{T(av)m}$  (ang. *absolute maximum average on-state current*) – jest to wartość średnia za okres prądu anody, której przekroczenie grozi zniszczeniem przyrządu w wyniku wydzielania zbyt dużej mocy;
- **maksymalny dopuszczalny skuteczny prąd przewodzenia**  $I_{T(rms)m}$  (ang. *absolute maximum RMS on-state current*);
- **maksymalny dopuszczalny niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia**  $I_{Tsm}$  (ang. *absolute maximum surge current*);
- **maksymalne dopuszczalne powtarzalne szczytowe napięcie blokowania**  $U_{DRM}$  (ang. *absolute maximum repetitive peak off-state voltage*) – a więc występujące przy polaryzacji anoda-katoda w kierunku przewodzenia, zasadniczo równe – z pewnym marginesem bezpieczeństwa na rozrzut parametrów – napięciu przełączania  $U_{D(BO)}$ ;
- **maksymalne dopuszczalne powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne**  $U_{RRM}$  (ang. *absolute maximum repetitive peak reverse voltage*) – a więc występujące przy polaryzacji anoda-katoda w kierunku wstecznym, zasadniczo równe napięciu przebicia  $U_{R(br)}$ , a ponieważ  $U_{R(br)} \approx U_{D(BO)}$ , więc zwykle  $U_{RRM} = U_{DRM}$ .

Należy wiedzieć, że parametry prądowe podawane są **dla konkretnych przebiegów prądu i konkretnych warunków chłodzenia**. Dla tyrystora konwencjonalnego z reguły jest to połówka sinusoidy o częstotliwości 50 Hz (wartość 60 Hz wynika z częstotliwości sieci amerykańskiej i japońskiej) oraz chłodzenie na tyle skuteczne, że temperatura obudowy nie przekracza ok. 80 °C. W przypadku parametrów określanych jako „niepowtarzalne” warunkiem jest, że dana wartość nie może powtórzyć się, zanim nie ustaną skutki cieplne poprzedniego jej wystąpienia.

### 2.1.g. Zastosowania tyrystorów

Wspomnieliśmy, że tyrystory były pierwszymi sterowanymi przyrządami półprzewodnikowymi mocy. W tym pionierskim okresie znajdowały zastosowanie w przekształtnikach niemal wszystkich ówczesnie znanych typów. Wraz z opracowaniem konstrukcji tranzystorów mocy, obszar ich zastosowań znacznie się zawęził. Tranzystory przyniosły bowiem możliwość pełnego sterowania, tj. załączania i wyłączania, a dodatkowo tranzystory polowe – z użyciem znikomo małej mocy.

Niemniej **tyrystory mają 3 zasadnicze zalety:**

- 1) najniższa ze wszystkich przyrządów sterowanych rezystancja w stanie przewodzenia (zarówno statyczna, jak i dynamiczna tj. różniczkowa),
- 2) natężenie prądu wyjściowego niezależne od wartości sygnału sterującego, co łącznie z poprzednią cechą oznacza największą obciążalność (prąd maksymalny),
- 3) niewygórowane wymagania technologiczne, stąd niski koszt produkcji (względem innych przyrządów o takich samych parametrach znamionowych).

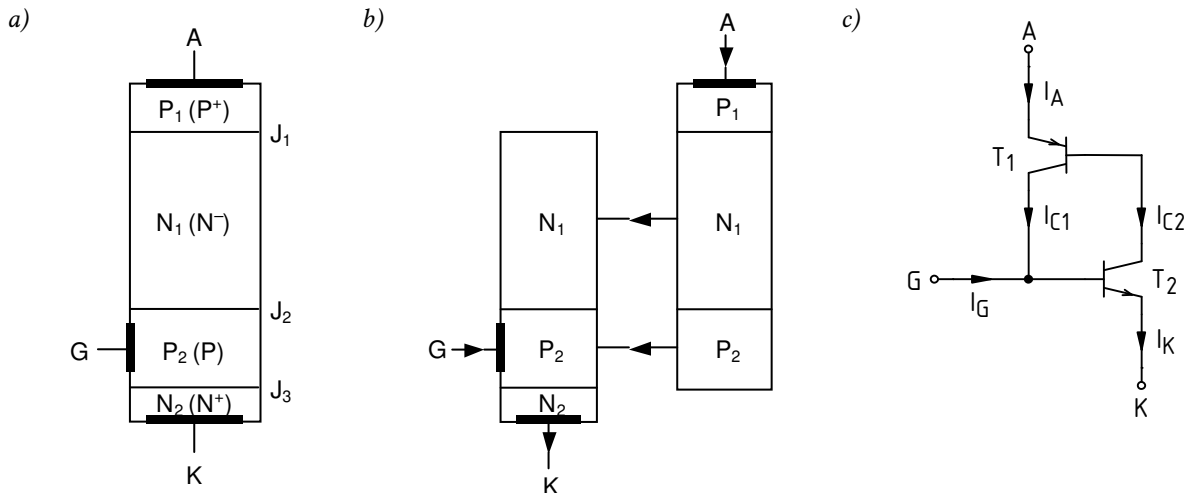
Zalety te sprawiają, że tyrystory są nadal **konkurencyjne w następujących zastosowaniach:**

- 1) sterowane prostowniki dla częstotliwości 50 Hz (głównie większej mocy) – standardowe tyrystory konwencjonalne,
- 2) sterowniki prądu przemiennego o częstotliwości 50 Hz (małej i dużej mocy) – standardowe tyrystory konwencjonalne (w układach dużej mocy) i dwukierunkowe (triaki),
- 3) falowniki i inne przekształtniki bardzo dużej mocy (np. dla trakcji kolejowej) pracujące z częstotliwościami do kilku kiloherców – specjalne tyrystory szybkie i wyłączalne.

## 2.2. Podstawowe mechanizmy załączania

### 2.2.a. Dwutranzystorowy model tyrystora konwencjonalnego

W analizie procesów dynamicznych zachodzących w tyrystorze przydatny jest **model przedstawiający jego strukturę jako połączenie dwóch bipolarnych tranzystorów złączowych**:  $P_1N_1P_2$  ( $T_1$ ) i  $N_1P_2N_2$  ( $T_2$ ; patrz rys. 4). Skrajne warstwy silnie domieszkowane stanowią emiterzy tych tranzystorów, natomiast słabo domieszkowane – wspólne dla obu tranzystorów – odpowiednio kolektory lub bazy.



Rys. 4. Dwutranzystorowy model tyrystora konwencjonalnego: a) uproszczony wyjściowy przekrój struktury; b) rozdzielanie tranzystorów składowych; c) elektryczny schemat zastępczy

Jak wynika z elektrycznego schematu zastępczego, prądy końcówek łączy zależność:

$$I_A = I_{E1} = I_{C1} + I_{C2} = I_{E2} - I_G = I_K - I_G \quad (2.10)$$

Dodatkowo dla każdego z tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$  spełniona jest znana zależność

$$I_{C1} = I_{C01} + \alpha_{F1} I_{E1} \quad (2.11)$$

$$I_{C2} = I_{C02} + \alpha_{F2} I_{E2} \quad (2.12)$$

gdzie  $I_{C0}$  – prąd upływu (zerowy) złącza baza-kolektor,  $\alpha_F$  – wzmacnienie prądowe w układzie wspólnej bazy przy pracy normalnej.

### 2.2.b. Warunek załączenia

Jak stwierdziliśmy rozważając stan blokowania, przekroczenie napięcia  $U_{D(BO)}$  między anodą i katodą spowoduje lawinowe powielanie nośników. Złącze  $J_2$  jest wspólne dla tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ , dlatego uwidoczni się to w prądach ich obu. Często stosowany uproszczony, makroskopowy opis zjawiska powielania lawinowego przedstawia prąd wyjściowy tranzystora w postaci

$$I_{C1} = M_{J2} (I_{C01} + \alpha_{F1} I_{E1}) \quad (2.13)$$

$$I_{C2} = M_{J2} (I_{C02} + \alpha_{F2} I_{E2}) \quad (2.14)$$

przy czym liczbę  $M$  nazywa się **współczynnikiem powielania** definiowanym ogólnie jako

$$M = \left[ 1 - \left( \frac{U_R}{U_{br}} \right)^\kappa \right]^{-1} \quad (2.15)$$

Współczynnik powielania, a z nim prąd kolektora, dąży więc do nieskończoności w miarę jak napięcie wsteczne (w odniesieniu do danego złącza – w tym przypadku  $J_2$ )  $U_R$  zbliża się do napięcia przebicia tego złącza  $U_{br}$ . Z kolei dla niewielkich napięć wstecznych ( $U_R \ll U_{br}$ )  $M \approx 1$ .

Podstawiając wyrażenia (2.13) i (2.14) do (2.10) mamy

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = M_{J2}(I_{C01} + \alpha_{F1}I_{E1}) + M_{J2}(I_{C02} + \alpha_{F2}I_{E2}) \quad (2.16)$$

Prądy emiterów możemy uzależnić od prądu anody korzystając również z równości (2.10):

$$I_A = M_{J2}[I_{C01} + \alpha_{F1}I_A + I_{C02} + \alpha_{F2}(I_A + I_G)] \quad (2.17)$$

Po uporządkowaniu wyrazów otrzymujemy wynik w postaci

$$I_A = \frac{M_{J2}(\alpha_{F2}I_G + I_{C0})}{1 - M_{J2}(\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} \quad (2.18)$$

gdzie przez  $I_{C0}$  oznaczono sumę prądów nasycenia  $I_{C01}$  i  $I_{C02}$ .

Zauważmy, że gdy

$$M_{J2}(\alpha_{F1} + \alpha_{F2}) \rightarrow 1 \quad (2.19)$$

prąd anody  $I_A$  dąży do nieskończoności. W praktyce oznacza to, że **ograniczony jest on tylko rezystancją** (czy też ogólniej impedancją) **obwodu zewnętrznego**. Tyrystor ze stanu blokowania napięcia (wyłączenia – wysokiej rezystancji) **przechodzi więc w stan przewodzenia** prądu (załączenia – niskiej rezystancji). Innymi słowy, tyrystor załącza się.

### 2.2.c. Załączanie napięciem anoda-katoda

Załóżmy najpierw, że prąd bramki nie płynie ( $I_G = 0$ ). Wyrażenie (2.18) upraszcza się wówczas do

$$I_A = \frac{M_{J2}I_{C0}}{1 - M_{J2}(\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} \quad (2.20)$$

Jak wynika z analizy działania tranzystora bipolarnego złączowego, a szczególnie tranzystora wysokonapięciowego z szeroką bazą, wzmocnienie prądowe  $\alpha_F$  maleje ze spadkiem natężenia prądu i spadkiem napięcia anoda-katoda. Przy braku prądu bramki i niskim napięciu anoda-katoda, w strukturze generowane są tylko niewielkie prądy zerowe  $I_{C01}$  i  $I_{C02}$ . Wobec tego również wzmocnienia obu tranzystorów są niewielkie (w sumie dużo mniejsze od 1).

W tej sytuacji można zaniedbać zmniejszenie napięcia przebicia opisywane zależnością (2.6) i przyjąć  $U_{J2(br)} \approx U_{D(BO)}$ . Zakładając jednocześnie, że napięcie przyłożone do tyrystora odkłada się wyłącznie na złączu  $J_2$ , możemy przedstawić współczynnik powielania  $M_{J2}$  w łatwiejszej do interpretacji formie, jako funkcję napięć anoda-katoda:

$$M_{J2} = \left[ 1 - \left( \frac{U_{J2(R)}}{U_{J2(br)}} \right)^\kappa \right]^{-1} \approx \left[ 1 - \left( \frac{U_{AK}}{U_{D(BO)}} \right)^\kappa \right]^{-1} \quad (2.21)$$

Przez tyrystor płynie więc niewielki prąd wyrażający się wzorem (2.20), nieznacznie wzrastający wraz z przyłożonym napięciem, jako że nieznacznie rosną wartości  $M_{J2}$ ,  $\alpha_{F1}$  i  $\alpha_{F2}$ . Prąd ten pozostaje

jednak niewielki co do wartości dopóki napięcie  $U_{AK}$  jest odległe od  $U_{D(BO)}$ , gdyż  $M_{J2} \approx 1$ . A więc, ze względu na niskie wzmocnienia prądowe, warunek załączenia (2.19) może zostać spełniony **wyłącznie w wyniku wzrostu przyłożonego napięcia  $U_{AK}$  do wartości bliskiej napięciu przełączania  $U_{D(BO)}$ .**

Kiedy współczynnik powielania  $M_{J2}$  wzrośnie do takiej wartości, że iloczyn  $M_{J2} (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})$  osiągnie wartość 1, następuje – jak stwierdziliśmy wyżej – załączenie tyrystora, czyli przejście w stan przewodzenia. Odpowiada to przejściu punktu pracy z odcinka 1 na rys. 2 na odcinek 3.

#### 2.2.d. Załączanie napięciowe w prostym obwodzie rzeczywistym

Rozważmy uproszczony, ogólny przypadek obwodu z tyrystorem zasilanego ze źródła napięcia  $u_s$  i obciążonego opornikiem  $R_L$ . Schemat takiego obwodu przedstawiono na rys. 5a, natomiast rys. 5c przedstawia przebiegi wielkości elektrycznych w obwodzie ( $u_s$ ,  $u_{AK}$ ,  $i_A$ ). Wielkości te łączy napięciowe prawo Kirchhoffa:

$$u_s = u_{AK} + R_L i_A \quad (2.22)$$

które opisuje jednocześnie prostą pracy układu.

W analizie zakładamy, że zmiany napięcia źródła  $u_s$  są na tyle powolne w stosunku do bezwładności tyrystora, że przyrząd ten działa quasi-statycznie. Uprawnione jest więc odwzorowanie zmian chwilowego prądu  $i_A$  i napięcia  $u_{AK}$  na statycznej charakterystyce wyjściowej  $I_A = f(U_{AK})$ . Zostało to uczynione na rys. 5b, który przedstawia trajektorię punktu pracy tyrystora.

Załóżmy, że początkowo  $u_s = 0$ , a więc  $i_A = 0$ , a tyrystor znajduje się w punkcie 0. Zwiększając napięcie źródła  $u_s$ , powodujemy przesuwanie się prostej pracy – jak wiadomo, wyznaczonej przez punkty  $u_s$  i  $u_s/R_L$  – w prawo (punkty 1, 2). Tyrystor znajduje się w stanie blokowania z powodu zaporowej polaryzacji złącza  $J_2$ , a niewielki prąd upływu wyraża się wzorem (2.20). Napięcie na tyrystorze jest nieco mniejsze od napięcia  $u_s$ , pomniejszonego jedynie o spadek potencjału na rezystancji  $R_L$  w wyniku przepływu prądu upływu.

W punkcie 3 napięcie na tyrystorze osiąga wartość napięcia przełączania  $U_{D(BO)}$ , a więc dochodzi do lawinowego powielania nośników w obszarze złącza  $J_2$ . Pojawienie się dużej liczby nośników powoduje, że w krótkim czasie rezystancja tyrystora radykalnie spada. Odpowiada to szybkiemu przejściu z punktu 3 do punktu 4, w którym napięcie na tyrystorze jest niskie i w uproszczeniu wyraża się wzorem (2.9). Jeżeli założymy, że przełączanie jest nieskończenie szybkie, to oba punkty 3 i 4 znajdują się na tej samej prostej pracy. Przebieg przełączania zostanie przeanalizowany później.

Gdyby napięcie źródła  $u_s$  pozostało stałe, to tyrystor pozostałby w punkcie pracy 4. Jeżeli natomiast zwiększymy  $u_s$  jak na rysunku, to nastąpi przesunięcie prostej pracy i odpowiednio przejście tyrystora do pewnego punktu 5, tj. – co oczywiste – zwiększenie prądu płynącego w obwodzie oraz proporcjonalne zwiększenie spadku potencjału na przyrządzie.

Od chwili załączenia tyrystora, zgodnie ze wzorem (2.20), prąd anody mógłby teoretycznie osiągnąć wartość nieskończoną. Uwzględniając jednak, że tyrystor pracuje w rzeczywistym układzie, zawierającym pewną impedancję – w tym przypadku rezystancję  $R_L$ , obserwujemy ograniczenie prądu do pewnej wartości (dla przykładu w punkcie 5)  $i_{A5}$ . Wartość tę można obliczyć zapisując napięciowe prawo Kirchhoffa (2.22) dla punktu 5:

$$u_{s5} = u_{AK5} + R_L i_{A5} \quad (2.23)$$

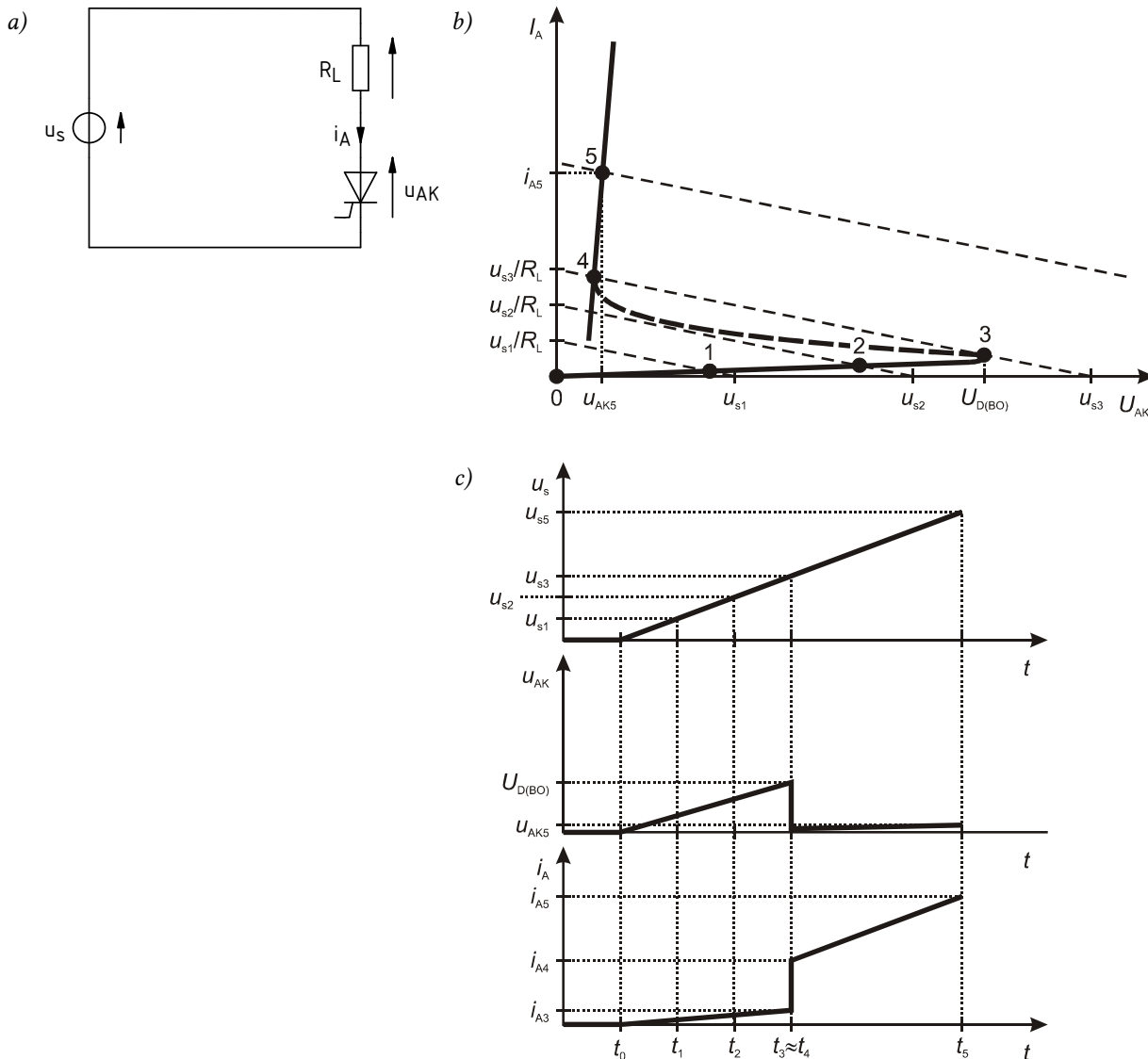
i podstawiając zależność (2.9) dla  $U_F = u_{AK5}$ :

$$i_{A5} = \frac{u_{s5} - U_{TO}}{R_L + r_T} \quad (2.24)$$

#### 2.2.e. Załączanie prądem bramki

**Załączanie tyrystora poprzez przekroczenie napięcia przełączania anoda-katoda nie jest interesujące dla projektanta przekształtników elektronicznych.** Przekształtnik powinien

bowiem umożliwić sterowanie przepływem energii elektrycznej. Tymczasem załączenie napięciowe następuje zawsze dla tej samej wartości napięcia, więc dla danego przebiegu napięcia źródła  $u_s$  prąd  $i_A$  będzie zawsze płynął tak samo, czyli energia będzie przekazywana do odbiornika  $R_L$  w sposób niezmienny. Aby uzyskać możliwość sterowania (zmniejszenia, zwiększenia) mocą przekazywaną ze źródła  $u_s$  do odbiornika  $R_L$ , należy wykorzystać trzecią końcówkę tyrystora – bramkę.



Rys. 5. Załączanie napięciowe tyrystora w obwodzie z obciążeniem rezystancyjnym: a) schemat układu; b) obieg punktu pracy na tle statycznej charakterystyki wyjściowej (wykres bez zachowania rzeczywistej skali – uwypuklono prąd upływu w stanie blokowania i napięcie w stanie przewodzenia); c) przebiegi czasowe prądu i napięcie w układzie

Aby bramka mogła być uaktywniona, należy przede wszystkim **nie dopuścić do uaktywnienia załączania napięciowego**. Oznacza to, że projektant układu musi zadbać, by napięcie anoda-katoda nie przekroczyło nigdy wartości  $U_{D(BO)}$ .

Przy napięciu  $u_{AK}$  znacznie odległym od  $U_{D(BO)}$ , współczynnik powielania  $M_{j2} \approx 1$ . Zależność (2.18) upraszcza się więc w tym przypadku do

$$I_A = \frac{\alpha_{F2} I_G + I_{C0}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})} \quad (2.25)$$

Jeżeli do bramki zostanie dostarczony prąd  $I_G > 0$ , to – zgodnie ze wzorem (2.12) i uwzględniając, że  $I_{E2} = I_A + I_G$  – doprowadzi to do wzrostu prądu płynącego przez obwód wyjściowy (emiter-kolektor) tranzystora  $T_2$ . Wzrośnie więc wzmocnienie prądowe  $\alpha_{F2}$ , ale także – zgodnie z zależnością



(2.25) – prąd anody  $I_A$ . Prąd ten jest jednocześnie prądem obwodu wyjściowego tranzystora  $T_1$ , a więc jego wzmocnienie  $\alpha_{F1}$  również wzrośnie, a więc jego prąd kolektora także. Tymczasem prąd kolektora tranzystora  $T_1$  jest składnikiem prądu bazy tranzystora  $T_2$  i *vice versa*. W konsekwencji prąd kolektora  $T_2$  rośnie jeszcze bardziej i jeszcze bardziej rośnie jego wzmocnienie prądowe, i tak dalej.

**Obserwujemy więc dodatnie sprzężenie zwrotne, wynikające z takiego a nie innego połączenia tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$ .** W wyniku działania tego sprzężenia, dodatni prąd bramki  $I_G$  powoduje znaczny i gwałtowny wzrost współczynników  $\alpha_{F1}$  i  $\alpha_{F2}$ . Jeżeli ich suma osiągnie wartość 1, spełniony zostaje warunek (2.19) i prąd anody dąży teoretycznie do nieskończoności, czyli tranzystor przechodzi w stan załączenia.

Załączenie tyrystora oznacza, że przewodzi on znaczny prąd, ograniczony wyłącznie impedancją obwodu zewnętrznego. Wzmocnienia prądowe osiągają więc znaczne wartości i mianownik wyrażenia (2.25) jest stale utrzymywany na poziomie bliskim zera. W tej sytuacji **rozwarcie bramki ( $I_G = 0$ ) nie spowoduje żadnej zmiany w działaniu tyrystora**, gdyż teoretycznie nadal  $I_A \rightarrow \infty$  niezależnie od licznika. Stanowi to bardzo istotną obserwację i wskazuje, że tyrystor jest **przyrządem półsterowalnym** – można go w kontrolowany sposób załączyć, jednak po załączeniu kontrolę tę się traci.

### 2.2.f. Załączanie bramkowe w prostym obwodzie rzeczywistym

Rozważmy ponownie obwód ze źródłem napięcia i odbiornikiem rezystancyjnym. Z tym, że obecnie dopuścimy możliwość doprowadzenia do bramki impulsu prądowego, co reprezentuje źródło prądowe  $i_{GG}$  (rys. 6a). Jak wynika z analizy procesu załączania bramkowego, prąd bramki  $i_G$  ma stanowić dodatkowy prąd bazy tranzystora składowego  $T_1$ . Dlatego powinien się on zamknąć w obwodzie baza-emiter tego tranzystora, czyli bramka-katoda tyrystora, i dlatego też źródło zostało włączone między te właśnie końcówki.

Przyjmijmy dla odmiany, że napięcie zasilania  $u_s$  zmienia się sinusoidalnie, co stanowi dość częsty przypadek w typowych układach tyrystorowych. Podtrzymujemy jednak upraszczające założenie o powolnych zmianach  $u_s$  i quasi-statycznej pracy tyrystora. Przebiegi prądów i napięcia w układzie w tym przypadku przedstawiono na rys. 6c, zaś trajektorię punktu pracy na tle statycznej charakterystyki wyjściowej – na rys. 6b. Wykonując wykresy założono, że rezystancja  $R_L$  ma wartość mniejszą niż poprzednio, stąd bardziej stromy przebieg prostej pracy.

Zauważmy, że tyrystor został tak dobrany względem źródła, aby uniemożliwić wystąpienie załączenia napięciowego – napięcie przełączania tyrystora  $U_{D(BO)}$  jest większe od amplitudy napięcia źródła  $U_{sm}$ . W ten sposób zyskaliśmy możliwość kontrolowanego załączenia tyrystora poprzez podanie impulsu prądu bramki w wybranym momencie.

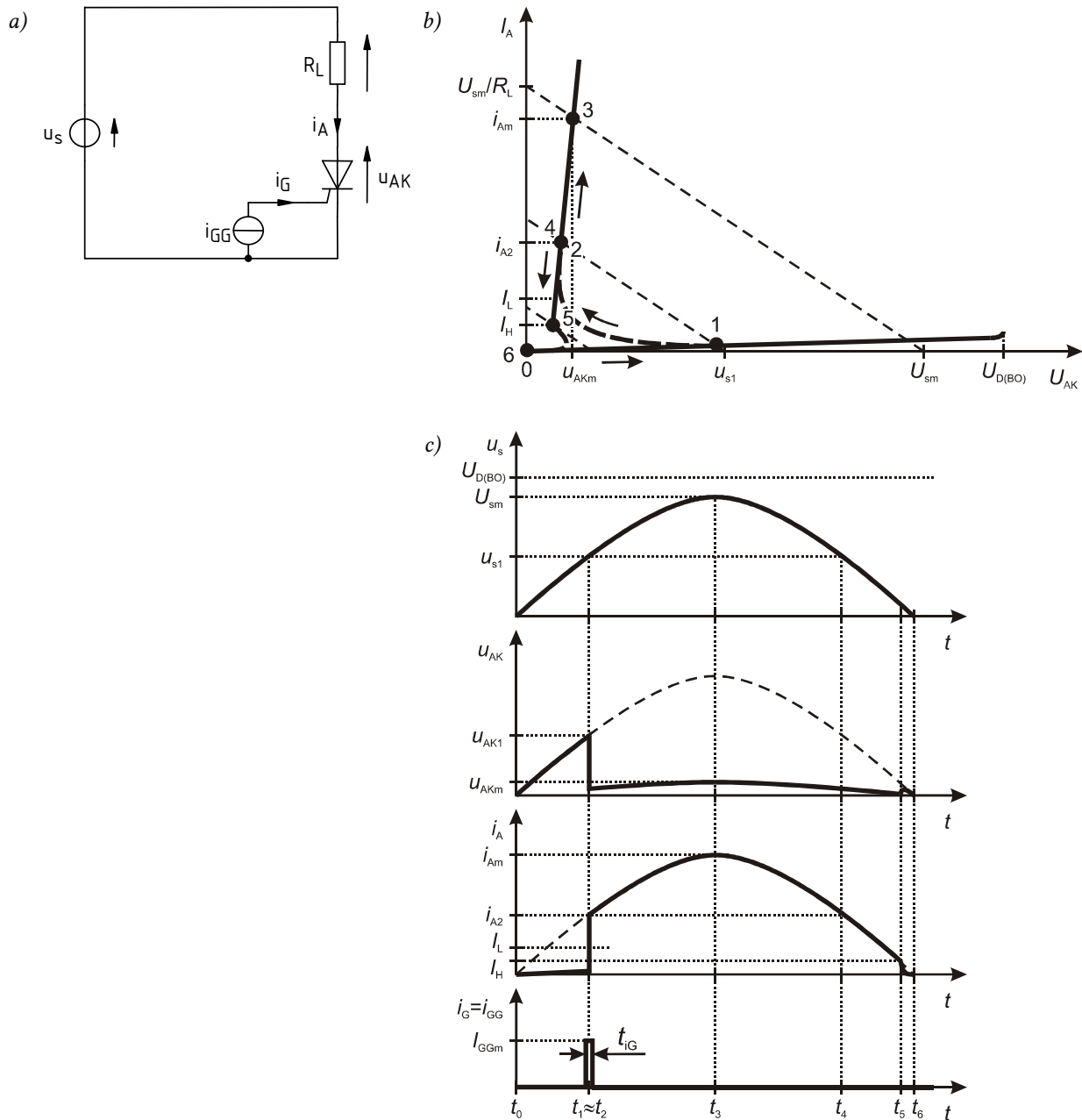
Począwszy od chwili  $t_0$  (punkt 0 na charakterystyce statycznej), napięcie źródła  $u_s$  zaczyna narastać od zera do pełnej amplitudy  $U_{sm}$ . Ponieważ w układzie płynie jedynie niewielki prąd upływu, napięcie na tyrystorze  $u_{AK}$  jest niewiele mniejsze od napięcia źródła (pomniejszone o spadek potencjału na rezystancji  $R_L$ ).

Założmy, że z jakichś względów zależy nam na załączeniu tyrystora po upływie 1/6 półokresu sinusoidy. Odpowiada to chwili oznaczonej jako  $t_1$ , kiedy to napięcia osiągają pewne wartości  $u_{s1}$  i  $u_{AK1}$ , a tyrystor znajduje się w punkcie pracy 1. W celu załączenia tyrystora, w źródle  $i_{GG}$  zostaje wygenerowany impuls prądu. Zwykle ma on czas trwania zanedbywalnie krótki w porównaniu ze zmiennością przebiegów w obwodzie głównym. Przepływ prądu bramki powoduje załączenie tyrystora w wyniku działania mechanizmu fizycznego przeanalizowanego wyżej. W zanedbywalnie krótkim czasie następuje więc przejście punktu pracy tyrystora z punktu 1 do punktu 2.

Po załączeniu tyrystora, prąd w obwodzie jest w przybliżeniu proporcjonalny do napięcia źródła  $u_s$ . Parametry tyrystora  $r_F$  i  $U_{TO}$  są bowiem na tyle małe, że spadek potencjału na nim jest niewielki w porównaniu ze spadkiem potencjału na odbiorniku  $R_L$ , a więc to odbiornik dyktuje charakter przebiegów. W miarę zwiększania napięcia, osiągamy w chwili  $t_3$  maksimum napięć i prądów, przy czym analogicznie do (2.24)

$$i_{Am} = \frac{U_{sm} - U_{TO}}{R_L + r_T} \quad (2.26)$$

$$u_{AKm} = U_{TO} + r_T i_{Am} \quad (2.27)$$



Rys. 6. Załączanie napięciowe tyrystora w obwodzie z obciążeniem rezystancyjnym: a) schemat układu; b) obieg punktu pracy na tle statycznej charakterystyki wyjściowej (wykres bez zachowania rzeczywistej skali – uwypuklono prąd upływu w stanie blokowania i napięcie w stanie przewodzenia); c) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie (czas trwania impulsu prądu bramki oraz wartości  $I_H$  i  $I_L$  bez zachowania rzeczywistej skali)

## 2.3. Uzupelnienie wiadomości o przełączaniu tyrystora

### 2.3.a. Warunki załączania bramkowego

Można się domyślać, że **nie każdy dodatni prąd bramki musi wystarczyć do załączenia tyrystora**. Nawet bez prądu bramki w strukturze płyną bowiem zawsze prądy nasycenia złącz, a jednak nie doprowadzają one do jej załączenia – z powodu zbyt małych wzmocnień  $\alpha_F$ . Prąd bramki musi być znacząco większy od prądów zerowych, na tyle, by spowodować znaczący wzrost wzmocnień prądowych tranzystorów składowych. Najmniejszą wartością stałego prądu bramki  $I_G$ , która doprowadza do załączenia tyrystora, nazywa się **przełączającym prądem bramki** (ang. *gate trigger current*) i oznacza  $I_{GT}$ . Dla współczesnych tyrystorów wartość przełączającego prądu bramki jest od 2 do 4 rzędów wielkości mniejsza od prądu znamionowego danego przyrządu.

Jak wynika z ogólnej postaci zależności (2.18), przełączający prąd bramki zależy od napięcia anoda-katoda. Zwiększenie  $u_{AK}$  powoduje zwiększenie wzmocnień prądowych oraz współczynnika powielania  $M_{j2}$ . W związku z tym dla wyższego napięcia  $u_{AK}$  załączanie bramkowe jest łatwiejsze, tzn. zachodzi już dla mniejszego prądu bramki  $I_G$ . W praktyce należy więc zwrócić uwagę na taki dobór natężenia prądu bramki, aby tyrystor poprawnie załączał się dla **najmniejszego** możliwego napięcia anoda-katoda. Ze względu na **silną zależność prądu przełączającego od tego i innych warunków pracy**, reguła inżynierska mówi, że dla niezawodnego działania układu należy zapewnić amplitudę  $I_{G(m)}$  od 3 do 5 razy większą od podanej w katalogu wartości  $I_{GT}$ .

Dla przyrządów dużej mocy prądy znamionowe osiągają duże wartości, więc również moc strat w obwodzie bramki byłaby całkiem znaczna, gdyby prąd bramki płynął stale. W wielu aplikacjach konieczna jest z kolei realizacja złożonych algorytmów sterowania, do czego niezbędne są układy cyfrowe, w tym mikroprocesorowe. Nie posiadają one jednak dużej wydajności prądowej dla prądu stałego ani wysokiej wytrzymałości cieplnej. Z tych względów tyrystorami steruje się podając impulsy prądu bramki o skończonym czasie trwania, dużo krótszym od czasu, przez który tyrystor ma przewodzić prąd.

Stwierdziliśmy jednak, że aby tyrystor pozostał w stanie przewodzenia po ustaniu przepływu prądu bramki, wymagane jest utrzymanie warunku  $\alpha_{F1} + \alpha_{F2} \approx 1$ . Ponieważ wzmocnienia są rosnącą funkcją prądu, więc niezbędne jest z kolei odpowiednio wysokie natężenie prądu płynącego przez strukturę  $I_A$ . Można się więc domyślać, że również **nie każda wartość prądu anody musi wystarczyć do trwałego załączenia tyrystora**.

Zjawisko utraty kontroli nad tyrystorem poprzez bramkę (w wyniku – jak stwierdziliśmy – nie ustającego działania dodatniego sprzężenia zwrotnego między tranzystorami składowymi  $T_1$  i  $T_2$ ) nazywamy **zatrzaskiem** (ang. *latch-up*). Dlatego też minimalną wartość prądu anody, jaka niezbędna jest do trwałego załączenia tyrystora (również po zaniku impulsu prądu bramki), nazywamy **prądem zatrzasku** (ang. *latching current*) i oznaczamy  $I_L$ . Prąd ten jest typowo o 2–3 rzędy wielkości mniejszy od znamionowego prądu danego przyrządu.

Dla załączenia nie jest również obojętny **czas trwania impulsu prądu bramki**  $t_{iG}$ . W przybliżeniu minimalny czas trwania impulsu jest odwrotnie proporcjonalny do amplitudy tego impulsu. Im mniejsza amplituda prądu bramki, tym dłużej musi trwać impuls wyzwalający. Ani amplituda, ani czas trwania impulsu nie mogą być zbyt duże. Obszar bezpiecznej pracy tyrystora ograniczają pod tym względem dwa parametry graniczne: **maksymalny dopuszczalny szczytowy prąd bramki**  $I_{G(m)}$  oraz **maksymalna dopuszczalna moc strat w obwodzie bramki**: szczytowa  $P_{G(m)}$  i średnia  $P_{G(av)m}$ .

Obwód bramka-katoda tyrystora stanowi pewną nieliniową, lecz niezerową rezystancję (rzędu kilkudziesięciu omów). Dlatego przepływ prądu bramki można wymusić za pomocą źródła napięcia przyłączonego do tych zacisków. Minimalną amplitudę napięcia niezbędnego do wywołania przepływu prądu przełączającego określa parametr zwany **przełączającym napięciem bramki** i oznaczany  $U_{GT}$ . W żadnym wypadku nie można jednak przekroczyć wartości granicznej **maksymalnego dopuszczalnego szczytowego napięcia bramki** (bramka-katoda)  $U_{G(max)}$ .

Często najbardziej interesująca dla projektanta jest **minimalna** gwarantowana wartość  $U_{GT(min)}$ , określająca maksymalne napięcie  $u_{GK}$ , przy którym tyrystor **nie** załączy się. Niektóre układy sterowania nie są w stanie dostarczyć napięcia równego dokładnie zero – wówczas należy

przynajmniej zapewnić, aby nie przekraczało ono  $U_{GT(\min)}$ . Wartość ta ma również znaczenie, jeżeli w układzie występują silne zaburzenia. Im wyższa wartość  $U_{GT(\min)}$ , tym mniejsze prawdopodobieństwo niepożądanego załączenia tyrystora poprzez krótkotrwałe podskoki (szpilki) napięcia  $u_{GK}$ .

Aby umożliwić optymalne dopasowanie obwodu bramki tyrystora do obwodu sterowania (realizującego funkcję źródła prądu bramki), tyrystory mniejszej mocy produkowane są w dwóch seriach:

- 1) **przyrządy standardowe** – o stosunkowo dużym prądzie i napięciu przełączającym bramki ( $I_{GT}$ ,  $U_{GT}$ ), czego zaletą może być odporność na zaburzenia (wysoki próg przełączenia nie pozwala na załączenie szpilkami napięcia lub prądu);
- 2) **przyrządy o zwiększonej czułości bramki** (ang. *sensitive-gate devices*) lub **sterowane poziomem logicznym** (ang. *logic-level devices*) – o niskim prądzie i napięciu przełączającym bramki (1–2 rzędy wielkości mniejszym niż w przypadku serii standardowych), czego zaletą jest zmniejszenie mocy strat sterowania i możliwość sterowania z układów o małej wydajności prądowej, np. bezpośrednio z wyjść układów cyfrowych.

### 2.3.b. Wyłączanie przez zanik prądu w obwodzie anody

Powróćmy do rozważanego ostatnio układu, w którym napięcie źródła miało kształt dodatniej połówki sinusoidy (rys. 6). Jego analizę przerwaliśmy w punkcie 3, gdy napięcie zasilania osiągnęło maksimum.

W miarę dalszego upływu czasu, napięcie źródła  $u_s$  spada, osiągając w chwili  $t_4$  ponownie wartość  $u_{s1}$ . Przyrząd nie wraca jednak w tym momencie do stanu blokowania, gdyż wciąż działa wewnętrzne dodatnie sprzężenie zwrotne, utrzymujące wysoką koncentrację nośników i wysokie wzmocnienia tranzystorów składowych  $\alpha_{F1}$  i  $\alpha_{F2}$ .

Oczywiście wraz z dalszym spadkiem natężenia prądu anody  $i_A$ , koncentracja nośników oraz wzmocnienia będą się zmniejszać. Ostatecznie **liczba nośników i gęstość prądu w tyrystorze staną się zbyt małe, aby utrzymać silne dodatnie sprzężenie zwrotne**. Złącze  $J_2$  przestanie być zalane nośnikami nadmiarowymi i przeważą naturalna tendencja do tworzenia obszaru ładunku przestrzennego wokół tego złącza (wynikająca z dodatniej polaryzacji anody względem katody).

Napięcie na tyrystorze wzrośnie więc, a ścieżka przepływu prądu na drodze od anody do katody zaniknie w wyniku usunięcia nośników z obszaru przy złączu  $J_2$ . Tym samym tyrystor przejdzie do stanu blokowania. W przykładzie zilustrowanym na rys. 6 następuje to w chwili  $t_5$ . W chwili  $t_6$  układ wraca do stanu początkowego.

Mechanizm wyłączania można również analizować w oparciu o zależność (2.18). W wyniku zmniejszania prądu struktury, wzmocnienia  $\alpha_{F1}$  i  $\alpha_{F2}$  spadają. W pewnym momencie warunek (2.19) przestaje być spełniony (w stanie załączenia napięcie  $u_{AK} \ll U_{D(BO)}$ , czyli  $M_{J2} \approx 1$ ), a więc prąd anody spada i tyrystor wyłącza się.

Graniczny prąd anody, przy którym następuje jeszcze podtrzymanie stanu przewodzenia, nazywa się **prądem podtrzymania** (ang. *holding current*) i oznacza  $I_H$  (patrz rys. 6b, c). Prąd podtrzymania jest typowo kilka razy niższy od prądu zatrasku  $I_L$ . Wynika to z faktu, że dodatnie sprzężenie zwrotne, o ile już uda się je uaktywnić, wykazuje (jak widać – nie w nieskończoność) zdolność samopodtrzymania.

### 2.3.c. Wyłączanie przez komutację prądu w układzie

Zanik prądu tyrystora nie musi wynikać ze spadku wymuszenia (np. napięcia zasilania) do zera. W dużej części praktycznych układów tyrystorowych jest on spowodowany wymuszeniem przez obwód zewnętrzny ujemnego napięcia  $u_{AK}$ . Tymczasem tyrystor **nie może przewodzić prądu w kierunku wstecznym, musi więc przejść w stan zaworowy**.

Przykładową sytuację tego typu przedstawiono na rys. 7. Początkowo tyrystor znajduje się w stanie ustalonym przewodzenia, przewodząc prąd o pewnej wartości  $I_F$ . Natomiast w chwili  $t_0$  z jakiegoś powodu obwód zewnętrzny zaczyna dążyć do wstecznej polaryzacji anoda-katoda napięciem o pewnej wartości  $U_R$ .

Wsteczna polaryzacja oznacza stan zaworowy tyrystora. Jednakże przyrząd ten cechuje się dużą bezwładnością, wynikającą z obecności dużej liczby nośników nadmiarowych w centralnym obszarze struktury ( $P_2N_1$  – rys. 3c, s. 10). Dopóki nośniki nadmiarowe nie zostaną usunięte i nie utworzy się przy złączu  $J_1$  ładunek przestrzenny, tranzystor nadal może przewodzić prąd (nawet wstecznie, skoro wymusza to obwód zewnętrzny) i nie może zablokować napięcia. Dlatego **przejście od stanu przewodzenia do zaworowego nie może być natychmiastowe**.

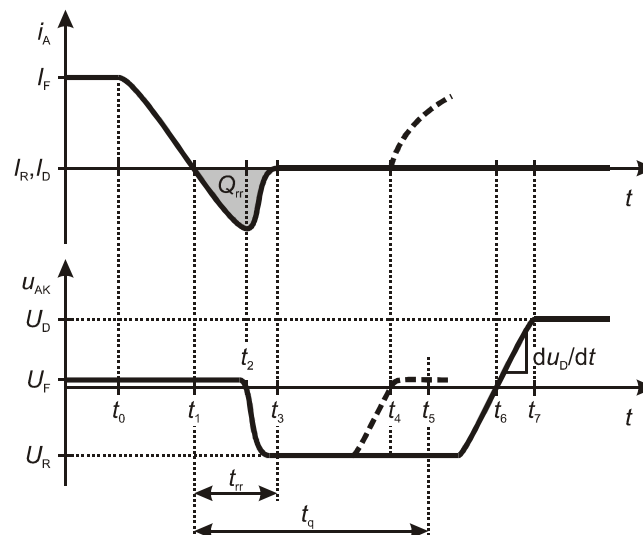
W chwili  $t_1$ , kiedy prąd osiąga wartość zera, w całym obszarze między złączami  $J_1$  i  $J_3$  wciąż znajdują się nośniki nadmiarowe, co nie pozwala na powstanie obszaru ładunku przestrzennego, za to pozwala na dalsze przewodzenie prądu. Obwód zewnętrzny zawsze zawiera pewną indukcyjność, która nie pozwala na szybką zmianę pochodnej prądu po czasie, dlatego prąd z niezmienną szybkością osiąga obecnie wartości ujemne.

Zmniejszenie natężenia prądu, a następnie zmiana jego zwrotu (czyli przepływ w kierunku przeciwnym do wstrzykiwania) powodują jednak stałe zmniejszanie koncentracji nośników. Ostatecznie w chwili  $t_2$  ich koncentracja przy złączu  $J_1$  spada do zera, co oznacza rozpoczęcie tworzenia obszaru ładunku przestrzennego, na którym stopniowo odkłada się napięcie wsteczne i który coraz bardziej utrudnia przepływ prądu na drodze anoda-katoda. W chwili  $t_3$  natężenie prądu osiąga stałą, niewielką wartość  $I_R$  wynikającą z prądów upływu złącz, zaś napięcie ustala się na wartości wymuszonej  $U_R$ . Tyrystor znajduje się więc w stanie zaworowym. Czas  $t_{rr}$  upływający od chwili  $t_1$  do chwili  $t_3$  nazywa się **czasem odzyskiwania zdolności zaworowej** (ang. *reverse recovery time*).

Wsteczne przewodzenie prądu charakteryzuje się zwykle za pomocą **ładunku przejściowego przy wyłączaniu** (ang. *reverse recovery charge*)

$$Q_{rr} = \int_{t_1}^{t_3} i_A dt \quad (2.28)$$

Parametr ten, jako całka (a więc pole zaznaczone na rys. 7), uwzględnia zarówno amplitudę prądu wstecznego, jak i czas jego przepływu. Osiąga on tym większą wartość, im większa wartość prądu w stanie przewodzenia  $I_F$  oraz im bardziej strome opadanie prądu anody ( $di_A/dt$ ) w chwili jego przejścia przez zero ( $t_1$ ).



Rys. 7. Wyłączanie tyrystora wymuszone komutacją w obwodzie zewnętrznym

### 2.3.d. Czas wyłączenia

W chwili  $t_3$  w środku obszaru centralnego, w pobliżu złącza  $J_2$ , nadal znajdują się nośniki nadmiarowe, uwięzione w wyniku utworzenia obszaru ładunku przestrzennego przy złączu  $J_1$  i zamknięcia ścieżki przepływu prądu. Mogą one obecnie zaniknąć wyłącznie w drodze powolnego procesu rekombinacji. **Dopóki ich koncentracja jest wysoka, nie jest możliwe przejście przyrządu w stan blokowania, gdyż złącze  $J_2$  może bez przeszkód zacząć na powrót przewodzić prąd.**

Zmiana polaryzacji napięcia  $u_{AK}$  na dodatnią doprowadziłaby więc do przejścia w stan przewodzenia.

Czas (nieidentyfikowalny na przebiegach prądu i napięcia), po którym koncentracja nośników wewnątrz tyrystora jest już na tyle mała, że przyłożenie dodatniego napięcia anoda-katoda nie spowoduje przejścia tyrystora w stan przewodzenia, ale w stan blokowania, nazywa się **czasem wyłączenia** (ang. *turn-off time*) i oznacza  $t_q$ . Na rys. 7 czasowi temu odpowiada umownie wybrana chwila  $t_5$ .

Próba polaryzacji tyrystora w kierunku przewodzenia we wcześniejszej chwili  $t_4$  zakończyłaby się powrotem do stanu przewodzenia (linie przerywane), a więc utratą kontroli nad przyrządem poprzez bramkę. W chwili  $t_6$  możliwe jest już natomiast wystąpienie dodatniego napięcia anoda-katoda. Od chwili  $t_7$  tyrystor znajduje się w stanie ustalonym blokowania i może być załączony w sposób kontrolowany – tj. poprzez impuls prądu bramki podany w pożądanym momencie.

Wymagania co do czasu wyłączenia mogą się znacznie różnić w zależności od aplikacji. Z tego powodu tyrystory produkuje się w dwóch zasadniczych grupach:

- 1) **tyrystory częstotliwości sieciowej** (ang. *phase control thyristors*) – przeznaczone do stosowania w układach zasilanych z sieci napięcia przemiennego 50 Hz, zwykle o sterowaniu fazowym (stąd nazwa angielska). W ich przypadku czas wyłączenia jest rzędu 100  $\mu$ s i często nie jest nawet podawany w katalogach;
- 2) **tyrystory szybkie** (ang. *high speed thyristors*) – które mogą być stosowane w układach, w których przełączanie łączników półprzewodnikowych odbywa się z częstotliwością rzędu kilku kiloherców. W ich przypadku czas wyłączenia udaje się zmniejszyć do rzędu 10  $\mu$ s poprzez zabiegi technologiczne takie jak:
  - zmniejszenie czasu życia (czyli w konsekwencji czasu rekombinacji) nośników, kosztem zwiększenia spadku potencjału w stanie przewodzenia,
  - częściowe zwarcie obszaru  $P_2$  bramki z obszarem  $N_2$  katody, kosztem zwiększenia przełączającego prądu bramki,
  - skrócenie obszaru  $N_1$ , kosztem zmniejszenia wytrzymałości napięciowej.

### 2.3.e. Krytyczna stromość napięciowa

Niekorzystną właściwością tyrystorów jest możliwość ich załączenia pasożytniczego – tj. niepożądanego i wynikającego z wewnętrznej budowy przyrządu. Gdy napięcie na tyrystorze w stanie blokowania wzrasta (jak w odcinku czasu  $t_6-t_7$  na rys. 7), dochodzi do poszerzenia obszaru ładunku przestrzennego przy złączu  $J_2$ , a więc do zmiany rozkładu pola elektrycznego. Zmiana pola elektrycznego w czasie powoduje powstanie tzw. **prądu przesunięcia** (ang. *displacement current*)

$$J_{\text{dis}} = \varepsilon \frac{dE}{dt} \quad (2.29)$$

który opisuje ruch nośników, które muszą zostać usunięte dla poszerzenia obszaru ładunku przestrzennego.

Usuwane nośniki przesuwają się w głąb warstwy  $P_2$  do złącza bramka-katoda  $J_3$ . **Prąd przesunięcia może więc spełnić tę samą rolę, co prąd bramki**, o ile tylko osiągnie wystarczająco dużą wartość. Jak wynika z zależności (2.29), prąd  $J_{\text{dis}}$  jest tym większy, im szybsze zmiany pola elektrycznego, a więc im szybsze zmiany napięcia anoda-katoda w stanie blokowania  $du_D/dt$  (patrz rys. 7). Graniczną wartość tej szybkości zmian nazywa się **krytyczną stromością narastania napięcia blokowania** (lub krócej **krytyczną stromością napięciową**, ang. *critical rate of rise of blocking voltage*) i oznacza  $(du_D/dt)_{\text{crit}}$ . Jej przekroczenie doprowadzi do załączenia tyrystora.

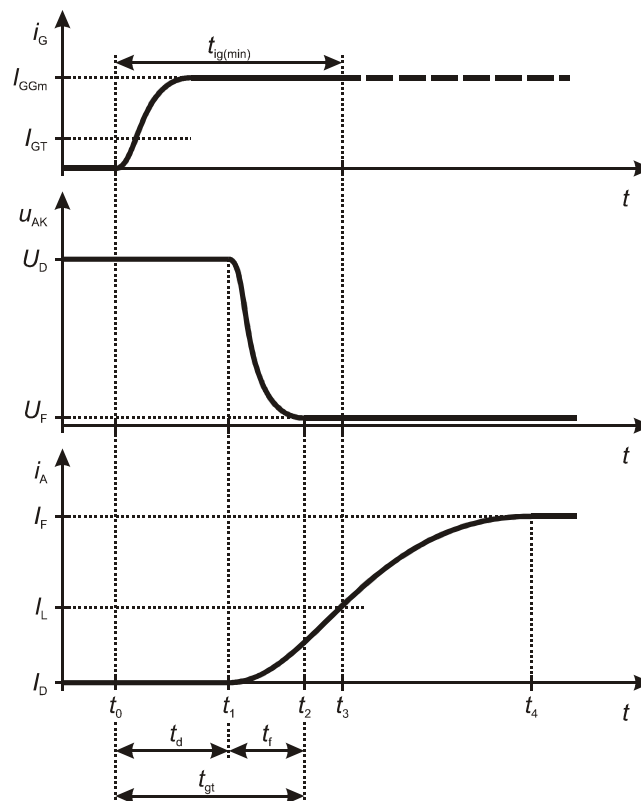
Stromość narastania napięcia blokowania ma szczególne znaczenie w układach z obciążeniem indukcyjnym (np. silniki) oraz pracujących z częstotliwością wyższą od sieciowej (50 Hz). Natomiast w układach zasilanych z sieci 50 Hz i posiadających odbiorniki o charakterze rezystancyjnym lub zblizonym, zagadnienie to może być z reguły pominięte.

W celu ograniczenia stromości narastania napięcia blokowania, stosuje się zwykle tłumiki (ang. *snubbers*) w postaci mniej lub bardziej złożonych obwodów RC lub RCD włączonych równolegle do obwodu głównego tyrystora (anoda-katoda). Można również utworzyć zewnętrzną ścieżkę przepływu prądu, bocznikując złącze bramka-katoda równoległym opornikiem, jednak zwiększeniu ulega wówczas przełączający prąd bramki, a więc moc strat. Częściowe zwarcia między bramką a katodą mogą być również wykonane w procesie produkcji tyrystora.

### 2.3.f. Czas załączania

Na koniec przyjrzyjmy się dokładniej procesowi załączania. We wcześniejszej analizie założyliśmy, że trwa on nieskończenie krótko, co było oczywiście uproszczeniem. Typowe przebiegi prądów i napięcia podczas załączania tyrystora przedstawiono na rys. 8.

W chwili  $t_0$  rozpoczyna się impuls prądu bramki  $i_G$ , który w krótkim czasie osiąga amplitudę  $I_{GGm}$ . Oczywiście musi być ona większa od przełączającego prądu bramki  $I_{GT}$ . Przepływ tego prądu oznacza zwiększenie wstrzykiwania elektronów przez złącze  $J_3$  z obszaru  $N_2$  do obszaru  $P_2$ . Część wstrzykniętych elektronów dociera do obszaru ładunku przestrzennego złącza  $J_2$ , którego pole elektryczne porywa je i przenosi do obszaru  $N_1$ . Obniża to potencjał tego obszaru, a więc zwiększa dodatnią polaryzację złącza  $J_1$ , które intensywniej wstrzykuje dziury z obszaru  $P_1$  do obszaru  $N_1$ . Część wstrzykniętych dziur zostaje porwana przez pole elektryczne złącza  $J_2$  i przeniesiona do obszaru  $P_2$ , podwyższa jego potencjał i zwiększa dodatnią polaryzację złącza  $J_3$ , co prowadzi do jeszcze intensywniejszego wstrzykiwania elektronów.



Rys. 8. Przebieg załączania bramkowego tyrystora

Obserwujemy więc stwierdzony wcześniej mechanizm dodatniego sprzężenia zwrotnego. Koncentracja nośników rośnie i w chwili  $t_1$  staje się na tyle duża, że przeważa nad tendencją tworzenia obszaru ładunku przestrzennego przy złączu  $J_2$ . Obszar ten zaczyna się kurczyć, czego skutkiem jest obserwowane zmniejszenie napięcia  $u_{AK}$ . W chwili  $t_2$  obszar ładunku przestrzennego zanika, a złącze  $J_2$  jest zalane nośnikami nadmiarowymi i znajduje się w stanie przewodzenia. Odcinek czasu  $t_0-t_1$  nazywa się **czasem opóźnienia załączania** (ang. *turn-on delay time*), natomiast  $t_1-t_2$  – **czasem opadania** (ang. *fall time*). Ich suma stanowi **czas załączania bramkowego** (ang. *gate-controlled turn-on time*), który typowo wynosi ok. 1  $\mu s$ .

Przypomnijmy, że typowy układ zawiera pewną indukcyjność, która przeciwstawia się szybkim zmianom prądu. Dlatego też prąd anody narasta wolniej od opadania napięcia anoda-katoda. Tłumaczy to trajektorię punktu pracy podczas załączania tyrystora pokazaną na rys. 6b. Zwróćmy uwagę, że impuls prądu bramki musi trwać co najmniej przez pewien czas  $t_{IG(min)}$ , tj. do chwili  $t_3$ , kiedy prąd  $i_A$  osiąga wartość prądu zatrzasku  $I_L$ .

### 2.3.g. Krytyczna stromość prądowa

Ważnym zagadnieniem łączącym się z dokonaną przed chwilą analizą jest **krytyczna stromość narastania prądu przewodzenia** (w skrócie *krytyczna stromość prądowa*, ang. *critical rate of rise of on-state current*). Niekorzystny wpływ zbyt szybkiego narastania prądu wynika z dużej powierzchni przekroju pastylki krzemu (wymaganej do przewodzenia silnych prądów). Obszar ładunku przestrzennego złącza  $J_2$  zanika stopniowo – początkowo tylko pod bramką, gdyż podczas załączania wstrzykiwanie jest tam najintensywniejsze. Dopiero później przewodzenie obejmuje cały przekrój tyrystora.

**W początkowej fazie załączania prąd płynie więc stosunkowo wąską ścieżką**, co może oznaczać dużą gęstość prądu, a w konsekwencji – dużą gęstość wydzielanej mocy. Na zewnątrz objawi się to przepływem znaczącego prądu przy wciąż wysokim napięciu  $u_{AK}$  (ponieważ przyrząd przewodzi małą częścią przekroju, jego rezystancja jest wysoka), a więc znaczącą chwilową mocą strat.

Przekroczenie pewnej granicznej gęstości mocy doprowadzi do zniszczenia półprzewodnika. Dlatego krytyczna stromość narastania prądu przewodzenia  $(di_F/dt)_{crit}$  jest istotnym parametrem podawanym w karcie katalogowej tyrystora. Nieprzekroczenie tej wartości gwarantuje, że przyrząd zdąży się załączyć całym swoim przekrojem, zanim natężenie prądu osiągnie duże wartości. Typowe wartości  $(di_F/dt)_{crit}$  są rzędu od 10 do 100 A/ $\mu$ s. Zwiększenie krytycznej stromości prądowej jest możliwe m. in. poprzez aplikację impulsów prądu bramki o krótszym czasie narastania, a także poprzez modyfikacje struktury zwiększające początkowy przekrój przewodzenia prądu – np. naprzemienne rozmieszczenie wielu kontaktów katody i bramki na całej górnej powierzchni krzemu.

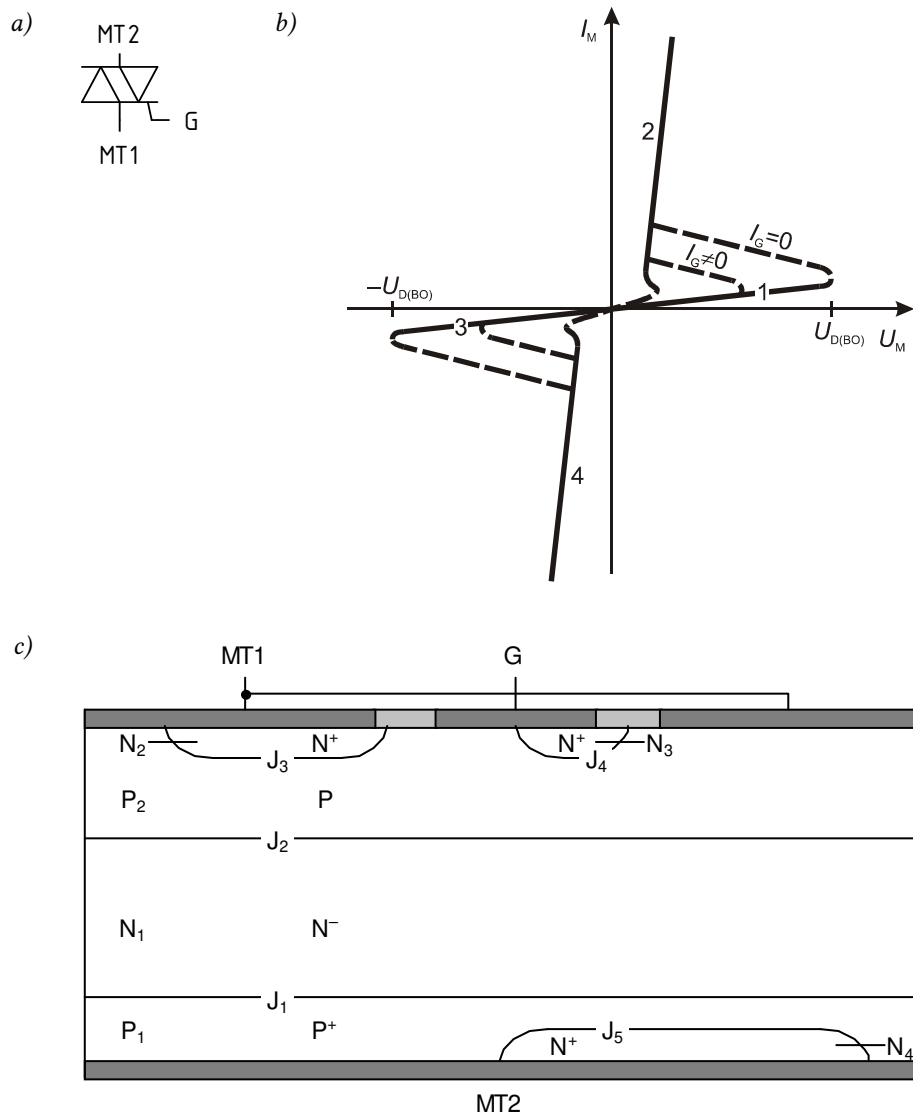


## 2.4. Triak

### 2.4.a. Budowa i charakterystyka wyjściowa

Nazwa *triak* (ang. *triac*) pochodzi od angielskiego skrótu *TRIAC = Triode Alternating Current Switch* 'triodowy łącznik prądu przemiennego'. Triak jest tyrystorem innego typu niż omawiany dotąd konwencjonalny SCR, **zdolnym do przewodzenia prądu głównego w obu kierunkach**. Widać to na wyjściowej charakterystyce statycznej przedstawionej w uproszczeniu na rys. 9b. Własność ta pozwala na zastosowanie triaka do sterowania przepływem energii elektrycznej w obwodach prądu przemiennego, stąd angielska nazwa. Symbol triaka przedstawia rys. 9a.

W celu uzyskania zdolności dwukierunkowego przewodzenia prądu, do struktury tyrystora konwencjonalnego dodano warstwę  $N_3$  połączoną z elektrodą bramki oraz  $N_4$  połączoną z anodą, natomiast warstwę  $P_2$  połączono z katodą poprzez ograniczenie dyfuzji  $N_2$  (patrz rys. 9c). W związku z niemożnością wyróżnienia jednej polaryzacji obwodu głównego jako polaryzacji w kierunku przewodzenia (triak przewodzi w obu kierunkach), zamiast określić „anoda” i „katoda”, stosuje się nazwy: **końcówka główna 1** i **końcówka główna 2** – ang. *main terminal 1*, *main terminal 2*, stąd oznaczenia MT1 i MT2.



Rys. 9. Triak: a) symbol graficzny wg normy PN-EN 60617; b) statyczna charakterystyka wyjściowa; c) przekrój struktury

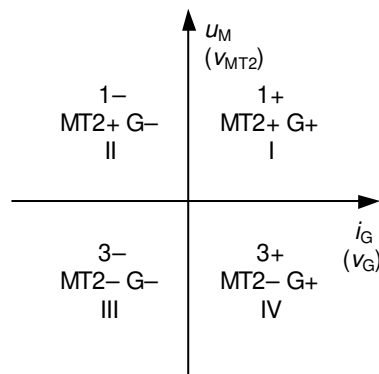


Triak posiada więc **dwa stany blokowania, oznaczone na rys. 9b jako 1 i 3, oraz dwa stany przewodzenia, oznaczone jako 2 i 4**. Dodatkowym kryterium rozróżniania stanów pracy triaka jest kierunek przepływu prądu bramki. Występują więc **4 kombinacje znaku** (zwrotu) napięcia głównego

$$u_M = v_{MT2} - v_{MT1} \quad (2.30)$$

i znaku (zwrotu) prądu bramki  $i_G$ . Za kierunek dodatni prądu bramki przyjmuje się, jak dla tyrystora konwencjonalnego, przepływ *do* bramki, tj. wywołany dodatnią polaryzacją bramki względem końcówki głównej 1. Przyjmując, że potencjał końcówki głównej 1 wynosi 0, można równoważnie rozważać znaki potencjałów – końcówki głównej 2  $v_{MT2}$  i bramki  $v_G$ .

Powyższe kombinacje oznacza się jako: 1+/1-/3+/3-, gdzie 1 i 3 oznaczają ćwiartkę układu współrzędnych obwodu wyjściowego triaka ( $u_M \times i_M$ ), zaś + i - oznaczają polaryzację bramki. Często stosuje się również obrazowe przedstawienie trybów pracy triaka na płaszczyźnie układu współrzędnych  $i_G \times u_M$  (rys. 11) i mówi się wówczas o pracy triaka odpowiednio w I, II, III lub IV ćwiartce tego układu. Podejście to może jednak prowadzić do nieporozumień, czy mowa o charakterystyce wyjściowej, czy też o specyficznej płaszczyźnie  $i_G \times u_M$  (zauważmy, że napięcie  $u_M$  znajduje się na nich na różnych osiach).



Rys. 11. Reprezentacja polaryzacji triaka na płaszczyźnie  $i_G \times u_M$  z zaznaczeniem numeracji ćwiartek układu współrzędnych (liczby rzymskie – w odniesieniu do przedstawionej płaszczyzny, liczby arabskie – w odniesieniu do charakterystyki wyjściowej)

#### 2.4.b. Działanie triaka

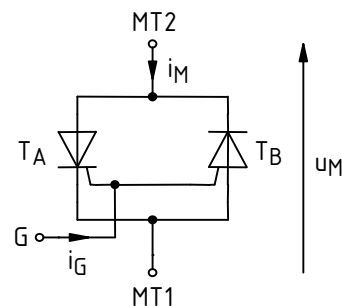
Podobnie jak w przypadku tyrystora konwencjonalnego, triak może zostać załączony napięciowo po przekroczeniu przez napięcie główne wartości napięcia przełączania  $U_{D(BO)}$ . W uproszczeniu można założyć, że jest ono jednakowe dla obu polaryzacji końcówek głównych. Użyteczne wykorzystanie triaka oznacza jednak jego kontrolowane załączenie w dowolnie wybranej chwili poprzez impuls prądu bramki. Przeanalizujemy teraz działanie triaka w każdej z ćwiartek, zakładając, że początkowo znajduje się on w stanie blokowania i poprzez impuls bramkowy zostaje przełączony do stanu przewodzenia.

1. **Tryb 1+ (ćwiartka I).** Mechanizm załączania triaka jest identyczny, jak w przypadku tyrystora konwencjonalnego. Przepływ prądu bramki przy polaryzacji złącza bramka-katoda  $J_3$  w kierunku przewodzenia oznacza wstrzykiwanie elektronów z obszaru  $N_2$  do  $P_2$  (rys. 10a). Część z tych elektronów jest porywana przez pole elektryczne (obszaru ładunku przestrzennego przy spolaryzowanym zaporowo złączu  $J_2$ ) i przenoszona do obszaru  $N_1$ . Obniżenie potencjału  $N_1$  spowodowane obecnością dodatkowych nośników ładunku ujemnego zwiększa napięcie (w kierunku przewodzenia) na złączu  $J_1$  i intensyfikuje wstrzykiwanie dziur z  $P_1$  do  $N_1$ . Część z tych dziur jest porywana przez pole elektryczne i przenoszona do obszaru  $P_2$ , gdzie powoduje intensyfikację wstrzykiwania elektronów przez złącze  $J_3$ , których więcej przedostaje się do  $N_1$ . To dodatnie sprzężenie zwrotne doprowadza do takiego wzrostu koncentracji nośników nadmiarowych w obszarach  $P_2$  i  $N_1$ , że obszar

ładunku przestrzennego zanika. Powstaje ścieżka przewodzenia dla prądu głównego  $i_M$  na drodze  $P_1-N_1-P_2-N_2$ .

2. **Tryb 1- (ćwiartka II).** Przepływ prądu bramki przy polaryzacji złącza bramka-katoda  $J_4$  w kierunku przewodzenia oznacza wstrzykiwanie elektronów z obszaru  $N_3$  do  $P_2$  (rys. 10b). Dalej działa mechanizm identyczny jak w trybie 1+: część z tych elektronów jest porywana przez pole elektryczne złącza  $J_2$ , ostatecznie powstaje ścieżka przewodzenia dla prądu głównego  $i_M$  na drodze  $P_1-N_1-P_2-N_2$ .
3. **Tryb 3- (ćwiartka III).** Tak jak w trybie 1-, elektrony są wstrzykiwane z obszaru  $N_3$  do  $P_2$ . Ponieważ obszar  $N_1$  nie ma wymuszonego potencjału, a prąd w strukturze początkowo nie płynie, złącze  $J_2$  znajduje się w pewnym stanie równowagi na granicy przewodzenia – z niewielkim prądem upływu i niewielkim obszarem ładunku przestrzennego. Pole związane z tym obszarem przenosi część wstrzykniętych elektronów do obszaru  $N_1$ , co obniża jego potencjał (rys. 10c). W wyniku tego złącze  $J_2$  zostaje „porządnie” spolaryzowane w kierunku przewodzenia i zaczyna wstrzykiwać dziury z  $P_2$  do  $N_1$ . Część z nich jest porywana przez silne pole elektryczne obszaru ładunku przestrzennego złącza  $J_1$  i przenoszona do  $P_1$ . Nadmiarowe dziury podnoszą potencjał obszaru  $P_1$ , a więc zwiększają napięcie polaryzujące złącze  $J_5$  w kierunku przewodzenia. Intensyfikacji ulega wstrzykiwanie elektronów z  $N_4$  do  $P_1$ . Wstrzyknięte elektrony są porywane i przenoszone do  $N_1$ , gdzie z kolei powodują intensyfikację wstrzykiwania dziur. Obserwujemy więc mechanizm dodatniego sprzężenia zwrotnego analogiczny jak w opisany dla trybu 1+, choć zachodzący w innej części struktury. Doprowadza on do takiego wzrostu koncentracji nośników nadmiarowych w obszarach  $N_1$  i  $P_1$ , że obszar ładunku przestrzennego złącza  $J_1$  zanika. Powstaje ścieżka przewodzenia dla prądu głównego  $i_M$  na drodze  $P_2-N_1-P_1-N_4$ .
4. **Tryb 3+ (ćwiartka IV).** Tak jak w trybie 1+, elektrony są wstrzykiwane z obszaru  $N_2$  do  $P_2$ . Dalej działa mechanizm identyczny jak w trybie 3-: część z tych elektronów jest porywana przez pole elektryczne złącza  $J_2$ , doprowadza do jego polaryzacji w kierunku przewodzenia i rozpoczęcia wstrzykiwania dziur z  $P_2$  do  $N_1$  (rys. 10d). Ostatecznie powstaje ścieżka przewodzenia dla prądu głównego  $i_M$  na drodze  $P_2-N_1-P_1-N_4$ .

Triaka można więc rozważać jako **równoległe przeciwsobne połączenie dwóch tyrystorów konwencjonalnych**:  $T_A$  ( $P_1N_1P_2N_2$ ) i  $T_B$  ( $P_2N_1P_1N_4$ ), co przedstawiono na rys. 12. Jak wynika z przekroju triaka, w tyrystorze  $T_B$  bramka znajduje się od strony jego anody (obszar  $P_2$ ) i w podstawowym trybie pracy jest to bramka typu N, co odzwierciedla nieco odmienny symbol. (Za podstawowy tryb pracy uznajemy ten, w którym wyzwalamie jest przeprowadzane z użyciem bramki znajdującej się w tej samej części struktury, co płynący później prąd główny.)



Rys. 12. Dwutyrystrowy schemat zastępczy triaka z zaznaczeniem zwrotów napięcia i prądów przyjmowanych za dodatnie

### 2.4.c. Przełączający prąd bramki

Na łatwość załączenia triaka (a więc wartość przełączającego prądu bramki) **duży wpływ ma wzajemne ułożenie warstw biorących udział w załączaniu bramkowym i w przewodzeniu prądu głównego.**

Najmniejszy przełączający prąd bramki dotyczy pracy w trybie 1+, gdyż prąd bramki płynie przez to samo złącze  $J_3$ , co prąd główny. W trybie 1- prąd  $I_{GT}$  ma nieco większą wartość, gdyż prąd bramki płynie w innej części struktury (na rys. 10b – w prawej połowie) niż powinien popłynąć prąd główny. Aby doprowadzić do wysokiej koncentracji nośników w lewej połowie struktury, potrzebne jest intensywniejsze wstrzykiwanie przez złącze  $J_4$ , niż było to w przypadku złącza  $J_3$  w trybie 1+.

Zauważmy, że w trybie 1+ obserwujemy zwyczajne wyzwalenie tyrystora  $T_A$  z użyciem bramki typu P – zgodnie ze schematem zastępczym z rys. 12. Natomiast w trybie 1- tyrystor ten jest wyzwalany z użyciem bramki typu N, czego jednak nie można odzwierciedlić na schemacie zastępczym, gdyż znajduje się ona nietypowo od strony katody. Bramka ta jest jakby „pożyczona” od sąsiedniego tyrystora  $T_B$ . Jest to możliwe wyłącznie dzięki scaleniu obu tyrystorów w jednej płytce krzemu. Połączenie dwóch tyrystorów dyskretnych nie dałoby takiej możliwości.

W trybie 3- ponownie oba prądy płyną w tej samej (prawej) części struktury przez wspólne złącze  $J_2$  (tryb wyzwiania z bramką typu N naturalny dla tyrystora  $T_B$ ). Jednakże na złącze to nie możemy oddziaływać bezpośrednio. Jak stwierdziliśmy, najpierw konieczne jest jego spolaryzowanie za pomocą elektronów wstrzykniętych przez  $J_4$ , dopiero wówczas złącze  $J_2$  zaczyna wstrzykiwać dziury. Mechanizm ten nazywa się **bramką zdalną** lub **wyzwalaniem zdalnym**. Dłuższa droga prądu wyzwającego i udział dwóch złącz powoduje, że intensywniejsze musi być wstrzykiwanie przez złącze bramkowe  $J_4$ . Dużo elektronów rekombinuje bowiem zanim dopłynie do złącza  $J_2$ , a pole złącza  $J_2$  nie jest zbyt silne. W konsekwencji dla trybu 3- wartość  $I_{GT}$  jest bardziej zbliżona do trybu 1- niż 1+.

**Najgorsze warunki wyzwiania występują w trybie 3+.** Mamy wówczas do czynienia z wyzwaniem zdalnym (gdyż złącze  $J_2$  jest niedostępne bezpośrednio), a jednocześnie aktywnym złączem bramkowym jest  $J_3$  – położone z dala od drogi przepływu prądu głównego. W wyniku tej kombinacji niekorzystnych warunków, wyzwający prąd bramki osiąga wartości wyraźnie większe (zwykle kilkakrotnie) niż w pozostałych trybach pracy.

### 2.4.d. Przełączanie triaka

Rozważmy przedstawiony na rys. 13a typowy obwód zasilany ze źródła napięcia sinusoidalnego  $u_s$  o niskiej częstotliwości  $f$  (50 Hz) i zawierający odbiornik rezystancyjny  $R_L$ . Dla uproszczenia analizy przyjmijmy, że napięcie na triaku w stanie załączenia jest zanedbywalnie małe w porównaniu z amplitudą napięcia zasilania  $U_{s(m)}$  oraz prąd w stanie wyłączenia jest zanedbywalnie mały w porównaniu z amplitudą prądu w stanie załączenia  $I_{M(m)}$ . Przebiegi w tym obwodzie przedstawiono na rys. 13b. Jak widać, triak pracuje w tym wypadku w trybach 1- i 3-.

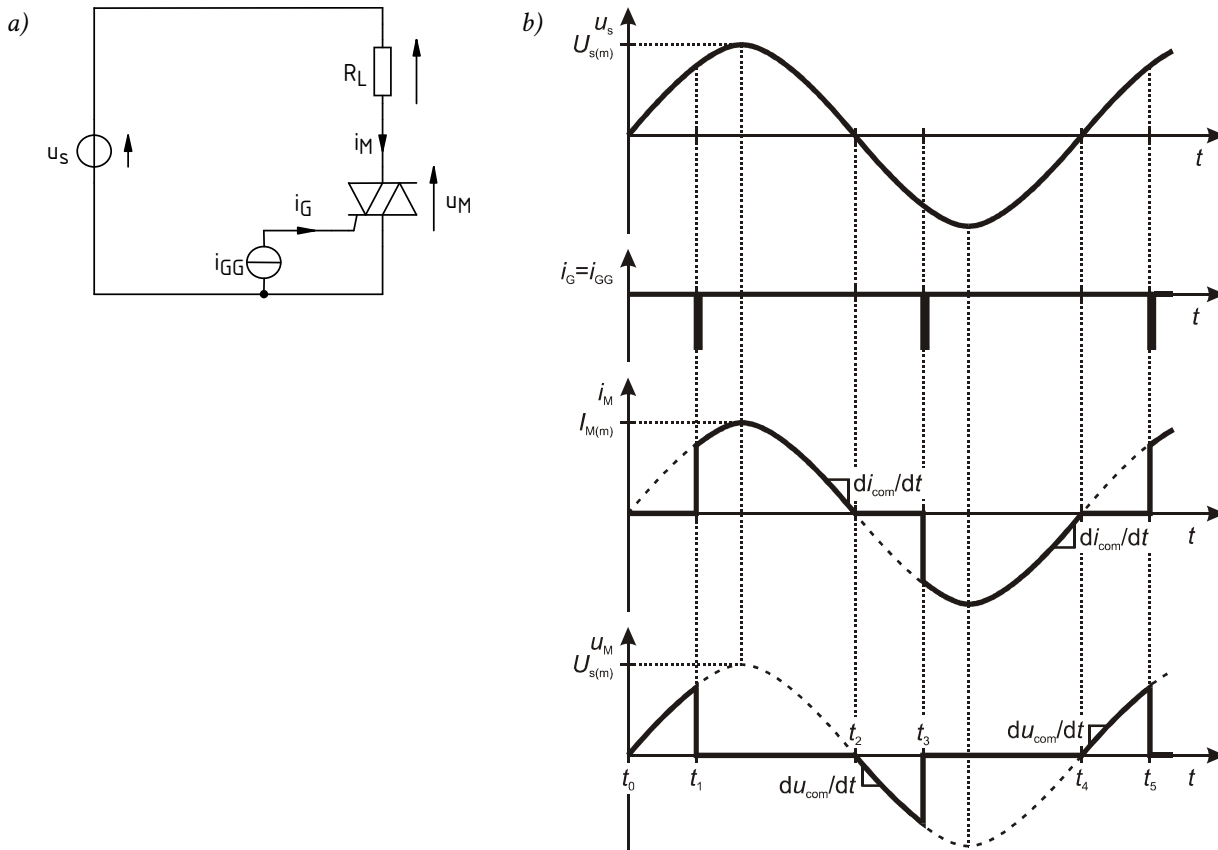
Załóżmy, że impuls prądu bramki  $i_G$  zostaje podany w pewnej chwili  $t_1$ . W wyniku tego triak załącza się, co objawia się spadkiem napięcia na nim w przybliżeniu do zera. Typowy czas załączania triaka jest – tak jak dla tyrystora konwencjonalnego – rzędu 1  $\mu$ s. Jest więc zanedbywalnie krótki w porównaniu do okresu napięcia  $u_s$  wynoszącego 20 ms. Przy założeniu nieskończonego szybkiego przełączania i nieskończonego małego spadku potencjału na przewodzącym triaku, od chwili  $t_1$  prąd w obwodzie równy jest

$$i_M \approx \frac{u_s}{R_L} \quad (2.31)$$

Załączenie będzie trwałe pod warunkiem, że w chwili  $t_1$  wartość  $u_s / R_L$  będzie większa od prądu zatrasku triaka  $I_L$  oraz czas trwania impulsu bramkowego pozwoli na narośnięcie prądu  $i_M$  do tej wartości (biorąc pod uwagę obecność pożądanых lub niepożądanych indukcyjności, nie stanie się to natychmiast).

Kiedy prąd  $i_M$  spada poniżej prądu podtrzymania  $I_H$  (zakładamy, że  $I_H \ll I_{M(m)}$ , więc na wykresie jest zanedbywalnie mały), rozpoczyna się wyłączanie triaka. Dokładnie rzecz biorąc, wyłączana jest

struktura  $P_1N_1P_2N_2$  (tyrystor  $T_A$ ), która od chwili  $t_1$  przewodziła prąd główny. Jej wyłączenie przebiega początkowo identycznie jak wyłączenie tyrystora konwencjonalnego. W chwili  $t_2$  prąd – w zgodzie z napięciem  $u_s$  – przechodzi przez zero, co przyspiesza proces wyłączenia. Przepływ prądu kończy się po krótkim czasie przewodzenia wstecznego. Ładunek przejściowy  $Q_{tr}$  nie jest znaczny, gdyż stromość opadania prądu głównego dla przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 50 Hz jest niewielka. Dlatego też został on pominięty na wykresie.



Rys. 13. Przełączanie triaka w układzie zasilanym ze źródła napięcia sinusoidalnego i z odbiornikiem czysto rezystancyjnym: a) schemat układu; b) uproszczone przebiegi napięć i prądów

#### 2.4.e. Niebezpieczeństwo załączenia niepożądanego

Po zaniku prądu głównego  $i_M$ , w centralnym obszarze struktury ( $N_1$  i  $P_2$ ) znajdują się wciąż nośniki nadmiarowe, które powoli rekombinują. W przypadku tyrystora konwencjonalnego możliwe było pozostawienie przyrządu na pewien czas w stanie zaworowym. Pozwalało to na rekombinację na tyle dużej liczby nośników, iż w chwili podania na powrót napięcia w kierunku przewodzenia, tyrystor nie wracał w stan przewodzenia, ale blokował podane napięcie (chwila  $t_6$  na rys. 7, s. 21). **W przypadku triaka czas taki nie może być zapewniony, gdyż przyrząd ten nie posiada stanu zaworowego.** Dodatkowo w typowym układzie (rys. 13) napięcie  $u_M$  zaczyna narastać (w kierunku przeciwnym, niż dotychczasowe przewodzenie) i musi być zablokowane od razu po przejściu prądu przez zero – w chwili  $t_2$ .

Przypomnijmy, że nośniki zgromadzone w obszarze centralnym są przesuwane przez powstający obszar ładunku przestrzennego, co powoduje przepływ prądu przesunięcia. Prąd ten jest proporcjonalny do szybkości narastania napięcia blokowania [patrz wzór (2.29), s. 22] i jeżeli osiągnie on odpowiednio dużą wartość, spełni rolę prądu bramki i załączy tyrystor sąsiedni (w rozważanym przypadku  $T_B$  – struktura  $P_2N_1P_1N_4$ ). Duża koncentracja nośników oznacza większą gęstość prądu przesunięcia. Z tego powodu krytyczna stromość napięciowa dla rozważanego przypadku jest mniejsza, niż krytyczna stromość narastania napięcia blokowania  $(du_D/dt)_{crit}$ .

Stromość  $(du_D/dt)_{crit}$  definiuje się dla triaka identycznie jak dla tyrystora konwencjonalnego. Odnosi się ona wyłącznie do przypadku, gdy przed podaniem napięcia prąd główny był równy niewielkiemu prądowi upływu i nie zmieniał się (przez odpowiednio długi czas określony przez

parametr  $t_q$ ). Natomiast do przypadku rozważanego przez nas (układ z rys. 13) odnosi się **komutacyjna krytyczna stromość napięcia blokowania**  $(du_{com}/dt)_{crit}$ . Określa ona maksymalną dopuszczalną szybkość zmian napięcia głównego w chwili przejścia prądu głównego przez zero –  $du_{com}/dt$ , przy określonej szybkości jednoczesnych zmian tego prądu  $di_{com}/dt$ . Jest ona rzędu 10 V/ $\mu$ s.

Analogiczna sytuacja występuje w chwili  $t_4$ , z tym że wówczas wyłącza się struktura  $P_2N_1P_1N_4$  (tyrystor  $T_B$ ), a pasożytniczemu załączeniu ładunkiem z obszaru  $N_1$  może ulec struktura  $P_1N_1P_2N_2$  (tyrystor  $T_A$ ). Nieprzekroczenie krytycznej komutacyjnej stromości napięciowej gwarantuje, że po przejściu prądu triaka przez zero, nastąpi jego wyłączenie, tj. przejście w stan blokowania z przeciwną niż dotychczas polaryzacją obwodu głównego.

Triaki wykazują również **większą wrażliwość na stromość prądową**. Oprócz krytycznej stromości narastania prądu przewodzenia – jak dla tyrystorów konwencjonalnych – istotna jest też **komutacyjna krytyczna stromość prądu**  $(di_{com}/dt)_{crit}$ , wyznaczana w chwili przejścia prądu przez zero ( $t_2$  lub  $t_4$ ). Zwiększona stromość prądu podczas komutacji może występować np. w układach z obciążeniem RLE (silniki elektryczne).

Najgorsze właściwości komutacyjne triak wykazuje w trybie pracy 3+. Zdalne załączenie następuje bowiem na tej samej ścieżce, na której mogą się znajdować nośniki pozostałe po stanie załączenia sąsiedniego tyrystora  $T_A$  ( $P_1N_1P_2N_2$ ). A więc taka konstrukcja triaka, która wspomaga załączanie bramkowe w trybie 3+, jednocześnie zwiększa prawdopodobieństwo załączenia niepożądanego.

#### 2.4.f. Wpływ charakteru obciążenia

Biorąc pod uwagę, że chwila  $t_2$  odpowiada dokładnie połowie okresu  $T$  napięcia  $u_s$ , dla sinusoidalnego napięcia zasilania i odbiornika czysto rezystancyjnego

$$\begin{aligned} \frac{du_{com}}{dt} &= \frac{du_M}{dt} \Big|_{t_2} \approx \frac{du_s}{dt} \Big|_{t_2} = \frac{d}{dt} \left( U_{s(m)} \sin \omega t \right) \Big|_{t_2} = \omega U_{s(m)} \cdot \cos \omega t \Big|_{t_2} = \frac{2\pi U_{s(m)}}{T} \cdot \cos \left( \frac{2\pi T}{2} \right) = \\ &= \frac{2\pi U_{s(m)}}{T} \cdot \cos \pi = -2\pi \sqrt{2} f U_s \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\frac{di_{com}}{dt} = \frac{di_M}{dt} \Big|_{t_2} \approx \frac{d}{dt} \left( \frac{u_s}{R_L} \right) \Big|_{t_2} = -\frac{2\pi \sqrt{2} f U_s}{R_L} \quad (2.33)$$

gdzie  $U_s$  – wartość skuteczna napięcia  $u_s$ . Jak można obliczyć, dla układu zasilanego z europejskiej sieci niskiego napięcia 230 V, 50 Hz, komutacyjna stromość napięciowa wynosi 0,10 V/ $\mu$ s (ze znakiem minus dla chwili  $t_2$ , ze znakiem plus dla chwili  $t_4$ ).

Otrzymana wartość jest o co najmniej rząd wielkości (a niekiedy o 3 rzędy) mniejsza od komutacyjnej krytycznej stromości napięciowej produkowanych współcześnie triaków. Oznacza to, że triaki w układach sieciowych pracują bezpiecznie – ale dotyczy to wyłącznie układów z obciążeniem rezystancyjnym. W ich przypadku przejście prądu i napięcia przez zero następuje jednocześnie, a więc w momencie wyłączenia – chwili  $t_2$ .

Zupełnie inna sytuacja ma miejsce dla obciążeń indukcyjnych, jakimi dla układów tyrystorowych są typowo np. silniki elektryczne. W tym przypadku prąd  $i_M$  opóźnia się względem napięcia zasilania  $u_s$ . Oznacza to, że kiedy spada on do zera (czy też dokładniej – poniżej prądu podtrzymania), napięcie zasilania  $u_s$  ma już pewną niezerową wartość w przeciwnym kierunku. Podczas wyłączania triaka (spowodowanego spadkiem  $i_M$  poniżej wartości  $I_H$ ), w krótkim czasie zostaje więc wymuszona zmiana napięcia od wartości bliskiej zero (w stanie przewodzenia) do wartości  $u_s$  w danej chwili (w stanie blokowania).

W przypadku obciążenia indukcyjnego istnieje więc realne prawdopodobieństwo przekroczenia krytycznej komutacyjnej stromości napięciowej. W celu zapobieżenia niepożądanym załączeniom, stosuje się zabiegi jak dla tyrystorów konwencjonalnych: tłumiki obwodu głównego, bocznikowanie złącza G–MT1, specjalne serie przyrządów (patrz niżej), a w przypadku dużych i silnie indukcyjnych

obciążeń – zamiast jednego triaka trzeba niestety użyć równoległego przeciwsobnego połączenia dwóch tyrystorów konwencjonalnych.

#### 2.4.g. Wpływ struktury przyrządu

Projektowanie struktury triaka wymaga **kompromisu między czułością wyzwalań** (niskim prądem załączającym bramki) a **wytrzymałością na zmiany napięcia blokowania** (wysoka krytyczna stromość napięciowa). Jak bowiem wynika z dotychczasowej analizy działania:

- 1° duża odległość między elektrodą bramki, obszarami emitującymi elektrony podczas załączania ( $N_2$  lub  $N_3$ ) i obszarami wiodącymi prąd w stanie przewodzenia ( $P_1N_1P_2N_2$  lub  $P_2N_1P_1N_4$ ), utrudnia załączanie – zwiększa wartość  $I_{GT}$ ;
- 2° jednak mała odległość między tymi obszarami musi oznaczać częściowe nakładanie się na siebie struktur  $P_1N_1P_2N_2$  i  $P_2N_1P_1N_4$ , co oznacza, że ładunek pozostały w centrum triaka po wyłączeniu jednej z tych struktur, może łatwiej oddziaływać na drugą doprowadzając do jej niepożądanego załączenia – wartość  $(du_{com}/dt)_{crit}$  ulega zmniejszeniu.

Triaki – tak jak tyrystory konwencjonalne – produkuje się w kilku seriach o odmiennych pod tym względem własnościach (cechy już wymienione wcześniej dla tyrystorów konwencjonalnych zostaną pominięte):

- **triaki standardowe** – charakteryzują się czułością bramki typową dla standardowych tyrystorów konwencjonalnych i podstawową stromością  $(du_D/dt)_{crit}$  typową dla tyrystorów konwencjonalnych (rzędu  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), zaś stromością komutacyjną  $(du_{com}/dt)$  rzędu  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;
- **triaki o zwiększonej czułości bramki lub triaki wyzwalone poziomem logicznym** – posiadają niższe i mniej zależne od polaryzacji prądu przełączające, jednak ich krytyczna stromość napięciowa spada nawet do rzędu  $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;
- **triaki o zwiększonej zdolności komutacyjnej** (ang. *high-commutation triacs*) lub **triaki bez tłumikowe** (ang. *snubberless triacs*) – posiadają zwiększoną krytyczną stromość napięciową (zarówno podstawową, jak i komutacyjną), do rzędu  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$  dla odpowiedników przyrządów standardowych i do rzędu  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$  dla przyrządów o zwiększonej czułości bramki. Większa jest również krytyczna stromość prądowa. Takie triaki mogą być stosowane bez dodatkowych obwodów (np. tłumików, dławików) w układach z obciążeniami L, RL i RLE oraz układach o częstotliwości przełączania większej niż sieciowa ( $50 \text{ Hz}$ ).

Zwiększoną zdolność komutacyjną osiąga się przez lepszą separację tranzystorów składowych  $T_A$  i  $T_B$  (odpowiednie wzajemne ułożenie warstw biorących udział w załączaniu i przewodzeniu). Minimalizacja wzajemnego ich wpływu skutkuje też wyrównaniem wartości  $(du_{com}/dt)_{crit}$  do  $(du_D/dt)_{crit}$ . Dodatkowo – jak w przypadku tyrystora konwencjonalnego – wykonuje się wewnątrz struktury częściowe zwarcia złącz  $J_1$  i  $J_3$ , co powoduje zmniejszenie wzmocnień  $\alpha_{F1}$  i  $\alpha_{F2}$ . Daje to podwójny zysk: mniejsza jest liczba nośników nadmiarowych pozostających w obszarze centralnym w chwili spadku prądu do zera, jak również większa jest liczba nośników teoretycznie potrzebna do niepożądanego załączenia. Oznacza to jednak trudniejsze załączanie również poprzez prąd bramki – zwiększenie wartości prądu przełączającego.

Redukcja wzmocnień, separacja tyrystorów składowych oraz odpowiednie wykonanie bramki powoduje **całkowitą eliminację możliwości wyzwalań w trybie 3+** (IV ćwiartce). Z tego powodu triaki o zwiększonej zdolności komutacyjnej nazywane są **trzyćwiartkowymi** (ang. *three-quadrant triacs*).

#### 2.4.h. Wybór trybu pracy

Analiza działania triaka przeprowadzona wyżej pozwala na sformułowanie praktycznych wniosków dotyczących zastosowania tych przyrządów w rzeczywistych układach. Typowy układ



aplikacyjny zasilany jest ze źródła napięcia przemiennego – w przeciwnym razie nie wykorzystana pozostałaby zdolność triaka do przewodzenia dwukierunkowego. Polaryzacja napięcia obwodu głównego  $u_M$  ( $v_{MT2}$  jeżeli przyjmiemy, że elektroda MT1 ma potencjał 0) będzie więc z konieczności zmienna, a triak będzie pracował zawsze w jednym z trybów 1 i jednym z trybów 3.

Istnieją 4 możliwe kombinacje tych trybów, przy czym wybór jednej z nich nie jest obojętny. Stanowczo należy unikać wszelkich opcji z trybem 3+, w którym czułość wyzwalań jest najmniejsza, prąd zatrasku największy, a dodatkowo najmniejsza krytyczna stromość prądowa. I tak:

- jeżeli układ jest **sterowany analogowo** (np. z wykorzystaniem diaka jak w niniejszym ćwiczeniu) lub **cyfrowo z izolacją optyczną** (z wykorzystaniem optotriaka), to z reguły układ sterowania może dostarczyć impulsów bramkowych wyłącznie o takiej polaryzacji, jak bieżąca polaryzacja obwodu głównego. Triak pracuje więc w trybach 1+ i 3-, co jest bardzo korzystne, gdyż są to ćwiartki dające największą czułość bramki dla danej polaryzacji  $v_{MT2}$ ;
- jeżeli układ jest **sterowany cyfrowo** (bezpośrednio z wyjścia mikrokontrolera lub dedykowanego sterownika scalonego), to z reguły układ scalony może dostarczać impulsów bramkowych tylko o jednej polaryzacji. Pozostaje więc wybór między pracą w ćwiartkach 1+ i 3+ lub 1- i 3-. Z naszych rozważań wynika jednoznacznie, że – jeżeli to tylko możliwe – należy wybrać opcję 1-/3- (z ujemną polaryzacją bramki);
- konstrukcja układu sterowania umożliwiającego **sterowanie impulsami o polaryzacji przeciwnej** niż bieżąca polaryzacja obwodu głównego byłaby trudna i niecelowa, gdyż takie sterowanie doprowadza do niepożądanego trybu 3+ (na przemian z 1-). Dlatego kombinacja 1-/3+ nie jest w praktyce stosowana.

## 2.5. Przyrządy pokrewne

### 2.5.a. Inne konstrukcje tyrystorów

Oprócz tyrystorów konwencjonalnych (SCR) i dwukierunkowych (triaków), do rodziny tyrystorów zaliczają się następujące przyrządy (ograniczmy się do najważniejszych i najszerzej stosowanych).

1. **Tyrystor asymetryczny** (ASCR – ang. *Asymmetric SCR*) – charakteryzuje się krótszymi czasami przełączania przy niskim spadku potencjału w stanie przewodzenia (a więc małych stratach mocy). Uzyskuje się to dzięki skróceniu obszaru  $N_1$ , zmniejszeniu czasu życia nośników oraz jednoczesnemu wprowadzeniu dodatkowej warstwy  $N^+$  między warstwy  $N_1$  i  $P_1$ . W takiej strukturze napięcie przebicia w kierunku wstecznym jest dużo mniejsze od napięcia przebicia w kierunku przewodzenia (przyrząd z przebieciem skośnym, o czym będzie mowa dokładniej w ćwiczeniu 1), dlatego mówimy o przyrządzie asymetrycznym.

Ze względu na dużą szybkość przełączania, tyrystory ASCR znajdują zastosowanie w falownikach pracujących z częstotliwością większą niż 50 Hz (zwykle rzędu kiloherców).

2. **Tyrystor wyłączalny** (GTO – ang. *Gate Turn-Off Thyristor*) – jest przyrządem w pełni sterowalnym, tzn. można go w kontrolowany sposób (w dowolnie wybranym momencie) zarówno załączyć, jak i wyłączyć. Dokonuje się to poprzez wymuszenie ujemnego prądu bramki, który odciąga część dziur płynących z obszaru  $P_1$  od złącza  $J_3$ , dzięki czemu zmniejsza się wstrzykiwanie elektronów przez to złącze, a więc spada wzmocnienie tranzystora  $T_2$   $\alpha_{F2}$ . Przy odpowiednio dużym prądzie ujemnym, warunek załączenia (2.19) przestaje być spełniony i tyrystor wyłącza się. Aby minimalny prąd wyłączający miał rozsądną (niską) wartość, kluczowe jest odpowiednie rozmieszczenie obszarów katody i bramki. Ma on jednak zawsze dość duże (nawet porównywalne) natężenie w zestawieniu z prądem głównym.

Tyrystory GTO znajdują zastosowanie w tych układach bardzo dużej mocy, w których zastosowanie tranzystorów jest niemożliwe ze względu na zbyt duży spadek potencjału w stanie przewodzenia, a z kolei zastosowanie tyrystorów SCR jest niemożliwe z powodu półsterowalności (niemożności kontrolowanego wyłączenia).

3. **Tyrystor sterowany strukturą MOS** (MCT – ang. *MOS-Controlled Thyristor*) – działa podobnie jak tyrystor GTO, jednak załączanie i wyłączanie odbywa się przez oddziaływanie polowe za pośrednictwem odizolowanej bramki jak w tranzystorze MOS, a nie przez oddziaływanie złączowe jak w tranzystorze BJT. Tyrystor MCT jest więc sterowany napięciem, a nie prądem, co znacząco zmniejsza moc potrzebną do sterowania.

Ze względu na niską moc sterowania, tyrystory MCT dobrze nadają się do układów wymagających sterowania cyfrowego. Posiadają jednak mniejszą zdolność wyłączania prądu, co ogranicza ich obszar zastosowań względem tyrystorów GTO.

### 2.5.b. Tyrystory załączane za pomocą światła

Oprócz tyrystorów wyzwalanych tradycyjnie – sygnałami elektrycznymi (prądem lub ewentualnie napięciem), produkowane są również **tyrystory wyzwalane światłem**. Popularnie nazywa się je **optotyristorami** (lub odpowiednio **optotriakami**; ang. *light-triggered thyristors*, *light-activated thyristors*, *optothyristors*, *photothyristors*, *optotriacs*). Można wśród nich wyróżnić:

- przyrządy małej mocy (konwencjonalne SCR i triaki) – scalone w jednym układzie hybrydowym razem ze źródłem światła (zwykle fotodiodą);
- przyrządy wysokonapięciowe dużej mocy (SCR, MCT i inne), w których często sterujący sygnał świetlny doprowadzany jest na odległość światłowodem.

W obu przypadkach optotyristory mogą pełnić rolę samodzielnych łączników mocy lub – częściej – łączników pomocniczych, wyzwalających bramkę zasadniczego tyrystora pracującego w głównym obwodzie mocy. Istotną zaletą wnoszoną przez optotyristory jest **izolacja galwaniczna obwodu sterowania od obwodu mocy**. Uzyskuje się dzięki niej:

- mniejsze zakłócenia układu sterowania przez obwód mocy (szczególnie ważne w przypadku sterowania cyfrowego);
- większe bezpieczeństwo układu sterowania (ważne dla układów mniejszej mocy sterowanej przy użyciu wrażliwych układów scalonych) i osób obsługujących (ważne dla układów wysokonapięciowych – izolacja uniemożliwia pojawienie się niebezpiecznych napięć po stronie sterowania);
- zmniejszenie wymaganej mocy wyjściowej układów sterowania – generują bowiem tylko sygnał świetlny (o mocy rzędu 10 mW dla tyrystorów największej mocy), a nie prądowy;
- możliwość zastąpienia transformatorów (dotyczy głównie układów dużej mocy) – również izolujących, ale kłopotliwych w sterowaniu, wymagających dużych prądów i mających znaczne gabaryty.

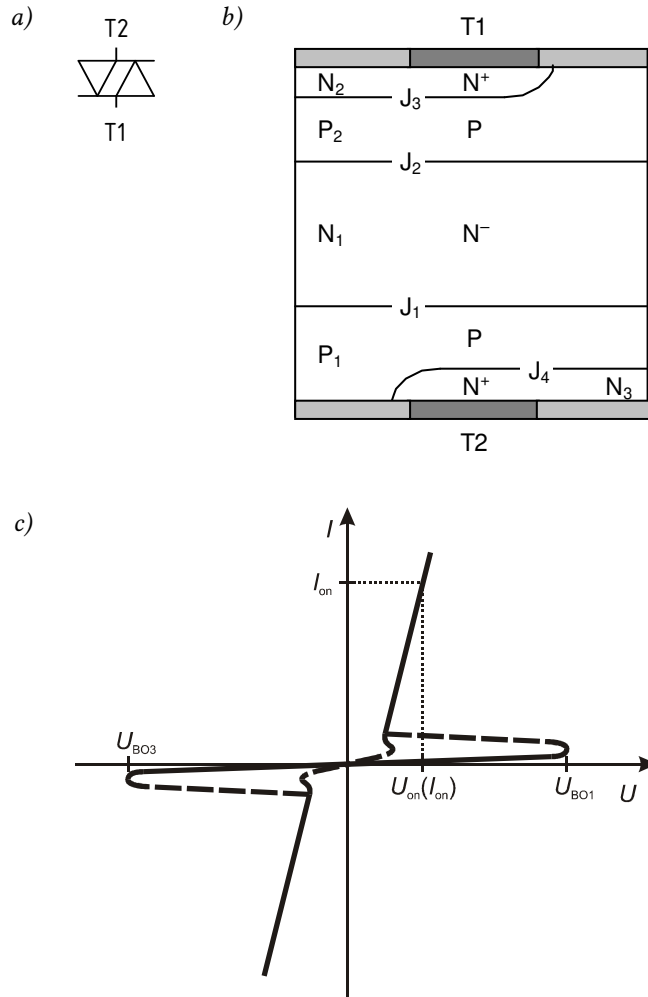
### 2.5.c. Diak

Nazwa tego przyrządu pochodzi od angielskiego skrótu *DIAC* – *Diode Alternating Current Switch* ‘diodowy łącznik prądu przemiennego’. Odwołuje się ona do działania diaka, który **pełni funkcję analogiczną do diody, lecz może przewodzić prąd w obu kierunkach**. Różnica między diakiem a diodą jest więc podobna (choć nie dokładnie taka sama) jak między triakiem a tyrystorem SCR (konwencjonalnym). Symbol, charakterystykę i przekrój struktury diaka przedstawiono na rys. 14. Ponieważ diak przewodzi dwukierunkowo, nie można wyróżnić anody ani katody i jego elektrody nazywa się po prostu końcówką 1 (ang. *terminal 1*) i końcówką 2 (ang. *terminal 2*).

Charakterystyka statyczna jest podobna do charakterystyki triaka, jednak pozbawionego możliwości załączania bramkowego, a załączalnego wyłącznie napięciem obwodu głównego (przekroczenie napięcia przełączania). Fizycznie działanie diaka można interpretować jako działanie **dwóch równolegle przeciwsobnie połączonych tyrystorów konwencjonalnych**:  $P_1N_1P_2N_2$  i  $P_2N_1P_1N_3$  (oba z bramką typu P), ale **pozbawionych elektrody bramki** (prąd bramki stale równy 0). Potencjalne obszary bramkowe – odpowiednio  $P_2$  (dla tyrystora  $P_1N_1P_2N_2$ ) i  $P_1$  (dla tyrystora  $P_2N_1P_1N_3$ ) – nie mają wyprowadzonych elektrod, a więc nie można do nich dostarczyć prądu z zewnątrz.

Załóżmy, że polaryzacja T2 względem T1 jest dodatnia. Złącza  $J_1$  i  $J_3$  są wówczas spolaryzowane w kierunku przewodzenia, zaś złącza  $J_2$  i  $J_4$  – w kierunku zaporowym. Domieszkowanie po obu stronach złącza  $J_4$  jest jednak duże, w związku z czym już dla niewielkiej wartości napięcia złącze to ulega przebiciu i może być uznane za przewodzące. W związku z tym obszar  $P_1$  zostaje zwarty do końcówki T2. Mamy więc sytuację identyczną, jak dla stanu blokowania tyrystora konwencjonalnego złożonego z warstw  $P_1$ ,  $N_2$ ,  $P_2$  i  $N_2$ . Po przekroczeniu pewnej krytycznej wartości napięcia (która stanowi napięcie przełączania  $U_{BO1}$ ), lawinowa multiplikacja nośników przy złączu  $J_2$  doprowadza do spełnienia warunku (2.19) i tyrystor  $P_1N_1P_2N_2$  załącza się.

Analogicznie, przy polaryzacji T2 ujemnej względem T1, złącza  $J_2$  i  $J_4$  są spolaryzowane w kierunku przewodzenia, zaś  $J_1$  i  $J_3$  – w kierunku zaporowym, przy czym złącze  $J_3$  już przy małym napięciu ulega przebiciu i zwiera obszar  $P_2$  do T1. Po przekroczeniu pewnego napięcia  $U_{BO3}$ , lawinowa multiplikacja nośników przy złączu  $J_1$  doprowadza do spełnienia warunku (2.19) i załącza się tyrystor  $P_2N_1P_1N_3$ .



Rys. 14. Diak: a) symbol graficzny wg normy PN-EN 60617; b) przekrój struktury; c) charakterystyka statyczna

Najważniejsze dla projektanta układów parametry diaka to:

- **napięcie przełączania**  $U_{BO}$  (ang. *breakover voltage*) zawiera się w przedziale 20–60 V, przy czym napięcia przełączania w 1. ćwiartce  $U_{BO1}$  i w 3. ćwiartce  $U_{BO3}$  są w przybliżeniu równe;
- **maksymalny dopuszczalny powtarzalny prąd szczytowy**  $I_{FRM}$  (ang. *repetitive peak forward current*) określa maksymalną amplitudę impulsu prądu o podanym, typowym czasie trwania (rzędu 10  $\mu$ s) i sieciowej częstotliwości powtarzania (50 Hz);
- **napięcie w stanie załączenia**  $U_{on}$  (niekiedy nazywane napięciem wyjściowym, ang. *on-state voltage, output voltage*) dla prądu znamionowego jest dość wysokie (może być zaledwie kilka razy, a nie kilka rzędów wielkości, niższe niż maksymalne napięcie blokowane);
- **czas narastania prądu**  $t_r$  (ang. *current rise time*), a więc czas załączenia, jest – podobnie jak dla triaka – rzędu 1  $\mu$ s.

Diaki są projektowane jako przyrządy **symetryczne pod względem wszystkich stanów pracy** (blokowania, przełączania, przewodzenia). Niemniej precyzja tej symetrii nie jest duża.

Wszystkie parametry i właściwości diaków są optymalizowane pod kątem typowych aplikacji, które ograniczają się do układów prądu przemiennego o częstotliwości sieciowej, a ściślej – do obwodów sterowania nie wymagających dużej precyzji działania. Typowymi zastosowaniami diaków są np. układy wyzwalania w sterownikach fazowych prądu przemiennego (jak badany w niniejszym ćwiczeniu) czy układy startu falowników w kompaktowych lampach fluorescencyjnych.

Diaki są wrażliwe na dużą stromość napięciową, co wyklucza ich użycie w obwodach wyższej częstotliwości.



## 3. Sterownik prądu przemiennego

---

### 3.1. Sterowanie mocą lampy żarowej za pomocą elementów elektrycznych

#### 3.1.a. Wymagania dotyczące przekształtnika

Problemem rozważanym w niniejszym ćwiczeniu jest sterowanie odbiornikiem zasilanym z europejskiej sieci energetycznej niskiego napięcia, tj. o napięciu  $U_s = 230\text{ V}$  (wartość skuteczna) i częstotliwości  $f_s = 50\text{ Hz}$ . Odbiornikiem tym jest halogenowa lampa żarowa (żarówka), w tym konkretnym przypadku – o mocy znamionowej  $P_{zn} = 150\text{ W}$ . Chodzi więc o typowy ściemniacz światła.

**Przy projektowaniu urządzeń elektronicznych najważniejsze są: minimalizacja kosztów oraz ułatwienie montażu i eksploatacji.** W związku z tym sterowanie powinno być:

- 1° **proste** (a więc wymagające np. małej liczby elementów, niskiego kosztu elementów, małych gabarytów i ciężaru, małej siły fizycznej),
- 2° **efektywne** (a więc umożliwiające maksymalne wykorzystanie pobieranej energii elektrycznej, czyli z wysoką sprawnością i współczynnikiem mocy).

#### 3.1.b. Wykorzystanie opornika o zmiennej rezystancji

W przypadku rozważanego układu źródło stanowi sieć energetyczna reprezentowana przez idealne źródło napięcia (przemiennego sinusoidalnego)  $u_s$ , natomiast odbiornik – lampa żarowa ma charakter czysto rezystancyjny, dlatego reprezentowany jest przez opornik  $R_{Lp}$  (rys. 15). Na schemacie indeksy „i” i „o” odpowiadają oczywiście wejściu i wyjściu przekształtnika, indeks „s” odpowiada źródłu zasilania (ang. *supply*), indeks „c” odpowiada przekształtnikowi (ang. *converter*).

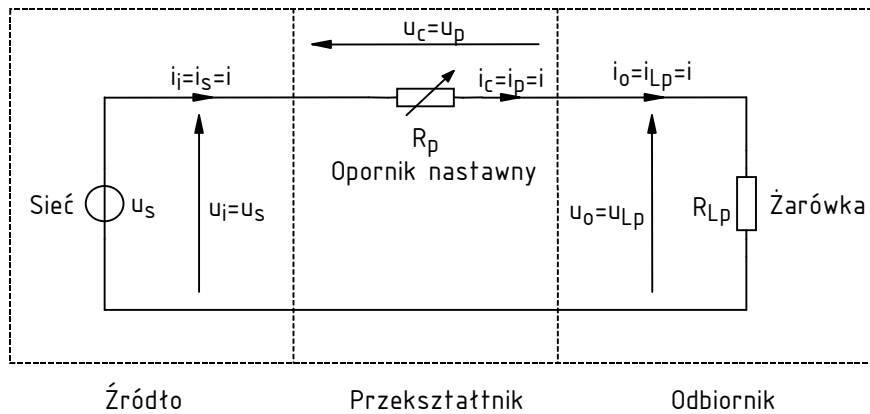
Jeżeli uzupełnimy układ o szeregowo włączony opornik nastawny  $R_p$ , to powstanie rezystancyjny dzielnik napięcia o zmiennym współczynniku podziału. Opiszemy go teraz ilościowo. W obwodzie popłynie pewien prąd  $i$ , jak wynika z topologii – wspólny dla wszystkich 3 elementów. Zgodnie z prawem Ohma będzie on miał wartość

$$i = \frac{u_s}{R_p + R_{Lp}} \quad (3.1)$$

a więc jego wartość skuteczna

$$I = \frac{U_s}{R_p + R_{Lp}} \quad (3.2)$$

Również z prawa Ohma, wartość skuteczna napięcia na lampie żarowej wyraża się wzorem



Rys. 15. Układ ściemniacza lampy żarowej wykorzystujący opornik nastawny

$$U_{Lp} = I_{Lp} R_{Lp} = IR_{Lp} = U_s \frac{R_{Lp}}{R_p + R_{Lp}} \quad (3.3)$$

Istotnie uzyskaliśmy więc rezystancyjny dzielnik napięcia, którego współczynnik podziału zależy od aktualnej rezystancji  $R_p$  opornika nastawnego.

Wykażemy teraz, że w ten sposób można sterować przepływem energii w układzie. Interesuje nas oczywiście *wypadkowy* przepływ energii – tj. mający odzwierciedlenie w przetwarzaniu jej na postać użyteczną (w naszym przypadku energię świetlną i – co akurat zbędne – ciepłą). Jak już wiemy, ten wypadkowy przepływ energii w każdym okresie pracy układu (w rozważanym układzie – w każdym okresie napięcia sieci) charakteryzuje moc czynna. Skoro lampa żarowa ma charakter rezystancji, to jej moc czynna wyraża się wzorem

$$P_o = P_{Lp} = I^2 R_{Lp} = U_s^2 \frac{R_{Lp}}{(R_p + R_{Lp})^2} \quad (3.4)$$

Uzyskana zależność pokazuje, że **zmiana rezystancji opornika  $R_p$  pozwala uzyskać wpływ na przepływ energii elektrycznej ze źródła do odbiornika**. Opornik nastawny pełni więc rolę przekształtnika.

Maksymalna wartość mocy czynnej lampy jest uzyskiwana dla  $R_p = 0$  i wynosi

$$P_{o(\max)} = P_{Lp(\max)} = P_{Lp} \Big|_{R_p=0} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}} \quad (3.5)$$

Natomiast przy rosnącej wartości  $R_p$ ,

$$P_o \Big|_{R_p \rightarrow \infty} = P_{Lp} \Big|_{R_p \rightarrow \infty} \rightarrow 0 \quad (3.6)$$

**Względna moc czynna wyjściowa** definiowana względem wartości maksymalnej jako

$$P_{or} = \frac{\Delta P_o}{P_{o(\max)}} \quad (3.7)$$

wynosi

$$P_{or} = U_s^2 \frac{R_{Lp}}{(R_p + R_{Lp})^2} \cdot \frac{R_{Lp}}{U_s^2} = \left( \frac{R_{Lp}}{R_p + R_{Lp}} \right)^2 = \left( \frac{1}{1 + R_p/R_{Lp}} \right)^2 \quad (3.8)$$



Wielkość ta pokazuje, **ile (procentowo) mocy maksymalnej wydzieli się w lampie** dla danej nastawy  $R_p$ . Jest to oczywiście 1 (100%) dla  $R_p = 0$  i 0 (0%) gdy  $R_p \rightarrow \infty$ .

Uzyskane wyniki wskazują na **dwie poważne wady rozważanego układu**:

- 1° nie jest możliwe uzyskanie zerowej mocy czynnej wyjściowej, gdyż w praktyce zawsze  $R_p \neq \infty$ ,
- 2° charakterystyka sterowania – co szczególnie dobrze widać na zależności  $P_{or} = f(R_p)$  – zależy zarówno od opornika nastawnego, jak i odbiornika, a więc po każdej zmianie odbiornika ulega modyfikacji. Ściemnianie lampy 40-watowej będzie przebiegać wzdłuż innej krzywej, niż lampy 200-watowej, tj. dla takiej samej nastawy  $R_p$  otrzymamy różny procent maksymalnej mocy czynnej wyjściowej (gdyż inna będzie rezystancja lampy  $R_{Lp}$ ).

Analogicznie można zdefiniować **względną wartość skuteczną prądu**

$$I_r = \frac{\Delta I}{I_{\max}} \quad (3.9)$$

która w rozważanym przypadku wyraża się zależnością

$$I_r = \frac{U_s}{R_p + R_{Lp}} \cdot \frac{R_{Lp}}{U_s} = \frac{R_{Lp}}{R_p + R_{Lp}} = \frac{1}{1 + R_p/R_{Lp}} \quad (3.10)$$

### 3.1.c. Sprawność i współczynnik mocy układu z opornikiem

Jakość przetwarzania energii opisuje przede wszystkim sprawność energetyczna

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (3.11)$$

Można się spodziewać, że nie jest ona równa 1, **gdyż przepływ prądu przez opornik  $R_p$  powoduje powstanie na nim spadku potencjału i wydzielanie mocy**. Nie cała energia pobrana ze źródła trafia więc do odbiornika.

W celu obliczenia sprawności przekształtnika, niezbędna jest znajomość mocy czynnej wyjściowej

$$P_o = P_z = \frac{U_s^2 R_{Lp}}{(R_p + R_{Lp})^2} \quad (3.12)$$

oraz mocy czynnej wejściowej, która – biorąc pod uwagę, że obciążenie jest czysto rezystancyjne, nie ma więc przesunięcia fazowego między prądem a napięciem – wyraża się wzorem:

$$P_i = P_s = U_s I = \frac{U_s^2}{R_p + R_{Lp}} \quad (3.13)$$

Otrzymujemy więc wyrażenie na sprawność przekształtnika:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_s^2 R_{Lp}}{(R_p + R_{Lp})^2} \cdot \frac{R_p + R_{Lp}}{U_s^2} = \frac{R_{Lp}}{R_p + R_{Lp}} \quad (3.14)$$

Analizując zależności (3.4) i (3.14) łatwo stwierdzić, że **zwiększanie rezystancji opornika nastawnego prowadzi do zmniejszenia mocy czynnej** dostarczanej do lampy (a więc pozwala realizować funkcję ściemniania), ale **jednocześnie zmniejsza sprawność**. Przy skrajnych nastawach uzyskujemy:

- dla  $R_p = 0$ : maksymalną moc czynną lampy żarowej

$$P_z = P_{Lp(max)} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}} \quad (3.15)$$

co z definicji jest równe mocy znamionowej  $P_{Lp(n)}$  (pod warunkiem, że lampa jest zasilana z sieci o napięciu  $U_s$  równym znamionowemu), zaś sprawność  $\eta = 1$ ;

- dla  $R_p \rightarrow \infty$ :  $P_{Lp} \rightarrow 0$  i  $\eta \rightarrow 0$ ;
- zaś o połowę sprawność spada dla  $R_p = R_{Lp}$ , kiedy to moc wyjściowa jest równa 1/4 mocy maksymalnej.

Zmniejszanie sprawności wynika wprost ze wzrostu mocy strat w przekształtniku, tzn. zwiększenia mocy wydzielanej w oporniku nastawnym. Moc ta wynosi

$$P_p = I^2 R_p = U_s^2 \frac{R_p}{(R_p + R_{Lp})^2} \quad (3.16)$$

ma więc charakter malejący ze wzrostem  $R_p$ . Istotna jest tu jednak nie wartość bezwzględna, ale odniesiona do mocy czynnej dostarczanej do lampy. Porównanie zależności (3.16) i (3.4) pozwala zauważyć, że w obu przypadkach mianownik tak samo rośnie, natomiast licznik pozostaje stały dla lampy, a rośnie dla opornika nastawnego. A więc w oporniku nastawnym (przekształtniku) tracona jest coraz większa ilość energii – w porównaniu z ilością dostarczaną do lampy (odbiornika):

$$\frac{P_c}{P_o} = \frac{P_p}{P_{Lp}} = \frac{U_s^2 R_p}{(R_p + R_{Lp})^2} \frac{(R_p + R_{Lp})^2}{U_s^2 R_{Lp}} = \frac{R_p}{R_{Lp}} \quad (3.17)$$

**Skutkuje to spadkiem sprawności** zgodnie ze wzorem

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_c} = \frac{1}{1 + \frac{P_c}{P_o}} \quad (3.18)$$

Jak już wiemy, drugim ważnym parametrem pozwalającym ocenić jakość przetwarzania energii elektrycznej jest współczynnik mocy. Z definicji wynosi on

$$\lambda = \frac{P_i}{U_i I_i} = \frac{P_s}{U_s I} = \frac{U_s^2}{R_p + R_{Lp}} \cdot \left( U_s \frac{U_s}{R_p + R_{Lp}} \right)^{-1} = 1 \quad (3.19)$$

Rozważany układ obciąża więc sieć zasilającą w sposób optymalny. **Cała energia krążąca w obwodzie jest przetwarzana na inną postać energii** (użyteczną – światła lampy, lub zbędną – ciepła wydzielanego w lampie i w oporniku nastawnym). Innymi słowy, wejściowa moc czynna przekształtnika i wejściowa moc pozorna przekształtnika są sobie równe.

### 3.2. Sterowanie mocą lampy żarowej za pomocą przekształtnika elektronicznego

#### 3.2.a. Idea układu przełączanego o sterowaniu fazowym

Układ ściemniacza można również zrealizować w oparciu o elementy elektroniczne i koncepcję układów przełączanych. Ogólny schemat takiego układu przedstawia rys. 16. Jest on przekształtnikiem AC-AC – **sterownikiem prądu przemiennego**. Zgodnie z podstawową zasadą działania i analizy układów przełączanych, **przyrząd półprzewodnikowy traktowany jest w nim jak łącznik** (dotyczące go wielkości fizyczne oznaczają będziemy indeksem „sw” od ang. *switch*), który może być zamknięty lub otwarty dzięki odpowiedniemu sterowaniu sygnałem elektrycznym.

Istnieją różne metody sterowania łącznikami półprzewodnikowymi. Do rozważanego tu układu można zastosować co najmniej 3 (nie licząc ich szczegółowych wariantów). W niniejszym ćwiczeniu analizie poddany zostanie **układ o komutacji naturalnej siecią zasilającą, ze sterowaniem fazowym**. W tym konkretnym przypadku pierwsze określenie oznacza, że wyłączenie łącznika następuje w momencie naturalnego przejścia prądu  $i$  płynącego w obwodzie przez zero. Natomiast drugie określenie wskazuje, że załączenie łącznika odbywa się w pewnej chwili czasowej liczonej względem okresu sinusoidalnego napięcia sieci zasilającej. Jak wykażemy, zmiana tej chwili pozwala uzyskać wpływ na wartość mocy czynnej dostarczonej do odbiornika (lampy).

Przebieg napięcia zasilającego  $u_s$ , zobrazowany na rys. 18, opisuje wzór:

$$u_s = U_{s(m)} \sin \Omega = U_{s(m)} \sin \omega_s t = U_s \sqrt{2} \sin 2\pi f_s t \quad (3.20)$$

gdzie:

- $U_{s(m)}$  – amplituda;
- $\Omega$  – bieżący kąt fazowy, który odpowiada bieżącej chwili czasowej zgodnie z zależnością (dającą wynik liczbowy w radianach, jakkolwiek zawsze można ten wynik przeliczyć na stopnie)

$$\Omega = \omega_s t = 2\pi f_s t = 2\pi \frac{t}{T_s} \quad (3.21)$$

- $\omega_s$  – pulsacja wyrażająca się wzorem

$$\omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (3.22)$$

której jednostką jest radian na sekundę ( $1 \text{ rad/s} \equiv 1/\text{s}$ );

- $T_s$  – okres,

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.23)$$

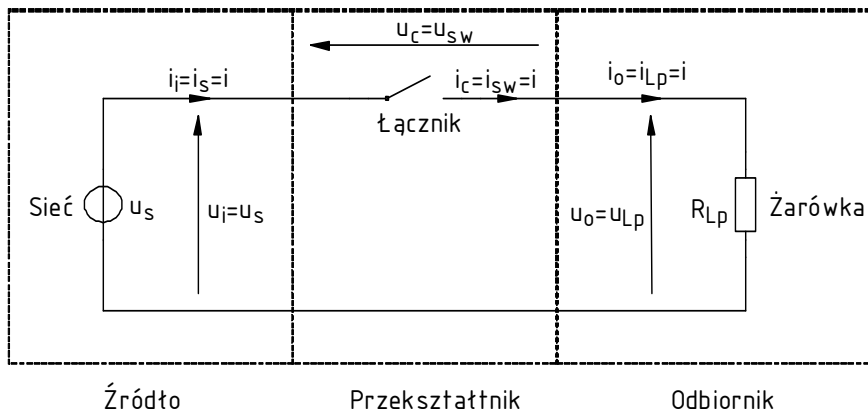
Zwróćmy uwagę, że zgodnie ze wzorem (3.21), czasowi  $T_s$  odpowiada kąt fazowy  $2\pi$ . **Te dwie liczby opisują to samo pojęcie abstrakcyjne** – okres, ale pierwszy w dziedzinie czasu, a drugi – w dziedzinie kąta. Przejście do dziedziny kąta fazowego pozwala uniezależnić analizę od częstotliwości konkretnego przebiegu.

W związku z tym, że sterowanie fazowe analizowane jest na osi kąta fazowego  $\Omega$ , podstawowym parametrem sterowania jest **kąt fazowy opóźnienia załączenia** (w skrócie: **kąt załączania**), oznaczany konwencjonalnie przez  $\alpha$ . Wielkość ta mówi, po jakim czasie od kąta fazowego  $\Omega = 0$  [czyli – zgodnie ze wzorem (3.20) – od zerowej wartości napięcia] łącznik zostanie załączony (patrz

rys. 18). Kątowi temu odpowiada oczywiście równoważna długość odcinka na osi czasu, zgodnie ze wzorem (3.21),

$$\Delta t_{\alpha} = \frac{\alpha}{2\pi} T_s \quad (3.24)$$

Przypomnijmy, że zgodnie z założeniem, w układzie następować ma komutacja naturalna, czyli samoczynne wyłączenie łącznika w chwili przejścia prądu  $i$  przez zero (co również uwzględniono na rys. 18). Aby sterowanie dotyczyło również drugiego półokresu napięcia sieci (ujemna półokres sinusoidy), należy zadbać o załączenie łącznika również w tym półokresie. Najprostszy, zarówno w analizie, jak i realizacji, jest przypadek identycznego opóźnienia załączenia w obu półokresach. Kąt opóźnienia  $\alpha$  w drugim półokresie będzie oczywiście liczony od chwili zerowej wartości napięcia  $u_s$ :  $\Omega = \pi$ , co pokazano na rysunku.



Rys. 16. Układ ściemniacza lampy żarowej wykorzystujący łącznik półprzewodnikowy

### 3.2.b. Działanie układu w dwóch taktach pracy

Kąt załączania dzieli każdy półokres pracy układu na dwa takty: nieprzewodzenia łącznika i przewodzenia łącznika. Przeanalizujemy teraz dokładnie działanie układu w każdym z taktów.

1. **W pierwszym takcie** (na rys. 18 przedział od  $\Omega_0$  do  $\Omega_1$ ) łącznik jest wyłączony (otwarty). W związku z tym w obwodzie występuje przerwa (patrz rys. 17a) i nie może płynąć prąd, stąd  $i = 0$ . Zgodnie z prawem Ohma,

$$u_{Lp} = iR_{Lp} = 0 \quad (3.25)$$

a więc z napięciowego prawa Kirchhoffa napięcie na wyłączonym łączniku jest równe

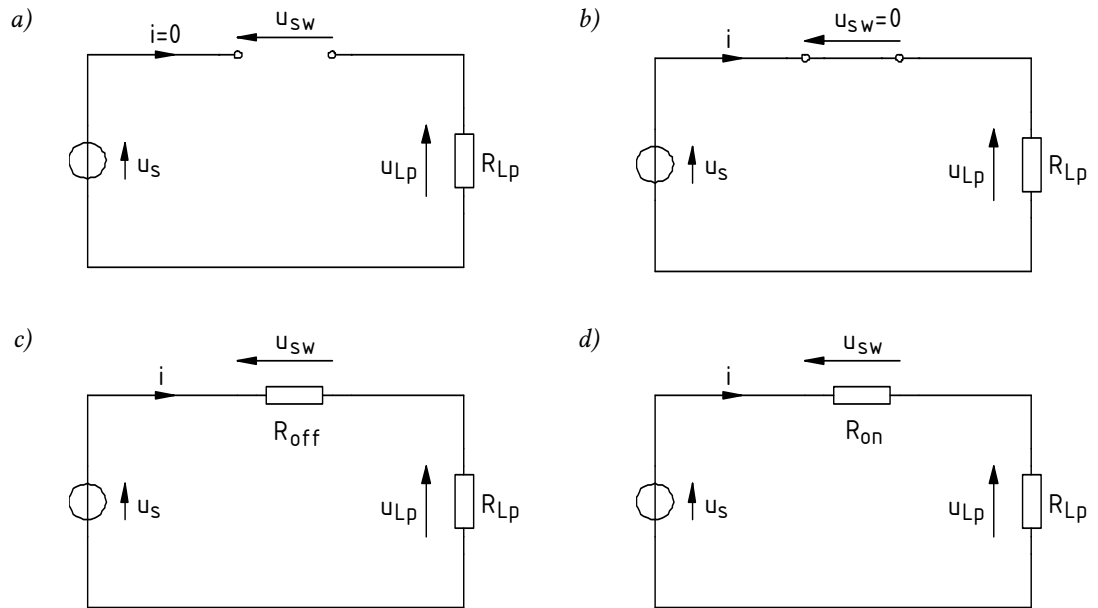
$$u_{sw} = u_s - u_{Lp} = u_s \quad (3.26)$$

czyli pełnemu napięciu zasilania. W lampie nie wydziela się żadna moc chwilowa, gdyż z definicji

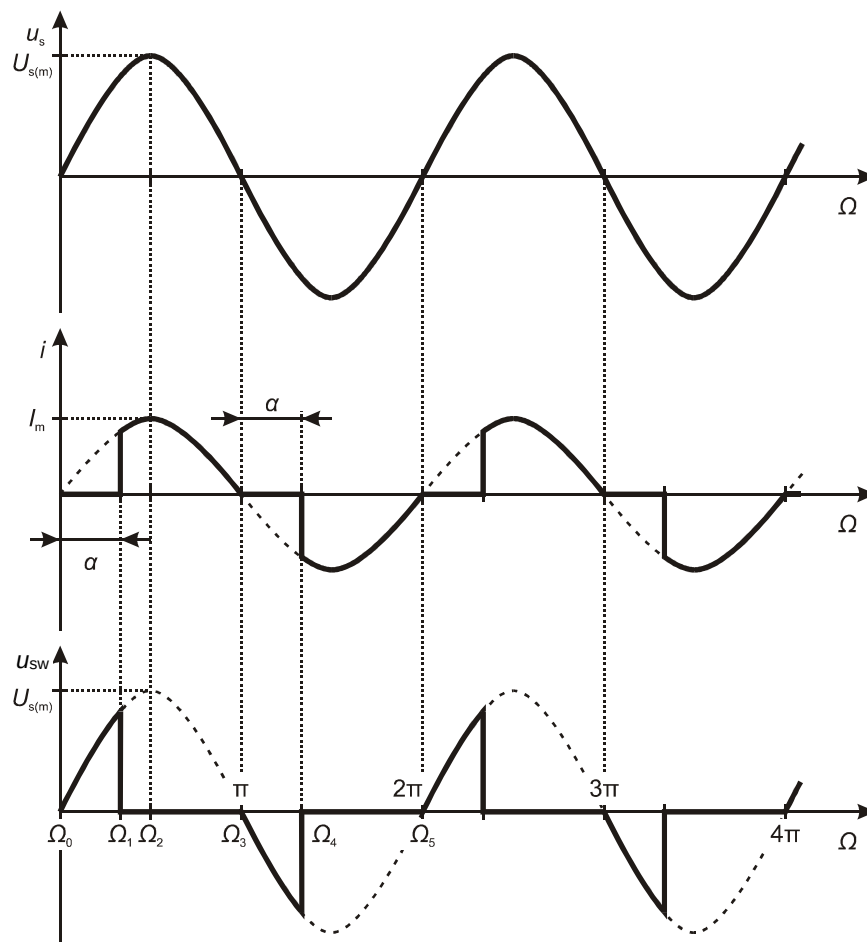
$$p_{Lp} = iu_{Lp} = 0 \quad (3.27)$$

2. **W drugim takcie** (na rys. 18 przedział od  $\Omega_1$  do  $\Omega_3$ ) łącznik jest załączony (zamknięty). Przy założeniu, że łącznik jest idealny, stanowi on idealne zwarcie (patrz rys. 17b), stąd  $u_{sw} = 0$ . W związku z tym w obwodzie płynie prąd o wartości wynikającej z prawa Ohma:

$$i = \frac{u_s}{R_{Lp}} \quad (3.28)$$



Rys. 17. Uproszczony schemat wynikowy ściemniacza w dwóch taktach pracy: a), b) przy założeniu idealności łącznika; c), d) z uwzględnieniem strat mocy w stanach statycznych



Rys. 18. Przebiegi napięć i prądu w sterowniku fazowym prądu przemiennego przy założeniu idealności łącznika półprzewodnikowego

Z napięciowego prawa Kirchhoffa napięcie na lampie jest równe

$$u_{Lp} = u_s - u_{sw} = u_s \quad (3.29)$$

czyli pełnemu napięciu zasilania. W lampie żarowej wydziela się moc chwilowa

$$p_{Lp} = i u_{Lp} = \frac{u_s}{R_{Lp}} u_s = \frac{u_s^2}{R_{Lp}} \quad (3.30)$$

Nie poczyniliśmy żadnego założenia co do znaków napięcia i prądu, a więc te same zależności mają zastosowanie do dodatniej i ujemnej połówki napięcia sieci.

Warto zauważyć, że ze względu na rezystancyjny charakter obciążenia, prąd  $i$  osiąga maksimum (o ile  $\alpha \leq \pi/2$ ) w tym samym momencie, co napięcie  $u_s$ . Amplituda prądu wynika z prawa Ohma:

$$I_m = \frac{U_{s(m)}}{R_{Lp}} \quad (3.31)$$

### 3.2.c. Sterowanie mocą odbiornika

Wykażemy teraz, że przedstawiony układ nadaje się do sterowania przepływem energii ze źródła do odbiornika. Do obliczenia wypadkowego wyniku energetycznego, tj. mocy czynnej lampy, wykorzystamy jak poprzednio wzór (3.4). Niezbędna do tego jest znajomość wartości skutecznej prądu  $I$ , którą obliczymy z definicji, dzieląc okres pracy układu na 4 takty (2 dla dodatniej i 2 dla ujemnej połówki napięcia sieci) i korzystając z równoważności dziedzin czasu  $t$  i kąta fazowego  $\Omega$ :

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_s} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} i^2 d\Omega} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_{\Omega_0}^{\Omega_1} i^2 d\Omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} i^2 d\Omega + \int_{\Omega_3}^{\Omega_4} i^2 d\Omega + \int_{\Omega_4}^{\Omega_5} i^2 d\Omega \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\Omega_0}^{\Omega_1} 0^2 d\Omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega + \int_{\Omega_3}^{\Omega_4} 0^2 d\Omega + \int_{\Omega_4}^{\Omega_5} \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega + \int_{\Omega_4}^{\Omega_5} \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega \right]} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Biorąc pod uwagę, że przebieg napięcia  $u_s$  w obu przedziałach  $\Omega_1$ – $\Omega_3$  i  $\Omega_4$ – $\Omega_5$  jest identyczny z dokładnością co do znaku (który i tak nie ma wpływu na wynik z powodu obecności kwadratu), można uprościć powyższe do

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{U_{s(m)} \sin \Omega}{R_{Lp}} \right)^2 d\Omega} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{U_{s(m)}^2}{R_{Lp}^2} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \Omega d\Omega} \quad (3.33)$$

Korzystając z odpowiedniego wzoru trygonometrycznego otrzymujemy

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{U_{s(m)}}{R_{Lp}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\Omega) d\Omega} = \frac{U_{s(m)}}{R_{Lp}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_{\alpha}^{\pi} d\Omega - \int_{\alpha}^{\pi} \cos 2\Omega d\Omega \right)} = \\
 &= \frac{U_{s(m)}}{R_{Lp} \sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( [\Omega]_{\alpha}^{\pi} - \left[ \frac{1}{2} \sin 2\Omega \right]_{\alpha}^{\pi} \right)}
 \end{aligned} \quad (3.34)$$

skąd ostatecznie

$$I = \frac{U_s}{R_{Lp}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (3.35)$$

Prąd skuteczny ma maksymalną wartość dla kąta załączenia  $\alpha = 0$  i wynosi ona

$$I_{\max} = \frac{U_s}{R_{Lp}} \sqrt{1 - 0 + 0} = \frac{U_s}{R_{Lp}} \quad (3.36)$$

co odpowiada prawu Ohma. Nie jest to dziwne, gdyż  $\alpha = 0$  oznacza zwarcie łącznika przez cały okres napięcia  $u_s$ , a więc w tym przypadku obwód posiada niezmienną topologię, w której źródło  $u_s$  stale zasila odbiornik  $R_{Lp}$ . **Dla innych kątów załączenia prawo Ohma jest spełnione wyłącznie dla wartości chwilowych  $u_s$  i  $i$ , natomiast dla wartości skutecznych – nie**, gdyż w każdym z taktów układ zmienia swoją topologię (zostaje połączony lub rozłączony). Dla wartości skutecznych obowiązuje wyprowadzona przez nas, i uwzględniająca pracę przełączającą, zależność (3.35).

Minimum prądu skutecznego jest osiągnięte dla  $\alpha = \pi$  i wynosi ono

$$I_{\min} = \frac{U_s}{R_{Lp}} \sqrt{1 - 1 + 0} = 0 \quad (3.37)$$

To również nie jest dziwne, gdyż  $\alpha = \pi$  oznacza rozwarcie łącznika przez cały okres napięcia  $u_s$ , a więc brak przepływu prądu.

W tym momencie **swoją użyteczność udowadnia pojęcie wartości skutecznej**. Obliczenie mocy czynnej lampy nie wymaga bowiem żmudnego całkowania z definicji

$$P = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} p dt = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} (ui) dt \quad (3.38)$$

Wystarczy kwadrat wartości skutecznej prądu pomnożyć przez rezystancję odbiornika, zgodnie z obowiązującym dla każdego dwójnika rezystancyjnego wzorem:

$$P_o = P_{Lp} = I^2 R_{Lp} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}^2} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \cdot R_{Lp} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (3.39)$$

Wartość skuteczna określa potencjał przekazu energii elektrycznej związany z danym przebiegiem prądu. Nie powinno więc dziwić, że moc czynna dostarczana do odbiornika osiąga minimum i maksimum dla tych samych wartości  $\alpha$ , co prąd skuteczny. Wartości te wynoszą:

$$P_{o(\max)} = P_{Lp(\max)} = P_{Lp} \Big|_{\alpha=0} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}} \quad (3.40)$$

$$P_{o(\min)} = P_{Lp(\min)} = P_{Lp} \Big|_{\alpha=\pi} = 0 \quad (3.41)$$

W przedziale kąta załączania między 0 a  $\pi$  moc czynna odbiornika jest więc zmienna. Dowodzi to, że **rozważany układ może pełnić rolę przekształtnika sterującego przekazem energii z sieci energetycznej do lampy.**

Przedstawiając moc czynną wyjściową i prąd w odniesieniu do ich wartości maksymalnych, otrzymujemy

$$P_{or} = \frac{P_o}{P_{o(max)}} = \frac{U_s^2}{R_{Lp}} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \cdot \frac{R_{Lp}}{U_s^2} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \quad (3.42)$$

$$I_r = \frac{I}{I_{max}} = \frac{U_s}{R_{Lp}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \cdot \frac{R_{Lp}}{U_s} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (3.43)$$

Uzyskane wyniki pokazują, że **co najmniej dwie wady układu z opornikiem nastawnym nie występują w rozważanym przekształtniku elektronicznym:**

- 1° można uzyskać zerową moc czynną wyjściową,
- 2° charakterystyka sterowania (w procentach mocy lub prądu maksymalnego) jest niezależna od odbiornika.

### 3.2.d. Sprawność energetyczna

Jeżeli utrzymamy założenie o idealności łącznika, to brak w nim strat mocy, gdyż w pierwszym takcie  $i_{sw} = 0$ , zaś w drugim takcie  $u_{sw} = 0$ , co oznacza, że w każdej chwili

$$p_{sw} = i_{sw} u_{sw} = 0 \quad (3.44)$$

a więc z definicji

$$P_c = P_{sw} = (p_{sw})_{av} = 0 \quad (3.45)$$

Przy takim założeniu otrzymujemy więc ze wzoru (3.18)

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_c} = \frac{P_o}{P_o} = 1 \quad (3.46)$$

**Rzeczywiste łączniki półprzewodnikowe nie są idealne.** Jak przedstawiono to na rys. 17c-d, charakteryzują się one skończoną rezystancją w stanie wyłączenia  $R_{off}$  i niezerową rezystancją w stanie załączenia  $R_{on}$ . Powoduje to powstanie strat energii, wydzielanej w postaci ciepła. Moc chwilową tych strat można oszacować w następujący sposób:

- 1° w stanie wyłączenia (takt 1) – przy założeniu, że  $R_{off} \gg R_{Lp}$  (prawie całe napięcie  $u_s$  odłoży się więc na łączniku na zasadzie dzielnika napięcia):

$$p_{sw(off)} \approx \frac{u_s^2}{R_{off}} \quad (3.47)$$

- 2° w stanie przewodzenia (takt 2) – przy założeniu, że  $R_{on} \ll R_{Lp}$  (wartość prądu wynika więc prawie tylko z wartości  $R_{Lp}$ )

$$p_{sw(on)} = i^2 R_{on} \approx \left( \frac{u_s}{R_{Lp}} \right)^2 R_{on} \quad (3.48)$$

W takim razie moc czynna strat w przekształtniku, po uwzględnieniu symetrii półokresów, wynosi



$$\begin{aligned}
P_c &= \frac{1}{2\pi} \cdot \left[ \int_{\Omega_0}^{\Omega_1} p_{\text{sw(off)}} d\Omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} p_{\text{sw(on)}} d\Omega + \int_{\Omega_3}^{\Omega_4} p_{\text{sw(off)}} d\Omega + \int_{\Omega_4}^{\Omega_5} p_{\text{sw(on)}} d\Omega \right] = \\
&= \frac{1}{2\pi} \cdot 2 \cdot \left[ \int_{\Omega_0}^{\Omega_1} \frac{u_s^2}{R_{\text{off}}} d\Omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} \left( \frac{u_s}{R_{\text{Lp}}} \right)^2 R_{\text{on}} d\Omega \right] = \\
&= \frac{1}{\pi} \left( \frac{1}{R_{\text{off}}} \int_{\Omega_0}^{\Omega_1} u_s^2 d\Omega + \frac{R_{\text{on}}}{R_{\text{Lp}}^2} \int_{\Omega_1}^{\Omega_3} u_s^2 d\Omega \right)
\end{aligned} \tag{3.49}$$

Zgodnie ze wzorem (3.18), moc ta powoduje obniżenie sprawności przekształtnika. Jak wynika z zależności (3.49), jest ona tym większa, im mniejsza rezystancja łącznika w stanie wyłączenia  $R_{\text{off}}$  oraz im większa rezystancja łącznika w stanie załączenia  $R_{\text{on}}$  – co ważne – w stosunku do rezystancji odbiornika. Napięcie zasilania – jak widać – wpływa na oba składniki w jednakowy sposób.

### 3.2.e. Współczynnik mocy

Wróćmy jednak do modelu idealnego przekształtnika. Uproszczenie to wykorzystamy do oszacowania współczynnika mocy układu przekształtnik-odbiornik (co byłoby trudne z uwzględnieniem nieidealnego łącznika, a nie przyniosłoby żadnej jakościowej zmiany wyników). Z definicji wynosi on

$$\lambda = \frac{P_i}{U_i I_i} = \frac{P_s}{U_s I} \tag{3.50}$$

Moc czynną źródła musielibyśmy obliczyć z definicji (3.38), jednak przy założeniu idealności łącznika nie jest to potrzebne. Skoro bowiem  $\eta \approx 1$ , to  $P_i \approx P_o$ , czyli  $P_s \approx P_{\text{Lp}}$ . W takim razie

$$\lambda = \frac{U_s^2}{R_{\text{Lp}}} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \cdot \left( U_s \cdot \frac{U_s}{R_{\text{Lp}}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \right)^{-1} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \tag{3.51}$$

Otrzymana zależność ma identyczny charakter, jak dla prądu skutecznego, osiąga więc maksimum równe 1 dla kąta załączania  $\alpha = 0$  i minimum równe 0 dla  $\alpha = \pi$ . Zmniejszenie współczynnika mocy stanowi koszt, jaki należy ponieść w celu uzyskania innych korzystnych własności przekształtnika elektronicznego.

### 3.2.f. Moc bierna w układzie przełączanym

Zgodnie z zależnością

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} \tag{3.52}$$

współczynnik mocy mniejszy od 1 oznacza, że moc pozorna jest większa od mocy czynnej. A więc **w układzie krąży więcej energii, niż jest użytecznie przetwarzane w odbiorniku i tracone w przekształtniku**. Oznacza to jednocześnie pojawienie się mocy biernej zgodnie z definicją

$$Q^2 = S^2 - P^2 \tag{3.53}$$

Zauważmy, że obserwacje te dotyczą układu, w którym odbiornik ma charakter idealnie rezystancyjny. Dlaczego więc w układzie występuje moc bierna?

Zwróćmy uwagę, że **współczynnik mocy dotyczy układu przekształtnik-odbiornik, a nie samego tylko odbiornika**. Jeżeli chodzi o samą lampę żarową – wyjście przekształtnika, to w każdej chwili

$$u_{Lp} = iR_{Lp} \quad (3.54)$$

więc również

$$U_{Lp} = IR_{Lp} \quad (3.55)$$

zaś moc czynna z definicji [biorąc jednocześnie pod uwagę definicję wartości skutecznej (3.32)] wynosi

$$P_{Lp} = (u_{Lp}i)_{av} = (i^2R_{Lp})_{av} = R_{Lp}(i^2)_{av} = R_{Lp}I^2 \quad (3.56)$$

skąd

$$\lambda_{Lp} = \frac{P_{Lp}}{U_{Lp}I} = \frac{R_{Lp}I^2}{IR_{Lp} \cdot I} = 1 \quad (3.57)$$

Jednakże dla wejścia przekształtnika, a więc na zaciskach źródła  $u_s$ , **prawo Ohma jest spełnione tylko w takcie 2 pracy układu**. Wówczas istotnie prąd jest proporcjonalny do napięcia ze współczynnikiem  $1/R_{Lp}$ . Natomiast w fazie 1 prąd jest zerowy niezależnie od napięcia  $u_s$ . Nie będą więc do siebie proporcjonalne również wartości skuteczne  $U_s$  i  $I$ , gdyż napięcie  $u_s$  jest sinusoidalne przez cały okres pracy, zaś prąd  $i$  ma wprawdzie dokładnie taki sam kształt, ale jedynie przez część okresu. Skoro brak tej proporcjonalności, to w skali całego okresu, **z punktu widzenia wejścia, układ nie spełnia prawa Ohma. Nie ma więc on charakteru rezystancyjnego.**

**Pojawienie się mocy biernej i spadek współczynnika mocy zostały więc spowodowane przez sterowanie przełączające.** Jak stwierdziliśmy, jest to bezpośrednio powiązane z odmiennym kształtem prądu i napięcia. Mówimy w takim przypadku o *odkształceniu prądu względem napięcia zasilania*. W sposób syntetyczny, makroskopowy, skutki tego odkształcenia opisuje właśnie współczynnik mocy.

Zwróćmy jeszcze uwagę, że w przypadku rozważanego układu **moc bierna nie jest związana z magazynowaniem energii**, gdyż brak w nim elementów magazynujących (cewek, kondensatorów). Źródłem mocy biernej jest właśnie metoda sterowania przełączającego. Gdyby korzystając z transformaty Fouriera rozłożyć przebieg prądu na składowe, okazałoby się, że złożony jest on z dużej liczby harmonicznych. Jak można wykazać matematycznie, z istnienia tych harmonicznych prądu, o różnej fazie, w warunkach idealnie sinusoidalnego napięcia, wynika obecność mocy biernej.

### 3.2.g. Inne sposoby sterowania

Omówione wyżej sterowanie fazowe stanowi tylko jedną z możliwości. Sterowniki prądu przemiennego mogą również pracować ze sterowaniem:

- 1) **grupowym** – w którym okres sterowania obejmuje wiele okresów napięcia sieci, zaś wpływ na moc czynną wyjściową uzyskuje się ustalając, przez jaką całkowitą liczbę tych okresów łącznik ma być otwarty, a przez jaką – zamknięty. Sterowanie grupowe minimalizuje zaburzenia generowane w układzie podczas załączania prądu, gdyż prąd zawsze narasta łagodnie od zera (obejmuje bowiem zawsze pełny okres). Poprawia to warunki pracy łączników półprzewodnikowych. Jednocześnie jednak generuje składowe prądu o niskiej częstotliwości, co jest niekorzystne dla transformatorów w sieci energetycznej;
- 2) **impulsowym** – w którym okres sterowania jest wielokrotnie mniejszy od okresu napięcia sieci, okresy przewodzenia i nieprzewodzenia występują więc w każdym okresie sieci naprzemiennie i wielokrotnie. Taki sposób sterowania utrudnia warunki pracy łączników związane z przełączaniem, jednak skutkuje wzrostem współczynnika mocy.

### 3.3. Praktyczny układ sterownika fazowego prądu przemiennego

#### 3.3.a. Ogólna koncepcja kompletnego układu

Przekształtnik elektroniczny rozważany w par. 3.2 **narzuca łącznikowi półprzewodnikowemu pewne wymagania**. Są to:

- 1° zdolność dwukierunkowego przewodzenia prądu,
- 2° zdolność dwukierunkowego blokowania napięcia,
- 3° zdolność kontrolowanego załączania,
- 4° zdolność samoczynnego wyłączenia przy spadku prądu do zera.

Wiemy już, że wszystkie powyższe wymagania spełnia triak (par. 2.4). Nie jest więc dziwne, że przebiegi z rys. 18 są identyczne z pokazanymi na rys. 13 (s. 30). Nie jest też dziwne, że **sterowniki prądu przemiennego stanowią najczęstszą aplikację triaków**.

Do tej pory rozważaliśmy wyłącznie obwód główny (mocy). Nie zastanawialiśmy się natomiast, w jaki sposób doprowadzić do załączenia triaka w pożądanym i zmiennym momencie. Funkcję tę realizować musi osobny obwód – sterowania, którego zadaniem będzie generowanie impulsów prądu  $i_G$  załączających triaka.

Przykład kompletnego (zawierającego zarówno obwód główny, jak i obwód sterowania) układu przetwarzania energii ze sterownikiem prądu przemiennego, przedstawiono na rys. 19a. Obwód główny tworzą tu źródło zasilania (sieć)  $u_s$ , odbiornik (lampa żarowa)  $R_{LP}$  oraz łącznik (triak) T. Natomiast na obwód sterowania, zasilany również bezpośrednio z sieci, składają się: układ RC –  $R_d C_d$  oraz diak D.

Rozważany układ sterowania, którego istotnym elementem jest diak D, jest jednym z najprostszych możliwych. W bardziej wymagających aplikacjach konieczne bywa stosowanie obwodów detekcji zera napięcia sieci, generacja paczek impulsów (zamiast impulsów pojedynczych), zabezpieczenie triaka przed przekroczeniem krytycznej stromości napięciowej i prądowej i in. Często sterowanie realizowane jest z wykorzystaniem układów cyfrowych.

#### 3.3.b. Działanie dzielnika RC

Oprócz diaka, istotną rolę w układzie pełni obwód RC, stanowiący w tym przypadku **impedancyjny dzielnik napięcia**. Na rys. 20a podano wykres wskazowy tego obwodu przy zaniedbaniu obecności diaka, którego wpływ weźmiemy pod uwagę później.

Dwójnik  $R_d C_d$  charakteryzuje impedancja o module

$$Z_d = \sqrt{R_d^2 + \left(\frac{-1}{\omega C_d}\right)^2} \quad (3.58)$$

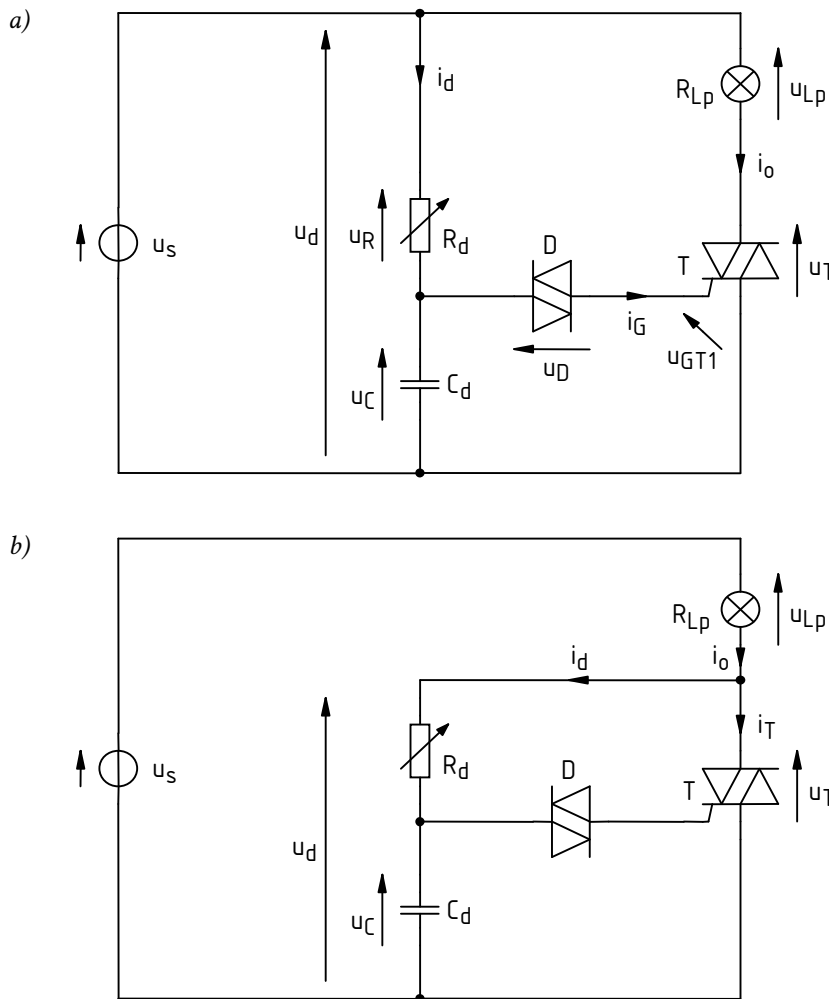
oraz kąt fazowy o wartości

$$\varphi_d = \arctg \frac{-1}{\omega R_d C_d} \quad (3.59)$$

Wymuszenie określonego napięcia  $u_d$ , równego napięciu sieci zasilającej  $u_s$ , powoduje przepływ prądu  $i_d$  o wartości skutecznej

$$I_d = \frac{U_s}{Z_d} \quad (3.60)$$

i przesuniętego w fazie względem napięcia o kąt  $-\varphi_d$ . Ponieważ dla dwójnika pojemnościowego  $\varphi_d < 0$ , więc faza prądu jest ostatecznie większa od fazy napięcia, czyli prąd wyprzedza napięcie.



Rys. 19. Kompletny układ przetwarzania energii ze sterownikiem fazowym prądu przemiennego z obwodem sterowania na diaku: a) układ podstawowy; b) układ zmodyfikowany

Jest oczywiste, że

$$u_d = u_R + u_C \quad (3.61)$$

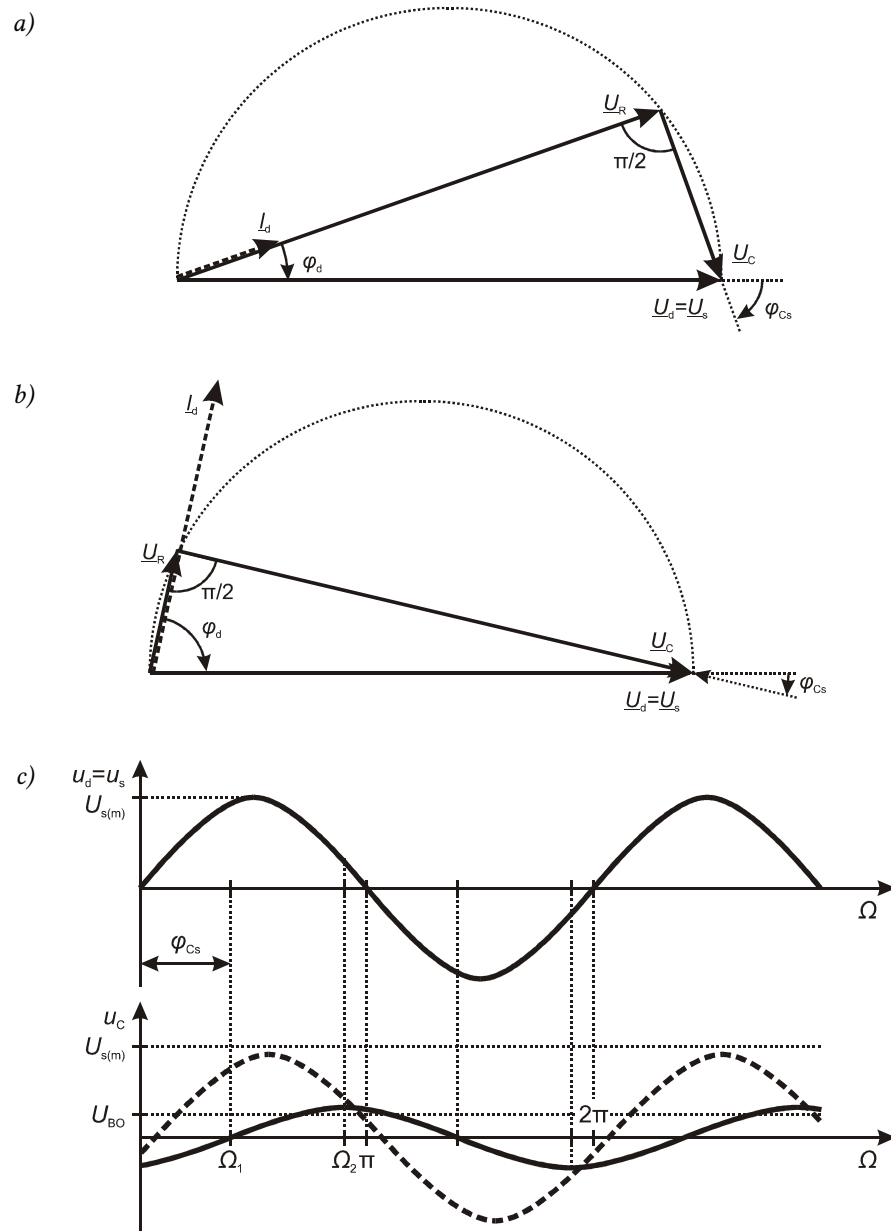
więc wskaźy napięć  $u_R$  i  $u_C$  po dodaniu muszą dać w wyniku wskaz napięcia  $u_d$ . Wiadomo również, że napięcie na oporniku  $R_d$  musi być w fazie z prądem  $i_d$ , zaś napięcie na kondensatorze  $C_d$  musi być opóźnione o kąt  $\pi/2$ . Prowadzi to do konstrukcji przedstawionej na rys. 20a. Układ wektorów  $\underline{U}_R$ ,  $\underline{U}_C$  i  $\underline{U}_d$  musi tworzyć trójkąt prostokątny, przy czym z własności geometrycznych wiadomo, że będzie on oparty na okręgu o średnicy  $U_d$ .

Na podstawie uzyskanego wykresu stwierdzamy, że **napięcie na kondensatorze jest przesunięte względem napięcia sieci o kąt**

$$\varphi_{C_s} = -\frac{\pi}{2} - \varphi_d \quad (3.62)$$

przy czym  $\varphi_d < 0$ . Ponieważ kąt  $\varphi_{C_s}$  jest również ujemny, mamy do czynienia z opóźnieniem napięcia  $u_C$  względem  $u_s$ .

Przebiegi napięć  $u_s$  i  $u_C$  w tym przypadku przedstawia rys. 20c (linia ciągła na dolnym wykresie). Przejście napięcia  $u_C$  przez zero następuje dopiero w chwili  $\Omega t_1$ , natomiast maksimum napięcia to osiąga w chwili



Rys. 20. Działanie dzielnika  $R_d C_d$  bez uwzględnienia obecności diaka: a) wykres wskazowy dla dużej rezystancji ( $R_d > 1/\omega C_d$ ); b) wykres wskazowy dla małej rezystancji ( $R_d < 1/\omega C_d$ ); c) przebiegi napięć (linia ciągła – przebieg  $u_c$  dla dużej rezystancji, linia przerywana – dla małej rezystancji)

$$\Omega_2 = \Omega_1 + \frac{\pi}{2} = |\varphi_{Cs}| + \frac{\pi}{2} \quad (3.63)$$

Jeżeli zmniejszymy rezystancję  $R_d$ , to kąt  $\varphi_d$  ulegnie zwiększeniu (co do wartości bezwzględnej), a przez obwód popłynie większy prąd  $I_d$  (zmaleje bowiem impedancja  $Z_d$ ). Na mniejszej rezystancji odłoży się mniejsze napięcie  $\underline{U}_R$ , ale większy prąd odłoży większe napięcie  $\underline{U}_C$  na kondensatorze. W sumie wskaźy  $\underline{U}_R$  i  $\underline{U}_C$  nadal muszą sumować się do niezmiennego napięcia  $\underline{U}_s$  oraz muszą zostać zachowane zależności fazowe między nimi a wskazem  $\underline{I}_d$ . Prowadzi to do wykresu przedstawionego na rys. 20b.

Zarówno wzór (3.62), jak i wykres wskazowy pokazują, że kąt przesunięcia  $\varphi_{Cs}$  (co do wartości bezwzględnej) zmaleje. Przebiegi napięć  $u_s$  i  $u_c$  w tym przypadku przedstawia rys. 20c (linia przerywana na dolnym wykresie).

Rozważmy dwa przypadki skrajne:

- 1) dla  $R_d \rightarrow \infty$  obwód  $R_d C_d$  uzyskałby charakter czysto rezystancyjny, a wskazzy  $\underline{I}_d$  i  $\underline{U}_R$  pokrywałyby się ze wskazem  $\underline{U}_s$  (wierzchołek trójkąta dąży do prawego końca wskaz  $\underline{U}_s$ ) i kąt  $\varphi_{CS}$  miałby wartość  $-\pi/2$ . Amplituda napięcia  $u_C$  dążyłaby do zera, zaś kąt  $\Omega_2$  (dla którego występuje maksimum napięcia  $u_C$ ) dążyłby do  $\pi$ ;
- 2) dla  $R_d \rightarrow 0$  obwód uzyskałby charakter czysto pojemnościowy i  $\underline{U}_C = \underline{U}_s$  (wierzchołek trójkąta dąży do lewego końca wskaz  $\underline{U}_s$ ), a więc  $\varphi_{CS} = 0$ . Amplituda napięcia  $u_C$  dążyłaby do amplitudy napięcia  $u_s$ , zaś kąt  $\Omega_2$  dążyłby do 0.

### 3.3.c. Działanie diaka

Jak wiadomo, diak charakteryzuje się pewnym napięciem przełączania  $U_{BO}$  rzędu 30 V, po którego przekroczeniu przechodzi on w stan przewodzenia. W rozważanym obwodzie diak włączony jest między górną końcówkę kondensatora  $C_d$  a bramkę triaka T. Napięcie na diaku wynosi więc

$$u_D = u_C - u_{GT1} \quad (3.64)$$

Ponieważ w obwodzie bramki nie płynie prąd (oprócz zaniedbywalnego prądu upływu diaka), więc w przybliżeniu cały spadek potencjału  $u_C$  odkłada się na diaku.

**Kiedy napięcie  $u_C$  przekroczy wartość  $u_{BO}$  diaka, przyrząd ten załącza się, co oznacza zamknięcie obwodu  $C_d$ –D–G–MT1.** W wyniku tego w obwodzie tym płynie prąd  $i_G$  zasilany z kondensatora  $C_d$ . Po pewnym czasie kondensator rozładuje się i prąd przestanie płynąć. Jeżeli amplituda i czas trwania impulsu prądu  $i_G$  będą wystarczająco duże, to **triak załączy się i w jego obwodzie głównym (MT2–MT1) zacznie płynąć prąd**, tożsamy z prądem lampy  $i_o$ . Do lampy będzie więc dostarczana energia.

Po załączeniu diaka na kondensatorze utrzymuje się napięcie równe sumie napięcia diaka w stanie załączenia  $U_{on}$  i napięcia  $u_{GT1}$ .

**Kąt fazowy, dla którego napięcie  $u_C$  przekroczy napięcie przełączające diaka, zależy od dwóch czynników:**

- 1° kąta opóźnienia  $\varphi_{CS}$  napięcia  $u_C$  względem  $u_s$ ,
- 2° szybkości narastania napięcia  $u_C$ , która wynika z wielkości amplitudy tego napięcia.

Jak stwierdziliśmy analizując dzielnik  $R_d C_d$ , **na oba te czynniki ma wpływ bieżąca wartość rezystancji  $R_d$ .** Zmniejszenie  $R_d$  powoduje zmniejszenie kąta opóźnienia i zwiększenie amplitudy napięcia, a więc wartość  $U_{BO}$  jest osiągana szybciej (patrz rys. 20c). Zwiększenie  $R_d$  powoduje zwiększenie kąta opóźnienia i zmniejszenie amplitudy napięcia, a więc wartość  $U_{BO}$  jest osiągana wolniej. Tak więc zmieniając nastawę opornika  $R_d$  możemy uzyskać różne kąty załączania  $\alpha$ , a w konsekwencji **uzyskujemy wpływ na moc czynną dostarczaną do lampy.**

Dla poprawnego załączania wymagane jest, aby **amplituda napięcia  $u_C$  nigdy nie była mniejsza od napięcia  $U_{BO}$ .** Należy o to zadbać, odpowiednio dobierając wartości  $R_d$  i  $C_d$ . Wartości  $R_d$  i  $C_d$  powinny również zapewniać na tyle dużą impedancję  $Z_d$  (3.58), aby nie pobierał on dużego prądu z sieci, gdyż obniżyłoby to sprawność przekształtnika.

**Wartość  $R_d$  nie może nigdy być równa 0.** Oznaczałoby to bowiem wymuszenie między bramką a końcówką MT1 triaka napięcia zasilania  $u_s$ . Przekracza ono znacznie napięcie dopuszczalne  $U_{GM}$ , w związku z czym triak uległby zniszczeniu. W praktyce zapobiega się temu przez włączenie szeregowo z opornikiem regulowanym, opornika o stałej wartości. Wprowadza to niestety ograniczenie zakresu regulacji kąta załączania  $\alpha$ .

### 3.3.d. Układ zmodyfikowany

W ćwiczeniu zbadany zostanie układ nieco zmodyfikowany, którego schemat przedstawia rys. 19b. Różni się on sposobem włączenia dzielnika  $R_d C_d$ .

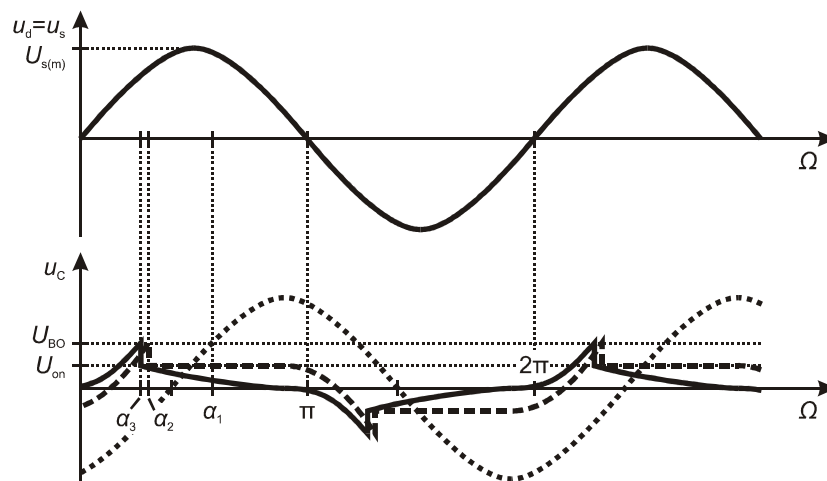
Na początku działanie układu jest identyczne jak analizowane wyżej. Ponieważ bowiem w obwodzie głównym nie płynie prąd ( $i_T = 0$ ), więc prąd lampy  $i_o$  jest równy niewielkiemu (w porównaniu ze znamionowym prądem lampy) prądowi dzielnika  $i_d$ . Tak więc lampa nie świeci. Ponieważ impedancja dzielnika  $Z_d$  (3.58) jest dużo większa od impedancji odbiornika, więc praktycznie całe napięcie sieci odkłada się na dzielniku, stąd założenie  $u_d = u_s$  może być nadal utrzymane. **Do załączenia triaka dochodzi więc w identyczny sposób, jak w układzie podstawowym.**

Po załączeniu triaka napięcie w jego obwodzie głównym  $u_T$  spada do niskiej wartości. Założenie  $u_d = u_s$  nie jest już spełnione, za to  $u_{Lp} \approx u_s$ . Natomiast  $u_d = u_T$ , co oznacza, że dzielnik jest zwierany przez obwód główny triaka o bardzo niskiej rezystancji w stanie przewodzenia. Wymusza to rozładowanie kondensatora i tym samym **dezaktywację dzielnika**. Jest to korzystne, gdyż utrudnia niepożądane załączenie triaka przy komutacji – przejściu prądu przez zero na drugą połówkę sinusoidy. Jak bowiem stwierdziliśmy, w układzie podstawowym dzielnik był stale zasilany napięciem sieci, co powodowało ciągły przepływ niewielkiego prądu przez bramkę triaka.

Dodatkowo, przejście diaka w stan przewodzenia następuje gwałtownie, co wywołuje stan nieustalony. W ćwiczeniu dla bezpieczeństwa użyjemy transformatora separacyjnego. Indukcyjność jego uzwojenia wtórny utworzyłaby z dzielnikiem  $R_d C_d$  obwód RLC, w którym w wyniku stanu nieustalonego powstałyby oscylacje. Mogłyby one doprowadzić do błędnego wyzwolenia triaka. Dezaktywacja dzielnika po załączeniu triaka powoduje, że oscylacje nie wystąpią, a napięcie na kondensatorze powoli spadnie do zera.

Przy okazji należy powiedzieć, że stan nieustalony spowodowany załączeniem diaka powoduje również zmianę przebiegu napięcia na kondensatorze. Po załączeniu diaka, napięcie na nim  $u_d$  równe jest pewnej w miarę stałej wartości  $U_{on}$ . Przy założeniu  $u_{GT1} \ll U_{on}$ , tyle samo wynosi również napięcie na kondensatorze  $u_C$  (rys. 21 – linia kreskowa) chyba, że w układzie zmodyfikowanym zdąży się on rozładować dzięki zwarcia przez triaka – wówczas napięcie  $u_C$  spada do wartości  $u_T \approx 0$  (rys. 21 – linia ciągła).

W każdym razie, na początku następnego półokresu napięcie  $u_C$  startuje z innego – bliższego zera – poziomu, niż to przedstawia rys. 20c i linia kropkowa na rys. 21. Napięcie przełączania zostanie więc osiągnięte szybciej, niżby to wynikało z wcześniejszej analizy. A więc i kąt załączania  $\alpha$  będzie mniejszy. Dla układu podstawowego będzie to  $\alpha_2$  zamiast  $\alpha_1$  (wartość dla samego dzielnika bez uwzględnienia załączania diaka). Ponieważ w układzie zmodyfikowanym napięcie  $u_C$  będzie jeszcze bliższe zera – ze względu na rozładowanie kondensatora, w tym przypadku kąt załączania  $\alpha_3$  będzie jeszcze mniejszy.



Rys. 21. Przebiegi w obwodzie sterowania po uwzględnieniu załączania diaka (skala napięcia  $u_C$  jest inna niż napięcia  $u_s$ ): linia kropkowa – bez uwzględnienia obecności diaka, linia przerywana – układ podstawowy, linia ciągła – układ zmodyfikowany





## 4. Pomiary

---

### 4.1. Układ pomiarowy

#### Opis układu

**Moment, w którym należy przystąpić do łączenia układu jest jasno wskazany w dalszym ciągu instrukcji. Nie należy tego czynić przed zapoznaniem się z wcześniej podanymi informacjami ani przed wykonaniem wcześniejszych poleceń.**

Badany układ wraz z niezbędnymi miernikami przedstawia rys. 22, na którym:

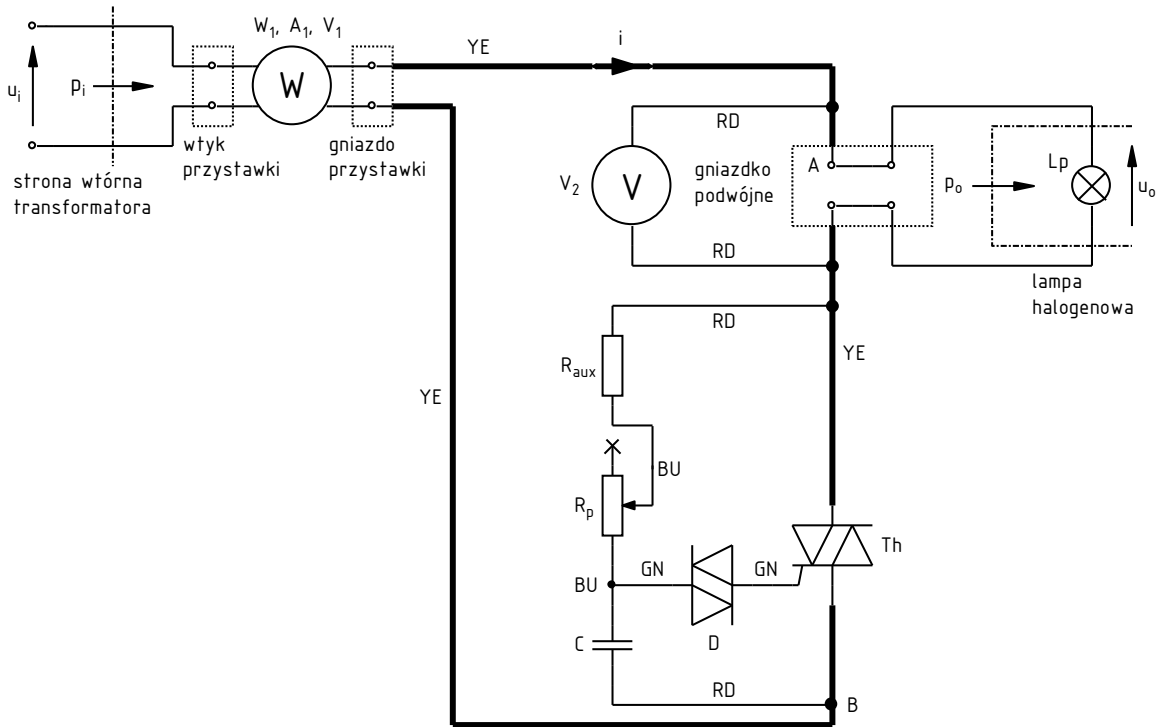
- $L_p$  – halogenowa lampa żarowa  $P_n = 150 \text{ W}$ ,  $U_n = 230 \text{ V}$ ,
- $R_p$  – potencjometr  $470 \text{ k}\Omega$ ,  $P_n = 1/4 \text{ W}$ ,
- $R_{aux}$  – opornik pomocniczy  $10 \text{ k}\Omega$ ,  $P_n = 1/4 \text{ W}$ ,
- $C$  – kondensator foliowy  $100 \text{ nF}$ ,  $U_n = 250 \text{ V}$  (napięcie przemienne) lub  $630 \text{ V}$  (napięcie stałe),
- $D$  – diak DB3,
- $Th$  – triak BT136-600,
- $W_1$  – multimetr cyfrowy z funkcją watomierza (M-3860M),
- $V_2$  – woltomierz cyfrowy rzeczywistej wartości skutecznej (oznaczenie *True RMS* – M-3660D).

Układ będzie zasilany napięciem przemiennym  $u_i$  z sieci energetycznej niskiego napięcia  $230 \text{ V}$ ,  $50 \text{ Hz}$ , poprzez transformator separacyjny o przekładni ok. 1:1.

Za pomocą oscyloskopu mierzony będzie prąd  $i$  – za pomocą sondy prądowej, oraz napięcie wejściowe  $u_i$  – za pomocą sondy napięciowej. Sonda napięciowa zostanie przyłączona poprzez odpowiednie wtyki do punktów oznaczonych na rys. 22 jako A i B.

## Działanie i użycie multimetru z funkcją watomierza

Działanie wykorzystywanego watomierza opiera się na jednoczesnej **rejestracji wartości chwilowych napięcia i prądu** w danym miejscu obwodu w kolejnych chwilach czasowych. Wyniki są poddawane **przetwarzaniu obejmującemu wymnożenie i uśrednienie**, w rezultacie czego otrzymuje się wartość średnią mocy chwilowej – moc czynną. Długość przedziału uśredniania jest rzędu 100 ms, z czym związane jest widoczne opóźnienie wyświetlenia wyniku; należy mieć to na uwadze podczas nastawiania mocy odbiornika.



Rys. 22. Schemat elektryczny badanego układu

Pomiar mocy wymaga więc jednoczesnego użycia wewnętrznych obwodów woltomierza i amperomierza. Odpowiednie ich włączenie w obwód ułatwia **przystawka w formie wtyk-gniazda z bocznym doprowadzeniem do multimetru**. Wtyk przystawki włącza się do źródła zasilania, natomiast do gniazda przyłącza się dalszą część obwodu, tj. od strony odbiornika. Doprowadzenie do multimetru posiada zintegrowaną końcówkę z trzema wtykami, które należy umieścić w gniazdach miernika tak, aby podpisy na końcówce i na obudowie miernika były zgodne.

W związku z tym, że do wyznaczenia mocy czynnej konieczna jest rejestracja próbek napięcia i prądu, multimetr może w prosty sposób wyznaczyć jednocześnie także wartość skuteczną prądu wejściowego (co na rys. 22 symbolizuje oznaczenie  $A_1$ ) i wartość skuteczną napięcia wejściowego ( $V_1$ ). Używany miernik, gdy pracuje w trybie watomierza, **wyświetla na swoim ekranie wszystkie trzy wartości (moc czynną, prąd skuteczny, napięcie skuteczne)** jednocześnie.

## 4.2. Konfiguracja układu

1. Odłącz biały przedłużacz od sieci i zwolnij wszystkie jego gniazda. W jedno z gniazd włącz wtyk strony pierwotnej transformatora separacyjnego, poprzez układ łagodnego rozruchu. Gniazdo strony wtórnej transformatora pozostaw wolne.
2. Uznając lampę halogenową za odbiornik czysto rezystancyjny, ze wzoru na moc czynną dwójnika rezystancyjnego oblicz wartość skuteczną prądu, jaki popłynie w układzie po zasileniu z sieci 230 V przy załączonym triaku traktowanym jak łącznik idealny (zerowe napięcie między końcówkami głównymi).
3. Mierniki na razie pozostaw wyłączone.
4. Połącz układ zgodnie z rys. 22 (nadal nie włączając przedłużacza do sieci ani przystawki watomierza do gniazda strony wtórnej transformatora) i poniższymi wytycznymi:

**Jeżeli wtyk przewodu zatnie się w gnieździe (szczególnie w gniazdach typu sieciowego), nie należy go siłą wyrwać ruchem prostoliniowym do góry, ale wykręcić obracając wokół osi i jednocześnie delikatnie ciągnąc w górę. Inne postępowanie doprowadzi do zniszczenia wtyku.**

- a) Użyj przewodów z izolowanymi (za wyjątkiem przewodów włączanych do standardowych gniazd sieciowych) wtykami posiadającymi dodatkowe gniazdo umożliwiające tworzenie wielu połączeń w jednym punkcie.
  - b) Zastosuj kolory zgodnie z rys. 22:
    - żółty (YE) i czerwony (RD) dla części wysokonapięciowej,
    - zielony (GN) dla obwodu bramki triaka,
    - niebieski (BU) dla reszty układu sterowania.
  - c) Na początku połącz obwód prądowy – wzdłuż drogi przepływu prądu głównego *i* (zaznaczonej pogrubieniem na rys. 22). Dopiero następnie dołącz obwód sterowania i woltomierz.
  - d) Użyj odpowiednich gniazd mierników zgodnie z pożądanymi funkcjami oraz danymi układu podanymi wyżej i ustalonymi w pkt. 2.
5. Ślizgacz potencjometru ustaw mniej więcej w połowie zakresu.
  6. Przyłącz do układu sondę napięciową:
    - a) do kanału 2 oscyloskopu przyłącz sondę napięciową o tłumieniu 100:1;
    - b) w punktach oznaczonych na rys. 22 jako A i B (nie w jakichkolwiek innych punktach układu, nawet jeżeli znajdują się na tym samym potencjale) włącz pojedyncze wtyki umożliwiające przyłączenie sondy napięciowej;
    - c) przyłącz sondę do wtyków w taki sposób, by mierzyć napięcie wejściowe  $u_i$  zgodnie z jego zwrotem na rys. 22.
  7. Poproś prowadzącego o sprawdzenie połączeń. W międzyczasie wykonaj punkty 8-10.
  8. Włącz komputer. Po zakończeniu logowania, włącz oscyloskop i w razie potrzeby skonfiguruj połączenie z komputerem zgodnie z instrukcją dostępną na stanowisku.
  9. Za pomocą programu do komunikacji z oscyloskopem, wczytaj do oscyloskopu ustawienia początkowe:
    - przejdź do zakładki *Get & Send Settings*,
    - wciśnij *Open* i wczytaj plik *ustawienia\_2u\_tbs1052.set*,
    - wciśnij *Send Settings* (nie *Send to multiple*),
    - wróć do zakładki *Screen Capture*,

- upewnij się, że w dolnej części ekranu aktywne są pomiary wartości maksymalnej (*Maximum*) i skutecznej (*RMS*) przebiegu z kanału 1 oraz częstotliwości przebiegu z kanału 2, w przeciwnym razie ponownie wczytaj ustawienia.

10. Przygotuj do użycia sondę prądową:

- a) do kanału 1 oscyloskopu przyłącz sondę prądową w sposób podany w instrukcji dostępnej na stanowisku;
- b) skonfiguruj sondę prądową według procedury opisanej w instrukcji;
- c) zamknij sondę wokół dowolnego przewodu wiodącego prąd główny (lampy) i zgodnie z jego zwrotem na rys. 22.

### 4.3. Wykonanie pomiarów

#### Charakterystyki przetwarzania energii

1. Włącz mierniki cyfrowe i skonfiguruj je:
  - a) pokrętkiem wybierz odpowiednią funkcję multimetru  $W_1$ ;
  - b) pokrętkiem wybierz odpowiednią funkcję i zakres (zgodnie z danymi układu podanymi wyżej) multimetru  $V_2$ ;
  - c) na multimetrze  $V_2$  uaktywnij funkcję pomiaru składowej przemiennej – przycisk *AC/DC* (o aktywacji świadczy wskaźnik „AC” na wyświetlaczu).

**Jeżeli powyższy multimetr wyłączy się w trakcie wykonywania ćwiczenia, po jego ponownym włączeniu wybór powyższej funkcji należy ponowić. W przeciwnym razie uzyskiwane wyniki będą bezużyteczne.**

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

**Podczas wykonywania pomiarów:**

Nie należy dotykać jakichkolwiek elementów układu pomiarowego w czasie, gdy jest on zasilony. W szczególności nie należy dotykać końcówek sondy napięciowej i wtyków, do których jest ona przyłączona, elementów znajdujących się między górną i dolną płytą każdego z blozków konstrukcyjnych, a także metalowej obudowy lampy halogenowej. Grozi porażeniem!

Nie należy dokonywać jakichkolwiek przełączeń w układzie w czasie, gdy jest on zasilony! Dotyczy to również sondy napięciowej i wtyków, do których jest ona przyłączona!

Odłączenia układu od sieci należy zawsze dokonywać przez wyjęcie wtyku przystawki watomierza z gniazda strony wtórnej transformatora separacyjnego. Transformator może pozostać włączony do sieci pod warunkiem zachowania ostrożności, w tym niedotykania samego transformatora ani listew zaciskowych, do których przyłączone są przewody.

**Uwaga!**

**Przed przystąpieniem do wykonywania dalszych kroków należy obowiązkowo uzyskać wyraźną akceptację połączeń przez prowadzącego.**

2. Włącz biały przedłużacz do głównej listwy zasilającej stanowiska laboratoryjnego. Następnie włącz przystawkę watomierza do gniazda strony wtórnej transformatora.
3. Upewnij się, że na ekranie oscyloskopu pojawiły przebiegi napięcia i prądu o kształtach zgodnych z zasadą działania badanego układu (por. rys. 18). Konieczne może być wypróbowanie innej nastawy potencjometru ściemniacza, a także dostosowanie nastaw oscyloskopu:
  - a) podstawę czasu – tj. skalę poziomą – (pokrętko *Horizontal Scale*) ustaw tak, aby na ekranie obserwować mniej więcej 1 okres przebiegów;
  - b) wzmocnienie – tj. skalę pionową – kanałów 1 i 2 (pokrętki *Vertical Scale*) ustaw tak, aby przebiegi w maksymalnym stopniu wypełniały ekran w pionie, ale poza niego nie wykaczały.
4. Ustaw potencjometr w pozycji dającej maksymalną moc wyjściową (a więc maksymalne natężenie oświetlenia).

5. Dla 10-15 punktów w miarę równo rozłożonych między skrajnymi położeniami ślizgacza potencjometru, dla których na oscyloskopie obserwowane jest stabilne przewodzenie prądu (w obu półokresach, przy stałym kącie opóźnienia), zmierz i zanotuj:

**Dla każdego punktu pomiarowego należy wykonać wszystkie poniższe podpunkty, a dopiero następnie przejść do następnego punktu pomiarowego!**

- a) moc czynną wejściową  $P_i$  – wskazanie miernika  $W_1$ ;

Jak wspomniano w podrozdz. 4.1, multimetr  $W_1$  pracując w trybie watomierza wyświetla na swoim ekranie jednocześnie moc czynną, prąd skuteczny i napięcie skuteczne. W związku z tym w celu odczytu wartości skutecznej prądu lub napięcia nie należy zmieniać trybu pracy pokrętkiem na amperomierz czy woltomierz.

**Zgodnie z opisaną w podrozdz. 4.1 zasadą działania watomierza cyfrowego, wskazanie jest odświeżane w stosunkowo długich odstępach czasu. Po zmianie mocy w układzie właściwe nowe wskazanie uzyskuje się dopiero po jego ustaleniu się, co może trwać do kilku sekund.**

- b) prąd skuteczny  $I$  – wskazanie miernika  $A_1$ ;  
 c) napięcie skuteczne wejściowe  $U_i$  – wskazanie miernika  $V_1$ ;  
 d) napięcie skuteczne wyjściowe (na lampie)  $U_o$  – wskazanie miernika  $V_2$ ;  
 e) długość odcinka czasu  $\Delta t_\alpha$  odpowiadającego kątowi fazowemu opóźnienia załączania triaka  $\alpha$  – wykorzystaj funkcję kursorów na oscyloskopie aktywując je w następujący sposób:
- wciśnij przycisk *Cursor*;
  - o ile to konieczne, pierwszym od góry przyciskiem obok ekranu i pokrętkiem *Multipurpose* wybierz *Type: Time*;
  - o ile to konieczne, drugim przyciskiem obok ekranu i pokrętkiem *Multipurpose* wybierz *Source: Ch1*;
  - odpowiednim przyciskiem obok ekranu wybierz *Cursor1* i przesun kursor 1 pokrętkiem *Multipurpose*, a następnie postąp analogicznie z kursorem 2 tak, aby kursory objęły odcinek nieprzewodzenia prądu;
  - wskazanie  $\Delta \dots s$  z prawej strony ekranu jest szukaną długością  $\Delta t_\alpha$ .

**Należy upewnić się, że w wyniku wykonania powyższego punktu zostały zarejestrowane dane dla punktu pomiarowego odpowiadającego maksymalnej mocy wyjściowej.**

### Działanie układu w dziedzinie czasu

6. Ustaw potencjometr  $R_p$  w pozycji dającej maksymalną moc wejściową. Zapisz wartość tej mocy  $P_{i(\max)}$ . Zanotuj wskazania  $A_1$  (wartość skuteczną prądu  $I$ ) i  $V_2$ . Na ich podstawie oblicz i zanotuj bieżącą (a więc maksymalną) moc czynną wyjściową  $P_{o(\max)}$ .
7. Dostosuj podstawę czasu oscyloskopu (*Horizontal Scale*) tak, aby na ekranie obserwować 4-5 okresów przebiegu.
8. Pobierz oscylogram na komputer i zapisz do pliku:
- w programie OpenChoice Desktop przejdź do zakładki *Screen Capture*,
  - kliknij *Get Screen*,
  - kliknij *Save As*,
  - w polu *Zapisz jako format* wybierz PNG,
  - wybierz lokalizację pliku i nadaj mu nazwę,
  - zaakceptuj myszą (nie klawiszem *Enter*, gdyż to spowodowałoby ponowną aktywację przycisku *Save As*).
9. Nie zmieniając niczego w obwodzie, na sondzie prądowej ani na oscyloskopie, ustaw potencjometr  $R_p$  w pozycji dającej ok. 50% maksymalnej mocy czynnej wejściowej  $P_{i(\max)}$

zannotowanej w pkt. 6. Zanotuj wskazania  $A_1$  (wartość skuteczną prądu  $I$ ) i  $V_2$ . Na ich podstawie oblicz i zanotuj bieżącą moc czynną wyjściową  $P_o$ .

10. Powtórz pkt 8.
11. Odepnij od przewodu sondę prądową. W przypadku sondy z zasilaniem bateryjnym, wyłącz ją przełącznikiem *ON/OFF*.

### **Zakończenie badań**

12. Odłącz układ od sieci w następującej kolejności:
  - a) wyjmij wtyk przystawki watomierza z gniazda strony wtórnej transformatora;
  - b) wyjmij wtyk przedłużacza z gniazda głównej listwy zasilającej;
  - c) wyjmij wtyk transformatora, wraz z układem łagodnego startu, z przedłużacza.
13. Usuń pozostałe połączenia.
14. Na oscyloskopie wyłącz tryb uśredniania – wciśnij *Acquire* i przyciskiem ekranowym wybierz *Sample*.





## 5. Opracowanie wyników

---

### 5.1. Charakterystyki elektryczne

#### Charakterystyki sterowania

1. Dla każdego punktu pomiarowego oblicz:
  - a) kąt fazowy opóźnienia załączania triaka  $\alpha$  używając zmierzonych długości odcinka czasu  $\Delta t_\alpha$  oraz częstotliwości sieci, którą należy odczytać z dowolnego z zarejestrowanych oscylogramów (wskazanie *Frequency*) – w oparciu o zależność (3.24), przy czym po uzyskaniu wyniku w radianach należy go przeliczyć na stopnie i w dalszym ciągu posługiwać się już tą ostatnią jednostką;
  - b) moc pozorną wejściową  $S_i$  – z definicji (patrz instrukcja 0, par. 2.4.c), używając zmierzonych wartości prądu  $I$  oraz napięcia  $U_i$ ;
  - c) moc czynną wyjściową  $P_o$  – używając zmierzonych wartości  $U_o$  i  $I$  oraz uwzględniając, że lampa halogenowa jest odbiornikiem czysto rezystancyjnym (patrz instrukcja 0, par. 2.2.c);
  - d) względną wartość skuteczną prądu  $I_r$  – z definicji (3.9), przy czym za wartość maksymalną należy uznać maksymalną zmierzoną;
  - e) względną wartość mocy czynnej wyjściowej  $P_{or}$  – z definicji (3.7), przy czym za wartość maksymalną należy uznać maksymalną zmierzoną;
  - f) rezystancję lampy  $R_p$  – używając zmierzonych wartości  $U_o$  i  $I$ .
2. Wypełnij część 1 sprawozdania (kolumny  $\eta$  i  $\lambda$  w tabeli wyników pozostaw na razie puste).

#### Charakter odbiornika

3. Wypełnij część 2 sprawozdania.

### **Wpływ nieliniowości odbiornika na charakterystyki przekształtnika**

4. \* Wypełnij część 3 sprawozdania.

### **Zasada sterowania mocą wyjściową**

5. Wypełnij część 4 sprawozdania.

### **Jakość przetwarzania energii**

6. Dla każdego punktu pomiarowego oblicz:
  - a) sprawność energetyczną przekształtnika  $\eta$  z definicji (patrz instrukcja 0, par. 2.6.b);
  - b) współczynnik mocy układu przekształtnik-odbiornik  $\lambda$  z definicji (patrz instrukcja 0, par. 2.4.b).
7. Uzyskane wyniki dodaj do tabeli w części 1 sprawozdania. W odpowiednim miejscu dodaj wykorzystane wzory.
8. Wypełnij część 5 sprawozdania.

### **5.2. Zastosowanie triaka**

1. Wypełnij część 6 sprawozdania.

## 6. Wymagana wiedza

---

### 6.1. Przygotowanie do wykonania ćwiczenia

- Schemat i ogólna zasada działania sterownika fazowego prądu przemiennego (wyłącznie z punktu widzenia obwodu głównego – bez obwodu sterowania). (par. 3.1.b, 3.2.a, 3.2.b, 3.2.c)

### 6.2. Zakres kolokwium

1. Definicja mocy chwilowej i wzór dla mocy elektrycznej. Moc czynna. Zależność energii od mocy chwilowej i czynnej. Wartość skuteczna i jej interpretacja. Moc czynna dwójnika rezystancyjnego. (instrukcja 0, par. 2.2)
2. Współczynnik mocy, moc pozorna, moc bierna, ich interpretacje i znaczenie w systemach zasilania elektrycznego. Przypadek odbiornika impedancyjnego liniowego i przypadek ogólny. Sprawność energetyczna i jej interpretacja. (instrukcja 0, par. 2.4, 2.6)
3. Schemat i ogólna zasada działania sterownika fazowego prądu przemiennego (z punktu widzenia obwodu głównego – bez obwodu sterowania). Charakterystyki: mocy czynnej wyjściowej, współczynnika mocy i sprawności (w postaci graficznej – bez wzorów). Zalety lub wady dla użytkownika końcowego i dla właściciela sieci energetycznej. (par. 3.1.b, 3.2.a–3.2.c; sprawozdanie)
4. Tyrystory. Symbol, końcówki główne, końcówka sterująca. Charakterystyki statyczne obwodu głównego z zaznaczeniem stanów pracy dla tyrystora konwencjonalnego i triaka. Charakterystyczne cechy poszczególnych stanów pracy (czym objawiają się na zewnątrz – bez opisu zjawisk fizycznych wewnątrz struktury). (par. 2.1.a–2.1.e, 2.4.a)
5. Mechanizmy załączania i wyłączania tyrystorów (z punktu widzenia napięć i prądów obserwowanych na końcówkach przyrządu – bez opisu zjawisk fizycznych wewnątrz struktury). Mechanizmy obserwowane w zbadanym przekształtniku. (par. 2.2, 2.3.b–2.3.c, 2.4.d; sprawozdanie)

## 7. Literatura

---

- [1] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.
- [2] Benda V., Gowar J., Grant D. A.: *Power Semiconductor Devices: Theory and Applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 1999.
- [3] Luciński J.: *Układy z tyrystorami dwukierunkowymi*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1982.
- [4] Luciński J.: *Układy tyrystorowe*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1972.
- [5] Barlik R., Nowak M.: *Technika tyrystorowa*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1994.