

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych.

Separację galwaniczną w transmisji sygnałów dwustanowych zapewniają współcześnie:

- Elementy optoelektroniczne - wszelkiego typu transoptory. W łączach optoelektronicznych zamkniętych (światłowodowy) i otwartych (transmisja laserowa, podczerwienią) separacja galwaniczna jest efektem dodatkowym.
- Elementy magnetyczne - transformatory sprzęgające i zasilające. Transformatory sprzęgające, znajdują szerokie zastosowanie w transmisji sygnałów zwłaszcza w telekomunikacji. Oprócz separacji galwanicznej zapewniają symetryzację sygnałów i dopasowanie impedancyjne. Transformatory zasilające sieciowe i impulsowe (w przetwornicach) dostarczają separowanym galwanicznie częściom układów zasilania.
- Elementy elektromechaniczne. Efekt oddzielenia galwanicznego jest współcześnie jedynie dodatkiem do innych funkcji.

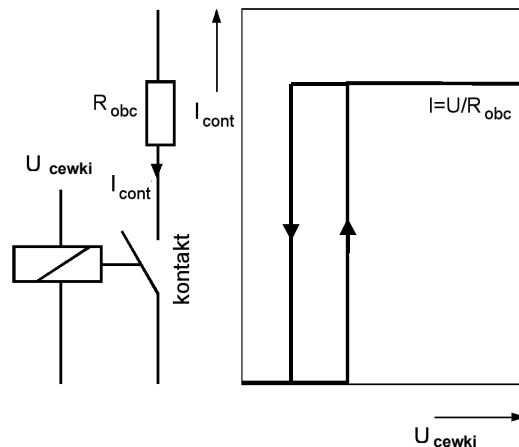
Przełączniki

Najstarszym elementem zapewniającym separację galwaniczną są przełączniki.

Przełączniki zostały wynalezione około 160 lat temu i od tego czasu uległy wielu zmianom, szczególnie w zakresie wymiarów. Przełącznik jest urządzeniem elektromagnetycznym przełączającym styki obwodu, jednocześnie zapewniając separację galwaniczną.

Podstawowe zadania przełącznika to:

- pośredniczenie pomiędzy systemami elektronicznymi a systemami dużej mocy,
 - możliwość sterowania z jednego wejścia wieloma wyjściami równocześnie,
 - posiada funkcję wzmacniacza,
 - separacja galwaniczna pomiędzy obwodami sterującymi a obwodami obciążenia.
- Na rysunku przedstawia typową charakterystykę przełącznika.



Rys. 1 Charakterystyka przełącznika.

Zasadę działania przełącznika można opisać w następujący sposób:

- konwersja sygnału wejściowego elektrycznego na nieelektryczny sygnał fizyczny (pole magnetyczne),
- zmiana sygnału fizycznego (po stronie wyjściowej) na sygnał mechaniczny sterujący przełącznikiem, który z kolei zwierając obwód (bądź rozwierając) wytwarza odpowiedni sygnał elektryczny.

Użycie nieelektrycznego sygnału pomiędzy stroną wejściową i wyjściową zapewnia separację galwaniczną.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

Przełączniki są głównie elementami wyjściowymi pośredniczącymi systemów sterowania, a separacja galwaniczna jest dodatkową ważną cechą.

Przełączniki elektromechaniczne można stosować do separacji sygnałów sterujących dwustanowych, lecz o bardzo ograniczonej szybkości przełączania (przełączniki charakteryzują się dużymi czasami opóźnień) i szczególnie tam gdzie mamy do czynienia z sygnałami o dużych mocach. Należy jeszcze dodać, że zaletą przełączników elektromagnetycznych jest bardzo mała moc rozpraszana na tych urządzeniach, szczególnie zauważalne jest to przy obciążeniach większych od 1A.

Poniżej pokazano czynniki ograniczające stosowanie przełączników (Tabela 1).

Tabela 1. Ograniczenia stosowania przełączników elektromagnetycznych w elektronice.

Oddziaływanie	Parametr	Skutki
elektryczne	-prąd -napięcie	grzanie styków, migracja materiału, chemiczne reakcje, zmiany rezystancji kontaktu, emisja zakłóceń, wytwarzanie pola magnetycznego
cieplne	-łuk (iskwienie)	Migracja materiału, parowanie materiału
mechaniczne	-tarcie -ciśnienie	Zmiany mechaniczne w powierzchni styku, korozja, opóźnienia, zużycie
chemiczne	-oksydacja	Zmiana rezystancji kontaktu, korozja
środowisko	-pyły -gazy	Zmiany w strukturze chemicznej styków, korozja, ubytki

Zaletą przełączników elektromagnetycznych jest:

- odporność na przeciążenia prądowe i napięciowe,
- małe spadki napięcia przy dużych prądach na stykach,
- duża wytrzymałość napięciowa i rezystancja izolacji przy rozwarciu.

Separacja optoelektroniczna sygnałów dwustanowych

Niezależnie od postaci sygnału wejściowego (pojedyncze sygnały binarne, kombinacje kodowe, ciągi impulsów) i wyjściowego układy separacji galwanicznej są zbliżone.

Elementy optoelektroniczne wyparły przełączniki elektromagnetyczne w zakresie małych i średnich prądów, ze względu na następujące zalety:

- niezawodność,
- trwałość,
- małe rozmiary i waga,
- szybkość (duża częstotliwość łączeń),
- niska cena,
- nie korodują (odporność na atmosferę chemicznie agresywną),
- nie iskrzą (pracują w pomieszczeniach zagrożonych eksplozją lub pożarem)
- ciche (praca bez efektów akustycznych),
- odporne na drgania (pojazdy, samoloty),
- małe zakłócenia elektromagnetyczne.

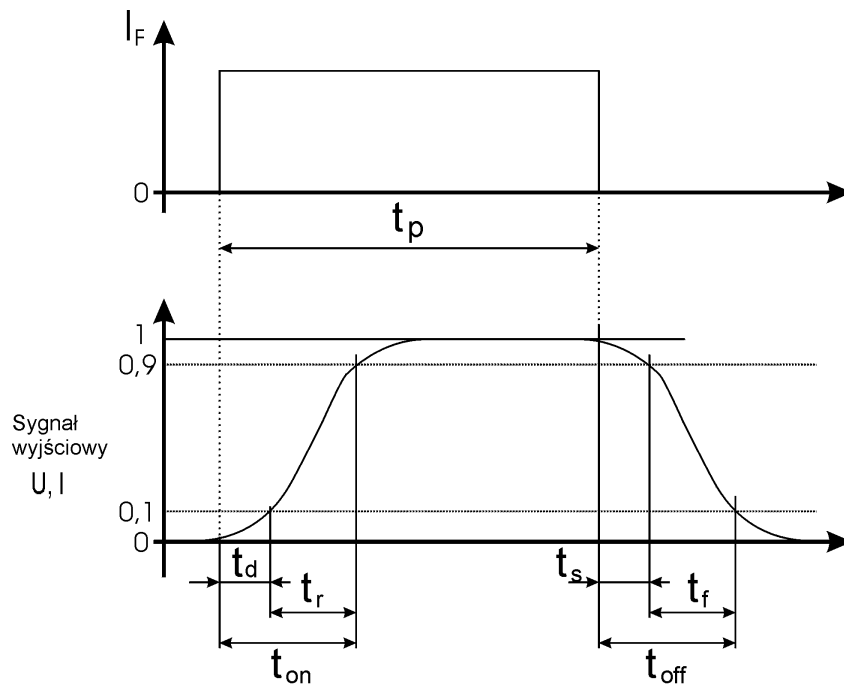
Transoptory

Najczęściej stosowanym elementem optoelektronicznym jest transoptor. W transoptorach jako źródło promieniowania stosuje się diody elektroluminescencyjne emitujące promieniowanie w zakresie podczerwieni o dużej sprawności zewnętrznej. Na umieszczone w tej samej obudowie fotodetektory stosuje się fotodiody, fototranzystory, fototyristory, fotodarlingtony oraz specjalne struktury, jak foto-FET, fototriak. Rodzaj fotodetektora wraz z dodatkowymi elementami wewnętrznymi, określa właściwości transoptora i możliwości jego aplikacji.

Parametry transoptorów

Parametry wejściowe (określające właściwości źródła promieniowania):

- moc strat
- typowe napięcie przewodzenia (V_F),
- maksymalne napięcie wsteczne diody LED (V_R),
- maksymalna wartość prądu przewodzenia (I_F),
- szczytowa wartość impulsu prądowego o zadanych parametrach,
- parametry dynamiczne (Rys. 2):
 - częstotliwość graniczna (w zadanych warunkach),
 - parametry impulsowe jak czas: opóźnienia, narastania, włączenia, przełączania, opadania, wyłączenia.



- | | |
|------------------------------|-----------------------------|
| t_p - czas trwania impulsu | t_s - czas przełączania |
| t_{on} - czas włączenia | t_{off} - czas wyłączenia |
| t_r - czas narastania | t_f - czas opadania |
| t_d - czas opóźnienia | |

Rys. 2. Parametry dynamiczne transoptora.

Parametry wyjściowe (w zależności od typu fotodetektora) np. dla tranzystorów :

- maksymalna moc strat,
- maksymalne napięcie kolektor-emiter (V_{CE}),
- maksymalny prąd kolektora (I_{CC}),
- prąd ciemny,

Parametry transmisyjne (charakteryzują transoptor pod względem przenoszenia sygnałów):

- stałoprądowy współczynnik transmisji (CTR – current transfer ratio),
- liniowość transmisji – charakterystyka przejściowa,
- maksymalna częstotliwość przenoszenia (BW),
- napięcie przebicia pomiędzy wejściem a wyjściem (V_{ISO})

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

- rezystancja izolacji transoptora pomiędzy wejściem a wyjściem ($\sim 10^{11}\Omega$)
- temperatura składowania i pracy.

Współczynnik transmisji prądowej CTR – jest to jeden z najważniejszych parametrów transoptora. Określa on zdolność „przenoszenia” prądu przez barierę izolacyjną transoptora. Współczynnik ten jest niczym innym, jak procentowym wyrażeniem stosunku transmisji prądowej. Np. wartość $CTR=100\%$ oznacza, że dla prądu przewodzenia diody LED (I_F) prąd wyjściowy będzie o tej samej wartości (przy określonych warunkach pomiarowych: temperatury, zasilania i obciążenia). Z powodu stosunkowo dużych różnic mocy promieniowania diod oraz różnych odległości między diodą a detektorem (wynikających z tolerancji montażowych) występuje rozrzut wartości tego współczynnika. Stosunek minimalnej wartości do maksymalnej tego parametru może być nawet jak 1:5. tak duży rozrzut technologiczny stwarza trudności w wielu zastosowaniach.

Liniowość transmisji określa przydatność transoptora do pracy w układach analogowych. Określić ją można z podawanej przez wytwórców charakterystyki przejściowej $I_{wy}=f(I_{we})$. Jednak przy przetwarzaniu impulsowym (sygnałów cyfrowych) nieliniowość nie ma istotnego znaczenia. Z powodu dużych rozrzutów liniowa transmisja z dużą dokładnością jest niemożliwa.

Maksymalna częstotliwość przenoszenia zależy głównie od rodzaju fotodetektora. Częstotliwość graniczna zależy od czasu narastania oraz opadania sygnału wyjściowego. Porównując te czasy z częstotliwością graniczną można zauważyć pewną rozbieżność. Wynika to z istniejącej pojemności sprzężenia pomiędzy diodą elektroluminescencyjną a fotodetektorem. Poza tym sygnał wyjściowy diody elektroluminescencyjnej musi osiągnąć określony przyrost, aby fotodetektor zaczął na niego reagować.

Napięcie przebicia pomiędzy wejściem a wyjściem transoptora zależy przede wszystkim od odstępów między diodą elektroluminescencyjną a fotodetektorem, od rodzaju materiału izolacyjnego przepuszczającego promieniowanie i od rodzaju obudowy. Istnieje wiele sposobów określania tego parametru. Najbardziej popularny jest test sygnałem zmiennym o częstotliwości 50Hz i czasie trwania równym 1 minucie. Parametr ten podaje się jako V_{ISO} , i w większości przykładów gdzie mowa o napięciu izolacji mamy na myśli właśnie ten sposób pomiaru. Inny sposób to podanie maksymalnej wartości przy ciągłym napięciu przebicia (V_{IORM}), zaś V_{IOTM} oznacza minimalne napięcie przebicia powodujące natychmiastowe uszkodzenie układu. Dla układu osiągającego $V_{ISO}=3750V_{rms}$ (HCPL7720) $V_{IORM}=630VDC$ a $V_{IOTM}=6000VDC$. Należy dodać, że wraz ze wzrostem częstotliwości napięcia probierczego maleje wartość napięcia izolacji.

Zakres temperatury pracy i składowania transoptorów mieści się w zakresie $-55^{\circ}C$ do $+100^{\circ}C$. Moc promieniowania diody elektroluminescencyjnej obniża się ze wzrostem temperatury otoczenia. Ze wzrostem temperatury wzrasta również czułość fototranzystorów. Z tych powodów wynika stosunkowo mały spadek współczynnika transmisji CTR w szerokim zakresie temperatur.

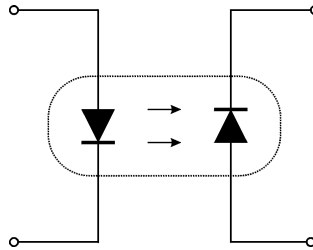
Transoptor z fotodiodą

Transoptor z fotodiodą jest zaliczany do transoptorów szybkich.

- Przykładowe parametry diody LED (GaAs – podczerwień):
- ciągły prąd przewodzenia do 100mA
- napięcie wsteczne diody do 3V
- napięcie przewodzenia $\sim 1,3V$

Przykładowe parametry fotodiody:

- maksymalne napięcie wsteczne typ. 50V
- prąd ciemny $10 \div 100 \mu A$
- prąd jasny do $200 \mu A$



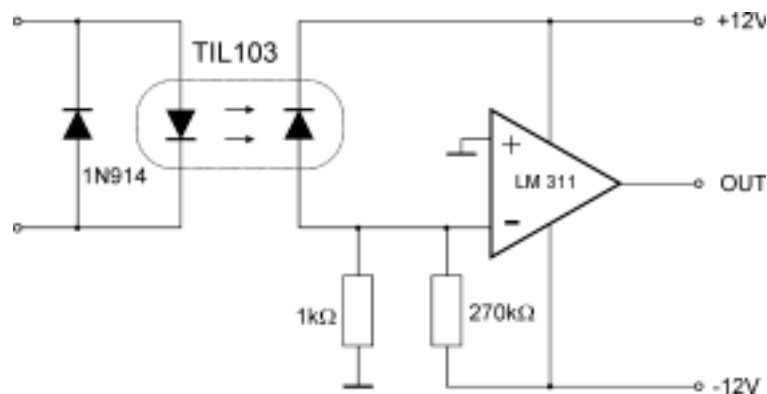
Rys. 3. Transoptor z fotodiodą.

Współczynnik transmisji (CTR) dla tego typu transoptora jest mały i jest rzędu $0,05 \div 0,2\%$, a prąd wyjściowy jest rzędu μA . Wymaga to stosowania dodatkowych wzmacniaczy wyjściowych.

Transoptor z fotodiodą zaliczany jest do transoptorów szybkich. Czasy narastania i opadania sygnałów wyjściowych przy pracy impulsowej zależą tylko od parametrów dynamicznych diody LED i wynoszą $0,05 \div 2 \mu s$, co pozwala osiągnąć częstotliwość graniczną do 7 MHz.

Pojemność, rezystancja i napięcie przebicia pomiędzy wejściem a wyjściem są typowe (kilka do kilkudziesięciu pF, $10^{11} \Omega$, 1500÷2500V).

Aby wykorzystać dobre parametry dynamiczne przy jednoczesnych małych poziomach sygnałów należy stosować szybkie i czułe wzmacniacze odbieranego sygnału. Pokazano układ z scalonym komparatorem (Rys. 4). Rezystancja obciążenia wynosi $1k\Omega$, prąd polaryzujący jest w przybliżeniu połową prądu fotodiody w stanie aktywnym ($I \approx 40 \mu A$).



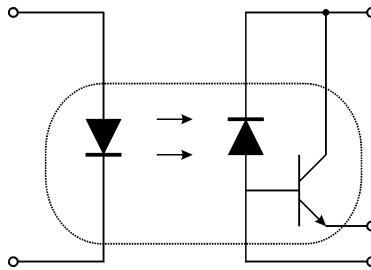
Rys. 4. Układ współpracy transoptora z układem komparatora.

Transoptor z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym

Transoptor ten składa się z diody LED (GaAs), fotodetektora (fotodioda Si) oraz jednostopniowego wzmacniacza tranzystorowego. Ogólny schemat budowy układu przedstawiony jest na Rys. 5. Wyprowadzenie wyprowadzeń wszystkich elementów na

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

zewnątrz umożliwia wykorzystanie samej fotodiody jak i fotodiody ze wzmacniaczem tranzystorowym.

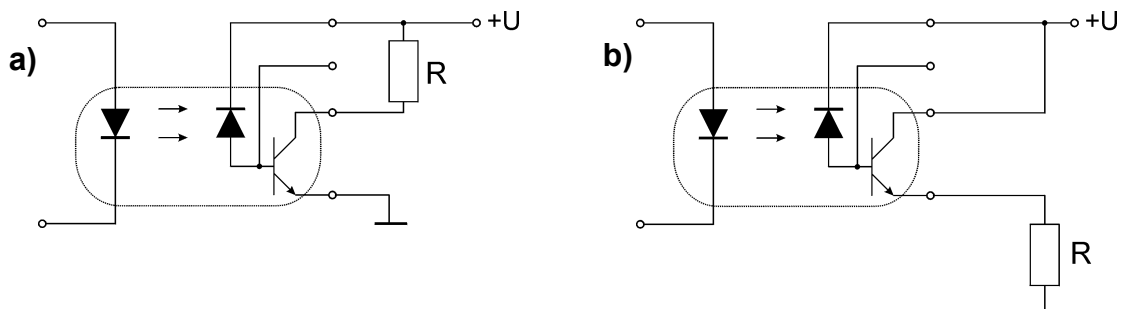


Rys. 5. Transoptor z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym.

Transoptory tego typu są zaliczane do transoptorów szybkich. Częstotliwość graniczna jest rzędu 2MHz. Ta wartość wynika z faktu, że fotodioda i tranzystor są oddzielnymi elementami i transoptor ten jest równoważny transoptorowi z fotodiodą i zewnętrznym tranzystorem wzmacniającym mały prąd fotodiody. Pojemność fotodiody nie przeszkadza w szybkości działania tranzystora, dopóki napięcie polaryzacji wstecznej jest stałe.

Typowy układ aplikacyjny jednocześnie służący do pomiarów parametrów dynamiczny przedstawiono na Rys. 6.

Rys. 6. Układ pomiaru parametrów dynamicznych transoptora z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym.

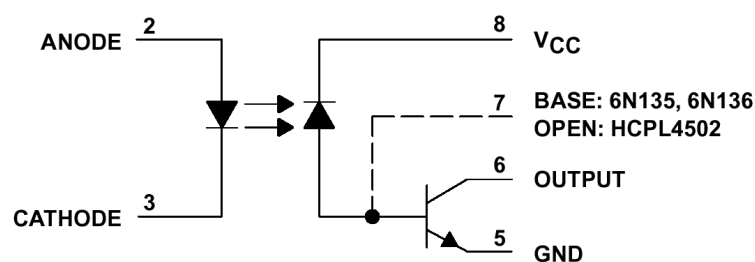


Rys. 6. Układ pomiaru parametrów dynamicznych transoptora z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym.

Częstotliwość graniczna powyższej aplikacji zależy w istotny sposób od rezystancji obciążenia R i oczywiście wartości prądu diody LED I_F .

Zadanie: W której konfiguracji są lepsze parametry dynamiczne układu, a) czy b)?

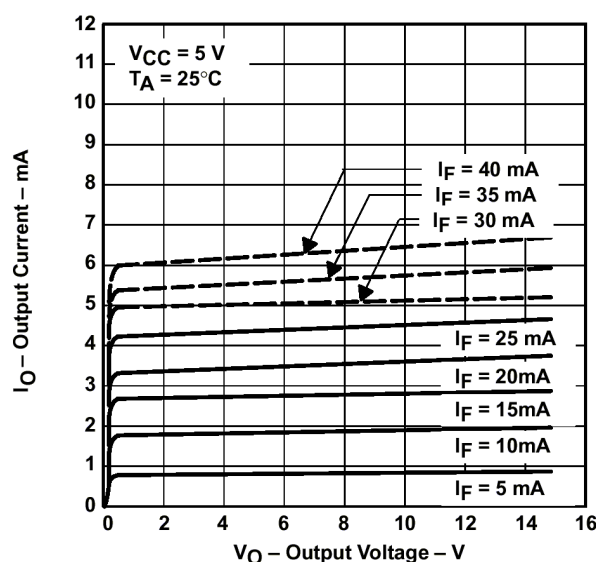
Przykładem transoptora tego typu są transoptory 6N135 i 6N136.



Rys. 7. Budowa układu 6N135/6N136.

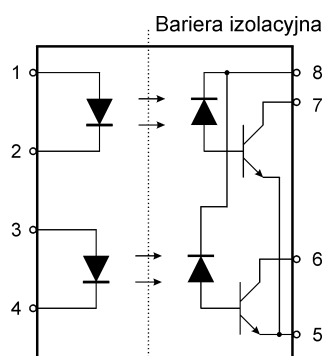
Tabela 2. Parametry układu 6N135.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
CTR	CTR	18	%
Napięcie zasilania i wyjściowe	V_{CC}, V_O	-0.5÷15	V
Napięcie wejściowe	V_F	1.6 ÷ 1.6	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	1.55(3.55)	kV
Prąd wejściowy (średni)	I_F	25	mA
Prąd wyjściowy (średni)	I_{CC}	8	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	5	V
Czas włączenia (typ / max)	T_{ON}	1/1.5	μs
Czas wyłączenia (typ / max)	T_{OFF}	0.7/1.5	μs
Pasmo (-3dB)	BW	2	MHz
Pojemność izolacji	C_{ISO}	0.6	pF



Rys. 8. Charakterystyka wyjściowa transoptora z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym.

Wykonywane są także układy scalone z wieloma transoptorami tego typu w jednej obudowie np. HCPL-2530 (CTR>7%) i HCPL-2531 (CTR>19%), 1Mb/s, $I_F=16\text{mA}$, $V_{ISO}=3\text{kV}$.

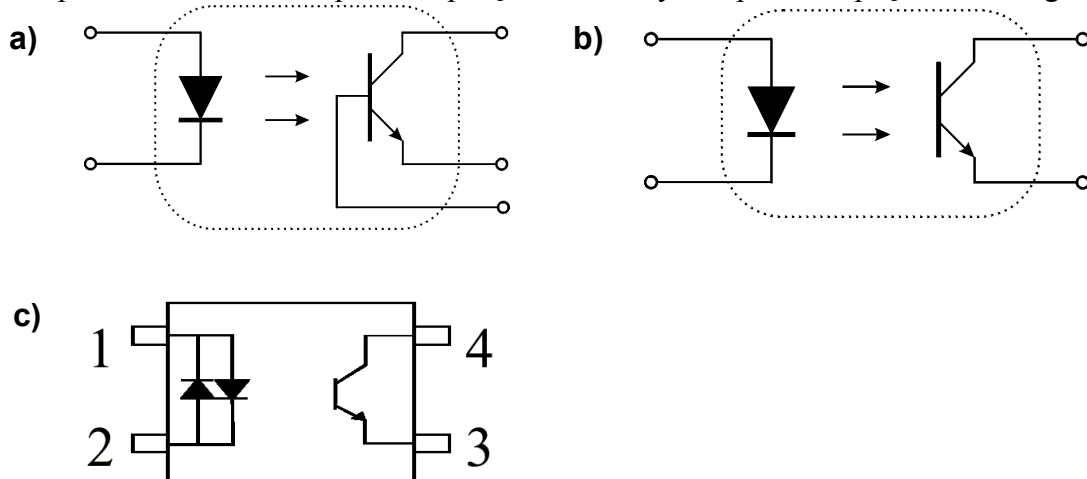


Rys. 9. Budowa transoptora HCPL-2530.

Transoptory z fototranzystorem

Są to najbardziej popularne transoptory. Składają się z diody LED i fototranzystora z wyprowadzoną końcówką bazy (lub bez wyprowadzenia). Wyprowadzenia pozwala na sterowanie niezależnie od diody elektroluminescencyjnej oraz regulację czułości.

Dla napięć wejściowych zmiennych przeznaczone są transoptory, które po stronie wejściowej posiadają dwie, połączone ze sobą równolegle przeciwsobnie diody elektroluminescencyjne LED. Jako przykład można podać układ ISP814 (Rys. 10,c). Połączenie przeciwsobne diod zapewnia sprzężenie dla obydwu połówek prądu zmiennego.



Rys. 10. Transoptor z fototranzystorem a) z wyprowadzeniem bazy, b) bez wyprowadzenia bazy, c) z wejściem AC.

Wszystkie układy, w których wykorzystano jako detektor fototranzystor są wolniejsze od układów z detektorem w postaci fotodiody.

Przykładowe parametry:

Wejściowe:

- maksymalna wartość $I_F = 40 \div 80 \text{ mA}$,
- maksymalna wartość $U_F = 1,5 \text{ V}$,
- moc strat $P_F = 60 \div 300 \text{ mW}$.

Wyjściowe:

- moc strat $P_{CE} = 60 \div 300 \text{ mW}$,
- napięcie $U_{CE0} = 5 \div 70 \text{ V}$,
- maksymalny prąd kolektora (ciągły) $I_{CI} = 20 \div 100 \text{ mA}$.

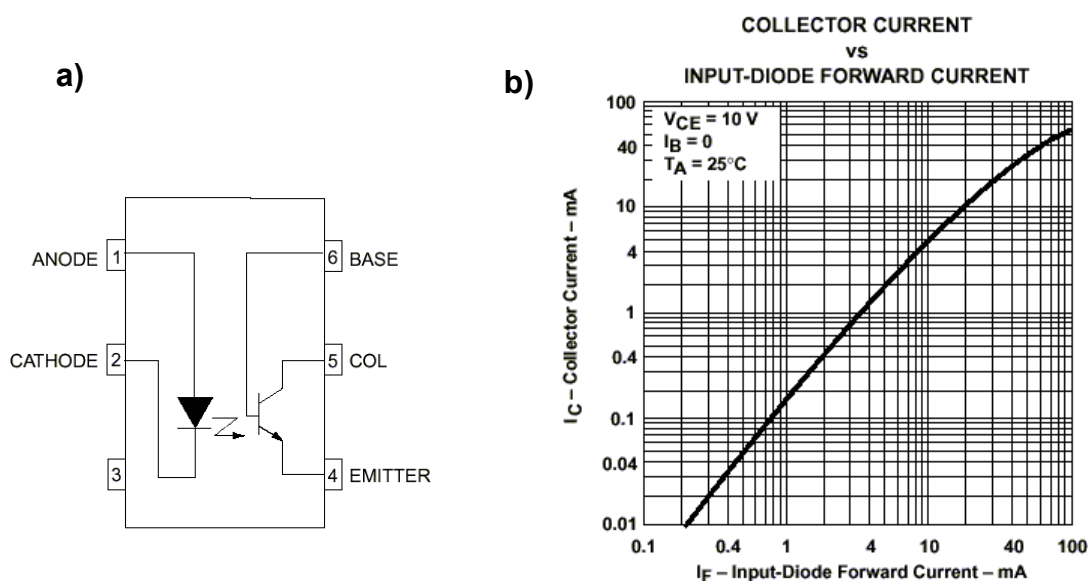
Transmisyjne:

- $CTR = 20 \div 400\%$,
- napięcie przebicia $500 \div 3500 \text{ V}$,
- pojemność pomiędzy wejściem a wyjściem $0,2 \div 3 \text{ pF}$,
- częstotliwość graniczna $10 \div 300 \text{ kHz}$.

Typowymi przykładami tego typu transoptorów są: MCT2, CNY17.

Jako przykład pokazano transoptor firmy Texas Instruments. Na Rys. 11a) przedstawiono budowę układu. Natomiast z Rys. 11b) można odczytać wartość współczynnika CTR transoptora.

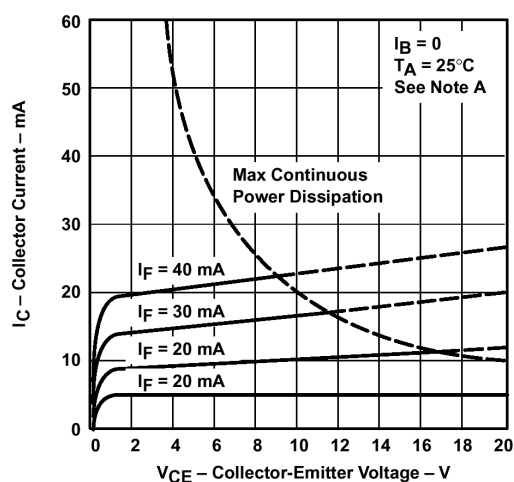
Układ jest kompatybilny z standardem TTL. W skład wchodzi: dioda LED GaAs oraz krzemowy fototranzystor npn.



Rys. 11. a) Schemat budowy układu MCT2 i CNY17
b) Wpływ prądu diody na prąd kolektora fototranzystora dla układu MTC2E.

Tabela 3. Tabela parametrów układu MCT2E.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
CTR	CTR	50	%
Napięcie zasilania	V_{CEO}	30	V
Napięcie wejściowe ($I_F=20\text{mA}$)	V_F	1.25 ÷ 1.5	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	1.55(3.55)	kVrms
MCT2(MCT2E)			
Prąd wejściowy	I_F	60	mA
Prąd wyjściowy (max)	I_{CC}	20	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	3	V
Czas włączenia (min)	T_{ON}	5	μs
Czas wyłączenia (min)	T_{OFF}	5	μs
Pojemność izolacji	C_{ISO}	1	pF

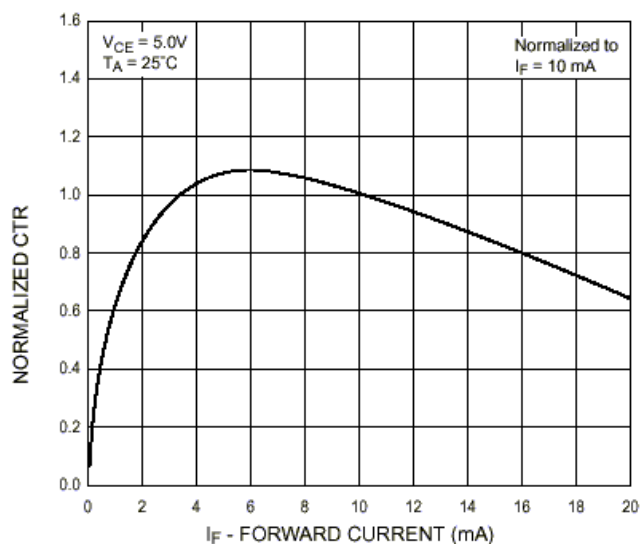


Rys. 12. Charakterystyka wyjściowa transoptora z fototranzystorem.

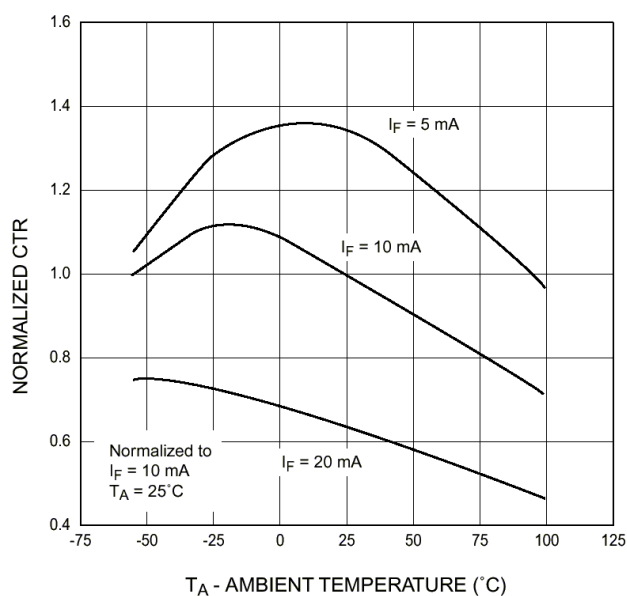
Układ CNY17 posiada taką samą budowę jak MCT2 różni się on jedynie parametrami. Przykładowo pokazano parametry w Tabeli 4.

Tabela 4. Parametry rodziny układów CNY17.

Parametr	Symbol	Układ	Wartość	Jednostka
Całkowita rozpraszana moc (25°C)	Pd	-	Ok. 250	mW
Prąd przewodzenia diody	I _F	-	90	mA
Napięcie wsteczne diody	V _R	-	6	V
Napięcie przewodzenia diody	V _F	-	1,5	V
Napięcie max. kolektor-baza	BV _{CBO}	-	70	V
Napięcie max. kolektor-emiter	BV _{CEO}	-	70	V
Napięcie max. emiter-kolektor	BV _{ECO}	-	7	V
Napięcie izolacji (f=60Hz, t=1min)	V _{ISO}	-	5300	Vac(rms) 1min
Rezystancja izolacji (500VDC)	R _{ISO}	-	10 ¹¹	Ω
Pojemność izolacji (f=1MHz)	C _{ISO}	-	0,5	pF
CTR	CTR	CNY17-1	40 ÷ 80	%
		CNY17-2	63 ÷ 125	
		CNY17-3	100 ÷ 200	
		CNY17-4	160 ÷ 320	
Napięcie polaryzacji (I _F =10mA, I _C =2,5mA)	V _{CE(SAT)}	-	0,4	V
Czas włączenia bez polaryzacji	T _{ON}	R _L =100Ω, I _C =2mA, V _{CC} =10V	10	μs
Czas wyłączenia bez polaryzacji	T _{OFF}	R _L =100Ω, I _C =2mA, V _{CC} =10V	10	μs
Czas włączenia z polaryzacją	T _{ON}	CNY17-1 I _F =20mA, V _{CE} =0,4V	5,5	μs
		Pozostałe I _F =10mA, V _{CE} =0,4V	8	
Czas wyłączenia z polaryzacją	T _{OFF}	CNY17-1 I _F =20mA, V _{CE} =0,4V	34	μs
		Pozostałe I _F =10mA, V _{CE} =0,4V	39	



Rys. 13. Wpływ prądu diody na współczynnik transmisji CTR.



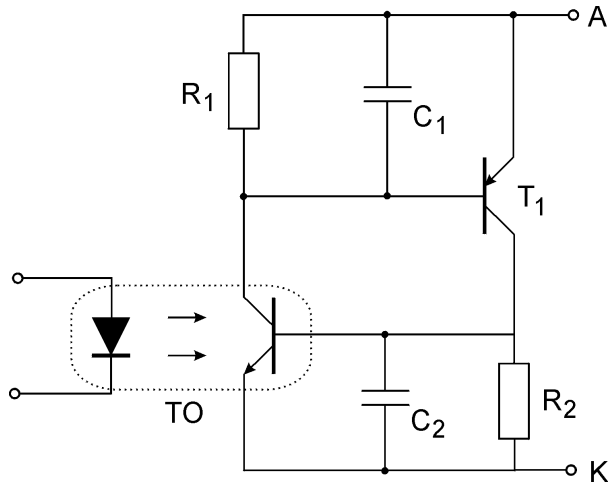
Rys. 14. Wpływ temperatury otoczenia na współczynnik. CTR.

Zastosowanie transoptorów z fototranzystorem

Transoptory tego typu można wykorzystywać (oprócz układu z rezystorem w emiterze bądź kolektorze) w innych konfiguracjach układowych.

Transoptory można wykorzystywać w układzie mającym właściwości fototryстора.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

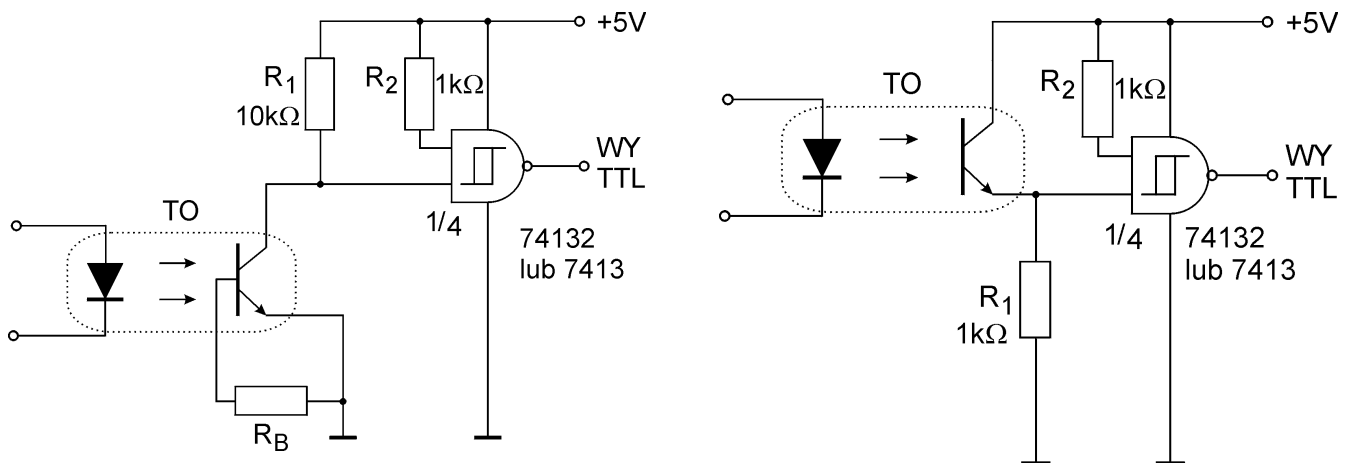


Rys. 15. Tyrystor na bazie transoptora.

. Jeżeli na anodzie A będzie dodatni potencjał względem katody K, to układ pozostanie tak długo w stanie blokowania, dopóki prąd płynący przez diodę nie spowoduje wyzwolenia fototranzystora, i układ przejdzie gwałtownie w stan przewodzenia. Można nabyć takie układy w jednej scalonej obudowie, są to fototyrystory.

Sterowanie bezpośrednie układów TTL przez fototranzystor transoptora nie jest wskazane ze względu na długi czas narastania i opadania zbocza sygnałów. Gdy zbocza trwają dłużej niż $1\mu s$ w układach mogą powstać oscylacje. Wymagany jest także minimalny prąd wejściowy i napięcie polaryzacji $U_{CE(SAT)} \leq 0,4V$.

Z powyższych względów stosuje się elementy pośredniczące, układy progowe z histerezą np. układy z serii TTL z zastosowaniem przerzutnika Schmitta (np. ...13, ...14, ...132).

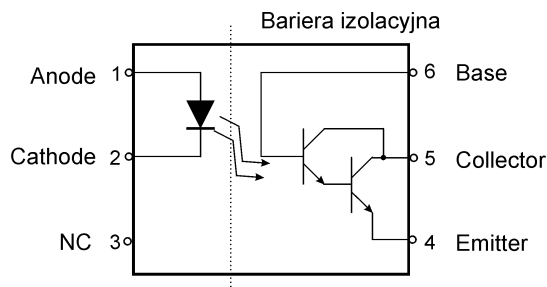


Rys. 16. Praktyczne zastosowanie transoptora do sterowania układów TTL.

Wartości elementów zależą od: napięć progowych (U_{T+}, U_{T-}), poboru prądu w stanie „H” I_{IH} (dla U_{IH}), w stanie „L” I_{IL} (dla U_{IL}). Istnieje wiele innych sposobów przyspieszania pracy transoptora zaczerpniętych z wzmacniaczy na zwykłych transoptorach.

Transoptory z fotodarlingtonem

Transoptory te powstały poprzez wewnętrzne włączenie tranzystora wzmacniającego w obudowę transoptora z fototranzystorem. Dobrym przykładem tego typu układu są transoptory serii 4N29÷4N33. Ich schemat przedstawia Rys. 17. Układ składa się z diody LED GaAs oraz fotodarlingtona. Parametry elementu zamieszczone są w

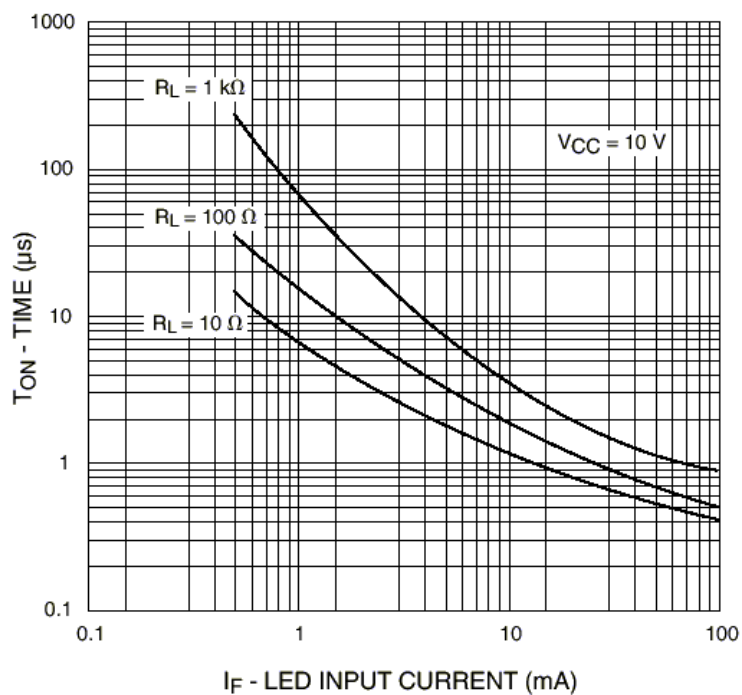


Rys. 17. Transoptor z fotodarlingtonem.

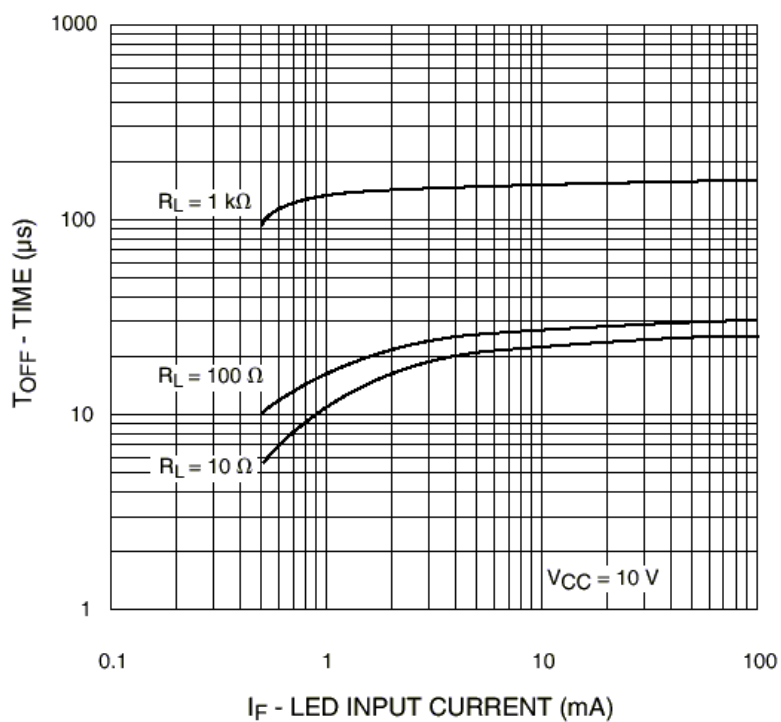
Tabela 5. Parametrów rodziny układów 4N29.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
CTR($I_F=10\text{mA}$, $V_{CE}=10\text{V}$)	CTR	100(min)	%
Napięcie zasilania (max)	V_{CEO}	30	V
Napięcie wejściowe	V_F	1.5	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	5300 (rms)	V
Prąd wejściowy (max)	I_F	80	mA
Prąd wyjściowy (max)	I_C	150	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	3	V
Czas włączenia (max)	T_{ON}	5 ($I_F=200\text{mA}$)	μs
Czas wyłączenia (max)	T_{OFF}	40 ($I_F=200\text{mA}$)	μs
Pojemność izolacji	C_{ISO}	0,8	pF
Pasmo	BW	30	kHz
Rozpraszana moc	P_D	250	mW
Napięcie polaryzacji	$V_{CE(SAT)}$	1.0 ($I_F=8\text{mA}$, $I_C=2\text{mA}$)	V

Różnice pomiędzy układami 4N29÷4N33 występują w napięciu izolacji (V_{ISO}), szybkości (czas wyłączenia T_{OFF}) oraz prądzie kolektora (I_C). Z kolei parametr I_C ma wpływ na wzmocnienie układu, czyli wpływa na stosunek transmisji prądu wyjściowego do wejściowego (CTR), oraz czasy włączenia i wyłączenia co pokazano na Rys. 18 i Rys. 19.



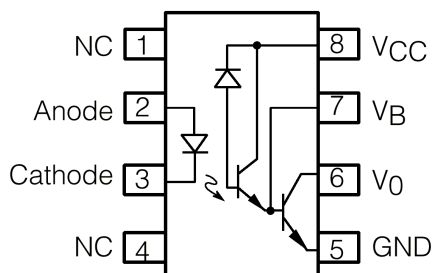
Rys. 18. Czas włączenia w zależności od prądu przewodzenia diody LED.



Rys. 19. Czas wyłączenia w zależności od prądu przewodzenia diody LED.

Transoptory z fotodiodą i wzmacniaczem tranzystorowym w układzie darlingtona.

Rozwiązanie to posiada zaletę transoptorów z fotodiodą (duża szybkość), a tranzystory wzmacniające w układzie darlingtona eliminują wadę tego typu transoptorów (mała czułość). Na przykładzie transoptora 6N138 i 6N139 (Rys. 20) można przeanalizować właściwości tych elementów.



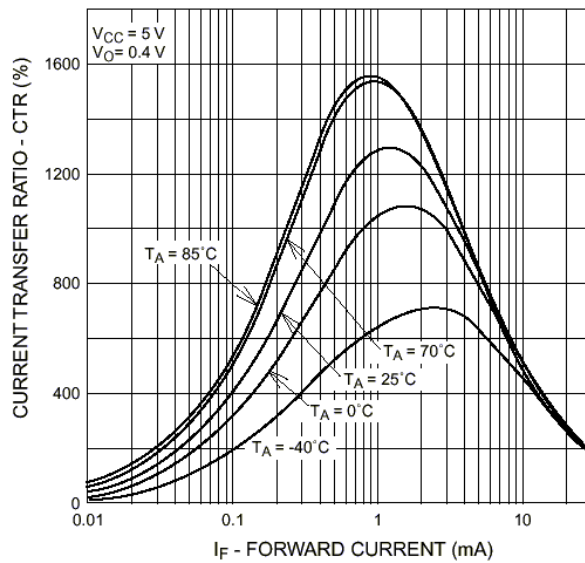
Rys. 20. Schemat budowy układu 6N138/6N139.

Układy charakteryzują się małym poborem prądu 0.5mA oraz dużym wzmocnieniem prądowym CTR sięgającym do 2000% (Tabela 6). Czyni to je zdolnymi do współpracy od strony wejściowej z układami MOS, CMOS, LSTTL a od strony wyjściowej jest kompatybilny z układami CMOS oraz TTL.

Tabela 6. Parametry układu 6N138 i 6N139.

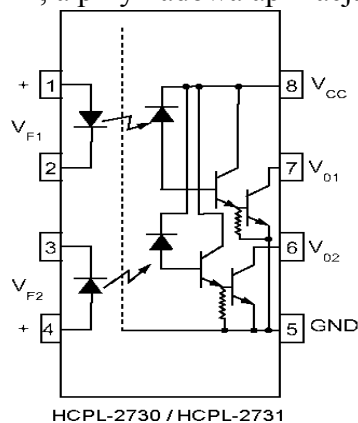
Parametry dla 6N138	Symbol	Wartość	Jednostka
CTR($I_F=1.6\text{mA}$, $V_{CE}=4.5\text{V}$)	CTR	1600 (min 300)	%
Napięcie zasilania	V_{CEO}	7	V
Napięcie wejściowe	V_F	1.4 ÷ 1.7	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	5300 (rms)	V
Prąd wejściowy	I_F	25	mA
Prąd wyjściowy (max)	I_O	60	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	5	V
Czas włączenia (typ)	T_{ON}	2 ($I_F=1.6\text{mA}$)	μs
Czas wyłączenia (typ)	T_{OFF}	2 ($I_F=1.6\text{mA}$)	μs
Pojemność izolacji	C_{ISO}	0,6	pF
Parametr dla 6N139	Symbol	Wartość	Jednostka
CTR($I_F=1.6\text{mA}$, $V_{CE}=4.5\text{V}$)	CTR	2000 (min 500)	%
Napięcie zasilania	V_{CEO}	18	V
Napięcie wejściowe	V_F	1.4 ÷ 1.7	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	5300 (rms)	V
Prąd wejściowy	I_F	25	mA
Prąd wyjściowy (max)	I_O	60	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	5	V
Czas włączenia (typ)	T_{ON}	1.5 ($I_F=12\text{mA}$)	μs
Czas wyłączenia (typ)	T_{OFF}	0.6 ($I_F=12\text{mA}$)	μs
Pojemność izolacji	C_{ISO}	0,6	pF

Nieliniowa zależność współczynnika CTR od prądu wejściowej diody LED pokazano na Rys. 21.

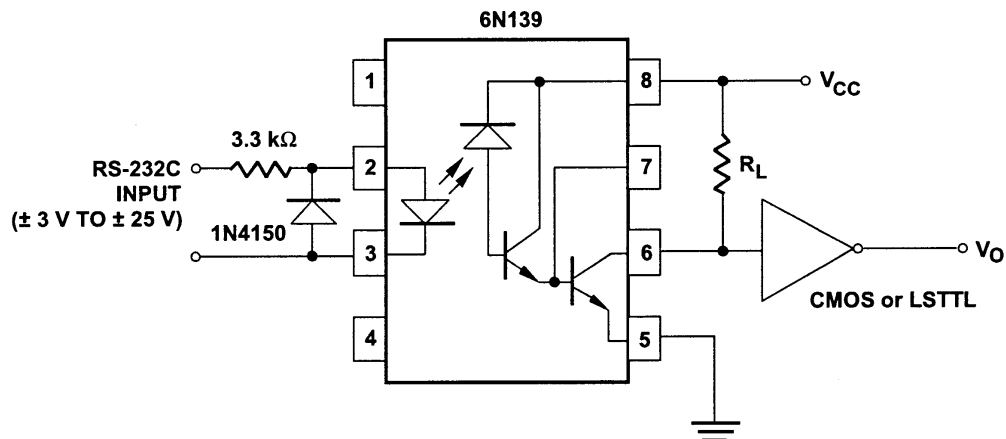


Rys. 21. Zależność wsp. CTR od prądu wejściowego I_F dla układu 6N138/6N139.

Układy 6N138 i 6N139 posiadają odpowiedniki, które składają się z dwóch struktur. Układy te mają oznaczenia odpowiednio HCPL2730 i HCPL2731. Schemat układów przedstawiono na Rys. 22, a przykładowa aplikacja układów tego typu na Rys. 23.



Rys. 22. Schemat wewnętrzny układów HCPL2730/HCPL2731.



Rys. 23. Przykładowa aplikacja w interfejsie RS-232.

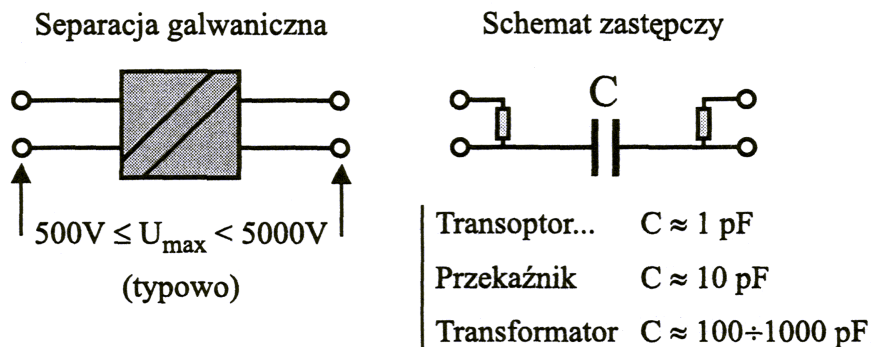
Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

Powyższa aplikacja przedstawia bardzo prosty układ interfejsu RS-232C z separacją galwaniczną przy użyciu układu 6N139. Obwód ten pracuje z prądem 0.5mA diody LED gdy napięcie jest na poziomie 3V. Dioda 1N4150 zabezpiecza diodę LED podczas ujemnego napięcia wejściowego. Układ pozwala na transmisję za pomocą skrętki dwużyłowej o długości do 120m.

W układach zastosowano wewnętrzne ekranowanie.

Przenikanie zakłóceń asymetrycznych przez separację galwaniczną.

Drogą przenikania zakłóceń są pasożytnicze pojemności elementów tworzących separację galwaniczną, większe niż przez pojemności rozproszone ścieżek względem otoczenia, masy, uziemienia. Każda separacja galwaniczna stanowi pojemność, co jest nieuniknione. Pojemność między uzwojeniami małego transformatora wynosi od 30 do 300pF. Cewka przekaźnikowa ma pojemność wejściową ok. 10pF. Transoptor między diodą a tranzystorem ma pojemność ok. 1pF. W tym przypadku, ze względu na bardzo małą pojemność elementu, w pojemności sprzęgającej należy uwzględnić pasożytniczą pojemność pomiędzy ścieżką wejściową a innymi ścieżkami płytki.



Rys. 24. Separacja galwaniczna jako pojemność sprzężenia zakłóceń asymetrycznych.

Ilustracją wpływu pojemności pasożytniczej jest przenikanie zakłóceń asymetrycznych przez elementy separacji galwanicznej przy zakłóceniach impulsowych.

Transoptor jest poddany zakłóceniu asymetrycznemu napięciem 2000V narastającym w czasie 5ns. Jaki jest spadek napięcia między dwoma, oddległymi o 5cm, punktami ścieżki obwodu drukowanego przewodzącej prąd wprowadzany przez pasożytniczą pojemność 1pF transoptora (pomijamy pojemność pasożytniczą między ścieżkami)?

Najpierw obliczamy prąd wprowadzany przez pasożytniczą pojemność transoptora

$$I = C_v \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad I = 1 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{2000}{5 \cdot 10^{-9}} = 0,4 \text{ A}$$

Załóżmy, że czas narastania prądu wynosi także 5 ns. Ścieżka o długości 5cm przy wielkiej częstotliwości zachowuje się jak indukcyjność 0,05μH.

Spadek napięcia na zaciskach obwodu o indukcyjności L obliczmy ze wzoru:

$$U = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad U = 0,05 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0,4}{5 \cdot 10^{-9}} = 4 \text{ V}$$

Takie napięcie jest zdolne zakłócić nawet układ cyfrowy. Jeśli natomiast transoptor zastąpimy przekaźnikiem, to pojemność pasożytnicza zwiększy się dziesięciokrotnie, a prąd zakłócenia asymetrycznego zwielokrotni się w tym samym stosunku. W konsekwencji pasożytnicza różnica napięcia osiągnie wartość 40V.

Separacja jest skutecznym środkiem przeciwdziałania zakłóceniom asymetrycznym przy małych częstotliwościach, natomiast dla dużych częstotliwości jest niewystarczająca. Dla pewnych wartości częstotliwości może nawet zmniejszyć odporność układu na

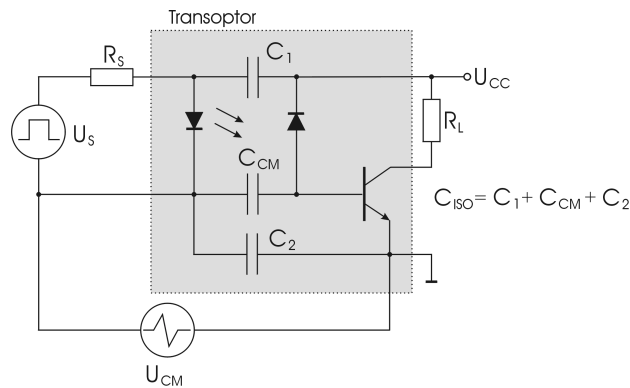
zakłócenia. Jeśli np. separacja galwaniczna (pojemność) znajdzie się w szeregowym układzie z przewodem (indukcyjność) to może utworzyć się szeregowy obwód rezonansowy LC. Przy częstotliwości rezonansowej obwód szeregowy LC nie ogranicza prądu pojemnością ani indukcyjnością tylko rezystancją przewodów.

Eliminuje w znacznej części ten efekt stosowanie ekranowania wewnętrznego w transoptorach.

Wewnętrzne ekranowanie transoptorów

W zwykłym transoptorze występują sprzężenia pojemnościowe pomiędzy wejściem a wyjściem określane w katalogach jako C_{ISO} (np. dla CNY17 rzędu 0,5pF, 4N29 ok. 1pF, 6N138 ok. 0,6pF).

Pojemność C_{ISO} pomiędzy elementami wewnętrznymi można przedstawić jako trzy pojemności zastępcze (Rys. 25).



Rys. 25. Pojemności wewnątrz układu transoptora.

Przez pojemność C_{ISO} przy szybkościach narastania napięcia współbieżnego U_{CM} rzędu 5kV/μs płynie impuls prądu o wartości ok.:

$$I_{ISO} = C_{ISO} \cdot \left(\frac{dU_{CM}}{dt} \right) = 0,5 \text{ pF} \cdot 5000 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} = 2,5 \text{ mA}$$

Zdecydowanie większe szybkości narastania impulsów występują przy iskrzeniach, komutacji na stykach. Normy PN-EN 61000-4-4 każą w takich przypadkach badać odporność na ciągi impulsów o czasach narastania 5ns i trwaniu 50μs (w 50% amplitudy) i amplitudzie od 500V do 4kV.

Amplituda impulsów podawanych na zasilanie i obwody wejścia i wyjścia wynosi 2kV.

Szybkość narastania napięcia wynosi:

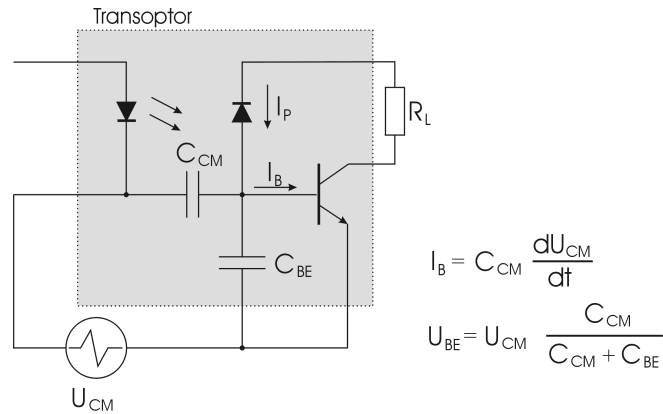
$$\frac{dU_{CM}}{dt} = \frac{2\text{kV}}{5\text{ns}}$$

Prąd płynący przez typowy transoptor dla tej stromości napięcia wynosi:

$$I_{ISO} = C_{ISO} \cdot \left(\frac{dU_{CM}}{dt} \right) = 0,5 \text{ pF} \cdot \frac{2\text{kV}}{5\text{ns}} = 0,2 \text{ A}$$

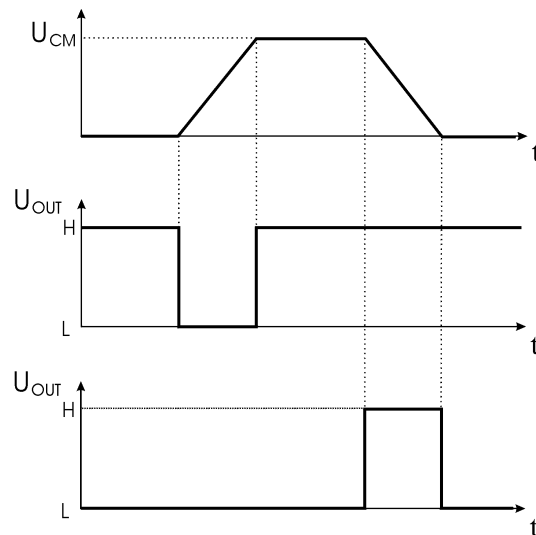
Podobna sytuacja występuje przy oddziaływaniu wyładowań elektryczności statycznej. Mechanizm przenikania zakłóceń pokazano na Rys. 26.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych



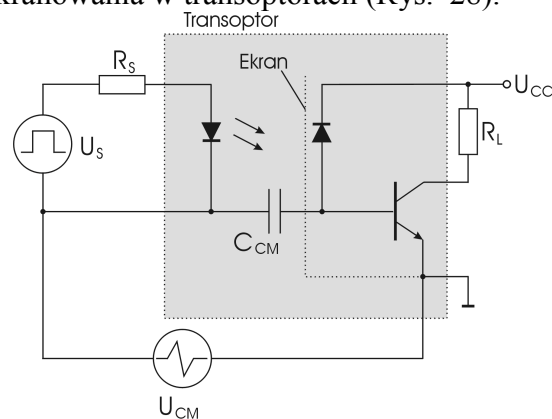
Rys. 26. Mechanizm przenikania zakłóceń przez transoptor.

Powodem przekłamywania stanów w obecności szybkiego narastania napięcia współbieżnego jest pojemność C_{CM} (Rys. 26). Tworzy ona wraz z pojemnością C_{BE} dzielnik pojemnościowy dla przenikającego impulsu prądu (przykładowa wartość C_{BE} dla CNY17 są rzędu 10pF). Wysterowanie tranzystora wyjściowego powoduje zakłócenie poprzez chwilową zmianę stanu pomimo braku sygnału na wejściu. Dla każdego ze stanów pracy transoptora zakłócające jest inne zbocze (tranzystor wyłączony – narastające, włączony - opadające)(Rys. 27).



Rys. 27. Wpływ napięcia współbieżnego na stan wyjściowy transoptora.

Metodą wyeliminowania występowania opisanych zakłóceń jest zastosowanie wewnętrznego ekranowania w transoptorach (Rys. 28).

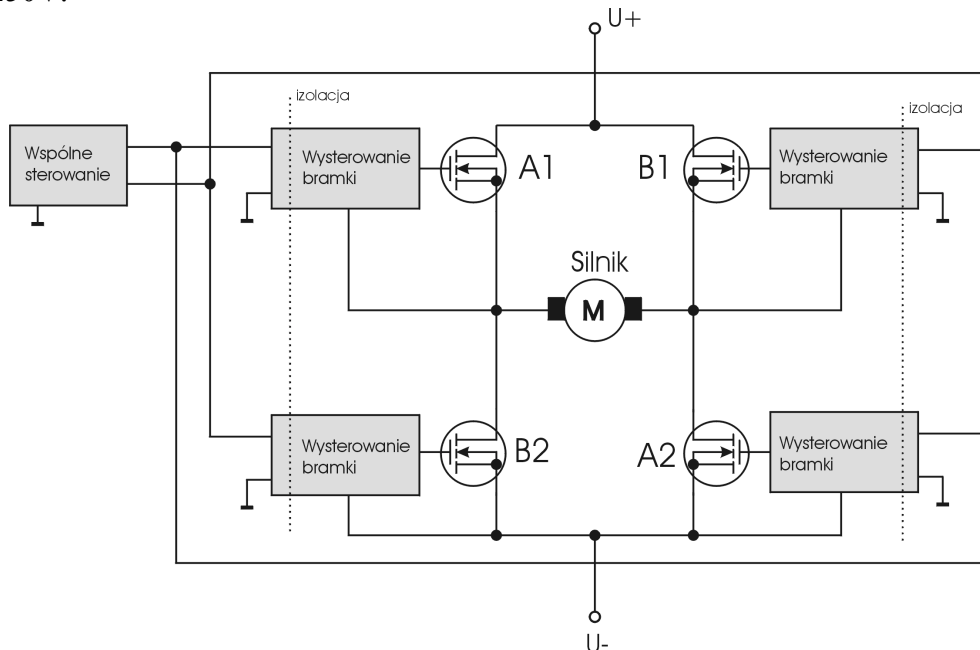


Rys. 28. Ekranowanie transoptora barierą przepuszczającą światło.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

Ekranowanie okazało się tak skuteczne, że wiele firm wprowadziło go do swoich układów. Wprowadzenie ekranowania w 6N138/139 co spowodowało wzrost odporności (wsp. CMR) z 500 V/ μ s do 10000V/ μ s przy $V_{CM}=10$ V. Zastosowanie ekranowania wewnętrznego pozwoliło zwiększyć dopuszczalną szybkość narastania sygnału wspólnieźnego nie wywołującego zmian stanu wyjścia, z około 100V/ μ s przy $V_{CM}=10$ V (6N137 bez ekranowania) do nawet 15kV/ μ s przy $V_{CM}=1$ kV (HCPL-261N).

Przykładem sytuacji gdzie ekranowanie jest potrzebne jest sterowanie obciążenia przy pomocy tranzystorów MOSFET, z napięcia wyprostowanej sieci. Sterując impulsowo silniki w układzie mostkowym musimy przekazać sterowanie do obwodów bramek tranzystorów PMOS (Rys. 29). Najbardziej podatnym w tym przypadku urządzeniem na zakłócenia wspólnieźne są układy sterowania bramek. Tranzystory górne w mostkach oraz obwody sterowania ich bramek są umieszczone na zaciskach silnika i są przełączane od -250 V do $+250$ V.



Rys. 29. Układ sterowania silnikiem, typowy generator zakłóceń wspólnieźnych.

Wartości napięcia zasilającego wynikają z prostowania sieci zasilającej 230V/400V 50Hz. Szybkości przełączania współczesnych tranzystorów PowerMOS, IGBT są rzędu 100ns. Daje to w rezultacie szybkość narostu napięcia pomiędzy wejściem a wyjściem transoptora separującego rzędu 5000V/ μ s. Wykorzystano to we wcześniejszych obliczeniach.

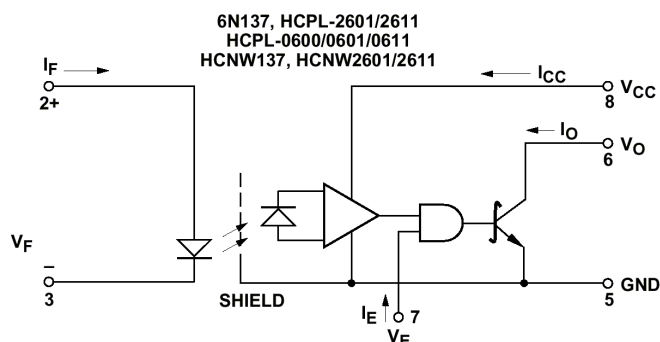
Transoptory służące do transmisji sygnałów cyfrowych przy obecności znacznych zakłóceń charakteryzują się:

- maksymalną szybkością transmisji (NRZ) – 25Mb/s
- maksymalną szybkością narastania sygnału wspólnieźnego (CMR) (związane z pojemnością wejście-wyjście) – 10kV/ μ s ($V_{CM}=1$ kV)
- prądem wejściowym (I_F) na poziomie 5mA
- wytrzymałością napięciową (U_L) w określonym czasie (1min) – 2500Vrms

Transoptory z ekranowaniem i układem logicznym

Układ 6N137 ten jest pierwszym, w którym wyjście stanowi wyspecjalizowany układ logiczny, natomiast wejście pozostało tradycyjne. Dodatkowo układ jest ekranowany wewnętrznie, co czyni go odporniejszym na zakłócenia ($CMR=10kV/\mu s$, $V_{CM}=50V$).

Układ 6N137 (Rys. 30) składa się z diody LED GaAs pracującej jako nadajnik oraz fotodetektora o bardzo dużej szybkości działania, zintegrowanego z bramką logiczną typu OR po stronie odbiorczej. Wyjście układu stanowi tranzystor z otwartym kolektorem. Układ cechuje się dużą szybkością rzędu 10Mbit/sek. Układ akceptuje standard TTL, LSTTL oraz 5-voltowy CMOS.



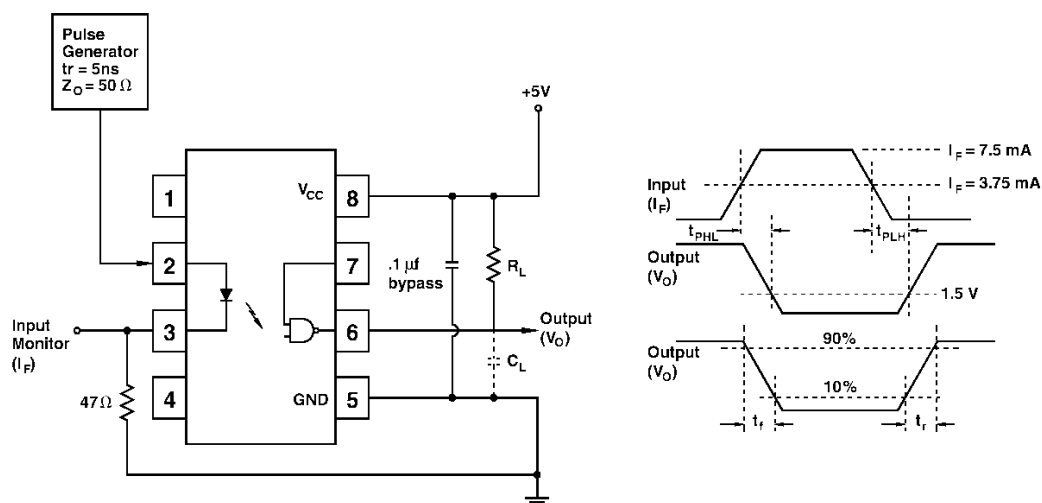
Rys. 30. Budowa układu 6N137.

Tabela 7. Parametry układu 6N137.

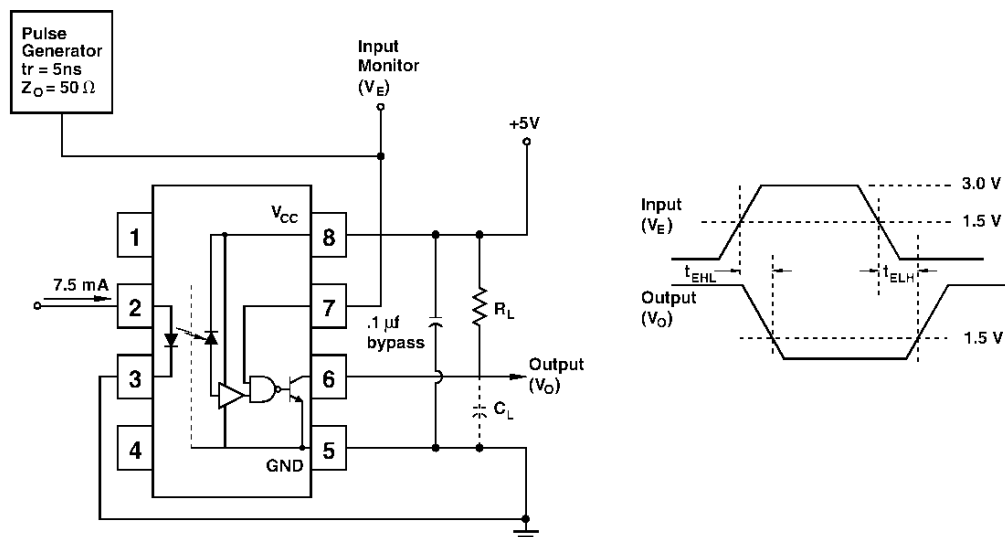
Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
$CTR(I_F=5mA, V_{CE}=4.5V)$	CTR	750	%
Napięcie zasilania (zalecane)	V_{CC}	5.5	V
Napięcie wyjściowe	V_O	7	V
Napięcie wejściowe ($I_F=10mA$)	V_F	1.4 ÷ 1.8	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	2500 (rms)	V
Prąd wejściowy średni (DC).	I_F	50	mA
Prąd wyjściowy	I_O	50	mA
Napięcie wejściowe wsteczne	V_R	5	V
Czas włączenia (typ.) ($R_L=350\Omega, C_L15pF$)	T_{ON}	45	ns
Czas wyłączenia (typ.) ($R_L=350\Omega, C_L15pF$)	T_{OFF}	45	ns
Napięcie włączenia stan niski	V_{EL}	0 ÷ 0.8	V
Napięcie włączenia stan wysoki	V_{EH}	2.0 ÷ V_{CC}	V
Czas włączenia (Rys. 32) ($R_L=350\Omega, C_L15pF$)	t_{ELH}	20	ns
Czas wyłączenia (Rys. 32) ($R_L=350\Omega, C_L15pF$)	t_{EHL}	20	ns
Pojemność izolacji	C_{ISO}	0,6	pF
Napięcie współbieżne ($V_{CM}=50V$)	CMR	10	kV/ μs

Układ ten posiada odpowiedniki, które mają lepszy parametr CMR, czyli HCPL-2601 ($CMR=10kV/\mu s$, $V_{CM}=50V$) i HCPL-2611 ($CMR=15kV/\mu s$, $V_{CM}=400V$). Natomiast układy 6N137 i HCPL-2601 posiadają odpowiedniki, w skład których wchodzi dwa takie układy. Są to odpowiednio HCPL-2630 i HCPL-2631.

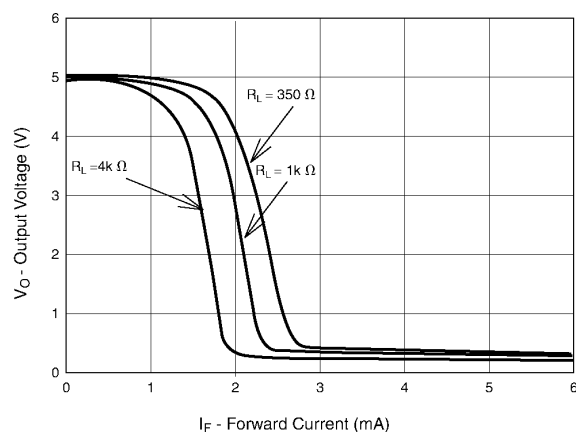
Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych



Rys. 31. Schemat pomiaru charakterystyk przełączania.



Rys. 32. Schemat pomiaru czasów włączenia układu 6N137.



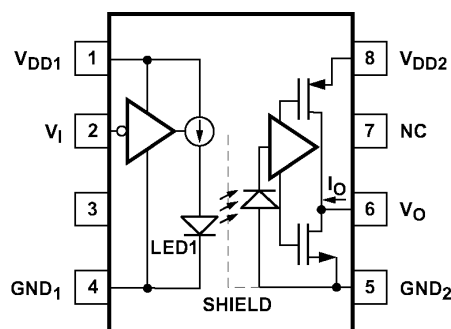
Rys. 33. Zależność napięcia wyjściowego od prądu wejściowego

Układy o dużej szybkości (HCPL-7720/HCPL-0720)

Układ wykorzystuje technologię CMOS, dzięki czemu uzyskano bardzo dobre osiągi przy jednoczesnym zachowaniu bardzo małej konsumpcji mocy.

Podstawowe bloki z których zbudowane są układy serii HCPL-772x/072x to sterownik CMOS LED, dużej szybkości detektor. Sygnał logiczny wejściowy CMOS kontroluje sterownik LED IC, który dostarcza prąd diodzie LED. Detektor zawiera wewnętrzną fotodiode, dużej szybkości wzmacniacz transimpedancyjny oraz komparator napięciowy z wyjściowym sterownikiem. Na Rys. 34 przedstawiono schemat funkcjonalny układu HCPL-7720/0720. Należy jeszcze dodać, że pin nr 3 to anoda wewnętrznej diody LED.

To co cechuje układ to bardzo mały czas propagacji rzędu 40ns oraz kompatybilność z standardem +5V CMOS.



TRUTH TABLE
(POSITIVE LOGIC)

V_I , INPUT	LED1	V_O , OUTPUT
H	OFF	H
L	ON	L

Rys. 34. Schemat budowy układu HCPL-7720/0720.

Tabela 8. Parametry układu HCPL-7720.

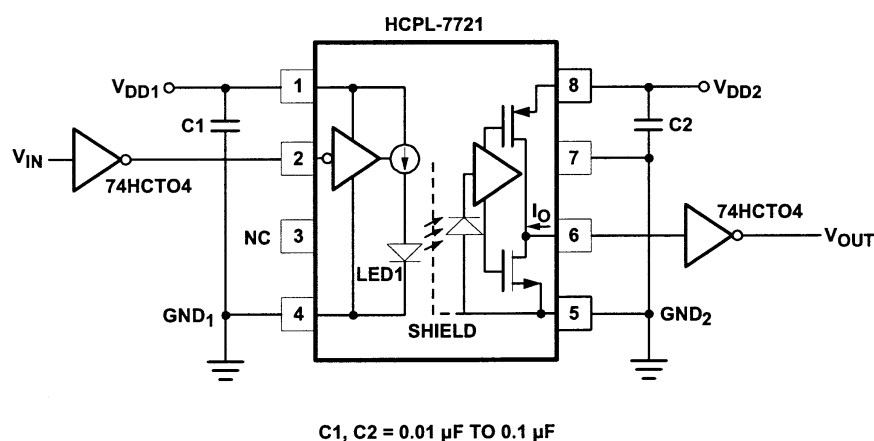
Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania (max)	V_{DD}	5.5	V
Napięcie wyjściowe (max)	V_O	$V_{CC}+0.5$	V
Napięcie wejściowe (max)	V_I	$V_{CC}+0.5$	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	3750 (rms)	V
Prąd wyjściowy (średni)	I_O	10	mA
Czas włączenia (typ.)	T_{ON}	20	ns
Czas wyłączenia (typ.)	T_{OFF}	20	ns
Czas włączenia (max)	T_{ON}	40	ns
Czas wyłączenia (max)	T_{OFF}	40	ns
Pojemność izolacji (1MHz)	C_{ISO}	0,6	pF
Napięcie współbieżne ($V_{CM}=1kV$)	CMR	20	kV/ μs
Szybkość transmisji	NRZ	25	Mb/s

Przykładowe zastosowania:

Rysunek (Rys. 35) przedstawia interfejs 20Mb/s CMOS-CMOS. Układ wymaga praktycznie tylko kondensatora po stronie wejściowej i wyjściowej.

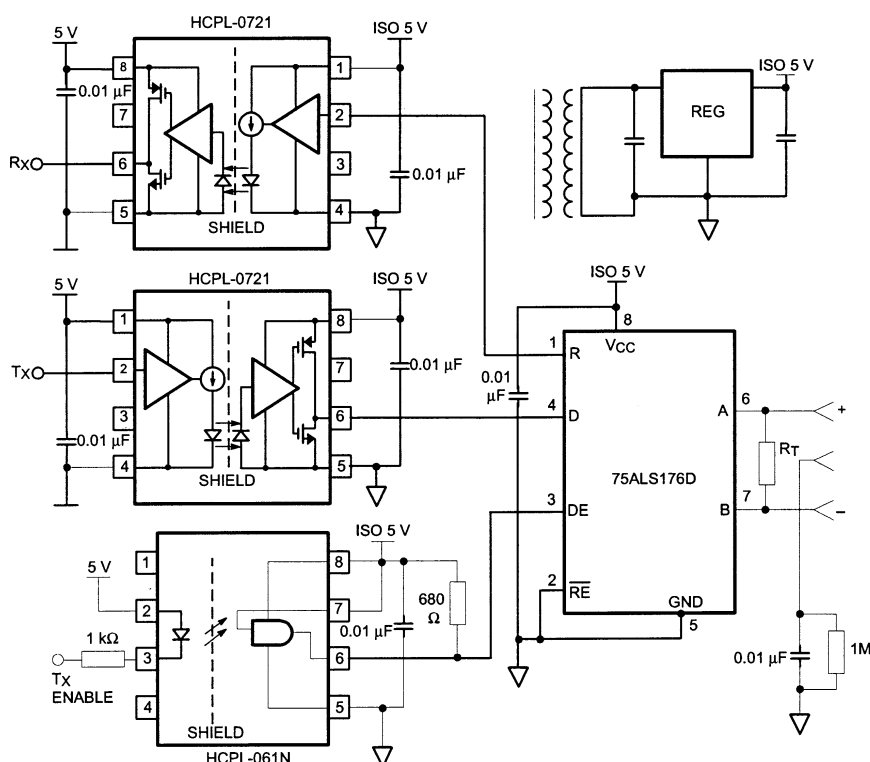
Parametry układu:

- typowy prąd wejściowy dla stanu wysokiego czyli 1.5mA,
- typowy prąd wejściowy dla stanu niskiego czyli 7mA,
- typowy czas propagacji 20ns, transmisja 25Mb/s.



Rys. 35. Separacja transmisji 25Mb CMOS.

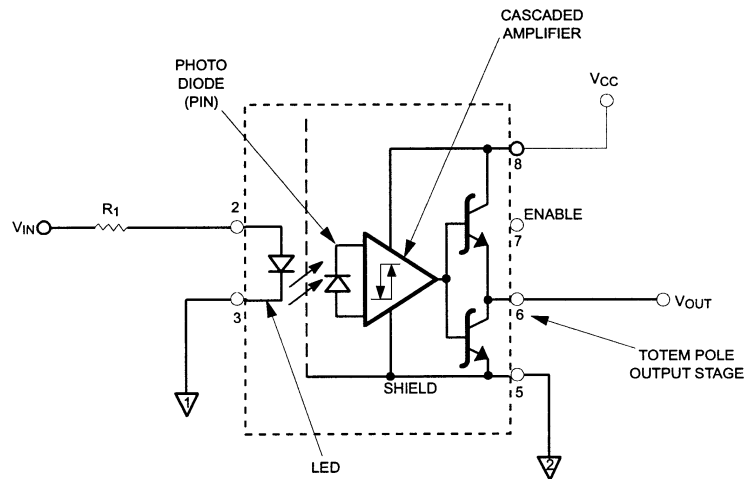
Natomiast Rys. 36 przedstawia układ przetwornika PROFIBUS/RS-485. Profibus (Process Fieldbus) przesyła sygnały za pomocą dwóch przewodów (skrętka) z szybkością 1.5Mb/s lub 12Mb/s. W tym przypadku układ może pracować w szybszej wersji Profibus'a. Układ jest kompatybilny z standardem 5V CMOS i TTL. Układ posiada maksymalny czas propagacji równy 0.04μs oraz współczynnik CMR równy 10kV/μs przy $V_{CM}=1000V$. Parametry układu są gwarantowane w zakresie temperatur -40 do +85°C. Dodatkowo zalecane jest niski prąd wejściowy diody LED co zwiększa trwałość układu.



Rys. 36. Izolowany przetwornik PROFIBUS/RS-485.

Transoptor z wyjściem typu „totem-polem” i histerezą (HCPL2201/2211)

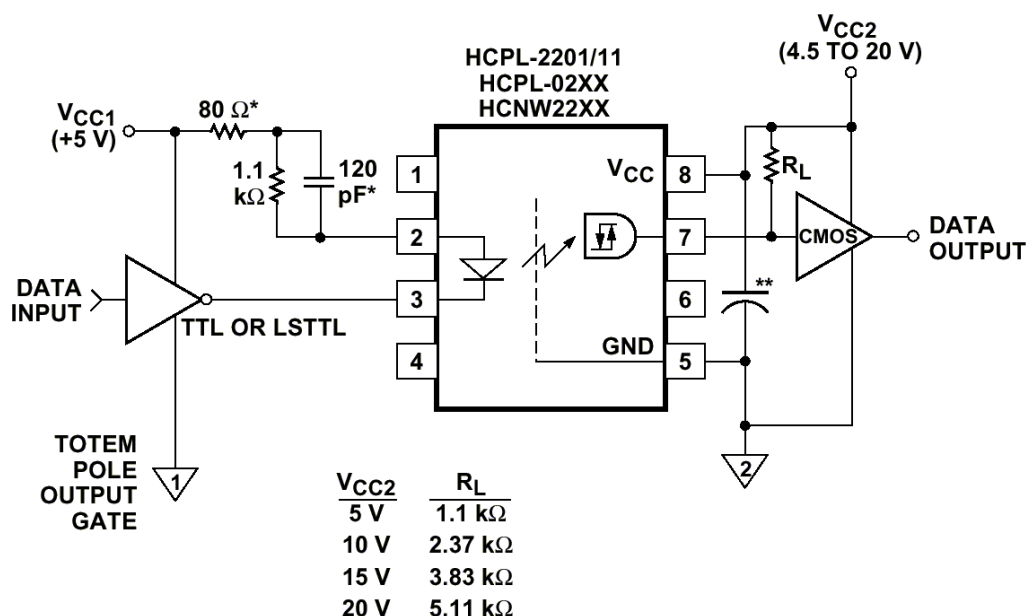
Układ dzięki wyjściu typu totem-polem nie wymaga stosowania zewnętrznego rezystora polaryzującego (pullup). Natomiast przerzutnik Schmitta eliminuje zakłócenia jednocześnie zapewniając odpowiednie poziomy logiczne. Układ HCPL-2211 ma bardzo dobry ekran wewnętrzny, który zapewnia CMR na poziomie $10\text{kV}/\mu\text{s}$ przy napięciu $V_{\text{CM}}=1000\text{V}$. Parametry elektryczne jak i czasy przełączania (300ns) zapewnione są w zakresie temperatur $-40^{\circ}\text{C} \div +85^{\circ}\text{C}$. Szeroki zakres napięcia zasilającego ($V_{\text{CC}}=4.5\div 20\text{V}$) oraz mały prąd wejściowy ($I_{\text{F}}=1.6\div 1.8\text{mA}$) pozwalają uzyskać kompatybilność z LSTTL, TTL oraz CMOS. Układ cechuje się również małą wartością rozpraszanej mocy ($P_{\text{D}}=210\text{mW}$).



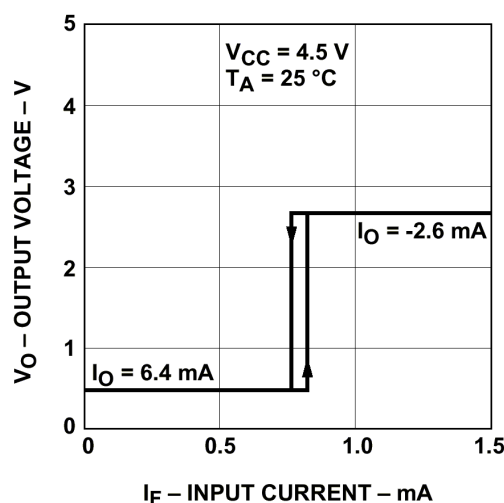
Rys. 37. Budowa układu HCPL-2201/2211.

Tabela 9. Parametry układu HCPL-2201/2211.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania (max)	V_{CC}	20	V
Napięcie wyjściowe	V_{O}	$-0.5\div 20$	V
Napięcie wyjściowe stan wysoki	V_{OH}	2.4 (min)	V
Prąd włączenia	I_{FON}	1.6 (min)	V
Napięcie wyłączenia	V_{FOFF}	0.8 (max)	V
Napięcie wsteczne	V_{R}	5	V
Napięcie wejściowe (max)	V_{I}	1.7 ($I_{\text{F}}=5\text{mA}$)	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	2500 (rms)	V
Prąd wyjściowy (średni)	I_{O}	25	mA
Czas włączenia (typ.)	T_{ON}	110	ns
Czas wyłączenia (typ.)	T_{OFF}	150	ns
Pojemność izolacji (1MHz)	C_{ISO}	0,6	pF
Napięcie współbieżne HCPL2201/2211	CMR	$1(V_{\text{CM}}=50\text{V})/$ $10(V_{\text{CM}}=1000\text{V})$	$\text{kV}/\mu\text{s}$
Szybkość transmisji	NRZ	5 (typ.)	Mb/s



Rys. 38. Przykładowa aplikacja układu HCPL-2201/2211 (interfejsu LSTTL do CMOS).

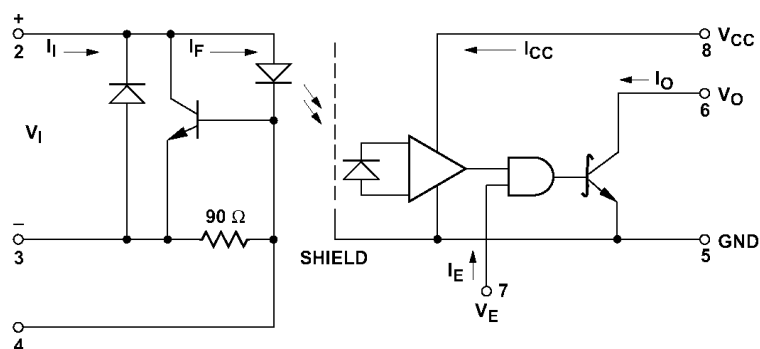


Rys. 39. Napięcia wyjściowe w zależności od nap. wejściowego (układ HCPL-2201/2211).

Odbiornik transmisji prądowej (transoptor HCPL-2612)

Przykładem typowego układu do odbioru danych z linii transmisyjnej zintegrowanego w konstrukcji transoptora jest element HCPL-2612. Na Rys. 40 przedstawiono schemat budowy wewnętrznej układu. Układ wejściowy linearyzuje odbiornik (rezystor). Powyżej prądu progowego tranzystor bocznikuje diodę LED, zabezpieczając ją, jednocześnie nie wprowadzając zakłóceń do sygnału wejściowego. Strona wyjściowa składa się z wzmacniacza i bramki Schottkiego z otwartym kolektorem. Sygnał wejściowy „enable” steruje włączeniem detektora. Układ jest ekranowany wewnętrznie dzięki czemu posiada wysoki współczynnik CMR. Jest zgodny z standardem TTL.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych



Rys. 40. Budowa układu HCPL-2612.

Tabela 10. Parametry układu HCPL-2612.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania (max)	V_{CC}	7	V
Napięcie wyjściowe (max)	V_O	7	V
Napięcie wejściowe (max)	V_I	2.7	V
Napięcie wsteczne (max)	V_{IR}	0.95	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	2500 (rms)	V
Prąd wejściowy (min/max)	I_I	5/60	mA
Prąd wyjściowy (max)	I_O	50	mA
Prąd wsteczny (max)	I_{IR}	60	mA
Czas włączenia (typ/max.)	T_{ON}	20/48	ns
Czas wyłączenia (typ/max)	T_{OFF}	25/50	ns
Czas włączenia z V_E	T_{ON}	20	ns
Czas wyłączenia z V_E	T_{OFF}	30	ns
Pojemność izolacji (1MHz)	C_{ISO}	0.6	pF
Napięcie współbieżne ($V_{CM}=300V$)	CMR	3.5/15	kV/ μs
min/typ			
Szybkość transmisji	NRZ	10	Mb/s

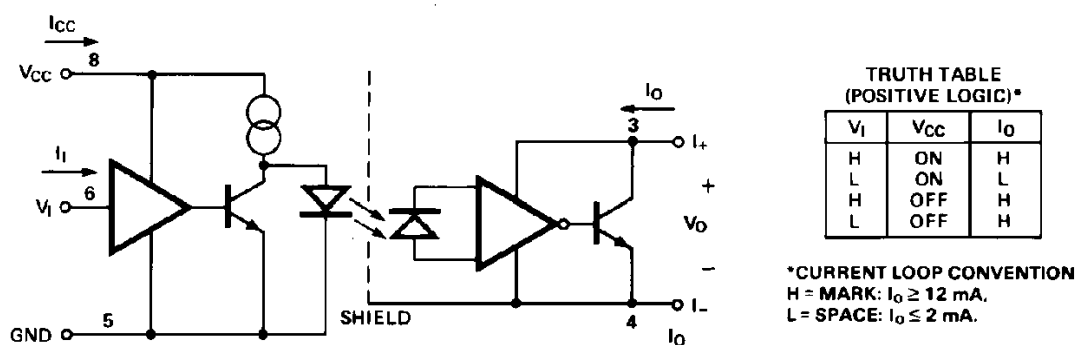
Układy do przesyłania danych pętlą prądową

Do przesyłania danych w automatyce przemysłowej, urządzeniach peryferyjnych, transmisji danych używa się sygnału prądowego 20mA (pętla prądowa 20mA). Dla kontroli ciągłości pętli stosuje tzw. „aktywne zero” – prąd 4mA. Produkuje się specjalne transoptory będące nadajnikami i odbiornikami linii pętli prądowej 20mA.

Układ nadajnika pętli prądowej (HCPL-4100).

Transoptor HCPL-4100 (Rys. 41) został zaprojektowany do transmisji sygnałów w urządzeniach komunikujących się poprzez pętlę prądową 20 mA. Systemy korzystające z tego standardu zazwyczaj sygnalizują logiczny stan wysoki przesyłając prąd 20mA (MARK) a stan niski przy pomocy kilku mA (SPACE). Separacja galwaniczna sygnału z wejścia logicznego do obwodu prądowego przerywa pętlę masy oraz zapewnia wysoką odporność na zakłócenia współbieżne. Źródło prądowe steruje diodę LED, która w zależności od stanu wejścia jest bocznikowana. Układy wyjściowe dają prąd mniejszy niż 2mA, gdy LED świeci i większy niż 12mA, gdy LED nie jestysterowany. Wejście układu jest kompatybilne z LSTTL, TTL oraz CMOS. Wewnętrzny ekran gwarantuje, że współczynnik CMR nie spadnie poniżej 1000V/ μs . Układ zapewnia stałe osiągi w zakresie temperatur 0-70°C. Natomiast przy długości linii transmisyjnej do 400m. Zapewnia transfer na poziomie 20kb/s.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych



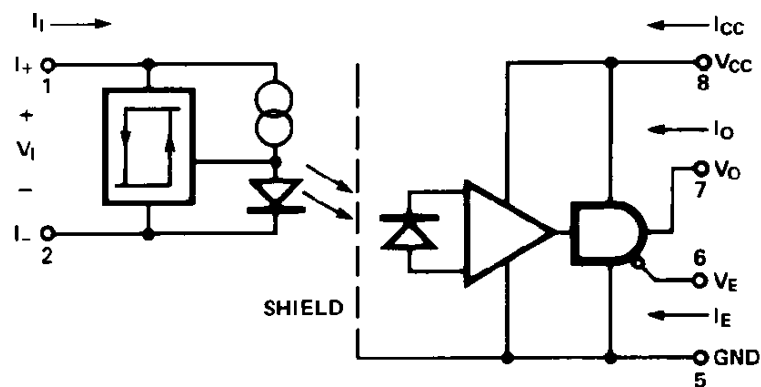
Rys. 41. Budowa układu HCPL-4100.

Tabela 11. Parametry układu HCPL-4100.

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania (max)	V_{CC}	20	V
Napięcie wyjściowe (max)	V_O	-0.4÷27	V
Napięcie wejściowe (max)	V_I	-0.5÷20	V
Napięcie wej. stan wysoki	V_{IH}	>2	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	2500 (rms)	V
Moc rozpraszana	P_D	360	mW
Prąd wyjściowy (max)	I_O	-30÷30	mA
Prąd wsteczny (max)	I_{IR}	60	mA
Prąd wejściowy (low/high)	I_I	-0.32/250	mA/μA
Czas włączenia (typ/max.)	T_{ON}	0.3/1.6	μs
Czas wyłączenia (typ/max)	T_{OFF}	0.2/1.0	μs
Pojemność izolacji (1MHz)	C_{ISO}	1	pF
Napięcie współbieżne ($V_{CM}=50V$)	CMR	1/10	kV/μs
Min/typ			

Układ odbiornika pętli prądowej (HCPL-4200).

Układ HCPL-4200 został zaprojektowany do odbierania sygnału pętli prądowej 20mA. Tak jak poprzednio układ zapewnia te same własności dla pętli prądowej (duży wsp. CMR, przerwanie pętli masy, odbiór sygnalizacji stanu MARK i SPACE). Układ współpracuje z układami LSTTL, TTL, CMOS. Układ buforujący po stronie pętli prądowej zapewnia histerezę na poziomie 0.8mA w celu zwiększenia odporności układu na zakłócenia różnicowe i współbieżne. Układ posiada wyjście trójstanowe (stan OFF – duża impedancja). Ekran układu gwarantuje odporność układu na zakłócenia współbieżne na poziomie 1000V/μs.



TRUTH TABLE
(POSITIVE LOGIC)*

I_i	V_E	V_O
H	H	Z
L	H	Z
H	L	H
L	L	L

*CURRENT LOOP CONVENTION —
H = MARK: $I_i \geq 12$ mA,
L = SPACE: $I_i \leq 3$ mA,
Z = OFF (HIGH IMPEDANCE) STATE.

Rys. 42. Schemat budowy układu HCPL-4200.

Tabela 12. Parametry układu HCPL-4200.

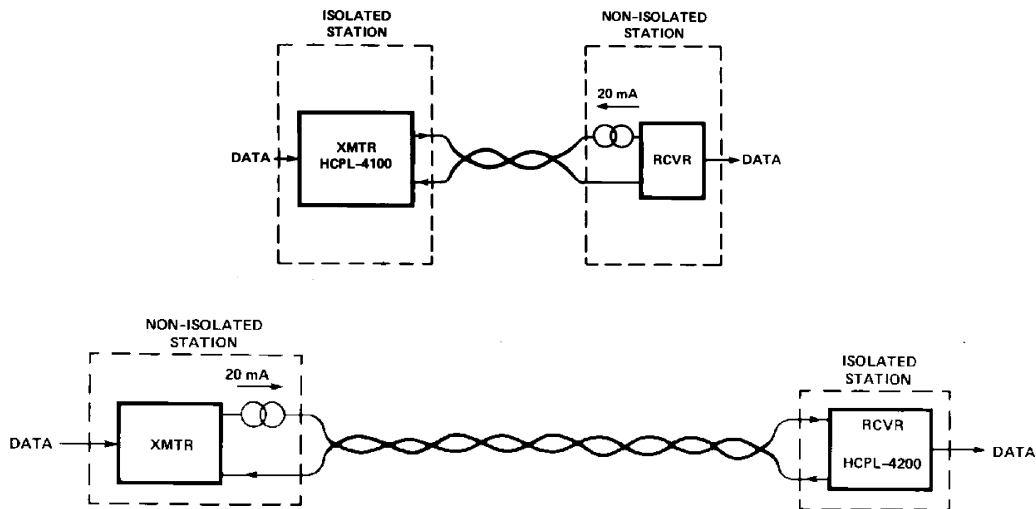
Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania (max)	V_{CC}	20	V
Napięcie wyjściowe stan wysoki/niski	V_{OH}/V_{OL}	$>2.4/ <0.5$	V
Napięcie enable stan wysoki	V_{EH}	>2	V
Napięcie przebicia	V_{ISO}	2500 (rms)	V
Moc rozpraszana	P_D	255	mW
Prąd wejściowy histerezy	I_{IHS}	0.3-0.8	mA
Średni prąd wyjściowy	I_O	25	mA
Czas włączenia (typ/max.)	T_{ON}	0.23/1.6	μs
Czas wyłączenia (typ/max)	T_{OFF}	0.17/1.0	μs
Czas włączenia/wyłączenia z V_E	T_{ON}/T_{OFF}	28/25	ns
Pojemność izolacji (1MHz)	C_{ISO}	1	pF
Napięcie współbieżne ($V_{CM}=50V$) (min/typ)	CMR	1/10	kV/ μs

Transmisja w pętli prądowej

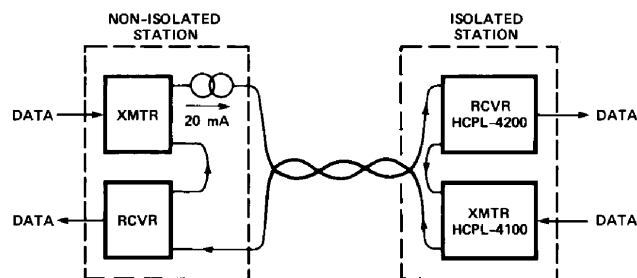
Przesyłanie danych pomiędzy urządzeniami wykorzystującymi do komunikacji pętlę prądową może odbywać się na trzy sposoby: jednokierunkowa (simpleks SX), dwukierunkowa ale nie jednocześnie - półdupleks (half duplex HDX) i dwukierunkowa duplex (full duplex FDX). W transmisji jednokierunkowej (Rys. 43), urządzenie potrafi tylko odbierać sygnał bądź nadawać. Znajduje to wykorzystanie w sytuacji gdy mamy do czynienia z długimi liniami transmisyjnymi lub zależy nam na szybkości transmisji. Półdupleks (Rys. 44) wykorzystuje komunikację dwukierunkową, z tym że urządzenie w danej chwili może tylko odbierać bądź nadawać sygnał. Sposób ten zapewnia dwukierunkową komunikację przy niskim nakładzie gdyż wykorzystujemy skrętkę dwużyłową, ale za to

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

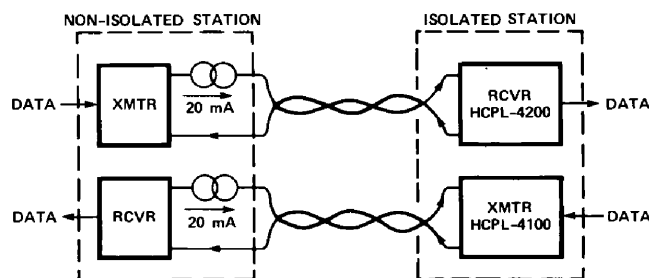
tracimy na szybkości. Dodatkowo by zapewnić komunikację zawsze (w każdym przypadku) wymagany jest protokół. Natomiast urządzenia komunikujące się w pełnym duplexie (Rys. 45) potrafią jednocześnie nadawać i odbierać sygnały. Jest to najlepszy sposób, a zarazem najdroższy. W skład tej konfiguracji wchodzi dwie pary skrętek dwużyłowych, gdyż układ ten zbudowany jest z dwóch pętli typu simpleks.



Rys. 43. Separacja galwaniczna w transmisji jednokierunkowej pętlą prądową.



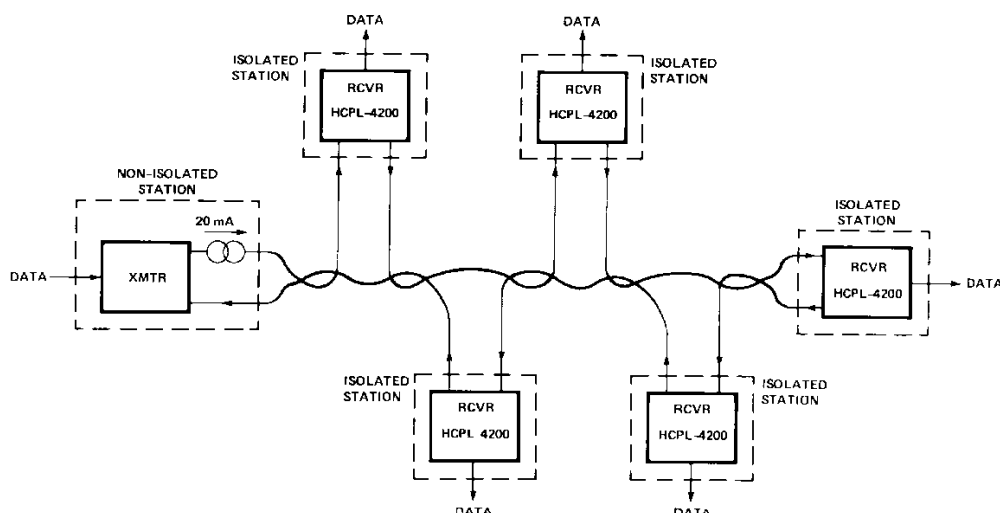
Rys. 44. Separacja galwaniczna w transmisji dwukierunkowa z podziałem czasu.



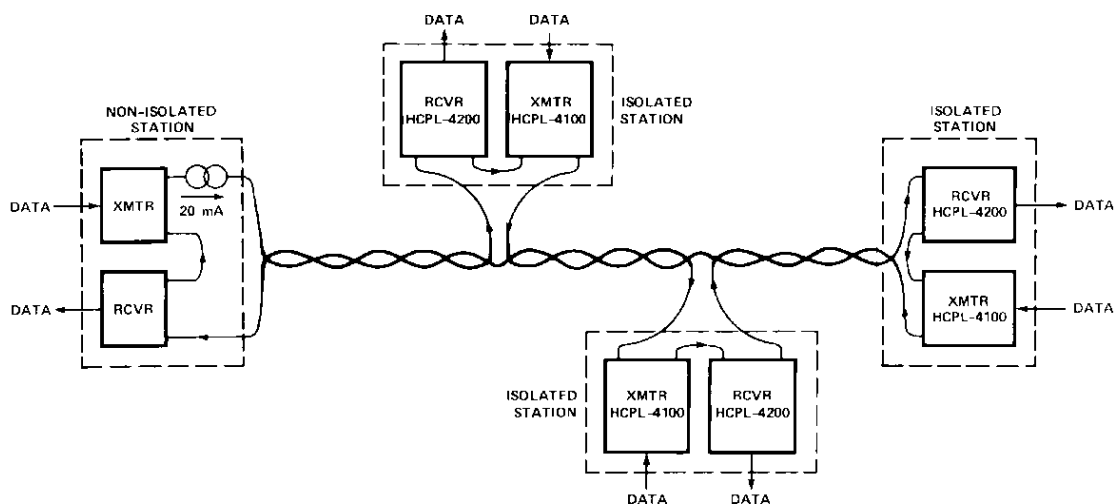
Rys. 45. Separacja galwaniczna w transmisji dwukierunkowej pętlą prądową.

Przy wykorzystaniu powyższych trzech konfiguracji można zbudować systemy opierające się na komunikacji punkt do punktu (point-to-point) lub wielopunktowej (multidrop). Rozwiązania z separacją w pętli prądowej w konfiguracji wielopunktowej w transmisji jednokierunkowej (simpleks) i dwukierunkowej z podziałem czasu (dupleks) przedstawiono na Rys. 46 i Rys. 47.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

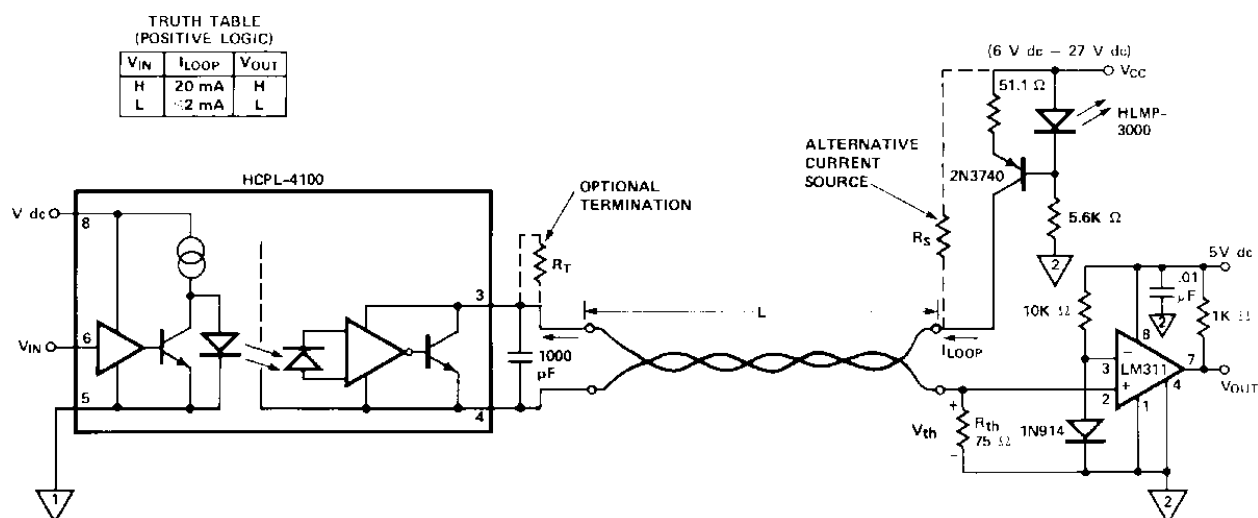


Rys. 46. Separacja galwaniczna w transmisji jednokierunkowej (simpleks) pętlą prądową w konfiguracji wielopunktowej.



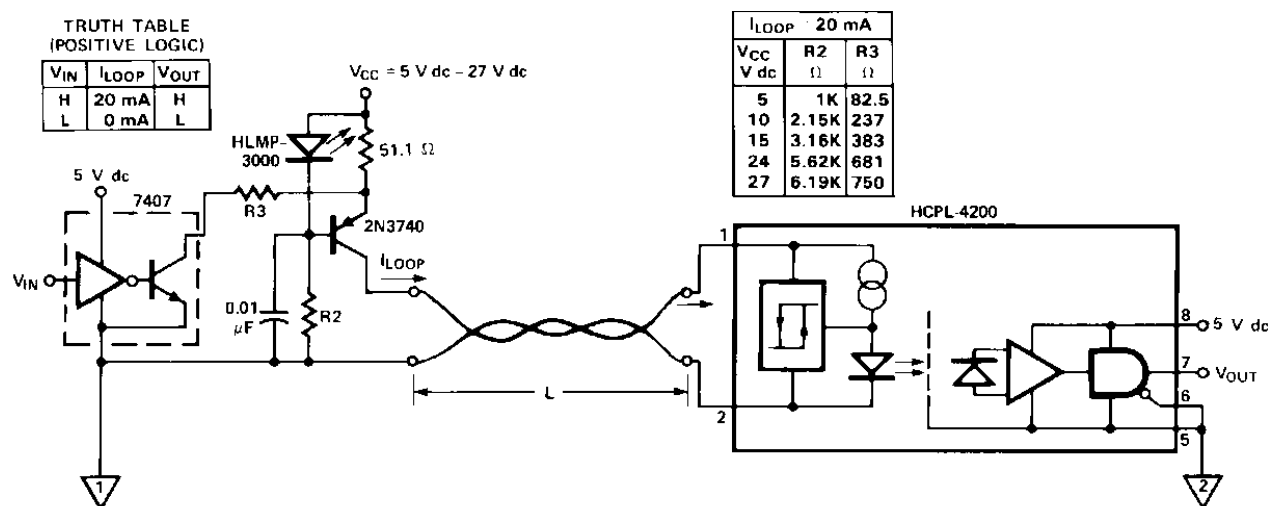
Rys. 47. Separacja galwaniczna w transmisji dwukierunkowa z podziałem czasu (dupleks) pętlą prądową w konfiguracji wielopunktowej.

Czasami niecelowe jest izolowanie galwaniczne obu końców linii prądowej. Na Rys. 48 pokazano układ pętli prądowej 20mA z izolowanym nadajnikiem (HCPL-4100) i nieizolowanym odbiornikiem. Prąd progowy odbiornika (rezystor R_{TH}) należy tak dobrać, by zapewnić właściwą odporność na zakłócenia. Prąd progowy odbiornika I_{TH} (threshold current) dobrano tak, by $I_{TH} = V_{TH}/R_{TH} = 10\text{mA}$. Proste tranzystorowe źródło prądowe umieszczone po stronie odbiornika zapewnia nominalny prąd 20mA, przy zasilaniu z zakresu 6÷27Vdc. Zamiast źródła prądowego można użyć rezystor, w przypadku, gdy znana jest długość pętli oraz liczba stałych odbiorników. Kondensator pomiędzy wyprowadzeniami 3 i 4 zapewnia minimalną pojemność obciążenia wymagana przez układ HCPL-4100. W przypadku konfiguracji wielopunktowej należy przyjąć większe napięcie zasilania, gdyż należy wziąć poprawkę na spadki napięcia na dodatkowych odbiornikach.



Rys. 48. Przykład pętli prądowej z izolowanym nadajnikiem (HCPL-4100) i nieizolowanym odbiornikiem

Natomiast Rys. 49 przedstawia pętlę prądową z nieizolowany nadajnik pętli prądowej z izolowanym odbiornikiem (HCPL-4200) zalecany nieizolowany nadajnik pętli prądowej 20mA dla odbiornika HCPL-4200. Źródło prądowe zapewnia dużą impedancję wyjściową źródła zarówno dla stanu ON i OFF. Nadajnik ten zapewnia nominalny prąd pętli 20mA dla wartości V_{CC} , R_2 , i R_3 podanych na Rys. 49.



Rys. 49. Pętla prądowa z nieizolowanym nadajnikiem i izolowanym odbiornikiem (HCPL-4200).

Separacja polem magnetycznym - Transformatory separujące.

Zastosowanie transformatorów

Transformatory są stosowane w separacji galwanicznej urządzeń w celu:

- separacji sygnałów, zarówno cyfrowych jak i analogowych,
- separacja napięć zasilania pomiędzy częściami urządzenia (zapobieganie sprzężeniom),
- izolacja od napięć niebezpiecznych (np. sieci energetycznej), wymagana przez odpowiednie przepisy.

Cechą transformatorów jest możliwość równoczesnego przekazywania informacji i energii w przetwarzanych sygnałach.

Transformatory przenoszą energię między separowanymi galwanicznie częściami układów z dużą sprawnością. Z tych względów transformatory są niezastąpione w zasilaczach urządzeń elektronicznych. W zasilaczach stosowane są transformatory sieciowe (częstotliwość pracy 50/60Hz), lub transformatory impulsowe w zasilaczach impulsowych (częstotliwość pracy od ok. 20kHz do pojedynczych MHz). Transformatory w zasilaczach oddzielają niskie napięcia dostępne użytkownikowi od napięcia sieciowego, niebezpiecznego bo mogącego wywołać porażenie prądem elektrycznym. Z tych powodów zasady budowy transformatorów, testowania, oznaczania i dopuszczania na rynek regulowane są szczegółowymi przepisami w każdym kraju (w Unii Europejskiej dyrektywa niskiego napięcia 73/23/EWG).

Transformatory stosowane są chętnie w transmisji sygnałów, gdyż zapewniają:

- separację galwaniczną obwodów,
- dopasowanie napięciowo-prądowe, obniżenie lub podwyższenie napięcia,
- dopasowanie impedancyjne (dopasowanie do impedancji linii - brak odbić),
- symetryzację względem napięcia odniesienia (ziemi),
- możliwość dodania składowej stałej napięcia,
- możliwość filtracji zakłóceń (selektywność),
- szerokie pasmo przenoszenia,
- odporność na przeciążenia,
- duża sprawność.

Postęp w optoelektronice wypiera transformatory przez szersze stosowanie transoptorów oraz zastępowanie przez światłowody tradycyjnych linii transmisyjnych. Jednak ciągle dominują z wyżej wyszczególnionych powodów w urządzeniach sieciowych wykorzystujących jako medium transmisyjne przewody (skrętkę lub przewód koncentryczny).

Właściwości transformatorów sygnałowych

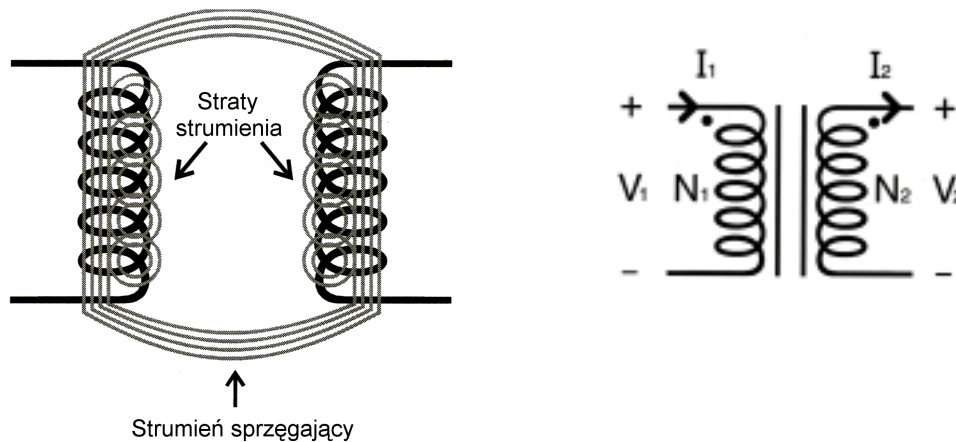
Transformatory zbudowane są z uzwojenia (uzwojeń) pierwotnego oraz uzwojenia (uzwojeń) wtórnego, które nawinięte są na magnetowód. Magnetowodem może być: rdzeń ze spakietowanych blach transformatorowych, rdzeń zwijany z taśmy z blachy transformatorowej, rdzeń proszkowy lub rdzeń ferrytowy.

Transformator (Rys. 50) to dwie, bądź więcej cewek nawiniętych na rdzeń, sprzężonych ze sobą przy pomocy wspólnego pola magnetycznego. Pole magnetyczne zapewnia przepływ prądu oraz przejście napięcia pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i wtórnym. Zmienne pole magnetyczne powoduje sprzężenie elektryczne uzwojeń dla napięć zmiennych i równocześnie oddzielenie galwaniczne dla napięć stałych.

Jednak nie wszystkie linie pola magnetycznego wytworzone przez uzwojenia pierwotne są sprzężone z uzwojeniem wtórnym. Tworzą one indukcyjność rozproszenia transformatora. Im transformator ma lepsze sprzężenia, tym lepiej transformuje napięcie (bądź prąd) pomiędzy

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

uzwojeniami, zachowując jednocześnie minimalny poziom zniekształceń. Jednym z sposobów zwiększania sprzężenia jest skracanie odległości pomiędzy uzwojeniami, bądź umieszczanie ich na sobie.



Rys. 50. Schemat transformatora i rozkładu linii pola magnetycznego w transformatorze.

Najważniejsze parametry transformatorów:

a) Przekładnia transformatora n

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_1}{I_2}$$

gdzie: N_1 =liczba uzwojeń pierwotnych
 N_2 =liczba uzwojeń wtórnych
 V_1 =napięcie uzwojenia pierwotnego
 V_2 =napięcie uzwojenia wtórnego
 I_1 =prąd uzwojenia pierwotnego
 I_2 =prąd uzwojenia wtórnego

b) Indukcyjność uzwojenia pierwotnego (wtórnego) L

Indukcyjność transformatora można wyznaczyć z następującego wzoru:

$$L = N^2 \cdot A_L$$

gdzie A_L to stała rdzenia podawana przez producenta najczęściej w $[\text{nH}/\text{z}^2]$.

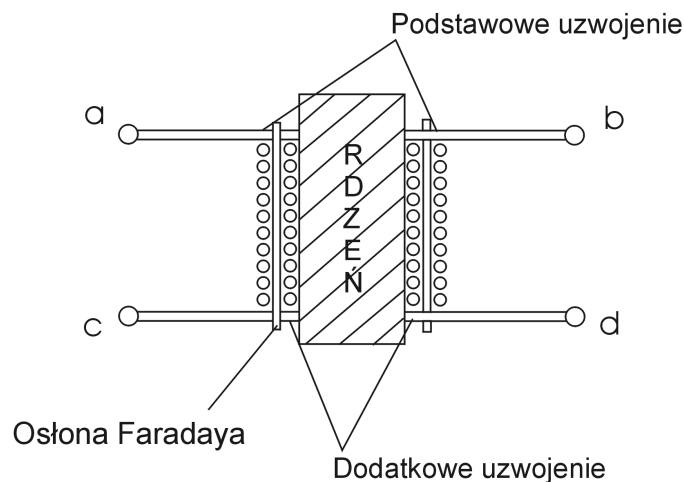
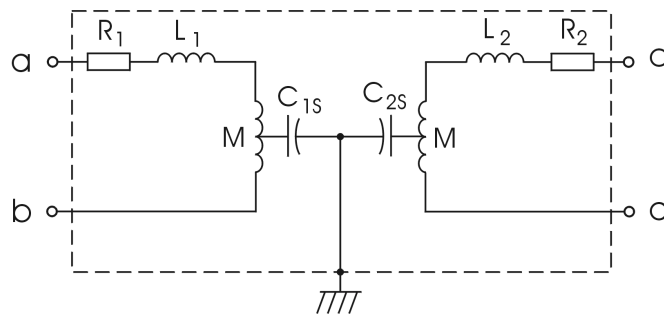
Zadanie: Jeśli impedancja Z_1 strony wejściowej wynosi 100Ω , a impedancja strony wyjściowej $Z_2=150\Omega$ to jaki powinien być stosunek n , by impedancje obu stron były dopasowane?

Transformatory posiadają zwykle wbudowany ekran (osłonę Faradaya) między uzwojeniem pierwotnym a wtórnym, która zapewnia ochronę przed przenikaniem zakłóceń współbieżnych. Zakłócenia, które normalnie mogłyby się przedostawać między uzwojeniem pierwotnym a wtórnym poprzez pole elektryczne (pojemności międzyuzwojeniowe), są odseparowane przez ekran. Gdyby nie było ekranu, przez pojemność międzyuzwojeniową przenikały by zakłócenia zwłaszcza współbieżne. Wraz za wzrostem częstotliwości tłumienie zakłóceń współbieżnych zmniejszało by się zgodnie z zależnością $Z_c = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$.

Pojemność uzwojeń do ekranu jak i pojemności międzywarstwowe i międzyzwojowe limitują górny zakres częstotliwości pracy transformatora. Indukcyjność transformatora determinuje z kolei jego parametry niskoczęstotliwościowe.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

Pojedynczy ekran ogranicza zakłócenia, które mogą być przenoszone przez pojemność wewnętrzną transformatora. Pomimo tego powstaje problem z pojedynczym ekranem, kiedy jest podłączona do masy po stronie wejściowej bądź wyjściowej. Wbudowanie ekranu pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym eliminuje pojemności między uzwojeniami pierwotnym i wtórnym, jednocześnie powodując powstanie dwóch nowych pojemności między ekranem a obydwooma uzwojeniami. Przez te dwie pojemności płynie do masy prąd o wysokiej częstotliwości od strony wejściowej bądź wyjściowej. W wielu przypadkach to wspólne połączenia zakłóceń do masy może prowadzić do sprzężeń, czyli spowodować utratę własności izolacyjnych, jakie ma nam zapewnić transformator.



Rys. 51. Budowa typowego transformatora i ekwiwalentny obwód.

W transformator izolujących umieszcza się dwa ekrany, które znajdują się między uzwojenie pierwotnym i wtórnym. W prawidłowo zainstalowanym transformatorze, ekran, który znajduje się bliżej strony pierwotnej, jest podłączona do masy układu strony pierwotnej. Ekran znajdujący się bliżej strony wtórnej jest podłączony do masy izolowanego obwodu. Dwa ekrany zapewniają efektywniejszą izolację strony pierwotnej i wtórnej, izolując ich masy. Pomiedzy ekranami powstaje pojemność, przez którą, mogą przedostawać się zakłócenia wysokiej częstotliwości między masami strony wejściowej i wyjściowej. Pomimo tego zwiększając separację między ekranami (np. odległość) minimalizuje się pojemność izolacji. Więc efekt dielektryczny osłony plus zwiększana separacja redukuje pojemność wewnętrzną między uzwojeniami transformatora. Rysunek 52 przedstawia schemat zastępczy transformatora izolującego, gdzie:

- R1 = rezystancja w uzwojeniu pierwotnym,
- R2 = rezystancja w uzwojeniu wtórnym,
- L1 = indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego,

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

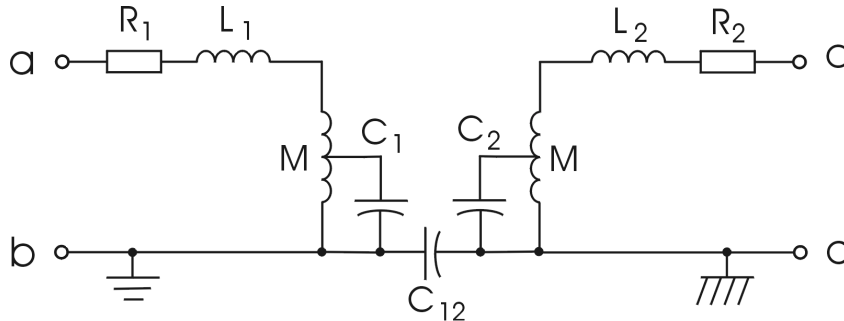
L_2 = indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego,

M = indukcyjność wzajemna,

C_1 = pojemność między ekranem pierwszym i uzwojeniem pierwotnym,

C_2 = pojemność między ekranem drugim i wtórnym uzwojeniem,

C_{12} = pojemność między ekranami.



Rys. 52. Schemat zastępczy transformatora izolującego.

Przykłady transformatorów sygnałowych

Seria LM-201 firmy BOURNS.

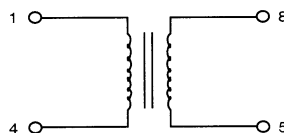
Elementy zaprojektowano do pracy w aplikacjach: modemy V.32 i V.34, telekomunikacja oraz urządzenia pomiarowe. Cechują się niskim poziomem zniekształceń (-85dB przy 450Hz), dużą odpornością na napięcie przebicia (4600Vrms przez 1min.), oraz jest zabudowany w szczelnej obudowie.

Pozostałe parametry układu:

Nominalna impedancja	- 600 Ω (przy częstotliwości 1kHz)
Stosunek przesyłanego sygnału	- 1:1
Rezystancja bariery izolacyjnej	- 100M Ω przy 500V
Rezystancja stałoprądowa uzwojeń	- 70 Ω
Indukcyjność rozproszenia	- 1.6mH przy 1kHz
Indukcyjność uzwojeń	- 3.8H przy 0.2kHz
Wymiary obudowy(Dł. x Sz. x Wys.)	- 18x18x13mm

Dzięki dokładnemu procesowi produkcyjnemu, w transformatorze tym nie ma znaczenia, która z stron jest pierwotną a która wtórną.

SCHEMATIC



Rys. 53. Schemat budowy transformatora LM-201.

Seria 103 firmy BOURNS.

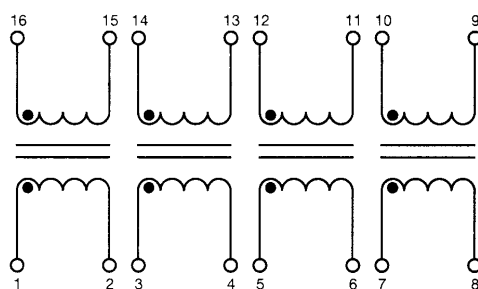
Elementy przeznaczone do izolacji sieci LAN. Cechuje je bardzo duża rezystancja izolacji osiągająca wartość 10000M Ω . Drugą cechą, jest obudowa w standardzie DIP16 lub DIL16. Stosunek przesyłanego sygnału wynosi dla tej serii 1:1 z dokładnością $\pm 5\%$. Czas narastania

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

jest czasem potrzebnym dla amplitudy sygnału impulsowego, by wzrosnąć z 10% do 80% amplitudy.

Tabela13. Typowe parametry elementów.

Element	PT10310	PT10316	PT10320	PT10325
Indukcyjność impulsowa ($\mu\text{H} \pm 20\%$)	35	250	35	200
Czas narastania (ns max)	3.5	5.0	3.0	5.0
Cw/w (pF max)	08	15	08	14
Indukcyjność rozproszenia ($\mu\text{H max}$) L_L	0.35	0.35	0.20	0.25
R_{DC} (Ω max)	0.30	0.30	0.20	0.30
Wytrzymałość napięciowa (Vrms)	2000	2000	800	800
Obudowa	DIL16	DIL16	DIP16	DIP16

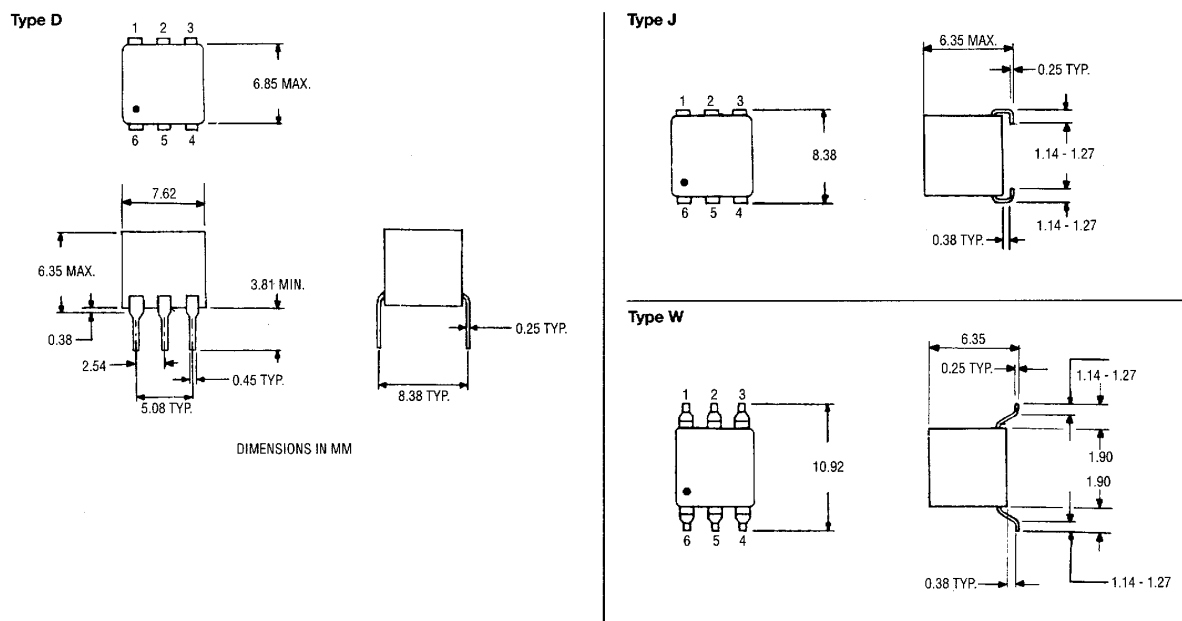


Rys. 54. Schemat budowy układów serii 103.

Szerokopasmowe transformatory RF.

Transformatory cechują się małymi wymiarami (rysunek), pasmem 10kHz do 500kHz oraz niskim poziomem zakłóceń.

Separacja galwaniczna sygnałów dwustanowych

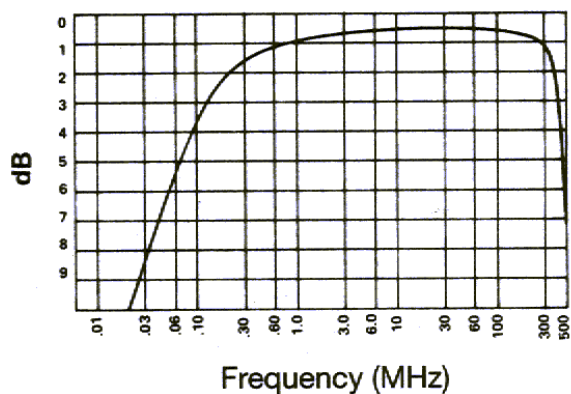


Rys. 55. Typy obudów transformatorów serii RF

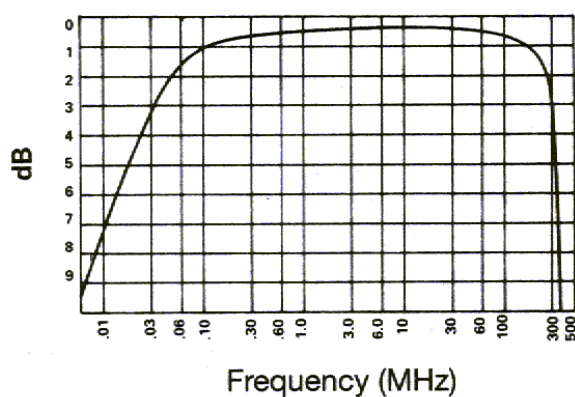
Tabela 14. Parametry transformatorów serii RF

Type D	Part Number	Type W	Type J	Ratio	Frequency	3dB	Insertion Loss	1dB	Schematic
				Impedance	MHz	MHz	2dB MHz	MHz	
2-1-1D	2-1-1W	2-1-1J	1		.050-200	.050-200	.080-150	.20-80	
2-1-6D	2-1-6W	2-1-6J	1		.003-300	.003-300	.010-150	.02-50	
2-2-1D	2-2-1W	2-2-1J	2		.070-200	.070-200	.100-100	.50-50	
2-2.5-6D	2-2.5-6W	2-2.5-6J	2.5		.010-100	.010-100	.020-50	.05-20	
2-3-1D	2-3-1W	2-3-1J	3		.050-250	.050-250	.100-200	.50-70	
2-4-1D	2-4-1W	2-4-1J	4		.200-350	.200-350	.350-300	.02-100	
2-4-6D	2-4-6W	2-4-6J	4		.020-250	.020-250	.050-150	.10-100	
2-5-1D	2-5-1W	2-5-1J	5		.300-300	.300-300	.600-200	.50-100	
2-8-1D	2-8-1W	2-8-1J	8		.030-140	.030-140	.100-90	.01-60	
2-13-1D	2-13-1W	2-13-1J	13		.300-120	.300-120	.700-80	.05-20	
2-16-6D	2-16-6W	2-16-6J	16		.030-75	.030-75	.060-30	.10-20	
3-1-1D	3-1-1W	3-1-1J	1		.150-400	.150-400	.350-200	.02-50	
3-1-6D	3-1-6W	3-1-6J	1		.010-150	.010-150	.020-100	.05-50	
3-1.5-1D	3-1.5-1W	3-1.5-1J	1.5		.100-300	.100-300	.200-150	.50-80	
3-1.5-6D	3-1.5-6W	3-1.5-6J	1.5		.020-100	.020-100	.050-50	.10-25	
3-2.5-6D	3-2.5-6W	3-2.5-6J	2.5		.010-100	.010-100	.020-50	.05-20	
3-4-6D	3-4-6W	3-4-6J	4		.020-200	.020-200	.050-150	.10-100	
3-9-1D	3-9-1W	3-9-1J	9		.150-200	.150-200	.300-150	.02-40	
3-16-1D	3-16-1W	3-16-1J	16		.300-120	.300-120	.700-80	.50-20	
3-36-1D	3-36-1W	3-36-1J	36		.030-20	.030-20	.050-10	.10-5	
4-1-6D	4-1-6W	4-1-6J	1		.004-500	.004-500	.020-200	.10-50	
4-1.5-1D	4-1.5-1W	4-1.5-1J	1.5		.075-500	.075-500	.200-100	.10-50	
4-2.5-6D	4-2.5-6W	4-2.5-6J	2.5		.010-50	.010-50	.025-25	.05-10	
4-4-1D	4-4-1W	4-4-1J	4		.050-200	.050-200	.200-50	1-30	
4-25-1D	4-25-1W	4-25-1J	25		.020-30	.020-30	.050-20	.10-10	

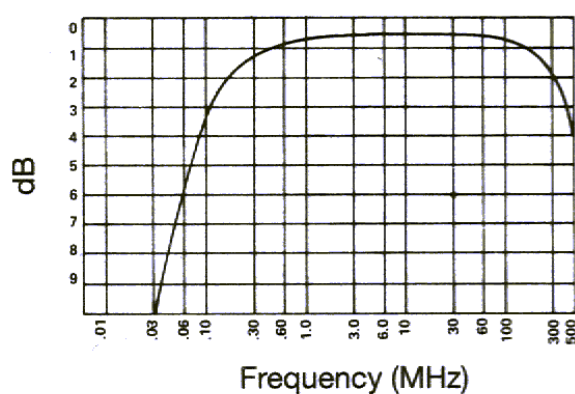
2-4-1 3 dB Bandwidth 0.200-350 MHz



2-3-1 3 dB Bandwidth 0.050-250 MHz



3-1-1 3 dB Bandwidth 0.150-400 MHz



Rys. 56. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe transformatorów serii RF.