

*stabilność przetwornika, pasmo przetwornika,
elektrometryczny przetwornik transimpedancyjny,
spektrometria ruchliwości jonów*

Piotr MADEJ*

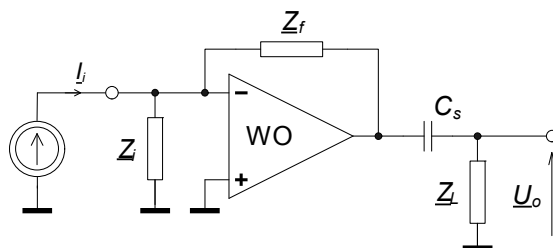
STABILNOŚĆ PRZETWORNIKA PRĄD–NAPIĘCIE W SPEKTROMETRII RUCHLIWOŚCI JONÓW

Przetwornik stosowany w Spektrometrze Ruchliwości Jonów musi mieć dużą czułość i odpowiednio szerokie pasmo częstotliwościowe dla pożądanego przetwarzania impulsowego sygnału prądowego na napięciowy. Nieumiejętne próby spełnienia obu tych wymagań mogą powodować niestabilną pracę przetwornika; impulsy będą zniekształcane lub wręcz układ będzie generował własny sygnał. W opracowaniu przedstawiono analizę tego problemu i podano warunki, w jakich układ będzie stabilny.

1. WYMAGANE WŁAŚCIWOŚCI PRZETWORNIKA

Wejściowe impulsy prądowe w przetworniku, pobierane z końca komory dryftowej Spektrometru Ruchliwości Jonów mają kształt impulsów trójkątnych, niekoniecznie symetrycznych, o stosunkowo krótkim czasie trwania t_i , od setek μs do kilku ms [1]–[3]. Amplituda ich jest niewielka, od dziesiątek do setek pA, rzadko osiąga pojedyncze nA. Wyjściowe impulsy napięciowe z przetwornika, o praktycznie niezmiennym kształcie, powinny mieć amplitudę nie przekraczającą liniowego zakresu pracy wzmacniacza operacyjnego użytego w przetworniku oraz wyraźnie odróżniającą się od tła – poziomu zakłóceń powodowanych przez zmiany prądu polaryzacji i napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego oraz szumy przetwornika i komory spektrometru. Wynika z tego, że przetwornik powinien działać w czasie rzeczywistym i mieć rezystancyjną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Optymalną rezystancją w pętli jest w tym przypadku $R_f = 1 \text{ G}\Omega$, co da znamionową transimpedancję przetwornika $k_{if} = -10^9 \Omega$; wejściowy prąd 1 nA zostanie przetworzony na wyjściowe napięcie – 1 V.

* Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, e-mail: piotr.madej@pwr.edu.pl



Rys. 1. Uproszczonego schematu przetwornika transimpedancyjnego, o ograniczonych częstotliwościach granicznych, górnej i dolnej

Na wyjściu powinien być włączony kondensator C_s (rys. 1, [2]), ustalający wraz z impedancją Z_L dolną częstotliwość graniczną f_d i tym samym eliminujący wpływ wolnozmiennych zakłóceń, jak np. prądu polaryzacji WO czy szumów niskoczęstotliwościowych, na czułość układu. Częstotliwość tą należy tak dobrać [2], aby wierzchołki impulsów o czasie trwania t_i nie uległy zauważalnemu zniekształceniu (powyżej 5%):

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_L(C_s + C_L)} < \frac{0,25}{2\pi t_i} = \frac{40}{t_i} \cdot 10^{-3}. \quad (1)$$

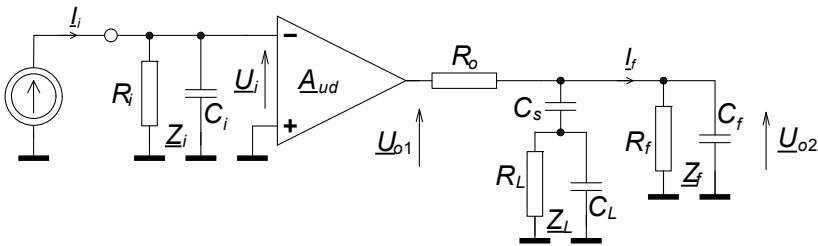
Górną częstotliwość graniczną f_g określa przede wszystkim stała czasowa τ_f impedancji Z_f w pętli sprzężenia zwrotnego, składającej się z rezystora R_f ustalającego transimpedancję przetwornika oraz pasożytniczej pojemności równoległej C_f . Częstotliwość ta ma wpływ na prawidłowe odtworzenie zboczy impulsu. W opracowaniu [2] zaproponowano zależność do oszacowania koniecznej jej wartości przy założeniu zmiany czasu trwania zboczy nie większej od 5%, gdy czas trwania impulsu to t_i :

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_f C_f} > \frac{26}{2\pi t_i} = \frac{4,1}{t_i}. \quad (2)$$

Z przytoczonych zależności wynika, że minimalne pasmo przetwornika powinno mieć stosunek f_g/f_d nie mniejszy od 100. Osiągnięcie w układzie odpowiedniej dolnej częstotliwości granicznej nie jest problemem. Znacznie trudniej jest otrzymać wymaganą wartość górnej częstotliwości granicznej; z reguły nawet niewielka resztkowa pojemność samego rezystora R_f z jego dużą rezystancją daje stałą czasową τ_f za dużą, aby spełnić warunek zal. (2). Sytuację pogarsza jeszcze fakt, że do pojemności samego rezystora dodają się pojemności montażu. Jak rozwiązać ten problem, autor opisze w następnym swoim opracowaniu. Tutaj zakłada się, że wymagana odpowiednio mała stała czasowa τ_f jest osiągnięta.

2. ANALIZA STABILNOŚCI PRZETWORNIKA

Analiza stabilności pracy przetwornika transimpedancyjnego zostanie przeprowadzona w oparciu o logarytmiczne kryterium Nyquista [4]. W tym celu należy otworzyć pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego układu w węzle przy wejściu odwracającym wzmacniacza operacyjnego (rys. 1) i zapewnić jej działanie jak w normalnych warunkach pracy, tj. w tym przypadku połączyć odłączoną od węzła impedancję \underline{Z}_f z masą, jak na rys. 2. Wynika to z faktu, że sygnałem wyjściowym czwórnika sprzężenia (w tym wypadku tworzy go \underline{Z}_f) jest prąd I_f a wejście odwracające wzmacniacza jest na tzw. pozornej masie. Elementy impedancji \underline{Z}_i są wypadkową wszystkich składników pochodzących od źródła sygnału, toru transmisji sygnału i wejścia wzmacniacza operacyjnego. Rezystor R_o jest wyjściową rezystancją wzmacniacza operacyjnego o wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej; jego wzmocnienie różnicowe \underline{A}_{ud} ma jeden istotny biegun o stałej czasowej $\tau_{WO} = A_{V0}/2\pi \cdot BW1$.



Rys. 2. Układ do analizy stabilności, po rozwarciu pętli sprzężenia zwrotnego

Łączna transmitancja pętli dla układu, według rys. 2:

$$\underline{k} \cdot \underline{\beta} = \frac{I_f}{I_i} = \underline{k}_z \underline{\beta}_y = \left(\frac{U_i}{I_i} \cdot \frac{U_{o1}}{U_i} \cdot \frac{U_{o2}}{U_{o1}} \right) \cdot \left(\frac{I_f}{U_{o2}} \right) \quad (3)$$

i po podstawieniu poszczególnych ilorazów

$$\frac{U_i}{I_i} = \underline{Z}_i = \frac{R_i}{1 + j\omega R_i C_i}, \quad \frac{U_{o1}}{U_i} = -\underline{A}_{ud} = \frac{-A_{V0}}{1 + j\omega \tau_{WO}}, \quad \frac{I_f}{U_{o2}} = \frac{1}{\underline{Z}_f}, \quad (4)$$

$$\frac{U_{o2}}{U_{o1}} = \frac{\underline{Z}_f \left\| \left(\underline{Z}_L + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \right.}{R_o + \underline{Z}_f \left\| \left(\underline{Z}_L + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \right.}, \quad (5)$$

gdzie

$$\underline{Z}_L = \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_L} \quad \text{oraz} \quad \underline{Z}_f = \frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_f}, \quad (6)$$

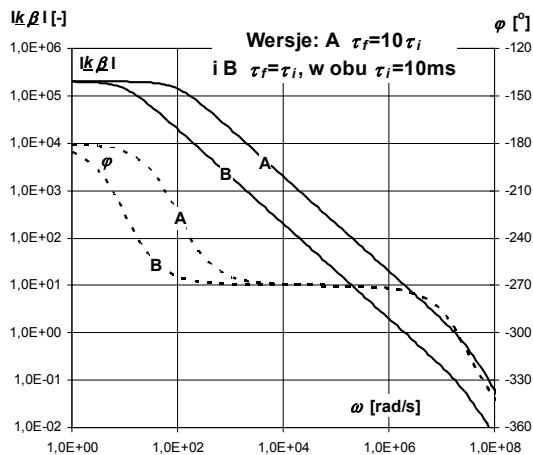
otrzyma się dość skomplikowaną zależność na wzmacnienie pętlowe. Jednak przy następujących założeniach, uzasadnionych w takim układzie przetwornika trasimpedancyjnego

$$R_o \ll R_L \ll R_f \quad \text{oraz} \quad C_f \ll C_L \ll C_s \quad (7)$$

wzmacnienie pętlowe z zal. (3) będzie miało trzy bieguny i jedno zero:

$$\underline{k} \cdot \underline{\beta} \approx -\frac{R_i}{R_f} A_{V0} \frac{1 + j\omega R_f C_f}{(1 + j\omega \tau_{w0})(1 + j\omega R_i C_i)(1 + j\omega R_o C_L)}. \quad (8)$$

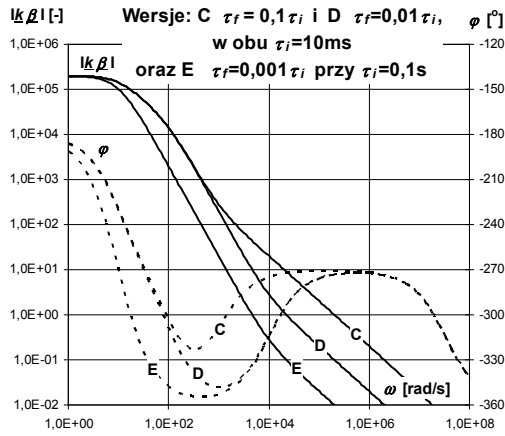
Najmniejsza pulsacja charakterystyczna jest określona przez stałą czasową τ_{w0} i jest rzędu 5–100 rad/s we wzmacniaczach elektrometrycznych. Największa natomiast jest efektem stałej czasowej $R_o C_L$ i jest rzędu 10^7 – 10^9 rad/s. Między nimi są te, które są określone przez stałe czasowe impedancji \underline{Z}_f i \underline{Z}_i . Wzajemne ich usytuowanie będzie wpływało na stabilność układu. Dla ilustracji tego przyjęto wartości: $A_{V0} = 200$ V/mV, $\tau_{w0} = 0,1$ s, $R_o = 100 \Omega$, $C_L = 0,3$ nF, $R_i = R_f = 1$ G Ω , $\tau_i = R_i C_i = 10$ ms. Dwie wersje pokazano na rys. 3, krzywe A i B, gdy stała czasowa τ_f jest znacznie większa od τ_i oraz gdy są równe.



Rys. 3. Logarymiczne charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego przy $\tau_f/\tau_i = 10$ i $\tau_f = \tau_i$

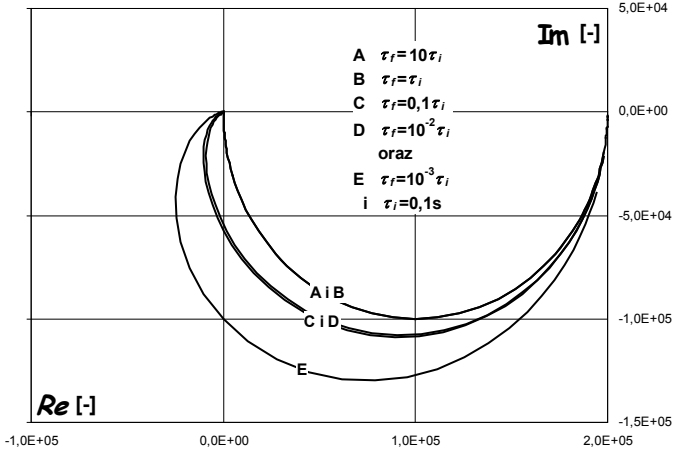
Moduł wzmacnienia pętlowego w wersji A spada poniżej 1, gdy argument ma -300° , co oznacza tylko 60° zapasu stabilności. Lepiej jest w wersji B, z zapasem

około 85° . Zmniejszanie τ_f poszerza pasmo przetwornika transimpedancyjnego, a więc ten kierunek zmiany jest pożądany. Kolejne wersje C i D (krzywe C i D na rys. 4), gdy τ_f jest już tylko równe $0,1$ i $0,01 \tau_i$ są jeszcze stabilnymi wersjami, bowiem dla D krytyczna odległość argumentu od -360° wynosi około 60° przy module równym 1.



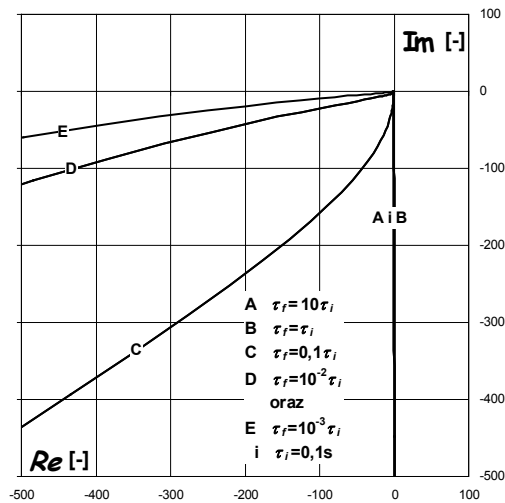
Rys. 4. Logarytmiczne charakterystyki częstotliwościowe układu otwartego przy $\tau_f/\tau_i = 0,1$, $\tau_f/\tau_i = 0,01$ i $\tau_f/\tau_i = 0,001$. W tym trzecim przypadku τ_i zwiększone do $0,1$ s

Dla zilustrowania, do czego może prowadzić np. zbyt optymistyczne oszacowanie stałej czasowej τ_i pokazano wersję E (krzywe E na rys. 4), w której τ_f jest taka, jak w wersji D, ale τ_i jest dziesięciokrotnie większa od przyjętej w poprzednich wersjach. W rezultacie stosunek $\tau_f/\tau_i = 0,001$. Teraz krytyczna różnica jest około 40° – grozi wzbudzenie.

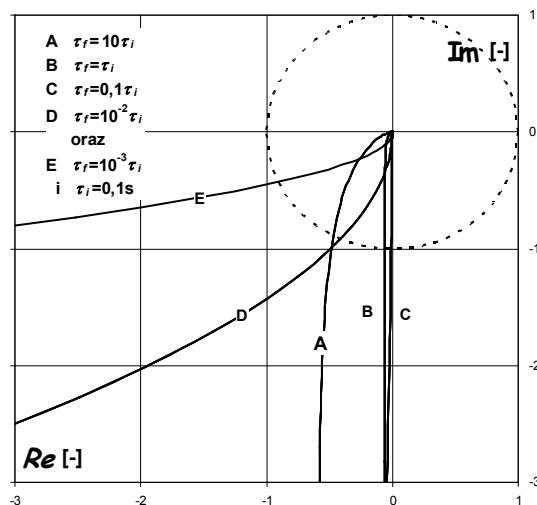


Rys. 5. Amplitudowo-fazowe charakterystyki wersji A–E z rys. 3 i 4. Pełny obraz charakterystyk

Na rysunkach 5–7 pokazano amplitudowo-fazowe charakterystyki omówionych pięciu wersji zależności i wartości stałych czasowych τ_f i τ_i . Rysunek 5 pozwala porównać charakterystyki w całym zakresie ich przebiegu. Różnice z pozoru są niewielkie, krzywe parami A i B oraz C i D są praktycznie nieodróżnialne. Na rysunku 6 można prześledzić zbliżanie się krzywych do obszaru krytycznego dla stabilności i tutaj już widać wyraźniej różnice między nimi.



Rys. 6. Amplitudowo-fazowe charakterystyki z rys. 5 w zakresie zbliżania się do punktu $\omega = \infty$



Rys. 7. Amplitudowo-fazowe charakterystyki z rys. 5 – przecinanie okręgu jednostkowego

Jednak dopiero rys. 7 pozwala dokładnie ocenić stabilność poszczególnych wersji – ich przebieg w stosunku do jednostkowego okręgu o środku położonym w punkcie $(0, j0)$. Widać, że punkty przecięcia tego okręgu przez krzywe dają kąty już wcześniej podane i także na podstawie tego rysunku można ocenić wersję E za praktycznie nie zalecaną, ze zbyt małym zapasem stabilności, a wersje A i D na granicy użyteczności.

3. PODSUMOWANIE I WNIOSKI PRAKTYCZNE

Można na podstawie analizy przedstawionych pięciu przypadków sformułować praktyczne wnioski, istotne przy ocenie możliwej do osiągnięcia górnej częstotliwości granicznej stabilnego przetwornika transimpedancyjnego.

- A. Stała czasowa τ_f impedancji Z_f tworzącej czwórnik sprzężenia β powinna być większa od $1/1000$ stałej czasowej τ_i łącznej impedancji Z_i na wejściu wzmacniacza operacyjnego, aby nie było niebezpieczeństwa wzbudzenia się układu. Jednak nie powinna ona być zbyt duża, powyżej $10\tau_i$.
- B. Zbyt duża, źle oceniona – niekontrolowana stała czasowa τ_i , bliska lub mniejsza od τ_{w0} wzmacniacza operacyjnego spowoduje wczesne dążenie argumentu $k\beta$ do -360° , a tym samym konieczność drastycznego zwiększenia τ_f – zmaleje f_g .
- C. W razie konieczności poprawy stabilności zaleca się ograniczenie rezystancji w Z_i przez dodanie na wejściu równoległego rezystora o wartości rzędu R_f .

LITERATURA

- [1] KOPCZYNSKI D., BAUMBACH J.J., RAHMANN S., *Peak modeling for Ion Mobility Spectrometry measurements*, 20th European Signal Processing Conference, Bucharest, Romania, August 27–31, 2012, 1801–1805.
- [2] MADEJ P., *Pasmo przetwornika prąd–napięcie w Spektrometrii Ruchliwości Jonów*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 70, Seria: Studia i Materiały, Nr 34, Wrocław 2014, 352–357.
- [3] MAZIEJUK M., MIERCZYK J., *Spektrometry ruchliwości jonów w zastosowaniu do wykrywania bojowych substancji toksycznych*, Biuletyn WAT, vol. LVI, nr 1, Warszawa 2007, 159–177.
- [4] ROSOŁOWSKI E., *Podstawy regulacji automatycznej*, www.rose.pwr.wroc.pl, Wrocław 2014.

STABILITY OF THE CURRENT–VOLTAGE CONVERTER IN THE ION MOBILITY SPECTROMETRY

Analyzed the stability of the high sensitivity current–voltage converter. The relationship between the time constants of the loop impedance and of impedance at the input of the operational amplifier is essential to this problem. Examined several cases led to practical conclusions, affording a wide frequency range and stable operation of the converter.