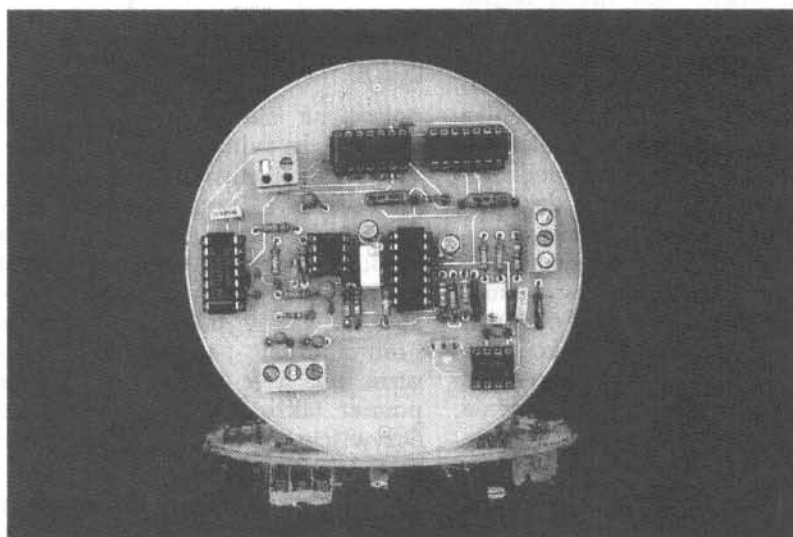


Znajomość poziomu płynu w zbiorniku okazuje się często niezbędna, czy to w przypadku cysterny, systemu zasilania w wodę lub pomiarów laboratoryjnych. Możliwe są różnorodne rozwiązania pomiarowe, wykorzystujące różne zjawiska fizyczne. Konkretnie rozwiązanie zależy przede wszystkim od warunków, w których dokonywany jest pomiar, a w szczególności od rodzaju cieczy, zakresu temperatur, zakresu poziomów, wymaganej dokładności itd. I tak oczywistym jest, że pomiar poziomu oleju o temperaturze 250 stopni Celsjusza przedstawia pewne dodatkowe trudności w porównaniu z pomiarem poziomu wody w tej samej temperaturze.

# Czujnik pojemnościowy do pomiaru poziomu cieczy



Przed przystąpieniem do omówienia urządzenia będącego zasadniczym tematem niniejszego artykułu przedstawionych zostanie kilka metod pomiaru poziomu cieczy, co pozwoli zrozumieć, dlaczego dokonany został taki a nie inny wybór metody. Dodajmy jeszcze, że w przypadku zbiornika o regularnym przekroju pomiar poziomu jest zarazem pomiarem objętości cieczy, ponieważ obowiązuje zależność  $V=S \cdot h$ , gdzie  $V$  oznacza objętość w  $m^3$ ,  $S$  przekrój w  $m^2$ , zaś  $h$  wysokość słupa cieczy w  $m$ .

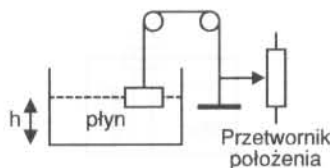
## Podstawowe metody pomiaru poziomu płynu

Zasadniczy podział metod wyznacza natura wykorzystywanego w pomiarze zjawiska fizycznego. I tak, wyróżnić można metody hydrostatyczne, elektryczne i wykorzystujące promieniowanie.

### Metody hydrostatyczne

W przypadku metod hydrostatycznych wynik pomiaru zależy

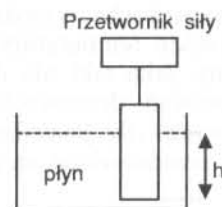
jest od wysokości słupa cieczy oraz jej gęstości. **Rysunek 1** przedstawia rozwiązanie, w którym pływak jest połączony z przetwornikiem położenia. Wskazanie jest w zasadzie proporcjonalne do poziomu płynu, ale system wymaga pewnej ilości elementów mechanicznych. Podobne rozwiązanie było powszechnie stosowane do pomiaru poziomu paliwa w baku samochodu, w którym to przypadku przetwornikiem położenia był potencjometr.



Rys. 1.

W rozwiązaniu przedstawionym na **rys. 2** zanurzony częściowo w cieczy nurnik jest połączony z przetwornikiem siły. Na nurnik, zgodnie z prawem Archimedes,

działa siła wyporu cieczy, równa  $P_A = p \cdot g \cdot S \cdot h$ , gdzie  $p$  oznacza gęstość cieczy,  $g$  - przyspieszenie ziemskie,  $S$  - powierzchnię przekroju



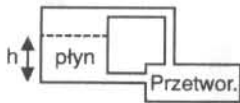
Rys. 2.

nurnika,  $h$  - wysokość zanurzonej w cieczy części nurnika. Jeśli  $P$  jest ciężarem nurnika, to siła działająca na przetwornik wynosi:

$$F = P - P_A = P - p \cdot g \cdot S \cdot h.$$

W ten sposób otrzymuje się informację proporcjonalną do  $h$ . Niemniej jednak rozwiązanie to nie jest łatwe w realizacji amatorskiej, a to ze względu na konieczność użycia przetwornika siły, który nie jest elementem łatwo dostępnym ani tanim.

**Rysunek 3** przedstawia zastosowanie różnicowego przetwornika ciśnienia, poddanego z jednej strony działaniu ciśnienia  $P_0$  gazu unoszącego się nad płynem (może to być np. ciśnienie atmosferyczne),



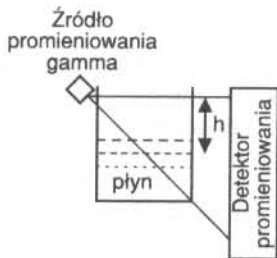
Rys. 3.

a z drugiej - ciśnieniu sumarycznemu  $P_0 + h \cdot \rho \cdot g$ . Przetwornik ten da na wyjściu napięcie liniowo proporcjonalne do wysokości słupa cieczy  $h$ . System taki działa bardzo dobrze, jeśli możliwe jest umieszczenie przetwornika ciśnienia w dnie zbiornika i, oczywiście, jeśli dopuszczalny jest kontakt przetwornika z cieczą. W przypadku gdy niezbędne staje się wykonanie dodatkowych połączeń, pojawiają się problemy związane z koniecznością zapewnienia szczelności, oraz dodatkowe potencjalne źródła błędów pomiarowych, jak np. możliwość zmian wymiarów połączeń w funkcji ciśnienia bądź temperatury. Wreszcie, różnicowy przetwornik ciśnienia nie jest elementem szczególnie takim.

**Metody wykorzystujące promieniowanie**

*Promieniowanie gamma*

Jest to bardzo szczególnie i potencjalnie niebezpieczny sposób dokonywania pomiaru poziomu cieczy, ograniczony do zastosowań przemysłowych i laboratoryjnych w szczególnych warunkach: wysokie ciśnienia, wysokie temperatury, agresywne płyny. Jako taki nie dotyczy więc zastosowań domowych, a zacytowany został dla porządku. Jego zasada jest przedstawiona na rys. 4.



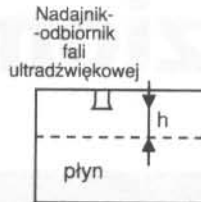
Rys. 4.

Źródło emituje pod pewnym kątem promieniowanie gamma, a tłumienie wiązki dochodzącej do detektora zależy od drogi przebytej

przez wiązkę w płynie, przy czym zależność między wysokością słupa cieczy a wyjściowym sygnałem napięciowym detektora może być nieliniowa.

*Metoda akustyczna*

**Rysunek 5** przedstawia zasadę tej metody pomiarowej. Przetwornik, najczęściej ultradźwiękowy, pracuje impulsowo jako przetwornik nadawczy i odbiorczy. Pomiar



Rys. 5.

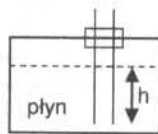
polega na określeniu czasu w jakim paczka ultradźwięków przebywa drogę przetwornik - powierzchnia płynu - przetwornik, równy  $dt = 2h/c$ , gdzie  $c$  jest prędkością ultradźwięków w gazie znajdującym się nad powierzchnią cieczy. Prędkość ta zależy także od ciśnienia i temperatury panujących w tym gazie, tak więc niezbędny staje się pomiar także i tych wielkości, co oczywiście komplikuje cały system.

**Metody elektryczne**

W tej grupie dominują metody wykorzystujące pomiar przewodności płynu oraz zbliżone do nich metody oparte na przetwornikach pojemnościowych.

*Metody konduktometryczne*

Metody te zakładają, że płyn, którego wysokość jest mierzona, przewodzi prąd elektryczny, nie jest agresywny i nie ma w nim zawiesiny cząsteczek mogących stanowić warstwę izolującą, jak na przykład olej. **Rysunek 6** przedstawia zasadę pomiaru: do płynu wprowadzane są dwie elektrody, ewentualnie jedną z nich stanowić może ściana zbiornika. Między elektrody



Rys. 6.

przykładane jest napięcie zmienne o zerowej wartości średniej, co ma na celu uniknięcie problemów związanych z polaryzacją elektrod. Metoda ta jest powszechnie stosowa-

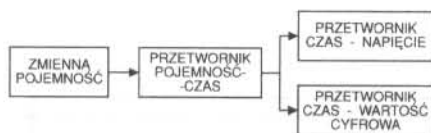
wana do wykrywania braku wody w odwiertach głębinowych. Niestety, metoda ta jest wrażliwa na zmiany przewodności płynu, np. związane ze zmianami temperatury bądź składu chemicznego, a ich uwzględnienie wymaga znajomości odpowiednich zależności, przy czym cenną byłaby prostota dokonywanych korekt/poprawek. W warunkach stałej konduktywności prąd sondy jest proporcjonalny do wysokości  $h$  zanurzonej części elektrody, a jego pomiar nie stanowi problemu.

*Metoda pojemnościowa*

System pomiarowy jest zbliżony do omówionego poprzednio: dwie elektrody zanurzone są w płynie. W zależności od własności chemicznych płynu mogą być one izolowane bądź nie. Metoda pomiaru wykorzystuje fakt, że płyn ma względną przenikalność dielektryczną zazwyczaj znacznie większą niż otaczający go gaz. Pojemność między elektrodami jest wprost proporcjonalna do długości zanurzonej części elektrod. Jakkolwiek także w tym przypadku pomiary mogą być zakłócone przez zmiany temperatury, ponieważ przenikalność dielektryczna, jak prawie każda wielkość fizyczna, zależy od temperatury, to jednak okazuje się, że jest ona mniej wrażliwa na zmiany temperatury niż przewodność. Wszystko to sprawia, że metoda pojemnościowa jest atrakcyjna, a jedyny problem, jaki pozostaje do rozwiązania, to przetworzenie zmian pojemności na zmiany innej wielkości, łatwiejszej do zmierzenia, np. napięcia.

**Opis układu**

Przedstawiany system jest przetwornikiem pojemnościowym, którego część zanurzoną stanowią dwa izolowane przewody. Zakładamy, że płynem, którego poziom będzie mierzony, jest woda. Przetwornik taki został wybrany spośród przedstawionych wyżej ze względu na swą prostotę - brak ruchomych części mechanicznych, brak konieczności zastosowania przetwornika siły czy przemieszczenia, brak konieczności dodatkowego pomiaru temperatury, ponieważ stała dielektryczna wody nie ulega istotnym zmianom w zakresie 5...25 stopni Celsjusza. W stosunku do przetwornika konduktometrycznego przetwornik pojemnościowy ma tę dodatkową za-



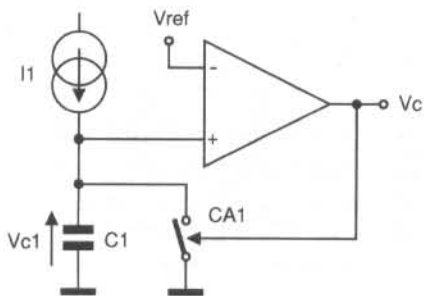
Rys. 7.

letę, że nie jest wrażliwy na zmiany przewodności wody.

Z zasady pomiaru wynika, że mierzona zmieniająca się wielkością fizyczną jest pojemność. Ze względu na oczywistą potrzebę prezentacji wyniku pomiaru, jako pierwszy krok w przetwarzaniu informacji o zmianach pojemności zaproponowano przetworzenie jej na czas. Z kolei czas trwania może być przetworzony na proporcjonalne do niego napięcie bądź wykorzystany przy bramkowaniu licznika, którego zawartość może zostać następnie wyświetlona. Ze względu na prostotę tego ostatniego rozwiązania zostanie ono omówione w bardzo powierzchowny sposób, natomiast więcej uwagi zostanie poświęcone przetworzeniu pojemności na proporcjonalne do niej napięcie. **Rysunek 7** przedstawia wyżej wymienione możliwości przetwarzania informacji dotyczącej pojemności elektrycznej.

**Przetwarzanie pojemność-czas**

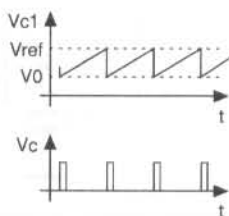
Schemat przedstawiony na **rys. 8** obrazuje zasadę konwersji pojemność-czas. Zakładamy, że w stanie początkowym kondensator jest rozładowany, na wyjściu komparatora panuje stan niski, a przełącznik jest otwarty. Źródło prądowe  $I_1$  ładuje nieznaną pojemność  $C_1$ , co powoduje liniowy wzrost napięcia na tej pojemności:  $V_{C1} = I_1 \cdot t / C_1 + V_0$ , gdzie  $V_0$  jest wartością napięcia w stanie początkowym. Można założyć, że jest ono równe zero, co nie jest jednak konieczne. W momencie gdy napięcie  $V_1$  staje się równe napięciu  $V_{ref}$ , wyjście komparatora przechodzi



Rys. 8.

w stan wysoki, co powoduje zamknięcie przełącznika i rozładowanie pojemności  $C_1$ . Cykl ładowania rozpoczyna się ponownie. Układ taki jest de facto generatorem przebiegu prostokątnego, w którym czas trwania stanu niskiego jest proporcjonalny do wartości pojemności  $C_1$ .

**Rysunek 9** przedstawia przebiegi czasowe występujące w takim układzie. Czas ładowania kondensatora  $C_1$  można w prosty sposób wyznaczyć z zależności  $T = C_1 \cdot (V_{ref} - V_0) / I_1$ . Czas ten jest wprost proporcjonalny do wartości pojemności  $C_1$ . Jak wynika również z tej zależności, założenie o zerowej wartości początkowej napięcia kondensatora byłoby zbędne, ponieważ istotnym parametrem jest tu jedynie wartość napięcia na wyjściu komparatora w stanie niskim.



Rys. 9.

**Przetwarzanie czas-napięcie**

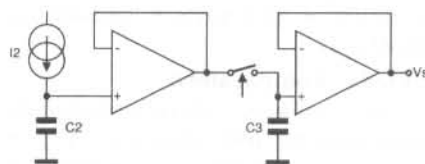
Ta konwersja jest także realizowana poprzez ładowanie pojemności, a różnica polega na tym, że ładowana pojemność jest stała, a zmienny jest czas jej ładowania. Napięcie na kondensatorze oblicza się w sposób analogiczny jak poprzednio  $V_{C2} = I_2 \cdot t / C_2 + V_p$ . Przy założeniu że początkowa wartość napięcia  $V_p = 0$ , napięcie na kondensatorze jest proporcjonalne do czasu ładowania  $V_{C2} = I_2 \cdot t / C_2$ . Połączenie kaskadowe obu układów daje napięcie wyjściowe  $V_{C2} = I_2 \cdot t / C_2 = I_2 \cdot C_1 \cdot (V_{ref} - V_0) / C_2 \cdot I_1$ , które jest liniowo proporcjonalne do wartości nieznannej pojemności  $C_1$ , a więc do poziomu cieczy, i zależy także od napięć  $V_{ref}$ ,  $V_0$  oraz od  $C_2$ ,  $I_1$  i  $I_2$ .

Interesujące jest przeprowadzenie prostej analizy błędów jakie mogą wystąpić w takim układzie, stanowiących przyczynę wypadkowego błędu pomiaru. Napięcie  $V_0$  jest w praktyce napięciem resztkowym na zaciskach klucza analogowego typu 4066. Oporność takiego klucza wynosi w najgorszym przypadku

około 250Ω i jest przyczyną spadku napięcia spowodowanego przepływem prądu  $I_1$ . Jak się okaże poniżej, prąd ten wynosi około 6μA, a więc spadek napięcia  $V_0$  wynosi maksimum 1,5mV. Jest to maksymalna możliwa wartość i można ją obniżyć stosując połączenie równoległe kilku przełączników. W przyjętym rozwiązaniu wartość  $V_1$  wynosi 1V, co pozwala zaniedbać  $V_0$  i stosować uproszczoną zależność na  $V_{C2} = I_2 \cdot C_1 \cdot V_{ref} / C_2 \cdot I_1$ . Na podstawie tej zależności można wyznaczyć względny błąd  $V_{C2}$  jako równy:  $\Delta V_{C2} / V_{C2} = \Delta I_2 / I_2 - \Delta I_1 / I_1 + \Delta C_1 / C_1 - \Delta C_2 / C_2 + \Delta V_{ref} / V_{ref}$

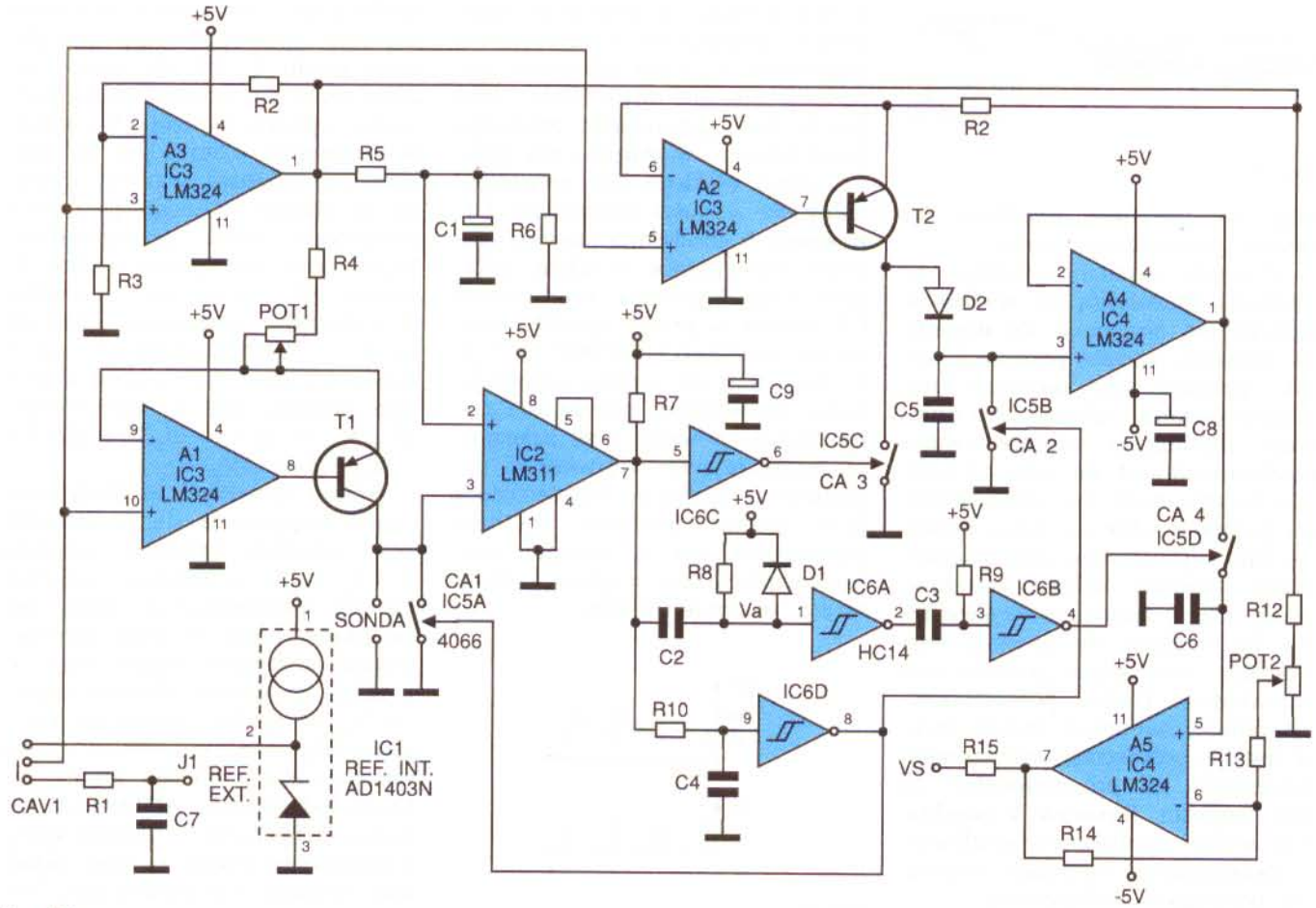
Można zauważyć, że błędy częściowo kompensują się; w szczególności składniki związane z prądami  $I_1$  i  $I_2$  mogą w praktyce całkowicie się skompensować, gdyż, jak się okaże, prądy te mają wartości niemal identyczne i uzyskiwane są w zbliżony sposób. Zmiany napięcia  $V_{ref}$  są bardzo niewielkie i wynoszą 25ppm/°C, co wynika z faktu zastosowania scalonego źródła napięcia odniesienia AD1403AN (Analog Devices). Składnikami o największej wadze są więc składniki związane z pojemnościami, które także częściowo kompensują się. W praktyce stabilność układu jest bardzo dobra i pomiar poziomu nie wykazuje wahań, nawet w dłuższym okresie.

Po przeanalizowaniu zasady konwersji czas-napięcie pozostaje przedstawienie efektywnej metody pomiaru napięcia. Jest oczywiste, że pomiaru napięcia należy dokonać po upływie czasu  $T$ . Należy więc zastosować swego rodzaju próbkowanie napięcia  $V_{C2}$  po upływie tego czasu. Można to zrealizować przy pomocy układu próbkującego z pamięcią, w sposób przedstawiony na **rys. 10**. Kondensator  $C_3$  utrzymuje stałą wartość napięcia między kolejnymi próbkowaniami, co dodatkowo jest ułatwione dzięki wysokiej częstotliwości działania układu.



Rys. 10.





Rys. 11.

**Wykonanie układu**

Rysunek 11 przedstawia schemat elektryczny zrealizowanego układu, na którym wyróżnić można przedyskutowane wyżej elementy układu.

**Źródła prądowe**

Pierwsze ze źródeł stanowi połączenie tranzystora T1 i wzmacniacza operacyjnego A1, drugie zaś - połączenie T2 i A2. Ich działanie jest identyczne: wzmacniacz A3 utrzymuje na swym wyjściu napięcie  $2,5 \cdot (1 + 3,9/10) = 3,47V$ , natomiast A1 utrzymuje na emiterze T1 napięcie 2,5V. Prąd sondy ( $C_{ext}$ ) jest więc równy prądowi płynącemu przez R4 + POT1, zatem

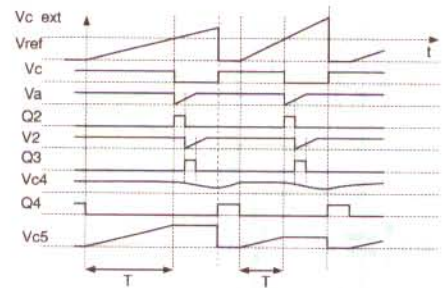
$I_1 = (3,47 - 2,5)/(R4 + POT1)$  i nie zależy od wartości pojemności  $C_{ext}$ . Źródło prądowe I2 funkcjonuje w analogiczny sposób jak źródło I1.

**Układy komparatora**

Na wejściu nieodwracającym komparatora jest napięcie  $V_{ref} = 3,47/3,7 = 0,94V$ , natomiast na jego wejście odwracające jest podawane napięcie sondy ( $C_{ext}$ ). Syg-

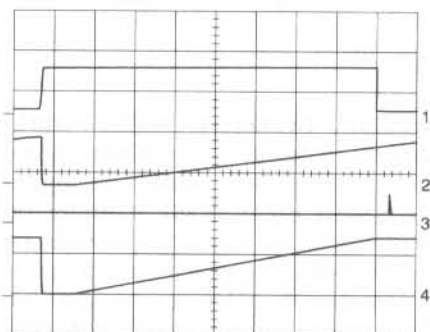
nał wyjściowy komparatora steruje trzy inwertery, z których każdy steruje wejście kluczujące bramki analogowej. W tym miejscu celowe jest dokładne omówienie diagramów czasowych sygnałów występujących w układzie, przedstawionych na rys. 12. Dopóki  $V_{C_{ext}} < V_{ref}$  napięcie wyjściowe komparatora wynosi +5V. Jeśli  $V_{C_{ext}} > V_{ref}$  napięcie wyjściowe komparatora spada do 0V, co pociąga za sobą trzy skutki. Po pierwsze, wyjście inwertera IC6C przechodzi w stan wysoki, co powoduje zwarcie klucza analogowego CA3, w związku z czym źródło prądowe I2 jest zwarte do masy, a ładunek C5 - utrzymywany. W tym samym czasie sygnał wyjściowy z komparatora jest różniczkowany w układzie C2, R8, co powoduje wystąpienie na wyjściu inwertera IC6A dodatniego impulsu Q2 o czasie trwania rzędu kilku mikrosekund. Impuls ten jest różniczkowany w układzie C3, R9, w efekcie czego inwerter IC6B generuje dodatni impuls Q3 o szerokości około 1µs. Impuls ten, podawany na bramkę analogową

CA4 powoduje próbkowanie napięcia panującego na kondensatorze C5. Reasumując, oba układy złożone z inwertera i elementów różniczkujących działają jak podwójny przerzutnik monostabilny generujący impuls opóźniony w stosunku do opadającego zbocza napięcia wyjściowego komparatora. Po trzecie, ten sam sygnał wyjściowy komparatora jest podawany przez układ całkujący R10, C4 na inwerter IC6D. Jego przerzut (Q4) powoduje zwarcie kluczy analogowych CA1 i CA2, co rozładowuje pojemności Cext i C5. W praktyce poziom



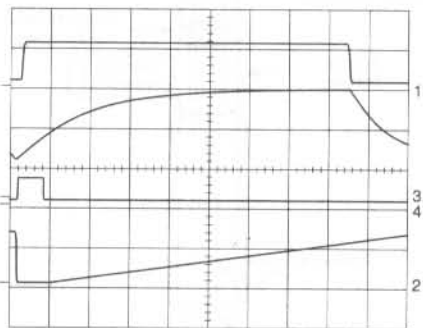
Rys. 12.

wysoki sygnału Q4 utrzymuje się dopóty, dopóki napięcie wejściowe nie przekroczy wartości progowej, co dla  $R10 = 15k\Omega$  i  $C4 = 2,2nF$  wynosi około 15ms, podczas gdy czas podtrzymywania napięcia na kondensatorze C5 wynosi około 40 $\mu s$ , zaś próbkowanie następuje około 7 $\mu s$  po przerzuceniu napięcia na wyjściu komparatora ( $V_C$ ). Należy podkreślić, że żadna z tych wartości nie jest krytyczna, jedynym wymaganiem jest aby czas podtrzymywania napięcia na C5 był dłuższy niż trwające 7 $\mu s$  opóźnienie operacji próbkowania tego napięcia.



Rys. 13. Przebiegi  $V_C$ ,  $V_{C_{ext}}$ ,  $V_{C_5}$ , Q3 dla  $C_{ext} = 1nF$

**Rysunek 13** przedstawia przebiegi czasowe  $V_C$ ,  $V_{C_{ext}}$  i Q3 otrzymane dla  $C_{ext} = 1nF$ , w pełni zgodne z oczekiwaniami. Kończąc ten opis dodajmy, że przetwarzany czas T jest to czas między zboczem opadającym Q4 i zboczem narastającym  $V_C$ , a więc czas wprost proporcjonalny do wartości pojemności  $C_{ext}$ . **Rysunek 14** przedstawia przebiegi czasowe  $V_C$ ,  $V_{C_4}$ , Q4 i  $V_{C_{ext}}$  otrzymane dla tej samej wartości mierzonej pojemności.



Rys. 14. Przebiegi  $V_C$ ,  $V_{C_4}$ , Q4,  $V_{C_{ext}}$  dla  $C_{ext} = 1nF$

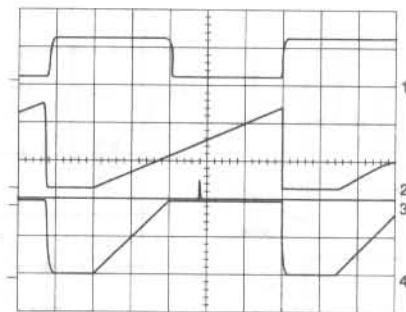
### Układ próbkujący

Jak wynika z rys. 11, schemat układu próbkującego jest bardzo zbliżony do przedstawionego w rozważaniach teoretycznych. Podstawowa różnica leży w tym, że wtórnik wyjściowy został zastąpiony układem zbudowanym na wzmacniaczu A5. Konsekwencje tego są dwójakiego rodzaju - po pierwsze, napięcie na kondensatorze pamięciowym zostaje dwukrotnie wzmacnione, po drugie - obecność potencjometru POT2 pozwala na kalibrację (wyzeroowanie) napięcia wyjściowego, gdy np.  $C_{ext} = 0$ . To rozwiązanie nie jest niezbędne, gdy wynik pomiaru jest odczytywany i analizowany przez komputer, kiedy istnieje możliwość łatwej korekcji sygnału wynikającego z niezerowych pojemności pasożytniczych (pojemność kolektorowa T1, pojemność wejściowa przełącznika analogowego itp.), jest natomiast przydatne, gdy wynik pomiaru jest np. wyświetlany i korzystne byłoby mieć  $V_S = 0$  dla  $C_{ext} = 0$ .

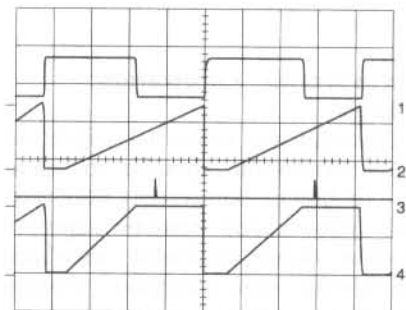
### Obliczenia układu

Suma rezystancji POT1 + R4 wynosi około 155k $\Omega$ , wobec tego wartość prądu  $I_1 = (3,47-2,5)/(155 \cdot 10^3) = 6,26\mu A$ . Wartość napięcia odniesienia wynosi  $V_{brif} = 0,94V$ . Pozwala to określić czas ładowania T dla danej wartości pojemności  $C_{ext}$ . **Rysunki od 15 do 17** pokazują długości czasów T odpowiadające pojemnościom  $C_{ext}$  równym 100, 200 i 470pF jako równe 20, 36 i 70 $\mu s$ , przy czym wartości wynikające z obliczeń teoretycznych wynoszą 15, 33 oraz 70,5 $\mu s$ . Różnice między teorią i praktyką wynikają przede wszystkim z tolerancji kondensatorów oraz pojemności pasożytniczych, tj. 20pF w przypadku  $C_{ext} = 0$  oraz 10pF pojemności sondy.

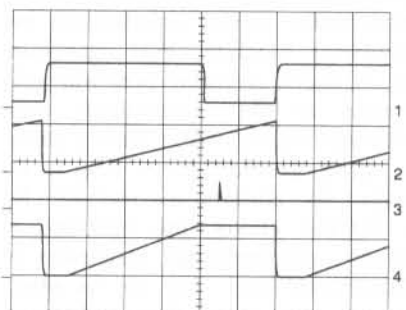
Prąd  $I_2$  jest liczony w analogiczny sposób, a jego wartość wynosi  $I_2 = (3,47-2,5)/(47 \cdot 10^3) = 20,6\mu A$ . Umożliwia to obliczenie wartości napięcia poddawanego następnie próbkowaniu. Dla  $C_5 = 2000pF$  i  $T = 70,5\mu s$  powinno się uzyskać  $V = 0,66V$ , co w pełni odpowiada wynikowi przedstawionemu na rys. 17 (najniższy przebieg). Podobnie, dla  $C = 100 + 20 + 10 [pF]$ , a więc uwzględniając wartości pojemności pasożytniczych, otrzymuje się z obliczeń  $V = 0,18V$ , co jest bardzo bliskie wartości zmierzonej



Rys. 15. Przebiegi  $V_C$ ,  $V_{C_{ext}}$ , Q3,  $V_{C_5}$  dla  $C_{ext} = 100pF$ . Otrzymuje się  $T = 20\mu s$ .



Rys. 16. Przebiegi  $V_C$ ,  $V_{C_{ext}}$ , Q3,  $V_{C_5}$  dla  $C_{ext} = 220pF$ . Otrzymuje się  $T = 33\mu s$ .

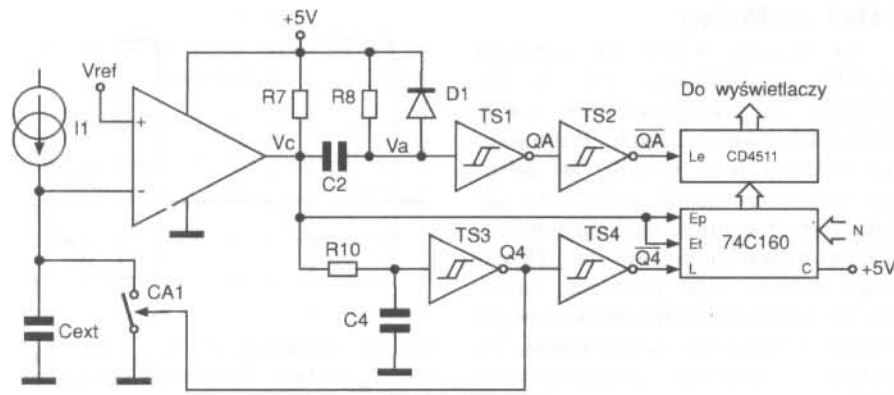


Rys. 17. Przebiegi  $V_C$ ,  $V_{C_{ext}}$ , Q3,  $V_{C_5}$  dla  $C_{ext} = 470pF$ . Otrzymuje się  $T = 70,5\mu s$ .

0,19V, widocznej na rys. 15.

Żadne regulacje poza POT1 i POT2 nie są potrzebne. POT1 służy do regulacji pełnej skali, a POT2 - do kompensacji pojemności pasożytniczych. Należy unikać amplitudy sygnału wyjściowego znacznie przekraczającej 3,5V, ze względu na napięcie zasilania równe 5V. Napięcie  $V_{ref}$  zostało uzyskane przy pomocy scalonego źródła napięcia odniesienia AD1403AN, przy czym nie jest krytyczne zastosowanie tego samego układu; wystarczy, by parametry odpowiednika były zbliżone. Zdecydowanie odradza się użycie diody Zenera, która oprócz gorszej stabilności będzie także pobierać więcej prądu.





Rys. 18.

**Przetwarzanie czas/wartość cyfrowa**

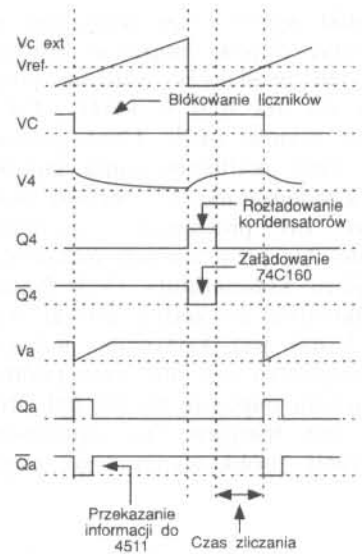
Zasadniczym celem tej części jest zademonstrowanie sposobu rozwiązania problemu konwersji czas/wartość cyfrowa. Nie zostanie zaproponowane żadne konkretne rozwiązanie (druk), tym niemniej prostota układu pozwala na jego łatwą realizację. Zasada przetwarzania jest przedstawiona na rys. 18. Zakłada się, że wynik konwersji jest liczbą z przedziału 0...99, aczkolwiek zwiększenie liczby pozycji dziesiętnych jest oczywiście możliwe. Fakt ograniczenia dynamiki wyniku przetwarzania sprawia, że dla zastosowanej częstotliwości zegara 1MHz należy zmienić prąd źródła I1 na 9,4µA, co osiąga się zmieniając wartość R4 na 100kΩ. Jakkolwiek niektóre elementy poprzedniego schematu elektrycznego (rys. 11) nie są obecne na rys. 18, dla ułatwienia porównania zachowano nazewnictwo. W układzie z rys. 18 napięcie wyjściowe komparatora Vc podawane jest również na trzy punkty układu:

- na wejścia Ep i Et, celem przerwania zliczania gdy  $V_{Cext} = V_{ref}$ ;
- różniczkowane na elementach R7 i C2, a po odwróceniu podawane na wejście LE dekodera wyświetlaczy siedmiosegmentowych celem załadowania nowej danej;
- na układ całkujący i dwa przerzutniki celem wygenerowania sygnału Q4, rozładowującego pojemność Cext, oraz sygnału /Q4, powodującego załadowanie do licznika pewnej wartości N, określonej zewnętrznymi przełącznikami, mającej na celu kompensację pojemności pasywnych. Oczywiście, wartość ta może być określona jedynie na drodze eksperymentu -

miaru przy  $C_{ext} = 0$ . Rysunek 19 przedstawia przebiegi czasowe występujące w omawianym układzie. Reasumując, uzyskujemy prosty układ do pomiaru pojemności, którego zakres pomiarowy mógłby być rozszerzony poprzez zmianę rezystancji POT1 i R4 oraz ewentualnie częstotliwości zegara. Na zakończenie dodajmy, że dla zapewnienia odpowiedniej stabilności pomiaru układ powinien być sterowany generatorem kwarcowym. Wartość częstotliwości kwarcu nie jest krytyczna, ponieważ zawsze istnieje możliwość odpowiedniej modyfikacji wartości prądu I1.

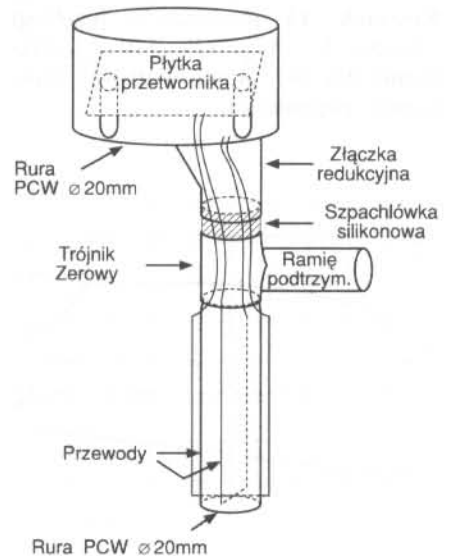
**Sonda - część zanurzona**

Ponieważ zgodnie z pierwotnym założeniem sonda służy do pomiaru poziomu wody, jej część zanurzoną wykonano z PCW, co ma liczne zalety - brak reakcji chemicznej w kontakcie z wodą, niski koszt, łatwość konstrukcji. Rysunek 20 przedstawia to rozwiązanie: rurka z PCW o średnicy 20mm i odpowiedniej długości jest przyklejona do trójnika rurowego, do którego dołączona jest następna rurka, zadaniem której jest utrzymywanie całej struktury oraz uniemożliwienie zbliżenia się sondy do ścian zbiornika. Powyżej trójnika znajduje się złączka redukcyjna, połączona z kawałkiem rury o średnicy 100mm, zamkniętym przy pomocy wkręcanego korka z uszczelką. W uszczelnionej przestrzeni znajduje się płytka przetwornika, połączona ze światem zewnętrznym kablem zawierającym 4 przewody: +5V, -5V, masę oraz napięcie Vs. Szczelność wyprowadzenia zapewnia przepust z dławnicą. Z tej obudowy są wyprowadzone dwa przewody w izolacji teflonowej (do połączeń owijanych), biegnące



Rys. 19.

wzdłuż tworzącej walca (rurki 20mm), ułożone względem siebie pod kątem 90°, które następnie przecinają dolny otwór cylindra po średnicach, po czym poprowadzone są równoległe z powrotem do płytki, w sposób pokazany na rys. 20. Uniknięto w ten sposób kontaktu woda - metal, co mogłoby stwarzać problemy. Całość jest uszczelniona przy pomocy szpachłówki silikonowej, umieszczonej powyżej trójnika rurowego. Długość wykonanej sondy wynosi 250cm. W praktyce nie ma żadnych ograniczeń wymiarów sondy z wyjątkiem tego, że ze wzrostem długości sondy rośnie  $C_{max}$ . Jeśli mierzone wysokości słupa cieczy są niewielkie, można



Rys. 20.

ułożyć izolowany drut wzdłuż większej liczby tworzących walca, co zwiększy mierzoną pojemność. Należy zwrócić uwagę na to, że sonda taka posiada pewną resztkową pojemność, wynikającą z jej budowy. Oznacza to, że podczas uruchamiania całości należy przy niezanurzonej sondzie wyzerować wskazanie lub  $V_s$  przy pomocy POT2 (albo N). W opisywanym przypadku resztkowa pojemność wynosi około 70pF, przy czym oczywiście będzie ulegać zmianom ze zmianami długości i średnicy walca, liczbą ułożonych na jego powierzchni przewodów oraz ich średnicą. Jeśli pojemność ta okaże się mniejsza, to korzystnym byłoby zwiększyć wartość rezystancji R12 do około 2,7k $\Omega$  lub więcej, co pozwoli obniżyć natężenie prądu obciążającego wyjście wzmacniacza A5. Gdyby pojemność ta okazała się większa, można zastąpić R12 zwoją i/lub zmienić rezystor znajdujący się w pętli sprzężenia wzmacniacza A5.

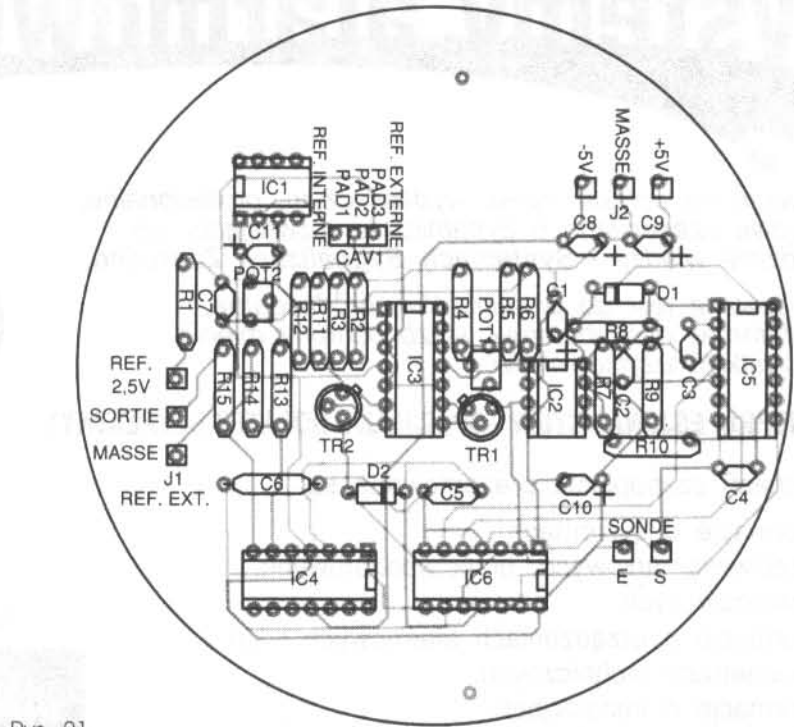
**Wyniki pomiarów**

**Tabela 1** zawiera wyniki uzyskane dla różnych wartości pojemności  $C_{ext}$  oraz względne błędy pomiaru, przy regulacjach nastawionych w sposób taki, że  $V_s = 0$  gdy  $C_{ext} = 0$  oraz  $V_s = 2,5V$  gdy  $C_{ext} = 1002pF$ . Z jednym wyjątkiem błąd względny pomiaru nie przekracza 1%, co jest rezultatem w pełni satysfakcjonującym.

**Tabela 2** ułatwia dobór wartości rezystancji R11, precyzując dla kilku wartości mierzonej pojemności przybliżone wartości  $V_{smin}$  i  $V_{smax}$ , uzyskiwane przy regulacji POT1, dla  $R4 = 150k\Omega$  i wartości POT2 zapewniającej zerowe napięcie wyjściowe przy  $C_{ext}$ . Najwyższe z podanych wartości mogą nie być osiągalne ze względu na ograniczenia wzmacniacza wyjściowego.

Tab. 1. Błąd względny pomiaru  $C_{ext}$  w funkcji jej wartości.

C [pF]	V [mV]	V [mV]	Błąd [%]
1002	2500	2500	0
841	2098	2084	-0,7
686	1712	1715	+0,2
472	1178	1183	+0,4
385	961	954	-0,7
271	676	680	+0,6
220	549	546	-0,6
101	252	250	-0,8
72	180	183	+1,7



Rys. 21.

Tab. 2. Zakres zmian  $V_{smin}$  i  $V_{smax}$  w funkcji wartości POT1, przy  $R4 = 150k\Omega$ , dla różnych wartości R11.

R11	56k $\Omega$		47k $\Omega$		33k $\Omega$	
	Vsmin [V]	Vsmax [V]	Vsmin [V]	Vsmax [V]	Vsmin [V]	Vsmax [V]
686	1,46	1,57	1,8	1,9	2,54	2,7
841	1,83	1,95	2,2	2,3	3,15	3,38
1002	2,18	2,34	2,61	2,8	3,75	4

**Rysunki 21 i 22** przedstawiają mozaikę dwustronnego druku płytki, natomiast **rys. 23** - rozmieszczenie elementów.

Konkludując stwierdzić można, że zaproponowany system pomiarowy jest prosty, precyzyjny, łatwo adaptowalny do nowych warunków pomiarowych (inny zbiornik), a jego koszt jest niski. Wyposażony w dodatkowe czujniki może sterować dodatkowymi urządzeniami, takimi jak np. pompy czy zawory.

ERP

**WYKAZ ELEMENTÓW**

**Rezystory**

- R1, R8, R9: 12k $\Omega$
- R2: 3,9k $\Omega$
- R3: 10k $\Omega$
- R4: 150k $\Omega$
- R5: 2,7k $\Omega$
- R6, R7: 1k $\Omega$
- R10: 15k $\Omega$
- R11: 47k $\Omega$
- R12: 1,5k $\Omega$
- R13, R14: 27k $\Omega$
- R15: 47 $\Omega$
- POT1: 10k $\Omega$  (10-obrotowy)
- POT2: 1k $\Omega$  (10-obrotowy)

**Kondensatory**

- C1, C8, C9, C10, C11: 10 $\mu$ F, tantalowy
- C2: 470pF, ceramiczny
- C3: 100pF, ceramiczny
- C4: 2,2nF, ceramiczny
- C5: 2,2nF, poliestrowy
- C6: 10nF, poliestrowy
- C7: 100nF, poliestrowy

**Elementy półprzewodnikowe**

- D1, D2: 1N4148
- T1, T2: 2N2907A
- IC1: AD1043AN (Analog Devices)
- IC2: LM311N
- IC3, IC4: LM324N
- IC5: CD4066
- IC6: 74HC14