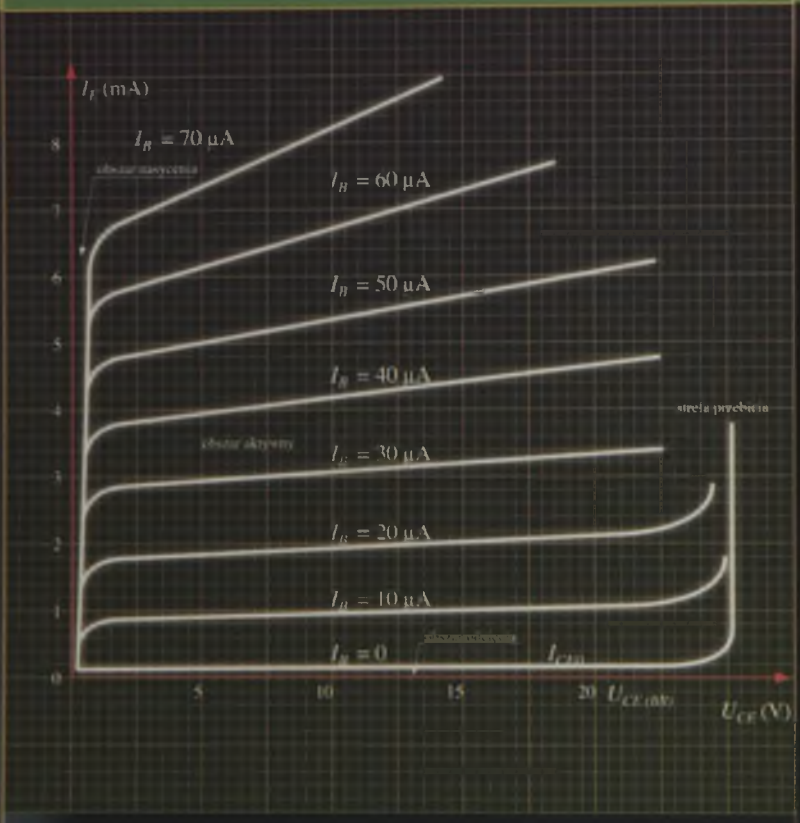
LABORATORIUM ELEKTRONIKI I

praca zbiorowa pod redakcją

Krzysztofa Zioło



ELEMENTY PÓŁPRZEWODNIKOWE I UKŁADY PODSTAWOWE

Opracowali: Krzysztof Zioło, Władysław Ciążyński

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

GLIWICE 1999

TEL : EDTM0902
SILESIAN TECHNICAL UNIVERSI
PROF K. ZIOLO 2818591
KASZUBSKA 23
44100 GLIWICE
POLAND

SKRYPTY UCZELNIANE
Nr 2177

PRACA ZBIOROWA
POD REDAKCJĄ Krzysztofa ZIOŁO

LABORATORIUM ELEKTRONIKI I

Elementy półprzewodnikowe i układy podstawowe

Wydanie III zmienione

Opracowali:
Władysław CIĄŻYŃSKI, Krzysztof ZIOŁO

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ
GLIWICE 1999

OPINIODAWCA
Prof. dr inż. Tadeusz Zagajewski

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. Zygmunt Kleszczewski
REDAKTOR DZIAŁU — Doc. dr inż. Zdzisław Pogoda
SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta Leśko

REDAKCJA
Mgr Anna Błażkiewicz

REDAKCJA TECHNICZNA
Alicja Nowacka

Projekt graficzny okładki
Mgr inż. arch. Jerzy ROŻAŁOWSKI

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

Skrypt przeznaczony dla studentów Wydziału
Automatyki, Elektroniki i Informatyki

PL ISSN 0434-0825

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

Pamięci Profesora
Stanisława Malzachera

SPIS TREŚCI

Str.

PRZEDMOWA 5

WAŻNIEJSZE OZNACZENIA 7

I. WSTĘP 11

1.1. Regulamin laboratorium 11

1.2. Organizacja stanowiska pomiarowego 13

1.3. Zasady organizacji ochrony przeciwporażeniowej w laboratoriach Instytutu Elektroniki 14

II. PRZEBIEG POMIARÓW W LABORATORIUM ELEKTRONIKI 17

III. PROGRAMY I INSTRUKCJE DO ĆWICZEŃ 27

Ćwiczenie 1: Diody półprzewodnikowe (oprac. K. Zioło) 27

Ćwiczenie 2: Tranzystor bipolarny (I) (oprac. K. Zioło) 50

Ćwiczenie 3: Tranzystor bipolarny (II) (oprac. K. Zioło) 65

Ćwiczenie 4: Tranzystor polowy typu PN-FET (oprac. K. Zioło) 80

Ćwiczenie 5: Tranzystor polowy typu MIS (oprac. K. Zioło) 92

Ćwiczenie 6: Półprzewodnikowe przyrządy optoelektroniczne (oprac. K. Zioło) 106

Ćwiczenie 7: Własności temperaturowe półprzewodników (oprac. K. Zioło) 137

Ćwiczenie 8: Tyrystor (oprac. W. Ciążyński) 160

Ćwiczenie 9: Pomiary czasów przełączeń diod i tranzystorów (oprac. W. Ciążyński) 177

Ćwiczenie 10: Pomiary parametrów „h" tranzystorów (oprac. W. Ciążyński) 187

Ćwiczenie 11: Tranzystorowy wzmacniacz rezystancyjny małej częstotliwości (oprac. K. Zioło) 193

Ćwiczenie 12: Elementarne układy tranzystorowe (oprac. K. Zioło) 219

Ćwiczenie 13: Pomiary parametrów wzmacniacza operacyjnego (oprac. W. Ciążyński) 234

DODATKI

Dodatek 1: Opis testera przyrządów półprzewodnilowych 250
Dodatek 2: Parametry wybranych elementów pomiarowych 254
Dodatek 3: Parametry wybranych materiałów półprzewodnikowych 264
Dodatek 4: Parametry metrologiczne przyrządów pomiarowych 265

PRZEDMOWA

Ćwiczenia prowadzone w laboratorium elektroniki dzielą się na dwie zasadnicze części. Część pierwsza obejmuje eksperymentalne zapoznanie się z właściwościami przyrządów półprzewodnikowych, takich jak diody, tranzystory czy też elementy optoelektroniczne. Zajęcia te trwają jeden semestr i stanowią praktyczne uzupełnienie wiadomości uzyskanych w trakcie uczęszczania na wykład z „przyrządów półprzewodnikowych" oraz na ćwiczeniach rachunkowych z tego przedmiotu. Część druga trwa dwa semestry i obejmuje w pierwszym semestrze tematykę związaną z elementarnymi układami elektronicznymi. Tematyka ta jest kontynuowana w drugim semestrze zajęć laboratoryjnych, z tym że badane układy są już bardziej zaawansowane. Ćwiczenia te są skorelowane z wykładami i ćwiczeniami rachunkowymi z przedmiotu „układy elektroniczne". Są one przeznaczone dla studentów wszystkich specjalności kierunku „elektronika". W planach zajęć ćwiczenia laboratoryjne są przesunięte względem wykładów o jeden semestr. Niniejszy skrypt poświęcony jest laboratorium przyrządów półprzewodnikowych oraz pierwszej części laboratorium układów elektronicznych.

Z prezentowanego skryptu mogą korzystać także studenci kierunków: „informatyka", „automatyka i robotyka" oraz studenci innych wydziałów, dla których prowadzone są zajęcia w Zakładzie Podstaw Elektroniki. Może on też stanowić cenną pomoc dla słuchaczy studiów wieczorowych.

W celu ułatwienia przebiegu zajęć oraz zapewnienia studentom pełnego bezpieczeństwa w trakcie ich przebiegu w skrypcie zamieszczono również dodatkowe rozdziały, takie jak:

- regulamin laboratorium,
- zasady organizacji stanowiska pomiarowego,
- zasady ochrony przeciwporażeniowej.

Jednym z celów zajęć laboratoryjnych jest nabycie umiejętności prawidłowego opracowania wyników pomiarowych, wyciągania prawidłowych wniosków na podsta-

wie przeprowadzonych badań oraz właściwe przygotowanie raportów i sprawozdań niezbędnych w przyszłej pracy tak naukowej, jak i inżynierskiej. W tym celu zamieszczono rozdział „Przebieg pomiarów w laboratorium elektroniki".

Prezentowane obecnie nowe wydanie skryptu jest przejrzane i zmienione. W trakcie tych prac wykorzystano doświadczenia zebrane podczas używania dwóch poprzednich wydań. Tak więc napisano od nowa trzy ćwiczenia oraz dokonano wielu innych zmian.

Krzysztof Zioło

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

B - baza

C - kolektor

D - współczynnik dyfuzji, dren

E - emiter, natężenie pola elektrycznego

f - częstotliwość

f_0, F_O - częstotliwość drgań własnych, częstotliwość graniczna (częstotliwość wyróżniona)

g - konduktancja dynamiczna

G - bramka, szybkość generacji nośników

h_{21} - współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora bipolarnego

h - współczynnik zawartości harmonicznych

h_f - współczynnik zawartości harmonicznych dla układu ze sprzężeniem zwrotnym

H - jako indeks oznacza stan wysoki

i - wartość chwilowa natężenia prądu

i - jako indeks oznacza półprzewodnik samoistny

I_B, I_E, I_C - prąd stały bazy, emitera, kolektora

I_{CC} - prąd zasilania (I_{DD})

I_I - prąd wejściowy

I_O - prąd wyjściowy

I_{in} - wejściowy prąd niezrównoważenia

I_{os} - prąd zwarcia

I_{ON} - znamionowy prąd wyjściowy

I_S - prąd nasycenia złącza p-n

I_F - prąd przewodzenia diody

I_R - prąd wsteczny diody

J - gęstość prądu

k - stała Boltzmanna ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

k_T - temperaturowy współczynnik stabilizacji

K - współczynnik wzmocnienia

K_U - współczynnik wzmocnienia napięciowego

K_S - wzmocnienie napięciowe sumacyjne

K_r - wzmocnienie napięciowe różnicowe

K_{ro} - wzmocnienie napięciowe różnicowe statyczne (f = O)

K' - wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego

$K(j\omega)$ - transmitancja napięciowa

L - indukcyjność, droga dyfuzji

L - jako indeks oznacza stan niski

M - indukcyjność wzajemna

m - współczynnik głębokości modulacji

M_L - margines zakłóceń w stanie niskim (L)

M_H - margines zakłóceń w stanie wysokim (H)

n - koncentracja elektronów

N - koncentracja domieszek

N_L - obciążalność w stanie niskim (L)

N_H - obciążalność w stanie wysokim (H)

p - koncentracja dziur, współczynnik wypełnienia przebiegu

P - moc

P - potencjometr

q - ładunek elementarny ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C)

Q - całkowity ładunek elektryczny

Q - dobroć

r, R - rezystancja

R - szybkość rekombinacji

R_r - wejściowa rezystancja różnicowa wzmacniacza operacyjnego

R_g - rezystancja wewnętrzna generatora

r_p - rezystancja diody w kierunku przewodzenia

r_w - rezystancja diody w kierunku zaporowym

S - źródło

t - czas

T - okres, stała czasowa, temperatura bezwzględna

u - wartość chwilowa napięcia

U_H - wartość poziomu wysokiego napięcia

u_s - napięcie wspólne

u_r - napięcie różnicowe

U_F - napięcie przewodzenia diody

U_h - napięcie histerezy

U_I - napięcie wejściowe

U_{in} - wejściowe napięcie niezrównoważenia

U_L - wartość poziomu niskiego napięcia

U_N - napięcie odniesienia

U_{ON} - znamionowe napięcie wyjściowe

U_O - napięcie wyjściowe

U_{CC} - napięcie zasilania (U_{DD})

U_P - napięcie progowe

U_Z - napięcie Zenera, napięcie stabilizacji

W_g - szerokość pasma zabronionego

W - energia

W_F - energia poziomu Fermiego

WB, WE, WC - układ ze wspólną: bazą, emiterem i kolektorem

X - reaktancja

Y - admitancja

Y - macierz admitancyjna

Z - impedancja

α - współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie wspólnej bazy

α_z - kąt zapłonu tyrystora (załączenia)

α_w - kąt wyłączenia tyrystora (gaszenia)

β - współczynnik wzmocnienia prądowego (małosygnałowy) w układzie wspólnego emitera

γ - współczynnik podziału napięcia

δ - błąd względny

Δ - błąd bezwzględny

δU - błąd względny napięcia (tolerancja)

Δ - wyznacznik macierzy

Φ - faza, kąt fazowy

φ, ψ - kąty fazowe

φ_F - potencjał Fermiego

φ_T - potencjał elektrokinetyczny

λ - długość fali, kąt przepływu prądu

μ - ruchliwość nośników

η - sprawność

τ - stała czasowa, czas życia

ω - pulsacja

ω_0 - pulsacja rezonansowa

ω_T - pulsacja graniczna wzmacniacza operacyjnego.

Przy oznaczeniach napięć i prądów przyjęto następującą konwencję:

- duża litera symbolu z dużą literą w indeksie oznacza wielkość stałą (np.: I_B, U_{BE});
- duża litera symbolu z małą literą w indeksie oznacza amplitudę składowej zmiennej (np.: I_b, U_{br});
- mała litera symbolu z dużą literą w indeksie oznacza wartość chwilową dowolnego przebiegu zależnego od czasu (i_B, u_{BE});
- mała litera symbolu z małą literą w indeksie oznacza wartość chwilową składowej zmiennej (np.: i_b, u_{be}).

I. WSTĘP

Zajęcia laboratoryjne w Zakładzie Podstaw Elektroniki są prowadzone zgodnie z regułami obowiązującymi w całym Instytucie Elektroniki. Do reguł tych winni się stosować słuchacze korzystający z laboratoriów. Wspomniane reguły są wyszczególnione w trzech kolejnych punktach niniejszego wstępu i obejmują:

- Regulamin laboratorium,
- Organizację stanowiska pomiarowego,
- Zasady organizacji ochrony przeciwporażeniowej.

1.1. Regulamin laboratorium

1. Zajęcia wprowadzające przeznaczone są na obowiązkowe szkolenie BHP (oddzielny regulamin) oraz na zapoznanie się ze specyfiką i regulaminem laboratorium.
2. Obecność na zajęciach laboratoryjnych i punktualne przybycie na ćwiczenia jest obowiązkowe. Ewentualne nieobecności należy odrobić w przewidzianym na ten cel terminie lub po uzgodnieniu z kierownikiem laboratorium, z inną grupą w trakcie normalnych zajęć.
3. W trakcie zajęć studenci realizują program zawarty w skrypcie lub instrukcji, po uzgodnieniu szczegółów z osobą prowadzącą zajęcia:
   - napięcie zasilające w układzie pomiarowym można włączyć dopiero po sprawdzeniu prawidłowości połączeń przez osobę prowadzącą zajęcia;
   - wszelkie nieprawidłowości w pracy przyrządów należy zgłaszać osobie prowadzącej ćwiczenia;
   - w trakcie ćwiczenia wyniki pomiarów oraz wszelkie uwagi związane z pomiarami powinny być umieszczone w protokole; protokół powinien być czytelny i sta-

ranny; pod koniec zajęć protokół powinien być parafowany przez osoby prowadzące zajęcia, a następnie oddany wraz ze sprawozdaniem;

- warunkiem opuszczenia laboratorium jest uporządkowanie stanowiska laboratoryjnego, zdanie przewodów, kabli i badanych elementów osobie prowadzącej zajęcia.

4. Sprawozdanie wykonują kolejno wszystkie osoby wchodzące w skład danej sekcji laboratoryjnej. Ocenę za sprawozdanie otrzymuje jego autor. Sprawozdanie należy wykonać zgodnie z zaleceniami zawartymi w skrypcie. Do sprawozdania należy załączyć protokół z ćwiczeń. Sprawozdanie należy oddać na następnych zajęciach; nieoddanie w terminie powoduje automatyczne wpisanie oceny niedostatecznej. Osoba prowadząca może w razie niewłaściwego wykonania sprawozdania oddać je do poprawy (którą należy przeprowadzić w ciągu tygodnia) lub odpytać autora sprawozdania i wszystkie osoby z sekcji ze sposobu realizacji ćwiczenia.
5. Warunki zaliczenia ćwiczenia:
   - teoretyczna znajomość materiału obejmującego dane ćwiczenia;
   - umiejętność zestawienia właściwego układu pomiarowego;
   - właściwe zaplanowanie eksperymentu i przeprowadzenie odpowiednich pomiarów;
   - wykonanie protokołu pomiarów.

   Każde ćwiczenie jest oceniane. Na ocenę mają wpływ: przygotowanie do zajęć, umiejętność przeprowadzenia pomiarów i stopień realizacji programu ćwiczenia.
6. Warunki zaliczenia laboratorium:
   - pozytywne zaliczenie wszystkich ćwiczeń,
   - pozytywna ocena wszystkich sprawozdań,
   - pozytywna ocena pisemnych lub ustnych kolokwiów.
7. Kierownik laboratorium decyduje o sprawach nie objętych niniejszym regulaminem.

1.2. Organizacja stanowiska pomiarowego

Stanowisko pomiarowe tworzą przyrządy pomiarowe, modele i pomocniczy sprzęt pomiarowy odpowiednio zestawione i zabezpieczone. Podczas montowania układu pomiarowego należy pamiętać o następujących zasadach:

- montaż układu rozpoczyna się od połączenia głównego obwodu pomiarowego. Następnie do gotowego układu głównego dołącza się elementy dodatkowe (np. woltomierze, przełączniki, układy pomocnicze);
- wszystkie połączenia przeprowadza się możliwie krótkimi przewodami;
- przyrządy, z których odczyt dokonywany jest w sposób ciągły, umieszcza się możliwie blisko osoby wykonującej pomiar;
- wszystkie elementy regulacyjne (np. oporniki dekadowe, dzielniki napięcia,...) ustawia się tak, aby ułatwić odczyt;
- w przypadku układów pomiarowych prądu stałego należy zwrócić uwagę na biegunowość źródeł zasilania i przyrządów pomiarowych;
- elementy o charakterze indukcyjnym (transformatory, autotransformatory) są źródłami zakłócających pól magnetycznych - należy ustawić je możliwie daleko od przyrządów pomiarowych;
- w połączonym układzie pomiarowym suwaki oporników i pokrętła autotransformatorów należy wstępnie ustawić w położeniach odpowiadających minimalnym wartościom nastawionych prądów lub napięć, o ile wyraźnie nie jest zalecone inaczej;
- w przyrządach pomiarowych należy wstępnie wybierać maksymalne zakresy mierzonej wielkości;
- po zmontowaniu układu pomiarowego, co powinno być dokonywane przez jedną osobę, druga osoba z sekcji powinna sprawdzić poprawność połączeń;
- włączenie napięć zasilających może nastąpić po sprawdzeniu poprawności montażu przez prowadzącego ćwiczenie;
- po włączeniu źródeł zasilających należy sprawdzić, czy elementy regulacyjne układu pozwalają na otrzymanie żądanych wartości napięć i prądów;
- przed pomiarem należy wstępnie ustalić charakter zmian mierzonej wielkości, a następnie określić ilość punktów pomiarowych, tak aby prawidłowo odtworzyć przebieg zmian tej wielkości - to znaczy aby nie wykonywać ani zbędnych pomiarów, ani aby tych pomiarów nie było za mało;

- po realizacji programu pomiarów należy przeprowadzić orientacyjne obliczenia, pozwalające stwierdzić, czy otrzymane wyniki są właściwe;
- nieprawidłowości w pomiarach należy zgłaszać prowadzącemu.

1.3. Zasady organizacji ochrony przeciwporażeniowej w laboratoriach Instytutu Elektroniki

1. Na terenie budynku Wydziału Automatyki, Elektroniki i Informatyki stosowana jest sieć zasilająca prądu przemiennego 380/220 V z uziemionym punktem zerowym. W związku z tym w laboratoriach obowiązuje zerowanie ochronne urządzeń elektrycznych. W tej sytuacji dodatkowe uziemienie urządzeń lub stosowanie uziemienia zamiast zerowania jest niedopuszczalne.
2. Stanowiska pomiarowe znajdują się na podłodze źle przewodzącej, tj. o rezystancji $R_s \geq 50$ kΩ.
3. Stanowisko pomiarowe obsługiwane jest przez sekcję laboratoryjną złożoną z 2÷3 studentów.
4. Studenci dokonują połączeń układów pomiarowych przy wyłączonych napięciach zasilających stanowisko pomiarowe.
5. Włączenia napięć zasilających stanowisko pomiarowe dokonuje prowadzący ćwiczenia, po uprzednim sprawdzeniu połączeń układu i ustaleniu merytorycznego programu ćwiczenia. Od tego momentu osoby wchodzące w skład sekcji studenckiej traktowane są jako upoważnione do wykonywania pomiarów w zakresie ustalonym przez prowadzącego ćwiczenia.
6. Pomimo zabezpieczeń na obudowie załączonego do sieci urządzenia elektrycznego może wystąpić napięcie. Dlatego przy pierwszym kontakcie należy dotknąć urządzenia zewnętrzną stroną dłoni (aby przy ewentualnym skurczu mięśni automatycznie odłączyć się od będącego pod napięciem urządzenia).
7. Nie należy jednocześnie dotykać dwóch różnych urządzeń elektrycznych.
8. Nie należy jednocześnie dotykać urządzenia elektrycznego i instalacji uziemiającej (c.o., wodociąg, taśma uziemiająca).
9. Autotransformatory należy stosować wraz z transformatorami izolującymi od sieci.

10. Przy użyciu nieznanych ćwiczącemu przyrządów należy zapoznać się z instrukcją obsługi.
11. W układzie pomiarowym będącym pod napięciem nie wolno dotykać nieizolowanych części metalowych.
12. Przy użyciu wielofunkcyjnych przyrządów pomiarowych należy zwracać uwagę na wybranie odpowiedniej wielkości pomiarowej oraz dobór właściwego zakresu pomiarowego.

II. PRZEBIEG POMIARÓW W LABORATORIUM ELEKTRONIKI

Laboratorium elementów elektronicznych ma za zadanie zapoznanie studentów z właściwościami przyrządów półprzewodnikowych poprzez samodzielne pomiary podstawowych parametrów technicznych oraz charakterystyk tych elementów. Niezwykle istotnym zagadnieniem jest nauka właściwej interpretacji uzyskanych wyników pomiarowych, co z jednej strony wiąże się z dogłębnym rozumieniem istoty fizycznych procesów zachodzących w badanych elementach i jest niezbędne do właściwego stosowania ich w praktyce, a z drugiej strony wymaga znajomości stosowania właściwych metod i przyrządów pomiarowych, tak aby pomiary były źródłem poszukiwanej, a nie fałszywej informacji.

Interesujące nas wyniki pomiarowe będą otrzymywane w laboratorium za pomocą pomiarów bezpośrednich, w przypadku gdy do pomiaru danego parametru istnieje gotowy specjalizowany przyrząd pomiarowy lub za pomocą pomiarów pośrednich, w sytuacji gdy do uzyskania poszukiwanej wielkości niezbędne będą pomiary wielkości pośrednich, które należy następnie odpowiednio przekształcać na drodze obliczeniowej lub graficznej.

Wynik każdego pomiaru obarczony jest błędami, których przyczynami mogą być: niedoskonałości ludzkich zmysłów oraz trudne do opanowania lub zmieniające się w czasie pomiaru wartości wielkości wpływających. Wszystkie błędy, które mogą się przyczynić do zniekształcenia wyniku pomiaru, można podzielić na trzy zasadnicze grupy:

a) **Błędy przypadkowe** - o nieznanej bliżej wartości i przyczynach powstawania; błędy te nie mogą być usunięte na drodze stosowania poprawek. Ich wpływ na wynik pomiaru można oszacować statystycznie.

b) **Błędy systematyczne** - o wartości stałej lub zmieniającej się według określonego prawa. Wartość tych błędów można ściśle określić i w znacznej części usunąć przez stosowanie poprawek. Przyczynami ich powstawania są najczęściej błędy

przyrządów pomiarowych, błędy metody pomiarowej, oddziaływania wielkości wpływających.

c) **Błędy nadmierne** - błędy powodujące jawne zniekształcenie pomiaru (np. przez niewłaściwy odczyt). Wyniki obarczone błędem nadmiernym powinny być odrzucone, po stwierdzeniu ich niewiarygodności.

Wynik pomiaru bez określenia jego dokładności (błędu, niepewności) jest bezwartościowy i nie może być dalej wykorzystywany. W związku z tym bardzo ważna jest umiejętność prawidłowego szacowania błędów pomiarów. Rozróżniamy tu dwie podstawowe sytuacje: obliczanie błędu pojedynczego pomiaru (pomiar bezpośredni) oraz obliczanie błędu pomiaru wielkości złożonej (pomiar pośredni).

W pierwszej kolejności przedstawimy sposób obliczania błędu pojedynczego pomiaru. W sytuacji gdy zajmujemy się zdejmowaniem charakterystyk przyrządów półprzewodnikowych lub badanych układów elektronicznych, to znaczy gdy wyznaczamy zależności pomiędzy dwoma (lub większą liczbą) wielkościami fizycznymi zaleca się korzystać z pojęcia klasy przyrządu. Postępujemy tak, gdyż w tej sytuacji nie ma czasu na dokonywanie większej ilości pomiarów dla każdego punktu pomiarowego (dotyczy to również pomiarów charakterystyk temperaturowych, częstotliwościowych itp.).

Klasę przyrządu pomiarowego K_L definiujemy jako wyrażony w procentach stosunek maksymalnego błędu bezwzględnego ΔX_{max}, jaki możemy popełnić za pomocą tego przyrządu, do jego zakresu pomiarowego Z:

$$K_L = \frac{\Delta X_{max}}{Z} \cdot 100\% \qquad (1)$$

Klasa podawana jest za pomocą odpowiedniego symbolu na skali miernika lub w instrukcji obsługi. Mierniki laboratoryjne wykonywane są zwykle w klasach: 0,1, 0,2, 0,5 i 1, natomiast mierniki techniczne w klasach: 1,5, 2, 2,5 i 5.

Aby obliczyć błąd bezwzględny pomiaru wykonanego za pomocą miernika o znanej klasie, należy się posłużyć zależnością (2), natomiast dla obliczenia błędu względnego zależnością (3).

$$\Delta X = K_L \cdot \frac{Z}{100} \qquad (2)$$

$$\delta X = K_L \cdot \frac{Z}{\alpha}[\%] \qquad (3)$$

gdzie: α - wychylenie miernika (odczytana wartość wielkości mierzonej).

Błąd względny obliczony na podstawie klasy K_L miernika ma na danym zakresie pomiarowym wartość stałą. Należy on do błędów systematycznych.

Przykład

Za pomocą woltomierza klasy 0,5 o zakresie pomiarowym 25 V zmierzono napięcie w obwodzie wynoszące U = 10,0 V. Błąd bezwzględny w tym przypadku wyniesie:

$$\Delta U = 0{,}5 \cdot \frac{25\,V}{100} = 0{,}125\,V$$

Natomiast błąd względny obliczamy następująco:

$$\delta U = 0{,}5 \cdot \frac{25{,}0\,V}{10{,}0\,V}[\%] = 1{,}25\%$$

Uwaga:

1. Przy pomiarach miernikami analogowymi najmniejszy błąd równy liczbowo klasie K_L popełniamy wówczas, gdy przy pomiarze uzyskujemy maksymalne wychylenie miernika $\alpha = Z$.
2. Poprawnie zapisany wynik pomiaru ma następującą postać:

   $U = 10{,}0 \pm 0{,}1$ V lub $U = 10{,}0$ V $\pm$ 1%.
3. W protokole pomiarów należy więc notować wynik pomiaru, klasę miernika i zakres, na którym dokonano pomiarów.

W przypadku mierników cyfrowych do błędu wynikającego z klasy przyrządu dochodzi błąd dyskretyzacji. Błąd dyskretyzacji wynika między innymi ze skończonej dokładności wyświetlania na polu odczytowym przyrządu wyniku pomiaru i związany jest z ostatnią cyfrą wyświetlaną przez miernik. Błąd bezwzględny wyniku pomiaru można w tym przypadku wyrazić następującą zależnością:

$$\Delta X = K_L \cdot \frac{\alpha}{100} + n \cdot w \qquad (4)$$

gdzie: w - waga ostatniej cyfry - zależy od zastosowanego zakresu pomiarowego miernika (np. gdy zakres wynosi 1,999, to w = 0,001) i jest to jednostka na ostatnim miejscu pola odczytowego;

n - mnożnik zależny od typu miernika i rodzaju mierzonej wielkości.

Należy zwrócić uwagę, że w tym przypadku wartość błędu zależy od wartości wielkości mierzonej, a nie od zakresu miernika. Wartości klasy i błędów dyskretyzacji przyrządu są podawane w instrukcji obsługi.

Błąd względny pomiaru możemy wyrazić za pomocą wyrażenia:

$$\delta X = K_L + \frac{n \cdot w}{\alpha} \cdot 100[\%] \qquad (5)$$

Przykład

Za pomocą woltomierza cyfrowego klasy 0,5 o zakresie pomiarowym 25,00 V zmierzono napięcie w obwodzie i uzyskano wynik U = 10,00 V. Błąd dyskretyzacji określono w instrukcji obsługi jako wartość ostatniej cyfry wyświetlacza. Błąd bezwzględny w tym przypadku wyniesie:

$$\Delta U = 0{,}5 \cdot \frac{10{,}00\,\mathrm{V}}{100} + 0{,}01\,\mathrm{V} = 0{,}06\,\mathrm{V}$$

Natomiast błąd względny obliczymy następująco:

$$\delta U = 0{,}5 + \frac{0{,}01\,\mathrm{V}}{10{,}00\,\mathrm{V}} \cdot 100[\%] = 0{,}6\%$$

Poprawnie zapisany wynik pomiaru ma postać:

U = 10,00 V ± 0,06 V lub U = 10,00 V ± 0,6%

Uwaga: w przypadku mierników wielofunkcyjnych błąd dyskretyzacji przy pomiarze różnych wielkości ma zwykle różną wartość. Przykładowo nasz przyrząd umożliwia też pomiar prądu stałego i wówczas błąd dyskretyzacji określono jako 5-krotną wartość ostatniej cyfry wyświetlacza, a więc ± 0,05.

Innego postępowania wymaga oszacowanie błędów pomiarowych w przypadku pomiaru wielkości złożonej. W tym przypadku wyznaczamy wartość określonej wielkości fizycznej poprzez bezpośredni pomiar kilku innych wielkości fizycznych (np. określenie wartości rezystancji poprzez pomiar spadku napięcia na rezystorze i natężenia płynącego przezeń prądu). Najpierw wyznaczamy błędy (niepewności) wielkości mierzonych bezpośrednio, w sposób omówiony powyżej. Następnie określamy, w jaki sposób błędy tych wielkości przenoszą się na niepewność wartości wielkości złożonej. W tym celu należy się posłużyć odpowiednim prawem przenoszenia błędów. W praktyce laboratoryjnej szerokie zastosowanie ma prawo (metoda) różniczki

zupełnej, które stosujemy do szacowania wartości błędów systematycznych wielkości złożonych. I tak, jeżeli wartość wielkości mierzonej $y = f(x_1,x_2,...x_n)$ wyznaczamy na podstawie pomiarów bezpośrednich wielkości $x_1,x_2,...x_n$, to wartość błędu bezwzględnego Δy pojedynczego pomiaru tej wielkości jest nie większa od:

$$\Delta y = \left|\frac{\partial f}{\partial x_1}\cdot \Delta x_1\right| + \left|\frac{\partial f}{\partial x_2}\cdot \Delta x_2\right| + ... + \left|\frac{\partial f}{\partial x_n}\cdot \Delta x_n\right| \qquad (6)$$

Tak więc metoda szacowania błędów pojedynczego pomiaru sprowadza się do wyznaczenia różniczki zupełnej funkcji wielu zmiennych, gdzie nieskończenie małe przyrosty dx_i wielkości mierzonych zastępujemy błędami Δx_i pomiarów bezpośrednich. Zależność (6) uzyskujemy dla sytuacji, gdy zakładamy, że następuje najmniej korzystny rozkład błędów, a więc ich wartości bezwzględne sumują się.

Przykład

Zmierzono wartość rezystancji R poprzez pomiar spadku napięcia U na rezystorze i natężenia płynącego przezeń prądu I. Wartość rezystancji wyznaczamy z prawa Ohma:

$$R = \frac{U}{I}$$

Niepewność pomiaru ΔR tej rezystancji wyznaczoną metodą różniczki zupełnej określamy jako:

$$\Delta R = \left|\frac{\partial R}{\partial I}\cdot \Delta I\right| + \left|\frac{\partial R}{\partial U}\cdot \Delta U\right| = \left|\frac{U}{I^2}\cdot \Delta I\right| + \left|\frac{1}{I}\cdot \Delta U\right| \qquad (7)$$

gdzie: I, U - wartości zmierzonego natężenia prądu i spadku napięcia;

ΔI, ΔU - błędy pomiarów tych wielkości określone na podstawie klas użytych mierników.

Przed zestawieniem układu pomiarowego należy się zastanowić, czy wybrana metoda pomiarowa oraz zastosowane przyrządy umożliwiają pomiar badanej wielkości. Szczególnie należy zwrócić uwagę na pobór mocy przyrządów pomiarowych oraz na właściwy dobór zakresów pomiarowych. Po przeprowadzeniu pomiarów, w trakcie opracowywania wyników do sprawozdania należy powtórnie, krytycznie zastanowić się nad uzyskanymi wynikami i ocenić, czy są one obarczone, oprócz błędów przypadkowych, błędami systematycznymi lub nadmiernymi. W celu ułatwienia

tego zadania poniżej zestawiono najważniejsze zalecenia i wskazówki, którym powinien odpowiadać układ pomiarowy i użyte przyrządy:

1) Załączenie przyrządu pomiarowego nie powinno zmieniać pierwotnego rozkładu napięcia czy też rozpływu prądu. W przypadku amperomierza oznacza to, że jego rezystancja R_A powinna być pomijalnie mała w stosunku do rezystancji pozostałej części obwodu R_o ($R_A << R_o$). W przypadku woltomierza rezystancja R_V tego przyrządu powinna być znacznie większa w porównaniu z rezystancją R_o elementu, na którym dokonywany jest pomiar napięcia ($R_V >> R_o$). W obu przypadkach chodzi o pomijalnie mały pobór mocy przez przyrządy pomiarowe.
2) Do końcówek przyrządu powinien dopływać prąd lub powinno być załączone napięcie, które aktualnie chcemy mierzyć. Należy tu zwrócić szczególną uwagę na bocznikujące działanie: rezystancji (w przypadku niedoskonałej izolacji), sprzężeń pojemnościowych i indukcyjnych oraz na dołączanie innych przyrządów pomiarowych.
3) Przyrząd powinien wskazywać poprawnie natężenie prądu przepływającego przez niego lub wartość napięcia załączonego do zacisków. Zalecenie to sprowadza się do następujących warunków:
   - właściwy dobór zakresu pomiarowego, tzn. wskazanie przyrządu (analogowego i cyfrowego) powinno się zawierać w granicach od 75% do 100% zakresu pomiarowego (wyjątek stanowią tu omomierze analogowe, w tym przypadku pomiar powinien zawierać się w zakresie (30÷70)% zakresu pomiarowego),
   - właściwy dobór zakresu częstotliwości (charakterystyk częstotliwościowych) przyrządu pomiarowego względem częstotliwości sygnału mierzonego,
   - właściwy dobór przyrządu pomiarowego prądu zmiennego względem kształtu mierzonego przebiegu, tj. uświadomienie sobie, czy mierzymy wartość szczytową, średnią lub skuteczną.

Prawidłowy zapis wyniku pomiaru powinien umożliwić ocenę dokładności, z jaką określona została wartość mierzonej wielkości. Każdy wynik pomiaru jest liczbą przybliżoną składającą się z cyfr pewnych i niepewnych. Stopień przybliżenia określa liczba cyfr znaczących. Cyfry znaczące liczy się od strony lewej, zaczynając od pierwszej, różnej od zera. Zero na końcu też jest cyfrą znaczącą i jeżeli jest ona uzasadniona dokładnością pomiaru, należy je zapisywać (np. 0,07820 ma 4 cyfry znaczące). Wynik pomiaru powinien być tak zapisany, aby ostatnie cyfry znaczące od-

powiadały miejscem wartości liczbowej niedokładności. Ostatnia cyfra znacząca powinna pochodzić z zaokrąglenia. Pełny zapis wyniku pomiaru powinien zawierać wartość liczbową wyniku oraz niedokładność pomiaru w postaci bezwzględnej. Niedokładność powinno się podawać jedną cyfrą znaczącą różną od zera (np.: U = 348 ± 3 V, I = 0,325 ± 0,005 A). Tylko w przypadku bardzo dokładnych pomiarów lub gdy wynik ma być wykorzystany do dalszych obliczeń, niedokładność należy wyrażać dwoma cyframi znaczącymi różnymi od zera (np. U = 1,89573 ± 0,00035 V). Należy zwrócić szczególną uwagę na nagminnie popełniany przez posiadaczy kalkulatorów błąd polegający na myleniu dokładności obliczeń z dokładnością wyniku pomiaru.

Przykład

Wyznaczyć wartość rezystancji R uzyskaną w wyniku pomiarów:

$$U = 45{,}1 \pm 0{,}1\ \text{V}, \quad I = 22{,}5 \pm 0{,}2\ \text{mA}$$

Obliczenie: $R = \frac{U}{I} = \frac{45{,}1\,\text{V}}{22{,}5\,\text{mA}} = 2{,}004444444\,\text{k}\Omega$.

W tej postaci wyniku nie wolno nam podać. Ilość cyfr w tym wyniku zależy od dokładności naszego kalkulatora. Ale po prostym obliczeniu okaże się, że niedokładność ΔR znajomości rezystancji R uzależniona od niedokładności pomiarów $\Delta U = \pm 0{,}1$ V i $\Delta I = \pm 0{,}2$ mA wynosi:

$$\Delta R = \pm\left(\left|\frac{\Delta U}{I^2}\Delta I\right| + \left|\frac{1}{I}\Delta U\right|\right) = \pm 21\,\Omega$$

Poprawnie zapisany wynik:

$$R = 2000 \pm 20\ \Omega \quad \text{lub} \quad R = 2{,}00 \pm 0{,}02\ \text{k}\Omega.$$

Bardzo często wyniki pomiarów należy przedstawiać w postaci graficznej, to jest wykresu ilustrującego uzyskaną charakterystykę. Wykresy te rysujemy najczęściej we współrzędnych prostokątnych (kartezjańskich). W sprawozdaniach wykonywanych na laboratorium należy wykonywać je ręcznie. Wszelkie opisy powinny być wykonywane pismem technicznym. Przy wykonywaniu wykresów należy kierować się następującymi zasadami:

1. Wykresy należy wykonywać na papierze milimetrowym zwykłym lub logarytmicznym.
2. Wykres powinien obejmować wszystkie punkty pomiarowe.

3. Skale na osiach współrzędnych powinny być tak dobrane, aby uzyskany wykres był czytelny i w maksymalnym stopniu wykorzystywał powierzchnię papieru.
4. Działki skali należy wybierać tak, aby łatwo było zaznaczyć wartości wielkości mierzonych. Działkom powinny być przypisane pełne wartości liczbowe (np.: 5, 10, 15, 20, a nie np.: 5,5, 10,7, 15,3, 20,1). Długości działek też powinny przyjmować całkowite wartości, takie jak np.: 5, 10, 15, 20 mm.
5. Osie układu współrzędnych muszą być opisane, tzn. obok osi należy umieścić symbol wielkości mierzonej oraz stosowaną jednostkę (np.: I [mA], R [Ω]). Działki główne muszą być opisane. W przypadku osi w skali logarytmicznej nie stosuje się opisu zawierającego symbol logarytmu (np.: log U) - należy wpisać tylko symbol wielkości mierzonej (tutaj oczywiście U).
6. Na wykresie należy nanieść punkty pomiarowe, które muszą być wyraźnie oznaczone za pomocą odpowiednich znaków (kółka, krzyżyki, trójkąty - puste i wypełnione...). Środek znaku musi znajdować się w miejscu, którego współrzędne odpowiadają konkretnemu punktowi pomiarowemu.
7. Na wykresie należy też nanosić błędy pomiarów w postaci prostokąta błędu. Środek tego prostokąta leży w punkcie pomiarowym, a boki mają długości podwojonych wartości błędów.
8. Krzywą będącą obrazem badanej zależności rysujemy tak, aby przechodziła przez prostokąty błędów możliwie największej ilości punktów pomiarowych. Lokalnie liczby punktów leżących po obu stronach krzywej powinny być jednakowe. Krzywa musi być krzywą gładką - w żadnym wypadku nie należy łączyć naniesionych puntków krzywą łamaną.
9. Do sporządzania wykresów należy stosować odpowiednie przyrządy kreślarskie. Wykresy wykonywane „odręcznie" będą odrzucane.

Literatura

1. R. Respondowski: Opracowanie wyników pomiarów fizycznych. Wyd. Pol. Śląskiej, skrypt nr 1951, Gliwice 1995.
2. R. Poprawski, W. Salejda: Ćwiczenia laboratoryjne z fizyki. Cz. I, Podstawy rachunku błędów i opracowania wyników pomiarów. Oficyna Wyd. Pol. Wrocławskiej, Wrocław 1996.
3. H. Abramowicz: Jak analizować wyniki pomiarów. PWN, Warszawa 1992.
4. H. Szydłowski: Teoria pomiarów. PWN, Warszawa 1981.
5. J.R. Taylor: Wstęp do analizy błędu pomiarowego. PWN, Warszawa 1995.
6. H. Hansel: Podstawy rachunku błędów. WNT, Warszawa 1968.

III. PROGRAMY I INSTRUKCJE DO ĆWICZEŃ

Ćwiczenie 1

DIODY PÓŁPRZEWODNIKOWE

1.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z teorią wyjaśniającą działanie złącza p-n, podstawowymi rodzajami diod półprzewodnikowych, elementarnymi modelami diod oraz najważniejszymi parametrami technicznymi i charakterystykami. Program ćwiczenia obejmuje wyznaczanie charakterystyk statycznych oraz wybranych parametrów modeli diod.

1.2. Wprowadzenie

1.2.1. Podstawowe wiadomości o diodach półprzewodnikowych

Diodą półprzewodnikową nazywamy element półprzewodnikowy wyposażony w złącze prostujące. Charakterystyki prądowo-napięciowe diod są nieliniowe, niesymetryczne względem początku układu współrzędnych i zależą od biegunowości doprowadzonego napięcia. Należą tu przyrządy zawierające złącze p-n lub złącze m-s. Zdecydowana większość diod wykonywana jest w oparciu o złącze p-n. Właściwości diody zależą od materiału półprzewodnikowego, z którego przyrząd jest wykonany, jego konstrukcji i technologii wykonania - a więc od: geometrii i wielkości powierzchni samego złącza, od koncentracji domieszek donorowej i akceptorowej oraz od profilu tych domieszek w obszarze złącza. Charakterystykę idealnego złącza p-n opisuje równanie Shockleya (1.1):

$$I = I_s \cdot \left(\exp\left(\frac{U}{\varphi_T} \right) - 1 \right) \tag{1.1}$$

będące wyrażeniem łączącym natężenie prądu I płynącego przez złącze z napięciem U polaryzującym je. Prąd I_s jest prądem nasycenia tego złącza:

$$I_s = q \cdot n_i^2 \cdot S \cdot \left(\frac{1}{N_A} \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} + \frac{1}{N_D} \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p}} \right) \tag{1.2}$$

gdzie: q - ładunek elementarny;

n_i - koncentracja nośników samoistnych materiału półprzewodnikowego dio dy;

S - powierzchnia złącza;

N_A - koncentracja domieszki akceptorowej po stronie typu p złącza;

N_D - koncentracja domieszki donorowej po stronie typu n złącza;

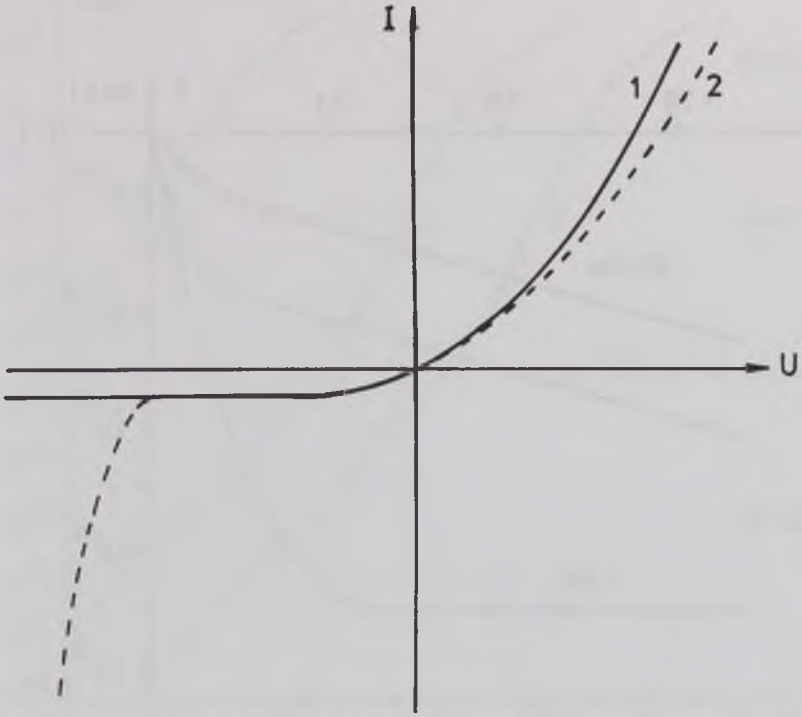
$D_{p,n}$ - współczynniki dyfuzji nośników mniejszościowych;

$\tau_{p,n}$ - czasy życia nośników mniejszościowych,

natomiast φ_T jest potencjałem elektrokinetycznym ($\varphi_T = k\ T\ q^{-1}$). Jak widać, wartość prądu nasycenia diody zależy od powierzchni złącza oraz od właściwości obszarów typu p i n. Charakterystykę diody idealnej przedstawiono na rys. 1.1. W przypadku polaryzacji diody w kierunku przewodzenia bardzo prędko natężenie prądu wzrasta wykładniczo („1" we wzorze (1.1) staje się pomijalne), natomiast przy polaryzacji w kierunku zaporowym natężenie prądu przyjmuje wartość stałą, równą prądowi nasycenia: $I = -I_S$. Tylko dla małych napięć polaryzujących, rzędu kilkudziesięciu mV ($\varphi_T \approx$ 26 mV dla T = 300 K) należy uwzględniać pełną postać zależności (1.1). W celu zwiększenia dokładności równania Shockleya należy uwzględnić różne czynniki pominięte w modelu idealnym, a oddziaływające na złącze rzeczywiste. I tak, przy polaryzacji w kierunku zaporowym należy uwzględnić prąd generacji I_g par elektron-dziura w obszarze warstwy zaporowej złącza (1.3), który to prąd zależy przede wszystkim od koncentracji nośników samoistnych n_i, a więc od rodzaju materiału półprzewodnikowego

$$I_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_i}{\tau} \cdot q \cdot S \cdot l_d \tag{1.3}$$

gdzie: l_d - grubość warstwy zaporowej.



Rys. 1.1. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody idealnej (1) i rzeczywistej (2)

Ponieważ wartość tego prądu dodaje się bezpośrednio do dyfuzyjnego prądu nasycenia I_s, to całkowitą wartość natężenia prądu przedstawia wyrażenie (1.4):

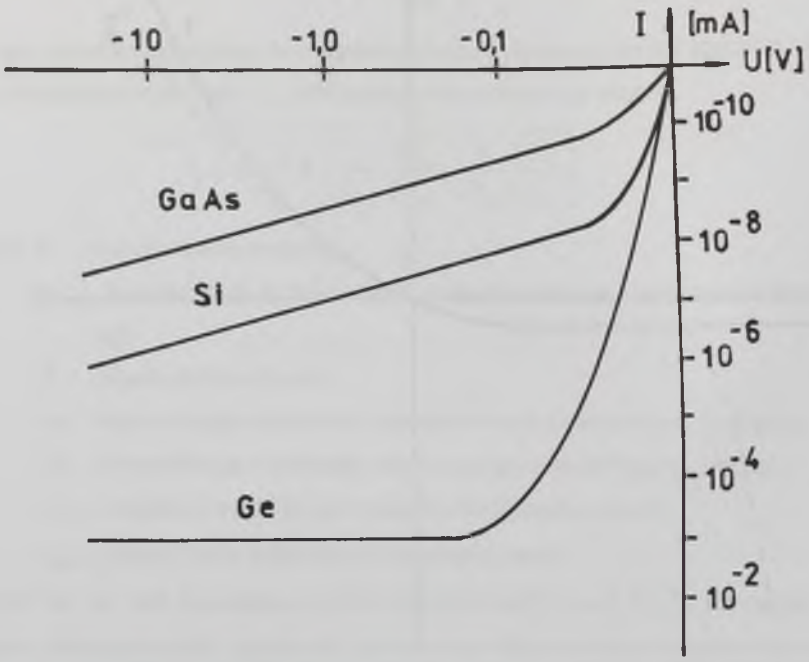
$$I = -(I_S + I_g) \tag{1.4}$$

Dla germanu wartość prądu generacji jest pomijalnie mała wobec prądu nasycenia ($I_g \approx 0{,}1\ I_S$), natomiast dla krzemu ($I_g \approx 3000\ I_S$) i arsenku galu prąd ten jest znacznie większy od prądu nasycenia i nie można go pomijać (rys. 1.2).

Przy polaryzacji w kierunku zaporowym należy też brać pod uwagę prąd upływu wynikający z niedoskonałej izolacji złącza oraz stanu jego powierzchni.

Przy polaryzacji w kierunku przewodzenia bardzo istotne okazuje się zjawisko rekombinacji par elektron-dziura w obszarze złącza p-n, co prowadzi do pojawienia się składowej rekombinacyjnej I_r w prądzie płynącym przez złącze (1.5).

$$I = I_r + I_S \cdot \left(\exp\left(\frac{U}{\varphi_T} \right) - 1 \right) \tag{1.5}$$



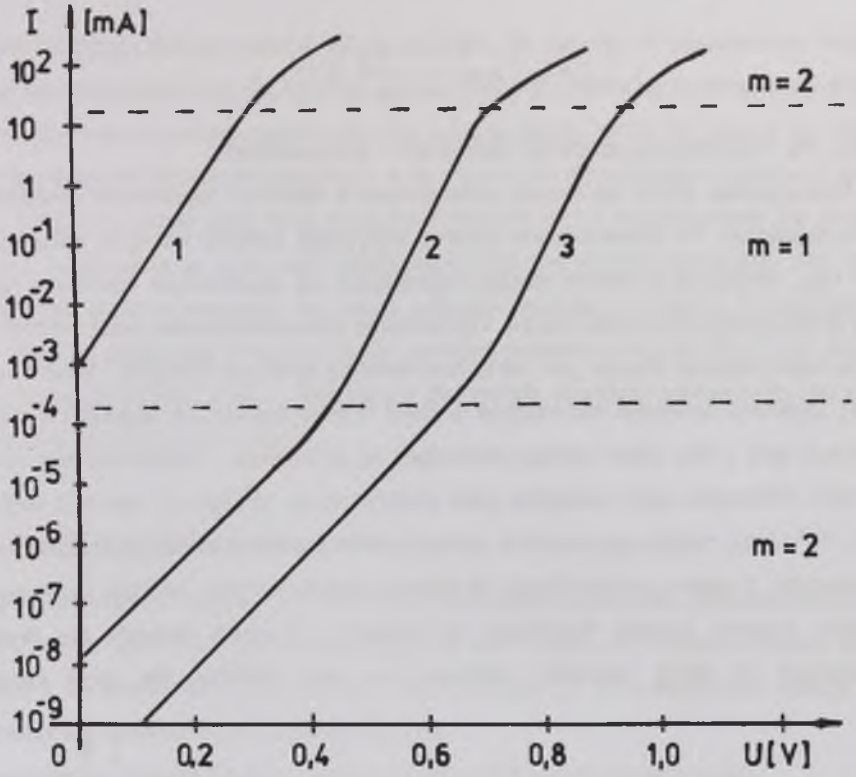
Rys. 1.2. Charakterystyki prądowo-napięciowe diod wykonanych z germanu (1), krzemu (2) i arsenku galu (3), przy polaryzacji w kierunku zaporowym

Wartość natężenia prądu rekombinacji zależy od koncentracji nośników samoistnych oraz, wykładniczo od napięcia polaryzującego złącze (1.6):

$$I_r = q \cdot \frac{n_i}{2\tau} \cdot l_d \cdot S \cdot \exp\left(\frac{U}{2\varphi_T}\right) \tag{1.6}$$

W efekcie jej wpływ jest pomijalny w diodach germanowych (ze względu na małą koncentrację nośników samoistnych), natomiast bardzo istotny przy małych napięciach polaryzujących diody krzemowe (w zakresie 0-0,4 V) i z arsenku galu (0-0,7 V) powodując zmianę nachylenia charakterystyk prądowo-napięciowych (rys. 1.3).

Przy dużych napięciach polaryzujących w kierunku przewodzenia pojawia się dodatkowy wpływ dużego poziomu wstrzykiwania nośników z emitera w obszar warstwy zaporowej, co ponownie zmienia nachylenie całej charakterystyki (rys. 1.3).



Rys. 1.3. Charakterystyki prądowo-napięciowe diod wykonanych z germanu (1), krzemu (2) i arsenku galu (3), przy polaryzacji w kierunku przewodzenia

W celu uwzględnienia tych efektów wprowadza się zmodyfikowaną postać równania Shockleya (1.7):

$$I = I_S \cdot \left(\exp\left(\frac{U}{m\varphi_T} \right) - 1 \right) \tag{1.7}$$

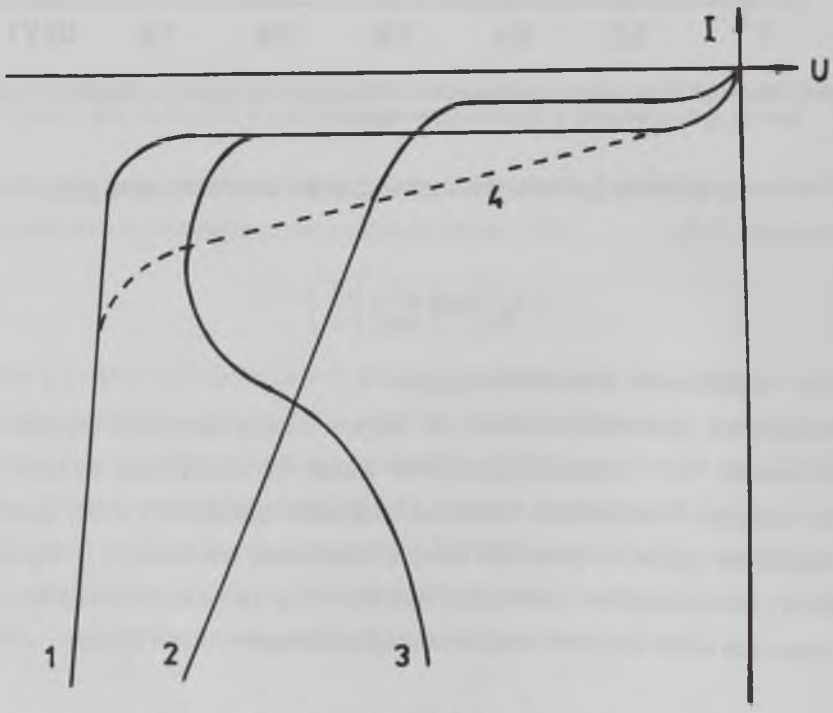
gdzie: m - współczynnik doskonałości złącza.

Współczynnik doskonałości złącza m (parametr rekombinacyjny) przybiera wartości z zakresu 1-2 i charakteryzuje jakość złącza. W rzeczywistej diodzie należy jeszcze uwzględnić rezystancje obszarów obojętnych położonych z obu stron warstwy zaporowej złącza, co powoduje kolejną modyfikację równania (1.1). Ta modyfikacja (1.8) jest szczególnie istotna przy diodach mocy, gdzie należy brać od uwagę duże sięgające setek amperów natężenia prądów płynących przez złącze:

$$I = I_S \cdot \left(\exp\left(\frac{U - I \cdot R_S}{m \cdot \varphi_T} \right) - 1 \right) \tag{1.8}$$

gdzie: R_S - rezystancja obszarów obojętnych i doprowadzeń.

Rzeczywistej diody nie można polaryzować w kierunku zaporowym dowolnie dużym napięciem. Po przekroczeniu pewnej krytycznej wartości napięcia polaryzującego U_{BR} następuje przebicie złącza, objawiające się gwałtownym wzrostem natężenia prądu płynącego przez złącze. Wyróżniamy dwa podstawowe mechanizmy przebicia napięciowego złącza p-n; są to mechanizmy tunelowy (Zenera) i lawinowy (rys. 1.4). Zjawisko tunelowe ma miejsce w silnie domieszkowanych złączach o cienkich bazach, gdy z obu stron bariery potencjału są dozwolone i puste poziomy energetyczne. Wówczas, gdy natężenie pola elektrycznego przekroczy wartość krytyczną (ok. 10^8 V/m), następuje przeskok elektronów bez zmiany ich energii, przez barierę potencjału, z pasma walencyjnego do pasma przewodnictwa - tworząc tunelowy prąd zwany prądem Zenera. Natomiast w diodach o grubych bazach, nie domieszkowanych tak silnie przeskok tunelowy nie jest możliwy. Ale jeżeli natężenie



Rys. 1.4. Obszar przebicia złącza p-n: 1 - przebicie lawinowe, 2 - przebicie tunelowe, 3 - przebicie cieplne, 4 - przebicie lawinowe z kanałem powierzchniowym

pola elekrycznego osiąga wartość rzędu 10^6 V/m, to nośniki mniejszościowe nabywają wystarczającej energii do jonizacji atomów sieci krystalicznej tworząc pary elektron-dziura. Nowo powstałe nośniki jonizują kolejne atomy sieci i tak tworzy się prąd zwany lawinowym. W obu przypadkach, o ile nie dojdzie do przepływu prądów o zbyt dużym natężeniu przez zbyt długi czas, co związane jest z wydzielaniem się ciepła w złączu, to zjawiska te są w pełni odwracalne. Natomiast gdy wydzielona ilość ciepła jest zbyt duża w stosunku do ciepła odprowadzanego ze złącza, to nagrzaniu ulega materiał półprzewodnikowy i może nastąpić przebicie cieplne (rys. 1.4). Jeżeli temperatura osiągnie wartość powodującą destrukcję struktury krystalicznej, to złącze ulega trwałemu uszkodzeniu.

1.2.2. Parametry małosygnałowe diody

Są to parametry wyznaczone dla diody przy małej amplitudzie sygnału zmiennego, gdy złącze p-n można traktować jako element liniowy. W zakresie małych częstotliwości parametry te są wielkościami rzeczywistymi, a ich wartości nie zależą od częstotliwości. Należą tu takie parametry, jak:

- **Rezystancja dynamiczna r_d** - określona dla konkretnego punktu pracy

$$r_d = \frac{dU}{dI} = \frac{m \cdot \varphi_T}{I + I_S} \approx \frac{m \cdot \varphi_T}{I} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I} \tag{1.9}$$

- **Rezystancja szeregowa r_s** - rezystancja obejmująca rezystancje obszarów obojętnych, styków półprzewodnika z doprowadzeniami i doprowadzeń.
- **Rezystancja upływu r_u** - obejmująca prąd upływu płynący po powierzchni złącza przy polaryzacji w kierunku zaporowym, a spowodowanej jego stanami powierzchniowymi.
- **Rezystancja przyrostowa r_T**

$$r_T = r_s + r_d \tag{1.10}$$

1.2.3. Parametry techniczne diod

Ze względu na konieczność długotrwałej, niezawodnej pracy diod w różnych układach elektronicznych i w różnych warunkach otoczenia, w katalogach podaje się szereg parametrów technicznych w tym celu, aby konstruktor mógł dobrać właściwy element. Parametry techniczne diod dzielimy na trzy podstawowe grupy:

1. parametry charakterystyczne - są to optymalne parametry diody, przewidziane przez producenta jako zalecane do pracy;
2. dopuszczalne parametry graniczne - są to parametry, których wartości w trakcie pracy nie można przekroczyć, gdyż grozi to nieodwracalnym uszkodzeniem lub zniszczeniem diody;
3. parametry specjalne - występujące pod różnymi nazwami specyficzne parametry określające wyspecjalizowane właściwości diod przeznaczonych do ściśle określonych zastosowań.

Poniżej przedstawiono najważniejsze parametry z dwóch pierwszych grup.

Parametry charakterystyczne

1. **Napięcie przewodzenia U_F** - napięcie w kierunku przewodzenia określane dla założonego przez producenta prądu przewodzenia I_F (I_{FM}).
2. **Prąd wsteczny I_R** - prąd wsteczny płynący przez diodę przy polaryzacji napięciem wstecznym U_{RWM}.

Parametry graniczne

1. **Znamionowy prąd w kierunku przewodzenia I_{FM} (I_o)** - maksymalny, średni prąd, jaki może płynąć przez diodę w kierunku przewodzenia, tak aby przy długotrwałej pracy diody w warunkach znamionowych nie spowodować jej uszkodzenia.
2. **Powtarzalny szczytowy prąd przewodzenia I_{FRM}** - maksymalny prąd, jaki może płynąć przez diodę w kierunku przewodzenia, w krótkich odcinkach czasu, przy periodycznym powtarzaniu, tak aby przy długotrwałej pracy diody w warunkach znamionowych nie spowodować jej uszkodzenia.
3. **Niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia I_{FSM}** - maksymalny prąd, jaki może płynąć przez diodę w kierunku przewodzenia, w trakcie krótkotrwałego, pojedynczego impulsu, tak aby przy pracy diody w warunkach znamionowych nie spowodować jej uszkodzenia.
4. **Szczytowe wsteczne napięcie pracy U_{RWM}** - średnia wartość napięcia wstecznego umożliwiająca długotrwałą, bezawaryjną pracę diody w prostowniku jednopołówkowym z obciążeniem rezystancyjnym.

5. **Powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne U_{RRM}** - maksymalna wartość amplitudy okresowych impulsów napięciowych przykładanych na diodę w kierunku zaporowym. Napięcie to jest wyznaczane przez producenta dla określonej częstotliwości i określonego czasu trwania impulsów napięciowych.
6. **Niepowtarzalne szczytowe napięcie wsteczne U_{RSM}** - maksymalna wartość amplitudy pojedynczego impulsu napięciowego o określonym czasie trwania, jaka może być przyłożona na diodę w kierunku zaporowym, tak aby przy pracy diody w warunkach znamionowych nie spowodować jej uszkodzenia.
7. **Dopuszczalna temperatura pracy złącza T_j** - maksymalna temperatura, przy której złącze może pracować w sposób długotrwały.
8. **Rezystancja cieplna diody R_{th}** - rezystancja cieplna pomiędzy złączem diody a otoczeniem, zależna od konstrukcji diody

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P_a} \quad [K/W] \tag{1.11}$$

gdzie: T_j - temperatura złącza,

T_a - temperatura otoczenia.

9. **Moc admisyjna (maksymalna) diody P_a** - maksymalna moc, jaka może być wydielona w diodzie w trakcie długotrwałej pracy, przy określonej temperaturze otoczenia (zwykle $T_a = 25^{\circ}C$).

1.2.4. Diody prostownicze

Diodami prostowniczymi nazywamy diody przeznaczone do prostowania prądu przemiennego. Projektowane są one do pracy w następujących warunkach:

- małe częstotliwości prądów (nie większe od kilkuset Hz);
- duże wartości natężenia prądu w kierunku przewodzenia, sięgające tysięcy amperów;
- duże wartości napięć wstecznych, sięgające tysięcy woltów;
- duże wartości mocy wydzielanych w obciążeniu, dochodzące do pojedynczych kilowoltów.

W diodach tych zjawiska dynamiczne nie są istotne, tak więc tego typu parametry są bardzo złe. Wynika to z faktu niemożności pogodzenia odpowiednich wymagań konstrukcyjnych. Diody prostownicze wykonywane są głównie z krzemu, rzadko już

z germanu (tylko dla zastosowań, gdzie ważna jest mała wartość napięcia przewodzenia U_F). Najczęściej stosowaną technologią jest technologia planarna. Cechą charakterystyczną tych diod jest duża powierzchnia złącza, zawierająca się w granicach od kilku mm^2 do wielu cm^2. Diody pracujące przy prądach przewodzenia przekraczających wartość 10 A wyposażone są fabrycznie w radiatory umożliwiające sprawne odprowadzanie ciepła do otoczenia.

Do grupy parametrów technicznych specjalnych podawanych przez producentów diod prostowniczych zaliczamy czas wyłączania diody t_{rr}. Jest to czas trwania impulsu prądu wstecznego diody, w trakcie którego następuje rozładowanie pojemności bazy. W tym czasie dioda przewodzi, pomimo iż jest spolaryzowana zaporowo.

1.2.5. Diody uniwersalne

Diodami uniwersalnymi nazywamy diody przeznaczone do pracy w układach detekcyjnych, mieszających i prostowniczych małych mocy. Projektowane są one do pracy w następujących warunkach:

- mały zakres dopuszczalnych napięć wstecznych, które nie przekraczają wartości $U_R \leq 100$ V;
- mały zakres dopuszczalnych prądów w kierunku przewodzenia, które nie przekraczają wartości $I_{FM} \leq 100$ mA;
- duże wartości częstotliwości pracy najczęściej sięgające setek MHz, a w wykonaniach specjalnych dochodzące do dziesiątek GHz;
- małe wartości mocy dopuszczalnych, zwykle nie przekraczające $P_a \leq 100$ mW;
- minimalne wartości szumów własnych, nie przekraczających wartości $F \leq 2\text{-}3$.

W diodach uniwersalnych niezwykle istotne są ich właściwości dynamiczne, a przy projektowaniu dąży się do minimalizacji powierzchni złącza. Grupa parametrów technicznych specjalnych obejmuje więc głównie parametry charakteryzujące właściwości dynamiczne:

1. **Pojemność diody C** - jest to pojemność diody mierzona przy określonej częstotliwości i określonym napięciu wstecznym. Powinna ona mieć jak najmniejszą wartość.

2. **Sprawność detekcji** η - jest to parametr określający straty mocy w trakcie detekcji sygnału małej częstotliwosci modulującego falę nośną o wysokiej częstotliwości; wyznaczana jest dla określonych wartości częstotliwości

$$\eta = \frac{P_{WY(m.cz.)}}{P_{WE(w.cz.)}} \cdot 100\,[\%] \tag{1.12}$$

3. **Straty przemiany L** - jest to parametr wyznaczany dla diody mieszającej określający straty w trakcie procesu mieszania sygnałów wejściowego w.cz. i wyjściowego p.cz. odprowadzanego do obciążenia.

$$L = 10 \cdot \log \frac{P_{WE(w.cz.)}}{P_{WY(p.cz.)}} \quad [dB] \tag{1.13}$$

4. **Czułość prądowa h** - parametr charakteryzujący zdolność detekcyjną diody poprzez określenie minimalnej mocy, jaką należy dostarczyć na wejście diody, aby uzyskać użyteczny wyjściowy sygnał prądowy

$$h = \frac{I_{WY}}{P_{WE(w.cz.)}} \quad \left[\frac{A}{W}\right] \tag{1.14}$$

5. **Współczynnik szumów własnych F** - parametr umożliwiający porównanie mocy szumów własnych diody z mocą szumów rezystora o rezystancji równej rezystancji dynamicznej diody r_d:

$$F = \frac{P_{SZ\,DIODY}}{P_{SZ\,REZYSTORA}} \tag{1.15}$$

Wartość tego parametru jest wyznaczana w temperaturze 290 K.

Diody uniwersalne wykonywane są głównie z krzemu, rzadko z germanu. Najczęściej są to planarne diody krzemowe małej mocy oraz, produkowane jeszcze, krzemowe i germanowe diody ostrzowe.

1.2.6. Diody impulsowe (przełącznikowe)

Diodami impulsowymi nazywamy diody przeznaczone do pracy w układach impulsowych. Projektowane są one do pracy w następujących warunkach:

- bardzo duża szybkość działania, co oznacza brak opóźnień w przenoszeniu impulsów oraz brak zniekształceń ich kształtu;
- bardzo mała rezystancja w kierunku przewodzenia;
- bardzo duża rezystancja przy polaryzacji zaporowej.

W diodach impulsowych istotne są zjawiska dynamiczne, a szczególnie przebieg stanów nieustalonych. Grupa parametrów technicznych specjalnych obejmuje czas przełączenia t_{rr} będący sumą czasów pełnego przewodzenia w kierunku wstecznym t_r i czasu opadania wstecznego impulsu prądowego t_f oraz pojemność złącza C_j. Istnieje bardzo wiele wykonań tego typu diod. Do podstawowych zaliczamy:

- ostrzowe diody germanowe o złączu p-n formowanym elektrycznie, a ostrzu wykonanym ze złota;
- epiplanarne diody krzemowe domieszkowane złotem o bardzo małych powierzchniach złącz;
- epiplanarne diody z arsenku galu;
- krzemowe diody ładunkowe (waraktory) o bazie niejednorodnie domieszkowanej;
- diody Schottky'ego - zawierające złącze m-s; działające na nośnikach większościowych, a więc wolne od pojemności dyfuzyjnej (krzemowe i z arsenku galu).

1.2.7. Stabilitrony (stabilistory, diody Zenera)

Stabilitronami nazywamy diody przeznaczone do pracy w układach stabilizacji napięć, źródłach napięcia odniesienia i w układach ograniczników napięć. Projektowane są one do pracy w następujących warunkach:

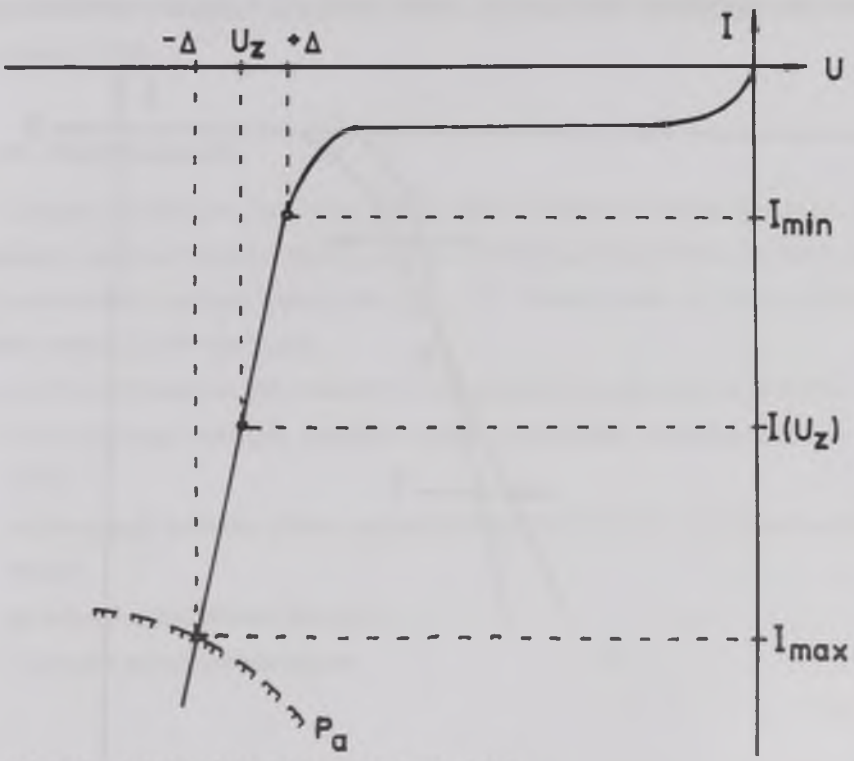
- praca przy polaryzacji zaporowej z wykorzystaniem gwałtownego spadku charakterystyki prądowo-napięciowej w obszarze odwracalnego przebicia złącza p-n;
- możliwie mała wartość temperaturowego współczynnika napięcia stabilizacji.

W stabilitronach szczególnie istotne są zjawiska przebicia złącza wywołane przez mechanizmy Zenera i lawinowy. Wiąże się to z konstrukcją tych diod. I tak, mechanizm Zenera wykorzystywany jest w diodach o krótkich, silnie domieszkowanych bazach, które projektowane są dla napięć stabilizacji zawierających się w granicach

od 3 do 5 V. Z kolei mechanizm lawinowy wykorzystywany jest w diodach o długich, słabo domieszkowanych bazach, co zapewnia napięcia stabilizacji U_Z w granicach od 7 do 1000 V. Natomiast w zakresie od 5 do 7 V obydwa mechanizmy występują jednocześnie. Dla napięć stabilizacji U_Z mniejszych od 2,5 V produkuje się specjalne diody krzemowe pracujące w kierunku przewodzenia, o bardzo gwałtownie narastającej charakterystyce po przekroczeniu napięcia progowego U_F. Wymaganą wartość napięcia stabilizacji osiąga się poprzez szeregowe połączenie odpowiedniej ilości takich złącz.

Grupa parametrów technicznych specjalnych obejmuje parametry związane ze stabilizacją napięć:

1. **Napięcie stabilizacji U_Z** - jest to taki zakres napięć, jaki może być stabilizowany przez daną diodę. Producenci w różny sposób podają to napięcie, z tym że najczęściej podaje się wartość napięcia stabilizacji i rozrzut jego wartości (wynikający z technologii produkcji) dla określonej wartości prądu stabilizacji I_Z (rys. 1.5).

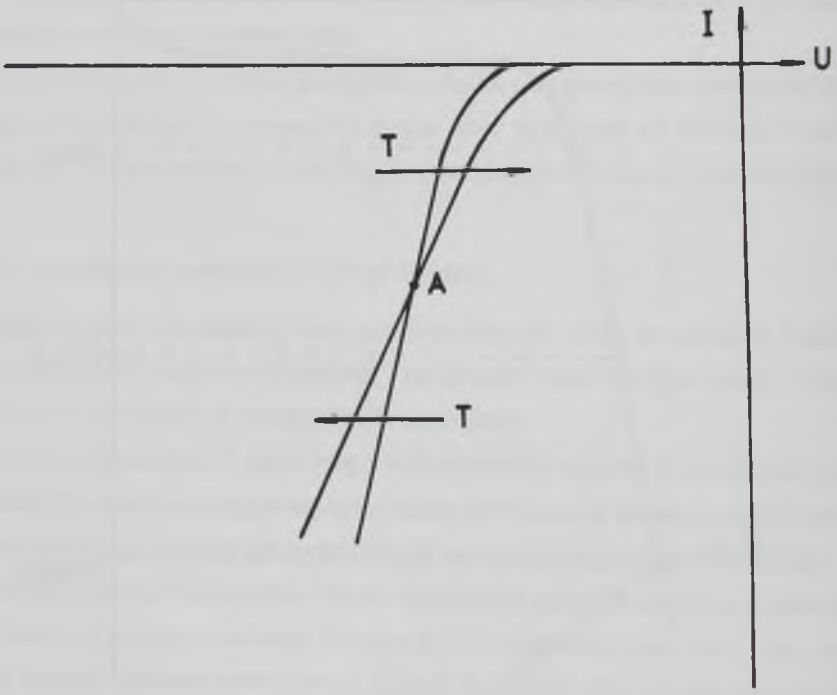


Rys. 1.5. Charakterystyka prądowo-napięciowa stabilitronu

2. **Temperaturowy współczynnik napięcia stabilizacji TKU_Z (β)** - jest to parametr określający względne zmiany napięcia stabilizacji w funkcji temperatury, przy założeniu stałej wartości prądu płynącego przez złącze.

$$TKU_Z = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dU_Z}{dT} \quad \text{dla } I_Z = \text{const.} \tag{1.16}$$

Znak temperaturowego współczynnika stabilizacji zależy od mechanizmu przebicia złącza; i tak, dla przypadku zjawiska Zenera jest on ujemny, a dla zjawiska lawinowego dodatni. Możliwość wzajemnej kompensacji wpływu temperatury w sytuacji współwystępowania obydwu mechanizmów przebić jest możliwa (dla diod z zakresu U_Z = 5-7 V), ale dla danej diody może nastąpić tylko w jednym punkcie pracy, w którym przecinają się charakterystyki uzyskane dla różnych temperatur pracy (rys. 1.6). Ponieważ stabilistory o współczynniku TKU_Z bliskim zera są bardzo pożądane, skonstruowano więc tak zwane stabilistory skompensowane: w jednej obudowie montuje się dwa złącza połączone szeregowo, przeciwsobnie. Głównym złączem jest stabilizacyjna dioda lawinowa, a złączem pomocniczym



Rys. 1.6. Wpływ temperatury na charakterystyki prądowo-napięciowe diody Zenera

normalna dioda spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Warunkiem kompensacji wpływu temperatury jest równość temperaturowych współczynników zmian napięcia na obu złączach. Przy odpowiednim doborze złącz wartość współczynnika TKU_Z jest nie gorsza niż 10^{-5} [K^{-1}], natomiast typowe wartości napięć stabilizowanych U_Z zawierają się w przedziale 6,2-6,8 V.

3. **Rezystancja dynamiczna r_z** - jest wyznaczana dla zakresu stabilizacji, dla określonej wartości prądu płynącego przez diodę. Najmniejsze wartości, rzędu pojedynczych omów, posiadają diody o napięciach stabilizacji od 6 do 8 V.

$$r_z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \quad \text{dla} \quad I_Z = \text{const.} \tag{1.17}$$

4. **Maksymalny dopuszczalny prąd stabilizacji I_{zmax}** - wyznaczamy z zależności:

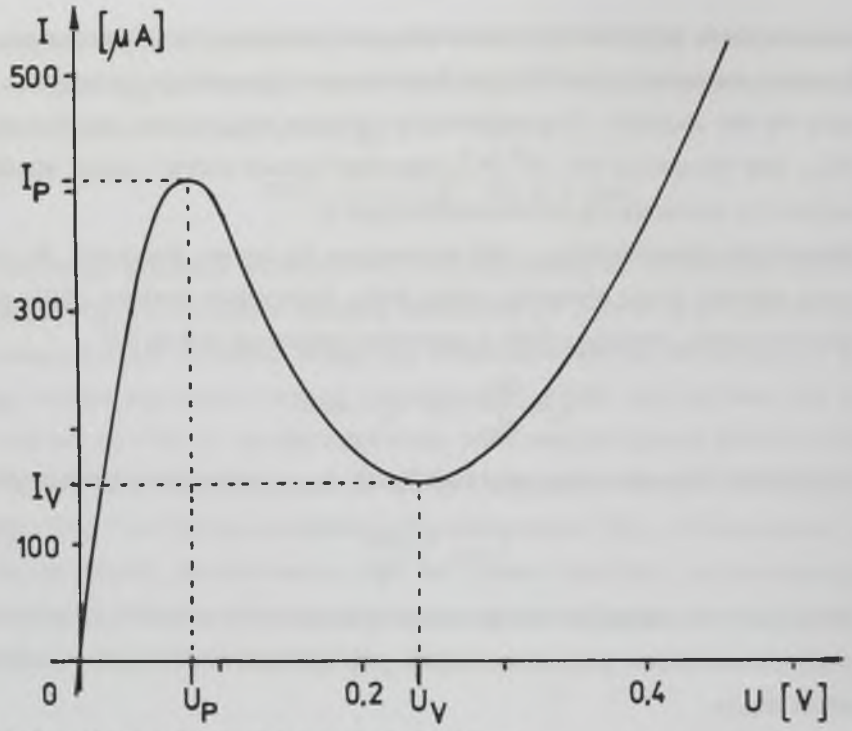
$$I_{Z\max} = \frac{P_{max}}{U_Z} \tag{1.18}$$

Należy zwrócić uwagę, że maksymalna, dopuszczalna moc strat P_{max}, jaka może się wydzielić w diodzie przy pracy ciągłej, jest wyznaczana dla pracy w zakresie przebicia złącza.

1.2.8. Diody tunelowe

Diodami tunelowymi nazywamy diody wykorzystujące zjawisko tunelowe, posiadające w obszarze przewodzenia ujemną rezystancję dynamiczną, na części swojej charakterystyki prądowo-napięciowej (rys. 1.7). Projektowane są one z uwzględnieniem następujących wymagań:

- punkt pracy znajduje się w obszarze charakterystyki o ujemnym nachyleniu;
- maksymalizacja wartości stosunku prądu wierzchołka charakterystyki do prądu doliny;
- minimalizacja wartości różnicy pomiędzy napięciami doliny i wierzchołka charakterystyki;
- jak największa szybkość działania;
- minimalna powierzchnia złącza.



Rys. 1.7. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody tunelowej

Przy konstrukcji diod tunelowych wykorzystuje się silnie domieszkowane złącza p^+-n^+. Istnienie odcinka charakterystyki o ujemnym nachyleniu związane jest z występowaniem w takich złączach tunelowego prądu Essakiego. Silne domieszkowanie jest powodem bardzo małej pojemności dyfuzyjnej, co w praktyce oznacza, że pojemność diody jest wyznaczana głównie przez pojemności złączową i obudowy. Grupa parametrów technicznych specjalnych obejmuje w tym przypadku parametry charakteryzujące odcinek charakterystyki o ujemnym nachyleniu oraz parametry opisujące właściwości dynamiczne:

1. Współrzędne punktu wierzchołka charakterystyki, a więc **prąd I_P i napięcie U_p** szczytu.
2. Współrzędne punktu doliny charakterystyki, a więc **prąd I_V i napięcie U_V** doliny.
3. **Rezystancja dynamiczna** w obszarze o ujemnym nachyleniu charakterystyki, definiowana na dwa sposoby:

- wartość średnia rezystancji $r_{d(śr)}$, która określa nachylenie prostej poprowadzonej przez punkty wierzchołka i doliny:

$$r_{d(śr)} = \frac{U_V - U_P}{I_V - I_P} \tag{1.19}$$

- wartość minimalna rezystancji $r_{d\,min}$ określana jako nachylenie charakterystyki w punkcie przegięcia, pomiędzy wierzchołkiem i doliną

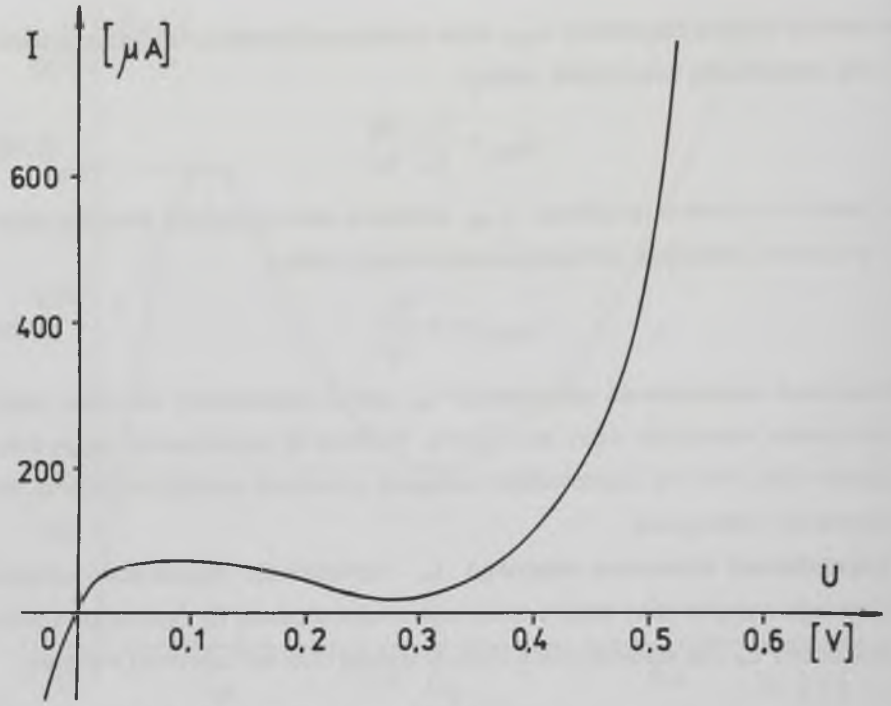
$$r_{d\,min} \approx -2 \cdot \frac{U_P}{I_P} \tag{1.20}$$

4. **Graniczna częstotliwość odtłumienia** f_{ro} - jest to częstotliwość, dla której część rzeczywista impedancji diody jest ujemna. Wartość tej częstotliwości sięga dziesiątków GHz. Przy tej częstotliwości następuje zrównanie wartości rezystancji dynamicznej i szeregowej.
5. **Częstotliwość rezonansu własnego** f_{xo} - częstotliwość rezonansowa obwodu złożonego z pojemności złączowej C_i, pojemności obudowy C_o i indukcyjności doprowadzeń L_o. Dla stabilnej pracy diody tunelowej musi być spełniony warunek:

$$f \le \frac{1}{3} f_{ro} \le f_{xo} \tag{1.21}$$

1.2.9. Diody wsteczne (zwrotne)

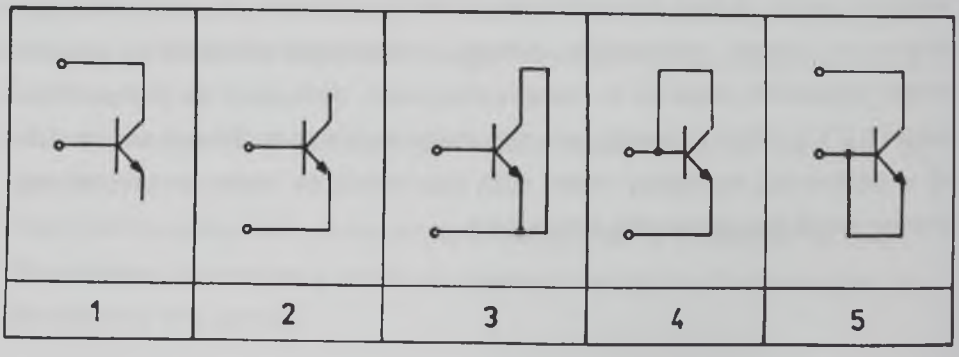
Dioda wsteczna jest szczególnym przypadkiem diody tunelowej. W tej diodzie natężenie prądu szczytu jest bliskie zera (rys. 1.8), co uzyskuje się dzięki poziomowi domieszkowania mniejszemu niż w typowych diodach tunelowych. Tak więc dioda wsteczna bardzo dobrze przewodzi prąd w kierunku zaporowym, natomiast w początkowym zakresie polaryzacji w kierunku przewodzenia odznacza się znikomo małym natężeniem prądu aż do napięcia progowego, rzędu 0,4 V dla diod germanowych i 0,8 V dla diod z arsenku galu, powyżej którego prąd gwałtownie narasta. Diody te odznaczają się między innymi dużą odpornością na zmiany temperatury otoczenia i wpływ promieniowania jonizującego.



Rys. 1.8. Charakterystyka prądowo-napięciowa diody zwrotnej

1.2.10. Tranzystor w połączeniach diodowych

W bipolarnych układach scalonych ze względów technologicznych nie wykonuje się diod p-n w tradycyjnej postaci. Najczęściej wykorzystuje się gotowe struktury tranzystorów bipolarnych, odpowiednio zwierając ich elektrody. Istnieje pięć możli-



Rys. 1.9. Tranzystor w połączeniach diodowych: (1) - $I_E = 0$, (2) - $I_C = 0$, (3) - $U_{CE} = 0$, (4) - $U_{CC} = 0$, (5) - $U_{BE} = 0$

wości zrealizowania w ten sposób diody (rys. 1.9). Każda z tak uzyskanych diod posiada nieco inne właściwości, zebrane w tablicy 1.1.

Tablica 1.1

Diodowe połączenia tranzystora bipolarnego

WIELKOŚĆ	$I_E = 0$	$I_C = 0$	$U_{CE} = 0$	$U_{BC} = 0$	$U_{BE} = 0$
U_F [V]	0,60	0,68	0,60	0,67	0,60
U_{BR} [V]	20-60	6-7	6-7	6-7	20-60
I_R [μA]	0,1	5	5	5	0,1
T_{rr} [ns]	100	50-70	50-70	5-15	50-70

1.3. Tematy sprawdzające

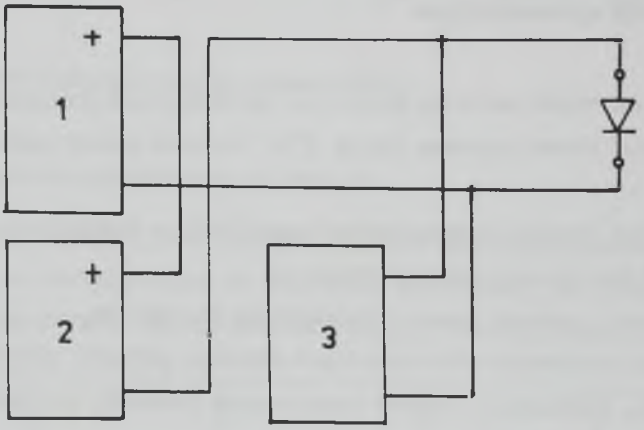
1. Przedstawić model pasmowy złącza p-n i omówić proces polaryzacji tego złącza.
2. Przedstawić model pasmowy złącza p^+-n^+ i omówić proces polaryzacji tego złącza.
3. Przedstawić i omówić małosygnałowy model diody ze złączem p-n.
4. Wyjaśnić mechanizmy przebicia złącza p-n.
5. Przedstawić i wyjaśnić zasadę działania diody Schottky'ego.
6. Porównać właściwości diod wykonanych z krzemu, germanu i arsenku galu.
7. Wymienić, zdefiniować i omówić najważniejsze parametry techniczne służące do opisu właściwości diod półprzewodnikowych.
8. Wymienić, zdefiniować i omówić najważniejsze parametry techniczne służące do opisu właściwości diod uniwersalnych.
9. Przedstawić problemy związane z charakterystyką prądowo-napięciową diody półprzewodnikowej.
10. Jakie właściwości posiada tranzystor wykorzystywany jako dioda?

1.4. Aparatura pomiarowa

Do pomiarów charakterystyk statycznych służy uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych (patrz dodatek D.1) oraz woltomierze i amperomierze.

1.5. Program ćwiczenia

1. Wyznaczyć statyczne charakterystyki diod w kierunku przewodzenia $I_F = f(U_F)$:
   - Zestawić układ pomiarowy wg rys. 1.10.
   - Pomiary przeprowadzić dla co najmniej pięciu różnych typów diod (prostowniczа, uniwersalna, impulsowa, stabilitrony - obydwa typy, Schottky'ego).

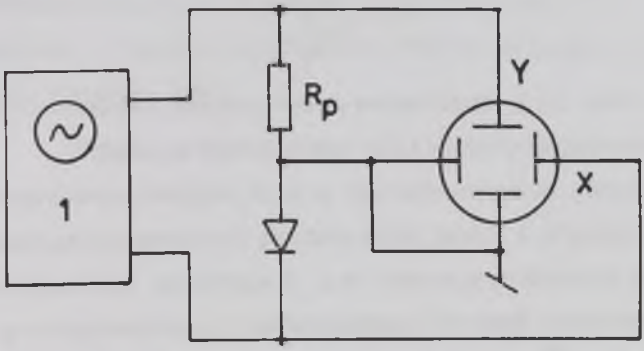


Rys. 1.10. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk diod przy polaryzacji w kierunku przewodzenia: 1 - zasilacz regulowany, 2 - miliamperomierz, 3 - woltomierz cyfrowy

2. Wyznaczyć charakterystyki statyczne stabilitronów dla kierunku zaporowego $I_R = f(U_R)$:
   - Zestawić układ pomiarowy z rys. 1.10 (zwrócić uwagę na konieczność odwrócenia kierunku podłączenia diody).

- Przebadać stabilitrony wykorzystujące „czyste efekty" Zenera i lawinowy, diodę wykorzystującą obydwa te efekty oraz stabilistor na napięcie poniżej 2,5 V.

3. Wyznaczyć statyczne charakterystyki tranzystora w połączeniach diodowych dla kierunku przewodzenia $I_F = f(U_F)$:
   - Zestawić układ pomiarowy z rys. 1.10.
   - Pomiary przeprowadzić dla wszystkich pięciu możliwych połączeń tranzystora.
   - Przebadać co najmniej trzy typy tranzystorów (np. germanowy, krzemowy p-n-p i n-p-n ...).
4. Wyznaczyć napięcie przebicia U_{BR} złącz tranzystorów badanych w p.3:
   - Pomiary przeprowadzić w układzie z rys. 1.10.
   - Wartość prądu źródła prądowego ustawić na 100 μA (ważne).
5. Wyznaczyć wartości prądu wstecznego I_R diod badanych w p.1:
   - Zaproponować odpowiedni układ pomiarowy, wykorzystując przyrząd znajdujące się na stanowisku laboratoryjnym.
   - Przeprowadzić odpowiednie pomiary.
6. Wyznaczyć charakterystyki prądowo-napięciowe diod za pomocą oscyloskopu:
   - Zestawić układ pomiarowy wg rys. 1.11.
   - Oscyloskop ustawić w tryb pracy X-Y.
   - Oś napięciowa naszej charakterystyki odpowiada podziałce wzmacniacza X oscyloskopu (wyskalowanej w V/dz).



Rys. 1.11. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk prądowo-napięciowych diod za pomocą oscyloskopu: 1 - generator napięcia sinusoidalnego z izolowanym wyjściem

- Oś prądowa naszej charakterystyki odpowiada podziałce wzmacniacza Y oscyloskopu, z tym że aby uzyskać podziałkę w A/dz, ustawione wzmocnienie wyrażone w V/dz należy podzielić przez wartość rezystancji rezystora R_p (dlaczego?).
- Przebadać wszystkie diody i tranzystory, dla których zdejmowano charakterystyki statyczne.

Uwaga:

- Podstawowe parametry techniczne badanych diod znajdują się w dodatku D.2.
- Podczas wszystkich pomiarów nie wolno przekraczać dopuszczalnych wartości prądów i napięć badanych elementów.

1.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki z pomiarów przeprowadzonych w p.1 programu przedstawić na dwóch zbiorczych wykresach: z liniową i logarytmiczną skalą prądu przewodzenia.
2. Dla każdej z przebadanych diod na podstawie uzyskanych wykresów wyznaczyć wartości: współczynnika doskonałości złącza m, potencjału dyfuzyjnego φ_D i prądu nasycenia I_S. Do wyznaczenia wartości współczynnika m posłużyć się zależnością (1.22), którą należy umieć wyprowadzić

$$m = \frac{1}{\varphi_T} \cdot \frac{U_2 - U_1}{\ln \frac{I_2}{I_1}} \qquad (1.22)$$

   gdzie: U_1, I_1 oraz U_2, I_2 współrzędne dwóch punktów pomiarowych na charakterystyce prądowo-napięciowej diod (jak należy dobrać te punkty?).
3. Wyniki z pomiarów przeprowadzonych w p. 3 programu przedstawić na dwóch zbiorczych wykresach: z liniową i logarytmiczną skalą prądu przewodzenia.
4. Na podstawie wykresów uzyskanych w p. 3 wyznaczyć odpowiednie parametry diod „tranzystorowych" zgodnie z postępowaniem przedstawionym w p.2.
5. Dla wszystkich przebadanych elementów wyznaczyć wartości rezystancji dynamicznych r_d przy prądach 0,1 mA, 1,0 mA i 10 mA.

6. Wykreślić charakterystyki prądowo-napięciowe diod stabilizacyjnych. Wyznaczyć napięcia stabilizacji U_Z oraz zakresy stabilizacji dla poszczególnych diod. Wyznaczyć też maksymalne dopuszczalne prądy stabilizacji I_{zmax}.
7. Dla wszystkich stabilistorów wyznaczyć rezystancje dynamiczne r_Z dla następujących punktów pracy: 0,1 mA, 0,5 mA, 1,0 mA, 2 mA, 5,0 mA, 10,0 mA. Uzykane wyniki przedstawić w postaci wykresów.
8. Wykreślić wyniki uzyskane za pomocą oscyloskopu.
9. Porównać charakterystyki uzyskane metodą „punkt po punkcie" z uzyskanymi za pomocą oscyloskopu. Wyjaśnić zaobserwowane różnice.
10. Porównać wartości wyznaczonych parametrów diod z wartościami podawanymi w katalogach (zrobić odpowiednie zestawienia w postaci tabel) oraz z przewidywaniami teoretycznymi i wyjaśnić zaobserwowane różnice.

1.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1987, s. 162-217.
2. A. Świt: Przyrządy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1968, s. 83-178.
3. K. Waczyński: Przyrządy półprzewodnikowe. Gliwice 1997. Skrypt nr 2022, s. 86-166
4. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
5. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 2

TRANZYSTOR BIPOLARNY (część 1)

2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z: teorią wyjaśniającą działanie tranzystora, podstawowymi modelami tranzystora, jego własnościami w układzie pracy OB oraz podstawowymi parametrami technicznymi dla tego układu pracy. Program ćwiczenia obejmuje wyznaczanie charakterystyk statycznych i prądów zerowych oraz wykorzystanie tych pomiarów do wyznaczania parametrów modeli tranzystora.

2.2. Wprowadzenie

2.2.1. Wiadomości podstawowe o tranzystorze bipolarnym

Tranzystorem bipolarnym nazywamy element półprzewodnikowy posiadający zdolność wzmacniania sygnałów prądu stałego i zmiennego. Posiada on dwie podstawowe struktury p-n-p i n-p-n, w których działaniu istotną rolę odgrywają jednocześnie oba rodzaje nośników prądu, tj. dziury i elektrony. Tranzystor bipolarny jest strukturą złożoną z trzech podstawowych warstw nazywanych emiterem E, bazą B i kolektorem C. Obszary graniczne tych warstw tworzą złącza p-n, z których złącze baza - kolektor jest spolaryzowane zaporowo i spełnia rolę sterowanego źródła prądowego, przez które płynie prąd nośników mniejszościowych. Natomiast złącze emiter-baza jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia i spełnia rolę układu sterującego źródłem prądowym poprzez kontrolowane wstrzykiwanie nośników mniejszościowych w obszar bazy. Tak więc emiter jest warstwą dostarczającą nośników mniejszościowych do bazy, z której są one zbierane do obszaru kolektora.

Podstawową technologią współcześnie stosowaną w produkcji tranzystorów jest technologia epiplanarna, w wyniku której powstają tranzystory o niejednorodnym rozkładzie koncentracji domieszek w bazie zwane tranzystorami dryftowymi (lub z niejednorodną bazą). W tranzystorach tego typu podstawową rolę odgrywa dryftowy mechanizm transportu nośników ładunku, z tym że istnieje też transport dyfuzyjny, o niewielkim znaczeniu, powodujący występowanie pewnych drugorzędnych zjawisk w tranzystorze. W niewielkich ilościach wytwarzane są jeszcze tranzystory stopowe charakteryzujące się równomiernym rozkładem koncentracji domieszek w bazie (zwane też bezdryftowymi lub dyfuzyjnymi), w których podstawowym mechanizmem transportu jest dyfuzja nośników ładunku. Powodem utrzymywania się w produkcji tej technologii są takie zalety tych tranzystorów, jak: duże wartości napięcia przebicia złącza baza-emiter i możliwość realizacji układu klucza symetrycznego.

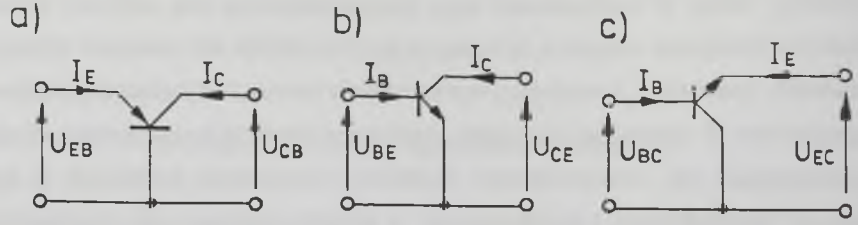
Jak już wspomniano, tranzystor jest elementem wzmacniającym przy polaryzacji złącza E-B w kierunku przewodzenia, a złącza B-C w kierunku zaporowym. W ogólnym przypadku tranzystor może pracować również przy innych warunkach polaryzacji, określających cztery podstawowe zakresy pracy tranzystora:

- zakres aktywny normalny (N)
  złącze E-B spolaryzowane w kierunku przewodzenia
  złącze B-C spolaryzowane w kierunku zaporowym
- zakres nasycenia
  złącze E-B i złącze B-C spolaryzowane w kierunku przewodzenia
- zakres odcięcia (zablokowania)
  złącze E-B i złącze B-C spolaryzowane w kierunku zaporowym
- zakres aktywny inwersyjny (I)
  złącze E-B spolaryzowane w kierunku zaporowym
  złącze B-C spolaryzowane w kierunku przewodzenia.

Trzy ostatnie warunki polaryzacji spośród wymienionych powyżej znajdują zastosowanie przede wszystkim w układach impulsowych.

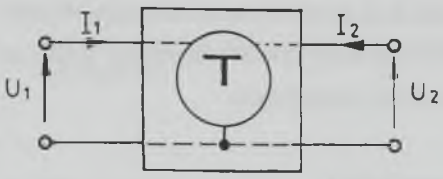
Typowy tranzystor jest elementem trójkońcówkowym, można go więc traktować jako szczególny przypadek czwórnika, w którym jedna z końcówek jest wspólna dla wejścia i wyjścia. Spośród sześciu możliwych kombinacji praktyczne zastosowanie mają trzy układy, tj.: układ ze wspólną bazą (WB lub OB), układ ze wspólnym emiterem (WE lub OE) i układ ze wspólnym kolektorem (WC lub OC) - rys. 2.1. Każdy z tych układów charakteryzuje się wzmocnieniem mocy większym od jedności. Tran-

zystor zawsze działa jednakowo, niezależnie od układu włączenia, tym niemniej należy zdawać sobie sprawę, że właściwości jego są bardzo różne w trakcie pracy w każdym z tych układów włączenia.



Rys. 2.1. Układy włączenia (pracy) tranzystora: a) OB; b) OE; c) OC

2.2.2. Charakterystyki statyczne w układzie OB



Rys. 2.2. Tranzystor jako czwórnik

W dalszym ciągu rozważań będziemy traktowali tranzystor jako czwórnik (rys.2.2). Statyczny stan pracy takiego tranzystora (zwany punktem pracy) opisuje się za pomocą czterech wielkości, takich jak prąd i napięcie wejściowe oraz prąd i napięcie wyjściowe. Dowolna kombinacja dwóch spośród tych czterech wielkości może być traktowana jako zmienna niezależna. Zależnie od wyboru zmiennych niezależnych można ułożyć 6 par równań, z których każda para wystarczy do jednoznacznego opisu stanu czwórnika. Najbardziej dogodna z praktycznego punktu widzenia jest para równań mieszanych:

$$U_1 = f(I_1, U_2)$$

$$I_2 = f(I_1, U_2)$$

gdzie: I_1 - prąd wejściowy U_1 - napięcie wejściowe

I_2 - prąd wyjściowy U_2 - napięcie wyjściowe.

Warunki pomiaru są w tym przypadku bardzo zbliżone do normalnych warunków pracy tranzystorów w układzie, jednocześnie warunki niezbędne do zmierzenia parametrów mieszanych są znacznie łatwiejsze do spełnienia w porównaniu z warunkami niezbędnymi w pozostałych przypadkach. Korzystając z równań mieszanych wyzna-

cza się na drodze pomiarowej charakterystyki statyczne. Istnieją cztery rodziny takich charakterystyk:

- charakterystyki wejściowe $U_1 = f(I_1)$ przy $U_2 = \text{const}$,
- charakterystyki zwrotne $U_1 = f(U_2)$ przy $I_1 = \text{const}$,
- charakterystyki przejściowe $I_2 = f(I_1)$ przy $U_2 = \text{const}$,
- charakterystyki wyjściowe $I_2 = f(U_2)$ przy $I_1 = \text{const}$.

Do opisania właściwości tranzystora wystarczą dwie niezależne charakterystyki spośród wymienionych czterech (dwie pozostałe można wyznaczyć za ich pomocą), z tym że w katalogach najczęściej można spotkać charakterystyki wejściowe i wyjściowe. W układzie OB mamy następujące prądy i napięcia: $I_1 = I_E$, $I_2 = I_C$, $U_1 = U_{EB}$, $U_2 = U_{CB}$. Tak więc interesują nas następujące rodziny charakterystyk:

$$U_{EB} = f(I_E, U_{CB}) \begin{cases} U_{EB} = f(I_E) & \text{dla } U_{CB} = \text{const} \\ U_{EB} = f(U_{CB}) & \text{dla } I_E = \text{const} \end{cases}$$

$$I_C = f(I_E, U_{CB}) \begin{cases} I_C = f(I_E) & \text{dla } U_{CB} = \text{const} \\ I_C = f(U_{CB}) & \text{dla } I_E = \text{const} \end{cases}$$

Analityczna postać równań mieszanych dla układu OB, otrzymana z ogólnej teorii tranzystora bipolarnego w stanie statycznym, jest następująca:

$$U_{EB'} = \varphi_T \ln\left\{1 - \frac{\alpha_N(1-\alpha_I)}{\alpha_I I_{CO}} I_E + \alpha_N\left[\exp\left(\frac{U_{CB'}}{\varphi_T}\right) - 1\right]\right\} \tag{2.1}$$

$$I_C = \alpha_N I_E - I_{CO}\left[\exp\left(\frac{U_{CB'}}{\alpha_T}\right) - 1\right] \tag{2.2}$$

gdzie: φ_T - potencjał elektrokinetyczny,

α_N - współczynnik wzmocnienia dla prądu stałego w układzie OB dla kierunku normalnego,

α_I - współczynnik wzmocnienia dla prądu stałego w układzie OB dla kierunku inwersyjnego,

I_{CO} - prąd zerowy złącza B-C ($I_{CO} = I_{CS}(1-\alpha_I \alpha_N)$, gdzie I_{CS} - prąd nasycenia złącza kolektorowego).

Równania te otrzymano, przy założeniu że rezystancje rozproszone obszarów bazy, emitera i kolektora są pomijalnie małe ($r_{bb'} \approx 0$, $r_{ee'} \approx 0$, $r_{cc'} \approx 0$). Poniżej przedstawiono i omówiono wszystkie cztery charakterystyki statyczne dla układu OB.

2.2.2. Charakterystyki statyczne tranzystora w układzie OB

Charakterystyki wejściowe (rys. 2.3)

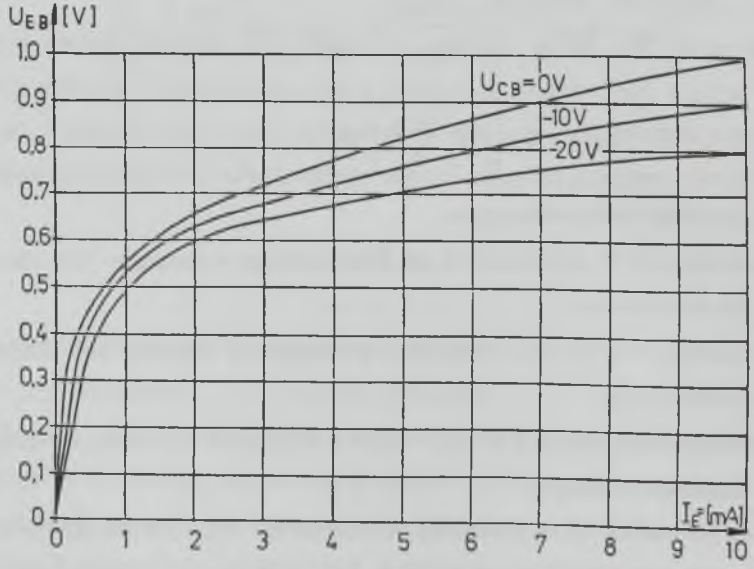
Złącze baza emiter znajdujące się na wejściu tranzystora jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia. W związku z tym kształt charakterystyki wejściowej tranzystora (rys. 2.3) jest analogiczny do charakterystyki napięciowo-prądowej złącza p-n. Jest to zależność logarytmiczna, co wynika też wprost z postaci analitycznej równania (2.1). Po odpowiednim przekształceniu równania (2.1) otrzymamy wyrażenie na prąd J_E płynący przez złącze p-n baza-emiter:

$$I_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{U_{EB}'}{\varphi_T}\right)-1\right]-\alpha_I I_{CS}\left[\exp\left(\frac{U_{CB}'}{\varphi_T}\right)-1\right] \qquad (2.3)$$

gdzie: I_{ES} - prąd nasycenia złącza baza-emiter powiązany z prądem zerowym tego złącza,

$I_{EO} = I_{ES}\,(1 - \alpha_I\,\alpha_N)$.

Z równania tego wynika istnienie pewnego rzeczywiście obserwowanego zjawiska polegającego na tym, że dla napięcia $U_{EB} = 0$ prąd $|I_B| > 0$, gdy $U_{CB} \neq 0$. Istnienie tego prądu wymusza spadek napięcia na rezystancji rozproszonej bazy r_{bb}' wywołany przepływem prądu zerowego I_{CO} złącza baza-kolektor.

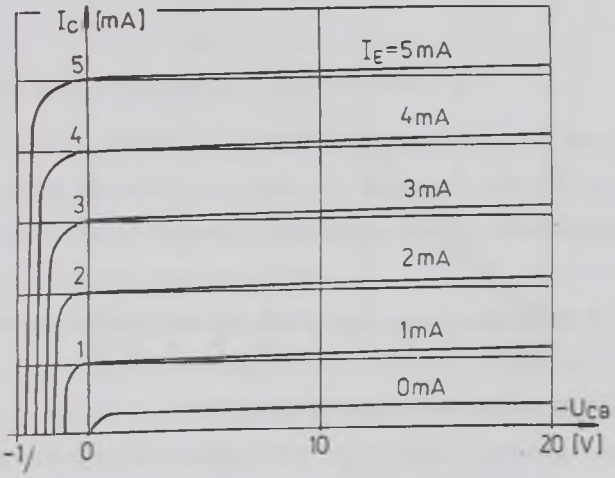


Rys. 2.3. Charakterystyki wejściowe tranzystora w układzie OB

Zmiany położenia charakterystyki $U_{EB} = f(I_E)$ dla różnych wartości napięcia U_{CB} są spowodowane istnieniem zjawiska modulacji efektywnej szerokości bazy. Zjawisko to powoduje fakt wzrostu prądu emitera I_E pomimo zachowania stałej wartości napięcia U_{EB} przy wzroście napięcia U_{CB}. Jest to więc efekt oddziaływania zwrotnego w tranzystorze. Jest on związany z dyfuzyjnym mechanizmem transportu nośników prądu w bazie. W związku z tym efekty tego zjawiska są bardzo widoczne w tranzystorach dyfuzyjnych. W tranzystorach dryftowych oddziaływanie zwrotne jest mniejsze o około rząd wartości, a jego istnienie wynika z drugorzędnego zjawiska dyfuzji nośników zachodzącego równolegle z podstawowym mechanizmem transportu dryftowego.

Charakterystyki wyjściowe (rys. 2.4)

Złącze baza-kolektor znajdujące się na wyjściu tranzystora jest spolaryzowane w kierunku zaporowym ($U_{CB} < 0$). W tej sytuacji drugi człon równania (2.2) jest pomijalnie mały i prąd kolektora $I_C = \alpha_N I_E$ jest wprost proporcjonalny do prądu emitera i nie zależy od napięcia kolektor-baza U_{CB}. W przypadku gdy współczynnik $\alpha_N = \text{const}$, to zależność jest liniowa! Gdy prąd emitera $I_E = 0$, złącze emiterowe nie wstrzykuje nośników ładunku do bazy, wówczas prąd kolektora jest równy prądowi zaporowemu złącza baza-kolektor. Po spolaryzowaniu złącza emiterowego w kierunku przewodzenia ($U_{CB} > 0$) obydwa składniki równania (2.2) zaczynają być porównywalne.



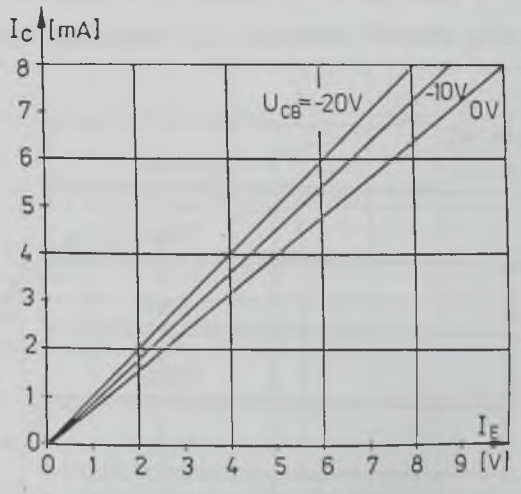
Rys. 2.4. Charakterystyki wyjściowe tranzystora w układzie OB

Następuje kompensacja prądu nośników mniejszościowych w bazie (kolektor też zachowuje się jak emiter), aż do sytuacji pełnego zrównoważenia, gdy prąd $I_C = 0$.

W rzeczywistym tranzystorze charakterystyki wyjściowe $I_C = f(U_{CB})$ nie są idealnie płaskie (rys. 2.4). W miarę wzrostu bezwzględnej wartości napięcia U_{CB} prąd kolektora I_C nieznacznie wzrasta. Jest to spowodowane zjawiskiem modulacji efektywnej szerokości bazy. Wzrost wartości napięcia U_{CB} powoduje spadek tej efektywnej szerokości bazy, maleje więc droga, a tym samym mniej nośników rekombinuje. W efekcie przy stałej wartości prądu emitera I_E rośnie wartość prądu kolektora I_C. Zjawisko to występuje znacznie wyraźniej w tranzystorach dyfuzyjnych, w porównaniu z tranzystorami dryftowymi.

Charakterystyki przejściowe (rys. 2.5)

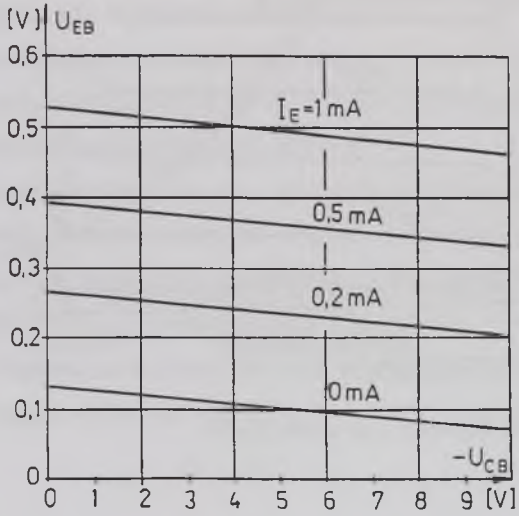
Przy normalnej polaryzacji tranzystora drugi człon równania (2.2) opisującego zależność $I_C = f(I_E)$ jest pomijalnie mały. Tym samym prąd kolektora $I_C = \alpha_N I_E$ zależy liniowo od prądu emitera. W rzeczywistym tranzystorze występuje pewna niewielka nieliniowość spowodowana zależnością wartości współczynnika α_N od wartości prądu emitera I_E. Wpływ zmian wartości napięcia U_{CB} na wartość prądu kolektora I_C przy I_E = const tłumaczymy efektem zmian efektywnej szerokości bazy (rys. 2.5).



Rys. 2.5. Charakterystyki przejściowe tranzystora w układzie OB

Charakterystyki zwrotne (rys. 2.6)

W idealnym tranzystorze, zgodnie z równaniem (2.1), wartość napięcia U_{EB} nie zależy od wartości napięcia U_{CB} i charakterystyki powinny tworzyć rodzinę linii równoległych do osi U_{CB}. W tej sytuacji nie byłoby sprzężenia zwrotnego pomiędzy wyjściem i wejściem. Zjawisko modulacji szerokości bazy jest powodem istnienia takiego sprzężenia zwrotnego, które objawia się na wykresie zmniejszaniem się wartości napięcia U_{EB} przy wzroście bezwzględnej wartości napięcia U_{CB} (rys. 2.6).



Rys. 2.6. Charakterystyki zwrotne tranzystora w układzie OB

2.2.3. Parametry statyczne tranzystora w układzie OB

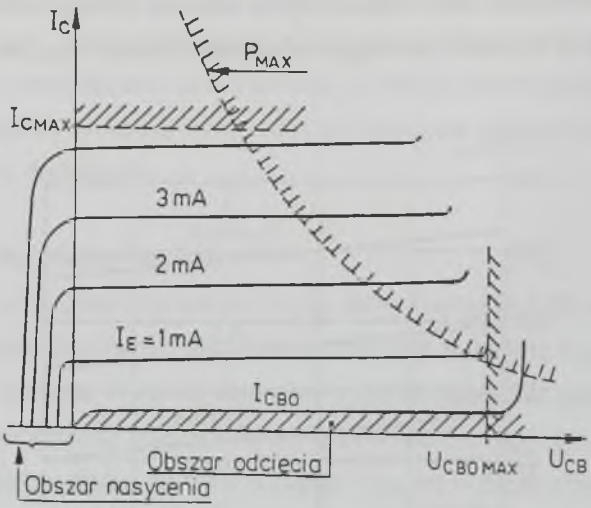
Ze względu na konieczność długotrwałej niezawodnej pracy tranzystorów producenci podają szereg parametrów statycznych, których zadaniem jest określenie dozwolonego obszaru pracy aktywnej tranzystora. Poniżej omówiono najważniejsze spośród parametrów statycznych tranzystora.

1. **Maksymalna dopuszczalna moc strat** P_{max} - (moc admisyjna P_a) jest to maksymalna moc, jaka może się wydzielać na obu złączach tranzystora, przy której tranzystor może pracować w sposób długotrwały. Moc strat jest określona z pewnym zapasem względem maksymalnej mocy wynikającej z użytego materiału i kon-

strukcji tranzystora, a podawana zwykle jako wartość średnia wynikająca z różnych warunków pracy tranzystora:

$$P_{max} = I_C U_{CB} + I_E U_{EB} \approx I_C U_{CB}$$

Krzywa mocy admisyjnej jest hiperbolą $I_C = P_{max}/U_{CB}$, co przedstawiono na rys. 2.7.



Rys. 2.7. Dozwolony obszar pracy tranzystora w układzie OB

2. **Prąd maksymalny** I_{Cmax} - maksymalny dopuszczalny prąd kolektora wynikający ze zmian współczynnika wzmocnienia prądowego (duże zniekształcenia nieliniowe wzmacnianego sygnału) lub nadmiernej ilości ciepła wydzielonego w tranzystorze (rys. 2.7).
3. **Prądy zerowe** I_{CBO}, I_{EBO}

Prąd zerowy I_{CBO} jest prądem zaporowym złącza kolektor-baza płynącym przy rozwartym emiterze ($I_E = 0$) dla określonego napięcia U_{CB}.

Prąd zerowy I_{CBO} wyznacza obszar odcięcia tranzystora pracującego w układzie OB (rys. 2.7) i jest miarą jakości tranzystora. Dla tranzystorów germanowych jego wartość zawiera się w granicach od kilku do kilkudziesięciu μA, natomiast dla tranzystorów krzemowych od kilku do kilkunastu nA. Jego wartość silnie zależy od temperatury:

$$I_{CBO}(T_1) = I_{CBO}(T_0)\ 2^{(T-T_0)/\lambda} \qquad (2.4)$$

gdzie: λ - temperatura podwojenia,
w przybliżeniu podwajając się co 6° dla tranzystorów germanowych i co 10° dla tranzystorów krzemowych.

Prąd zerowy I_{EBO} jest prądem zaporowym złącza emiter-baza płynącym przy rozwartym kolektorze ($I_C = 0$) dla określonego napięcia U_{EB}. Jest on istotny przy pracy inwersyjnej tranzystora.

4. **Napięcie przebicia U_{CBO}** - napięcie przebicia złącza kolektor-baza przy rozwartym emiterze ($I_E = 0$) i określonej wartości prądu kolektora I_C (rys. 2.7). Jego przyczyną jest mechanizm przebicia lawinowego. W praktyce wartość tego napięcia nie zależy od wartości prądu emitera. W typowych tranzystorach małej mocy jego wartość zawiera się w granicach 50-250 V.
5. **Napięcie maksymalne U_{CBOmax}** - maksymalna dopuszczalna wartość napięcia U_{CB} ustalona z pewnym zapasem względem napięcia przebicia U_{CBO} (rys.2.7). Nie wyznacza się go na drodze pomiarowej, ale jego wartość wynika z konieczności osiągnięcia założonej niezawodności tranzystorów.
6. **Statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego α_N** - stosunek prądu kolektora I_C do prądu emitera I_E skorygowany o wartość prądu zerowego I_{CBO}:

$$\alpha_N = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \quad \text{dla} \quad U_{CB} = \text{const}.$$

Wartość współczynnika α_N jest bliska jedności i dla współczesnych tranzystorów zawiera się w granicach 0,990-0,999. Należy jednak pamiętać, że wartość α zależy od wartości prądu emitera, malejąc dla wartości prądu emitera mniejszych od ok. 1 mA i dla wartości większych od ok. 10 mA.

Przy pracy inwersyjnej tranzystora definiuje się też analogiczny współczynnik wzmocnienia prądowego α_i. Ze względu na niesymetryczną konstrukcję tranzystora jego wartość jest mniejsza od wartości α_N i wynosi około 0,8.

2.2.4. Parametry małosygnałowe tranzystora w układzie OB

Są to parametry wyznaczone dla tranzystora przy małej amplitudzie sygnału zmiennego, gdy tranzystor można traktować jako element liniowy. W zakresie małych częstotliwości wszystkie parametry tranzystora są wielkościami rzeczywistymi, a

ich wartości nie zależą od częstotliwości. Spośród wielu parametrów czwórnikowych najszersze zastosowanie mają parametry mieszane h_{ij}.

Definiuje się je następująco:

- impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu

$$h_{11b} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \text{ dla } \Delta U_{CB} = 0 \text{ i } U_{CB} = \text{const}$$

- admitancja wyjściowa przy rozwartym wejściu

$$h_{22b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CB}} \text{ dla } \Delta I_E = 0 \text{ i } I_E = \text{const}$$

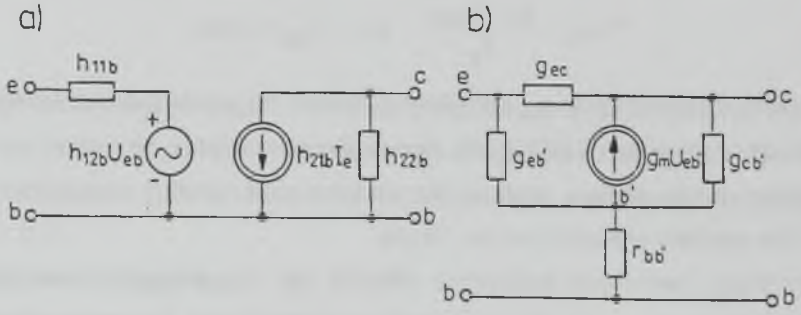
- współczynnik oddziaływania wstecznego przy rozwartym wejściu

$$h_{12b} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{CB}} \text{ dla } \Delta I_E = 0 \text{ i } I_E = \text{const}$$

- współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu

$$h_{21b} = \alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \text{ dla } \Delta U_{CB} = 0 \text{ i } U_{CB} = \text{const}$$

Parametry mieszane h_{ijb} umożliwiają podanie elektrycznego schematu zastępczego dla tranzystora (rys. 2.8a), który jest modelem typu „czarnej skrzynki". Nato-



Rys. 2.8. Elektryczne schematy zastępcze tranzystora w układzie OB: a) model czwórnikowy dla parametrów mieszanych, b) model typu „hydryd -Π"

miast na rys. 2.8b zamieszczono model fizyczny, którego elementy odwzorowują zjawiska fizyczne zachodzące w tranzystorze bipolarnym. Poniżej zamieszczono zależności umożliwiające obliczanie elementów tego modelu, przy znajomości parametrów h_{ijb}:

$$g_m = \frac{I_C}{\varphi_T}$$

$$g_{cb©} = h_{22b}$$

$$g_{ec} = h_{12b} \cdot g_m$$

$$g_{eb©} = \frac{g_m}{\alpha}$$

$$r_{bb©} = \frac{1}{1-\alpha}\left(h_{11b} - \frac{\alpha}{g_m}\right)$$

gdzie φ_T - potencjał elektrokinetyczny.

2.3. Tematy sprawdzające

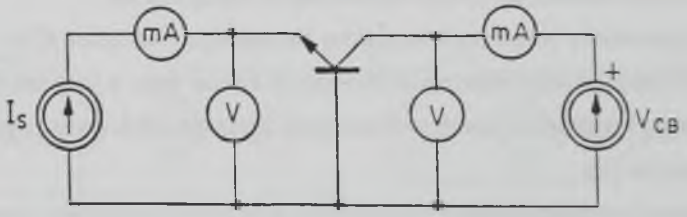
1. Wyjaśnić zasadę działania tranzystora bipolarnego.
2. Przedstawić i omówić czwórnikowe modele tranzystora bipolarnego wykorzystujące macierze: impedancyjną, admitancyjną i hydrydową.
3. Przedstawić i omówić model fizyczny tranzystora bipolarnego.
4. Wyjaśnić różnice i związki pomiędzy modelami czwórnikowymi i fizycznymi.
5. Omówić zjawisko modulacji szerokości bazy.
6. Omówić podstawowe technologie wytwarzania tranzystorów.
7. Omówić parametry statyczne tranzystora bipolarnego w układzie OB.
8. Omówić charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego w układzie OB.
9. Przedstawić i wyjaśnić sposób wyznaczania charakterystyk statycznych tranzystora w układzie OB.
10. Przedstawić i wyjaśnić sposób otrzymywania parametrów modeli: czwórnikowego-hybrydowego oraz fizycznego typu „hybryd-Π" z charakterystyk statycznych tranzystora.

2.4. Aparatura pomiarowa

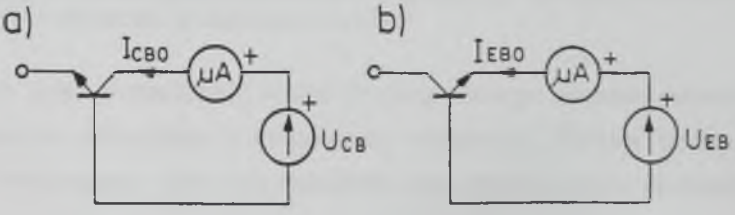
Do pomiarów charakterystyk statycznych służy uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych (patrz dodatek D.1) oraz woltomierze i amperomierze.

2.5. Program ćwiczenia

1. Wyznaczenie charakterystyki wejściowej $U_{EB} = f(I_E)$ - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CB} (np.: 0 V, 2 V, 5 V).
2. Wyznaczenie charakterystyki wyjściowej $I_C = f(U_{CB})$ - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej pięciu wartości prądu I_E (np.: 0 mA, 1 mA, 2 mA, 3 mA, 4 mA).
3. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej $I_C = f(I_E)$ - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CB} (np.: 0 V, 2 V, 5 V).
4. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej inwersyjnej $I'_E = f(I'_C)$ - pomiar należy przeprowadzić po zamianie miejscami kolektora i emitera dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CB} - takich samych jak w p. 3.



Rys. 2.9. Układ do wyznaczania charakterystyk statycznych



Rys. 2.10. Układ do pomiaru prądów zwrotnych: a) I_{CBO}, b) I_{EBO}

5. Wyznaczenie charakterystyki zwrotnej $U_{EB} = f(U_{CB})$ - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej pięciu wartości prądu I_E (patrz punkt 2).
6. Pomiar prądu zerowego I_{CBO} - pomiar należy przeprowadzić przy rozwartym emiterze dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CB}.
7. Pomiar prądu zerowego I_{EBO} - pomiar należy przeprowadzić przy rozwartym kolektorze dla warunków z punktu 6.

Charakterystyki statyczne wyznaczamy w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 2.9; pomiar prądów zerowych wykonujemy w układach z rys.2.10.

2.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów z punktu 1-5 należy przedstawić na wykresach.
2. Dla obranego punktu pracy należy wyznaczyć parametry h_{ijb}.
3. Na podstawie wyznaczonych parametrów h_{ijb} obliczyć wartości elementów schematu zastępczego typu „hybryd-Π".
4. Wyznaczyć i porównać ze sobą wartości parametrów: α_N, α_I i h_{21b}. Wyjaśnić różnice.
5. Dla przebadanych tranzystorów podać katalogowe wartości parametrów h_{ijb} i porównać z otrzymanymi w trakcie ćwiczeń. Wyjaśnić różnice.
6. Przedyskutować uzyskane wyniki dla prądów I_{CBO} i I_{CEO}.
7. Scharakteryzować przebadane tranzystory wykorzystując wyniki pomiarów i dane katalogowe.

2.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984, s. 217-317.
2. K. Waczyński: Przyrządy półprzewodnikowe. Skrypt Pol. Śl. Nr 2022. Gliwice 1997.
3. P. Reinhold: Technika pomiarów tranzystorów. WKŁ, Warszawa 1973, s. 19-40, 81-104.

4. W. Golde: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975, s. 11-48, 120-126, 128-142.
5. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
6. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E, Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 3

TRANZYSTOR BIPOLARNY (część 2)

3.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z: właściwościami tranzystora w układzie OE, podstawowymi parametrami technicznymi tranzystora dla pracy w układzie OE. Program ćwiczenia obejmuje wyznaczanie charakterystyk statycznych i prądów zerowych oraz wykorzystanie wyników tych pomiarów do wyznaczania parametrów modeli tranzystora. Jest on kontynuacją programu ćwiczenia: „Tranzystor bipolarny - cz. 1".

3.2. Wprowadzenie

3.2.1. Charakterystyki statyczne w układzie OE

W układzie wspólnego emitera OE rozpatrywanego jako czwórnik (rys. 2.2) mamy następujące przyporządkowanie prądów i napięć:
$I_1 = I_B$, $I_2 = I_C$, $U_1 = U_{BE}$, $U_2 = U_{CE}$. Interesują nas więc następujące rodziny charakterystyk:

$$U_{BE} = f(I_B, U_{CE}) \begin{cases} U_{BE} = f(I_B) & \text{dla } U_{CE} = \text{const}, \\ U_{BE} = f(U_{CE}) & \text{dla } I_B = \text{const}, \end{cases}$$

$$I_C = f(I_B, U_{CE}) \begin{cases} I_C = f(I_B) & \text{dla } U_{CE} = \text{const}, \\ I_C = f(U_{CE}) & \text{dla } I_B = \text{const}. \end{cases}$$

Analityczna postać równań mieszanych dla układu OE, otrzymana na podstawie ogólnej teorii tranzystora bipolarnego w stanie statycznym, jest następująca:

$$U_{BE} = \varphi_T \ln \frac{I_B + I_{CS}(1-\alpha_I) + I_{ES}(1-\alpha_N)}{I_{ES}(1-\alpha_N) + I_{CS}(1-\alpha_I)\exp\left(\frac{-U_{CE}}{\varphi_T}\right)} \tag{3.1}$$

$$I_C = -I_{CS}(1-\alpha_I) + \frac{I_B + I_{CS}(1-\alpha_I) + I_{ES}(1-\alpha_N)}{\left(\frac{1}{\beta_N}\right) + \left(\frac{1}{\beta_I}\right)\exp\left(\frac{-U_{CE}}{\varphi_T}\right)} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\beta_I}\right)\exp\left(\frac{-U_{CE}}{\varphi_T}\right)\right] \tag{3.2}$$

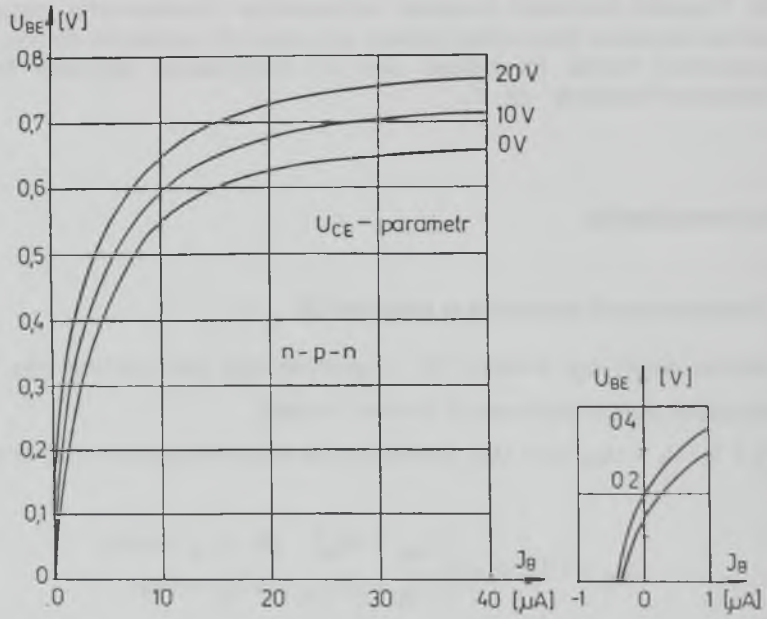
gdzie: I_{CS} - prąd nasycenia złącza kolektorowego,

I_{ES} - prąd nasycenia złącza emiterowego,

$I_{CO} = I_{CS}(1 - \alpha_I\alpha_N)$ $\quad$ $I_{EO} = I_{ES}(1 - \alpha_I\alpha_N)$.

Poniżej przedstawiono i omówiono wszystkie cztery charakterystyki.

Charakterystyki wejściowe



Rys. 3.1 Charakterystyki wejściowe tranzystora w układzie OB

Złącze emiterowe znajdujące się na wejściu tranzystora w stanie aktywnym jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia. W związku z tym charakterystyka tego złącza ma kształt logarytmiczny (równanie (3.1)), analogiczny do charakterystyki napię-

ciowo-prądowej złącza p-n. Odpowiednie przekształcenie równania (3.1) doprowadza do wyrażenia na prąd I_B:

$$I_B = I_{ES}(1-\alpha_N)\left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right)-1\right]+I_{CS}(1-\alpha_I)\left[\exp\left(\frac{-U_{CE}}{\varphi_T}\right)-1\right] \qquad (3.3)$$

W rzeczywistym tranzystorze charakterystyki wejściowe nie przechodzą przez początek układu współrzędnych. Dokładna analiza równań (3.1) i (3.3) prowadzi do tego samego wyniku, a mianowicie:

$U_{BE} = 0$, $U_{CE} > 0$; wówczas zeruje się pierwszy człon równania (3.3), a prąd bazy przyjmuje pewną wartość ujemną $I_B < 0$ daną członem tego równania;

$I_B = 0$, $U_{CE} > 0$; wówczas analiza równania (3.1) prowadzi do wniosku, że napięcie $U_{BE} > 0$.

Fizyczne wyjaśnienie tego zjawiska jest następujące: w bazie tranzystora generują się pary elektron-dziura; następnie elektrony są usuwane przez złącze kolektorowe, a pozostające dziury tworzą w bazie ładunek przestrzenny polaryzujący w nieznacznym stopniu złącze emiterowe w kierunku przewodzenia.

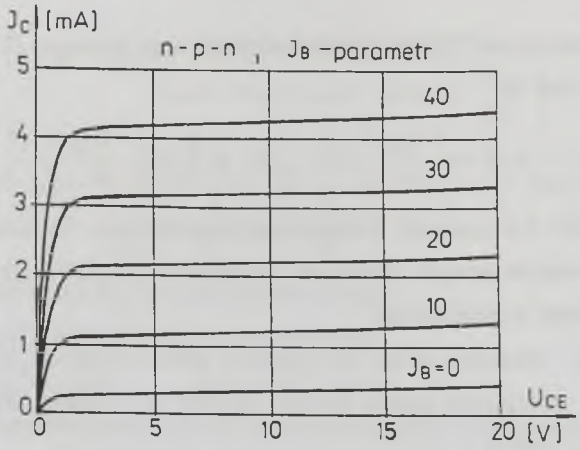
Badanie charakterystyki wejściowej (rys. 3.1) wykazuje istnienie zależności jej przebiegu od wartości napięcia U_{CE}. Tak więc przy stałym prądzie bazy I_B wzrost bezwzględnej wartości napięcia U_{CE} powoduje wzrost napięcia U_{BE} lub przy utrzymywaniu stałej wartości napięcia na bazie U_{BE} obserwujemy zmniejszanie prądu bazy I_B. Zjawisko to wywołane jest efektem modulacji szerokości bazy tranzystora. Przy wzroście napięcia U_{CE} następuje spadek efektywnej szerokości bazy, a tym samym maleje ilość rekombinujących nośników prądu, co prowadzi do wspomnianego efektu.

Charakterystyki wyjściowe (rys. 3.2)

Tranzystor znajduje się w normalnym stanie aktywnym, gdy napięcie $U_{CE} \geq U_{BE}$. W tej sytuacji równanie (3.2) upraszcza się do postaci:

$$I_C = \beta_N I_B + I_{CS}(1 - \alpha_I)\cdot(\beta_N + \beta_I - 1) \qquad (3.4)$$

Zakres ten powinien więc charakteryzować się stałą wartością prądu kolektora dla danej wartości prądu bazy I_B niezależnie od wartości napięcia U_{CE}.



Rys. 3.2. Charakterystyki wyjściowe tranzystora w układzie OE

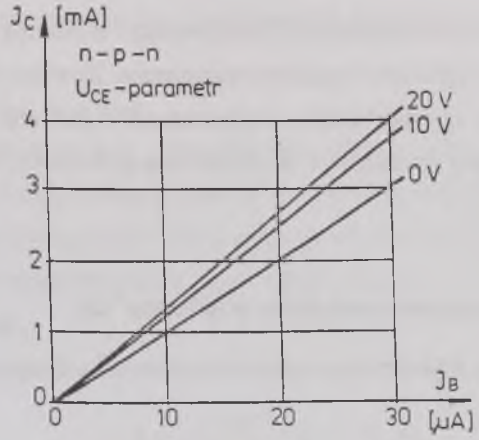
Równanie sugeruje istnienie prądu zerowego płynącego przez tranzystor przy prądzie $I_B = 0$, co jest zgodne z rzeczywistością. W rzeczywistym tranzystorze w tym zakresie pracy obserwuje się jednak wzrost wartości prądu przy wzroście napięcia U_{CE}. Nachylenie charakterystyki wejściowej dla układu OE jest większe niż dla układu OB. Zjawisko to powodowane jest przez dwa efekty:

- modulację szerokości bazy, analogicznie jak w układzie OB,
- dodatkowe wstrzykiwanie nośników ładunku z emitera, spowodowane przez fakt dodatkowej polaryzacji złącza emiterowego w kierunku przewodzenia przez napięcie U_{CE}, które dzieli się pomiędzy złącza kolektorowe i emitorowe.

Dla napięć $U_{CE} < U_{BE}$ obydwa złącza tranzystorowe znajdują się w stanie przewodzenia. W związku z tym przy $U_{CE} = 0$ przez tranzystor płynie prąd kolektora rzędu kilkudziesięciu mikroamperów, a przy $I_C = 0$ pomiędzy kolektorem i emiterem istnieje napięcie U_{CE} rzędu kilku miliwoltów. Tym samym charakterystyki wyjściowe nie rozpoczynają się w początku układu współrzędnych, ale zjawisko to ma istotne znaczenie tylko w niektórych zastosowaniach tranzystorów.

Charakterystyki przejściowe (rys. 3.3)

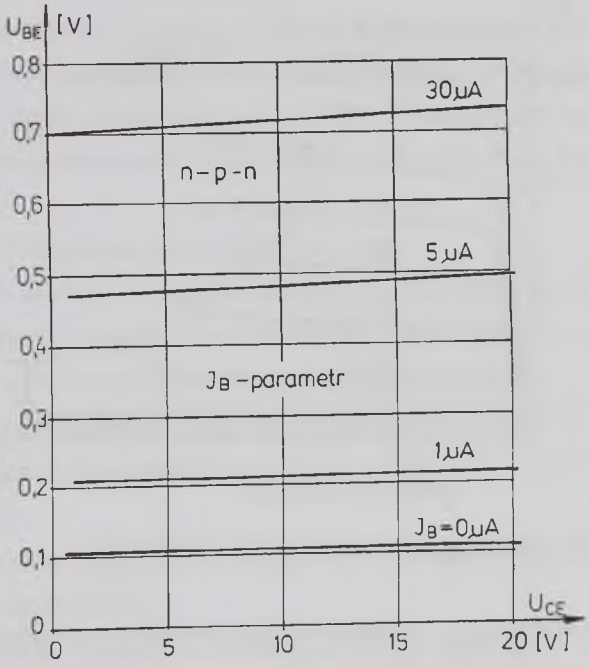
Przy normalnej pracy tranzystora ($U_{CE} \geq U_{BE}$) prąd kolektora zależy wprost proporcjonalnie od prądu bazy (równanie (3.4)). W rzeczywistym tranzystorze występuje niewielka nieliniowość spowodowana zależnością wartości współczynnika wzmocnienia prądowego $\beta_N = f(I_C)$ od prądu kolektora I_C.



Rys. 3.3. Charakterystyki przejściowe tranzystora w układzie OE

Wpływ wartości napięcia U_{CE} na przebieg tej charakterystyki spowodowany jest zjawiskiem modulacji efektywnej szerokości bazy.

Charakterystyki zwrotne (rys. 3.4)



Rys. 3.4. Charakterystyki zwrotne tranzystora w układzie OE

Charakterystki zwrotne tranzystora rzeczywistego wykazują istnienie sprzężenia zwrotnego pomiędzy wyjściem i wejściem tranzystora. Zjawisko to objawia się istnieniem nachylenia tych charakterystyk, a spowodowane jest efektem modulacji efektywnej szerokości bazy sprzężonym z dodatkową polaryzacją złącza emiterowego poprzez napięcie U_{CE}.

3.2.2. Parametry statyczne tranzystora w układzie OE

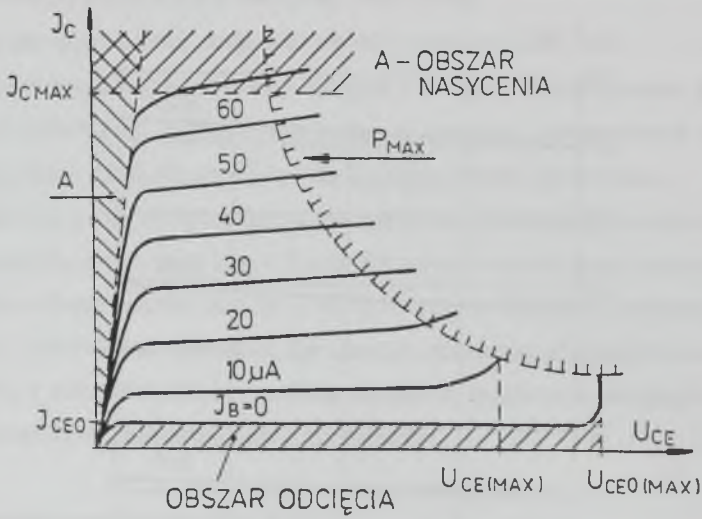
Poniżej omówiono najważniejsze spośród parametrów statycznych tranzystora dla pracy w układzie OE.

1. **Maksymalna dopuszczalna moc strat P_{max}** - jest to maksymalna moc, jaka może się wydzielić na obu złączach tranzystora, przy której może on pracować w sposób długotrwały.

Można ją wyznaczyć na podstawie wyrażenia:

$$P_{max} = I_C U_{CE} + I_B U_{BE} \approx I_C U_{CE}$$

Krzywa mocy jest hiperbolą $I_C = P_{max}/U_{CE}$, co przedstawiono na rys. 3.5.



Rys. 3.5. Dozwolony obszar pracy aktywnej tranzystora w układzie OE

2. **Prąd maksymalny I_{Cmax}** - maksymalny prąd kolektora wynikający ze zmian współczynnika wzmocnienia prądowego prowadzących do dużych zniekształceń nieli-

niowych badanego sygnału lub z nadmiernej ilości ciepła wydzielanego w tranzystorze (rys. 3.5).

3. **Prądy zerowe I_{CEO}, I_{CES}, I_{CER}**

Prąd zerowy kolektora I_{CEO} (rys. 3.5) jest prądem wstecznym złącza kolektorowego mierzonym przy rozwartej bazie ($I_B = 0$) dla określonego napięcia U_{CE}. Przy takiej polaryzacji tranzystora przez złącza kolektorowe płyną dwa prądy: I_{CBO} oraz prąd nośników wstrzykiwanych przez spolaryzowane w kierunku przewodzenia złącze emiterowe.

Tak więc

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1-\alpha_N} = (\beta_N + 1)I_{CBO}$$

Prąd zerowy I_{CER} - jest prądem wstecznym złącza kolektorowego mierzonym przy włączeniu pomiędzy bazę a emiter rezystora R (rys. 3.9) dla określonej wartości napięcia U_{CE}. Rezystor R bocznikuje złącze baza-emiter powodując zmniejszenie poziomu wstrzykiwania nośników z emitera do bazy.

Prąd zerowy I_{CES} - jest prądem wstecznym złącza kolektorowego mierzonym przy zwarciu pomiędzy bazą a emiterem (R = O) dla określonego napięcia U_{CE}. W przypadku tranzystora idealnego, dla rozproszonej rezystancji bazy $r_{bb} = 0$ prąd ten byłby równy prądowi I_{CBO}. Spadek napięcia na rezystancji $r_{bb} > 0$ powoduje jednak pewną polaryzację złącza emiterowego w kierunku przewodzenia, a tym samym istnieje składowa prądu wstecznego złożona z nośników wstrzykiwanych z emitera do bazy.

$$I_{CEO} > I_{CER} > I_{CES} > I_{CBO}$$

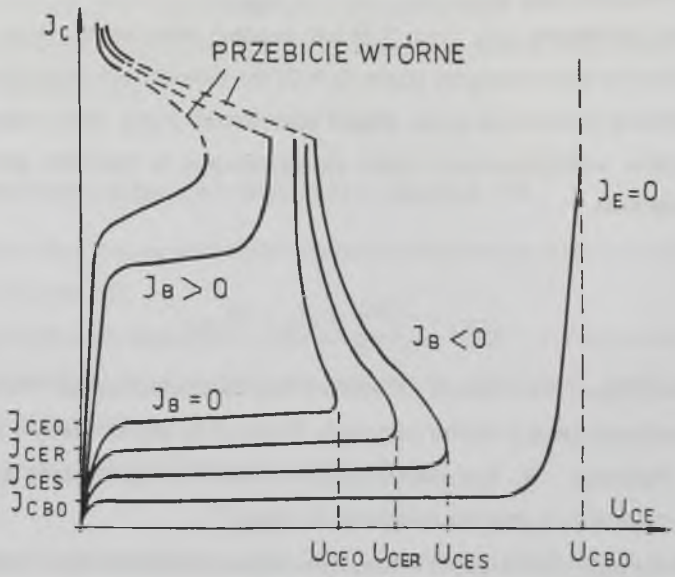
4. **Napięcie przebicia U_{CEO}, U_{CER}, U_{CES}** (rys. 3.6)

Maksymalne wartości napięć polaryzujących tranzystor ograniczone są przez zjawisko przebicia. Przebicie prowadzi do znacznego i gwałtownego wzrostu prądu danej elektrody i może doprowadzić do zniszczenia tranzystora.

Istnieją cztery podstawowe mechanizmy przebić, takie jak:

- przebicie Zenera (złącze E-B tranzystorów dryftowych o napięciu przebicia mniejszym od 6 V);
- przebicie lawinowe (złącza C-B tranzystorów dryftowych oraz obydwa złącza tranzystorów bezdryftowych);
- przebicie skrośne (polega na wchłonięciu obszaru bazy przez warstwy zaporowe złącz na skutek zjawiska modulacji efektywnej szerokości bazy);

– przebicie powierzchniowe (polega na powstawaniu powierzchniowych upływności lub tworzeniu się kanałów inwersyjnych).



Rys. 3.6. Rodzina charakterystyk $I_C = f(U_{CE})$ z zaznaczonymi napięciami przebicia i prądami zerowymi

Napięcie przebicia $U_{CEO(BR)}$ - napięcie wsteczne przyłożone pomiędzy kolektor i emiter, przy rozwartej bazie ($I_B = 0$), dla określonej wartości prądu kolektora I_C.

$$U_{CEO} \approx U_{CBO} / \sqrt[m]{\beta_N}.$$

Wartość wykładnika m zależy od materiału i wynosi 2 dla krzemu typu „p" i 4 dla krzemu typu „a". Zwykle wartość U_{CEO} wynosi od 30 do 50% wartości U_{CBO}.

Napięcie przebicia U_{CER} - napięcie wsteczne przyłożone pomiędzy kolektor a emiter przy włączeniu pomiędzy bazę a emiter rezystora R ($I_B < 0$), dla określonej wartości prądu I_C. Wartość tego napięcia jest większa od U_{CEO}, ponieważ zmniejszony poziom wstrzykiwania nośników prądu z emitera do bazy opóźnia przebieg procesu lawinowego.

Napięcie przebicia U_{CES} - napięcie wsteczne przyłożone pomiędzy kolektor a emiter przy zwarciu bazy z emiterem ($R = 0$, $I_B < 0$), dla określonej wartości prądu I_C. Gdyby rezystancja rozproszona bazy r_{bb} była równa zeru, to wartość tego napięcia byłaby równa napięciu przebicia U_{CBO}.

$$U_{CEO} < U_{CER} < U_{CES} < U_{CBO}$$

W tranzystorach mocy występuje ponadto zjawisko przebicia wtórnego (rys. 3.6), którego istoty fizycznej jeszcze nie wyjaśniono. Zjawisko to w odróżnieniu od przebić omawianych dotychczas niszczy tranzystor nieodwracalnie.

5. **Napięcie maksymalne U_{CEmax}** - maksymalna dopuszczalna wartość napięcia U_{CE} ustalona przez producenta z pewnym zapasem względem napięcia przebicia U_{CEO}. Wartość tego napięcia wynika z konieczności zapewnienia założonej niezawodności działania tranzystora.
6. **Napięcie nasycenia U_{CEsat}** - jest to napięcie U_{CE} zmierzone przy określonym prądzie kolektora I_C i prądzie bazy spełniającym warunek $I_B > I_C/\beta_N$. Wartość prądu kolektora I_C jest ograniczona tylko przez obwód zewnętrzny (w najprostszym przypadku $I_C \approx U_{CC}/R_L$). Tranzysotr znajduje się w obszarze nasycenia, to znaczy, że obydwa złącza są spolaryzowane w kierunku przewodzenia. W katalogach często podaje się jeszcze wartość napięcia U_{BEsat} odpowiadające podanym wartościom prądów I_C i I_B. (**Uwaga**: w tym stanie pracy wartość napięcia $U_{CB} < 0$!). Zwykle wartość napięcia $U_{CEsat} = 0{,}1\text{-}0{,}5$ V i zależy od wartości prądu kolektora I_C. W połączeniu inwersyjnym wartość napięcia nasycenia jest mniejsza: $U_{ECsat} < U_{CEsat}$, co ma istotne znaczenie przy pracy kluczującej tranzystora.
7. **Statyczny współczynnik wzmocnienia prądowego β_N** - stosunek prądu kolektora I_C do prądu bazy I_B skorygowanych o wartość prądu zerowego kolektora I_{CBO}, przy określonym napięciu U_{CE}:

$$\beta_N = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \quad \text{dla} \quad U_{CE} = \text{const}$$

Wartość współczynnika wzmocnienia prądowego β_N zależy od typu tranzystora i zawiera się w przedziale wartości od kilkunastu do kilkuset. Istotnym czynnikiem wpływającym na wartość współczynnika β_N jest temperatura.

Dla pracy inwersyjnej tranzystora też definiuje się analogiczny współczynnik wzmocnienia prądowego β_I. Ze względu na niesymetryczną konstrukcję tranzystora jego wartość jest znacznie mniejsza od wartości β_N i zwykle zawiera się w przedziale wartości od kilku do kilkunastu.

3.2.3. Parametry małosygnałowe tranzystora w układzie OE

Definicje mieszanych parametrów czwórnikowych tranzystora pracującego w układzie OE podano niżej:

- impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \text{ dla } \Delta U_{CE} = 0 \text{ i } U_{CE} = \text{const}$$

- admitancja wyjściowa przy rozwartym wejściu

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \text{ dla } \Delta I_B = 0 \text{ i } I_B = \text{const}$$

- współczynnik oddziaływania wstecznego przy rozwartym wejściu

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \text{ dla } \Delta I_B = 0 \text{ i } I_B = \text{const}$$

- współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu

$$h_{21e} = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ dla } \Delta U_{CE} = 0 \text{ i } U_{CE} = \text{const}$$

Na rys. 3.7 przedstawiono elektryczny schemat zastępczy dla parametrów h_{ije} oraz fizyczny schemat zastępczy typu „hybryd-Π". Zależności umożliwiające wzajemne obliczanie elementów obu modeli są następujące:

$$g_m = \frac{I_C}{\varphi_T} \text{ - transkonduktancja}$$

$$r_{b'e} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{h_{12e} h_{21e}}{h_{22e}} \text{ - rezystancja złącza B' - E}$$

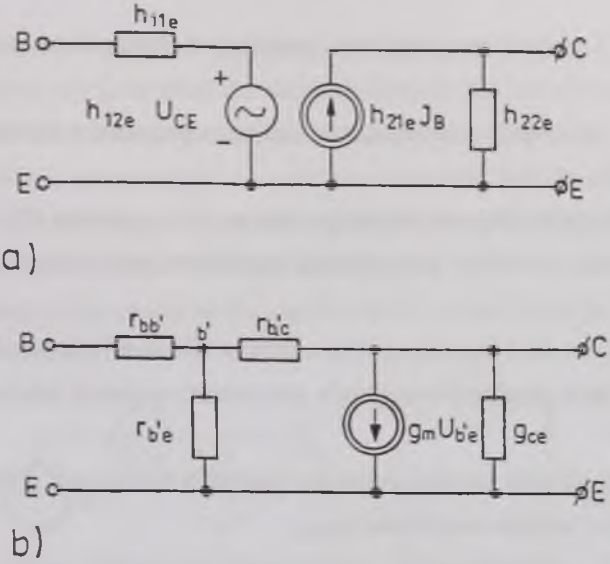
$$r_{b'c} = \frac{h_{21e}}{h_{12e}} \frac{1}{g_m} \text{ - rezystancja złącza B' - C}$$

$$g_{ce} = h_{22e} \text{ - konduktancja wyjściowa}$$

$$h_{11e} = r_{bb'} + r_{b'e} \tag{3.5}$$

$$h_{12e} = \frac{r_{b'c}}{r_{b'e} + r_{b'c}}$$

$$h_{21b} = \frac{g_m}{g_{b'e}} = \beta$$



Rys. 3.7. Elektryczne schematy zastępcze tranzystora w układzie OE: a) model czwórnikowy dla parametrów mieszanych, b) model typu „hybryd-Π"

Pomiędzy modelami dla układu OB przedstawionymi w ćwiczeniu nr 2 a zaprezentowanymi powyżej modelami dla układu OE istnieją ścisłe zależności. Zależności te dla modelu mieszanego mają następującą postać:

$$
\begin{aligned}
h_{11b} &= \frac{h_{11e}}{1+h_{21e}} \\
h_{12b} &= \frac{h_{11e}h_{22e}}{1+h_{21e}} \\
h_{21b} &= -\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}} \\
h_{22b} &= \frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}
\end{aligned}
\qquad (3.6)
$$

3.3. Tematy sprawdzające

1. Wyjaśnić zasadę działania tranzystora bipolarnego w połączeniu dla wspólnego emitera w zakresie aktywnym normalnym i inwersyjnym.
2. Przedstawić i omówić związki pomiędzy modelami tranzystora bipolarnego dla układu OB i OE.

3. Przedstawić i omówić charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego w układzie OE.
4. Przedstawić i porównać charakterystyki statyczne tranzystora bipolarnego w układzie OB i OE.
5. Wymienić i omówić parametry statyczne tranzystora w układzie OE.
6. Omówić różnice pomiędzy parametrami statycznymi tranzystora w układach OB i OE.
7. Zdefiniować i omówić sposoby pomiaru prądów zerowych tranzystora.
8. Omówić napięcie przebicia tranzystora oraz podać i wyjaśnić mechanizmy przebicia.
9. Przedstawić sposób pomiaru napięcia nasycenia tranzystora. Zdefiniować i wyjaśnić pojęcie napięcia nasycenia U_{CEsat}.
10. Przedstawić i wyjaśnić sposób otrzymywania parametrów modeli tranzystora z charakterystyk statycznych.
11. Przedstawić i wyjaśnić sposób otrzymywania charakterystyk przejściowej i zwrotnej w sytuacji, gdy dysponuje się tylko charakterystykami wejściową i wyjściową.

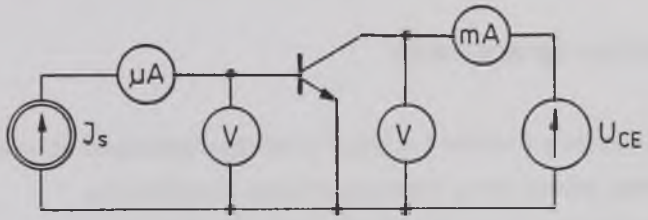
3.4. Aparatura pomiarowa

Do pomiaru charakterystyk statycznych służy uniwersalny tester (patrz dodatek D.1) przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych oraz woltomierze i amperomierze.

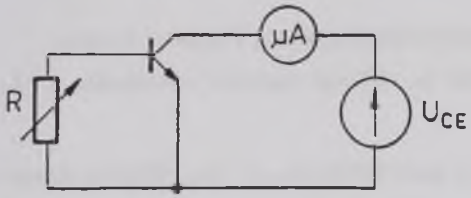
3.5. Program ćwiczenia

1. Wyznaczenie charakterystyki wejściowej $U_{BE} = f(I_B)$
   - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CE} (np.: 0 V, 3 V, 7 V).
2. Wyznaczenie charakterystyki wyjściowej $I_C = f(U_{CE})$
   - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej pięciu wartości prądu I_B (np.: 0 μA, 1 μA, 3 μA, 5 μA, 10 μA).

3. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej $I_C = f(I_B)$
   - pomiar należy przeprowadzić dla wartości napięcia U_{CE} (takich jak w p.1).
4. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej inwersyjnej $I'_C = f(I_B)$
   - pomiar należy przeprowadzić po zamianie miejscami kolektora z emiterem dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CE} (takich samych jak w p. 3).
5. Wyznaczenie charakterystyki zwrotnej $U_{BE} = f(U_{CE})$
   - pomiar należy przeprowadzić dla pięciu wartości prądu I_B (takich jak w p. 2).



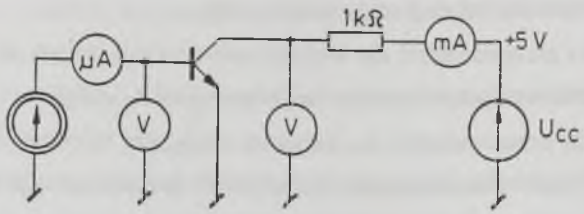
Rys. 3.8. Układ do wyznaczania charakterystyk statycznych



Rys. 3.9. Układ do pomiaru prądów zerowych I_{CEO}, I_{CER}, I_{CES}

6. Pomiar prądów zerowych I_{CEO}, I_{CER}, I_{CES}
   - pomiar należy przeprowadzić w układzie rys. 3.9, każdorazowo dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{CE},
   - dla prądu zerowego I_{CER} pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej trzech wartości opornika R.
7. Pomiar napięcia nasycenia U_{CEsat} i U_{BEsat} dla tranzystorów wykonanych różnymi technologiami (rys. 3.10)
   - w trakcie pomiarów należy zdjąć charakterystykę $U_{CE} = f(I_B)$ poczynając od zakresu aktywnej pracy tranzystora. Jednocześnie należy notować wartości napięcia U_{BE}.
8. Powtórzyć pomiary napięcia nasycenia wg punktu 7 dla tego samego tranzystora w układzie inwersyjnym.

Układy do pomiaru charakterystyk stałych, prądów zerowych i napięć przebicia przedstawiono na kolejnych rysunkach 3.8; 3.9; 3.10.



Rys. 3.10. Układ do pomiaru napięć nasycenia U_{CEsat} i U_{BEsat}

3.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów z punktów 1-5 oraz 7-8 należy przedstawić na wykresach.
2. Dla obranego punktu pracy należy wyznaczyć parametry h_{ije}.
3. Wykorzystując zależności (3.6) należy obliczyć parametry h_{ijb} i porównać z wynikami uzyskanymi w ćwiczeniu 2.
4. Uzyskane wyniki (dla h_{ije}) porównać z danymi katalogowymi. Wyjaśnić różnice.
5. Na podstawie wyznaczonych parametrów h_{ije} obliczyć wartości elementów schematu zastępczego typu „hybryd-Π".
6. Wyznaczyć i porównać ze sobą wartości parametrów β_N, β_I, h_{21e}. Skonfrontować otrzymane wartości z danymi katalogowymi i omówić (wyjaśnić) różnice.
7. Przedyskutować uzyskane wyniki dla pomiarów I_{CEO}, I_{CER}, I_{CES}.
8. Wyznaczyć z wykresów napięcia nasycenia U_{CEsat} i U_{BEsat}. Porównać z danymi katalogowymi.
9. Scharakteryzować przebadane tranzystory wykorzystując wyniki pomiarów i dane katalogowe.

3.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984, s. 217-317.
2. K. Waczyński: Przyrządy półprzewodnikowe. Skrypt Pol. Śl. Nr 2022. Gliwice 1997.

3. P. Reihold: Technika pomiarów tranzystorów. WKŁ, Warszawa 1973, s. 19-40, 81-104.
4. W. Golde: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975, s. 11-48, 120-126, 128-142.
5. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
6. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 4

TRANZYSTOR POLOWY TYPU PN FET

4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z: właściwościami tranzystora polowego złączowego oraz podstawowymi parametrami technicznymi tranzystora PN FET. Program ćwiczenia obejmuje pomiary charakterystyk statycznych oraz wykorzystanie wyników tych pomiarów do wyznaczania podstawowych statycznych parametrów technicznych tranzystora PN FET.

4.2. Wprowadzenie

4.2.1. Wiadomości podstawowe o tranzystorach polowych złączowych

Tranzystorem polowym złączowym (tranzystorem złączowym unipolarnym) nazywamy element półprzewodnikowy sterowany za pomocą pola elektrycznego i posiadający zdolność wzmocnienia sygnałów prądu stałego i zmiennego. W przyrządzie tym sterowanie prądem wyjściowym odbywa się za pomocą poprzecznego pola elektrycznego, które zmienia konduktywność półprzewodnika, z którego wykonano przewodzący kanał tranzystora. Kanałem tym jest struktura złożona z warstwy półprzewodnika typu „n" lub „p". Oba końce kanału zakończone są elektrodami, z których jedna nazywa się źródłem (S), ponieważ dostarcza nośników prądu, a druga drenem (D), ponieważ odbiera te nośniki. W kanale odbywa się transport jednego tylko rodzaju nośników prądu - nośników większościowych, które są elektronami w przypadku materiału typu „n" lub dziurami w przypadku materiału typu „p". Elektroda sterująca nazywana bramką (G) oddzielona jest od kanału za pomocą złącza p-n spolaryzowanego zaporowo.

Podstawowymi technologiami stosowanymi w produkcji tranzystorów złaczowych są technologie epitaksjalne i epiplanarne, a najczęściej wykorzystywanym materiałem jest krzem. Wytwarza się tranzystory o jednorodnym i niejednorodnym rozkładzie koncentracji domieszek w kanale, co jest związane między innymi z grubością kanału. Ogólnie można przyjąć, że tranzystory o grubym kanale posiadają jednorodny rozkład koncentracji domieszek i napięcie odcięcia U_p rzędu kilkunastu woltów, natomiast tranzystory o cienkim kanale posiadają niejednorodny rozkład koncentracji domieszek i napiecie U_p rzędu kilku woltów. Często konstrukcja tranzystora jest symetryczna, co oznacza, że wybór elektrod na dren i źródło jest umowny.

W odróżnieniu od tranzystorów bipolarnych tranzystory złączowe polowe mogą pracować tylko przy zaporowej polaryzacji złacza p-n, istnieje więc tylko jeden sposób polaryzacji:

- kanał typu „n": $U_{DS} > 0$, $U_{GS} < 0$,
- kanał typu „p": $U_{DS} < 0$, $U_{GS} > 0$.

4.2.2. Charakterystyki statyczne

W przypadku tranzystorów polowych najczęściej interesują nas następujące rodziny charakterystyk:

$$I_D = f(U_{GS}, U_{DS}) \begin{cases} I_D = f(U_{GS}) \text{ dla } U_{DS} = \text{const} & \text{(charakterystyka przejściowa)} \\ I_D = f(U_{DS}) \text{ dla } U_{GS} = \text{const} & \text{(charakterystyka wyjściowa)} \end{cases}$$

$$I_G = f(U_{GS}, U_{DS}) = \begin{cases} I_G = f(U_{GS}) \text{ dla } U_{DS} = \text{const} & \text{(charakterystyka wejściowa)} \\ I_G = f(U_{DS}) \text{ dla } U_{GS} = \text{const} & \text{(charakterystyka zwrotna)} \end{cases}$$

Poniżej przedstawiono i omówiono charakterystyki przejściowe, wejściowe i wyjściowe. W praktyce wykorzystywane są przede wszystkim charakterystyki przejściowe i wyjściowe, natomiast charakterystyk zwrotnych nie wykorzystuje się ze względu na pomijalnie mały efekt sprzężenia zwrotnego.

Tranzystor może znajdować się w jednym z czterech podstawowych stanów, tj.:

1) stan odcięcia: $|U_{GS}| > |U_p|$, U_{DS} - dowolne,
2) stan nienazycenia: $|U_{GS}| < |U_p|$, $|U_{DS}| \leq |U_{Dsatp}|$ (inne nazwy: zakres omowy, triodowy),

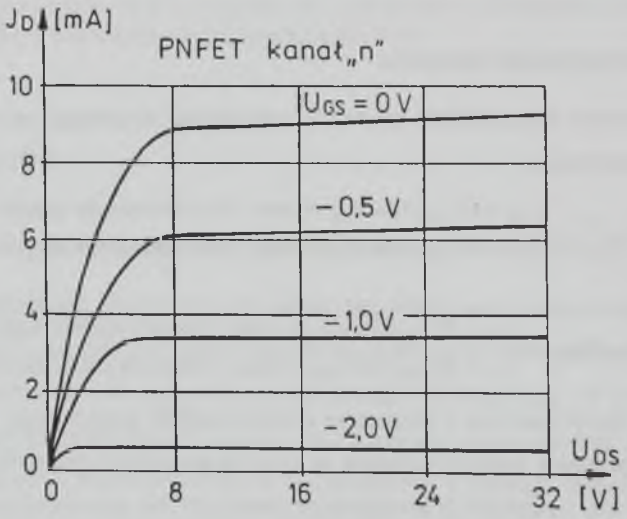
3) stan nasycenia: $|U_{GS}| < |U_p|$, $|U_{DS}| > |U_{Dsat}|$ (inna nazwa - zakres pentodowy),

4) stan powielania lawinowego: $|U_{GS}| < |U_p|$, $|U_{DS}| \geq |U_{DSmax}|$.

Analityczna postać równań admitancyjnych zależy od rozkładu koncentracji i domieszek w kanale. W dalszej części rozważań zamieszczono dwie podstawowe wersje tych równań dla rozkładów równomiernego i szpilkowego.

Charakterystyki wyjściowe

Rodzina charakterystyk wyjściowych została przedstawiona na rys. 4.1. Pole charakterystyk wyjściowych można podzielić na dwa obszary pracy. W obszarze pracy w stanie nienasyconym następuje nieliniowy wzrost prądu J_D spowodowany wzrostem napięcia drenu U_{DS} względem źródła. Parametrem tego procesu jest wartość napięcia bramki U_{GS}. Zjawisko to opisano teoretycznie za pomocą równań (4.1) dla równomiernego rozkładu koncentracji domieszek w kanale oraz (4.2) dla rozkładu szpilkowego:



Rys. 4.1. Charakterystyki wyjściowe tranzystora polowego typun PN FET o kanale typu n

$$I_D = G_{DSO}\left\{U_{DS} - \frac{2}{3}\kappa'\left[\left|\varphi_B - U_{GS} + U_{DS}\right|^{3/2} - \left|\varphi_B - U_{GS}\right|^{3/2}\right]\right\} \tag{4.1}$$

$$I_D = \frac{G_{DSO}}{U_p}\left[(U_{GS} - U_p)U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2}\right] \tag{4.2}$$

gdzie: G_{DSO} - konduktancja kanału całkowicie otwartego ($U_{GS} = 0$),

κ' - parametr materiałowo-konstrukcyjny,

U_p - napięcie odcięcia,

φ_B - napięcie dyfuzyjne bramka - kanał ($\varphi_B \approx 0{,}7$ V dla Si w temp. 25°C).

Dla początkowej części tego obszaru, gdy spełniony jest warunek $0 \leq U_{DS} << U_{Dsat}$, zależności te mają charakter liniowy, co jest wykorzystywane do pracy tranzystora PN FET jako liniowego rezystora o wartości sterowanej napięciem. Wówczas więc:

$$I_D = G_{DSO}\left(1 - \sqrt{\frac{U_{GS}}{U_p}}\right)U_{DS} \tag{4.3}$$

W miarę dalszego wzrostu napięcia U_{DS} zależność $I_D = f(U_{DS})$ jest coraz bardziej nieliniowa, aż z chwilą zrównania się z napięciem nasycenia U_{Dsat} wartość prądu przestaje zależeć od wartości napięcia U_{DS}, przyjmując stałą wartość I_{Dsat} nazywaną prądem nasycenia. Równania (4.1) i (4.2) przyjmują odpowiednio postacie:

$$I_{Dsat} = I_{DSS}\left[1 - 3\frac{U_{GS}}{U_p} + 2\left(\frac{U_{GS}}{U_p}\right)^{3/2}\right] \tag{4.4}$$

$$I_{Dsat} = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \tag{4.5}$$

gdzie: I_{DSS} - wartość prądu nasycenia dla $U_{GS} = 0$.

Występujący w tych równaniach prąd I_{DSS} ma wartość zależną od rozkładu domieszek w obszarze kanału i można go określić z następujących zależności: (4.6) dla rozkładu równomiernego i (4.7) dla rozkładu szpilkowego:

$$I_{DS} = -\frac{G_{DSO}U_p}{3} \tag{4.6}$$

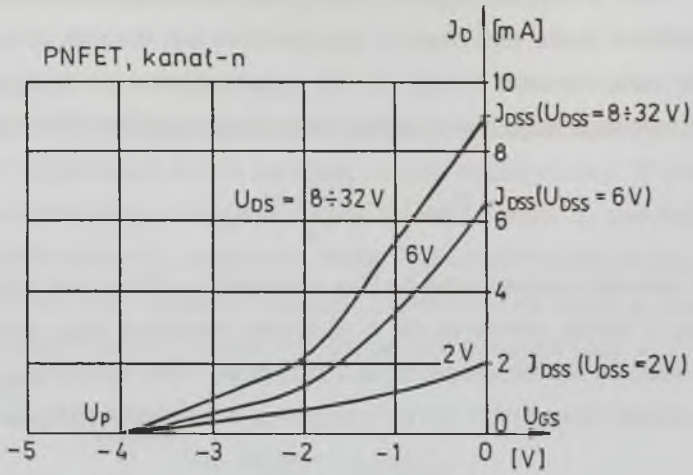
$$I_{DSS} = -\frac{G_{DSO}U_p}{2} \tag{4.7}$$

W rzeczywistym tranzystorze wartość prądu I_D nieznacznie rośnie w zakresie napięć $U_{DS} \geq U_{Dsat}$, co wowołane jest efektem skracania kanału pod wpływem wzrostu wartości napięcia U_{DS}.

Do przedstawionych równań należy podstawić w przypadku kanału typu n - liczbową wartość napięcia U_{DS} ze znakiem + i napięcia U_{GS} ze znakiem –, natomiast

w przypadku kanału typu p odpowiednio napięcie U_{DS} ze znakiem – i napięcie U_{GS} ze znakiem +.

Charakterystyki przejściowe (rys. 4.2)



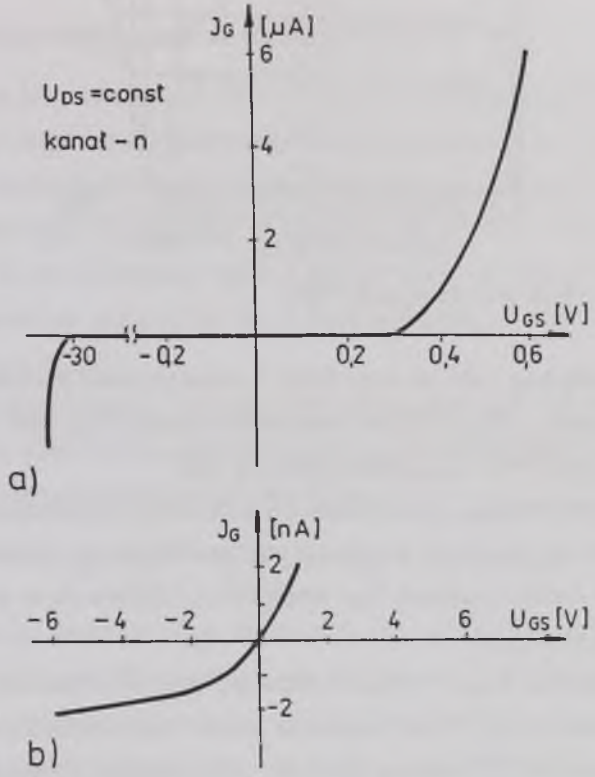
Rys. 4.2. Charakterystyki przejściowe tranzystora PN FET (kanał n)

Charakterystyki przejściowe tranzystorów polowych przedstawiają zależność prądu drenu I_D od napięcia bramki U_{GS}. Ze względu na bardzo niewielką zależność przebiegu tych charakterystyk od napięcia drenu U_{DS} w zakresie nasycenia, w katalogach podaje się jedną charakterystykę dla określonego napięcia U_{DS}. W zakresie nienasycenia zależność ta jest tym bardziej widoczna, im mniejsze jest napięcie U_{DS}.

Charakterystyki wejściowe (rys. 4.3)

Złącze p-n znajdujące się na wejściu tranzystora polowego złączowego normalnie jest spolaryzowane w kierunku zaporowym. Tym samym prąd bramki I_G jest prądem nośników mniejszościowych. Jego wartość dla krzemu w temperaturze 25°C wynosi około 1 nA (rys. 4.3b). Rezystancja wejściowa r_g tranzystora jest rzędu pojedynczych gigaomów. Przy polaryzacji złącza w kierunku przewodzenia rezystancja wejściowa r_g gwałtownie maleje, ale warto zauważyć, że do napięcia U_{GS} rzędu 0,2-0,3 V w dalszym ciągu jest bardzo duża i zawiera się w granicach setek megaomów. Zjawisko to

wykorzystuje się w przypadku zastosowania tranzystora polowego złączowego jako sterowanej napięciem rezystancji.



Rys. 4.3. Charakterystyki wejściowe tranzystora PN FET (kanał n)

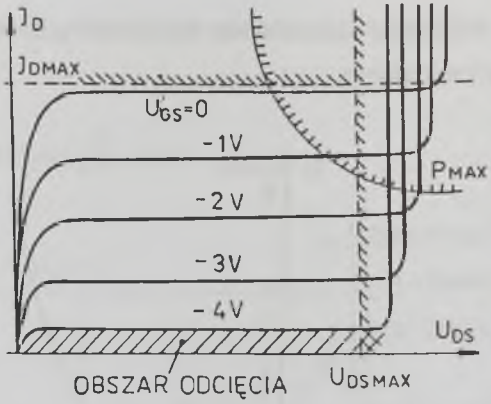
4.2.3. Parametry statyczne tranzystora PN FET

Poniżej omówiono najważniejsze spośród parametrów statycznych tranzystora PN FET.

1. **Maksymalna dopuszczalna moc strat P_{max}** - jest to maksymalna moc, jaka może się wydzielić w obszarze kanału i w obszarze złącza p-n, przy której tranzystor może pracować bez przerwy w sposób długotrwały. Moc ta jest określona z pewnym zapasem przez producenta, w celu zapewnienia określonej niezawodności pracy tranzystora:

$$P_{max} = I_G U_{GS} + I_D U_{DS} = I_D U_{DS}$$

Krzywa mocy admisyjnej jest hiperbolą $I_D = P_{max}/U_{DS}$, co przedstawiono na rys. 4.4.



Rys. 4.4. Dozwolony obszar pracy tranzystora PN FET

2. **Prąd nasycenia I_{DSS}** - jest to prąd drenu I_D płynący przez tranzystor dla bramki zwartej ze źródłem, tj. $U_{GS} = 0$, przy określonym napięciu U_{DS}. Jest to maksymalny dopuszczalny prąd drenu I_{Dmax} (patrz także rys. 4.2).
3. **Prąd upływu bramki I_{GSS}** - jest to całkowity prąd zaporowy płynący przez spolaryzowane zaporowo złącze p-n, w sytuacji gdy zwarto dren ze źródłem, tj. $U_{DS} = 0$, dla określonej wartości napięcia U_{GS}. Napięcie U_{GS} dobiera się w zakresie 0,5-0,8 napięcia przebicia U_{GSS}.
4. **Napięcie przebicia U_{GSS}** - napięcie bramka-źródło U_{GS} mierzone przy zwarciu drenu ze źródłem ($U_{DS} = 0$) dla określonej (rzędu 1 μA) wartości prądu bramki I_G. W tranzystorach PN FET może w tych warunkach nastąpić przebicie złącza bramka-dren na skutek lawinowego powielania ilości nośników płynących przez to złącze.
5. **Napięcie maksymalne U_{DSmax}** - maksymalna, dopuszczalna wartość napięcia U_{DS} ustalona z określonym zapasem względem napięcia przebicia, w celu osiągnięcia założonej niezawodności pracy tranzystora.
6. **Napięcie odcięcia U_P** - napięcie bramka-źródło U_{GS}, przy którym następuje wyłączenie kanału, tj. spadek prądu drenu J_D poniżej pewnej przyjętej wartości (patrz także rys. 4.2).
7. **Rezystancja $r_{DS\,(ON)}$** - rezystancja statyczna między drenem a źródłem dla napięcia $U_{GS} = 0$ i dla $U_{DS} \approx 0$.

$$r_{DS(ON)} = \frac{1}{G_{DSO}}$$

8. **Rezystancja $r_{DS\,(OFF)}$** - rezystancja statyczna między drenem a źródłem przy wyłączonym kanale, tj. $|U_{GS}| > |U_p|$ (typowa wartość ok. $10^{10}\ \Omega$).

4.2.4. Parametry małosygnałowe tranzystora PN FET

Przy sterowaniu tranzystora PN FET małymi sygnałami właściwości ich można opisać za pomocą modeli czwórnikowych, ponieważ tranzystor może wówczas traktować jako element liniowy. Z modeli czwórnikowych najczęściej wykorzystuje się model admitancyjny. Ze względu na bardzo duże wartości rezystancji wejściowej (rzędu GΩ) nie ma trudności z wykonaniem pomiarów wymagających zwierania dla składowej zmiennej wejściowej lub wyjścia tranzystora. Parametry admitancyjne przedstawiono poniżej.

1. **Transkonduktancja g_m** - (konduktancja przejściowa y_{21}) - jest to stosunek przyrostu prądu drenu J_D do powodujacego go przyrostu napięcia bramka-źródło U_{GS} przy stałej wartości napięcia dren-źródło U_{DA}:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad \text{dla } U_{DS} = \text{const},\ \Delta U_{DS} = 0$$

Współczynnik g_m charakteryzuje właściwości wzmacniające tranzystora, przyjmując typowo wartości rzędu kilkunastu mS (zasadniczo wymiar transkonduktancji powinien być wyrażony np. jako mA/V, gdyż prąd i napięcie pochodzą z dwóch róznych obwodów: drenu i bramki). Wartość transkonduktancji nie jest stała, ale ulega zmianom. I tak dla zakresu nienasycenia zależy liniowo od napięcia dren-źródło U_{DS}:

$$g_m = G_{DSO}\frac{U_{DS}}{U_p} \tag{4.8}$$

rosnąc wraz ze wzrostem tego napięcia aż do osiągnięcia wartości maksymalnej, równej G_{DSO} przy zrównaniu się napięć $U_{DS} = U_p$. Nie zależy od napięcia U_{GS}. W zakresie nasycenia wartość transkonduktancji maleje wraz ze wzrostem wartości napięcia U_{GS}, nie zależy natomiast od wartości napięcia drenu U_{DS}.

$$g_m = G_{DSO}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right) \tag{4.9}$$

Przedstawione zależności obowiązują dla szpilkowego rozkładu koncentracji domieszek w kanale tranzystora. Zależności dla rozkładu liniowego może otrzymać z równań (4.1) i (4.4), różniczkując je zgodnie z definicją transkonduktancji.

2. **Konduktancja wyjściowa g_{ds} (g_{22})** - jest to konduktancja dynamiczna kanału mierzona pomiędzy drenem a źródłem przy stałej wartości napięcia U_{GS}, przy zwarciu wejścia dla sygnału zmiennoprądowego $\Delta U_{GS} = 0$

$$g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \text{ dla } U_{GS} = \text{const},\ \Delta U_{GS} = 0$$

Konduktancja wyjściowa

$$g_{ds} = G_{DSO}\left(\frac{U_{GS}}{U_p} - \frac{U_{DS}}{U_p} - 1\right) \tag{4.10}$$

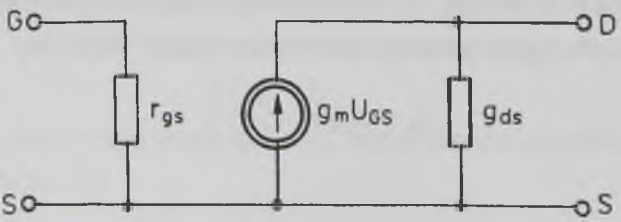
maleje liniowo ze wzrostem napięcia drenu U_{DS} w obrębie zakresu nienasycenia, przyjmując teoretycznie wartość równą zeru w obszarze nasycenia. W rzeczywistości przyjmuje ona wartość skończoną, rzędu kilku - kilkunastu nS, co jest efektem skracania długości kanału przy wzroście napięcia drenu U_{DS}. Na charakterystykach wejściowych objawia się to nachyleniem różnym od zera.

3. **Konduktancja wejściowa g_d (g_{11})** - jest to dynamiczna konduktancja złącza p-n spolaryzowanego zaporowo, mierzona przy zwartym wyjściu ($\Delta U_{DS} = 0$) dla określonej wartości napięcia U_{DS}.

$$g_d = \frac{\partial I_G}{\partial U_{GS}} \text{ dla } U_{DS} = \text{const},\ \Delta U_{DS} = 0$$

Typowe wartości konduktancji wejściowej mieszczą się w granicach setek MΩ - pojedynczych GΩ.

Za pomocą zdefiniowanych parametrów otrzymuje się elektryczny schemat zastępczy tranzystora typu PN FET, dla zakresu małych częstotliwości (rys. 4.5).



Rys. 4.5. Elektryczny schemat zastępczy tranzystora PN FET

4.3. Tematy sprawdzające

1. Wyjaśnić zasadę działania tranzystora polowego PN FET.
2. Wyjaśnić zasadę działania tranzystora MESFET.
3. Przedstawić i omówić model tranzystora PN FET.
4. Omówić parametry statyczne tranzystora polowego JFET.
5. Przedstawić i omówić charakterystyki statyczne tranzystora PN FET.
6. Przedstawić i omówić sposób wyznaczania takich parametrów tranzystora PN FET jak: g_m, G_{GSO}, g_{ds}, g_d, U_p, I_{DSS}, U_{DSS}.
7. Przedstawić i omówić sposoby rozkładu koncentracji w kanale oraz ich wpływ na właściwości tranzystora polowego.
8. Przedstawić i omówić metody charakterystyk statycznych tranzystorów polowych (co najmniej dwie).
9. Przedstawić i omówić zjawisko przebicia napięciowego w tranzystorze polowym typu PN FET.
10. Zdefiniować i omówić współczynnik wzmocnienia napięciowego tranzystora polowego typu PN FET.
11. Dlaczego tranzystor polowy jest nazywany równiez tranzystorem unipolarnym?

4.4. Aparatura pomiarowa

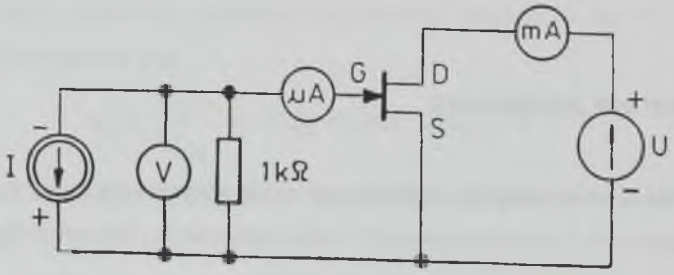
Do pomiaru charakterystyk statycznych służą uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych oraz woltomierze i amperomierze.

4.5. Program ćwiczenia

1. Pomiar napięcia odcięcia U_p. Za napięcie odcięcia przyjąć takie napięcie U_{GS}, przy którym prąd drenu $I_D < 100$ μA. Pomiar przeprowadzić dla czterech wartości napięcia U_{DS}.

2. Wyznaczenie charakterystyki wyjściowej $I_D = f(U_{DS})$
   - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej sześciu wartości napięcia bramki U_{DS}, w tym dla $U_{GS} = 0$, $U_{GS} = U_P$, $U_{GS} = U_P + 0{,}1$ V,
   - w trakcie pomiaru należy przyjąć co najmniej dziesięć wartości napięcia U_{DS}.
3. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej $I_D = f(U_{GS})$
   - pomiar należy przeprowadzić dla co najmniej pięciu wartości napięcia drenu U_{DS} (np.: 0 V, 3 V, 5 V, 10 V).
4. Zamienić miejscami dren ze źródłem. Przeprowadzić pomiar charakterystyki wyjściowej $I_S = f(U_{SD})$ wg punktu 2.
5. Przy zamienionym miejscami drenie ze źródłem zmierzyć charakterystyki przejściowe $I_S = f(U_{SG})$ wg punktu 3.
6. Wyznaczenie charakterystyki wejściowej $I_G = f(U_{SG})$
   - pomiary przeprowadzić dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{DS1}, napięcie U_{GS} zmieniać w granicach od 0 do 2 U_p, a następnie odwrócić polaryzację i zmieniać napięcie od 0 do +0,5 V (kanał n) lub 0 do -0,5 V (kanał p).

Podstawowy układ do badania tranzystorów polowych złączowych przedstawiono na rys. 4.6.



Rys. 4.6. Układ do pomiaru charakterystyk statycznych

4.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów z punktów 2-6 przedstawić na wykresach.
2. Dla obranego punktu pracy (w obszarze dozwolonym) wyznaczyć z charakterystyk parametry g_d, g_m, g_{ds} elektrycznego schematu zastępczego.

3. Wyznaczyć i podać wartości parametrów statycznych: I_{DSS}, U_{DSS}, U_P, G_{DSO}, $r_{DS(ON)}$, $r_{DS(OFF)}$.
4. Sprawdzić zgodność wyników otrzymanych przy obliczaniu transkonduktancji wg wzorów (4.8) i (4.9) z wynikami uzyskanymi za pomocą charakterystyk statycznych. Obliczyć i wykreślić zmianę transkonduktancji g_m w całym przebadanym zakresie nasycenia obydwoma metodami.
5. Sprawdzić zgodność wyników otrzymanych przy obliczaniu konduktancji wyjściowej wg wzoru (4.10) z wynikami uzyskanymi za pomocą charakterystyk statycznych. Przedstawić zmiany konduktancji wyjściowej w całym przebadanym zakresie.
6. Porównać charakterystyki otrzymane normalnie i po zmianie miejscami drenu ze źródłem. To samo dotyczy parametrów statycznych i małosygnałowych.
7. Na podstawie pomiarów wyznaczyć charakterystykę $R_{DS} = f(U_{GS})$.
8. Scharakteryzować przebadane tranzystory wykorzystując wyniki pomiarów oraz dane katalogowe.

4.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984, s. 317-342.
2. Z. Korzec, T. Kacprzak: Tranzystory polowe złączowe. WNT, Warszawa 1984, s. 15-66, 109-123.
3. K. Waczyński: Przyrządy półprzewodnikowe. Skrypt Pol. Śl. nr 2022. Gliwice 1997.
4. W. Golde: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975.
5. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
6. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 5

TRANZYSTOR POLOWY TYPU MIS

5.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z: własnościami tranzystora polowego z izolowaną bramką oraz podstawowymi parametrami technicznymi tranzystora MIS FET. Program ćwiczenia obejmuje pomiary charakterystyk statycznych oraz wykorzystanie wyników tych pomiarów do wyznaczania podstawowych parametrów technicznych tranzystora MIS FET.

5.2. Wprowadzenie

5.2.1. Wiadomości ogólne

Tranzystorem polowym z izolowaną bramką (tranzystorem unipolarnym z izolowaną bramką) nazywamy element półprzewodnikowy sterowany za pomocą pola elektrycznego i posiadający zdolności wzmacniania sygnałów prądu stałego i zmiennego. W przyrządzie tym, podobnie jak w tranzystorze polowym typu PN FET, sterowanie prądem wyjściowym odbywa się za pomocą poprzecznego pola elektrycznego zmieniającego konduktywność półprzewodnika, z którego wykonano tranzystor. W odróżnieniu do tranzystora PN FET elektroda sterująca (bramka) oddzielona jest od kanału za pomocą dielektryka, którym najczęściej jest warstwa SiO_2 (stąd bierze się także nazwa MOS FET). Ze względu na konstrukcję kanału tranzystory te dzielimy na tranzystory z kanałem zubożanym i wzbogacanym. Tranzystory z kanałem zubożanym charakteryzują się istnieniem wbudowanej technologicznie (metodą dyfuzji, implantacji lub epitaksji) lub indukowanej warstwy przewodzącej pomiędzy obszarami źródła i drenu, o tym samym typie przewodnictwa co te obszary. Dzięki temu przy zerowej polaryzacji bramki $U_{GS} = 0$ przez tranzystor płynie duży prąd drenu I_D.

Mówimy wówczas, że tranzystor jest normalnie włączony. W związku z tym tranzystory tego typu posiadają możliwość dwóch stanów pracy:

- ze zubożaniem, gdy wzrost bezwzględnej wartości napięcia U_{GS} (kanał n: $U_{GS} < 0$, kanał p: $U_{GS} > 0$) powoduje zmniejszenie się konduktywności kanału i spadek wartości prądu drenu I_D,
- ze wzbogacaniem, gdy wzrost bezwzględnej wartości napięcia U_{GS} o przeciwnej polaryzacji (kanał n: $U_{GS} > 0$, kanał p: $U_{GS} < 0$) powoduje wzrost konduktywności kanału, a tym samym wzrost wartości prądu drenu I_D.

Tranzystory z kanałem wzbogacanym charakteryzują się brakiem warstwy przewodzącej pomiędzy źródłem a drenem przy braku polaryzacji bramki, tj. $U_{GS} = 0$. W tym stanie konduktywność kanału jest bliska zera - tranzystor jest normalnie wyłączony. Pojawienie się napięcia $U_{GS} \neq 0$ (kanał n: $U_{GS} < 0$) powoduje powstanie warstwy inwersyjnej o przeciwnym typie przewodnictwa względem podłoża, a tym samym co obszary źródła i drenu. Wzrost bezwzględnej wartości tego napięcia jest przyczyną wzrostu konduktywności kanału, a więc i wartości prądu drenu I_D. Niektóre typy tranzystorów MISFET posiadają wyprowadzoną czwartą elektrodę zwaną podłożem B. Podłoże oddzielone jest od kanału za pomocą złącza p-n. Zaporowe spolaryzowanie tej elektrody ($U_{BS} < 0$ dla kanału n) powoduje wzrost rezystancji kanału poprzez zmniejszenie jego grubości. Podłoże można więc traktować jako dodatkową bramkę, za pomocą której można modulować konduktancję kanału, a więc wartość prądu drenu I_D.

Odmianę tranzystorów polowych typu MISFET stanowią tranzystory dwubramkowe posiadające dwie izolowane bramki umieszczone szeregowo pomiędzy źródłem a drenem. Tranzystor ten można traktować jako szeregowe połączenie dwóch typowych tranzystorów MISFET, a jego podstawową zaletą jest duża wartość transkonduktancji g_m, której wartość można zmieniać za pomocą napięcia drugiej bramki U_{GS2}. Znalazło to zastosowanie we wzmacniaczach p.cz. i w.cz. z automatyczną regulacją wzmocnienia, w układach modulacji, demodulacji i przemiany częstotliwości.

Tranzystory typu MISFET wykonywane są najczęściej z krzemu monokrystalicznego, z kanałem typu n (NMOS) lub p (PMOS). Tranzystory o kanale typu n charakteryzują się większymi wartościami transkonduktancji g_m niż tranzystory z kanałem typu p. Podobnie jak tranzystor polowy złączowy, tranzystor polowy z izolowaną bramką z kanałem wzbogaconym posiada tylko jeden sposób polaryzacji:

– kanał typu n - $U_{DS} > 0$, $U_{GS} \geq 0$, $U_{BS} \leq 0$,

– kanał typu p - $U_{DS} < 0$, $U_{GS} \leq 0$, $U_{BS} \geq 0$.

Tranzystory te stosowane są głównie w technice cyfrowej. Natomiast tranzystor z kanałem zubożanym różni się możliwością dwubiegunowej polaryzacji bazy, przy zachowaniu pozostałych warunków bez mian. Te tranzystory znalazły głównie zastosowanie w technice analogowej.

5.2.2. Charakterystyki statyczne

W przypadku tranzystorów polowych z izolowaną bramką interesują nas rodziny charakterystyk wyjściowych i przejściowych, tj.:

$$I_D = f(U_{GS}, U_{DS}) \begin{cases} I_D = f(U_{GS}) & \text{dla } U_{DS} = \text{const} \\ I_D = f(U_{DS}) & \text{dla } U_{GS} = \text{const} \end{cases}$$

Tranzystor może się znajdować w jednym z czterech podstawowych stanów, tj.:

1) stan odcięcia: $U_{GS} > U_T$, U_{DS} dowolne - kanał typu n

$U_{GS} < U_T$, U_{DS} dowolne - kanał typu p

2) stan nienasycenia: $U_{GS} < U_T$, $U_{DS} \leq U_{Dsat}$ - kanał typu n

$U_{GS} > U_T$, $U_{DS} \geq U_{Dsat}$ - kanał typu p

3) stan nasycenia: $U_{GS} < U_T$, $U_{DS} > U_{Dsat}$ - kanał typu n

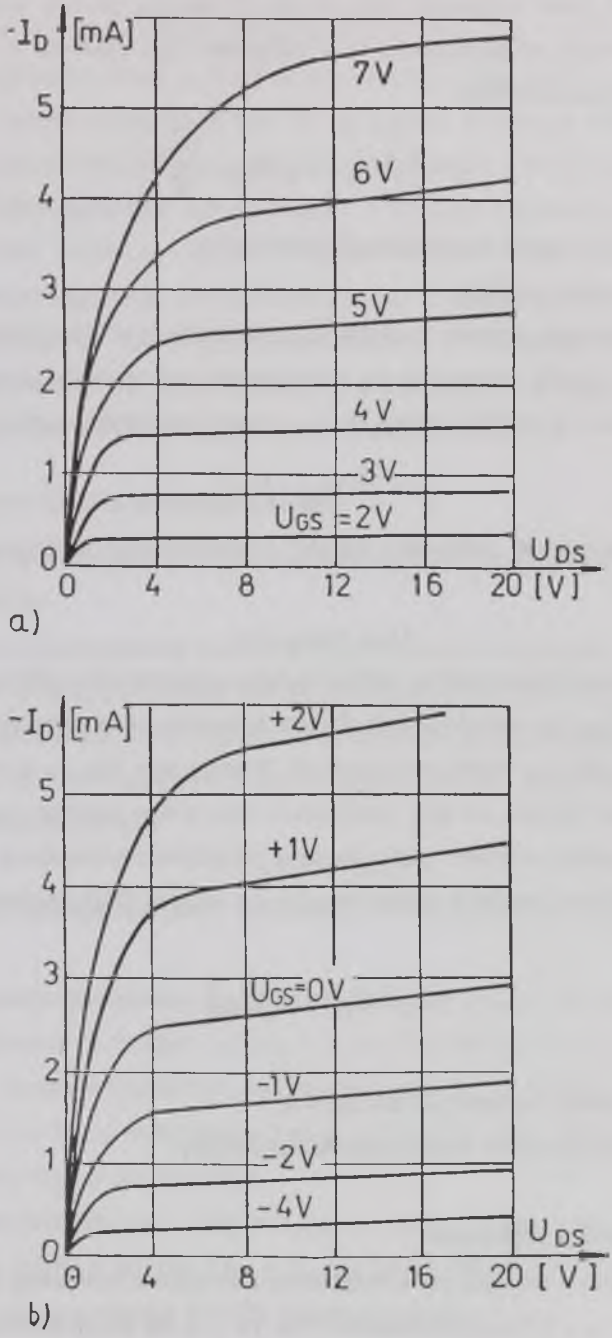
$U_{GS} > U_T$, $U_{DS} < U_{Dsat}$ - kanał typu p

4) stan powielenia lawinowego: $U_{GS} < U_T$, $U_{DS} \geq U_{DSmax}$ - kanał typu n

$U_{GS} > U_T$, $U_{DS} \leq U_{DSmax}$ - kanał typu p

Charakterystyki wyjściowe

Rodzina charakterystyk wyjściowych dla tranzystora z kanałem wzbogacanym została przedstawiona na rys. 5.1a, natomiast z kanałem zubożanym na rys. 5.1b. W obu przypadkach pole charakterystyk wyjściowych można podzielić na obszary pracy w stanie nienasyconym i nasyconym. W początkowej części stanu nienasyconego, gdy $U_{DS} << U_{GS}$, następuje liniowy wzrost prądu drenu I_D przy wzroście napięcia U_{DS}. W miarę dalszego wzrostu napięcia U_{DS} pojawia się nieliniowy spadek napięcia na rezystancji kanału, będący przyczyną zmian natężenia pola w jego obrębie,



Rys 5.1. Charakterystyki wyjściowe tranzystorów MOSFET z kanałem typu n: a) wzbogacanym, b) zubożanym

co prowadzi do zmian rezystancji tego kanału. W efekcie zostaje naruszona liniowa zależność pomiędzy prądem drenu J_D a napięciem U_{DS}. Zjawisko to opisano teoretycznie za pomocą równania:

$$I_D = \beta\left[(U_{GS} - U_T)U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2}\right] \tag{5.1}$$

gdzie: β - współczynnik materiałowo-konstrukcyjny,

U_T - napięcie progowe.

W miarę dalszego wzrostu napięcia U_{DS} zależność $I_D = f(U_{DS})$ jest coraz bardziej nieliniowa, a z chwilą zrównania się z napięciem nasycenia U_{Dsat} wartość prądu I_D przestaje zależeć od wartości napięcia U_{DS}, przyjmując wartość daną równaniem:

$$I_D = \frac{1}{2}\beta(U_{GS} - U_T)^2 \tag{5.2}$$

Moment ten nazywamy „odcięciem kanału", a wartość tego napięcia można obliczyć ze wzoru:

$$U_{Dsat} = U_{GS} - U_T \tag{5.3}$$

W rzeczywistym tranzystorze wartość prądu I_D nieznacznie rośnie w zakresie napięcia $U_{DS} > U_{Dsat}$, co wywołane jest efektem skracania kanału pod wpływem wzrostu wartości napięcia U_{DS}. Polaryzacja podłoża B napięciem $|U_{BS}| > 0$ powoduje wzrost konduktywności kanału, co przy zachowaniu bez zmian wartości napięć U_{GS} i U_{DS} prowadzi do spadku wartości prądu drenu I_D. Fizycznie odpowiada to wzrostowi bezwzględnej wartości napięcia progowego U_T we wzorze (5.2) zgodnie z przybliżoną zależnością:

$$U_T = U_{TO} + A\sqrt{|U_{BS}|} \tag{5.4}$$

gdzie: U_{TO} - wartość napięcia U_T dla $U_{BS} = 0$,

A - współczynnik materiałowo-konstrukcyjny.

Charakterystyki przejściowe

Charakterystyki przejściowe tranzystorów polowych z izolowaną bramką ilustrujące zależności $I_D = f(U_{GS})$ przedstawiono na rys. 5.2 dla tranzystorów NMOS z kanałem zubożanym (a) i wzbogacanym (b). W zakresie nasycenia, podobnie jak dla tranzystorów PN FET, zależność tej charakterystyki od napięcia U_{DS} jest bardzo mała (por. rys. 4.2). Natomiast polaryzacja podłoża napięciem U_{BS} powoduje zmiany

przebiegu tej charakterystyki przedstawione na rys. 5.2. Na rysunku zaznaczono napięcie progowe U_T; jest to takie napięcie bramki U_{GS}, przy którym potencjał powierzchniowy półprzewodnika φ_s spełnia warunek, $\varphi_s = 2\varphi_F$, gdzie φ_F to potencjał Fermiego dla danego półprzewodnika. W tej sytuacji potencjały półprzewodnika i izolatora są wyrównane (innymi słowy - ładunek bramki kompensuje ładunki powierzchniowe półprzewodnika, ładunki będące rezultatem kontaktowej różnicy potencjałów i ładunki podłoża). Wzrost napięcia bramki U_{GS} powyżej wartości $U_T(\varphi_s > 2\varphi_F)$ zapoczątkowuje powstawanie kanału n łączącego obszary n^+ drenu i źródła (w tranzystorach PMOS oczywiście kanału p). W przypadku tranzystora dwubramkowego obserwujemy wyraźną zależność przebiegu charakterystyki przejściowej od napięcia drugiej bramki U_{GS2}, co przedstawiono na rys. 5.3.

5.2.3. Parametry statyczne tranzystora MIS

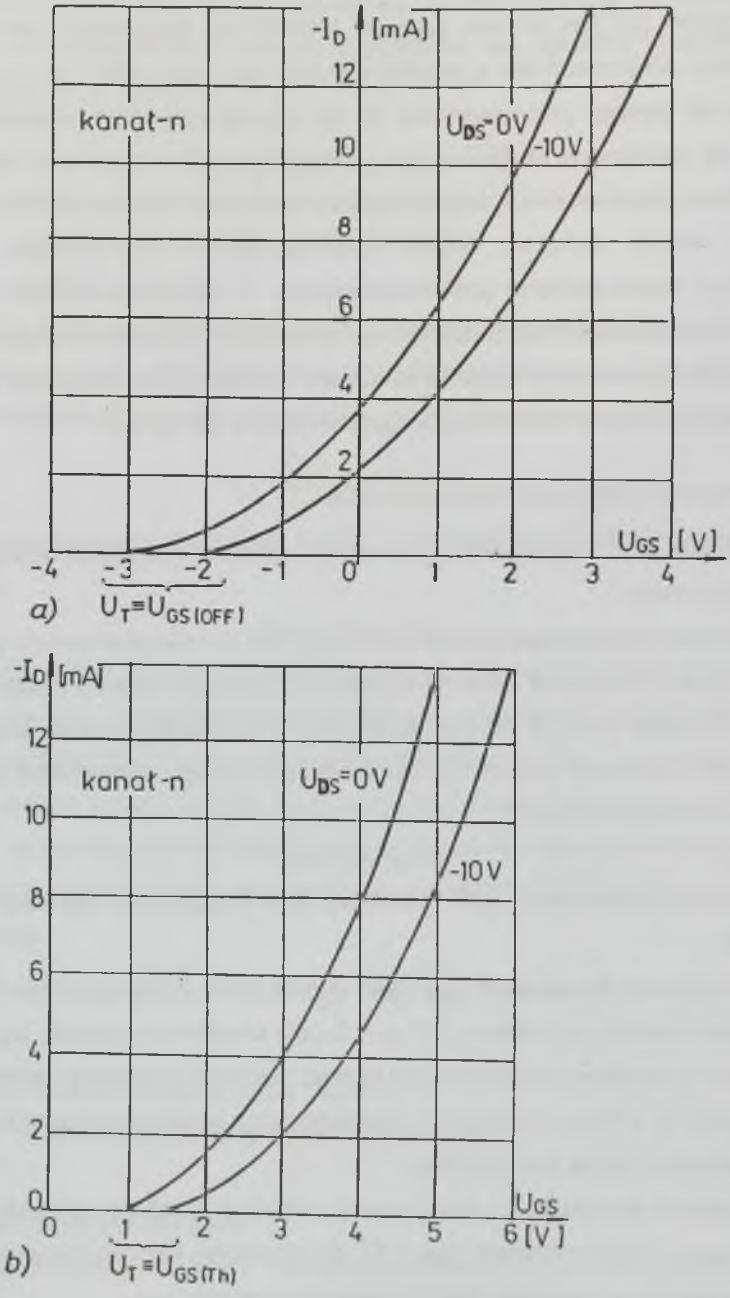
Poniżej omówiono najważniejsze parametry statyczne tranzystora MIS podawane przez producentów.

1. **Maksymalna dopuszczalna moc strat P_{max}** - jest to maksymalna moc, jaka może się wydzielić w obszarze kanału (i w obszarze złącza p-n elektrody podłoża), przy której tranzystor może pracować bez przerwy w sposób długotrwały. Moc ta określona jest z pewnym zapasem przez producenta w celu zapewnienia określonej niezawodności tranzystora:

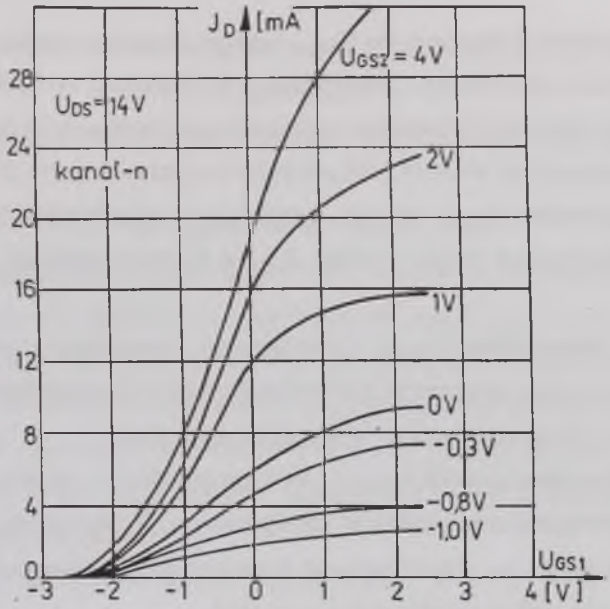
$$P_{max} = I_D U_{DS}$$

Krzywa mocy admisyjnej jest hiperbolą, $I_D = P_{max}/U_{DS}$, co przedstawiono na rys. 5.4.

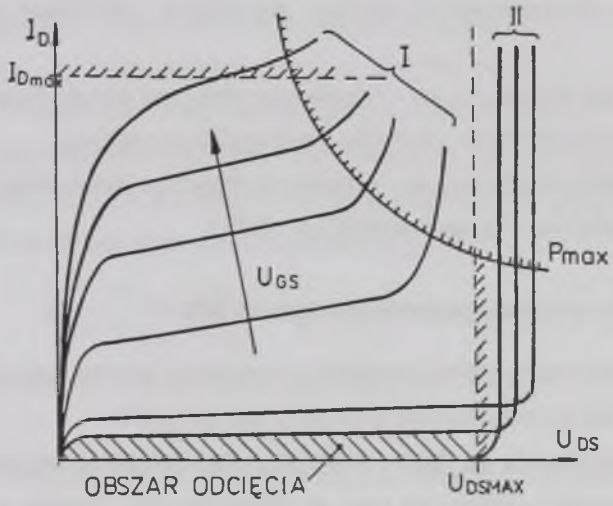
2. **Prąd nasycenia tranzystora I_{DSS}** - jest to prąd drenu I_D płynący przez tranzystor dla bramki zwartej ze źródłem, tj. $U_{GS} = 0$, przy określonym napięciu U_{DS}. W tranzystorach z kanałem zubożanym jest to prąd mierzony w zakresie nasycenia charakterystyki $I_D = f(U_{DS})$, natomiast w tranzystorach z kanałem wzbogacanym jest to prąd wsteczny złącza dren-podłoże.
3. **Prąd upływu bramki I_{GSS}** - prąd płynący pomiędzy bramką a kanałem mierzony przy zwarciu źródła z drenem ($U_{DS} = 0$), dla określonej wartości napięcia U_{GS}, zawierającego się w granicach 50-80% napięcia przebicia U_{GSS}.



Rys. 5.2. Charakterystyki przejściowe tranzystorów NMOS z kanałem: a) zubożanym, b) wzbogacanym



Rys. 5.3. Charakterystyki przejściowe dwubramkowego tranzystora NMOS z kanałem zubożanym



Rys. 5.4. Dozwolony obszar pracy tranzystora MIS: I - przebicie kanału między drenem a źródłem w stanie przewodzenia tranzystora, II - przebicie złącza dren - podłoże w stanie odcięcia tranzystora

4. **Napięcie przebicia dren-źródło U_{DSS}** - napięcie przebicia kanału pomiędzy drenem a źródłem przy zwarciu bramki (U_{GS} = 0). Parametr ten jest podawany dla tranzystorów polowych z kanałem wzbogacanym. Mechanizmy tego przebicia to procesy lawinowe lub skrośne (charakterystyki obszaru II na rys. 5.4).
5. **Napięcie przebicia U_{GSS}** - napięcie przebicia pomiędzy bramką a podłożem przy zwartych elektrodach drenu i źródła (U_{DS} = 0) dla określonej wartości prądu bramki I_G.
6. **Napięcie maksymalne U_{DSmax}** - maksymalne, dopuszczalna wartość napięcia U_{DS} ustalona przez producenta z określonym zapasem względem napięcia przebicia, w celu osiągnięcia założonej niezawodności pracy.
7. **Napięcie progowe bramki $U_{GS(th)}$** - napięcie bramki U_{GS} powodujące włączenie kanału w tranzystorach z kanałem wzbogacanym. Przyjmuje się, że jest to taka wartość napięcia U_{GS}, przy której prąd drenu osiąga określoną wartość (np. 1 μA lub 10 μA) przy ustalonej wartości napięcia U_{DS}.
8. **Napięcie odcięcia bramki $U_{GS(OFF)}$** - napięcie bramki U_{GS} powodujące włączenie kanału w tranzystorach z kanałem zubożanym. Określone analogicznie jak $U_{GS(th)}$.
9. **Rezystancja kanału $r_{DS(ON)}$** - rezystancja statyczna kanału tranzystora w stanie nasycenia mierzona dla warunków maksymalnego prądu I_D.
10. **Rezystancja kanału $r_{DS(OFF)}$** - rezystancja statyczna kanału tranzystora mierzona w stanie zatkania. Typowa wartość ok. 10^{10} Ω.

5.2.4. Parametry małosygnałowe tranzystora MIS

W przypadku tranzystorów polowych z izolowaną bramką najczęściej do analizy małosygnałowej wykorzystuje się parametry admitancyjne:

1. **Transkonduktancja g_m (g_{21})** - charakteryzuje właściwości wzmacniające tranzystora przyjmując wartości od kilku do kilkunastu mS. Zgodnie z definicją jest to stosunek przyrostu prądu drenu I_D do powodującego go przyrostu napięcia bramki U_{GS} przy stałej wartości napięcia drenu U_{DS} = const.

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad \text{dla} \quad U_{DS} = \text{const},\ \Delta U_{DS} = 0.$$

W zakresie nienasycenia, po zróżniczkowaniu równania (5.1), otrzymamy wyrażenie:

$$g_m = \beta U_{DS} \tag{5.5}$$

natomiast w zakresie nasycenia, w efekcie zróżniczkowania równania (5.2), otrzymujemy:

$$g_m = \beta(U_{GS} - U_T) \approx 2\, I_D (U_{GS} - U_T)^{-1} \tag{5.6}$$

Zgodnie z otrzymanymi wyrażeniami należy oczekiwać liniowej zależności transkonduktancji g_m od napięcia U_{DS} w zakresie nienasycenia przy braku zależności od napięcia U_{GS}, w zakresie nasycenia natomiast odwrotnie - znika zależność od napięcia drenu, pojawia się jednak zależność od wartości napięcia bramki U_{GS}.

Następnym czynnikiem wpływającym na wartość transkonduktancji jest napięcie podłoża. Wraz ze wzrostem wartości napięcia U_{BS} rośnie konduktancja kanału, co prowadzi do spadku wartości g_m.

W pierwszym przybliżeniu ilustruje to równanie:

$$g_m = g_{mo} \pm D_{gm} U_{BS} \tag{5.7}$$

gdzie: g_{mo} - transkonduktancja dla $U_{BS} = 0$,

$D_{gm} = g_m/\Delta U_{BS}$ - nachylenie charakterystyki $g_m = f(U_{BS})$,

o typowych wartościach (50-100) mS/V

(znak „+" obowiązuje w przypadku kanału n, znak „-" dla p).

2. **Konduktancja wyjściowa g_{ds} (g_{22})** - jest to konduktancja dynamiczna kanału mierzona pomiędzy drenem a źródłem przy stałej wartości napięcia U_{GS}, dla zwarcia wejścia dla małych sygnałów zmiennoprądowych $\Delta U_{GS} = 0$.

$$g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \quad \text{dla} \quad U_{GS} = \text{const},\ \Delta U_{GS} = 0.$$

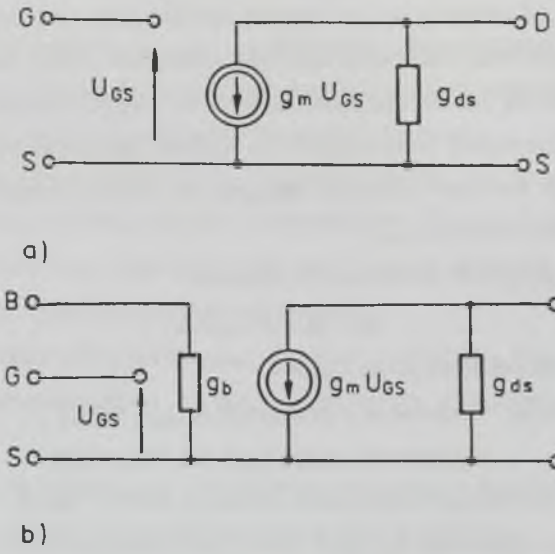
Różniczkując równanie (5.1), otrzymujemy wyrażenie na g_{ds}:

$$g_{ds} = \beta(U_{GS} - U_T - U_{DS}) \tag{5.8}$$

Z wyrażenia tego wynika, że w obrębie zakresu nienasycenia wartość konduktancji wyjściowej maleje liniowo ze wzrostem wartości napięcia drenu U_{DS}. W obszarze nasycenia przyjmuje ona wartość rzędu kilku - kilkunastu nS, co wynika ze zjawiska skracania długości kanału.

3. **Konduktancja wejściowa g_b** - jest to konduktancja spolaryzowanego zaporowo złącza „p-n". Typowe wartości wynoszą, podobnie jak w tranzystorach PN FET, od setek MΩ do pojedynczych GΩ.

Elektryczne schematy zastępcze dla tranzystora polowego z izolowaną bramką bez wyprowadzonego podłoża i z wyprowadzonym podłożem przedstawiono na rys.5.5.



Rys. 5.5. Elektryczne schematy zastępcze tranzystorów MIS (kanał n)

5.3. Tematy sprawdzające

1. Wyjaśnić zasadę działania tranzystora MIS FET.
2. Omówić i wyjaśnić różnice pomiędzy tranzystorami z kanałem zubożanym i wzbogacanym.
3. Co to są tranzystory MESFET?
4. Przedstawić podobieństwa i różnice pomiędzy tranzystorami PN FET a MIS FET.
5. Omówić parametry statyczne tranzystora MOS FET.
6. Przedstawić i omówić charakterystyki statyczne tranzystorów MIS FET.
7. Omówić zasadę działania i właściwości tranzystorów IG FET z podwójną bramką.
8. Przedstawić i omówić sposoby pomiaru parametrów statycznych tranzystorów IG FET.

9. Przedstawić wpływ napięcia podłoża na własności tranzystora IG FET.
10. Przedstawić zasady polaryzacji tranzystorów polowych, porównać je z zasadami polaryzacji tranzystorów bipolarnych.
11. Wyprowadzić zależność (5.9).
12. Wyjaśnić zjawisko trwałego uszkadzania tranzystorów MOS FET przy dotykaniu palcami elektrod. Podać sposoby zabezpieczania się przed tym zjawiskiem.

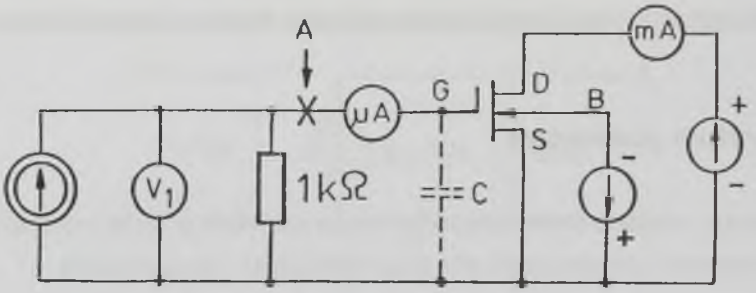
5.4. Aparatura pomiarowa

Do pomiaru charakterystyk statycznych służą uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych oraz woltomierze i amperomierze.

5.5. Program ćwiczenia

1. Pomiar napięcia bramki $U_{GS(OFF)}$ (lub napięcia progowego bramki $U_{GS(th)}$). Za napięcie odcięcia przyjąć takie napięcie U_{GS}, przy którym prąd drenu $I_D << 100\ \mu A$. Pomiar przeprowadzić dla 4 wartości napięcia U_{DS}.
2. Wyznaczenie charakterystyki wyjściowej $I_D = f(U_{DS})$:
   - pomiary należy przeprowadzić dla co najmniej sześciu wartości napięcia bramki U_{GS} (w tym dla $U_{GS} = 0$, $U_{GS} = U_T$),
   - w przypadku tranzystora z wyprowadzonym podłożem należy pomiary powtórzyć dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{BS} (w tym $U_{BS} = 0$).
3. Zamienić miejscami dren ze źródłem i powtórzyć pomiary z punktu 2.
4. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej $I_D = f(U_{GS})$:
   - pomiary należy przeprowadzić dla co najmniej pięciu wartości napięcia drenu U_{DS} (w tym dla $U_{DS} = 0$),
   - w przypadku tranzystora z wyprowadzonym podłożem należy pomiary powtórzyć dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{BS} (w tym $U_{BS} = 0$).
5. Zamienić miejscami dren ze źródłem i powtórzyć pomiary z p. 4.
6. Wyznaczyć charakterystykę $I_D = f(U_{DS})$:
   - pomiary przeprowadzić dla zwarcia ramki z drenem ($U_{GD} = 0$).

7. Dla tranzystora z wyprowadzonym podłożem zdjąć charakterystykę $I_D = f(U_{BS})$. Pomiar przeprowadzić dla U_{DS} = const oraz dla co najmniej trzech wartości napięcia U_{GS} (w tym $U_{GS} = 0$).
8. Zmierzyć rezystancję wejściową tranzystora w układzie przedstawionym na rys. 5.6.



Rys. 5.6. Układ do pomiaru charakterystyk statycznych

Aby zmierzyć rezystancję wejściową, należy do układu włączyć kondensator C, a następnie rozewrzeć układ w punkcie A. W celu oszacowania rezystancji wejściowej należy obserwować przebieg prądu drenu w czasie, dokonując pomiaru dwóch wartości:

I_{D1} - w czasie t_1,

I_{D2} - w czasie t_2.

Następnie z uzyskanej uprzednio charakterystyki przejściowej $I_D = f(U_{GS})$ dla U_{DS} = const odczytać odpowiednie wartości U_{GS1} i U_{GS2}. Rezystancję wyznaczyć ze wzoru:

$$R = \frac{t_2 - t_1}{C \ln \frac{U_{GS1}}{U_{GS2}}} \tag{5.9}$$

5.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów z punktów 2-7 przedstawić na wykresach.
2. Dla obranego punktu pracy (w obszarze dozwolonym) wyznaczyć z charakterystyk parametry g_m, g_{ds}, g_b.

3. Wyznaczyć wartości parametrów statycznych: I_{DSS}, U_{DSS}, $U_{GS(OFF)}$, $U_{GS(th)}$, $r_{DS(ON)}$, $r_{DS(OFF)}$.
4. Obliczyć i wykreślić zmiany transkonduktancji g_m w całym przebadanym zakresie nasycenia - z charakterystyk statycznych i korzystając ze wzoru (5.6). Ustosunkować się do uzyskanych wyników.
5. Porównać charakterystyki otrzymane normalnie i po zamianie miejscami drenu ze źródłem. To samo dotyczy parametrów statycznych i małosygnałowych.
6. Na podstawie pomiarów z p. 6 obliczyć i wykreślić oporność $R_{DS} = f(U_{DS})$.
7. Obliczyć oporność wejściową.
8. Scharakteryzować przebadane tranzystory wykorzystując wyniki pomiarów i dane katalogowe.

5.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984, s. 343-365.
2. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe typu MIS. WNT, Warszawa 1977.
3. K. Waczyński: Przyrządy półprzewodnikowe. Skrypt Pol. Śl. nr 2022. Gliwice 1997.
4. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
5. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 6

PÓŁPRZEWODNIKOWE PRZYRZĄDY OPTOELEKTRONICZNE

6.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z: teorią wyjaśniającą działanie oraz z podstawowymi modelami, budową i parametrami technicznymi przyrządów optoelektronicznych, takich jak fotorezystor, fotodioda, fototranzystor, fotoogniwo, dioda elektroluminescencyjna oraz transoptor. Program ćwiczenia obejmuje zdejmowanie charakterystyk statycznych oraz wykorzystanie tych pomiarów do wyznaczania parametrów technicznych badanych przyrządów.

6.2. Wprowadzenie

Półprzewodnikowe przyrządy optoelektroniczne można podzielić na:

- Fotodetektory (czujniki promieniowania świetlnego);
- Fotoemitery (źródła promieniowania świetlnego);
- Transoptory (przyrządy złożone z wzajemnie sprzężonych fotodetektora i fotoemitera).

6.2.1. Fotodetektory

Przez pojęcie fotodetektora rozumiemy przyrząd półprzewodnikowy przetwarzający energię promieniowania świetlnego na sygnał elektryczny. Wyróżniamy tu przyrządy bezzłączowe (fotorezystory), jednozłączowe (fotodiody, fotodiody lawinowe, fotoogniwa) i wielozłączowe (fototranzystory, fototyrystory). Podstawą działania fotodetektorów jest zjawisko fotoelektryczne wewnętrzne, polegające na powstawaniu w półprzewodniku nadmiarowych nośników prądu elektrycznego, w postaci par elektron-dziura w wyniku absorpcji promieniowania świetlnego. Swobodne nośniki prądu powstające w wyniku tego zjawiska mogą spowodować wzrost konduktywności materiału półprzewodnikowego noszący nazwę fotoprzewodnictwa lub powstanie napięcia fotowoltaicznego w złączu p-n, nazywane efektem fotowoltaicznym wewnętrznym.

Zjawisko fotoprzewodnictwa

Zjawisko fotoprzewodnictwa polega na generacji nośników prądu na skutek absorpcji promieniowania elektromagnetycznego. W półprzewodniku samoistnym oraz w sytuacji gdy wszystkie domieszki są zjonizowane, mamy do czynienia z absorpcją międzypasmową (fotoprzewodnictwem samoistnym), która może zachodzić tylko wtedy, gdy energia fotonów jest większa od szerokości pasma zabronionego: $h\nu \geq W_g$. Oznacza to, że istnieje pewna maksymalna długość fali λ padającego promieniowania zwana progiem absorpcji opisana zależnością (6.1), która jeszcze może wywołać bezpośrednią generację par elektron-dziura:

$$\lambda_{max} = \frac{h \cdot c}{W_g} \approx \frac{1{,}234}{W_g[eV]} \quad [\mu m] \tag{6.1}$$

Natomiast w półprzewodniku domieszkowym, w sytuacji gdy domieszki nie są zjonizowane (lub nie wszystkie są zjonizowane), mamy do czynienia z absorpcją przez atomy domieszek donorowych lub akceptorowych (fotoprzewodnictwo donorowe). W efekcie takiej jonizacji uwalniane są odpowiednio elektrony lub dziury. Zjawisko to może zachodzić, gdy energia fotonów jest większa od energii jonizacji W_j domieszek: $h\nu \geq W_j$. W tym przypadku próg absorpcji λ' (zależność (6.2)) będzie znacznie większy niż dla fotoprzewodnictwa samoistnego, gdyż energia jonizacji domieszek jest znacznie mniejsza od szerokości pasma zabronionego: $W_j << W_g$.

$$\lambda'_{max} = \frac{h \cdot c}{W_j} \approx \frac{1{,}234}{W_j[eV]} \quad [\mu m] \tag{6.2}$$

Wymaga to jednak obniżenia temperatury pracy takich detektorów.

W przypadku gdy w całej objętości półprzewodnika zachodzi w sposób jednorodny generacja nośników prądu, zmianę konduktywności materiału można określić następującą zależnością:

$$\Delta\sigma = q \cdot (\mu_p \cdot g_p \cdot \tau_p + \mu_n \cdot g_n \cdot \tau_n) \tag{6.3}$$

gdzie: $g_{p,n}$ - prędkości generacji nadmiarowych dziur i elektronów;

$\tau_{p,n}$ - czasy życia nośników nadmiarowych.

Natężenie prądu fotoprzewodnictwa fotorezystora spolaryzowanego napięciem U można oszacować za pomocą wyrażenia (6.4), z którego wynika, że jest ono proporcjonalne do mocy P padającego promieniowania świetlnego oraz do wzmocnienia prądowego M. Wartość tego wzmocnienia zawiera się w granicach od 50 do 10^5 i zależy od materiału i kontrukcji fotorezystora oraz od napięcia polaryzującego U.

$$I_F = q \cdot \eta \cdot \frac{P}{h \cdot \nu} \cdot M \tag{6.4}$$

gdzie: η - sprawność kwantowa fotorezystora;

P - moc promieniowa świetlnego;

M - wzmocnienie prądowe fotorezystora (6.5):

$$M = \mu \cdot \frac{\tau}{w^2} \cdot U \tag{6.5}$$

gdzie: w - odległość między elektrodami fotorezystora;

μ - ruchliwość nośników nadmiarowych;

τ - czas życia nośników nadmiarowych.

Zjawisko fotowoltaiczne

Zjawisko fotowoltaiczne wewnętrzne polega na generacji par elektron-dziura pod wpływem promieniowania świetlnego absorbowanego przez półprzewodnik, w którym wykonano złącze p-n. Nadmiarowe nośniki prądu powstają w obszarze warstwy zubożonej złącza oraz w obszarach przyległych do złącza, na odległościach nie większych od średniej drogi dyfuzji nośników mniejszościowych. Pary nośników generowane w obszarze zubożonym są szybko rozdzielane na skutek istniejącego tam silnego pola elektrycznego bariery potencjału. Elektrony są unoszone w kierunku warstwy n^+, a dziury w kierunku warstwy p^+, tworząc generacyjny prąd unoszenia. Elektrony wytworzone w warstwie p^+ dyfundują w kierunku złącza, gdzie są porywane przez pole elektryczne i przerzucane do obszaru n^+. Dziury wygenerowane w obszarze n^+ w analogiczny sposób docierają do warstwy p^+. Do obszaru zubożonego złącza docierają tylko te nośniki, które nie zdążą zrekombinować, a są to nośniki, które powstają w odległości mniejszej od średniej drogi swobodnej w danej warstwie. Ilość par, jaką może wygenerować jeden pochłonięty foton, jest nazywana wydajnością kwantową η fotodiody. Wydajność kwantowa jest zawsze mniejsza od jedności, gdyż część fotonów ulega odbiciu od powierzchni półprzewodnika. Energia elektro-

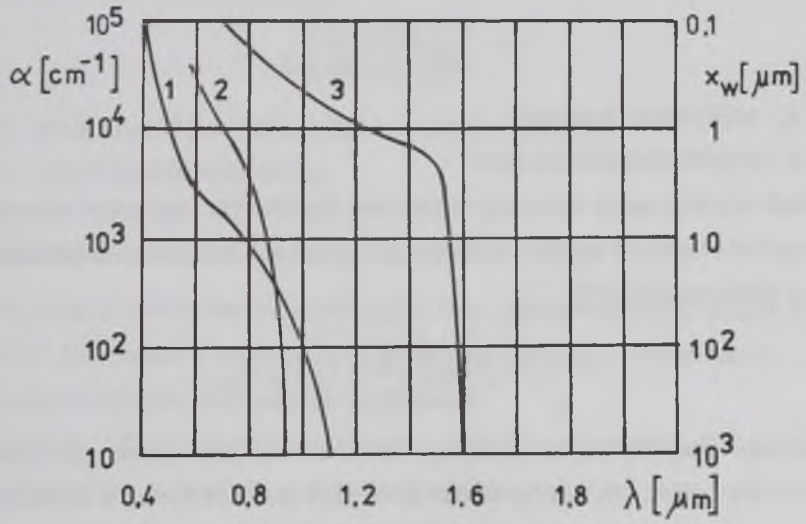
magnetyczna fal świetlnych wnikających w głąb półprzewodnika jest tłumiona eksponencjalnie, a stała tłumienia α zależy od materiału półprzewodnikowego i od długości λ fali świetlnej. Proces ten opisuje prawo Bougera-Lamberta (6.6), umożliwiające określenie natężenia promieniowania świetlnego $E(x)$ na głębokość x od powierzchni półprzewodnika:

$$E(x) = E(0)\,(1 - R)\exp(-\alpha x) \qquad (6.6)$$

gdzie: R - współczynnik odbicia powierzchni półprzewodnika,

α - współczynnik absorpcji.

Gdy energia fotonów $h\nu \leq W_g$, to półprzewodnik jest praktycznie przezroczysty ($\eta = 0$). W momencie zrównania się energii fotonów z szerokością pasma zabronionego ($h\nu = W_g$) następuje gwałtowny wzrost absorpcji ($\eta = 1$) i generacja nośników. Dla energii fotonów spełniającej warunek $h\nu \geq W_g$ każdy foton powoduje przeskok jednego elektronu do pasma przewodnictwa, a nadmiar jego energii jest przekazywany drganiom sieci krystalicznej w postaci fononów. Gwałtowny wzrost absorpcji nosi nazwę krawędzi (progu) absorpcji i może być przedstawiony za pomocą zależności (6.1). Zależność współczynnika absorpcji α i głębokości wnikania x_w dla krzemu, germanu i arsenku galu w funkcji długości fali λ padającego promieniowania przedstawia rys. 6.1. Ponieważ proces absorpcji jest ściśle związany z głębokością wnikania x_w (6.7) fotonów w głąb materiału półprzewodnikowego, to istnieje również



Rys. 6.1. Zależność współczynnika absorpcji α i głębokości wnikania x_w od długości fali λ dla krzemu (1), germanu (2) i arsenku galu (3)

minimalna długość fali promieniowania świetlnego λ_{min}, jaka może wywołać proces jonizacji, ponieważ fotony będą albo wnikać zbyt płytko, aby wytworzone nośniki mogły opuścić warstwę powierzchniową, gdzie zwykle szybkość rekombinacji jest znacznie większa niż w głębi półprzewodnika, albo będą ulegały całkowitemu odbiciu od jego powierzchni.

$$x_w = \frac{1}{\alpha} \tag{6.7}$$

Natężenie prądu wytworzonego przez strumień światła o mocy P można oszacować za pomocą zależności (6.8), z której wynika, że w fotodiodzie natężenie fotoprądu

$$I_F = \eta \cdot \frac{q \cdot P}{h \cdot \nu} \tag{6.8}$$

jest proporcjonalne do mocy P promieniowania, ale nie występuje wzmocnienie prądowe, o którym była mowa przy okazji omawiania zjawiska fotoprzewodnictwa. Prąd fotoelektryczny I_F dodaje się do prądu unoszenia płynącego przez złącze w warunkach równowagi termodynamicznej. W przypadku gdy elektrody fotodiody są rozwarte, dla zachowania równowagi musi ulec obniżeniu bariera potencjału na złączu (zostanie ono spolaryzowane „w kierunku przewodzenia"). Na elektrodach diody pojawi się napięcie U_F o takiej wartości, aby wywołany przez nie prąd był równy co do wartości fotoprądowi I_F. Nosi ono nazwę napięcia fotowoltaicznego. Jeżeli

$$U_F = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(1 + \frac{I_F}{I_0}\right) \tag{6.9}$$

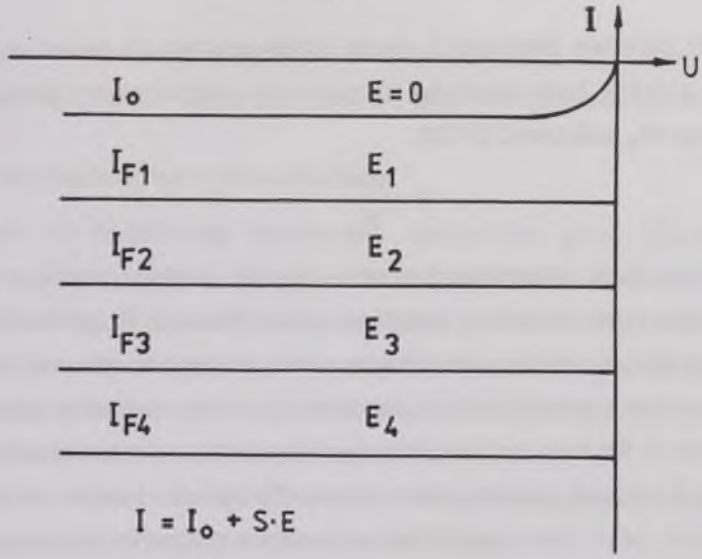
gdzie: I_0 - prąd ciemny fotodiody,

I_F - prąd fotoelektryczny diody,

natomiast spolaryzujemy fotodiodę w kierunku zaporowym napięciem zewnętrznym, to nastąpi zsumowanie prądów: dyfuzyjnego opisanego równaniem Shockleya i fotoprądu I_F (zależność (6.10)):

$$I = I_F + I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{U_R}{\varphi_T}\right) - 1\right] \approx I_F + I_0 \tag{6.10}$$

Tak więc charakterystyka fotodiody nieoświetlonej jest typową charakterystyką diody p-n, natomiast oświetlenie złącza spowoduje przesunięcie tej charakterystyki o stałą wartość równą natężeniu fotoprądu I_F (rys. 6.2). Wartość prądu wstecznego



Rys. 6.2. Charakterystyki prądowo-napięciowe fotodiody z zaznaczeniem prądu ciemnego I_0 i prądu fotoelektrycznego I_F

fotodiody praktycznie nie zależy od napięcia U_R polaryzującego ją w kierunku zaporowym aż do wartości bliskich napięcia przebicia U_{BR}. W takiej sytuacji pary nośników wygenerowane przez fotony mogą samodzielnie kontynuować proces jonizacji na drodze powielania lawinowego. W efekcie następuje znaczny wzrost prądu, a więc czułości fotodiody. Wartość fotoprądu w zakresie powielania lawinowego I_{BR} można oszacować z zależności (6.11):

$$I_{BR} = \sqrt{I_F \cdot \frac{U_{BR}}{a \cdot R}} \tag{6.11}$$

gdzie: R - suma wszystkich rezystancji w obwodzie fotodiody,

a - współczynnik materiałowy.

6.2.2. Fotoemitery

Przez pojęcie fotoemitera rozumiemy przyrząd półprzewodnikowy przekształcający energię elektryczną w energię promieniowania świetlnego. Wyróżniamy tu diody elektroluminescencyjne LED oraz diody laserowe.

W diodach LED wykorzystujemy zjawisko elektroluminescencji, które ma miejsce w spolaryzowanym w kierunku przewodzenia złączu p-n, a jest rezultatem rekombinacji promienistej. Wykorzystuje się dwa mechanizmy rekombinacji promienistej: rekombinację bezpośrednią i pośrednią. W trakcie pierwszego procesu następuje

bezpośredni przeskok elektronu z pasma przewodnictwa do pasma walencyjnego powiązany z emisją fotonu o energii (długości fali λ) zależnej od szerokości pasma zabronionego W_g (zależność (6.12)):

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{W_g} \tag{6.12}$$

Ponieważ przeskoki rekombinacyjne odbywają się pomiędzy różnymi poziomami obydwu pasm, to dioda emituje promieniowanie złożone, o długościach fal tworzących pewien zakres widmowy. Im szersze pasmo zabronione materiału półprzewodnikowego, w tym szerszym paśmie częstotliwości może zachodzić zjawisko emisji promieniowania. Możliwa jest też elektroluminescencja przy rekombinacji pośredniej. Wykorzystuje się tutaj poziomy domieszkowe. Ten proces elektroluminescencji jest mniej wydajny, gdyż część energii jest emitowana w postaci fononów, prowadząc do wzrostu temperatury materiału półprzewodnikowego. W takich materiałach jak krzem i german przeważa rekombinacja pośrednia poprzez poziomy pułapkowe prowadząca głównie do emisji niskoenergetycznych fononów, co jest powodem braku zastosowań ich przy produkcji diod LED.

Zjawisko elektroluminescencji posiada wystarczającą sprawność tylko wtedy, gdy koncentracja nadmiarowych nośników jest duża. Osiąga się to w procesie wstrzykiwania nośników z emitera do bazy złącza spolaryzowanego w kierunku przewodzenia. Obszary typu p^+ i n^+ złącza są bardzo silnie domieszkowane, praktycznie na progu stanu zdegenerowanego. Obszar typu n^+ jest zawsze silniej domieszkowany, gdyż zapewnia to wyższą sprawność procesu wstrzykiwania elektronów. Promieniowanie spontaniczne wytwarzane jest w cienkiej warstwie obszaru typu p^+, w bezpośrednim sąsiedztwie złącza. Rozchodzi się ono we wszystkich kierunkach, ale o właściwościach diody decyduje tylko ta jego część, która opuszcza diodę. Sprawność tego procesu jest niewielka i dla zakresu widzialnego zawiera się w granicach 0,01-0,05%, a dla zakresu podczerwieni 1-5%. Wynika to z faktu, że część fotonów nigdy nie opuszcza kryształu, gdyż są one absorbowane przez defekty struktury krystalicznej albo na skutek zjawiska refrakcji odbijają się od wewnętrznej powierzchni kryształu. Materiały charakteryzujące się zjawiskiem pośredniej rekombinacji promienistej mają mniejsze współczynniki refrakcji, a w efekcie większą sprawność emisji. W związku z tym dla poprawienia efektywności świecenia oraz dla uzyskania

określonej barwy emitowanego światła celowo domieszkuje się stosowane materiały półprzewodnikowe, takie jak GaAs, GaP, GaAsP, GaN i SiN (patrz dodatek D3).

6.2.3. Parametry techniczne fotodetektorów

Ze względu na konieczność długotrwałej, niezawodnej pracy fotodetektorów w różnych warunkach pracy, w katalogach producenci zamieszczają odpowiednie parametry techniczne. Można wśród nich wyróżnić parametry charakterystyczne i graniczne definiowane analogicznie jak dla rezystorów lub diod półprzewodnikowych. Z tego względu ograniczono się do omówienia tylko parametrów specjalnych, określających wyspecjalizowane właściwości fotodetektorów.

1. **Powierzchnia czynna fotodetektora A** - powierzchnia przeznaczona do oświetlenia za pomocą strumienia promieniowania świetlnego.
2. **Prąd ciemny I_0** - prąd elektryczny płynący przez fotodetektor spolaryzowany odpowiednim napięciem przy całkowitym zaciemnieniu powierzchni czynnej.
3. **Prąd jasny** - prąd elektryczny płynący przez fotodetektor spolaryzowany odpowiednim napięciem przy oświetleniu powierzchni czynnej.
4. **Prąd fotoelektryczny I_F** - różnica pomiędzy prądem jasnym i prądem ciemnym, a więc prąd wygenerowany przez padający strumień świetlny.
5. **Rezystancja ciemna R_0** - rezystancja nieoświetlonego fotorezystora.
6. **Rezystancja jasna R_{1000}** - rezystancja fotorezystora oświetlonego za pomocą strumienia świetlnego o natężeniu E = 1000 lx.
7. **Czułość prądowa S_I** - jest to parametr charakteryzujący zmiany prądu fotoelektrycznego ∂I_F wywołane zmianą wejściowej wielkości wływającej na fotodetektor. W związku z tym wyróżniamy trzy rodzaje czułości prądowej:
   - Czułość na zmiany mocy strumienia świetlnego $\frac{\partial I_F}{\partial P}\left[\frac{A}{W}\right]$
   - Czułość na zmiany strumienia świetlnego $\frac{\partial I_F}{\partial \Phi}\left[\frac{A}{lm}\right]$
   - Czułość na zmiany natężenia oświetlenia $\frac{\partial I_F}{\partial E}\left[\frac{A}{lx}\right]$
8. **Czułość napięciowa S_u** - jest to parametr charakteryzujący zmiany napięcia fotowoltaicznego ∂U_F wywołane zmianą wejściowej wielkości wpływającej na fotodetektor, a więc i tu wyróżniamy trzy rodzaje czułości:

- Czułość na zmiany mocy strumienia świetlnego $\frac{\partial U_F}{\partial P}\left[\frac{V}{W}\right]$
- Czułość na zmiany strumienia świetlnego $\frac{\partial U_F}{\partial \Phi}\left[\frac{V}{lm}\right]$
- Czułość na zmiany natężenia oświetlenia $\frac{\partial U_F}{\partial E}\left[\frac{V}{lx}\right]$

9. **Stała czasowa** τ - czas, po którym zmiana natężenia prądu fotoelektrycznego I_F po włączeniu lub wyłączeniu oświetlenia sięga 63% wartości maksymalnej. Zwykle $\tau_{LH} \neq \tau_{HL}$.
10. **Widmowy zakres pracy fotodetektora B** - zakres długości fal świetlnych λ, dla których czułość prądowa jest nie mniejsza od 10% (50%) czułości maksymalnej.
11. **Optymalna długość fali** λ_{opt} - długość fali świetlnej odpowiadająca maksimum charakterystyki widmowej.
12. **Charakterystyka widmowa** - zależność dowolnego parametru związanego z absorpcją promieniowania od długości lub częstotliwości fali świetlnej lub energii fotonów.
13. **Moc równoważna szumów NEP** - jest to moc sygnału odbieranego przez fotodetektor, dla której stosunek sygnał - szum jest równy jedności

$$NEP = \frac{P_e}{\sqrt{B}}\left[\frac{W}{\sqrt{Hz}}\right] \tag{6.13}$$

gdzie: P_e - moc równoważna szumów, czyli taka moc padającego, zmodulowanego sygnałem sinusoidalnym strumienia świetlnego, która daje na wyjściu fotodetektora składową zmienną równą szumom.

14. **Detekcyjność znormalizowana D*** - parametr określający zdolność fotodetektora do reagowania na najmniejszą moc promieniowania świetlnego. W celu umożliwienia porównywania pomiędzy sobą różnych fotodetektorów jest on odnoszony do jednostkowej powierzchni czynnej i jednostkowej szerokości pasma układu detekcyjnego.

$$D^* = \frac{\sqrt{A \cdot B}}{NEP}\left[\frac{cm\sqrt{Hz}}{W}\right] \tag{6.14}$$

Parametry charakterystyczne dla fotoogniw omówiono w punkcie 6.2.7.

6.2.4. Parametry techniczne fotoemiterów

Do parametrów specjalnych określających właściwości fotoemiterów zaliczamy przede wszystkim parametry emisyjne.

1. **Światłość I_V** - parametr określający gęstość strumienia świetlnego wysyłanego przez punktowe źródło światła, a definiowany jako stosunek elementarnego strumienia świetlnego $d\Phi$ wysyłanego w elementarnym kącie bryłowym $d\omega$ w określonym kierunku (zależność (6.15))

$$I_V = \frac{d\Phi}{d\omega} \quad \left[cd = \frac{lm}{sr} \right] \tag{6.15}$$

Parametr ten mający za zadanie określenie jaskrawości świecenia źródła światła nie umożliwia obiektywnego porównania różnych fotoemiterów, gdyż jego wartość zależy od warunków oświetlenia otoczenia, które nie są znormalizowane. Jednostką światłości jest kandela [cd].

2. **Luminancja L_V** - jest to parametr charakteryzujący światłość fotoemitera przypadającą na jednostkę pola powierzchni świecącej, wyznaczaną dla określonego kierunku w przestrzeni, innymi słowy - jest to miara emisji światła z jednostkowej powierzchni świecącej w określonym kierunku przestrzeni (zależność (6.16))

$$L_V = \frac{dI_V}{dA \cdot \cos\alpha} \quad \left[nt = \frac{cd}{m^2} \right] \tag{6.16}$$

Jednostką luminancji jest nit [nt]. Wartość luminancji nie zależy od warunków oświetlenia otoczenia. Tym niemniej wytwórcy dokonują pomiarów w dowolnie wybranych przez siebie punktach powierzchni świecącej - tak więc wartości podawane w katalogach trudno uznać za porównywalne.

3. **Barwa promieniowania** - widmowy zakres emitowanego promieniowania świetlnego (patrz dodatek D3).

4. **Moc promieniowania P_e** (strumień energetyczny Φ_e) - całkowita moc promieniowania emitowanego przez fotoemiter (zależność (6.17))

$$P_e = \int_0^\infty P_e(\lambda) d\lambda \quad [W] \tag{6.17}$$

gdzie: $P_e(\lambda)$ - monochromatyczna gęstość emitowanego promieniowania.

5. **Sprawność energetyczna** η_e - parametr charakteryzujący sprawność przemiany energii elektrycznej w energię świetlną (zależność (6.18))

$$\eta_e = \frac{P_e}{P} \cdot 100[\%] \tag{6.18}$$

gdzie: P - moc dostarczona do fotoemitera.

6.2.5. Fotorezystory

Fotorezystory są rezystorami półprzewodnikowymi, których rezystancja zależy od natężenia oświetlenia ich powierzchni. Możemy je podzielić na fotorezystory samoistne i domieszkowe. W pierwszym przypadku są to fotorezystory wykonane jako struktury monokrystaliczne lub polikrystaliczne (warstwy cienkie) ze związków międzymetalicznych typu $A^{III}B^{V}$ i $A^{II}B^{VI}$ (np.: InAs, InSb, PbS, CdS, ZnS...). Przeznaczone są one do pracy w temperaturach pokojowych. Charakteryzują się małą stabilnością parametrów w funkcji czasu i temperatury, co jest kompensowane ich niską ceną. Natomiast fotorezystory domieszkowe wykonywane są z odpowiednio domieszkowanego germanu i krzemu jako struktury monokrystaliczne. Ze względu na konieczność uniknięcia termicznej jonizacji domieszek muszą pracować w odpowiednio obniżonej temperaturze (77-4 K). Charakteryzują się dużą stabilnością i dokładnością swoich parametrów technicznych oraz wysoką ceną.

Dla większości typów produkowanych fotorezystorów charakterystyki prądowo-napięciowe dane zależnością (6.19) (rys. 6.3) są liniowe.

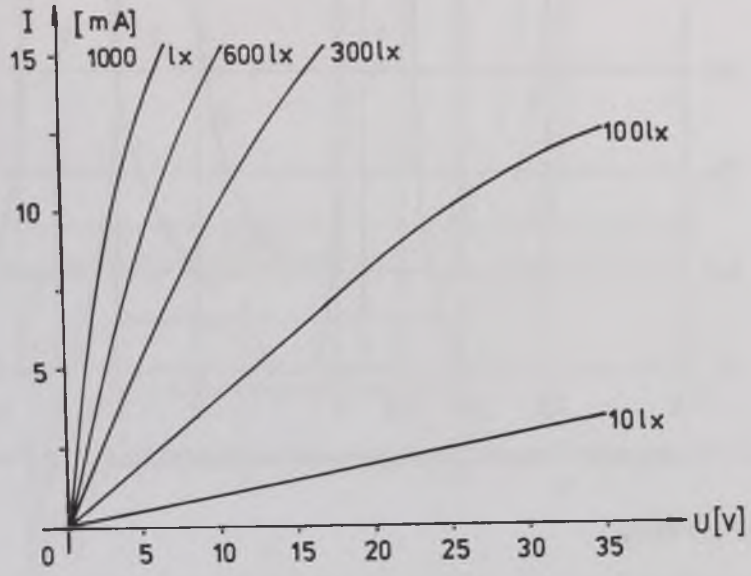
$$I = U \cdot (G_O + G_F) = A \cdot E^X \tag{6.19}$$

gdzie: G_O - konduktancja ciemna,

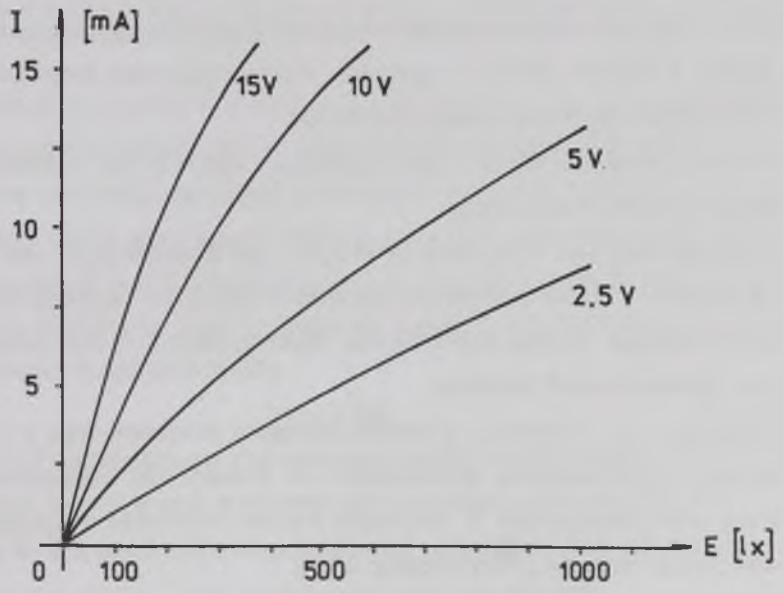
G_F - konduktancja jasna.

W przypadku fotorezystorów cienkowarstwowych (polikrystalicznych) pewne nieliniowości występują dla małych wartości napięć, co jest związane ze zjawiskami zachodzącymi na stykach ziaren polikryształów. Na rys. 6.4 przedstawiono zależność prądu fotoelektrycznego od natężenia oświetlenia E. Widoczna nieliniowość pojawiająca się przy dużych natężeniach oświetlenia E jest spowodowana przesunięciami poziomów energetycznych domieszek oraz spadkiem ruchliwości μ nadmiarowych nośników prądu. Na rys. 6.5 przedstawiono typowe charakterystyki widmowe dla fotorezystorów wykonanych z CdS, PbS i PbTe. Zwykle wartość rezystancji ciemnej R_O wynosi co najmniej 1 MΩ, natomiast rezystancja jasna R_F (E = 1000 lx) zawiera się

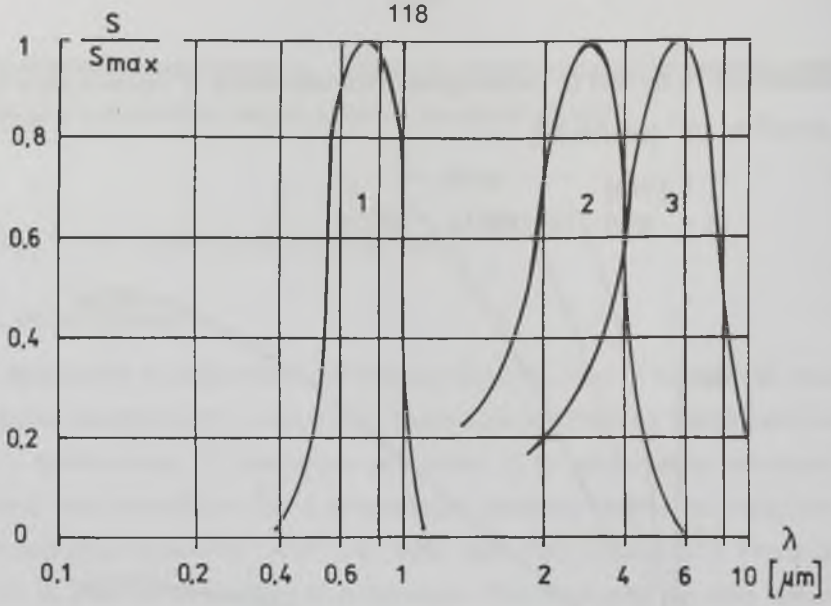
w granicach od 75 do 300 Ω. Detekcyjność znormalizowana D^* zawiera się w granicach od 10^8 do 10^{11} [cm$\sqrt{Hz}$/W].



Rys. 6.3. Charakterystyki prądowo-napięciowe fotorezystora



Rys. 6.4. Zależność prądu fotoelektrycznego fotorezystora I_F od natężenia oświetlenia E



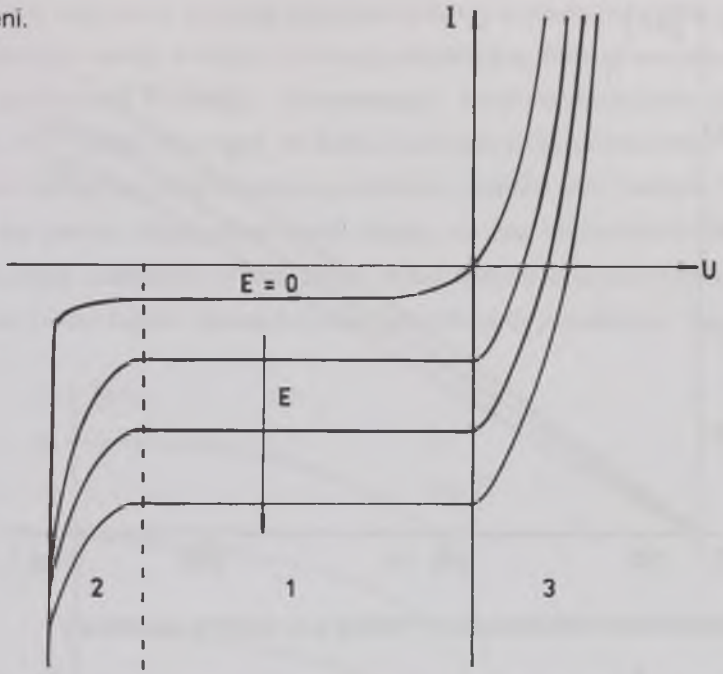
Rys. 6.5. Charakterystyki widmowe fotorezystorów wykonanych z CdS (1), PbS (2) i PbTe (3)

6.2.6. Fotodiody

Fotodiodami nazywamy przyrządy półprzewodnikowe zawierające spolaryzowane w kierunku zaporowym złącze p-n, przez które płynie prąd wsteczny o wartości zależnej od mocy promieniowania oświetlającego powierzchnię czynną. Wykonywane są głównie z krzemu, rzadziej z germanu, arsenku galu oraz antymonku i arsenku indu. Istnieje szereg różnych realizacji fotodiod:

- Fotodiody konwencjonalne - diody zawierające złącze p^+-n-n^+ o słabo domieszkowanym obszarze bazy typu n;
- Fotodiody lawinowe – fotodiody, w których prąd fotoelektryczny jest wzmacniany na skutek powielania lawinowego nośników w złączu p-n spolaryzowanym do napięcia bliskiego napięciu przebicia U_{BR}. Wykorzystano to w celu zwiększenia czułości (detekcyjności) fotodiody;
- Fotodiody p-i-n - fotodiody, w których pomiędzy obszarami typu p i n utworzono warstwę półprzewodnika samoistnego, co prowadzi do zwiększenia szybkości pracy oraz detekcyjności D^* przyrządu poprzez możliwość zwiększenia wartości wstecznego napięcia polaryzującego diodę;
- Fotodiody Schottky'ego - fotodiody zawierające złącze m-s, pracujące na nośnikach większościowych, a więc pozbawione pojemności dyfuzyjnych, co umożliwia znaczne zwiększenie szybkości pracy (stałe czasowe zawierają się w granicach

10-100 ps) oraz rozszerzenie charakterystyki widmowej od ultrafioletu do podczerwieni.



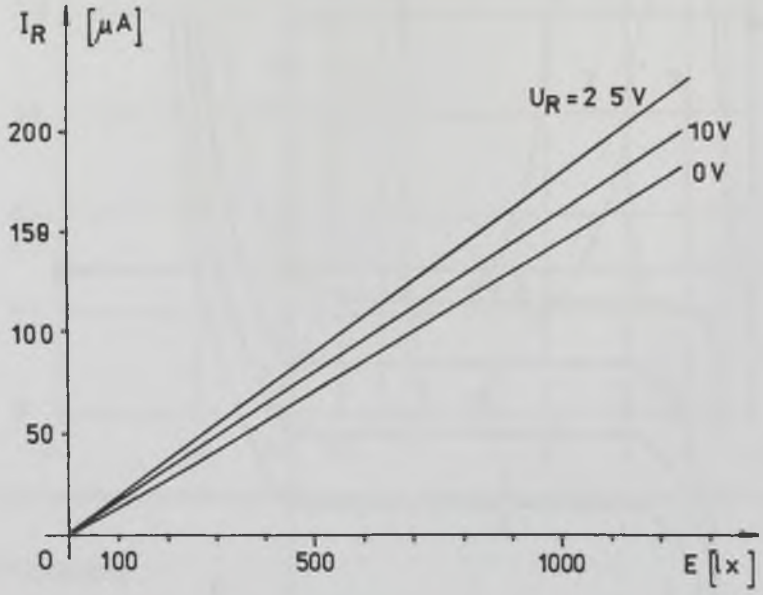
Rys. 6.6. Charakterystyki prądowo-napięciowe fotodiody z zaznaczeniem podstawowych obszarów pracy: fotodioda - (1), fotodioda lawinowa - (2), fotoogniwo - (3)

Charakterystyki prądowo-napięciowe zamieszczono na rys. 6.6 zaznaczając typowy obszar pracy fotodiody oraz fotodiody lawinowej. Należy zauważyć, że nie wykorzystuje się możliwości pracy przy polaryzacji w kierunku przewodzenia ze względu na znikomy wpływ natężenia oświetlenia na wartość dyfuzyjnego prądu nośników większościowych. Rys. 6.7 przedstawia typową zależność prądu fotoelektrycznego I_F od natężenia oświetlenia. Jest to zależność o wiele bardziej liniowa w porównaniu z fotorezystorami (zależność (6.20)).

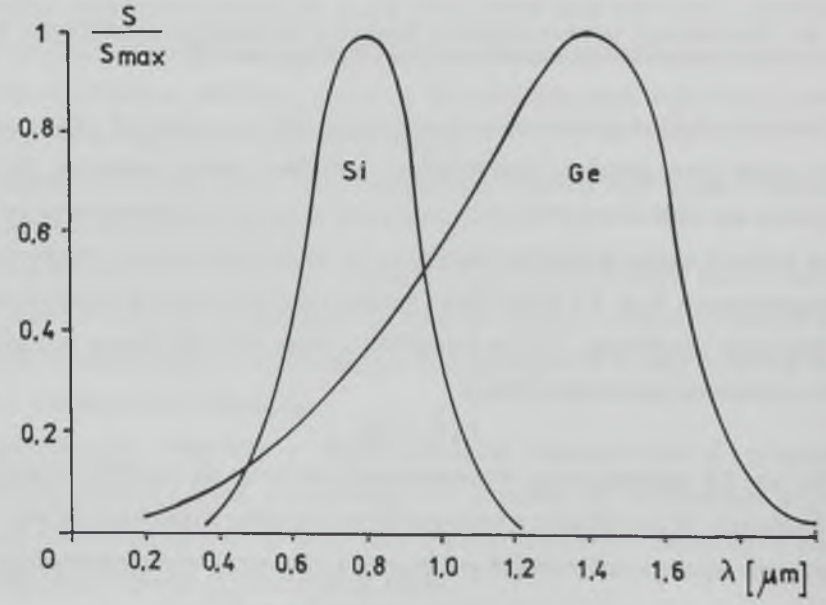
$$I = I_O + S_I E \tag{6.20}$$

Na rys. 6.8 zamieszczono charakterystyki widmowe dla fotodiod krzemowych i germanowych. W porównaniu z fotorezystorami fotodiody charakteryzują się:

- znacznie lepszą stabilnością długoterminową i powtarzalnością parametrów;
- detekcyjnością lepszą o rząd wartości (10^9-10^{12} [cm$\sqrt{Hz}$/W]);
- znacznie mniejszą inercją (częstotliwości graniczne sięgają dziesiątek gigaherców).



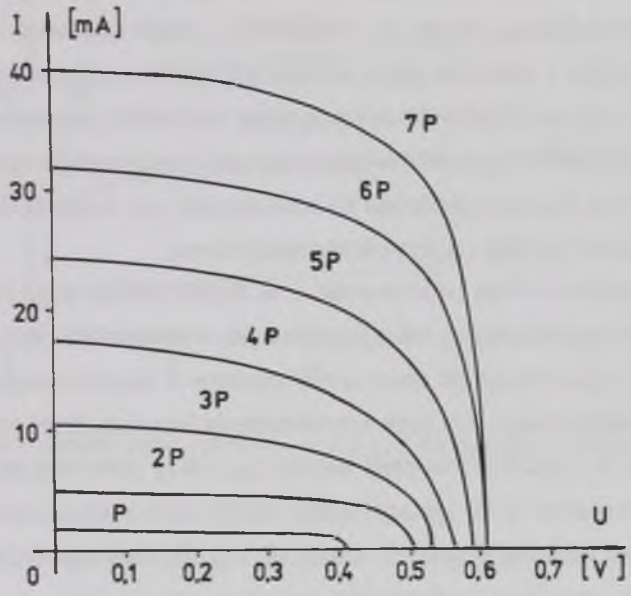
Rys. 6.7. Zależność prądu fotoelektrycznego fotodiody I_F od natężenia oświetlenia E



Rys. 6.8. Charakterystyki widmowe fotodiod krzemowych - (1) i germanowych - (2)

6.2.7. Fotoogniwa

Fotoogniwem nazywamy przyrząd półprzewodnikowy zawierający złącze p-n, który służy do zamiany energii świetlnej na energię elektryczną. Fotoogniwo pracuje bez polaryzacji zewnętrznej. Analizując charakterystyki prądowo-napięciowe przedstawione na rys. 6.6 można stwierdzić, że każda fotodioda jest jednocześnie fotoogniwem. Typowe fotoogniwa wykonywane są z krzemu, arsenku galu i selenu. Od fotodiod różnią się bardzo dużą powierzchnią złącza, co jest bezpośrednio związane z mocą, jaką mogą przekazać do obciążenia. Wykorzystywane są jako źródła energii (łączone w tak zwane baterie słoneczne) oraz jako elementy pomiarowe. Na rys. 6.9



Rys. 6.9. Charakterystyka napięciowo-prądowa fotoogniwa krzemowego

przedstawiono typową charakterystykę napięciowo-prądową ogniwa krzemowego wraz z prostą obciążenia R, co umożliwia odczytanie wartości natężenia prądu i napięcia przy obciążeniu ogniwa rezystorem o wartości R - dla konkretnych wartości mocy strumienia świetlnego. Do parametrów technicznych charakteryzujących właściwości fotoogniw należą:

- **napięcie fotowoltaiczne U_F** - $U_F \leq 0{,}6$ V dla krzemu, $U_F \leq 0{,}9$ V dla arsenku galu;
- **prąd zwarciowy I_F;**

- **sprawność** η zawierająca się w granicach od 3 do 15%

$$\eta = \frac{P_{WY}}{E \cdot A} \cdot 100 \ [\%] \tag{6.21}$$

gdzie: P_{WY} - moc ogniwa [W],

E - natężenie promieniowania [W/m^2],

A - powierzchnia fotoogniwa;

- **czułość prądowa** S_I.

6.2.8. Fototranzystory

Fototranzystorem nazywamy odpowiednio zmodyfikowaną strukturę tranzystora bipolarnego. Modyfikacja polega na umożliwieniu, dzięki odpowiedniej konstrukcji, oświetlenia jednego z obszarów bazy, emitera lub kolektora. Możliwa jest praca tego przyrządu na zasadzie fotodiody lub fotoogniwa. Najczęściej stosowanym rozwiązaniem jest oświetlenie złącza kolektor-baza oraz układ pracy wspólnego emitera. Końcówka bazy może być wyprowadzona na zewnątrz lub nie - z tym że bardziej uniwersalnym elementem jest ten z wyprowadzoną końcówką.

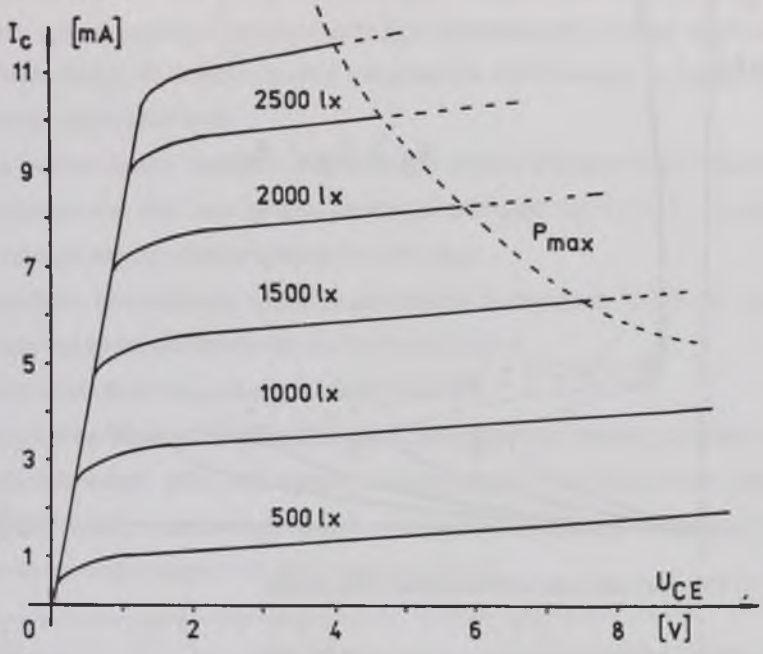
Promieniowanie świetlne oddziaływające na złącze kolektor-baza powoduje generację nośników nadmiarowych, które podobnie jak w fotodiodzie tworzą fotoprąd dodający się do prądu płynącego przez spolaryzowane w kierunku zaporowym to właśnie złącze kolektor-baza. Gdy brak wyprowadzenia końcówki bazy oraz brak oświetlenia, to przez to złącze płynie prąd zerowy I_{CE0}, który pełni rolę prądu ciemnego. Wzmocnienie prądowe w tej sytuacji będzie równe wzmocnieniu prądowemu tranzystora w układzie wspólnego emitera, a więc $G_p = \beta$. Zawiera się ono w granicach od 200 do 600. Wyrażenie na prąd kolektora ma następującą postać:

$$I_C = \beta(I_{CE0} + I_F) \tag{6.22}$$

Charakterystyki wyjściowe $I_C = f(U_{CE})$ przedstawiono na rys. 6.10, gdzie parametrem jest oczywiście natężenie oświetlenia E. Oczywiście charakterystyki fototranzystora mają charakter widmowy, analogicznie do fotodiod. Produkowane są również fototranzystory w układzie Darlingtona. W porównaniu z fotodiodą właściwości fototranzystora są następujące:

- dużo większa czułość;
- dużo większy prąd ciemny (β-krotnie);

- znacznie większa bezwładność - częstotliwość graniczna nie przekracza 300 kHz, a w przypadku układów Darlingtona 30 kHz;
- większa zależność wszystkich parametrów od temperatury.

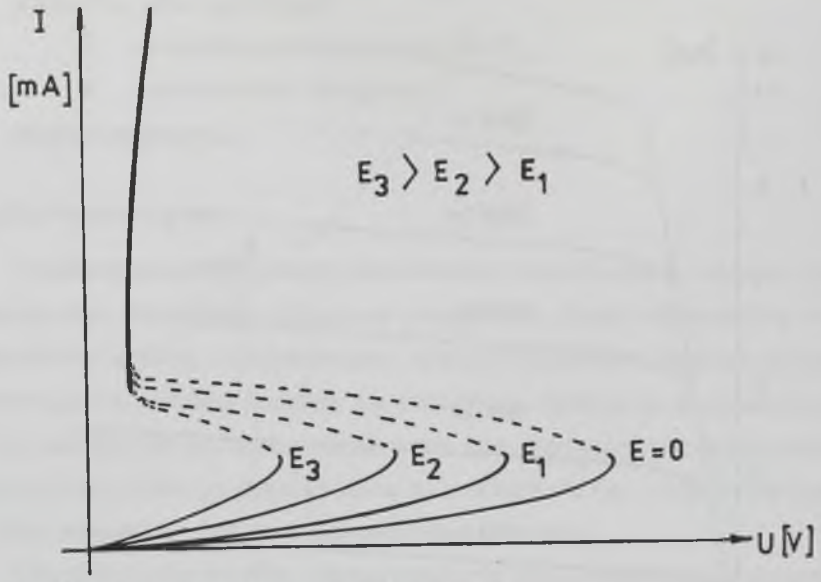


Rys. 6.10. Rodzina charakterystyk wyjściowych $I_C = f(U_{Ce})$ fototranzystora. Parametrem jest natężenie promieniowania

6.2.9. Fototyrystory (LASCR)

Fototyrystorem nazywamy odpowiednio zmodyfikowaną strukturę tyrystora, tak aby umożliwić oświetlenie złącza pomiędzy obu wewnętrznymi bazami. Podstawową cechą fototyrystorów jest, podobnie jak u zwykłych tyrystorów, dwustanowość charakterystyki prądowo-napięciowej. Energia fotonów generujących nośniki nadmiarowe w złączu p-n pomiędzy wewnętrznymi bazami tyrystora powoduje włączenie go i przejście ze stabilnego stanu odcięcia od stabilnego stanu przewodzenia. W celu wyłączenia fototyrystora należy wyłączyć napięcie anoda-katoda. Do przełączenia fototyrystora potrzeba tym mniejszego natężenia strumienia fotonów, im większym napięciem spolaryzowany jest obwód anoda-katoda. Charakterystyki prądowo-napięciowe przedstawiono na rys. 6.11. Wzmocnienie prądu fotoelektrycznego w fo-

totyrystorze zawiera się w granicach 10^3-10^4, a czasy przełączania są nie mniejsze niż 0,1-1 μs. Na rynku można spotkać fototyrystory z wyprowadzoną elektrodą bramki lub bez niej.



Rys. 6.11. Charakterystyki prądowo-napięciowe fototyrystora

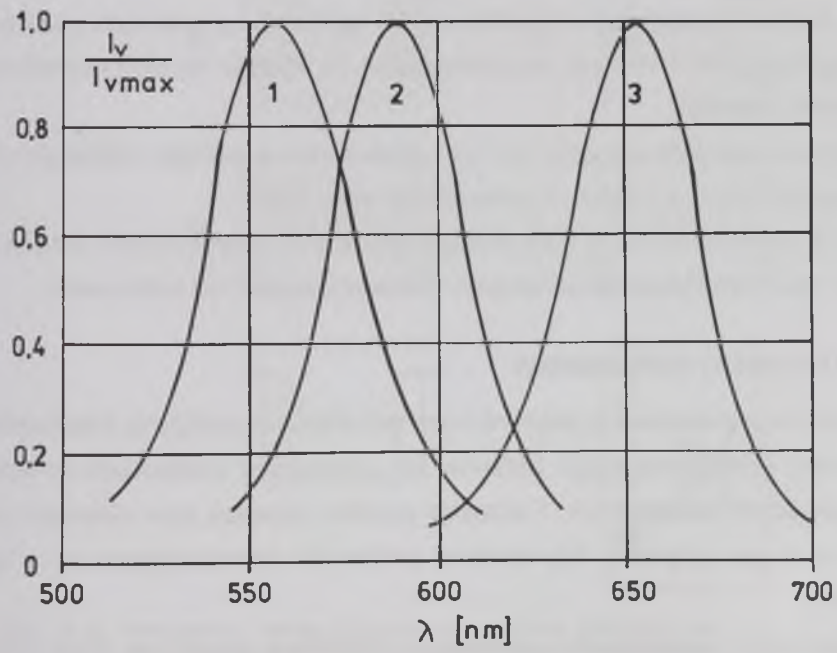
6.2.10. Diody elektroluminescencyjne (LED, DEL)

Diodą elektroluminescencyjną nazywamy przyrząd półprzewodnikowy zawierający spolaryzowane w kierunku przewodzenia złącze p-n, który służy do przekształcania energii elektrycznej w energię promieniowania elektromagnetycznego z zakresu od podczerwieni do ultrafioletu. Natężenie emitowanego promieniowania zależy od wartości prądu przewodzenia diody. Diody LED wykonywane są głównie z półprzewodników o dużej szerokości pasma zabronionego, takich jak arsenek i fosforek galu, stałe roztwory fosforku i arsenku galu ($GaAs_XP_{1-X}$, gdzie $0 \leq X \leq 1$), a ostatnio węglik krzemu i azotek galu. Jest to powodem stosunkowo dużych wartości napięć dyfuzyjnych φ_D tych diod, zawierających się w granicach od 1 do 3 woltów. W celu uzyskania odpowiedniej barwy dobiera się materiał półprzewodnikowy i domieszki (najczęściej O_2, N_2, ZnO - patrz dodatek D3), z tym że dla barwy wymagającej fotonów o większej energii należy dobierać materiał o większej szerokości pasma zabronionego W_g, a więc o większej wartości potencjału dyfuzyjnego φ_D. Charakterystyka prądowo-

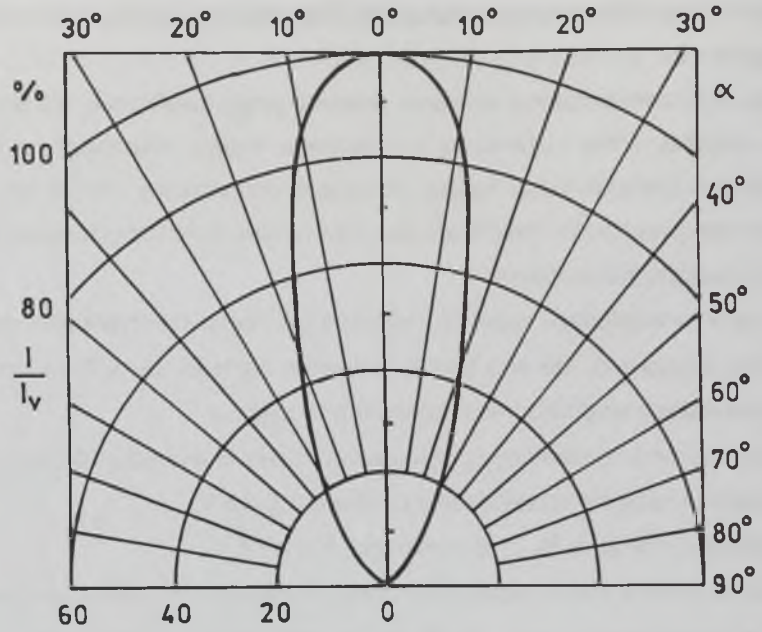
napięciowa diody LED dana jest równaniem Shockleya o współczynniku doskonałości złącza m = 2.

Na rys. 6.12 zamieszczono widmowe charakterystyki światłości I_V dla diod LED o barwach zielonej, żółtej i czerwonej emitowanego światła. Natomiast na rys. 6.13 przedstawiono charakterystyki kątowe ilustrujące przestrzenny rozkład emitowanej wiązki promieniowania. W trakcie analizy parametrów technicznych należy zwrócić uwagę na następujące problemy:

- Podawane w katalogach napięcie wsteczne U_R jest w rzeczywistości napięciem przebicia złącza p-n. Ma ono bardzo niewielkie wartości: $U_R \leq 3\text{-}4$ V, co wynika z bardzo dużego stopnia domieszkowania tych złącz.
- Typowe wartości nominalnego prądu przewodzenia I_F wynoszą 10-20 mA, czemu odpowiadają napięcia przewodzenia U_F równe 1,5-3,5 V.
- Maksymalna moc strat P_{max} nie przekracza 100 mW.
- W celu uzyskania maksymalnej jaskrawości świecenia nie należy stosować zasilania stałoprądowego, tylko impulsowe, o częstotliwości powtarzania z zakresu 8-30 Hz, przy czasie trwania impulsów $t_i \leq 10$ µs. W tej sytuacji amplituda impulsów prądowych może sięgać 1 A dla prądu $I_F = 20$ mA.



Rys. 6.12. Charakterystyki widmowe diod LED o barwach zielonej (1), żółtej (2) i czerwonej (3)



Rys. 6.13. Charakterystyka kątowa diody LED

- Dane katalogowe dotyczące światłości I_v lub luminancji L_v podawane przez poszczególnych wytwórców nie są porównywalne ze względu na brak normalizacji warunków pomiarów.
- Sprawności energetyczne diod LED są bardzo małe i w zakresie widzialnym nie większe od 0,05%, a w zakresie podczerwieni rzędu 1-5%.

Diody LED wykonywane są w wielu różnych odmianach, o różnorodnych kształtach obudów, charakterystykach kierunkowych i barwach zależnych od zastosowań.

6.2.11. Transoptory (optoizolatory)

Transoptor jest elementem elektronicznym zawierającym sprzężone fotodetektory i fotoemitery. Podstawowym jego zadaniem jest galwaniczne odizolowanie od siebie dwóch obwodów elektrycznych. Transmisja sygnału pomiędzy tymi obwodami zachodzi na drodze optycznej. Największymi problemami konstrukcyjnymi są w tym przypadku:

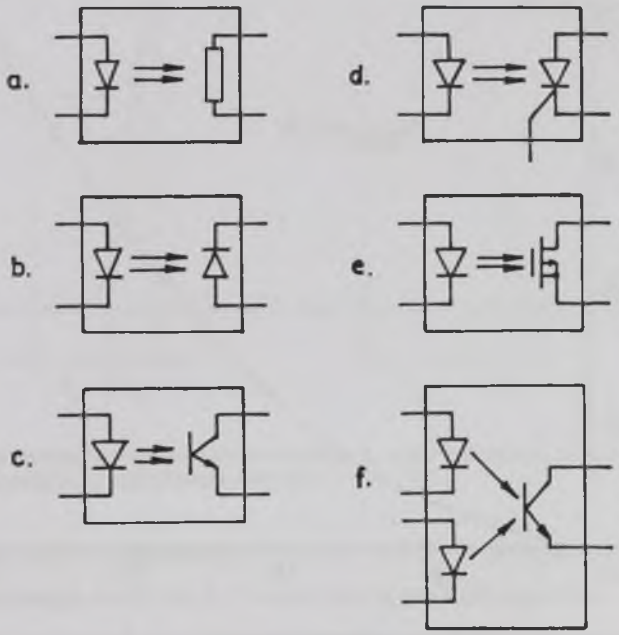
- właściwy dobór charakterystyk widmowych fotoemitera, którym jest dioda LED - zwykle z zakresu podczerwieni oraz fotodetektora,

- właściwy dobór światłowodu sprzęgającego fotoemiter z fotodetektorem, tak aby zapewnić z jednej strony odpowiednią izolację galwaniczną, a z drugiej strony wystarczająco efektywne sprzężenie. W roli światłowodu stosuje się powietrze, szkło, żywice i plastiki.

Ze względu na rodzaj zastosowanego fotodetektora wyróżnia się (rys. 6.14) transoptory z:

- fotorezystorem;
- fotodiodą;
- fototranzystorem bipolarnym;
- fototranzystorem w układzie Darlingtona;
- fototyrystorem;
- fototranzystorem sprzężonym ze wzmacniaczem operacyjnym;
- fototranzystorem w układzie przerzutnika;
- fototranzystorem typu MOS.

Natomiast jako fotoemitery mogą być stosowane pojedyncze diody LED albo dwie diody LED w układzie różnicowym.

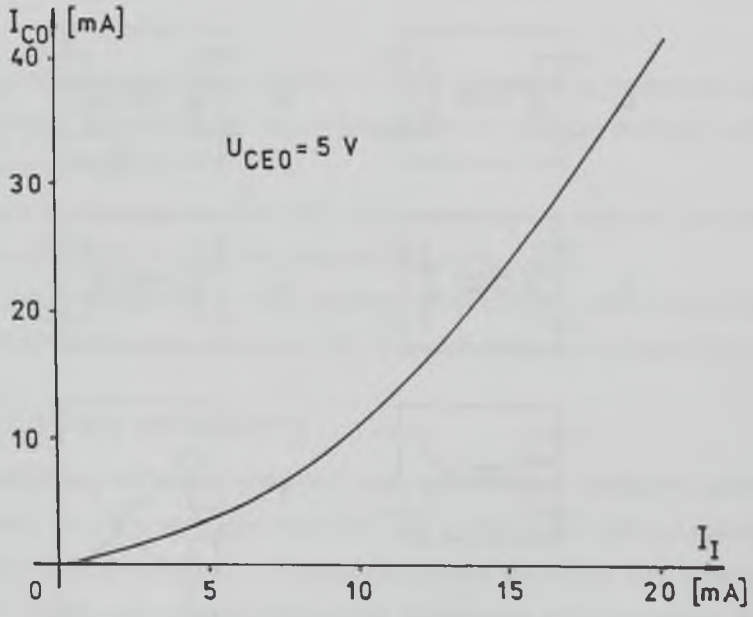


Rys. 6.14. Podstawowe rodzaje transoptorów z różnymi fotodetektorami: (a) - z fotorezystorem, (b) - z fotodiodą, (c) - z fototranzystorem, (d) - z fototyrystorem, (e) - z fototranzystorem MOSFET, (f) - z podwójnym fotoemiterem w układzie różnicowym i z fototranzystorem

Parametry techniczne transoptora dzielą się na trzy grupy: parametry wejściowe opisujące właściwości fotoemitera, parametry wyjściowe opisujące właściwości fotodetektora (i układ, w którym on pracuje) oraz parametry przejściowe charakteryzujące sprzężenie obwodów wejściowego i wyjściowego. Najważniejsze z nich to:

1. **Napięciowa wytrzymałość izolacji U_i** - jest to napięcie występujące pomiędzy zwartymi wyprowadzeniami wejścia a zwartymi wyprowadzeniami wyjścia transoptora. Wyróżniamy tu transoptory:
   - niskonapięciowe $U_i \leq 1{,}5$ kV;
   - średnionapięciowe $1{,}5\ \text{kV} \leq U_i \leq 5$ kV;
   - wysokonapięciowe $U_i \geq 5$ kV.
2. **Transmitancja stałoprądowa K_I** - stosunek natężenia prądów wyjściowego I_0 do wejściowego I_I, mierzony dla określonych wartości wyznaczających punkt pracy fotoemitera i fotodetektora (rys. 6.15)

$$K_I = \frac{I_0}{I_I} \tag{6.23}$$

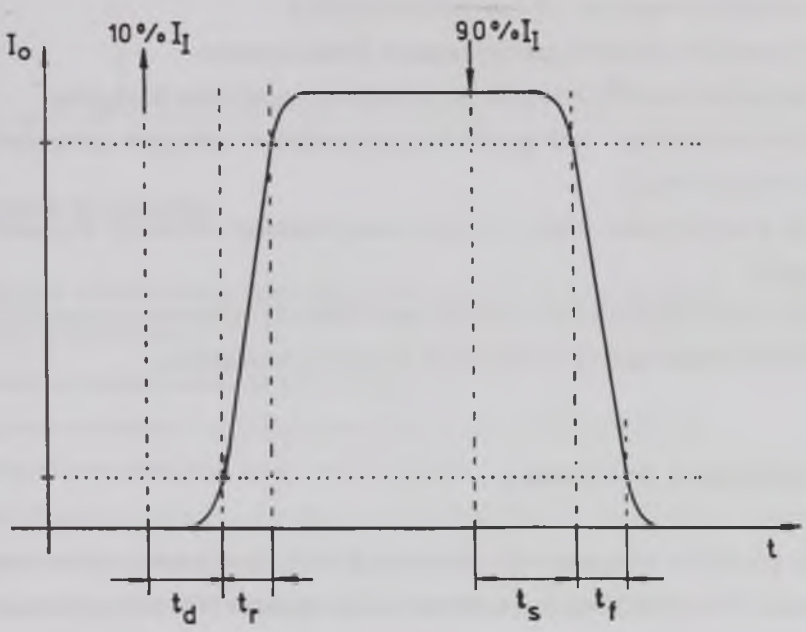


Rys. 6.15. Charakterystyka przejściowa transoptora $I_0 = f(I_I)$

3. **Transmitancja zmiennoprądowa k_I** - stosunek amplitud prądów wyjściowego i_0 do wejściowego i_I, mierzony dla określonych wartości wyznaczających punkt pracy fotoemitera i fotodetektora

$$k_I = \frac{i_0}{i_I} \tag{6.24}$$

4. **Prąd wyjściowy $I_{0(on)}$** w stanie włączenia - mierzony przy prądzie wejściowym większym od zadanej wartości progowej.
5. **Prąd wyjściowy $I_{0(off)}$** w stanie wyłączenia - mierzony przy zerowej wartości prądu wejściowego I_I.
6. **Czas narastania prądu wyjściowego t_r** - czas, w którym prąd wyjściowy wzrasta od 0,1 do 0,9 maksymalnej wartości ustalonej (rys. 6.16).



Rys. 6.16. Definicje parametrów impulsowych transoptora: t_r - czas narastania, t_d - czas opóźnienia, t_f - czas opadania, t_s - czas magazynowania

7. **Czas opadania prądu wyjściowego t_f** - czas, w którym następuje spadek wartości prądu wyjściowego od 0,9 do 0,1 maksymalnej wartości ustalonej.

   Uwaga - ważny jest kształt impulsu wejściowego.
8. **Czas opóźnienia t_d** - czas pomiędzy momentami, w których impuls wejściowy i wyjściowy osiąga 10% swoich wartości maksymalnych ustalonych.

6.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zjawisko fotoelektryczne wewnętrzne.
2. Co to jest efekt fotowoltaiczny?
3. Omówić zasadę działania fotorezystorów.
4. Przedstawić różnice pomiędzy fotodiodami klasyczną i lawinową.
5. Na czym polega zjawisko elektroluminescencji?
6. Wymienić i zdefiniować parametry techniczne fotodetektorów.
7. Dlaczego charakterystyki fotodiod mają charakter widmowy?
8. Co to jest detekcyjność? Porównać fotodetektory pod względem detekcyjności.
9. Światłość i luminancja - wyjaśnić te terminy.
10. Porównać właściwości fotorezystorów i fotodiod.
11. Przedstawić i wyjaśnić zasadę działania fototranzystora.
12. Narysować i omówić charakterystyki prądowo-napięciowe fotoogniwa.
13. Jakie zastrzeżenia można mieć do podawanych w katalogach parametrów technicznych diod LED.
14. Czy charakterystyki fototranzystorów mają charakter widmowy? Odpowiedź uzasadnić.
15. Czy diodę LED można wykorzystać jako fotodiodę? Odpowiedź uzasadnić.
16. Omówić właściwości podstawowych rodzajów transoptorów.

6.4. Aparatura pomiarowa

Do pomiarów charakterystyk statycznych służy uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych (patrz dodatek D.1) oraz woltomierze i amperomierze cyfrowe.

Jako źródło światła przy badaniach optodetektorów wykorzystywane są żaróweczki, których przybliżona charakterystyka natężenia wysyłanego światła w funkcji natężenia prądu oraz napięcia zasilającego żaróweczkę jest zamieszczona w tabl. 1.

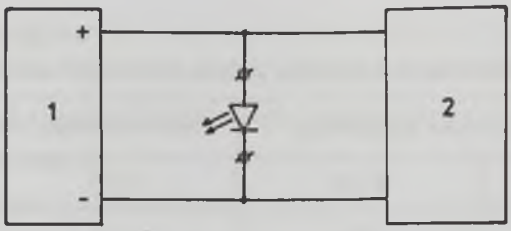
Tablica 1

Charakterystyki natężenia światła żaróweczki oświetlającej

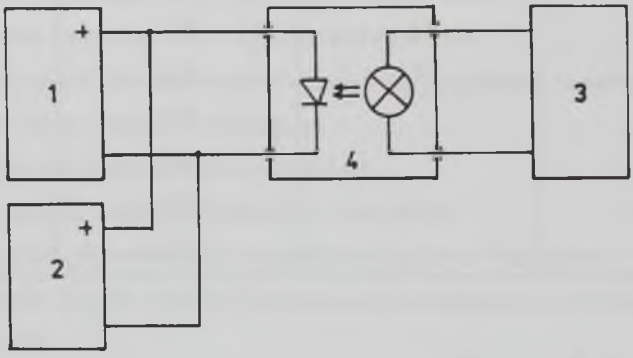
Sterowanie ze źródła prądowego		Sterowanie ze źródła napięciowego	
I [mA]	E [lx]	U [V]	E [lx]
50	200	11,0	240
40	100	10,5	200
35	35	10,0	150
30	9	9,0	100
25	2	8,0	60
		7,0	36
		6,0	17
		5,0	7
		4,0	2,5

6.5. Program ćwiczenia

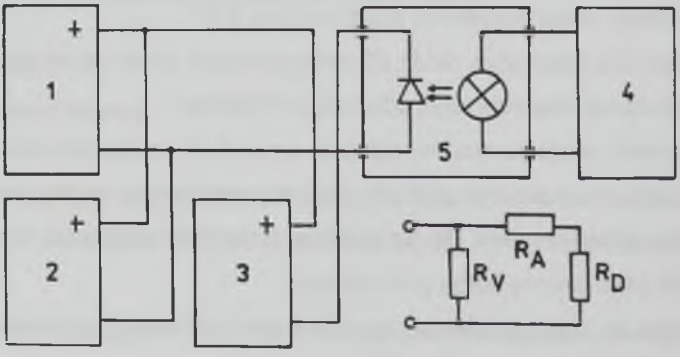
1. Wyznaczanie charakterystyk statycznych diod elektroluminescencyjnych $I_F = f(U_F)$ w kierunku przewodzenia:
   - Zestawić układ pomiarowy zgodnie z rys. 6.17.
   - Zdjąć charakterystyki diod LED wskazywanych przez prowadzącego.
2. Wyznaczanie charakterystyk statycznych fotodiod:
   - Zestawić układ pomiarowy zgodnie z rys. 6.18 i zdjąć charakterystyki statyczne w kierunku przewodzenia dla fotodiod wskazanych przez prowadzącego. Pomiary przeprowadzić dla co najmniej 3 wartości natężenia oświetlenia. Wyznaczyć prąd ciemny badanych fotodiod.
   - Zestawić układ pomiarowy zgodnie z rys. 6.19 i zdjąć charakterystyki statyczne w kierunku zaporowym dla przebadanych uprzednio fotodiod. Pomiary przeprowadzić dla co najmniej 3 wartości natężenia oświetlenia - powinny to być te same oświetlenia co przy pomiarach w kierunku przewodzenia. Wyznaczyć prąd ciemny badanych fotodiod.



Rys. 6.17. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk statycznych diod LED: 1 - źródło prądowe, 2 - woltomierz cyfrowy



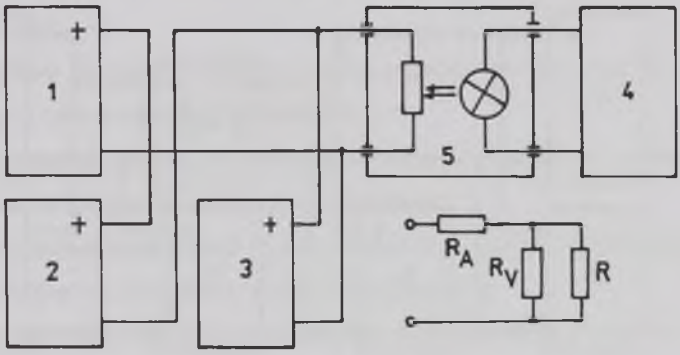
Rys. 6.18. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk statycznych fotodiod przy polaryzacji w kierunku przewodzenia: 1 - regulowane źródło prądowe, 2 - woltomierz cyfrowy, 3 - zasilacz stabilizowany, 4 - komora ciemniowa



Rys. 6.19. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk statycznych fotodiod przy polaryzacji w kierunku zaporowym: 1 - regulowane źródło prądowe, 2 - woltomierz cyfrowy, 3 - miliamperomierz, 4 - zasilacz stabilizowany, 5 - komora ciemniowa

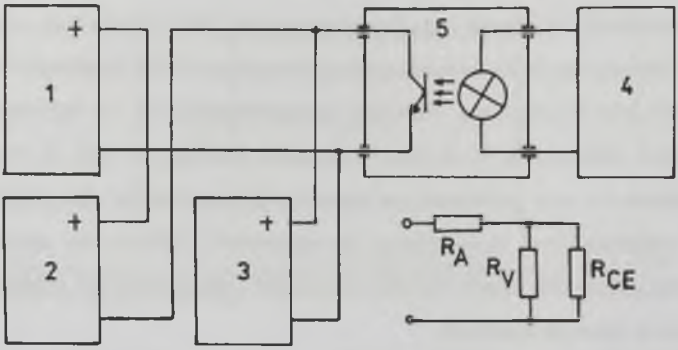
- Zaproponować i zestawić układ pomiarowy tak, aby można było zdjąć charakterystyki statyczne (z IV ćwiartki układu współrzędnych) badanych fotodiod pracujących jako fotoogniwa. Pomiary przeprowadzić dla co najmniej 3 wartości natężenia oświetlenia (i w tym przypadku powinny to być te same wartości oświetlenia co przy pomiarach w kierunku przewodzenia) dla przypadków: fotodiody nieobciążonej (zakładamy, że woltomierz cyfrowy nie obciąża fotoogniwa), pracującej dla trzech różnych obciążeń i dla zwartej (tu zakładamy, że amperomierz stanowi zwarcie).

3. Wyznaczanie charakterystyk statycznych fotorezystorów I = f(U) dla natężenia oświetlenia E traktowanego jako parametr:
   - Zestawić układ pomiarowy zgodnie z rys. 6.20.
   - Zdjąć charakterystyki prądu ciemnego dla wskazanych przez prowadzącego fotorezystorów.
   - Dla tych samych elemenów zdjąć charakterystyki dla co najmniej 3 wartości natężenia oświetlenia E.



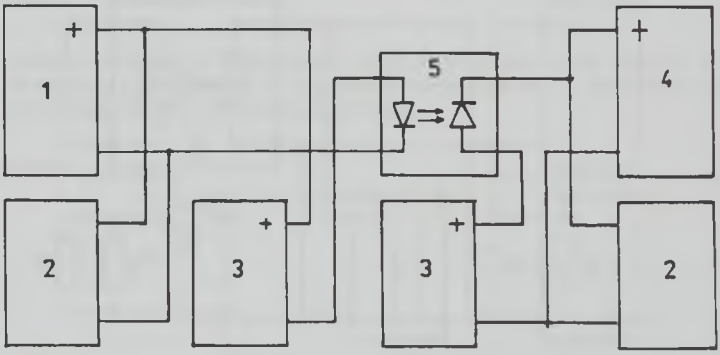
Rys. 6.20. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk prądowo-napięciowych fotorezystorów: 1 - zasilacz stabilizowany, 2 - miliamperomierz, 3 - woltomierz cyfrowy, 4 - zasilacz stabilizowany, 5 - komora ciemniowa

4. Wyznaczanie rodziny charakterystyk statycznych $I_C = f(U_{CE})$ fototranzystora dla natężenia oświetlenia E traktowanego jako parametr:
   - Pomiary przeprowadzić w układzie z rys. 6.21.
   - Zdjąć charakterystyki dla wskazanych przez prowadzącego fototranzystorów.
   - Wyznaczyć wartość prądu ciemnego I_{CE0} badanego fototranzystora.



Rys. 6.21. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk wyjściowych $I_C = F(U_{CE})$ fototranzystorów

5. Wyznaczanie rodziny charakterystyk statycznych $I_C = f(E)$ fototranzystora dla napięcia U_{CE} traktowanego jako parametr - pomiary przeprowadzić w układzie z rys. 6.21 dla tego samego fototranzystora co w p. 4.
6. Wyznaczanie charakterystyk statycznych transoptora:
   - Zestawić układ pomiarowy odpowiednio według rys. 6.22.



Rys. 6.22. Układ pomiarowy do wyznaczania charakterystyk wejściowych, przejściowych i wyjściowych transoptorów z fotodiodą lub fototranzystorem na wyjściu: 1 - zasilacz stabilizowany, 2 - woltomierz cyfrowy, 3 - miliamperomierz, 4 - zasilacz stabilizowany, 5 - badany transoptor

   - Zdjąć charakterystyki wejściowe dla wskazanych przez prowadzącego fototranzystorów (jakie to będą charakterystyki?).
   - Zdjąć charakterystyki wyjściowe dla badanych fototranzystorów. Należy zwrócić uwagę, że rodzaj tych charakterystyk zależy od rodzaju badanego transoptora! Należy samodzielnie zaproponować odpowiednie pomiary.

- Wyznaczyć charakterystyki przejściowe badanego transoptora. Również w tym przypadku należy samodzielnie zaproponować, jakie pomiary powinny być przeprowadzone.

6.6. Tematy do opracowania

1. Wykreślić charakterystyki statyczne wszystkich przebadanych elementów optoelektronicznych:
   - Dla diod LED zestawić je na jednym wspólnym wykresie.
   - Dla fotorezystorów wykreślić rodziny statycznych charakterystyk prądowo-napięciowych, a następnie na ich podstawie opracować i wykreślić charakterystyki $R = f(E)$.
   - Dla fotodiod wykreślić osobno charakterystyki prądowo-napięciowe w każdej z ćwiartek układu współrzędnych. Spróbować dla jednej z przebadanych fotodiod wykreślić pełną charakterystykę we wszystkich trzech ćwiartkach układu współrzędnych.
   - Dla fotoogniwa sporządzić wykresy napięcia fotowoltaicznego U_F i prądu zwarciowego I_Z w funkcji natężenia oświetlenia E.
   - Dla transoptora wykreślić charakterystyki prądowo-napięciowe wejściowe, odpowiednie charakterystyki wyjściowe i przejściowe.
2. Na odstawie odpowiednich charakterystyk wyznaczyć czułości przebadanych fotodetektorów. Porównać otrzymane wyniki pomiędzy sobą.
3. Obliczyć wzmocnienie prądowe przebadanego fototranzystora (i o ile taki element był badany, to fotodiody lawinowej).
4. Wyznaczyć przekładnie prądowe badanych transoptorów. Czy ta przekładnia ma charakter liniowy w przypadku zmian natężenia prądu wejściowego?
5. Uzyskane parametry techniczne zestawić w odpowiednich tabelach i porównać z wartościami znalezionymi w katalogach.
6. Przeanalizować uzyskane wyniki, a uzyskane wnioski zamieścić w sprawozdaniu.

6.7. Literatura

1. J. Cieślak: Półprzewodnikowe elementy optoelektroniczne. MON, Warszawa 1981.
2. A. Świt: Przyrządy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1968.
3. A. Smoliński: Optoelektronika światłowodowa. WKŁ, Warszawa 1985.
4. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
5. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 7

WŁASNOŚCI TEMPERATUROWE PÓŁPRZEWODNIKÓW

7.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zaobserwowanie na drodze odpowiednich pomiarów wpływu temperatury na parametry i charakterystyki podstawowych elementów półprzewodnikowych, a następnie powiązanie uzyskanych wyników z teorią wyjaśniającą wpływ temperatury na działanie tych przyrządów.

7.2. Wprowadzenie

Elementy wykonane z materiałów półprzewodnikowych są wrażliwe na zmiany temperatury. Wrażliwość ta jest efektem zależności koncentracji swobodnych nośników ładunku od temperatury oraz jej wpływu na przebieg zjawisk transportu tych nośników w materiałach półprzewodnikowych. W efekcie o właściwościach elektrycznych takich elementów decyduje temperatura wewnętrzna układu półprzewodnikowego, która zależy od dwóch decydujących czynników: temperatury otoczenia i mocy elektrycznej wydzielonej w tym elemencie.

7.2.1. Koncentracja nośników swobodnych

Koncentracja nośników swobodnych w półprzewodniku samoistnym zależy od procesu jonizacji termicznej. W wyniku tego procesu generowane są pary elektron-dziura, tak więc koncentracje tych nośników są sobie równe ($n_i = p_i$). Można je obliczyć z zależności (7.1), która obrazuje wpływ temperatury:

$$n_i = p_i = A \cdot T^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{W_g}{2 \cdot k \cdot T}\right) \qquad (7.1)$$

gdzie: A - stała materiałowa niezależna od temperatury,

T - temperatura w skali bezwzględnej Kelwina.

Decydujący jest oczywiście wpływ czynnika wykładniczego. Temperatura wpływa również na szerokość pasma zabronionego (zależność (7.2)), ale ten wpływ jest niewielki (tabl. 7.1), tak że można go pominąć:

$$W_g(T) = W_{g0} - a \cdot T \tag{7.2}$$

gdzie: W_{g0} - aproksymowana szerokość pasma zabronionego w temperaturze zera bezwzględnego;

a - stała materiałowa

Tablica 7.1

Szerokość pasma zabronionego W_g [eV]

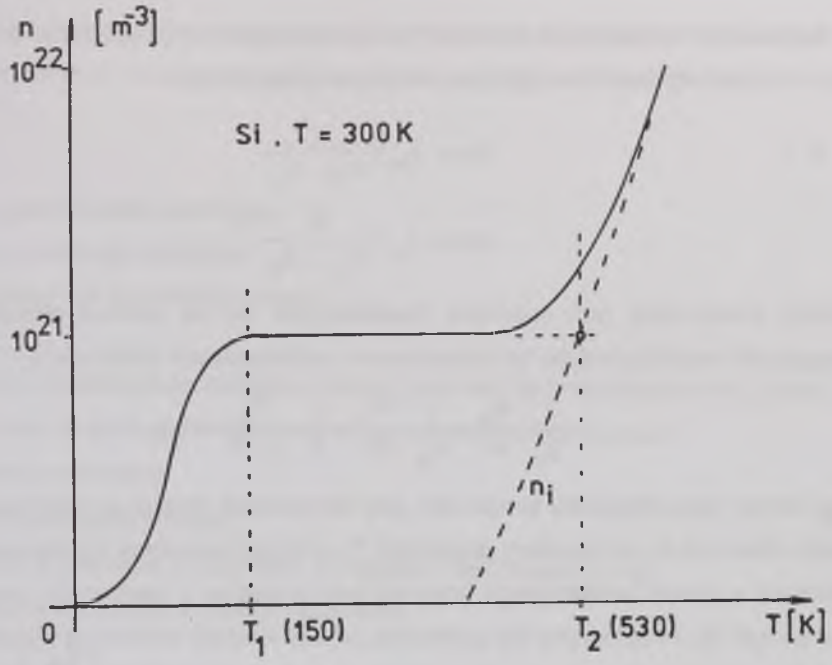
[eV]	W_g (300 K)	W_{g0}	W_g(OK)
Ge	0,67	0,78	0,75
Si	1,12	1,21	1,17
GaAs	1,42	1,57	1,52
W_g(OK) - rzeczywista szerokość W_g w T = 0 K			

Wrażliwość koncentracji nośników na zmiany temperatury można scharakteryzować za pomocą temperaturowego współczynnika względnych zmian koncentracji γ_i (zależność (7.3)), którego wartości w temperaturze 300 K wynoszą odpowiednio dla: germanu 5,5%/K, krzemu 8,3%/K i arsenku galu 10,6%/K.

$$\gamma_i = \frac{1}{n_i} \cdot \frac{dn_i}{dT} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{T} + \frac{W_g}{2 \cdot k \cdot T^2} \tag{7.3}$$

Tak więc materiałem najbardziej wrażliwym na zmiany temperatury jest arsenek galu, natomiast german jest najbardziej odporny.

W przypadku półprzewodników domieszkowych obecność domieszek zmienia w sposób istotny sytuację. Koncentracja nośników swobodnych oraz wpływ na tę koncentrację zmian temperatury zależą od temperatury, w jakiej znajduje się sam materiał półprzewodnikowy, co zilustrowano na rys. 7.1. Na rysunku tym zaznaczono dwie graniczne temperatury T_1 i T_2, których wartości zależą od rodzaju półprzewodnika. Temperatury te wyznaczają trzy charakterystyczne obszary, w obrębie których



Rys. 7.1. Temperaturowa zależność koncentracji nośników swobodnych w materiale półprzewodnikowym. Krzywą przerywaną zaznaczono koncentrację nośników samoistnych

dominują różne zjawiska. W obszarze pierwszym, tj. w zakresie temperatur od zera bezwzględnego do temperatury T_1, następuje stopniowa jonizacja termiczna atomów domieszek. W wyniku tej jonizacji rośnie koncentracja dziur lub elektronów, zależnie od typu domieszki. Jednocześnie proces jonizacji termicznej nośników samoistnych prawie nie zachodzi, tak że o właściwościach elektrycznych półprzewodnika decydują nośniki większościowe, których koncentracja ściśle zależy od temperatury. Gdy temperatura osiągnie wartość graniczną T_1, wszystkie domieszki są już zjonizowane, tak że koncentracja ich nie może już wzrastać. Temperatura T_1, zależnie od rodzaju półprzewodnika i koncentracji domieszek, zawiera się w granicach od 100 do 200 K. Zjawiska zachodzące w pierwszym zakresie temperatur są istotne dla fotodetektorów pracujących w sztucznie obniżonych temperaturach. W obszarze drugim, tj. w zakresie temperatur pomiędzy temperaturami granicznymi T_1 i T_2, koncentracja nośników większościowych jest stała i równa różnicy koncentracji domieszek donorowych i akceptorowych (zależność (7.4)), a więc nie zależy od temperatury.

$$\begin{aligned} &\text{typ n:}\quad n_n = N_D - N_A \\ &\text{typ p:}\quad p_p = N_A - N_D \end{aligned} \tag{7.4}$$

W zakresie tym koncentracje nośników mniejszościowych są proporcjonalne do kwadratu koncentracji nośników samoistnych n_i (zależność (7.5)).

$$\text{typ n: } p_n = \frac{n_i^2}{N_D - N_A} \qquad \text{typ p: } n_p = \frac{n_i^2}{N_A - N_D} \tag{7.5}$$

Zmiany koncentracji tych nośników charakteryzuje się za pomocą odpowiednich względnych współczynników temperaturowych, definiowanych zależnością (7.6).

$$\frac{1}{p_n}\cdot\frac{dp_n}{dT} = \frac{1}{n_p}\cdot\frac{dn_p}{dT} = \frac{3}{T} + \frac{W_g}{k\cdot T^2} = 2\cdot\gamma_i \tag{7.6}$$

Pod koniec tego przedziału temperatur, gdy temperatura przyrządu półprzewodnikowego zbliża się do temperatury granicznej T_2, energia kinetyczna uzyskiwana przez elektrony z pasma walencyjnego staje się porównywalna z szerokością pasma zabronionego W_g i rozpoczyna się gwałtowny proces jonizacji termicznej nośników samoistnych (rys. 7.1 - prosta przerywana). Koncentracja ich gwałtownie rośnie. W pewnym momencie koncentracje nośników samoistnych i domieszkowych zrównują się, co ma miejsce dla temperatury granicznej T_2 zależnej od materiału półprzewodnikowego i koncentracji domieszek (tabl. 7.2), a zawierającej się w granicach od około 400 K do ponad 500 K. Od tego momentu koncentracja nośników samoistnych znowu gwałtownie rośnie, a półprzewodnik można traktować jako samoistny.

Tablica 7.2

Zależność temperatury przejścia T_2 w stan samoistny

	$N[m^{-3}]$	10^{19}	10^{20}	10^{21}	$2\cdot10^{21}$	$4\cdot10^{22}$	10^{23}
Si	[K]	413	473	533	573	673	803
GaAs		573	673	773	-	-	-

7.2.2. Zjawiska transportu nośników

Podstawowymi mechanizmami transportu nośników w półprzewodniku są unoszenie w polu elektrycznym i dyfuzja nośników w wyniku istnienia różnicy koncentra-

cji. W pierwszym przypadku parametrem charakteryzującym transport nośników jest tak zwana ruchliwość nośników ładunku μ (zależność (7.7)):

$$\mu = \frac{I_U}{q \cdot n \cdot E} \tag{7.7}$$

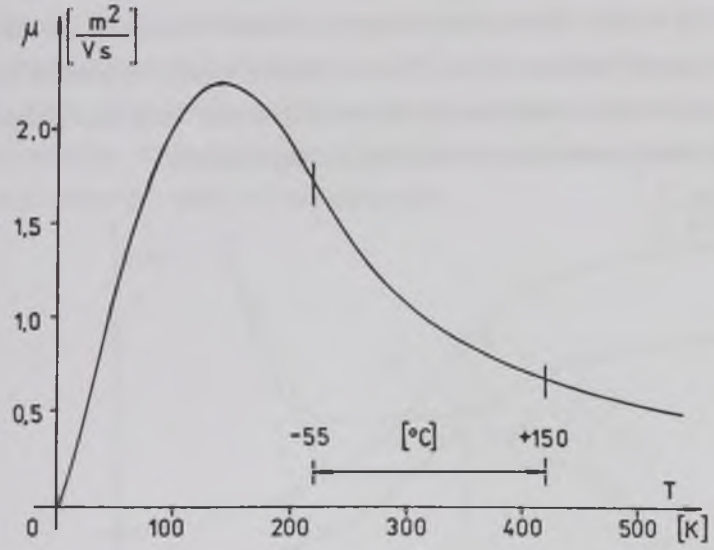
gdzie: I_U - gęstość prądu unoszenia,

n - koncentracja nośników,

E - natężenie pola elektrycznego.

Parametr ten charakteryzuje zdolność danego materiału do przewodzenia strumienia nośników, która to zdolność w istotny sposób uwarunkowana jest przez:

- koncentrację nośników;
- natężenie pola elektrycznego;
- rozpraszanie nośników na fononach (tj. węzłach sieci krystalicznej);
- rozpraszanie nośników na jonach domieszek.



Rys. 7.2. Temperaturowa zależność ruchliwości nośników swobodnych

Zależność temperaturową ruchliwości nośników przedstawiono na rys. 7.2. W zakresie niskich temperatur (0-150 K) rozpraszanie nośników na fononach jest pomijalnie małe, gdyż drgania atomów sieci krystalicznej są bardzo małe, a więc prawdopodobieństwo zderzeń jest minimalne. Istotne jest rozpraszanie nośników na jonach domieszek będące oddziaływaniem elektrostatycznym. Ze wzrostem tempe-

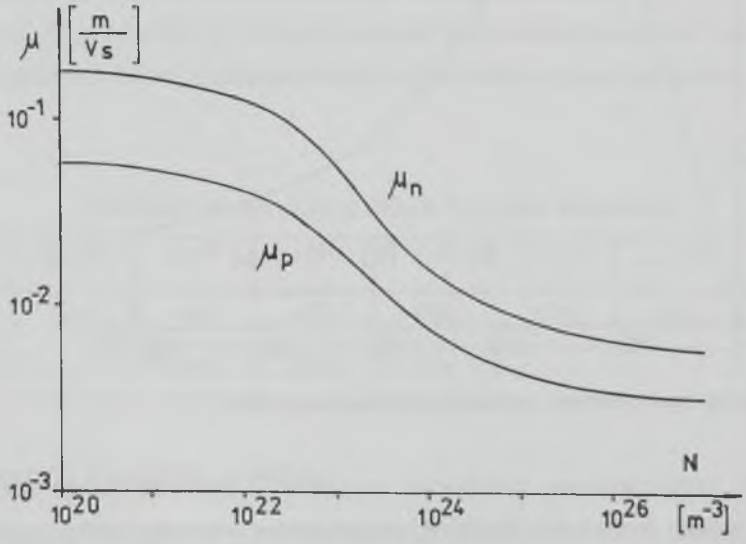
ratury rośnie energia kinetyczna nośników, a więc maleje czas oddziaływania pomiędzy nośnikami a jonami domieszek, w efekcie rozpraszanie staje się mniej efektywne, co prowadzi do wzrostu ruchliwości. Ale ze wzrostem temperatury rosną też drgania sieci krystalicznej, co oznacza powiększanie się efektywności rozpraszania nośników na fononach. Dla temperatury około 150 K wzrost ruchliwości nośników zostaje całkowicie zahamowany przez coraz intensywniejsze rozpraszanie fononowe, a powyżej tej temperatury ruchliwość wyraźnie maleje. Jak widać z rys. 7.2, w zakresie typowych temperatur pracy przyrządu półprzewodnikowego ruchliwość maleje wraz ze wzrostem temperatury półprzewodnika, co można opisać zależnością (7.8):

$$\mu(T) = \mu(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-b} \tag{7.8}$$

gdzie: $\mu(T_0)$ - ruchliwość maksymalna, przypadająca dla temperatury T_0,

b - stała zależna od koncentracji domieszek (zawiera się w granicach 1-2,5).

Z zależności (7.7) wynika również, że ruchliwość nośników maleje ze wzrostem ich koncentracji, co przedstawiono na rys. 7.3, a co można wyjaśnić wzrostem prawdopodobieństwa rozpraszania fononowego. Zwykle ruchliwość dziur jest mniejsza od ruchliwości elektronów w danym materiale półprzewodnikowym.



Rys. 7.3. Zależność ruchliwości nośników swobodnych od koncentracji domieszek

W przypadku dyfuzji parametrem charakteryzującym transport nośników jest współczynnik dyfuzji D. Można go powiązać z ruchliwością nośników za pomocą równania Einsteina (7.9), z którego wynika podobna zależność temperaturowa:

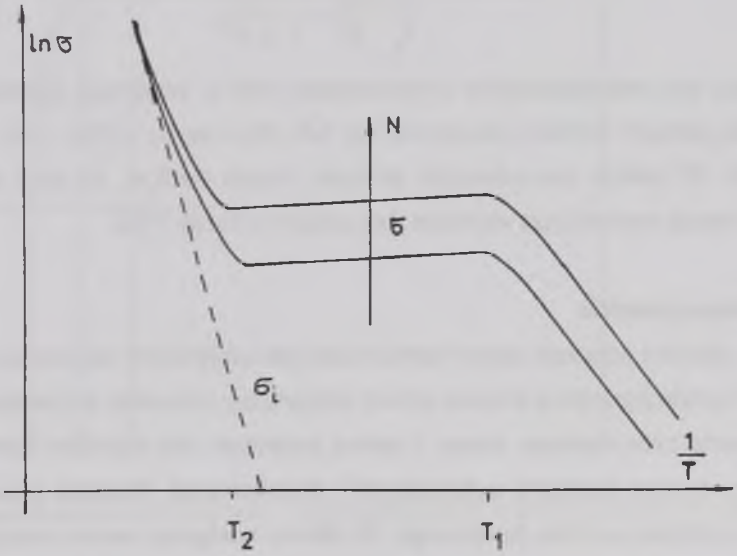
$$D = \mu \cdot \frac{k \cdot T}{q} \tag{7.9}$$

7.2.3. Konduktywność półprzewodnika

Podstawowym parametrem półprzewodnika jest jego konduktywność σ, którą można wyrazić zależnością (7.10), wiążąca gęstość prądu płynącego przez półprzewodnik z natężeniem pola elektrycznego:

$$\sigma = q \cdot (n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) \tag{7.10}$$

Jak widać, konduktywność jest funkcją zarówno ruchliwości nośników, jak i ich koncentracji, a ponieważ obie te wielkości są zależne od temperatury, to wypadkowa zależność temperaturowa tego parametru przybiera postać pokazaną na rys. 7.4. Na tym rysunku widzimy znane już temperatury graniczne T_1 i T_2. Należy zwrócić uwagę, że w zakresie temperatur pomiędzy T_1 i T_2 następuje pomimo wzrostu temperatury, lekki spadek konduktywności półprzewodnika związany ze zmniejszaniem się ruchliwości nośników. Wzrost koncentracji domieszek spowoduje przesunięcie krzywej w kierunku większych wartości konduktywności.



Rys. 7.4. Temperaturowa zależność konduktywności materiału półprzewodnikowego

7.2.4. Złącze p-n

Wykonane w materiale półprzewodnikowym złącze p-n jest wrażliwe na temperaturę pracy przyrządu. W przedstawionych poniżej rozważaniach zakładamy, że zakres temperatur pracy zawiera się w granicach od 200 do 400 K. W tym zakresie wpływ temperatury jest różny w zależności od sposobu polaryzacji złącza.

1. Polaryzacja w kierunku zaporowym

W złączach germanowych dominującym składnikiem prądu wstecznego jest prąd nasycenia I_S, którego wartość jest proporcjonalna do kwadratu koncentracji nośników samoistnych n_i (zależności (7.1) i (1.2)). W rozpatrywanym zakresie temperatur czynnik $T^{3/2}$ jest pomijalny wobec czynnika wykładniczego, tak że wpływ temperatury dobrze oddaje temperaturowy współczynnik względnych zmian prądu wstecznego wyrażony zależnością (7.11).

$$\frac{1}{I_S}\cdot\frac{dI_S}{dT}=\frac{W_g}{k\cdot T^2} \tag{7.11}$$

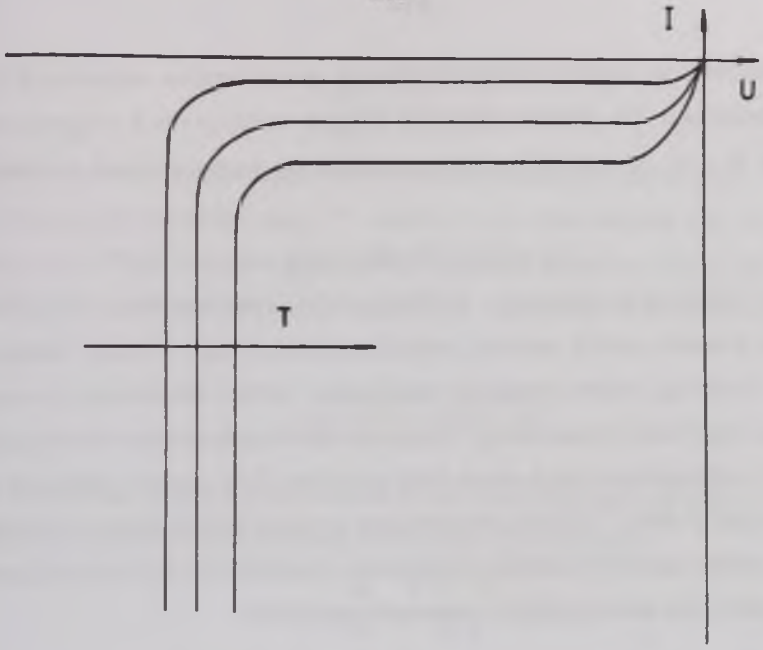
Natomiast w typowych złączach wykonanych w krzemie i arsenku galu decydujące znaczenie ma prąd generacyjny. W tym przypadku temperaturowy współczynnik względnych zmian prądu wstecznego nieznacznie zmienia postać (7.12).

$$\frac{1}{I_S}\cdot\frac{dI_S}{dT}=\frac{W_g}{2\cdot k\cdot T^2} \tag{7.12}$$

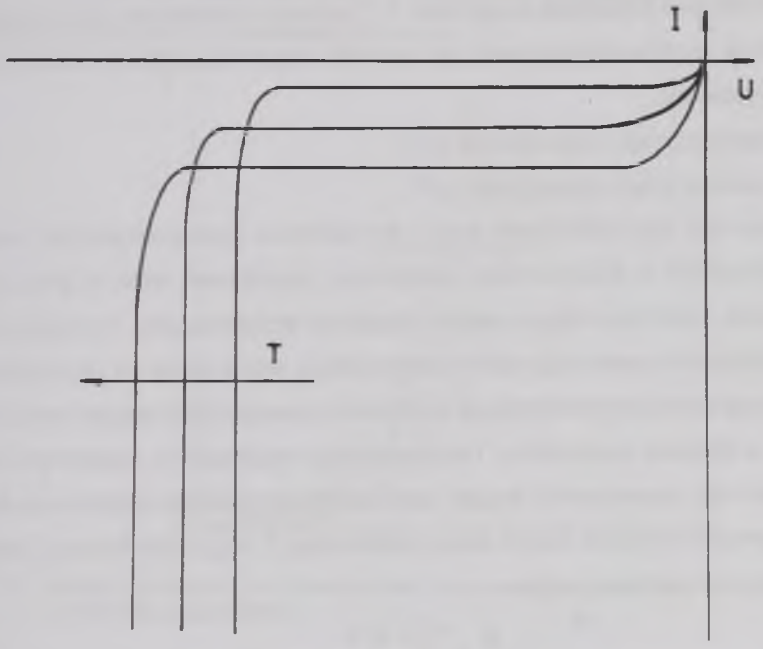
Wartość tych współczynników w temperaturze 300 K przyjmują odpowiednio wartości: dla germanu 8,6%/K, dla krzemu 7,2 %/K, dla krzemu 7,2%/K i dla arsenku galu 9,2%/K. W trakcie szacunkowych obliczeń można założyć, że prąd wsteczny podwaja swoją wartość przy wzroście temperatury o każde 10°C.

2. Zakres przebicia

W zakresie przebicia wpływ temperatury jest uzależniony od mechanizmu przebicia. W sytuacji przebicia Zenera wzrost temperatury powoduje zmniejszenie szerokości pasma zabronionego, a więc i bariery potencjału dla nośników tunelujących pomiędzy dwoma pasmami walencyjnymi i przewodzenia. Wzrasta prawdopodobieństwo wystąpienia efektu tunelowego. W efekcie następuje wzrost prądu Zenera przy utrzymywaniu stałego napięcia na złączu lub spadek wartości napięcia na złączu przy stałym prądzie płynącym przez złącze (rys. 7.5). Ilościowo proces ten jest



Rys. 7.5. Wpływ temperatury na efekt Zenera - na charakterystykach prądowo-napięciowych złącza p-n



Rys. 7.6. Wpływ temperatury na efekt lawinowy - na charakterystykach prądowo-napięciowych złącza p-n

charakteryzowany za pomocą temperaturowego współczynnika względnych zmian napięcia przebicia β. Dla procesu przebicia Zenera współczynnik β przyjmuje wartości ujemne (β < 0), a wartości napięcia przebicia U_p można obliczyć z zależności (7.13).

$$U_p = U_p(T_0)\,[1 + \beta\,(T - T_0)] \tag{7.13}$$

W sytuacji przebicia lawinowego wartości tego współczynnika są dodatnie (β > 0), co oznacza wzrost wartości napięcia przebicia przy wzroście temperatury (rys. 7.6). Efekt ten można wyjaśnić następująco: wzrost temperatury pociąga za sobą wzrost drgań sieci krystalicznej. Następuje wzrost rozpraszania fononowego, co prowadzi do zmniejszenia drogi swobodnej nośników. Tym samym maleje ich energia kinetyczna, a więc i prawdopodobieństwo jonizacji zderzeniowej. Warunki powstawania lawiny nośników ulegają pogorszeniu i do uzyskania takiej samej gęstości prądu potrzeba pola elektrycznego o większym natężeniu.

3. Polaryzacja w kierunku przewodzenia

Analiza równania Shockleya (zależność 1.7) pozwala przewidzieć, że na przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej złącza mają wpływ dwa czynniki uwarunkowane jego temperaturą:

- zmiany wartości prądu rekombinacji $I_G(T)$;
- zmiany wartości prądu dyfuzyjnego $I_D(T)$.

W przypadku obu tych składników mamy do czynienia z przeciwstawnymi tendencjami, a mianowicie w miarę wzrostu temperatury wypadkowa wartość prądu nasycenia I_S rośnie, natomiast maleje wartość składnika wykładniczego. Tym samym następuje częściowa kompensacja wpływu temperatury, której wpływ na charakterystyki prądowo-napięciowe przy pracy złącza w kierunku przewodzenia będzie mniejszy niż przy pracy w kierunku zaporowym. Temperaturowy współczynnik względnych zmian prądu w kierunku przewodzenia będzie uzależniony od materiału półprzewodnikowego i dla germanu przyjmie postać daną zależnością (7.14), a dla krzemu i arsenku galu zależnie od wartości prądu:

$$\frac{1}{I}\cdot\frac{dI}{dT} = \frac{W_g - q\cdot U}{k\cdot T^2}; \quad m = 1 \tag{7.14}$$

w zakresie normalnej pracy lub

$$\frac{1}{I}\cdot\frac{dI}{dT}=\frac{W_g-q\cdot U}{2\cdot k\cdot T^2};\ m=2 \tag{7.15}$$

dla zakresu małych prądów (gdzie dominuje składowa rekombinacyjna).

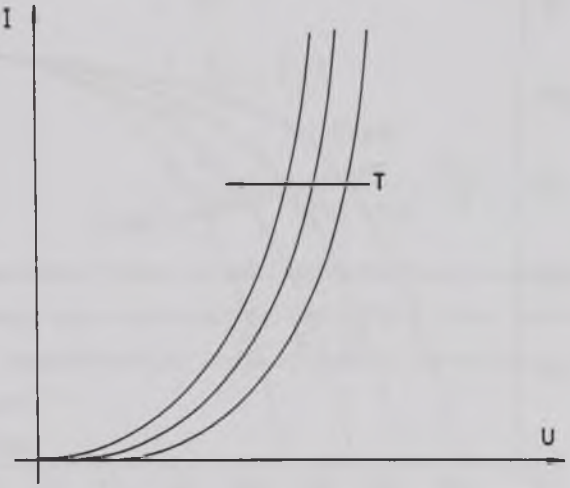
Dla typowych warunków pracy (T - 300 K, I ≅ 0,1 mA) wartość tego współczynnika wynosi około 5%/K. Ważnym parametrem charakteryzującym złącze jest też potencjał dyfuzyjny φ_B (7.16), którego wartość ulega obniżeniu wraz ze wzrostem temperatury.

$$\varphi_B=\frac{k\cdot T}{q}\cdot\ln\frac{N_A\cdot N_D}{n_i^2} \tag{7.16}$$

Dryft ten opisuje temperaturowy współczynnik zmian napięcia na złączu wyznaczany przy stałej wartości prądu płynącego przez złącze (I_F = const).

$$\frac{dU}{dT}=\frac{q\cdot U-W_g}{q\cdot T} \tag{7.17}$$

Wartość tego współczynnika zawiera się w granicach od -1,5 mV/K do -2,3 mV/K, zależnie od rodzaju półprzewodnika i koncentracji domieszek. Charakterystykę w zakresie przewodzenia przedstawiono na rys. 7.7.



Rys. 7.7. Wpływ temperatury na charakterystyki prądowo-napięciowe złącza p-n przy polaryzacji w kierunku przewodzenia

7.2.5. Diody prostownicze

W przypadku diod prostowniczych decydujący wpływ na właściwości termiczne mają: rezystancja szeregowa diody r_s oraz efekty wysokiego poziomu wstrzykiwania

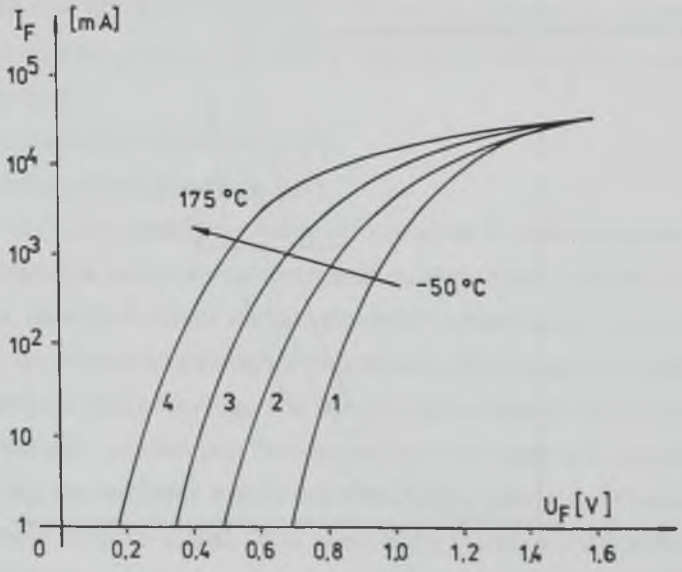
nośników. W związku z tym wyrażenie na temperaturowy współczynnik zmian napięcia na diodzie ulega pewnej modyfikacji w porównaniu ze złączem idealnym (7.18)

$$\frac{dU}{dT} = \frac{q \cdot U - W_g + q \cdot r_0 \cdot (b-1)}{q \cdot T} \tag{7.18}$$

gdzie: r_0 - rezystancja szeregowa diody w temperaturze $T_0 = 300$ K,

b - parametr charakteryzujący zmiany rezystancji szeregowej diody o wartościach w granicach 1-2, zależnie rodzaju materiału półprzewodnikowego i od koncentracji domieszek.

W katalogach właściwości diod prostowniczych charakteryzuje się za pomocą rodziny charakterystyk prądowo-napięciowych, gdzie parametrem jest temperatura otoczenia (rys. 7.8). Jak widać, wraz ze wzrostem prądu I_F maleją zmiany wartości napięcia U_F. Oznacza to, że wartości temperaturowego współczynnika zmian napięcia na diodzie maleją wraz ze wzrostem natężenia prądu płynącego przez diodę. W tablicy 7.3 podano przykładowe wartości tego współczynnika w temperaturze 300 K dla różnych wartości prądu I_F.



Rys. 7.8. Wpływ temperatury na charakterystyki prądowo-napięciowe diod prostowniczych: 1) -50°C, 2) 25°C, 3) 100°C, 4) 175°C

Tablica 7.3

Wartości temperaturowego współczynnika zmian napięcia na diodzie

$\frac{dU}{dT}$	$\frac{mV}{K}$	-2,2	-2,1	-1,8	-0,6
I_F	mA	1	10	100	1000

7.2.6. Diody uniwersalne

W przypadku diod uniwersalnych istotne są ich właściwości dynamiczne, które zależą od takich parametrów, jak pojemności złączowe C_j i dyfuzyjne C_d oraz rezystancje dynamiczne r_d. Wartości tych pojemności są nieliniowymi funkcjami napięcia na złączu i temperatury. Odpowiednie współczynniki temperaturowe wyznacza się przy założeniu typowych warunków pracy, tzn.: stałej wartości prądu płynącego przez diodę (I_F = const.) dla pojemności C_d i rezystancji r_d oraz stałej wartości napięcia na diodzie (U_F = const.) dla pojemności C_j (oczywiście $I_F >> I_S$).

$$\frac{1}{r_d}\cdot\frac{\partial r_d}{\partial T}=\frac{1}{T} \tag{7.19}$$

$$\frac{1}{C_d}\cdot\frac{\partial C_d}{\partial T}=\frac{b-2}{T} \tag{7.20}$$

$$\frac{1}{C_j}\cdot\frac{\partial C_j}{\partial T}=-\frac{1}{2\cdot(\varphi_B-U_F)}\cdot\frac{\partial \varphi_B}{\partial T} \tag{7.21}$$

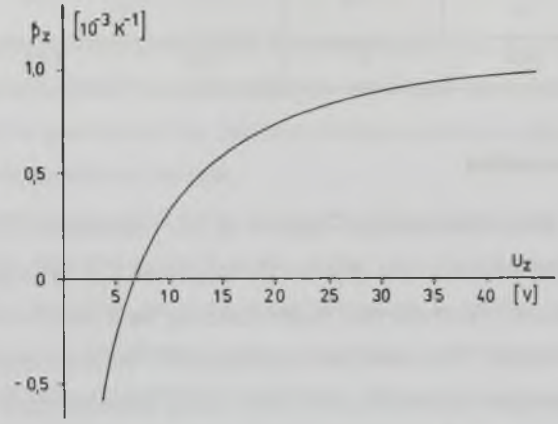
W omawianych warunkach pracy wartości temperaturowych współczynników zmian pojemności zawierają się w granicach 0,1%/K-0,2%/K. Nieco większe są wartości temperaturowych współczynników zmian rezystancji dynamicznej, które wynoszą około 0,3%K-0,4%/K.

7.2.7. Stabilitrony

Wpływ temperatury na właściwości stabilitronów jest opisywany za pomocą temperaturowego współczynnika napięcia stabilizacji β_z, wyznaczanego dla ustalonej wartości prądu I_z = const (zależność (7.22)). Znak tego współczynnika zależy od mechanizmu przebicia złącza (patrz ćwiczenie 1), co zilustrowano na rys. 7.9 i w tablicy 7.4.

$$\beta_z = \frac{1}{U_Z(T_0)} \cdot \frac{\partial U_Z}{\partial T} \tag{7.22}$$

gdzie: $U_Z(T_0)$ - napięcie stabilizacji w temperaturze odniesienia T_0.



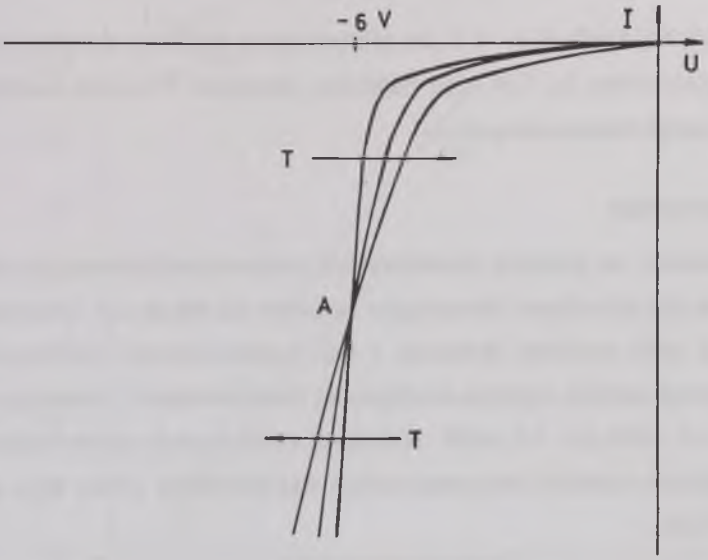
Rys. 7.9. Zależność wartości temperaturowego współczynnika β_z napięcia stabilizacji od wartości napięcia przebicia U_Z

Tablica 7.4

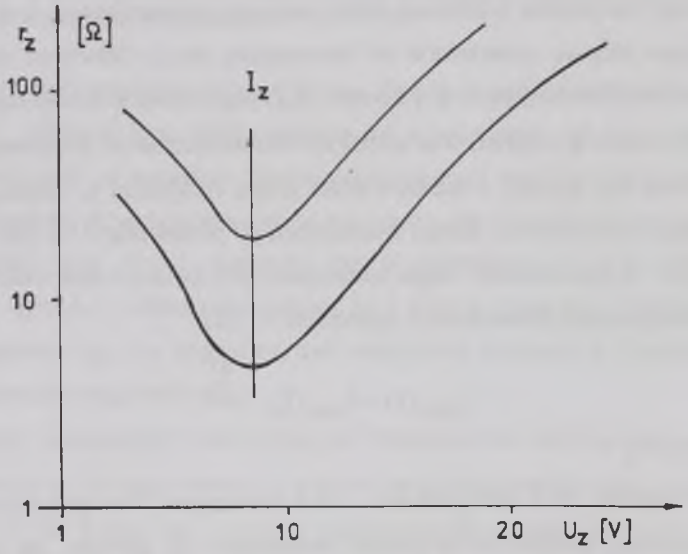
Parametry diod serii BZP683C przy I_Z = 5 mA

Typ	C3V3	C3V9	C4V7	C5V6	C6V8	C8V2	C10	C16	C33
β_Z [10^{-4}/K]	-60	-55	-25	+30	+45	+55	+65	+80	+90
$R_Z[\Omega]$	100	100	90	60	15	10	15	40	90

Należy zwrócić uwagę na fakt, iż zmiana znaku współczynnika β_Z następuje w okolicach napięcia stabilizacji U_Z z przedziału 5 V - 7 V, gdzie też obserwujemy najmniejsze bezwzględne wartości tego współczynnika. Wynika to ze współwystępowania w takich diodach obydwu mechanizmów przebicia złącza. W zakresie małych wartości prądu I_Z przeważa mechanizm Zenera ($\beta_Z < 0$), w miarę wzrostu wartości prądu coraz intensywniej ujawnia się mechanizm lawinowy, w pewnym momencie następuje równowaga obu zjawisk ($\beta_Z \cong 0$), po czym dominuje już efekt lawino-



Rys. 7.10. Wpływ temperatury na charakterystyki stabilitronu, w którym współistnieją mechanizmy przebić lawinowy i tunelowy



Rys. 7.11. Wpływ wartości napięcia stabilizacji U_Z na rezystancję dynamiczną r_Z diod stabilizacyjnych

wy ($\beta_Z > 0$).Widać to na charakterystykach przedstawionych na rysunkach 7.5 i 7.6, gdzie w punkcie A następuje kompensacja wpływu temperatury. W tym przypadku również i rezystancja dynamiczna zależy od temperatury, ale jest to znacznie silniejsza zależność niż przy polaryzacji w kierunku przewodzenia. Typową zależność przedstawiono w tablicy 7.4 i na rys. 7.11. Minimum tej rezystancji przypada na za-

kres napięć stabilizacji rzędu 6 V - 8 V, co pokrywa się z minimum wartości temperaturowego współczynnika β_Z. Tak więc najlepsze własności posiadają stabilistory z tego zakresu napięć stabilizowanych U_Z.

7.2.8. Diody Shotky'ego

Wpływ temperatury na przebieg charakterystyki prądowo-napięciowej złącza metal-półprzewodnik jest jakościowo identyczny z wpływem na złącze p-n. Obserwowane różnice mają tylko charakter ilościowy. I tak, typowe wartości współczynnika dU/dT określającego zmiany napięcia na złączu są nieco mniejsze i zawierają się w przedziale od -1,2 mV/K do -1,6 mV/K. Natomiast zmiany prądu przewodzenia są większe, co wyrażają wartości temperaturowego współczynnika zmian tego prądu rzędu 10%/K-11%/K.

7.2.9. Tranzystory bipolarne

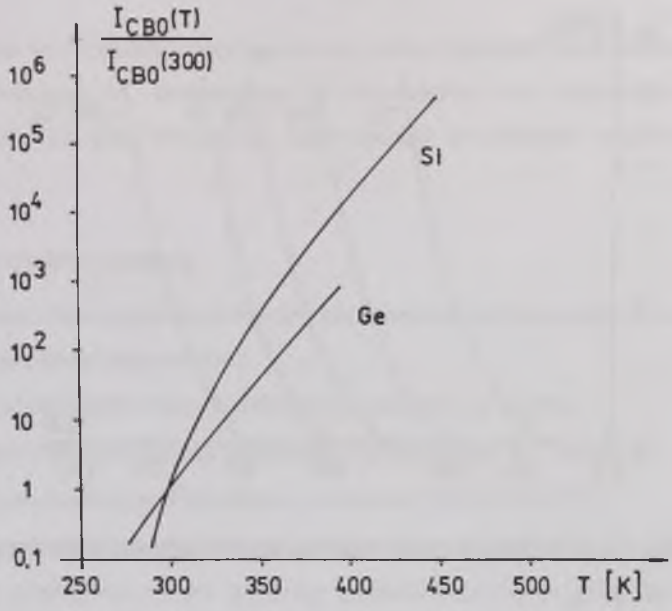
Właściwości tranzystora bipolarnego jako elementu zawierającego dwa złącza p-n są w znacznym stopniu uzależnione od temperatury pracy. Głównymi wielkościami wrażliwymi na temperaturę są: prądy zerowe I_{CB0} i I_{EB0}, napięcie emiter-baza U_{EB} (dla stałej wartości prądu I_E = const) oraz współczynniki wzmocnienia prądowego α i β.

Prąd zerowy I_{CB0} będący odpowiednikiem prądu nasycenia I_S spolaryzowanego zaporowo złącza p-n również zależy wykładniczo od temperatury. I w tym przypadku można przyjąć, że jego wartość ulega podwojeniu przy pewnym wzroście temperatury zwanym temperaturą podwojenia λ (zależność (7.23)).

$$I_{CB0}(T) = I_{CB0}(T_0) \cdot 2^{\frac{\Delta T}{\lambda}} \tag{7.23}$$

gdzie: $\Delta T = T - T_0$.

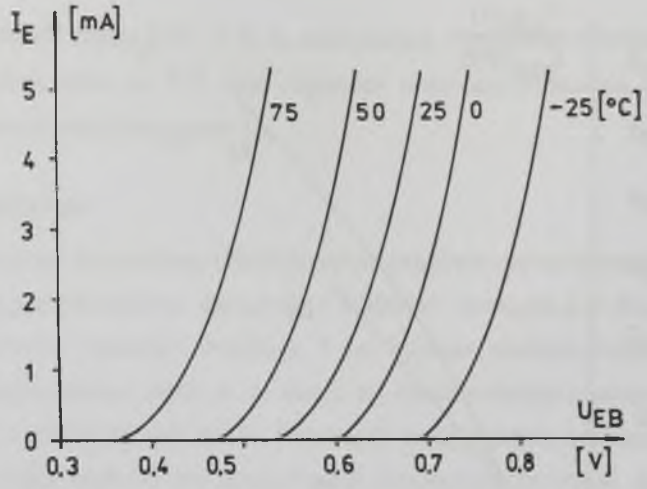
Jej wartości wynosi 10 K dla germanu i 6 K dla krzemu. Tak więc krzem posiada wprawdzie większą wrażliwość na zmiany temperatury niż german, ale jest to kompensowane znacznie mniejszymi wartościami prądów zerowych (Ge: I_{CB0} ~ µA, Si: I_{CB0} ~ nA). Należy też pamiętać, że german nie może pracować w temperaturach wyższych niż 70°C, natomiast dla krzemu taką graniczną temperaturą jest 150°C. Na rys. 7.12 zilustrowano zależność prądów zerowych I_{CB0} w krzemie i germanie od temperatury. Analogicznie zachowuje się prąd zerowy I_{EB0}.



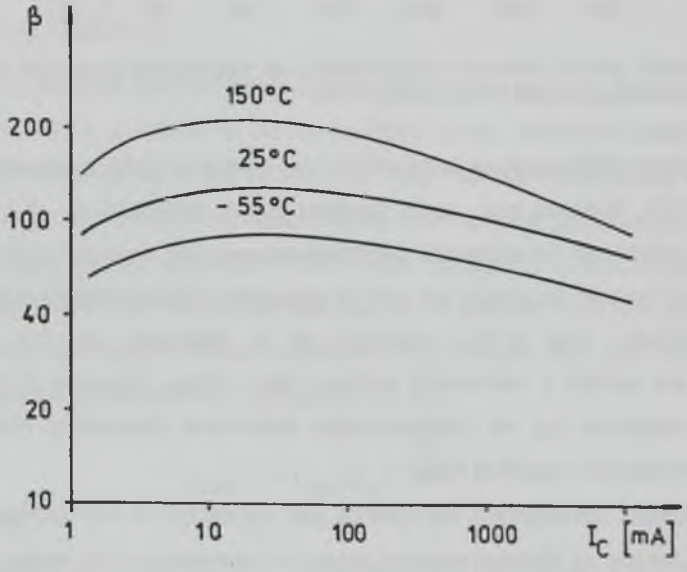
Rys. 7.12. Zależność prądów zerowych od temperatury dla tranzystorów bipolarnych wykonanych z germanu (I_{CB0} = 4 μA) i krzemu (I_{CB0} = 1 nA)

Temperaturowy dryft napięcia baza-emiter U_{BE} można wyrazić zależnością analogiczną do (7.17). Wartość tego dryftu zawiera się w granicach od -1,8 mV/K do -2,5 mV/K, w zależności od materiału półprzewodnikowego i wartości prądu emitera. Nieco mniejszą wartość przyjmuje ten dryft w przypadku złącza kolektor-baza. W tym przypadku wartości tego dryftu zawierają się w granicach od -0,3 mV/K do +0,3 mV/K - co wynika z odmiennej budowy tego złącza. Rysunek 7.13 ilustruje wpływ dryftu napięcia U_{BE} na charakterystyki wejściowe tranzystora krzemowego pracującego w układzie wspólnej bazy.

Bardzo istotnym parametrem tranzystora jest współczynnik wzmocnienia prądowego β (i oczywiście α), którego wartość zależy od temperatury otoczenia, co przedstawiono na rys. 7.14. Wpływ ten wynika z oddziaływania temperatury na wartości współczynnika dyfuzji $D_{p,n}$ oraz czasu życia nośników $\tau_{p,n}$. Czas życia nośników zwiększa się wraz ze wzrostem temperatury, co tłumaczy wzrost wartości wzmocnienia prądowego β, z tym że jest on częściowo kompensowany obniżaniem się wartości współczynnika dyfuzji. Jednocześnie obserwujemy wyraźną zależność wartości wzmocnienia prądowego β od wartości prądu kolektora I_C. Ta podwójna zależność może doprowadzić poprzez efekt dodatniego sprzężenia zwrotnego do cieplnego uszkodzenia tranzystora.



Rys. 7.13. Dryft napięcia emiter - baza U_{EB} w funkcji temperatury (tranzystor krzemowy)



Rys. 7.14. Zależność wartości współczynnika wzmocnienia prądowego β od temperatury i prądu kolektora

Należy zwrócić uwagę na fakt, że prąd zerowy I_{CE0} (zależność (7.24)) rośnie szybciej wraz ze wzrostem temperatury, w porównaniu z prądem zerowym I_{CB0}, gdyż sumują się tu efekty termicznego wzrostu wartości wzmocnienia prądowego β i prądu I_{CB0} (rys. 7.12).

$$I_{CE0} = (\beta_0 + 1) I_{CB0} \qquad (7.24)$$

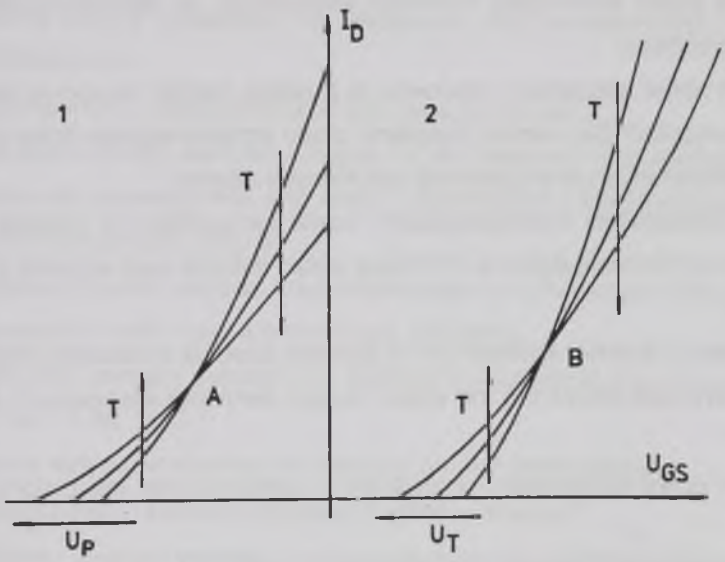
Podobnie jak w przypadku diod parametry małosygnałowe tranzystora bipolarnego też są uzależnione od temperatury, co zilustrowano na przykładzie parametrów hydrydowych h_{ije} dla tranzystora pracującego w układzie wspólnego emitera (rys. 10.5).

7.2.10. Tranzystory polowe

Właściwości tranzystorów polowych silnie zależą od temperatury, co jest efektem występowania dwóch czynników:

- zależności temperaturowej ruchliwości μ nośników w kanale;
- zależności temperaturowej potencjału dyfuzyjnego φ_B złącza (w tranzystorach PNFET) lub potencjału Fermiego φ_F (w tranzystorach MOSFET).

W efekcie, wskutek zmniejszania się ruchliwości μ nośników przy wzroście temperatury maleje prąd drenu I_D. Ale przebieg zjawiska jest mocno komplikowany poprzez wpływ drugiego czynnika. Wpływ ten zależy od typu tranzystora unipolarnego, co przedstawiono na rys. 7.15. Zaobserwowane efekty można następująco podsumować:



Rys. 7.15. Wpływ temperatury na charakterystyki tranzystorów polowych typu PNFET (1) i MOSFET z kanałem wzbogacanym (2)

- W zakresie dużych wartości prądu drenu I_D temperaturowy współczynnik zmian tego prądu ma znak ujemny, co oznacza spadek wartości tego prądu przy wzroście temperatury.

- W zakresie małych wartości prądu drenu I_D sytuacja ulega odwróceniu, a znak współczynnika zmienia się na dodatni.
- Pomiędzy tymi obszarami istnieje jeden wspólny punkt przecięcia się charakterystyk $I_D = f(U_{GS})$, w którym to punkcie wartość prądu drenu nie zależy od temperatury.
- W tranzystorach PNFET i MOSFET z kanałem zubożanym następuje wzrost bezwzględnej wartości napięcia zatkania U_P.
- W tranzystorach MOSFET z kanałem wzbogacanym następuje zmniejszenie się bezwzględnej wartości napięcia progowego U_T.

7.3. Tematy sprawdzające

1. Dlaczego elementy elektroniczne wykonane z materiałów półprzewodnikowych są wrażliwe na wpływ temperatury?
2. Jaki jest wpływ koncentracji nośników swobodnych na właściwości elektryczne półprzewodnika?
3. Jaki jest wpływ temperatury otoczenia na przebieg zjawisk transportu nośników w półprzewodniku? Czy wartość natężenia prądu przepływającego przez próbkę tego półprzewodnika zmieni przebieg opisywanych zjawisk?
4. Jakimi parametrami charakteryzujemy wpływ temperatury na materiał półprzewodnikowy? A jakimi złącze p-n? Proszę podać definicje oraz wyjaśnić ich sens fizyczny.
5. Jak objawia się wpływ temperatury na zjawiska przebicia w obszarze złącza p-n?
6. Czy polaryzacja złącza p-n ma wpływ na jego termiczne właściwości? Jeżeli tak, to jaki?
7. Omówić wpływ temperatury na właściwości temperaturowe tranzystorów bipolarnych.
8. Porównać wpływ temperatury na właściwości diod prostowniczych, uniwersalnych i Shotky'ego.
9. Wyjaśnić wpływ temperatury na wartość współczynnika wzmocnienia prądowego β w tranzystorach bipolarnych.

10. Przedstawić i omówić sposób pomiaru temperaturowych parametrów diod i tranzystorów na stanowisku laboratoryjnym.
11. Wyjaśnić, dlaczego inny jest wpływ temperatury na właściwości tranzystorów unipolarnych normalnie załączonych i normalnie wyłączonych.

7.4. Aparatura pomiarowa

Na stanowisku znajduje się specjalne urządzenie umożliwiające nagrzewanie badanych elementów do określonej temperatury oraz utrzymywanie tej temperatury przez czas niezbędny do dokonania odpowiednich pomiarów. Pomiary przeprowadza się w oparciu o zestaw zasilaczy, woltomierzy i amperomierzy.

7.5. Program ćwiczenia

1. Określenie wpływu temperatury na właściwości diod prostowniczych, uniwersalnych i Shotky'ego:
   - Zaproponować i zestawić odpowiedni układ pomiarowy.
   - Wykonać pomiary wartości napięcia U_F dla badanych diod spolaryzowanych w kierunku przewodzenia, przy dwóch uzgodnionych z osobą prowadzącą ćwiczenie wartościach prądu I_F.
   - Wykonać pomiary wartości prądu wstecznego I_R tych samych diod, dla napięć U_R uzgodnionych z osobą prowadzącą ćwiczenie.
   - Wszystkie pomiary wykonać dla temperatury pokojowej oraz dla temperatur: 30, 40, 50, 60, 70°C.
2. Określenie wpływu temperatury na właściwości diod stabilizacyjnych:
   - Zaproponować i zestawić odpowiedni układ pomiarowy.
   - Wykonać pomiary wartości napięcia stabilizacji U_Z badanych diod stabilizacyjnych odpowiednio spolaryzowanych przy stałej wartości prądu I_Z = 5 mA.
   - Zdjąć charakterystykę prądowo-napięciową wybranej diody stabilizacyjnej dla kierunku zaporowego.
   - Wszystkie pomiary wykonać dla temperatury pokojowej oraz dla temperatur: 25, 30, 35, 40, 45, 50°C.

3. Określenie wpływu temperatury na właściwości tranzystorów bipolarnych:
   - Zaproponować i zestawić odpowiedni układ pomiarowy.
   - Wykonać pomiary wartości napięcia U_{BE} (w funkcji temperatury) dla badanych tranzystorów po ich odpowiednim spolaryzowaniu.
   - Wykonać pomiary wartości prądów zerowych I_{CB0} oraz I_{CE0} badanych tranzystorów po ich odpowiednim spolaryzowaniu.
   - Wszystkie pomiary wykonać dla temperatury pokojowej oraz dla temperatur: 30, 40, 50, 60, 70°C.

7.6. Tematy do opracowania

1. Uzyskane wyniki pomiarów zestawić w odpowiednich tabelach.
2. Zestawić na jednym wykresie zmiany napięcia stabilizacji ΔU_Z wszystkich przebadanych diod stabilizacyjnych.
3. Wyznaczyć dla wszystkich przebadanych diod stabilizacyjnych wartości bezwzględnych i względnych temperaturowych współczynników zmian napięcia stabilizacji.
4. Wykreślić w funkcji napięcia stabilizacji wartości wyznaczonych temperaturowych współczynników zmian napięcia stabilizacji.
5. Z uzyskanych dla różnych temperatur charakterystyk prądowo-napięciowych wyznaczyć wartości rezystancji dynamicznej r_Z dla różnych temperatur. Uzyskane wyniki wykreślić.
6. Sporządzić wykresy napięć U_F w funkcji temperatury dla wszystkich przebadanych diod.
7. Sporządzić wykresy prądów wstecznych I_R w funkcji temperatury dla wszystkich przebadanych diod.
8. Sporządzić wykresy napięć U_{BE} w funkcji temperatury dla wszystkich przebadanych tranzystorów.
9. Sporządzić wykresy prądów zerowych I_{CB0} i I_{CE0} w funkcji temperatury dla wszystkich przebadanych tranzystorów.
10. Zestawić uzyskane wyniki z danymi katalogowymi w odpowiedniej tabeli.
11. Przedyskutować uzyskane wyniki.

7.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1987, s. 128-132, 184-186, 518-520.
2. W. Janke: Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych. WNT, Warszawa 1992.
3. W. Golde: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1971.
4. K. Badźmirowski, J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Miernictwo elementów półprzewodnikowych i układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1984.
5. J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Pomiary przyrządów półprzewodnikowych. WKŁ, Warszawa 1990.

Ćwiczenie 8

BADANIE TYRYSTORA

8.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadą działania tyrystora, sposobem zdejmowania i przebiegiem charakterystyk statycznych oraz wyznaczaniem i sposobem pomiaru podstawowych parametrów. Ćwiczenie zapoznaje słuchacza również z podstawowymi sposobami sterowania tyrystorów.

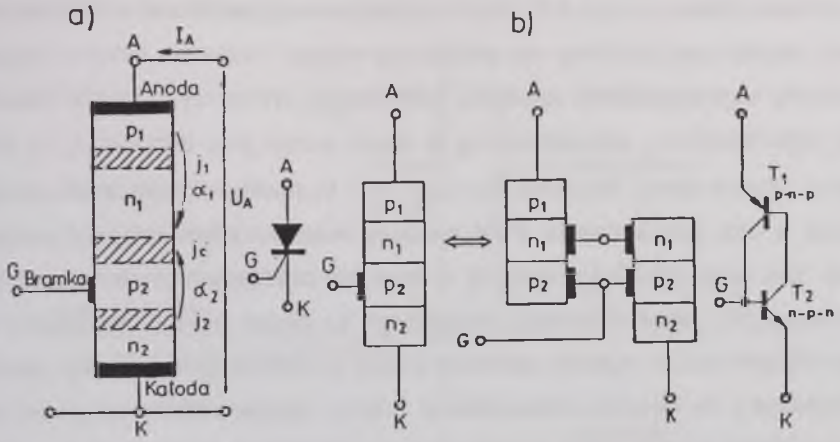
8.2. Wprowadzenie

Większość stosowanych w praktyce tyrystorów, których działanie opiera się na mechanizmie wewnętrznego sprzężenia zwrotnego, jest wykorzystywana jako przełączniki ze względu na dwa typowe stany: stan nieprzewodzenia oraz stan przewodzenia, jak również małą moc pochłanianą w tych stanach. Obecnie produkuje się tyrystory o wartościach prądów granicznych od kilku miliamperów do setek amperów oraz napięć zaporowych dla tyrystorów mocy sięgających ponad 1000 V.

Działanie struktury p-n-p-n

Podstawowa struktura tyrystora składa się z czterech kolejnych warstw półprzewodnika p-n-p-n, które tutaj zostaną oznaczone przez p_1, n_1, p_2, n_2 i występujących między nimi trzech złącz oznaczonych przez j_1, j_c, j_2, jak to przedstawiono na rys. 8.1a. Jeżeli do anody A omawianego przyrządu doprowadzi się dodatnie napięcie U_A, to w obwodzie anodowym popłynie prąd I_A, co sprawia, że warstwy zaporowe j_1 oraz j_2 zostaną spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a warstwa zaporowa j_c zostanie spolaryzowana w kierunku zaporowym. W tym przypadku strukturę p-n-p-n można traktować jako odpowiednie połączenie dwóch tranzystorów: tranzystora

p-n-p oraz tranzystora n-p-n. Do jednego tranzystora należą w rozpatrywanym przypadku obszary p_1-n_1-p_2, a do drugiego obszary n_1-p_2-n_2 (rys. 8.1b). Obszary p_1 oraz



Rys. 8.1. Podstawowa struktura tyrystora: a) model struktury p-n-p-n, b) tyrystor przedstawiony jako połączenie tranzystorów p-n-p i n-p-n

n_2 są obszarami dwóch emiterów. Obszary n_1 oraz p_2 są na przemian obszarami bazy dla jednego tranzystora i kolektora dla drugiego tranzystora. Aby uniknąć nieporozumień, nazywa się te obszary bazami, a warstwę zaporową j_c nazywa się kolektorem. W ten sposób w strukturze p-n-p-n na przeciwległych końcach przyrządu są umieszczone dwa emitery: emiter dziur i emiter elektronów. Obydwa emitery wstrzykują nośniki mniejszościowe (odpowiednio dziury i elektrony) do dwóch obszarów baz, które są z kolei umieszczone po obu stronach wspólnego kolektora. Jak zatem widać, w strukturze p-n-p-n kolektor zabiera zarówno elektrony, jak i dziury.

Wyrażenie na prąd anodowy struktury p-n-p-n ma postać:

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{sc} + I_{gc}}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)}$$

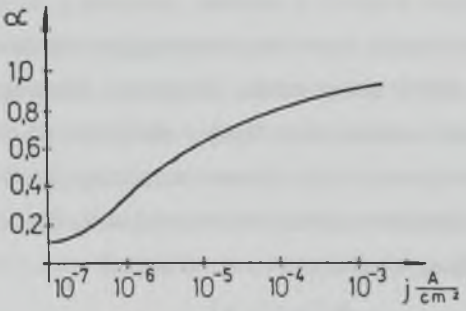
gdzie: I_G - prąd bramki tyrystora,

I_{sc} - prąd nasycenia kolektora j_c, czyli prąd nośników generowanych termicznie w obszarze baz,

I_{gc} - prąd generacji, czyli prąd nośników generowanych termicznie w warstwie zaporowej j_c,

α_1, α_2 - zwarciowe współczynniki wzmocnienia prądowego odpowiednich tranzystorów.

Warto zauważyć, że α_1 rośnie ze wzrostem prądu anodowego I_A, natomiast α_2 rośnie ze wzrostem prądu $I_A + I_G$. Typową charakterystykę zmian α w funkcji gęstości prądu emitera podano na rys. 8.2. Dopóki suma $(\alpha_1 + \alpha_2)$ jest znacznie mniejsza od jedności, dopóty prąd anodowy ma skończoną wartość i struktura p-n-p-n znajduje się w stanie nieprzewodzenia (odcięcia, blokowania). Wystarczy jednakże niewielki wzrost prądu bramki I_G, aby wzrosło α_2, a zatem wzrósł prąd anodowy I_A i z kolei wzrosło α_1; innymi słowy, aby suma $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$ i by nastąpiło przełączenie struktury p-n-p-n w stan przewodzenia. Prąd anodowy może przy tym osiągnąć znaczne wartości i bez ograniczającej rezystancji w obwodzie zasilającym tyrystor może łatwo ulec zniszczeniu. Jeżeli do anody omawianego tu złącza p-n-p-n doprowadzi się ujemne napięcie U_A, to warstwy zaporowe j_1 oraz j_2 zostaną spolaryzowane zaporowo, a warstwa j_c - w kierunku przewodzenia. Prąd I_A, płynący w takim przypadku, będzie ograniczony do niewielkich prądów zaporowych odpowiednich złącz, a przy dostatecznie dużym ujemnym napięciu U_A będzie to prąd lawinowego powielania nośników w tych warstwach zaporowych. Przełączenie nie wystąpi, gdyż obydwa składowe tranzystory nie pracują w takim przypadku na wspólny kolektor, nie istnieje zatem sprzężenie, które doprowadza do nagłej zmiany polaryzacji kolektora.



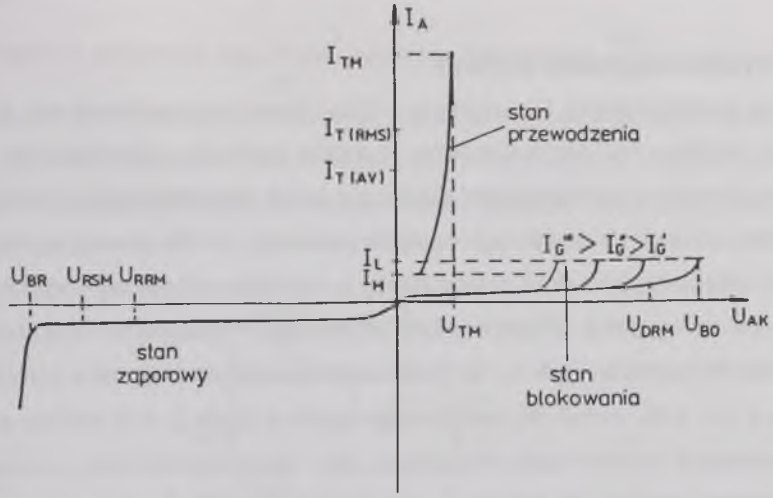
Rys. 8.2. Zależność zwarciowego współczynnika wzmocnienia prądowego od gęstości prądu emitera

Wyjściowe charakterystyki statyczne tyrystora

Na rys. 8.3 została przedstawiona typowa charakterystyka statyczna $I_A = f(U_A)$ tyrystora.

Współczynniki α_1 oraz α_2 mogą być również zwiększane przez światło padające na złącze, wzrost temperatury złącza, przez doprowadzenie szybko narastającego

napięcia anodowego (wyzwalanie stromościowe $\frac{dU_A}{dt}$) lub przez przekroczenie wartości napięcia załączenia przyrządu.



Rys. 8.3. Typowa rodzina wyjściowych charakterystyk statycznych tyrystora

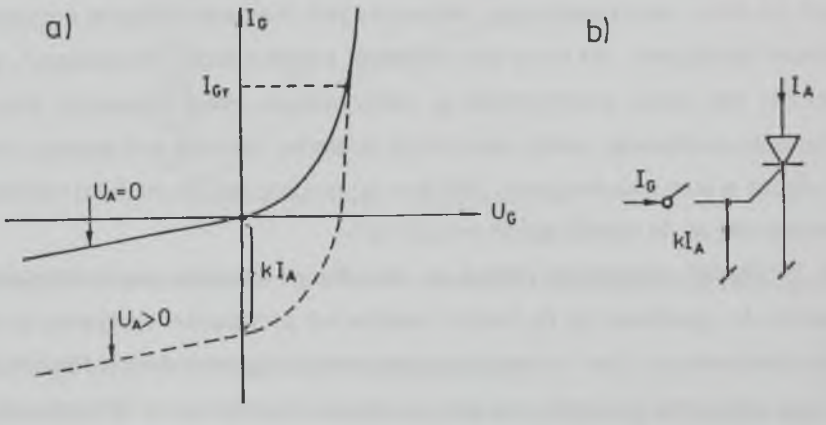
Osobnym zagadnieniem jest przełączanie struktury p-n-p-n ze stanu przewodzenia w stan nieprzewodzenia. Aby tyrystor przełączony w stan przewodzenia mógł powrócić do stanu nieprzewodzenia, konieczne jest obniżenie napięcia anodowego do wartości bliskiej zeru. Ma to na celu obniżenie wartości prądu anodowego I_A poniżej wartości tzw. prądu podtrzymania I_H. Jednocześnie przed ponownym dołączeniem napięcia anodowego należy zmniejszyć działanie czynnika inicjującego przełączanie złącza w stan przewodzenia. Jeśli tym czynnikiem jest na przykład nadmierna temperatura złącza, to należy złącze ostudzić itd.

Inna możliwość wyłączenia polega na odwróceniu kierunku prądu sterującego, lecz metoda ta ogranicza się do małych prądów lub przyrządów specjalnie do tego celu zaprojektowanych (tzw. tyrystorów wyłączanych prądem bramki). Aby możliwe było trwałe włączenie tyrystora, napięcie anodowe i rezystancja w obwodzie anody muszą być tak dobrane, aby prąd anodowy mógł wzrosnąć ponad wartość prądu załączenia I_L, który jest nieco większy od prądu podtrzymania I_H. Wartość dodatniego napięcia anodowego, przy którym następuje załączenie tyrystora (tzn. jego przejście ze stanu blokowania do stanu przewodzenia), zależy od prądu bramki. Przy wzroście prądu bramki tyrystor załącza się już dla mniejszych wartości U_A.

Charakterystyki anodowe zależą od temperatury. Przy wzroście temperatury rosną oczywiście wartości prądu wstecznego i prądu blokowania oraz maleją wartości napięcia anodowego odpowiadające załączeniu przy danej wartości prądu bramki I_G.

Charakterystyka bramkowa tyrystora

Typową charakterystykę bramkową $I_G = f(U_G)$ tyrystora przedstawia rys. 8.4. Jeżeli anoda tyrystora nie jest podłączona do źródła zasilania, charakterystyka bramkowa jest normalną charakterystyką złącza p-n (diody bramka-katoda). Podłączenie anody przez rezystor do dodatniego napięcia powoduje, że dla pewnej wartości prądu bramki określonej jako prąd przełączający I_{GT} tyrystor załącza się i odpowiada to przejściu na dolną gałąź charakterystyki bramkowej. Przesunięcie charakterystyki jest zależne od wartości prądu I_A, co można wytłumaczyć na podstawie pomocniczego szkicu z rys. 8.4b. Jeżeli dla załączonego tyrystora (prąd $I_A \neq 0$) bramkę odłączymy od sterowania (tyrystor wtedy nie wyłącza się) i zewrzemy do masy, to część prądu anodowego wypłynie ze struktury poprzez bramkę. Ponieważ wtedy napięcie $U_{GK} = 0$ (zwarcie), oznacza to, że charakterystyka bramkowa nie przechodzi przez początek układu, lecz jest przesunięta jak na rys. 8.4a (krzywa nakreślona linią przerywaną).



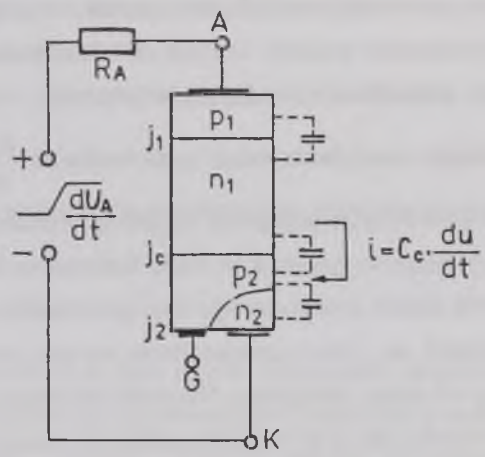
Rys. 8.4. Charakterystyka bramkowa tyrystora (a) i schemat pomocniczy (b)

Parametry dynamiczne

Czas załączania t_{gt} - jest to czas przejścia tyrystora w stan przewodzenia w wyniku doprowadzenia odpowiedniego sygnału w obwodzie sterującym. Wyznacza się

go od momentu przekroczenia ustalonego poziomu przez narastający prąd impulsu wyzwalającego, do chwili osiągnięcia określonej wartości przez prąd w obwodzie głównym.

Krytyczna stromość narastania napięcia blokowania $\frac{dU_A}{dt}$ - jest to maksymalna szybkość zmian napięcia blokowania, która nie powoduje jeszcze załączenia tyrystora. Dla nieco szybszych zmian tyrystor może się załączyć nawet przy braku sterowania w obwodzie bramki. Mechanizm tego załączenia można wyjaśnić na podstawie rys. 8.5.



Rys. 8.5. Schemat pomocniczy objaśniający proces załączania tyrystora przy braku sterowania w obwodzie bramki

Przykładane napięcie dodatnie prawie w całości pojawia się na złączu kolektorowym j_c. Jeżeli uwzględnimy, że złącze to można w pierwszym przybliżeniu scharakteryzować pojemnością złączową C_c, to gwałtownym zmianom napięcia musi towarzyszyć przepływ prądu $i = C_c \frac{dU}{dt}$. Jeżeli prąd ten przekroczy wartość prądu załączania I_L, nastąpi samoistne załączenie tyrystora.

Czas wyłączenia tyrystora t_q - jest to czas, jaki upływa od momentu, gdy prąd główny zmaleje do zera w wyniku komutacji zewnętrznej, do chwili gdy pojawiające się ponownie napięcie anodowe nie spowoduje załączenia tyrystora. Inaczej mówiąc, jeśli np. mamy załączony tyrystor (po załączeniu tyrystora prąd bramki I_G spadł już do zera w wyniku przerwania obwodu bramkowego) i na krótko rozewrzemy obwód

anodowy, a następnie po kilku ns załączymy go ponownie, to, jeśli przerwa jest krótsza od czasu t_q, nośniki zgromadzone w obszarach złącza tyrystora nie zdążą zrekombinować i tyrystor podejmie przewodzenie. Czas t_q to więc najkrótszy czas takiej przerwy, po przekroczeniu którego tyrystor się już nie załączy.

Omawiając ten parametr, wspomnijmy jeszcze o często spotykanym rozwiązaniu polegającym na włączeniu pomiędzy bramkę i katodę rezystora o wartości rzędu 50 omów. Rezystor taki stanowi po prostu dodatkową drogę odprowadzenia ładunku zgromadzonego w obszarach złącz tyrystora. Włączenie tego rezystora oprócz częściowej linearyzacji charakterystyki obwodu bramkowego, korzystnej dla niektórych układów sterujących, powoduje zmniejszenie wartości czasu wyłączania t_q. Czas wyłączania t_q jest przeważnie znacznie większy od czasu załączania t_{gt} i decyduje o ograniczeniu od góry częstotliwości przełączania tyrystora.

Krytyczna stromość narastania prądu przewodzenia $\frac{di_r}{dt}$ jest to maksymalna wartość, która nie powoduje uszkodzenia tyrystora. Parametr ten związany jest z faktem, że przy przełączaniu tyrystora ze stanu blokowania do stanu przewodzenia nie cała powierzchnia złącza kolektorowego traci jednocześnie własności blokujące. Czas rozprzestrzeniania się stanu przewodzenia na całą powierzchnię może być wielokrotnie dłuższy od czasu załączania. Stromość narastania prądu po załączeniu powinna być ograniczona, aby prąd o dużej gęstości w obszarze już przewodzącym nie spowodował lokalnego stopienia półprzewodnika.

Pozostałe parametry tyrystora, które w większości nie będą przedmiotem pomiarów w ćwiczeniu, podano w dodatku D2, dla badanego tyrystora typu BTP 2/50.

8.3. Tematy sprawdzające

1. Narysować i opisać model tranzystorowy tyrystora.
2. Podać wzór na prąd anodowy tyrystora.
3. Omówić stan załączenia tyrystora.
4. Omówić pracę tyrystora przy ujemnym napięciu zasilania.
5. Podać sposoby załączania tyrystora.
6. Omówić sposoby komutacji tyrystora.
7. Omówić podstawowe parametry techniczne tyrystora.

8. Omówić wpływ temperatury na charakterystyki tyrystora.
9. Omówić sterowanie tyrystora impulsem prądu bramki.
10. Omówić stany przejściowe w tyrystorze podczas jego wyłączania.
11. Obliczyć pojemność C_c tyrystora BTP 2/50, dla którego

$$I_L = 40\ \text{mA}, \qquad \text{a} \qquad \frac{dU_A}{dt} = 20\frac{V}{\mu s}.$$

12. Zaproponować układ do pomiaru czasu wyłączania t_q tyrystora.
13. Jakie są przyczyny stosowania rezystora 50Ω włączonego równolegle do złącza bramka-katoda tyrystora?
14. Co oznacza angielska nazwa tyrystora „SCR = silicon controlled rectifier" i jakich możliwości jego zastosowań dotyczy?
15. Wyjaśnić mechanizm „stromościowego" załączania tyrystora.

8.4. Opis modelu i aparatura pomiarowa wykorzystywana w ćwiczeniu

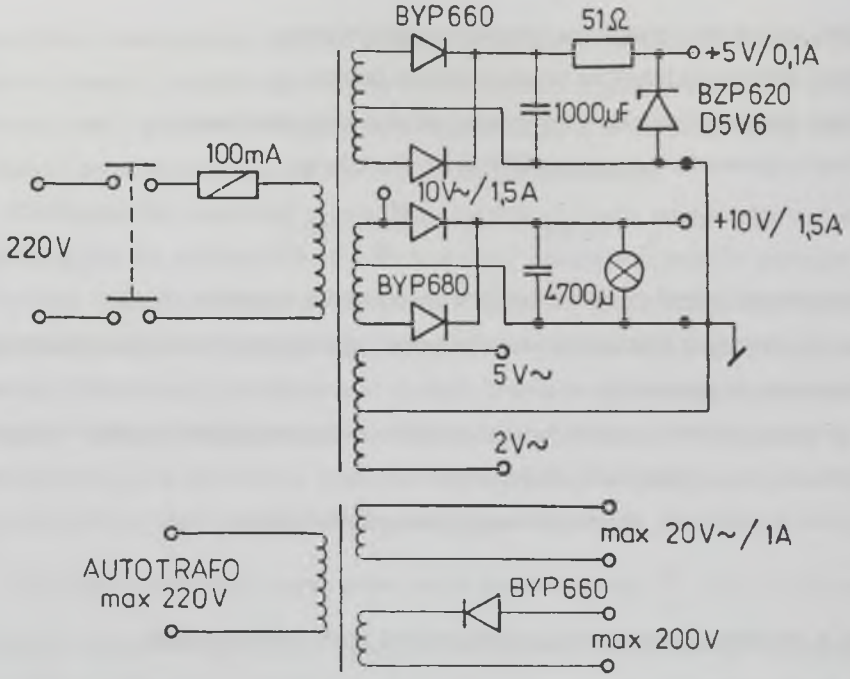
Ćwiczenie wykonywane jest przy użyciu stanowiska pomiarowego, na którego płycie czołowej umieszczone są wyprowadzenia badanego tyrystora BTP 2/50 oraz napięcia zasilające stałe i zmienne, a także obwody pozwalające na połączenie omawianych w p. 8.5 układów pomiarowych. Obwody rozmieszczone na płycie czołowej to:

a) źródło napięć zasilających stałych i zmiennych (rys. 8.6),

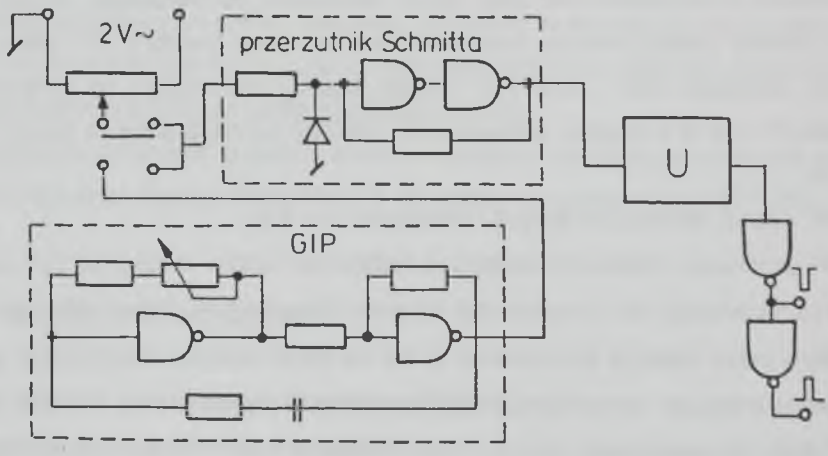
b) układ generujący impuls prostokątny o nastawnym czasie trwania od 0,5 μs do 280 μs, składający się z przerzutnika Schmitta i uniwibratora. Układ może być wyzwalany przez napięcie sinusoidalne 50 Hz lub przez napięcie otrzymywane z generatora impulsów prostokątnych (GIP) o zakresie częstotliwości 1,5÷700 kHz. GIP służy do łatwiejszego odczytu czasu trwania impulsu uniwibratora na ekranie oscyloskopu. Schemat układu przedstawiono na rys. 8.7.

Uwaga!

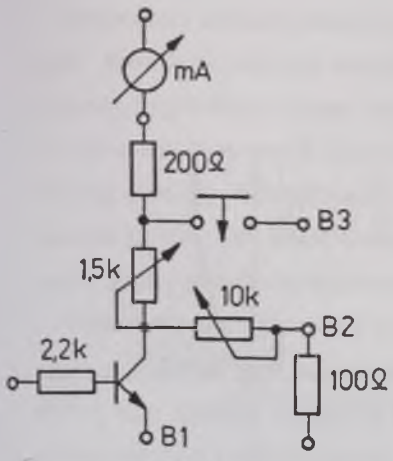
Wyjścia uniwibratora można podłączać do bazy kluczy tranzystorowych tylko poprzez oporniki 2,2 kΩ.



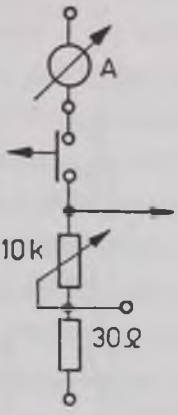
Rys. 8.6. Źródła zasilające w stanowisku do badania tyrystorów



Rys. 8.7. Źródła impulsów prostokątnych w stanowisku do badania tyrystorów

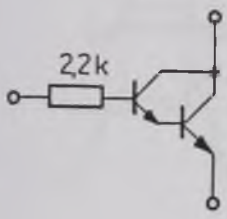


Rys. 8.8. Obwód bramki

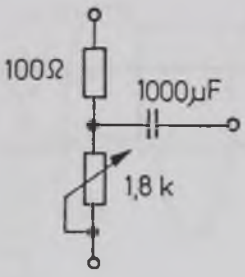


Rys. 8.9. Obwód anody

Zaznaczone na rys. 8.8 i 8.9 amperomierze lub miliamperomierze to podłączane z zewnątrz przyrządy uniwersalne. Do wykonania ćwiczenia potrzebne są jeszcze: oscyloskop 2-strumieniowy z możliwością pracy w trybie X-Y (np. typu KR 7203A) oraz nastawny autotransformator sieciowy.



Rys. 8.10. Klucz tranzystorowy

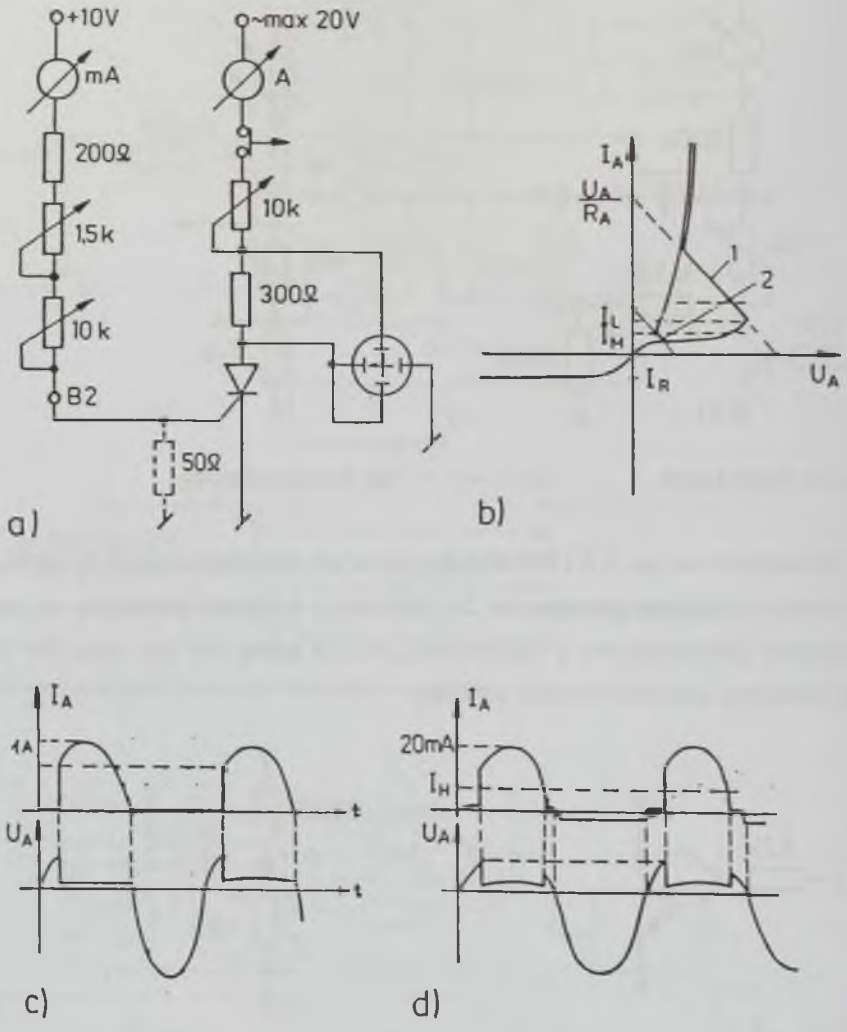


Rys. 8.11. Obwód pomocniczy

8.5. Program ćwiczenia

8.5.1. Wyznaczanie charakterystyk statycznych obwodu głównego tyrystora

Zdjąć i wykreślić charakterystykę obwodu głównego tyrystora $I_A = f(U_A)$ za pomocą oscyloskopu dla różnych napięć zasilania i prądów bramki. W tym celu należy zestawić układ podany na rys. 8.12a.



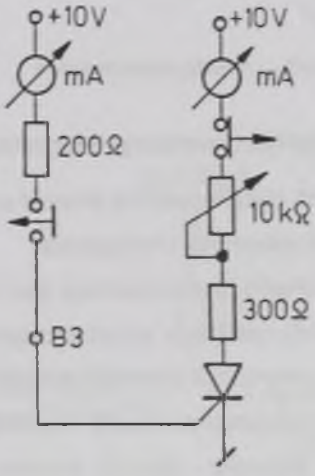
Rys. 8.12. Zasada wyznaczania charakterystyki obwodu głównego (wyjściowej) tyrystora metodą oscyloskopową; a) układ pomiarowy, b) obserwowana charakterystyka, c) przebiegi czasowe prądu i spadku napięcia na tyrystorze dla dużych wartości prądu I_A, d) przebiegi czasowe prądu i spadku napięcia na tyrystorze dla małych wartości prądu I_A

Zmieniając wartość prądu bramki I_G, zaobserwować przesunięcie się charakterystyki. Zmieniając wartość rezystancji w obwodzie anody zaobserwować zmianę nachylenia fragmentów obrazu odpowiadających przeskokowi do stanu przewodzenia (1) i do stanu blokowania (2) (patrz rys. 8.12b). Zwrócić uwagę na fakt, że zachodzące tutaj procesy regeneracyjne powodują mniejszą jasność i czytelność tych fragmentów obrazu. Dla dużych wartości I_G, kiedy tyrystor pracuje już jak dioda, widoczna się staje zależność prądu wstecznego I_R od prądu bramki.

Przechodząc z trybu pracy X-Y do trybu obserwacji dwóch przebiegów czasowych przy regulacjach jw. obserwować przebiegi czasowe prądu I_A i napięcia U_A (rys. 8.12c). Zwrócić uwagę na pewne skomplikowanie się przebiegów przy zmniejszeniu wartości prądu I_A (przez zmianę wartości rezystancji R_A) do poziomu kilkakrotnej wartości prądu podtrzymania I_H (rys. 8.12d).

W obu przypadkach (tzn. dla zakresu dużych i małych wartości I_A), wykorzystując funkcję „X ± Y" oscyloskopu, sprawdzić, że suma tych dwu przebiegów z odpowiednimi wagami, tzn. U_a oraz I_aR_a, daje w wyniku sygnał sinusoidalny.

8.5.2. Pomiar prądu przełączania I_L i prądu podtrzymania I_H (rys. 8.13)



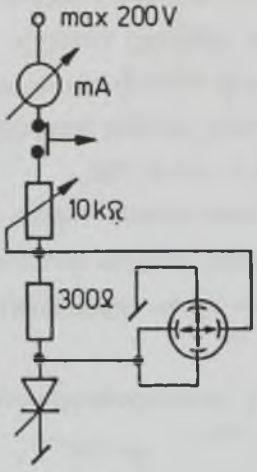
Rys. 8.13. Układ do pomiaru prądów I_L i I_H

Przy pomiarze I_H należy załączyć tyrystor przyciskiem P, po czym zmieniając nastawę potencjometru R_A, zmniejszyć prąd I_A aż do wyłączenia. Ostatnia wartość prądu I_A tuż przed wyłączeniem tyrystora to prąd podtrzymania I_H. Przy pomiarze I_L na-

leży doprowadzić do bramki prąd I_{GT} i zwiększyć prąd tyrystora aż do jego załączenia. Sprawdzić wpływ prądu bramki I_G na wartość prądów I_H i I_L.

8.5.3. Pomiar napięcia wstecznego U_{RRM}

Napięcie U_{RRM} mierzy się za pomocą oscyloskopu w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 8.14. Wykonanie tego pomiaru wymaga zastosowania oscyloskopu o czułości odchylenia w kanale Y równej 20 V/cm lub 50 V/cm.

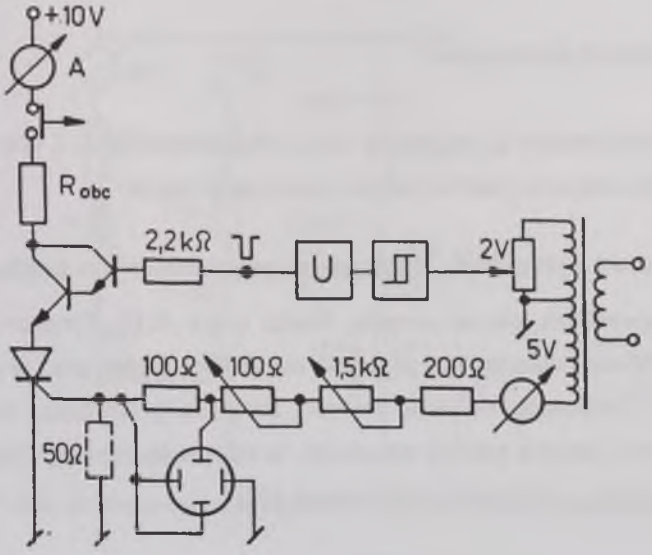


Rys. 8.14. Układ do pomiaru napięcia U_{RRM} metodą oscyloskopową

8.5.4. Wyznaczanie charakterystyk bramkowych tyrystora

W układzie z rys. 8.15 można obserwować na ekranie oscyloskopu charakterystyki bramkowe $I_G = f(U_G)$ w stanie załączenia i wyłączenia.

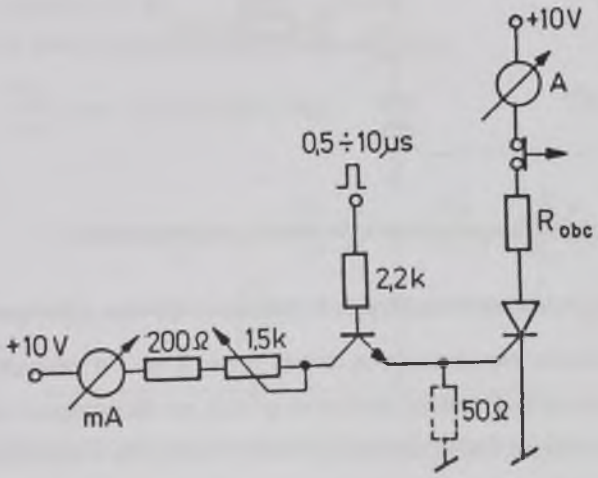
Układ działa następująco. Obwód bramki zasilany jest napięciem zmiennym 5 V. Przy dodatniej połówce sinusoidy następuje załączenie tyrystora. Przy odpowiednim ujemnym napięciu na bramce przerzutnik Schmitta pobudzi uniwibrator i przez czas dłuższy niż t_q klucz tranzystorowy zostanie otwarty i tyrystor się wyłączy. Zmieniając napięcie sterujące przerzutnik Schmitta i długość impulsu, można zmieniać kształt charakterystyki bramkowej. Należy zmierzyć wszystkie charakterystyczne parametry obwodu bramki. Zaobserwować linearyzujący wpływ podłączenia rezystora bocznikującego 50 omów na charakterystykę bramkową. Zaobserwować wpływ zmian prądu anodowego I_A na przesunięcie gałęzi charakterystyki odpowiadającej załączeniu tyrystora.



Rys. 8.15. Układ do wyznaczania charakterystyk bramkowych tyrystora

8.5.5. Sterowanie impulsowe obwodu bramki

W układzie pomiarowym z rys. 8.16 obwód bramki sterowany jest impulsem prądu o regulowanej amplitudzie i czasie trwania t_{iG}.



Rys. 8.16. Układ do impulsowego sterowania bramki tyrystora

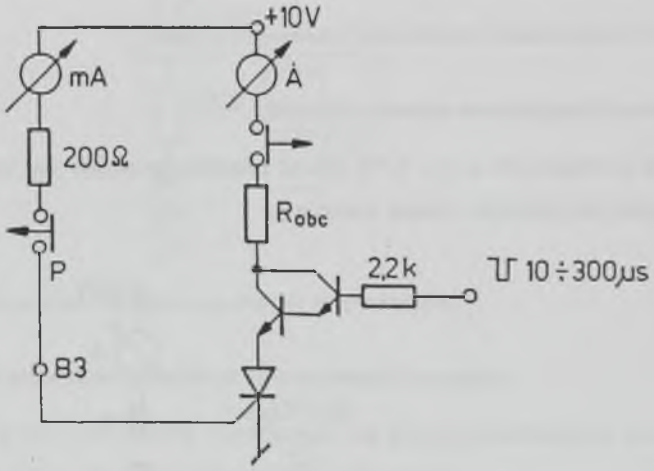
Zająć i wykreślić charakterystykę

$$t_{iG} = f(I_{GT})$$

dla dwóch różnych prądów I_A, dla układu bez i z bocznikiem 50Ω. Z charakterystyki należy wyznaczyć statyczną wartość prądu przełączania bramki.

8.5.6. Pomiar czasu wyłączania t_q (wyłączenie przez przerwanie prądu)

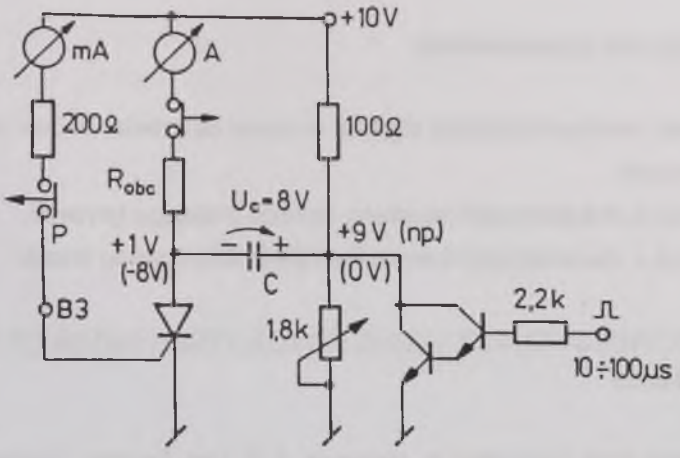
Pomiar przeprowadza się za pomocą układu z rys. 8.17. Tyrystor załączamy przyciskiem P. Klucz tranzystorowy przerywa na określony czas prąd w jego obwodzie anodowym. Zaczynając od małej wartości, zwiększamy ten czas i maksymalna wartość, przy której tyrystor jeszcze przewodzi, to czas wyłączania t_q. Zdjąć i wykreślić charakterystykę $t_q = f(I_A)$, bez i z bocznikiem 50Ω.



Rys. 8.17. Układ do pomiaru czasu wyłączenia t_q na zasadzie przerwania prądu

8.5.7. Pomiar czasu wyłączenia t_q (wyłączenie przez ujemną polaryzację anody)

Pomiar przeprowadza się za pomocą układu z rys. 8.18. Po załączeniu tyrystora przyciskiem P kondensator C ładuje się do napięcia U_c wynikającego z dzielnika oporowego. Po zwarciu klucza tranzystorowego ujemne napięcie kondensatora podane jest na anodę tyrystora przez czas trwania impulsu sterującego. Zdjąć i wykreślić charakterystykę $t_q = f(I_A)$ dla dwóch różnych wartości U_C: dla układu bez i z bocznikiem 50Ω.



Rys. 8.18. Układ do pomiaru czasu wyłączenia t_q na zasadzie ujemnej polaryzacji anody

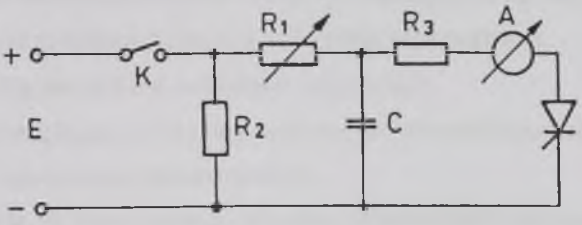
8.5.8. Pomiar krytycznej stromości narastania napięcia blokowania

Pomiar ten przeprowadza się w układzie z rys. 8.19. Po załączeniu klucza K następuje ładowanie kondensatora C przez rezystor R_1. Stromość narastania napięcia kondensatora będzie wynosić:

$$\frac{dU_A}{dt} = \frac{E}{R_1 \cdot C} \times 0{,}632$$

Rezystor R_3 służy do ograniczenia prądu tyrystora.

Zmierzyć $\frac{dU_A}{dt}$ bez i z bocznikiem 50Ω.



Rys. 8.19. Układ do pomiaru krytycznej stromości narastania napięcia blokowania

8.6. Tematy do opracowania

1. Narysować wykresy zależności zdjętych w czasie ćwiczenia, omówić ich przebieg i podać wnioski.
2. Wyznaczyć z charakterystyk parametry obwodu głównego tyrystora.
3. Wyznaczyć z charakterystyk bramkowych parametry obwodu bramki.

8.7. Literatura

1. F.E. Gentry, F.W. Gutzwiller, N. Holonyak, E.E. Von Zastrow: Tyrystory, półprzewodnikowe prostowniki sterowane. WNT, Warszawa 1969.
2. A. Banaszkiewicz: Tyrystory. WNT, Warszawa 1966.
3. St. Malzacher, A. Błaszkowski: Elektronika. Cz. 1. Elementy układów elektronicznych. Skrypt nr 951 Pol. Śl. Gliwice 1981, s. 121-126.
4. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984. s. 495-504.
5. J. Luciński: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972.
6. K. Badźmirowski, J. Kołodziejski, L. Spiralski, L. Stolarski: Miernictwo elementów półprzewodnikowych i układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1984, s. 206-234.

Ćwiczenie 9

POMIARY CZASÓW PRZEŁĄCZEŃ DIOD I TRANZYSTORÓW

9.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się ze zjawiskami zachodzącymi przy przełączaniu diod i tranzystorów bipolarnych oraz metodami pomiarowymi stosowanymi do wyznaczania czasów przełączeń.

9.2. Wprowadzenie

9.2.1. Przełączanie diody półprzewodnikowej

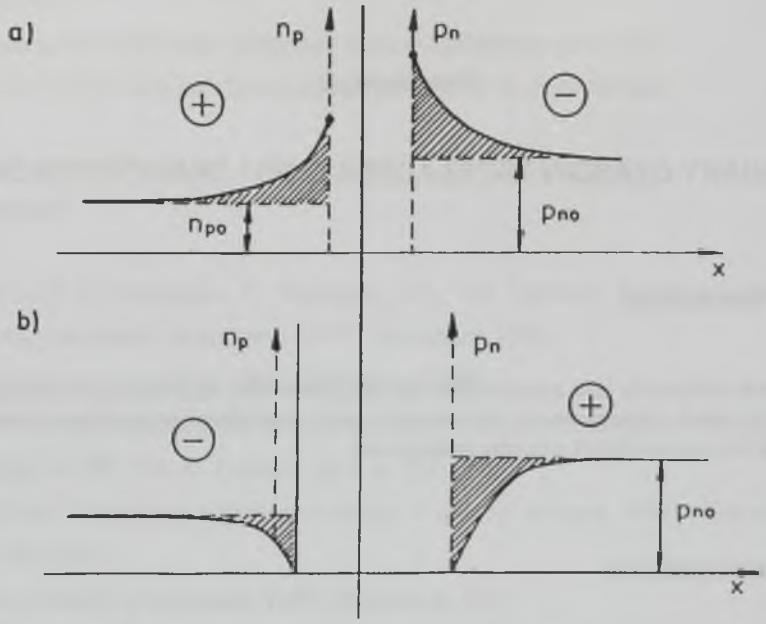
Diody w układach impulsowych spełniają często funkcję kluczy przepuszczających impulsy tylko w jednym kierunku. Dioda impulsowa przeznaczona do takich zastosowań powinna spełniać przede wszystkim następujące wymagania:

- wykazywać bardzo małą rezystancję w kierunku przewodzenia,
- wykazywać dużą rezystancję w kierunku zaporowym,
- bezzwłocznie reagować na impulsy, czyli nie powodować zniekształceń i opóźnień (działać z jak najmniejszą bezwładnością).

Dioda przełączana ze stanu odcięcia do stanu przewodzenia wymaga pewnego czasu do osiągnięcia stanu ustalonego. Czas ten (t_{fr}) nie ma jednak istotnego znaczenia, gdyż jest znacznie krótszy od czasów przełączania diody w kierunku przeciwnym, tj. ze stanu przewodzenia do stanu odcięcia.

W diodzie spolaryzowanej w kierunku przewodzenia koncentracje nośników mniejszościowych w obszarze złącza są duże - nośniki przechodzą z przeciwnych stron złącza, gdzie są nośnikami większościowymi (patrz rys. 9.1a).

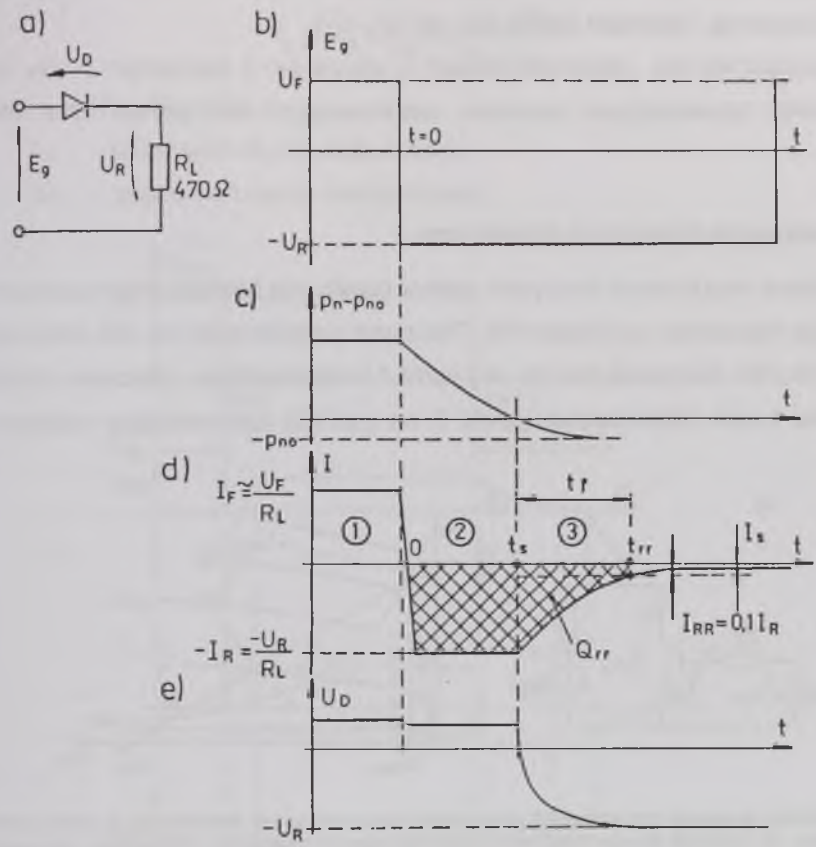
Po skokowej zmianie napięcia polaryzującego diodę w kierunku zaporowym prąd wsteczny złącza nie osiągnie swojej małej ustalonej wartości, dopóki rozkład nośników mniejszościowych nie zmieni się na pokazany na rys. 9.1b.



Rys. 9.1. Przybliżony mechanizm przełączania diody półprzewodnikowej. Rozkład nośników mniejszościowych w obszarze przyzłączowym: a) w stanie przewodzenia (wąska warstwa zaporowa), b) w stanie zaporowym (poszerzona warstwa zaporowa)

Zachodzące zjawiska omówimy dokładniej na podstawie przebiegów czasowych z rys. 9.2. W zakresie czasowym (1) dioda jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia. W chwili t = 0 pod wpływem skokowej zmiany napięcia prąd zmienia kierunek i osiąga wartość zależną od napięcia wstecznego U_R i rezystancji obciążenia R_L. Stan taki utrzymuje się przez czas t_s zwany czasem magazynowania do chwili usunięcia z obszaru złącza nadmiarowych nośników mniejszościowych, tzn. do chwili, gdy $p_n = p_{no}$. Zakładamy bowiem, że obszar typu n jest słabiej domieszkowany ($p_{no} >> n_{po}$), czyli można założyć, że ładunek mniejszościowych dziur decyduje o omawianych procesach. Obszarowi (3) na rys. 9.2 odpowiada dalsze zmniejszanie się koncentracji nośników mniejszościowych do stanu pokazanego na rys. 9.1c, wywołane ich przechodzeniem na przeciwną stronę złącza. Prąd zmniejsza się teraz asymptotycznie do wartości prądu nasycenia złącza I_s przy polaryzacji wstecznej. Przyjmuje się jako parametr diody impulsowej tzw. czas t_{rr}, czyli czas ustalenia się

charakterystyki wstecznej, definiowany jako czas, po którym prąd zmaleje do 10% swojej pierwotnej wartości I_R.



Rys. 9.2. Badanie procesów zachodzących przy przełączaniu diody półprzewodnikowej: a) układ pomiarowy, b) przebieg napięcia sterującego, c) koncentracja nadmiarowych nośników mniejszościowych (dziur w słabiej domieszkowanym obszarze n złącza) podczas procesu wyłączania diody, d) przebieg czasowy prądu diody przy jej wyłączaniu, e) przebieg czasowy napięcia na diodzie przy jej wyłączaniu

Diody impulsowe ogólnie dzieli się na dwie grupy:

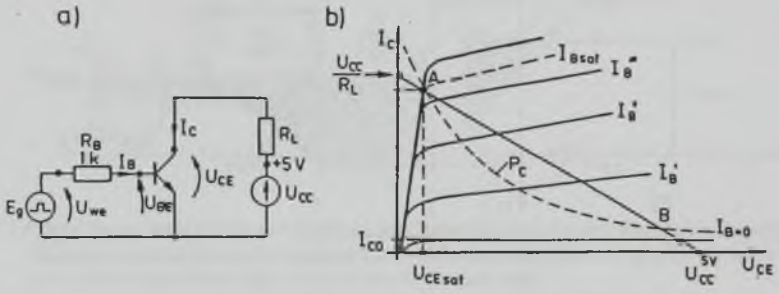
- diody o małym czasie przełączania t_{rr}, dla których wymagana jest jak największa częstotliwość przełączania. Są to diody ostrzowe germanowe i krzemowe (często ze złotą igłą zamiast wolframowej), krzemowe diody epiplanarne ze złączem p-n domieszkowanym złotem oraz diody Schottky'ego. Dla tych diod oprócz czasu t_{rr} w katalogach można znaleźć ładunek Q_{rr} odpowiadający polu pod krzywą prądu zakreskowanemu na rys. 9.2;

– diody o małym czasie opadania t_f, stosowane do formowania bardzo stromych impulsów prostokątnych. Całkowity czas przełączania nie ma w tych diodach większego znaczenia, natomiast ważne jest, aby $t_f/t_s << 1$.

Takie własności ma tzw. „dioda ładunkowa", tj. złącze p-n o specjalnym profilu domieszkowania zapewniającym powstanie „wbudowanego" hamującego pola elektrycznego.

9.2.2. Przełączanie tranzystora bipolarnego

W układach impulsowych tranzystor spełnia często rolę bezstykowego przekaźnika, pracując najczęściej w układzie WE. Tranzystor posiada w tej roli dwa stany stabilne: jest to stan załączenia (na rys. 9.3 punkt A) odpowiadający załączeniu styków przekaźnika i stan zablokowania (punkt B na rys. 9.3) odpowiadający rozwarciu



Rys. 9.3. Badanie procesów zachodzących przy przełączaniu tranzystora bipolarnego: a) układ pomiarowy, b) ilustracja stanów ustalonych odpowiadających załączeniu i wyłączeniu tranzystora na jego charakterystykach wyjściowych

styków przekaźnika. Tranzystor jest tym lepszym analogiem przekaźnika, im mniejsze jest napięcie nasycenia U_{CEsat} i im mniejszy jest prąd zerowy I_{CO}. Ponieważ przejścia pomiędzy stanami A i B odbywają się szybko, prosta obciążenia wynikająca z napięcia zasilania U_{CC} i rezystancji obciążenia może przechodzić ponad hiperbolą mocy dopuszczalnej tranzystora. Przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie z rys. 9.3a przy prostokątnym napięciu wymuszającym E_g przedstawia rys. 9.4. Przy załączaniu tranzystora w chwili t = 0 początkowo przebieg prądu bazy i_b związany jest z procesem ładowania pojemności złączowych. Po zakończeniu ładowania tych pojemności rozpoczyna się proces włączania prądu kolektorowego. Napięcie i prąd bazy ustalają się na poziomach określonych statyczną charakterystyką wejściową

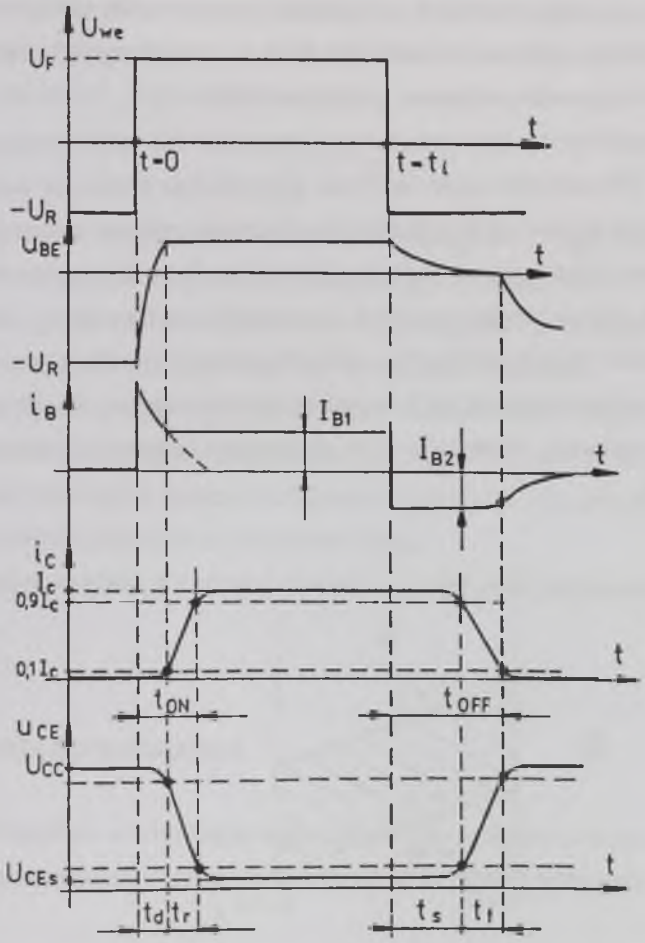
tranzystora i parametrami zewnętrznego obwodu sterującego. Czas opóźnienia t_d można wyrazić zależnością:

$$t_d = R_B \cdot C_{we} \cdot \ln \frac{U_Z - U_1}{U_Z - U_{Bsat}}$$

gdzie: $C_{we} = C_E + C_C + C_{mont}$,

C_E - pojemność złącza emiterowego,

C_C - pojemność złącza kolektorowego,



Rys. 9.4. Przebiegi czasowe prądów i napięć dla tranzystora przełączanego w układzie z rys. 9.3

Istnienie skończonego czasu narastania t_r wynika z opóźniającego oddziaływania ujemnego sprzężenia zwrotnego między bazą a kolektorem poprzez pojemność C_c:

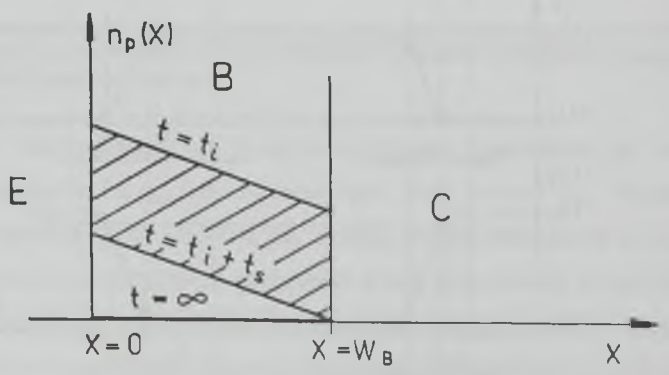
$$t_r = \tau \cdot \ln \frac{K_f}{K_f - 1}$$

gdzie: K_f - współczynnik przesterowania przy załączaniu $K_f = \frac{I_{B1}}{I_{Bsat}}$,

τ - współczynnik zależący od parametrów struktury fizycznej tranzystora.

Po ustaleniu się prądu kolektora w obszarze bazy gromadzi się pewien ładunek nadmiarowy nośników. Wynika to z faktu, że dla $K_f > 1$ prąd bazy jest większy od I_{Bsat} potrzebnego do nasycenia tranzystora (patrz rys. 9.3b).

Przy wyłączeniu tranzystora podstawowe znaczenie ma odprowadzenie ładunku nadmiarowego. Do momentu odprowadzenia tego ładunku tranzystor jest nasycony, gdyż baza posiada ładunki wystarczające do utrzymania prądu kolektora na poziomie określonym przez rezystancję zewnętrzną. Czas trwania tej fazy wyłączania tranzystora nazywamy czasem magazynowania lub czasem przeciągania t_s. Rozkład koncentracji nośników mniejszościowych w bazie tranzystora (elektronów w bazie tranzystora npn) w procesie wyłączania tranzystora przedstawia rys. 9.5. W czasie t_s następuje proces usuwania elektronów, których ładunek odpowiada zakreskowanemu polu na rysunku.



Rys. 9.5. Zmiana rozkładu koncentracji nośników mniejszościowych w obszarze bazy tranzystora w procesie wyłączania prądu kolektora (na rys. 9.4 odpowiadają temu czasy $t \geq t_i$)

$$t_s = \tau_s \cdot \ln \frac{K_f + K_r}{K_r + 1}$$

gdzie: K_r - współczynnik przesterowania przy wyłączaniu (I_{B2} - wyłączający prąd bazy),

$$K_r = h_{21E} \cdot \frac{I_{B2}}{I_c}$$

Po zakończeniu pierwszej fazy wyłączania tranzystor przechodzi do stanu aktywnego i w wyniku utrzymującego się stałego prądu wyłączającego bazy następuje zmniejszenie prądu kolektora, aż do przejścia tranzystora do stanu odcięcia.

Czas opadania t_f prądu kolektora do zera określa wzór:

$$t_f = \tau \cdot \ln \frac{K_r + 1}{K_r}$$

Po zmniejszeniu się prądu kolektora do zera następuje przeładowanie się C_{we}, czemu odpowiada wykładnicza zmiana napięcia bazy do napięcia U_R.

Podane wyrażenia są zależnościami przybliżonymi ze względu na fakt, iż przy pracy wielkosygnałowej pojemności C_C i C_E są silnie nieliniowe.

W katalogach podaje się czasem tylko wartość czasu załączania tranzystora $t_{ON} = t_d + t_r$ i czasu wyłączania tranzystora $t_{OFF} = t_s + t_f$. Także w tranzystorze czasy wyłączania są przeważnie większe od czasów załączania i one decydują o maksymalnej częstotliwości pracy klucza tranzystorowego.

Największą wartość z czterech czasów t_d, t_r, t_s i t_f ma przeważnie czas magazynowania t_s.

9.3. Tematy sprawdzające

1. Omówić zjawiska zachodzące w złączu p-n przy wyłączaniu diody.
2. Jakimi parametrami można scharakteryzować proces wyłączania diody impulsowej?
3. Jak są spolaryzowane złącza tranzystora w stanach A i B na rys. 9.3?
4. Jak określa się wartości współczynników K_f i K_r?
5. Jakimi parametrami można scharakteryzować proces przełączania tranzystora?

6. Czy wartości czasów przełączeń diod i tranzystorów zależą od parametrów układu pomiarowego?
7. Dlaczego czasy przełączeń tranzystora określa się na poziomie 10% i 90% amplitudy prądu kolektora?

9.4. Aparatura pomiarowa

Ćwiczenia wykonujemy montując układy pomiarowe wg idei z rys. 9.2 i 9.3 przy wykorzystaniu pola montażowego testera przyrządów półprzewodnikowych.

Badane diody i tranzystory dostarcza prowadzący ćwiczenie asystent. Do wykonania ćwiczenia potrzebny jest jeszcze generator fali prostokątnej zapewniający możliwość regulacji amplitudy przebiegu i jego składowej stałej oraz charakteryzujący się małymi czasami zboczy impulsu (może to być np. generator typu PG5-5A).

Pomiarów wartości czasów dokonujemy na oscyloskopie dwustrumieniowym.

9.5. Program ćwiczenia

1. W polu montażowym testera należy połączyć badaną diodę z rezystorem 470Ω (rys. 9.2a), doprowadzić napięcie z generatora przebiegu prostokątnego.
   Napięcie to należy doprowadzić także na jeden kanał oscyloskopu. Na drugi kanał należy doprowadzić spadek napięcia na rezystorze R_L, odwzorowujący przebieg czasowy prądu. Za pomocą pokręteł regulacji amplitudy i składowej stałej przebiegu generatora zmieniać wartości U_F i U_R mierząc czasy t_s, t_f i t_{rr}.
   Należy zdjąć zależności:
   $$t_s, t_f, t_{rr} = f(U_F) \text{ dla } U_R = \text{const} = 2V$$
   $$t_s, t_f, t_{rr} = f(U_R) \text{ dla } U_F = \text{const} = 2V$$
   dla kilku diod półprzewodnikowych różnych typów.
2. W polu montażowym testera zmontować układ z rys. 9.3a. Obserwując na ekranie oscyloskopu odpowiednie przebiegi czasowe, można wyznaczyć prądy bazy w stanie nasycenia:
   $$I_{B1} = (U_F - U_{BEsat})/R_B$$

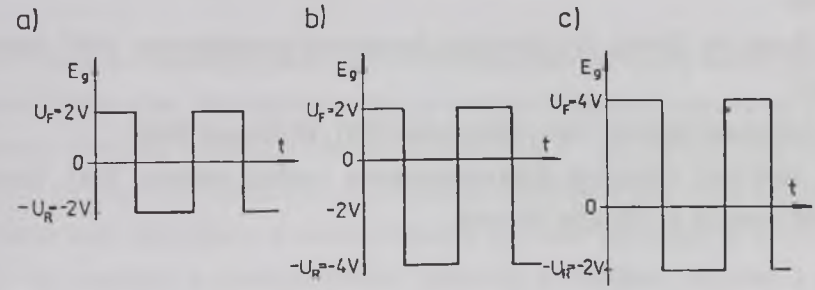
i w stanie odcięcia:

$$I_{B2} = -(U_R - U_{BEsat})/R_B$$

3. Dla tranzystora BC 211 zmierzyć zależności:
   a) $t_d = f(-U_{BE})$
   b) $t_r = f(I_{B1})$
   c) $t_s = f(I_{B1})$
   d) $t_s = f(I_{B2})$
   e) $t_f = f(I_{B2})$
4. Dla tranzystora impulsowego BSXP 59 zaobserwować kształt napiecia U_{CE} i porównać z pomiarami w pkcie 3.
5. Wykonać pomiary jak w pkcie 3 dla tranzystora o znacznie mniejszym h_{21E}.
6. Włączając równolegle do R_B pojemności, zaobserwować ich wpływ na kształty przebiegów prądów i napięć oraz wartości czasów.

Uwaga!

W laboratoriach, w których zdjęcie pełnych zależności funkcyjnych jest niemożliwe ze względu na ograniczony czas trwania zajęć, należy dążyć do wykonania programu minimum polegającego na zmierzeniu wszystkich czasów przełączeń dla trzech przebiegów przełączających jak na rys. 9.6.



Rys. 9.6. Przykładowe przebiegi generatora sterującego wykorzystywane do pomiarów czasów przełączeń diod i tranzystorów

Porównanie wartości uzyskanych dla przebiegów a) i b) pozwoli na sformułowanie wniosków dotyczących wpływu wartości napięcia polaryzacji wstecznej U_R na mierzone wartości czasów przełączeń. Natomiast porównanie wartości uzyskanych dla przebiegów a) i c) pozwoli na ocenę wpływu głębszego nasycenia złącz (spowodowanego dwukrotnie większą wartością napięcia U_F, przy takiej samej wartości U_R).

Przebiegi te ustawiamy, wykorzystując niezależne od siebie regulacje amplitudy i składowej stałej generatora fali prostokątnej. Przełącznik AC/DC oscyloskopu musi się znajdować w położeniu DC, a dioda LED, ostrzegająca o niekalibrowanym wzmocnieniu w wykorzystywanym kanale, musi być wyłączona. Ze względu na możliwą interakcję nastaw amplitudy i częstotliwości przebiegi a), b), c) należy nastawić dla częstotliwości zbliżonej do wykorzystywanej w ćwiczeniu (rzędu 100 kHz).

9.6. Tematy do opracowania

1. Uzasadnić dobór generatora przebiegu prostokątnego.
2. Obliczyć dla badanych diod wartości ładunku Q_{rr}.
3. Wykreślić wszystkie zbadane zależności.
4. Obliczyć dla badanego tranzystora BC 211 wartości C_{we}, τ, τ_s.

9.7. Literatura

1. J. Baranowski: Półprzewodnikowe układy impulsowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1976.
2. M. Rusek, R. Ćwirko, W. Marciniak: Przewodnik po elektronice. WNT, Warszawa 1986.
3. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
4. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984 (wyd. II), s. 121-128; 191-197.

Ćwiczenie 10

POMIARY PARAMETRÓW „h" TRANZYSTORÓW

10.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z przyrządem do pomiaru parametrów „h" tranzystorów bipolarnych. Zbadane zostaną zależności tych parametrów od wybranego punktu pracy oraz od typu tranzystora. Pożądane jest wykorzystanie przez grupę ćwiczących studentów tych samych egzemplarzy tranzystorów, dla których w poprzednich ćwiczeniach grupa ta wyznaczała parametry „h" metodami graficznymi na podstawie zmierzonych charakterystyk statycznych.

10.2. Wprowadzenie

W ćwiczeniu wykorzystywany jest miernik parametrów tranzystorów typu P-561 produkcji Mera-Elpo. W przyrządzie tym za pomocą klawiatury wybiera się układ pomiarowy, różny dla każdego z czterech parametrów „h". W układach tych, przedstawionych na rysunkach poniżej, do wymuszania składowych zmiennych odpowiednich wielkości służy wchodzący w skład przyrządu generator sygnałowy o częstotliwości 1000 Hz pracujący w układzie Wiena. Dostarcza on napięcie zmienne o wartości skutecznej w granicach 0,7-1 V. Mierzone są parametry h_{ije}, tj. dla układu pracy OE(WE).

10.2.1. Pomiar parametru h_{11e} (impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu)

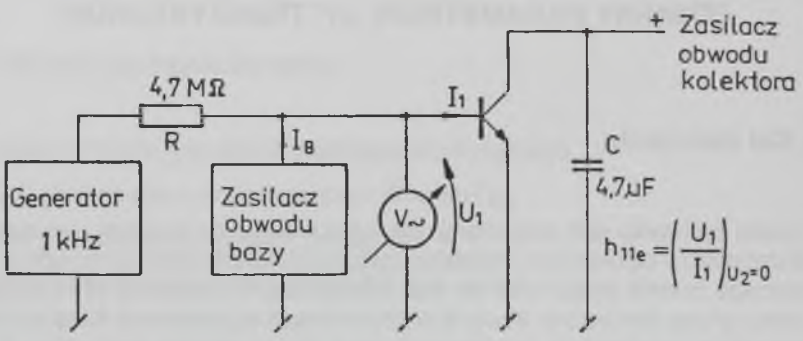
Parametr h_{11e} określony jest zależnością definicyjną:

$$h_{11e} = \left(\frac{U_1}{I_1} \right)_{U_2=0}$$

gdzie: U_1, U_2 - składowe zmienne (amplitudy) napięć w obwodzie wejściowym i wyjściowym,

I_1 - składowa zmienna (amplituda) prądu nałożona na stały prąd bazy I_B.

Aby w układzie z rys. 10.1 wskazanie woltomierza mierzącego napięcie zmienne na złączu B-E tranzystora mogło być proporcjonalne do h_{11}, należy zapewnić I_1 = const. Spełnienie tego warunku zapewnia duży rezystor R >> h_{11e}.

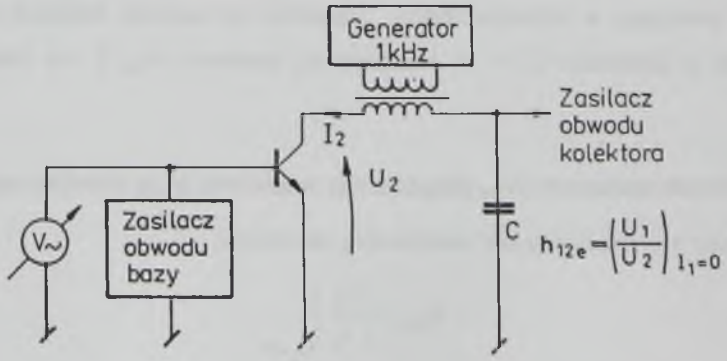


Rys. 10.1. Podstawowy układ do pomiaru parametru hybrydowego h_{11e} tranzystora bipolarnego

Kondensator C zapewnia zwarcie obwodu wyjściowego dla składowej zmiennej, a zatem spełnienie warunku $U_2 = 0$. Zasilacz bazy ma rezystancję wyjściową rzędu 5,5 MΩ, co zapewnia spełnienie warunku otwartego wejścia w omawianym oraz w następnych kolejnych układach pomiarowych.

10.2.2. Pomiar parametru h_{12e} (współczynnik oddziaływania zwrotnego przy otwartym wejściu)

Pomiar parametru h_{12e} przeprowadza się w układzie przedstawionym na rys. 10.2.

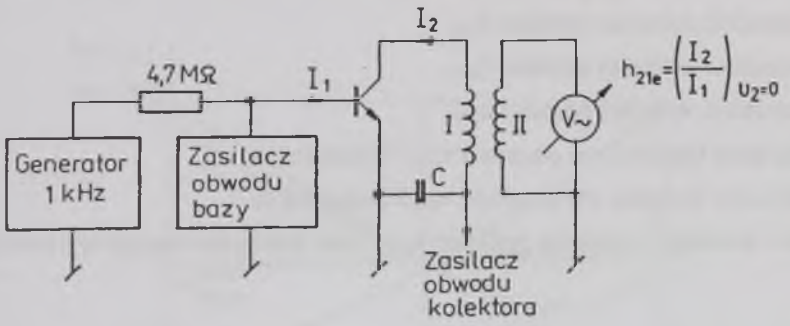


Rys. 10.2. Podstawowy układ do pomiaru parametru hybrydowego h_{12e} tranzystora bipolarnego

Napięcie U_2 jest niezmienne i niezależne od mierzonego tranzystora dzięki małej wyjściowej rezystancji wewnętrznej generatora. Duża rezystancja obwodu zasilania bazy i układu woltomierza (wyposażonego w kilkuzakresowy wzmacniacz pomiarowy) zapewnia spełnienie warunku dla prądu wejściowego $I_1 = 0$.

10.2.3. Pomiar parametru h_{21e} (współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu)

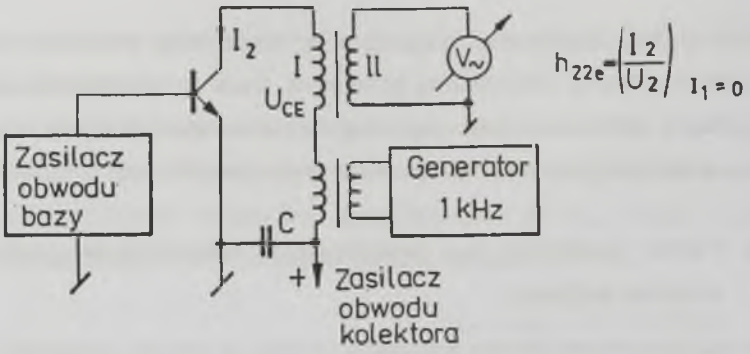
Na rys. 10.3 przedstawiono podstawowy układ do pomiaru parametru h_{21e}. Warunek $U_2 = 0$ można uznać za spełniony, gdyż impedancja wyjściowa uzwojenia I transformatora pomiarowego jest dużo mniejsza od rezystancji wyjściowej tranzystora. W układzie niewygodny pomiar prądu kolektora zastąpiono pomiarem proporcjonalnego do niego spadku napięcia, za pomocą transformatora.



Rys. 10.3. Podstawowy układ do pomiaru parametru hybrydowego h_{21e} tranzystora bipolarnego

10.2.4. Pomiar parametru h_{22e} (admitancja wyjściowa przy otwartym wejściu)

Pomiar parametru h_{22e} przeprowadza się w układzie przedstawionym na rys. 10.4. Sygnał o stałej amplitudzie U_2 jest podawany z generatora o małej rezystancji wewnętrznej na wyjście mierzonego tranzystora i wymusza przepływ prądu I_2, który mierzony jest jak w punkcie poprzednim za pomocą transformatora pomiarowego o małej impedancji uzwojenia I w porównaniu z rezystancją wyjściową tranzystora.



Rys. 10.4. Podstawowy układ do pomiaru parametru hybrydowego h_{22e} tranzystora bipolarnego

10.3. Tematy sprawdzające

1. Uzasadnić schemat pomiaru h_{11e}.
2. Uzasadnić schemat pomiaru h_{12e}.
3. Uzasadnić schemat pomiaru h_{21e}.
4. Uzasadnić schemat pomiaru h_{22e}.
5. Jaki sens fizykalny ma parametr h_{11e}? Uzasadnij to.
6. Jaki sens fizykalny ma parametr h_{21e}? Uzasadnij to.
7. Jak i dlaczego zmieni się parametr h_{21e}, jeżeli tranzystor włączymy inwersyjnie?

10.4. Aparatura pomiarowa

W ćwiczeniu wykorzystywany jest tylko przyrząd fabryczny P-561. Układ pomiarowy żądanego parametru wybierany jest z klawiatury, podobnie jak i zakres mierzonych wartości parametru. Wartość parametru odczytywana jest bezpośrednio na mierniku wskazówkowym. Badany tranzystor wkładany jest do podstawki stanowiącej wyposażenie przyrządu. Punkt pracy tranzystora (określony przez napięcie U_{CE} i prąd kolektora I_C) ustalony jest przez odpowiednie nastawy (skokowo przełącznikami i płynnie potencjometrami) zasilacza kolektorowego i zasilacza obwodu bazy.

10.5. Program ćwiczenia

10.5.1. Zapoznanie się z budową i obsługą miernika

10.5.2. Badanie tranzystora BC 107 (tranzystora epiplanarnego, małej mocy, małej częstotliwości), dla którego U_{CEmax} = 45 V, I_{Bmax} = 20 mA, I_{Cmax} = 100 mA, P_{max} = 300 mW (parametry graniczne)

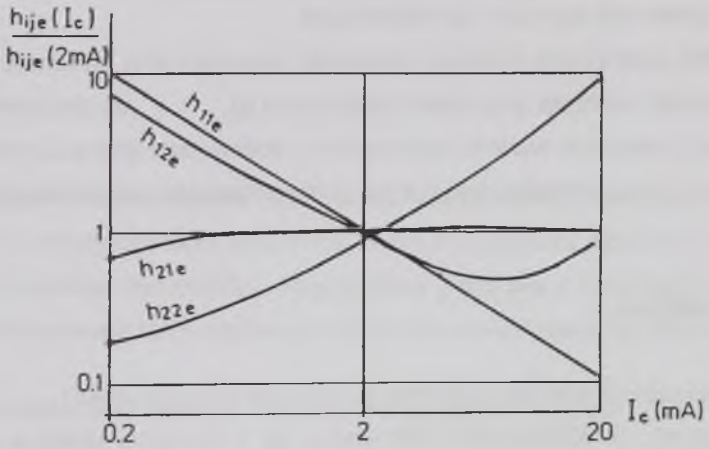
a) Pomiary parametrów h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} dla dwóch punktów pracy, np.:

$P_1[U_{CE1} = 10$ V, $I_{C1} = 15$ mA] (P = 150 mW)

$P_2[U_{CE2} = 5$ V, $I_{C2} = 2$ mA] (P = 10 mW).

b) Zdejmowanie charakterystyk $h_{ije} = f(I_C)$. $U_{CE} = 10$ V dla prądu I_C zmienianego w zakresie dwóch dekad (czyli 0,2-20 mA).

Przykładowe charakterystyki, które można znaleźć w katalogach, mają przebiegi jak na rys. 10.5.



Rys. 10.5. Typowa zależność parametrów hybrydowych h_{ije} tranzystora bipolarnego od prądu kolektora

Uwaga!

Zmieniając punkt pracy tranzystora, należy nieustannie sprawdzać moc wydzielaną na tranzystorze $P_{max} = I_C \cdot U_{CE}$, aby nie przekroczyć jej dopuszczalnej wartości (dla tranzystora BC 107-300 mW).

c) Dla punktu pracy P_2 zmierzyć parametry h_{11e}, h_{12e}, h_{21e} tranzystora w połączeniu inwersyjnym (zmieniając rolami kolektor z emiterem).

10.5.3. Badanie tranzystora BDP 620 (tranzystor krzemowy epilanarny, dużej mocy, małej częstotliwości), dla którego U_{CEomax} = 60 V, I_{Cmax} = 15 A (parametry graniczne)

Pomiary parametrów h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} dla dwóch punktów pracy:

$P_1[U_{CE1} = 25\ V,\ I_{C1} = 25\ mA]$ (P = 625 mW)

$P_2[U_{CE2} = 5\ V,\ I_{C2} = 10\ mA]$ (P = 50 mW)

10.6. Tematy do opracowania

1. Na podstawie zmierzonych wartości w punktach 10.5.2a i 10.5.3 obliczyć parametry r schematu zastępczego tranzystora.
2. Sporządzić wykresy na podstawie pomiarów wykonanych w punkcie 10.5.2b.
3. Sformułować uwagi na temat pomiarów i zaobserwowanych ograniczeń oraz na temat uzyskanych wyników i ich dokładności.
4. Uzasadnić analitycznie uzyskaną odwrotnie proporcjonalną zależność parametru h_{11e} od prądu kolektora I_C (a zatem i prądu bazy I_B).
5. Porównać zmierzone wartości parametrów z wartościami wyznaczonymi w innym ćwiczeniu z charakterystyk statycznych (jeśli mierzono ten sam tranzystor).

10.7. Literatura

1. Instrukcja obsługi miernika parametrów h tranzystorów typu P-561.
2. S. Malzacher, A. Błaszkowski: Elektronika. Cz. I. Elementy układów elektronicznych. Skrypt Pol. Śl. nr 951, Gliwice 1981.
3. K. Badźmirowski, J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski: Miernictwo elementów półprzewodnikowych i układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1984, s. 177-187.
4. R. Paul: Technika pomiarów tranzystorów. WKŁ, Warszawa 1973, s. 122-125.
5. E. Stolarski: Miernictwo tranzystorowe. WNT, Warszawa 1972, s. 103-112.

Ćwiczenie 11

TRANZYSTOROWY WZMACNIACZ REZYSTANCYJNY MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

11.1. Cel ćwiczenia

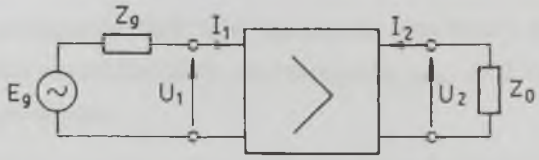
Celem ćwiczenia jest praktyczna ilustracja podstawowych własności typowego wzmacniacza zbudowanego przy użyciu tranzystora bipolarnego: wpływu punktu pracy tranzystora i doboru elementów na parametry i charakterystyki wzmacniacza oraz roli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

11.2. Wprowadzenie

Wzmacniaczem rezystancyjnym (oporowym) nazywamy wzmacniacz z rezystorem włączonym pomiędzy źródło zasilania a elektrodę wyjściową, którą w przypadku tranzystora bipolarnego jest kolektor. Spoczynkowy punkt pracy tranzystora jest wyznaczony i utrzymywany za pomocą odpowiednich obwodów zasilania i stabilizacji.

11.2.1. Wiadomości podstawowe o wzmacniaczu rezystancyjnym

W układzie wzmacniacza rezystancyjnego tranzystor bipolarny może pracować w trzech podstawowych konfiguracjach: ze wspólną bazą (OB), ze wspólnym emiterem (OE) oraz wspólnym kolektorem (OC). Podstawowe parametry wzmacniacza dla tych konfiguracji tranzystora zamieszczono w tablicy 11.1 (patrz także rys. 11.1). Dla ułatwienia analizy zależności przedstawionych w tablicy 11.1 zamieszczono ich graficzną interpretację na rys. 11.2 dla typowego tranzystora bipolarnego ($h_{11e} \approx 2$ kΩ, $h_{12e} \approx 8 \cdot 10^{-4}$, $h_{21e} \approx 200$, $h_{22e} \approx 35$ μS). Na tej podstawie dokonano jakościowej oceny właściwości poszczególnych układów, uzyskując następujące wnioski:



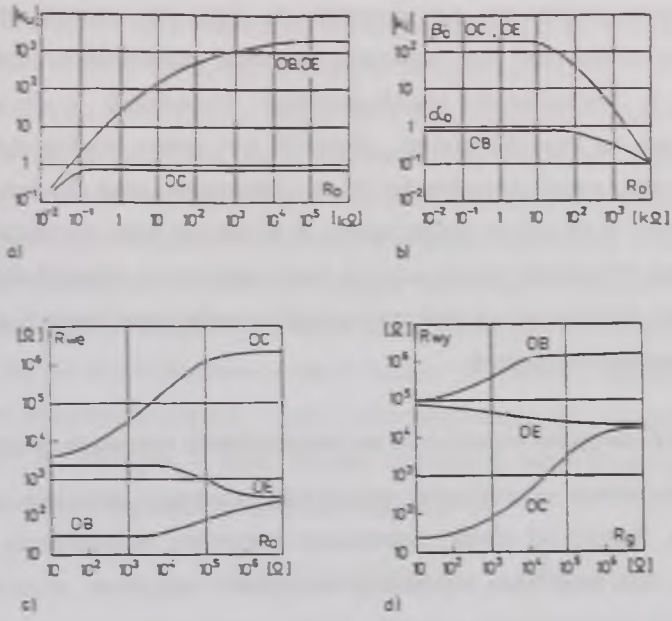
Rys. 11.1. Układ wzmacniacza ze źródłem sygnału (E_g, Z_g) i obciążeniem (Z_o)

Tablica 11.1

Własności jednostopniowych wzmacniaczy rezystancyjnych

Parametr	OE	OC	OB
k_u	$\frac{-h_{21e}}{\Delta h_e + h_{11e}Y_o}$	$\approx \frac{1+h_{21e}}{1+h_{21e}+h_{11e}Y_o}$	$\approx \frac{h_{21e}}{h_{11e}}Z_o$
k_{uMAX}	$-\frac{h_{21e}}{\Delta h_e}$	1	$\approx \frac{h_{21e}}{\Delta h_e}$
k_i	$-\frac{h_{21e}}{1+h_{22e}Z_o}$	$\approx \frac{1+h_{21e}}{1+h_{22e}Z_o}$	$\approx \frac{h_{21e}}{1+h_{21e}+h_{22e}Z_o}$
k_{iMAX}	$-h_{21e}$	$1+h_{21e}$	$\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}}$
Z_{we}	$\frac{h_{11e}Y_o+\Delta h_e}{h_{22e}+Y_o}$	$\approx \frac{1+h_{21e}+h_{11e}Y_o}{h_{22e}+Y_o}$	$\approx \frac{h_{11e}}{1+h_{21e}+h_{22e}Z_o}$
Z_{wy}	$\frac{h_{11e}+Z_g}{\Delta h_e + h_{22e}Z_g}$	$\approx \frac{h_{11e}+Z_g}{1+h_{21e}}$	$\approx \frac{h_{11e}+(1+h_{21e})Z_g}{h_{22e}Z_g}$
$\Delta h_e = h_{11e}h_{22e} - h_{12e}h_{21e}$			

– **Układ OB** charakteryzuje się bardzo małą rezystancją wejściową (rzędu kilkudziesięciu omów) prawie niezależną od wartości rezystancji obciążenia R_o. Rezystancja wyjściowa osiąga bardzo duże wartości (rzędu kilkuset kiloomów) i jest prawie niezależna od rezystancji źródła R_g. Tak więc układ OB daleki jest od stanu naturalnego dopasowania i do pracy w wielostopniowej kaskadzie potrzebuje transformatorów dopasowujących. Układ ten nie odwraca fazy sygnału wejściowego, daje wzmocnienie prądowe bliskie jedności i duże, proporcjonalne do rezystancji obciążenia wzmocnienie napięciowe.



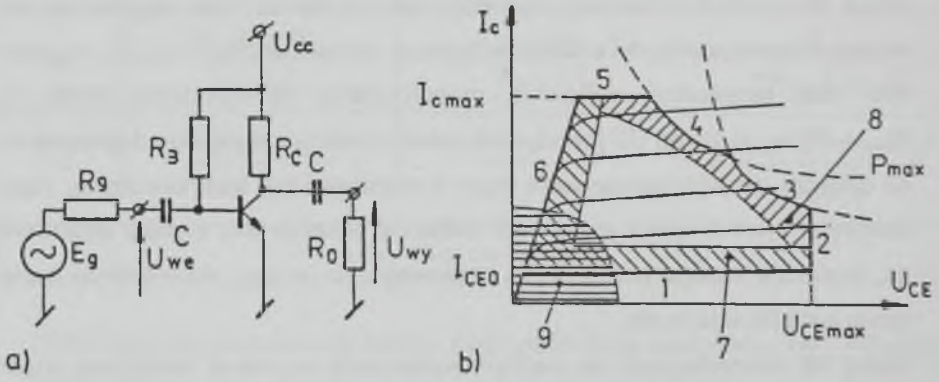
Rys.11.2. Własności jednostopniowych wzmacniaczy rezystancyjnych: a) zależność wzmocnienia napięciowego k_u od rezystancji obciążenia R_o, b) zależność wzmocnienia prądowego k_i od rezystancji obciążenia R_o, c) zależność rezystancji wejściowej R_{we} od rezystancji obciążenia R_o, d) zależność rezystancji wyjściowej R_{wy} od rezystancji źródła R_g

- **Układ OC** (wtórnik emiterowy) charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wejściową, proporcjonalną do wartości rezystancji obciążenia ($R_{we} \approx h_{21e}R_o$) oraz bardzo małą rezystancją wyjściową, proporcjonalną do rezystancji źródła R_g ($R_{wy} \approx R_g/h_{21e}$). Układ OC jest również daleki od stanu naturalnego dopasowania, co oznacza, że jego wzmocnienie mocy w kaskadzie bez transformatorów dopasowujących jest mniejsze w jedności. Układ nie odwraca fazy sygnału wejściowego, dostarcza dużego wzmocnienia prądowego ($K_i \approx h_{21e}$), wzmocnienie napięciowe jest bliskie jedności.
- **Układ OE** charakteryzuje się średnimi wartościami rezystancji wejściowej (rzędu kiloomów) i wyjściowej (rzędu dziesiątek kiloomów) prawie niezależnymi od wartości rezystancji źródła R_g i obciążenia R_o. Dzięki temu układ jest bliski stanu naturalnego dopasowania. W kaskadzie bez dopasowania (tzn. w układzie ze sprzężeniem bezpośrednim lub pojemnościowym) uzyskujemy wzmacnianie mocy $k_p \approx (h_{21e})^2$ niewiele mniejsze od maksymalnej wartości możliwej do osiągnięcia przy dopasowaniu. Układ odwraca fazę sygnału wejściowego o 180° i posiada duże wzmocnienie prądowe (β_o - jak układ OC) oraz napięciowe (jak układ OB).

W praktyce najszersze zastosowanie ma układ OE, przede wszystkim ze względu na uzyskiwane tam największe wartości wzmocnienia. Oba pozostałe układy są w rzeczywistości transformatorami impedancji, a ich właściwości wzmacniające są znacznie gorsze. Układ OB jest bardzo rzadko stosowany we wzmacniaczach małej częstotliwości (m.cz.). Natomiast układ OC jest powszechnie stosowany w stopniach separujących, w miejscach gdzie niezbędne jest uzyskanie dużej impedancji wejściowej lub małej wyjściowej. Dlatego też układ OE przyjęto jako podstawowy stopień wzmacniający małej częstotliwości, który będzie dalej szczegółowo omówiony.

11.2.2. Układ polaryzacji tranzystora we wzmacniaczu rezystancyjnym

Wybór statycznego punktu pracy tranzystora decyduje o właściwej pracy układu wzmacniacza. Zależą od niego podstawowe parametry wzmacniacza, takie jak: wzmocnienie, moc wyjściowa, rezystancje wejściowa i wyjściowa, poziom szumów i zniekształcenia wzmacnianego sygnału. Dobór punktu pracy jest uzależniony od przeznaczenia układu i warunków jego pracy, nie można więc podać uniwersalnych kryteriów jego wyboru. Należy zdawać sobie sprawę, że w praktyce tego doboru dokonuje się na drodze kompromisu pomiędzy wieloma sprzecznymi wymaganiami.



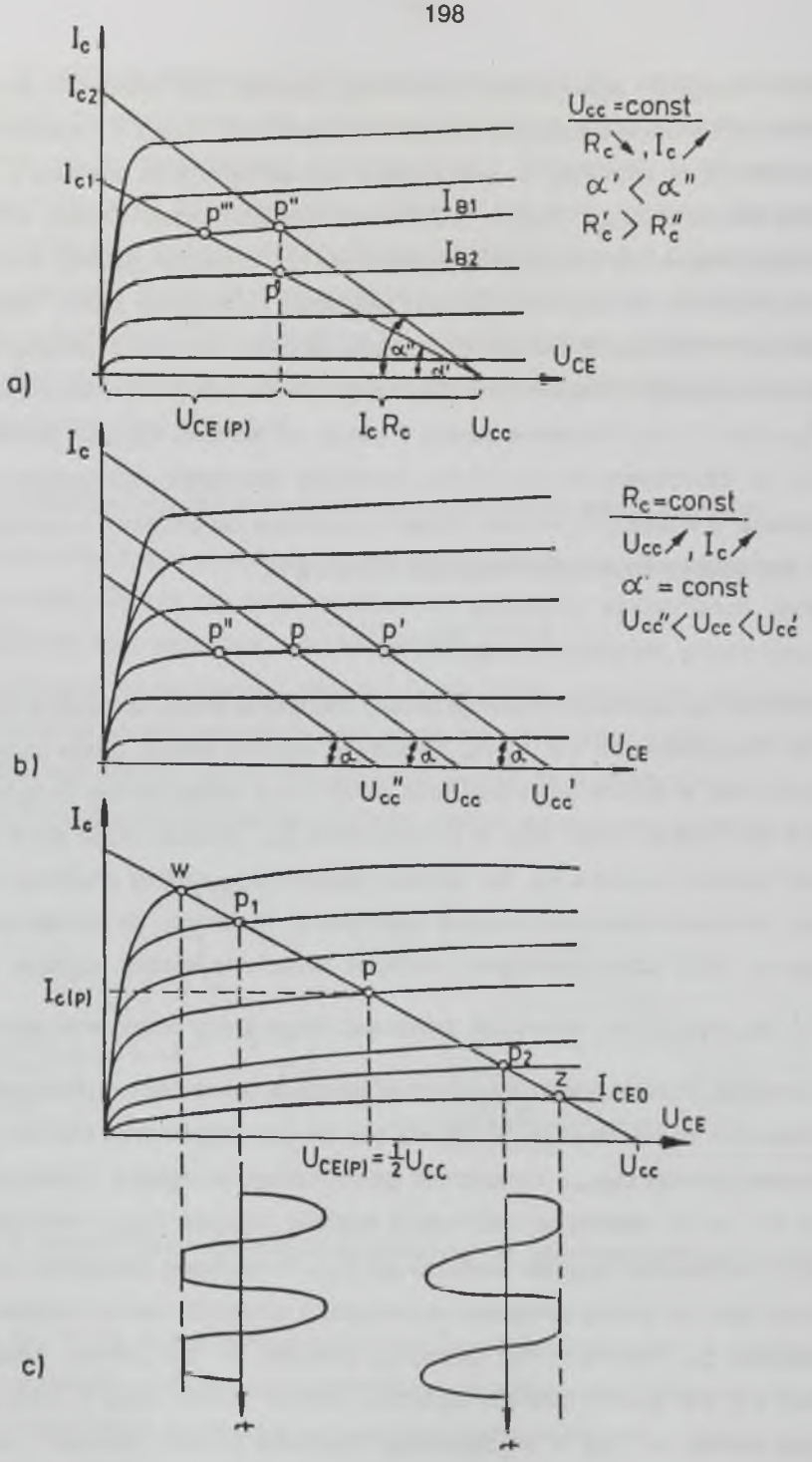
Rys. 11.3. Schemat ideowy wzmacniacza rezystancyjnego (a) oraz dopuszczalne pole wyboru położenia punktu pracy P (b)

Na rys. 11.3a przedstawiono najprostszy wzmacniacz oporowy w układzie OE. W tym przypadku podstawowymi parametrami określającymi położenie punktu pracy P są wartości prądu kolektora $I_{C(P)}$ i napięcia między kolektorem a emiterem $U_{CE(P)}$. Statyczny punkt pracy P musi się znajdować w obszarze ograniczonym przez następujące warunki: 1 - prąd zerowy kolektora I_{CEO}, 2 - maksymalne dopuszczalne napię-

cie kolektora U_{CEmax}, 3 - ograniczenie od wtórnego przebicia przy obecności silnych pól elektrycznych w bazie tranzystora (istotne w tranzystorach w.cz.), 4 - maksymalna dopuszczalna moc strat P_{max}, 5 - maksymalny dopuszczalny prąd kolektora I_{Cmax}, 6 - napięcie nasycenia U_{CEsat}. Na rys. 11.3b zaznaczono dodatkowo obszary, w których: powstają zwiększone zniekształcenia nieliniowe (7), występuje zjawisko zmniejszonej niezawodności tranzystorów (8) oraz występują najmniejsze szumy własne tranzystora (9). W dalszych rozważaniach przyjęto założenie, że punkt P znajduje się w obszarze dozwolonym. Współrzędne statycznego punktu pracy P to stałe wartości $U_{CE(P)}$ i $I_{C(P)}$ (rys. 11.4c). Położenie punktu P zależy od wartości napięcia zasilania układu U_{cc} (co zilustrowano na rys. 11.4b), powodując równoległe przesuwanie prostej obciążenia: α = arcctg R_c = const. Drugim czynnikiem decydującym o położeniu punktu P jest wartość rezystancji w obwodzie kolektora R_c:

$$I_C = \frac{1}{R_c}(U_{CC} - U_{CE}) \tag{11.1}$$

Zmiana wartości tej rezystancji powoduje zmiany nachylenia prostej obciążenia (wzór (11.1)), co zilustrowano na rys. 11.4a. Zmieniając wartości stałego prądu bazy I_B, możemy zmieniać w sposób ciągły położenie punktu pracy wzdłuż prostej obciążenia rezystancji R_C. Wartość prądu bazy w punkcie pracy $I_{B(P)}$ ustalamy przez dobór odpowiedniej wartości rezystora R_B. Od wartości napięcia $U_{CE(P)}$ zależy amplituda największego, nie zniekształconego napięcia wyjściowego, możliwego do uzyskania we wzmacniaczu, przy czym największe napięcie wyjściowe można uzyskać dla $U_{CE(P)} \approx \frac{1}{2} U_{cc}$ (rys. 11.4c). Wówczas, zakładając sinusoidalne pobudzenie wzmacniacza, przy jego przesterowaniu obie „połówki" sinusoidy są obcinane symetrycznie, a zniekształcenia są najmniejsze. W sytuacji gdy nie ma dodatkowych założeń (np. dopuszczalne napięcie U_{CEmax}, konieczność galwanicznego sprzężenia z następnym stopniem itp.), w ten właśnie sposób należy dobierać napięcie $U_{CE(P)}$, szczególnie przy dużych wartościach sygnału wejściowego (E_g). Punkt pracy tranzystora może się poruszać tylko po prostej obciążenia wynikającej z przyjętych wartości rezystancji R_c i napięcia U_{cc} (dla $R_o >> R_c$) pomiędzy punktami W (na granicy obszaru nasycenia) a Z (na granicy obszaru odcięcia). Obranie punktu pracy P_1 leżącego zbyt blisko punktu W (rys. 11.4c) spowoduje obcinanie dolnych „połówek" nawet



Rys. 11.4. Analiza pracy tranzystorowego wzmacniacza rezystancyjnego

stosunkowo niewielkiego sygnału wyjściowego. Analogicznie w punkcie P_2 nastąpi obcinanie górnych „połówek" sygnału wyjściowego.

Należy zdawać sobie sprawę z faktu, że odpowiadający optymalnemu punktowi pracy P prąd bazy $I_{B(P)}$ musiałby zostać odpowiednio zmieniony przy zmianie wartości rezystancji R_c. Dla przykładu, wzrost wartości rezystancji R_c powoduje przesunięcie punktu pracy P w miejsce P''' (rys. 11.4a), które znajduje się zbyt blisko obszaru nasycenia tranzystora. Nowe, optymalne położenie punktu pracy P' wymaga zmiany prądu bazy z wartości I_{B1} do I_{B2}. W praktyce, w wielu przypadkach do zaprojektowania wzmacniacza rezystancyjnego przedstawionego na rys. 11.3a wystarczają obliczenia przybliżone (z dokładnością ok. 10%), przeprowadzone przy następujących założeniach upraszczających:

- prądy kolektora spełniają warunek: $I_C \leq 0{,}1\ I_{Cmax}$
- $h_{12e} = h_{22e} \approx 0$
- $\beta = h_{21e}$
- częstotliwości sygnału wymuszającego zawierają się w zakresie 0-20 kHz.

Założenia te pozwalają uprościć wzory z tablicy 11.1 do następującej postaci:

- rezystancja wejściowa $$R_{we} = h_{11e} = \varphi_T \frac{\beta}{I_C(P)} \tag{11.2}$$

- wzmocnienie prądowe $$K_i = -\beta \frac{R_c}{R_c + R_o} \tag{11.3}$$

W przypadku wzmacniacza nieobciążonego, tzn. gdy $R_o = \infty$, wzmocnienie prądowe przyjmuje wartość $K_i = -\beta$.

- wzmocnienie napięciowe $$k_u = k_i \frac{R_o}{R_{we}} = \frac{\beta}{h_{11e}} (R_c \| R_o) \tag{11.4}$$

Po uwzględnieniu wyrażenia (11.2) i podstawieniu wartości $\varphi_T = 26$ mV wyrażenie (11.4) można sprowadzić do postaci:

$$K_u = 38\ I_C(P)\ (R_C \| R_o) \tag{11.5}$$

Przy optymalnym, ze względu na zniekształcenia, doborze punktu pracy tranzystora, tzn. $I_C R_C = \frac{1}{2} U_{CC}$ i dla $R_o = \infty$ otrzymamy:

$$K_u = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}}{\varphi_T} = 18 U_{CC} \tag{11.6}$$

Powyższe wzory są podstawą do wyciągnięcia następujących wniosków:

- Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza rezystancyjnego nie zależy od współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora β, a jedynie od stałego prądu kolektora $I_C(P)$, wartości rezystora kolektorowego R_C i wartości rezystora obciążenia R_o.
- Przy optymalnym ze względu na zniekształcenia doborze stałego napięcia kolektora $U_{CE}(P)$ wzmocnienie nieobciążonego wzmacniacza zależy wyłącznie od napięcia zasilającego U_{CC}.
- Wzmocnienie prądowe zależy przede wszystkim od współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora β oraz od wartości rezystorów kolektorowego R_C i obciążenia R_o. W przypadku wzmacniacza nie obciążonego wzmocnienie prądowe tranzystora i wzmacniacza są sobie równe.
- Rezystancja wejściowa wzmacniacza zależy przede wszystkim od prądu kolektora $I_C(P)$ i współczynnika wzmocnienia prądowego β. Rezystancja wejściowa wzmacniacza waha się w bardzo szerokich granicach, przykładowo:

  a) tranzystor dużej mocy: $\beta = 30$, $I_C(P) = 1$ A, $h_{11e} \approx 0{,}8\ \Omega$,

  b) tranzystor małej mocy: $\beta = 500$, $I_C(P) = 50\ \mu$A, $h_{11e} \approx 260\ k\Omega$.

Przedstawiony na rys. 11.3a układ zasilania stałym prądem bazy jest stosowany w praktyce bardzo rzadko ze względu na dużą niestabilność położenia punktu pracy P wywołaną następującymi czynnikami:

- silną temperaturą zależnością podstawowych parametrów tranzystora, takich jak β, I_{CBO} i U_{BE};
- rozrzutem produkcyjnym parametrów poszczególnych egzemplarzy tranzystorów;
- zmianami parametrów wywołanymi procesami starzeniowymi;
- niestałością napięć zasilających.

Najlepszym sposobem uzyskania stabilnego punktu pracy jest objęcie układu wzmacniacza oporowego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego dla prądu stałego.

11.2.3. Ujemne sprzężenie zwrotne

Wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego zmienia właściwości układu. Operacja ta obarczona jest zarówno zaletami, jak i wadami. Do zalet należy zaliczyć:

- zmniejszenie wrażliwości wzmacniacza na zmiany parametrów tranzystora w tym samym stosunku co wzmocnienie:

$$S_f = \frac{S}{1 - k_\beta} \tag{11.7}$$

gdzie: S - wrażliwość wzmacniacza na zmianę danego parametru,

S_f - wrażliwość wzmacniacza z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego na zmianę tego samego parametru,

k - wzmocnienie wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego,

β - transmitancja obwodu sprzeżenia zwrotnego;

- zmniejszenie zniekształceń nieliniowych, zakłóceń i szumów powstałych wewnątrz pętli sprzężenia zwrotnego;
- możliwość kontrolowanej zmiany impedancji wejściowej i wyjściowej;
- możliwość kształtowania i poprawy charakterystyki częstotliwościowej.

Zalety te okupione są następującymi wadami:

- zmniejszeniem wzmocnienia układu

$$k_f = \frac{K}{1 + \beta k} \tag{11.8}$$

- możliwością niestabilności układu.

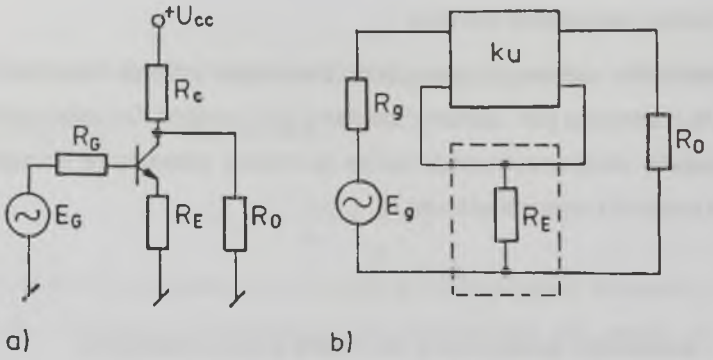
W jednostopniowym wzmacniaczu rezystancyjnym można wprowadzić ujemne sprzężenie zwrotne na dwa sposoby, a mianowicie:

a) prądowe sprzężenie szeregowe zwane sprzężeniem emiterowym (rys. 11.5),

b) napięciowe sprzężenie równoległe zwane sprzężeniem kolektorowym (rys.11.7).

Można też połączyć obydwa sposoby, wyposażając układ wzmacniacza w podwójną pętlę sprzężenia zwrotnego (rys. 11.9). Układ taki nosi nazwę wzmacniacza ze sprzężeniem mieszanym.

W układzie przedstawionym na rys. 11.5 ujemne sprzężenie zwrotne jest zrealizowane za pomocą rezystancji R_E włączonej w obwód emitera.



Rys. 11.5. Wzmacniacz rezystancyjny OE ze sprzężeniem emiterowym

Poniżej zestawiono podstawowe parametry takiego wzmacniacza wyposażonego w sprzężenie emiterowe.

Wzmocnienie napięciowe k_{uf}

Sprzężenie emiterowe powoduje zmniejszanie wzmocnienia napięciowego do wartości danej wzorem:

$$k_{uf} = \frac{k_u}{1 + k_u \dfrac{R_E}{R_C \| R_O}} = \frac{-1}{\dfrac{R_E}{R_C \| R_O} + \dfrac{h_{11e}}{h_{21e}} \dfrac{1}{R_C \| R_O} + \dfrac{h_{11e}}{h_{21e}} h_{22e}} \tag{11.9}$$

W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego, tzn. gdy spełniony jest warunek:

$$R_E >> \frac{h_{11e}}{h_{21e}} [(R_C \| R_O) h_{22e} + 1] = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

otrzymujemy w przybliżeniu zależność:

$$k_{uf} = \frac{-R_O R_C}{R_E (R_O + R_C)} = -\frac{R_C}{R_E}\Big|_{R_O = \infty} \tag{11.10}$$

Dla wzmacniacza nieobciążonego ($R_o = \infty$) wzmocnienie napięciowe zależy tylko od stosunku rezystorów kolektorowego i emiterowego. Jak widać, uzyskano w tym przypadku zupełne uniezależnienie się od parametrów tranzystora, a więc też od ich zmian!

Warunek silnego sprzężenia zwrotnego dla typowego tranzystora (patrz p. 11.2.1) oznacza, że rezystor $R_E >> 10\ \Omega$, np. $100\ \Omega$, co jest łatwe do spełnienia.

Wzmocnienie prądowe K_{if}

Wzmocnienie prądowe K_{if} wzmacniacza po zamknięciu pętli sprzężenia zwrotnego nie ulega zmianie: $K_{if} = k_i$.

Rezystancja wejściowa R_{wef}

Oddziaływanie sprzężenia emiterowego objawia się poprzez wzrost wartości rezystancji wejściowej wzmacniacza tyle razy, ile razy obniżyło się wzmocnienie napięciowe:

$$R_{wef} \approx R_{we}\left(1+\frac{h_{21e}}{h_{11e}}R_E\right) = h_{11e} + h_{21e}R_E \tag{11.11}$$

W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego drugi człon wyrażenia (11.11) ma decydującą wartość i $R_{wef} \approx h_{21e}R_E$.

Rezystancja wyjściowa R_{wyf}

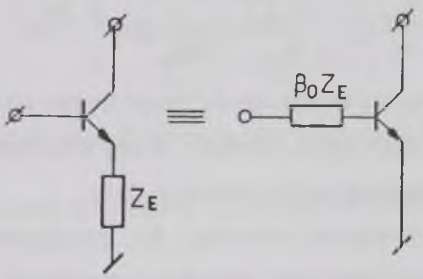
Sprzężenie emiterowe powoduje wzrost rezystancji wyjściowej wzmacniacza:

$$R_{wyf} = R_{wy}\left(1+\frac{h_{21e}R_E}{h_{11e}+R_G}\right) \tag{11.12}$$

dany w przypadku silnego sprzężenia za pomocą wyrażenia:

$$R_{wyf} \approx \frac{h_{21e}}{h_{22e}}\frac{R_E}{(R_G+h_{11e})} \tag{11.13}$$

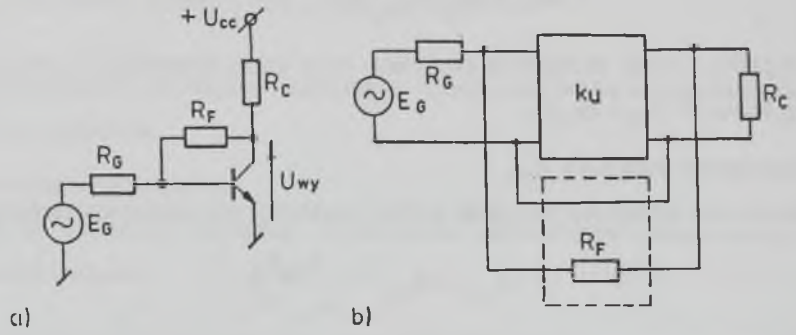
W sytuacji gdy rezystor kolektorowy $R_c >> 0$, to faktyczna rezystancja wyjściowa powstaje z równoległego połączenia $R_{wyf} \| R_c$. W sytuacji silnego sprzężenia zwrotnego $R_{wyf} >> R_c$ i wówczas rezystancja wyjściowa dąży do wartości R_c.



Rys. 11.6. Tranzystor w układzie OE z impedancją Z_E w obwodzie emitera można zastąpić tranzystorem z rezystancją wejściową powiększoną o impedancję $\beta_0 Z_E (h_{11f} = h_{11e} + h_{21e}Z_E)$

Należy dodać, że sprzężenie emiterowe jest skuteczne przy stosunkowo małych wartościach rezystancji źródła R_G i obciążenia R_o, tzn. przy sterowaniu napięciowym ($R_G \approx 0$) i w stanie bliskim zwarcia na wyjściu.

W układzie przedstawionym na rys. 11.7 ujemne sprzężenie zwrotne jest zrealizowane za pomocą rezystancji R_F włączonej pomiędzy kolektor i bazę tranzystora. Podajemy w ten sposób część napięcia wyjściowego na wejście wzmacniacza. Poniżej zestawiono w analogiczny sposób parametry wzmacniacza objętego pętlą sprzężenia kolektorowego.



Rys. 11.7. Wzmacniacz rezystancyjny OE ze sprzężeniem kolektorowym

Wzmocnienie napięciowe K_{uf}

Sprzężenie kolektorowe powoduje zmniejszenie wzmocnienia napięciowego wzmacniacza do wartości danej wyrażeniem:

$$k_{uf} = \frac{U_{wy}}{E_G} = \frac{k_u}{1 + \frac{R_g}{R_F} k_u} \approx -\frac{1 + \frac{R_G}{R_F h_{11e}}}{\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \left(R_C \| \frac{1}{h_{22e}} \| R_F \right)} - \frac{R_F}{R_G} \qquad (11.14)$$

Przy wartości rezystancji $R_G = 0$ wzmocnienie układu będzie takie samo jak przy braku sprzężenia zwrotnego. Stąd wynika wniosek, że aby to sprzężenie było skuteczne, to rezystancja źródła R_G powinna być odpowiednio duża.

W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego, tzn. gdy spełniony jest warunek, że rezystancja źródła R_G ma ten sam rząd wielkości co rezystor R_F, to wzmocnienie napięciowe zależy tylko od stosunku tych rezystancji:

$$k_{uf} \approx \frac{-R_F}{R_G} \qquad (11.15)$$

Również w tym przypadku uzyskano pełne uniezależnienie się od parametrów tranzystora! Należy pamiętać, że rezystor R_F nie może mieć zbyt małej rezystancji w porównaniu z rezystorem R_c, gdyż wówczas nawet bez sprzężenia zwrotnego wzmocnienie napięciowe będzie małe. Jednocześnie rezystor R_F nie może mieć zbyt dużej wartości względem rezystancji h_{11e}, ponieważ sprzężenie przestaje wówczas działać. Praktycznym kompromisem jest dobór $R_F \approx R_C \approx h_{11e}$.

Wzmocnienie prądowe K_{if}

Wzmocnienie prądowe również ulega zmniejszeniu zgodnie ze wzorem (11.16). W sytuacji gdy spełnione są warunki dla uzyskania silnego sprzężenia zwrotnego wyrażenie:

$$k_{if} = \frac{k_i}{1+\beta k_i} \approx \frac{k_i}{1+\frac{R_c}{R_F}} = \frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}\frac{R_c}{R_F}(1+h_{22e}R_c)} \tag{11.16}$$

upraszcza się do postaci (11.17):

$$k_{if} \approx -\frac{R_F}{R_C}, \tag{11.17}$$

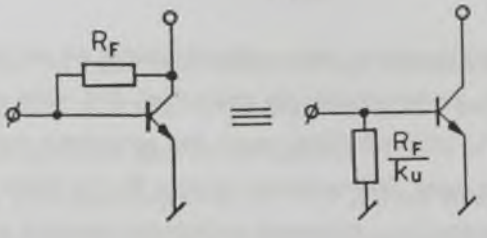
z której wynika, że zależy ono jedynie od stosunku rezystorów R_F i R_C, a więc i tutaj istnieje pełne uniezależnienie się od parametrów tranzystora.

Rezystancja wejściowa R_{wef}

Oddziaływanie sprzężenia kolektorowego objawia się poprzez spadek wartości rezystancji wejściowej wzmacniacza tyle razy, ile razy obniżyła się wartość współczynnika wzmocnienia prądowego K_{if}. Wyrażenie:

$$R_{wef} \approx h_{11e} \| \frac{R_F}{\frac{h_{21e}}{h_{11e}}\left(R_C \| \frac{1}{h_{22}} \| R_F\right)} = h_{11e} \| \frac{R_F}{k_u} \tag{11.18}$$

można interpretować jako dołączenie pomiędzy bazą a masą, a więc równolegle do rezystancji wejściowej tranzystora h_{11e} rezystora o wartości $R_F / \frac{h_{21e}}{h_{11e}}\left(R_c \| \frac{1}{h_{22e}} \| R_F\right)$ - a więc rezystora sprzężenia zwrotnego R_F podzielonego przez wzmocnienie układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (rys. 11.8).



Rys. 11.8. Tranzystor w układzie OE ze sprzężeniem kolektorowym można zastąpić w podany na rysunku sposób

W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego wyrażenie (11.18) upraszcza się do postaci:

$$R_{wef} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \frac{R_F}{R_G} \tag{11.19}$$

Rezystancja wyjściowa R_{wy}

Napięciowe sprzężenie zwrotne zmniejsza również rezystancję wyjściową wzmacniacza:

$$R_{wyf} \approx \left[\frac{R_F}{h_{21e}} \left(1 + \frac{h_{11e}}{R_G} \right) \right] \| \left(R_C \| \frac{1}{h_{22e}} \| R_F \right) \tag{11.20}$$

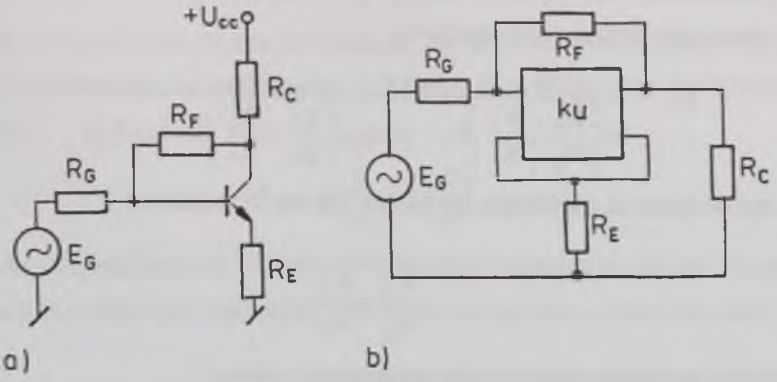
co w przypadku silnego sprzężenia zwrotnego prowadzi do postaci:

$$R_{wyf} \approx R_F/h_{21e} \tag{11.21}$$

W podsumowaniu należy stwierdzić, że sprzężenie kolektorowe jest skuteczne przy odpowiednio dużych wartościach rezystancji źródła i obciążenia, a więc przy sterowaniu prądowym i w stanie odległym od zwarcia na wyjściu. Układ ze sprzężeniem kolektorowym ma właściwości dualne w stosunku do układu ze sprzężeniem emiterowym. Jest to czasem wykorzystywane przy łączeniu kaskadowo na przemian stopni wzmacniających ze sprzężeniami kolektorowymi i emiterowymi. Przy takim połączeniu we wszystkich wzmacniaczach składowych skutecznie działają sprzężenia zwrotne, co prowadzi między innymi do znacznego zmniejszenia wzajemnego oddziaływania kolejnych stopni na siebie. Układy tego typu stosowane są we wzmacniaczach szerokopasmowych.

W układzie przedstawionym na rys. 11.9 istnieją dwie pętle ujemnego sprzężenia zwrotnego: jedna z tych pętli utworzona jest przez rezystor emiterowy R_E, a druga przez rezystor R_F łączący kolektor z bazą. Właściwości tak utworzonego układu są pewną wypadkową właściwości układów z pojedynczymi pętlami sprzężenia zwrot-

nego. Poniżej podano otrzymane w podobny sposób jak uprzednio parametry takiego wzmacniacza ze sprzężeniem mieszanym.



Rys. 11.9. Wzmacniacz rezystancyjny OE ze sprzężeniem mieszanym

Wzmocnienie napięciowe K_{uf}

Wpływ obu pętli sprzężenia zwrotnego sumuje się w odniesieniu do wypadkowego wzmocnienia K_{uf} - wzór (11.22); porównaj ze wzorami (11.9) i (11.14):

$$K_{uf} = \frac{U_{wy}}{E_G} = \frac{K_u}{1 + \left(\frac{R_E}{R_C} + \frac{R_G}{R_F}\right) K_u} \approx \frac{-1}{\left(\frac{h_{11e}}{R_C} + \frac{R_G}{R_C}\right)\left(\frac{R_E}{R_G}\frac{R_C}{R_F}\right)} \qquad (11.22)$$

W sytuacji gdy rezystancja źródła ($R_G \approx 0$) będzie bardzo mała, oddziaływanie napięciowego sprzężenia zwrotnego zaniknie, a układ będzie się zachowywał tak, jakby istniało tylko sprzężenie prądowe. W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego graniczna wartość wzmocnienia napięciowego przybierze postać daną równaniem:

$$k_{uf} \approx \frac{-1}{\frac{R_E}{R_C} + \frac{R_G}{R_F}} \qquad (11.23)$$

z której wynika pełna niezależność od zmian parametrów tranzystora, a więc stabilizacja wartości wzmocnienia napięciowego. Warunki silnego sprzężenia zwrotnego wynikają z poprzednich rozważań.

Wzmocnienie prądowe K_{if}

W przypadku wzmocnienia prądowego wpływ obu pętli sprzężenia zwrotnego też ulega zsumowaniu, analogicznie jak w przypadku wzmocnienia napięciowego. Otrzymujemy więc następujące wyrażenie:

$$K_{if} = \frac{K_i}{1 + \left(\frac{R_E}{R_G} + \frac{R_C}{R_F}\right) K_i} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}\left(\frac{R_E}{R_G} + \frac{R_C}{R_F}\right)(1 + h_{22e} R_C)} \tag{11.24}$$

Dla silnego sprzężenia zwrotnego upraszcza się ono do postaci:

$$k_{if} \approx \frac{-1}{\frac{R_E}{R_G} + \frac{R_C}{R_F}} \tag{11.25}$$

która również wykazuje stabilizacyjne właściwości układu.

Rezystancja wejściowa R_{wef}

Wpływ obu pętli sprzężenia zwrotnego kompensuje się wzajemnie:

$$R_{wef} \approx h_{11e} + h_{21e} R_E - h_{21e} R_E \frac{h_{21e} R_C}{h_{21e} R_C + R_F} \tag{11.26}$$

Umożliwia to poprzez dobór odpowiednich wartości obu składowych sprzężenia otrzymanie pożądanej wartości rezystancji wejściowej. W szczególnym przypadku można pomimo zastosowania ujemnego sprzężenia zwrotnego uzyskać nie zmienioną wartość rezystancji wejściowej. W przypadku silnego sprzężenia zwrotnego graniczna wartość R_{we} dana jest wzorem:

$$R_{wef} \approx \frac{R_E R_F}{R_C} \tag{11.27}$$

i wówczas otrzymujemy następujący warunek dla uzyskania nie zmienionej wartości rezystancji wejściowej: $h_{11e} \approx R_{wef} \approx \frac{R_E R_F}{R_C}$.

Rezystancja wyjściowa R_{wyf}

W przypadku wypadkowej rezystancji wyjściowej R_{wyf} dla sprzężenia mieszanego wpływ obu sprzężeń również się kompensuje:

$$R_{wy} = \frac{1}{h_{22e} + \frac{h_{21e}}{R_F} - \frac{h_{21e}}{R_F} \frac{h_{21e} R_E}{h_{21e} R_E + h_{11e} + R_G}} \tag{11.28}$$

a w przypadku silnego sprzężenia zwrotnego prowadzi do prostej postaci:

$$R_{wy} \approx \frac{R_E R_F}{R_G} \tag{11.29}$$

Również w tym przypadku można kontrolować wartość rezystancji wyjściowej, a warunek jej niezmienności (w porównaniu z układem bez sprzężenia zwrotnego) jest następujący:

$$R_{wy} \approx \frac{1}{h_{22e}} \approx \frac{R_E R_F}{R_G}$$

W przypadku obydwu wzorów (11.28) i (11.29) nie uwzględniono wpływu rezystancji kolektorowej R_C, która jest równolegle dołączona do wyrażonej przez te wzory rezystancji R_{wy}.

Należy zwrócić uwagę, że bardzo istotną zaletą tego układu jest fakt zapewnienia stabilizacji wzmocnień prądowego i napięciowego oraz - co jest nowością w porównaniu z obydwoma poprzednimi układami - stabilizacji wartości rezystancji wejściowej i wyjściowej. Wartości tych rezystancji nie zależą od parametrów tranzystora - patrz równanie (11.27) i (11.29).

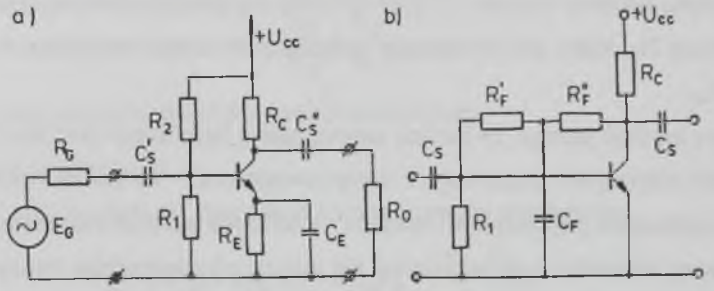
11.2.4. Charakterystyki częstotliwościowe

W układach elektronicznych złożonych z elementów dyskretnych najczęściej w praktyce stosowane jest sprzężenie pojemnościowe, które zapewnia separację poszczególnych stopni kaskady od siebie. Ten sposób postępowania umożliwia indywidualną stabilizację każdego stopnia.

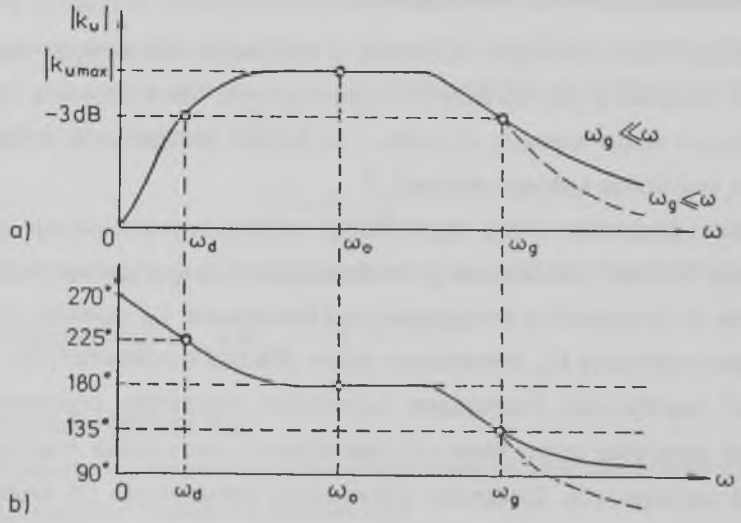
Najczęściej stosowany układ pojedynczego stopnia wzmacniającego przedstawiono na rys. 11.10a - jest to układ potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym wyposażony w kondensatory sprzęgające C_S i kondensator C_E blokujący (bocznikujący) rezystor emiterowy R_E. Występujące w tym układzie kondensatory C_S i C_E oraz pojemności pasożytnicze (montażowe pojemności rezystorów, pojemności złącz tranzystora) powodują uzależnienie od częstotliwości wzmocnienia oraz rezystancji wejściowej wzmacniacza. Zależność wzmocnienia wzmacniacza od częstotliwości nazywamy charakterystyką częstotliwościową.

Na rys. 11.11 przedstawiono typową charakterystykę częstotliwościową wzmocnienia wzmacniacza rezystancyjnego. Ze względu na zespolony charakter rzeczywi-

stego wzmocnienia wzmacniacza w praktyce najczęściej podaje się dwie charakterystyki: charakterystykę amplitudową będącą wykresem zależności modułu wmocnienia $|k_u|$ w funkcji częstotliwości oraz charakterystykę fazową będącą wykresem przesunięcia fazowego φ wprowadzonego przez wzmacniacz też w funkcji częstotliwości. Na obu charakterystykach zaznaczono pewne istotne punkty charakterystyczne: ω_d - dolną częstotliwość graniczną, ω_g - górną częstotliwość graniczną, ω_o - częstotliwość, przy której wzmocnienie osiąga wartość maksymalną. Sens fizyczny tych częstotliwości jest następujący:



Rys. 11.10. a) Wzmacniacz potencjometryczny ze sprzężeniem pojemnościowym, b) wzmacniacz rezystancyjny ze sprzężeniem napięciowym dla prądów stałych i z kondensatorem blokującym C_F



Rys. 11.11. Charakterystyki wzmacniacza rezystancyjnego: a) amplitudowa, b) fazowa

- ω_d, ω_g - częstotliwości, przy której wzmocnienia napięciowe k_u i prądowe k_i maleją o trzy decybele względem swoich maksymalnych wartości:

$$|k_u(\omega_d)| = |k_u(\omega_g)| = \frac{|k_{u\,max}|}{\sqrt{2}}$$

$$|k_i(\omega_d)| = |k_i(\omega_g)| = \frac{|k_{i\,max}|}{\sqrt{2}}$$

Należy zwrócić uwagę, że spadek wartości obu wzmocnień oznacza spadek wartości mocy przenoszonej przez wzmacniacz o połowę:

$$P_{wy}|_{\omega=\omega_d=\omega_g} = \frac{1}{2} P_{wy\,max}$$

Z przebiegu charakterystyki fazowej wynika, że dla dolnej częstotliwości granicznej przesunięcie fazowe wynosi +45°, a dla górnej -45°.

- ω_o - częstotliwość rezonansu pozornego, dla której wzmocnienia k_u i k_i osiągają swoje maksymalne wartości. W tej sytuacji wzmacniacz odwraca fazę o 180° i przenoszona jest pełna moc P_{max}.

Ważnym parametrem wzmacniacza jest wielkość nazywana szerokością pasma przenoszonych przez wzmacniacz częstotliwości - jest to różnica $\omega_g - \omega_d$.

W dalszej części zostanie omówiony wpływ poszczególnych reaktancji na charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza rezystancyjnego.

Zakres małych częstotliwości ($\omega << \omega_o$)

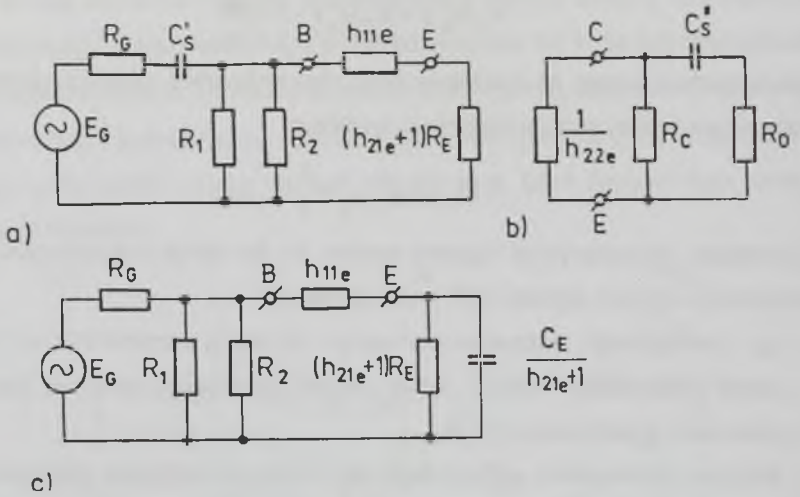
W zakresie małych częstotliwości (m.cz.) przejawia się wpływ pojemności sprzęgających C'_S i C''_S oraz pojemności C_E. W przypadku pojemności C'_S i C''_S ze zmniejszeniem się częstotliwości sygnału rośnie ich reaktancja, co prowadzi do wzrostu wartości impedancji źródła Z_G i obciążenia Z_c prowadząc do zmniejszenia wzmocnienia wzmacniacza dla przebiegów zmiennych. Podobnie w przypadku pojemności C_E wraz z maleniem częstotliwości rośnie wartość impedancji emiterowej Z_E, co prowadzi do pogłębienia się ujemnego sprzężenia zwrotnego, a więc do spadku skutecznej wartości wzmocnienia.

Wpływ pojemności C'_S można rozpatrzyć na podstawie schematu zastępczego przedstawionego na rys. 11.12a.W zakresie częstotliwości $f << f_o$ zespolona funkcja wzmocnienia napięciowego dana jest wzorem:

$$k_u(j\omega) \approx \frac{k_{u\,max}}{1 - j\frac{1}{\omega C'_S R}} \qquad (11.30)$$

gdzie: $R = R_G + (R_1 \parallel R_2 \parallel R_{we})$,

$R_{we} = h_{11e} + h_{21e}Z_E \approx h_{11e}$ dla $Z_E \approx 0$.



Rys. 11.12. Elektryczne schematy zastępcze do wyznaczania częstotliwości f_d: a) wpływ kondensatora C'_S, b) wpływ kondensatora C''_S, c) wpływ kondensatora C_E

Dolna częstotliwość graniczna jest częstotliwością, przy której części rzeczywista i urojona mianownika wyrażenia (11.30) są sobie równe, skąd otrzymujemy ostatecznie wyrażenie na f_d i warunek na C'_S:

$$f_d = \frac{1}{2\pi C'_S R} \tag{11.31}$$

$$C'_S \geq \frac{1}{2\pi f_d R} \tag{11.32}$$

Analogicznie, wpływ pojemności C''_S rozpatrujemy wykorzystując schemat zastępczy z rys. 11.11b. W zakresie częstotliwości $f << f_o$ zespolona funkcja wzmocnienia napięciowego dana jest wzorem (11.30), z tym że dla tego przypadku $R = [(1/h_{22e}) \parallel R_c] + R_o$. Otrzymane wyrażenia na f_d i C''_S są identyczne z (11.31) i (11.32). W celu uzyskania analogicznych zależności określających wpływ kondensatora C_E należy wykorzystać schemat zastępczy z rys. 11.12c i po przeprowadzeniu podobnych rozważań wyrażenia na f_d i C_E przybiorą następującą postać:

$$f_d = \frac{h_{21e}}{2\pi[(R_g \| R_1 \| R_2) + h_{11e}]C_E} \tag{11.33}$$

$$C_E \geq \frac{h_{21e}}{2\pi[(R_g \| R_1 \| R_2) + h_{11e}]f_d} \tag{11.34}$$

We wzmacniaczu rezystancyjnym ze sprzężeniem napięciowym (rys. 11.10b) zastosowano kondensator C_F w celu usunięcia wpływu ujemnego sprzężenia zwrotnego dla sygnałów zmiennych. Analogiczne rozważania prowadzą do uzyskania następującego wyrażenia:

$$C_F \geq \frac{h_{21e}(R_C \| R_0)}{2\pi f_d R'_F R''_F} \tag{11.35}$$

Zakres dużych częstotliwości ($\omega >> \omega$)

We wzmacniaczu rezystancyjnym pracującym w układzie OE ograniczenie górnej częstotliwości granicznej wynika z czestotliwości granicznej f_β (f_β - częstotliwość, przy której $|\beta| = \beta_{max}/\sqrt{2}$) oraz ze zjawiska Millera powodującego zwiększenie pojemności złącza kolektor-baza C_{cb} ($|k_u|C_{cb}$). Dodatkowo pojemność ta powiększona jest przez pojemności montażowe układu. We wzmacniaczach małej częstotliwości wpływy te nie są istotne, toteż ograniczymy się tylko do podania ogólnego wzoru na górną częstotliwość graniczną:

$$f_g = \frac{f_\beta}{1 + \omega_T C_{cb} R_L}\left(1 + \frac{h_{113}}{R_G}\right) \tag{11.36}$$

gdzie: $\omega_T = h_{21e}\omega_\beta$ - pole wzmocnienia,

C_{cb} - pojemność złącza kolektor-baza,

R_L - rezystancja obciążenia,

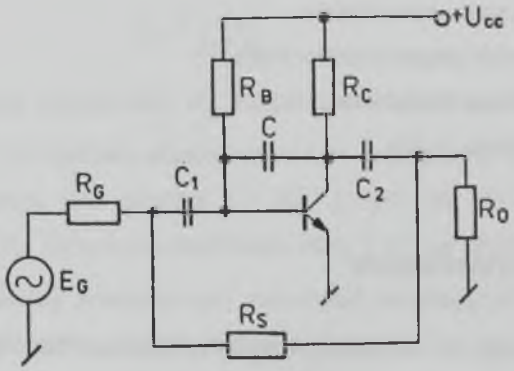
R_G - rezystancja źródła.

11.3. Tematy sprawdzające

1. Wyprowadzić wzory na wzmocnienie mocy w układach OB, OE i OC korzystając z tablicy 11.1 i sporządzić wykres:

   $k_p = f(R_o)$ dla $R_o \subset (10\text{-}10^7)\ \Omega$

2. Wyprowadzić wzory na wzmocnienia k_u i k_i oraz rezystancje R_{we} i R_{wy} dla wtórnika emiterowego.
3. Wyjaśnić zasady doboru punktu pracy tranzystora we wzmacniaczu rezystancyjnym.
4. Wymienić i omówić sposoby stabilizacji punktu pracy tranzystora. Porównać te sposoby pomiędzy sobą.
5. Uzasadnić dopuszczalność stosowania przy projektowaniu wzmacniaczy rezystancyjnych założenia, że $y_{11e} = y_{22e} = 0$.
6. Obliczyć wzmocnienie k_{uf} i k_{if} oraz rezystancje R_{we} i R_{wy} dla wzmacniacza rezystancyjnego z rys. 11.5a dla danych: $R_E = 200\ \Omega$, $R_C = 2\ k\Omega$, $R_G = 50\ \Omega$, $R_o = \infty$, $h_{11e} = 2\ k\Omega$, $h_{12e} = 8 \cdot 10^{-4}$, $h_{21e} = 200$, $h_{22e} = 35\ \mu S$.
7. Obliczyć wzmocnienie k_{uf} i k_{if} oraz rezystancje R_{we} i R_{wy} dla wzmacniacza rezystancyjnego z rys. 11.7a dla danych: $R_c = 5\ k\Omega$, $R_F = 20\ k\Omega$, $R_G = 10\ k\Omega$. Pozostałe dane takie jak w zadaniu 6.
8. Obliczyć wzmocnienia k_{uf} i k_{if} oraz rezystancje R_{we} i R_{wy} dla wzmacniacza przedstawionego na rys. 11.9. Dane: $R_E = 200\ \Omega$, $R_G = 10\ k\Omega$, $R_F = 20\ k\Omega$, - tranzystor jak w zadaniu 6.
9. Zaprojektować układ wg rysunku 11.10a tak, aby uzyskać: $U_f = 150$ V/V, $f_d = 20\ \Omega$. Dane tranzystora w zadaniu 6. Przyjąć: $R_G = 50\ \Omega$, $R_o = 5\ k\Omega$.
10. Wyprowadzić wzory na dolną częstotliwość graniczną dla kondensatorów sprzęgających we wzmacniaczu ze sprzężeniem napięciowym (rys. 11.10b).

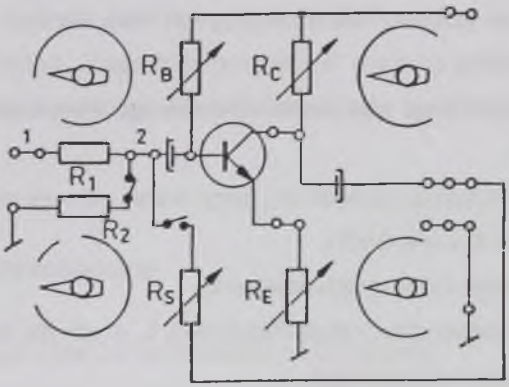


Rys. 11.13. Wzmacniacz do zadania 11

11. Obliczyć i wykreślić częstotliwością charakterystykę amplitudową wzmacniacza o schemacie wg rys. 11.13. Dane: R_G = 10 kΩ, R_S = 300 kΩ, C = 5 nF, $C_1 = C_2$ = 5 μF, R_B = 1 MΩ, R_C = 5 kΩ, R_o = 10 kΩ, h_{21e} = 100, U_{cc} = 12 V.
12. Omówić i wyjaśnić zasady działania ujemnego sprzężenia zwrotnego.

11.4. Aparatura pomiarowa

Na stanowisku znajduje się model jednostopniowego wzmacniacza rezystancyjnego, umożliwiający wszechstronne przebadanie jego właściwości. Schemat ideowy przedstawiono na rys. 11.14. Wartości rezystancji poszczególnych rezystorów można zmieniać w następujących granicach: R_B = 100 kΩ - 1,4 MΩ, R_C = 0,5 - 20 kΩ, R_E = 0 - 2 kΩ, R_S = 20 - 600 kΩ. Oprócz tego modelu zawiera dwa rezystory o stałych wartościach: R_1 = 10 kΩ i R_2 = 100 Ω. Oprócz modelu na stanowisku znajdują się następujące przyrządy pomiarowe: generator napięć sinusoidalnych, oscyloskop, dwa woltomierze elektroniczne, opornica dekadowa i amperomierz.



Rys. 11.14. Model wzmacniacza rezystancyjnego

11.5. Program ćwiczenia

1. Dobrać punkt pracy tranzystora tak, aby uzyskać największe nie zniekształcone napięcie wyjściowe. Zwrócić uwagę na wpływ rezystancji źródła na kształt napięcia wyjściowego. Zmiany rezystancji źródła modelować za pomocą rezystorów R_1 i R_2.

2. Zmierzyć charakterystykę amplitudową $K_u = f(R_C)$ wzmacniacza w funkcji zmian rezystancji kolektora R_C. Dopuszczalne zmiany prądu kolektora I_C zawierają się w granicach 0,5-5 mA. W trakcie pomiarów należy: utrzymywać stałe napięcie wejściowe $U_{we} = 5$ mV, częstotliwość sygnału 1000 Hz, a za pomocą rezystorów R_1 i R_2 zapewnić wartość rezystancji generatora $R_G \approx 100\ \Omega$.
3. Zmierzyć charakterystykę amplitudą $k_u = f(I_c)$ wzmacniacza w funkcji zmian prądu kolektora I_C. Dopuszczalne zmiany rezystancji kolektora R_C zawierają się w granicach 0,5-5 kΩ. Pozostałe warunki jak w p.2.
4. Zmierzyć charakterystykę amplitudową $k_u = f(U_{cc})$ przy zachowaniu warunku minimalnych zniekształceń wzmacnianego sygnału (sprowadza się to do każdorazowej korekcji wartości rezystancji R_B!). Warunki pomiarów R_C = 1-5 kΩ, U_{cc} = 5-20 V.
5. Zmierzyć charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza $k_u = \varphi(f)$ przy optymalnym ze względu na zniekształcenia doborze punktu pracy tranzystora. Pomiarów dokonać dla trzech wartości rezystancji: R_C = 1; 3 i 5 kΩ oraz dwóch napięć zasilania U_{cc} = 5 i 20 V. Zakres zmian częstotliwości sygnału pomiarowego 20 Hz - 20 kHz. W trakcie pomiaru należy utrzymywać stałą wartość napięcia wejściowego, np. 5 mV.
6. Zbadać wpływ ujemnego sprzężenia emiterowego na właściwości wzmacniacza rezystancyjnego:
   - wyznaczyć minimalną wartość R_F, przy której pojawia się wpływ sprzężenia zwrotnego (jak to stwierdzić?),
   - wyznaczyć wpływ zmian prądu kolektora,
   - zmierzyć charakterystykę częstotliwościową $k_u = \varphi(f)$ dla minimalnego i maksymalnego sprzężenia zwrotnego,
   - zmierzyć charakterystykę $k_u = f(R_R)$.
7. Zbadać wpływ ujemnego sprzężenia kolektorowego na właściwości wzmacniacza rezystancyjnego:
   - zmierzyć charakterystykę $k_u = f(R_S)$ dla różnych wartości rezystancji źródła: $R_G = 100\ \Omega$, $R_G = 10$ kΩ,
   - zmierzyć charakterystykę $k_u = f(R_C)$,
   - zmierzyć charakterystykę częstotliwościową $k_u = \varphi(f)$ dla minimalnego i maksymalnego sprzężenia zwrotnego.

8. Zmierzyć rezystancję wejściową i wyjściową wzmacniacza:
   - bez sprzężenia zwrotnego, w funkcji prądu kolektora I_C,
   - ze sprzężeniem zwrotnym emiterowym,
   - ze sprzężeniem zwrotnym kolektorowym.

   Uwagi

   a) Pomiar rezystancji wejściowej przeprowadzić przy odłączonym rezystorze R_G, wykorzystując rezystor R_1 do pomiaru prądu wejściowego.

   b) Pomiar rezystancji wyjściowej przeprowadzić, wykorzystując zewnętrzną opornicę dekadową. Rezystancja wyjściowa wzmacniacza jest równa takiej rezystancji obciążenia R_o, przy której napięcie wyjściowe maleje do połowy napięcia wyjściowego, gdy $R_o = \infty$. Napięcie wejściowe musi być stałe: $U_{we} = const$.

9. Dokonać odpowiednich połączeń, aby przekształcić modelowy wzmacniacz na wtórnik emiterowy. Zmierzyć wzmocnienie napięciowe k_u oraz rezystancję wejściową i wyjściową.

10. Dokonując odpowiednich połączeń przekształcić modelowy wzmacniacz w układ OB. Zmierzyć wzmocnienie napięciowe oraz rezystancje wejściową i wyjściową.

    Uwaga

    Wykorzystując punkt pt. „Aparatura pomiarowa" studenci powinni samodzielnie zaprojektować i zaproponować odpowiednie układy pomiarowe niezbędne do realizacji ćwiczeń.

11.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów z punktów 2-7 przedstawić na wykresach.
2. We wszystkich przebadanych układach wzmacniaczy obliczyć teoretyczne wartości k_u, R_{we}, R_{wy}. Uzyskane wyniki porównać z wynikami pomiarów. Przedyskutować (pisemnie!) uzyskane wyniki.
3. W przypadku pomiaru charakterystyk częstotliwościowych wyznaczyć na wykresach dolne i górne częstotliwości graniczne. Wyliczyć teoretyczne wartości tych częstotliwości. Ustosunkować się do uzyskanych wyników.
4. Porównać ze sobą właściwości przebadanych wzmacniaczy, wykorzystując uzyskane wyniki pomiarów i obliczeń teoretycznych.

11.7. Literatura

1. T. Zagajewski: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1984, rozdz. 4.
2. W. Golde: Tranzystorowe wzmacniacze małej częstotliwości. WNT, Warszawa 1975, rozdz. 4, 5, 6.
3. J. Cermak, K. Jurkowic: Projektowanie i konstrukcja wzmacniaczy tranzystorowych małej częstotliwości. WNT, Warszawa 1976, rozdz. 1, 3, 4.
4. J. Pawłowski: Wzmacniacze i generatory - podstawowe układy elektroniczne. WKŁ, Warszawa 1980, rozdz. 2, 3, 4.
5. S. Sońta: Układy tranzystorowe. WKŁ, Warszawa 1971, rozdz. 2.
6. S. Seely: Układy elektrroniczne. WNT, Warszawa 1972, rozdz. 3, 4.
7. U. Tietze, Ch. Schenk: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa, wyd. II, 1987, rozdz. 4.
8. U. Tietze, Ch. Schenk: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa, wyd. III, 1998, rozdz. 4.
9. P. Horowitz, W. Hill: Sztuka elektroniki. WKŁ, Warszawa, wyd. II, 1995.
10. A. Guziński: Liniowe elektroniczne układy analogowe, seria EIT. WNT, Warszawa 1992, rozdz. 3, 5, 6, 7.

Ćwiczenie 12

ELEMENTARNE UKŁADY TRANZYSTOROWE

12.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest praktyczna ilustracja podstawowych właściwości elementarnych układów używanych w konstrukcji bipolarnych analogowych układów scalonych, a szczególnie we wzmacniaczach operacyjnych. Do układów tych zaliczano: układy polaryzacji prądowej i napięciowej, układy sprzęgające i układy obróbki sygnału.

12.2. Wprowadzenie

Proces projektowania analogowego układu scalonego wymaga ze strony konstruktora zupełnie innego podejścia niż proces stosowany przy projektowaniu tego samego układu z elementów dyskretnych. W praktyce objawia się to dążeniem do zastępowania możliwie wszystkich elementów biernych elementami aktywnymi.

Podstawowe przyczyny tego zjawiska są następujące:

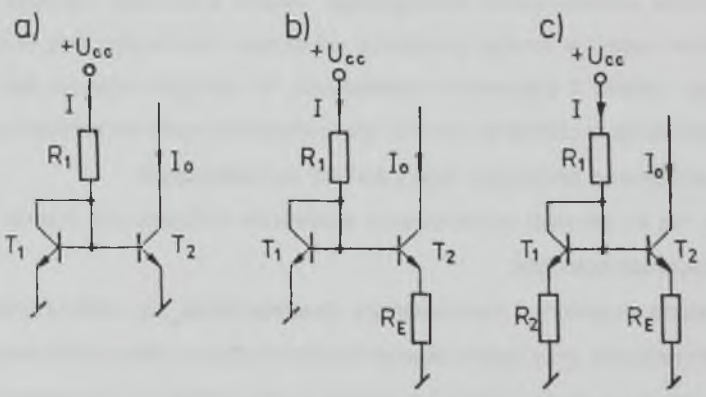
- nie ma możliwości wykonywania elementów indukcyjnych (cewki, transformatory) w technice scalonej;
- scalone rezystory i kondensatory charakteryzują się małymi zakresami wartości nominalnych, przy jednoczesnym bardzo dużym zakresie tolerancji;
- tranzystor scalony zajmuje mniejszą powierzchnię niż kondensator o pojemności kilku pikofaradów lub rezystor o rezystancji powyżej 2 kΩ;
- wszystkie elementy wraz z połączeniami powstają w jednym ciągłym procesie technologicznym, co pozwala wykorzystywać bardzo dobrą współbieżność zmian parametrów elementów, zgodność temperatury poszczególnych elementów oraz istnienie sprzężeń pasożytniczych.

Dodatkowym i równie ważnym czynnikiem jest fakt, że układ scalony jest tym tańszy, im mniejszą powierzchnię zajmuje, gdyż tym więcej egzemplarzy można wyprodukować w jednym procesie technologicznym.

Efektem tego procesu jest powstanie szeregu układów elementarnych stanowiących jak gdyby typowe podzespoły stosowane przy projektowaniu układów scalonych. Do najważniejszych spośród nich należy zaliczyć: źródła prądowe, źródła napięciowe, obwody polaryzacji, układy przesuwające poziom napięcia stałego, układy wejściowe i wyjściowe, wzmacniacze różnicowe, obciążenie aktywne itp.

12.2.1. Źródła prądowe

Układów polaryzacji tranzystora bipolarnego omówionych w ćwiczeniu 11 nie można realizować w postaci scalonej. Podstawowym powodem jest brak możliwości wykonania kondensatora monolitycznego o wartości rzędu mikrofaradów oraz rezystorów dzielnika R_1 i R_2 o wartościach rzędu kilkudziesięciu kiloomów. Źródła prądowe są stosowane jako układy ustalające prąd kolektora, z jednoczesną stabilizacją jego wartości. Oprócz tego są wykorzystywane jako aktywne obciążenie stopni wzmacniających oraz w układach przesuwania poziomu składowej stałej.



Rys. 12.1. Źródła prądowe typu „zwierciadła prądowe"

Na rys. 12.1 przedstawiono trzy wersje podstawowego typu źródła prądowego. W układach tych tranzystor T_1 w połączeniu diodowym jest wykorzystany do polaryzacji tranzystora T_2. Identyczność obu tranzystorów gwarantuje termiczną kompen-

sację zmian napięcia U_{BE} w tranzystorze T_2. Wartość prądu I_o w pewnym zakresie niewiele zależy od obciążenia.

Wartość prądu I_o dla układu z rys. 12.1 można obliczyć z następującego wyrażenia:

$$I_o = I\frac{\beta}{\beta+2} \approx I = \frac{U_{cc} - U_{BE}}{R_1} \tag{12.1}$$

Przy identyczności obu tranzystorów prąd I_o jest wiernym odbiciem prądu I, którego wartość dla stałej wartości napięcia zasilającego U_{cc} zależy jedynie od wartości rezystora R_1. Układ ten wymaga stosowania dużych wartości rezystancji R_1, w sytuacji gdy wymagana jest mała wartość prądu I_o. Dla przykładu, dla U_{cc} = 10 V i I_o = 10 μA wartość $R_1 \approx 1$ MΩ, co w technice monolitycznej nie jest możliwe do zrealizowania. Wady tej pozbawiony jest układ z rys. 12.1b, w którym wprowadzono dodatkowy rezystor R_E. W tym przypadku związek pomiędzy obu prądami jest następujący:

$$I_o = \frac{\varphi_T}{R_E}\ln\frac{I}{I_o} \approx \frac{\varphi_T}{R_E}\ln\frac{U_{cc} - U_{BE}}{R_1 I_o} \tag{12.2}$$

Analiza wyrażenia (12.2) pozwala na stwierdzenie, że w celu zmniejszenia prądu źródła I należy zwiększać rezystancję R_E. Optymalną sytuację uzyskamy, przyjmując $R_1 = \varphi_T/I_o$. Po podstawieniu tej zależności do równania (12.2) uzyskamy proste wyrażenie umożliwiające obliczenie wartości wymaganej rezystancji R_E:

$$R_E = R_1 \ln\frac{U_{cc} - U_{BE}}{\varphi_T} \tag{12.3}$$

W naszej sytuacji, dla nie zmienionych założeń, wartości rezystancji są następujące: R_E = 15,5 kΩ, R_1 = 2,5 kΩ. Wymagania te są już proste do spełnienia.

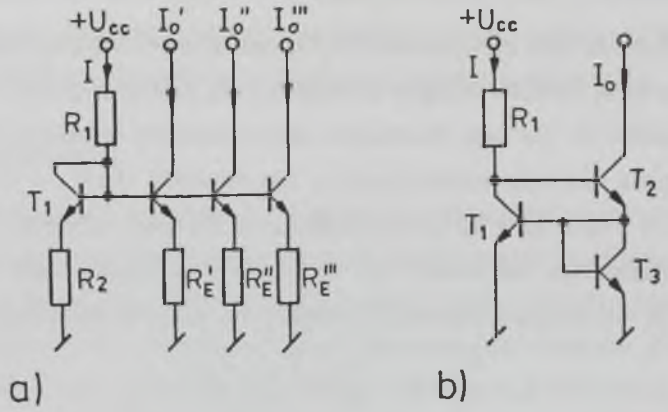
Układ przedstawiony na rys. 12.1c umożliwia z kolei uzyskanie wartości prądu I_o większych od prądu I, pod warunkiem że $R_2 > R_E$. Wyrażenie (11.4), opisujące własności tego układu, znacznie upraszcza się, gdy $R_2 >> R_E$.

$$\frac{I_o}{I} = \frac{R_2}{R_E} + \frac{\varphi_T}{IR_E}\ln\frac{I}{I_o} \approx \frac{R_2}{R_E} \tag{12.4}$$

Uzyskujemy w ten sposób „przekładnik" prądowy, który można wykorzystać w układzie kilku źródeł prądowych, stabilizowanych za pomocą jednego tranzystora w układzie diodowym. Układ taki przedstawiono na rys. 12.2a.

$$\frac{I'_o}{I} \approx \frac{R_2}{R'_E}, \quad \frac{I''_o}{I} \approx \frac{R_2}{R''_E}, \quad \frac{I'''_o}{I} \approx \frac{R_2}{R'''_E} \tag{12.5}$$

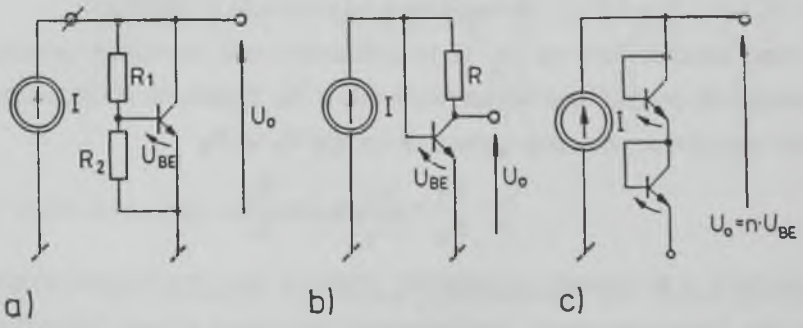
Na rys. 12.2b zamieszczono schemat źródła prądowego wyposażonego w silne ujemne sprzężenie zwrotne. Układ ten charakteryzuje się bardzo dokładnym odtwarzaniem prądu I: $I - I_o = 2I_B$.



Rys. 12.2. Układ źródeł prądowych: a) wielokrotnego, b) Wilsona

12.2.2. Źródła napięciowe

Źródła napięciowe stosowane są jako układy ustalające napięcia polaryzacji baz tranzystorów (np. w stopniach wejściowych wzmacniaczy operacyjnych, w stopniach wyjściowych z tranzystorami komplementarnymi itp.). Na rysunku 12.3 przedstawiono układy stabilizacji najczęściej stosowane w monolitycznych układach scalonych.



Rys. 12.3. Układy polaryzacji napięciowej

Najprostszy z przedstawionych układów (rys. 12.3c) składa się z n szeregowo połączonych diod, utworzonych z tranzystorów monolitycznych poprzez zwarcie kolektorów z bazami. Przy polaryzacji w kierunku przewodzenia spadek napięcia na każdej z diod wynosi ok. 0,7 V. Znacznie rzadziej wykorzystuje się te złącza baza-emiter spolaryzowane w kierunku zaporowym - wówczas ustala się na nich napięcie w granicach 6-7 V. Kilka diod łączonych szeregowo znacznie łatwiej jest zastąpić układem z rys. 12.3a. Pomijając prąd bazy, możemy napisać:

$$U_o = U_{BE}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{12.6}$$

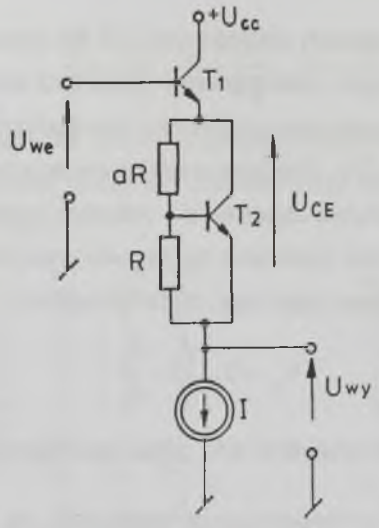
Układ ten możemy stosować wszędzie tam, gdzie wymagane napięcie jest wielokrotnością napięcia U_{BE}. Zmiany temperaturowe napięcia U_o są $\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$ razy większe od zmian napięcia U_{BE}, co wykorzystano np. do stabilizacji punktu pracy w przeciwsobnych wzmacniaczach wyjściowych. W sytuacji gdy wymagane jest napięcie U_o mniejsze od napięcia U_{BE}, stosuje się układ z rys. 12.3b. Jeżeli tranzystor nie znajduje się w stanie nasycenia, to prawdziwe jest wyrażenie:

$$U_o = U_{BE} - IR \tag{12.7}$$

12.2.3. Układy przesuwające poziom napięcia stałego

W monolitycznych układach scalonych stosuje się sprzężenie bezpośrednie. Jest to sytuacja wymuszona, ponieważ stosowanie kondensatorów monolitycznych jest niemożliwe ze względu na brak możliwości realizacji tak dużych pojemności. W celu rozwiązania problemów, jakie pojawiają się przy łączeniu kolejnych układów różniących się pomiędzy sobą napięciem składowej stałej, stosuje się układy przesuwające poziom napięcia stałego, zwane układami separującymi. Od układów tych wymaga się, aby przenosiły tylko sygnał różnicowy, tłumiły sygnał wspólny i nie wprowadzały dryftu. Na rys. 12.4 przedstawiono typowy układ separujacy, składający się z wtórnika emiterowego zbudowanego na tranzystorze T_1, obciążenie stanowi układ źródła napięciowego wykorzystujący tranzystor T_2 i źródło prądowe (np. z rys. 12.1a). Poziom stałego napięcia wyjściowego jest przesunięty względem stałego napięcia wejściowego o wartość U_{CE} daną wzorem:

$$U_{we} - U_{wy} = U_{CE} = U_{BE}\,(1+a) \tag{12.8}$$



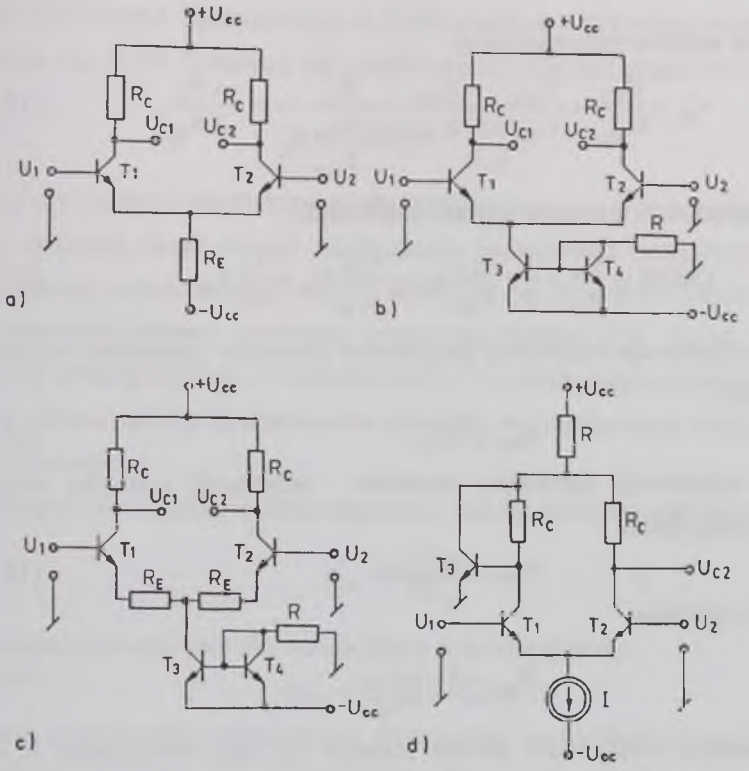
Rys. 12.4. Układ przesuwający poziom napięcia stałego

Źródło prądowe zapewnia stabilną wartość przesunięcia poziomu napięcia stałego. W uproszczonej wersji układ źródła napięciowego może być zastąpiony kilkoma szeregowo połączonymi diodami lub rezystorem R o odpowiedniej wartości.

12.2.4. Wzmacniacz różnicowy

Wzmacniacz różnicowy jest podstawowym rodzajem stopnia wejściowego w analogowych układach scalonych. Warunkiem uzyskania optymalnych jego właściwości jest zgodność parametrów elementów składowych oraz współbieżność ich zmian wraz ze zmianami warunków pracy. Wzmacniacz różnicowy zrealizowany w wersji monolitycznej zapewnia spełnienie tych surowych wymagań. Wzmacniacz różnicowy jest symetrycznym wzmacniaczem prądu stałego o dwu wejściach i dwu wyjściach. Podstawowy układ zamieszczono na rys. 12.5a.

Najważniejszą właściwością tego wzmacniacza jest zdolność wzmacniania sygnałów różnicowych oraz tłumienie sygnałów wspólnych. Przez pojęcie sygnału różnicowego rozumiemy sygnały przychodzące na oba wejścia wzmacniacza U_1 i U_2 w fazie przeciwnej, natomiast sygnały przychodzące w fazie zgodnej nazywamy sygnałem wspólnym (sumacyjnym). Fizyczny sens tej właściwości oznacza możliwość wzmocnienia małych sygnałów różnicowych na tle bardzo dużych zakłóceń. Wzmacniacz z rys. 12.5a charakteryzują następujące parametry:



Rys. 12.5. Wzmacniacz różnicowy: a) układ podstawowy, b) układ ze źródłem prądowym w emiterze, c) układ ze sprzężeniem emiterowym, d) układ z wtórnikiem kolektorowym w miejscu jednego z rezystorów kolektorowych R_c

1. Wzmocnienie różnicowe symetryczne

$$k_{ur} = \frac{U_{C2} - U_{C1}}{U_1 - U_2} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}}\left(R_C \| \frac{1}{h_{22e}}\right) \approx -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_C \qquad (12.9)$$

2. Wzmocnienie różnicowe niesymetryczne

$$k'_{ur} = \frac{U_{C1}}{U_1 - U_2} = \frac{-U_{C2}}{U_1 - U_2} = -\frac{1}{2}\frac{h_{21e}}{h_{11e}}\left(R_C \| \frac{1}{h_{22e}}\right) \approx -\frac{1}{2}\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_C \qquad (12.10)$$

3. Wzmocnienie wspólne (sumacyjne) symetryczne

$$k_{us} = \frac{U_{C2} - U_{C1}}{U_{wes}}$$
$$U_{wes} = \frac{1}{2}(U_1 + U_2) \qquad (12.11)$$

4. Wzmocnienie wspólne niesymetryczne

$$k'_{us} = \frac{U_{C1}}{U_{wes}} = \frac{U_{C2}}{U_{wes}} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \frac{R_C}{1 + 2\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_E} \approx -\frac{1}{2}\frac{R_C}{R_E} \tag{12.12}$$

5. CMMR - współczynnik tłumienia sygnału wspólnego

$$CMMR = \frac{k'_{ur}}{k'_{us}} = \frac{1}{2} + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_E \approx \frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_E = \frac{I_E}{\varphi_T} R_E \tag{12.13}$$

6. Wejściowa rezystancja różnicowa (rezystancja pomiędzy obydwoma wejściami wzmacniacza)

$$R_{wer} = 2h_{11e} \tag{12.14}$$

7. Wejściowa rezystancja sumacyjna (wspólna) - rezystancja pomiędzy każdym z wejść a masą układu

$$R_{wes} = 2h_{21e}R_E \tag{12.15}$$

8. Rezystancja wyjściowa

$$R_{wy} = R_C \| \frac{1}{h_{22e}} \tag{12.16}$$

We wzmacniaczu różnicowym zmiana napięcia U_{BE} obu tranzystorów T_1 i T_2 działa jako sygnał wspólny, z tego powodu przy wyjściu symetrycznym nie wywołuje żadnego skutku, a przy wyjściu niesymetrycznym jest tłumiona tyle razy, ile wynosi wartość współczynnika CMMR (albo o tyle decybeli, ile wynosi wartość CMMR, jeżeli podawany jest on w decybelach). Jest to podstawowy powód, dla którego ten wzmacniacz można stosować do wzmacniania napięć stałych. Dla typowego wzmacniacza rożnicowego wartości tych parametrów są następujące: $K_{ur} \geq 100$, $K_{us} \leq 10^{-3}$, $CMMR \approx 10^5$ (100 dB), $R_{wes} \approx 10^9\Omega$, $R_{wer} \approx 10^4\Omega$.

Jednym z najważniejszcy parametrów wzmacniacza różnicowego jest współczynnik CMMR. W przypadku wzmacniacza z rys. 12.5a jego wartość zawiera się w granicach 100 + 200. Analiza wzoru (12.13) wykazuje, że aby uzyskać zwiększenie jego wartości, należałoby zwiększyć prąd emitera I_E lub wartość rezystancji emiterowej R_E. Obydwa rozwiązania są bardzo niekorzystne, gdyż pociągają za sobą konieczność stosowania dużych napięć zasilających U_{cc}. Właściwym rozwiązaniem jest zastosowanie układu o małej rezystancji dla prądu polaryzującego (rezystancja dynamiczna). Właściwości takie posiadają źródła prądowe (p. 12.2.1), a przykład wzmac-

niacza różnicowego wyposażonego w źródło prądowe w obwodzie emitera zamieszczono na rys. 12.5b. Współczynnik CMMR wynosi w tym przypadku 80÷100 dB:

$$CMMR \approx \frac{h_{21e}}{h_{11e}} r \tag{12.17}$$

gdzie: r - rezystancja wewnętrzna źródła prądowego.

Do realizacji regulowanego wzmocnienia różnicowego we wzmacniaczu, przy jednoczesnym uniezależnieniu tego wzmocnienia od parametrów tranzystorów, można zastosować ujemne emiterowe sprzężenie zwrotne (rys. 12.5c). W tym celu w obwód emitera każdego z tranzystorów T_1 i T_2 należy włączyć rezystor emiterowy R_E. W efekcie takiego postępowania pojawiają się następujące zmiany podstawowych parametrów:

1. Wzmocnienie różnicowe niesymetryczne - maleje, ale ustala swą wartość:

$$k'_{ur} \approx -\frac{1}{2}\frac{R_C}{R_E} \tag{12.18}$$

2. Rezystancja wejściowa różnicowa rośnie w sposób istotny:

$$R_{wer} = 2(h_{11e} + h_{21e}R_E) \tag{12.19}$$

Wartość napięciowego wzmocnienia różnicowego wzmacniacza z rys. 12.5a zależy wprost proporcjonalnie od wartości rezystancji kolektorowych R_c.

W celu zwiększenia wartości wzmocnienia należy zwiększyć wartość R_c, ale pociąga to za sobą konieczność wzrostu wartości napięcia zasilania U_{cc}. Aby tego uniknąć, stosuje się kilka różnych metod:

- rezystory R_c zastępuje się źródłami prądowymi, analogicznie jak w przypadku rezystora emiterowego R_E. Rozwiązanie to wymaga stosowania w jednej strukturze układu scalonego tranzystorów p-n-p i n-p-n,
- jeden z rezystorów kolektorowych R_c zastępuje się źródłem prądowym o ujemnej rezystancji dynamicznej,
- jeden z rezystorów kolektorowych zastępuje się wtórnikiem kolektorowym (rys. 12.5d). W układzie tym tranzystor T_3 pracuje w układzie wtórnika kolektorowego, a więc dostarcza na rezystancji R (tj. na swoim wyjściu) napięcie równe co do wartości, lecz przeciwne co do fazy w stosunku do składowej zmiennej napięcia kolektorowego tranzystora T_1.

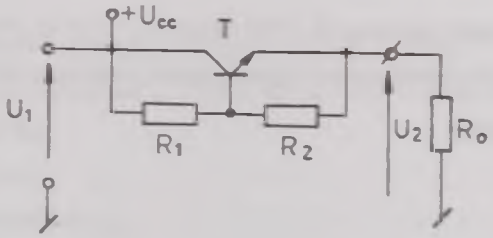
Ponieważ napięcie to sumuje się z napięciem na rezystorze R_c tranzystora T_2 - tym samym różnicowe wzmocnienie napięcia niesymetrycznego ulega podwojeniu:

$$k'_{ur} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}\left(R_C \| \frac{1}{h_{22e}}\right) \approx \frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_C \qquad (12.20)$$

Dodatkową zaletą układu jest utrzymywanie przez wtórnik stałego potencjału kolektorów (na poziomie $U_c \approx 0{,}6$ V) bez względu na wartość rezystancji kolektorowej R_c - co umożliwia jej niezależny wybór. Wartość współczynnika CMMR nie ulega zmianie, gdyż dla sygnału sumacyjnego napięcia na obu rezystancjach kolektorowych są w tej samej fazie.

12.3. Tematy sprawdzające

1. Opisać właściwości tranzystora monolitycznego we wszystkich możliwych połączeniach diodowych,
2. Opisać i porównać właściwości monolitycznych tranzystorów oraz kondensatorów i rezystorów.
3. Zaprojektować wskazany przez prowadzącego układ źródła prądowego z rys. 12.1 lub 12.2 dla założonej wartości prądu stabilizowanego I_o.
4. Wyprowadzić wzór (12.4) dla układu źródła prądowego z rys. 12.1c.
5. Wyprowadzić wzór (12.6) dla układu źródła napięciowego z rys. 12.3a.
6. Przedstawić i omówić przykład zastosowania źródła napięciowego z rys. 12.3a w przeciwsobnym wzmacniaczu wyjściowym (narysować schemat, wyjaśnić działanie).
7. Przedstawić i omówić konkretny przykład układu elektronicznego, w którym zachodzi konieczność zastosowania układu przesuwania poziomu napięcia stałego (narysować schemat, omówić).
8. Obliczyć wzmocnienie napięciowe dla sygnałów zmiennych układu przedstawionego na rys. 12.6. Co to za układ?
9. Na czym polega różnica pomiędzy wzmocnieniem symetrycznym a niesymetrycznym? Wyprowadzić wzory (12.9) i (12.10).

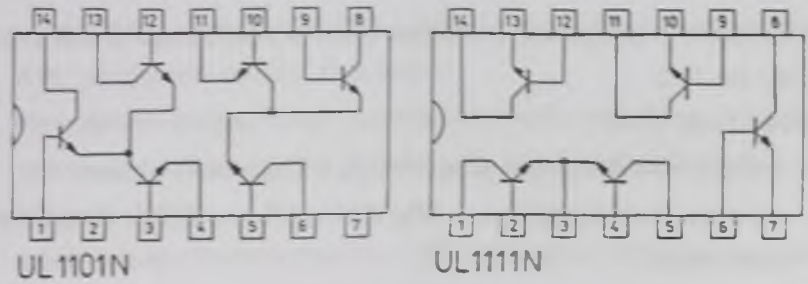


Rys. 12.6. Co to za układ?

10. Narysować schemat ideowy i wyjaśnić działanie układu wzmacniacza różnicowego ze źródłem prądowym zastępującymi rezystory kolektorowe R_c.
11. Narysować schemat ideowy i wyjaśnić zasadę działania układu wzmacniacza różnicowego, w którym kolektorowy R_c zastąpiono źródłem prądowym o ujemnej rezystancji wewnętrznej.
12. Zaproponować układy pomiarowe niezbędne do realizacji programu ćwiczenia wg punktu 12.5. (Na zajęcia należy przynieść gotowe schematy ideowe układów pomiarowych). Korzystać z aparatury pomiarowej wg punktu 12.4.
13. Wyjaśnić działanie układu źródła prądowego Wilsona.

12.4. Aparatura pomiarowa

Stanowisko laboratoryjne wyposażone jest w uniwersalny tester przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych oraz w dwa multimetry cyfrowe, generator napięcia sinusoidalnego o regulowanej amplitudzie i częstotliwości, dzielnik napięcia, dwie opornice dekadowe i oscyloskop elektroniczny. W ćwiczeniu są wykorzysty-



Rys. 12.7. Układy scalone UL 1101 (dwa wzmacniacze różnicowe) i UL 1111 (wzmacniacz różnicowy i trzy pojedyncze tranzystory)

wane analogowe układy scalone UL 1101 N lub UL 1111 N. Poniżej przedstawiono schematy ideowe tych układów oraz najważniejsze parametry elektryczne (rys. 12.7).

Parametry elektryczne

U_{CBmax} = 20 V

U_{CEmax} = 15 V

U_{EBmax} = 5 V

P_{amax} = 300 mW - na jeden tranzystor

P'_{max} = 750 mW - na cały układ

I_{co} < 0,1 μA (U_{CBO} = 10 V)

I_{cmax} = 50 mA

$h_{11e} = 3{,}5k\Omega$
$h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4}$
$h_{21e} = 100$
$h_{22e} = 15\mu S$

$U_{ce} = 3V$
$I_C = 1\,mA$
$f = 1\,kHz$

f_r = 500 Mhz (U_{CE} = 3 V, I_c = 3 mA)

$U_{BE} = 0{,}8\,V$
$\Delta U_{BE} < 5mV$
$h_{21e} > 40$
$\Delta I_B < 24\mu A$

parametry wzmacniania różnicowego
$U_{CE} = 3V, \quad I_c = 1mA$

(ΔU_{BE} - różnica napięć baza-emiter, ΔI_B - różnica prądów baz)

12.5. Program ćwiczenia

1. Zaprojektować i zrealizować wskazane przez prowadzącego źródła prądowe z rys.12.1 lub 12.2:
   a) źródło z rys. 12.1a:
      - zmierzyć charakterystykę przejściową $I_o = f(U_{cc})$ dla R_1 = const,
      - zmierzyć charakterystykę $I_o = f(R_o)$ dla U_{cc} i R_1 const (R_o - obciążenie źródła prądowego),

   b) źródło z rys. 12.1b:
      - zmierzyć charakterystykę przejściową $I_o = f(U_{cc})$ dla R_1, R_E = const,

- zmierzyć charakterystykę $I_o = f(R_E)$ dla U_{cc} i R_1 = const,
- zmierzyć charakterystykę $I_o = f(R_o)$ dla U_{cc} i R_1 = const oraz dla dwóch różnych wartości R_E,

c) źródło z rys. 12.1c:

- pomiary wg punktu b,
- zmierzyć charakterystykę $I_o = f(R_2)$ dla R_E, R_1 i U_{cc} = const,

d) źródło z rys. 12.2a:

- zmierzyć rodzinę charakterystyk przejściowych $I'_o = f(U_{cc})$, $I''_o = f(U_{cc})$, $I'''_o = f(U_{cc})$ dla R_1, R_2 i U_{cc} = const,
- powtórzyć program z punktu c, ale dla rodziny charakterystyk,

e) źródło z rys. 12.2b:

- program wg punktu a.

2. Zaprojektować i zrealizować wskazane przez prowadzącego źródło napięciowe z rys. 12.3:

a) źródło z rys. 12.3a:

- zdjąć rodzinę charakterystyk $U_0 = f(R_0)$ dla prądu I traktowanego jako parametr (przyjąć trzy wartości tego prądu);
- dla wybranej wartości prądu I zasilającego źródło napięciowe zdjąć charakterystyki $U_0 = f(R_1)$ dla R_2 = const, przy stałym obciążeniu R_0 oraz bez obciążenia ($R_0 = \infty$);
- dla wybranej wartości prądu I zasilającego źródło napięciowe zdjąć charakterystyki $U_0 = f(R_2)$ dla R_2 = const, przy stałym obciążeniu R_0 oraz bez obciążenia ($R_0 = \infty$);

b) źródło z rys. 12.3b:

- zdjąć rodzinę charakterystyki $U_0 = f(R_0)$ dla prądu I traktowanego jako parametr (przyjąć trzy wartości tego prądu);
- dla wybranej wartości prądu I zasilającego źródło napięciowe zdjąć charakterystyki $U_0 = f(R)$ przy stałym obciążeniu R_0 oraz bez obciążenia ($R_0 = \infty$);

c) źródło z rys. 12.3c:

- zdjąć rodzinę charakterystyk $U_0 = f(R_0)$ dla prądu I traktowanego jako parametr (przyjąć trzy wartości tego prądu).

3. Zaprojektować i zrealizować układ przesuwający poziom napięcia stałego przedstawiony na rys. 12.4. Jako źródło prądowe wykorzystać układ przebadany

w punkcie 1, dobierając na podstawie uzyskanych tam wyników optymalne wartości elementów. W celu przebadania układu przesuwającego poziom napięcia należy:

- zdjąć charakterystykę $U_{WY} = f(U_{WE})$ dla napięć stałych dla układu nieobciążonego ($R_0 = \infty$) oraz dla trzech różnych wartości obciążenia R_0;
- zdjąć charakterystykę $U_{WY} - U_{WE} = f(a)$;
- zdjąć charakterystykę amplitudową $k_u = \varphi(f)$.

4. Zaprojektować, zestawić i uruchomić wybrany przez prowadzącego układ wzmacniacza różnicowego z rys. 12.5 na drodze odpowiednich pomiarów, uzgodnionych z prowadzącym, zmierzyć i obliczyć podstawowe prarametry tego wzmacniacza zdefiniowane w p. 12.2.4, zdjąć następujące charakterystyki:
   - charakterystykę częstotliwościową $k_{ur} = \varphi(f)$;
   - charakterystyki $U_{WY} = f(U_{WE})$, odpowiednio przyjmując za U_{WE} napięcia U_1, U_2 oraz $U_r = U_1 - U_2$, natomiast za U_{WY} napięcia U_{C1}, U_{C2} oraz $U_{C2} - U_{C1}$.

Uwaga: należy zauważyć, że stosując przyrządy pomiarowe nie posiadające wejścia różnicowego (a więc typowe multimetry i oscyloskopy), możemy łatwo zewrzeć jedno z wyjść badanego wzmacniacza do masy. Przy projektowaniu układu pomiarowego należy mieć ten problem na uwadze.

12.6. Tematy do opracowania

1. Wyniki pomiarów przedstawić na wykresach.
2. We wszystkich przebadanych układach źródeł prądowych obliczyć teoretyczne wartości prądów I_o. Wyniki pomiarów porównać z wartościami obliczonymi teoretycznie. Przedyskutować uzyskane wyniki.
3. We wszystkich przebadanych układach źródeł napięciowych obliczyć teoretyczne wartości napięć wyjściowych U_0. Wyniki pomiarów porównać z wartościami obliczonymi teoretycznie. Przedyskutować uzyskane wyniki.
4. Porównać teoretycznie wyznaczone parametry układu przesuwania poziomu napięć z wynikami pomiarów.
5. Obliczyć teoretyczne wartości parametrów wzmacniacza różnicowego, porównać je z wynikami pomiarów. Przedyskutować uzyskane wyniki.

12.7. Literatura

1. W. Marciniak: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1984, rozdz. 9.
2. W. Golde, L. Śliwa: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie. Cz. I. WNT, Warszawa 1982, rozdz. 3.
3. U. Tietze: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987.
4. W. Golde: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975.
5. A. Filipkowski: Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1978.
6. U. Tietze, Ch. Schenk: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1996.
7. P. Horowitz, W. Hill: Sztuka elektroniki. WKŁ, Warszawa 1995.
8. A. Guziński: Liniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1992.
9. M. Nadachowski, Z. Kulka: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1979.

Ćwiczenie 13

POMIARY PARAMETRÓW WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

13.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z podstawowymi parametrami scalonego wzmacniacza operacyjnego i układami pomiarowymi tych parametrów. Wzmacniacz operacyjny traktowany jest w ćwiczeniu jak element, tzn. nie są rozważane jego obwody wewnętrzne.

13.2. Wprowadzenie

Pojęciem wzmacniacza operacyjnego opisujemy wzmacniacz o sprzężeniach bezpośrednich charakteryzujący się bardzo dużym wzmocnieniem i przeznaczony z reguły do pracy z zewnętrznym obwodem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Większość wzmacniaczy operacyjnych ma różnicowe (symetryczne) wejście i niesymetryczne wyjście.

Na rys. 13.1a przedstawiono powszechnie stosowany symbol wzmacniacza operacyjnego, a na rys. 13.1b jego uproszczony schemat zastępczy.

Przy zastosowaniu napięciowego ujemnego sprzężenia zwrotnego parametry robocze całego układu nie zależą od parametrów objętego sprzężeniem zwrotnym wzmacniacza operacyjnego, a tylko od parametrów gałęzi sprzężenia zwrotnego, o ile:

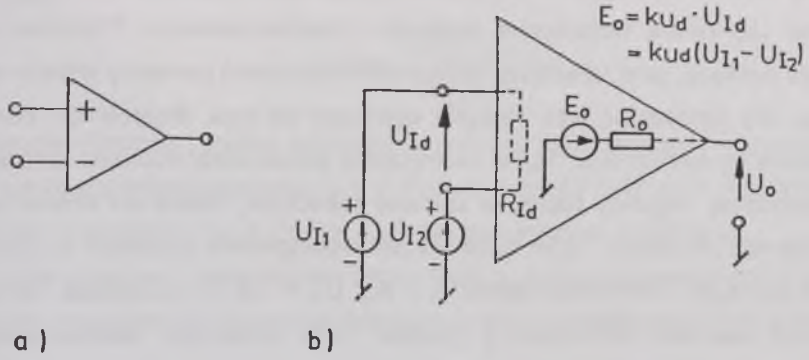
a) wzmocnienie napięciowe $K_u \rightarrow \infty$,

b) rezystancja wejściowa $R_{id} \rightarrow \infty$,

c) rezystancja wyjściowa $R_o \rightarrow 0$,

d) pasmo przenoszonych częstotliwości jest nieograniczone.

Powyższe postulaty określają tzw. „wzmacniacz idealny", a parametry współczesnych wzmacniaczy operacyjnych usprawiedliwiają w bardzo wielu przypadkach przyjęcie założenia, że zastosowany wzmacniacz to wzmacniacz idealny. Tym niemniej dokładniejsza analiza układów ze wzmacniaczami operacyjnymi oraz ocena ograniczeń zakresów ich zastosowań wymagają znajomości podstawowych parametrów takich wzmacniaczy i metod ich pomiarów.

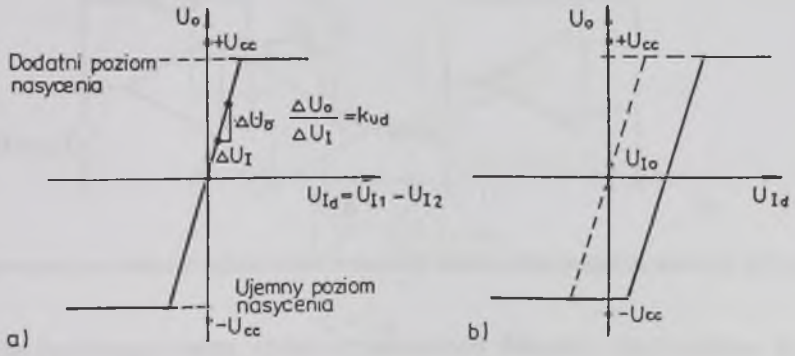


Rys. 13.1. Wzmacniacz operacyjny: a) symbol graficzny, b) uproszczony schemat zastępczy

Omówimy teraz kolejno ważniejsze z tych parametrów i stosowane w ćwiczeniu układy do ich pomiaru.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia

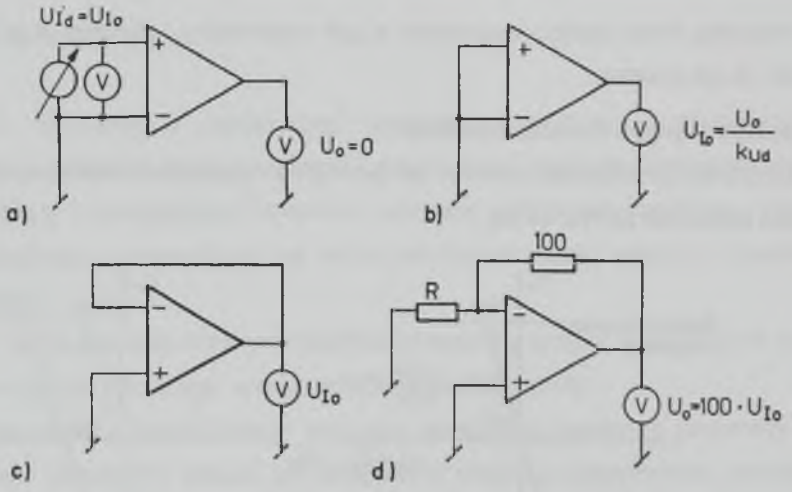
Zależności analitycznej podanej na rys. 13.1b odpowiada charakterystyka przejściowa pokazana na rys. 13.2a.



Rys. 13.2. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza operacyjnego: a) wzmacniacz idealny, b) wzmacniacz rzeczywisty

Charakterystyka ta przechodzi przez zero (tzn. $U_o = 0$ dla $U_{id} = 0$), jej nachylenie odpowiada różnicowemu wzmocnieniu napięciowemu z otwartą pętlą, a maksymalne osiągalne wartości napięcia wyjściowego są o ok. 1 V mniejsze od napięć zasilających wzmacniacz.

W rzeczywistym wzmacniaczu operacyjnym w wyniku niesymetrii wejściowego stopnia różnicowego pojawia się jednak przesunięcie charakterystyki statycznej o wartość U_{IO} zwaną wejściowym napięciem niezrównoważenia. Pojęciowo jest to wartość napięcia, jaką należałoby doprowadzić różnicowo pomiędzy wejścia wzmacniacza, aby sprowadzić jego napięcie wyjściowe do zera. Bezpośredni pomiar na podstawie tej definicji (rys. 13.3a) nastręczałby jednak wielu trudności związanych z koniecznością regulacji napięć w zakresie miliwoltów. Pomiar po stronie napięcia wyjściowego jak na rys. 13.3b także nie jest rozwiązaniem, ponieważ np. przy $K_{ud} = 10^5$, a U_{IO} rzędu 1 mV otrzymujemy $U_o = K_{ud} \cdot U_{IO} = 100$ V, co oznacza, że dla tych typowych wartości woltomierz z rysunku 13.3b zmierzyłby napięcie nasycenia wzmacniacza (o wartości bliskiej U_{cc}).



Rys. 13.3. Możliwe do rozpatrzenia układy pomiarowe wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{IO}

W praktycznych układach pomiarowych należy zatem ograniczyć wzmocnienie wzmacniacza. Najprościej można to zrealizować w układzie z pełnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym (rys. 13.3c), gdzie woltomierz wskazuje wprost wartość U_{IO}. Gdybyśmy jednak nie rozporządzali woltomierzem mierzącym dokładnie wartości rzędu 1 mV, wzmocnienie wzmacniacza można ograniczyć mniej radykalnie, np. do

wartości równej 100 (rys. 13.3d) lub 1000, kiedy to pomiar napięcia rzędu woltów lub ułamków wolta można wykonać prostym przyrządem uniwersalnym.

Współczynnik wpływu napięcia zasilania

Wpływ napięć zasilających na charakterystykę przejściową wzmacniacza operacyjnego jest definiowany najczęściej jako tzw. współczynnik wpływu napięcia zasilania SVRR

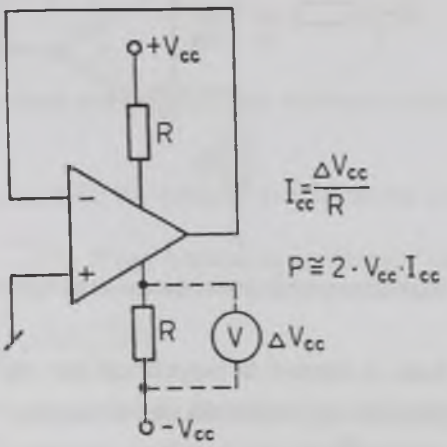
$$SVRR = \frac{\Delta U_{IO}}{\Delta U_{cc}}\left[\frac{\mu V}{V}\right]$$

określający liczbowo przyrost wejściowego napięcia niezrównoważenia odpowiadający zmianie napięcia zasilającego o 1 V. Typowa wartość to 20 μV/V. Pomiaru można dokonać w układzie z rys. 13.3c lub d, zmieniając napięcie zasilania U_{cc}.

Także w jednym z tych układów byłoby można, zmieniając temperaturę otoczenia, zmierzyć współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia definiowany jako:

$$\alpha_{U_{IO}} = \frac{\Delta U_{IO}}{\Delta T}\left[\frac{\mu V}{K}\right]$$

określający liczbowo przyrost ΔU_{IO} odpowiadający zmianie temperatury o 1 K. Przykładowa wartość tego współczynnika to 10 μV/K.



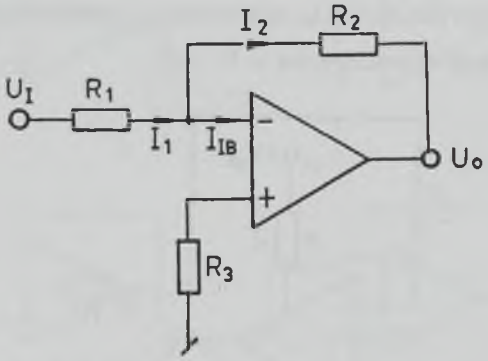
Rys. 13.4. Układ do pomiaru prądów zasilających i mocy pobieranej przez wzmacniacz operacyjny z zasilacza

Pobór mocy

Prądy pobierane z obydwu źródeł zasilających można pomierzyć bezpośrednio włączając miliamperomierz lub pośrednio mierząc spadek napięcia na szeregowym rezystorze. Pomiaru dokonujemy dla wzmacniacza nieobciążonego, gdy $U_o \approx 0$ (rys. 13.4).

Prądy polaryzacji wejść i prąd niezrównoważenia

Prąd polaryzacji wejścia wzmacniacza operacyjnego I_{IB} to prąd wpływający do bazy tranzystora wejściowego stopnia różnicowego, który dla popularnych wzmacniaczy typu μA709 i μA741 może mieć wartość rzędu 100 nA. Konstruktorzy wzmacniaczy operacyjnych dążą do zmniejszenia wartości tego prądu, gdyż powoduje on błędy w układzie operacyjnym i stwarza ograniczenie maksymalnych wartości stosowanych rezystancji. Na przykład, w najprostszym układzie wzmacniacza odwracającego fazę sygnału wejściowego (rys. 13.5) wzmocnienie jest określone stosunkiem rezystancji - R_2/R_1 tylko wtedy, gdy $I_2 = I_1$, czyli gdy prąd I_1 jest znacznie większy od prądu polaryzacji wejścia I_{IB}. Z faktu, że $I_1 = U_I/R_1$, wynika, że rezystancja R_1

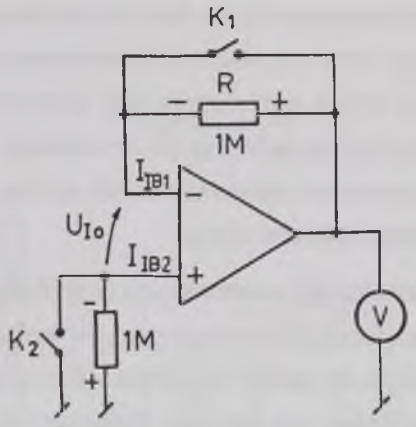


Rys. 13.5. Podstawowy układ wzmacniacza odwracającego fazę napięcia wejściowego

nie może być zbyt duża, a właśnie ta rezystancja jest dla źródła napięcia U_I rezystancją obciążającą (rezystancją wejściową wzmacniacza).

Znacznie mniejszymi wartościami prądów I_{IB} cechują się wzmacniacze operacyjne, w których stopień wejściowy wykonano na tranzystorach polowych. Pomiary tak małych wartości prądów wygodniej jest wykonać metodą pośrednią, przez pomiar spadku napięcia na rezystorze o znanej dużej wartości. Jeżeli w układzie jak na rys. 13.6 zewrzemy klucz K2, to wejście nie odwracające fazy (+) wzmacniacza znaj-

dzie się na potencjale masy. Wskutek ujemnego sprzężenia zwrotnego drugie wejście (-) zostanie także doprowadzone do potencjału masy (z dokładnością do wartości U_{IO}). Prąd I_{IB1} dopływający z wyjścia wzmacniacza powoduje jednak powstanie na rezystorze 1M spadku napięcia mierzonego woltomierzem. Wartość I_{IB1} można zatem obliczyć jako $I_{IB1} = \frac{U_{01}}{1M}$. Dla przykładowego prądu I_{IB1} = 100 nA otrzymalibyśmy spadek napięcia na rezystorze 1M równy 100 mV. Gdyby jednocześnie U_{IO} wynosiło 1 mV, to w zależności od jego znaku woltomierz wskazałby wartość 99 mV lub 101 mV, a obliczany z tej wartości prąd I_{IB1} byłby obarczony błędem 1%. W razie potrzeby większej dokładności lub przy pomiarze wzmacniaczy o mniejszych I_{IB} należy wykorzystać większe wartości rezystorów.



Rys. 13.6. Układ pomiarowy prądów polaryzacji I_{IB} i prądu niezrównoważenia I_{IO} wzmacniacza operacyjnego

Przy zwarciu K1, a rozwarciu K2 wskazanie woltomierza pozwala na obliczenie wartości I_{IB2} jako $I_{IB2} = \frac{-U_{02}}{1M}$. Przez podawaną w katalogu wartość I_{IB} rozumiemy średnią arytmetyczną $I_{IB} = \frac{I_{IB1} + I_{IB2}}{2}$.

Rozwarcie obydwu kluczy powoduje, że wskazanie woltomierza pozwala na obliczenie różnicy prądów polaryzacji obydwu wejść wzmacniacza, którą to różnicę nazywamy wejściowym prądem niezrównoważenia I_{IO}:

$$I_{IO} = I_{IB1} - I_{IB2} = \frac{U_{03}}{1M}$$

W układzie z rys. 13.6 wymagany jest oczywiście stosowany dobór wartości dwu rezystorów 1M.

W tym miejscu należy wspomnieć, że całkowite niezrównoważenie wzmacniacza jest wywołane przez dwie niezależne od siebie przyczyny: wejściowe napięcie niezrównoważenia i wejściowy prąd niezrównoważenia. W celu oddzielenia tych przyczyn w układzie z rys. 13.3d należy stosować małe, a w układzie z rys. 13.6 duże wartości rezystancji.

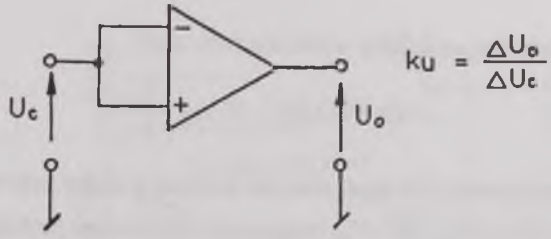
W układzie z rys. 13.5 zadaniem rezystora R3, który nie wpływa na wartość wzmocnienia, jest właśnie zmniejszenie błędu niezrównoważenia wywołanego prądem polaryzacji. Zwykle jest on dobierany jako $R_3 = R_1 \| R_2$, czyli z warunku równości rezystancji widzianych z obydwu wejść wzmacniacza. Oznacza to, że spadki napięcia pochodzące od prądów polaryzacji są kompensowane, ale tylko z dokładnością do prądu I_{IO}. Mamy dzięki temu np. możliwość wstawienia w miejsce uszkodzonego wzmacniacza dowolnego innego egzemplarza tego samego typu. Gdybyśmy jednak chcieli uzyskać dokładniejszą kompensację dla konkretnego egzemplarza wzmacniacza o znanych, różniących się od siebie wartościach I_{IB1} i I_{IB2}, rezystor R3 należałoby wybrać z warunku równości spadków napięć.

Wzmocnienie napięciowe sygnału współbieżnego (wspólnego, sumacyjnego)

Dla idealnego wzmacniacza różnicowego napięcie wyjściowe zależy tylko od różnicy napięć wejściowych, a nie zależy od wartości (poziomu) napięć, na których ten wzmacniany sygnał różnicowy jest nałożony. Napięcie współbieżne dla przypadku z rys. 13.1b to średnia arytmetyczna napięć wejściowych:

$$U_c = \frac{U_{I1} + U_{I2}}{2}$$

Najprostszym przypadkiem występowania sygnału współbieżnego U_c jest sytuacja, gdy wejścia są ze sobą zwarte i względem masy podawane jet na nie napięcie U_c (rys. 13.7). Każdy rzeczywisty wzmacniacz różnicowy cechuje się pewnym (znacznie mniejszym od różnicowego) wzmocnieniem dla takiego sygnału U_c.

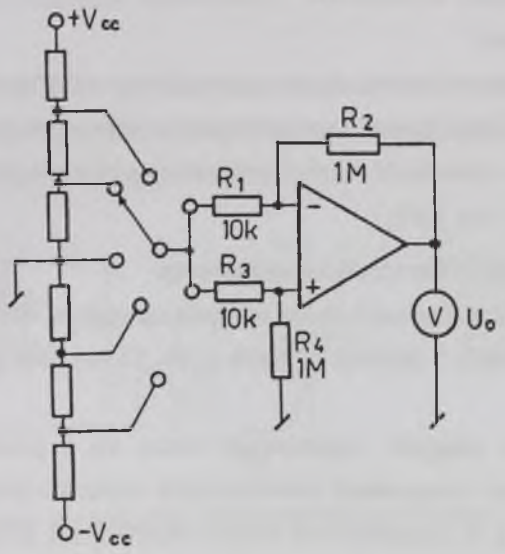


Rys. 13.7. Definicja wzmocnienia dla sygnału współbieżnego k_{uc}

Współczynnik tłumienia sygnału współbieżnego

Idealny wzmacniacz różnicowy wzmacnia sygnał różnicowy, a całkowicie tłumi sygnał współbieżny. Współczynnik tłumienia sygnału współbieżnego (CMRR) określa, w jakim stopniu wzmacniacz reczywisty różni się pod tym względem od idealnego. Liczbowo współczynnik ten definiuje się jako stosunek wzmocnienia różnicowego K_{ud} do wzmocnienia sygnału współbieżnego K_{uc}:

$$CMRR = \frac{K_{ud}}{K_{uc}}$$



Rys. 13.8. Układ do pomiaru CMRR wzmacniacza operacyjnego

CMRR jest najczęściej wyrażany w decybelach, czyli:

$$\text{CMRR [dB]} = 20 \log \left(\frac{K_{ud}}{K_{uc}} \right)$$

W katalogach podawana jest jego wartość średnia w całym zakresie wzmacnianych napięć, gdyż zarówno K_{ud}, jak i K_{uc} mogą być nieliniowymi funkcjami wartości sygnału. Współczynnik CMRR największą wartość osiąga dla napięć stałych i w zakresie małych częstotliwości (do 100 Hz); dla wyższych częstotliwości jego wartość silnie spada. Mierzyć wartość CMRR można w następującym układzie (rys. 13.8). Rezystory R_1, R_2, R_3 i R_4 są tak dobrane, aby wzmocnienie w torze odwracającym fazę było równe -100, a w torze nie odwracającym fazy równe +100. Następnie obydwa wejścia są ze sobą zwierane i podłączone do kolejnych wartości napięcia współbieżnego U_c. Każdorazowo CMRR jest obliczane jako:

$$\text{CMRR} = 20\log\frac{K_{ud}}{K_{uc}} = 20\log\frac{100}{\frac{\Delta U_o}{\Delta U_c}}$$

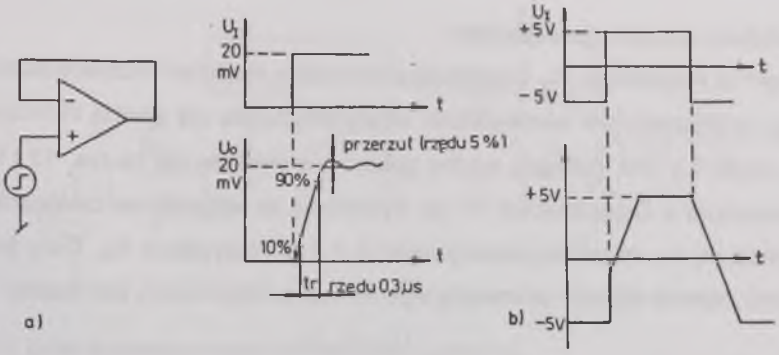
Odpowiedź impulsowa

Własności impulsowe wzmacniacza operacyjnego są charakteryzowane przez podanie czasu narastania t_r oraz wartości przerzutu impulsu wyjściowego w układzie wtórnika napięcia w odpowiedzi na skok jednostkowy napięcia wejściowego o amplitudzie 10 lub 20 mV (rys. 13.9).

Maksymalna szybkość zmian napięcia wyjściowego

Jest to maksymalna szybkość zmian napięcia na wyjściu wzmacniacza mierzona także przy wzmocnieniu 1 (wtórnik napięcia z rys. 13.9a), lecz przy dużym sygnale wyjściowym.

Szybkość zmian napięcia wyjściowego wiąże się z przeładowywaniem wewnętrznej pojemności kompensacji charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza. Prąd przeładowujący tę pojemność ma wartość ograniczoną, a więc szybkość zmian napięcia wyjściowego przy dużym sygnale jest także ograniczona. Dla popularnych wzmacniaczy jest to szybkość zmian około 0,5 V/μs.

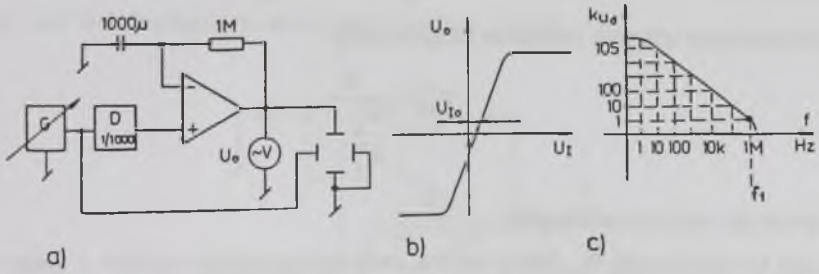


Rys. 13.9. Pomiar odpowiedzi impulsowej i maksymalnej szybkości zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego: a) układ pomiarowy, b) przebiegi czasowe

Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza

Wzmocnienie K_{ud} wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą jest funkcją częstotliwości sygnału. Dla wzmacniacza μA 741 z wewnętrzną korekcją charakterystyki częstotliwościowej 3-decybelowa częstotliwość graniczna fg leży w zakresie kilku Hz, a dalej przy wzroście częstotliwości wzmocnienie spada z nachyleniem 20 dB/dekadę.

Dla wzmacniaczy μA 709 charakterystyka zależy od zastosowanego zewnętrznego układu kompensacji częstotliwościowej. Pomiaru charakterystyki częstotliwościowej dokonujemy w układzie jak na rys. 13.10a.



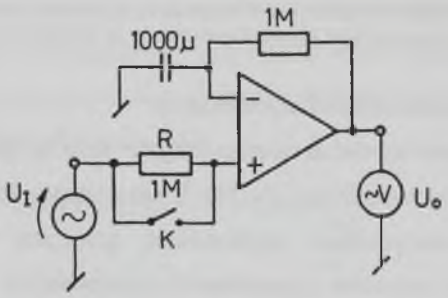
Rys. 13.10. Układ do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza operacyjnego

Często podawanym parametrem związanym z tą charakterystyką jest szerokość pasma do częstotliwości f_1 (patrz rys. 13.10c), przy której wzmocnienie K_{ud} maleje do wartości 1.

Różnicowa rezystancja wejściowa

Jest to rezystancja R_{id} występująca pomiędzy wejściami wzmacniacza operacyjnego, w rzeczywistym wzmacniaczu charakteryzująca się pewną skończoną wartością rzędu 0,5 MΩ. Pomiaru można dokonać w układzie jak na rys. 13.11. Przebieg z generatora o częstotliwości 70 Hz wybieranej ze względu na zakłócenia sieciowe rozkłada się na rezystorze szeregowym R = 1 M i rezystancji R_{id}. Duży kondensator stanowi zwarcie wejścia odwracającego do masy. Gdy klucz K jest zwarty:

$$U'_o = K_u U_I$$



Rys. 13.11. Układ do pomiaru różnicowej rezystancji wejściowej R_{id}

Gdy klucz K jest otwarty:

$$U''_o = K_u U_I \frac{R_{Id}}{R_{Id} + R} = U'_o \frac{R_{Id}}{R_{Id} + R}$$

Przekształcając ostatnie równanie otrzymujemy:

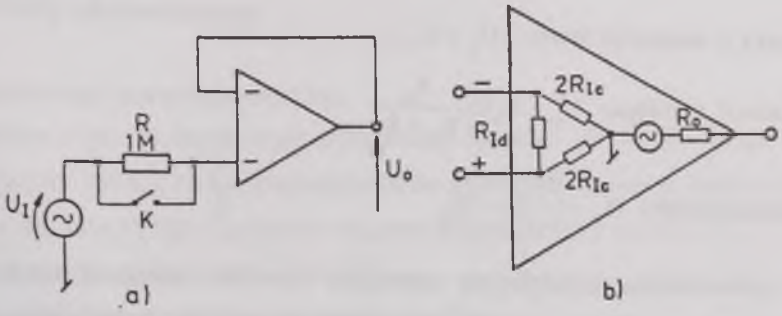
$$R_{Id} = \frac{R}{\frac{U'_o}{U''_o} - 1}$$

Rezystancja wejściowa wspólna

Jest to rezystancja R_{ic}, którą można zmierzyć pomiędzy każdym z wejść a masą. Jest ona znacznie większa od R_{id}, toteż możemy założyć, że w trójkącie rezystancji pomiędzy wejściami a masą (na rys. 13.12b) zastępcza rezystancja jest istotnie równa R_{ic} dla każdego z wejść.

Dla klucza K zwartego mamy:

$$U'_o K_u (U_I - U'_o) \qquad K_u U_I = U'_o (1 + K_u)$$



Rys. 13.12. Układ do pomiaru rezystancji wejściowej wspólnej R_{ic}

Dla klucza K otwartego:

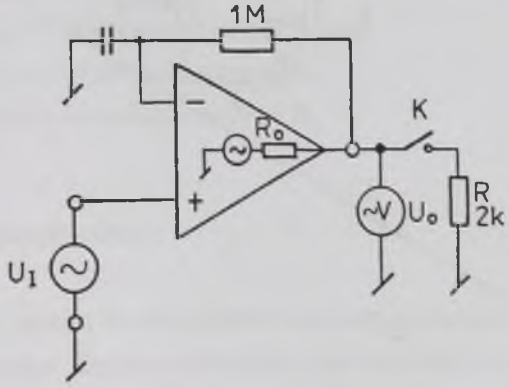
$$U_o'' = K_u\left[U_I \frac{R_{Ic}}{R + R_{Ic}} - U_o''\right]$$

Po przekształceniach mamy:

$$R_{Ic} = \frac{R}{\frac{U_o'}{U_o''} - 1}$$

Rezystancja wyjściowa R_o

Pomiar R_o polega na pomiarze napięcia wyjściowego U_o przy zwartym i rozwartym kluczu K załączającym obciążenie R_L, podczas gdy amplituda zmiennego napięcia U_I jest utrzymywana na stałej wartości (rys. 13.13).



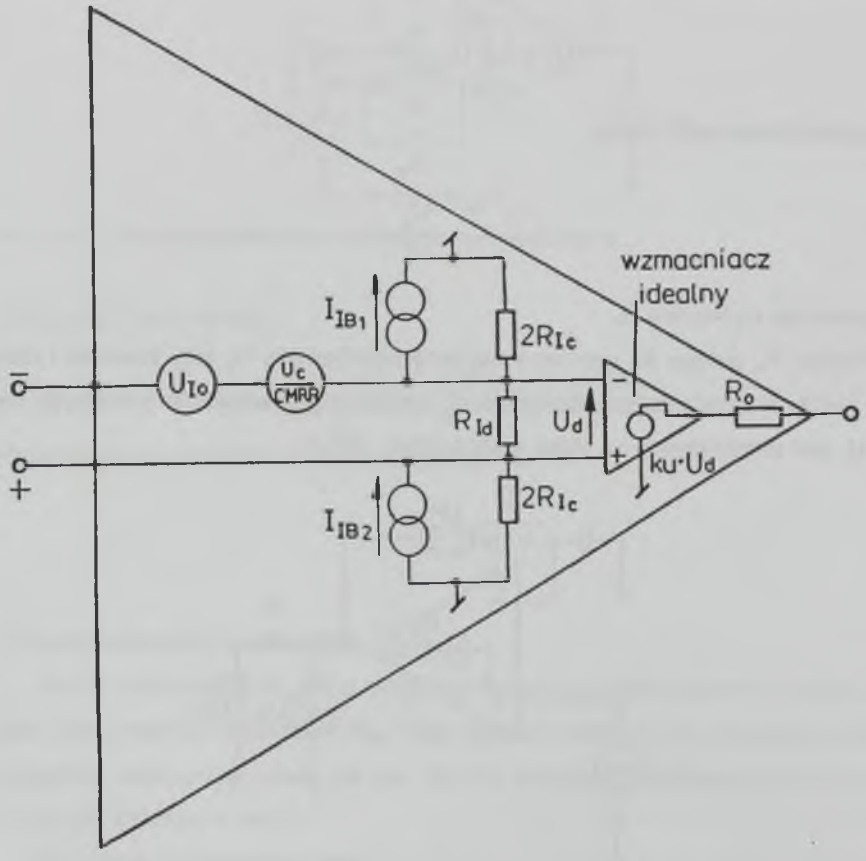
Rys. 13.13. Układ do pomiaru rezystancji wyjściowej R_o

Dla klucza K otwartego mamy: $U'_o = K_u U_I$

Dla klucza K zwartego: $U''_o = K_u U_I \frac{R_L}{R_L + R_o}$

Po przekształceniu: $R_o = \left[\frac{U'_o}{U''_o} - 1\right] R_L$

Na zakończenie przedstawmy pełniejszy schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego obejmujący większość z opisanych parametrów wzmacniacza (rys. 13.14).



Rys. 13.14. Schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego uwzględniający omówione parametry

13.3. Tematy sprawdzające

1. Podać definicję i sposób pomiaru U_{IO}.
2. W układzie z rys. 13.3d warunek wzmocnienia równego 100 można spełnić biorąc rezystory 100 Ω i 10 kΩ, ale można także spełnić ten warunek, biorąc np. rezystory 100 kΩ i 10 MΩ. Czy jest to obojętne dla dokładności pomiaru U_{IO}?
3. Podać definicję i sposób pomiaru SVIRR.
4. Podać definicję i omówić sposoby pomiaru I_{IB} i I_{IO}.
5. Co pokaże woltomierz w układzie z rys. 13.6 w czwartym z możliwych stanów kluczy K1 i K2 (tzn. dla obydwu kluczy zwartych)?
6. W układzie z rys. 13.5 dobrać wartość rezystora R3 dla przypadku wzmacniacza o prądach polaryzacji wejść wynoszących I_{IB1} = 90 nA; I_{IB2} = 110 nA, jeśli R1 = 100 kΩ; R2 = 1 MΩ.
7. Podać definicję wzmocnienia dla sygnału współbieżnego K_{uc} i współczynnika CMRR. Omówić pomiar CMRR.
8. O ile zmieni się napięcie wyjściowe U_o w układzie z rys. 13.8 w wyniku zmiany napięcia U_c o 1 V, jeśli CMRR wynosi 80 dB?
9. Skąd wynika ograniczenie szybkości zmian napięcia wyjściowego przy dużych sygnałach?
10. Jak na obrazie oscyloskopowym charakterystyki statycznej wzmacniacza, rys. 13.10b, objawi się przesunięcie fazowe sygnału wyjściowego pojawiające się przy zwiększeniu częstotliwości?
11. Uzasadnić wyrażenie określające wartość R_{id}.
12. Uzasadnić wyrażenie określające wartość R_{ic}.
13. Uzasadnić wyrażenie określające wartość R_o.

13.4. Aparatura pomiarowa

Model ćwiczenia zawiera na swojej płycie czołowej omówione w poprzednim rozdziale układy pomiarowe. Badany wzmacniacz jest wkładany do podstawki dwurzędowej lub okrągłej zamontowanej w obrębie odpowiedniego układu pomiarowego. Do wykonania pomiarów potrzebne są: woltomierz cyfrowy (np. typu V 562), oscyloskop

dwustrumieniowy (np. typu DT 5100), generator funkcyjny (prostokątny i sinusoidalny, np. typu G 432).

13.5. Program ćwiczenia

1. W układzie z rys. 13.3d zmierzyć wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{IO} dla badanego wzmacniacza (wzmacniaczy).
2. W tym samym układzie zmierzyć wpływ napięcia zasilającego i wyznaczyć współczynnik SVRR.
3. W tym samym układzie zmierzyć prądy zasilające wzmacniacz i wyznaczyć pobór mocy w stanie bez obciążenia.
4. W układzie z rys. 13.6 zmierzyć prądy polaryzacji wejść I_{IB} i prąd niezrównoważenia I_{IO}.
5. W tym samym układzie zmierzyć U_{IO}.
6. W układzie z rys. 13.8 zmierzyć współczynnik tłumienia sygnału współbieżnego CMRR dla dwu napięć dodatnich i dwu ujemnych. Wyznaczyć wartość średnią CMRR.
7. Wyznaczyć czas narastania t_r oraz wartość przerzutu dla wzmacniacza w układzie wtórnika napięcia, pobudzonego przebiegiem prostokątnym o amplitudzie 20 mV (rys. 13.9).
8. W tym samym układzie wyznaczyć maksymalną szybkość zmian napięcia wyjściowego przy wymuszeniu napięciem prostokątnym o amplitudzie 5-10 V. Zmieniając częstotliwość, wyznaczyć orientacyjną maksymalną częstotliwość pracy badanego wzmacniacza w układzie generatora przebieg prostokątnego.
9. W układzie z rys. 13.10 zaobserwować na oscyloskopie charakterystykę przejściową wzmacniacza dla niskich i średnich częstotliwości.
10. Zdjąć charakterystykę częstotliwościową badanego wzmacniacza.
11. Zmierzyć różnicową rezystancję wejściową w układzie z rys. 13.11.
13. Zmierzyć rezystancję wyjściową wzmacniacza w układzie z rys. 13.13.

13.6. Tematy do opracowania

- Wykreślić zdjęte charakterystyki częstotliwościowe, na ich podstawie określić wartość częstotliwości granicznych f_g i f_1.
- Zestawić uzyskane wyniki z parametrami katalogowymi dla badanego typu wzmacniacza, skomentować ewentualne rozbieżności.
- W sprawozdaniu zamieścić pisemne opracowanie wskazanych przez prowadzącego tematów sprawdzających.

13.7. Literatura

1. M. Nadachowski, Z. Kulka: Analogowe układy scalone. WKT, Warszawa 1980.
2. Encyklopedia techniki. Tom: Elektronika. WNT, Warszawa 1983.
3. U. Tietze, Ch. Schenk: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987.

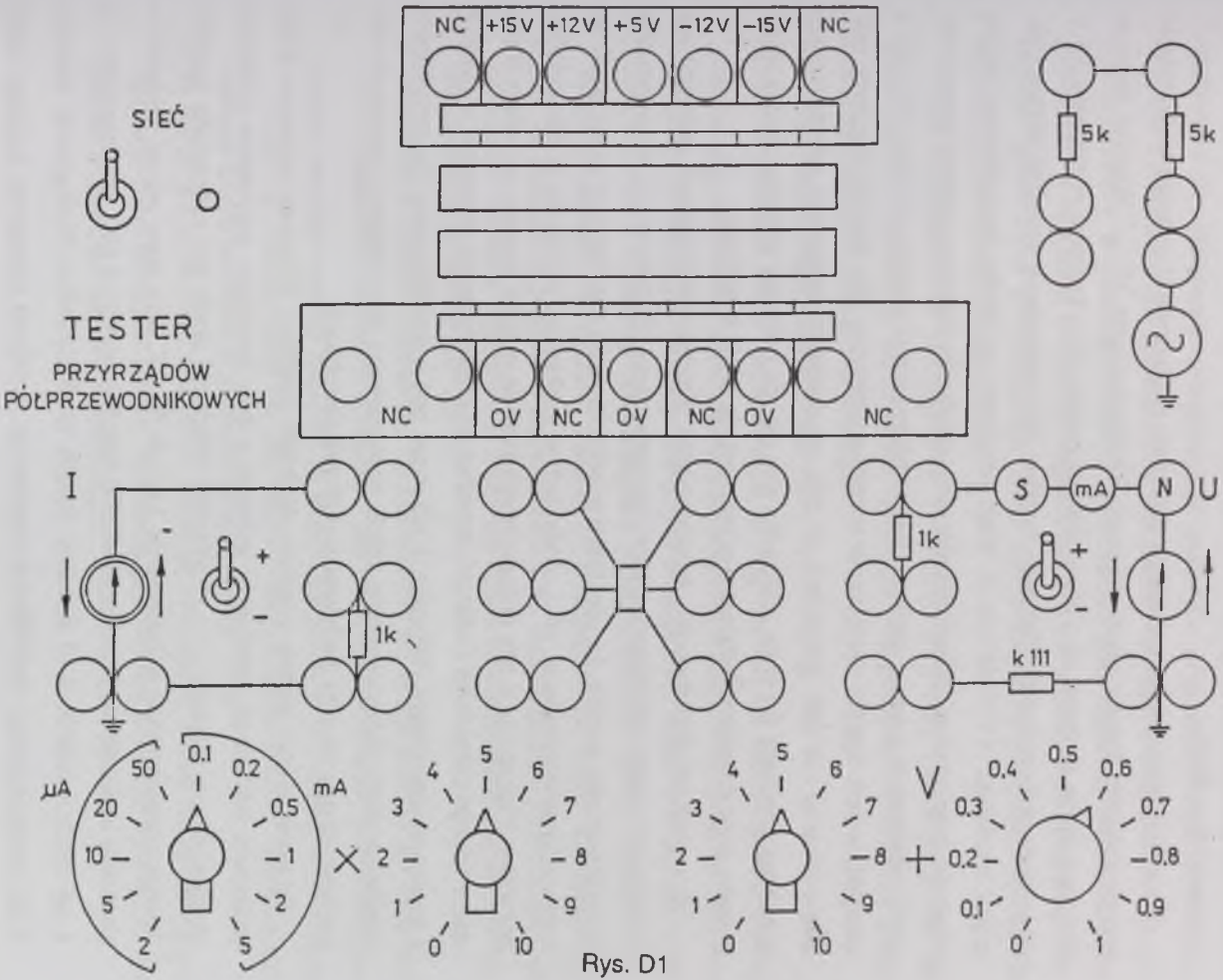
IV. Dodatki

D1. OPIS TESTERA PRZYRZĄDÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

W kilku pierwszych ćwiczeniach, wykonywanych w ramach części pierwszej laboratorium z elektroniki, do wyznaczania charakterystyk statycznych przyrządów półprzewodnikowych wykorzystywany jest uniwersalny tester wyposażony w stałe i nastawne źródła zasilające. Płyta czołowa testera jest przedstawiona na rys. D1. Gniazdo łączeniowe z 6 wyprowadzeniami, do którego wkładany jest badany przyrząd półprzewodnikowy, znajduje się w środku testera. Do każdego z wyprowadzeń podłączono dwa gniazda „bananowe", co pozwala na podłączenie źródeł i zewnętrznych przyrządów pomiarowych. Ponad tym podstawowym gniazdem łączeniowym znajduje się większe pole montażowe z czterema wielowtykowymi gniazdami. W środku pola znajdują się dwa trzyrzędowe gniazda, które mają być wykorzystywane do badania układów scalonych o większej niż 6 liczbie wyprowadzeń lub do montażu układów pomiarowych zawierających kilka przyrządów półprzewodnikowych, kilka rezystorów itp. W tych gniazdach połączone ze sobą są tylko po trzy odpowiadające sobie wyprowadzenia, a więc pó włożeniu w tym polu układu scalonego w obudowie DIL mamy możliwość podłączenia do każdego z wyprowadzeń jego obudowy jeszcze dwu przewodów łączących.

Zewnętrzne dwa dwurzędowe gniazda wielowtykowe pola montażowego są na płycie czołowej podzielone na prostokąty oznaczone różnymi kolorami i opisane symbolami napięć zasilających -12 V, +5 V i +12 V, symbolem masy i literami NC oznaczającymi pole nie podłączone, do wykorzystania przez użytkownika.

W omawianych zewnętrznych gniazdach wielowtykowych wszystkie wyprowadzenia leżące w obrębie prostokąta naniesionego na płycie czołowej są ze sobą zwarte oraz połączone z gniazdem bananowym i gniazdem typu BNC zamocowanym wewnątrz tego prostokąta. Połączenia w obrębie omawianych czterech gniazd wielowtykowych są realizowane za pomocą przygotowanych w tym celu specjalnych


NC
+15V
+12V
+5V
−12V
−15V
NC
SIEĆ
5k
5k
TESTER
PRZYRZĄDÓW
PÓŁPRZEWODNIKOWYCH
NC
OV
NC
OV
NC
OV
NC
I
1k
S
mA
N
U
1k
k 111
µA
mA
V

Rys. D1

cienkich przewodów. Połączenia z zewnętrznymi przyrządami pomiarowymi realizowane są za pomocą przewodów z wtyczkami bananowymi i kabli koncentrycznych z wtykami typu BNC.

Po prawej stronie testera znajduje się źródło napięciowe U, którego biegunowość jest przełączana dwoma zależnymi przyciskami opisanymi „+" i „-". Wartość napięcia jest nastawiana skokowo co 1 V za pomocą przełącznika i płynnie w zakresie 0-1 V za pomocą potencjometru. Tak więc możliwe jest nastawienie dowolnej wartości napięcia z zakresu -11 V do +11 V. Prąd pobierany ze źródła napięciowego można zmierzyć zewnętrznym miliamperomierzem włączonym pomiędzy zaciski oznaczone: „mA". Nastawiona wartość napięcia jest stabilizowana w punkcie „S" (rys. D1), tzn. z uwzględnieniem spadku napięcia na miliamperomierazu. Aby jednak włączenie miliamperomierza nie było konieczne, w celu zapewnienia połączenia galwanicznego pomiędzy punktami S i N (w przypadku gdy nie ma potrzeby pomiaru prądu) zastosowano dwie równoległe włączone przeciwsobnie diody krzemowe.

W większości stosowanych amperomierzy magnetoelektrycznych pełnemu wychyleniu przyrządu odpowiada spadek napięcia rzędu 150-250 mV. Z charakterystyki diody krzemowej wynika, że przy takim spadku napięcia prąd płynący przez diodę nie przekracza kilkudziesięciu nA i może być w większości pomiarów w laboratorium pominięty. Pamiętając o tym przy pomiarze skrajnie małych prądów nie należy korzystać z takiego połączenia i włączyć przyrząd do pomiaru prądu pomiędzy punktem S a badanym elementem. Rezystor 1 kΩ może być wykorzystywany do ograniczenia natężenia prądu pobieranego ze źródła napięciowego przy badaniu nieznanych elementów lub gdy chcemy zachować wyjątkową ostrożność.

Po lewej stronie testera znajduje się źródło prądowe. Kierunek przepływu prądu wybierany jest przez naciśnięcie jednego z dwu zależnych przycisków opisanych strzałkami oraz znakami „+" i „-". Wartość natężenia prądu jest nastawiana skokowo dwoma przełącznikami w zakresie od 1 μA do 50 mA, przy czym odczyt wartości nastawionej uzyskuje się przez pomnożenie nastawy lewego z tych przełączników, np. 1 μA przez mnożnik 0-10 wybrany drugim przełącznikiem. Podłączenie rezystora 1 kΩ umieszczonego obok źródła prądowego umożliwia uzyskanie drugiego źródła napięcia o regulowanej wartości. Ze względu na to, że wzmacniacze operacyjne pracujące w układzie źródła prądowego są zasilane napięciami ± 12 V, maksymalne osiągalne napięcie na rezystancji obciążającej źródło prądowe jest rzędu 11 V.

W środkowej części u dołu modelu wyprowadzono napięcie wtórne transformatora zasilającego. Jest to napięcie o amplitudzie 15 V, w przybliżeniu sinusoidalne, wykorzystywane do obserwacji charakterystyk badanych przyrządów na oscyloskopie. Rezystor 0,5 kΩ pełni rolę zabezpieczenia, a spadek napięcia na rezystorze 5 kΩ jest wykorzystywany w jednym z kanałów oscyloskopu jako sygnał proporcjonalny do płynącego w obwodzie prądu. Ze względu na moc transformatora zasilającego występuje ograniczenie sumarycznego prądu pobieranego ze wszystkich źródeł do wartości przekraczającej nieco 50 mA.

Przed przystąpieniem do pomiarów w ramach kolejnego ćwiczenia zaleca się sprawdzenie za pomocą woltomierza cyfrowego i oscyloskopu poprawności pracy źródeł zasilających testera, a mianowicie:

a) Pomiar stałych napięć zasilających +5 V, +12 V i -12 V.

b) Pomiar napięcia źródła napięciowego U. Przy ustawieniu potencjometru płynnej nastawy w połączeniu zerowym wartości napięcia w punkcie S (dodatnie i ujemne) powinny dla każdego kolejnego położenia przełącznika nastawy skokowej zmieniać się o ok. 1 V. Maksymalna osiągalna wartość powinna wynosić ponad 11 V. Wartości napięcia nie powinny zależeć od podłączenia do masy rezystora 1 kΩ (tzn. od obciążenia prądem w zakresie kilku mA). Natomiast przy podłączeniu tego obciążenia napięcie w punkcie N może się różnić od nastawionej wartości o spadek napięcia na diodzie (ok. 0,6 V).

c) Sprawdzenie źródła prądowego. Po podłączeniu do źródła prądowego rezystora 1 kΩ i ustawieniu zakresu prądowego 1 mA dla kolejnych mnożników 1-10 odczytywane wartości spadku napięcia na rezystorze powinny być równe odpowiednio 1 V...10 V z dokładnością 1% (dla obydwu biegunowości źródła). Napięcie rozwartego źródła prądowego powinno wynosić ponad 11 V.

d) Za pomocą oscyloskopu sprawdzić, czy stałe i nastawne źródła nie zawierają nałożonych znaczniejszych tętnień. Następnie zaobserwować kształt i zmierzyć amplitudę zmiennego napięcia zasilającego.

D2. PARAMETRY WYBRANYCH ELEMENTÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

DIODY

1. Diody prostownicze

Oznaczenie diody	Parametry graniczne (t_{amb} = 25°C)							Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)			
	U_{RWM}	U_{RSM} (U_{RRM})	I_o (I_F)	I_{FSM} przy t_j		t	t_j	U_F przy I_F		I_R przy U_R	
	V	V	A	A	°C	ms	°C	V	A	µA	V
	max	max	max				max	max		max	
BYP 150-100	100	200	0,4	15			150	1.,5	1	5	300
BYP 155-350	300	(350)	(1.2)	40	150	10	150	1.25	5	750	
BYP 401-200	200	400	1	50		10	150	1.1	1	5	400
BYP 671-350	300	(350)	(5)	60	150	10	150	1.25	5	200	
BYP 680-600	600	1000	5	60	150	10	150	1.3	5	50	600

t_j - temperatura złącza

t - czas trwania impulsu

2. Diody przełączające

Oznaczenie wyrobu	Parametry graniczne (t_{amb} = 25°C)						Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)									
	U_R	U_{RM} (U_{RRM})	I_F	I_{FM} (I_{FRM})	P_{tot}	t_j	U_F przy I_F			I_R przy U_R		t_{rr} przy U_R		C_R	przy U_R	f_p
	V	V	mA	mA	mW	°C	V		mA	nA	V	ns	V	pF	V	MHz
	max	max	max	max	max	max	min	max		max		max		max		
BA 158		(600)	400	2000		150		1.3	1	5000	600	300		1.8	600	
BAE 795	50	75	80	200	150	175		1.0	50	100	50	2	6	2	0	
BAP 794	25	35	200	450	200	125		1.0	30	100	25	2	6	4	0	1
BAR 99	70	70	80	(200)	150	150		0.855	10	100	50	6	1	2	0	1
BAVP 10	50	60	300	(600)	500	200	0.82	0.92	100	100	50	4		2.5	0	1
BAVP 20	150	180	200	250	400	175		1.0	100	100	150	50	10	5	0	1
BAVP 21	200	250	200	250	400	175		1.0	100	100	200	50	10	5	0	1
BAYP 95	50	75	200	450	500	200		1.0	50	50	50	2	6	2	0	1

3. Diody stabilizacyjne

Oznaczenie wyrobu	Parametry graniczne (t_{amb}=25°C)			Parametry charakterystyczne (t_{amb} = 25°C)									
	I_F	P_{tot}	t_j	I_R przy U_R		U_F przy I_F		U_Z			r_z	TKU_z przy I_Z	
	A	W	°C	µA	V	V	A	V			Ω	10^{-4}/°C	mA
	max	max	max	max		max		min	nom	max	max	typ /max/	
BZP630C7V5	0.2	0.25	150	1	1.5	1.2	0.1	7.0	7.5	7.9	10	+5	5
BZP650C10	3	1.2	150	0.5	7.5	1.2	0.5	9.4	10,0	10.6	4	(+9)	50
BZP683C3V3	0.2	0.4	150	30	1	1.1	0.1	3.1	3.3	3.5	100	-6	5
BZP683C20	0.2	0.4	150	1	14	1.1	0.1	18.8	20,0	21.2	55	+8.0	5
BZP6870V75	0.02	0.1	150	1	6			0.7	0.8	0.85			

ELEMENTY OPTOELEKTRONICZNE

1. Diody elektroluminescencyjne

Oznaczenie wyrobu	Parametry dopuszczalne		Parametry charakterystyczne				
	I_F	U_R	I_R	przy U_R	U_F	I_v	λ
	mA	V	µA	V	V	mcd	nm
CQO 431	≤ 30	≤ 5	≤ 100	5	≤ 2.0	≥ 1	650...680
CQP 432	≤ 30	≤ 5	≤ 100	5	≤ 3.2	≥ 1	550...570
CQP 433	≤ 30	≤ 5	≤ 100	5	≤ 3.2	≥ 1	580...600
CQP 441B	≤ 30	≤ 5	≤ 100	5	≤ 2.0	≥ 0.8	650...680
CQYP 32 A	≤ 30	≤ 3	≤ 100	3	≤ 3.2	≥ 0.8	550...570
CQYP 33B	≤ 30	≤ 3	≤ 100	3	≤ 3.2	≥ 0.4	580...600
CQYP 40A	≤ 30	≤ 3	≤ 100	3	≤ 2.0	≥ 0.8	630...700

2. Fotodiody

Oznaczenie wyrobu	Parametry dop.		Parametry charakterystyczne					
	U_R	I_p	λ = 900 mm E_e = 100 µW/cm²		λ_{opt} przy U_R		T_b = 2856 K: E = 100 lx	
			$S_{I\lambda}$	przy U_R			$S_{I\varphi}$	przy U_R
	V	mA	A/W	V	nm	V	A/lx	V
BPYP 30	≤ 100	≤ 1.5	≥ 0.25	60	800	60	$\geq 10^{-8}$	60
BPYP 35	≤ 100	≤ 1.5	≥ 0.25	60	800	60	$\geq 2 \cdot 10^{-8}$	60
BPYP 41	≤ 100	≤ 1.5	≥ 0.25	60	800	60	$\geq 0.2\ 10^{-8}$	60
BPYP 44	≤ 100	≤ 1.5	≥ 0.4	45	800	45	$\geq 2.5\ 10^{-8}$	45

3. Fototranzystory

Oznaczenie wyrobu	Parametry dopuszczalne			Parametry charakterystyczne						
	U_{CE}	U_{EC}	P_{tot}	I_o przy U_{CE}		T_B = 2856 K E = 1000 lx I_L przy U_{CE}		t_r	t_f	f_T
	V	V	mW	µA	V	mA	V	µs	µs	kHz
BPRP 22	≤ 30	≤ 5	≤ 100	≤ 0.1	15	≥ 0.7	5	≤ 5	≤ 5	≥ 70
BPYP 21	≤ 8	≤ 5	≤ 50	≤ 0.5	6	≥ 0.05	5	≤ 10	≤ 10	≥ 30
BPYP 22	≤ 15	≤ 5	≤ 100	≤ 0.1	15	≥ 0.25	12	≤ 10	≤ 10	≥ 60
BPYZ 24	≤ 15	≤ 5	≤ 100	≤ 0.1	15	≥ 1.0	5	≤ 10	≤ 10	≥ 60

4. Transoptory

Oznaczenie wyrobu	Parametry dopuszczalne					Parametry charakterystyczne		
	I_{FI}	U_{RI}	U_{CE} (U_{RO})	P_{tot}	$U_{(BR)IO}$	K	U_{CEsat}	t_{ro}
	mA	V	V	mW	kV	%	V	µs
CNMP 11	≤ 40	≤ 3	≤ 8	≤ 80	0.5	≥ 8	≤ 0.5	≤ 10
CNRP 22	≤ 40	≤ 3	(≤ 50)		1.5	≥ 0.08		≤ 5
CNSP 16	≤ 40	≤ 3	≤ 25	≤ 150	5.0	A: ≥ 50 B: ≥ 300	≤ 1.2	≤ 900
CQ11BP	≤ 40	≤ 3	≤ 8	≤ 20	0.5	≥ 5	≤ 0.5	≤ 10
CQ22BP	≤ 100	≤ 3	(≤ 50)		1.5	≥ 0.05		≤ 1

5. Fotorezystory

Oznaczenie wyrobu	Parametry dopuszczalne		Parametry charakterystyczne					
	U	P_{tot}	R_o	przy U	E = 100 lx			λ
					R_L	$S_i[S_U]$	U	
	V	W	MΩ	V	kΩ	µA/lx[V/W]	V	mm
RPP111	≤ 500	≤ 0.1	≥ 100	100	10...50	0.2...1.0	10	580..680
RPP120	≤ 150	≤ 0.1	≥ 10	100	1...5	2...10	10	580..680
RPP130	≤ 150	≤ 0.1	≥ 10	100	1...10	1...10	10	580..680
RPP333	≤ 60	≤ 0.05	≥ 5	50	0.5...2	12.5...50	5	540..630
RPP550	≤ 350	≤ 0.6	≥ 1	100	0.04...0.2	25...125	5	580..680
RPYP63	≤ 30		0.3...2.5			[≥ 1000]	5	1200..2400

TRANZYSTORY

BC 107, n-p-n, Si, epiplanarny, m.cz., mała moc					
Parametr		min	typ	max	Uwagi
P_{max}	mW			300	$t_a = 25^{\circ}C$
$I_{C\,max}$	mA			100	Odpowiedniki:
$I_{B\,max}$	mA			20	KC 507, BC267
$U_{CEO\,max}$	V			45	BCY56
$U_{CBO\,max}$	V			45	Podobne: BC 108,
$U_{EBO\,max}$	V			5	BC109, BC237,BC527
$U_{CEO(BR)}$	V	45	75		$I_C = 2$ mA
$U_{EBO(BR)}$	V	5	7.5		$I_{EBO} = 10\ \mu A$
$U_{CE\,sat}$	V		0.09	0.25	$I_C = 10$ mA, $I_B = 0.5$ mA
$U_{BE\,sat}$	V		0.75		$I_C = 10$ mA, $I_B = 0.5$ mA
I_{CBO}	nA		0.5	15	$U_{CBO} = 45$ V
h_{21E} /A/			100		$I_C = 100\ \mu A$
/B/			160		$U_{CE} = 5$ V
h_{21E} /A/			180		$I_C = 2$ mA
/B/			290		$U_{CE} = 5$ V
h_{21E} /A/			220		$I_C = 20$ mA
/B/			350		$I_{CE} = 5$ V
h_{11e} /A//	kΩ	1.6		4.5	$I_C = 2$ mA
/B/	kΩ	3.2		8.5	$U_{CE} = 5$ V
h_{21e} /A/	10^{-4}		0.9		$f_p = 1$ kHz
/B/	10^{-4}		1.6		
h_{21e} /A/		125		260	
/B/		240		500	
h_{22e} /A/	μS		30		
/B/	μS		60		
f_r	MHz	150	400		

BF 519, n-p-n, Si, epiplanarny, w.cz., średnia moc					
Parametr		min	typ	max	Uwagi: $t_a = 25^{\circ}C$
P_{max}	mW			300	Podobne: KT312,BF520,
$I_{c\ max}$	mA			50	BF521
$I_{B\ max}$	mA			5	
$U_{CEO\ max}$	V			50	
$U_{CBO\ max}$	V			70	
$U_{EBO\ max}$	V			5	
$U_{CEO\ (BR)}$	V	50			I_{CEO} = 10 mA
$U_{CBO\ (BR)}$	V	70			I_{CBO} = 10 µA
$U_{EBO\ (BR)}$	V	5	8.5		I_{EBO} = 10 µA
$U_{CE\ sat}$	V		0.1	0.5	I_c = 20 mA, I_B = 2 mA
$U_{BE\ sat}$	V		0.8	1.0	I_C = 20 mA, I_B = 2 mA
h_{21E} (II)		20		35	I_C = 10 mA
(III)		30		90	U_{CE} = 6 V
(V)		70		170	
(VI)		150			
h_{21e}		20	75	200	I_C = 10 mA, U_{CE} = 6 V
h_{11e}	kΩ		0.8		I_C = 2 mA
h_{12e}	10^{-4}		0.6		U_{CE} = 5 V
h_{21e}		50			f_p = 1 kHz
h_{22e}	µS	6			
f_T	MHz	150	270		I_C = 5 mA, U_{CE} = 10 V
I_{CBO}	µA		2	100	U_{CBO} = 6 V

BF 245, J_{FET}, kanał N, epitaksjalno-planarny					
Parametr		min.	typ	max	Uwagi: $t_a = 25°C$
P_{max}	mW			360	
I_{DSS}	mA	2		25	$U_{DS} = 15$ V, $U_{GS} = 0$
I_{GSS}	nA			-5	$U_{GS} = -20$, $U_{DS} = 0$
U_{GSS}	V	-30			$I_G = -1$ µA, $U_{DS} = 0$
$U_{DS\ max}$	V			±30	
$U_{DG\ max}$	V			30	
$I_{G\ max}$	mA			10	
U_p /A/	V	-0.4		-2.2	I_{DSS}=2÷6,5 mA, U_{DS}=15 V, I_D=200 µA
/B/	V	-1.6		-3.8	I_{DSS}=6÷15 mA, U_{DS} = 15 V, I_D=200 µA
/C/	V	-3.2		-7.5	I_{DSS}=12÷25 mA, U_{DS} = 15 V, I_D=200 µA
g_m	mS	3	5.5	6.5	$U_{DS} = 15$ V, I_{DSS}, $f_p = 1$ kHz
g_d	µS	70			$U_{DS} = 20$ V, $U_{GS} = -1$ V, $f_p = 100$ MHz
g_{ds}					

SMY 50, MOS FET, Kanał P, wzbogacony, wyprowadzone podłoże					
Parametr		min.	typ	max	Uwagi: $t_a = 25°C$
P_{max}	mW			225	
I_{DSS}	µA			-10	$U_{DS} = -31$ V, $U_{GS} = 0$, $U_{SB} = 0$
I_{GSS}	µA			-10	$U_{DS} = 0$, $U_{GS} = -31$ V, $U_{SB} = 0$
$U_{DS\ max}$	V	+0.3		-31	
$U_{GS\ max}$	V	+0.3		-31	
$U_{DG\ max}$	V	+31		-31	
$U_{GB\ max}$	V	+0.3		-31	
$U_{DB\ max}$	V	+0.3		-31	
$U_{SB\ max}$	V	+0.3		-15	
$I_{D\ max}$	mA			-25	
$I_{G\ max}$	mA			0.1	
$U_{GS/thV}$	V	3			$I_D = 10$ µA, $U_{DS} = U_{GS}$, $U_{BS} = 0$
$r_{DS/ON}$	Ω			150	$I_D = 100$ µA, $U_{GS} = -20$ V
g_m	mS			3.6	$U_{DS} = U_{GS} = -10$ V, $f_p = 1$ kHz

TYRYSTORY

BTP 2/50		Parametry podstawowe	
U_{DRM}	V	powtarzalne napięcie blokowania; najwyższa chwilowa dopuszczalna wartość napięcia blokowania na tyrystorze	50 V
U_{RRM}	V	powtarzalne napięcie wsteczne, najwyższa dopuszczalna chwilowa wartość napięcia wstecznego na tyrystorze	50 V
I_{TN}	A	znamionowy prąd anodowy	2 A
$U_{T/DC/}$	V	napięcie główne w stanie przewodzenia	2 V
I_{TSM}	A	niepowtarzalny szczytowy prąd przewodzenia tyrystora (półsinusoida o czasie trwania 10 ms)	35 A
I^2t		parametr przeciążeniowy $\int_0^t i^2dt$ gdzie: i - wartość chwilowa natężenia prądu przeciążenia: t - czas przeciążenia	8 A^2s
I_H	mA	prąd wyłączenia (podtrzymania)	30 mA
I_L	mA	prąd załączenia (przełączania)	
I_{RM}	mA	szczytowy prąd wsteczny	3 mA
I_{DM}	mA	szczytowy prąd blokowania	5 mA
P_T	W	strata mocy w stanie przewodzenia	4 W
Parametry sterowania			
I_{GT}	mA	prąd bramki przełączający tyrystor	10 mA
U_{GT}	V	napięcie bramki przełączające tyrystor	0,5 V
I_{GFM}	mA	maksymalny prąd bramki	200 mA
U_{GFM}	V	maksymalne napięcie bramki	10 V
I_{RG}	mA	szczytowy prąd wsteczny bramki	5 mA
P_G	W	straty mocy w bramce	1 W
Parametry dynamiczne			
$\frac{du}{dt}$	$\frac{V}{\mu s}$	krytyczna stromość narastania napięcia blokowania utrzymująca tyrystor w stanie blokowania	20 $\frac{V}{\mu s}$
t_q	µs	czas wyłączenia; czas liczony od momentu, gdy prąd główny zmaleje do zera w wyniku komutacji zewnętrznej do momentu przejścia przez zero określonego napięcia głównego, które tyrystor może wytrzymać bez przełączania	40 µs
$\frac{di}{dt}$	$\frac{A}{\mu s}$	krytyczna stromość narastania prądu przewodzenia	20 $\frac{A}{\mu s}$
t_{gt}	µs	czas włączenia - czas, podczas którego tyrystor przechodzi ze stanu blokowania do stanu przewodzenia w wyniku impulsu	

WZMACNIACZ OPERACYJNY ULY 7741/741

Oznaczenie	Nazwa	Jedn.	Wartość		
			min.	typ	max.
U_{CC}	Napięcie zasilania	V			±18
U_{ID}	Wejście napięcia różnicowe	V			±30
U_{IM}	Maksymalne napięcie wejściowe	V			±15
P_d	Moc tracona	mW			500
t_{amb}	Temperatura otoczenia w czasie pracy	°C	0		+70
	Czas trwania zwarcia wyjścia	nieograniczony			
U_{IO}	Wejściowe napięcie niezrównoważenia $R_s \leq 10\ k\Omega$	mV		2	6
I_{IO}	Wejściowy prąd niezrównoważenia	nA		20	200
I_{IB}	Wejściowy prąd polaryzacji	nA		80	500
R_I	Rezystancja wejściowa	MΩ	0.3	2	
K_o	Wzmocnienie napięciowe	V/mV	20	100	
R_o	Rezystancja wyjściowa	Ω		75	
I_{os}	Wyjściowy prąd zwarcia	mA		25	
SVR	Współczynnik tłumienia zmian zasilania	µV/V		30	150
CMMR	Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego	dB	70	90	
U_{opp}	Maksymalne napięcie wyjściowe $R_L \geq 10\ k\Omega$	V	±12	±14	
SR	Szybkość zmian sygnału na wyjściu ($R_L \geq 2\ k\Omega$, $K_u = 1$)	V/µs		0.5	
t_r	Czas narastania $R_L = 2\ k\Omega$, $C_L \leq 100\ pF$	ns		300	
J_{CC}	Prąd zasilania ($R_L = \infty$)	mA		1.7	2.8

D3. PARAMETRY WYBRANYCH MATERIAŁÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH

1. Materiały na fotodetektory

Materiał	Struktura	Absorpcja	T_P [K]	B [μm]	η [%]	τ_a [s]	D[cm√Hz/W]
Si	m	S	300	0,3-1,2			
Si	m	D	4,2; 77	14-20			
Ge	m	S	300	0,4-1,7			
Ge+Au	m	D	77	3-9	0,2-0,3	$3 \cdot 10^{-8}$	10^{10}
Ge+Hg	m	D	27	6-14	0,6	10^{-7}	$5 \cdot 10^{10}$
Ge+Cu	m	D	4,2	12-27	0,2-0,6	$2 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{10}$
PbS	w	S	300	0,9-2,8		10^{-4}	10^{11}
PbSe	w	S	300	0,5-4,2		$2 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{10}$
InSb	m	S	77	3,6-7,3	0,5-0,8	10^{-8}	$3 \cdot 10^{8}$
InSb	m	S	300	3,0-5,6	0,5-0,8	10^{-5}	10^{11}
GaAs	m	S	300	0,5-0,9			
Se	m	S	300	0.5-0,7			

T_p – temperatura pracy
B – szerokość pasma pracy
η - sprawność kwantowa
τ_a - czas odpowiedzi

m – monokryształ
w – cienka warstwa polikrystaliczna
S – fotoprzewodnictwo samoistne
D – fotoprzewodnictwo domieszkowe

2. Materiały na diody elektroluminescencyjne

λ_{opt} [nm]	Barwa	Materiał	U_F [V]*	I_V [mcd]*	P_e [μW]*	η_e [%]*
900	podczerwień	GaAs	1,3 –1,5	-	10^{2}-10^{5}	1-5
655	czerwony	GaAsP	1,6-1,8	0,4-1	1-2	0,01-0,03
635	jasnoczerwony	GaAsP	2,0-2,2	2-4	5-10	0,03
610	pomarańczowy	GaAsP	2,0-2,2	2-4	5-10	0,03
583	żółty	GaAsP	2,0-2,2	1-3	3-8	0,03
565	zielony	GaP	2,2-2,4	0,5-3	1,5-8	0,01
450	niebieski	SiC	2,6-3	0.5-2	1,5-6	0,001
370	ultrafioletowy	GaN	2,6-3	-		

* - pomiary dla prądu I_F = 10 mA

D4. PARAMETRY METROLOGICZNE PRZYRZĄDÓW POMIAROWYCH

Multimetr V561

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w"		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe	mV	200	mV	0,1	0,5	1	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	1000	V	1			
Napięcie przemienne	mV	200	mV	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	750	V	1			
Prąd stały	µA	200	µA	0,1	0,5	3	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 3 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	10	mA	1	1,5	3	
Prąd przemienny	mA	2	µA	1	1,5	5	$1{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
	A	10	mA	10	2,0	5	
Rezystancja	Ω	200	Ω	0,1	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	kΩ	2	Ω	1			
	kΩ	20	Ω	10			
	kΩ	200	Ω	100			
	MΩ	2	kΩ	1			
	MΩ	20	kΩ	10			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Multimetr V562

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w”		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe R_{WE} = 10 MΩ	mV	200	mV	0,1	0,5	1	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Napięcie przemienne 40Hz-20kHz R_{WE} = 10 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	200	mV	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Napięcie przemienne 20kHz-100kHz R_{WE} = 10 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	200	mV	0,1	1	10	
	V	2	mV	1	5	10	$5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 10 \cdot w$
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Prąd stały (spadek napięcia 200-800 mV)	µA	200	µA	0,1	0,5	2	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 2 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
Prąd przemienny 40Hz-10kHz (spadek napięcia 200-800 mV)	µA	200	µA	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
Rezystancja	Ω	20	Ω	0,01	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	Ω	200	Ω	0,1			
	kΩ	2	Ω	1			
	kΩ	20	Ω	10			
	kΩ	200	Ω	100			
	MΩ	2	kΩ	1			
	MΩ	20	kΩ	10			
Pojemność	nF	20	pF	10	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	nF	200	nF	0,1			
	µF	2	nF	1			
	µF	20	nF	10			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Multimetr V560

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w”		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe R_{WE} = 10 MΩ	mV	100	µV	10	0,1	5	$0{,}1 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1	0,2		$0{,}2 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Napięcie przemienne 30Hz-10kHz R_{WE} = 1 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	100	µV	10	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1			
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Napięcie przemienne 10kHz-100kHz R_{WE} = 1 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	100	µV	10	5	50	$5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 50 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1			
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Prąd stały (spadek napięcia 100 mV)	µA	100	nA	10	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	1	nA	100			
	mA	10	µA	1			
	mA	100	µA	10			
	A	1	µA	100			
Prąd przemienny 30Hz-10kHz (spadek napięcia 100 mV)	µA	100	nA	10	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	mA	1	nA	100			
	mA	10	µA	1			
	mA	100	µA	10			
	A	1	µA	100			
Rezystancja	Ω	10	mΩ	1	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	Ω	100	mΩ	10			
	kΩ	1	mΩ	100			
	kΩ	10	Ω	1			
	kΩ	100	Ω	10			
	MΩ	1	Ω	100			
	MΩ	10	kΩ	1			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Oscyloskop COS 2020

1. czułość: - 1 [mV /dz] do 5 [V/dz]
   - 12 podzakresów w sekwencji 1-2-5
2. błąd czułości: - podzakresy 1 [mV/dz] i 2 [mV/dz] - ± 5 %
   - pozostałe podzakresy - ± 3 %
3. pasmo częstotliwości: 0 – 20 MHz
4. rezystancja wejściowa: 1 MΩ
5. pojemność wejściowa: 28 pF
6. podstawa czasu: - 0,1 [µs/dz] do 0,5 [s/dz]
   - 21 podzakresów w sekwencji 1-2-5
7. błąd podstawy czasu: ± 3 %
8. lupa czasowa: x 10
9. błąd podstawy czasu z wykorzystaniem lupy czasowej: ± 5 %
10. tryb X –Y : - pasmo częstotliwości: 0 – 1 MHz
    - błąd czułości: - podzakresy 1 [mV/dz] i 2 [mV/dz] - ± 6 %
    - pozostałe podzakresy - ± 4 %

Oscyloskop OS 5020 P

1. czułość: - 5 [mV /dz] do 5 [V/dz]
   - 10 podzakresów w sekwencji 1-2-5
2. błąd czułości: ± 3 %
3. pasmo częstotliwości: 0 – 20 MHz
4. lupa napięciowa: x 5
5. błąd czułości przy wykorzystaniu lupy napięciowej: ± 5 %
6. rezystancja wejściowa: 1 MΩ
7. pojemność wejściowa: 30 pF
8. podstawa czasu: - 0,2 [µs/dz] do 0,2 [s/dz]
   - 19 podzakresów w sekwencji 1-2-5
9. błąd podstawy czasu: ± 3 %
11. lupa czasowa: x 10
12. błąd podstawy czasu z wykorzystaniem lupy czasowej ± 5 %

13. tryb X –Y : - pasmo częstotliwości: 0 – 500 kHz
    - błąd czułości: ± 5 %
    - przesunięcie fazy: ≤ 3^0

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice
tel./fax (0-32) 237-13-81

Nakł. 600+55 Ark. wyd. 16 Ark. druk. 23,125 Papier offset. 70x100, 80 g
Oddano do druku 25.11.99 Podpis. do druku 25. 11. 99 Druk ukończ. w grudniu 1999 r.
Zam.374/99

Fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach, ul. Kujawska 1

[illegible] ważną pomoc dydaktyczną dla studentów politechnik, a także innych uczelni wyższych, w których prowadzone są zajęcia o tematyce obejmującej przyrządy półprzewodnikowe i układy elektroniczne. W jednym miejscu gromadzi wiadomości z różnych dziedzin, szeroko rozrzucone w literaturze. Zawiera część ogólną stanowiącą wprowadzenie w metodologię pomiarów elektrycznych oraz zasady opracowywania wyników pomiarów. Przedstawia zasady działania, podstawowe charakterystyki i parametry techniczne diod, tranzystorów bipolowych i polowych, tyrystorów i elementów optoelektronicznych oraz elementarnych układów tranzystorowych i wzmacniaczy operacyjnych.

Obok najważniejszych metod pomiarowych zawiera zestawy tematów problemowych ułatwiających studentom samodzielne studiowanie poszczególnych tematów w oparciu o dostępną literaturę.

Słowa kluczowe:
- przyrządy półprzewodnikowe
- układy elektroniczne

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 5
tel./fax (032) 237-13-81
Dział sprzedaży i reklamy
tel. (032) 237-18-48