

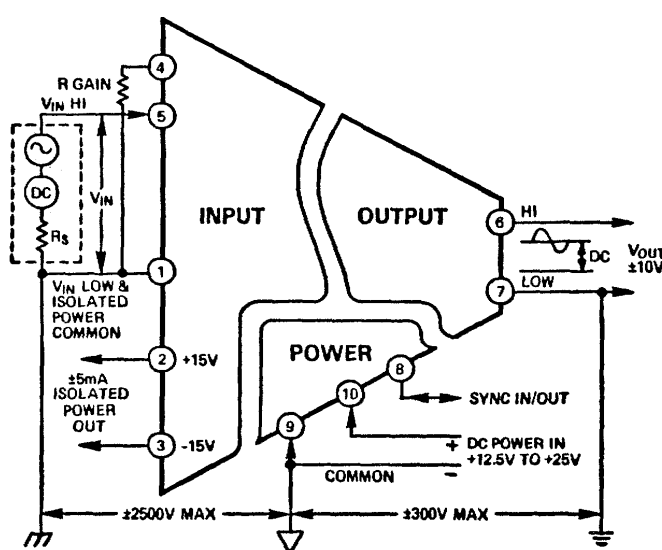
Separacja galwaniczna sygnałów analogowych.

Wzmacniacze izolacyjne

W torach transmisji sygnałów analogowych występuje konieczność wprowadzenia oddzielenia galwanicznego źródła sygnału od odbiornika połączona najczęściej także ze wzmacnianiem sygnału. Tego typu separatory sygnału nazywane są wzmacniaczami izolacyjnymi. Obie strony separatora muszą być zasilane, dlatego oddzielamy galwanicznie także źródła zasilania.

We wzmacniaczach izolujących wyróżniamy trzy części (Rys. 1):

- obwody wejściowe,
- obwody wyjściowe,
- obwody zasilania.



Rys. 1. Typowa konfiguracja wzmacniacza izolującego.

Wzmacniacz izolujący stosujemy gdy:

- musimy mierzyć napięcie (ewentualnie prąd) stałe lub wolnozmiennie nałożone na napięcie o dużej amplitudzie (do tysięcy Voltów), gdzie wymagamy dużego tłumienia sygnału wspólnego (CMRR), a stosowanie wzmacniaczy pomiarowych nie jest wystarczające lub możliwe.
- sygnały są transmitowane w środowiskach o dużym poziomie zakłóceń, ze źródeł o dużej impedancji wewnętrznej
- gdy nadrzędnymi są wymagania bezpieczeństwa. Np. gdy źródło sygnału lub odbiornik umieszczone są w miejscu zagrożonym pojawieniem się wysokiego napięcia.

Zamieszczone poniżej przykłady z różnych dziedzin elektroniki reprezentują wymienione powody stosowania wzmacniaczy izolowanych.

- W telekomunikacji: Separacja galwaniczna jest jednocześnie sprzężeniem sygnałowym modemu z linią telefoniczną. Zapewnia możliwość eliminacji zakłóceń a także pojawiających się przepięć (wyładowania atmosferyczne w linie napowietrznej).
- W automatyce: Czujnik temperatury umieszczony w miejscu oddalonym od sterownika, w otoczeniu niebezpiecznym (np. linia wysokiego napięcia). Oprócz separacji zakłóceń celem izolacji galwanicznej jest także zabezpieczenie personelu pracującego przy sterownikach. Wzmacniacze izolujące są niezbędne, gdy masa źródła sygnału (czujnik, przetwornik pomiarowy) znajduje się na wysokim potencjale.

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

- W medycynie: Przy pomiarach EKG lub encefalogramach czujniki przymocowane są do pacjenta. Ze względu na zapewnienie bezpieczeństwa pacjenta wymagana jest bardzo dobra separacja galwaniczna pomiędzy pacjentem a urządzeniem pomiarowym. Innym znanym przykładem jest konieczność równoczesnej pracy defibrylatora i urządzenia EKG.
- W przyrządach pomiarowych separowane są łącza urządzeń zewnętrznych. Bloki wewnątrz urządzenia też są separowane pomiędzy sobą. Powszechnym stosowanym układem jest separacja sygnału sprzężenia zwrotnego w zasilaczach impulsowych.
- W przypadku transmisji sygnałów analogowych w układach cyfrowych, by zabezpieczyć część analogową od zakłóceń, jakie mogą spowodować sygnały impulsowe.

We wzmacniaczach izolujących wykorzystuje się do separacji galwanicznej:

- sprzężenie optyczne (łącza optyczne zamknięte, specjalizowane transoptory),
- sprzężenie pojemnościowe (pole elektryczne),
- sprzężenie transformatorowe (pole magnetyczne).

Wykorzystanie innych mediów jak fala elektromagnetyczna (łącza radiowe), światło (łącza laserowe, łącza na podczerwieni), fala akustyczna (sterowanie ultradźwiękowe) to dziedzina transmisji na większe odległości.

Separacja w torze analogowym jest coraz częściej zastępowana przez przeniesienie separacji z części analogowej torów sygnałowych na część cyfrową. Stosowanie szeregowej postaci informacji cyfrowej na wyjściu przetworników a/c i wejściu przetworników c/a radykalnie upraszcza rozwiązania układowe dające separację galwaniczną.

Parametry wzmacniaczy izolacyjnych

Parametry wzmacniaczy izolacyjnych, na które należy zwrócić można podzielić na trzy grupy:

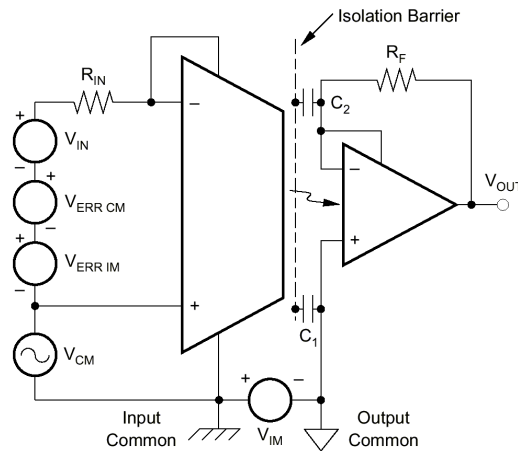
1. Parametry wejściowe:
 - zakres napięć wejściowych sygnału [V]
 - zakres prądów wejściowych [μ A]
 - napięcie zasilania strony pierwotnej [V]
 - napięcie offsetu [μ V]
 - tłumienie sygnału współbieżnego CMRR [dB]
2. Parametry wyjściowe:
 - zakres napięć wyjściowych [V]
 - impedancja wyjściowa [Ω]
 - zasilanie strony wtórnej
3. Parametry transmisji:
 - pasmo przenoszenia [Hz]
 - napięcie izolacji [kV]
 - wzmocnienie [V/V]
 - IMRR [dB]
 - nieliniowość [%]

Należy również zwrócić uwagę na wymiary układu, szczególnie dotyczy to układów wykorzystujących jako sprzężenie pole magnetyczne.

Parametrami, które są ważne we wzmacniaczach izolacyjnych to tłumienie sygnału współbieżnego CMRR i tłumienie wpływu napięcia izolacji IMRR. Na Rys. 2 pokazano napięcia zakłócające. Napięcie V_{IM} jest to napięcie pomiędzy masą wejścia i wyjścia.

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

Napięcie V_{CM} jest napięciem zmiennym wspólnym na obu wejściach wzmacniacza względem masy (napięcie współbieżne - zakłócenia na ogół o częstotliwości 50Hz). V_{ERR} jest to napięcie zastępcze zakłócające, które nakłada się na sygnał użyteczny (zakłócenie szeregowe) i obrazuje wpływ napięć V_{CM} oraz V_{IM} .



Rys. 2. Wpływ napięcia współbieżnego V_{CM} i izolacji V_{IM} na parametry wzmacniacza izolującego.

Tłumienie wpływu sygnału współbieżnego CMRR definiuje się (podobnie jak dla wzmacniaczy pomiarowych) jako zależność między zmianą napięcia V_{CM} a zmianą prądu I_{OS} . Prąd I_{OS} jest prądem, jaki jest wymagany na wejściu wzmacniacza, by skompensować wpływ zakłóceń. Tak więc:

$$CMRR \text{ (I-mode)} = \Delta I_{OS} / \Delta V_{CM} \quad \text{nA/V}$$

$$CMRR \text{ (V-mode)} = \left[\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{CM}} \right] R_{IN} = \frac{\Delta V_{ERR \text{ CM}}}{\Delta V_{CM}} \quad \text{V/V}$$

Tłumienie wpływu napięcia izolacji IMRR definiuje zależność między zmianą napięcia V_{IM} a zmianą prądu I_{OS} (napięcia V_{ERR}), jaki jest wymagany na wejściu wzmacniacza, by skompensować wpływ zakłóceń.

$$IMRR \text{ (I-mode)} = \frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{IM}} \quad \text{pA/V}$$

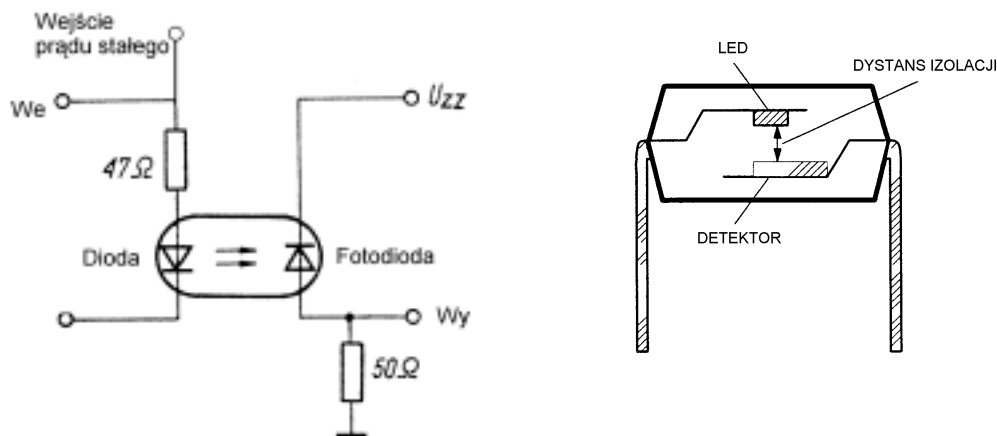
$$IMRR \text{ (V-mode)} = \left[\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{IM}} \right] R_{IN} = \frac{\Delta V_{ERR \text{ IM}}}{\Delta V_{IM}} \quad \text{V/V}$$

Wartości CMRR i IMRR podaje się często w decybelach.

Elementy optoelektroniczne w separacji sygnału analogowego (transoptory)

Konwencjonalny transoptor (Rys. 3) składa się z diody elektroluminescencyjnej (źródła promieniowania) i fotodiody (fotodetektor). Charakteryzuje się on małą wartością współczynnika CTR, znikomymi szumami i dużym pasmem przenoszenia. Najbardziej istotnym parametrem opisującym charakterystykę transformacji transoptora przeznaczonego do pracy analogowej jest współczynnik CTR. Zależy on od sprawności zewnętrznej diody elektroluminescencyjnej, strat na drodze dioda-fotodioda, sprawności kwantowej fotodiody oraz od wewnętrznego wzmocnienia transoptora. Sprawność kwantowa fotodiody jest z natury stabilniejsza niż wzmocnienie prądowe fototranzystora. Wynika stąd, że najwyższą

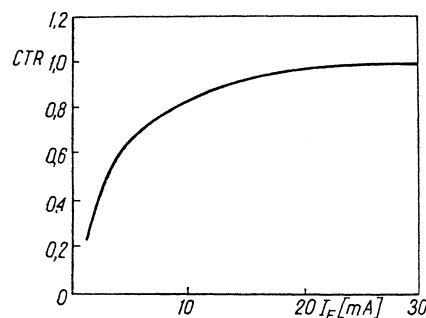
stabilność osiągają transoptory z fotodiodą. Szумы i dryft diod elektroluminescencyjnych są głównymi źródłami niestabilności. Stabilność przy małym prądzie roboczym i niskiej temperaturze jest najlepsza. Wpływ temperatury na współczynnik transmisji CTR transoptora zależy od wartości ujemnego współczynnika temperaturowego zmian mocy promieniowania diody i od wartości dodatniego współczynnika temperaturowego zmian prądu wstecznego diody. Na Rys. 4 widać przebieg współczynnika transmisji CTR w funkcji prądu przewodzenia I_F diody elektroluminescencyjnej. Główną przyczyną nieliniowego przebiegu krzywej jest nieliniowa zależność mocy promieniowania diody elektroluminescencyjnej od jej prądu przewodzenia. Liniowość poprawia się ze wzrostem wartości prądu przewodzenia I_F . Natomiast duża wartość wstępnego prądu przewodzenia I_F powoduje istotne obniżenie wartości współczynnika transmisji CTR z upływem czasu.



Rys. 3. : Transoptor z fotodiodą

Na niestabilność współczynnika CTR wpływającego ujemnie na użyteczność transoptorów z fotodiodą w zastosowaniach analogowych składa się:

- sprawność zewnętrzna diody LED (ujemny współczynnik temperaturowy),
- sprawność na drodze LED – fotodioda,
- sprawność kwantowa fotodiody oraz stabilność ewentualnie wewnątrz wzmacniacza (dodatni współczynnik temperaturowy fotodiody).



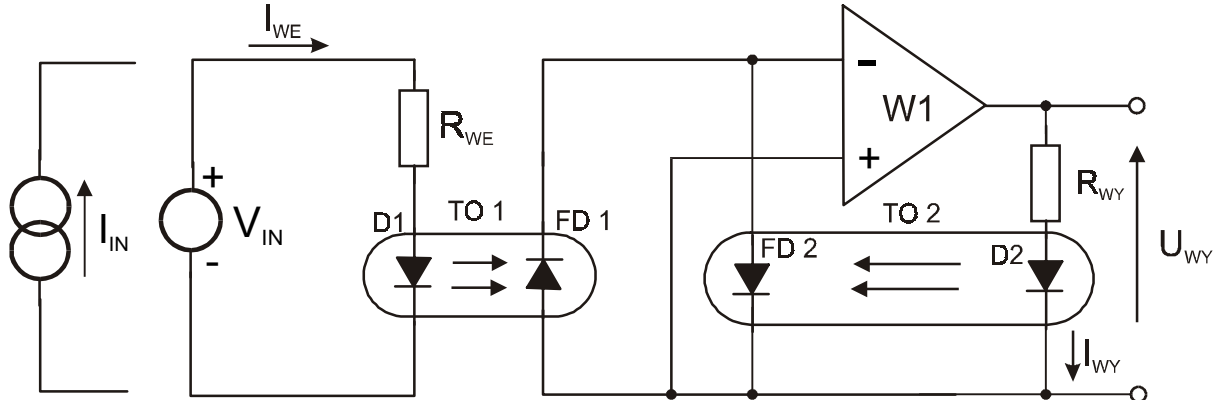
Rys. 4. Przebieg współczynnika transmisji w funkcji prądu przewodzenia diody elektroluminescencyjnej.

Wartość współczynnika CTR zależy od prądu diody LED, temperatury, czasu. Bezpośrednie zastosowanie transoptorów z fotodiodą do transmisji analogowej jest niemożliwe ze względu na znaczną nieliniowość, zależność termiczną przekraczającą zwykle

wymagania. Stosuje się transoptory w układach serwotransoptora lub transoptora różnicowego.

Serwotransoptor

Wady transoptorów (nieliniowość, zależność termiczna) kompensuje się stosując w sprzężeniu zwrotnym identyczny transoptor.



Rys. 5. Przykładowa budowa serwotransoptora.

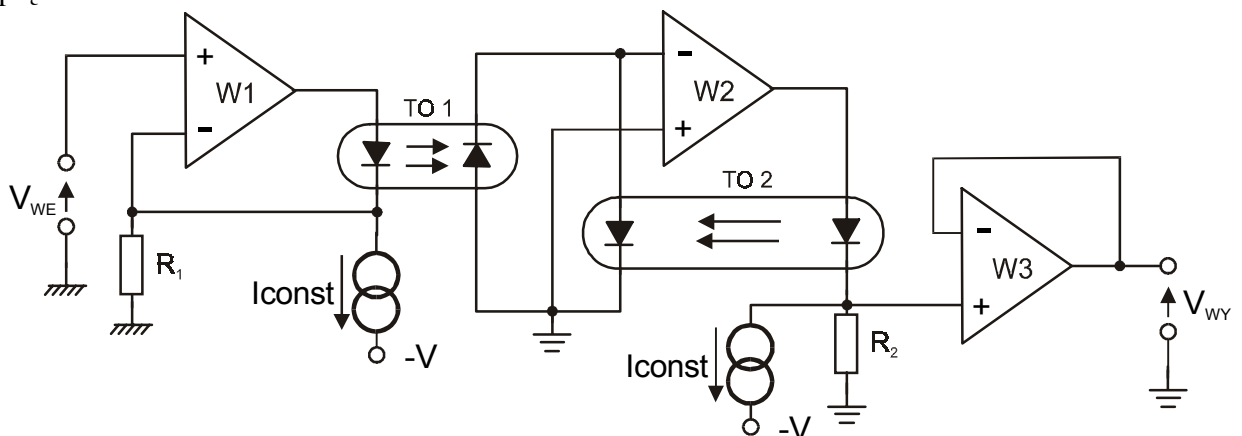
Zadanie: Narysuj charakterystykę prądowo-napięciową fotodiody.

Na Rys. 5 przedstawiono podstawowy układ serwotransoptora. Dioda LED D1 jestysterowana przez prąd wejściowy w kierunku przewodzenia, a jej promieniowanie pada na fotodiodę FD1. Ta fotodioda wytwarza ujemne napięcie na odwracającym wejściu wzmacniacza operacyjnego W1 – na wyjściu tego wzmacniacza powstaje dodatnie napięcie, które wymusza przepływ prądu diodę LED D2, a jej promieniowanie pada na fotodiodę FD2. Napięcie wyjściowe wzmacniacza wzrasta tak długo, aż prądy obu fotodiód będą równe, tzn.

$I_{FD1} = I_{FD2}$. Funkcja transmisji określana jest wtedy zależnością: $I_{WY} = I_{WE} \cdot \frac{CTR_2}{CTR_1}$

Jeśli oba współczynniki CTR są jednakowe, to obwód ma wzmocnienie prądowe równe 1. Dokładność 1% można osiągnąć przez zastosowanie tego samego typu transoptora, a dokładność 0,15% przez dokładne dobieranie parami transoptorów. Układ z wejściem napięciowym jest nieliniowy dla małych napięć wejściowych.

Wstępneysterowanie transoptorów umożliwia pracę łączy analogowego dla napięć przemiennych oraz poprawia liniowość. W celu optymalizacji liniowości i stabilności można stosować dodatkowe wzmacniacze operacyjne do przetwarzania napięcie-prąd i prąd-napięcie.



Rys. 6. Wstępneysterowanie serwotransoptora.

Transoptor różnicowy

Do transmisji sygnałów analogowych wykonuje się specjalne transoptory z dwoma fotodiodami, zapewniające stałe i jednakowe sprzężenie fotodiod z diodą LED. Stosujemy je w układzie różnicowym.

Transoptor różnicowy, w porównaniu z układami serwotransoptorów, stanowi istotny postęp w kierunku podwyższonej liniowości i poprawy stabilności. Schemat takiego układu przedstawia Rys. 7. Napięcie wejściowe jest doprowadzone przez rezystor R_1 , który reguluje wzmacnienie ustalając prąd wejściowy I_{WEJ} . Wzmacniacz operacyjny W1 wymusza przepływ prądu przez diodę elektroluminescencyjną tak, aby:

$$I_1 = I_{WEJ} = \frac{U_{WEJ}}{R_1}$$

Dioda elektroluminescencyjna emituje jednakowy strumień promieniowania do symetrycznych fotodiod FD1 i FD2. Dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu przez W1, FD1 prądy w układzie ustalają się w taki sposób, że $I_{WEJ} = I_1 = I_2$. Równość prądów $I_1 = I_2$ zależy w dużym stopniu od wzajemnego dopasowania fotodiod pod względem sprawności.

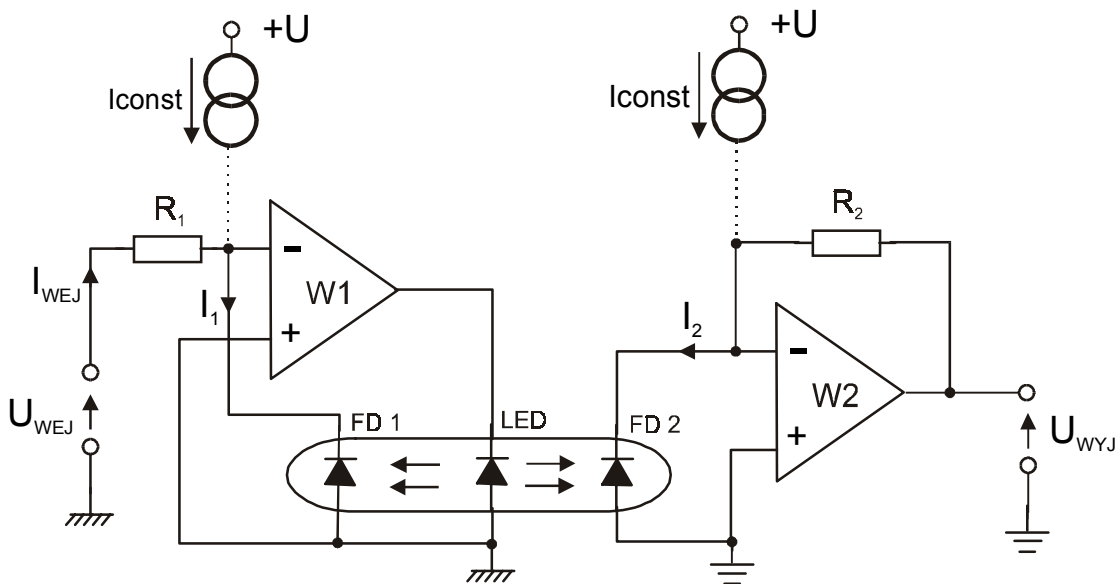
Wzmacniacz W2 pracuje jako konwerter prąd-napięcie:

$$I_1 = I_2 = I_{WEJ}$$

$$U_{WYJ} = R_2 \cdot I_2$$

$$U_{WYJ} = U_{WEJ} \frac{R_2}{R_1}$$

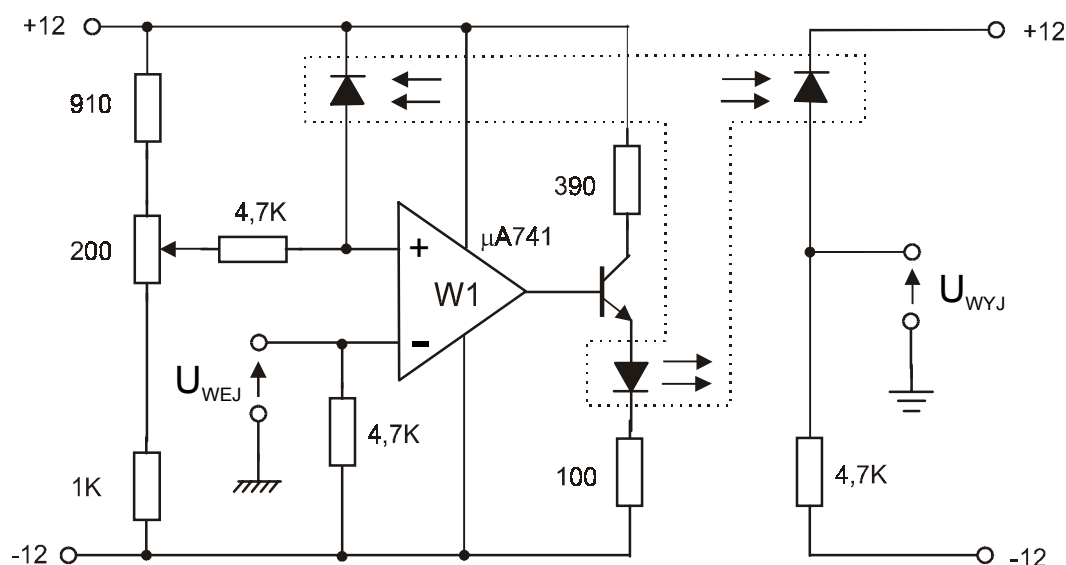
Ponieważ pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zamknięta jest przez diodę elektroluminescencyjną, więc parametry układu nie zmieniają się tak długo, jak długo wzmacniacz operacyjny spełnia normalnie swoje funkcje.



Rys. 7. Transoptor różnicowy.

Dodając źródła prądowe można uzyskać bipolarny charakter powyższego układu. Wykorzystując inny tryb pracy fotodiod otrzymujemy układ przedstawiony na Rys. 8

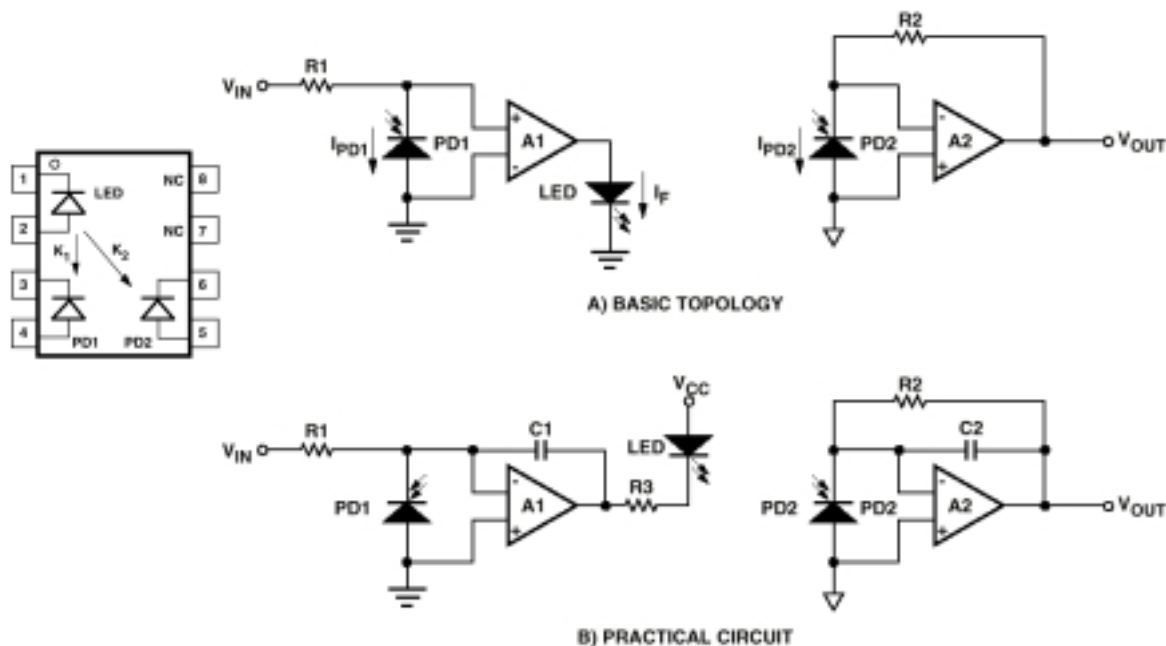
Separacja galwaniczna sygnałów analogowych



Rys. 8. Transceptor różnicowy w trybie bipolarnym.

Układ HCNR200

Układ HCNR200 jest przykładem transceptora wykorzystywanego do separacji sygnałów analogowych w trybie pokazanym na Rys. 7 i z modyfikacjami pokazanymi na Rys. 9.



Rys. 9. Transceptor HCNR200 i jego podstawowe aplikacje.

Pozwala on uzyskać parametry:

- zmiany $K_3 = I_{PD2} / I_{PD1}$ przy $5 \text{ nA} < I_{PD} < 50 \text{ mA}$ i $0 \text{ V} < V_{PD} < 15 \text{ V}$
- wpływ temperatury na K_3 dla $-40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$ i $5 \text{ nA} < I_{PD} < 50 \text{ mA}$
- współczynnik CTR dla $I_F = 10 \text{ mA}$ i $0 \text{ V} < V_{PD1} < 1$
- wpływ temperatury na K_1

$$K_3 = 0.85 - 1.00 - 1.15$$

$$(\Delta K_3 / \Delta T_A) - 65 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

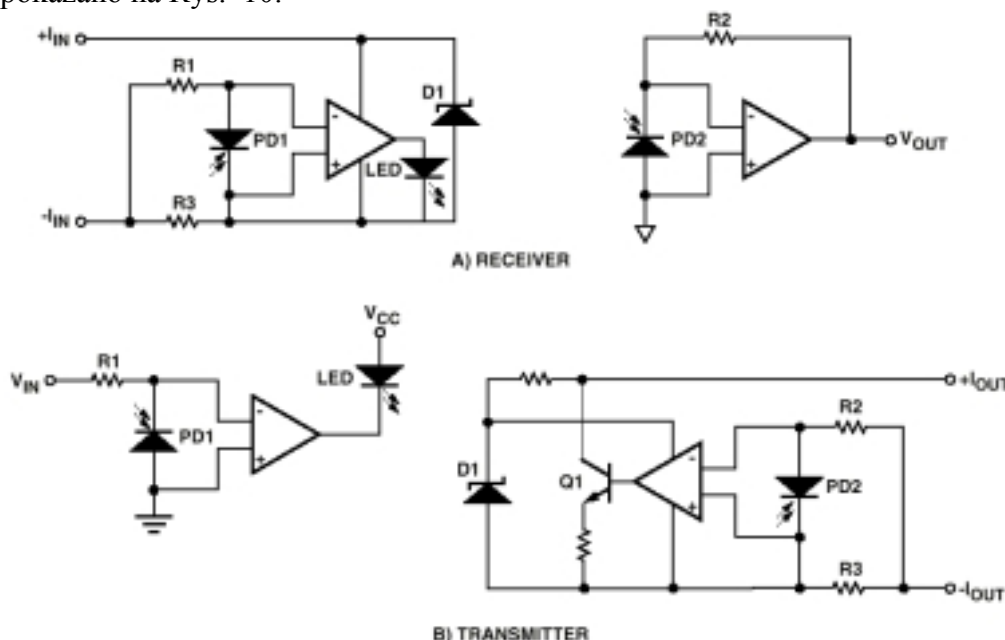
$$(K_1 = I_{PD1} / I_F) 0.25 - 0.50 -$$

$$(\Delta K_1 / \Delta T_A) - 0.3 \% / ^\circ\text{C}$$

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

- dla $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$ i $I_F = 10 \text{ mA}$, $V < V_{PD1} < 15 \text{ V}$
- nieliniowo •• DC (stosunku $K_3 = I_{PD2} / I_{PD1}$) $NL_{BF} = 0.01-0.25 \%$
 - dla $5 \text{ nA} < I_{PD} < 50 \text{ mA}$ i $0 \text{ V} < V_{PD} < 15 \text{ V}$
 - pr•d diody LED $I_F = 1-20 \text{ mA}$
 - napi•cie wsteczne fotodiody PD1 i PD2 $0 - 15 \text{ V}$

Przykład wykorzystania układu HCNR200 do separacji sygnału prądowego 4-20 mA pokazano na Rys. 10.



Rys. 10. Wykorzystanie układu HCNR200 do transmisji sygnału prądowego 4-20mA.

Zadanie: Wyprowadź zależność $V_{out} = f(I_{in})$ dla odbiornika z Rys. 10 a) i zależność $I_{out} = f(V_{in})$ nadajnika z Rys. 10 b).

Zadanie: Jaką cechę powinien mieć wzmacniacz operacyjny stosowany w układach z Rys. 10

Układ ISO100

Przykładem zastosowania transoptorów w połączeniu z wzmacniaczami operacyjnymi i precyzyjnymi źródłami prądowymi jest układ ISO100 firmy Burr-Brown.

Podstawowe tryby pracy układu scalonego ISO100 przedstawiono na:

- Unipolarny, odwracający (Rys. 11),
- Bipolarny, odwracający (Rys. 12),
- Regulacja napięcia wyjściowego przy zerowym wejściu (Rys. 13).

Precyzyjne **źródła prądowe** w układzie ISO100 umożliwiają pracę bipolarną, przesunięcie zakresu (offset) i mają właściwości:

- prąd nominalny $10.5-12-12.5 \mu\text{A}$
- zmiany prądu od temperatury $300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$
- zmiany prądu od napięcia zasilania $0.3-3 \text{ nA/V}$

Konstrukcja układu zapewnia **izolację** o parametrach:

- napięcie izolacji ciągłe (Voltage Rated Continuous, AC peak or DC) 750V
- napięcie testowe izolacji (Test Breakdown, DC 10s) 2500V
- IMMR (Rejection DC) 146 dB (typ.)
- IMMR (Rejection AC) 108 dB (typ.)
- Impedancja izolacji $10^{12} || 2.5 [\Omega || \text{pF}]$

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

- prąd upływności (Leakage Current, $240V_{rms}$, 60Hz)

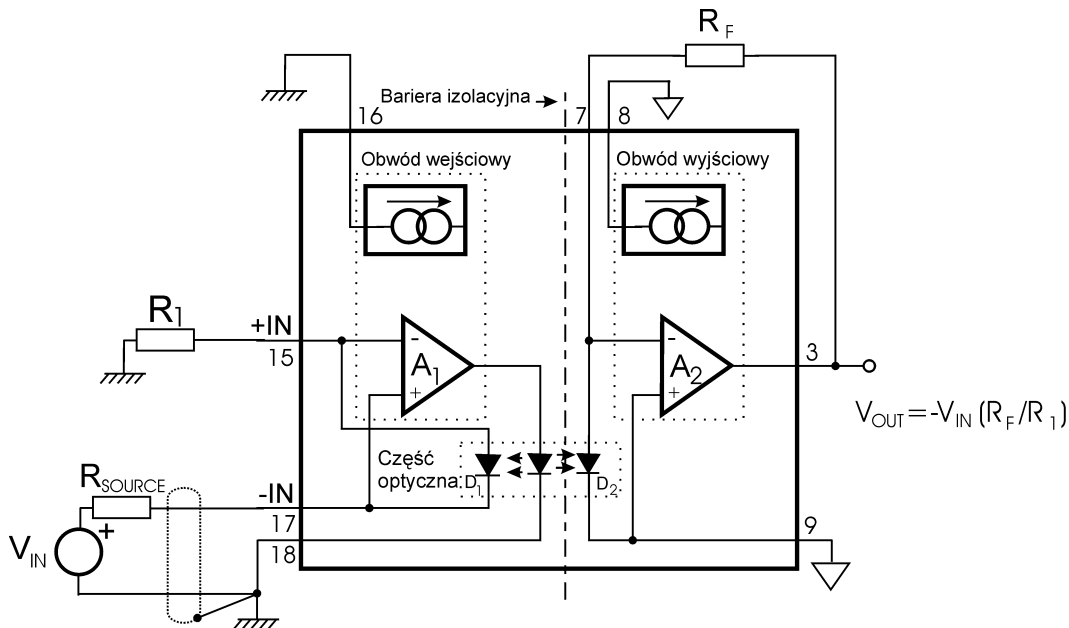
$0.3\mu A_{rms}$

Parametry dynamiczne układu:

- pasmo małosygnałowe (Small Signal Bandwidth, Gain = $1V/\mu A$) 60kHz
- pasmo dla dużych amplitud (Full Power Bandwidth Gain = $1V/\mu A$, $V_O = \pm 10V$) 5kHz
- narost napięcia wyjściowego (Slew Rate) 0.22-0.31 V/ μs
- czas ustawiania (Settling Time, 0.1%) 100 μs

W konfiguracji bipolarnej pokazanej na Rys. 11 umożliwia uzyskanie parametrów:

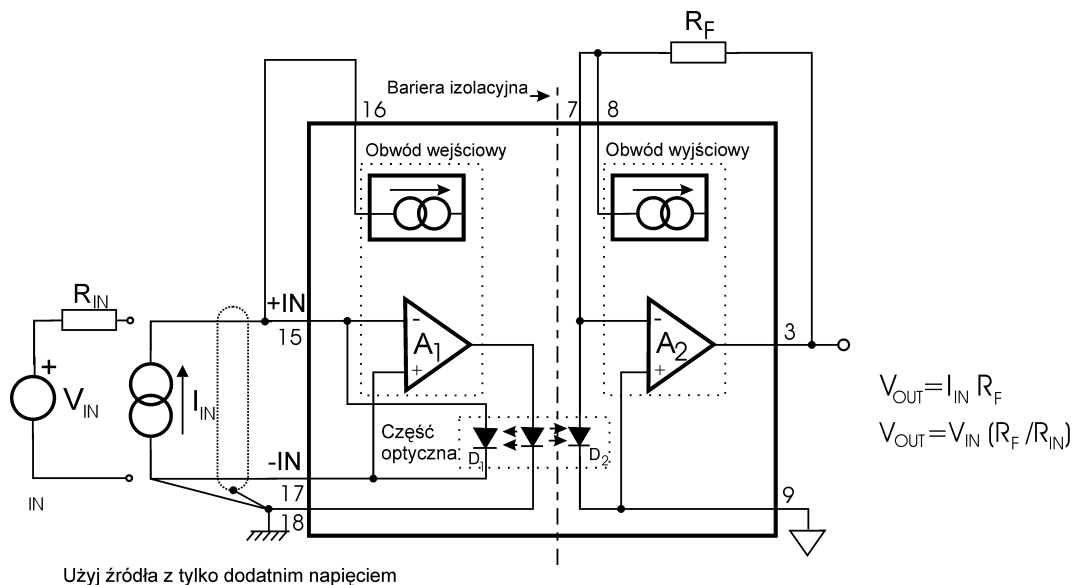
- liniowy zakres prądu wejściowego (Input Current Range Linear Operation) $-20 \div -0.02\mu A$
- błąd wzmacnienia ($V_O = R_F(I_{IN})$ Gain Initial Error (adjustable to zero)) $2 \div 5\%$ of FS
- jw. wpływ temperatury 0.03 \div 0.07 %/ $^{\circ}C$
- jw. wpływ czasu 0.05 %/kHz
- nieliniowość (Nonlinearity) 0.07 %



Użyj źródła z tylko dodatnim napięciem

$$V_{IN} > 10\mu A \cdot R_{SOURCE}$$

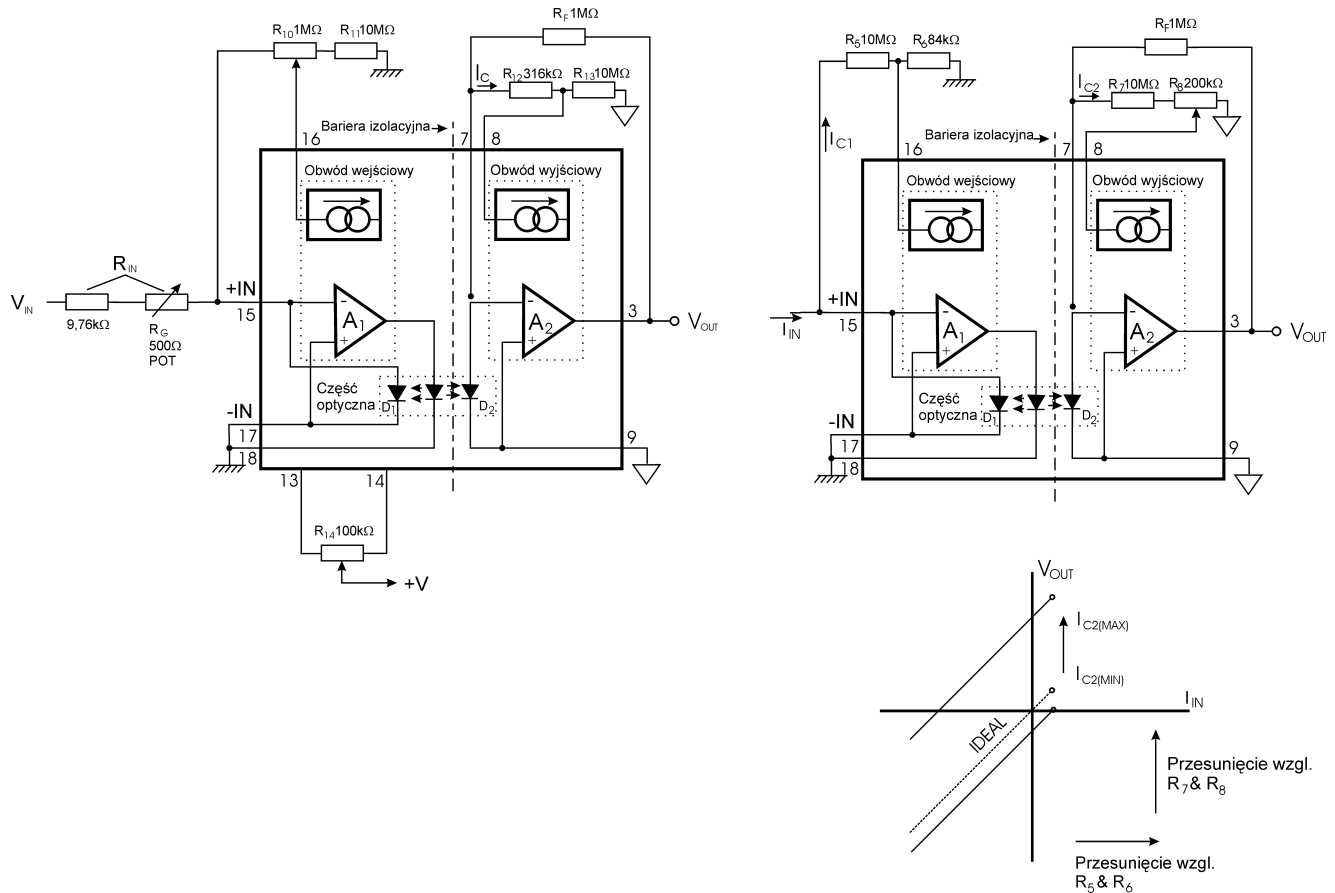
Rys. 11. Unipolarny, odwracający separator z układem scalonym ISO100.



Użyj źródła z tylko dodatnim napięciem

Rys. 12. Bipolarny, odwracający separator z układem scalonym ISO100.

Jak każdy wzmacniacz operacyjny, tak i wzmacniacz izolacyjny wymaga ustawienia napięcia wyjściowego dla zerowego wejścia. Rysunek Rys. 13 przedstawia sposób regulacji (potencjometrami) napięcia offsetu.



Rys. 13. Regulacja napięcia wyjściowego przy zerowym wejściu.

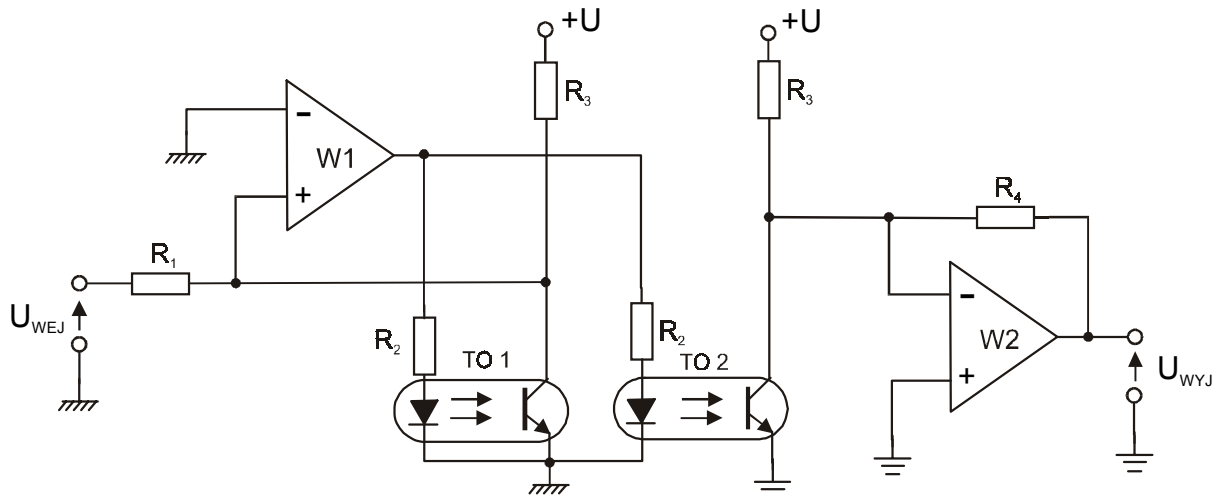
Transoptor z fototranzystorem

Transoptory w oddzieleniu galwanicznym można stosować uwzględniając zmiany współczynnika CTR:

- w funkcji prądu wejściowego,
- zmian temperatury,
- czasu.

Stosując układy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym można uzyskać poprawę liniowości o rząd wielkości w stosunku do danych pojedynczego transoptora.

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych



Rys. 14. Transoptor z fototranzystorem z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Na Rys. 14 pokazano układ umożliwiający linearyzację charakterystyki przejściowej $U_{WYJ}=f(U_{WEJ})$ wzmacniacza izolacyjnego. Do jego budowy zastosowano dwa transoptory z fototranzystorem, z których jeden jest elementem sprzęgającym obwód wejściowy z obwodem wyjściowym wzmacniacza, a drugi jest umieszczony w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego obwodu wejściowego. W diodach LED płyną jednakowe prądy. Prąd fototranzystora FTR1 nie zależy od nieliniowości charakterystyk wyjściowych transoptora TO1, gdyż połączono go w pętlę ujemnego sprzężenia. Ponieważ TO2 jest identyczny jak TO1 to prąd w fototranzystorze FTR2 jest taki sam jak w FTR1. Prąd ten jest przetwarzany na napięcie przez wzmacniacz W2. Jeżeli przyjmiemy, że transoptory są identyczne to wzmocnienie układu zależy tylko od wartości rezystancji R_1 i R_4 .

$$\frac{U_{WYJ}}{U_{WEJ}} = \frac{R_4}{R_1}$$

Układ LOC110 i LIA100

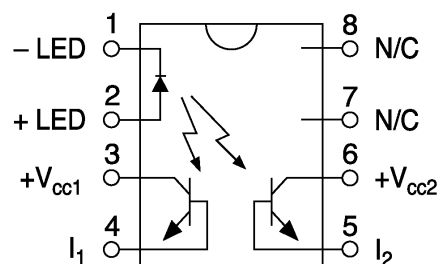
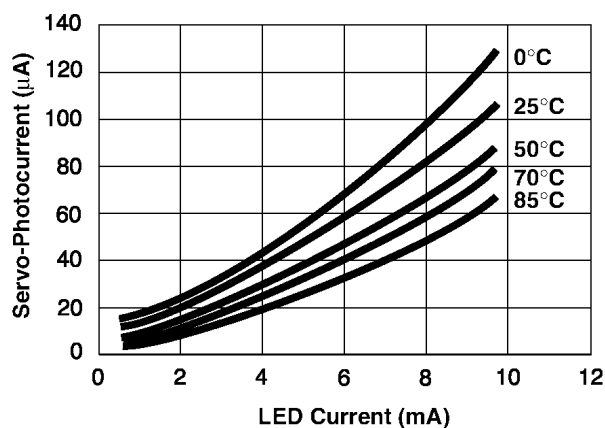
Przykładem transoptora dedykowanego do zastosowań liniowych jest transoptor LOC110 produkowany przez firmę CP CLARE, w skład którego wchodzi dioda LED sprzężona z dwoma fototranzystorami. Jeden z nich służy do zapewnienia sprzężenia zwrotnego i poprzez pętlę sprzężenia zwrotnego kompensuje nieliniowość transoptorów i zależność charakterystyki od temperatury. Drugi z nich zapewnia sygnał wyjściowy, który jest liniowy w zależności od prądu sprzężenia podawanego na wejście diody LED. Należy zaznaczyć, że wzmocnienie obu fototranzystorów mieści się w takim samym zakresie tzn. od 0,004 do 0,03 (typowe 0,007) dla napięcia zasilającego 15V. Oznacza to, że proces produkcyjny układu zapewnia małe rozrzuty parametrów obu fototranzystorów. Układ zapewnia szerokie pasmo, wysoki poziom napięcia izolacji oraz dużą liniowość.

Parametry LOC110:

- | | |
|---|-----------------------|
| - nieliniowość (Nonlinearity) | 0,01% (max) |
| - napięcie izolacji (Input/Output Isolation Voltage) | $V_{ISO}=3750V_{rms}$ |
| - napięcie przewodzenia diody (LED Voltage Drop) | $V_F=0.9\div 1.2V$ |
| - minimalny prąd wejściowy (LED current to operate) | 2 mA |
| - maksymalny prąd przewodzenia diody I_{Fmax} | 100mA |
| - CTR_1 (Servo Gain - $K_1=I_1/I_F$) $I_F=2-10mA$, $V_{CC}=15V$ | 0.004-0.007-0.030 |
| - CTR_2 , (Forward Gain - $K_2=I_2/I_F$) $I_F=2-10mA$, $V_{CC}=15V$ | 0.004-0.007-0.030 |
| - zgodność CTR (Transfer Gain - $K_3=K_2/K_1$) $I_F=2-10mA$, $V_{CC}=15V$ | 0.550-1.0-1.430 |

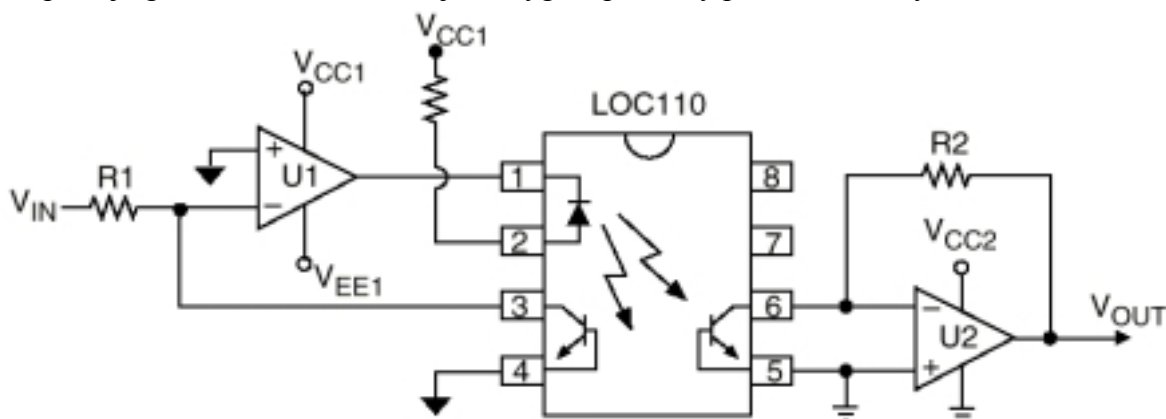
Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

- liniowość zgodności (Transfer Gain Linearity ΔK_3) $I_F=2-10\text{mA}$ 1.0%
- współczynnik temp. zgodności (Temperature Coefficient $\Delta K_3/\Delta T$) $I_F=2-10\text{mA}$ 0.005%/°C
- maksymalny prąd ciemny detektora (Dark Current $I_F=0\text{mA}$, $V_{CC}=15\text{V}$) $I_D=25\text{nA}$
- CMRR (Common Mode Rejection Ratio, $U=20\text{Vp-p}$, $R_L=2\text{k}\Omega$ $f=100\text{Hz}$) 130dB
- pasmo (Frequency Response BW (-3dB)) 200 kHz
- pojemność izolacji (Input/Output Capacitance $C_{I/O}$) 3pF

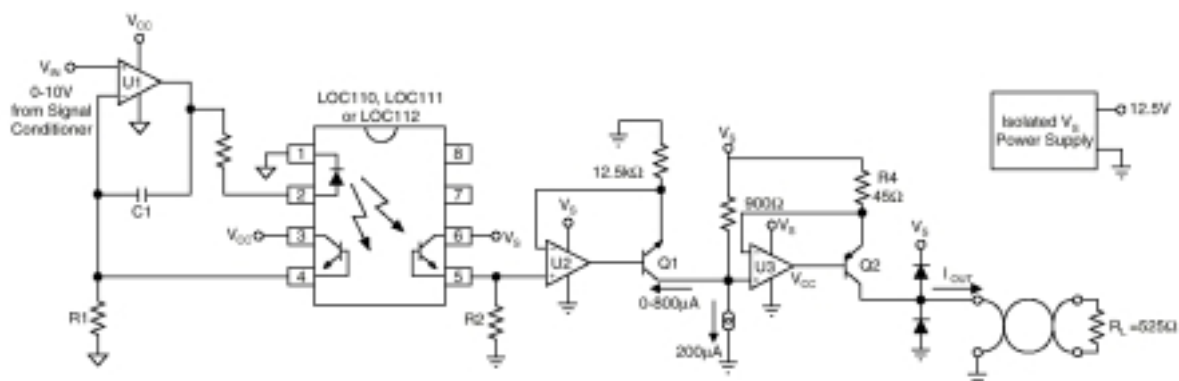


Rys. 15. : Zależność prądu fototranzystora od prądu diody LED układu LOC110.

W układach aplikacyjnych stosujemy modyfikację układu z Rys. 14 pokazaną na Rys. 16. Separację galwaniczną z konwersją na sygnał prądowy pokazano na Rys. 17.



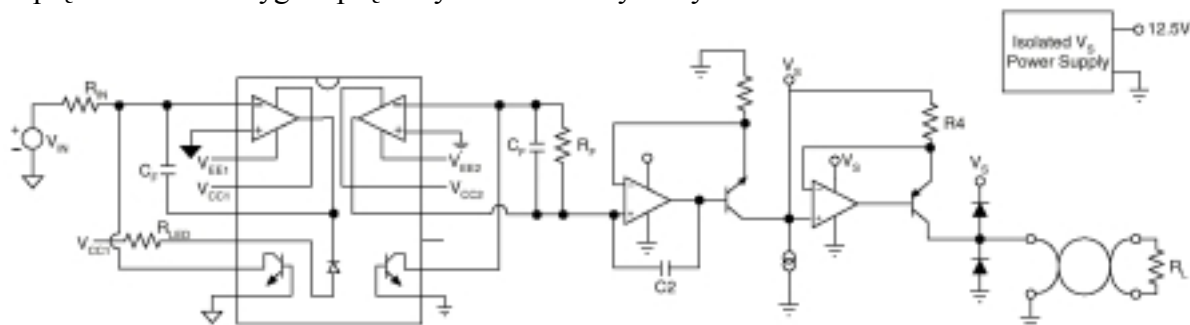
Rys. 16. Aplikacja układu LOC110 ze sprzężeniem zwrotnym.



Rys. 17. Konwerter z napięcia 0-10V na sygnał prądowy 4-20mA z separacją galwaniczną.

Separacja galwaniczna sygnałów analogowych

Transoptor z dwoma fotodetektorami zintegrowano z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi w układzie scalonym LIA100. Na Rys. 18 pokazano układ konwertera z napięcia 0-10V na sygnał prądowy 4-20mA z wykorzystaniem układu LIA100.

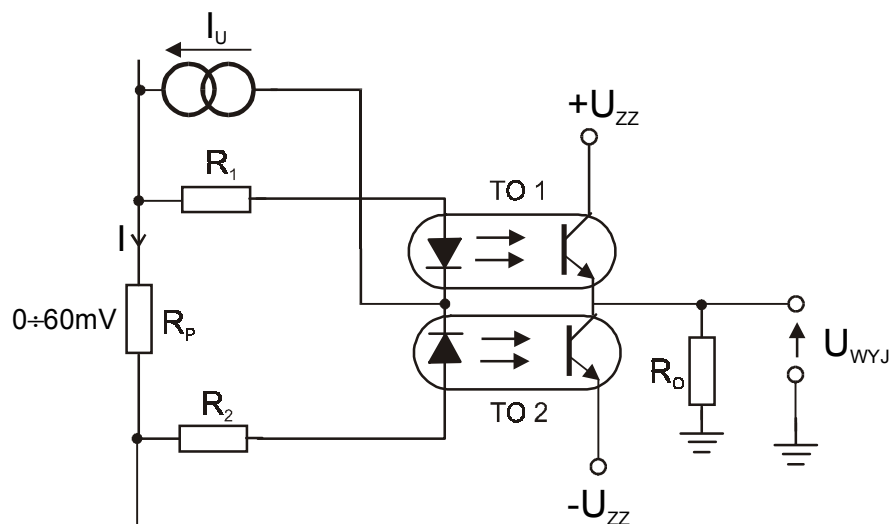


Rys. 18. Konwerter z napięcia 0-10V na sygnał prądowy 4-20mA z wykorzystaniem układu LIA100.

Wykorzystanie transoptora do pomiaru prądu

W wielu sytuacjach istnieje konieczność galwanicznego oddzielenia układu pomiarowego od układu, w którym dokonuje się pomiarów (np. urządzenia wysokonapięciowe).

Pomiar prądu dokonuje się na bocznikach pomiarowych umieszczonych w obwodzie. Typowe spadki napięcia na bocznikach to 0÷60mV (0÷120mV). Przetwarzanie tak małych napięć wymaga zastosowania przedwzmacniacza po stronie pierwotnej układu pomiarowego lub kompensacji napięcia progowego przewodzenia diody LED w transoptorze. W układzie pokazanym na Rys. 19.



Rys. 19. Pomiar prądu z separacją galwaniczną.

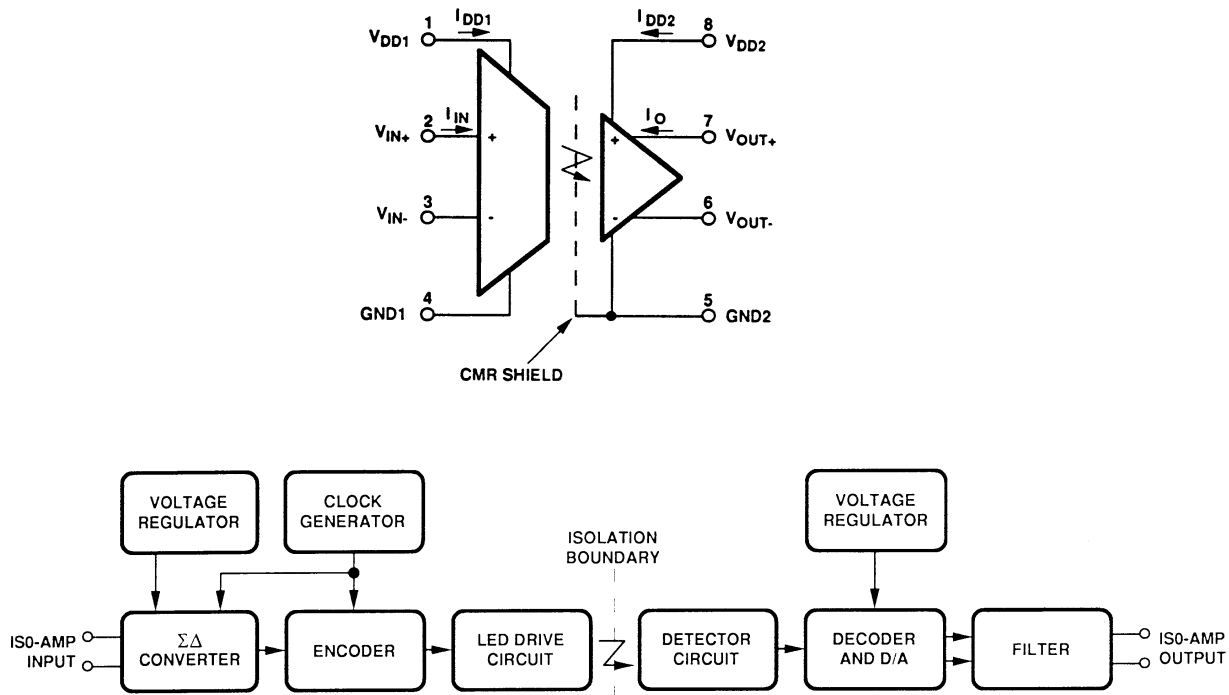
Uchyb liniowości nie przekracza 1,5% przy zmianach temperatury otoczenia 0÷60°C i prądu polaryzacji $\pm 5\%$.

Rezystory R_1, R_2 umożliwiają symetryzację w rozplywie prądów przy zerowym sygnale wejściowym.

Charakterystyki transoptorów powinny być do siebie zbliżone.

Separacja za pośrednictwem sygnału cyfrowego (układ HCPL-7800)

Układ ten stanowi przykład tendencji w rozwoju wzmacniaczy izolujących, jest to zastosowanie techniki cyfrowej w wzmacniaczu analogowym. W układzie HCPL-7800 przetwornik a/c sigma-delta ($\Sigma\Delta$) zamienia na wejściu sygnał analogowy na szeregową informację cyfrową. Przechodzi on przez transoptory i w zamieniany jest na wyjściu na sygnał analogowe w przetworniku c/a. Układ jest ekranowany wewnętrznie, co pokazano symbolicznie na Rys. 20

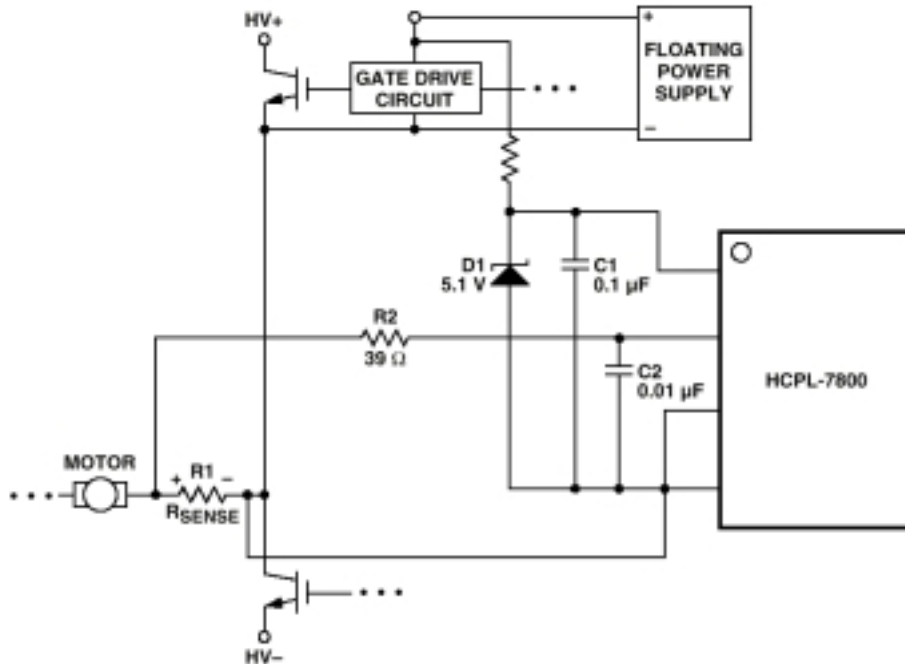


Rys. 20. Wyprowadzenia i schemat blokowy układu HCPL-7800

Najważniejsze parametry układu:

- wzmacnienie (Gain, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $-200\text{ mV} < V_{IN+} < 200\text{ mV}$) $G = 7.76\text{--}8.00\text{--}8.24\text{ V/V}$
- zmiany wzmacnienia od temperatury (Gain Change vs. Temperature $|\Delta G/\Delta T_A|$) $0.00025\text{ V/V/}^\circ\text{C}$
- nieliniowość (NL_{200} , $-200\text{ mV} < V_{IN+} < 200\text{ mV}$) $0.0037\text{ \% (typ.) } 0.35\text{ \% (max)}$
- maksymalne napięcie wejściowe ($|V_{IN+}|_{\text{MAX}}$) 308.0 mV
- napięcie niezrównoważenia (Input Offset Voltage, $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$) $V_{OS} -3.0\text{ } 3.0\text{ mV}$
- dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia (Input Offset Change vs. Temperature, $|\Delta V_{OS}/\Delta T_A|$) $3.0\text{ }\mu\text{V/}^\circ\text{C (typ.) } 10.0\text{ }\mu\text{V/}^\circ\text{C (max)}$
- prąd wejściowy (Input Current I_{IN+}) $-0.5\text{ (typ.) } 5.0\text{ (max) }\mu\text{A}$
- rezystancja wejściowa (Equivalent Input Impedance R_{IN}) $500\text{ k}\Omega$
- CMMR (Input DC Common-Mode Rejection Ratio CMRR_{IN}) 76 dB
- pasmo (V_{OUT} Bandwidth (-3 dB) $V_{IN+} = 200\text{ mVpk-pk sine wave.}$) $\text{BW } 50\text{--}100\text{ kHz}$
- odporność na napięcie współbieżne (Common Mode Transient Immunity CMTI , $V_{CM} = 1\text{ kV}$) $10.0\text{--}15.0\text{ kV/ms}$
- wytrzymałość napięciowa (Input-Output Momentary Withstand Voltage V_{ISO} , $t = 1\text{ min}$) 3750 Vrms
- zasilanie 5.5 V
- rezystancja wej. - wyj. (Resistance (Input-Output), $V_{I-O} = 500\text{ V}_{DC}$) $R_{I-O} > 10^9\text{ }\Omega$
- pojemność wej. - wyj. (Capacitance (Input- Output, $f = 1\text{ MHz}$) $C_{I-O} 1.2\text{ pF}$

Na pokazano zastosowanie układu do pomiaru prądu silnika.

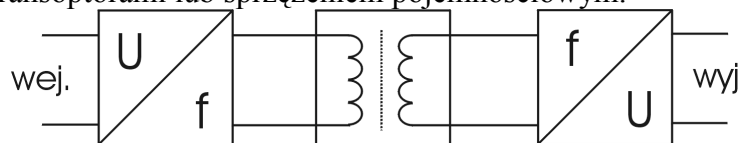


Rys. 21. Pomiar prądu silnika z zastosowaniem układu HCPL-7800.

Separacja sygnałów analogowych z zastosowaniem sprzężenia polem magnetycznym

Transmisja z wykorzystaniem przetworników U/f i f/U

Zmiana sygnału analogowego na częstotliwościowy dokonywana w przetworniku U/f. Transmisja sygnału częstotliwościowego transformatorami impulsowymi i przetworzenie na sygnał analogowy w przetwornicy f/U (Rys. 22). W praktyce transformatory impulsowe zostały zastąpione transoptorami lub sprzężeniem pojemnościowym.

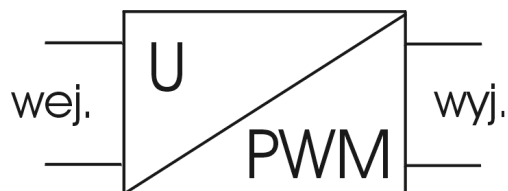


Rys. 22. Sprzężenie z wykorzystaniem przetworników napięcie-częstotliwość

Transmisja z wykorzystaniem modulacji wypełnienia sygnału

Zamiana sygnału analogowego na sygnał przemienny o współczynniku wypełnienia zależnym od amplitudy sygnału wejściowego. Odtwarzanie sygnału odbywa się przez odpowiednie całkowanie sygnału odtworzonego po przejściu przez transformator.

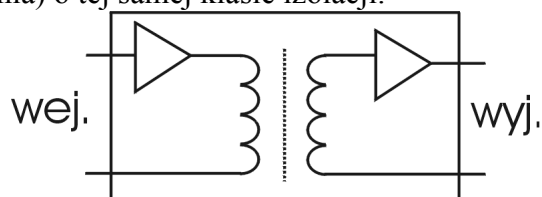
Współcześnie sprzężenie magnetyczne tego typu zastępowane jest optycznym lub pojemnościowym.



Rys. 23. Schematyczne oznaczenie modulacji wypełnienia sygnału.

Transmisja z modulacją amplitudy sygnału o stałej częstotliwości

Sygnał analogowy zamieniony na sygnał przemienny o amplitudzie zależnej od amplitudy sygnału wejściowego. Po przejściu przez transformator sygnał jest odtwarzany z amplitudy. Ten sposób często stosowany dawniej wychodzi obecnie z użycia. Tak samo jak i w poprzednich sposobach wymagany jest dodatkowy zasilacz strony wtórnej (ewentualnie niezależne źródło zasilania) o tej samej klasie izolacji.



Rys. 24. Transmisja z modulacją amplitudy sygnału o stałej częstotliwości.

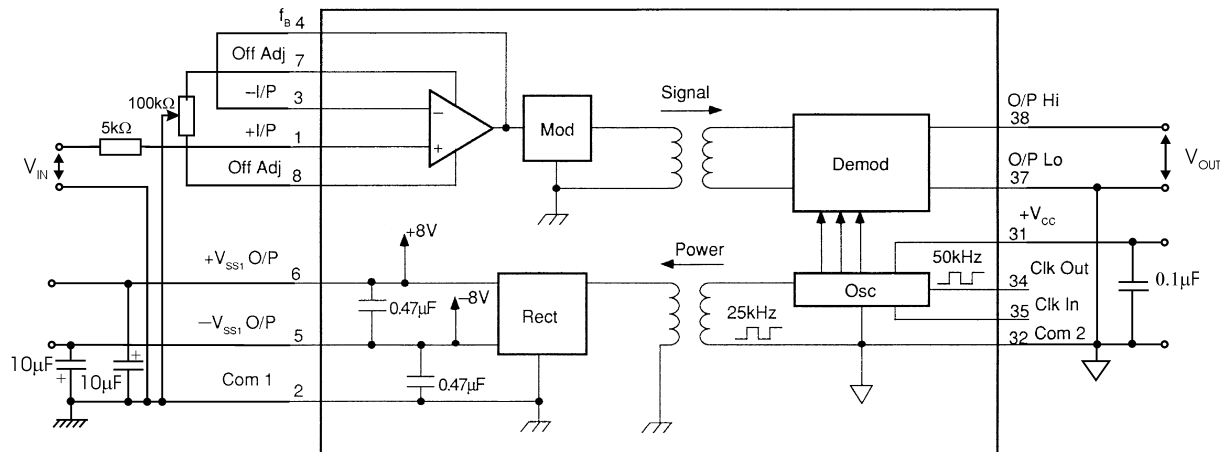
Przykładem takiego rozwiązania jest układ ISO212P firmy Burr-Brown.

Układ ISO212P

Cechy:

- 12 – bitowa dokładność (nieliniowość 0,025%),
- mała obudowa,
- źródło napięcia +/- 8V przy 5mA (dla obwodu wejściowego),
- mała konsumpcja mocy 75mW,
- pasmo przenoszenia 1kHz (dla sygnałów z pełnego zakresu 200Hz),
- izolacja dla prądu zmiennego przy 750Vrms.

By zapewnić izolację użyto wewnątrz układu wysokiej jakości miniaturowego transformatora toroidalnego. Układ nie posiada ujemnego sprzężenia sygnału przesyłanego przez barierę izolacyjną po stronie wejściowej. Natomiast wyposażono go w separowane źródła napięciowe po stronie wejściowej..



Rys. 25. Uproszczony schemat budowy oraz zasilanie i połączenie sygnałowe dla nieodwracającej konfiguracji wzmacniacza ISO212.

Na wyprowadzeniach 7 i 8 (jak pokazano na Rys. 25) regulujemy napięcie offsetu. Rezystancję $5k\Omega$ umieszczono w celu ograniczenia impedancji wejściowej źródła sygnału. Pojemność dołączoną równolegle do źródła napięcia $\pm V_{SS}$ służy filtracji składowej zmiennej, która pojawia się z przetwornicy DC/DC pracującej przy częstotliwości 25kHz (o napięciu szczytowym 100mV). Zasadę działania wyjaśnia Rys. 25.

Transmisja z modulacją szybkości rozmagnesowania rdzenia przetwornicy

Sygnał analogowy wejściowy moduluje szybkość rozmagnesowania rdzenia w przetwornicy dwutaktowej (flyback – modulation) czyli napięcia indukowanego w uzwojeniu.

Przykładowe parametry:

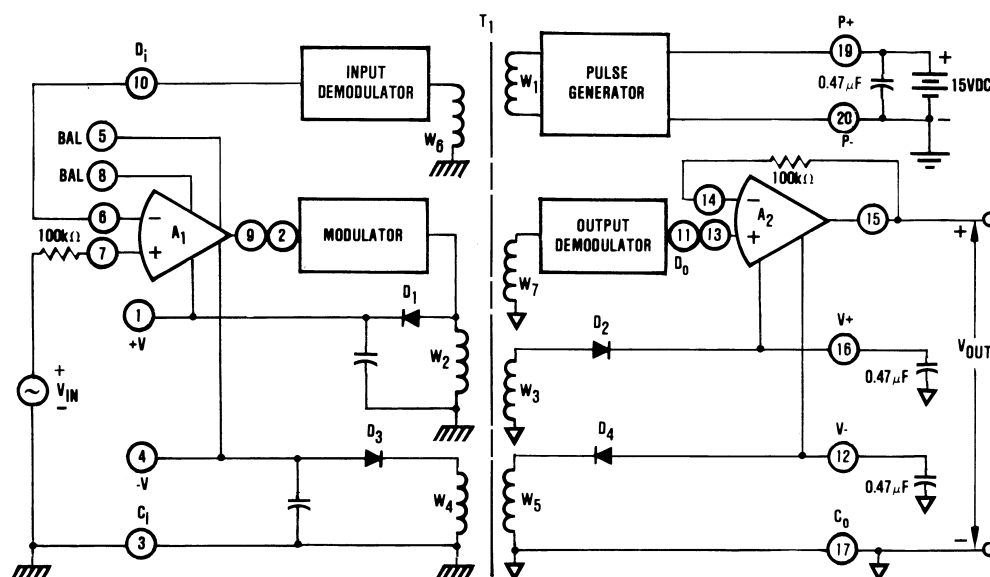
- nieliniowość 0,05-0,1%
- napięcie izolacji do 8kV
- pojemność izolacji 6pF
- IMRR do 125dB
- Pasmo przenoszenia 35kHz
- Objętość ok. 0,33in³

Na szczególną uwagę zasługuje podwójne wykorzystanie transformatora: do przenoszenia sygnału i do zasilania strony wtórnej.

Przykładem tego typu wzmacniacza izolacyjnego jest układ 3656 firmy Burr-Brown.

Układ 3656

Układ 3656 jest wzmacniaczem, który oferuje pełną izolację galwaniczną: sygnałów i zasilania. Bariera izolacyjna wytrzymuje napięcie aż do 8000VDC/10sek (napięcie ciągle do 3500VDC). Układ posiada pasmo przenoszenia do 30kHz (dla małych sygnałów) przy zniekształceniach do 0,1%. Gdy sygnał wejściowy jest z pełnego zakresu (+/- 10V) to pasmo spada do 1,3kHz. Po stronie wejściowej i wyjściowej znajdują się izolowane źródła zasilania o wydajności 9V/9mA przy zasilaniu 15V.

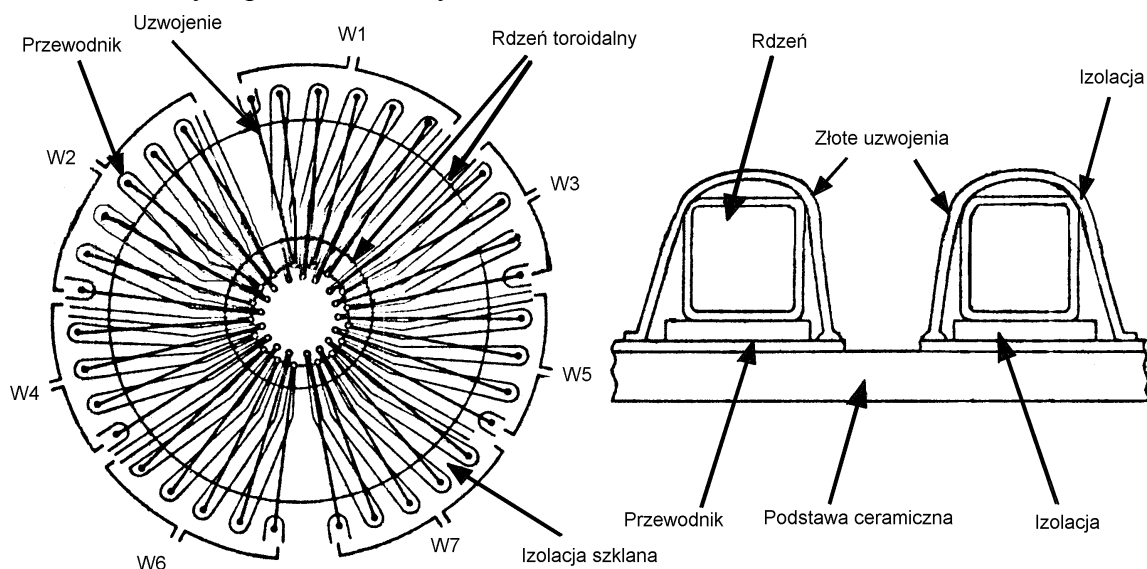


Rys. 26. Budowa układu 3656.

Izolacja jest zapewniona przez miniaturowy transformator toroidalny z wielokrotnym uzwojeniem. Generator impulsów pracuje przy częstotliwości 750kHz. Dostarcza on do T1 sygnał składający się z dwóch części. Pierwsza część zapewnia transmisję napięcia zasilającego do obwodów wejściowych i wyjściowych (przez uzwojenia W₂-W₅). Druga część sygnału jest modulowana sygnałem wejściowym. Sygnał zmodulowany jest przesyłany do uzwojenia W₇ i W₆. Po demodulacji wzmacniony sygnał podany jest na wyjście układu. Uzwojenie W₆ spełnia rolę ujemnego sprzężenia zwrotnego podobnie jak w transoptorach różnicowych.

Układ posiada trzy różne separowane masy: obwodu wejściowego, wyjściowego i zasilania. Napięcia zasilające wzmacniacze po stronie wejściowej i wyjściowej generowane są wewnątrz układu.

Sposób wykonania transformatora w zautomatyzowanej technologii wykonywania układów scalonych pokazano na Rys. 27.



Rys. 27. Technologia wykonania transformatora toroidalnego wielouzwojeniowego.

Wzmacniacze izolacyjne z zastosowaniem sprzężenia pojemnościowego

Jednym ze sposobów sprzęgania obwodów z jednoczesną separacją galwaniczną jest sprzężenie pojemnościowe.

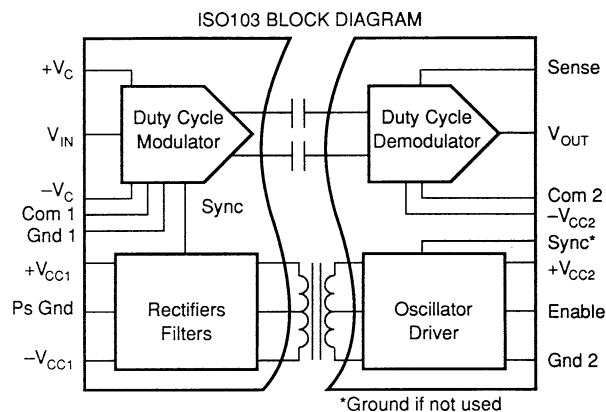
Modulacja współczynnika wypełnienia sygnału a stałej częstotliwości

Układy oparte na modulacji współczynnika wypełnienia przebiegu o stałej częstotliwości. Po przesłaniu poprzez kondensatory sprzęgające sygnał odtwarzany jest w demodulatorach współczynnika wypełnienia. Na tej zasadzie oparte są układy ISO103, ISO107, ISO113 zapewniające umiarkowane błędy przy prostocie układowej.

Układ ISO 103 i ISO113

Układ cechuje się:

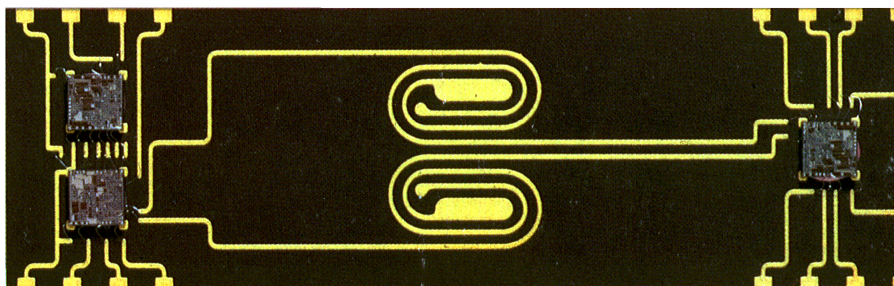
- napięcie izolacji 1500Vrms
- szeroki zakres sygnałów wejściowych: $\pm 10V$
- szerokie pasmo 20kHz (dla małych i dużych amplitud sygnałowych)
- wbudowane źródło zasilania po stronie wejściowej
- możliwość synchronizacji
- obudowa 4,6 cm² (0,72 in²)
- IMRR 130dB
- Nieliniowość rzędu 0,009% dla sygnałów $\pm 5V$ oraz 0,05 dla $\pm 10V$.
- impedancja bariery izolacyjnej 9pF i $10^{12}\Omega$



Rys. 28. Budowa blokowa układu ISO103.

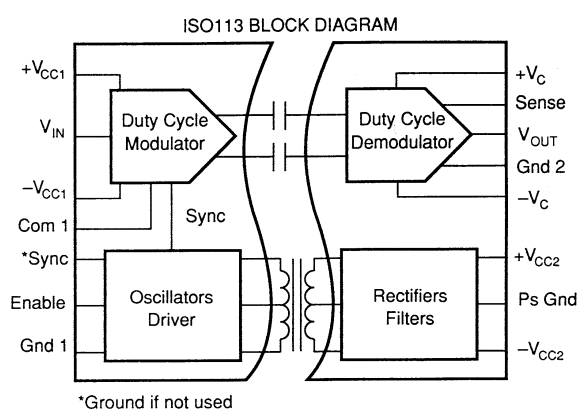
Schemat blokowy układu ISO103 przedstawiony na Rys. 28 przedstawia wzmacniacz izolacyjny synchronizowany. Jak widać na rysunku zasilana jest tylko strona wyjściowa, strona wejściowa pobiera moc przez transformator z strony wyjściowej. W skład układu transmitującego moc wchodzi: 800kHz oscylator, sterownik uzwojeń transformatora zbudowany na tranzystorach power MOSFET, uzwojeń transformatora oraz prostownika. Sygnał wejściowy modulowany techniką zmiennego wypełnienia o stałej częstotliwości jest przesyłany przez ceramiczną barierę o wysokim napięciu przebicia.

Na Rys. 29 pokazano technologię wykonania kondensatorów sprzęgających w technologii układów scalonych.



Rys. 29. Przykład realizacji sprzężenia pojemnościowego w układach firmy Burr-Brown.

Układ ISO113 różni się od poprzedniego tylko miejscem wbudowania źródła zasilania, które znajduje się po stronie wyjściowej. Zasilanie układu zapewnione jest od strony wejścia (Rys. 30).

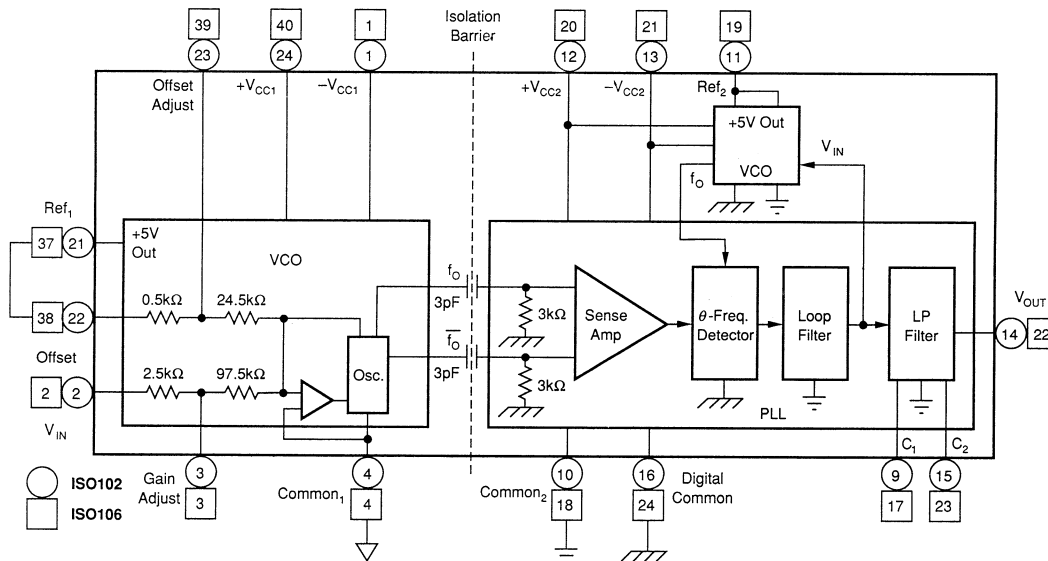


Rys. 30. Budowa blokowa układu ISO113.

Transmisja na z wykorzystaniem pętli fazowej.

Układy ISO102 i ISO106 o dużej dokładności działania opierają się na: przetworniku U_1/f na wejściu, przeniesieniu sygnału częstotliwościowego przez kondensatory sprzęgające, odtworzeniu sygnału częstotliwościowego f , identycznym przetworniku U_2/f napiętego w pętli fazowej. Przetwornik U_2/f odtwarza napięcie wejściowe.

Układ ISO102/106



Rys. 31. Uproszczony schemat budowy wzmacniacza izolującego ISO102/ISO106.

Układy ISO102 i ISO106 różnią się tylko liniowością i wytrzymałością bariery izolacyjnej. Układ cechuje się 14-bitową liniowością ($\pm 0,007\%$ ISO102, $\pm 0,04\%$ ISO106). Napięcie izolacji wynosi: 4000Vrms/10sek lub 1500Vrms/1min dla ISO102, 8000Vrms/10sek lub 3500Vrms/1min dla ISO106. Układ posiada możliwość regulacji pasma przenoszenia za pomocą dwóch kondensatorów C_1 i C_2 (patrz Rys. 31). Zakres częstotliwości działania wynosi 70kHz dla małych sygnałów, 5kHz dla sygnałów z pełnego zakresu ($\pm 10V$). Bariere izolacyjną stanowią dwa wysokonapięciowe kondensatory ceramiczne o pojemności 3pF każdy.

- Działanie układu.

Układ składa się z generatora przestrajanego napięciem (VCO-voltage controlled oscillator) znany również jako przetwornik napięcie-częstotliwość (VFC- voltage-frequency converter), kondensatorów (pojemności różnicowe-differential capacitors) oraz pętli fazowej (PLL-phase-locked loop). Wejściowy układ VCO wprowadza cyfrowe sygnały wprost do kondensatorów bariery izolacyjnej. Sygnał cyfrowy jest modulowany częstotliwościowo i przesyłany jest w postaci sygnału różnicowego przez barierę. Wzmacniacz (Sense Amp) odczytuje jedynie sygnał różnicowy. Część wyjściowa dekoduje zmodulowany sygnał w sensie działania pętli PLL. Sprzężenie pętli PLL zawiera drugi blok VCO, który jest identyczny jak wejściowy (kodujący), dlatego oba VCO mają taki sam poziom napięcia wejściowego. Napięcie wejściowe dekodującego bloku VCO pracuje jako bufor sygnału wyjściowego po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu o częstotliwości granicznej 100kHz.

- Regulacje układu.

Kondensatorami C_1 i C_2 modyfikujemy częstotliwość graniczną filtra wyjściowego. Należy pamiętać, że C_2 jest równe podwojonej wartości C_1 . Regulować należy tak, by sygnał mieścił się w paśmie jednocześnie zapewniając wymagany zakres dynamiki. Zaleca się by filtr ustawić maksymalnie na podwojoną wartość częstotliwości sygnału dla optymalnego zakresu dynamiki.

The schematic diagram illustrates the temperature measurement system. It begins with an XTR101 precision current source, which is configured with a 20kΩ Zero Adjust, 51Ω, 153.9Ω, and 2500Ω resistors, and a 0.01μF capacitor. The XTR101 is driven by a twisted pair cable. The signal is then processed by two OPA27 operational amplifiers, which are configured with 0.02μF, 250Ω, 10kΩ, and 50kΩ resistors, and 0.1μF capacitors. The output of the OPA27s is then sent to an ISO102 isolator, which is configured with 500Ω, 25kΩ, 5kΩ, and 10kΩ resistors, and 0.1μF capacitors. The ISO102 is powered by +15V and -15V rails. The output of the ISO102 is then sent to a 102 precision centimeter-to-centimeter converter, which is configured with 16, 14, 10, and 15V inputs, and 0.1μF capacitors. The final output is VOUT. The system is powered by +15V and -15V rails, with an isolated power section for the ISO102 and 102.

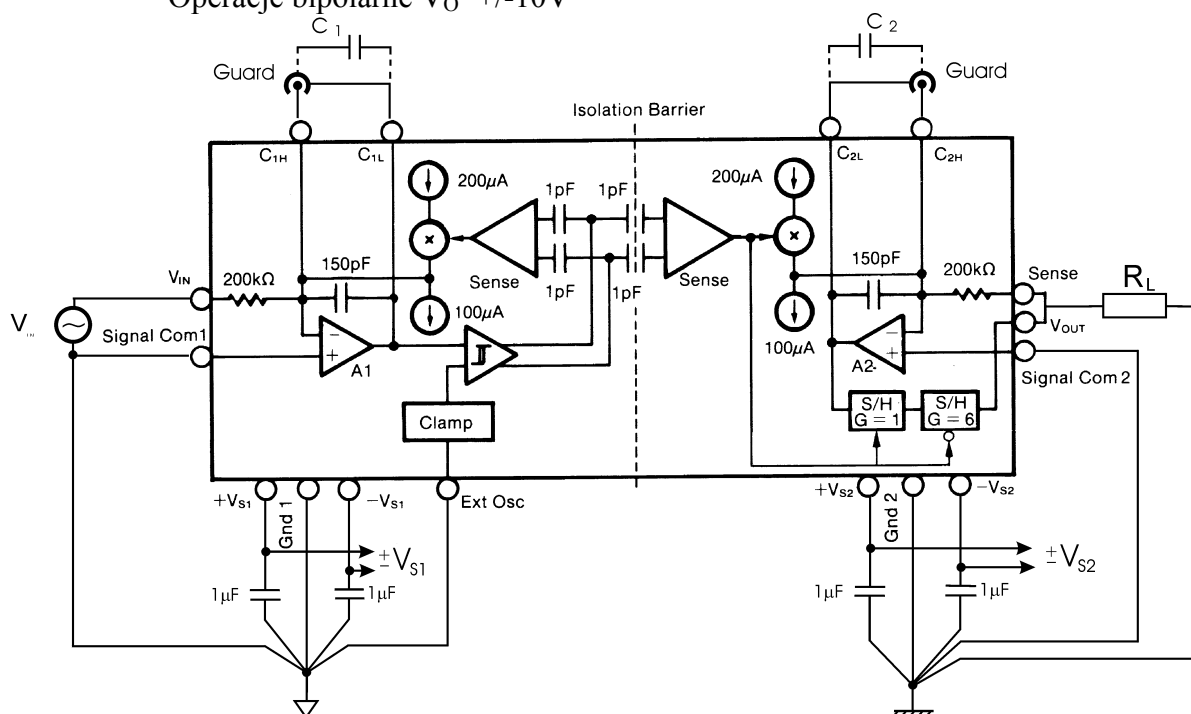
Separacja z wykorzystaniem modulatorów współczynnika wypełnienia.

ISO120/121 ()

Na prawach rękopisu

pasmem przenoszenia. Różnica między ISO120 a ISO121 to inne gabaryty układu oraz wytrzymałość bariery izolacyjnej. Układ dla pracy w paśmie 60kHz nie wymaga żadnych dodatkowych komponentów. Gdy jednak zastosujemy dwa zewnętrzne kondensatory zmniejszymy nieliniowość do rzędu 0,01% przy paśmie 6kHz. Układ można zasiląć napięciem z zakresu +/-4,5V do +/-18V.

Parametry: ISO120 bariera izolacyjna 1500Vrms
ISO121 bariera izolacyjna 3500Vrms
IMR 115dB przy 60Hz
Nieliniowość +/-0,01%
Możliwość synchronizacji
Pasma – 60kHz
Wzmocnienie nominalne - 1
Błąd wzmocnienia - +/- 0,04%
Operacje bipolarne $V_O = \pm 10V$



Rys. 34. Budowa wewnętrzna ISO120/121 oraz podstawowa aplikacja.

- Opis działania układu.

Wzmacniacz wejściowy A1 (Rys. 34) całkuje różnicę pomiędzy prądem wejściowym ($V_{IN}/200k\Omega$) a przełączanym źródłem prądowym $\pm 100\mu A$. Źródło to składa się z przełączanego źródła $200\mu A$ oraz stałej upływności prądu o wartości $100\mu A$. By zrozumieć działanie sekcji wejściowej założmy, że $V_{IN}=0V$. Napięcie układu całkującego będzie narastać jednostajnie, aż przekroczy próg włączenia komparatora. Komparator oraz wzmacniacz **sense** wymuszą w ten sposób przełączenie źródła prądowego. W efekcie otrzymujemy sygnał trójkątny o wypełnieniu 50%. Jeśli V_{IN} zmieni się, wypełnienie sygnału zmieni się tak, by utrzymać średnią wartość stałoprądową (DC) sygnału wyjściowego z A1 na poziomie bliskim wartości zerowej. Działanie to powoduje konwersję napięcia wejściowego do napięcia o przebiegu trójkątnym ze zmiennym wypełnieniem po stronie wyjściowej wzmacniacza A1. Częstotliwość tego sygnału wymuszana jest przez kondensator wewnętrzny $150pF$. Komparator generuje szybko narastający sygnał prostokątny, który jest równocześnie sprzężony z wzmacniaczem A1 (aby utrzymać go w równowadze) oraz z wzmacniaczem różnicowym **sense** (po stronie wtórnej bariery izolacyjnej). Wzmacniacz

sense charakteryzuje się wysokim parametrem CMMR. Steruje on przełączanym źródłem prądowym po stronie wyjściowej bariery izolacyjnej. Strona wyjściowa równoważy sygnał prądowy o zmiennym wypełnieniu z prądem, który płynie przez rezystor 200kΩ. Rezultatem jest sygnał na wyjściu (wyprowadzenie **sense**), którego przebieg jest odzwierciedleniem przebiegu sygnału wejściowego V_{IN} . Wzmacniacze **sample/hold** usuwają zakłócenia otrzymane podczas procesu demodulacji.

- Tryb synchroniczny.

Istnieje możliwość synchronizacji modulatora zewnętrznym sygnałem. Wykorzystuje się to do eliminacji zakłóceń w systemach wielokanałowych. By wykorzystać ten tryb pracy należy podłączyć zewnętrzne kondensatory C_1 i C_2 (rysunek 4.4.15). Powodują one zmianę pasma przenoszenia wzmacniacza izolacyjnego. Sygnał ten (zewnętrzny) jest podawany na nóżkę **ExtOsc**. Sygnałem tym wymuszamy przełączanie źródła prądowego z częstotliwością równą częstotliwości samego sygnału. Jeśli $V_{IN} = 0$, a zewnętrzny sygnał taktujący ma wypełnienie 50% proces przebiega jak opisano wyżej (z wyjątkiem częstotliwości przełączania źródła równej częstotliwości sygnału). Natomiast, gdy sygnał zewnętrzny ma wypełnienie różne od 50% to jego średnia wartość jest różna od zera. Na początku źródło prądowe nie przełącza się dopóki układ całkujący ustabilizuje wyjście do poziomu równego średniej wartości DC sygnału zewnętrznego (taktującego). W tym miejscu sygnał zewnętrzny jest zdolny do włączenia źródła prądowego, wytwarzając tym samym sygnał trójkątny, który jest symetryczny do wartości DC na wyjściu A1. Dla $V_{IN}=0$, sygnał ten (trójkątny) posiada wypełnienie 50%. Gdy V_{IN} zmienia się układ utrzymuje średnią wartość tego sygnału, lecz zmienia jego wypełnienie by zapewnić równowagę ładowania wokół A1. Proces demodulacji jest taki sam jak w poprzednim przypadku.

Separowanie z wykorzystaniem przetwornika napięcie-częstotliwość (ISO108/ISO109)

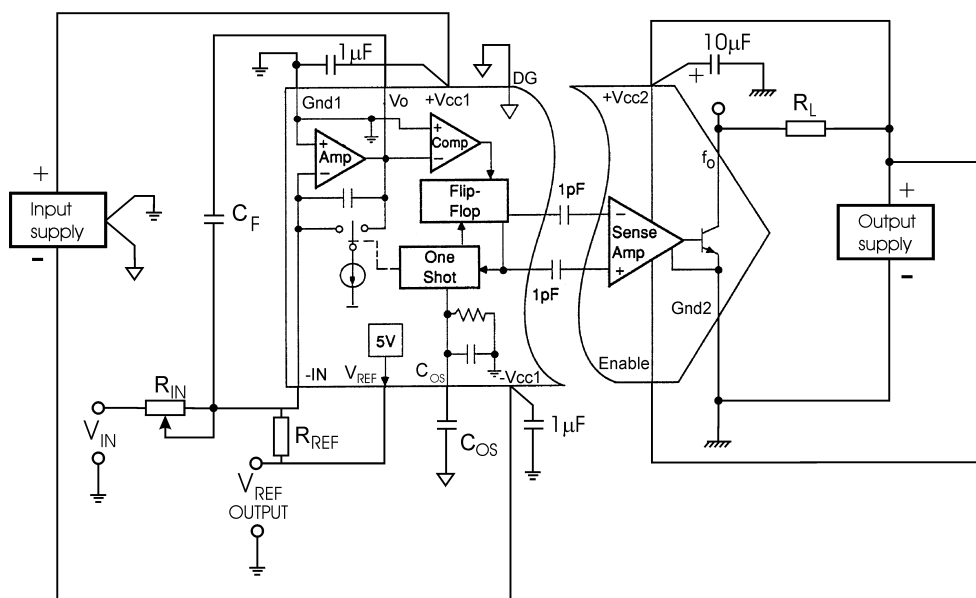
Przetworniki ISO108 i ISO109 są jedynie przetwornikami U/f z separacją pojemnościową i układem odtwarzającym sygnał częstotliwościowy.

Układ ten spełnia rolę izolowanego przetwornika napięcie-częstotliwość.

Cechuje się: - hermetyczną obudową

- napięciem przebicia 1500Vrms (ISO108) oraz 3500Vrms (ISO109)
- niskim prądem upływu bariery izolacyjnej (0,5μA)
- wysoką liniowością przy dużych częstotliwościach (1MHz)
- referencyjnym źródłem napięcia 5VDC

Układ ISO108/109 przenosi cyfrowy sygnał różnicowy przez barierę izolacyjną składającą się z dwóch 1pF kondensatorów ceramicznych. Układ ISO108 znajduje się w obudowie 24-pinowej, natomiast ISO109 w 40-pinowej.



Rys. 35. Budowa ISO108/109 oraz podstawowa aplikacja układu.

- Działanie.

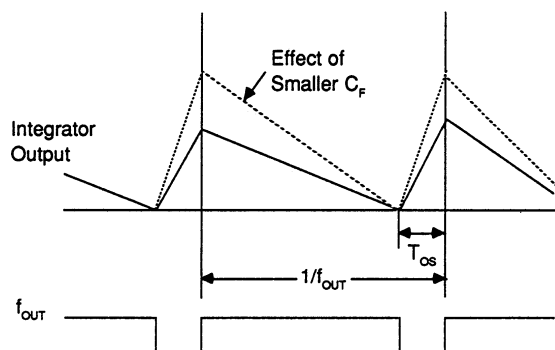
Układ używa techniki równowagi ładowania (charge-balance), dzięki której uzyskano dużą dokładność. Sercem tej techniki jest analogowy integrator w skład którego wchodzi: wzmacniacz operacyjny, kondensator i rezystor wejściowy (Rys. 35). Napięcie wyjściowe integratora jest proporcjonalne do ładunku zgromadzonego w kondensatorze. Napięcie wejściowe powoduje przepływ prądu wejściowego o wartości równej:

$$I_{IN} = V_{IN} / R_{IN}$$

Prąd ten „przepływa” przez kondensator integratora powodując, że wyjściowe napięcie integratora opada jednostajnie (Rys. 36). Gdy wyjście integratora osiągnie wartość 0V komparator przełącza się powodując podłączenie referencyjnego źródła prądowego do wejścia integratora. Czas podłączenia, który jest równy czasowi przełączenia komparatora oznaczono T_{OS} . Prąd ten powoduje, że na wyjściu układu całkującego pojawia się narastające jednostajnie napięcie. Czas narastania jest równy T_{OS} , po którym cykl się powtarza. Oscylator jest regulowany przez równowagę prądową (albo ładowania) między prądem wejściowym a średnim prądem w czasie resetowania. Wzór na równowagę prądową przyjmuje wartość:

$$I_{IN} = I_{REF} \cdot \text{wypełnienie (duty-cycle)}$$

$$V_{IN} / R_{IN} = I_{REF} \cdot f_{OUT} \cdot T_{OS} \quad \text{gdzie } f_{OUT} \text{ – częstotliwość oscylacji}$$



Rys. 36. Przebieg procesu ładowania i rozładowania.