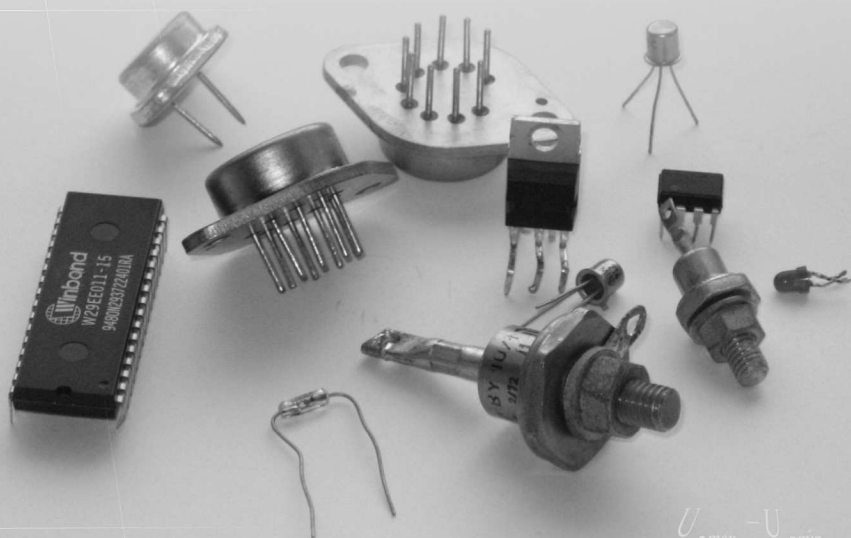


JÓZEF BIEGALSKI, LECH KACZMAREK,  
JERZY PIETRUSZEWSKI, JERZY ZDANOWSKI

# PRZYRZĄDY PÓŁPRZEWODNIKOWE



$$r_z = \frac{U_{z \max} - U_{z \min}}{I_{z \max} - I_{z \min}}$$

INSTRUKCJE LABORATORYJNE

KOLEGIUM KARKONOSKIE  
w Jeleniej Górze  
(Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa)  
WYDZIAŁ TECHNICZNY



# **PRZYRZĄDY PÓŁPRZEWODNIKOWE**

**INSTRUKCJE LABORATORYJNE**

Józef Biegalski  
Lech Kaczmarek  
Jerzy Pietruszewski  
Jerzy Zdanowski

Jelenia Góra, 2008

**RADA WYDAWNICZA KOLEGIUM KARKONOSKIEGO**

**Tomasz Winnicki (przewodniczący), Grażyna Baran,  
Izabella Błachno, Aleksander Dziuda, Krzysztof Malczuk,  
Kazimierz Stąpór, Józef Zaprucki**

**RECENZENT**

**Zbigniew Kowalski**

**PROJEKT OKŁADKI**

**Barbara Mączka**

**PRZYGOTOWANIE DO DRUKU**

**Barbara Mączka**

**DRUK I OPRAWA**

**ALEX, Drukarnia Wydawnictwo  
ul. Chałubińskiego 20a, 58-570 Jelenia Góra**

**WYDAWCA**

**Kolegium Karkonoskie w Jeleniej Górze**

**ISBN 978-83-926801-3-0**

**Niniejsze wydawnictwo można nabyć w Bibliotece i Centrum Informacji Naukowej  
Kolegium Karkonoskiego w Jeleniej Górze, ul. Lwówecka 18, tel. 075 645 33 52**

## Spis treści

Przedmowa	5
Podstawowe zasady postępowania w laboratorium	7
1. CZĘŚĆ I: PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE I	9
1.1. Badanie krzemowego złącza PN	10
1.2. Badanie germanowego złącza PN	21
1.3. Projekt stabilizatora napięcia na diodzie Zenera	28
1.4. Badanie stabilizatora napięcia	37
1.5. Wpływ światła na charakterystyką prądowo-napięciową złącza PN	39
1.6. Wpływ temperatury na charakterystykę prądowo-napięciową złącza PN	44
2. CZĘŚĆ II: PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE II	51
2.1. Badanie tranzystora bipolarnego w układzie WE	52
2.2. Badanie tranzystora bipolarnego w układzie WB	57
2.3. Badanie charakterystyk statycznych tranzystorów unipolarnych	63
2.4. Badanie właściwości dynamicznych tyrystora	69
2.5. Pomiary częstotliwości granicznych tranzystora bipolarnego	74
2.6. Badanie elementów optoelektronicznych	80
2.7. Pomiar charakterystyk statycznych układów cyfrowych TTL	89
2.8. Badanie wzmacniaczy operacyjnych	95
2.9. Praca impulsowa tranzystora bipolarnego	104
2.10. Praca impulsowa tranzystora unipolarnego	110
2.11. Praca impulsowa diody	114
2.12. Diody pojemnościowe	119
Literatura	124



## Przedmowa

Skrypt „Przyrządy półprzewodnikowe – instrukcje laboratoryjne” przeznaczony jest dla słuchaczy Wydziału Technicznego Kolegium Karkonoskiego, realizujących zajęcia w Laboratorium Przyrządów Półprzewodnikowych. Skrypt podzielony jest na dwie części. Część pierwsza „Przyrządy półprzewodnikowe I” autorstwa: Jerzego Zdanowskiego, Jerzego Pietruszewskiego i Józefa Biegalskiego oraz druga „Przyrządy półprzewodnikowe II” autorstwa: Józefa Biegalskiego i Lecha Kaczmarka. Wydanie w jednym tomie obu zestawów podyktowane jest potrzebami praktycznego gospodarowania dostępnymi zasobami wydawniczymi nie mniej jednak jest to też uzasadnione korzyściami dydaktycznymi. Wykonanie ćwiczeń rozłożone jest na dwa semestry.

Część pierwsza obejmuje badanie podstawowych struktur półprzewodnikowych w postaci złącza PN. Ćwiczenia laboratoryjne obejmują: pomiary charakterystyk napięciowo-prądowych, badanie wpływu światła i temperatury na złącze krzemowe i germanowe. Wykonywany jest też projekt i badanie zaprojektowanego stabilizatora napięcia na diodzie Zenera. Instrukcje zawierają przykłady sporządzania wykresów badanych funkcji i wyznaczania na ich podstawie parametrów charakterystycznych.

Natomiast w części drugiej opisane są badania: tranzystorów, diod, tyrystora, elementów optoelektrycznych, wzmacniacza operacyjnego oraz właściwości dynamicznych elementów półprzewodnikowych. Dla ułatwienia wykonania ćwiczenia instrukcje zawierają tabele pomiarowe, które mają sugerować zakres zmienności badanych funkcji.

Publikacja zawiera: regulamin zajęć w pracowni, zasady BHP i opisy ćwiczeń laboratoryjnych. Ze względu na dość obszerną i pracochłonną problematykę niektórych ćwiczeń istnieje możliwość wykonania części zadań

pomiarowych. Jednak decyzję o stopniu realizacji zadania pomiarowego podejmuje prowadzący zajęcia, uwzględniając przygotowanie teoretyczne studentów i ich umiejętności praktyczne.

Głównym celem ćwiczeń jest praktyczne zapoznanie się z metodami pomiarowymi stosowanymi przy pomiarach charakterystyk przyrządów półprzewodnikowych. Treści programowe realizowane podczas ćwiczeń w laboratorium półprzewodników mają zagwarantować efekty kształcenia polegające na uzyskaniu wiedzy w zakresie budowy i działania przyrządów półprzewodnikowych oraz umiejętności doboru odpowiednich przyrządów półprzewodnikowych do realizacji konkretnych zadań w praktyce zawodowej w oparciu o nabytą wiedzę, podręczniki i katalogi.

Efektami kształcenia w laboratorium półprzewodników ma być uzupełnienie i utrwalenie wiedzy w zakresie budowy i działania przyrządów półprzewodnikowych oraz nabycie umiejętności doboru odpowiednich elementów półprzewodnikowych do realizacji konkretnych zadań w praktyce zawodowej.

## **Podstawowe zasady postępowania w laboratorium**

Przygotowanie do odbycia zajęć laboratoryjnych:

Poprawna realizacja postawionych w trakcie odbywania zajęć laboratoryjnych zadań wymaga od studenta przygotowania, które powinno obejmować:

- dokładne zapoznanie z instrukcją do ćwiczenia,
- odświeżenie wiadomości teoretycznych dotyczących rozpatrywanego w zadaniu problemu,
- przygotowanie wzoru protokołu pomiarów (tabel),
- odbycie przed realizacją ćwiczenia kolokwium sprawdzającego.

W celu zapewnienia bezpieczeństwa pracy w laboratorium należy:

- zaznajomić się z umiejscowieniem wyłączników napięcia zasilającego stanowisko oraz wyłącznika głównego,
- przed przystąpieniem do montowania układu sprawdzić, czy źródła zasilania układów są wyłączone,
- nie używać uszkodzonych przewodów łączących,
- nie włączać napięcia zasilającego układ pomiarowy bez zgody prowadzącego,
- usunąć ze stanowiska wszystkie zbędne przedmioty,
- nie dotykać w czasie pomiarów nie izolowanych elementów będących pod napięciem,
- dokonać montażu układu pomiarowego by zapewnić jak najkrótsze połączenia między elementami, przejrzyste, zgodne ze schematem pomiarowym rozmieszczenie przyrządów (ułatwia to sprawdzenie połączeń i obserwację wskazań),
- włączenie napięcia poprzedzić uprzedzeniem współpracujących przy stanowisku osób,



- w wypadku zauważenia zmian w układzie, mogących spowodować uszkodzenie urządzeń lub stworzyć niebezpieczeństwo porażenia, należy natychmiast wyłączyć napięcie zasilające i powiadomić o sytuacji prowadzącego. W celu dokonania zmian w układzie pomiarowym zasilanym napięciem bezpiecznym (do 25 V napięcia przemiennego i do 60 V napięcia stałego) nie trzeba wyłączać napięć zasilających badany układ i nie jest konieczne w takiej sytuacji wyłączenie z sieci przyrządów pomiarowych,
- właściwie dobrać zakresy pomiarowe przyrządów,
- rozłączać obwody po ustawieniu zasilaczy na minimum napięcia i ich wyłączeniu. Demontaż przeprowadzamy od strony źródeł zasilania.

W razie porażenia osoby prądem elektrycznym w pierwszej kolejności należy uwolnić porażonego spod działania prądu i powiadomić prowadzącego zajęcia, w razie potrzeby udzielić pierwszej pomocy (np. masażu serca i sztucznego oddychania) i powiadomić lekarza.

W przypadku powstania pożaru należy:

- wyłączyć napięcie zasilania,
- powiadomić współuczestników zajęć o niebezpieczeństwie,
- przystąpić do gaszenia pożaru za pomocą dostępnych środków gaśniczych. Nie wolno gasić pożarów urządzeń elektrycznych wodą czy gaśnicami pianowymi, ponieważ próba gaszenia niewłaściwymi środkami gaśniczymi może zakończyć się porażeniem osoby gaszącej,
- powiadomić straż pożarną.

**CZĘŚĆ I**

**PRZYRZĄDY PÓŁPRZEWODNIKOWE I**

## Ćwiczenie nr 1/1

**Badanie krzemowego złącza PN**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z charakterystyką prądowo-napięciową diody zawierającej krzemowe złącze PN, nabycie umiejętności pomiaru tej charakterystyki metodą techniczną oraz wyznaczania elementów schematu zastępczego złącza rzeczywistego na podstawie charakterystyki.

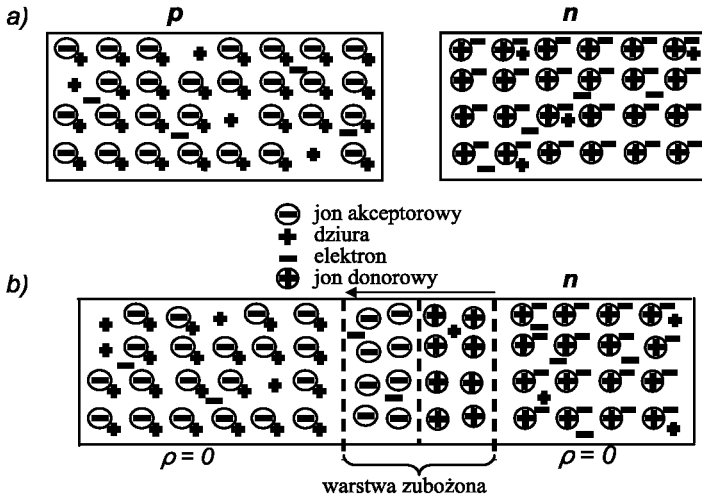
## Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Właściwości materiałów półprzewodnikowych, mechanizmy powstawania nośników prądu w tych materiałach, ruch tych nośników.
2. Powstawanie złącza PN: obszaru ładunku przestrzennego (obszaru zubożonego), bariery potencjału (napięcia dyfuzyjnego  $U_D$ ).
3. Złącze PN w stanie przewodzenia i w stanie zaporowym – przepływ prądu, charakterystyka złącza idealnego i rzeczywistego, wzory opisujące przebieg tych charakterystyk.
4. Energetyczny model pasmowy złącza.

## Wprowadzenie

W obszarze styku półprzewodnika typu P (akceptorowego) z półprzewodnikiem typu N (donorowym) występuje dyfuzja nośników większościowych (odpowiednio dziur i elektronów) ze strony, gdzie ich koncentracja jest wysoka na stronę o niskiej koncentracji. W konsekwencji tego odpływu nośników i następnie ich rekombinacji z nośnikami większościowymi drugiej strony powstaje obszar zubożony złącza (pozbawiony nośników większościowych) (rys. 1.1). W obszarze tym pozostaje nieskompensowany ładunek przestrzenny unieruchomionych w sieci krystalicznej zjonizowanych

jonów akceptorów i donorów (stąd obszar ten zwany jest także obszarem ładunku przestrzennego). Proces dyfuzji nośników prowadzi więc do powstania w obszarze złącza pola elektrycznego (i bariery potencjału)  $E_k$  utrudniającego dalszą dyfuzję nośników. Wytwarza się stan równowagi – w powstałej warstwie zaporowej złącza występuje napięcie dyfuzyjne  $U_D$ , przy którym zrównuje się szczytkowy prąd dyfuzji nośników większościowych (w warunkach utrudnionego przepływu) i prąd nośników mniejszościowych (których przepływowi napięcie dyfuzyjne sprzyja); wypadkowy prąd ma zerowe natężenie. Grubość warstwy zaporowej złącza jest niewielka (np. 1  $\mu\text{m}$ ) i w złączu skokowym zależy od koncentracji domieszek, malejąc ze wzrostem ich koncentracji.



Rys. 1.1. Powstawanie obszaru zubożonego w złączu PN:

a) struktury akceptorowa i donorowa przed połączeniem, b) po złączeniu

Dołączając zewnętrzne źródło napięcia  $U_{zasil}$  do zacisków diody tak, by wywołane tym pole elektryczne w obszarze złącza miało ten sam zwrot co  $E_k$  powodujemy sumowanie tych pól, co z kolei prowadzi do poszerzenia warstwy zaporowej złącza i tym samym zwiększenia oporu elektrycznego. Płynie wówczas bardzo mały prąd wsteczny, oznaczany jako  $I_s$  (prąd nasycenia).

Odwrotne podłączenie zewnętrznego źródła napięcia powoduje powstanie pola przeciwnego do  $E_k$ , warstwa zaporowa złącza zwęża się, bariera potencjału obniża się co ułatwia dyfuzję nośników większościowych. Płyne dość znaczny prąd przewodzenia.

Natężenie prądu  $I$  płynącego przez idealne złącze PN jako funkcję napięcia polaryzującego złącze  $U$  przedstawia wzór Shockley'a (1.1):

$$I = I_s \left[ \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right] = I_s \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - I_s \quad (1.1)$$

gdzie: prąd nasycenia  $I_s = eS(D_n n_p / L_n + D_p p_n / L_p)$ ,  $T$  – temperatura,  $e$  – ładunek elementarny  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  C,  $k$  – stała Boltzmanna  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K,  $S$  – powierzchnia złącza,  $D_n$  i  $D_p$  stałe dyfuzji elektronów i dziur,  $L_n$  i  $L_p$  – drogi dyfuzji elektronów i dziur,  $n_p$  i  $p_n$  – koncentracje nośników mniejszościowych.

Natomiast natężenie prądu płynącego przez rzeczywiste złącze PN zależy ponadto od następujących czynników:

- a) rezystancji szeregowej diody,
- b) zjawisk generacji i rekombinacji w obszarze złącza,
- c) zjawisk powierzchniowych,
- d) zjawisk przebicia.

Przy polaryzacji złącza rzeczywistego w kierunku przewodzenia oprócz prądu dyfuzyjnego należy uwzględnić prąd rekombinacji  $I_{rek}$  (związany z rekombinacją nośników prądu w obszarze złącza) oraz spadek napięcia na rezystancji szeregowej diody  $R_s$ , tj. na rezystancji półprzewodnika poza obszarem złącza i na innych elementach konstrukcyjnych diody (kontakty metal-półprzewodnik, doprowadzenia, elementy oprawki).

Prąd rekombinacji zależy od koncentracji centrów rekombinacji w obszarze złącza i może być zapisany wzorem:

$$I_{rek} = I' [\exp\left(\frac{eU}{2kT}\right) - 1] \quad (1.2)$$

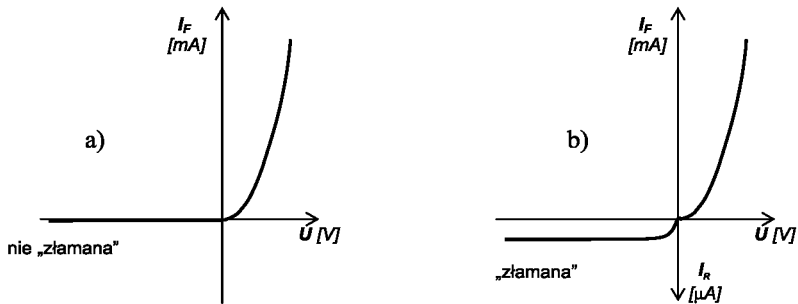
gdzie  $I'$  jest wielkością analogiczną do  $I_s$  we wzorze (1.1)

Prąd ten dodaje się do prądu dyfuzyjnego idealnego złącza PN.

Wypadkowy prąd złącza w kierunku przewodzenia  $I_F$  można zapisać jako sumę:

$$I_F = I + I_{rek} = I_s [\exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1] + I' [\exp\left(\frac{eU}{2kT}\right) - 1] \quad (1.3)$$

Składniki w powyższym wzorze reprezentują dwie równoległe połączone diody a wypadkowa charakterystyka jest sumą ich charakterystyk (sumowanie prądów).



Rys. 1.2 Charakterystyka złącza idealnego:

- charakterystyka idealnego złącza PN (wg wzoru Shockley'a)
- charakterystyka idealnego złącza PN ze zróżnicowaniem jednostek natężenia prądu diody w kierunku przewodzenia ( $I_F$ ) i zaporowym ( $I_R$ ).

Zwykle  $I_F$  można obliczyć ze wzoru przybliżonego:

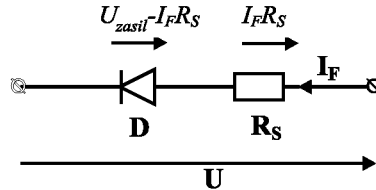
$$I_F = I'_s [\exp\left(\frac{eU}{nkT}\right) - 1] \quad (1.4)$$

W wypadku złącza krzemowego dla  $U > 400\text{mV}$  (a dla złącza germanowego  $U > 100\text{mV}$ ) wzór upraszcza się do postaci:

$$I_F = I'_s \exp\left(\frac{eU}{nkT}\right) \quad (1.5)$$

We wzorach (1.4) i (1.5) prąd  $I_s'$  jest pewnym zastępczym prądem nasycenia, a  $n$  to współczynnik doskonałości złącza zawierający się między wartością 1 (gdyby występował tylko prąd dyfuzyjny) i 2 (gdyby występował tylko prąd rekombinacji).

Wymieniona wyżej rezystancja szeregową ma charakter liniowy i przyjmuje wartość rzędu omów. Uwzględniając obecność tej rezystancji należy traktować napięcie polaryzujące złącze jako różnicę napięcia zasilania i spadku napięcia na tej rezystancji (rys.1.3):



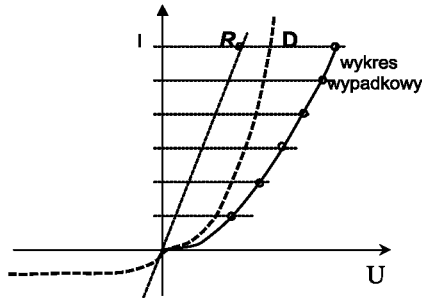
Rys. 1.3. Model diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia

$$U_F = U_{zasil} - I_F R_s \quad (1.6)$$

Wyrażenie opisujące charakterystykę diody staje się wówczas funkcją uwikłaną:

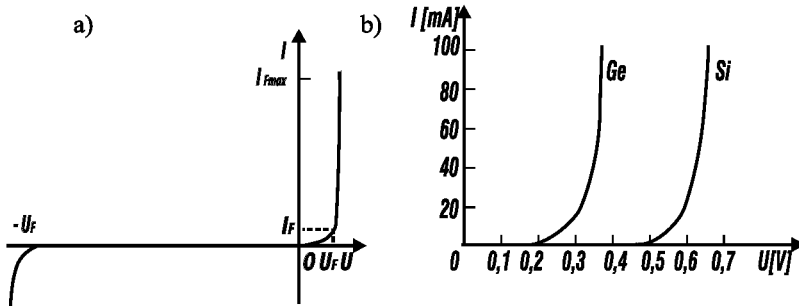
$$I_F = I_s' \left[ \exp\left(\frac{e(U_{zasil} - I_F R_s)}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (1.7)$$

Charakterystykę diody z uwzględnieniem  $R_s$  można otrzymać graficznie jako złożenie charakterystyki złącza idealnego i charakterystyki rezystancji  $R_s$  (element liniowy opisany linią prostą) – stosując sumowanie spadków napięć przy stałej wartości prądu (połączenie szeregowo) – rys. 1.4.



Rys. 1.4. Charakterystyka diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia jako wykres wypadkowy elementu liniowego i nieliniowego połączonych szeregowo

Dla zakresu napięć  $U_F > 400\text{mV}$  (w wypadku złącza krzemowego) wzór (1.7) można zapisać w przybliżeniu (rys. 1.5):



Rys. 1.5. Charakterystyki  $I=f(U)$  diody półprzewodnikowej:

- przy polaryzacji przewodzenia i zaporowej,
- germanowej i krzemowej przy polaryzacji przewodzenia.

$$I_F = I'_s \cdot \exp\left(\frac{e(U_{zasil} - I_F R_s)}{nkT}\right) \quad (1.8)$$

Obraz tego wzoru we współrzędnych półlogarytmicznych (oś napięcia – liniowa, oś prądu w skali logarytmicznej) przedstawiono na rys. 1.6. Można z niego określić graficznie  $R_s$ , przedłużając nachyloną, liniową część wykresu do punktu przecięcia z poziomą linią odpowiadającą wybranej wartości natężenia prądu  $I$  (w zakresie, w którym charakterystyka zakrzywia się).

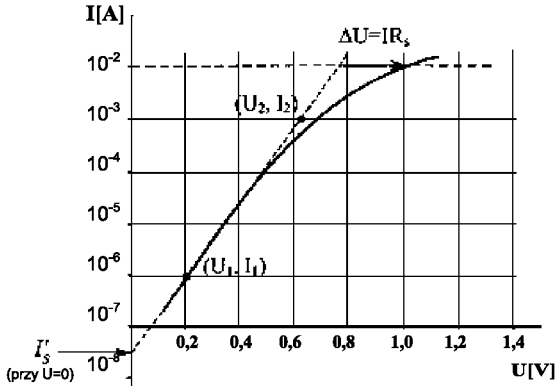
Poziomy odcinek zawarty między tym punktem przecięcia i zakrzywioną częścią charakterystyki odpowiada spadkowi napięcia  $\Delta U = I R_s$ . Tak więc:

$$R_s = \frac{\Delta U}{I} \quad (1.9)$$

Nachylenie prostoliniowego odcinka charakterystyki jednocześnie pozwala wyznaczyć współczynnik doskonałości złącza  $n$ , gdyż w tym zakresie:

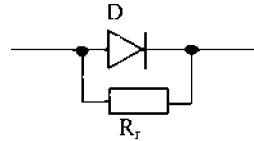
$$\frac{(\log I_2 - \log I_1)}{(U_2 - U_1)} = \frac{e}{nkT} \quad (1.10)$$





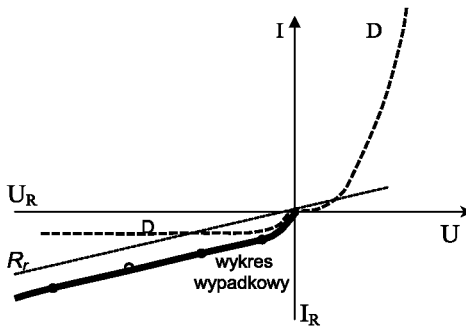
Rys. 1.6. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody półprzewodnikowej przy polaryzacji przewodzenia.

Przy polaryzacji złącza PN w kierunku zaporowym oprócz prądu wynikającego ze wzoru Shockley'a ( $I_s$  – prąd nasycenia) należy uwzględnić prąd generacji  $I_g$ , w obszarze złącza zależny m.in. od szerokości przerwy wzbronionej półprzewodnika, w półprzewodnikach z szerszą przerwą (Si, GaAs) przewyższający  $I_s$  o kilka rzędów wartości.



Rys. 1.7. Schemat zastępczy diody rzeczywistej dla kierunku zaporowego.

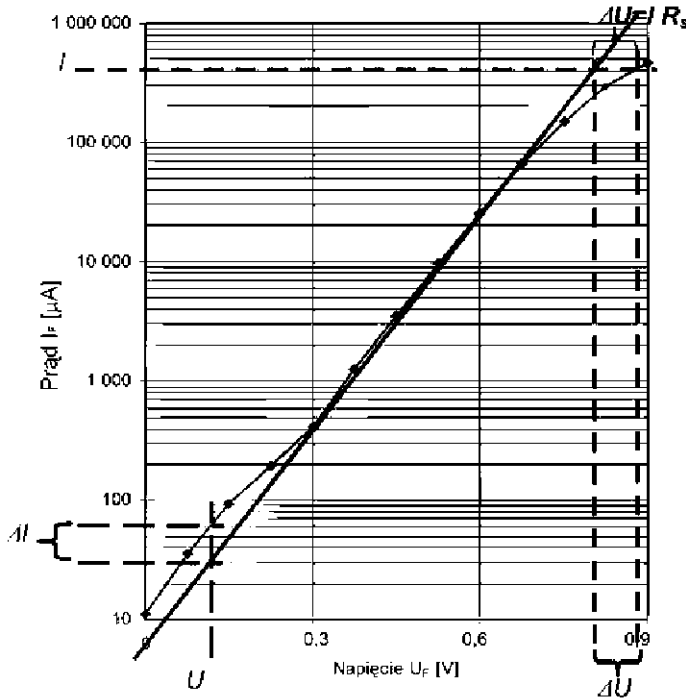
W wypadku złącz wykonanych z takich materiałów, wielkość  $I_g$  zastępuje we wzorach wielkość  $I_s$ . Ponadto przy polaryzacji w kierunku zaporowym,



Rys. 1.8. Charakterystyka diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym, jako wykres wypadkowy elementu liniowego i nieliniowego połączonych równolegle

a więc w warunkach występowania dużej rezystancji złącza, należy uwzględnić prąd upływu złącza  $I_{upl}$  zależny przede wszystkim od właściwości powierzchni złącza i stopnia zdefektowania materiału. Wpływ tego prądu przedstawić można uzupełniając schemat zastępczy złącza o dużą, liniową rezystancję równoległą  $R_r$  (albo  $R_{upl}$ ) jak na rys. 1.7.

Charakterystykę diody z uwzględnieniem rezystancji równoległej  $R_r$  można uzyskać graficznie jako złożenie charakterystyki złącza idealnego D i charakterystyki  $R_r$  (prostoliniowej), stosując sumowanie prądów przy stałym napięciu (połączenie równoległe) (rys. 1.8).



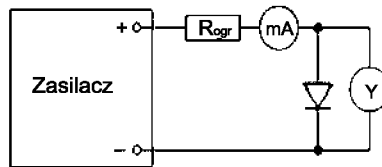
Rys. 1.9. Charakterystyka diody rzeczywistej w półlogarytmicznym układzie współrzędnych.

Wartość  $R_r$  można określić posługując się przedstawioną na rys. 1.9 charakterystyką diody wykreśloną we współrzędnych półlogarytmicznych. Jeżeli charakterystykę zmierzono również w zakresie bardzo małych prądów złącza (tj. gdy złącze ma bardzo dużą rezystancję), to na podstawie nieliniowego obszaru tej charakterystyki („wybrzuszenie” w dolnej części wykresu) można obliczyć  $R_r$  jako iloraz wybranej wartości napięcia  $U$  przypadającego w tym obszarze i wartości pionowego odcinka  $\Delta I$  między nieliniowym wykresem i linią prostą będącą ekstrapolacją (przedłużeniem) części liniowej wykresu (charakterystyki diody):

$$R_r = \frac{U}{\Delta I} \quad (1.11)$$

## Pomiary

1. Pomiar charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia
  - 1.1. Zestawić układ pomiarowy jak na rys. 1.10 (rezystor  $R_{ogr}$  ogranicza prąd diody  $I_{Fmax}$ ).



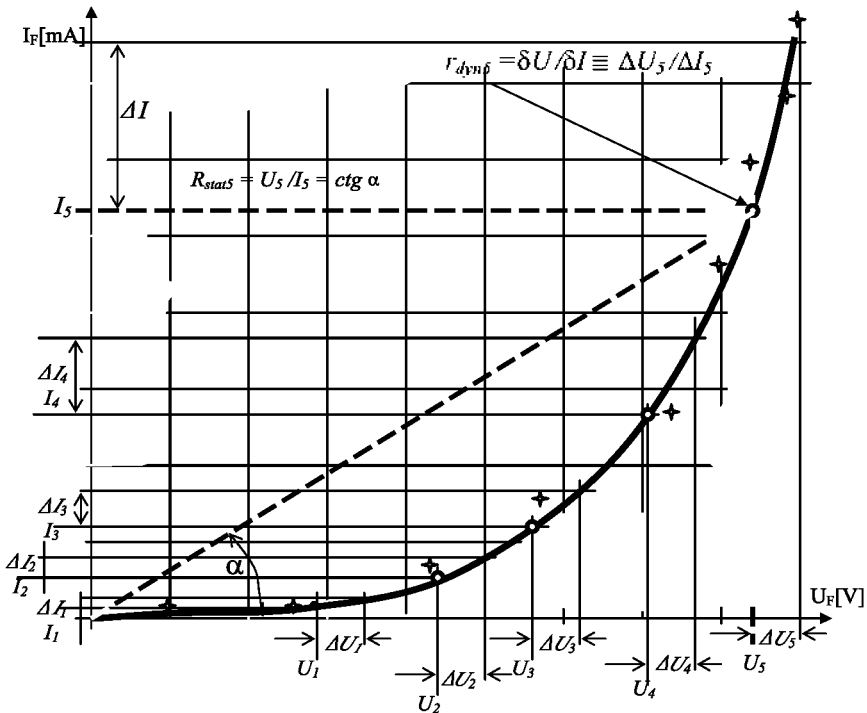
Rys. 1.10. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki I-U metodą techniczną

Wykonać pomiary charakterystyki prądowo-napięciowej w zakresie napięć  $U_F$  od 0 do ok. 0,9 V (uwaga: nie przekraczać natężenia prądu  $I_F = 0,5 I_{Fmax}$ ). Wykonać także pomiary dla możliwie najmniejszych natężeń prądu  $I_F$  (rzędu  $\mu A$ ) stosując w układzie odpowiedni rezystor połączony szeregowo z diodą.

- 1.2. W punktach pomiarowych odpowiadających największym zmierzonym wartościom prądu obliczyć moc wydzielaną w diodzie ( $P_{strat} = U_F I_F$ )
- 1.3. Wykreślić charakterystykę  $I_F = f(U_F)$  we współrzędnych liniowych.

1.4. W wybranych punktach pomiarowych (co najmniej pięciu) obliczyć rezystancję statyczną złącza (rys. 1.11)  $R_{stat} = U_F/I_F$  i wykonać wykres zależności  $R_{stat} = f(I_F)$ .

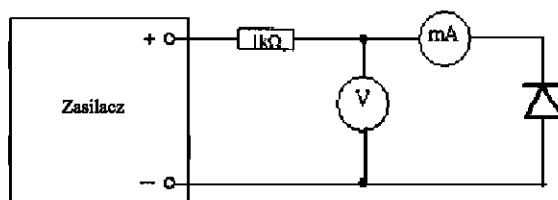
1.5. Obliczyć rezystancję dynamiczną złącza stanowiącą odwrotność nachylenia stycznej do charakterystyki w jej wybranym punkcie (rys. 1.11),  $r_{dyn}$  obliczać metodą przyrostową, jako  $r_{dyn} = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$  biorąc z charakterystyki niewielkie przyrosty wokół wybranego punktu pomiarowego. Wykonać wykres zależności  $r_{dyn} = f(I_F)$ .



Rys. 1.11 Wyznaczanie rezystancji statycznej i dynamicznej diody na podstawie charakterystyki  $I_F=f(U_F)$  złącza PN (✦ - punkty pomiarowe, ● punkty wyznaczenia rezystancji  $R_{stat}$  i  $r_{dyn}$ )

2. Pomiar charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym

2.1. Zestawić układ pomiarowy jak na rys. 1.12.



Rys. 1.12. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki U-I (kier. zaporowy)

- 2.2. Wykonać pomiary charakterystyki w zakresie napięć  $U_R$  od 0 do ok. 60V (stosując pracę szeregową zasilacza).
- 2.3. Określić natężenie prądu nasycenia  $I_s$  (na podstawie wartości  $I_R$ ) przy najwyższym stosowanym napięciu  $U_R$  i obliczyć w tym punkcie rezystancję statyczną i dynamiczną złącza (postępując jak w p.1.5 i 1.6).

#### Opracowanie wyników

Wykorzystując wyniki z p.1.1. wykreślić charakterystykę diody w półlogarytmicznym układzie współrzędnych  $\ln(I_F)=f(U_F)$  (na osi rzędnych równe odstępki punktów, którym odpowiadają natężenia prądu różniące się o rząd wartości – tj. np. 100μA, 1mA, 10mA, 100mA). Na podstawie jej przebiegu określić wartość rezystancji szeregowej złącza  $R_s$ , współczynnik doskonałości złącza  $n$ , natężenie prądu  $I_s'$  oraz rezystancję równoległą złącza  $R_p$ .

We wnioskach porównać otrzymane wyniki pomiarów i obliczeń z przewidywaniami teoretycznymi i informacjami literaturowymi. Ocenić dokładność pomiarów i omówić przyczyny błędów. Wyjaśnić na czym polega trudność pomiaru rezystancji równoległej dla złącza krzemowego.

## Ćwiczenie nr 1/2

**Badanie germanowego złącza PN**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z charakterystyką prądowo-napięciową diody zawierającej germanowe złącze PN, nabycie umiejętności pomiaru tej charakterystyki metodą techniczną oraz wyznaczania elementów schematu zastępczego złącza rzeczywistego.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Właściwości materiałów półprzewodnikowych, mechanizmy powstawania nośników prądu w tych materiałach, ruch tych nośników.
2. Powstawanie złącza PN: obszaru ładunku przestrzennego (obszaru zubożonego), bariery potencjału (napięcia dyfuzyjnego  $U_D$ ).
3. Złącze PN w stanie przewodzenia i w stanie zaporowym – przepływ prądu, charakterystyka złącza idealnego i rzeczywistego, wzory opisujące przebieg tych charakterystyk.
4. Energetyczny model pasmowy złącza.

Wprowadzenie

Półprzewodniki – najczęściej substancje krystaliczne, których konduktywność (zwana też konduktancją właściwą) jest rzędu  $10^{-8}$  do  $10^{-6}$  S/m (simensa na metr), co plasuje je między przewodnikami a dielektrykami. Wartość rezystywności półprzewodnika maleje ze wzrostem temperatury. Półprzewodniki posiadają pasmo wzbronione między pasmem walencyjnym a pasmem przewodzenia o szerokości w zakresie 0 - 5 eV (np. Ge 0,7 eV, Si 1,1 eV, GaAs 1,4 eV, GaN 3,4 eV). Koncentracje nośników ładunku w półprzewodnikach można zmieniać w bardzo szerokich granicach, zmieniając temperaturę półprzewodnika lub natężenie padającego na niego światła lub nawet przez ściskanie lub rozciąganie półprzewodnika.

W przemyśle elektronicznym najczęściej stosowanymi materiałami półprzewodnikowymi są pierwiastki grupy IV (np. krzem, german) oraz związki pierwiastków grup III i V (np. arsenek galu, azotek galu, antymonek indu) lub II i VI (telurek kadmu). Materiały półprzewodnikowe są wytwarzane w postaci monokryształu, polikryształu lub proszku.

Czysty german jest kruchym, srebrzystobiałym półmetalem. Nie reaguje z wodą, powietrzem a nawet z kwasami i zasadami, oprócz kwasu azotowego.

Zjawiska zachodzące w obszarze styku półprzewodnika typu P i N szczegółowo przedstawiono we wprowadzeniu do ćwiczenia nr 1 (Badanie krzemowego złącza PN) i nie ma potrzeby ich powtarzania, uzupełnienie stanowią jedynie zagadnienia uwzględniające charakterystyczne różnice wartości parametrów.

Przyrządy półprzewodnikowe wykonane w germanie znajdują ciągle wiele zastosowań, więc celowe jest zapoznanie się z właściwościami tego rodzaju elementów.

Natężenie prądu  $I$  płynącego przez idealne złącze PN jako funkcję napięcia polaryzującego złącze  $U$  przedstawia wzór Shockley'a (1.1).

Natomiast natężenie prądu płynącego przez rzeczywiste złącze PN zależy ponadto od następujących czynników:

- e) rezystancji szeregowej diody,
- f) zjawisk generacji i rekombinacji w obszarze złącza,
- g) zjawisk powierzchniowych,
- h) zjawisk przebicia.

Przy polaryzacji złącza rzeczywistego w kierunku przewodzenia oprócz prądu dyfuzyjnego należy uwzględnić prąd rekombinacji  $I_{rek}$  (1.2) (związany z rekombinacją nośników prądu w obszarze złącza) oraz spadek napięcia na rezystancji szeregowej diody  $R_s$ , tj. na rezystancji półprzewodnika poza obszarem złącza i na innych elementach konstrukcyjnych diody (kontakty metal-półprzewodnik, doprowadzenia, elementy oprawki).

Wypadkowy prąd złącza w kierunku przewodzenia  $I_F$  można zapisać jako sumę:

$$I_F = I + I_{rek} = I_s \left[ \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right] + I' \left[ \exp\left(\frac{eU}{2kT}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

Składniki w powyższym wzorze reprezentują dwie równoległe połączone diody a wypadkowa charakterystyka jest sumą ich charakterystyk (sumowanie prądów).

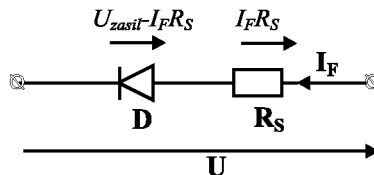
Zwykle  $I_F$  można obliczyć ze wzoru przybliżonego (1.4). W wypadku złącza germanowego dla  $U > 100\text{mV}$  (a dla złącza krzemowego  $U > 400\text{mV}$ ) wzór upraszcza się do postaci:

$$I_F = I'_s \exp\left(\frac{eU}{nkT}\right) \quad (2.2)$$

We wzorach (2.1) i (2.2)  $I'_s$  jest pewnym zastępczym prądem nasycenia, a  $n$  to współczynnik doskonałości złącza zawierający się między wartością 1 (gdyby występował tylko prąd dyfuzyjny) i 2 (gdyby występował tylko prąd rekombinacji).

Wymieniona wyżej rezystancja szeregową ma charakter liniowy i przyjmuje wartość rzędu kilku omów. Uwzględniając obecność tej rezystancji należy traktować napięcie polaryzujące złącze jako różnicę napięcia zasilania i spadku napięcia na tej rezystancji  $U_F = U_{zasil} - I_F R_s$  (rys. 2.1).

Wyrażenie opisujące charakterystykę diody staje się wówczas funkcją uwikłaną (1.7).



Charakterystykę diody z uwzględnieniem  $R_s$

Rys. 2.1. Model diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia

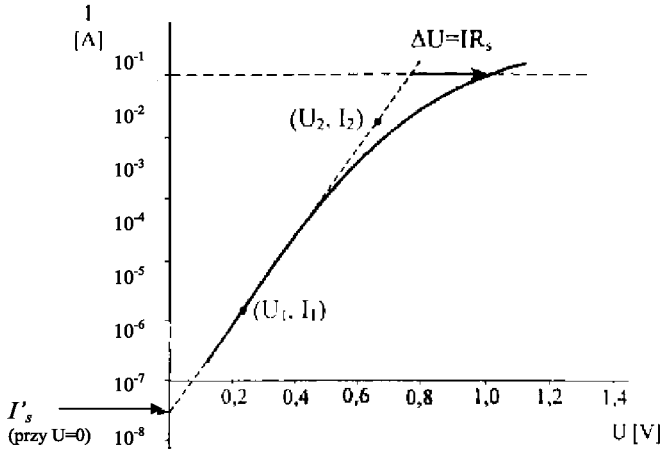
można otrzymać graficznie jako złożenie charakterystyki złącza idealnego  $I$  charakterystyki  $R_s$  (prostoliniowej) – stosując sumowanie spadków napięć przy stałej wartości prądu (połączenie szeregowo) – rys. 1.4

Dla zakresu napięć  $U_F > 100\text{mV}$  (w wypadku złącza germanowego) wzór (1.7) można zapisać w przybliżeniu:



$$I_F = I'_s \cdot \exp\left(\frac{e(U_{zasil} - I_F R_s)}{nkT}\right) \quad (2.4)$$

Obraz tego wzoru we współrzędnych półlogarytmicznych (oś napięcia – liniowa, oś prądu w skali logarytmicznej) przedstawiono na rys. 2.2.



Rys. 2.2. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody półprzewodnikowej przy polaryzacji w kierunku przewodzenia.

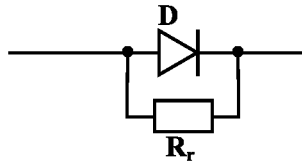
Można z niego określić graficznie  $R_s$ , przedłużając nachyloną, liniową część wykresu do punktu przecięcia z poziomą linią odpowiadającą wybranej wartości natężenia prądu  $I$  (w zakresie, w którym charakterystyka zakrzywia się). Poziomy odcinek zawarty między tym punktem przecięcia i zakrzywioną częścią charakterystyki odpowiada spadkowi napięcia  $\Delta U = I \cdot R_s$ . Tak więc:

$$R_s = \frac{\Delta U}{I} \quad (2.5)$$

Nachylenie prostoliniowego odcinka charakterystyki jednocześnie pozwala wyznaczyć współczynnik doskonałości złącza  $n$  (patrz 1.10).

Przy polaryzacji złącza PN w kierunku zaporowym oprócz prądu wynikającego ze wzoru Shockley'a ( $I_s$  – prąd nasycenia) należy uwzględnić prąd generacji  $I_g$  w obszarze złącza, zależny m.in. od szerokości przerwy

wzbronionej półprzewodnika, w półprzewodnikach z szerszą przerwą (Si, GaAs) przewyższający  $I_s$  o kilka rzędów wartości. W wypadku złącz wykonanych z takich materiałów, wielkość  $I_g$  zastępuje we wzorach wielkość  $I_s$ . Ponadto przy polaryzacji w kierunku zaporowym, a więc w warunkach występowania dużej rezystancji złącza, należy uwzględnić prąd upływu złącza  $I_{upl}$  zależny przede wszystkim od właściwości powierzchni złącza i stopnia zdefektowania materiału. Wpływ tego prądu przedstawić można uzupełniając schemat zastępczy złącza o dużą, liniową rezystancję równoległą  $R_r$  (albo  $R_{upl}$ ) jak na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Schemat zastępczy diody rzeczywistej dla kierunku zaporowego.

Charakterystykę diody z uwzględnieniem rezystancji równoległej  $R_r$  można uzyskać graficznie jako złożenie charakterystyki złącza idealnego D i charakterystyki  $R_r$  (prostoliniowej), stosując sumowanie prądów przy stałym napięciu (połączenie równoległe) (rys. 1.8).

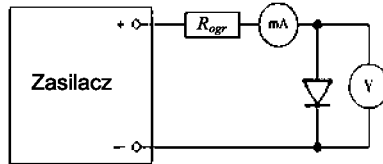
Wartość  $R_r$  można określić posługując się przedstawioną na rys. 1.9 charakterystyką diody wykreśloną we współrzędnych półlogarytmicznych. Jeżeli charakterystykę zmierzono również w zakresie bardzo małych prądów złącza (tj. gdy złącze ma bardzo dużą rezystancję), to na podstawie nieliniowego obszaru tej charakterystyki („wybrzuszenie” w dolnej części wykresu) można obliczyć  $R_r$  jako iloraz wybranej wartości napięcia  $U$  przypadającego w tym obszarze i wartości pionowego odcinka  $\Delta I$  między nieliniowym wykresem i linią prostą będącą ekstrapolacją (przedłużeniem) części liniowej wykresu (charakterystyki diody):

$$R_r = \frac{U}{\Delta I} \quad (2.6)$$

## Pomiary

## 1. Pomiar charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia

- 1.1. Zestawić układ pomiarowy jak na rys. 2.4 (rezystor  $R_{ogr}$  ogranicza prąd diody  $I_{Fmax}$ ).



Rys. 2.4. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki I-U metodą techniczną (kierunek przewodzenia)

- 1.2. Wykonać pomiary charakterystyki prądowo-napięciowej w zakresie napięć  $U_F$  od 0 do ok. 0,6 V (uwaga: nie przekraczać natężenia prądu  $I_F=0,5I_{Fmax}$ ). Wykonać także pomiary dla możliwie najmniejszych natężeń prądu  $I_F$  (rzędu  $\mu A$ ) stosując w układzie odpowiedni rezystor połączony szeregowo z diodą.
- 1.3. W punktach pomiarowych odpowiadających największym zmierzonym wartościom prądu obliczyć moc wydzielaną w diodzie ( $P_{strat} = U_F \cdot I_F$ ).
- 1.4. Wykreślić charakterystykę  $I_F = f(U_F)$  we współrzędnych liniowych.
- 1.5. W wybranych punktach pomiarowych (co najmniej pięciu) obliczyć rezystancję statyczną złącza (rys. 1.11)  $R_{stat} = U_F/I_F$  i wykonać wykres zależności  $R_{stat} = f(I_F)$ .

- 1.6. Obliczyć rezystancję dynamiczną złącza  $r_{dyn} = \frac{dU_F}{dI_F}$  stanowiącą

odwrotność nachylenia stycznej do charakterystyki w jej wybranym

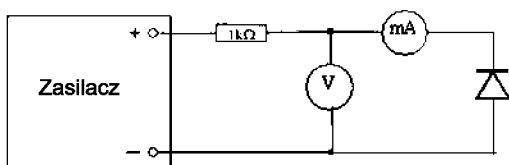
punkcie (rys. 1.11),  $r_{dyn}$  obliczać metodą przyrostową, jako  $r_{dyn} = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$

biorąc z charakterystyki niewielkie przyrosty wokół wybranego punktu pomiarowego. Wykonać wykres zależności  $r_{dyn} = f(I_F)$ .

1.7. Wykorzystując wyniki z p.1.2 wykreślić charakterystykę diody w półlogarytmicznym układzie współrzędnych  $\ln(I_F) = f(U_F)$  (na osi rzędnych równe odstępstwa punktów, którym odpowiadają natężenia prądu różniące się o rząd wartości – tj. np.  $100\mu\text{A}$ ,  $1\text{mA}$ ,  $10\text{mA}$ ,  $100\text{mA}$ ). Na podstawie jej przebiegu określić wartość rezystancji szeregową złącza  $R_s$ .

2. Pomiar charakterystyki diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym

2.1. Zestawić układ pomiarowy jak na rys. 2.5



Rys. 2.5. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki I-U (kier. zaporowy)

2.2. Wykonać pomiary charakterystyki w zakresie napięć  $U_R$  od 0 do ok.  $60\text{V}$  (stosując pracę szeregową zasilacza).

2.3. Określić natężenie prądu nasycenia  $I_s$  na podstawie wartości  $I_R$  przy najwyższym stosowanym napięciu  $U_R$  i obliczyć w tym punkcie rezystancję statyczną i dynamiczną złącza (postępując jak w p.1.5 i 1.6), współczynnik doskonałości złącza  $n$ , natężenie prądu  $I_s'$  oraz rezystancję równoległą złącza  $R_r$ .

Opracowanie wyników

We wnioskach porównać otrzymane wyniki pomiarów i obliczeń z przewidywaniami teoretycznymi i informacjami literaturowymi. Ocenić dokładność pomiarów i omówić przyczyny błędów.

## Ćwiczenie nr 1/3

**Projekt stabilizatora napięcia na diodzie Zenera**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z elementami stabilizacyjnymi, zjawiskami przebicia złącza PN, charakterystykami prądowo-napięciowymi diod stabilizacyjnych, wpływem temperatury na napięcie przebicia oraz nabycie umiejętności projektowania prostego stabilizatora napięcia z diodą Zenera.

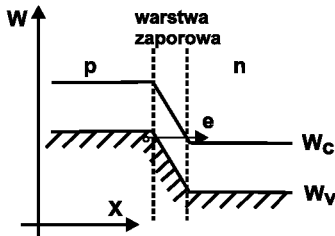
Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Mechanizmy przebicia złącza PN, efekt Zenera (jonizacja elektrostatyczna) powielanie lawinowe.
2. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody stabilizacyjnej i wpływ temperatury na tę charakterystykę (współczynnik  $\beta$ ).
3. Parametry diody stabilizacyjnej – definicje, interpretacja graficzna (napięcie Zenera, rezystancja statyczna, rezystancja dynamiczna, moc admisyjna, minimalne i maksymalne napięcie stabilizacji, minimalny i maksymalny prąd).
4. Stabilizator napięcia z diodą Zenera – schemat, zasada działania, warunki doboru rezystancji szeregowej (minimalnej i maksymalnej jej wartości).
5. Współczynnik stabilizacji – definicja, wpływ parametrów diody i rezystancji szeregowej na jego wartość.

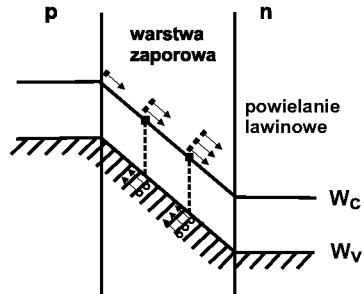
Wprowadzenie

Dioda stabilizacyjna Zenera (stabilitron) jest to półprzewodnikowy element stabilizacyjny, w którym wykorzystuje się efekty przebicia Zenera i powielania lawinowego. Występują one przy zaporowej polaryzacji złącza PN. Efekt Zenera (jonizacja elektrostatyczna) polega na tunelowym przejściu

elektronu (tzn. bez straty energii – rys. 3.1, pozioma strzałka pokazuje kierunek tunelowego przejścia elektronów z pasma podstawowego do pasma przewodnictwa półprzewodnika). Zjawisko występuje w złączach z półprzewodnika silnie domieszkowanego (cienkie złącze, a co za tym idzie duże natężenie pola elektrycznego w jego obszarze – ok.  $10^8$  V/m). Występuje w diodach, których napięcie przebicia leży w zakresie 2 – 5 V.



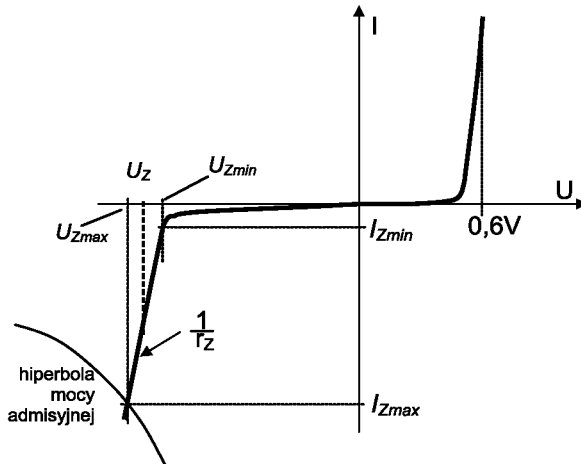
Rys. 3.1. Tunelowe przejście elektronu z pasma podstawowego do pasma przewodnictwa



Rys. 3.2. Model pasmowy opisujący zjawisko powielania lawinowego

Zjawisko powielania lawinowego polega na powielaniu nośników prądu w warstwie zaporowej złącza w wyniku zderzeń elektronów z atomami sieci krystalicznej (rys. 3.2). Efekt ten występuje w złączu słabo domieszkowanym (złącze grube o grubości znacznie przekraczającej średnią drogę swobodną elektronu a więc o dużym prawdopodobieństwie powielania lawinowego, natężenie pola elektrycznego w warstwie zaporowej złącza wynosi ok.  $10^6$  V/m). Efekt ten zachodzi w diodach, których napięcie przebicia jest wyższe od 6V. W diodach o napięciu przebicia zawierającym się w granicach 4 – 7V oba efekty przebicia występują jednocześnie.

Charakterystykę prądowo-napięciową diody Zenera przedstawiono na rys. 3.3. Przy polaryzacji w kierunku przewodzenia dioda Zenera zachowuje się jak „zwykła dioda”, tzn. spadek napięcia na niej jest niewielki i wynosi 0,6 – 0,7V.



Rys. 3.3. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody Zenera

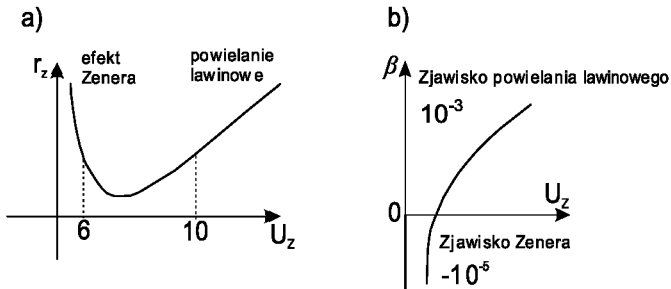
Przy polaryzacji zaporowej gwałtowny wzrost prądu występuje dla pewnej wartości napięcia (zależnej od sposobu wykonania diody), zwanej napięciem przebicia. Tę właściwość diody Zenera wykorzystuje się stosując ją jako element stabilizacyjny w stabilizatorach napięcia. W zakresie przebicia dość szerokiemu zakresowi zmian prądu (od  $I_{Z\ min}$  do  $I_{Z\ max}$ ) odpowiada zakres niewielkich zmian napięcia  $U_Z$ . Dzięki temu stabilizator utrzymuje prawie niezmienną wartość napięcia wyjściowego przy wahaniami wartości napięcia wejściowego, bądź przy wahaniami prądu obciążenia.

Na rys. 3.4 pokazano zależność rezystancji dynamicznej  $r_z$  (rys. a) oraz temperaturowego współczynnika napięcia  $\beta$  (rys. b) od wartości napięcia przebicia diody Zenera

$$r_z = \frac{dU_z}{dI_z}, \quad \beta = \frac{dU_z}{U_z} dT$$

Dla diod stabilizacyjnych, w których dominuje efekt Zenera współczynnik  $\beta$  jest ujemny – ze wzrostem temperatury napięcie przebicia maleje. W wypadku diod z przebiciem lawinowym współczynnik  $\beta$  jest dodatni – ze wzrostem

temperatury napięcie przebicia rośnie. Wykresy pokazane na rys. 3.4 nie są zależnościami funkcyjnymi – należy je traktować jako zbiory punktów odpowiadających diodom o różnej koncentracji domieszek.



Rys. 3.4. Wpływ wartości napięcia przebicia na rezystancję dynamiczną (a) i temperaturowy współczynnik napięcia (b) diod stabilizacyjnych

Wpływ temperatury na charakterystyki prądowo-napięciowe diody Zenera przedstawiono na rys. 3.5.

Standardowe oznaczenie diody może mieć postać: BZP 620–C3V3. Pierwsza litera oznacza materiał, z jakiego wykonano diodę (B oznacza krzem), druga litera mówi o rodzaju diody (Z – dioda Zenera), trzecia litera określa wytwórcę diody (P – wykonanie polskie). Kolejne trzy cyfry oznaczają typ diody i określają jej moc admysyjną:

611, 630	- moc admysyjna równa 0,25 W przy 25°C
683	- moc admysyjna równa 0,4 W przy 25°C
620	- moc admysyjna równa 1 W przy 25°C
650	- moc admysyjna równa 1 W bez radiatora

Czwarta litera oznacza tolerancję napięcia przebicia ( $U_Z$ ) diody

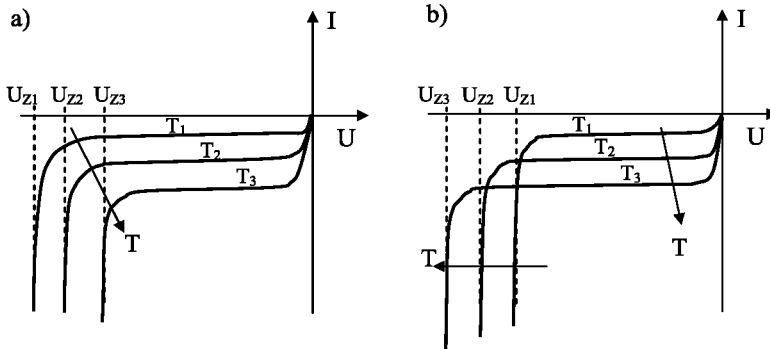
C	– tolerancja 5%
D	– tolerancja 10%

Ostatnie trzy znaki określają nominalne napięcie stabilizacji diody (3V3 – oznacza 3,3 V).



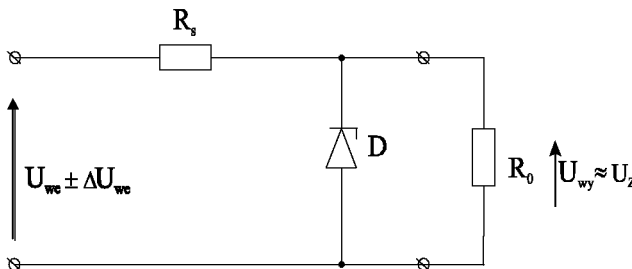
Na rys. 3.6 przedstawiono schemat stabilizatora napięcia z diodą Zenera, a na rys. 3.7 charakterystykę prądowo-napięciową stabilizatora. Kształt tej charakterystyki wynika z dodania do siebie charakterystyk elementów układu tj. charakterystyki diody Zenera i charakterystyki obciążenia  $R_o$ .

Zmiana napięcia wejściowego  $U_{we}$  (rys.3.7) o wartość  $\pm \Delta U_{we}$  powoduje zmianę położenia punktu pracy na charakterystyce wypadkowej stabilizatora.



Rys. 3.5. Wpływ temperatury na charakterystyki prądowo-napięciowe diod stabilizacyjnych: a) z przebiegiem Zenera, b) z powielaniem lawinowym

Aby układ stabilizował punkt pracy powinien mieścić się w zakresie  $I_{Zmin}-I_{Zmax}$ . Poniżej wartości  $I_{Zmin}$  układ traci zdolność stabilizacji (zakrzywienie charakterystyki diody) zaś powyżej wartości  $I_{Zmax}$  występuje niebezpieczeństwo termicznego zniszczenia elementu (przekroczenie mocy admysyjnej).



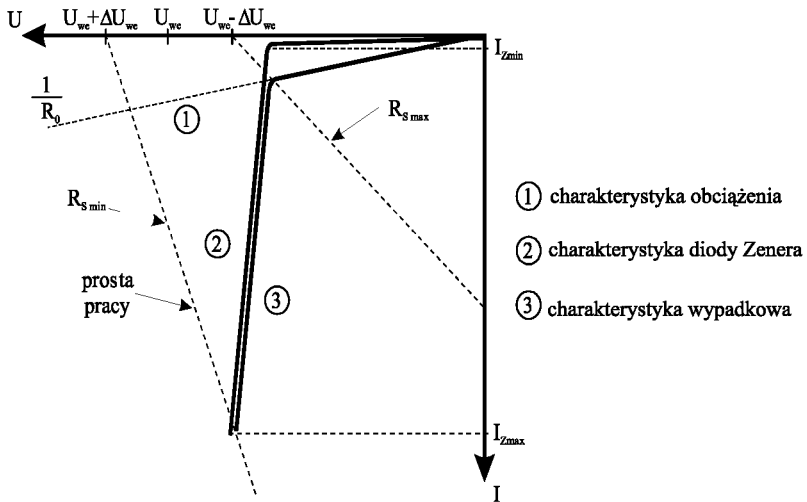
Rys. 3.6. Schemat stabilizatora z diodą Zenera

Rezystor szeregowy  $R_s$  decyduje o prawidłowej pracy stabilizatora. Problem właściwego zaprojektowania stabilizatora sprowadza się więc do prawidłowego doboru wartości  $R_s$  (przy danych wartościach  $R_o$  i  $U_Z$ ).

Jakość stabilizacji charakteryzuje współczynnik stabilizacji definiowany jako stosunek względnej zmiany napięcia wyjściowego do względnej zmiany

$$\text{napięcia wejściowego, czyli: } k = \frac{\frac{\Delta U_{wy}}{U_{wy}}}{\frac{\Delta U_{we}}{U_{we}}}$$

Im  $k$  mniejsze tym lepsza jest stabilizacja układu (typowe wartości to  $k=0,02 \div 0,05$ ). Układ zastępczy stabilizatora dla składowej zmiennej ma postać jak na rys. 3.8.



Rys. 3.7. Charakterystyka prądowo-napięciowa stabilizatora z diodą Zenera

Dla układu z rys. 3.8. można napisać, że:

$$\frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} = \frac{\frac{r_z R_0}{R_0 + r_z}}{R_s + \frac{r_z R_0}{R_0 + r_z}}$$

Zwykle  $r_z \ll R_0$ , natomiast  $R_s \gg r_z$ , więc można napisać, że :

$$\frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} \approx \frac{r_z}{R_s}$$

Wstawiając powyższe wyrażenie do wzoru na  $k$  otrzymujemy:

$$k = \frac{r_z}{R_s} \frac{U_{we}}{U_{wy}}$$

Z wzoru wynika, że układ ma tym lepsze właściwości stabilizacyjne im wartość rezystancji szeregowej  $R_s$  jest większa, a wartość rezystancji dynamicznej  $r_z$  diody – mniejsza.

Wartość rezystancji  $r_z$  możemy określić na podstawie zmierzonej charakterystyki diody (oznaczenia wg rys.3.3):

$$r_z = \frac{U_{z \max} - U_{z \min}}{I_{z \max} - I_{z \min}}$$

Gdy napięcie zasilające wyniesie  $U_{we} + \Delta U_{we}$ , wówczas prąd płynący przez układ jest maksymalny, a wartość rezystancji  $R_s$  nie może być mniejsza od  $R_{s \min}$ :

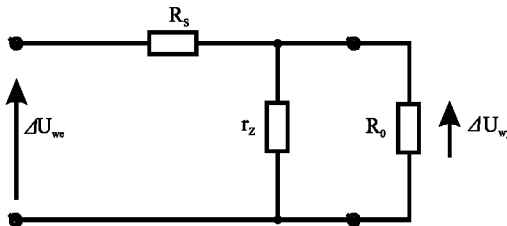
$$R_{s \min} = \frac{(U_{we} + \Delta U_{we}) - U_z}{I_{z \max} + \frac{U_z}{R_0}} \quad \text{gdzie: } \frac{U_z}{R_0} - \text{prąd obciążenia}$$

$U_z$  – nominalne napięcie stabilizacji

Gdy napięcie zasilania wyniesie  $U_{we} - \Delta U_{we}$ , to wówczas prąd płynący przez układ jest najmniejszy, a wartość rezystancji ograniczającej prąd nie może być większa od wartości  $R_{smax}$ :

$$R_{smax} = \frac{(U_{we} - \Delta U_{we}) - U_z}{I_{zmin} + \frac{U_z}{R_0}}$$

Obliczenia określają dozwolony zakres wartości rezystora  $R_s$ . Dla uzyskania możliwie małych wartości  $k$  wybieramy oczywiście wartość rezystora możliwie bliską wartości  $R_{smax}$ .

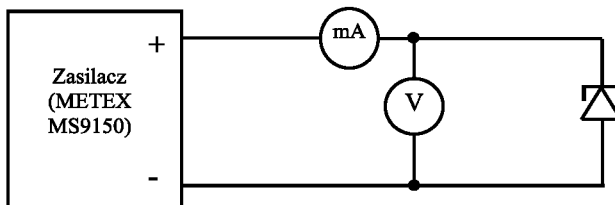


Rys. 3.8. Układ zastępczy stabilizatora dla składowej zmiennej

### Pomiary

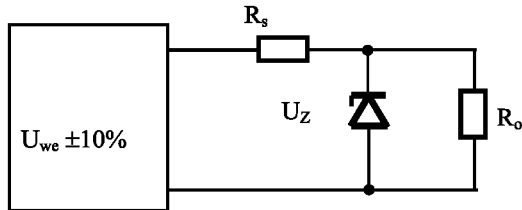
1. W układzie jak na rys. 3.9 zmierzyć i wykreślić na papierze milimetrowym charakterystykę  $I=f(U)$  wybranej diody stabilizacyjnej.

Uwaga! Na zasilaczu ustawić ograniczenie prądowe równe maksymalnemu prądowi diody  $I_{max} = P_{adm}/U_Z$ , gdzie  $P_{adm}$  - maksymalna moc admysyjna diody,  $U_Z$  - znamionowe napięcie stabilizacji.



Rys. 3.9. Układ do pomiaru charakterystyki prądowo-napięciowej diody stabilizacyjnej (Zenera)

2. Na wykreślonej charakterystyce zaznaczyć minimalne i maksymalne napięcie stabilizacji oraz minimalny ( $I_{Zmin}$ ) i maksymalny ( $I_{Zmax}$ ) prąd stabilizacji.
3. Na podstawie wykreślonej charakterystyki wyznaczyć rezystancję dynamiczną diody (w zakresie stabilizacji).
4. Zaprojektować stabilizator z diodą Zenera w układzie jak na rysunku 3.10.



Rys. 3.10. Układ stabilizatora z diodą Zenera

Założenia projektowe stabilizatora:

$$U_{we} = 2 U_z$$

$$\Delta U_{we} = \pm 10 \% U_{we}$$

$$I_{z \max} = \frac{P_{\max}}{U_z}$$

$I_{z \min}$  – określone na podstawie charakterystyki (jej zagięcia)

$$R_o \approx 5 \div 10 k\Omega \text{ (wartość podana przez prowadzącego)}$$

5. Obliczyć współczynnik stabilizacji  $k$ .

## Ćwiczenie nr 1/4

**Badanie stabilizatora napięcia**

Celem ćwiczenia jest sprawdzenie poprawności działania, zaprojektowanego w ćwiczeniu nr 3, stabilizatora na diodzie Zenera przez pomiar współczynnika stabilizacji.

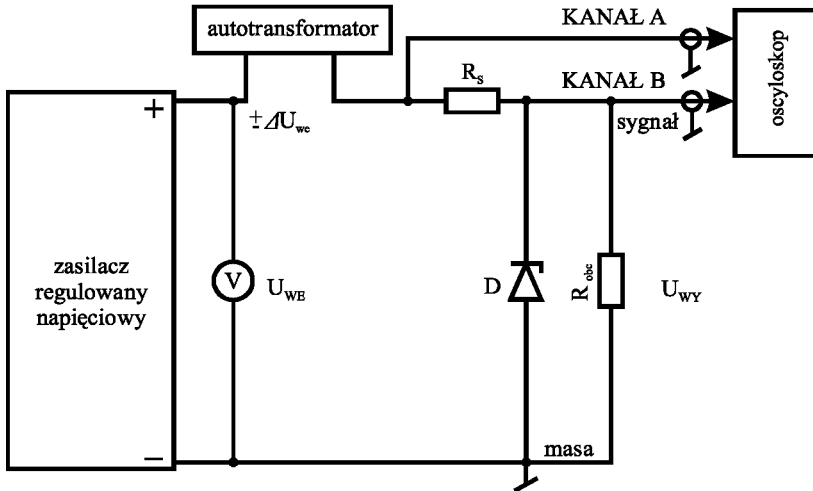
## Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Mechanizmy przebicia złącza PN – efekt Zenera (jonizacja elektrostatyczna) i powielanie lawinowe.
2. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody stabilizacyjnej (diody Zenera) i wpływ temperatury na tę charakterystykę (współczynnik  $\beta$ ).
3. Parametry diody stabilizacyjnej – definicje, interpretacja graficzna (napięcie Zenera, rezystancja statyczna, rezystancja dynamiczna, moc admisyjna, minimalne i maksymalne napięcie stabilizacji, minimalny i maksymalny prąd).
4. Stabilizator napięcia z diodą Zenera – schemat, zasada działania, warunki doboru rezystancji szeregowej (minimalnej i maksymalnej jej wartości).
5. Współczynnik stabilizacji – definicja, wpływ parametrów diody i rezystancji szeregowej na jego wartość.

## Pomiary

Zbudować układ pomiarowy jak na rysunku 4.1.

Szeregowe połączenie autotransformatora z zasilaczem powoduje, że na wejściu stabilizatora napięcie zmienia się o wielkość  $\pm \Delta U_{we}$ . Na kanale A (X) oscyloskopu możemy obserwować zmiany napięcia wejściowego ( $\Delta U_{we}$ ), natomiast na kanale B (Y) oscyloskopu zmiany napięcia wyjściowego  $\Delta U_{wy}$ .



Rys. 4.1 Układ do pomiaru współczynnika stabilizacji stabilizatora zbudowanego na diodzie Zenera

Znając wielkości  $\Delta U_{we}$  i  $\Delta U_{wy}$  (odczyt z oscyloskopu) łatwo obliczyć współczynnik stabilizacji  $k$ :

$$k = \frac{U_{we} \cdot \Delta U_{wy}}{U_{wy} \cdot \Delta U_{we}}$$

Można przyjąć, że  $U_{wy} \approx U_Z$ .

Wykreślić zależność współczynnika stabilizacji  $k$  od wartości rezystora szeregowego  $R_s$  według wzoru

$$k = \frac{r_Z}{R_s} \cdot \frac{U_{we}}{U_{wy}}$$

Porównać wartość współczynnika stabilizacji określoną na podstawie powyższych pomiarów z wartością wyliczoną w ramach ćwiczenia nr 3. Omówić wpływ wartości  $R_s$  na współczynnik stabilizacji. Określić źródła ewentualnych błędów pomiaru.

## Ćwiczenie nr 1/5

**Wpływ światła na charakterystykę prądowo-napięciową złącza PN**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z wpływem światła na przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej złącza PN (diody półprzewodnikowej).

## Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Właściwości materiałów półprzewodnikowych, mechanizmy powstawania nośników prądu w tych materiałach, ruch tych nośników.
2. Złącze PN w stanie przewodzenia i w stanie zaporowym – przepływ prądu, charakterystyka złącza idealnego i rzeczywistego, wzory opisujące przebieg tych charakterystyk.
3. Zjawiska fotoelektryczne w złączu PN.
4. Model pasmowy (energetyczny) złącza PN w warunkach oświetlenia.

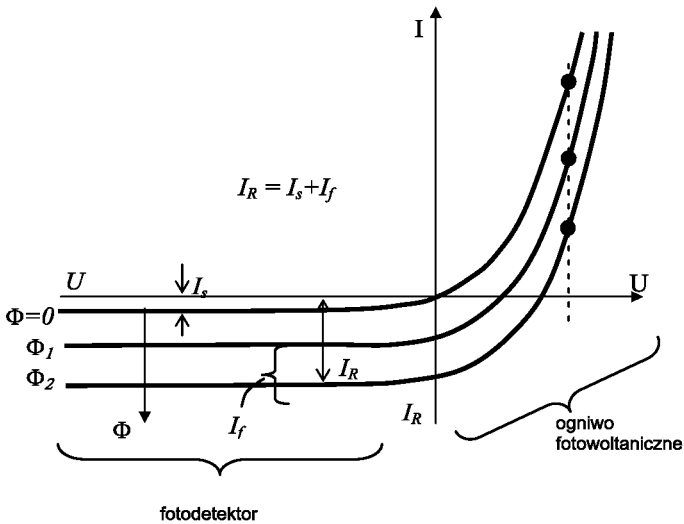
## Wprowadzenie

Złącze PN umieszczone w odpowiedniej obudowie, z wyprowadzonymi końcówkami stanowi diodę półprzewodnikową. Obudowa chroni złącze od uszkodzeń mechanicznych, od wpływu promieniowania, a ponadto powinna zapewnić dobre odprowadzenie ciepła.

W wypadku diod, w których wykorzystuje się wpływ światła na pracę złącza PN, tj. w fotodiodach, należy zapewnić dostęp światła do obszaru złącza. Stosuje się w tym celu okienka w obudowie wykonane z materiału przepuszczającego światło, a złącze PN wykonuje się tuż pod powierzchnią półprzewodnika (płytkie złącze), by światło mogło dotrzeć do obszaru złącza (np. w krzemie głębokość wnikania światła wynosi ok.  $0,5 \mu\text{m}$  i jest tym mniejsza im mniejsza jest długość fali świetlnej  $\lambda$ ). Jeżeli energia fotonu ( $E=h\nu$ ) absorbowanego przez półprzewodnik wystarcza do generacji pary elektron-



dziura (lub do jonizacji atomu domieszki), to powstające nośniki prądu mogą brać udział w przewodzeniu prądu.



Rys. 5.1. Wpływ światła na przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej diody półprzewodnikowej (fotodiody)

Jeżeli złącze jest spolaryzowane w kierunku zaporowym, to powstające nośniki mniejszościowe w obszarach P i N mogą przepływać przez złącze (bariera potencjału sprzyja temu), a więc zwiększają natężenie prądu złącza (prąd nasycenia, prąd generacji) (rys. 5.1). W tym wypadku fotodioda pełni rolę fotodetektora i może być wykorzystana np. w światłowodowych liniach telekomunikacyjnych i sieciach komputerowych.

Jeżeli światło dociera do złącza niespolaryzowanego napięciem zewnętrznym to istniejąca w złączu bariera potencjału (napięcie dyfuzyjne) rozdziela powstające nośniki – separuje elektrony i dziury i jeśli zostanie zamknięty obwód zewnętrzny to popłynie w nim prąd – fotodioda stanie się

ogniwem fotowoltaicznym wykorzystywanym w tzw. bateriach słonecznych, będzie więc niekonwencjonalnym, odnawialnym źródłem prądu.

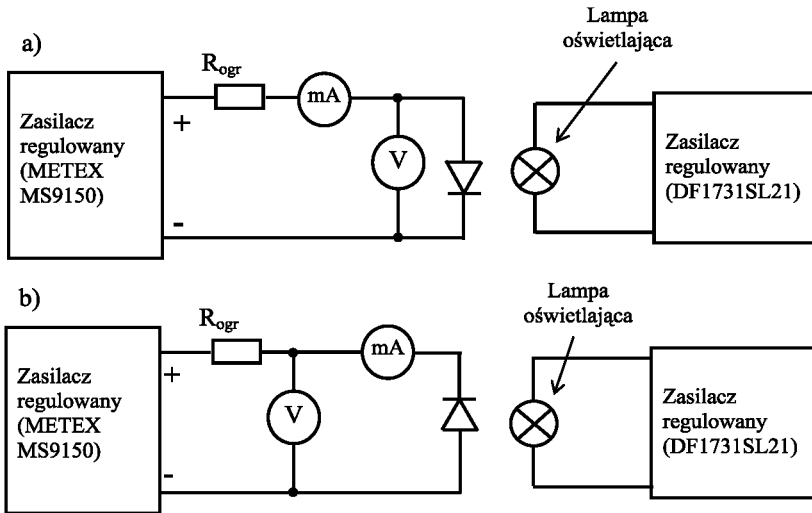
Wpływ światła na natężenie prądu złącza PN można stwierdzić dla każdego rodzaju diody półprzewodnikowej, jeżeli w jej obudowie wykonany zostanie otwór. Gdy nie jest to typowa fotodiody to oczywiście jej czułość (iloraz natężenia prądu fotoelektrycznego i mocy padającego promieniowania świetlnego  $c_\lambda = I_f / P_\lambda$ ) będzie znacznie mniejsza.

## Pomiary

Badaniu podlega dioda z rozciętą obudową nie będąca typową fotodiody. Wyniki pomiarów charakterystyk prądowo-napięciowych diody nieoświetlonej i oświetlonej za pomocą lampki laboratoryjnej, przy różnych wartościach strumienia świetlnego (regulacja napięcia zasilającego lampkę) i w pełnym zakresie napięć polaryzacji złącza (tj. przy polaryzacji w kierunku przewodzenia i polaryzacji zaporowej) mają wykazać, że charakterystyka podlega translacji wzdłuż osi prądu; ze wzrostem strumienia świetlnego rośnie prąd zaporowy złącza ( $I_R$ ) (rys. 5.1).

1. Korzystając z danych katalogowych wybranego typu diody określić maksymalną wartość prądu w kierunku przewodzenia  $I_{Fmax}$ . Podłączyć napięcie zasilające do układu z diodą (rys. 5.2a) polaryzując ją w kierunku przewodzenia napięciem  $U_F$ . Wyznaczyć charakterystykę  $I_F = f(U_F)$  złącza nieoświetlonego zmieniając napięcie  $U_F$  od 0 do ok. 0,9V ( $I_F < I_{Fmax}$ ). Powtórzyć pomiar charakterystyki dla diody oświetlonej stosując wartości napięcia zasilającego lampkę podane przez prowadzącego ( $U < 12V$ ).
2. Podłączyć napięcie zasilające do układu z diodą (rys. 5.2b) polaryzując ją w kierunku zaporowym ( $U_R$ ). Wyznaczyć charakterystykę  $I_R = f(U_R)$  złącza nieoświetlonego dla  $U_R$  od 0 do ok. 30V. Wyznaczyć natężenie prądu nasycenia  $I_s$  jako  $I_R = f(U_{Rmax})$ . Powtórzyć pomiar charakterystyki dla diody

oświetlonej stosując wartości napięcia zasilającego lampkę podane przez prowadzącego ( $U < 12V$ ). Określić natężenie prądu fotoelektrycznego  $I_f$ .



Rys. 5.2. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki I-U:  
 a) dla diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia,  
 b) dla diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym.

### Opracowanie wyników

1. Wykorzystując otrzymane wyniki pomiarów wykreślić zależność prądu diody w funkcji napięcia (w skali liniowej dla kierunku przewodzenia i zaporowego) dla diody nieoświetlonej przy różnych intensywnościach jej oświetlenia (w jednym układzie współrzędnych).
2. Na wykresach zaznaczyć prąd  $I_s$  (dla złącza nieoświetlonego spolaryzowanego zaporowo) i porównać z wartością prądu po oświetleniu.

3. Na charakterystyce złącza spolaryzowanego w kierunku przewodzenia wybrać punkt pracy i wyznaczyć dla tego punktu rezystancję statyczną  $r_s$  i dynamiczną  $r_d$ .

We wnioskach zamieścić: informację o typie i rodzaju badanej diody, ocenę dokładności pomiarów oraz własne spostrzeżenia dotyczące przebiegu ćwiczenia i uzyskanych wyników, w szczególności stopnia zgodności wyników z przewidywaniami teoretycznymi.

## Ćwiczenie nr 1/6

**Wpływ temperatury na charakterystykę prądowo-napięciową złącza PN**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z wpływem temperatury na przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej złącza PN (diody półprzewodnikowej) w dwu zakresach jej pracy (w zakresie przewodzenia i polaryzacji zaporowej napięciem mniejszym od napięcia przebicia) oraz nabycie umiejętności wyznaczania współczynników temperaturowych i równoważnych rezystancji cieplnych od złącza do otoczenia.

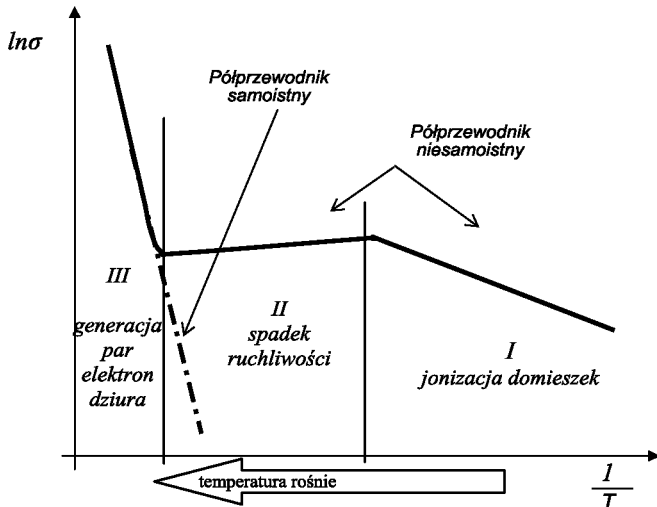
## Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

1. Właściwości materiałów półprzewodnikowych, mechanizmy powstawania nośników prądu w tych materiałach, ruch tych nośników.
2. Złącze PN w stanie przewodzenia i w stanie zaporowym – przepływ prądu, charakterystyka złącza idealnego i rzeczywistego, wzory opisujące przebieg tych charakterystyk.
3. Wpływ temperatury na pracę złącza PN.
4. Model pasmowy (energetyczny) złącza PN.

## Wprowadzenie

Konduktywność półprzewodnika zależy od koncentracji nośników i ich ruchliwości, a te wielkości z kolei zależą od temperatury. Rys. 6.1 przedstawia zależność konduktywności  $\sigma$  (a dokładniej jej logarytmu) półprzewodnika domieszkowanego od odwrotności temperatury  $\ln \sigma = f(1/T)$ . Podany przebieg jest typowy dla półprzewodników. Można na nim wyróżnić trzy charakterystyczne zakresy zmian konduktywności wraz ze zmianą temperatury:

- zakres niskich temperatur (I) – generacja termiczna par elektron-dziura jest w nim pomijalnie mała, praktycznie nie występuje; w tym zakresie ze wzrostem temperatury następuje jonizacja domieszek – rośnie koncentracja nośników większościowych.
- zakres średnich temperatur (II) – praktycznie wszystkie domieszki są w nim już zjonizowane i konduktywność jest prawie stała; ze wzrostem temperatury w tym zakresie nieco maleje ruchliwość a więc również nieco maleje konduktywność,



Rys. 6.1. Zależność konduktywności półprzewodnika niesamoistnego od temperatury

- zakres wysokich temperatur (III) – przeważa w nim termiczna generacja par elektron – dziura. Koncentracja tych par staje się znacznie większa od koncentracji nośników pochodzących z domieszek – konduktywność rośnie wykładniczo ze wzrostem temperatury.

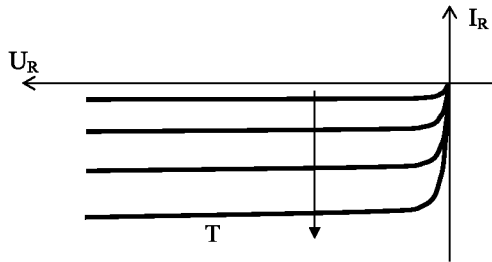
Charakterystykę prądowo-napięciową złącza PN opisuje wzór Shockley'a :

$$I = I_s \left[ \exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (6.1)$$

We wzorze tym prąd nasycenia  $I_s$  oraz czynnik eksponencjalny  $\exp(eU/kT)$  zależą od temperatury.

W zakresie wysokich temperatur występuje intensywne termiczna generacja par elektron-dziura i w konsekwencji złącze PN traci swoje właściwości – oba jego obszary zachowują się jak półprzewodnik samoistny.

W zakresie średnich temperatur przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym prąd nasycenia silnie zależy od temperatury (rys. 6.2). Miarą tej zależności jest temperaturowy współczynnik prądu tj. względny przyrost prądu przypadający na jednostkową zmianę temperatury  $\left(\frac{\Delta I_R}{I_R}\right) \left(\frac{1}{\Delta T}\right)$  wyrażony najczęściej w [%/K] i przyjmujący, dla Ge i Si, wartości 7-9 %/K. Tak więc wzrost temperatury o 10 K prawie podwaja natężenie prądu  $I_R$ .



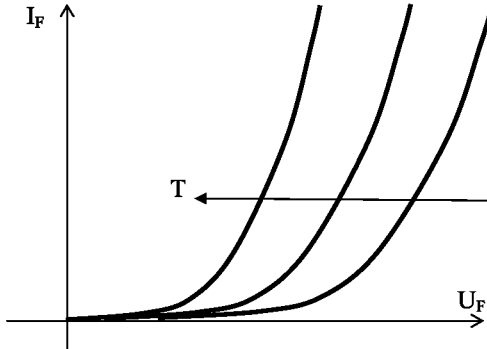
Rys. 6.2. Wpływ temperatury na charakterystykę złącza PN spolaryzowanego zaporowo

Dla kierunku przewodzenia określa się zwykle temperaturowy współczynnik spadku napięcia na złączu przy stałym prądzie płynącym przez złącze  $\frac{\Delta U_F}{\Delta T}$ . Dla idealnego złącza PN jest on ujemny, a jego wartość jest w przybliżeniu stała i wynosi ok.  $-2\text{mV/K}$ . Tak więc ze wzrostem temperatury charakterystyka przewodzącego złącza zbliża się do osi rzędnych (przesuwa się w lewo) (rys. 6.3).

Z analizy odprowadzania ciepła od złącza PN do otoczenia wynika, że moc admisyjna złącza zależy nie tylko od temperatury dopuszczalnej złącza ( $T_{jd}$ ) ale również od temperatury otoczenia  $T_a$  i od oporu cieplnego  $R_{th}$  występującego

między warstwą zaporową złącza a otoczeniem. Analiza tego zjawiska prowadzi do następującego równania określającego moc admysyjną złącza PN :

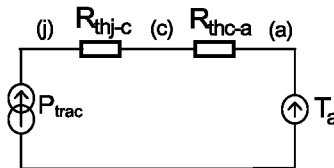
$$P_{ad} = \frac{(T_{jd} - T_a)}{R_{th}} \quad (6.2)$$



Rys. 6.3. Wpływ temperatury na charakterystykę złącza PN spolaryzowanego w kierunku przewodzenia

Dla złączy wykonanych z germanu lub krzemu temperatury dopuszczalne są stosunkowo niewielkie (ok.75°C dla Ge oraz ok.150°C dla Si). Samo odprowadzenie ciepła od złącza w znacznym stopniu zależy od temperatury otoczenia  $T_a$ , do którego ciepło jest odprowadzane.

Opór cieplny  $R_{th}$  występujący między złączem a otoczeniem jest kombinacją oporów cieplnych półprzewodnika i elementów konstrukcyjnych mocujących ten półprzewodnik w obudowie.



Rys. 6.4. Ciepły schemat zastępczy diody do wyznaczania rezystancji termicznej korpus - otoczenie

Ciepły schemat zastępczy diody pracującej bez radiatora pokazano na rys. 6.4. Występujące na schemacie rezystancje termiczne  $R_{thj-c}$  (między



złączem (j) a obudową (c)) i  $R_{thc-a}$  (między obudową (c) a otoczeniem (a)) są określone zależnościami:

$$R_{thj-c} = \frac{(T_j - T_c)}{P_{trac}} \quad (6.3)$$

$$R_{thc-a} = \frac{(T_c - T_a)}{P_{trac}} \quad (6.4)$$

gdzie:  $T_j$  – temperatura złącza,  $T_c$  – temperatura obudowy,  
 $P_{trac}$  – moc tracona (wydzielana) w diodzie.

## Pomiary

Korzystając z danych katalogowych ustalić parametry diody:

Typ diody	Rodzaj półprzewodnika	$P_{max}(T=25^{\circ}C)$	$T_{jmax}$	$R_{thj-c}$	Rodzaj obudowy

### 1. Pomiar charakterystyki prądowo-napięciowej diody

1.1. Podłączyć napięcie zasilające do układu z diodą polaryzując ją w kierunku przewodzenia (rys. 6.5a). Wyznaczyć charakterystykę  $I_F=f(U_F)$  dla  $U_F$  z przedziału od 0 do ok. 0,6 V w temperaturze pokojowej. Powtórzyć pomiar podgrzewając diodę grzejnikiem elektrycznym zamontowanym na makiecie (dla dwóch temperatur np. 40 i 80°C). Wyniki pomiarów wykreślić we wspólnym układzie współrzędnych.

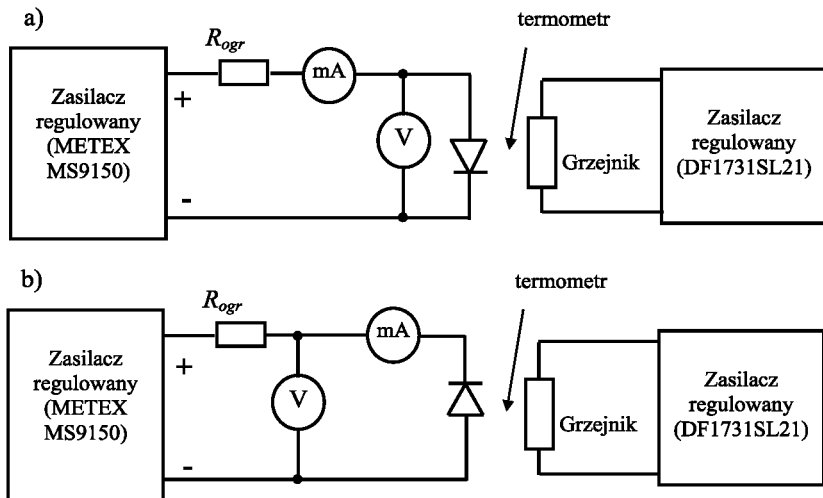
1.2. Podłączyć napięcie zasilające do układu z diodą polaryzując ją w kierunku zaporowym (rys. 6.5b). Wyznaczyć charakterystykę  $I_R=f(U_R)$  dla  $U_R$  z przedziału od 0 do ok. 15 V w temperaturze

pokoju oraz w temperaturach 40 i 80°C. Wyniki pomiarów wykreślić we wspólnym układzie współrzędnych.

## 2. Określanie temperaturowych współczynników prądu i napięcia

2.1. Na podstawie charakterystyk diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia określić temperaturowy współczynnik napięcia dla wybranej wartości natężenia prądu i sprawdzić jego stałość powtarzając obliczenie dla innej wartości natężenia.

2.2. Na podstawie charakterystyk diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym określić temperaturowy współczynnik natężenia dla wybranej wartości napięcia.



Rys. 6.5. Schemat układu pomiarowego przy pomiarze charakterystyki I-U:

- a) dla diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia,  
b) dla diody spolaryzowanej w kierunku zaporowym.

## 3. Określanie rezystancji termicznych złącze-obudowa i obudowa-otoczenie

- 3.1. Odłączyć zasilanie grzejnika, dioda będzie się nagrzewać prądem przewodzenia.
- 3.2. W układzie jak na rys. 6.5a ustawić taką wartość napięcia  $U_F$  aby płynął prąd  $I_F$  ok. 1A.
- 3.3. Po ustaleniu się temperatury obudowy zanotować jej temperaturę  $T_c$  i temperaturę otoczenia  $T_a$  (nie dopuścić aby  $T_c$  przekroczyła 130°C).
- 3.4. Zwiększyć temperaturę obudowy zwiększając napięcie  $U_F$ ; spowodowany w ten sposób wzrost natężenia prądu diody zwiększy temperaturę złącza.
- 3.5. Po ustaleniu się temperatury obudowy ok. 130°C zanotować ponownie temperatury  $T_c$  i  $T_a$  oraz odpowiadające im wartości  $U_F$  i  $I_F$ .

#### Opracowanie wyników

W sprawozdaniu opisać tok badania, wykonać odpowiednie obliczenia, sporządzić wymienione wykresy oraz cieplny schemat zastępczy diody. Ocenić dokładność oraz objaśnić otrzymane wyniki.

## **CZĘŚĆ II**

### **PRZYRZĄDY PÓŁPRZEWODNIKOWE II**

## Ćwiczenie nr 2/1

**Badanie tranzystora bipolarnego w układzie WE**

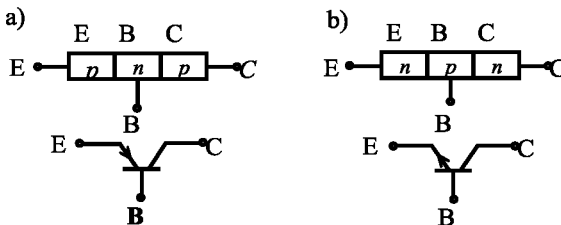
Celem ćwiczenia jest pomiar charakterystyk statycznych oraz wyznaczanie parametrów statycznych i małosygnałowych tranzystora bipolarnego na przykładzie układu ze wspólnym emiterem.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Fizyczna zasada działania, rozptyw prądów w tranzystorze.
- 2) Zasada polaryzacji złączy tranzystora dla różnych rodzajów pracy.
- 3) Układy pracy tranzystora: WB, WE, WC, wzmocnienie prądowe.
- 4) Małosygnałowe parametry czwórnikowe typu  $[h]$ .

Wprowadzenie

Tranzystor bipolarny składa się z trzech obszarów o przeciwnym rodzaju przewodnictwa, co powoduje powstanie dwóch złączy:  $p$ - $n$  i  $n$ - $p$  (rys.1.1.).

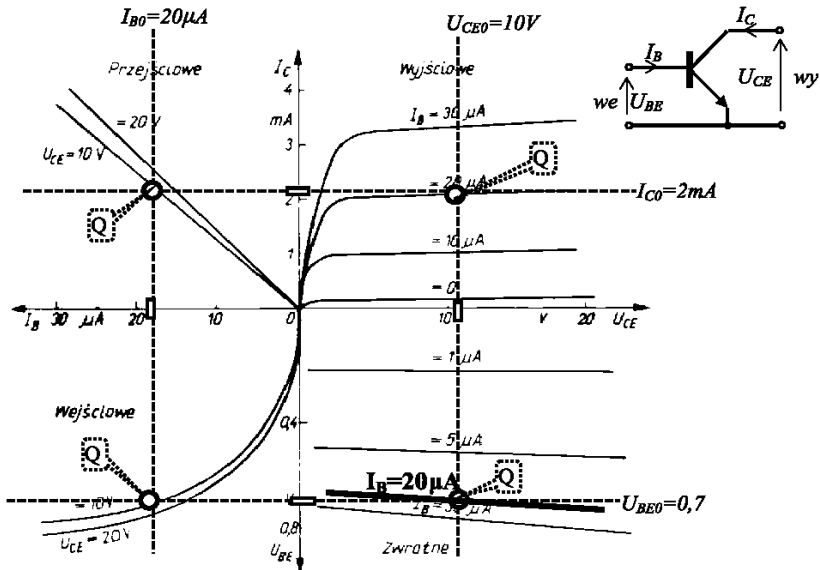


Rys. 1.1. Model struktury i symbole graficzne tranzystora bipolarnego: a) pnp, b) npn

W tranzystorze bipolarnym poszczególne obszary półprzewodnika mają swoją nazwę:  $B$  – baza,  $E$  – emiter,  $C$  – kolektor. Struktura półprzewodnikowa tranzystora jest umieszczana w nieprzezroczystej obudowie metalowej, ceramicznej lub plastikowej.

Właściwości tranzystora opisują rodziny charakterystyk statycznych i parametry dynamiczne. Charakterystyki statyczne przedstawiają zależności

między prądami: emitera  $I_E$ , kolektora  $I_C$ , bazy  $I_B$  i napięciami: baza-emiter  $U_{BE}$ , kolektor-emiter  $U_{CE}$ , kolektor-baza  $U_{CB}$ .



Rys. 1.2. Charakterystyki statyczne tranzystora w układzie WE, tj. ze wspólnym emiterem.

Rozróżniamy cztery rodziny charakterystyk statycznych:

- wejściowa  $U_{BE} = f(I_B)$ , przy  $U_{CE} = const$ ,
  - przejściowa  $I_C = f(I_B)$ , przy  $U_{CE} = const$ ,
  - wyjściowa  $I_C = f(U_{CE})$ , przy  $I_B = const$ ,
  - zwrotna  $U_{BE} = f(U_{CE})$ , przy  $I_B = const$ .
- } (1.1)

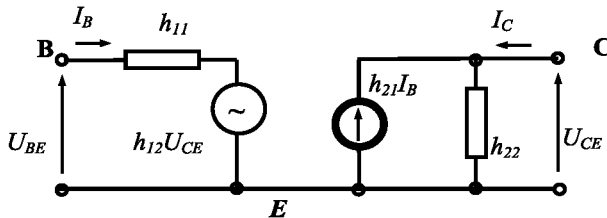
Znając dwie charakterystyki (wejściową i wyjściową) możemy wyznaczyć dwie pozostałe.

Na rysunku 1.2 przedstawiono rodzinę charakterystyk statycznych tranzystora w układzie WE. Pokazano też sposób na określenie punktu pracy.

Rzędne:  $U_{BE0} = 0,7V$  oraz  $I_{C0} = 2mA$  w punkcie przecięcia z charakterystykami statycznymi wyznaczają odcięte  $I_{B0} = 20\mu A$  i  $U_{CE0} = 10V$

określając punkt pracy Q na odpowiedniej charakterystyce z całej rodziny charakterystyk. W praktyce laboratoryjnej tego ćwiczenia może się tak złożyć, że nie uda się zamknąć regularnego prostokąta o wierzchołkach Q. W tej sytuacji należy powiększyć „rozmiar punktu Q” co oznacza graficzną aproksymację wyników pomiarów. Mniejszy „obszar punktu Q” oznacza większą precyzję wykonanych pomiarów.

Schematy zastępcze tranzystora stosujemy wówczas, gdy należy przeprowadzić analizę pracy danego układu elektronicznego. Rozróżniamy trzy podstawowe schematy zastępcze tranzystora: schemat zastępczy typu  $\pi$ , schemat hybrydowy i model Ebersa – Molla.



Rys. 1.3. Schemat zastępczy hybrydowy tranzystora

W schemacie zastępczym hybrydowym (rys. 1.3) napięcie na wejściu  $U_{BE}$  i prąd wyjściowy tranzystora  $I_C$  pracującego w układzie  $WE$  są opisane następująco:

$$U_{BE} = h_{11}I_B + h_{12}U_{CE} \quad (1.2)$$

$$I_C = h_{21}I_B + h_{22}U_{CE} \quad (1.3)$$

przy czym:  $h_{11}$  - impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu,

$h_{12}$  - współczynnik napięciowego oddziaływania wstecznego,

$h_{21}$  - zwarciovowy współczynnik wzmocnienia prądowego,

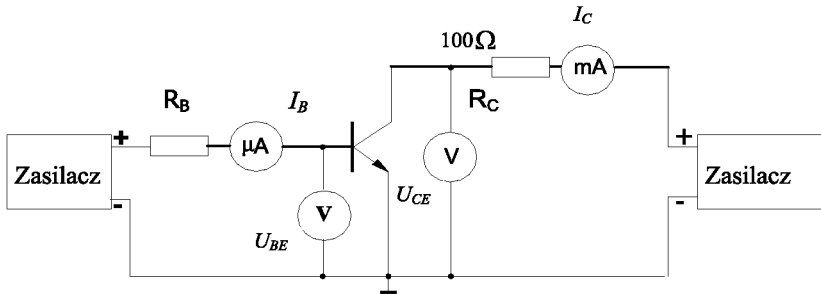
$h_{22}$  - admitancja wyjściowa przy rozwartym wejściu.

### Pomiary

- 1) odczytaj z katalogu parametry dopuszczalne mierzonego tranzystora i określ zakres prądów i napięć jakie można stosować aby nie przekroczyć  $P_{max}$ ,

Tranzystor	$h_{21}$	$I_{Bmax}$	$I_{Cmax}$	$P_{max}$

- 2) ustal biegunowość zasilaczy, zależną od rodzaju tranzystora (pnp lub npn),
- 3) zmontuj układ pomiarowy wg rys. 1.4,
- 4) w obwodzie bazy powinien być włączony rezystor  $R_B$  (kilkadziesiąt  $k\Omega$ ) ograniczający prąd bazy.



Rys. 1.4. Układu do badania tranzystora npn w układzie WE

#### Pomiar charakterystyk statycznych

- 1) sprawdzenie działania układu pomiarowego:
  - a. sprawdzić czy zwiększając napięcie z zasilacza obwodu bazy zwiększa się prąd bazy  $I_B$ , zaobserwować czy napięcie na bazie, po osiągnięciu wartości około 0,7V przestaje wzrastać mimo wzrostu prądu bazy (prąd bazy nie może przekroczyć wartości 30  $\mu A$ ),
  - b. sprawdzić czy, przy dodatniej wartości napięcia kolektora (około 10V), zmiany prądu bazy  $I_B$  wywołują zmiany prądu kolektora  $I_C$ , jeśli tak, przystąpić do pomiaru charakterystyk statycznych tranzystora,
- 2) wyniki pomiarów umieścić w tabelach:

Tabela 1. Charakterystyka wejściowa

	$I_B$						
$U_{CE}=10V$	$U_{BE}$						
$U_{CE}=15V$	$U_{BE}$						
$U_{CE}=20V$	$U_{BE}$						



Tabela 2. Charakterystyka wyjściowa

	$U_{CE}$	0	2,0	4,0	10,0	15,0	20,0	[V]
$I_B =$	$I_C$							
$I_B =$	$I_C$							
$I_B =$	$I_C$							
$I_B =$	$I_C$							

Tabela 3. Charakterystyka przejściowa

	$I_B$							
$U_{CE} = 10V$	$I_c$							
$U_{CE} = 15V$	$I_c$							
$U_{CE} = 20V$	$I_c$							

## Opracowanie wyników

- 1) na podstawie otrzymanych wyników wykreślić rodziny charakterystyk statycznych tranzystora,
- 2) na podstawie charakterystyk: wejściowej oraz wyjściowej i naniesionych na nich punktów pracy wyznaczyć punkt pracy na charakterystyce zwrotnej (patrz rys. 1.2).
- 3) parametry małosygnałowe tranzystora wyznaczyć na podstawie wykreślonych charakterystyk statycznych, w obranym punkcie pracy – uzasadnić wybór,
- 4) wielkość przyrostów odpowiednich zmiennych dobrać na tyle duże, aby można było je wygodnie wrysować w wykres charakterystyk statycznych,
- 5) otrzymane parametry użyć do opisanie schematu zastępczego tranzystora wg rys. 1.3.

## Ćwiczenie nr 2/2

**Badanie tranzystora bipolarnego w układzie WB**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z właściwościami, charakterystykami i podstawowymi parametrami tranzystora bipolarnego połączonego w układ ze wspólną bazą oraz nabycie umiejętności ich pomiaru i określania.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

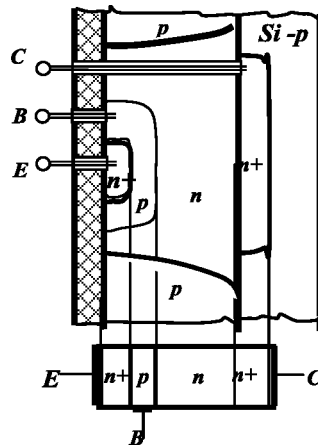
- 1) Zakres pracy i układy włączenia tranzystorów bipolarnych.
- 2) Fizyczna zasada działania, rozptyw prądów w tranzystorze.
- 3) Charakterystyki statyczne tranzystora pracującego w układzie WB.
- 4) Parametry tranzystora dla małych amplitud prądu przemiennego.
- 5) Elektryczne schematy zastępcze tranzystora.

**Wprowadzenie**

Zjawiska fizyczne występujące w tranzystorach bipolarnych zależą od ich konstrukcji i technologii wykonania. Badając właściwości elektryczne tych tranzystorów nie można pominąć ich konkretnej konstrukcji.

Przekrój struktury tranzystora monolitycznego w układzie scalonym wytworzonego technologią epiplanarną przedstawiono na rysunku 2.1. Mimo pewnych różnic między

budową tranzystorów dyskretnych i scalonych, mają one identyczną podstawową strukturę  $n^+ - p - n^+$ . Przekrój odpowiada wycinkowi

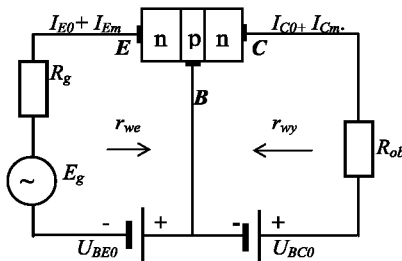


Rys.2.1. Przekrój przez strukturę tranzystora bipolarnego

rzeczywistej struktury tranzystora, wykonanemu w kierunku prostopadłym do powierzchni płytki.

Powstaje w ten sposób jednowymiarowa struktura  $n^+ - p - n^+$ . Stosuje się tu dalsze uproszczenie do postaci  $n p n$ , stanowiącej podstawę modeli uproszczonych, tj. takiego opisu działania tranzystora, w którym uwzględnia się transport nośników tylko w kierunku prostopadłym do powierzchni płytki.

Tranzystor jest elementem czynnym umożliwiającym wzmocnienie mocy. Wartości parametrów takiego wzmacniacza zależą od napięć polaryzujących tranzystor. Wzmocnienie mocy tranzystora pracującego w układzie jak przedstawiono na rys. 2.2 zależy od wartości rezystancji  $r_{wy}$  i  $r_{we}$ . Wartości prądów w warunkach statycznych określa punkt pracy na charakterystykach



Rys.2.2. Ideowy schemat wzmacniacza tranzystorowego

statycznych tranzystora.

Napięcie  $U_{BE0}$  polaryzuje złącze baza-emiter w kierunku przewodzenia ustalając prąd emitera  $I_{E0}$ . Natomiast napięcie  $U_{BC0}$  (o polaryzacji zaporowej) wymusza, dla ustalonego  $I_{E0}$  prąd kolektora  $I_{C0}$ .

Źródło zmiennej siły elektromotorycznej  $E_g$  o rezystancji wewnętrznej  $R_g$  wywołuje składową zmienną prądu wejściowego o amplitudzie  $I_{Em}$ . Amplituda składowej zmiennej prądu kolektora wynosi  $I_{Cm}$ . Współczynnik wzmocnienia mocy, dla składowej zmiennej, można wyrazić wzorem:

$$K_p = \frac{P_{wy}}{P_{we}} = \frac{I_{Cm}^2 r_{wy}}{I_{Em}^2 r_{we}} \quad (2.1)$$

gdzie:  $P_{we}$  - moc prądu zmiennego doprowadzona do obwodu wejściowego,

$P_{wy}$  - moc prądu zmiennego otrzymana na wyjściu.

Stosunek  $I_{Cm}/I_{Em}$  jest proporcjonalny do  $\alpha_0$  i praktycznie jest bliski jedności. Maksimum mocy wydzielonej w obciążeniu ( $R_{ob}$ ) uzyskać można spełniając warunek dopasowania  $R_{ob}=r_{wy}$ , czyli gdy rezystancja obciążenia jest równa rezystancji wyjściowej tranzystora  $r_{wy}$ . Podobnie na wejściu można spełnić warunek dopasowania, oznacza to równość  $R_g=r_{we}$ . Zatem współczynnik wzmocnienia mocy tranzystora sprowadza się do postaci:

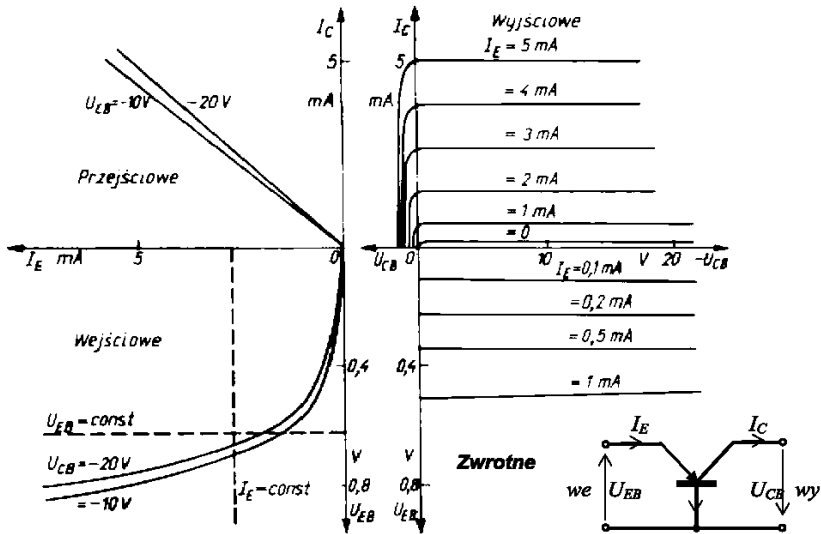
$$K_p = \frac{r_{wy}}{r_{we}} \quad (2.2)$$

Rezystancja  $r_{wy}$  złącza kolektor-baza spolaryzowanego zaporowo jest bardzo duża natomiast rezystancja wejściowa  $r_{we}$  złącza baza-emiter spolaryzowanego w kierunku przewodzenia jest mała, więc stosunek obu rezystancji jest bardzo duży. Oznacza to, że wzmocnienie mocy jest znaczne, nawet rzędu kilku tysięcy.

Właściwości tranzystora opisują rodziny charakterystyk statycznych i parametry dynamiczne. Charakterystyki statyczne (rys. 2.3) przedstawiają zależności między prądami: emitera, kolektora i bazy oraz napięciami: baza-emiter, kolektor-emiter i kolektor-baza.

Traktując tranzystor jak czwórnik najwygodniej jest określić charakterystyki posługując się postacią równań mieszanych. Dla układu WB otrzymujemy cztery rodziny charakterystyk statycznych:

- wejściowa	$U_{EB} = f(I_E)$	przy $U_{CB} = const$ ,	}	(2.3)
- przejściowa	$I_C = f(I_E)$	przy $U_{CB} = const$ ,		
- wyjściowa	$I_C = f(U_{CB})$ ,	przy $I_E = const$ ,		
- zwrotna	$U_{EB} = f(U_{CB})$	przy $I_E = const$ .		



Rys. 2.3. Charakterystyki statyczne tranzystora w układzie WB tj. w układzie wspólnej bazy

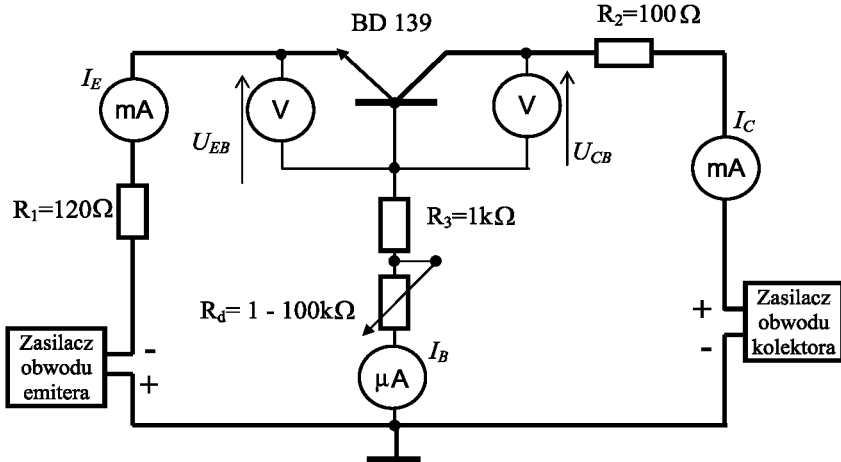
**Pomiary**

**Przygotowanie**

- 1) odczytaj z katalogu parametry dopuszczalne tranzystora, określ zakres prądów i napięć jakie można stosować, aby nie przekroczyć  $P_{max}$ ,

Tranzystor	$h_{21}$	$I_{Bmax}$	$I_{Cmax}$	$P_{max}$

- 2) ustal biegunowość zasilaczy wymaganą dla tranzystora (pnp lub npn) zastosowanego w makiecie pomiarowej,
- 3) zmontuj układ pomiarowy wg rys. 2.4
- 4) rezystancja  $R_3$  i dekada rezystorów  $R_d$ , służą do ograniczenia i regulacji prądu bazy (należy dobrać taką wartość tak aby w czasie pomiarów nie przekroczyć 200  $\mu A$ ),



Rys. 2.4. Schemat układu pomiarowego tranzystora pracującego w układzie WB

5) sprawdzenie działania układu pomiarowego:

- a) sprawdzić czy, przy dodatniej wartości napięcia kolektora (około 10V) i polaryzacji złącza baza-emiter w kierunku przewodzenia (około 0,7V), zmiany prądu bazy  $I_B$  wywołują zmiany prądu kolektora  $I_C$ ,
- b) sprawdzić czy  $I_C \cong I_E$ . (przykładowo prąd bazy około 30  $\mu\text{A}$ ), jeśli tak przystąpić do pomiaru charakterystyk statycznych tranzystora,

### Pomiary

- 1) pomiary rodziny charakterystyk wejściowych wykonać dla napięć  $U_{CB}=10\text{V}$ , 15V, 20V, przy ustalonej wartości prądu bazy (patrz pkt. 4), zmieniamy prąd emitera  $I_E$ , przez zmianę napięcia zasilacza obwodu emitera,
- 2) pomiary rodziny charakterystyk wyjściowych i przejściowych wykonać dla napięć i prądów wg danych katalogowych lub podanych przez prowadzącego,
- 3) wyniki pomiarów umieścić w tabelach:

Tabela 1. Pomiar rodziny charakterystyk wejściowych

	$I_E$									
$U_{CB}=10V$	$U_{EB}$									
$U_{CB}=15V$	$U_{EB}$									
$U_{CB}=20V$	$U_{EB}$									

Tabela 2. Pomiar rodziny charakterystyk wyjściowych

	$U_{CB}$									20V
$I_E=$	$I_C$									
$I_E=$	$I_C$									
$I_E=$	$I_C$									
$I_E=$	$I_C$									

Tabela 3. Pomiar rodziny charakterystyk przejściowych

	$I_E$								
$U_{CB}=10V$	$I_C$								
$U_{CB}=15V$	$I_C$								
$U_{CB}=20V$	$I_C$								

### Opracowanie wyników

Na podstawie otrzymanych wyników należy wykreślić rodziny charakterystyk statycznych tranzystora przyjmując jeden układ współrzędnych, na podobieństwo rys. 2.3. Następnie posługując się charakterystykami wejściową i wyjściową utworzyć charakterystykę zwrotną.

Obliczyć parametry  $h$  tranzystora w wybranym punkcie i narysować schemat równoważny tranzystora dla małych sygnałów małej częstotliwości.

## Ćwiczenie nr 2/3

**Badanie charakterystyk statycznych tranzystorów unipolarnych**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości tranzystorów unipolarnych oraz nabycie umiejętności pomiarów charakterystyk i parametrów tranzystorów PNFET.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Systematyka tranzystorów FET.
- 2) Podstawowe różnice między tranzystorami polowymi a bipolarnymi.
- 3) Symbole graficzne i zasada polaryzacji tranzystorów PNFET z kanałem typu P i N.
- 4) Zasada działania tranzystorów PNFET.
- 5) Charakterystyka przejściowa i wyjściowa tranzystora PNFET.
- 6) Struktura MIS - akumulacja, zubożenie, inwersja.

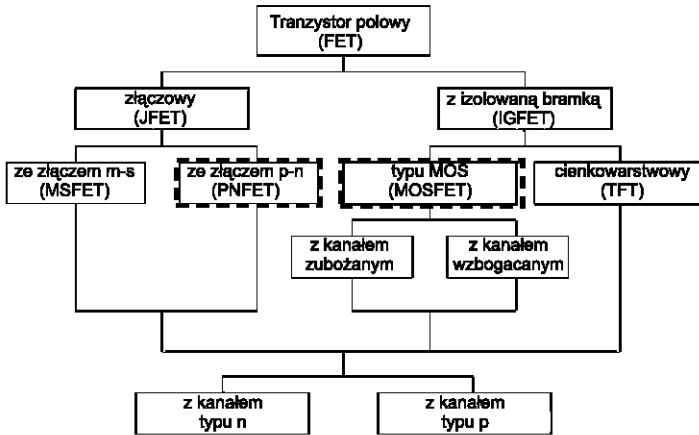
**Wprowadzenie**

Tranzystory unipolarne inaczej polowe stanowią szeroką rodzinę przyrządów półprzewodnikowych. Na potrzeby ćwiczenia można przytoczyć podstawową klasyfikację tranzystorów FET (rys. 3.1).

Tranzystory unipolarne to tranzystory, których działanie zależy tylko od jednego typu nośników, tj. nośników większościowych (dziur lub elektronów). Sterowanie prądem wyjściowym odbywa się za pomocą wnikażącego doń pola elektrycznego. Pole elektryczne może być wytwarzane przez:

- zaporowo spolaryzowane złącze P-N (tranzystor PNFET),
- nieliniowe złącze metal-półprzewodnik (tranzystor MSFET),
- powierzchniową warstwę dielektryka i metalu (tranzystor MOSFET).



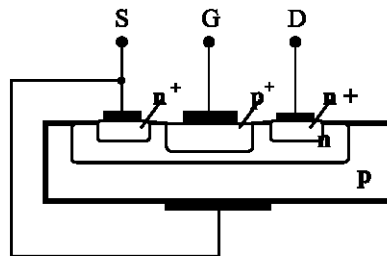


Rys 3.1. Klasyfikacja tranzystorów unipolarnych

Zasadniczym elementem tranzystora unipolarnego jest kryształ odpowiednio domieszkowanego półprzewodnika, z dwiema elektrodami: źródłem (*S-source*) i drenem (*D-drain*). Pomiedzy nimi istnieje tzw. kanał, którym płynie prąd. Wzdłuż kanału umieszczona jest trzecia elektroda, zwana bramką (*G-gate*), jest to elektroda sterująca.

### Tranzystor PNFET

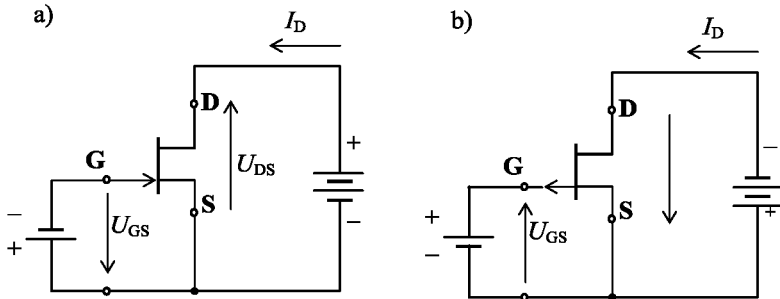
Przepływ prądu drenu  $I_D$  następuje obszarem (kanałem) przewodzącym pomiędzy źródłem S i drenem D. Sterowanie prądem drenu odbywa się przez zmianę napięcia bramka-źródło  $U_{GS}$ .



Rys.3.2. Konstrukcja tranzystora unipolarnego z kanałem n

Złączeniowe tranzystory unipolarne najczęściej wykonywane są metodą epitaksjalną, przekrój takiego tranzystora przedstawia rys.3.2.

Zasady polaryzacji złączonego tranzystora unipolarnego przedstawia rys. 3.3.



Rys. 3.3. Symbol graficzny i zasada polaryzacji złączonego tranzystora unipolarnego z kanałem typu N (a) i kanałem typu P (b)

Tranzystory unipolarne PNFET pracują przy polaryzacji zaporowej złącza bramka-źródło i przewodzącej źródło – dren, zatem w zależności od rodzaju kanału polaryzujemy napięciami:

- w przypadku tranzystora z kanałem N :  $U_{GS} < 0$  ;  $U_{DS} > 0$ ;
- w przypadku tranzystora z kanałem P :  $U_{GS} > 0$  ;  $U_{DS} < 0$ .

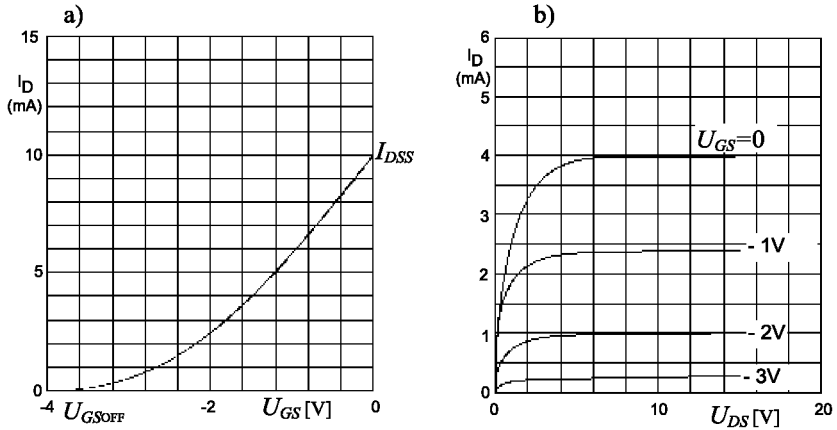
Omawiane tranzystory, w odróżnieniu od tranzystorów bipolarnych posiadają tylko dwie rodziny charakterystyk: przejściowe  $I_D = f(U_{GS})$  i wyjściowe  $I_D = f(U_{DS})$  (rys.3.4).

Charakterystyki przejściowe opisują zależność prądu drenu  $I_D$  od napięcia bramka-źródło  $U_{GS}$ , przy ustalonej wartości napięcia dren-źródło  $U_{DS}$  jako parametr. Wykazują one niewielką zależność od napięcia  $U_{DS}$ , zależne są natomiast od temperatury. Wielkościami charakterystycznymi tych charakterystyk są:

- *napięcie odcięcia*  $U_{GS(OFF)}$  ( $U_p$ ) - napięcie jakie należy doprowadzić do bramki, aby przy ustalonym napięciu  $U_{DS}$  przez tranzystor nie płynął prąd drenu. Praktycznie przyjmuje się, że przy napięciu  $U_{GS(OFF)}$  prąd drenu nie przekracza określonej wartości, najczęściej 1 lub 10  $\mu A$ ;

- *prąd nasycenia*  $I_{DSS}$ , tj. prąd drenu płynący przy napięciu  $U_{GS} = 0$  V i określonym napięciu  $U_{DS}$ .

Charakterystyki wyjściowe opisują związek między prądem drenu  $I_D$  i napięciem dren-źródło  $U_{DS}$ , przy napięciu bramka - źródło  $U_{GS}$  jako parametr.



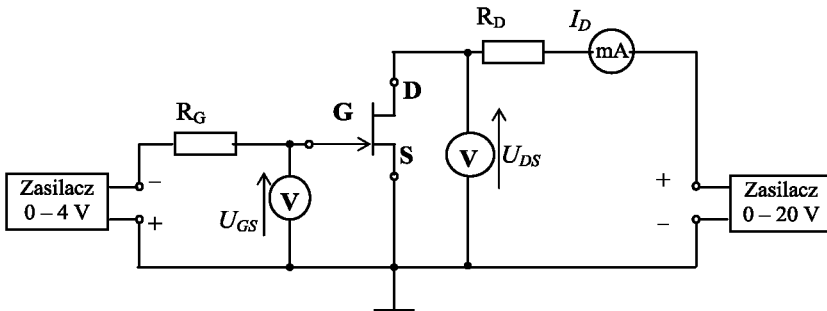
Rys. 3.4. Przykładowe charakterystyki tranzystora unipolarnego: charakterystyka przejściowa (a), charakterystyki wyjściowe (b)

### Pomiary

#### Przygotowanie

- 1) odczytać z katalogu parametry dopuszczalne badanego tranzystora,
- 2) ustalić biegunowość zasilaczy, wymaganą dla badanego tranzystora,
- 3) zmontować układ pomiarowy wg rys. 3.5. Rezystor  $R_G$  ogranicza prąd bramki  $I_G$  tranzystora, a rezystor  $R_D$  – prąd drenu  $I_D$ .

Tranzystor	$U_{Dmax}$	$I_{Gmax}$	$I_{Dmax}$	$P_{Dmax}$



Rys. 3.5. Układ pomiarowy do badania tranzystora unipolarnego złączowego z kanałem N

Pomiar charakterystyki przejściowej  $I_D = f(U_{GS})$  tranzystora PNFET:

Przeprowadzić próbę działania układu pomiarowego:

- 1) ustawić napięcia  $U_{DS} = 0$  oraz  $U_{GS} < 0$  (np.  $-4V$ ), aby mieć pewność, że tranzystor nie będzie przewodził,
- 2) następnie zwiększyć napięcie  $U_{DS}$  do  $10V$  - nie powinien pojawić się prąd  $I_D$ ,
- 3) nie zmieniając ustawionego napięcia  $U_{DS}$  zmieniać napięcie  $U_{GS}$  tak, aby pojawił się prąd drenu  $I_D > 0$ ,
- 4) mając pewność, że układ działa poprawnie przystąpić do pomiarów  $I_D = f(U_{GS})$ .

	$U_{GS}$								V
$U_{DS}=10V$	$I_D$								mA
$U_{DS}=20V$	$I_D$								mA

W trakcie pomiarów charakterystyki przejściowej określić wartość napięcia progowego  $U_{GSOFF}$ , przy którym prąd drenu osiąga wartość  $I_D \leq 10 \mu A$ .

Na podstawie wyników pomiarów wykreślić charakterystykę przejściową, zaznaczyć napięcie odcięcia  $U_{GSOFF}$  i prąd nasycenia  $I_{DSS}$ ,

Pomiar charakterystyki wyjściowej  $I_D=f(U_{DS})$  tranzystora PNFET

Przy pomiarze tej charakterystyki utrzymywać stałą wartość napięcia  $U_{GS}$ , a zmieniać napięcie  $U_{DS}$  (w zakresie  $0 \div 20$  V), odczytując wartość prądu drenu  $I_D$ . W początkowym przedziale zmian napięcia  $U_{DS}$  ( $0 \div 3$  V) wykonać przynajmniej pięć odczytów. Pomiary powtórzyć dla kilku wartości napięcia  $U_{GS}$  z przedziału  $0 \div -1,5$  V.

	$U_{DS}$										20	V
$U_{GS}=0$ V	$I_D$											mA
$U_{GS}=$ V	$I_D$											mA
$U_{GS}=$ V	$I_D$											mA
$U_{GS}=$ V	$I_D$											mA
												mA

## Opracowanie wyników

Na podstawie uzyskanych wyników wykreślić rodzinę charakterystyk wyjściowych. Zaznaczyć punkt pracy ( $U_{DS0}$ ,  $U_{GS0}$ ,  $I_{D0}$ ) i wyliczyć:

a. konduktancję przejściową  $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$  dla  $U_{DS0}$

b. konduktancję wyjściową  $g_{DS} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}}$  dla  $U_{GS0}$

c. współczynnik wzmocnienia napięciowego  $k_u = \frac{g_m}{g_{DS}}$  dla  $U_{GS0}$

Wielkości  $\Delta I_D$ ,  $\Delta U_{DS}$  i  $\Delta U_{GS}$  przedstawić na wykreślonych charakterystykach statycznych. W ramach wniosków przedstawić dyskusję otrzymanych wyników skupiając szczególnie uwagę na porównaniu z danymi katalogowymi badanego tranzystora.

## Ćwiczenie nr 2/4

**Badanie właściwości dynamicznych tyrystora**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości i parametrów tyrystorów triodowych, wyzwalanych impulsowo stosowanych w układach prostownikowych.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Systematyka tyrystorów.
- 2) Budowa i zasada działania tyrystorów.
- 3) Charakterystyka prądowo-napięciowa tyrystora.
- 4) Sposoby wyzwalania tyrystorów.
- 5) Sposoby wyłączania tyrystorów.
- 6) Zastosowania tyrystorów sterowanych.
- 7) Problematyka sterowania impulsowego tyrystorów.
- 8) Definicje kąta palenia i zapłonu tyrystora.

Wprowadzenie

Pod pojęciem pracy dynamicznej tyrystora, należy rozumieć właściwości występujące przy jego załączaniu oraz wyłączaniu.

Tyrystor przechodzi w stan przewodzenia, jeśli na elektrodę sterującą (bramkę) zostanie podany impuls prądowy. Może on posiadać dowolny kształt (np. trójkątny, prostokątny czy sinusoidalny), może być także sygnałem ciągłym (ze źródła napięcia stałego). Pewność włączenia tyrystora zapewnia impuls charakteryzujący się dużą stromością zbocza narastającego

$$\frac{di_G}{dt} \geq \frac{1A}{1\mu s} \quad (4.1)$$

oraz odpowiednią amplitudą i czasem trwania. Czas trwania impulsów sterujących zależy od amplitudy prądu bramki, minimalna ich wartość wynosi od kilkunastu do kilkudziesięciu mikrosekund, jednak z reguły stosuje się impulsy dłuższe ( $100 \div 500 \mu\text{s}$ ).

Zadaniem elektronicznych podzespołów sterujących, stanowiących integralną część każdego urządzenia tyrystorowego, jest wytwarzanie impulsów złączających tyrystory w ściśle określonych chwilach.

Przy doprowadzeniu do tyrystora napięcia zasilającego sinusoidalnie zmiennego przepływ prądu przez obciążenie istnieje tylko w czasie połówki dodatniej. Przełączenie tyrystora z stanu blokowania do przewodzenia nie zachodzi natychmiastowo, trwa zwykle ok.  $2 \div 10 \mu\text{s}$ . Główną jego część stanowi czas opóźnienia, ok.  $1,5 \div 8 \mu\text{s}$ .

Dzięki możliwości regulacji przesunięcia fazowego między napięciem sterującym bramką, a napięciem zasilającym doprowadzonym do tyrystora możliwa jest płynna regulacja prądu płynącego przez obciążenie, a więc również regulacja napięcia i mocy występującej na obciążeniu. Gdy to przesunięcie jest równe zero, tyrystor przewodzi w czasie odpowiadającym trwaniu prawie całej dodatniej połówki fali napięcia sinusoidalnego. W takim przypadku wartość średnia prądu płynącego przez obciążenie jest maksymalna. Gdy przesunięcie fazowe między napięciami wzrasta, wówczas czas przewodzenia tyrystora maleje. W związku z tym maleje prąd średni i moc wydzielana w obciążeniu (rys. 4.1).

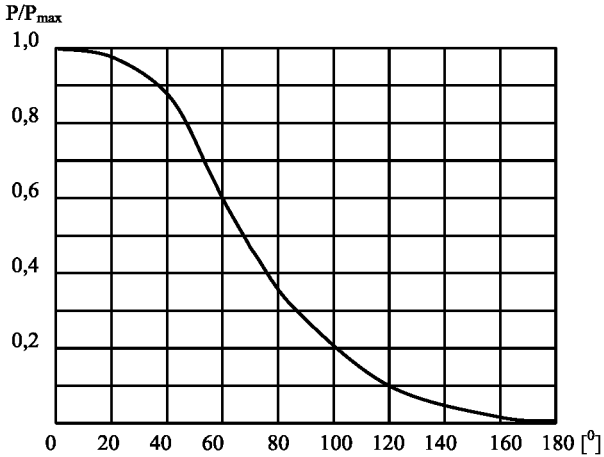
Składowa stała (wartość średnia) napięcia wyprostowanego liczona za okres napięcia zasilającego w przypadku odbiornika czysto rezystancyjnego wynosi:

$$U_{os} = \frac{U_{2m}}{2\pi(1 + \cos\alpha)} \quad (4.2)$$

gdzie:  $\alpha$  – kąt zapłonu.

Moc czynna odbiornika czysto rezystancyjnego, zasilanego ze sterownika jednofazowego wyraża się wzorem:

$$P_o = U_o I_o \quad (4.3)$$

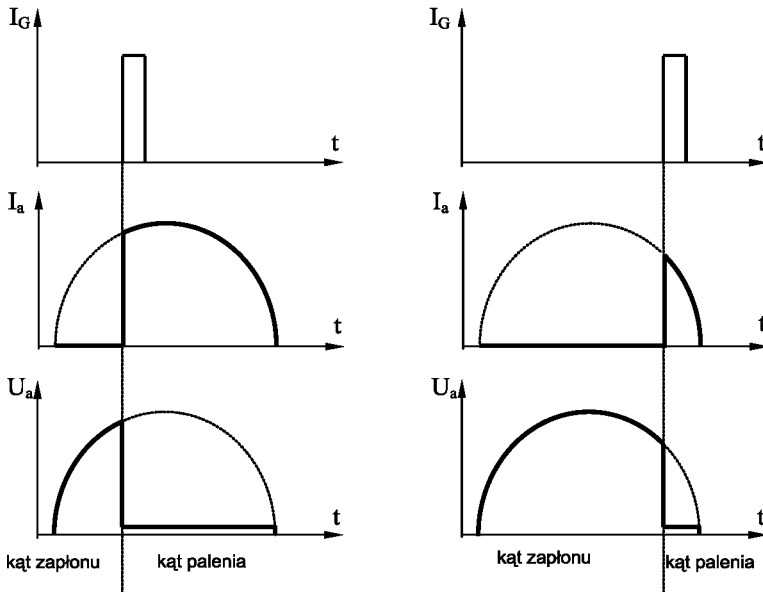


Rys. 4.1 Zależność względnej mocy odbiornika od kąta zapłonu tyrystora

Regulacja przesunięcia fazowego między napięciem sterującym bramkę a napięciem wejściowym doprowadzonym do tyrystora realizowana jest przez zastosowanie przesuwnika fazowego RC, w którym wartość elementu R jest nastawiana przez użytkownika (pokrętko takiej regulacji wyprowadzono również na płytę czołową makiety). Z reguły są to impulsy prostokątne o napięciach kilku woltów i prądach od kilkunastu do kilkuset mA. Znane od dawna układy sterowania tyrystorów wykonane z elementów dyskretnych są aktualnie zastępowane układami scalonymi. Jednym z przykładów takiego scalonego układu sterującego jest układ CD 4047 firmy THOMSON, wytwarzającego impulsy sterujące przy wykorzystaniu multiwibratora.

Na rys. 4.2 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu tyrystora dla różnych faz impulsu załączającego. Do momentu podania na bramkę tyrystora impulsu





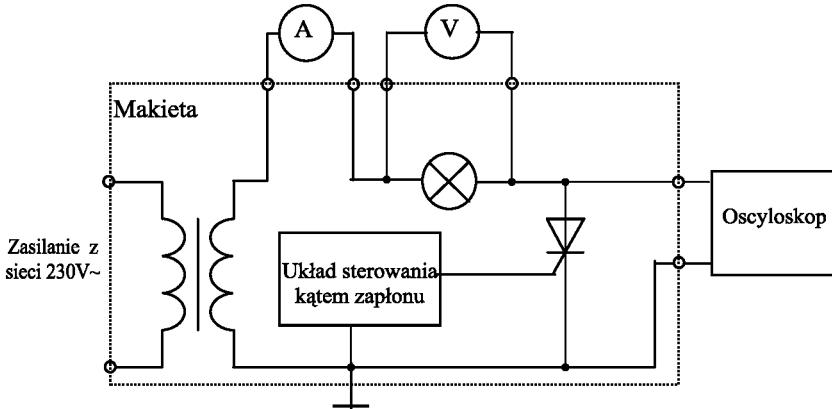
Rys. 4.2 Przebiegi napięcia  $U_a$  i prądu  $I_a$  tyrystora dla dwóch faz impulsu wyzwalającego  $I_G$

wyzwalającego tyrystor nie przewodzi. Napięcie na jego anodzie odpowiada zmianom wartości chwilowej napięcia zasilania, a przez tyrystor i obciążenie praktycznie nie płynie prąd. W chwili włączenia tyrystora, napięcie na nim spada do poziomu wartości napięcia występującego na przewodzącym tyrystorze, a przez tyrystor i obciążenie zaczyna płynąć prąd. Moment załączenia tyrystora, przez doprowadzenie do bramki impulsu wyzwalającego odpowiada kątowemu załączenia nazywanemu również *kątem zapłonu* (jest to inaczej czas opóźnienia włączenia). Natomiast kąt (czas) kiedy tyrystor przewodzi nazywamy *kątem palenia*.

Suma czasów (kątown) zapłonu i palenia jest stała i wynosi  $\pi/2$  dla prostownika dwupołówkowego i  $\pi$  dla prostownika jednapołówkowego.

## Pomiary

Schemat układu do pomiaru wielkości mocy wydzielanej w obciążeniu w funkcji kąta palenia tyrystora wykorzystywanego w ćwiczeniu przedstawia rys. 4.3:



Rys. 4.3 Układ do pomiaru mocy wydzielanej w obciążeniu dla różnej wartości kąta zapłonu

- 1) obciążeniem w obwodzie tyrystora jest rezystancja żarówki,
- 2) po podłączeniu woltomierza, amperomierza i oscyloskopu do makiety oraz włączeniu jej zasilania (230V) ustawić potencjometrem kąt zapłonu tyrystora  $\alpha = 0^\circ$ ,
- 3) zmieniając kąt zapłonu w przedziale  $0^\circ \div 180^\circ$  np. co  $20^\circ$  (pomiar na ekranie oscyloskopu) odczytywać wartość napięcia i natężenia prądu na obciążeniu,

## Opracowanie wyników

Wykreślić względną zależność napięcia, natężenia i mocy dla badanego prostownika w funkcji kąta zapłonu (wzór, rys. 4.1) i przeprowadzić dyskusję otrzymanych wyników.

## Ćwiczenie nr 2/5

**Pomiary częstotliwości granicznych tranzystora bipolarnego**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości częstotliwościowych tranzystora bipolarnego oraz metod wyznaczania częstotliwości granicznych tranzystora pracującego w układzie WE.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Zjawiska fizyczne powodujące, że wzmocnienie prądowe (napięciowe, mocy) tranzystora maleje ze wzrostem częstotliwości wzmacnianego sygnału.
- 2) Charakterystyka częstotliwościowa modułu zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora.
- 3) Definicje i interpretacja częstotliwości granicznych  $f_{\alpha}$ ,  $f_{\beta}$ ,  $f_T$ ,  $f_L$ ,  $f_{max}$  oraz sposoby ich wyznaczania.

Wprowadzenie

Zwarciovą współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora bipolarnego maleje ze wzrostem częstotliwości wzmacnianego przez niego sygnału (rys. 5.1). Dzieje się tak m.in. w wyniku tych samych zjawisk które powodują, że tranzystor jest elementem inercyjnym.

Sygnał prądu zmiennego w wyniku niezależnych zjawisk na drodze od emitera do kolektora ulega opóźnieniu i osłabieniu. Całkowity czas przelotu nośników przez poszczególne obszary tranzystora (warstwy zaporowe złącza  $E - B$ ,  $B - C$  i warstwa bazy) jest sumą algebraiczną opóźnień wnoszonych przez każdą warstwę:

$$t_{calc} = t_{eb} + t_b + t_{bc} \quad (5.1)$$

Opóźnienie  $t_{eb}$  powstające w złączu emiter–baza jest związane z ładowaniem pojemności tego złącza. Czas ładowania zależy od wartości tej pojemności i wielkości prądu  $I_E$  płynącego przez to złącze.

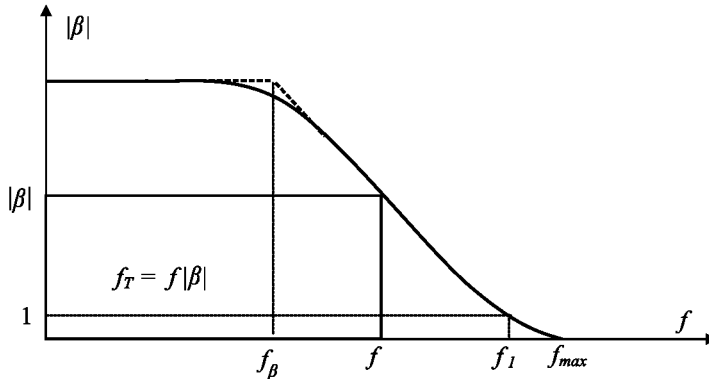
W obszarze warstwy bazy opóźnienie  $t_b$  sygnału związane jest z gromadzeniem się w niej ładunku, a ten z kolei zależy od rozmiarów bazy. Jej rozmiar zależy od tego jak głęboko wnika w nią pole złącza kolektorowego, czyli od napięcia na tym złączu. Opóźnienie  $t_{bc}$  w warstwie złącza kolektorowego wynika z czasu przelotu nośników przez to złącze oraz czasu ładowania pojemności tego złącza.

Zmniejszenie amplitudy sygnału spowodowane jest (między innymi) ładowaniem i rozładowaniem pojemności dyfuzyjnej bazy, związane z przepływem sinusoidalnego prądu w obwodzie baza-emiter, który w trakcie jednej połówki prądu emitera gromadzi nośniki w bazie, a w trakcie drugiej usuwa je z powrotem do emitera. Nie biorą one więc udziału w prądzie kolektora – jest to tzw. zjawisko rozmycia dyfuzyjnego. Poszczególne warstwy powodują także osłabienie sygnału, wskutek skończonego czasu przelotu nośników przez strukturę tranzystora. Pierwszoplanowe znaczenie mają zjawiska zachodzące w bazie.

Malenie wzmocnienia prądowego tranzystora ogranicza zakres stosowalności tranzystora. Dlatego określono pasmo częstotliwości, w jakim tranzystor może pracować. Częstotliwość graniczna ogranicza to pasmo „od góry”. W zależności od przyjętych kryteriów definiuje się kilka różnych częstotliwości granicznych (rys.5.1):

$f_\alpha$  - częstotliwość, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego  $|\alpha(f)|$  tranzystora pracującego w układzie WB maleje o 3 dB, czyli do poziomu  $\alpha_0/\sqrt{2}$ , przy czym  $\alpha_0 = \alpha(f)$  dla  $f \rightarrow 0$ ;

$f_\beta$  - częstotliwość, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego  $|\beta(f)|$  w układzie WE maleje o 3 dB, czyli do poziomu  $\beta_0/\sqrt{2}$ ,



Rys.5.1. Charakterystyka częstotliwościowa modułu współczynnika wzmocnienia prądowego  $|\beta|$  z zaznaczonymi częstotliwościami granicznymi

przy czym  $\beta_0 = \beta(f)$  dla  $f \rightarrow 0$ . Powyżej częstotliwości  $f_\beta$  wielkości współczynnika  $\beta = h_{21e}$  są jeszcze dość duże i tranzystor może pracować w tym zakresie, jeżeli dopuszczalny jest spadek wzmocnienia ze wzrostem częstotliwości. Częstotliwość  $f_\beta$  jest ok.  $\beta$  razy mniejsza niż  $f_0$ ;

$f_1$  – częstotliwość, przy której moduł zwarciovego współczynnika wzmocnienia prądowego w układzie WE maleje do wartości 1;

$f_T$  – jest to częstotliwość określona jako iloczyn częstotliwości pomiarowej  $f$  i określonego przy tej częstotliwości współczynnika wzmocnienia prądowego  $|\beta(f)|$  dla układu WE:

$$f_T = f \cdot |\beta| \quad \text{dla } f > f_\beta \quad (5.2)$$

Częstotliwość  $f_T$  wyznacza się przez ekstrapolację liniowego spadku  $\beta$  (o stałym nachyleniu 6 dB na oktawę) do przecięcia z prosta odpowiadającą wartości  $\beta = 1$ . W zakresie liniowego spadku wzmocnienia iloczyn wzmocnienia i częstotliwości jest wielkością stałą i równą częstotliwości granicznej  $f_T$ :

$f_{max}$  – maksymalna częstotliwość generacji, czyli częstotliwość, przy której wzmocnienie mocy równa się jedności (niezależna od układu pracy).

Między częstotliwościami granicznymi zachodzi zależność:

$$f_{\beta} \ll f_T \leq f_i \leq f_{\alpha} < f_{max} \quad (5.3.)$$

Wyznaczanie małosygnałowego współczynnika wzmocnienia prądowego (por.rys. 5.2)

Składowa zmienna prądu sinusoidalnego kolektora ( $i_c$ ) określana jest pośrednio przez pomiar spadku napięcia sinusoidalnego na rezystorze  $R_C$  i obliczana z zależności:

$$i_c = U_2/R_C \quad (5.4)$$

Składowa zmienna prądu sinusoidalnego bazy ( $i_b$ ) określana jest również pośrednio przez pomiar napięcia zmiennego na wejściu układu (na rezystorze  $R_B$ ). Przyjmując, że  $R_B \gg Z_{we}$  gdzie  $Z_{we}$  – impedancja wejściowa badanego tranzystora, można przyjąć:

$$i_b \approx U_1/R_B \quad (5.5)$$

Współczynnik wzmocnienia prądowego  $|\beta|$  badanego tranzystora można obliczyć przy użyciu oscyloskopu przez pomiar amplitudy napięcia zmiennego  $U_1 = U_{we}$  oraz  $U_2 = U_{wy}$  i przeliczeniu wg zależności:

$$|\beta| = \frac{i_c}{i_b} \approx \frac{U_2}{U_1} \frac{R_B}{R_C} \quad (5.6)$$

W badanym układzie stosunek wartości rezystancji  $R_b$  i  $R_c$  wynosi 27, zatem powyższą zależność można ostatecznie zapisać następująco:

$$|\beta| = 27 \frac{U_2}{U_1} \quad (5.7)$$

Pomiary

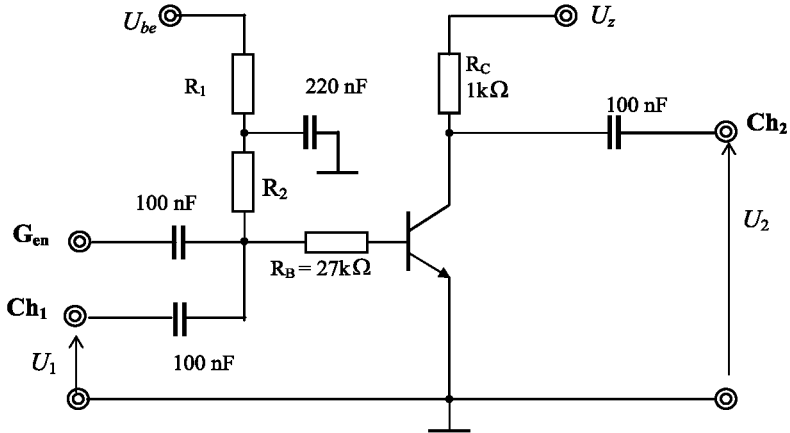
Przygotowanie

- 1) Na podstawie danych katalogowych określić parametry graniczne i punktu pracy badanego tranzystora.
- 2) Zmontować układ pomiarowy wg rys. 5.2:
  - a. gniazdo **Ch<sub>1</sub>** podłączyć do jednego kanału oscyloskopu,
  - b. do drugiego kanału oscyloskopu podłączyć gniazdo **Ch<sub>2</sub>**

- c. do gniazda  $G_{en}$  makiety podłączyć sygnał sinusoidalny z generatora zewnętrznego,
- d. częstotliwość sygnału wejściowego  $U_1$ , na czas uruchomienia i przygotowania warunków pracy wzmacniacza, ustawić na 1 kHz,
- e. do zacisków  $U_{be}$  (zasilanie obwodu bazy) podłączyć napięcie stałe około 10V,
- f. do zacisków  $U_z$  (zasilanie kolektora) podłączyć napięcie stałe 15V (z oddzielnego lub drugiego układu zasilania),
- g. zoptymalizować punkt pracy tranzystora czyli dobrać tak wartości napięć zasilających oraz napięcia  $U_{be}$  aby uzyskać największy i niezniekształcony sygnał sinusoidalny na wyjściu układu,
- h. przy wyłączonym sygnale wejściowym, zmierzyć napięcia stałe polaryzujące tranzystor:  $U_{BE0}$  i  $U_{CE0}$  - określające wybrany punkt pracy.

#### Pomiar zależności współczynnika wzmocnienia od częstotliwości

- 1) Ustawić na generatorze częstotliwość pomiarową 100 kHz i tak dobrać amplitudę napięcia wejściowego, aby podwójna amplituda sygnału na wyjściu  $U_2$ , obserwowana na ekranie oscyloskopu nie przekraczała 0,5 V (korzystniejsza jest nawet mniejsza, bowiem mierzymy parametry małosygnałowe).
- 2) Zachowując stałą wartość amplitudy sygnału na wejściu  $U_1 = const.$  (w razie potrzeby doregulować pokrętkiem „amplituda”) zmieniać częstotliwość generatora i odczytywać aktualną z oscyloskopu wartość sygnału  $U_2$ .
- 3) Za mierzone wartości  $U_1$  i  $U_2$  można przyjąć amplitudy międzyszczytowe.
- 4) Częstotliwość sygnału wejściowego zmieniać np. od 100 kHz do maksimum możliwości wykorzystywanego w pomiarach generatora co 200 kHz.



Rys.5.2. Schemat układu pomiarowego częstotliwości granicznych tranzystora bipolarnego

### Opracowanie wyników

Na podstawie pomiarów wykonać wykres  $|\beta| = f(f)$  w układzie współrzędnych o podziałce logarytmicznej i wyznaczyć  $f_T$  oraz pozostałe częstotliwości graniczne.



## Ćwiczenie nr 2/6

**Badanie elementów optoelektronicznych**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie z budową, zasadą działania i właściwościami wybranych elementów optoelektronicznych oraz kształtowania umiejętności wykonywania pomiarów charakterystycznych parametrów tych elementów.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Półprzewodnikowe źródła promieniowania; budowa, klasyfikacja.
- 2) Półprzewodnikowe detektory promieniowania; budowa, klasyfikacja.
- 3) Parametry źródeł światła i fotodetektorów.
- 4) Fotorezystor, fotodioda, fotoranzystor – parametry, charakterystyki, zastosowania.
- 5) Transoptor – charakterystyki, zastosowania.

Wprowadzenie

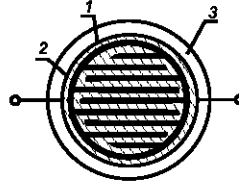
Do grupy półprzewodnikowych przyrządów optoelektronicznych są zaliczane następujące rodzaje przyrządów:

- a) półprzewodnikowe źródła promieniowania – diody elektroluminescencyjne (LED) i lasery,
- b) półprzewodnikowe detektory promieniowania – fotorezystory, fotodiody i fotoranzystory,
- c) transoptory – przyrządy stanowiące połączenie półprzewodnikowych źródeł promieniowania i fotodetektorów.

Fotorezystor (fotoopornik, fotoelement oporowy, opornik fotoelektryczny) jest elementem światłoczułym. Jego rezystancja zmienia się pod wpływem padającego promieniowania i nie zależy od kierunku przyto-

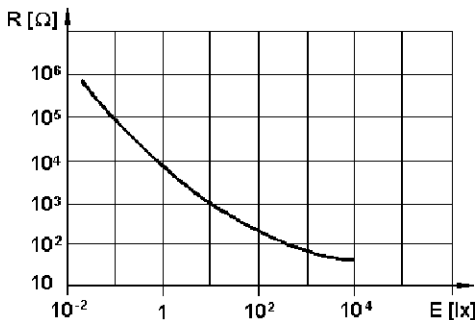
zonego napięcia, podobnie jak rezystancja zwykłego rezystora. W fotorezystorach i fotoogniwach znalazło praktyczne zastosowanie wewnętrzne zjawisko fotoelektryczne.

Współczesne fotorezystory (rys.6.1) są zwykle wykonywane w ten sposób, że na płytkę szklaną nakłada się warstwę materiału półprzewodnikowego, CdS, CdSe, CdTe, PbS, PbSe, jak również domieszkowanych, np. tellurku kadmu domieszkowanego rtęcią, o grubości rzędu kilku mikrometrów. Następnie nakłada się odpowiednie metalowe elektrody doprowadzające. Od materiału półprzewodnikowego zależy zakres widmowy wykrywanego promieniowania.



Rys. 6.1. Konstrukcja grzebieniowa fotorezystora. 1 — cienka warstwa półprzewodnika; 2 — elektroda metalowa; 3 — płytka szklana

Z względu na dużą czułość i prosty układ pomiarowy, fotorezystory wykorzystuje się m.in. do: pomiaru temperatury (przez pomiar natężenia promieniowania), ostrzegania w systemach przeciwpożarowych, wykrywania

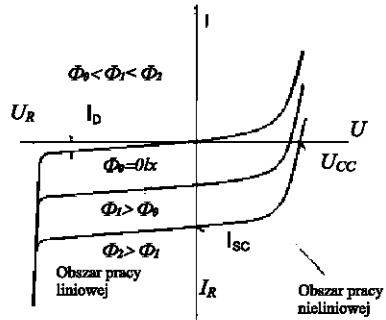


Rys. 6.2 Zależność rezystancji fotorezystora od natężenia oświetlenia

zanieczyszczeń rzek i zbiorników wodnych, detekcji strat ciepła przez izolację termiczną budynków. Zaletami fotorezystora są niezawodność działania, niska cena i duża obciążalność prądowa. Natomiast wady to wrażliwość na temperaturę, dość duża bezwładność czasowa.

Podstawowe parametry fotorezystora: czułość widmowa (zależność rezystancji od natężenia oświetlenia por. rys.6.2), rezystancja fotorezystora.

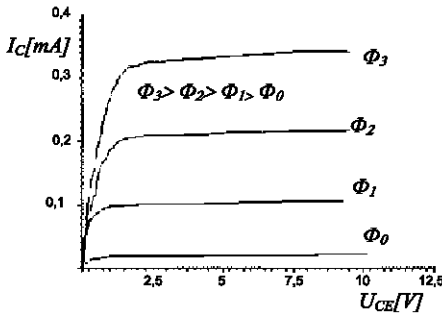
Fotodiody półprzewodnikowe (rys.6.3 III ćwiartka), są to złącza PN, w których zakłócenia koncentracji nośników mniejszościowych dokonuje się za pomocą energii fotonów docierających do złącza przez odpowiednie okienko wykonane w obudowie fotodiody. Fotodioda wykonana może być (jako „zwykła” na złączu P-N, jako fotodioda PIN lub fotodioda



Rys.6.3. Charakterystyka statyczna fotodiody

lavinowa. Fotodioda pracuje przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym. W stanie ciemnym (przy braku oświetlenia  $\Phi_0=0lx$ ) przez fotodiodę płynie tylko prąd ciemny, będący prądem wstecznym złącza określonym przez termiczną generację nośników. Oświetlenie złącza powoduje generację dodatkowych nośników i wzrost prądu wstecznego, proporcjonalny do natężenia padającego promieniowania  $\Phi$  (na rys. 6.3 –  $\Phi_2 > \Phi_1 > \Phi_0$ )

Fototranzystory działają jak zwykłe tranzystory, najczęściej typu NPN, w których obudowie wykonano okno umożliwiające oświetlenie obszaru bazy tranzystora. Powszechnie fototranzystory wykonywane są jako elementy dwu-

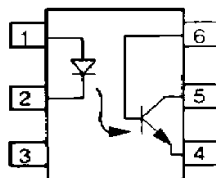


Rys. 6.4. Charakterystyka statyczna fototranzystora

końcówkowe (posiadają wyprowadzone kontakty emitera i kolektora, baza zazwyczaj pozostaje nie wyprowadzona na zewnątrz). Przy braku oświetlenia ( $\Phi_0$ ) przez fototranzystor płynie prąd zerowy, jest to prąd zaporowo spolaryzowanego złącza P-N (rys. 6.4).

Parametry charakteryzujące fototranzystor: maksymalne napięcie  $U_{CE}$ , kąt detekcji, maksymalny prąd kolektora  $I_C$ , charakterystyka czułości, czas narastania i opadania przenoszonych sygnałów.

Transoptory (rys. 6.5) składają się z nadajnika i detektora światła zawartych w jednej obudowie. Prąd przepływający przez nadajnik, zazwyczaj diodę świecącą, powoduje jej świecenie, co zostaje odebrane w fotodetektorze, na którego końcówkach wówczas pojawia się napięcie. Jako fotodetektor może być użyty: fotoopornik, fotodioda, fototranzystor, fototyrystor.



Rys. 6.5. Rozmieszczenie końcówek w transoptorze

Parametry transoptora to między innymi: współczynnik sprzężenia CTR – stosunek prądu wyjściowego do wejściowego, wytrzymałość izolacji podana w voltach, maksymalny prąd w obwodzie wejściowym, maksymalne napięcie i prąd na wejściu oraz wyjściu, czas włączania i wyłączenia transoptora, maksymalna prędkość transmisji.

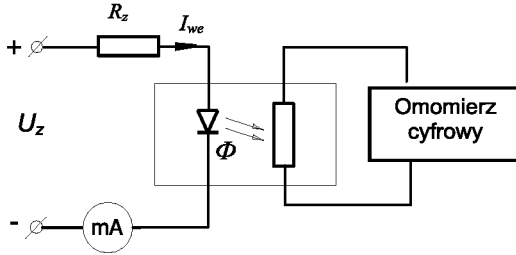
### Pomiary

W ćwiczeniu badane będą: fotorezystor, fotodioda, i transoptor. Źródło promieniowania oświetlającego badany element stanowią diody LED. Elementy zamontowane zostały na płytce montażowej i tworzą trzy oddzielne zestawy. Ze względu na sposób oświetlania badanych fotoelementów można je traktować jak transoptory, choć nie wykonano ich w formie monolitycznego układu scalonego, ale stanowią nierozłączne układy o odmiennych fotoelementach wyjściowych.

Prąd  $I_{we}$  diody LED (patrz rys. 6.6) bezpośrednio wpływa na wielkość strumienia oświetlającego fotoelement. Wielkość tego prądu regulować można przez zmianę napięcia zasilającego  $U_z$  z zasilacza stabilizowanego prądu stałego. Rezystor  $R_z$  ogranicza wielkość prądu diody.

### 1. Pomiar zależności rezystancji fotorezystora od intensywności oświetlenia

Zmontować układ wg rys. 6.6 (uwaga: rezystor ograniczający  $R_z$  wmontowano w makięcie).



Rys. 6.6. Układ do pomiaru rezystancji fotorezystora w transoptorze

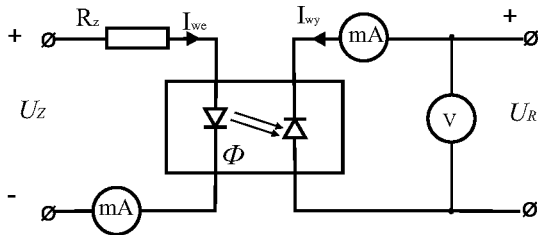
Napięcie stałe  $U_z$  należy zmieniać od zera do takiej wartości, przy której prąd  $I_{we}$  fotodiody osiągnie wartość ok. 40 mA. Notować wskazania omomierza.

$I_{we}$							mA
R							k $\Omega$

Sporządzić wykres zmian rezystancji fotorezystora w funkcji prądu wejściowego  $R = f(I_{we})$

### 2. Pomiar charakterystyk statycznych fotodiody

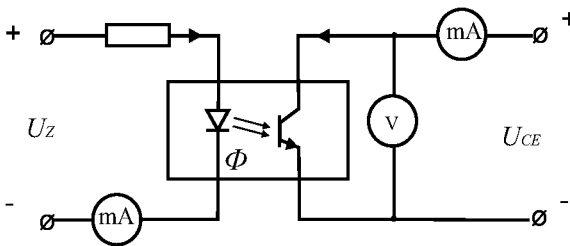
Zmontować układ pomiarowy wg rys. 6.7. Zachować warunki zasilania od strony wejściowej jak w poprzednim punkcie. Fotodetektora zasilić z oddzielnego zasilacza, tak aby była spolaryzowana zaporowo. Pomiary zależności  $I_{wy} = f(U_R)$  wykonać dla kilku różnych wartości prądu wejściowego  $I_{we}$ . Dopuszczalna zmiana napięcia wstecznego fotodiody  $U_R$  - od zera do takiej wartości, przy której nie zostanie przekroczona wartość prądu maksymalnego  $I_{dmax}$  (np. 15mA). Sporządzić w jednym układzie współrzędnych zależności:  $I_{wy1}$ ,  $I_{wy2}$ ,  $I_{wy3}$  jako funkcje napięcia  $U_R$  przy  $I_{we}=const.$  oraz na oddzielnym wykresie zależności:  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  jako funkcje  $U_R$ , gdzie  $k = I_{wy}/I_{we}$



Rys. 6.7. Układ do pomiaru współczynnika wzmocnienia prądowego transoptora (z fotodiody)

	$U_R$					V
$I_{we1}$ [mA]	$I_{wy1}$					mA
	$k_1$					mA/mA
$I_{we}$ [mA]	$I_{wy2}$					mA
	$k_2$					mA/mA
$I_{we}$ [mA]	$I_{wy3}$					mA
	$k_3$					mA/mA

### 3. Pomiar charakterystyki statycznej transoptora



Rys. 6.8. Układ do pomiaru współczynnika wzmocnienia prądowego transoptora (z fototranzystorem)

W układzie jak na rys. 6.8 przeprowadzić pomiar zależności prądu wyjściowego  $I_{wy}$  transoptora od zmian napięcia  $U_{CE}$  fototranzystora, dla różnych wartości prądu wejściowego  $I_{we} = const$ .

Sporządzić w jednym układzie współrzędnych wykresy:  $I_{wy1}$ ,  $I_{wy2}$ ,  $I_{wy3}$  w funkcji napięcia  $U_{CE}$ , dla różnych wartości prądu wejściowego  $I_{we1}$ ,  $I_{we2}$ ,  $I_{we3} = const$  oraz wykresy:  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  w funkcji  $U_{CE}$ .

	$U_{CE}$						[V]
$I_{we1} =$	$I_{wy1}$						[mA]
	$k_1$						mA/mA
$I_{we2} =$	$I_{wy2}$						[mA]
	$k_2$						mA/mA
$I_{we3} =$	$I_{wy3}$						[mA]
	$k_3$						mA/mA

Oceń otrzymane charakterystyki i wartości współczynników wzmocnienia prądowego.

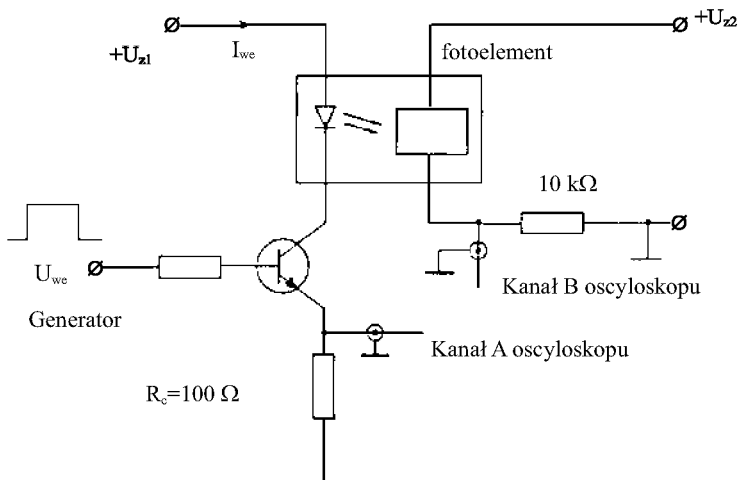
#### 4. Pomiar właściwości przełączających transoptora

Dla pomiarów właściwości przełączających transoptorów, posługując się makietą laboratoryjną, zmontować układ wg rys. 6.9:

- podłączyć obwód wejściowy transoptora (dioda LED) w obwód zasilania kolektora tranzystorowego wzmacniacza impulsowego,
- badany fotoelement (fotodetektor) włączyć w obwód napięcia stałego (z oddzielnego zasilacza), rezystor  $10\text{ k}\Omega$  ogranicza prąd płynący przez badany element. Powstały na rezystorze  $10\text{ k}\Omega$  spadek napięcia pozwala zobrazować przebieg prądu wyjściowego na ekranie oscyloskopu,

- c) podobnie, spadek napięcia na rezystorze  $R_e$  w obwodzie emitera wzmacniacza pozwala zobrazować przebieg prądu wejściowego transoptora,
- d) do bazy tranzystorowego wzmacniacza impulsowego podłączyć sygnał prostokąty z zewnętrznego generatora.

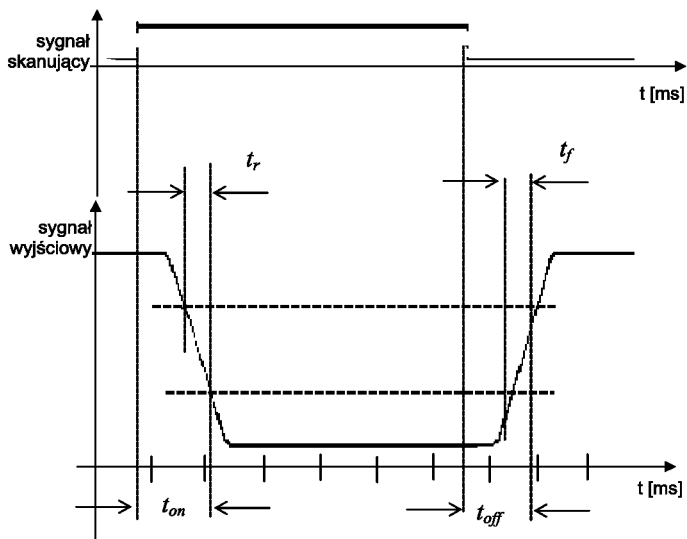
Zadaniem pomiarowym jest przerysowanie, dla każdego badanego fotoelementu, przebiegów impulsu wejściowego i wyjściowego (porównaj rys.6.10), a następnie określenie czasów włączania  $t_{on}$  i wyłączenia  $t_{off}$  transoptorów zbudowanych na bazie: fotodiody i fototranzystora.



Rys. 6.9. Układ do wyznaczania czasów włączania i wyłączenia transoptorów

Dla łatwiejszego wyznaczenia czasów przełączania z ekranu oscyloskopu, częstotliwość generatora impulsów prostokątnych należy dobrać w pobliżu górnej częstotliwości granicznej transoptora (wówczas wyraźnie widać zjawisko opóźnienia sygnału wyjściowego).





Rys. 6.10. Przykład wyznaczania czasów:  $t_{on}$ - włączenia,  $t_{off}$ - wyłączenia,  $t_r$ - opadania czoła,  $t_f$ - narastania tyłu sygnału wyjściowego

## Ćwiczenie nr 2/7

**Pomiar charakterystyk statycznych układów cyfrowych TTL**

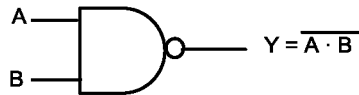
Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z strukturami podstawowych układów cyfrowych logicznych realizowanych w technice TTL, ich charakterystykami statycznymi oraz nabycie umiejętności określania ich podstawowych parametrów technicznych.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Klasyfikacja bramek logicznych.
- 2) Definicje podstawowych parametrów bramek TTL.
- 3) Typowe wartości parametrów bramki NAND 7400.
- 4) Analiza układu bramki NAND w stanie 1 i stanie 0 na wyjściu.
- 5) Analiza charakterystyk: wejściowej, wyjściowej i przejściowej bramki NAND.
- 6) Tabele stanu podstawowych bramek TTL.

**Wprowadzenie**

Podstawowym elementem stosowanym w technice cyfrowej realizującej fizycznie funkcje logiczne jest bramka logiczna. Przedmiotem badań jest układ UCY7400 zawierający cztery dwuwejściowe bramki NAND.



Rys. 7.1. Funktor logiczny NAND

W technice TTL (Transistor

Transistor Logic) przyjęto dwie wartości napięć: 0V i 5V nazywane poziomami logicznymi. W logice dodatniej napięcie 0V odpowiada poziomowi logicznemu niskiemu L (*low*), umownie „0” logiczne. Natomiast wartość 5V oznacza

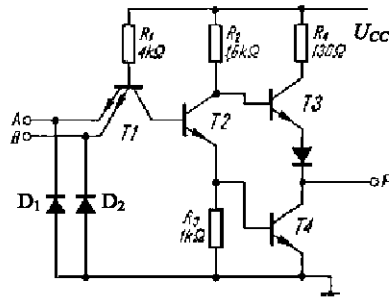
poziom wysoki H (*high*) umownie „1” logiczne. Na rys. 7.1 przedstawiono symbol graficzny bramki logicznej NAND oraz równanie stanu na jej wyjściu.

Schemat ideowy podstawowej bramki NAND serii TTL przedstawia rys.7.2. Typowe parametry scalonych układów cyfrowych TTL:

- czas propagacji  $t_{pLH}=10$  [ns],
- moc strat na bramkę  $P_s=10$  [mW],
- maksymalna częstotliwość pracy  $f_{max} = 25$  [MHz],
- prąd wyjściowy w stanie 1  $I_{OHmax} = - 0,4$  [mA],
- prąd wyjściowy w stanie 0  $I_{OLmax} = 16$  [mA],
- prąd wejściowy w stanie 0  $I_{IL} = - 1,6$  [mA],
- obciążalność  $N_{max} = 10$ .

Układy z rodzin 74xx przeznaczone są do pracy w zakresie temperatur od 0°C do 70°C i zasilane są ze źródła napięcia o wartości 5V±5%.

Zależnie od poziomów logicznych na wejściach (dla stanu statycznego) wszystkie tranzystory układu, z wyjątkiem T<sub>3</sub>, znajdują się w stanie nasycenia lub odcięcia. Tranzystor T<sub>2</sub> działa jako wtórnik emiterowy (stan wysoki na wyjściu) lub inwerter (stan niski). Dioda D<sub>3</sub> zapewnia odcięcie tranzystora T<sub>3</sub>, gdy tranzystory T<sub>2</sub> i T<sub>4</sub> są w stanie nasycenia. Tranzystory T<sub>3</sub> i T<sub>4</sub> tworzą układ wyjściowy, zapewniający małą impedancję



Rys. 7.2. Schemat ideowy bramki podstawowej (NAND)

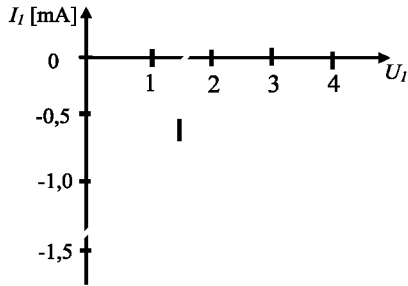
wyjściową zarówno przy poziomie L, jak i H na wyjściu. Rezystor R<sub>3</sub> ogranicza prąd wyjściowy w przypadku zbyt dużego obciążenia na poziomie H (np. przy zwarceniu do masy) oraz w procesie przełączania. Diody, na wejściach, tłumią

oscylacje powstające w procesie przełączania bramki i zapobiegają powstawaniu ujemnego napięcia większego niż  $\sim 0,7V$  na wejściu.

#### *Bramka NAND w stanie 1 na wyjściu*

Jeżeli na jedno z wejść bramki zostanie podany sygnał **0**, wtedy z wejścia tego przez rezystor  $R_1$  i przez złącze B-E tranzystora  $T_1$  będzie wypływał prąd ze źródła zasilania  $U_{CC}$ . Maksymalna wartość tego prądu wynosi  $1,6mA$ .

Potencjał kolektora tranzystora  $T_1$  nie wystarcza do wysterowania tranzystorów  $T_2$  i  $T_3$ . Przewodzi tranzystor  $T_4$ , który pracuje jako wtórnik emiterowy utrzymując na wyjściu napięcie nie mniejsze niż  $2,4V$  przy poborze prądu  $40\mu A$ . W praktyce napięcie  $U_{OH}$  większe lub równe  $2,4V$  utrzymuje się w zakresie zmian prądu  $I_{OH}$  od zera do  $8 mA$ .



Rys. 7.3. Charakterystyka wejściowa

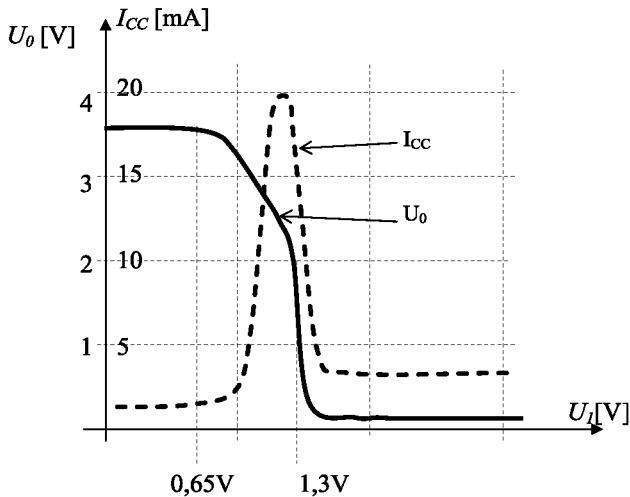
#### *Bramka NAND w stanie 0 na wyjściu*

Na oba wejścia bramki podany jest sygnał **1**. Złącze E-B tranzystora  $T_1$  jest spolaryzowane w kierunku zaporowym i tranzystor pracuje w stanie inwersyjnym ze wzmocnieniem  $\beta < 1$ . Złącze C-B tego tranzystora spolaryzowane jest ze źródła  $U_{CC}$  w kierunku przewodzenia przez rezystancję  $R_1$ . Potencjał bazy tranzystora  $T_1$  wynosi około  $2,1V$  (jest większy od potencjału kolektora o  $0,7V$ ). Tranzystory  $T_2$  i  $T_3$  są nasycone, a tranzystor  $T_4$  odcięty. Na wyjściu bramki ustala się stan niski napięcia około  $0,2V$ .

*Charakterystyka wejściowa  $I_1 = f(U_1)$  (rys. 7.3).* Jeżeli napięcie wejściowe  $U_1$  jest większe od  $1,6 V$ , to wartość prądu wejściowego  $I_1$  jest mała. Złącze C-B tranzystora  $T_1$  jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia przez rezystor  $R_1$  ze źródła napięcia zasilania  $U_{CC}$ . Potencjał bazy jest większy o około  $0,7V$  od potencjału kolektora tego tranzystora. Tranzystor pracuje w inwersji ce

współczynnikiem wzmocnienia prądowego około 0,02 i prąd wejściowy nie przekracza  $20\mu\text{A}$ . Przy obniżaniu napięcia  $U_I$  poniżej 1,6V obserwuje się wzrost prądu - zaczyna przewodzić złącze B-E tranzystora  $T_1$  a wartość prądu zostaje ograniczona przez rezystancję  $R_I$  i złącza B-E. Obwodem zastępczym w tej sytuacji może być rezystor  $R_I$  połączony szeregowo z diodą spolaryzowaną w kierunku przewodzenia. Rezystancja wejściowa bramki w stanie 0 na wejściu wynosi  $R_{IL} = 4\text{ k}\Omega$ .

*Charakterystyka przejściowa*  $U_0 = f(U_I)$  (rys. 7.4). Wzrost napięcia na wejściu do wartości ok. 0,7V nie wywołuje zmiany napięcie wyjściowego. Dla napięcia wejściowego z przedziału 0,65V do 1,3V zaczyna przewodzić tranzystor  $T_2$  powodując wzrost spadku napięcia na rezystorze  $R_2$ . Ta zmiana skutkuje wprowadzeniem w stan przewodzenia tranzystory  $T_2$  i  $T_4$ . Oba tranzystory



Rys. 7.4. Charakterystyka przejściowa oraz wykres prądu pobieranego przez bramkę przy przełączeniu

w stopniu końcowym przewodzą i bramka pobiera prąd około 20mA (patrz rys. 7.4). Bramka w stanie 0 pobiera prąd około 3 mA, a w stanie 1 około 1 mA. Dalszy wzrost napięcia na wejściu spowoduje nasycenie tranzystorów  $T_2$  i  $T_3$

oraz zatkanie tranzystora  $T_4$ . Napięcie na wyjściu będzie równe  $U_{OLnas}$  tranzystora  $T_3$ .

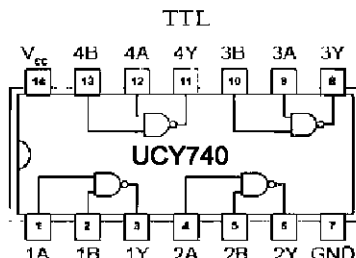
### Pomiary

Układ scalony UCY7400 zamontowano w podstawce makiety laboratoryjnej, której wyprowadzenia kontaktowe, zachowując stosowną kolejność końcówek, doprowadzono do gniazdek. Rozmieszczenie końcówek bramek w układzie scalonym przedstawia rysunek 7.5.

#### 1. Sprawdzenie działania bramek

Układ scalony zawiera cztery identyczne dwuwejściowe bramki NAND.

Do badania należy wybrać jedną z bramek i dokonać sprawdzenia jej działania przez ustalenie stanów logicznych zgodnie z tabelą prawdy, przedstawioną poniżej. W tym celu należy podłączyć zasilanie (5V), plusem do końcówki 14 ( $V_{CC}$ ) a minusem do końcówki 7(GND).



Rys. 7.5. Układ scalony 7400 zawierający cztery 2-wejściowe bramki NAND (widok z góry)

*Odwrotne podłączenie napięcia zasilania bramki spowoduje jej zniszczenie!!*

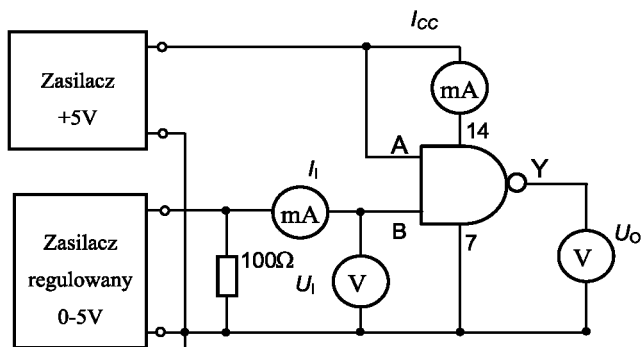
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Następnie na wyjście (Y) wybranej bramki, podłącz woltmierz napięcia stałego, na wejścia A i B podaj, kolejno wg tabeli: stan niski – zewrzeć wejście do masy (końcówka GND) lub stan wysoki – zewrzeć do +5V (końcówka  $V_{CC}$ ).

#### 2. Pomiar charakterystyk wejściowej i przejściowej bramki TTL

Posługując się tą samą bramką jak w poprzednim punkcie zmontować układ jak na rys. 7.6. Podłączyć zasilanie. Na wejście A należy podać stan 1 (+5V) natomiast do wejścia B napięcie z zasilacza regulowanego od 0 – 5,0V.

Układ pomiarowy pozwala na jednoczesny pomiar charakterystyki wejściowej  $I_I = f(U_I)$ , przejściowej  $U_O = f(U_I)$  i prądu pobieranego przez bramkę podczas przełączania  $I_{CC} = f(U_I)$ . Aby uzyskać przedstawione we wstępie, przebiegi badanych charakterystyk, należy zadbać o ustawienie wielkości napięcia wejściowego  $U_I$  tak aby zagęścić pomiary w pobliżu charakterystycznego punktu przełączenia bramki (patrz tabela pomiarowa).



Rys. 7.6. Układ pomiarowy do badania bramki NAND

Wyniki pomiarów notować do tabeli

$U_I$	0,0	0,4	0,6	0,8	1,0	1,1	1,3	1,4	1,5	1,6	2,0	4,0	[V]
$I_I$													[mA]
$U_O$													[V]
$I_{CC}$													[mA]

Opracowanie wyników

W sprawozdaniu umieścić zmierzone charakterystyki i interpretację uzyskanych wyników.

## Ćwiczenie nr 2/8

**Badanie wzmacniaczy operacyjnych**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości wzmacniacza operacyjnego oraz nabycie umiejętności wykonywania pomiarów podstawowych jego parametrów.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

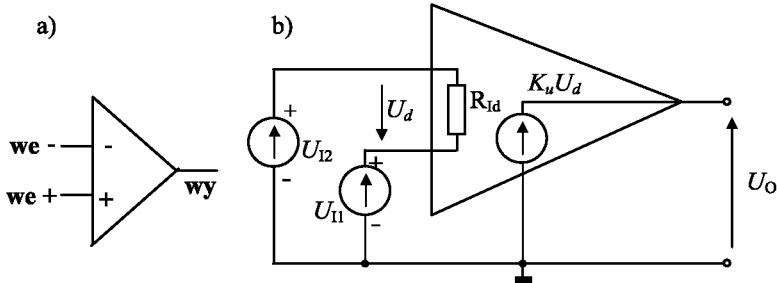
- 1) Podstawowa budowa wzmacniacza operacyjnego.
- 2) Zasada działania wzmacniacza operacyjnego.
- 3) Parametry wzmacniacza.
- 4) Podstawowe charakterystyki wzmacniacza.
- 5) Wzmacniacz idealny a rzeczywisty.
- 6) Zastosowanie sprzężenia zwrotnego w wzmacniaczach.
- 7) Układy pracy wzmacniacza operacyjnego.

Wprowadzenie

Wzmacniacz operacyjny (WO) jest analogowym scalonym wzmacniaczem umożliwiającym wzmocnienie napięć stałych i zmiennych. Charakteryzuje się bardzo dużym wzmocnieniem napięciowym przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Najczęściej pracuje z zewnętrznym obwodem silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, decydującym o jego stopniu wzmocnienia i innych właściwościach wzmacniacza. Typowy wzmacniacz operacyjny posiada wejście symetryczne (tzw. różnicowe) i w większości przypadków wyjście asymetryczne. Wejście oznaczone znakiem minus (-) jest wejściem odwracającym (odwraca na wyjściu fazę sygnału wejściowego), natomiast w przypadku podania sygnału na wejście nieodwracające, oznaczone znakiem plus (+), faza sygnału na wyjściu nie ulega odwróceniu.



Wzmacniacz operacyjny zwykle zasilany jest stałym napięciem symetrycznym, tzn. dodatnim i ujemnym względem masy. Symbol wzmacniacza operacyjnego (bez zacisków zasilania i masy) oraz jego schemat zastępczy przedstawia rys. 8.1.



Rys. 8.1. Wzmacniacz operacyjny; a) symbol graficzny; b) schemat zastępczy

Sygnał wejściowy doprowadzony do wejść + i - wzmacniacza jest nazywany sygnałem różnicowym  $U_d$  i jest równy różnicy napięć na obu wejściach  $U_d = U_{I1} - U_{I2}$ . Napięcie wyjściowe  $U_O$  jest proporcjonalne do wartości sygnału różnicowego.

Idealny wzmacniacz operacyjny posiada następujące właściwości:

- nieskończenie duże wzmocnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego,
- nieskończenie dużą impedancję wejściową, zarówno różnicową jak i pomiędzy oddzielnymi wejściami a masą,
- impedancję wyjściową równą zero,
- nieskończenie szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości,
- napięcie wyjściowe równe zero przy jednakowych napięciach wejściowych,
- zerowy prąd wejściowy,
- niewrażliwość na zmiany temperatury,
- brak zniekształceń.

Parametry rzeczywistych wzmacniaczy można traktować jedynie jako zbliżone do parametrów wzmacniaczy idealnych. Istotniejsze parametry wzmacniaczy rzeczywistych, to:

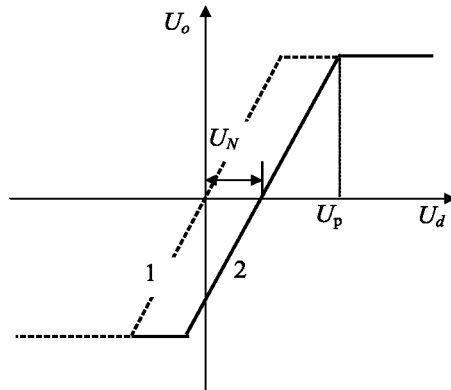
- wzmocnienie napięciowe z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego –  $10^4$ – $10^6$ V/V,
- pasmo przenoszenia – od 1 MHz do ponad 1000 MHz,
- impedancja wejściowa – do 50 M $\Omega$  dla stopni wejściowych z tranzystorami bipolarnymi i do  $10^4$  M $\Omega$  z tranzystorami unipolarnymi,
- impedancja wyjściowa – kilka - kilkadziesiąt omów,
- prądy wejściowe – od ułamka nA do kilku  $\mu$ A,
- wyjściowe napięcie niezrównoważenia – rzędu kilku mV.

Współczynnik wzmocnienia napięciowego  $K_U$  rzeczywistego wzmacniacza jest funkcją częstotliwości. Dla częstotliwości równej zero wartość współczynnika wzmocnienia jest zwykle wartością maksymalną.

Wzmacniacze operacyjne mogą pracować w różnych konfiguracjach. Podstawowe układy pracy WO to jednowejściowe (asymetryczne) układy: odwracające lub nieodwracające albo dwuwiejściowy układ różnicowy. Możliwe są też i inne ich aplikacje realizujące różne funkcje, np. całkowanie, różniczkowanie, logarytmowanie, generowanie, porównywanie sygnałów, demodulowanie sygnałów itd.

Okazuje się, że w wzmacniaczach rzeczywistych napięcie wyjściowe nie jest równe zero dla dwóch identycznych napięć wejściowych (np. przy zwarciu obu wejść do masy). Pojawienie się pewnego napięcia na wyjściu wzmacniacza jest skutkiem nieidentycznych parametrów tranzystorów wejściowego układu różnicowego wzmacniacza operacyjnego (rozrzuty produkcyjne). To niewielkie napięcie jest stopniowo wzmacniane, powodując w efekcie końcowym wystąpienie na wyjściu tzw. napięcia niezrównoważenia  $U_N$ , które staje się źródłem błędów wnoszonych do układu przez WO, np. powodujących przesunięcie charakterystyki przejściowej względem początku układu współrzędnych

(rys. 8.2). Przez wprowadzenie do obwodu wejściowego wzmacniacza, za pomocą układu regulacji potencjometrycznej, napięcia stałego o przeciwnym znaku i o określonej wartości, jest możliwe skompensowanie wyjściowego napięcia niezrównoważenia. W katalogach zwykle podaje się wartość napięcia jakie należy włączyć między wejścia, aby na wyjściu wzmacniacza otrzymać napięcie równe zero, wielkość ta nosi nazwę *wejściowego napięcia niezrównoważenia*.



Rys. 8.2. Charakterystyka przejściowa idealnego wzmacniacza (1) oraz rzeczywistego (2), przesunięta w wyniku istnienia napięcia niezrównoważenia  $U_N$

Wejściowe napięcie niezrównoważenia zależy od temperatury. Wartości wejściowych napięć niezrównoważenia zawierają się zwykle w granicach 0,1 – 2 mV.

Charakterystyki wzmacniacza operacyjnego:

a) *charakterystyka przejściowa* (inaczej dynamiczna) wzmacniacza operacyjnego (rys. 8.2) przedstawia zmianę napięcia wyjściowego  $U_o$  wzmacniacza w funkcji zmian napięcia na jego wejściach:  $U_o = f(U_d) = f(U_{I1} - U_{I2})$ . W przypadku wzmacniacza nieodwracającego charakterystyka przechodzi przez pierwszą i trzecią ćwiartkę, a dla układu odwracającego przez drugą i czwartą ćwiartkę. W niewielkim zakresie napięć wejściowych wzmacniacz

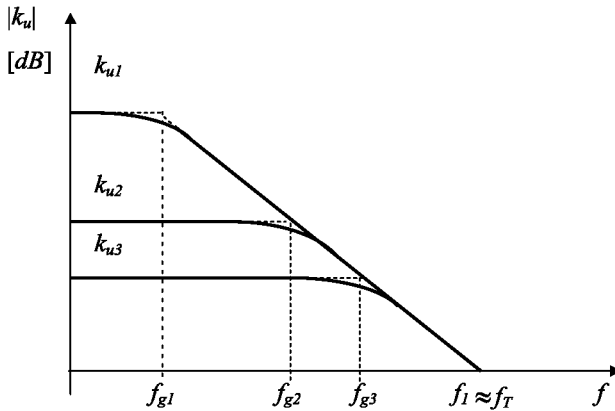
pracuje w obszarze liniowym, a nachylenie charakterystyki w tym zakresie jest równe wzmocnieniu wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego:

$$K_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_I} \quad (8.1)$$

Rzeczywista charakterystyka przejściowa nie przechodzi przez środek układu współrzędnych, bowiem ulega ona przesunięciu o wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia  $U_N$ . Po przekroczeniu wejściowego napięcia przesterowania  $U_p$ , następuje zagięcie charakterystyki, w tej części przebiega ona równoległe do osi napięć wejściowych. Jeżeli do wejścia WO zostanie doprowadzone przemienne napięcie wejściowe o amplitudzie przekraczającej amplitudę napięcia przesterowania, to wystąpią zniekształcenia sygnału wyjściowego, polegające na ograniczaniu amplitudy przebiegu na poziomie wartości nieco mniejszej od napięcia zasilania. Taką sytuację nazywamy stanem nasycenia.

b) *charakterystyka amplitudowo - częstotliwościowa*  $K_u=f(f)$ . Wzmocnienie wzmacniacza zależy również od częstotliwości sygnału wejściowego. Graficzną zależność modułu współczynnika wzmocnienia sygnału wejściowego w funkcji częstotliwości przedstawia charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa (rys. 8.3). Wzmacniacze operacyjne nie należą do układów odznaczających się szerokopasmowością, ich charakterystyka częstotliwościowa ma kształt typowy dla wzmacniaczy dolnoprzepustowych. Dla większości z nich wzmocnienie zaczyna się zmniejszać przy częstotliwościach rzędu  $10 \div 50$  kHz.

Stromość zmniejszania się wzmocnienia ze wzrostem częstotliwości wynosi 20 dB na dekadę. Częstotliwość sygnału, przy której wzmocnienie wzmacniacza wynosi  $K_U=1$  (w skali logarytmicznej odpowiada to 0 dB) nazywa się częstotliwością graniczną  $f_l$ . Wiadomo, że iloczyn wzmocnienia i częstotliwości, wyznaczony w zakresie liniowego opadania wykresu  $K_u(f)$  jest nazywany polem wzmocnienia  $f_T$ .



Rys 8.3. Charakterystyki amplitudowe WO o różnym wzmacnieniu

W granicznym przypadku, dla  $K_U = 1$ :

$$f_l = f_T \quad (8.2)$$

Istnieje możliwość regulowania pasma przenoszenia  $B$  wzmacniacza przez zmianę rezystancji obwodu sprzężenia zwrotnego. Im silniejsze występuje sprzężenie zwrotne, tym mniejsze wzmacnienie wzmacniacza, a szersze pasmo przenoszonych przez układ częstotliwości.

Pasmo przenoszenia wzmacniacza wzmacniającego sygnały od częstotliwości  $f = 0$  Hz, jest liczbowo równe górnej częstotliwości granicznej  $f_g$ .

### Pomiary

Makiętę badanego układu wzmacniacza przedstawia rys. 8.4. Badany układ wzmacniacza operacyjnego  $\mu A$  741 zasilany jest napięciem symetrycznym  $\pm 15V$ . Przełącznik czerwony - c na płycie pomiarowej umożliwia wybór układu odwracającego lub nieodwracającego, zaś przełącznik niebieski - n, przez zmianę wartości rezystancji w pętli sprzężenia zwrotnego ( $R_f - 100k\Omega$  lub  $1M\Omega$ ), umożliwia zmianę współczynnika wzmacnienia (odpowiednio  $10V/V$  lub  $100V/V$ ).

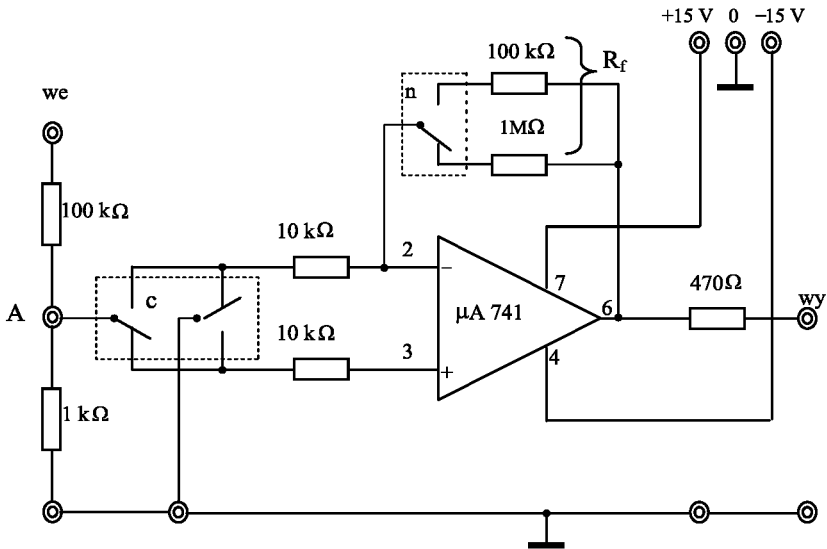
1. Pomiar charakterystyki przejściowej stałoprądowej  $U_{wy} = f(U_{we})$ 

W celu dokonania pomiaru charakterystyki przejściowej stałoprądowej należy:

- 1) zasilić z zasilacza badany układ napięciem symetrycznym  $\pm 15V$ ,
- 2) pomiędzy zaciski we i masę rezystancyjnego dzielnika wejściowego makiety podłączyć regulowane napięcie stałe z oddzielnego zasilacza,
- 3) podłączyć woltomierze napięcia stałego:

pierwszy - pomiędzy zacisk gniazda A i masę – w celu pomiaru napięcia wejściowego wzmacniacza oraz

drugi - pomiędzy zaciski gniazda wy i masę, w celu pomiaru napięcia wyjściowego;



Rys. 8.4. Schemat makiety z badanym wzmacniaczem operacyjnym

- 4) zmieniając napięcie wejściowe w zakresie  $0 \div 15V$ , odczytywać wskazania obu woltomierzy,
- 5) zazwyczaj wystarczy, dla wyznaczenia charakterystyki przejściowej, pomiar tylko jej połowy. Pomiar wykonać dla wzmacniacza odwracającego (lub nieodwracającego) dla obu wzmocnień wzmacniacza,

6) na podstawie otrzymanych wyników wykreślić charakterystyki przejściowe dla badanych wersji wzmacniacza.

## 2. Pomiar napięcia niezrównoważeni $U_N$

Pomiar wejściowego napięcia niezrównoważenia odbywa się przez pomiar wartości napięcia wyjściowego  $U_N$ , przy zerowej wartości napięcia wejściowego. W celu pomiaru napięcia niezrównoważenia należy:

- 1) odłączyć od makiety zasilacz napięcia wejściowego oraz woltomierz mierzący napięcie wejściowe (podłączony do punktu A),
- 2) w dzielniku wejściowym zewrzeć przewodem rezystor  $1\text{ k}\Omega$  (punkt A do masy układu),
- 3) wybrać wzmocnienie  $K_u = 100$ ,
- 4) odczytać na woltomierzu napięcia stałego wartość napięcia wyjściowego  $U_o$ ,
- 5) wyliczyć wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia z zależności:

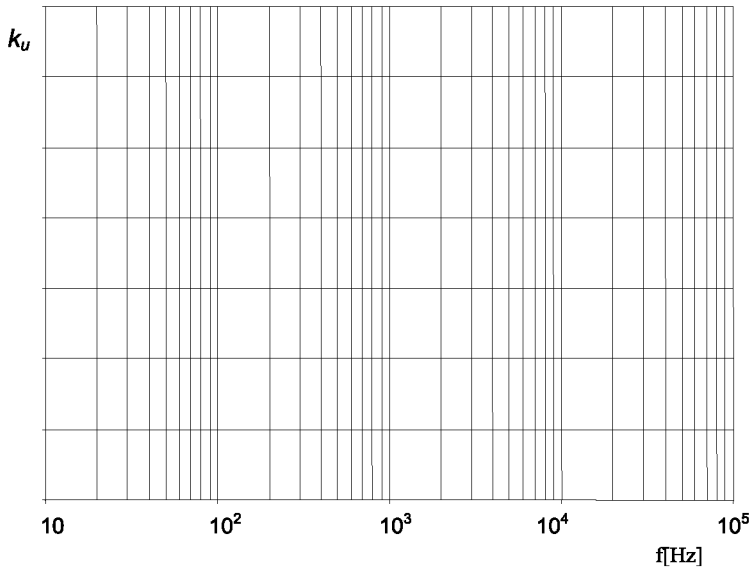
$$U_N = -\frac{U_o}{1+K_u}$$

## 3. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej $U=f(f)$

Pomiar charakterystyki częstotliwościowej przeprowadzić dla wskazanego przez prowadzącego dostępnego wzmocnienia układu pomiarowego w następujący sposób:

- 1) podłączyć sygnał sinusoidalny z generatora do zacisków dzielnika makiety (we – masa),
- 2) pomiędzy punkt A i masę badanego układu podłączyć jeden kanał oscyloskopu, do wyjścia (wy – masa) układu pomiarowego podłączyć drugi kanał,
- 3) po ustawieniu na generatorze częstotliwości  $1\text{ kHz}$  dobrać wartość amplitudy sygnału wejściowego tak, by wzmacniacz pracował bez zniekształceń sygnału wyjściowego,
- 4) w trakcie pomiarów charakterystyki częstotliwościowej utrzymywać stałą wartość, wybranego w punkcie 3, napięcia wejściowego,

- 5) częstotliwość sygnału generatora zmieniać w zakresie od 20 Hz do częstotliwości, przy której wzmacnienie  $K_U$  zmaleje poniżej jedności,
- 6) w trakcie pomiarów dokonać odczytu częstotliwości  $f_l$  (dla  $K_u = 1$ ),
- 7) na podstawie wyników pomiarów wykreślić charakterystykę amplitudową (w układzie  $\log K_u - \log f$ ) oraz wyznaczyć pasmo przenoszenia wzmacniacza  $B_0$ .



Rys. 8.5. Przykładowa siatka do wykresu ze skalą logarytmiczną częstotliwości



## Ćwiczenie nr 2/9

**Praca impulsowa tranzystora bipolarnego**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości tranzystora bipolarnego w warunkach pracy impulsowej, kształtowanie umiejętności pomiarów parametrów impulsowych.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Procesy przejściowe w tranzystorze podczas jego pracy impulsowej.
- 2) Stan nasycenia i zatkania tranzystora, ich charakterystyka.
- 3) Definicje czasów przełączenia tranzystora przy pracy impulsowej.

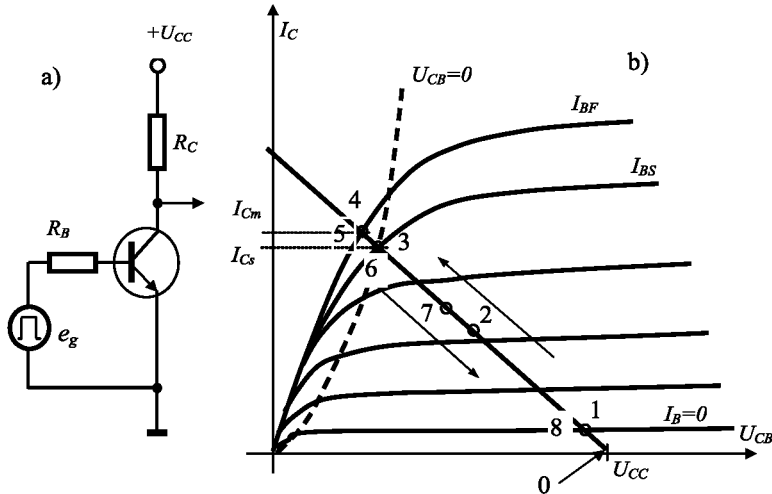
Wprowadzenie

Rozpatrzmy właściwości tranzystora sterowanego impulsami prostokątnymi (rys. 9.1a) ze źródła  $e_g$ . Rezystor  $R_B$  ogranicza prąd bazy, który przy polaryzacji dodatniej osiąga wartość  $I_{BF} = E_F / R_B$ . Na charakterystyce wyjściowej (rys. 9.1b) wrysowano prostą obciążenia, po której przesuwa się punkt pracy podczas przełączania tranzystora. Na przebiegach czasowych (rys. 9.2) oznaczono cyframi 1 do 8 punkty skojarzone z odpowiednimi punktami na prostej obciążenia.

W chwili  $t_0$  (punkt 0) następuje skokowa zmiana napięcia wejściowego  $e_g$  od wartości  $-E_R$  do  $+E_F$ . Jest to proces włączania tranzystora, prąd bazy osiąga w tym momencie wartość  $I_{BF}$ . Zmiana polaryzacji złącza  $E-B$  z kierunku zaporowego do kierunku przewodzenia nie jest natychmiastowa, gdyż zmiana napięcia  $U_{BE}$  łączy się z koniecznością zmiany ładunku warstwy zaporowej.

Aby napięcie  $U_{BE}$  zmieniło się od wartości  $-E_R$  do zera (w przybliżeniu), konieczne jest zmniejszenie ładunku o pewną wartość  $\Delta Q$ , czyli warstwa

zaporowa złącza  $E-B$  musi zostać częściowo rozładowana. Prąd rozładowania bazy  $I_{BF}$  jest ograniczony, zatem dopiero po pewnym czasie napięcie  $U_{BE}$  osiąga wartość zerową i punkt pracy tranzystora przechodzi z zakresu odcięcia do zakresu normalnego aktywnego (od 0 do 1). Czas ten jest nazywany czasem opóźnienia.

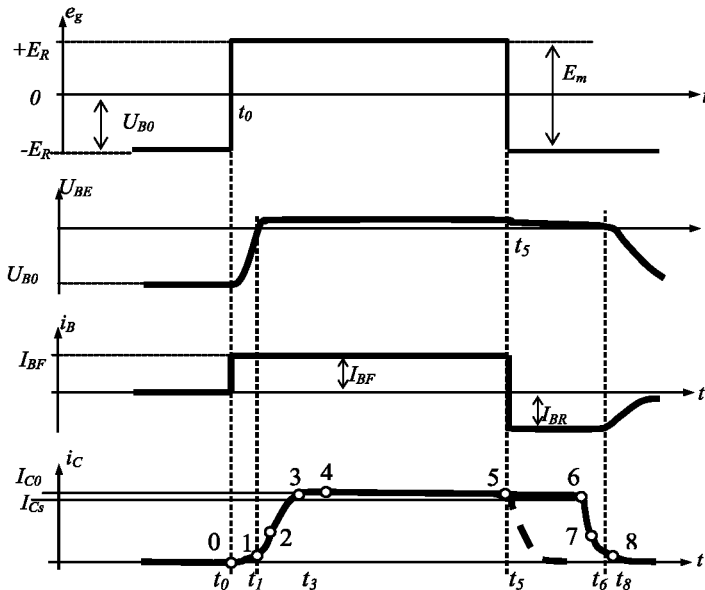


Rys. 9.1. Proces przełączania tranzystora w układzie WE: a) schemat połączeń  
b) trajektoria punktu pracy na polu charakterystyk wyjściowych

W okresie od  $t_1$  do  $t_3$  wzrasta prąd kolektora. W chwili  $t_3$  (punkt pracy 3) napięcie  $U_{CB} = U_{CC} - I_{Cm}R_C = 0$ , co oznacza, że tranzystor wchodzi w stan nasycenia. Temu punktowi pracy odpowiada, w stanie ustalonym, prąd bazy  $I_{BS}$  (rys. 9.1b). Ponieważ jednak prąd wejściowy ma wartość  $I_{BF} > I_{BS}$ , stan ustalony jest osiągnięty dopiero w chwili  $t_4$  dla punktu pracy 4.

W okresie od  $t_3$  do  $t_4$  prądy emitera i kolektora, praktycznie biorąc, nie zmieniają się, występuje tylko gromadzenie w bazie pewnego ładunku nadmiarowego. Wartość tego ładunku nazywamy *ładunkiem przesterowania*.

Proces wyłączenia rozpoczyna się w chwili  $t_5$ . Następuje wówczas skokowa zmiana napięcia wejściowego  $e_g$  od wartości  $+E_R$  do  $-E_R$ .



Rys. 9.2. Przebiegi czasowe napięć i prądów podczas włączania i wyłączania tranzystora

W tranzystorze ustali się stan odciążenia po rozładowaniu obszaru bazy z nośników nadmiarowych. Baza rozładowuje się głównie wskutek usuwania nośników do obwodu bazy. Część ładunku bazy wypływa również do kolektora, a część do emitera. W okresie od  $t_5$  do  $t_6$  jest usuwany ładunek przesterowania.

W tym czasie, nazywanym *czasem przeciągania* lub *magazynowania*, prąd kolektora praktycznie biorąc, nie zmienia się.

W chwili  $t_6$  punkt pracy przechodzi z zakresu nasycenia do zakresu aktywnego normalnego i prąd kolektora zaczyna maleć. Złącze  $E-B$  w dalszym ciągu jest polaryzowane w kierunku przewodzenia ( $U_{EB} > 0$ ) wskutek obecności dużego ładunku nośników mniejszościowych na jego prawej krawędzi.

Dopiero w chwili  $t_8$  napięcie  $U_{EB}$  osiąga wartość zerową i od tej chwili prąd bazy zaczyna maleć, a w złączu  $E-B$  ustalają się warunki pracy zaporowej.

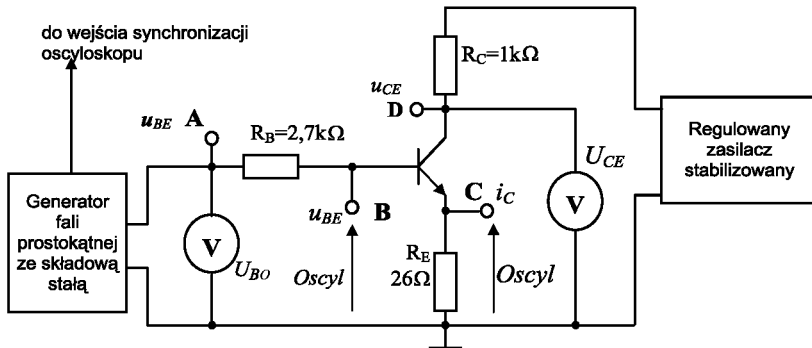
## Pomiary

### Przygotowanie

- 1) odczytać z katalogu parametry dopuszczalne mierzonego tranzystora,
- 2) przed montażem układu zmierzyć wartości rezystancji  $R_C$  i  $R_B$ ,
- 3) ustalić biegunowość zasilaczy, wymaganą dla badanego tranzystora,

Tranzystor	$R_C$	$R_B$	$I_{Cm}$	$U_{B0}$	$U_{CC}$

- 4) zmontować układ pomiarowy wg rys. 9.3,



Rys. 9.3. Schemat układu pomiarowego do badania tranzystora bipolarnego w warunkach pracy impulsowej

- 5) podłączyć jeden kanał oscyloskopu do punktu „A” w celu obserwacji i pomiaru parametrów sygnału sterującego  $e_g$ ,
- 6) włączyć oscyloskop, woltomierz dla pomiaru składowej stałej (DC) i generator fali prostokątnej; ustawić częstotliwość 1 kHz (dla uzyskania stabilnego obrazu podłączyć synchronizację zewnętrzną z generatora fali prostokątnej – sygnał TTL),

- 7) dobrać wartości  $E_m$  około 2V i  $U_{B0}$  rzędu 0,76V, posługując się przełącznikiem AC-DC na oscyloskopie sprawdzić wpływ na zobrazowanie,
- 8) włączyć zasilacz napięcia kolektora i ustawić napięcie  $U_{CC}$  rzędu kilku woltów,
- 9) podłączyć wejścia oscyloskopu: jedno do punktu „B” – zobrazowanie napięcia  $u_{BE}$ , drugie do punktu „C”- zobrazowanie prądu kolektora  $i_C$  (spadek napięcia na rezystorze  $R_E$  jest proporcjonalny do prądu  $I_E \sim I_C$ ),
- 10) przy częstotliwości generatora około 1 kHz określić minimalną wartość napięcia wejściowego potrzebną do nasycenia badanego tranzystora (poznać to można po tym, że napięcie na kolektorze tranzystora  $U_{CE}$  w chwili włączenia spada praktycznie do zera). Na tej podstawie można oszacować współczynnik wzmocnienia tranzystora:

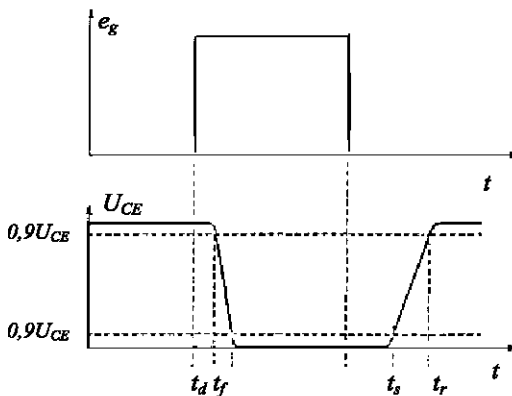
$$\beta_0 = \frac{I_C}{I_B} = \frac{U_{CE} / R_C}{(E_R - U_{BE}) / R_B} \quad (9.1)$$

#### Pomiar czasów przełączania

- 1) zmierzone czasy przedstawić na wykresach w odniesieniu do czoła sygnału  $e_g$ , który był obserwowany na zaciskach „A”,
- 2) pierwszy kanał oscyloskopu podłączyć do zacisku „B” – napięcie  $u_{BE}$ , natomiast drugi kanał przyłączyć do zacisku „C” – prąd kolektora  $i_C$ , następnie przełączyć do punktu „D” – obserwacja napięcia na kolektorze  $u_{CE}$ ,
- 3) zwiększać tak częstotliwość generatora aby można było wyraźnie zaobserwować zjawisko i określić czasy przełączenia tranzystora,
- 4) zmieniając wartość amplitudy napięcia sterującego  $e_g$  określić wpływ prądu sterującego tranzystor na czasy przełączania,
- 5) określić wpływ sterowania napięciem ujemnym bazy tranzystora w stanie odcięcia na czasy przełączania.

## Opracowanie wyników

- 1) przerysować oscylogramy napięć z punktów A, B, C i D układu pomiarowego,
- 2) na wykresach wskazać czasy charakterystyczne dla pracy impulsowej tranzystora,
- 3) przedstawić w tabeli wartości poszczególnych czasów przełączania w funkcji zmiany parametrów pracy tranzystora ( $\beta_o, I_{BF}, I_{CS}$ )
- 4) na rysunku 9.4 przedstawiono sposób wyznaczania poszczególnych czasów włączania i wyłączania na przykładzie przebiegu napięcia na bazie przy wymuszeniu impulsem prostokątnym.



Rys. 9.4. Wyznaczanie czasów włączania i wyłączania na podstawie oscylogramów napięć w układzie

## Ćwiczenie nr 2/10

**Praca impulsowa tranzystora unipolarnego**

Celem ćwiczenia jest: poznanie właściwości tranzystora unipolarnego w warunkach pracy impulsowej, pomiar czasów przełączania, określenie wpływu wyboru punktu pracy na czasy przełączenia tranzystora.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Definicje czasów przełączenia tranzystora przy pracy impulsowej.
- 2) Zjawiska związane z gromadzeniem nośników mniejszościowych podczas pracy impulsowej tranzystora.
- 3) Wiadomości dotyczące pomiarów czasu, napięć i prądów za pomocą oscyloskopu ze szczególnym uwzględnieniem różnic dla pracy ze składową stałą (DC) i zmienną (AC).

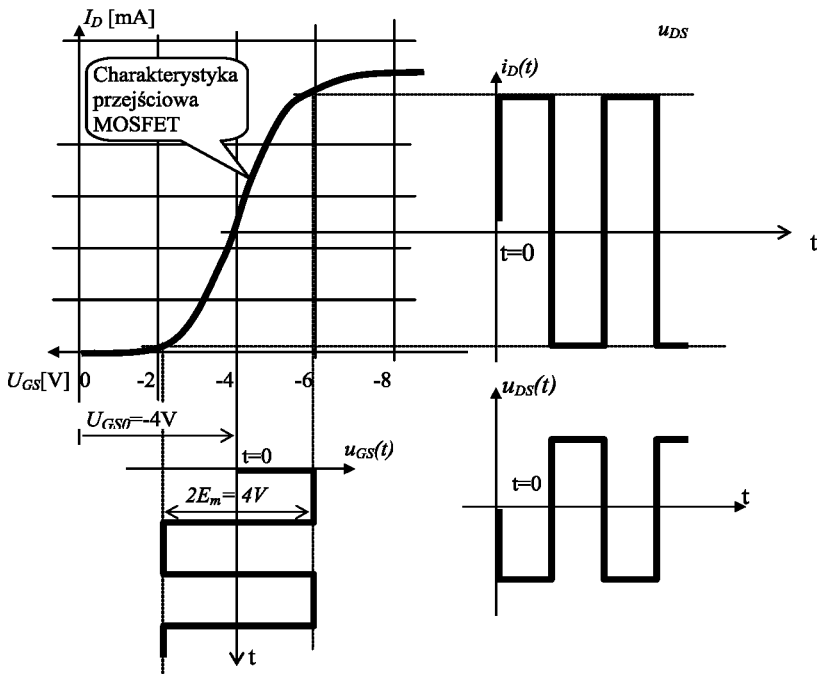
Wprowadzenie

W ogólnej klasyfikacji tranzystorów obok tranzystorów bipolarnych wymienia się drugą, nie mniej ważną, klasę - tranzystorów unipolarnych. Są to tranzystory, w których ma miejsce transport tylko jednego rodzaju nośników (większościowych). Natomiast sterowanie prądem wyjściowym odbywa się za pomocą poprzecznego pola elektrycznego. Tranzystory unipolarne inaczej polowe, noszą powszechnie używaną, skróconą nazwę FET. Obecnie produkuje się wiele różnych typów tranzystorów polowych, które dzieli się na dwie grupy:

1. złączone – JFET,
2. z izolowaną bramką IGFET, z których najczęściej są wykorzystywane struktury metal-tlenek-półprzewodnik (MOS lub MOSFET).

W tranzystorach MOSFET z kanałem indukowanym (istnieją też MOSFET z kanałem wdyfundowanym), przy braku polaryzacji bramki ( $U_{GS}=0$ ),

przepływ prądu pomiędzy źródłem i drenem jest niedozwolony. Dopiero po przyłożeniu napięcia bramka-źródło, dzięki obecności pola elektrycznego, zostaje wytworzony między źródłem i drenem kanał przewodzący. Powstaje indukowany kanał inwersyjny. Ze wzrostem  $U_{GS}$  prąd drenu wzrasta (por. rys. 10.1), dlatego tranzystory te są nazywane również tranzystorami z kanałem wzbogacanym.

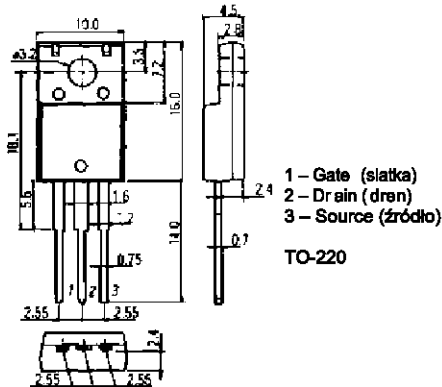


Rys. 10.1. Ilustracja przełączania tranzystora MOSFET

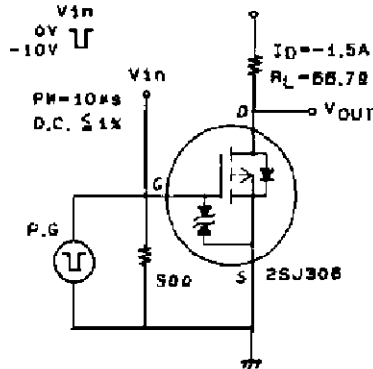


## Pomiary

Badany będzie tranzystor polowy 2SJ306 - MOSFET typu P z kanałem wzbogacanym. Wymiary tranzystora i rozmieszczenie końcówek przedstawiono na rys.10.2. Badanie tranzystora wykonane będzie w układzie proponowanym przez producenta jako przełącznik prądu wg schematu rys. 10.3.



Rys. 10.2. Wymiary obudowy



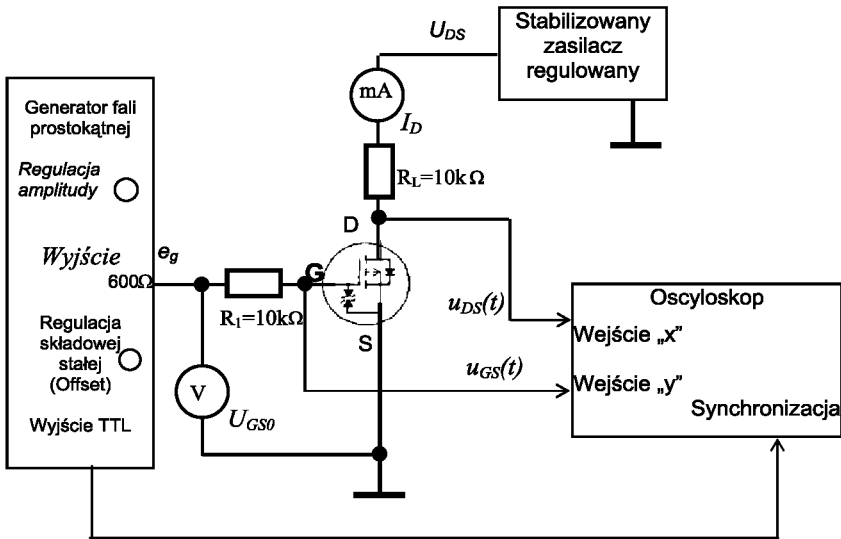
Rys.10.3. Tranzystor jako przełącznik prądu

Zgodnie z podanym celem ćwiczenia badany będzie wpływ: napięcia określającego punkt pracy  $U_{GS0}$  oraz amplitudy napięcia przełączającego na przebieg napięcia wyjściowego tranzystora pracującego jako wyłącznik prądu.

## Przygotowanie

- 1) odczytać z katalogu parametry dopuszczalne mierzonego tranzystora,
- 2) ustalić biegunowość zasilaczy, wymaganą dla badanego tranzystora,
- 3) zmontować układ pomiarowy wg rys. 10.4, włączyć oscyloskop, woltomierz dla pomiaru składowej stałej (DC),
- 4) włączyć generator fali prostokątnej; ustawić częstotliwość 1 kHz,
- 5) dobrać wartości  $2E_m$  około 4V i posługując się przełącznikiem AC/DC na oscyloskopie sprawdzić wpływ na zobrazowanie,
- 6) włączyć zasilacz napięcia drenu i ustawić napięcie  $U_{DS} = 30V$ ,

7) określić minimalną wartość napięcia wejściowego potrzebną do nasycenia badanego tranzystora.



Rys. 10.4. Układ do pomiarów parametrów dynamicznych tranzystora MOSFET

#### Pomiar właściwości przełączania i opracowanie wyników

- 1) zmieniając wielkość amplitudy napięcia sterującego  $E_m$  (rys. 10.1) oraz składowej stałej  $U_{GS0}$  określić ich wpływ na kształt przebiegu napięcia dren-źródło  $u_{DS}$ ,
- 2) przerysować, zachowując odpowiednią skalę napięcia i czasu, oscylogramy sygnału generatora  $e_g$ , sterującego  $u_{GS}$  oraz wyjściowego  $u_{DS}$ ,
- 3) określić wpływ pojemności pasożytniczych i charakterystyki przejściowej na szybkość przełączania (stromość czoła i tyłu przebiegu wyjściowego).

## Ćwiczenie nr 2/11

**Praca impulsowa diody**

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości diody półprzewodnikowej w warunkach pracy impulsowej, pomiar czasów przełączania i określenie wpływu wyboru punktu pracy na czasy przełączenia diody.

Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Przeznaczenie i zastosowania diod impulsowych w układach.
- 2) Parametry charakterystyczne diod impulsowych.
- 3) Pojęcie czasu przełączania.
- 4) Wiadomości dotyczące pomiarów czasu, napięć i prądów za pomocą oscyloskopu.
- 5) Metoda pomiaru parametrów dynamicznych diod impulsowych.

Wprowadzenie

Diodami impulsowymi lub przełącznikowymi nazywa się diody przeznaczone do zastosowań w układach impulsowych, w których najczęściej spełniają one funkcję kluczy przepuszczających impulsy tylko w jednym kierunku. Z uwagi na takie zastosowania diodę impulsową powinny charakteryzować przede wszystkim:

- bardzo mała rezystancja w kierunku przewodzenia oraz bardzo duża rezystancja w kierunku zaporowym,
- bezzwłoczna reakcja na impulsy, czyli brak opóźnień i zniekształceń impulsów.

Dlatego grupa parametrów charakterystycznych diod impulsowych obok dwu standardowych parametrów statycznych:

1. *napięcie przewodzenia*  $U_F$  przy określonym prądzie przewodzenia  $I_F$ ,
2. *prąd wsteczny*  $I_R$  przy określonym napięciu wstecznym  $U_R$ ,

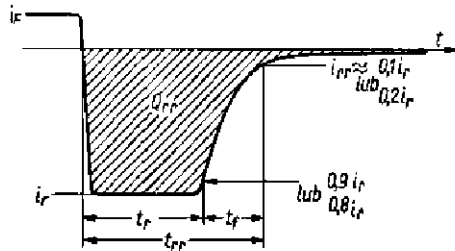
obejmuje również parametry dynamiczne:

- czas przełączania  $t_{rr}$  (niekiedy zamiast czasu  $t_{rr}$  podaje się ładunek przełączania  $Q_{rr}$ ) przy określonych warunkach wysterowania i obciążenia diody,
- pojemność diody przy określonej częstotliwości i napięciu polaryzacji wstecznej diody.

Ponadto wyróżnia się następujące dopuszczalne parametry graniczne:

- maksymalny prąd stały (lub prąd średni)  $I_{FMmax}$  w kierunku przewodzenia,
- maksymalny szczytowy prąd przewodzenia  $I_{FMmax}$ ,
- maksymalne stałe napięcie wsteczne  $U_{Rmax}$ ,
- maksymalne szczytowe napięcie wsteczne  $U_{RMmax}$ ,
- dopuszczalna temperatura złącza  $T_j$ .

Bardzo ważne jest pojęcie czasu przełączania  $t_{rr}$ . Przebieg prądu  $i_F$  przy przełączaniu diody z kierunku przewodzenia do kierunku zaporowego przedstawia rys.11.1. Czas przełączania  $t_{rr}$  jest definiowany jako odstęp czasu od chwili odpowiadającej  $t=0$



Rys.11.1 Definicje czasów charakteryzujących proces przełączania diody

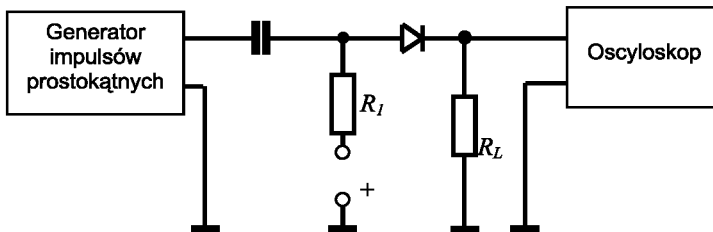
do chwili, gdy prąd osiągnie wartość  $i_{rr}$ , czyli zmaleje do ok.  $0,1 i_r$ .

Dla niektórych rodzajów diod impulsowych (przede wszystkim dla diody ładunkowej) istotna jest informacja o czasie trwania poszczególnych dwu faz procesu przełączania, tj. czasu  $t_r$  — „półka” prądu oraz czasu opadania  $t_f$  określanego jako odstęp czasu od chwili, gdy prąd wsteczny przyjmuje wartość  $0,9 i_r$ , do chwili odpowiadającej prądowi wstecznemu  $0,1 i_r$ . Zarówno całkowity czas przełączania  $t_{rr}$  jak i poszczególne jego składowe zależą od warunków wysterowania i obciążenia diody.

W katalogach podaje się wartości tych wielkości przy określonych wartościach następujących parametrów:

- prąd przewodzenia  $I_F$  (im większy jest prąd  $I_F$ , tym większy jest ładunek zmagazynowany w bazie złącza P-N, a więc dłużej trwa proces rozładowania bazy — wydłuża się czas  $t_{rr}$ );
- prąd „półki” w kierunku zaporowym  $I_R$  (im większy jest prąd  $I_R$  tym szybciej jest usuwany ładunek zmagazynowany w bazie złącza P-N, a więc czas  $t_{rr}$  maleje);
- prądu  $i_{rr}$ ;
- ładunek  $Q_{rr}$  - jako informacja dodatkowa (na rys.11.1 obszar zakreskowany).

Metodę pomiaru parametrów dynamicznych diod impulsowych przedstawiono schematycznie na rys. 11.2. Z generatora przez kondensator separujący od składowej stałej podawane są impulsy polaryzujące diodę w kierunku zaporowym. Dioda przez rezystor  $R_1$  jest polaryzowana statycznie w kierunku przewodzenia. Na rezystorze  $R_L$  ( $R_L < R_1$ ) odkłada się napięcie proporcjonalne do prądu płynącego w obwodzie.

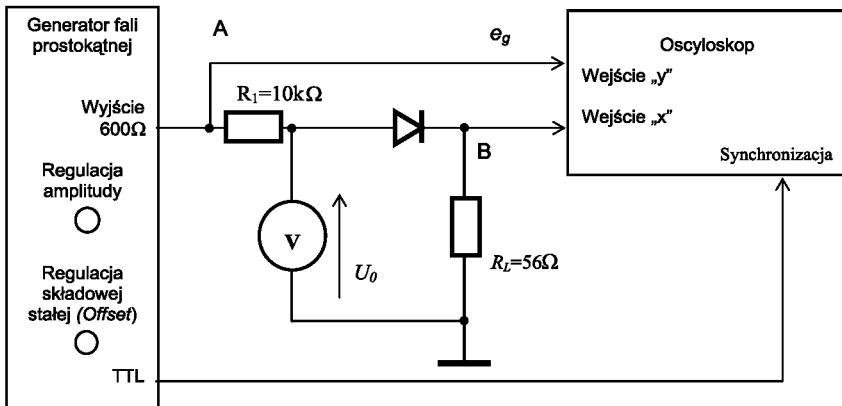


Rys. 11.2. Układ do pomiarów parametrów dynamicznych diod

## Pomiary

## Przygotowanie

- 1) odczytać z katalogu parametry dopuszczalne badanej diody,
- 2) przed montażem układu odczytać (lub zmierzyć) wartość  $R_I$  i  $R_L$ ,
- 3) ustalić „biegunowość” diody,
- 4) zapoznać się z pomiarem napięć sterujących oraz polaryzujących diodę przy użyciu oscyloskopu, a w szczególności,
  - a) sprawdzić zakres regulacji amplitudy sygnału przełączającego diodę,
  - b) określić zakres napięcia polaryzującego zaporowo diodę (*Offset*),
- 5) zmontować układ pomiarowy wg rys. 11.3 (użyć oddzielnych makiet z diodami i rezystorami),



Rys. 11.3. Układ do pomiarów parametrów dynamicznych diod

- 6) włączyć generator fali prostokątnej i ustawić częstotliwość 1 kHz (dla uzyskania stabilnego obrazu podłączyć gniazdo synchronizacji zewnętrznej oscyloskopu do generatora fali prostokątnej – gniazdo sygnału TTL),
- 7) podłączyć jeden kanał oscyloskopu do punktu „A”, dla obserwacji i pomiaru parametrów sygnału sterującego  $e_g$ ,

- 8) do drugiego kanału oscyloskopu podłączyć punkt „B” – obserwacja i pomiar spadku napięcia na rezystorze  $R_L$  (spadek napięcia  $u_{RL}$  proporcjonalny do prądu diody)
- 9) włączyć woltomierz dla pomiaru składowej stałej ( $U_0$ ),
- 10) dobrać amplitudę sygnału sterującego  $e_g$  około 5V.

Wyznaczenie czasów charakteryzujących proces przełączania diody

- 1) posługując się przełącznikiem AC/DC wejścia oscyloskopu sprawdzić wpływ rodzaju sprzężenia na zobrazowanie przebiegu okresowego oraz możliwość pomiaru składowej stałej ( $U_0$ ),
- 2) regulując pokrętkiem (*Offset*) generatora uzyskać efekt przełączania diody,
- 3) zwiększyć częstotliwość (do ok. 20 kHz) tak aby można było uzyskać wyraźny efekt opóźnienia przełączenia diody,
- 4) na podstawie oscylogramu napięcia  $u_{RL}$  sporządzić oscylogram przebiegu prądu w czasie przełączania diody.

Opracowanie wyników

- 1) korzystając z prawa Ohma wyliczyć wartość chwilową prądu,
- 2) korzystając ze sporządzonego wykresu i oscylogramu, po zaznaczeniu punktów charakterystycznych, pomierzyć czasy  $t_r$ ,  $t_f$  oraz amplitudy napięć przed, w czasie przełączenia i po ustaleniu przełączenia diody,
- 3) jeżeli badanych było więcej diod porównać otrzymane wyniki.

## Ćwiczenie nr 2/12

**Diody pojemnościowe**

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z podstawowymi właściwościami półprzewodnikowej diody pojemnościowej na podstawie pomiarów jej charakterystyki napięciowo-prądowej i pojemnościowo-napięciowej.

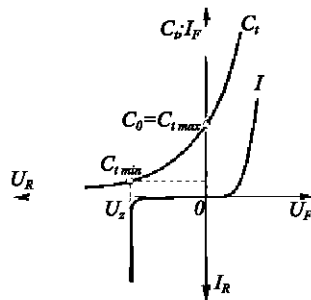
Zagadnienia do samodzielnego przygotowania

- 1) Systematyka diod pojemnościowych.
- 2) Budowa i zasada działania diody pojemnościowej.
- 3) Charakterystyka prądowo-napięciowa i pojemnościowo-napięciowa diody.
- 4) Polaryzacja złącza P-N diody pojemnościowej.
- 5) Parametry i zastosowania diod pojemnościowych.

**Wprowadzenie**

Diody pojemnościowe są to diody, w których wykorzystuje się zjawisko zmian pojemności warstwy zaporowej złącza P-N pod wpływem zmian doprowadzonego napięcia (najczęściej wykorzystuje się zmiany pojemności przy polaryzacji w kierunku wstecznym). Pojemność obszaru bariery jest

właściwością charakterystyczną każdego złącza P-N lub M-S, jednak dioda przeznaczona do zastosowań jako zmienna pojemność ma konstrukcję optymalizowaną pod kątem takich zastosowań.



Rys. 12.1. Zależności pojemności i prądu złącza PN od napięcia



Zależność pojemności złącza  $C_j$  od doprowadzonego napięcia można wyrazić wzorem:

$$C_j = C_{j0} \left[ \frac{(U + \varphi_B)}{\varphi_B} \right]^{-m} \quad (12.1)$$

gdzie :  $C_{j0}$  - pojemność diody przy  $U = 0$  V;

$\varphi_B$  – napięcie dyfuzyjne, równe 0,7 V dla złącza krzemowego;

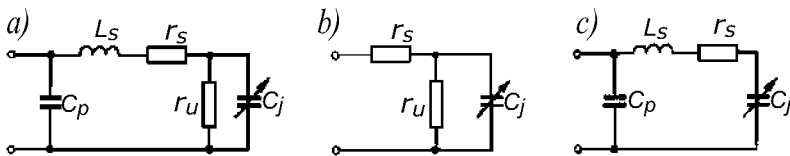
$m$  = wykładnik potęgi = 1/2 dla złącza skokowego i 1/3 dla złącza liniowego.

Na ogół stawia się znak równości między nazwami dioda pojemnościowa, warikap i waraktor, lecz — ściśle biorąc — diody pojemnościowe należy podzielić na warikapy oraz waraktory. Warikapy są to diody pojemnościowe przeznaczone do zastosowań jako zmienne pojemności (np. w układach automatycznego przestrajania obwodów rezonansowych), waraktory natomiast są to diody pojemnościowe przeznaczone do zastosowań jako zmienne reaktancje, spełniające funkcję elementów czynnych w układach parametrycznych (np. w wzmacniaczach i mieszaczach parametrycznych lub parametrycznych powielaczach częstotliwości). W zależności od określonych zastosowań ustala się zestaw podstawowych parametrów technicznych i dlatego specyfikacje parametrów dla warikapów i waraktorów nieco różnią się (por. Tabela 1).

Parametry techniczne określają elementy schematu zastępczego diody pojemnościowej. Ogólny schemat zastępczy diody pojemnościowej przedstawia rys. 12.2a, natomiast jego dwie uproszczone wersje – dla warikapu (rys.b) i waraktora (rys.c). Różnice między uproszczonymi wersjami schematu zastępczego wynikają stąd, że warikap pracuje w zakresie mniejszych częstotliwości (do kilkuset megaherców), zatem wpływ indukcyjności doprowadzeń  $L_s$  i pojemności rozproszonej  $C_p$  na jego pracę jest pomijalnie mały.

Tabela 1

Określenie parametru	warikap	waraktor
pojemność złącza przy określonej częstotliwości i napięciu polaryzacji wstecznej (zwykle przy $U_R = 0$ , czyli jest to pojemność maksymalna)	$C_j$	$C_j$
stosunek pojemności przy dwu różnych wartościach napięcia polaryzacji wstecznej (zwykle przy $U_R = 0$ oraz przy $U_R = U_{Rmax}$ — pojemność minimalna)	$\frac{C_j(U_R=0)}{C_j(U_{Rmax})}$	$\frac{C_j(U_R=0)}{C_j(U_{Rmax})}$
dobroć przy określonej częstotliwości i napięciu polaryzacji wstecznej (lub pojemności)	$Q$	-
rezystancja szeregową przy określonej częstotliwości i napięciu polaryzacji wstecznej (lub pojemności)	$R_s$	-
prąd wsteczny przy określonym napięciu wstecznym $U_R$ (zwykle przy $U_R = U_{Rmax}$ )	-	$I_R$
częstotliwość maksymalna przy określonym napięciu polaryzacji wstecznej $U_R$	-	$f_m$
indukcyjności szeregowej wyprowadzeń	-	$L_s$
pojemności oprawki	-	$C_p$
maksymalne napięcie polaryzacji wstecznej	$U_{Rmax}$	$U_{Rmax}$
maksymalne szczytowe napięcie wsteczne	$U_{Rmax}$	-
maksymalny stały prąd przewodzenia	$I_{Fmax}$	-
dopuszczalna temperatura złącza	$T_j$	$T_j$
dopuszczalna temperatura otoczenia	-	$T_a$
maksymalna moc rozpraszana	-	$P_{max}$



Rys. 12.2. Schemat zastępczy: a) diody pojemnościowej b) warikapu c) waraktora

Waraktor jest elementem mikrofalowym (pracuje w zakresie częstotliwości od kilku do kilkuset gigaherców) i dlatego należy uwzględnić elementy  $L_s$  oraz  $C_p$ , lecz nie uwzględnia się rezystancji upływu  $r_u$  mającej istotny wpływ na dobroć diody tylko w zakresie małych częstotliwości.

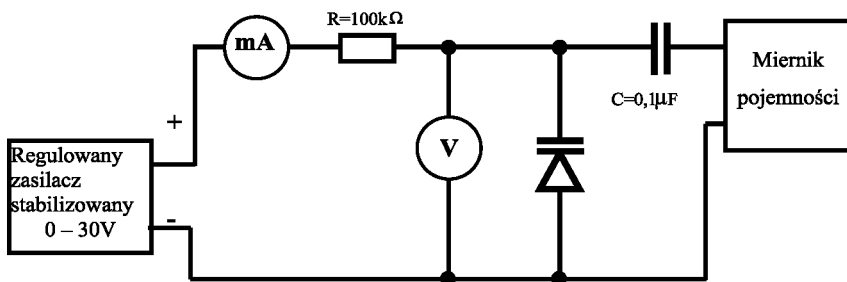
## Pomiary

### Przygotowanie

- odczytać z katalogu parametry charakterystyczne badanej diody pojemnościowej,
- określić zakresy napięć i prądów oraz ustalić biegunowość zasilacza,
- zmontować układ pomiarowy wg rys. 12.3 (szeregowa rezystancja  $R$  ogranicza prąd diody, ma to szczególne znaczenie w przypadku badania przy polaryzacji w kierunku przewodzenia),

#### 1. Pomiar charakterystyki prądowo-napięciowej

Dla kierunku zaporowego zmieniać napięcie  $U_R$  w zakresie od minus 30V do 0 V, następnie zmienić polaryzację na przewodzącą (zamienić końcówki na zasilaczu) i regulować napięcie  $U_F$  w zakresie od 0V do 0,7V, notować odczyty wartości prądu diody,



Rys. 12.3. Schemat układu pomiarowego do badania diody pojemnościowej

## 2. Pomiar charakterystyki pojemnościowo-napięciowej

Pomiar zależności pojemności diody w funkcji napięcia polaryzującego  $C_j=f(U)$  można wykonać jednocześnie z pomiarem charakterystyki prądowo-napięciowej.

Do pomiarów użyć automatyczny miernik typu ELC 3131. Miernik ten pozwala na pomiary dla różnych częstotliwości. Zalecana jest częstotliwość 1 kHz.

Pojemność  $C$  wskazana przez miernik obarczona jest stałym błędem wynikającym z pojemności pasozytniczych i montażowych  $C_m$  układu pomiarowego. Wielkość tej pojemności można przyjąć jako wartość stałą pod warunkiem zachowania stałej konfiguracji układu pomiarowego, aż do zakończenia pomiarów. Po usunięciu z układu pomiarowego diody, miernik pojemności wskaże wartość pojemności montażowej ( $C_m$ ), którą należy traktować jako poprawkę i każdorazowo odejmować od wyniku pomiaru,

	Kierunek zaporowy					Kierunek przewodzenia						
	Charakterystyka prądowo-napięciowa											
$U$ [V]	-30	-20	-10	-1,0	0,0	0,15	0,30	0,50	0,60	0,65	0,70	
$I$ [mA]												
	Charakterystyka pojemnościowo-napięciowa											
$C_m$ [pF]												
$C_j=C - C_m$ [pF]												

### Opracowanie wyników

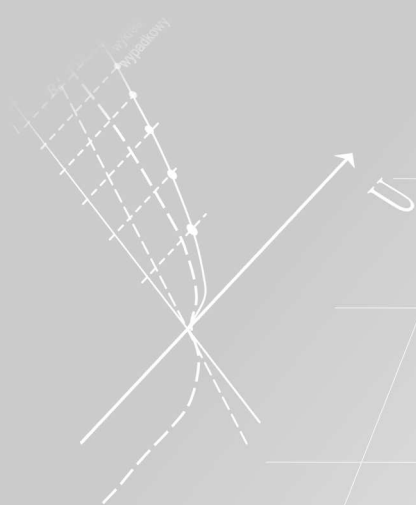
- wykreślić charakterystykę  $I=f(U)$ .
- wykreślić charakterystykę  $C_j=f(U)$ ,
- na podstawie otrzymanych wyników pomiarów i charakterystyk wyznaczyć podstawowe parametry badanej diody pojemnościowej.

## Literatura

- Wiesław Marciniak, *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone*, – Wyd. 3, WNT, Warszawa 1987
- Alfred Świt, Jerzy Pułtorak *Przyrządy półprzewodnikowe*, – Wyd. 4, WNT, Warszawa 1979
- Wiktor Golde, Lech Śliwa, *Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. Część I podstawy teoretyczne*, WNT, Warszawa 1982
- J. Pieńkoś, J. Turczyński, *Układy scalone TTL w systemach cyfrowych*, WKiŁ, Warszawa 1980
- Franciszek Rajchert, Adam Sitnik, Jerzy Stepień, *Tyrystory i ich zastosowania*, WKiŁ, Warszawa 1977
- J. Stanclik, *Laboratorium elementów biernych i podzespołów elektronicznych*, Jelenia Góra, 2004

### Literatura dodatkowa

- Z. Bielecki, A. Rogalski, *Detekcja sygnałów optycznych*, WNT Warszawa 2001
- A. Kowalski, *Podstawy telekomunikacji*, Oficyna PW, Warszawa 1998
- T. Stacewicz, A. Kotlicki, *Elektronika w laboratorium naukowym*, PWN, Warszawa 1994
- M. Szustakowski, *Elementy techniki światłowodowej*, WNT Warszawa 1992
- B. Ziętek, *Optoelektronika*, Wyd. UMK Toruń 2004
- T. Ohly, Z. Radzimski, *Skrypt do laboratorium „Elementy elektroniczne”*, PWr. 1980
- M. Łakomy, J. Zabrodzki, *Cyfrowe układy scalone TTL*, PWN Warszawa 1975
- W. Janke, *Zjawiska termiczne w elementach i układach elektronicznych*, WNT, Warszawa, 1992



$$\beta = \frac{dU_z}{U_z} dT$$

$$\frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_{we}} = \frac{\frac{r_z R_0}{R_0 + r_z}}{R_s + \frac{r_z R_0}{R_0 + r_z}}$$



**KOLEGIUM KARKONOSKIE**  
**w Jeleniej Górze**  
 (Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa)  
 58-503 Jelenia Góra  
 ul. Lwówecka 18



**ISBN 978-83-926801-3-0**