

TEHNIČKO REŠENJE

Metoda za modelovanje signala pojačavača snage bazirana na nenegativnim trigonometrijskim polinomima drugog stepena

M-85: Prototip, nova metoda, softver, standardizovan ili atestiran instrument, nova genetska proba, mikroorganizmi

Autori:

Dr Anamarija Juhas, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu,

Dr Staniša Dautović, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu,

Dr Ladislav Novak, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu.

Godina

2016

Podtip tehničkog rešenja:

Nova metoda - M85

Korisnik:

Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu, za potrebe daljih istraživanja

Projekat u okviru koga je realizovano tehničko rešenje:

Broj projekta: TR 32016 Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije

Program istraživanja u oblasti tehnološkog razvoja za period 2011-2016.

Tehnološka oblast: Elektronika, telekomunikacije i informacione tehnologije

Naziv projekta: Inovativne elektronske komponente i sistemi bazirani na neorganskim i organskim tehnologijama ugrađeni u robe i proizvode široke potrošnje

Rukovodilac projekta: dr Ljiljana Živanov, redovni profesor

Kako su rezultati verifikovani (od strane kog tela):

Verifikacija tehničkog rešenja je izvršena od strane:

Naučno-nastavnog veća Fakulteta tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu

1. Opis problema koji se rešava tehničkim rešenjem

Oblast na koju se tehničko rešenje odnosi

Teorija signala i sistema, teorija električnih kola, pojačavi snage

Problem koji se tehničkim rešenjem rešava

U cilju povećanja efikasnosti pojačavača snage potrebno je detaljno razmatranje signala napona i struje na priključcima pojačavača. Koncept modelovanja različitih klasa signala od interesa, datira još od šezdesetih godina prošlog veka i doveo je do pojave novih klasa pojačavača, npr. klase F, inverzne klase-F, klase-E, klase-BJ, kontinualne klase-F, itd. Zbog toga su metode za modelovanje signala važne i neophodne u dizajnu pojačavača snage.

U ovom tehničkom rešenju izložena je metoda modelovanja signala bazirana na nenegativnim trigonometrijskim polinomima drugog stepena. Ovaj tip signala pojavljuje se u različitim klasama pojačavača snage (u klasi-BJ i njenim modifikacijama, hibridnim klasama koje proučavaju proizvoljne impedanse u izlaznom kolu, za pojačavače kod kojih se koristi injektovanje drugog harmonika u izlaznom kolu, itd.). Metoda opisana u ovom tehničkom rešenju je analitička i omogućava opis cele klase nenegativnih signala, kao i njenih podklasa koje imaju primenu u modelovanju signala pojačavača snage. Modelovani signali su primenjeni za određivanje performansi pojačavača snage (efikasnosti i impedanse u izlaznom delu kola).

2. Stanje rešenosti tog problema u svetu

Prva detaljna matematička analiza signala napona i struje u kontekstu pojačavača snage [1] objavljena je 1967. godine. Rad [1] predstavlja početak onoga što se danas naziva dizajn signala (*eng. waveform engineering*) [2]. Takođe, klasifikacija pojačavača snage urađena je na osnovu idealnih signala napona i struje u izlaznom kolu pojačavača (npr. [2]). Nakon objavljivanja rada [1], pojavili su se brojni radovi u kojima su matematički analizirani signali pojačavača snage (npr. [3]-[7]). Pregled modela signala pojačavača snage korišćenih do 2012. godine može se naći u [8]. U poslednjih nekoliko godina, analitički modeli signala napona i struja doveli su do pojave novih tzv. kontinualnih klasa [9]-[21], kao i drugih novih mogućnosti u projektovanju pojačavača snage [22]-[24]. Zbog toga je u analizi pojačavača snage, dizajn signala karika koja povezuje tehnologiju, dizajn kola i performanse sistema [2]. Eksperimentalna analiza pojačavača snage je danas takođe bazirana na tome da se realizuju teorijski određeni optimalni signali [2], [8], [10]-[11], [13]-[21], [25]. Poznavanje modela signala donosi brojne prednosti u dizajnu pojačavača snage, npr. dizajn postaje manje zavisen od tehnologije, omogućava prepoznavanje izobličenja signala koja loše utiču na performanse pojačavača i preduzimanje korektivnih akcija, itd. [25].

Prednost novih klasa pojačavača snage je da postoji više rešenja za impedansu u izlaznom kolu pojačavača snage, što daje veću fleksibilnost u projektovanju uskopojasnih pojačavača snage, jer više nije neophodno ostvariti kratku vezu ili otvorenu vezu na svim višim harmonicima. Osim toga, proširen skup rešenja se koristi u projektovanju širokopojasnih pojačavača snage neophodnih za nove primene u bežičnim telekomunikacijama (npr. [10], [13]).

Na kontinualni prelaz između različitih klasa pojačavača snaga (klasa-C, E i F) prvi put je ukazano 2001. godine u [9]. Nekoliko godina kasnije, definisanje klase-J pojačavača snage [10] bila je početna tačka u otkrivanju novih tzv. kontinualnih klasa. Kontinualne klase se dobijaju množenjem naponskog ili strujnog signala osnovne klase sa faktorom oblika $(1 + \beta \sin \theta)$, što dovodi do formiranja cele familije signala. Za kontinualne klase modifikuje se samo jedan od signala, dok drugi ostaje nepromenjen. Familija signala vodi ka novom skupu rešenja za impedansu u izlaznom kolu pojačavača snage, pri čemu efikasnost i izlazna snaga ostaju nepromenjene. Taj koncept je doveo do pojave klase-BJ [11], [12], kontinualne klase-F [13], [14], kontinualne inverzne klase-F, [15], kontinualne klase-E [16], kontinualne klase-C [17], hibridne klase F-J [18], kao i kontinualnog prelaza između klase-F i inverzne klase-F [19]. U radovima [20], [21] iz 2014. i 2015. godine se definiše i analizira rezistivno-reaktivna klasa-BJ.

Signal napona u idealnoj klasi-BJ (koja se još naziva i kontinualna klasa-J) jednak je $v_{BJ}(\theta) = (1 - \cos \theta)(1 + \beta \sin \theta)$, gde je $-1 \leq \beta \leq 1$. Uvođenjem parametra β dodat je drugi harmonik u signal napona. Za $\beta = 0$ dobija se signal napona za konvencionalnu klasu-B. Za $\beta = -1$ dobija se signal napona za klasu-J, dok se za $\beta = 1$ dobija signal napona za klasu-J* (koja se naziva i dualna klasa-J).

Idealna klasa-BJ je nastala kao proširenje klase-J i dobija se kontinualnom promenom parametra β . Promena parametra β daje beskonačan skup rešenja između klase-B i klase-J, pri čemu efikasnost i izlazna snaga pojačavača ostaju nepromenjeni u odnosu na klasu-B, sa obzirom da β ne utiče na vremenski konstantnu komponentu i kosinusni član na osnovnom harmoniku napona.

Nenegativni signali sa osnovnim i drugim harmonikom takođe imaju ulogu u projektovanju pojačavača snage sa injektovanim drugim harmonikom [22], [23], kao i u projektovanju pojačavača snage sa proizvoljnim impedansama u izlaznom kolu [24].

U radovima [26]-[27] razmatrani su nenegativni signali sa osnovnim i drugim, odnosno osnovnim i k – tim harmonikom u kontekstu pojačavača snage. U ovom tehničkom rešenju prikazani su novi rezultati u modelovanju nenegativnih signala sa osnovnim i drugim harmonikom, kao i nove mogućnosti primene ovih modela u analizi pojačavača snage.

3. Detaljan opis tehničkog rešenja (uključujući i prateće ilustracije i tehničke crteže)

Normalizovan oblik signala sa vremenski konstantnom komponentom, osnovnim i drugim harmonikom (trigonometrijski polinom drugog stepena) glasi:

$$T_2(\theta) = 1 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta. \quad (1)$$

Amplitude osnovnog i drugog harmonika signala (1) su

$$\lambda_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}, \quad (2)$$

$$\lambda_2 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2}, \quad (3)$$

respektivno. Signali tipa (1) mogu se napisati i u sledećem obliku:

$$T_2(\theta) = 1 + \lambda_1 \cos(\theta + \varphi_1) + \lambda_2 \cos(2\theta + \varphi_2), \quad (4)$$

gde je $\lambda_1 \geq 0$, $\lambda_2 \geq 0$, $\varphi_1 \in (-\pi, \pi]$ i $\varphi_2 \in (-\pi, \pi]$. Relacije između koeficijenata a_1 , b_1 i parametara λ_1 , φ_1 , kao i koeficijenata a_2 , b_2 i parametara λ_2 , φ_2 glase:

$$a_1 = \lambda_1 \cos \varphi_1, \quad b_1 = -\lambda_1 \sin \varphi_1, \quad (5)$$

$$a_2 = \lambda_2 \cos \varphi_2, \quad b_2 = -\lambda_2 \sin \varphi_2. \quad (6)$$

U ovom tehničkom rešenju analizirani su nenegativni signali tipa (1), tj. oni za koje važi $T_2(\theta) \geq 0$ za svako θ . Posebna pažnja je posvećena nenegativnim signalima koji imaju nulu, kao i nenegativnim signalima sa maksimalnom apsolutnom vrednošću parametra a_1 , kada su neki od koeficijenata poznati. Opisani su postupci za određivanje koeficijenata, kao i primena tih postupaka u određivanju performansi pojačavača snage sa signalom napona koji je nenegativan signal tipa (1).

3.1. Opis nenegativnih signala sa osnovnim i drugim harmonikom

Prema klasičnom rezultatu o trigonometrijskim polinomima [28] (videti takođe i [29]), svi nenegativni trigonometrijski polinomi tipa (1) mogu se napisati kao:

$$T_2(\theta) = \text{Re}^2 \{ \underline{H}_2(e^{j\theta}) \} + \text{Im}^2 \{ \underline{H}_2(e^{j\theta}) \}, \quad (7)$$

gde je $j = \sqrt{-1}$,

$$\underline{H}_2(e^{j\theta}) = c_0 + jd_0 + (c_1 + jd_1)e^{j\theta} + (c_2 + jd_2)e^{2j\theta}, \quad (8)$$

i parameteri c_0 , c_1 , c_2 , d_0 , d_1 , d_2 zadovoljavaju sledeći uslov:

$$c_0^2 + c_1^2 + c_2^2 + d_0^2 + d_1^2 + d_2^2 = 1. \quad (9)$$

Iz (7)-(9) sledi da se koeficijenti a_1 , b_1 , a_2 i b_2 nenegativnih signala tipa (1) mogu se napisati kao [28]:

$$a_1 = 2(c_0c_1 + c_1c_2 + d_0d_1 + d_1d_2), \quad (10)$$

$$a_2 = 2(c_0c_2 + d_0d_2), \quad (11)$$

$$b_1 = 2(d_0c_1 + d_1c_2 - c_0d_1 - c_1d_2), \quad (12)$$

$$b_2 = 2(c_2d_0 - c_0d_2). \quad (13)$$

Navedeni opis koeficijenata zahteva šest parametara c_0 , c_1 , c_2 , d_0 , d_1 i d_2 koji su povezani nelinearnom relacijom (9). Polazeći od rezultata [28], u [26] je pokazano da se koeficijenti nenegativnih signala tipa (1) mogu izraziti u terminima samo četiri nezavisna parametra. Taj opis je dat u sledećem stavu.

Stav 1. Za sve nenegativne signale tipa (1), koeficijenti a_1 , b_1 , a_2 i b_2 mogu se izraziti u terminima četiri nezavisna parametra ε , ψ , ϕ i ν kao

$$a_1 = \sin 2\varepsilon [\cos \psi \cos(\phi + \nu) + \sin \psi \cos(\phi - \nu)], \quad (14)$$

$$b_1 = \sin 2\varepsilon [\cos \psi \sin(\phi + \nu) - \sin \psi \sin(\phi - \nu)], \quad (15)$$

$$a_2 = \cos^2 \varepsilon \sin(2\psi) \cos(2\nu), \quad (16)$$

$$b_2 = \cos^2 \varepsilon \sin(2\psi) \sin(2\nu). \quad (17)$$

Zamenom (14)-(17) u (1) dobija se sledeći oblik nenegativnih signala:

$$T_2(\theta) = 1 + \sin 2\varepsilon [\cos \psi \cos(\theta - \nu - \phi) + \sin \psi \cos(\theta - \nu + \phi)] + \cos^2 \varepsilon \sin(2\psi) \cos 2(\theta - \nu). \quad (18)$$

Iz (18) sledi da se svi oblici nenegativnih signala tipa (1) mogu dobiti za proizvoljnu vrednost parametra ν (npr. za $\nu = 0$), a da se nakon toga transliranjem mogu rekonstruisati i svi ostali nenegativni signali.

Maksimalna vrednost amplitude osnovnog harmonika nenegativnih signala jednaka je $\sqrt{2}$ [28], [26]. Prema tome, amplituda osnovnog harmonika nenegativnih signala tipa (1) zadovoljava nejednakost

$$0 \leq \lambda_1 \leq \sqrt{2}. \quad (19)$$

Iz (16), (17) i (3) sledi $\lambda_2 = |\sin(2\psi)| \cos^2 \varepsilon$. Lako se vidi da je maksimalna vrednost ovog izraza jednaka jedinici, te amplituda drugog harmonika nenegativnih signala tipa (1) zadovoljava nejednakost

$$0 \leq \lambda_2 \leq 1. \quad (20)$$

Osim toga, za nenegativne signale tipa (1), $\lambda_2 = 1$ implicira $\lambda_1 = 0$ (iz $\lambda_2 = 1$ sledi $\cos^2 \varepsilon = 1$ i $\sin 2\varepsilon = 0$, a samim tim i $a_1 = b_1 = \lambda_1 = 0$).

Kao primer, razmotrimo signale kod kojih je $a_2 = 0$. Na osnovu (14)-(17), koeficijenti takvih signala se mogu dobiti za npr. $\nu = \pi/4$. Uvođenjem smene $\psi' = \psi - \pi/4$ izrazi za koeficijente (14)-(17) postaju:

$$a_1 = \sin 2\varepsilon \cos(\psi' - \phi), \quad b_1 = \sin 2\varepsilon \cos(\psi' + \phi), \quad a_2 = 0, \quad b_2 = \cos^2 \varepsilon \cos(2\psi'). \quad (21)$$

U slučaju koji je od interesa za idealnu klasu-BJ pojačavača snage je još i $a_1 = -1$. Na osnovu (21), $a_1 = -1$ implicira $\sin 2\varepsilon = 1$ i $\cos(\psi' - \phi) = -1$ ili $\sin 2\varepsilon = -1$ i $\cos(\psi' - \phi) = 1$. U oba slučaja se dobija

$$a_1 = -1, \quad b_1 = -\cos(2\psi'), \quad a_2 = 0, \quad b_2 = \frac{1}{2} \cos(2\psi'). \quad (22)$$

Parametar $\cos(2\psi')$ u (22) odgovara parametru β u signalu napona za idealnu klasu-BJ pojačavača.

3.2. Nenegativni signali sa bar jednom nulom

Za pojačavače snage od posebnog interesa su nenegativni signali sa maksimalnom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_1 , zato što efikasnost pojačavača direktno zavisi od ovog koeficijenta. Nenegativni signali sa maksimalnim $|a_1|$ pripadaju podskupu nenegativnih signala sa bar jednom nulom [27]. Ove činjenice pokazuju važnost nenegativnih signala sa bar jednom nulom u modelovanju signala pojačavače snage, videti npr. [8], [12], [20], [24].

U ovom odeljku je dat opis nenegativnih signala sa bar jednom nulom, tj. signala $T_2(\theta)$ takvih da je $T_2(\theta) \geq 0$ za svako θ i $T_2(\theta_0) = 0$ za neko θ_0 . Primetiti da $T_2(\theta) \geq 0$ i $T_2(\theta_0) = 0$ impliciraju $T_2'(\theta_0) = 0$. U odeljku 3.2.1 je opisan postupak određivanja parova koeficijenata (a_1, b_1) nenegativnih signala sa bar jednom nulom za zadate koeficijente a_2 i b_2 . Odeljak 3.2.2 posvećen je nenegativnim signalima sa bar jednom nulom i $a_2 = 0$, dok se u odeljku 3.2.3 analiziraju nenegativni signali sa bar jednom nulom i $b_1 = 0$. U odeljku 3.2.4 opisani su nenegativni signali sa dve nule, kao i njihovo određivanje kada su zadati koeficijenti drugog harmonika (odeljak 3.2.4.1), odnosno kada su zadati koeficijenti osnovnog harmonika (odeljak 3.2.4.2).

Opis svih nenegativnih signala tipa (1) sa bar jednom nulom [26]-[27] dat je u sledećem stavu.

Stav 2. Svaki nenegativan signal tipa (1) sa bar jednom nulom može se izraziti u sledećem obliku

$$T_2(\theta) = [1 - \cos(\theta - \theta_0)][1 - \lambda_2 \cos \xi - 2\lambda_2 \cos(\theta - \theta_0 + \xi)], \quad (23)$$

pod uslovom da

$$\lambda_2 \leq \frac{1}{2 + \cos \xi}, \quad (24)$$

$$|\xi| \leq \pi. \quad (25)$$

Konverzijom signala (23) u aditivnu formu dobijaju se njegovi koeficijenti:

$$a_1 = -(1 + \lambda_2 \cos \xi) \cos \theta_0 - 2\lambda_2 \sin \xi \sin \theta_0, \quad (26)$$

$$b_1 = -(1 + \lambda_2 \cos \xi) \sin \theta_0 + 2\lambda_2 \sin \xi \cos \theta_0, \quad (27)$$

$$a_2 = \lambda_2 \cos(2\theta_0 - \xi), \quad (28)$$

$$b_2 = \lambda_2 \sin(2\theta_0 - \xi), \quad (29)$$

gde λ_2 zadovoljava (24) i $|\xi| \leq \pi$. Takođe, iz (28)-(29) i (6) sledi

$$\xi = (2\theta_0 + \varphi_2) \bmod 2\pi. \quad (30)$$

3.2.1. Nenegativni signali sa bar jednom nulom i zadatim koeficijentima a_2 i b_2

U ovom odeljku opisan je postupak određivanja svih parova koeficijenata (a_1, b_1) nenegativnih signala sa bar jednom nulom i zadatim koeficijentima a_2 i b_2 , $a_2^2 + b_2^2 \neq 0$.

Za zadate a_2 i b_2 , iz (6) se mogu odrediti amplituda $\lambda_2 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2}$ i faza drugog harmonika:

$$\varphi_2 = \text{atan2}(-b_2, a_2), \quad (31)$$

gde je funkcija $\text{atan2}(y, x)$ definisana sa

$$\text{atan2}(y, x) = \begin{cases} \arctan(y/x) & \text{ako je } x \geq 0, \\ \arctan(y/x) + \pi & \text{ako je } x < 0 \text{ i } y \geq 0, \\ \arctan(y/x) - \pi & \text{ako je } x < 0 \text{ i } y < 0. \end{cases} \quad (32)$$

Osim toga, iz (30) sledi $2\theta_0 = (\xi - \varphi_2) \bmod 2\pi$, odakle je

$$\theta_0 = \frac{1}{2}(\xi - \varphi_2) + q\pi, \quad q \in \{0, 1\}, \quad (33)$$

Na osnovu (24), interval za $\cos \xi$ zavisi samo od λ_2 ,

$$-1 \leq \cos \xi \leq -2 + 1/\lambda_2. \quad (34)$$

Lako se može pokazati da je izraz (34) uvek zadovoljen ako je $\lambda_2 \leq 1/3$. Sa druge strane, za $1/3 < \lambda_2 \leq 1$, na osnovu (25) i (34), interval za $|\xi|$ je jednak $\arccos(-2 + 1/\lambda_2) \leq |\xi| \leq \pi$. Sledi da se interval za $|\xi|$ za signale tipa (23) može napisati kao

$$\arccos[\min(1, -2 + 1/\lambda_2)] \leq |\xi| \leq \pi. \quad (35)$$

Na osnovu izloženog, za zadate koeficijente a_2 i b_2 , interval za parametar ξ može se odrediti iz (35). Za izabranu vrednost parametra ξ , na osnovu (33) postoje dve vrednosti θ_0 ; jedna se dobija za $q=0$, dok se druga dobija za $q=1$. Uvrštavanjem izabrane vrednosti ξ i jedne od dve izabrane vrednosti za θ_0 u (26) i (27) dobijaju se koeficijenti a_1 i b_1 .

3.2.2. Nenegativni signali sa bar jednom nulom i $a_2 = 0$

U ovom odeljku opisan je postupak određivanja svih trojki koeficijenata (a_1, b_1, b_2) nenegativnih signala sa bar jednom nulom i $a_2 = 0$. Ovaj tip signala je od interesa za pojačavače snage u klasi-BJ.

Za $a_2 = 0$ početna faza drugog harmonika je $\varphi_2 = -\text{sgn}(b_2)\pi/2$ i na osnovu (33)

$$\theta_0 = \frac{\xi}{2} + \text{sgn}(b_2)\frac{\pi}{4} + q\pi, \quad q \in \{0, 1\}. \quad (36)$$

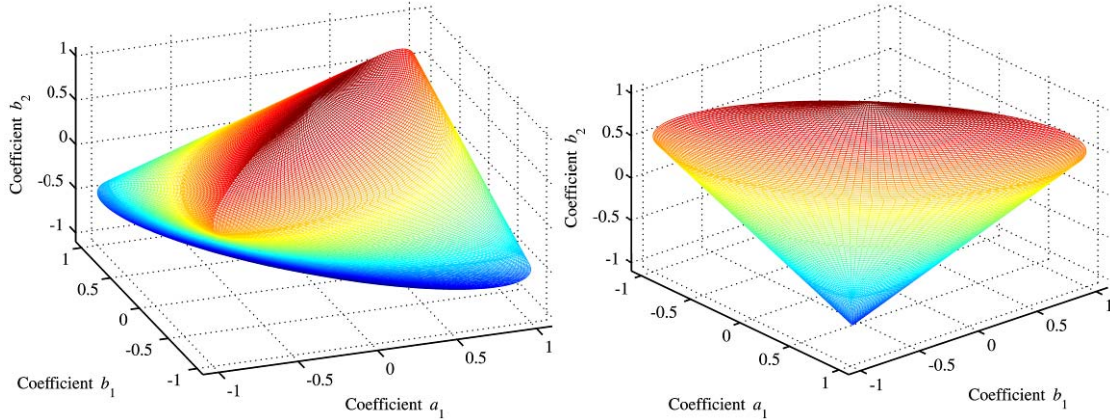
Kada se iz (36) izrazi ξ i uvrsti u (26)-(27) dobija se

$$\begin{aligned} a_1 &= -\cos \theta_0 - 2b_2 \sin^3 \theta_0, \\ b_1 &= -\sin \theta_0 - 2b_2 \cos^3 \theta_0. \end{aligned} \quad (37)$$

Na osnovu izloženog, svi nenegativni signali sa bar jednom nulom i $a_2 = 0$ mogu se odrediti zadavanjem b_2 , $-1 \leq b_2 \leq 1$ (s obzirom da je na osnovu (20) $\lambda_2 \leq 1$). Za zadato b_2 amplituda drugog harmonika je $\lambda_2 = |b_2|$ i iz (35) se određuje interval za ξ . Za izabrano ξ , iz (36) se dobija θ_0 , a potom iz (37) koeficijenti prvog harmonika. (Postupak može ići i drugim redosledom. Zada se ξ , $-\pi < \xi \leq \pi$, i iz (34) se odredi interval za $\lambda_2 = |b_2|$. Za izabrano b_2 , iz (36) se dobija θ_0 , a zatim iz (37) koeficijenti a_1 i b_1).

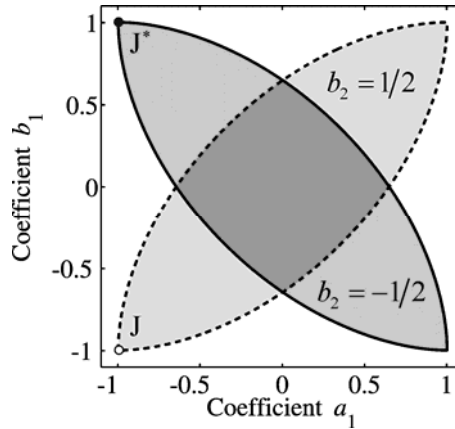
Koeficijenti a_1 , b_1 i b_2 nenegativnih signala sa $a_2 = 0$ i bar jednom nulom formiraju zatvorenu površ u koordinatnom sistemu (a_1, b_1, b_2) (prikazanu iz dva ugla na slici 1). Tačke unutar površi određuju

nenegativne signale (koji nemaju nulu), tačke na površi određuju nenegativne signale koji imaju nulu, dok tačke izvan površi određuje signale koji nisu nenegativni.



Slika 1. Parametarski prostor (a_1, b_1, b_2) za $a_2 = 0$. Tačke na površi određuju nenegativne signale koji imaju nulu.

Kao primer, na slici 2 su prikazane zatvorene krive u ravni a_1, b_1 i osenčene su oblasti koje odgovaraju nenegativnim signalima za dve vrednosti koeficijenta b_2 : $b_2 = -1/2$ i $b_2 = 1/2$. Posebno su označene tačke koje odgovaraju naponskom signalu u klasi-J pojačavača snage ($a_1 = -1, b_1 = -1, a_2 = 0, b_2 = 1/2$) i klasi- J^* ($a_1 = -1, b_1 = 1, a_2 = 0, b_2 = -1/2$). U okolini ovih tačaka mogu se uočiti oblasti koje odgovaraju nenegativnim signalima sa nešto manjom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_1 .



Slika 2. Parametarski prostor (a_1, b_1) za $a_2 = 0$ i $b_2 = \pm 1/2$. Sivo obojene oblasti odgovaraju nenegativnim signalima.

3.2.3. Nenegativni signali sa bar jednom nulom i $b_1 = 0$

U ovom odeljku opisan je postupak određivanja svih trojki koeficijenata (a_1, a_2, b_2) nenegativnih signala sa bar jednom nulom i $b_1 = 0$. Ovi signali su korišćeni u odeljku 3.4.3 u kontekstu određivanja maksimalne efikasnosti pojačavača snage sa rezistivnom impedansom na osnovnom harmoniku.

Za $b_1 = 0$ iz (27) dobija se

$$(1 + \lambda_2 \cos \xi) \sin \theta_0 = 2\lambda_2 \sin \xi \cos \theta_0. \quad (38)$$

Sa druge strane, iz (28)-(29) sledi

$$\lambda_2 \cos \xi = a_2 \cos(2\theta_0) + b_2 \sin(2\theta_0), \quad \lambda_2 \sin \xi = a_2 \sin(2\theta_0) - b_2 \cos(2\theta_0). \quad (39)$$

Uvrštavanjem (39) u (38), i rešavanjem tako dobijene jednačine po b_2 dobija se

$$b_2 = \frac{1}{2} \tan \theta_0 [2a_2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0)]. \quad (40)$$

Zamena (40) u (39) i tako dobijenih izraza u (26) vodi ka

$$a_1 = -\text{sgn}(\cos \theta_0) \sqrt{1 + \tan^2 \theta_0} [2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0)]. \quad (41)$$

Osim toga, iz (24) je $\lambda_2 \cos \xi \leq 1 - 2\lambda_2$, što u kombinaciji sa (39) daje $a_2 \cos(2\theta_0) + b_2 \sin(2\theta_0) \leq 1 - 2\lambda_2$. Uvrštavanjem (40) u ovaj izraz dobija se $2\lambda_2 \leq (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0)$. Nakon kvadriranja može se pisati $4a_2^2 + 4b_2^2 - (1 - a_2)^2(1 + \tan^2 \theta_0)^2 \leq 0$. Još jednim uvrštavanjem (40) potpuno se eliminiše b_2 :

$$\left[2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0)\right] \left[2a_2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0)\right] \leq 0. \quad (42)$$

Iz $\lambda_2 \leq 1$ sledi $|a_2| \leq 1$. Zbog toga je prvi činilac sa leve strane (42) veći ili jednak od drugog činioca. Odatle sledi $2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0) \geq 0$ i $2a_2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0) \leq 0$, što se može napisati kao

$$\frac{2a_2}{1 - a_2} \leq 1 + \tan^2 \theta_0 \leq \frac{2}{1 - a_2}. \quad (43)$$

Iz $2 - (1 - a_2)(1 + \tan^2 \theta_0) \geq 0$ i (41) dobija se $a_1 \leq 0$ ako je $\cos \theta_0 \geq 0$ i $a_1 \geq 0$ ako je $\cos \theta_0 \leq 0$. Analizirajmo (43) za $a_2 \leq 0$ i $a_1 \leq 0$. Za $a_2 \leq 0$, (43) se svodi samo na $1 + \tan^2 \theta_0 \leq 2/(1 - a_2)$. Kako je $1 + \tan^2 \theta_0 = 1/\cos^2 \theta_0$ i $\cos \theta_0 \geq 0$ za $a_1 \leq 0$, dobija se

$$|\theta_0| \leq \arccos \sqrt{\frac{1 - a_2}{2}}, \quad a_1 \leq 0, \quad a_2 \leq 0. \quad (44)$$

Na osnovu izloženog, nenegativni signali tipa (1) sa $b_1 = 0$ i bar jednom nulom mogu se generisati na sledeći način: izabere se a_2 , $-1 \leq a_2 \leq 1$, i iz (43) se odredi interval za θ_0 . Za izabrano θ_0 koeficijenti a_1 i b_2 određuju se iz (41) i (40), respektivno.

3.2.4. Nenegativni signali sa dve nule

Opis svih nenegativnih signala tipa (1) sa dve različite nule [27] dat je u Stavu 3. U odeljcima 3.2.4.1 i 3.2.4.2 dat je postupak određivanja nenegativnih signala sa dve nule kada su poznati (a_2, b_2) i kada su poznati (a_1, b_1) , respektivno.

Stav 3. Svaki nenegativan signal tipa (1) sa dve različite nule može se napisati kao

$$T_2(\theta) = 2\lambda_2 [1 - \cos(\theta - \theta_0)] [1 - \cos(\theta - \theta_0 + \xi)], \quad (45)$$

gde je

$$\lambda_2 = \frac{1}{2 + \cos \xi}, \quad (46)$$

$$0 < |\xi| \leq \pi. \quad (47)$$

Postoji još jedan tip signala koji se može opisati sa (45)-(46) za vrednost parametra $\xi = 0$, koja ne pripada intervalu (47). To su maksimalno zaravnjeni (*eng. maximally flat*) signali. Uvrštavanjem $\xi = 0$ u (46) dobija se $\lambda_2 = 1/3$. Uvrštavanjem $\xi = 0$ i $\lambda_2 = 1/3$, izraz (45) dobija oblik:

$$T_2(\theta) = \frac{2}{3} [1 - \cos(\theta - \theta_0)]^2. \quad (48)$$

Amplituda λ_2 data sa (46) monotonno raste sa porastom $|\xi|$, $0 \leq |\xi| \leq \pi$. Na osnovu toga, interval za amplitudu drugog harmonika nenegativnih signala tipa (45) je:

$$1/3 < \lambda_2 \leq 1. \quad (49)$$

Amplituda prvog harmonika signala (45) jednaka je $\lambda_1 = 4\lambda_2 \cos(\xi/2)$. Iz $0 < |\xi| \leq \pi$ sledi $0 \leq \cos(\xi/2) < 1$. Zamenom $\cos \xi = 2\cos^2(\xi/2) - 1$ u (46) dobija se $2\lambda_2 \cos^2(\xi/2) = 1 - \lambda_2$. Iz $0 \leq \cos(\xi/2) < 1$ i $2\lambda_2 \cos^2(\xi/2) = 1 - \lambda_2$ sledi

$$\cos(\xi/2) = \sqrt{(1 - \lambda_2)/(2\lambda_2)}, \quad 1/3 < \lambda_2 \leq 1. \quad (50)$$

Uvrštavanje (50) u $\lambda_1 = 4\lambda_2 \cos(\xi/2)$ vodi ka sledećoj relaciji između amplituda prvog i drugog harmonika nenegativnih signala tipa (45):

$$\lambda_1 = \sqrt{8\lambda_2(1 - \lambda_2)}, \quad 1/3 < \lambda_2 \leq 1. \quad (51)$$

Koeficijenti prvog harmonika signala (45) su:

$$a_1 = -\lambda_1 \cos(\theta_0 - \xi/2), \quad b_1 = -\lambda_1 \sin(\theta_0 - \xi/2), \quad (52)$$

gde je λ_1 dato sa (51). Koeficijenti na drugom harmoniku dati su sa (28)-(29).

Pokazaćemo da su u slučaju nenegativnih signala sa dve nule početne faze prvog i drugog harmonika takođe tesno povezane. Iz (30) sledi $\cos \varphi_2 = \cos(\xi - 2\theta_0)$ i $\sin \varphi_2 = \sin(\xi - 2\theta_0)$. Sa druge strane, iz (52) i (5) sledi relacije $\cos \varphi_1 = \cos(\pi - \xi/2 + \theta_0)$ i $\sin \varphi_1 = \sin(\pi - \xi/2 + \theta_0)$. Poređenjem ovih izraza zaključuje se da početne faze harmonika nenegativnih signala sa dve nule povezuju relacije

$$\cos \varphi_2 = \cos 2\varphi_1, \quad \sin \varphi_2 = -\sin 2\varphi_1. \quad (53)$$

3.2.4.1. Nenegativni signali sa dve nule i zadatim koeficijentima a_2 i b_2

U ovom odeljku rešen je problem određivanja koeficijenata osnovnog harmonika nenegativnih signala tipa (1) sa dve nule za zadate koeficijente a_2 i b_2 , $a_2^2 + b_2^2 \neq 0$.

Amplituda drugog harmonika nenegativnih signala sa dve nule zadovoljava relaciju (49), tj. $1/3 < \lambda_2 \leq 1$. Iz (52) sledi $\varphi_1 = \theta_0 - \xi/2$, dok iz (53) sledi $\varphi_1 = -\varphi_2/2 + q\pi$, $q \in \{0,1\}$. Na osnovu toga je $\theta_0 - \xi/2 = -\varphi_2/2 + q\pi$ i relacije (52) dobijaju oblik:

$$a_1 = -\lambda_1 \cos(\varphi_2/2 - q\pi), \quad b_1 = \lambda_1 \sin(\varphi_2/2 - q\pi), \quad (54)$$

gde je $\varphi_2 = \text{atan}2(-b_2, a_2)$, $q \in \{0,1\}$ i λ_1 dato sa (51). Postoje dva nenegativna signala tipa (1) sa dve nule za zadate koeficijente a_2 i b_2 , jedan se dobija za $q=0$, dok se drugi dobija za $q=1$. Signal koji se dobija za $q=0$ ima $a_1 \leq 0$, dok signal koji se dobija za $q=1$ ima $a_1 \geq 0$.

3.2.4.2. Nenegativni signali sa dve nule i zadatim koeficijentima a_1 i b_1

Sada ćemo rešiti obrnut problem i odrediti koeficijente a_2 i b_2 nenegativnih signala tipa (1) sa dve različite nule za zadate koeficijente a_1 i b_1 , $a_1^2 + b_1^2 \neq 0$.

Amplitude harmonika nenegativnih signala tipa (1) sa dve nule povezuje relacija (51). Rešavanjem (51) po λ_2 dobija se

$$\lambda_2 = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \lambda_1^2/2} \right], & 0 < \lambda_1 \leq 4/3 \text{ ili } \lambda_1 = \sqrt{2}, \\ \frac{1}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \lambda_1^2/2} \right], & 4/3 < \lambda_1 < \sqrt{2}. \end{cases} \quad (55)$$

Dva rešenja moguća su samo za $4/3 < \lambda_1 < \sqrt{2}$. Osim toga, izraz (53) povezuje početne faze prvog i drugog harmonika nenegativnih signala sa dve nule. Može se pisati

$$a_2 = \lambda_2 \cos 2\varphi_1, \quad b_2 = \lambda_2 \sin 2\varphi_1, \quad (56)$$

gde je $\varphi_1 = \text{atan}2(-b_1, a_1)$ i λ_2 dato izrazom (55). Postoji jedan nenegativan signal tipa (1) sa dve nule za zadate koeficijente a_1 i b_1 ako je $0 < \lambda_1 \leq 4/3$ ili $\lambda_1 = \sqrt{2}$ i dva signala ako je $4/3 < \lambda_1 < \sqrt{2}$. Polazeći od (52), (51)-(53) i (56) dobijaju se relacije

$$a_2 = \frac{a_1^2 - b_1^2}{8(1 - \lambda_2)}, \quad b_2 = \frac{a_1 b_1}{4(1 - \lambda_2)}. \quad (57)$$

3.3. Najveća apsolutna vrednost koeficijenta a_1

Signali tipa (1) sa $a_1 \geq 0$ mogu se dobiti iz onih sa $a_1 \leq 0$ pomeranjem signala za π . Pomeranje $T_2(\theta)$ za π ekvivalentno je zameni a_1 sa $-a_1$ i b_1 sa $-b_1$ (a_2 i b_2 ostaju isti). Zbog toga, bez gubitka opštosti možemo pretpostaviti $a_1 \leq 0$.

Opis nenegativnih signala tipa (1) sa najvećom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_1 za zadate koeficijente na drugom harmoniku [27] je dat u sledećem stavu.

Stav 4. Svaki nenegativan signal tipa (1) sa najvećom apsolutnom vrednošću koeficijenta $a_1 \leq 0$ za zadate koeficijente a_2 i b_2 ($\lambda_2^2 = a_2^2 + b_2^2$, $\varphi_2 = \text{atan}2(-b_2, a_2)$) može se napisati kao

$$T_2(\theta) = [1 - \cos \theta][1 - a_2 - 2\lambda_2 \cos(\theta + \varphi_2)], \quad (58)$$

ako je $2\lambda_2 \leq 1 - a_2$, ili

$$T_2(\theta) = 2\lambda_2 [1 - \cos(\theta + (\varphi_2 - \xi)/2)][1 - \cos(\theta + (\varphi_2 + \xi)/2)], \quad (59)$$

ako je $2\lambda_2 \geq 1 - a_2$, gde su λ_2 i ξ povezani relacijom (46), i $|\xi| \leq \pi$.

Signal tipa (58) može se dobiti iz (23) uvrštavanjem $\theta_0 = 0$ i $\xi = \varphi_2$. Osim toga, uvrštavanjem $\theta_0 = 0$ i $\xi = \varphi_2$ u (26)-(29) dobijaju se sledeće relacije koje povezuju koeficijente osnovnog i drugog harmonika signala (58):

$$a_1 = -(1 + a_2), \quad b_1 = -2b_2. \quad (60)$$

Sa druge strane, lako se vidi da signal tipa (59) ima dve različite nule ako je $\xi \neq 0$. Izraz (59) može se dobiti iz (45) zamenom $\theta_0 - \xi/2$ sa $-\varphi_2/2$. Uvrštavanjem $\theta_0 - \xi/2 = -\varphi_2/2$ u (52) dobija se

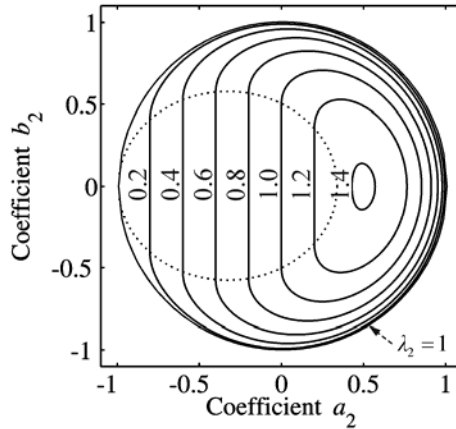
$$a_1 = -\lambda_1 \cos(\varphi_2/2), \quad b_1 = \lambda_1 \sin(\varphi_2/2), \quad (61)$$

gde je λ_1 dato sa (51). Važno je napomenuti da za $a_2 \leq 0$, iz (60)-(61) sledi $|a_1| \leq 1$.

Konturne linije najveće apsolutne vrednosti koeficijenta a_1 u funkciji a_2 i b_2 prikazane su na slici 3. Relacija $2\lambda_2 = 1 - a_2$ definiše zatvorenu krivu (prikazanu isprekidanom linijom na slici 3). Kvadrat izraza $2\lambda_2 = 1 - a_2$ može se napisati u obliku

$$12b_2^2 + (3a_2 + 1)^2 = 4. \quad (62)$$

Vidi se da je to elipsa sa centrom u $a_2 = -1/3$ i $b_2 = 0$. Tačke na samoj liniji odgovaraju signalima koji se mogu napisati u oba oblika (58) i (59). Tačke unutar linije odgovaraju signalima tipa (58), dok tačke izvan linije (i $\lambda_2 \leq 1$) odgovaraju signalima tipa (59).



Slika 3. Najveća apsolutna vrednost koeficijenta a_1 u funkciji koeficijenata a_2 i b_2 .

3.4. Nenegativni signali u analizi performansi pojačavača snage

U ovom odeljku izložena su tri slučaja primene opisa nenegativnih signala sa osnovnim i drugim harmonikom u analizi performansi pojačavača snage. U svim slučajevima, naponski signal je nenegativan signal tipa (1) sa bar jednom nulom. Za strujni signal usvojen je tzv. polusinusoidalni signal, veoma čest u analizi pojačavača snage u klasičnim klasama AB, B i C, [2], [8], zatim u klasi-BJ [10], [20], [21], klasi-F [2], [8], u kontinualnoj klasi-F [15], itd.

Razmotrimo električno kolo pojačavača snage prikazano na slici 4. Pretpostavimo da su signal napona v i signal struje i na izlaznom pristupu tranzistora opisani sa:

$$v(\theta) = 1 + a_{1v} \cos \theta + b_{1v} \sin \theta + a_{2v} \cos 2\theta + b_{2v} \sin 2\theta, \quad (63)$$

$$i(\theta) = 1 + a_{1i} \cos \theta + \sum_{k=2}^{\infty} a_{ki} \cos k\theta, \quad (64)$$

gde θ označava ωt . Oba signala su normalizovana u smislu da su vremenski konstantne komponente napona i struje jednake $V_{dc} = 1$ i $I_{dc} = 1$, respektivno. Za vremenski konstantnu komponentu, kondenzator C_b (kalem L_{ch}) predstavlja otvorenu (kratku) vezu. Pod uobičajenim pretpostavkama da se kondenzator C_b ponaša kao kratak spoj, a kalem L_{ch} kao otvorena veza na prvom i svim višim harmonicima, naponski i strujni signal na potrošaču su:

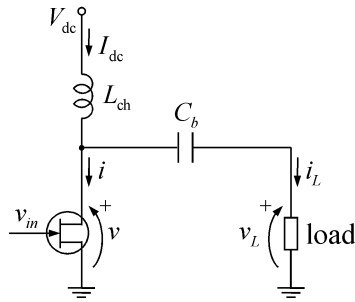
$$v_L(\theta) = a_{1v} \cos \theta + b_{1v} \sin \theta + a_{2v} \cos 2\theta + b_{2v} \sin 2\theta,$$

$$i_L(\theta) = -a_{1i} \cos \theta - \sum_{k=2}^{\infty} a_{ki} \cos k\theta.$$

U terminima koeficijenata naponskog signala (63) i strujnog signala (64) impedansa potrošača na osnovnom harmoniku je $z_1 = -(a_{1v} - jb_{1v})/a_{1i}$, a na drugom harmoniku je $z_2 = -(a_{2v} - jb_{2v})/a_{2i}$. Svi viši harmonici su kratko-spojeni ($z_k = 0$ za $k \neq 1$ i $k \neq 2$). Normalizovana impedansa na drugom harmoniku definisana je sa $z_{2n} = z_2 / \text{Re}\{z_1\}$. Realni i imaginarni delovi impedansi su označeni sa $r_k = \text{Re}\{z_k\}$ i $x_k = \text{Im}\{z_k\}$, $k = 1, 2$, respektivno. Pretpostavljeno je da je potrošač pasivan (tj. $r_1 \geq 0$ i $r_2 \geq 0$) iz čega sledi $a_{1i}a_{1v} \leq 0$ i $a_{2i}a_{2v} \leq 0$.

Za normalizovane signale (63)-(64) snaga vremenski konstantne komponente je $P_{dc} = 1$. Prema tome, efikasnost pojačavača snage $\eta = P_1/P_{dc}$ (npr. [8]) jednaka je snazi na osnovnom harmoniku,

$$\eta = -\frac{a_{1i}a_{1v}}{2}. \quad (65)$$



Slika 4. Električni kolo pojačavača snage.

Kao što je već rečeno, pretpostavljen je tzv. polusinusoidalni signal struje. Standardni model normalizovanog polusinusoidalnog signala struje ima oblik (npr. [27])

$$i(\theta) = \begin{cases} \pi \cos \theta, & |\theta| \leq \pi/2, \\ 0, & \pi/2 \leq |\theta| \leq \pi. \end{cases} \quad (66)$$

S obzirom da je $i(\theta)$ parna funkcija, razvoj u Furijeov red sadrži samo vremenski konstantnu komponentu ($I_{dc} = 1$) i kosinusne članove na osnovnom i višim harmonicima. Koeficijenti uz osnovni i drugi harmonik signala (66) respektivno su

$$a_{1i} = \pi/2, \quad a_{2i} = 2/3. \quad (67)$$

Očigledno je $a_{1i} > 0$ i $a_{2i} > 0$. Iz pretpostavke da je impedansa potrošača pasivna sledi da mora biti

$$a_{1v} \leq 0, \quad a_{2v} \leq 0. \quad (68)$$

Važno je napomenuti da na osnovu (60)-(61), iz $a_{2v} \leq 0$ sledi $|a_{1v}| \leq 1$. Dalje iz $|a_{1v}| \leq 1$ i (65) sledi $\eta \leq |a_{1i}|/2$. Za $a_{1i} = \pi/2$ dobija se $\eta \leq \pi/4 \approx 0,7854$ ($\eta = \pi/4 \approx 0,7854$ je efikasnost pojačavača snage u idealnoj klasi-B).

3.4.1. Prvi slučaj: zadata efikasnost

U ovom odeljku odredićemo skup vrednosti impedansi na prvom i drugom harmoniku za zadatu vrednost efikasnosti η , pri čemu je $\eta \leq \pi/4$. Pretpostavljeni signal struje je polusinusoidalni signal (66), dok je signal napona nenegativan signal tipa (63) sa maksimalnom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_{1v} . Na kraju odeljka opisano je kako je verifikovan ovaj rezultat.

Iz $a_{1v} - jb_{1v} = -z_1 a_{1i}$ sledi $a_{1v} = -r_1 a_{1i}$. Uvrštavanjem $a_{1v} = -r_1 a_{1i}$ u (65) dobija se

$$r_1 = 2\eta/a_{1i}^2. \quad (69)$$

S obzirom da je signal struje poznat (poznati su koeficijenti strujnog signala), iz efikasnosti se može odrediti r_1 , a nakon toga i $a_{1v} = -r_1 a_{1i}$.

Za signale sa najvećom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_{1v} , na osnovu Stava 4, granica koja razdvaja signale sa jednom i dve nule data je relacijom $2\lambda_{2v} = 1 - a_{2v}$. Koeficijenti signala određeni tačkama u oblasti $2\lambda_{2v} \leq 1 - a_{2v}$ zadovoljavaju relacije (60), dok koeficijenti signala određeni tačkama u oblasti $2\lambda_{2v} \geq 1 - a_{2v}$ zadovoljavaju (61).

Razmotrimo prvo slučaj $2\lambda_{2v} \leq 1 - a_{2v}$. Iz (60) sledi

$$a_{2v} = -1 - a_{1v}, \quad b_{2v} = -b_{1v}/2, \quad (70)$$

Iz (70) se vidi da je $a_{2v} \leq 0$ za $-1 \leq a_{1v} \leq 0$. Uvrštavanjem (70) u $2\lambda_{2v} \leq 1 - a_{2v}$ dobija se

$$|b_{1v}| \leq \sqrt{-a_{1v}(4 + 3a_{1v})}. \quad (71)$$

U drugom slučaju, nejednakost $2\lambda_{2v} > 1 - a_{2v}$ vodi do ograničenja $|b_{1v}| < \sqrt{-a_{1v}(4 + 3a_{1v})}$. Osim toga, ograničenje $a_{2v} \leq 0$ na osnovu (57) vodi ka $|a_{1v}| \leq |b_{1v}|$. Sledi da je u ovom slučaju interval za b_{1v} :

$$-a_{1v} \leq |b_{1v}| < \sqrt{-a_{1v}(4 + 3a_{1v})}. \quad (72)$$

Na osnovu (53), (55) i (56) može se pisati

$$a_{2v} = \lambda_{2v} \cos(2\phi_{1v}), \quad b_{2v} = -\lambda_{2v} \sin(2\phi_{1v}), \quad (73)$$

gde je

$$\lambda_{2v} = \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{2}(a_{1v}^2 + b_{1v}^2)} \right], \quad \varphi_{1v} = \pi + \text{atan}(-b_{1v}/a_{1v}). \quad (74)$$

U (74) postoji samo jedno rešenje za λ_{2v} , jer drugo rešenje (rešenje sa negativnim predznakom ispred korena, videti (55)) ne ispunjava uslov $2\lambda_{2v} > 1 - a_{2v}$, s obzirom da je $a_{2v} \leq 0$.

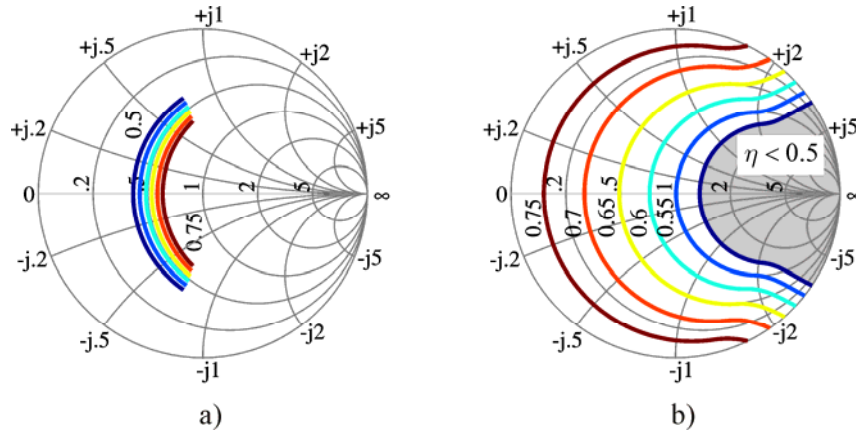
Kako je interval (72) sadržan u intervalu (71), sledi da za svako b_{1v} iz intervala (72) postoje dva nenegativna naponska signala koja daju istu efikasnost. Koeficijenti tih signala na drugom harmoniku dati su izrazima (70) i (73).

U cilju lakše primene rezultata ovog odeljka, u sledećem algoritmu prikazana je procedura za računanje impedansi na osnovnom i drugom harmoniku za zadatu vrednost efikasnosti pojačavača snage sa parom signala (66) i (63).

Algoritam 1:

- 0) $a_{1i} = \pi/2$, $a_{2i} = 2/3$;
- 1) izaberi η , $\eta \leq a_{1i}/2$;
- 2) izračunaj $r_1 = 2\eta/a_{1i}^2$, $a_{1v} = -r_1 a_{1i}$ i $b_{1v, \max} = \sqrt{-a_{1v}(4 + 3a_{1v})}$;
- 3) izaberi prirodne brojeve $k_{1\max}$ i $k_{\max}$, $k_{\max} > k_{1\max}$;
- 4) izaberi $b_{1v}(k) \in [-b_{1v, \max}, b_{1v, \max}]$, $k = 1, \dots, k_{1\max}$;
- 4) za $k = 1, \dots, k_{1\max}$ izračunaj $a_{2v}(k) = -1 - a_{1v}$ i $b_{2v}(k) = -b_{1v}(k)/2$;
- 5) izaberi $b_{1v}(k) \in (-b_{1v, \max}, a_{1v}] \cup [-a_{1v}, b_{1v, \max})$, $k = k_{1\max} + 1, \dots, k_{\max}$;
- 6) za $k = k_{1\max} + 1, \dots, k_{\max}$ izračunaj
 $\varphi_{1v}(k) = \pi + \text{atan}[-b_{1v}(k)/a_{1v}]$, $\lambda_{2v}(k) = 0,5 \left(1 + \sqrt{1 - 0,5(a_{1v}^2 + b_{1v}^2(k))} \right)$,
 $a_{2v}(k) = \lambda_{2v}(k) \cos(2\varphi_{1v}(k))$, $b_{2v}(k) = -\lambda_{2v}(k) \sin(2\varphi_{1v}(k))$;
- 7) za $k = 1, \dots, k_{\max}$ izračunaj
 $\underline{z}_1(k) = -r_1 + j b_{1v}(k)/a_{1i}$, $\underline{z}_2(k) = -[a_{2v}(k) - j b_{2v}(k)]/a_{2i}$, $\underline{z}_{2n}(k) = \underline{z}_2(k)/r_1$.

Linije konstantne efikasnosti u funkciji impedanse na prvom harmoniku prikazane su na slici 5.a, dok su na slici 5.b prikazane linije konstantne efikasnosti u funkciji normalizovane impedanse drugog harmonika. Slike su nacrtane za $0,5 \leq \eta \leq 0,75$ sa korakom 0,05.



Slika 5. Maksimalna efikasnost pojačavača snage sa parom signala (66) i (63) u funkciji a) impedanse na prvom harmoniku i b) normalizovane impedanse na drugom harmoniku.

3.4.1.1. Validacija rezultata

Za validaciju rezultata ovog odeljka, numerički je određena maksimalna efikasnost za zadatu normalizovanu impedansu na drugom harmoniku. U tom cilju, problem određivanja maksimalne efikasnosti je formulisao kao problem određivanja minimuma maksimum funkcije. Na kraju odeljka je dat algoritam koji rešava ovako opisan problem. Numerički rezultati su potpuno u saglasnosti sa analitički dobijenim rezultatima.

Definišimo normalizovane koeficijente kao

$$b_{1vn} = b_{1v}/a_{1v}, \quad a_{2vn} = a_{2v}/a_{1v}, \quad b_{2vn} = b_{2v}/a_{1v}. \quad (75)$$

Iz $\text{Re}\{\underline{z}_1\} = -a_{1v}/a_{1i}$ i $\underline{z}_{2n} = \underline{z}_2/\text{Re}\{\underline{z}_1\}$ sledi $\underline{z}_2 = -\underline{z}_{2n} a_{1v}/a_{1i}$. Uvrštavanjem $\underline{z}_2 = -\underline{z}_{2n} a_{1v}/a_{1i}$ u $a_{2v} - j b_{2v} = -\underline{z}_{2n} a_{2i}$ dobija se $a_{2v} - j b_{2v} = \underline{z}_{2n} a_{2i} a_{1v}/a_{1i}$, odakle sledi da se normalizovani koeficijenti a_{2vn}

i b_{2vn} mogu odrediti iz normalizovane impedanse na drugom harmoniku i koeficijenta signala struje:

$$a_{2vn} - jb_{2vn} = z_{2n} a_{2i} / a_{1i}. \quad (76)$$

Korišćenjem normalizovanih koeficijenta b_{1vn} , a_{2vn} i b_{2vn} , signal (63) se može napisati u obliku

$$v(\theta) = 1 + a_{1v} [\cos \theta + b_{1vn} \sin \theta + a_{2vn} \cos 2\theta + b_{2vn} \sin 2\theta]. \quad (77)$$

Iz (65) sledi da se za poznato $a_{1i} > 0$ najveća efikasnost dobija za najmanje a_{1v} (jer je $a_{1v} < 0$). Iz $v(\theta) \geq 0$, $a_{1v} < 0$ i (77) sledi $a_{1v} \geq -1/\max_{\theta}(\cos \theta + b_{1vn} \sin \theta + a_{2vn} \cos 2\theta + b_{2vn} \sin 2\theta)$. Najmanje a_{1v} jednako je

$$a_{1v} = -\frac{1}{\max_{\theta}(\cos \theta + b_{1vn} \sin \theta + a_{2vn} \cos 2\theta + b_{2vn} \sin 2\theta)}. \quad (78)$$

Za zadate koeficijente a_{2vn} i b_{2vn} , koeficijent a_{1v} dostiže svoju minimalnu vrednost (tj. najveću apsolutnu vrednost) onda kada je imenilac minimalan,

$$a_{1v} = -\frac{1}{\min_{b_{1vn}} \left[\max_{\theta}(\cos \theta + b_{1vn} \sin \theta + a_{2vn} \cos 2\theta + b_{2vn} \sin 2\theta) \right]}. \quad (79)$$

Izraz (79) povezuje problem određivanja minimalne vrednosti a_{1v} sa problemom određivanja minimuma maksimum funkcije. Maksimum funkcija je neprekidna funkcija parametara, ali ne i diferencijabilna [30]. Ona nije diferencijabilna u slučaju kada signali imaju višestruke globalne maksimume [30].

Odredimo sada interval vrednosti za $|z_{2n}|$. Kombinovanjem $z_{2n} = -z_2 a_{1i} / a_{1v}$ i $a_{1v} = -2\eta / a_{1i}$ (videti (65)) dobija se $z_{2n} = z_2 a_{1i}^2 / (2\eta)$. Osim toga, iz $\lambda_{2v}^2 = a_{2v}^2 + b_{2v}^2 \leq 1$ i $z_2 = -(a_{2v} - jb_{2v}) / a_{2i}$ sledi $|z_2| \leq 1/a_{2i}$. Relacije $z_{2n} = z_2 a_{1i}^2 / (2\eta)$ i $|z_2| \leq 1/a_{2i}$ daju

$$|z_{2n}| \leq \frac{a_{1i}^2}{2\eta a_{2i}}. \quad (80)$$

Npr. za $\eta \geq 0,5$, $a_{1i} = \pi/2$ i $a_{2i} = 2/3$ dobija se $|z_{2n}| \leq 3\pi^2/8 \approx 3,7$.

Interval za b_{1vn} odredićemo na sledeći način. Iz $\lambda_{1v} \leq \sqrt{2}$ sledi $b_{1v}^2 \leq 2 - a_{1v}^2$, a onda iz (75) i $b_{1vn}^2 \leq -1 + 2/a_{1v}^2$. Uvrštavanje $a_{1v} = -2\eta/a_{1i}$ vodi ka

$$|b_{1vn}| \leq \sqrt{-1 + \frac{a_{1i}^2}{2\eta^2}}. \quad (81)$$

Npr. za $\eta \geq 0,5$ i $a_{1i} = \pi/2$ dobija se $|b_{1vn}| \leq \sqrt{\pi^2/2 - 1} \approx 1,98$.

Algoritam za validaciju glasi:

- 0) $a_{1i} = \pi/2$, $a_{2i} = 2/3$;
- 1) izaberi $z_{2n} = |z_{2n}| \exp(j\varphi_{2n})$ tako da je $|z_{2n}| \leq 3,7$ i $-\pi/2 \leq \varphi_{2n} \leq \pi/2$;
- 2) izračunaj $a_{2vn} - jb_{2vn} = z_{2n} a_{2i} / a_{1i}$;
- 3) izaberi $k_{\max}$ i $b_{1vn}(k) \in [-2, 2]$, $k = 1, \dots, k_{\max}$;
- 4) izaberi $m_{\max}$ i $\theta(m) \in [0, 2\pi]$, $m = 1, \dots, m_{\max}$;
- 5) za $k = 1, \dots, k_{\max}$ i $m = 1, \dots, m_{\max}$ izračunaj
 $f(k, m) = \cos \theta(m) + b_{1vn}(k) \sin \theta(m) + a_{2vn} \cos 2\theta(m) + b_{2vn} \sin 2\theta(m)$;
- 6) izračunaj $F(k) = \max_m f(k, m)$, $F_{\min} = \min_k F(k)$ i $a_{1v} = -1/F_{\min}$;
- 7) izračunaj $\eta = -a_{1v} a_{1i} / 2$.

3.4.2. Drugi slučaj: granične linije za impedansu na osnovnom harmoniku

U ovom odeljku je dato analitičko rešenje za problem određivanja tzv. graničnih linija (*eng.* clipping contours) za impedansu na osnovnom harmoniku za klasu-BJ pojačavača snage, koje su numerički određivane u [10]. Rezultati ovog odeljka su u saglasnosti sa numerički dobijenim rezultatima u [10].

Granične linije se crtaju za impedansu na osnovnom harmoniku pri čemu je impedansa na drugom harmoniku poznata ili obrnuto [20]. Granične linije razdvajaju oblasti tako da tačke sa jedne strane odgovaraju nenegativnim signalima napona, dok tačke sa druge strane odgovaraju signalima koji nisu nenegativni. Ove granične linije su važne u dizajnu linearnih pojačavača snage kod kojih signali napona moraju biti nenegativni [10], [20].

Signal struje je polusinusoidalni signal (66), dok je signal napona nenegativan signal tipa (63) sa

$a_{2v} = 0$, tj.

$$v(\theta) = 1 + a_{1v} \cos \theta + b_{1v} \sin \theta + b_{2v} \sin 2\theta, \quad (82)$$

sa nulom u θ_0 , što odgovara klasi-BJ pojačavača snage. Za signal (82) amplituda i početna faza drugog harmonika su

$$\lambda_{2v} = |b_{2v}|, \quad \varphi_{2v} = -\text{sgn}(b_{2v})\pi/2. \quad (83)$$

Nenegativni signali tipa (82) razmatrani su u odeljku 3.2.2. Na osnovu rezultata tog odeljka, koeficijenti osnovnog harmonika mogu se opisati sa (37). Za crtanje graničnih linija potrebno je još dodatno odrediti interval za θ_0 za koji važi $a_{1v} \leq 0$. Na osnovu (37), $a_{1v} = 0$ implicira $\sin \theta_0 \neq 0$. Osim toga, iz (37) sledi da se koeficijent a_{1v} može se napisati u obliku

$$a_{1v} = -(\cot^3 \theta_0 + \cot \theta_0 + 2b_{2v}) \sin^3 \theta_0, \quad (84)$$

gde je $\cot \theta_0 = 1/\tan \theta_0$. Izraz (84) jednak je nuli za $\theta_0 = \theta_*$ koje zadovoljava $\cot^3 \theta_* + \cot \theta_* + 2b_{2v} = 0$. Ovo je jednačina trećeg stepena po $\cot \theta_*$ i ona ima samo jedno realno rešenje (jer je njena diskriminanta pozitivna):

$$\cot \theta_* = \beta - 1/(3\beta), \quad \beta = \sqrt[3]{\sqrt{b_{2v}^2 + 1/27} - b_{2v}}. \quad (85)$$

Lako se vidi da je $\cot^3 \theta_0 + \cot \theta_0 + 2b_{2v} > 0$ za $\cot \theta_0 > \cot \theta_*$ i obrnuto, $\cot^3 \theta_0 + \cot \theta_0 + 2b_{2v} < 0$ za $\cot \theta_0 < \cot \theta_*$. Za θ_* određeno iz (85) kao

$$\theta_* = \text{atan} \frac{1}{\beta - 1/(3\beta)}, \quad \beta = \sqrt[3]{\sqrt{b_{2v}^2 + 1/27} - b_{2v}}, \quad (86)$$

dobija se da je $(\cot^3 \theta_0 + \cot \theta_0 + 2b_{2v}) \sin^3 \theta_0 \geq 0$ za

$$\theta_* - \varphi_{2v} - \pi/2 \leq \theta_0 \leq \theta_* - \varphi_{2v} + \pi/2, \quad (87)$$

gde je φ_{2v} dato sa (83). Osim (87), na osnovu (36) i (35), sledi da θ_0 mora zadovoljavati i uslov

$$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{1}{2}(\xi_g + \varphi_{2v}) \quad \text{ili} \quad \frac{1}{2}(\xi_g - \varphi_{2v}) \leq \theta_0 \leq \pi, \quad (88)$$

gde je

$$\xi_g = \arccos[\min(1, -2 + 1/\lambda_{2v})]. \quad (89)$$

Iz (87) i (88) dobija se da je $a_{1v} \leq 0$ za

$$\theta_* - \varphi_{2v} - \frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq -\frac{1}{2}(\xi_g + \varphi_{2v}) \quad \text{ili} \quad \frac{1}{2}(\xi_g - \varphi_{2v}) \leq \theta_0 \leq \theta_* - \varphi_{2v} + \frac{\pi}{2}, \quad (90)$$

gde su θ_* , ξ_g i φ_{2v} dati sa (86), (89) i (83) respektivno.

Za $\lambda_{2v} = |b_{2v}| \leq 1/3$ iz (89) se dobija $\xi_g = 0$ i tada se (90) uprošćava i postaje

$$\theta_* - \varphi_{2v} - \pi/2 \leq \theta_0 \leq \theta_* - \varphi_{2v} + \pi/2, \quad \lambda_{2v} \leq 1/3. \quad (91)$$

Za $1/3 < \lambda_{2v} \leq 1$ intervali za θ_0 u (90) su disjunktni.

S obzirom da za nenegativne signale važi $\lambda_{2v} = |b_{2v}| \leq 1$, raspon reaktanse na drugom harmoniku određuje se iz uslova $|b_{2v}| = |x_2| a_{2i} \leq 1$. Za polusinusoidalni signal struje (66) je $a_{2i} = 2/3$ i prema tome $|x_2| \leq 3/2$. Napomenimo da je $a_{1v} = 0$ za $|x_2| = 3/2$, jer je tada $\lambda_{2v} = 1$. Za pojačavače snage u klasi-BJ obično se razmatra uži interval $|x_2| \leq 3/4$.

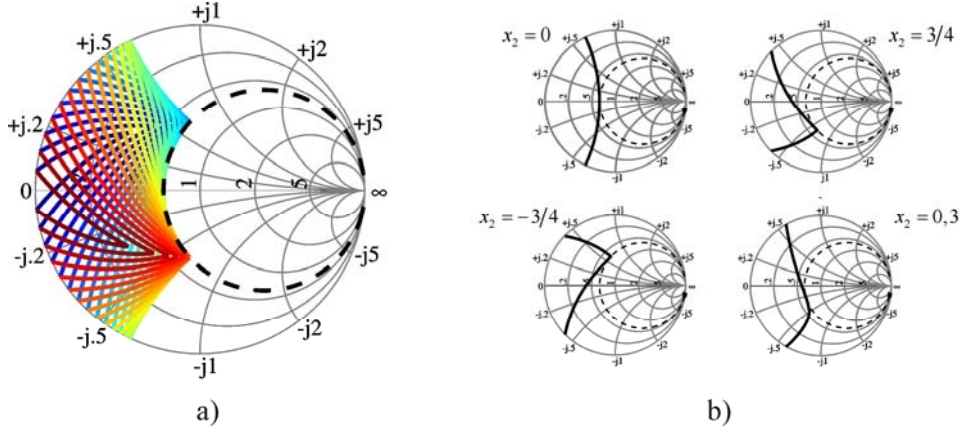
U cilju lakše primene rezultata ovog odeljka, u sledećem algoritmu prikazana je procedura za računanje graničnih linija za impedansu na osnovnom harmoniku za zadatu vrednost reaktanse x_2 na drugom harmoniku za pojačavače snage u klasi-BJ.

Algoritam 2:

- 0) $a_{1i} = \pi/2$, $a_{2i} = 2/3$;
- 1) izaberi $-3/2 < x_2 < 3/2$;
- 2) izračunaj $b_{2v} = x_2 a_{2i}$, $\lambda_{2v} = |b_{2v}|$, $\varphi_{2v} = -\text{sgn}(b_{2v})\pi/2$;
- 3) izračunaj $D = b_{2v}^2 + 1/27$, $\beta = (\sqrt{D} - b_{2v})^{1/3}$, $\gamma = \beta - 1/(3\beta)$ i $\theta_* = \text{atan}(1/\gamma)$;
- 4) izračunaj $\xi_g = \arccos[\min(1, -2 + 1/\lambda_{2v})]$;
- 5) izračunaj $\theta_a = \theta_* - \varphi_{2v} - \pi/2$, $\theta_b = -(\xi_g + \varphi_{2v})/2$, $\theta_c = (\xi_g - \varphi_{2v})/2$ i $\theta_d = \theta_* - \varphi_{2v} + \pi/2$;
- 6) izaberi prirodni broj $k_{\max}$;
- 7) izaberi $\theta_0(k) \in [\theta_a, \theta_b] \cup [\theta_c, \theta_d]$, $k = 1, \dots, k_{\max}$;

- 8) za $k=1, \dots, k_{\max}$ izračunaj $a_{1v}(k) = -\cos \theta_0(k) - 2b_{2v} \sin^3 \theta_0(k)$ i $b_{1v}(k) = -\sin \theta_0(k) - 2b_{2v} \cos^3 \theta_0(k)$;
 9) za $k=1, \dots, k_{\max}$ izračunaj $z_1(k) = -[a_{1v}(k) - jb_{1v}(k)]/a_{1i}$.

Na slici 6.a su prikazane granične linije za impedansu na osnovnom harmoniku i $-1,4 \leq x_2 \leq 1,4$ sa korakom 0,1 za pojačavač snage sa polusinusoidalnim signalom struje (66) i nenegativnim signalom napona tipa (82), što odgovara klasi-BJ. Na slici 6.b su prikazane granične linije (označene punom zadebljanom linijom) za $x_2 = 0$ što odgovara klasi-B, za $x_2 = 3/4$ što odgovara klasi-J, zatim za $x_2 = -3/4$ što odgovara klasi-J* i za $x_2 = 0,3$ što pripada klasi-BJ. Isprekidana linija na svakom od grafika odgovara maksimalnoj efikasnosti od 78,54% (linija na kojoj je $a_{1v} = -1$). Tačke levo od granične predstavljaju vrednosti impedansi na osnovnom harmoniku za koje se dobijaju nenegativni signali napona. Za tačke na samoj liniji se dobijaju signali napona koji imaju nulu.



Slika 6. Granične linije za impedansu na osnovnom harmoniku za a) $-1,4 \leq x_2 \leq 1,4$ i b) $x_2 \in \{0; \pm 3/4; 0,3\}$.

3.4.3. Treći slučaj: rezistivna impedansa na osnovnom harmoniku

U ovom odeljku razmotrićemo efikasnost pojačavača snage sa nenegativnim signalom napona tipa (63) sa $b_{1v} = 0$ i bar jednom nulom, dok je strujni signal normalizovan polusinusoidalni signal (66). Za $b_{1v} = 0$ impedansa na osnovnom harmoniku je čisto rezistivna.

Signal napona korišćen u ovom odeljku je nenegativan signal tipa (63) sa $b_{1v} = 0$, tj.

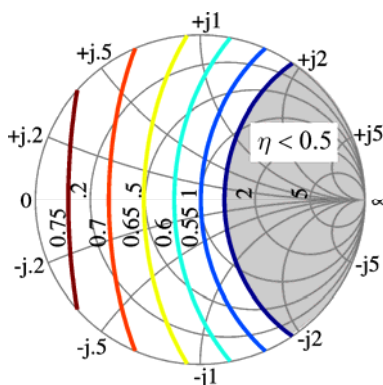
$$v(\theta) = 1 + a_{1v} \cos \theta + a_{2v} \cos 2\theta + b_{2v} \sin 2\theta, \quad (92)$$

sa nulom u θ_0 . Nenegativni signali tipa (92) sa bar jednom nulom su razmatrani u odeljku 3.2.3. S obzirom da je $a_{1v} < 0$ i $a_{2v} \leq 0$ interval za θ_0 se može odrediti iz (44). Koeficijenti a_{1v} i b_{2v} za izabrano a_{2v} , $-1 < a_{2v} \leq 0$, i θ_0 iz intervala (44) mogu se odrediti iz (41) i (40), respektivno. Procedura za računanje maksimalne efikasnosti pojačavača snage sa naponskim signalom tipa (92) i strujnim signalom (66) prikazan je u sledećem algoritmu.

Algoritam 3:

- 0) $a_{1i} = \pi/2$, $a_{2i} = 2/3$;
- 1) izaberi $-1 < a_{2v} \leq 0$;
- 2) izaberi θ_0 tako da $|\theta_0| \leq \arccos \sqrt{(1 - a_{2v})/2}$;
- 3) izračunaj $a_{1v} = -\sqrt{1 + \tan^2 \theta_0} [2 - (1 - a_{2v})(1 + \tan^2 \theta_0)]$, $\eta = -a_{1v}a_{1i}/2$ i $z_1 = -a_{1v}/a_{1i}$;
- 4) izračunaj $b_{2v} = (1/2) \tan \theta_0 [2a_{2v} - (1 - a_{2v})(1 + \tan^2 \theta_0)]$, $z_2 = -(a_{2v} - jb_{2v})/a_{2i}$ i $z_{2n} = z_2/\text{Re}\{z_1\}$.

Maksimalna efikasnost pojačavača snage sa parom signala (66) i (92) u funkciji normalizovane impedanse na drugom harmoniku prikazana je na slici 7.



Slika 7. Maksimalna efikasnost pojačavača snage sa parom signala (66) i (92) u funkciji normalizovane impedanse na drugom harmoniku.

3.5. Kako je realizovano tehničko rešenje i gde se primenjuje, odnosno koje su mogućnosti primene

Predloženo tehničko rešenje koriste istraživači sa Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu u aktivnostima koje se odnose na analizu pojačavača snage, kao i za dalja istraživanja. Tehničko rešenje obuhvata analitičku metodu za modelovanje cele klase nenegativnih signala sa osnovnim i drugim harmonikom, kao i njenih podklasa. U okviru tehničkog rešenja su razvijeni i softverski implementirani algoritmi za određivanje performansi pojačavača snage sa ovako modelovanim signalima. Zahvaljujući analitičkim rešenjima razvijeni algoritmi su vremenski veoma efikasni.

Predložena metoda može se koristiti u nastavnom procesu, npr. za demonstracije na predavanjima ili za računarske vežbe.

4. Literatura

- [1] D. M. Snider, "A theoretical analysis and experimental confirmation of the optimally loaded and overdriven RF power amplifiers," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 14, pp. 851-857, June 1967.
- [2] P. J. Tasker, "Practical waveform engineering," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, pp. 65-76, Dec. 2009.
- [3] F. H. Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2007-2012, Nov. 1997.
- [4] F. H. Raab, "Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1162-1165, June 2001.
- [5] J. D. Rhodes, "Output universality in maximum efficiency linear power amplifiers," *Int. J. Circuit Theory Applicat.*, vol. 31, no. 4, pp. 385-405, 2003.
- [6] N. O. Sokal, A. D. Sokal, "Class E-a new single-ended class of high-efficiency tuned switching power amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, June 1975.
- [7] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [8] A. Grebennikov, N. O. Sokal, M. J. Franco, *Switchmode RF Power Amplifiers*, 2nd edition, Academic Press, Elsevier, USA, 2012.
- [9] F. H. Raab, "Class-E, class-C, and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1462-1468, 2001.
- [10] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, S. Cripps, "A methodology for realizing high efficiency class-J in a linear and broadband PA", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, part 2, pp. 3196-3204, Dec. 2009.
- [11] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, J. Benedikt "On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, pp. 665-667, Oct. 2009.
- [12] S. C. Cripps, "Grazing zero [microwave bytes]," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 7, pp. 24-34, 2010.
- [13] V. Carrubba, A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, S. C. Cripps "On the extension of the continuous class-F mode power amplifier," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, pp. 1294-1303, May 2011.
- [14] N. Tuffy, L. Guan, A. Zhu, T. J. Brazil "A simplified broadband design methodology for linearized high-efficiency continuous class-F power amplifier," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, pp. 1952-1963, June 2012.

- [15] V. Carrubba, M. Akmal, R. Quay, J. Lees, J. Benedikt, S. C. Cripps, P. J. Tasker “The continuous inverse class-F mode with resistive second harmonic impedance,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, pp. 1928-1936, June 2012.
- [16] M. Ozen, R. Jos, C. Fager, “Continuous class-E power amplifier modes,” *IEEE Tran. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 52, pp. 731–735, Nov. 2012.
- [17] S. Rezaei, L. Belostotski, M. Helouai, F. M. Ghannouchi, “Harmonically tuned continuous class-C operation mode for power amplifier applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, pp. 3017-3027, Dec. 2014.
- [18] J. H. Kim, S. J. Lee, B. H. Park, S. H. Jang, J. H. Jung, C. S. Park, “Analysis of high-efficiency power amplifier using second harmonic manipulation: inverse class-F/J amplifiers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, pp. 2024-2036, Aug. 2011.
- [19] K. Chen, D. Peroulis, “Design of broadband highly efficient harmonic-tuned power amplifier using in-band continuous class-F-1/F mode transferring,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, pp. 4107-4116, Dec. 2012.
- [20] T. Canning, P. J. Tasker, S. C. Cripps, “Continuous mode power amplifier design using harmonic clipping contours: theory and practice,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, pp. 100-110, Jan. 2014.
- [21] C. Friesicke, R. Quay, A. F. Jacob, “The resistive-reactive class-J power amplifier mode,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, pp. 666-668, Oct. 2015.
- [22] A. Dani, Z. Popović, “PA efficiency and linearity enhancement using external harmonic injection,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, pp. 4097-4106, Dec. 2012.
- [23] A. AlMuhaisen, P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, S. C. Cripps, J. Benedikt, “Novel wide band high-efficiency active harmonic injection power amplifier concept,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2010, pp. 664–667.
- [24] M. Roberg, Z. Popović, “Analysis of high-efficiency power amplifiers with arbitrary output harmonic terminations,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, pp. 2037-2048, Aug. 2011.
- [25] P. J. Tasker, J. Benedikt, “Waveform inspired models and the harmonic balance emulator,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, no. 2, pp. 38-54, 2011.
- [26] A. Juhas, L. A. Novak, “General description of nonnegative waveforms up to second harmonic for power amplifier modelling,” *Math. Probl. Eng.*, vol. 2014, Article ID 709762, 18 pages, 2014.
- [27] A. Juhas, L. A. Novak, “Conflict set and waveform modelling for power amplifier design,” *Math. Probl. Eng.*, vol. 2015, Article ID 585962, 29 pages, 2015.
- [28] L. Fejer, “Über trigonometrische Polynome,” (in German) *Journal für die reine und angewandte Mathematik*, vol. 146, pp. 53–82, 1916.
- [29] G. V. Milanović, D. S. Mitrinović, Th. M. Rassias, *Topics in Polynomials: Extremal Problems, Inequalities, Zeros*, Singapore: World Scientific Publishing Co., 1994.
- [30] V. I. Arnol'd, V. V. Goryunov, O. V. Lyashko, V. A. Vasil'ev, *Dynamical Systems VIII, Singularity Theory II, Applications*, Springer-Verlag, 1993.



УНИВЕРЗИТЕТ
У НОВОМ САДУ



ФАКУЛТЕТ
ТЕХНИЧКИХ НАУКА

Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад, Република Србија
Деканат: 021 6350-413; 021 450-810; Централа: 021 485 2000
Рачуноводство: 021 458-220; Студентска служба: 021 6350-763
Телефакс: 021 458-133; e-mail: ftndean@uns.ac.rs

ИНТЕГРИСАНИ
СИСТЕМ
МЕНАЏМЕНТА
СЕРТИФИКОВАН ОД:



Наш број: _____

Ваш број: _____

Датум: 2016-07-21

ИЗВОД ИЗ ЗАПИСНИКА

Наставно-научно веће Факултета техничких наука у Новом Саду, на 17. редовној седници одржаној дана 29.06.2016. године, донело је следећу одлуку:

-непотребно изостављено-

ТАЧКА 15. Питања научноистраживачког рада и међународне сарадње

Тачка 15.1.1: У циљу верификације новог техничког решења усвајају се рецензенти:

- Доц. др Вељко Папић, Електротехнички факултет у Београду
- Проф. др Татјана Грбић, Факултет техничких наука у Новом Саду

Назив техничког решења:

"МЕТОДА ЗА МОДЕЛОВАЊЕ СИГНАЛА ПОЛЧИВАЧА СНАГЕ БАЗИРАНА НА НЕНЕГАТИВНИМ ТРИГОНОМЕТРИЈСКИМ ПОЛИНОМИМА ДРУГОГ СТЕПЕНА"

Аутори техничког решења: др Анамарија Јухас, др Станиша Даутовић, др Ладислав Новак.

-непотребно изостављено-

Записник водила:

Јасмина Димић, дипл. правник

Тачност података оверава:
Секретар

Иван Нешковић, дипл. правник

Декан

Проф. др Гаде Дорословацки



РЕЦЕНЗИЈА ПРЕДЛОЖЕНОГ ТЕХНИЧКОГ РЕШЕЊА

Предмет: Мишљење о испуњености критеријума за признавање техничког решења

Назив Техничког решења

Метода за моделовање сигнала појачавача снаге базирана на ненегативним тригонометријским полиномима другог степена

Аутори: Анамарија Јухас, Станиша Даутовић и Ладислав Новак

Техничко решење је развијено у оквиру пројекта технолошког развоја ТР-32016,
руководилац пројекта: проф. др Љиљана Живанов

Категорија Техничког решења: М85, подтип решења: нова метода

Образложење

У Техничком решењу је приказана нова аналитичка метода за моделовање ненегативних тригонометријских полинома другог степена, који су од интереса за анализу и дизајн појачавача снаге. Описани су аналитички поступци за генерисање ненегативних полинома са бар једном нулом у случају када је познат један од коефицијената. Такође су описани поступци одређивања ненегативних сигнала са две нуле у случајима када су познати коефицијенти на једном од хармоника. Дат је и опис подкласе ненегативних полинома са највећом апсолутном вредношћу коефицијента уз косинусни члан на основном хармонику.

У оквиру примене аналитичких описа сигнала у одређивању перформанси појачавача снаге, као сигнал струје се користи полусинусоидалан сигнал, док сигнал напона припада класи ненегативних сигнала до другог хармоника. Оба сигнала су нормализована и могу се по потреби скалирати, чиме је сачувана општост модела. У оквиру примене описа ненегативних сигнала у анализи појачавача снаге разматрана су три случаја. У првом случају одређени су коефицијената напонских сигнала за задату вредност ефикасности. Урађена је независна валидација ових резултата дефинисањем проблема преко одређивања минимума максимум функције. У другом случају одређена је граница између области са ненегативним сигнаlima и оних који то нису. У трећем случају опис ненегативних сигнала прилагођен је анализи појачавача снаге са напонским сигналом који има само косинусни члан на основном хармонику. У свим наведеним случајевима дати су алгоритми за одређивање ефикасности појачавача снаге и импеданси на хармоницима. Ови алгоритми јасно и сажето сумирају примену аналитичких описа ненегативних сигнала у одређивању перформанси појачавача.

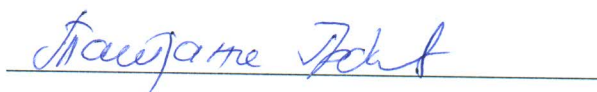
Помоћу овог Техничког решења могу се на лак начин генерисати ненегативни тригонометријски полиноми другог реда, као и подкласе које су од интереса у анализи појачавача снаге. Метода је аналитичка и омогућава увид у промене особина сигнала у функцији његових коефицијената. На бази аналитичких решења развијени су алгоритми који имају примену у анализи перформанси појачавача снаге.

Закључак

На основу свега наведеног, предлажем да се Техничко решење под називом „Метода за моделовање сигнала појачавача снаге базирана на ненегативним тригонометријским полиномима другог степена“ чији су аутори Анамарија Јухас, Станиша Даутовић и Ладислав Новак прихвати као ново техничко решење на пројекту ТР-32016 Министарства просвете, науке и технолошког развоја и класификује као резултат: **М85 – НОВА МЕТОДА.**

У Новом Саду,
05. 07. 2016. год.

Проф. др Татјана Грбић,
Универзитет у Новом Саду, ФТН



RECENZIJIA TEHNIČKOG REŠENJA

"Metoda za modelovanje signala pojačavača snage bazirana na nenegativnim trigonometrijskim polinomima drugog stepena"

autori: Anamarija Juhas, Staniša Dautović i Ladislav Novak

projekat: TR32016 Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja

Kratak prikaz razmatranog tehničkog rešenja

Razmatrano tehničko rešenje se nalazi u preseku oblasti teorije signala i teorije električnih kola. Uže posmatrano, tehničko rešenje se bavi problemima iz oblasti dizajna signala (odnosno talasnih oblika, od *eng.* waveform engineering) primenljivih za niz novih klasa pojačavača snage: kontinualne klase C, kontinualne klase E, zatim kontinualnih proširenja klase F i inverzne klase F, klase BJ, hibridne klase F-J, itd. Dizajn signala napona i struje u izlaznom kolu pojačavača je baziran na nenegativnim trigonometrijskim polinomima koji sadrže nulti, osnovni i drugi harmonik, odnosno polinomima oblika $T_2(\theta) = 1 + a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta + a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta$. Problem opisan u tehničkom rešenju je rešen analitički, u opštem slučaju i nizu podslučajeva koji su od inženjerskog značaja u određivanju performansi pojačavača snage (izračunavanje nedostajućih parametara signala na osnovu zadatog podskupa poznatih parametara signala, izračunavanje efikasnosti pojačavača, impedanse u izlaznom delu kola, itd.). Razmatrani su sledeći problemi od praktičnog inženjerskog interesa: a) nenegativni signali sa bar jednom nulom i zadatim koeficijentima drugog harmonika, b) nenegativni signali sa bar jednom nulom i $a_2=0$, c) nenegativni signali sa bar jednom nulom i $b_1=0$, d) nenegativni signali sa dve nule i zadatim koeficijentima prvog harmonika, e) nenegativni signali sa dve nule i zadatim koeficijentima drugog harmonika i f) nenegativni signali sa najvećom apsolutnom vrednošću koeficijenta a_1 . Dobijena rešenja su primenjena i validirana na tri studije slučaja: i) određivanje skupa vrednosti impedansi na prvom i drugom harmoniku za zadatu vrednost efikasnosti, ii) određivanje tzv. graničnih linija (*eng.* clipping contours) za impedansu na osnovnom harmoniku i iii) određivanje efikasnosti pojačavača snage sa izlaznom impedansom na osnovnom harmoniku koja je čisto rezistivna. U okvirima tehničkog rešenja su opisani i algoritmi za izračunavanje željenih parametara signala i performansi pojačavača signala.

Ocena tehničkog rešenja

Tehničko rešenje predstavlja niz originalnih rezultata autora, koji su kvalitativne prirode (analitička rešenja problema). Ovaj pristup je potpuno drugačiji od većine postojećih pristupa rešavanju razmatranih problema dostupnih u literaturi, koji se najčešće baziraju na algoritamski neefikasnim metodama optimizacije ili pretraživanju višedimenzionalnog kontinualnog parametarskog prostora. Dobijeni kvalitativni rezultati predstavljaju osnov za niz algoritama koji daju garantovano optimalno (tačno) rešenje, u vremenu koje je konstantno, linearno ili kvadratno u

funkciji izabranog broja tačaka u kojima se računa željeno rešenje, kao što su: a) vrednost nekog nedostajućeg parametra (npr. amplitude ili faze prvog ili drugog harmonika), b) granične vrednosti za impedanse ili c) granične vrednosti maksimalne efikasnosti pojačavača snage.

Sumirajući izneto, radi se o originalnom tehničkom rešenju koje će unaprediti stanje u oblasti dizajna signala pojačavača snage.

Značaj ostvarenih rezultata

Razmatrani problem je aktuelan i za njegovo rešavanje postoji inženjerski interes, o čemu svedoči niz članaka objavljenih u poslednjih nekoliko godina u vodećim naučno-istraživačkim časopisima. U ovom tehničkom rešenju, razmatrani problem je rešen analitički, što omogućava razvoj efikasnih (vremenski nisko-polinomijalnih) algoritama za određivanje parametara signala i performansi pojačavača snage. Tehničko rešenje je primenjivo kao nova metoda, a lako se može dovesti do oblika samostalne softverske biblioteke za određivanje parametara signala i performansi pojačavača snage.

Zaključak

Kao recenzent ovog tehničkog rešenja, smatram da je ono originalno, primenjivo, svrsishodno i značajno u oblasti dizajna signala pojačavača snage. U tom smislu ga pozitivno ocenjujem i predlažem da se tehničko rešenje "Metoda za modelovanje signala pojačavača snage bazirana na nenegativnim trigonometrijskim polinomima drugog stepena", čiji su autori Anamarija Juhas, Staniša Dautović i Ladislav Novak prihvati i klasifikuje kao rezultat "M85-nova metoda".

Beograd,
4. jul 2016.

Doc. dr Veljko Papić
Elektrotehnički fakultet
Univerzitet u Beogradu





УНИВЕРЗИТЕТ
У НОВОМ САДУ



ФАКУЛТЕТ
ТЕХНИЧКИХ НАУКА

Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад, Република Србија
Деканат: 021 6350-413; 021 450-810; Централa: 021 485 2000
Рачуноводство: 021 458-220; Студентска служба: 021 6350-763
Телефакс: 021 458-133; e-mail: ftndeana@uns.ac.rs

ИНТЕГРИСАНИ
СИСТЕМ
МЕНАџМЕНТА
СЕРТИФИКОВАН ОД:



Наш број: 01.сл

Ваш број:

Датум: 2016-06-23

ИЗВОД ИЗ ЗАПИСНИКА

Наставно-научно веће Факултета техничких наука у Новом Саду, на 18. редовној седници одржаној дана 06.07.2016. године, донело је следећу одлуку:

-непотребно изостављено-

ТАЧКА 12. Питања научноистраживачког рада и међународне сарадње

Тачка 12.1.: На основу позитивног извештаја рецензената верификује се техничко решење (М85) под називом:

"МЕТОДА ЗА МОДЕЛОВАЊЕ СИГНАЛА ПОЈАЧИВАЧА СНАГЕ БАЗИРАНА НА НЕНЕГАТИВНИМ ТРИГОНОМЕТРИЈСКИМ ПОЛИНОМИМА ДРУГОГ СТЕПЕНА"

Аутори техничког решења: др Анамарија Јухас, др Станиша Даутовић, др Ладислав Новак.

-непотребно изостављено-

Записник водила:

Јасмина Димић, дипл. правник

Тачност података оверава:
Секретар

Иван Нешковић, дипл. правник

Декан



Проф. др Раде Дорословачки