

**Tadeusz SIDOR**

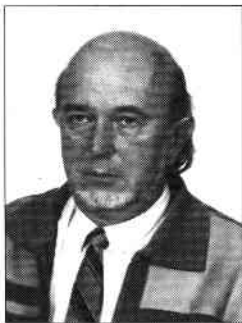
AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA

ZAKŁAD METROLOGII

w KRAKOWIE

## Stabilne źródło napięcia sinusoidalnego do zasilania torów pomiarowych z czujnikami parametrycznymi na bazie układu oscylatora R-C z filtrem pasmowym

Dr hab. inż. Tadeusz SIDOR – absolwent Wydziału Elektrotechniki GiH AGH (1964 r.). W latach 1965–1970 zatrudniony w Katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych AGH. Tytuł doktora uzyskał w 1974 r., a doktora habilitowanego w 1986 r. Po pracy na uczelniach zagranicznych od 1996 r. ponownie zatrudniony w Zakładzie Metrologii AGH. Główne zainteresowania naukowe autora są związane z zastosowaniem elektroniki w układach i systemach pomiarowych oraz symulacją komputerową przetworników pomiarowych. Jest autorem licznych publikacji, wystąpień konferencyjnych i patentów.



Przedstawiono koncepcję, opis działania i analizę stabilności pętli Automagicznej Regulacji Amplitudy pewnego rozwiązania układowego oscylatora R-C, które nadaje się szczególnie do zasilania układów czujników parametrycznych pracujących w torach pomiarowych z modulacją amplitudy. Omawiane rozwiązanie cechuje się bardzo dobrą stabilnością amplitudy fali wyjściowej generowanego napięcia przy małej zawartości harmonicznych, a także bezwzględną stabilnością pętli regulacji. Zaproponowane modele podukładów systemu zweryfikowano za pomocą pakietu MICROCAP V (Working Demo) firmy Spectrum Software, który również wykorzystano do symulacji działania układu.

### ABSTRACT

The paper presents circuit description and stability analysis of the Automatic Magnitude Control (AMC) loop of certain design of R-C oscillator, which is particularly suitable to supply parametric sensors in measuring systems with carrier frequency. The presented R-C oscillator shows very good voltage magnitude stability and on the contrary to the classical designs its AMC loop is absolutely stable. The introduced models of the system subcircuits were verified using MICROCAP V (Working Demo) program from Spectrum Software. The same program has been also used for simulation and analysis of the oscillator performance.

### Wprowadzenie

W torach pomiarowych z czujnikami parametrycznymi, zasilanymi napięciem przemiennym, bardzo istotne jest zapewnienie dokładnej stabilizacji amplitudy napięcia zasilającego układ czujników, gdyż od stabilności tego napięcia zależy wprost dokładność przetwarzania toru. Często w tym celu stosuje się różne układy oscylatorów R-C. Praktyczne układy takich oscylatorów muszą zawsze zawierać elementy zapewniające stabilizację amplitudy generowanych drgań. Istnieją dwie podstawowe metody stabilizacji amplitudy. Metoda z wykorzystaniem elementów nieliniowych, ograniczających amplitudę napięcia wyjściowego oscylatora, oraz metoda automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW).

Układ stabilizacji amplitudy powinien zapewniać dobrą stabilność amplitudy, przy minimalnych zniekształceniach nieliniowych generowanej fali napięcia wyjściowego oscylatora. Te wymagania okazują się być sprzeczne przy metodzie stabilizacji z wykorzystaniem elementów nieliniowych [1]. Uniemożliwia to w praktyce wykorzystanie tej metody podczas konstrukcji wysokiej jakości oscylatorów niezbędnych do zasilania torów pomiarowych z czujnikami parametrycznymi.

Układy stabilizacji amplitudy z pętlą ARW są potencjalnie zdolne do zapewnienia pożądanego cech oscylatora. Wielokrotnie

zostało jednak stwierdzone w praktyce [2], że pętla takie są jedynie warunkowo stabilne i mają tendencję do oscylacji, które objawiają się modulacją fali wyjściowej oscylatora.

Potencjalnie najlepszą stabilizację amplitudy generowanej fali napięcia mogą zapewnić układy ARW z kontrolerem typu całkującego, ponieważ kontrolery tego typu redukują do zera statyczny błąd regulacji pętli. Przy poprawnej konstrukcji układu generatora i zastosowaniu kontrolera typu całkującego stabilność amplitudy generowanej fali napięcia może zależeć tylko od stabilności źródła napięcia odniesienia. Klasyczne układy oscylatorów np. z czwórnikiem Wiena i kontrolerem typu całkującego mają jednak istotną wadę, gdyż pętla ARW są dla takich układów strukturalnie niestabilne [4]. W celu zapewnienia ich stabilności należy stosować w pętli korektor w postaci układu typu różniczkującego [3]. W praktyce parametry korektora dobiera się eksperymentalnie metodą prób i błędów, co bywa uciążliwe szczególnie w przypadku oscylatorów przestrajanych, gdyż układ z korektorem jest tylko warunkowo stabilny. Pętla ARW może stać się niestabilna np. przy przestrajaniu częstotliwości. Poza tym korektor typu różniczkującego w pętli powoduje wzmocnienie zakłóceń, w tym również tętnień od fali generowanej przez oscylator na wyjściu detektora amplitudy.

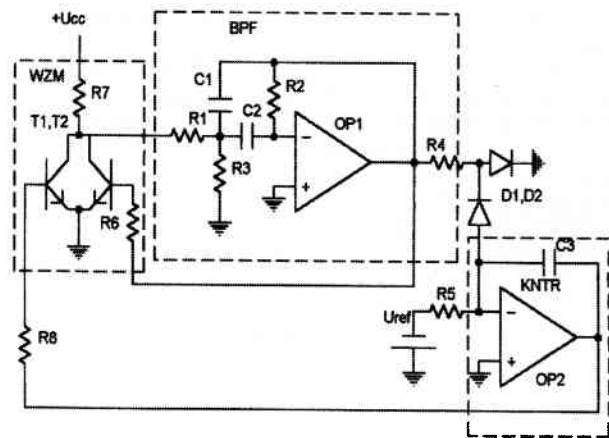
Istnieje jednak rozwiązanie układu oscylatora R-C z wykorzystaniem aktywnego filtra pasmowo-przepustowego, które zapewnia bezwzględną stabilność pętli regulacji amplitudy również i przy zastosowaniu kontrolera typu całkującego. Bezwzględna stabilność układu wynika z zastosowanej bezpośredniej metody regulacji amplitudy, odmiennie niż w metodach pośrednich (poprzez regulację wzmocnienia w pętli oscylatora) powszechnie stosowanych w rozwiązaniach klasycznych.

Nie wiadomo, kto jest twórcą tej koncepcji oscylatora. Autor zapoznał się z nią dzięki dr. inż. Adamowi Komarzewskiemu, swojemu nauczycielowi, a potem starszemu koledze w Zakładzie Metrologii AGH, który – jak twierdził – znalazł omawiany układ, – zrealizowany jeszcze w technice lampowej, w starym niemieckojęzycznym czasopiśmie technicznym i zaadaptował go do techniki półprzewodnikowej.

### Opis układu

Schemat ideowy układu oscylatora R-C, z filtrem pasmowo-przepustowym, w przykładowym rozwiązaniu pokazano na rys. 1.

Sam oscylator składa się z aktywnego odwracającego filtra pasmowo-przepustowego (FPP) i odwracającego wzmacniacza (WZM) na tranzystorze T2 w układzie wspólnego emitera. Warunek fazowy oscylacji jest więc zawsze spełniony dla częstotliwości środkowej filtra. Wzmocnienie toru ustala się (przez dobór rezystora R6) na tyle duże, że układ inicjuje oscylacje o rosnącej amplitudzie aż tranzystor T2 wejdzie w zakres nasycenia/odcinka i pracuje jako klucz. Na wejściu filtra pasmowo-przepustowego pojawia się więc fala prostokątna o częstotliwości równej częstotliwości środkowej filtra i amplitudzie równej różnicy napięć odcinka i nasycenia kolektora tranzystora T2. Jeżeli zastosowany filtr pasmowo-przepustowy ma dużą dobroć  $Q$ , to na wyjściu filtra, tj. na wyjściu oscylatora, pojawi się fala napięcia prawie sinusoidalnego. Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym oscylatora maleje ze wzrostem wartości  $Q$  filtra.



Rys. 1. Schemat ideowy oscylatora R-C z filtrem pasmowo-przepustowym

Napięcie na wyjściu oscylatora jest prostowane jednopółkowo i podawane na wejście odwracające kontrolera (KNTR), który jest układem całkującym. Jednocześnie na to samo wejście jest podawane przez rezystor R5 napięcie ze źródła odniesienia  $U_{ref}$ . Różnica napięć, tj. napięcie średnie jednopółkowo wyprostowane z wyjścia oscylatora minus napięcie odniesienia, z wagami wynikającymi odpowiednio z wartości rezystorów R4 i R5, jest całkowana, a napięcie wyjściowe kontrolera steruje poprzez rezystor R6 bazą tranzystora T1. Kolektor tranzystora T1 jest bezpośrednio połączony z kolektorem tranzystora T2, tj. tranzystorem stanowiącym wzmacniacz układu oscylatora.

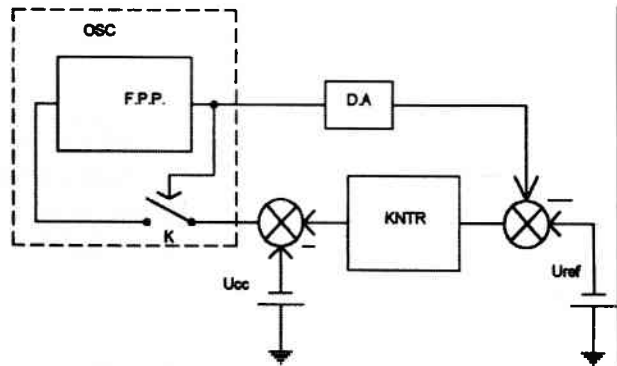
Jeżeli różnica napięć na wejściu kontrolera-integratora nie jest równa zeru, ale np. przeważa napięcie ujemne, tzn. wartość średnia jednopółkowo wyprostowanego napięcia na wyjściu oscylatora jest większa niż napięcie odniesienia, to napięcie na wyjściu odwracającego integratora będzie rosło i silniej wysterozywało bazę tranzystora T1. W konsekwencji prąd kolektora tranzystora T1 wzrośnie i spowoduje zwiększenie spadku napięcia na rezystorze R7 wspólnym dla tranzystorów T1 i T2. Spowoduje to spadek wartości napięcia odcięcia dla klucza T2 i zmniejszenie amplitudy fali napięcia prostokątnego na wejściu filtra oraz kolejno zmniejszenie amplitudy fali napięcia na wyjściu oscylatora. Proces ten będzie trwał aż różnica napięć na wejściu kontrolera-integratora zostanie sprowadzona do zera. Wówczas napięcie na wyjściu integratora ustali się na pewnej wartości stałej, a amplituda fali napięcia na wyjściu oscylatora osiągnie taką wartość, że jej jednopółkowo wyprostowana wartość średnia będzie dokładnie równa napięciu odniesienia (przy uwzględnieniu wag, tj. wartości rezystorów R4 i R5).

Otwarta jednak pozostaje kwestia stabilności takiego układu pętli automatycznej regulacji amplitudy. Dla przeprowadzenia analizy stabilności układu niezbędne jest stworzenie odpowiednich modeli podukładów pętli.

### Rozważania teoretyczne

Schemat blokowy układu automatycznej regulacji amplitudy (ARA) oscylatora uwzględniający bloki odpowiadające podukładom pętli przedstawiono na rys. 2.

Pętla zawiera układ detektora amplitudy (D.A.) współpracujący z układem kontrolera-integratora o charakterystyce dolnoprzepustowej, który eliminuje z pętli przebiegi szybkozmienne. Tworząc model można zatem posłużyć się metodą funkcji opisującej. Przy takim założeniu można przyjąć, że wielkością zmienną podlegającą regulacji jest amplituda  $A$  fali napięcia wyjściowego oscylatora. Własności dynamiczne podukładów pętli należy zatem przedstawić w postaci modeli zależnych od tej zmiennej.

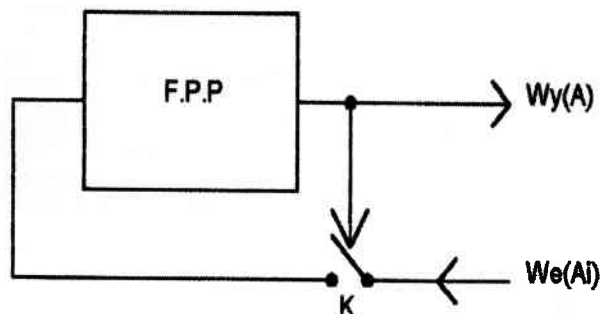


Rys. 2. Schemat blokowy układu ARA oscylatora wg rys. 1

### Model oscylatora

Sam oscylator, składający się z filtra pasmowo-przepustowego o dużej dobroci i klucza tranzystorowego, jest w tym przypadku układem mającym wejście elektryczne (rys. 3), odmiennie niż w klasycznych oscylatorach R-C.

Wielkością wejściową jest napięcie  $A_i$  przełączane kluczem K. W stanie stacjonarnym na wyjściu oscylatora, tj. filtra pasmowo-przepustowego, pojawia się fala napięcia prawie sinusoidalnego o amplitudzie  $A$  równej w przybliżeniu amplitudzie pierwszej harmonicznej rozwinięcia w szereg Fouriera ciągu impulsów prostokątnych o amplitudzie  $A_i$  i współczynniku wypełnienia 0,5. Wyższe harmoniczne fali prostokątnej zostają praktycznie wytłumione przez filtr. Można zatem, zakładając liniowość filtra, próbować stworzyć jego model na podstawie analizy zmiany amplitudy sygnału harmonicznego na wyjściu przy zmianie amplitudy fali prostokątnej na jego wejściu.



Rys. 3. Funkcjonalny schemat blokowy oscylatora z filtrem pasmowo-przepustowym

Transmitancję operatorową filtra pasmowo-przepustowego 2. rzędu, w wzmocnieniu równym jedności dla częstotliwości środkowej  $\omega_0$  i dobroci  $Q = 1/2\xi$ , można zapisać w standardowej postaci (1)

$$G(s) = \frac{s \cdot 2\xi\omega_0}{s^2 + s \cdot \xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (1)$$

Na podstawie charakterystyk amplitudowo i fazowo częstotliwościowych filtra (uzyskanych np. poprzez analizę AC programem MICROCAP V) można założyć, że w stanie stacjonarnym układu na wyjściu pojawia się fala harmoniczna  $y(t)$  o amplitudzie  $2A_i/\pi$  (dla filtra o  $Q = 20$  zawartość 3. harmonicznej nie przekracza 0,62%). Wyłączając pobudzenie w chwili  $t = 0$ , gdy  $A_i = 0$  i  $y = 0$  otrzyma się odpowiedź swobodną filtra  $y(t)$  o transformacie  $Y$  określonej równaniem (2)

$$Y(s)(s^2 + s \cdot 2\xi\omega_0 + \omega_0^2) = \frac{dy}{dt}(0) = \frac{2A_i}{\Pi} \omega_0 \quad (2)$$

Dokonując odwrotnej transformaty Laplace'a równania (2) otrzymuje się postać czasowej odpowiedzi swobodnej filtra (3)

$$y(t) = \frac{2A_i}{\Pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \exp(-\omega_0 \xi t) \cdot \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} \cdot t\right) \quad (3)$$

Z postaci zależności (3) można odczytać, że amplituda periodycznej odpowiedzi filtra o pulsacji  $\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$  maleje eksponencjalnie ze stałą czasową  $T_f$  równą (4) od wartości  $\frac{2A_i}{\Pi}$  (czynnik  $\frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}$  jest praktycznie równy jedności dla filtra o  $Q = 20$ ).

$$T_f = \frac{1}{\xi\omega_0} = \frac{2Q}{\omega_0} \quad (4)$$

Biorąc pod uwagę, że odpowiedź swobodna układu inercyjnego pierwszego rzędu o transmitancji (5) od stanu ustalonego dla wymuszenia  $A_i$  zanika w identyczny sposób (6), można przyjąć jako model oscylatora transmitancję w postaci (6) o stałej czasowej  $T = T_f$ .

$$G(s) = \frac{2}{\Pi} \frac{1}{1+s \cdot T} \quad (5)$$

$$y(t) = \frac{2A_i}{\Pi} \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \quad (6)$$

#### Symulacyjna weryfikacja modelu oscylatora

Wykorzystując analizę TRANSIENT pakietu MICROCAP V obliczono odpowiedź czasową układu o transmitancji (1) przy  $\xi = 0,025$  i  $\omega_0 = 6280$  pobudzanego ciągiem impulsów o amplitudzie  $A_i = 5$ , od stanu ustalonego, przy wyłączeniu

pobudzenia w chwili  $y(t) = 0$ . Uzyskano przebieg pokazany na rys. 4.

Amplitudy i momenty czasowe kolejnych maksimów zostały odczytane za pomocą opcji SCOPE, a następnie aproksymowane funkcją postaci (6) przy użyciu procedury FMINS pakietu MATLAB. W wyniku aproksymacji uzyskano wartość stałej czasowej  $T_f = 0,64$  ms. Wartość teoretyczna wyznaczona wg (4) jest równa 0,637 ms. Można więc uznać, że zaproponowany model oscylatora został pozytywnie zweryfikowany.

#### Model kontrolera

Przyjmując założenie, że wzmacniacz operacyjny użyty do budowy kontrolera może być traktowany jako wzmacniacz idealny, transmitancja operatorowa kontrolera  $G_k(s)$  wyrazi się w postaci transmitancji idealnego integratora (7)

$$G_k(s) = \frac{1}{R_4 + C_3} \cdot \frac{1}{s} \quad (7)$$

#### Modele pozostałych podukładów pętli ARA

Pozostałe elementy pętli, tj. detektor amplitudy (dioda) i sterownik amplitudy impulsów ( tranzystor T1), ze względu na wolnozmienny charakter zmian amplitudy można traktować jako elementy bezinercyjne. Modele tych układów redukują się do liczby rzeczywistej określającej ich współczynnik przenoszenia.

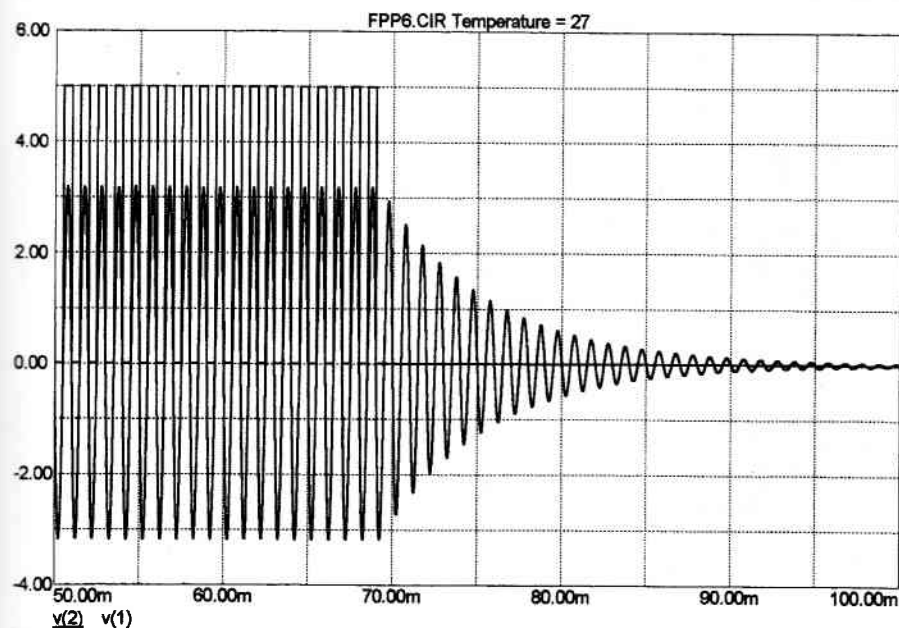
Zakładając, że amplituda fali napięcia na wyjściu oscylatora jest znacznie większa niż napięcie progowe diody można przyjąć, że w detektorze amplitudy zachodzi idealne prostowanie jedno-połówkowe. Współczynnik przenoszenia  $K_a$  detektora amplitudy można zatem przyjąć równy

$$K_a = \frac{1}{\Pi} \quad (8)$$

Amplituda impulsów na wyjściu sterownika jest równa

$$A_i = U_{cc} - R_7 \cdot I_{CT1} \quad (9)$$

Prąd kolektora  $I_{CT1}$  tranzystora T1 z kolei jest równy  $\beta I_b$ , a prąd bazy  $I_b$ , – pomijając  $r_{be}$  wobec dużej wartości R8 – jest



Rys. 4. Odpowiedź swobodna filtra na zanik wymuszenia obliczona pakietem MICROCAP V

równy  $I_b = \frac{U_{oi}}{R_8}$ , gdzie przez  $U_{oi}$  oznaczono napięcie wyjściowe kontrolera-integratora.

Pętla ARA pracuje przy pewnej amplitudzie impulsów  $A_i$ . Z punktu widzenia dynamiki pętli istotne są więc wartości przyrostowe współczynników przenoszenia. Definiując współczynnik przenoszenia  $K_s$  sterownika amplitudy impulsów jako (10) otrzymano

$$K_s = \frac{\Delta A_i}{\Delta U_{oi}} = -\frac{R_7}{R_8} \cdot \beta \quad (10)$$

**Ocena stabilności pętli ARA**

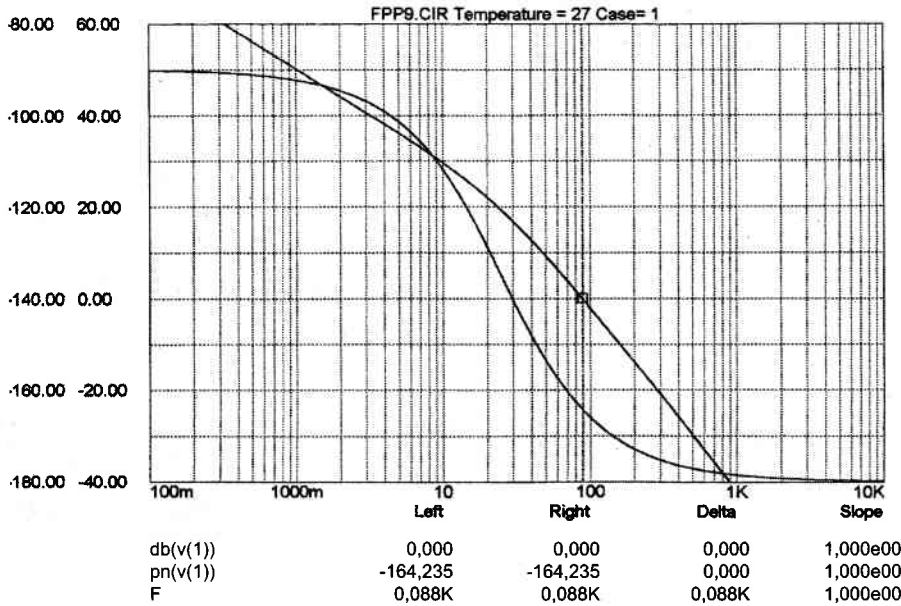
Pętla ARA wg rys. 2 składa się z oscylatora, detektora amplitudy, kontrolera i sterownika amplitudy, opisanych modelami odpowiednio wg (6), (8), (7) i (10).

Transmitancja  $G_{op}$  otwartej pętli układu ARA może być zatem wyrażona przez (11)

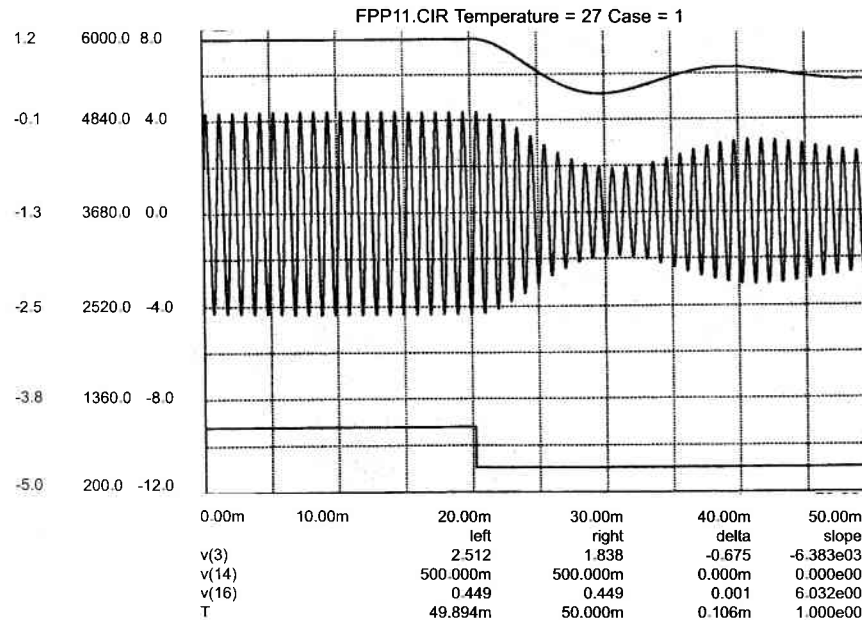
$$G_{op} = G_o \cdot G_k \cdot K_a \cdot K_s = \frac{2}{\Pi(1+sT_f)} \cdot \frac{1}{s(R_4C_3)} \cdot \frac{1}{\Pi} \cdot \frac{R_7\beta}{R_8} \quad (11)$$

Transmitancja (11) ma tylko dwa bieguny  $s_1 = 0$  i  $s_2 = 1/T$ , zatem układ z zamkniętą pętlą będzie bezwzględnie stabilny przy dowolnych wartościach współczynników modeli podukładów pętli. Powyższe stwierdzenie można zweryfikować na podstawie charakterystyki amplitudowej i fazowej transmitancji (11) przedstawionej na rys. 5. Charakterystyki obliczono za pomocą analizy AC pakietu MICROCAP V, przyjmując typowe wartości parametrów transmitancji, tj.  $T_r = 1/\xi\omega_0 = 6,4$  ms,  $R_4C_3 = 10^{-3}$ ,  $R_7/R_8 = 0,1$ ,  $\beta = 140$ .

Z przedstawionych na rys. 5 charakterystyk można odczytać, że przy przyjętych wartościach parametrów transmitancji fazowy margines stabilności układu wynosi ok. 10 stopni. Co ważniejsze, można również zauważyć, że charakterystyka fazowa dąży asymptotycznie do wartości  $-180$  stopni przy wzroście częstotliwości, a więc margines stabilności będzie zawsze zachowany.



Rys. 5. Charakterystyka amplitudowa i fazowa modelu układu ARA z otwartą pętlą wg (11)



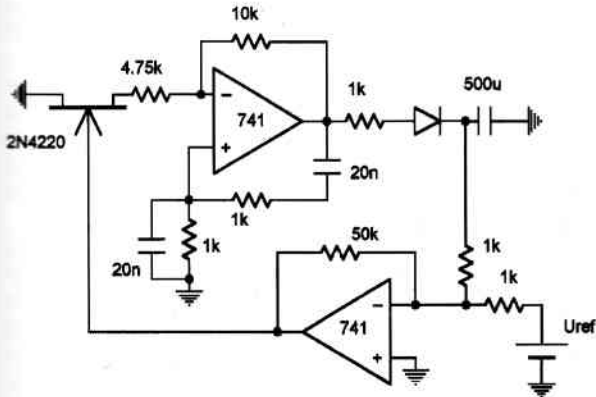
Rys. 6. Odpowiedź układu oscylatora wg rys. 1 oraz modelu pętli ARA wg (11) na podbudzenie ujemnym skokiem napięcia referencyjnego

Dla ostatecznej weryfikacji modelu pętli ARA przeprowadzono eksperyment symulacyjny polegający na porównaniu kształtu przebiegu przejściowego układu oscylatora wg rys. 1 i modelu układu ARA wg (11) z zamkniętą pętlą, przy skokowej zmianie wartości napięcia referencyjnego. Przebiegi obliczone za pomocą analizy TRANSIENT pakietu MICROCAP V pokazano na rys. 6.

Z porównania kształtu obwiedni fali napięcia wyjściowego oscylatora i odpowiedzi modelu pętli ARA wg (11) wynika, że model dobrze aproksymuje własności dynamiczne pętli.

#### Porównanie własności metrologicznych klasycznego układu oscylatora z pętlą ARW z oscylatorem z filtrem pasmowym

Prezentowany tutaj oscylator z filtrem pasmowym, dzięki zastosowaniu kontrolera całkującego w pętli ARA, gwarantuje bardzo dobrą stabilność amplitudy generowanej fali napięcia, ponieważ kontroler redukuje do zera statyczny błąd regulacji. Ważną cechą układu jest niewrażliwość amplitudy na zmiany wzmocnienia w pętli sprzężenia zwrotnego samego oscylatora, ponieważ układ pracuje przy wzmocnieniu znacznie większym od krytycznego. Praktycznie stabilność amplitudy będzie zależała jedynie od stabilności źródła napięcia odniesienia i (nieznacznie) od dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia kontrolera. Przy amplitudzie generowanej fali napięcia np. 5 V, wpływ dryfu napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego np. na poziomie  $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  można całkowicie pominąć. Przyjmując, że długoterminowa niestabilność 2,5 V źródła odniesienia (np. AD580) wynosi  $250 \mu\text{V}$  można oszacować, że stabilność amplitudy będzie zachowana na poziomie 0,01%.



Rys. 7. Schemat klasycznego oscylatora z czwórnikiem Wiena i pętlą ARW

W klasycznym układzie oscylatora np. z czwórnikiem Wiena i układem ARW przedstawionym na rys. 7 amplituda oscylacji zależy w takim samym stopniu jak i w układzie z filtrem pasmowym od stabilności źródła napięcia odniesienia, ale dodatkowo wystąpi również wpływ błędów statycznych pętli regulacji, ponieważ nie można w takim układzie zastosować kontrolera

typu całkującego [2]. Wpływ ten uwidoczni się, jeżeli na skutek zmian warunków pracy oscylatora, np. zmiany napięcia zasilania, zmiany temperatury, starzenia się elementów układu itp., zmieni się wzmocnienie wzmacniacza w pętli samego oscylatora. Zakładając, że wzmocnienie wzmacniacza zmieni się o  $\Delta K$  i przyjmując wartości współczynników transmitancji poszczególnych podukładów pętli sprzężenia ARW, tj. detektora amplitudy, kontrolera i tranzystora polowego wg [2], zmiana  $\Delta M$  amplitudy generowanej fali napięcia wyrazi się zależnością

$$\Delta M = \frac{3\pi}{0,1} \cdot \frac{\Delta K}{K_k} \quad (12)$$

gdzie:

$\Delta K$  – założona zmiana wzmocnienia wzmacniacza w pętli oscylatora;

$K_k$  – współczynnik wzmocnienia proporcjonalnego kontrolera.

Przyjmując „bezpieczną” wartość współczynnika wzmocnienia kontrolera, tj. gwarantującą stabilność pętli regulacji ARW – wg [2] równą  $K_k = 50$  – i 1-procentową zmianę wzmocnienia krytycznego  $K = 3$  oraz początkową amplitudę fali generowanego napięcia  $M = 5$  można oszacować, że amplituda  $M$  zmieni się wówczas o około 1,13%.

#### Wnioski

Układ Automatemycznej Regulacji Amplitudy oscylatora z filtrem pasmowo-przepustowym wg przedstawionej koncepcji jest układem bezwzględnie stabilnym pomimo zastosowania w pętli ARA kontrolera typu całkującego.

Amplituda generowanej fali napięcia nie zależy, w przeciwieństwie do układów klasycznych, od zmian wzmocnienia wzmacniacza w pętli samego oscylatora, co eliminuje błędy toru pomiarowego wynikające ze zmiany wartości napięcia zasilającego układ czujników parametrycznych.

Omawiany układ oscylatora był wielokrotnie konstruowany i praktycznie wykorzystywany w różnych układach pomiarowych, a problem stabilności pętli ARA ani też problem niestabilności amplitudy generowanej fali napięcia nie był nigdy obserwowany.

#### LITERATURA

- [1] T. SIDOR: Badania Symulacyjne Własności Metrologicznych Oscylatorów R-C. Mat. VII Symp. „Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych”, AGH, Zakład Metrologii, Krynica 1997.
- [2] T. SIDOR: Modelling the Magnitude Control System in Linear R-C Oscillators. System Analysis Modelling and Simulation. 1998, vol. 31.
- [3] U. TIETZE, CH. SCHENK: Układy Półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987.
- [4] E. VANNERSON, K. C. SMITH: Fast amplitude stabilisation of an RC Oscillator. *IEEE J. of Solid-State Circuits* 1974, vol. SC-9, nr 4.

Otrzymano: 27.01.1998

**Seminaria naukowo-techniczne z zakresu automatyki przemysłowej  
s p o n s o r o w a n e**

**organizowane dla instytucji i przedsiębiorstw wspólnie przez Redakcję i firmę IMPULS**

**Szczegóły – IV strona wkładki AUTOMATYKA PRZEMYSŁOWA**