

Michał GWÓŹDŹ¹

KONCEPCJA ENERGOELEKTRONICZNEGO WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

W artykule przedstawiono ideę, podstawę działania oraz strukturę elektryczną energoelektronicznego wzmacniacza operacyjnego. Układ ten, w założeniach, ma spełniać rolę silnoprądowego odpowiednika tradycyjnego wzmacniacza operacyjnego, podstawowego elementu współczesnej elektroniki o uniwersalnym, z racji struktury oraz precyzji działania, zastosowaniu. W artykule przedstawiono wybrane wyniki badań prototypu laboratoryjnego układu, zrealizowanego przy wykorzystaniu zmiennoprzecinkowego procesora sygnałowego oraz, w części wykonawczej, modułu IPM z elementami IGBT.

1. WPROWADZENIE

Rosnące wymagania związane z dokładnością sterowania obiektami oraz ich odpornością na zakłócenia zarówno od strony odbiornika, jak i zasilania, powodują wzrost zainteresowania wielu dziedzin przemysłu energoelektronicznymi układami przekształtnikowymi o podwyższonych parametrach technicznych. Do szczególnych właściwości układów tego typu należą m.in.: liniowa relacja pomiędzy wielkością wyjściową (prądem, napięciem) a wejściową (sygnałem referencyjnym), wysoka sprawność przetwarzania energii, zredukowany poziom emisji zakłóceń elektromagnetycznych oraz wysoki poziom niezawodności działania. Stanowią one mogą elementy wykonawcze (silnoprądowe) szerokiej grupy istotnych użytkowo urządzeń, w szczególności:

- filtrów aktywnych oraz układów kontroli przepływu mocy (FACTS),
- elektrycznych układów napędowych [4],
- urządzeń dla elektromedycyny [5,7],
- urządzeń wzorcujących oraz testujących [9],
- elektroakustycznych systemów nagłaśniających wielkich mocy.

Wymienione na wstępie cechy układu przekształtnikowego powodują, iż nawiązuje on, w swej istocie, do szeroko stosowanego w elektronice wzmacniacza operacyjnego, ale generującego na wyjściu sygnały silnoprądowe (energetyczne).

W artykule przedstawiono podstawy działania, strukturę elektryczną oraz omówiono wyniki badań prototypu laboratoryjnego energoelektronicznego wzmacniacza

¹ Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3A, 60-965 Poznań, tel.: 061/6652646, e-mail: michal.gwozdz@eranet.pl

operacyjnego sterowanego procesorem sygnałowym, pracującego w przykładowej konfiguracji energoelektronicznego źródła prądu sterowanego napięciem.

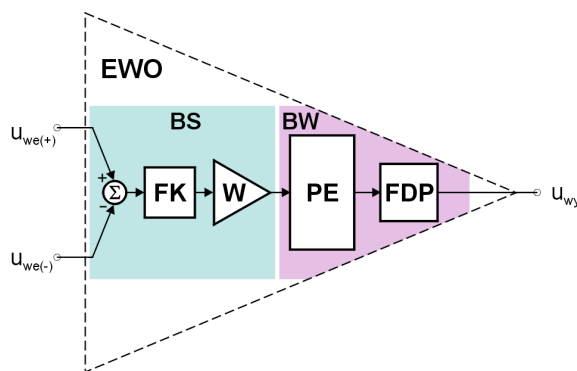
2. WŁAŚCIWOŚCI ENERGEOELEKTRONICZNEGO WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

Z założenia, energoelektroniczny wzmacniacz operacyjny (EWO) winien wyróżniać się następującymi cechami, w większości charakterystycznymi dla jego elektronicznego (tj. słabosygnałowego) pierwowzoru.

EWO winien więc charakteryzować się:

- różnicowym wejściem,
- możliwie wielką wartością współczynnika wzmocnienia sygnału różnicowego oraz znacznym tłumieniem sygnału współbieżnego,
- możliwością pracy w ujemnej pętli zewnętrznego sprzężenia zwrotnego,
- szerokim pasmem przenoszenia – włączając składową stałą (DC),
- możliwością stosunkowo swobodnego kształtowania, w oparciu o zewnętrzną definiwalną przez projektanta blok, charakterystyk częstotliwościowych układu zamkniętego – stosownie do potrzeb danej aplikacji,
- możliwie ograniczonym poziomem pasożytniczych produktów modulacji impulsowej (stosowanej w części przekształtnikowej układu) w sygnale wyjściowym,
- posiadaniem podstawowych zabezpieczeń obwodu (układu) silnoprądowego tj. zwarciovego i przeciążeniowego.

Na rys. 1 pokazano schemat ideowo-blokowy EWO oddający jego koncepcję układową.



Rys. 1. Schemat ideowo-blokowy energoelektronicznego wzmacniacza operacyjnego

Podstawowymi blokami wewnętrznymi układu są blok sterowania (BS) oraz blok wykonawczy (BW).

Blok sterowania zawiera następujące elementy:

- sumator sygnałów wejściowych, przy czym jeden z sygnałów wejściowych dodawany jest ze znakiem „minus”,

- filtr korekcyjny (FK),
 - wzmacniacz napięciowy (W) – w postaci filtru rzędu 0.
- W skład bloku wykonawczego wchodzi:
- przekształtnik energoelektroniczny (PE),
 - energetyczny pasywny filtr dolnoprzepustowy (FDP).

Najistotniejsza różnica pomiędzy EWO a jego elektronicznym odpowiednikiem polega na zastosowaniu w stopniu wyjściowym przekształtnika energoelektronicznego, pracującego w trybie impulsowym. Fakt ten powoduje, iż należy się tutaj liczyć nie tylko z dodatkowymi sygnałami o charakterze zakłóceń występującymi zarówno w przebiegu wyjściowym, jak i wewnątrz bloku sterującego, ale i opóźnieniem sygnału – właściwym dla układów dyskretnych w czasie, co utrudnia jego analizę teoretyczną, a co za tym idzie, fizyczną realizację. Z uwagi na stosunkowo ograniczoną zdolność tłumienia zakłóceń od strony zasilania, EWO zasilany być winien ze źródła o odpowiednio małych tętnieniach napięcia wyjściowego w postaci np. 3-fazowego prostownika 6-pulsowego wyposażonego w filtr dolnoprzepustowy na wyjściu. Podobnie jak jego elektroniczny pierwowzór, EWO posiada wyjście niesymetryczne względem przewodu masy, wyprowadzające sygnał o charakterze napięciowym.

Z przytoczonego opisu wynika, iż EWO realizuje koncepcję quasi-liniowego energoelektronicznego źródła napięcia sterowanego sygnałem różnicowym o transmitancji zależnej głównie od zewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego [1-3].

3. QUASI-LINIOWE ENERGOELEKTRONICZNE ŹRÓDŁA STEROWANE

Podstawowym problemem związanym z realizacją układów dyskretnych w czasie (wykorzystujących np. modulacje impulsowe), pracujących jednocześnie w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, jest ich naturalna skłonność do niestabilności. Ilustruje to wzór (1), dotyczący najbardziej ogólnego przypadku, kiedy struktura układu zawiera tylko idealny filtr nieznieskształcający o transmitancji $K(j\omega) = K_0 \exp(-j\omega \tau_p)$, w takim przypadku transmitancja układu zamkniętego:

$$T_f(j\omega) = \frac{K_0 \exp(-j\omega \tau_p)}{1 + K_0 \exp(-j\omega \tau_p)} \quad (1)$$

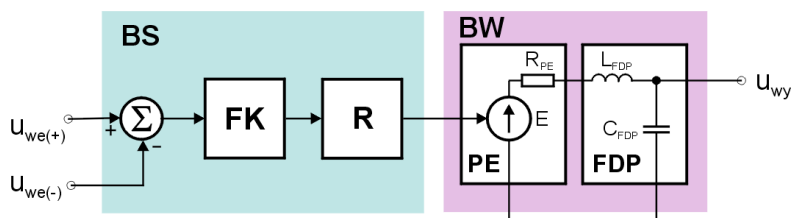
gdzie: K_0 – współczynnik wzmocnienia, τ_p – całkowite opóźnienie. Opóźnienie to można interpretować jako np. okres przebiegu nośnego modulatora impulsowego.

Układ taki wykazuje niestabilność dla wzmocnienia $K_0 \geq 1$ objawiającą się generowaniem drgań o pulsacji $\omega_p = \frac{\pi}{\tau_p}$.

Występujące w sygnale zwrotnym układu rzeczywiste produkty modulacji impulsowej (np. MSI) o częstotliwościach wykraczających poza pasmo Nyquista stanowią dodatkowe źródło zakłóceń zmniejszających skuteczność działania pętli sprzężenia zwrotnego. Zjawisko to, obok opóźnienia, może stanowić istotną przyczynę pogorszenia jakości sterowania częścią silnopiędową i wymaga stosowania specjalnych

metod przeciwdziałających mu w postaci np. odpowiednich modyfikacji algorytmu sterowania (w układzie cyfrowym) czy też dedykowanych filtrów – antyaliasingowych i korekcyjnych [6-9].

Na rys. 2 przedstawiono liniowy (małosygnalowy) model energoelektronicznego źródła napięcia sterowanego sygnałem różnicowym, na którego bazie dokonano oceny stabilności układu rzeczywistego. Blok (R) w postaci filtru wszechprzepustowego wprowadza opóźnienie τ_p odpowiadające opóźnieniu wnoszonemu przez przekształtnik energoelektroniczny i posiada wzmocnienie o wartości równej wzmocnieniu bloku (W) układu rzeczywistego. Sygnał wyjściowy bloku (R) steruje głównym elementem bloku wykonawczego tj. źródłem napięcia sterowanego napięciem (E) o wzmocnieniu napięciowym równym wzmocnieniu napięciowemu przekształtnika w układzie rzeczywistym. Całkowite wzmocnienie napięciowe, równe wzmocnieniu układu rzeczywistego, wynosi K_θ .



Rys. 2. Liniowy model energoelektronicznego sterowanego źródła napięcia

Z postulatem ograniczenia składowych pasożytniczych modulacji impulsowej w sygnale wyjściowym wiąże się konieczność stosowania pasywnego filtru dolnoprzepustowego na wyjściu silnoprądowym. Zadanie to realizuje blok (FDP). Na rys. 2 przedstawiono jego strukturę wewnętrzną.

Rola filtru korekcyjnego (FK) polega na kompensowaniu wpływu na transmitancję całego układu zarówno bloku (FDP) jak również, częściowo, opóźnienia τ_p .

Pożądanym jest przy tym, aby:

- filtr korekcyjny modyfikował transmitancję całego układu w ten sposób, aby miała ona możliwie najniższy rząd,
- transmitancja wypadkowa posiadała pewną częstotliwość charakterystyczną ω_g określającą górną częstotliwość graniczną (tzn. pasmo przenoszenia) układu.

Szczególnie istotnym jest pierwsze z wymagań, gdyż warunkuje ono możliwość uzyskania odpowiedniego zapasu stabilności układu zamkniętego dla szerokiej klasy czwórników tworzących zewnętrzny obwód sprzężenia zwrotnego. Transmitancja modelu liniowego EWO dana jest wzorem:

$$T_{EWO}(j\omega) = \frac{U_{wy}(j\omega)}{U_{we(+)}(j\omega) - U_{we(-)}(j\omega)} = K_\theta \exp(-j\omega \tau_p) K_{FK}(j\omega) K_{FDP}(j\omega) \quad (3)$$

gdzie: $K_{FK}(j\omega)$ – transmitancja filtru korekcyjnego (FK), $K_{FDP}(j\omega)$ – transmitancja filtru (FDP).

Z punktu widzenia możliwości spełnienia obu wymienionych wyżej wymagań, biorąc jednocześnie pod uwagę strukturę układu rzeczywistego, szczególnie atrakcyjną jest transmitancja filtra korekcyjnego o postaci:

$$K_{FK}(j\omega) = a + \left(j \frac{\omega}{\omega_{FK}} \right)^2 \quad (2)$$

gdzie: a – stała układowa, $\omega_{FK} = \omega_{FDP}$, przy czym: ω_{FDP} - częstotliwość charakterystyczna filtra (FDP).

Ogólnie rzecz ujmując, struktura elektryczna oraz algorytm sterowania szerokopasmowym quasi-liniowym energoelektronicznym źródłem napięcia winny uwzględniać następujące żądania:

1. Zapewniać jak największą wartość modułu transmitancji toru głównego w paśmie przenoszenia przy ograniczonym przesunięciu fazowym sygnału sprzężenia zwrotnego. Zadanie to realizuje filtr korekcyjny (FK).
2. Eliminować pasożytnicze produkty modulacji impulsowej z sygnału sprzężenia zwrotnego, szczególnie te, których widmo wykracza poza częstotliwość Nyquista.
3. Ograniczać niekorzystne oddziaływanie układu silnoprądowego na środowisko elektromagnetyczne. Sprowadza się to na ogół do stosowania na wyjściu przekształtnika energetycznego filtra pasywnego o właściwościach dolnoprzepustowych, pełniącego również (automatycznie) rolę filtra antyaliasingowego.

Spełnienie tych żądań możliwe jest pod warunkiem zastosowania zmodyfikowanych, na ogół złożonych, struktur elektrycznych oraz algorytmów sterowania szerokopasmowymi układami energoelektronicznymi, zdolnych do m.in. eliminacji ściśle określonych składowych sygnału sprzężenia zwrotnego. W efekcie możliwą staje się minimalizacja błędów statycznych i dynamicznych układu prowadząca do poprawy jakości odwzorowania silnoprądowego sygnału wyjściowego w sygnale wejściowym (sterującym, referencyjnym).

4. PROTOTYP LABORATORYJNY EWO

Na potrzeby realizacji badań laboratoryjnych, mających na celu weryfikację założeń teoretycznych, prototyp EWO zrealizowany został w oparciu o nowoczesne, wysoko zintegrowane bloki w postaci:

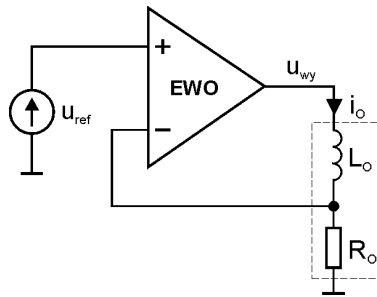
- mikrokomputerowego układu sterowania, w którego skład wchodziły:
 - analogowy układ skalujący sygnał z przetworników pomiarowych napięcia (prądu) wyjściowego,
 - dwukanałowy, 16-bitowy przetwornik A/C,
 - zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy do zastosowań w energoelektronice typu ADSP-21364 (Analog Devices) wyposażony m.in. w precyzyjny generator MSI,
- bloku wykonawczego, na strukturę którego złożyły się:
 - moduł IPM/IGBT 5-generacji typu PM75RLA060 (MITSUBISHI ELECTRIC),

- wysokosprawny filtr dolnoprzepustowy LC o strukturze typu Γ ,
- szerokopasmowy przetwornik pomiarowy napięcia z izolacją galwaniczną obwodu wtórnego.

EWO skonfigurowany został do pracy jako sterowane źródło prądu pracujące z obciążeniem typu RL (rys. 3.). Transmitancja takiego układu dana jest następującym wzorem:

$$G_f(j\omega) = \frac{I_o(j\omega)}{U_{ref}(j\omega)} = \frac{1}{R_o} \frac{T_{EWO}(j\omega)}{j\omega \frac{L_o}{R_o} + T_{EWO}(j\omega) + 1} \quad (4)$$

gdzie: L_o, R_o - odpowiednio: indukcyjność i rezystancja odbiornika.



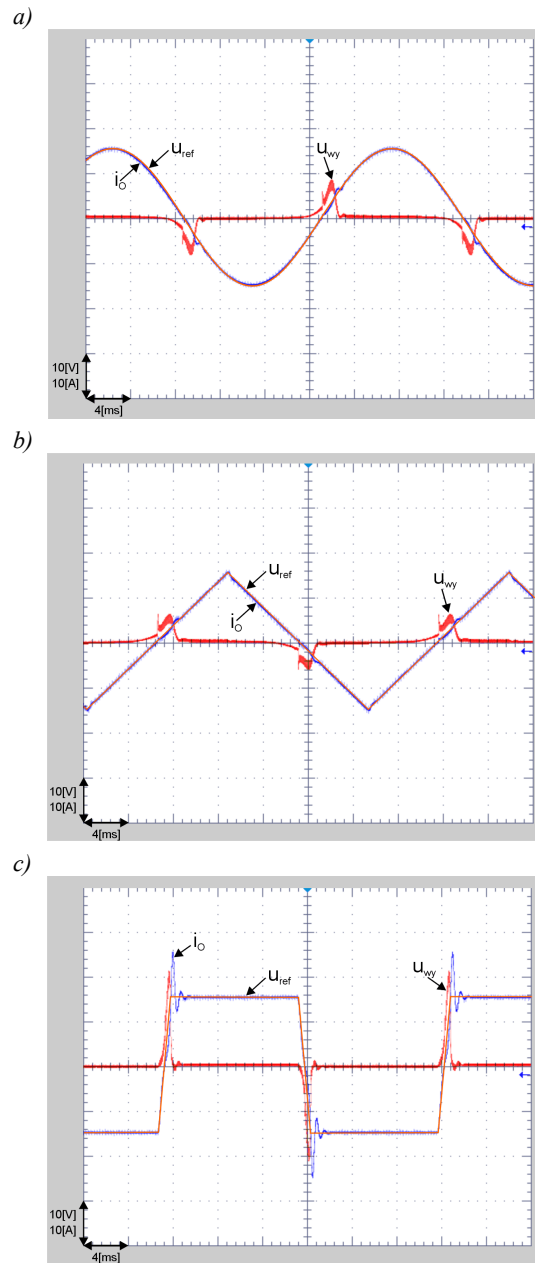
Rys. 3. Konfiguracja EWO jako sterowanego źródła prądu pracującego z obciążeniem typu RL

Parametry robocze układu kształtowały się następująco:

- wartość znamionowa prądu wyjściowego: $I_{wy,n} = 10 A_{sk}$,
 - częstotliwość nośna MSI: 12,5 kHz,
 - częstotliwość próbkowania: 100 kHz,
 - częstotliwość graniczna (FDP): $\omega_{FDP} = 3,2 \text{ kHz}$,
- a w odniesieniu do odbiornika:
- indukcyjność: $L_o = 330 \mu\text{H}$,
 - rezystancja: $R_o = 0,1 \Omega$.

Układ prototypowy zasilany był ze źródła napięcia w postaci 3-fazowego, 6-pulsowego układu prostownikowego z kondensatorem elektrolitycznym o dużej pojemności na wyjściu. Wartość napięcia wynosiła 160 V.

W trakcie badań stosowano sygnały referencyjne o różnych kształtach, co pozwoliło ocenić zarówno parametry statyczne, jak i dynamiczne układu. Wybrane wyniki badań w postaci przebiegów napięcia referencyjnego, prądu odbiornika oraz napięcia wyjściowego EWO przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Przebiegi: sygnału referencyjnego u_{ref} , prądu odbiornika i_o oraz napięcia wyjściowego EWO u_{wy} w laboratoryjnym układzie prototypowym dla: a) sinusoidalnego, b) liniowego, c) trapezoidalnego sygnału u_{ref} o częstotliwości podstawowej 40 Hz

Jak łatwo zauważyć, dzięki zastosowaniu filtra wyjściowego (FDP) o odpowiednio małej częstotliwości granicznej, przebieg napięcia wyjściowego praktycznie pozbawiony jest wysokoczęstotliwościowych składowych MSI. Pokazany na rys. 4c przebieg prądu wyjściowego wskazuje, iż układ posiada znaczny zapas stabilności. Jakkolwiek wskazuje również na fakt, że kompensacja przesunięcia fazy sygnału w torze głównym – spowodowana zastosowaniem modulatora impulsowego oraz filtra (FDP), nie była całkowita.

Wartości pozostałych istotnych parametrów układu kształtowały się następująco:

- górna częstotliwość graniczna pasma przenoszenia: ok. 1,5 kHz,
- współczynnik zniekształceń nieliniowych – dla przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 50 Hz i znamionowej wartości prądu wyjściowego: $THD_i = 0,8\%$ (mierzony w paśmie przenoszenia),
- błąd statyczny (dla DC): ok. 0,2%.

Zastosowana konfiguracja roboczą EWO, gdzie występowało sprzężenie od prądu wyjściowego a odbiornik zawierał indukcyjność, jest jedną z najbardziej krytycznych pod kątem zachowania stabilności. Należy spodziewać się, iż w przypadku innego typu sprzężeń zwrotnych (o charakterze napięciowym) najważniejsze parametry układu (pasma przenoszenia, THD_i) ulegną znaczącej poprawie.

5. ZAKOŃCZENIE

Zwiększone wymagania techniczne związane z dokładnością sterowania, szybkością reakcji oraz odpornością na zakłócenia zarówno ze strony odbiornika, jak i zasilania powodują, że wzrasta zapotrzebowanie na układy energoelektroniczne – liniowe ze względu na relacje pomiędzy wejściem i wyjściem. Do takich układów zaliczają się quasi-liniowe energoelektroniczne sterowane źródła napięcia. Pozwalają one na znaczącą poprawę parametrów technicznych urządzeń energoelektronicznych, jak również sposób istotny ograniczają niekorzystne oddziaływanie urządzeń tego typu na środowisko elektromagnetyczne.

Korzystne właściwości układów energoelektronicznych tego typu zachęcają również do takich ich zastosowań, które bazują na teoretycznych podstawach działania i praktycznych zastosowaniach szerokiej grupy układów typowo elektronicznych (słabosygnałowych). Jednym może być energoelektroniczny wzmacniacz operacyjny.

Pozytywne wyniki przeprowadzonych badań skłaniają ku ich kontynuacji w kierunku osiągnięcia lepszego stopnia eliminacji niekorzystnych właściwości charakterystycznych dla układów o działaniu czasowo-dyskretnym, wykorzystujących przy tym modulacje impulsowe. Pozwoli to na dalszą poprawę parametrów EWO polegającą na wartości zwiększeniu wzmocnienia i górnej częstotliwości granicznej pasma przenoszenia.

W zakresie technologicznym EWO winien być zrealizowany w postaci wysoko zintegrowanego modułu zawierającego wszystkie elementy niezbędne do działania układu. Do pewnej wartości mocy wyjściowej wydaje się, iż możliwa byłaby realizacja EWO w formie hybrydowego układu scalonego.

6. LITERATURA

1. Walczak J.: *Optymalizacja energetyczno –jakościowych właściwości obwodów elektrycznych w przestrzeni Hilberta*. Monografia, ZN. Pol. Śl., Elektryka, Z. 125, Gliwice 1992.
2. Siwczyński M.: *Metody optymalizacyjne w teorii mocy obwodów elektrycznych*. Inżynieria Elektryczna, Nr 183, Kraków 1995.
3. Porada R., Gwóźdź M.: *Zastosowanie adaptacyjnych filtrów cyfrowych w układach sterowania energoelektronicznych źródeł napięcia i prądu*. Mat. Konf. IC-SPETO'00, Gliwice-Ustroń, 24-27 maja 2000, 329-332.
4. Seliga R. , Koczara W.: *High Quality Sinusoidal Voltage Inverter for Variable Speed AC Drive Systems*, EPE-PEMC2002 Cavtat & Dubrovnik, 9-11 September 2002.
5. Sieroń A.: *Zastosowanie pól magnetycznych w medycynie*, α -medica Press, Bielsko Biała 2002
6. Gwóźdź M., Porada R.: *Wpływ zjawiska aliasingu na pracę szerokopasmowych przekształtników energoelektronicznych*, Mat. XXVII Międzynarodowej Konferencji z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Gliwice-Niedzica, IC-SPETO'04, 26-29 maj 2004, t. 2, s. 293-296.
7. Gwóźdź M., Porada R., Frackowiak L.: *Accurate Power Electronics Current Source for Magnetotherapy*, EPE-PEMC2004 Riga, 2-4 September 2004.
8. Gwóźdź M.: *Impact of Aliasing Effect on Work of Wide Band Power Electronics Current Source*. XIX Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Maribor, Słowenia, 28-30.06.2006, ss. 147-148.
9. Gwóźdź M., Porada R.: *Wide-Band Power Electronics Current Source for Reference Purposes*. Proceedings of 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'07, Aalborg, Denmark, 2-5 September 2007, full paper on CD-ROM.

CONCEPT OF POWER ELECTRONICS OPERATIONAL AMPLIFIER

The paper presents idea, basics of operating and electrical structure of power electronics operational amplifier. The power electronics operational amplifier is evaluation version of classical operational amplifier. The applications of such amplifier concerns mainly advanced power electronics equipment as: electrical drives, active filters, power flow controllers, electro-acoustic systems etc. The paper presents chosen investigation results of DSP controlled laboratory model of such amplifier also.