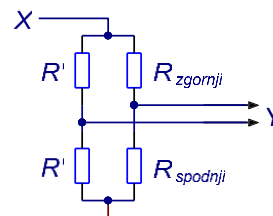
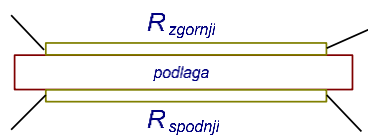


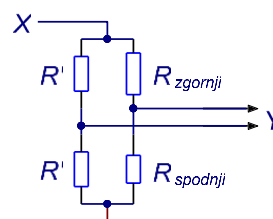
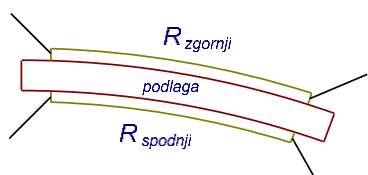
Sinhrona demodulacija in merjenje amplitude – merilni mostič

Majhne spremembe električnih veličin sensorja fizikalne veličine navadno merimo s pomočjo merilnega mostiča. Poskusimo tokrat meriti majhne upogibe sensorja oziroma majhne sile, ki tak sensor krivijo. V ta namen sestavimo senzor po skici na sliki 1a. Na upogljivo podlago je z vsake strani nanešen sloj uporovnega materiala, tako dobimo dva enaka upornika $R_{zgornji}$ in $R_{spodnji}$, njuna upornost je takrat R . Ta dva upornika vežemo v merilni mostič po shemi na sliki 1b; pri tem sta dodatna upornika R' med sabo enaka. Mostič lahko napajamo z enosmerno napetostjo X , a bi meritev morda motile termoelektrične napetosti. Zato raje uporabimo referenčno napetost sinusne oblike ter znane frekvence in amplitude. V stanju s slike 1 je amplituda izhodne napetosti Y (razlika napetosti med odcepoma na obeh krakih merilnega mostiča) enaka nič.



Slika 1: Merilni senzor in mostič

Mostič lahko napajamo z enosmerno napetostjo X , a bi meritev morda motile termoelektrične napetosti. Zato raje uporabimo referenčno napetost sinusne oblike ter znane frekvence in amplitude. V stanju s slike 1 je amplituda izhodne napetosti Y (razlika napetosti med odcepoma na obeh krakih merilnega mostiča) enaka nič. Ko tak senzor upognemo po sliki 2a, se podaljša (in zaradi tega stanjša) uporovna plast upornika $R_{zgornji}$, zato se njegova upornost poveča. Zaradi istega upogiba se uporovna plast upornika $R_{spodnji}$ skrajša (in hkrati odebeli), zato se upornost tega upornika zmanjša. Predpostavimo, da se oba upornika spremenita za vrednost ΔR (kar verjetno ni čisto točno, a za našo obravnavo zadošča). Na izhodnih sponkah merilnega mostiča se zato pojavi napetost, ki je enake frekvence in podobne faze kot jo ima vzbuja napetost, njena velikost pa je sorazmerna spremembi upornosti zaradi upogiba:

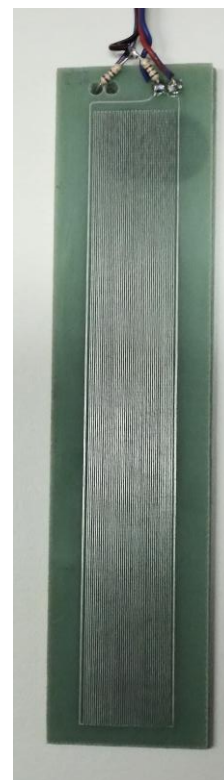


Slika 2: Merilni senzor in mostič - upognjen

$$Y = X \cdot \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{1}{2} \right) = X \cdot \frac{\Delta R}{2R}$$

Ker so spremembe upornosti majhne, je potrebno meriti majhne amplitude napetosti na izhodu merilnega mostiča. Na srečo poznamo frekvenco in deloma fazo tega signala; na fazo vpliva ločevalni kondenzator v napajanju merilnega mostiča. Izdelan merilni mostič je na sliki 3.

Merilni mostič napajamo s signalom iz funkcijskega generatorja. Uporabimo lahko signal amplitude nekaj voltov in frekvence 1 kHz; občutljivost mostiča je odvisna od amplitude tega signala, a amplituda ne sme biti prevelika, sicer bo oblika napetosti zaradi majhne upornosti merilnega mostiča porezana. Frekvenca f vzbuja signala je lahko drugačna, a ji je treba prilagoditi parametre delovanja merilnega sistema, predvsem frekvenco vzorčenja. Hkrati se zdi smiselno izbrati frekvenco vzbujanja tako,



Slika 3: Fotografija takega sensorja, na zgornji strani je viden upornik $R_{zgornji}$ kot izjedkana ozka in dolga sled z meandri ter delilnik napetosti iz dveh enakih upornikov R'

da ni enaka potencialnim signalom motenj (na primer 50 Hz in prvih nekaj mnogokratnikov).

Uporabimo bločno shemo za detekcijo velikosti signala znane frekvence in faze s slike 4; merilni mostič iz samih upornikov ne suka faze signalov. Signala X in Y sta torej:

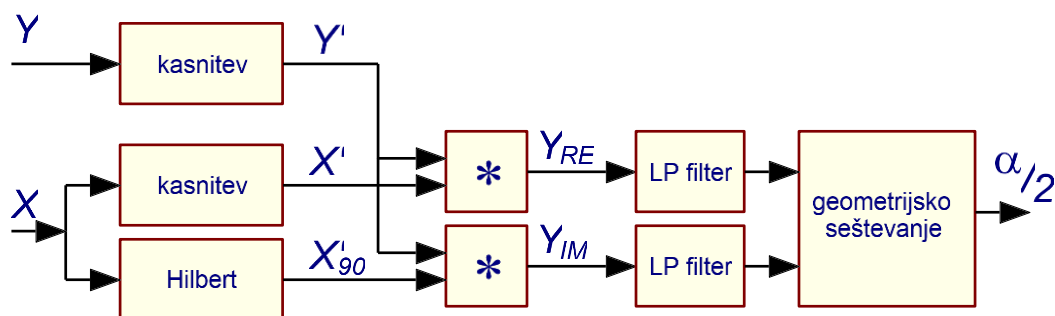
$$X = \cos 2\pi ft \quad \text{in} \quad Y = \frac{\Delta R}{2R} \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) = \alpha \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

Za določanje amplitude signala Y potrebujemo referenčni signal X in njegovo za 90 stopinj zasunkano verzijo $X_{90} = \sin 2\pi ft$, ki jo lahko naredimo s pomočjo Hilbertovega transformata. Ker ta zakasni signal za polovično število koeficientov v filterskem jedru, je treba za enak čas zakasniti še signala X in Y , tako zagotovimo sočasnost signalov in pravilno računanje. V nadaljevanju je treba merjeni signal Y' pomnožiti z referenčnima signaloma X' in X_{90}' , dobimo:

$$Y_{RE} = Y' \cdot X' = \alpha \cos(2\pi ft + \varphi) \cdot \cos 2\pi ft = \frac{\alpha}{2} [\cos \varphi + \cos(4\pi ft + \varphi)]$$

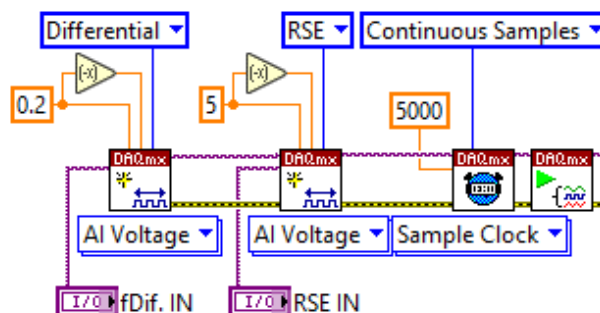
$$Y_{IM} = Y' \cdot X_{90}' = \alpha \cos(2\pi ft + \varphi) \cdot \sin 2\pi ft = \frac{\alpha}{2} [\sin \varphi + \cos(4\pi ft + \varphi)]$$

Oba signala vodimo skozi nizkoprepustna filtra, ki odstranijo izmenični komponenti pri dvakratniku frekvence vzbujalnega signala ($\cos(4\pi ft + \varphi)$) in geometrijsko seštejemo dobljeni enosmerni komponenti ter dobimo rezultat $\alpha/2$.



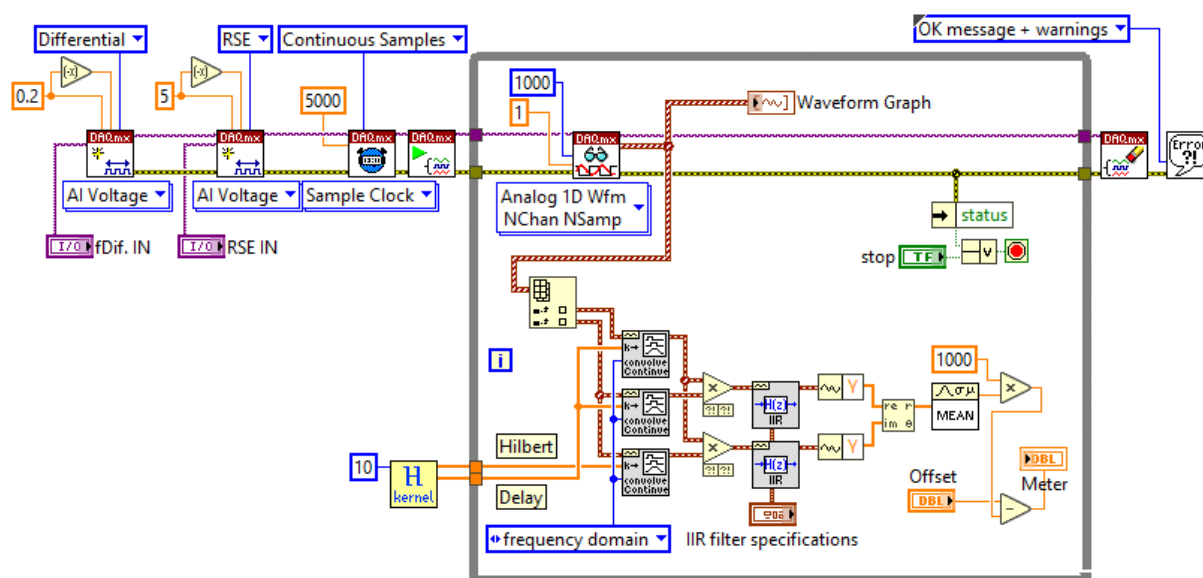
Slika 4: Bločna shema sistema za sinhrono demodulacijo; znana je frekvenca in deloma faza merjenega signala, to prinaša referenčni signal

Za pravilno delovanje sinhrono demodulacije po shemi s slike 4 potrebujemo torej referenčni signal X in merjeni signal Y . Referenčni signal je podan napram ozemljitvi (GND) in bi ga torej morali meriti kot RSE signal («referenced single ended»). Ta signal ima amplitudo do nekaj voltov. Merjeni signal Y je razlika signalov na dveh krakih merilnega mostiča in ga je zaradi tega potrebno meriti diferencialno («differential»). Poleg tega ima ta signal majhno amplitudo, saj so efekti upogiba majhni. Potrebujemo torej dve ločeni nastavitvi vmesnika NI USB6211 za zajemanje vsakega od teh dveh signalov posebej. Programsko okolje in vmesnik tako merjenje podpirata, del programa za nastavljanje načina merjenja in občutljivosti je na sliki 5. Najprej konfiguriramo kanal za merjenje signala iz merilnega mostiča, ta je diferecialen in najbolj občutljiv. Tej konfiguraciji sledi konfiguracija kanala za



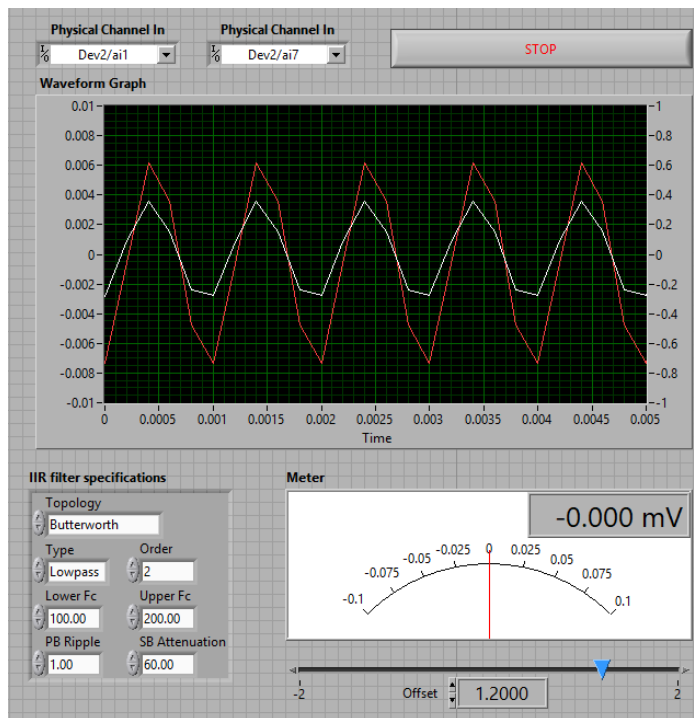
Slika 5: Ločeno nastavljanje načina merjenja in občutljivosti za merjenje dveh signalov

merjenje vzbujačnega referenčnega signala, ta je tipa »RSE« in manj občutljiv. Tema konfiguracijama sledi običajna konfiguracija frekvence vzorčenja in načina zajema, ki mora biti za oba merilna kanala enaka. Kot zadnji blok pred »while« zanko sledi blok za start zajema.



Slika 6: Zgled programa za merjenje amplitude sinusnega signala z merilnega mostiča

Žal z vmesnikom NI USB6211 ne moremo poganjati merilnega mostiča, ker njegova izhodna signala AO0 in AO1 ne zmoreta dovolj toka. Namesto NI vmesnika zato uporabimo funkcijski generator. Frekvenca vzbujačnega signala naj bo okoli 1000 Hz. V tem frekvenčnem področju ne pričakujemo motenj okolice, frekvenca signala pa je obvladljivo majhna. V računalniku bomo signal s to frekvenco množili z drugim signalom iste frekvence, po množenju pa dobimo tudi komponenta z dvojno frekvenco, torej 2000 Hz. Po Nyquistu mora biti frekvenca vzorčenja vsaj dvakratnik frekvence signala, zato izberemo za vzorčenje frekvenco 5000 Hz. Tako majhna frekvenca vzorčenja razbremenjuje računalnik in olajšuje dimenzioniranje bloka za Hilbertov transform, saj je frekvenca vhodnega signala v enoto za transform blizu sredine Nyquistovega področja in za računanje transformata zadošča že nekaj koeficientov v filterskem jedru. V našem primeru smo izbrali 21 koeficientov (10 koeficientov, sredinski koeficient, 10 koeficientov). Zgled celotnega programa je na sliki 6. Omeniti velja še blok za povprečenje, ki je dodan na koncu verige za računanje ter bloka za množenje in odštevanje. Odčitki, ki jih kažemo uporabniku, so lahko redkejši, 200



Slika 7: Zgled uporabniškega vmesnika za program s slike 6

ms med dvema odčitkom zadošča. Zato ob vsakokratni ponovitvi »while« zanke vzamemo po 1000 izmerkov, zanka se torej ponavlja vsakih 200 ms. Vse izračune iz enega obhoda zanke povprečimo in s tem zgladimo prikazan rezultat. Tega pred prikazom na zaslonu še prilagodimo pravim enotam in nastavimo ničelni odčitek. Na sliki 7 je še predlog za uporabniški vmesnik.