

STIKALNI MOČNOSTNI TONSKI OJAČEVALNIK

M. Bezjak¹, M. Milanovič², R. Babič²

¹ Šolski center Ptuj, Poklicna in tehniška elektro šola, Slovenija
² Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Slovenija

Ključne besede: ojačevalniki močnostni stikalni tonski, D-razred ojačevalniki, ojačevalniki močnostni, način delovanja stikalni, ojačevalniki tonski, modulatorji pulzno širinski, pretvorniki stikalni, pretvorniki navzdol, sita nizkoprepustna, MOSFET elementi stikalni, pretvorniki mostični, pretvorniki močnostni, sheme blokovne, vezja električna

Povzetek: Članek opisuje izvedbo tonskega ojačevalnika v stikalni tehniki za ojačenje signalov v nizkofrekvenčnem področju od 10 do 1000 Hz. Tako izvedbo ojačevalnika označujemo kot D razred delovanja, ki vsbuje štiri ločene stopnje: analogno vhodno stopnjo, pulzno širinski modulator, močnoststikalno stopnjo in nizkoprepustno sito. Posebni povdarek je bil podan pri izvedbi močnostne izhodne stopnje, ki jo predstavlja mostični DC-DC pretvornik. Zanj smo uporabili študijo dinamičnega obnašanja z metodo povprečenja v prostoru stanj. Na podlagi te metode je ocenjena frekvenčna karakteristika izhodne stopnje ki jo predstavljata mostično DC-DC pretvorniško vezje ter sito z bremenom.

Switching Type Audio Power Amplifier

Keywords: switching type audio power amplifiers, Class-D amplifiers, power amplifiers, switching mode of operation, audio amplifiers, pulse width modulators, switching converters, down converters, lowpass filters, MOSFET switching elements, bridge converters, power converters, block diagrams, electrical circuits

Abstract: A Class-D amplifier which amplifies an analog input signal in the low frequency range from 10Hz to 1000Hz through pulse width modulation techniques is presented in this article. This frequency range which is only one part of audio frequency range is selected with active frequency switch. Class D amplifier can be easily explained in four stages; analog input stage, audio modulation stage, pulse width modulation power stage and low pass filtering stage. The audio modulation stage changes the analog input signal to a constant frequency, varying duty cycle. This operation is accomplished with integrated circuit SN3524. For power stage amplifier realization the experiences with DC-DC converters are used and for pulse width gain stage the DC-DC Buck converter with continuous input current in bridge configuration is used. The mode of operation is very similar to switch mode power suppliers. The main goal for this decision is better power efficiency over Class-AB power amplifiers and its reduction in heat dissipation. This is in audio power amplifiers of great importance just at low frequencies. Design requirements are as follows; output voltage 28 V on the load resistance of 8 Ohms and the switching frequency is 150 kHz. The simulation and experimental results of frequency response are presented. In the expected frequency range the output power of 100 W is obtained at total harmonic distortion of 2,3% and power efficiency of 87%. The increasing of the output power up to 1000 W is possible without difficulties.

1. Uvod

Klasični tonski ojačevalniki izdelani v analogni tehniki v A oziroma AB razredu imajo relativno male izkoristke. Posebej je to prisotno pri malih izkrmljenjih. Glede na lastnosti tonskega signala lahko tudi pri izvedbi tonskih ojačevalnikov uporabimo stikalni način delovanja za doseganje večje moči na izhodu. Zato analogni signal s pomočjo pulzno širinskega modulatorja preoblikujemo v diskretni signal, ki ga neposredno ojačimo s stikalno izhodno stopnjo /2/. Izhodna stopnja z nizkoprepustnim sitom in zvočnik pa poskrbita za pretvorbo digitalnega signala spet v analogno obliko. Stikalni tonski ojačevalniki, ki jih označujemo tudi kot ojačevalnike moči v D razredu, omogočajo delovanje z zelo visokim izkoristkom tudi pri malih signalih, kar je njihova velika prednost /9/, /10/.

Iz izkušenj je znano, da je 80% moči tonskega signala prisotno v nizko frekvenčnem delu. Če z aktivno krenico razdelimo celotni tonski signal že v predojačevalniku na področja nizko frekvenčnih, srednje frekvenčnih in visoko frekvenčnih signalov, bomo lahko posamezne signale ojačevali s posebnimi ojačevalniki. Srednje in visoke tone ojačujemo z manjšima tonskima ojačevalnikoma, narejenima v linearni, analogni tehniki. Nizke tone pa preko krenice vodimo na stikalni tonski ojačevalnik.

V članku je opisan stikalni tonski ojačevalnik za ojačenje nizkofrekvenčnega tonskega področja med 10 Hz in 1 kHz. Sestavljen je iz štirih stopenj: analogne

vhodne stopnje, pulzno širinskega modulatorja, močnostne izhodne stopnje in nizkoprepustnega sita. Močnostno izhodno stopnjo smo izvedli z mostičnim DC-DC pretvornikom, ki se sicer uporablja v pretvorniške in napajalne namene. Načrtali smo jo tako, da je imela izhodno moč 100 W, brez večjih težav pa bi izhodno moč lahko povečali do 1000 W. Za frekvenco delovanja stikalnega ojačevalnika smo izbrali 150 kHz, kar je najbolj uporabljana in priporočena frekvenca delovanja pulznoširinskih modulatorjev stikalnega ojačevalnika glede na pasovno širino /2/, /10/. Ker je bila uporabljena mostična izhodna stopnja, je bilo mogoče za dinamično analizo uporabiti metodo povprečenja v prostoru stanj. S tem smo delovanje mostičnega stikalnega pretvornika lahko opisali z delovanjem pretvornika navzdol /1/, /3/, /4/, /5/.

Delovanje pretvornika navzdol in njegova povezava z mostičnim stikalnim pretvornikom sta prikazani v drugem poglavju /1/. Projektiranje polprevodniških komponent izhodne stikalne stopnje je obdelano v tretjem poglavju. Obdelan je problem izbire močnostnih stikalnih elementov ter problem galvanske ločitve krmljenega signala od izhodne stikalne stopnje /6/, /8/. V četrtem poglavju smo analizirali frekvenčne odzive izhodnega sita, ki bistveno vpliva na frekvenčno mejo ojačevalnika in frekvenčni odziv celotnega ojačevalnika ter primerjali dobljene rezultate z obstoječimi standardi /7/.

Glede na funkcijo in uporabo ločimo dve vrsti ojačevalnikov v D-razredu. V prvo skupino sodijo ozkopasovni

ojačevalniki /11/, ki ojačujejo le vhodno napetost določene frekvence. Vhodno stopnjo imajo v obliki omejevalnika signala, ki vhodni signal pretvori le v pravokotno obliko. V drugo skupino sodijo širokopasovni ojačevalniki, njihovo delovanje je v blokovi obliki prikazano na sliki 1.1. Vhodni analogni signal vodimo na pulzno širinski modulator, ki nam ga pretvori v pravokotni signal. Tako dobljene napetostne impulze pravokotne oblike peljemo na stikalni ojačevalnik. Med ojačevalnikom in bremenom imamo nizkopasovno sito, ki nam izloči koristen signal iz pulznoširinskega močnostnega signala.



Slika 1.1: Širokopasovni ojačevalnik v D razredu

2. Vhodna stopnja

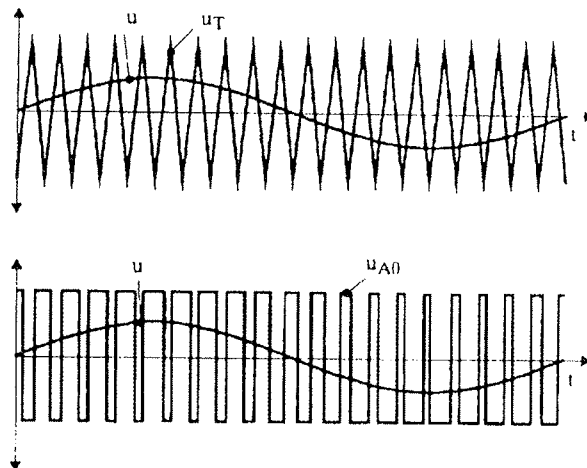
Vhodna stopnja je v bločni strukturi prikazana na sliki 2.1.



Slika 2.1: Blokova shema vhodnega dela

Premik nivoja tonskega signala je potreben zaradi prilagoditve signala iz predojačevalnika na PŠM vezje. Prilagodilno vezje za krmiljenje prožilne stopnje je zgrajeno iz diskretnih elementov in nam signal fazno zamakne za 180°. Pomembno je, da so elementi zelo

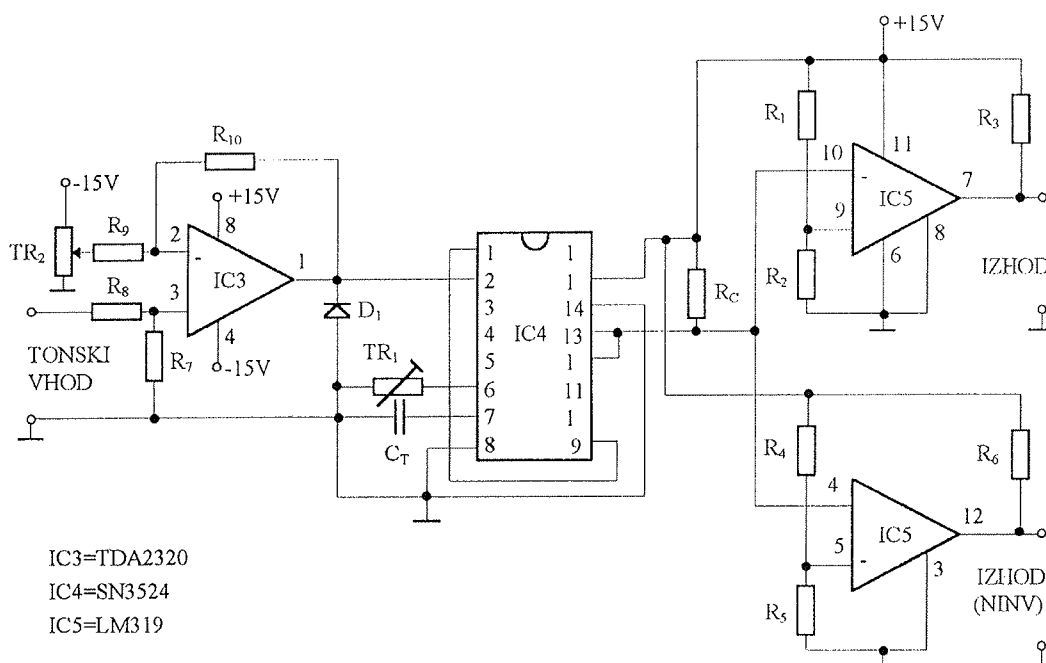
kvalitetni, saj je kvaliteta celotnega ojačevalnika močno odvisna od vhodnega dela. Celotna shema vhodnega dela je prikazana na sliki 2.2.



Slika 2.3: Princip PŠM

- vhodni signal primerjamo s signalom trikotne napetosti
- vhodni signal in izhodni pravokotni signal, ki se mu spreminja širina v odvisnosti od vhodnega

Jedro vhodnega dela predstavlja pulzno širinski modulator, ki spremeni analogni vhodni signal v digitalno obliko s konstantno frekvenco, pri čemer se spreminja prevajalno razmerje d . V osnovi je sestavljen iz primerjalnika, ki primerja posebej generirano trikotno vhodno napetost in vhodni analogni signal. Na izhodu primerjalnika dobimo impulze, katerih širina je linearno odvisna od vhodne napetosti. Princip pulzno širinske modulacije je prikazan na sliki 2.3.

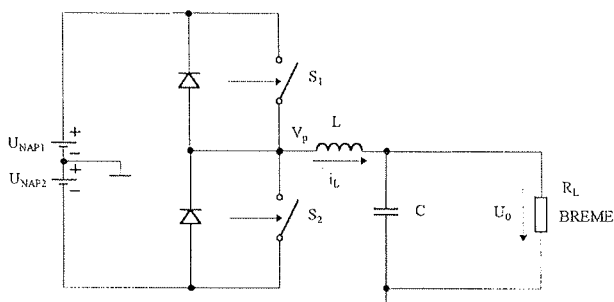


Slika 2.2: Vhodni del vezja

PŠM smo izvedli z integriranim vezjem SN3524 /8/, ki vsebuje poleg PŠM-ja še operacijski ojačevalnik na vhodu, ki se uporablja kot ojačevalnik pogreška, tokovni senzor, ki izklopi PŠM ob morebitni prekoračitvi nastavljenega toka, ter poseben priključek za prenapetostno zaščito. Vgrajen ima oscilator trikotnih impulzov, katerih frekvenco določimo z zunanjimi elementi in jo kasneje med delovanjem več ne spreminjamo. Operacijski ojačevalnik, ki služi kot tokovni senzor, ima na svojem invertirajočem vhodu termično stabilen izvor napetosti 200mV. Kadar padec napetosti zaradi toka, ki ga merimo kot napetost na znanem upor R_S , prekorači to vrednost napetosti, PŠM preneha delovati. Slaba stran integriranega vezja je v tem, da je vhodno napetostno območje premaknjeno v pozitivno področje med 0,8V in 3,5V. Pri vhodni napetosti 0,8V je prevajalno razmerje $d = 0\%$, pri vhodni napetosti 3,5V pa je $d = 45\%$. Na izhodu integriranega vezja imamo še dva tranzistorja, ki imata dve funkciji. Prva je močnostno ojačenje z dovolj velikim izhodnim tokom, $I = 50\text{mA}$, za krmiljenje enostavne izhodne stopnje druga pa invertiranje izhodnega signala iz PŠM. Ker je vhodna napetost našega ojačevalnika izmenična z amplitudo 2V, smo za pravilno krmiljenje PŠM izdelali ojačevalno vezje za premik napetostnega nivoja.

3. Močnostna izhodna stopnja

Za ojačenje pulzno širinskega moduliranega signala iz vhodne stopnje smo uporabili mostično izhodno stopnjo, ki je bila izvedena z dvema DC-DC pretvorniškim vezjem. Pretvorniško vezje deluje po principu pretorbe navzdol v področju zveznega toka in je prikazan na sliki 3.1. V izhodni mostični močnostni stopnji smo breme vezali na protifazna izhoda pretvornikov.



Slika 3.1: Pretvornik navzdol

Krmiljenje stikal S_1 in S_2 je izvedeno s stopnjo, ki ima en izhod invertiran. Preklapljanje je izvedeno s konstantno frekvenco f_s , spreminja se le prevajalno razmerje d . Izhodno napetost U_0 izračunamo z izrazom

$$U_0 = \frac{t_{ON}}{T_s} U_{NAP} = d U_{NAP} \quad (3.1)$$

kjer je U_0 izhodna napetost, t_{ON} je čas, ko je stikalo v sklenjenem položaju, T_s je čas trajanja periode in U_{NAP} je napajalna napetost. S spreminjanjem prevajalnega razmerja vplivamo na izhodno napetost. Ko je sklenjeno stikalo S_1 , se energija pretaka iz izvora proti bremenu, ko pa je sklenjeno stikalo S_2 , se breme napaja z

energijo, ki je ostala shranjena v dušilki in kondenzatorju. Zaradi lastnosti stikalnih komponent v pretvorniku navzdol ločimo pri njem dva načina delovanja:

- zvezno področje delovanja, ko trenutna vrednost toka skozi tuljavo v periodi delovanja nikoli ne doseže vrednosti nič;
- nezvezno področje delovanja, področje trganega toka, trenutna vrednost toka skozi tuljavo v periodi delovanja doseže vrednost nič.

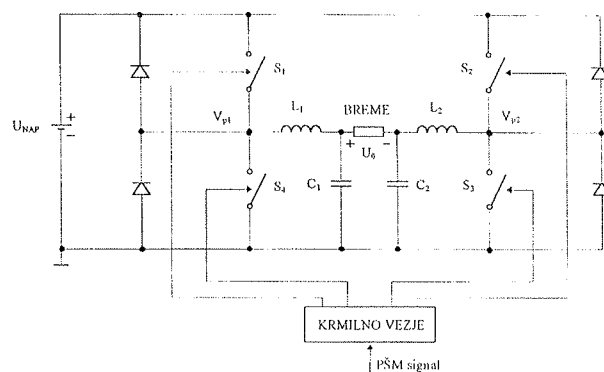
V primeru ojačevalnika v D razredu želimo zvezni način delovanja. Zanj je značilno, da tok skozi tuljavo izpolnjuje pogoj $i_L(t) > 0$. Zvezno področje delovanja pretvornika navzdol se konča na meji med zveznim in nezveznim tokom. Mejo nezveznosti toka dosežemo, ko doseže tok tuljave ničelno vrednost natanko ob koncu periode. Temensko vrednost toka I_L lahko izrazimo s srednjo vrednostjo toka na meji zveznosti, ki jo bomo označili z $I_{LM} / 1/$:

$$I_{LM} = \frac{1}{2} \hat{I}_L = \frac{1}{2} \frac{t_{ON}}{L} (U_{NAP} - U_0) = \frac{dT_s}{2L} (U_{NAP} - U_0) \quad (3.2)$$

V primeru, ko se izhodna napetost spreminja v mejah od 0V do U_{NAP} , I_{LM} vseeno pade na vrednost nič.

3.1 Mostična močnostna izhodna stopnja

Slika 3.2 kaže mostično močnostno izhodno stopnjo z bremenom in LC sitom. Mostični pretvornik in nizkoprepustni siti sta vezani simetrično. Izhodna napetost $U_p = V_{p1} - V_{p2}$ je plavajoča napetost. V praksi je $V_{p1} - V_{p2}$ visokofrekvenčni signal impulzne oblike. Siti izločita visokofrekvenčni signal s stikalno frekvenco.

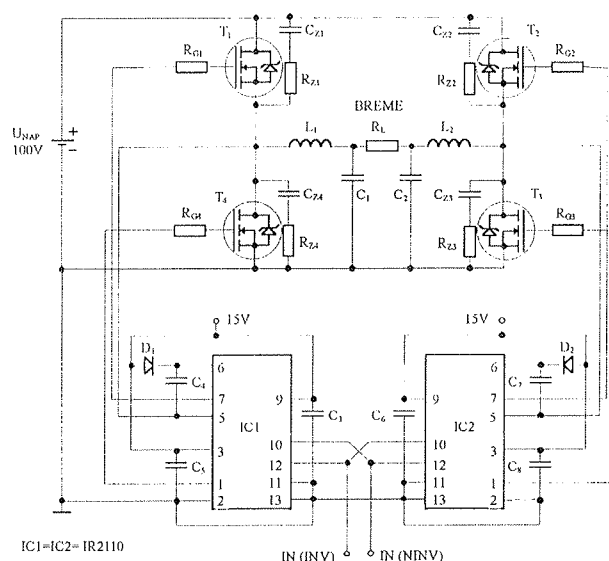


Slika 3.2: Mostični pretvornik

Mostična stopnja ima dve stanji: v prvem stanju sta stikali S_1 in S_3 sklenjeni, S_2 in S_4 pa razklenjeni. Potencial V_{p1} je enak U_{NAP} , V_{p2} pa je enak 0, v drugem stanju sta sklenjena stikala S_2 in S_4 , S_1 in S_3 pa ne. Potencial V_{p2} je enak U_{NAP} , medtem ko je V_{p1} enaka 0. Efektivni izhodni signal na bremenu dobimo s pomočjo izraza

$$U_0(t) = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_s} U_{NAP} dt - \int_{T_s}^{2T_s} U_{NAP} dt \right) \quad (3.3)$$

Končno izvedbo mostične močnostne ojačevalne stopnje prikazuje slika 3.3. Močnostni del ojačevalnika je sestavljen iz dveh delov. V prvem delu imamo močnostne tranzistorje, ki so vezani v mostič. Ob vsakem tranzistorju imamo zaščitno razbremenilno vezje. Na plavajoče sponke mostiča imamo simetrično vezana izhodni siti. V drugem delu imamo integrirani vezji IC1 in IC2, ki služita za krmiljenje stikalnih tranzistorjev s tokom do 2A. Krmilna stopnja je izvedena z vezjem IR2110. To je visokonapetostno, zelo hitro MOS močnostno vezje z galvansko ločenim visokim in nizkim prožilnim izhodom. Logični vhodi so kompatibilni z standardnimi CMOS izhodi ali z LSTTL izhodi z uporabo dvizhni uporov. Izhodni gonilniki so nizkoohmski za kratkočasne tokovne konice. Plavajoči kanal je lahko uporabljen za proženje N-kanalnih močnostnih MOSFET ali IGBT. Pri tako izbrani prožilni stopnji, vezje IR 2110 dovoljuje tudi 500V priključene napetosti na tranzistorje. Med izhodom integriranih vezij in vrati tranzistorjev imamo vezane upore, ki nam omejijo trenutne tokove ob vklopu in zmanjšajo možnost uničenja integriranega vezja v času prehodnih pojavov.



Slika 3.3: Shema močnostnega dela ojačevalnika

Pri preklapljanju induktivnih tokokrogov pride do pojava, ko kljub izklopljenemu tranzistorju ni možna nenadna sprememba toka. Ta pojav nam povzroča dodatne stikalne izgube na tranzistorjih. S pomočjo preprostega kriterija /3/

$$t_{ON} + t_{OFF} \leq \frac{T}{10} \quad (3.4)$$

smo določili najkrajši čas periode in s tem najvišjo dovoljeno frekvenco preklapov. Morda je kriterij (3.3) na prvi pogled nekoliko prestrog, vendar se moramo zavedati, da na stikalnem elementu nastajajo stikalne izgube, ki so lahko tudi večje od prevodnih izgub. Pri tranzistorjih, ki smo jih uporabili pri našem ojačevalniku, je bila vrednost vsote časov vklopa in izklopa 465ns, kar določa najvišjo frekvenco delovanja stikalnega vezja 215kHz.

Za izboljšanje lastnosti D-razreda ojačevalnika (nelinearna popačenja, popačenj zaradi PŠM) bi morala biti stikalna frekvenca 150 krat večja od najvišje frekvence želene pasovne širine signala /10/. Za Hi-Fi tonske ojačevalnike, ki imajo zgornjo frekvenčno mejo pri 20kHz bi to pomenilo, da bi bila stikalna frekvenca D-razreda ojačevalnika v tem primeru 3MHz. Za takšen ojačevalnik pa je težko najti tranzistorje, ali pa so ti zelo dragi. Pri izvedbi našega ojačevalnika, ki ojačuje le frekvenčni pas od 10Hz do 1kHz smo izbrali frekvenco 150kHz, saj smo pri pregledu literature /2/ ugotovili, da tudi drugi avtorji uporabljajo takšne vrednosti.

Za stikalne elemente smo uporabili MOSFET tranzistorje. Prednost MOSFET močnostnih tranzistorjev pred bipolarnimi je predvsem v področju višjih stikalnih frekvenc. Izvedba krmiljenja je dokaj preprosta. Krmilimo jih v bistvu napetostno, vendar ne smemo pozabiti tudi na polnjenje parazitnih kondenzatorjev C_{GS} , ki so prisotni med vrati (G) in izvori (S). Za manjše stikalne čase je potreben večji krmilni tok. Iz enačbe (3.4) lahko izračunamo amplitudo toka, ki je potrebna ob vklopu tranzistorjev /5/

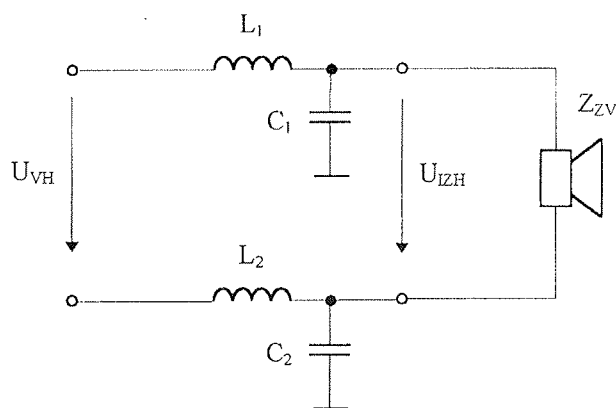
$$U_{GS} C_{GS} = I_K t_{vk} \quad (3.5)$$

4. Nizko prepustno sito

Nizko prepustno sito predstavlja obenem vezje za digitalno analogni pretvorbo pulzno moduliranega visokofrekvenčnega signala. Običajno se uporablja Butterworthovo sito druge stopnje z L in C elementom. Prenosno funkcijo sita nam podaja izraz

$$\frac{U_{IZH}}{U_{VH}} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (4.1)$$

Zaradi mostične vezave izhodne stopnje sito ustrezno razdelimo kot je prikazano na sliki 4.1. Vrednosti za posamezni tuljavi in kondenzatorja dobimo s primerjavo prenosne funkcije vsakega posameznega vezja in izraza (4.1).



Slika 4.1: Izhodno sito polnomostičnega ojačevalnika

Izbira tuljave in kondenzatorja predstavlja kompromis tudi glede na dovoljeno valovitost $1/f$. Valovitost napetosti izračunamo iz

$$\frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{\pi^2}{2} (1-d) \left(\frac{f_0}{f_s} \right)^2 \quad (4.2)$$

kjer je

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

Tuljavi L_1 in L_2 sta prvi energijski posodi v izhodnem situ. Njeni induktivnosti morata biti čim večji, to pomeni manjšo valovitost izhodnega toka okrog želene vrednosti; shraniti morata toliko energije, kolikor jo potrebuje breme v eni periodi; njune fizične dimenzije morajo biti čim manjše, ker to pomeni prihranek prostora in denarja, linearni del histerezne zanke mora biti dovolj velik, da med delovanjem ne bi zašli v nasičenje.

Kondenzatorja C_1 in C_2 sta druga od elementov, ki sta sposobna skladiščiti energijo. Vendar pa v naši aplikaciji nimata tako velikega pomena kot dušilka. Kondenzator skrbi bolj za glajenje izhodne napetosti. Kapacitivnosti ne smemo večati v nedogled, saj s tem nižamo zgornjo frekvenčno mejo. Pri izbiri zelenega kondenzatorja smo se srečali še z enim problemom. Zraven omejitve, da mora ustrezati napetostnim zahtevam, imajo kondenzatorji, ki so namenjeni za stikalno uporabo, tudi podatek o maksimalni dopustni spremembi napetosti na njem, du/dt . Iz enačbe

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (4.4)$$

vidimo, da nam ta podatek podaja maksimalni tok, s katerim lahko polnimo kondenzator. Seveda je to za nas pomembno, saj polnimo kondenzator v zelo kratkih

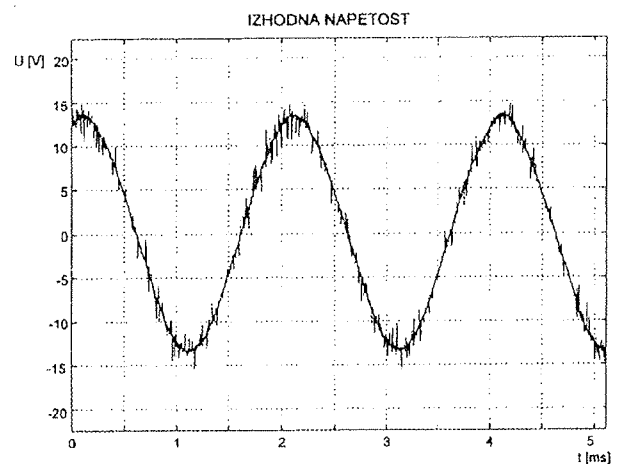
intervalih in so tokovne konice lahko precej visoke. Zato smo izbirali le med kondenzatorji, ki so namenjeni za stikalne namene, saj imajo le-ti du/dt bistveno večji od običajnih kondenzatorjev.

5. Rezultati

Prenosna funkcija pretvornika je podana z $1/s$

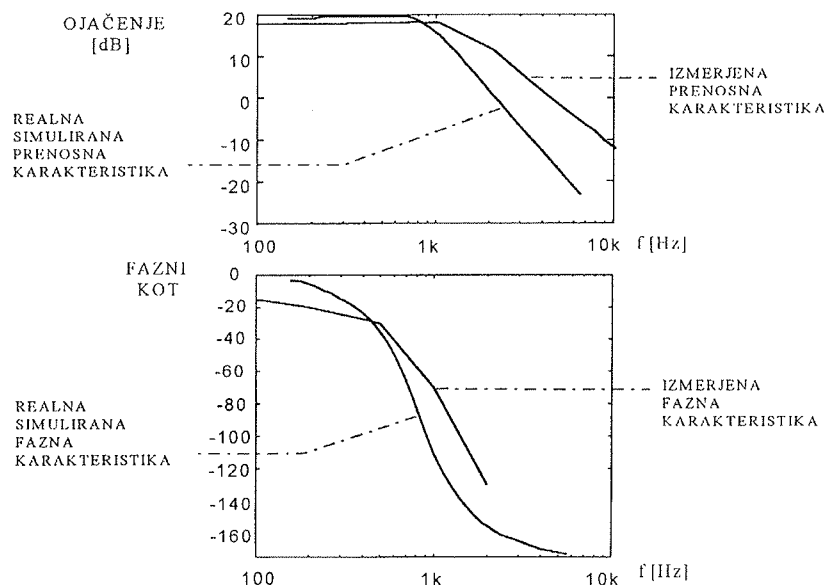
$$\frac{U_0(s)}{d(s)} = \frac{dU_{NAP}}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1} \quad (5.1)$$

Na sliki 5.1 je prikazan simulirani in izmerjeni amplitudni in fazni frekvenčni odziv celotnega vezja.



Slika 5.2: Časovna oblika izhodnega signala s frekvenco 500Hz na bremenu

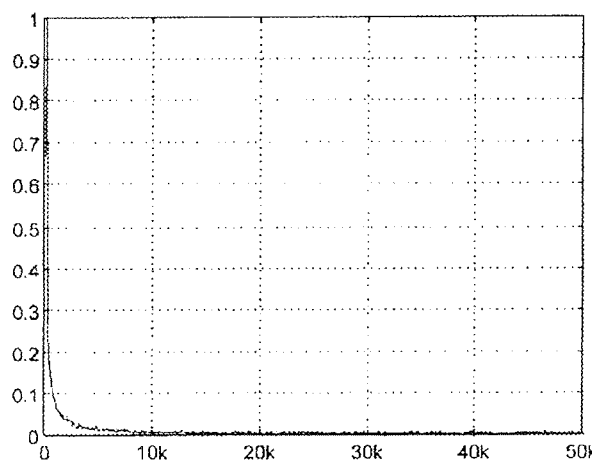
Če primerjamo izmerjeno in simulirano prenosno karakteristiko vidimo, da se dokaj dobro ujemata.



Slika 5.1: Frekvenčna in fazna karakteristika

Razlika je v strmini upadanja ojačenja in faze. Pri simulaciji prenosne karakteristike je upoštevana še serijska izgubna upornost tuljave in kondenzatorja.

Rezultati meritev izhodnega signala so prikazani na naslednjih dveh slikah. Na sliki 5.2 je izrisana časovna oblika signala na bremenu, ki ima frekvenco 500Hz, na sliki 5.3 pa je izrisan normirani frekvenčni spekter. Iz njega vidimo razmerje med osnovno harmonsko komponento in višjimi harmonskimi komponentami, ki s frekvenco močno upadajo.



Slika 5.3: Normirani frekvenčni spekter izhodnega signala

6. Zaključek

V članku je opisano načrtovanje in izdelava nizkofrekvenčnega tonskega ojačevalnika v stikalni izvedbi za izhodno moč 100 W. Pri impedanci bremena 8Ω smo imeli izhodno napetost 28V, tok skozi stikalno stopnjo je bil 3.6A. Stikalno frekvenco smo izbrali 150 kHz. Pri delu smo uporabili izkušnje s pretvorniški vezji in za izhodno močnostno stopnjo uporabili mostično vezavo dveh DC-DC pretvornikov. Z ojačevalnikom v stikalni izvedbi dosežemo boljši izkoristek vezja, brez večjih problemov pa bi lahko izdelali ojačevalnik z močjo do 1000 W. Izmerjeni rezultati kažejo zaenkrat še določeno slabost v razmeroma velikem nelinearnem popačenju, izmerjeni faktor popačenja THD je znašal 2.3%, ter v povzročanju stikalnih visokofrekvenčnih motenj. Izmerjena frekvenčna karakteristika se lepo ujema s postavljenimi zahtevami, spodnja frekvenčna meja je pod 10Hz, zgornja frekvenčna meja pa je 1kHz. Izkoristek smo izmerili pri polovični koristni moči na izhodu in znaša 87%. Zaradi male potrošnje moči na tranzistorjih so lahko hladilna telesa tranzistorjev majhnih dimenzij. To je prav tako pomembna prednost stikalnega delovanja ojačevalnika.

Posebnost stikalnega načina delovanja mostičnega stikalnega pretvornika s plavajočim izhodom je tudi v tem, da je valovitost napajalnega izvora precej izločena iz izhodnega signala in v običajnih primerih zato ni potrebna posebna stabilizacija enosmerne izvora. To nam omogoča dodatno zmanjšanje izgub, velikosti, kompleksnosti in cene ojačevalnika.

7. Literatura

- /1/ Milanovič Miro, Uvod v močnostno elektroniko, Založniška tiskarska dejavnost Tehniških fakultet v Mariboru, Maribor 1997
- /2/ K. M. Smith, K. M. Smedley, Yunhong Ma, Realization of a Digital PWM Power Amplifier using Noise and Ripple Shaping, IEEE PESC 95, University of California, Irvine, California 1995:p 96-102
- /3/ Igor Godec, Boost usmernik s korekcijo faktorja moči: diplomska naloga, Maribor, marec1993
- /4/ Andrej Kupčič, Resonančni PWM DC-DC pretvornik: diplomska naloga, Maribor, april 1993
- /5/ Bojan Alatič, Računalniško podprta analiza in simulacija pulznih usmernikov: magistrska naloga, Maribor, 1984
- /6/ SGH THOMSON, Power MOS Devices, Databook, Microelectronics, 1993
- /7/ Industry Standard Analog ICs Databook, 1989
- /8/ UNIRODE, International Semiconductor Databook, USA, 1984-85
- /9/ Marjan Bezjak, Stikalni nizkofrekvenčni tonski ojačevalnik: diplomska naloga, Univerza v Mariboru, FERi, Maribor, junij 1997
- /10/ Vack. G.U., Schaltungstechnik des D-Vestärkers. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 24; 789...793
- /11/ Ervin Pichlmayer, Leistungsverstärker der Klasse D, FUNKSCAU (1977) Heft 4; 167...169

Marjan Bezjak, univ. dipl. inž. el.
Šolski center Ptuj,
Poklicna in tehniška elektro šola, Ptuj
izr. prof.dr. Miro Milanovič, dipl. inž. el.,
doc. dr. Rudolf Babič, dipl. inž. el.,
Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko,
Smetanova 17, 2000 Maribor

Prispelo (Arrived): 14.5.99

Sprejeto (Accepted): 9.6.99