



PRZEKSZTAŁTNIKI ELEKTRONICZNE

Ćwiczenie B4

Minimalizacja przebiegów łączeniowych

Opracowanie ćwiczenia i instrukcji:
Łukasz Starzak

Łódź 2012

Spis treści

B Wprowadzenie do ćwiczenia	5
1. Cel i przebieg ćwiczenia.....	5
2. Wpływ indukcyjności pasożytniczych na działanie kluczy tranzystorowych.....	7
2.1. Źródła indukcyjności pasożytniczych.....	7
2.2. Skutki występowania indukcyjności pasożytniczej w obwodzie mocy.....	9
2.2.a. Wprowadzenie.....	9
2.2.b. Załączanie tranzystora	9
2.2.c. Zjawiska obserwowane podczas wyłączania tranzystora.....	10
2.3. Bezpieczeństwo tranzystora	13
2.3.a. Konsekwencje przepięć.....	13
2.3.b. Środki zaradcze	13
2.3.c. Dioda gasząca	14
C Doświadczenie	17
3. Pomiary	17
3.1. Układ pomiarowy	17
Konstrukcja układu laboratoryjnego	17
Przygotowanie układu	18
3.2. Wykonanie pomiarów.....	20
Pomiar próbny	20
Obserwacja stanów dynamicznych	20
Zakończenie.....	21
D Wyniki	23
4. Opracowanie i analiza wyników	23
4.1. Wyznaczenie parametrów liczbowych	23
Uruchomienie oprogramowania	23
Załączanie.....	23
Wyłączanie.....	25
4.2. Indukcyjności pasożytnicze	27
4.3. Bezpieczeństwo pracy tranzystora.....	28
Skutki obecności indukcyjności pasożytniczych	28
Środki przeciwprzepięciowe.....	28
E Informacje	31
5. Literatura	31

B

Wprowadzenie do ćwiczenia

1. Cel i przebieg ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest doświadczalne zbadanie skutków występowania indukcyjności pasożytniczych w układach elektronicznych mocy o działaniu przełączającym. Zbadane zostanie załączanie i wyłączanie przyrządu. Analiza przeprowadzona zostanie pod kątem bezpieczeństwa pracy przyrządu półprzewodnikowego – zarówno napięciowego (przepięcia), jak i cieplnego (wydzielanie energii). W ćwiczeniu zastosowane zostaną różne teoretyczne i empiryczne metody szacowania indukcyjności pasożytniczej połączeń.

Wnioski z ćwiczenia mają zastosowanie do wszystkich tranzystorów mocy, a w podstawowym zakresie również do innych kluczy półprzewodnikowych – diod i tyrystorów.

2. Wpływ indukcyjności pasożytniczych na działanie kluczy tranzystorowych

2.1. Źródła indukcyjności pasożytniczych

W każdym obwodzie elektronicznym istnieją połączenia wykonane w formie ścieżek drukowanych, przewodów, czy też wyprowadzeń (nózek) poszczególnych elementów. Z każdym z tych połączeń związana jest pasożytnicza indukcyjność. Dodatkowo praktycznie każdy element elektroniczny (opornik, kondensator itd.) zawiera indukcyjność w swojej strukturze fizycznej.

Zazwyczaj w projektowaniu lub modelowaniu komputerowym układów elektronicznych przyjmuje się indukcyjność wyprowadzeń elementów 5...10 nH na wyprowadzenie. Niekiedy wartość ta jest podana w karcie katalogowej elementu.

Rozpatrując połączenia między elementami należy zdawać sobie sprawę, że działania układów elektroniki mocy nie można rozpatrywać wyłącznie na poziomie napięć. Przekaz energii jest bowiem możliwy wyłącznie w drodze przepływu prądu. Z podstawowych praw elektrotechniki wynika, że prąd płynie zawsze w zamkniętej pętli, a nie jednokierunkowo w pojedynczym przewodzie.

Indukcyjność pasożytniczą pętli można oszacować ze wzorów wyprowadzonych przy założeniu, że średnica przewodu d jest dużo mniejsza od wszystkich innych odległości w obwodzie. W praktyce inżynierskiej każdy obwód można przybliżyć jednym z następujących trzech przypadków:

- 1) dwa nieskończenie odległe przewody o średnicy d każdy – przybliżenie uprawnione, gdy odległość między przewodami s wynosi co najmniej 1/10 długości połączenia w jedną stronę l :

$$L = 2 \cdot \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \left(\ln \frac{4l}{d} + k_r - 1 \right) = 4 \frac{\text{nH}}{\text{cm}} \cdot l \cdot \left(\ln \frac{4l}{d} + k_r - 1 \right) \quad (1)$$

co daje wynik zawyżony do ok. 30%;

- 2) dwa przewody o średnicy d każdy, równo odległe od siebie na całej długości – przybliżenie uprawnione, gdy odległość między przewodami s wynosi co najwyżej 1/10 długości połączenia w jedną stronę l :

$$L = \frac{\mu_0 l}{\pi} \cdot \ln \left(\frac{2s}{d} + k_r - \frac{s}{2l} \right) = 4 \frac{\text{nH}}{\text{cm}} \cdot l \cdot \ln \left(\frac{2s}{d} + k_r - \frac{s}{2l} \right) \quad (2)$$

co daje wynik zaniżony (o 5–15% w przypadku, gdy przewody są równo odległe, ale na końcach zbliżają się do siebie);

- 3) pętla o dowolnym kształcie, obwodzie p i obejmowanym polu powierzchni A :

$$L \approx \frac{\mu_0 p}{2\pi} \cdot \left(\ln \frac{4p}{d} + k_r - \ln \frac{p^2}{A} \right) = 2 \frac{nH}{cm} \cdot p \cdot \left(\ln \frac{4p}{d} + k_r - \ln \frac{p^2}{A} \right) \quad (3)$$

co dla prostokąta o bokach l (długość połączenia w jedną stronę) i s (odległość między przewodami) daje

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_0(l+s)}{\pi} \cdot \left[\ln \frac{8(l+s)}{d} + k_r - \ln \frac{4(l+s)^2}{ls} \right] = \\ &= 4 \frac{nH}{cm} \cdot (l+s) \cdot \left[\ln \frac{8(l+s)}{d} + k_r - \ln \frac{4(l+s)^2}{ls} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

Współczynnik k_r zależy od rozkładu gęstości prądu wzdłuż promienia przewodu. Dla niskiej częstotliwości prądu i małego przekroju przewodu można przyjąć, że gęstość prądu jest stała. Wówczas $k_r = \mu_r/4$, przy czym dla większości praktycznie stosowanych przewodników (np. miedzi, aluminium) $\mu_r = 1$. Dla wysokich częstotliwości lub dużych przekrojów przewodu widoczny staje się efekt naskórkowy, tj. wypieranie prądu z wnętrza półprzewodnika w kierunku powierzchni; w skrajnym przypadku $k_r = 0$ i taką wartość przyjmuje się wówczas w praktyce. Częstotliwość i zależną od niej średnicę krytyczną d_{crit} łączy wzór

$$d_{crit} \sqrt{f} = 2\delta_1 \quad (5)$$

przy czym $\delta_1 = 66 \text{ mm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}$ dla miedzi, $84 \text{ mm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}$ dla aluminium (np. dla przewodu miedzianego o średnicy 1 mm efekt naskórkowy staje się znaczący przy ok. 20 kHz).

2.2. Skutki występowania indukcyjności pasożytniczej w obwodzie mocy

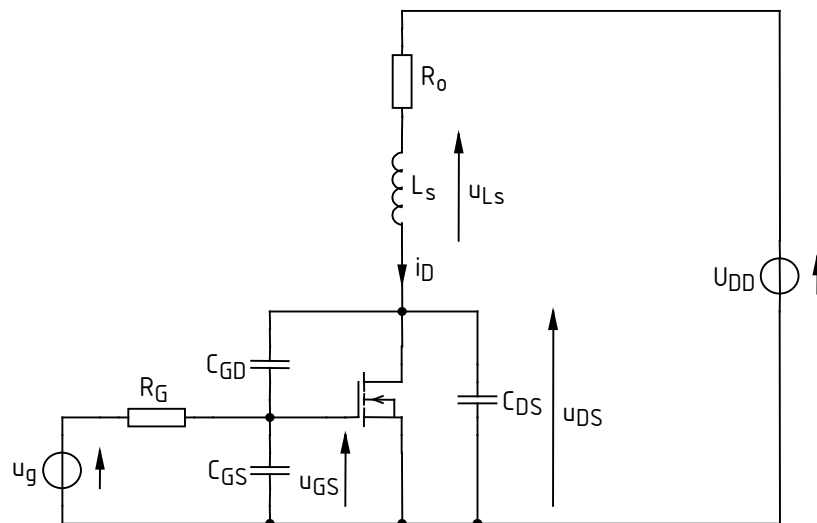
2.2.a. Wprowadzenie

Jak wykazemy, obecność indukcyjności pasożytniczych ma znaczący wpływ na bezpieczeństwo pracy przyrządów półprzewodnikowych. Wpływ ten jest tym większy, im:

- 1) większa częstotliwość przełączania, gdyż lub negatywne zjawiska (np. przebicie lawinowe, przekroczenie dopuszczalnej temperatury pracy) będą się częściej powtarzać;
- 2) większe natężenie przełączanych prądów, gdyż od niego zależą ilościowo niekorzystne zjawiska (co wykazemy niżej);
- 3) większa szybkość (krótszy czas) przełączania – z tego samego powodu.

Jak wynika z punktu 2, wpływ indukcyjności pasożytniczych jest w układach elektroniki mocy szczególnie widoczny (w odróżnieniu od układów elektroniki sygnałowej). Z kolei biorąc pod uwagę punkty 1 i 3 należy przewidywać, że będzie on najwyraźniejszy w przypadku układów z tranzystorami o krótkich czasach przełączania, a więc MOSFET i IGBT, i w których przełączanie odbywa się z wysoką częstotliwością.

W analizie oprzemy się na układzie z tranzystorem w konfiguracji klucza dolnego z obciążeniem rezystancyjnym reprezentowanym przez opornik R_o [1], który to układ został przedstawiony na rys. 6. Schemat układu został uzupełniony o cewkę L_s , przedstawiającą sumaryczną indukcyjność pasożytniczą (ang. *stray inductance*) w obwodzie głównym.



Rys. 6. Układ klucza dolnego z uwzględnieniem sumarycznej indukcyjności pasożytniczej L_s , oraz pojemności pasożytniczych tranzystora

2.2.b. Załączanie tranzystora

Z praw elektromagnetyzmu wynika, że prąd cewki nie może zmienić się w nieskończenie krótkim czasie. Obecność indukcyjności w obwodzie mocy będzie się więc objawiać spowolnieniem narastania prądu w tym obwodzie zgodnie z równaniem

$$i_D(t) = I_o \left(1 - e^{-t/\tau_{ri}}\right) \quad (7)$$

gdzie I_o jest wartością ustaloną prądu obciążenia

$$I_o = \frac{U_{DD}}{R} \quad (8)$$

zaś τ_{ri} jest stałą czasową narastania prądu wynikającą z parametrów obwodu mocy

$$\tau_{ri} = \frac{L_s}{R} \quad (9)$$

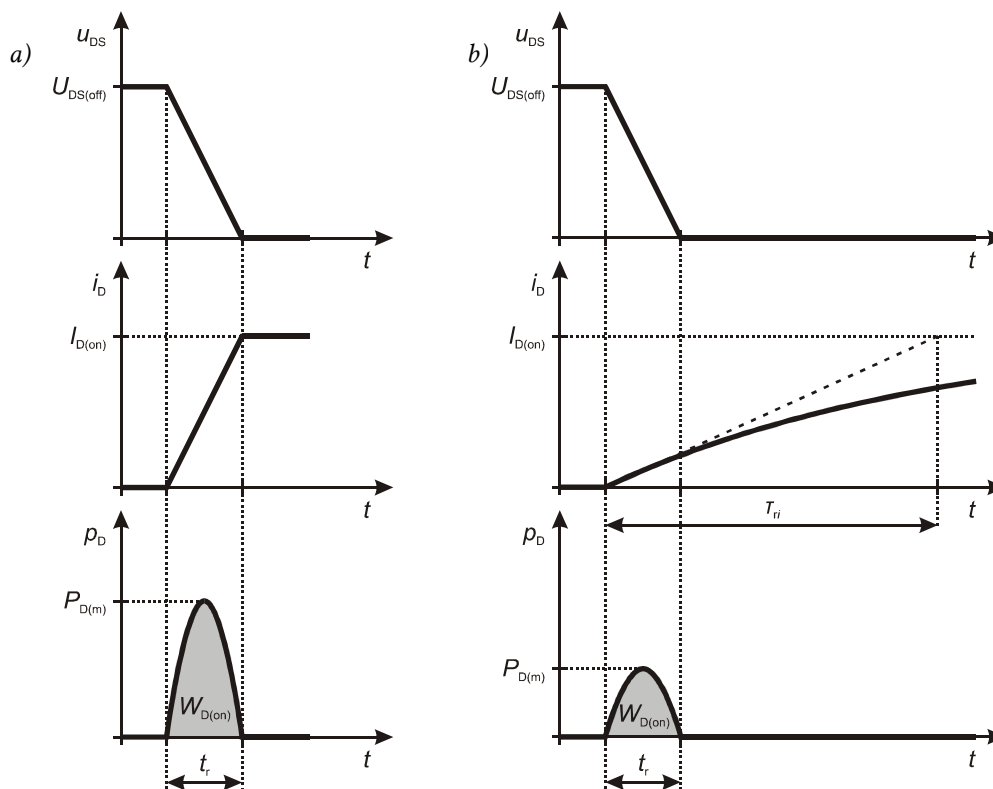
Symbol R oznacza całkowitą rezystancję w obwodzie mocy, na którą składa się rezystancja wewnętrzna źródła zasilania (zwykle pomijana), rezystancja odbiornika R_o oraz rezystancja załączonego klucza półprzewodnikowego R_{on} :

$$R = R_o + R_{on} \quad (10)$$

Podstawiając do zależności (7) $t = \tau_{ri}$ można wyznaczyć natężenie prądu głównego po upływie czasu τ_{ri} (licząc od rozpoczęcia narastania prądu):

$$i_D(\tau_{ri}) = I_o(1 - e^{-1}) = 0,632 I_o \quad (11)$$

Stała czasowa obwodu mocy τ_{ri} może być dużo większa od czasu załączania tranzystora rozumianego jako czas, w którym przyrząd osiąga niską rezystancję R_{on} , co objawia się spadkiem napięcia głównego u_{DS} do niskiej wartości. W takim przypadku załączenie tranzystora nastąpi znacznie wcześniej niż ustalenie się prądu wyjściowego (zob. rys. 1b). Dla warunków pracy tranzystora ma to co najwyżej skutek pozytywny w postaci zmniejszenia wydzielanej energii. Bowiem powolne narastanie prądu do dużej wartości I_o następuje w czasie, gdy napięcie na przyrządzie jest już niskie. Stąd chwilowa moc strat podczas przełączania jest również niewielka, mniejsza niż w przypadku czysto rezystancyjnego obwodu mocy (por. rys. 1b i 1a).



Rys. 1. Załączanie tranzystora MOSFET z obciążeniem rezystancyjnym: a) bez indukcyjności pasytywnej; b) ze znaczną indukcyjnością pasywną w obwodzie mocy

2.2.c. Zjawiska obserwowane podczas wyłączania tranzystora

W czasie wyłączania tranzystora prąd obwodu głównego spada do zera w bardzo krótkim czasie (jak wspomnieliśmy, dla potrzeb analizy zakładamy, że ogon prądowy jest zanedbywalnie mały). W wyniku tego na indukcyjności L_s odkłada się napięcie o wartości

$$u_{L_s} = L_s \frac{di_L}{dt} = L_s \frac{di_D}{dt} \quad (12)$$

Ponieważ pochodna di_D/dt jest w czasie wyłączania ujemna, więc i napięcie u_{L_s} strzałkowane jak na rys. 6 będzie ujemne; tak więc potencjał końcówki od strony drenu będzie wyższy od potencjału od strony zasilania.

Szybkość spadku prądu drenu jest maksymalna (najmniejsza wartość ujemna pochodnej) w przybliżeniu w tej chwili, w której prąd ten osiąga zero. Wówczas napięcie na indukcyjności osiąga wartość szczytową

$$u_{L_s(pk)} = L_s \left(\frac{di_D}{dt} \right)_{\max} \quad (13)$$

Jednocześnie skoro $i_D \approx 0$, to na rezystancji R_o nie odkłada się już napięcie, więc potencjał górnej końcówki indukcyjności L_s jest równy napięciu zasilania U_{DD} . Stąd napięcie na tranzystorze osiąga również wartość szczytową

$$u_{DS(pk)} = U_{DD} + |u_{L_s(pk)}| = U_{DD} + L_s \left| \frac{di_D}{dt} \right|_{\max} \quad (14)$$

Po osiągnięciu maksimum napięcia u_{DS} , układ będzie dążył do stanu ustalonego, którym jest $u_{DS} = U_{DD}$. Oprócz indukcyjności pasożytniczej połączeń, w układzie obecna jest również pasożytnicza pojemność. W uproszczeniu można uznać, że składa się na nią głównie pojemność wyjściowa tranzystora C_{out} . Ponieważ w rozważanej chwili (koniec wyłączania tranzystora) napięcie u_{GS} jest już bliskie zeru, więc można przyjąć, że bramka jest zwierana ze źródłem; w takim razie wartość C_{out} wynika z równoległego połączenia pojemności C_{DS} i C_{GD} :

$$C_{out} = C_{DS} + C_{GD} \quad (15)$$

Przy tym wartości obu pojemności można rozważać przy warunku $u_{DS} = U_{DD}$ (jako że rozważamy koniec wyłączania tranzystora).

Elementy R_o , L_s i C_{out} tworzą szeregowy obwód RLC. Obecność rezystancji tranzystora można w tym przypadku zaniedbać, gdyż w stanie wyłączenia jest ona bardzo duża i nie ma wpływu na zachowanie obwodu mocy. Z rachunku różniczkowego wynika, że jeżeli spełniony jest warunek

$$R_o < 2 \sqrt{\frac{L_s}{C_{out}}} \quad (16)$$

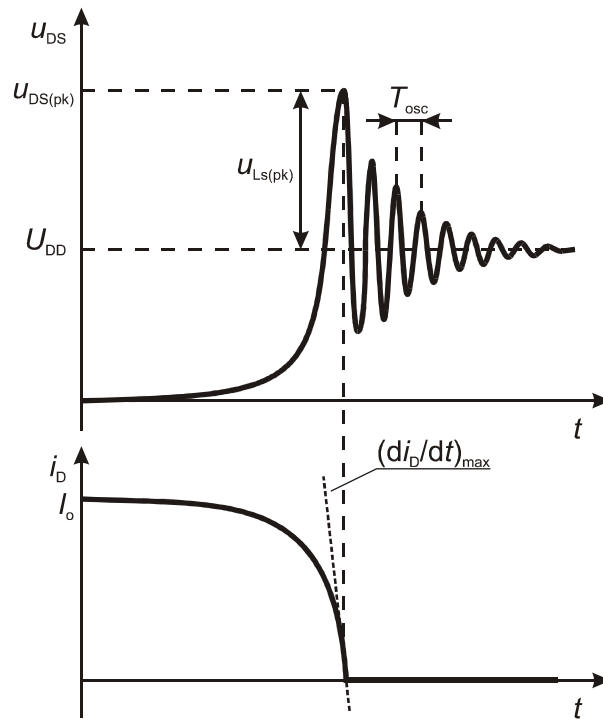
to odpowiedź obwodu mocy na wymuszenie (stałe napięcie zasilania U_{DD} z jednej i przepięcie na indukcyjności z drugiej strony) będzie mieć charakter oscylacyjny. Nierówność ta zachodzi w typowych układach prawie zawsze, gdyż nawet przy najmniejszej możliwej indukcyjności rzędu 100 nH i największej możliwej pojemności rzędu 1 nF graniczna rezystancja obciążenia wynosi 20 Ω , natomiast z reguły indukcyjność jest większa, a pojemność – mniejsza.

Przebieg napięcia u_{DS} jest więc opisany równaniem drgań

$$u_{DS} = U_{DD} + |u_{L_s(pk)}| e^{-\beta t} \cos \omega t \quad (17)$$

gdzie ω – częstość drgań, zaś β – współczynnik tłumienia,

$$\beta = \frac{R_o}{2L_s} \quad (18)$$



Rys. 19. Przebiegi przy wyłączeniu tranzystora MOSFET w układzie klucza dolnego z obciążeniem rezystancyjnym z indukcyjnością pasozytniczą (zaniedbano przepływ niewielkiego prądu drenu po wyłączeniu tranzystora związane z oscylacjami w obwodzie RLC)

Przy założeniu, że obwód RLC jest słabo tłumiony, tzn. że współczynnik tłumienia β jest dużo mniejszy niż częstość drgań własnych nietłumionych

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{\text{out}}}}, \quad (20)$$

częstość oscylacji ω jest równa ω_0 . Powyższe założenie jest zwykle spełnione – przykładowo dla $L_s = 1 \mu\text{H}$, $C_{\text{out}} = 100 \text{ pF}$, $R_o = 10 \Omega$ mamy $\beta = 5 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$, zaś $\omega_0 = 100 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$. Wówczas częstość oscylacji wynosi

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{T_{\text{osc}}} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{\text{out}}}} \quad (21)$$

Czas stłumienia oscylacji jest wyznaczony przez wartość współczynnika β . Podstawiając do równania (17) $u_{\text{DS}} - U_{\text{DD}} = 1\% \cdot |u_{\text{LS(pk)}}|$, można obliczyć, że amplituda drgań spada do 1% wartości szczytowej po upływie czasu

$$t_{1\%} \approx \frac{5}{\beta} \quad (22)$$

Oscylacje można rozpatrywać jako przekazywanie energii między polem magnetycznym cewki (indukcyjności pasozytniczej) a polem elektrycznym kondensatora (pojemności pasozytniczej). Trwają one dotąd, aż energia zgromadzona początkowo w cewce nie zostanie wytracona (zamieniona na ciepło) w rezystancjach znajdujących się na drodze przekazu energii (tj. w rezystancjach obecnych w obwodzie).

2.3. Bezpieczeństwo tranzystora

2.3.a. Konsekwencje przebieg

Zarówno przebieg przy wyłączeniu, jak i następujące po nim oscylacje mają negatywny wpływ na warunki pracy tranzystora.

- 1) Przebieg może doprowadzić do przebiecia lawinowego, które, jeżeli trwać będzie zbyt długo, doprowadzi do zniszczenia przyrządu w wyniku nadmiernego wydzielania ciepła. Trzeba tu wziąć pod uwagę, że również amplituda oscylacji w kolejnych okresach może przekraczać napięcie przebiecia. Wynika stąd, że wytrzymałość napięciowa przyrządu musi być wyższa niż napięcie zasilania U_{DD} .
- 2) Zwiększenie napięcia u_{DS} w czasie wyłączenia powoduje zawsze wzrost chwilowej mocy strat i energii wydzielanej w czasie wyłączenia. Wynika stąd, że tranzystor musi mieć większe możliwości odprowadzania ciepła.
- 3) Przebieg poprzez pojemność pasożytniczą może przenieść się na bramkę rozpatrywanego tranzystora doprowadzając do jego niepożądanego załączenia. Na tej samej zasadzie może również trafić do obwodu sterowania lub innych tranzystorów w obwodzie mocy, zakłócając ich pracę.

Jak widać, we wszystkich tych przypadkach zasadnicze znaczenie dla ilościowej oceny wpływu pojemności pasożytniczych ma amplituda przebiecia $u_{Ls(pk)}$. Jak pokazuje zależność (13), zależy ona nie tylko od sumarycznej indukcyjności obwodu mocy, ale również od pochodnej prądu. Przybliżenie tej pochodnej przez iloraz różnic (podtrzymując założenie o pomijalnym ogniu prądowym) daje

$$\frac{di_D}{dt} \approx \frac{\Delta i_D}{\Delta t} \approx \frac{I_o}{t_f} \quad (23)$$

Powyższe wyrażenie pozwala wyraźnie zobaczyć, że na amplitudę przebiecia – a w konsekwencji na niebezpieczeństwo przebiecia, wzrost strat energii oraz zakłócenia w obwodzie – mają wpływ:

- 1° natężenie wyłączanego prądu oraz
- 2° szybkość jego wyłączania.

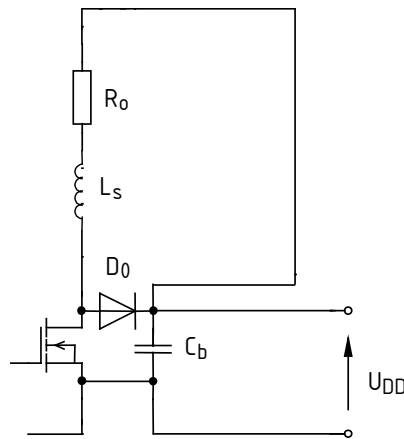
Tak więc skrócenie czasów przełączania tranzystora nie zawsze jest korzystne zarówno dla samego przyrządu, jak i dla całego układu.

2.3.b. Środki zaradcze

Przy projektowaniu układów mocy zawsze konieczne jest przedsięwzięcie odpowiednich środków:

- minimalizujących wartość indukcyjności pasożytniczych:
 - 1) skrócenie długości połączeń,
 - 2) zmniejszenie powierzchni pętli prądowych (przewody wiodące w przeciwnych kierunkach ten sam prąd należy prowadzić parami jak najbliżej siebie, najlepiej skręcone),
 - 3) separacja pętli prądowych – szczególnie należy unikać ścieżek i przewodów masy wspólnych dla dwóch lub więcej pętli wiodących silne i szybkozmienne prądy (zob. rys. 2 – ścieżka obwodu sterowania i ścieżka obwodu mocy rozgałęziają się tuż przy źródle tranzystora, dzięki czemu posiadają bardzo krótki fragment wspólny),

- 4) włączenie kondensatora o dużej pojemności (rzędu 10–1000 μF) równolegle do wejścia zasilania U_{DD} (rys. 2 – C_b), jak najbliższych odpowiednich zacisków tranzystora (źródła) i odbiornika (bieguna dodatniego), co spowoduje wyeliminowanie wpływu przewodów łączących źródło i zasadniczy obwód mocy;
 - minimalizujących negatywny wpływ indukcyjności pasozytniczych:
 - 1) spowolnienie wyłączenia przez zmianę rezystancji bramkowej,
 - 2) spowolnienie narastania napięcia za pomocą mniej lub bardziej złożonych tłumików – najprostszym jest pojedynczy kondensator włączony równolegle do wyjścia tranzystora, jednak istnieją bardziej efektywne rozwiązania,
 - 3) ograniczenie napięcia wyjściowego tranzystora przez włączenie tzw. diody gaszącej (rys. 2 – D_0) przeciwrównolegle do odbiornika, jak najbliższej drenu i dodatniej końcówki kondensatora stabilizującego zasilanie.



Rys. 2. Obwód mocy z rozwiązaniami przeciwprzebiegowymi

2.3.c. Dioda gasząca

Działanie diody gaszącej (inaczej *diody zerowej*, ang. *clamping diode*) jest następujące. Kiedy klucz tranzystorowy jest zamknięty, potencjał drenu jest niski – na pewno niższy od potencjału dodatniego bieguna napięcia zasilania U_{DD} . Tak więc dioda D_0 polaryzowana jest zaporowo i nie wpływa na obwód. Podczas wyłączenia na pasozytniczej indukcyjności połączeń L_s powstaje przepięcie powodujące, że potencjał drenu rośnie i napięcie u_{DS} przekracza napięcie zasilania U_{DD} (por. rys. 19). Jednak w chwili, gdy spełniony zostaje warunek

$$u_{\text{DS}} > U_{\text{DD}} + U_{\text{F(TO)}} \quad (24)$$

gdzie $U_{\text{F(TO)}}$ jest napięciem progowym diody D_0 , dioda ta zostaje spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Następuje zamknięcie obwodu $R_o - L_s - D_0$, co ma następujące pozytywne konsekwencje.

1. Dioda zwiera dren tranzystora do dodatniej końcówki kondensatora C_b . Dzięki temu napięcie u_{DS} wynosi U_{DD} powiększone o niewielki spadek napięcia na przewodzącej diodzie.
2. W utworzonym obwodzie zaczyna płynąć prąd wymuszony przez indukcyjność L_s i zaindukowane na niej napięcie. Powoduje on wydzielanie mocy w rezystancji R_o . Ponieważ źródłem energii jest indukcyjność L_s , oznacza to wytracanie zgromadzonej w cewce energii w oporniku. W ten sposób cewka ulega rozładowaniu i brak jest oscylacji związanych z przekazywaniem energii między indukcyjnością pasozytniczą a pojemnością wyjściową tranzystora.

Dla poprawnego działania diody zerowej konieczne jest, aby charakteryzowała się ona krótkim czasem załączania. W przeciwnym razie napięcie na tranzystorze zdąży znacząco narosnąć powyżej U_{DD} zanim dioda zadziała. Dioda ta musi również posiadać odpowiednią wytrzymałość napięciową, większą od napięcia U_{DD} . Bowiem w czasie, gdy tranzystor jest załączony, występuje na niej napięcie wsteczne $-U_{DD}$ (pomniejszone jedynie o niewielki spadek napięcia na tranzystorze).

Należy również zwrócić uwagę, że dioda zerowa jest zabezpieczeniem przepięciowym możliwym do stosowania wyłącznie w takich układach, w których w normalnych warunkach niemożliwy jest przepływ prądu obciążenia w dwie strony. Gdyby bowiem prąd miał płynąć przez odbiornik R_o w obie strony, obecność równoległej diody spowodowałaby, że w jedną stronę płynąłby on nie przez ten odbiornik, ale przez diodę. W szczególności diod gaszących nie można stosować w układach półmostkowych i mostkowych.

3. Pomiary

3.1. Układ pomiarowy

Konstrukcja układu laboratoryjnego

W ćwiczeniu wykorzystywany jest uniwersalny układ klucza dolnego przedstawiony na rys. 3. Układ umożliwia włączenie:

- dowolnego tranzystora badanego T – potrójne złącze na panelu układu połączone w sposób pokazany na schemacie i na płycie,
- dowolnego odbiornika R_L w obwód mocy – poczwórne złącze na panelu układu,
- dowolnego opornika bramkowego R_G – podwójne złącze na panelu układu.

W ćwiczeniu zbadane zostaną 3 diody gaszące o identycznych parametrach znamionowych: średni prąd przewodzenia $I_{F(av)} = 1$ A, szczytowe powtarzalne napięcie wsteczne $U_{RRM} = 200$ V. Ich oznaczenia podano w tab. 1.

Tab. 1. Diody mocy badane w ćwiczeniu

Lp.	Oznaczenie	Typ
1	MUR120	ultraszybka wysokiej klasy
2	UF4003	ultraszybka niskiej klasy
3	1N4003	standardowa (częstotliwości sieciowej)

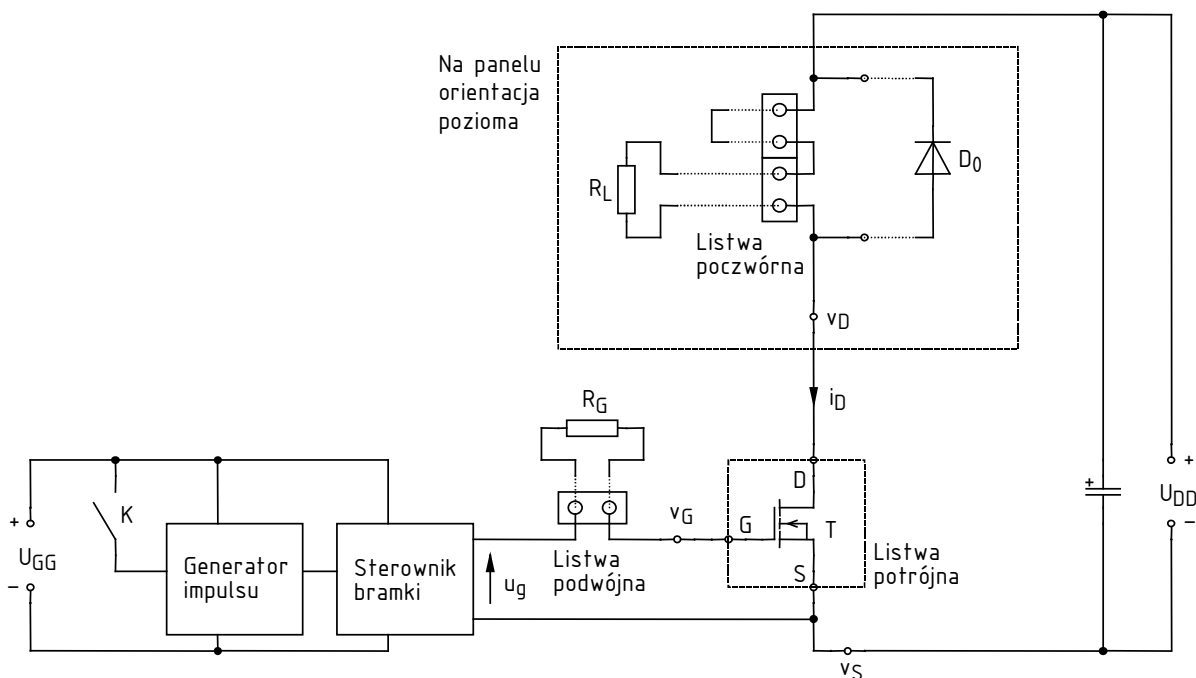
W celu wyeliminowania wpływu samonagrzewania się badanego tranzystora na jego działanie, jak również umożliwienia przepływu dużego prądu bez obawy o cieplne uszkodzenie tranzystora, pomiary wykonywane są na **pojedynczych impulsach przełączających** (załączających, a po krótkiej chwili wyłączających) tranzystor. Prostokątny impuls napięcia u_g generowany jest przy każdorazowym naciśnięciu przycisku na panelu układu (na rys. 3 – klucz K); **czas trwania impulsu** t_p wynosi kilkanaście mikrosekund, a jego amplituda jest w przybliżeniu równa **napięciu zasilającemu obwód sterujący** U_{GG} .

W związku z powyższym po każdej zmianie nastaw konieczne jest wygenerowanie impulsu przełączającego. Dotyczy to również sytuacji, gdy nastawy zostały zmienione tylko na urządzeniach pomiarowych (oscylskopie, sondzie prądowej). Dopiero po wygenerowaniu nowego impulsu oscylskop zarejestruje przebiegi przy nowych ustawieniach i zmiana ustawień odniesie jakikolwiek skutek. Do tego czasu, nawet jeżeli wydaje się, że przebiegi zostały np. powiększone w poziomie (zmiana podstawy czasu na mniejszą), nie jest to prawdą. W pamięci oscylskopu nadal będą znajdować się dane zarejestrowane przy poprzednich nastawach; jedynie punkty zostaną rzadziej rozłożone na ekranie.

Pomiaru napięć dokonuje się za pomocą sond napięciowych podłączonych w odpowiedni sposób do wyprowadzeń z gniazd bananowych oznaczonych na rys. 3 jako v_S , v_G i v_D . **Pomiaru prądu** dokonuje się przez zaciśnięcie sondy prądowej wokół wyprowadzonego fragmentu przewodu oznaczonego na rys. 3 jako i_D . Strzałka na korpusie sondy wskazuje kierunek przyjmowany za dodatni; sonda powinna zostać zaciśnięta w taki sposób, aby był on zgodny z rzeczywistością.

Przygotowanie układu

1. Włączyć komputer. Po zakończeniu logowania włączyć oscylskop i skonfigurować połączenie z komputerem zgodnie z instrukcją dostępną na stanowisku.
2. Do zasilania układu wykorzystać zasilacz o minimum 2 sekcjach regulowanych. Zasilanie z jednej sekcji regulowanej wyłączonego zasilacza doprowadzić do gniazd obwodu sterowania U_{GG} , zaś z drugiej sekcji regulowanej – do gniazd obwodu mocy U_{DD} . Wszystkie pokręta skrócić do zera. Ustawić zasilacz w tryb niezależnej pracy sekcji (*independent*).



Rys. 3. Schemat układu laboratoryjnego – uniwersalnego klucza dolnego

3. W odpowiednie gniazda włączyć opornik bramkowy 220Ω i tranzystor IRFP350. Jedną parę sąsiednich zacisków w gnieździe w obwodzie mocy zewrzeć krótką zworą. W drugiej parze zamocować opornik o wartości 10Ω na krótkich przewodach. Zwrócić uwagę, aby metalowa obudowa opornika nie zwierała punktów obwodu.

Ze względu na ryzyko przebicia bramki w wyniku wyładowania elektrostatycznego, przed uchwyceniem tranzystora należy uziemić się np. przez dotknięcie bolca przewodu ochronnego w listwie zasilającej. Tranzystor należy przenosić trzymając go za metalowy radiator wbudowany, połączony elektrycznie z drenem, zaś unikać chwytania za nóżki, szczególnie nóżkę bramki.

4. Do kanałów 1 i 2 oscyloskopu przyłączyć sondy napięciowe o tłumieniu 10:1. Sondę z kanału 1 przyłączyć tak, by mierzyć napięcie u_{GS} tranzystora, zaś sondę z kanału 2 – tak aby mierzyć napięcie u_{DS} . Zwrócić uwagę na przyłączenie mas obu sond do tego samego potencjału; w przeciwnym razie nastąpi zwarcie układu przez oscyloskop, co może doprowadzić do uszkodzenia jego obwodów wejściowych.

Zgłosić układ prowadzącemu do sprawdzenia. Aby nie tracić czasu, w tym czasie należy wykonać punkt 5.

5. Skonfigurować oscyloskop:
 - CH1 Menu, Coupling: DC, Probe: 10X, Invert: Off;
 - CH2 Menu – jak wyżej;
 - CH4 Menu – jak wyżej, oprócz Probe: 1X;
 - wzmocnienie kanału 1 (pokrętko Volts/Div) dostosowane do obserwacji przebiegów o amplitudzie 10 V, zaś kanału 2 – 60 V;
 - Trigger Menu, Edge, Slope: Rising, Source: CH1, Mode: Normal, Coupling: DC;
 - poziom wyzwania (pokrętko Trigger Level) na około połowę napięcia $U_{GG} = 10$ V;
 - podstawa czasu (pokrętko Sec/Div) dostosowania do obserwacji przebiegu przełączania tranzystora o czasie trwania podanym wyżej.

Wyświetlić przebieg z kanału 1, ukryć pozostałe (wciskanie przycisku Menu powoduje naprzemienne wyświetlanie i ukrywanie przebiegu z danego kanału).

Przed wykonaniem kolejnych punktów poprawność połączeń musi sprawdzić prowadzący.

6. Włączyć zasilacz. Nieco zwiększyć próg ograniczenia prądowego sekcji zasilającej obwód sterowania, co powinno spowodować zgaśnięcie czerwonej kontrolki. Ustawić napięcie 10 V obserwując wskazanie amperomierza – jeżeli przekracza ono 50 mA, należy sprowadzić napięcie do zera i ponownie sprawdzić układ; nie należy zwiększać ograniczenia prądowego przy niezerowym napięciu. Analogicznie ustawić napięcie zasilania obwodu mocy 60 V. Jeżeli amperomierz nie wykazuje przepływu prądu większego niż wskazany wyżej, ustawić próg ograniczenia prądowego na maksimum.

3.2. Wykonanie pomiarów

Pomiar próbny

1. Wygenerować impuls przełączający wciskając przycisk na panelu układu. Na oscyloskopie powinien pojawić się komunikat „Trig'd” nad podziałką oraz powinien pojawić się aktualny obraz impulsu napięcia u_{GS} . Jeżeli komunikat nie pojawia się, sprawdzić ustawienia wyzwalania (Trigger Menu, Trigger Level).
2. Jeżeli impuls napięcia nie jest dobrze widoczny w całości, dostosować podstawę czasu, położenie chwili wyzwalania (Horizontal Position – strzałka nad podziałką – nie powinna nigdy znajdować się na samym brzegu podziałki) wzmocnienie, położenie poziomu zera (Vertical Position – strzałka na lewo od podziałki – nie powinna nigdy znajdować się na samym brzegu podziałki). Ukryć przebieg z kanału 1, wyświetlić z kanału 2; w razie potrzeby dostosować nastawy kanału.
3. Włączyć i skonfigurować wzmacniacz sondy prądowej zgodnie z instrukcją dostępną na stanowisku. W odpowiednim momencie wyjście wzmacniacza przyłączyć do kanału 4 oscyloskopu; zwrócić uwagę na uwagi dotyczące współpracy z oscyloskopem podane w instrukcji do sondy. Przed rozmagnesowaniem sondy ustawić wzmocnienie pozwalające na obserwację na oscyloskopie przebiegów o amplitudzie wynikającej z napięcia zasilania obwodu mocy i opornika obciążającego. Sondę zapiąć na wyprowadzonym nad panel przewodzie tak, aby zwrot rzeczywistego prądu był zgodny ze strzałką na korpusie sondy.
4. Wyświetlić przebieg z kanału 4. W razie potrzeby zmienić wzmocnienie w torze pomiaru prądu zgodnie z instrukcją do sondy oraz dostosować położenie poziomu zera.

Obserwacja stanów dynamicznych

5. Zmienić podstawę czasu i położenie chwili wyzwalania tak, aby z maksymalną dokładnością obserwować przebiegi w obwodzie głównym tranzystora podczas jego załączania (nie jakiegokolwiek innego stanu pracy), od początku zmian do pełnego ustalenia się obu przebiegów (pomiąć jednak możliwe bardzo powolne zmiany prądu wynikające z niedoskonałego działania sondy prądowej, a nie z przełączania tranzystora). Upewnić się, że przebiegi wypełniają ekran w pionie w maksymalnym stopniu, ale pozań nie wykraczają.
6. W programie WaveStar for Oscilloscopes utworzyć arkusz typu Power Harmonics. Do odpowiednich okienek na dole arkusza przeciągnąć przebiegi napięcia u_{DS} i prądu i_D w celu uzyskania przebiegu mocy chwilowej p_D . Utworzyć arkusz typu YT Sheet. Wszystkie 3 przebiegi z arkusza Power Harmonics przeciągnąć do arkusza YT Sheet. Zsynchronizować przebieg mocy z prądem i napięciem przez wycentrowanie kolorowego suwaka nad podziałką. Zapisać arkusz YT Sheet. Zanotować współczynnik przetwarzania wzmacniacza sondy prądowej (patrz instrukcja do sondy).
7. Zbocze wyzwalające zmienić na opadające (Trigger Menu, Slope). W razie potrzeby dostosować podstawę czasu, położenie chwili wyzwalania i poziom wyzwalania tak, aby obserwować przebieg wyłączania w obwodzie mocy; zastosować się w tym względzie do wszystkich (oprócz nazwy stanu pracy) wytycznych podanych w pkt. 5. Odświeżyć najpierw arkusz Power Harmonics, a następnie YT Sheet; zapisać arkusz YT Sheet.
8. Powtórzyć pomiary dla podanych niżej konfiguracji obwodu, przed każdą zmianą skracając napięcie zasilania obwodu mocy do zera (zaczekać na zgaśnięcie kontrolki na panelu układu) i upewniając się, że w czasie jego przywracania nie zaczyna płynąć stały prąd, oraz upewniając się za każdym razem, że zachowane są wszystkie wytyczne podane w pkt. 5:
 - a) odłączyć opornik na krótkich przewodach, przyłączyć opornik na długich przewodach tworzących prostokątną pętlę – załączanie i wyłączenie;
 - b) zamiast zwory w złącze w obwodzie mocy włączyć cewkę o indukcyjności $L^* = 6 \mu\text{H}$ i prądzie znamionowym 6 A (obecny opornik pozostawić) – załączanie i wyłączenie;

- c) usunąć cewkę, na powrót zwierając parę zacisków (obecny opornik pozostawić); równoległe do opornika, w gniazda bananowe jak najbliżej zacisków drenu i zasilania, włączyć pierwszą diodę gaszącą (tab. 1) skierowaną zgodnie z rys. 2 (sposób włączenia musi skontrolować prowadzący przed przywróceniem zasilania) – tylko wyłączenie;
 - d) wymienić diodę na kolejną – tylko wyłączenie;
 - e) wymienić diodę na kolejną – tylko wyłączenie;
 - f) usunąć diodę i wymienić opornik bramkowy na dwukrotnie większej wartości – tylko wyłączenie;
 - g) przywrócić pierwotny opornik bramkowy, odłączyć obecny opornik, przyłączyć opornik na długich przewodach skręconych – tylko wyłączenie.
9. Suwmiarką zmierzyć średnicę przewodu w prostokątnej pętli. Miarką zmierzyć odległość między przewodami i długość połączenia (dłuższy bok w jedną stronę).

Zakończenie

10. Skręcić do zera napięcie zasilania obwodu mocy. Poczekać na zgaśnięcie czerwonej kontrolki na panelu układu. Skręcić do zera napięcie zasilania obwodu sterowania. Rozłączyć układ.

4. Opracowanie i analiza wyników

4.1. Wyznaczenie parametrów liczbowych

Uruchomienie oprogramowania

1. Uruchomić program WaveStar for Oscilloscopes.
2. Uruchomić program Scilab. Wczytać skrypt *wavestar_calka* wpisując polecenie

```
exec('ścieżka_dostępu_do_skryptu\wavestar_calka.sce');
```

Załączanie

3. W programie WaveStar otworzyć oscylogram dla odbiornika połączonego krótkimi przewodami, dla załączania (pkt 3.2/6). W oparciu o ten oscylogram:
 - a) kursorem poziomym odczytać wartość prądu obciążenia w woltach I_o^* (prąd drenu w stanie przewodzenia);
 - b) za pomocą kursorów krzyżowych odczytać stałą czasową τ_{ri} jako czas od początku narastania prądu do momentu, w którym narastający prąd osiągnie wartość $0,632 I_o$ [patrz wzór (11)].
4. W programie WaveStar uzyskać dane niezbędne do wyznaczenia energii wydzielanej w tranzystorze:
 - a) na podstawie zanotowanej nastawy współczynnika przetwarzania prąd-napięcie wzmacniacza sondy prądowej, wyznaczyć mnożnik k_i w amperach na wolt – przez który należy przemnożyć wykazywaną w programie WaveStar wartość w woltach, aby uzyskać rzeczywistą wartość prądu w amperach;

Wartości wykazywane w programie WaveStar dla przebiegów prądu są *de facto* zarejestrowanymi przez oscyloskop wartościami napięcia pochodzącego ze wzmacniacza sondy prądowej. Będziemy je oznaczać gwiazdką. Napięcie to jest proporcjonalne do prądu zgodnie z zanotowanym współczynnikiem przetwarzania wzmacniacza sondy prądowej. Mnożnik, wynikający bezpośrednio z tego współczynnika, ale ze względów praktycznych wyrażony w jednostkach pierwotnych SI, tj. A/V, pozwoli otrzymać rzeczywiste wartości w amperach. Rzeczywista wartość prądu w amperach $i [A] = k_i [A/V] \cdot i^* [V]$. (Zgodnie z instrukcją do sondy ze wzmacniaczem A6302/A6312+AM503B, wartość podawana na wyświetlaczu miała jednostkę A/10 mV lub mA/10 mV.) Przykładowo, jeżeli współczynnik wzmocnienia sondy wynosił 5 A / 10 mV, to $k_i = 5 \text{ A} / 10 \text{ mV} = 500 \text{ A/V}$.

- b) przeliczyć wartość I_o^* na wartość w amperach I_o i sprawdzić, czy zgadza się ona z parametrami układu (zob. pkt. 3.1/3 i 6); w przeciwnym razie ustalić źródło rozbieżności i prawidłowy przelicznik k_i ;
 - c) za pomocą kursorów pionowych wyznaczyć czasy (współrzędne X) początku t_{inf} i końca t_{sup} impulsu mocy p_D przy przełączaniu (por. rys. 1 i 4), lub współrzędną początku t_{inf} i długość impulsu Δt ;
 - d) wyeksportować dane do pliku tekstowego typu CSV (*comma-separated values*) przez menu *File ▶ Export Datasheet ▶ CSV*.
5. W programie Scilab obliczyć energię wydzielaną w tranzystorze podczas załączania $W_{D(on)}$:
- a) odczytać wyeksportowane dane poleceniem (ewentualnie dodając ścieżkę dostępu lub zmieniając uprzednio katalog roboczy poleceniem *cd*)

```
[naglowek, dane]=wczytaj_ws('nazwa_pliku.csv');
```

Przy obliczeniach dla kolejnych przypadków można przywołać wcześniej wpisane polecenie wciskając na klawiaturze strzałkę w górę.

- b) obliczyć energię $W_{D(on)}$ jako całkę przebiegu p_D za przedział od t_{inf} do t_{sup} , z uwzględnieniem mnożnika k_i , wydając polecenie

```
calka_infsup(dane, numer_przebiegu_pd, t_inf, t_sup, pd0, ki)
```

Parametr *numer_przebiegu* to numer kolejny przebiegu p_D zgodnie z rosnącą numeracją w programie WaveStar (nie numer kanału oscyloskopu). Np. jeżeli w programie WaveStar wyświetlane są: 2) u_{DS} , 3) i_D , 4) p_D , to przebieg p_D jest trzecim z kolei, należy więc podać *numer_przebiegu* = 3; jeżeli zaś numeracja zaczyna się od 1 i nie ma „dziur”, to *numer_przebiegu* jest identyczny jak w programie WaveStar.

Parametr *pd0* pozwala uwzględnić przesunięcie poziomu zera przebiegu p_D (niezerowa wartość w stanie wyłączenia tranzystora) spowodowane niedokładnością sondy prądowej. Jeżeli przesunięcie to jest znaczące, to należy wpisać nieprawdziwą – niezerową wartość p_D w stanie wyłączenia wykazywaną w programie WaveStar, którą można zmierzyć kursorem poziomym (w V-V bez przeliczania na waty, patrz rys. 5). Jeżeli przesunięcie jest niewielkie w porównaniu z amplitudą mocy p_D , należy wpisać 0.

Można również wykorzystać alternatywną postać funkcji całkującej, *calka_infdelta()*. Działa ona identycznie jak poprzednia, jedynie zamiast *t_sup* należy podać parametr *deltat* = $\Delta t = t_{sup} - t_{inf}$. Jest to o tyle wygodniejsze, że z okna *YT Sheet* można za jednym razem przepisać oba parametry czasowe (*X* i *dX*).

Przykład przy założeniu, że kolejność wyświetlania przebiegów była następująca: 1) u_{DS} , 2) i_D , 4) p_D , zaś pozostałe parametry mają wartości jak na przykładowych rysunkach 4 i 5 (patrz podpisy do rysunków):

```
calka_infsup(dane, 3, 0.02E-6, 1.26E-6, -64.4E-3, 200)
```

lub

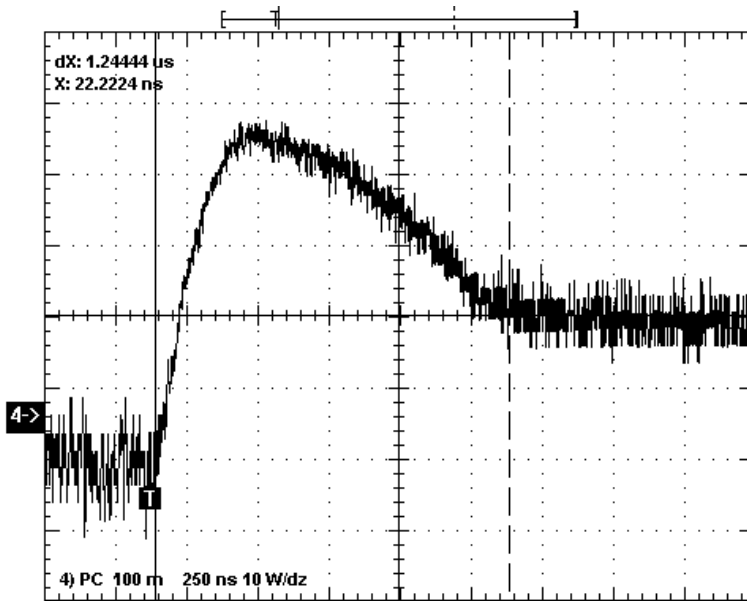
```
calka_infdelta(dane, 3, 0.02E-6, 1.24E-6, -64.4E-3, 200)
```

- c) powyższa funkcja zwróci wartość całki w dżulach i kontrolnie wykreśli przebieg p_D przesunięty o p_{D0} i przeskalowany przez k_i oraz zaznaczy obszar, którego polu odpowiada obliczona całka;
- na podstawie tego wykresu kontrolnego należy sprawdzić, czy całka została obliczona za właściwy fragment przebiegu mocy (impuls wyraźnie odróżniający się od poprzedzającego go stanu wyłączenia i następującego stanu załączenia, o podstawie na poziomie rzeczywistego zera tj. stałej wartości przebiegu w stanie wyłączenia), a jeżeli nie – wyznaczyć energię ponownie;
- d) zapisać wykres kontrolny poleceniem *File ▶ Export* (zaleca się format PNG lub EMF).
6. Powtórzyć pkt. 3–5 dla przypadków z opornikiem na długich przewodach [pkt. 3.a) i 4.a)–b) można pominąć uznając, że odnośne wartości nie zmieniały się]:
- a) o dużej powierzchni pętli prądowej [pkt 3.2/8.a)];

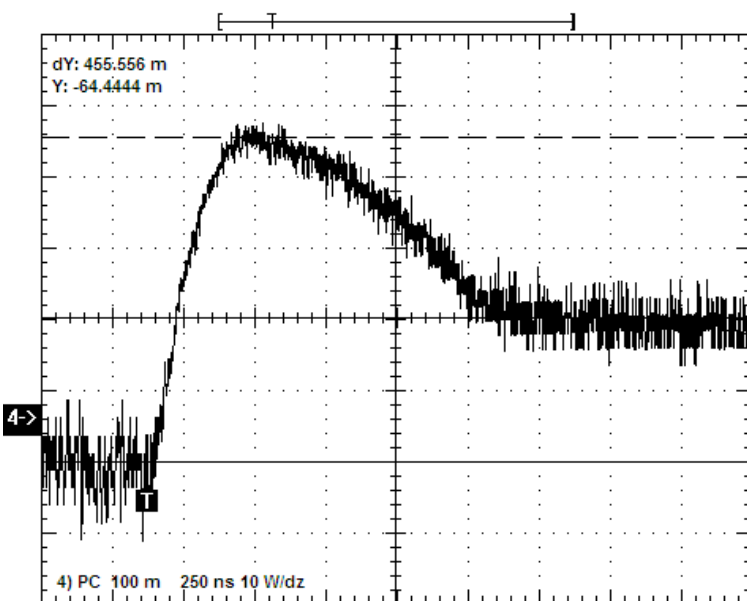
- b) o dużej powierzchni pętli prądowej z dodatkową cewką [pkt 3.2/8.b)] – tylko pkt 3.
7. Uzyskane wyniki zebrać w tabeli.

Wyłączenie

8. W programie WaveStar otworzyć oscylogram dla odbiornika połączonego krótkimi przewodami, dla załączania (pkt 3.2/7). W oparciu o ten oscylogram:
- za pomocą kursora poziomego odczytać wartości U_{DD} (napięcie u_{DS} w stanie blokowania) i $u_{DS(pk)}$ (por. rys. 19);
 - korzystając z podziałki, na oko ocenić przybliżony czas stłumienia oscylacji t_{damp} (lub stłumienia przebiegu jeżeli brak oscylacji);
 - za pomocą kursorów pionowych odczytać okres T_{osc} oscylacji napięcia u_{DS} jako odległość między sąsiednimi wierzchołkami tłumionej sinusoidy;

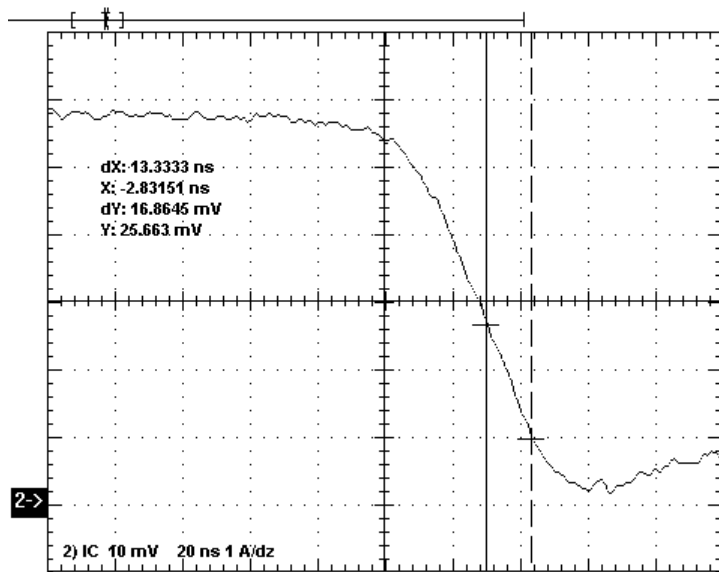


Rys. 4. Przykład odczytu czasów $t_{inf} = 0,02 \mu s$ (lewy kursor – wskazanie X), $t_{sup} = 1,26 \mu s$ ($\Delta t = 1,24 \mu s$ – wskazanie dX)



Rys. 5. Przykład odczytu przesunięcia poziomu zera (niepoprawnie wskazywanego przez „4->”) przebiegu mocy chwilowej $\Delta p_D^* = -64,4 \text{ mV}\cdot\text{V}$ (wskazanie Y). Jest ono w tym przypadku znaczące, gdyż wynosi ponad 10%

amplitudy impulsu mocy równej $456 \text{ mV}\cdot\text{V}$ (wskazanie dY)



Rys. 6. Przykład odczytu maksymalnej stromości prądu drenu $|di_D/dt|_{\max} = 127 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($k_i = 100 \text{ A/V}$ jak dotychczas): Δi_D – wskazanie dY , Δt – wskazanie dX

- d) za pomocą kursorów krzyżowych odczytać maksymalną stromość opadania prądu $(di_D/dt)_{\max}$ przyjmując, że jego przebieg jest linią prostą, jako iloraz odczytów Δi_D i Δt na rozsądnie wybranym odcinku tego przebiegu (patrz rys. 19 i 6).
9. Postępując analogicznie jak w pkt. 4–5, wyznaczyć energię wydzielaną w tranzystorze podczas wyłączenia $W_{D(\text{off})}$
10. Powtórzyć pkt. 8–9 dla przypadków z opornikiem na długich przewodach [pkt 8.a) można pominąć uznając, że napięcie U_{DD} nie zmieniało się]:
 - a) o dużej powierzchni pętli prądowej [pkt 3.2/8.a)];
 - b) o dużej powierzchni pętli prądowej z dodatkową cewką [pkt 3.2/8.b)] – tylko pkt 8;
 - c) o dużej powierzchni pętli prądowej z każdą z 3 diod gaszących [pkt 3.2/8.c)–e)] – bez pkt. 8.c)–d);
 - d) o dużej powierzchni pętli prądowej ze spowolnionym przełączaniem (większa rezystancja bramkowa) [pkt 3.2/8.f)];
 - e) o małej powierzchni pętli (przewody skręcone) [pkt 3.2/8.g)] – bez pkt. 8.c)–d).
11. Uzyskane wyniki zebrać w tabeli. Obliczyć i dodać częstotliwość oscylacji f_{osc} jako odwrotność okresu oscylacji T_{osc} oraz całkowitą energię wydzielaną podczas przełączania $W_{D(\text{ts})}$ jako sumę energii wydzielanej podczas załączania i podczas wyłączenia. W sprawozdaniu zamieścić oscylogramy i wykresy kontrolne z programu Scilab tak, aby oba wykresy dla danego przypadku znajdowały się na tej samej stronie.

4.2. Indukcyjności pasożytnicze

1. Ze wzoru (4), na podstawie parametrów geometrycznych przewodów zanotowanych w pkt. 3.2/9, obliczyć teoretyczną indukcyjność pasożytniczą $L_{s(\text{teor})}$ związaną z długimi, odległymi przewodami łączącymi odbiornik.
2. Wyznaczyć indukcyjność pasożytniczą L_s związaną z przewodami metodą empiryczną, w oparciu o wzór (9) i wyznaczone wartości stałej czasowej τ_{ri} dla różnych przypadków obwodu mocy, w tym z cewką o znanej indukcyjności:
 - a) zapisać wzór (9) dla 3 przypadków, tworząc układ 3 równań:
 - krótkie połączenia – indukcyjność początkowa L_{s0} , równa sumie nieznaney indukcyjności połączeń wewnątrz układu oraz nieznaney indukcyjności krótkich połączeń,
 - długie połączenia (pętla o dużej powierzchni) – indukcyjność całkowitą tworzy suma L_{s0} i szukanej indukcyjności związanej z długimi połączeniami L_s ,
 - długie połączenia z dodatkową cewką – indukcyjność całkowitą tworzy suma L_{s0} , L_s i znanej [patrz pkt 3.2/8.b)] indukcyjności dodatkowej cewki L^* ;
 - b) podstawić do równań odpowiednie wartości τ_{ri} z tabeli wyników oraz przyjąć, że całkowita rezystancja w obwodzie mocy R jest również nieznaną;
 - c) z układu równań 2 i 3 obliczyć sumę $L_{s0} + L_s$ oraz rezystancję R ;
 - d) z karty katalogowej tranzystora (patrz pkt 3.1/3) odczytać rezystancję w stanie przewodzenia $R_{DS(\text{on})}$; jeżeli obliczona wartość R jest bliska sumie znamionowej rezystancji odbiornika R_0 (patrz pkt 3.1/3) i rezystancji $R_{DS(\text{on})}$, oznacza to, że obliczenia zostały dokonane poprawnie; w przeciwnym razie zlokalizować błąd;
 - e) z układu równań 1 i 2 obliczyć szukaną wartość L_s .
3. Wyznaczyć indukcyjność pasożytniczą L_s związaną z przewodami drugą metodą empiryczną, w oparciu o wzór (21) i wyznaczone wartości częstotliwości oscylacji f_{osc} dla różnych przypadków obwodu mocy, w tym z cewką o znanej indukcyjności:
 - a) zapisać wzór (21) dla 3 przypadków jak w pkt. 2, tworząc układ 3 równań;
 - b) podstawić do równań odpowiednie wartości f_{osc} oraz przyjąć, że pojemność wyjściowa tranzystora C_{out} nie jest znana;
 - c) z układu równań 2 i 3 obliczyć sumę $L_{s0} + L_s$ oraz pojemność C_{out} ;
 - d) z układu równań 1 i 2 obliczyć szukaną wartość L_s ;
 - e) z karty katalogowej tranzystora odczytać pojemność wyjściową tranzystora C_{oss} i stwierdzić, czy otrzymana wartość C_{out} jest realna (wziąć pod uwagę, że pojemności tranzystora zależą w określony sposób od napięcia u_{DS} [2, 3]).
4. Porównać wartości uzyskane dwoma metodami empirycznymi. Jeżeli są one zbieżne, obliczyć ostateczną wartość L_s jako średnią z otrzymanych wartości. Porównać uzyskaną wartość z teoretyczną.

4.3. Bezpieczeństwo pracy tranzystora

Skutki obecności indukcyjności pasożytniczych

- Podstawić obliczone wartości L_s i $L_{s0} + L_s$ do wzoru (14) i sprawdzić, czy wyniki zgadzają się z wartościami U_{DD} i $u_{DS(pk)}$ pomierzonymi dla przypadków:
 - długich połączeń o dużej powierzchni pętli,
 - z dodatkową cewką,
 - ze spowolnionym przełączaniem.
- Na podstawie zmierzonych wartości $u_{DS(pk)}$ dla 3 przypadków:
 - krótkie połączenia,
 - długie połączenia (pętla o dużej powierzchni),
 - długie połączenia z dodatkową cewką,

stwierdzić, jaki jest wpływ indukcyjności pasożytniczej na bezpieczeństwo napięciowe tranzystora. W jaki sposób wpływa ona na wymaganą wytrzymałość napięciową i tym samym koszt klucza półprzewodnikowego?

- Na podstawie obliczonych wartości $W_{D(on)}$ i $W_{D(off)}$ dla 3 przypadków:
 - krótkie połączenia,
 - długie połączenia (pętla o dużej powierzchni),
 - długie połączenia z dodatkową cewką,

stwierdzić, jaki jest wpływ indukcyjności pasożytniczej na bezpieczeństwo cieplne tranzystora. Rozważyć osobno załączanie i wyłączenie; wyjaśnić obserwowany wpływ w oparciu o porównanie przebiegów napięcia i prądu zarejestrowanych dla poszczególnych przypadków.

- Stwierdzić, jaki jest wpływ indukcyjności pasożytniczej na całkowitą energię wydzielaną w tranzystorze podczas przełączania $W_{D(ts)}$. W jaki sposób wpływa ona na wymaganą wydajność chłodzenia i tym samym koszt klucza półprzewodnikowego i radiatora?

Środki przeciwprzepięciowe

- Ze wzoru (14) oszacować indukcyjność pasożytniczą związaną z przewodami splecionymi (przyjąć, że stromość opadania prądu nie zmieniła się względem przypadku połączeń o dużej powierzchni pętli). Obliczyć, ilekrotnemu zmniejszeniu uległa ona w stosunku do odległych przewodów przy tej samej długości połączenia.
- Dokonać analizy wyników zastosowania poszczególnych metod ograniczania przepięć:
 - Obliczyć, ile razy zmniejszyła się maksymalna amplituda przepięcia (tj. różnica $u_{DS(pk)} - U_{DD}$), czas trwania oscylacji t_{osc} oraz energia wydzielana podczas wyłączenia $W_{D(off)}$:
 - po zastosowaniu diody gaszącej: ultraszybkiej wysokiej i niskiej klasy oraz standardowej,
 - po spowolnieniu przełączania,
 - po spleceniu przewodów.
 - Na podstawie otrzymanych wyników, ocenić skuteczność każdej z metod ograniczania przepięć, biorąc pod uwagę zarówno efekt napięciowy, jak i czasowy (czas stłumienia oscylacji) i energetyczny. W tej chwili skupić się na różnicach między metodami, a nie poszczególnymi diodami.
- Dokonać analizy skuteczności różnych diod:
 - Jakie różnice wystąpiły między poszczególnymi diodami gaszącymi?

- b) Który z parametrów diody mocy miał decydujący wpływ na jakość działania diod w rozważanej aplikacji? Czy dla którejś z diod został on podany przez producenta? Porównać go z szybkością zmian napięcia w badanym układzie.

5. Literatura

- [1] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998.
- [2] Starzak Ł.: *Laboratorium przyrządów i układów mocy. Ćwiczenie 3^A. Tranzystor MOSFET*. Łódź: Politechnika Łódzka, 2009.
- [3] Napieralski A., Napieralska M.: *Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy*. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1995.