

Rezonansowy wzmacniacz klasy E z tranzystorem GaN - wybrane praktyczne aspekty

Streszczenie. W referacie przedstawiono obliczenia projektowe oraz rezultaty pomiarów dla rezonansowego wzmacniacza klasy E z tranzystorem GaN GS61008P. Dla zbudowanego układu o nominalnych parametrach: moc wyjściowa $P_{O\text{nom}} = 100$ W, częstotliwość $f_{\text{pnom}} = 13,56$ MHz, napięcie zasilania $E_{Z\text{nom}} = 24$ V opracowano efektywny bramkowy układ sterujący o minimalnej mocy zasilania $P_{ZDR} = 0,22$ W. W pracy zbadano wpływ sposobu sterowania kluczem tranzystorowym na sprawność energetyczną wzmacniacza przy częstotliwościowej (FM) regulacji mocy wyjściowej. Ponadto, wskazano na konieczność zabezpieczenia tranzystora GaN przed uszkodzeniem na wypadek zaniku bramkowego sygnału sterującego w układach zasilanych dławikowo.

Abstract. In the paper a design project and measurement results for a resonant Class E amplifier with a GaN GS61008P transistor have been presented. The designed and built amplifier operated at the frequency $f_{\text{pnom}} = 13.56$ MHz with output power $P_{O\text{nom}} = 100$ W from supply voltage $E_{Z\text{nom}} = 24$ V, and minimum supply power of its gate driver was only $P_{ZDR} = 0.22$ W. Frequency control of the amplifier h.f. output power and the amplifier efficiency were tested for various methods of the transistor driving. Moreover, it was proved that GaN transistors require overvoltage protection circuits if applied to h.f. amplifiers with a supply choke. (**A Class E amplifier with a GaN transistor - practical aspects**).

Słowa kluczowe: wzmacniacz klasy E, tranzystor GaN, kluczowanie ZVS, zabezpieczenie przepięciowe.

Keywords: Class E amplifier, GaN transistor, ZVS switching, overvoltage protection.

Wprowadzenie

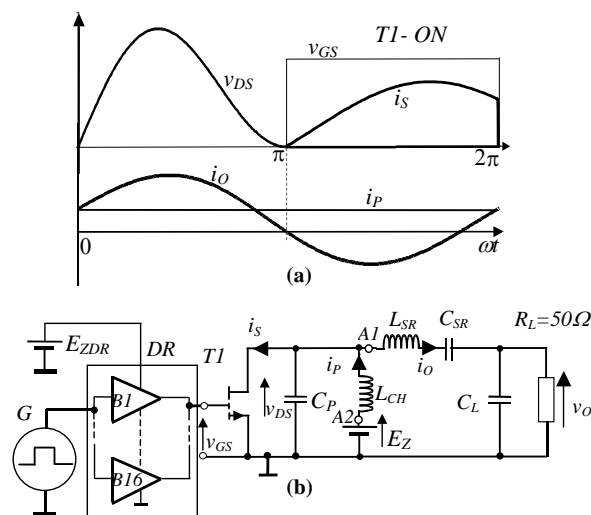
Rozwój w ostatnich latach technologii tranzystorów mocy w.c.z. HEMT wytwarzanych na bazie azotku galu spowodował, że obecnie komercyjnie dostępne tranzystory GaN do zastosowań w przekształtnikach energii charakteryzują się znacząco lepszymi parametrami elektrycznymi w porównaniu do np. tranzystorów HEXFET. W tranzystorach GaN istotnie zredukowano pojemności między-elektrodowe oraz rezystancję w stanie włączenia przy jednocześnie wysokim dopuszczalnym napięciu dren-źródło. Tym samym elementy te są predestynowane do zastosowań w wysokoczęstotliwościowych wysoko-sprawnych układach przetwarzających energię takich jak np. rezonansowy wzmacniacz klasy E lub klasy DE.

W pracy przedstawiono procedurę projektowania i wyniki pomiarów dla zbudowanego rezonansowego wzmacniacza klasy E z tranzystorem GaN GS61008P o nominalnej mocy wyjściowej $P_{O\text{nom}} = 100$ W, częstotliwości pracy $f_{\text{pnom}} = 13,56$ MHz, napięciu zasilania $E_{Z\text{nom}} = 24$ V oraz zmierzonej sprawności drenowej $\eta_{D\text{nom}} = 0,93$. Opracowano i przebadano złożony z bramek cyfrowych układ sterujący obwodem bramkowym tranzystora. Układ ten potencjalnie może być stosowany we wzmacniaczu z badanym tranzystorem w zakresie częstotliwości do ok. 30-40 MHz. Ponadto, przedstawiono wyniki pomiarów wpływu sposobu sterowania kluczem tranzystorowym na zakres regulacji mocy i sprawność energetyczną wzmacniacza przy częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej w warunkach stałej rezystancji obciążenia. Istotnym zagadnieniem w przypadku tranzystorów GaN jest niewystępowanie zjawiska przebiecia lawinowego [1], co sprawia, że przekroczenie maksymalnego dopuszczalnego napięcia dren-źródło prowadzi do uszkodzenia tranzystora. Utrudnia to stosowanie tranzystorów GaN we wzmacniaczach mocy w.c.z., z których duża grupa rozwiązań to układy jedno-tranzystorowe z zasilaniem dławikowym. Zanik sygnału sterującego bramką tranzystora mocy w czasie pracy takiego wzmacniacza prowadzi do rozładowania energii zgromadzonej w dławiku w wyjściowym obwodzie rezonansowym wzmacniacza i wystąpienia przepięcia na zaciskach dren-źródło tranzystora. Wartość maksymalna napięcia drenowego przekracza wtedy często dopuszczalną maksymalną wartość napięcia dren-źródło tranzystora. Zjawisko to wymaga stosowania środków zaradczych w

postaci np. antyprzepięciowych diodowych układów zabezpieczających [2] lub zachowania określonej kolejności w przypadku wyłączenia układu (najpierw odłączane jest zasilanie stopnia mocy). W artykule przedstawiono rezultaty pomiarów układów zabezpieczających zastosowanych w zbudowanym wzmacniaczu klasy E.

Opis i projekt układu

Na rysunku 1 przedstawiono teoretyczne przebiegi czasowe prądów i napięć we wzmacniaczu klasy E ZVS oraz uproszczony schemat ideowy zbudowanego wzmacniacza z tranzystorem GaN.



Rys.1. Idealizowane teoretyczne przebiegi czasowe dla warunków optymalnych (a) oraz uproszczony schemat ideowy wzmacniacza klasy E z tranzystorem GaN (GS61008P); L_{CH} - dławik zasilania, C_P , C_{SR} , L_{SR} , C_L , R_L - elementy obwodu rezonansowego wzmacniacza, G - generator przebiegu prostokątnego TTL o regulowanej częstotliwości i wypełnieniu, DR - układ sterujący (driver), E_Z , E_{ZDR} - odpowiednio, napięcie zasilania wzmacniacza oraz drivera.

Generator G napięcia prostokątnego w standardzie TTL steruje za pośrednictwem tzw. drivera DR (zbudowanego z 16 połączonych równolegle bramek cyfrowych 74LVC2G34)

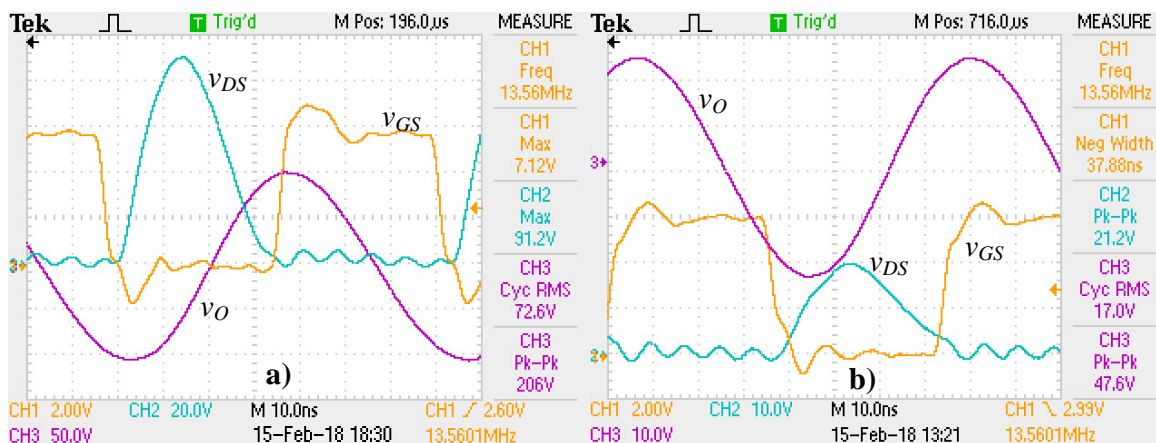
obwodem bramkowym tranzystora T1. Wzmacniacz zaprojektowano dla optymalnych warunków pracy przy założeniu sinusoidalnego przebiegu prądu i_o w gałęzi szeregowej $L_{SR} - C_{SR}$. W obliczeniach przyjęto następujące wartości parametrów: napięcie zasilania $E_{Znom} = 24$ V, moc wyjściowa nominalna $P_{Onom} = 100$ W, założona sprawność drenowa $\eta_{Dnom} = 0,93$, częstotliwość nominalna pracy $f_{pnom} = 13,56$ MHz, unormowany czas włączenia klucza $D = 0,5$, dobroć gałęzi szeregowej $L_{SR} - C_{SR} - R_{SR}$ $Q_{SR} = 5,05$, indukcyjność dławika zasilania $L_{CH} = 5,5$ μ H, rezystancja obciążenia $R_L = 50$ Ω . Obliczone wartości elementów wzmacniacza [4, 5] wynosiły: $R_{SR} = 0,5844 \cdot E_z^2 \cdot \eta_D / P_O = 0,5768 \cdot 24^2 \cdot 0,93 / 100 = 3,131$ Ω - całkowita szeregową rezystancją obciążenia wzmacniacza, $C_T = C_P + C_{T1} = 0,1872 / (2\pi \cdot f_p \cdot R_{SR}) = 0,1872 / (2\pi \cdot 13,56 \cdot 10^6 \cdot 3,131) = 701,8$ pF - całkowita pojemność równoległa klucza ($C_{T1} = 210$ pF uśredniona pojemność wyjściowa klucza oszacowana na podstawie oceny zgodności przebiegu czasowego $v_{DS}(t)$ w zbudowanym układzie z warunkami optymalnymi wzmacniacza), $I_m = 1,85 \cdot P_{Onom} / (\eta_{Dnom} \cdot E_{Znom}) = 1,85 \cdot 100 / (0,93 \cdot 24) = 8,289$ A - amplituda prądu $i_o(t)$, $V_{DSmax} = 3,56 \cdot E_{Znom} = 3,56 \cdot 24 = 85,44$ V - maksymalne napięcie dren-źródło, $R_{str} = 2(1 - \eta_{Dnom}) \cdot P_{Onom} / I_m^2 = 0,204$ Ω - zastępcza szeregową rezystancją strat w gałęzi $L_{SR} - C_{SR}$, $q = (R_L / (R_{SR} - R_{str}) - 1)^{0,5} = (50 / (3,131 - 0,204) - 1)^{0,5} = 4,010$ - współczynnik reaktacyjności dwójnika $C_L - R_L$, $C_L = q / (2\pi \cdot f_{pnom} \cdot R_L) = 4,01 / (2\pi \cdot 13,56 \cdot 10^6 \cdot 50) = 0,941$ nF, $L_{SR} =$

$$(Q_0 + 1,14) \cdot R_{SR} / (2\pi \cdot f_{pnom}) = 6,19 \cdot 3,131 / (2\pi \cdot 13,56 \cdot 10^6) = 227,5 \text{ nH},$$

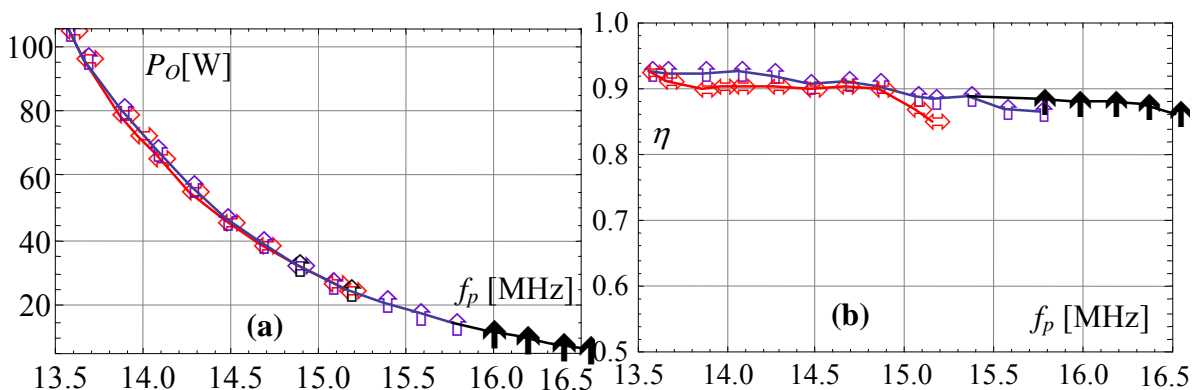
$$C_{SR} = 1 / (2\pi \cdot f_{pnom} \cdot (Q_0 \cdot R_{SR} - q(R_{SR} - R_{str}))) = 1 / (2\pi \cdot 13,56 \cdot 10^6 \cdot (5,05 \cdot 3,131 - 4,01(3,131 - 0,204))) = 2,881 \text{ nF}.$$

Układ doświadczalny - pomiary

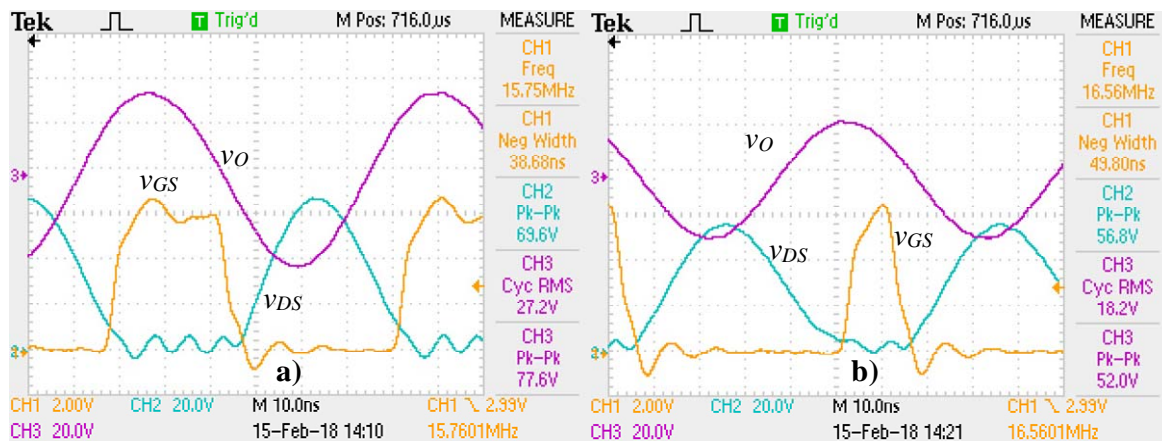
Wzmacniacz klasy E z rys. 1 zbudowano stosując jako klucz tranzystor GaN GS61008P ($V_{DSmax} = 130$ V) f-my GaN Systems, a jako C_P , C_{SR} , C_L kondensatory SMD mikowe oraz ceramiczne C0G SMD 1206 o wartościach zbliżonych do teoretycznych, dławik $L_{CH} = 5,5$ μ H nawinięto na rdzeniu proszkowym T106-2, zaś cewkę wykonano na rdzeniu proszkowym T200-6. Wzmacniacz zmontowano na dwustronnej płytce z laminatu FR4 gr. 1,5 mm (Cu 70 μ m) o wymiarach 90 mmx60 mm, której dolna strona (bottom layer) pokryta miedzią służyła do rozpraszania ciepła z elementów półprzewodnikowych zamontowanych na stronie górnej (top layer). Dla zapewnienia możliwie jednakowego obciążenia prądowego bramek drivera DR rozmieszczono je na płytce PCB na obwodzie zbliżonym do półkola o promieniu ok. 14 mm wypełnionym miedzią. Środek półkola połączono z bramką tranzystora T1, którego tzw. thermal pad oraz elektrodę źródła polutowano z płaszczyzną prostokątną o wymiarach 8 mmx6 mm połączoną za pomocą 28 metalizowanych otworów z dolną płaszczyzną miedzi płytki. Zapewniło to wystarczająco skuteczne odprowadzanie ciepła z klucza tranzystorowego.



Rys.2. Zmierzone przebiegi czasowe napięć we wzmacniaczu dla warunków optymalnych $E_z = 24$ V (a) i $E_z = 6$ V (b) dla napięcia zasilającego układ sterujący DR równego $E_{ZDR} = 6$ V.



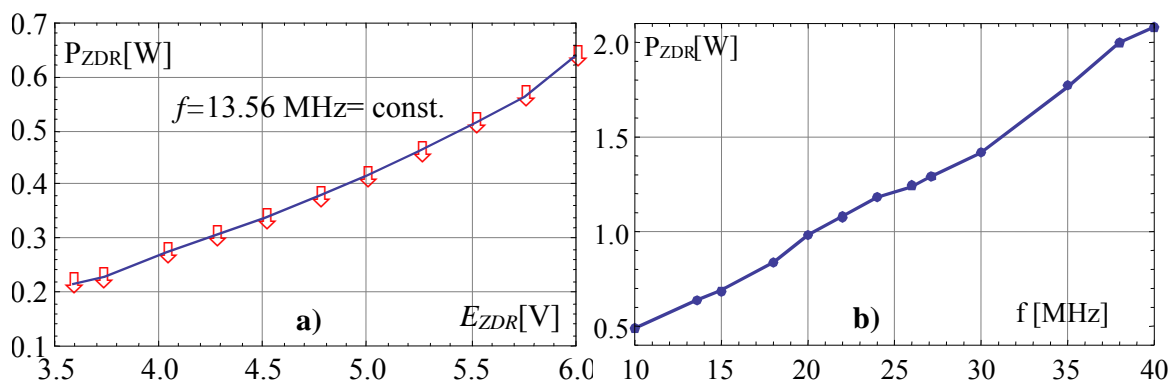
Rys.3. Częstotliwościowa regulacja mocy wyjściowej wzmacniacza w warunkach stałej rezystancji obciążenia $R_L = 50$ Ω dla: stałego unormowanego czasu włączenia klucza $D = 0,5 = \text{const.}$ (Δ), stałego czasu wyłączenia klucza $t_{OFF} \approx 1 / (2f_{pnom}) = \text{const.}$ (\square) oraz regulowanego czasu wyłączenia klucza t_{OFF} (o); mierzone moc wyjściowa wzmacniacza $P_O = f(f_p)$ (a) oraz drenowa sprawność energetyczna $\eta_D = f(f_p)$ (b).



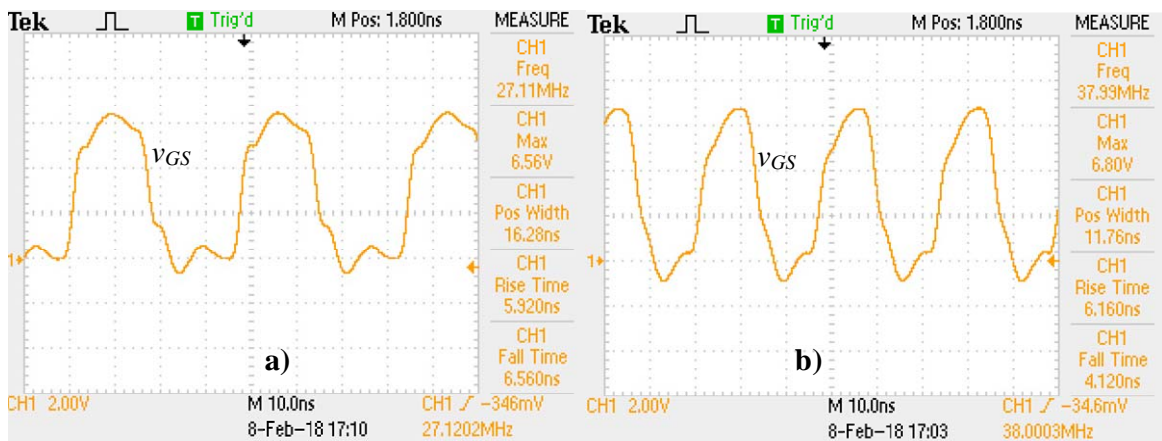
Rys.4. Przebiegi czasowe napięć we wzmacniaczu dla minimalnej mocy wyjściowej ($R_L = 50\Omega = \text{const.}$) przy częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej dla stałego czasu wyłączenia klucza $t_{OFF} = \text{const.}$ (a) oraz z regulowanym czasem wyłączenia klucza t_{OFF} (b).

Dla warunków nominalnych ($E_{Znom} = 24V$, $f_{pnom} = 13,56$ MHz, $D = 0,5$) uzyskano moc wyjściową wzmacniacza $P_O = 105,4$ W przy drenowej sprawności energetycznej równej $\eta_{Dnom} = 0,93$. Straty mocy w układzie spowodowane były głównie stratami w rdzeniu i uzwojeniu cewki L_{SR} . Obniżanie napięcia zasilania E_Z przy f_{pnom} i stałej rezystancji obciążenia powodowało stopniowe przechodzenie wzmacniacza do pracy w warunkach nieoptymalnych wskutek wzrostu pojemności wyjściowej tranzystora (rys. 2b). Jednocześnie, w zakresie niskich wartości E_Z (kilka woltów) zaobserwowano wzrost sprawności drenowej

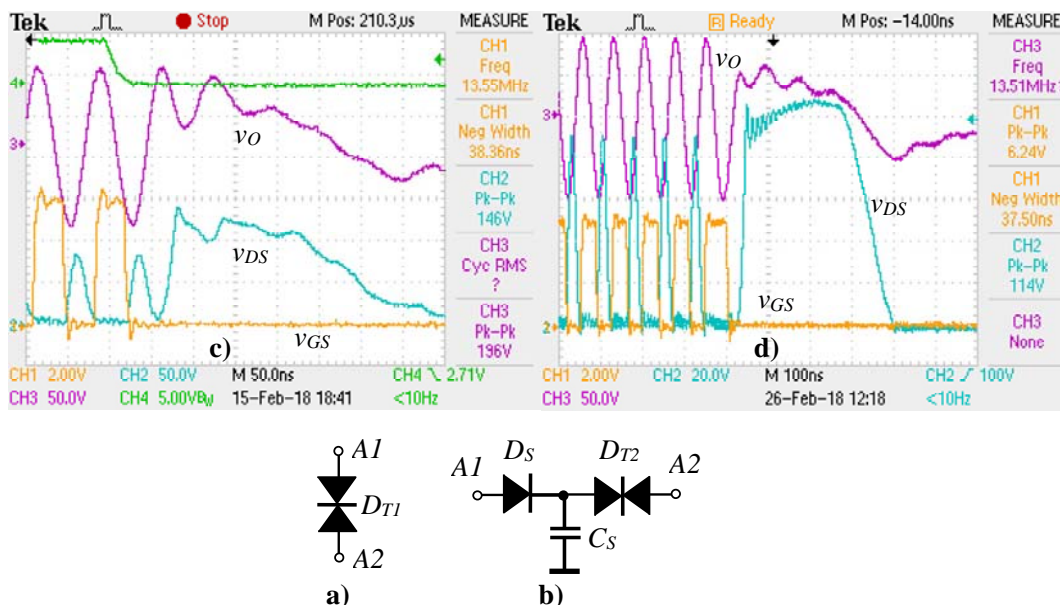
powyżej wartości η_{Dnom} , co należy tłumaczyć obniżaniem się mocy strat w cewce L_{SR} i wzrostem poziomu transmisji sygnału sterującego do obwodu wyjściowego wskutek zwiększania się pojemności sprzęgającej bramka-dren C_{rss} [1]. Przeprowadzone badania częstotliwościowej regulacji mocy wyjściowej wzmacniacza (rys. 3) w warunkach stałej rezystancji obciążenia wykazały, że uzyskanie szerokiego zakresu regulacji mocy wyjściowej i zachowanie wysokiej sprawności energetycznej wymaga jednoczesnej regulacji czasu wyłączenia (t_{OFF}) klucza.



Rys.5. Pomiary mocy zasilania P_{ZDR} układu sterującego DR; a) $P_{ZDR} = f(E_{ZDR})$ w warunkach nominalnych pracy wzmacniacza, b) $P_{ZDR} = f(f_p)$ dla $E_{ZDR} = 6V = \text{const.}$ (tranzystor nieobciążony, dren zwarty ze źródłem)



Rys.6. Zmierzone przebiegi napięcia bramkowego tranzystora GS61008P z zastosowanym driverem DR dla wyższych częstotliwości pracy (dren tranzystora zwarty ze źródłem).



Rys.7. Układy ograniczające przepięcie na tranzystorze GaN przy zaniku napięcia bramkującego; a), c) układ z diodą Transil TGL34-82CA oraz odpowiadające mu przebiegi we wzmacniaczu (tranzystor uszkodzony); b), d) układ z prostownikiem D_S (DFSL1200-7), $C_S=20$ nF, D_{T2} (TGL41-91CA) oraz przebiegi czasowe we wzmacniaczu (tranzystor sprawny)

Sposób regulacji mocy wyjściowej wzmacniacza nie wpływał istotnie na charakter zależności mocy od częstotliwości a jedynie na minimalną wartość osiąganą mocy wyjściowej w warunkach pracy ZVS, która wynosiła ok. 25 W, 15 W oraz 6,6 W, odpowiednio dla metody $D=0,5=const$, $t_{OFF}=const$ oraz z regulacją czasu t_{OFF} . Pojawienie się warunków non-ZVS widoczne jest na wykresie sprawności $\eta_D=f(f_p)$ w funkcji częstotliwości pracy jako spadek sprawności dla danej metody regulacji.

Oprócz szerokiego zakresu regulacji mocy wyjściowej i wysokiej sprawności energetycznej równie istotnym parametrem we wzmacniaczach mocy w.c.z. jest moc sterowania konieczna dla zapewnienia poprawnej pracy tranzystora mocy. Ze względu na trudny pomiar takiej mocy dokonano pomiaru mocy zasilania P_{ZDR} drivera DR, co umożliwia ocenę praktycznej przydatności zastosowanego rozwiązania układu sterującego.

Otrzymane wyniki (rys. 5a) wykazały, że nawet przy obniżonym napięciu zasilania drivera DR $E_{ZDR}=3,6$ V i mocy $P_{ZDR}=0,22$ W wzmacniacz pracował poprawnie. Badając możliwości pracy drivera w zakresie wyższych częstotliwości zmierzono przebiegi napięcia bramkowego oraz moc P_{ZDR} ($E_{ZDR}=6$ V=const.) (rys. 5b) sterując obwód bramkowy tranzystora przy zwartych drenie i źródle. Zmierzone przebiegi (rys. 6) oraz wartość mocy zasilania P_{ZDR} drivera (bliska wartości dopuszczalnej) wskazują, że dla badanego drivera obciążonego tranzystorem maksymalna częstotliwość pracy znajduje się w zakresie 30-40 MHz.

Na podstawie symulacji stwierdzono, że zanik napięcia sterującego w czasie pracy w badanym wzmacniaczu wywołuje wzrost napięcia dren-źródło tranzystora do ponad 200 V, co spowodowałoby uszkodzenie tranzystora. W celu zabezpieczenia tranzystora GaN zbadano rozwiązanie z diodą dwukierunkową Transil włączoną równolegle do dławika oraz rozwiązanie z prostownikiem diodowym Schottky (rozwiązania dołączano do punktów A1-A2 wzmacniacza) (rys. 7a, b). W obu układach przy zaniku kluczowania tranzystora część energii dławika L_{CH} zwracana jest do źródła E_Z [3]. W rozwiązaniu z rys. 7a problemem jest trudny do określenia spadek napięcia na diodzie D_{T1} w czasie przewodzenia prądu dławika oraz prądu obwodu rezonansowego. Wskutek spadku napięcia

na rezystancji szeregowej diody D_{T1} maksymalna wartość napięcia na tranzystorze $V_{DSmax}=V_{DT1}+E_Z$ (V_{DT1} - spadek napięcia na diodzie D_{T1}) może wzrosnąć przekraczając dopuszczalną dla tranzystora wartość (rys. 7c). W układzie z rys. 7b w chwili wyłączenia $T1$ prąd dławika i obwodu rezonansowego ładuje kondensator C_S poprzez diodę D_S , natomiast prąd przewodzony przez D_{T2} (pełniącą tu funkcję jednokierunkowego ogranicznika) jest rozciągany w czasie i jego wartość maksymalna jest mniejsza niż w układzie z rys. 7a. W obu układach pojemności własne diod D_{T1} i D_S stanowią część pojemności C_P wzmacniacza i powinny być uwzględnione w projekcie wzmacniacza.

Wnioski

W artykule przedstawiono wyniki badań doświadczalnych dla zaprojektowanego i zbudowanego wzmacniacza klasy E z tranzystorem GaN wykazując, że elementy te umożliwiają konstruowanie stosunkowo tanich wysokosprawnych układów mocy o wysokiej częstotliwości pracy i niskiej mocy sterowania. Stosowanie tranzystorów GaN wymaga jednak uwzględnienia ich specyfiki związanej z brakiem zjawiska przebiecia lawinowego i możliwością uszkodzenia w tych układach, gdzie zazwyczaj stosuje się tranzystory HEXFET bez specjalnych zabezpieczeń.

Autorzy: dr inż. Mirosław Mikołajewski, Politechnika Warszawska, Instytut Radioelektroniki i Technik Multimedialnych, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa.

LITERATURA

- [1] Nota katalogowa tranzystora GS61008P rev.160307/2016, f-my GaN Systems: www.gansystems.com
- [2] D. M. Kinzer, GaN overvoltage protection circuit, *US Patent No.:* US 2016/0049786A1.
- [3] M. Mikołajewski, Wzmacniacz klasy E z regulacją mocy wyjściowej metodą grup impulsów, *Wiadomości Elektrotechniczne*, vol. LXXIX, nr. 11, str. 50-52
- [4] M. Mikołajewski, A transformer Class E amplifier, *Archives of Electrical Eng.*, vol. 63, no. 4, pp.621-633, 2014
- [5] M.K. Kazimierczuk, D. Czarowski, Resonant Power Converters, *Second Edition*, J. Wiley, pp. 349-354, 2011
- [6] M. Kasprzak, Z. Kaczmarczyk, P. Legutko, Wysokoczęstotliwościowe falowniki rezonansowe klasy DE i E - modelowanie, sterowanie, zastosowania, *Elektryka*, z. 4 (236), r. LXI, str. 69-80, 2015