

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií



DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Měřicí a diagnostický systém indukčních
motorů**

**Measuring and diagnostic system for induction
motors**

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

studijní program: 2612 M – Elektrotechnika a informatika

obor: 2612 T – Automatické řízení a inženýrská informatika

Katedra měření

Měřicí a diagnostický systém indukčních motorů

Measuring and diagnostic system for induction motors

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146069827

Jiří Bažant

Vedoucí diplomové práce:

Doc. Ing. Ivan Jaksch, CSc

Konzultant:

Ing. Petr Fuchs

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Katedra měření

Akademický rok: 2002/2003

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

pro: Jiřího Bažanta

studijní program: 2612 M – Elektrotechnika a informatika

obor: 2612 T – Automatické řízení a inženýrská informatika

Vedoucí katedry Vám ve smyslu zákona o vysokých školách č.111/1998 Sb. určuje tuto diplomovou práci:

Název tématu: **Měřicí a diagnostický systém indukčních motorů**

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te posouzení možných vad indukčních motorů.
2. Uved'te přehled a hodnocení diagnostických metod pro indukční motory.
3. Navrhněte vhodné snímače pro měření diagnostických veličin a jejich propojení s měřicí kartou do PC.
4. Realizujte měřicí systém na základě multifunkčních karet do PC.
5. Navrhněte vhodné diagnostické metody a program pro sběr a zpracování měřených dat z indukčních motorů v jazyce LabWindows/CVI.
6. Proved'te praktické ověření na motorech s umělými vadami.

KAM / ARI
582, [2] s. přel., 1 CDR

Rozsah grafických prací: dle potřeby dokumentace
Rozsah průvodní zprávy: cca 40 až 50 stran

Seznam odborné literatury:

- [1] Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J.: Elektrické pohony, skriptum ČVUT, 2000
- [2] Tůma J.: Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT.
- [3] IEEE Symposium on Diagnostic for Electrical Machines, Power Electronic and Drives, sborník IEEE 2001
- [4] Measurement Studio, manuály, National Instrument, 2002

Vedoucí diplomové práce: Doc. Ing. Ivan Jaksch, CSc

Konzultant: Ing. Petr Fuchs

Zadání diplomové práce: 23.10.2002

Termín odevzdání diplomové práce: 23. 5. 2003



Vedoucí katedry

Děkan

V Liberci dne 22.10.2002

Poděkování

Rád bych na tomto místě poděkoval Doc. Ivanu Jakschovi za předané zkušenosti, poskytnuté materiály a pomoc při zpracování diplomové práce. Ing. Petru Fuchsovi za cenné rady a ochotnou pomoc s praktickou částí DP.

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum 23.5.2003

Podpis B.12

ANOTACE

BAŽANT Jiří

DP-2003

Ved. DP: Doc. Ivan Jaksch

Měřicí a diagnostický systém indukčních motorů

Resumé:

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací diagnostického systému indukčních motorů pro PC. Vychází především z poznatků, které učinila katedra měření na Technické universitě v Liberci v posledních letech. Ty ukázaly, že nejspolehlivějších výsledků lze dosáhnout měřením fázových proudů a vibrací. Hardwarová část systému byla proto navržena tak, aby umožnila měření těchto veličin pomocí PC. Ačkoli byla snaha realizovat ji především z profesionálních a na trhu dostupných prostředků, bylo nutné taktéž zhotovit některé její části. Rovněž byla vytvořena softwarová aplikace pro vizualizaci měření a zpracování signálu. Mezi její funkce patří Hilbertova transformace, synchronní filtrace a především souběhová analýza, kterou se i přes její obtížnost podařilo implementovat. Samozřejmostí je spektrální analýza, jako základní prostředek diagnostiky strojních zařízení. Diagnostický systém tak může v mnoha ohledech nahradit funkce frekvenčního analyzátoru.

Measuring and diagnostic system for induction motors

Abstract:

This Diploma Thesis deals with a design of PC based diagnostic system for induction motors. Its basis is a gathered knowledge by Department of measurement of Technical University of Liberec in recent years. It appears from this that the best choice is current and vibration measurement and the hardware part of the system has been designed to enable. Hardware is especially based on professional components but some electric circuits must have been made. Software application's functions are a Hilbert transform, time enhancement and orders analysis whose implementation was heavy work. A frequency analysis is a principal function of course. This diagnostic system is able to substitute the frequency analyzer.

Obsah:

Použité symboly	7
0. Úvod	9
1. Indukční motor	10
1.1 Princip indukčního asynchronního motoru.....	10
1.2 Vady indukčních motorů.....	10
1.2.1 Excentricita.....	11
1.2.2 Přerušené rotorové tyče.....	11
2. Diagnostika indukčních motorů	12
2.1 Analýza fázových proudů.....	12
2.1.1 Vady se statickými účinky.....	12
2.1.2 Vady s dynamickými účinky.....	12
2.2 Analýza vibrací.....	13
2.3 Analýza akustických signálů.....	14
2.4 Ostatní diagnostické metody.....	14
3. Zpracování signálů	15
3.1 Frekvenční analýza.....	15
3.1.1 Diskrétní Fourierova transformace.....	15
3.1.2 Algoritmus rychlé Fourierovy transformace.....	16
3.2 Hilbertova transformace.....	16
3.3 Synchronní filtrace.....	17
3.4 Souběhová analýza.....	18
3.5 FIR filtr.....	18
3.5.1 Metoda váhové posloupnosti.....	19
4. Realizace měřicího systému	20
4.1 Multifunkční měřicí deska PCI-MIO-16E-1.....	20
4.2 Použité snímače.....	21
4.3 Připojení akcelerometru Bruel&Kjaer.....	23
4.3.1 Zdroj konstantního proudu.....	23
4.3.2 Antialiasing filtr.....	27
4.4 Připojení optického snímače otáček.....	30
4.5 Napájení.....	32
4.5.1 Vliv a eliminace rušení.....	33
4.6 Zapojení vstupních kanálů.....	35
5. Realizace programu pro měření a diagnostiku	36
5.1 Spektrální analýza.....	36
5.1.1 Časová okénka a překrývání záznamů.....	37
5.2 Hilbertova transformace.....	38

5.3 Synchronní filtrace.....	38
5.4 Měření otáček.....	39
5.5 Souběhová analýza.....	40
5.5.1 Zpracování signálu ze snímače otáček.....	41
5.5.2 Asynchronní převzorkování.....	44
5.5.3 Synchronní převzorkování.....	45
5.5.4 Decimace.....	47
5.5.5 Decimační filtrace.....	48
6. Praktická měření.....	51
6.1 Měření fázových proudů.....	51
6.1.1 Hilbertova transformace.....	52
6.2 Souběhová analýza.....	53
6.2.1 Měření vibrací.....	55
7. Závěr.....	57
Literatura.....	58
Přílohy.....	59
1. Schéma návrhu tištěného spoje.....	59
2. Návrh tištěného spoje.....	60

Použité symboly:

f_c, ω_c	zlomová frekvence dolní propusti [Hz], [rad s ⁻¹]
f_i	frekvence sítě [Hz]
f_{psl}	základní drážková frekvence indukčního motoru [Hz]
f_r	otáčková frekvence stroje [Hz]
$f_r(n)$	posloupnost otáčkové frekvence získaná měřením tachosignálu [Hz]
f_s	vzorkovací frekvence [Hz]
$E(t)$	obálka signálu
$F(k)$	Fourierova řada
$F\{x(t)\}$	FT spojitého signálu
$F\{x(i)\}$	DFT vzorkovaného signálu
$F^{-1}\{X(\omega)\}$	inverzní FT
$F(s)$	přenosová funkce spojitého dynamického systému
$G()$	obraz FT, DFT
$h(n)$	impulsní odezva diskrétního systému
$H()$	obraz transformace
i	celé číslo, index
k	celé číslo, index
K	počet průměrování
n	celé číslo, index
n_r	otáčky stroje [ot/min]
N	počet vzorků záznamu
N_{rb}	počet rotorových tyčí indukčního motoru
N_T	počet vzorků na otáčku při souběžové analýze
p	počet dvojic pólových nástavců střídavého motoru
s	skluz asynchronního motoru, komplexní proměnná Laplaceova obrazu
t	spojitý čas [s]
$t'(n)$	posloupnost časových údajů odpovídajících okamžiku měření otáček $f_r(n)$, [s]
$t_L(n), t_T(n)$	posloupnost okamžiků výskytu náběžné, sestupné hrany logického signálu [s]
$t_s(n)$	posloupnost okamžiků vzorkování při souběžové analýze [s]
T	doba periody periodického signálu [s]
$T_r(n)$	posloupnost period otáčení motoru [s]
$w(t)$	váhová funkce

$x(t), y(t)$ obecný spojitý signál

$x(n)$ obecný diskrétní signál

$X(\omega)$ FT signálu $x(t)$

z komplexní proměnná Z transformace

Δf frekvenční rozlišení, vzdálenost diskrétních frekvencí [Hz]

Δt_s interval vzorkování [s]

$\varphi(t)$ časová závislost úhlu natočení hřídele [rad]

ω úhlová frekvence [rad s^{-1}]

0. Úvod

Indukční motory patří mezi nejjednodušší a nejlevnější elektrické pohony. Proto jsou v průmyslu značně rozšířeny. Jsou používány takřka ve všech odvětvích a mnohdy v procesech, kdy porucha, vedoucí až k jeho zastavení, může nepřímo způsobit velkou finanční škodu, např. rozsáhlé výrobní linky apod.. Včasné odhalení vady, která nemusí být bezprostřední příčinou zastavení stroje, může zabránit finančním ztrátám.

Porucha indukčního motoru, ale i většiny ostatních strojů, nebývá většinou okamžitou záležitostí. Za provozu dochází k mechanickému a teplenému namáhání a opotřebování některých jeho částí, které nebývá přímo příčinou nefunkčnosti, ani nemá žádné viditelné projevy. Pokud není včas odhaleno, další provoz může vést k poruše, která bude neodstranitelná, nebo náklady na její odstranění mnohem vyšší než v počáteční fázi.

Diagnostické metody a projevy elementárních vad jsou neustále předmětem výzkumu. Přesto dnes je již známa velká řada postupů, které mohou většinu vad nejen včas odhalit, ale také rozpoznat přesnou příčinu. Bohužel prostředky, tvořené z největší části frekvenčními analyzátory, jsou natolik nákladné, že ani omezení finančních ztrát nevynahradí investice spojené s jejich pořízením.

Cílem této DP je vytvoření diagnostického systému pro PC, speciálně zaměřeného na indukční motory. PC je prostředek natolik univerzální, že jeho pořizovací náklady není třeba spojovat s účelem diagnostiky. Systém by měl využívat pouze ty nejuniverzálnější a nejjednodušší metody a být schopen odhalit většinu běžných vad. Nemá smysl implementovat metody, které jsou speciálně zaměřeny na málo se vyskytující vady a systém by prodražily a zkomplikovaly.

Základním předpokladem diagnostiky je měření řady fyzikálních veličin, které mohou nést projevy zmíněných vad. Je tedy nutné zvolit odpovídající snímače a vyřešit jejich použití s PC. V tomto směru bude nutné maximálně využívat produkty běžně dostupné na trhu. Pokud bude zapotřebí konstrukce vlastního hardware, pak by měl být co nejodolnější, pro použití v podmínkách mimo laboratoř. Rovněž by měl být snadno rekonstruovatelný, aby se systém nestal pouze unikátním prototypem.

Nezbytnou součástí diagnostického systému bude softwarová aplikace, zajišťující sběr měřených dat, zpracování a jejich vizualizaci. Samozřejmostí bude spektrální analýza a další algoritmy realizující diagnostiku.

1. Indukční motor

1.1 Princip indukčního asynchronního motoru

Indukční motor je tvořen dvěma elektrickými obvody. První obvod je tvořen statorovým vinutím. To je uloženo ve statorových drážkách. Druhý obvod je tvořen vinutím rotorovým, které je nejčastěji tyčové. Rotorové tyče jsou uloženy v drážkách a na koncích spojeny rotorovým věncem. Toto vinutí se nazývá klecové a je nejčastěji z hliníku. U kroužkových motorů je ale vinuté s konci připojenými na kroužky.

Statorové vinutí vytváří točivé magnetické pole, které indukuje proudy do vinutí rotorového prostřednictvím magnetického obvodu tvořeného statorovými a rotorovými plechy a vzduchovou mezerou. Rotor se otáčí rychlostí

$$f_r = s \cdot \frac{f_l}{p}, \quad (1-1)$$

tedy rychlostí točivého statorového pole f_l/p , která je snížena skluzem s .

1.2 Vady indukčních motorů

Ty lze rozdělit do dvou základních skupin. První skupinou můžeme označit vady elektromagnetické, tedy ty, které se jsou způsobeny vadou v elektrickém nebo magnetickém obvodu, nebo vadou mechanickou. Všechny ale způsobují deformaci magnetického pole ve vzduchové mezeře. Jsou to

- Statická excentricita
- Dynamická excentricita
- Zkratované závitky statorového vinutí
- Přerušené či uvolněné rotorové tyče, nebo rotorové tyče se zvýšeným odporem
- Přerušený rotorový věnec
- Zkratované či uvolněné rotorové a statorové plechy

Druhou skupinou můžeme označit vady čistě mechanické, jako jsou

- Nevyvážený rotor
- Vadná ložiska
- Nesouosé spojení s jiným strojem (rovnoběžné i nerovnoběžné)

Deformace magnetického pole ve vzduchové mezeře, vyvolaná některou z elektromagnetických vad, se projevuje jednak silovými účinky mezi rotorem a statorem, ale mnohem významnější je její vliv na statorové proudy.

1.2.1 Excentricita

Statickou excentricitou označujeme nestejnou velikost vzduchové mezery mezi rotorem a statorem. Tzn., je-li po obvodu mezeře různě veliká, ale tato velikost se vzhledem k rotoru nemění. Tento stav může být způsoben špatným uložením ložisek a následným posunutím osy rotoru vůči ose statoru, nebo deformovaným tvarem statoru, který není přesně kruhový.

Dynamickou excentricitou označujeme změnu velikosti vzduchové mezery v čase, tedy když se tato velikost mění v důsledku otáčení. Můžeme ale rovněž říci, že její velikost se vzhledem k rotoru nemění. Tento stav je obvykle způsoben prohnutím rotoru nebo nesouosým spojením hřídele a rotorové hvězdice. Podobný stav by mohl být též způsoben vážným poškozením ložisek. V takovém případě by se velikost vzduchové mezery měnila i vzhledem k rotoru.

Statická i dynamická excentricita může způsobovat zadíráání mezi rotorem a statorem. Velikost vzduchové mezery u indukčních motorů je v řádech desetin milimetru.

1.2.2 Přerušené rotorové tyče

K přerušení rotorových tyčí dochází především u velkých motorů. U motorů v řádech jednotek kW se tato vada téměř nevyskytuje. Nejnáchylnější jsou především motory s častým rozběhem, nebo ty, které jsou během rozběhu značně zatíženy. Pak dochází k velkému tepelnému namáhání vlivem rozběhových proudů. Nejčastěji se tato vada vyskytuje u motorů s hliníkovou klecí. V těchto případech se vada obvykle zhoršuje, protože při přerušení jedné rotorové tyče dochází k většímu proudovému namáhání ostatních. V místě přerušení tyče dochází k jiskření a hrozí riziko při použití v prostředí s nebezpečím výbuchu.

2. Diagnostika indukčních motorů

Běžně používané diagnostické metody jsou založeny na časové a frekvenční analýze některých fyzikálních veličin. Ty je možné rozdělit podle způsobu jejich použití na

- fázové proudy, vibrace a akustické signály
- rozptylový magnetický tok
- úhlová rychlost a točivý moment hřídele

Další metody, zdaleka ne tak běžné a dobře popsané, jsou

- metody využívající simulační modely
- neuronové sítě

Jsou zde i další metody, ale ty jsou většinou jen minimálně zdokumentovány, nebo jsou zaměřeny na některé velmi konkrétní motory.

2.1 Analýza fázových proudů

Je nejběžnější metoda diagnostiky elektromagnetických vad. Jejich projevy jsou při spektrální analýze velmi zřetelné a v určité míře je možno ji použít i pro diagnostiku některých mechanických vad.

2.1.1 Vady se statickými účinky

Ty se obvykle projevují změnou amplitudy příslušné spektrální složky odpovídající vadě. Vady jako jsou uvolněné statorové plechy nebo statická excentricita způsobují značné zvýšení složky o dvojnásobné frekvenci sítě, tedy $2 \cdot f_l = 100 \text{ Hz}$. Statická excentricita se navíc projeví ve zvýšení hodnoty spektra na základní drážkové frekvence f_{psl} .

Vady ve statorovém vynutí, jako jsou zkratované závity proti zemi, proti jiné fázi nebo mezi sebou, se obvykle projeví nesymetrií efektivní hodnoty proudů v jednotlivých fázích.

2.1.2 Vady s dynamickými účinky

Jejich účinky rotují, způsobují modulaci a ve spektru se projevují v podobě postraních složek od nosné frekvence.

Přerušené rotorové tyče i dynamická excentricita způsobují amplitudovou modulaci napájecího proudu. Projevují se v podobě postraních složek kolem síťové frekvence f_l . Přerušené rotorové tyče způsobují modulaci frekvencí $2 \cdot s \cdot f_l$. Jejich postraní složky budou o frekvencích $f_l \pm 2 \cdot s \cdot f_l$. Modulační signál je sice periodický, ale není harmonický, nemá čistě

sinusový průběh. Proto se ve spektru projeví v podobě většího počtu postraních složek. Ty jsou způsobeny vyššími harmonickými modulačního signálu a jejich vzdálenost od síťové frekvence bude n -násobkem základní modulační frekvence. Ve spektru je uvidíme na frekvencích $f_i \pm 2 \cdot n \cdot s \cdot f_i$.

Dynamická excentricita způsobuje modulaci frekvencí otáčení a její postraní složky nalezneme na $f_i \pm f_r$. Navíc ještě způsobuje modulaci základní drážkové frekvence frekvencí otáčení. Základní drážková frekvence je $f_{psi} = f_r \cdot N_{rb} \pm f_i$, kde N_{rb} je počet rotorových tyčí. Ve spektru jsou ale patrné i její vyšší harmonické v podobě celých násobků základní frekvence. Protože žádný motor není vyroben zcela ideálně, např. odpor rotorových tyčí není stejný, všechny tyto složky se v určité míře mohou vyskytovat i u motoru, který je v pořádku. Je proto nutné všechny poruchové složky vztahovat relativně k nějaké vztažné hodnotě, obvykle to bývá efektivní hodnota proudu, a rozhodovat na základě jejich porovnání.

2.2 Analýza vibrací

Je běžně užívaná metoda v diagnostice cyklicky pracujících strojů. U indukčního motoru může odhalit vady v elektrické i mechanické části stroje. Spektrum vibrací je na rozdíl od spektra fázových proudů značně nepřehledné. Obsahuje mnoho frekvenčních složek způsobených strukturálními kmity, tj. složek, které nesouvisí s otáčením stroje ani s žádnou jeho vadou. Odhalování obzvláště elektrických vad je velmi obtížné, protože jeho přenos na mechanický projev v podobě vibrací je malý. Složky způsobené otáčením stroje, tj. ty, na základě kterých zjišťujeme poruchy, jsou od strukturálních obtížně rozeznatelné. Jedna z možných metod identifikace strukturálních kmitů je zjištění impulsní odezvy. Ta se provádí úderem rázového kladívka. Na základě takto zjištěné odezvy je možné určit rezonanční frekvence a zabránit tak možné záměně se složkou závislou na otáčení stroje. Další možností je použití synchronní filtrace, které je podmíněna spouštěním měření signálem od tachosondy a průměrkování měření. Synchronní průměrová potlačí frekvenční složky, které nesouvisí s otáčením.

Statické vady se projeví na dvojnásobné frekvenci sítě $2 \cdot f_i = 100 \text{ Hz}$. Přerušené rotorové tyče způsobují modulaci tentokrát ale otáčkové frekvence. Projeví se jako postraní složky na $f_r \pm 2 \cdot n \cdot s \cdot f_i$.

V případě diagnostiky mechanických vad platí u indukčních motorů stejná pravidla jako u všech cyklicky pracujících strojů. Způsoby odhalování vad např. u ložisek není možné takto obecně popsat. Vždy záleží na konkrétním typu. Pro zjednodušení diagnostiky mechanických

vady je možné provádět ji v okamžiku odpojení napájení. Pak se neprojeví žádné elektrické vady.

Diagnostiku elektrických vad analýzou proudů i vibrací je nutné provádět při zatížení motoru. Hloubka modulace je vždy závislá na míře zatížení.

2.3 Analýza akustických signálů

K jejich měření se používají sondy akustického tlaku nebo akustické intenzity. Z těchto měření se obvykle určuje prostorový průběh akustického pole. Bohužel sondy pro jeho měření jsou velmi drahé a následné určení akustického pole velmi obtížné. Vlastní realizace prostředků pro jeho určení je téměř nemožná. Navíc tato metoda je vhodná pouze pro větší motory.

2.4 Ostatní diagnostické metody

Analýza rozptylových toků se provádí v axiálním směru v blízkosti hřídele. Provádí se pomocí cívky navinuté kolem hřídele nebo Hallovy sondy. Pokud není možné cívku umístit kolem hřídele, např. je-li motor spojen s jiným strojem, postačí umístit ji vedle. Spektrum takto měřeného signálu je velmi podobné spektru fázových proudů. Metoda není příliš zdokumentovaná ani používaná.

Analýza úhlové rychlosti a točivého momentu se používá hlavně pro diagnostiku statické a dynamické excentricity. Změna vzduchové mezery způsobuje změnu úhlové rychlosti i točivého momentu během jediné otáčky rotoru. Pro její aplikaci jsou zapotřebí speciální snímače, které se běžně nepoužívají.

Metody využívající simulačních modelů zahrnují motor buď jako celek, nebo simulují každou jeho část. Slouží především pro stanovení teoretických předpokladů pro diagnostiku. Při praktickém použití se ale stejně neobjedou bez měření a analýzy různých fyzikálních veličin.

Neuronové sítě a znalostní systémy jsou nejmodernější diagnostické metody. Jsou schopny samy vyhledávat vady na základě některé z předchozích analýz. Nicméně zatím mají jen malé praktické využití. Navíc jde o jakousi nadstavbu ostatních metod a není je tudíž možné s nimi srovnávat.

3. Zpracování signálů

3.1 Frekvenční analýza

Základní znázornění průběhu signálu je znázornění v časové oblasti, což je ale v mnoha případech nepřehledné a málo vypovídající o jeho vlastnostech. Vlastnosti signálu je možné rovněž posuzovat jeho rozkladem na elementární funkce, přičemž nejběžnější je jeho rozklad na funkce harmonické. V takovém případě je signál interpretován amplitudou, úhlovou frekvencí a počáteční fází příslušných harmonických. Pokud je navíc znázorněna závislost amplitudy a fáze na frekvenci, nazývá se znázorněním ve frekvenční oblasti. Rozklad periodického signálu na harmonické se nazývá Fourierova řada. Rozklad signálu s obecným průběhem Fourierova transformace.

$$F(k) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t / T} \cdot dt \quad x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F(k) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t / T} \quad (3-1)$$

$$X(\omega) = F\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} \cdot dt \quad x(t) = F^{-1}\{X(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega \quad (3-2)$$

Fourierova řada (3-1) je tvořena koeficienty $F(k)$, které představují harmonické funkce v exponenciálním tvaru o frekvenci odpovídající k -násobku frekvence periodické funkce $x(t)$. Je zde uveden definiční vztah pro rozklad i rekonstrukci periodického signálu a je interpretován pro komplexní signály. Pro reálné signály budou koeficienty komplexně sdruženy $F(-k) = \overline{F(k)}$.

Fourierova transformace (3-2) definuje rozklad obecného signálu na spojité spektrum, tedy na spojitou závislost amplitudy a fáze na frekvenci. Jde o integrální transformaci a její použití je tady omezeno pouze na transformace signálů popsaných elementárními matematickými funkcemi.

3.1.1 Diskrétní Fourierova transformace

Fourierovu transformaci ani Fourierovu řadu není možné aplikovat na diskrétní vzorkovaný signál. Proto byl na základě Fourierovy řady odvozena diskrétní Fourierova transformace (DFT) pro signály tvořené posloupností diskrétních hodnot. Její definiční vztahy jsou

$$F(k) = F\{x(i)\} = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot i / N} \quad x(i) = F^{-1}\{F(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot i / N} \quad (3-3)$$

V (3-3) je uveden vztah přímé i inverzní DFT. $F(k)$ je posloupnost diskretních frekvencí tvořící diskretní spektrum. Vzdálenost diskretních frekvencí je $\Delta f = 1/T = f_s/N$, kde f_s je vzorkovací frekvence a N počet vzorků, přičemž konečná posloupnost diskretních frekvencí je přímým důsledkem konečného počtu vzorků a jeho vliv je tedy stejný jako násobení signálu obdélníkovou funkcí, obdélníkovým oknem. Násobení obdélníkovým oknem nemá žádný vliv na periodické signály, je-li velikost okna rovna celočíselnému násobku jejich periody, je-li jejich frekvence rovna diskretní frekvenci. U všech ostatních signálů dochází k rozkladu na diskretní frekvence. Snížení rozdílu mezi obrazy, jejichž frekvence leží na diskretní frekvenci nebo mezi diskretními frekvencemi, je možné násobením jiným než obdélníkovým oknem [1], [2].

3.1.2 Algoritmus rychlé Fourierovy transformace

Je označován jako FFT (Fast Fourier Transform) a je odvozen na základě DFT. Jeho základní podmínkou je délka záznamu N , která musí být mocninou 2. Díky tomu je možné vztah pro přímou transformaci (3-3) rozdělit na dvě části

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot n / (N/2)} + e^{-j \cdot 2\pi \cdot k / N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot n / (N/2)} = F_1 + W^k \cdot F_2, \quad (3-4)$$

kde W je pomocná proměnná definovaná $W = e^{-j \cdot 2\pi / N}$. (3-4) je možné rozdělit do dvou vztahů

$$F(k) = F_1 + W^k F_2 \quad F(k + N/2) = F_1 - W^k F_2, \quad k=0, 1, \dots, N/2-1. \quad (3-5)$$

3.2 Hilbertova transformace

Slouží k analýze obálky signálu, ale je ji možno použít pro analýzu frekvenční nebo fázové modulace. Principem je vytvořením komplexního signálu ze signálu reálného. K reálné složce signálu je přidána složka imaginární, která je tvořena Hilbertovou transformací původního signálu. Označíme-li původní reálný signál jako $x(t)$ a jeho Hilbertovu transformaci $y(t)$, pak komplexní signál bude $z(t) = x(t) + j \cdot y(t)$.

Hilbertovu transformaci je možné určit z Fourierovy transformace původního reálného signálu. $F(k)$ je Fourierova transformace reálného signálu $x(t)$ a $G(k)$ je Fourierova transformace $y(t)$ a bude rovna

$$G(k) = -j \cdot \text{sign}(N/2 - k) \cdot F(k). \quad (3-6)$$

Složky spektra Hilbertovy transformace mají oproti původnímu signálu posunuté fáze o $\pm 90^\circ$.

Hilbertova transformace se potom vypočte jako inverzní Fourierova transformace $G(k)$. Pokud vyjádříme komplexní signál v exponenciálním tvaru

$$z(t) = x(t) + j \cdot y(t) = E(t) \cdot e^{j \cdot \beta(t)}, \quad (3-7)$$

bude $E(t)$ obálka původního signálu.

3.3 Synchronní filtrace

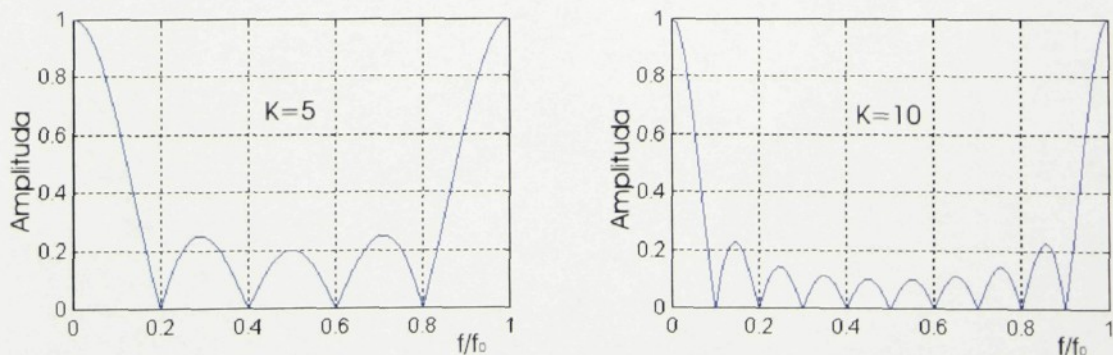
Je běžný způsob zpracování cyklostacionárních signálů. Příkladem cyklostacionárního signálu jsou vibrace měřené na cyklicky pracujícím stroji. Signál je tvořen harmonickými složkami, které jsou celými násobky otáčkové frekvence stroje. Protože jde o měřený signál, obsahuje rovněž šum a složky, které s otáčením nesouvisí, tzv. strukturální kmity. Strukturální kmity jsou harmonické složky, které jsou způsobeny rezonancí některých částí stroje. Synchronní filtrace je schopna tyto složky potlačit.

Principem synchronní filtrace je průměrování časových záznamů se synchronizovanými starty měření. Přičemž aby byly potlačeny pouze nežádoucí, necyklostacionární složky, musí být měření spouštěno od určité pracovní fáze cyklicky pracujícího stroje, např. od úhlu natočení hřídele. Průměrování je možné provést dvěma způsoby

$$y(t, i) = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K x(t, i), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-8)$$

$$y(t, i) = \frac{t-1}{t} y(t-1, i) + \frac{1}{t} x(t, i), \quad t = 1, \dots, K \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (3-9)$$

kde y představuje průměrovaný signál, $x(t, i)$ jeden časový záznam a K je počet průměrovaných záznamů. Účinek průměrování lze nejlépe vyjádřit amplitudovou frekvenční charakteristikou (obr.1.), kde f_0 představuje synchronní frekvenci, které je vypočtena $f_0 = 1/T$, kde T je doba jednoho záznamu. Charakteristika je znázorněna jen v intervalu od 0 do f_0 , protože přenos je závislý pouze na poloze v tomto intervalu.



obr.1. Frekvenční charakteristika synchronní filtrace

3.4 Souběžová analýza

Diskrétní signály jsou obvykle vzorkovány s pevnou vzorkovací frekvencí. Signály měřené na cyklicky pracujících strojích obsahují harmonické složky, jejichž frekvence je násobkem nějaké základní frekvence, např. otáček stroje. Otáčky ale většiny kolísají v mezích, které převyšují stabilitu vzorkovací frekvence a indukční motory patří v tomto směru mezi ty nejméně stabilní. V důsledku toho dochází k fázové modulaci signálu a k rozkladu harmonických složek do několika postraních složek. Můžeme říci, že při frekvenční analýze dochází k rozmazání spektra. Aby se eliminoval vliv kolísání otáček, je výhodné vzorkovací frekvenci vázat na otáčky stroje. To se provádí několika způsoby:

- A/D převod je startován impulsem, jejichž počet je stejný, jako požadovaný počet vzorků na otáčku. Pulsy jsou generovány v závislosti na úhlu natočení hřídele.
- A/D převod je startován signálem z frekvenční násobičky. Frekvence se získává násobením otáčkové frekvence stroje.
- Signál je vzorkován pevnou vzorkovací frekvencí, jejíž velikost je mnohanásobně vyšší než je požadovaná. Následně se signál převzorkuje interpolací v závislosti na rozložení pulsů od otáček, neboli tachosignálu.

Při souběžové analýze není měřítko frekvenční osy v Hz, ale v řádech (orders) základní frekvence, používá se zkratka „ord“. Stejně tak měřítko časové osy je v otáčkách (revolutions), zkratka „rev“. Výhodou je, že je možné snadno dosáhnout, aby délka záznamu byla přesným násobkem otáčky stroje. Při použití obdélníkového okna tudíž nedochází k rozkladu do postraních složek.

3.5 FIR filtr

Číslicový filtr je v podstatě diskrétní systém, popsáný diskrétní přenosovou funkcí $H(z)$. Pokud je řád jmenovatele M nenulový, říkáme, že jde o filtr s nekonečnou impulsní odezvou (Infinite Impulse Response - IIR). V opačném případě jde o filtr s konečnou impulsní odezvou (Finite Impulse Response - FIR). Metody návrhu filtrů IIR většinou spočívají v aproximaci frekvenční charakteristiky ideálního filtru, a to buď v diskrétní oblasti, nebo ve spojitě oblasti s následnou diskretizací.

$$H(z) = \frac{b_N z^N + b_{N-1} z^{N-1} + \dots + b_0}{a_M z^M + a_{M-1} z^{M-1} + \dots + a_0} \quad (3-10)$$

Výhodou filtru FIR je zaručená stabilita a možnost linearity fázové charakteristiky. Je popsán koeficienty b v čitateli přenosové funkce (3-10), které jsou zároveň jeho impulsní odezvou. Koeficienty jmenovatele jsou kromě a_0 nulové. Při návrhu koeficientů b se nejčastěji používají metody váhové posloupnosti (oken), metoda optimální rovnoměrně zvlňené aproximace, metoda vzorkování kmitočtové charakteristiky.

3.5.1 Metoda váhové posloupnosti

Je založena na výpočtu nekonečné diskrétní impulsní odezvy ideálního filtru. Jako příklad uveďme impulsní odezvu ideální dolní propusti

$$h_{dp}(n) = \frac{1}{2\pi \cdot f_s} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega \cdot n / f_s} = 2 \frac{f_c}{f_s} \cdot \text{sinc}\left(2\pi \cdot \frac{f_c}{f_s} \cdot n\right), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3-11)$$

Ideální impulsní odezva je nekonečná a symetrická. Filtr FIR z ní vytvoříme výběrem konečného počtu členů. Filtr se symetrickou impulsní odezvou je ovšem nekauzální, protože k výpočtu používá i vzorky z budoucnosti. Je nutné tedy odezvu posunout, fázová charakteristika již nebude nulová, ale lineární, tedy s konstantním skupinovým zpožděním.

Výběr pouze konečného počtu členu se ovšem projeví v podobě zvlňení propustného i nepropustného pásma frekvenční charakteristiky. Tento jev lze vysvětlit, stejně jako v (3.1.1), násobením impulsní odezvy obdélníkovým oknem. Stejně tak je možné tento jev omezit použitím jiného typu okna. Jako příklad uveďme Blackmanovo okno

$$w(n) = 0,42 - 0,5 \cdot \cos \frac{2\pi \cdot n}{N-1} + 0,08 \cos \frac{4\pi \cdot n}{N-1}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (3-12)$$

Koeficienty filtru potom vypočteme jako součin impulsní odezvy a okna

$$b(n) = w(n) \cdot h_{dp}\left(n - \frac{N-1}{2}\right), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3-13)$$

V (3-13) je již zahrnuto posunutí zajišťující kauzalitu filtru.

4. Realizace měřicího systému

Důležitý úkol, předcházející veškerému ověřování výše uvedených diagnostických metod a vlastní tvorbě software pro PC, je návrh měřicího systému, který musí umožnit měření veličin pro vybrané metody diagnostiky prostřednictvím universální měřicí desky. Celý problém se tedy stává z volby vhodné desky a snímačů splňujících jednak požadavky na kvalitu, ale také na vzájemnou kompatibilitu. Kvalitou se rozumí např. zkreslení signálů, frekvenční rozsahy, maximální vzorkovací frekvence a rozlišení analogově číslicových převodníků, apod.. Vzájemnou kompatibilitou především možnost připojení snímačů k měřicí kartě, např. z hlediska napěťových rozsahů, nebo použitelnost pro měření na indukčních motorech z hlediska typických rozsahů fyzikálních veličin apod..

Návrh se omezí pouze na metody, z nichž je výskyt vady dostatečně zřetelný především na menších motorech s příkonem jednotek kW. Tzn. analýzu fázových proudů a vibrací. Analýza akustických signálů bude zcela vypuštěna. Sondy akustické intenzity jsou velmi nákladné, diagnostika komplikovaná a pro malé motory téměř nepoužitelná.

Prakticky to tedy bude znamenat použití trojice snímačů proudů, snímače vibrací a otáček.

4.1 Multifunkční měřicí deska PCI-MIO-16E-1

Multifunkční desky jsou nejběžnějším prostředkem použití PC jako měřicího pracoviště. Obvykle jsou levnější a především univerzálnější řešením, než jednoúčelový přístroj. K PC se připojují pomocí některého standardního rozhraní PCI, ISA, PCMCi, USB a nevyžadují tak pořízení dalšího komunikačního rozhraní. Obsahují řadu analogových a digitálních vstupů/výstupů, časovačů/čítačů. Osazeny jsou nejčastěji jedním A/D, D/A převodníkem a multiplexory. Vstupy a výstupy jsou napěťové, proto je mnohdy nutné signály z nejrůznějších snímačů nejprve upravovat a není je tak možné připojit přímo. Nezbytnou součástí jsou přístrojové ovladače, které kromě sběru dat obsahují řadu vysokoúrovňových funkcí pro zjednodušení jejich zpracování.

PCI-MIO-16E-1 je vybavena 16 uzemněnými, resp. 8 diferenciálními analogovými vstupy a 2 výstupy. Rozlišení DAC je v obou případech 12 bitů a maximální vzorkovací frekvence 1,25MS/s. Rozsah vstupního napětí je ($\pm 10V$; $\pm 5V$; $0-10V$). Řízené zesílení (1,2,5,10, 20,50,100). Rovněž obsahuje 8 digitálních V/V a dva 24bitové časovač/čítače

s časovou základnou max. 20MHz. Spouštění vzorkování (triggering) je k dispozici jednak analogové, ale rovněž digitální od vnějšího zdroje spouštěcích pulsů. V obou případech je realizováno jak hardwarově na kartě, tak i softwarově v přístrojových ovladačích. Důležitým faktorem je to, že karta není vybavena antialiasing filtrem.

Zapojení vstupních analogových signálů je možné ve třech režimech.

DIFF (diferenciální vstup)	V tomto režimu jsou použity dva analogové vstupní kanály. Jeden jako kladný, druhý záporný. Významnou nevýhodou tohoto řešení je maximální velikost souhlasného napětí, které v žádném případě nemůže překročit 10V, a to ještě za předpokladu, že kanál pracuje v rozsahu $\pm 10V$ a zesílení 1x. Přepětíová ochrana vstupů je 30V.
RSE (uzemněný vstup)	Využívá jeden analogový kanál zapojený proti společné zemi.
NRSE	Využívá jeden analogový kanál zapojený proti společnému referenčnímu vstupu (AISENSE). Vhodné k zabránění vlivu zemních smyček.

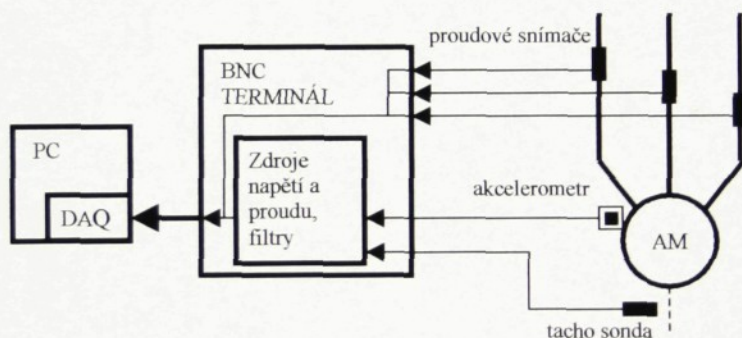
4.2 Použité snímače

Hlavním požadavkem na snímače proudu byla především schopnost měření stejnosměrných i střídavých proudů, a to jejich časových průběhů, nikoliv pouze efektivní hodnoty. Jak bylo uvedeno výše, hlavní složky signálu důležité pro diagnostiku se nachází ve spektru v rozsahu 0-100Hz. Je zcela nutné zajistit, aby zkreslení amplitudy i fáze v tomto rozsahu bylo minimální. Proudový rozsah by měl být dostatečně velký, aby je bylo možné použít na všech typech motorů.

Na základě těchto požadavků byly zvoleny sondy PR200 od firmy LEM. Jedná se o klešťové osciloskopické sondy pracující na principu zpětnovazební eliminace magnetického toku pomocí Hallovy sondy. Frekvenční rozsah je 10kHz s plochou amplitudovou i fázovou charakteristikou. Proudový rozsah 20A/200A dovoluje použití i na těch největších motorech. Rozlišení $\pm 10mA$ (na rozsahu 20A) je na motorech do 1kW nedostatečné, vzhledem k tomu, že je třeba sledovat modulace $< 1\%$. Zde lze s výhodou využít vlastností této sondy a rozlišení zvýšit sevřením několika závitů fázového vodiče do čelistí kleští. Citlivost 10mV/A (roz. 20A) dovoluje přímé připojení k PCI-MIO-16E.

Kvalitní snímače vibrací jsou poměrně nákladné, to samozřejmě sehrálo velkou roli při rozhodování jaké zvolit. Proto byly vybrány piezoelektrické akcelerometry Bruel&Kjaer řady 4508B, které již patřily ke stávajícímu vybavení laboratoře. Jedná se o vysoce kvalitní, jednoosé snímače. V této řadě se dodávají v citlivostech (1,10,50,100mV/ms⁻²). Maximální zrychlení je 700 ms⁻² při citlivosti 10mV/ms⁻². Vyžadují konstantní proudové napájení 2-20mA, výstupní signál je napětový a tudíž je není možno připojit k PCI-MIO-16E přímo, ale pouze s pomocí napájecího zdroje a filtrů, které bylo nutné zkonstruovat.

Zvolený optický snímač otáček, neboli tacho sonda, Omron E3F2-R2B4 je schopen pracovat až do vzdálenosti 2m od hřídele motoru opatřeného odraznou páskou. Je zdrojem tacho signálu, tedy logického signálu s jedním impulsem na otáčku motoru a může tak sloužit k měření oteček i spouštění vzorkování.



obr.2. Blokové schéma měřicího systému

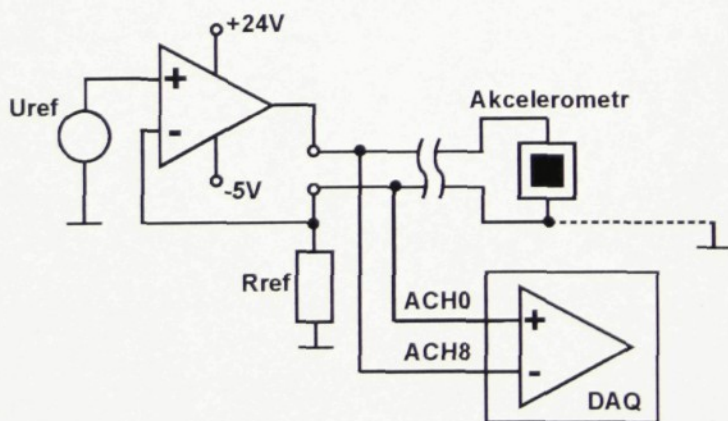
Jak již bylo zmíněno v úvodu, multifunkční desky jsou vybaveny analogovými napětovými vstupy, nikoliv rozhraními pro snímače. Signály z nich je potom nutné nejprve upravit, zajistit odpovídající napájení apod.. Všechny snímače byly voleny s tímto ohledem, nicméně i tak bylo nutné zkonstruovat napájecí zdroj proudu a napětí, filtry a další obvody pro akcelerometr Bruel&Kjaer a tacho sondu Omron, které byly namontovány do originálního BNC terminálu (BNC-2090) pro karty typu MIO-16. BNC terminál, rovněž od firmy National instruments, je pouhým elektrickým spojením mezi BNC konektory na čelním panelu a kartou (DAQ), která je umístěna uvnitř PC a neskýtá tak dostatek prostoru na zadní straně PC. Rovněž tak usnadňuje veškerou manipulaci a snižuje riziko poškození karty. Terminál je vhodně distančně konstruován a skýtá tak dostatek prostoru pro montáž další desky tištěného spoje.

4.3 Připojení akcelerometru Bruel&Kjaer

Připojení snímače je provedeno dvoupólovým koaxiálním konektorem a vyžaduje speciální kabel zakončený obvykle konektorem BNC. Napájecí proud se může pohybovat v rozsahu 2-20mA, typicky 4mA. Výstupní klidové napětí je 13V. Přestože se napájecí proud může pohybovat v poměrně velkém rozsahu, v průběhu měření musí být konstantní. Nábojový předzesilovač, kterým je ve snímači obsažen, zajišťuje konstantní klidové výstupní napětí i citlivost při libovolné hodnotě proudu, které je v povoleném rozsahu a dynamicky se nemění. Z tohoto důvodu je nutné, aby napájecí zdroj zachovával bezpodmínečně charakter konstantního zdroje proudu. Napětový zdroj by mohl způsobit poškození i v případě, že by hodnota jeho napětí byla mnohem nižší než hodnota klidového napětí. Např. pouhé klepnutí snímače o tvrdou podložku způsobí velké zrychlení a tak i velký rozkmit výstupního napětí.

4.3.1 Zdroj konstantního proudu

Návrh napájecího zdroje pro akcelerometr byl poměrně komplikovanou záležitostí. Ten musel splňovat náročné požadavky co do kvality i spolehlivosti viz. předchozí. Základní postup při návrhu vzešel z jednoduchého zpětnovazebního zdroje s operačním zesilovačem, neboť zpětnovazební zapojení dosahují obvykle velmi dobré statické i dynamické vlastnosti.



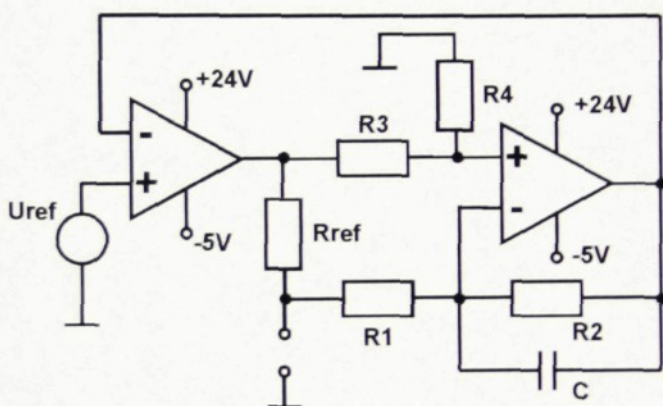
obr.3. Jednoduchý zdroj proudu s OZ, jako napájení akcelerometru

Nejednodušší možné zapojení na obr.3., s operačním zesilovačem TL072C, splňovalo všechny požadavky na kvalitu. Jedná se rychlý OZ se vstupními JFET tranzistory a velmi nízkým šumem. Je schopen dosáhnout plného rozkmitu výstupního napětí do frekvence 200kHz čímž dostatečně přesahuje rozsah snímače 4508B, který je 8kHz. Zároveň zajistí nepřekročení povoleného rozsahu mimo specifikace, např. při nárazu. Z frekvenčních

charakteristik na obr.10. je totiž zřejmé, že 8kHz je šířka nezkresleného pásma, nikoliv maximální rychlost změn signálu.

Nevýhodou tohoto zapojení je ovšem to, že zátěž není uzemněna. Potenciál stínícího vodiče je shodný s úbytkem na R_{ref} . Použití takového zdroje je tedy riskantní. Pouzdro snímače je sice galvanicky odděleno od stínícího vodiče, ale objímka konektoru nikoliv. Stačilo by tedy zavadit o jakýkoli ukostřený předmět, což by znamenalo přemostění odporu R_{ref} , přerušení zpětné vazby, maximální napětí na výstupu a poškození snímače.

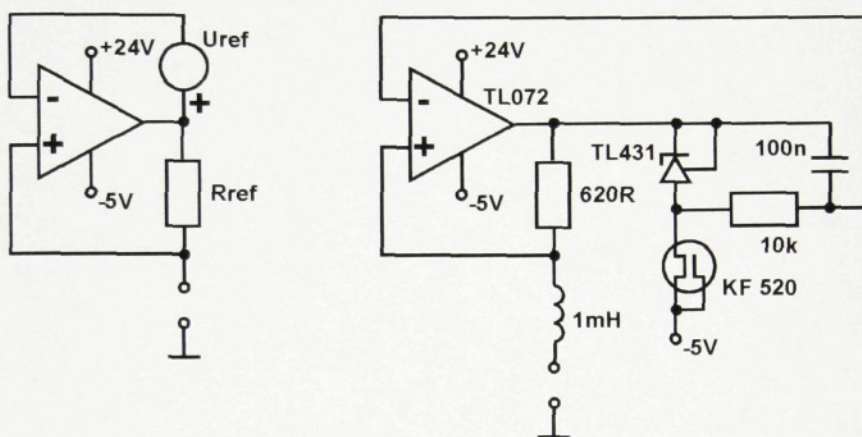
Jedna z možných modifikací na zdroj proudu s uzemněnou zátěží je zařazení diferenciálního zesilovače do zpětné vazby.



obr.4. Zdroj konstantního proudu s uzemněnou zátěží

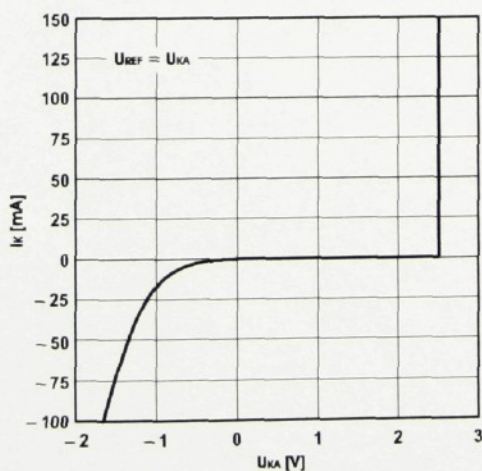
Diferenciální zesilovač v tomto zapojení tvoří zápornou zpětnou vazbu. Je obecně známo, že operační zesilovače v zapojení se silnou zápornou zpětnou vazbou může být nestabilní, obzvlášť rychlý. Dochází k obracení fáze. Tak tomu bylo i v tomto případě. Podle katalogových údajů TL072 obsahuje vnitřní stabilizační kondenzátor, což je jedna z možností kompenzace. Ačkoliv v jednodušším zapojení byla kompenzace účinná, v tomto zapojení je nedostatečná. Další aktivní prvek ve zpětné vazbě zvětšuje fázový posuv. Z tohoto důvodu bylo nutné přenos zpětné vazby frekvenčně omezit zařazením paralelního kondenzátoru k odporu $R2$. Tím se obvod stabilizoval, zároveň to ale zhoršilo jeho dynamické vlastnosti. Rovněž statické vlastnosti jsou horší než v zapojení na obr.3.. Vnitřní paralelní odpor je součet odporů $R1+R2$, nebo $2 \cdot R$. Diferenciální zesilovač měl zesílení 1, tedy $R1=R2=R3=R4$. Tento zdroj by již bylo možné použít k napájení snímače vibrací, i přes horší vlastnosti. Přesto byla snaha o jinou modifikaci, která by v maximální míře zachovala vynikající vlastnosti jednoduchého zapojení na obr.3., ale umožnila uzemnit zátěž.

Velmi jednoduchou modifikací prvního zapojení, které se na první pohled může zdát jako obtížně realizovatelné, je záměna zátěže a referenčního odporu, zapojení referenčního napětí proti výstupnímu napětí OZ.

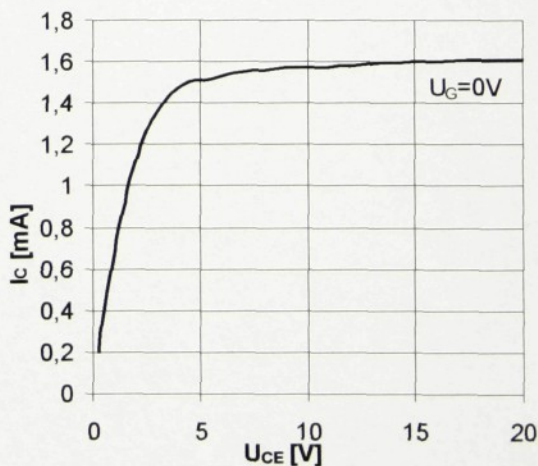


obr.5. Zdroj konstantního proudu pro akcelerometr Bruel&Kjaer

Na obr.5. vlevo je principiální schéma, vpravo je zapojení se skutečnými součástkami. Jde o jednoduché zapojení se zápornou zpětnou vazbou jako na obr.3.. Nevýhodou je, že napěťová reference je plovoucí proti výstupnímu napětí. Reference s galvanicky odděleným napájením by byla nákladná, proto bylo zvoleno jednodušší řešení. Jako napěťová reference byla použita TL431. Stabilizuje referenční napětí 2,5 V, od 400 μ A do 100mA. Při běžném použití postačí zapojení v odporovém děliči. Tak vysoká hodnota referenčního napětí byla zvolena úmyslně k docílení vyšší hodnoty vnitřního odporu proudového zdroje ve statickém i dynamickém režimu.



obr.6. V/A char. TL431

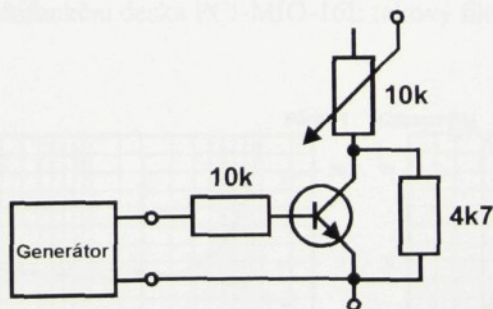


obr.7. Závislost I_C/U_{CE} KF 520

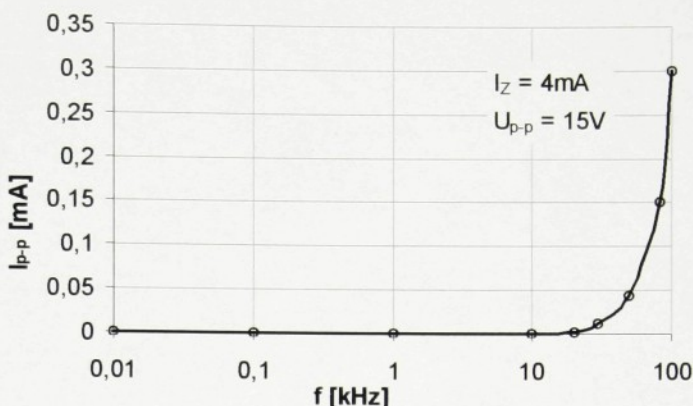
V běžných aplikacích je zapojení reference TL431 pouze se sériovým odporem dostatečné, což je zřejmé z charakteristiky na obr.6., která je velmi strmá. Typická hodnota vnitřního odporu je $0,2\Omega$. V tomto případě ale operační zesilovač kmital, což se dalo předpokládat, neboť jede o velmi kritickou variantu zapojení. Ten se podařilo stabilizovat zapojením paralelního kondenzátoru 100nF , který bylo nutné ještě oddělit odporem $10\text{k}\Omega$. Bez něj by se kondenzátor pouze vybíjel přes dynamický vnitřní odpor reference. Kondenzátor zde má účinek jednak blokovací, ale zároveň velmi zlepšuje dynamické vlastnosti zdroje a omezuje vliv šumu reference. Sériový odpor byl nahrazen unipolárním tranzistorem KF 520, který má charakter nepříliš kvalitního zdroje konstantního proudu, viz. obr.7.. Zde však vyhovujícím způsobem nastavuje pracovní bod reference TL431, protože předpokládané klidové výstupní napětí OZ je $15,5\text{ V}$ (klidové napětí snímače vibrací $+U_{\text{ref}}$), čímž se pohybujeme na charakteristice v oblasti dostatečně ploché.

Cívka 1mH zapojená sériově k zátěži omezuje šum produkovaný zdrojem konstantního proudu, protože ta se snaží zachovat směr proudu. Její hodnota byla experimentálně volena tak, aby nedocházelo k velkým napěťovým špičkám při odpojení zátěže a překmitům v důsledku vzniklého LC rezonančního obvodu vlivem parazitních kapacit polovodičových prvků.

Ověření vlastností konstantního zdroje proudu 4 mA bylo provedeno jak ve statickém, tak i v dynamickém režimu. Průběh zvlnění proudu v závislosti na frekvenci rozkmitu napětí byl měřen pomocí dynamické zátěže. Průběh na generátoru byl pro každou frekvenci nastaven tak, aby napětí na zátěži mělo přibližně sinusový průběh a konstantní amplitudu.



obr.8. Dynamická zátěž pro měření zvlnění proudu

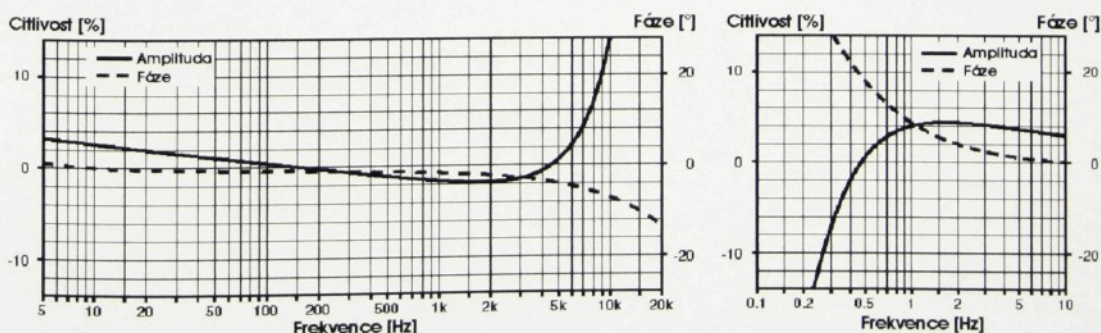


obr.9. Zvlnění zátěžového proudu v dynamickém režimu

Závěrem lze tedy říci, že tento zdroj konstantního proudu s uzemněnou zátěží má téměř identické vlastnosti jako zdroj na obr.3. a lze jej použít pro napájení snímače Bruel&Kjaer 4508.

4.3.2 Antialiasing filtr

Připojením snímače vibrací ke zdroji konstantního proudu získáme napěťový signál, jako na obr.3.. Jak již bylo řečeno dříve, výrobcem udávaná šířka pásma snímače 8 kHz je pouze pásmem nezkresleného signálu. Takto získaný zdroj napěťového signálu není prakticky nijak pásmově omezen, což je možné odhadovat již z frekvenčních charakteristiky snímače. Při testování takto napájeného snímače na osciloskopu se i v klidu projevovala poměrně velká složka signálu ve vysokých pásmech spektra. Nepodařilo se určit, zda jede o pásmově omezený šum, nebo rezonanční harmonický signál. Z tohoto důvodu bylo nutné zařadit antialiasingový filtr, neboť multifunkční deska PCI-MIO-16E takový filtr neobsahuje.



obr.10. Frekvenční charakteristika akcelerometru Bruel&Kjaer 4508

Návrh filtru byl proveden s ohledem na použitelnost celého systému pro kvalitní měření, ale zároveň na maximální jednoduchost. Obecně se od antialiasing filtru požaduje potlačení 80 dB na Nyquistově frekvenci, tedy $F_s/2$. Zlomová frekvence se volí obvykle $0,8 \cdot F_s/2$. K tomu účelu je nutno použít dolní propust vysokého řádu.

S ohledem na frekvenční charakteristiku a požadavky měření byla zlomová frekvence zvolena 5 kHz. Pro tuto frekvenci byla navržena dolní propust 3. řádu Butterworthovou aproximací. Pro takto nízkou frekvenci zlomu je sice 3. řád zcela nedostačující, ale nejvyšší možný, kterého lze dosáhnout jako aktivní propusti s použitím jednoho OZ. I tak zapojení obsahuje jeden předřazený RC článek v podobě pasivní propusti. Prakticky to samozřejmě bude znamenat vzorkování vysokou frekvencí a následnou decimaci. Nicméně zjednoduší to celý tištěný spoj.

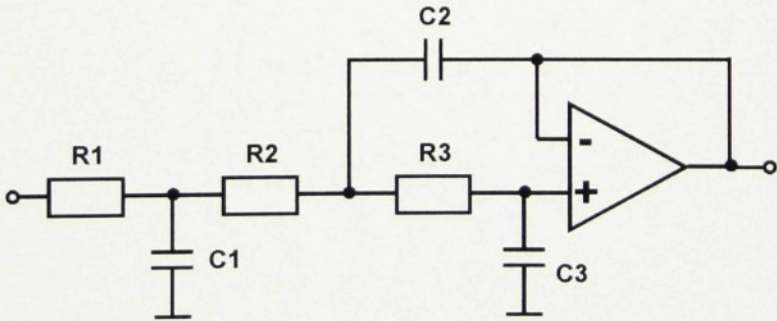
Přenosová funkce Butterworthovy dolní propusti 3. řádu bude mít následující tvar

$$F(s) = \frac{k \cdot \omega_c^3}{(s + \omega_c) \cdot (s^2 + \omega_c \cdot s + \omega_c^2)} = \frac{b_0}{s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \tag{4-1}$$

a pro $k = 1$, $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, kde $f_c = 5 \text{ kHz}$

$$F(s) = \frac{3,101 \cdot 10^{13}}{s^3 + 6,283 \cdot 10^4 \cdot s^2 + 1,974 \cdot 10^9 \cdot s + 3,101 \cdot 10^{13}} \tag{4-2}$$

Pro realizaci aktivní propusti použijeme tzv. „Sallen-Keyovo“ zapojení. Což je nejjednodušší zapojení dolní aktivní propusti 3. řádu,



obr.11. Sallen-Keyova dolní propust 3. řádu

jejíž přenosová funkce je popsána vztahem

$$F(s) = \frac{1}{s^3 + \frac{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}{R_1 C_1 (R_2 + R_3) + R_3 C_2 (R_1 + R_2)} s^2 + \frac{R_1 C_1 + C_3 (R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3} s + \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}} \tag{4-3}$$

Z (4-2) a (4-3) získáme soustavu rovnic, která pro $R_1 = R_2 = R_3 = R = 10\text{k}\Omega$ bude vypadat

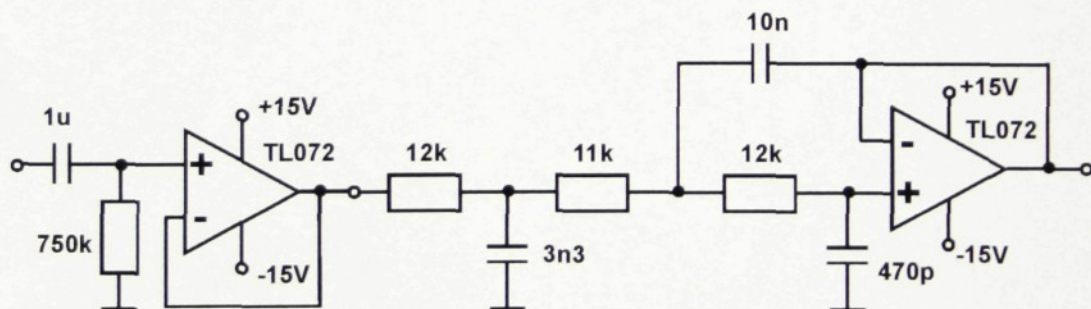
$$\frac{2 \cdot (C_1 + C_2)}{C_1 \cdot C_2 \cdot R} = a_2 \quad \frac{C_1 + 3 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R^2} = a_1 \quad \frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R^3} = a_0 \quad (4-4)$$

a jejichž řešením získáme hodnoty kapacit

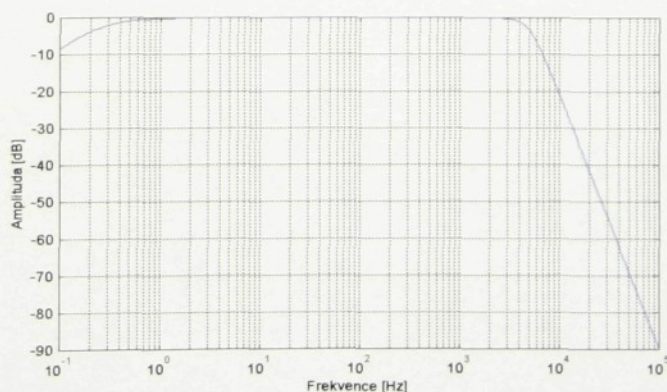
$$C_1 = 4,433 \text{ nF} \quad C_2 = 11,29 \text{ nF} \quad C_3 = 644,4 \text{ pF}.$$

Hodnoty skutečných součástek pak byly získány experimentováním s blízkými hodnotami z běžně vyráběné řady.

Jak bylo řečeno výše, klidové napětí na akcelerometru je 13V. Signál s takovouto stejnosměrnou složkou není možné přivést do analogového vstupu multifunkční desky MIO-16E, ani do vstupu dolní propusti. Maximální rozsah analogových vstupů je 10V. Napájení OZ je 15V a napětí na obou vstupech OZ nesmí překročit napětí napájecí. Proto bylo nutné zařadit ještě horní propust. Ta byla realizována běžným RC článkem s časovou konstantou $\tau=0,75\text{s}$. Použitý kondenzátor je svitkový, neboť má minimální parazitní paralelní odpor. Protože aktivní DP, která je za ním kaskádně zapojena, obsahuje předřazenou pasivní DP, kterou není možné pasivní HP zatížit, bylo nutné použít napěťový sledovač. Zapojení celé pásmové propusti tvořené HP 1.řádu a Butterworthovou DP 3. řádu je následující.



obr.12. Pásmová propust



obr.13. Amplitudová frekvenční charakteristika pásmové propusti

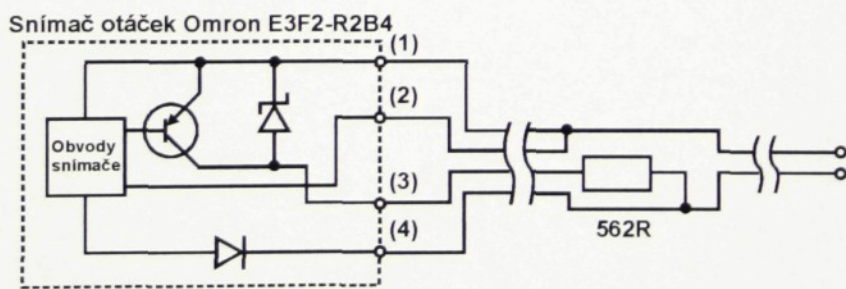
Přenosová funkce pásmové propusti v tomto zapojení je

$$F_{pp}(s) = F_{HP} \cdot F_{DP} = \frac{0,75 \cdot s}{(0,75 \cdot s + 1)} \cdot \frac{3,101 \cdot 10^{13}}{s^3 + 6,283 \cdot 10^4 \cdot s^2 + 1,974 \cdot 10^9 \cdot s + 3,101 \cdot 10^{13}} \quad (4-5)$$

Jediným požadavkem na horní propust bylo odstranění stejnosměrné složky signálu. Zlomová frekvence bylo zvolena především s ohledem na technickou realizovatelnost, tzn. velikost kondenzátoru a odporu RC článku, která musela korespondovat s impedancí vstupů OZ. Pásmová propust, v níž je HP zařazena, bude používána k měření vibrací z indukčních motorů. Nejnižší frekvence harmonických, které nás zajímají, tak odpovídají frekvenci mechanického otáčení rotoru. Vzhledem k tomu, že motory s větším počtem párů pólových nástavců než 3 se vyrábějí zřídka, bude tato frekvence minimálně 15 Hz. Předpokládá se, že motor bude napájen z běžné sítě, nikoli z frekvenčního měniče.

Nedostatek dolní propusti použité jako antialiasing filtr, kterým je nízký řád filtru, bude nutné odstranit programově, použitím vysoké vzorkovací frekvence. Ta, pro splnění požadavků na takovýto filtr, se bude muset pohybovat okolo 160kHz. Na druhou stranu zde bude možné využít poznatků získaných při testování snímače, který je sice zdrojem šumu v pásmech vyšších než udávaný rozsah. Jeho dominantní složky se ovšem vyskytují v pásmech řádů stovek kHz a vyšších, tudíž budou spolehlivě odstraněny.

4.4 Připojení optického snímače otáček



obr.14. Dvou vodičové zapojení snímače otáček

Snímač otáček Omron je zakončen kabelem se čtyřmi vodiči.

- (1) Napájecí vodič 10-30V.
- (2) Režim spínání. Na (1) rozpíná při odrazu. Na (4) spíná při odrazu.
- (3) Výstup. Umožňuje připojit zátěž proti zemi do 100mA.
- (4) Zemnicí vodič.

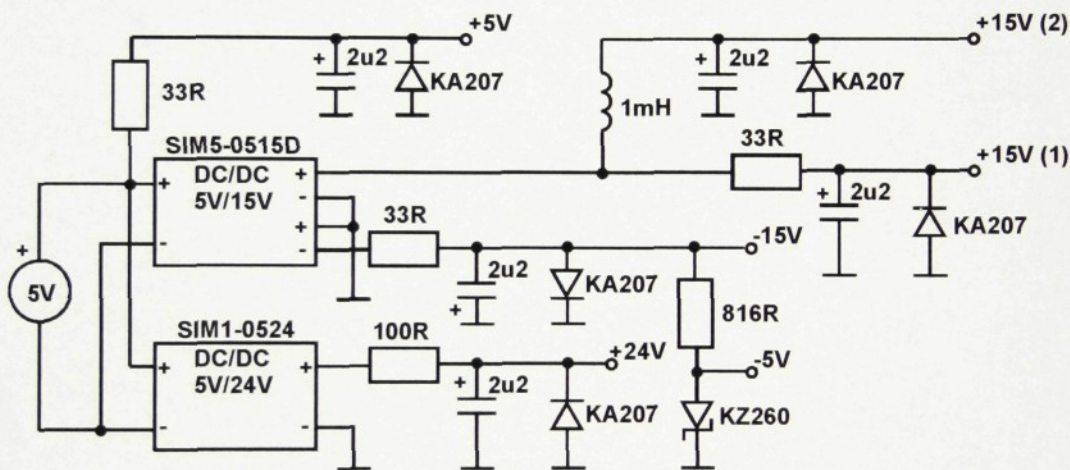
Vodič (2) pro volbu režimu byl trvale připojen na $+U_{CC}$. Vodič (3) zatížen odporem 562Ω . Dále byl připojen běžný koaxiální kabel zakončený BNC. Snímač je takto možné napájet a výstupním logickým signálem je změna odebíraného proudu. Viz. obr.14.. Napájecí proud snímače je 15mA , což odpovídá i proudu rozepnutého snímače v zapojení na obr.14.. Logické úrovně v proudových odběrech jsou $I_{\text{off}}=15\text{mA}$, $I_{\text{on}}=42\text{mA}$.

Snímač otáček je připojen ke konektoru (1) na obr.15.. Je napájen 15V, přičemž proudový odběr způsobuje napěťový úbytek na odporu 27R, který je přiveden na bázi tranzistoru KC307 přes bázevý odpor 1k. Při zvýšení proudového odběru dojde k jeho sepnutí i k sepnutí KC 509, který tvaruje signál na výstupu (2) v logice TTL.

31

4.5 Napájení

Celý modul obsahující obvody pro měření vibrací a otáček měl být umístěn do BNC terminálu. Bylo tedy zapotřebí zajistit napájení co možná nejjednodušším způsobem, bez nutnosti použití externího síťového zdroje apod.. Kabel propojující terminál s multifunkční deskou obsahuje napájecí vodič +5V, podle údajů výrobce zatížitelný max. 800mA. Pro napájení výše navržených obvodu byly zapotřebí různé úrovně symetrického napájecího napětí. Proto byly použity tzv. DC-DC měniče. Jde o miniaturní spínané zdroje s vstupním i výstupním stejnosměrným napětím. Výstupní napětí na těchto zdrojích je galvanicky odděleno od napájecího a je i vysoce stabilní a odolné vůči jeho rušení či kolísání, což byly hlavní důvody jejich použití.



obr.16. Schéma napájení

V zapojení byly použity dva DC-DC měniče. SIM1-0524 slouží jako napájení pro zdroj konstantního proudu na obr.5. SIM-0515D je zdrojem symetrického napětí 15V, napájí snímač otáček na obr.15. a pásmovou propust na obr.12..

DC-DC měniče jsou velmi kvalitní zdroje s minimálním zvlněním napětí, které přesto může obsahovat malou střídavou složku způsobenou frekvencí spínání, které je cca. 200kHz. Bylo tedy nutné napětí filtrovat. Vyjma napájení snímače otáček (2), nebylo možné v napěťových filtrech použít tlumivky, které mohou způsobovat napěťové špičky při změně proudového odběru, což může dále způsobit nestabilitu operačních zesilovačů pracujících se silnou zápornou zpětnou vazbou. Pak je neúčinné i blokování jejich napájení. Stejně tak není možné použít k filtraci samotné kondenzátory zapojené paralelně přímo za DC-DC. Ty, vzhledem k vysoké frekvenci spínání, mají velmi rychlý náběh po zapnutí a kondenzátor se

tak chová jako zkrat a může způsobit destrukci. Jedinou variantou tak byly RC články. Hodnota odporu byla volena s ohledem na maximální proudovou zatížitelnost DC-DC, zhruba tak aby případný zkratový proud byl šestinásobkem maximálního trvalého zatížení.

V obvodech jsou použity součástky citlivé i na malé a krátkodobé přepólování. Všechny napájecí příводы jsou proto chráněny diodou v závěrném směru, která by měla omezit vliv různé dlouhého náběhu napětí při zapnutí a vypnutí.

4.5.1 Vliv a eliminace rušení

Řešení dvou vodičového zapojení snímače otáček v kapitole (4.4) z hlediska rušení není ideální. Proudový odběr snímače se mění skokově podle toho, zda paprsek dopadá na odraznou pásku, či nikoliv. Zároveň s ním se mění i odběr celého modulu, neboť DC-DC měniče zajišťují dobrou ochranu proti vnějšímu rušení, ale ne naopak. Prakticky to znamená, že odběr z 5V napájení multifunkční desky je 0,35A, pokud se paprsek ze snímače neodráží a 0,5A v opačném případě. Je to sice v povoleném rozsahu 0,8A udávaném výrobcem desky a navíc napájecí zdroj PC je dostatečně tvrdý, ale problémem je impedance přírodního kabelu. Ta sice nebyla měřena, nicméně při použití kabelu dlouhého 2m byl vnitřní odpor 5V zdroje $R_i \sim 1\Omega$, což znamenalo úbytek 0,5V. Navíc toto napětí kolísalo o 0,15V vlivem změny odběru snímače. Měřením se zjistilo, že DC-DC měnič SIM5-0515D je proti tomuto rušení zcela imunní, ale u SIM1-0524 napětí kolísalo o 0,3V. SIM1 napájí v obvodu pouze operační zesilovač zdroje konstantního proudu, jehož typické potlačení vlivu napájecího napětí SVR je 100dB a pracuje se silnou ZZV, takže by se toto rušení nemělo projevit. Vliv právě takového rušení by byl velmi nežádoucí. Napětí totiž kolísá s frekvencí stejnou, jako je otáčení rotoru a právě ta a její vyšší harmonické jsou nejdůležitější složkou sledovanou při měření. Při testování však nebyla ve spektru patrná žádná složka odpovídající frekvenci otáčení, ani její vyšší harmonické. I tak je ale vhodné používat co možná nejkratší kabel pro připojení terminálu k multifunkční desce.

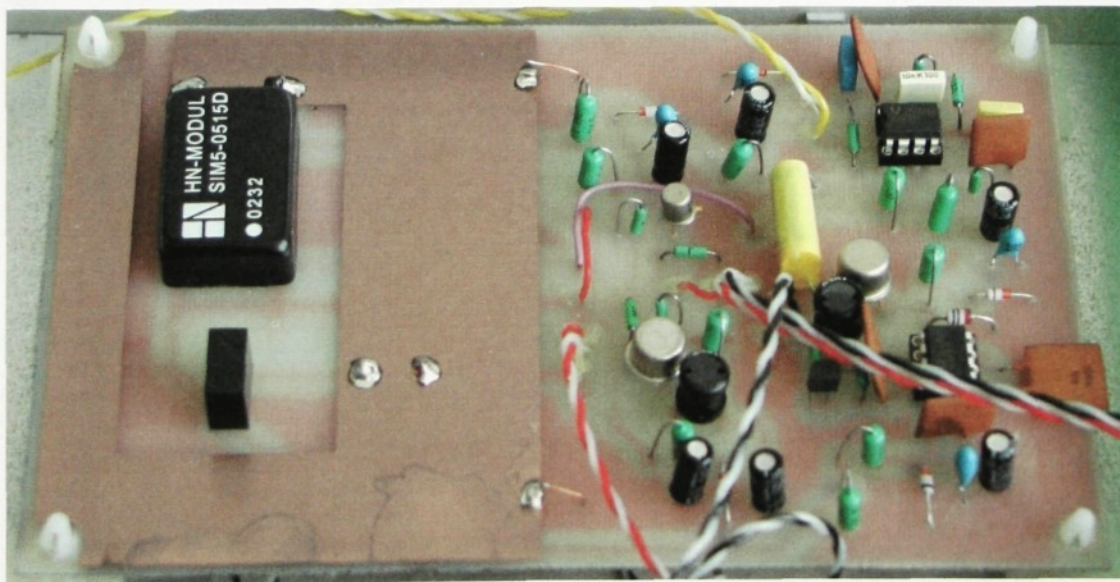
Při prvních testováních těchto obvodu na nepájivém poli se rovněž velmi projevovalo elektromagnetické rušení způsobené spínací frekvencí DC-DC měničů. Ty jsou miniaturní a tudíž nemají žádné stínění, což není vhodná kombinace s JFET operačními zesilovači s velkým vstupním odporem. Rovněž impedance analogových vstupu je $>1M\Omega$. Na to bylo nutné brát zřetel při návrhu tištěného spoje.

Na tištěném spoji byly DC-DC měniče umístěny v poměrně velké vzdálenosti od ostatních součástek. Na horní vrstvě byl v jejich okolí vytvořen měděný rámeček, který byl

spojen s výkonovou zemí. Na ten bude možné později naletovat kovové stínění, které by mělo vliv rušení omezit.

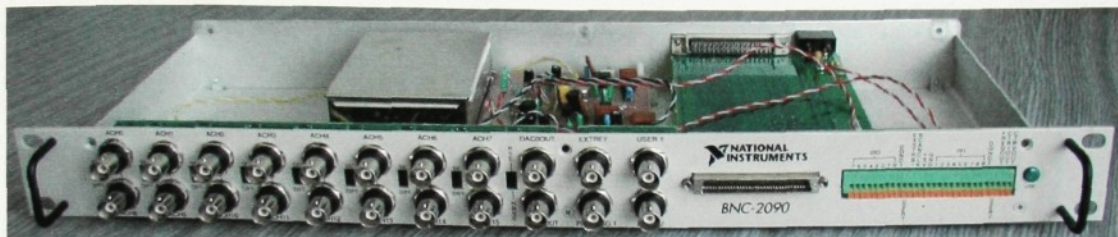
Při následném testování modulu zhotoveného již v podobě tištěného spoje se toto rušení téměř neprojevovalo. Při testování na nepájivém poli svůj podíl pravděpodobně sehrály smyčky na vodičích s velkou plochou.

Při návrhu tištěného spoje bylo třeba rovněž zohlednit umístění blokovacích kondenzátorů. Je potřeba blokovat napájecí napětí operačních zesilovačů a obecně všech součástek pracujících se ZZV. Základním předpokladem je umístění co nejbližše napájecímu vývodu a zároveň zemi. Blokovací kondenzátory a všechny prvky v ZZV vyžadující zemnění je třeba připojit k zemi pokud možno v jednom bodě. To je na tištěném spoji obvykle těžko splnitelné, proto bylo při jeho návrhu postupováno následujícím způsobem. Všechny součástky vyžadující blokování nebo spojení se zemí byly umístěny po obvodu tištěného spoje. Součástky vyžadující spojení se zemí, včetně blokovacích kondenzátorů, byly orientovány zemnicím přívodem směrem ven. Následně byla na tištěném spoji vytvořena rozlévaná měď s potenciálem země. Díky tomu zde byl jediný zemnicí spoj v podobě rámečku po obvodu, který zajišťoval minimální impedanci a tak i vysokou účinnost blokování. Jeho nízká impedance rovněž omezovala vliv případných zemních smyček.



obr.17. Přídavný modul pro připojení snímačů k multifunkční desce

4.6 Zapojení vstupních kanálů



obr.18. BNC terminál

Akcelerometr Bruel&Kjaer řady 4508 a snímač otáček v dvou vodičovém zapojení je možné připojit ke konektorům „USER 1“ a „USER 2“, které jinak nemají žádnou funkci. V žádném případě ale nesmí dojít k jejich záměně.

Signál vibrací je zapojen na analogový vstup „ACH7“ a zároveň je vyveden na čelním panelu. Tento konektor není tedy možné využívat jako vstup. Stejně tak tachometrový signál je zapojen na analogový vstup „ACH6“, časovač/čítač „CNTR1“ a externí trigger „TRIG1“. Ani tyto konektory nemohou být nadále použity jako vstupní.

5. Realizace programu pro měření a diagnostiku

V této kapitole budou popsány algoritmy a postupy použité při návrhu diagnostického a vizualizačního prostředí pro indukční motory. Program byl napsán ve vývojovém prostředí „LabWindows/CVI“ od firmy National Instruments. Ten obsahuje řadu užitečných funkcí pro analýzu a zpracování signálů a funkcí pro sběr dat.

Cílem bylo měření signálu ze snímačů popsaných v předchozí kapitole s použitím navrženého modulu. Ta by měla být zpracována s použitím nejvhodnějších diagnostických metod a zobrazena tak, aby bylo možno snadno rozhodnout o případné vadě.

5.1 Spektrální analýza

Ta je základním prostředkem diagnostiky všech mechanických strojů, tedy i indukčních motorů a opírají se o ní téměř všechny metody. V tomto případě šlo především o zobrazení spekter měřených signálů, což je nejjednodušší a nejběžnější způsob zobrazování signálu, kromě zobrazování jejich časových průběhů.

Požadavkem bylo průběžné zobrazování spekter v reálném čase. Z toho důvodu byl k tomuto účelu použit algoritmus rychlé Fourierovy transformace (FFT), navíc upravený pouze pro reálné signály. Ten je podstatně rychlejší, a proto vhodnější pro aplikaci v reálném čase, než algoritmus diskrétní Fourierovy transformace (DFT). Omezením FFT je možnost aplikace na záznamy s počtem vzorků 2^N (3.1.2). Podle toho bylo nutné volit i způsob sběru dat.

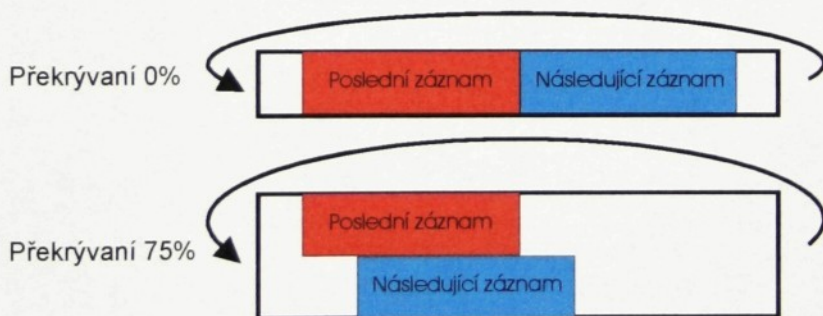
Vývojové prostředí i multifunkční deska jsou od stejného výrobce. K dispozici tedy byla celá řada funkcí pro sběr dat. Ten musel probíhat tak, aby při zpracování dat nedocházelo ke ztrátám nebo k mezerám. Tzn. je-li FFT spočítána a zobrazena např. z okna o 1024 vzorcích, následující výpočet musí proběhnout ze vzorků bezprostředně následujících. Protože výpočet vyžaduje nemalou část času procesoru, jediný způsob jak toho dosáhnout je paralelní běh výpočtu i sběru dat. Tento způsob je označován jako tzv. „Asynchronní vzorkování“. Funkce pro něj jsou rovněž k dispozici. Ke své činnosti používají tzv. „kruhový buffer“ (obr.19.), z něhož je možné v jakémkoli okamžiku vybrat libovolný počet vzorků, proto je jejich použití vhodné pro spektrální analýzu.

5.1.1 Časová okénka a překrývání záznamů

Jak je uvedeno v (3.1.1), při použití FFT s konečným počtem vzorků dochází k rozkladu spojitých frekvencí na diskrétní. K omezení vlivu tohoto rozkladu je třeba požit časová okénka. Do této aplikace tak samozřejmě byla implementována možnost použití těch nejběžnějších. Uživatel může zvolit, jaké pro výpočet FFT použije. Zvolit může z 10 (pravoúhlé, trojúhelníkové, Hannovo, Hammingovo, Blackmanovo, ...). Při implementaci šlo pouze o to naměřený signál vynásobit průběhem okénka, který je definován příslušným funkčním vztahem.

Při používání časových okének dochází ke ztrátě určité informace v záznamu. Tato ztráta se běžně kompenzuje použitím tzv. překrýváním záznamů. Není to samozřejmě jediný důvod jeho použití, hlavním důvodem je získání většího počtu okének. Jako příklad uveďme, že budeme-li vzorkovat frekvencí $f_s = 8000$ Hz a délka zpracovávaného okna bude $N = 4096$ vzorků, budeme moci aktualizovat zobrazené spektrum zhruba každé 0,5s, ovšem při překrytí záznamu 90% to bude již 0,05s, čímž docílíme plynulého zobrazování.

Při implementaci překrývání záznamů bylo možno s výhodou využít vlastností kruhového bufferu.



obr.19. Použití kruhového bufferu pro překrytí záznamů

Ten je tvořen přiděleným blokem v paměti PC, ukazatelem (pointrem) na poslední zapsaný údaj a poslední čtený údaj. Standardně při výběru dat z kruhové bufferu se pokračuje od posledního čteného údaje. Pokud chceme dosáhnout překrytí záznamu, před každým následujícím výběrem postačí změnit hodnotu ukazatele. Uveďme příklad: Velikost okna je $N=1024$ vzorků a požadované překrytí 75%. Před každým výběrem je nutné snížit hodnotu ukazatele o 768 s ohledem na to, že se pohybujeme uvnitř kruhového bufferu. Tzn. všechny operace s ukazateli je nutné provádět modulo velikost bufferu.

Tímto způsobem je možné dosáhnout libovolného překrývání za předpokladu dostatečného výpočetního výkonu PC. V opačném případě velikost překrývání nebude zaručena. Pokud navíc dojde k přetečení bufferu, začnou vznikat mezery mezi okny.

5.2 Hilbertova transformace

Předchozí část byla věnována obecným metodám zpracování signálů a jejich vizualizaci, které budou v konečné podobě použity pro většinu diagnostických metod. V některých případech je ale nutné konkrétní signál zpracovat tak, jak to jeho charakter vyžaduje.

V (2.1.2) je popsáno, že vady, jež je možné diagnostikovat měřením fázových proudů, se projevují v podobě amplitudové modulace. Jako takové jsou pochopitelně zřetelné i ve spektru, nicméně pro zpřehlednění je výhodné signál nejprve demodulovat, neboli provést tzv. obálkovou analýzu.

Nejčastěji používaný algoritmus pro obálkovou analýzu je Hilbertova transformace, již je možno použít k získání průběhu modulačního signálu. Její výpočet je založen na Fourierově transformaci. Pro její aplikaci v reálném čase je tedy výhodné používat okna o velikost 2^N vzorků, stejně jako v (5.1). Díky tomu bylo snadné začlenit ji přímo do programové části realizující spektrální analýzu (5.1). Pokud se uživatel rozhodne obálkovou analýzu použít, má k dispozici tytéž funkce, kterými program disponuje, s tím rozdílem, že veškeré zobrazované informace neodpovídají měřenému signálu, ale jeho obálce.

5.3 Synchronní filtrace

Ta byla zvolena především pro zpracování vibrací, tedy signálu z akcelerometru, který je silně zatížen šumem a strukturálními kmity a nejdůležitější složky spektra odpovídají násobkům mechanické frekvence motoru. Synchronní filtrace je u tohoto typu signálu velmi účinná, viz. frekvenční charakteristika synchronní filtrace (3.3).

V (3.3) je uvedeno, že jde o průměrování časových záznamů se synchronizovaným startem měření. Pro tuto metodu bylo tedy nutné použít jiný způsob sběru dat než pro předchozí. Ovladače multifunkční karty MIO-16E (4.1) dovolují vzorkování spouštěné od externího triggeru, ke kterému je připojen signál ze snímače otáček (4.6). Nevýhodou je, že tyto funkce sběru dat nedovolují asynchronní vzorkování a tedy ani překrývání záznamů. Naopak zde dochází k mezerám mezi jednotlivými záznamy. To prodlužuje dobu měření potřebnou pro dosažení požadovaného počtu průměrů a může tak i znemožnit použití, pokud dochází ke kolísání otáček motoru. Je to ale jediný způsob, jak provádět synchronní filtraci na PC s použitím multifunkční desky v reálném čase.

Takto naměřené záznamy je možné již přímo průměrovat podle vztahu (3-8) nebo (3-9). První z nich je ovšem výpočetně i paměťově velmi náročný, proto v tomto programu je postupováno podle druhého z nich. Ten byl ale mírně modifikován následujícím způsobem.

$$y(t,i) = \frac{t-1}{t} \cdot y(t-1,i) + \frac{1}{t} \cdot x(t,i), \quad i=0, \dots, N-1, \quad \text{pro } t < K$$

$$y(t,i) = \frac{K-1}{K} \cdot y(t-1,i) + \frac{1}{K} \cdot x(t,i), \quad i=0, \dots, N-1, \quad \text{pro } t \geq K \quad (5-1)$$

Kde K je počet průměrů a t počet změřených záznamů. Výhodou tohoto průměrování je, že poskytuje výsledky ještě před naměřením K požadovaných záznamů.

Použití synchronní filtrace je podmíněno přítomností zdroje synchronizačních pulsů, v našem případě optického snímače otáček. Pokud čas mezi dvěma pulsy překročí uživatelem nastavený limit, aplikace provede výpočty a zobrazení z posledních naměřených dat.

5.4 Měření otáček

To provádí čítač/časovač, který je součástí multifunkční desky. Aby bylo možné hodnotu otáček zobrazovat s co možná nejčastější aktualizací, měří se perioda jedné otáčky, tedy doba mezi dvěma pulsy ze snímače otáček a nikoli počet pulsů za jednotku času. Časovač pracuje s časovou základnou $f=100\text{kHz}$. Jeli k stav časovače, pak otáčky motoru jsou

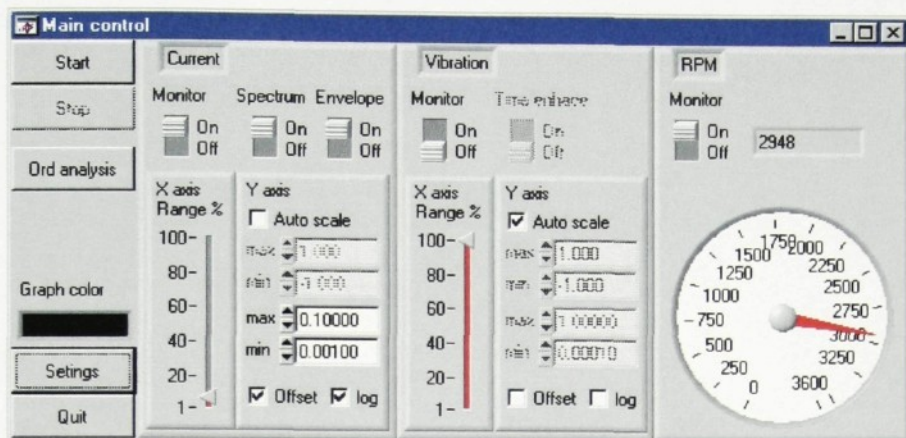
$$n_{r1}(t) = 60 \cdot \frac{f}{k(t)}. \quad (5-2)$$

Takto změřená a vypočtená hodnota otáček je zobrazována pomocí virtuálního ručkového ukazatele v okně aplikace, který má funkci tzv. „bargrafu“. Slouží ke snadnému rozpoznání okamžiku, kdy otáčky kolísají, rostou nebo klesají.

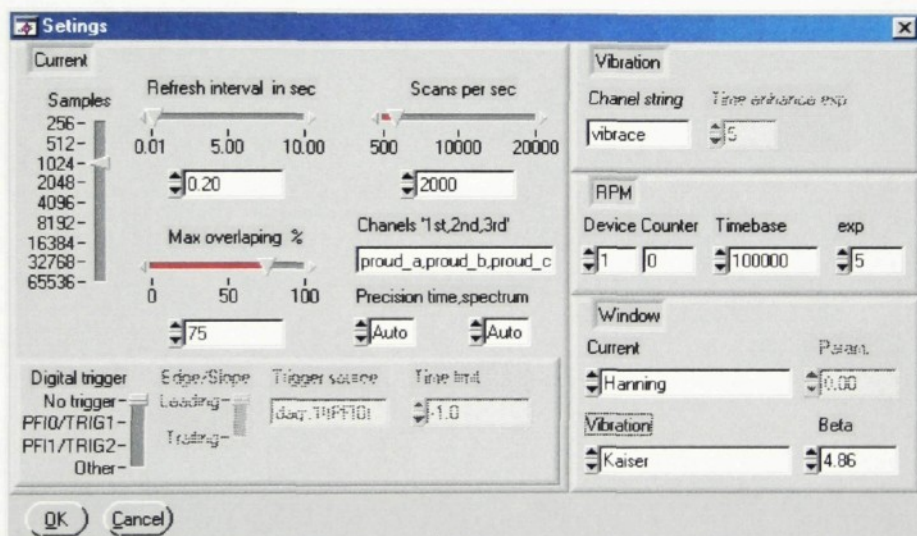
Hodnota zobrazovaná číslicovým ukazatelem je navíc průměrována podle vztahu

$$n_{r2}(t) = \frac{K-1}{K} \cdot n_{r2}(t-1) + \frac{1}{K} \cdot n_{r1}(t). \quad (5-3)$$

Přesná znalost okamžitých otáček je důležitá při vyhledávání harmonických složek signálu ve spektru k účelům diagnostiky. V opačném případě snadno dojde k záměně se složkou, které s vadou motoru vůbec nesouvisí. Stejně tak je důležité vědět, zda otáčky kolísají a v jaké míře. Závěr je možné udělat pouze na základě záznamu ze stacionárního režimu činnosti motoru.



obr.20. Hlavní okno aplikace



obr.21. Okno nastavení

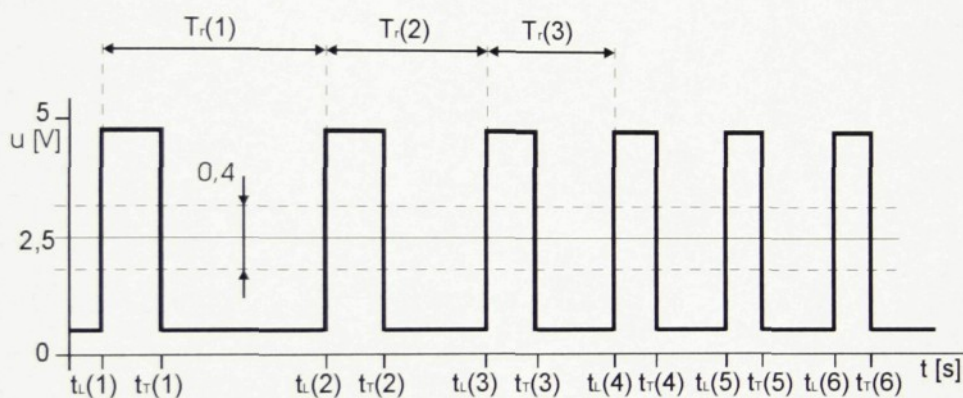
5.5 Souběhová analýza

Ta se používá jednak pro rozběhovou analýzu nebo pro eliminaci vlivu kolísání otáček. Většina zdrojů zabývajících se diagnostikou indukčních motorů se zmiňuje o tom, že kolísání otáček je velkým problémem. Doporučují proto provádět spektrální analýzu z krátkých záznamů a synchronní filtraci s nízkým počtem průměrů. Zatímco analýza fázových proudů se dá i za těchto podmínek provádět celkem dobře, neboť projevy vad jsou v zde výrazné, u vibrací je to velmi obtížné. V našem případě se navíc veškerá měření provádí na malých motorech o výkonu kolem 1kW. Setrvačnost rotoru je pochopitelně malá a kolísání otáček výrazné. Navíc analýza vibrací je obecně obtížná a souběhová analýza nebo synchronní filtrace jsou nejběžnější prostředky k jejímu provádění.

Žádná literatura neuvádí přesný postup při její realizaci, proto její implementace v této aplikaci byla do značné míry experiment.

5.5.1 Zpracování signálů ze snímače otáček

Měření tohoto signálu, nadále jej budeme označovat jako „tacho“, souběžně s analyzovaným signálem je podmínkou souběhové analýzy. Zapotřebí je jeho přesný časový záznam a nestačí tedy pouze občasné změření jeho periody. Jedná se o logický signál, ale dodávané ovladače multifunkční desky MIO-16E nedovolují provádět časový záznam digitálních vstupů, proto bylo nutné zavést jej do analogového vstupu (4.6) a následně vzorkovat a zpracovat programově. Konkrétně provést detekci hran. Vzorkovací frekvence musí být dostatečně vysoká, pokud chceme určit hodnotu otáček nebo periody přesně.



obr.22. Programové zpracování tacha

Detekce hran je prováděna tak, jak je naznačeno na obr.22.. Tacho je tvarováno v logice TTL a průběh jeho napětí je uložen v paměti jako typ pohyblivá řádová čárka „double float“. Logická rozhodovací úroveň je implicitně zvolena 2,5V s hysterezí 0,4V, ale tyto hodnoty může uživatel samozřejmě změnit. Výsledkem algoritmu pro detekci hran je posloupnost časových údajů odpovídajícím výskytu náběžných a sestupných hran, která je uložena v paměti v podobě pole takto.

$$\{ t_L(1), t_T(1), t_L(2), t_T(2), \dots \} \quad (5-4)$$

Smyslem souběhové analýzy je získat signál vzorkovaný tak, aby vzorkovací frekvence byla vázána na otáčky stroje, tzn. počet vzorků mezi dvěma pulsy byl konstantní. Postup, který používá frekvenční analyzátor, převzorkuje signál tím způsobem, že z intervalu mezi pulsy odebere požadovaný počet rovnoměrně rozložených vzorků. Dalo by se říci, že

předpokládá konstantní rychlost otáčení stroje během jeho periody. Otáčky stroje se ale mění rovnoměrně tzn., že i během periody. Cílem tedy bylo provést převzorkování tak, aby se vzorkovací frekvence resp. decimální poměr měnil taktéž rovnoměrně během periody, neboli byl přímo úměrný mechanické frekvenci stroje, která je pro n -tou otáčku stroje

$$f_r(n) = \frac{1}{T_r(n)} = \frac{1}{t_L(n+1) - t_L(n)} \quad \text{nebo} \quad f_r(n) = \frac{1}{t_T(n+1) - t_T(n)}. \quad (5-5)$$

To je ovšem její průměrná hodnota během jedné periody. My ale potřebujeme získat její časový průběh a k tomu je zapotřebí znát hodnoty okamžité, nikoli průměrné. Ty je možné získat, pokud předchozí předpoklad, že otáčky jsou během periody konstantní, povýšíme na takový, že se mění lineárně. Ani to samozřejmě není zcela přesné, ale určitě přesnější než předchozí.

Pokud známe průměrnou rychlost na určitém intervalu, lhotejino zda je úhlová nebo přímočará, je rovna střední hodnotě jejího časového průběhu. Pokud se navíc v čase mění lineárně, bude průměrná hodnota rovna okamžité přesně v polovině tohoto intervalu. Díky tomu můžeme považovat frekvenci $f_r(n)$ za okamžitou v čase

$$t'(n) = \frac{t_L(n) + t_L(n+1)}{2} \quad \text{nebo} \quad t'(n) = \frac{t_T(n) + t_T(n+1)}{2}. \quad (5-6)$$

Ta ovšem není ekvidistantní.

K získání spojitého časového průběhu otáček použijeme lineární interpolaci, což koresponduje s předpokladem, že se mění lineárně během periody. Funkce popisující průběh otáček na jediném úseku bude mít tvar

$$f_r(t) = a_1 \cdot t + a_0. \quad (5-7)$$

S dosazením (5-6) směrnice přímky bude

$$a_1(n) = \frac{\Delta f_r(n)}{\Delta t'(n)} = \frac{f_r(n+1) - f_r(n)}{t'(n+1) - t'(n)} = \frac{2 \cdot (f_r(n+1) - f_r(n))}{t_L(n+2) - t_L(n)} \quad (5-8)$$

a její konstantu a_0 určíme z rovnice

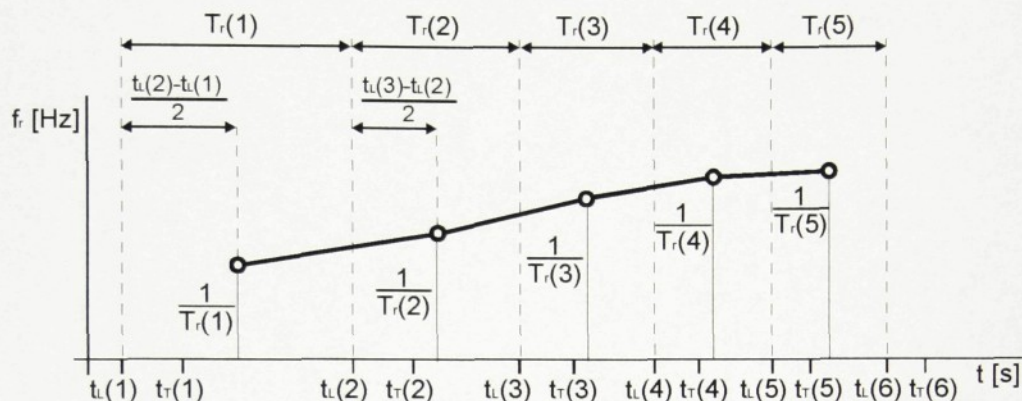
$$\begin{aligned} f_r(n) &= a_1(n) \cdot t'(n) + a_0(n) \\ a_0(n) &= f_r(n) - a_1(n) \cdot t'(n) = f_r(n) - \frac{(f_r(n+1) - f_r(n)) \cdot (t_L(n+1) + t_L(n))}{t_L(n+2) - t_L(n)} \end{aligned} \quad (5-9)$$

V tuto chvíli je již k dispozici spojitý průběh otáček stroje a je možné určit jejich hodnotu v libovolném časovém okamžiku pouze z naměřené posloupnosti hran tacha (5-4).

Mechanická frekvence stroje v celém úseku měření tedy je

$$f_r(t) = a_1(n) \cdot t + a_0(n) \quad \text{pro} \quad t \in (t'(n), t'(n+1)) \quad (5-10)$$

Abychom mohli frekvenci vyjádřit pouze na základě (5-4), je nutné do (5-10) dosadit (5-5), (5-6), (5-8), (5-9). Tento výraz je poměrně rozsáhlý, proto zde není uveden.



obr.23. Stanovení spojitého průběhu mechanické frekvence v čase

Obr.23. ilustruje princip algoritmu navrženého v předchozím textu. Okamžiky náběžných a sestupných hran na časové ose korespondují s obr.22.. Výpočet je naznačen pouze na základě náběžných hran, ale je možné ho provádět naprosto stejným způsobem i ze sestupných.

Tacho je generováno snímačem otáček, jehož paprsek dopadá na odrazný pásek umístěný např. na hřídeli motoru. Jeho střída je závislá na způsobu umístění. Pokud by tvořil 180° z obvodu hřídele, byla by střída rovna 1, pak by bylo možné z průběhu tohoto signálu určit dvě okamžité hodnoty otáček během jedné periody takto

$$f_r(1) = \frac{1}{T_r(1)} = \frac{1}{2 \cdot (t_r(1) - t_L(1))} \quad f_r(2) = \frac{1}{T_r(2)} = \frac{1}{2 \cdot (t_L(2) - t_r(1))} \quad (5-11)$$

To ale není příliš praktické, protože umístit pásek takto přesně je téměř nemožné. Jiný způsob, který dovolí jemnější měření otáček, také vyžaduje určitá pravidla, ale tentokrát už ne nerealizovatelná. Postačí, když pásek bude tvořit cca. 120° - 240° z obvodu hřídele. Potom můžeme k měření otáček zkombinovat obě metody, tedy určovat je jak z náběžných, tak ze sestupných hran. V předchozím algoritmu to znamená nahradit výraz (5-5) tímto

$$f_r(2n) = \frac{1}{T_r(2n)} = \frac{1}{t_L(n+1) - t_L(n)} \quad \text{a} \quad f_r(2n+1) = \frac{1}{t_r(n+1) - t_r(n)} \quad (5-12)$$

Jak bylo řečeno výše, takto určené otáčky jsou průměrné hodnoty na jedné periodě tzn., že intervaly sousedních hodnot se budou překrývat. To ale nevadí, protože podle (5-6) je

můžeme považovat za hodnoty okamžité. Tak máme dvojnásobný počet hodnot pro stanovení průběhu otáček. Všechny odvozené vztahy se ještě upraví analogicky, jako (5-12).

Pokud by umístění odrazného pásu nesplňovalo podmínky uvedené výše, nevadilo by to, ale nepřineslo by to téměř žádné zlepšení proti měření jedné hodnoty na otáčku, protože sousední hodnoty získané ze sestupných a náběžných hran by byly velmi blízko sebe.

5.5.2 Asynchronní převzorkování

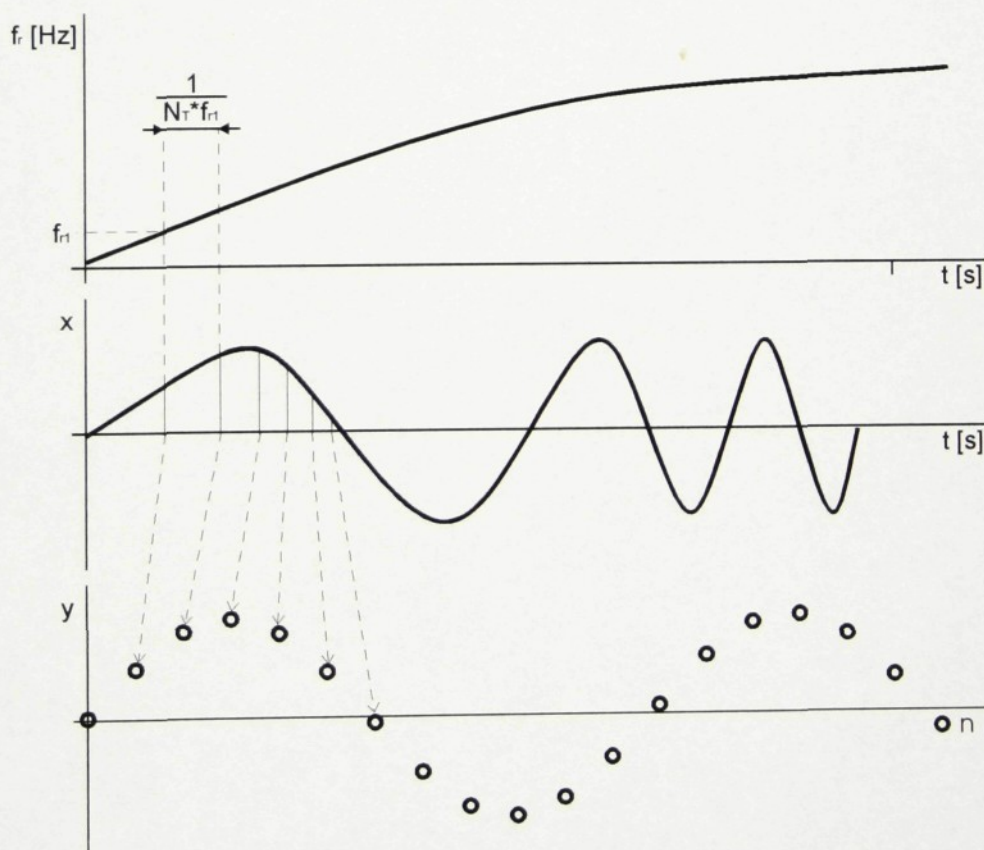
Souběhová analýza se zadává počtem harmonických složek na otáčku, nebo počtem vzorků na otáčku, označujeme N_T . Má-li být vzorkovací frekvence vázána na otáčky stroje, tedy přímo úměrná otáčkám, pak musí být rovna

$$f_s(t) = N_T \cdot f_r(t). \quad (5-13)$$

Tzn., že se v čase dynamicky mění, tudíž se bude měnit i vzorkovací interval Δt_s a vzorky nebudou ekvidistantní.

Při vzorkování pevnou frekvencí jsou intervaly konstantní, např. je-li $f_s = 1 \text{ kHz}$, pak

$$\Delta t_s(0) = 1 \text{ ms}, \Delta t_s(1) = 1 \text{ ms}, \Delta t_s(2) = 1 \text{ ms}, \dots$$



obr.24. Vzorkování signálu frekvencí vázanou na otáčky stroje

Na obr.24. je naznačen princip převzorkování. Jsou zde tři průběhy. První jsou otáčky za sekundu, tedy mechanická frekvence. Druhý je původní signál. Třetí je výsledný signál, zbavený vlivu kolísání otáček.

Nultý vzorek je vzorkován v čase $t_s(0)=0s$. Z (5-10) se spočítají otáčky stroje $f_r(t_s(0))$. Z nich se spočítá nová vzorkovací frekvence, resp. interval vzorkování

$$f_s(0) = N_T \cdot f_r(t_s(0)) \quad \Delta t_s(0) = \frac{1}{N_T \cdot f_r(t_s(0))}$$

a určí se čas vzorkování následujícího vzorku $t_s(1)=t_s(0)+\Delta t_s$. Dále pak algoritmus pokračuje analogicky. Obecný vztah pro určení okamžiku vzorkování lze zapsat

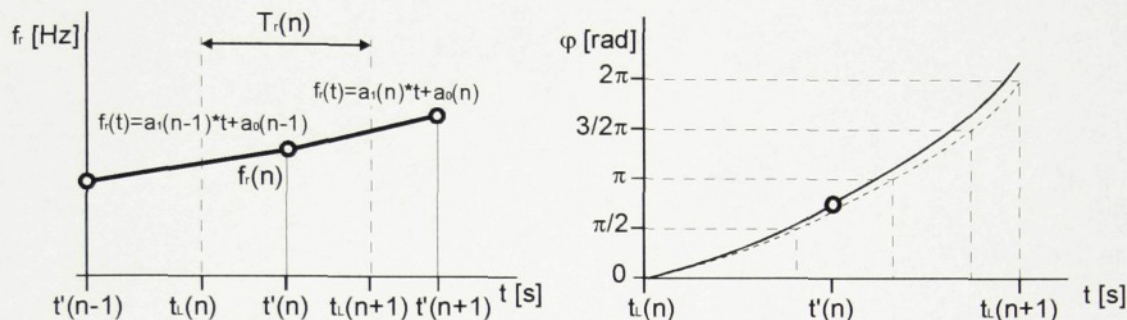
$$t_s(i) = t_s(i-1) + \frac{1}{N_T \cdot f_r(t_s(i-1))} \quad (5-14)$$

Tento algoritmus byl vyzkoušen na signálech z generátoru a fungoval bez nejmenších problémů. Jedinou jeho nevýhodou je fakt, že vzorky a tacho nejsou synchronizovány tzn., že mezi vzorkovací frekvencí a mechanickou frekvencí stroje je fázový posuv, který se může měnit. Není tedy zaručeno, že mezi dvěma pulsy tacha bude přesně N_T požadovaných vzorků. Při testování se to ovšem nijak neprojevovalo. Souběhová analýza prováděná tímto způsobem je vhodná pro rozběhovou analýzu, protože tady asynchronnost nevadí. Pro eliminaci vlivu kolísání otáček ve stacionárním režimu je možné jí rovněž použít, ale na takto získaná data není možné následně aplikovat synchronní filtraci. Ta vyžaduje synchronizované starty měření na základě tacha. To je ale na signál získaný souběhovou analýzou nepoužitelné, protože je v jiném měřítku. Jednoduše řečeno, měřítkem osy x původního signálu je čas a signálu nového úhel natočení hřídele. Pokud by vzorky ale byly s tachem synchronizovány, to by potom nebylo potřeba. Bude-li např. $N_T=16$ vzorků na otáčku, lze každý 16. vzorek považovat za synchronizační puls. Proto byla snaha modifikovat způsob převzorkování tak, aby byl tento problém odstraněn.

5.5.3 Synchronní převzorkování

To by mělo podobně jako frekvenční analyzátor vypočítat interpolací požadovaný počet vzorků z úseku vymezeného dvěma pulsy. Na rozdíl od analyzátoru by ale interval vzorkování Δt_s nebyl konstantní, nýbrž by se dynamicky měnil jako v (5.5.2). Ekvivalent takového postupu najdeme u jedné z variant analogové souběhové analýzy. Ta používá snímač otáček s počtem impulsů na otáčku stejným, jako je požadovaný počet vzorků v záznamu na otáčku, a tyto pulsy startují A/D převod. Ten by se dal samozřejmě využít i zde,

ale bohužel takový snímač nebyl k dispozici. Princip této analogové souběžové analýzy by se ale dal napodobit číslicově, bylo by k tomu zapotřebí znát časový průběh úhlu natočení hřídele. K dispozici je pouze časový průběh otáček, jehož integrací dostaneme průběh natočení.



obr.25. Stanovení okamžiku vzorkování z úhlu natočení hřídele

Průběh otáček v čase (5-10) je v intervalu jedné otáčky, tedy v intervalu vymezeném dvěma sousedními náběžnými hranami, složen ze dvou lineárních úseků. Je to vidět na obr.25., kde je tento interval vymezen $t_L(n)$ a $t_L(n+1)$. Funkce, které je popisují, jsou

$$f_r(t) = a_1(n-1) \cdot t + a_0(n-1) \quad \text{pro} \quad t \in \langle t_L(n), t'(n) \rangle, \quad (5-15)$$

$$f_r(t) = a_1(n) \cdot t + a_0(n) \quad \text{pro} \quad t \in \langle t'(n), t_L(n+1) \rangle. \quad (5-16)$$

Konstanty a_0 , a_1 , t' , t_L byly odvozeny v (5.5.1) a jsou vypočteny pouze na základě náběžných, resp. sestupných hran synchronizačních pulsů (5-4). Interval platnosti obou funkcí je na rozdíl od (5-10) omezen pouze na interval mezi dvěma pulsy. Integrací (5-15) dostaneme úhel natočení hřídele v první polovině intervalu.

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= 2\pi \cdot \int_{t_L(n)}^t (a_1(n-1) \cdot \tau + a_0(n-1)) d\tau = \\ &= \pi \cdot (t - t_L(n)) \cdot (a_1(n-1) \cdot t + 2a_0(n-1) + a_1(n-1) \cdot t_L(n)) \end{aligned} \quad (5-17)$$

Úhel v druhé polovině dostaneme integrací (5-16) a přičtením konstanty kvůli návaznosti.

$$\begin{aligned} \varphi_2(t) &= \varphi_1(t'(n)) + 2\pi \cdot \int_{t'(n)}^t (a_1(n) \cdot \tau + a_0(n)) d\tau = \\ &= \pi \cdot (t - t'(n)) \cdot (a_1(n) \cdot t + 2a_0(n) + a_1(n) \cdot t'(n)) \end{aligned} \quad (5-18)$$

Úhel během celé periody potom bude

$$\varphi(t) = \begin{cases} \varphi_1(t); t \in \langle t_L(n), t'(n) \rangle \\ \varphi_2(t); t \in \langle t'(n), t_L(n+1) \rangle \end{cases} \quad (5-19)$$

Pokud by otáčky byly funkcí (5-10) aproximovány přesně, pak by vypočtený úhel (5-19) byl na konci intervalu roven 2π , což ale pravděpodobně nebude. Proto je výhodné (5-19) normalizovat, tedy vynásobit konstantou tak aby se

$$c \cdot \varphi(t_L(n+1)) = 2\pi \quad c = \frac{2\pi}{\varphi(t_L(n+1))}. \quad (5-20)$$

Normalizovaná funkce označena jako $\varphi'(t)$ potom bude

$$\varphi'(t) = \frac{2\pi \cdot \varphi(t)}{\varphi(t_L(n+1))}. \quad (5-21)$$

Na obr.25. vpravo je silnou plnou čarou naznačen úhel vypočtený podle (5-19) a tenkou čárkovanou úhel vypočtený podle normalizované funkce (5-21). Z něj je možné určit okamžiky vzorkování tak, aby bylo zajištěno, že mezi dvěma pulsy bude vypočteno přesně N_T vzorků. Interval vzorkování Δt_s se bude dynamicky měnit tak, jako by vzorkovací frekvence byla vázána na otáčky. Je zde rovněž naznačen příklad výpočtu pro $N_T = 4$. Interval jedné otáčky, tedy 2π rad, je rozdělen na 4 po $\pi/2$, pro něž jsou odečteny odpovídající údaje z časové osy. Je to obdobné jako u analogové souběhové analýzy popsané na začátku.

Algoritmus vypočte okamžiky vzorkování t_s během n -té otáčky stroje z inverzní funkce k (5-21) takto

$$t_s(i) = \{\varphi'(t)\}^{-1} = t(\varphi') \quad i=0, \dots, N_T-1; \quad \varphi' = \frac{2\pi}{N_T} \cdot i, \quad (5-22)$$

kterou je sice možné vyjádřit, neboť jde o kvadratickou funkci, ale výraz je rozsáhlý, proto ji zde nebudeme uvádět.

5.5.4 Decimace

Při decimaci s celočíselným faktorem jsou z původního diskrétního signálu vybírány rovnoměrně rozložené vzorky. To ale není způsob použitelný pro souběhovou analýzu. Zde je potřeba signál převzorkovat v neceločíselném poměru, který se dynamicky mění. Ani metodu převzorkování v poměru racionálně lomeného čísla, nelze použít. Ta předpokládá nalezení největšího společného dělitele vzorkovací frekvence původního i nového signálu a následnou interpolaci a decimaci v poměrech získaných dělením tímto dělitelem, což je proveditelné pouze, je-li tento dělitel dostatečně velký. V opačném případě rostou nároky na výpočet a strmost číslicových filtrů. To je možné vyřešit, a běžně se to i dělá, použitím interpolace nejbližší soused. Její použití je obvyklé spíše při zpracování obrazové informace, než jednorozměrných signálů, protože při ní dochází ke zkreslení. Jeho vliv je ale tím menší, čím

větší je decimační faktor. Na rozdíl od decimace, kdy se vybírají rovnoměrně rozložené vzorky, zde se vypočtou přesné polohy vzorků nového diskrétního signálu a z původního se vyberou ty, které jsou jím nejbližší.

Výpočet polohy nových vzorků, neboli okamžiku vzorkování, je naznačen v (5-14) a (5-22). Vliv zkreslení použité metody interpolace bude malý, protože vzorkovací frekvence původního signálu musí být vysoká, min. 100kHz. To jednak z důvodu uvedeného na začátku (5.5.1), kde je požadavek na vzorkovací frekvenci odůvodněn přesností měření otáček a taky kvůli řádu použitého antialiasing filtru v (4.3.2). Naopak vzorkovací frekvence nového signálu bude malá. Při výpočtu 32 vzorků na otáčku u motoru s jedním párem pólových nástavců může být maximálně 1,6kHz.

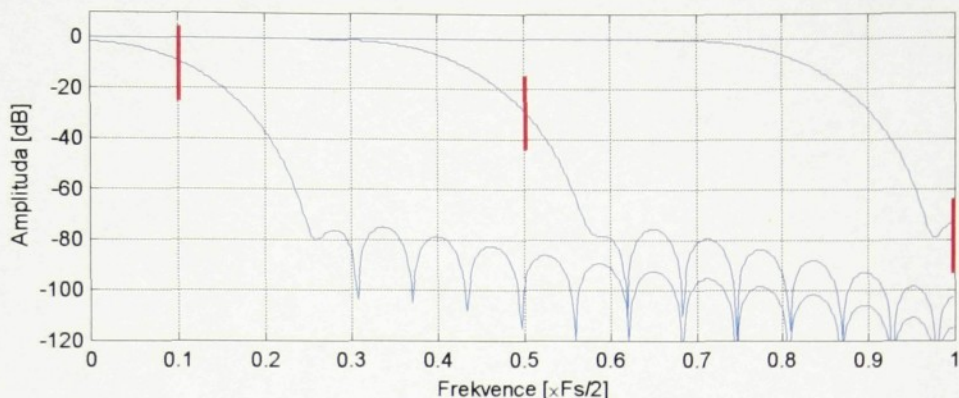
5.5.5 Decimační filtrace

Frekvenční analyzátor používá pro souběžovou analýzu decimační filtry s pevnou frekvencí zlomu, což způsobuje omezený frekvenční rozsah analýzy. Proto je nutné předem znát, v jakém rozsahu se budou měnit otáčky stroje. Vzorkovací frekvence výsledného signálu je vázána na otáčky stroje a není možné, aby její Nyquistova frekvence klesla pod hranici, která je filtrem bezpečně potlačena. Stejně tak není možné, aby stoupla natolik, že by filtr potlačoval důležité složky. Proto by bylo výhodnější, aby zlomová frekvence decimačního filtru byla rovněž vázána na otáčky stroje.

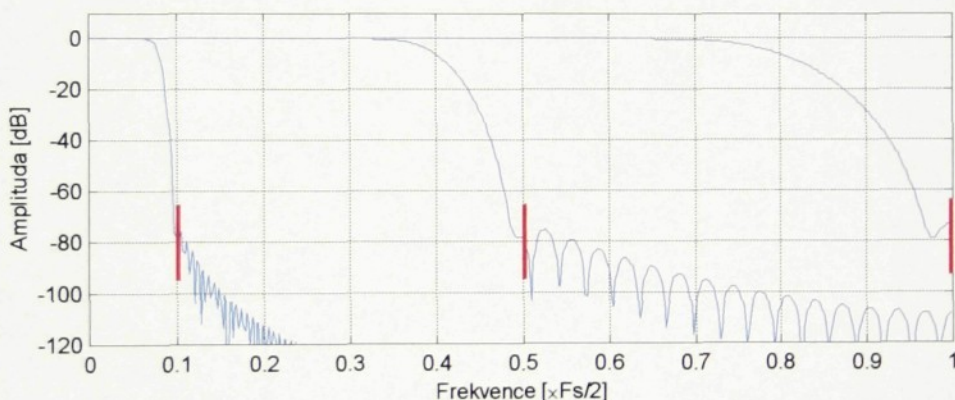
V této aplikaci byl proto použit filtr typu FIR. U něho je možné změnit zlomovou frekvenci pouhou změnou jeho koeficientů, zatímco u filtru IIR jeho vlastnosti průběžně měnit nelze. Filtrace pomocí FIR filtru je realizována konvolucí diskrétního signálu s jeho impulsní odezvou, reprezentovanou zmíněnými koeficienty. Pokud je použit jako decimační, pak je to ale nevýhodné, lepší je vypočítat pouze ty vzorky, které mají být začleněny do výsledného signálu.

Na základě těchto požadavků byla pro návrh koeficientů filtru zvolena metoda váhové posloupnosti. Impulsní odezva je tady definována jednoduchým funkčním vztahem (3-11) a je proto možné ji počítat průběžně vždy, kdy je zapotřebí změnit zlomovou frekvenci filtru, bez velkých výpočetních nároků. Stejně tak okna, jejichž posloupnosti je rovněž nutné počítat ke zmírnění zvlnění frekvenční charakteristiky, jsou nenáročná na výpočet.

Implicitně je zlomová frekvence filtru volena na 0,8 násobku Nyquistovy, ale uživatel může tuto hodnotu měnit stejně, jako řád filtru a typ okna. Ať už je frekvence zlomu volena jakkoli, je nutné, aby pásmo nad Nyquistovou frekvencí bylo bezpečně potlačeno, proto nestačí pouze změna f_c , ale je nutné měnit i počet jeho koeficientů.



obr.26. Frekvenční char. FIR filtru s konstantním počtem koeficientů



obr.27. Frekvenční char. FIR filtru s variabilním počtem koeficientů

Na obr.26. jsou frekvenční charakteristiky filtru s 33 koeficienty. Je zde příklad použití filtru při decimaci s faktorem 1,2,10. Decimovat s faktorem 1 samozřejmě nemá smysl, ale jako příklad to poslouží. Zlomová frekvence byla vždy volena jako 0,8 násobek Nyquistovy, která je naznačena červeně. Je jasně zřejmé, že takový filtr je nepoužitelný. Při vyšších decimačních faktorech je třeba strmějšího filtru.

V této aplikaci jsou koeficienty filtru navrhovány dynamicky, pro každý vybíraný vzorek při decimaci. Nyquistova frekvence je určována z aktuálního intervalu vzorkování, tedy z vzdálenosti od předchozího vybíraného vzorku. Frekvence zlomu je volena tak, jak je uvedeno výše a počet koeficientů tak, aby byl přímo úměrný poměru mezi vzorkovací frekvencí původního signálu a tou aktuální, s následným zaokrouhlením na nejbližší liché číslo. Při filtraci se využívá linearita fázové charakteristiky pro nulové zkreslení fáze. Jde tedy o nekauzální filtr a lichý počet koeficientů je kvůli symetrii. Frekvenční charakteristiky takového filtru jsou na obr.27. I přesto, že strmost filtru se mění automaticky, uživatel ji může

ovlivnit volbou násobku, kolikrát bude vyšší než poměr vzorkovacích frekvencí. Rovněž je nutné zadat maximální počet koeficientů, aby se zabránilo vlivu jejich kvantování.

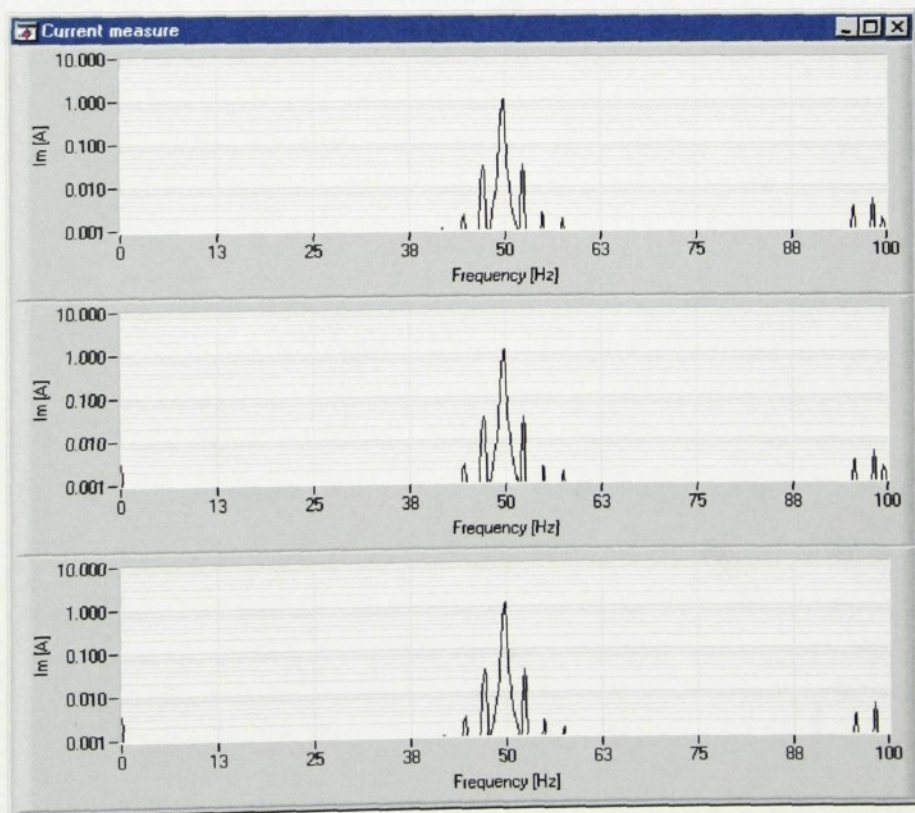
Na rozdíl od všech předchozích funkcí této aplikace, které byly navrženy pro běh v reálném čase, souběhová analýza pracuje tzv. „offline“, neboť je velmi výpočetně náročná. Veškerá data jsou nejprve uložena do paměti PC a následně je na ně aplikován předchozí navržený algoritmus. Do budoucna by ale bylo možné ho modifikovat pro běh v reálném čase, výkon současně dostupných PC je pro tento účel dostatečný. Výpočetní nároky by bylo možné do značné míry omezit změnou způsobu výpočtu koeficientů FIR filtru. Stačilo by je navrhovat vždy, když se změní otáčky stroje např. o 5% a ne pro každý vybíraný vzorek.

6. Praktická měření

Tato kapitola dokumentuje ověření funkčnosti navrženého měřicího systému a vhodnosti zvolených snímačů pro měření na indukčních motorech. Stejně tak ověření vytvořeného programu a ilustraci jeho možností. Veškerá měření byla prováděna pomocí tohoto měřicího systému (obr.18.), stejně tak zpracování dat pomocí programu a algoritmů popsanych v předchozí kapitole. Všechny ilustrační obrázky, kromě jednoho, byly pořízeny sejmutím obrazovky s touto běžící aplikací.

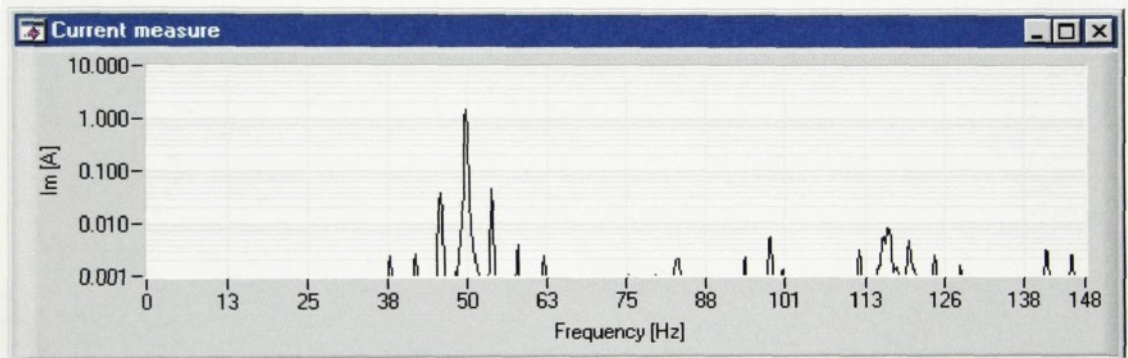
6.1 Měření fázových proudů

To bylo provedeno na motoru Siemens, výkon 1,1kW, jmenovité otáčky 2880 ot/min, jmenovitý proud 2,4A, s dvěma uměle přerušenými rotorovými tyčemi vedle sebe. Zároveň byly samozřejmě měřeny otáčky i vibrace. Motor byl zatěžován druhým motorem s opačným směrem otáčení, který byl napájen z autotransformátoru. Měření bylo prováděno opakovaně s různým stupněm zatížení.



obr.28. Spektra fázových proudů při 2920 ot/min

Na obr.28. jsou spektra tří fázových proudů zatíženého motoru při otáčkách 2920 ot/min. Ze symetrie všech tří proudů lze učinit závěr, že zde není žádná vada ve statorovém vinutí. Jsou zde patrné postraní složky síťové frekvence $f_i=50\text{ Hz}$, které jsou způsobeny zmíněnými přerušenými rotorovými tyčemi. Důsledkem těchto postraních pásem je amplitudová modulace. Modulační frekvence by na základě otáček měla být $2*s*f_i=2,7\text{Hz}$. Ve spektru se tedy postraní složky budou nacházet na 47,3 a 52,7 Hz. Kvůli kolísání otáček během měření nemusí tyto hodnoty odpovídat zcela přesně. Frekvenční rozlišení bylo $\Delta f=0,25\text{ Hz}$, což také způsobí určitou nepřesnost. Další postraní pásma jsou způsobena faktem, že modulace nemá sinusový průběh a jde tedy o vyšší harmonické. Ze spektra je rovněž patrná mírná dynamická excentricita. Lze ji rozpoznat ze složky $f_i+f_r=98,7\text{ Hz}$. Obvykle by měla být patrná i složka $f_i-f_r=1,3\text{ Hz}$, ale zřejmě je pod hranicí logaritmického měřítka.



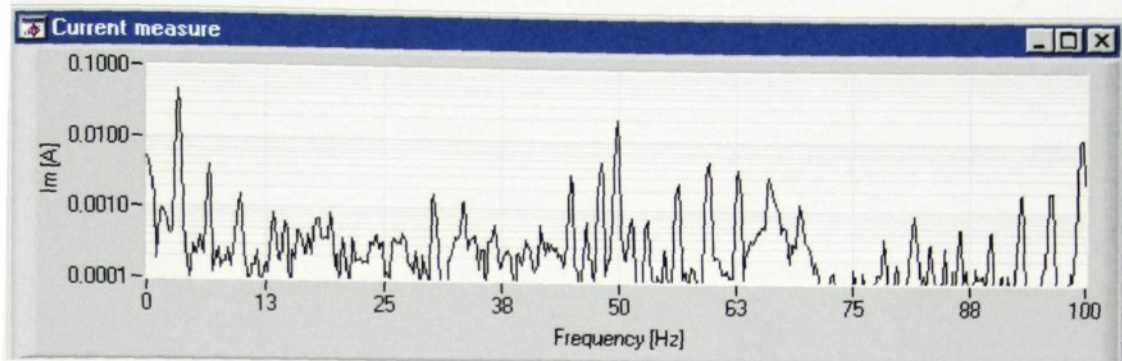
obr.29. Spektrum fázového proudu při 2879 ot/min

Na obr.29. je rovněž spektrum fázového proudu, ale při vyšším zatížení. Proti předchozímu zde došlo k posuvu všech zmiňovaných složek. Vypočtená modulační frekvence je $2*s*f_i=4\text{Hz}$, což odpovídá přesně, protože třetí harmonická se nachází na 38 Hz. Složka způsobená dynamickou excentricitou je na $f_i+f_r=98\text{ Hz}$.

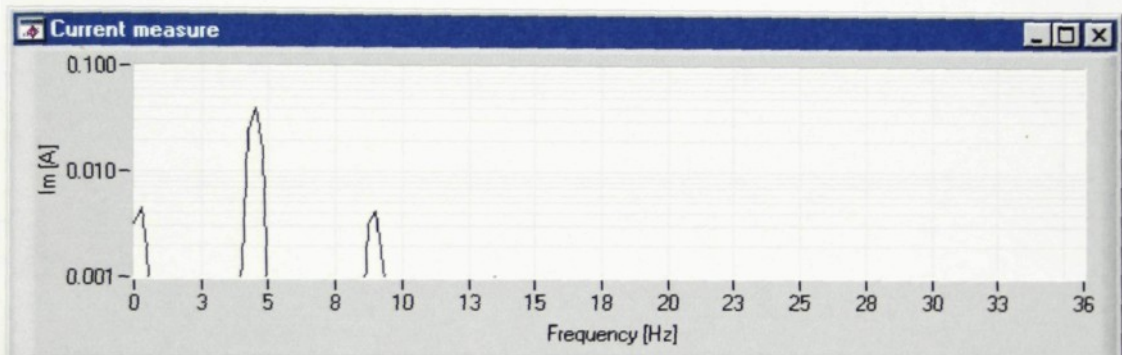
6.1.1 Hilbertova transformace

Na obr.30. je vidět spektrum obálky fázového proudu. Všechny zmiňované složky se zde nacházejí na svých skutečných hodnotách a nikoli v podobě postraních složek. Složka způsobená vadnými rotorovými tyčemi je na 3,5 Hz a $f_r=48,25\text{Hz}$. Složky nad 50Hz jsou způsobeny posunutím vlivem demodulace Hilbertovou transformací. Na následujícím obrázku je zobrazeno totéž, ale v pásmu okolo počátku a při vyšším zatížení. První harmonická

vypočtená na základě otáček je $2 \cdot s \cdot f_i = 4,5 \text{ Hz}$. Zde je již dobře patrné, že tato hodnota skutečně odpovídá.



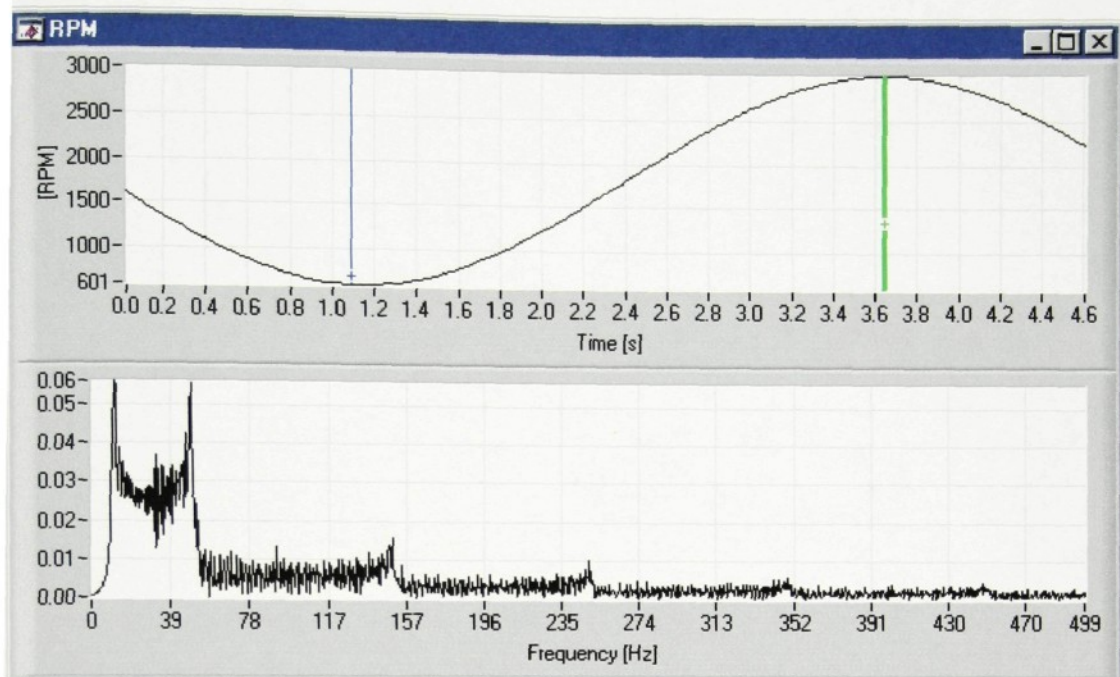
obr.30. Hilbertova transformace fázového proudu při 2895 ot/min



obr.31. Hilbertova transformace fázového proudu při 2865 ot/min

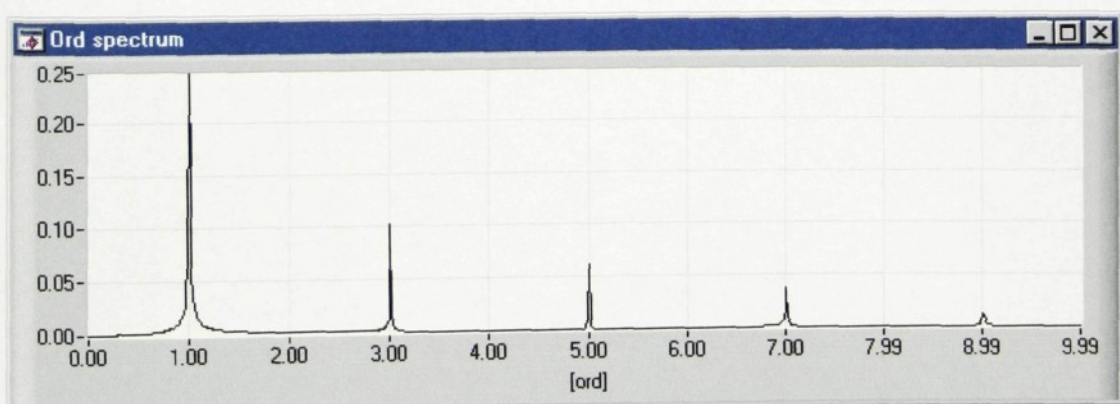
6.2 Souběžová analýza

Ověření tohoto poměrně komplikovaného algoritmu nebylo možné provést pouze na signálech měřených na reálném stroji, protože není dopředu známo, jaký výsledek očekávat. Proto byl nejprve testován pouze na signálech z generátoru, který musel nahradit analyzovaný signál i tacho. Vzhledem k tomu, že algoritmus byl navržen pro použití s běžným snímačem otáček generujícím jeden impuls na otáčku, k jeho nahrazení postačil obdélníkový signál. Výhodné bylo použít jej taktéž jako signál analyzovaný. Ve spektru tak bude možné sledovat i jeho vyšší harmonické a postačí běžný generátor s jedním kanálem. Signál z generátoru byl pomocí BNC T-článku přiveden na analogové vstupy pro tacho a vibrace. Aby podmínky co nejlépe odpovídaly reálné situaci, byla frekvence zvolena 30 Hz a hloubka rozmítání $\Delta f = 20 \text{ Hz}$, což odpovídá otáčkám od 600 do 3000 ot/min. Frekvence rozmítání byla 0,2 Hz. Tyto podmínky by mohly dobře simulovat rozběh menšího motoru. S těmito nastaveními generátoru byl proveden záznam o délce asi 5 vteřin.



obr.32. Průběh otáček a spektrum analyzovaného signálu

Na obr.32., v horní části okna je průběh otáček simulovaných rozmítaným signálem z generátoru. Pomocí dvou kurzorů byl zvolen usek měření, na kterém proběhne výpočet, a to tak, aby byly podmínky podobné, jako při rozběhu motoru. V dolní části okna je spektrum analyzovaného signálu na zvoleném úseku. Zde je to konkrétně spektrum rozmítaného obdélníkového signálu. Takto byl proveden výpočet souběžové analýzy s 20 vzorky na otáčku. Pro upřesnění, původní signál byl vzorkován 50kHz.

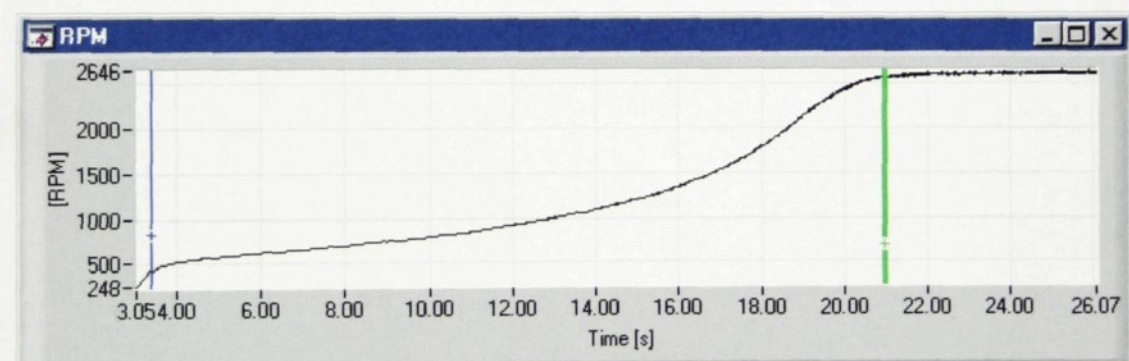


obr.33. Spektrum výsledného signálu po souběžové analýze

Ve spektru výsledného signálu jsou složky lichých harmonických, které odpovídají Fourierovým koeficientům pro obdélníkový periodický signál. Frekvenční osa není v Hz ale v řádech základní frekvence. Výpočet FFT byl proveden s obdélníkovým oknem, protože při souběhové analýze není třeba jiná používat. Správně by jednotlivé harmonické měly ležet přesně na diskretní frekvenci bez postraních složek. Bohužel tato část aplikace zatím nebyla zcela dokončena a FFT je vypočtena z celého zvoleného úseku a nikoli ze záznamu o délce N-násobku otáček stroje, což je příčinou vzniku viditelných postraních složek. Nicméně funkčnost algoritmu tak byla ověřena.

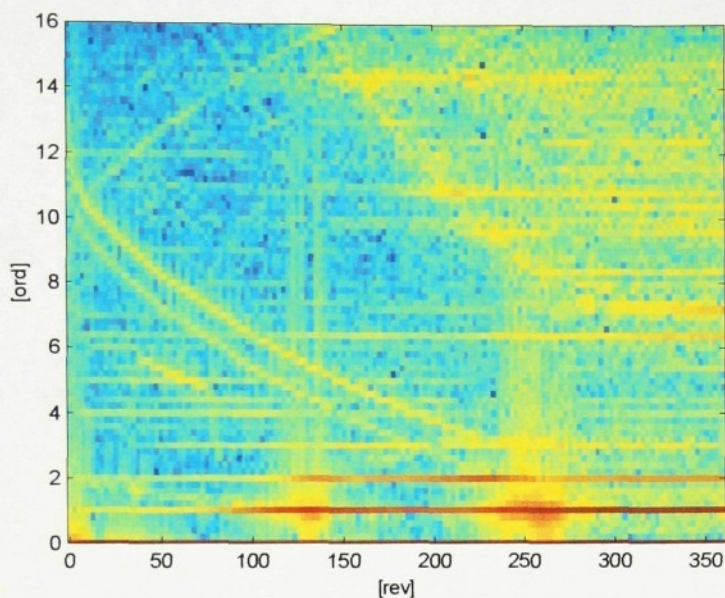
6.2.1 Měření vibrací

Proběhlo na motoru Siemens, stejném jako při měření fázových proudů. Ten byl tentokrát napájen z autotransformátoru kvůli prodloužení rozběhové doby. Při připojení k síti se jinak tento motor ustálí v čase $< 1s$, z čehož není možné provést měření. Na morech řádů jednotek kW není možné z takového měření učinit mnoho závěrů, šlo především o to, ověřit funkčnost algoritmu za reálných podmínek.



obr.34. Rozběh motoru

Na obr.34. je průběh otáček, kterého se podařilo docílit snížením napájecího napětí. Pro prodloužení rozběhové doby by bylo jistě výhodnější připojení setrvačné zátěže, docílilo by se tak stabilnějšího chování, ale pro účely testování navržené aplikace to bude dostačující. Z vybraného úseku měření byla provedena souběhová analýza s 40 vzorky na otáčku. Vypočtená data byla exportována a pomocí programu MATLAB zobrazen spektrogram. Měřitko původně časové osy je v otáčkách stroje, anglicky „revolutions“ a frekvenční osa je opět v řádech základní frekvence. Zobrazen je pouze rozsah do 16. řádu, protože vyšší jsou již potlačeny decimálním filtrem.



obr.35. Spektrogram vibrací z rozběhu motoru

Jediný závěr, který lze z obr.35. učinit je fakt, že motor při rozběhu prochází dvěma rezonančními pásmy. Rezananční frekvenci není možné z tohoto zobrazení přesně určit. Dále jsou zde patrné dvě složky s tvarem hyperboly, které jsou na počátku blízké 11. a 12. řádu a na konci se přibližují 1. a 2. řádu. Jsou důsledkem dynamické excentricity. Spodní složka odpovídá síťové frekvenci, což je možné odhadnout z toho, že se přibližuje k 1. řádu. Vyšší složka je vzdálená o 1 řád, tedy o frekvenci otáčení a její frekvence je $f_l + f_r$.

7. Závěr

Podařilo se realizovat měřicí systém, který je schopen odhalit vady, jenž se mohou vyskytnout u indukčního motoru. Realizován byl komplexně, jak po hardwarové strance, tak i softwarové. K diagnostice využívá výhradně analýzu fázových proudů a vibrací, což jsou nejlépe zdokumentované metody, použitelné za běžného provozu, vyžadující pouze běžně dostupné snímače a nenáročné na kvalifikaci obsluhy. Pro tento účel byly vybrány snímače zajišťující vysokou univerzálnost na všech typech motorů, od nejmenších, až po ty největší, a které lze i do budoucna označit jako doporučené k tomuto systému.

Elektronické obvody, které bylo nutné vytvořit, byly navrhovány s maximálním ohledem na kvalitu a spolehlivost, aby se nastaly slabým článkem v systému tvořeném jinak profesionálně vyrobenými součástmi. Byly zváženy možné vlivy rušení a přijata opatření k jejich eliminaci. Tištěný spoj byl instalován do skříně originálního BNC terminálu, takže systém je i dostatečně mechanicky odolný pro použití v provozních podmínkách.

Softwarová aplikace pro PC, která je součástí systému, je zaměřena především na spektrální analýzu pro účely diagnostiky. Je schopna provádět obálkovou analýzu a synchronní filtraci, což jsou významné prostředky při analýze fázových proudů a vibrací. Navíc byl do aplikace implementován algoritmus souběžové analýzy, sice spíše jako experiment, ale testování prokázalo jeho plnou funkčnost. Díky této aplikaci může systém v leccems nahradit funkce profesionálního frekvenčního analyzátoru.

Do budoucna by bylo vhodné nahradit antialiasing filtr, použitý na kanálu vibrací, filtrem vyššího řádu, neboť tento je nedostatečný. Stejně tak by měly být zařazeny tyto filtry i na kanály pro měření fázových proudů, nebo použita multifunkční deska, která jej již obsahuje.

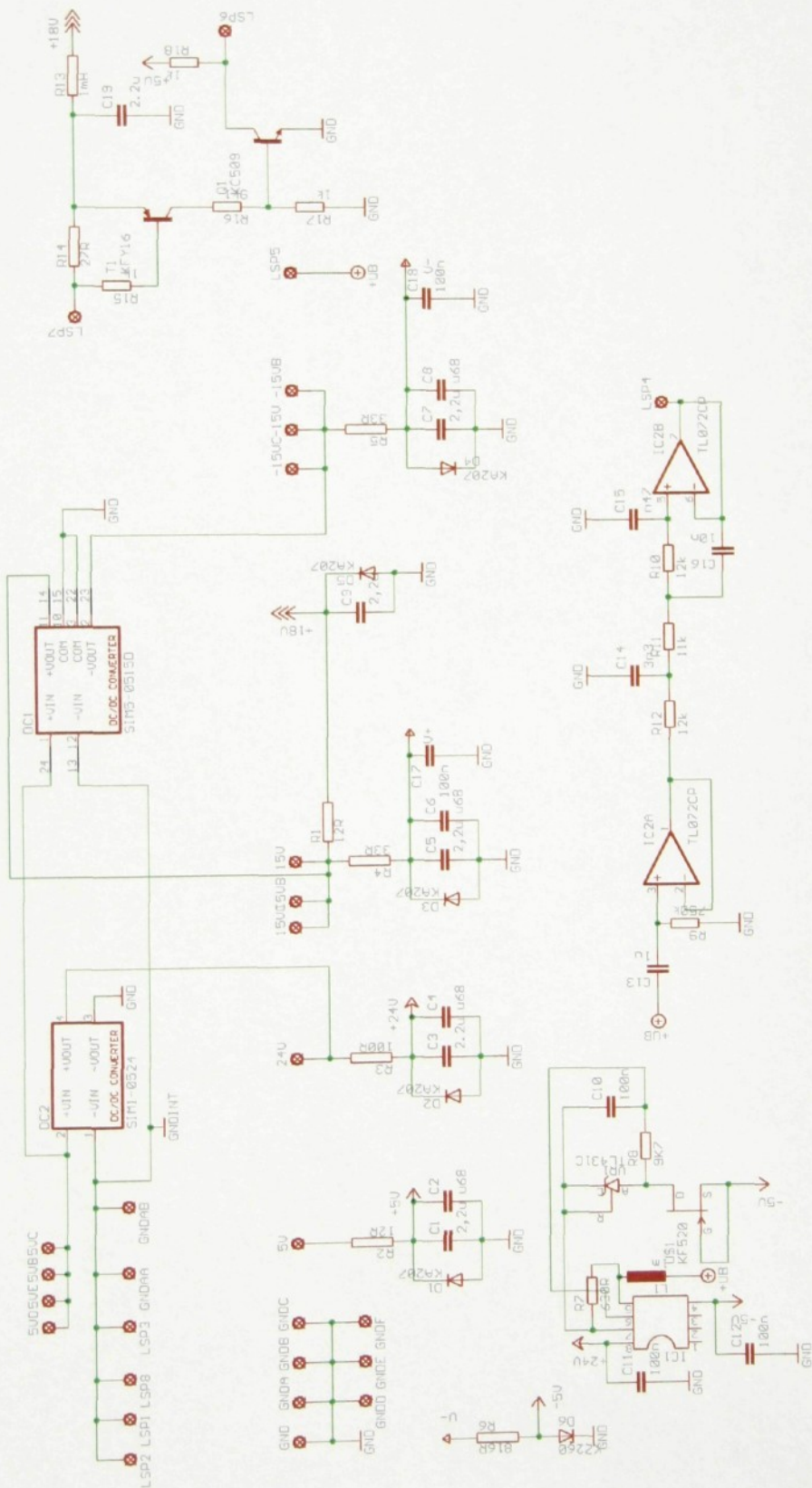
Diagnostický software by mohl být vylepšen o možnost sám detekovat některé vady. Alespoň u těch, které se projevují ve fázových proudech, by to bylo možné, neboť jsou velmi jednoznačné.

Ověření systému bylo provedeno na motorech s různými vadami, o výkonech okolo 1kW. Aby mohlo být využito všech funkcí software, měly by se provést podobné experimenty i na motorech o větších výkonech, nebo takových, které jsou součástí jiného stroje.

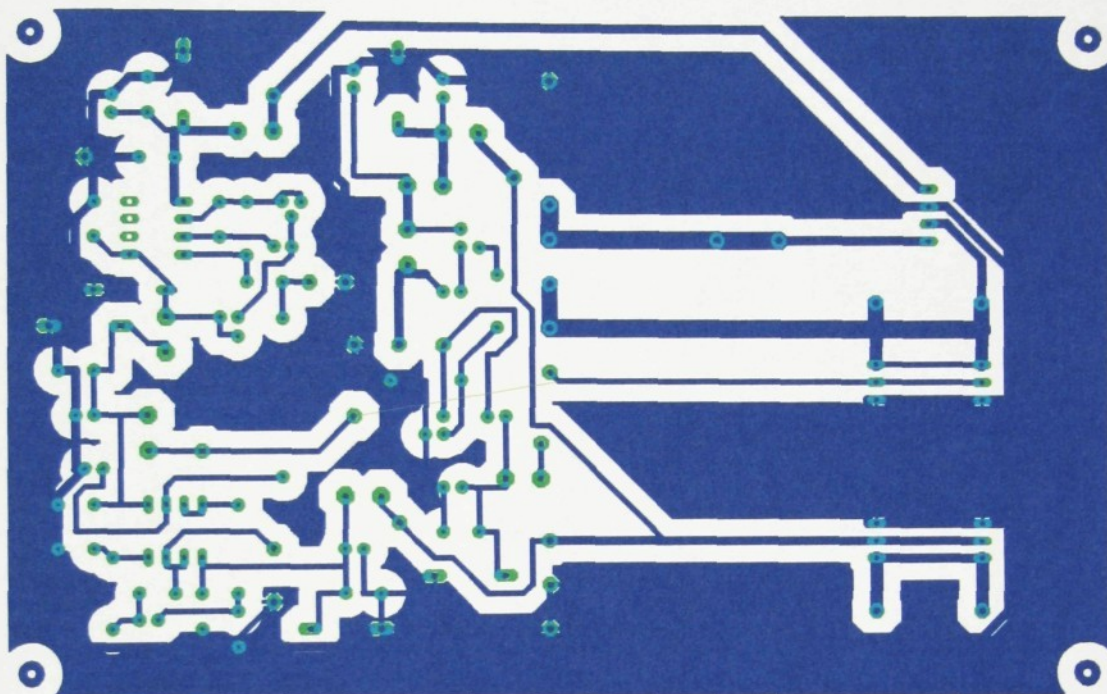
Literatura:

- [1] Tůma J.: Zpracování signálů získaných z mechanických systému užitím FFT, Sdělovací technika, Praha 1997
- [2] Vích R., Smékal Z.: Číslicové filtry, Academia, Praha 2000
- [3] Jaksch I.: Diagnostika indukčních motorů - cíle, metody a trendy, TU Liberec 2002
- [4] Biloš J.: Diagnostika asynchronních motorů, výzkumná zpráva, Moravsko-slezské teplárny, Ostrava 1996
- [5] Chmelík K., Čech V., Bernat P., Vachala A.: Zdokonalení diagnostických metod pro zjišťování provozních vlastností asynchronních strojů, TU Ostrava 2001

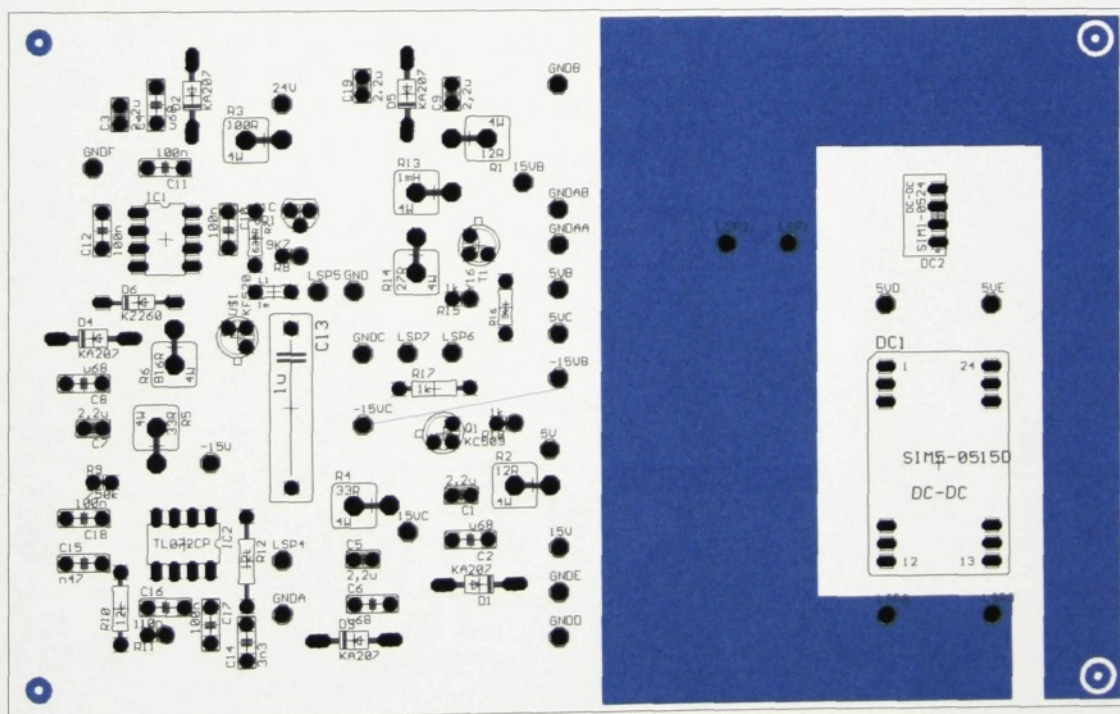
Příloha 1. Schéma návrhu tištěného spoje



Příloha 2. Návrh tištěného spoje



spodní vrstva tištěného spoje



horní vrstva tištěného spoje