

Vysoká škola strojní a textilní v Liberci

Příspěvek k využití inkrementálních a absolutních rotačních
snímačů v měřicích a řídicích systémech

Práce k habilitačnímu řízení

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146088184

květen 1993

Ing. Miroslav Svoboda

VYSOKÁ ŠKOLA STROJNÍ A TEXTILNÍ
Univerzitní knihovna
Voroněžská 1329, Liberec 1
PSČ 461 17

V 2795

Anotace

Práce se zabývá některými aplikacemi při využití inkrementálních a absolutních rotačních snímačů v měřicích a řídicích systémech. Je popsán princip činnosti těchto snímačů a diskutována problematika jejich působení v řídicím systému tkacích stavů, traverzovacího zařízení pro laserovou dopplerovskou anemometrii a při vytváření vzorkovacích a triggerovacích pulsů, řídicích chod některých měřicích přístrojů. Dále je uvedena metoda a zapojení obvodů pro přesné měření okamžitých hodnot úhlové rychlosti a proveden rozbor řízení servopohonu nerovnoměrným tokem pulsů, generovaným speciálně konstruovaným měničem. V obou těchto případech jsou zdrojem vstupních impulsů inkrementální rotační snímače. Pro vývojové, servisní a některé další účely jsou pro oba typy rotačních snímačů popsány simulátory, které snímače funkčně zastupují, a proveden rozbor činnosti těchto simulátorů.

Obsah

Seznam použitých značek a zkratek	5
1.0. Úvod	7
2.0. Inkrementální rotační snímače (IRS)	9
3.0. Absolutní rotační snímače (ARS)	15
4.0. Ovládání běhu paprsku osciloskopu signály IRS	20
5.0. IRS jako snímače polohy u traverzovacího zařízení pro LDA	26
5.1. Popis traverzérů přestavěného z frézky FD 40V	27
5.2. Způsob ovládání traverzérů při nastavování souřadnic	29
5.3. Problematika odměřování polohy pomocí IRS	32
6.0. Systém měření mechanických veličin řízený IRS	33
6.1. Přístroj pro měření okamžité hodnoty úhlové rychlosti (DMU)	35
6.2. Měřicí systém využívající signální analyzátor	39
6.3. Popis funkce přístroje DMU II	41
6.4. Požadavky na spojení IRS s poháněcím hřídelem	48
7.0. Použití IRS pro řízení servopohonu u protahovacích strojů	50
7.1. Měníč frekvence generující nerovnoměrný tok pulsů	52
7.2. Analýza vlivu nerovnoměrnosti toku pulsů na dynamiku chodu servopohonu	57

7.3. Omezení překmitů vlastního kmitání servopohonu	66
7.4. Závěry rozboru řízení otáček nerovnoměrným to- kem pulsů	69
8.0. ARS ve funkci řídicího členu tkacího stavu	71
9.0. Simulátory snímačů	75
9.1. Simulátory IRS	75
9.2. Simulátory ARS	77
10.0. Závěr	79
Literatura	80

Seznam použitých značek a zkratek

α	fázový posuv
b	součinitel tlumení
β	fázový posuv
c	součinitel tuhosti
d	průměr válce
D	činitel útlumu
δ	relativní velikost amplitudy překmitu
Δt	časový interval mezi pulsy snímače
ε	kompresní poměr motoru
f	frekvence generátoru
f_g	
$f_{\max}$	maximální frekvence pulsů snímače
f_o	frekvence vlastního kmitání
φ	úhel otočení hřídele
φ_e	elementární úhel otočení
γ	poměr časových intervalů stupňovité funkce
i	počet impulsů (bitů, změn úrovně signálů) za otáčku
I	moment setrvačnosti
K	poměr budící frekvence k frekvenci vlastních kmitů
L	délka ojnice motoru
n	otáčky
$n_{\max}$	maximální otáčky snímače
w	úhlová rychlost
w_m	amplituda překmitu úhlové rychlosti
w_o	úhlová frekvence vlastního kmitání
w_s	střední úhlová rychlost
p	tlak ve válci motoru
Ψ	úhel otáčení vektoru magnetického pole

r	poloměr kliky motoru
t_i	časový interval opakování testovacího programu
t_m	doba okamžiku překmitu
T_1, T_2	časové intervaly stupňů stupňovité funkce
V	objem válce motoru
V_z	zdvihový objem motoru
V_c	kompresní objem motoru
ARS	absolutní rotační snímač
DMU	přístroj pro digitální měření úhlové rychlosti
IRS	inkrementální rotační snímač
LDA	laserová dopplerovská anemometrie

1.0 Úvod

Jeden ze základních článků v řetězci měřících a řídících systémů tvoří snímače. Jsou to prakticky primární zdroje informací. Jejich úkolem je měřit hodnoty určitých veličin sledovaného objektu nebo děje a získané informace předávat do dalších článků řetězce k následnému zpracování a vyhodnocení. Pod pojmem "měření" je zde však třeba chápat nejen klasické měření spojitých veličin, ale již snímané analogově či digitálně, ale též indikaci stavů prvků a částí systému, vyjádřených většinou booleovskými. Informace o snímané veličině je přenášena ze snímačů převážně formou elektrických signálů. Naměřené hodnoty v této podobě jsou tak v dalších člancích vyhodnocovacího řetězce nejnázetve zpracovatelné. Podle účelu mohou být zpracované signály snímačů využity buď v měřících nebo řídících systémech. U měřících systémů jsou zpracované vstupní signály zobrazovány v podobě grafů nebo číselných tabulek, nebo jsou ukládány na paměťové médium k archivaci. V řídících soustavách slouží tyto signály u otevřených obvodů jako akční veličiny k ovládání řízeného systému, u obvodů se zpětnou vazbou k regulaci [3].

U technologických zařízení je jednou z nejčastěji snímaných mechanických veličin poloha určitého prvku nebo objektu, a od ní odvozené další veličiny, jako jsou vzdálenost, rychlost a zrychlení. Tyto veličiny mohou být lineární nebo úhlové a k jejich měření se používají snímače, založené na mnoha rozličných principech. Z klasických snímačů je možno jmenovat pro snímání polohy a vzdálenosti např. elektrokontaktní, odporové, indukčnostní, kapacitní, fotoelektrické, Hallovy sondy a další, pro měření rychlosti indukční a impulsní a pro zrychlení piezoelektrické. Vhodnost výběru určitého typu čidla závisí vždy na konkrétním případě měření. Podrobně je o vlastnostech všech

těchto i dalších čidel pojednáno např. v [30,31].

Všeobecné přednosti vlastností čidel, založených na některých principech, zejména na principu fotoelektrickém, vedly ke speciálním konstrukcím snímačů, které se vyznačují přes svoje relativně jednoduché uspořádání vysokou přesností a spolehlivostí. Uzavřením fotoelektrických elementů do kompaktního celku, oddělujícího navíc prvky systému od okolí, umožňuje použít tyto snímače i v prostředích, kde by jinak nemohly pracovat. Jednou z předností je i možnost zpracovat přímo jejich digitální výstupní signály bez použití převodníků v měřících a řídících systémech. Ve většině případů jsou určeny pro úhlové snímání a jsou tedy konstruovány jako rotační. Podle způsobu snímání polohy a tomu odpovídajícího výstupního signálu se dělí na inkrementální (přírůstkové) a absolutní. Některými aplikacemi využití právě těchto snímačů v měřících a řídících systémech se zabývá předložená práce.

2.0 Inkrementální rotační snímače (IRS)

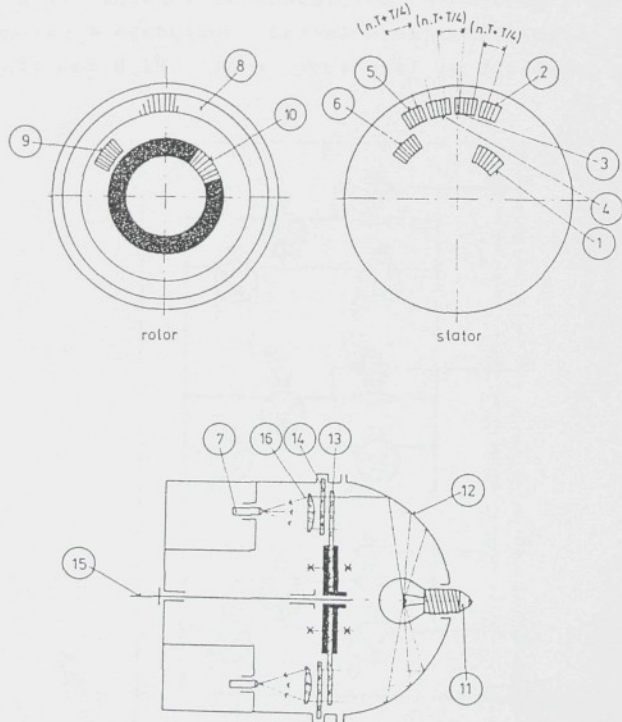
Inkrementální rotační snímače (dále IRS) jsou určeny k převodu informací o vzájemné poloze dvou mechanických celků. Používají se k odměřování úhlu natočení rotačních částí nebo ve spojení s odměřovacími šrouby nebo pastorky s hřebeny k odměřování délky pohybu posuvných dílů. Výstupní signál těchto snímačů má digitální charakter, takže může být snadno číslicově zpracován.

IRS převádí rotační pohyb na elektrické impulsy. Počet impulsů je úměrný úhlovému natočení hřídele čidla, frekvence je úměrná rychlosti otáčení. Pro rozlišení směru otáčení vysílá snímač dvě řady těchto impulsů, které jsou vzájemně fázově posunuty o 90° . K stanovení referenční nulové polohy je určen třetí výstup, na němž je k dispozici impuls nulového znaku generovaný ve stejné poloze při každé otáčce hřídele.

Na obr. 2.1 je konstrukční schéma IRS fy ZPA [12]. V ložiskách tělesa snímače se otáčí vstupní hřídel (15), na němž je pevně uchycen odměřovací kotouč (13). Světelný tok žárovky (11) se parabolickým zrcadlem (12) soustřeďuje do rovnoběžného svazku, prosvětluje rastry odměřovacího kotouče (13), statorového kotouče (14) a je soustředěn sběrnými čočkami (16) na fototranzistory (7). Při otáčení hřídele (15) se pomocí rastrů kotouče rotoru (13) a rastru na statorovém kotouči (14) vytvářejí světelné impulsy, které jsou fototranszistory (7) převáděny na impulsy elektrické.

Na odměřovacím kotouči (13) jsou tři stopy s rastrem. První stopa (8) má pravidelné dělení po celém obvodu s poměrem průhledných a neprůhledných rysek 1:1. Tato stopa slouží ke generování obou řad impulsů. Druhá (9) a třetí (10) stopa mají nepravidelné dělení a zaujímají pouze úhlový výsek. Pomocí

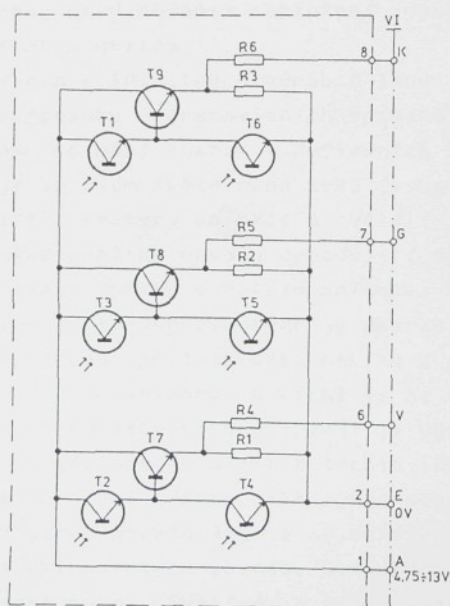
těchto stop se získává impuls nulového znaku. Na statorovém kotouči (14) jsou rovněž tři stopy s rastrem. První stopa je rozdělena do segmentů (2)-(3)-(4)-(5)-atd. s pravidelným dělením, shodným s dělením stopy (8) na odměřovací kotouči (13), dělení druhé (6) a třetí (1) stopy je shodné s dělením stejných stop (9) (10) odměřovacího kotouče (13). První řada impulsů je snímána dvěma fototranzistory osvětlovanými přes segmenty (2) a (4), druhá řada fázově posunutá o 90° , druhou dvojicí fototranzistorů přes segmenty (3) a (5) a výstup nulového znaku třetí dvojicí fototranzistorů snímajících signál ze segmentů (1) a (6) statoru (14). Odpovídající si mřížky (2)-(4), (3)-(5) a (1)-(6) statoru mají rysky navzájem posunuté o $1/2$ rozteče,



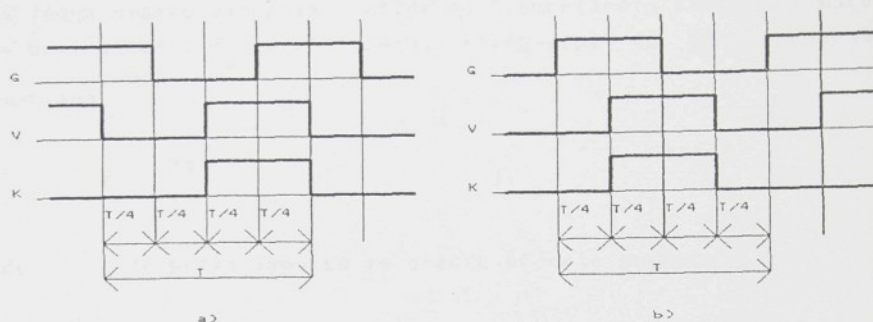
Obr. 2.1. Konstruktivní schéma IRS fy ZPA Košice.

rysky sousedních mřížek statoru (2)-(3), (4)-(5) jsou vzájemně posunuté o $1/4$ rozteče těchto rysek. Pootočením odměřovacího kotouče (13) o jednu rozteč rysek dojde k zakrytí nebo odkrytí všech průhledných rysek jedné mřížky statoru (14) najednou a tím k výraznému zasloužení nebo osvětlení fototranzistorů. Z každé dvojice fototranzistorů je tak vždy jeden fototranzistor v sepnutém a druhý v rozepnutém stavu. K dosažení maximální citlivosti a přesnosti odměřování jsou fototranzistory zapojeny diferenčně dle obr. 2.2. Číselné označení fototranzistorů na obrázku je shodné s odpovídajícím označením mřížek statoru. Výstupy označené písmeny V a G patří dvěma řadám odměřovacích pulsů, výstup označený K impulsu nulového znaku. Průběhy jednotlivých výstupních signálů jsou zakresleny na obr. 2.3.

Princip současného zakrývání a odkrývání všech rysek kotouče vytváří schopnost IRS generovat pravidelně rozložené impulsy s odchylkou úhlové vzdálenosti mezi jednotlivými pulsy menší než $0,1\%$. Těto přesnosti je docíleno díky průměrování



Obr. 2.2. Schéma zapojení fototranzistorů IRS.



Obr. 2.3. Průběhy výstupních signálů IRS při otáčení hřídele
a) vlevo, b) vpravo.

odchylek poloh všech rysek od střední polohy při prosvěcování rastru. Velká pravidelnost rozložení impulsů umožňuje využít IRS též k měřicím účelům.

Konstrukce IRS jiných výrobců jsou obdobné. Místo prosvětlovacího způsobu u transmisních snímačů bývá používán i odrazný systém snímání značek u reflexních čidel. U moderních konstrukcí je zdrojem světelného toku soustava LED diod, která umožňuje zmenšit rozměry snímače a zvětšit jeho spolehlivost a životnost. Elektronické obvody upravující výstupní signály jsou většinou umístěny přímo v tělese snímače. Pokud obsahují pouze zesilovač nebo emitorový sledovač je charakter výstupního signálu lichoběžníkový, přičemž doba náběhu a doběhu je závislá na velikosti otáček. U snímačů, u nichž je na výstupu zařazen tvarovací obvod (Schmittův klopný obvod) je výstupní signál obdélníkový. Úroveň výstupních signálů těchto IRS umožňuje přímé napojení na standardní řídící nebo vyhodnocovací prvky. Některé IRS, u nichž jsou požadovány co nejmenší rozměry, jsou bez zabudovaných elektronických obvodů. Světelný tok je indikován fotodiodami, výstupním signálem je fotoelektrické napětí těchto fotodiod řádově mV, které se musí dále zpracovat na standardní úroveň. Příkladem mohou být snímače MINIROD fy Heidenhain [13].

Základními znaky IRS jsou maximální frekvence pulsů, kterou je snímač schopen generovat na výstupu, a počet impulsů za jednu otáčku vstupního hřídele. Elementárním krokem snímače je úhel otočení φ_e v radiánech, který odpovídá délce jednoho impulsu:

$$\varphi_e = \frac{2\pi}{i}, \quad (2.1)$$

Kde i je počet impulsů za otáčku hřídele snímače.

Tento elementární krok je možno zkrátit na polovinu, vyhodnocuje-li se každá změna úrovně signálu jedné řady impulsů, nebo na čtvrtinu, je-li indikována každá změna úrovně signálů obou řad impulsů. Maximální otáčky $n_{\max}$, které může IRS snímat, plynou ze vztahu:

$$n_{\max} = \frac{60 f_{\max}}{i} \quad [\text{min}^{-1}, \text{Hz}, -], \quad (2.2)$$

Kde $f_{\max}$ je maximální výstupní frekvence snímače.

Další mechanické veličiny, které výrobce u IRS uvádí, jsou moment setrvačnosti a maximální přípustné úhlové zrychlení rotoru. Tyto údaje jsou důležité pro posouzení možností použití snímačů u odměřování dynamických dějů.

Vlastní princip odměřování IRS spočívá v čítání pulsů čítačem vyhodnocovací jednotky, kam jsou signály IRS přivedeny. Každá poloha je dána počtem načítaných pulsů, t.j. jednotkových kroků, od polohy předcházející. Při měření polohy ukazuje čítač hodnotu vztaženou ke zvolenému počátku, takže při pohybu v jednom směru čítač impulsy přičítá, při pohybu v opačném směru odečítá. Odměřování je tedy přírůstkové. Nevýhodou je možnost chybného údaje, způsobená ztrátou nebo přebytkem pulsů vlivem např. elektromagnetického rušení.

Počet pulsů na otáčku u vyráběných IRS se pohybuje ve velkém rozsahu, např. fa Heidenhain [13] nabízí široké spektrum

snímačů od 50 do 18000 impulsů na otáčku. To umožňuje výběr vhodného typu s ohledem jak na maximální snímané otáčky, tak na požadavek velikosti úhlového kroku.

Kromě základního využití IRS, t.j. odměřování vzájemné polohy pohybujících se elementů, kde bývají tyto snímače součástí řídicích soustav, lze je použít i pro některé další aplikace. Je to zejména měření otáček rotujících částí čísláním výstupních pulsů IRS a zejména digitální měření úhlové rychlosti v závislosti na čase nebo na úhlu pootočení hřídele. Z uvedeného vyplývá, že IRS mohou sloužit jako čidla jak v řídicích systémech, tak i v měřicí technice.

3.0 Absolutní rotační snímače (ARS)

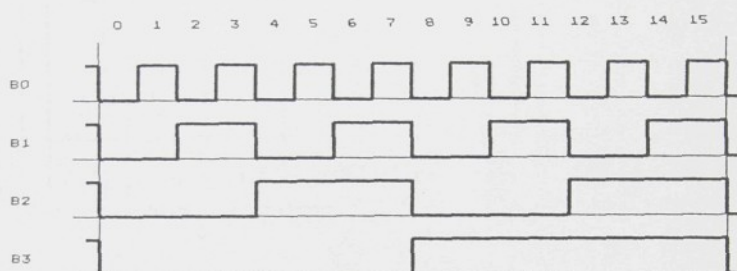
V některých případech je přírůstkové odměřování úhlu otáčení rotačních částí pomocí IRS problematické. Je to zejména při instalaci na některých technologických zařízeních, u nichž je nutno znát přesně polohu snímaného rotačního členu bezprostředně po zapnutí stroje, dříve nežli IRS generuje první impuls nulového znaku. Dále je to v případech, kdy ztráta nebo nadbytek pulsů, způsobený např. elektromagnetickou kompatibilitou (rušením) může způsobit poruchu nebo havarii zařízení, nebo když z časových důvodů není možno vyhodnocovat všechny impulsy IRS. Tehdy je nutno místo IRS použít absolutní rotační snímače (dále ARS), které mají v každé poloze zakódovanou úplnou informaci o úhlu otáčení.

ARS převádí rotační pohyb na sled kódových kombinací vytvořených binárními signály určitého počtu stop snímače. Signál ARS je tudíž digitální vícebityový a počet bitů určuje jemnost dělení. Obsahuje-li výstupní signál i bitů, je elementární úhel otočení φ_e roven:

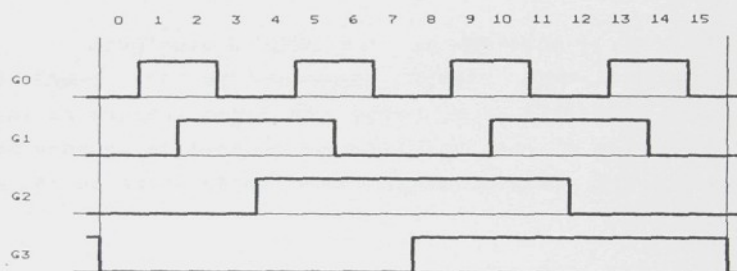
$$\varphi_e = \frac{2\pi}{2^i}, \quad (3.1)$$

Kde 2^i je celkový počet všech kódových kombinací dělících otáčku snímače. Výstupní kód je vytvořen podle systému značení jednotlivých stop. Většinou se používá kód binární nebo Grayův. Binární kód je kódem váhovým, tzn. jeho číselné vyjádření určuje přímo míru úhlového otočení. Nevýhodou tohoto kódu je ale změna ve větším počtu bitů při přechodu do sousední úhlové polohy, což vede k chybnému údaji na rozhraní přechodu, způsobě-

němu rozdílným okamžikem změny úrovně signálu u jednotlivých stop. Právě tento nedostatek odstraňuje Grayův kód, který se vyznačuje tím, že se mění při přechodu z jedné úhlové polohy do druhé, sousední, vždy pouze v jednom bitu, tzn. nemůže dojít k několikařádkové chybě v údaji jako u kódu binárního.



a)

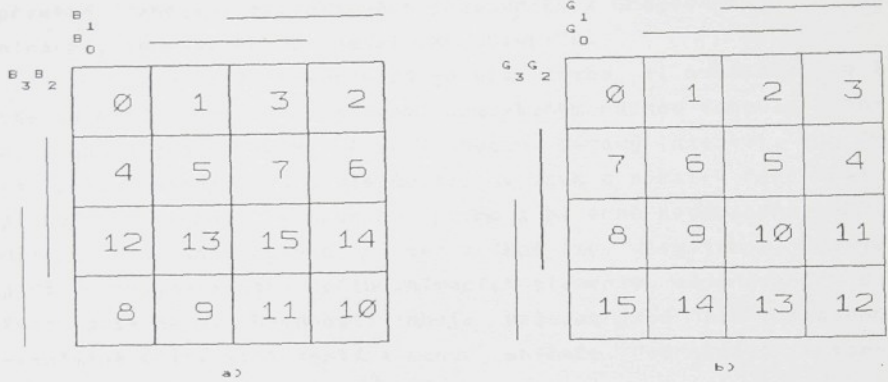


b)

Obr. 3.1. Průběhy signálů čtyřbitového kódu

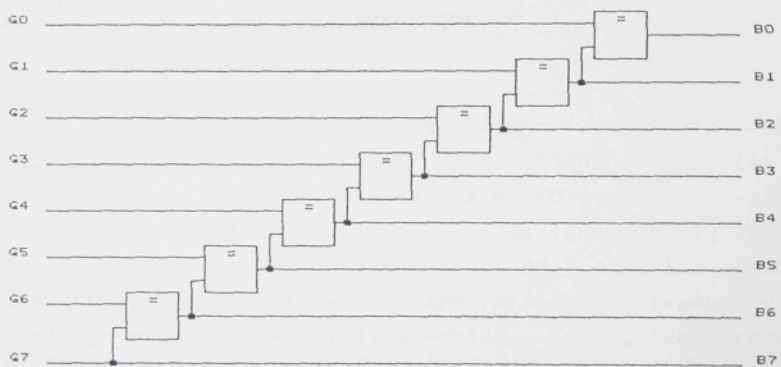
a) binárního, b) Grayova.

Průběh signálů čtyř bitů binárního kódu je zobrazen na obr. 3.1a), na obr. 3.1b) je čtyřbitový Grayův kód. Na obr. 3.2 jsou znázorněny oba kódy v Karnaughově mapě. Sousední úhlové polohy snímače odpovídají sousedním velikostem přiřazených číselných hodnot, kód v sousedních okénkách mapy se liší vždy v jednom bitu. To odpovídá rozložení Grayova kódu na pravé části obr. 3.2, kde přiřazené číselné hodnoty úhlových poloh ARS jsou dle velikosti srovnány tak, že vždy spolu sousedí.



Obr. 3.2. Karnaughova mapa a) binárního kódu, b) Grayova kódu.

Nevýhodou Grayova kódu je skutečnost, že tento kód není váhový. Při vyhodnocování signálu např. mikropočítačem to není na závadu, neboť lze, pokud je to potřebné, snadno Grayův kód vhodným přiřazením na váhový převést. V ostatních případech je převod nutno učinit kombinačním obvodem, jehož strukturu lze



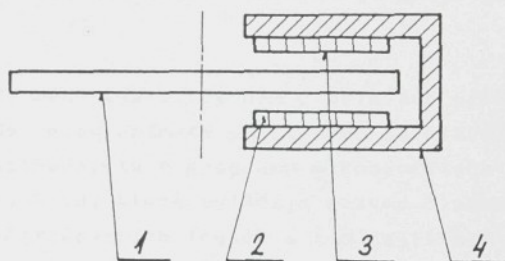
Obr. 3.3. Osmibitový převodník Grayova kódu na kód binární.

odvodit z Karnaughových map obou kódů. Na obr. 3.3 je nakreslen příklad zapojení osmibitového převodníku z Grayova kódu na kód binární, sestaveného z hradel EXCLUSIVE-OR.

Při použití převodníků je však třeba si uvědomit, že i zde dochází k hazardním stavům, způsobeným různou dobou průchodu signálu jednotlivými větvemi obvodu. Časový interval, kdy údaj polohy neodpovídá skutečnosti, je však o několik řádů kratší nežli u signálu, získaného přímo z binárně kódovaného ARS. Binárně kódovanou polohu lze též snímat tzv. V systémem, kde je použito dvojnásobného počtu snímacích elementů, uspořádaných do tvaru písmena V. Přednosti tohoto způsobu jsou ale zapláceny podstatně větší složitostí a cenou snímače. Podrobnější informace je možno nalézt např. v [30].

Obr. 3.3. Zapojení převodníku

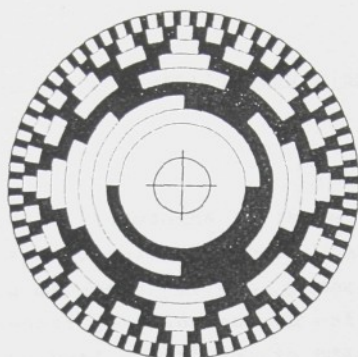
Obr. 3.4. Schématické



Obr. 3.4. Schématické uspořádání ARS.

Jednoduché konstrukční uspořádání osmibitového ARS [28] je schématicky znázorněno na obr. 3.4. Kódový kotouč (1) se otáčí ve snímací hlavě (4). Ta nese osm LED diod (2), proti nimž je umístěno osm fototranzistorů (3). zesílené signály fototranzistorů dávají svou kódovou kombinací údaj o úhlové poloze kotouče. Kotouč může být tvořen např. kruhovou skleněnou deskou, na níž je nanesena fotocitlivá vrstva. Kódový obrazec je pak možno zhotovit fotografickou cestou. Příklad obrazce kotouče s osmibitovým Grayovým kódem je na obr. 3.5.

Celková konstrukce snímačů pro absolutní snímání bývá složitější a dražší než u snímačů inkrementálních a proto se



Obr. 3.5. Obrazec kotouče s osmibitovým Grayovým kódem.

ARS používají méně často. Jedním z příkladů užití ARS jsou tkací stavy, kde je od snímače umístěného na hlavním hřídeli stroje řízen prostřednictvím programu mikropočítače mj. chod solenoidových ventilů, které ovládají rozvod tlakového vzduchu do hlavních a přifukovacích trysek a tím zajišťují správný prohoz útku.

Z výrobců je možno jmenovat např. firmu IVO IRION & VOSSSELER, která nabízí jak ARS, tak IRS [14].

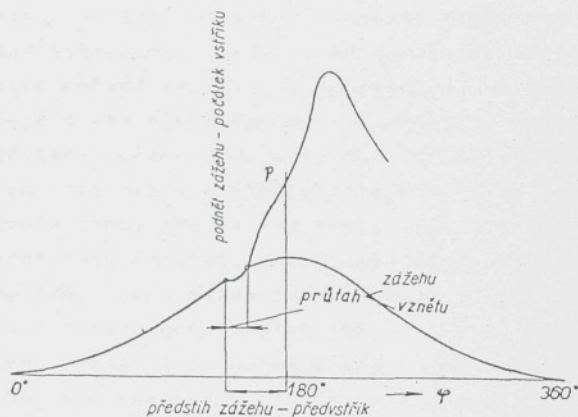
4.0 Ovládání běhu paprsku osciloskopu signály IRS

Jako příklad jednoduché aplikace využití IRS lze uvést ovládání běhu paprsku osciloskopu. V mnoha případech je při sledování průběhů měřených veličin pomocí osciloskopu na strojích, jejichž činnost je odvozena od rotačního pohybu, vhodné použít úhlové rozvinutí signálu místo běžného rozvinutí časového. Je to účelné zejména tehdy, když perioda opakování průběhu je dána úhlem otočení rotační části stroje, a když je třeba vzájemně porovnat měřené průběhy, získané při různých hodnotách otáček. Takové porovnání je při časovém rozvinutí obtížné, neboť perioda měřeného průběhu je závislá na velikosti otáček a bylo by tedy nutno přepočítat měřítko časové osy. Jsou-li ale průběhy měřené veličiny zobrazeny v závislosti na úhlu otáčení, mají všechny stejnou periodu, danou pracovním cyklem stroje a vyjádřenou úhlovou hodnotou a jsou pak snadno porovnatelné.

Příkladem takového měření může být indikace průběhu tlaku ve válci spalovacího motoru. U čtyřdobého motoru odpovídá pracovní cyklus dvěma otáčkám klikového hřídele, takže spalovací proces a s ním svázaný průběh tlaku ve válci se opakuje vždy po úhlu otočení 720° . Zobrazení měřeného průběhu tlaku na stránku obrazovky má tedy při úhlovém rozvinutí stálou šířku, nezávislou na velikosti otáček motoru.

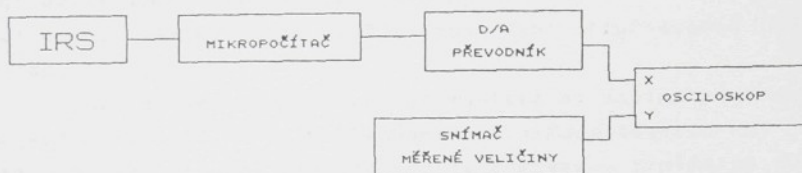
Vytvoření úhlové základny osciloskopu pomocí signálů IRS spočívá v převodu načítaného počtu impulsů snímače na napětí, které horizontálně vychyluje paprsek obrazovky. Předpokládá-li se, že snímaný pohyb bude vratný, musí být obvod realizující převod schopen napěťovou úroveň výstupního signálu dle okamžitého směru otáčení zvyšovat nebo snižovat. Poněvadž vychylování stopy na obrazovce při jednom směru otáčení nemůže probíhat neomezeně, je nutno v určitém stanoveném bodě napěťovou

úroveň výstupního signálu skokově vrátit do výchozího stavu. K tomuto účelu lze s výhodou využít signál nulového znaku IRS. Napěťový impuls tohoto signálu může zároveň sloužit k indikaci referenční polohy, k níž se jednoznačně orientuje sledovaný průběh měřené veličiny. To umožňuje synchronizaci děje a snadné vytvoření "lupy" u průběhů snímaných signálů, kde je z funkčního hlediska zajímavý pouze určitý úsek děje, který je vhodné roztáhnout na celou šíři obrazovky osciloskopu. U uvedeného příkladu indikace tlaku ve válci motoru se jedná např. o zobrazení oblasti komprese, zážehu resp. vznícení paliva a expanze, což číslí přibližně polovinu pracovního cyklu, jak je naznačeno na obr. 4.1.



Obr. 4.1. Rozvinutý indikátorový diagram motoru.

Zapojení obvodu pro sledování průběhu signálů na obrazovce osciloskopu v závislosti na úhlu otočení rotačního členu je blokově nakresleno na obr. 4.2. Sestává z IRS, jednočipového mikroprocesoru nebo jednodeskového mikropočítače, D/A převodníku, osciloskopu a snímače měřené veličiny. Signály z IRS, jehož hřídel je spojen s hřídelem rotačního členu, jsou přivedeny na vstupní bránu mikropočítače. Na výstupní port mikropočítače je připojen vstup D/A převodníku. Výstupní analogový signál tohoto



Obr. 4.2. Blokové schéma zapojení obvodu pro sledování průběhu signálů v závislosti na úhlu otočení.

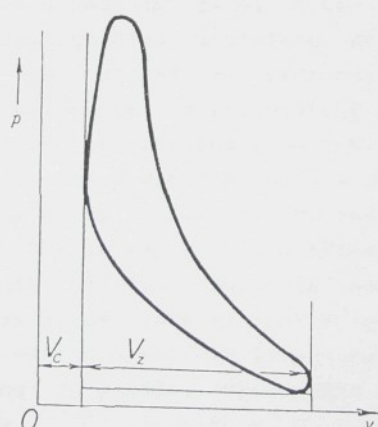
převodníku ovládá přes horizontální zesilovač osciloskopu vychylování světelného bodu na obrazovce ve směru osy X. Signál ze snímače měřené veličiny je zesílen ve vertikálním zesilovači a pohybuje světelným bodem ve směru osy Y. Impulsy z IRS jsou v mikropočítači zpracovány, a to buď opakovaným testováním stavů vstupních signálů v programové smyčce, nebo generováním přerušení. Podle toho, zda je indikován vždy týž přechod úrovně signálu jedné řady impulsů, nebo každá změna úrovně signálu jedné řady impulsů, nebo každá změna úrovně signálu kterékoli z obou řad fázově posunutých impulsů IRS, je možno jednu otáčku rotačního členu rozdělit na počet kroků, odpovídajících buď dělení IRS, nebo dvojnásobnému, či čtyřnásobnému počtu impulsů za otáčku IRS. Při každé indikované změně je inkrementován programový čítač, jehož stav je přenášen na vstup D/A převodníku. Tím je na výstupu převodníku vytvářen analogový signál schodovitého tvaru, který horizontálně vychyluje paprsek osciloskopu. Signálem nulového znaku IRS se nuluje programový čítač. Jestliže je požadováno zobrazení pouze určitého úseku děje, použijí se dva čítače. Na prvním se signálem nulového znaku nastaví stav odpovídající počtu pulsů mezi počátkem "lupy" a referenční polohou a tento stav je každou indikovanou změnou dekrementován. V okamžiku nulového stavu prvního čítače se začne inkrementovat druhý čítač, který byl po celou dobu dekrementace prvního čítače vynulován. Stav druhého čítače je přenášen na vstup D/A převod-

níku. Přetečením tohoto čístače se ukončí zobrazení a nový cyklus začne opět nulovým znakem IRS. Aby bylo při zobrazení "lupy" dosti jemné dělení, je třeba použít IRS s větším počtem impulsů na otáčku nebo využít dvoj- nebo čtyřnásobné indikace pulsů.

Volba jemnosti dělení je závislá na maximální frekvenci měřeného signálu. Podle Shannon-Kotělnikova teorému [5] je potřeba k rekonstrukci signálu určité frekvence minimálně dvojnásobná vzorkovací frekvence. Bude-li tedy mikropočítačem indikováno i změn signálů IRS při maximálních otáčkách rotačního členu $n_{\max}$ za minutu, pak bude maximální zobrazená frekvence $f_{\max}$:

$$f_{\max} = \frac{i \cdot n_{\max}}{120} \quad [\text{Hz}, - , \text{min}^{-1}] \quad (4.1)$$

Při úhlovém rozvinutí měřeného signálu pomocí IRS je ideální pilový průběh napětí pro horizontální vychylování paprsku osciloskopu nahrazen schodovitým signálem. V některých případech je ale požadováno, aby měřený signál nebyl zobrazen v přímé závislosti na úhlu otáčení rotačního členu, nýbrž v závislosti na funkci tohoto úhlu. Příkladem může být indikátorový diagram (obr. 4.3), který zobrazuje závislost tlaku ve válci



Obr. 4.3. Indikátorový diagram zážehového spalovacího motoru.

spalovacího motoru na okamžitém objemu spalovacího prostoru. Objem V je funkcí úhlu otáčení φ klikového hřídele motoru dle vztahu:

$$V = \frac{\pi d^2}{4} \left[\frac{2r}{\varepsilon - 1} + L \left(1 - \sqrt{1 - \frac{r^2}{L^2} \sin^2 \varphi} \right) + r (1 - \cos \varphi) \right], \quad (4.2)$$

kde je d průměr válce motoru,

r poloměr kliky,

L délka ojnice,

ε kompresní poměr $\left(\varepsilon = \frac{V_z + V_c}{V_c} \right)$,

V_z zdvihový objem,

V_c kompresní objem.

Každému indikovanému úhlu otočení klikového hřídele, snímanému IRS, se tedy přiřadí hodnota objemu vypočtená ze vztahu (4.2). Tato hodnota přepočtená měřítkem se přivede na vstup D/A převodníku. Měřítka se určí tak, aby se při maximální hodnotě objemu nepřekročil rozsah převodníku. Přiřadit velikost objemu k úhlu otočení je možno prakticky dvojím způsobem, a to buď opakovaným výpočtem v reálném čase, nebo pouhým čtením hodnot, které byly předem vypočteny a uloženy do datového pole paměti mikropočítače. První případ lze však realizovat pouze rychlým procesorem, orientovaným na aritmetické operace. Výsledné zobrazení p-V diagramu na obrazovce se docílí přivedením průběhu měřeného tlaku na vstup vertikálního, a analogového signálu z D/A převodníku na vstup horizontálního zesilovače.

Signály IRS lze též využít k řízení sběru digitalizovaných dat měřených veličin transienční pamětí nebo počítačem. Tyto signály pak slouží jako externí triggerovací a vzorkovací pulsy. Hodnoty měřených veličin jsou v rytmu vzorkovacích signálů IRS ukládány do paměti, odkud mohou být později při zpracování dat čteny.

Výhodné je použít vzorkování signálu pomocí IRS i při statistickém zpracování změřených hodnot. Průběh získaný např.

průměrováním signálů několika opakujících se cyklů bude věrohodnější při úhlovém vzorkování nežli při vzorkování časovém. Vlivem kolísání úhlové rychlosti rotačního členu od něhož je cyklus odvozen, dochází při časovém vzorkování k chybám přiřazení údajů, způsobeným nestejnou délkou periody jednotlivých cyklů. Celková chyba zprůměrovaného signálu je pak o chybu vzorkování zvětšena. Při úhlovém vzorkování je vzorkovací chyba prakticky eliminována.

5.0 IRS jako snímače polohy u traverzovacího zařízení pro LDA

Největšího rozšíření doznaly IRS u číslíkové řízených obráběcích strojů. Pomocí těchto snímačů se odměřují a nastavují souřadnice, které udávají vzájemnou polohu obrobku a řezného nástroje. Jednotlivé posuvové mechanismy poháněné posuvovými motory jsou řízeny podle předem vloženého programu řídicím autodem nebo počítačem, přičemž signály IRS vytvářejí zpětnou vazbu regulačního obvodu. Ve většině případů lineární pohyb mechanických částí obráběcího stroje, jejichž poloha je odměřována, je převáděn na rotační pomocí ozubeného hřebene a pastorku. Otáčení pastorku je snímáno IRS. Počet vyslaných impulsů IRS je tak přímo úměrný dráze sledovaného pohybujícího se strojního dílu a podává informaci o jeho poloze.

Nastavování a odměřování polohy součástí v prostoru je potřebné i v některých případech v oblasti měření. I zde lze využít IRS a posuvové mechanismy obdobné mechanismům obráběcích strojů. Jako příklad je možno uvést bezdotykové prostorové měření rychlostních polí proudících tekutin pomocí laserové dopplerovské anemometrie (dále LDA). K získání prostorové informace o rychlostním poli je třeba provádět měření v mnoha bodech prostoru, což vyžaduje třírozměrné traverzování buď měřicím zařízením nebo měřeným objektem, který toto pole vytváří. Jako traverzovací zařízení se pro tento účel výborně hodí konzola a posuvové stoly NC frézky umožňující posuvy ve třech osách. Při použití posuvových mechanismů frézky FD 40V je možno např. obsáhnout prostorovou oblast o rozměrech 1250x350x450 mm s přesností nastavení až 0,02 mm, což umožňuje měření na rozměrově jak velkých tak i malých objektech. Odečíst polohu objektu upevněného na stole frézky lze jednak přímo na měřítkách s nonii, které jsou součástí stroje, jednak dálkově, prostřednic-

tvím IRS. Dálkové odměřování poloh spolu s dálkovým ovládním posuvových mechanismů pomocí počítače dovoluje jednoduše a s vysokou přesností pohybovat měřeným objektem po libovolné křivce v prostoru a umožňuje značně automatizovat měření. Vysoká přesnost a reprodukovatelnost nastavení jednotlivých souřadnic je dána robustností a tuhostí frézky, konstrukcí jejích posuvových mechanismů a snímáním polohy pomocí IRS.

5.1 Popis traverzérů přestavěného z frézky FD 40V

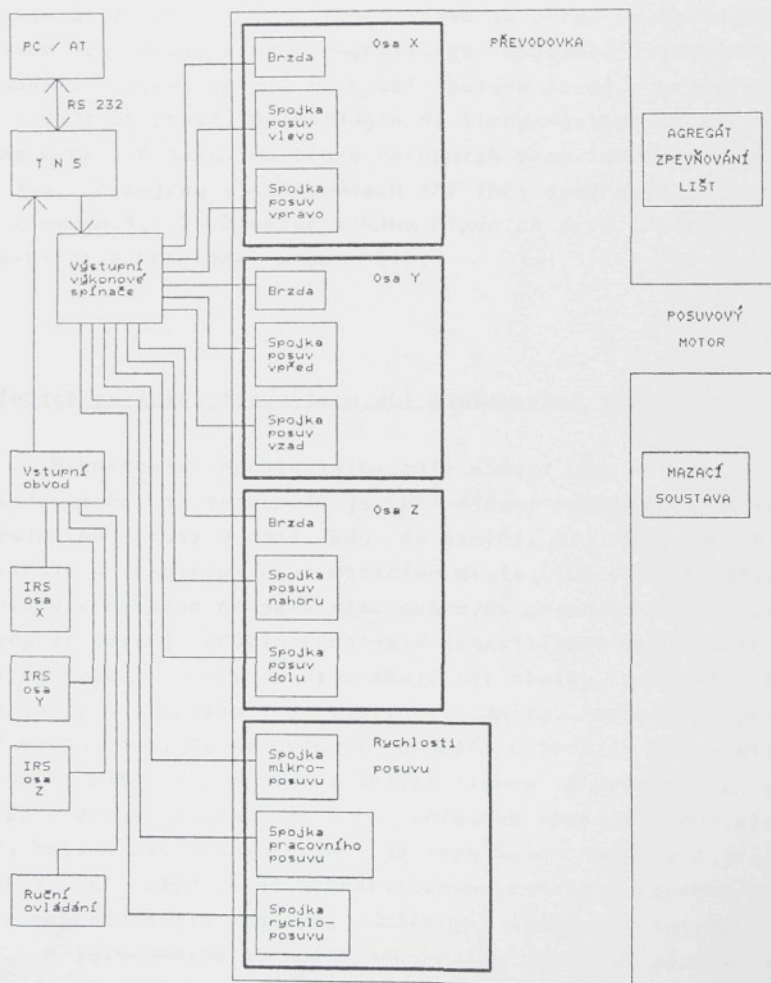
Přestavba NC frézky na traverzér vyžaduje úpravy některých částí stroje. Jedná se zejména o odstranění vřeteníku, který by při měření překážel, a dále o úplnou rekonstrukci řídicí elektroniky a elektrických obvodů. Po těchto úpravách má traverzovací zařízení následující základní díly:

- a) základovou desku s pevně přišroubovaným stojanem, opatřeným vodíci plochami pro pohyb konzoly,
- b) konzolu s kompletním posuvovým mechanismem, která nese příčný a podélný stůl,
- c) stojan konzoly s maticí svislého posuvu,
- d) příčný stůl, pohybující se ve vedení konzoly,
- e) podélný stůl s upínací plochou, který se posouvá ve vedení příčného stolu,
- f) elektrické obvody, ovládající spojky a brzdy posuvových mechanismů a chod motorů,
- g) čidla pro odměřování polohy jednotlivých souřadných os, tvořená IRS,
- h) řídicí elektroniku.

Kromě uvedených základních dílů jsou na traverzérů umístěny další pomocné hydraulické agregáty, umožňující zejména mazání a zpevňování vodících ploch. Agregát zpevňování vodících ploch umožňuje zpevnění polohy každé ze tří posuvových os v době, kdy je v příslušném směru přerušen náhon posuvového mechanismu, takže souřadnice, které jsou v daném okamžiku v klidu, jsou automaticky zpevněny. Zpevnění se děje přitlačením speciálních prstků umístěných ve vodících lištách k ploše vodí-

cího lože, což zajišťuje větší stálost polohy nastavené souřadnice.

Posuvový mechanismus umístěný v konzole obsahuje posuvový motor, společný pro ovládání posuvů všech tří os, převodovou skříň, elektromagnetické lamelové spojky pro rozvod posuvů v jednotlivých osových směrech a smyslech pohybu, elektromagne-



Obr. 5.1. Blokové schéma hlavních uzlů travenzovacího zařízení.

tické brzdy všech pohybů konzoly a obou stolů a elektromagnetické spojky pro alternativní zapínání rychloposuvu, pracovního posuvu nebo mikroposuvu. Velikost pracovního posuvu lze volit pomocí voličského kotouče umístěného na čele konzoly. Pohyb v každé ze tří posuvových os (X, Y, Z) je ovládán dvěma elektromagnetickými spojkami (každá spojka je pro jeden směr pohybu). Spojky připojují jednotlivé pohybové mechanismy posuvů k výstupu převodové skříně. V klidovém stavu je pohyb posuvových mechanismů zablokován elektromagnetickými brzdami. Ovládání elektromagnetů spojek, brzd a rychlosti posuvu se děje prostřednictvím spínacích prvků, připojených na linky výstupních portů řídicího mikropočítače. Na linky vstupních bran tohoto mikropočítače jsou připojeny signály všech tří IRS, odměřujících souřadnice v osách X, Y, Z . Blokové schéma hlavních uzlů traverzovacího zařízení je nakresleno na obr. 5.1.

5.2 Způsob ovládání traverzéry při nastavování souřadnic

Proměňování rychlostního pole pomocí LDA se provádí bod po bodu, t.j. že traverzér je při měření rychlosti v klidu a pohybuje se pouze v době, kdy se neměří, t.j. kdy se objekt přemisťuje do následujícího měřícího místa. Ve většině případů se zjišťuje rychlostní pole stacionárního proudění nebo proudění, kdy se časový průběh rychlostí jednotlivých bodů pole periodicky opakuje. Měřením se získají tři složky rychlosti, které se vektorově skládají do výsledné hodnoty. Měření je přitom organizováno tak, že se nejprve proměří celé pole jedné složky rychlosti, potom se přestaví optika laseru a proměří se opět celé pole druhé složky a toto se případně opakuje i pro složku třetí. Polohu každého bodu pole je tedy nutno opakovaně třikrát nastavit, což vyžaduje od traverzovacího zařízení vysokou přesnost a reprodukovatelnost při odměřování každé souřadnice.

K autonomnímu ovládání traverzéry může být použit osmibitový mikropočítač (např. TNS na bázi mikroprocesoru Z-80 fy Agrokombinát Slušovice, ale též jakýkoliv jiný), který pracuje jako programovatelný logický automat, vykonávající příkazy nad-

řízeného počítače PC/AT. Styk mezi počítači je realizován obousměrným seriovým kanálem RS 232C. Podle zadaných hodnot souřadnic z nadřízeného počítače ovládá mikropočítač TNS pohyb konzoly a obou stolů při současném odměřování okamžité polohy IRS, kterou na vyzvu nadřízenému počítači vysílá. Nadřízený počítač vyhodnocuje měření rychlosti proudění z LDA a zadává nové souřadnice, vlastní pojezd konzoly a stolů a vyhodnocování jejich okamžité polohy provádí však logický automat.

Program logického automatu pracuje ve třech režimech:

- 1) Počáteční nastavení souřadnic pojezdem konzoly a stolů.

Úkolem je zavést do mikropočítače TNS absolutní souřadnice, které číselně odpovídají měřítkovým odečtům. K tomuto účelu slouží K-signál nulového znaku IRS, který se generuje jednou za otáčku čidla. Jelikož jedné otáčky IRS u uvedeného traversovacího zařízení odpovídá vzdálenost 50 mm posuvu a rotor čidla je ustaven tak, aby ke generování pulsu došlo v okamžiku, kdy na měřítku je přesně hodnota (v mm) dělitelná padesáti, lze předběžným zadáním této hodnoty do počítače a následným najetím na puls nulového znaku zavést absolutní souřadnice. Prostřednictvím nadřízeného počítače se do mikropočítače TNS odešlou číselné hodnoty pro všechny tři osy odpovídající nejbližším údajům na měřítku, dělitelným padesáti, kde se právě nacházejí stoly a konzola. Číselné hodnoty polohy vydělené padesáti (ve tvaru celých čísel), odeslané do mikropočítače TNS, jsou doplněny znaménkovým údajem, řídícím směr pohybu. Po odeslání těchto dat uvede logický automat do pohybu postupně posuvové mechanismy ovládající posuvy jednotlivých os. Od okamžiku rozjezdu jsou odměřovacím podprogramem čítány od nuly impulsy V-signálu IRS. Čítání se provádí po 0,02 mm posuvu, což odpovídá každé změně úrovně V-signálu. Směr pohybu je odvozen z impulsů G-signálu. V okamžiku výskytu impulsu nulového znaku IRS program mikropočítače TNS provede reverzaci směru pohybu. Načítaný počet pulsů se s ohledem na znaménko přičte k vypočtené absolutní souřadnici, která odpovídá zadané hodnotě příslušející nejbližšímu pulsu K-signálu a uloží se do paměti pro najíždění bodu. Hodnota samotné vypočtené souřadnice se uloží do paměťového místa okamžité polohy. V této paměti se pak při pohy-

bu stolu, resp. konzoly, přičítají nebo odečítají impulsy IRS, takže v paměti je neustále registrována okamžitá hodnota odměřované souřadnice. Po reverzaci pohybu vrátí právě ovládaný posuvový mechanismus souřadnici do výchozí polohy.

2) Nastavení souřadnic dle údajů z nadřazeného počítače.

V tomto režimu se do paměťového místa okamžité polohy uloží zadané hodnoty z nadřazeného počítače. Mohou to být údaje odečtené z měřítek nebo zaznamenané z dřívější známé polohy, ale i hodnoty definující novou referenční polohu. Při tomto způsobu nastavení souřadnic nedochází k pohybu posuvových mechanismů.

3) Pojezdy stolů a konzoly po režimu nastavení souřadnic.

Je-li požadován pojezd stolů a konzoly, vyšle nadřazený počítač příkaz do logického automatu k provedení úkonu. Příkaz obsahuje údaje o absolutních souřadnicích bodu, kam má být objekt přemístěn. Údaje se uloží do paměťových míst pro najíždění bodu dle zadávaných souřadných os. Program počítače TNS porovnává zadané souřadnice s okamžitou polohou traverzéry a dává povel k pojezdům. Pojezdy se vykonávají postupně, a to nejprve v ose X, potom v ose Y a posléze v ose Z. Postupnost úkonu je dána konstrukční možností ovládat vždy pouze jednu souřadnou osu. Během pobytu stolu, resp. konzoly, se porovnávají obsahy pamětí uchovávajících údaj souřadnice najížděného bodu a okamžité polohy traverzéry, a při určitém rozdílu obou hodnot přepne program pracovní posuv na mikroposuv. Mikroposuvem dojíždí stůl nebo konzola sníženou rychlostí do okamžiku vyrovnaní obsahu obou pamětí, kdy se vypne posuv a zapne se brzda příslušné osy. Přepnutím na mikroposuv při dojezdu se zabrání dynamickému přejetí stolu, resp. konzoly, přes zadanou polohu.

Režim činnosti logického automatu je zadáván po seriové lince od nadřazeného počítače. Nadřazený počítač naopak přebírá nepřetržitě data o okamžité poloze všech tří souřadnic, které průběžně zobrazuje.

5.3 Problematika odměřování polohy pomocí IRS

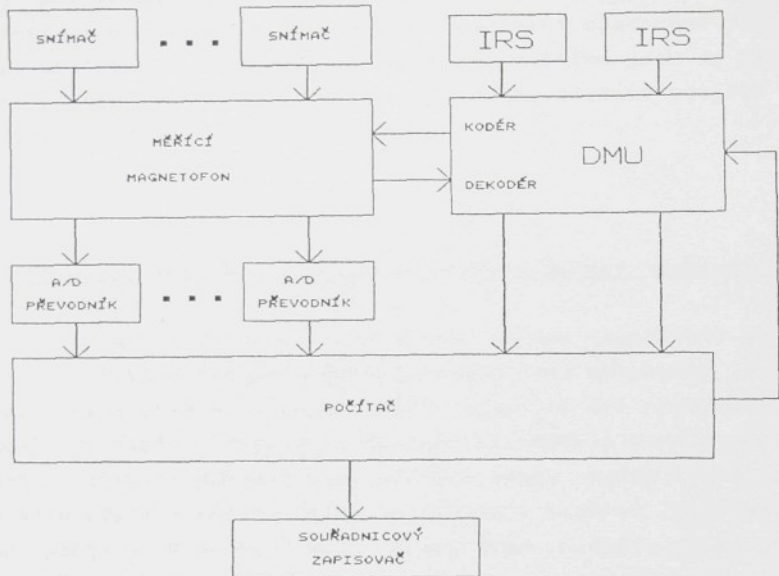
Odměřování souřadnic pomocí IRS u traverzovacího zařízení přináší určité problémy. Za prvé je nutno vymezit mechanickou vůli mezi ozubeným hřebenem a pastorkem IRS, t.j. mezi prvky převodu posuvného pohybu na pohyb rotační, a to zejména při reverzaci. Vymezení vůle se dosahuje složením pastorku ze dvou ozubených částí, které zabírají do zubů hřebenu a jsou vzájemně proti sobě pomocí pružiny předepruty, čímž se docílí toho, že je hřeben s pastorkem neustále v záběru. Za druhé je třeba řešit jednoznačné a jednonásobné čtení pulsů při přechodu úrovně elektrických signálů snímače. Zastaví-li se IRS po vypnutí posuvu právě v oblasti, kde dochází k přechodu testovaného signálu z jedné úrovně na druhou, může dojít v důsledku mechanických vibrací, způsobených posuvovým ústrojím, k oscilacím elektrických úrovně, které se projeví jako chybný údaj polohy. Tomu lze zabránit Schmittovými klopnými obvody zařazenými mezi výstupy signálů IRS a vstupy mikropočítače, které vytvoří z lichoběžníkových průběhů obdélníkový tvar a zmenší tak rizikovou oblast, a dále vhodným programem mikropočítače, jenž případnou vícenásobnou změnu úrovně signálu v okamžiku zastavení pojezdu eliminuje. Princip programové eliminace vícenásobné změny signálu je založen na sekvenčním testování V a G-signálu IRS. Při běžném způsobu testování každé změně úrovně V-signálu odpovídá pojezd o zmíněných 0,02 mm, přičemž úroveň G-signálu v okamžiku změny úrovně V-signálu podává informaci o smyslu pohybu. V případě sekvenčního testu je navíc vyhodnocována změna úrovně G-signálu mezi dvěma změnami úrovně V-signálu. Nedošlo-li v tomto intervalu u G-signálu ke změně, jsou považovány změny V-signálu za zákmity a nikoliv za změnu polohy. Tímto způsobem je možno eliminovat vibrace, jejichž rozkmit nepřesahuje jeden odměřovací krok, t.j. 0,02 mm. Větší vibrace je nutno tlumit mechanicky.

Podrobnější údaje o traverzovacím zařízení, včetně zapojení elektrických a elektronických řídicích obvodů a výpisu zdrojových programů obou počítačů, lze nalézt v [10,20,21].

6.0 Systém měření mechanických veličin řízený IRS

Při dynamickém vyšetřování mechanismů strojů, zejména těch, které jsou poháněny rotujícím hřídelem od něhož je funkce mechanismu odvozena, je většinou výhodné snímat průběhy měřených veličin (zdvihů, zrychlení, tlaků, deformací, sil apod.) v závislosti na úhlu pootočení tohoto hřídele. Změřené průběhy lze pak porovnat s teoretickými závislostmi získanými na zjednodušených matematických modelech a z výsledků měření usuzovat na vlivy veličin, které byly při výpočtech zanedbány (např. vůle, poddajnosti, tlumení atd.). Je účelné získat měřením zároveň i průběh okamžitých hodnot úhlové rychlosti. Ten dává obraz o nerovnoměrnosti chodu poháněcího hřídele, která je způsobena proměnlivostí hnacího točivého momentu, změnami zatížení, torzními kmity apod. Na základě znalosti průběhu úhlové rychlosti, který není prakticky možno zjistit jiným způsobem nežli přímým měřením, lze výsledky výpočtů modelů mechanismů značně zpřesnit.

Základem takového měření může být sledování časového průběhu elementárních úhlových pootočení hřídele. Měření úhlové rychlosti je pak převedeno na měření časových intervalů. Velikost úhlové rychlosti v každém elementárním pootočení se získá jako reciproká hodnota časového intervalu mezi dvěma impulsy, generovanými vždy při otočení hřídele o elementární úhel. Vysokou přesnost měření je možno dosáhnout velmi přesným odměřováním elementárních úhlů otočení a současně velmi přesným měřením časových intervalů. Aby bylo možno takto získané hodnoty úhlové rychlosti považovat za okamžité hodnoty, je dále třeba zajistit dostatečně jemné dělení, aby snímané elementární úhly byly co nejmenší. Těmto požadavkům plně vyhovují IRS pro odměřování úhlů a oscilátory řízené krystalem pro měření času.



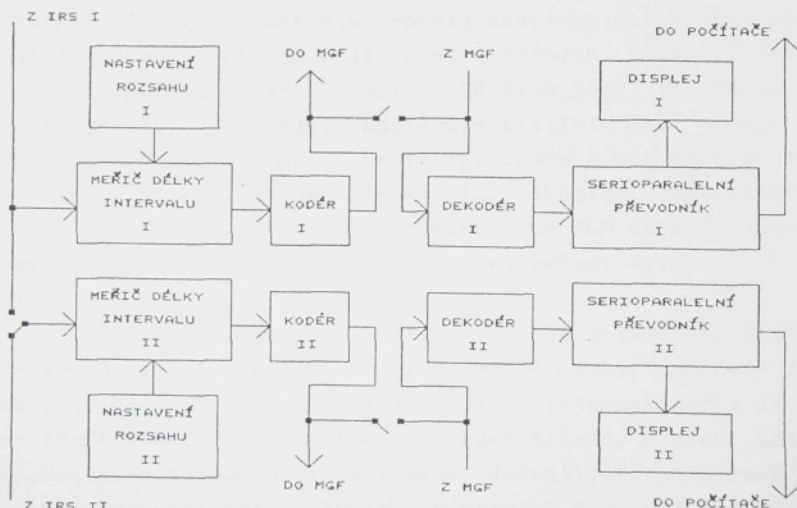
Obr. 6.1. Blokové schéma systému pro měření mechanických veličin v závislosti na úhlu otočení, snímaného IRS.

Na základě předchozích úvah byl sestaven systém k přesnému měření mechanických veličin v závislosti na pootočení některého členu mechanismu, jehož ústřední částí je IRS a přístroj pro digitální měření okamžité úhlové rychlosti (DMU). Celý systém dále zahrnuje příslušné snímače mechanických veličin, A/D převodníky, měřicí magnetofon a počítač se souřadnicovým zapisovačem nebo tiskárnou. Blokové schéma zapojení systému je na obr. 6.1. Na jednu stopu měřicího magnetofonu se číslicově zaznamenávají data z přístroje pro měření úhlové rychlosti a na další stopy se současně analogově, příp. digitálně zaznamenávají ostatní měřené veličiny. Digitalizace analogových záznamů a jejich přenos do paměti počítače se provede postupně A/D převodníky přehráním záznamu měření při vhodné rychlosti magnetické pásky. Vzorkování je řízeno impulsy z DMU, které se obje-

vůj v okamžicích měření úhlové rychlosti, t.j. v okamžicích, kdy při měření byly generovány impulsy IRS. Pro jednoznačnou orientaci v datech na pásce a pro umožnění opakované digitalizace analogových záznamů od zvoleného začátku jsou do číslicového záznamu úhlové rychlosti zařazovány číselné údaje k identifikaci jednotlivých cyklů měření.

6.1 Přístroj pro měření okamžité hodnoty úhlové rychlosti (DMU)

Vlastní přístroj pro měření úhlové rychlosti je konstruován jako dvoukanálový. Oba kanály jsou autonomní jednotky, takže lze jedním přístrojem měřit současně dvě rozdílné úhlové rychlosti např. vstupního a výstupního hřídele stroje nebo vzájemné kmitání konců dlouhého hřídele apod. Každý kanál sestává ze dvou částí - měřiče délky intervalu s kodérem a dekodéru se serioparalelním převodníkem. Kromě toho obsahuje prvky pro nastavení rozsahů a displej pro zobrazení snímaných hodnot. Blokové schéma DMU je nakresleno na obr. 6.2.

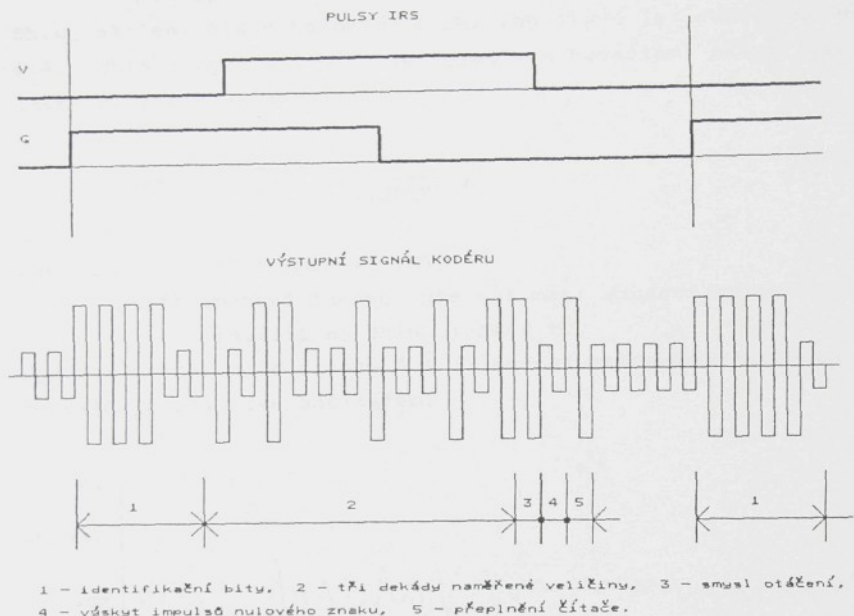


Obr. 6.2. Blokové schéma DMU.

Všechny signály IRS (V,G,K) jsou přivedeny do vstupní jednotky, která obsahuje Schmittovy a D- klopné obvody. V těchto obvodech jsou signály tvarovány a synchronizovány s hodinovými pulsy přístroje. Upravené signály V a G jsou ze vstupní jednotky vedeny do obvodu rozlišení smyslu točení a dále do asynchronního děliče s předvolbou, který umožňuje měření časových intervalů přes předvolený počet impulsů IRS. Měřič délky intervalu je složen z kaskády tří čítačů čítajících v kódu BCD pulsy z generátoru měrných pulsů. Nulování těchto čítačů provádí řídicí obvod na základě zpožděného signálu z asynchronního děliče. Generátor měrných pulsů je tvořen kaskádou sedmi dekadických děličů kmitočtu s přepínačem. Vstup této kaskády je připojen na generátor hodinového kmitočtu, tvořeného krystalovým oscilátorem, kmitajícím s frekvencí 10 MHz. Časová perioda měrných pulsů je tak přepínatelná v dekadických stupních od 100 ns do 1 s. Paralelní kód z měřiče délky časového intervalu je v posuvném registru řízeném signály z řídicího obvodu převeden na seriový a ten v kodéru vytváří dvouúrovňový obdélníkový signál s frekvencí cca 300 KHz. Tento signál se pak přivádí na amplitudově modulovanou stopu měřícího magnetofonu.

Seriový signál z kodéru, jehož průběh je na obr. 6.3, je tvořen pro každou měřenou hodnotu skupinou obsahující celkem 20 bitů. Prvních pět bitů je identifikačních, umožňujících dekodéru rozpoznat počátek skupiny, 12 bitů tvoří tři dekády naměřené hodnoty v BCD kódu, následuje bit informace o smyslu otáčení, bit výskytu impulsu nulového znaku a bit přeplnění čítače měřiče délky časového intervalu. Skupina identifikačních bitů je vytvořena z redundantní kombinace BCD kódu, u něhož je v sekvenci seriového signálu přemístěno pořadí významnosti jednotlivých bitů.

V okamžiku výskytu impulsu nulového znaku (signál K) je na posuvný registr kodéru přiveden místo údaje naměřené délky časového intervalu údaj počítadla cyklů. Toto počítadlo je tvořeno třemi dekádami binárně-dekadických čítačů, jejichž údaj je inkrementován každým nulovým znakem. Jednotlivé cykly jsou tímto způsobem průběžně číslovány v rozsahu 0 až 999. Číslování cyklů slouží, jak již bylo uvedeno, k jednoznačné orientaci v datech na magnetické pásce.



Obr. 6.3. Průběh výstupního signálu kodéru DMU.

Obvod dekodéru se serioparalelním převodníkem převádí seriový signál z měřicího magnetofonu na paralelní a tento přenáší prostřednictvím interface do počítače. Pro řízení výstupu dat obsahuje dekodér obvody, které spouští výstup dat z přístroje do počítače po dosažení předvoleného čísla cyklu a předvoleného počtu pulsů inkrementálního čítače v tomto cyklu, počítáno od nulového znaku. Současně se spouští i výstup impulsů pro ovládání A/D převodníků.

Hodnota úhlové rychlosti se získá dělením odpovídající konstanty údajem změřené délky časového intervalu v počítači. Přímým propojením kodéru s dekodérem lze provádět měření on line bez použití měřicího magnetofonu. Připojením vstupů obou kanálů na jeden IRS a přepnutím obou kanálů na odlišnou periodu měrných pulsů lze zvětšit rozsah měření ze tří až na pět dekadických míst.

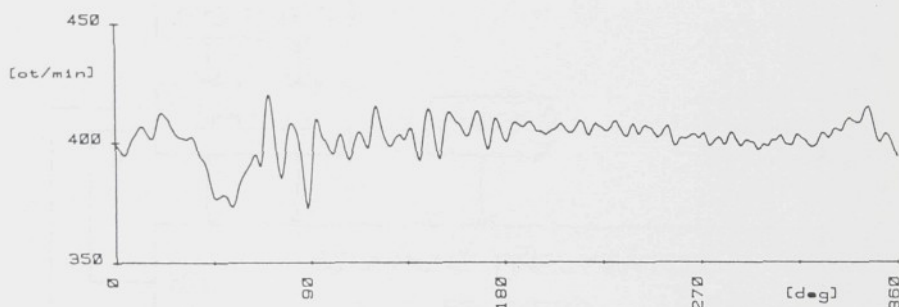
Příklad měření průběhu úhlové rychlosti v závislosti na úhlu otočení hlavního hřídele tkacího stavu je uveden na obr. 6.4. Úhlová rychlost $w(\varphi)$ je vyjádřena hodnotami okamžitých otáček $n(\varphi)$ dle vztahu:

$$n(\varphi) = \frac{30w(\varphi)}{\pi} = \frac{60}{i \cdot \Delta t(\varphi)}, \quad (6.1)$$

kde je i počet impulsů IRS,

$\Delta t(\varphi)$ změřený časový interval mezi sousedními pulsy IRS, závislý na úhlu otočení φ .

Výpočet otáček dle vztahu 6.1 z hodnot změřených časových intervalů je proveden počítačem.

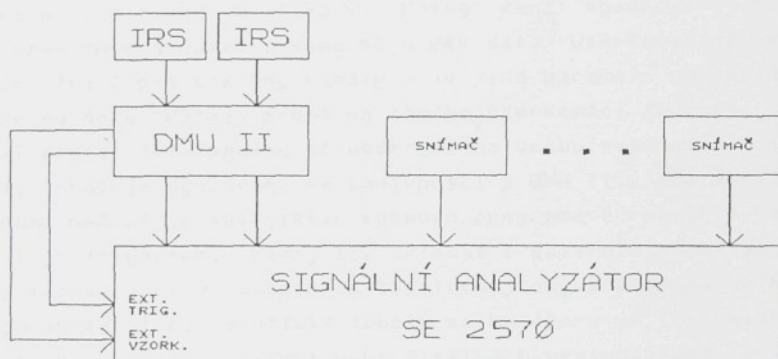


Obr. 6.4. Graf závislosti okamžité hodnoty otáček tkacího stavu na úhlu otočení hlavního hřídele.

Hlavní předností popsané metody měření úhlové rychlosti je dosažitelná vysoká přesnost měření a digitální forma údaje časového intervalu vhodná pro následné zpracování počítačem. Nedostatkem je nemožnost měřit od nulové hodnoty úhlové rychlosti, kdy časový interval nabývá teoreticky nekonečnou hodnotu. Zařazení magnetofonu do měřícího řetězce umožňuje záznamy rozsáhlejších měření, nevýhodou je poměrně pracné a těžkopádné zpětné přehrání získaných dat do počítače.

6.2 Měřicí systém využívající signální analyzátor

Na základě získaných zkušeností byl navržen a uveden do provozu nový systém založený na stejném principu měření okamžitých hodnot úhlové rychlosti pomocí IRS jako předchozí, ale sestavený z přístrojů na modernější bázi. Do tohoto měřicího systému patří kromě IRS digitální měřič úhlové rychlosti DMU II, signální analyzátor SE 2570 holandské fy Baker a příslušné snímače mechanických příp. elektrických veličin, vybrané dle požadavků konkrétních měření. Blokové schéma jedné z možností zapojení tohoto systému je na obr. 6.5.



Obr. 6.5. Blokové schéma zapojení systému měření se signálním analyzátozem.

Signály z IRS jsou vedeny do DMU II, kde jsou zpracovávány. V-signál z IRS, který je v DMU II upraven, je přiveden na vstup externího vzorkování analyzátoru, K-signál na vstup externího triggerování a hodnota změřeného časového intervalu mezi dvěma impulsy IRS na vstup jednoho z měřicích kanálů. Na ostatní kanály jsou připojeny další snímače. Takto sestaveným měřicím řetězcem je možno získat úhlovou rychlost, mechanické a

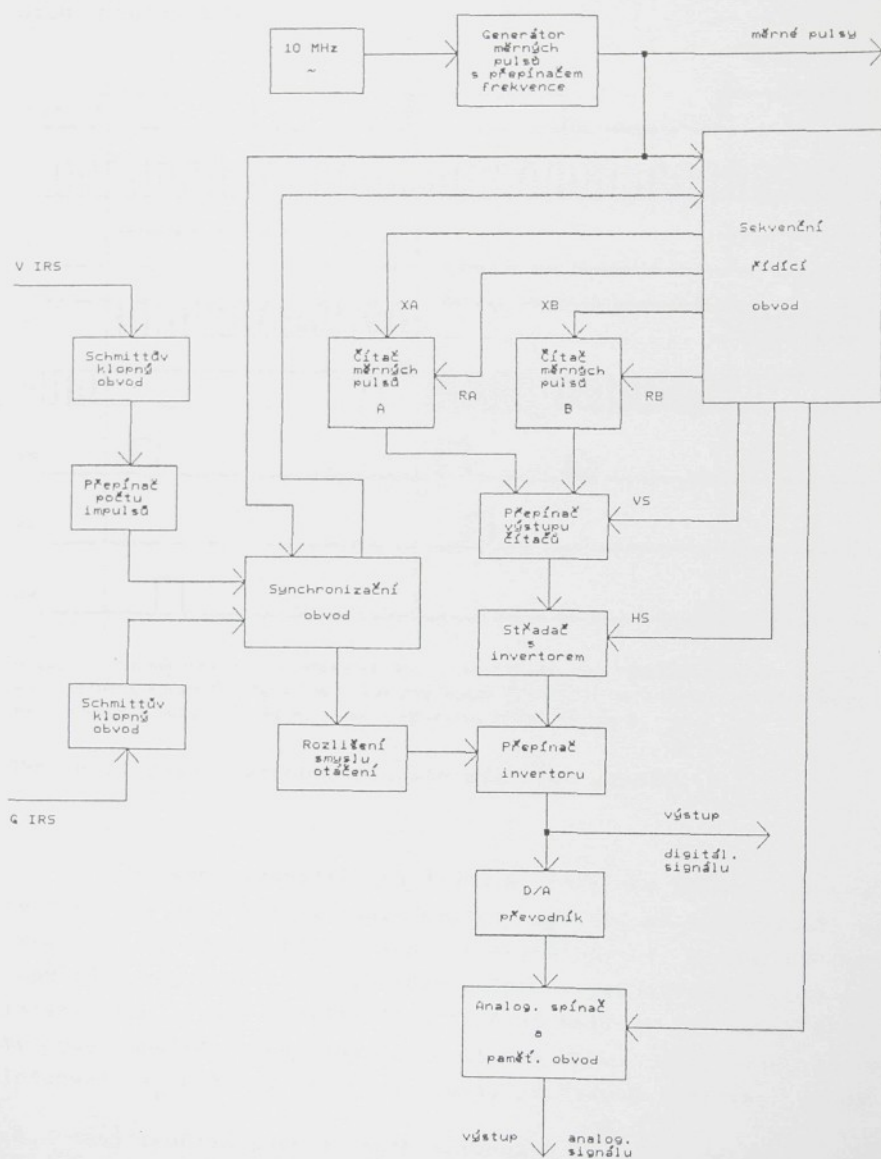
případně elektrické veličiny v závislosti na úhlu otočení kříd-
cího hřídele, z něhož je tento úhel snímán IRS. Průběh úhlové
rychlosti se vypočte ze změřeného průběhu signálu časových in-
tervalů jako převrácená hodnota v kalkulátoru analyzátoru. Jed-
notlivá měření jsou spouštěna triggerovacími pulsy od nulového
znaku - K-signálu z IRS. Přepnutím funkce lze snímané veličiny
vzorkovat vnitřní vzorkovací frekvencí analyzátoru a získat tak
průběhy jednotlivých měřených veličin včetně úhlové rychlosti v
závislosti na čase.

Signální analyzátor SE 2570 použitý v uvedeném měřícím
řetězci, je přístroj postavený na mikroprocesoru Intel 286,
umožňující provádět analýzu signálů. Obsahuje šest autonomních
analogových kanálů, jejichž vstupy mohou zaznamenávat napěťové
signály v rozsahu -5 až +5 V. Každý kanál obsahuje 14-bitový
A/D převodník a paměť s kapacitou 64K dat. Vzorkovací frekven-
ce je stejná pro všechny kanály a je jako parametr nastavitelná
až do hodnoty 100KHz. Kromě vnitřního vzorkování je možno vzor-
kovat signál též impulsy přivedenými na vstup externího vzorko-
vání, čehož je využíváno ve spolupráci s DMU II. Pro spouštění
záznamu měření je analyzátor vybaven programově rozsáhle nasta-
vitelným triggerem, který lze ovládat i externím signálem. Mě-
ření zaznamenaná ve vstupních kanálech jsou zpracovávána kalkulá-
torem analyzátoru. Součástí tohoto kalkulátoru je 16 skalárních
pamětí k uchování konstant nebo číselných mezivýsledků při vý-
počtech a 8 vektorových pamětí s kapacitou každé paměti 4K dat,
sloužících k ukládání zpracovaných průběhů signálů. Při opera-
cích s těmito pamětmi se postupuje jako s operacemi s čísly,
ale kalkulátor zpracovává celý průběh signálu, takže např. vý-
sledkem součtu obsahu dvou takových pamětí je signál, jehož
jednotlivé hodnoty jsou součtem hodnot odpovídajících si vzorků
obou pamětí. Práce s kalkulátorem je obdobná jako s programova-
telem kalkulací, kromě standardních funkcí je ale vybaven
řadou dalších operací. Může vykonávat např. derivaci a integra-
ci průběhů signálu, redukci dat, vyhlazení křivky průběhu, ex-
trapolaci, měření se zadanou cejchovní křivkou snímače, pře-
vzorkování signálu, spektrální analýzu, FFT analýzu a další,
které je možno programově doplňovat. Každá z operací má navíc
rozsáhlou škálu možností. Např. FFT analýza umožňuje výběr okna

(Hanningovo, pravoúhlé, transientní), ve kterém je analýza prováděna, počet vzorků (512, 1024, 2048 a 4096) a druh FFT (fázovou, amplitudovou, komplexní, inverzní). Úkony a operace analyzátoru lze spojovat programem, vytvořeným operátorem. Rovněž lze dle programu automaticky sbírat data měření. Analyzátor SE 2570 obsahuje dále rozhraní IEEE 488, pomocí něhož může být včleněn do rozsáhlejšího měřicího komplexu. Komunikace operátora s analyzátozem se děje výhradně prostřednictvím obrazovky a myši. Veškeré zobrazování na obrazovce monitoru je v "oknech", s nimiž je možno dle návodu manipulovat. Součástí přístroje jsou dvě 3 1/2" jednotky, pomocí nichž lze změřená a zpracovaná data uložit na diskety. Výsledky je možno též zaznamenat na plotteru nebo prostřednictvím hardcopy na tiskárně.

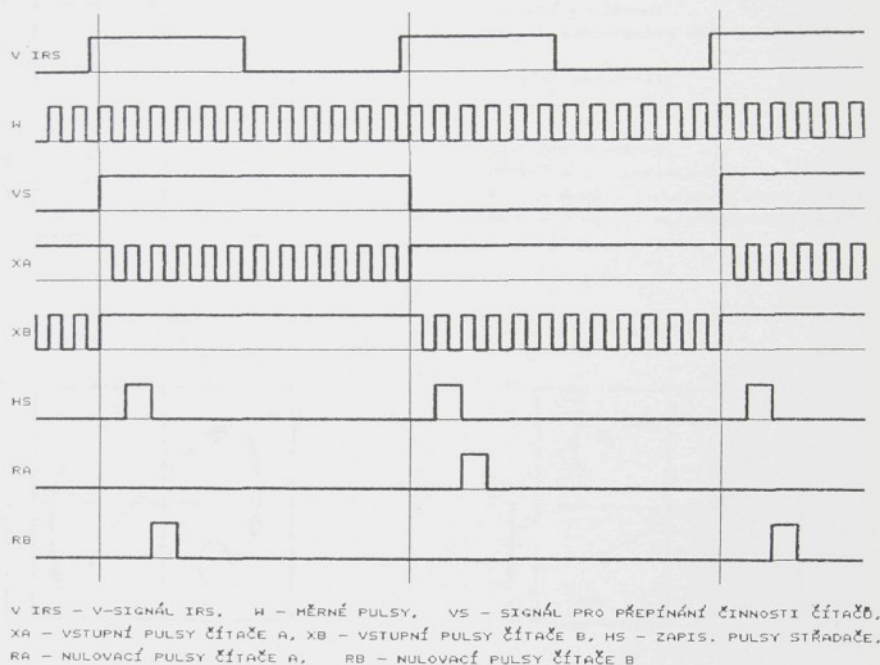
6.3 Popis funkce přístroje DMU II

Na obr. 6.6 je blokově nakresleno zapojení základní části digitálního měřiče úhlové rychlosti DMU II. Přístroj je opět dvoukanalový, přičemž vstupy obou kanálů je možno propojit a připojit tak na jeden IRS. Základem každého kanálu DMU II je dvojice stejných dvanáctibitových čítačů měrných impulsů. Činnost těchto čítačů spočívá v tom, že střídavě jeden z čítačů čítá pulsy z generátoru měrných impulsů, zatímco druhý předává načítanou hodnotu předchozího měření do střadače a následně se nuluje. Záměna činnosti obou čítačů je řízena impulsy V-signálu IRS. Výstup čítačů je přiveden na vstup střadače přes přepínač, jehož činnost je spolu s generováním zapisovacího pulsu střadače a nulováním jednotlivých čítačů řízena synchronním sekvencním řídicím obvodem. Hodinová frekvence tohoto obvodu je shodná s frekvencí měrných impulsů. Touto frekvencí jsou synchronizovány i všechny signály z IRS, které jsou navíc před synchronizací tvarovány ve Schmittových klopných obvodech. Délka měrných impulsů je volitelná v osmi stupních od 100 ns po dvojnásobcích do 12,8 μ s a je odvozena z frekvence 10 MHz vnitřního generátoru DMU II. Frekvenci impulsů V-signálu IRS je možno v asynchronním děliči kmitočtu dělit v deseti stupních v poměru 1:1



Obr. 6.6. Blokové schéma zapojení základní části jednoho kanálu DMU II.

až 1:10 a tak měřit časový interval přes zvolený počet vstupních impulsů IRS.



Obr. 6.7. Časové průběhy signálů řídícího obvodu.

Sekvence jednotlivých signálů řídícího obvodu je znázorněna na obr. 6.7 a odpovídající mapa stavů a přechodů na obr. 6.8. Výhodou tohoto řešení je bezextrátové čtení měrných impulsů, kdy součet načítaných pulsů v jednotlivých časových intervalech je při určitém úhlu otočení hřídele IRS roven počtu měrných impulsů, odpovídajících tomuto úhlu. Je-li tedy každý interval Δt_q měřen s chybou 1 digit, je časový interval y pulsů, daný součtem jednotlivých intervalů $\sum_{q=1}^y \Delta t_q$, zatřesen opět

pouze chybou 1 digit a nikoliv y digit, ke které by docházelo, kdyby časové intervaly byly měřeny bez vzájemné vazby.



Vstupní proměnné:

VS ... synchronizovaný V-signal IRS

Vnitřní proměnné:

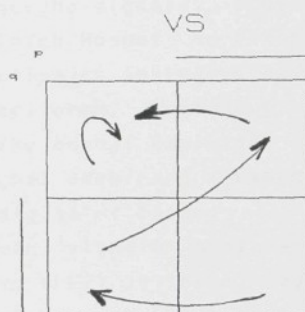
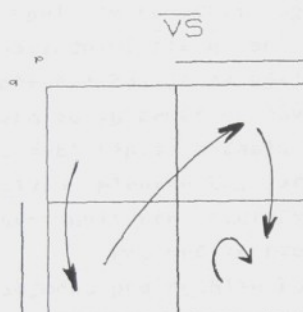
p, q

Výstupní proměnné:

HS = $\overline{p} q$... zapisovací puls střadače

RA = $p \overline{q} VS$... nulovací puls čítače A

RB = $p \overline{q} \overline{VS}$... nulovací puls čítače B



Obr. 6.8. Mapy stavů a přechodů sekvenčního řídícího obvodu.

Smysl otáčení hřídele IRS je testován vzájemnou úrovní V a G-signalů. Při jednom směru otáčení je hodnota ze střadače přenesena na výstup přístroje v přímém kódu jako kladná, v opačném směru otáčení invertovaná jako záporná. Invertovaný údaj nahrazuje s chybou nejnižšího řádu zápornou hodnotu, vyjádřenou ve dvojkovém doplňku. Tato chyba je daná za jednoduchost zapojení obvodu pro získání záporné hodnoty a při následném číselném zpracování údajů ji lze eliminovat.

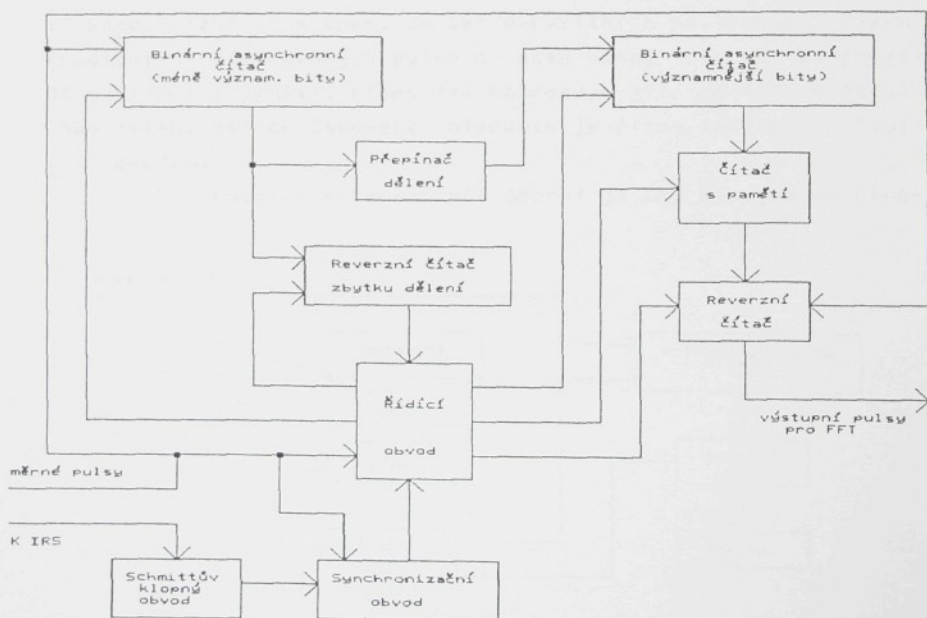
Vzhledem k tomu, že analyzátor SE 2570, který je pro měřicí systém k dispozici, obsahuje pouze měřicí kanály s analogovým vstupem, je nutné převést digitální tvar měřených časových intervalů na analogový signál. K tomu účelu jsou oba kanály DMU II vybaveny 12-bitovými D/A převodníky, jejichž digitál-

ní vstupy jsou z důvodu možného rušení analogových výstupů optoelektricky odděleny od výstupů střadačů. D/A převodník pracuje v bipolárním režimu, smysl otáčení je tedy rozlišen polaritou výstupního napětí. Protože záporná hodnota není do převodníku zadávána jako dvojkový doplněk, nýbrž pouze jako bitová negace, bude výstupní signál D/A převodníku mít teoreticky dvojí hodnotu pro nulu při rozdílném směru otáčení hřídele IRS, lišící se o nejmenší napěťový krok převodníku. Nejmenší chyby při měření se dosáhne, nastaví-li se potenciál výstupu převodníku na hodnotu $+1/2$ minimálního napěťového kroku pro "kladnou" a $-1/2$ kroku pro "zápornou" nulu. Aby nedocházelo k nežádoucím impulsním poruchám výstupního analogového signálu, způsobeným hazardními stavy při změnách digitálních hodnot na vstupu D/A převodníku, je za výstup převodníku připojen analogový spínač a analogový paměťový obvod tvořený kapacitorem. Analogový spínač v době zápisu hodnoty do D/A převodníku odpojí kapacitor od výstupu převodníku, takže výstupní signál odebíraný z kapacitoru není ovlivněn komutačními změnami v digitální části.

Pro určité úkony při zpracování signálů analyzátozem, zejména pro rychlou Fourierovu analýzu (FFT) je třeba, aby počet vzorků za opakující se cyklus sledovaného děje, byl roven hodnotě 2^q , kde q je celé kladné číslo. V praxi to bývá nejčastěji 512, 1024, 2048 nebo 4096 vzorků. Protože cyklus odpovídá zpravidla jedné otáčce nebo celistvému počtu otáček poháněcího hřídele, je požadováno, aby IRS vzorkující měřený signál, měl právě toto dělení. Zde nastávají potíže jednak v tom, že IRS s požadovaným dělením nebývá obvykle k dispozici, jednak, že FFT analýza signálu vzorkovaném IRS nezahrnuje nerovnoměrnost otáčení poháněcího hřídele. Jednou z možností, jak tento nedostatek odstranit, je vybavit DMU II obvodem, který využívá nulového znaku IRS a který generuje dle předvolby požadovaný počet rovnoměrně rozdělených pulsů za jednu, příp. více otáček (u dějů s víceotáčkovou periodou). Počet lze nastavit opět předvolbou. Jsou-li takto generované pulsy přivedeny na vstup externí časové základny analyzátoru, je možno provádět přesnou analýzu signálů, jejichž perioda je odvozena od otáčení hřídele. Takový obvod lze realizovat na bázi fázového závěsu nebo rychlých čítačů. Z hlediska dynamiky obvodu je druhé řešení výhodnější.

Princip dělení časového intervalu spočívá v generování pulsů, jejichž délka je požadovaným dílem celého intervalu. Generování pulsů na bázi rychlých čítačů se provádí v následujícím intervalu na základě změřené délky předchozího časového intervalu. Např. při dělení 1024 dílů na otáčku bude generováno 1024 pulsů s délkou pulsu $1/1024$ intervalu mezi dvěma impulsy nulového znaku IRS vždy se zpožděním jedné otáčky. Přesného dělení lze docílit pouze při ustáleném periodicky se opakujícím ději, kdy se délka periody nemění. Při skokové změně délky intervalu je ale přesné dělení obnoveno tímto obvodem velmi rychle, nejpozději po proběhnutí jedné periody.

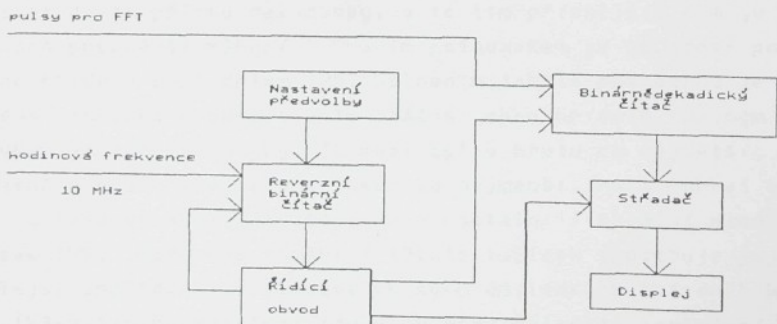
Blokové schéma obvodu pro dělení časového intervalu je na obr. 6.9. Základem je 24-bitový binární asynchronní čítač, rozdělený na dvě 12-bitové sekce. Tímto čítačem je měrnými impulsy načítána délka intervalu periody. Hodnota načítaná v sekci s významnějšími bity je $1/4096$ délky periody, neboť každý



Obr. 6.9. Blokové schéma zapojení obvodu pro dělení časového intervalu.

posun směrem k významnějšímu bitu znamená dělení dvěma a celkový posun o 12 bitů tedy dělení 4096. Údaj z této sekce je přenesen přes střadač na vstupy předvolby reverzního dvanáctibitového čítače, který opakujícím se zpětným čítáním měrných intervalů generuje požadované pulsy. V sekci s méně významnými bity je zbytek dělení. Tato sekce je doplněna přepínačem, kde je možno předvolbou zkrátit čítání z 12 na 11, 10 a 9 bitů a tím změnit dělení intervalu na 2048, 1024 a 512 kroků. Aby nevznikala chyba v dělení intervalu vlivem zbytku, je délka počtu generovaných impulsů, který se rovná hodnotě zbytku dělení, prodloužena o jeden měrný interval. Délka všech generovaných impulsů není tak úplně stejná, ale vzniklá chyba je zanedbatelná, zvolí-li se délka měrného intervalu mnohem kratší nežli je délka těchto pulsů. Přesný celistvý počet pulsů dělicích intervalů umožňuje rovnoměrné vzorkování periodického signálu a tím docílení dokonalé návaznosti bez nespojitostí počátku a konce průběhu FFT analyzovaného signálu. To umožňuje získat i při použití pravoúhlého okna spektrum bez parazitních postranních pásem. Prodloužení generovaných pulsů o jeden měrný interval se provádí v čítači s pamětí, který tak nahrazuje již zmíněný střadač. Chod celého děliče časového intervalu je řízen sekvenčním řídicím obvodem.

Pro rychlou kontrolu při měření je DMU II vybaven obvo-



Obr. 6.10. Blokové schéma zapojení obvodu pro zobrazování střední hodnoty otáček.

dem, který zobrazuje na displeji v určitých intervalech střední hodnotu otáček. Obvod složený ze dvou čítačů, střadače, zobrazovače a řídicího obvodu čítá v jednom z čítačů v BCD kódu impulsy generované děličem časového intervalu pro FFT analýzu. Časový interval, po který jsou impulsy čítány je vytvářen zpětným čítáním hodinových pulsů do nulové hodnoty binárním čítačem s předvolbou. Pomocí předvolby je nastavena délka intervalu čítání v závislosti na předvolbách obvodu děliče časového intervalu tak, aby počet načítaných impulsů byl číselně roven hodnotě otáček hřídele IRS za minutu. Po ukončení každého čítání je údaj z BCD čítače přenesen do střadače, na jehož výstup je připojen čtyřmístný displej zobrazující velikost otáček za minutu. Řídicí obvod ovládá přenos dat do střadače, následně nulování BCD čítače a nastavení předvolby binárního čítače po jeho ukončeném čítání nulovou hodnotou. Blokové schéma tohoto obvodu je na obr. 6.10.

6.4 Požadavky na spojení IRS s poháněcím hřídelem

Jedním z důležitých faktorů ovlivňujících výsledky měření provedených s IRS, je spojení IRS s poháněcím hřídelem. Nemá-li být měření zatíženo větší chybou, musí toto spojení splňovat dosti přísné požadavky, a to tím přísnější, čím je požadováno přesnější měření. Prvním požadavkem je souosost poháněcího hřídele s hřídelem IRS. Splněním tohoto požadavku je zajištěna statická shodnost úhlu otáčení obou hřídelů. Druhým požadavkem je tuhost spojky. Ta musí být v krutu co největší, ale současně v ohybu a v tahu (tlaku) co nejmenší. Malá tuhost v ohybu a tahu (tlaku) zaručují malé radiální i axiální namáhání ložisek IRS. Nadměrné namáhání těchto ložisek způsobuje jejich rychlejší opotřebení, což vede ve svém důsledku k "házení" hřídele IRS a tím ke zvětšení chyby v pravidelnosti rozložení impulsů. Moment setrvačnosti rotoru IRS spolu s torzní tuhostí spojky vytváří kmitavou soustavu, která se může nepříznivě projevit při dynamických měřeních. Z hlediska měření je požadováno, aby vlastní frekvence kmitání f_0 této soustavy, daná známým

vztahem (6.2), byla vyšší nežli nejvyšší měřená frekvence.

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{I}} \quad (6.2)$$

Ve vztahu (6.2) je c torzní tuhost spojky, I moment setrvačnosti rotoru IRS. Ze vztahu vyplývá, že k dosažení co nejvyšší vlastní frekvence kmitání je třeba vysoká torzní tuhost spojky a malý moment setrvačnosti rotoru IRS. Pro méně náročná měření lze použít místo spojky krátkou převlečnou hadičku s pokud možno velkou torzní tuhostí, pro přesná měření je nutná speciální vlnovcová spojka, jejíž vyobrazení je na obr. 6.11. S touto spojkou je možno dosáhnout vlastní frekvence 600-1000 Hz, dle použitého IRS, což ve většině případů měření na strojích vyhovuje.



Obr. 6.11. Vlnovcová spojka pro spojení IRS s hřídelem stroje.

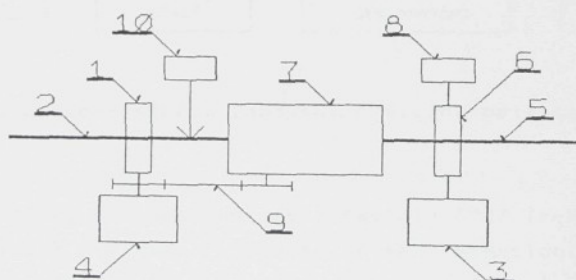
Popsaný měřicí systém lze využít též v regulační technice při sledování dynamického chování některých regulovaných soustav. Využitím obou kanálů se dají zjišťovat jak odezvy soustav na jednotkový skok, tak frekvenční charakteristiky. Zvláště výhodné je tímto měřicím systémem sledovat chování servopohonů, kde regulovanou veličinou jsou otáčky, tedy úhlová rychlost, kterou je měřicí systém schopen přímo velmi přesně určit a případně dále zpracovat, např. integrováním vypočítat průběh úhlu otáčení nebo derivováním úhlové zrychlení.

Další informace o systému pro měření mechanických veličin v závislosti na úhlu otočení rotačního členu mechanismu a digitálním měření okamžitých hodnot úhlové rychlosti na základě zpracování signálů IRS je možno nalézt v [19,22,23,24,25,26,27].

7.0 Použití IRS pro řízení servopohonu u protahovacích strojů

U mnoha technologických zařízení, u nichž je nutné během chodu řídit otáčky pohonné jednotky v závislosti na změně vstupních a výstupních veličin a měnících se parametřů zařízení, se používají servopohony. Tyto servopohony plní funkci "elektrického" hřídele, převodovky nebo variátoru, t.j. jejich otáčky jsou závislé na otáčkách řídicího rotačního členu. Poměr otáček servopohonu k řídicím otáčkám bývá buď konstantní, jsou-li otáčky řízeného technologického zařízení závislé pouze na otáčkách řídicího rotačního členu, nebo proměnný, vstupují-li do řízení další veličiny. V praxi se často vyskytuje případ, kdy se otáčky servopohonu mění přímo či nepřímo úměrně s těmito dalšími řídicími veličinami.

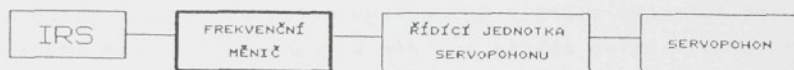
Jedním z příkladů jsou protahovací stroje v textilním



Obr. 7.1. Funkční schéma protahovacího stroje.

- 1 - vstupní podávací válec, 2 - vstupní pramen,
- 3 - řídicí motor, 4 - servopohon, 5 - výstupní pramen,
- 6 - výstupní válec, 7 - protahovací komora, 8 - IRS,
- 9 - náhon válců protah. komory, 10 - snímač vstupní hmotnosti.

průmyslu. Funkční schéma takového stroje je na obr. 7.1. Otáčky vstupního podávacího válce (1) jsou závislé jednak na odtahové rychlosti dané průměrem výstupního válce (6) a otáčkami řídicího motoru (3), jednak jsou přímo úměrné požadované hmotnosti výstupního (5), a nepřímo úměrné hmotnosti vstupního (2) bavlenného pramene. Plynulé řízení otáček vstupního válce (1) a otáček válců protahovací komory (7) servohonem (4) umožňuje přesné sledování úhlu otáčení řídicího motoru (3), snímaného IRS (8), sledování vstupní hmotnosti, měřené snímačem hmotnosti pramene (10) a výstupní hmotnosti, zadané obsluhou stroje, a zajišťuje tak požadovanou rovnoměrnou hmotnost výstupního pramene. K takovému řízení nestačí pouhý regulátor otáček, neboť samotný otáčkový regulátor požadavek přesného sledování úhlu, zejména při rozběhu a zastavení stroje, není schopen zajistit. Navíc u otáčkových regulátorů může nastat problém s klidovým otáčkovým offsetem, který způsobuje pěchování nebo přetrhy pramene v protahovací komoře. Tyto nedostatky může odstranit právě servopohon, u něhož je regulace úhlu otáčení prováděna nadřazeným polohovým regulátorem [7].



Obr. 7.2. Blokové schéma zapojení řídicího řetězce servopohonu.

Otáčky servopohonu se zpravidla řídí frekvencí snímače připojeného k řídicímu rotačnímu členu technologického zařízení, přičemž řídicí frekvence je úměrná otáčkám tohoto rotačního členu. Jestliže jsou otáčky servopohonu závislé ještě na dalších veličinách, je třeba řídicí frekvenci snímače dále měnit, což lze provést ve speciálně konstruovaném frekvenčním měniči zařazeném mezi snímač otáček řídicího členu a řídicí jednotku servopohonu viz obr. 7.2. Činnost takového měniče může být založena buď na principu převodu vstupní frekvence na napětí, které se analogově zpracuje a napěťově řízeným oscilátorem pře-

vede opět na frekvenci, nebo se digitálně určí pomocí rychlého čítače délka vstupních pulsů a na základě přepočtu změny dle dalších veličin se vygenerují výstupní pulsy.

Frekvenční měnič založený na analogovém principu není vhodný z důvodu velké složitosti a malé přesnosti při zpracování napěťového signálu. Potíže s přesností mohou vzniknout zejména u nelineárních operací, které jsou realizovány analogovými násobičkami a děličkami.

Měnič na bázi rychlého čítače generuje pulsy se střídou 1:1 a s dobou periody odpovídající periodě frekvence snímače řídicího rotačního členu úměrně zkracované nebo prodlužované dle velikosti signálů dalších řídicích veličin. Nevýhodou tohoto měniče je poměrně složité zapojení elektronických obvodů a nespolehlivost v oblasti nízkých otáček, kde hodnota intervalu periody může překročit rozsah čítače, což se projeví chybou při rozběhu a zastavení servopohonu. Dalším nedostatkem je zpoždění, s kterým měnič reaguje na změny otáček řídicího pohonu, protože k výpočtu následující periody výstupní frekvence potřebuje znát předchozí časový interval periody vstupní frekvence.

Jiný způsob řízení otáček, který odstraňuje nedostatky obou uvedených principů, je ovládání servopohonu nerovnoměrným tokem pulsů, kdy délka pulsů výstupního signálu odpovídá periodě vstupní řídicí frekvence a mění se střída pulsů. Tento způsob řízení bude dále popsán.

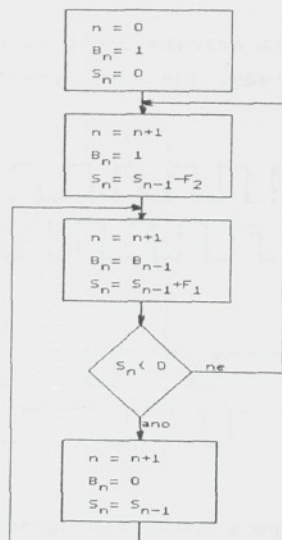
7.1 Měnič frekvence generující nerovnoměrný tok pulsů

Pro častý případ, kdy otáčky n_2 servopohonu závisí jednak na otáčkách n_1 řídicího rotačního členu, jednak přímo úměrně na řídicí veličině F_1 a nepřímo úměrně na další řídicí veličině F_2 , lze napsat vztah:

$$n_2 = \frac{F_1}{F_2} n_1 \quad (7.1)$$

Proměnné veličiny F_1 a F_2 jsou vyjádřené jako celočíselné hodnoty v digitálním tvaru. Otáčení řídícího hřídele se snímá impulsním snímačem, kterým bývá zpravidla IRS. Při poměru F_1/F_2 rovném jedné sleduje servopohon otáčení řídícího členu, přičemž úhel otočení hřídele servopohonu za časovou jednotku odpovídá součinu frekvence pulsů IRS a úhlu $\frac{2\pi}{i}$, kde i je generovaný počet impulsů za otáčku tohoto snímače. Je-li požadováno, aby otáčky servopohonu byly řízeny proměnnými veličinami F_1 a F_2 podle vztahu (7.1), musí být mezi IRS a řídící jednotku servopohonu zařazen měnič frekvence, který tok pulsů z IRS dle tohoto vztahu upraví.

Pro poměr $F_1/F_2 \leq 1$ lze měnič frekvence realizovat obvodem, který se vyznačuje tím, že z každého počtu F_2 vstupních pulsů IRS obvod propustí do řídící jednotky servopohonu číselně

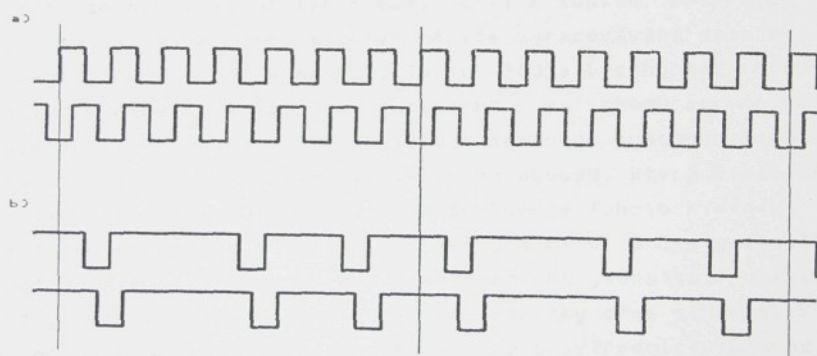


Obr. 7.3. Vývojový diagram řízení měniče frekvence generujícího nerovnoměrný tok pulsů.

pouze F_1 impulsů rozdělených tak, aby nerovnoměrnost jejich výstupního toku byla minimální. Jednoduchý algoritmus podle něhož obvod pracuje je znázorněn vývojovým diagramem na obr. 7.3. Propustnost hradla blokujícího průchod pulsů z IRS do jednotky servopohonu je v diagramu označena výstupní veličinou B_n , kde index n značí průběžné číslo přiřazené každé změně úrovně impulsů snímače. Je-li $B_n=1$, hradlo pulsy do řídicí jednotky servopohonu propouští, při $B_n=0$ je propustnost hradla blokována. Veličina S_n vytváří v algoritmu pomocné součty, podle nichž se výpočet větví.

Na obr. 7.4 je graficky znázorněn příklad toku impulsů pro poměr $F_1/F_2 = 3 : 7$. Na obr. 7.4a) je časový průběh dvou řad vzájemně fázově posunutých vstupních pulsů IRS, na obr. 7.4b) tok výstupních impulsů řídicích servopohon, vytvořený dle algoritmu. Druhá řada pulsů slouží pro rozlišení smyslu otáčení. Tyto pulsy vstupují do řídicí jednotky a řídí otáčky servopohonu.

Obvod pracující dle uvedeného algoritmu lze snadno realizovat mikroprocesorem, nebo pro vyšší frekvence impulsů, kde



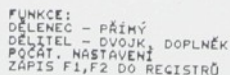
Obr. 7.4. Časové průběhy vstupních a výstupních impulsů měniče frekvence generujícího nerovnoměrný tok pulsů.

a) vstupní impulsy IRS

b) výstupní impulsy pro $F_1/F_2 = 3 : 7$

mikroprocesor svou rychlostí již nestačí, může být sestaven z běžně dostupných číslicových obvodů. Liniové schéma takto sestaveného obvodu měniče je na obr. 7.5. Obvod měniče tvoří přídavný modul mikropočítače MCS-52, řídicího chodu uvedeného protahovacího stroje. Ke sběrnici mikropočítače je připojen přes konektor (X1). Na vstup (CN1) tohoto modulu je připojen IRS, výstupní signál (z CN2) ovládá řídicí jednotku servopohonu 9200 firmy LENZE. Měníč obsahuje dekodér adres (U1), datový registr (U2, U3, U4), aritmetickologickou jednotku (U5, U6, U7), střadač (U8, U9), synchronizační obvod (U14), hradlovací obvod (polovina U11 a hradla U10A a U10B), hodinový obvod (polovina U11 a polovina U12) a řídicí sekvenční obvod (U13, hradlo U10C). Dekodér adres vybírá při zápisu dat z mikropočítače jednu ze čtyř sekcí datového registru R1, R2, R3, R4. Číselné hodnoty dat F_1 jsou ukládány do sekcí R1 nebo R3, hodnoty F_2 do sekcí R2 nebo R4 ve dvojkovém doplňku, kvůli následnému snadnému zpracování v aritmetické jednotce. Údaje hodnot F_1 a F_2 jsou z mikropočítače do modulu měniče zapsány v těsném sledu za sebou a to tak, že je záznam učiněn buď do registrů R1 a R2, nebo do registrů R3 a R4. Zápis je ukončen instrukcí přes adresní dekodér do synchronizačního obvodu. Ten řídí komutaci dvojice registrů do nichž se má zapisovat. Je-li k zápisu připraven pár registrů R1 a R2, jsou modulem měniče zpracovávána data dvojice registrů R3 a R4 a naopak. To umožňuje bezchybnou činnost modulu měniče při změnách parametrů i za chodu servopohonu. Synchronizační obvod navíc zajišťuje správnou synchronizaci komutace registrů s činností sekvenčního obvodu, který řídí funkci všech obvodů modulu. Hodinová frekvence tohoto řídicího sekvenčního obvodu je odvozena od změn úrovně V- a G-signalů IRS. Výpočty dle algoritmu provádí aritmetická jednotka, výstupní součty jsou přenášeny na vstup této jednotky přes střadač. Signál přenosu aritmetické jednotky ovládá prostřednictvím hradlovacího obvodu průchodnost V- a G-signalů IRS do řídicí jednotky servopohonu. Do počátečního stavu je modul uveden signálem mikropočítače přes adresní dekodér.

Popsaný způsob řešení umožňuje během chodu zařízení poměrně jednoduše a rychle měnit otáčky servopohonu. Hradlováním impulsů snímače, který řídí otáčky, dochází ale k nerovnoměr-



Obr. 7.5. Liniové schéma obvodu měniče.

nosti otáčení magnetického pole unášejícího rotor motoru servopohonu. Tato nerovnoměrnost se může projevit na časovém průběhu úhlové rychlosti hřídele servopohonu a může mít negativní vliv na chod připojeného technologického zařízení. K posouzení vlivu nerovnoměrného toku pulsů ovládacích servopohon na dynamiku výstupu je proto nutné provést rozbor a porovnat chování výstupu servopohonu při jeho buzení klasickým způsobem, t.j. časově rovnoměrnou posloupností pulsů se střídou 1:1 a nerovnoměrným tokem, generovaným obvodem sestaveným a pracujícím na základě uvedeného algoritmu.

7.2 Analýza vlivu nerovnoměrnosti toku pulsů na dynamiku chodu servopohonu

Provedení rozboru pro obecný případ pohonu technologického zařízení je značně obtížné, neboť toto zařízení může během otáčky, případně během několika otáček odpovídajících pracovnímu cyklu stroje, měnit velikost točivého momentu. Nejjednodušší se proto zdá být řešení problému pro nezatížený servopohon s následnou úvahou, jak mohou být výsledky tohoto řešení ovlivněny zatížením od připojeného technologického zařízení.

Pro pohyb rotoru nezatíženého motoru servopohonu lze za určitých zjednodušujících předpokladů, zejména při zanedbání časových konstant elektrických obvodů, vlivu dalších zpětných vazeb servopohonu a nelinearity silových účinků magnetického pole, napsat diferenciální rovnici:

$$I \frac{d^2 \varphi}{dt^2} + b \frac{d\varphi}{dt} + c \cdot \varphi = c \cdot \varphi(t) \quad (7.2)$$

Kde je I moment setrvačnosti rotoru,
 b tlumení rotoru,
 c konstanta "tuhosti" magnetického pole,
 φ úhel otočení rotoru,
 $\varphi(t)$ časová funkce úhlu otáčení magnetického pole.

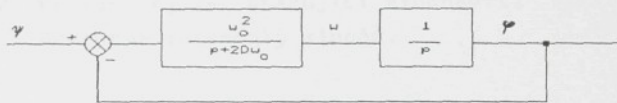
Úpravou vztahu (7.2) lze získat rovnici:

$$\frac{d^2 \Psi}{dt^2} + 2 D \omega_0 \frac{d\Psi}{dt} + \omega_0^2 \Psi = \omega_0^2 \Psi(t) \quad (7.3)$$

kde je ω_0 vlastní úhlová frekvence kmitání rotoru v magnetickém poli ($\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{I}}$),

$$D \text{ činitel útlumu } (D = \frac{b}{2I\omega_0})$$

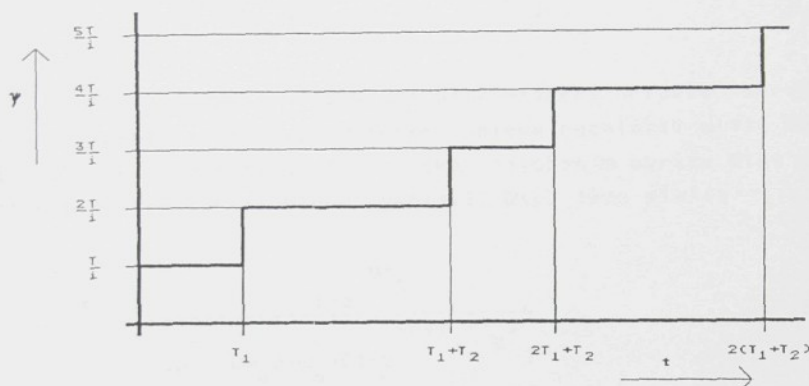
Tato rovnici odpovídá chování jednoduchého lineárního servopohonu, jehož blokové schéma je na obr. 7.6.



Obr. 7.6. Blokové schéma jednoduchého lineárního servopohonu.

Časovou funkci $\Psi(t)$ lze za uvedených zjednodušujících předpokladů považovat za stupňovitou, kdy každý stupeň této funkce je vyvolán pulsem na vstupu řídicí jednotky a kde velikost každého stupně odpovídá elementárnímu úhlu otočení rotoru. Jestliže je třeba k otočení hřídele servopohonu o jednu otáčku 2π změnit úroveň impulsů na vstupu řídicí jednotky, je elementární úhel otočení roven $\frac{\pi}{i}$ radiánů. Každému budícímu pulsu odpovídá tedy skokové otočení magnetického pole statoru, do něhož je vtahováno pole rotoru servopohonu. Je-li posloupnost budících pulsů rovnoměrná, je časový interval jednotlivých stupňů funkce stejný, při nerovnoměrném sledu pulsů je doba trvání jednotlivých pulsů různá. Pro uvažovaný rozbor byla zvolena periodicky

se opakující stupňovitá funkce se dvěma časovými intervaly stupňů dle obr. 7.7. Na tuto funkci lze v úsecích převést



Obr. 7.7. Periodicky se opakující stupňovitá funkce se dvěma časovými intervaly stupňů.

všechny funkce generované popsaným algoritmem a lze tedy pomocí ní řešit z hlediska nerovnoměrnosti buzení nejhorší případ. Řešení rovnice (7.3) s takto zadanou funkcí $\Psi(t)$ je nejvhodnější provést pomocí Laplaceovy transformace. Zavedením obrazů při nulových počátečních hodnotách $\Psi(0)=0$, $\Psi'(0)=0$ přejde rovnice (7.3) na tvar:

$$p^2 \Phi(p) + 2Dw_0 p \Phi(p) + w_0^2 \Phi(p) = \frac{\pi}{i} w_0^2 \frac{1 + e^{-pT_1}}{p[1 - e^{-p(T_1+T_2)}]}, \quad (7.4)$$

Kde p je operátor a výraz na pravé straně rovnice (7.4) představuje Laplaceův obraz stupňovité funkce zobrazené na obr. 7.7 násobený konstantou w_0^2 .

Z rovnice (7.4) lze snadno vypočítat $\Phi(p)$:

$$\Phi(p) = \frac{\pi}{i} w_0^2 \frac{1 + e^{-pT_1}}{p(p^2 + 2Dw_0 p + w_0^2)[1 - e^{-p(T_1 + T_2)}]} \quad (7.5)$$

Pro posouzení nerovnoměrnosti otáčení hřídele servopohonu je třeba znát časovou funkci úhlové rychlosti $w(t)$. Obraz této úhlové rychlosti $\Omega(p)$ se získá násobením obrazu $\Phi(p)$ operátorem p . Pro obraz úhlové rychlosti $\Omega(p)$ tedy platí:

$$\Omega(p) = \frac{\pi}{i} w_0^2 \frac{1 + e^{-pT_1}}{(p^2 + 2Dw_0 p + w_0^2)[1 - e^{-p(T_1 + T_2)}]} \quad (7.6)$$

Originální funkce $w(t)$ se získá zpětnou transformací vztahu (7.6):

$$w(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} \frac{\pi}{i} w_0^2 \frac{(1 + e^{-pT_1}) e^{pt}}{(p^2 + 2Dw_0 p + w_0^2)[1 - e^{-p(T_1 + T_2)}]} dp, \quad (7.7)$$

kde je j imaginární jednotka.

Výraz na pravé straně vztahu (7.7) se vypočte jako součet residuí pólů integrované funkce. Póly této funkce jsou:

a) $p_p = \frac{2\pi qj}{T_1 + T_2}$, kde q jsou celá čísla v intervalu $(-\infty; \infty)$

b) $p_{h1} = -Dw_0 + jw_0 \sqrt{1 - D^2}$

$p_{h2} = -Dw_0 - jw_0 \sqrt{1 - D^2}$

Při výpočtu pólů p_{h1} a p_{h2} se vychází z předpokladu, že úhlová rychlost hřídele rotoru nezatřženého servopohonu má charakter tlumených kmitů a činitel útlumu D je tudíž menší než jedna. Residua pólů p_p vytvářejí Fourierův rozvoj a jejich součet zřejmě představuje partikulární řešení rovnice, t.j. $w_p(t)$ ustáleného stavu, součet residuí pólů p_{h1} a p_{h2} obecné řešení rovnice, kde funkce $w_h(t)$ je funkcí přechodového jevu.

Funkce $w_p(t)$ se vypočte:

$$w_p(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \text{res} \left[\frac{\pi}{i} w_o^2 \frac{(1+e^{-pT_1}) e^{pt}}{(p^2 + 2Dw_o p + w_o^2) [1 - e^{-p(T_1+T_2)}]} \right]_{p = \frac{2\pi qj}{T_1+T_2}} \quad (7.8)$$

Zavede-li se střední úhlová rychlost otáčení rotoru $w_s = \frac{2\pi}{i(T_1+T_2)}$, poměr mezi časovými intervaly $\gamma = \frac{T_2}{T_1}$ vyjadřující nerovnoměrnost toku budících impulsů a činitel $k = i \frac{w_s}{w_o}$ určující poměr budící frekvence k frekvenci vlastních kmitů, vyjde výpočtem a matematickými úpravami pro $w_p(t)$ výraz:

$$w_p(t) = w_s \left[1 + 2 \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi q}{1+\gamma}}{\sqrt{(1-k^2 q^2)^2 + 4D^2 k^2 q^2}} \sin (kw_o q t - \alpha_q) \right] \quad (7.9)$$

kde je α_q fázový posuv q -té harmonické budící frekvence.

Pro funkci $w_h(t)$ platí:

$$w_h(t) = \sum_{q=0}^1 \operatorname{res} \left[\frac{\pi}{i} w_0^2 \frac{(1+e^{-pT_1}) e^{pt}}{(p^2 + 2Dw_0 p + w_0^2) [1 - e^{-p(T_1+T_2)}]} \right]_{p=p_q}, \quad (7.10)$$

kde $p_q = -Dw_0 + (-1)^q jw_0 \sqrt{1-D^2}$.

Účpočtem a matematickými úpravami lze dojít k výsledku:

$$w_h(t) = \frac{\pi w_0}{i} e^{-\frac{\pi D \gamma}{k(1+\gamma)}} \left[\frac{\cosh \frac{2\pi D}{k(1+\gamma)} + \cos \frac{2\pi}{k(1+\gamma)} \sqrt{1-D^2}}{(1-D^2) \left(\cosh \frac{2\pi D}{k} - \cos \frac{2\pi}{k} \sqrt{1-D^2} \right)} \right] \cdot e^{-Dw_0 t} \sin \left(w_0 \sqrt{1-D^2} t - \theta \right), \quad (7.11)$$

kde je θ fázové posunutí.

Výsledná funkce $w(t)$ je dána součtem partikulárního a obecného řešení:

$$w(t) = w_p(t) + w_h(t) \quad (7.12)$$

Tato funkce vyjadřuje v podstatě odezvu úhlové rychlosti rotoru servopohonu na skokovou změnu úhlové rychlosti řídicího členu, t.j. skokové připojení frekvence na vstup řídicí jednotky servopohonu.

V přechodové fázi bude rotor servopohonu tlumeně kmitat

frekvencí $f = \frac{w_0 \sqrt{1-D^2}}{2\pi}$ dle vztahu (7.11). Dle tohoto vztahu bude amplituda kmitání záviset jednak na vlastní frekvenci w_0 a

činiteli útlumu D , t.j. parametrech daných konstrukcí servopohonu, jednak na součiniteli k , který reprezentuje poměr budící frekvence K vlastní frekvenci a činiteli γ , určujícím nerovnoměrnost toku pulsů. Počet impulsů na otáčku u běžně používaných inkrementálních čidel bývá obvykle od 500 výše, takže neuvažujeme-li se provoz servopohonu v extrémně nízkých otáčkách, bude hodnota činitele $k \gg 1$. Čitatel zlomku pod odmocninou ve vztahu (7.11) bude tedy prakticky roven dvěma, bez ohledu na hodnotu γ . Taktéž exponenciální člen obsahující činitel γ bude mít hodnotu blízkou jedné, málo závislou na velikosti tohoto činitele. Z těchto skutečností vyplývá, že amplituda vlastního kmitání při skokové změně úhlové rychlosti servopohonu běžícího v provozní oblasti otáček je jen velmi málo závislá na nerovnoměrnosti toku pulsů, vyjádřené součinitelem γ .

V ustáleném stavu by kolísání úhlové rychlosti rotoru servopohonu mělo mít frekvenci rovnou frekvenci budící, t.zn. k -násobku vlastní frekvence dle vztahu (7.9). Vzhledem k velké hodnotě součinitele k je jmenovatel zlomku již pro základní frekvenci velký a pro vyšší harmonické bude dále růst, z čehož vyplývá, že amplituda kmitání bude malá i pro velké hodnoty γ , kdy čitatel se blíží jednotkové hodnotě. Ve skutečnosti řádově kHz budící frekvence je utlumená indukčnostmi vinutí servopohonu, takže se prakticky vůbec neprojeví.

Cílem výpočtu nebylo stanovit skutečnou velikost amplitudy úhlového kmitání rotoru servopohonu, protože diferenciální rovnice popisující jeho chování byla sestavena na základě zjednodušujících předpokladů, nýbrž pokusit se určit vliv nerovnoměrnosti toku budících impulsů na dynamiku chodu servopohonu. Výpočet ukázal, že dynamické chování servopohonu v přechodovém i ustáleném stavu je v oblasti provozních otáček prakticky na této nerovnoměrnosti nezávislé.

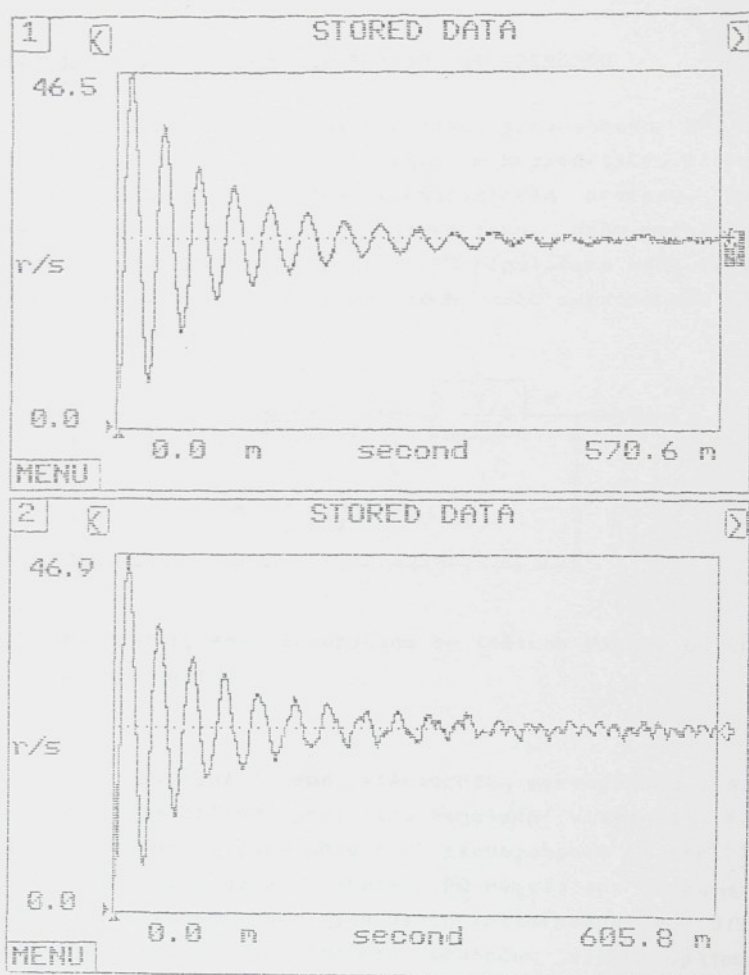
Výsledky teoretických úvah a výpočtů byly ověřovány měřeními na nezátíženém servopohonu řady 9200 fy LENZE při otáčkách v rozmezí od 100 do 2000 min⁻¹ a nerovnoměrnostech toku pulsů vyjádřených součinitelem γ v rozmezí 1 až 15. Měřením se potvrdilo, že nerovnoměrnost toku pulsů řídících chod servopohonu nemá v provozní oblasti otáček podstatnější vliv na dynamické chování, t.zn., že časový průběh úhlové rychlosti rotoru

servopohonu při řízení nerovnoměrným tokem pulsů se prakticky neliší od průběhu při řízení rovnoměrným tokem se střídou 1:1. Rozdíly v amplitudách měřené úhlové rychlosti při stejných ustálených otáčkách a nerovnoměrnostech γ měnících se v rozmezí 1 až 15 nepřekročily hodnotu 3%. Při porovnání průběhů úhlových rychlostí získaných měřením a výpočtem zjednodušeného matematického modelu se ukázalo, že odpovídající si amplitudy se nelišily o více než 9%.

Na obr. 7.8 je záznam jednoho z měření časového průběhu úhlové rychlosti při skokové změně otáček z nuly na 233 min^{-1} , vytvořené simulátorem IRS (popis tohoto simulátoru je v kapitole 9.1). Měření bylo provedeno pomocí IRS připojeného k hřídeli servopohonu LENZE 9200, přístroje DMU II a analyzátoru signálů SE 2570, metodou popsanou v kapitole 6.

Na horní části obrázku 7.8 je zobrazen průběh při rovnoměrném toku pulsů $\gamma=1$, na spodní části je odezva úhlové rychlosti při nerovnoměrném toku pulsů při činiteli $\gamma=15$, čemuž odpovídá poměr $F_1/F_2 = 1/8$. V druhém případě byla tedy při stejných otáčkách servopohonu vstupní frekvence osmkrát vyšší než v prvním. Z porovnání obou záznamů vyplývá, že se vzájemně od sebe příliš neliší, což potvrzuje vývody o tom, že velikost součinitele γ nemá podstatný vliv na dynamické chování servopohonu. Malé kmitání v ustáleném stavu otáček, patrné zejména na spodním obrázku, je způsobeno nastavením zpětné vazby řídicí jednotky servopohonu na hranici vzniku samobuzeného kmitání.

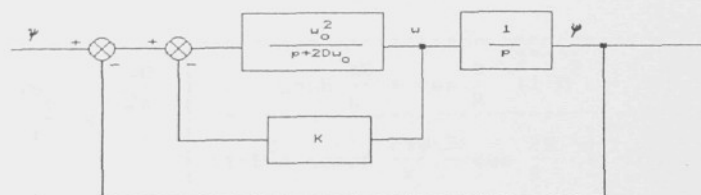
U servopohonu připojeného k technologickému zařízení se zvýší moment setrvačnosti, čímž klesne vlastní frekvence kmitání a zvýší se činitel útlumu D . Pokles vlastní frekvence znamená při stejné budící frekvenci vzrůst součinitele k a tedy níže jak podstatnou změnu ve vlivu činitele γ na velikost amplitudy. Při dostatečném přebytku výkonu by se nemělo projevit na chodu servopohonu ani kolísání zátěže technologického zařízení.



Obr. 7.8. Časová odezva úhlové rychlosti hřídele servopohonu na skokovou změnu řídicí frekvence z nuly na hodnotu odpovídající otáčkám 233 min^{-1} při $\zeta=1$ (horní obr.) a $\zeta=15$ (spodní obr.).

7.3 Omezení překmitů vlastního kmitání servopohonu

Omezit překmity vlastního kmitání servopohonu při změnách otáček, vyvolané řídícím zásahem mikropočítače, které se mohou nepříznivě projevovat v technologickém procesu, lze v podstatě dvojím způsobem, a to elektricky, nebo mechanicky. Elektrické omezení spočívá v použití PD regulátoru nebo zavedení a vhodném nastavení dalších zpětných vazeb servopohonu [7].



Obr. 7.9. Blokové schéma servopohonu se zpětnou vazbou od úhlové rychlosti.

Na obr. 7.9 je blokové schéma jednoduchého servopohonu s další zpětnou vazbou od úhlové rychlosti. Regulační vlastnosti takto zapojeného servopohonu jsou shodné se servopohonem na obr. 7.6, v jehož zpětné vazbě je ale zařazen PD regulátor. U komerčně vyráběných servopohonů jsou tyto vazby instalovány v řídících jednotkách a uživateli je většinou umožněno jejich optimální nastavení. Druhou možností je zařazení tlumiče torzních kmitů do kinematického řetězce pohonu. V obou případech jde o zvětšení činitele útlumu D , který má podstatný vliv na velikost překmitu.

Vliv činitele útlumu na velikost amplitudy překmitu lze pro uvedené řízení jednoduchého servopohonu pomocí IRS odvodit ze vztahu (7.11). Jak již bylo uvedeno, činitel γ nemá podstatný vliv na dynamické chování servopohonu, a proto bude pro

zjednodušení následujících výpočtů bráno $\gamma = 1$. Při odvození vztahu (7.11) ze (7.10) a $\gamma = 1$ vychází pro fázový posun θ :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\sin \frac{\pi}{k} \sqrt{1-D^2}}{e^{-\frac{\pi D}{k}} - \cos \frac{\pi}{k} \sqrt{1-D^2}} \quad (7.13)$$

Pro $k \gg 1$ je možno položit sumu na pravé straně vztahu (7.9) přibližně za rovnou nule a tedy $w_p \doteq w_s$. V čase $t = 0$ je $w = 0$ a podle (7.12) musí platit:

$$w_s \doteq -\frac{w_0}{i} e^{-\frac{\pi D}{2k}} \sqrt{\frac{\cosh \frac{\pi D}{k} + \cos \frac{\pi}{k} \sqrt{1-D^2}}{(1-D^2) (\cosh \frac{2\pi D}{k} - \cos \frac{2\pi}{k} \sqrt{1-D^2})}} \sin \theta \quad (7.14)$$

Dosazením do vztahů (7.11) a (7.12) lze získat pro $w(t)$ jednodušší přibližný výraz:

$$w(t) \doteq w_s \left[1 + \frac{1}{\sin \theta} e^{-D w_0 t} \sin (w_0 \sqrt{1-D^2} t - \theta) \right] \quad (7.15)$$

Aby platil vztah (7.14) musí být $\sin \theta > 0$. Protože však výraz na pravé straně vztahu (7.13) je pro běžné hodnoty součinitelů k a D záporný, bude fázový posun θ zřejmě roven:

$$\theta = \pi + \operatorname{arctg} \frac{\sin \frac{\pi}{k} \sqrt{1-D^2}}{e^{-\frac{\pi D}{k}} - \cos \frac{\pi}{k} \sqrt{1-D^2}} \quad (7.16)$$

Překmit je maximem funkce (7.15). Položením derivace této funkce podle času rovné nule se vypočtou doby, ve kterých funkce dosahuje extrémních hodnot. K překmitu dojde při prvním extrému

funkce, jehož časový okamžik t_m se vypočte:

$$t_m = \frac{\arctg \frac{\sqrt{1-D^2}}{D} + \beta}{\omega_o \sqrt{1-D^2}} \quad (7.17)$$

Úhlová rychlost ω_m bude mít v okamžiku t_m hodnotu:

$$\omega_m = \omega_s \left[1 + \frac{\sqrt{1-D^2}}{\sin \beta} e^{-D\omega_o t_m} \right] \quad (7.18)$$

Relativní velikost amplitudy překmitu δ lze vyjádřit:

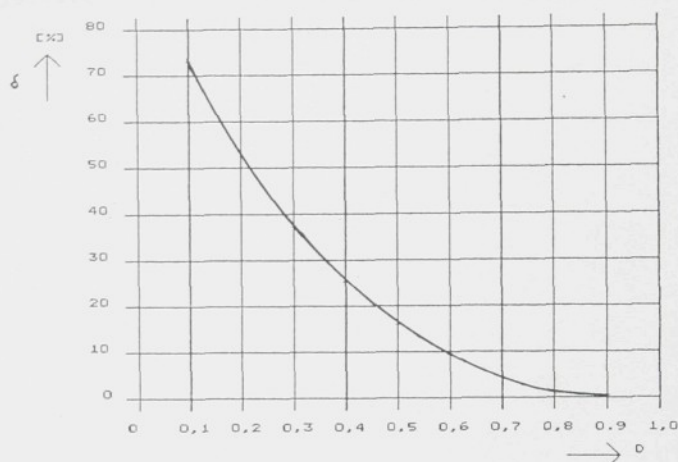
$$\delta = \frac{\omega_m - \omega_s}{\omega_s} \quad (7.19)$$

Dosazením vztahů (7.17) a (7.18) do (7.19) se získá konečný výraz pro δ :

$$\delta = \frac{\sqrt{1-D^2}}{\sin \beta} \exp \left[-\frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \left(\arctg \frac{\sqrt{1-D^2}}{D} + \beta \right) \right] \quad (7.20)$$

Relativní velikost amplitudy překmitu δ je dle (7.16) a (7.20) závislá pouze na činiteli útlumu D a součiniteli k . Pro $k \gg 1$ je možno výpočtem ukázat, že δ závisí převážně na činiteli D , kdežto součinitel k ovlivňuje amplitudu překmitu jen málo. Na obr. 7.10 je graficky znázorněna závislost relativní velikosti amplitudy překmitu δ na činiteli útlumu D pro hodnotu $k = 314$. Z grafu je patrné, že amplituda překmitu se zvětšujícím se tlumením rychle klesá, a že tlumení je tudíž

účinným nástrojem k potlačení překmitů.



Obr. 7.10. Graf závislosti relativní velikosti amplitudy překmitu δ na činiteli útlumu D .

7.4 Závěry z rozboru řízení otáček nerovnoměrným tokem pulsů

Rozbor ukázal a měřením se potvrdilo, že řízení otáček servopohonu nerovnoměrným tokem impulsů, které přicházejí na vstup řídící jednotky, je z hlediska dynamiky chodu tohoto servopohonu v oblasti provozních otáček prakticky rovnocenné s řízením pulsy se střídou 1:1, u kterého by měla být nerovnoměrnost otáček nejmenší. Z toho vyplývá, že funkce připojeného technologického zařízení nebude tímto způsobem řízení nijak negativně ovlivněna.

Nejpodstatnější předností popsaného způsobu řízení je přesné sledování otáček řídícího motoru servopohonem při rozběhu a doběhu technologického zařízení a rychlá odezva na změnu dalších řídících veličin dle vztahu (7.1), zaručující plynulou návaznost technologického procesu zejména při odstávkách zaří-

zení. Omezením je možnost řízení otáček servopohonu maximálně do velikosti otáček řídicího motoru, pokud nelze nastavit řídicí jednotkou převod mezi otáčkami inkrementálního čidla a servopohonu menší nežli jedna.

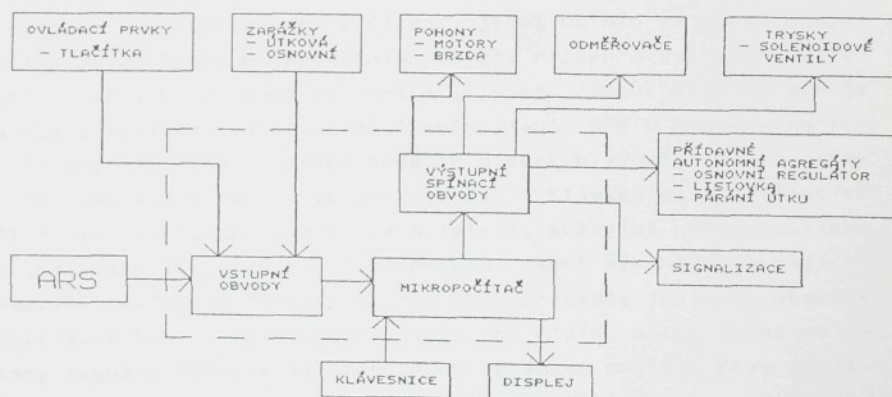
8.0 ARS ve funkci řídícího členu tkacího stavu

Tkáč stavby jsou textilní stroje, vytvářející křížovou vazbu tkaniny. Tkanina je složena ze dvou soustav na sebe kolmých vláken, osnovy a útků. Soustava osnovních vláken se při chodu stavu pomalu odvíjí z osnovního válu, jednotlivá vlákna jsou střídavě v pracovním prostoru stroje vychýlena nad a pod základní rovinu tkaní tak, že je mezi nimi vytvořen prostor - prošlup, kterým je pak prohozen útek. Ten je následně bidlem přiražen k již vyrobené tkanině. V dalším cyklu stroje se proces opakuje s tím rozdílem, že vlákna mění směr vychýlení oproti předchozímu cyklu. Vyrobená tkanina je navíjena na zbožíový vál.

Většina činností agregátů tkacího stavu je odvozena od pohybu a polohy hlavního hnacího hřídele. Kromě kinematických členů poháněných přímo mechanicky hlavním hřídelem, jsou na stavu prvky ovládané elektricky. K řízení jejich funkce je na hnacím hřídeli instalován ARS. Signály tohoto snímače jsou průběžně zpracovávány mikropočítačem a na základě vyhodnocení okamžité polohy hnacího hřídele a údajů dalších čidel je programově ovládána činnost všech elektromechanických prvků. Použití ARS ke snímání úhlu otočení hlavního hřídele u tkacího stavu je vynuceno zejména požadavkem znalosti okamžité polohy bez předchozího průchodu rotoru snímače referenčním bodem a vysokou spolehlivostí údaje snímaného úhlu, jak již bylo zmíněno v kapitole 3.0.

U vzduchových tkáčích stavů jsou hlavními elektricky ovládanými prvky, jejichž funkce je závislá na poloze hnacího hřídele, solenoidové ventily. Pomocí těchto ventilů je řízen rozvod tlakového vzduchu do hlavní a přířukovacích trysek, prohazujících útek prošlupem. Úkolem hlavní trysky je dodat útku

základní prohozní energii. V případě barevné záměny je hlavních trysek více, a jejich počet odpovídá počtu použitých barev. Přifukovací trysky jsou rozmístěny podél prohozního kanálu a jejich činnost spočívá ve vytvoření optimálních podmínek pro průlet útku tímto kanálem. Tlakový vzduch není z ekonomických důvodů přiváděn do trysek po celou dobu prohozu, ale pouze v určitých intervalech, jejichž počátek a konec je odvozen od úhlu natočení hnacího hřídele od základní polohy. Přifukovací trysky jsou sdružovány do sekcí; otevírání a uzavírání solenoidových ventilů jednotlivých sekcí tvoří štafetu, přičemž postupnost signálů ovládajících tyto ventily je možno naprogramovat. Kromě trysek jsou polohou ARS řízeny i některé další agregáty jako odměřovače, listovka apod. Signály ARS jsou dále využívány k testování polohy, ve které se nachází hnací hřídel v okamžiku doletu útku. Pomocí údaje tohoto testu lze ručně nebo automaticky optimalizovat prohoz útku změnou parametrů prohozní soustavy, např. změnou časování rozvodu vzduchu do jednotlivých trysek. V případě nedoletu útku nebo doletu mimo vymezený interval je dán pokyn k zastavení stavu.



Obr. 8.1. Zapojení bloků řízení tkacího stavu.

Zapojení bloků řídicího systému tkacího stavu je nakresleno na obr. 8.1. Všechny signály snímačů a ovládacích tla-

črtek stroje a výstupní signály ovládní jednotlivých agregátů jsou připojeny k řídicímu mikropočítači přes desku I/O obvodů. Tato deska odděluje galvanicky pomocí optronů vlastní řídicí systém od soustavy snímacích a spínacích elementů, čímž se omezuje možnost průniku elektromagnetického rušení od výkonových prvků do řídicí části. Přes desku interface je na sběrnici mikrokontroléru připojena dále klávesnice pro vkládání parametrů a režimu stroje a displej umožňující čtení kontrolních údajů.

Program řízení tkacího stavu obsahuje tři základní okruhy procesů, které musí pracovat současně. U větších řídicích soustav lze problém řešit operačním systémem s multitaskingem (např. operační systém UNIX, OS-9 pro MOTOROLU nebo OS-9000 pro INTEL), v případě řízení tkacího stavu osmibitovým mikropočítačem řady MCS 51 je možno vytvořit obdobný systém interními čítači mikroprocesoru a přerušovacím systémem. Do prvního okruhu s vyšší prioritou spadá čtení stavů ARS a na něm závislé řízení prohozu včetně testování signálů dalších čidel, např. doletové zarážky, jejichž činnost je pro správnou funkci řízení nezbytná. Program tohoto procesu musí pracovat v reálném čase bez časového zpoždění. Druhý okruh s nižší prioritou obsahuje program testování, vyhodnocování a řízení, jehož účinky se mohou projevit s malým časovým zpožděním (např. rozběh a zastavení stroje), nebo jím získaná informace je sice časově vázaná, ale je pouze orientační (např. čítání změn stavů ARS v časovém intervalu pro zobrazení střední hodnoty otáček hlavního hřídele tkacího stavu). Snímání a zpracování dat z klávesnice a ovládacích tlačítek, zobrazení údajů na displeji, světelné nebo akustické signalizace mezních hodnot a poruch, které ale nevyvolávají okamžité odstavení stroje apod., t.j. procesů, jejichž okamžitá realizace není bezprostředně vázán na řídicí mechanismus ovládaný signály ARS, je zařazeno do programové smyčky. Program této smyčky je vyplňován mezi jednotlivými přerušeními, vyvolanými oběma interními čítači, a nemá tedy žádnou prioritu. Signály poruch při provozu, které vyžadují okamžité zastavení stroje, jsou vedeny na linku přerušení nejvyšší priority. Program iniciovaný od signálu této linky kromě úkonu zastavení tkacího stavu identifikuje a signalizuje též prvotní příčinu poruchy.

Délka programu okruhu řízení s vyšší prioritou, v němž

se komparují stavy signálů ARS se zadanými hodnotami úhlů, při nichž má dojít k zapnutí nebo vypnutí určitého agregátu, je omezena dobou trvání jednoho tohoto stavu. Je-li na hlavní hřídel tkacího stavu, rotující n otáčkami za minutu, připojen ARS s i-bitovým signálem, pak časový interval t_i opakování testovacího programu musí být:

$$t_i < \frac{60}{n \cdot 2^i} \quad (8.1)$$

V této době musí být uskutečněno řízení všech prvků, které mají být dle právě nastavené polohy ARS ovládány. Při dané rychlosti řídicího mikropočítače a přesnosti snímání polohy, určené počtem bitů signálu ARS, klesá maximální možná hodnota otáček tkacího stavu s počtem prvků, ovládaných prostřednictvím ARS.

Zvýšit "průchodnost" řízení při zachování přesnosti snímání polohy hlavního hřídele tkacího stavu lze zkrácením doby řídicího programu. Jednou z možností je použít rychlejší a výkonnější procesor. Jiný způsob zkrácení řídicího programu, který je účinný pouze v případě řízení menšího množství z celkového počtu prvků v každé testované poloze ARS, spočívá v ukládání adres ovládaných prvků do adresního pole. Programem se potom nevyhledává prvek, který má zadanou polohu shodnou s polohou, v níž se ARS právě nachází, ale v adresním poli se čte obsah paměťové buňky, jejíž nižší bitová část adresy obsahuje výstupní kód okamžité polohy ARS. Obsahem paměťové buňky je adresa návěští řídicího programu, který ovládá příslušný prvek. Na tuto adresu se pak skokovou instrukcí převede pokračování programu.

Jak je z předchozího patrné, je ARS základním snímačem, jehož signály je řízena funkce mnoha důležitých uzlů tkacího stavu. Na spolehlivosti jeho činnosti je tedy značně závislá spolehlivost chodu celého stroje a tím i kvalita vyrobené produkce.

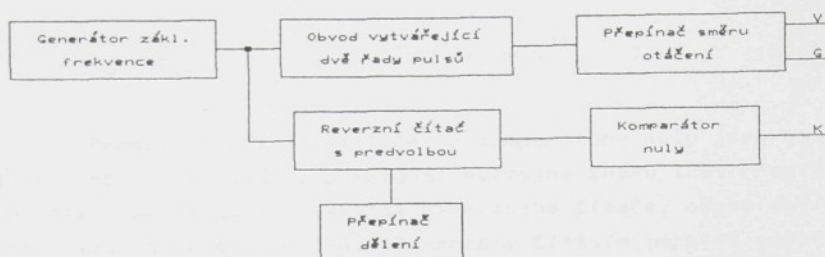
9.0 Simulátory snímačů

V mnoha případech, zvláště při vývoji, testování, opravách a seřizování přístrojů a zařízení používajících jako čidla IRS a ARS, je potřeba průběhy signálů těchto snímačů simulovat. Jedním z důvodů je skutečnost, že není mnohdy ekonomické při uvedených činnostech udržovat v chodu celé zařízení, jiný důvod spočívá v obtížnosti vytvořit mechanicky pomocí IRS resp. ARS požadovaný průběh signálu. Vhodné signály nahrazující signály z IRS a ARS je však možno generovat přímo elektricky. K tomuto účelu slouží elektrické simulátory snímačů, které skutečné snímače při zkouškách zastupují.

9.1 Simulátory IRS

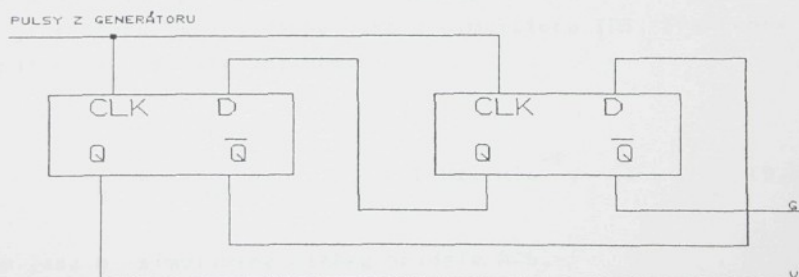
Na obr. 9.1. je blokové schéma simulátoru IRS. Skládá se z generátoru základní frekvence, obvodu vytvářejícího dvě řady pulsů, vzájemně od sebe fázově posunuté o 90° , přepínače směru otáčení, reverzního čítače s předvolbou, komparátoru nuly a přepínače dělení. Generátorem jsou vytvářeny pulsy, jejichž časový průběh frekvence odpovídá požadovanému průběhu úhlové rychlosti, snímanému IRS. Např. neproměnné frekvenci odpovídá konstantní úhlová rychlost, frekvenčně modulovanému signálu generátoru periodicky proměnná rychlost, jejíž frekvence odpovídá modulační frekvenci. Pro složitější průběhy lze použít programovatelný generátor a požadovanou časovou funkci naprogramovat.

Signál z generátoru je veden jednak na vstup reverzního čítače, jednak na obvod, generující dvě řady fázově posunutých pulsů. Tento obvod je sestaven z dvojice D-Klopných obvodů a



Obr. 9.1. Blokové schéma simulátoru IRS.

jeho zapojení je na obr. 9.2. Výstupní signály obvodu odpovídají V- a G-signálům IRS a lze je přepínačem vzájemně zaměnit, čímž se docílí simulování opačného smyslu otáčení. Činnost obvodu je synchronní, řízená čelní hranou hodinových pulsů, tvořených impulsy generátoru. Protože opakující se elementární perioda obou řad pulsů obsahuje čtyři různé stavy, je ke generování těchto stavů třeba čtyř hodinových impulsů. Z tohoto důvodu je frekvence generátoru čtyřnásobná oproti odpovídající frekvenci pulsů IRS. Generuje-li tedy IRS i impulsů za otáčku a



Obr. 9.2. Schéma obvodu generujícího dvě řady fázově posunutých pulsů.

otáčel-li se jeho hřídel n otáčkami za minutu, pak je třeba pro správnou simulaci nastavit frekvenci generátoru f_g :

$$f_g = \frac{n \cdot i}{15} \quad [\text{Hz}, \text{min}^{-1}, -] \quad (9.1)$$

Pomocí reverzního čítače a komparátoru nuly jsou generovány impulsy simulující K-signál nulového znaku IRS. Přepínačem dělení se nastaví předvolba reverzního čítače, odpovídající počtu impulsů na otáčku IRS. Reverzním čítáním impulsů generátoru se stav čítače snižuje, až dosáhne nulové hodnoty. V okamžiku indikace tohoto stavu simuluje komparátor nuly generování K-impulsu. V polovině následujícího pulsu generátoru se dle předvolené hodnoty na přepínači dělení opět nastaví stav čítače a cyklus se opakuje.

9.2 Simulátory ARS

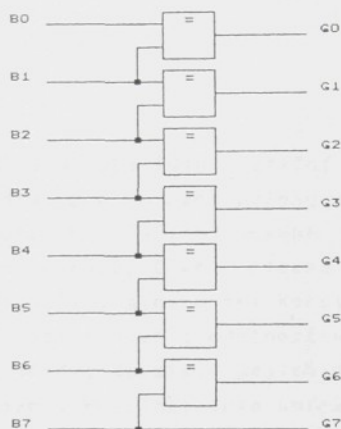
Zapojení simulátorů ARS je závislé od použitého kódu. Simulátor binárního kódu obsahuje binární reverzní čítače, jejichž počet je dán počtem bitů kódu. Signál simulující chod ARS je získán z výstupu stavu jednotlivých binárních čítačů, smysl otáčení je dán připojením výstupu generátoru na vstup buď dopředného nebo zpětného čítání kaskády čítačů. Požadavky na pulsy generátoru jsou obdobné jako u simulátoru IRS. Frekvence generátoru f_g je dána vztahem:

$$f_g = \frac{n \cdot 2^i}{60} \quad [\text{Hz}, \text{min}^{-1}, -] , \quad (9.2)$$

kde jsou n simulované otáčky hřídele ARS,
 i počet bitů ARS.

Grayův kód lze simulovat uvedeným binárním čítačem s připojeným převodníkem kódu, jehož zapojení pro osm bitů je na

obr. 9.3. Vlastní převodník je tvořen hradly EXCLUSIVE-OR a jeho zapojení je možno odvodit z Karnaughových map.



Obr. 9.3. Osmibitový převodník binárního Kódu na Kód Grayův.

Signály IRS a ARS lze též simulovat programově mikropočítačem prostřednictvím linek výstupních portů.

10.0 Závěr

Inkrementální a absolutní rotační snímače jsou velmi často používaná čidla pro snímání polohy nebo odměřování vzdálenosti či měření otáček. Jejich snadné včlenění do řetězce snímač - procesor - výkonový člen - řízená soustava, dané digitálním výstupním signálem, a robustní konstrukce, zabezpečující přesnost a spolehlivost funkce a odolnost vůči nepříznivým vlivům pracovního prostředí, dovoluje jejich využití v mnoha aplikacích měření a řízení. Přestože tyto snímače mohou pracovat i na jiných principech, např. kapacitním [15], zdá se, že fotoelektrická čidla pro svoji jednoduchost zůstanou dominantní.

Cílem předložené práce nebyl pokus o vyčerpávající výčet možností využití IRS a ARS. Kromě aplikací, které jsou v práci popsány, existuje řada dalších, z nichž je možno ještě jmenovat např. snímání pohybů u robotů a manipulátorů, snímání úhlové výchylky úměrné měřené veličině u měřících přístrojů viz [8], a využití IRS při řízení krokových motorů. Autor se v práci zabývá především aplikacemi, které sám vytvořil, nebo se velkou měrou na jejich tvorbě podílel, a které řeší nové problémy. Některé z těchto aplikací nebyly dosud publikovány. Např. měnič, využívající pro řízení otáček servopohonu nerovnoměrný tok pulsů, byl navržen jako alternativní zařízení za vzorek, objednaný u výrobce servopohonů. Při zkouškách se ukázalo, že tento alternativně vyvinutý měnič vyhovoval pro řízení otáček protahovacího stroje podstatně lépe, než vzorek měniče, dodaný firmou. Výsledky úspěšných zkoušek pak daly podnět k hlubšímu rozboru problému, jehož řešení je též nastíněno v této práci.

Závěrem chce autor poděkovat všem spolupracovníkům, kteří se podíleli na řešení úkolů, z jejichž výsledků mohl čerpat informace při sepisování této práce.

Literatura

- [1] Angot, A.: Užitá matematika pro elektrotechnické inženýry. Praha, SNTL 1971.
- [2] Balaza, M., Hošovský, A.: Využitie programovateľného časovača pri vyhodnocovaní signálu polohy z inkrementálneho snímača. Automatizace, č.2, 1989.
- [3] Balda, M., Hanuš, B. a kol.: Základy technické kybernetiky. Praha, SNTL 1986.
- [4] Bulgakov, A.A.: Řízení asynchronních motorů měniči frekvence. Praha, SNTL 1989.
- [5] Hoffner, V.: Úvod do teorie signálů. Praha, SNTL 1979.
- [6] Katalogové listy fy LENZE, SRN.
- [7] Kömmel, F.: Elektrické pohony - úlohy a riešenia. Bratislava, ALFA 1989.
- [8] Matt, K., Parzhuber, O., Ziemann, G.: Untersuchung von Gassensoren auf Halbleiterbasis mit einem teilautomatisierten Meßplatz. Technisches Messen, 5/87.
- [9] Milky, M.: Rozlíšenie smeru otáčania hriadeľa inkrementálneho snímača. Automatizace, č.12, 1988.
- [10] Návod pro obsluhu a údržbu frézky FD 40V (firemní dokumentace TOS Kuřim).
- [11] Oppelt, W.: Příručka regulační techniky. Praha, SNTL 1967.
- [12] Optickoelektrická inkrementální rotační čidla ZFA Košice. Návod pro montáž, obsluhu a údržbu, 1981.
- [13] Prospektová dokumentace fy Heidenhain, SRN.
- [14] Prospektová dokumentace fy IVO IRION & VOSSLER, SRN.
- [15] Reljič, J.: Kapacitní inkrementální senzor. Automatizace, č.9, 1988.
- [16] Rozanov, J.K.: Základy výkonové měničové techniky. Praha, SNTL 1985.
- [17] Schanz, G.W.: Sensoren. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1986.

- [18] Svoboda, M.: Využití mikropočítače pro měření a nastavování parametrů spalovacích motorů. (výzkumná zpráva) Liberec, VŠST 1985.
- [19] Svoboda, M.: Vývoj číslicového systému pro diagnostiku regulátorů tkacích stavů. (výzkumná zpráva státního úkolu technického rozvoje P 19-124-229/84) Liberec, VŠST 1980.
- [20] Svoboda, M., Kopecský, V.: Řídicí systém traverzěru LDA. (ZN 31/17-88) Liberec, E-KVÚ 1988.
- [21] Svoboda, M., Kopecský, V.: Traverzovací zařízení pro LDA. (zpráva č. 32/88) Liberec, EKÚ 1988.
- [22] Svoboda, M., Šidlof, P.: Dokumentace k přístroji pro digitální měření úhlové rychlosti (DMU). Liberec, EKÚ 1985.
- [23] Svoboda, M., Šidlof, P.: Dokumentace k přístroji DMU II. Liberec, EKÚ 1990.
- [24] Šidlof, P., Svoboda, M.: Analog-digitale Messmethode an Getrieben zur direkten Bestimmung der Abhängigkeit der Messwerte vom Verdrehwinkel der Antriebswelle. In: 6. Tagung Festkörpermechanik, Dynamik und Getriebetechnik. Dresden, Technische Universität 1985.
- [25] Šidlof, P., Svoboda, M.: Číslicová metoda měření, vhodná pro mechanismy textilních strojů. In: Sborník z konference Měřicí metody, snímače a přístroje užívané při výzkumu a vývoji textilních strojů. Liberec, 1987.
- [26] Šidlof, P., Svoboda, M.: Dynamické vyšetřování mechanismů na základě digitálního měření okamžité úhlové rychlosti. Strojírnoství, 34, č.5, 1984.
- [27] Šidlof, P., Svoboda, M.: Zařízení pro digitální měření a vyhodnocení souvislé posloupnosti na sebe bezprostředně navazujících časových intervalů. (autorské osvědčení č. 230689) 1986.
- [28] Štěpánek, V., Gavlák, J.: Absolutní rotační čidlo úhlového natočení. In: Sborník z konference Měřicí metody, snímače a přístroje užívané při výzkumu a vývoji textilních strojů. Liberec, 1987.

- [29] Tränkler, H.R.: Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung. Technisches Messen, 4/87.
- [30] Zehnula, K.: Čidla robotů. Praha, SNTL 1990.
- [31] Zehnula, K.: Snímače neelektrických veličin. Praha, SNTL 1977.