Translated from English to Slovenian - www.onlinedoctranslator.com

Interpolacijski frekvenčni števec FC-510

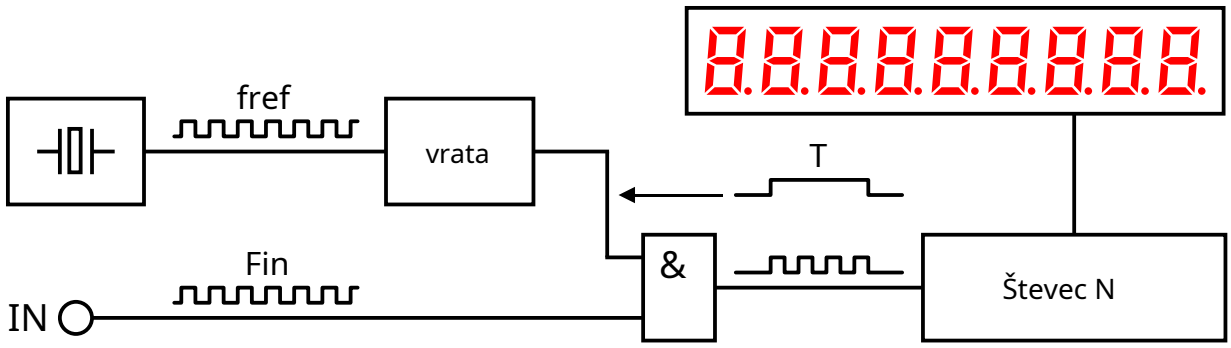
(osnutek)

Merilnik frekvence je eden najpogostejših merilnih instrumentov. Po principu delovanja obstaja veliko različnih merilnikov frekvence, vendar so v zadnjem času vse skoraj v celoti nadomestili elektronski merilniki frekvence. Sodobni merilniki frekvence imajo vgrajen mikroprocesor in lahko poleg merjenja frekvence signala izvajajo še druge meritve: periodo signala, trajanje impulza, delovni cikel impulza, število impulzov, vsoto, razliko in razmerje frekvenc dveh frekvenc. signali, fazna razlika med njimi in še veliko več. Včasih lahko merilnik frekvence sam izvaja statistično obdelavo rezultatov meritev: iskanje minimalne in maksimalne vrednosti, povprečne vrednosti, standardnega odklona itd. z izhodom vrednosti na zaslon ali v vrata. torej

Elektronski merilnik frekvence lahko uporablja različne metode merjenja frekvence. Vsaka metoda ima svoje prednosti in slabosti. Glavne od teh metod bodo obravnavane spodaj.

Metoda neposrednega štetja

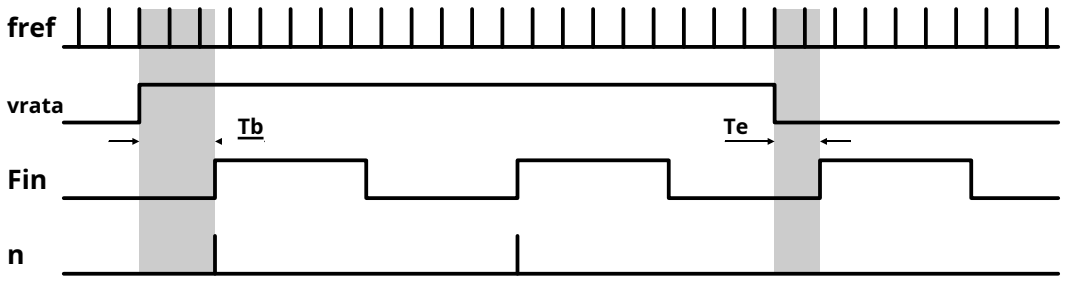
Najenostavnejši način merjenja frekvence je metoda neposrednega štetja. Metoda je sestavljena iz štetja obdobij vhodnega signala za znano časovno obdobje. Ker je frekvenca signala število obdobij na časovno enoto, če izberete časovni interval, ki je enak 1 sekundi, bo dobljeno število obdobij številčno enako frekvenci vhodnega signala v hercih. Dobljeno vrednost števca je mogoče takoj prikazati na indikatorju, matematične operacije niso potrebne. Zaradi te lastnosti je mogoče frekvenčne števce z neposrednim štetjem zlahka zgraditi na preprosti logiki in se pogosto uporabljajo. Blokovni diagram takega merilnika frekvence je prikazan na sl. 1.



riž. 1. Blok diagram frekvenčnega števca z metodo neposrednega štetja.

Za pridobitev merilnega intervala T se uporablja signal referenčne frekvence, ki se dovaja na vhod števca Gate. Med merilnim intervalom se impulzi vhodne frekvence Fin prenesejo na drugi števec števca N. Vrednost N, pridobljena v števcu po koncu merilnega intervala, vam omogoča, da določite frekvenco vhodnega signala: Fin = N / T. Pri T = 1 sek. frekvenca Fin = N, tako da se lahko vrednost števca števca N neposredno prikaže na indikatorju.

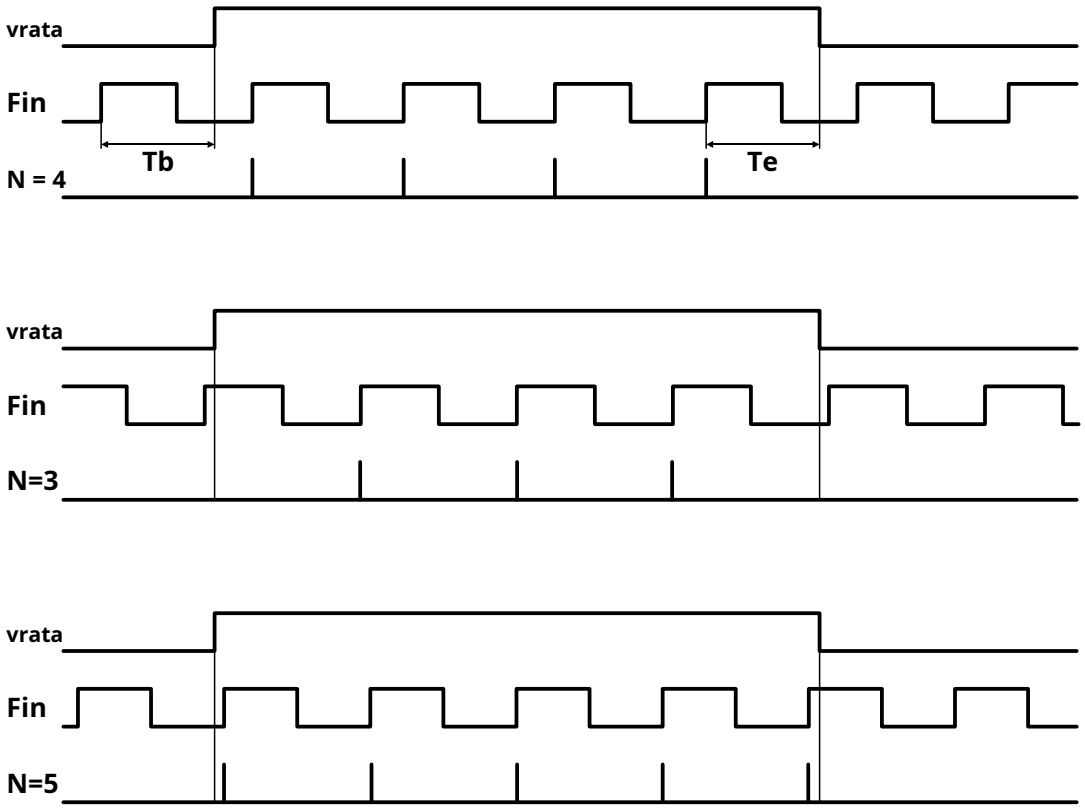
Ker merilni interval ni sinhroniziran z vhodnim signalom, je na začetku in na koncu merilnega intervala napaka Tb oziroma Te (slika 2).



riž. 2. Pojav napake računa.

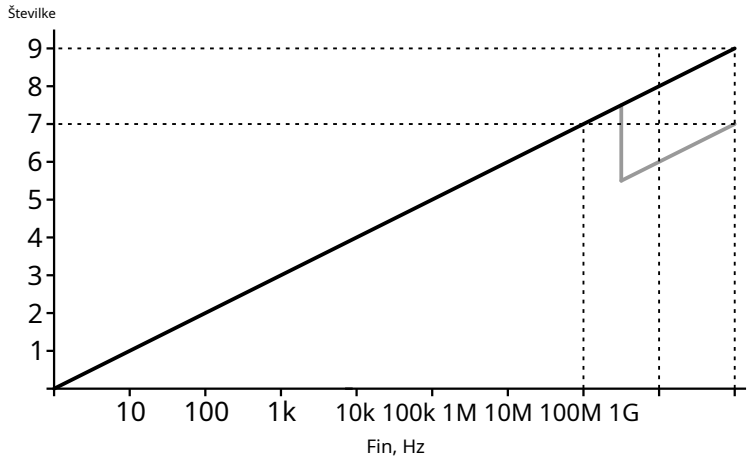
Intervala Tb in Te sta neodvisni naključni spremenljivki, od katerih vsaka leži v intervalu 0…Tin, kjer je Tin perioda vhodnega signala (Tin = 1 / Fin). Dejansko trajanje N obdobij vhodne frekvence je N Tin = T + Tb – Te. Ob upoštevanju možnih razponov intervalov dobimo N · Tin = T ± Tin ali T = Tin · (N ± 1). Zato je Fin = (N ± 1) / T. Obstaja napaka, znana kot ±1 štetna enota.

Na sl. Slika 3 prikazuje, kako lahko majhna sprememba frekvence vhodnega signala (ali celo sprememba preklopne točke vhodnega primerjalnika, ki jo povzroči šum) povzroči spremembo odčitka med 3 in 5.



riž. 3. Natančnost ±1 števna enota.

Ker se bo število N zmanjšalo z zmanjševanjem frekvence, se bo relativna merilna napaka, povezana z napako N za ±1, povečala. Ali pa se bo po drugi strani število pomembnih števk merilnega rezultata zmanjšalo z manjšo frekvenco. Na sl. Slika 4 prikazuje graf ločljivosti (število pomembnih števk) za metodo neposrednega štetja glede na frekvenco za interval štetja 1 sekunde. (pri drugih vrednostih intervala štetja se bo graf proporcionalno premikal gor ali dol).



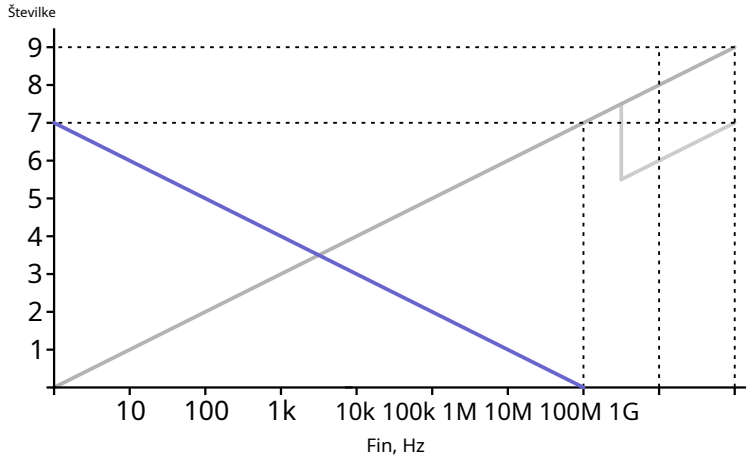
riž. 4. Odvisnost ločljivosti od frekvence za metodo neposrednega štetja.

Na sl. 4 je razvidno, da z padajočo frekvenco pada ločljivost frekvencmetrov z direktnim štetjem. Takšne naprave so še primerne za delo z visokofrekvenčnimi signali, pri nizkih frekvencah pa je ločljivost popolnoma nezadostna. Recimo, da želite izmeriti frekvenco približno 1 kHz. Z merilnim intervalom 1 sek. dobimo eno od naslednjih vrednosti: 999 Hz, 1000 Hz, 1001 Hz. Relativna merilna napaka bo ±0,1%, kar je zelo slabo. Še slabše je stanje pri merjenju nižjih frekvenc. Pri frekvenci 100 Hz bo napaka ± 1%, pri frekvenci 10 Hz - ± 10%. Napako lahko zmanjšate s povečanjem merilnega intervala, vendar ga nastavite na več kot 10 sekund. ni praktično.

Z večanjem frekvence se povečuje ločljivost metode neposrednega štetja in dosega zelo visoke vrednosti. Na primer pri merjenju frekvence 10 MHz z merilnim intervalom 1 s. merilnik frekvence lahko prikazuje 9999999 Hz, 10000000 Hz ali 10000001 Hz. Relativna merilna napaka bo ±0,00001%, kar je precej dobro. Pri višjih frekvencah bo ločljivost še večja. Toda v praksi obstaja omejitev, povezana z omejeno hitrostjo logičnih vezij, na katerih je zgrajeno vezje števca frekvenc. Praviloma je zgornja meja frekvence, ki jo je mogoče neposredno uporabiti na vhodu merilnika frekvence, v območju 10 ... 100 MHz. Za višje frekvence se uporabljajo frekvenčni preddelilniki (preddelilniki). Uporaba preddelilnika zmanjša ločljivost frekvenčnega števca neposrednega štetja sorazmerno s faktorjem deljenja. Na sl.

Merjenje obdobja

Da bi popravili situacijo pri merjenju nizkih frekvenc, imajo nekateri frekvenčni števci način merjenja obdobja. Nato se kot merilni interval uporabi ena perioda vhodnega signala Tin. V tem intervalu se preštejejo impulzi M referenčne frekvence Fref. Frekvenco vhodnega signala je mogoče izračunati s formulo Fin = Fref / M, vendar to zahteva operacijo deljenja. Pri trdih logičnih frekvenčnih števcih je to težko implementirati, zato običajno prikazujejo trajanje obdobja v časovnih enotah. Na primer, če izberete Fref = 1 MHz, bo rezultat v mikrosekundah. Pretvorba vrednosti obdobja v vrednost frekvence je prepuščena uporabniku. Pri metodi merjenja obdobja bo prisotna tudi napaka štetja v obliki M ± 1. Ker pa vrednost M narašča z zmanjševanjem frekvence vhodnega signala, se bo relativna merilna napaka z zmanjševanjem frekvence zmanjševala. Upoštevati je treba, da merilni interval pri tej metodi ni konstanten, temveč je enak trajanju obdobja izmerjenega signala. Na sl. Slika 5 prikazuje graf ločljivosti za metodo merjenja period v odvisnosti od frekvence vhodnega signala (modri graf).

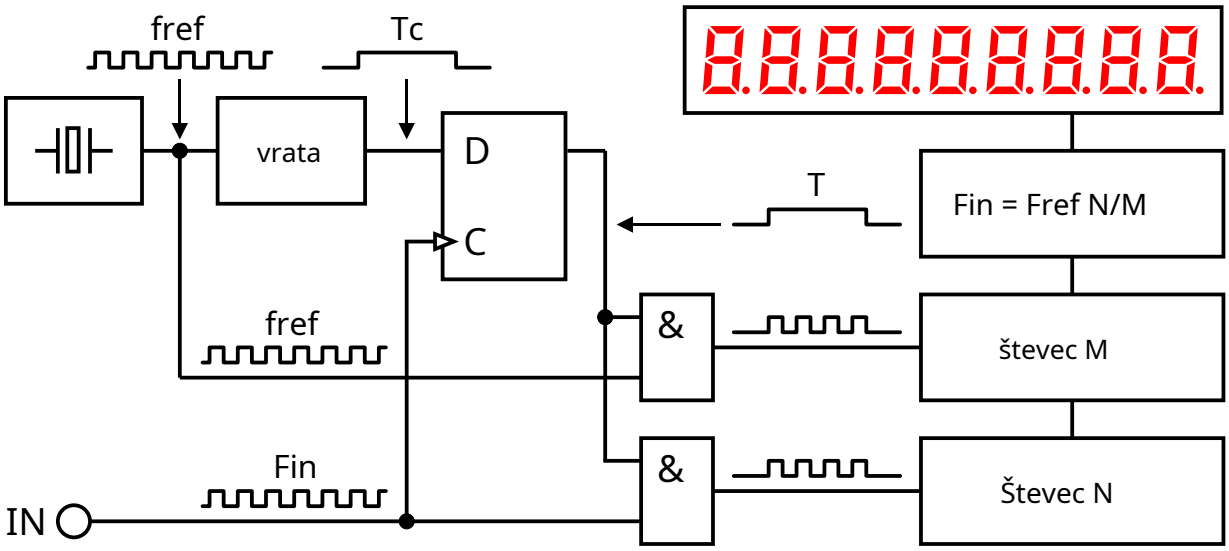


riž. 5. Odvisnost ločljivosti od frekvence pri merjenju periode.

Za primerjavo je na sliki 5 prikazana ločljivost za metodo neposrednega štetja (siv graf). Vidimo, da ima pri nizkih frekvencah prednost metoda merjenja periode, pri visokih frekvencah pa metoda neposrednega štetja. S kombinacijo teh dveh metod lahko dobite dobro ločljivost za katero koli frekvenco. Čeprav v območju zvočnih frekvenc, ločljivost še vedno ostaja nezadostna.

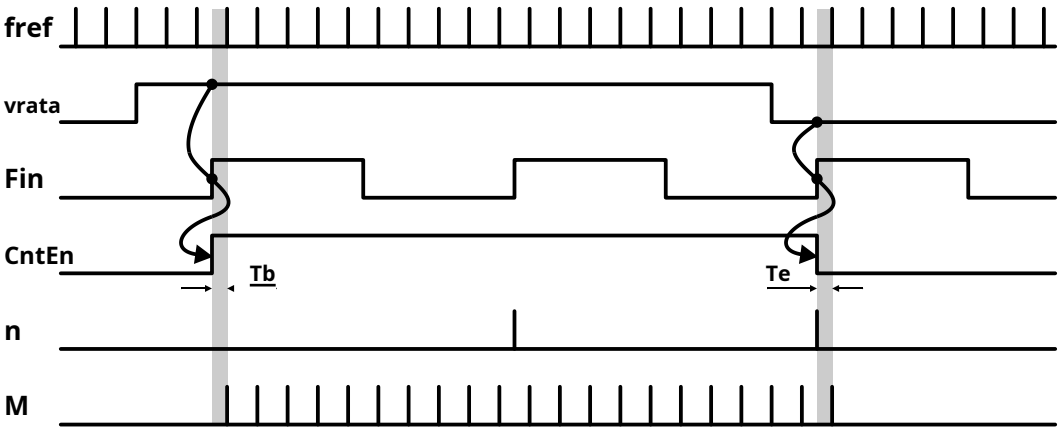
Metoda recipročnega štetja

Obstaja metoda merjenja frekvence, pri kateri relativna merilna napaka ni odvisna od vrednosti vhodne frekvence. Blokovni diagram takega merilnika frekvence je prikazan na sl. 6.



riž. 6. Blok diagram frekvenčnega števca recipročnega štetja.

Signal referenčne frekvence Fref se uporablja za pridobitev želenega merilnega intervala Tc z uporabo števca vrat. Ta interval se ne uporablja neposredno za štetje impulzov, temveč le omogoča oblikovanje realnega merilnega intervala T, ki se začne in konča sinhrono z začetkom period vhodnega signala. V tem intervalu dva števca štejeta število vhodnih impulzov N in število impulzov referenčne frekvence M. Vrednost frekvence vhodnega signala je mogoče izračunati z naslednjo formulo: Fin = Fref N / M. Za izvedbo takšnih izračunov , mora frekvenčni števec vsebovati mikroprocesor, vendar za To pri sodobnih napravah ni problem. Časovni diagram delovanja merilnika frekvence odštevanja je prikazan na sl. 7.



riž. 7. Časovni diagram merilnika frekvence odštevanja.

Ker je interval T sinhroniziran z vhodnim signalom, ne pride do napake pri štetju N. Toda po drugi strani še vedno obstaja napaka štetja M ± 1. Na sl. 6. Naključna časovna intervala Tb in Te, ki vodita do te napake, sta označena sivo. Merilni interval T ostaja vedno približno konstanten (to je interval Tc, zaokrožen na najbližjo celo vrednost period vhodne frekvence), zato ostaja tudi prispevek te napake približno konstanten. Ločljivost odštevalnega števca ni odvisna od vrednosti vhodne frekvence.

Če metodo odštevanja opišemo korak za korakom, dobimo naslednje zaporedje:

1. Začne se oblikovanje merilnega intervala Tc. Ta interval bo določil hitrost posodabljanja odčitkov in merilno napako (večji kot je interval, manjša je napaka). Sam interval Tc se lahko oblikuje
   približno, lahko celo ne uporabite referenčne frekvence za njegovo oblikovanje. V primeru izvedbe frekvenčnega števca na mikrokontrolerju je za oblikovanje Tc dovolj programski časovnik.
2. Po začetku merilnega intervala Tc se na najbližjem robu vhodnega signala začne oblikovati interval štetja T. V tem intervalu je dovoljeno štetje vhodnih impulzov N in impulzov referenčne frekvence M. Za to sta potrebna dva števca.
3. Čakanje na konec merilnega intervala Tc.
4. Po koncu merilnega intervala Tc se interval štetja T konča na najbližjem robu vhodnega signala. V tem primeru se štetje vhodnih impulzov N in impulzov referenčne frekvence M ustavi.
5. Formula Fin = Fref · N / M izračuna frekvenco vhodnega signala.

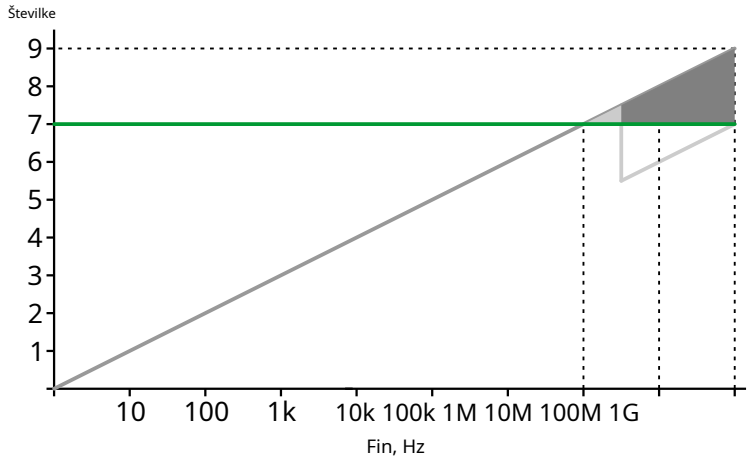
V pravem merilniku frekvence je treba to zaporedje dopolniti z obdelavo izrednih situacij, povezanih z izginotjem vhodnega signala med merjenjem ali z njegovo prenizko frekvenco. V točki 2 je smiselno počakati na fronto vhodnega signala le do konca intervala Tc. Če rob še vedno ni zaznan, je vhodna frekvenca prenizka za izbrani merilni interval. V takšni situaciji je logično navesti 0 Hz. Enako je z detekcijo sprednje strani vhodnega signala na koncu štetja. Po koncu intervala Tc je fronto smiselno pričakovati še za čas, ki ne presega Tc. Če rob ne pride, to pomeni, da je vhodni signal med meritvijo izginil. V takšni situaciji je tudi logično navesti 0 Hz.

Če je bil rob vhodnega signala zaznan z veliko zakasnitvijo glede na začetek intervala Tc, bo za dejansko meritev premalo časa. To bo povzročilo izgubo ločljivosti. Zato je smiselno v trenutku zaznavanja fronte vhodne frekvence podaljšati interval Tc na njegovo nazivno vrednost.

Ti dodatki so potrebni pri implementaciji univerzalnih frekvenčnih števcev. Če je vhodno frekvenčno območje omejeno in če je zanesljivo znano, da je perioda vhodnega signala vedno krajša od merilnega intervala, lahko takšna preverjanja opustimo.

Zgoraj je bilo prikazano, da je pri merjenju vhodnega signala s frekvenco 1 kHz relativna merilna napaka za merilnik frekvence z direktnim štetjem z merilnim intervalom 1 s. je ±0,1 %. Odštevalni frekvenčni števec s Fref = 10 MHz pod enakimi pogoji bo dobil N = 1000, M = 9999999, 10000000 ali 10000001. V tem primeru bo rezultat 1000,0001 Hz, 1000,0000 Hz ali 999,9999 Hz. Relativna napaka je ±0,00001 %, kar je 4 razrede velikosti bolje. Poleg tega bo enaka napaka ostala za katero koli izmerjeno frekvenco. Na sl. Slika 8 prikazuje diagram ločljivosti za metodo odštevanja z intervalom štetja 1 sekunde. odvisno od frekvence (zelen graf). Všeč mi je

pri metodi neposrednega štetja bo dolžina merilnega intervala sorazmerno vplivala na ločljivost.



riž. Slika 8. Ločljivost glede na frekvenco za metodo odštevanja.

Za primerjavo na sliki Slika 8 prikazuje tudi ločljivost frekvencmetra direktnega štetja (siv graf). Ko je vhodna frekvenca enaka referenčni frekvenci Fref, postane ločljivost števcev enaka. Pri višjih frekvencah ima pozitivni štetni frekvenčni števec prednost (sivo območje). Pri pravih merilnikih z direktnim štetjem, ki uporabljajo preddelilnike pri visokih frekvencah, pa se bo prednost pokazala le v ozkem frekvenčnem območju (svetlo sivo območje).

Frekvenčni števec s štetjem navzdol lahko uporablja tudi preddelilnik pri visokih frekvencah, vendar za razliko od frekvenčnega števca s štetjem navzgor to ne bo povzročilo padca ločljivosti. V večini primerov ima odštevalnik frekvence pomembno prednost. Še posebej, ko gre za merjenje frekvenc v zvočnem območju. Vendar pa velika večina amaterskih frekvenčnih števcev uporablja metodo neposrednega štetja. In to kljub temu, da ima skoraj vsak od njih mikrokrmilnik. Projekte, ki izvajajo metodo odštevanja, lahko preštejemo na prste ene roke [].

Povečanje ločljivosti odštevalnih frekvenčnih števcev

Če želite dodatno povečati ločljivost odštevalnih števcev, lahko povečate vrednost referenčne frekvence Fref. To se izvaja v nekaterih industrijskih napravah, vendar se izkaže, da je kompleksnost te rešitve precej visoka. Dejstvo je, da mora imeti referenčna frekvenca visoko stabilnost. Kot vir Fref se uporabljajo zgledni generatorji, ki praviloma delujejo na relativno nizki frekvenci. Tipična frekvenca je 10 MHz. Zato nadaljnje povečanje frekvence vključuje njeno množenje. V tem primeru je potrebno čim manjšo degradacijo vrednosti faznega šuma, sicer se pojavi dodatna merilna napaka. Za množenje se včasih uporabljajo visokokakovostna PLL vezja, pogosteje pa se uporablja ekstrakcija višjih harmonikov iz referenčnega signala, čemur sledi njihovo ojačanje in filtriranje. Strukturno se takšna rešitev izkaže za precej okorno. Na primer, v frekvenčnem števcu Standford Research SR-620 je izoliran 9. harmonik referenčne frekvence 10 MHz, ki se nato ojača in filtrira s kvarčnim filtrom.

Drug način za povečanje ločljivosti je zmanjšanje napake pri štetju impulzov referenčne frekvence M. Kot je prikazano na sl. 7 se napaka pojavi zaradi prisotnosti dveh naključnih časovnih intervalov na začetku in na koncu štetja. Če te intervale izmerimo in upoštevamo pri izračunu frekvence, lahko napako bistveno zmanjšamo. Vsak od intervalov ima trajanje v območju od nič do ene periode referenčne frekvence. Pri vrednosti Fref = 10 MHz je trajanje intervalov v območju 0...100 ns. Za merjenje majhnih časovnih intervalov je mogoče uporabiti številne metode, kot so nonijusna metoda, koincidenčna metoda, ki temelji na uporabi majhnih zakasnitev, metoda pretvorbe časa v napetost, metoda raztezanja širine impulza. Za takšne meritve obstajajo celovite rešitve, imenovan TDC (Time to Digital Converter). Vendar niso razširjeni in imajo visoke stroške.

Analogni interpolator

Naprave, ki vam omogočajo merjenje časovnih intervalov znotraj enega obdobja referenčne frekvence, se pogosto imenujejo interpolatorji. Najpogostejši način za izdelavo takšne naprave je pretvorba trajanja impulza v napetost. V času izmerjenega impulza je vklopljen generator toka I1 (slika 9), ki po linearnem zakonu polni kapacitivnost interpolatorja Cint. Ko se impulz konča, se generator toka izklopi in kapacitivnost še naprej shranjuje svoj naboj. Raven napetosti, do katere bo kapacitivnost napolnjena, je sorazmerna z izmerjenim trajanjem. To napetost je mogoče izmeriti z ADC, katerega izhodna digitalna koda bo sorazmerna s trajanjem impulza. Po meritvi je treba s tipko K izprazniti kondenzator in interpolator je ponovno pripravljen za delovanje.

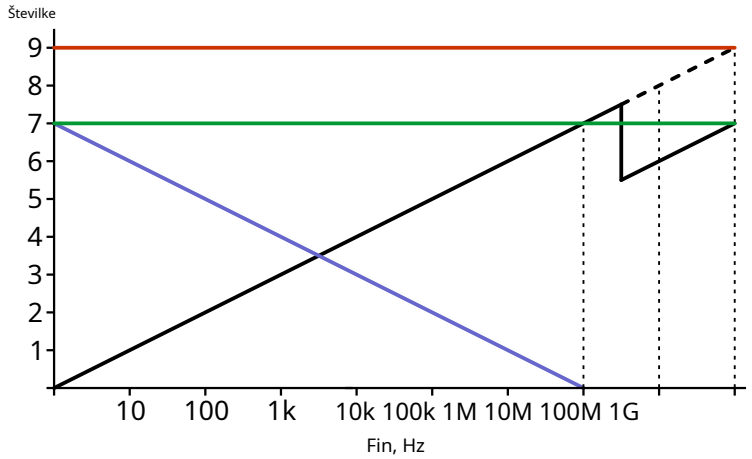
Če sta vrednost polnilnega toka in kapacitivnosti kondenzatorja izbrana tako, da je pri največjem trajanju izmerjenega impulza (in to je eno obdobje referenčne frekvence) napetost na kondenzatorju enaka polni lestvici ADC , potem lahko na primer z 10-bitnim ADC dobite časovno ločljivost približno 1/1000 obdobij referenčne frekvence. Za Fref = 10 MHz bo ta ločljivost 100 ps. Če s to ločljivostjo izmerimo intervala Tb in Te, nato pa izračunamo skupni interval T in ga nadomestimo v formulo za izračun frekvence, dobimo ločljivost, ki je enaka ločljivosti frekvencmetra z referenčno frekvenco 10 GHz. . Toda v praksi bo izboljšanje ločljivosti nekoliko nižje, saj na delovanje interpolatorja, tako kot na vsako drugo analogno vezje, vplivajo šum in motnje. Poleg tega ima postopek polnjenja kapacitivnosti interpolatorja nekaj nelinearnosti.

riž. 9. Analogni interpolator z uporabo ADC.

Uporaba ADC ni edini način za implementacijo analognega interpolatorja. S pomočjo kondenzatorja in dveh tokovnih virov je mogoče raztegniti trajanje impulza, nato pa ga je mogoče izmeriti s polnjenjem referenčne frekvence.

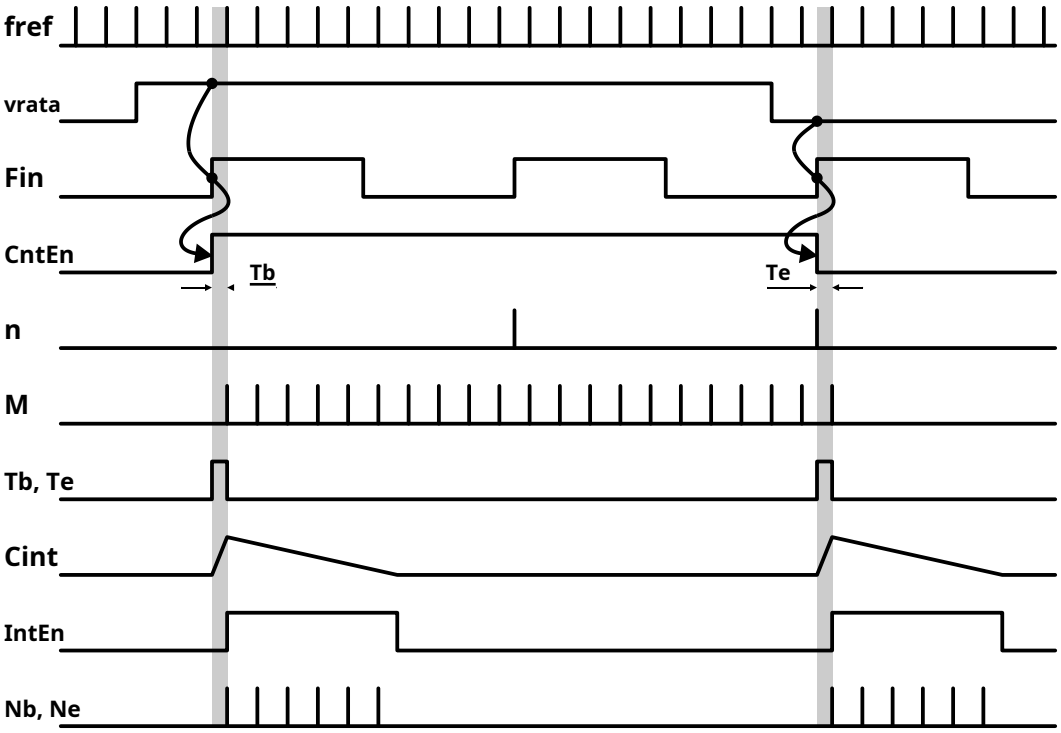
riž. 10. Analogni interpolator z raztezanjem impulza.

V interpolatorskem vezju z raztezanjem trajanja impulza sta dva tokovna generatorja. Generator razelektritvenega toka I2 je stalno vklopljen (slika 10). V času izmerjenega impulza je vklopljen generator polnilnega toka I1. V tem primeru se kapacitivnost interpolatorja Cint napolni po linearnem zakonu s tokom, ki je enak I1 – I2. Takoj ko se impulz konča, se generator polnilnega toka I1 izklopi in kapacitivnost se izprazni s tokom I2. Hkrati se zažene števec, ki meri trajanje razelektritve s polnjenjem referenčne frekvence z impulzi. Ob koncu praznjenja se aktivira komparator, ki ustavi štetje. Števec bo vseboval število, ki predstavlja trajanje podaljšanega impulza, izraženo v obdobjih referenčne frekvence. Faktor razteznosti je določen z razmerjem med polnilnim in praznilnim tokovom. Običajno je izbran tok I1 100 ali večkrat večji od toka I2. Posledično se ločljivost merjenja trajanja impulza poveča za faktor 100 ali več.



riž. 10a. Ločljivost v primerjavi s frekvenco.

Na sl. 10a prikazuje ločljivost glede na frekvenco za vse metode: štetje naprej (črni graf), merjenje obdobja (modri graf), odštevanje (zeleni graf) in štetje nazaj z interpolatorjem (rdeči graf). Kot lahko vidite, je frekvenčni števec interpolatorja boljši v ločljivosti od vseh drugih možnosti izvedbe.

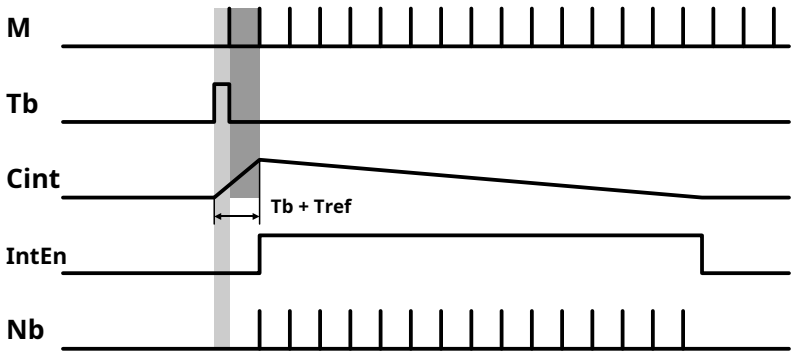


riž. 11. Časovni diagram odštevalnega števca z interpolatorjem.

Časovni diagram delovanja merilnika frekvence odštevanja z interpolatorjem je prikazan na sl. 11. S pomočjo logičnih vezij se oblikujejo impulzi Tb in Te, ki so podvrženi raztezanju. Ti impulzi vklopijo generator polnilnega toka, posledično se kapacitivnost interpolatorja Cint napolni na določeno napetost. Po koncu impulza polnilnega toka se začne kapacitivnost linearno prazniti. V tem času se generira signal IntEn, ki omogoča delovanje števca interpolatorja, ki meri trajanje procesa praznjenja. Ob koncu praznjenja se aktivira komparator, ki odstrani signal IntEn in prepove nadaljnje delovanje števca. Posledično mikrokrmilnik po meritvi odčita vrednosti N, M, Nb,

V praksi je merjenje trajanja impulza od 0 do Tref težko, saj lahko zahteva zelo kratek impulz Tb ali Te. Hitrost stikala polnilnega toka je omejena, zato bo v primeru zelo kratkega impulza vezje imelo visoko nelinearnost ali pa bo popolnoma nedelujoče. Namesto

meritve trajanja v intervalu 0...Tref v praksi uporabljajo meritve v intervalu Tref ...2Tref (slika 12). Logika frekvencmetra je zgrajena tako, da samodejno generira impulze, povečane za Tref. Ker izračun frekvence zahteva razliko v trajanju impulza Tb in Te, njuno enako podaljšanje ne vpliva na rezultat.



riž. 12. Časovni diagram realnega interpolatorja.

Ker je interpolator analogna naprava, je podvržen različnim vrstam nestabilnosti, kot sta časovna in temperaturna nestabilnost. Če se kateri koli od parametrov vezja spremeni, na primer vrednost toka I1 ali I2, vrednost kapacitivnosti Cint, vrednost prednapetosti primerjalnika itd., Se bo spremenil tudi faktor raztezanja k. In to bo povzročilo napake pri merjenju. Za odpravo takšne napake se uporablja postopek kalibracije interpolatorja. V procesu kalibracije logika frekvencmetra namesto impulzov naključnega trajanja Tb in Te na vhod interpolatorja vnaša impulze fiksnega trajanja Tref in 2Tref. Te vrednosti so le meje delovnega območja interpolatorja. Z meritvami za dva takšna impulza je mogoče izračunati vrednost k. Kalibracija interpolatorja poteka popolnoma samodejno in ne zahteva veliko časa, zato jo je mogoče izvajati dokaj pogosto, da odpravimo učinke zamika analogne komponente. V praksi ostajata samo nelinearnost in šum interpolatorja omejujoča dejavnika za izboljšanje natančnosti.

neprekinjeno časovno žigosanje

Nelinearnost interpolatorja je mogoče zmanjšati s pomočjo določenih tehnik vezja []. Če želite zmanjšati šum interpolatorja, lahko uporabite povprečje njegovih odčitkov, kar je pravzaprav nizkopasovno filtriranje. Toda v običajnem smislu povprečenja ni mogoče uporabiti, saj z vsako meritvijo v interpolator vstopi interval naključnega trajanja, tudi izhodna koda interpolatorja se spreminja po naključnem zakonu.

Da bi v celoti izkoristili potencial strojne opreme interpolatorja, je bolje, da interpolator ne uporabljate samo na začetku in koncu merilnega intervala, ampak čim pogosteje. Pravzaprav na koncu meritve dobimo nekaj vrednosti: to je vrednost števila vhodnih impulzov N in čas, ko je bila ta vrednost sprejeta. Časovna točka je izražena v številu referenčnih obdobij

frekvenco M in se izboljša z interpolatorjem. Takšne pare vrednosti je mogoče pridobiti ne samo na koncu meritve, ampak tudi v njenem procesu. Če med merjenjem vhodna frekvenca ostane nespremenjena, morajo vse dobljene vrednosti N ležati na ravni črti z določenim naklonom. Ta naklon je določen z vrednostjo vhodne frekvence. V resnici bodo zaradi šuma interpolatorja vrednosti nekoliko kaotično odstopale od te ravne črte. Z uporabo metode linearne regresije (linearne regresije) lahko določite naklon te ravne črte iz vseh prejetih točk. V tem primeru se efektivna vrednost hrupa zmanjša. Ta metoda merjenja se imenuje "kontinuirano časovno žigosanje" in se uporablja v nekaterih sodobnih merilnikih frekvence []. Za merilne intervale od 0,1 do 10 sek. ta metoda omogoča približno 10-kratno izboljšanje ločljivosti. Implementacija metode zahteva sposobnost vpenjanja števcev "na letenju" v posebne registre, ki jih lahko mikroprocesor bere brez prekinitve merjenja. To nekoliko zaplete logiko frekvenčnega števca.

Druge metode za izboljšanje ločljivosti

Za merilnike frekvence z direktnim štetjem obstajajo tudi metode za povečanje ločljivosti. Števec takega merilnika frekvence šteje število impulzov vhodne frekvence, ki se prilegajo merilnemu intervalu. Zaokroževanje števila impulzov na celo število povzroči napako kvantizacije. Pravzaprav se med postopkom merjenja povprečna vrednost niza impulzov določi z utežno funkcijo v obliki črke U (povprečje Dirichletovega okna). Toda to okno ni optimalno []. Optimalno okno je mogoče najti v smislu zmanjšanja srednje kvadratne napake kvantizacije. Stopničasta okna so primerna za aplikacije digitalnega frekvenčnega števca. Koeficiente optimalnega okna s številom korakov N bomo izračunali po formuli $a_n = (n + 1)(N - n)$. Učinkovitost okenske aplikacije se bo povečevala z rastjo števila N odsekov utežne funkcije. Postopek merjenja frekvence je razdeljen na N korakov. Rezultat, dobljen na vsaki stopnji, se pomnoži z lastnim utežnim faktorjem. Nato se vsi rezultati seštejejo. Na koncu se rezultat deli s površino okna. Pri prehodu na funkcijo optimalne teže za N

> > 1 RMS relativna napaka kvantizacije bo $(6 / N)^{1/2}$ iz napake z oknom v obliki črke U. Namesto optimalnega okna se lahko uporabi trikotno okno (Bartlettovo okno) ali trapezno okno. Takšna okna nekoliko izgubijo glede na optimalno, vendar so precej preprosto izvedena na podlagi kode števca, ki tvori merilni interval. Alternativno lahko oblikovanje merilnega intervala izvedemo s pomočjo reverzibilnega števca, ki svojo vrednost povečuje do polovice intervala, nato pa zmanjšuje. Namesto štetja vhodnih impulzov ob prihodu vsakega od njih, morate vrednosti akumulacijskega seštevalnika dodati trenutno kodo števca. To bo enakovredno uporabi trikotnega okna. Uporaba tehtnih oken zmanjša kvantizacijsko napako, hkrati pa oteži izvedbo frekvenčnega števca,

Generacije števcev

Sodobni univerzalni merilniki frekvence so večnamenske merilne naprave, vendar je glavna funkcija še vedno merjenje frekvence. Podjetje "Pendulum" deli frekvenčne merilnike po principu merjenja frekvence v 4 generacije (tabela 1).

Tabela 1. Generacije frekvenčnih števcev.

Generacija	leto	Metoda merjenja	Dovoljenje (za interval 1 sekunde)
1	1970	neposredni račun	2-8 številk
2	1980	odštevanje	7-9 številk
3	1990	Povratno štetje z interpolatorjem	9-11 številk
4	2000	neprekinjeno časovno žigosanje	12 števk

Po tej razvrstitvi frekvenčnik FC-510 spada v naprave 3. generacije. Hkrati je velika večina amaterskih merilnikov frekvence naprav 1. generacije.

Izvedba odštevalnega frekvenčnega števca

Kot je prikazano zgoraj, sta za izvedbo odštevalnega frekvenčnega števca potrebna dva števca. Eden od njih mora šteti vhodne impulze, drugi pa impulze referenčne frekvence. Pri izvedbi frekvenčnega števca na osnovi mikrokontrolerja se kot števci običajno uporabljajo vgrajeni časovniki. Praviloma gredo vsi zunanji signali mikrokontrolerja, ko se premaknejo v domeno notranje taktne frekvence, skozi sinhronizatorje. Zato je največja frekvenca štetja zunanjih dogodkov običajno omejena na 1/2Fclk, kjer je Fclk urna frekvenca mikrokrmilnika. Če kot taktno frekvenco uporabimo referenčno frekvenco Fref = 10 MHz, bo tak frekvenčni števec lahko meril frekvence do 5 MHz. Višje frekvence zahtevajo dodaten delilnik.

V načinu štetja zunanjih dogodkov ni mogoče šteti impulzov referenčne frekvence, lahko pa tudi brez tega. Drugi števec dejansko meri časovni interval, ki ga je mogoče izvesti z zajemnim vezjem. V tem primeru se vprašanje zagona in zaustavitve števca samodejno reši sinhrono s frontami vhodnega signala. Če se vhodni signal uporabi za vhod za zajem časovnika, bo razlika med sosednjimi zajetimi vrednostmi ustrezala eni periodi vhodne frekvence. Podobno lahko merite trajanje poljubnega števila obdobij vhodne frekvence, le prešteti jih morate. To je mogoče storiti programsko v upravljalniku prekinitve zajemanja. Toda hkrati,

Na ta način lahko implementirate odštevalnik frekvence na mikrokrmilniku družine AVR. Primer takega merilnika frekvence je prikazan na sliki 13. Vhodni signal se uporabi na vhodu ICP1, zunanje vezje ali povezave niso potrebne. Rezultat je izhod v vrata kot znakovni niz pri 9600 baudu in ga lahko sprejme kateri koli terminalski program. Največja merljiva frekvenca je 500 kHz. Merilni interval je nastavljen na 1 sekundo, kar pri referenčni frekvenci 10 MHz zagotavlja relativno merilno napako za katero koli frekvenco največ 0,1 ppm, kar presega stabilnost večine generatorjev TCXO.

riž. 13. Primer odštevalnega frekvenčnega števca brez zunanje logike.

Za povečanje največje vhodne frekvence na 1/2Fclk je skušnjava uporabiti drug časovnik v načinu štetja zunanjih dogodkov za štetje vhodnih impulzov. Vendar pa se pri praktični izvedbi te ideje pojavi problem sinhronizacije obeh časovnikov. Dejstvo je, da mikrokrmilnik nima možnosti omogočiti ali onemogočiti delovanja dveh časovnikov strogo hkrati. Posledično se lahko pojavi napaka štetja vhodnih impulzov N ± 1, kar bo povzročilo znatno napako v rezultatu. Moram reči, da tudi tako napredna periferija, kot jo ima družina mikrokontrolerjev STM32, ne omogoča preprostih načinov implementacije odštevalnega frekvenčnega števca na notranjih časovnikih. Problem je mogoče v celoti rešiti le z uporabo zunanje logike, s pomočjo katere je možno pravilno oblikovanje merilnega intervala.

Če se pojavi zunanja logika, ni smiselno omejiti največje vhodne frekvence na 1/2Fclk. Z dodajanjem zunanjega sprožilca ali števca lahko največjo vhodno frekvenco povečate na vrednost, ki jo določajo samo zmogljivosti uporabljene logike. Na enak način lahko implementirate logiko interpolatorja in dodatne načine delovanja frekvenčnega števca. Toda kompleksnost zunanje logike v tem primeru lahko preseže razumne meje. V takih primerih bi bila najboljša rešitev uporaba čipa CPLD.

Pravzaprav je možno implementirati celoten digitalni del frekvenčnega števca znotraj CPLD, vendar strošek enega samega flip-flopa v obliki celice RAM znotraj mikrokrmilnik je veliko nižji od cene flip-flopa v CPLD. Hkrati so stroge zahteve glede zmogljivosti naložene le majhnemu delu vezje merilnika frekvence. To omogoča združevanje virov CPLD in mikrokrmilnika na tak način, da je mogoče uporabiti najmanjšo velikost (in ceno) CPLD opustil. Ker sta lahko izmerjena frekvenca Fin in referenčna frekvenca Fref visoki, je treba prve stopnje števca namestiti v CPLD. Zahtevani bit globino teh števcev je treba izbrati na podlagi največjih frekvenc Fin in Fref ter največje vhodne frekvence časovnikov mikrokrmilnika. Sledim prve stopnje števcev lahko vklopite časovnike mikrokrmilnika. Skupno število števcev frekvencmetra mora biti veliko, da se zagotovi delovanje v a širok razpon vhodnih frekvenc in merilnih intervalov. Zato zmogljivost strojnih števcev običajno ni dovolj. Toda to bitno globino je mogoče povečati za nedoločen čas zaradi programskih števcev, ki štejejo prekoračitve časovnika in shranjujejo njihove vrednosti v RAM. Prelivi so redki dogodki, zato njihova obdelava skoraj ne naloži mikrokrmilnik. Dobimo naslednje večstopenjske števce: CPLD - časovnik mikrokrmilnika - RAM mikrokrmilnika. Skupna zmogljivost števcev je določena z največji frekvenci Fin in Fref ter največje trajanje merilnega intervala. Zato zmogljivost strojnih števcev običajno ni dovolj. Ampak to bitno globino je mogoče povečati za nedoločen čas zaradi programskih števcev, ki štejejo prekoračitve časovnika in shranjujejo njihove vrednosti v RAM. Prelivi so redki dogodki, zato je njihov obdelava skoraj ne obremenjuje mikrokontrolerja. Dobimo naslednje večstopenjske števce: CPLD - časovnik mikrokrmilnika - RAM mikrokrmilnika. Skupaj zmogljivost števcev je določena z največjima frekvencama Fin in Fref ter največjim trajanjem merilnega intervala. Zato je zmogljivost strojni števci običajno niso dovolj. Toda to bitno globino je mogoče povečati za nedoločen čas zaradi programskih števcev, ki štejejo prekoračitve časovnika in shranjujejo njihove vrednosti v OVEN. Prelivi so redki dogodki, zato njihova obdelava skoraj ne obremenjuje mikrokrmilnika. Dobimo naslednje večstopenjske števce: CPLD - mikrokrmilnik časovnik - RAM mikrokrmilnika. Skupna zmogljivost števcev je določena z najvišjima frekvencama Fin in Fref ter najdaljšim trajanjem meritve. interval. CPLD - časovnik mikrokrmilnika - RAM mikrokrmilnika. Skupna zmogljivost števcev je določena z največjimi frekvencami Fin in Fref ter maks trajanje merilnega intervala. CPLD - časovnik mikrokrmilnika - RAM mikrokrmilnika. Skupna zmogljivost števcev je določena z najvišjimi frekvencami Fin in Fref ter največje trajanje merilnega intervala.

riž. 14. Shematski diagram digitalnega dela merilnika frekvence FC-510.

Diagram digitalnega dela merilnika frekvence FC-510 je prikazan na sl. 14. Mikrokrmilnik generira merilni interval z uporabo programskega časovnika in ga pošlje v CPLD kot signal Gate. Ko se pojavi signal Gate, naslednji naraščajoči rob vhodnega signala začne interval štetja. Ko je signal Gate odstranjen, naslednji naraščajoči rob vhodnega signala konča interval štetja. Z začetkom intervala štetja lahko delujejo števci vhodnih impulzov in impulzov referenčne frekvence. Iz izhoda zadnje številke števcev gre signal na vhode časovnikov mikrokrmilnika, ki štejejo prelive. Na koncu štetja mikrokrmilnik prebere vrednosti števca iz CPLD prek trižilnega serijskega vmesnika, ki uporablja signale SDATA, SCLOCK in FSYNC.

Pri uporabi metode obratnega štetja dejanski interval štetja ne sovpada z merilnim intervalom, ki ga tvori mikrokrmilnik. Kadar je izmerjena frekvenca relativno visoka, ti intervali skoraj sovpadajo. Ko pa obdobje izmerjene frekvence postane sorazmerno s trajanjem merilnega intervala, se situacija spremeni. Na primer, ko je mikrokrmilnik ustvaril signal Gate, se lahko rob vhodnega signala pojavi le na sredini ali celo na koncu merilnega intervala, kar bo povzročilo močan premik na začetku intervala štetja. Rob vhodnega signala med merilnim intervalom T morda sploh ne pride, to je treba obravnavati kot poskus merjenja frekvence pod 1/T in rezultat ničelne indikacije. Če se pravi merilni interval zamakne za nekaj časa, da bi ohranil natančnost meritev, mora mikrokrmilnik podaljšati signal Gate za enak čas. Podobna situacija se zgodi s koncem intervala - to zahteva rob vhodnega signala, ki morda ne bo prišel. Zato mikrokrmilnik ne generira le Gate signala določenega trajanja, ampak deluje po bolj zapletenem algoritmu.

Mikrokrmilnik prejme informacijo o dejanskem merilnem intervalu. Za preverjanje trenutnega stanja, ki je potrebno samo med izračunom, se za shranjevanje vrat uporablja vrstica serijskih vrat SDATA. Z nastavitvijo signala Gate mikrokrmilnik počaka na začetek intervala štetja. Če v merilnem intervalu ni potrditve o začetku štetja, to pomeni, da je vhodna frekvenca prenizka ali pa ni vhodnega signala. V tem primeru je prikazana ničla. Če prejme potrditev, mikrokrmilnik ponovno zažene odštevanje merilnega intervala. Ob koncu tega intervala mikrokrmilnik odstrani Gate signal in čaka na potrditev konca intervala štetja. Če se potrditev ne prikaže v drugem intervalu štetja, se prikaže nič. Če obstaja priznanje, mikrokrmilnik bere vsebino števcev CPLD ter vsebino njihovih internih časovnikov in spremenljivk, v katerih so bili prešteti njihovi prelivi. Iz teh vrednosti se oblikuje število vhodnih impulzov N in število impulzov referenčne frekvence M, na podlagi katerih se nato izračuna frekvenca vhodnega signala.

Izvedba analognega interpolatorja

Analogni interpolator uporabljen v frekvenčnem števcu FC-510 deluje na principu raztezanja trajanja impulza. Njegova shema je prikazana na sliki 15. Trajanje raztegnjenega impulza se meri s števcem, ki je implementiran v CPLD. Kot primerjalnik se uporablja vhodni logični element CPLD, katerega prag je približno 1,3 V. Generatorji polnilnega in praznilnega toka kapacitivnosti interpolatorja so izdelani na tranzistorjih VT4 in VT5. Da bi se izognili prehodnim pojavom, generatorji toka delujejo neprekinjeno. Za izklop polnilnega toka se uporablja ključ na tranzistorju VT3, ki preklopi polnilni tok na maso. Generator razelektritvenega toka pri napetosti na kapacitivnosti pod določeno vrednostjo zapusti linearni način in preneha delovati, vendar je ta točka pod pragom primerjalnika in ne vpliva na delovanje vezja. Posledično zunanje vezje, izvedeno na samo treh tranzistorjih, poveča ločljivost merilnika frekvence za dva reda velikosti. Razen, seveda,

Sredstva CPLD, vključena v interpolator in delček programa mikrokrmilnika.

riž. 15. Shematski prikaz interpolatorja FC-510.

Generator praznjenja, izdelan na tranzistorju VT5, je stalno vklopljen in zagotavlja tok praznjenja približno 400 μA. V začetnem stanju se interpolatorski kondenzator C3 izprazni do vrednosti, ki ustreza nasičeni napetosti VT5. Generator polnilnega toka je narejen na tranzistorju VT4 in je tudi stalno vklopljen. Skupaj s tranzistorjem VT3 tvori tokovno stikalo. Osnova tranzistorja VT3 skozi delilnik R7R8 prejme impulz, ki ga je treba raztegniti. Ko je na izhodu CPLD PulseOut prisotna logična ničla, je tranzistor VT3 odprt, VT4 pa zaprt. Ni polnilnega toka kondenzatorja. Ko se na izhodu PulseOut pojavi enota, se tranzistor VT3 zapre. To vklopi polnilni tok interpolatorskega kondenzatorja C3, posledično se napetost na njem začne linearno povečevati. Ko se impulz na izhodu PulseOut konča, se polnilni tok ustavi. Ker generator praznilnega toka na VT5 vedno deluje, se takoj začne postopek linearnega praznjenja kondenzatorja C3. Istočasno se znotraj CPLD zažene števec interpolatorja. Takoj ko napetost na vhodu CPLD PulseIn pade pod logični prag, se štetje ustavi. Kondenzator se še naprej prazni in ko se približuje nasičenosti VT5, ta proces postane nelinearen. Vendar to nikakor ne vpliva na delovanje interpolatorja, v tem času števec že vsebuje vrednost izmerjenega intervala. Kondenzator se še naprej prazni in ko se približuje nasičenosti VT5, ta proces postane nelinearen. Vendar to nikakor ne vpliva na delovanje interpolatorja, v tem času števec že vsebuje vrednost izmerjenega intervala. Kondenzator se še naprej prazni in ko se približuje nasičenosti VT5, ta proces postane nelinearen. Vendar to nikakor ne vpliva na delovanje interpolatorja, v tem času števec že vsebuje vrednost izmerjenega intervala.

Ko merilec frekvence deluje, se pojavita dva intervala naključnega trajanja, ki ju je treba izmeriti. Eden od teh intervalov (Tb) se pojavi na začetku intervala štetja, drugi (Te) pa na koncu. Ker je trajanje intervala štetja precej dolgo (pri FC-510 se giblje v območju 1 ms - 10 s), lahko za merjenje intervalov Tb in Te uporabimo eno vezje analognega interpolatorja. Med intervalom štetja se bo podaljšani impulz Tb gotovo imel čas končati in interpolator bo pripravljen za merjenje intervala Te.

Kot že omenjeno, sta časovna intervala Tb in Te, ki ju je treba izmeriti, v območju od 0 do Tref, kar pomeni, da sta lahko zelo kratka. Kratki impulzi ne morejo vklopiti generatorja polnilnega toka, katerega hitrost je omejena.

Zato bo opazna nelinearnost blizu ničle. Da bi se izognili tej težavi, krmilna logika, implementirana v CPLD, podaljša krmilne impulze za tokovne generatorje za točno eno periodo referenčne frekvence Tref. To je zelo preprosto za izvedbo, saj konec intervalov Tb in Te pade ravno na sprednjo stran signala Fref. Posledično je trajanje impulzov, ki jih je treba raztegniti, v območju od Tref do 2Tref.

Kot vsako analogno vezje je tudi analogni interpolator podvržen različnim destabilizirajočim dejavnikom, kot so temperaturna nihanja, nestabilnost napajalne napetosti in odmik komponent. Poleg tega imajo komponente analognega interpolatorja nekaj začetnih odstopanj. Zaradi vsega tega je postopek kalibracije obvezen. Kot rezultat kalibracije je potrebno določiti natančno vrednost faktorja raztezanja impulza. Kalibracija ne zahteva dodatnih stroškov strojne opreme in je lahko popolnoma avtomatizirana. Med kalibracijo logika interpolatorja, implementirana v CPLD, ustvari impulze PulseOut s trajanjem Tref in 2Tref. Dobljene rezultate preberemo s števca interpolatorja in jih uporabimo pri izračunu trajanja intervalov.

Kalibracija interpolatorja je nekoliko zapletena zaradi dejstva, da se polnjenje kondenzatorja ne začne od nič, ampak od neznane vrednosti (napetost nasičenja VT5). Poleg tega ni znan tudi natančen prag primerjalnika. Z merjenjem dveh kalibracijskih točk pa lahko ugotovite vse potrebne lastnosti interpolatorja.

riž. 16. Kalibracija interpolatorja.

Naj bo trajanje impulza, ki ga je treba raztegniti, enako Tx. V času S se bo napetost na kondenzatorju C3 povečala od začetne vrednosti do praga primerjalnika. Ko preseže ta prag, bo napetost še naprej rasla in do konca impulza dosegla določeno vrednost. Po koncu impulza bo napetost na kondenzatorju začela linearno padati in po določenem času bo N dosegel prag primerjalnika. Čas N merimo s števcem, implementiranim v CPLD. Čas N je povezan s časom Tx z razmerjem: $N = k\cdot (Tx - S)$, kjer je k razmerje med polnilnim tokom in tokom praznjenja. Na stopnji kalibracije se impulzi trajanja Tref in 2Tref izmenično dovajajo v interpolator. Kot rezultat imamo sistem dveh enačb, z reševanjem katerih lahko poiščemo vrednosti dveh neznank - k in S. V praksi to ni potrebno. Dejstvo je, da pri merjenju frekvence ni naloga merjenja posameznih časovnih intervalov, temveč je potrebno meriti le razliko v intervalih Tb - Te. V tem primeru lahko neznani S izključimo.

Naj bo vrednost trajanja N1 pridobljena med kalibracijo na intervalu 2Tref, vrednost N2 pa na intervalu Tref. Ob upoštevanju, da je N1 = k· (2Tref – S), in N2 = k· (Tref – S), razlika rezultatov N1 – N2 = k· ((2Tref – S) – (Tref – S)) = k·Tref. Kjer je k = (N1 - N2) / Tref.

Za začetek postopka kalibracije mikrokrmilnik ustvari poseben signal, ki se napaja na vhod CPLD CalibIn. Ta signal je v mnogih pogledih podoben signalu GateIn, le da ne sproži merjenja vhodne frekvence. Na začetku signala CalibIn logika interpolatorja meri interval 2Tref, po koncu signala pa interval Tref. Po tem lahko mikrokrmilnik prebere vrednost N1 - N2. Trajanje postopka kalibracije ne presega dveh ciklov delovanja interpolatorja, od katerih vsak pri Fref = 10 MHz ne traja več kot 30 μs. Zato je mogoče kalibracijo izvajati precej pogosto. V FC-510 se izvaja na začetku in na koncu vsakega cikla merjenja frekvence. Dobljeni dve vrednosti koeficienta k povprečimo.

Pri merjenju frekvence je mogoče z dobljeno razliko med kodami števca interpolatorja Nb - Ne in koeficientom k, pridobljenim med kalibracijo, določiti razliko v intervalih Tb - Te = (Nb - Ne) / k. Sedaj je dovolj, da dobljeno razliko dodamo vrednosti izmerjenega intervala štetja M, da dobimo ak-krat natančnejšo vrednost tega intervala in za toliko povečamo ločljivost frekvencmetra.

Ker se za kalibracijo in meritev uporablja samo razlika v trajanju raztegnjenih impulzov, vrednosti Nb in Ne ni treba ločeno prenašati v mikrokrmilnik. Števec, implementiran v CPLD in uporabljen za merjenje trajanja podaljšanega impulza, je reverzibilen. Pri merjenju Tb deluje pri seštevanju, pri merjenju Te pa pri odštevanju. Tako lahko preživite le z enim števcem in na koncu meritve prenesete končano razliko Nb - Ne v mikrokontroler. Opozoriti je treba, da je to mogoče le pri merjenju frekvence, pa tudi trajanja velikih časovnih intervalov, ko sta meritvi kratkih impulzov Tb in Te časovno ločeni. Če želite natančno izmeriti trajanje kratkega posameznega impulza, boste potrebovali dva ločena analogna interpolatorja,

Izbira referenčnega oscilatorja

Metoda odštevanja skupaj z analognim interpolatorjem omogoča doseganje zelo visoke ločljivosti frekvenčnega števca. V tem primeru pride do izraza napaka, povezana z virom referenčne frekvence. Začetno frekvenčno napako referenčnega oscilatorja je mogoče upoštevati pri kalibraciji frekvenčnega števca. Toda njegova časovna in temperaturna nestabilnost bo v celoti vplivala na rezultat merjenja frekvence. Obstajajo različne možnosti za izvedbo referenčnega oscilatorja, začenši s konvencionalnim kristalnim oscilatorjem in konča s kvantnimi frekvenčnimi standardi. Bistveno se razlikujejo po stroških, dimenzijah, porabi energije. Primerjalne značilnosti referenčnih generatorjev različnih tipov so prikazane v tabeli 2.

Tabela 2. Značilnosti referenčnih generatorjev.

Tip referenčnega oscilatorja	Primarni odstopanje frekvenca, ppm	Temperatura stabilnost, ppm/°C
Navadni kristalni oscilator (XO)		
Temperaturno kompenzirani kristalni oscilator (TCXO)		
Temperaturno stabilizirani kristalni oscilator (OCXO)		
GPS sinhroniziran generator		
generator rubidija		

Za amaterski frekvenčni števec bo zadostovala stabilnost, ki jo zagotavlja termično kompenzirani kristalni oscilator (TCXO). Pri delovanju naprave v laboratorijskih pogojih imajo dobri TCXO odstopanje frekvence, ki ne presega 0,1 ppm. Po želji se lahko uporabi tudi termostatsko voden generator (OCXO), vendar so njegove dimenzije in poraba energije veliko večje. Uporaba natančnejših generatorjev znotraj frekvencmetra je komaj upravičena. Opcijsko je možno predvideti možnost priključitve zunanje referenčne frekvence.

Nekaj obresti je ideja, rabljeno V generatorji z mikroprocesorska stabilizacija (MCXO). V njih je v termičnem stiku s kvarčnim resonatorjem temperaturni senzor. Za vsako vrednost temperature mikrokrmilnik kompenzira frekvenco generatorja v skladu s tabelo. Za takšne generatorje je tipični temperaturni koeficient frekvence običajno manjši od 0,001 ppm/°C. Pri računalniškem frekvenčnem števcu je situacija še enostavnejša - ni treba imeti natančne in stabilne referenčne frekvence. Dovolj je, da poznamo to frekvenco v vsakem trenutku. Zato je za merilnik frekvence na voljo možnost pasivne termične stabilizacije, ko mikrokrmilnik za vsako vrednost temperature uporabi svojo vrednost referenčne frekvence, vzeto iz tabele.

Osnovna različica števca FC-510 uporablja temperaturno kompenzirani referenčni oscilator (TCXO). Frekvenca tega generatorja je lahko v širokih mejah, določena vrednost frekvence je nastavljena v meniju. Najpogostejša je referenčna frekvenca 10 MHz. To izhodno frekvenco imajo številni rubidijevi oscilatorji in oscilatorji, sinhronizirani z GPS. Po potrebi se lahko uporabijo kot zunanji vir referenčne frekvence. Drugi običajni TCXO vključujejo oscilatorje 12,8 MHz in 13 MHz. Uporabljajo se lahko tudi kot referenčni oscilator frekvenčnega števca.

Najpogosteje imajo TCXO sinusoidni izhodni signal, zato frekvenčnik FC-510 vsebuje regulator referenčnega signala, sestavljen na tranzistorjih VT1 in VT2. Iz izhoda oblikovalnika gre signal v CPLD; za to se uporablja vhod globalne ure GCLK2.

Mikrokrmilnik je mogoče taktirati z uporabo istega signala, ki se napaja iz CPLD na vhod XTAL1. Toda hkrati morajo v programu vse konstante ustrezati izbrani referenčni frekvenci. Veliko bolj vsestranska možnost je taktiranje mikrokrmilnika z vgrajenim 8 MHz RC generatorjem. Nato lahko referenčno frekvenco spremenite brez utripanja mikrokrmilnika.

Vhodna pot merilnika frekvence

Glede na namen frekvencmetra se razlikujejo zahteve za njegov vhodni del. Univerzalni števci, ki lahko delujejo v zelo širokem frekvenčnem območju, imajo pogosto dva ali včasih tri ločene vhodne priključke. Vhodni gonilnik frekvencmetra mora zagotavljati dano občutljivost in dano vhodno impedanco.

Prvi vhod je običajno nizka frekvenca. Uporablja se v frekvenčnem pasu od DC do 50... 100 MHz. Pri takšnih frekvencah ujemanje vhodne impedance frekvenčnega števca in karakteristične impedance kabla še ni potrebno, saj je kabel za takšne valovne dolžine kratek vod. Zato je običajno tak vhod izdelan z visoko odpornostjo. Priporočljivo je, da izberete enake nastavitve vhodne impedance kot vhode osciloskopa (običajno 1 MΩ vzporedno z 20 do 30 pF). Nato lahko skupaj s frekvencmetrom uporabite standardne osciloskopske sonde z delilniki.

Drugi vhod se običajno uporablja za merjenje visokih frekvenc, od deset megahercev do enot ali deset gigahercev. Takšen vhod ima običajno vhodno impedanco 50 ohmov.

Nizkofrekvenčni vhod

V najpreprostejših frekvenčnih števcih je nizkofrekvenčni vhod običajno povezan z izmeničnim tokom in ima ničelni prag, njegova občutljivost pa je nastavljena s histerezo primerjalnika. Ta vhod je primeren za številne aplikacije, vendar je pri bolj vsestranskih števcih možnost sklopitve enosmernega toka in nastavitve praga. To še posebej velja za merilnike frekvence, zasnovane za delovanje v nizkofrekvenčnem območju.

riž. 17. Shematski diagram vhodnega dela merilnika frekvence FC-510.

Vhodni gonilnik FC-510 je sestavljen na ločeni plošči, ki je pritrjena vzporedno s sprednjo ploščo. Vhodni priključek nizkofrekvenčnega vhoda frekvenčnega števca ima impedanco 1 MΩ || 30 pF, kar je značilno za vhode osciloskopa. Signal iz vhodne vtičnice gre na stikalo S1 "AC / DC", ki vam omogoča izbiro zaprtega (sklopljenega) in odprtega (sklopljenega enosmernega toka) vhoda. Za merjenje frekvence signalov, ki imajo pomembno enosmerno komponento, je potreben zaprt vhod. Hkrati morda ni primeren za signale s spreminjajočim se delovnim ciklom, saj bo to spremenilo raven ničelne črte.

Vhodno dinamično območje frekvenčnega števca je definirano kot območje linearnega delovanja vhodnega ojačevalnika. Za frekvenčni števec visoka linearnost vhodnega ojačevalnika ni tako pomembna kot na primer za osciloskop. Vendar pa se lahko zaradi učinkov nasičenosti ojačevalnika hitrostne značilnosti ojačevalnika poslabšajo, kar lahko povzroči izkrivljanje računa. Poleg tega ima vsak ojačevalnik omejen obseg vhodne napetosti, zato je treba vedno uporabiti prenapetostno zaščito. Upoštevati je treba, da lahko ob sprožitvi zaščite vhodna impedanca pade.

Za merjenje velikih amplitudnih signalov in v izogib preobremenitvi vhodnega ojačevalnika ima vhodna enota frekvencmetra dušilnik 1:10, ki ga je mogoče izklopiti s tipko S2 “1:10/1:1”. Poleg tega, da odpravlja preobremenitve ojačevalnika, dušilnik zmanjša učinek hrupa.

Dejstvo je, da dušilnik preklaplja med 1:2 in 1:20. To je posledica dejstva, da je pri napajalni napetosti analognega dela ±5 V območje vhodne napetosti precej majhno. In z atenuatorjem 1:2 doseže ±5 V, kar je najbolj praktično. Z atenuatorjem 1:20 je vhodno območje ±50V, kar tudi zadostuje za večino aplikacij. Pri merjenju frekvence signalov višje napetosti lahko uporabite standardno sondo osciloskopa z delilnikom 1:10.

Druga prednost uporabe dušilnikov 1:2 in 1:20 je večja zanesljivost prenapetostne zaščite. V primeru dušilnika 1:1 je vhodna vtičnica povezana z vhodom ojačevalnika prek vezja z nizko impedanco. Pri prenapetosti bo skozi njo stekel znaten tok. In za dušilnik 1:2 z vhodnim uporom 1 MΩ je upor 500 kΩ vključen zaporedno z vhodom ojačevalnika. To močno poenostavi izvedbo zaščite, zadostuje diodni sklop VD1. Kot VD1 se uporablja sklop BAV199, ki ima nizek tok uhajanja.

Pomanjkljivost uporabe dušilnikov 1:2 in 1:20 je potreba po njihovi frekvenčni kompenzaciji (dušilniki 1:1 je ne potrebujejo). To podvoji število trimerjev v vhodnem vezju. Moram priznati, da vezje vhodnega dušilnika v frekvenčnem števcu FC-510 ni zelo uspešno. Razlog je v tem, da je bila v začetni fazi projektiranja naloga preklopiti dušilnik z eno kontaktno skupino. Za takšne pogoje je problem dobro rešen. Toda uporabljena tipkalna stikala imajo dve kontaktni skupini. Povsem mogoče je bilo izdelati dva popolnoma neodvisna dušilnika in ju preklapljati na vhodu in izhodu. S tem bi prilagoditev frekvenčne kompenzacije postala popolnoma neodvisna. Po drugi strani pa pri frekvenčnem števcu ni treba doseči popolnoma ravnega frekvenčnega odziva, kot je npr.

Iz izhoda dušilnika se signal napaja na vhod vmesnega ojačevalnika, ki se pogosto imenuje stopnja pretvorbe impedance. Pravzaprav je izvorni sledilnik na tranzistorju z učinkom polja VT1, ki mu sledi emiterski sledilnik na tranzistorju VT3. Ker ima frekvenčni števec način odprtega vhoda (dccoupled), postane nepopačen prenos enosmernega toka pomemben. Same tranzistorske kaskade se s tem precej slabo spopadajo, zato se na op-amp U1 uvede servo zanka, ki izenači konstantno komponento na vhodu in izhodu

medpomnilnik, ki deluje na generator toka, ki je obremenitev prve stopnje. Operacijski ojačevalnik U1 mora imeti nizko prednapetost, hkrati pa imeti precej širok razpon sprejemljive skupne vhodne napetosti. To ni zelo običajna kombinacija parametrov za natančne operacijske ojačevalnike, zato je bil izbran operacijski ojačevalnik tipa OP777.

Povedati je treba, da je treba ojačevalnik medpomnilnika približati vhodnim ojačevalnikom osciloskopov, kjer stopnja FET igra vlogo vzporednega RF kanala, nizkofrekvenčna komponenta pa se prenaša skozi op-amp. To bi poenostavilo izbiro tranzistorja z učinkom polja, saj bi se njegov enosmerni način lahko spreminjal v širšem območju. Toda tudi takšna vmesna shema je precej učinkovita, ima celo določene prednosti (ni neenakomernega frekvenčnega odziva, značilnega za vzporedne poti).

Iz izhoda vmesnega ojačevalnika se signal napaja v preklopni nizkopasovni filter z mejno frekvenco približno 100 kHz. Filter je lahko uporaben pri merjenju nizkofrekvenčnih signalov. Pri nizki vhodni hitrosti obračanja postane števec zelo občutljiv na hrup in motnje. Z vklopom filtra lahko visokofrekvenčne motnje bistveno zmanjšamo.

Nadalje se signal napaja na primerjalnik U2 tipa AD8561. Na drugi vhod primerjalnika se napaja konstantna napetost, ki jo je mogoče nastaviti s spremenljivim uporom R20 "TRIG. LEVEL". Ta napetost je nastavljiva v območju ±2,5 V, kar z atenuatorjem 1:2 daje nastavitev praga ±5 V (ali ±50 V z atenuatorjem 1:20). Uporaba S4 "x1/x0. 1" gumb, lahko omejitve prilagoditev zmanjšate za 10-krat za natančnejšo nastavitev majhnih vrednosti praga. Nastavljiv prag vam omogoča merjenje frekvence zapletenih valovnih oblik.

Upor R25 skupaj z R24 tvori vezje za nastavitev histereze primerjalnika. Upor R32 centrira histerezo okoli napetosti praga. Količina histereze določa občutljivost. Za izločitev vpliva šuma je bila občutljivost izbrana na približno 50 mV.

Namesto drugega visokofrekvenčnega vhoda ima merilnik frekvence konektor XS1 za priklop zunanjih sond. Sonde so lahko aktivne, pin 4 konektorja ima napajalno napetost +3,3 V. Primer takšne sonde je visokofrekvenčni preddelilnik. Kaskada na tranzistorju VT4 spremlja porabljeni tok in ob priklopu sonde (poraba toka nad 3 mA) ustvari logični signal DIV. Na ta signal začne mikrokrmilnik upoštevati faktor delitve preddelilnika, določenega v meniju. Izhodni signal sonde je povezan vzporedno z vhodnim konektorjem XS2, zato pri uporabi sonde na ta konektor ne smete priklopiti ničesar.

riž. 18. Shematski diagram preddelilnika.

Preddelilnik frekvenčnega števca FC-510 temelji na čipu sintetizatorja PLL LMX2324. Shematski diagram preddelilnika je prikazan na sl. 18. Za nalaganje faktorja delitve se uporablja mikrokrmilnik U2 tipa ATtiny12. Prenos se izvede po priključitvi napajanja, nato mikrokrmilnik preide v način izklopa.

Mehanska zasnova

Merilnik frekvence FC-510 je sestavljen v plastičnem ohišju Z-4 dimenzij 150 x 130 x 50 mm. Napajalna plošča in glavna plošča sta pritrjeni na spodnji polovici ohišja. Plošča vhodnega gonilnika in plošča zaslona sta pritrjeni na sprednji plošči. Zadnja plošča vsebuje napajalni kabel, stikalo za vklop in ozemljitveni terminal.

riž. 19. Postavitev frekvenčnega števca FC-510.

Napajanje je mogoče izdelati po kateri koli shemi. Zagotoviti mora izhodno napetost +5 V z obremenitvenim tokom 120 mA (plus napajalni tok osvetlitve ozadja, ki je odvisen od vrste indikatorja) in -5 V s tokom 20 mA. Bolje je uporabiti linearni napajalnik, saj je vhodni del frekvenčnega števca precej občutljiv na valovanje napajalne napetosti.

Digitalni del naprave je sestavljen na glavni plošči.

Na sprednji plošči je pritrjena zaslonska plošča, na kateri so nameščeni sam zaslonski modul, gumbi za upravljanje in prestavni register. Gumbi so standardni ... s kapicami A08 dolžine 12 mm in premera 6 mm.

Poleg prikazovalne plošče na sprednji plošči je plošča vhodnega gonilnika. Spremenljivi upor je prispajkan na ploščo. Upor skupine B (skupina A po GOST) z linearno odvisnostjo upora od vrtenja gumba. Ima fiksacijo v srednjem položaju, kar

zelo priročno, vendar ni potrebno. Na LED je nameščen poseben kos črne plastike, ki je namenjen zasenčenju stranskega sevanja LED. Vhodni konektor tipa BNC je nagnjen, kar je nekoliko spremenjeno. Ravne konektorje je težje kupiti in so nekoliko previsoki. Modifikacija konektorja je v tem, da se plastično ohišje na zadnji strani skrajša za približno 2 mm, da dobimo višino 12 mm. Zasnova konektorja običajno to omogoča, notranjost je poglobljena za približno enaka 2 mm. Kotni priključki imajo pogosto luknje za zaklepne zatiče na zadnji strani za navpično montažo. Zatiči, na katere je pritrjen konektor, se odstranijo in vtisnejo v luknje za navpično namestitev. Zatiči niso vliti v plastiko, ampak vtisnjeni, narebričeni.

Konektor sonde - tip mini-DIN, 4-polni (takšni konektorji se uporabljajo za S-Video). Vzame se že pripravljen priključek za navpično montažo v ploščo.

Druga plast polistirena debeline 2 mm je prilepljena na zadnjo stran sprednje plošče v bližini nadzorne plošče.

Na sprednji plošči so narejene potrebne luknje za indikacijske in krmilne elemente. Primerno je označiti glede na natisnjeno risbo (pan.pdf). Po tem je treba zunanjo površino sprednje plošče izravnati tako, da jo obdelate na listu brusnega papirja, pritrjenega na ravno, trdo površino. Končana plošča z luknjami je prikazana na sl. ???.

Montaža se mora začeti z izdelavo etikete. Etiketa je natisnjena na samolepilni papir z laserskim tiskalnikom (front.pdf). Papir je nato prevlečen s prodnato hladno laminacijo laminat. Nalepka je izrezana vzdolž konture. Nato se zaščitna plast papirja odstrani in nalepka se prilepi na ploščo. To je zelo odgovorna operacija. Precej težko se je držati naravnost. Ti lahko pomikanje po robovih nalepke in označevanje lukenj. Treba je zagotoviti, da se prah, ostanki in žagovina ne držijo lepilne plasti. Delo je treba izvajati na čistem mestu z a najmanj prahu v zraku. Ko je nalepka nanešena, se natančno odreže na konturo plošče s pomočjo ploščate pile, ki mora delati samo v eni smeri in pritiskati nalepko ob ploščo. Naslednji, v nalepki so narejene luknje. V tem primeru se sprednja plošča uporablja kot prevodnik. Znotraj velikih lukenj se nalepka izreže s skalpelom, nato pa se notranjost luknje obdela z okroglo datoteko ali datoteko. Ti odstraniti je treba samo odvečno nalepko, ko se dotaknete plastike plošče, je treba obdelavo ustaviti. Posebej je treba opozoriti, da je mogoče kakovostno obdelati notranje stene luknje samo z datoteko, katere polmer ukrivljenosti je blizu polmera luknje, vendar nekoliko manjši od njega. Za luknje različnih premerov boste potrebovali več različnih datotek. Uporabite lahko obe okrogli pili ter okrogle in polkrožne pile. Luknje majhnega premera najprej prebodemo s šilom, nato obdelamo z okroglo iglo. Ko so obdelane vse luknje v plošči z etiketo, montaža se lahko začne. Znotraj velikih lukenj se nalepka izreže s skalpelom, nato pa se notranjost luknje obdela z okroglo datoteko ali datoteko. Odvečno nalepko morate odstraniti šele, ko se dotaknete plastike plošče, obdelavo je treba ustaviti. Posebej je treba opozoriti, da je mogoče notranje stene luknje kakovostno obdelati le s pilo, katere polmer ukrivljenosti je blizu polmera luknje, ampak malo manj od njega. Za luknje različnih premerov boste potrebovali več različnih datotek. Uporabljate lahko tako okrogle pile kot okrogle in polkrožne pile. Luknje majhnega premera najprej preluknjamo z šilo, nato obdelano z okroglo iglo. Ko so obdelane vse luknje v plošči z etiketo, se lahko začne z montažo. Znotraj velikih lukenj se nalepka izreže s skalpelom, nato se notranja stran luknja se obdeluje z okroglo datoteko ali datoteko. Odstraniti morate samo odvečno nalepko, ko se dotaknete plastike plošče, je treba obdelavo ustaviti. Posebej je treba opozoriti, da notranji stene luknje je mogoče kakovostno obdelati le z datoteko, katere polmer ukrivljenosti je blizu polmera luknje, vendar nekoliko manjši od njega. Za luknje različnih premerov boste potrebovali več različnih datotek. Uporabljate lahko tako okrogle pile kot okrogle in polkrožne pile. Luknje majhnega premera najprej prebodemo s šilom, nato obdelamo z okroglo iglo. Ko so vse luknje v plošča z etiketo je obdelana, montaža se lahko začne. Odstraniti morate samo odvečno nalepko, ko se dotaknete plastike plošče, je treba obdelavo ustaviti. Še posebej bi moralo biti ugotovil, da je mogoče notranje stene luknje kvalitativno obdelati le z datoteko, katere polmer ukrivljenosti je blizu polmera luknje, vendar nekoliko manjši od njega. Za luknje različnih premerov, potrebovali boste več različnih datotek. Uporabljate lahko tako okrogle pile kot okrogle in polkrožne pile. Luknje majhnega premera najprej prebodemo s šilom, nato obdelamo z okroglo iglo. Ko vse luknje v plošči z etiketo so obdelane, montaža se lahko začne. Odstraniti morate samo odvečno nalepko, ko se dotaknete plastike plošče, je treba obdelavo ustaviti. Mora biti posebej opozoriti, da je mogoče notranje stene luknje kvalitativno obdelati samo z datoteko, katere polmer ukrivljenosti je blizu polmera luknje, vendar nekoliko manjši od njega. Za luknje različnih premerov boste potrebovali

Plošče so pritrjene s samoreznimi vijaki na plastične nosilce, ki so prilepljeni na sprednjo ploščo.

Nastavitev frekvenčnega števca

Nastavitev merilnika frekvence se začne z virom napajanja. Izhodne napetosti bi morale znašati ±5 V. Če so normalne, lahko priključite glavno ploščo in bliskavite CPLD in procesor.

Firmware CPLD je mogoče izdelati s programatorjem Altera ByteblasterMV iz okolja Max+Plus II. Sodobnejše metode vdelane programske opreme najdete tukaj [rover]. Po programiranju CPLD, če obstaja referenčna frekvenca na vhodu Fref na izhodu

Ista frekvenca se mora pojaviti na CpuClk0 in na testnih izhodih TP1, TP2, TP3, referenčna frekvenca deljena z 2, 4, 8.

Po utripanju CPLD morate utripati krmilnik. Če imate programator, združljiv s STK-500, lahko to storite z datoteko Prog.bat. Datoteka FC-510.hex bo utripana in nameščene bodo varovalke 0xD924 (takt iz notranjega 8 MHz RC generatorja). Po programiranju krmilnika bi se moralo na zaslonu prikazati sporočila v skladu z uporabniškim priročnikom.

Po oživitvi glavne plošče je potrebno preveriti delovanje interpolatorja. Če želite to narediti, pojdite v meni Int in si oglejte vrednost kalibracijske konstante. Ta konstanta je enaka številu impulzov interpolatorja, dobljenih z merjenjem intervala Tref. Vrednost mora biti 100±10. Z večjim odstopanjem morate izbrati upor R13. Povedati moram, da so ocene interpolatorja, prikazane v diagramu, podane za Fref = 12,8 MHz. Z drugačno vrednostjo Fref bo morda treba prilagoditi vrednost kapacitivnosti C3 ali prilagoditi tok tokovnih generatorjev, kar je mogoče storiti s hkratnim spreminjanjem vrednosti uporov R9R13 ali R10R12. Kot kapacitivnost C3 ni treba uporabiti filmskega kondenzatorja. Z enakim uspehom je mogoče uporabiti keramični kondenzator s skupino TKE NP0.

Za končno preverjanje glavne plošče lahko kateri koli signal na ravni TTL uporabite na OUT pin konektorja XP1 (na primer signal referenčne frekvence iz izhoda oblikovalnika VT1VT2), njegova frekvenca mora biti prikazana na zaslonu .

Nato lahko začnete določati vstopnino. Najprej morate preveriti enosmerni način tranzistorja VT1. Napetost na izhodu operacijskega ojačevalnika U1 mora biti znotraj - 0,5 ... -2 V. V nasprotnem primeru morate izbrati drug primerek tranzistorja VT1 z izklopno napetostjo 2 ... 4 V in začetnim odtočnim tokom 5 ... 10 mA.

Za prilagoditev kompenzacije vhodnega delilnika je potrebno na vhod merilnika frekvence uporabiti pravokotne impulze s frekvenco 1 kHz. Signal spremljajte z osciloskopom na oddajniku VT3. Najprej vklopite delilnik 1:1. Trimerski kondenzator C2 za zagotovitev, da na sprednji strani impulza ni valov. Če vas zanima natančna vhodna kapacitivnost (to je pomembno pri uporabi zunanjih sond), potem se vhodni signal uporabi preko sonde z vgrajenim delilnikom 1:10 in nastavitvijo C6, da ne dosežete prekoračitve. Po prilagoditvi C6 je običajno potrebna sorazmerna prilagoditev C2, zato bo treba narediti več približkov. Nato je treba signal pripeljati neposredno na vhod merilnika frekvence, v merilniku frekvence mora biti vklopljen delilnik 1:10,

V nekaterih primerih, če je vhodna postavitev tiskanega vezja neuspešna, lahko pride do števila tujih signalov motenj. V tem primeru bo morda treba povečati histerezo primerjalnika U2. To je mogoče storiti s hkratnim zmanjšanjem vrednosti uporov R25 in R32.

Merilnik nivoja signala

Na začetku je merilnik frekvence imel 10-mestni 7-segmentni indikator MT10T7-7. Kasneje so se pojavile različice vdelane programske opreme za indikatorje 1601 in 1602. Za dvovrstični indikator je postalo mogoče v drugi vrstici navesti nivo vhodnega signala. Merilnik nivoja ni bil na tiskanem vezju; njeno izvajanje zahteva nadaljnji razvoj.

Vhoda ADC6 (glavni vhod) in ADC7 (vhod sonde) se uporabljata za merjenje nivoja. Uporablja se notranja referenca napetosti, na pin AREF pa je treba dodati obvodni kondenzator 100 nF.

Detektor je lahko preprost diodni detektor ali namenski RF detektorski čip, kot je AD8307 ali podoben.

Literatura

1. Kasper Pedersen Poceni, visoko zmogljivi števci frekvence/intervalov http://n1.taur.dk/permanent/frequencymeasurement.pdf
2. Nihalo
3. https://www.iae.nsk.su/images/stories/5_Autometria/5_Archives/1979/4/135-137.pdf