

Optimizacija ojačevalnika za praktični šumni termometer

Rok Tavčar¹, Samo Beguš¹, Jovan Bojkovski¹

¹Univerza v Ljubljani, Fakulteta za Elektrotehniko, Laboratorij za meritve in kakovost

E-pošta: Rok.Tavcar@fe.uni-lj.si

Optimization of amplifier for practical Johnson noise thermometer

Abstract. Over last decade the interest of making practical primary thermometer is increasing. One of most promising primary thermometry is based on Johnson noise in resistor. The largest obstacle with Johnson noise thermometer is measuring noise voltage, which is in range of few microvolts RMS for practical resistors. In this article is presented one of possibility for measuring Johnson noise and its optimization.

1 Uvod

Poznamo več vrst primarnih merilnikov temperature, mednje uvrščamo plinski termometer, akustični termometer, termometer celostnega sevanja, šumni termometer itd. Vsi našeti termometri potrebujejo za delovanje laboratorijske pogoje in dolge merilne čase. V zadnjem času pa poteka razvoj primarnih termometrov, ki so bolj praktični za industrijsko uporabo. Eden izmed potencialnih praktičnih primarnih termometrov je tudi šumni termometer [1,2]. Tak termometer deluje na osnovi termičnega šuma, ki se generira v vsakem uporu, ki je nad temperaturo absolutne ničle. Električno napetost ki je posledica termičnega gibanja, lahko opišemo z:

$$\overline{V_T^2} = 4k_B T R \Delta f \quad (1)$$

kjer je k_B Boltzmannova konstanta, T temperatura, R upornost in Δf pasovna širina. Za upor 5 k Ω pri temperaturi 20 °C, ki mu merimo šumno napetost s pasovno širino 1 MHz, dobimo efektivno vrednost šuma $V_T = 9 \mu V$. Ta napetost je primerljiva z vhodnim šumom najboljših nizko šumnih ojačevalnikov. Pri zahtevi, da je negotovost izmerjene temperature manjša od 0,1 °C, mora biti negotovost izmerjene vrednosti šuma manjša od 1,3 nV.

Obstoječi primarni termometri na podlagi Johnsonovega šuma se običajno uporabljajo v povezavi s kvantnim psevdonaključnim generatorjem napetostnega šuma (QVNS) [3,4] na temperaturnem območju od 0,3 K do 1100 K. Taka kombinacija omogoča izjemno majhne negotovost meritve temperature, vendar je za to potrebno hladiti QVNS s tekočim helijem, meritev pa traja po več dni [5,6]. Tak način ni primeren za uporabo v industriji, zato je potrebno uporabiti drug vir napetostnega šuma za primerjavo z izmerjenim Johnsonovim šumom.

2 Metode

Vse metode za merjenje šumne napetosti uporabljajo korelator, s katerim se izloči šum uporabljenih ojačevalnikov. Pri tem je predpostavljeno, oziroma je s

pravilno izdelavo ojačevalnika zagotovljeno, da je šum ojačevalnikov med seboj nekoreliran. Izhod korelatorja je:

$$V_k = \sum V_1 * V_2^* \quad (2)$$

kjer je V_1 spekter izhoda prvega ojačevalnika in V_2 spekter izhoda drugega ojačevalnika.

Iz enačbe 2 ni mogoče ugotoviti absolutne vrednosti šumne napetosti, ker ni mogoče poznati točnega ojačanja uporabljenih ojačevalnikov. Za določitev absolutne vrednosti šumne napetosti se uporabljata dva načina.

Pri prvem načinu se izmenično meri šumno napetost pri neznani temperaturi in se jo primerja s šumno napetostjo pri znani temperaturi, izmerjeni z istim parom ojačevalnikov. To se stori z dodatnim uporom, ki je na znani temperaturi in deluje kot umetni izvor belega šuma z znano močjo. Neznano temperaturo se izračuna z:

$$T = T_0 \left(\frac{V_n}{V_o} \right)^2 \cdot \frac{R_o}{R_n} \quad (3)$$

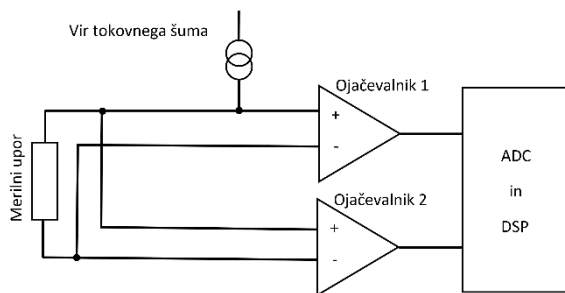
kjer je T_0 temperatura na dodatnem upor, R_o je upornost dodatnega upora, V_o je izhod korelatorja ob merjenju šumne napetosti na dodatnem upor, V_n je izhod korelatorja ob merjenju šumne napetosti na merilnem upor in R_n je upornost merilnega upora.

Prednost tega načina je bolj enostavna izvedba, saj potrebuje dva upora in rele z dvema sistemoma kontaktov (DPDT). Slabost tega načina je neenaka impedanca v povezavah do ojačevalnikov in počasno merjenje, ker je potrebno šumno napetost izmeriti na dveh uporih.

Pri drugem načinu se v upor inducira znan tok z znano amplitudo in z znanim spektrom, nato pa se primerja izmerjena šumna napetost in izmerjena inducirana napetost na upor. Prednost tega načina je enaka impedanca in hitrejše merjenje šumne napetosti, ker ne prihaja do preklapov med upori. Slabost tega načina pa je potreba po signalnem generatorju, ki mora biti sinhroniziran z enoto za zajem podatkov in zahtevna obdelava signalov.

2.1 Merjenje ojačenja z metodo induciranja toka v merilni upor

Na sliki 1 je prikazana shema termometra na podlagi Johnsonovega šuma z metodo inducirane toka. Temperaturo merimo z merjenjem šumne napetosti na merilnem upor. Šumno napetost se ojači z dvema ojačevalnikoma, nato pa digitalizira z analogno digitalnim pretvornikom (ADC). Korelator in naknadna obdelava signalov je izvedena na digitalnem signalnem procesorju (DSP). Vir tokovnega šuma je uporabljen za kalibracijo obeh ojačevalnikov.

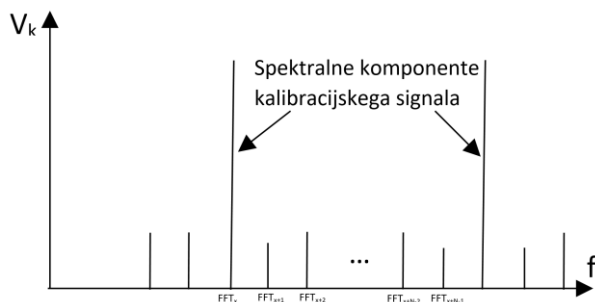


Slika 1: Poenostavljena shema merilnika Johnsonovega šuma z metodo induciranja toka v merilni upor

Tokovni šum je sestavljen iz vsote sinusnih signalov določenih frekvenc, enake amplitude in naključne faze. Tak signal izgleda na spektru kot glavnik (slika 2) in je podoben Gaussovemu šumu. Taka oblika kalibracijskega signala je uporabljena zato, ker omogoča meritev ojačenj ojačevalnikov in dušenje signala zaradi povezovalnih žic v odvisnosti od frekvence. Dušenje signala je izrazito pri višjih frekvencah (1 MHz) zaradi kapacitivnosti povezovalnih kablov in vhodne kapacitivnosti ojačevalnika.

Da je kalibracijski signal samo v enem razdelku FFT spektra, je poskrbljeno s sinhronizacijo vira tokovnega šuma in ADC. Prav tako je potrebno sinhronizirati periodo kalibracijskega signala in izračun spektra s FFT. Izbire frekvenc oziroma period sinusnih signalov v tem signalu so omejene, saj mora biti v eni periodi kalibracijskega signala celo število period posameznega sinusnega signala.

Na sliki 2 je prikazan izhod korelatorja. Vidne so spektralne komponente kalibracijskega signala (razdelek FFT_x), ki se ponavljajo s periodo N .



Slika 2: Prikaz izhoda korelatorja, na spektru so vidne spektralne komponente (razdelek FFT_x), ki prikazujejo kalibracijski signal, ki se ponavlja vsakih N razdelkov. Med njimi so spektralne komponente merjene šumne napetosti

Amplituda kalibracijskega signala v spektru mora biti veliko višja od amplitude napetostnega šuma za pravilno delovanje termometra. V primeru, da je vir kalibracijskega signala napetostni vir, ki tvori z merilnim uporom napetosti delilnik, lahko temperaturo izračunamo iz:

$$T = \frac{(V_{cal}^2 - (NX - 1)4k_B T_{cal} R_{cal} \Delta f) R}{(NX - 1)4k_B R_{cal}^2 \Delta f} \quad (4)$$

kjer je V_{cal}^2 efektivna napetost kalibracijskega signala, N perioda kalibracijskega signala v FFT spektru, R_{cal} upornost kalibracijskega upora, T_{cal} temperatura kalibracijskega upora R_{cal} , Δf pasovna širina enega razdelka FFT spektra in X je razmerje med kalibracijskim signalom in izmerjenim šumom in je enako:

$$X = \frac{V_x}{\sum_{i=1}^{N-1} V_{x+i}} \quad (5)$$

kjer je V_x vrednost FFT spektra izhoda korelatorja, kjer je prisoten kalibracijski signal, V_{x+i} so vrednosti FFT spektra izhoda korelatorja med dvema kalibracijskima signaloma.

3 Optimizacija ojačevalnika

Glavni pogoj za pravilno delovanje termometra je zagotovitev nekoreliranosti šuma med obema ojačevalnikoma. Poleg tega pa je pomembno, da ima ojačevalnik čim večjo pasovno širino, čim večje ojačenje in majhno porabo energije.

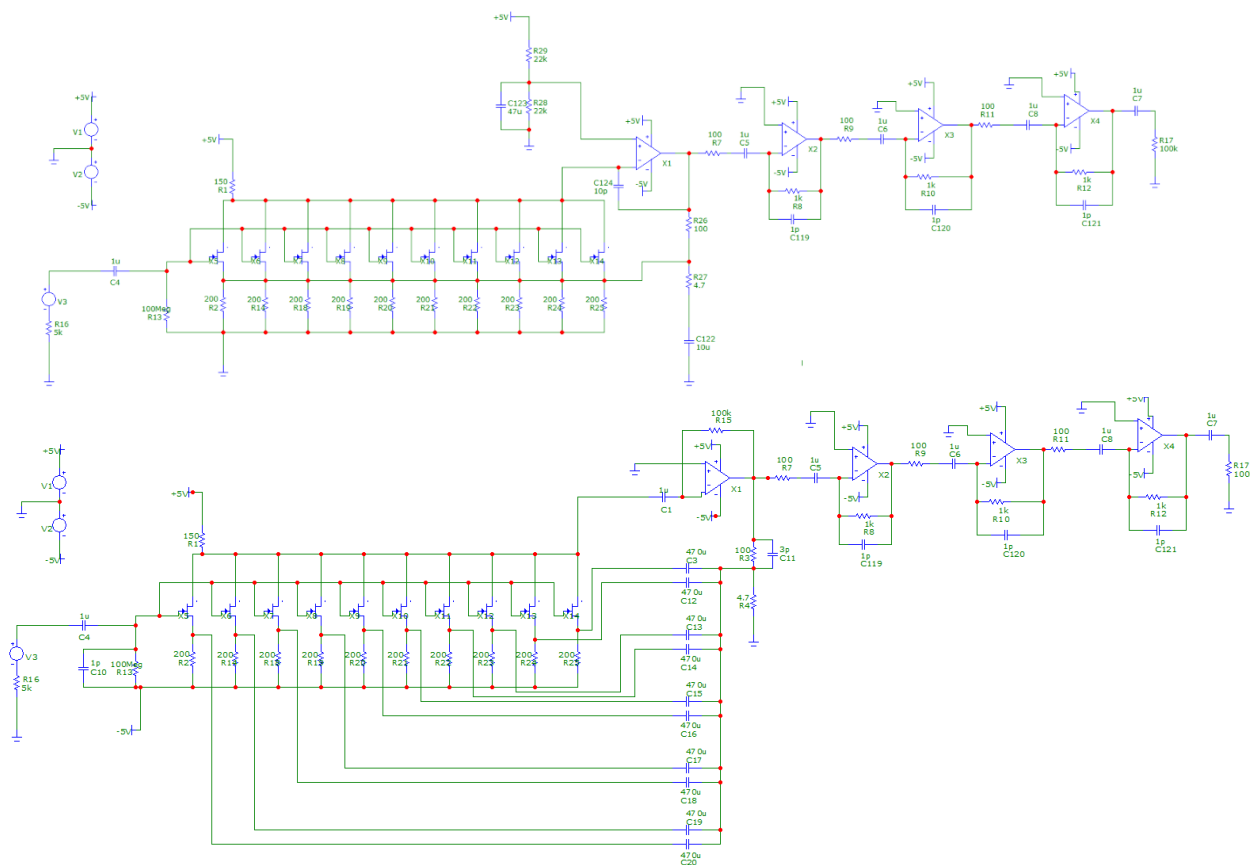
Največji prispevek h koreliranosti šuma obeh ojačevalnikov ima njihov tokovni šum, ker le ta ustvari padec napetosti na upor, ki jo merimo z obema ojačevalnikoma. Napetostni šum ojačevalnikov nima vpliva na koreliranost signalov, vendar podaljšuje čas meritev oziroma povečuje negotovost izmerjene temperature.

Večja pasovna širina in večje ojačenje zvišata efektivno vrednost napetosti šuma in s tem izboljšata ločljivost sistema in zmanjšata negotovost izmerjenega signala. Majhna poraba je pomembna zato, ker sta oba ojačevalnika napajana s svojima baterijama, da ne prihaja do koreliranosti signala zaradi istega napajalnega vira.

Iz teh zahtev je razvidno, da uporaba tudi najboljših (nizko šumnih) operacijskih ojačevalnikov ali instrumentacijskih ojačevalnikov ni dovolj za izpolnitev zahtev [7]. Pomanjkljivosti operacijskih ojačevalnikov se lahko odpravi z izdelavo JFET predojačevalnika za operacijski ojačevalnik, z izdelavo diskretnega JFET ojačevalnika ali z izdelavo bipolarnega tranzistorskega predojačevalnika.

3.1 JFET predojačevalnik

Glavna prednost JFET pred bipolarnim tranzistorjem je zelo nizek tokovni šum [8], ki je običajno pod $1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, kar omogoča vzporedno vezavo večjega števila tranzistorjev in s tem zmanjšanje njihovega napetostnega šuma. Dodatna prednost je tudi višja vhodna upornost. Ti dve lastnosti povesta, da je za vhodne signale, ki imajo upornost večjo od nekaj $k\Omega$, JFET predojačevalnik boljše izbira, saj ima nižji šum. Na sliki 3 je prikaz dveh simuliranih vezij. Na sliki ni vidno filtriranje napajanja.



Slika 3: Shema ojačevalnika z JFET predojačevalnikom različice 1 (zgoraj) in različice 2 (spodaj)

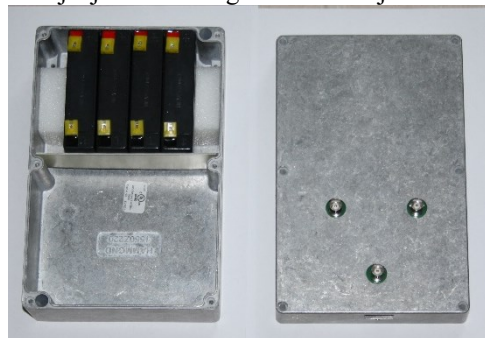
Obe vezji sta zasnovani modularno, kar pomeni, da je mogoče spreminjati število uporabljenih tranzistorjev, glede na zahteve napetostnega in tokovnega šuma.

Merilni upor je simuliran kot brezšumni upor zaporedno z virom napetostnega šuma. Sam JFET predojačevalnik je sestavljen iz desetih JFET, kar zmanjša vhodni napetosti šum za trikrat ($\sqrt{10}$) na 0,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ in iz operacijskega ojačevalnika za zagotovitev dovolj velikega odprtozančnega ojačenja. Predojačevalniku sledijo še trije operacijski ojačevalniki, ki imajo skupno ojačenje 1000. Ojačenje predojačevalnika je nastavljeno na 22,3 z uporoma R_3 in R_4 . Celotni ojačevalnik ima ojačenje torej 22300. Glavna razlika med predojačevalnika je v načinu povratne zanke. Pri prvi verziji ima povratna zanka tudi enosmerno komponento, kar izboljša stabilnost predojačevalnika, ampak tudi oteži izdelavo, ker je potrebno uporabiti tranzistorje s podobnimi karakteristikami. To je zahtevno opravilo, ker so proizvodne tolerance največkrat zelo široke (tudi do 300 %). Druga različica omogoča nastavitve delovne točke za vsak tranzistor posebej, vendar je povratna zanka brez enosmerne komponente.

3.2 Ohišje ojačevalnika in merilnega upora

Ker so velikosti merjenih napetosti majhne, je potrebno nameniti veliko pozornost preprečevanju in zmanjševanju motenj iz okolice. To je še posebno problematično zato, ker je merilni upor oddaljen od preostanka vezja za pol metra. To je potrebno zato, da je možno meriti temperature, višje od tistih, ki bi uničile

ojačevalnik. Glavni poudarek je na preprečevanju in slabljenju elektromagnetnih motenj.



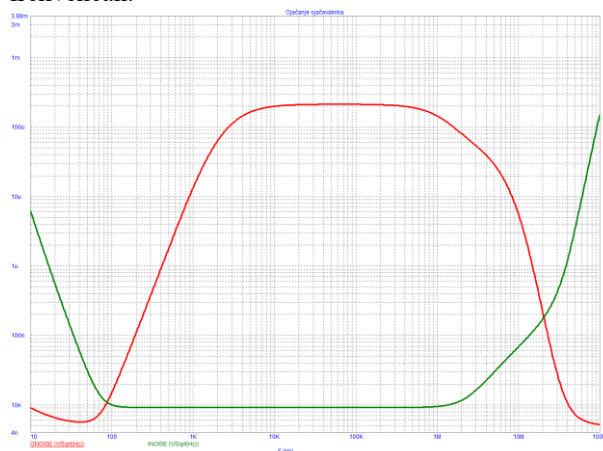
Slika 4: Notranjost ohišja z akumulatorji (levo) in pokrov s priključki (desno)

Ohišje ojačevalnika je narejeno iz aluminija debeline 5 mm, v katerega so narejene odprtine za izhodni in vhodni signal, drugače pa je popolnoma zaprto. Za povezavo med merilnim uporom in ojačevalnikom je uporabljen kabel z dvojnim oklopom in posukanimi žicami za povezavo z ojačevalnikoma. Prednost dvojnega oklopa je, da lahko z ustrezno vezavo ustvarimo tudi slabljenje magnetnega polja, kar samo z enim oklopom ni mogoče doseči.

4 Rezultati

Na sliki 5 je prikazan rezultat simulacije vezja iz slike 3 zgoraj. Z zeleno barvo je označen vhodni šum, z rdečo pa izhodni signal. Pri frekvencah do 100 Hz je na vhodnem signalu opaziti porast šuma, kar je posledica tokovnega

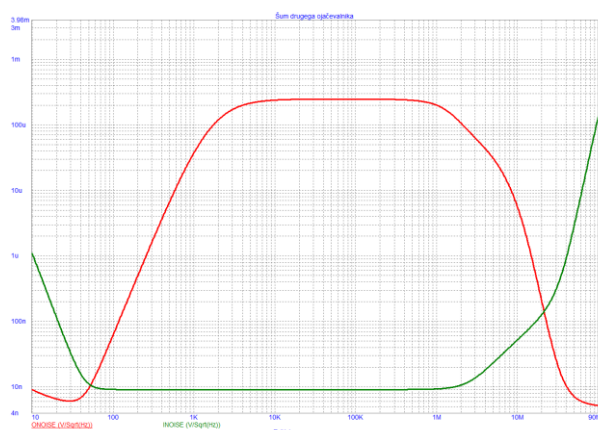
šuma JFET, ki imajo izrazit $1/f$ šum pri nizkih frekvencah.



Slika 5: Spekter napetostnega šuma na vhodu vezja (zelena) in spekter šuma na izhodu vezja (rdeča) verzije 1.

Skupna poraba vezja je 280 mW. Pasovna širina ojačevalnika je od 4,7 kHz do 1,0 MHz pri ojačenju 87,3 dB.

Na sliki 6 je prikazan rezultat simulacije drugega vezja.

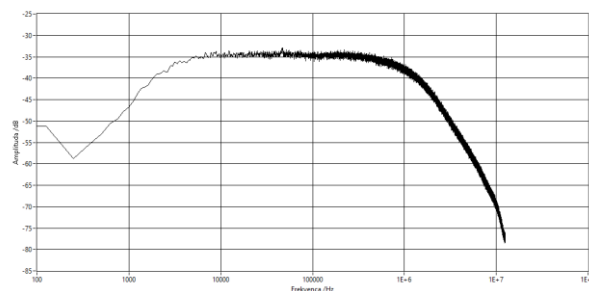


Slika 6: Spekter napetostnega šuma na vhodu vezja (zelena) in spekter šuma na izhodu vezja (rdeča) verzije 2.

Skupna poraba vezja je 398 mW. Pasovna širina ojačevalnika je od 3,1 kHz do 1,2 MHz pri ojačenju 88,7 dB.

Kot boljša izbira se obnese druga različica, saj ima večje ojačenje pri večji pasovni širini. Dodatna prednost je, da tako vezje zaduši Millerjev pojav na vhodnih tranzistorjih, ker operacijski ojačevalnik drži invertirajoči vhod na virtualni zemlji.

Na sliki 7 je prikazana preliminarina meritev delovanja drugega vezja. Meritev je bila izvedena z Ettus USRP N200 pri vzorčni frekvenci 25 MHz. Graf je povprečje meritev pridobljenih v 10 min.



Slika 7: Preliminarna meritev delovanja drugega vezja.

Iz slike 7 je razvidno, da je delovanje izdelanega ojačevalnika v skladu z rezultati simulacije.

5 Zaključek

Praktični termometer na podlagi Johnsonovega šuma meri napetosti v območju nekaj μV s pasovno širino 1 MHz. Predstavljeni ojačevalnik z JFET predojačevalnikom zadošča potrebam meritev Johnsonovega šuma z uporabo korelatorja. Ojačevalnik ima ojačenje 86 dB in pasovno širino od 3 kHz do 1,2 MHz, pri porabi 398 mW. Skupni izhodni šum ojačevalnika je $47 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ pri tem ojačenju in vhodni upornosti 5 k Ω .

Literatura

- [1] P. Bramley, D. Cruickshank, and J. Pearce, "The Development of a Practical, Drift-Free, Johnson-Noise Thermometer for Industrial Applications," *International Journal of Thermophysics*, vol. 38, no. 2, p. 25, Dec. 2016
- [2] L. Callegaro, V. D'Elia, M. Pisani, and A. Pollarolo, *An absolute Johnson noise thermometer*. 2009
- [3] S. W. Nam, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, C. J. Burroughs, Jr., W. L. Tew, D. R. White, and J. M. Martinis, "Progress on Johnson noise thermometry using a quantum voltage noise source for calibration," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 2, pp. 653–657, Apr. 2005.
- [4] S. P. Benz, J. M. Martinis, S. W. Nam, W. L. Tew, and D. R. White, "A new approach to Johnson noise thermometry using a Josephson quantized voltage source for calibration," in *Proc. TEMPMEKO*, 2001, pp. 37–44.
- [5] S. P. Benz, J. Qu, H. Rogalla, D. R. White, P. D. Dresselhaus, W. L. Tew, and S. W. Nam, "Improvements in the NIST Johnson noise thermometry system," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 4, pp. 884–890, Apr. 2009.
- [6] D. R. White, S. P. Benz, J. R. Labenski, S. W. Nam, J. F. Qu, H. Rogalla, and W. L. Tew, "Measurement time and statistics for a noise thermometer with a synthetic-noise reference," *Metrologia*, vol. 45, no. 4, pp. 395–405, Aug. 2008
- [7] P. Horowitz, W. Hill, *The Art of Electronics* 3E, 2015
- [8] J. Vojtěch, *Design of ultra low noise amplifiers*, 2018