

LM3886

WZMACNIACZ MOCY AUDIO 150W Z WYCISZANIEM

Układ LM3886 wchodzi w skład rodziny Overture™ Audio Power Amplifier Series. Jest to wysokiej jakości wzmacniacz, dostarczający 60W mocy ciągłej z obciążeniem 4Ω lub 30W z 8Ω, przy zniekształceniach 0,03% (THD + N) w pasmie od 20Hz do 20kHz.

National Semiconductor

Parametry wzmacniacza LM3886, chronionego w trakcie pracy przez obwody SPiKe (Self Peak Instantaneous Temperature - natychmiastowe temperaturowe samozabezpieczenie impulsowe), stawiają go o klasę wyżej od wzmacniaczy dyskretnych i hybrydowych dzięki wewnętrznemu, dynamicznie chronionemu Obszarowi Bezpiecznego Działania (Safe Operating Area - SOA). Ochrona SPiKe oznacza, że wyjścia tych układów są całkowicie zabezpieczone przed skutkami przekroczenia dopuszczalnego napięcia (overvoltage), zbyt niskiego napięcia (undervoltage), przeciążeniem, są tu także uwzględnione zwarcia do biegunów zasilania, niestabilność termiczna (thermal runaway) i gwałtowne zmiany temperatury.

LM3886 charakteryzuje się doskonałym stosunkiem sygnału do szumu; przyjmuje on wartość >92dB, przy czym dolna granica poziomu szumów wynosi średnio 2,0μV. Wprowadza bardzo małe zniekształcenia (THD + N ma wartość średnią 0,03%) przy nominalnej mocy z nominalnym obciążeniem w pasmie audio, zaś doskonała liniowość charakterystyki przy nominalnych zniekształceniach intermodulacyjnych (SMPTE) wynosi średnio 0,004%. Typowymi zastosowaniami LM3886 są odtwarzacze kompaktowe, aktywne systemy głośnikowe, wzmacniacze dźwięku dookólnego w systemie Surround i wysokiej klasy odbiorniki TV stereo.

Aplikacja z pojedynczym napięciem zasilania

Typowy układ aplikacyjny z pojedynczym zasilaniem pokazano na rysunku 1. Rezystor R_{IN} peł-

ni tu rolę regulatora głośności, zmieniającego poziom sygnału doprowadzanego do wejścia wzmacniacza. Rezystory R_A ustalają napięcie polaryzujące układ, co umożliwia zasilanie go pojedynczym napięciem, ustalają także prąd polaryzujący wejścia nieodwracającego. Kondensatory C_A służą do filtracji napięć polaryzujących, zaś C do sprzęgania wejścia i wyjścia wzmacniacza w układzie z pojedynczym napięciem zasilania. Kondensator C_C obniża wzmocnienie przy wysokich częstotliwościach dla uniknięcia oscylacji pseudo-nasycenia tranzystora wyjściowego, eliminuje on także wpływ zewnętrznych zakłóceń

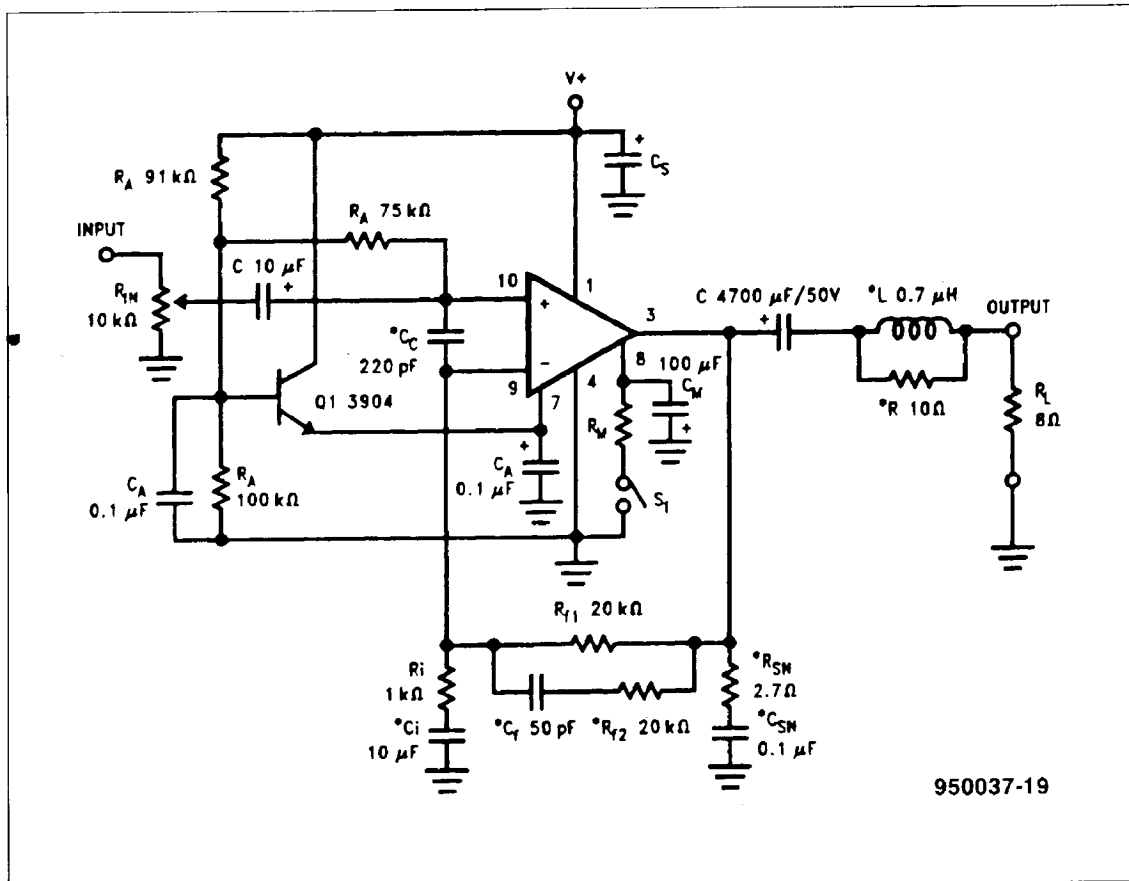
PARAMETRY

- ✓ ciągła średnia moc wyjściowa: 60W na 4Ω przy $V_{CC} = \pm 28V$
30W na 8Ω przy $V_{CC} = \pm 28V$
50W na 8Ω przy $V_{CC} = \pm 35V$
- ✓ chwilowa moc wyjściowa: 150W
- ✓ stosunek sygnału do szumu: $\geq 92dB$
- ✓ wyciszanie sygnału wejściowego
- ✓ ochrona wyjścia przed zwarcie do ujemnego lub dodatniego bieguna zasilania przez wewnętrzne ograniczanie prądu
- ✓ ochrona wyjścia przed przepięciami wywołanymi stanami nieustalonymi na obciążeniu indukcyjnym
- ✓ ochrona przed zbyt niskim napięciem zasilania, nie dopuszczająca do wewnętrznej polaryzacji (internal biasing), przy $|V_{EE}| + |V_{CC}| \leq 12V$, eliminująca więc stany nieustalone włączania i wyłączania zasilania
- ✓ 11-końcówkowa obudowa TO-220

elektromagnetycznych, wytwarzanych np. przez świetlówki. Rezystory sprzężenia zwrotnego (R_1 wraz z R_{11}) wyznaczają wzmocnienie dla napięć zmiennych. Zastosowanie kondensatora C_1 zmniejsza do jednostki wzmocnienie napięcia stałego oraz wyznacza biegun kompensacji niskiej częstotliwości (górnoprzepustowe załamanie charakterystyki):

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Dodatkowy obwód sprzężenia zwrotnego R_{12} - C_1 obniża wzmocnienie przy wyższych częstotliwościach. Biegun kompensacji wyższej częstotliwości (dolnoprzepustowe załamanie charakterystyki) jest wyznaczony przez równanie:



Rys. 1. Układ typowego wzmacniacza opartego na LM3886.

950037-19

$$f_c = \frac{R_{f1}R_{f2}\left(s + \frac{1}{R_{f2}C_f}\right)}{(R_{f1} + R_{f2}) \cdot \left(s + \frac{1}{C_f(R_{f1} + R_{f2})}\right)} \quad [2]$$

R_M jest tak dobranym rezystorem wyciszającym, aby przy obciążeniu wyprowadzenia 8 prądem 0,5mA można było wyłączyć funkcję wyciszania (mute). Jego oporność oblicza się z zależności:

$$R_M \leq \frac{|V_{EE}| - 2,6V}{I_B}$$

gdzie $I_B \geq 0,5mA$

C_M jest kondensatorem wyciszającym, wyznaczającym dużą stałą czasową włączania i wyłączania wyciszania. R_{SN} i C_{SN} stabilizują stopień wyjściowy tworząc biegun eliminujący oscylacje wysokiej częstotliwości:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{SN}C_{SN}}$$

Indukcyjność L zwiększa impedancję przy wyższych częstotliwościach, przez co zmniejsza oddziaływanie pojemności obciążenia, zaś rezystor R tłumi powstały z tą pojemnością szeregowy obwód rezonansowy; wpływ tego obwodu przy niskich częstotliwościach jest niewielki. Kondensator C_s służy do filtracji zakłóceń i blokowania zasilania. S_1 jest wyłącznikiem wyciszania, którego rozwarcie odcina sygnał wejściowy wyciszając w ten sposób wzmacniacz.

Zadaniem tych elementów jest ograniczanie szerokości pasma przenoszenia i eliminacja szkodliwych oscylacji, mogą one jednak oddziaływać na siebie niekorzystnie. Oddziaływanie to może być odczuwalne wtedy, gdy reakcje tych elementów są zbliżone. Przykładem może być kondensator blokujący C_c i kondensator kompensacyjny C_r , których niskie impedancje dla określonych częstotliwości kształtują charakterystykę przenoszenia wzmacniacza. Dobór tych pojemności przy projektowaniu układu musi być staranny i rozważny.

Maksymalna moc wydzielana

Do dokładnego obliczania maksymalnej i średniej mocy wydzielanej w układzie scalonym, przy znanym napięciu zasilania, nominalnym obciążeniu i mocy wyjściowej, służą następujące równania:

$$P_{D(max)} = \frac{V_{CC}^2}{2\pi^2 R_L} \quad [1]$$

$$P_{D(ave)} = \left(\frac{V_{o(pk)}}{R_L}\right) \cdot \left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_{o(pk)}}{2}\right)$$

$$P_{D(ave)} = \frac{V_{CC} \cdot V_{o(pk)}}{\pi R_L} - \frac{V_{o(pk)}^2}{2R_L} \quad [3]$$

gdzie P_D oznacza moc traconą, (ave) wartość średnią, V_{CC} - całkowite napięcie zasilania,

$$V_{o(pk)} = \frac{V_{CC}}{\pi} - \text{szczytowe na}$$

pięcie wyjściowe, zaś R_L - obciążenie nominalne.

Radiatory

Wyboru radiatora dla wzmacniacza audio dużej mocy dokonuje się wyłącznie z punktu widzenia utrzymania takiej temperatury jego struktury półprzewodnikowej, przy której układ ochronny w normalnych warunkach jeszcze nie działa. Trzeba dobrać taki radiator, który rozpraszając maksymalną moc układu scalonego przy danym napięciu zasilania i nominalnym obciążeniu. Gdyby nie zastosowano radiatora, wówczas w przypadku impulsów dużej mocy, trwających dłużej niż 100ms, drastycznie wzrosłaby temperatura obudowy. Temperatura obudowy układu scalonego, mierzona w środku jej powierzchni styku z radiatorem, w pełni zależy od rodzaju radiatora i sposobu umocowania do niego układu.

Układ scalony powinien zostać tak przymocowany do radiatora, aby różnica temperatury pomiędzy nimi była jak najmniejsza. Grubość radiatora musi być dostateczna dla sprawnego odprowadzania ciepła w kierunku jego uźebrowania.

Przy montażu obudowy układu scalonego z radiatorem należy użyć pasty przewodzącej ciepło (smaru termicznego), bez którego oporność termiczna kontaktu wzmacniacza scalonego z radiatorem nie będzie mniejsza od 0,5K/W, a prawdopodobnie znacznie wyższa. Zastosowanie pasty, o ile nierównomierność styku nie przekracza 0,13mm, obniża tę oporność do wielkości 0,2K/W lub nawet niższej.

Jeżeli ujemny biegun zasilania musi być odizolowany od radiatora, trzeba użyć podkładki izolującej (ceramicznej - z tlenku berylu, anodowanego aluminium, miki lub gumy silikonowej). Doświadczenie wykazało, że podkładki gumowe często się niszczą i po odkręceniu układu scalonego muszą być wymieniane na nowe. Twarde podkładki

wymagają użycia pasty termicznej z obu stron.

Maksymalną oporność termiczną (w K/W) radiatora można obliczyć, jeżeli jest znana maksymalna moc tracona w układzie scalonym, napięcie zasilania, nominalne obciążenie i wymagana znamionowa moc wyjściowa. Oblicza się ją z równania [4], które opiera się na analogii zjawisk przepływu ciepła i prądu.

Wiadomo także, że oporność termiczna Θ_{JC} (złącza do obudowy) LM3886 wynosi 1K/W, oraz że stosując dobry smar przewodzący ciepło otrzymuje się oporność termiczną Θ_{CS} obudowy do radiatora około 0,2K/W.

Oporność termiczna struktury półprzewodnikowej (złącza do atmosfery (otoczenia) jest kombinacją trzech oporności termicznych, z których dwie - Θ_{JC} i Θ_{CS} - są znane. Ponieważ konwekcyjny przepływ ciepła (rozpraszanie mocy) jest analogiczny do przepływu prądu, oporność termiczna do oporności elektrycznej, a spadek temperatury do spadku napięcia, straty mocy LM3886 będą równe:

$$P_{D(max)} = \frac{T_{J(max)} - T_a}{\Theta_{JA}}$$

gdzie $\Theta_{JA} = \Theta_{JC} + \Theta_{CS} + \Theta_{SA}$.

Ponieważ $P_{D(max)}$, Θ_{JC} i Θ_{CS} są znane, dlatego

$$\Theta_{SA} = \frac{(T_{J(max)} - T_a)}{P_{D(max)}} - (\Theta_{JC} + \Theta_{CS}) \quad [4]$$

Jeżeli temperatura otoczenia, w którym ma pracować wzmacniacz, jest wyższa od nominalnej temperatury 25°C, a pozostałe parametry są takie same, to oporność termiczna radiatora musi zostać zmniejszona.

Do wyznaczenia maksymalnej oporności termicznej radiatora wystarczą równania [1] do [4], jednak oczywiście przy założeniu, że projektant systemu zna napięcia zasilające potrzebne do wysterowania nominalnego obciążenia przy określonym poziomie mocy wyjściowej oraz parametry podane przez producenta układu scalonego - oporność termiczną obudowy Θ_C , $T_{J(max)} = 150^\circ C$ i oporność smaru Θ_{CS} .

Blokowanie zasilania

Układ LM3886 doskonale eliminuje wpływy niestabilności napięcia zasilającego i nie wymaga zasilacza stabilizowanego.

Jednakże doprowadzenia napięć zasilających do wszystkich wzmacniaczy operacyjnych, wzmacniaczy napięciowych i wzmacniaczy mocy, muszą być zablokowane niskiindukcyjnymi kondensatorami o krótkich końcówkach. Niedostateczne blokowanie zasilania ujawni się z pewnością drganiami niskiej częstotliwości albo oscylacjami wysokiej częstotliwości. Efekty te można wyeliminować przez blokowanie kondensatorami elektrolitycznymi (ewentualnie tantalowymi) o dużej pojemności ($\geq 10\mu F$), które zniwelują niestabilności niskiej częstotliwości, oraz kondensatorami ceramicznymi o małej pojemności (0,1 μF), likwidującymi sprzężenia wielkiej częstotliwości w obwodach zasilania.

Jeżeli blokowanie nie jest wystarczające, to wyprostowane składowe prądu obciążenia, płynące w doprowadzeniach zasilania, mogą sprzęgać się w wewnętrznych obwodach układu, wywołując niewielkie zniekształcenia przy większych częstotliwościach.

Zjawisko to daje się zlikwidować zablokowaniem doprowadzeń zasilających układu scalonego kondensatorem elektrolitycznym o pojemności $\geq 470\mu F$.

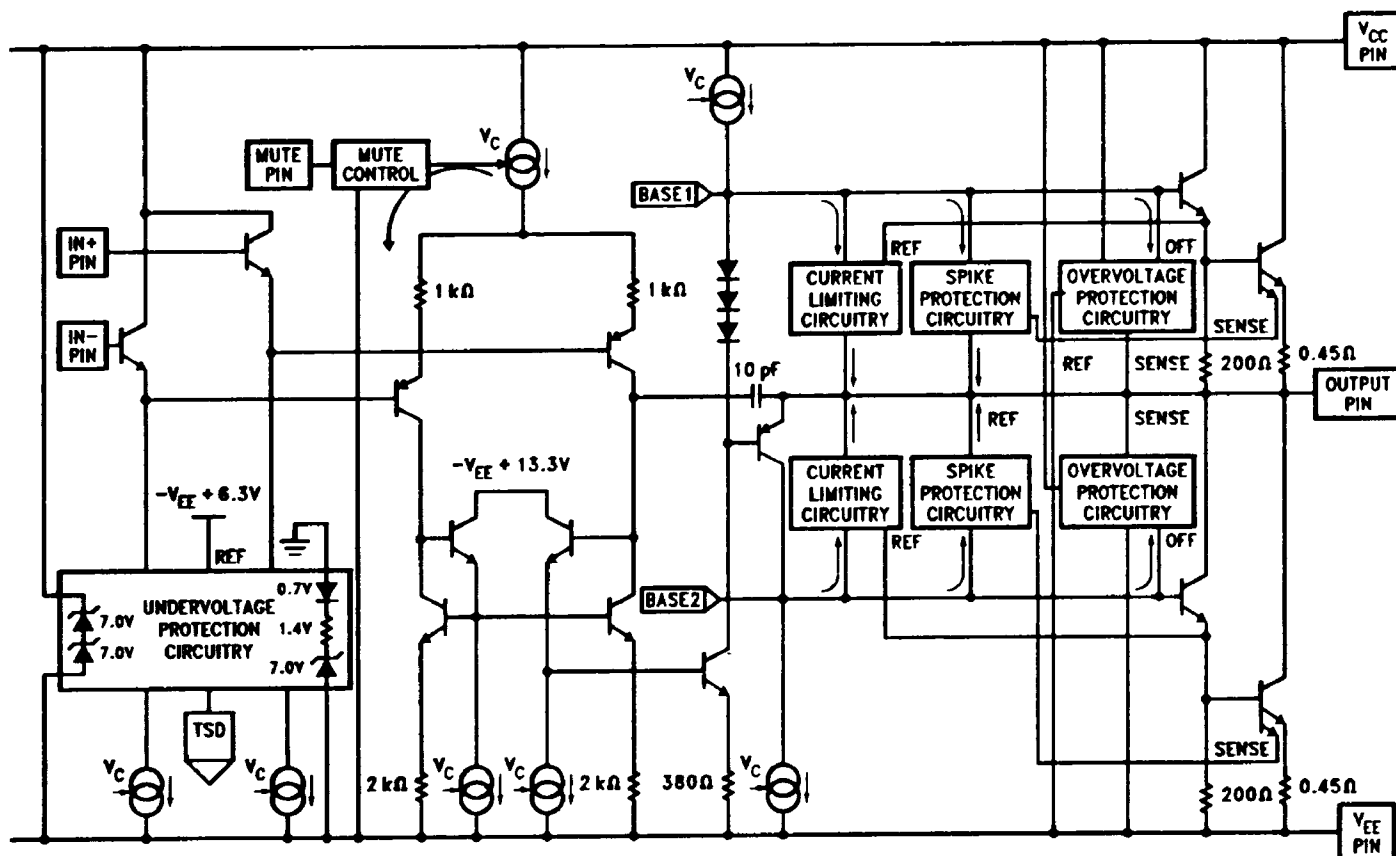
Indukcyjność doprowadzeń

Wzmacniacze operacyjne mocy są wrażliwe na indukcyjność doprowadzeń wyjściowych, zwłaszcza w przypadku dużej składowej pojemnościowej obciążenia. Sprzężenie zwrotne powinno być wyprowadzone bezpośrednio z końcówki wyjściowej, ograniczając do minimum indukcyjność wspólną z obciążeniem.

Indukcyjności przewodów mogą także wywoływać przepięcia w obwodach zasilania. Jeżeli przewody zasilające są długie, zwarcie wyjścia spowoduje magazynowanie energii w indukcyjności doprowadzeń.

Po usunięciu zwarcia energia ta jest oddawana z powrotem do kondensatora blokującego zasilanie. Amplituda wywołanego tym przepięcia jest tym mniejsza, im pojemność tego kondensatora jest większa.

Przy pojemności nie mniejszej niż 20 μF przepięcia takie są duże tylko wtedy, gdy długość przewodów przekracza 1m (indukcyjność $\geq 1\mu H$). Poprowadzenie zasilania skrętką zmniejsza ten efekt.



Rys. 2. Schemat zastępczy wzmacniacza z uproszczonymi obwodami ochronnymi SPIke.

Rozmieszczenie, pętla masy, stabilność

Układ LM3886 jest zaprojektowany do stabilnego działania przy wzmocnieniu 20dB (x10) lub większym z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, ale - jak każdy wzmacniacz wysokoprądowy - w pewnych okolicznościach może się wzbudzać. Wiąże się to zwykle z rozmieszczeniem ścieżek na płycie drukowanej lub sprzężeniem wejścia z wyjściem.

Zazwyczaj w szybkich układach wysokoprądowych niewłaściwe połączenia z masą mogą wywoływać różne trudności. Można ich uniknąć, jeżeli wszystkie połączenia z masą są prowadzone oddzielnie do jednego wspólnego punktu. W przeciwnym wypadku mogą powstawać pętle masy.

Pętle masy powstają w takich układach, w których występują różnice potencjałów pomiędzy dwoma punktami masy. Co prawda, w idealnym przypadku "masa to masa", ale, niestety, aby takie stwierdzenie było pra-

wdziwe, przewody musiałyby się charakteryzować zerową opornością. Ponieważ jednak oporność rzeczywistych połączeń z masą jest skończona, to płynące przez nie prądy wywołują skończone spadki napięcia. Jeżeli dwa połączenia łączą się z masą w różnych punktach ścieżki, to pomiędzy nimi powstanie spadek napięcia.

Zasada jednego punktu uziemianego powinna być zawsze ściśle przestrzegana w stosunku do wszystkich podzespołów i układów. Nieprzestrzeganie jej zdarza się najczęściej projektantom płytek drukowanych, na których scalony układ wzmacniacza jest otoczony dużą powierzchnią masy. Łączenie z najbliższym na płycie punktem masy może wydawać się wtedy pozornie racjonalne, jednak prowadzi do powstania pętli masy.

Czasem prąd płynący przewodami wyjściowymi (które działają jak antena) może sprzęgać się z wejściem wzmacniacza, co wywołuje oscylacje większej częstotliwości. Tak się dzieje, gdy impedancja źródła sygnału jest duża lub przewody wejściowe są długie. Można temu zara-

dzić blokując końcówki wejściowe LM3886 małą pojemnością C_c (50...500pF).

Obciążenie reaktancyjne

Większość wzmacniaczy z trudem wysterowuje obciążenia z dużą składową pojemnościową, która przy pobudzeniu falą prostokątną zazwyczaj wywołuje tłumione oscylacje (ringing). Jeżeli wyjście LM3886 zostanie połączone bezpośrednio z kondensatorem bez rezystora szeregowego, w reakcji na falę prostokątną pojawią się tłumione oscylacje wtedy, gdy pojemność jest większa od 0,2μF. W razie dużej pojemności obciążenia, wprowadzanej przez długi kabel głośnikowy, wzmacniacz trzeba chronić przed obniżaniem się impedancji przy większych częstotliwościach. Służy do tego, pokazany na rys. 1, obwód złożony z rezystora 10Ω i połączonej z nim równolegle indukcyjności 0,7μH, włączony w szereg z obciążeniem. Obwód ten przy dużych częstotliwościach izoluje wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym od obciążenia dużą impedancją sze-

regową. Rezystor 10Ω tłumia szeregowy obwód rezonansowy, utworzony przez indukcyjność z pojemnością obciążenia. Wpływ obwodu L-R w zakresie niskich częstotliwości jest mały, ponieważ rezystor 10Ω jest wtedy praktycznie zwarty.

Projektowanie wzmacniaczy mocy audio.

Uwagi ogólne

Przed rozpoczęciem projektowania wzmacniacza audio muszą być znane następujące parametry:

- wymagana moc wyjściowa,
- impedancja wejściowa,
- maksymalne napięcie zasilające,
- impedancja obciążenia,
- szerokość przenoszonych pasm.

Moc wyjściowa i impedancja obciążenia wyznaczają wymagania w stosunku do zasilania. Niekiedy trzeba jednak liczyć się z ograniczeniem maksymalnego napięcia zasilania. W takim przypadku trzeba pogodzić impedancję obciążenia z wymaganą mocą wyjściową, pamiętając o ograniczeniu prądu układu.

W każdym przypadku jednak szczytowe wartości napięcia i prądu wyjściowego oblicza się z równania:

$$V_{o(peak)} = \sqrt{2R_L P_0} \quad [5]$$

$$I_{o(peak)} = \sqrt{\frac{2P_0}{R_L}} \quad [6]$$

W celu wyznaczenia maksymalnego napięcia zasilania należy wziąć pod uwagę szereg parametrów. Napięcie minimalnego spadku (dropout voltage) $V_{o(d)}$ (4V dla LM3886) trzeba dodać do szczytowej wartości napięcia wyjściowego $V_{o(peak)}$ aby otrzymać napięcie zasilania (czyli $\pm [V_{o(peak)} + V_{o(d)}]$ przy prądzie $I_{o(peak)}$). Stabilność napięcia zasilania (zależność napięcia od obciążenia) określa napięcie nieobciążonego zasilacza, które zwykle jest wyższe o około 15%. Napięcie zasilania wzrośnie jeszcze o 10% przy maksymalnym napięciu sieci. Maksymalne napięcie zasilania wyniesie zatem:

$$V_{CC(max)} = \pm(V_{o(peak)} + V_{od}) \cdot (1 + \text{stabiln.}) \quad [7]$$

Czułość wejściowa i moc wyjściowa wyznaczają minimalne wzmocnienie nominalne:

$$A_v \geq \frac{\sqrt{P_0 R_L}}{V_{in}} = \frac{V_{o(rms)}}{V_{in(rms)}} \quad [8]$$

Zwykle wartość wzmocnienia przyjmuje się pomiędzy 20 a 200. Dla wzmacniacza audio 40W, 8Ω, oznacza to czułość odpowiednio 894mV i 89mV. Wzmacniacze o wyższym wzmocnieniu dostarczają większej mocy i dynamiki, jednak duże tzw. "wzmocnienie" ma swoje ujemne strony. Wzrasta poziom szumów odniesiony do wejścia, pogarsza się więc stosunek sygnału do szumu. Ze wzrostem wzmocnienia zmniejsza się szerokość przenoszono-go pasma mocy wyjściowej wiążąca się ze zmniejszeniem sprzężenia zwrotnego. Zmniejsza się również zdolność szybkiego reagowania na nieliniowości, a zatem pogarszają się zniekształcenia (THD + N). Wymaganą impedancją wejściową jest R_{in} . Bardzo duża impedancja może wywołać problemy przy projektowaniu rozkładu ścieżek, może wywołać także przesunięcia napięć polaryzujących. Należy przyjąć stosunkowo dużą oporność rezystora sprzężenia zwrotnego R_{F1} (10 do 100kΩ), zaś drugi rezystor tego sprzężenia - R_i - oblicza się za pomocą standardowych równań

konfiguracji wzmocnienia wzmacniaczy operacyjnych. Większość wzmacniaczy audio projektuje się w konfiguracji wzmacniacza nieodwracającego.

Wzmacniacz audio 40W/4Ω

Dane:

- moc wyjściowa: 40W
- impedancja obciążenia: 4Ω
- poziom sygnału wejściowego: 1V (max.)
- impedancja wejściowa: 100kΩ
- pasmo przenoszenia: 20Hz...20kHz, $\pm 0,25\text{dB}$

Z równań [5] i [6] wynika:

$$V_{o(peak)} = 17,9\text{V}$$

$$I_{o(peak)} = 4,5\text{A}$$

Wymagane napięcie zasilania wynosi zatem $\pm 21,0\text{V}$ przy 4,5A. Przy stabilności 15% i maksymalnym napięciu sieci napięcie zasilania wynosi ostatecznie $\pm 26,6\text{V}$ (z równania [7]).

Teraz jest właściwy moment aby sprawdzić, czy przy tym napięciu zasilania da się uzyskać wymaganą moc wyjściową przy niskich zniekształceniach THD + N, oraz czy tracona w układzie moc nie przekroczy dopuszczalnej. Równocześnie należy zaprojektować odpowiednio duży radiator o małej oporności termicznej.

Minimalne wzmocnienie z [8] wynosi $A_v = 12,6$. W wyniku przyjęcia wzmocnienia równego 13 (wejście nieodwracające) czułość wyniesie 973mV.

Przyjęcie wartości $R_{in} = 100\text{k}\Omega$ zapewni wymaganą impedancję wejściową, ale eliminuje regulację głośności, chyba że zastosuje się dodatkową impedancję połączoną szeregowo z suwakiem potencjometru R_{in} (rys. 1). Dodanie rezystora 100kΩ zapewni wymaganą minimalną impedancję wejściową.

W celu ustrzeżenia się od przesunięć napięć polaryzujących wystarczy przyjąć $R_{F1} = 100\text{k}\Omega$. Dla wzmacniacza nieodwracającego będzie:

$$R_i = \frac{R_{F1}}{A_v - 1} = \frac{100}{13 - 1} = 8,5\text{k}\Omega$$

(przyjmuje się najbliższą typową wartość 8,2kΩ)

Wymaganą szerokość pasma wyraża się w postaci bieguna czyli częstotliwości dla spadku wzmocnienia o 3dB. Przy częstotliwości różniacej się pięciokrotnie spadek wzmocnienia wynosi 0,17dB, czyli mniej niż wymagane 0,25dB. Zatem:

$$f_L = 20/5 = 4\text{Hz}$$

$$f_H = 20 \cdot 10^{3.5} = 100\text{kHz}$$

W tym momencie należy sprawdzić, czy iloczyn wzmocnienia przez pasmo (GBWP - gain-bandwidth product) układu może zapewnić wystarczające wzmoc-

nienie aż do 100kHz. Wynosi on: $GBWP \geq A_v \cdot f_{3dB} = 13 \cdot 100\text{kHz} = 1,3\text{MHz}$. Dla układu LM3886 współczynnik GBWP osiąga 2,0MHz. Kondensator sprzęgający, wyznaczający dolną częstotliwość graniczną, będzie miał pojemność:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi R_i f_L} = 4,85\mu\text{F}$$

(przyjmuje się wartość standardową 4,7μF).

Zabezpieczenie SPiKe

Wzmacniacze mocy audio serii Overture™ są wyposażone w unikalny system zabezpieczający, dzięki któremu projektant może zaoszczędzić zarówno użyte w konstrukcji elementy i miejsce przez nie zajmowane, jak i koszty projektowania układów. Owocuje to powstawaniem bardziej funkcjonalnych i niezawodnych urządzeń audio o wyższych mocach i o zwartej konstrukcji.

Zalety, którymi charakteryzowały się tylko najwyższej klasy wzmacniacze dyskretnie, stają się teraz cechą również scalonych monolitycznych układów wzmacniaczy mocy. Projektantom wzmacniaczy audio są potrzebne zabezpieczenia tranzystorów wyjściowych, sprowadzające do minimum prawdopodobieństwo awarii konstruowanych produktów.

Mając to na uwadze, National Semiconductors Audio Group opracowała zabezpieczenie SPiKe (Self Peak Instantaneous Temperature [K] - natychmiastowe temperaturowe samozabezpieczenie impulsowe). Jest to mechanizm, którego zadaniem jest ochrona wyjścia wzmacniacza przed nadmiernym wzrostem lub spadkiem napięcia, jak również przed zwarcielem do obu biegunów zasilacza, przed niestabilnością termiczną (thermal runaway) i gwałtownymi skokami temperatury.

Ograniczenie temperatury

Gdy temperatura tranzystorów końcowych osiągnie około 150°C, wzmacniacz zależnie od aktualnych warunków pracy obniży prąd bazy tranzystorów końcowych, utrzymując je w obszarze bezpiecznej pracy (Safe Operating Area - SOA). Unikalność wzmacniaczy audio chronionych przez SPiKe polega na ich zdolności do dynamicznego monitorowania SOA

tranzystorów końcowych bez względu na zwarcie wyjścia do któregoś z biegunów zasilacza oraz na przekroczenie mocy granicznej wywołane przez jakiś impuls widma audio.

Ochrona przed nadmiernym napięciem

Wzmacniacz nie powinien być obciążany powyżej swojego bezwzględnego dopuszczalnego maksymalnego napięcia zasilania (bez sygnału) i powinien być chroniony przed wszelkimi okolicznościami, mogącymi prowadzić do przekroczenia takiego poziomu obciążenia napięciowego. Ten rodzaj ochrony wymaga zazwyczaj włączenia pomiędzy wyjściem wzmacniacza a każdym z biegunów zasilania kosztownych diod Zenera lub szybkich diod Schottky'ego.

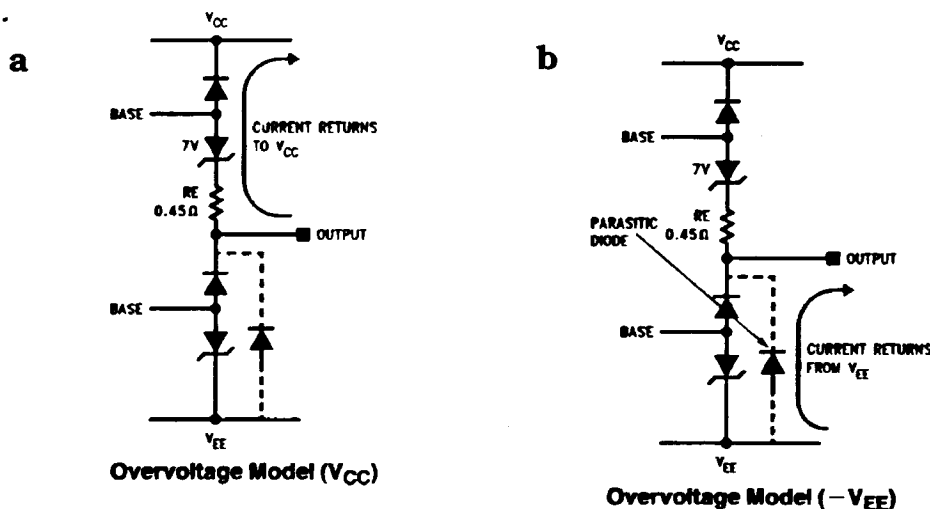
Natomiast wzmacniacze audio chronione przez SPiKe są wyposażone w unikalny system zabezpieczenia przed nadmiernym napięciem, pozwalający im wytrzymać nadmierne napięcia przy nominalnym obciążeniu głośnikami. Pokazany na **rysunku 2** mechanizm zabezpieczenia działa w ten sposób, że wykrywa najpierw przekroczenie poziomu napięcia zasilania przez napięcie wyjściowe i natychmiast wyłącza wyjściowy tranzystor sterujący, nie dopuszczając do przekroczenia jego napięcia przebicia. Układ nadal monitoruje wyjście, czekając z ponownym włączeniem wyjściowego tranzystora sterującego na zanik przepięcia.

Układ scalony wzmacniacza chronionego przez SPiKe jest ponadto wyposażony w wewnętrzny mechanizm obcinający: diodę Zenera z diodą upływową (diode drop) pomiędzy wyjściem a dodatnim biegunem zasilacza oraz wewnętrzną diodę upływową (intrinsic diode drop) pomiędzy wyjściem a ujemnym biegunem zasilacza.

Rysunki 3a i 3b ilustrują stopień wyjściowy w obu warunkach przepięciowych i pokazują, jak przebiegi napięciowe wielkiej częstotliwości są obcinane do odpowiedniej wielkości.

Ciche włączanie i wyłączanie

Ochrona przed zbyt niskim napięciem (undervoltage) jest konieczna, ponieważ wszelkie przesunięcia napięcia i "stuki" na wyjściu muszą zostać wyeliminowane ze względu na ich ni-



Rys. 3. Oddziaływanie przepięcia w stopniu końcowym wzmacniacza.

szczący wpływ na głośniki. Główną przyczyną tych stuków są gwałtowne zmiany napięcia wyjściowego i stany nieustalone powstające w czasie włączania i wyłączania zasilania. W układach scalonych chronionych przez SPiKe ochrona ta polega na przełączaniu wyjścia w stan wysokiej impedancji na czas ustalania się napięć. Następuje wtedy wyłączenie wszystkich źródeł prądowych w układzie scalonym, oznaczonych na rys. 2 sygnałem sterującym V_c . Sygnał ten blokuje źródła prądowe w układzie LM388, dopóki:

- (a) całkowite napięcie zasilające, od bieguna ujemnego do bieguna dodatniego, nie przekroczy 14V,
- (b) ujemne napięcie zasilające nie przekroczy -9V.

Ochrona przed zbyt niskim napięciem, włączana przekroczeniem napięcia -9V, powoduje zablokowanie źródeł prądowych aż do 18V pomiędzy dodatnim i ujemnym biegunem zasilacza (zakłada się, że napięcia obu biegunów rosną równocześnie). Ochrona przed zbyt niskim na-

pięciem -9V jest odniesiona do masy, aby wyeliminować możliwość pojawienia się dużych impulsów napięciowych wywołanych w zasilaczu nagłym włączeniem zbyt niskiego (względnie) napięcia 14V. Należy pamiętać, że izolacja wejścia od wyjścia, gdy wyjście jest w stanie wysokiej impedancji, zależy od oddziaływania elementów zewnętrznych i ścieżek na płycie układu.

Ograniczanie prądu

Zawsze istnieje prawdopodobieństwo zwarcia wyjścia wzmacniacza do masy. Transystor wyjściowy może zostać zniszczony, jeżeli prąd nie zostanie ograniczony wewnątrz układu scalonego. Wszystkie układy scalone chronione przez SPiKe są wyposażone w wewnętrzny układ ograniczania prądu. Próg ograniczania zależy od typu wzmacniacza i mocy jego stopnia wyjściowego. W LM3886 próg ten wynosi 7A ($|V^+| = |V^-| = 20V$, $T_{ON} = 10ms$, $V_o = 0V$).

Układ wewnętrznego ograniczania prądu działa poprzez monitorowanie prądu tranzystora wyjś-

ciowego. Wykrycie wzrostu tego prądu sygnalizuje układowi potrzebę zmniejszania dopływu prądu do bazy tranzystora wyjściowego, jak pokazano na rys. 2. Im mocniej wejście usiłuje wystęrować wyjście, tym większa część prądu sterującego tranzystor mocy jest odbierana, co wywołuje wewnętrzne ograniczanie prądu wyjściowego.

Układy scalone chronione przez SPiKe są także zabezpieczane przed chwilowymi zwarciami wyjścia do obu biegunów zasilacza przez ograniczanie przepływu prądu przez tranzystory wyjściowe. Takie przypadki nie zdarzają się często, ale jednak zdarzają się. W klasycznej konstrukcji, gdy zdarzy się to w niechronionym ograniczaniu prądu układzie dyskretnym, na tranzystorze wyjściowym pojawi się pełne napięcie, a z zasilacza popłynie bardzo duży prąd. Takie przeciążenie zniszczy dyskretny tranzystor wyjściowy, natomiast we wzmacniaczach chronionych przez SPiKe prąd jest wewnętrźnie ograniczany. Trzeba jednak zaznaczyć, że ochrona ta nie utrzymuje się

w nieskończoność. Czas zwierania wyjścia z jednym z biegunów zasilacza nie może trwać dłużej niż kilka sekund, w przeciwnym razie długotrwała niezawodność układu scalonego nie może być gwarantowana.

Wyłączenie termiczne

Wzmacniacze audio chronione przez SPiKe są również zabezpieczone przed termiczną niestabilnością (thermal runaway), niebezpieczeństwem grożącym każdemu symetrycznemu wzmacniaczowi komplementarnemu. Polega ono na nadmiernym wydzielaniu się ciepła w tranzystorze wyjściowym w wyniku wzrostu prądu kolektora, co jest skutkiem niejednakowych charakterystyk dwóch komplementarnych tranzystorów lub braku kompensacji V_{BE} w wysokiej temperaturze.

Jeżeli nie zostały zastosowane właściwe radiatory, na skutek zbyt wolnego odprowadzania mocy nadmiernie rozgrzewa się struktura półprzewodnikowa, gdy wzmacniacz jest mocno wystawiany przez dłuższy czas. Gdy złącze osiągnie górną graniczną temperaturę około 165°C, zostaje uruchomiony układ zabezpieczenia termicznego, łączący wyjście do masy. Osiągnięcie tego punktu może wywołać stuk na wyjściu, spowodowany nagłym przerwaniem dopływu muzyki do głośnika. Układ pozostanie wyłączony dopóki temperatura złącza nie obniży się o 10°C, czyli do górnej temperatury granicznej 155°C. Układ włączy się wtedy ponownie.

Bibliografia:

- National Semiconductor Lit# 108048-001
- National Semiconductor Application Note 898.