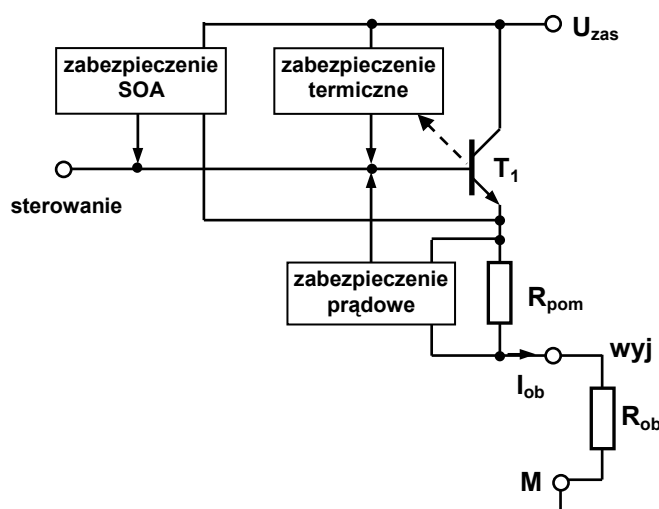


Elektroniczne zabezpieczenie elementu kluczującego przed przeciążeniem i zwarciem w obwodzie

Zasada działania układów zabezpieczeń elektronicznych wymaga umieszczenia elementów mierzących prąd w zabezpieczanym obwodzie. Często mierzona jest dodatkowo temperatura struktury klucza nagrzewanego przez zbyt duży prąd (zabezpieczenie termiczne). Dodatkowymi funkcjami takiego układu jest ograniczenie pracy klucza do bezpiecznego obszaru pracy tranzystora (SOA - Safe Operating Area), by pracował bez ryzyka przebicia lub uszkodzenia w efekcie samonagrzewania się. Zabezpieczenia pokazane są umownie na rys. 1.

W układach monolitycznych dodaje się układy zabezpieczenia przed pracą przy zbyt niskim lub zbyt dużym napięciu zasilania. Inne zabezpieczenia i układy sygnalizacji, komunikacji o przeciążeniu omówione są przy prezentacji przykładowych układów.



Rys.1. Typowe zabezpieczenia przeciążeniowe elementów kluczujących.

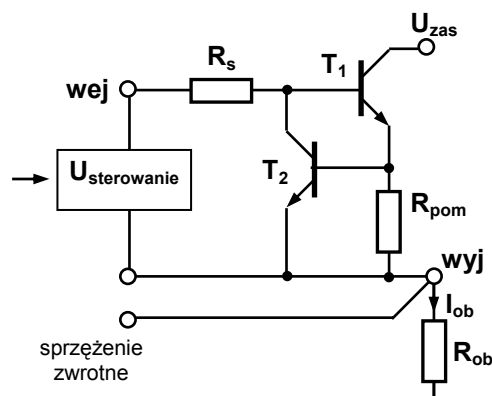
Elementami mierzącymi prąd wyjściowy są najczęściej:

- rezystor pomiarowy dołączony wewnątrz lub na zewnątrz struktury półprzewodnikowej,
- spadek napięcia na kluczu (np. wyjście z obszaru nasycenia w tranzystorach bipolarnych, zwiększenie spadku napięcia na rezystorze dren-źródło),
- złącze Kelwinowskie w tranzystorach MOSFET.

Innym elementami mierzącymi prąd w zabezpieczeniach są: transformatory impulsowe, czujniki prądu wykorzystujące efekt Halla.

Zabezpieczenia przeciążeniowe z zastosowaniem rezystora pomiarowego wewnątrz lub na zewnątrz struktury układu scalonego

Układ wykorzystujący rezystor pomiarowy pokazano na rys.2.



Rys.2. Układ zabezpieczenia tranzystora kluczującego przez bocznikowanie prądu bazy.

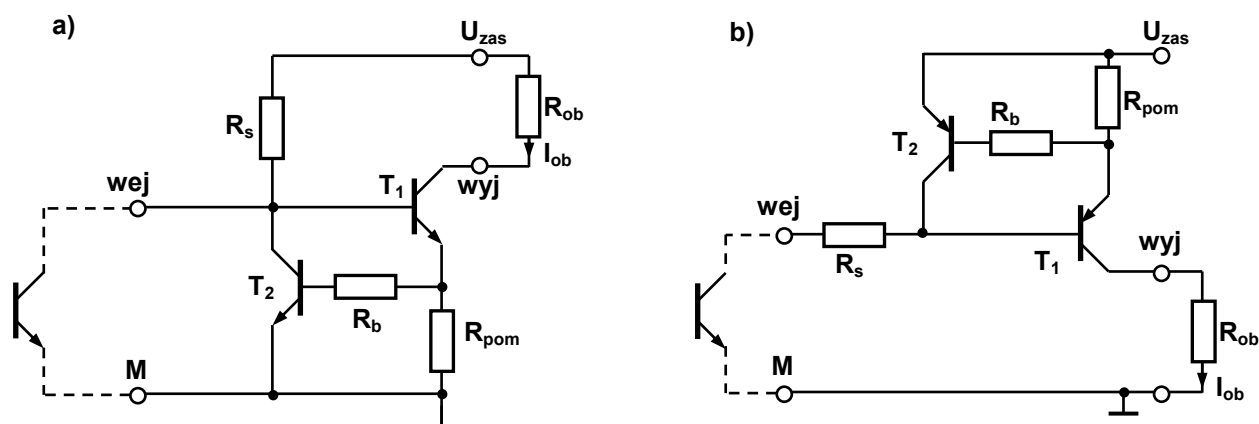
Działanie zabezpieczenia w układzie kluczującym pokazanym na rys.2. polega na pomiarze prądu I_{ob} (przez pomiar spadku napięcia) na rezystorze R_{pom} . Spadek napięcia na rezystorze R_{pom} po przekroczeniu napięcia progowego złącza baza-emiter tranzystora T_2 ysterowuje tranzystor T_2 . Prąd bazy tranzystora T_1 zaczyna być bocznikowany przez tranzystor T_2 . Następuje ograniczenie prądu wyjściowego tranzystora T_1 do wartości określonej przez układ zabezpieczający.

Pytanie: Jak wyliczamy wartość prądu ograniczonego? Jak wpływa na tę wartość temperatura tranzystora T_2 ?

Rezystor pomiarowy (R_{pom}) umieszczony wewnątrz układu scalonego daje stałą wartość prądu zabezpieczenia (jest możliwość dołączenia zewnętrznych rezystorów równoległych, o ile jest wyprowadzony emiter tranzystora T_1).

Przy zewnętrznym rezystorze pomiarowym R_{pom} można zmieniać wartość prądu maksymalnego. Pozostają ograniczenia narzucone przez klucz (prąd dopuszczalny, moc wydzielana dopuszczalna).

Typowe zabezpieczenia przy wyjściach z obciążeniem przy masie i plusie napięcia zasilającego pokazano na rys.3 .

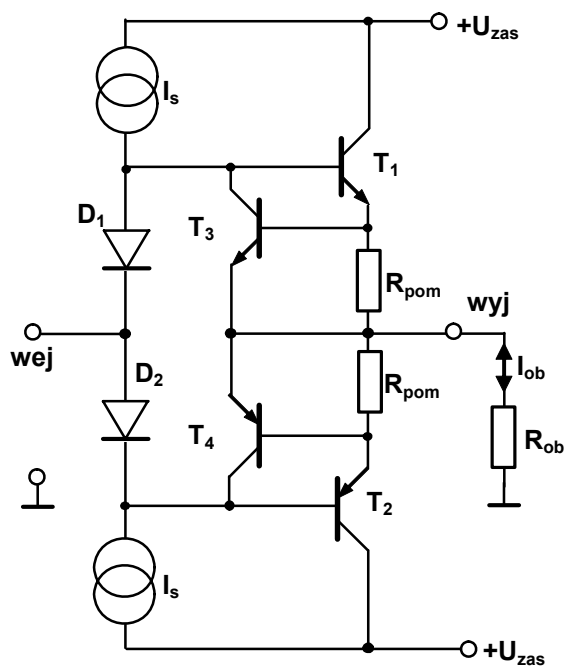


Rys.3. Układ kluczujący z zabezpieczeniem prądowym przy obciążeniu a) przy plusie napięcia zasilającego, b) przy masie napięcia zasilającego.

Pytanie: Narysuj modyfikację układów z rys.3.a) i b), dla tranzystora sterującego przyłączonego pomiędzy wejściem a plusem zasilania.

Pytanie: Jaka jest rola rezystora R_b ?

Na rys.4 przedstawione jest typowe zabezpieczenie przed skutkami zwarcia wyjścia do masy lub napięcia zasilania w układach z prądem wyjściowym w dwóch kierunkach (push-pull output).



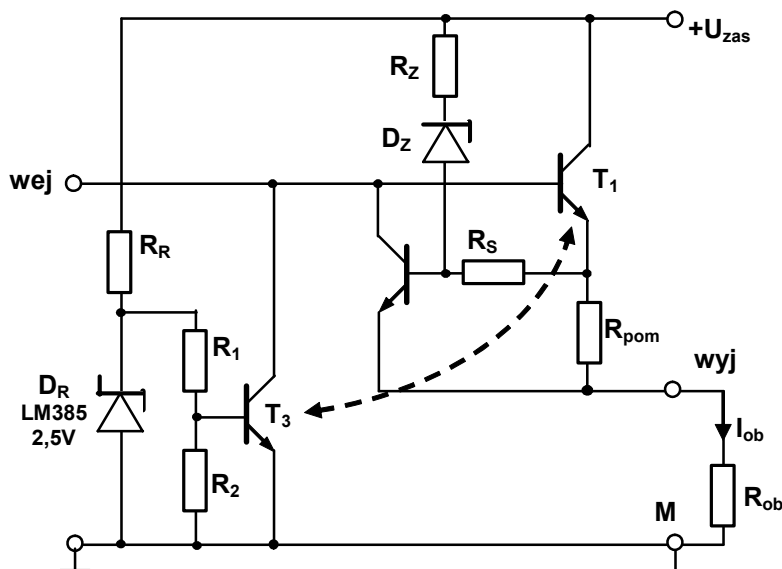
Rys.4. Typowy układ końcówki mocy z układem zabezpieczającym z zastosowaniem rezystora pomiarowego wewnątrz struktury układu scalonego przed skutkami zwarcia wyjścia.

Tranzystory T_3 i T_4 w normalnych warunkach są w stanie odcięcia. Gdy spadek napięcia na R_{pom} wywołany prądem zwarciovym przekroczy progową wartość otwierającą tranzystor T_3 lub T_4 , to prąd kolektorów tych tranzystorów zmniejszy wysterowanie tranzystorów T_1 lub T_2 utrzymując prąd bazy i tym samym prąd kolektora tranzystora T_1 lub T_2 w dopuszczalnym zakresie. Wartość tego prądu zależy od wartości rezystora pomiarowego i ustali się na poziomie równym około $I_{ob} = 0,7V/R_{pom}$.

Zabezpieczenia przed wyjściem pracy klucza z bezpiecznego obszaru pracy tranzystora (SOA - Safe Operating Area) i przekroczeniem temperatury struktury.

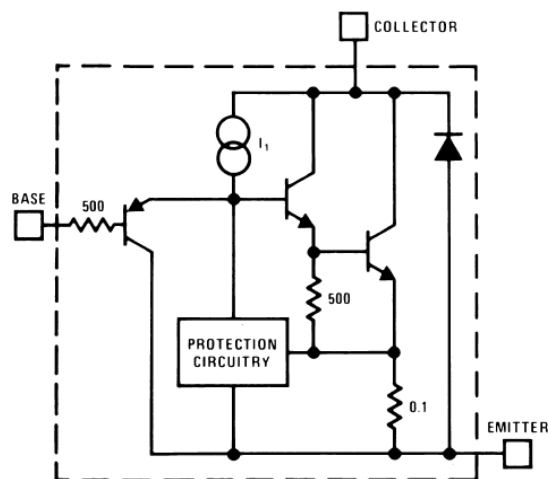
Na rys. 5 pokazano rozwiązanie umożliwiające ograniczenia prądu klucza po przekroczeniu napięcia kolektor emiter tranzystora T_1 powyżej wartości wyznaczonej przez obszar bezpiecznej pracy (SOA). Umożliwiło to dodanie do układu z ograniczeniem prądu, diody Zenera D_z i rezystora R_z . Dla napięcia na kluczu mniejszego od napięcia Zenera (U_z) diody D_z , zabezpieczenie nie działa i poziom ograniczenia prądowego jest wyznaczony jak w układzie z rys.2. Po przekroczeniu napięcia Zenera (U_z) diody D_z , przez napięcie na kluczu przez rezystory R_z i R_s płynie prąd wywołujący spadek napięcia na rezystorze R_s . Przy stałym napięciu progowym U_{BE} (powyżej którego przewodzi tranzystor T_2) i będącym sumą spadków napięcia na rezystorze R_s i R_{pom} , zmniejsza się spadek napięcia na rezystorze R_{pom} przy którym zadziała zabezpieczenia. I tym samym zmniejsza się prąd zabezpieczenia.

Pytanie: Dla napięcia zasilającego $U_{zas}=24V$, maksymalny prąd wyjściowy $I_{ob\ max}=1A$ określ moc wydzielaną w tranzystorze T_1 przy zwarcii. Jakie powinny być wartości elementów układu dla dopuszczalnej mocy wydzielanej w tranzystorze T_1 $P_{T1\ max}=5W$?



Rys.5. Układ klucza z zabezpieczeniem prądowym, termicznym i obszarem bezpiecznej pracy.

Zabezpieczenie termiczne ma zablokować wydzielanie wyższej mocy, o ile temperatura struktury przekroczy temperaturę zabezpieczenia (typowo $175^{\circ}C$). Czujnikiem mierzącym temperaturę struktury jest tranzystor T_3 , a w szczególności jego zależność napięcia progowego włączenia $U_{BE3(on)}$ od temperatury i wynosi ona $\partial U_{BE3(on)} / \partial T = -2mV/^{\circ}C$. Musimy zadbać o dobre termiczne sprzężenie tych tranzystorów (np. sklejenie). Przy temperaturze $25^{\circ}C$ napięcie progowe wynosi $U_{BE3(on)} \approx 700mV$. W temperaturze $175^{\circ}C$ zmniejsza się do $U_{BE3(on)} = 700 - (175 - 25)2 \approx 400mV$. Napięcie odniesienia do porównania otrzymujemy z dzielnika R_1, R_2 dzielącego napięcie odniesienia $U_R = 2,5V$ uzyskiwane z napięcia referencyjnego D_R zasilanego przez rezystor R_R . Przykładem takiego układu jest układ scalony LM395 będący kluczem z powyższymi zabezpieczeniami. Pokazany jest na rys. 6.



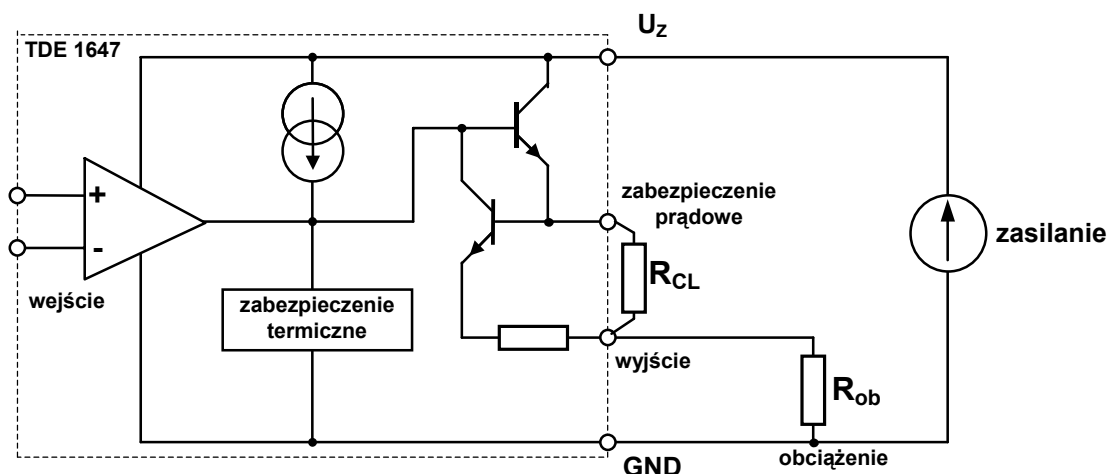
- Internal Thermal Limiting
- Greater than 1.0A Output Current
- 3.0 μA Typical Base Current
- 500 ns Switching Time
- 2.0V Saturation
- Base Can be Driven up to 40V without Damage
- Directly Interfaces with CMOS or TTL

Rys. 6. Schemat układu LM395 będącego tranzystorem z zabezpieczeniami.

Zabezpieczenia przeciążeniowe z zastosowaniem rezystora pomiarowego na zewnątrz struktury układu scalonego

Poziom zabezpieczenia prądowego może być określony przez producenta przez umieszczenie rezystora pomiarowego o zdeterminowanej wartości wewnątrz układu scalonego lub możliwy do ustawienia przez zewnętrzny rezystor pomiarowy. To rozwiązanie ma dodatkową zaletę - rezystor pomiarowy nie nagrzewa struktury układu.

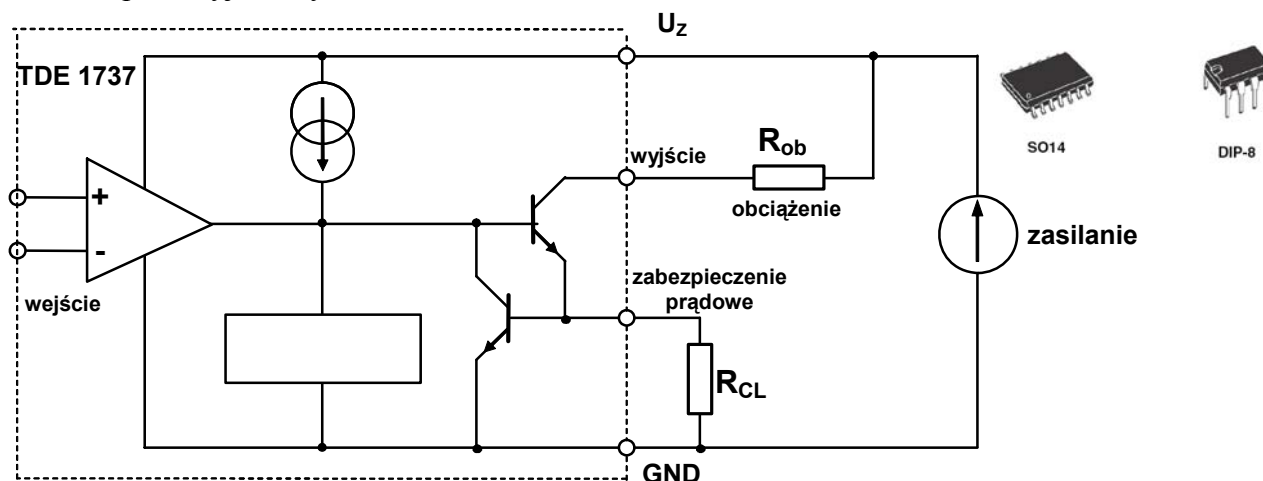
Przykładem takiego układu scalonego z zabezpieczeniem przed skutkami zwarcia z zastosowaniem zewnętrznego rezystora pomiarowego jest układ TDE 1647 (rys. 7.) z obciążeniem przy masie i układ TDE1737 (rys.8.) z obciążenie przyłączonym do dodatniego bieguna zasilania. Układy te dodatkowo posiadają zabezpieczenie termiczne z histerezą przed wydzielaniem nadmiernej mocy.



Rys. 7. Schemat blokowo-aplikacyjny układu scalonego TDE1647.

Podstawowe parametry maksymalne układu TDE1647 to:

- napięcie zasilania $U_{CC}=50V$,
- napięcie wejściowe różnicowe $U_{ID}=50V$,
- napięcie wyjściowe $I_O=50V$,
- prąd wyjściowy $I_O=1000mA$.



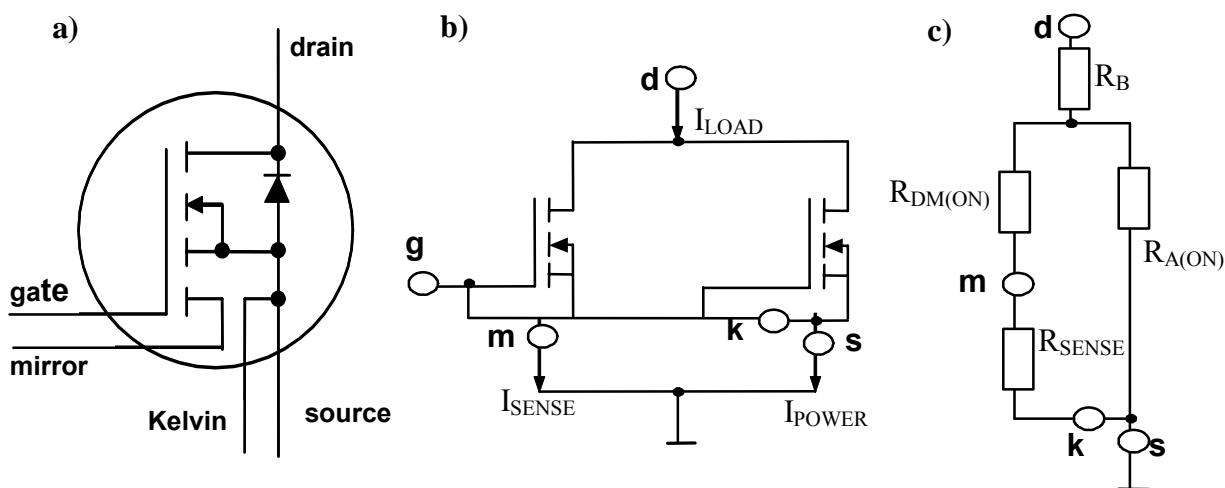
Rys. 8. Schemat blokowo-aplikacyjny układu scalonego TDE1737.

Zabezpieczenia przed skutkami zwarcia oraz maksymalnej dopuszczalnej temperatury z zastosowaniem tranzystora sensorFET ze złączem Kelwinowskim.

Wszystkie zabezpieczenia przed zwarcieniem stosowane w układach scalonych bazują na pomiarze prądu obciążenia. Mierzony prąd jest sygnałem sprzężenia zwrotnego. Zbyt duża wartość powoduje uruchomienie układu zabezpieczającego. Tradycyjna metoda monitorowania sygnału prądowego polega najczęściej na zastosowaniu rezystora włączanego w szereg w obwodzie z obciążeniem. Wadą tego rozwiązania jest znaczna wartość mocy tracona w rezystorze pomiarowym.

Przykład: Przy prądzie w obwodzie obciążenia $I_o=50A$ i wymaganym napięciu z rezystora pomiarowego $U_{SENSE}=100mV$ by zadziałał układ detekcji przetężenia, to moc wydzielana w tym rezystorze wynosi $P_{SENSE}=5W$. Rezystancja tego rezystora to odpowiednio $R_{SENSE}=2m\Omega$.

Wady tej pozbawiona jest metoda monitorowania prądu obciążenia z zastosowaniem tranzystora sensorFET. Tranzystor sensorFET spełnia funkcję zwykłego tranzystora mocy MOS oraz umożliwia łatwy pomiar prądu płynącego poprzez wyprowadzone specjalne końcówki. Właściwości pomiarowe tranzystora sensorFET wynikają z jego specyficznej budowy wewnętrznej. Zwykły tranzystor mocy typu MOS zbudowany jest z wielu tysięcy pojedynczych małych tranzystorów połączonych równolegle. Każdy z małych pojedynczych tranzystorów jest wykonany w tej samej strukturze, zatem właściwości każdego z nich są identyczne, co powoduje równy rozkład płynącego przez nie prądu.



Rys. 9. a) Symbol tranzystora sensorFET, b) Schemat zastępczy tranzystora sensorFET c) rezystorowy model typowego tranzystora sensorFET w stanie przewodzenia.

R_B - rezystancja obszaru drenów wspólnych dla całej struktury

$R_{DM(ON)}$ - rezystancja drenu części pomiarowej tranzystora sensorFET

$R_{A(ON)}$ - rezystancja aktywnego obszaru części mocy tranzystora sensorFET

R_{SENSE} - dodatkowy rezystor pomiarowy

Tranzystor sensorFET powstał w wyniku odizolowania części tranzystorów od wspólnej końcówki źródła. Tranzystor został podzielony na część pomiarową i część mocy, w skutek tego płynący prąd rozplywa się na dwie części zgodnie z wartościami rezystancji każdej z nich (Rys. 9.b). Wartość rezystancji każdej z części jest zależna od liczby pojedynczych małych tranzystorów wchodzących w skład każdej z nich (typowy stosunek wynosi $n = 1: 500 \div 1500$). Pomiar prądu odbywa się poprzez dołączenie rezystora pomiarowego

R_{SENS} pomiędzy końcówkę pomiarową i złącza Kelwina. Na Rys. 9.c przedstawiony jest model typowego tranzystora sensorFET w stanie przewodzenia.

Dla powyższego modelu napięcie na rezystorze pomiarowym R_{SENSE} można wyznaczyć z równania (wynikającego z tego, że jest to dzielnik napięcia):

$$U_{\text{SENSE}} = I_D \cdot R_{A(\text{ON})} \cdot \frac{R_{\text{SENS}}}{R_{\text{DM(ON)}} + R_{\text{SENSE}}}$$

Przekształcając powyższe równanie:

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{U_{\text{SENSE}} \cdot R_{\text{DM(ON)}}}{(I_D \cdot R_{A(\text{ON})}) - U_{\text{SENSE}}}$$

a mierzony prąd
$$I_D = U_{\text{SENSE}} \cdot \frac{R_{\text{SENSE}} + R_{\text{DM(ON)}}}{R_{A(\text{ON})} \cdot R_{\text{SENSE}}}$$

Przykład: W danych z poprzedniego przykładu i stosunku prądu drenu do prądu sensorowego I_D/I_{SENSE} rzędu 500:1 prąd w gałęzi sensorowej wynosi $I_D/500 = 50\text{A}/500 = 100\text{mA}$. Przy rezystorze $R_{\text{SENSE}} = 1\Omega$ uzyskujemy równoważne napięcie $I_{\text{SENSE}} = 100\text{mV}$ przy wydzielonej mocy $P_{\text{SENSE}} = 0,1\text{A} \cdot 0,1\text{V} = 10\text{mW}$.

W celu poprawnego i dokładnego pomiaru prądu należy dopasować wartość rezystora R_{SENSE} do rodzaju użytego tranzystora, aby wartość napięcia U_{SENSE} na rezystorze pomiarowym była wartością niezbędną dla zadziałania ograniczenia prądowego i proporcjonalną do wartości prądu płynącego w obwodzie obciążenia w ustalonym zakresie pracy.

Generalnie rezystor pomiarowy R_{SENSE} powinien mieć nieco niższą wartość niż rezystancja drenu części pomiarowej $R_{\text{DM(ON)}}$ tranzystora sensorFET.

Wpływ temperatury na stosunek prądu płynącego przez część pomiarową i przez część mocy tranzystorów sensorFET jest pomijalnie mały, gdyż dla zakresu temperatur od 25 do 175 °C ulega zmianie tylko o kilka %. Podobnie do przyjęcia (do celów zabezpieczenia) jest rozrzut stosunku rezystancji $R_{\text{DM(ON)}}$ do rezystancji R_{SENS} rzędu kilkunastu % pomiędzy poszczególnymi egzemplarzami.

Przykładem takiego elementu jest tranzystor BUK7905-40AIE, którego wybrane dane zamieszczono na rys. 10. Podstawowe parametry układu:

V_{DS} drain-source voltage ($T_j ? 25^\circ\text{C}$; $T_j ? 175^\circ\text{C}$)

max $V_{\text{DS}} = 40\text{ V}$

I_D drain current ($V_{\text{GS}} = 10\text{ V}$; $T_{\text{mb}} = 25^\circ\text{C}$)

max $I_D = 155\text{ A}$

R_{DSon} - drain-source on-state resistance

($V_{\text{GS}} = 10\text{ V}$; $I_D = 50\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$)

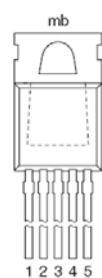
$R_{\text{DSon}} = \text{typ. } 4.5 \text{ max. } 5\text{ m}\Omega$

I_D/I_{sense} ratio of drain current to sense current

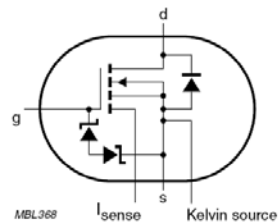
($T_j > -55^\circ\text{C}$; $T_j < 175^\circ\text{C}$; $V_{\text{GS}} > 10\text{ V}$)

$I_D/I_{\text{sense}} = 450 - \text{typ. } 500 - 550$

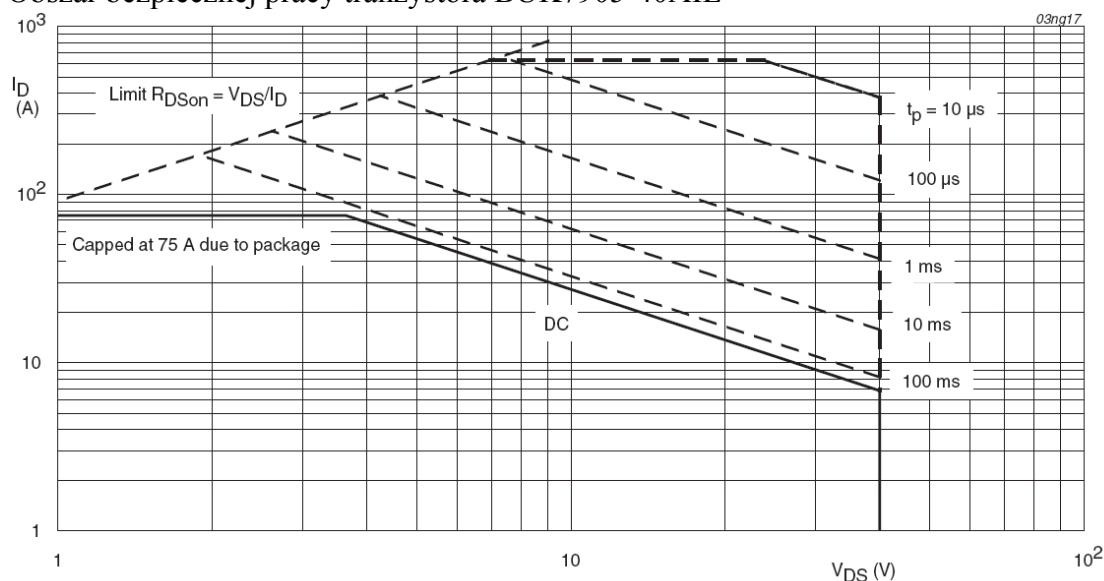
1	G	gate
2	ISENSE	Sense current
3	D	drain
4	KS	Kelvin source
5	S	source
mb	D	mounting base; connected to drain



SOT263B
(TO-220)



Obszar bezpiecznej pracy tranzystora BUK7905-40AIE



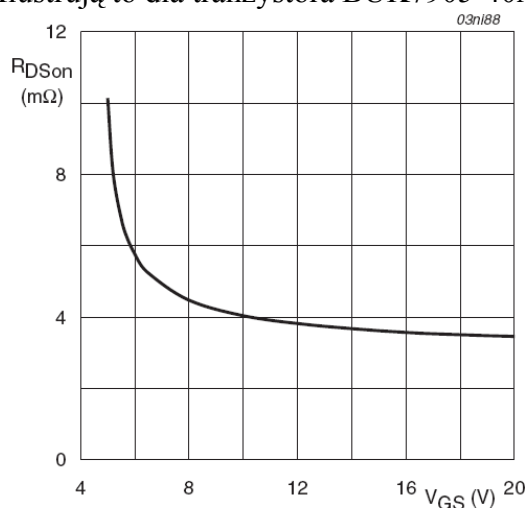
$T_{mb} = 25^{\circ}\text{C}; I_{DM}$ is single pulse

Safe operating area; continuous and peak drain currents as a function of drain-source voltage

Rys.10. Podstawowe parametry tranzystora BUK7905-40AIE i obszar bezpiecznej pracy.

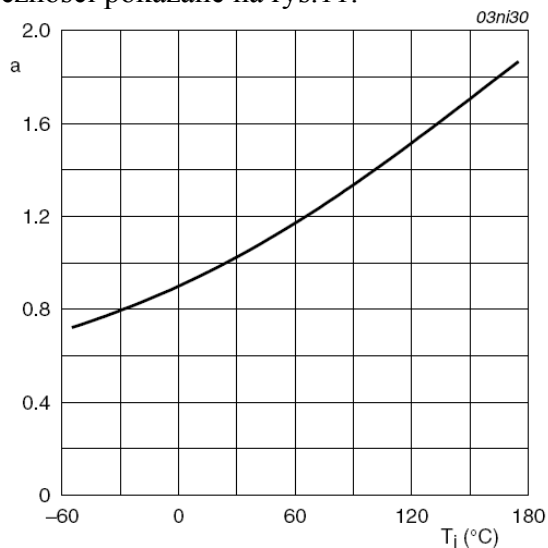
Dla właściwego pomiaru prądu i tym samym poziomu zabezpieczenia ważne jest uwzględnienie wpływu temperatury struktury T_j i zapewnienie odpowiednio wysokiego sterującego napięcia bramki U_{GS} .

Ilustrują to dla tranzystora BUK7905-40AIE zależności pokazane na rys.11.



$T_j = 25^{\circ}\text{C}; I_D = 50\text{A}$

Drain-source on-state resistance as a function of gate-source voltage; typical values

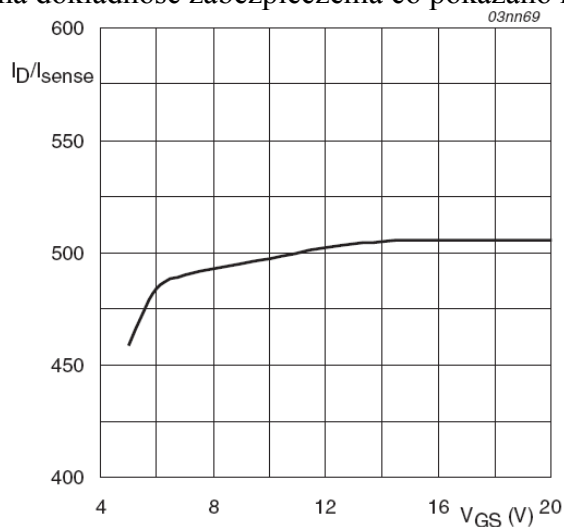


$$a = \frac{R_{DS(on)}}{R_{DS(on)(25^{\circ}\text{C})}}$$

Normalized drain-source on-state resistance factor as a function of junction temperature

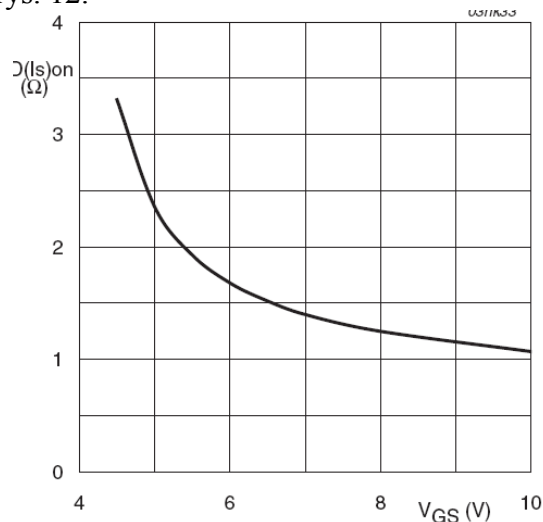
Rys. 11. Zależności rezystancji tranzystora $R_{DS(on)}$ od temperatury złącza i napięcia sterującego dla tranzystora BUK7905-40AIE.

Parametry wpływające na pomiar prądu: Stosunek prądu drenu do prądu sensorowego I_D/I_{SENS} i rezystancja obwodu sensorowego $R_{D(\text{Isens})\text{on}}$ zależy od napięcia sterującego U_{GS} i wpływa na dokładność zabezpieczenia co pokazano na rys. 12.



$I_D = 50\text{A}$

Drain-sense current ratio as a function of gate-source voltage; typical values



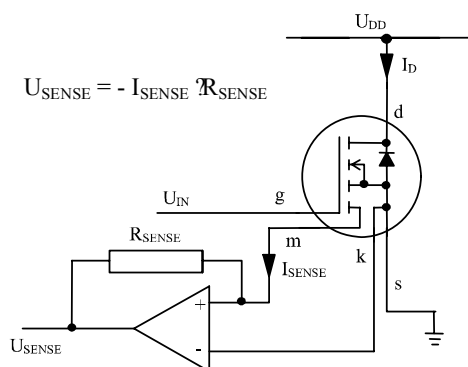
$I_{\text{sense}} = 25\text{mA}$

Drain-sense current on-state resistance as a function of gate-source voltage; typical values

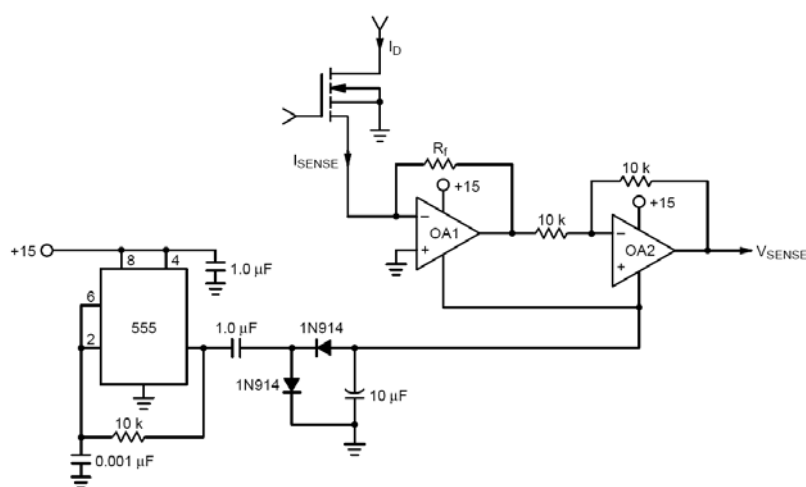
Rys. 12. Zależność prądu drenu do prądu sensorowego I_D/I_{SENS} i rezystancja obwodu sensorowego $R_{D(\text{Isens})\text{on}}$ od napięcia sterującego U_{GS} dla tranzystora BUK7905-40AIE.

Napięcie uzyskiwane z rezystora sensorowego nie może być zbyt duże. Czasami konieczne jest wzmocnienie mierzonego sygnału. Do tego celu można zastosować wzmacniacz operacyjny z umieszczonym rezystorem pomiarowym w układzie wirtualnej masy (rys.13.a) – konwerter napięcie -prąd. Wzmacniacz operacyjny swoim działaniem powoduje utrzymywanie na zaciskach **m** i **k** tego samego napięcia. Co powoduje iż przy pomiarach statycznych i dynamicznych nie wnosi znaczących zniekształceń. Wadą najprostszego układu jest ujemne napięcie wyjściowe i konieczność relatywnie dużej wydajności prądowej wyjścia wzmacniacza operacyjnego (w przykładzie $I_{\text{SENSE}}=100\text{mA}$). Na rys. 13.b pokazano rozwiązanie z dodatkowym odwracaniem biegunowości napięcia wyjściowego.

a)



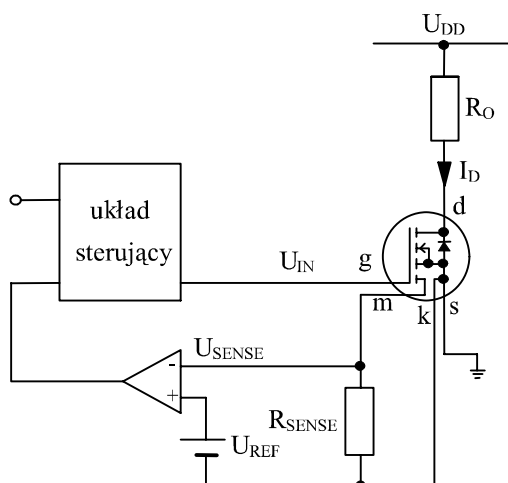
b)



Rys. 13. Pomiar prądu w tranzystorze sensorFET z układem wirtualnej masy.

Pytanie: Jaka jest rola układu 555 w układzie z rys. 13.b.?

W większości aplikacji wystarcza dołączenie rezystora R_{SENSE} jak pokazano na rys.14.



Rys.14. Pomiar prądu w tranzystorze sensorFET z wykorzystaniem rezystora R_{SENSE} .