

Symulacja i pomiar, czyli LTspice i Analog Discovery 2 w rękach konstruktora (19)

Komparator analogowy



Komparacja, czyli porównywanie, jest operacją, która wbrew pozorom nie jest związana wyłącznie z techniką cyfrową. Komparatory analogowe znajdują zastosowanie w wielu aplikacjach użytkowych. Można je znaleźć również w układach z pogranicza techniki cyfrowej i analogowej, np. w przetwornikach ADC.

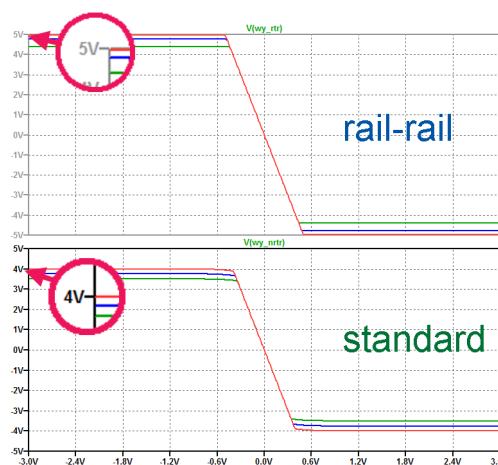
Na temat komparatorów analogowych (tylko do takich ograniczamy się w artykule) można znaleźć mnóstwo artykułów, publikacji i prezentacji filmowych. Długo zastanawiałem się, czy warto poświęcić im część tego cyklu. Ostatecznie uznałem, że przy okazji można omówić kilka powiązanych, istotnych zagadnień.

W większości materiałów omawiany jest któryś z najbardziej popularnych komparatorów, np. LM339, LM393, LM311 czy legendarny $\mu A710$. My popchniemy świat nieco do przodu i zajmiemy się komparatorem AD8561 produkowanym przez Analog Devices. Jest to odpowiednik układu LT1016, który był produkowany przez przejętą przez AD firmę Linar Technologies. Jak pamiętamy, to właśnie dzięki niej korzystamy z darmowego symulatora LTspice.

Komparator a wzmacniacz operacyjny

Wzmacniacz operacyjny charakteryzuje się bardzo dużym wzmocnieniem sięgającym dziesiątek, a nawet setek tysięcy woltów na wolt. Z tego względu w zdecydowanej większości aplikacji nie może on pracować bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Gdyby go nie było, wzmacniacz praktycznie nie mógłby pozostawać w aktywnym zakresie i albo by się nasycił, albo zatykał. Oznacza to, że napięcie wyjściowe przyjmowałoby wartość bliską dodatniemu lub ujemnemu napięciu zasilającemu. Ze względu na rozwiązania układowe zastosowane w standardowych wzmacniaczach operacyjnych napięcie wyjściowe może różnić się od napięcia zasilającego (zarówno dodatniego, jak i ujemnego) nawet o ponad 1,5 V. Tylko we wzmacniaczach rail-to-rail różnica ta jest mierzona w miliwoltach, ale zwiększa się, czasami dość znacznie, jeśli oporność obciążenia staje się zbyt mała. Symulowane charakterystyki obu typów wzmacniaczy zostały pokazane na **rysunku 1**.

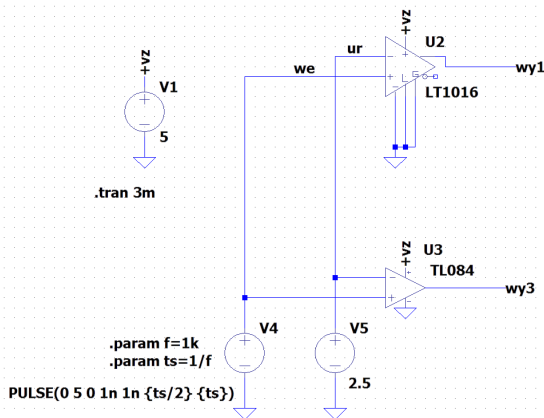
No tak, tylko o ile dla wzmacniacza operacyjnego praca poza zakresem aktywnym nie ma zwykle żadnego uzasadnienia, to dla komparatora jest wręcz odwrotnie. Ma on dawać jednoznaczna odpowiedź, można ją uznać jako cyfrową, na pytanie, czy jakieś napięcie jest większe od określonego napięcia odniesienia, czy też jest mniejsze. Wyjście komparatora musi więc przyjmować tylko jeden z dwóch stanów: wysoki lub niski. Utrzymywanie wyjścia w stanie pośrednim wprowadza dezinformację, o czym przekonamy się w dalszej części artykułu.



Rysunek 1. Porównanie charakterystyk przejściowych wzmacniacza operacyjnego klasycznego i rail-to-rail

W zależności od przyjętej konwencji stan wysoki będzie odpowiedzią pozytywną na postawione wcześniej pytanie, stan niski będzie natomiast odpowiedzią negatywną. Oczywiście równie dobrze można przyjąć konwencję odwrotną. Aby zmienić konwencję, wystarczy zamienić miejscami sygnały doprowadzane do wejść komparatora. Niektóre typy tych układów mają dwa wyjścia – proste i zanegowane. Takie rozwiązanie zastosowano m.in. w przyjętym do doświadczeń układzie AD8561.

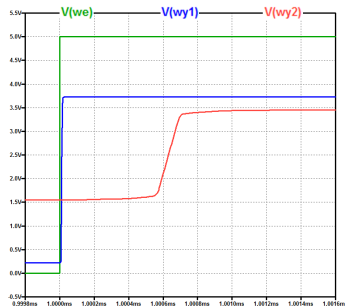
Warto podkreślić, że wyjścia komparatorów są często projektowane z myślą o współpracy z układami cyfrowymi. Są więc zgodne np. z logiką TTL, CMOS czy ECL. Spotykane są też układy z wyjściami Open Collector, np. popularny LM339, które łatwo można dostosować do dowolnej logiki cyfrowej. Należy pamiętać, że przy użyciu takich układów konieczne jest dołączenie zewnętrznego rezystora podciągającego. Bez niego nie zaobserwujemy żadnej zmiany stanu wyjściowego. W komparatorach o bardziej zaawansowanej konstrukcji stosowane są zabezpieczenia uniemożliwiające nasycenie się tranzystorów wyjściowych. Zabieg ten w odczuwalnym stopniu korzystnie wpływa na szybkość przełączania, a jest to jeden z najważniejszych parametrów komparatorów. Wzmacniacze operacyjne pod tym względem daleko od nich odstają. Za chwilę przekonamy się o tym w symulacji. Kończąc jednak wątek, należy wymienić pozostałe cechy różniące komparatory i wzmacniacze operacyjne. Komparatory oprócz krótszego czasu odpowiedzi mają zwykle: krótszy czas narastania sygnału wyjściowego, większe napięcie niezrównoważenia, szerszy zakres napięć wejściowych, możliwość zatrząskiwania stanu wyjściowego, mniejszą impedancję wyjściową.



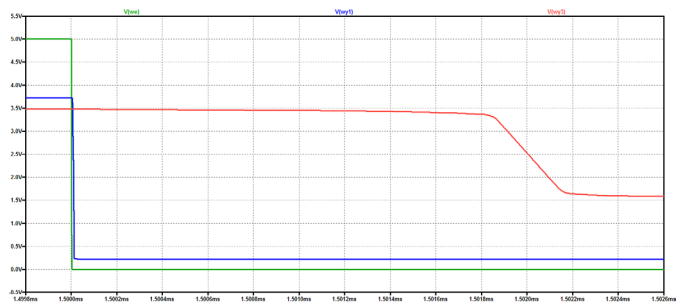
Rysunek 5. Układ porównujący charakterystyki przejściowe komparatora LT1016 i wzmacniacza operacyjnego TL084

dlatego końcówkę ujemnego napięcia zasilającego dołączono do masy. Do poprawnej pracy rzeczywistego komparatora wejście „latch” również powinno być dołączone do masy, ale w symulatorze warunek ten nie jest konieczny. Można to traktować jako błąd modelu.

Wejścia odwracające układów dołączono do źródła napięcia 2,5 V. Jest to napięcie referencyjne, do którego są porównywane napięcia z wejść nieodwracających. Źródło sygnału generuje przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia 1/2. Przyjęto, że czas narastania i opadania jest równy 1 ns. Częstotliwość 1 kHz określono parametrycznie parametrem „f”. Uruchamiamy symulację TRANSIENT z parametrem 3 ms. Dla zwiększenia precyzji obliczeń parametrowi „Maximum Timestep” nadajemy wartość 1 ns. Do wykresu wybieramy przebieg wejściowy i oba przebiegi wyjściowe. Na ekranie ukazują się trzy okresy przebiegu, ale nas interesują tylko zbocza. Najpierw powiększamy przebieg w pobliżu drugiego zbocza narastającego (rysunek 6). Od razu można zauważyć różnice w szybkości działania układów. Podobnie postępujemy z obserwacją zbocza opadającego. Tym razem oczywiście powiększamy ten fragment przebiegów (rysunek 7). Pomiar poszczególnych czasów z użyciem kursorów mógłby być niezbyt dokładny, zastosujemy więc pomiar czasów narastania i opadania oraz czasu odpowiedzi z zastosowaniem komendy MEASURE. Rozważania przeprowadzimy dla wyjścia 1., a dla wyjścia 2. należy wykonać analogiczne obliczenia.



Rysunek 6. Odpowiedź porównywanych układów na wymuszenie powodujące zmianę stanu wyjścia z niskiego na wysoki



Rysunek 7. Odpowiedź porównywanych układów na wymuszenie powodujące zmianę stanu wyjścia z wysokiego na niski

LT1016

trul=7.08335e-009 FROM 0.00100001 TO 0.00100002
 tfu1=5.59049e-009 FROM 0.00150001 TO 0.00150001
 trespr1=1.18497e-008 FROM 0.001 TO 0.00100001
 trespf1=8.95412e-009 FROM 0.0015 TO 0.00150001

TL084

tru2=1.20692e-007 FROM 0.00100057 TO 0.00100069
 tfu2=2.83532e-007 FROM 0.00150186 TO 0.00150214
 trespr2=6.31014e-007 FROM 0.001 TO 0.00100063
 trespf2=2.00417e-006 FROM 0.0015 TO 0.001502

Rysunek 8. Wyniki numerycznych pomiarów czasów narastania i opadania oraz czasów odpowiedzi napięcia wyjściowego

`.meas TRAN tfu1 TRIG V(wy1)=up12 FALL=2 TARG v(wy1)=up11 FALL=2`

Sekwencja `TRIG V(wy1)=up11 RISE=2` określa warunek rozpoczęcia pomiaru. Opcja `RISE=2` została użyta, aby pod uwagę był brany drugi okres przebiegu, a nie pierwszy, który mógłby być objęty jakimś ewentualnymi stanami nieustalonymi. Podobnie jest z sekwencją `TARG v(wy1)=up12 RISE=2`, która dotyczy warunku zakończenia pomiaru czasu. Dokładnie na tej samej zasadzie obliczymy czas opadania, przy czym muszą być zamienione miejscami wartości `up11` i `up12` – teraz najpierw występuje `up12`, a dopiero po nim `up11`.

Czas odpowiedzi zdefiniujemy jako czas, po którym napięcie wyjściowe przyjmuje wartość odpowiadającą osiągnięciu przeciwnego stanu dla wybranej logiki cyfrowej. Jeśli założymy, że jest to CMOS 5 V, to napięciem progowym jest połowa napięcia zasilającego, czyli w naszym przypadku 5 V. Obliczymy czas odpowiedzi dla zbocza narastającego i opadającego:

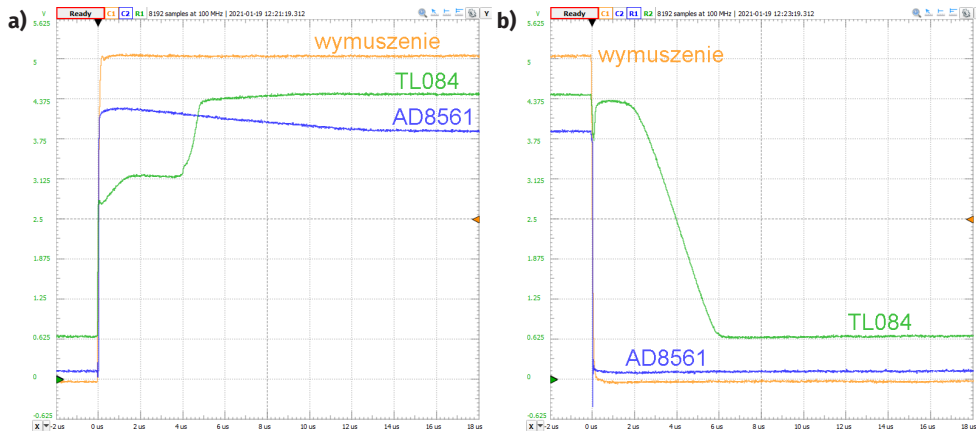
`.meas TRAN trespr1 TRIG time=1m TARG v(wy1)=2.5 RISE=2`
`.meas TRAN trespf1 TRIG time=1.5m TARG v(wy1)=2.5 FALL=2`

Pomiar czasu dla zbocza narastającego (`trespr1`) rozpoczynamy w chwili `t=1 ms` (w tym momencie pojawia się zmiana napięcia wejściowego), kończymy zaś w chwili, gdy napięcie wyjściowe osiąga wartość 2,5 V na drugim zboczku narastającym. Podobnie postępujemy dla zbocza opadającego, które zaczyna się w chwili `t=1,5 ms`. Pomiar kończy się po osiągnięciu napięcia 2,5 V na drugim zboczku opadającym. Po zakończeniu symulacji wyniki odczytujemy w oknie otwieranym komendą „SPICE Error Log” (rysunek 8).

Po przeprowadzeniu pomiarów okazało się, że model wzmacniacza TL084 nie sprawdza się zbyt dokładnie w nietypowym zastosowaniu tego układu, jakim jest komparator. Na rysunku 9 pokazano zmierzone odpowiedzi rzeczywistych układów. Są na nim porównane układy TL084 i AD8561.

Pojawiają się problemy

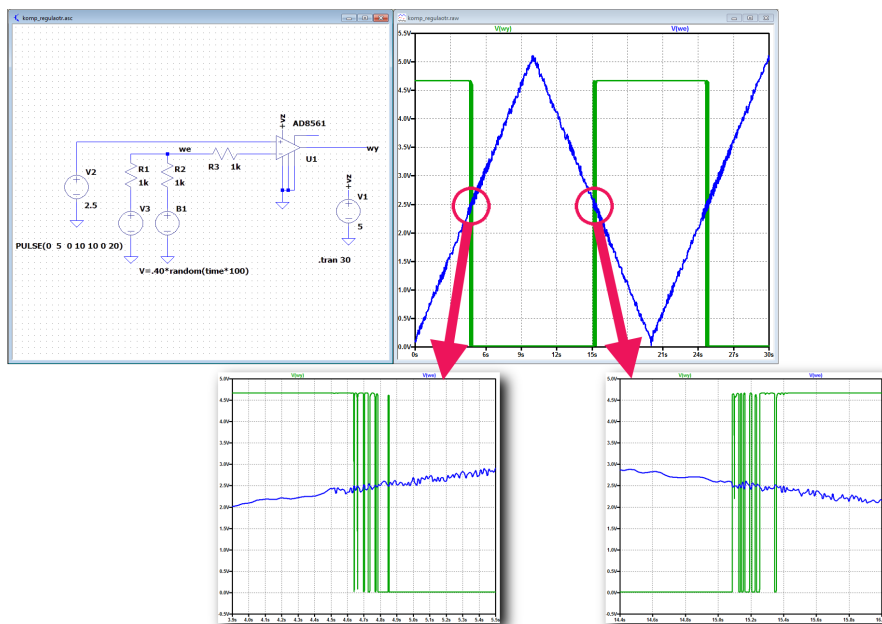
Sprawa wydaje się bajecznie prosta. Wyrafinowanej filozofii tu nie ma. Na jedno wejście komparatora podajemy napięcie referencyjne, na drugie wejście podajemy sygnał porównywany. Jeśli sygnał jest większy od napięcia referencyjnego, wyjście przyjmuje stan wysoki, jeśli sygnał jest mniejszy od napięcia referencyjnego, na wyjściu jest stan niski. Jest to doskonale rozwiązanie do realizacji np. wyłącznika zmierzchowego. Do wejścia referencyjnego doprowadzamy stałe napięcie regulowane np. potencjometrem, zapewniające określenie progu działania



Rysunek 9. Odpowiedzi rzeczywistych układów TL084 i AD8561: a) narastający skok na wyjściu, b) opadający skok na wyjściu

wyłącznika, do drugiego wejścia doprowadzamy sygnał z czujnika światła (fotorezystor, fotodioda itp.) i oto o zmierzchu na naszej posesji zapala się automatycznie lampa, by skoro świt sama się zgasła. Inny wyłącznik działający na podobnej zasadzie może także automatycznie regulować temperaturę w naszym oświetlonym domu, który już w tym momencie prawie zasługuje na miano inteligentnego. Tyle że ta inteligencja nie będzie sprawdzała się dobrze w praktyce. Zarówno napięcie referencyjne, jak i sygnał z fotoczujnika w praktyce nigdy nie są idealnie stabilne. W sytuacji, gdy oba napięcia zrównają się ze sobą, jest niemal pewne, że będą krótkie momenty, w których jedno napięcie będzie raz wyższe od drugiego, raz niższe. Sprawdźmy to w symulacji.

W eksperymencie zastosujemy komparator AD8561, którego model jest już na arkuszu schematu (w chwili pisania artykułu modelu tego nie było jeszcze w standardowej bibliotece) i dla którego został przygotowany symbol. Do wejścia nieodwracającego dołączamy źródło napięcia stałego 2,5 V pełniące funkcję napięcia referencyjnego. Do wejścia odwracającego są dołączone dwa źródła napięciowe: V3 – wytwarza napięcie piłokształtne o amplitudzie 5 V i czasie narastania i opadania równym 10 sekund (źródło to imituje jakieś wolnozmiennne zjawisko), B1 – generuje pseudoprzypadkowy szum, który dodaje się do sygnału źródła V3. Zapewniają to rezystory R1, R2 i R3. Do generowania szumu zastosowano źródło „Arbitrary behavioral voltage source” z parametrem $V=40*\text{random}(\text{time}*100)$. Symulacja wykazała, że rzeczywiście dla napięcia wejściowego równego



Rysunek 10. Symulacja zachowania się komparatora na wymuszenia spowodowane zaszurowanym sygnałem

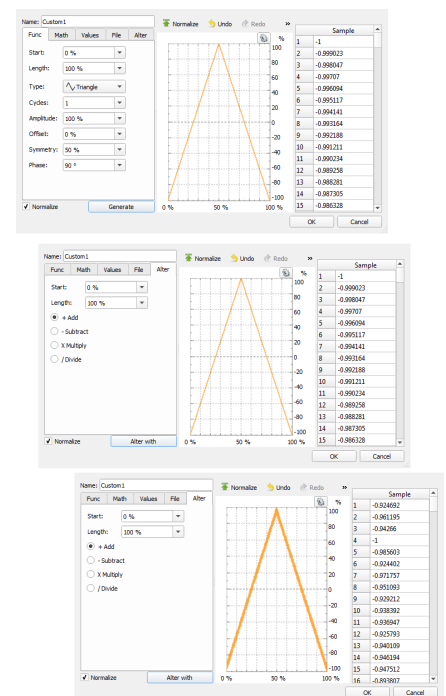
napięciu referencyjnemu 2,5 V następuje przerzut stanu wyjścia komparatora, ale już na pierwszy rzut oka widać, że z napięciem tym dzieje się coś dziwnego. Rozciągamy więc przebiegi w okolicach ich przecięcia przy 2,5 V i okazuje się, że faktycznie występują w tym punkcie przypadkowe przerzuty. Jest tak zarówno dla sygnału opadającego, jak i narastającego. Jesteśmy w kropce. Żarówka nie pożyje długo, jeśli będzie tak eksploatowana.

Dla upewnienia się budujemy szybki układ rzeczywisty wg schematu podobnego do tego, którego użyliśmy w symulacji. Źródłem referencyjnym jest 2. kanał generatora arbitralnego Analog Discovery 2, natomiast sygnał wejściowy tworzymy jako przebieg użytkownika w 1. kanale generatora. Najpierw przygotowujemy przebieg trójkątny, używając opcji „Func” z parametrami: Start=0%, Length=100%, Type=Triangle, Cycles=1, Amplitude=100%, Offset=0%, Symmetry=50%, Phase=90°, opcja „Normalize” zaznaczona (rysunek 11). Następnie nakładamy na ten przebieg szum, zaznaczając zakładkę „Alter” i wybierając opcję „+Add”. Klikamy na przycisk ekranowy *Alter with* i wybieramy zakładkę „Math”. W polu edycyjnym umieszczamy formułę: $0.1*\text{random}()$ i klikamy na przycisk *Generate*, a następnie *OK*. Ponownie jesteśmy przetrzuceni do okna z przebiegiem piłokształtnym, tylko teraz już widzimy, że jest on zaszurowany. Jeszcze raz klikamy na przycisk *OK*, co kończy pracę nad edycją tego przebiegu.

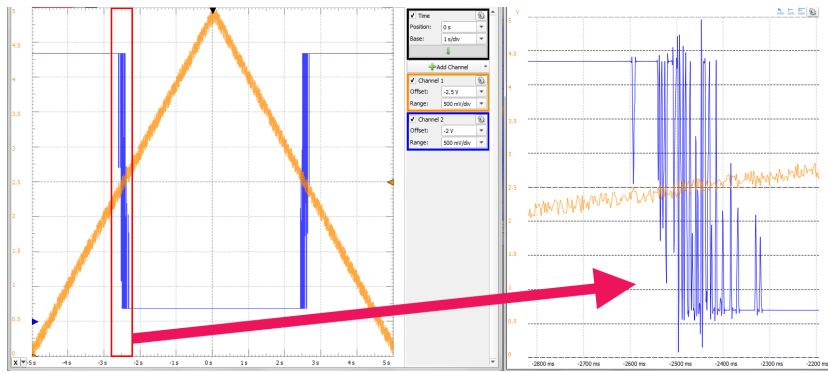
Do pomiaru ustawiamy amplitudę 2,5 V, offset też 2,5 V i częstotliwość 100 mHz. Przebieg na oscyloskopie oglądamy w trybie „Screen” z podstawą czasu 1 s/dz. Wyraźnie widzimy niepożądane przerzuty, takie same, jakie obserwowaliśmy w symulacji. Do dokładniejszej obserwacji można uruchomić okno „Zoom” (rysunek 12).

Dodatnie sprzężenie zwrotne

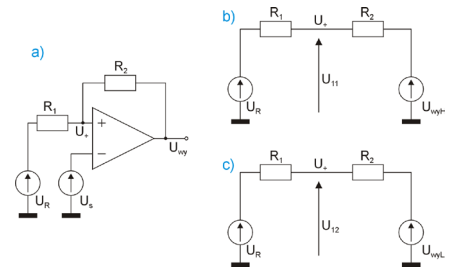
Do tej pory uczono nas, że dodatnie sprzężenie zwrotne ma teoretycznie destrukcyjny wpływ na układ, w którym jest zastosowane. Gdy sygnał wejściowy nieznacznie wzrośnie, zostanie wzmocniony i podany



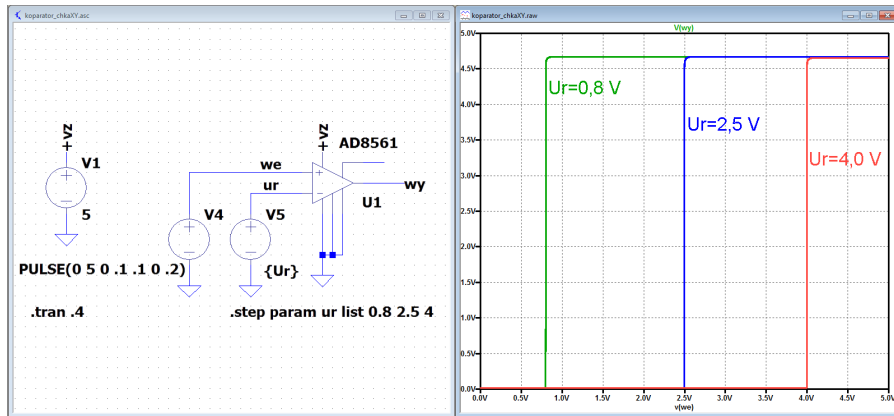
Rysunek 11. Kolejne kroki definiowania zaszurowanego sygnału testowego w generatorze arbitralnym Analog Discovery 2



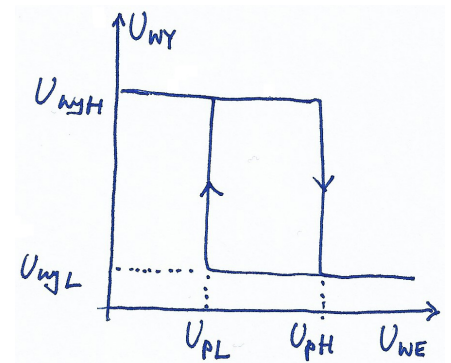
Rysunek 12. Obserwacja reakcji rzeczywistego komparatora na wymuszenia zasumionym sygnałem wejściowym



Rysunek 14. Komparator: a) układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, b) schemat zastępczy dla stanu wysokiego na wyjściu, c) schemat zastępczy dla stanu niskiego na wyjściu



Rysunek 13. Symulacyjne zdjęcie charakterystyki przejściowej komparatora AD8561



Rysunek 15. Orientacyjna charakterystyka komparatora z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

z powrotem na wejście. Większy sygnał wejściowy spowoduje dalszy wzrost sygnału wyjściowego itd. Gdyby nie było żadnych ograniczeń, niechybnie doszłoby do zniszczenia układu, gdyż sygnał wyjściowy narastałby do nieskończoności. Na szczęście w układach rzeczywistych są ograniczenia, które uniemożliwiają wzrost sygnału wyjściowego do nieskończoności – jest nim choćby zasilanie, a dodatkowo sprzężenie zwrotne zastosowane w komparatorze może mieć korzystny wpływ dla jego działania.

Zanim przejdziemy do analizy takiego sprzężenia, zbadajmy charakterystykę przejściową komparatora, czyli zależność napięcia wyjściowego od wejściowego. Schemat pomiarowy i wyniki zostały pokazane na rysunku 13. Jak widać na wykresach, przeskok z jednego stanu na drugi następuje w chwili, gdy napięcie wejściowe zrównuje się z napięciem referencyjnym. Nie może więc dziwić, że jeśli pojawi się jakiś szum czy to napięcia wejściowego, czy referencyjnego, wyjście będzie się zachowywało niestabilnie. Rozwiązaniem tego problemu jest takie zaprojektowanie komparatora, aby przeskok ze stanu niskiego na wysoki następował przy innym (wyższym) napięciu wejściowym niż napięcie powodujące przeskok ze stanu wysokiego na niski.

Przeanalizujmy układ z rysunku 14a. Wiemy już, że komparator może przebywać (a przynajmniej powinien) w jednym z dwóch stanów wyjścia. Załóżmy, że rozpatrujemy przypadek, w którym wyjście jest w stanie wysokim (U_{wyH}). Aby nastąpił przerzut, napięcie na wejściu odwracającym (wejście sygnału) musi osiągnąć wartość napięcia na wejściu nieodwracającym. Rozpatrzmy część obwodu obejmującą źródło referencyjne U_R , rezystor R_1 , wejście nieodwracające, rezystor R_2 i wyjście komparatora. Schemat zastępczy układu w tym stanie został pokazany na rysunku 14b. Naszym zadaniem jest obliczenie napięcia U_+ .

Ponieważ w obwodzie występują dwa źródła napięciowe, do wyznaczenia napięcia U_+ zastosujemy zasadę superpozycji. W pierwszym kroku zwierymy źródło U_{wyH} . Napięcie U_+ przyjmie wartość U_{11} równą:

$$U_{wyH} = 0 \Rightarrow U_{11} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

W drugim kroku zwierymy źródło U_R i obliczamy U_{12} (rysunek 14c):

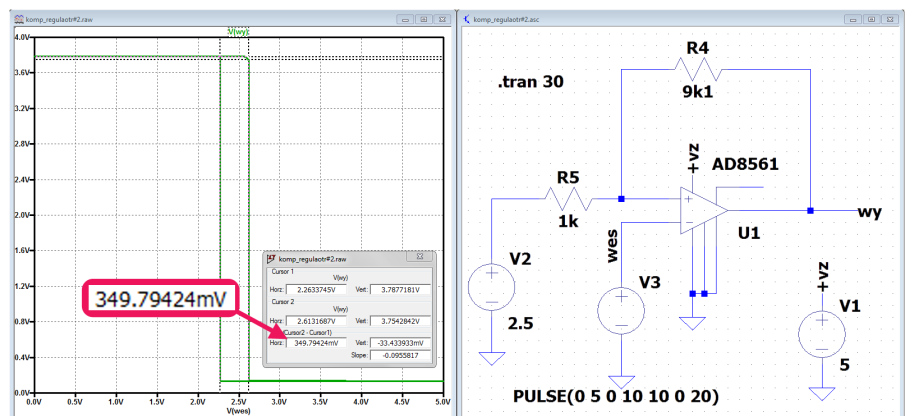
$$U_R = 0 \Rightarrow U_{12} = U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Napięcie na wejściu nieodwracającym dla tego przypadku jest, zgodnie z zasadą superpozycji, równe sumie powyższych napięć, a więc:

$$U_+ = U_{11} + U_{12} = U_{ph} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Jest to napięcie progowe, które oznaczyliśmy U_{ph} . Jeśli narastające napięcie wejściowe przekroczy ten próg, nastąpi zmiana stanu wyjścia z wysokiego na niski.

Analogiczne obliczenia można przeprowadzić dla przypadku, w którym następuje przerzut napięcia wyjściowego z niskiego stanu na wysoki. Napięcie progowe jest wówczas równe:



Rysunek 16. Symulacyjna charakterystyka przejściowa komparatora z histerezą

$$U_{pL} = U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{wyL} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Na podstawie powyższych wyrażen wnioskujemy, że $U_{pH} > U_{pL}$, więc spodziewamy się charakterystyki przejściowej, która będzie wyglądała mniej więcej tak jak na **rysunku 15**.

Mamy do czynienia z histerezą, której szerokość (U_h) jest zdefiniowana różnicą powyższych napięć progowych. Można ją obliczyć na podstawie wyrażenia:

$$U_h = U_{pH} - U_{pL} = U_{wyH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{wyL} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{wyH} - U_{wyL})$$

Próba eliminacji szumów

Ostatnie wyrażenie pozwala obliczyć elementy układu progowego nieczułego na szumy. Do obliczeń musimy przyjąć pewne założenia. Zakładamy więc, że międzyszczytowe napięcie szumów jest równe 0,3 V. Na podstawie pomiarów (rysunek 9) przyjmujemy do obliczeń napięcie wyjściowe w stanie wysokim (U_{wyH}) równe 3,8 V, napięcie w stanie niskim (U_{wyL}) równe 100 mV. Mamy jeszcze dwa elementy (R_1 i R_2), a jedno równanie. Jedną z tych wielkości trzeba więc przyjąć. Niech będzie to rezystor R_1 . Zakładamy, że rezystancja ta jest równa 1 kΩ. Musimy ponadto uwzględnić pewien niewielki margines dla histerezy. Skoro międzyszczytowe napięcie szumów jest równe 300 mV, przyjmujemy histerezę 350 mV. Przekształcamy wyrażenie określające histerezę względem R_2 . Mamy:

$$R_2 = \frac{R_1 (U_{wyH} - U_{wyL} - U_h)}{U_h}$$

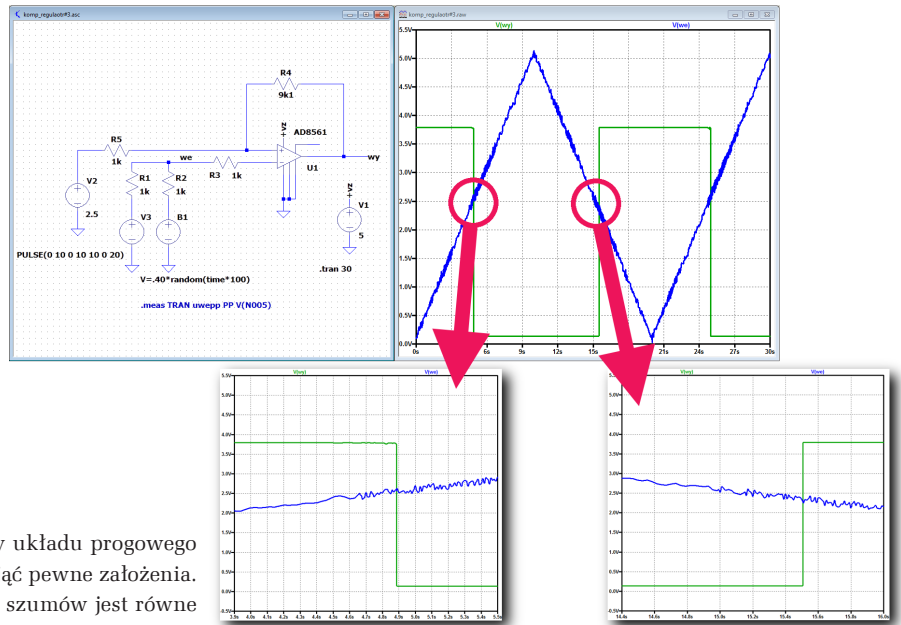
Po podstawieniu danych otrzymujemy rezystancję R_2 :

$$R_2 = \frac{1k(3,8 - 0,1 - 0,35)}{0,35} = 9571 \Omega$$

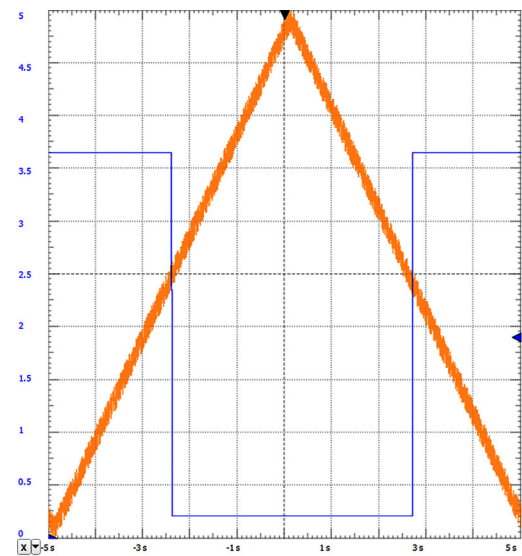
Przyjmujemy 9,1 kΩ, która powoduje oczywiście niewielką zmianę zakładanej histerezy. Jest ona teraz równa 366 mV. Sprawdzamy układ w symulacji i w praktyce. Najpierw wyznaczamy charakterystykę przejściową (**rysunek 16**). Źródło V2 wytwarza napięcie referencyjne 2,5 V. Źródło V3 podaje na wejście komparatora napięcie piłokształtne (od 0 do 5 V). Po uruchomieniu symulacji .TRAN wskazujemy wyjście „wy” jako punkt, dla którego ma być wykreślony wykres. Otrzymujemy oczywiście wykres czasowy, więc klikamy na opis osi czasu i w otwartym oknie „Horizontal Axis” wpisujemy w polu „Quantity Plotted” $V(wes)$. Ustawiając dwa kursory na obu zboczach charakterystyki, możemy odczytać szerokość histerezy. Okazuje się, że w symulacji jest ona równa 349,8 mV.

Sprawdźmy jeszcze, czy stosując powyższy zabieg, faktycznie wyeliminowaliśmy szumy. Wracamy do układu z rysunku 10, dokładając do niego elementy dodatniego sprzężenia zwrotnego. Zmodyfikowany układ wraz z wynikami symulacji pokazano na **rysunku 17**. Niekontrolowanych przerzutów na wyjściu już nie ma. Żarówka ocalona.

Pozostaje jeszcze upewnić się, czy rzeczywisty układ zachowa się tak samo. Powtarzamy eksperyment pokazany na rysunku 12, tyle że z włączonymi elementami dodatniego sprzężenia zwrotnego. Wyniki (**rysunek 18**) dowodzą, że metoda rzeczywiście sprawdziła się w praktyce. Niekontrolowanych przerzutów nie ma. Z czystej więc ciekawości zdejmujemy jeszcze charakterystykę przejściową $U_{wy} = f(U_{we})$, ale tu okazuje się, że uzyskane parametry różnią się od obliczonych. Szerokość histerezy układu



Rysunek 17. Symulacyjne badanie komparatora z histerezą

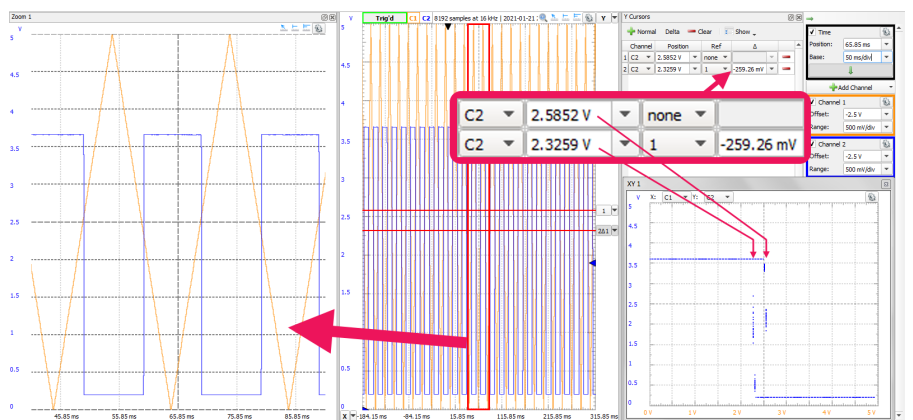


Rysunek 18. Badanie rzeczywistego komparatora z histerezą

rzeczywistego jest równa 259 mV wobec zakładanej 350 mV (**rysunek 19**). To spora różnica, ale układ i tak działa prawidłowo.

Jest jeszcze kilka zagadnień związanych z komparatorami, ale w tym odcinku nie będą już omówione. Może będzie okazja, by wrócić do tematu, choć w kolejnym odcinku zaplanowałem coś o modulacji.

Jarosław Doliński, EP



Rysunek 19. Pomiar histerezy rzeczywistego komparatora z dodatnim sprzężeniem zwrotnym