

# I. Przełączanie diody

## 1. Trochę teorii

Stan przejściowy pomiędzy stanem przewodzenia diod, a stanem nieprzewodzenia opisuje się za pomocą parametru/ów czasowego/yh.

Mamy więc najprostszy element półprzewodnikowy (dwójnik), który powinniśmy opisać za pomocą takiego parametru czasowego, aby w oparciu o jego wartość, można było dokonać szybkiego wyboru elementu najbardziej odpowiedniego do naszej aplikacji.

Wybrany parametr winien być jednoznacznie opisany. W sposób jednoznaczny określone muszą być warunki jego pomiaru (czyli; „zawsze należy porównywać jabłka z jabłkami”).

Preferowaną metodę pomiaru zawsze wybiera użytkownik. Skutkiem tego, to samo zjawisko fizyczne będzie inaczej oceniane przez elektronika, inaczej przez fizyka, jeszcze inaczej przez informatyka. Tak więc, to samo zjawisko fizyczne (szybkość zaniku nośników prądu w diodzie):

- elektronik określi za pomocą parametru  $t_{off}$  (czas wyłączenia),
- fizyk określi za pomocą parametru  $\tau_B$  (czas życia),
- informatyk (program SPICE) określi za pomocą parametru  $TT$  (czas przelotu).

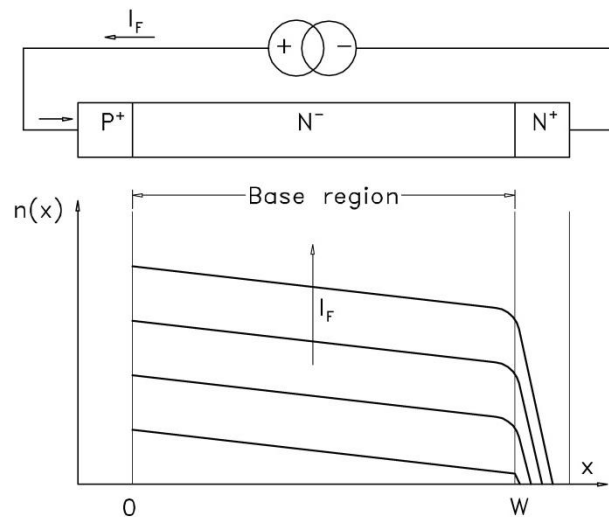
Są to oczywiście różne parametry, chociaż dotyczą tego samego zjawiska fizycznego. Należy również wyraźnie stwierdzić, że nie ma pomiędzy tymi parametrami jednoznacznych zależności. Tym niemniej, każda perspektywa ma swoje zalety.

Perspektywa elektronika jest ważna ze względu na łatwość weryfikacji, perspektywa fizyka w sposób jednoznaczny opisuje właściwości samego materiału półprzewodnikowego, natomiast perspektywa informatyka w sposób syntetyczny opisuje właściwości złącza. Obejmuje ona nie tylko czas życia nośników, lecz również procesy rekombinacji na kontaktach oraz efekty związane z ograniczoną długością bazy złącza  $P^+-N^--N^+$ .

W ćwiczeniu nr 3 dotyczącym efektów dynamicznych przełączania diody skoncentrowano się na pomiarach czasu życia i czasu przelotu nośników.

Poniżej, na rysunku 1 przedstawiono schematycznie diodę półprzewodnikową  $P^+-N^--N^+$  oraz rozkład nośników nadmiarowych w bazie ( $N^-$ ) przy polaryzacji złącza w kierunku przewodzenia. W związku z ograniczoną długością bazy (obszar  $N^-$ ) nie wszystkie nośniki nadmiarowe ulegną rekombinacji w jej obszarze. Pewna część nośników ulegnie rekombinacji dopiero w warstwie kontaktowej ( $N^+$ ). Już ten fakt sprawia, że dokładne wyznaczenie czasu życia nośników jest trudne. Dla przeprowadzenia dokładnego pomiaru czasu życia nośników obszar ( $N^-$ ) winien rozciągać się do nieskończoności. Ponieważ w praktyce jest to niemożliwe, za warunek wystarczający przyjmuje się jeżeli długość bazy ( $N^-$ ) jest wielokrotnie większa od *średniej drogi dyfuzji* nośników mniejszościowych, a efekty związane z przemieszczeniem się ładunków w obszarach kontaktowych są pomijane. Najkorzystniejsze są więc takie metody, gdzie efekty związane ze zjawiskami kontaktowymi są wyeliminowane np. metoda generacji nośników nadmiarowych za

pośrednictwem błysków świetlnych połączona z obserwacją zaniku przewodnictwa. Metoda ta jest stosowana przy ocenie jakości „wafli”. Służy między innymi do oceny ilości defektów.



Rys. 1. Rozkład koncentracji nadmiarowych nośników w bazie i warstwie kontaktowej

## 2. Pomiar czasu życia nośników mniejszościowych.

W ćwiczeniu do oceny czasu życia zastosujemy metodę mniej doskonałą (nieuchronne zjawiska kontaktowe) polegającą na pomiarze zaniku napięcia na diodzie po rozwarciu obwodu polaryzującego diodę (Open Circuit Voltage Decay – OCVD). Przy nagłym odłączeniu obwodu polaryzacji diody nadmiarowe nośniki mniejszościowe znajdujące się w obszarze bazy diody ( $N^-$ ), skutkiem procesu rekombinacji będą zanikać według funkcji:

$$Q_n(t) = Q_n(t_0) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

gdzie,  $\tau$  – stała czasowa, czyli czas po którym koncentracja nośników nadmiarowych maleje e-razy.

Natomiast równanie:

$$\frac{\partial Q_n}{\partial t} = \frac{\partial (Q_n(t_0) e^{-\frac{t}{\tau}})}{\partial t} \quad (2)$$

określa wartość wewnętrznego prądu rekombinacji.

Z drugiej strony, zależność pomiędzy prądem ( $I_D$ ), a napięciem na diodzie ( $U_D$ ) określa wzór (Shockleya):

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{U_D \cdot q}{n \cdot kT}} - 1) \approx I_S \cdot e^{\frac{U_D \cdot q}{n \cdot kT}} \quad (3)$$

gdzie:  $I_S$  – prąd nasycenia,  
 $n$  – współczynnik emisji (nieidealności) złącza,  
 $q$  – ładunek elektronu,  
 $k$  – stała Boltzmana,  
 $T$  – temperatura.

Założmy hipotetycznie, że po pewnym czasie, od chwili rozwarcia obwodu, chcemy powstrzymać dalszy zanik nośników mniejszościowych w obszarze bazy. W tym celu należałoby na diodę w tym właśnie momencie przyłożyć pewną wartość napięcia  $U_1$ , taką która spowoduje przepływ zewnętrznego prądu kompensującego wewnętrzny prąd rekombinacji. Zatem:

$$\frac{\partial Q_n(t_1)}{\partial t} = \frac{-Q_n(t_0)e^{-\frac{t_1}{\tau}}}{\tau} = I_s \cdot e^{\frac{U_1 \cdot q}{n \cdot kT}} \quad (4)$$

Analogiczne równanie można zapisać dla innego momentu czasowego  $t_2$ , a po podzieleniu przez siebie obu równań otrzymamy:

$$e^{\frac{t_1 - t_2}{\tau}} = e^{\frac{q(U_1 - U_2)}{nkT}} \quad (5)$$

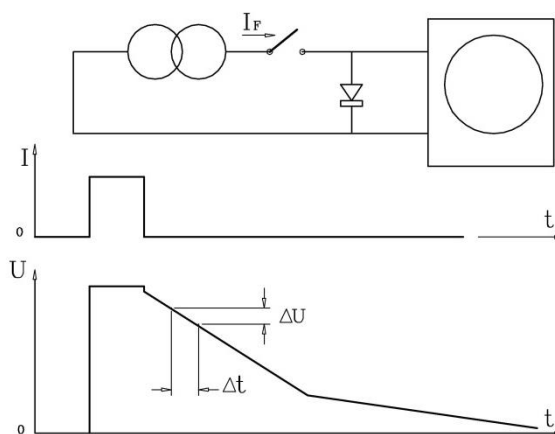
Zatem, stała czasowa  $\tau$  może być określona za pomocą wzoru:

$$\tau = \frac{n \cdot kT}{q} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} \quad (6)$$

Określa ona „wypadkowy” czas życia, uwzględniający wpływ czasu życia nośników mniejszościowych w warstwie kontaktowej. Dla krótkiej bazy wynik pomiaru zbliżony jest do czasu życia nośników w warstwie kontaktowej.

Dokonując pomiarów stałej czasowej  $\tau$  zauważymy, że na podstawie oscylogramu można wyznaczyć również drugą stałą czasową, która określa czas życia w słabo domieszkowanym obszarze bazy ( $N^-$ ). Zjawisko to wyjaśnia rysunek poniżej (rys. 2).

Współczynnik emisji (nieidealności)  $n$  można wyznaczyć w oparciu o pomiary statyczne.



Rys. 2. Sposób pomiaru czasu życia nośników

### 3. Czas przelotu nośników mniejszościowych.

W programie przeznaczonym do symulacji układów elektronicznych „SPICE” właściwości diody w dziedzinie czasu określa parametr „TT” nazywany czasem przelotu (transit time). Jak sama nazwa sugeruje określa on czas przejścia nośników mniejszościowych przez pewien obszar, tutaj

„N” bazy. Przyjęcie tego terminu ma swoje uzasadnienie, ponieważ długość bazy ma znacznie silniejszy wpływ na wielkość ładunku nośników mniejszościowych, aniżeli czas życia nadmiarowych nośników mniejszościowych.

Ładunek nośników nadmiarowych, który głównie zgromadzony jest w słabo domieszkowanym obszarze bazy (N<sup>-</sup>), jest wprost proporcjonalny do natężenia przepływającego przez diodę prądu w kierunku przewodzenia ( $I_F$ ) oraz czasu przelotu nadmiarowych nośników mniejszościowych:

$$Q_N = TT \cdot I_F \quad (7)$$

Jeżeli nagle zmienimy kierunek przepływającego przez diodę prądu (zmiana polaryzacji przewodzącej na zaporową), to zgromadzony ładunek będzie zanikać wskutek dwóch czynników:

- wewnętrznego prądu rekombinacji po dojściu nośników do warstwy kontaktowej,
- zewnętrznego prądu polaryzacji.

Zmianę ładunku wskutek tych czynników wyraża wzór poniżej:

$$\frac{\partial Q_N}{\partial t} = -\frac{Q_N}{TT} - I_R \quad (8)$$

Po zróżniczkowaniu równania (8) otrzymamy:

$$TT \cdot \frac{\partial^2 Q_N}{\partial t^2} + \frac{\partial Q_N}{\partial t} = 0 \quad (9)$$

Rozwiązaniem równania (9) jest funkcja w postaci:

$$Q_N(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{TT}} + B \quad (10)$$

Następnie po podstawieniu (10) do (8) otrzymamy:

$$B = -I_R \quad (11)$$

W momencie zmiany kierunku prądu czyli w czasie  $t=0$  (warunek początkowy):

$$Q_N = TT \cdot I_F = A \cdot e^{-\frac{t}{TT}} - TT \cdot I_R \quad (12)$$

Zatem,

$$A = (I_F + I_R) \cdot TT \quad (13)$$

Ostatecznie otrzymujemy:

$$Q_N(t) = TT(I_R + I_F) \cdot e^{-\frac{t}{TT}} - TT \cdot I_R \quad (14)$$

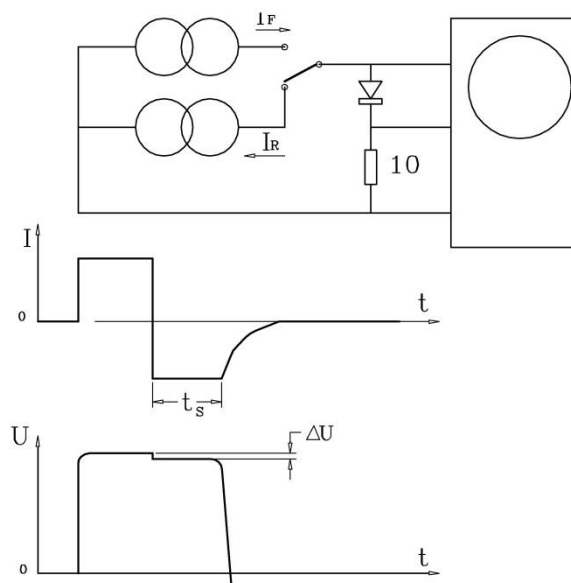
Należy teraz tylko obliczyć czas po którym  $Q_N(t)$  jest równe zero:

$$t = t_s = TT \cdot \ln \frac{I_F + I_R}{I_R} \quad (15)$$

Zależność (15) umożliwia obliczenie czasu przepływu prądu przez diodę po nagłej zmianie polaryzacji diody z normalnej na rewersyjną. W oparciu o zmierzony *czas magazynowania* ( $t_s$ ),

równanie to, pozwala określić czas przelotu nośników mniejszościowych. Pokazuje również jak dodatkowy prąd rewersyjny może przyspieszyć proces wyłączenia diody.

Sposób pomiaru czasu magazynowania wyjaśnia rysunek 3.



Rys. 3. Sposób pomiaru czasu magazynowania

-----

Przygotowując to moje „widzimi się” korzystałem z następujących pozycji:

1. *Lifetime Factors in Silicon*, American Society for Testing and Materials, 1980,
2. Jacek Izydorczyk, *PSSpice- komputerowa symulacja układów elektronicznych*, HELION, 1993.

ZbigMag

## II. Przełączanie tranzystora bipolarnego

### 1. Wstęp

Normalnym stanem pracy tranzystora bipolarnego są takie warunki pracy, że w stanie spoczynkowym, czyli bez sygnału wejściowego, wartość prądu kolektora jest równa połowie maksymalnej wartości prądu kolektora w danym układzie aplikacyjnym. Dzięki temu możliwe jest wywołanie zarówno dodatnich przyrostów prądu kolektora jak i ujemnych przyrostów (zmniejszenia wartości) w zależności od sygnału wejściowego. Ten tryb pracy tranzystora (nazywany klasą A) zapewnia najmniejszy stopień zniekształceń wzmacnionego sygnału wejściowego. Stosowany jest w większości wzmacniaczy sygnałowych oraz wzmacniaczy pomiarowych. Cechą charakterystyczną tego typu pracy jest fakt, że niezależnie od amplitudy sygnału wejściowego w kolektorze tranzystora tracona jest energia, która przekracza wartość maksymalnej energii, która jest przekazywana do kolejnego stopnia, czyli odbiornika. Mówimy, że taki wzmacniacz ma małą sprawność energetyczną, którą określamy jako stosunek mocy wyjściowej do całkowitej mocy dostarczonej do wzmacniacza. W przypadku wspomnianej klasy sprawność energetyczna jest mniejsza od 25%.

Tryb pracy w którym tranzystor pracuje jako łącznik prądowy (klucz) zapewnia uzyskanie znacznie większej sprawności energetycznej. Dzięki stosunkowo dużej szybkości przełączania możliwe jest znaczne zmniejszenie gabarytów elementów indukcyjnych, co przekłada się na wielokrotnie mniejszą wagę, rozmiary i koszty materiałów. Przykładowo transformator o mocy 100W odbiornika radiowego z lat 60-tych ważył ok. 2 kg. Obecnie zasilacz komputera o mocy 300 W ma masę ok. 0,3 kg, a całkowita masa wszystkich elementów zawartych w nim elementów indukcyjnych nie przekracza 100 g.

Impulsowy tryb pracy tranzystora stanowi więc alternatywę w stosunku do wspomnianego wcześniej trybu ciągłego. W ćwiczeniu zostanie pokazane, że poprawa jednego z parametrów (sprawności energetycznej) opłacona jest pogorszeniem innego parametru. W języku angielskim doskonale określa to słowo „**trade-off**”. Warto zapamiętać to słowo, ponieważ w praktyce niemal zawsze, poprawę jednego z parametrów uzyskuje się kosztem innego.

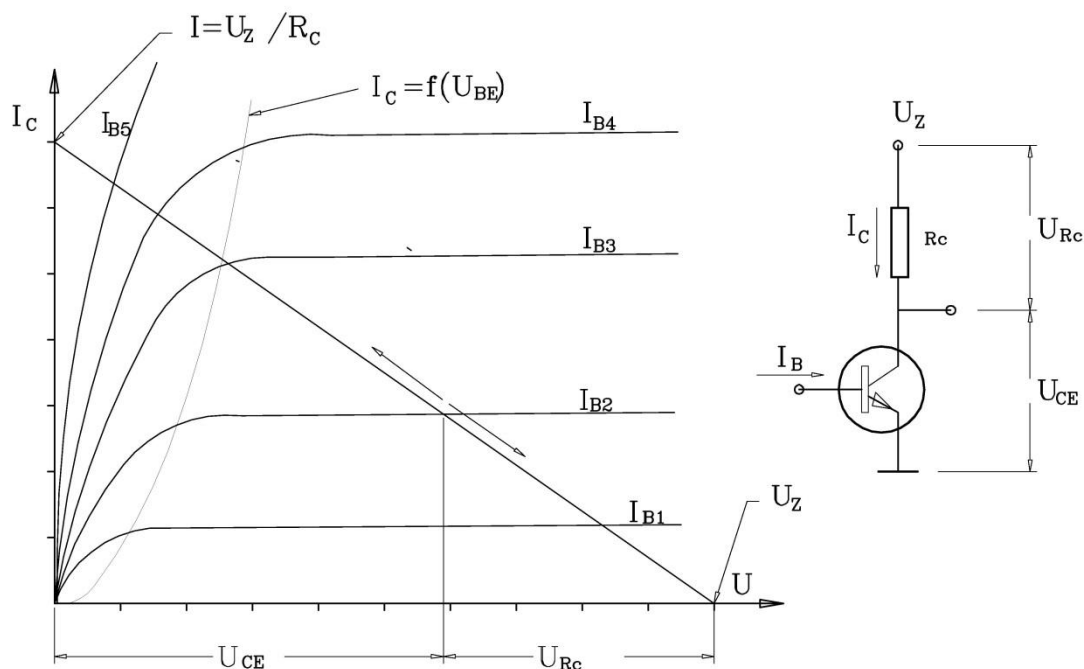
Idealny łącznik powinien posiadać następujące parametry:

- rezystancja w stanie załączonym =  $0[\Omega]$
- rezystancja w stanie wyłączonym =  $\infty[\Omega]$
- opóźnienie przy załączaniu = 0sek.
- opóźnienie przy wyłączaniu = 0sek.
- dopuszczalne napięcie na łączniku w stanie rozłączenia =  $\infty$  [V]

W rzeczywistym łączniku każdy z wymienionych parametrów jest ograniczony.

Na rysunku poniżej (Rys. 1) przedstawiono charakterystyki napięciowo prądowe tranzystora bipolarnego, gdzie parametrem jest prąd bazy. Nakreślono też charakterystykę napięciowo

prądową rezystora R połączonego szeregowo z łącznikiem tranzystorowym i dołączonego do źródła napięcia zasilania.



Rys. 1. Charakterystyki wyjściowe tranzystora bipolarnego i prosta obciążenia w układzie WE

W celu określenia wartości prądu płynącego przez oba elementy. Charakterystykę napięciowo prądową rezystora  $R_C$  przesunięto do punktu odpowiadającego wartości napięcia zasilającego  $U_Z$ . następnie dokonano obrotu przesuniętej charakterystyki wokół wertykalnej osi w punkcie  $U_Z$ . Odwrócona charakterystyka rezystora  $R_C$  stanowi graficzne rozwiązanie równania opisującego zależność pomiędzy napięciem na tranzystorze, a wartością prądu kolektora:

$$U_{CE} = U_Z - R_C \cdot I_C \quad (1)$$

gdzie:

$U_{CE}$  – napięcie pomiędzy emiterem i kolektorem tranzystora,

$U_Z$  – napięcie zasilające,

$I_C$  – prąd kolektora,

$R$  – rezystancja obciążenia.

Oznacza to, że wszystkie rozwiązania równania (1) znajdują się na odcinku prostej pomiędzy punktami:  $\{0 [V], U_Z/R_C [A]\}$ ,  $\{U_Z [V], 0 [A]\}$ . Ten odcinek odwróconej charakterystyki rezystora  $R_C$  (w przypadku wzmacniacza RC) czasami nazywany jest „prostą pracy”.

Ponieważ tranzystor bipolarny sterowany jest za pośrednictwem prądu bazy, dla określonej wartości prądu bazy otrzymamy szczególne rozwiązanie równania (1). Będzie to punkt przecięcia odwróconej charakterystyki rezystora  $R_C$  z charakterystyką wyjściową tranzystora dla określonej wartości prądu bazy.

Na rysunku 1 nakreślono także charakterystykę napięciowo prądową tranzystora bipolarnego, w którym baza tranzystora została połączona z kolektorem tranzystora. Charakterystyka

napięciowo prądowa, tak skonfigurowanego dwójnika, rozdziela rodzinę charakterystyk wyjściowych tranzystora bipolarnego na dwa obszary. Obszar pracy normalnej (jeżeli  $U_{CE} > U_{BE}$ ) i obszar pracy w stanie nasycenia (jeżeli  $U_{CE} < U_{BE}$ ). Czym się różnią oba te obszary?

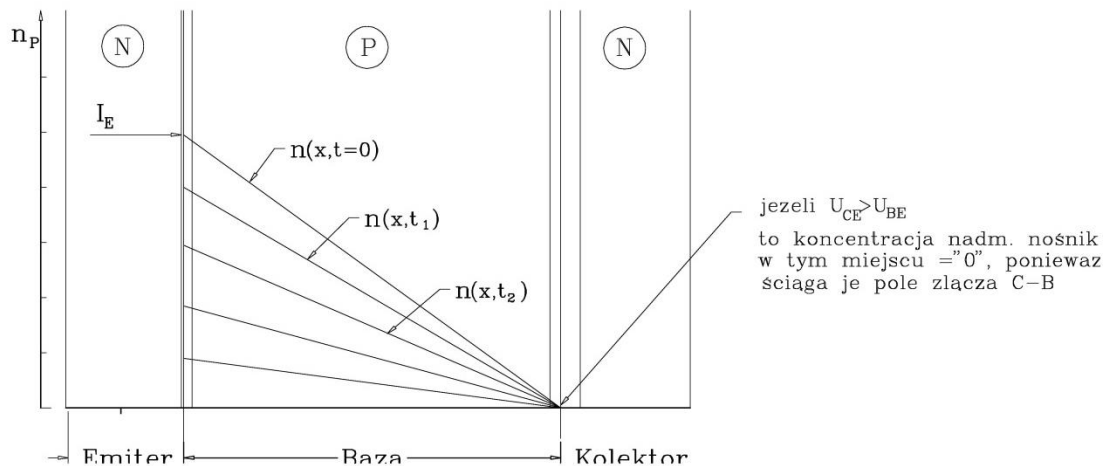
## 2. Praca tranzystora w stanie normalnym

W stanie pracy normalnej tranzystor jest „przewidywalny”, tzn. zależność pomiędzy prądem kolektora i prądem bazy określona jest jednoznacznością  $I_C = I_B \beta$ .

W stanie nasycenia  $I_C < I_B \beta$ , a dalsze zwiększanie wartości prądu bazy ma niewielki wpływ na wartość prądu kolektora.

Z uwagi na fakt, że tranzystor pełni funkcję łącznika korzystne jest, aby wartość napięcia pomiędzy kolektorem i emiterem była jak najniższa, wówczas moc tracona na łączniku w stanie załączenia, która jest iloczynem napięcia kolektor-emiter i prądu kolektora, będzie minimalna. Silne przesterowanie tranzystora zmniejsza wartość napięcia kolektor-emiter dla stanu załączenia, jednakże na skutek przesterowania następuje pogorszenie parametrów w tranzystora/łącznika w dziedzinie częstotliwości. Czasy załączenia i wyłączenia ulegają wydłużeniu, co ogranicza maksymalną częstotliwość pracy.

Rysunek 2 przedstawia rozkład nośników mniejszościowych dla uproszczonego, jednowymiarowego modelu tranzystora bipolarnego.



Rys. 2. Rozkład koncentracji nadmiarowych nośników w obszarze neutralnym bazy dla normalnego stanu pracy ( $U_{CE} > U_{BE}$ ). Odłączenie prądu emitera spowoduje stopniowy zanik ładunku, co ilustrują kolejne wykresy  $t_1$ ,  $t_2$ , itd..

Wstrzykiwane przez emiter nośniki w obszarze neutralnym bazy (brak pola elektrycznego) przemieszczają się na skutek dyfuzji w kierunku kolektora, gdzie ulegną rekombinacji, co spowoduje przepływ prądu kolektora.

Aby proces dyfuzji mógł zachodzić w określonym kierunku musi istnieć ujemny gradient koncentracji. Zatem, dla określonej wartości prądu emitera rozkład koncentracji nośników można przedstawić za pomocą funkcji  $n(x, t=0)$ .



Jeżeli w chwili  $t_0$  zostanie przerwane wstrzykiwanie nośników przez emiter (czyli wyłączony zostanie prąd bazy) ładunek  $Q_N$  będzie stopniowo zanikać jak pokazano na rysunku 2, maleć będzie gradient koncentracji, a więc i wartość prądu kolektora.

W warunkach normalnego stanu pracy (złącze baza kolektor spolaryzowane zaporowo) ładunek nośników nadmiarowych w obszarze bazy jest wprost proporcjonalny do natężenia przepływającego prądu oraz czasu przelotu nadmiarowych nośników mniejszościowych przez obszar bazy.

$$Q_N = TT \cdot I_C \quad (1)$$

gdzie:

$TT$  – czas przelotu nośników przez bazę,  
 $I_C$  – prąd kolektora

### 3. Praca tranzystora w stanie nasycenia

Jeżeli do bazy zostanie doprowadzony prąd o wartości większej aniżeli  $(I_C/\beta)$  napięcie kolektor-emiter zmaleje do takiego poziomu, że złącze kolektora-baza zostanie spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Kolektor nie zbierze wszystkich nośników, skutkiem czego tuż przy kolektorze wzrośnie koncentracja nośników nadmiarowych. W efekcie w obszarze bazy zostanie zgromadzony dodatkowy ładunek nośników mniejszościowych  $Q_S$ , którego wartość można wyrazić jako:

$$Q_S = \tau_S \cdot (I_{BF} - \frac{I_C}{\beta}) \quad (2)$$

gdzie:

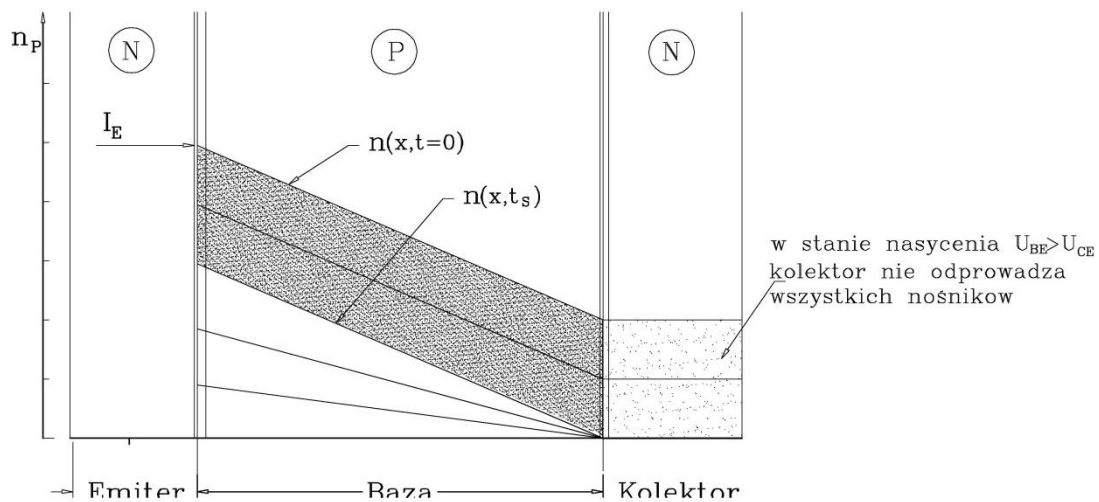
$\tau_S$  - czas usuwania dodatkowych-nadmiarowych<sup>1</sup> nośników mniejszościowych.

Ten dodatkowy ładunek w obszarze bazy silnie opóźnia proces wyłączania tranzystora. Jeżeli w chwili  $t_0$  zostanie przerwane wstrzykiwanie nośników przez emiter (czyli wyłączony zostanie prąd bazy) prąd kolektora będzie jeszcze płynąć przez pewien okres czasu  $\tau_S$ , a jego wartość nadal będzie ograniczona przez rezystancję obciążenia. Ładunek nadmiarowych nośników mniejszościowych będzie maleć do momentu  $\tau_S$  (jak pokazano na rysunku 3). Począwszy od momentu  $\tau_S$  rozpocznie się proces wyłączania tranzystora, a prąd kolektora zacznie maleć, ponieważ od tego momentu zmieniać się będzie gradient koncentracji nośników mniejszościowych.

Jeżeli nagle wstrzymamy przepływ prądu emitera, to zgromadzony ładunek będzie zanikać wskutek trzech czynników:

1. przemieszczania się „dodatkowych-nadmiarowych<sup>1</sup>” nośników do kolektora,
2. zewnętrznego prądu polaryzacji bazy  $I_{BR}$ ,
3. przemieszczania się nadmiarowych nośników do kolektora.

<sup>1</sup> Przez pojęcie dodatkowe-nadmiarowe nośniki mniejszościowe należy rozumieć tylko tę część nośników, które stanowią ładunek  $Q_S$ , termin nadmiarowe nośniki dotyczy tylko ładunku  $Q_N$



Rys. 3. Rozkład koncentracji nadmiarowych nośników w obszarze neutralnym bazy dla stanu nasycenia ( $U_{CE} < U_{BE}$ ), stan przejściowy (proces wyłączania tranzystora). Po wyłączeniu prądu bazy emiter nie wstrzykuje nośników do bazy. Ładunek przesterowania  $Q_s$  stopniowo zanika jednak przez cały czas płynie maksymalny prąd kolektora. W momencie  $t_s$  tranzystor wychodzi ze stanu nasycenia, prąd kolektora stopniowo maleje ponieważ zmienia się gradient koncentracji nośników w bazie.

Zmianę ładunku wskutek tych czynników wyraża wzór poniżej:

$$\frac{\partial Q_s}{\partial t} = \frac{-Q_s}{\tau_s} - I_{BR} - \frac{I_C}{\beta} \quad (3)$$

po zróżniczkowaniu równania (3) otrzymamy:

$$\tau_s \cdot \frac{\partial^2 Q_s}{\partial t^2} + \frac{\partial Q_s}{\partial t} = 0 \quad (4)$$

rozwiązaniem równania (4) jest funkcja w postaci:

$$Q_s(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} + B \quad (5)$$

po podstawieniu (5) do (3) otrzymamy:  $B = -\tau_s \cdot (I_{BR} + \frac{I_C}{\beta})$

W momencie zmiany kierunku prądu czyli w czasie  $t=0$  (warunek początkowy)

$$Q_s = \tau_s \cdot (I_{BF} - \frac{I_C}{\beta}) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} - \tau_s \cdot (I_{BR} + \frac{I_C}{\beta}) \quad (6)$$

zatem,  $A = (I_{BF} + I_{BR}) \cdot \tau_s$

ostatecznie otrzymujemy:

$$Q_s(t) = \tau_s (I_{BF} + I_{BR}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} - \tau_s \cdot (I_{BR} + \frac{I_C}{\beta}) \quad (7)$$

Należy teraz tylko obliczyć czas po którym  $Q_s(t)$  jest równe zero:

$$t = t_s = \tau_s \cdot \ln \frac{I_{BF} + I_{BR}}{I_{BR} + \frac{I_C}{\beta}} \quad (8)$$

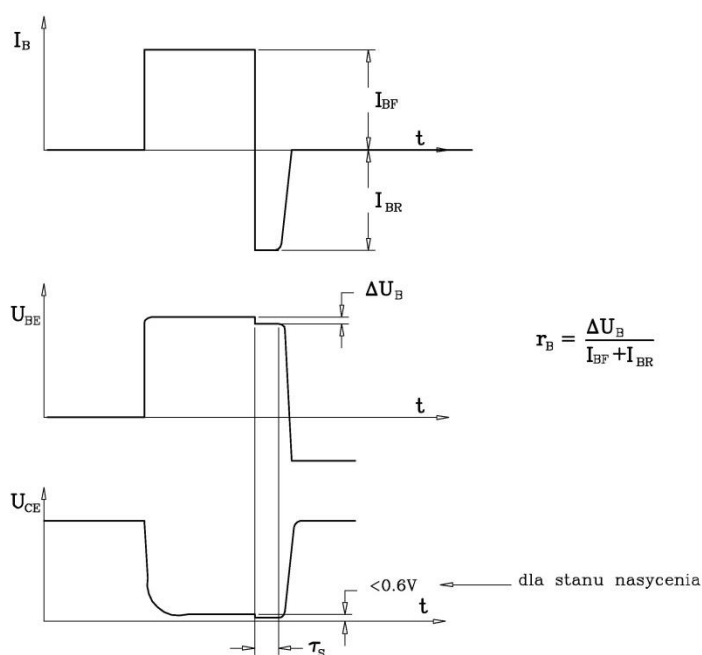
gdzie:

$I_C$  – prąd kolektora,

$I_{BF}$  – prąd bazy załączający,

$I_{BR}$  – prąd bazy rewersyjny

Sposób pomiaru czasu  $\tau_s$  wyjaśnia rysunek nr 4. Rysunek pokazuje znaczne opóźnienie przy wyłączaniu tranzystora spowodowane



Rys. 4. Pomiar czasu magazynowania

Wzór (8) jest podobny do przedstawionego wcześniej, w ćwiczeniu nr 3, wzoru (13).

Dla diody ten parametr nazwalismy czasem przelotu przez bazę diody. Dla tranzystora wzór (8) określa czas magazynowania nośników w obszarze bazy. Klucz tranzystorowy pozostanie tak długo w stanie załączonym dopóki „dodatkowe-nadmiarowe” nośniki mniejszościowe nie zostaną usunięte z obszaru bazy. Jeżeli  $I_C/\beta$  jest równe  $I_{BF}$  wyrażenie pod logarytmem przyjmuje wartość „1”, a wartość logarytmu jest równa „0”, zatem otrzymujemy zerowy czas magazynowania. Wówczas tranzystor nie wchodzi w stan nasycenia. Wzór (8) pokazuje również, że jeżeli tranzystor jest sterowany impulsowo duża wartość współczynnika wzmocnienia prądowego nie jest korzystna.

#### 4. Pomiar czas życia nośników w bazie

Pomiar czasu życia nośników w bazie można przeprowadzić w oparciu o metodę (Open Circuit Voltage Decay), (OCVD) przedstawioną w punkcie dotyczącym przełączania diody – wzór (6).

Czas życia można również wyznaczyć na podstawie pomiaru czasu narastania prądu kolektora. Czas po którym prąd kolektora osiąga 63% maksymalnej wartości prądu kolektora jest równy czasowi życia nośników w bazie. Przy pomiarze szybkości narastania prądu kolektora tranzystor nie może wchodzić w stan nasycenia.

Znajomość czasu życia nośników w bazie umożliwia oszacowanie ładunku nośników mniejszościowych w bazie tranzystora.

$$Q_B = \tau_{BN} \cdot I_{BF} \quad (9)$$

Jeżeli tranzystor pracuje w stanie normalnym ( $U_{CE} > U_{BE}$ ) ładunek ten niemal w całości przechwytywany jest przez kolektor tranzystora, zatem;

$$Q_B = Q_N \quad (10)$$

$$\tau_{BN} \cdot I_{BF} = \tau_N \cdot I_C \quad (11)$$

gdzie:

$\tau_{BN}$  – czas życia nośników mniejszościowych w bazie,

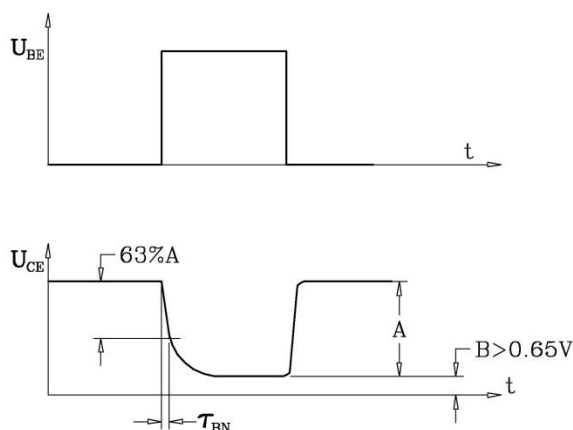
$\tau_N$  – czas przelotu nośników przez bazę,

$I_C$  – prąd kolektora,

$I_{BF}$  – prąd bazy

Korzystając z wzorów (9) i (11) można również wyznaczyć zależności dla pracy inwersyjnej tranzystora.

Pomiar szybkości narastania prądu kolektora wyjaśnia rysunek 5.



Rys 5. Pomiar stałej czasowej  $\tau_{BN}$ .