

PODZESPOŁY I UKŁADY SCALONE MOCY

Ćwiczenie A21

Wpływ temperatury na właściwości statyczne przyrządów półprzewodnikowych mocy

Ramowy plan pracy

| 15′ | 30′ | 45′ | 1 ^h | 1 ^h 15′ | 1 ^h 30′ | po zajęciach |
|-------|-----|-----|----------------|--------------------|--------------------|--------------|
| \ge | | | | | | |

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji: Łukasz Starzak

Łódź 2011

Spis treści

| B | Wpro | wadzenie do ćwiczenia | 5 | | |
|----|---|--|--------|--|--|
| 1. | Cel i | przebieg ćwiczenia | 5 | | |
| 2. | Wpływ temperatury na przyrządy półprzewodnikowe | | | | |
| | 2.1 | Właściwości statyczne złacz | 7 | | |
| | 2.1. | 2.1 a Złacze PN w stanie przewodzenia 7 | •••••• | | |
| | | 2.1.b. Złącze Schottky'ego w stanie przewodzenia | | | |
| | | 2.1.c. Złacza przy polaryzacji zaporowej | | | |
| | 2.2. | Właściwości statyczne warstw półprzewodnikowych | 12 | | |
| | | 2.2.a. Przewodnictwo unipolarne | | | |
| | | 2.2.b. Przewodnictwo bipolarne | | | |
| | | 2.2.c. Kanał struktury MOS14 | | | |
| | 2.3. | Właściwości statyczne kompletnych przyrządów | 15 | | |
| | | 2.3.a. Całkowity spadek napięcia na diodzie15 | | | |
| | | 2.3.b. Tranzystory MOSFET16 | | | |
| | | 2.3.c. Tranzystory IGBT18 | | | |
| | 2.4. | Właściwości dynamiczne | 20 | | |
| C | Dośw | iadczenie | 21 | | |
| 3. | Pom | iary | 21 | | |
| | 3.1. | Badane elementy i układ pomiarowy. | 21 | | |
| | 3.2 | Konfiguracia układu pomiarowego | 23 | | |
| | 5.2. | Charakterograf 23 | | | |
| | | Płyta podgrzewająca 23 | | | |
| | | Multimetr | | | |
| | 3.3. | Charakterystyki statyczne stanu przewodzenia | 24 | | |
| | | Temperatura pokojowa | | | |
| | | Wyższe temperatury | | | |
| | | Zakończenie pomiarów | | | |
| | 3.4. | Charakterystyki statyczne stanu zaworowego | 26 | | |
| | | Konfiguracja charakterografu | | | |
| | | Wykonanie pomiarów w wysokiej temperaturze | | | |
| | | Pomiary w temperaturze pokojowej27 | | | |
| | | Zakończenie pomiarów27 | | | |
| D | Wyni | ki | 29 | | |
| 4. | Opra | acowanie i analiza wyników | 29 | | |
| | 4.1. | Charakterystyki stanu przewodzenia | 29 | | |
| | 4.2. | Charakterystyki stanu zaworowego | 31 | | |
| | 4.3. | Podsumowanie | 32 | | |
| ΕI | nforn | nacje | 33 | | |
| 5 | Liter | atura | 33 | | |
| | Liter | | | | |

B

Wprowadzenie

do ćwiczenia

1. Cel i przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zbadanie wpływu temperatury na charakterystyki statyczne diody PIN i diody Schottky'ego. Przy tej okazji możliwe będzie porównanie tych dwóch przyrządów między sobą.

Budowa, działanie i właściwości analizowanych przyrządów zostały omówione w instrukcji [1], natomiast w instrukcji [2] przedstawiono podstawy fizyczne ich działania, zaś w instrukcji [5] opisano parametry ich charakterystyk statycznych. W niniejszej instrukcji wiadomości te zostaną uzupełnione w zakresie wpływu temperatury.

2. Wpływ temperatury na przyrządy półprzewodnikowe

2.1. Właściwości statyczne złącz

W strukturach przyrządów półprzewodnikowych mocy występują 3 elementy, w których działanie ma wpływ temperatura: złącza, obszary słabo domieszkowane oraz struktury MOS. Dwa pierwsze z nich występują w diodach, połączone szeregowo. Powoduje to, że diody są dość dobrym obiektem badań wpływu temperatury na przyrządy półprzewodnikowe.

2.1.a. Złącze PN w stanie przewodzenia

Spadek napięcia na asymetrycznym złączu P^*N^- w stanie przewodzenia wyraża się wzorem [2]

$$U_{j} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{\Delta p_{n} n_{n}}{n_{i}^{2}} + 1 \right)$$
(1)

gdzie k – stała Boltzmanna, e – ładunek elementarny, T – temperatura (bezwzględna), $N_{\rm D}$ – koncentracja domieszek w warstwie N⁻, $\Delta p_{\rm n}$ – koncentracja dziur nadmiarowych w warstwie N⁻ (wstrzykiwanych przez złącze z warstwy P⁺), $n_{\rm n}$ – koncentracja większościowych elektronów w warstwie N⁻, $n_{\rm i}$ – koncentracja nośników w półprzewodniku niedomieszkowanym (samoistnym). Stałe fizyczne k i e nie zależą od temperatury. Również koncentracja $n_{\rm n}$ może być uznana za stałą w całym użytecznym zakresie temperatur (co najmniej –100...300 °C) i równą koncentracji domieszek $N_{\rm D}$. Zakładając głęboki stan przewodzenia, a więc wysoki poziom wstrzykiwania ($\Delta p_{\rm n} \gg n_{\rm i}^2/N_{\rm D}$), zależność (1) można uprościć do

$$U_{j} \approx \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{\Delta p_{n} N_{D}}{n_{i}^{2}} \right) = U_{t}(T) \cdot f_{n}(T)$$
⁽²⁾

Koncentracja nośników w półprzewodniku samoistnym wyraża się wzorem

$$n_{\rm i} = \sqrt{N_{\rm c} N_{\rm v}} \cdot \exp\left(-\frac{W_{\rm g}}{2kT}\right) \tag{3}$$

gdzie N_c i N_v – efektywna gęstość stanów odpowiednio w paśmie przewodzenia i walencyjnym, W_g – szerokość przerwy energetycznej. Wszystkie te 3 parametry są zależne od temperatury, zaś ich wypadkowy wpływ na koncentrację n_i można wyrazić empiryczną równością

$$n_{\rm i} = 3,86 \cdot 10^{23} T^{3/2} \cdot \exp\left(\frac{T}{565} - \frac{6838}{T}\right) {\rm m}^{-3}$$
 (4)

której wykres w zakresie 250...450 K (ok. -25...175 °C) przedstawia rys. 1a. Jest to więc silnie rosnąca funkcja temperatury.



Rys. 1. Zależność elementów wyrażenia (2) od temperatury: a) koncentracja nośników n_i; b) potencjał termiczny U_t (linia ciągła) i czynnik f_n dla przykładowych wartości N_D = 10^{14} cm⁻³, $\Delta p_n = 10^{20}$ cm⁻³ (linia kreskowa)

Wzór (2) wyraża iloczyn dwóch czynników: U_t zwanego potencjałem termicznym oraz f_n zależnego od koncentracji nośników (a więc od natężenia przewodzonego prądu poprzez koncentrację Δp_n). Pierwszy z nich rośnie proporcjonalnie do temperatury. Drugi z nich maleje, gdyż licznik jest stały, a mianownik silnie rośnie. Dokładny przebieg zależności $U_t(T)$ i $f_n(T)$ przedstawia rys. 1b. Jak można stwierdzić, czynnik f_n maleje nieco szybciej niż odwrotnie proporcjonalnie. Wynikiem tego jest spadek napięcia na złączu U_j z temperaturą, co przedstawia (dla przykładowych wartości N_D i Δp_n) rys. 2.



Rys. 2. Wpływ temperatury na napięcie na przewodzącym złączu PN zgodnie z zależnością (2) dla przykładowych wartości N_D i Δp_n jak na rys. 1b

2.1.b. Złącze Schottky'ego w stanie przewodzenia

Napięcie na przewodzącym złączu Schottky'ego (metal-półprzewodnik) ma postać ogólną podobną do (1) [2]:

$$U_{\rm j} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{J}{J_{\rm s}} + 1 \right) \tag{5}$$

gdzie \mathcal{J} jest gęstością przewodzonego prądu, zaś \mathcal{J}_s – gęstością prądu nasycenia. Gęstość prądu nasycenia wyraża się wzorem

$$J_{\rm s} = R^* T^2 \, \exp\!\left(-\frac{e\varphi_{\rm B}}{kT}\right) \tag{6}$$

gdzie R^* – stała Richardsona, niezależna od temperatury i materiału, φ_B – potencjał odpowiadający barierze energetycznej złącza. Przy założeniu głębokiego przewodzenia, tj. $\mathcal{J} \gg \mathcal{J}_s$, zależność (5) można uprościć do

$$U_{j} \approx \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{J}{J_{s}} \right) = U_{t}(T) \cdot f_{J}(T)$$
(7)

Podobnie jak dla złącza PN, otrzymaliśmy iloczyn potencjału termicznego U_t , proporcjonalnego do temperatury, oraz wyrażenia $f_{\mathcal{J}}(T)$, którego wartość zależy od przewodzonego prądu. Jeżeli przyjąć, że przewodzony prąd \mathcal{J} jest narzucony przez obwód zewnętrzny, to temperatura oddziałuje na wartość tego wyrażenia poprzez prąd nasycenia wyrażający się zależnością (6).

Nieznaczną zależność potencjału φ_B od napięcia na złączu U_j można zaniedbać. Jest on również zależny od szerokości przerwy energetycznej W_g ; ta jednak w zakresie 25...125 °C ulega zmniejszeniu zaledwie o 2%. Wobec tego wystarczy uwzględnić bezpośredni wpływ temperatury widoczny we wzorze (6). Jak widać na rys. 3a, wypadkowa zależność prądu nasycenia od temperatury jest rosnąca. Skutkuje to z kolei spadkiem wartości wyrażenia f_J (rys. 3b).

Jak można stwierdzić, czynnik $f_{\mathcal{J}}$ maleje nieco szybciej niż odwrotnie proporcjonalnie, podobnie jak czynnik f_n dla złącza PN. Wynikiem tego jest spadek napięcia na złączu U_j z temperaturą, co przedstawia (dla przykładowych wartości $\varphi_{\rm B}$ i \mathcal{J}) rys. 4.



Rys. 3. Zależności od temperatury: a) gęstości prądu nasycenia dla przykładowej wartości $\varphi_{\rm B} = 0,65 \ V; \ b)$ elementów wyrażenia (7) – potencjału termicznego U_t (linia ciągła) i czynnika f_J dla przykładowych wartości $\varphi_{\rm B} = 0,65 \ V, \ J = 100 \ A/cm^2$ (linia kreskowa)

2.1.c. Złącza przy polaryzacji zaporowej

Przy polaryzacji złącza PN w kierunku wstecznym (zaporowym), temperatura wywiera wpływ na charakterystyki statyczne głównie za pośrednictwem dwóch mechanizmów fizycznych.

Po pierwsze, jak zostanie wyjaśnione w par. 2.2.a, wzrost temperatury powoduje skrócenie średniego czasu między zderzeniami nośników z węzłami sieci krystalicznej, co z kolei wpływa na zmniejszenie prędkości uzyskiwanych przez nośniki przyspieszane przez pole elektryczne. Jak wiadomo [2], do przebicia lawinowego złącza dochodzi wtedy, gdy zderzające się nośniki posiadają na tyle duże energie kinetyczne, że powodują wybicie z atomu średnio więcej niż jednego nowego swobodnego nośnika. Ponieważ energia kinetyczna zależy od kwadratu prędkości, więc wzrost temperatury powoduje jej spadek przy stałym natężeniu pola elektrycznego przyspieszającego nośniki (chodzi oczywiście o średnią energię kinetyczną wszystkich nośników). Tym samym wzrost temperatury powoduje, że pole elektryczne musi być silniejsze, aby doprowadzić do uzyskania przez nośniki prędkości niezbędnej do wywołania przebicia lawinowego.



Rys. 4. Wpływ temperatury na napięcie na przewodzącym złączu metal-półprzewodnik zgodnie z zależnością (7) dla przykładowych wartości N_D i Δp_n jak na rys. 1b

Maksymalne natężenie pola elektrycznego (występujące bezpośrednio przy złączu) jest w przybliżeniu proporcjonalne do pierwiastka z przyłożonego napięcia [2]. W związku z tym wzrost temperatury powoduje wzrost napięcia przebicia lawinowego $U_{\rm br}$, a tym samym wytrzymałości napięciowej złącza. Jest to oczywiście korzystne.

Po drugie jednak, ze wzrostem temperatury rośnie liczba par dziura-elektron generowanych termicznie w obszarze ładunku przestrzennego przy złączu [2]. Nośniki te, usuwane przez pole elektryczne, tworzą prąd upływu płynący przez złącze. Prąd upływu (jest on z reguły definiowany jako wartość prądu wstecznego I_r , jaka występuje przy polaryzacji napięciem znamionowym, nieco mniejszym od faktycznego napięcia przebicia $U_{\rm br}$) ulega więc zwiększeniu. Może ono osiągać rozmiar nawet kilku rzędów wielkości na 100 °C.

Przy polaryzacji wstecznej obraz zjawisk jest taki sam niezależnie od tego, czy w stanie przewodzenia przyrząd wykazuje przewodnictwo bipolarne, czy unipolarne – zawsze występuje generacja termiczna nośników w obszarze ładunku przestrzennego oraz ich przenoszenie przez pole elektryczne przez obszar słabo domieszkowany. Zjawiska te są występują również w przypadku złącz Schottky'ego. Wobec tego wyniki (jakościowe) przeprowadzonej analizy stosują się do wszystkich przyrządów. Zilustrowano je graficznie na rys. 5.



Rys. 5. Wpływ temperatury na charakterystykę statyczną złącza PN przy polaryzacji wstecznej

2.2. Właściwości statyczne warstw półprzewodnikowych

2.2.a. Przewodnictwo unipolarne

Jak wiadomo [2], przewodzenie w strukturach półprzewodnikowych może odbywać się na zasadzie dryftu (przyrządy unipolarne) lub dryftu i dyfuzji (przyrządy bipolarne). Analizę zaczniemy od mechanizmu prostszego, tj. dryftu.

Dryft polega na przenoszeniu nośników przez pole elektryczne. Zgodnie z prawami fizyki, nośnik jest przyspieszany wskutek oddziaływania siły proporcjonalnej do natężenia tego pola. Przyspieszanie trwa jednak do chwili zderzenia z węzłem sieci krystalicznej; nośnik traci wówczas energię, co oznacza wytracenie prędkości. Z naprzemiennego przyspieszania i spowalniania wynika pewna średnia prędkość ruchu nośników, tzw. prędkość unoszenia. Jej stosunek do natężenia pola przyspieszającego wyraża ruchliwość [2]

$$\mu = \frac{v}{E} \tag{8}$$

Jeżeli założymy, że natężenie pola elektrycznego jest wymuszone z zewnątrz, to jest ono niezależne od temperatury. Natomiast wzrost temperatury powoduje wzrost amplitudy drgań atomów – węzłów sieci krystalicznej. Oznacza to, że zderzenia nośników z tymi węzłami stają się częstsze. Wobec tego między kolejnymi zderzeniami nośnik uzyskuje mniejszą prędkość, a więc i średnia prędkość unoszenia v ulega zmniejszeniu. Tym samym ruchliwość μ maleje; jest ona w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalna do kwadratu temperatury (dokładniej – do $T^{2,3}$ w przypadku elektronów i do $T^{2,2}$ w przypadku dziur).

Spadek napięcia (napięcie odkładane) na warstwie półprzewodnikowej, w której dominuje mechanizm dryftu, wyraża się prostym wzorem [2]

$$U_{i} = \frac{W_{i}}{e\mu N} J \tag{9}$$

gdzie W_i – długość warstwy, μ – ruchliwość nośników większościowych, N – koncentracja nośników większościowych, którą można uznać za stałą i równą koncentracji domieszek (patrz par. 2.1.a). Tym samym na zmianę napięcia z temperaturą wpływ ma wyłącznie ruchliwość μ . Napięcie odkładane na rozważanej warstwie rośnie więc z temperaturą, a zależność ta jest nieco silniejsza niż kwadratowa.

Przy niskim natężeniu pola E prędkość unoszenia v jest na tyle niska, że czas między zderzeniami można uznać za zależny wyłącznie od chaotycznego ruchu termicznego. Jednak w miarę zwiększania natężenia pola elektrycznego, czas między zderzeniami nośników z atomami zaczyna w coraz większym stopniu zależeć od prędkości unoszenia. Im większa prędkość, tym krótszy czas między zderzeniami. Tym samym wzrost natężenia pola E powoduje wzrost przyspieszenia nośników, ale ich prędkość średnia nie rośnie tak bardzo, jak przy małych natężeniach pola, gdyż ulegają one częstszym zderzeniom.

Przy bardzo dużych wartościach natężenia pola (od ok. $10^5...10^6$ V/m), praktycznie cały efekt wzrostu przyspieszenia jest kompensowany przez efekt krótszego czas między zderzeniami. Prędkość unoszenia v jest wówczas w przybliżeniu stała, niezależna od natężenia pola E. Tym samym ruchliwość μ spada. Dlatego też w silnym polu elektrycznym wygodniejszym parametrem opisującym dryft jest prędkość nasycenia v_{sat} , a więc wartość maksymalna prędkości unoszenia (względem natężenia pola elektrycznego). W tych warunkach ograniczona zostaje gęstość przewodzonego prądu, gdyż – przyjmując dla uproszczenia, że natężenie pola E jest stałe wzdłuż warstwy – ze wzorów (9) i (8) mamy

$$U_{i} = \frac{W_{i}}{eN} \frac{E}{v_{\text{sat}}} J = \frac{W_{i}}{eN} \frac{U}{v_{\text{sat}}W_{i}} J$$
(10)

skąd

$$J = ev_{\rm sat} N \tag{11}$$

Amplituda drgań atomów ma mniejszy wpływ na prędkość nasycenia niż na prędkość unoszenia w słabym polu elektrycznym. Niemniej prędkość nasycenia również spada z temperaturą. Jest ona w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalna do $T^{0,9}$ dla elektronów i do $T^{0,5}$ dla dziur. Tym samym gęstość prądu przy stałym napięciu spada, a więc odwrotnie – gdyby starać się utrzymać stałą gęstość prądu, napięcie na warstwie wzrośnie w tym samym stosunku, tj. proporcjonalnie do $T^{0,9}$ lub $T^{0,5}$. Tak więc przy silnym polu elektrycznym zależność napięcia od temperatury jest w przybliżeniu liniowa (dla warstw N⁻) lub pierwiastkowa (dla rzadziej spotykanych warstw P⁻).

Z powyższej analizy wynika, że niezależnie od wartości natężenia pola elektrycznego, napięcie odkładane na warstwie, w której zachodzi przewodnictwo unipolarne, jest rosnącą funkcją temperatury.

2.2.b. Przewodnictwo bipolarne

Spadek napięcia na długiej warstwie słabo domieszkowanej, w której występuje przewodnictwo bipolarne i zachodzą warunku wysokiego poziomu wstrzykiwania (koncentracja nośników nadmiarowych jest dużo większa niż generowanych termicznie) można wyrazić wzorem [2]

$$U_{\rm i} = \frac{2\pi\mu_{\rm r}}{\left(1+\mu_{\rm r}\right)^2} \frac{kT}{e} \exp\left(\frac{W_{\rm i}}{2\sqrt{D_{\rm a}\tau}}\right) \tag{12}$$

gdzie μ_r – stosunek ruchliwości elektronów i dziur μ_n/μ_p , D_a – ambipolarna stała dyfuzji, τ – czas życia nośników mniejszościowych. Ambipolarna stała dyfuzji może być przedstawiona jako

$$D_{\rm a} \approx \frac{2D_{\rm n}}{1+\mu_{\rm r}} = \frac{kT}{e} \frac{2\mu_{\rm n}}{1+\mu_{\rm r}}$$
 (13)

W przypadku krótkiej warstwy słabo domieszkowanej, bardziej odpowiednią zależnością jest

$$U_{i} = \frac{2\mu_{r}}{(1+\mu_{r})^{2}} \frac{kT}{e} \frac{W_{i}^{2}}{D_{a}\tau}$$
(14)

Za wartość W_i stanowiącą granicę między warstwą długą a krótką, przyjmuje się tzw. ambipolarną drogę dyfuzji

$$L_{\rm a} = \sqrt{D_{\rm a}\tau} \tag{15}$$

We wzorach (12) i (14) ujawnia się w pierwszym rzędzie bezpośrednia, liniowa zależność od temperatury. Stosunek ruchliwości $\mu_{\rm r}$ można uznać za stały, gdyż w przedziale 25...150 °C zmienia się (spada) zaledwie o 3%. Nie da się natomiast zaniedbać zmian stałej dyfuzji $D_{\rm a}$. Biorąc pod uwagę, że ruchliwość elektronów $\mu_{\rm n}$ jest proporcjonalna do $T^{-2,3}$ (patrz par. 2.2.a), ze wzoru (13) wynika, że stała dyfuzji jest w przybliżeniu proporcjonalna do $T^{-1,3}$. Ze wzrostem temperatury stała $D_{\rm a}$ maleje więc nieco silniej niż odwrotnie proporcjonalnie. Zgodnie ze wzorami (12) i (14), wzmacnia to rosnącą zależność napięcia od temperatury.

Z drugiej strony, czas życia τ zazwyczaj rośnie z temperaturą. Jest to wypadkowy efekt działania szeregu złożonych mechanizmów fizycznych. Dokładny przebieg tej zależności silnie zależy od rodzaju domieszek (pierwiastka chemicznego) i gęstości przewodzonego prądu (gdyż sam czas życia zależy od koncentracji nośników nadmiarowych). W związku z tym wpływ tego zjawiska na napięcie odkładane na warstwie nie może być określony w sposób uniwersalny. Nastąpić może kompensacja wpływu spadku ruchliwości – wówczas zależność napięcia od temperatury staje się bliższa liniowej. W niektórych przyrządach zależność $\tau(T)$ jest z kolei na tyle silna, że napięcie U_i spada z temperaturą; może to jednak niekiedy zachodzić tylko dla niskich gęstości prądu.

2.2.c. Kanał struktury MOS

Wśród sterowanych przyrządów półprzewodnikowych mocy największą popularnością cieszą się obecnie tranzystory sterowane polowo z izolowaną bramką. Na działanie tych przyrządów duży wpływ mają właściwości temperaturowe struktury MOS. W tym przypadku mamy do czynienia ze szczególnym przypadkiem obszaru półprzewodnikowego z przewodnictwem unipolarnym, który nazywamy kanałem. Jego rezystywność określona jest bowiem nie przez domieszkowanie warstwy podłożowej, w której powstaje, ale przez koncentrację nośników w obszarze inwersyjnym, tj. w którym nastąpiła zmiana typu nośników większościowych (względem domieszkowania warstwy podłożowej).

Jak wiadomo, w przyrządach z kanałem wzbogacanym – a takimi są w większości przyrządy mocy – obszar inwersyjny tworzy się na skutek oddziaływania pola elektrycznego wytwarzanego poprzez odizolowaną bramkę znajdującą się nad kanałem, a więc przez przyłożenie napięcia bramka-źródło $U_{\rm GS}$. Inwersja następuje dopiero po przekroczeniu pewnego napięcia progowego $U_{\rm GS}$ (th). Siła inwersji, a więc koncentracja nowych nośników większościowych, jest zaś rosnącą funkcją napięcia $U_{\rm GS}$.

Z analizy rozkładu rezystywności (lub przewodności) wzdłuż kanału [4] wynika, że prąd płynący przez kanał MOS w zakresie nasycenia wyrazić można wzorem

$$I_{\rm ch} = \frac{\mu_{\rm s} C_{\rm ox}}{2} \frac{W_{\rm ch}}{L_{\rm ch}} (U_{\rm GS} - U_{\rm GS(th)})^2$$
(16)

zaś w zakresie liniowym

$$I_{\rm ch} = \frac{\mu_{\rm s} C_{\rm ox}}{2} \frac{W_{\rm ch}}{L_{\rm ch}} \Big[2 \Big(U_{\rm GS} - U_{\rm GS(th)} \Big) U_{\rm DS} - U_{\rm DS}^2 \Big]$$
(17)

gdzie: $\mu_{\rm s}$ – ruchliwość nośników w kanale, $C_{\rm ox}$ – pojemność tlenku bramki na jednostkę powierzchni, $L_{\rm ch}$ i $W_{\rm ch}$ – długość i szerokość kanału, $U_{\rm DS}$ – napięcie dren-źródło.

Jak stwierdzono w par. 2.2.a, w wyniku wzrostu temperatury następuje zmniejszenie ruchliwości nośników, co skutkowałoby spadkiem prądu. Z drugiej jednak strony dochodzi także do zmniejszenia napięcia progowego, czego skutek byłby odwrotny. Współdziałanie tych dwóch mechanizmów prowadzi do wzrostu prądu (przy danym napięciu sterującym $U_{\rm GS}$) w zakresie mniejszych prądów (przewaga wpływu napięcia progowego) i spadku prądu w zakresie większych prądów (przewaga wpływu ruchliwości).

Ruchliwość w kanale ma nieco inną wartość i charakterystykę temperaturową niż ruchliwość tych samych nośników w obszarze słabo domieszkowanym o dużych wymiarach. Niemniej w uproszczeniu można uznać, że zmniejszenie ruchliwości nie zależy od konstrukcji przyrządu.

Wpływ zmniejszenia napięcia progowego może być natomiast bardzo różny – od słabego do bardzo silnego. Wynika to zarówno z silnej zależności charakterystyki $U_{GS(th)}(T)$ od konstrukcji przyrządu, jak i z faktu, że prąd I_{ch} nie zależy od napięcia progowego jako takiego, ale od nadwyżki napięcia sterującego U_{GS} ponad to napięcie. Zmniejszenie napięcia progowego z 3,5 do 3 V przy napięciu sterującym 4 V spowoduje oczywiście dużo silniejszy skutek niż zmniejszenie z 1,5 do 1 V przy napięciu sterującym 10 V. Nietrudno dostrzec, że wpływ mają tu również warunki sterowania.

Jak widać z powyższych rozważań, nie jest możliwe sformułowanie uniwersalnej zależności prądu kanału od temperatury. Będzie ona zdeterminowana przez konstrukcję (technologię) konkretnego przyrządu, a często może również zależeć od jego punktu pracy (wartości U_{GS} , I_{D} , U_{DS}).

2.3. Właściwości statyczne kompletnych przyrządów

2.3.a. Całkowity spadek napięcia na diodzie

Każdy przyrząd półprzewodnikowy mocy stanowi połączenie kilku obszarów o różnych właściwościach temperaturowych. Najprostszy przypadek stanowią diody, zarówno bipolarne PIN, jak i unipolarne Schottky'ego (SBD). Ich struktury można rozważać jako szeregowe połączenie złącza (odpowiednio PN lub metal-półprzewodnik – patrz podrozdz. 2.1) i warstwy słabo domieszkowanej (odpowiednio bipolarnej lub unipolarnej – patrz podrozdz. 2.2) [1]. Pozostałe elementy, jak elektrody, silnie domieszkowane emitery oraz złącze N^+N^- nie mają bowiem znaczącego wkładu w spadek napięcia na przyrządzie.

Jak wiadomo, charakterystyka prądowo-napięciowa samego złącza – zarówno PN opisywana zależnością (1), jak i Schottky'ego (5) – wykazuje bardzo niewielki prąd do pewnego napięcia progowego, a następnie szybki (wykładniczy) wzrost prądu (zob. rys. 6a). W uproszczeniu można uznać, że prąd jest zerowy do napięcia progowego (poziomy przebieg charakterystyki), a następnie rośnie nieskończenie szybko (pionowy przebieg charakterystyki), podczas gdy napięcie na złączu U_j pozostaje już niezmienne.

Z kolei warstwa słabo domieszkowana ma charakter rezystancyjny – spadek napięcia U_i na niej jest równy iloczynowi rezystancji i prądu (patrz również rys. 6a). Należy oczywiście pamiętać, że w przyrządach bipolarnych rezystancja w większym lub mniejszym stopniu (zależnie od konstrukcji przyrządu) maleje ze wzrostem natężenia prądu [2]; dla nich charakterystyka nie jest linią prostą – w miarę wzrostu prądu staje się bardziej stroma.

Napięcie na diodzie jest sumą składników U_i i U_i:

$$U_{\rm F} = U_{\rm i} + U_{\rm i} \tag{18}$$

Charakterystykę prądową tego napięcia można uzyskać graficznie przez złożenie charakterystyk z rys. 6a. Wynik przedstawia rys. 6b. Na rysunku zaznaczono również podstawowe parametry dwuodcinkowej aproksymacji charakterystyki statycznej stanu przewodzenia – rezystancję dynamiczną $r_{\rm F}$ (odwrotność nachylenia charakterystyki) i napięcie progowe $U_{\rm F(TO)}$ [5].



Rys. 6. Składniki spadku napięcia na diodzie w stanie przewodzenia U_F: a) napięcie na złączu U_j (linia ciągła) i na warstwie słabo domieszkowanej U_i (z zaniedbaniem możliwej zmiany rezystancji wraz z prądem, linia kropkowa); b) całkowite napięcie na diodzie jako suma charakterystyk prądowo-napięciowych złącza i warstwy słabo domieszkowanej

Jak można wywnioskować z tej konstrukcji geometrycznej, charakterystyka złącza ma wpływ praktycznie wyłącznie na napięcie progowe; jego wartość (zgodna z definicją) jest bliska napięciu na przewodzącym złączu. Z kolei rezystancja dynamiczna jest praktycznie równa nachyleniu charakterystyki warstwy słabo domieszkowanej, a więc rezystancji tego obszaru; charakterystyka złącza w tym zakresie prądów jest już prawie pionowa, a więc nie ma znaczącego wkładu w nachylenie.

W związku z powyższym można uznać, że parametr $U_{F(TO)}$ opisuje działanie złącza, zaś r_F – warstwy słabo domieszkowanej. Oczywiście, z definicji aproksymacji dwuodcinkowej wynika, że

$$U_{\rm F} = U_{\rm F(TO)} + r_{\rm F}I_{\rm F} \tag{19}$$

2.3.b. Tranzystory MOSFET

W przypadku tranzystorów MOSFET mocy nie wystarczy rozważenie wpływu temperatury na samą tylko strukturę MOS (patrz par. 2.2.c). Prąd kanału płynie bowiem dalej przez obszar słabo domieszkowany (patrz par. 2.2.a). Na obserwowanych na zewnątrz charakterystykach nie da się zaś wyjzolować wpływu kanału i wpływu warstwy słabo domieszkowanej.

Wypadkowo w większości tranzystorów MOSFET mocy (przynajmniej tych o konstrukcji pionowej – VDMOS) obserwuje się:



Rys. 7. Wpływ temperatury na charakterystyki statyczne tranzystora MOSFET mocy IRFB9N60A: a) charakterystyki wyjściowe przy temperaturze złącza $T_j = 25 \,^{\circ}C$; b) charakterystyki wyjściowe przy $T_j = 150 \,^{\circ}C$; c) rezystancja w stanie załączenia (zakres liniowy) przy $I_D = 9,2 \, A, U_{GS} = 10 \, V$; d) charakterystyka przejściowa przy $U_{DS} = 50 \, V$ (zakres nasycenia)

- w zakresie liniowym spadek prądu drenu I_D ze wzrostem temperatury przy stałym napięciu sterowania U_{GS} i napięciu dren-źródło U_{DS} (przewaga wpływu spadku ruchliwości) lub równoważnie – przy stałym prądzie I_D obserwujemy wzrost napięcia U_{DS};
- w zakresie nasycenia wzrost prądu I_D ze wzrostem temperatury przy stałych U_{GS} i U_{DS} (przewaga zmniejszenia napięcia progowego) w dość szerokim zakresie I_D (w porównaniu z prądem znamionowym), niemniej przy wyższych prądach może dochodzić do odwrócenia zależności.

Na rys. 7 zobrazowano wpływ temperatury na właściwości statyczne przykładowego pionowego tranzystora MOSFET mocy – IRFB9N60A. Porównując rys. 7a i 7b obserwujemy, że w zakresie liniowym (małe napięcia $U_{\rm DS}$, ukośny przebieg charakterystyk) następuje wzrost spadku napięcia $U_{\rm DS}$ na przyrządzie ze wzrostem temperatury – np. dla $I_{\rm D}$ = 1 A, z 0,6 V do 1,8 V. Uwidacznia się to również na charakterystyce rezystancji w stanie załączenia $R_{\rm DS(on)}$ pokazanej na rys. 7c: ze wzrostem temperatury rezystancja rośnie.



Rys. 8. Wpływ temperatury na charakterystyki statyczne tranzystora MOSFET mocy IRL520N: a) charakterystyki wyjściowe przy temperaturze złącza $T_j = 25$ °C; b) charakterystyki wyjściowe przy $T_j = 175$ °C; c) rezystancja w stanie załączenia (zakres liniowy) przy $I_D = 10 A$, $U_{GS} = 10 V$; d) charakterystyka przejściowa przy $U_{DS} = 50 V$ (zakres nasycenia)

Z kolei w zakresie nasycenia (duże napięcia $U_{\rm DS}$, poziomy przebieg charakterystyk) na rys. rys. 7a i 7b obserwujemy wzrost prądu $I_{\rm D}$ ze wzrostem temperatury w szerokim zakresie tego prądu – np. dla $U_{\rm GS}$ = 5,5 V i $U_{\rm DS}$ = 100 V, z 4 A do 7 A. Jednakże gałąź dla $U_{\rm GS}$ = 7 V osiąga praktycznie ten sam poziom 20 A, a wyższe gałęzie obniżają się. To z kolei widoczne jest na charakterystyce przejściowej pokazanej na rys. 7d: w punkcie $I_D = 20$ A, $U_{GS} = 7$ V następuje odwrócenie zależności i prąd spada wraz z temperaturą. Przy tym prąd znamionowy rozważanego tranzystora wynosi 9,2 A.

Rys. 8 pokazuje, że dla innych tranzystorów zależność odwrotna może z kolei dominować. Dla tranzystora IRL520N odwrócenie zależności następuje już dla I_D = 3 A (patrz rys. 8d). Jak widać na rys. 8a i 8b, praktycznie w całym użytecznym zakresie prądów, w zakresie nasycenia obserwujemy spadek prądu z temperaturą. Z kolei w zakresie liniowym dla bardzo małego napięcia sterującego U_{GS} (2,5 V) można zaobserwować wzrost prądu z temperaturą.

2.3.c. Tranzystory IGBT

Jeszcze bardziej skomplikowana jest zależność od temperatury charakterystyk tranzystorów IGBT. Będzie ona pochodną konstrukcji konkretnego tranzystora, w tym szczególnie wewnętrznego wzmocnienia prądowego α_{PNP} i czasu życia nośników τ . Może dochodzić zarówno do zwiększenia jak i zmniejszenia prądu kolektora I_C w zakresie aktywnym, oraz zarówno do zmniejszenia jak i zwiększenia napięcia kolektor-emiter U_{CE} w zakresie nasycenia. Podobnie jak w tranzystorze MOSFET, kierunek zależności może być dodatkowo zależny od warunków pracy (I_C , U_{GE}).

W największym uproszczeniu tranzystor IGBT można rozważać jako szeregowe połączenie kanału, warstwy słabo domieszkowanej o przewodnictwie bipolarnym oraz złącza PN (od strony kolektora IGBT). Napięcie na złączu PN zawsze spada z temperaturą (patrz par. 2.1.a), a więc równoważnie – przy stałym napięciu prąd rośnie. W przypadku kanału tranzystora IGBT, zwykle dominujący jest wpływ spadku ruchliwości, co oznacza wzrost napięcia lub równoważnie – spadek prądu.

Najsilniej od konstrukcji tranzystora IGBT zależy spadek napięcia na warstwie słabo domieszkowanej, opisywany zasadniczo zależnością (14). Jak uzasadniono w par. 2.2.b, największy wpływ na to napięcie (oprócz wpływu bezpośredniego przez czynnik kT/e) temperatura wywiera za pośrednictwem czasu życia nośników mniejszościowych τ .

W przypadku tranzystorów NPT-IGBT czas ten musi być długi (ze względu na konieczność zapewnienia niskiego spadku napięcia); nie może on więc już znacząco wzrosnąć w wyniku wzrostu temperatury, a tym samym napięcie U_i wynikające ze wzoru (14) rośnie (równoważnie – przy stałym napięciu prąd maleje). Odmienna sytuacja występuje w przypadku tranzystorów PT-IGBT, w których ze względu na krótką bazę, czas życia nośników może być krótki (dla zapewnienia szybkiego wyłączania). Ten krótki czas życia znacząco rośnie ze wzrostem temperatury (silniej niż proporcjonalnie), w wyniku czego napięcie U_i wynikające ze wzoru (14) maleje (równoważnie – przy stałym napięciu prąd rośnie).

Powyższy model tranzystora IGBT nie uwzględnia istnienia równoległej ścieżki prądowej przez strukturę PNP. Jej wzmocnienie prądowe α_{PNP} rośnie ze wzrostem temperatury na skutek wzrostu intensywności wstrzykiwania nośników z emitera (tranzystora PNP) oraz wzrostu czasu życia w bazie (warstwie słabo domieszkowanej). Jest to dodatkowy czynnik działający w kierunku zwiększenia prądu $I_{\rm C}$ przy stałym $U_{\rm CE}$ lub równoważnie – zmniejszenia napięcia $U_{\rm CE}$ przy stałym prądzie $I_{\rm C}$.

Wypadkowy wpływ powyższych mechanizmów jest z reguły następujący:

- w tranzystorach NPT-IGBT w szerokim zakresie prądów obserwuje się spadek prądu I_C z temperaturą przy stałym napięciu U_{CE} – jest to korzystne pod względem stabilności cieplnej (niebezpieczeństwa przebicia cieplnego) i możliwości łączenia równoległego;
- w tranzystorach PT-IGBT w szerokim zakresie prądów obserwuje się wzrost prądu $I_{\rm C}$ z temperaturą przy stałym napięciu $U_{\rm CE}$ jest to korzystne pod względem mocy strat statycznych (zmniejszenie napięcia $U_{\rm CE}$ przy stałym prądzie $I_{\rm C}$), ale niekorzystne pod względami wymienionymi wyżej.

Producenci przyrządów dążą z reguły do opracowania takich konstrukcji, dla których wpływy wszystkich mechanizmów występujących w tranzystorze IGBT w jak największym stopniu się równoważą. Z tego powodu wpływ temperatury na charakterystyki seryjnie produkowanych tranzystorów IGBT jest z reguły słabszy niż w przypadku tranzystorów MOSFET.

Przykładowo na rys. 9 przedstawiono charakterystyki statyczne tranzystora PT-IGBT IRG4BC20U. Na rys. 9a widać, że wpływ temperatury na spadek napięcia U_{CE} na tym tranzystorze jest dużo mniejszy, niż na napięcie U_{DS} w tranzystorach MOSFET (par. 2.3.b) – np. dla prądu I_C = 1 A następuje

B 2 + 19

w szerokim zakresie prądów napięcie spada z temperaturą (a więc dla stałego U_{CE} prąd I_C rośnie) – odwrotnie niż w przypadku tranzystorów MOSFET. Niemniej powyżej 5 A dochodzi do odwrócenia kierunku tej zależności (prąd znamionowy rozważanego tranzystora to 13 A). Podobnie tranzystor ten zachowuje się w zakresie aktywnym (rys. 9b), chociaż odwrócenie zależność następuje tam dla wyższego prądu ok. 25 A (jak jednak wiadomo, tranzystory IGBT bardzo rzadko wykorzystywane są w zakresie aktywnym).



Rys. 9. Wpływ temperatury na charakterystyki statyczne tranzystora PT-IGBT IRG4BC20U: a) charakterystyka wyjściowa dla U_{GE} = 15 V (zakres nasycenia); b) charakterystyka przejściowa dla U_{CE} = 10 V (zakres aktywny)

Na rys. 10 zamieszczone zostały z kolei analogiczne charakterystyki dla typowego tranzystora NPT-IGBT. Jak widać, w zakresie nasycenia obserwowana jest dużo silniejsza i rosnąca zależność spadku napięcia od temperatury - np. dla prądu 1 A zmienia się on z ok. 2,5 A do 3,7 A (a więc przy stałym napięciu U_{CE} prąd I_C maleje). Z kolei w zakresie aktywnym wpływ temperatury jest podobny jak dla tranzystora PT-IGBT z rys. 9; do odwrócenia zależności dochodzi w pobliżu prądu znamionowego, który wynosi 5,3 A.



Rys. 10. Wpływ temperatury na charakterystyki statyczne tranzystora NPT-IGBT HGTD1N120BN: a) charakterystyka wyjściowa dla U_{GE} = 15 V (zakres nasycenia); b) charakterystyka przejściowa dla U_{CE} = 20 V (zakres aktywny)

2.4. Właściwości dynamiczne

Właściwości dynamiczne nie stanowią przedmiotu niniejszego ćwiczenia. W związku z tym ograniczymy się do podania najbardziej podstawowych wniosków.

W przypadku przyrządów unipolarnych, czasy przełączania są w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalne do prędkości nasycenia nośników v_{sat} w warstwie słabo domieszkowanej [4]. Jak wskazano w par. 2.2.a, prędkość ta spada ze wzrostem temperatury, a więc czasy przełączania rosną, a zależność ta jest w przybliżeniu liniowa lub pierwiastkowa w zależności od typu materiału półprzewodnikowego.

W przypadku przyrządów bipolarnych, czasy przełączania (a przynajmniej bardziej krytyczny czas wyłączania) mogą być w uproszczeniu rozważane jako proporcjonalne do czasu życia nośników τ . Jak wskazano w par. 2.2.b, zwykle rośnie on z temperaturą; w związku z tym rosną również czasy przełączania. Ponieważ nie da się podać uniwersalnej zależności $\tau(T)$, wpływ temperatury na przełączanie konkretnego przyrządu silnie zależy od jego technologii, jak również od natężenia przełączanego prądu.

Szczególnie wyraźny jest wpływ parametrów technologicznych przyrządu w przypadku tranzystorów IGBT. Jak opisano w par. 2.3.c, wpływ temperatury na czas życia nośników jest niewielki w przypadku przyrządów powolnych (ogólnie rzecz ujmując – o długim czasie życia). Z kolei w przypadku przyrządów szybkich czas życia jest krótki, ale znacząco rośnie z temperaturą. Rośnie więc również czas wyłączania i energia wydzielana podczas tego procesu, co pokazuje rys. 11a. Jest to zjawisko niekorzystne, gdyż oznacza intensywniejsze nagrzewanie przyrządu wskutek dynamicznych strat mocy w wyższych temperaturach (patrz rys. 11b).



Rys. 11. Wpływ temperatury na właściwości dynamiczne tranzystora NPT-IGBT HGTD1N120BN: a) czas opadania; b) energia wydzielana podczas wyłączania

W niektórych przyrządach bipolarnych (diody PIN, tranzystory BJT, tyrystory) istotnym parametrem jest nie tylko czas wyłączania, ale również ładunek przejściowy, który musi zostać usunięty z warstwy słabo domieszkowanej, aby przyrząd mógł przejść w stan blokowania. Ładunek ten jest w przybliżeniu proporcjonalny do kwadratu czasu życia nośników mniejszościowych. W związku z tym wykazuje on zależność od temperatury w tym samym kierunku, co czas wyłączania, jednak jest to zależność silniejsza.

Doświadczenie

3. Pomiary

3.1. Badane elementy i układ pomiarowy

Badaniu poddawane są diody wymienione w tab. 1, o identycznych parametrach znamionowych. Są one przymocowane na stałe do metalowej płyty o dobrej przewodności cieplnej.

Na tej samej płycie znajdują się dwa równolegle połączone oporniki mocy o rezystancji 47 Ω każdy. Przepuszczenie prądu przez oporniki spowoduje wydzielanie w nich mocy, a w konsekwencji – podgrzanie obudów. Poprzez płytę temperatura zostanie przeniesiona na obudowy badanych diod, dzięki czemu możliwy jest pomiar ich charakterystyk w różnych temperaturach.

Pomiaru temperatury dokonuje się za pomocą multimetru z dotykową sondą temperaturową. Sposób podłączania sondy i konfiguracja miernika zostały opisane w dalszym ciągu instrukcji.

Zasadniczym elementem sondy jest <u>termopara</u> znajdująca się <u>na samym jej końcu, nie w innym jej miejscu</u>. Wyłącznie <u>kontakt samej termopary z obiektem badanym</u> umożliwia pomiar jego temperatury. Inne części sondy (<u>w tym druciki</u> w każdym innym miejscu niż termopara, tj. sam styk dwóch drucików na końcu sondy) nie powinny stykać się z obiektem, a powinny pozostawać w temperaturze pokojowej!

| | | Znamionowy prąd | Znamionowe |
|-----------|----------------|---------------------------------------|------------|
| Symbol | Rodzaj diody | średni | napięcie |
| | | $(T_{\rm c} = 100 \ ^{\circ}{\rm C})$ | szczytowe |
| FES8BT | bipolarna PIN | 8,0 A | 100 V |
| | (tradycyjna) | | |
| STPS8H100 | unipolarna SBD | 8,0 A | 100 V |
| | (Schottky'ego) | | |

Tab. 1. Diody badane w ćwiczeniu i ich podstawowe parametry znamionowe

Multimetr jest w stanie zmierzyć wyłącznie temperaturę obudowy (wbudowanego radiatora) przyrządu T_c . Jednakże diody nie będą zasilane prądem stałym, a jedynie krótkimi impulsami. Między obudową a strukturą półprzewodnikową występuje pewna pojemność cieplna, która sprawia, że przy krótkotrwałych impulsach mocy wydzielanej w diodzie, temperatura obudowy T_c i temperatura

struktury półprzewodnikowej (temperatura złącza) T_j pozostają równe. W związku z tym temperaturę mierzoną multimetrem można uznać za równą temperaturze złącza T_j .

Oporniki będą zasilane z zasilacza stałoprądowego. Maksymalna moc oporników wynosi 30 W przy temperaturze radiatora 115 °C, co odpowiada najgorszym warunkom, jakie mogą wystąpić w toku ćwiczenia.

Jak łatwo obliczyć, <u>prąd zasilający równoległe połączenie oporników nie powinien nigdy</u> <u>przekroczyć 1,6 A</u> (0,8 A na każdy z oporników). Przekroczenie tej wartości może spowodować rozerwanie elementu – wyrzucenie właściwego opornika z metalowego radiatora!

Do zasilenia elementów badanych i wyświetlenia ich charakterystyk statycznych służy charakterograf przyrządów półprzewodnikowych mocy. Jego zasadę działania opisano w instrukcji [3], natomiast skrócony opis jego funkcji zawiera dodatkowa instrukcja dostępna na stanowisku.

Badane elementy włącza się w obwód pomiarowy charakterografu za pośrednictwem wyprowadzonej na zewnątrz pokrywy ochronnej, z jej lewej strony, pary przewodów. Na ich końcu znajduje się podwójna listwa zaciskowa, którą mocuje się za pomocą śrub do wyprowadzeń (nóżek) elementu badanego. Przewód koloru <u>fioletowego</u> powinien być podłączony do <u>katody</u>, natomiast pomarańczowego – do anody diody. Układ wyprowadzeń każdej diody jest pokazany na rysunku w jej karcie katalogowej.

Podczas wykonywania ćwiczenia metalowa płyta, do której zamocowane są badane elementy, zostanie nagrzana do temperatury powyżej 100 °C. W związku z tym <u>nie należy jej dotykać</u>, gdyż grozi to oparzeniem! Szczególną ostrożność należy zachować podczas przełączania listwy zaciskowej między badanymi diodami. Układ z diodami należy wówczas przytrzymywać za zieloną podstawę.

Rejestracji charakterystyk dokonuje się za pomocą aparatu fotograficznego. Odpowiedni sposób postępowania został również opisany w instrukcji [3].

3.2. Konfiguracja układu pomiarowego

Charakterograf

Uwaga! Poniższe punkty należy wykonać przed przystąpieniem do jakichkolwiek pomiarów! W przeciwnym razie grozi zniszczenie badanych elementów i uszkodzenie charakterografu.

- 1. Wtyki pary przewodów wyprowadzonej z lewej strony pokrywy ochronnej charakterografu włączyć w odpowiednie gniazda w <u>lewej połowie obszaru gniazd elektrod</u>:
 - wtyk niebieski w gniazdo E w kolumnie zawierającej 3 gniazda;
 - wtyk czerwony w gniazdo C w kolumnie zawierającej 3 gniazda.
- 2. Przygotować charakterograf do pracy zgodnie z instrukcjami podanymi w instrukcji obsługi charakterografu (ramka "Przygotowanie charakterografu do pracy").
- 3. Ustawić dodatnią polaryzację kolektora: *Polarity* [*A*4] ustawić na +. Następnie skalibrować położenie plamki na ekranie charakterografu:
 - a) wcisnąć Zero [C6];
 - b) jeżeli plamka nie znajduje się dokładnie w lewym dolnym rogu podziałki (nie licząc linii przerywanych), należy nie puszczając przycisku Zero wyregulować jej położenie jasnoszarymi pokrętłami ↓ Position [C2] i ↔ Position [C3];
 - c) wcisnąć *Cal* [*C6*] i sprawdzić, czy plamka przesunęła się o 10 działek w prawo i 10 działek w górę.

Płyta podgrzewająca

- 4. Wszystkie pokrętła <u>wyłączonego</u> zasilacza sprowadzić do minimum (skrajne położenie przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara). Za pomocą przycisków pośrodku panelu przedniego, zasilacz ustawić w tryb niezależnej pracy sekcji (*Independent*).
- 5. Zestaw równolegle połączonych oporników przytwierdzonych do płyty z badanymi diodami podłączyć za pośrednictwem przylutowanych do nich przewodów do jednej sekcji <u>regulowanej</u> zasilacza.

Przewody należy prowadzić tak, by nie dotykały do płyty grzewczej! W przeciwnym razie grozi stopienie izolacji i zwarcie w układzie pomiarowym, które może uszkodzić zarówno badane przyrządy, jak i charakterograf!

- 6. Jeżeli zasilacz posiada tylko jeden wyświetlacz dla każdej z sekcji, za pomocą przełącznika pod wyświetlaczem przełączyć go w tryb amperomierza (*Amps*).
- 7. Włączyć zasilacz. Pokrętło ograniczenia prądowego (*Current*) sekcji zasilającej oporniki ustawić mniej więcej w połowie zakresu regulacji. Nie zmieniać nastawy pokrętła nastawy napięcia (*Voltage*); amperomierz zasilacza powinien wskazywać stale zero.

Multimetr

8. Włączyć żółtą sondę temperaturową w odpowiednie gniazdo multimetru.

Wtyku sondy nie należy włączać w gniazdo multimetru na siłę, gdyż spowoduje to wyłamanie blokady wymuszającej odpowiednią orientację wtyku. Prawidłowe jest włączenie wtyku szerszym bolcem (oznaczenie "-" na wtyku) do dołu (oznaczenie "-" obok gniazda), węższym (K) do góry (+).

- 9. Przestawić multimetr w tryb pomiaru temperatury (*TEMP*).
- 10. Włączyć multimetr.

Przed wykonaniem kolejnych punktów połączenia i ustawienia musi bezwzględnie skontrolować prowadzący!

3.3. Charakterystyki statyczne stanu przewodzenia

Temperatura pokojowa

- 1. Na charakterografie:
 - a) włączyć zwykły tryb kreślenia charakterystyk: *Mode [A5] = Norm*;
 - b) ustawić:
 - skalę osi prądu głównego (Y) na 200 mA/dz: Vertical Current/Div [C1] = <u>Collector</u> 200 mA,
 - skalę osi napięcia głównego (X) na 100 mV/dz : Horizontal Volts/Div [A7] = <u>Collector</u> .1,
 - maksymalną moc na 10 W: Max Peak Power [A1] = 10;
 - c) upewnić się, że:
 - pokrętło *Variable Collector Supply* [A3] jest skręcone do zera,
 - przełącznik Left-Off-Right [D2] znajduje się w pozycji Off.
- 2. Zlokalizować na płycie pierwszą diodę podaną w tab. 1. Korzystając z karty katalogowej, ustalić lokalizację jej końcówek (K, A). Listwę zaciskową przyłączyć do wyprowadzeń <u>zgodnie z opisem w par. 3.1</u>.
- 3. Postępując w sposób opisany w par. 3.1, zmierzyć i zapisać temperaturę obudowy diody T_c .
- 4. Zasilić badany element:
 - a) włączyć zasilanie elementu badanego *Left-Off-Right* [D2] w pozycję *Left*;
 - b) pokrętłem *Variable Collector Supply [A3]* nieco zwiększyć amplitudę napięcia zasilania diody tak, aby na ekranie wyświetlony został odcinek charakterystyki statycznej od zera do napięcia progowego (okolicy, w której charakterystyka zaczyna zakrzywiać się do góry);

Jeżeli obserwowane krzywe są podwójne o charakterze pętli (zamiast pojedynczych linii), może to być spowodowane niejednoznacznym położeniem przycisku *Display Invert* [*C5*] – nieznaczne wciśnięcie i puszczenie tego przycisku powinno ustawić go w pozycji w pełni wyciśniętej i przywrócić właściwy przebieg krzywych. W dalszym ciągu ćwiczenia może być konieczne powtórzenie tej czynności.

Jeżeli obserwowana jest charakterystyka o innym kształcie niż charakterystyka statyczna diody, należy odłączyć zasilanie elementu badanego przez przełączenie *Left-Off-Right [D2]* w pozycję *Off* i poprosić prowadzącego o ponowne sprawdzenie układu pomiarowego.

- c) wyłączyć zasilanie elementu badanego *Left-Off-Right* [D2] w pozycję Off.
- 5. Uzyskać optymalny obraz pełnej charakterystyki w zakresie 0...2 A:
 - a) pokrętłem *Variable Collector Supply [A3]* zwiększyć amplitudę napięcia zasilania diody (przy wyłączonym zasilaniu elementu badanego *Left-Off-Right [D2]* w pozycji *Off*);
 - b) <u>na krótko (0,5...1 s)</u> przełączyć *Left-Off-Right [D2]* w pozycję *Left* i stwierdzić, czy górny kraniec wyświetlanej charakterystyki wypada na poziomie nieco powyżej 2 A, a więc <u>nieco</u> powyżej górnego krańca podziałki (10 dz) w przeciwnym razie pokrętłem *Variable Collector Supply [A3]* odpowiednio zwiększyć lub zmniejszyć amplitudę napięcia zasilania diody powtarzać niniejszy podpunkt aż do uzyskania pożądanego obrazu.
- 6. Zarejestrować obraz charakterystyki zgodnie z poniższą procedurą, która zapewnia, że dioda nie zostanie znacząco podgrzana w wyniku zbyt długiego czasu wyświetlania charakterystyki:
 - a) przygotować się do zdjęcia włączając samowyzwalacz [3];

Zdjęcia należy zawsze wykonywać w taki sposób, aby objąć nie tylko ekran, ale również ustawienia wyświetlane po jego prawej stronie.

Czytelność zdjęć będzie tym wyższa, im bliżej ekranu zostanie ustawiony aparat.

- b) wcisnąć spust aparatu, nie włączając na razie zasilania elementu badanego, obserwując zaś odliczanie na ekranie aparatu, dopiero ...
- c) … kiedy na ekranie aparatu wyświetlona zostanie cyfra 1, włączyć zasilanie elementu badanego przełącznik *Left-Off-Right* [D2] w pozycję *Left* …
- d) ... i zaraz po odgłosie migawki przełączyć z powrotem w pozycję Off.
- e) sprawdzić jakość wykonanego zdjęcia:
 - czy krzywe nie są nadmiernie rozmyte w razie potrzeby powtórzyć zdjęcie dbając o stabilność aparatu i czekając na ustawienie się ostrości;
 - czy widoczne są nastawy na wyświetlaczach z prawej strony ekranu w razie potrzeby ponownie wykadrować i powtórzyć zdjęcie;
 - czy widoczna jest podziałka ekranu w razie potrzeby wyregulować oświetlenie skali pokrętłem *Graticule Illum* (lewy górny róg grupy A) i powtórzyć zdjęcie.
- 7. Powtórzyć pkt. 2, 5.b) (w razie potrzeby) i 6 dla drugiej diody.

Wyższe temperatury

- 8. Upewnić się, że żadne przewody, w szczególności zasilające oporniki na płycie grzewczej, nie dotykają tej płyty.
- 9. Obserwując wskazanie amperomierza zasilacza i zwracając uwagę na <u>nieprzekraczanie wartości</u> podanej w par. 3.1, pokrętłem *Voltage* zwiększyć napięcie zasilania oporników na płycie z diodami. Prąd zasilający oporniki należy dobrać tak, by uzyskać temperaturę obudowy badanych diod o ok. 20 °C wyższą od poprzedniej. Upewnić się, że temperatura ustabilizowała się; warunek ten można uznać za spełniony, jeżeli w ciągu 30 s wskazanie multimetru nie będzie monotonicznie rosnąć ani spadać, a co najwyżej wykazywać losowe wahania o ±1...2 °C.

Dla przyspieszenia pomiarów można początkowo ustawić prąd na poziomie wyższym niż potrzebny do uzyskania danej temperatury (ok. 1 A dla temperatur bliższych pokojowej, ok. 1,5 A dla temperatur bliższych 100 °C), zaś w miarę zbliżania się temperatury do pożądanej, odpowiednio zmniejszać jego wartość.

- 10. Zapisać temperaturę diod $T_{\rm c}$.
- 11. Powtórzyć pkt. 5.b) (w razie potrzeby) i 6 dla obecnie podłączonej diody.
- 12. <u>Zachowując ostrożność</u> zgodnie z opisem w par. 3.1, przyłączyć listwę zaciskową do wyprowadzeń drugiej z diod.
- 13. Powtórzyć pkt. 5.b) (w razie potrzeby) i 6.
- 14. Powtarzać pkt. 9–13 do temperatury T_c z zakresu 95...115 °C.

Zakończenie pomiarów

- 15. Nastawę pokrętła *Variable Collector Supply* [*A3*] sprowadzić do zera maksymalnie przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara.
- 16. <u>Jeżeli</u> pomiar charakterystyk stanu zaworowego będzie pominięty, należy obecnie wykonać czynności opisane w <u>par. 3.4</u>:
 - pkt. 3.4/13–15,
 - pkt. 3.4/18.c)-21.

3.4. Charakterystyki statyczne stanu zaworowego

Konfiguracja charakterografu

- 1. Na charakterografie:
 - a) upewnić się, że pokrętło *Variable Collector Supply [A3]* jest skręcone do zera (skrajne położenie przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara), a przełącznik *Left-Off-Right [D2]* znajduje się w pozycji *Off*;
 - b) włączyć tryb pomiaru prądu upływu: *Mode* [A5] = Leakage;
 - c) wybrać ujemną polaryzację obwodu głównego: *Polarity* [A4] = -;

W tym trybie punkt (0; 0) znajduje się w prawym górnym rogu ekranu, natomiast lewy dolny punkt ekranu ma współrzędne (–10; –10) działek. W dalszym ciągu instrukcji znak "–" będzie zwykle pomijany.

- d) ustawić maksymalne napięcie zasilania obwodu głównego 350 V Max Peak Volts [A1].
- 2. Ustawić:
 - skalę prądu upływu (Y) 100 μA/div: Vertical Current/Div [C1] = <u>Emitter</u>,
 - skalę napięcia głównego (X) 20 V/div: Horizontal Volts/Div [C7] = <u>Collector</u> 20.

Przed wykonaniem pkt. 4 i następnych, ustawienia musi bezwzględnie skontrolować prowadzący! W tym czasie należy wykonać pkt 3.

3. Skontrolować temperaturę obudowy diod, która powinna nadal być stabilna. Jeżeli przekracza ona 115 °C, płytę należy schłodzić zmniejszając prąd zasilania oporników na zasilaczu.

Wykonanie pomiarów w wysokiej temperaturze

4. Załączyć zasilanie elementu badanego – Left-Off-Right [D2] przełączyć w pozycję Left.

Od tej pory nie należy dotykać badanych diod ani zielonej listwy zaciskowej i ich wyprowadzeń! W razie pomyłki w obsłudze charakterografu grozi to porażeniem niebezpiecznym napięciem stałym!

Obudowy diod – a poprzez nie również płyta i obudowy oporników – są uziemione przez charakterograf. Jednak ich również nie należy dotykać ze względu na zawsze istniejące ryzyko awarii!

- 5. Ustawić optymalną skalę prądu:
 - a) pokrętłem *Variable Collector Supply* [*A3*] <u>powoli</u> przesunąć punkt pomiarowy do napięcia 20 V (1 div);
 - b) ustawić skalę prądu tak, by punkt pomiarowy miał w przybliżeniu współrzędne (-1 div; -1 div)
 przestawić *Vertical Current/Div [C1]* na skali <u>Emitter</u>, jednak do nastawy nie mniejszej niż 1 μA/div;
 - c) jeżeli nastawa Vertical Current/Div [C1] wynosi już 1 μA/div, a współrzędna Y punktu pomiarowego nie wynosi nawet 0,1 div (punkt leży na górnej linii podziałki), należy pokrętłem Variable Collector Supply [A3] powoli przesunąć punkt pomiarowy do takiego napięcia, by współrzędna Y punktu pomiarowego wyniosła 0,1 div.
- 6. Zmierzyć i zapisać temperaturę obudowy badanej diody $T_{\rm c}$.
- 7. Zapisać współrzędne punktu pomiarowego:
 - współrzędną X w działkach,
 - współrzędną Y w działkach,

- skalę osi prądu k_Y (wskazanie w polu *Per Vert Div* na wyświetlaczu z prawej strony podziałki),
- skalę osi napięcia k_X (wskazanie *Per Horiz Div*).

Kolejny punkt należy przeczytać w całości przed przystąpieniem do jego wykonywania.

- 8. Pokrętłem *Variable Collector Supply [A3]* <u>powoli</u> przesuwać punkt pomiarowy o 1 div, za każdym razem powtarzając pkt 7, aż do momentu, gdy spełniony zostanie jeden z poniższych warunków:
 - a) punkt płynnie dojdzie do 10 div na osi prądu (Y) należy wówczas zwiększyć nastawę skali *Vertical Current/Div [C1]* o 3 pozycje (a więc mnożąc dotychczasową nastawę przez 10), jednak nie dalej niż do 1 mA/div, i kontynuować pomiary jak dotychczas;
 - b) punkt nagle wyjdzie poza ekran (zwykle zamieniając się w pionową linię), co świadczy o przejściu diody w stan przebicia należy wówczas zwiększyć nastawę skali *Vertical Current/Div [C1]* do 1 mA/div i dokonać ostatniego pomiaru (pkt 7) w punkcie (około) 10 div na osi prądu (Y);
 - c) pokrętło *Variable Collector Supply* [A3] osiągnie maksymalną nastawę należy wówczas dokonać ostatniego pomiaru (pkt 7).
- 9. Nastawę pokrętła *Variable Collector Supply [A3]* sprowadzić do zera maksymalnie przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara. <u>Zaczekać</u> na rozładowanie wewnętrznych kondensatorów charakterografu, o czym świadczyć będzie powrót punktu pomiarowego do współrzędnych (0; 0).
- 10. Koniecznie wyłączyć zasilanie elementu badanego Left-Off-Right [D2] przełączyć w pozycję Off.
- 11. <u>Zachowując ostrożność</u> zgodnie z opisem w par. 3.1, przyłączyć listwę zaciskową do wyprowadzeń drugiej z diod.
- 12. Powtórzyć pkt. 2–10.

Pomiary w temperaturze pokojowej

13. Na zasilaczu napięcie zasilające oporniki na płycie z diodami sprowadzić do zera.

Oporników ani metalowej płyty nie należy dotykać aż do ich ostygnięcia!

- 14. Wyłączyć zasilacz oporników. Odłączyć oporniki od zasilacza zwracając uwagę na to, by przewody zasilające nadal nie dotykały płyty ani znajdujących się na niej elementów.
- 15. Przegrać z aparatu fotograficznego na konto zespołu oscylogramy zarejestrowane w par. 3.3.
- 16. Zaczekać na ostygnięcie obudów diod do temperatury nie mniejszej niż 35 °C.
- 17. Powtórzyć pkt. 2–12 (pomiary dla obu diod), z tym, że w pkt. 3 temperatura może nieco spadać, powinna jednak spełniać warunek podany w pkt. 14.

Zakończenie pomiarów

- 18. Na charakterografie:
 - a) upewnić się, że pokrętło *Variable Collector Supply [A3]* jest skręcone do zera (skrajne położenie przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara), a przełącznik *Left-Off-Right [D2]* znajduje się w pozycji *Off*;
 - b) przywrócić:
 - zwykły tryb pomiaru: Mode [A5] = Normal,
 - dodatnią polaryzację obwodu głównego: Polarity [A4] = +,
 - maksymalne napięcie zasilania obwodu głównego 15 V Max Peak Volts [A1];
 - c) ograniczenie mocy przestawić na 0,1 W Max Peak Power [A1].
- 19. Odłączyć listwę zaciskową od diody.
- 20. Pod pokrywą ochronną charakterografu, czerwony wtyk przełączyć w dolne gniazdo znajdujące się na prawo od gniazda E (w które włączony jest wtyk niebieski).

21. Wyłączyć charakterograf – przełącznik Power [A2] w pozycję Off.

Wyniki

4. Opracowanie i analiza wyników

4.1. Charakterystyki stanu przewodzenia

- 1. Z każdego z oscylogramów zarejestrowanych w par. 3.3 dla pierwszej diody odczytać:
 - napięcie w stanie przewodzenia U_{F1} dla prądu $I_{F1} = 1$ A,
 - napięcie w stanie przewodzenia U_{F2} dla prądu I_{F2} = 2 A.

Wyniki zebrać w tabeli 1, w której pierwszej kolumnie należy umieścić wartości temperatury diody T_j odpowiadające poszczególnym przypadkom (zgodnie z par. 3.1, należy uznać $T_j \approx T_c$ – zanotowane wartości zmierzone multimetrem).

- 2. Powtórzyć pkt 1 dla drugiej diody, wyniki umieszczając w tabeli 2.
- 3. Dla każdej z diod i każdej temperatury T_j , na podstawie wyników z tabel 1 i 2, obliczyć napięcie progowe $U_{\rm F(TO)}$ [5] (por. rys. 6b) ze wzoru

$$U_{\rm F(TO)} = U_{\rm F1} - I_{\rm F1} \frac{U_{\rm F2} - U_{\rm F1}}{I_{\rm F2} - I_{\rm F1}}$$
(20)

Wyniki dodać odpowiednio do tabel 1 i 2.

W celu uniknięcia znaczącego podgrzewania diod podczas pomiarów, ich charakterystyki statyczne nie były mierzone w zakresie $(0,5...1,5) \cdot I_{F(av)max}$, jak tego wymagają definicje obliczanych parametrów. Uprawnione jest jednak założenie, że rezystancja dynamiczna diody pozostaje niezmienna w szerokim zakresie prądów, a wobec tego wybór prądów I_{F1} i I_{F2} nie ma znaczącego wpływu na wyniki.

- 4. Wykreślić w funkcji temperatury (2 diody na każdym wykresie):
 - spadek napięcia dla prądu I_{F2} = 2 A, U_{F2},
 - napięcie progowe U_{F(TO)}.
- 5. Na podstawie charakterystyk $U_{F2}(T)$ i $U_{F(TO)}(T)$, wyznaczyć rezystancję dynamiczną r_F badanych diod:

Ze względu na fakt, że zmiana $r_{\rm F}$ jest niewielka w stosunku do samej wartości tego parametru (rzędu 20% w dostępnym zakresie temperatur), zmiana tego parametru z temperaturą nie mogłaby zostać wiarygodnie oceniona w przypadku korzystania z definicji $r_{\rm F} = \Delta U/\Delta I$. Dlatego parametr ten zostanie wyznaczony pośrednio, na podstawie różnicy między zmianą napięcia progowego $U_{\rm F(TO)}$ a zmianą całkowitego napięcia na diodzie $U_{\rm F2}$. Dla uproszczenia przyjmiemy empirycznie uzasadnione założenie o liniowym przebiegu zależności $U_{\rm F2}(T)$ i $U_{\rm F(TO)}(T)$.

- a) aproksymować charakterystyki $U_{F2}(T)$ i $U_{F(TO)}(T)$ liniami prostymi na każdym z wykresów wyświetlić liniowe krzywe regresji (linie trendu) wraz z ich równaniami;
- b) z wyświetlonych równań spisać parametry aproksymacji *a*, *b* i *c*, *d*:

$$U_{\rm F(TO)}(T) = aT + b \tag{21}$$

$$U_{\rm F2}(T) = cT + d \tag{22}$$

c) obliczyć parametry liniowej aproksymacji rezystancji dynamicznej $r_{\rm F}$

$$r_{\rm F}(T) = gT + h \tag{23}$$

wychodząc ze wzoru (19) i podstawiając (21), (22) i (23) oraz $I_{\rm F} = I_{\rm F2}$:

$$cT + d = aT + b + I_{F2}(gT + h)$$
 (24)

a następnie przyrównując osobno współczynniki przyTi wyrazy wolne po obu stronach, skąd otrzymuje się

$$g = \frac{c-a}{I_{\rm F2}} \tag{25}$$

$$h = \frac{d-b}{I_{\rm F2}} \tag{26}$$

- d) dla każdej temperatury obliczyć aproksymowaną rezystancję dynamiczną ze wzoru (23);
- e) wykreślić uzyskaną rezystancję dynamiczną $r_{\rm F}$ w funkcji temperatury (2 diody na jednym wykresie).
- 6. Porównać diodę Schottky'ego (SBD) z diodą PIN:
 - a) spadek napięcia na której z nich (dla prądu $I_{F2} = 2 A$) jest większy? czy relacja ta zmienia się z temperaturą?
 - b) jaki jest wpływ temperatury na napięcie progowe $U_{F(TO)}$ każdej z diod?
 - c) jaki jest wpływ temperatury na rezystancję dynamiczną $r_{\rm F}$ każdej z diod?
 - d) uzasadnić obserwacje z ppkt. b)–c) w oparciu o wiadomości teoretyczne (patrz podrozdz. 2.1 i 2.2), przyjmując, że parametry $U_{F(TO)}$ i r_F są powiązane z elementami struktury diody w sposób przedstawiony w par. 2.3.a;
 - e) ile w przybliżeniu wynosi w temperaturze pokojowej spadek napięcia na złączu półprzewodnikowym zbadanej diody PIN, a ile na złączu metal-półprzewodnik diody SBD?
 - f) na podstawie wykresów $U_{\rm F(TO)}$ i $r_{\rm F}$ oraz zarejestrowanych oscylogramów stwierdzić, czy obserwowana zmiana spadku napięcia $U_{\rm F}$ wynika głównie z wpływu temperatury na złącze, czy na warstwę słabo domieszkowaną.
- 7. Czy obserwacje poczynione w pkt. 6 są zgodne z charakterystykami zamieszczonymi w kartach katalogowych badanych diod?

4.2. Charakterystyki stanu zaworowego

- 1. Wyniki zapisane w par. 3.4, dla obu diod i obu temperatur zebrać w tabelach. Dla każdego punktu pomiarowego obliczyć i dodać do tabel:
 - napięcie wsteczne U_R jako iloczyn współrzędnej w działkach i współczynnika skali:

$$U_{\rm R} = X \cdot k_X \tag{27}$$

 względne napięcie wsteczne U_{R(r)} odniesione do napięcia znamionowego danej diody U_{RRM}, wyrażone w procentach:

$$U_{\rm R(r)} = \frac{U_{\rm R}}{U_{\rm RRM}} \tag{28}$$

prąd wsteczny *I*_R jako

$$I_{\rm R} = Y \cdot k_Y \tag{29}$$

- 2. Na podstawie wyników zawartych w tabelach, wykreślić prąd wsteczny $I_{\rm R}$ w funkcji względnego napięcia wstecznego $U_{\rm R(r)}$, sporządzając dwa wykresy po jednym dla każdej diody, na każdym dwie temperatury, których wartości należy umieścić w legendzie.
- 3. Z tabel lub z wykresów (w razie potrzeby dokonując ekstrapolacji charakterystyki) odczytać dla każdej z diod i dla każdej temperatury:
 - a) nominalny prąd upływu $I_{\rm R}(U_{\rm RRM})$, tj. wartość osiąganą przez prąd wsteczny $I_{\rm R}$ przy 100% napięcia znamionowego $U_{\rm RRM}$;
 - b) rzeczywiste napięcie przebicia $U_{\rm br}$ (w woltach), tj. napięcie ostatniego punktu pomiarowego, dla którego prąd gwałtownie rósł.

Wyniki zebrać w osobnej tabeli.

- 4. Dokonać analizy wpływu temperatury na charakterystyki wsteczne zbadanych diod:
 - a) w jaki sposób temperatura wpływa na prąd upływu $I_{\rm R}(U_{\rm RRM})$?
 - b) w jaki sposób temperatura wpływa na napięcie przebicia $U_{\rm br}$?
 - c) uzasadnić obserwacje w oparciu o wiadomości teoretyczne (patrz par. 2.1.c).
- 5. Porównać diodę SBD z diodą PIN pod względem:
 - a) kształtu charakterystyk wstecznych i stosunku $U_{\rm br}/U_{\rm RRM}$;
 - b) wartości prądu wstecznego $I_{\rm R}$ w niskiej i wysokiej temperaturze;
 - c) siły wpływu temperatury na prąd upływu $I_{\rm R}(U_{\rm RRM})$ o ile rzędów wielkości zmienia się on z temperaturą?
 - d) siły wpływu temperatury na napięcie przebicia $U_{\rm br}$.
- 6. Czy obserwacje poczynione w pkt. 4–5 są zgodne z charakterystykami zamieszczonymi w kartach katalogowych badanych diod?

4.3. Podsumowanie

1. Na podstawie wyników uzyskanych w pkt. 3, dla każdej z diod i obu temperatur, obliczyć moc strat w stanie zaworowym, w warunkach znamionowych, tj. przy $U_{\rm R} = U_{\rm RRM}$:

$$P_{\rm R} = U_{\rm RRM} \cdot I_{\rm R} \left(U_{\rm RRM} \right) \tag{30}$$

2. Na podstawie wyników uzyskanych w par. 4.1, dla każdej z diod i dwóch wartości temperatury najbliższych temperaturom z pkt. 1, obliczyć moc strat w stanie przewodzenia, w warunkach znamionowych, tj. przy $I_{\rm F} = I_{\rm F(av)max}$ (podstawowy parametr znamionowy zgodnie z kartą katalogową):

$$P_{\rm F} = I_{\rm F(av)max} \cdot (U_{\rm F(TO)} + r_{\rm F} I_{\rm F(av)max})$$
(31)

- 3. Wyniki zebrać w tabeli i przeanalizować:
 - a) moc w którym stanie statycznym bardziej zmienia się z temperaturą? czy kierunek jest w każdym przypadku taki sam?
 - b) o ile rzędów wielkości moc strat w stanie zaworowym jest w każdym przypadku (dioda i temperatura) mniejsza od mocy strat w stanie przewodzenia?
- 4. Podsumować obserwacje i wnioski z par. 4.1–4.3 pod kątem wszystkich uwidocznionych zalet i wad diod Schottky'ego jako przyrządów mocy (w porównaniu z diodami PIN). Dla pełnego obrazu podać, jakie inne (nie badane w niniejszym ćwiczeniu) zalety i wady posiadają te przyrządy: w zakresie właściwości statycznych jako przyrządy ze złączem Schottky'ego [1] i dynamicznych jako przyrządy unipolarne [2].

Informacje

5. Literatura

- [1] Starzak Ł.: *Laboratorium przyrządów i układów mocy. Ćwiczenie 1. Diody.* Łódź: Politechnika Łódzka, 2010.
- [2] Starzak Ł.: *Laboratorium przyrządów i układów mocy. Instrukcja 0. Wprowadzenie do elektroniki mocy.* Łódź: Politechnika Łódzka, 2010.
- [3] Starzak Ł.: *Laboratorium przyrządów i układów mocy. Ćwiczenie 5^A. Tranzystory BJT.* Łódź: Politechnika Łódzka, 2010.
- [4] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1995.
- [5] Starzak Ł.: Podzespoły i układy scalone mocy. Ćwiczenie A11. Charakterystyki stanu przewodzenia diod dużej mocy. Łódź: Politechnika Łódzka, 2011.